สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

ระบบวีซีโอที่ได้รับการปรับปรุงให้มีเสถียรภาพของความถี่เอาท์พุทสูงขึ้น

Improved Stability of VCO System



โดย

นายวิชชุพงษ์ วิบูลเจริญ

นายธาดา เกษาพันธ์

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน 45703
วัน, เดือน, ปี 13 ก.พ. 2546

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

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาระบบควบคุม

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2544

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LM 2544

ระบบวีซีโอที่ได้รับการปรับปรุงให้มีเสถียรภาพของความถี่เอาท์พุทสูงขึ้น

Improved Stability of VCO System

โดย

นายวิชชุพงษ์ วิบูลเจริญ เลขประจำตัว 42015277

นายธาดา เกษาพันธ์ เลขประจำตัว 42015261

อาจารย์ที่ปรึกษา

รศ.ดร.โยธิน เปรมปราณีรัชต์

ปริญญานิพนธ์สำหรับปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาระบบควบคุม

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปีการศึกษา 2544

ปริญญานิพนธ์ ปีการศึกษา 2544

ภาควิชา : ระบบควบคุม

คณะวิศวกรรมศาสตร์สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง :**ระบบวีซีโอที่ได้รับการปรับปรุงให้มีเสถียรภาพของความถี่เอาท์พุทสูงขึ้น**

Improved Stability of VCO System

ผู้จัดทำ

1. นายวิชชุพงษ์ วิบูลเจริญ 42015277
2. นายธาดา เกษาพันธ์ 42015261

.....

(รศ.ดร.โยธิน เปรมปราณีรัชต์)

อาจารย์ที่ปรึกษา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

I

ระบบวีซีโอที่ได้รับการปรับปรุงให้มีเสถียรภาพของความถี่เอาท์พุทสูงขึ้น

วิชชุพงษ์ วิบูลเจริญ
ธาดา เกษาพันธ์
รศ.ดร.โยธิน เปรมปราณีรัชต์ อาจารย์ที่ปรึกษา
ปีการศึกษา 2544

บทคัดย่อ

ปริญญานิพนธ์ ฉบับนี้เป็นการศึกษาและออกแบบระบบป้อนกลับของวีซีโอ (Voltage Controlled Oscillator : VCO) เพื่อชดเชยผลกระทบของสัญญาณรบกวน (Disturbance) ที่เป็นแรงดันและการแปรค่าของเพาเวอร์ซับพลายที่มีต่อระบบ เพื่อให้เอาท์พุทของระบบวีซีโอมีเสถียรภาพทางความถี่เพิ่มขึ้น โดยไม่ขึ้นอยู่กับ สัญญาณรบกวนที่เป็นแรงดันและการแปรค่าของเพาเวอร์ซับพลาย พีไอคอนโทรลเลอร์ของระบบวีซีโอได้ทำการออกแบบโดยใช้วิธี ซิมเมตริคอบออปติมัม เพื่อทำให้ระบบวีซีโอมีผลการตอบสนอง ต่อสัญญาณอินพุทได้รวดเร็วยิ่งขึ้น และมีผลตอบสนองจากสัญญาณรบกวนต่ำ ผลการทดลองของระบบวีซีโอแสดงให้เห็นว่าระบบวีซีโอมีเสถียรภาพทางความถี่ดีกว่าตัววีซีโอเดี่ยว ๆ อย่างเห็นได้ชัด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

II

Improved Stability of VCO System

Vichupong Vibungarone

Tada Kesapun

Associate Professor Dr. Yothin Prempraneerach Advisor

2001

Abstract

This thesis is the study and the feedback system design of the voltage controlled oscillator (VCO) for compensation the system which affected by the voltage disturbance and the power supply variation. Consequently the output of the VCO system is greatly improved the frequency stability , it is independent of the voltage disturbance and the power supply variation. The controller of the VCO system is designed by symmetrical optimum achieved the high performance of the VCO system , the fast output response of the step input and low overshoot to the step disturbance. The experimental results of the VCO system shown that the frequency stability of the VCO system when compares with discrete VCO devices is satisfactory greatly improved.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	II
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการ	2
2.1 วงจรแปลงแรงดันเป็นความถี่	2
2.2 วงจรแปลงความถี่เป็นแรงดัน	7
2.3 ความรู้เบื้องต้นเกี่ยวกับการควบคุมแบบป้อนกลับด้วยตัวควบคุม PID	9
2.3.1 กริยาการควบคุมแบบ ON-OFF	13
2.3.2 กริยาการควบคุมแบบ Proportional	14
2.3.3 กริยาการควบคุมแบบ Integral	15
2.3.4 กริยาการควบคุมแบบ Derivative	16
2.3.5 กริยาการควบคุมแบบ Proportional - Integral	17
2.3.6 กริยาการควบคุมแบบ Proportional - Derivative	18
2.3.7 กริยาการควบคุมแบบ proportional - Integral - Derivative	19
2.4 วิธีการคำนวณค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุม PID จากผลตอบสนองของกระบวนการที่นิยมใช้กันอยู่ในปัจจุบัน	21
2.4.1 การคำนวณจากวิธี Process Reactive Curve	22
2.4.2 การคำนวณจากวิธี Ultimate Method	24
2.4.3 การคำนวณจากวิธี Damped Oscillation	25
2.5 การออกแบบระบบควบคุม	27
2.5.1 ระบบที่เหมาะสมโดยทั่วไป	27
2.5.2 การออกแบบตัวควบคุมโดยวิธีโมดูลัสออปติมัม	29
2.5.3 การออกแบบตัวควบคุมโดยวิธีซิมเมตริคอลออปติมัม	34
2.5.4 การออกแบบตัวควบคุมสำหรับระบบที่มีตัวหน่วงเวลาอันดับหนึ่งขนาดใหญ่	37

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
2.5.5 การแก้ไขโอเวอร์ชูทจากการออกแบบด้วยวิธีซิมเมตริคอลออปติมัม	38
2.5.6 การตอบสนองของระบบต่อสิ่งรบกวนภายนอก	40
บทที่ 3 หลักการออกแบบวงจรและวงจรใช้งาน	43
3.1 วงจรแปลงแรงดันเป็นความถี่	43
3.2 วงจรแปลงความถี่เป็นแรงดัน	45
3.3 วงจรหารความถี่	47
3.4 วงจรตัวควบคุม	49
3.5 การหาพารามิเตอร์ของวงจรควบคุม	52
บทที่ 4 ผลการทดลอง	56
4.1 เสถียรภาพของความถี่เอาท์พุทของวีซีโอ	57
4.2 ระบบป้อนกลับที่ใช้ทดลองโดยมีตัวควบคุมแบบ P	59
4.2.1 ระบบป้อนกลับที่มีอัตราขยายเป็น 1	59
4.2.2 ผลของสัญญาณรบกวน	61
4.2.3 แสดงผลของสัญญาณรบกวนในช่วงทรานเซียนท์	65
4.2.4 ผลตอบสนองของระบบขณะไม่มีการป้อนกลับและมีการป้อนกลับ	69
4.3 ระบบป้อนกลับที่ใช้ทดลองโดยมีตัวควบคุมแบบ PI	70
4.3.1 ผลของสัญญาณรบกวน	70
4.3.2 แสดงผลของสัญญาณรบกวนในช่วงทรานเซียนท์	76
4.4 ผลของสัญญาณรบกวนที่เป็น AC	81
4.4.1 ผลของสัญญาณรบกวนที่เป็น AC กับระบบป้อนกลับที่มีตัวควบคุมแบบ P	81
4.4.2 ผลของสัญญาณรบกวนที่เป็น AC กับระบบป้อนกลับที่มีตัวควบคุมแบบ PI	82

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ(ต่อ)

หน้า

4.5 ผลของเพาเวอร์ซับพลาย 84

4.5.1 แสดงผลของเพาเวอร์ซับพลายที่มีต่อวีซีโอที่ไม่มีการป้อนกลับ 84

4.5.2 แสดงผลของเพาเวอร์ซับพลายที่มีต่อวีซีโอที่มีการป้อนกลับ และใช้ตัวควบคุมแบบ PI 87

บทที่ 5 สรุปผลการทดลอง 93

ภาคผนวก

กิตติกรรมประกาศ

หนังสืออ้างอิง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูปภาพ

หน้า

บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการ

รูป2.1 หลักการเบื้องต้นของวงจรแปลงแรงดันเป็นความถี่ 2

รูป2.2 วงจรแปลงแรงดันเป็นความถี่เบื้องต้น 3

รูป2.3(ก) การทำงานเบื้องต้นของวงจรแปลงแรงดันเป็นความถี่เมื่อแรงดันอินพุทคงที่ทำงานในอินทริเกรเตอร์โหมด 4

รูป2.3(ข) การทำงานเบื้องต้นของวงจรแปลงแรงดันเป็นความถี่เมื่อแรงดันอินพุทคงที่ทำงานในรีเซ็ตโหมด 4

รูป2.4(ก) แสดงเวฟฟอร์มของวงจรแปลงแรงดันเป็นความถี่ เมื่อแรงดันอินพุทมีค่าคงที่จะได้สัญญาณเอาท์พุทของวงจรอินทริเกรเตอร์ 5

รูป2.4(ข) แสดงเวฟฟอร์มของวงจรแปลงแรงดันเป็นความถี่ เมื่อแรงดันอินพุทมีค่าคงตามรูป 2.4(ก)จะ ได้เอาท์พุทของวงจรวันช็อต 5

รูป2.5 แสดงเวฟฟอร์มของความถี่เอาท์พุทที่เพิ่มขึ้นเมื่อแรงดันอินพุทเพิ่มขึ้น 6

รูป2.6 แสดงวงจรแปลงความถี่เป็นแรงดันเบื้องต้น 7

รูป2.7 แสดงความถี่เอาท์พุทของวงจรแปลงความถี่เป็นแรงดัน 8

รูป2.8 แสงบล็อคไดอะแกรมของระบบควบคุมแบบป้อนกลับโดยทั่วไป 10

รูป2.9 แสดงกริยาการควบคุมแบบ ON-OFF 13

รูป2.10 แสดงคุณสมบัติของกริยาการควบคุมแบบ Proportional 14

รูป2.11 แสดงผลตอบสนองของกริยาการควบคุมแบบ Integral 16

รูป2.12 แสดงตัวอย่างคุณสมบัติของกริยาควบคุมแบบ Derivative 16

รูป2.13 แสดงตัวอย่างผลตอบสนองของกริยาการควบคุมแบบ PI 18

รูป2.14 แสดงผลตอบสนองของกริยาการควบคุมแบบ PD 19

รูป2.15 แสดงผลตอบสนองของกริยาการควบคุมแบบ PID 20

รูป2.16(ก) แสดงโครงสร้างของระบบควบคุมที่ควบคุมด้วยตัวควบคุม PID 21

รูป2.16(ข) แสดงค่าพุ่งเกินที่ต้องการเมื่อใช้การปรับด้วยวิธีของ Ziegler - Nichols 22

รูป2.17 แสดงผลตอบสนองรูปตัว S เมื่อใช้วิธี Process Reaction Curve 23

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูปภาพ(ต่อ)

หน้า

รูป2.18 แสดงผลตอบสนองเวลาเกิดการแกว่งอย่างต่อเนื่อง เมื่อปรับโดยใช้วิธี Ultimate Method 24

รูป2.19 แสดงค่าอัตราการเสื่อม ¼ เมื่อปรับโดยวิธี Damped Oscillation 26

รูป2.20 แสดงระบบควบคุมแบบปิด 27

รูป2.21 แสดงลักษณะการตอบสนองในเชิงความถี่ของระบบที่เหมาะสม 29

รูป2.22 แสดงระบบควบคุมที่ใช้ตัวควบคุมแบบ I ที่ออกแบบโดยวิธีโมดูลัสออปติมัม 29

รูป2.23 แสดงการตอบสนองต่อสเต็ปอินพุทของระบบที่ออกแบบตัวควบคุมโดยวิธีโมดูลัสออปติมัม 31

รูป2.24 แสดงระบบควบคุมที่ใช้ตัวควบคุมแบบ PI ที่ออกแบบโดยวิธีโมดูลัสออปติมัม 32

รูป2.25 แสดงระบบควบคุมที่ใช้ตัวควบคุมแบบ PID ที่ออกแบบโดยวิธีโมดูลัสออปติมัม 33

รูป2.26 แสดงระบบควบคุมที่ใช้ตัวควบคุมแบบ PI ที่ออกแบบโดยวิธีซิมเมตริคอลออปติมัม 34

รูป2.27 แสดงการตอบสนองต่อสเต็ปอินพุทของระบบที่ใช้การออกแบบตัวควบคุมด้วยวิธีซิมเมตริคอลออปติมัม 36

รูป2.28 แสดงระบบควบคุมที่ใช้ตัวควบคุมแบบ PID ที่ออกแบบโดยวิธีซิมเมตริคอลออปติมัม 36

รูป2.29 แสดงระบบที่มีตัวหน่วงเวลาอันดับหนึ่งขนาดใหญ่ 37

รูป2.30 แสดงการเพิ่มตัวสมูทติ้งเพื่อลดโอเวอร์ชูทต่อสเต็ปอินพุท 39

รูป2.31 แสดงการตอบสนองต่อสเต็ปอินพุทของระบบที่ใช้การออกแบบตัวควบคุมด้วยวิธีซิมเมตริคอลออปติมัม และเพิ่มตัวสมูทติ้งเพื่อลดโอเวอร์ชูท 40

รูป2.32 แสดงระบบที่ให้อินพุทเป็น 0 เพื่อพิจารณาผลตอบสนองต่อสิ่งรบกวนภายนอก 41

รูป2.33 แสดงการตอบสนองต่อสิ่งรบกวนภายนอกอย่างทันทีทันใดของระบบที่ออกแบบตัวควบคุมโดยใช้วิธีโมดูลัสออปติมัม 41

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูปภาพ(ต่อ)

หน้า

รูป2.34 แสดงการตอบสนองต่อสิ่งรบกวนภายนอกอย่างทันทีทันใด ของระบบที่ออกแบบตัวควบคุมโดยใช้วิธีซิมเมตริคอลออปติมัม 42

บทที่ 3 หลักการออกแบบวงจรและวงจรใช้งาน

รูป3.1(ก) แสดงบล็อคไดอะแกรมของไอซีเบอร์ MC14046B 43

รูป3.1(ข) แสดงขาของไอซีเบอร์ MC14046B 43

รูป3.2 แสดงวงจรวีซีโอโดยใช้ MC14046B 44

รูป3.3 กราฟแสดงการเลือกค่าความต้านทาน และตัวเก็บประจุ 44

รูป3.4 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความถี่และแรงดันของไอซีเบอร์ MC14046B 45

รูป3.5 แสดงการต่อวงจรของไอซี LM331 46

รูป3.6 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันและความถี่ของไอซีเบอร์ LM331 ที่ทดลองได้ 46

รูป3.7 แสดงการต่อวงจรของไอซีเบอร์ 74192 47

รูป3.8 ตารางแสดงการป้อนข้อมูลเพื่อเลือกค่า N 47

รูป3.9 แสดงการต่อวงจรที่ใช้ทดลองของไอซีเบอร์ 74192 48

รูป3.10(ก) แสดงการต่อวงจรควบคุมแบบ PI ที่ใช้ในการทดลอง 49

รูป3.10(ข) แสดงผลการซิมูเลตของวงจรในรูป 3.10(ก) 50

รูป3.10(ค) แสดงผลการต่อวงจรในรูป 3.1(ก) 51

รูป3.11 แสดงผลตอบสนองของระบบ 52

รูป3.12 แสดงทรานสเฟอร์ฟังก์ชั่นที่ใช้ซิมูเลต 53

รูป3.13 แสดงผลตอบสนองที่ใช้โปรแกรม Matlab ซิมูเลต โดยปรับให้มีค่าใกล้เคียงกับผลตอบสนองเส้นที่สามในรูป 3.11 53

รูป3.14 แสดงระบบควบคุมที่ใช้ตัวควบคุมแบบ PI ที่ออกแบบโดยใช้วิธีซิมเมตริคอลออปติมัม 54

บทที่ 4 ผลการทดลอง

รูป4.1 แสดงบล็อคไดอะแกรมของระบบป้อนกลับที่ใช้ทดลอง 56

รูป4.2(ก) แสดงความถี่เอาท์พุทของวีซีโอที่ความถี่ 90.91 KHz ขณะไม่มีสัญญาณรบกวน 1 โวลท์ 57

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูปภาพ(ต่อ)

หน้า

รูป4.2(ข) แสดงความถี่เอาท์พุทของวีซีโอที่ความถี่ 90.91 KHz ขณะมีสัญญาณรบกวน 1 โวลท์ 57

รูป4.2(ค) แสดงความถี่เอาท์พุทของวีซีโอที่ความถี่ 190.8 KHz ขณะไม่มีสัญญาณรบกวน 1 โวลท์ 58

รูป4.2(ง) แสดงความถี่เอาท์พุทของวีซีโอที่ความถี่ 190.8 KHz ขณะมีสัญญาณรบกวน 1 โวลท์ 58

รูป4.2(จ) แสดงความถี่เอาท์พุทของวีซีโอที่ความถี่ 446.4 KHz ขณะไม่มีสัญญาณรบกวน 1 โวลท์ 58

รูป4.2(ฉ) แสดงความถี่เอาท์พุทของวีซีโอที่ความถี่ 446.4 KHz ขณะมีสัญญาณรบกวน 1 โวลท์ 59

รูป4.3 แสดงระบบป้อนกลับที่ใช้ทดลองโดยมีตัวควบคุมแบบ P 59

รูป4.4 แสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่างความถี่และแรงดันของระบบที่มีการป้อนกลับโดยค่า K = 1 60

รูป4.5(ก) แสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่า K ที่เพิ่มขึ้นกับความถี่เอาท์พุท 30.86 KHz โดยป้อนสัญญาณรบกวนเท่ากับ 1 โวลท์ 61

รูป4.5(ข) แสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่า K ที่เพิ่มขึ้นกับความถี่เอาท์พุท 190.8 KHz โดยป้อนสัญญาณรบกวนเท่ากับ 1 โวลท์ 62

รูป4.5(ค) แสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่า K ที่เพิ่มขึ้นกับความถี่เอาท์พุท 446.4 KHz โดยป้อนสัญญาณรบกวนเท่ากับ 1 โวลท์ 62

รูป4.6 แสดงกราฟเปรียบเทียบค่าความถี่ที่เปลี่ยนแปลงไปเมื่อป้อนสัญญาณรบกวน 1 โวลท์กับค่า K 63

รูป4.6(ก) แสดงความถี่เอาท์พุทอ้างอิง 190.8 KHz 64

รูป4.6(ข) แสดงความถี่เอาท์พุท 190.8 KHz ที่ป้อนสัญญาณรบกวน 1 โวลท์ และ K เท่ากับ 1 64

รูป4.6(ค) แสดงความถี่เอาท์พุท 190.8 KHz ที่ป้อนสัญญาณรบกวน 1 โวลท์ และ K เท่ากับ 3 64

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูปภาพ(ต่อ)

หน้า

รูป4.6(ง) แสดงความถี่เอาท์พุท 190.8 KHz ที่ป้อนสัญญาณรบกวน 1 โวลท์ และ K เท่ากับ 5 65

รูป4.7(ก) แสดงผลตอบสนองในช่วงทรานเซียนท์ ของระบบโดยป้อนแรงดันอินพุท 6 โวลท์, สัญญาณรบกวน 3 โวลท์ และ K = 1 โดยเส้นที่ 1 แสดงสัญญาณรบกวน, เส้นที่ 2 แสดงแรงดันเอาท์พุท แ ละเส้นที่ 3 แสดงแรงดันเอาท์พุทเมื่อป้อนสัญญาณรบกวน 65

รูป4.7(ข) แสดงผลตอบสนองในช่วงทรานเซียนท์ ของระบบโดยป้อนแรงดันอินพุท 6 โวลท์, สัญญาณรบกวน 3 โวลท์ และ K = 2 โดยเส้นที่ 1 แสดงสัญญาณรบกวน, เส้นที่ 2 แสดงแรงดันเอาท์พุท แ ละเส้นที่ 3 แสดงแรงดันเอาท์พุทเมื่อป้อนสัญญาณรบกวน 66

รูป4.7(ค) แสดงผลตอบสนองในช่วงทรานเซียนท์ ของระบบโดยป้อนแรงดันอินพุท 6 โวลท์, สัญญาณรบกวน 3 โวลท์ และ K = 5 โดยเส้นที่ 1 แสดงสัญญาณรบกวน, เส้นที่ 2 แสดงแรงดันเอาท์พุท แ ละเส้นที่ 3 แสดงแรงดันเอาท์พุทเมื่อป้อนสัญญาณรบกวน 66

รูป4.7(ง) แสดงผลตอบสนองในช่วงทรานเซียนท์ ของระบบโดยป้อนแรงดันอินพุท 6 โวลท์, สัญญาณรบกวน 3 โวลท์ และ K = 10 โดยเส้นที่ 1 แสดงสัญญาณรบกวน, เส้นที่ 2 แสดงแรงดันเอาท์พุท แ ละเส้นที่ 3 แสดงแรงดันเอาท์พุทเมื่อป้อนสัญญาณรบกวน 67

รูป4.8 แสดงผลตอบสนองในช่วงทรานเซียนท์ที่ค่า K ต่าง ๆ โดยเส้นที่ 1 แสดงสัญญาณรบกวน เส้นที่ 2,3,4 และ 5 แสดงสัญญาณเอาท์พุทที่ค่า K = 1,2,5 และ 10 ตามลำดับ 67

รูป4.9 แสดงผลตอบของระบบที่มีตัวควบคุมแบบ P ต่อสเต็ปอินพุท 5 โวลท์ โดยเพิ่มค่า K ขึ้นเรื่อย ๆ เส้นที่ 1,2,3,4 และ 5 แสดงค่า K = 1,2,3,5,10 และ 20 ตามลำดับ 68

รูป4.10 แสดงผลตอบสนองของระบบเส้นที่ 1 ระบบขณะมีการป้อนกลับ, เส้นที่ 2 ขณะไม่มีการป้อนกลับ โดยสเต็ปอินพุท 1 โวลท์ 69

รูป4.11 แสดงการหาความชันของระบบขณะไม่มีการป้อนกลับและมีการป้อนกลับ 70

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูปภาพ(ต่อ)

หน้า

รูป4.12(ก) แสดงความถี่เอาท์พุท 60.24 KHz ขณะไม่มีสัญญาณรบกวน 71
รูป4.12(ข) แสดงความถี่เอาท์พุท 60.24 KHz ป้อนสัญญาณรบกวน 1 โวลท์ 72
รูป4.12(ค) แสดงความถี่เอาท์พุท 60.24 KHz ป้อนสัญญาณรบกวน 2 โวลท์ 72
รูป4.12(ง) แสดงความถี่เอาท์พุท 60.24 KHz ป้อนสัญญาณรบกวน 3 โวลท์ 72
รูป4.13(ก) แสดงความถี่เอาท์พุท 151.5 KHz ขณะไม่มีสัญญาณรบกวน 73
รูป4.13(ข) แสดงความถี่เอาท์พุท 151.5 KHz ป้อนสัญญาณรบกวน 1 โวลท์ 73
รูป4.13(ค) แสดงความถี่เอาท์พุท 151.5 KHz ป้อนสัญญาณรบกวน 2 โวลท์ 73
รูป4.13(ง) แสดงความถี่เอาท์พุท 151.5 KHz ป้อนสัญญาณรบกวน 3 โวลท์ 74
รูป4.14(ก) แสดงความถี่เอาท์พุท 304.9 KHz ขณะไม่มีสัญญาณรบกวน 74
รูป4.14(ข) แสดงความถี่เอาท์พุท 304.9 KHz ป้อนสัญญาณรบกวน 1 โวลท์ 74
รูป4.14(ค) แสดงความถี่เอาท์พุท 304.9 KHz ป้อนสัญญาณรบกวน 2 โวลท์ 75
รูป4.14(ง) แสดงความถี่เอาท์พุท 304.9 KHz ป้อนสัญญาณรบกวน 3 โวลท์ 75
รูป4.15 แสดงผลตอบสนองของระบบที่มีตัวควบคุมแบบ PI โดยใช้ค่า C = 0.1μF เส้นที่ 1 แสดงสัญญาณรบกวน 1 โวลท์และเส้นที่ 2 แสดงสัญญาณเอาท์พุท 76
รูป4.16 แสดงผลตอบสนองของระบบที่มีตัวควบคุมแบบ PI, C = 0.1μF, อินพุท 6 โวลท์, เส้นที่ 1 แสดงสัญญาณรบกวน 2 โวลท์และเส้นที่ 2 แสดงสัญญาณเอาท์พุท 77
รูป4.17(ก) เส้นที่ 1 แสดงสัญญาณรบกวน 2 โวลท์, เส้นที่ 2 แสดงสัญญาณเอาท์พุทและเส้นที่ 3 แสดงเอาท์พุทของตัวควบคุมแบบ PI 77
รูป4.17(ข) เส้นที่ 1 แสดงสัญญาณรบกวน 2 โวลท์, เส้นที่ 2 แสดงสัญญาณอินพุท 6 โวลท์, เส้นที่ 3 แสดงเอาท์พุทและเส้นที่ 4 แสดงเอาท์พุทของตัวควบคุมแบบ PI 78
รูป4.17(ค) เส้นที่ 1 แสดงสัญญาณรบกวน 2 โวลท์, เส้นที่ 2 แสดงสัญญาณเอาท์พุท, เส้นที่ 3 แสดงสัญญาณค่าผิดพลาดและเส้นที่ 4 แสดงเอาท์พุทของตัวควบคุมแบบ PI 78

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูปภาพ(ต่อ)

หน้า

รูป4.18 แสดงผลตอบของระบบที่มีตัวควบคุมแบบ PI ที่ใช้ค่า C = 0.1μF เส้นที่ 1 แสดงสัญญาณรบกวน 2 โวลท์, เส้นที่ 2 แสดงสัญญาณเอาท์พุท 79

รูป4.19 แสดงผลตอบของระบบที่มีตัวควบคุมแบบ PI ที่ใช้ค่า C = 0.1μF เส้นที่ 1 แสดงสัญญาณรบกวน 2 โวลท์, เส้นที่ 2 แสดงสัญญาณเอาท์พุทและเส้นที่ 3 แสดงเอาท์พุทของตัวควบคุมแบบ PI 80

รูป4.20 แสดงผลตอบสนองของระบบที่ใช้ตัวควบคุมแบบ PI ต่อสัญญาณรบกวน 2 โวลท์ ที่มีการเปลี่ยนค่า C 4 ค่า โดยเรียงจากเส้นที่ 1,2,3 และ 4 คือ 0.4μF,0.3μF,0.2μF และ 0.1μF ตามลำดับ 80

รูป4.21(ก) แสดงผลตอบสนองของระบบป้อนกลับที่มีตัวควบคุมแบบ P ต่อสัญญาณรบกวนที่เป็น AC (ความถี่ 10KHz , ขนาด 1 โวลท์) โดยค่า K ของระบบเท่ากับ 2 81

รูป4.21(ข) แสดงผลตอบสนองของระบบป้อนกลับที่มีตัวควบคุมแบบ P ต่อสัญญาณรบกวนที่เป็น AC (ความถี่ 10KHz , ขนาด 2 โวลท์) โดยค่า K ของระบบเท่ากับ 2 81

รูป4.21(ค) แสดงผลตอบสนองของระบบป้อนกลับที่มีตัวควบคุมแบบ P ต่อสัญญาณรบกวนที่เป็น AC (ความถี่ 10KHz , ขนาด 5 โวลท์) โดยค่า K ของระบบเท่ากับ 2 82

รูป4.22(ก) แสดงผลตอบสนองของระบบป้อนกลับที่มีตัวควบคุมแบบ PI (C = 0.4μF,K=2)ต่อสัญญาณรบกวนที่เป็น AC(ความถี่ 10KHz , ขนาด 1 โวลท์) 82

รูป4.22(ข) แสดงผลตอบสนองของระบบป้อนกลับที่มีตัวควบคุมแบบ PI (C = 0.4μF,K=2)ต่อสัญญาณรบกวนที่เป็น AC(ความถี่ 10KHz , ขนาด 2 โวลท์) 83

รูป4.22(ค) แสดงผลตอบสนองของระบบป้อนกลับที่มีตัวควบคุมแบบ PI (C = 0.4μF,K=2)ต่อสัญญาณรบกวนที่เป็น AC(ความถี่ 10KHz , ขนาด 5 โวลท์) 83

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูปภาพ(ต่อ)

หน้า

รูป4.23(ก) แสดงค่าความถี่เอาท์พุท ที่ใช้อ้างอิง โดยใช้เพาเวอร์ซับพลาย 15 โวลท์ (ความถี่เอาท์พุทที่ 50KHz และใช้ตัวควบคุมแบบ P) 84
รูป4.23(ข) แสดงค่าความถี่เอาท์พุทที่ได้หลังจากปรับเพาเวอร์ซับพลายเป็น 5 โวลท์ 84
รูป4.23(ค) แสดงค่าความถี่เอาท์พุทที่ได้หลังจากปรับเพาเวอร์ซับพลายเป็น 10 โวลท์ 85
รูป4.23(ง) แสดงค่าความถี่เอาท์พุทที่ได้หลังจากปรับเพาเวอร์ซับพลายเป็น 20 โวลท์ 85
รูป4.24(ก) แสดงค่าความถี่เอาท์พุท ที่ใช้อ้างอิง โดยใช้เพาเวอร์ซับพลาย 15 โวลท์ (ความถี่เอาท์พุทที่ 304.9KHz และใช้ตัวควบคุมแบบ P) 85
รูป4.24(ข) แสดงค่าความถี่เอาท์พุทที่ได้หลังจากปรับเพาเวอร์ซับพลายเป็น 5 โวลท์ 86
รูป4.24(ค) แสดงค่าความถี่เอาท์พุทที่ได้หลังจากปรับเพาเวอร์ซับพลายเป็น 10 โวลท์ 86
รูป4.24(ง) แสดงค่าความถี่เอาท์พุทที่ได้หลังจากปรับเพาเวอร์ซับพลายเป็น 20 โวลท์ 86
รูป4.25(ก) แสดงค่าความถี่เอาท์พุท ที่ใช้อ้างอิง โดยใช้เพาเวอร์ซับพลาย 15 โวลท์ (ความถี่เอาท์พุทที่ 50KHz และใช้ตัวควบคุมแบบ PI) 87
รูป4.25(ข) แสดงค่าความถี่เอาท์พุทที่ได้หลังจากปรับเพาเวอร์ซับพลายเป็น 5 โวลท์ 87
รูป4.25(ค) แสดงค่าความถี่เอาท์พุทที่ได้หลังจากปรับเพาเวอร์ซับพลายเป็น 10 โวลท์ 88
รูป4.25(ง) แสดงค่าความถี่เอาท์พุทที่ได้หลังจากปรับเพาเวอร์ซับพลายเป็น 20 โวลท์ 88
รูป4.26(ก) แสดงค่าความถี่เอาท์พุท ที่ใช้อ้างอิง โดยใช้เพาเวอร์ซับพลาย 15 โวลท์ (ความถี่เอาท์พุทที่ 223.3KHz และใช้ตัวควบคุมแบบ PI) 88
รูป4.26(ข) แสดงค่าความถี่เอาท์พุทที่ได้หลังจากปรับเพาเวอร์ซับพลายเป็น 5 โวลท์ 89

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูปภาพ(ต่อ)

หน้า

รูป4.26(ค) แสดงค่าความถี่เอาท์พุทที่ได้หลังจากปรับเพาเวอร์ซับพลาย เป็น 10 โวลท์ 89

รูป4.26(ง) แสดงค่าความถี่เอาท์พุทที่ได้หลังจากปรับเพาเวอร์ซับพลาย เป็น 20 โวลท์ 89

รูป4.27(ก) แสดงค่าความถี่เอาท์พุทที่ใช้อ้างอิง 574.7KHz โดยใช้เพาเวอร์ซับพลาย 15 โวลท์ 90

รูป4.27(ข) แสดงค่าความถี่เอาท์พุทได้หลังจากปรับเพาเวอร์ซับพลายเป็น 12 โวลท์ (ปรับต่ำกว่านี้ไม่ได้) 90

รูป4.27(ค) แสดงค่าความถี่เอาท์พุทได้หลังจากปรับเพาเวอร์ซับพลายเป็น 13 โวลท์ 91

รูป4.27(ง) แสดงค่าความถี่เอาท์พุทได้หลังจากปรับเพาเวอร์ซับพลายเป็น 20 โวลท์ 91

รูป4.28 แสดงวงจรใช้งานจริง 92

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

หน้า

บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการ

ตาราง 2.1 แสดงสูตรสำหรับหาค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุม PID ตามวิธี Process Reaction Curve 24

ตาราง 2.2 แสดงสูตรสำหรับหาค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุม PID ตามวิธี Ultimate Method 25

บทที่ 4 ผลการทดลอง

ตาราง 4.1 แสดงความถี่เอาท์พุทของวีซีโอ ขณะไม่มีการป้อนกลับ 57

ตาราง 4.2 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่า K ที่เพิ่มขึ้นกับความถี่เอาท์พุท โดยป้อนสัญญาณรบกวนที่เป็นแรงดันขนาด 1 โวลท์ 61

ตาราง 4.3 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างความถี่เอาท์พุทกับสัญญาณรบกวน ที่เป็นแรงดันตั้งแต่ 1-3 โวลท์ โดยตัวควบคุมแบบ PI 71

บทที่ 5 สรุปผลการทดลอง

ตาราง 5.1 สรุปผลการทดลองของระบบขณะ Open Loop, Close Loop ที่มีค่า อัตราขยายเท่ากับ 1 และ Close Loop ที่มีตัวควบคุมแบบ PI 93

ตาราง 5.2 สรุปผลการทดลองของระบบขณะ Open Loop และ Close Loop ที่มีตัวควบคุมแบบ P และ PI 94

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1
บทนำ

บทนำ

วีซีโอ เป็นวงจรที่มีประโยชน์และใช้กันอย่างแพร่หลาย ในวงจรอิเล็กทรอนิกส์ วงจรเครื่องมือวัด และวงจรอื่น ๆ ในสาขาใกล้เคียงโดยวีซีโอสามารถเปลี่ยนแรงดันให้เป็นความถี่ ความถี่เอาท์พุทจะเปลี่ยนแปลงตามแรงดันอินพุทที่จ่ายให้กับวีซีโอ ปัจจุบันมีตัววีซีโอ ผลิตขึ้นมาใช้งานอย่างกว้างขวางทั้งที่เป็นแบบวงจร และผลิตเป็นไอซีสำเร็จรูป ซึ่งค่อนข้างสะดวกต่อการใช้งาน โดยสัญญาณเอาท์พุท อาจเป็นรูปคลื่นใด ๆ ก็ได้เป็นต้นว่า รูปคลื่นสี่เหลี่ยม (Square wave) , รูปคลื่นสามเหลี่ยม (Triangular wave) แต่เมื่อนำมาใช้งานเสถียรภาพของความถี่เอาท์พุทของวีซีโอ ยังไม่ดีนักสาเหตุมาจากสัญญาณรบกวน ต่าง ๆ เช่น สัญญาณรบกวนที่เป็นแรงดัน การแปรค่าของเพาเวอร์ซับพลาย ซึ่งให้ค่าความถี่เอาท์พุทของวีซีโอที่ได้มีการเปลี่ยนแปลงไป

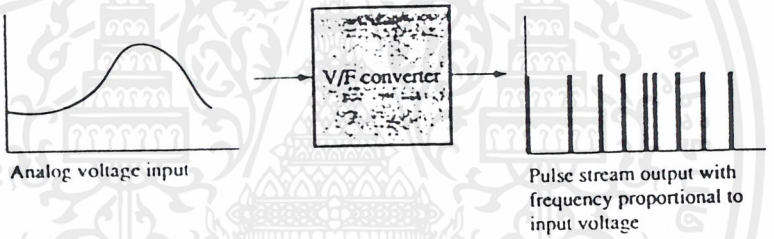
ปริญญานิพนธ์ ฉบับนี้เป็นการศึกษาและออกแบบระบบป้อนกลับของวีซีโอ เพื่อชดเชยผลกระทบของสัญญาณรบกวน ที่เป็นแรงดันและการแปรค่าของเพาเวอร์ซับพลายที่มีต่อระบบ เพื่อให้เอาท์พุทของระบบวีซีโอมีเสถียรภาพทางความถี่เพิ่มขึ้น โดยไม่ขึ้นอยู่กับ สัญญาณรบกวนที่เป็นแรงดันและการแปรค่าของเพาเวอร์ซับพลาย คอนโทรลเลอร์ของระบบวีซีโอได้ทำการออกแบบโดยใช้วิธี ซิมเมตริคอบออปติมัม เพื่อทำให้ระบบวีซีโอมีผลการตอบสนอง ต่อสัญญาณอินพุทได้รวดเร็วยิ่งขึ้น และมีผลตอบสนองจากสัญญาณรบกวนต่ำ ผลการทดลองของระบบวีซีโอแสดงให้เห็นว่าระบบวีซีโอมีเสถียรภาพทางความถี่ดีกว่าตัววีซีโอเดี่ยว ๆ อย่างเห็นได้ชัด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2
ทฤษฎีและหลักการ

2.1 วงจรแปลงแรงดันเป็นความถี่ (Voltage to Frequency Converter)

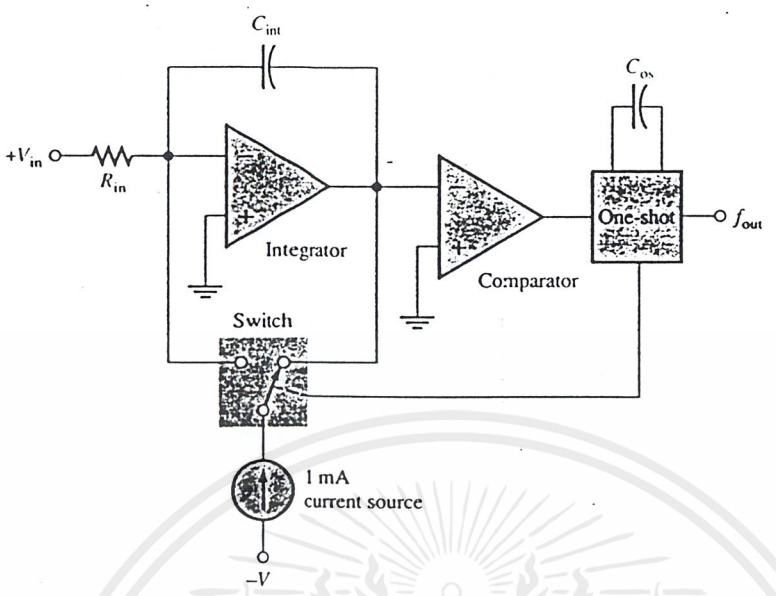
หลักการเบื้องต้นของ วงจรแปลงแรงดันเป็นความถี่ แสดงในรูปที่ 2.1 คือความถี่ เอาท์พุท (output) จะเป็นสัดส่วนกับสัญญาณ อินพุท (input) ที่เป็นแรงดัน อนาล็อก(analog) เมื่อขนาดของแรงดันอินพุทเปลี่ยนแปลง ความถี่เอาท์พุทก็จะเปลี่ยนแปลงด้วย



รูป 2.1 หลักการเบื้องต้นของวงจรแปลงแรงดันเป็นความถี่

รูปที่ 2.2 แสดงบล็อคไดอะแกรมเบื้องต้นของวงจรแปลงแรงดันเป็นความถี่ ซึ่งประกอบด้วย วงจรอินทริเกรเตอร์ (integrator) ,คอมพาราเตอร์ (comparator) ,วันช็อต (one-shot) ,แหล่งจ่ายกระแส(Current Source) และ สวิตช์อิเล็คทรอนิกส์ (Electornic Switch)

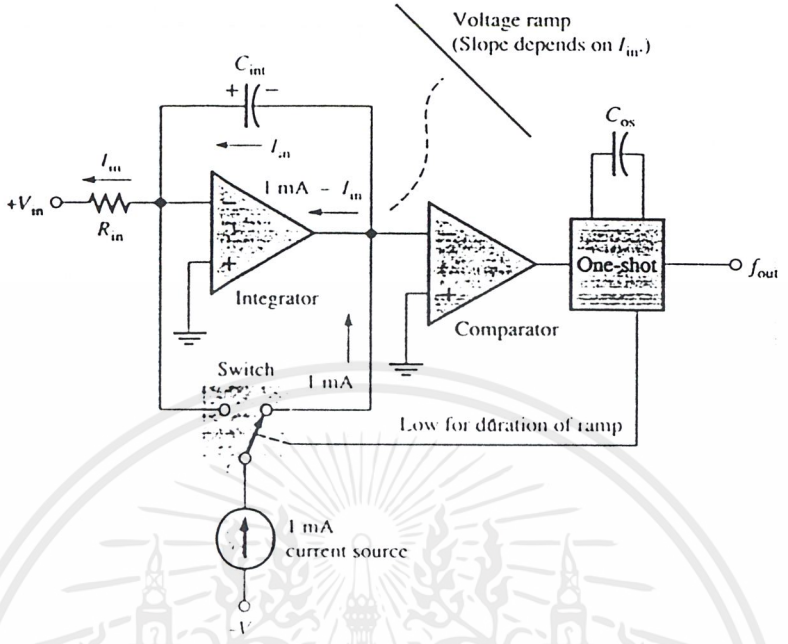
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



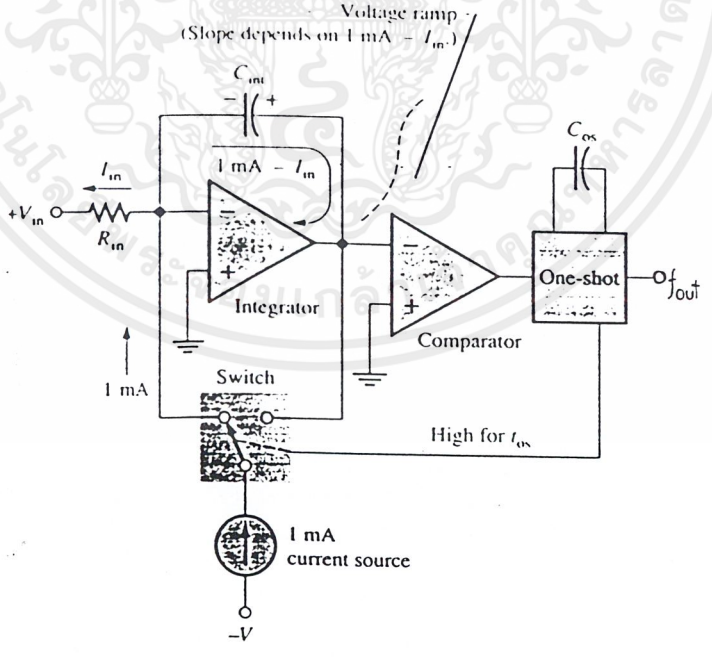
รูป 2.2 วงจรแปลงแรงดันเป็นความถี่เบื้องต้น

การทำงานเบื้องต้นของวงจรแปลงแรงดันเป็นความถี่ แสดงในรูปที่ 2.3 คือเมื่อมีแรงดันอินพุท จะมีกระแสไหล (I in = V in / R in)และ ตัวเก็บประจุ (Cint) จะชาร์จประจุซึ่งแสดงในรูป 2.3(ก) แรงดันเอาท์พุทของอินทริเกรเตอร์จะเป็นรูปแรมพ์ ที่มีค่าลดลง (downward ramp) เมื่อแรงดัน เอาท์พุทของอินทริเกรเตอร์ ลดลงจนเป็นศูนย์ วงจรคอมพาราเตอร์ จะทริกซ์ให้วงจรวันช๊อตทำงาน วงจร วันช๊อตจะสร้างสัญญาณ พัลซ์ (Pulse) ที่มีความกว้าง เท่ากับช่วงเวลา (tos) แล้วจะสวิตช์แหล่งจ่ายกระแส 1 มิลลิแอมป์ ไปที่อินพุทของวงจรอินทริเกรเตอร์ และเริ่มต้นทำงานในรีเซ็ตโหมด (reset mode)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



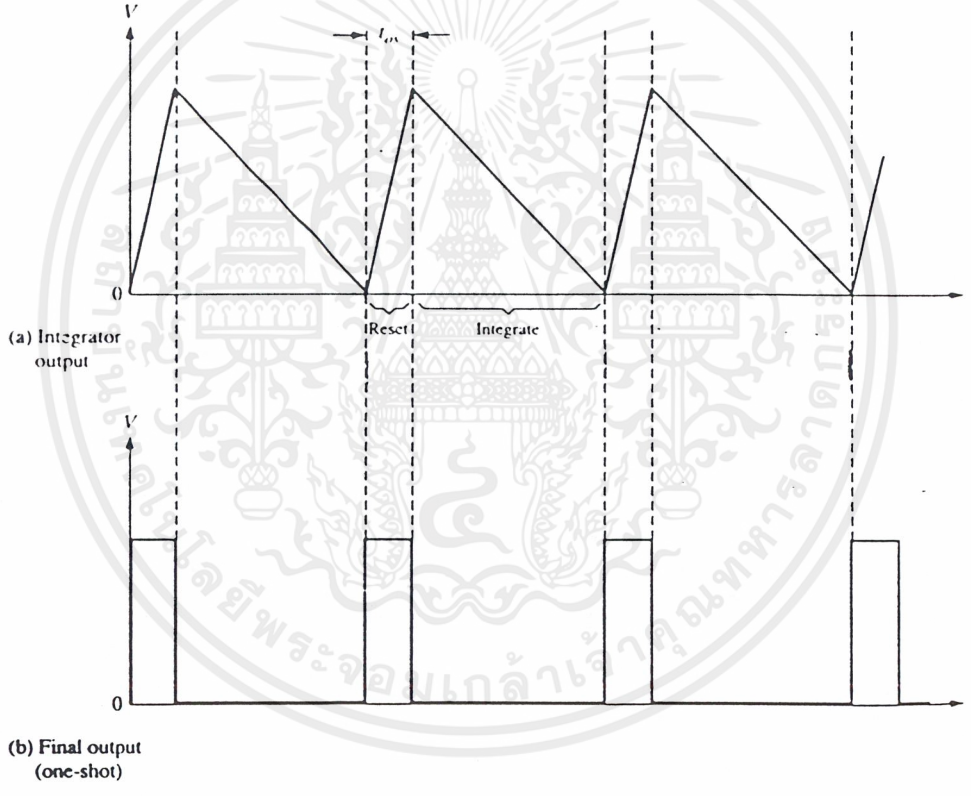
รูป 2.3 (ก) การทำงานเบื้องต้นของวงจรแปลงแรงดันเป็นความถี่เมื่อแรงดันอินพุทคงที่ทำงานใน อินทริเกรเตอร์โหมด (integrator mode)



รูป 2.3 (ข) การทำงานเบื้องต้นของวงจรแปลงแรงดันเป็นความถี่เมื่อแรงดันอินพุทคงที่ทำงานใน รีเซ็ตโหมด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

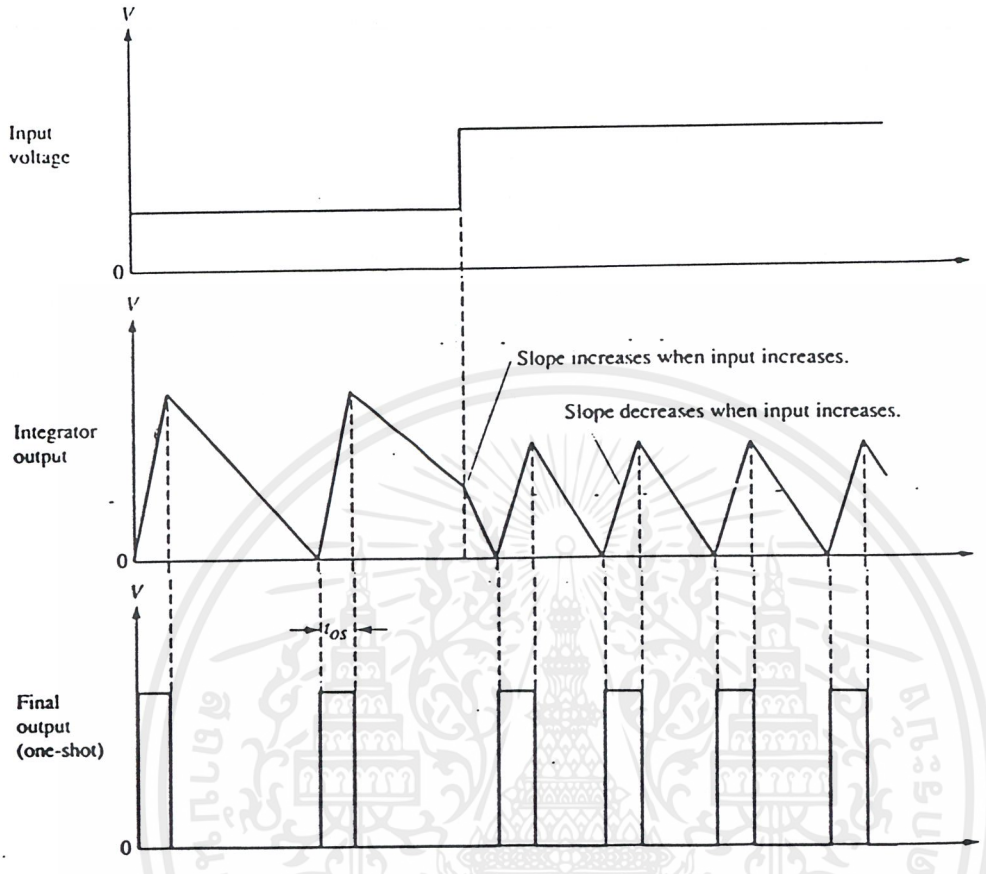
ในรีเซ็ตโหมดกระแสจะไหลผ่านตัวเก็บประจุในทิศทางตรงข้ามแสดงให้เห็นในรูป2.3 (ข) โดยเอาท์พุทของอินทริเกรเตอร์จะได้แรงดันเป็นรูปสัญญาณแรมพ์ที่มีค่าเพิ่มขึ้น(upward ramp)หลังจากที่วงจรวันช็อต สร้างรูปคลื่นพัลซ์ เสร็จแล้วแหล่งจ่ายกระแสจะถูกสวิตช์กลับไปที่เอาท์พุท ของอินทริเกรเตอร์ และเริ่มทำงานในอินทริเกรเตอร์โหมดอีกครั้ง และจะทำงานวนซ้ำไปเรื่อยๆถ้าแรงดันอินพุทคงที่ จะได้สัญญาณเอาท์พุทของวงจรอินทริเกรเตอร์ ดังรูปที่ 2.4 (ก) และจะได้เอาท์พุทของวงจรวันช็อตดังรูป 2.4 (ข)



รูป 2.4 (ก) แสดงเวฟฟอร์ม (Wave form) ของวงจรแปลงแรงดันเป็นความถี่ เมื่อแรงดันอินพุท มีค่าคงที่จะได้สัญญาณเอาท์พุทของวงจรอินทริเกรเตอร์

รูป 2.4 (ข) แสดงเวฟฟอร์ม ของวงจรแปลงแรงดันเป็นความถี่ เมื่อแรงดันอินพุท มีค่าคงที่ ตามรูป 2.4 (ก) จะได้ เอาท์พุท ของวงจรวันช็อต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

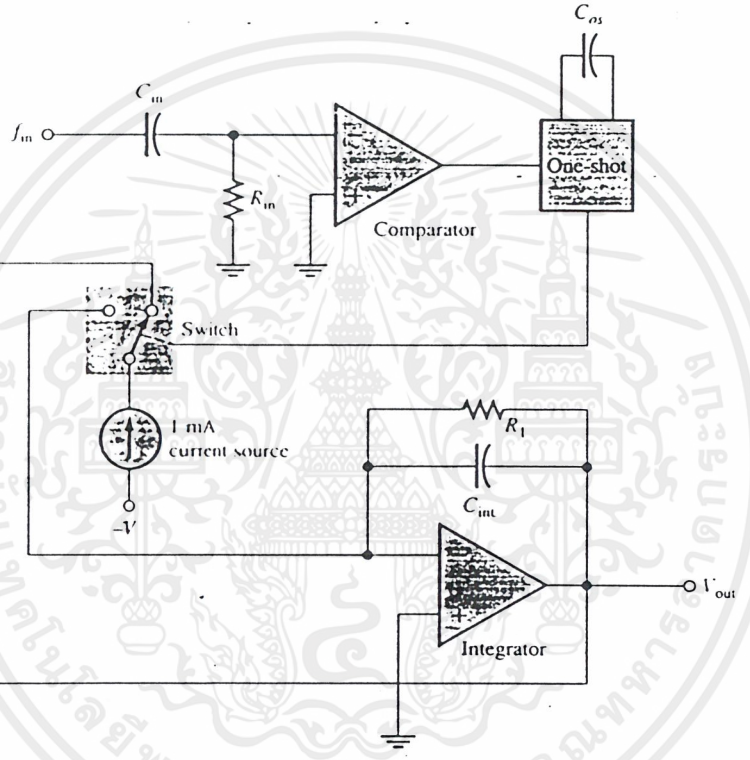


รูป 2.5 แสดงเวฟฟอร์ม ของความถี่เอาท์พุท ที่เพิ่มขึ้น เมื่อแรงดันอินพุทเพิ่มขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2 วงจรแปลงความถี่เป็นแรงดัน (Frequency to Voltage Converter)

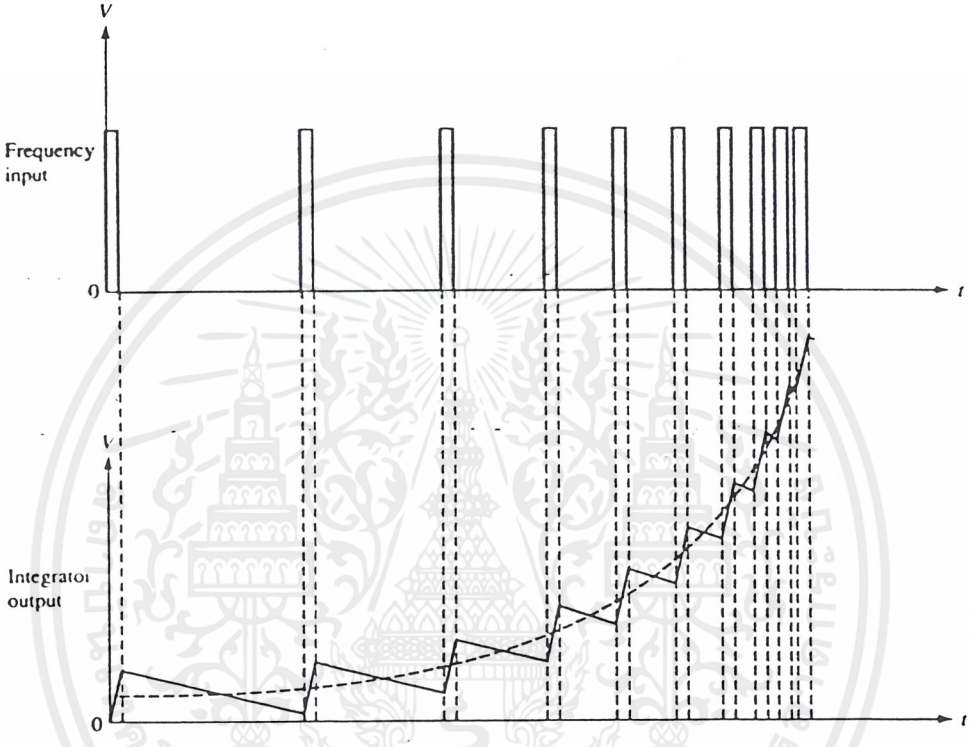
รูป 2.6 แสดงหลักการเบื้องต้นของวงจรแปลงความถี่เป็นแรงดันโดยมีส่วนประกอบของวงจรเหมือนกับวงจรแปลงแรงดันเป็นความถี่ แต่การต่อจะต่างกัน



รูป 2.6 แสดงวงจรแปลงความถี่เป็นแรงดันเบื้องต้น

เมื่อมีความถี่อินพุทที่เข้ามาทางขาอินพุทของวงจรคอมพาราเตอร์ วงจรวันช็อตจะทำงาน และ แหล่งจ่ายกระแส 1 มิลลิแอมป์ จะถูกสวิตช์ไปที่อินพุทของอินทริเกรเตอร์ และ ตัวเก็บประจุจะชาร์จประจุระหว่างที่วงจร วันช็อต สร้างพัลซ์ เสร็จ ตัวเก็บประจุจะดิสชาร์จผ่านความต้านทาน (R1) โดยสัญญาณเอาท์พุท ของวงจรอินทริเกรเตอร์ จะเพิ่มขึ้นเหมือนกับความถี่อินพุท และจะลดลงเมื่อความถี่อินพุทลดลง เอาท์พุทของวงจรแปลงความถี่เป็นแรงดันแสดงได้ดังรูป 2.7 โดยตัวเก็บประจุและความต้านทานจะเหมือนกับ ฟิลเตอร์ (Filter) กรองความถี่เอาท์พุทของอินทริเกรเตอร์ให้เรียบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 2.7 แสดงความถี่เอาท์พุทของวงจรแปลงความถี่เป็นแรงดัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3 ความรู้เบื้องต้นเกี่ยวกับการควบคุมแบบป้อนกลับด้วยตัวควบคุม PID

กล่าวนำ

โดยทั่วไปเป้าหมายของระบบควบคุมกระบวนการต่าง ๆ ในอุตสาหกรรม คือ การรักษาประมาณทางฟิสิกส์ อันได้แก่อุณหภูมิ (Temperature) แรงดัน (Pressure) อัตราการไหล(Flow Rate) ค่าความเป็นกรดด่าง (PH) และอื่น ๆ ให้มีค่าใกล้เคียงกับค่าที่เหมาะสมที่ต้องการมากที่สุด แม้ว่าสภาวะการทำงานและสภาพแวดล้อมอาจเปลี่ยนแปลงตลอดเวลา ซึ่งการควบคุมที่ดีย่อมเริ่มจากการเลือกแบบการควบคุมที่เหมาะสม บางโรงงานอาจจะเลือกใช้การควบคุมแบบง่าย ๆ ด้วยมือ (Manual Control) ซึ่งอาศัยพนักงาน (Operator) คอยทำหน้าที่เกี่ยวกับการวัดและปรับแต่งการควบคุมให้ผลตอบสนองเป็นไปตามต้องการ จะเห็นได้ว่าการควบคุมแบบนี้จำเป็นต้องอาศัยประสบการณ์และความชำนาญของพนักงาน ดังนั้น การควบคุมจะดีหรือไม่อย่างไรจะขึ้นอยู่กับพนักงานผู้ควบคุมเป็นหลัก แต่ในความเป็นจริงแล้วมนุษย์หรือพนักงานควบคุมไม่สามารถทำงานให้ดีได้เท่ากันตลอดเวลา จึงทำให้ประสิทธิภาพของการควบคุมลดลง ปัจจุบันโรงงานที่ต้องการควบคุมที่มีความแม่นยำและประสิทธิภาพสูงจำเป็นต้องนำเครื่องควบคุมอัตโนมัติ (Automatic Controller) มาใช้งาน โดยเครื่องควบคุมอัตโนมัติจะทำหน้าที่หลักในการคำนวณหาสัญญาณควบคุมที่เหมาะสมตามเกณฑ์การควบคุม (Control Law) ที่พนักงานได้กำหนดไว้ล่วงหน้า ซึ่งระบบควบคุมแบบอัตโนมัติที่เราพบเห็นกันอยู่บ่อย ๆ ในโรงงานอุตสาหกรรม ก็คือ ระบบควบคุมแบบป้อนกลับ (Feedback Control System)

หลักการของการควบคุมแบบป้อนกลับนั้น เกิดมานานกว่า 2,000 ปีแล้ว แต่ไม่ได้ถูกนำมาใช้ในอุตสาหกรรม จนกระทั่งเมื่อประมาณ 200 ปีที่แล้ว James Watt ได้นำหลักการดังกล่าวมาทำการสร้างเครื่องควบคุมความเร็วให้กับเครื่องจักรไอน้ำของเขา จากนั้นอุตสาหกรรมมากมายได้หันมาให้ความสนใจและนำมาใช้กันอย่างแพร่หลายจนถึงปัจจุบัน ระบบควบคุมแบบป้อนกลับนี้อาจเรียกอีกอย่างหนึ่งว่า "ระบบควบคุมแบบปิด หรือระบบควบคุมแบบอัตโนมัติ" ก็ได้ ซึ่งโดยทั่วไประบบควบคุมแบบป้อนกลับแสดงได้ดังรูปที่ 2.8

ระบบควบคุมทางอุตสาหกรรมแบบป้อนกลับโดยทั่วไปประกอบด้วยอุปกรณ์ 4 ส่วน คือ

1. ตัวควบคุม (Controller) เป็นเครื่องมือหรืออุปกรณ์ที่ใช้ในการสร้างสัญญาณควบคุมเพื่อทำหน้าที่ควบคุมให้ระบบหรือกระบวนการที่ต้องการควบคุมมีเอาท์พุทหรือผลตอบสนองเป็นไปตามต้องการ ตัวควบคุมจะมีหลายแบบ เช่น ตัวควบคุมแบบ ON-OFF (ตัวควบคุมแบบสองตำแหน่ง) ตัวควบคุมแบบ Proportional (P) ตัวควบคุมแบบ Integral (I) ตัวควบคุมแบบ Derivative (D) หรือการใช้ตัวควบคุมหลาย ๆ แบบร่วมกัน เช่น ตัวควบคุมแบบ PI ตัวควบคุมแบบ PD และตัว

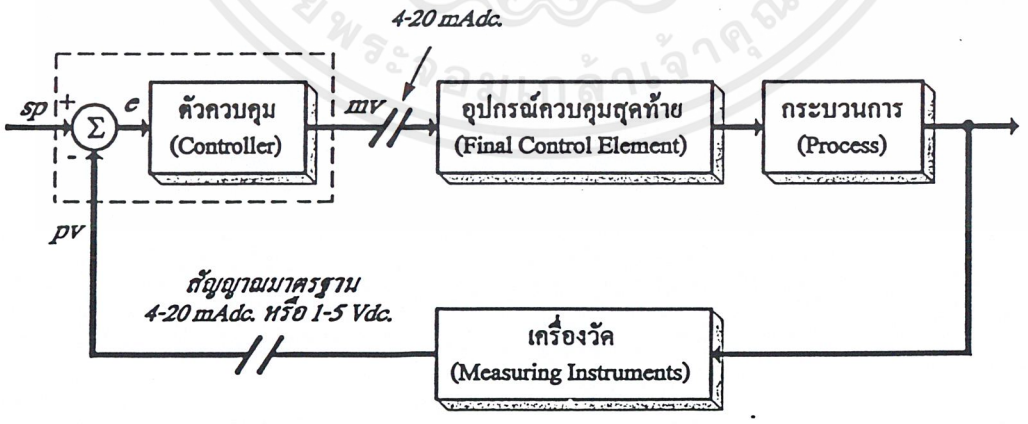
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ควบคุมแบบ PID เป็นต้น ซึ่งสัญญาณที่ออกจากตัวควบคุมคือตัวแปรปรับกระบวนการ (Manipulated Variable :mv)

2. อุปกรณ์ควบคุมสุดท้าย (Final Control Element) คืออุปกรณ์ที่ทำหน้าที่ปรับสภาวะของกระบวนการ ด้วยการแปลงค่าตัวแปรปรับกระบวนการ ตามคำสั่งหรือสัญญาณควบคุมที่ได้รับจากตัวควบคุม อุปกรณ์ควบคุมสุดท้ายนั้นมีอยู่หลายอย่างด้วยกัน เช่น วาล์วควบคุม (Control Valve) อินเวอร์เตอร์ (Inverter) และตัวกระทำ (Actuator) เป็นต้น แต่ที่มักพบเห็นกันมากในกระบวนการทางอุตสาหกรรมได้แก่ วาล์วควบคุม

3. กระบวนการ (Plant or Process) หมายถึง ระบบหรือกระบวนการทางฟิสิกส์ที่ต้องการควบคุมให้มีสถานะเป็นไปตามต้องการ เช่น กระบวนการเกี่ยวกับการควบคุมระดับของของเหลว กระบวนการเกี่ยวกับการควบคุมอุณหภูมิ เป็นต้น ซึ่งสถานะของกระบวนการแสดงด้วยตัวแปรกระบวนการ (Process Variable :pv)

4. อุปกรณ์วัด (Measuring Instruments) หมายถึง อุปกรณ์ซึ่งอาจจะได้แก่ เซนเซอร์ (Sensor), ทรานสดิวเซอร์ (Transducer) หรืออุปกรณ์แปลง (Transmitter) หรือเครื่องวัดสัญญาณอื่น ๆ ในกระบวนการเพื่อนำสัญญาณที่ได้ไปใช้เป็นตัวแปรในการควบคุม โดยสัญญาณขาออกของอุปกรณ์วัดทั่วไปจะเป็นสัญญาณมาตรฐานทางอุตสาหกรรม เช่น สัญญาณกระแสไฟฟ้า 4-20 มิลลิแอมป์ (4-20 mAdc.) สัญญาณแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง 1-5 โวลท์ (1-5 Vdc.) หรือสัญญาณลมขนาด 3-15 ปอนด์/ตารางนิ้ว (3-15 psi. หรือ 0.2-1.0Kg/cm^2) เป็นต้น



รูปที่ 2.8 แสดงบล็อคไดอะแกรมของระบบควบคุมแบบป้อนกลับโดยทั่วไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 2.8 อุปกรณ์วัดหรือเครื่องวัดจะวัดค่าตัวแปรกระบวนการ (pv) เช่น อุณหภูมิ ความดัน อัตราการไหล และระดับของของเหลว เป็นต้น เพื่อเปรียบเทียบกับค่าอ้างอิง หรือค่าเป้าหมาย (Stepoint :sp) จากนั้นตัวควบคุมจะนำค่าความคลาดเคลื่อน (Error :e) ในกรอบควบคุมมาใช้ในการคำนวณ เพื่อหาสัญญาณที่เหมาะสมที่จะไปควบคุมกระบวนการให้เข้าสู่เป้าหมายที่ต้องการ โดยตัวควบคุมที่นิยมนำมาใช้ควบคุมกระบวนการมากที่สุดก็คือ ตัวควบคุมแบบ PID ซึ่งจะใช้เฉพาะ P, PI, PD หรือ PIDนั้นขึ้นอยู่กับชนิดและคุณลักษณะของกระบวนการ (ซึ่งอาจจะวิเคราะห์ได้จากการเปลี่ยนแปลงของ pv ด้วย)

ตัวควบคุมแบบ PID

เครื่องควบคุมหรือตัวควบคุมแบบ PID พัฒนามาจากตัวควบคุมแบบ PI ที่สร้างขึ้นในปี 1939 โดยบริษัท Taylor Instrument และบริษัท Foxboro Instrument จากนั้นก็ถูกนำมาใช้ในการควบคุมกระบวนการผลิตอย่างแพร่หลายในอุตสาหกรรมมากว่า 50 ปี โดยแบ่งตามโครงสร้างการทำงานได้ 3 ชนิด คือ เครื่องควบคุมแบบนิวแมติคส์ที่ทำงานโดยใช้สัญญาณลม เครื่องควบคุมแบบอิเล็กทรอนิกส์ทำงานโดยใช้วงจรอิเล็กทรอนิกส์เชิงเส้น (Linear Circuits) ในการสร้างสัญญาณควบคุม และเครื่องควบคุมแบบดิจิตอลทำงานโดยใช้วงจรตรรก (Logic Circuits) หรือไมโครโปรเซสเซอร์สร้างสัญญาณควบคุม ปัจจุบันตัวควบคุม PID ยังได้รับความนิยมอยู่ ทั้งนี้อาจเป็นเพราะรูปแบบของตัวควบคุม PID เป็นรูปแบบที่สามารถควบคุมกระบวนการต่าง ๆ ได้อย่างกว้างขวาง ไม่ว่ากระบวนการนั้นจะมีผลตอบสนองต่อความถี่ต่ำ ความถี่กลาง หรือความถี่สูง ตัวควบคุม PID ก็สามารถควบคุมกระบวนการได้อย่างมีประสิทธิภาพ เมื่อได้รับการปรับแต่งค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมที่เหมาะสม ตัวควบคุมแบบ PID ประกอบไปด้วยตัวควบคุมแบบ P (Proportional) ตัวควบคุมแบบ I (Integral) และตัวควบคุมแบบ D (Derivative) ซึ่งมีฟังก์ชั่นถ่ายโอน (Transfer Function) ดังนี้

$$G_C(S) = K_P + K_D S + K_I/S \qquad (2.1)$$

โดยที่ K_P = อัตราขยายของตัวควบคุมแบบ P (Proportional Gain)

K_I = อัตราขยายของตัวควบคุมแบบ I (Integral Gain)

K_D = อัตราขยายของตัวควบคุมแบบ D (Derivative Gain)

นอกจากนี้ฟังก์ชั่นถ่ายโอนของตัวควบคุม PID ยังนิยมเขียนอยู่ในรูปของ

$$G_C(S) = K_C(1 + 1/T_iS + T_dS) \qquad (2.2)$$

โดยที่ K_C = อัตราขยายของตัวควบคุม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

T_i = ค่า Integral or Reset Time

T_d = ค่า Derivative or Rate Time

จากสมการ (2.1) และสมการ (2.2) จะเห็นว่า $K_D = K_C T_d$ และ $K_I = K_C / T_i$ และบางครั้งค่า T_i และ T_d อาจเขียนอยู่ในรูปของ τ_I และ τ_D โดยค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุม PID ทั้ง 3 ค่านี้จะใช้สำหรับปรับให้กับตัวควบคุมเพื่อควบคุมกระบวนการที่ต้องการ ดังนั้น จากรูปที่ 2.8 จะเห็นได้ว่า สัญญาณควบคุมหรือตัวแปรปรับกระบวนการ (mv) ที่ได้จากตัวควบคุม PID จะถูกกำหนดด้วยความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณขาเข้าตัวควบคุมหรือตัวแปรกระบวนการ (pv) กับสัญญาณอ้างอิงหรือค่าเป้าหมาย (sp) โดยที่ความสัมพันธ์ดังกล่าวจะขึ้นอยู่กับกฎเกณฑ์การควบคุมที่พนักงานหรือผู้ควบคุมปรับแต่งไว้ล่วงหน้า (คือ การปรับแต่งค่าพารามิเตอร์ K_C , T_i และ T_d ของตัวควบคุม PID นั่นเอง) ซึ่งสัญญาณควบคุมของตัวควบคุมจะเป็นไปตามกริยาการควบคุมแบบต่าง ๆ ที่ถูกเลือกใช้ดังที่จะกล่าวต่อไป

การออกแบบระบบควบคุมนั้นต้องพิจารณาถึงคุณลักษณะของกระบวนการที่ต้องการควบคุมเสียก่อน ซึ่งบางครั้งอาจพิจารณาในรูปของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่รู้จักกันดี คือฟังก์ชั่นถ่ายโอน ทั้งนี้ก็เนื่องจากจะได้เลือกชนิดของการควบคุมให้เหมาะสมกับระบบ เพื่อให้การควบคุมมีเสถียรภาพ (Stability) และมีประสิทธิภาพสูงสุด โดยสัญญาณที่ใช้ในการควบคุมและเป็นไปตามลักษณะของการสร้างสัญญาณที่เรียกว่า "กริยาการควบคุม (Control Action)" กริยาการควบคุมสามารถแบ่งออกเป็น 4 แบบใหญ่ ๆ คือ

1. กริยาการควบคุมแบบ ON-OFF
2. กริยาการควบคุมแบบ Proportional
3. กริยาการควบคุมแบบ Integral
4. กริยาการควบคุมแบบ Derivative

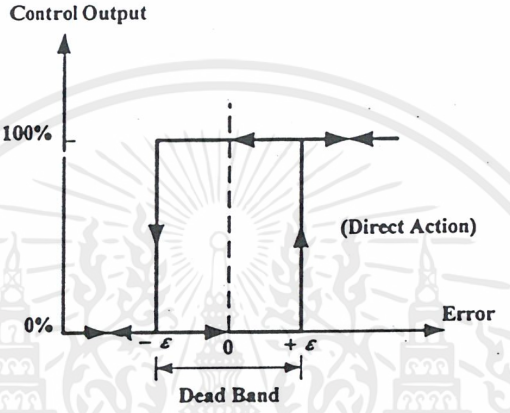
กริยาการควบคุมที่ได้กล่าวมามีข้อดีข้อเสียและคุณสมบัติที่แตกต่างกัน ดังนั้น ในทางปฏิบัติจึงต้องนำเอากริยาการควบคุมแบบต่าง ๆ มาประยุกต์เข้าด้วยกันเพื่อให้ได้สัญญาณควบคุมที่เหมาะสมที่สุด ซึ่งมารวมกริยาการควบคุมที่มักพบเห็นเป็นประจำ คือ

5. กริยาการควบคุมแบบ Proportional - Integral
6. กริยาการควบคุมแบบ Proprotional - Derivative
7. กริยาการควบคุมแบบ Proportional – Integral - Derivative

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3.1 กริยาการควบคุมแบบ ON-OFF

การควบคุมแบบ ON-OFF เป็นการควบคุมที่ง่ายที่สุดและราคาไม่แพง โดยตัวควบคุมจะทำงานเพียง 2 สถานะ คือ เปิดกับปิด และสัญญาณเอาท์พุทที่ได้ก็จะมี 2 สภาวะ เช่นกันคือ 0% หรือ 100% กริยาการควบคุมแบบ ON-OFF แสดงดังรูปที่ 2.9



รูปที่ 2.9 แสดงกริยาการควบคุมแบบ ON-OFF

จากรูปที่ 2.9 จะเห็นว่า ถ้าความคลาดเคลื่อนเพิ่มขึ้นมากกว่าค่าวิกฤต (Critical Value) หรือ +Ɛ ค่าเอาท์พุทของตัวควบคุมและเปลี่ยนจาก 0% ไปเป็น 100% ทำให้ค่าความคลาดเคลื่อนลดต่ำลงกว่าค่าวิกฤต (-Ɛ) ค่าเอาท์พุทจะเปลี่ยนจาก 100% เป็น 0% ดังนั้น จะเห็นว่าก่อนที่ค่าเอาท์พุทจะเปลี่ยนแปลงนั้นจะเกิดเดทแบนด์ (Dead Band) ขึ้นรอบ ๆ ค่าความคลาดเคลื่อนเท่ากับศูนย์ (Zero Error) โดยในช่วงเดทแบนด์นั้น ค่าเอาท์พุทจะไม่มีการเปลี่ยนแปลงแต่อย่างใดซึ่งอาจจะเป็นผลมาจากการเสียดทานที่ไม่คาดคิดไว้ก่อน หรือบางครั้งก็ต้องทำให้มีช่วงเดทแบนด์ เพื่อป้องกันการ ON-OFF บ่อยเกินไป อันจะทำให้อุปกรณ์ควบคุมหรือกระบวนการเกิดการเสียหายได้ แต่ช่วงเดทแบนด์นี้ก็ต้องไม่กว้างนักเพราะจะทำให้ค่าความเที่ยงตรงของการควบคุมลดลง กริยาการควบคุมแบบ ON-OFF สามารถเขียนเป็นสมการทางคณิตศาสตร์ ได้ดังนี้

$$m(t) = 0\% \quad \text{เมื่อ} \quad e < -\varepsilon$$
$$= 100\% \quad \text{เมื่อ} \quad e > +\varepsilon \qquad (2.3)$$

เมื่อ $m(t)$ = สัญญาณควบคุมหรือเอาท์พุทของตัวควบคุม

$e(t)$ = ค่าความคลาดเคลื่อน

ε = ½ ของค่าเดทแบนด์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การควบคุมแบบ ON-OFF จะนิยมใช้ในการควบคุมกระบวนการที่ไม่ต้องการความเที่ยงตรงสูงนัก และผลของความคลาดเคลื่อนไม่ส่งผลต่อการควบคุม เช่น การควบคุมอุณหภูมิในตู้เย็น การควบคุมระดับน้ำในถังน้ำทั่วไปตามบ้าน หรือการควบคุมอุณหภูมิในห้อง เป็นต้น นอกจากนี้ การควบคุมแบบ ON-OFF ยังนิยมใช้กับกระบวนการที่มีขนาดความจุมาก ๆ อีกด้วย เนื่องจากค่าความคลาดเคลื่อนจะมีค่าน้อยมากเมื่อเทียบกับขนาดค่าความจุ ทำให้ลดต้นทุนได้อย่างมาก

2.3.2 กริยาการควบคุมแบบ Proportional (P)

สำหรับการควบคุมที่มีกริยาการควบคุมแบบ P นั้น ค่าเอาท์พุทของตัวควบคุมจะเปลี่ยนแปลงอย่างเป็นสัดส่วนโดยตรงกับค่าความคลาดเคลื่อน กล่าวคือ ถ้าค่าความคลาดเคลื่อนมีค่ามาก ค่าเอาท์พุทของตัวควบคุมก็จะมากขึ้นตาม และถ้าค่าความคลาดเคลื่อนมีค่าน้อยค่าเอาท์พุทที่ได้ก็จะน้อยด้วย ความสัมพันธ์ระหว่างตัวแปร 2 ตัวนี้ เรียกว่า อัตราขยายของตัวควบคุมแบบ P (Proportional Gain) กริยาการควบคุมแบบ P สามารถเขียนเป็นสมการทางคณิตศาสตร์ ได้ดังนี้

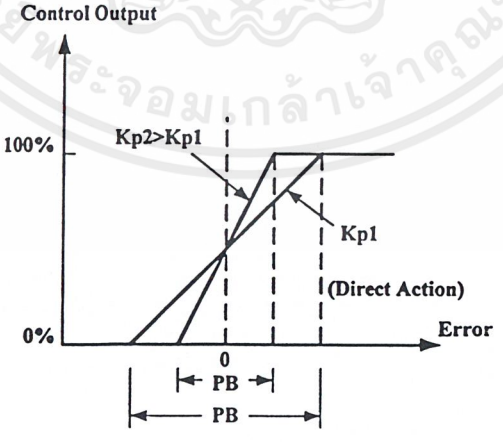
$$M_p(t) = \overline{m} + K_p e(t) \qquad (2.4)$$

เมื่อ $M_p(t)$ = เอาท์พุทของตัวควบคุมแบบ Proportional

K_p = อัตราขยายของตัวควบคุมแบบ Proportional

$\overline{m}$ = ค่าเอาท์พุทของตัวควบคุมเมื่อความคลาดเคลื่อนเป็นศูนย์

คุณสมบัติของกริยาการควบคุมแบบ P แสดงในรูปที่ 2.10



รูปที่ 2.10 แสดงคุณสมบัติของกริยาการควบคุมแบบ Proportional

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 2.10 แสดงให้เห็นว่าจะเกิดการอิ่มตัวของค่าความคลาดเคลื่อน คือ เมื่อเอาท์พุทสูงถึง 100% ขณะที่ค่าคลาดเคลื่อนยังคงเพิ่มขึ้นไปอีกค่าเอาท์พุทจะไม่สามารถเพิ่มขึ้นตามได้ ทำนองเดียวกันเมื่อค่าเอาท์พุทมีค่าเท่ากับ 0% ขณะที่ค่าคลาดเคลื่อนยังคงลดลงอีกค่าเอาท์พุทก็ไม่สามารถลดลงได้ ซึ่งช่วงของค่าความคลาดเคลื่อนระหว่างที่เอาท์พุทมีค่าจาก 0% ถึง 100% เรียกว่า Proportional Band (PB) โดยค่า PB จะมีผลต่ออัตราขยายของตัวควบคุม กล่าวคือ เมื่อค่า PB สูงขึ้นค่าอัตราขยายของตัวควบคุมจะลดลง เนื่องจาก $K_p = 100/PB$ และเมื่ออัตราขยายของตัวควบคุมลดลงจะทำให้เกิดออฟเซ็ท (Offset) ในระบบมากขึ้น

ปัญหาอีกอย่างหนึ่งของกริยาการควบคุมแบบ P ก็คือค่าเอาท์พุทที่ความคลาดเคลื่อนเป็นศูนย์ ($\overline{m}$) มีค่าคงที่ ซึ่งการเลือกค่า $\overline{m}$ นั้นจะกระทำในช่วงเริ่มต้น โดยเลือกค่าที่เหมาะสมกับตัวแปรของระบบนั้น ๆ แต่ถ้าตัวแปรอื่น ๆ ของระบบเกิดการเปลี่ยนแปลงไปจะทำให้ตัวแปรควบคุมเปลี่ยนแปลงไปด้วย การแก้ไขก็คือ ปรับค่า m ให้สอดคล้องกับการเปลี่ยนแปลงนั้น แต่ในกระบวนการควบคุม ตัวแปรตัวใดตัวหนึ่งของระบบอาจเกิดการเปลี่ยนแปลงบ่อยครั้ง ในกรณีเช่นนี้ก็จะทำให้เกิดออฟเซ็ทได้เช่นกัน

2.3.3 กริยาการควบคุมแบบ Integral (I)

กริยาการควบคุมแบบ I มีชื่อเรียกอีกอย่างหนึ่งว่าการควบคุมแบบรีเซ็ท (Reset Control) โดยการควบคุมจะพิจารณาค่าคลาดเคลื่อนที่เกิดขึ้นทั้งหมด ซึ่งการหาค่าความคลาดเคลื่อนในกริยาการควบคุมแบบ I นี้จะต้องหาค่าพื้นที่ทั้งหมดภายใต้กราฟของค่าความคลาดเคลื่อนต่อเวลาจากนั้นนำไปคูณกับค่าคงที่ที่เรียกว่า อัตราขยายของตัวควบคุมแบบ I (Integral Gain) เพื่อหาค่าเอาท์พุทดังสมการ (2.5)

$$m_I(t) = K_I \int_0^t e(t)dt + \overline{m}_I(o) \qquad (2.5)$$

โดยที่ $m_I(t)$ = ค่าเอาท์พุทของตัวควบคุมแบบ I

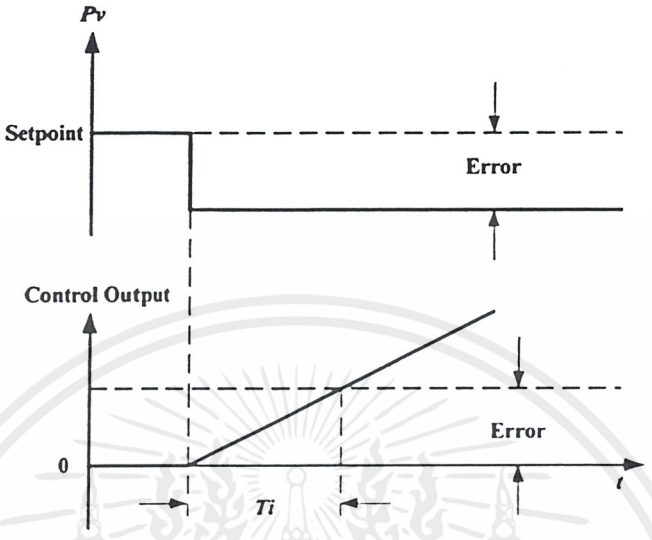
K_I = ค่าอัตราขยายของตัวควบคุมแบบ I

$\int_0^t e(t)dt$ = พื้นที่ทั้งหมดของความคลาดเคลื่อน

$\overline{m}_I(o)$ = เอาท์พุทของตัวควบคุมที่เวลา t มีค่าเป็นศูนย์

ผลของกริยาการควบคุมแบบ I นี้ จะทำให้ไม่เกิดออฟเซ็ทขึ้นในระบบและลดค่าพุ่งเกินของระบบลงได้ แต่ถ้ากริยาการควบคุมมีสูงเกินไปจะทำให้ผลตอบสนองของกระบวนการช้าลงผลตอบสนองของกริยาการควบคุม แบบ I แสดงดังรูปที่ 2.11

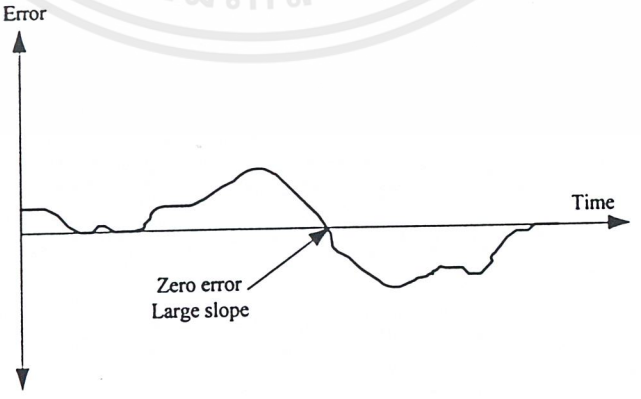
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.11 แสดงผลตอบสนองของกริยาการควบคุมแบบ Integral

2.3.4 กริยาการควบคุมแบบ Derivative (D)

กริยาการควบคุมแบบ D สัญญาณเอาท์พุทของตัวควบคุมจะขึ้นอยู่กับอัตราการเปลี่ยนแปลงของค่าความคลาดเคลื่อนต่อเวลา (Time Rate of Change of Error) จะเห็นว่าค่าความคลาดเคลื่อนนี้มีโอกาสเป็นศูนย์ได้ และค่าเอาท์พุทก็สามารถเปลี่ยนแปลงให้มีค่าสูงขึ้น เมื่อความคลาดเคลื่อนเปลี่ยนแปลง ซึ่งเรียกการกระทำดังกล่าวนี้ว่า อัตราการกระทำ (Rate Action) ตามตัวอย่างดังรูปที่ 2.12



รูปที่ 2.12 แสดงตัวอย่างคุณสมบัติของกริยาควบคุมแบบ Derivative

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

จากรูป จะเห็นว่าที่ค่าความคลาดเคลื่อนเป็นศูนย์ มีอัตราการเปลี่ยนแปลงของความชันสูง ผลของการเปลี่ยนแปลงนี้ทำให้ค่าเอาท์พุทเกิดการเปลี่ยนแปลงสูงตามไปด้วย ซึ่งอัตราการเปลี่ยนแปลงของค่าความคลาดเคลื่อนสามารถประมาณได้โดยการหาค่าความแตกต่างระหว่างค่าความคลาดเคลื่อน 2 ค่า และหารด้วยเวลาระหว่าง 2 ค่านี้ แล้วนำไปคูณกับค่าคงที่ที่เรียกว่า อัตราขยายของตัวควบคุมแบบ D (Derivative Gain) เพื่อหาค่าสัญญาณเอาท์พุทของตัวควบคุม ดังสมการ(2.6)

$$m_D(t) = K_D \frac{[e(t) - e(t_O)]}{(t - t_O)} \qquad (2.6)$$

หรือ

$$m_D(t) = K_D \frac{de(t)}{dt} \qquad (2.7)$$

โดยที่ $m_D(t)$ = ค่าเอาท์พุทของตัวควบคุมแบบ D ที่เวลา t

K_D = ค่าอัตราขยายของตัวควบคุมแบบ D

$e(t)$ = ค่าความคลาดเคลื่อนที่เวลา t

$e(t_O)$ = ค่าความคลาดเคลื่อนที่เวลา t_O

กริยาการควบคุมแบบนี้ เหมาะสำหรับกระบวนการที่มีเวลาหน่วง (Time Lag) มาก ๆ เพราะสามารถแก้ค่าความคลาดเคลื่อนโดยการกระทำล่วงหน้าก่อนที่จะมีการกระทำเกิดขึ้น จึงช่วยให้ผลตอบสนองของกระบวนการเร็วขึ้นแต่มีข้อเสีย คือ กริยาการควบคุมมีความไวต่อสัญญาณค่าความคลาดเคลื่อนมาก โดยเฉพาะกรณีที่ τ_D หรือ K_D มีค่ามาก ซึ่งจะทำให้เกิดค่าพุ่งเกินสูงได้ ดังนั้น จึงไม่เหมาะสมกับกระบวนการที่มีค่าเวลาหน่วงน้อย ๆ และกระบวนการที่มีการเปลี่ยนแปลงได้ง่าย เช่น ระบบควบคุมการไหลหรือระบบควบคุมความดัน เป็นต้น กริยาการควบคุมแบบนี้ไม่สามารถนำไปใช้งานแบบโดดเดี่ยวได้ เพราะว่าเมื่อค่าความคลาดเคลื่อนเป็นศูนย์ จะทำให้สัญญาณเอาท์พุทของตัวควบคุมเป็นศูนย์ด้วย

2.3.5 กริยาการควบคุมแบบ Proportional - Integral

ตามที่ได้กล่าวมาแล้วว่ากริยาการควบคุมแบบ P นั้น จะมีออฟเซ็ทเกิดขึ้น ซึ่งการกำจัดค่าออฟเซ็ทนี้ ทำได้โดยการเพิ่มกริยาการควบคุมแบบ I เข้าไป ดังนั้นสมการสัญญาณเอาท์พุทของตัวควบคุมแบบนี้จะเป็นไปตามสมการ (2.8)

$$m_{PI}(t) = \bar{m} + K_P e(t) + K_P K_I \int_0^t e(t)dt \qquad (2.8)$$

หรือ

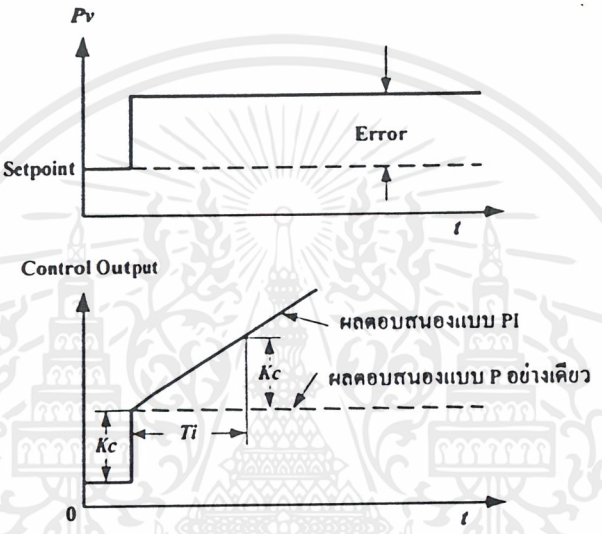
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

45703

$$m_{PI}(t) = \overline{m} + K_C\, e(t) + \frac{K_C}{T_i}\int_0^t e(t)dt \qquad (2.9)$$

เมื่อ K_C = K_P และ $K_I = 1/T_i$

T_i = เวลาในการอินทริเกรดหรือเวลารีเซ็ท (Integral or Reset Time)



รูปที่ 2.13 แสดงตัวอย่างผลตอบสนองของกริยาการควบคุมแบบ PI (Direct Action)

นอกจากกริยาการควบคุมแบบ PI จะทำให้ค่าออฟเซ็ทที่สภาวะคงที่เป็นศูนย์แล้ว ยังช่วยลดค่าพุ่งเกินและการแกว่ง (Oscillation) ของระบบลงได้ แต่จะทำให้ให้ Rise Time และ Settling Time มีค่ามากขึ้น

2.3.6 กริยาการควบคุมแบบ Proportional - Derivative (PD)

การประยุกต์ใช้กริยาการควบคุมแบบ D ร่วมกับกริยาการควบคุมแบบ P ก็เพื่อทำให้ผลตอบสนองของระบบรวดเร็วขึ้น แต่จะไม่มีผลโดยตรงต่อผลตอบสนองที่สภาวะคงที่ ซึ่งสมการเอาท์พุทของกริยาการควบคุมแบบ PD แสดงดังสมการ (2.10)

$$m_{PD}(t) = \overline{m} + K_P\, e(t) + K_P K_D \frac{ed(t)}{dt} \qquad (2.10)$$

หรือ

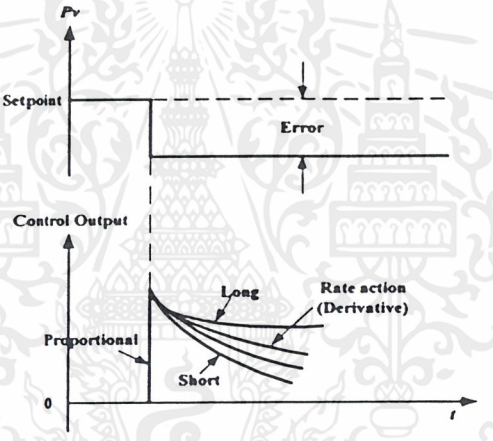
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$m_{PD}(t) = \overline{m} + K_C\, e(t) + K_C\, T_d \frac{ed(t)}{dt} \qquad (2.11)$$

เมื่อ $K_D = T_d$

T_d = ค่าของ Derivative or Rate Time

ข้อเสียของกริยาการควบคุมแบบนี้ก็คือ ไม่สามารถทำให้ออฟเซ็ทของระบบลดลงหรือหมดไปได้ และอาจจะทำให้ค่าพุ่งเกินของระบบมีค่าสูงขึ้น ผลตอบสนองของกริยาการควบคุมแบบ PD แสดงดังรูปที่ 2.14



รูปที่ 2.14 แสดงผลตอบสนองของกริยาการควบคุมแบบ PD

2.3.7 กริยาการควบคุมแบบ Proportional – Integral – Derivative (PID)

จากที่ได้กล่าวมาแล้วว่า กริยาการควบคุมแบบ PD ทำให้ระบบมีเสถียรภาพสัมพัทธ์ดีขึ้น (ผลตอบสนองเร็วขึ้น) แต่ไม่สามารถทำให้ค่าคลาดเคลื่อนหรือ ออฟเซ็ทที่สภาวะคงที่เป็นศูนย์ได้ ส่วนกริยาการควบคุมแบบ PI ทำให้ค่าความคลาดเคลื่อนที่สภาวะคงที่ลดลงหรือหมดไปแต่ทำให้เสถียรภาพสัมพัทธ์ลดลง (Rise Time และ Settling Time มีค่ามากขึ้น) ดังนั้น บางครั้งเพื่อให้ผลตอบสนองของระบบควบคุมมีสมรรถนะเป็นไปตามที่ต้องการจึงต้องใช้กริยาการควบคุมทั้งสองแบบร่วมกัน ซึ่งจะทำให้ได้กริยาการควบคุมแบบ PID ที่มีสมการสัญญาณเอาท์พุท ดังสมการ (2.12)

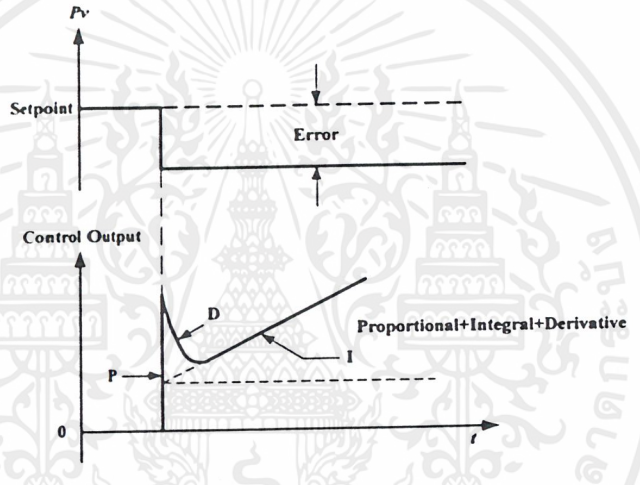
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$m_{PID}(t) = \overline{m} + K_P e(t) + K_P K_I \int_0^t e(t)dt + K_P K_D \frac{de(t)}{dt} \quad (2.12)$$

หรือ

$$m_{PID}(t) = \overline{m} + K_C e(t) + \frac{K_C}{T_i} \int_0^t e(t)dt + K_C K_d \frac{de(t)}{dt} \quad (2.13)$$

ผลตอบสนองของกริยาการควบคุมแบบ PID แสดงดังรูปที่ 2.15



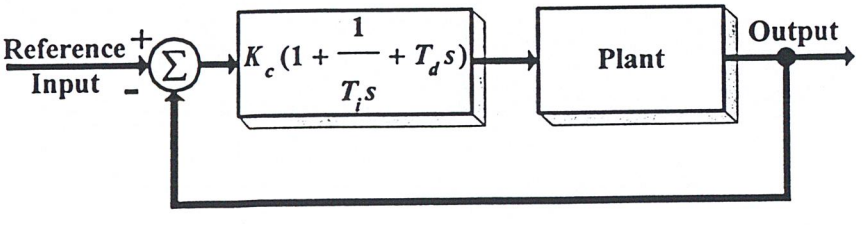
รูปที่ 2.15 แสดงผลตอบสนองของกริยาการความคุมแบบ PID

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4 วิธีการคำนวณค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุม PID จากผลตอบสนองของกระบวนการที่นิยมใช้กันอยู่ในปัจจุบัน

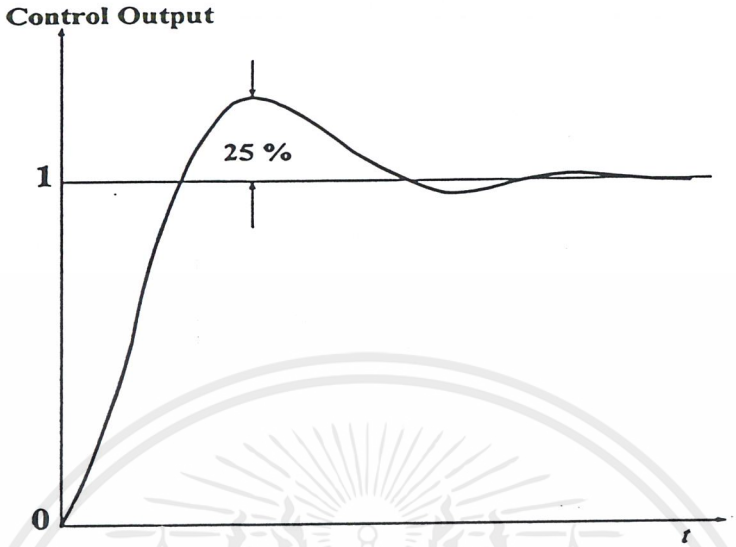
ตามที่ได้กล่าวมาแล้วว่า การนำตัวควบคุม PID ไปใช้ในการควบคุมกระบวนการต่าง ๆ จำเป็นต้องหาค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมที่เหมาะสมที่จะใช้ปรับให้กับตัวควบคุม PID เพื่อให้ได้การควบคุมที่ดีที่สุด ซึ่งการหาค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุม PID สามารถทำได้หลายวิธี บางวิธีจะพิจารณาจากผลตอบสนองของระบบที่ได้จากการทดสอบกระบวนการ เช่น วิธีของ Ziegler – Nichols, วิธีของ Cohen – Coon และวิธีของ Harriott เป็นต้น อีกวิธีหนึ่งคือ วิธีอาศัยความรู้ทางคณิตศาสตร์ เช่นวิธีการหาค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมด้วยวิธีทางเดินของราก (Root Locus Method) และโดยส่วนใหญ่สจะพิจารณาจากเงื่อนไขในโดเมนเวลามากกว่าในโดเมนความถี่ วิธีที่ได้กล่าวมานั้นวิธีของ เป็นวิธีที่ได้รับความนิยมมากที่สุดในทางปฏิบัติ อย่างไรก็ดีวิธีของ Ziegler – Nichols หลายกรณีที่ต้องการการปรับละเอียดอีกครั้งหนึ่งโดยวิธีการลองผิดลองถูกในอันที่จะได้ผลตอบสนองของระบบที่ต้องการอย่างแท้จริง ในส่วนนี้จะกล่าวถึงเพียงวิธีการปรับหาค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุม PID ของ J.G.Ziegles และ N.B.Nichols และวิธี Demped Oscillation ของ Harriott เท่านั้น

วิธีการหาค่าพารามิเตอร์ K_C , T_i และ T_d ของตัวควบคุม PID ตามวิธีของ Ziegler - Nichols จะขึ้นอยู่กับคุณลักษณะของผลตอบสนองชั่วครู่ของระบบที่ถูกควบคุมที่ได้จากทั้งผลตอบสนองแบบลูปเปิดและผลตอบสนองแบบลูปปิด ซึ่งมี 2 วิธี คือ วิธี "Process Reaction Curve" และวิธี "Ultimate Method" โดยแต่ละวิธีมีจุดมุ่งหมายที่จะทำให้ผลตอบสนองเวลาของระบบต่ออินพุทแบบ Unit Step มีค่าพุ่งเกินสูงสุดไม่เกิน 25% ดังรูป



รูปที่ 2.16 (ก) แสดงโครงสร้างของระบบควบคุมที่ควบคุมด้วยตัวควบคุม PID

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.16 (ข) แสดงค่าพุ่งเกินที่ต้องการเมื่อใช้การปรับด้วยวิธีของ Ziegler - Nichols

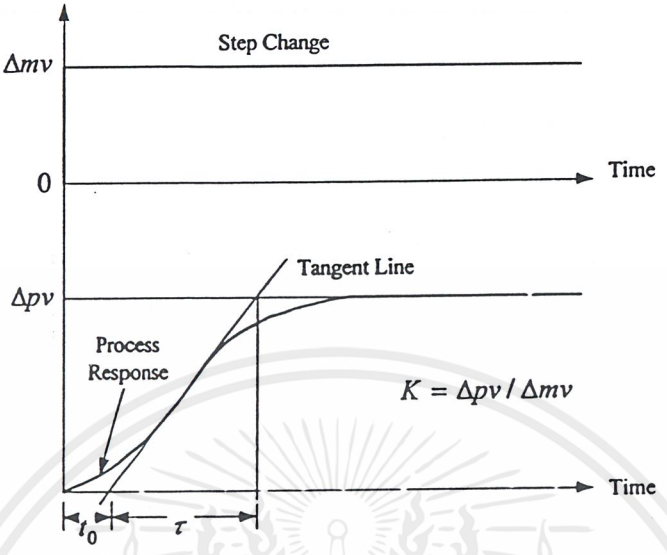
2.4.1 การคำนวณจากวิธี Process Reactive Curve

วิธีนี้จะหาค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุม PID จากผลตอบสนองเวลาของระบบหรือกระบวนการที่ถูกควบคุมแบบลูปปิดต่ออินพุทแบบ Step โดยที่ระบบหรือกระบวนการในกรณีนี้จะไม่มีโพล (Pole) ที่จุดกำเนิด (Origin) หรือไม่มี Dominant Complex Conjugate Poles และไม่มีตัวควบคุมต่อร่วมอยู่ ดังนั้น ผลตอบสนองของเวลาจะเป็นรูปตัว S (ถ้าผลตอบสนองเวลาไม่เป็นรูปตัว S วิธีนี้จะใช้ไม่ได้) ผลตอบสนองรูปตัว S นี้จะถูกนำมาอธิบายคุณลักษณะของกระบวนการ ด้วยพารามิเตอร์ 3 ค่า คือ ค่าอัตราขยายของกระบวนการ ค่าเวลาหน่วงของกระบวนการ และค่าเวลาคงที่ของกระบวนการ โดยค่าเวลาหน่วงของกระบวนการ และค่าเวลาคงที่ของกระบวนการ จะถูกประมาณโดยการลากเส้นสัมผัสกับจุดที่มีอัตราการเบี่ยงเบนสูงสุด (Maximum Slope) ดังรูปที่ 2.17 ส่วนค่าอัตราขยายของกระบวนการ ทราบได้เมื่อผลตอบสนองของกระบวนการเข้าสู่สภาวะคงที่

ดังนั้น ฟังก์ชั่นถ่ายโอนของกระบวนการจะประมาณได้ด้วยระบบอันดับหนึ่งแบบมีการหน่วงเวลา (FOPDT) คือ

$$G_{(s)} = \frac{C(s)}{U(s)} = \frac{Ke^{-tOS}}{\tau s + 1} \qquad (2.14)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.17 แสดงผลตอบสนองรูปตัว S เมื่อใช้วิธี Process Reaction Curve

Ziegler – nichols ได้กำหนดค่าของ K_C , T_i และ T_d สำหรับตัวควบคุมแบบต่าง ๆ ที่ใช้การปรับค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุม PID ตามวิธี Process Reaction Curve ไว้ในตารางที่ 2.1

วิธี Process Reaction Curve จะพบเห็นกันบ่อยมากในทางปฏิบัติ ซึ่งผลตอบสนองของกระบวนการที่จะนำมาประมาณค่านั้นได้มาจากการบันทึกค่าโดยเครื่องบันทึก (Recorder) ดังนั้นจะเห็นว่าจะเกิดค่าผิดพลาดได้ง่าย จากการกำหนดจุดที่มีอัตราการเบี่ยงเบนสูงสุด และการลากเส้นสัมผัส ณ จุดนี้ โดยเฉพาะกับผลตอบสนองที่บันทึกด้วยความเร็วการบันทึก (Chart Speed) ต่ำ ๆ เช่น ที่ความเร็วการบันทึก 250/mm./h. หรือ 3600/250 = 14.4 sec./1mm. ซึ่งถ้าการกำหนดจุดและลากเส้นผิดพลาดเพียง 1 มิลลิเมตร จะทำให้ค่าผิดพลาดถึง 14.4 วินาทีเลยทีเดียว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 2.1 แสดงสูตรสำหรับหาค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุม PID ตามวิธี Process Reaction Curve

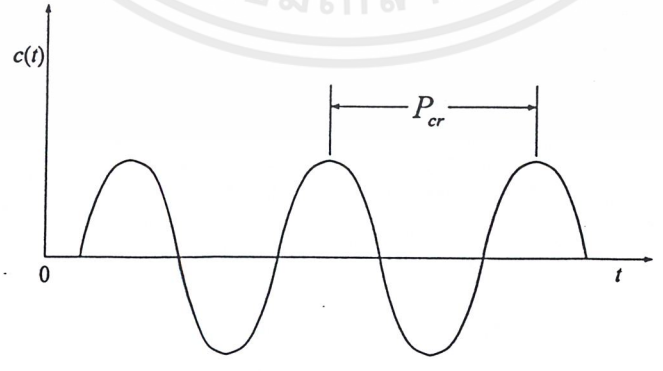
Controller Type		Proportional Gain K_C	Integral Time T_i	Derivative Time T_d
Proportional only	P	1/K (τ/t_O)	-	-
Proportional – Integral	PI	0.9/K (τ/t_O)	3.33 t_O	-
Proportional – Integral – Derivative	PID	1.2/K (τ/t_O)	2.0 t_O	0.5 t_O

2.4.2 การคำนวนจากวิธี Ultimate Method

วิธีนี้จะหาค่าของพารามิเตอร์ของตัวควบคุม PID จากผลตอบสนองเวลาของระบบหรือกระบวนการที่ถูกควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบลูปปิดต่ออินพุทแบบ Unit Step โดยปรับค่าของ K_C ไปเรื่อย ๆ จนกระทั่งผลตอบสนองเวลาของกระบวนการเกิดการแกว่งอย่างต่อเนื่อง (Sustained Oscillations) ดังรูปที่ 2.18 (ถ้าผลตอบสนองเวลาไม่เกิดการแกว่งอย่างต่อเนื่อง วิธีนี้จะใช้ไม่ได้) จากนั้นหาค่าของ

K_{Cr} (Critical Gain) = อัตราการขยายที่ทำให้ผลตอบสนองเวลาเกิดการแกว่งอย่างต่อเนื่อง

P_{Cr} (Oscillation Period) = คาบเวลาของการแกว่งอย่างต่อเนื่อง



รูปที่ 2.18 แสดงผลตอบสนองเวลาเกิดการแกว่งอย่างต่อเนื่อง เมื่อปรับโดยใช้วิธี Ultimate Method

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วิธีนี้ไม่นิยมใช้มากนัก เนื่องจากระบบต้องทำงานใกล้ความไม่เสถียรภาพและใช้เวลาค่อนข้างนานมาก โดยเฉพาะกับกระบานการที่มีเวลาหน่วงมาก ๆ เช่น กระบวนการควบคุมอุณหภูมิ สำหรับวิธีนี้ Ziegler - Nichols ได้กำหนดค่าของ K_C , T_i และ T_d สำหรับตัวควบคุมแบบต่าง ๆ ไว้ในตารางที่ 2.2

ตารางที่ 2.2 แสดงสูตรสำหรับหาค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุม PID ตามวิธี Ultimate Method

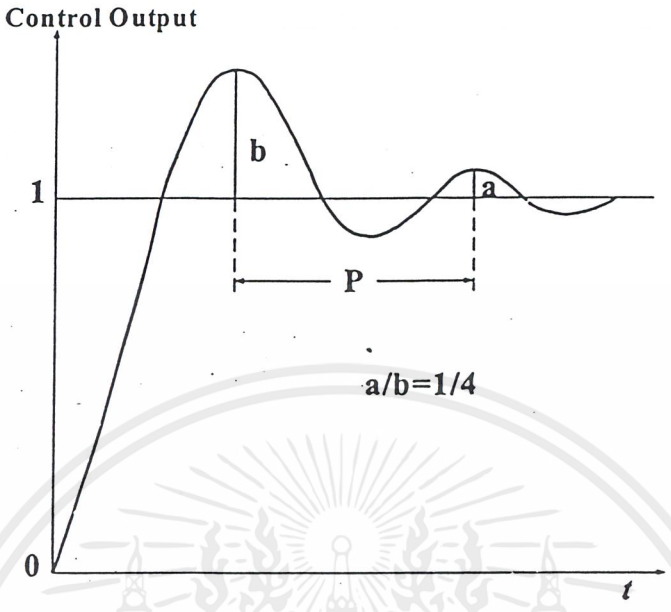
Controller Type		Proportional Gain K_C	Integral Time T_i	Derivative Time T_d
Proportional only	P	$K_C/2$	-	-
Proportional – Integral	PI	$K_C/2.2$	$T_C/1.2$	-
Proportional – Integral – Derivative	PID	$K_C/1.7$	$T_C/2$	$T_C/8$

2.4.3 การคำนวนจากวิธี Damped Oscillation

วิธีหาค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุม PID ตามวิธี Damped Oscillation เป็นวิธีที่ปรับปรุงมาจากวิธี Ultimate Methad โดย Harriott เพื่อใช้ในกรณีที่การปรับค่าของ K_C ไปอย่างไรก็ตาม แต่ผลตอบสนองเวลาของกระบวนการไม่เกิดการแกว่งอย่างต่อเนื่อง วิธีนี้จะปรับค่าของ K_C ไปจนผลตอบสนองเวลาของระบบควบคุมแบบลูปปิดมีอัตราการเสื่อม (Quarter Decay Ratio) เท่ากับ ¼ ดังรูปที่ 2.19 จากนั้นวัดค่าของคาบเวลา P และค่า K_C ที่ปรับจนทำให้ผลตอบสนองของระบบควบคุม มีอัตราการเสื่อมเท่ากับ ¼ (สมมติให้เป็น K_{DO}) ไปใช้คำนวณหาค่า K_C , T_i และ T_d ดังนี้

$$K_C = K_{DO}(1/4),\ T_i = P/1.5 \text{ และ } T_d = P/6 \qquad (2.15)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.19 แสดงค่าอัตราการเสื่อม ¼ เมื่อปรับโดยวิธี Damped Oscillation

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

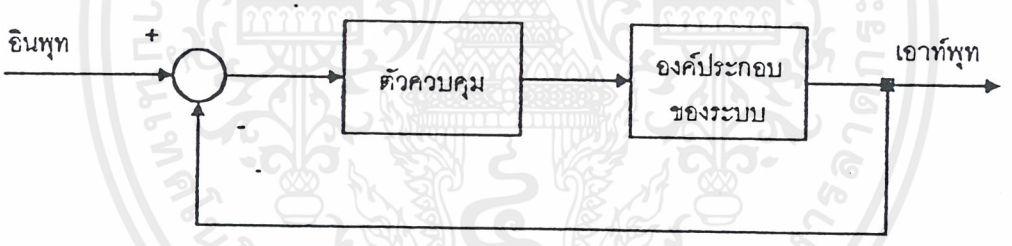
2.5 การออกแบบระบบควบคุม

การออกแบบตัวควบคุมนั้น สามารถออกแบบได้หลายวิธี แต่ละวิธีจะมีความสะดวกสำหรับแต่ละระบบนั้นขึ้นอยู่กับคุณสมบัติและรูปแบบของระบบที่ต้องการควบคุม แต่ถ้าระบบประกอบไปด้วยตัวหน่วงเวลาอันดับหนึ่ง อินทิเกรเตอร์ และค่าคงที่ในการขยายสัญญาณ สามารถใช้วิธีโมดูลัสและซิมเมตริคอลออปติมัมเพื่อการออกแบบตัวควบคุมแบบ I , PI และ PID สำหรับระบบได้ เนื่องจากสามารถออกแบบได้สะดวกและได้ผลดี

2.5.1 ระบบที่เหมาะสมโดยทั่วไป

ถ้าให้ระบบควบคุมแบบปิดในรูป 2.20 แสดงได้ด้วยสมการทางคณิตศาสตร์ดังนี้

$$Fw(s) = \frac{Fo(s)}{1+ Fo(s)} \qquad (2.16)$$



ภาพที่ 2.20 แสดงระบบควบคุมแบบปิด

โดยที่

Fo(s) เป็นทรานสเฟอร์ฟังก์ชั่นของตัวควบคุม (Controller) และองค์ประกอบของระบบ

Fw(s) เป็นทรานสเฟอร์ฟังก์ชั่นของระบบควบคุมแบบปิดหรือระบบป้อนกลับ

ระบบจะสามารถตอบสนองต่อคำสั่งได้รวดเร็วเพียงใดขึ้นอยู่กับตัวควบคุมที่เหมาะสม ซึ่งจะออกแบบตัวควบคุมให้เหมาะสมกับระบบได้ดีที่สุดตามคุณสมบัติของระบบนั้น โดยทำให้ระบบมีการตอบสนองต่ออินพุทให้ได้เร็วที่สุด ถ้าพิจารณาระบบในเชิงความถี่ ตัวควบคุมจะทำให้ขนาดของ Fw(s) มีค่าเข้าใกล้ 1 ตลอดช่วงแบนด์วิดท์ของระบบ ในกรณีของคำสั่งอินพุทแบบทันทีทันใดหรือเป็นสเต็ป (Step) การตอบสนองของระบบไม่สามารถทำได้ทันทีทันใด แต่จะเข้าสู่จุดที่ต้องการให้ได้อย่างเร็วที่สุด

โดยทั่วไปแล้ว Fw(s) จะมีลักษณะในสองรูปแบบดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$Fw(s) = \frac{b_0}{a_0+Sa_1+S^2a_2} \quad (2.17)$$

$$Fw(s) = \frac{b_0+Sb_1}{a_0+Sa_1+S^2a_2+S^3a_3} \quad (2.18)$$

จากสมการที่ (2.17) ถ้าให้ bo = ao โดยพิจารณาเฉพาะขนาดของ Fw(s) ที่ความถี่ใด ๆ เมื่อ S = jω ดังนั้น

$$|Fw(\omega)| = \sqrt{\frac{a_0^2}{A_0^2+\omega^2(a_1^2-2a_0a_2)+\omega^4a_2^2}} \quad (2.19)$$

ที่ความถี่ต่ำ ๆ สมการ (2.19) จะมีค่าเข้าใกล้ 1 เมื่อสัมประสิทธิ์ของ ω^2 มีค่าเป็น 0 ดังนั้นค่าของ $a_1^2 - 2a_0a_2 = 0$ จะได้สมการเบื้องต้นเพื่อใช้ในการออกแบบตัวควบคุมดังนี้

$$a_1^2 = 2a_0a_2 \quad (2.20)$$

และจากสมการที่ (2.18) ให้ b0 = a0 และ b1 = a1 จะได้ลักษณะคล้ายสมการที่ (2.19) ดังนี้

$$|Fw(\omega)| = \sqrt{\frac{a_0^2+\omega^2a_1^2}{a_0^2+\omega^2(a_1^2-2a_0a_2)+\omega^4(a_2^2-2a_1a_3)+\omega^6a_3^3}} \quad (2.21)$$

จะได้สมการเบื้องต้นดังนี้

$$a_1^2 = 2a_0a_2 \quad (2.22)$$

$$a_1^2 = 2a_1a_3 \quad (2.23)$$

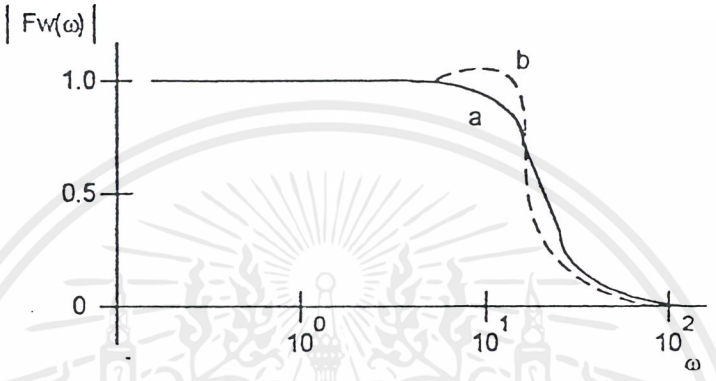
จากสมการ (2.19) และ (2.21) ถ้าแทนสมการเบื้องต้นที่ได้เข้าไปจะได้ดังนี้

$$|Fw(\omega)| = \sqrt{\frac{1}{1+\omega^4(a_2/a_0)^2}} \quad (a)$$

$$|Fw(\omega)| = \sqrt{\frac{1+\omega^2(a_1/a_0)^2}{1+\omega^6(a_3/a_0)^2}} \quad (b)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

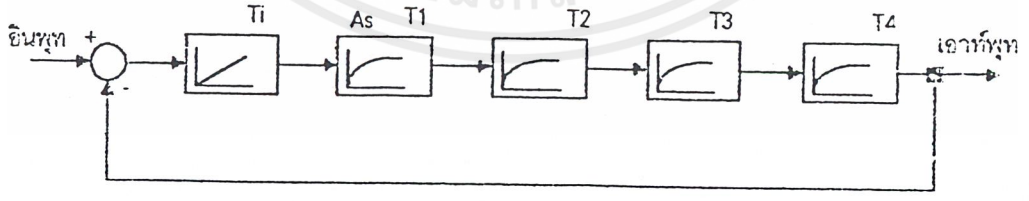
สมการที่ได้เป็นสมการของระบบที่เหมาะสมและมีค่าเป็น 1 ที่ความถี่เป็น 0 แต่เมื่อความถี่เพิ่มขึ้นจะมีค่าใกล้ 1 ตลอดช่วงแบนด์วิดท์ แสดงลักษณะที่ได้ในเชิงความถี่ของสมการ a และ b ได้ดังรูป 2.21



รูป 2.21 แสดงลักษณะการตอบสนองในเชิงความถี่ของระบบที่เหมาะสม

2.5.2 การออกแบบตัวควบคุมโดยวิธีโมดูลัสออปติมัม

ถ้าระบบที่ต้องการออกแบบประกอบไปด้วยตัวหน่วงเวลาอันดับหนึ่งหลายตัว โดยมีค่าคงที่ทางเวลาเป็น T_1 ,T_2, T_3 และ T_4 ตามลำดับ ถ้าค่าคงที่ทางเวลาดังกล่าวมีค่าใกล้เคียงกัน สามารถใช้ตัวควบคุมแบบ I ได้ดังรูป 2.22



รูป 2.22 แสดงระบบควบคุมที่ใช้ตัวควบคุมแบบ I ที่ออกแบบโดยวิธีโมดูลัสออปติมัน

ทรานสเฟอร์ฟังก์ชั่นระหว่างอินพุทและเอาท์พุทของระบบเปิดในรูป 2.22 เป็นดังสมการที่ (2.24)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$FW(s) = \frac{1}{STi} \cdot \frac{As}{1 + STe} \qquad (2.24)$$

โดยที่ As คือ ค่าอัตราขยายสัญญาณของตัวหน่วงเวลาอันดับหนึ่ง

Ti คือ ค่าคงที่ทางเวลาในการอินทิเกรตสัญญาณของตัวควบคุมแบบ I

Te เป็นผลรวมของค่าคงที่ทางเวลาของตัวหน่วงเวลาอันดับหนึ่งทั้งหมด มีค่าเท่ากับ $T_1 + T_2 + T_3 + T_4$

ดังนั้นจะได้ทรานสเฟอร์ฟังก์ชั่นของระบบปิดดังสมการที่ (2.25)

$$FW(s) = \frac{As}{As + STi + S^2TiTc} \qquad (2.25)$$

สมการที่ (2.25) จะอยู่ในรูปแบบของสมการที่ (2.17) โดยที่

$a_0 = As$, $a_1 = Ti$, $a_2 = TiTc$

จากสมการที่ (2.20) จะได้ค่าคงที่ในการอินทิเกรตสัญญาณของตัวควบคุมแบบ I ดังนี้

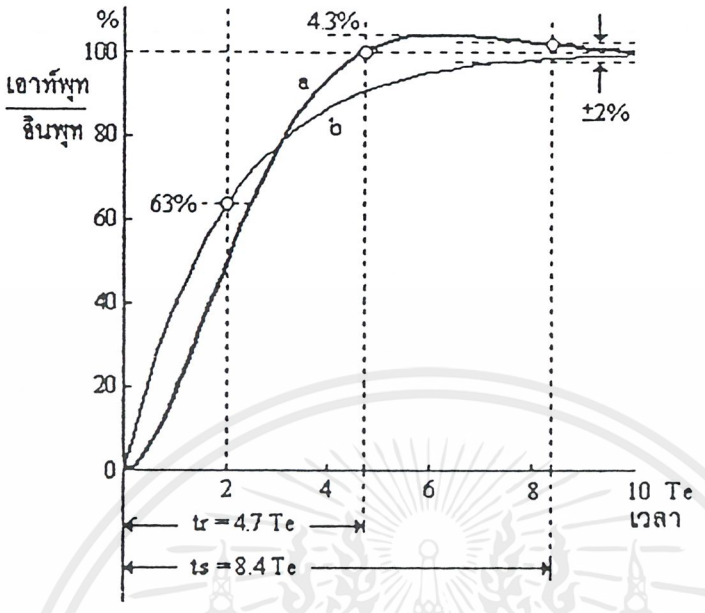
$$Ti = 2AsTe \qquad (2.26)$$

นำค่า Ti ที่ได้นี้ไปแทนลงในสมการที่ (2.25) จะได้ทรานสเฟอร์ฟังก์ชั่นของระบบที่เหมาะสมโดยใช้วิธีโมดูลัสออปติมัมดังนี้

$$FW(s) = \frac{1}{1 + S2Te + S^2 2Te^2} \qquad (2.27)$$

การตอบสนองต่อสเต็ปอินพุทของสมการที่ (2.27) เป็นดังรูป 2.23

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

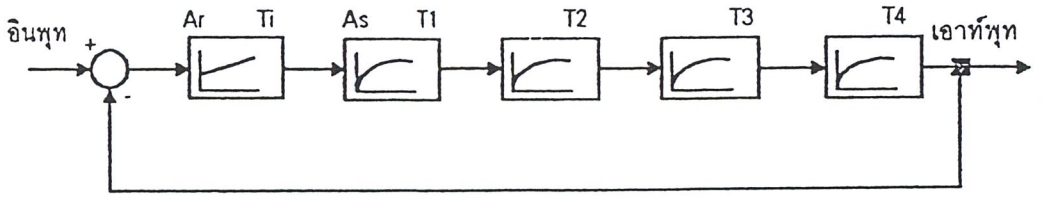


รูป 2.23 แสดงการตอบสนองต่อสเต็ปอินพุทของระบบที่ออกแบบตัวควบคุมโดยวิธีโมดูลัสออปติมัม

จากรูป 2.23 การตอบสนองต่อสเต็ปอินพุทจะมีโอเวอร์ชูท 4.3% และมีเวลาเข้าสู่สภาวะคงตัวที่ 8.4Te ซึ่งแสดงโดยกราฟเส้น a สามารถประมาณการตอบสนองต่อสเต็ปอินพุทให้เป็นตัวหน่วงเวลาอันดับหนึ่งได้ โดยพิจารณาเฉพาะสัมประสิทธ์ของ S กำลังหนึ่งในสมการ (2.27) จะได้ทรานสเฟอร์ฟังก์ชั่นของตัวหน่วงเวลาอันดับหนึ่งที่มีค่าคงที่ทางเวลาเท่ากับ 2Te แสดงโดยกราฟเส้น b

ถ้าระบบในรูป 2.22 มีค่า T_1 มากกว่าผลรวมของ T_2 , T_3 และ T_4 สามารถใช้ตัวควบคุมในแบบ PI ได้ดังรูป 2.24

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 2.24 แสดงระบบควบคุมที่ใช้ตัวควบคุมแบบ PI ที่ออกแบบโดยวิธีโมดูลัสออปติมัม

ทรานสเฟอร์ฟังก์ชั่นของระบบเปิดในรูปที่ 2.24 เป็นตามสมการที่ (2.28) ดังนี้

$$FW(s) = \frac{Ar(1+STi)}{STi} \cdot \frac{As}{1+ST1} \cdot \frac{1}{1+STe} \qquad (2.28)$$

โดยที่ Ar คือค่าอัตราขยายสัญญาณของตัวควบคุมแบบ PI

Ti คือค่าคงที่ทางเวลาในการอินทิเกรตสัญญาณของตัวควบคุมแบบ PI

$Te = T_2 + T_3 + T_4$

ตัวควบคุมแบบ PI ที่ใช้ในรูป 2.24 ใช้วิธีการชดเชยตัวหน่วงเวลาอันดับหนึ่งที่มีขนาดใหญ่ ดังนั้นเลือกใช้ค่าคงที่ในการอินทิเกรตสัญญาณ Ti มีค่าเท่ากับค่าคงที่ทางเวลาของตัวหน่วงเวลาอันดับหนึ่งคือ T1 ดังนั้นจะได้ทรานสเฟอร์ฟังก์ชั่นของระบบปิดดังสมการที่ (2.29)

$$FW(s) = \frac{ArAs}{ArAs + ST1 + S^2T1Te} \qquad (2.29)$$

สมการที่ (2.29) มีลักษณะเดียวกับสมการ (2.17) โดยที่

$a_0 = ArAs$, $a_1 = T1$, $a_2 = T1Te$

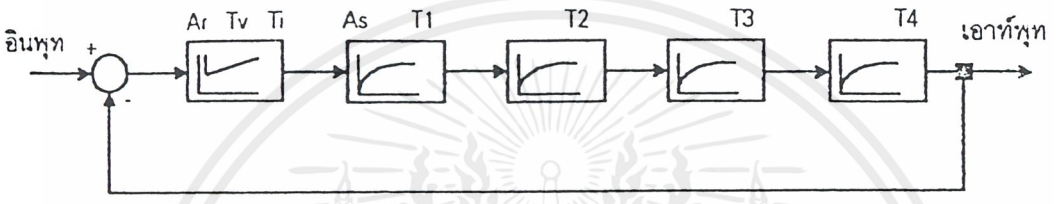
ดังนั้นจะได้ค่าพารามิเตอร์ Ar ของตัวควบคุมแบบ PI สำหรับระบบดังนี้

$$Ar = \frac{T1}{2AsTe} \qquad (2.30)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทรานสเฟอร์ฟังก์ชั่นที่ได้ทั้งหมดเหมือนกับสมการที่ (2.27) และมีลักษณะการตอบสนองต่อสเต็ปอินพุทดังรูป 2.23

ถ้าระบบในรูป 2.22 มีค่า T_1 มากกว่า T_2 และ T_2 มีค่ามากกว่าผลรวมของค่าคงที่ทางเวลาของตัวหน่วงเวลาอันดับหนึ่งที่เหลือคือ T_3 และ T_4 สามารถใช้ตัวควบคุมแบบ PID ได้ดังรูป 2.25



รูป 2.25 แสดงระบบควบคุมที่ใช้ตัวควบคุมแบบ PID ที่ออกแบบโดยวิธีโมดูลัสออปติมัม

ทรานสเฟอร์ฟังก์ชั่นของระบบเปิดในรูปที่ 2.25 เป็นตามสมการที่ (2.31) ดังนี้

$$FW(s) = \frac{Ar(1+STi)(1+STv)}{STi} \cdot \frac{As}{1+ST1} \cdot \frac{1}{1+ST2} \cdot \frac{1}{1+STe} \qquad (2.31)$$

โดยที่ Ar คือค่าอัตราขยายสัญญาณของตัวควบคุมแบบ PID

Ti คือค่าคงที่ทางเวลาในการอินทิเกรตสัญญาณของตัวควบคุมแบบ PID

Tv คือค่าคงที่ทางเวลาในการดิฟเฟอเรนชิเอทสัญญาณของตัวควบคุมแบบ PID

$Tc = T_3 + T_4$

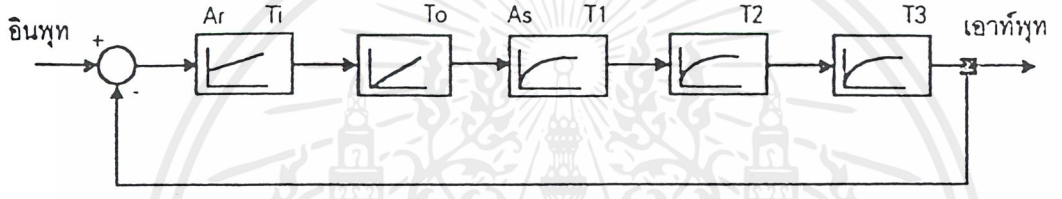
ตัวควบคุมแบบ PID ในรูป 2.25 ใช้วิธีการชดเชยตัวหน่วงเวลาอันดับหนึ่งที่มีขนาดใหญ่สองตัว โดยให้ค่าคงที่ทางเวลาในการอินทิเกรตสัญญาณ Ti มีค่าเท่ากับ T1 และค่าคงที่ทางเวลาในการดิฟเฟอเรนชิเอทสัญญาณ Tv มีค่าเท่ากับ T2 ดังนั้นทรานสเฟอร์ฟังก์ชั่นของระบบในภาพที่ 2.25 เหมือนกับสมการที่ (2.29) และมีลักษณะเดียวกับสมการ (2.17) ดังนั้นจะได้ค่าพารามิเตอร์ที่เหลือของตัวควบคุมแบบ PID คือ Ar ดังสมการที่ (2.30) มีทรานสเฟอร์ฟังชั่นโดยรวมดังสมการที่ (2.27) และมีลักษณะการตอบสนองต่อสเต็ปอินพุทดังรูป 2.23 เช่นกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.5.3 การออกแบบตัวควบคุมโดยวิธีซิมเมตริคอลออปติมัม

ซิมเมตริคอลออปติมัมเป็นวิธีการออกแบบตัวควบคุมสำหรับระบบที่มีส่วนประกอบของตัวอินทิเกรเตอร์กับตัวหน่วงเวลาอันดับหนึ่ง ซึ่งไม่สามารถใช้วิธีการชดเชยได้เหมือนกับวิธีโมดูลัสออปติมัม ซึ่งจะทำให้ระบบเกิดการออสซิลเลต

ระบบที่ประกอบด้วยตัวอินทิเกรตเตอร์ที่มีค่าคงที่ทางเวลาในการอินทิเกรตสัญญาณ TO และตัวหน่วงเวลาอันดับหนึ่งที่มีค่าคงที่ทางเวลา T_1 ,T_2 และ T_3 ซึ่งมีค่าใกล้เคียงกัน สามารถใช้ตัวควบคุมแบบ PI ได้ ตัวอย่างของระบบแบบนี้แสดงดังรูป 2.26



รูป 2.26 แสดงระบบควบคุมที่ใช้ตัวควบคุมแบบ PI ที่ออกแบบโดยวิธีซิมเมตริคอลออปติมัม

ทรานสเฟอร์ฟังก์ชั่นของระบบเปิดในรูป 2.26 แสดงดังสมการ (2.32)

$$FW(s) = \frac{Ar(1+STi)}{STi} \cdot \frac{1}{STo} \cdot \frac{As}{1+STe} \qquad (2.32)$$

โดยที่ Ar คือค่าอัตราขยายสัญญาณของตัวควบคุมแบบ PI

As คือค่าคงที่ในการขยายสัญญาณของตัวหน่วงเวลาอันดับหนึ่ง

Ti คือค่าคงที่ทางเวลาในการอินทิเกรตสัญญาณของตัวควบคุมแบบ PI

To คือค่าคงที่ทางเวลาในการอินทิเกรตสัญญาณของตัวอินทิเกรเตอร์

$Te = T_1 + T_2 + T_3$

ดังนั้นทรานสเฟอร์ฟังก์ชั่นของระบบปิดเป็นดังสมการที่ (2.33)

$$FW(S) = \frac{ArAs(1+STi)}{ArAs + SArAsTi + S^2TiTo + S^3TiToTe} \qquad (2.33)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สมการ (2.33) มีรูปแบบในลักษณะของสมการ (2.18) ดังนั้นถ้าให้

a_0 = ArAs , a_1 = ArAsTi , a_2 = TiTo , a_3 = TiToTe

สามารถใช้สมการ (2.22) และ (2.23) เพื่อหาค่าพารามิเตอร์ Ar และ Ti ของตัวควบคุมแบบ PI ได้ดังนี้

$$Ti = 4Te \tag{2.34}$$

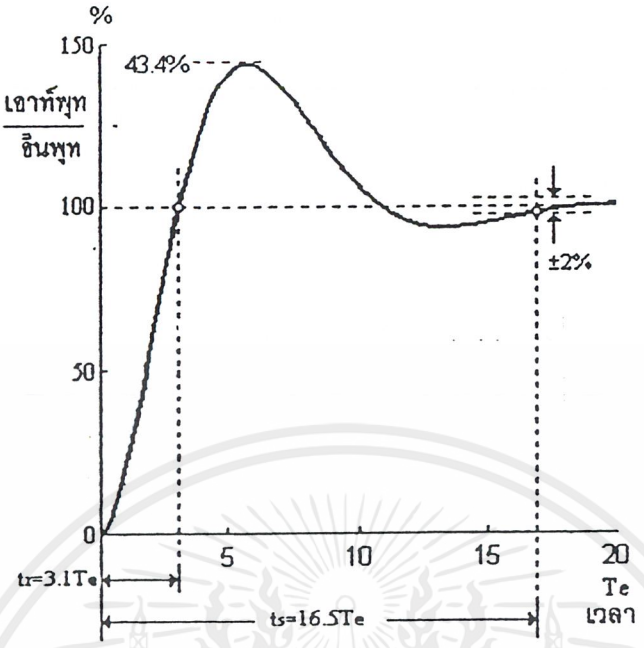
$$Ar = \frac{To}{2ArTe} \tag{2.35}$$

นำค่า Ti และ Ar ที่ได้แทนลงในสมการ (2.33) จะได้ทรานสเฟอร์ฟังก์ชั่นของระบบที่เหมาะสมโดยวิธีซิมเมตริคอลออปติมัมดังนี้

$$FW(S) = \frac{1 + S4Te}{1 + S4Te + S^2 8Te^2 + S^3 8Te^3} \tag{2.36}$$

ลักษณะการตอบสนองต่อสเตปอินพุทเป็นดังรูป 2.27

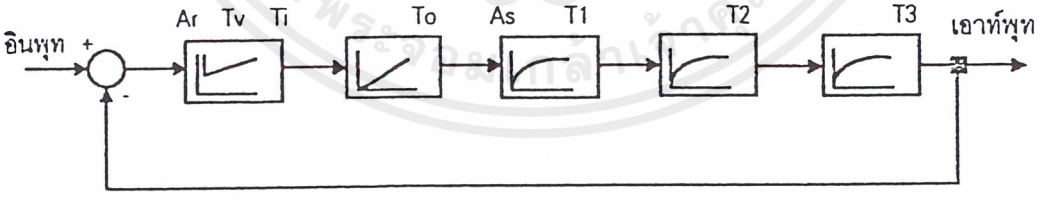
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 2.27 แสดงการตอบสนองต่อสเต็ปอินพุทของระบบที่ใช้การออกแบบตัวควบคุมด้วยวิธีซิมเมตริคอลออปติมัม

จากรูป 2.27 การตอบสนองต่อสเตปอินพุทจะมีโอเวอร์ชูท 43.4% และมีเวลาเข้าสู่สภาวะคงตัวที่ 16.5Tc

ในกรณีที่ค่าคงที่ทางเวลา T_1 มีค่ามากกว่าผลรวมของ T_2 และ T_3 สามารถใช้ตัวควบคุมแบบ PID ได้ดังรูป 2.28



รูป 2.28 แสดงระบบควบคุมที่ใช้ตัวควบคุมแบบ PID ที่ออกแบบโดยวิธีซิมเตริคอลออปติมัม

ทรานสเฟอร์ฟังก์ชั่นของระบบเปิดในรูป 2.28 เป็นตามสมการที่ (2.37) ดังนี้

$$FW(s) = \frac{Ar(1+STi)(1+STv)}{STi} \cdot \frac{1}{STo} \cdot \frac{As}{1+ST1} \cdot \frac{1}{1+STe} \qquad (2.37)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่ Ar คือค่าอัตราขยายสัญญาณของตัวควบคุมแบบ PID

Ti คือค่าคงที่ทางเวลาในการอินทิเกรตสัญญาณของตัวควบคุมแบบ PID

Tv คือค่าคงที่ทางเวลาในการดิฟเฟอเรนชิเอทสัญญาณของตัวควบคุมแบบ PID

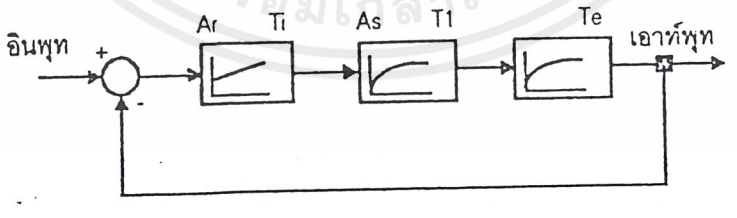
$Tc = T_2 + T_3$

ตัวควบคุมแบบ PID ในรูป 2.28 ใช้วิธีการชดเชยตัวหน่วงเวลาอันดับหนึ่งที่มีขนาดใหญ่ที่สุดโดยให้ค่าคงที่ทางเวลาในการดิฟเฟอเรนชิเอทสัญญาณ Tv มีค่าเท่ากับ T_1 ดังนั้น ทรานสเฟอร์ฟังก์ชั่นของระบบในรูป 2.28 เหมือนกับสมการที่ (2.33) จึงใช้สมการที่ (2.34) และ (2.35) เพื่อหาค่าคงที่ทางเวลาในการอินทิเกรตสัญญาณ Ti และค่าของ Ar ได้ จึงมีทรานสเฟอร์ฟังก์ชั่นโดยรวมดังสมการที่ (2.36) และมีลักษณะการตอบสนองต่อสเตปอินพุทดังรูป 2.27

2.5.4 การออกแบบตัวควบคุมสำหรับระบบที่มีตัวหน่วงเวลาอันดับหนึ่งขนาดใหญ่

ระบบที่ไม่ได้ประกอบด้วยตัวอินทิเกรเตอร์ แต่มีตัวหน่วงเวลาอันดับหนึ่งที่มีค่าคงที่ทางเวลาขนาดใหญ่กว่าตัวอื่น ๆ มาก ควรใช้การออกแบบด้วยวิธีซิมเมตริคอลออปติมัม โดยพิจารณาค่าคงที่ทางเวลาของตัวหน่วงเวลาอันดับหนึ่งที่ใหญ่ที่สุดเป็นเสมือนตัวอินทิเกรเตอร์

ตัวอย่างระบบที่ประกอบไปด้วย ตัวหน่วงเวลาอันดับหนึ่งที่มีค่าคงที่ทางเวลา T1 มากกว่า Te ซึ่งเป็นผลรวมของค่าคงที่ทางเวลาของตัวหน่วงเวลาอันดับหนึ่งที่เหลือ สามารถใช้ตัวควบคุมแบบ PI ได้ ดังรูปที่ 2.29



รูปที่ 2.29 แสดงระบบที่มีตัวหน่วงเวลาอันดับหนึ่งขนาดใหญ่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การตอบสนองต่อสเต็ปอินพุทของระบบจะขึ้นอยู่กับอัตราส่วนของ T1 กับ 4Te ถ้าอัตราส่วนดังกล่าวมีค่ามากหรือค่า T1 มีค่ามากกว่า 4 เท่าของ Te มาก ๆ จะมีการตอบสนองที่ใกล้เคียงกับในรูปที่ 2.27 แต่ถ้าค่าอัตราส่วนดังกล่าวมีค่าใกล้เคียง 1 ค่าไรซ์ไทม์จะเพิ่มขึ้นและโอเวอร์ชูทจะลดลง จนใกล้เคียงกับระบบที่ออกแบบด้วยวิธีโมดูลัสออปติมัม ดังนั้นถ้าค่า T1 มีค่าไม่มากกว่า 4 เท่าของ Tc ควรใช้การออกแบบด้วยวิธีโมดูลัสออปติมัม

เนื่องจากระบบประกอบไปด้วยเพียงตัวหน่วงเวลาอันดับหนึ่ง การตอบสนองต่อสเตปอินพุทจึงมีค่าไรซ์ไทม์และโอเวอร์ชูทที่แตกต่างไปจากระบบที่มีตัวอินทิเกรเตอร์ ดังนั้นค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมแบบ PI ที่ได้จากสมการที่ (3.34) และ (3.35) จึงต้องคูณกับค่าแก้ไข k1 และ k2 เพื่อให้การตอบสนองของระบบเหมือนกับรูปที่ 2.27 แสดงดังสมการที่ (2.38) และ (2.39)

$$Ti = 4Tc \cdot k2 \qquad (2.38)$$

$$Ar = \frac{T_1}{2AsTc} \cdot k1 \qquad (2.39)$$

เมื่อ $k1 = 1 + \frac{Tc^2}{Ti^2}$ และ $k2 = \frac{k1}{(1 + Tc/Ti)^3}$

ดังนั้นจะได้ทรานสเฟอร์ฟังก์ชั่นทั้งหมดดังสมการ (2.40)

$$Fw(s) = \frac{1 + S4Tck2}{1 + S4Tck3 + S^2 8Tc^2 k3^2 + S^3 8Tc^3 k3^3} \qquad (2.40)$$

เมื่อ $k3 = \frac{1}{(1 + TclTi)}$

2.5.5 การแก้ไขโอเวอร์ชูทจากการออกแบบด้วยวิธีซิมเมตริคอลออปติมัม

การตอบสนองของระบบที่ออกแบบตัวควบคุมด้วยวิธีซิมเมตริคอลออปติมัมต่อสเต็ปอินพุท มีค่าโอเวอร์ชูทสูงถึง 43.4% ซึ่งเป็นค่าที่สูงมากเมื่อเปรียบเทียบกับระบบที่ออกแบบด้วยวิธีโมดุลัสออปติมัม ซึ่งมีโอเวอร์ชูทเพียง 4.3% เท่านั้น ถ้าพิจารณาจากทรานสเฟอร์ฟังก์ชั่นของระบบที่ออกแบบด้วยวิธีทั้งสองแบบตามสมการที่ 2.27 และ 2.36 จะพบว่าทรานสเฟอร์ฟังก์ชั่นที่ออกแบบด้วยวิธีโมดูลัสออปติมัมจะไม่มีเทอม 1 + S4Te ที่ตัวตั้งซึ่งทำให้เกิดโอเวอร์ชูทสูง ดังนั้นถ้าสามารถกำจัดเทอมดังกล่าวออกไปได้โอเวอร์ชูทจะลดลง

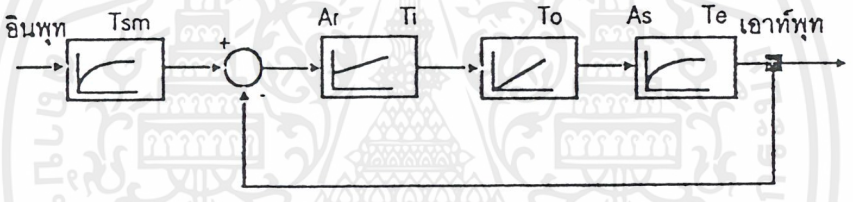
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วิธีกำจัดเทอมดังกล่าวออกไปวิธีหนึ่งได้แก่ เพิ่มตัวหน่วงเวลาที่มีค่าคงที่ทางเวลา Tsm เท่ากับ 4Te หรือเท่ากับค่าคงที่ทางเวลาในการอินทิเกรตสัญญาณของตัวควบคุม (Ti) ตัวหน่วงเวลาดังกล่าวเรียกว่าตัวสมูทติ้ง ก็จะช่วยให้ทรานสเฟอร์ฟังก์ชั่นโดยรวมทั้งหมดไม่มีเทอม 1 + S4Te เป็นตัวตั้ง ดังสมการที่ (2.41)

$$Fw(s) = \frac{1}{1 + S4Te} \cdot \frac{1 + S4Te}{1 + S4Te + S^2 8Te^2 + S^3 8Te^3}$$

$$Fw(s) = \frac{1}{1 + S4Te + S^2 8Te^2 + S^3 8Te^3} \qquad (2.41)$$

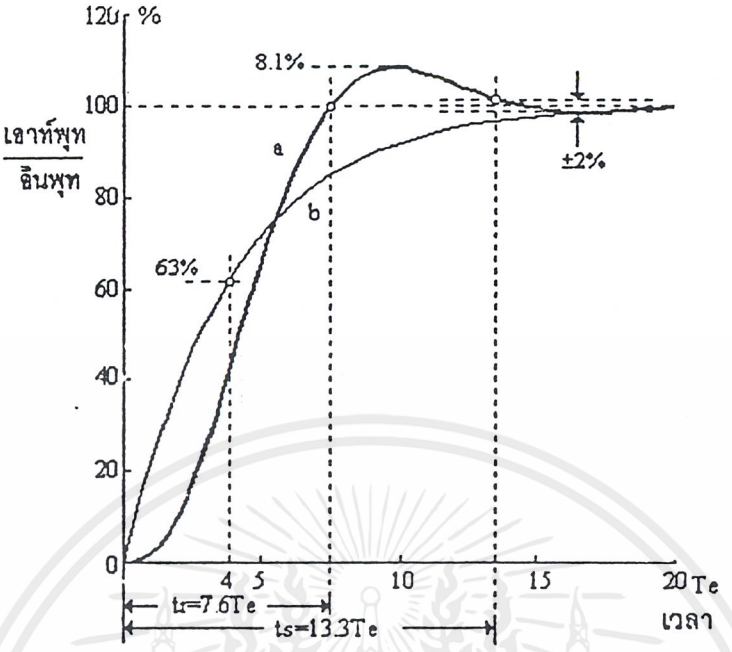
การเพิ่มตัวสมูทติ้งที่มีค่าคงที่ทางเวลา Tsm เข้าไปแสดงดังรูปที่ 2.30



รูปที่ 2.30 แสดงการเพิ่มตัวสมูทติ้งเพื่อลดโอเวอร์ชูทต่อสเตปอินพุท

ลักษณะการตอบสนองของระบบต่อสเตปอินพุท แสดงดังรูป 2.31

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



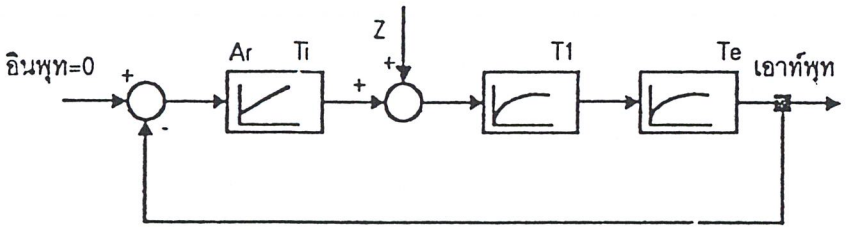
รูป 2.31 แสดงการตอบสนองต่อสเต็ปอินพุทของระบบที่ใช้การออกแบบตัวควบคุมด้วยวิธีซิมเมตริคอลออปติมัม และเพิ่มตัวสมูทติ้งเพื่อลดโอเวอร์ชูท

การตอบสนองต่อสเต็ปอินพุทมีโอเวอร์ชูท 8.1% และมีค่าเวลาเข้าสู่สภาวะคงตัวที่ 13.3 Tc แสดงได้โดยกราฟเส้น a ในรูปที่ 2.31 สามารถประมาณให้เป็นการตอบสนองแบบตัวหน่วงเวลาอันดับหนึ่งได้ โดยพิจารณาเฉพาะสัมประสิทธิ์ของ S กำลังหนึ่งในสมการ 2.41 จะได้ทรานสเฟอร์ฟังก์ชั่นของตัวหน่วงเวลาอันดับหนึ่งที่มีค่าคงที่ทางเวลาเท่ากับ 4Te แสดงได้โดยกราฟเส้น b ในภาพที่ 2.31 ส่วนในกรณีของระบบที่มีตัวหน่วงเวลาอันดับหนึ่งขนาดใหญ่มาก ๆ และใช้ออกแบบตัวควบคุมด้วยวิธีซิมเมตริคอบออปติมัมนั้น สามารถใช้ค่า Tsm เท่ากับค่าคงที่ทางเวลาในการอินทิเกรตสัญญาณของตัวควบคุม (Ti) ที่ออกแบบได้

2.5.6 การตอบสนองของระบบต่อสิ่งรบกวนภาพนอก

ระบบที่ออกแบบตัวควบคุมโดยวิธีโมดูลัสหรือซิมเมตริคอลออปติมัม จะมีการตอบสนองต่อสิ่งรบกวนภายนอกของระบบ (disturbances) ในลักษณะที่แตกต่างกันตามคุณสมบัติของระบบ พิจารณาตัวอย่างของระบบควบคุมในภาพที่ 2.32 โดยไม่มีการป้อนคำสั่งให้กับระบบหรืออินพุทเป็น 0

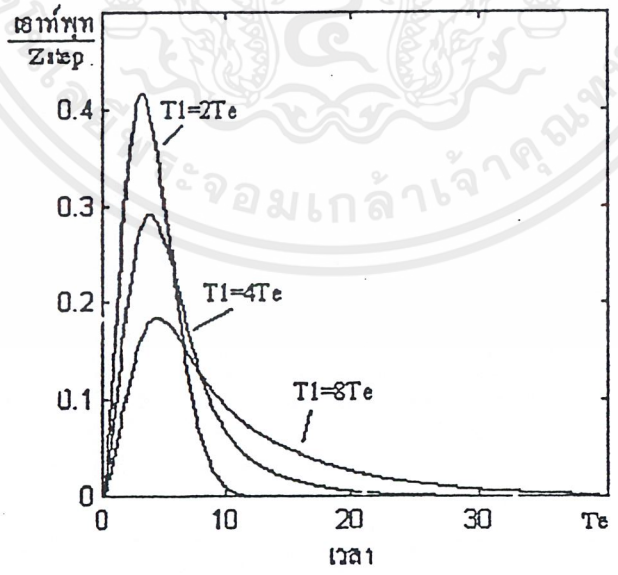
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.32 แสดงระบบที่ให้อินพุทเป็น 0 เพื่อพิจารณาผลตอบสนองต่อสิ่งรบกวนภายนอก (Z)

ตัวอย่างระบบดังรูปที่ 2.32 ประกอบไปด้วยตัวควบคุมแบบ PI และองค์ประกอบของระบบที่มีค่าคงที่ทางเวลาที่มากที่สุดเป็น T1 และผลรวมของค่าคงที่ทางเวลาขนาดเล็กเป็น Te โดยให้ผลจากสิ่งรบกวนภาพนอกแทนด้วย Z การออกแบบตัวควบคุมของระบบนี้ทำได้ 2 วิธีได้แก่วิธีโมดูลัสและซิมเมตริคอลออปติมัม โดยแต่ละวิธีจะพิจารณาในกรณีที่ค่าคงที่ทางเวลา T1 มีค่าเท่ากับ 2Te, 4Te และ 8Te

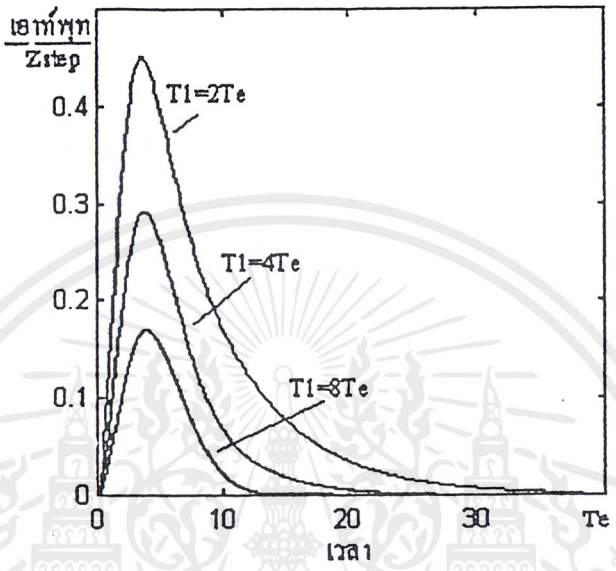
การออกแบบตัวควบคุมของระบบดังกล่าวด้วยวิธีโมดูลัสออปติมัมจะได้การตอบสนองต่อสิ่งรบกวนภายนอกอย่างทันทีทันใด (step disturbances , Zstep) ดังรูปที่ 2.33



รูปที่ 2.33 แสดงการตอบสนองต่อสิ่งรบกวนภาพนอกอย่างทันทีทันใดของระบบที่ออกแบบตัวควบคุมโดยใช้วิธีโมดูลัสออปติมัม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ส่วนการออกแบบตัวควบคุมของระบบด้วยวิธีซิมเมตริคอลออปติมัมจะได้การตอบสนองต่อสิ่งรบกวนภายนอกอย่างทันทีทันใดดังรูปที่ 2.34



รูปที่ 2.34 แสดงการตอบสนองต่อสิ่งรบกวนภายนอกอย่างทันทีทันใดของระบบที่ออกแบบตัวควบคุมโดยใช้วิธีซิมเมตริคอลออปติมัม

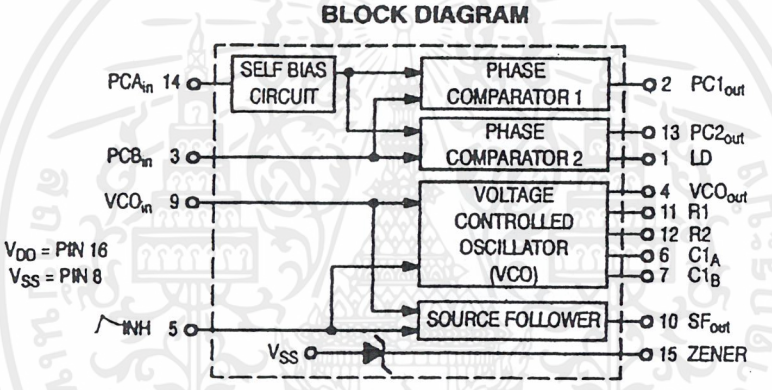
จากการตอบสนองของระบบที่ออกแบบตัวควบคุมด้วยวิธีโมดูลัสออปติมัมพบว่าถ้าค่าคงที่ทางเวลา T1 มีค่ามากกว่า 4Te มากยิ่งขึ้นระบบจะมีเวลาเข้าสู่สภาวะคงตัวยาวนานมากขึ้นแต่โอเวอร์ชูทน้อย ส่วนระบบที่ออกแบบตัวควบคุมด้วยวิธีซิมเมตริคอลออปติมัมพบว่าถ้าค่าคงที่ทางเวลา T1 มีค่าน้อยกว่า 4Te น้อยยิ่งขึ้นระบบจะมีเวลาเข้าสู่สภาวะคงตัวยาวนานมากขึ้นและมีโอเวอร์ชูทสูง ดังนั้นเพื่อตอบสนองต่อสิ่งรบกวนภายนอกที่เหมาะสมของระบบ การออกแบบตัวควบคุมด้วยวิธีโมดูลัสออปติมัมควรใช้เมื่อค่าคงที่ทางเวลา T1 มีค่าไม่เกิน 4Te และการออกแบบตัวควบคุมด้วยวิธีซิมเมตริคอลออปติมัมควรใช้เมื่อค่าคงที่ทางเวลา T1 มีค่าเกิน 4Te

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

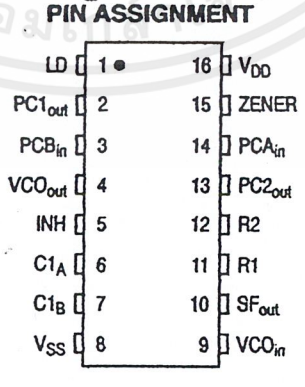
บทที่ 3
หลักการออกแบบวงจรและวงจรใช้งาน

3.1 วงจรแปลงแรงดันเป็นความถี่ (Voltage Control Oscillator :VCO)

วงจรวีซีโอ (VCO) เป็นวงจรแปลงแรงดันเป็นความถี่ โดยความถี่อาท์พุทจะเปลี่ยนแปลงตามแรงดันอินพุทโดยจะใช้วงจรของไอซีเบอร์ MC14046B ซึ่งเป็นไอซีเฟสล็อคลูป (Phase – Locked Loop) บล็อคไดอะแกรมแสดงดังรูปที่ 3.1



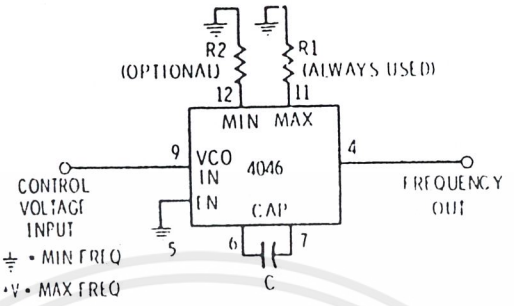
รูป 3.1 (ก) แสดงบล็อคไดอะแกรมของไอซีเบอร์ MC14046B



รูป 3.1 (ข) แสดงขาของไอซีเบอร์ MC14046B

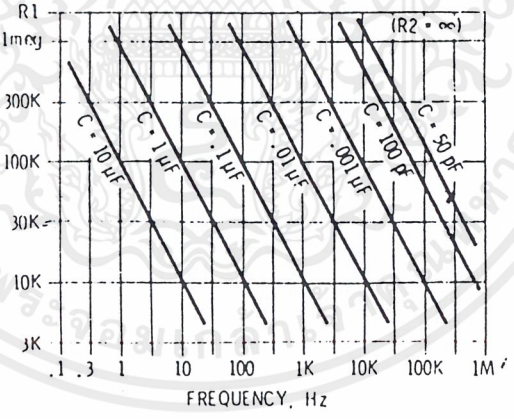
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากบล็อคไดอะแกรมจะเห็นว่าข้างในไอซีจะมีวงจรวีซีโออยู่ ซึ่งสามารถนำมาใช้งานได้โดยมีการต่อวงจรตามรูปที่ 3.2



รูป 3.2 แสดงวงจรวีซีโอโดยใช้ MC14046B

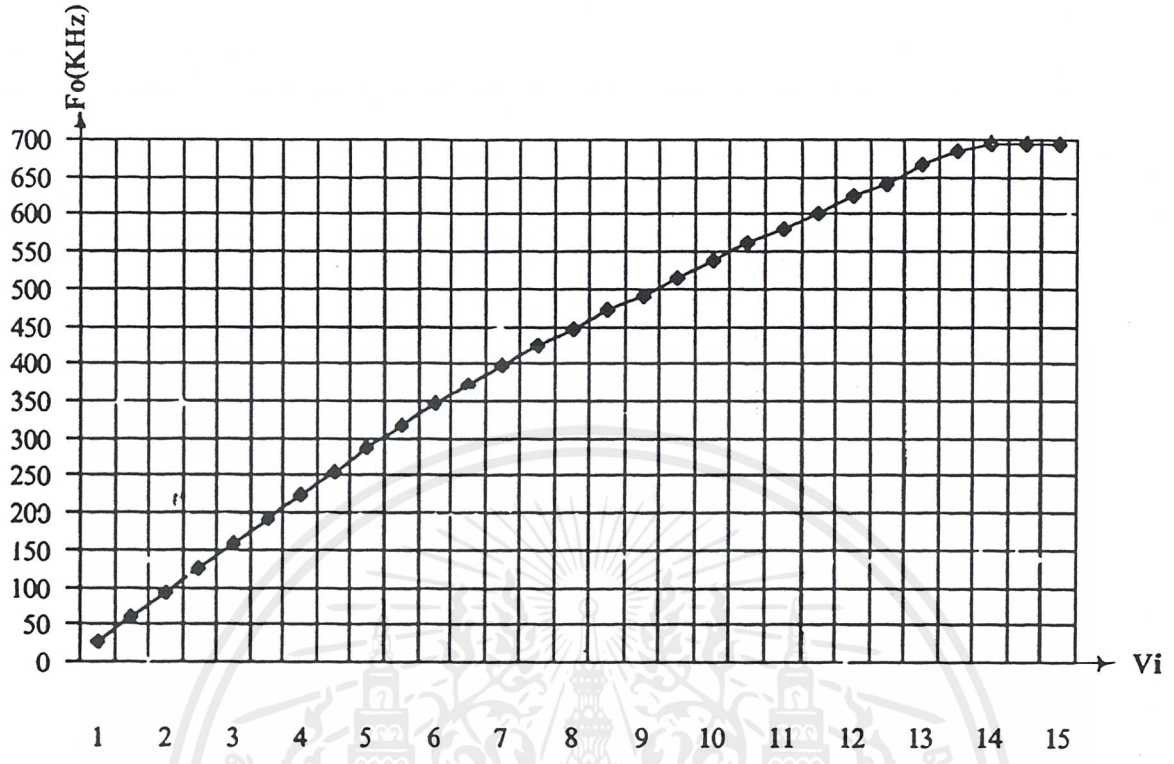
เราสามารถเลือกย่านความถี่ที่ต้องการใช้งานได้จากค่าความต้านทาน และตัวเก็บประจุ ที่จะนำมาต่อดังรูปที่ 3.3



รูป 3.3 กราฟแสดงการเลือกค่าความต้านทาน และตัวเก็บประจุ

ในการทดลองต้องการความถี่เอาท์พุทสูงสุดของ วีซีโอเท่ากับ 600KH$_z$ และแรงดันอินพุท อยู่ระหว่าง 0-15 โวลท์ ดังนั้นจะเลือกใช้ค่าตัวเก็บประจุเท่ากับ 50pF และค่าความต้านทานเท่ากับ 60KΩ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

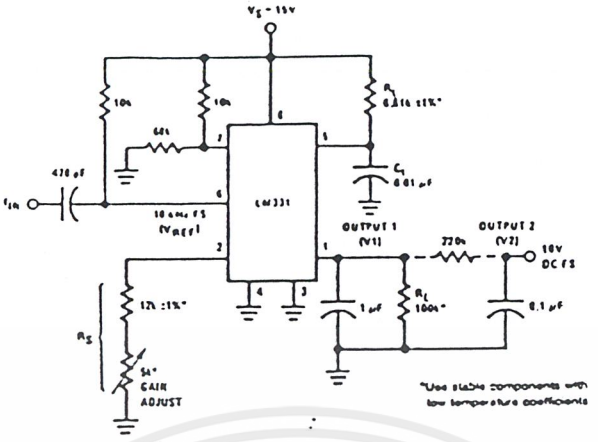


รูป 3.4 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความถี่และแรงดันของไอซีเบอร์ MC14046B

3.2 วงจรแปลงความถี่เป็นแรงดัน (Frequency to Voltage Conversion : F/V)

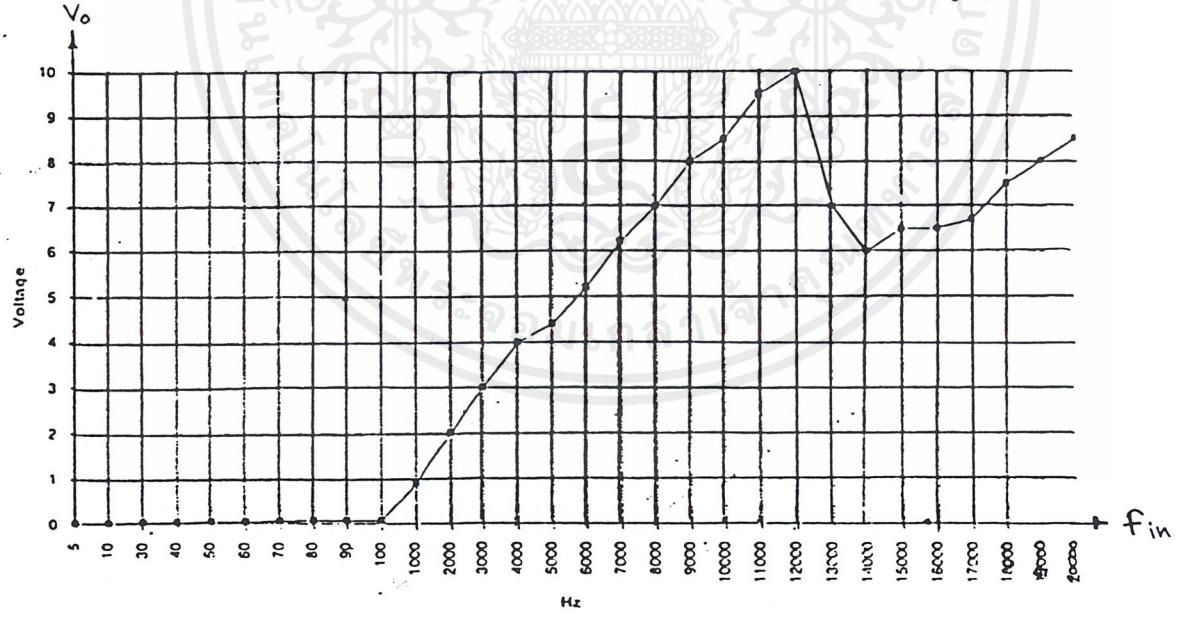
การเปลี่ยนความถี่เป็นแรงดันไฟฟ้า เป็นการเปลี่ยนสัญญาณดิจิตอลในรูปของความถี่ให้เป็นสัญญาณอนาล็อคในรูปของแรงดันไฟฟ้า ในการทดลองได้นำไอซี LM331 มาประยุกต์ใช้เป็นวงจรแปลงความถี่เป็นแรงดัน โดยวงจรแปลงความถี่เป็นแรงดันที่ประกอบด้วยไอซี LM331 มีการต่อวงจรดังรูป 3.5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 3.5 แสดงการต่อวงจรของไอซี LM331

เมื่อทำการทดลองตามรูปที่ 3.5 โดยป้อนสัญญาณความถี่อินพุทจากฟังก์ชั่นเจเนเรเตอร์ (Generator) เข้าที่ขา 6 ของไอซี แล้วทำการวัดค่าแรงดันเอาท์พุท ที่ออกมาที่ขา 1 นำมาเขียนเป็นกราฟความสัมพันธ์ระหว่างความถี่ที่ป้อน (fin) กับแรงดันที่ได้ (Volt) จะได้ผลดังรูปที่ 3.6

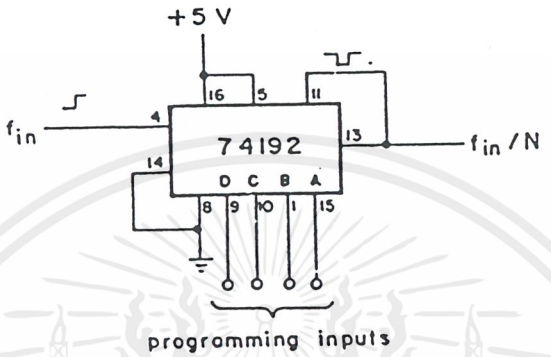


รูป 3.6 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันและความถี่ของไอซีเบอร์ LM331 ที่ทดลองได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3 วงจรหารความถี่

เนื่องจากจุดมุ่งหมายที่ต้องการคือ วงจรที่สามารถหารความถี่โดยได้ทำการทดลองไอซีเบอร์ 74192ซึ่งวงจรหารความถี่ที่ใช้ไอซีเบอร์ 74192 มีการต่อวงจรดังรูปที่ 3.7



รูป 3.7 แสดงการต่อวงจรของไอซีเบอร์ 74192

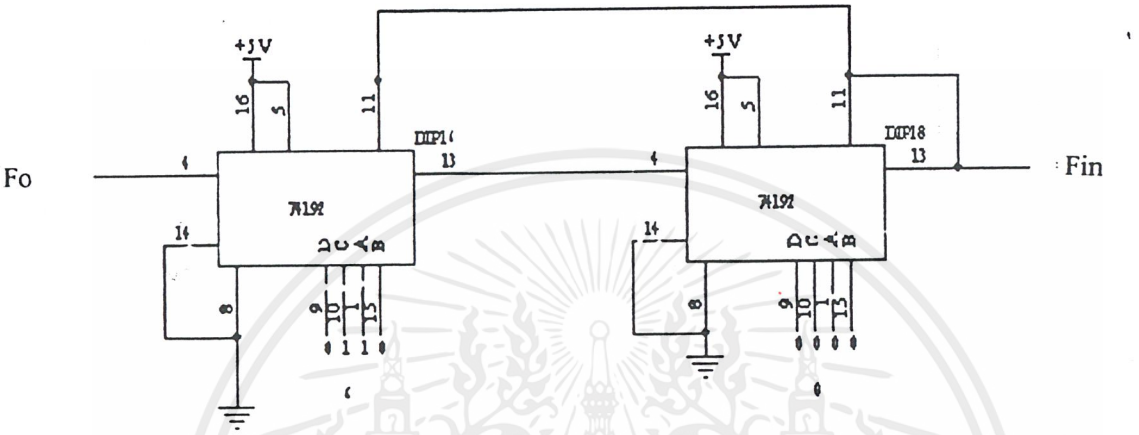
ตารางในรูป 3.8 แสดงการใช้ไอซีเบอร์ 74192 ในการหารความถี่อินพุท โดยสามารถเลือกได้ตั้งแต่ 1 ถึง 10 ซึ่งเลือกจำนวนที่ต้องการหาร (N) โดยป้อนสัญญาณอินพุทขนาด 4-bit (DCBA) เข้าที่ขา 9,10,1 และ 15 ตามลำดับ

N	D	C	B	A
1	0	0	0	1
2	0	0	1	0
3	0	0	1	1
4	0	1	0	0
5	0	1	0	1
6	0	1	1	0
7	0	1	1	1
8	1	0	0	0
9	1	0	0	1
10	1	0	1	0

รูป 3.8 ตารางแสดงการป้อนข้อมูลเพื่อเลือกค่า N

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความถี่เอาท์พุทที่ได้จากไอซีเบอร์ 74192 จะมีค่าเท่ากับ ความถี่อินพุทหาร N (Fo= Fin/N) ในการทดลอง ต้องการหารความถี่จาก 600KHz ให้เหลือ 10KHz ดังนั้นต้องการค่า N เท่ากับ 60 จึงต้องมีการปรับปรุงวงจรให้ได้ตามรูปที่ 3.9



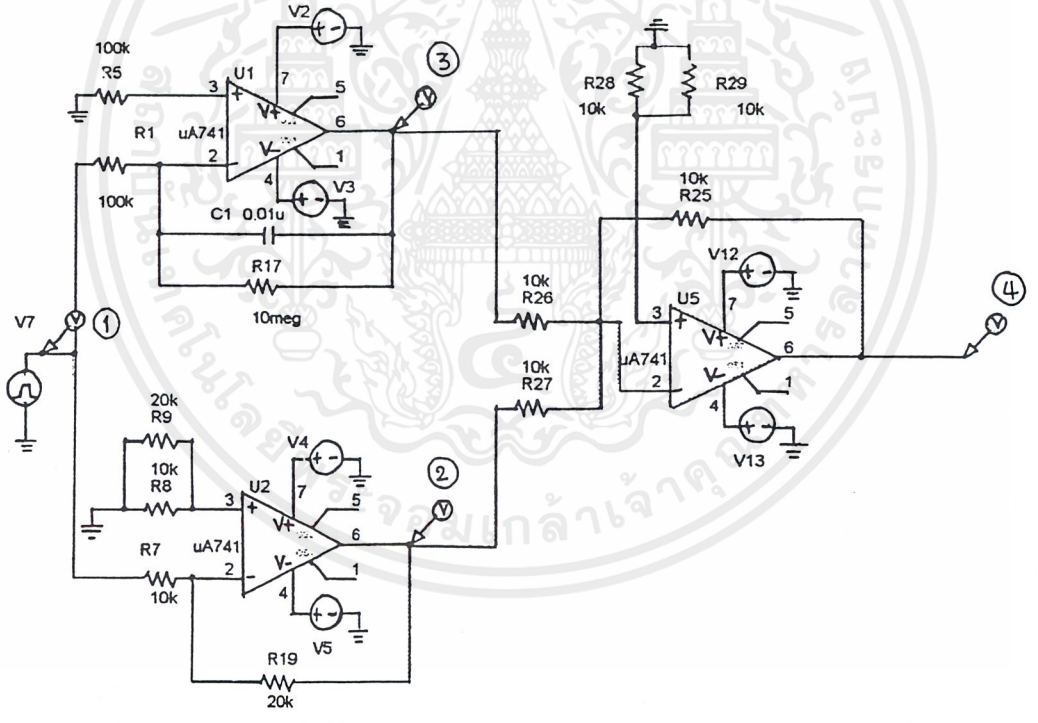
รูป 3.9 แสดงการต่อวงจรที่ใช้ทดลองของไอซีเบอร์ 74192

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.4 วงจรตัวควบคุม

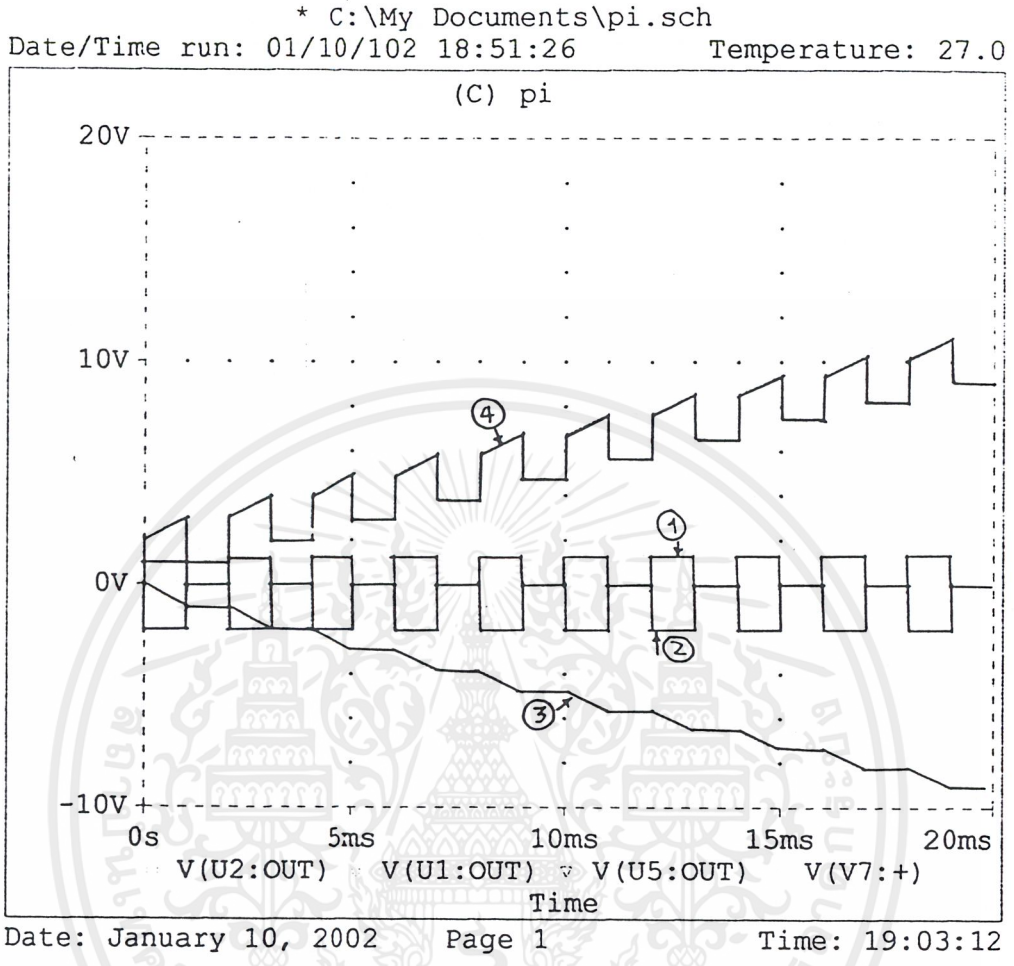
ในส่วนของวงจรควบคุม (Controller) ได้ใช้ ตัวควบคุมแบบ PI โดยก่อนที่จะทดลองต่อวงจรได้ใช้ โปรแกรมไมโครซิม (Micro Sim) ช่วยในการออกแบบวงจรเพื่อความสะดวกและความรวดเร็ว ในการหาค่าพารามิเตอร์ (Parameters) ต่าง ๆ ก่อนที่จะนำไปทดลองต่อจริง

วงจรควบคุมแบบ PI ที่ใช้โปรแกรมไมโครซิมทดลอง ประกอบด้วย ออปแอมป์ (Op-Amp) เบอร์ 741 มีรูปการต่อวงจรดังรูปที่ 3.10 (ก)



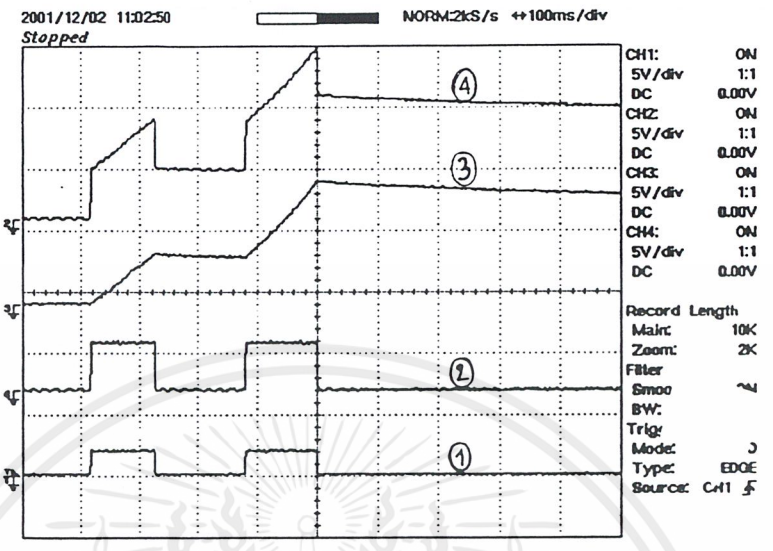
รูป 3.10(ก) แสดงการต่อวงจรควบคุมแบบ PI ที่ใช้ในการทดลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 3.10(ข) แสดงผลการซิมูเลตของวงจรในรูป 3.10(ก)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 3.10(ค) แสดงผลการต่อวงจรในรูป 3.10(ก)

จุด 1 แสดงสัญญาณอินพุท

จุด 2 แสดงสัญญาณเอาท์พุทของตัวควบคุมแบบ P

จุด 3 แสดงสัญญาณเอาท์พุทของตัวควบคุมแบบ I

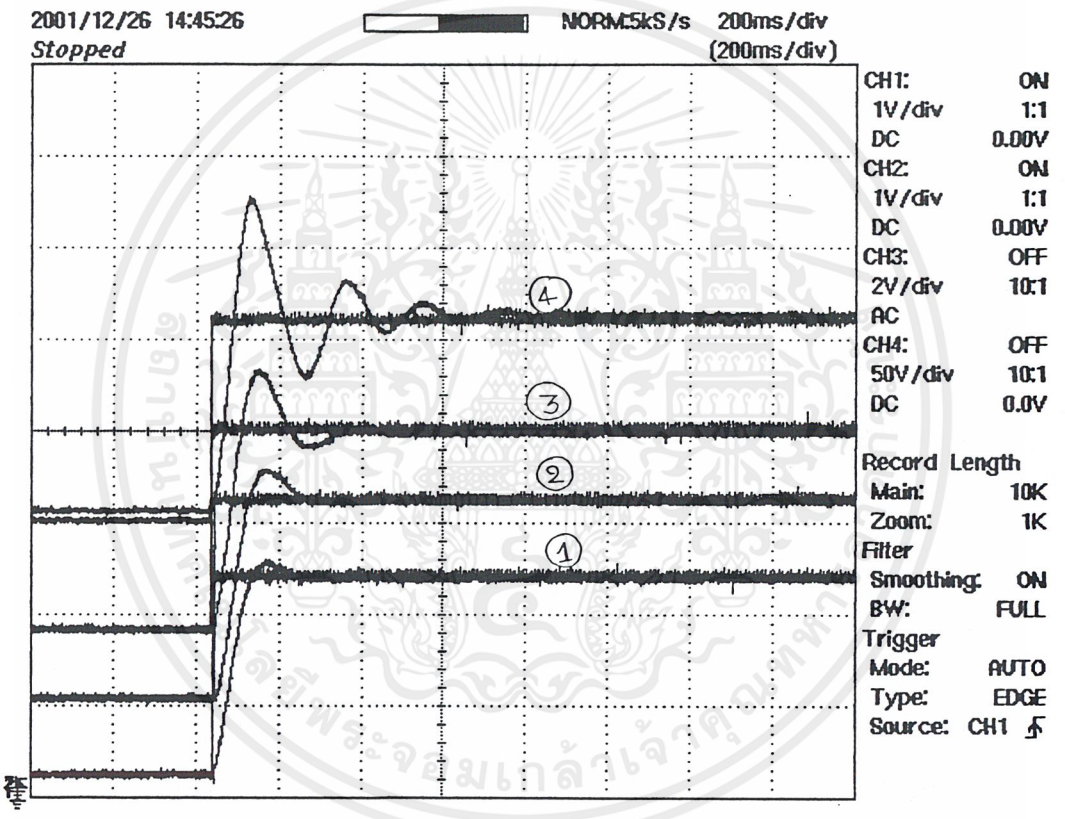
จุด 4 แสดงสัญญาณเอาท์พุทของตัวควบคุมแบบ PI

รูป 3.10(ค) เป็นรูปผลการทดลองที่ได้จากการต่อวงจรตามรูป 3.10(ก) แต่มีการเปลี่ยนค่า C จาก 0.01μF เป็น 0.04μF เนื่องจากเมื่อนำค่าพารามิเตอร์ (Parameters) ที่ได้จากการซิมูเลตไปทดลองต่อวงจรปรากฏว่าได้ผลไม่เหมือนกัน ต้องมีการปรับแต่งค่าเพื่อหาค่าที่เหมาะสม (วงจรแบบ PI ที่ใช้มีค่าอัตราขยาย (Gain) เท่ากับ 2)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.5การหาพารามิเตอร์ของวงจรควบคุม

ในการหาค่าพารามิเตอร์ของวงจรควบคุมได้ทดลองใช้วิธีของ Ziegler – Nichols ซึ่งเป็นวิธีที่ได้รับความนิยมมากในทางปฏิบัติ แต่เมื่อทดลองแล้วผลตอบสนองของระบบไม่ตรงตามเงื่อนไข ทั้งสอง ของวิธี Ziegler – Nichols จึงไม่สามารถใช้วิธีดังกล่าวได้ ดังนั้นจึงหาพารามิเตอร์ของวงจรควบคุม โดยอาศัยการเปรียบเทียบผลตอบสนองที่ได้จากการต่อวงจรจริงกับการใช้โปรแกรม Matlab ซิมูเลต

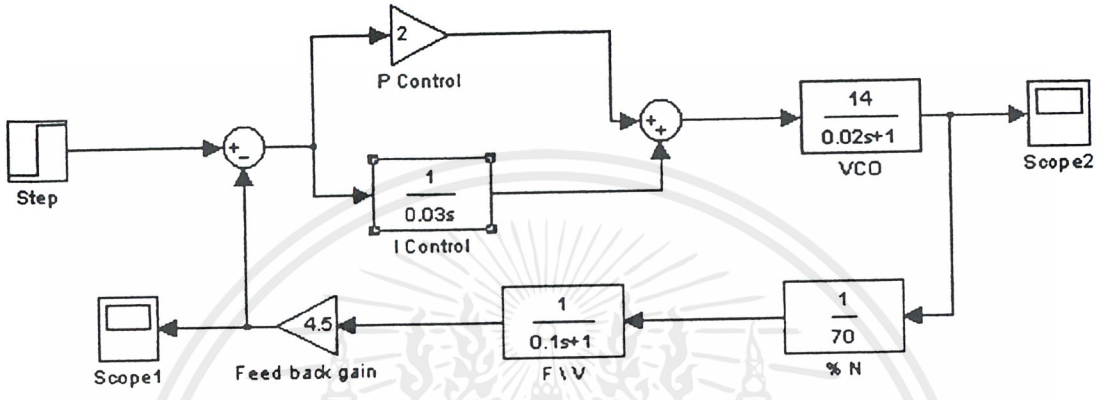


รูป 3.11 แสดงผลตอบสนองของระบบ

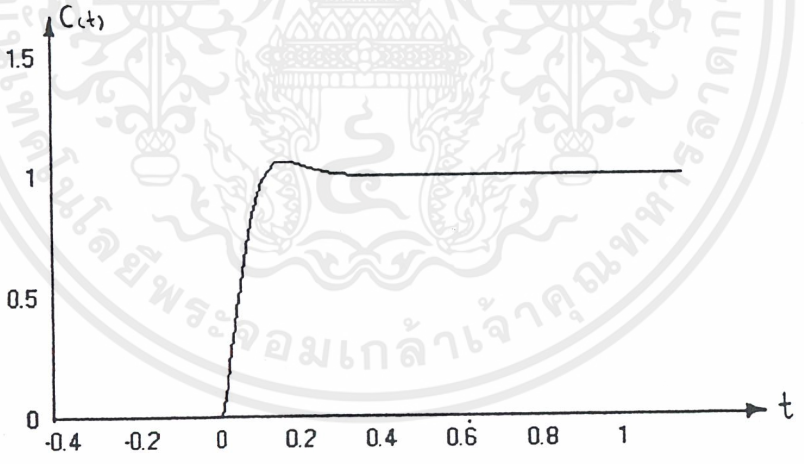
จากรูป 3.11 เป็นการแสดงผลตอบสนองของระบบต่อสเต็ปอินพุทที่ได้จากการต่อวงจรจริงโดยใช้ตัวควบคุมแบบ PI ที่มีค่าอัตราขยายเท่ากับ 2 และมีการเปลี่ยนค่า C 4 ค่า (เส้นที่หนึ่งใช้ C = 0.4 uF , เส้นที่สองใช้ C = 0.3uF , เส้นที่สามใช้ C = 0.2uF และเส้นที่สี่ใช้ C = 0.1uF)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในส่วนของโปรแกรม Matlab จะซิมูเลตโดยใช้ค่าทรานสเฟอร์ฟังก์ชั่นของวงจรในส่วนต่าง ๆ ที่นำมาต่อกันแล้วปรับค่าทรานสเฟอร์ฟังก์ชั่นของวงจรวีซีโอ ให้ได้ผลตอบสนองใกล้เคียงกับผลที่ได้จากการทดลองต่อวงจรจริงมากที่สุดดังรูป 3.13 (ที่ปรับอย่างนี้เพราะไม่รู้ค่าทรานสเฟอร์ฟังก์ชั่นของวีซีโอ)



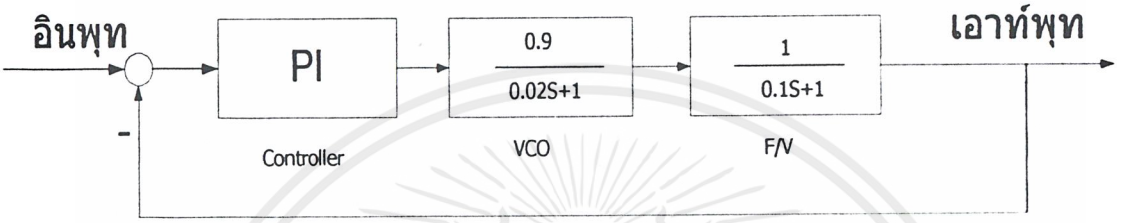
รูป 3.12 แสดงทรานสเฟอร์ฟังก์ชั่นที่ใช้ซิมูเลต



รูป 3.13 แสดงผลตอบสนองที่ใช้โปรแกรม Matlab ซิมูเลต โดยปรับให้มีค่าใกล้เคียงกับผลตอบสนองเส้นที่สามในรูป 3.11

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากนั้นนำทรานสเฟอร์ฟังก์ชั่นที่ได้จากการซิมมูเลต หรือทรานสเฟอร์ฟังก์ชั่นของระบบในรูป 3.12 มาหาค่าพารามิเตอร์ของวงจรควบคุม โดยใช้วิธีซิมเมตริคอลออปติมัมแบบที่มีตัวหน่วงเวลาอันดับหนึ่งขนาดใหญ่ และเขียนรูปแสดงระบบควบคุมที่ใช้ตัวควบคุมแบบ PI ที่ออกแบบโดยวิธีซิมเมตริคอลออปติมัม ได้ใหม่ดังแสดงในรูปที่ 3.14



รูป 3.14 แสดงระบบควบคุมที่ใช้ตัวควบคุมแบบ PI ที่ออกแบบโดยวิธีซิมเมตริคอบออปติมัม

ทรานสเฟอร์ฟังก์ชั่นของระบบเปิดในรูป 3.14 คือ

$$Fo(s) = \frac{Ar(1+STi)}{STi} \cdot \frac{As}{1+STe} \cdot \frac{1}{1+ST1}$$

ทรานสเฟอร์ฟังก์ชั่น ของตัวควบคุมแบบ PI คือ

$$\frac{Ar(1+STi)}{STi}$$

โดยที่ Ar คือค่าอัตราขยายสัญญาณของตัวควบคุมแบบ PI

As คือค่าคงที่ในการขยายสัญญาณของตัวหน่วงเวลาอันดับหนึ่ง

Ti คือค่าคงที่ทางเวลาในการอินทิเกรตสัญญาณของตัวควบคุมแบบ PI

Te และ T1 เป็นค่าคงที่ทางเวลาของตัวหน่วงเวลาอันดับหนึ่ง (T1 > 4Te)

จากสมการที่ (2.38) และ (2.39)

$$Ti = 4TeK2$$

$$Ar = \frac{T1}{2AsTe} \cdot K1$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และ $K1 = \frac{1 + Te^2}{Ti^2}$ และ $K2 = \frac{K1}{(1 + Te/T1)^3}$

เมื่อ $Te = 0.02$

$Ti = 0.1$

$As = 0.9$

ดังนั้นจะได้

$K1 = \frac{1 + (0.02)^2}{(0.1)^2} = 1.04$

$K2 = \frac{1.04}{(1 + (0.02 / 0.1))^3} = 0.6$

$Ti = 4 \times 0.02 \times 0.6 = 0.048$

$Ar = \frac{0.1}{2 \times 0.9 \times 0.02} \times 1.04 = 2.8$

จะได้ตัวควบคุมแบบ PI คือ $(\frac{1}{0.048S} + 1)2.8$

ในการทดลอง เพื่อให้ค่า Ti = 0.048 เลือกใช้ค่าความต้านทาน 100K และค่าปาซิเตอร์ 0.48 μF (จากสมการของวงจรอินทิเกรเตอร์ $Vo = \frac{-1}{RC} \int_0^t Vin\, dt$, $Ti = RC$)

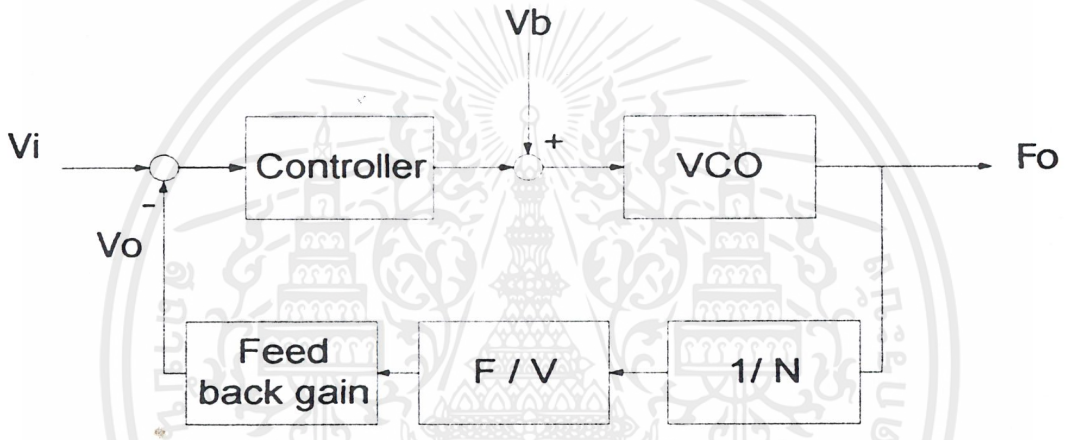
ค่าที่ได้จะนำไปใช้ในการปรับละเอียดอีกครั้งเพื่อให้ได้ผลตอบสนองของระบบที่ต้องการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

ผลการทดลอง

เพื่อที่จะออกแบบตัวควบคุม มาควบคุมให้ตัววีซีโอ มีเสถียรภาพที่ดีขึ้นต้องมีการนำวงจรต่าง ๆ ดังที่กล่าวมาแล้วในบทที่ 3 มาใช้งานหรือออกแบบเป็นระบบขึ้นมาระบบหนึ่ง โดยใช้การป้อนกลับ (Feed back) รูป 4.1 แสดงบล็อคไดอะแกรมของระบบป้อนกลับที่ใช้ทดลอง



รูป 4.1 แสดงบล็อคไดอะแกรมของระบบป้อนกลับที่ใช้ทดลอง

Vi คือ แรงดันอินพุทที่ป้อนให้กลับระบบ (สัญญาณอ้างอิง)

Fo คือ ความถี่เอาท์พุท

Vo คือ แรงดันเอาท์พุทป้อนกลับ (สัญญาณป้อนกลับ)

Vb คือ สัญญาณรบกวน (Disturbance) ที่เป็นแรงดัน

1/N คือ วงจรหารความถี่

ในการทดลองจะทดลองใช้ตัวควบคุม 2 ชนิด คือ ชนิดที่เป็น P กับชนิดที่เป็น PI เพื่อดูความแตกต่างของตัวควบคุมทั้ง 2 ชนิด และเลือกใช้ชนิดที่เหมาะสมที่สุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

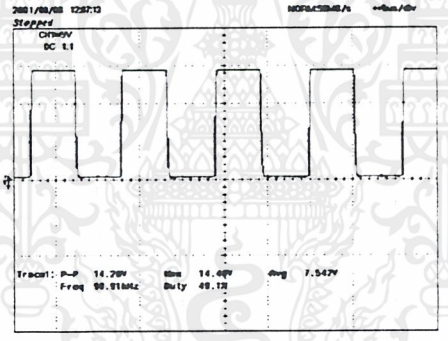
4.1 เสถียรภาพของความถี่เอาท์พุทของวีซีโอ

ตาราง 4.1 แสดงความถี่เอาท์พุทของวีซีโอ ขณะไม่มีการป้อนกลับ (Open loop) และป้อนสัญญาณรบกวนที่เป็นแรงดัน

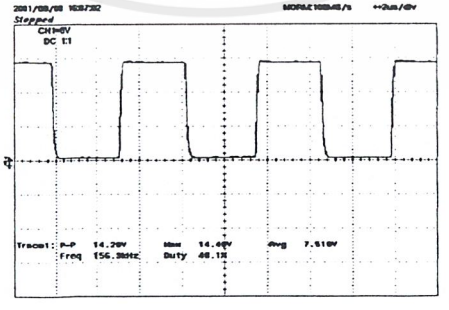
ตาราง 4.1 แสดงความถี่เอาท์พุทของ วีซีโอ ขณะไม่มีการป้อนกลับ

ความถี่เอาท์พุทของวีซีโอขณะไม่มีสัญญาณรบกวน 1 โวลท์	ความถี่เอาท์พุทของวีซีโอขณะมีสัญญาณรบกวน 1 โวลท์
90.91 KHz	156.3 KHz
190.8 KHz	255.1 KHz
446.4 KHz	500 KHz

รูป 4.2 (ก) ถึงรูป 4.2 (ฉ) แสดงค่าความถี่ในตารางที่ 4.1 ที่วัดได้

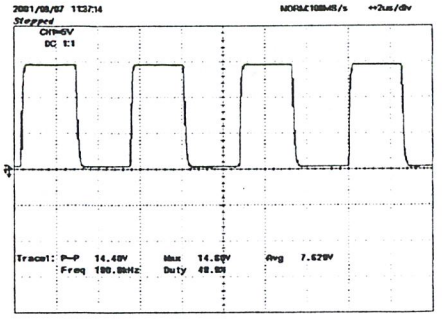


รูป 4.2 (ก) แสดงความถี่เอาท์พุทของวีซีโอที่ความถี่ 90.91 KHz ขณะไม่มีสัญญาณรบกวน 1 โวลท์

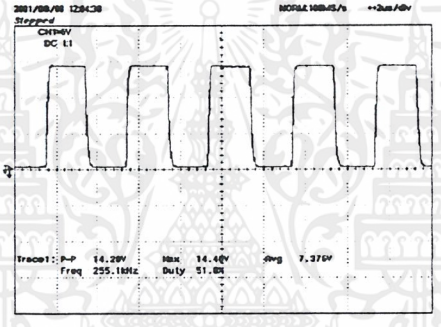


รูป 4.2 (ข) แสดงความถี่เอาท์พุทของวีซีโอที่ความถี่ 90.91 KHz ขณะมีสัญญาณรบกวน 1 โวลท์

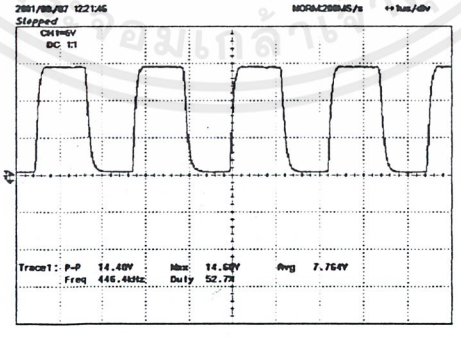
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 4.2 (ค) แสดงความถี่เอาท์พุทของวีซีโอที่ความถี่ 190.8KHz ขณะไม่มีสัญญาณรบกวน 1 โวลท์

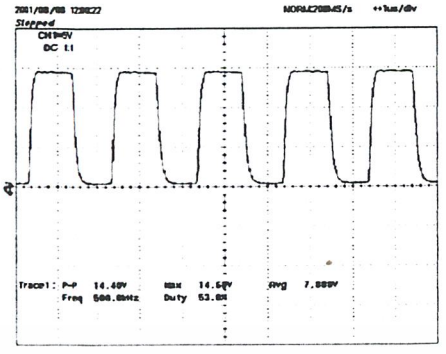


รูป 4.2 (ง) แสดงความถี่เอาท์พุทของวีซีโอที่ความถี่ 190.8KHz ขณะมีสัญญาณรบกวน 1 โวลท์



รูป 4.2 (จ) แสดงความถี่เอาท์พุทของวีซีโอที่ความถี่ 446.4KHzขณะไม่มีสัญญาณรบกวน 1 โวลท์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

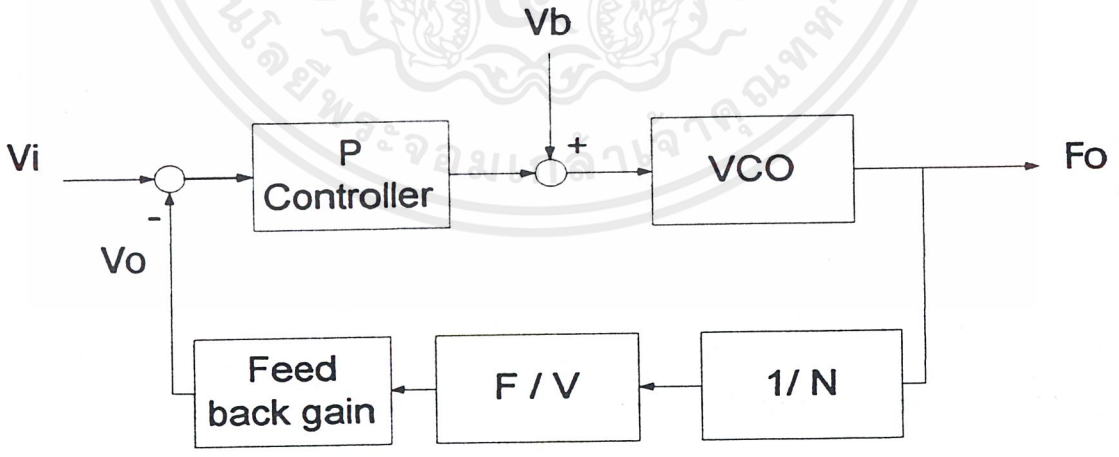


รูป 4.2 (ฉ) แสดงความถี่เอาท์พุทของวีซีโอที่ความถี่ 446.4KHz ขณะมีสัญญาณรบกวน 1 โวลท์

จากตารางที่ 4.1 จะเห็นว่าเมื่อทดลองป้อนสัญญาณรบกวนที่เป็นแรงดันขนาด 1 โวลท์ จะทำให้ความถี่เอาท์พุทของวีซีโอเปลี่ยนแปลงไป ซึ่งทำให้ความถี่เอาท์พุทที่ได้ผิดพลาดไป

4.2 ระบบป้อนกลับที่ใช้ทดลองโดยมีตัวควบคุมแบบ P

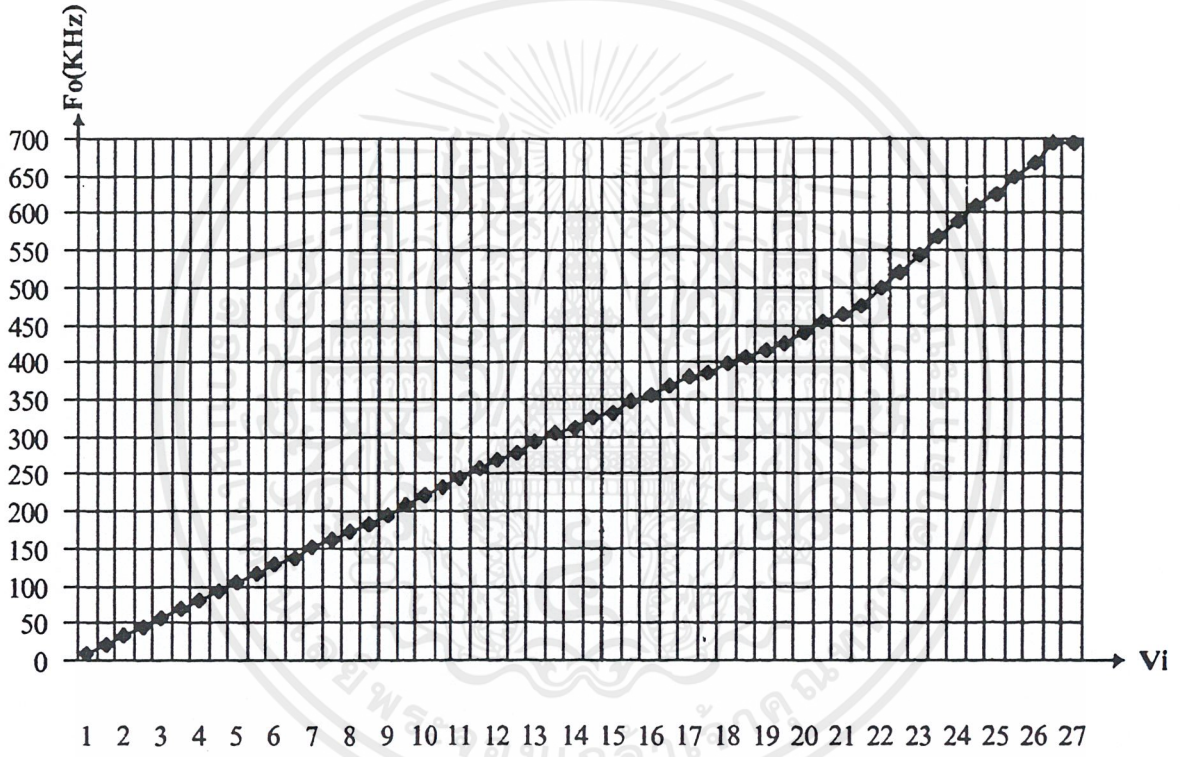
4.2.1 ระบบป้อนกลับที่มีค่าอัตราขยาย(Gain :K) เป็น 1



รูป 4.3 แสดงระบบป้อนกลับที่ใช้ทดลองโดยมีตัวควบคุมแบบ P

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อทดลองต่อวงจรตามรูป 4.3 โดยใช้ตัวควบคุมแบบ P ที่มีค่า K เท่ากับ 1 เนื่องจากสัญญาณป้อนกลับ มีค่าน้อยจึงต้องมีการขยายสัญญาณป้อนกลับ (Feedback Gain) เพื่อขยายสัญญาณ ให้สัญญาณป้อนกลับ มีค่าใกล้เคียงกับสัญญาณอ้างอิง จากนั้นทำการปรับค่าสัญญาณป้อนกลับ โดยป้อนสัญญาณอ้างอิงขนาด 1 โวลท์ และปรับค่าสัญญาณป้อนกลับ จนสัญญาณป้อนกลับ มีค่า 0.8 โวลท์ เมื่อได้สัญญาณป้อนกลับ 0.8 โวลท์ ก็ทำการต่อระบบให้มีการป้อนกลับ (Colse loop) จากนั้นทำการป้อนแรงดันอินพุท ให้กับระบบและวัดค่าความถี่เอาท์พุทได้ความสัมพันธ์ตามรูปที่ 4.4



รูป 4.4 แสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่างความถี่และแรงดันของระบบที่มีการป้อนกลับโดยค่าK =1

จากกราฟในรูป 4.4 เมื่อระบบมีการป้อนกลับจะทำให้ช่วงของแรงดันอินพุท (Turning Voltage Range) กว้างขึ้นคือจากเดิมขณะ ระบบไม่มีการป้อนกลับแรงดันอินพุทของวีซีโอสามารถปรับได้ตั้งแต่ 0-14 โวลท์ แต่เมื่อมีการป้อนกลับ แรงดันอินพุทของวีซีโอสามารถปรับได้เพิ่มขึ้นเป็น 0-26 โวลท์

ในกรณีการปรับค่าสัญญาณป้อนกลับ ถ้าสัญญาณป้อนกลับ มีค่ามากเกิน ไปเราต้องลดสัญญาณป้อนกลับลงโดยใช้การแบ่งแรงดัน (Voltage divider)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

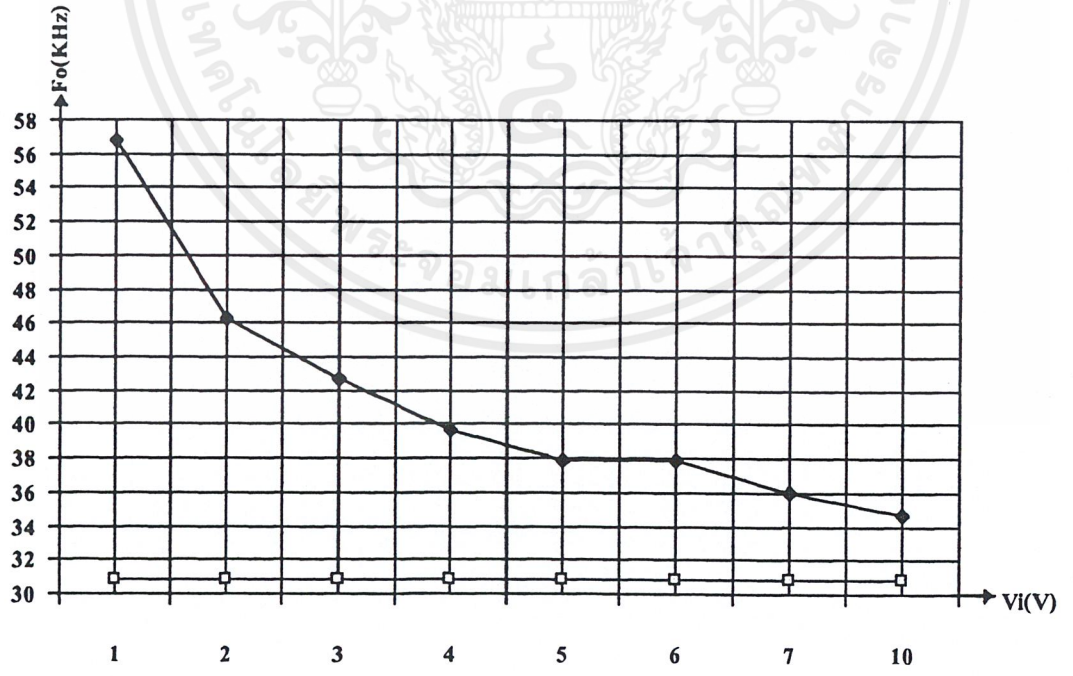
4.2.2 ผลของสัญญาณรบกวน

จากการทดลองใช้ตัวควบคุมแบบ P กับระบบป้อนกลับในหัวข้อ 4.2.1 จากนั้นได้พิจารณาผลของสัญญาณรบกวน โดยป้อนสัญญาณรบกวน (Vb) เข้ามาในระบบและปรับค่า K ของระบบไปเรื่อย ๆ โดยทดลองกับความถี่ เอาท์พุท 3 ค่า คือ ที่ 30.86 KHz ,190.8 KHz และ 446.4 KHz ได้ผลการทดลองดังตาราง 4.2

ตาราง 4.2 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่า K ที่เพิ่มขึ้นกับความถี่เอาท์พุทโดยป้อนสัญญาณรบกวนที่เป็นแรงดันขนาด 1 โวลท์

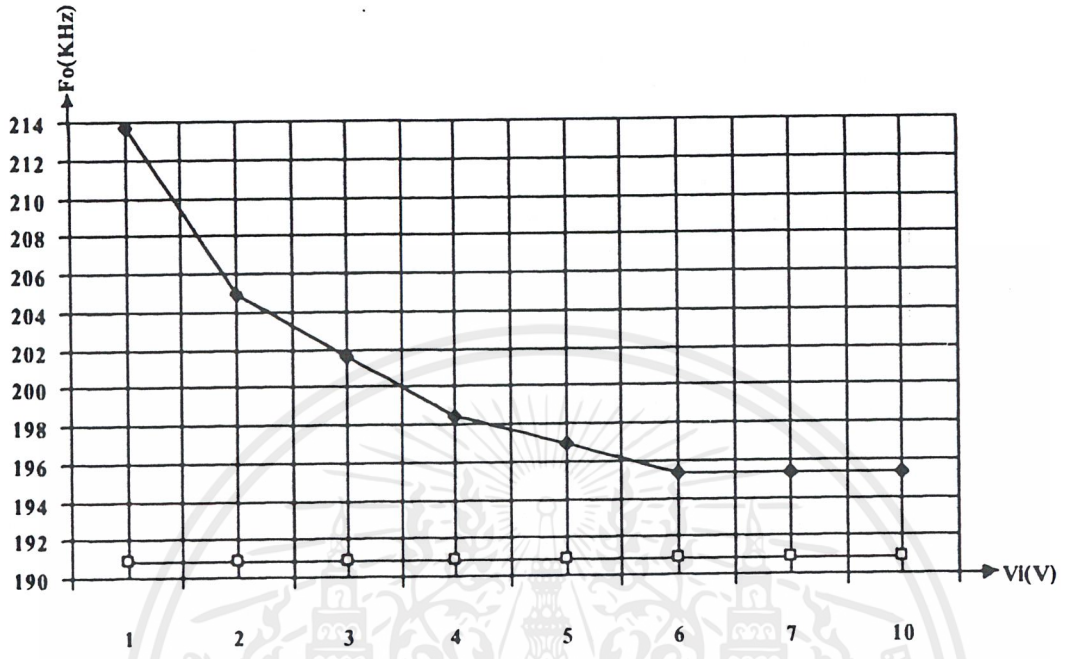
ความถี่เอาท์พุท	ความถี่เอาท์พุทขณะป้อนสัญญาณรบกวนที่เป็นแรงดันขนาด 1 โวลท์ ต่อการปรับค่าอัตราขยาย (K)							
	1	2	3	4	5	6	7	10
30.86KHz	56.82KHz	46.3KHz	41.67KHz	39.68KHz	37.88KHz	37.04KHz	35.97KHz	34.72KHz
190.8KHz	213.7KHz	204.9KHz	201.6KHz	198.4KHz	196.9KHz	195.3KHz	195.3KHz	195.3KHz
446.4KHz	490.2KHz	471.7KHz	458.7KHz	454.4KHz	450.5KHz	450.5KHz	450.5KHz	450.5KHz

รูปที่ 4.5 (ก) ถึง 4.5 (ค) เป็นกราฟแสดงผลของสัญญาณรบกวน ขนาด 1 โวลท์ ที่ความถี่เอาท์พุทค่าต่าง ๆ ตามตารางที่ 4.2

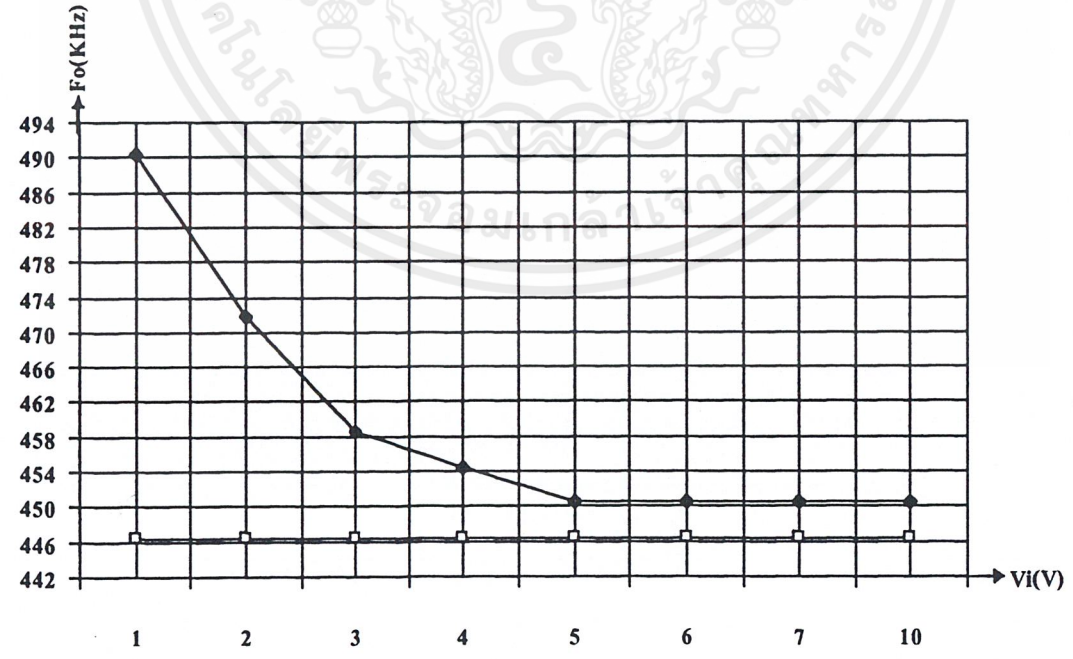


รูป 4.5 (ก) แสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่า K ที่เพิ่มขึ้นกับความถี่เอาท์พุท 30.86KHz โดยป้อนสัญญาณรบกวนเท่ากับ 1 โวลท์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 4.5 (ข) แสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่า K ที่เพิ่มขึ้นกับความถี่เอาท์พุท 190.8KHz โดยป้อนสัญญาณรบกวนเท่ากับ 1 โวลท์

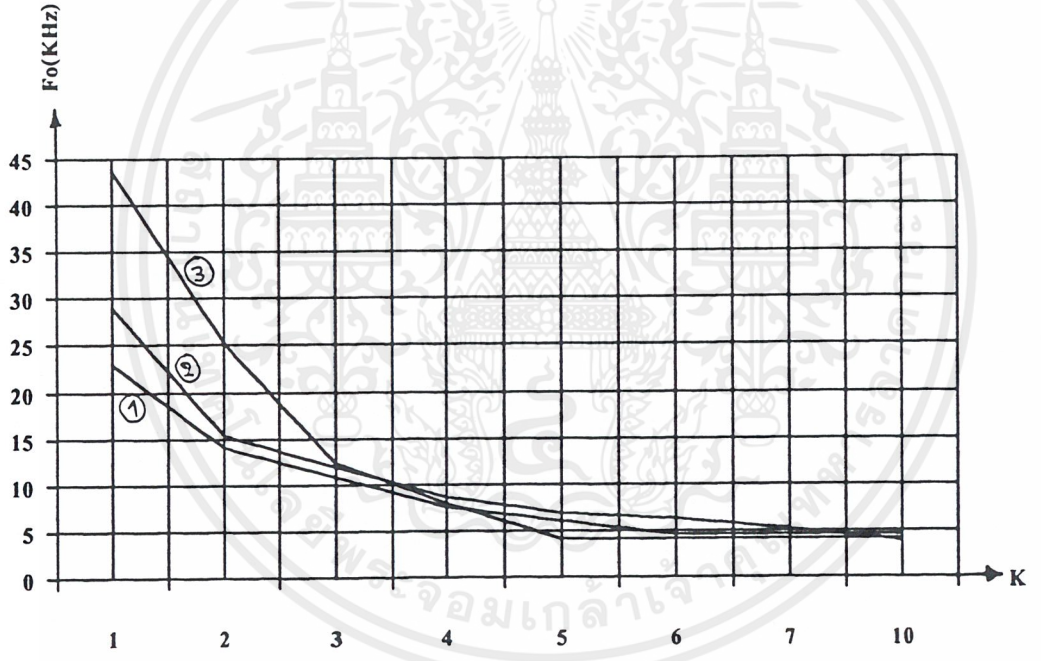


รูป 4.5 (ค) แสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่า K ที่เพิ่มขึ้นกับความถี่เอาท์พุท 446.4KHz โดยป้อนสัญญาณรบกวนเท่ากับ 1 โวลท์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูป 4. 5 (ก) ถึง 4.5 (ค) จะเห็นว่าผลของสัญญาณรบกวนทำให้ความถี่เอาท์พุทเปลี่ยนแปลงไปแต่เมื่อเพิ่มค่า K ขึ้นเรื่อย ๆ จะทำให้ผลของสัญญาณรบกวนลดลงคือ เมื่อค่า K เพิ่มขึ้นความถี่เอาท์พุทที่มีสัญญาณรบกวนจะค่อย ๆ ลดลงเข้าใกล้ความถี่เอาท์พุทเดิม (ความถี่เอาท์พุทขณะที่ไม่มีสัญญาณรบกวน) ขึ้นเรื่อย ๆ แต่ผลของสัญญาณรบกวนยังคงมีอยู่ซึ่งเป็นค่า ออฟเซ็ตที่เกิดจากตัวควบคุมแบบ P

รูปที่ 4.6 แสดงกราฟเปรียบเทียบค่าความถี่เอาท์พุทที่เปลี่ยนแปลงไปเมื่อมีสัญญาณรบกวน กับค่า K ซึ่งแสดงให้เห็นได้ชัดเจนขึ้นว่าเมื่อค่า K เพิ่มขึ้น ทำให้ผลของสัญญาณรบกวนลดลง



รูป 4.6 แสดงกราฟเปรียบเทียบค่าความถี่ที่เปลี่ยนแปลงไปเมื่อป้อนสัญญาณรบกวน 1 โวลท์ กับค่า K

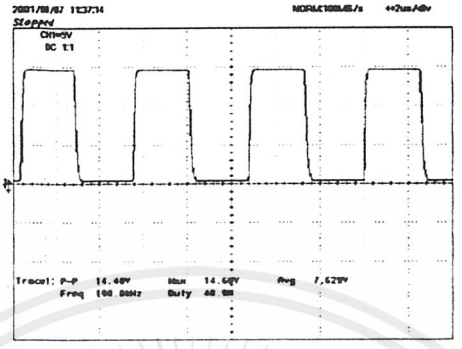
เส้นที่ 1 แสดงค่าความถี่ 190.8 KHz

เส้นที่ 2 แสดงค่าความถี่ 30.86 KHz

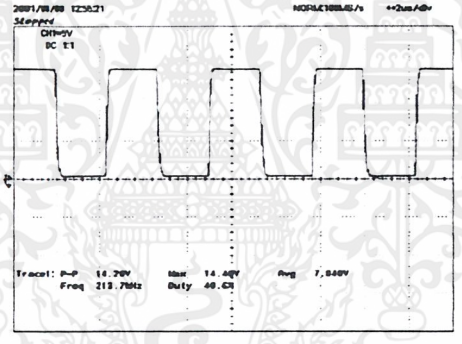
เส้นที่ 3 แสดงค่าความถี่ 446.4 KHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

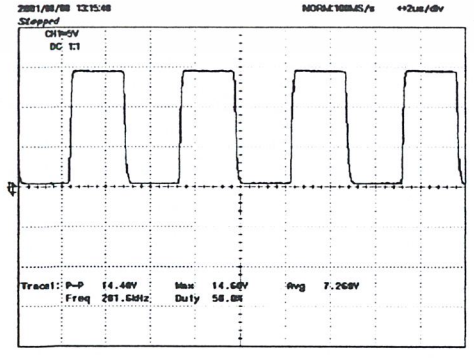
รูป 4.6 (ก) ถึงรูป 4.6 (ง) แสดงความถี่เอาท์พุท 190.8KHz ที่วัดได้



รูป 4.6 (ก) แสดงความถี่เอาท์พุทอ้างอิง 190.8 KHz

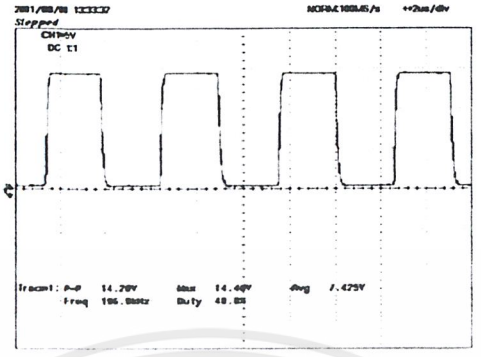


รูป 4.6 (ข) แสดงความถี่เอาท์พุท 190.8 KHz ที่ป้อนสัญญาณรบกวน 1 โวลท์ และ K เท่ากับ1



รูป 4.6 (ค) แสดงความถี่เอาท์พุท 190.8 KHz ที่ป้อนสัญญาณรบกวน 1 โวลท์ และ K เท่ากับ 3

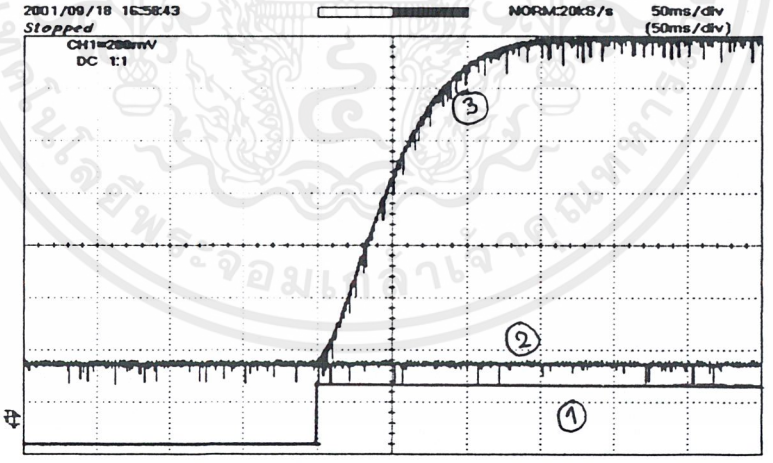
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 4.6 (ง) แสดงความถี่เอาท์พุท 190.8 KHz ที่ป้อนสัญญาณรบกวน 1 โวลท์ และ K เท่ากับ 5

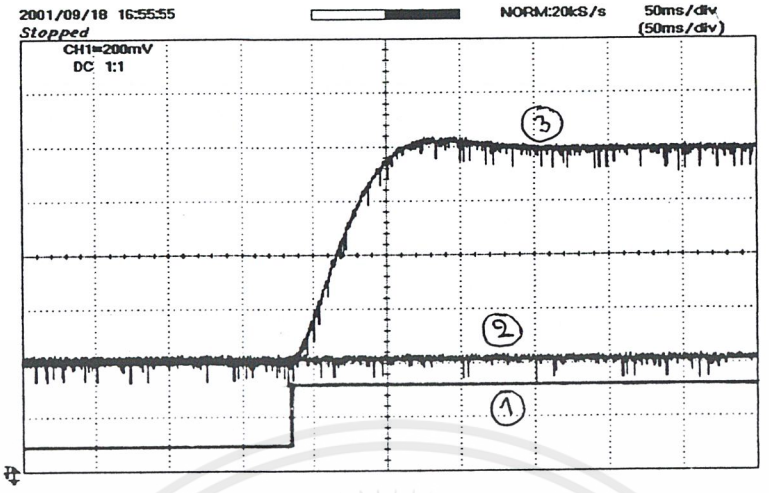
4.2.3 แสดงผลของสัญญาณรบกวนในช่วงทรานเซียนท์ (Transient Response :Vo)

จากที่ทดลองผ่านมาทำให้รู้ว่าเมื่อเพิ่มค่า K ของตัวควบคุมแบบ P จะทำให้ผลของสัญญาณรบกวนลดลง ซึ่งสามารถแสดงผลการทดลองโดยดูจากผลตอบสนองในช่วงทรานเซียนท์ ได้ดังรูป 4.7 (ก) ถึงรูป 4.7 (ง) คือ

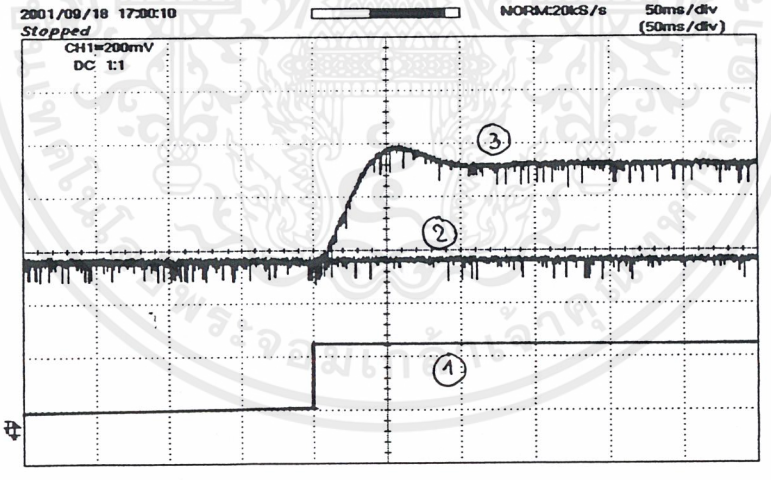


รูป 4.7 (ก) แสดงผลตอบสนองในช่วงทรานเซียนท์ ของระบบโดยป้อนแรงดันอินพุท 6 โวลท์, สัญญาณรบกวน 3 โวลท์ และ K = 1 โดยเส้นที่ 1 แสดงสัญญาณรบกวน , เส้นที่ 2 แสดงแรงดันเอาท์พุท และเส้นที่ 3 แสดงแรงดันเอาท์พุทเมื่อป้อนสัญญาณรบกวน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

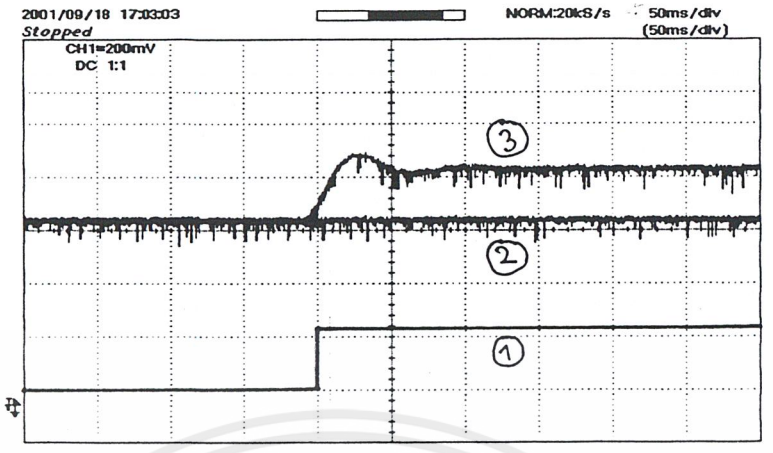


รูป 4. 7 (ข) แสดงผลตอบสนองในช่วงทรานเซียนท์ ของระบบโดยป้อนแรงดันอินพุท 6 โวลท์ , สัญญาณรบกวน 3 โวลท์ และ K = 2 โดยเส้นที่ 1 แสดงสัญญาณรบกวน , เส้นที่ 2 แสดงแรงดันเอาท์พุท และเส้นที่ 3 แสดงแรงดันเอาท์พุทเมื่อป้อนสัญญาณรบกวน



รูป 4. 7 (ค) แสดงผลตอบสนองในช่วงทรานเซียนท์ ของระบบโดยป้อนแรงดันอินพุท 6 โวลท์ , สัญญาณรบกวน 3 โวลท์ และ K = 5 โดยเส้นที่ 1 แสดงสัญญาณรบกวน,เส้นที่ 2 แสดงแรงดันเอาท์พุท และเส้นที่ 3 แสดงแรงดันเอาท์พุทเมื่อป้อนสัญญาณรบกวน

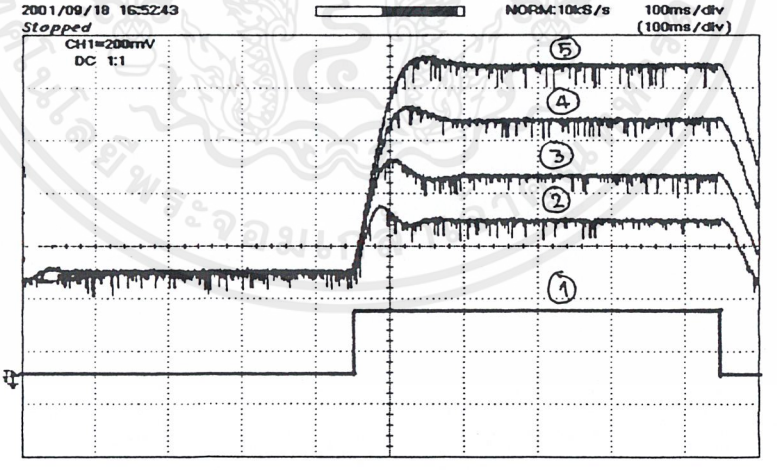
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 4. 7 (ง) แสดงผลตอบสนองในช่วงทรานเซียนท์ ของระบบโดยป้อนแรงดันอินพุท 6 โวลท์ , สัญญาณรบกวน 3 โวลท์ และ K = 10 โดยเส้นที่ 1 แสดงสัญญาณรบกวน,เส้นที่ 2 แสดงแรงดันเอาท์พุท และเส้นที่ 3 แสดงแรงดันเอาท์พุทเมื่อป้อนสัญญาณรบกวน

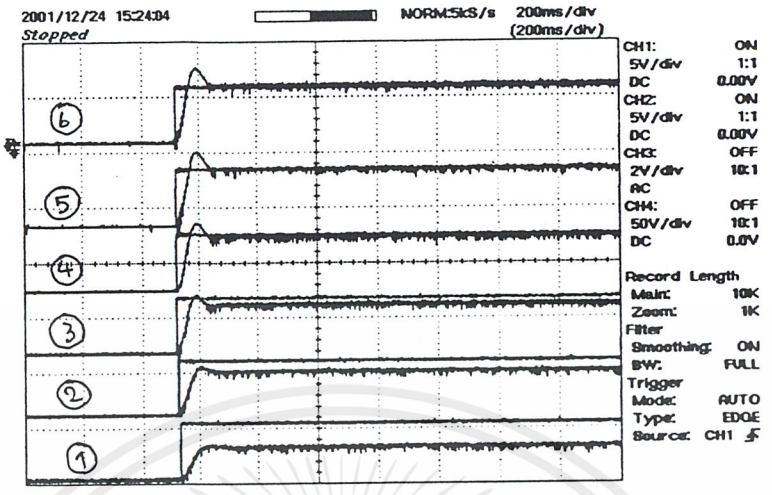
จากผลตอบสนองในช่วงทรานเซียนท์ ที่ได้จากการทดลองจะเห็นว่าเมื่อเพิ่มค่า K จะทำให้ผลของสัญญาณรบกวนลดลง แต่ระบบจะมีโอเวอร์ชูตมากขึ้น

รูป 4.8 แสดงการเปรียบเทียบค่า K เพื่อให้เห็นชัดเจนขึ้น



รูป 4. 8 แสดงผลตอบสนองในช่วงทรานเซียนท์ที่ค่า K ต่าง ๆ โดยเส้นที่ 1 แสดงสัญญาณรบกวน เส้นที่ 2 , 3 , 4 และ 5 แสดงสัญญาณเอาท์พุทที่ค่า K = 1 , 2 , 5 และ 10 ตามลำดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

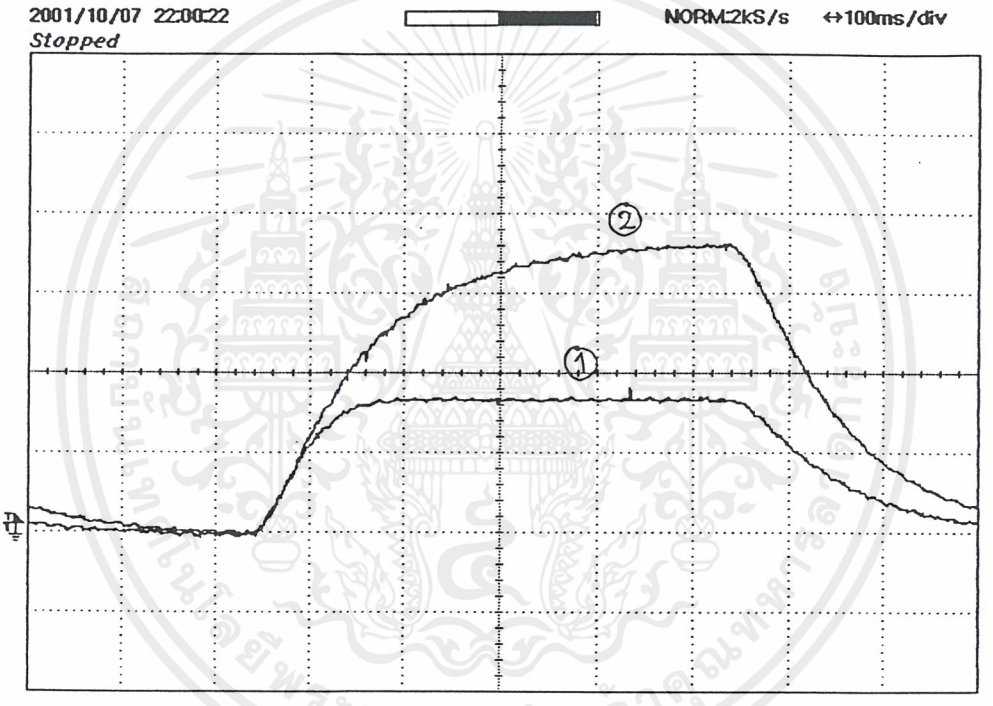


รูป 4.9 แสดงผลตอบของระบบที่มีตัวควบคุมแบบ P ต่อ สเต็ปอินพุท 5 โวลท์ โดยเพิ่มค่า K ขึ้นเรื่อย ๆ เส้นที่ 1 ,2 ,3 ,4 และ 5 แสดงค่า K=1 ,2 ,3 ,5 ,10 และ 20 ตามลำดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2.4 ผลตอบสนองของระบบขณะไม่มีการป้อนกลับและมีการป้อนกลับ

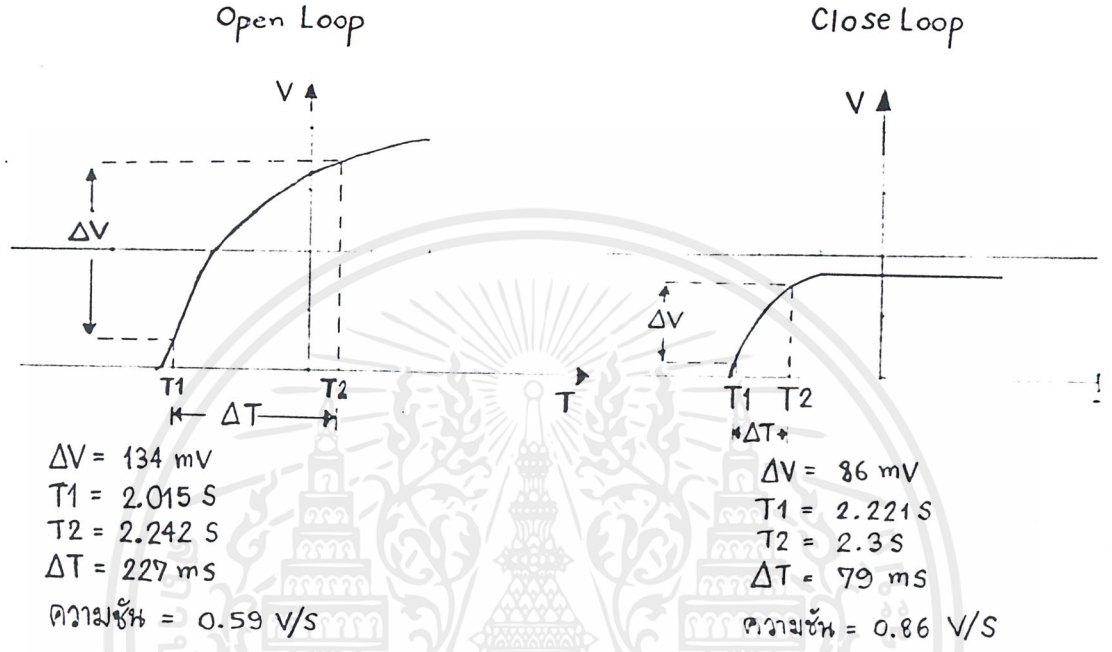
รูป 4.10 แสดงผลตอบสนองของระบบจากการทดลองขณะไม่มีการป้อนกลับ และมีการป้อนกลับโดยป้อน สเต็ป อินพุท 1 โวลท์ เส้นที่ 1 ระบบขณะมีการป้อนกลับ , เส้นที่ 2 ขณะระบบไม่มีการป้อนกลับ



รูป 4.10 แสดงผลตอบสนองของระบบเส้นที่ 1 ระบบขณะ มีการป้อนกลับ , เส้นที่ 2 ขณะ ไม่มีการป้อนกลับ โดย สเต็ป อินพุท 1 โวลท์

จากรูป 4.10 จะเห็นว่า เมื่อระบบมีการป้อนกลับ จะทำให้อัตราขยาย ของระบบลดลง แต่ผลตอบสนองเร็วขึ้น ซึ่งสามารถแสดงได้ดังรูป 4.11 โดยหาความชันของรูป 4.10

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 4.11 แสดงการหาความชันของระบบขณะไม่มีการป้อนกลับ และมีการป้อนกลับ

จากรูป 4.11 จะเห็นว่าเมื่อระบบมีการป้อนกลับ จะทำให้ผลตอบสนองมีความชันเพิ่มขึ้น หรือระบบมีผลตอบสนองเร็วขึ้น

4.3 ระบบป้อนกลับที่ใช้ทดลองโดยมีตัวควบคุมแบบ PI

4.3.1 ผลของสัญญาณรบกวน

จากการทดลองในหัวข้อ 4.2 จะเห็นว่าถ้าใช้ตัวควบคุมแบบ P จะสามารถลดผลของสัญญาณรบกวนได้ โดยยิ่งถ้าค่า K มีค่ามากผลของสัญญาณรบกวนจะยิ่งลดลงแต่ยังมีค่าออฟเซ็ตอยู่ และระบบจะมีโอเวอร์ชูตมากขึ้น การทดลองในหัวข้อ 4.3 จะใช้ ตัวควบคุมแบบ PI เพื่อให้ระบบไม่มีค่าออฟเซ็ตหรือลดผลของสัญญาณรบกวนให้หมดไป (กำจัดค่าออฟเซ็ทให้หมดไป) ตารางที่ 4.3 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณรบกวนที่เป็นแรงดัน กับความถี่เอาท์พุท ที่ได้จากการทดลอง โดยป้อนสัญญาณรบกวน ตั้งแต่ 1-3 โวลท์ โดยทดลองกับความถี่เอาท์พุท 3 ค่า (วงจรควบคุมแบบ PI แสดงดังรูป 3.10)

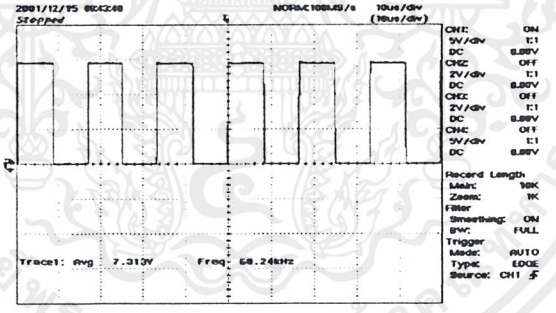
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตาราง 4.3 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างความถี่เอาท์พุทกับสัญญาณรบกวนที่เป็นแรงดันตั้งแต่ 1-3 โวลท์ โดยตัวควบคุมแบบ PI

ความถี่เอาท์พุท	ความถี่เอาท์พุท		
	ป้อนสัญญาณรบกวน 1 โวลท์	ป้อนสัญญาณรบกวน 2 โวลท์	ป้อนสัญญาณรบกวน 3 โวลท์
60.24 KHz	60.24 KHz	60.24 KHz	60.24 KHz
151.5 KHz	151.5 KHz	151.5 KHz	151.5 KHz
304.9 KHz	304.9KHZ	304.9KHZ	304.9KHZ

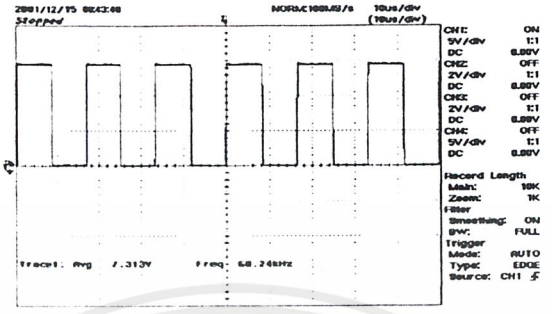
จากตารางจะเห็นว่าเมื่อใช้ ตัวควบคุมแบบ PI จะทำให้ ผลของสัญญาณรบกวนหมดไป โดยความถี่ของเอาท์พุทจะยังคงเท่าเดิม

รูปที่ 4.12 (ก) ถึง 4.14 (ง) แสดงความถี่จากตารางที่ 4.3 ที่วัดได้

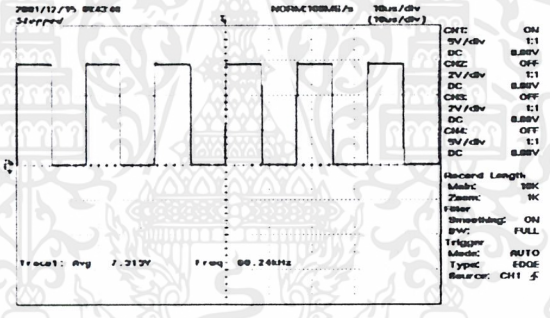


รูปที่ 4.12 (ก) แสดงความถี่เอาท์พุท 60.24KHz ขณะยังไม่มีสัญญาณรบกวน

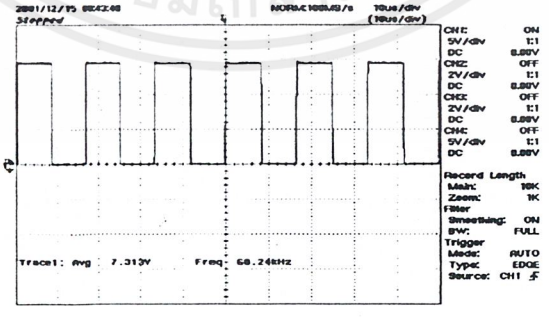
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.12 (ข) แสดงความถี่เอาท์พุท 60.24KHz ป้อนสัญญาณรบกวน 1 โวลท์

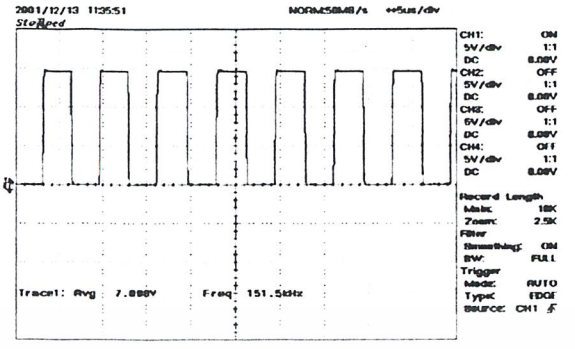


รูปที่ 4.12 (ค) แสดงความถี่เอาท์พุท 60.24KHz ขณะป้อนสัญญาณรบกวน 2 โวลท์

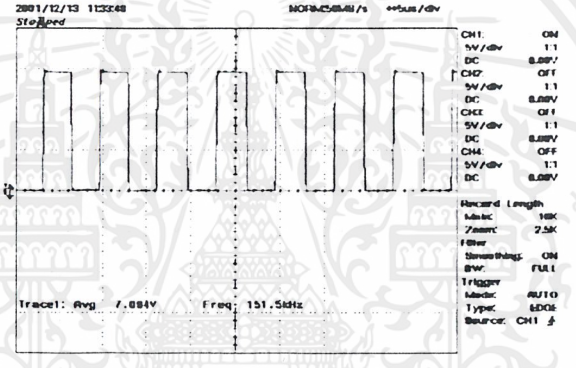


รูปที่ 4.12 (ง) แสดงความถี่เอาท์พุท 60.24KHz ขณะป้อนสัญญาณรบกวน 3 โวลท์

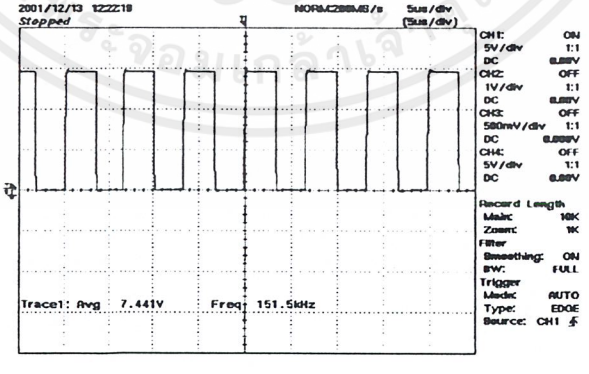
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.13 (ก) แสดงความถี่เอาท์พุท 151.5KHz ขณะยังไม่มีสัญญาณรบกวน

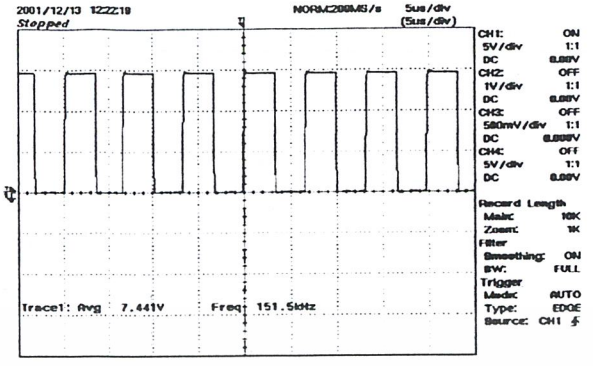


รูปที่ 4.13 (ข) แสดงความถี่เอาท์พุท 151.5KHz ขณะ ป้อนสัญญาณรบกวน 1 โวลท์

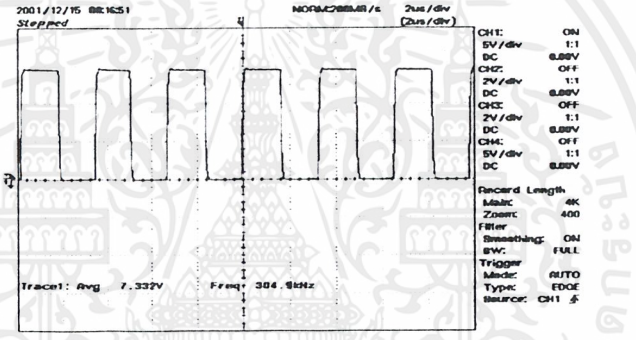


รูปที่ 4.13 (ค) แสดงความถี่เอาท์พุท 151.5KHz ขณะป้อนสัญญาณรบกวน 2 โวลท์

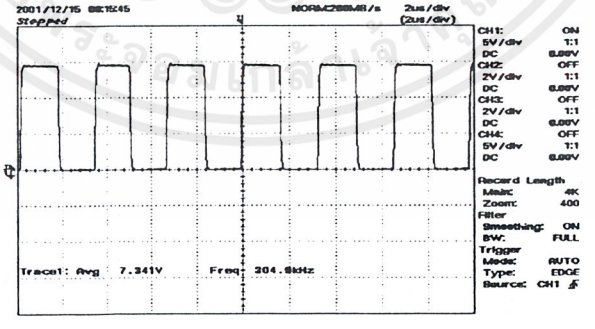
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.13 (ง) แสดงความถี่เอาท์พุท 151.5KHz ขณะป้อนสัญญาณรบกวน 3 โวลท์

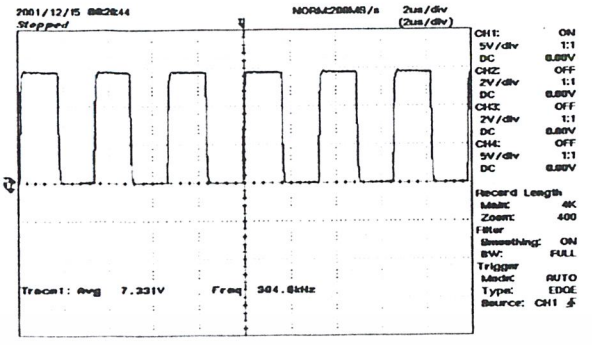


รูปที่ 4.14 (ก) แสดงความถี่เอาท์พุท 304.9KHz ขณะยังไม่มีสัญญาณรบกวน

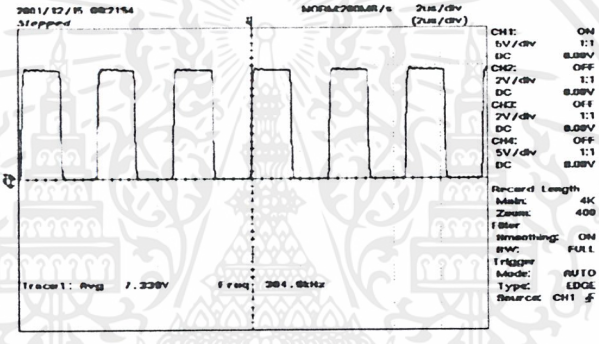


รูปที่ 4.14 (ข) แสดงความถี่เอาท์พุท 304.9KHz ขณะป้อนสัญญาณรบกวน 1 โวลท์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.14 (ค) แสดงความถี่เอาท์พุท 304.9KHz ขณะป้อนสัญญาณรบกวน 2 โวลท์



รูปที่ 4.14 (ง) แสดงความถี่เอาท์พุท 304.9KHz ขณะป้อนสัญญาณรบกวน 3 โวลท์

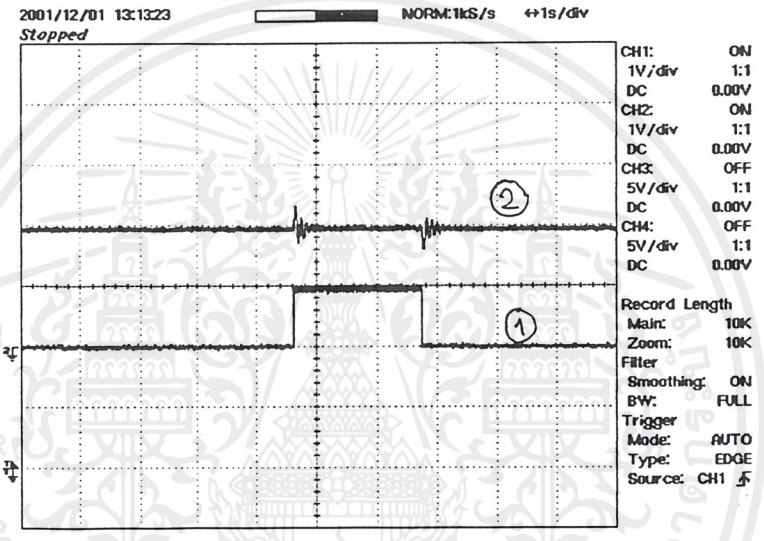
จากรูป 4.12 ถึงรูป 4.14 จะเห็นว่าความถี่เอาท์พุทมีเสถียรภาพมากขึ้น เพราะแม้จะป้อนสัญญาณรบกวนที่เป็นแรงดันเข้าไปในระบบ แต่ความถี่เอาท์พุทที่ได้ยังคงมีค่าเท่าเดิม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3.2 แสดงผลของสัญญาณรบกวนในช่วงทรานเซียนท์

จากการทดลองในหัวข้อ 4.3.1 จะเห็นว่าเมื่อระบบมีตัวควบคุมแบบ PI ผลของสัญญาณรบกวนที่มีต่อระบบจะหมดไป หรือไม่มีค่าออฟเซ็ต เกิดขึ้น ซึ่งสามารถแสดงผลการทดลองโดยดูจากผลตอบสนอง ในช่วงทรานเซียนท์ของระบบได้

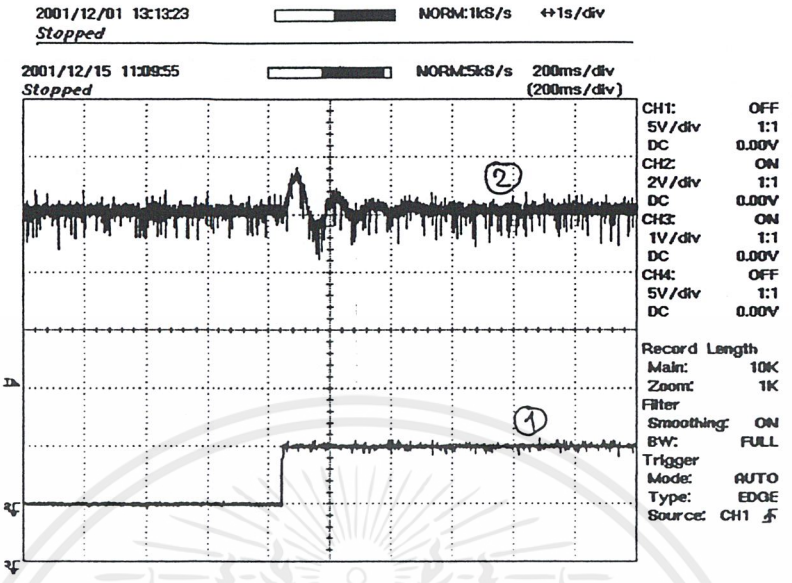
รูป 4.15 แสดงผลตอบของระบบที่มีตัวควบคุมแบบ PI โดยได้ทดลองป้อน สัญญาณรบกวนเข้าไปดังรูป



รูป 4.15 แสดงผลสนองของระบบที่มีตัวควบคุมแบบ PI โดยใช้ค่า C = 0.1 μF เส้นที่ 1 แสดงสัญญาณรบกวน 1 โวลท์ , เส้นที่ 2แสดงสัญญาณเอาท์พุท

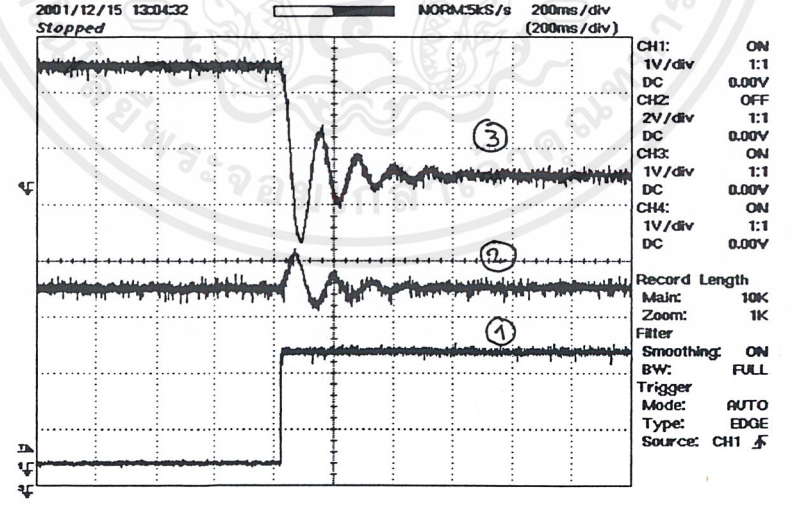
รูป 4.16 แสดงผลตอบสนองของระบบที่มีตัวควบคุมแบบ PI โดยป้อนสัญญาณรบกวนเข้าไปในระบบ จากรูปจะเห็นว่าเมื่อมีสัญญาณรบกวนเข้ามาจะทำให้สัญญาณเอาท์พุทเกิดการแกว่งและเข้าหาค่าเดิม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



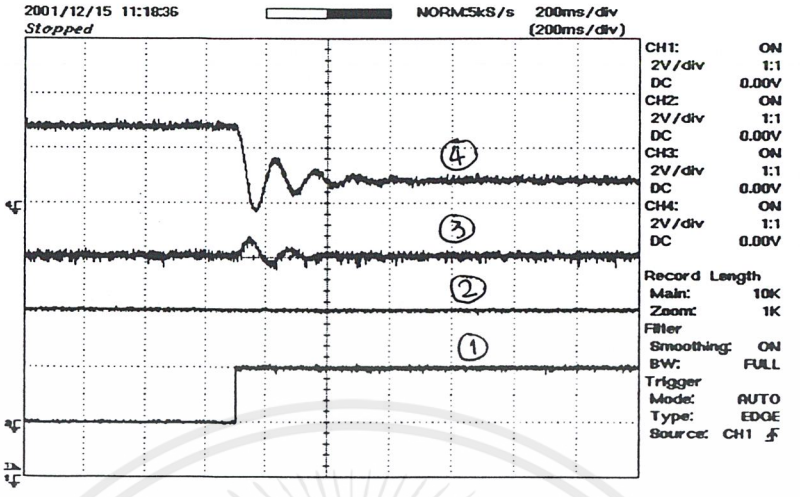
รูป 4.16 แสดงผลตอบของระบบที่ใช้ตัวควบคุมแบบ PI , C = 0.1 μF , อินพุท 6 โวลท์ , เส้นที่ 1 เป็นสัญญาณรบกวน 2 โวลท์ และเส้นที่ 2 เป็นสัญญาณเอาท์พุท

รูป 4.17 (ก) ถึง รูป 4.17 (ค) แสดงผลตอบสนองของระบบที่ใช้ตัวควบคุมแบบ PI ที่มีค่า C=0.1μF โดย วัดสัญญาณที่จุดต่าง ๆ เทียบกันหลายจุด

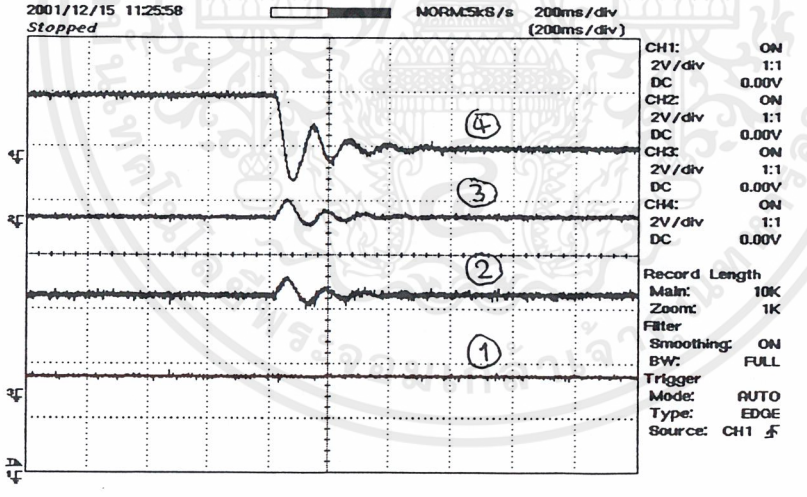


รูป 4.17 (ก) เส้นที่ 1 แสดงสัญญาณรบกวน 2 โวลท์, เส้นที่ 2 แสดงสัญญาณเอาท์พุท และเส้นที่ 3 แสดงเอาท์พุทของตัวควบคุมแบบ PI

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 4.17 (ข) เส้นที่ 1 แสดงสัญญาณรบกวน 2 โวลท์ ,เส้นที่ 2 แสดงสัญญาณอินพุท 6 โวลท์ ,เส้นที่ 3 แสดงสัญญาณเอาท์พุท และเส้นที่ 4 แสดง เอาท์พุทของตัวควบคุมแบบ PI

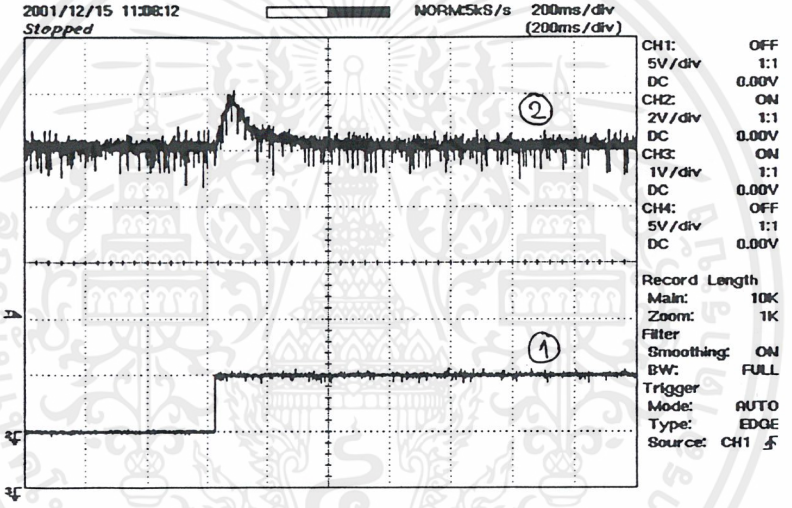


รูป 4.17 (ค) เส้นที่ 1 แสดงสัญญาณรบกวน 2 โวลท์ ,เส้นที่ 2 แสดง สัญญาณเอาท์พุท , เส้นที่ 3 แสดงสัญญาณค่าผิดพลาด และเส้นที่ 4 แสดงเอาท์พุทของตัวควบคุมแบบ PI (ป้อนอินพุท 3.5 โวล์ท)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อพิจารณาสัญญาณที่จุดต่าง ๆ จะเห็นว่าถ้ายังไม่มี สัญญาณ เอาท์พุทจะคงที่อยู่ค่าหนึ่ง , สัญญาณค่าผิดพลาดจะมีค่าเป็นศูนย์ ถ้ามีสัญญาณรบกวนเข้ามา จะทำให้สัญญาณเอาท์พุท เปลี่ยนแปลงโดยมีการแกว่งและจะกลับเข้าหาค่าเดิมที่สถานะคงตัว , สัญญาณค่าผิดพลาดจะมีค่าขึ้นมาค่าหนึ่งและจะค่อย ๆ ลดลงจนกลายเป็นศูนย์ ส่วนที่เอาท์พุทของตัวควบคุมแบบ PI ก็จะมีการเปลี่ยนแปลงเมื่อมีสัญญาณค่าผิดพลาดเข้ามาและจะคงที่ที่ค่าหนึ่ง เมื่อสัญญาณค่าผิดพลาดมีค่าเป็นศูนย์ ซึ่งเป็นคุณสมบัติของตัวควบคุมแบบ PI

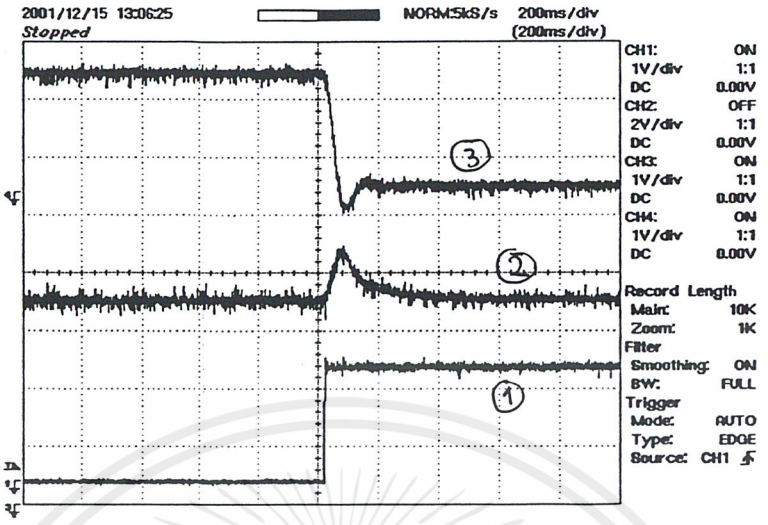
รูปที่ 4.18 แสดงผลของการเปลี่ยนค่า C จาก 0.1μF เป็น 0.4μF (เป็นการเพิ่มค่า C เพื่อให้ค่าคงตัวเวลามากขึ้นให้ผลตอบสนองช้าลง)



รูปที่ 4.18 แสดงผลตอบของระบบที่มีตัวควบคุมแบบ PI ที่ใช้ค่า C = 0.4μF เส้นที่ 1 แสดงสัญญาณรบกวน 2 โวลท์ เส้นที่ 2 แสดงสัญญาณเอาท์พุท (ป้อนอินพุท 6 โวลท์)

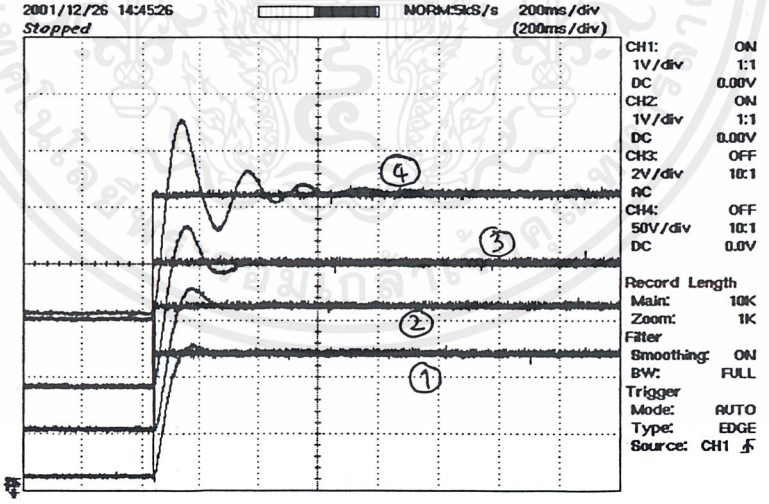
จากรูป 4.18 จะเห็นว่าสัญญาณเอาท์พุทไม่มีการแกว่งเหมือนกับตอนที่ทดลองโดยใช้ค่า C = 0.1μF จะเห็นว่าเมื่อมีสัญญาณรบกวน สัญญาณเอาท์พุทจะเปลี่ยนแปลงและจะกลับเข้าสู่ค่าเดิมเร็วขึ้น (ผลตอบสนองเข้าสู่สภาวะคงตัวเร็วขึ้น) แต่ผลตอบสนอง จะช้าลง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 4.19 แสดงผลตอบสนองของระบบที่มีตัวควบคุมแบบ PI ที่ใช้ค่า C = 0.4μF เส้นที่ 1 แสดงสัญญาณรบกวน 2 โวลท์ , เส้นที่ 2 แสดงสัญญาณเอาท์พุท และเส้นที่ 3 แสดงเอาท์พุทของตัวควบคุมแบบ PI (ป้อนอินพุท 6 โวลท์)

รูป 4.20 แสดงผลตอบสนองของระบบที่ใช้ตัวควบคุมแบบ PI ต่อสัญญาณอินพุท โดยเปลี่ยนค่า C หลายๆ ค่า



รูป 4.20 แสดงผลตอบสนองของระบบที่ใช้ตัวควบคุมแบบ PI ต่อสัญญาณรอินพุท 2 โวลท์ ที่มีการเปลี่ยนค่า C 4 ค่า โดยเรียงจากเส้นที่ 1 ,2 ,3 และ 4 คือ 0.4μF ,0.3μF , 0.2μF และ 0.1μF ตามลำดับ

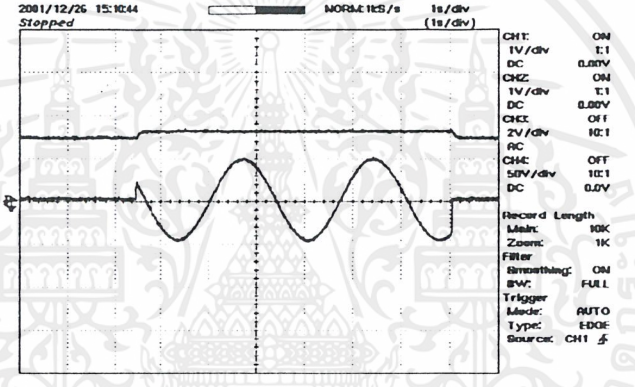
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูป 4.20 จะเห็นว่าถ้าใช้ C ค่าน้อย จะทำให้ระบบมีผลตอบสนอง เร็ว แต่จะมีการแกว่งเกิดขึ้น และเข้าสู่เป้าหมายได้ช้า แต่ถ้าเพิ่มค่า C ให้มากขึ้น ระบบจะมีผลตอบสนองที่ช้าลง แต่เข้าสู่เป้าหมายได้เร็วขึ้น

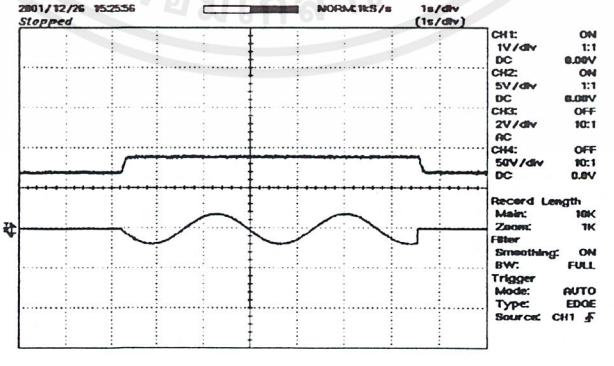
4.4 ผลของสัญญาณรบกวนที่เป็น AC

4.4.1 ผลของสัญญาณรบกวนที่เป็น AC กับระบบป้อนกลับที่มีตัวควบคุมแบบ P

รูปที่ 4.21 (ก) ถึง 4.21 (ค) แสดงผลตอบสนองของระบบป้อนกลับที่มีตัวควบคุมแบบ P เมื่อมีสัญญาณรบกวนที่เป็น AC ป้อนเข้าไปในระบบ

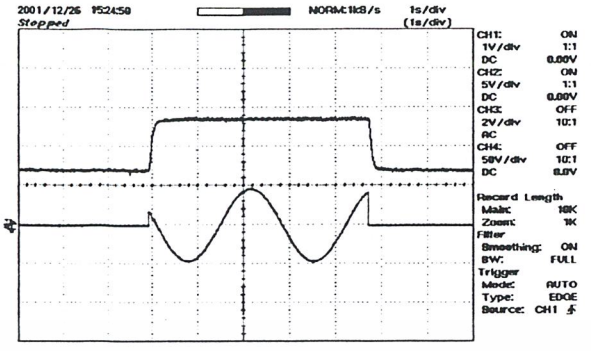


รูป 4.21 (ก) แสดงผลตอบสนองของระบบป้อนกลับที่มีตัวควบคุมแบบ P ต่อสัญญาณรบกวนที่เป็น AC (ความถี่ 10KHz , ขนาด 1 โวลท์) โดยค่า K ของระบบเท่ากับ 2



รูป 4.21 (ข) แสดงผลตอบสนองของระบบป้อนกลับที่มีตัวควบคุมแบบ P ต่อสัญญาณรบกวนที่เป็น AC (ความถี่ 10KHz, ขนาด 2 โวลท์) โดยค่า K ของระบบเท่ากับ 2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

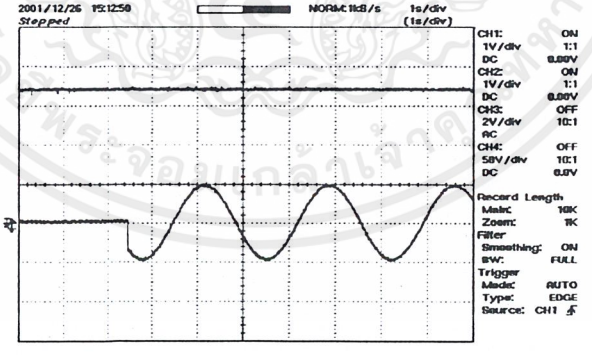


รูป 4.21 (ค) แสดงผลตอบสนองของระบบป้อนกลับที่มีตัวควบคุมแบบ P ต่อสัญญาณรบกวนที่เป็น AC (ความถี่ 10KHz, ขนาด 5 โวลท์) โดยค่า K ของระบบเท่ากับ 2

จากรูป 4.21 (ก) ถึงรูป 4.21(ค) จะเห็นว่าสัญญาณรบกวนที่เป็น AC มีผลกับความถี่เอาท์พุท (ทำให้ความถี่เอาท์พุทเปลี่ยนไป)

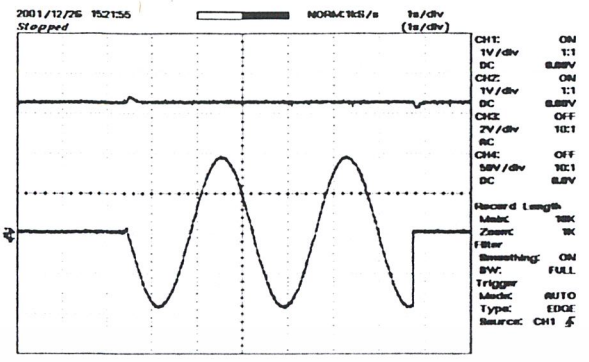
4.4.2 ผลของสัญญาณรบกวนที่เป็น AC กับระบบป้อนกลับที่มีตัวควบคุมแบบ PI

รูป 4.22 (ก) ถึงรูป 4.22 (ค) แสดงผลตอบสนองของระบบป้อนกลับที่มีตัวควบคุมแบบ PI เมื่อมีสัญญาณรบกวนที่เป็น AC ป้อนเข้าไปในระบบ

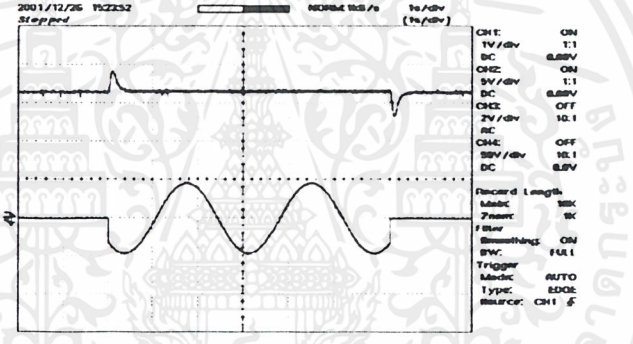


รูป 4.22 (ก) แสดงผลตอบสนองของระบบป้อนกลับที่มีตัวควบคุมแบบ PI (C=0.4μF ,K=2) ต่อสัญญาณรบกวนที่เป็น AC (ความถี่ 10 KHz , ขนาด 1 โวลท์)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 4.22 (ข) แสดงผลตอบสนองของระบบป้อนกลับที่มีตัวควบคุมแบบ PI (C=0.4μF ,K=2) ต่อสัญญาณรบกวนที่เป็น AC (ความถี่ 10 KHz, ขนาด 2 โวลท์)



รูป 4.22 (ค) แสดงผลตอบสนองของระบบป้อนกลับที่มีตัวควบคุมแบบ PI (C=0.4μF ,K=2) ต่อสัญญาณรบกวนที่เป็น AC (ความถี่ 10 KHz, ขนาด 5 โวลท์)

จากรูป 4.22 (ก) ถึง 4.22 (ค) จะเห็นว่าสัญญาณรบกวนที่เป็น AC ไม่มีผลกับระบบ (เมื่อมีสัญญาณรบกวนที่เป็น AC เข้ามาตอนแรกสัญญาณจะเปลี่ยนไปและจะกลับเข้าค่าเดิม) หรือไม่มีออฟเซ็ตเกิดขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

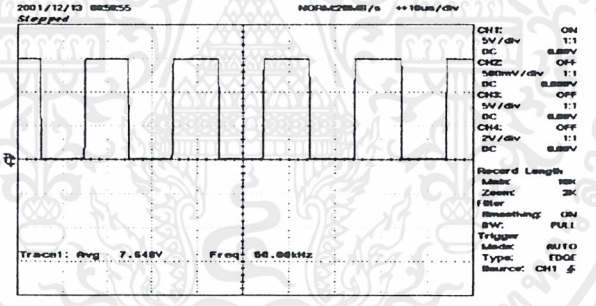
4.5 ผลของเพาเวอร์ซับพลาย (Powor Supply)

การทดลองในหัวข้อนี้จะทำการทดลองเพื่อดูผลของเพาเวอร์ซับพลายว่ามีผลต่อความถี่เอาท์พุทเป็นอย่างไร โดยจะทำการปรับเพาเวอร์ซับพลายที่จ่ายให้กับตัววีซีโอขณะไม่มีการป้อนกลับและตัววีซีโอที่มีการป้อนกลับโดยมีตัวควบคุมแบบ PI

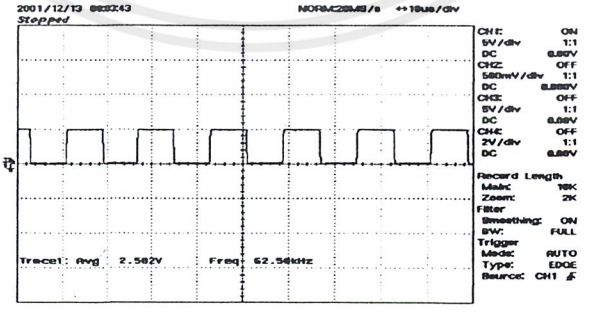
4.5.1 แสดงผลของเพาเวอร์ซับพลายที่มีต่อวีซีโอที่ไม่มีการป้อนกลับ

โดยปกติจะจ่ายไฟเลี้ยงให้กับวงจรโดยใช้เพาเวอร์ซับพลาย 15 โวลท์ การทดลองในหัวข้อ 4.5.1 นี้จะทำการป้อนแรงดันอินพุทคงที่ให้กับวีซีโอค่าหนึ่ง ซึ่งจะทำให้ความถี่เอาท์พุทคงที่ที่ค่าหนึ่ง (เป็นค่าอ้างอิง) จากนั้นจะทำการปรับค่าเพาเวอร์ซับพลายที่จ่ายให้กับวงจร เป็น 5,10 และ 20 โวลท์ตามลำดับ

รูป 4.23 (ก) ถึงรูป 4.23 (ง) แสดงผลของการปรับเพาเวอร์ซับพลายโดยป้อนแรงดันอินพุทให้ได้ความถี่เอาท์พุท 50KHz

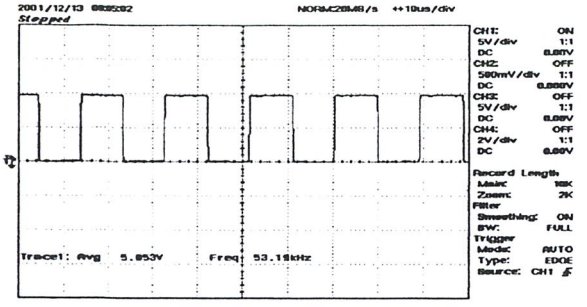


รูป 4.23 (ก) แสดงค่าความถี่เอาท์พุท ที่ใช้อ้างอิง โดยใช้เพาเวอร์ซับพลาย 15 โวลท์

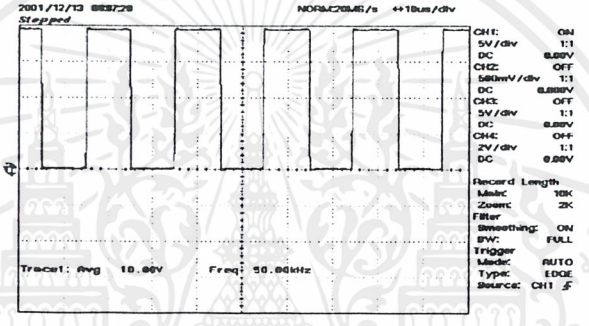


รูป 4.23 (ข) แสดงค่าความถี่เอาท์พุทที่ได้หลังจากปรับเพาเวอร์ซับพลายเป็น 5 โวลท์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

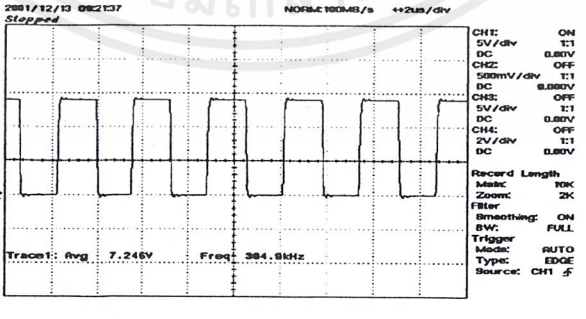


รูป 4.23 (ค) แสดงค่าความถี่เอาท์พุทที่ได้หลังจากปรับเพาเวอร์ซับพลายเป็น 10 โวลท์



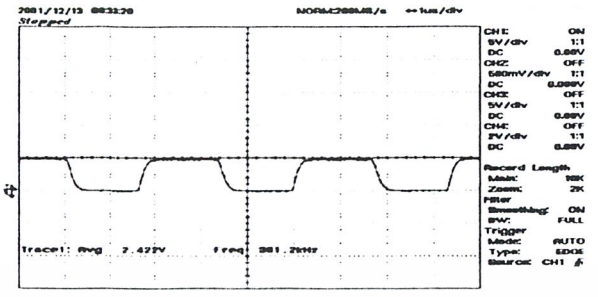
รูป 4.23 (ง) แสดงค่าความถี่เอาท์พุทที่ได้หลังจากปรับเพาเวอร์ซับพลายเป็น 20 โวลท์

รูป 4.24 (ก) ถึงรูป 4.24 (ง) แสดงผลของการปรับเพาเวอร์ซับพลายโดยป้อนแรงดันอินพุทให้ได้ความถี่เอาท์พุท 304.9KHz

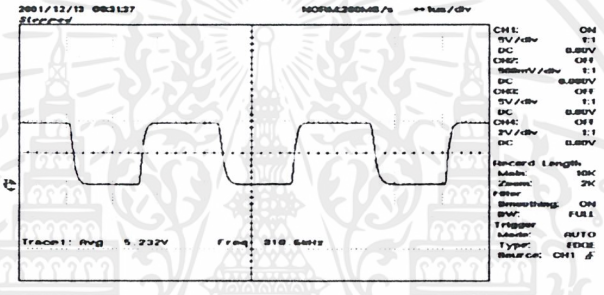


รูป 4.24 (ก) แสดงค่าความถี่เอาท์พุทที่ใช้อ้างอิง โดยใช้เพาเวอร์ซับพลาย 15 โวลท์

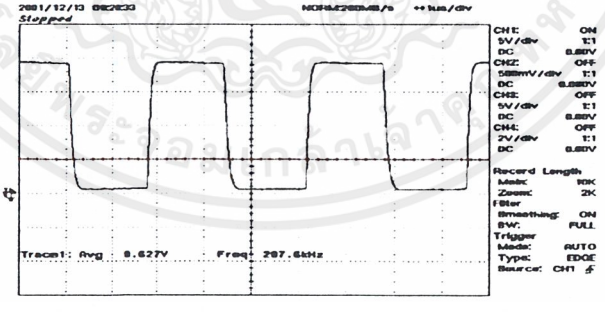
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 4.24 (ข) แสดงค่าความถี่เอาท์พุทที่ได้หลังจากปรับเพาเวอร์ซับพลายเป็น 5 โวลท์



รูป 4.24 (ค) แสดงค่าความถี่เอาท์พุทที่ได้หลังจากปรับเพาเวอร์ซับพลายเป็น 10 โวลท์



รูป 4.24 (ง) แสดงค่าความถี่เอาท์พุทที่ได้หลังจากปรับเพาเวอร์ซับพลายเป็น 20 โวลท์

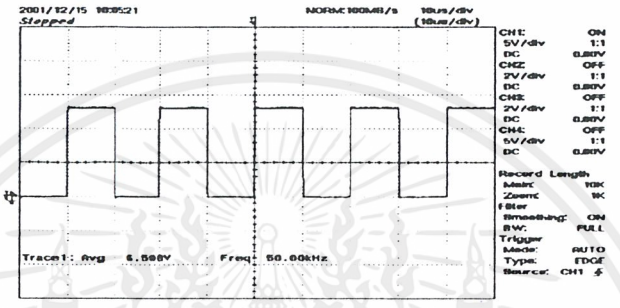
จากรูปที่ได้จากการทดลองจะเห็นว่าเมื่อปรับเพาเวอร์ซับพลายจะมีผลต่อความถี่เอาท์พุท ทำให้ความถี่เอาท์พุทเปลี่ยนแปลง โดยมีขนาดเพิ่มขึ้นหรือลดลงตามเพาเวอร์ซับพลาย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

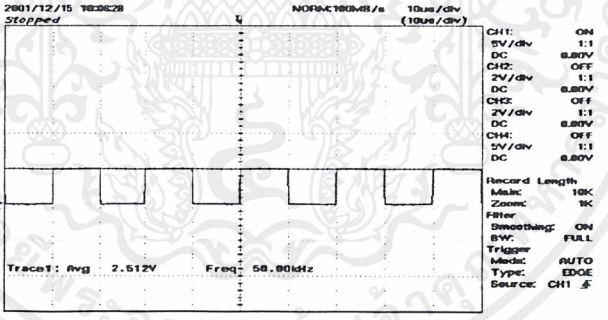
4.5.2 แสดงผลของ เพาเวอร์ซับพลายที่มีต่อวีซีโอที่มีการป้อนกลับ และใช้ตัวควบคุมแบบ PI

การทดลองในหัวข้อ 4.5.2 จะเหมือนกับหัวข้อ 4.5.1 แต่จะเปลี่ยน เป็นวีซีโอที่มีการป้อนกลับ และมีตัวควบคุมแบบ PI

รูป 4.25 (ก) ถึงรูป 4.25 (ง) แสดงผลของการปรับเพาเวอร์ซับพลายโดยป้อนแรงดันอินพุทให้ได้ความถี่เอาท์พุท 50KHz

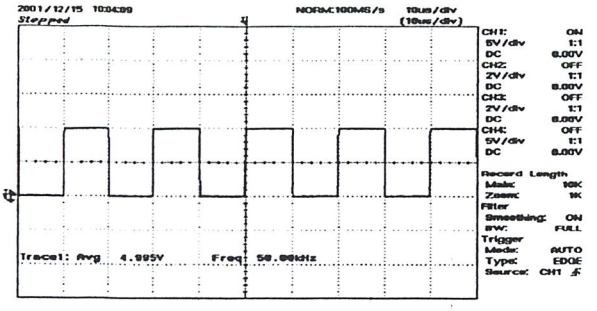


รูป 4.25 (ก) แสดงค่าความถี่เอาท์พุทที่ใช้อ้างอิง โดยใช้เพาเวอร์ซับพลาย 15 โวลท์

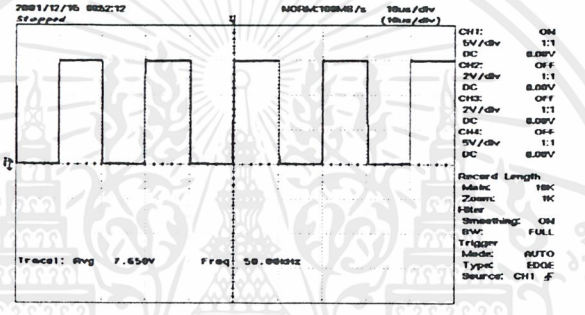


รูป 4.25 (ข) แสดงค่าความถี่เอาท์พุทได้หลังจากปรับเพาเวอร์ซับพลาย 5 โวลท์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

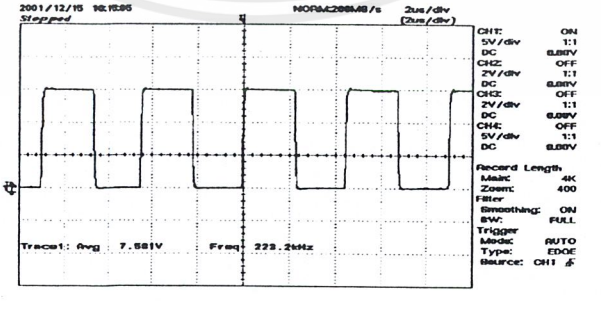


รูป 4.25 (ค) แสดงค่าความถี่เอาท์พุทได้หลังจากปรับเพาเวอร์ซับพลาย 10 โวลท์



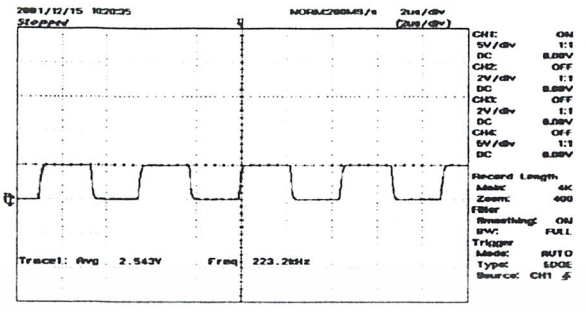
รูป 4.25 (ง) แสดงค่าความถี่เอาท์พุทได้หลังจากปรับเพาเวอร์ซับพลาย 20 โวลท์

รูป 4.26 (ก) ถึงรูป 4.26 (ง) แสดงผลของการปรับเพาเวอร์ซับพลายโดยป้อนแรงดันอินพุทให้ได้ความถี่เอาท์พุท 223.3KHz

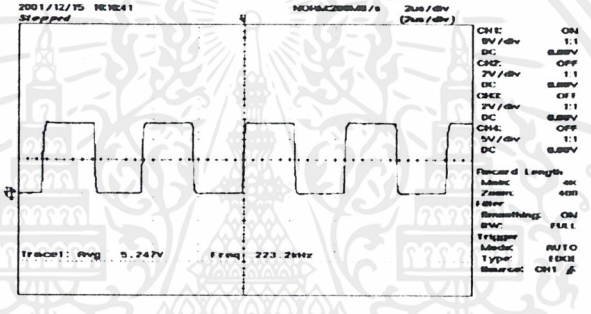


รูป 4.26 (ก) แสดงค่าความถี่เอาท์พุทที่ใช้อ้างอิง โดยใช้เพาเวอร์ซับพลาย 15 โวลท์

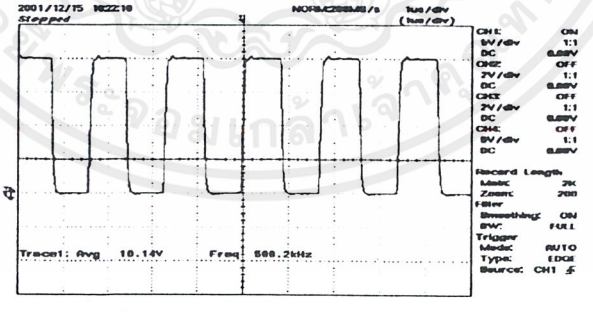
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 4.26 (ข) แสดงค่าความถี่เอาท์พุทได้หลังจากปรับเพาเวอร์ซับพลาย 5 โวลท์



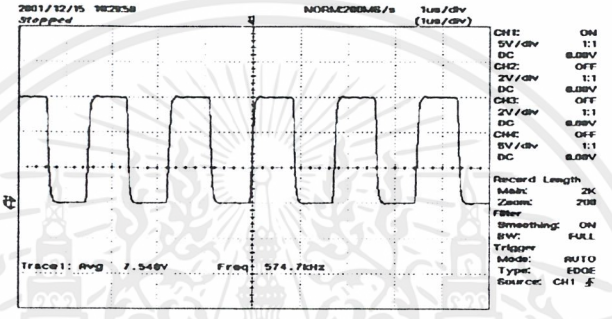
รูป 4.26 (ค) แสดงค่าความถี่เอาท์พุทได้หลังจากปรับเพาเวอร์ซับพลาย 10 โวลท์



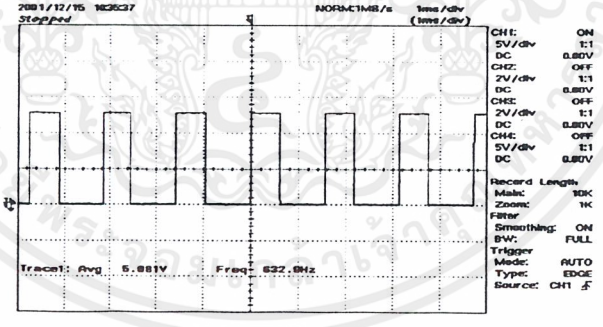
รูป 4.26 (ง) แสดงค่าความถี่เอาท์พุทได้หลังจากปรับเพาเวอร์ซับพลาย 20 โวลท์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ได้จากการทดลองจะเห็นว่าเมื่อปรับเพาเวอร์ซับพลาย จะไม่มีผลต่อความถี่เอาท์พุท ยกเว้นเมื่อ ปรับเพาเวอร์ซับพลายเป็น 20 โวลท์ จะทำให้ความถี่เอาท์พุทเปลี่ยนแปลง (เมื่อปรับเพาเวอร์ซับพลายเป็น 5 และ 10 โวลท์ ความถี่เอาท์พุทที่ได้จะคงที่) แต่เมื่อมีการปรับเพาเวอร์ซับพลายจะมีผลทำให้ขนาดของความถี่เอาท์พุท เพิ่มขึ้นหรือลดลงตามเพาเวอร์ซับพลาย แต่จากการทดลองต่อไปที่ความถี่เอาท์พุท (ความถี่ที่ใช้อ้างอิง) มีค่าสูงขึ้นพบว่า ความถี่เอาท์พุทจะมีค่าเปลี่ยนแปลงตาม เพาเวอร์ซับพลายดังรูป 4.27 (ก) ถึงรูป 4.27 (ง)

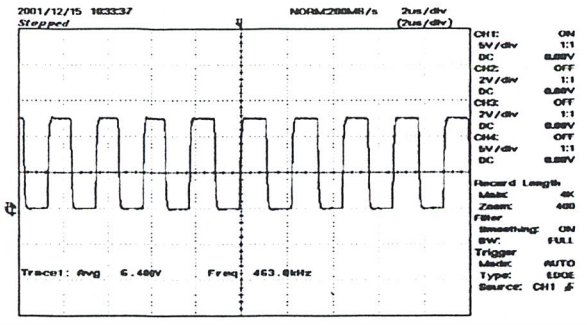


รูป 4.27 (ก) แสดงค่าความถี่เอาท์พุทที่ใช้อ้างอิง 574.7KHz โดยใช้ เพาเวอร์ซับพลาย 15 โวลท์

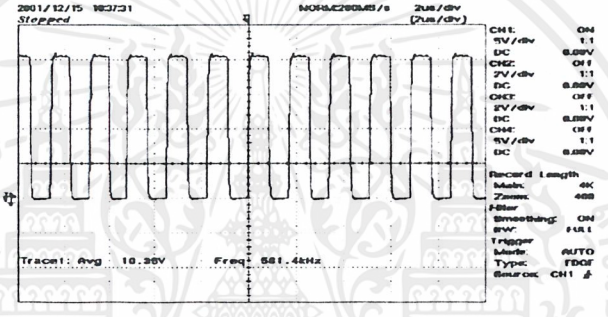


รูป 4.27 (ข) แสดงค่าความถี่เอาท์พุทได้หลังจากปรับเพาเวอร์ซับพลายเป็น 12 โวลท์ (ปรับต่ำกว่านี้ไม่ได้)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



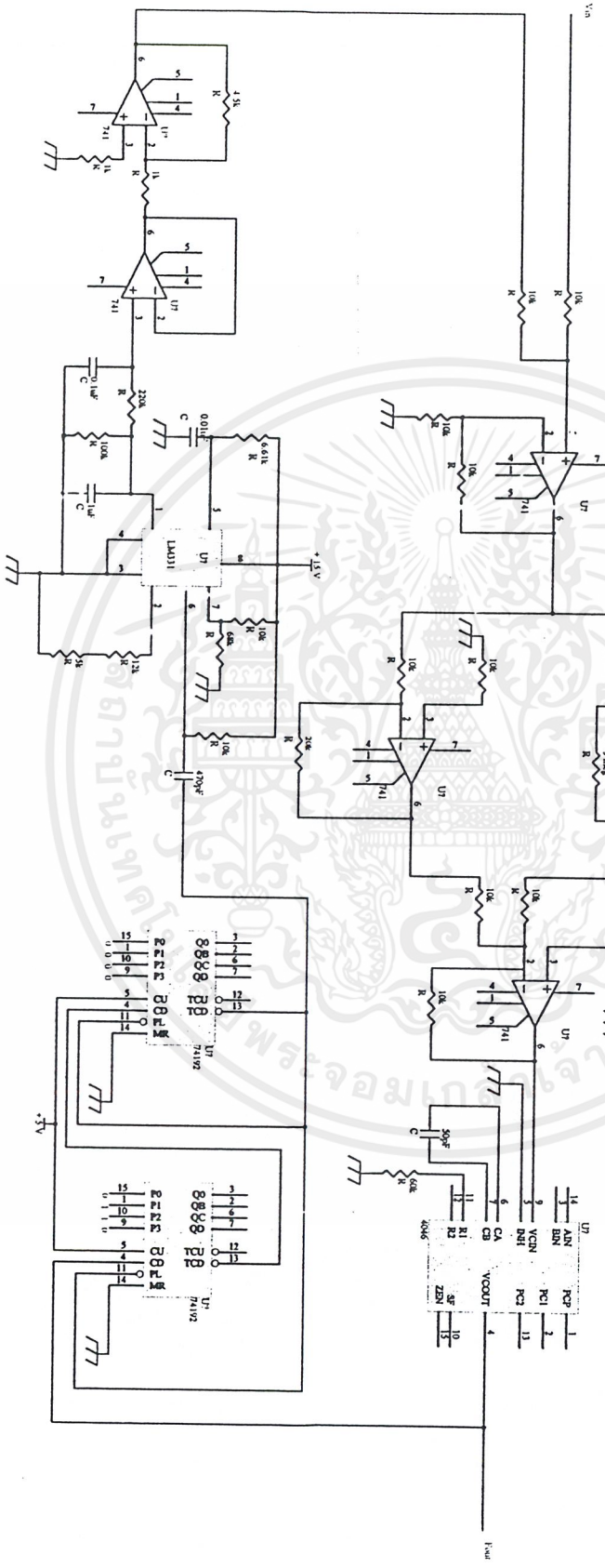
รูป 4.27 (ค) แสดงค่าความถี่เอาท์พุทได้หลังจากปรับเพาเวอร์ซับพลายเป็น 13 โวลท์



รูป 4.27 (ง) แสดงค่าความถี่เอาท์พุทได้หลังจากปรับเพาเวอร์ซับพลายเป็น 20 โวลท์

จากการทดลองจะเห็นว่าวีซีโอที่มีการป้อนกลับ และมีตัวควบคุมแบบ PI ความถี่เอาท์พุทจะมีเสถียรภาพมากขึ้นเมื่อเพาเวอร์ซับพลายที่จ่ายให้วีซีโอมีการเปลี่ยนแปลง ถ้าเทียบกับวีซีโอ ที่ไม่มีการป้อนกลับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 4.28 แสดงวงจรใช้งานจริง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5
สรุปผลการทดลอง

ตาราง 5.1 สรุปผลการทดลองของระบบขณะ Open Loop ,Close Loop ที่มีค่า อัตราขยายเท่ากับ 1 และ Close Loop ที่มีตัวควบคุมชนิด PI

	Resolution of input / %*	**Output Response ต่อ Step input**
Open Loop VCO	14 V. / 0%	Low
Close Loop VCO (อัตราขยาย เท่ากับ 1)	27 V. / 92.9%	Fast
Close Loop VCO (ตัวควบคุมชนิด PI, อัตราขยาย เท่ากับ 2)	14 V. / 0%	Very Fast

%* = % ของช่วงแรงดันอินพุทที่เพิ่มขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตาราง 5.2 สรุปผลการทดลองของระบบขณะ Open Loop และ Clocs Loop ที่มีตัวควบคุมชนิด P และ PI

ตัวควบคุมของระบบ	เสถียรภาพของความถี่เอาท์พุทต่อสัญญาณรบกวนที่เป็นแรงดันไฟตรง (Output frequency stability Vs Dc Disturbance)			เสถียรภาพของความถี่เอาท์พุทต่อสัญญาณรบกวนที่เป็นแรงดันไฟสลับ (Output frequency stability Vs Ac Disturbance)			เสถียรภาพของความถี่เอาท์พุทต่อเพาเวอร์ซับพลาย (Output frequency stability Vs Power Supply)			
	1V	2V	3V	10KHz , 1V	10KHz , 2V	10KHz , 3V	5 v	10 V	** 15 V	20 V
Open Loop	33.7% (poor)	65.9% (poor)	94% (poor)	poor	poor	poor	1.2% (poor)	1.9% (poor)	reference	2.4% (poor)
P	K = 1	K = 5	K = 10	K = 1	K = 5	K = 10	-	-	reference	-
	12% (poor)	3.2% (good)	2.3% (better)	poor	good	better				
PI	0% (คงที่)	0% (คงที่)	0% (คงที่)	0% (คงที่)	0% (คงที่)	0% (คงที่)	* 0% (คงที่)	* 0% (คงที่)	reference	* 0% (คงที่)

* ที่ความถี่สูง ๆ ถ้าเพาเวอร์ซับพลายมีการเปลี่ยนแปลง จะมีผลต่อความถี่เอาท์พุท

** ใช้เพาเวอร์ซับพลายอ้างอิง 15 โวลท์

ภาคผนวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

June 1999

National Semiconductor

LM231A/LM231/LM331A/LM331
Precision Voltage-to-Frequency Converters

General Description

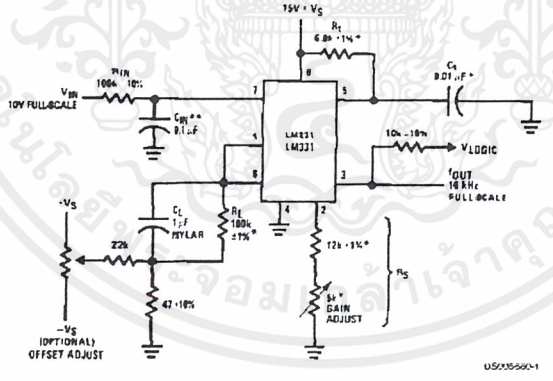
The LM231/LM331 family of voltage-to-frequency converters are ideally suited for use in simple low-cost circuits for analog-to-digital conversion, precision frequency-to-voltage conversion, long-term integration, linear frequency modulation or demodulation, and many other functions. The output when used as a voltage-to-frequency converter is a pulse train at a frequency precisely proportional to the applied input voltage. Thus, it provides all the inherent advantages of the voltage-to-frequency conversion techniques, and is easy to apply in all standard voltage-to-frequency converter applications. Further, the LM231A/LM331A attain a new high level of accuracy versus temperature which could only be attained with expensive voltage-to-frequency modules. Additionally the LM231/331 are ideally suited for use in digital systems at low power supply voltages and can provide low-cost analog-to-digital conversion in microprocessor-controlled systems. And, the frequency from a battery powered voltage-to-frequency converter can be easily channeled through a simple photoisolator to provide isolation against high common mode levels.

The LM231/LM331 utilize a new temperature-compensated band-gap reference circuit, to provide excellent accuracy over the full operating temperature range, at power supplies as low as 4.0V. The precision timer circuit has low bias currents without degrading the quick response necessary for 100 kHz voltage-to-frequency conversion. And the output are capable of driving 3 TTL loads, or a high voltage output up to 40V, yet is short-circuit-proof against V_{CC}.

Features

- Guaranteed linearity 0.01% max
- Improved performance in existing voltage-to-frequency conversion applications
- Split or single supply operation
- Operates on single 5V supply
- Pulse output compatible with all logic forms
- Excellent temperature stability, ±50 ppm/°C max
- Low power dissipation, 15 mW typical at 5V
- Wide dynamic range, 100 dB min at 10 kHz full scale frequency
- Wide range of full scale frequency, 1 Hz to 100 kHz
- Low cost

Typical Applications



$$f_{OUT} = \frac{V_{IN}}{2.09\,V} * \frac{R_S}{R_L} * \frac{1}{R_f C_1}$$

*Use stable components with low temperature coefficients. See Typical Applications section.
**0.1µF or 1µF, See "Principles of Operation."

FIGURE 1. Simple Stand-Alone Voltage-to-Frequency Converter with ±0.03% Typical Linearity (f = 10 Hz to 11 kHz)

Teflon® is a registered trademark of DuPont

© 1999 National Semiconductor Corporation

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Absolute Maximum Ratings (Note 1)

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

	LM231A/LM231	LM331A/LM331
Supply Voltage	40V	40V
Output Short Circuit to Ground	Continuous	Continuous
Output Short Circuit to V_{CC}	Continuous	Continuous
Input Voltage	−0.2V to $+V_S$	−0.2V to $+V_S$
	T_{MIN} T_{MAX}	T_{MIN} T_{MAX}
Operating Ambient Temperature Range	−25°C to +85°C	0°C to +70°C
Power Dissipation (P_D at 25°C) and Thermal Resistance (θ_{jA})		
(N Package) P_D	1.25W	1.25W
θ_{jA}	100°C/W	100°C/W
Lead Temperature (Soldering, 10 sec.)		
Dual-In-Line Package (Plastic)	260°C	260°C
ESD Susceptibility (Note 4)		
N Package	500V	500V

Electrical Characteristics

T_A=25°C unless otherwise specified (Note 2)

Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
VFC Non-Linearity (Note 3)	$4.5V \le V_S \le 20V$		±0.003	±0.01	% Full-Scale
	$T_{MIN} \le T_A \le T_{MAX}$		±0.006	±0.02	% Full-Scale
VFC Non-Linearity In Circuit of *Figure 1*	V_S = 15V, f = 10 Hz to 11 kHz		±0.024	±0.14	%Full-Scale
Conversion Accuracy Scale Factor (Gain)	V_{IN} = −10V, R_S = 14 kΩ				
LM231, LM231A		0.95	1.00	1.05	kHz/V
LM331, LM331A		0.90	1.00	1.10	kHz/V
Temperature Stability of Gain	$T_{MIN} \le T_A \le T_{MAX}$, $4.5V \le V_S \le 20V$				
LM231/LM331			±30	±150	ppm/°C
LM231A/LM331A			±20	±50	ppm/°C
Change of Gain with V_S	$4.5V \le V_S \le 10V$		0.01	0.1	%/V
	$10V \le V_S \le 40V$		0.006	0.06	%/V
Rated Full-Scale Frequency	V_{IN} = −10V	10.0			kHz
Gain Stability vs Time (1000 Hrs)	$T_{MIN} \le T_A \le T_{MAX}$		±0.02		% Full-Scale
Overrange (Beyond Full-Scale) Frequency	V_{IN} = −11V	10			%
INPUT COMPARATOR					
Offset Voltage			±3	±10	mV
LM231/LM331	$T_{MIN} \le T_A \le T_{MAX}$		±4	±14	mV
LM231A/LM331A	$T_{MIN} \le T_A \le T_{MAX}$		±3	±10	mV
Bias Current			−80	−300	nA
Offset Current			±8	±100	nA
Common-Mode Range	$T_{MIN} \le T_A \le T_{MAX}$	−0.2		V_{CC}−2.0	V
TIMER					
Timer Threshold Voltage, Pin 5		0.63	0.667	0.70	x V_S
Input Bias Current, Pin 5	V_S = 15V				
All Devices	$0V \le V_{PIN\ 5} \le 9.9V$		±10	±100	nA
LM231/LM331	$V_{PIN\ 5}$ = 10V		200	1000	nA
LM231A/LM331A	$V_{PIN\ 5}$ = 10V		200	500	nA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Electrical Characteristics (Continued)

T_A=25°C unless otherwise specified (Note 2)

Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
TIMER					
$V_{SAT\ PIN\ 5}$ (Reset)	I = 5 mA		0.22	0.5	V
CURRENT SOURCE (Pin 1)					
Output Current	R_S= 14 kΩ, $V_{PIN\ 1}$=0				
LM231, LM231A		126	135	144	µA
LM331, LM331A		116	136	156	µA
Change with Voltage	0V ≤ $V_{PIN\ 1}$ ≤ 10V		0.2	1.0	µA
Current Source OFF Leakage					
LM231, LM231A, LM331, LM331A			0.02	10.0	nA
All Devices	T_A=T_{MAX}		2.0	50.0	nA
Operating Range of Current (Typical)			(10 to 500)		µA
REFERENCE VOLTAGE (Pin 2)					
LM231, LM231A		1.76	1.89	2.02	V_{DC}
LM331, LM331A		1.70	1.89	2.08	V_{DC}
Stability vs Temperature			±60		ppm/°C
Stability vs Time, 1000 Hours			±0.1		%
LOGIC OUTPUT (Pin 3)					
V_{SAT}	I=5 mA		0.15	0.50	V
	I=3.2 mA (2 TTL Loads), T_{MIN}≤T_A≤T_{MAX}		0.10	0.40	V
OFF Leakage			±0.05	1.0	µA
SUPPLY CURRENT					
LM231, LM231A	V_S=5V	2.0	3.0	4.0	mA
LM331, LM331A	V_S=40V	2.5	4.0	6.0	mA
	V_S=5V	1.5	3.0	6.0	mA
	V_S=40V	2.0	4.0	8.0	mA

Note 1: Absolute Maximum Ratings indicate limits beyond which damage to the device may occur. DC and AC electrical specifications do not apply when operating the device beyond its specified operating conditions.

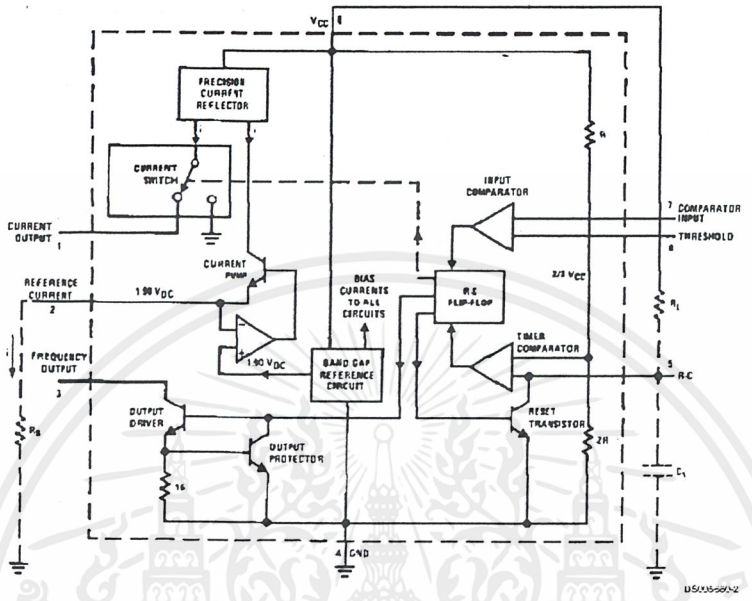
Note 2: All specifications apply in the circuit of *Figure 4* with 4.0V≤V_S≤40V unless otherwise noted.

Note 3: Nonlinearity is defined as the deviation of f_{OUT} from V_{IN} (10 kHz–10 V_{DC}) when the circuit has been trimmed for zero error at 10 Hz and at 10 kHz, over the frequency range 1 Hz to 11 kHz. For the timing capacitor C_T use NPO ceramic, Teflon® or polystyrene.

Note 4: Human body model, 100 pF discharged through a 1.5 kΩ resistor.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Functional Block Diagram



Pin numbers apply to 8-pin packages only

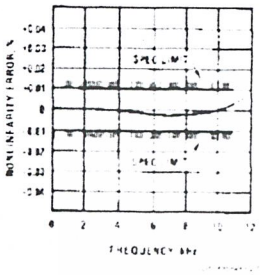
FIGURE 2.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

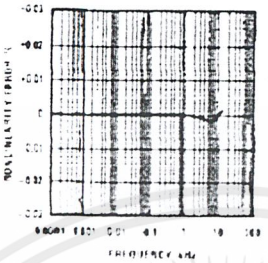
Typical Performance Characteristics

(All electrical characteristics apply for the circuit of *Figure 4*, unless otherwise noted.)

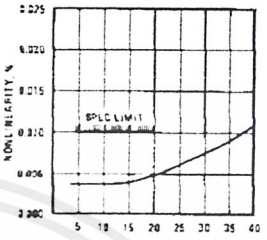
Nonlinearity Error as Precision V-to-F Converter (*Figure 4*)



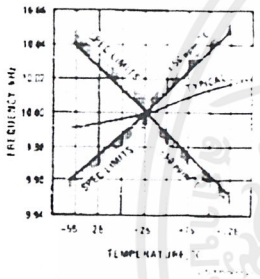
Nonlinearity Error



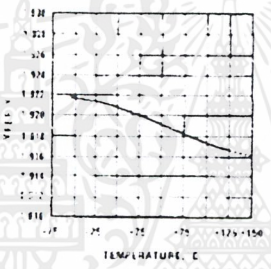
Nonlinearity Error vs Power Supply Voltage



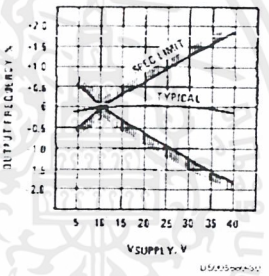
Frequency vs Temperature



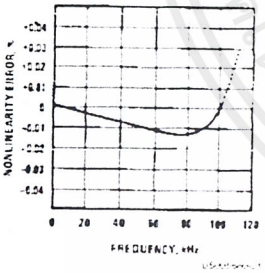
V_{REF} vs Temperature



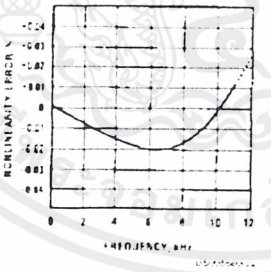
Output Frequency vs V_{SUPPLY}



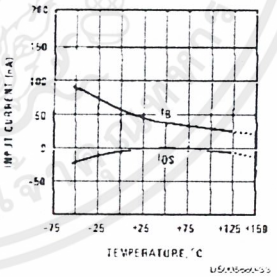
100 kHz Nonlinearity Error (*Figure 5*)



Nonlinearity Error (*Figure 5*)



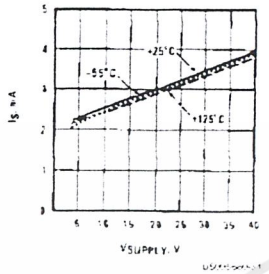
Input Current (Pins 6,7) vs Temperature



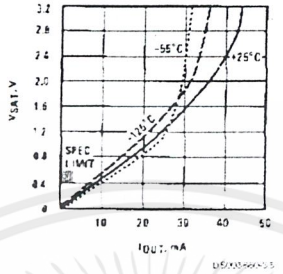
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Performance Characteristics (Continued)

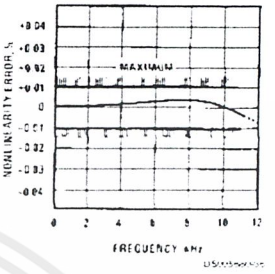
Power Drain vs V_{SUPPLY}



Output Saturation Voltage vs I_{OUT} (Pin 3)



Nonlinearity Error, Precision F-to-V Converter (*Figure 7*)



Typical Applications

PRINCIPLES OF OPERATION OF A SIMPLIFIED VOLTAGE-TO-FREQUENCY CONVERTER

The LM231/331 are monolithic circuits designed for accuracy and versatile operation when applied as voltage-to-frequency (V-to-F) converters or as frequency-to-voltage (F-to-V) converters. A simplified block diagram of the LM231/331 is shown in *Figure 3* and consists of a switched current source, input comparator, and 1-shot timer.

The operation of these blocks is best understood by going through the operating cycle of the basic V-to-F converter, *Figure 3*, which consists of the simplified block diagram of the LM231/331 and the various resistors and capacitors connected to it.

The voltage comparator compares a positive input voltage, V1, at pin 7 to the voltage, V_x, at pin 6. If V1 is greater, the comparator will trigger the 1-shot timer. The output of the timer will turn ON both the frequency output transistor and the switched current source for a period $t = 1.1\ R_tC_t$. During this period, the current i will flow out of the switched current source and provide a fixed amount of charge, $Q = i \times t$, into the capacitor, C_L. This will normally charge V_x up to a higher level than V1. At the end of the timing period, the current i will turn OFF, and the timer will reset itself.

Now there is no current flowing from pin 1, and the capacitor C_L will be gradually discharged by R_L until V_x falls to the level of V1. Then the comparator will trigger the timer and start another cycle.

The current flowing into C_L is exactly $I_{AVE} = i \times (1.1 R_tC_t) \times f$, and the current flowing out of C_L is exactly $V_x/R_L = V_{IN}/R_L$. If V_{IN} is doubled, the frequency will double to maintain this balance. Even a simple V-to-F converter can provide a frequency precisely proportional to its input voltage over a wide range of frequencies.

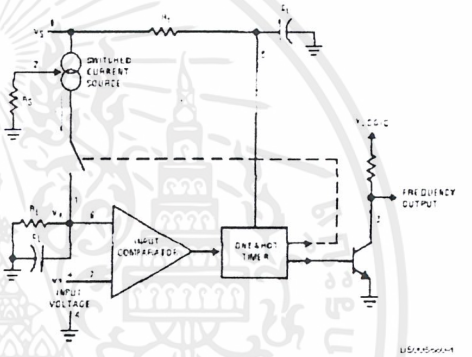


FIGURE 3. Simplified Block Diagram of Stand-Alone Voltage-to-Frequency Converter and External Components

DETAIL OF OPERATION, FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM (*Figure 2*)

The block diagram shows a band gap reference which provides a stable 1.9 V_{DC} output. This 1.9 V_{DC} is well regulated over a V_S range of 3.9V to 40V. It also has a flat, low temperature coefficient, and typically changes less than ½% over a 100°C temperature change.

The current pump circuit forces the voltage at pin 2 to be at 1.9V, and causes a current $i = 1.90V/R_S$ to flow. For $R_S = 14k$, $i = 135\ \mu A$. The precision current reflector provides a current equal to i to the current switch. The current switch switches the current to pin 1 or to ground depending on the state of the R_S flip-flop.

The timing function consists of an R_S flip-flop, and a timer comparator connected to the external R_tC_t network. When the input comparator detects a voltage at pin 7 higher than pin 6, it sets the R_S flip-flop which turns ON the current switch and the output driver transistor. When the voltage at pin 5 rises to ⅔ V_{CC}, the timer comparator causes the R_S flip-flop to reset. The reset transistor is then turned ON and the current switch is turned OFF.

However, if the input comparator still detects pin 7 higher than pin 6 when pin 5 crosses ⅔ V_{CC}, the flip-flop will not be reset, and the current at pin 1 will continue to flow, in its attempt to make the voltage at pin 6 higher than pin 7. This

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Applications (Continued)

condition will usually apply under start-up conditions or in the case of an overload voltage at signal input. It should be noted that during this sort of overload, the output frequency will be 0, as soon as the signal is restored to the working range, the output frequency will be resumed.

The output driver transistor acts to saturate pin 3 with an ON resistance of about 50Ω. In case of overvoltage, the output current is actively limited to less than 50 mA.

The voltage at pin 2 is regulated at 1.90 V_{DC} for all values of I between 10 µA to 500 µA. It can be used as a voltage reference for other components, but care must be taken to ensure that current is not taken from it which could reduce the accuracy of the converter.

PRINCIPLES OF OPERATION OF BASIC VOLTAGE-TO-FREQUENCY CONVERTER (*Figure 1*)

The simple stand-alone V-to-F converter shown in *Figure 1* includes all the basic circuitry of *Figure 3* plus a few components for improved performance.

A resistor, R_{OS} = 100 kΩ ± 10%, has been added in the path to pin 7, so that the bias current at pin 7 (−80 nA typical) will cancel the effect of the bias current at pin 6 and help provide minimum frequency offset.

The resistance R_S at pin 2 is made up of a 12 kΩ fixed resistor plus a 5 kΩ (cermet, preferably) gain adjust rheostat. The function of this adjustment is to trim out the gain tolerance of the LM231/331, and the tolerance of R_t, R_L and C_t.

For best results, all the components should be stable low temperature coefficient components, such as metal-film resistors. The capacitor should have low dielectric absorption, depending on the temperature characteristics desired, NPO ceramic, polystyrene, Teflon or polypropylene are best suited.

A capacitor C_N is added from pin 7 to ground to act as a filter for V_N. A value of 0.01 µF to 0.1 µF will be adequate in most cases, however, in cases where better filtering is required, a 1 µF capacitor can be used. When the RC time constants are matched at pin 6 and pin 7, a voltage step at V_{IN} will cause a step change in f_{OUT}. If C_{IN} is much less than C_L, a step at V_{IN} may cause f_{OUT} to stop momentarily.

A 47Ω resistor, in series with the 1 µF C_L, is added to give hysteresis effect which helps the input comparator provide the excellent linearity (0.03% typical).

DETAIL OF OPERATION OF PRECISION V-TO-F CONVERTER (*Figure 4*)

In this circuit, integration is performed by using a conventional operational amplifier and feedback capacitor, C_F. When the integrator's output crosses the nominal threshold level at pin 6 of the LM231/331, the timing cycle is initiated.

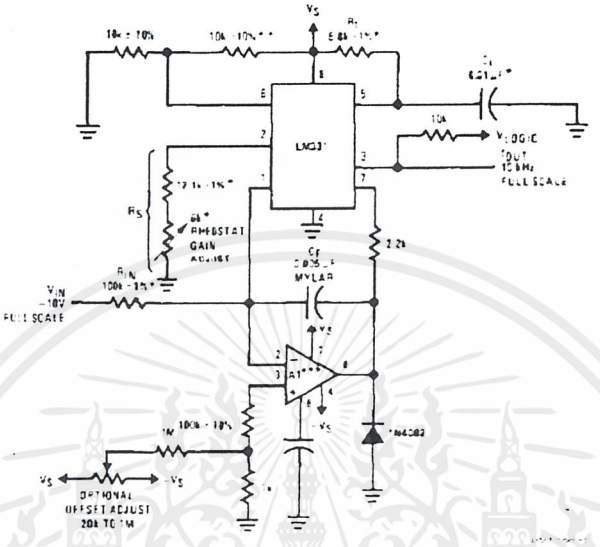
The average current fed into the op amp's summing point (pin 2) is I x (1.1 R_tC_t) x f which is perfectly balanced with $-V_{IN}/R_{IN}$. In this circuit, the voltage offset of the LM231/331 input comparator does not affect the offset or accuracy of the V-to-F converter as it does in the stand-alone V-to-F converter, nor does the LM231/331 bias current or offset current. Instead, the offset voltage and offset current of the operational amplifier are the only limits on how small the signal can be accurately converted. Since op amps with voltage offset well below 1 mV and offset currents well below 2 nA are available at low cost, this circuit is recommended for best accuracy for small signals. This circuit also responds immediately to any change of input signal (which a stand-alone circuit does not), so that the output frequency will be an accurate representation of V_{IN}, as quickly as 2 output pulses' spacing can be measured.

In the precision mode, excellent linearity is obtained because the current source (pin 1) is always at ground potential and that voltage does not vary with V_{IN} or f_{OUT}. (In the stand-alone V-to-F converter, a major cause of non-linearity is the output impedance at pin 1 which causes I to change as a function of V_{IN}).

The circuit of *Figure 5* operates in the same way as *Figure 4*, but with the necessary changes for high speed operation.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Applications (Continued)



$$f_{OUT} = \frac{-V_{IN}}{2.09\ V} \cdot \frac{R_S}{R_{IN}} \cdot \frac{1}{R_L C_1}$$

*Use stable components with low temperature coefficients. See Typical Applications section.
**This resistor can be 5 kΩ or 10 kΩ for V_S=8V to 22V but must be 10 kΩ for V_S=4.5V to 8V.
***Use low offset voltage and low offset current op amps for A1. Recommended type LF411A.

FIGURE 4. Standard Test Circuit and Applications Circuit, Precision Voltage-to-Frequency Converter

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

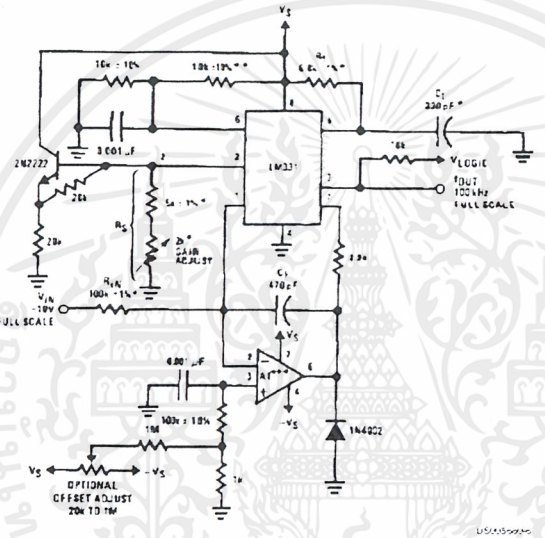
Typical Applications (Continued)

DETAILS OF OPERATION, FREQUENCY-TO-VOLTAGE CONVERTERS (*Figure 6* and *Figure 7*)

In these applications, a pulse input at f_{IN} is differentiated by a C-R network and the negative-going edge at pin 6 causes the input comparator to trigger the timer circuit. Just as with a V-to-F converter, the average current flowing out of pin 1 is $I_{AVERAGE} = I \times (1.1\ R_tC_t) \times f$.

In the simple circuit of *Figure 6*, this current is filtered in the network $R_L = 100\ k\Omega$ and 1 µF. The ripple will be less than 10 mV peak, but the response will be slow, with a 0.1 second time constant, and settling of 0.7 second to 0.1% accuracy.

In the precision circuit, an operational amplifier provides a buffered output and also acts as a 2-pole filter. The ripple will be less than 5 mV peak for all frequencies above 1 kHz, and the response time will be much quicker than in *Figure 6*. However, for input frequencies below 200 Hz, this circuit will have worse ripple than *Figure 6*. The engineering of the filter time-constants to get adequate response and small enough ripple simply requires a study of the compromises to be made. Inherently, V-to-F converter response can be fast, but F-to-V response can not.

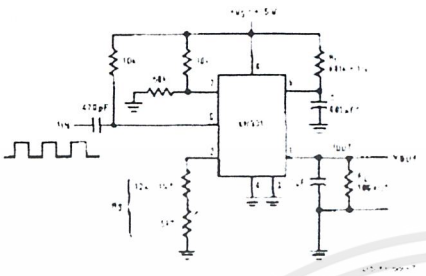


*Use stable components with low temperature coefficients.
See Typical Applications section.
**This resistor can be 5 kΩ or 10 kΩ for V_S=8V to 22V, but must be 10 kΩ for V_S=4.5V to 6V.
***Use low offset voltage and low offset current op amps for A1. Recommended types: LF411A or LF356.

FIGURE 5. Precision Voltage-to-Frequency Converter, 100 kHz Full-Scale, ±0.03% Non-Linearity

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

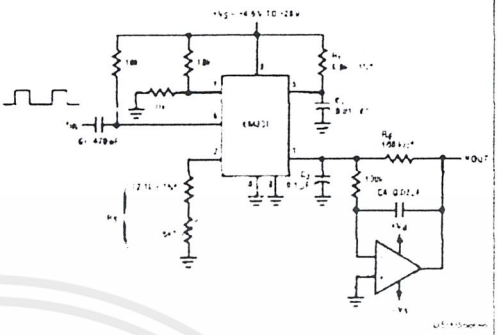
Typical Applications (Continued)



$V_{OUT} = f_{IN} \times 2.09V \times \frac{R_1}{R_2} \times (R_3C_1)$

*Use stable components with low temperature coefficients

FIGURE 6. Simple Frequency-to-Voltage Converter, 10 kHz Full-Scale, ±0.06% Non-Linearity



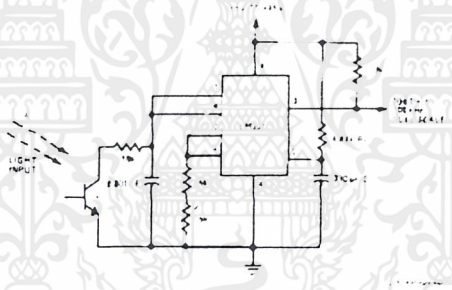
$V_{OUT} = f_{IN} \times 2.09V \times \frac{R_1}{R_2} \times (R_3C_1)$

$I_{SOURCE} = \frac{2V}{R_3} = 2mA$

*Use stable components with low temperature coefficients

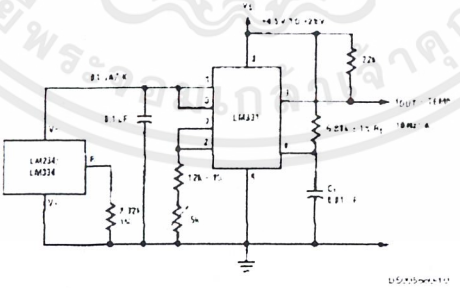
FIGURE 7. Precision Frequency-to-Voltage Converter, 10 kHz Full-Scale with 2-Pole Filter, ±0.01% Non-Linearity Maximum

Light Intensity to Frequency Converter



*L14F-1, L14G-1 or L14H-1 photo transistor (General Electric Co.) or similar

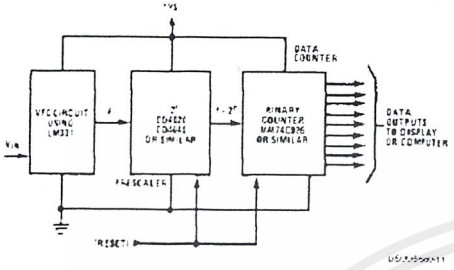
Temperature to Frequency Converter



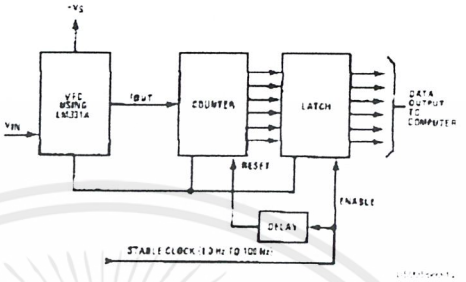
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Applications (Continued)

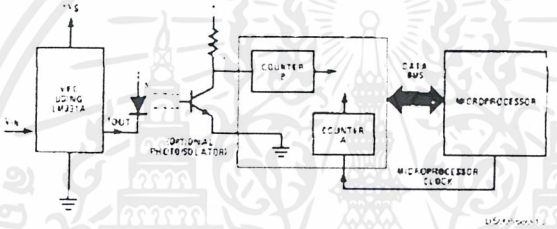
Long-Term Digital Integrator Using VFC



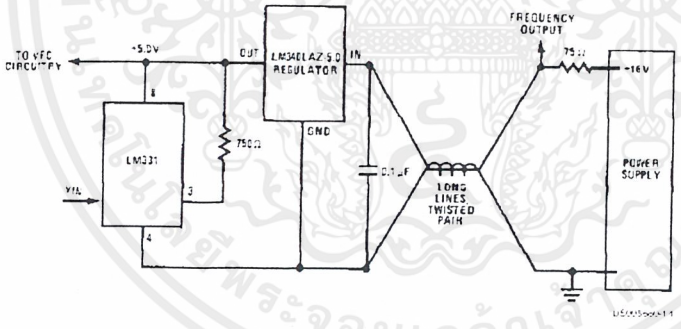
Basic Analog-to-Digital Converter Using Voltage-to-Frequency Converter



Analog-to-Digital Converter with Microprocessor



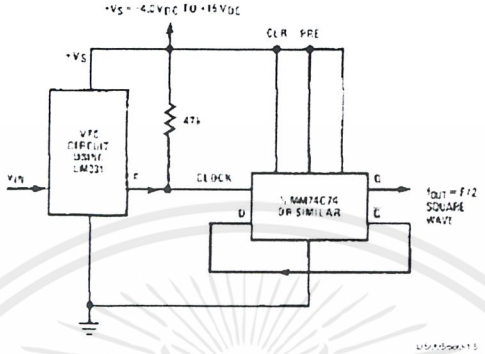
Remote Voltage-to-Frequency Converter with 2-Wire Transmitter and Receiver



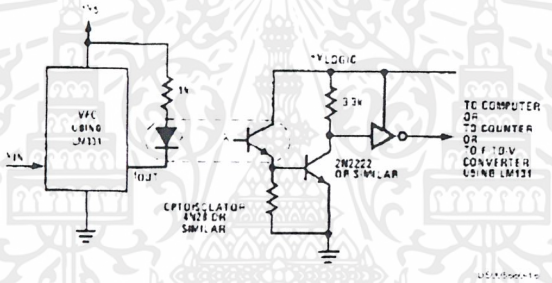
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Applications (Continued)

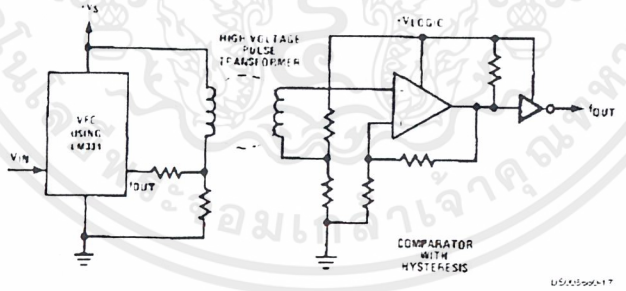
Voltage-to-Frequency Converter with Square-Wave Output Using ÷ 2 Flip-Flop



Voltage-to-Frequency Converter with Isolators



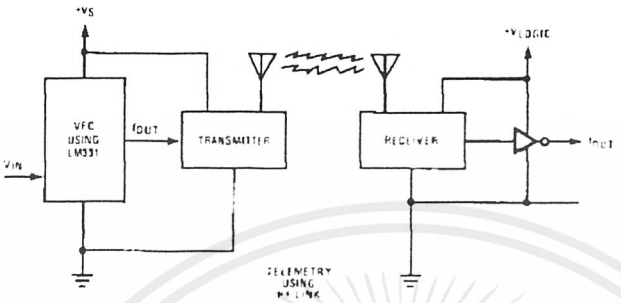
Voltage-to-Frequency Converter with Isolators



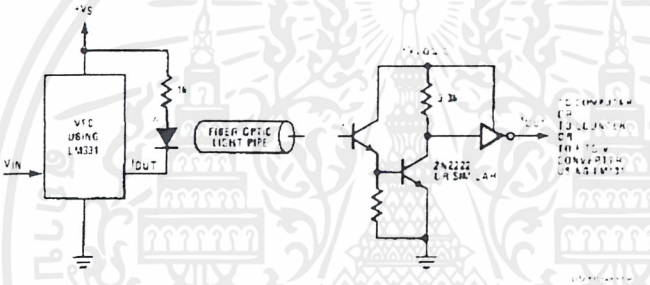
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Applications (Continued)

Voltage-to-Frequency Converter with Isolators

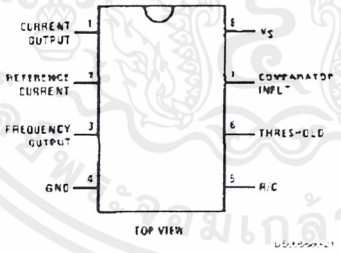


Voltage-to-Frequency Converter with Isolators



Connection Diagram

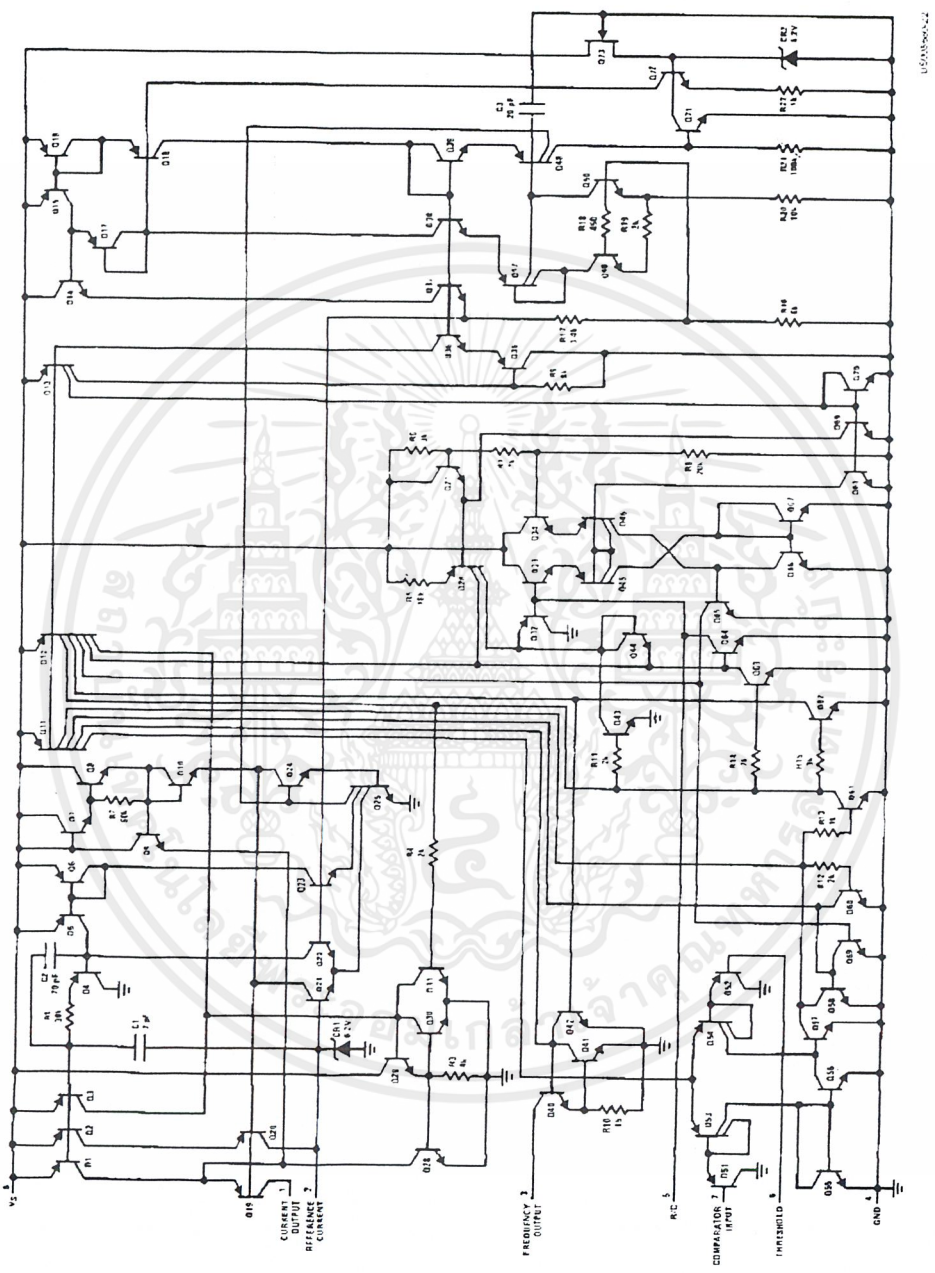
Dual-In-Line Package



Order Number LM231AN, LM231N, LM331AN, or LM331N
See NS Package Number N08E

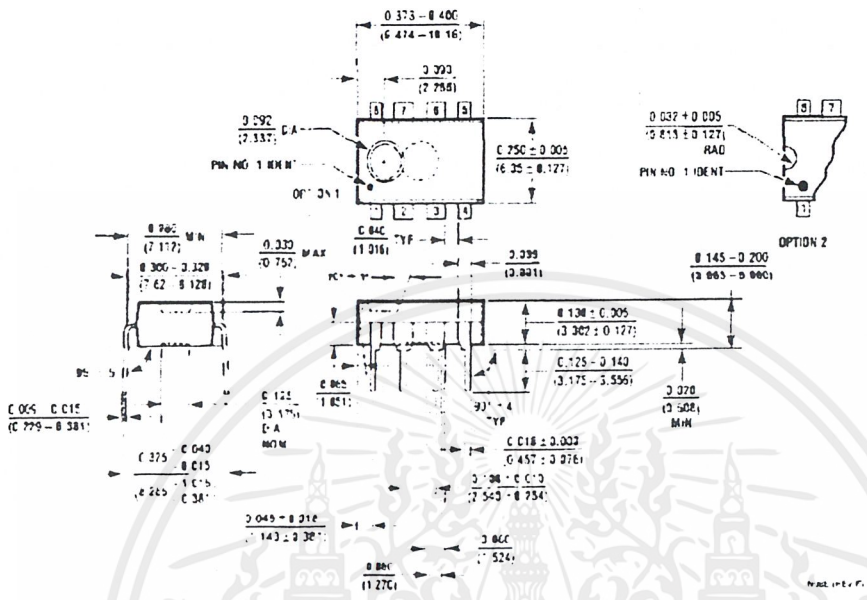
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Schematic Diagram



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Physical Dimensions inches (millimeters) unless otherwise noted



Dual-In-Line Package (N)
Order Number LM231AN, LM231N, LM331AN, or LM331N
NS Package N08E

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 AND GENERAL COUNSEL 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.

National Semiconductor Corporation
Americas
Tel: 1-800-272-9959
Fax: 1-800-737-7018
Email: support@nsc.com
www.national.com

National Semiconductor Europe
Fax: +49 (0) 1 80-530 85 86
Email: europe.support@nsc.com
Deutsch Tel: +49 (0) 1 80-530 85 85
English Tel: +49 (0) 1 80-532 78 32
Français Tel: +49 (0) 1 80-532 93 58
Italiano Tel: +49 (0) 1 80-534 16 80

National Semiconductor Asia Pacific Customer Response Group
Tel: 65-2544466
Fax: 65-2504466
Email: sea.support@nsc.com

National Semiconductor Japan Ltd.
Tel: 81-3-5639-7560
Fax: 81-3-5639-7507

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 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC14046B

Phase Locked Loop

The MC14046B phase locked loop contains two phase comparators, a voltage–controlled oscillator (VCO), source follower, and zener diode. The comparators have two common signal inputs, PCA_{in} and PCB_{in}. Input PCA_{in} can be used directly coupled to large voltage signals, or indirectly coupled (with a series capacitor) to small voltage signals. The self–bias circuit adjusts small voltage signals in the linear region of the amplifier. Phase comparator 1 (an exclusive OR gate) provides a digital error signal $PC1_{out}$, and maintains 90° phase shift at the center frequency between PCA_{in} and PCB_{in} signals (both at 50% duty cycle). Phase comparator 2 (with leading edge sensing logic) provides digital error signals, $PC2_{out}$ and LD, and maintains a 0° phase shift between PCA_{in} and PCB_{in} signals (duty cycle is immaterial). The linear VCO produces an output signal VCO_{out} whose frequency is determined by the voltage of input VCO_{in} and the capacitor and resistors connected to pins $C1_A$, $C1_B$, R1, and R2. The source–follower output SF_{out} with an external resistor is used where the VCO_{in} signal is needed but no loading can be tolerated. The inhibit input Inh, when high, disables the VCO and source follower to minimize standby power consumption. The zener diode can be used to assist in power supply regulation.

Applications include FM and FSK modulation and demodulation, frequency synthesis and multiplication, frequency discrimination, tone decoding, data synchronization and conditioning, voltage–to–frequency conversion and motor speed control.

- Buffered Outputs Compatible with MHTL and Low–Power TTL
- Diode Protection on All Inputs
- Supply Voltage Range = 3.0 to 18 V
- Pin–for–Pin Replacement for CD4046B
- Phase Comparator 1 is an Exclusive Or Gate and is Duty Cycle Limited
- Phase Comparator 2 switches on Rising Edges and is not Duty Cycle Limited

MAXIMUM RATINGS (Voltages Referenced to V_{SS}) (Note 2.)

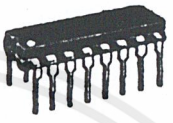
Symbol	Parameter	Value	Unit
V_{DD}	DC Supply Voltage Range	–0.5 to +18.0	V
V_{in}	Input Voltage Range (All Inputs)	–0.5 to V_{DD} + 0.5	V
I_{in}	DC Input Current, per Pin	±10	mA
P_D	Power Dissipation, per Package (Note 3.)	500	mW
T_A	Operating Temperature Range	–55 to +125	°C
T_{stg}	Storage Temperature Range	–65 to +150	°C

2. Maximum Ratings are those values beyond which damage to the device may occur.
3. Temperature Derating:
Plastic "P and D/DW" Packages: – 7.0 mW/°C From 65°C To 125°C

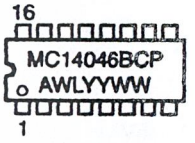
ON Semiconductor

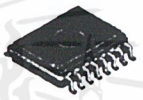
http://onsemi.com

MARKING DIAGRAMS

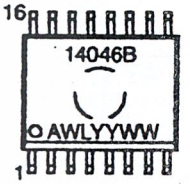


PDIP–16
P SUFFIX
CASE 648



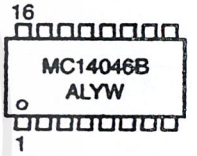


SOIC–16
DW SUFFIX
CASE 751G





SOEIAJ–16
F SUFFIX
CASE 966



A = Assembly Location
WL, L = Wafer Lot
YY, Y = Year
WW, W = Work Week

ORDERING INFORMATION

Device	Package	Shipping
MC14046BCP	PDIP–16	2000/Box
MC14046BDW	SOIC–16	2350/Box
MC14046BDWR2	SOIC–16	1000/Tape & Reel
MC14046BF	SOEIAJ–16	See Note 1.
MC14046BFEL	SOEIAJ–16	See Note 1.

1. For ordering information on the EIAJ version of the SOIC packages, please contact your local ON Semiconductor representative.

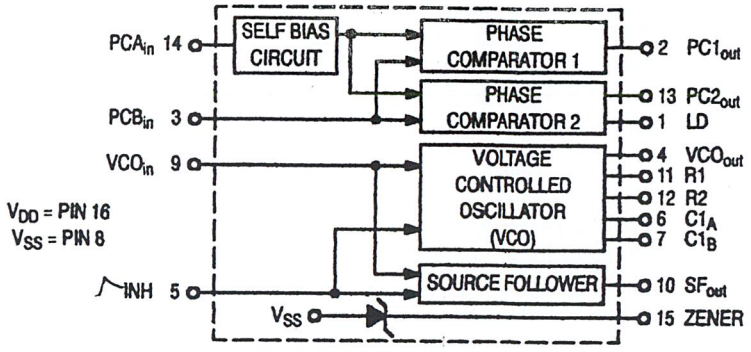
This device contains protection circuitry to guard against damage due to high static voltages or electric fields. However, precautions must be taken to avoid applications of any voltage higher than maximum rated voltages to this high–impedance circuit. For proper operation, V_{in} and V_{out} should be constrained to the range $V_{SS} \le (V_{in}$ or $V_{out}) \le V_{DD}$.

Unused inputs must always be tied to an appropriate logic voltage level (e.g., either V_{SS} or V_{DD}). Unused outputs must be left open.

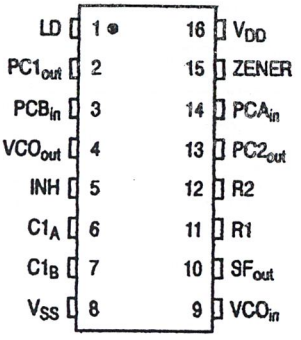
© Semiconductor Components Industries, LLC, 2000

เอกสารนี้สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

BLOCK DIAGRAM



PIN ASSIGNMENT



ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Voltages Referenced to V_{SS})

Characteristic		Symbol	V_{DD} Vdc	−55°C Min	−55°C Max	25°C Min	25°C Typ	25°C Max	125°C Min	125°C Max	Unit
Output Voltage	"0" Level	V_{OL}	5.0	—	0.05	—	0	0.05	—	0.05	Vdc
V_{in} = V_{DD} or 0			10	—	0.05	—	0	0.05	—	0.05	
			15	—	0.05	—	0	0.05	—	0.05	
	"1" Level	V_{OH}	5.0	4.95	—	4.95	5.0	—	4.95	—	Vdc
V_{in} = 0 or V_{DD}			10	9.95	—	9.95	10	—	9.95	—	
			15	14.95	—	14.95	15	—	14.95	—	
Input Voltage (4.)	"0" Level	V_{IL}									Vdc
(V_O = 4.5 or 0.5 Vdc)			5.0	—	1.5	—	2.25	1.5	—	1.5	
(V_O = 9.0 or 1.0 Vdc)			10	—	3.0	—	4.50	3.0	—	3.0	
(V_O = 13.5 or 1.5 Vdc)			15	—	4.0	—	6.75	4.0	—	4.0	
(V_O = 0.5 or 4.5 Vdc)	"1" Level	V_{IH}	5.0	3.5	—	3.5	2.75	—	3.5	—	Vdc
(V_O = 1.0 or 9.0 Vdc)			10	7.0	—	7.0	5.50	—	7.0	—	
(V_O = 1.5 or 13.5 Vdc)			15	11	—	11	8.25	—	11	—	
Output Drive Current		I_{OH}									mAdc
(V_{OH} = 2.5 Vdc)	Source		5.0	−1.2	—	−1.0	−1.7	—	−0.7	—	
(V_{OH} = 4.6 Vdc)			5.0	−0.25	—	−0.2	−0.36	—	−0.14	—	
(V_{OH} = 9.5 Vdc)			10	−0.62	—	−0.5	−0.9	—	−0.35	—	
(V_{OH} = 13.5 Vdc)			15	−1.8	—	−1.5	−3.5	—	−1.1	—	
(V_{OL} = 0.4 Vdc)	Sink	I_{OL}	5.0	0.64	—	0.51	0.88	—	0.36	—	mAdc
(V_{OL} = 0.5 Vdc)			10	1.6	—	1.3	2.25	—	0.9	—	
(V_{OL} = 1.5 Vdc)			15	4.2	—	3.4	8.8	—	2.4	—	
Input Current		I_{in}	15	—	±0.1	—	±0.00001	±0.1	—	±1.0	µAdc
Input Capacitance		C_{in}	—	—	—	—	5.0	7.5	—	—	pF
Quiescent Current		I_{DD}	5.0	—	5.0	—	0.005	5.0	—	150	µAdc
(Per Package) Inh = PCA_{in} = V_{DD},			10	—	10	—	0.010	10	—	300	
Zener = VCO_{in} = 0 V, PCB_{in} = V_{DD}			15	—	20	—	0.015	20	—	600	
or 0 V, I_{out} = 0 µA											
Total Supply Current (5.)		I_T	5.0	I_T = (1.46 µA/kHz) f + I_{DD}							mAdc
(Inh = "0", f_o = 10 kHz, C_L = 50 pF,			10	I_T = (2.91 µA/kHz) f + I_{DD}							
R1 = 1.0 MΩ, R2 = ∞ R_{SF} = ∞,			15	I_T = (4.37 µA/kHz) f + I_{DD}							
and 50% Duty Cycle)											

4. Noise immunity specified for worst−case input combination.
   Noise Margin for both "1" and "0" level = 1.0 Vdc min @ V_{DD} = 5.0 Vdc
   2.0 Vdc min @ V_{DD} = 10 Vdc
   2.5 Vdc min @ V_{DD} = 15 Vdc

5. To Calculate Total Current in General:

$$I_T \approx 2.2 \times V_{DD}\left(\frac{VCO_{in} - 1.65}{R1} + \frac{V_{DD} - 1.35}{R2}\right)^{3/4} + 1.6 \times \left(\frac{VCO_{in} - 1.65}{R_{SF}}\right)^{3/4} + 1 \times 10^{-3}\,(C_L + 9)\,V_{DD}\,f +$$

$$1 \times 10^{-1}\,V_{DD}^2\left(\frac{100\%\ \text{Duty Cycle of PCA}_{in}}{100}\right) + I_Q$$

where: I_T in µA, C_L in pF, VCO_{in}, V_{DD} in Vdc, f in kHz, and R1, R2, R_{SF} in MΩ, C_L on VCO_{out}.

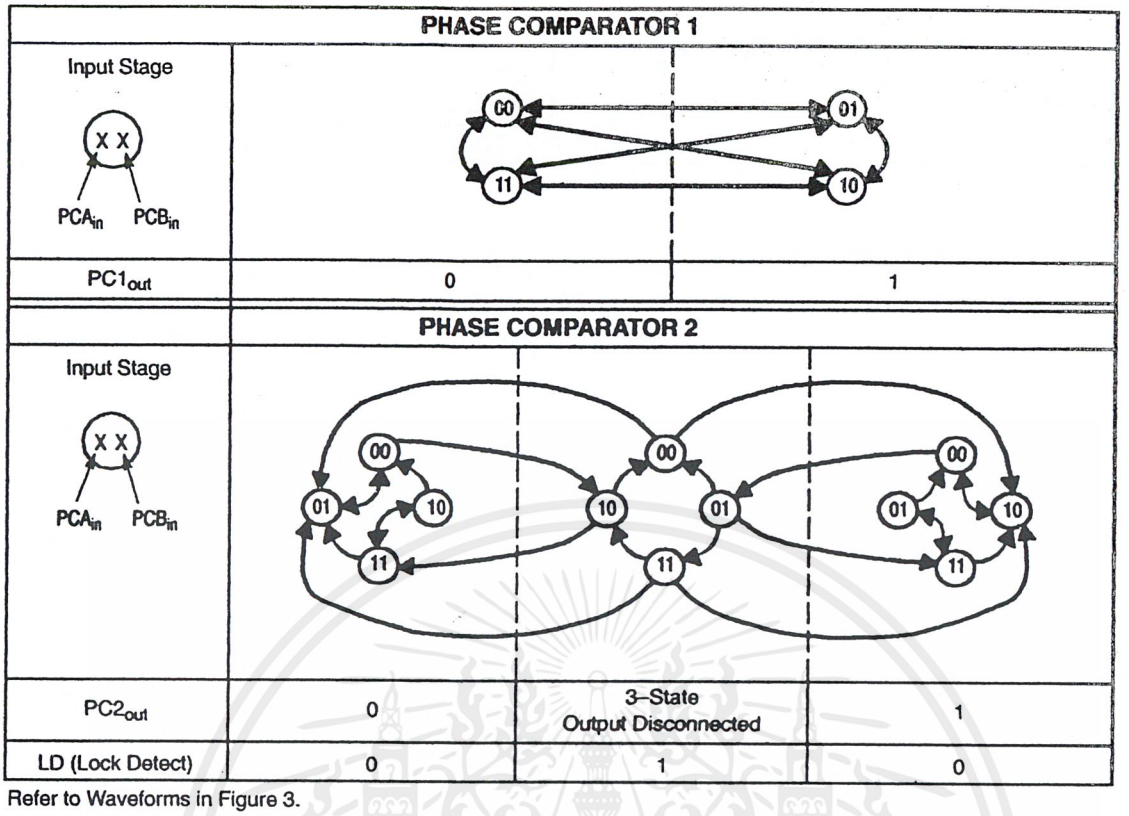
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ELECTRICAL CHARACTERISTICS [6.] (C_L = 50 pF, T_A = 25°C)

Characteristic	Symbol	V_{DD} Vdc	Minimum Device	Typical	Maximum Device	Units
Output Rise Time	t_{TLH}					ns
t_{TLH} = (3.0 ns/pF) C_L + 30 ns		5.0	—	180	350	
t_{TLH} = (1.5 ns/pF) C_L + 15 ns		10	—	90	150	
t_{TLH} = (1.1 ns/pF) C_L + 10 ns		15	—	65	110	
Output Fall Time	t_{THL}					ns
t_{THL} = (1.5 ns/pF) C_L + 25 ns		5.0	—	100	175	
t_{THL} = (0.75 ns/pF) C_L + 12.5 ns		10	—	50	75	
t_{THL} = (0.55 ns/pF) C_L + 9.5 ns		15	—	37	55	
PHASE COMPARATORS 1 and 2						
Input Resistance — PCA_{in}	R_{in}	5.0	1.0	2.0	—	MΩ
		10	0.2	0.4	—	
		15	0.1	0.2	—	
— PCB_{in}	R_{in}	15	150	1500	—	MΩ
Minimum Input Sensitivity	V_{in}	5.0	—	200	300	mV p–p
AC Coupled — PCA_{in}		10	—	400	600	
C series = 1000 pF, f = 50 kHz		15	—	700	1050	
DC Coupled — PCA_{in}, PCB_{in}	—	5 to 15	See Noise Immunity			
VOLTAGE CONTROLLED OSCILLATOR (VCO)						
Maximum Frequency	f_{max}	5.0	0.5	0.7	—	MHz
(VCO_{in} = V_{DD}, C1 = 50 pF		10	1.0	1.4	—	
R1 = 5.0 kΩ, and R2 = ∞)		15	1.4	1.9	—	
Temperature — Frequency Stability	—	5.0	—	0.12	—	%/°C
(R2 = ∞)		10	—	0.04	—	
		15	—	0.015	—	
Linearity (R2 = ∞)	—					%
(VCO_{in} = 2.5 V ± 0.3 V, R1 > 10 kΩ)		5.0	—	1.0	—	
(VCO_{in} = 5.0 V ± 2.5 V, R1 > 400 kΩ)		10	—	1.0	—	
(VCO_{in} = 7.5 V ± 5.0 V, R1 ≥ 1000 kΩ)		15	—	1.0	—	
Output Duty Cycle	—	5 to 15	—	50	—	%
Input Resistance — VCO_{in}	R_{in}	15	150	1500	—	MΩ
SOURCE–FOLLOWER						
Offset Voltage	—	5.0	—	1.65	2.2	V
(VCO_{in} minus SF_{out}, RSF > 500 kΩ)		10	—	1.65	2.2	
		15	—	1.65	2.2	
Linearity	—					%
(VCO_{in} = 2.5 V ± 0.3 V, R_{SF} > 50 kΩ)		5.0	—	0.1	—	
(VCO_{in} = 5.0 V ± 2.5 V, R_{SF} > 50 kΩ)		10	—	0.6	—	
(VCO_{in} = 7.5 V ± 5.0 V, R_{SF} > 50 kΩ)		15	—	0.8	—	
ZENER DIODE						
Zener Voltage (I_Z = 50 μA)	V_Z	—	6.7	7.0	7.3	V
Dynamic Resistance (I_Z = 1.0 mA)	R_Z	—	—	100	—	Ω

6. The formula given is for the typical characteristics only.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



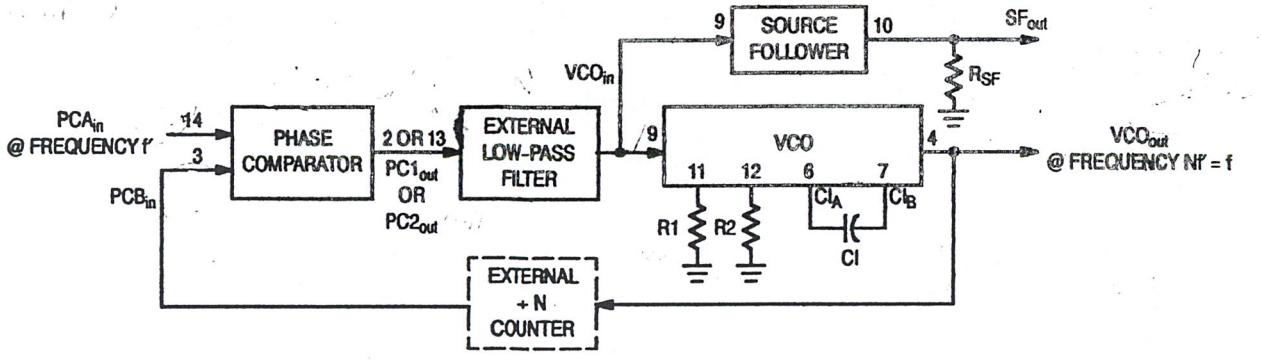
Refer to Waveforms in Figure 3.

Figure 1. Phase Comparators State Diagrams

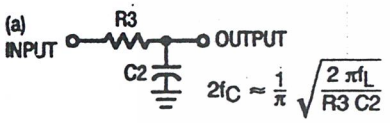
Characteristic	Using Phase Comparator 1	Using Phase Comparator 2
No signal on input PCA_{in}.	VCO in PLL system adjusts to center frequency (f_0).	VCO in PLL system adjusts to minimum frequency (f_{min}).
Phase angle between PCA_{in} and PCB_{in}.	90° at center frequency (f_0), approaching 0° and 180° at ends of lock range ($2f_L$)	Always 0° in lock (positive rising edges).
Locks on harmonics of center frequency.	Yes	No
Signal input noise rejection.	High	Low
Lock frequency range ($2f_L$).	The frequency range of the input signal on which the loop will stay locked if it was initially in lock; $2f_L$ = full VCO frequency range = $f_{max} - f_{min}$.	
Capture frequency range ($2f_C$).	The frequency range of the input signal on which the loop will lock if it was initially out of lock.	
	Depends on low–pass filter characteristics (see Figure 3). $f_C \leq f_L$	$f_C = f_L$
Center frequency (f_0).	The frequency of VCO_{out}, when VCO_{in} = 1/2 V_{DD}	
VCO output frequency (f). Note: These equations are intended to be a design guide. Since calculated component values may be in error by as much as a factor of 4, laboratory experimentation may be required for fixed designs. Part to part frequency variation with identical passive components is typically less than ± 20%.	$f_{min} = \frac{1}{R_2(C_1 + 32\ pF)}$ (V_{CO} input = V_{SS}) $f_{max} = \frac{1}{R_1(C_1 + 32\ pF)} + f_{min}$ (V_{CO} input = V_{DD}) Where: $10K \leq R_1 \leq 1\ M$ $10K \leq R_2 \leq 1\ M$ $100pF \leq C_1 \leq .01\ \mu F$	

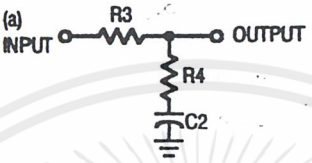
Figure 2. Design Information

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Typical Low–Pass Filters





Typically:

$$R_4 C_2 = \frac{6N}{f_{max}} - \frac{N}{2\pi\Delta f}$$

$$(R_3 + 3{,}000\Omega)\,C_2 = \frac{100N\Delta f}{f_{max}^2} - R_4 C_2$$

$$\Delta f = f_{max} - f_{min}$$

NOTE: Sometimes R3 is split into two series resistors each R3 ÷ 2. A capacitor C_C is then placed from the midpoint to ground. The value for C_C should be such that the corner frequency of this network does not significantly affect ω_n. In Figure B, the ratio of R3 to R4 sets the damping, R4 ≅ (0.1)(R3) for optimum results.

Definitions: N = Total division ratio in feedback loop

$K\phi = V_{DD}/\pi$ for Phase Comparator 1

$K\phi = V_{DD}/4\pi$ for Phase Comparator 2

$$K_{VCO} = \frac{2\pi\Delta f_{VCO}}{V_{DD} - 2\,V}$$

for a typical design $\omega_n \cong \frac{2\pi f_r}{10}$ (at phase detector input)

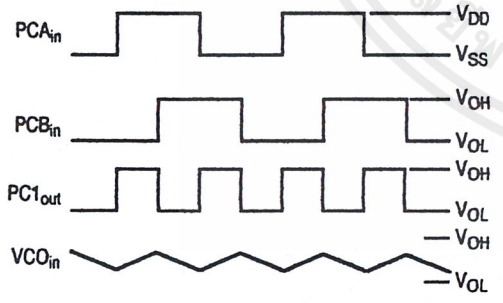
$\zeta \cong 0.707$

LOW–PASS FILTER

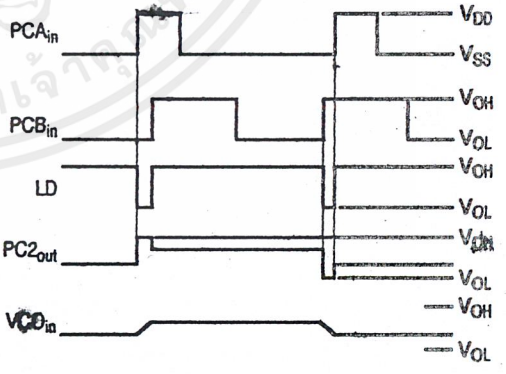
Filter A	Filter B
$\omega_n = \sqrt{\frac{K\phi KVCO}{NR_3C_2}}$	$\omega_n = \sqrt{\frac{K\phi KVCO}{NC_2(R_3 + R_4)}}$
$\zeta = \frac{N\omega_n}{2K\phi KVCO}$	$\zeta = 0.5\,\omega_n\,(R_3C_2 + \frac{N}{K\phi KVCO})$
$F(s) = \frac{1}{R_3C_2S + 1}$	$F(s) = \frac{R_3C_2S + 1}{S(R_3C_2 + R_4C_2) + 1}$

Waveforms

Phase Comparator 1



Phase Comparator 2



Note: for further information, see:

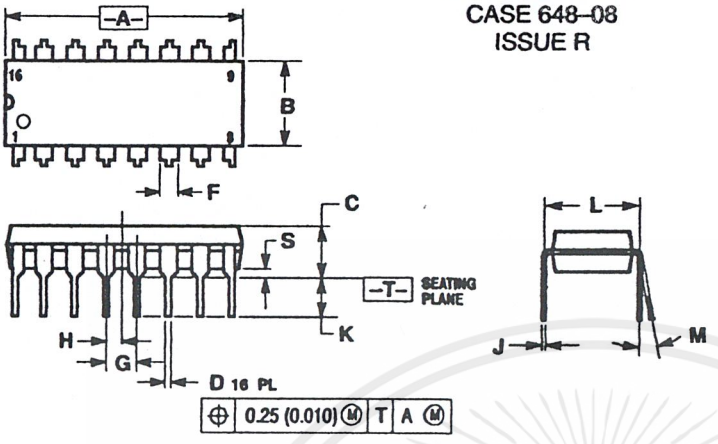
(1) F. Gardner, "Phase–Lock Techniques", John Wiley and Son, New York, 1966.
(2) G. S. Moschytz, "Miniature RC Filters Using Phase–Locked Loop", BSTJ, May, 1965.
(3) Garth Nash, "Phase–Lock Loop Design Fundamentals", AN–535, Motorola Inc.
(4) A. B. Przedpelski, "Phase–Locked Loop Design Articles", AR254, reprinted by Motorola Inc.

Figure 3. General Phase–Locked Loop Connections and Waveforms

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

PACKAGE DIMENSIONS

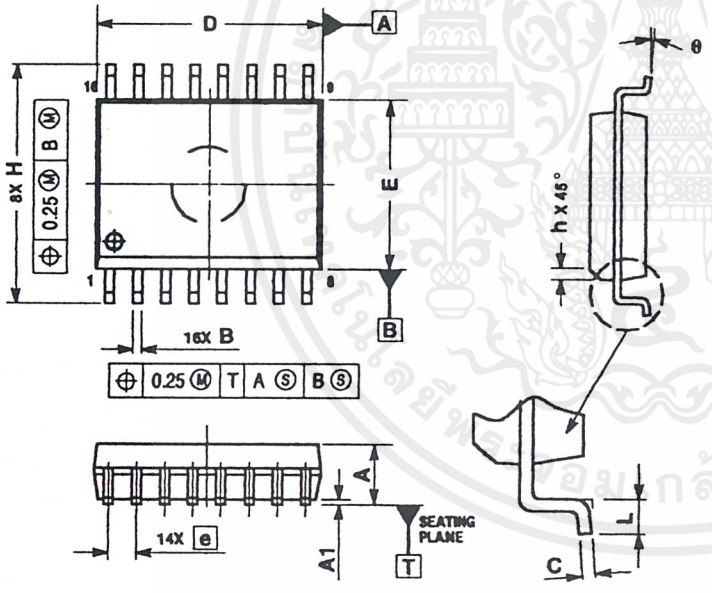
PDIP–16
P SUFFIX
PLASTIC DIP PACKAGE
CASE 648–08
ISSUE R



NOTES:
1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.
3. DIMENSION L TO CENTER OF LEADS WHEN FORMED PARALLEL.
4. DIMENSION B DOES NOT INCLUDE MOLD FLASH.
5. ROUNDED CORNERS OPTIONAL.

	INCHES		MILLIMETERS	
DIM	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.740	0.770	18.80	19.55
B	0.250	0.270	6.35	6.85
C	0.145	0.175	3.69	4.44
D	0.015	0.021	0.39	0.53
F	0.040	0.70	1.02	1.77
G	0.100 BSC		2.54 BSC	
H	0.050 BSC		1.27 BSC	
J	0.008	0.015	0.21	0.38
K	0.110	0.130	2.80	3.30
L	0.295	0.305	7.50	7.74
M	0°	10°	0°	10°
S	0.020	0.040	0.51	1.01

SOIC–16
DW SUFFIX
PLASTIC SOIC PACKAGE
CASE 751G–03
ISSUE B



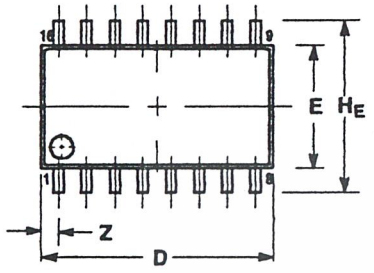
NOTES:
1. DIMENSIONS ARE IN MILLIMETERS.
2. INTERPRET DIMENSIONS AND TOLERANCES PER ASME Y14.5M, 1994.
3. DIMENSIONS D AND E DO NOT INLCUDE MOLD PROTRUSION.
4. MAXIMUM MOLD PROTRUSION 0.15 PER SIDE.
5. DIMENSION B DOES NOT INCLUDE DAMBAR PROTRUSION. ALLOWABLE DAMBAR PROTRUSION SHALL BE 0.13 TOTAL IN EXCESS OF THE B DIMENSION AT MAXIMUM MATERIAL CONDITION.

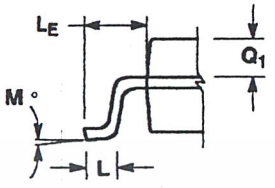
	MILLIMETERS	
DIM	MIN	MAX
A	2.35	2.65
A1	0.10	0.25
B	0.35	0.49
C	0.23	0.32
D	10.15	10.45
E	7.40	7.60
e	1.27 BSC	
H	10.05	10.55
h	0.25	0.75
L	0.50	0.90
θ	0°	7°

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

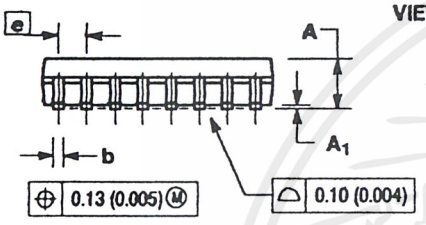
PACKAGE DIMENSIONS

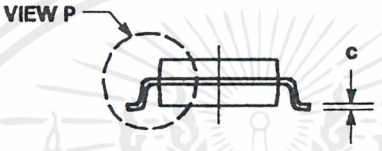
SOEIAJ–16
F SUFFIX
PLASTIC EIAJ SOIC PACKAGE
CASE 966–01
ISSUE O





DETAIL P





NOTES:
1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
2. CONTROLLING DIMENSION: MILLIMETER.
3. DIMENSIONS D AND E DO NOT INCLUDE MOLD FLASH OR PROTRUSIONS AND ARE MEASURED AT THE PARTING LINE. MOLD FLASH OR PROTRUSIONS SHALL NOT EXCEED 0.15 (0.006) PER SIDE.
4. TERMINAL NUMBERS ARE SHOWN FOR REFERENCE ONLY.
5. THE LEAD WIDTH DIMENSION (b) DOES NOT INCLUDE DAMBAR PROTRUSION. ALLOWABLE DAMBAR PROTRUSION SHALL BE 0.08 (0.003) TOTAL IN EXCESS OF THE LEAD WIDTH DIMENSION AT MAXIMUM MATERIAL CONDITION. DAMBAR CANNOT BE LOCATED ON THE LOWER RADIUS OR THE FOOT. MINIMUM SPACE BETWEEN PROTRUSIONS AND ADJACENT LEAD TO BE 0.46 (0.018).

	MILLIMETERS		INCHES	
DIM	MIN	MAX	MIN	MAX
A	—	2.05	—	0.081
A_1	0.05	0.20	0.002	0.008
b	0.35	0.50	0.014	0.020
c	0.18	0.27	0.007	0.011
D	9.90	10.50	0.390	0.413
E	5.10	5.45	0.201	0.215
e	1.27 BSC		0.050 BSC	
H_E	7.40	8.20	0.291	0.323
L	0.50	0.85	0.020	0.033
L_E	1.10	1.50	0.043	0.059
M	0 °	10 °	0 °	10 °
Q_1	0.70	0.90	0.028	0.035
Z	—	0.78	—	0.031

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หนังสืออ้างอิง

1. Katsuhiko Ogata, "Modern Control Engineering", Prentice Hall International, Inc., 997 p., 1997.
2. Siemens Aktiengesellschaft, "Introduction to Electronic Control Engineering", Second Wiley Eastern Reprint, 337 p., 1992.
3. ดร.มงคล เดชนครินทร์ ดร.ชาตรี ศรีไพพรรณ, "อิเล็กทรอนิกส์พื้นฐาน", ซีเอ็ดยูเคชั่น, 327 หน้า, 2521.
4. นภัทร วัจนเทพินทร์, "ทฤษฎีและการออกแบบวงจรพัลซ์", สกายบุ๊กส์, 251 หน้า, 2538.
5. รศ.ดร.ฟูศักดิ์ ชีวสุวิทย์, "ระบบควบคุมป้อนกลับ", คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 217 หน้า.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

คณะผู้ทำโครงงานขอขอบคุณ รศ.ดร. โยธิน เปรมปรานีรัชต์ อาจารย์ที่ปรึกษา ที่ได้ช่วยเหลือ ให้คำแนะนำ แนวทางในการทำโครงงานนี้ให้สำเร็จลุล่วงไปด้วยดี รวมทั้งอาจารย์ภาควิชาระบบควบคุม ทุกท่านที่ได้ชี้แนวทางในการแก้ปัญหาภายในวงจรต่าง ๆ และพี่ปริญญาเอก ,โท ทุก ๆ ท่านที่คอยให้คำปรึกษาให้การทดลองต่าง ๆ สำเร็จไปด้วยดี

คณะผู้จัดทำ

มีนาคม 2545

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้