

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

ตัวควบคุมแบบพีไอดีโดยใช้วงจรสายพานกระแส

PID CONTROLLER BASED BY CCH



รพ.
ก 323 ค
2549

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน 72864
วัน,เดือน,ปี 25 ส.ย. 2550

b. 11773650
i.

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิศวกรรมแมคคาทรอนิกส์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2549

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

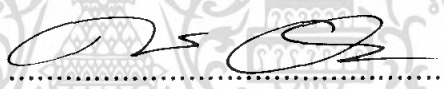
ปริญญาโทปีการศึกษา 2549

ภาควิชาวิศวกรรมระบบควบคุม คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง ตัวควบคุมแบบพีไอดีโดยใช้วงจรสายพานกระแส
 PID CONTROLLER BASED BY CCII

ผู้จัดทำ นายกวิน กิตติพงศ์ไพโรจน์ 46010023
 นายเอกฉัตร นายอรุณ 46010984



(ผศ.ดร.คงศักดิ์ อนันตหิรัญรัตน์)

.....อาจารย์ที่ปรึกษา



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตัวควบคุมแบบพีไอดีโดยใช้วงจรสายพานกระแส

โดย

นายกวิน กิติพงษ์ไพโรจน์ 46010023

นายเอกฉัตร ฉายอรุณ 46010984

อาจารย์ที่ปรึกษา

ผศ.ดร. คงศักดิ์ อนันตธีรยุทธิน

ปีการศึกษา 2549

บทคัดย่อ

ปฏิญานิพนธ์ฉบับนี้ นำเสนอการใช่วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง ในการทำงานในโหมดแรงดัน มาสร้างเป็นตัวควบคุมแบบพีไอดี โดยการใช้ไอซีเบอร์ AD844AN มาใช้ในการสร้างเป็นวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง จุดมุ่งหมายของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ คือการเปรียบเทียบระหว่างตัวควบคุมแบบพีไอดี ที่สร้างมาจากวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง และตัวควบคุมแบบพีไอดี ที่สร้างมาจากออปแอมป์ที่ใช้กัน โดยทั่วไป ปฏิญานิพนธ์ฉบับนี้ แสดงให้เห็นว่าตัวควบคุมแบบพีไอดี ที่สร้างมาจากวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง สามารถสร้างเป็นตัวควบคุมได้เช่นเดียวกับออปแอมป์ และแสดงให้เห็นว่าตัวควบคุมที่สร้างมาจากวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองนั้น สามารถนำไปใช้งานได้จริงโดยการนำไปควบคุมระบบควบคุมความเร็วมอเตอร์แบบป้อนกลับ โดยที่ตัวควบคุมทั้งหมดนั้นทำงานในโหมดแรงดัน และจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม OrCAD

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

PID CONTROLLER BASED BY CCII

By

Mr. Kawin Kitiphongpairoj

Mr. Eakachat Chaiaroon

Advisor

Asst. Prof. Dr. Kongsak Anuntahirunrat

Academic Year 2006

ABSTRACT

This thesis presents circuits for realizing voltage mode of PID controllers employing a second generation current conveyors (CCII) as active element by using IC number AD 844AN. The proposed of this thesis is compared between PID controllers based by a second generation current conveyors (CCII) and traditional op-amps based PID controllers. This thesis presents a second generation current conveyors (CCII) can based PID controllers such as op-amp and show that PID controllers based by a second generation current conveyors (CCII) can be control feedback motor control system. All of the controllers employing in voltage mode and simulated by using OrCad.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

การจัดทำปฏิญานิพนธ์ฉบับนี้ สามารถสำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี เพราะได้รับความช่วยเหลือเป็นอย่างดี จาก ศศ.ดร.คงศักดิ์ อนันตหรือรัตนัน ที่ได้กรุณาให้คำปรึกษาแนะนำที่ดีมาโดยตลอด ตั้งแต่ต้น และความช่วยเหลืออื่นๆที่เป็นประโยชน์ต่อโครงการ ผู้จัดทำรู้สึกซาบซึ้งและขอกราบขอบพระคุณอย่างสูง

ขอกราบขอบพระคุณคุณอาจารย์ทุกๆท่าน ที่ประสิทธิ์ประสาทวิชาให้ตลอดระยะเวลาที่ศึกษาอยู่ที่ คณะวิศวกรรมศาสตร์ จนทำให้สามารถเรียนจบจากคณะวิศวกรรมศาสตร์ได้ตามที่หวัง

ขอบคุณเพื่อนๆ ทุกคนที่ทำให้กำลังใจ สนับสนุนอุปกรณ์ที่ขาดเหลือ กระตุ้นเตือน ช่วยเหลือสิ่งต่างๆ และช่วยให้คำปรึกษาในสิ่งต่างๆ ที่ผู้จัดทำไม่ทราบ

สุดท้ายนี้ผู้จัดทำขอกราบขอบพระคุณบิดา มารดา และครอบครัว ที่คอยเป็นกำลังใจที่ดีตลอดมา ตลอดจนเป็นแรงบันดาลใจที่ดีที่สุดที่ทำให้โครงการนี้สำเร็จสมบูรณ์ลงได้

ผู้จัดทำ

นายกวิน

นายเอกฉัตร

กิติพงษ์ไพโรจน์

นายอรุณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	II
กิตติกรรมประกาศ	III
สารบัญ	IV
สารบัญภาพ	VII
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ความเป็นมาของโครงการ	1
1.2 วัตถุประสงค์ในการทำปริญญานิพนธ์	1
1.3 ขอบเขตของโครงการ	1
1.4 รายละเอียดของปริญญานิพนธ์	2
บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง	3
2.1 คุณสมบัติของตัวควบคุม	3
2.1.1 ตัวควบคุมแบบพี	3
2.1.1.1 ข้อดีของตัวควบคุมแบบพี	5
2.1.1.2 ข้อเสียของตัวควบคุมแบบพี	5
2.1.2 ตัวควบคุมแบบไอ	5
2.1.2.1 ข้อดีของตัวควบคุมแบบไอ	6
2.1.2.2 ข้อเสียของตัวควบคุมแบบไอ	6
2.1.2.3 การหาค่า T_i	6
2.1.3 ตัวควบคุมแบบดี	7
2.1.3.1 ข้อดีของตัวควบคุมแบบดี	8
2.1.3.2 ข้อเสียของตัวควบคุมแบบดี	8
2.1.3.3 การหาค่า T_d	9
2.1.4 ตัวควบคุมแบบพีไอ	9
2.1.4.1 ข้อดีของตัวควบคุมแบบพีไอ	11
2.1.4.2 ข้อเสียของตัวควบคุมแบบพีไอ	11
2.1.4.3 การหาค่า K_p และ T_i ของตัวควบคุมแบบพีไอ	11
2.1.5 ตัวควบคุมแบบพีดี	11

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
2.1.5.1 ข้อดีของตัวควบคุมแบบพีดี	13
2.1.5.2 ข้อดีของตัวควบคุมแบบพีดี	13
2.1.5.3 การหาค่า K_p และ T_d ของตัวควบคุมแบบพีดี	13
2.1.6 ตัวควบคุมแบบพีไอดี	13
2.1.6.1 การหาค่า K_p T_i และ T_d ของตัวควบคุมแบบพีไอดี	14
2.2 ทฤษฎีของวงจรสายพานกระแส	16
2.2.1 วงจรสายพานกระแสรุ่นที่หนึ่ง (First Generation Current Conveyor : CCI)	16
2.2.2 วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง (Second Generation Current Conveyor :CCII)	17
2.2.3 วงจรสายพานกระแสแบบต่างๆ	18
2.2.4 การสร้างวงจรสายพานกระแส	19
2.2.5 ไอซีเบอร์ AD844AN	24
2.2.6 ตัวควบคุมแบบต่างๆ ที่สร้างมาจากวงจรสายพานกระแส	25
2.2.6.1 ตัวควบคุมแบบพี	25
2.2.6.2 ตัวควบคุมแบบไอ	26
2.2.6.3 ตัวควบคุมแบบดี	27
2.2.6.4 ตัวควบคุมแบบพีไอ	28
2.2.6.5 ตัวควบคุมแบบพีดี	29
2.2.6.1 ตัวควบคุมแบบพีไอดี	30
บทที่ 3 การทดลอง	32
3.1 ผลการทดลองที่ได้จากการทดลองจริง	32
3.2 ผลการทดลองที่ได้มาจากการจำลองการทำงานของวงจรโดยใช้โปรแกรม Pspice	32
3.3 การควบคุมระบบควบคุมความเร็วมอเตอร์แบบป้อนกลับ	32
3.4 การทดลองตัวควบคุมที่สร้างจากวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง	33
3.4.1 การทดลองที่ 1 ตัวควบคุมแบบพีโดยใช้วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง	33
3.4.2 การทดลองที่ 2 ตัวควบคุมแบบไอโดยใช้วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง	36
3.4.3 การทดลองที่ 3 ตัวควบคุมแบบดีโดยใช้วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง	39
3.4.4 การทดลองที่ 4 ตัวควบคุมแบบพีไอโดยใช้วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง	42
3.4.5 การทดลองที่ 5 ตัวควบคุมแบบพีดีโดยใช้วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง	45

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
3.4.6 การทดลองที่ 6 ตัวควบคุมแบบพีไอดี โดยใช้วงจรสายพานกระแสนที่สอง	48
3.5 การทดลองระบบควบคุมความเร็วมอเตอร์แบบป้อนกลับ	50
3.5.1 ระบบควบคุมแบบพี	50
3.5.2 ระบบควบคุมแบบพีไอ	52
3.5.3 ระบบควบคุมแบบพีไอดี	54
บทที่ 4 บทวิจารณ์และสรุป	56
4.1 สรุปผลการทดลอง	56
4.2 ปัญหาที่พบและแนวทางแก้ไข	56
4.3 ข้อเสนอแนะและแนวทางในการค้นคว้าพัฒนา	57
ภาคผนวก เอกสารคู่มืออุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์	58
1. เอกสารคู่มือการใช้งาน AD844	59
เอกสารอ้างอิง	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญภาพ

รูปที่	หน้า
2.1 ระบบควบคุมแบบพี	3
2.2 การกำหนดช่วงจำกัดของเอาต์พุทของตัวควบคุมแบบพี	3
2.3 วงจรพื้นฐานของตัวควบคุมแบบพีที่สร้างมาจากอปแอมป์	4
2.4 ระบบควบคุมแบบไอ	5
2.5 ลักษณะการตอบสนองของตัวควบคุมแบบไอ	5
2.6 วงจรของตัวควบคุมแบบไอที่สร้างจากอปแอมป์	6
2.7 ผลตอบสนองของการควบคุมแบบไอ	7
2.8 ระบบควบคุมแบบดี	7
2.9 การตอบสนองของตัวควบคุมแบบดี	7
2.10 วงจรของตัวควบคุมแบบดีที่สร้างมาจากอปแอมป์	8
2.11 ผลตอบสนองของการควบคุมแบบดี	9
2.12 ระบบควบคุมแบบพีไอ	9
2.13 ผลตอบสนองของตัวควบคุมแบบ ไอ	10
2.14 วงจรของตัวควบคุมแบบพีไอที่สร้างมาจากอปแอมป์	10
2.15 ผลตอบสนองของการควบคุมแบบพีไอ	11
2.16 ระบบควบคุมแบบพีดี	11
2.17 วงจรตัวควบคุมแบบพีดีที่สร้างมาจากอปแอมป์	12
2.18 ผลตอบสนองของตัวควบคุมแบบพีดี	13
2.19 ระบบควบคุมแบบพีไอดี	13
2.20 วงจรของตัวควบคุมแบบพีไอดีที่สร้างมาจากอปแอมป์	14
2.21 ผลตอบสนองของตัวควบคุมแบบพีไอดี	15
2.22 วงจรสมมูลของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่หนึ่ง	16
2.23 สัญลักษณ์ของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่หนึ่ง	17
2.24 วงจรสมมูลของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง	18
2.25 สัญลักษณ์ของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง	18
2.26 วงจรสายพานกระแสรุ่นที่หนึ่งสร้าง โดยใช้ CMOS	19
2.27 วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองสร้างโดยใช้ CMOS	19

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญภาพ (ต่อ)

รูปที่	หน้า
2.28 วงจรสายพานกระแสร่นที่หนึ่ง	20
2.29 วงจรสายพานกระแสร่นที่หนึ่ง	20
2.30 ไอซีเบอร์ AD844AN	24
2.31 วงจรภายในของไอซีเบอร์ AD844AN	24
2.32 ตัวควบคุมแบบพีโดยใช่วงจรสายพานกระแสร่นที่สอง	25
2.33 ตัวควบคุมแบบไอโดยใช่วงจรสายพานกระแสร่นที่สอง	26
2.34 ตัวควบคุมแบบดีโดยใช่วงจรสายพานกระแสร่นที่สอง	27
2.35 ตัวควบคุมแบบพีไอโดยใช่วงจรสายพานกระแสร่นที่สอง	28
2.36 ตัวควบคุมแบบพีดีโดยใช่วงจรสายพานกระแสร่นที่สอง	29
2.37 ตัวควบคุมแบบพีไอดีโดยใช่วงจรสายพานกระแสร่นที่สอง	30
3.1 วงจรที่ใช้ในการจำลองการทำงานของวงจรถ่ายสายพานกระแสร่นที่สอง	32
3.2 ตัวควบคุมแบบพีโดยใช่วงจรสายพานกระแสร่นที่สอง	33
3.3 ผลการทดลองของตัวควบคุมแบบพีเมื่อใช้ค่า R_2 1 k Ω	34
3.4 ผลการจำลองการทำงานของตัวควบคุมแบบพีเมื่อใช้ค่า R_2 1 k Ω	34
3.5 ผลการทดลองของตัวควบคุมแบบพีเมื่อใช้ค่า R_2 10 k Ω	35
3.6 ผลการจำลองการทำงานของตัวควบคุมแบบพีเมื่อใช้ค่า R_2 10 k Ω	35
3.7 ตัวควบคุมแบบไอโดยใช่วงจรสายพานกระแสร่นที่สอง	36
3.8 ผลการทดลองของตัวควบคุมแบบไอเมื่อใช้ค่า $C = 1$ nF	37
3.9 ผลการจำลองการทำงานของตัวควบคุมแบบไอเมื่อใช้ค่า $C = 1$ nF	37
3.10 ผลการทดลองของตัวควบคุมแบบไอเมื่อใช้ค่า $C = 10$ nF	38
3.11 ผลการจำลองการทำงานของตัวควบคุมแบบไอเมื่อใช้ค่า $C = 10$ nF	38
3.12 ตัวควบคุมแบบดีโดยใช่วงจรสายพานกระแสร่นที่สอง	39
3.13 ผลการทดลองของตัวควบคุมแบบดีเมื่อใช้ค่า $C = 1$ nF	40
3.14 ผลการจำลองการทำงานของตัวควบคุมแบบดีเมื่อใช้ค่า $C = 1$ nF	40
3.15 ผลการทดลองของตัวควบคุมแบบดีเมื่อใช้ค่า $C = 10$ nF	41
3.16 ผลการจำลองการทำงานของตัวควบคุมแบบดีเมื่อใช้ค่า $C = 10$ nF	41
3.17 ตัวควบคุมแบบพีไอที่สร้างมาจากวงจรถ่ายสายพานกระแสร่นที่สอง	42

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญภาพ (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.18 ผลการทดลองของตัวควบคุมแบบพีไอเมื่อใช้ค่า R_1 10 k Ω	43
3.19 ผลการจำลองการทำงานของตัวควบคุมแบบพีไอเมื่อใช้ค่า R_1 10 k Ω	43
3.20 ผลการทดลองของตัวควบคุมแบบพีไอเมื่อใช้ค่า R_1 10 k Ω $C_1 = 1\mu F$ $C_2 = 1\mu F$	44
3.21 ผลการจำลองการทำงานของตัวควบคุมแบบพีไอเมื่อใช้ค่า R_1 10 k Ω $C_1 = 1\mu F$ $C_2 = 1\mu F$	44
3.22 ตัวควบคุมแบบพีดีโดยใช้วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง	45
3.23 ผลการทดลองของตัวควบคุมแบบพีดีเมื่อใช้ค่า R_1 1 k Ω	45
3.24 ผลการจำลองการทำงานของตัวควบคุมแบบพีดีเมื่อใช้ค่า R_1 1 k Ω	46
3.25 ผลการทดลองการทำงานของตัวควบคุมแบบพีดีเมื่อใช้ค่า R_1 10 k Ω	47
3.26 ผลการจำลองการทำงานของตัวควบคุมแบบพีดีเมื่อใช้ค่า R_1 10 k Ω	47
3.27 ตัวควบคุมแบบพีไอดีโดยใช้วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง	48
3.28 ผลการทดลองของตัวควบคุมแบบพีไอดีโดยใช้วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง	49
3.29 ผลการจำลองการทำงานของตัวควบคุมแบบพีไอดีโดยใช้วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง	49
3.30 ระบบควบคุมความเร็วมอเตอร์แบบป้อนกลับโดยใช้ตัวควบคุมแบบพีที่สร้างมาจากวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง	50
3.31 ตัวควบคุมแบบพีโดยใช้วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง	50
3.32 ผลการทดลองของตัวควบคุมแบบพีเมื่อนำไปควบคุมระบบโดยใช้ค่า K_p เป็น 1	51
3.33 ผลการทดลองของตัวควบคุมแบบพีเมื่อนำไปควบคุมระบบโดยใช้ค่า K_p เป็น 1000	51
3.34 ระบบควบคุมความเร็วมอเตอร์แบบป้อนกลับโดยใช้ตัวควบคุมแบบพีไอที่สร้างมาจากวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง	52
3.35 ตัวควบคุมแบบพีไอโดยใช้วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง	52
3.36 ผลการทดลองของตัวควบคุมแบบพีไอเมื่อนำไปควบคุมระบบโดยใช้ค่า $C_1 = 1\mu F$ $C_2 = 1\mu F$ และ $R_1 = 1k\Omega$	53
3.37 ระบบควบคุมความเร็วมอเตอร์แบบป้อนกลับโดยใช้ตัวควบคุมแบบพีไอดีที่สร้างมาจากวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง	54
3.38 ตัวควบคุมแบบพีไอดีโดยใช้วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง	54
3.39 ผลการทดลองของตัวควบคุมแบบพีไอดีเมื่อนำไปควบคุมระบบ	55

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

1.1ความเป็นมาของโครงการ

ในปัจจุบันกระบวนการต่างๆ ในทางอุตสาหกรรมได้มีการนำเครื่องควบคุมอัตโนมัติมาใช้กันอย่างแพร่หลายมากขึ้น ซึ่งจะทำให้ระบบสามารถทำงานได้อย่างถูกต้องแม่นยำมากขึ้นกว่าการใช้มนุษย์ควบคุม และเพื่อให้กระบวนการต่างๆ ทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพ ก็จำเป็นจะต้องมีส่วนควบคุมที่ใช้ในการควบคุมกระบวนการต่างๆ เหล่านั้นด้วย

ตัวควบคุมที่ใช้กันในปัจจุบันมีมากมายหลายแบบ แต่ที่นิยมใช้มากที่สุด คือ ตัวควบคุมแบบ PID ซึ่งในทางอิเล็กทรอนิกส์นั้นนิยมใช้ออปแอมป์ เข้ามาเพื่อเป็นตัวควบคุม โดยใช้ควบคุมแรงดัน แต่ออปแอมป์นั้นก็ มีข้อจำกัดอยู่บางอย่าง เช่น ไม่สามารถใช้งานในช่วงความถี่สูงได้

ดังนั้น โครงการนี้จึงได้ศึกษาถึงการนำวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง (CCII) ซึ่งสามารถใช้งานในช่วงความถี่สูงเข้ามาสร้างตัวควบคุมแบบ PID แทนตัวควบคุมที่สร้างมาจากออปแอมป์

1.2วัตถุประสงค์ในการทำปริญญานิพนธ์

- 1.1 ศึกษาคุณสมบัติของตัวควบคุม PID
- 1.2 ศึกษาสมการทางคณิตศาสตร์ของตัวควบคุมแบบ PID
- 1.3 ศึกษาคุณสมบัติของวงจรออปแอมป์
- 1.4 ศึกษาคุณสมบัติของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง (CCII)
- 1.5 ศึกษาถึงการนำตัวควบคุมที่สร้างจากวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง (CCII) ไปควบคุมระบบควบคุมความเร็วมอเตอร์แบบป้อนกลับ

1.3ขอบเขตของโครงการ

- 3.1 มีความรู้ความเข้าใจเกี่ยวกับตัวควบคุม PID
- 3.2 มีความรู้ความเข้าใจเกี่ยวกับวงจรออปแอมป์
- 3.3 มีความรู้ความเข้าใจเกี่ยวกับวงจรสายพานกระแสรุ่นที่ 2 (CCII)
- 3.4 แสดงให้เห็นว่าวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองสามารถนำมาใช้สร้างเป็นตัวควบคุมแบบ PID ได้เช่นเดียวกับออปแอมป์

- 3.5 สามารถนำตัวควบคุมแบบพีไอดีที่สร้างมาจากวงจรสายพานรุ่นที่สองไปควบคุมระบบควบคุมความเร็วมอเตอร์แบบป้อนกลับได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.4 รายละเอียดของปฏิญญานิพนธ์

เนื้อหาที่จะกล่าวในปฏิญญานิพนธ์ฉบับนี้ประกอบด้วย

บทที่ 1 บทนำ กล่าวถึงความจำเป็นมา วัตถุประสงค์ ของเขตของโครงการ รวมถึงรายละเอียดต่างๆ ของโครงการ

บทที่ 2 ทฤษฎีและความรู้ที่เกี่ยวข้อง กล่าวถึงหลักการและทฤษฎีที่เกี่ยวกับตัวควบคุมแบบฟิวอี้ที่สร้างจากวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง ทฤษฎีเกี่ยวกับวงจรสายพานกระแสแบบต่างๆ และการนำไปใช้งาน

บทที่ 3 การทดลอง เป็นส่วนการทดลองและผลการทดลองของ ตัวควบคุมแบบต่างๆ ที่สร้างจากวงจรสายพานกระแส

บทที่ 4 บทวิจารณ์และสรุป จะสรุปผลการดำเนินงาน ปัญหาที่เกิดขึ้น และแนวทางการปรับปรุงพัฒนาโครงการนี้ต่อไป

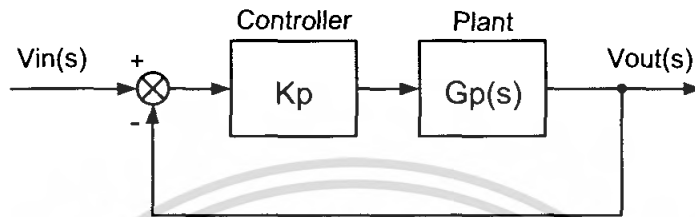


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

2.1. คุณสมบัติของตัวควบคุม

2.1.1 ตัวควบคุมแบบพี (Proportional Controller)

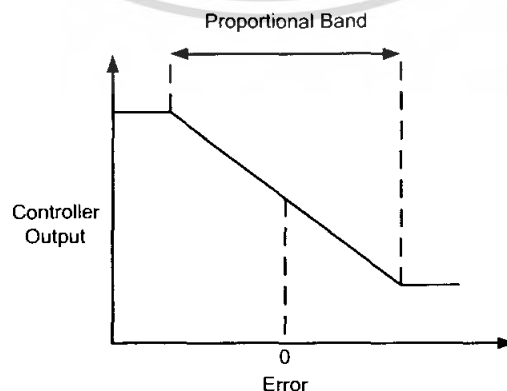


รูปที่ 2.1 ระบบควบคุมแบบพี

ตัวควบคุมแบบพี (Proportional Controller) เป็นตัวควบคุมหลักในทุกระบบโดยมีคุณสมบัติแสดงดังสมการ

$$V_{out} = K_p V_{in} \quad (2.1)$$

ดังนั้นการควบคุมด้วยคอนโทรลเลอร์แบบนี้ก็จะเป็นเพียงการขยายสัญญาณอินพุตเท่านั้น การที่เราได้สัญญาณอินพุตขนาดใหญ่ที่เวลาหนึ่ง นั้นจะทำให้เกิดผลเอาต์พุตที่มีขนาดใหญ่จากคอนโทรลเลอร์ในเวลานั้น อย่างไรก็ตามการที่เรากำหนดให้อัตราขยาย คงที่นั้นในทางปฏิบัติเราอาจจะกำหนดไว้ในบางช่วงของสัญญาณอินพุตเท่านั้น เราอาจกำหนดให้คอนโทรลเลอร์ของเรา มีค่าเอาต์พุตไม่น้อยกว่าค่าค่าหนึ่งและไม่มากเกินไปกว่าค่าค่าหนึ่งก็ได้ ซึ่งการกำหนดช่วงจำกัดของเอาต์พุตจะมีลักษณะดังรูปที่ 2.2 และการกำหนดเอาต์พุตแบบพี ช่วงที่มีการกำหนดสัดส่วนนี้ เรา จะเรียกว่า proportional band หรือ PB



รูปที่ 2.2 การกำหนดช่วงจำกัดของเอาต์พุตของตัวควบคุมแบบพี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การกำหนด proportional band นี้ จะช่วยให้สัญญาณเอาต์พุตมีค่าจำกัดไม่ไปสู่อันต์ ทั้งทางด้านบวกและทางด้านลบ และเมื่อคอนโทรลเลอร์มีเอาต์พุตสูงที่สุดที่เป็นไปได้ค่าหนึ่งแล้ว เราก็นิยมที่จะกำหนดเอาต์พุตค่าใด ๆ เป็นร้อยละของค่าสูงสุดที่เป็นไปได้ ดังนั้นการเปลี่ยนแปลงค่าเอาต์พุตของคอนโทรลเลอร์ 100% ก็หมายถึงว่าเอาต์พุตจะเปลี่ยนจากค่าต่ำสุดที่เป็นไปได้ ไปเป็นค่าสูงสุดที่เป็นไปได้ ซึ่งจะทำให้เราได้ว่า

$$PB = \frac{100}{Kp} \quad (2.2)$$

บทที่ 1 บทนำ

1.1 ความเป็นมาของโครงการ

ในปัจจุบันกระบวนการต่างๆ ในทางอุตสาหกรรมได้มีการนำเครื่องควบคุมอัตโนมัติมาใช้กันอย่างแพร่หลายมากขึ้น ซึ่งจะทำให้ระบบสามารถทำงานได้อย่างถูกต้องแม่นยำมากขึ้นกว่าการใช้มนุษย์ควบคุม และเพื่อให้กระบวนการต่างๆ ทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพ ก็จำเป็นจะต้องมีส่วนควบคุมที่ใช้ในการควบคุมกระบวนการต่างๆ เหล่านั้นด้วย

ตัวควบคุมที่ใช้กัน ในปัจจุบันมีมากมายหลายแบบ แต่ที่นิยมใช้มากที่สุด คือ ตัวควบคุมแบบ PID ซึ่งในทางอิเล็กทรอนิกส์นั้นนิยมใช้อุปกรณ์เข้ามาเพื่อเป็นตัวควบคุม โดยใช้ควบคุมแรงดัน แต่อุปกรณ์นั้นก็มีข้อจำกัดอยู่บางอย่าง เช่น ไม่สามารถใช้งานในช่วงความถี่สูงได้

ดังนั้นโครงการนี้จึงได้ศึกษาถึงการนำวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง (CCII) ซึ่งสามารถใช้งานในช่วงความถี่สูงเข้ามาสร้างตัวควบคุมแบบ PID แทนตัวควบคุมที่สร้างมาจากอุปกรณ์

1.2 วัตถุประสงค์ในการทำปริญญานิพนธ์

- 2.1 ศึกษาคุณสมบัติของตัวควบคุม PID
- 2.2 ศึกษาสมการทางคณิตศาสตร์ของตัวควบคุมแบบ PID
- 2.3 ศึกษาคุณสมบัติของวงจรออปแอมป์
- 2.4 ศึกษาคุณสมบัติของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง (CCII)

2.5 ศึกษาถึงการนำตัวควบคุมที่สร้างจากวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง (CCII) ไปควบคุม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ว่าห้ามเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตจากเจ้าของลิขสิทธิ์
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น เป็นทั้งทรัพย์สินที่คุ้มครองและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่ค่า K_p สามารถหาค่าได้จากสมการ

$$K_p = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \quad (2.4)$$

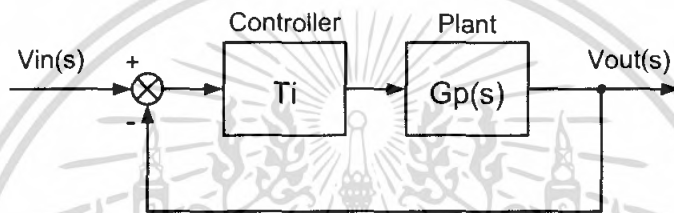
2.1.1.1 ข้อดีของตัวควบคุมแบบพี

1. สามารถปรับค่าอัตราขยาย K_p ได้โดยตรง แก้อัปเดตค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ได้ง่าย

2.1.1.2 ข้อเสียของตัวควบคุมแบบพี

1. จะเกิดความผิดพลาด ขึ้นในระบบถ้ามีการเปลี่ยนแปลงโหลด
2. ถ้าปรับค่า K_p มากเกิน (PB น้อย) ไประบบจะเกิดการแกว่ง (oscillate)

2.1.1.3 ตัวควบคุมแบบไอ (Integral Controller)

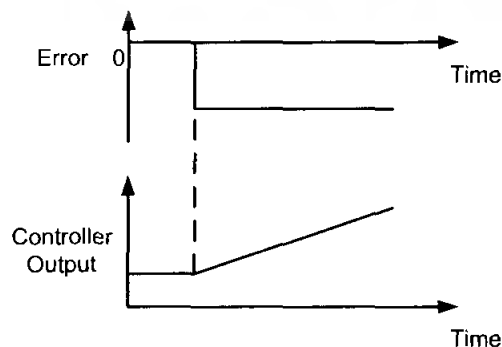


รูปที่ 2.4 ระบบควบคุมแบบไอ

ตัวควบคุมแบบ ไอ (Integral Controller) มีคุณสมบัติแสดงดังสมการ

$$V_{out} = K_i \int_0^t V_{indt} \quad (2.5)$$

เมื่อ K_i เป็นค่าคงที่ที่เรียกว่า integral gain ซึ่งจะมีหน่วยเป็น $1/\text{sec}$ รูปที่ 2.5 แสดงลักษณะการตอบสนองของ integral control เมื่อได้รับสัญญาณอินพุตแบบระดับ ถ้าปริพันธ์ระหว่างเวลา t และ 0 จะหมายถึงพื้นที่ใต้กราฟของสัญญาณความผิดพลาดจากเวลา 0 ถึง t ดังนั้นเนื่องจากเริ่มการมีสัญญาณอินพุตแบบระดับ เอาท์พุทที่ออกจากคอนโทรลเลอร์ จะมีค่ามากขึ้นเรื่อย ๆ ด้วยอัตราที่คงที่ ทำให้เอาท์พุทที่เวลาใดๆจะเป็นสัดส่วนกับอินพุทที่เกิดขึ้น



รูปที่ 2.5 ลักษณะการตอบสนองของตัวควบคุมแบบไอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

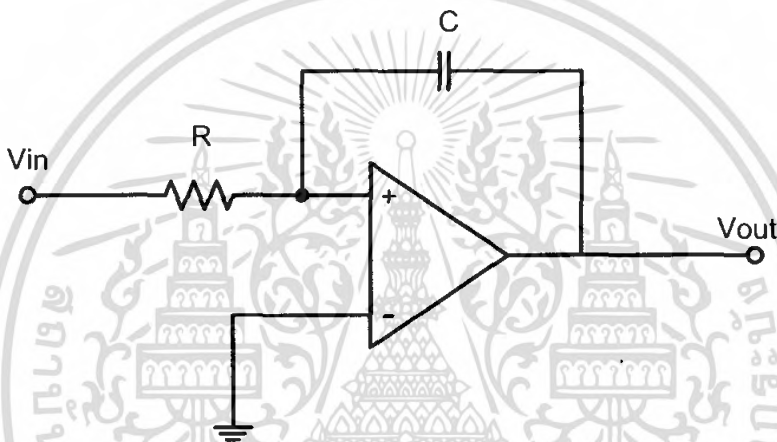
เปลี่ยนรูปลาปลาซของสมการ 2.5 จะทำให้เราได้ฟังก์ชันถ่ายโอนของคอนโทรลเลอร์เป็น

$$\frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{1}{T_i s} \quad (2.6)$$

เมื่อ $T_i = 1/K_i$ คือ integral time หรือ reset time โดย

$$T_i = 1/K_i = RC \quad (2.7)$$

โดยวงจรของตัวควบคุมแบบไอแสดงในรูปที่ 2.6



รูปที่ 2.6 วงจรของตัวควบคุมแบบไอที่สร้างจากออปแอมป์

2.1.2.1 ข้อดีของตัวควบคุมแบบไอ

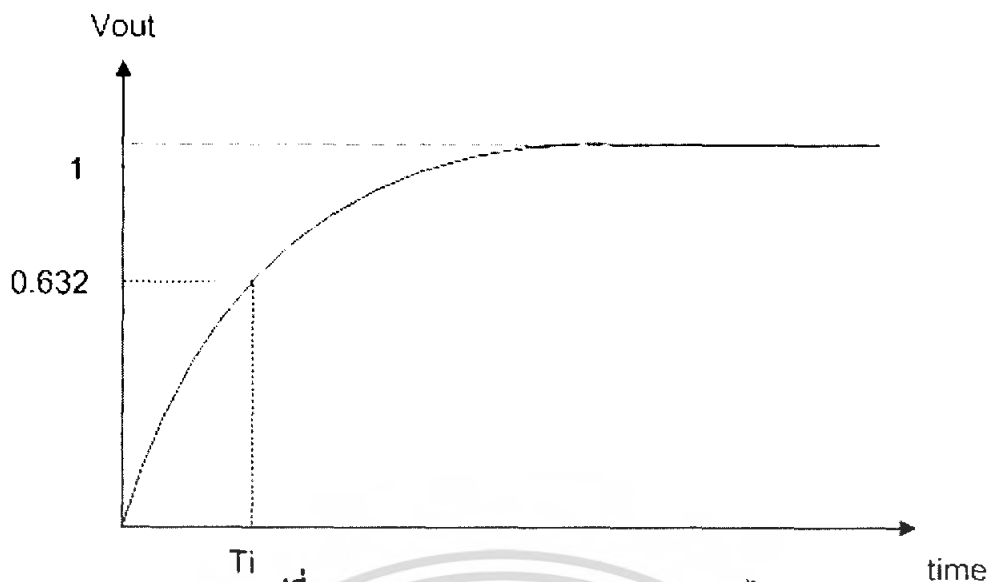
1. ไม่เกิดความผิดพลาดขึ้นในระบบ

2.1.2.2 ข้อเสียของตัวควบคุมแบบไอ

1. ถ้าค่า T_i น้อยระบบจะเข้าสู่เสถียรภาพได้เร็ว แต่ถ้าน้อยเกินไปอาจทำให้ระบบไม่เข้าสู่เสถียรภาพ
2. ถ้าค่า T_i มากเกินไปกระบวนการเข้าสู่เสถียรภาพของระบบ จะเกิดได้ช้า

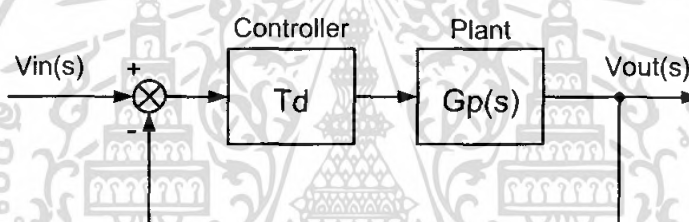
2.1.2.3 การหาค่า T_i

จากสมการที่ 2.6 สามารถหาค่า T_i ได้โดยการพิจารณาขนาดของผลตอบสนองที่ 63.2 % ของขนาดทั้งหมด สามารถแสดงวิธีการหาได้ดังรูปที่ 2.7



รูปที่ 2.7 ผลตอบสนองของการควบคุมแบบโอ

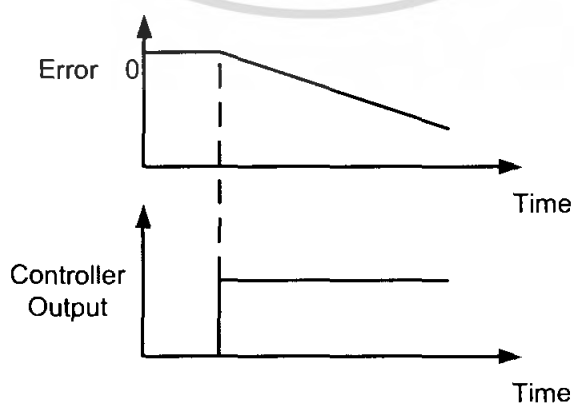
2.1.3 ตัวควบคุมแบบดิ (Derivative Controller)



รูปที่ 2.8 ระบบควบคุมแบบดิ

ตัวควบคุมแบบดิ (Derivative Controller) มีคุณสมบัติแสดงดังสมการ

$$V_{out} = K_d \frac{dv_{in}}{dt} \quad (2.8)$$



รูปที่ 2.9 การตอบสนองของตัวควบคุมแบบดิ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

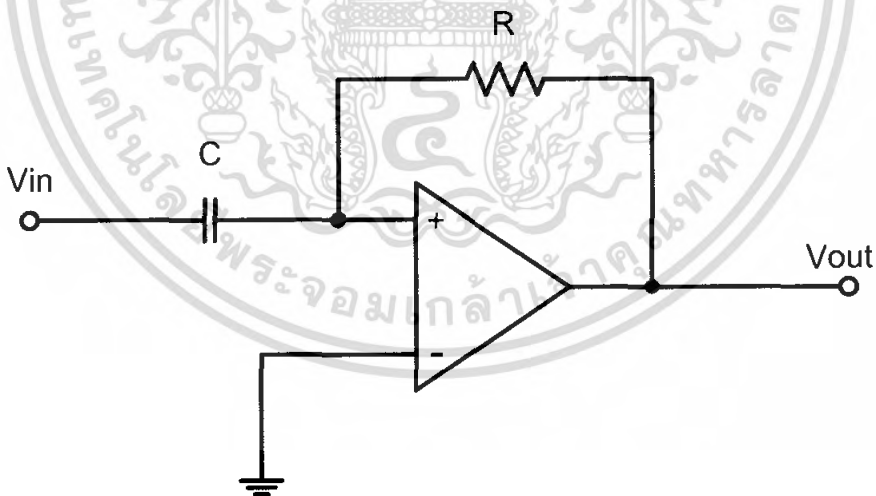
รูปที่ 2.9 แสดงสิ่งที่เกิดขึ้นเมื่อสัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณแบบลาดเมื่อเริ่มได้รับสัญญาณอินพุตและไม่ใช่ค่าของความผิดพลาดซึ่งทำให้เราได้สัญญาณส่งออกจากคอนโทรลเลอร์มีค่ามากก่อนที่จะเกิดความผิดพลาดขึ้นมาจริง ๆ อย่างไรก็ตามหากความผิดพลาดมีค่าคงที่ก็จะไม่มีการสะสมค่าความผิดพลาดแม้ว่าค่าความผิดพลาดจะมีมากก็ตาม ทำให้การควบคุมแบบอนุพันธ์นี้ไม่อ่อนไหวต่อค่าความผิดพลาดที่คงที่หรือเปลี่ยนแปลงอย่างช้า ๆ ซึ่งผลที่ตามมาการควบคุมแบบนี้จะไม่ใช้เพียงตัวเดียว แต่มักจะใช้ควบคุมร่วมกับการควบคุมแบบอื่น เปลี่ยนรูปลาปาซของสมการ 2.8 จะทำให้เราได้ฟังก์ชันถ่ายโอนของคอนโทรลเลอร์เป็น

$$\frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{1}{T_d s + 1} \quad (2.9)$$

เมื่อ $T_d = 1/K_d$ คือ Derivative time หรือ rate time โดย

$$T_d = 1/K_d = RC \quad (2.10)$$

โดยวงจรของตัวควบคุมแบบดี แสดงในรูปที่ 2.10



รูปที่ 2.10 วงจรของตัวควบคุมแบบดีที่สร้างมาจากออปแอมป์

2.1.3.1 ข้อดีของตัวควบคุมแบบดี

1. เหมาะกับกระบวนการที่มีค่า time lag มากๆ

2.1.3.2 ข้อเสียของตัวควบคุมแบบดี

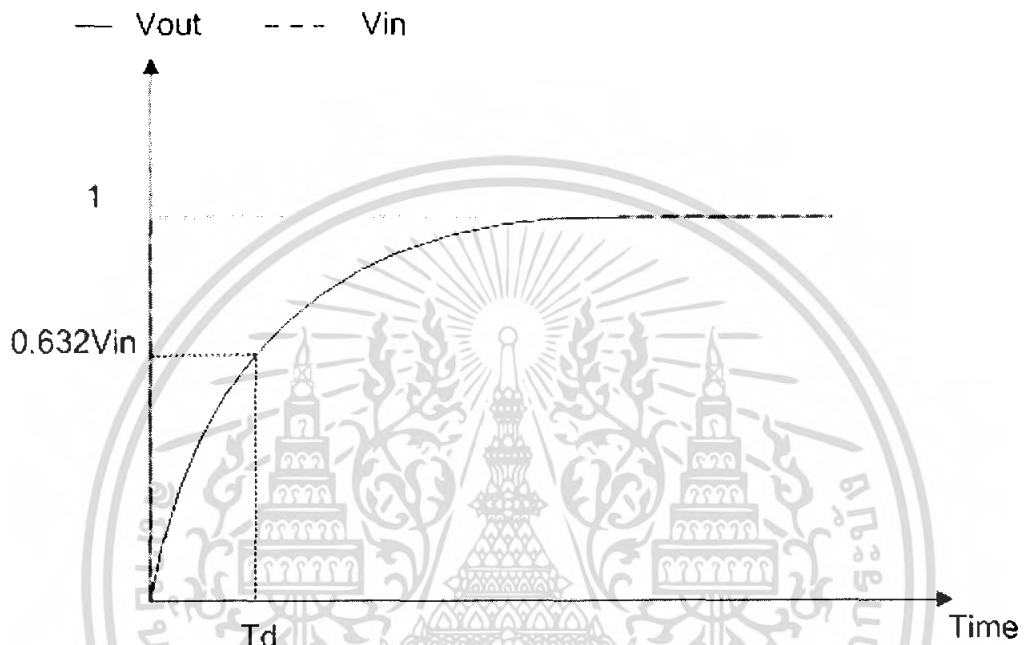
1. ไม่สามารถนำไปใช้งานโดยลำพังได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. มีความไวต่อสัญญาณรบกวนมาก
3. ถ้า T_d มีค่ามากจะทำให้ระบบไม่เสถียรภาพ

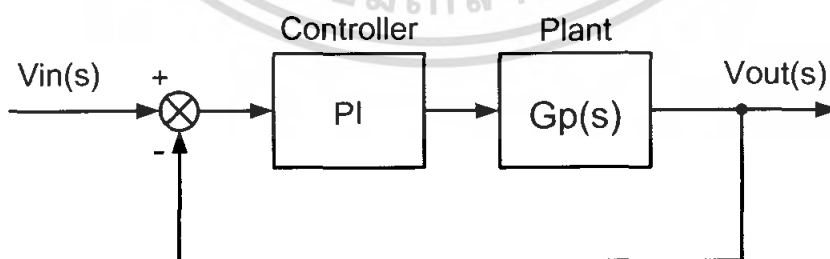
2.1.3.3 การหาค่า T_d

จากสมการที่ 2.9 สามารถหาค่า T_d ได้โดยการพิจารณาขนาดของผลตอบสนองที่ 63.2 % ของขนาดทั้งหมด สามารถแสดงวิธีการหาได้ดังรูปที่ 2.11



รูปที่ 2.11 ผลตอบสนองของการควบคุมแบบดี

2.1.4 ตัวควบคุมแบบพีไอ (Proportional - Integral Controller)



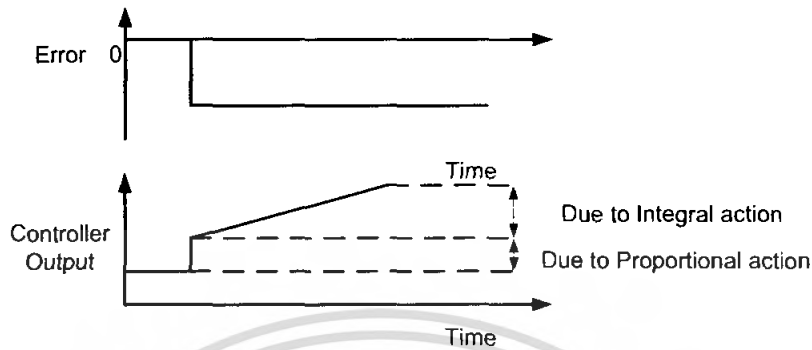
รูปที่ 2.12 ระบบควบคุมแบบพีไอ

ตัวควบคุมแบบพีไอ เป็นการนำตัวควบคุมแบบพี และไอมารวมกัน มีคุณสมบัติแสดงดังสมการ 2.11

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_{out} = (K_p V_{in} + K_i \int_0^t V_{in} dt) \quad (2.11)$$

โดยมีผลตอบสนองต่อสัญญาณอินพุทขั้นบันได (unit step) ดังรูป



รูปที่ 2.13 ผลตอบสนองของตัวควบคุมแบบพีไอ

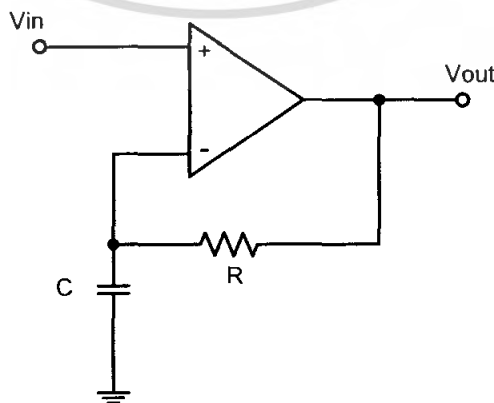
ในการทดลองนั้นเรากำหนดค่า K_p ให้มีค่าคงที่เท่ากับ 1 โดยมีฟังก์ชันถ่ายโอนของคอนโทรลเลอร์มีค่าแสดงดังสมการ 2.12

$$\frac{V_o(s)}{V_{in}(s)} = \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) \quad (2.12)$$

โดยค่า $T_i = 1/K_i$ คือ integral time หรือ reset time โดย

$$T_i = 1/K_i = RC \quad (2.13)$$

โดยวงจรของตัวควบคุมแบบพีไอ แสดงในรูปที่ 2.14



รูปที่ 2.14 วงจรของตัวควบคุมแบบพีไอที่สร้างมาจากออปแอมป์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1.4.1 ข้อดีของตัวควบคุมแบบพีไอ

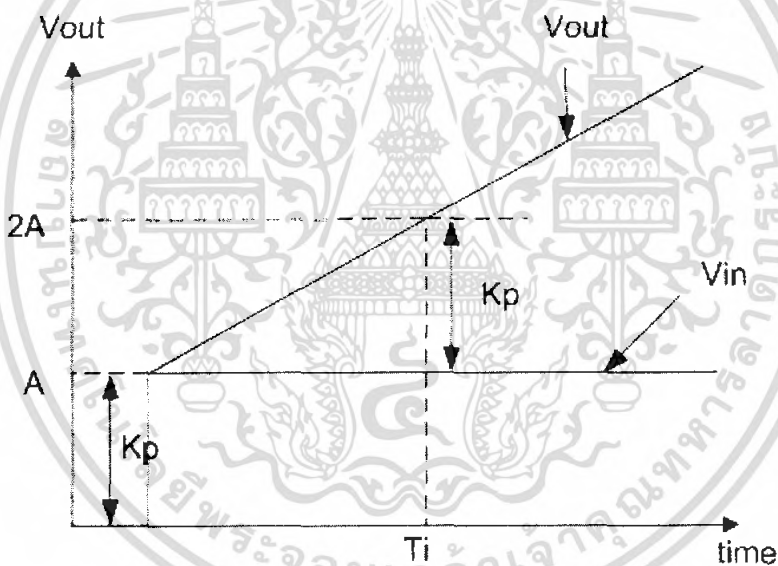
1. ทำให้ค่าความผิดพลาดที่เกิดจากตัวควบคุมแบบพีไอหมดไป
2. กำลังขยายของการอินทิเกรตสามารถปรับค่าได้อย่างอิสระ
3. เหมาะกับการใช้งานในระบบที่มีการเปลี่ยนแปลงโหลดมาก แต่ต้องเปลี่ยนแปลงอย่างช้าๆ

2.1.4.2 ข้อเสียของตัวควบคุมแบบพีไอ

1. เกิด time lag ขึ้นมาในระบบ
2. ถ้าค่า T_i ไม่เหมาะสมกับกระบวนการ ระบบอาจจะไม่เข้าสู่เสถียรภาพ

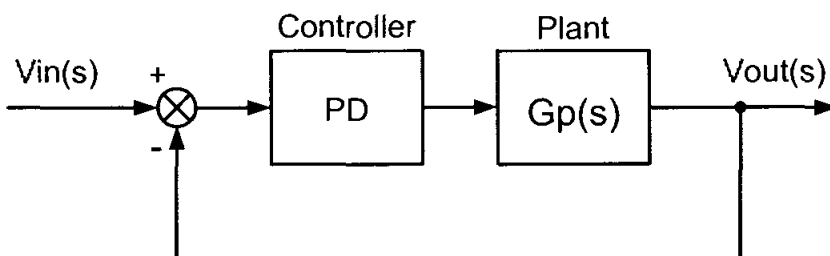
2.1.4.3 การหาค่า K_p และ T_i ของตัวควบคุมแบบพีไอ

จากสมการที่ 2.11 สามารถหาค่า K_p และ T_i ของตัวควบคุมแบบพีไอได้จากผลตอบสนองของตัวควบคุมแบบพีไอ แสดงดังรูปที่ 2.15



รูปที่ 2.15 ผลตอบสนองของการควบคุมแบบพีไอ

2.1.5 ตัวควบคุมแบบพีดี (Proportional - Derivative Controller)



รูปที่ 2.16 ระบบควบคุมแบบพีดี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตัวควบคุมแบบพีดี เป็นการนำตัวควบคุมแบบพี และแบบดีมารวมกัน มีคุณสมบัติแสดงดัง
สมการ

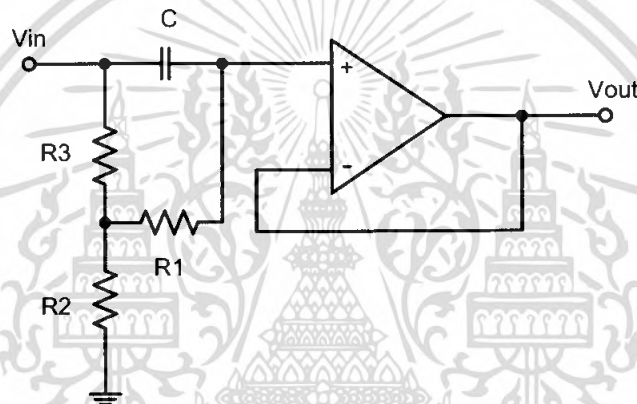
$$V_{out} = K_p V_{in} + T_d \frac{dV_{in}}{dt} \quad (2.14)$$

เมื่อค่า $T_d = RC$

โดยมีฟังก์ชันถ่ายโอนของคอนโทรลเลอร์เป็น

$$V_{out} = (K_p + T_d S) V_{in} \quad (2.15)$$

โดยวงจรของตัวควบคุมแบบพีดี แสดงในรูปที่ 2.17



รูปที่ 2.17 วงจรตัวควบคุมแบบพีดีที่สร้างมาจากออปแอมป์

จากวงจรดังรูปที่ 2.17 สามารถประมาณค่า V_{out} ได้ดังนี้

$$V_{out} = \frac{1}{n} \frac{(1 + nT_d S)}{(1 + T_d S)} V_{in} \quad (2.16)$$

เมื่อ $n = \frac{R_3 + R_4}{R_1}$ และ $T_d = R_1 C_1$ โดยในทางปฏิบัติ n จะมีค่าไม่น้อยกว่า 10 ดังนั้นค่า

โพลของระบบจึงจะมีค่าน้อยกว่าค่าซีโรมาก สมการที่ 2.16 จึงสามารถประมาณได้ดังนี้

$$V_{out} = \frac{1}{n} (1 + nT_d S) V_{in} \quad (2.17)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1.5.1 ข้อดีของตัวควบคุมแบบพีดี

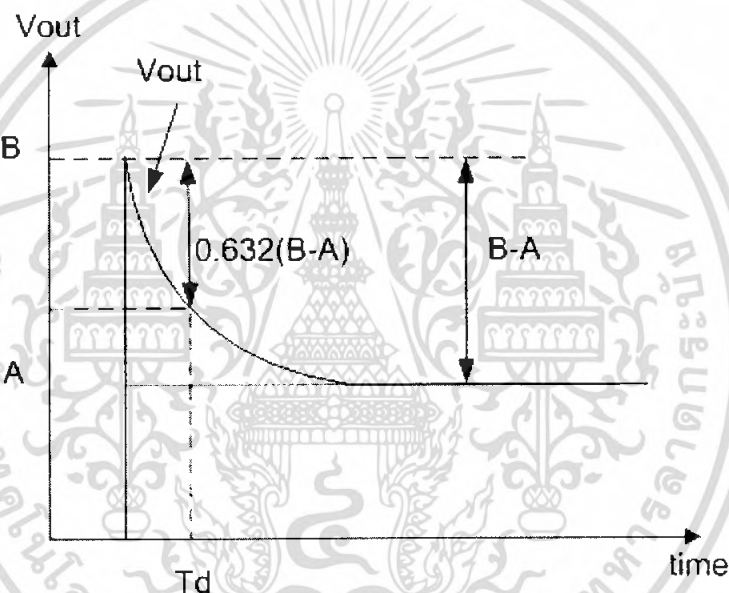
1. สามารถควบคุมระบบที่มีการเปลี่ยนแปลงโหลดอย่างรวดเร็วได้
2. ทำให้ระบบเข้าสู่เสถียรภาพได้เร็วขึ้น

2.1.5.2 ข้อเสียตัวควบคุมแบบพีดี

1. ไม่สามารถกำจัดค่าความผิดพลาดที่เกิดจากตัวควบคุมแบบพีดีได้

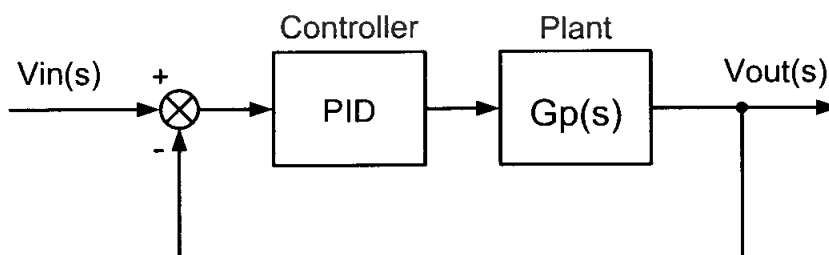
2.1.5.3 การหาค่า K_p และ T_d ของตัวควบคุมแบบพีดี

จากสมการที่ 2.14 สามารถหาค่า K_p และ T_d ของตัวควบคุมแบบพีดีได้จากผลตอบสนองของตัวควบคุมแบบพีดี แสดงดังรูปที่ 2.18



รูปที่ 2.18 ผลตอบสนองของตัวควบคุมแบบพีดี

2.1.6 ตัวควบคุมแบบพีไอดี (Proportional - Integral - Derivative Controller)



รูปที่ 2.19 ระบบควบคุมแบบพีไอดี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

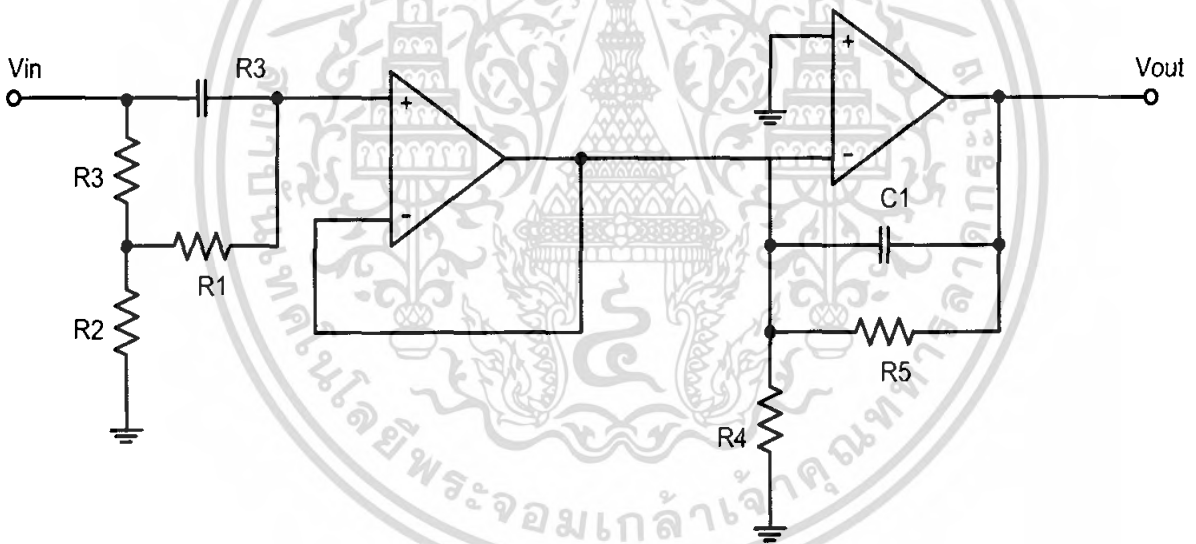
ตัวควบคุมแบบพีไอดี เป็นการนำตัวควบคุมแบบ พี ไอ และดี มารวมกัน มีคุณสมบัติแสดงดังสมการ

$$V_{out} = K_i \int V_{out} dt + K_p V_{out} + T_d \frac{dV_{out}}{dt} \quad (2.18)$$

ฟังก์ชันถ่ายโอนของคอนโทรลเลอร์ จะเป็นดังสมการ

$$\frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \left[K_p + T_d S + \frac{1}{T_i S} \right] \quad (2.19)$$

ตัวควบคุมแบบพีไอดีนั้น สามารถแก้ความผิดพลาดที่เกิดจากตัวควบคุมแบบพี ลดโอเวอร์ชูทที่จะทำให้เกิดการออสซิลเลท เนื่องจากตัวควบคุมแบบไอ และให้ผลตอบสนองได้เร็วตามคุณสมบัติของตัวควบคุมแบบดี โดยวงจรของตัวควบคุมแบบพีไอดีแสดงในรูปที่ 2.20

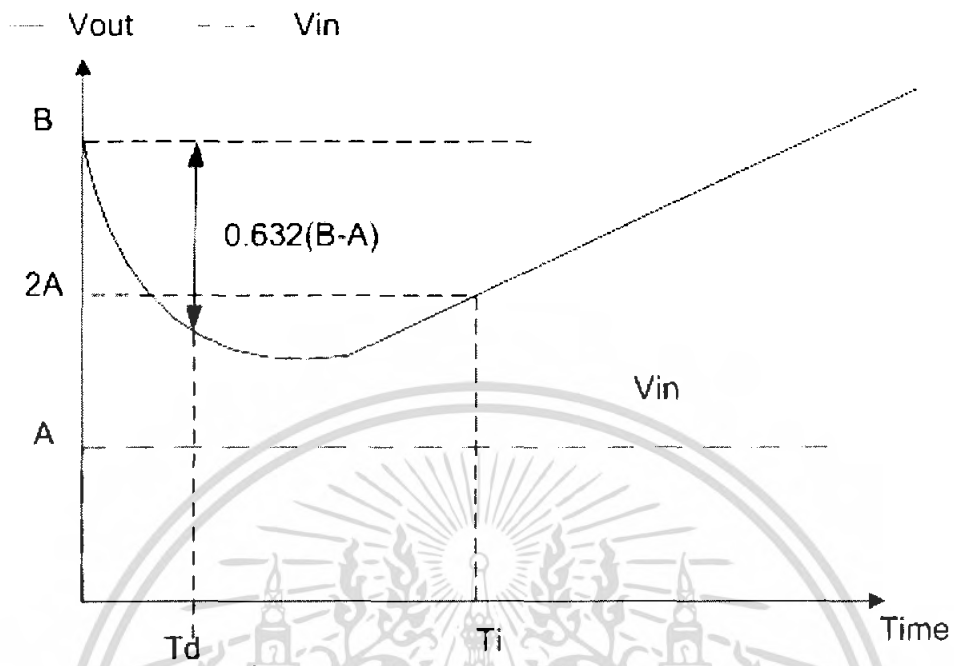


รูปที่ 2.20 วงจรของตัวควบคุมแบบพีไอดีที่สร้างมาจากออปแอมป์

2.1.6.1 การหาค่า K_p , T_i และ T_d ของตัวควบคุมแบบพีไอดี

จากสมการ 2.18 สามารถหาค่า K_p , T_i และ T_d ของตัวควบคุมแบบพีไอดีได้จากผลตอบสนองของตัวควบคุมแบบพีไอดี แสดงดังรูปที่ 2.21

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.21 ผลตอบสนองของตัวควบคุมแบบพีไอดี

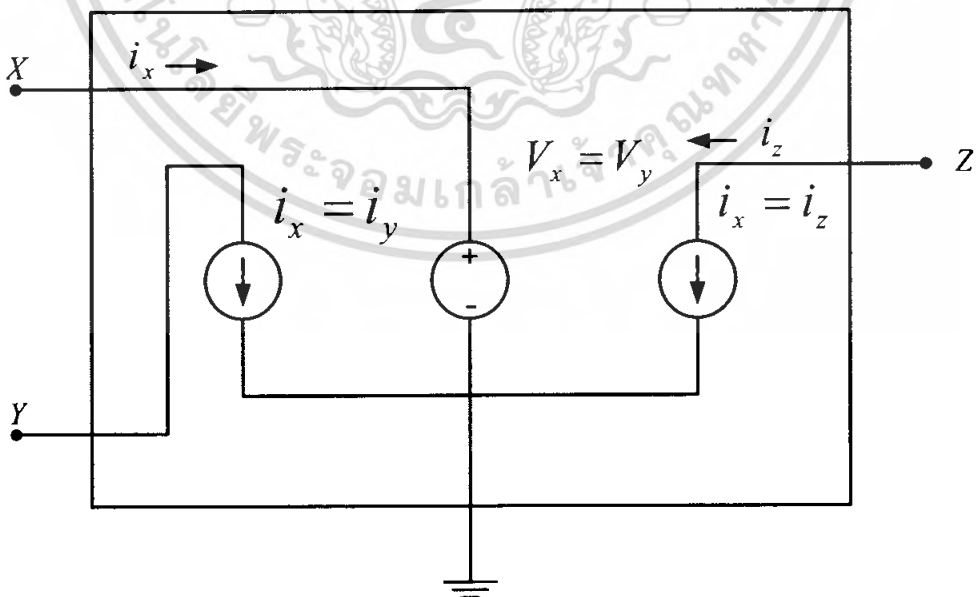
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2 ทฤษฎีของวงจรสายพานกระแส

วงจรสายพานกระแส (Current Conveyor) เป็นวงจรปฏิบัติการเกี่ยวกับสัญญาณทางด้านอนาลอกที่สามารถใช้งานร่วมกับวงจรอิเล็กทรอนิกส์อื่นๆ เพื่อก่อกำเนิดวงจรที่ประมวลผลสัญญาณอนาลอกในโหมดกระแสที่เป็นประโยชน์ได้อีกมากมาย ลักษณะของวงจรสายพานกระแสมีความคล้ายคลึงกับวงจรออปแอมป์ ซึ่งเป็นที่รู้จักกันโดยทั่วไปในด้านมุมมองที่เป็นวงจรสำเร็จแบบวงจรรวม ข้อแตกต่างระหว่างวงจรสายพานกระแสและวงจรออปแอมป์ที่มีความเด่นชัดคือ วงจรออปแอมป์เป็นวงจรทางด้านอนาลอกที่ทำงานในโหมดแรงดัน ซึ่งเป็นโหมดการทำงานของวงจรที่เป็นที่คุ้นเคยกันและใช้งานแพร่หลายกันอยู่โดยทั่วไป สำหรับวงจรสายพานกระแสนั้นเป็นวงจรปฏิบัติการแบบอนาลอกที่ทำงานในโหมดกระแส ซึ่งวงจรที่ทำงานในโหมดกระแสมีข้อดีคือ ให้ความถูกต้องและแม่นยำของค่าอัตราขยายสัญญาณของวงจร และมีย่านความถี่ในการทำงานที่กว้างกว่าเมื่อเปรียบเทียบกับวงจรประเภทเดียวกันที่ทำงานในโหมดแรงดัน วงจรสายพานกระแสนั้นได้รับการพัฒนามาเป็นลำดับ โดยเริ่มจากวงจรสายพานกระแสรุ่นที่หนึ่ง (CCI) , วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง(CCI2),และวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง ที่ควบคุมด้วยกระแส (CCCII)

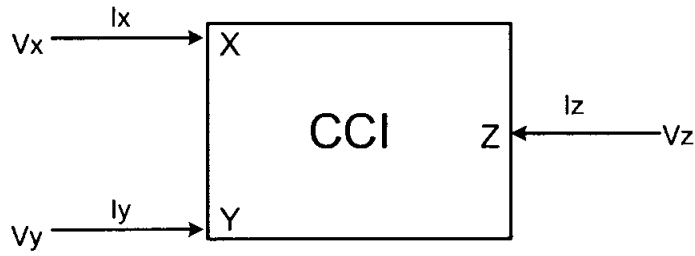
2.2.1 วงจรสายพานกระแสรุ่นที่หนึ่ง (First Generation Current Conveyor : CCI)

วงจรสายพานกระแสรุ่นที่หนึ่ง เป็นวงจรแบบแอคทีฟที่ได้ถูกนำเสนอ เป็นครั้งแรกในปี 1968 โดย K.C. Smith และ A.S. Sedra โดยวงจรที่ถูกนำเสนอในครั้งแรกเรียกว่าวงจรสายพานกระแสรุ่นที่หนึ่ง (First Generation Current Conveyor : CCI) แสดงได้ดังรูปที่ 2.22



รูปที่ 2.22 วงจรสมมูลของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่หนึ่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.23 สัญลักษณ์ของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่หนึ่ง

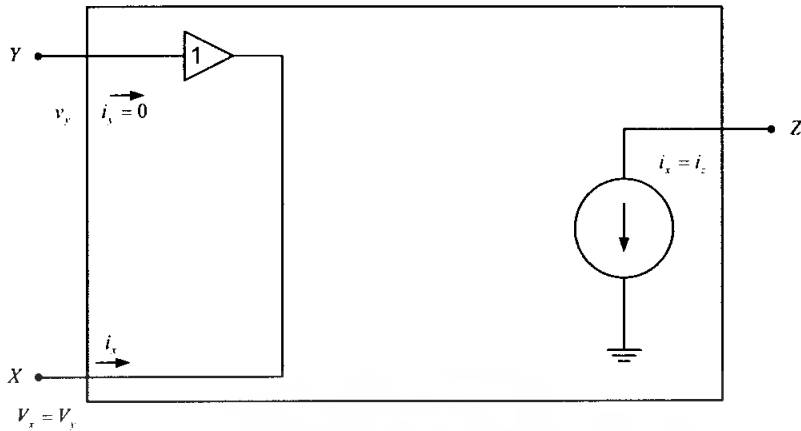
วงจรสายพานกระแสรุ่นที่หนึ่ง จัดเป็นวงจรประเภท 3 ขั้ว คือมีขั้ว x,y เป็นขั้วของจุดสัญญาณทางด้านขาเข้า และขั้ว z เป็นขั้วของจุดสัญญาณทางด้านขาออกตามลำดับ ซึ่งโดยหลักการทำงานพื้นฐานของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่หนึ่ง แสดงดังสมการที่ 2.20 สามารถอธิบายได้ คือ ถ้ามีแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมจุดสัญญาณทางด้าน y แล้ว จะส่งผลให้มีแรงดันตกคร่อมเท่ากันที่ด้าน x เป็นกรณีที่ 1 กรณีที่ 2 ถ้ามีกระแสถูกป้อนเข้าที่ด้าน x กระแสที่ไหลผ่านทางด้าน y จะมีค่าเท่ากับทางด้าน x และกระแสค่าเดียวกันนี้จะถูกขนถ่ายไปเป็นกระแสทางด้าน z ด้วยค่าที่เท่ากับด้าน x เป็นกรณีที่ 3 ทั้งหมดจะเป็นอิสระจากกัน จากคุณสมบัติดังกล่าวจะสามารถเขียนเป็นวงจรเสมือนได้ดังรูปที่ 2.23

$$\begin{bmatrix} i_y \\ v_x \\ i_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_y \\ i_x \\ v_z \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

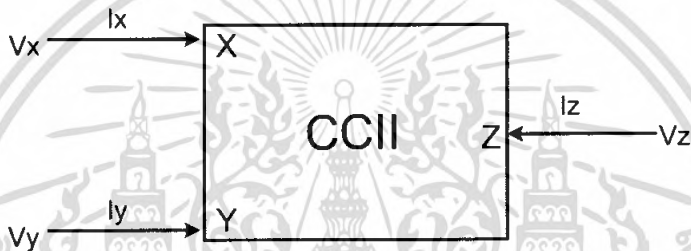
จากคุณสมบัติตามสมการที่ (2.20) สามารถนำไปเขียนวงจรสมมูลของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่หนึ่งได้ดังรูปที่ 2.22 และ 2.23

2.2.2 วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง (Second Generation Current Conveyor : CCII)

ต่อมาบุคคลทั้งสองได้ปรับปรุงแก้ไขวงจรสายพานกระแสให้มีประสิทธิภาพดีขึ้นได้โดยเรียกว่า วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง (Second Generation Current Conveyor : CCII) โดยได้นำเสนอ ในปี 1970 ซึ่งในช่วงแรกไม่ค่อยได้รับความนิยมมากนัก จนกระทั่งปี 1990 ได้มีการนำวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองมาใช้ออกแบบวงจรประเภทอนาล็อกอย่างต่อเนื่องและแพร่หลายจนปัจจุบัน วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง แสดงได้ดังรูปที่ 2.24 และ 2.25



รูปที่ 2.24 วงจรสมมูลของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง



รูปที่ 2.25 สัญลักษณ์ของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง

คุณสมบัติของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่ 2 ในอุดมคติคือ ค่าความต้านทานที่ด้าน x ควรจะมีค่าต่ำมากๆ เข้าใกล้ 0 ความต้านทานที่ขั้ว y และ z ควรจะสูงมากๆ ความแตกต่างระหว่างวงจรสายพานกระแสรุ่นที่หนึ่ง และรุ่นที่สอง คือ ขั้ว x ของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง นั้น สามารถเป็นเสมือนแหล่งจ่ายแรงดันได้

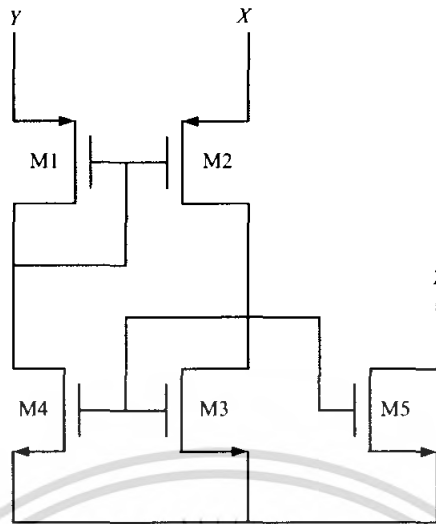
$$\begin{bmatrix} v_x \\ i_y \\ i_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & \pm 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_y \\ i_x \\ v_z \end{bmatrix} \tag{2.21}$$

คุณสมบัติของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง แสดงได้ดังสมการ (2.21) สามารถเขียนวงจรสมมูลได้ดังรูปที่ 2.24

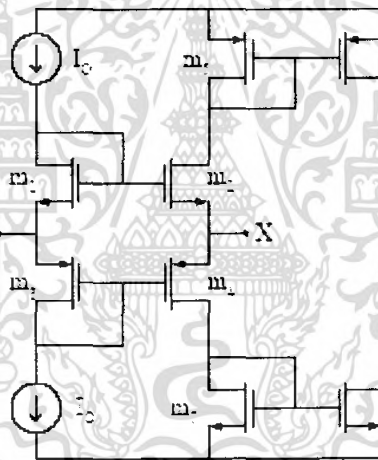
2.2.3 วงจรสายพานกระแสแบบต่างๆ

นอกจากวงจรสายพานกระแสรูปแบบที่กล่าวมาแล้วข้างต้น ยังมีวงจรสายพานกระแสที่สามารถสร้างได้จากอุปกรณ์ต่างๆ อีกมาก อาทิเช่น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.26 วงจรสายพานกระแสร่นที่หนึ่งสร้าง โดยใช้ CMOS



รูปที่ 2.27 วงจรสายพานกระแสร่นที่สองสร้าง โดยใช้ CMOS

นอกจากนี้แล้ววงจรสายพานกระแสยังสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานอื่นๆ ได้อีกมากมาย เช่น วงจรกรองสัญญาณ (Filter) วงจรกำเนิดสัญญาณ (Oscillator) และวงจรมอดูเลชันอื่นๆ ได้อีกมากมาย

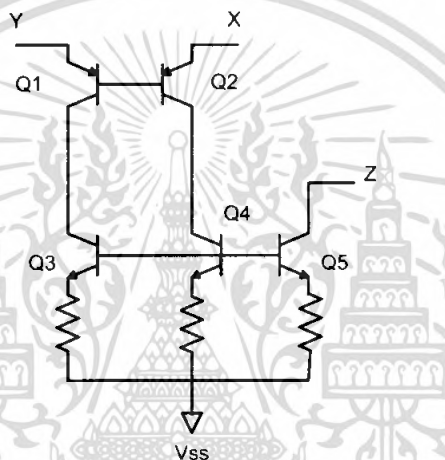
2.2.4 การสร้างวงจรสายพานกระแส

$$\begin{bmatrix} v_x \\ i_y \\ i_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & \pm 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_y \\ i_x \\ v_z \end{bmatrix} \tag{2.22}$$

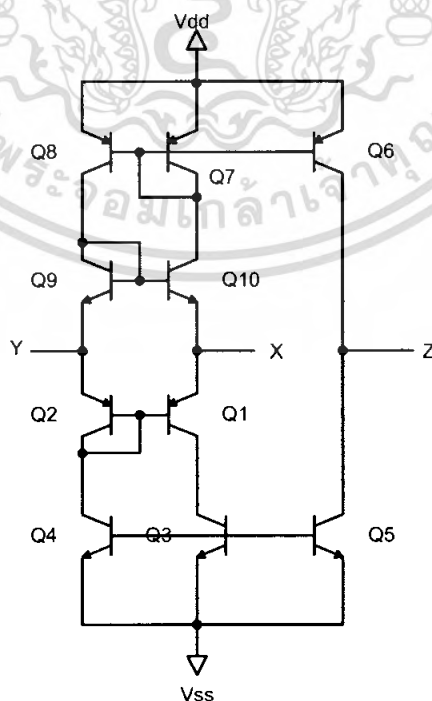
จากสมการ แสดงให้เห็นว่าไม่มีกระแสไหลเข้าที่ขั้ว y ดังนั้นในการออกแบบวงจรเราจะต้องให้ความต้านทานที่ขั้ว y มีค่าสูงๆ ในขณะที่แรงดันที่ขั้ว x (V_x) จะเท่ากับที่ขั้ว y (V_y) ในกรณีนี้จะถือว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เห็นว่ามีคุณสมบัติเหมือนวงจรตามแรงดัน (Voltage follower) ส่วนกระแสที่ไหลเข้า/ออกที่ขั้ว z (I_z) จะเท่ากับขั้ว x (I_x) ซึ่งจะมีคุณสมบัติเหมือนวงจรตามกระแส (Current follower) โดยคุณสมบัติความต้านทานที่ขั้ว z ควรจะต้องสูงมากๆ ส่วนความต้านทานที่ขั้ว x ควรจะต่ำที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้ เนื่องจากวงจรสายพานกระแสถูกสร้างขึ้นจากอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ ดังนั้นจึงมีค่าความผิดพลาดเกิดขึ้นค่าความผิดพลาดในกรณีนี้ที่ V_x ไม่เท่ากับ V_y เราจะเรียกว่า “Voltage tracking error” ส่วนค่าความผิดพลาดในกรณีนี้ที่ I_z ไม่เท่ากับ I_x จะเรียกว่า “Current tracking error” ความผิดพลาดเหล่านี้ในการออกแบบวงจรเราจะต้องพยายามทำให้มีค่าน้อยที่สุด

วงจรสายพานกระแสรุ่นที่หนึ่งสามารถสร้างได้ดังรูปโดยใช้ทรานซิสเตอร์ NPN 3904 และ PNP 3906 แสดงได้ดังรูปที่ 2.28 และรูปที่ 2.29



รูปที่ 2.28 วงจรสายพานกระแสรุ่นที่หนึ่ง



รูปที่ 2.29 วงจรสายพานกระแสรุ่นที่หนึ่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 2.28 และ 2.29 ทรานซิสเตอร์ Q_1 ถึง Q_4 ประกอบขึ้นโดยใช้หลักการของ ทรานส์ ลินเนียร์ ซึ่งหลักการนี้จะอาศัยความสัมพันธ์ที่เป็นเชิงเส้นระหว่างค่าความนำ (Transconductance) กับกระแสที่ไหลในตัวไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ซึ่งมีความสัมพันธ์กันแบบเอ็กซ์โพเนนเชียล กับ แรงดันซึ่งไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์(BJT) คือ อุณหภูมิที่มีคุณสมบัติความสัมพันธ์ระหว่างกระแส คอลเลคเตอร์ (I_C) กับแรงดันที่ตกคร่อมระหว่างเบส และอิมิตเตอร์ (V_{BE}) ซึ่งจากหลักการนี้สามารถ เขียนสมการได้เป็น

$$I_C = I_S \exp\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right) \quad (2.23)$$

เมื่อ I_S คือ กระแสในช่วงอิมิต

V_T คือ แรงดันอุณหภูมิ มีค่าเท่ากับ kT/q โดยมีค่าประมาณ 25mV ที่อุณหภูมิ 27 °C

k คือ ค่าคงที่ของ Boltzmann มีค่าเท่ากับ 1.38×10^{-23} J/K

T คือ อุณหภูมิ มีหน่วยเป็นเคลวิน

q คือ ค่าประจุไฟฟ้า มีค่าเท่ากับ 1.66×10^{19} คูลอมบ์

จากรูปที่ 2.28 และ 2.29 ทรานซิสเตอร์ Q_1 ถึง Q_4 ประกอบขึ้นโดยใช้หลักการของ ทรานส์ ลินเนียร์ ซึ่งหลักการนี้ถูกนำเสนอ โดย Gilbert ในปี 1975 โดยทฤษฎีนี้จะอาศัยความสัมพันธ์ ในลักษณะที่เป็นเชิงเส้น ระหว่างค่าทรานคอนดักแตนซ์ในตัวทรานซิสเตอร์ กับกระแสที่ไหลในตัว ทรานซิสเตอร์ โดยมีความสัมพันธ์กันแบบเอ็กซ์โพเนนเชียลระหว่างกระแสกับแรงดัน ซึ่ง ความสัมพันธ์นี้สามารถเขียนได้ดังสมการ

$$g = \frac{dI}{dV} = aI \quad (2.24)$$

โดยที่ g คือ ค่าทรานคอนดักแตนซ์ และ a คือ ค่าคงที่

เมื่อทำการอินทิเกรตสมการที่ 2.24 จะได้

$$\begin{aligned} \int \frac{dI}{I} &= \int aI dV \\ \int \frac{1}{I} dI &= a \int dV \\ \ln I &= aV + c \\ I &= b \exp(aV) \end{aligned} \quad (2.25)$$

เมื่อ b คือค่าคงที่

เมื่อใช้ทฤษฎีแรงดันของเคอร์ชอฟฟ์ (KVL) เราสามารถเขียนสมการความสัมพันธ์ได้ว่า เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_{BE1} + V_{BE3} = V_{BE2} + V_{BE4} \quad (2.26)$$

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

$$V_{T1} \ln\left(\frac{I_{C1}}{I_{S1}}\right) + V_{T2} \ln\left(\frac{I_{C2}}{I_{S2}}\right) = V_{T3} \ln\left(\frac{I_{C3}}{I_{S3}}\right) + V_{T4} \ln\left(\frac{I_{C4}}{I_{S4}}\right) \quad (2.27)$$

หรือเขียนในรูปความหนาแน่นของกระแส (J) จะได้ความสัมพันธ์ดังสมการ

$$V_{T1} \ln\left(\frac{J_{C1}}{J_{S1}}\right) + V_{T2} \ln\left(\frac{J_{C2}}{J_{S2}}\right) = V_{T3} \ln\left(\frac{J_{C3}}{J_{S3}}\right) + V_{T4} \ln\left(\frac{J_{C4}}{J_{S4}}\right) \quad (2.28)$$

เมื่อสมมติว่า Q_1 ถึง Q_4 ถูกสร้างขึ้นจากกระบวนการที่กระทำในเวลาเดียวกัน และทำงานที่อุณหภูมิเดียวกัน ซึ่งจะทำให้ได้ความสัมพันธ์

$$V_{T1} = V_{T2} = V_{T3} = V_{T4} = V_T \quad (2.29)$$

และเมื่อกำหนดให้ค่า J_S ของทรานซิสเตอร์แต่ละตัวมีค่าเท่ากัน ดังนั้นจะสามารถเขียนสมการได้

$$\begin{aligned} \ln J_{C1} + \ln J_{C2} &= \ln J_{C3} + \ln J_{C4} \\ J_{C1} J_{C2} &= J_{C3} J_{C4} \end{aligned} \quad (2.30)$$

ซึ่งเมื่อแสดงความสัมพันธ์ของสมการในรูปทั่วไประหว่างกระแสคอลเลกเตอร์กับพื้นที่ของอีมิเตอร์ (A) จะได้ดังสมการ

$$\frac{I_{C1} I_{C3}}{A_1 A_3} = \frac{I_{C2} I_{C4}}{A_2 A_4} \quad (2.31)$$

จากสมการ 2.31 จะเห็นว่าวงจรทรานส์ลีนเนียร์ที่ติดการทำงานในโหมดกระแสเป็นหลักจะทำให้การทำงานของวงจรมั่นแน่นอน โดยไม่มีผลกระทบจากอุณหภูมิ จากความสัมพันธ์ดังกล่าวเงื่อนไขของทรานส์ลีนเนียร์สามารถกล่าวได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1. อุปกรณ์ทุกตัวที่ประกอบร่วมกันเป็นรูปของทรานส์ลีนเนียร์นั้น จะต้องมีความสัมพันธ์ของตัวแปรทางไฟฟ้าเป็นไปตามสมการ 2.32

$$V = V_T \ln\left(\frac{J}{J_S} + 1\right) \text{ หรือ } J = J_S \ln\left(\frac{V}{V_T} + 1\right) \quad (2.32)$$

2. ความหนาแน่นของกระแส J ต้องมีค่ามากกว่าค่าความหนาแน่นของกระแสอิ่มตัว J_S มากๆ จึงจะทำให้สามารถตัดค่า 1 ทิ้งในพจน์ของลอการิทึมได้โดยไม่เกิดความผิดพลาด

3. รูปของทรานส์ลีนเนียร์ จะต้องประกอบด้วยอุปกรณ์ที่มีเงื่อนไขตามข้อที่ 1 เป็นจำนวนคู่ โดยจะมีอุปกรณ์ดังกล่าวจำนวนเท่าๆ กันต่ออยู่ในทิศทางตรงข้ามกันภายในรูป

4. คู่ของอุปกรณ์ที่ต่ออยู่ในทิศทางตรงกันข้ามจะต้องเป็นอุปกรณ์ที่มีค่าความหนาแน่นกระแสอิ่มตัว J_S เท่ากัน

5. อุปกรณ์ภายในรูปทุกตัวทำงานที่ระดับอุณหภูมิเดียวกัน

จากเงื่อนไขดังกล่าวข้างต้น จะเห็นได้ว่าในการวิเคราะห์หลักการของทรานส์ลีนเนียร์ นั้นค่าพารามิเตอร์ J_S และ V_T ซึ่งเป็นตัวแปรที่มีค่าขึ้นอยู่กับอุณหภูมิ และกระบวนการในการสร้างอุปกรณ์ประเภทสารกึ่งตัวนำจะถูกขจัดออกไปจากความสัมพันธ์ของกระแสที่ต้องการ ซึ่งสามารถทำได้โดยการกำหนดให้พารามิเตอร์ที่เกี่ยวข้องกับอุณหภูมิของอุปกรณ์แต่ละตัวมีค่าเท่ากัน และอุปกรณ์ภายในรูปทำงานที่อุณหภูมิเดียวกัน ซึ่งจะทำให้ได้ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสของอุปกรณ์ภายในเป็นไปตามสมการที่ 2.31 โดยความสัมพันธ์ดังกล่าวเป็นความสัมพันธ์ที่มีความแม่นยำโดยไม่ได้รับผลกระทบจากอุณหภูมิ

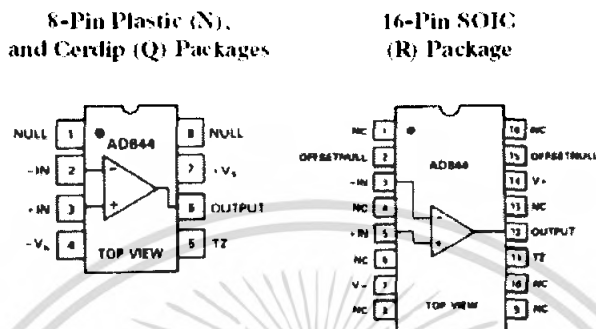
วงจรสายพานกระแสรุ่นที่หนึ่งในรูปที่ 2.28 คือวงจรที่เหมาะสมจะนำมาสร้างเป็นวงจรต่างๆ แต่อย่างไรก็ตามในปัจจุบันไม่นิยมใช้แล้ว โดยทั่วไปแล้วในปัจจุบันนิยมใช้วงจรสายพานกระแสรุ่นที่หนึ่งซึ่งสามารถสร้างเป็นวงจรดังแสดงได้ดังรูปที่ 2.29 โดย Q_1 ถึง Q_4 สร้างเป็นทรานส์ลีนเนียร์รูป โดยมี Q_5 และ Q_6 เป็นวงจรสะท้อนกระแสอย่างง่าย เช่นเดียวกับ Q_7 และ Q_8 เราจะเรียกวงจรในรูปแบบ นี้ว่าเป็นวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองแบบบวก โดยจะสังเกตเห็นว่าทิศทางกระแสไหลของกระแสที่ขั้ว Z จะไหลเข้า

สำหรับวงจรสายพานกระแสแบบลบสามารถสร้างได้โดยง่าย โดย Q_6, Q_8, Q_9 และ Q_{11} ต่อในลักษณะ Cross couple ซึ่งทิศทางกระแสไหลของกระแสที่ขั้ว Z จะไหลออก โดยจะใช้วงจรสะท้อนกระแสอย่างง่ายมาทำการตรวจจับกระแสที่ขั้ว x และสะท้อนสู่ขั้ว z

2.2.5 ไอซีเบอร์ AD844AN

ไอซีเบอร์ AD844AN มักนิยมนำมาใช้ในการวิเคราะห์แทนการต่อวงจรสายพานกระแส ซึ่งที่จริงแล้วไอซีเบอร์ AD844AN เป็นออปแอมป์ที่มีอินพุตเป็นแบบทรานส์ลีนีเยอร์ซึ่งตำแหน่งของขาต่างๆของไอซีเบอร์ AD844AN แสดงดังรูป

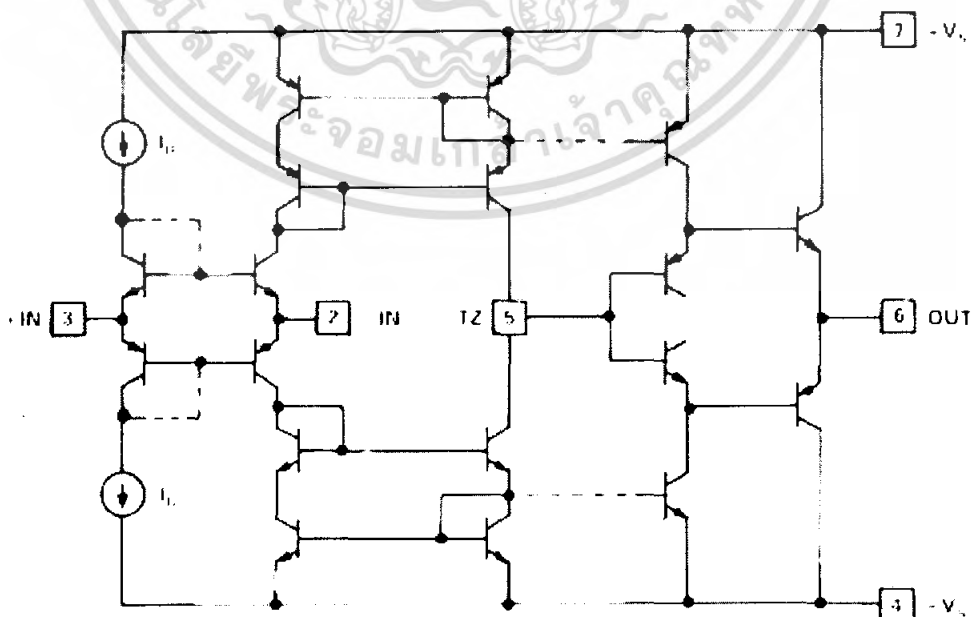
CONNECTION DIAGRAMS



รูปที่ 2.30 ไอซีเบอร์ AD844AN

ไอซีเบอร์ AD844AN นี้เป็นไอซีที่มีคุณสมบัติค่อนข้างดีดังนั้นราคาจึงค่อนข้างแพง และหาได้ยากในปัจจุบัน โดยมีช่วงแบนด์วิดท์กว้างถึง 60 MHz ที่อัตราขยาย -1 dB และ 33 MHz ที่อัตราขยาย -10 dB มีความเร็วสูง และความเพี้ยนต่ำ สามารถทำงานได้ที่แหล่งจ่ายแรงดัน ± 4.5 โวลต์ ± 18 โวลต์ ส่วนคุณสมบัติอื่นๆ แสดงดังภาคผนวก

วงจรภายในของไอซีเบอร์ AD844AN แสดงดังรูป จะเห็นได้ว่าอินพุตประกอบขึ้นจากหลักการของทรานส์ลีนีเยอร์ ขาที่ 3 แทนได้กับขั้ว y ขาที่ 2 แทนได้กับขั้ว x และขาที่ 5 แทนได้กับขั้ว z



รูปที่ 2.31 วงจรภายในของไอซีเบอร์ AD844AN

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

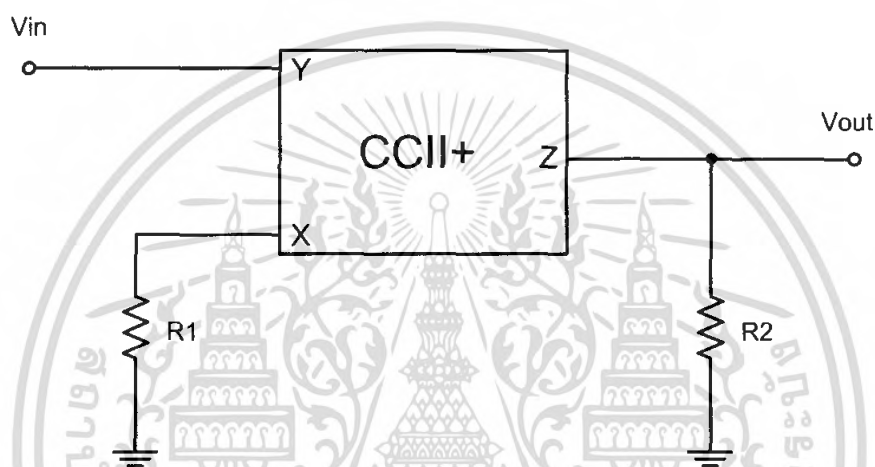
2.2.6 ตัวควบคุมแบบต่างๆ ที่สร้างมาจากวงจรสายพานกระแส

2.2.6.1 ตัวควบคุมแบบพี (Proportional Controller)

ตัวควบคุมแบบพี (Proportional Controller) เป็นตัวควบคุมหลักในทุกระบบโดยมีคุณสมบัติแสดงดังสมการที่ 2.33

$$V_{out} = K_p V_{in} \quad (2.33)$$

โดยที่วงจรของตัวควบคุมแบบพี ที่สร้างจากวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองแสดงดังรูป



รูปที่ 2.32 ตัวควบคุมแบบพีโดยใช้วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง

โดยที่คุณสมบัติของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง สามารถแสดงได้ดังสมการ

$$V_X = V_Y$$

$$I_Z = I_X$$

โดยจากคุณสมบัติของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง ทำให้สามารถหาค่าของตัวควบคุมแบบพีที่สร้างมาจากวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองได้ แสดงดังสมการ 2.34

$$V_{out} = \left(\frac{R_2}{R_1} \right) V_{in} \quad (2.34)$$

เมื่อนำมาเปรียบเทียบกับสมการพื้นฐานของตัวควบคุมแบบพีจะทำได้หาค่า K_p ได้โดยที่

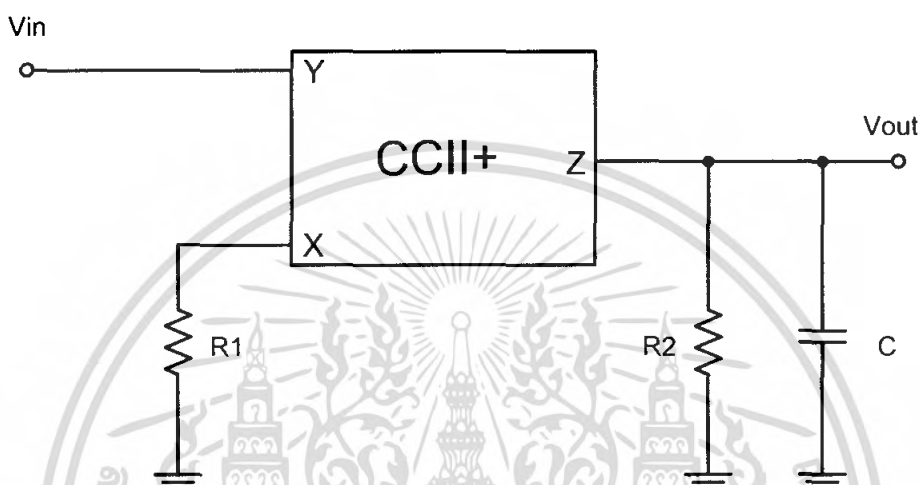
$$K_p = \left(\frac{R_2}{R_1} \right)$$

2.2.6.2 ตัวควบคุมแบบไอ (Integral Controller)

ตัวควบคุมแบบ ไอ (Integral Controller) มีคุณสมบัติแสดงดังสมการ 2.35

$$V_{out}(s) = \frac{1}{T_i s} V_{in}(s) \quad (2.35)$$

โดยที่วงจรของตัวควบคุมแบบไอ ที่สร้างจากวงจรสายพานกระแสรูนที่สองแสดงดังรูป



รูปที่ 2.33 ตัวควบคุมแบบไอ โดยใช้วงจรสายพานกระแสรูนที่สอง

โดยที่คุณสมบัติของวงจรสายพานกระแสรูนที่สอง สามารถแสดงได้ดังสมการ

$$V_x = V_y$$

$$I_z = I_x$$

โดยจากคุณสมบัติของวงจรสายพานกระแสรูนที่สอง ทำให้สามารถหาค่าของตัวควบคุมแบบไอที่สร้างมาจากวงจรสายพานกระแสรูนที่สองได้ แสดงดังสมการ 2.36

$$V_{out}(s) = \frac{Z_2}{Z_1} V_{in}(s)$$

$$Z_1 = R_1 \quad Z_2 = R_2 // C = \frac{R_2}{sR_2C + 1}$$

$$V_{out}(s) = \frac{R_2}{R_1} \frac{1}{sR_2C + 1} V_{in}(s) \quad (2.36)$$

เมื่อนำมาเปรียบเทียบกับสมการพื้นฐานของตัวควบคุมแบบไอจะช่วยให้สามารถหาค่า T_i ได้ โดยที่

$$T_i = R_2 C$$

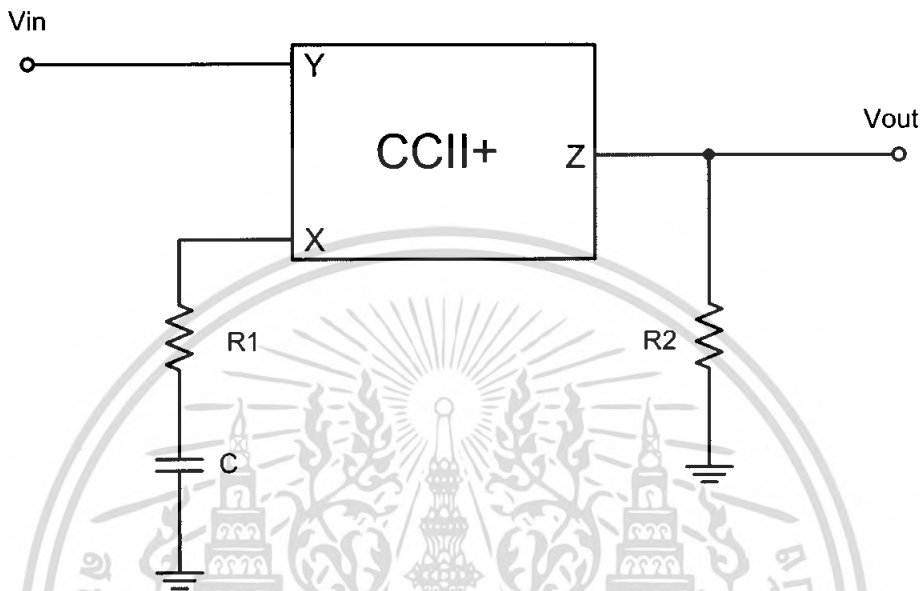
โดยที่ R_1, R_2 ต่อไว้เพื่อกำหนดขอบเขตของ V_{out}

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2.6.3 ตัวควบคุมแบบคิ (Derivative Controller)

ตัวควบคุมแบบคิ (Derivative Controller) มีคุณสมบัติแสดงดังสมการ 2.37

$$V_{out}(s) = T_d s V_{in} \quad (2.37)$$



รูปที่ 2.34 ตัวควบคุมแบบคิโดยใช้วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง

โดยที่คุณสมบัติของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง สามารถแสดงได้ดังสมการ

$$V_X = V_Y$$

$$I_Z = I_X$$

โดยจากคุณสมบัติของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง ทำให้สามารถหาค่าของตัวควบคุมแบบคิที่สร้างมาจากวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองได้ แสดงดังสมการ 2.38

$$V_{out}(s) = \frac{Z_2}{Z_1} V_{in}(s)$$

$$Z_2 = R_2 \quad Z_1 = R_1 + \frac{1}{Cs}$$

$$V_{out}(s) = \frac{R_2 Cs}{R_1 Cs + 1} V_{in}(s) \quad (2.38)$$

เมื่อนำมาเปรียบเทียบกับสมการพื้นฐานของตัวควบคุมแบบคิจะ ทำให้สามารถหาค่า T_d ได้ โดยที่

$$T_d = R_2 C$$

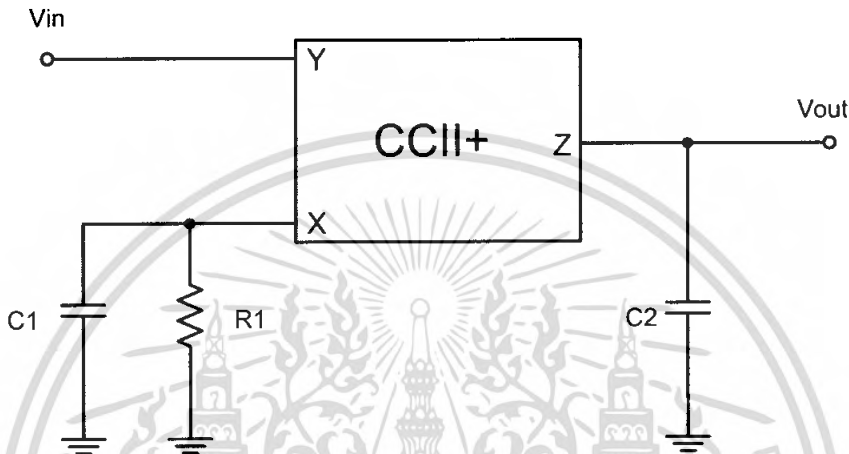
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2.6.4 ตัวควบคุมแบบพีไอ (Proportional - Integral Controller)

ตัวควบคุมแบบพีไอ เป็นการนำตัวควบคุมแบบพีและแบบไอมารวมกัน มีคุณสมบัติแสดงดังสมการ 2.39

$$V_{out}(s) = \left[K_p + \frac{1}{T_i s} \right] V_{in}(s) \quad (2.39)$$

โดยที่วงจรของตัวควบคุมแบบพีไอ ที่สร้างจากวงจรสายพานกระแสรูนที่สองแสดงดังรูป



รูปที่ 2.35 ตัวควบคุมแบบพีไอ โดยใช้วงจรสายพานกระแสรูนที่สอง

โดยที่คุณสมบัติของวงจรสายพานกระแสรูนที่สอง สามารถแสดงได้ดังสมการ

$$V_x = V_y$$

$$I_z = I_x$$

โดยจากคุณสมบัติของวงจรสายพานกระแสรูนที่สอง ทำให้สามารถหาค่าของตัวควบคุมแบบพีไอที่สร้างมาจากวงจรสายพานกระแสรูนที่สองได้ แสดงดังสมการ 2.40

$$V_{out}(s) = \frac{Z_2}{Z_1} V_{in}(s)$$

$$Z_1 = R_1 \parallel C_1 = \frac{R_1 C_1 s + 1}{C_1 s} \quad Z_2 = \frac{1}{C_2 s}$$

$$V_{out}(s) = \left[\frac{C_1 s}{C_2 s} + \frac{1}{s R_1 C_2} \right] V_{in}(s) \quad (2.40)$$

เมื่อนำมาเปรียบเทียบกับสมการพื้นฐานของตัวควบคุมแบบพีไอจะทำให้สามารถหาค่า K_p และ T_i ได้โดยที่

$$K_p = \frac{C_1 s}{C_2 s}$$

$$T_i = C_2 R_1$$

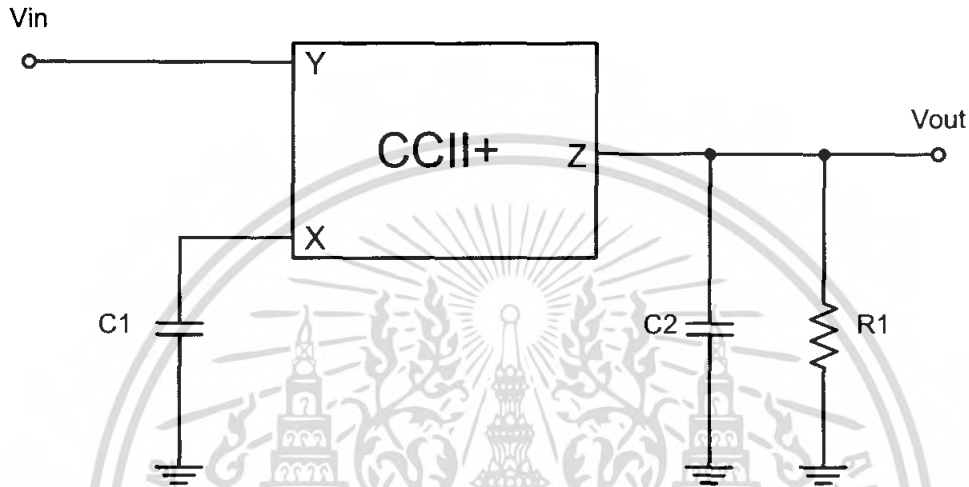
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2.6.5 ตัวควบคุมแบบพีดี (Proportional - Derivative Controller)

ตัวควบคุมแบบพีดี เป็นการนำตัวควบคุมแบบพี และดีมารวมกัน มีคุณสมบัติแสดงดัง
สมการ 2.41

$$V_{out}(s) = [K_p + T_d s] V_m(s) \quad (2.41)$$

โดยที่วงจรของตัวควบคุมแบบพีดี ที่สร้างจากวงจรสายพานกระแสร่นที่สองแสดงดังรูป



รูปที่ 2.36 ตัวควบคุมแบบพีดีโดยใช้วงจรสายพานกระแสร่นที่สอง

โดยที่คุณสมบัติของวงจรสายพานกระแสร่นที่สอง สามารถแสดงได้ดังสมการ

$$V_x = V_y$$

$$I_z = I_x$$

โดยจากคุณสมบัติของวงจรสายพานกระแสร่นที่สอง ทำให้สามารถหาค่าของตัวควบคุม
แบบพีดีที่สร้างมาจากวงจรสายพานกระแสร่นที่สองได้ แสดงดังสมการ 2.42

$$V_{out}(s) = \frac{Z_2}{Z_1} V_m(s)$$

$$Z_1 = \frac{1}{C_1 s} \quad Z_2 = R_1 // C_2 = \frac{R_1 C_2 s + 1}{C_2 s}$$

$$V_{out}(s) = \left[\frac{C_1 s}{C_2 s} + s R_1 C_1 \right] V_m(s) \quad (2.42)$$

เมื่อนำมาเปรียบเทียบกับสมการพื้นฐานของตัวควบคุมแบบพีดีจะทำให้สามารถหาค่า K_p
และ T_d ได้โดยที่

$$K_p = \frac{C_1 s}{C_2 s}$$

$$T_d = C_1 R_1$$

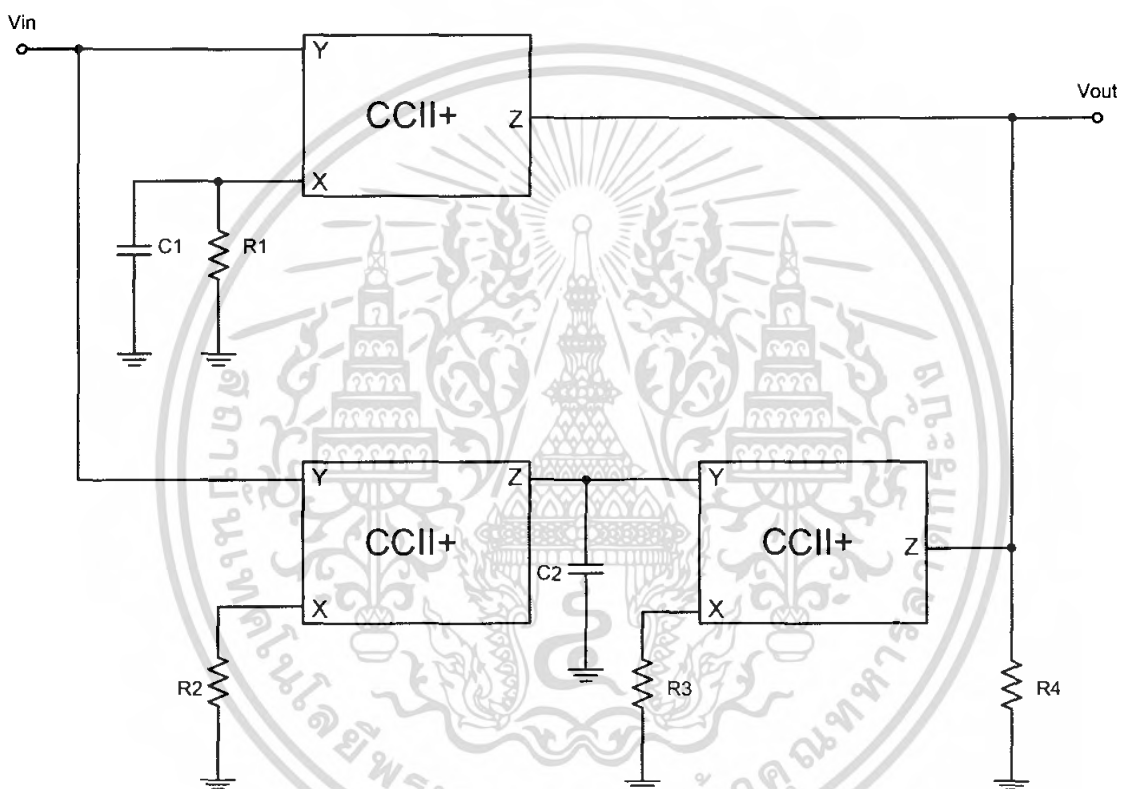
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2.6.6 ตัวควบคุมแบบพีไอดี (Proportional - Integral - Derivative Controller)

ตัวควบคุมแบบพีไอดี เป็นการนำตัวควบคุมแบบพี ไอ และดี มารวมกัน มีคุณสมบัติแสดงดัง สมการ 2.43

$$V_{out}(s) = \left[K_p + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right] V_m(s) \tag{2.43}$$

โดยที่วงจรของตัวควบคุมแบบพีไอดี ที่สร้างจากวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองแสดงดังรูป



รูปที่ 2.37 ตัวควบคุมแบบพีไอดีโดยใช้วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง

โดยที่คุณสมบัติของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง สามารถแสดงได้ดังสมการ

$$V_x = V_y$$

$$I_z = I_x$$

โดยจากคุณสมบัติของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง ทำให้สามารถหาค่าของตัวควบคุมแบบพีไอดีที่สร้างมาจากวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองได้ แสดงดังสมการ 2.44

$$V_{out}(s) = \left[\frac{R_4}{R_1} + \frac{R_4}{R_2 R_3 C_2 s} + R_4 C_1 s \right] V_m(s) \tag{2.44}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อนำมาเปรียบเทียบกับสมการพื้นฐานของตัวควบคุมแบบพีไอดีจะทำให้สามารถหาค่า K_p , T_i และ T_d ได้โดยที่

$$K_p = \frac{R_4}{R_1}$$

$$T_i = \frac{R_2 R_3 C_2}{R_4}$$

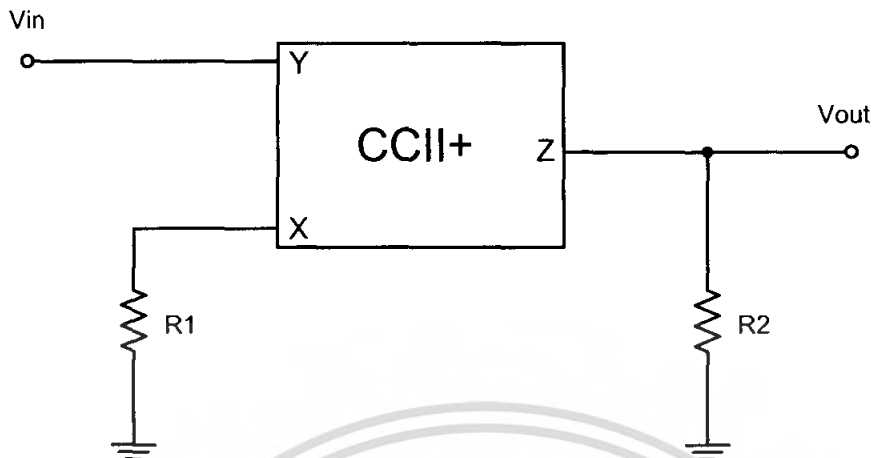
$$T_d = R_4 C_1$$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.4 การทดลองตัวควบคุมที่สร้างจากวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง

3.4.1 การทดลองที่ 1 ตัวควบคุมแบบพีที่สร้างจากวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง



รูปที่ 3.2 ตัวควบคุมแบบพีที่ใช้วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง

วิธีการทดลอง

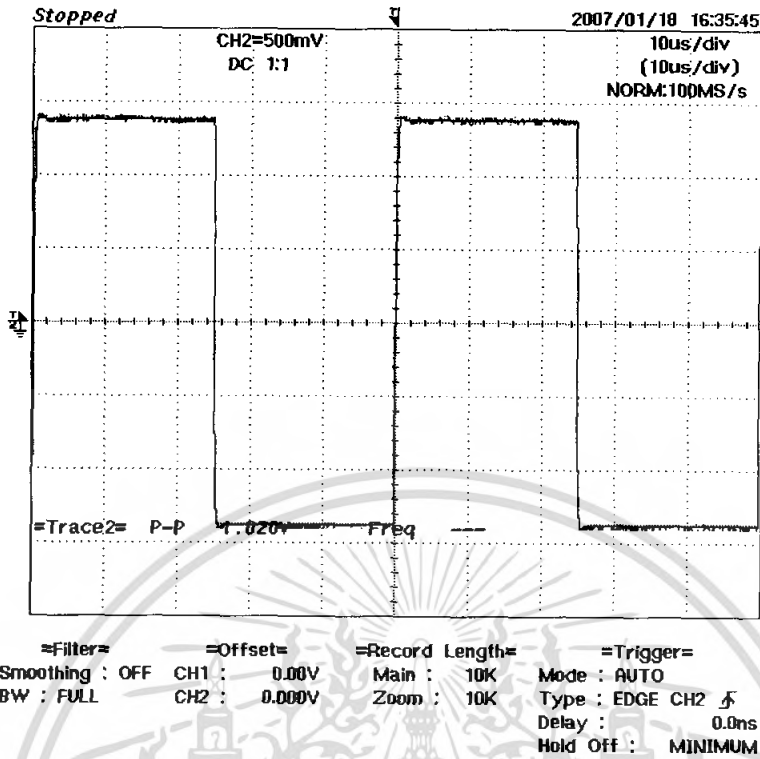
1. ต่อวงจรดังรูปที่ 3.2 โดยกำหนดค่า $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$ และ $R_2 = 1 \text{ k}\Omega$
2. ป้อน V_{in} เป็นสัญญาณสี่เหลี่ยมขนาด 1 V_{pp} ความถี่ 50 Hz และบันทึกผลการทดลอง
3. เปลี่ยนค่า R_2 เป็น $10 \text{ k}\Omega$ และทำการทดลองตามข้อที่ 2

ผลการทดลอง

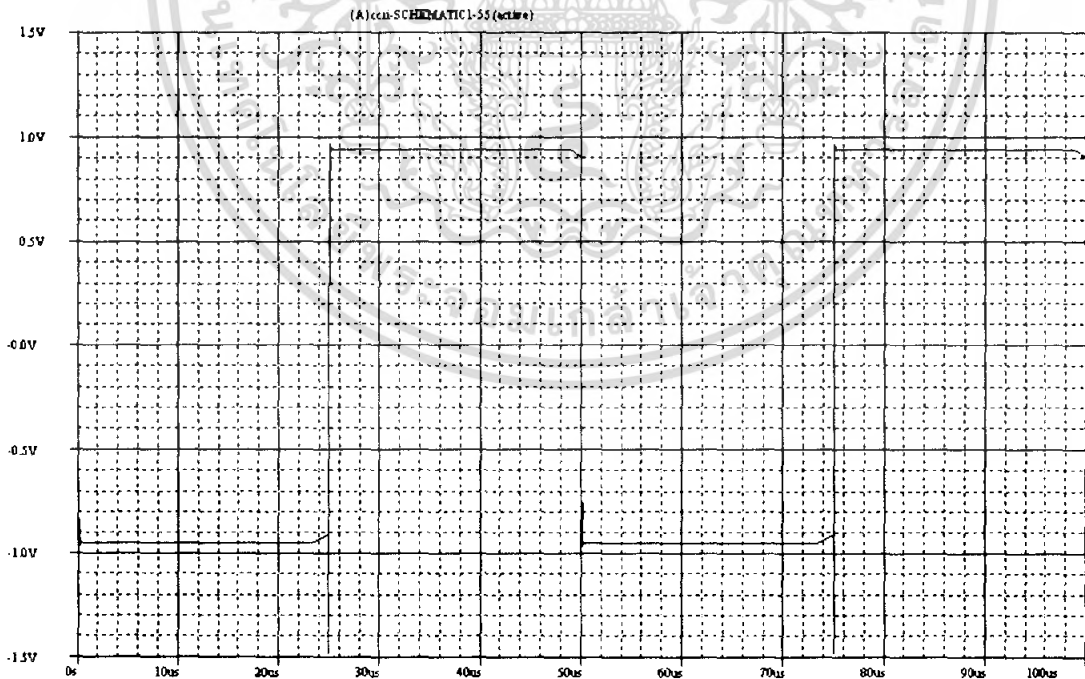
จากวงจรดังรูปที่ 3.2 พบว่าสามารถหาค่า $K_p = \frac{R_2}{R_1}$ ได้

เมื่อใช้ค่า $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$ $R_2 = 1 \text{ k}\Omega$ $K_p = 1$ ทำผลการทดลองแสดงดังรูปที่ 3.3 และผลการจำลองการทำงานแสดงดังรูปที่ 3.4

เมื่อใช้ค่า $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$ $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$ $K_p = 10$ ทำผลการทดลองแสดงดังรูปที่ 3.5 และผลการจำลองการทำงานแสดงดังรูปที่ 3.6

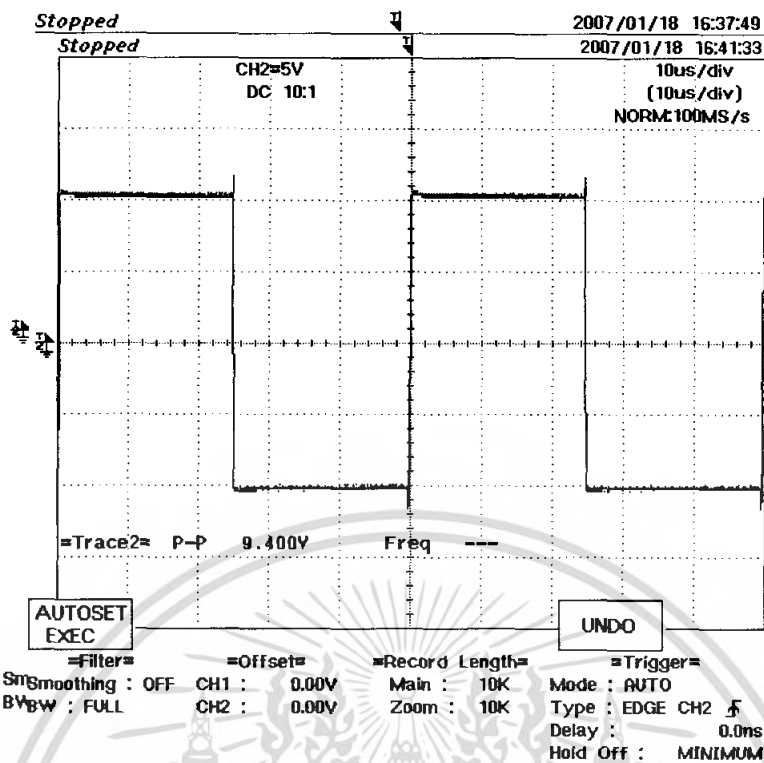


รูปที่ 3.3 ผลการทดลองของตัวควบคุมแบบพีเมื่อใช้ค่า R_2 1 k Ω

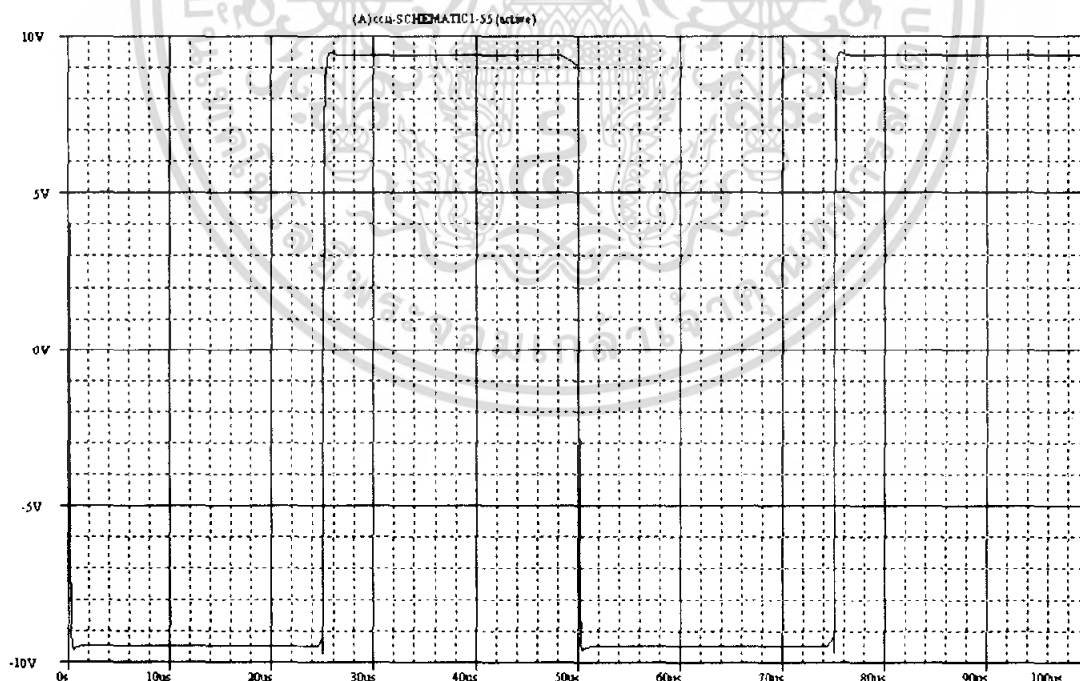


รูปที่ 3.4 ผลการจำลองการทำงานของตัวควบคุมแบบพีเมื่อใช้ค่า R_2 1 k Ω

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



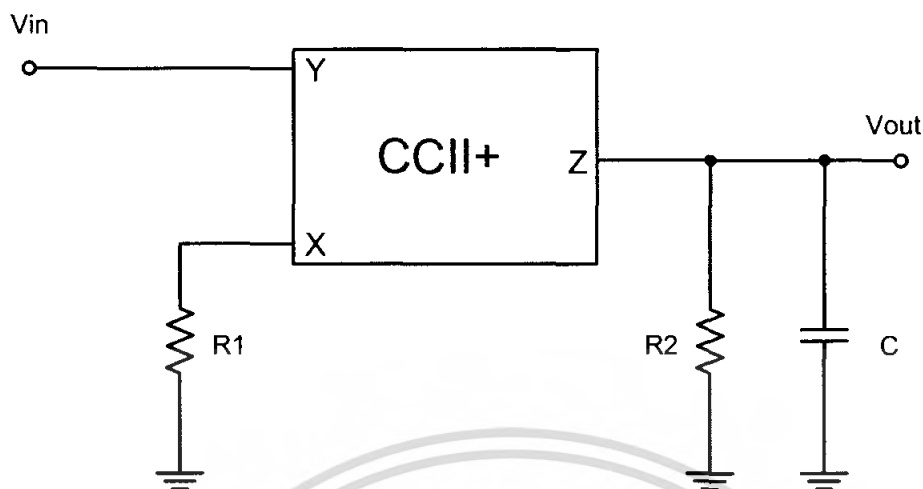
รูปที่ 3.5 ผลการทดลองของตัวควบคุมแบบพีเมื่อใช้ค่า R_2 10 k Ω



รูปที่ 3.6 ผลการจำลองการทำงานของตัวควบคุมแบบพีเมื่อใช้ค่า R_2 10 k Ω

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.4.2 การทดลองที่ 2 ตัวควบคุมแบบโอโคโนใช้วงจรสายพานกระแสร่นที่สอง



รูปที่ 3.7 ตัวควบคุมแบบโอโคโนใช้วงจรสายพานกระแสร่นที่สอง

วิธีการทดลอง

1. ต่อยวงจรดังรูปที่ 3.7 โดยกำหนดค่า $R_1 = 1\text{k}\Omega$ $R_2 = 1\text{k}\Omega$ และ $C = 1\text{nF}$
2. ป้อน V_{in} เป็นสัญญาณสี่เหลี่ยมขนาด 1 V_{pp} ความถี่ 50 Hz และบันทึกผลการทดลอง
3. ทดลองเปลี่ยนค่า C เป็น 10nF และทำการทดลองตามข้อที่ 2

ผลการทดลอง

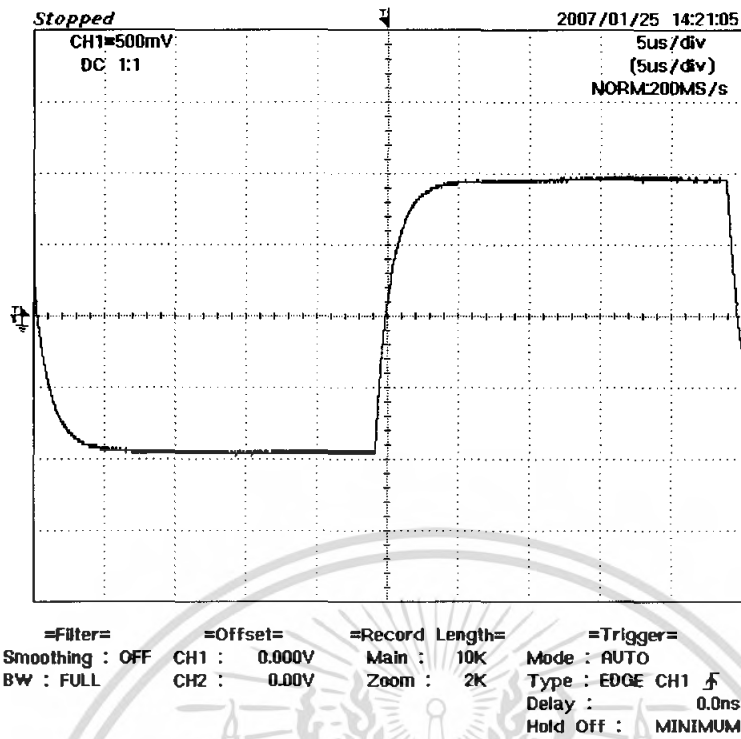
จากวงจรรูปที่ 3.7 พบว่าสามารถหาค่า $T_f = R_2 C$ ได้

เมื่อใช้ค่า $C = 1\text{nF}$ สามารถหาค่า $T_f = R_2 C = 1 \times 10^3 \times 1 \times 10^{-9} = 1\mu\text{s}$ ผลการทดลอง

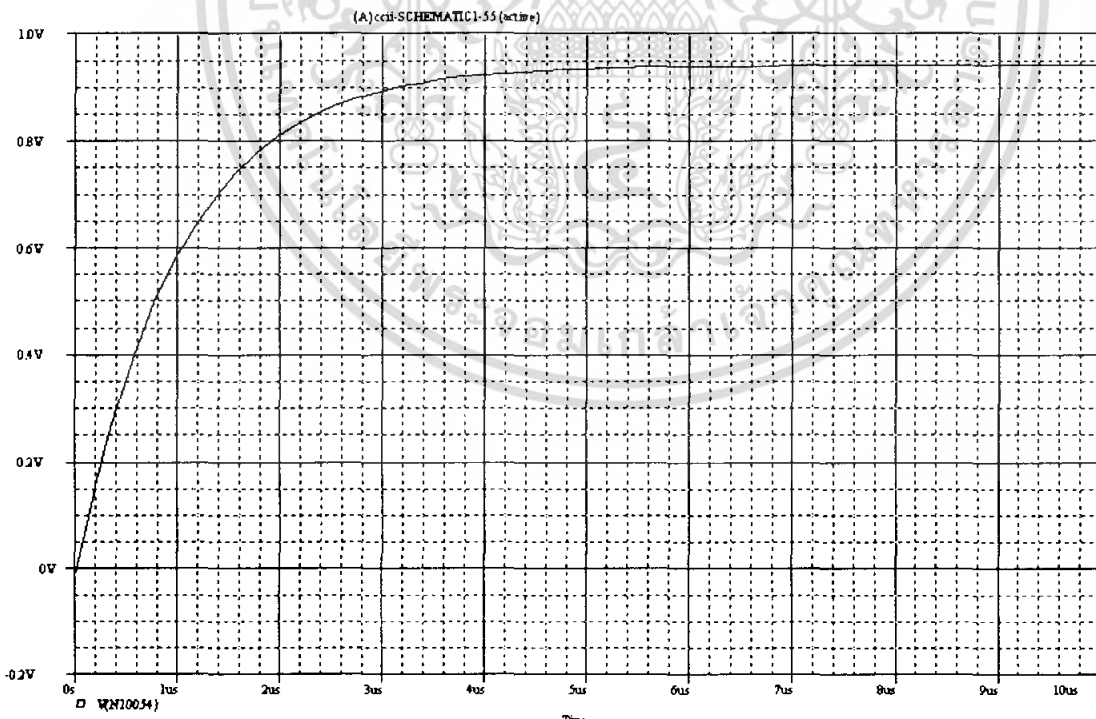
แสดงดังรูปที่ 3.8 และผลการจำลองการทำงานแสดงดังรูปที่ 3.9

เมื่อใช้ค่า $C = 10\text{nF}$ สามารถหาค่า $T_f = R_2 C = 1 \times 10^3 \times 10 \times 10^{-9} = 10\mu\text{s}$ ผลการทดลอง

แสดงดังรูปที่ 3.10 และผลการจำลองการทำงานแสดงดังรูปที่ 3.11

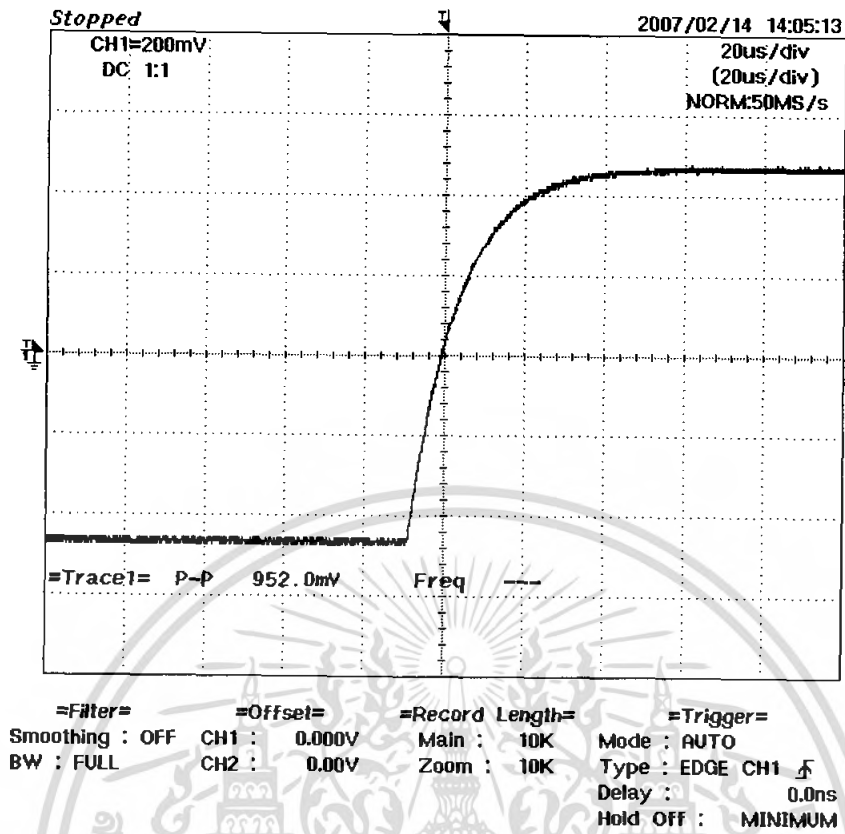


รูปที่ 3.8 ผลการทดลองของตัวควบคุมแบบไอเมื่อใช้ค่า $C = 1nF$

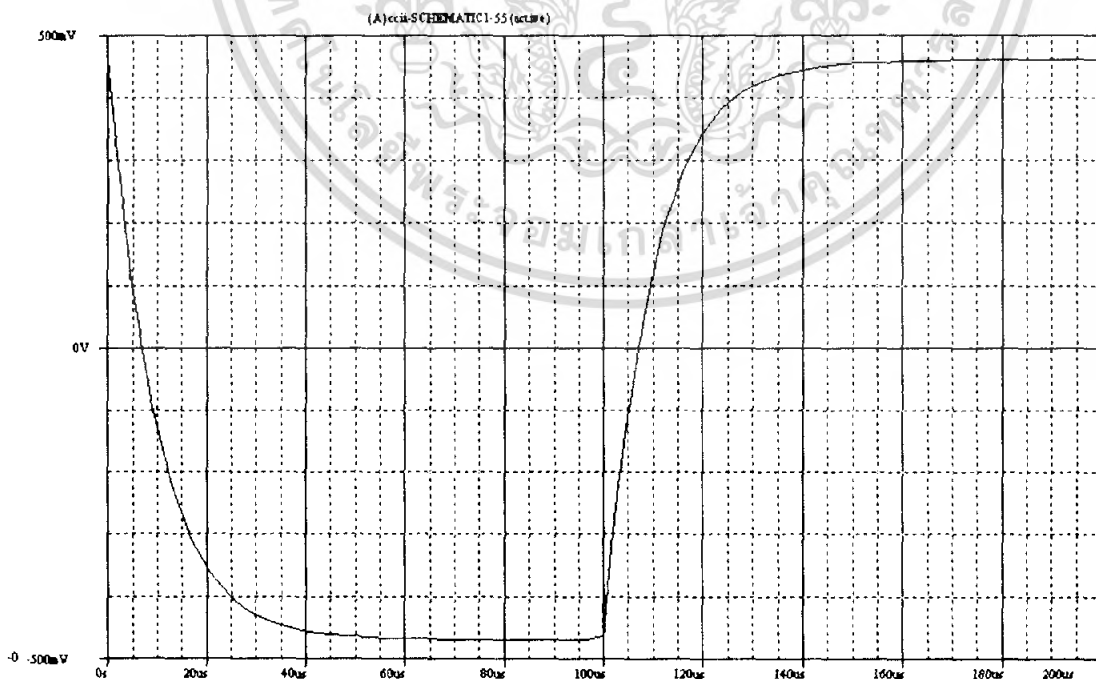


รูปที่ 3.9 ผลการจำลองการทำงานของตัวควบคุมแบบไอเมื่อใช้ค่า $C = 1nF$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



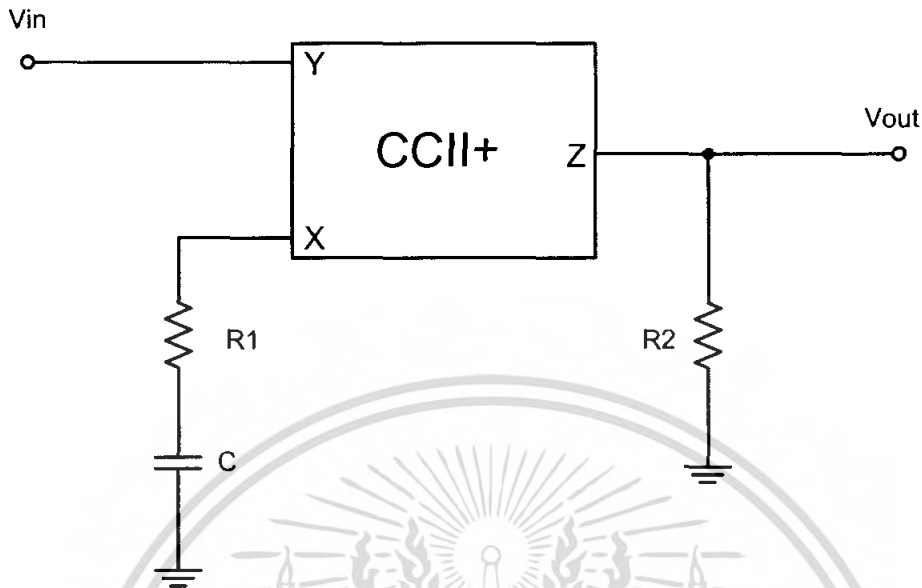
รูปที่ 3.10 ผลการทดลองของตัวควบคุมแบบไอเมื่อใช้ค่า $C = 10\text{nF}$



รูปที่ 3.11 ผลการจำลองการทำงานของตัวควบคุมแบบไอเมื่อใช้ค่า $C = 10\text{nF}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.4.3 การทดลองที่ 3 ตัวควบคุมแบบดีโดยใช้วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง



รูปที่ 3.12 ตัวควบคุมแบบดีโดยใช้วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง

วิธีการทดลอง

1. ต่่วงจรดังรูปโดยกำหนดค่า $R_1 = 1\text{k}\Omega$ $R_2 = 1\text{k}\Omega$ และ $C = 1\text{nF}$
2. ป้อน V_{in} เป็นสัญญาณสี่เหลี่ยมขนาด 1 V_{pp} ความถี่ 50 Hz และบันทึกผลการทดลอง
3. ทดลองเปลี่ยนค่า C เป็น 10nF และทำการทดลองตามข้อที่ 2

ผลการทดลอง

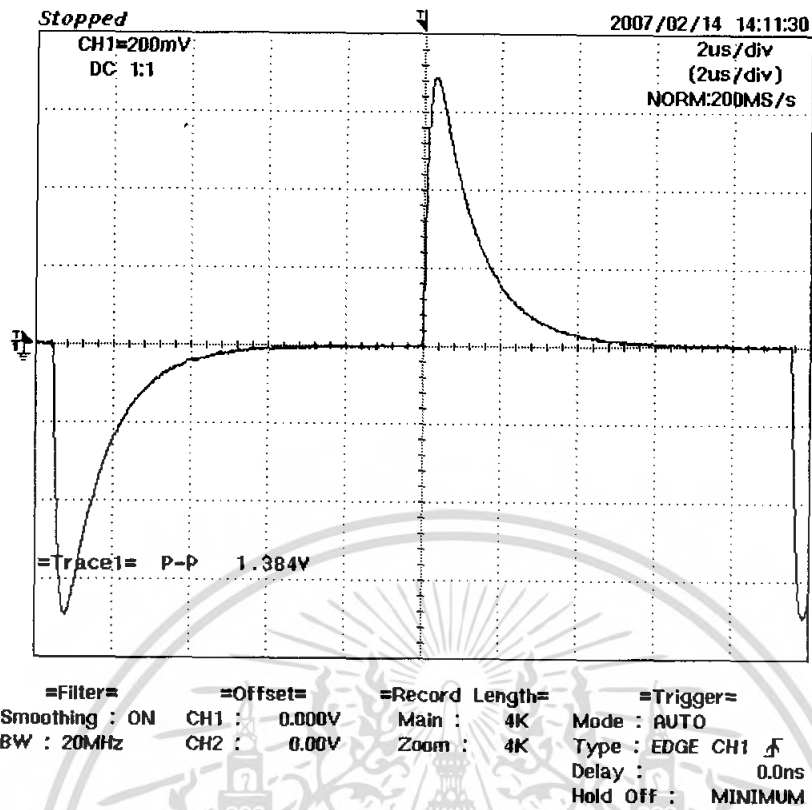
จากวงจรรูปที่ 3.12 พบว่าสามารถหาค่า $T_d = R_2 C$ ได้

เมื่อใช้ค่า $C = 1\text{nF}$ สามารถหาค่า $T_d = R_2 C = 1 \times 10^3 \times 1 \times 10^{-9} = 1\mu\text{s}$ ผลการทดลอง

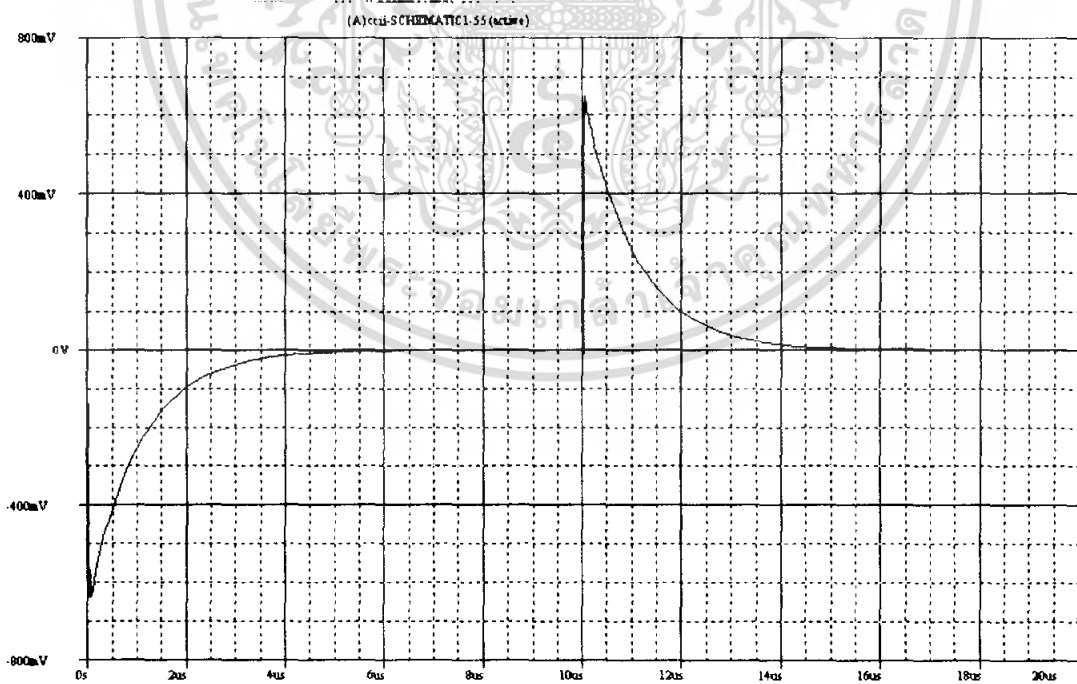
แสดงดังรูปที่ 3.13 และผลการจำลองการทำงานแสดงดังรูปที่ 3.14

เมื่อใช้ค่า $C = 10\text{nF}$ สามารถหาค่า $T_d = R_2 C = 1 \times 10^3 \times 10 \times 10^{-9} = 10\mu\text{s}$ ผลการทดลอง

แสดงดังรูปที่ 3.15 และผลการจำลองการทำงานแสดงดังรูปที่ 3.16

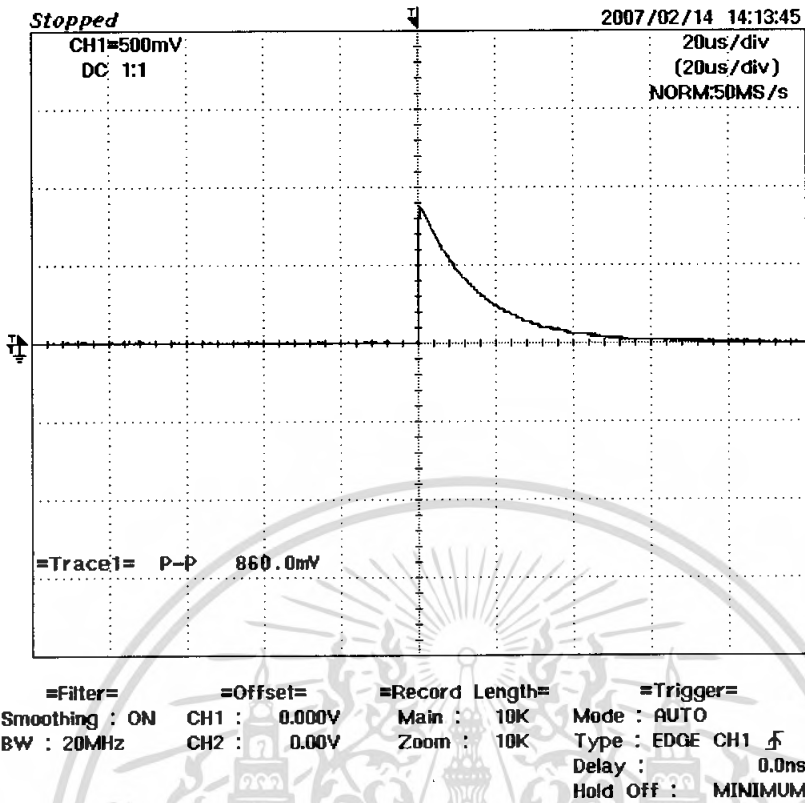


รูปที่ 3.13 ผลการทดลองของตัวควบคุมแบบดีเมื่อใช้ค่า $C = 1\text{nF}$

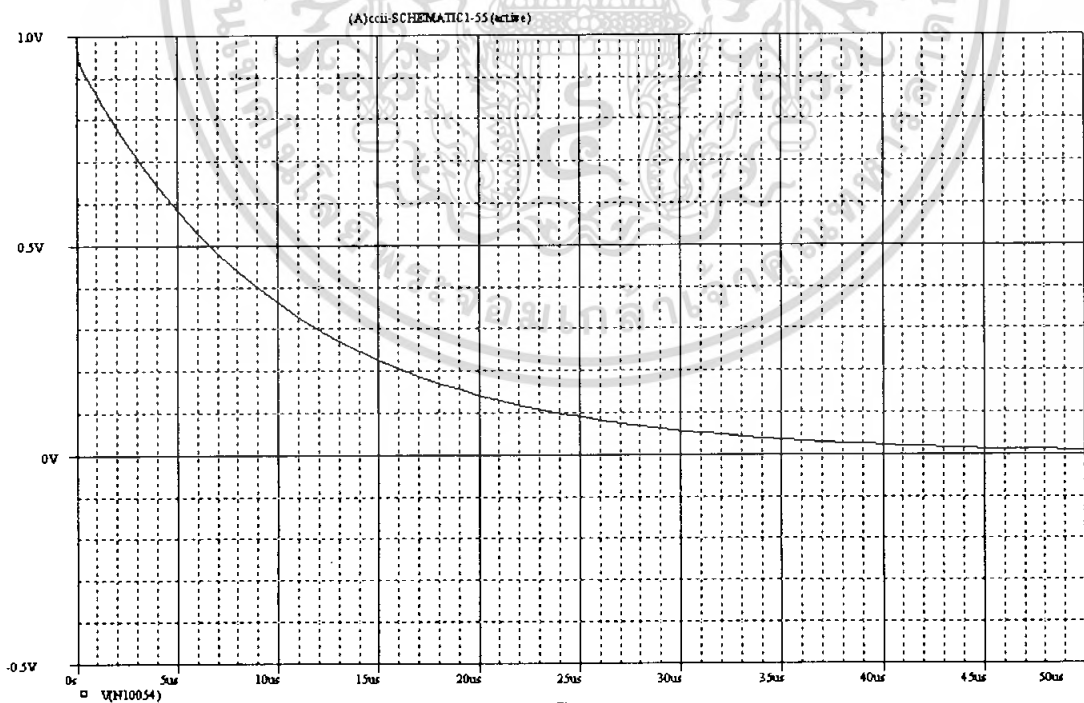


รูปที่ 3.14 ผลการจำลองการทำงานของตัวควบคุมแบบดีเมื่อใช้ค่า $C = 1\text{nF}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



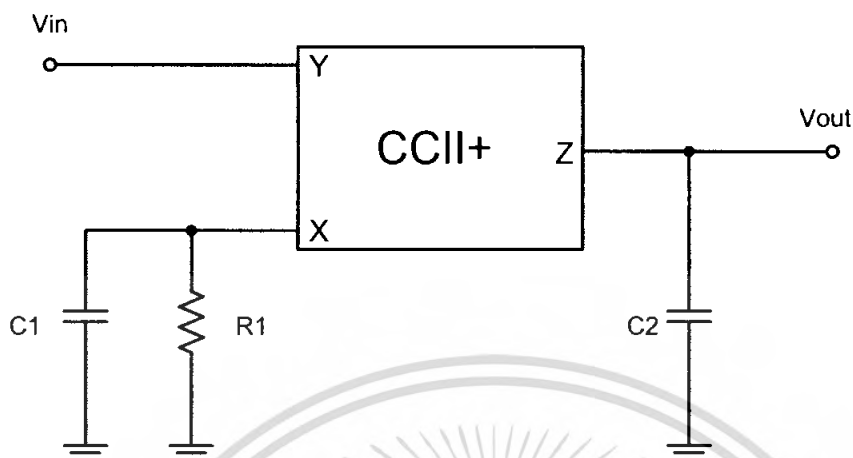
รูปที่ 3.15 ผลการทดลองของตัวควบคุมแบบตีเมื่อใช้ค่า $C = 10\text{nF}$



รูปที่ 3.16 ผลการจำลองการทำงานของตัวควบคุมแบบตีเมื่อใช้ค่า $C = 10\text{nF}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.4.4 การทดลองที่ 4 ตัวควบคุมแบบพีไอโดยใช้วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง



รูปที่ 3.17 ตัวควบคุมแบบพีไอที่สร้างมาจากวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง

วิธีการทดลอง

1. ต่อยังจรงดังรูป โดยใช้ค่า $C_1 = 1\text{nF}$ $C_2 = 1\text{nF}$ และ $R_1 = 10\text{ k}\Omega$
2. ป้อน V_{in} เป็นสัญญาณสี่เหลี่ยมขนาด 1 V_{pp} ความถี่ 50 Hz และบันทึกผลการทดลอง
3. เปลี่ยนค่า R_1 เป็น $10\text{ k}\Omega$ และทำการทดลองตามข้อที่ 2

ผลการทดลอง

จากวงจรงรูปที่ 3.17 พบว่าสามารถหาค่า $T_i = R_1 C_2$ และ $K_p = \frac{C_1 s}{C_2 s}$ ได้

เมื่อใช้ $C_1 = 1\text{nF}$ $C_2 = 1\text{nF}$ และ $R_1 = 10\text{ k}\Omega$ สามารถหาค่า $K_p = \frac{1\text{nF}}{1\text{nF}} = 10$ เท่า

และสามารถหาค่า $T_i = 10 \times 10^3 \times 1 \times 10^{-9} = 10\text{ }\mu\text{s}$ ผลการทดลองแสดงดังรูปที่ 3.18

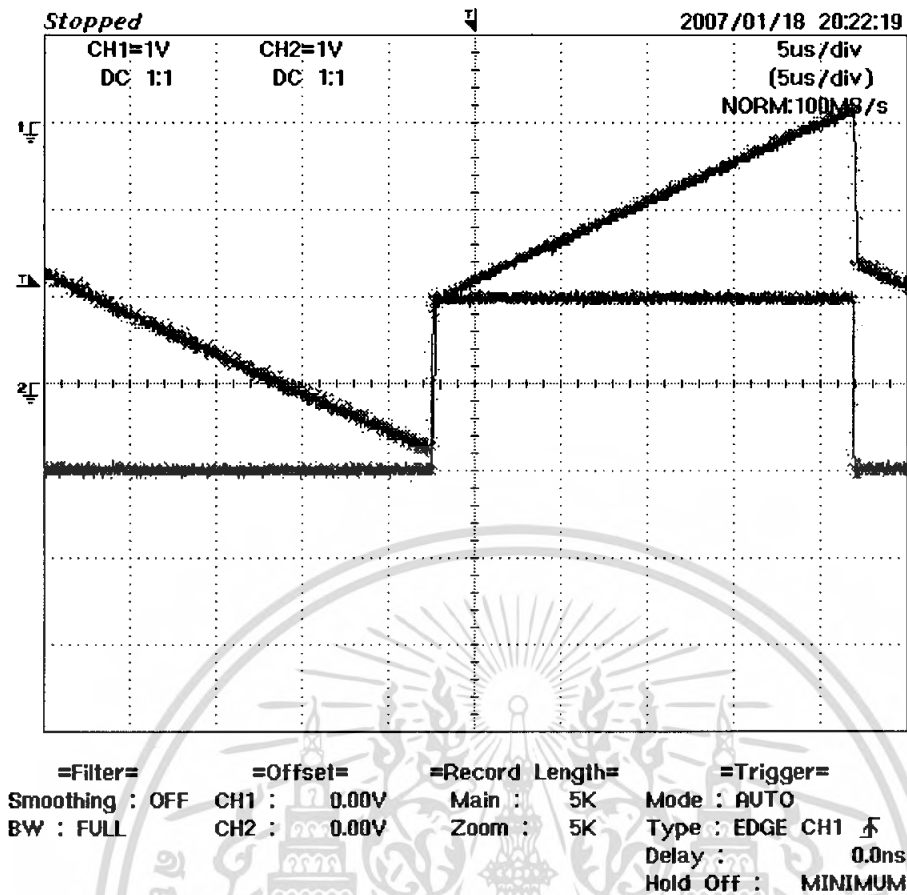
และผลการจำลองการทำงานแสดงดังรูปที่ 3.19

เมื่อใช้ $C_1 = 1\text{ }\mu\text{F}$ $C_2 = 1\text{ }\mu\text{F}$ และ $R_1 = 10\text{ k}\Omega$ สามารถหาค่า $K_p = \frac{1\text{ }\mu\text{F}}{1\text{ }\mu\text{F}} = 10$ เท่า

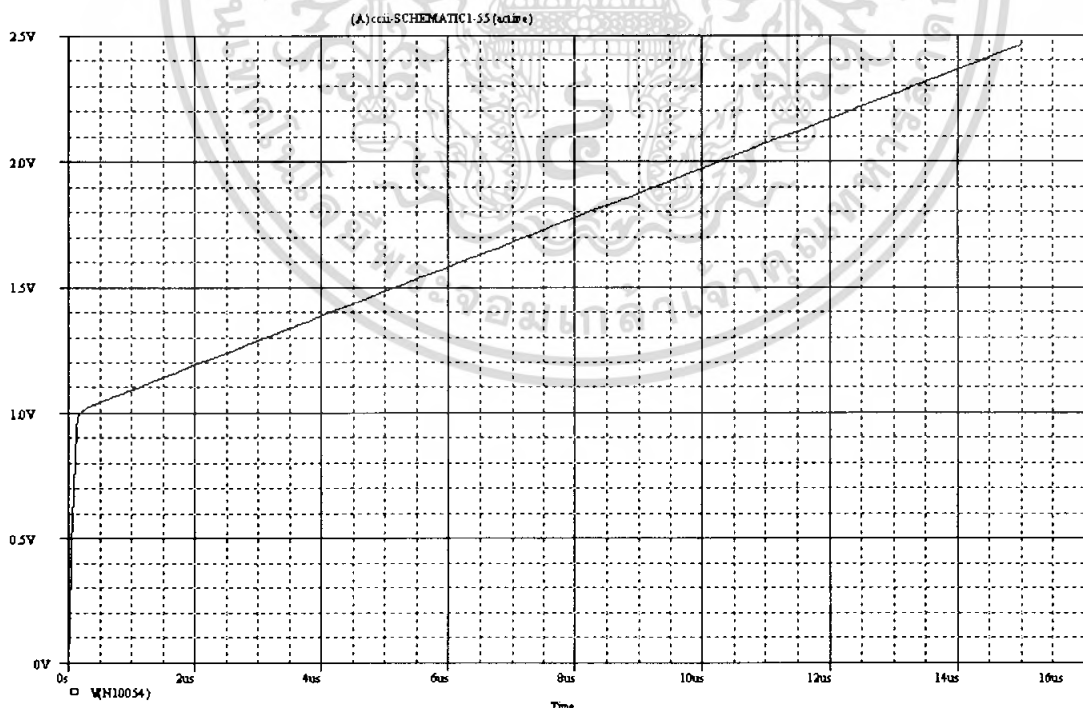
และสามารถหาค่า $T_i = 10 \times 10^3 \times 1 \times 10^{-6} = 10\text{ ms}$ ผลการทดลองแสดงดังรูปที่ 3.20

และผลการจำลองการทำงานแสดงดังรูปที่ 3.21

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

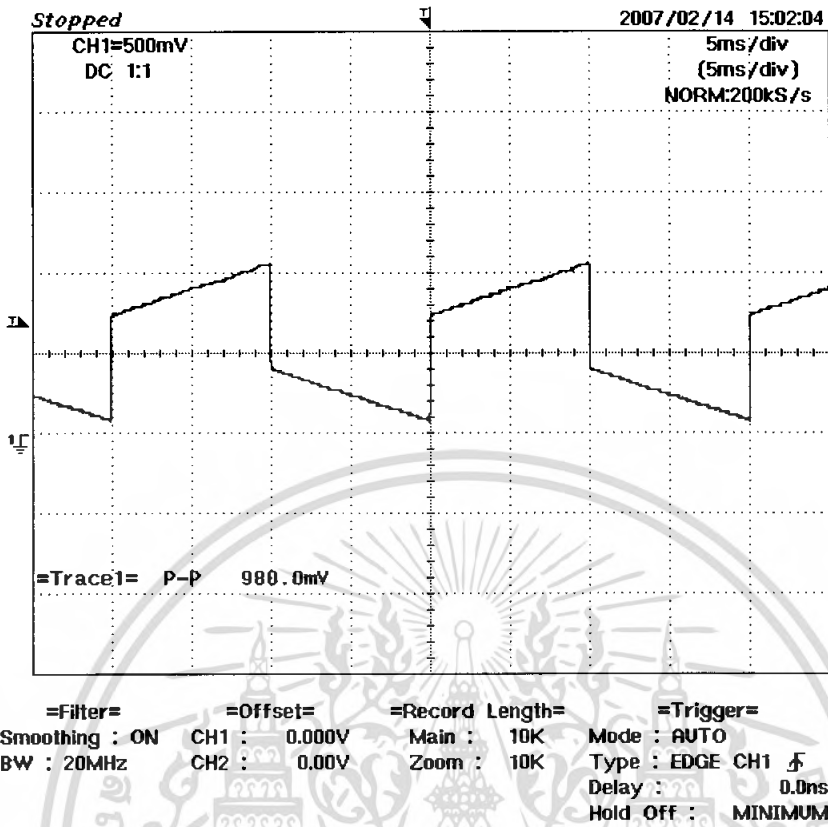


รูปที่ 3.18 ผลการทดลองของตัวควบคุมแบบพีไอเมื่อใช้ค่า R_i 10 k Ω

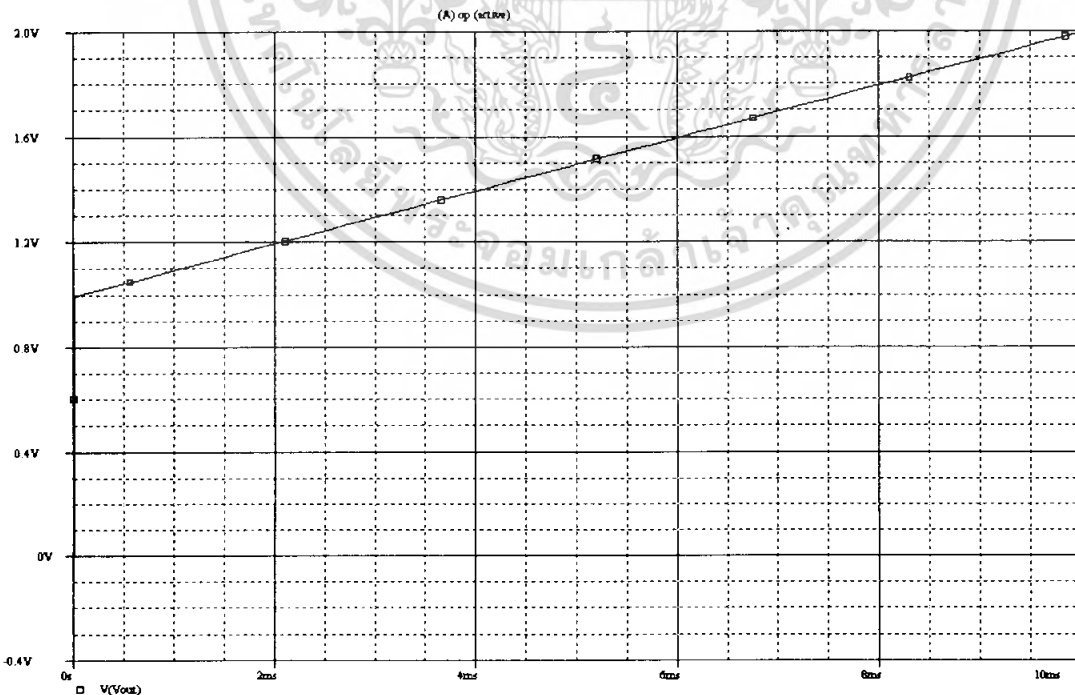


รูปที่ 3.19 ผลการจำลองการทำงานของตัวควบคุมแบบพีไอเมื่อใช้ค่า R_i 10 k Ω

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

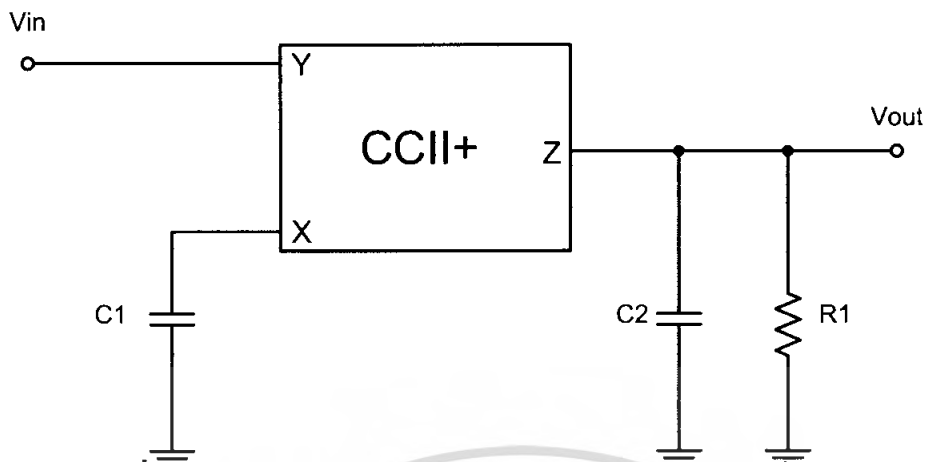


รูปที่ 3.20 ผลการทดลองของตัวควบคุมแบบพีไอเมื่อใช้ค่า $R_1 = 10\text{ k}\Omega$ $C_1 = 1\mu\text{F}$ $C_2 = 1\mu\text{F}$



รูปที่ 3.21 ผลการจำลองการทำงานของตัวควบคุมแบบพีไอเมื่อใช้ค่า $R_1 = 10\text{ k}\Omega$ $C_1 = 1\mu\text{F}$ $C_2 = 1\mu\text{F}$
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.4.5 การทดลองที่ 5 ตัวควบคุมแบบพีดีโดยใช้วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง



รูปที่ 3.22 ตัวควบคุมแบบพีดีโดยใช้วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง

วิธีการทดลอง

1. ต่อวงจรดังรูป โดยใช้ค่า $C_1 = 1\text{nF}$ $C_2 = 1\text{nF}$ และ $R_1 = 1\text{k}\Omega$
2. ป้อน V_{in} เป็นสัญญาณสี่เหลี่ยมขนาด 1V_{pp} ความถี่ 50Hz และบันทึกผลการทดลอง
3. เปลี่ยนค่า R_1 เป็น $10\text{k}\Omega$ และทำการทดลองตามข้อที่ 2

ผลการทดลอง

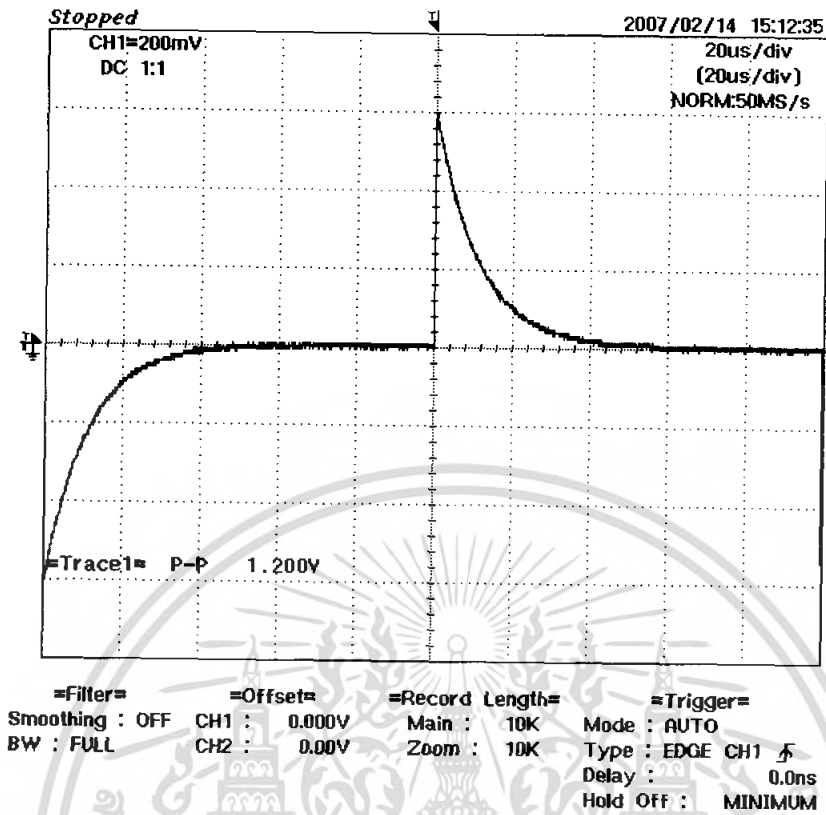
จากวงจรรูปที่ 3.22 พบว่าสามารถหาค่า $T_d = R_1 C_1$ และ $K_p = \frac{C_1 s}{C_2 s}$ ได้

เมื่อใช้ $C_1 = 1\text{nF}$ $C_2 = 1\text{nF}$ และ $R_1 = 1\text{k}\Omega$ สามารถหาค่า $K_p = \frac{1\text{nF}}{1\text{nF}} = 1$ เท่า

และสามารถหาค่า $T_d = 1 \times 10^3 \times 1 \times 10^{-9} = 1\mu\text{s}$ ผลการทดลองแสดงดังรูปที่ 3.23 และผลการจำลองการทำงานแสดงดังรูปที่ 3.24

เมื่อใช้ $C_1 = 1\text{nF}$ $C_2 = 1\text{nF}$ และ $R_1 = 10\text{k}\Omega$ สามารถหาค่า $K_p = \frac{1\text{nF}}{1\text{nF}} = 1$ เท่า

และสามารถหาค่า $T_d = 10 \times 10^3 \times 1 \times 10^{-9} = 10\mu\text{s}$ ผลการทดลองแสดงดังรูปที่ 3.25 และผลการจำลองการทำงานแสดงดังรูปที่ 3.26



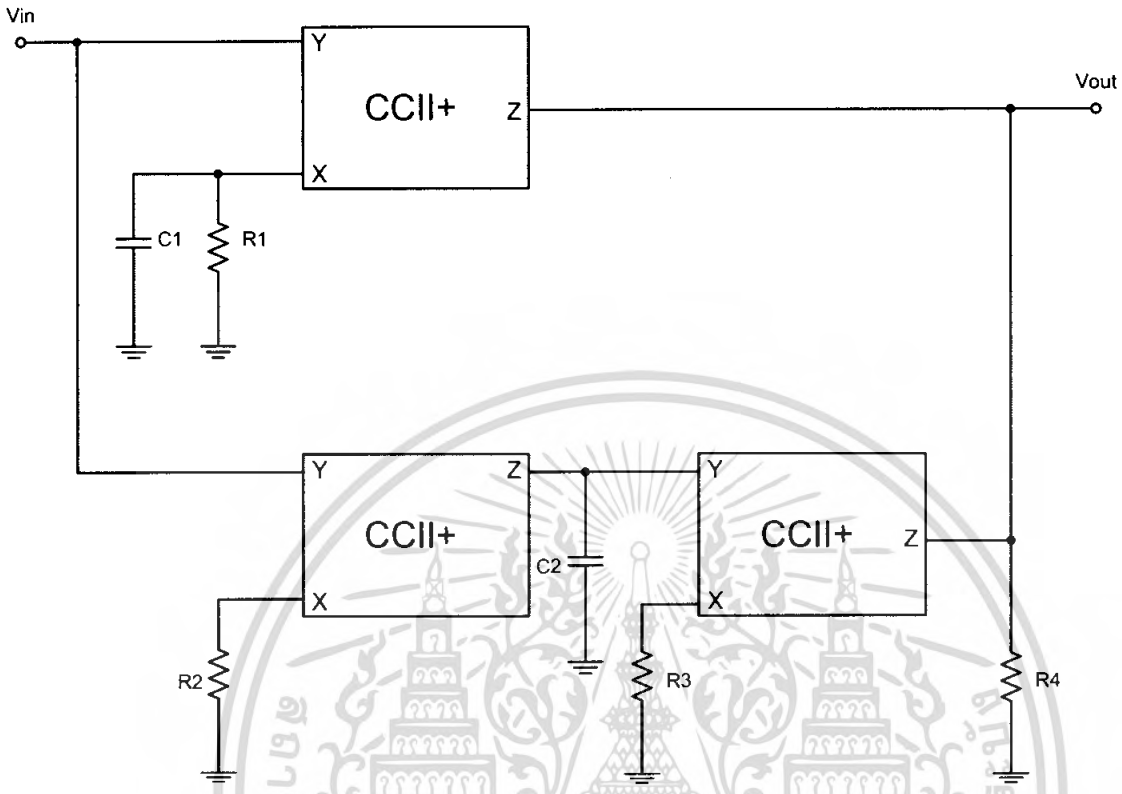
รูปที่ 3.25 ผลการทดลองการทำงานของตัวควบคุมแบบพีดีเมื่อใช้ค่า R_i 10 k Ω



รูปที่ 3.26 ผลการจำลองการทำงานของตัวควบคุมแบบพีดีเมื่อใช้ค่า R_i 10 k Ω

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.4.6 การทดลองที่ 6 ตัวควบคุมแบบพีไอดีโดยใช้วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง



รูปที่ 3.27 ตัวควบคุมแบบพีไอดีโดยใช้วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง

วิธีการทดลอง

1. ต่อวงจรดังรูป โดยใช้ค่า $C_1 = 1 \text{ nF}$ $C_2 = 1 \text{ nF}$ $R_1 = 0.5 \text{ k}\Omega$ $R_2 = R_3 = R_4 = 1 \text{ k}\Omega$
2. ป้อน V_{in} เป็นสัญญาณสี่เหลี่ยมขนาด 1 V_{pp} ความถี่ 50 Hz และบันทึกผลการทดลอง

ผลการทดลอง

จากวงจรรูปที่ 3.27 พบว่าสามารถหาค่า $K_p = \frac{R_4}{R_1}$ $T_i = \frac{R_2 R_3 C_2}{R_4}$ และ $T_d = R_4 C_1$ ได้

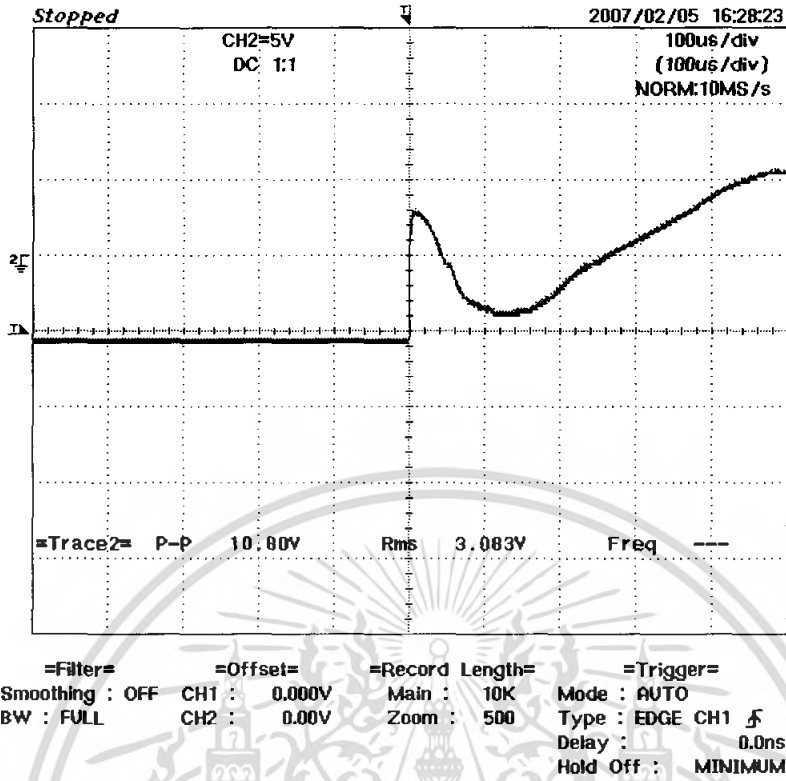
เมื่อใช้ค่า $C_1 = 1 \text{ nF}$ $C_2 = 1 \text{ }\mu\text{F}$ $R_1 = 0.5 \text{ k}\Omega$ $R_2 = R_3 = R_4 = 1 \text{ k}\Omega$ แล้วจะหาค่า

$$K_p = \frac{1 \text{ k}\Omega}{0.5 \text{ k}\Omega} = 2 \text{ เท่า} \quad T_i = \frac{R_2 R_3 C_2}{R_4} = \frac{1 \times 10^3 \times 1 \times 10^3 \times 1 \times 10^{-9}}{1 \times 10^3} = 1 \text{ }\mu\text{s}$$

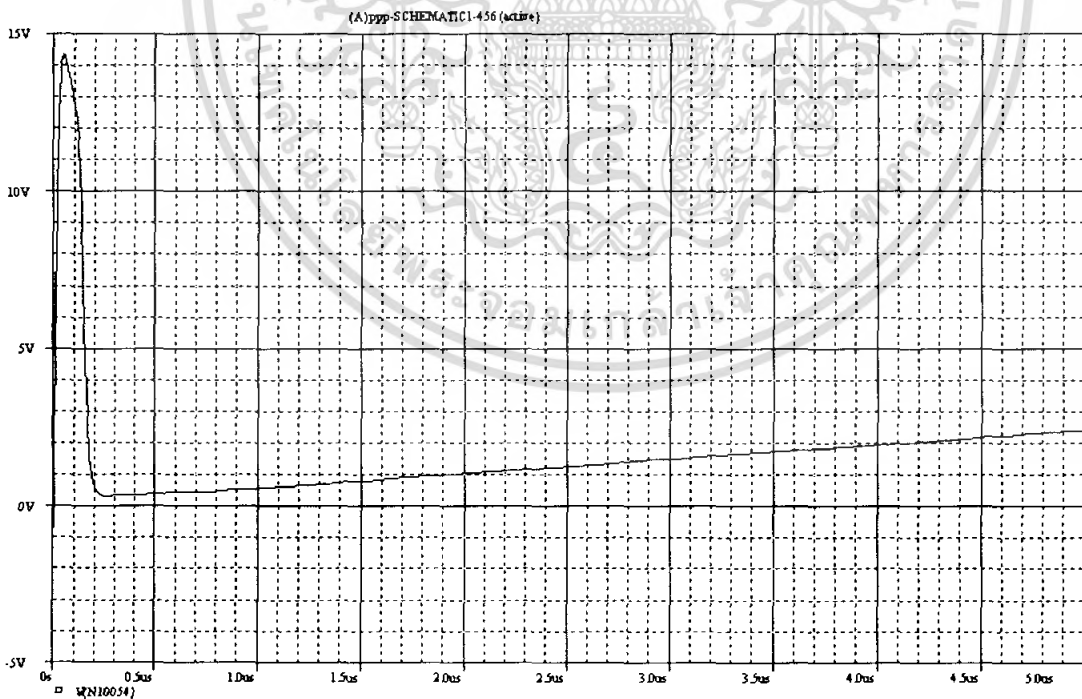
$$T_d = R_4 C_1 = 1 \times 10^3 \times 1 \times 10^{-9} = 1 \text{ }\mu\text{s}$$

ผลการทดลองแสดงดังรูปที่ 3.28 และผลการจำลองการทำงานแสดงดังรูปที่ 3.29

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.28 ผลการทดลองของตัวควบคุมแบบพีไอดีโดยใช้วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง

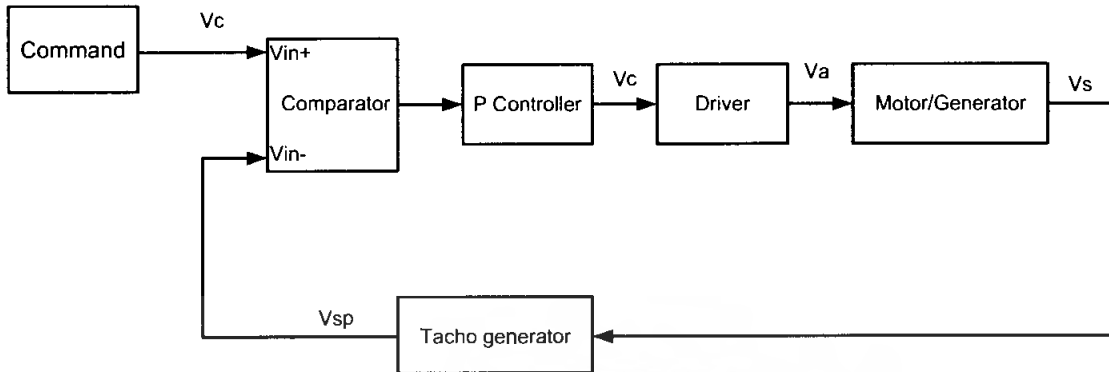


รูปที่ 3.29 ผลการจำลองการทำงานของตัวควบคุมแบบพีไอดีโดยใช้วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง

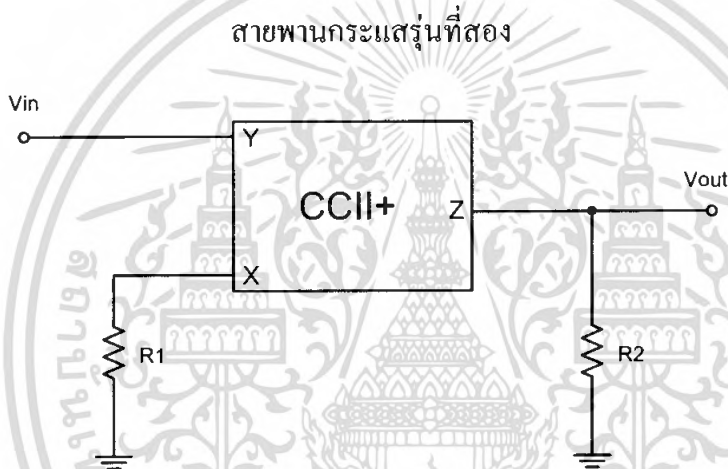
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.5 การทดลองระบบควบคุมความเร็วมอเตอร์แบบป้อนกลับ

3.5.1 ระบบควบคุมแบบพี



รูปที่ 3.30 ระบบควบคุมความเร็วมอเตอร์แบบป้อนกลับ โดยใช้ตัวควบคุมแบบพีที่สร้างมาจากวงจรสายพานกระแสรูนที่สอง



รูปที่ 3.31 ตัวควบคุมแบบพีโดยใช้วงจรสายพานกระแสรูนที่สอง

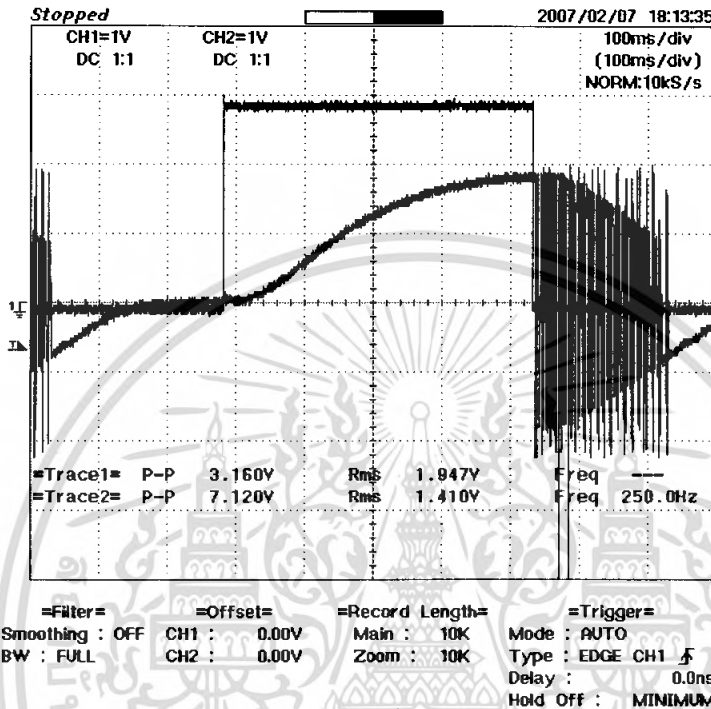
วิธีการทดลอง

1. ต่อชุดการทดลองระบบควบคุมความเร็วมอเตอร์แบบป้อนกลับดังรูปที่ โดยใช้ตัวควบคุมแบบพีที่สร้างมาจากวงจรสายพานกระแสรูนที่สองดังรูป
2. ที่โดยใช้ค่า $R_1 = 1\text{ k}\Omega$ และ $R_2 = 1\text{ k}\Omega$
3. ปรับสัญญาณ V_c เป็นสัญญาณระดับขนาด 3 โวลต์ ความถี่ 1 Hz
4. วัดค่าสัญญาณ V_{sp} ที่ Tacho generator แล้วทำการบันทึกผลการทดลอง
5. เปลี่ยนค่า R_2 เป็น $1\text{ M}\Omega$ แล้วทำการทดลองตามข้อที่ 2 ถึงข้อที่ 4

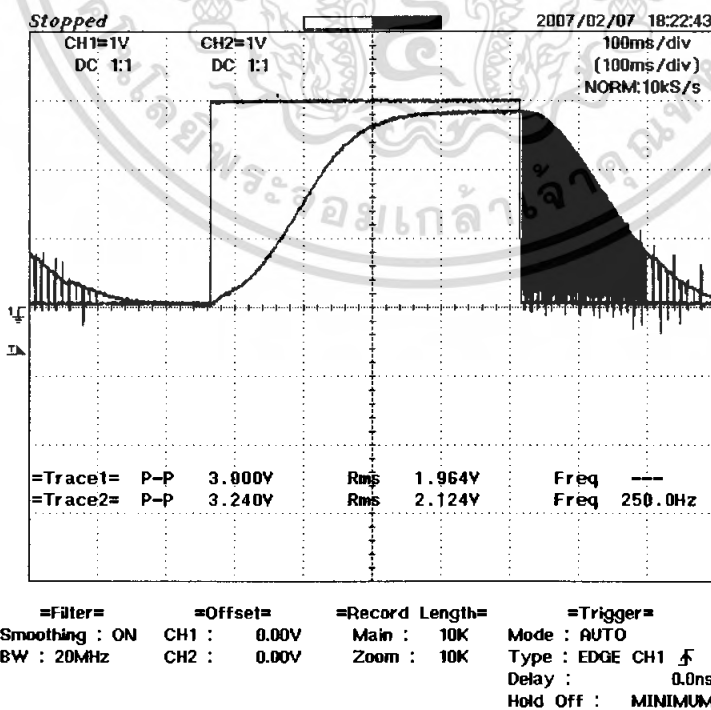
ผลการทดลอง

จากการทดลองพบว่า การนำตัวควบคุมแบบพีที่สร้างมาจากวงจรสายพานกระแสรูนที่สองไปควบคุมความเร็วมอเตอร์แบบป้อนกลับ พบว่าผลการทดลองเป็นไปตามทฤษฎีของตัวควบคุมแบบเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พีโดยรูปที่ 3.32 แสดงผลการทดลองเมื่อใช้ค่า $R_1 = 1\text{ k}\Omega$ และ $R_2 = 1\text{ k}\Omega$ นั่นคือให้อัตราขยาย K_p ของระบบเป็น 1 เท่า จะทำให้ระบบไม่เข้าสู่ค่าที่เราตั้งไว้โดยที่มีค่าความผิดพลาดเป็น 1 V และเมื่อเปลี่ยนค่า R_2 เป็น $1\text{ M}\Omega$ ทำให้อัตราขยาย K_p ของระบบมีค่าสูงขึ้น ทำให้ค่าความผิดพลาดของระบบลดลงเหลือ 160mV ผลการทดลองแสดงดังรูปที่ 3.33 ซึ่งเป็นไปตามทฤษฎีของตัวควบคุมแบบพี



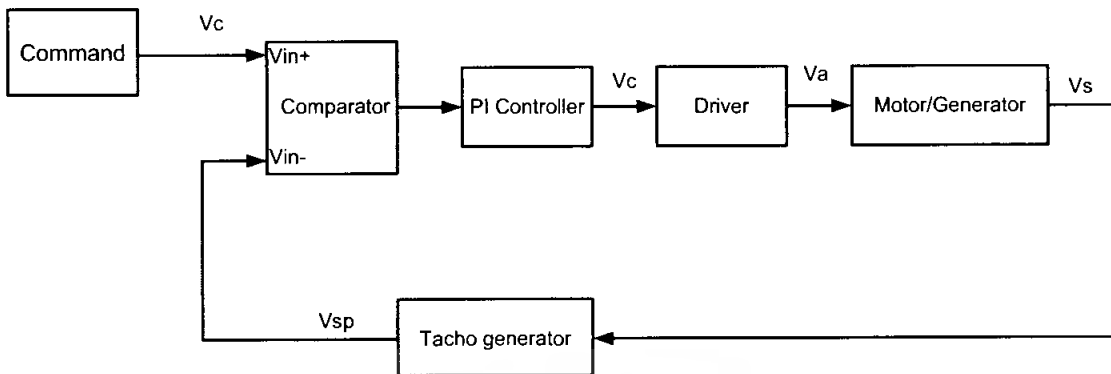
รูปที่ 3.32 ผลการทดลองของตัวควบคุมแบบพีเมื่อนำไปควบคุมระบบโดยใช้ค่า K_p เป็น 1



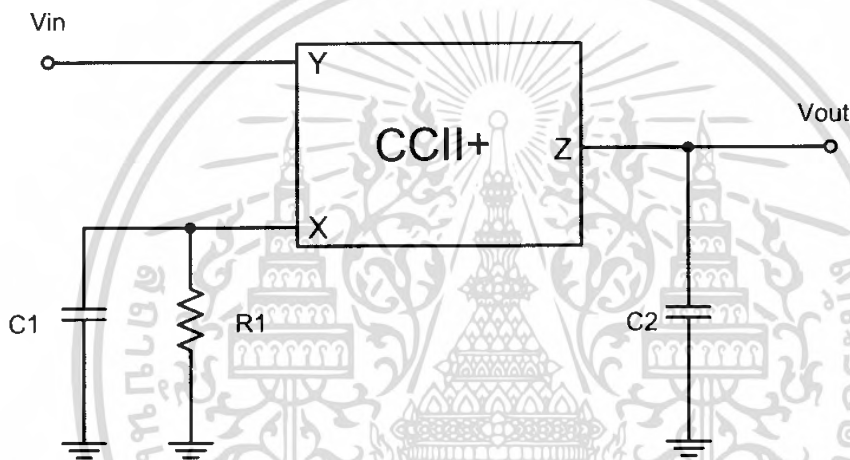
รูปที่ 3.33 ผลการทดลองของตัวควบคุมแบบพีเมื่อนำไปควบคุมระบบโดยใช้ค่า K_p เป็น 1000

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้ประกอบการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.5.2 ระบบควบคุมแบบฟีด



รูปที่ 3.34 ระบบควบคุมความเร็วมอเตอร์แบบป้อนกลับโดยใช้ตัวควบคุมแบบฟีดที่สร้างมาจากวงจรสายพานกระแสรูนที่สอง



รูปที่ 3.35 ตัวควบคุมแบบฟีดโดยใช้วงจรสายพานกระแสรูนที่สอง

วิธีการทดลอง

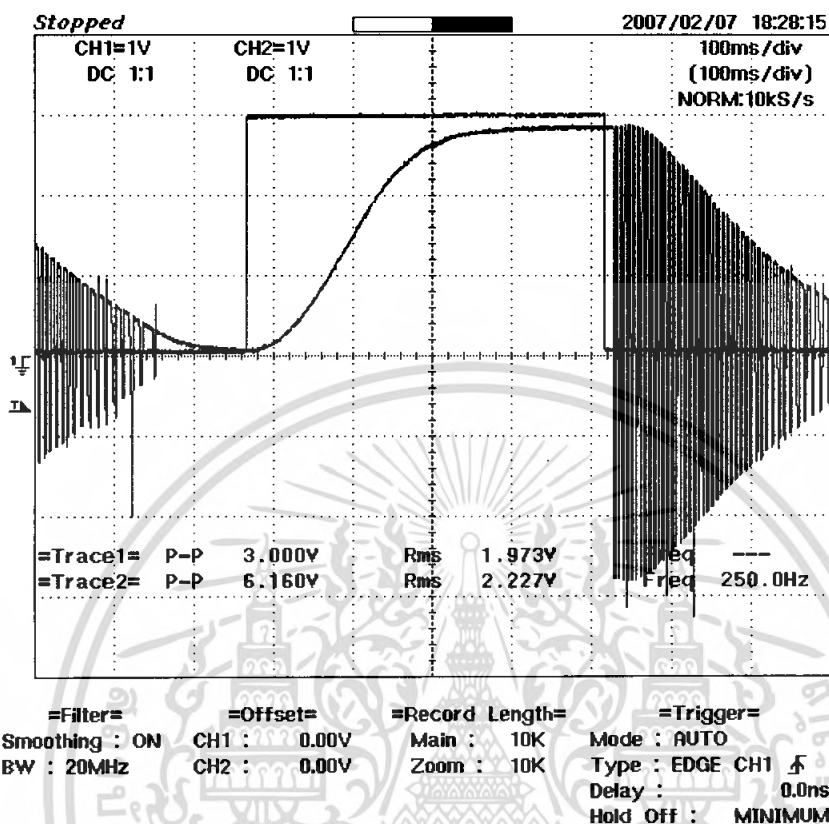
1. ต่อชุดการทดลองระบบควบคุมความเร็วมอเตอร์แบบป้อนกลับดังรูปที่ โดยใช้ตัวควบคุมแบบฟีดที่สร้างมาจากวงจรสายพานกระแสรูนที่สองดังรูปที่ 3.35
2. กำหนดค่า $C_1 = 1 \mu F$ $C_2 = 1 \mu F$ และ $R_1 = 1 k\Omega$
3. ปรับสัญญาณ V_c เป็นสัญญาณระดับขนาด 3 โวลต์ ความถี่ 1 Hz
4. วัดค่าสัญญาณ V_{sp} ที่ Tacho generator แล้วทำการบันทึกผลการทดลอง

ผลการทดลอง

จากการทดลองใช้ตัวควบคุมแบบฟีดมาควบคุมความเร็วมอเตอร์แบบป้อนกลับ พบว่าให้ผลการทดลองเป็นไปตามทฤษฎีของตัวควบคุมแบบฟีดนั่นคือเมื่อใช้ค่าอัตราขยาย K_p ของระบบเป็น 1 เท่า ระบบจะเข้าสู่ค่าที่เราต้องการผลการทดลองแสดงดังรูปที่ 3.36

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยพบว่าค่าความผิดพลาดของระบบมีค่าประมาณ 140 mV โดยค่าอัตราขยาย K_p ของระบบเป็น 1 เท่าและค่า $T_i = 1$ ms

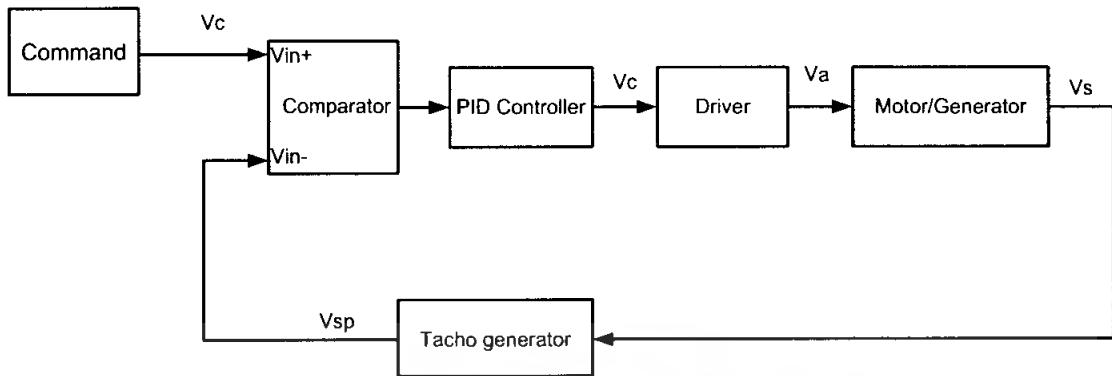


รูปที่ 3.36 ผลการทดลองของตัวควบคุมแบบพีไอเมื่อนำไปควบคุมระบบโดยใช้ค่า $C_1 = 1 \mu F$

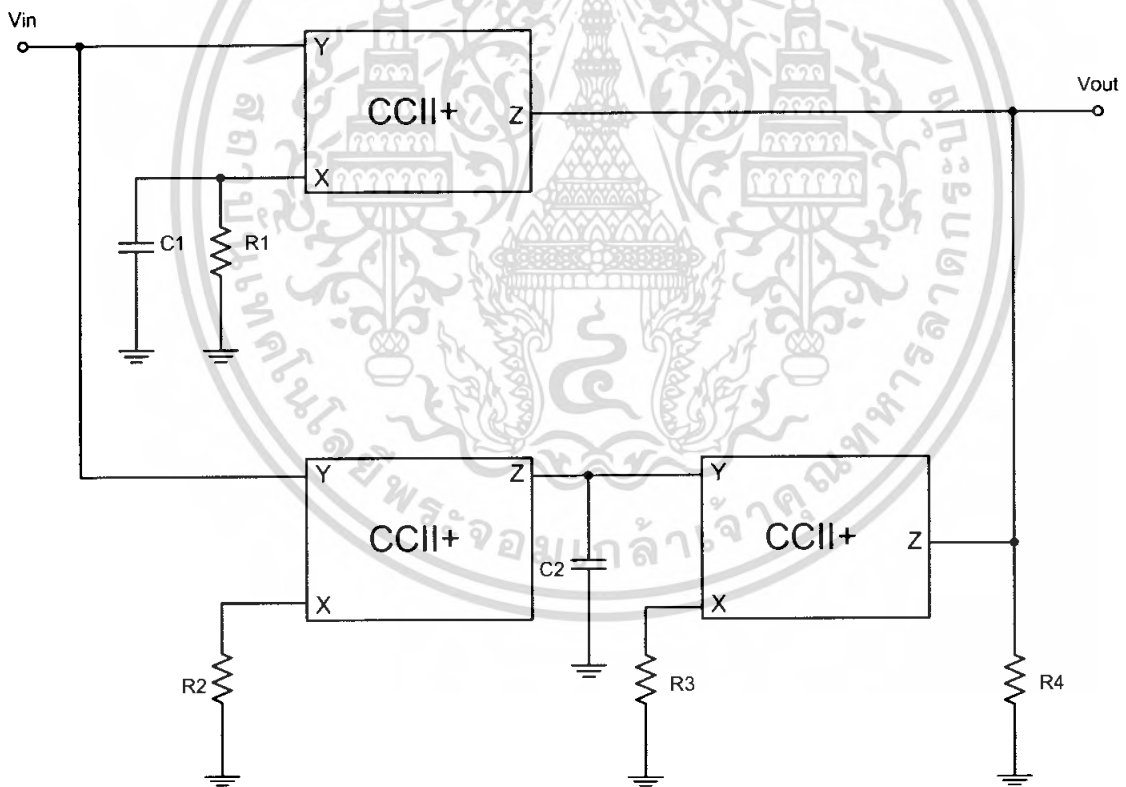
$$C_2 = 1 \mu F \text{ และ } R_1 = 1 k\Omega$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.5.3 ระบบควบคุมแบบฟีดแบ็ค



รูปที่ 3.37 ระบบควบคุมความเร็วมอเตอร์แบบป้อนกลับ โดยใช้ตัวควบคุมแบบฟีดแบ็คที่สร้างมาจาก วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง



รูปที่ 3.38 ตัวควบคุมแบบฟีดแบ็คโดยใช้วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง

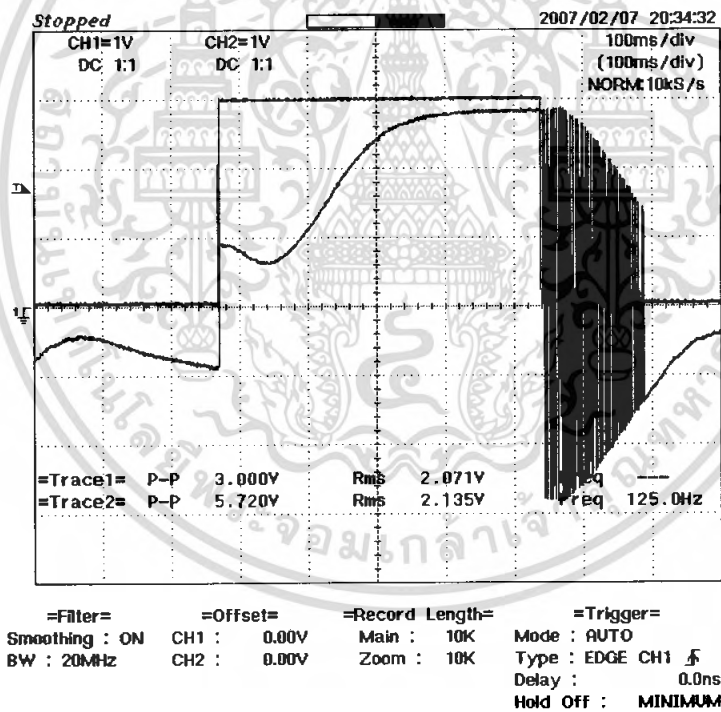
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วิธีการทดลอง

1. ค่อชุดการทดลองระบบควบคุมความเร็วมอเตอร์แบบป้อนกลับคังรูปที่โดยใช้ตัวควบคุมแบบพีไอดีที่สร้างมาจากวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองคังรูปที่ 3.38
2. กำหนดค่า $R_1 = 0.5k\Omega$ $R_2 = 1M\Omega$ $R_3 = 1k\Omega$ $R_4 = 1k\Omega$ $C_1 = 1nF$ $C_2 = 0.33\mu F$
3. ปรับสัญญาณ V_C เป็นสัญญาณระดับขนาด 3 โวลต์ ความถี่ 1 Hz
4. วัดค่าสัญญาณ V_{sp} ที่ Tacho generator แล้วทำการบันทึกผลการทดลอง

ผลการทดลอง

จากการทดลองใช้ตัวควบคุมแบบพีไอดีมาควบคุมความเร็วมอเตอร์แบบป้อนกลับ พบว่าให้ผลการทดลองเป็นไปตามทฤษฎีของตัวควบคุมแบบพีไอดี โดยที่ใช้ค่า $K_p = 2$ เท่า $T_i = 3$ s และ $T_d = 1$ μs โดยพบว่าระบบมีค่าความผิดพลาดประมาณ 160 mV ผลการทดลองแสดงคังรูปที่ 3.39



รูปที่ 3.39 ผลการทดลองของตัวควบคุมแบบพีไอดีเมื่อนำไปควบคุมระบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

บทวิจารณ์และสรุป

4.1 สรุปผลการทดลอง

จากการทดลองใช้วงจรสายพานกระแสร่นที่สองมาทดลองสร้างเป็นตัวควบคุมแบบต่างๆ นั้นพบว่าสามารถนำมาใช้เป็นสร้างเป็นตัวควบคุมแบบต่างๆ ได้เช่นเดียวกับออปแอมป์ แต่ตัวควบคุมที่สร้างมาจากวงจรสายพานกระแสร่นที่สองนั้นสามารถใช้งานได้ดีกว่าตัวควบคุมที่สร้างมาจากออปแอมป์ โดยการกำหนดค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ในตัวควบคุมที่สร้างมาจากวงจรสายพานกระแสร่นที่สองสามารถทำได้ง่ายกว่าตัวควบคุมที่สร้างมาจากออปแอมป์ วงจรสายพานกระแสร่นที่สองที่สร้างเป็นตัวควบคุมนั้นสร้างได้ง่าย ไม่ซับซ้อน และใช้อุปกรณ์น้อยกว่า ตัวควบคุมที่สร้างมาจากออปแอมป์

ส่วนผลการทดลองนั้นพบว่าตัวควบคุมที่สร้างมาจากวงจรสายพานกระแสร่นที่สองนั้นให้ผลใกล้เคียงกับตัวควบคุมที่สร้างมาจากออปแอมป์ ทั้งผลของการทดลอง ผลของการจำลองการทำงาน และการสังเคราะห์สมการทางคณิตศาสตร์ให้อยู่ในรูปของตัวควบคุมต่างๆ

ในส่วนของการนำไปใช้ควบคุมความเร็วมอเตอร์แบบป้อนกลับนั้น ตัวควบคุมที่สร้างจากวงจรสายพานกระแสร่นที่สอง สามารถนำไปใช้ควบคุมความเร็วมอเตอร์ได้เช่นเดียวกับตัวควบคุมที่สร้างมาจากออปแอมป์ โดยสามารถแก้ค่าความผิดพลาดที่เกิดขึ้นจากระบบได้เช่นเดียวกัน

4.2 ปัญหาที่พบและแนวทางแก้ไข

1. จากการศึกษาค้นคว้าและทำโครงงานนี้ในช่วงแรกเกิดปัญหาคือ ใช้เวลาในการศึกษาเกี่ยวกับตัวควบคุมพีไอคืออยู่นานพอสมควร เนื่องจากไม่ค่อยมีความรู้เกี่ยวกับตัวควบคุมพีไอดี ทำให้ต้องใช้เวลาทำความเข้าใจพอสมควร

2. การค้นคว้างานวิจัยเกี่ยวกับวงจรสายพานกระแสร่นที่สองในประเทศไทยไม่ได้ถูกค้นคว้าวิจัยอย่างต่อเนื่อง ทำให้หาข้อมูลเกี่ยวกับวงจรสายพานกระแสร่นที่สองได้ค่อนข้างยาก

3. IC เบอร์ AD844 AN ที่นำมาใช้เป็นวงจรสายพานกระแสร่นที่สองนั้น หาได้ยากในประเทศไทย และราคาค่อนข้างสูง ทำให้ต้องสั่งซื้อจากต่างประเทศ และใช้ระยะเวลาพอสมควรในการสั่งซื้อ ทำให้สิ้นเปลืองค่าใช้จ่าย

4. การกำหนดค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของตัวควบคุมนั้น ต้องสุ่มกำหนดเอง ทำให้สิ้นเปลืองเวลาในการสุ่มค่าพารามิเตอร์ให้ตัวควบคุมมีค่าเป็นไปตามสมการทางคณิตศาสตร์ของตัวควบคุม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3 ข้อเสนอแนะและแนวทางในการค้นคว้าพัฒนา

สำหรับข้อเสนอแนะเพิ่มเติมนั้นเนื่องมาจากปัญหาที่พบคือ IC เบอร์ AD844 AN ที่นำมาใช้ทดลองเป็นวงจรสายพานกระแสนั้นหาได้ยากมากในประเทศไทย ทำให้ต้องสั่งซื้อจากต่างประเทศ และใช้ระยะเวลาพอสมควรในการสั่งซื้อ ทำให้ค่าใช้จ่ายสูง ควรหา IC เบอร์อื่นที่สามารถนำมาใช้แทน IC เบอร์ AD844 AN ได้

เนื่องจากวงจรสายพานกระแสนั้น สามารถนำไปสร้างเป็นวงจรต่างๆ ได้อย่างหลากหลาย ดังนั้นจึงควรนำไปทำการศึกษาและวิจัยเป็นวงจรต่างๆ ในภาษาไทยเพื่อที่จะให้ผู้สนใจได้ศึกษาหาความรู้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง

- [1] มนตรี คำเงิน. “การออกแบบวงจรอนุกรมโดยใช่วงจรสายพานกระแส” **เซมิคอนดักเตอร์ อิเล็กทรอนิกส์**, ฉบับที่ 269, พฤศจิกายน 2547. หน้า 180-189.
- [2] Erkan Y., Sesai T., Shahram M., Oguzchan C. “Low-Component-Count Insensitive Current-Mode and Voltage-Mode PID, PI and PD Controllers.” **Frequenz**, Vol.60, No.3-4, 2006. pp. 65-70.
- [3] A.S.Sedra, K.C.Smith. “A Second-generation Current Conveyor and its application.” **IEEE Trans. CT.**, Vol. CT-17, 1970. pp.132-134
- [4] P. Aronhime., “ Transfer-function synthesis using a Current Conveyor.” **IEEE Transactions on Circuits and Systems.**, Vol. 21, 1974. pp. 312-314
- [5] Muhammad H. Rashid. **Introduction to Pspice Using OrCAD for Circuits and Electronics**. Third Edition. New Jersey : Prentice-Hall, Inc. 1986.
- [6] S. Minaei ,E. Yuce ,S. Tokat ,O. Cicekoglu. “Simple Realizations of Current-Mode and Voltage-Mode PID, PI and PD Controllers” **IEEE ISIE.**, 20-23 June 2005. pp.195-198



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก

เอกสารคู่มืออุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์

1. เอกสารคู่มือการใช้งาน AD844 AN

ไอซี AD844 AN เป็นวงจรรวมที่นำมาใช้ทดลองเป็นวงจรขยายพจนกระแสรุ่นที่สอง มีรายละเอียดต่างๆดังนี้



60 MHz, 2000 V/ μ s
Monolithic Op Amp

AD844

FEATURES

Wide Bandwidth: 60 MHz at Gain of -1
33 MHz at Gain of -10
Very High Output Slew Rate: Up to 2000 V/ μ s
20 MHz Full Power Bandwidth, 20 V pk-pk, $R_L = 500 \Omega$
Fast Settling: 100 ns to 0.1% (10 V Step)
Differential Gain Error: 0.03% at 4.4 MHz
Differential Phase Error: 0.15° at 4.4 MHz
High Output Drive: ± 50 mA into 50 Ω Load
Low Offset Voltage: 150 μ V max (B Grade)
Low Quiescent Current: 6.5 mA
Available in Tape and Reel in Accordance with
EIA-481A Standard

APPLICATIONS

Flash ADC Input Amplifiers
High Speed Current DAC Interfaces
Video Buffers and Cable Drivers
Pulse Amplifiers

PRODUCT DESCRIPTION

The AD844 is a high speed monolithic operational amplifier fabricated using Analog Devices' junction isolated complementary bipolar (CB) process. It combines high bandwidth and very fast large signal response with excellent dc performance. Although optimized for use in current to voltage applications and as an inverting mode amplifier, it is also suitable for use in many non-inverting applications.

The AD844 can be used in place of traditional op amps, but its current feedback architecture results in much better ac performance, high linearity and an exceptionally clean pulse response.

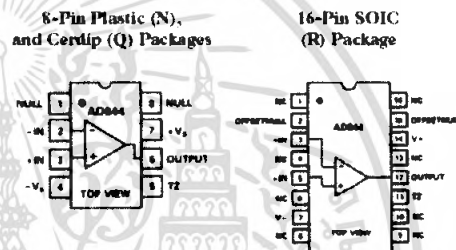
This type of op amp provides a closed-loop bandwidth which is determined primarily by the feedback resistor and is almost independent of the closed-loop gain. The AD844 is free from the slew rate limitations inherent in traditional op amps and other current-feedback op amps. Peak output rate of change can be over 2000 V/ μ s for a full 20 V output step. Settling time is typically 100 ns to 0.1%, and essentially independent of gain. The AD844 can drive 50 Ω loads to ± 2.5 V with low distortion and is short circuit protected to 80 mA.

The AD844 is available in four performance grades and three package options. In the 16-pin SOIC (R) package, the AD844J is specified for the commercial temperature range of 0°C to +70°C. The AD844A and AD844B are specified for the industrial temperature range of -40°C to +85°C and are available in the cerdip (Q) package. The AD844A is also available in an 8-pin plastic mini-DIP (N). The AD844S is specified over the military temperature range of -55°C to +125°C. It is available in the 8-pin cerdip (Q) package. "A" and "S" grade chips and devices processed to MIL-STD-883B, REV. C are also available.

REV. C

Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices.

CONNECTION DIAGRAMS



PRODUCT HIGHLIGHTS

1. The AD844 is a versatile, low cost component providing an excellent combination of ac and dc performance. It may be used as an alternative to the EL2020 and CLC400-1.
2. It is essentially free from slew rate limitations. Rise and fall times are essentially independent of output level.
3. The AD844 can be operated from ± 4.5 V to ± 18 V power supplies and is capable of driving loads down to 50 Ω , as well as driving very large capacitive loads using an external network.
4. The offset voltage and input bias currents of the AD844 are laser trimmed to minimize dc errors; V_{OS} drift is typically 1 μ V/°C and bias current drift is typically 9 nA/°C.
5. The AD844 exhibits excellent differential gain and differential phase characteristics, making it suitable for a variety of video applications with bandwidths up to 60 MHz.
6. The AD844 combines low distortion, low noise and low drift with wide bandwidth, making it outstanding as an input amplifier for flash A/D converters.

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
Tel: 617/329-4700 Fax: 617/326-8703

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

AD844—SPECIFICATIONS (@ $T_A = +25^\circ\text{C}$ and $V_S = \pm 15\text{ V}$ dc, unless otherwise noted)

Model	Conditions	AD844J/A			AD844B			AD844S			Units	
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max		
INPUT OFFSET VOLTAGE ¹ $T_{\text{MIN}}-T_{\text{MAX}}$ vs. Temperature vs. Supply Initial $T_{\text{MIN}}-T_{\text{MAX}}$ vs. Common Mode Initial $T_{\text{MIN}}-T_{\text{MAX}}$	5 V–18 V	50	300		50	150		50	300		μV	
		75	500		75	200		125	500		μV	
		1			1	5		1	5		$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$	
	$V_{\text{CM}} = \pm 10\text{ V}$	4	20		4	10		4	20		$\mu\text{V}/\text{V}$	
		4			4	10		4	20		$\mu\text{V}/\text{V}$	
		10	35		10	20		10	35		$\mu\text{V}/\text{V}$	
		10			10	20		10	35		$\mu\text{V}/\text{V}$	
INPUT BIAS CURRENT –Input Bias Current ¹ $T_{\text{MIN}}-T_{\text{MAX}}$ vs. Temperature vs. Supply Initial $T_{\text{MIN}}-T_{\text{MAX}}$ vs. Common Mode Initial $T_{\text{MIN}}-T_{\text{MAX}}$ +Input Bias Current ¹ $T_{\text{MIN}}-T_{\text{MAX}}$ vs. Temperature vs. Supply Initial $T_{\text{MIN}}-T_{\text{MAX}}$ vs. Common Mode Initial $T_{\text{MIN}}-T_{\text{MAX}}$	5 V–18 V	200	450		150	250		200	450		nA	
		800	1500		750	1100		1900	2500		nA	
		9			9	15		20	30		$\text{nA}/^\circ\text{C}$	
		$V_{\text{CM}} = \pm 10\text{ V}$	175	250		175	200		175	250		nA/V
			220			220	240		220	300		nA/V
			90	160		90	110		90	160		nA/V
	5 V–18 V	110			110	150		120	200		nA/V	
		150	400		100	200		100	400		nA	
		350	700		300	500		800	1300		nA	
		3			3	7		7	15		$\text{nA}/^\circ\text{C}$	
		$V_{\text{CM}} = \pm 10\text{ V}$	80	150		80	100		80	150		nA/V
			100			100	120		120	200		nA/V
90	150			90	120		90	150		nA/V		
		130			130	190		140	200		nA/V	
INPUT CHARACTERISTICS Input Resistance –Input +Input Input Capacitance –Input +Input Input Voltage Range Common Mode	7	50	65		50	65		50	65		Ω	
		10			10			10			M Ω	
		2			2			2			pF	
	± 10	2			2			2			pF	
											V	
											V	
INPUT VOLTAGE NOISE	$f \geq 1\text{ kHz}$	2			2			2			$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$	
INPUT CURRENT NOISE –Input +Input	$f \geq 1\text{ kHz}$	10			10			10			$\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$	
	$f \geq 1\text{ kHz}$	12			12			12			$\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$	
OPEN LOOP TRANSRESISTANCE $T_{\text{MIN}}-T_{\text{MAX}}$ Transcapacitance	$V_{\text{OUT}} = \pm 10\text{ V}$ $R_{\text{LOAD}} = 500\ \Omega$	2.2	3.0		2.8	3.0		2.2	3.0		M Ω	
		1.3	2.0		1.6	2.0		1.3	1.6		M Ω	
			4.5			4.5			4.5			pF
DIFFERENTIAL GAIN ERROR ²	$f = 4.4\text{ MHz}$	0.03			0.03			0.03			%	
DIFFERENTIAL PHASE ERROR ²	$f = 4.4\text{ MHz}$	0.15			0.15			0.15			Degree	
FREQUENCY RESPONSE Small Signal Bandwidth ³ Gain = –1 ⁴ Gain = –10		60			60			60			MHz	
		33			33			33			MHz	
TOTAL HARMONIC DISTORTION	$f = 100\text{ kHz}$, 2 V rms ⁵	0.005			0.005			0.005			%	
SETTLING TIME 10 V Output Step Gain = –1, to 0.1% ⁵ Gain = –10, to 0.1% ⁶ 2 V Output Step Gain = –1, to 0.1% ⁵ Gain = –10, to 0.1% ⁶	$\pm 15\text{ V}$ Supplies	100			100			100			ns	
		100			100			100			ns	
	$\pm 5\text{ V}$ Supplies	110			110			110			ns	
		100			100			100			ns	

AD844

Model	Conditions	AD844J/A			AD844B			AD844S			Units	
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max		
OUTPUT SLEW RATE	Overdriven Input	1200	2000		1200	2000		1200	2000		V/ μ s	
FULL POWER BANDWIDTH	$V_S = \pm 15$ V $V_S = \pm 5$ V THD = 3%		20		20		20		20		MHz	
			20		20		20		20		MHz	
OUTPUT CHARACTERISTICS	$R_{LOAD} = 500 \Omega$	Voltage	10	11	10	11	10	11	10	11	\pm V	
		Short Circuit Current		80		80		80		80	mA	
		$T_{MIN}-T_{MAX}$		60		60		60		60	mA	
	Output Resistance	Open Loop		15		15		15		15	Ω	
POWER SUPPLY		Operating Range	± 4.5	± 18	± 4.5	± 18	± 4.5	± 18	± 4.5	± 18	V	
		Quiescent Current		6.5	7.5		6.5	7.5		6.5	7.5	mA
		$T_{MIN}-T_{MAX}$		7.5	8.5		7.5	8.5		8.5	9.5	mA

NOTES

¹Rated performance after a 5 minute warmup at $T_A = 25^\circ\text{C}$.

²Input signal 285 mV p-p carrier (40 IRE) riding on 0 mV to 642 mV (90 IRE) ramp. $R_L = 100 \Omega$, $R_1, R_2 = 300 \Omega$.

³Input signal 0 dBm, $C_L = 10$ pF, $R_L = 500 \Omega$, $R_1 = 500 \Omega$, $R_2 = 500 \Omega$ in Figure 26.

⁴Input signal 0 dBm, $C_L = 10$ pF, $R_L = 500 \Omega$, $R_1 = 500 \Omega$, $R_2 = 50 \Omega$ in Figure 26.

⁵ $C_L = 10$ pF, $R_L = 500 \Omega$, $R_1 = 1$ k Ω , $R_2 = 1$ k Ω in Figure 26.

⁶ $C_L = 10$ pF, $R_L = 500 \Omega$, $R_1 = 500 \Omega$, $R_2 = 50 \Omega$ in Figure 26.

Specifications subject to change without notice. All min and max specifications are guaranteed.

Specifications shown in boldface are tested on all production units at final electrical test.

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS¹

Supply Voltage	± 18 V
Power Dissipation ²	1.1 W
Output Short Circuit Duration	Indefinite
Common-Mode Input Voltage	$\pm V_S$
Differential Input Voltage	6 V
Inverting Input Current	
Continuous	5 mA
Transient	10 mA
Storage Temperature Range (Q)	-65°C to $+150^\circ\text{C}$
(N, R)	-65°C to $+125^\circ\text{C}$
Lead Temperature Range (Soldering 60 sec)	$+300^\circ\text{C}$
ESD Rating	1000 V

NOTES

¹Stresses above those listed under "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device at these or any other conditions above those indicated in the operational sections of this specification is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

²28-Pin Plastic Package: $\theta_{JA} = 100^\circ\text{C}/\text{Watt}$

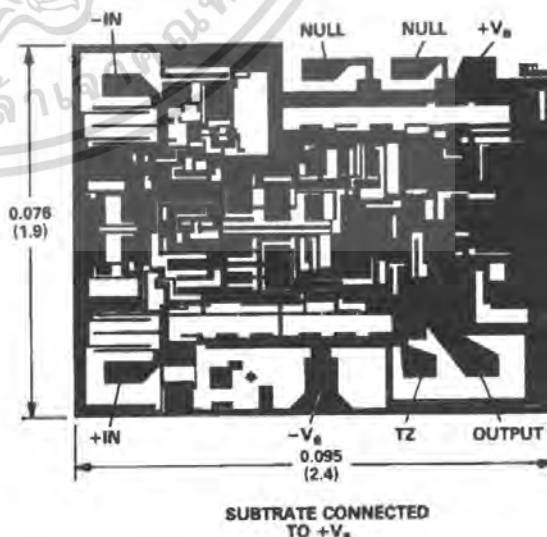
8-Pin Cerdip Package: $\theta_{JA} = 110^\circ\text{C}/\text{Watt}$

16-Pin SOIC Package: $\theta_{JA} = 100^\circ\text{C}/\text{Watt}$

METALIZATION PHOTOGRAPH

Contact factory for latest dimensions.

Dimension shown in inches and (mm).



ORDERING GUIDE

Model	Temperature Range	Package Option*
AD844JR	0°C to $+70^\circ\text{C}$	R-16
AD844JR-REEL	0°C to $+70^\circ\text{C}$	Tape and Reel
AD844AN	-40°C to $+85^\circ\text{C}$	N-8
AD844AQ	-40°C to $+85^\circ\text{C}$	Q-8
AD844BQ	-40°C to $+85^\circ\text{C}$	Q-8
AD844SQ	-55°C to $+125^\circ\text{C}$	Q-8
AD844SQ/883B	-55°C to $+125^\circ\text{C}$	Q-8
5962-8964401PA	-55°C to $+125^\circ\text{C}$	Q-8
AD844A Chips	-40°C to $+85^\circ\text{C}$	Die
AD844S Chips	-55°C to $+125^\circ\text{C}$	Die

*N = Plastic DIP; Q = Cerdip; R = Small Outline IC (SOIC).

AD844—Typical Characteristics ($T_A = +25^\circ\text{C}$ and $V_S = \pm 15\text{ V}$, unless otherwise noted)

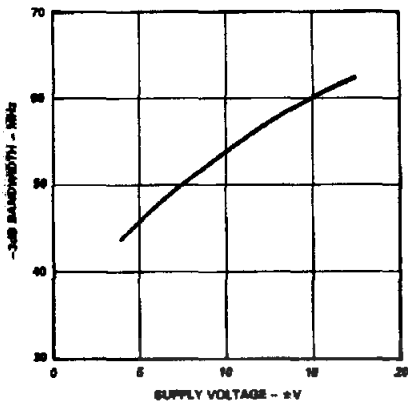


Figure 1. -3 dB Bandwidth vs. Supply Voltage $R_1 = R_2 = 500\ \Omega$

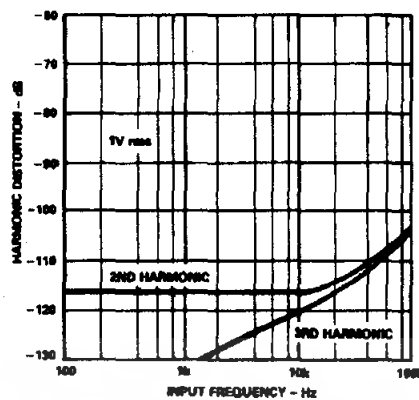


Figure 2. Harmonic Distortion vs. Frequency, $R_1 = R_2 = 1\ \text{k}\Omega$

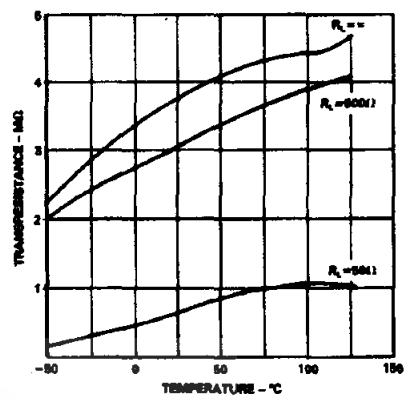


Figure 3. Transresistance vs. Temperature

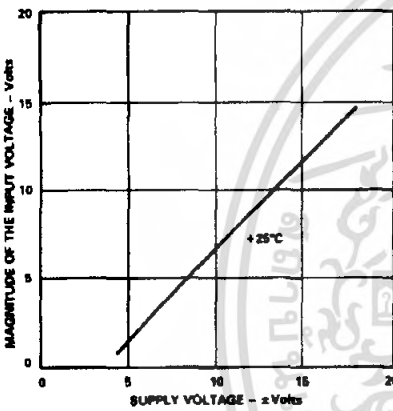


Figure 4. Noninverting Input Voltage Swing vs. Supply Voltage

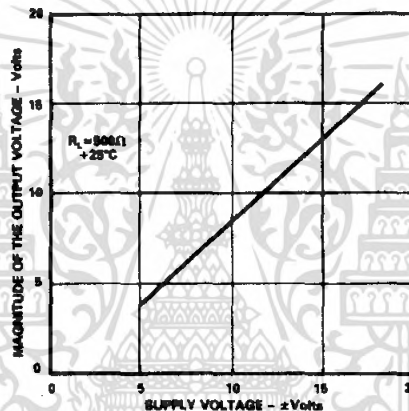


Figure 5. Output Voltage Swing vs. Supply Voltage

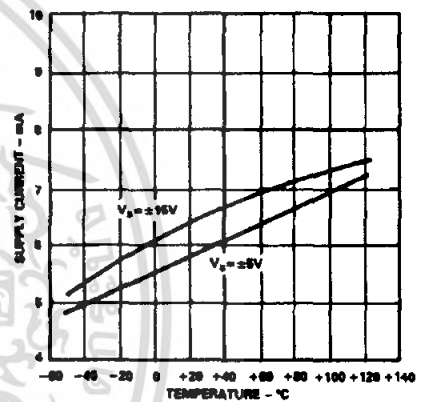


Figure 6. Quiescent Supply Current vs. Temperature and Supply Voltage

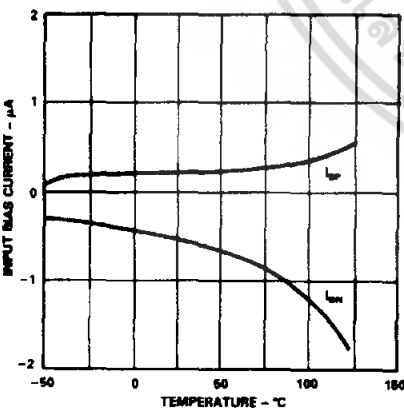


Figure 7. Inverting Input Bias Current (I_{BN}) and Noninverting Input Bias Current (I_{BP}) vs. Temperature

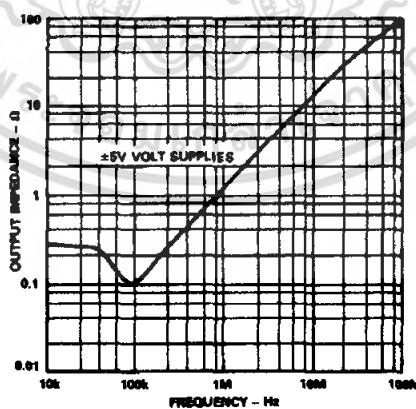


Figure 8. Output Impedance vs. Frequency, Gain = -1, $R_1 = R_2 = 1\ \text{k}\Omega$

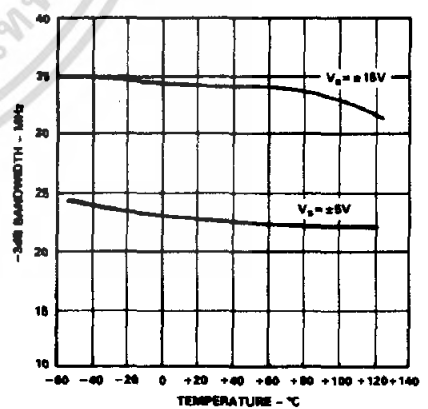


Figure 9. -3 dB Bandwidth vs. Temperature, Gain = -1, $R_1 = R_2 = 1\ \text{k}\Omega$

Inverting Gain of 1 AC Characteristics

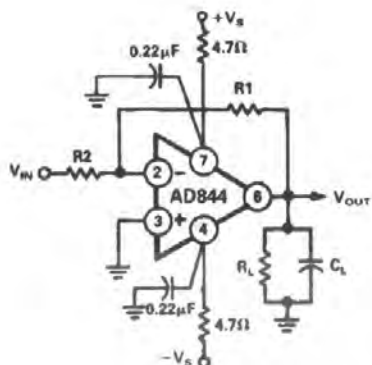


Figure 10. Inverting Amplifier, Gain of -1 ($R_1 = R_2$)

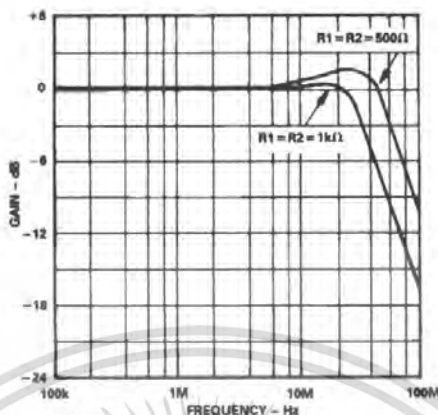


Figure 11. Gain vs. Frequency for Gain = -1, $R_L = 500\Omega$, $C_L = 0\text{ pF}$

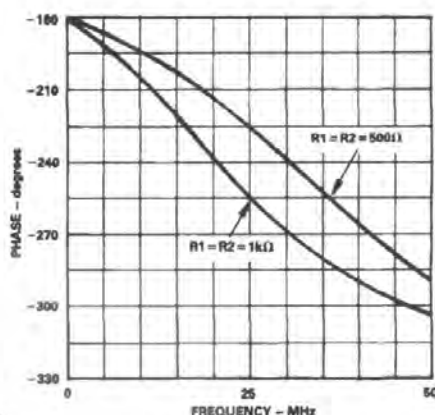


Figure 12. Phase vs. Frequency Gain = -1, $R_L = 500\Omega$, $C_L = 0\text{ pF}$

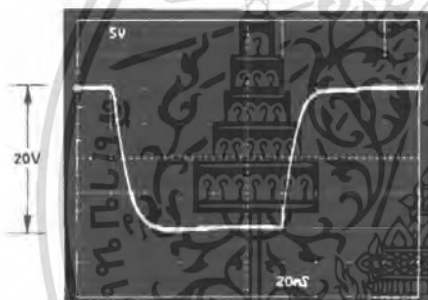


Figure 13. Large Signal Pulse Response, Gain = -1, $R_1 = R_2 = 1\text{ k}\Omega$

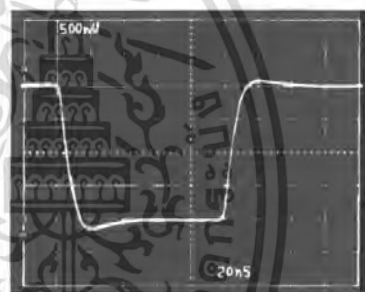


Figure 14. Small Signal Pulse Response, Gain = -1, $R_1 = R_2 = 1\text{ k}\Omega$

Inverting Gain of 10 AC Characteristics

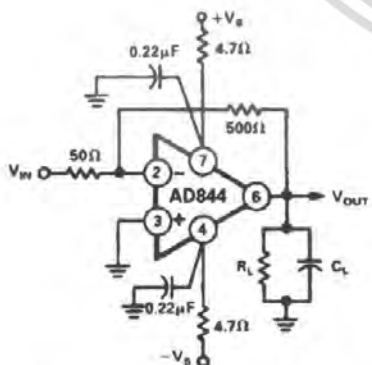


Figure 15. Gain of -10 Amplifier

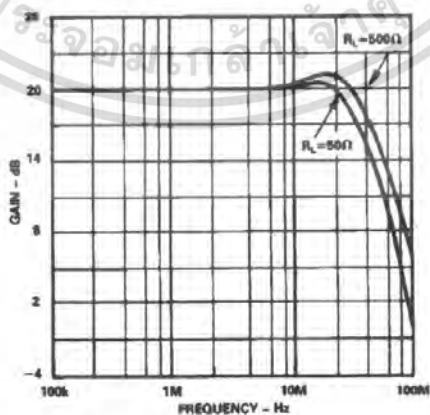


Figure 16. Gain vs. Frequency, Gain = -10

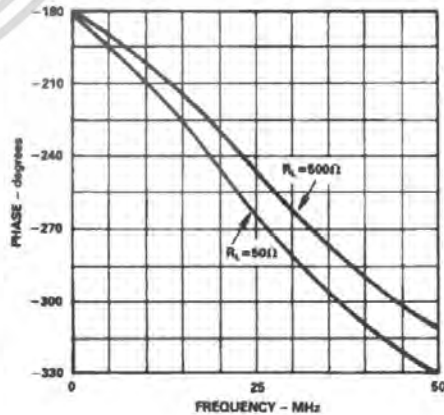


Figure 17. Phase vs. Frequency, Gain = -10

AD844

Inverting Gain of 10 Pulse Response

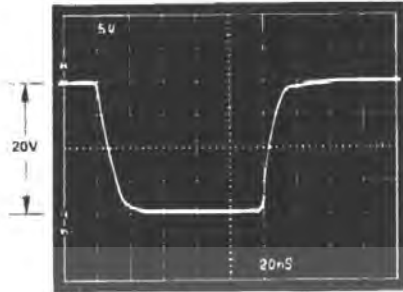


Figure 18. Large Signal Pulse Response, Gain = -10, $R_L = 500 \Omega$

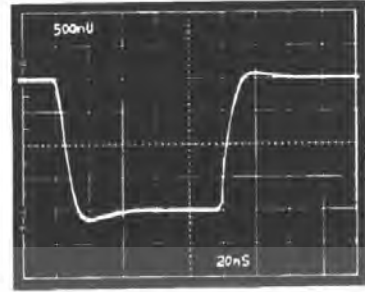


Figure 19. Small Signal Pulse Response, Gain = -10, $R_L = 500 \Omega$

Noninverting Gain of 10 AC Characteristics

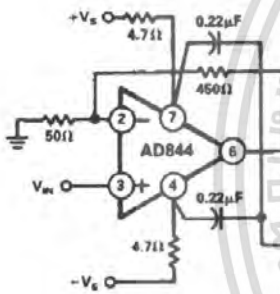


Figure 20. Noninverting Gain of +10 Amplifier

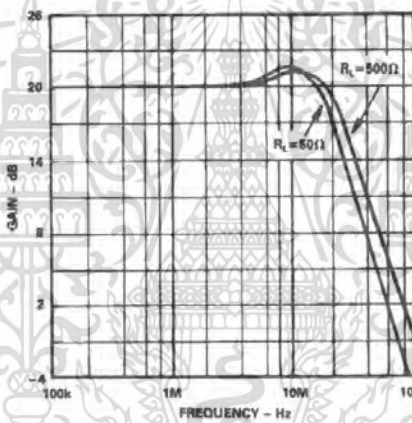


Figure 21. Gain vs. Frequency, Gain = +10

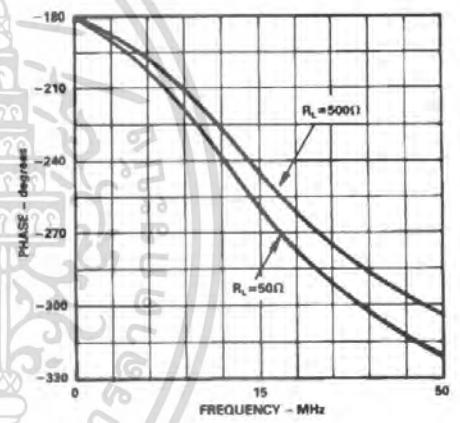


Figure 22. Phase vs. Frequency, Gain = +10

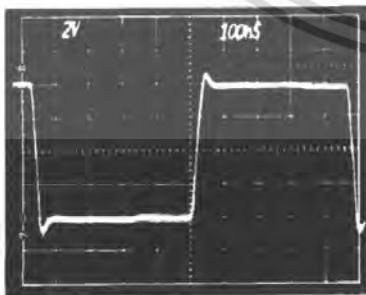


Figure 23. Noninverting Amplifier Large Signal Pulse Response, Gain = +10, $R_L = 500 \Omega$

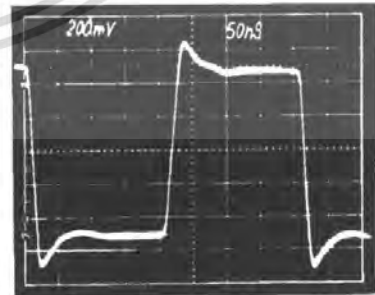


Figure 24. Small Signal Pulse Response, Gain = +10, $R_L = 500 \Omega$

UNDERSTANDING THE AD844

The AD844 can be used in ways similar to a conventional op amp while providing performance advantages in wideband applications. However, there are important differences in the internal structure which need to be understood in order to optimize the performance of the AD844 op amp.

Open Loop Behavior

Figure 25 shows a current feedback amplifier reduced to essentials. Sources of fixed dc errors such as the inverting node bias current and the offset voltage are excluded from this model and are discussed later. The most important parameter limiting the dc gain is the transresistance, R_t , which is ideally infinite. A finite value of R_t is analogous to the finite open loop voltage gain in a conventional op amp.

The current applied to the inverting input node is replicated by the current conveyor so as to flow in resistor R_t . The voltage developed across R_t is buffered by the unity gain voltage follower. Voltage gain is the ratio R_t/R_{IN} . With typical values of $R_t = 3\text{ M}\Omega$ and $R_{IN} = 50\ \Omega$, the voltage gain is about 60,000. The open loop current gain is another measure of gain and is determined by the beta product of the transistors in the voltage follower stage (see Figure 28); it is typically 40,000.

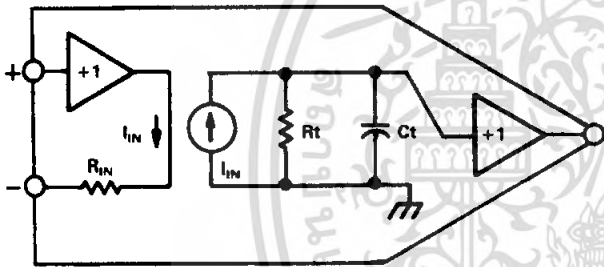


Figure 25. Equivalent Schematic

The important parameters defining ac behavior are the transcapacitance, C_t , and the external feedback resistor (not shown). The time constant formed by these components is analogous to the dominant pole of a conventional op amp, and thus cannot be reduced below a critical value if the closed loop system is to be stable. In practice, C_t is held to as low a value as possible (typically 4.5 pF) so that the feedback resistor can be maximized while maintaining a fast response. The finite R_{IN} also affects the closed loop response in some applications as will be shown.

The open loop ac gain is also best understood in terms of the transimpedance rather than as an open loop voltage gain. The open loop pole is formed by R_t in parallel with C_t . Since C_t is typically 4.5 pF, the open loop corner frequency occurs at about 12 kHz. However, this parameter is of little value in determining the closed loop response.

Response as an Inverting Amplifier

Figure 26 shows the connections for an inverting amplifier. Unlike a conventional amplifier the transient response and the small signal bandwidth are determined primarily by the value of the external feedback resistor, R_1 , rather than by the ratio of R_1/R_2 as is customarily the case in an op amp application. This is a direct result of the low impedance at the inverting input. As with conventional op amps, the closed loop gain is $-R_1/R_2$.

The closed loop transresistance is simply the parallel sum of R_1 and R_t . Since R_1 will generally be in the range 500 Ω to 2 k Ω and R_t is about 3 M Ω the closed loop transresistance will be only 0.02% to 0.07% lower than R_1 . This small error will often be less than the resistor tolerance.

When R_1 is fairly large (above 5 k Ω) but still much less than R_t , the closed loop HF response is dominated by the time constant $R_1 C_t$. Under such conditions the AD844 is over-damped and will provide only a fraction of its bandwidth potential. Because of the absence of slew rate limitations under these conditions, the circuit will exhibit a simple single pole response even under large signal conditions.

In Figure 26, R_3 is used to properly terminate the input if desired. R_3 in parallel with R_2 gives the terminated resistance. As R_1 is lowered, the signal bandwidth increases, but the time constant $R_1 C_t$ becomes comparable to higher order poles in the closed loop response. Therefore, the closed loop response becomes complex, and the pulse response shows overshoot. When R_2 is much larger than the input resistance, R_{IN} , at Pin 2, most of the feedback current in R_1 is delivered to this input; but as R_2 becomes comparable to R_{IN} , less of the feedback is absorbed at Pin 2, resulting in a more heavily damped response. Consequently, for low values of R_2 it is possible to lower R_1 without causing instability in the closed loop response. Table I lists combinations of R_1 and R_2 and the resulting frequency response for the circuit of Figure 26. Figure 13 shows the very clean and fast $\pm 10\text{ V}$ pulse response of the AD844.

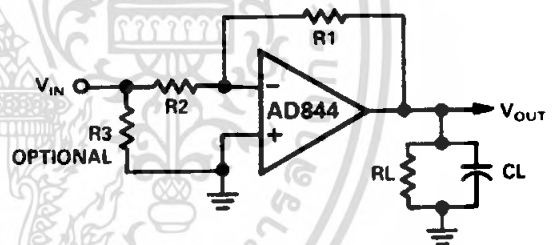


Figure 26. Inverting Amplifier

Table I.

Gain	R1	R2	BW (MHz)	GBW (MHz)
-1	1 k Ω	1 k Ω	35	35
-1	500 Ω	500 Ω	60	60
-2	2 k Ω	1 k Ω	15	30
-2	1 k Ω	500 Ω	30	60
-5	5 k Ω	1 k Ω	5.2	26
-5	500 Ω	100 Ω	49	245
-10	1 k Ω	100 Ω	23	230
-10	500 Ω	50 Ω	33	330
-20	1 k Ω	50 Ω	21	420
-100	5 k Ω	50 Ω	3.2	320
+100	5 k Ω	50 Ω	9	900

AD844

Response as an I-V Converter

The AD844 works well as the active element in an operational current to voltage converter, used in conjunction with an external scaling resistor, R_1 , in Figure 27. This analysis includes the stray capacitance, C_S , of the current source, which might be a high speed DAC. Using a conventional op amp, this capacitance forms a "nuisance pole" with R_1 which destabilizes the closed loop response of the system. Most op amps are internally compensated for the fastest response at unity gain, so the pole due to R_1 and C_S reduces the already narrow phase margin of the system. For example, if R_1 were 2.5 k Ω a C_S of 15 pF would place this pole at a frequency of about 4 MHz, well within the response range of even a medium speed operational amplifier. In a current feedback amp this nuisance pole is no longer determined by R_1 but by the input resistance, R_{IN} . Since this is about 50 Ω for the AD844, the same 15 pF forms a pole 212 MHz and causes little trouble. It can be shown that the response of this system is:

$$V_{OUT} = -I_{sig} \frac{K R_1}{(1 + sT_d)(1 + sT_n)}$$

where K is a factor very close to unity and represents the finite dc gain of the amplifier, T_d is the dominant pole and T_n is the nuisance pole:

$$K = \frac{R_t}{R_t + R_1}$$

$$T_d = KR_1 C_t$$

$$T_n = R_{IN} C_s \quad (\text{assuming } R_{IN} \ll R_1)$$

Using typical values of $R_1 = 1$ k Ω and $R_t = 3$ M Ω , K is 0.9997; in other words, the "gain error" is only 0.03%. This is much less than the scaling error of virtually all DACs and can be absorbed, if necessary, by the trim needed in a precise system.

In the AD844, R_t is fairly stable with temperature and supply voltages, and consequently the effect of finite "gain" is negligible unless high value feedback resistors are used. Since that would result in slower response times than are possible, the relatively low value of R_t in the AD844 will rarely be a significant source of error.

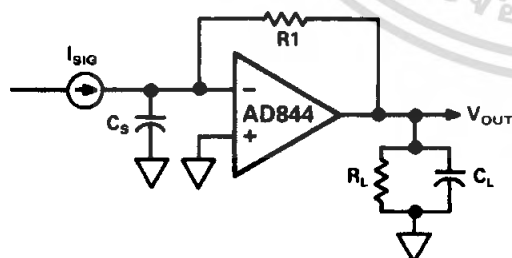


Figure 27. Current to Voltage Converter

Circuit Description of the AD844

A simplified schematic is shown in Figure 28. The AD844 differs from a conventional op amp in that the signal inputs have radically different impedance. The noninverting input (Pin 3) presents the usual high impedance. The voltage on this input is transferred to the inverting input (Pin 2) with a low offset volt-

age, ensured by the close matching of like polarity transistors operating under essentially identical bias conditions. Laser trimming nulls the residual offset voltage, down to a few tens of microvolts. The inverting input is the common emitter node of a complementary pair of grounded base stages and behaves as a current summing node. In an ideal current feedback op amp the input resistance would be zero. In the AD844 it is about 50 Ω .

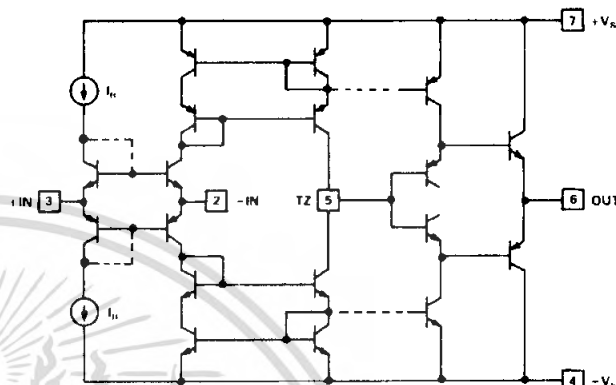


Figure 28. Simplified Schematic

A current applied to the inverting input is transferred to a complementary pair of unity-gain current mirrors which deliver the same current to an internal node (Pin 5) at which the full output voltage is generated. The unity-gain complementary voltage follower then buffers this voltage and provides the load driving power. This buffer is designed to drive low impedance loads such as terminated cables, and can deliver ± 50 mA into a 50 Ω load while maintaining low distortion, even when operating at supply voltages of only ± 6 V. Current limiting (not shown) ensures safe operation under short circuited conditions.

It is important to understand that the low input impedance at the inverting input is locally generated, and does not depend on feedback. This is very different from the "virtual ground" of a conventional operational amplifier used in the current summing mode which is essentially an open circuit until the loop settles. In the AD844, transient current at the input does not cause voltage spikes at the summing node while the amplifier is settling. Furthermore, all of the transient current is delivered to the slewing (TZ) node (Pin 5) via a short signal path (the grounded base stages and the wideband current mirrors).

The current available to charge the capacitance (about 4.5 pF) at TZ node, is *always proportional to the input error current*, and the slew rate limitations associated with the large signal response of op amps do not occur. For this reason, the rise and fall times are almost independent of signal level. In practice, the input current will eventually cause the mirrors to saturate. When using ± 15 V supplies, this occurs at about 10 mA (or ± 2200 V/ μ s). Since signal currents are rarely this large, classical "slew rate" limitations are absent.

This inherent advantage would be lost if the voltage follower used to buffer the output were to have slew rate limitations. The AD844 has been designed to avoid this problem, and as a result the output buffer exhibits a clean large signal transient response, free from anomalous effects arising from internal saturation.

Applying the AD844

Response as a Noninverting Amplifier

Since current feedback amplifiers are asymmetrical with regard to their two inputs, performance will differ markedly in noninverting and inverting modes. In noninverting modes, the large signal high speed behavior of the AD844 deteriorates at low gains because the biasing circuitry for the input system (not shown in Figure 28) is not designed to provide high input voltage slew rates.

However, good results can be obtained with some care. The noninverting input will not tolerate a large transient input; it must be kept below ± 1 V for best results. Consequently this mode is better suited to high gain applications (greater than $\times 10$). Figure 20 shows a noninverting amplifier with a gain of 10 and a bandwidth of 30 MHz. The transient response is shown in Figures 23 and 24. To increase the bandwidth at higher gains, a capacitor can be added across R2 whose value is approximately the ratio of R1 and R2 times Ct.

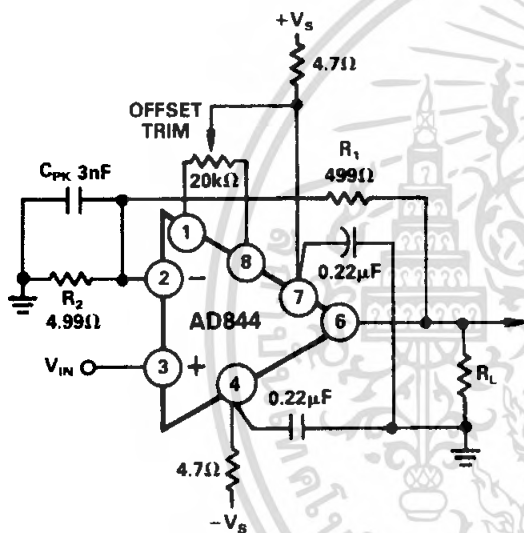


Figure 29. Noninverting Amplifier Gain = 100, Optional Offset Trim Is Shown

Noninverting Gain of 100

The AD844 provides very clean pulse response at high noninverting gains. Figure 29 shows a typical configuration providing a gain of 100 with high input resistance. The feedback resistor is kept as low as practicable to maximize bandwidth, and a peaking capacitor (C_{PK}) can optionally be added to further extend the bandwidth. Figure 30 shows the small signal response with $C_{PK} = 3$ nF, $R_L = 500 \Omega$ and supply voltages of either ± 5 V or ± 15 V. Gain bandwidth products of up to 900 MHz can be achieved in this way.

The offset voltage of the AD844 is laser trimmed to the 50 μ V level and exhibits very low drift. In practice, there is an additional offset term due to the bias current at the inverting input (I_{BN}) which flows in the feedback resistor (R1). This can optionally be nulled by the trimming potentiometer shown in Figure 29.

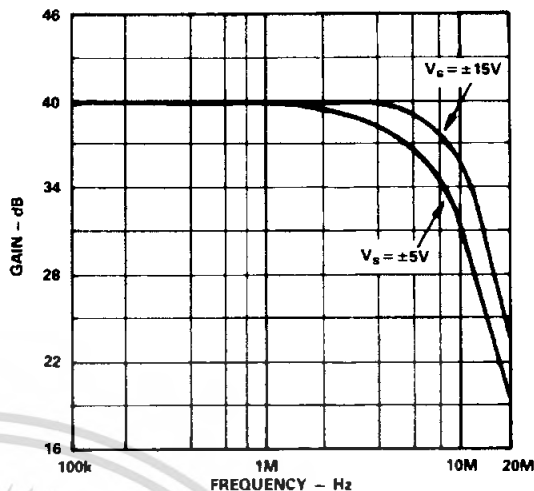


Figure 30. AC Response for Gain = 100, Configuration Shown in Figure 29

USING THE AD844

Board Layout

As with all high frequency circuits considerable care must be used in the layout of the components surrounding the AD844. A ground plane, to which the power supply decoupling capacitors are connected by the shortest possible leads, is essential to achieving clean pulse response. Even a continuous ground plane will exhibit finite voltage drops between points on the plane, and this must be kept in mind in selecting the grounding points. Generally speaking, decoupling capacitors should be taken to a point close to the load (or output connector) since the load currents flow in these capacitors at high frequencies. The +In and -In circuits (for example, a termination resistor and Pin 3) must be taken to a common point on the ground plane close to the amplifier package.

Use low impedance capacitors (AVX SR305C224KAA or equivalent) of 0.22 μ F wherever ac coupling is required. Include either ferrite beads and/or a small series resistance (approximately 4.7 Ω) in each supply line.

Input Impedance

At low frequencies, negative feedback keeps the resistance at the inverting input close to zero. As the frequency increases, the impedance looking into this input will increase from near zero to the open loop input resistance, due to bandwidth limitations, making the input seem inductive. If it is desired to keep the input impedance flatter, a series RC network can be inserted across the input. The resistor is chosen so that the parallel sum of it and R2 equals the desired termination resistance. The capacitance is set so that the pole determined by this RC network is about half the bandwidth of the op amp. This network is not important if the input resistor is much larger than the termination used, or if frequencies are relatively low. In some cases, the small peaking that occurs without the network can be of use in extending the -3 dB bandwidth.

AD844

Driving Large Capacitive Loads

Capacitive drive capability is 100 pF without an external network. With the addition of the network shown in Figure 31, the capacitive drive can be extended to over 10,000 pF, limited by internal power dissipation. With capacitive loads, the output speed becomes a function of the overdriven output current limit. Since this is roughly ±100 mA, under these conditions, the maximum slew rate into a 1000 pF load is ±100 V/μs. Figure 32 shows the transient response of an inverting amplifier (R1 = R2 = 1 kΩ) using the feed forward network shown in Figure 31, driving a load of 1000 pF.

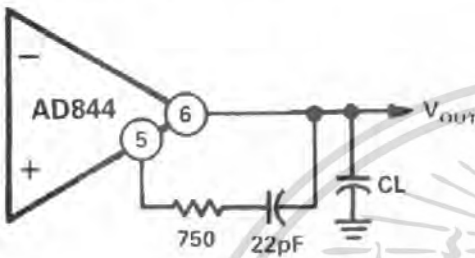


Figure 31. Feed Forward Network for Large Capacitive Loads

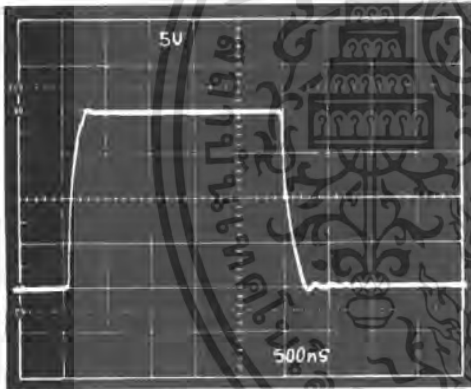


Figure 32. Driving 1000 pF CL with Feed Forward Network of Figure 31

Settling Time

Settling time is measured with the circuit of Figure 33. This circuit employs a false summing node, clamped by the two Schottky diodes, to create the error signal and limit the input signal to the oscilloscope. For measuring settling time, the ratio of R6/R5 is equal to R1/R2. For unity gain, R6 = R5 = 1 kΩ, and RL = 500 Ω. For the gain of -10, R5 = 50 Ω, R6 = 500 Ω and RL was not used since the summing network loads the output with approximately 275 Ω. Using this network in a unity-gain configuration, settling time is 100 ns to 0.1% for a -5 V to +5 V step with CL = 10 pF.

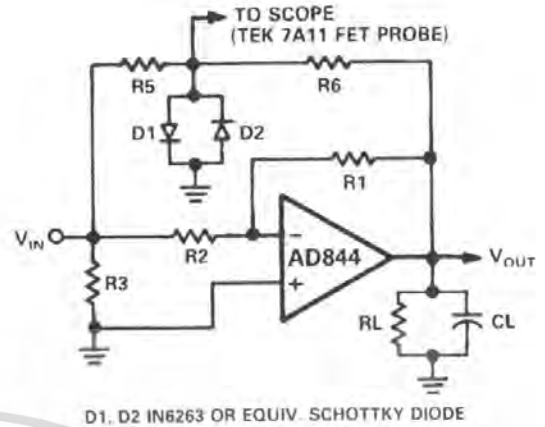


Figure 33. Settling Time Test Fixture

DC Error Calculation

Figure 34 shows a model of the dc error and noise sources for the AD844. The inverting input bias current, IBN, flows in the feedback resistor. IBP, the noninverting input bias current, flows in the resistance at Pin 3 (Rp), and the resulting voltage (plus any offset voltage) will appear at the inverting input. The total error, VON, at the output is:

$$V_{ON} = (I_{BP} R_P + V_{ON} + I_{BN} R_{IN}) \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) + I_{BN} R_1$$

Since IBN and IBP are unrelated both in sign and magnitude, inserting a resistor in series with the noninverting input will not necessarily reduce dc error and may actually increase it.

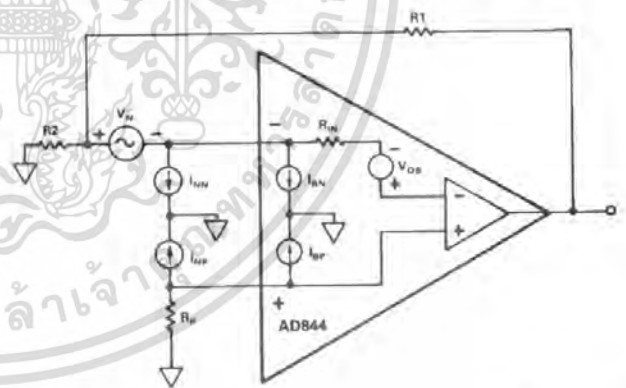


Figure 34. Offset Voltage and Noise Model for the AD844

Noise

Noise sources can be modeled in a manner similar to the dc bias currents, but the noise sources are Inn, Inp, Vn, and the amplifier induced noise at the output, VON, is:

$$V_{ON} = \sqrt{((Inp R_P)^2 + V_n^2) \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right)^2 + (Inn R_1)^2}$$

Overall noise can be reduced by keeping all resistor values to a minimum. With typical numbers, R1 = R2 = 1k, Rp = 0, Vn = 2 nV/√Hz, Inp = 10 pA/√Hz, Inn = 12 pA/√Hz, VON calculates to 12 nV/√Hz. The current noise is dominant in this case, as it will be in most low gain applications.

Applications—AD844

Video Cable Driver Using ± 5 Volt Supplies

The AD844 can be used to drive low impedance cables. Using ± 5 V supplies, a 100 Ω load can be driven to ± 2.5 V with low distortion. Figure 35a shows an illustrative application which provides a noninverting gain of 2, allowing the cable to be reverse-terminated while delivering an overall gain of +1 to the

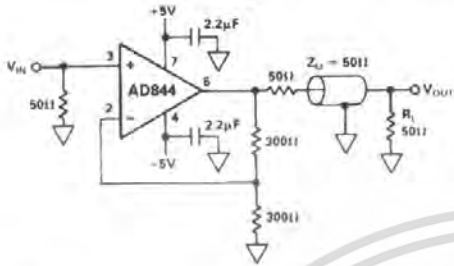


Figure 35a. The AD844 as a Cable Driver

load. The -3 dB bandwidth of this circuit is typically 30 MHz. Figure 35b shows a differential gain and phase test setup. In video applications, differential-phase and differential-gain characteristics are often important. Figure 35c shows the variation in phase as the load voltage varies. Figure 35d shows the gain variation.

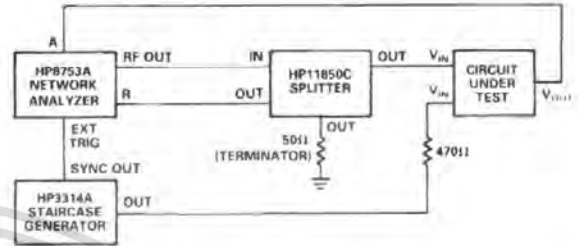


Figure 35b. Differential Gain/Phase Test Setup

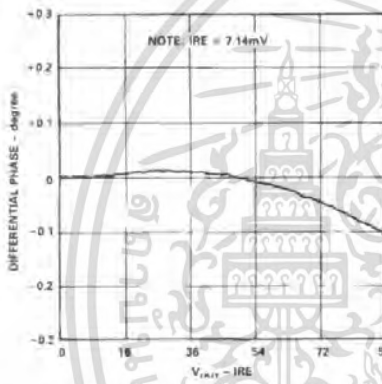


Figure 35c. Differential Phase for the Circuit of Figure 35a

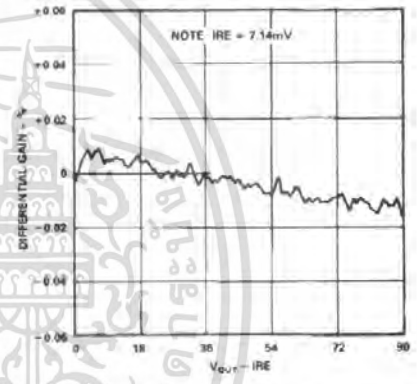


Figure 35d. Differential Gain for the Circuit of Figure 35a

High Speed DAC Buffer

The AD844 performs very well in applications requiring current-to-voltage conversion. Figure 36 shows connections for use with the AD568 current output DAC. In this application the bipolar offset is used so that the full-scale current is ± 5.12 mA, which generates an output of ± 5.12 V using the 1 k Ω application resistor on the AD568. Figure 37 shows the full-scale transient response. Care is needed in power supply

decoupling and grounding techniques to achieve the full 12-bit accuracy and realize the fast settling capabilities of the system. The unmarked capacitors in this figure are 0.1 μ F ceramic (for example, AVX Type SR305C104KAA), and the ferrite inductors should be about 2.5 μ H (for example, Fair-Rite Type 2743002122). The AD568 data sheet should be consulted for more complete details about its use.

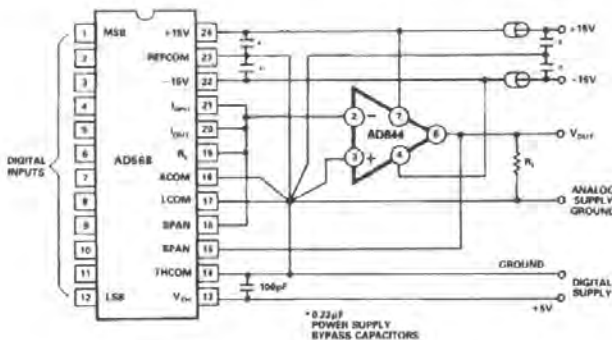


Figure 36. High Speed DAC Amplifier

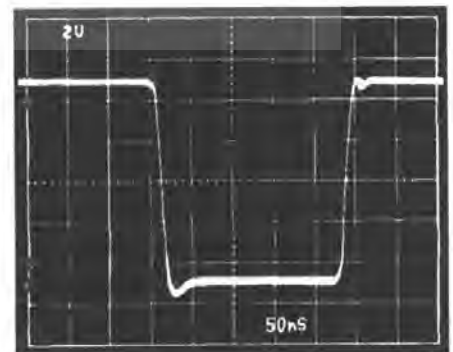


Figure 37. DAC Amplifier Full-Scale Transient Response

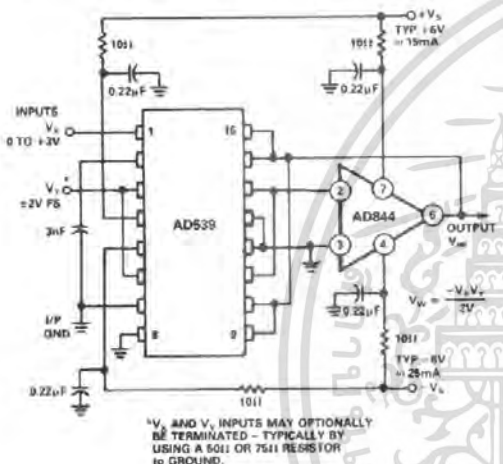
AD844

20 MHz Variable Gain Amplifier

The AD844 is an excellent choice as an output amplifier for the AD539 multiplier, in all of its connection modes. (See AD539 data sheet for full details.) Figure 38 shows a simple multiplier providing the output:

$$V_{out} = -\frac{V_X V_Y}{2V}$$

where V_X is the "gain control" input, a positive voltage of from 0 V to +3.2 V (max) and V_Y is the "signal voltage", nominally ± 2 V FS but capable of operation up to ± 4.2 V. The peak output in this configuration is thus ± 6.7 V. Using all four of the internal application resistors provided on the AD539 in parallel results in a feedback resistance of 1.5 k Ω , at which value the bandwidth of the AD844 is about 22 MHz, and is essentially independent of V_X . The gain at $V_X = 3.16$ V is +4 dB.



V_X AND V_Y INPUTS MAY OPTIONALLY BE TERMINATED - TYPICALLY BY USING A 50 Ω OR 75 Ω RESISTOR TO GROUND.

Figure 38. 20 MHz VGA Using the AD539

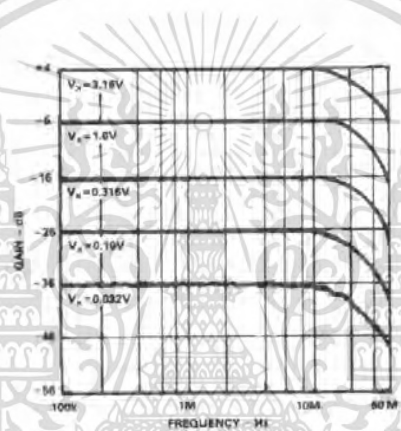


Figure 39. VGA AC Response

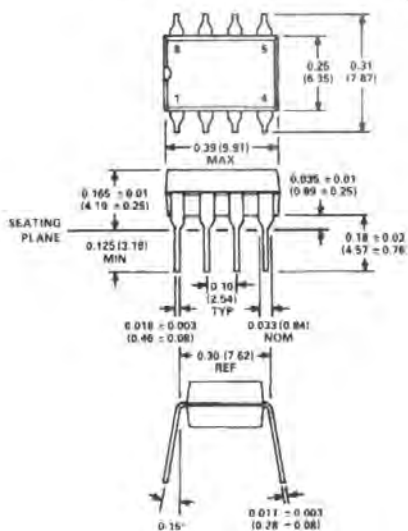


Figure 40. VGA Transient Response with $V_X = 1$ V, 2 V, and 3 V

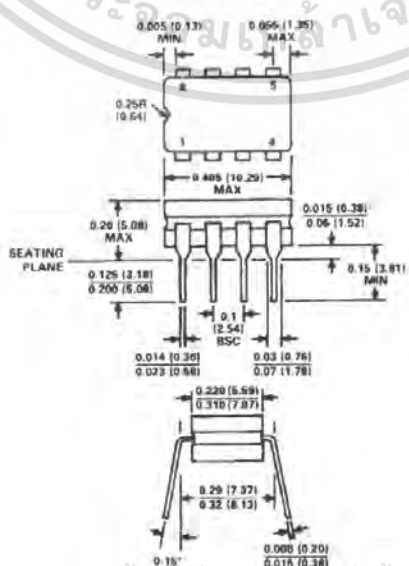
OUTLINE DIMENSIONS

Dimensions shown in inches and (mm)

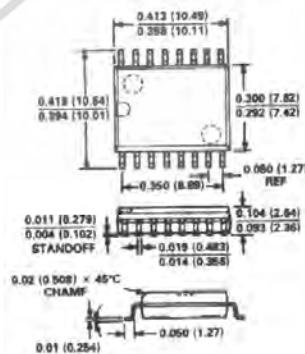
Mini-DIP (N) Package



Cerdip (Q) Package



16-Pin SOIC (R) Package



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านธุรกิจ
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

C12586b-5-9/90

PRINTED IN U.S.A.