



การควบคุมความเร็วของ ดิซี มอเตอร์ แบบพัลส์วีกต์โมดูล์  
( PULSE WIDTH MODULATION FOR SPEED CONTROL DC MOTOR )

นาย วสันต์ จีรลดา 34161227

นาย สมชาย รัชบิณ 34161232

อาจารย์ที่ปรึกษา

อาจารย์ สิงห์ทอง พัฒนเศรษฐานนท์

สาขาวิชา เทคโนโลยีการวัดคุมทางอุตสาหกรรม

ภาควิชา เทคโนโลยีการวัดคุมทางอุตสาหกรรม

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบัน เทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหาร ลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2535

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาโทปีการศึกษา 2535

สาขาวิชา เทคโนโลยีการวัดคุมทางอุตสาหกรรม

ภาควิชา เทคโนโลยีการวัดคุมทางอุตสาหกรรม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหารลาดกระบัง

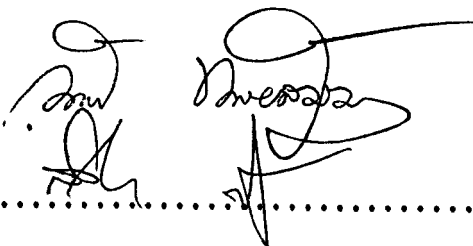
เรื่อง

การควบคุมความเร็วของ ดิซี มอเตอร์ แบบพัลส์วีดท์โมดูเลชั่น  
(PULSE WIDTH MODULATION FOR SPEED CONTROL DC MOTOR)

ผู้จัดทำ

นาย วสันต์ ชีรลดา 34161227

นาย. สมชาย รัชชิพันธ์ 34161232



..... (อาจารย์ที่ปรึกษา)

(อาจารย์ สิงห์ทอง พันนเศรษฐานนท์)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

032734

**Thests Title**

PULSE WIDTH MODULATION FOR CONTROL DC MOTOR

**NAME**

WASON THEERALADA

SSOMCHAI RABUEPIN

**Thests Advissor**

SINGTHONG PATTANASETTHANON

**Curriculum**

BACHELOR DEGREE OF INDUSTRIAL TECHNOLOGY  
IN INDUSTRIAL INSTRUMENTATION TECHNOLOGY

**Academic year**

1992

**Abstract**

This research is education and development to the speed control of a DC MOTOR . It is a feedback control system type. So we are compare between the output and the input of system for to know the error and put it into the control part for control speed and direction of a DC MOTOR.

**หัวข้อปัญหาพิเศษ**

การควบคุมความเร็วของ ดีซี มอเตอร์ แบบพัลส์วิดท์โมดูเลชั่น

**นักศึกษา**

นายสันต์ อีรลดา

นายสมชาย ระเบียบผด

**ที่ปรึกษา**

อาจารย์ สิงห์ทอง พัฒนเศรษฐชนนท์

**ระดับการศึกษา**

อุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต

เทคโนโลยีการวัดคุมทางอุตสาหกรรม

**ปีการศึกษา**

พ.ศ. 2535

**บทคัดย่อ**

โครงการวิจัยนี้ เป็นการศึกษาและพัฒนาเพื่อให้ทราบถึง การควบคุมความเร็วของมอเตอร์กระแสตรง ซึ่งเป็นระบบควบคุมแบบมีการป้อนกลับคือจะนำเอาที่พิกของระบบกลับไปเปรียบเทียบกับอินพุทของระบบจะได้เป็นค่าความแตกต่างและป้อนไปให้กับตัวควบคุม เพื่อไปควบคุมระบบให้มีความเร็วและทิศทางการหมุนของมอเตอร์ตามที่เราต้องการ

## สารบัญ

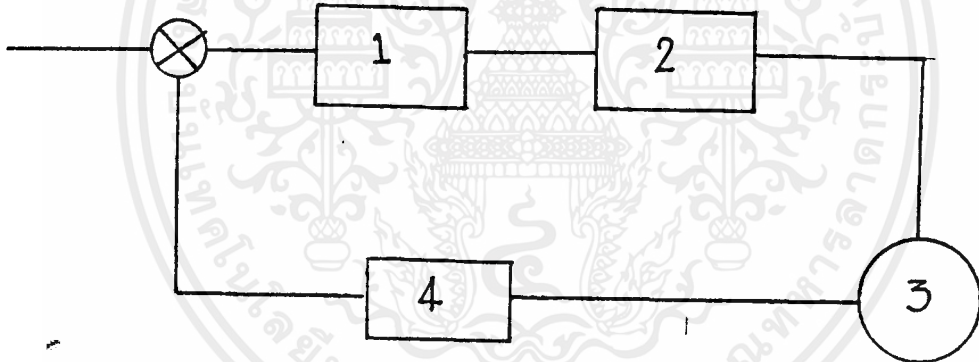
บทนำ	พื้นฐานของระบบคอนโทรลดีซีมอเตอร์.....	1
	ลักษณะการคอนโทรลของระบบดีซีมอเตอร์.....	2
	การแยกประเภทของ ดีซี มอเตอร์.....	3
	เอนโคดเดอร์.....	5
บทที่ 1	หลักการทำงานของเซอร์โวแอมป์ลิไฟเออร์.....	9
	ลิเนียร์แอมป์ลิไฟเออร์.....	9
	สวิตชิ่งแอมป์ลิไฟเออร์.....	10
	พัลส์วิดท์โมดูเลชันแอมป์ลิไฟเออร์.....	15
บทที่ 2	การวิเคราะห์และการออกแบบ.....	19
	ระบบควบคุมความเร็วที่ใช้พัลส์วิดท์โมดูเลชันแอมป์ลิไฟเออร์.....	19
	โครงสร้างและคุณสมบัติการทำงานของพัลส์วิดท์โมดูเลชันแอมป์ลิไฟเออร์.....	23
บทที่ 3	การทดลองและผลการทดลอง.....	35
	บทวิจารณ์และสรุป.....	37
	กิตติกรรมประกาศ.....	39
	หนังสืออ้างอิง.....	39
ภาคผนวก		

## บทนำ

พื้นฐานของระบบคอนโทรลดีซีมอเตอร์

ส่วนประกอบพื้นฐานของระบบคอนโทรลดีซีมอเตอร์แสดงได้ในบล็อกไดอะแกรมของรูปที่ 1 ซึ่งประกอบด้วยบล็อกที่สำคัญ 4 บล็อกคือ :

- (1) ตัวคอนโทรลเลอร์
- (2) วงจรไดรเวอร์หรือเพาเวอร์แอมพลิไฟ
- (3) ฟีดแบ็คทรานสดิวเซอร์หรือเอนโคเดอร์
- (4) ดีซีมอเตอร์และโหลด



ตัวคอนโทรลเลอร์ เป็นส่วนของระบบที่ทำให้เกิดสัญญาณคอนโทรล ไปบังคับดีซีมอเตอร์และโหลด คอนโทรลเลอร์ที่ให้สัญญาณคอนโทรลเป็นสัญญาณอนาลอกเราเรียกว่าอนาลอกคอนโทรลเลอร์ ส่วนคอนโทรลเลอร์ที่ให้สัญญาณคอนโทรลเป็นสัญญาณดิจิตอลเราเรียกว่าดิจิตอลคอนโทรลเลอร์ ตัวอย่างของคอนโทรลเลอร์แบบต่าง ๆ แสดงในรูปที่ (2)

วงจรไดรเวอร์ เป็นส่วนประกอบของระบบที่อยู่ระหว่างตัวคอนโทรลเลอร์ขับเคลื่อนมอเตอร์ และโหลดมีหน้าที่ปรับรูปและขยายสัญญาณให้เหมาะสมก่อนที่จะป้อนเข้าไปขับเคลื่อนมอเตอร์และโหลด วงจรไดรเวอร์ส่วนใหญ่ได้แก่เพาเวอร์แอมพลิไฟ ซึ่งอาจแบ่งย่อยออกเป็นลิเนียร์-เพาเวอร์แอมพลิไฟและพัลส์วิทท์โมดูเลชันแอมพลิไฟ ซึ่งจะได้อธิบายถึงหลักการออกแบบวงจรพวกนี้ในบทต่อไป

ฟีดแบ็คทรานสดิวเซอร์หรือเอนโคเดอร์ เป็นสิ่งประดิษฐ์ที่ใช้รับรู้หรือตีเทคสัญญาณเอาท์พุทที่ต้องการ โดยไม่มีผลของการโหลดตั้ง (loading) สัญญาณที่ตีเทคได้นี้จะป้อนกลับไปเปรียบเทียบกับสัญญาณอ้างอิงทำให้ได้สัญญาณเออร์เรอร์ ฟีดแบ็คทรานสดิวเซอร์แบ่งออกได้เป็น 2 แบบคือ อนาลอกทรานสดิวเซอร์ คือสิ่งประดิษฐ์ใช้เปลี่ยนพลังงานรูปหนึ่งให้เป็นสัญญาณอนาลอกได้แก่พวก ทาโคเยนเนอเรเตอร์ โปเทนทิโอมิเตอร์ และซิงโคร เป็นต้น ส่วนฟีดแบ็คทรานสดิวเซอร์อีกแบบหนึ่งคือ ดิจิตอลทรานสดิวเซอร์ เป็นสิ่งประดิษฐ์ใช้เปลี่ยนพลังงานรูปหนึ่งให้เป็นสัญญาณดิจิตอล ได้แก่พวก อินครีเมนทัลเอนโคเดอร์รีโซลเวอร์ แมกเนติกคิกอัป เป็นต้น หลักการทำงานของทรานสดิวเซอร์เหล่านี้อธิบายไว้ในบทต่อไป

ดีไวเซอร์และโหลด คือระบบที่ถูกคอนโทรลหรือส่วนที่ออกแรงทำงานซึ่งจะเป็นเครื่องจักรกล (ดีซีมอเตอร์) หรืออะไรก็ตามที่ให้ตัวแปร ดีซีมอเตอร์ในที่นี้เป็นแบบแม่เหล็กถาวรที่มีคุณสมบัติการทำงานสูง มีอาร์เมเจอร์อินคาแทนซ์และแรงเฉื่อยของโรเตอร์ต่ำ

### ลักษณะการคอนโทรลของระบบดีซีมอเตอร์

ระบบการคอนโทรลดีซีมอเตอร์สามารถที่จะจำแนกลักษณะการคอนโทรลออกได้เป็น 2 แบบ คือระบบอนาลอกคอนโทรลและระบบดิจิตอลคอนโทรล

#### ระบบอนาลอกคอนโทรล

ในคอนโทรลลูปของระบบอนาลอกคอนโทรล เอาท์พุทของระบบจะถูกวัดค่าหรือตีเทคค่าได้เป็นสัดส่วนกับสัญญาณไฟฟ้าที่เป็นสัญญาณอนาลอก เช่นระบบที่มีการป้อนกลับด้วยทาโคมิเตอร์ โวลท์เตจเอาท์พุทของทาโคมิเตอร์จะเป็นสัญญาณอนาลอกที่แสดงถึงความเร็วมอเตอร์

ในการทำงานเดียวกันระบบการคอนโทรลตำแหน่งดังแสดงในรูป 3 โดนามิคควา-  
ริเวเบิล (การเปลี่ยนแปลงตำแหน่งของโหลด) จะเป็นสัดส่วนกับโวลต์เต็มเอาต์พุตที่ได้จากโปเทน-  
ทิโอมิเตอร์ นั่นคือตำแหน่งเอาต์พุตของระบบเป็นสัญญาณแอนาลอกที่มีลักษณะเป็น โดนามิคควา-  
ริเวเบิล

ระบบแอนาลอกคอนโทรลก็คือ คอนโทรลลูปที่มีฟีดแบ็คทรานสดิวเซอร์เป็นแอนาลอก-  
ทรานสดิวเซอร์ วัดค่าโดนามิคควา-ริเวเบิลออกเป็นสัญญาณแอนาลอกป้อนกลับไปยังตัวคอนโทรลคอน-  
โทรลเลอร์ เพื่อคอนโทรลให้ได้คุณสมบัติการทำงานเป็นไปตามที่ต้องการ

### การแยกประเภทของดีซีมอเตอร์

ดีซีมอเตอร์สามารถแบ่งออกได้เป็นหลายประเภทขึ้นอยู่กับลักษณะวิธีการสร้างสนาม  
แม่เหล็กของตัวมอเตอร์และขึ้นอยู่กับพื้นฐานการออกแบบ โครงสร้างของอาร์มาเจอร์การแบ่งประ-  
เภทตามลักษณะการจ่ายสนามแม่เหล็กแยกออกได้เป็น 2 แบบคือ

1. ดีซีมอเตอร์แบบปรับเส้นแม่แรงเหล็กได้
2. ดีซีมอเตอร์แบบเส้นแม่แรงแม่เหล็กค้ำคงที่

ดีซีมอเตอร์แบบเส้นแม่แรงแม่เหล็กค้ำคงที่

ระบบกระตุ้นฟิลด์ของมอเตอร์โดยทั่วไปในปัจจุบันมักใช้เป็นแบบแม่เหล็กถาวร ดัง  
แสดงในรูป ในระบบนี้เส้นแรงของฟิลด์มีค่าคงที่ดังนั้น อัตราส่วนระหว่างกระแสอาร์มา-  
เจอร์และแรงบิดจะมีค่าคงที่ ดังนั้นสมการ (1) เขียนให้ง่ายขึ้นได้เป็น

$$T = K_1 I \quad \dots\dots\dots (1)$$

และสมการ (2) ได้เป็น

$$E = K_2 \omega \quad \dots\dots\dots (2)$$

ระบบนี้จะให้ความสัมพันธ์ระหว่าง กระแสอาร์มาเจอร์ แรงบิดและความเร็วอยู่ในลักษณะลิเนียร์ สมการทาง ไฟฟ้าของดีซีมอเตอร์แบบนี้เขียนได้เป็น

$$V = K_w \omega + L \frac{di}{dt} + Ri$$

- เมื่อ  $V$  คือ โวลต์ เต็มที่ป้อนให้กับมอเตอร์  
 $K_w$  คือ ค่าคงที่ของ โวลต์ เต็มย้อนกลับ  
 $L$  คือ อินдукแตนซ์ของอาร์มาเจอร์  
 $R$  คือ ความต้านทานที่ขั้วของมอเตอร์

สมการไดนามิกของมอเตอร์คือ

$$T_m = \frac{J d\omega}{dt} + T_f + T_L$$

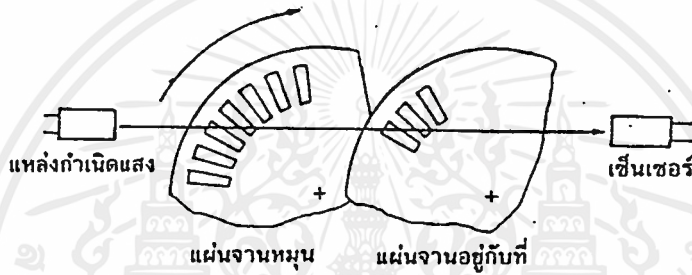
- เมื่อ  $T_m$  คือ แรงบิดที่กำเนิดโดยมอเตอร์  
 $J$  คือ ผลรวมของ โมเมนต์ของแรงเฉื่อยของมอเตอร์และโหลด  
 $B$  คือ สัมประสิทธิ์ของวิสกอสแดมป์ปิ้ง  
 $T_f$  คือ แรงบิดเสียดทานภายใน  
 $T_L$  คือ แรงบิดโหลด

สมการต่าง ๆ ของมอเตอร์แบบแยกกระตุ้นฟิลด์จะเหมือนกับแบบกระตุ้นฟิลด์คงที่ อย่างไรก็ตามข้อดีของมอเตอร์แบบฟิลด์แม่เหล็กถาวรซึ่งเหนือกว่ามอเตอร์แบบมีโครงสร้างของฟิลด์ด้วยการกับมอเตอร์ที่มีขนาดของกำลังม้าเท่ากันนอกจากนั้นความสัมพันธ์เชิงเส้นในสมการ (3-1) ยังให้ค่าของกระแสอาร์มาเจอร์ที่สูงกว่าดีซีมอเตอร์แบบฟิลด์เป็นขดลวด การประยุกต์ใช้งานเหมาะกับระบบที่ต้องการแรงบิดของโหลดสูง

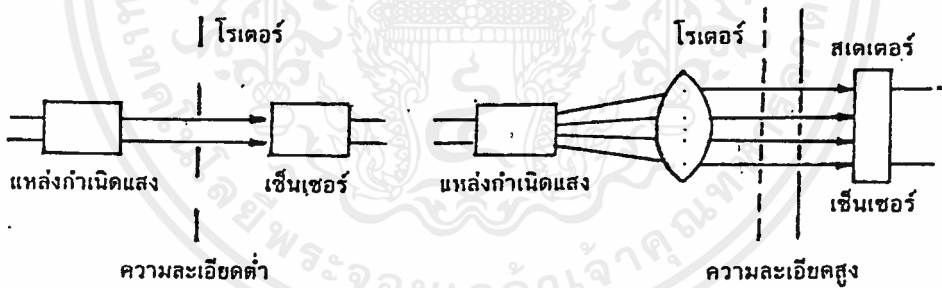
### อินทรีเม้นท์เอนโคตเตอร์

ในระบบการบังคับตำแหน่งหรือความเร็วของมอเตอร์ต้องใช้อินทรีเม้นท์เอนโคตเตอร์ หรือเอนโคตเตอร์สำหรับรักษาตำแหน่งและสำหรับสร้างสัญญาณป้อนกลับ โดยที่ตัวเอนโคตเตอร์จะสร้างสัญญาณพัลส์ที่แปรผันตรงกับการหมุนของเพลลาซึ่งสามารถนำไปใช้ในการรับรู้ความเร็วของเพลลามอเตอร์ในรูปของอัตราจำนวนพัลส์ได้

อินทรีเม้นท์เอนโคตเตอร์ประกอบด้วยส่วนที่สำคัญคือตัวกำเนิดแสง (rotary disk) จานอยู่กับที่และตัวเซ็นเซอร์ บนแผ่นจานหมุนทำเป็นช่อง โดยรอบดั่งแสดง และบนแผ่นอยู่กับที่จะมีช่องสำหรับให้แสงผ่านตรงข้างไปยังตัวเซ็นเซอร์ ความละเอียดของอินทรีเม้นท์เอนโคตเตอร์



รูป 4.32 ตัวอย่างกลไกของออฟโทอินทรีเม้นท์

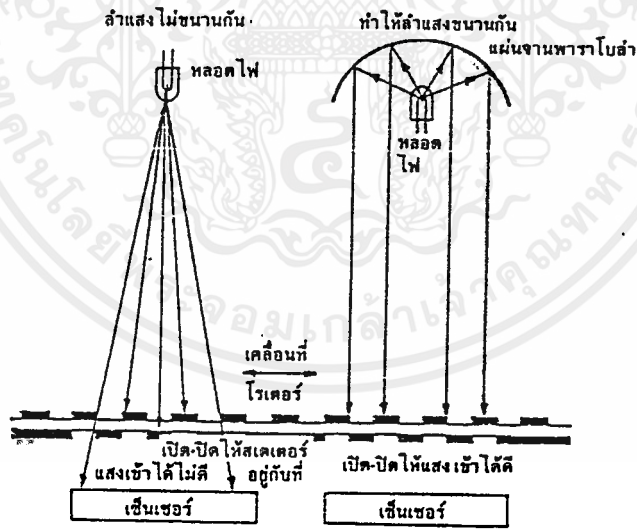


ความละเอียดของ เอนโคตเตอร์คือจำนวนคาบ เวลาของสัญญาณเอาท์พุทต่อการหมุนของเพลลา 1 รอบ ซึ่งบวกเป็นจำนวนพัลส์ต่อรอบหรือจำนวนไซเคิลต่อ 360 องศา มุมทางเชิงกล หรือไซเคิลต่อองศา เอนโคตเตอร์ที่ใช้กันทั่ว ๆ ไปมีค่าความละเอียดตั้งแต่ 15 ถึง 10,000 พัลส์ต่อรอบ

จำนวนพัลส์ต่อ 1 รอบของสัญญาณที่เอนโคเดอร์สร้างออกมาจะเท่ากับจำนวนช่องว่างบนแผ่นจานหมุน และความกว้างของช่องว่างกับความกว้างของแถบที่ระหว่างช่องว่างจะเท่ากัน เพราะฉะนั้นเราสามารถคำนวณหาความกว้างของช่องว่าง (w) ได้จาก

$$w = \frac{D}{2N} \dots\dots (4)$$

เมื่อ D = เส้นผ่าศูนย์กลางเฉลี่ยของแผ่นจาน  
 N = จำนวนของความละเอียดเป็นพัลส์ต่อรอบ



รูป 4.34 แสดงถึงผลของแสงที่เดินในแนวเดียวกันและแสงที่แตกกระจาย

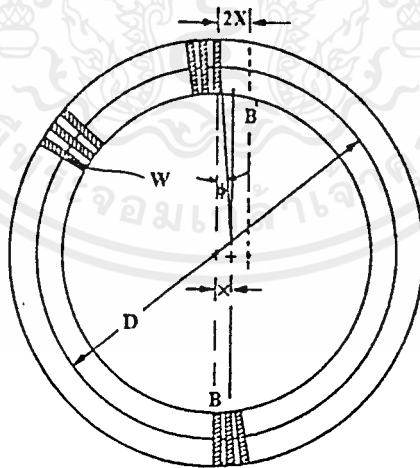
ค่าของตัวแปรของสมการ (4) นี้หาได้จากรูป 4 ถ้าให้  $D$  เป็นเส้นผ่าศูนย์กลางของแผ่นหมุนของเอนโคตเตอร์ค่าประมาณที่ใกล้เคียงมากของค่าความกว้างของช่องว่าง แสดงได้ดังนี้

$$w = \frac{0.75 D}{2N}$$

### เอาท์พุทของเอนโคตเตอร์

โดยทั่ว ๆ ไปแล้วสัญญาณเอาท์พุทที่ออกจากเอนโคตเตอร์โดยตรงจะมีระดับไม่เพียงพอในการควบคุมหรือสำหรับการประมวลสัญญาณ ดังนั้นจึงต้องมีวงจรขยายและแปลงรูปร่างลูกคลื่นสัญญาณต่อไว้ในตัวเอนโคตเตอร์ด้วยเสมอ สัญญาณลูกคลื่นที่ได้จากตัวเซ็นเซอร์ปกติแล้วจะเป็นรูปสัญญาณสามเหลี่ยมหรือรูปสัญญาณซายน์ขึ้นขึ้นอยู่กับความละเอียดที่ต้องการ รูปสัญญาณเหล่านี้สามารถทำให้เป็นสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมได้โดยการต่อตัวคอมพาราเตอร์เข้ากับลิเนียร์แอมพลิไฟของเอนโคตเตอร์ก็จะได้อเอาท์พุทเป็นลูกคลื่นสี่เหลี่ยมตามต้องการ

เพลลาจะหมุนในทุกทางใดก็ได้ สัญญาณออกมาเหมือนกันจึงเหมาะที่จะใช้กับงานที่ไม่กำหนดทิศทางเท่านั้น ส่วนในรูป



เออร์เรอร์จะเป็นลิเนียร์ =  $2X/W$

เมื่อ  $W = \pi D /$  ความละเอียด = ความกว้างของพัลส์

$X$  = ความแตกต่างไปจากศูนย์กลาง (ดูจากรูป)

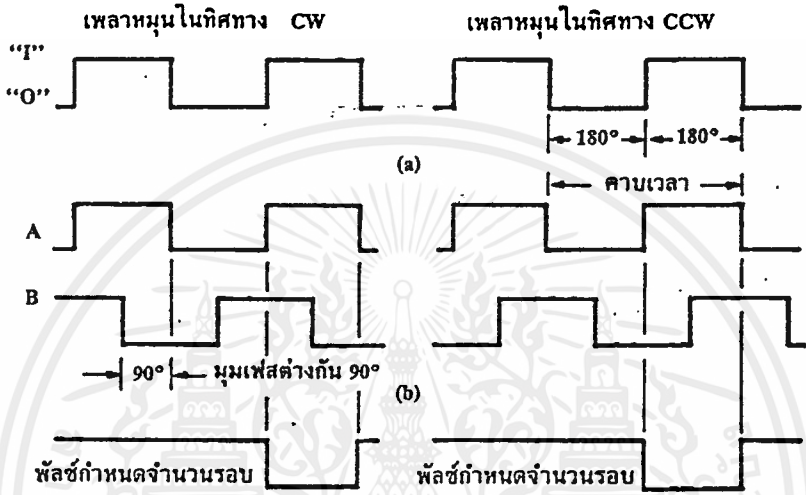
$2X$  = ผลรวมคาบเวลาของเออร์เรอร์ในช่วงการหมุน  $180^\circ$

$D$  = เส้นผ่าศูนย์กลางเฉลี่ยของแผ่นจาน

รูป 4.35 ความสัมพันธ์ระหว่างความเป็นลิเนียร์กับความไม่ได้อศูนย์กลาง

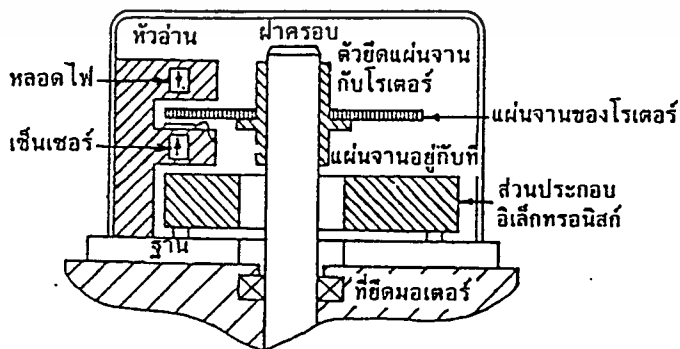
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แสดงสัญญาณ 2 ชุดที่ได้จากเอนโคดเดอร์ชนิด 2 ช่องเฟสของสัญญาณ 2 ช่องนี้จะต่างกัน 90 องศาทางไฟฟ้าเราเรียกสัญญาณ 2 ช่องนี้ว่าเป็นควอดราเจอร์ (quadrature) กันซึ่งเหมาะที่จะใช้ในการรับรู้ทิศทางการหมุนของเพลลาหรือใช้ควบคุมระบบที่ซับซ้อนอื่น ๆ จากสัญญาณในรูปจะเห็นได้ว่าสัญญาณทั้ง 2 ช่องจะเริ่มจาก 0 ถึง 1 และ 1 ถึง 0 ขึ้นอยู่กับทิศทางการหมุนของแผ่นหมุนของเอนโคดเดอร์



รูป 4.37 (ก) ตัวอย่างลูกคลื่นเอาท์พุทที่เปลี่ยนของอุปกรณ์เอนโคดเดอร์ช่องเดียว (ไบโคเร็กซ์ัน)  
 (ข) ตัวอย่างสัญญาณเอนโคดเดอร์ 2 ช่องที่มีมุมเฟสต่างกัน 90° (สองทิศทาง)

ในอินกรีเมนต์ เอนโคดเดอร์บางชนิดจะมีพัลส์ที่แสดงถึงจำนวนรอบของการหมุนสำหรับใช้เป็นศูนย์ในการอ้างอิงพัลส์ที่ใช้แสดงจำนวนรอบนี้จะเกิดขึ้น 1 พัลส์ต่อ 1 รอบ โดยทั่วไปแล้วใช้บอกถึงตำแหน่งเชิงกลหรือใช้เป็นสัญญาณเคลียร์จำนวนที่นับไว้ในหน่วยเก็บข้อมูล



รูป 4.38 ตัวอย่างส่วนประกอบของเอนโคดเดอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับห้องเรียนนี้ ห้ามนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



บทที่ 1

หลักการทํางาน

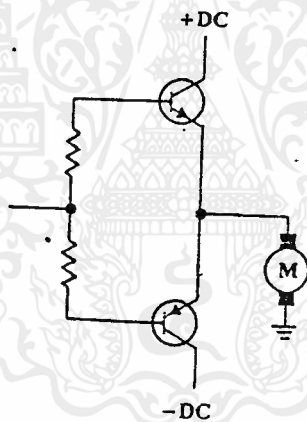
แนะนำ เซอร์โวแอมพลิไฟเออร์

เซอร์โวแอมพลิไฟเออร์ที่แท้จริงสามารถให้เอาต์พุตโวลต์เตจหรือกระแสที่มีค่าเป็นบวกและลบ ได้ตั้งนั้นมันจะทํางานได้ใน 4 ควอดแดรนต์ (quadrants)

เราสามารถจัดประเภทของ เซอร์โวแอมพลิไฟเออร์ออกได้เป็น 3 ประเภทคือ

- (1) ลิเนียร์แอมพลิไฟเออร์
- (2) SCR แอมพลิไฟเออร์
- (3) สวิตชิงแอมพลิไฟเออร์

ลิเนียร์แอมพลิไฟเออร์



รูปที่ 7.2 ภาคเอาต์พุตแบบ "T" (ต้องใช้เพาเวอร์ซัพพลายสองตัว)

วงจรภาคเอาต์พุตแบบ "T" จะต้องใช้เพาเวอร์ซัพพลายสองชุด (+ DC และ - DC) และทรานซิสเตอร์ 2 ตัวที่เป็นคอมพลีเม้นทารีกัน แต่สามารถไดรว์ให้เป็นลิเนียร์ได้ง่ายและสามารถระทำการป้อนกลับของ โวลต์เตจและกระแสได้ง่าย ด้วยเหตุผลดังกล่าวนี้วงจรแบบ "T" มักได้รับการนิยมใช้เป็นลิเนียร์แอมพลิไฟเออร์ การไบอัสเอาต์พุตทรานซิสเตอร์ ต้องให้ความระมัดระวังเป็นพิเศษ เพราะถ้าหากทรานซิสเตอร์ทั้งสองตัวนำกระแสในเวลาเดียวกันจะทำให้เกิดการลัดวงจรระหว่างเพาเวอร์ซัพพลายทั้ง 2 ชุด

คุณสมบัติที่แสดงถึงความสัมพันธ์ระหว่างอินพุทกับเอาต์พุท ของภาคเอาต์พุทตามปกติ มักจะมีลักษณะของ เดดโซน (dead zone) ซึ่งเป็นลักษณะนอนลิเนียร์ของแอมพลิไฟเออร์ ถ้าเราให้แอมพลิไฟเออร์นั้นมีการบ็อนกลับแบบลบก็สามารถลดความเป็นนอนลิเนียร์ดังกล่าวลงได้ ในกรณีเมื่อลิเนียร์แอมพลิไฟเออร์ใช้งานเป็นแบบ "แบ็งแบ็ง" คอนโทรล (ออน-ออฟคอนโทรล) ค่าของเดดโซนไม่เป็นสิ่งสำคัญ เนื่องจากแอมพลิไฟเออร์จะทำงานเฉพาะในส่วนที่นำกระแสหรือไม่นำกระแสเท่านั้น

เอาต์พุทเพาเวอร์ของลิเนียร์แอมพลิไฟเออร์จะถูกจำกัดด้วยปริมาณความร้อนที่เกิดขึ้นที่ภาคเอาต์พุทเอง เนื่องจากเพาเวอร์ที่สูญเสียในภาคเอาต์พุทจะเท่ากับผลคูณของกระแสและโวลต์ที่ตกคร่อมทรานซิสเตอร์ ทรานซิสเตอร์และฮีทซิงค์ที่ต่อรวมอยู่จะต้องสามารถทนต่อความร้อนที่เกิดจากเพาเวอร์ที่สูญเสียในตัวทรานซิสเตอร์เอง

แพ็คเกจ์อีกอันหนึ่งที่ต้องพิจารณาในการออกแบบลิเนียร์แอมพลิไฟเออร์คือ เซคอนดารีเบอร์คตาวนด์แคร์เรเตอร์ริสติกของทรานซิสเตอร์ซึ่งจะเป็นตัวลิมิตระยะเวลาการไหลของกระแสที่ระดับโวลต์เตจที่กำหนดเพื่อให้แน่ใจว่าไม่เกินลิมิตดังกล่าว ดังนั้นลิเนียร์หรือเซอร์โวแอมพลิไฟเออร์ควรจะต้องมีวงจรมิตกระแสเพื่อป้องกันไม่ให้แอมพลิไฟเออร์พังหรือเสียหายได้ภายใต้เงื่อนไขที่มอเตอร์ถูกจับให้หยุดหรือมีโหลดทอร์กเกินไป

ในบางกรณีเซอร์โวแอมพลิไฟเออร์จะมีวงจรมิตกระแสถึง 2 ภาคเพื่อใช้ลิมิตกระแสที่คูลสูง ๆ ตอนมอเตอร์เพิ่มอัตราเร่ง (acceteration) โดยแบ่งออกเป็น

วงจรมิตกระแสอันแรกจะตั้งไว้ที่ระดับกระแสสูง ๆ ด้วยการจำกัดเวลาเป็นเศษส่วนของวินาที

ส่วนวงจรมิตกระแสอันที่สองจะถูกตั้งไว้ที่ระดับกระแสต่ำกว่า โดยไม่คำนึงถึงระยะเวลาออกจากรั้ววงจรมิตกระแสนี้ไม่เพียงใช้ป้องกันภาคเอาต์พุทของแอมพลิไฟเออร์เท่านั้นแต่ยังป้องกันมอเตอร์ให้ปลอดภัยจากอุบัติเหตุที่จะเกิดโอเวอร์โหลดได้ง่าย

### สวิทซ์ซึ่งแอมพลิไฟเออร์

ลิเนียร์แอมพลิไฟเออร์ที่ใช้ในระบบคอนโทรลความเร็วจะมีปัญหาเกี่ยวกับความร้อนที่เกิดขึ้นในภาคเอาต์พุทซึ่งจะเป็นต้องใช้พัดลมระบายความร้อนในลิเนียร์แอมพลิไฟเออร์ที่มีขนาดมากกว่า 100 ถึง 200 วัตต์ (ขึ้นอยู่กับอุณหภูมิของอากาศและการออกแบบฮีทซิงค์)

สวิทซ์ซึ่งแอมพลิไฟเออร์สามารถแก้ปัญหาคความร้อนที่เกิดขึ้นในภาคเอาต์พุทได้โดยภาคเอาต์พุทของสวิทซ์ซึ่งแอมพลิไฟเออร์จะทำงานเป็นสวิทซ์อย่างรวดเร็วจากสถานะที่ไม่นำกระแสไปสู่สถานะการนำกระแสเต็มที่ ดังนั้นจะทำให้ภาคเอาต์พุททำงานในย่านที่มีการสูญเสียน้อยที่สุด

ปัจจุบันเราสามารถออกแบบเพาเวอร์สวิทซ์ซึ่งแอมพลิไฟเออร์ที่สามารถให้เอาต์พุทเป็น square wave ที่มีสวิทซ์ซึ่งเรทถึง 50 kHz การที่จะได้สวิทซ์ซึ่งเรทสูง ๆ นั้น เราจะต้อง

ใช้เทคนิคการป้อนกลับด้วยกระแสบวก (positive current feedback) ด้วยเทคนิคนี้จะทำให้ระบบเซอร์โวมอเตอร์มีแบนด์วิดท์ได้หลาย kHz

เพาเวอร์ที่สูญเสียในสวิตช์ซึ่งแอมป์มีสาเหตุมาจากสองประการคือ

(1) พอร์เวอร์ต โวลต์ที่แตกคร่อมเอาท์พุททรานซิสเตอร์มีค่าประมาณ 1 หรือ 2 โวลต์

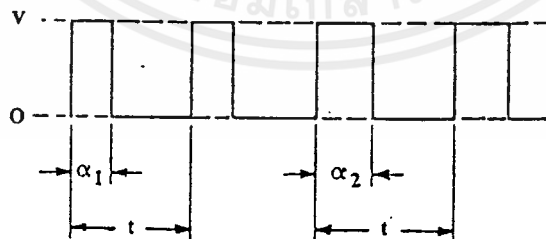
(2) ทรานซิชันไทม์ (transition time) คือเวลาที่ใช้ในการสวิตช์จากสถานะ ON ไปสู่สถานะ OFF แอมป์ลิไฟเออร์ที่มีสวิตช์ซึ่งเรทสูงทรานซิชันไทม์จะเป็นเวลาส่วนสำคัญของสวิตช์ซึ่งใหม่ทั้งหมด ดังนั้นการกำหนดสวิตช์ซึ่งเรทให้มีค่าสูงเพื่อหวังให้ได้แบนด์วิดท์ที่กว้างที่สุดนั้น สวิตช์ซึ่งเรทอาจมีผลกระทบถึงการสูญเสียเพาเวอร์ในภาคเอาท์พุทด้วย

การคอนโทรลเพาเวอร์ด้วยสวิตช์ซึ่งแอมป์ลิไฟเออร์บีลิไฟเออร์กระทำได้ 3 วิธีที่เป็นพื้นฐานดังนี้

1. พัลส์-วิดท์โมดูเลชัน (PWM)
2. พัลส์-ฟรีควนซีโมดูเลชัน (PFM)
3. ซิลิคอน คอนโทรลเร็คติไฟเออร์ (SCR)

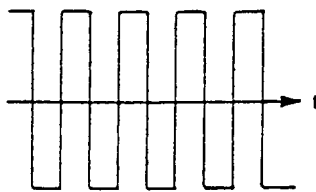
#### พัลส์-วิดท์โมดูเลชัน (pwm)

ระบบ pwm ปกติจะใช้ ดีซีซัพพลายและแอมป์ลิไฟเออร์เป็นตัวสวิตช์ซึ่งซัพพลายโวลต์เตจให้ ON และ OFF ที่ความถี่คงที่และมีส่วนของมม ON ที่ปรับค่าได้ ( $\alpha$ ) ดังแสดงในรูป ดังนั้น เราสามารถปรับค่าโวลต์เตจเฉลี่ยที่จ่ายให้โหลดได้ ปริมาณของเพาเวอร์ที่ส่งผ่านให้โหลดจะขึ้นอยู่กับสวิตช์ซึ่งเรท (switching rate) และอินดักเต็นซ์ของโหลด

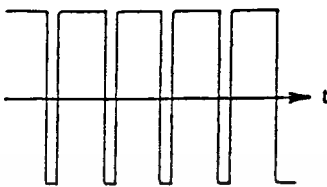


รูปที่ 7.5 แสดงลูกคลื่นโวลต์เตจของ PWM แอมป์ลิไฟเออร์

## PWM แอมพลิไฟเออร์



(b) โวลต์เดจขณะไม่มีโหลด



(d) โวลต์เดจขณะมีโหลดมาก

รูปที่ 7.6 แสดงให้เห็นว่า PWM แอมพลิไฟเออร์จะเปลี่ยนค่าดิวตี้ไซเคิลไปตามโหลด

เมื่อโหลดเพิ่มขึ้นความถี่ของ PWM แอมพลิไฟเออร์จะคงที่ แต่จะเปลี่ยนค่าดิวตี้ไซเคิลไปตามโหลด ดังแสดงในรูป

### ลิเนียร์เซอร์โวแอมพลิไฟเออร์

ลิเนียร์เซอร์โวแอมพลิไฟเออร์โดยปกติสร้างขึ้นเพื่อใช้เป็นอุปกรณ์ขยายแบบลิเนียร์ เช่นเดียวกับออปแอมป์หรือดิฟเฟอเรนเชียลแอมพลิไฟที่ใช้ไปกระตุ้นภาคเพาเวอร์ให้ไปขับมอเตอร์ ภาคเพาเวอร์จะมีการป้อนกลับแบบปิดลูปเพื่อทำให้พารามิเตอร์ที่ต้องการได้แก่มอเตอร์โวลต์เดจ กระแสของมอเตอร์หรือพารามิเตอร์ทั้งสองดังกล่าวมีความเป็นลิเนียร์ ในกรณีนี้ความไม่เป็นลิเนียร์และดริฟท์ที่เกิดขึ้นจากอุณหภูมิในภาคเพาเวอร์จะลดลงโดยอัตราขยายลูปของระบบ นอกจากนั้น ออฟ-แอมป์ยังมักใช้เป็นเสมือนการชดเชยหรือใช้เป็นซัมมิ่งแอมพลิไฟทำหน้าที่เหมือนกับจุดรวมของสัญญาณบังคับและสัญญาณป้อนกลับของระบบซึ่งได้แก่สัญญาณที่ได้จากอานาลอกทาโคมิเตอร์ (ในระบบการคอนโทรลความเร็ว) และสร้างสัญญาณเออร์เรอร์ซึ่งจะถูกขยายโดยภาคเพาเวอร์เพื่อไปแก้พารามิเตอร์ที่ต้องการคอนโทรลให้มีค่าที่ถูกต้อง

ลิเนียร์แอมพลิไฟจะเป็นตัวควบคุมโวลต์เดจหรือกระแสของมอเตอร์โดยการคอนโทรลขนาดของโวลต์เดจที่จ่ายให้กับมอเตอร์ดังนั้นมันจะเป็นตัวที่ลดโวลต์เดจเอาไว้ซึ่งเท่ากับผลต่างของแหล่งจ่ายโวลต์เดจและโวลต์เดจที่มอเตอร์ใช้งานจริงในขณะที่มีกระแสที่เหมาะสมไหลผ่านกำลังงานจะสูญเสียในเอาท์พุทพหุหรรณซิสเตอร์เป็นจำนวนมากโดยเฉพาะขณะที่มอเตอร์วิ่งที่ความเร็วต่ำแรงบิดสูง เพราะขณะนั้นโวลต์เดจย้อนกลับของมอเตอร์ต่ำกระแสจึงสูง นี่เป็นความแตกต่างที่เห็นได้ชัดเมื่อเทียบกับสวิทซ์ซิ่งแอมพลิไฟ สวิทซ์ซิ่งแอมพลิไฟควบคุมโวลต์เดจของมอเตอร์

โดยปรับวัตต์ใช้เกิลของ โวลท์ เตจที่จ่ายให้กับมอเตอร์และให้มันทำงานทุก ๆ ภาวะอิมิตวหรือที่ภาวะออฟ ดังนั้นการสูญเสียของกำลังงานจะน้อยในแต่ละภาวะทำให้ประสิทธิภาพการทำงานสูงขึ้นอย่างไรก็ตามสวิชชิ่งแอมพลิไฟร์สร้างปัญหาใหม่ขึ้นอีก เพื่อหลีกเลี่ยงการสูญเสียการลิวท์ที่มีความถี่สูงค่าของอินดักแตนซ์ของมอเตอร์ (หรือภายนอก) ต้องมีค่าน้อย ดังนั้นจึงเป็นการเพิ่มโทมคอนสแตนต์ของระบบ ซึ่งจะทำให้แบนด์วิทช์ของระบบลดลงด้วย นอกจากนี้ยังเกิดปัญหาการรบกวนของสนามแม่เหล็กไฟฟ้า (EMI) ซึ่งมักจะเกิดขึ้นรุนแรงทำให้ระบบเกิดความยุ่งยากและทำงานผิดพลาดขึ้นได้ ดังนั้นจึงเป็นการยากที่จะตัดสินว่าแอมพลิไฟร์ชนิดไหนดีกว่ากัน

ลิเนียร์แอมพลิไฟร์ตามปกตินิยมใช้ในระบบที่มีแบนด์วิทช์กว้างและกำลังงานต่ำ (น้อยกว่า 2-3 รัยวัตต์) และมักจะใช้สำหรับขับคลื่นชดลวดหมุนของมอเตอร์ที่มีความเฉื่อยต่ำให้เพิ่มกระแสด้วยอัตราเร่งสูงในช่วงเวลาอันสั้น (2-3 มิลลิวินาที) ซึ่งกระแสที่กําหนดไว้ของเอทพุททรานซิสเตอร์อาจจะยังใช้งานได้ดี

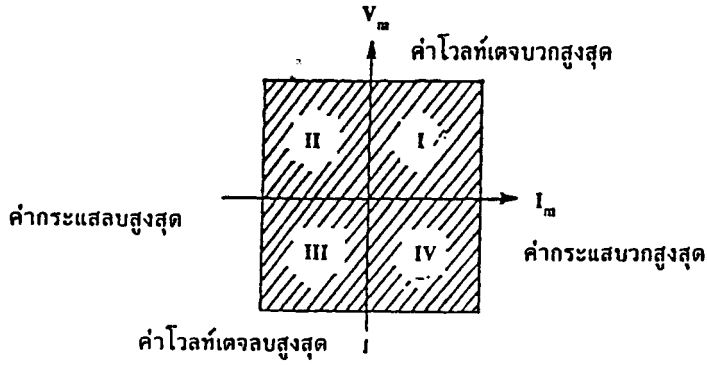
ในทางตรงกันข้ามสวิชชิ่งแอมพลิไฟร์โดยทั่ว ๆ ไปมักจะใช้ในระบบที่ใหญ่ ๆ โดยเฉพาะอย่างยิ่งระบบดังกล่าวต้องการขยายช่วงการทำงานที่ความเร็วต่ำและมีแรงบิดสูงซึ่งจะทำให้เกิดสูญเสียกำลังงานอย่างมากในลิเนียร์แอมพลิไฟร์

#### ไบโตรีคชั่นแนลเซอร์โวแอมพลิไฟร์

ไบโตรีคชั่นแนลเซอร์โวแอมพลิไฟร์สามารถให้มอเตอร์ทำงานได้ทั้งสองทิศทางและมีลิเนียร์ทรานสเฟอร์ฟังก์ชันตลอดถึงช่วงความเร็วเป็นศูนย์ แอมพลิไฟร์แบบนี้สามารถบังคับได้เต็มทั้ง 4 ควอเตอร์ที่ตั้งในรูป และสามารถป้อนโวลท์เตจและกระแสทั้งขับเคลื่อนหรือลบให้กับมอเตอร์ได้

ไบโตรีคชั่นแนลแอมพลิไฟร์แบบพื้นฐาน 2 แบบ ได้แก่ลิเนียร์ไบโพลาร์ตามรูป และลิเนียร์เบริคจตามรูป ซึ่งแบ่งออกตามลักษณะโครงสร้างของภาคเอทพุท

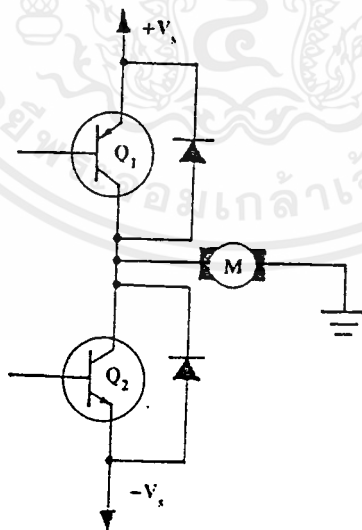
ไบโพลาร์แอมพลิไฟร์จะใช้เพาเวอร์ชิฟฟลายถึงสองลักษณะสำหรับการทำงานแบบฟอร์เวอร์ตและรีเวอร์ส โวลท์เตจที่ป้อนให้มอเตอร์ เท่ากับผลต่างระหว่างชิฟฟลายโวลท์เตจเนื่องด้วยลิเนียร์แอมพลิไฟร์โดยทั่วไปมีประสิทธิภาพไม่ค่อยดีนัก โดยเฉพาะอย่างยิ่งที่ภาวะความเร็วต่ำแรงบิดสูงซึ่งในภาวะนั้นกระแสจะไหลสูงและ โพลท์ เตจตกคร่อม เอทพุททรานซิสเตอร์สูงด้วย ดังนั้นในระบบใหญ่จำเป็นต้องใช้ตัวระบายความร้อนขนาดใหญ่หรือใช้พัดลมสำหรับระบายความร้อนด้วย



รูปที่ 7.14 ไบโพลาร์ระดับแอมพลิไฟเออร์ แสดงการคอนโทรลได้เต็มทั้งสี่ควอเตอร์นที่

ลิเนียร์ไบโพลาร์แอมพลิไฟเป็นแอมพลิไฟที่ออกแบบได้ง่ายกว่าลิเนียร์บริดจ์แต่การออกแบบไบโพลาร์มีข้อเสียที่สำคัญหลายข้อซึ่งควรจะได้ประเมินข้อดีข้อเสียของระบบเสียก่อน

1. เพาเวอร์ซัพพลายเป็นแบบไบโพลาร์คือมีสองขั้ว บวกและลบ
2. ค่า  $V_{CC}$  ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ต้องสูงกว่าผลบวกของซัพพลายโวลต์เดจทั้งสอง ( $2V_o$ )
3. ลิเนียร์ไบโพลาร์แอมพลิไฟจะต้องทนต่อ ฟอร์เวอร์ด-ไบอัสเบรคดาวน์ที่สองเอาท์พุทเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์อาจจะเสียได้ในช่วงการลดความเร็วของ โหลดที่มีความเฉื่อยสูงลงจากความเร็วสูง ๆ



รูปที่ 7.15 ภาคเอาท์พุทของลิเนียร์ไบโพลาร์

## พัลส์วิดท์โมดูเลชันแอมพลิไฟเออร์ (PWMA)

ในระบบ "ดีซีเซอร์โว" แอมพลิไฟเออร์มีหน้าที่ควบคุมกระแสและโวลต์เตจที่ใช้ในการขับเคลื่อนมอเตอร์ เพื่อให้ได้ค่าความเร็วตามที่ต้องการ เรารู้จักลิเนียร์แอมพลิไฟเออร์มาแล้ว ซึ่งเป็นแอมพลิไฟเออร์ที่มีค่าความสัมพันธ์ อย่างง่าย ๆ และมีช่วงแบนด์วิดท์ที่กว้างมาก แต่คุณสมบัติแอมพลิไฟเออร์ข้อจำกัดบางประการ เพราะแอมพลิไฟเออร์ต้องสูญเสียพลังงานไปที่เอาต์พุททรานซิสเตอร์มาก เช่นมอเตอร์ตัวหนึ่งต่ออนุกรมกับแอมพลิไฟเออร์ โดยใช้ชันพลาयरร่วมกัน ชันพลาयरจะจ่ายไฟ 50 โวลต์ มอเตอร์ใช้ไฟไป 10 โวลต์ และกระแส 20 แอมแปร์ มอเตอร์จึงกินพลังงานไป 200 วัตต์ แต่จะเห็นว่ามีการสูญเสียที่แอมพลิไฟเออร์ถึง 800 วัตต์ คือจะมากเป็น 4 เท่าของมอเตอร์

วิธีหนึ่งที่จะแก้ปัญหาคือการสูญเสียพลังงานคือใช้แอมพลิไฟเออร์ควบคุมมอเตอร์โดยการเปลี่ยนแปลง duty cycle ของโวลต์เตจที่จ่ายให้แก่มอเตอร์ แอมพลิไฟเออร์นี้เรียกว่า "สวิทช์ชิงแอมพลิไฟเออร์" ซึ่งสามารถควบคุมความเร็วต่ำ ๆ โดยมีแรงบิดสูงอยู่โดยไม่สิ้นเปลืองพลังงานเหมือนพวกลิเนียร์แอมพลิไฟเออร์

สวิทช์ชิงแอมพลิไฟเออร์ทรานซิสเตอร์แอมพลิไฟเออร์ทำหน้าที่คล้ายสวิทช์ เมื่อทรานซิสเตอร์นำกระแสโวลต์เตจจกรวมตัวมันจะน้อยมากจนตัดทิ้งได้ แต่เมื่อมันหยุดนำกระแสโวลต์เตจที่ตกคร่อมตัวมันจะมีค่ามากเข้าใกล้  $V_{cc}$  และมีกระแสไหลผ่านน้อยมากถือว่าเป็นศูนย์ ด้วยเหตุนี้การสูญเสียในเอาต์พุททรานซิสเตอร์จึงมีค่าต่ำ ระบบสวิทช์ชิงสามารถสร้างได้หลายวิธีมีทฤษฎีง่าย ๆ ทฤษฎีหนึ่งในการทำให้แอมพลิไฟเออร์สวิทช์ชิงด้วยควมถี่ที่คงที่และสามารถแปรค่าของ on และ off ของพัลส์ได้ตามต้องการแอมพลิไฟเออร์ชนิดนี้เรียกว่า พัลส์วิดท์โมดูเลเตอร์ (PWM) แอมพลิไฟเออร์ซึ่งถ้าเราสามารถออกแบบให้แปรค่าได้ทั้งค่าพัลส์ และความถี่แล้วก่อให้เกิดประโยชน์ในการควบคุมรักษาระดับกระแสสูง ๆ ได้ แต่อาจเกิดฮิสเทอรีซิสหรือทำให้เกิดเสียงรบกวนที่ความถี่รีโซแนนท์ ดังนั้นในบทนี้จะกล่าวถึงแอมพลิไฟเออร์แบบ PWM ที่มีความถี่คงที่เท่านั้น

แอมพลิไฟเออร์แบบ PWM สามารถทำงานได้ 3 แบบ คือไบโพลาร์ ยูนิโพลาร์และลิมิตยูนิโพลาร์ซึ่งในบทนี้เราจะได้อธิบายรายละเอียดในแต่ละแบบ เราจะได้ศึกษาปัญหาการสูญเสียในแอมพลิไฟเออร์ตลอดจนปัญหาการรักษาความถี่ในการสวิทช์ชิงให้ถูกต้อง

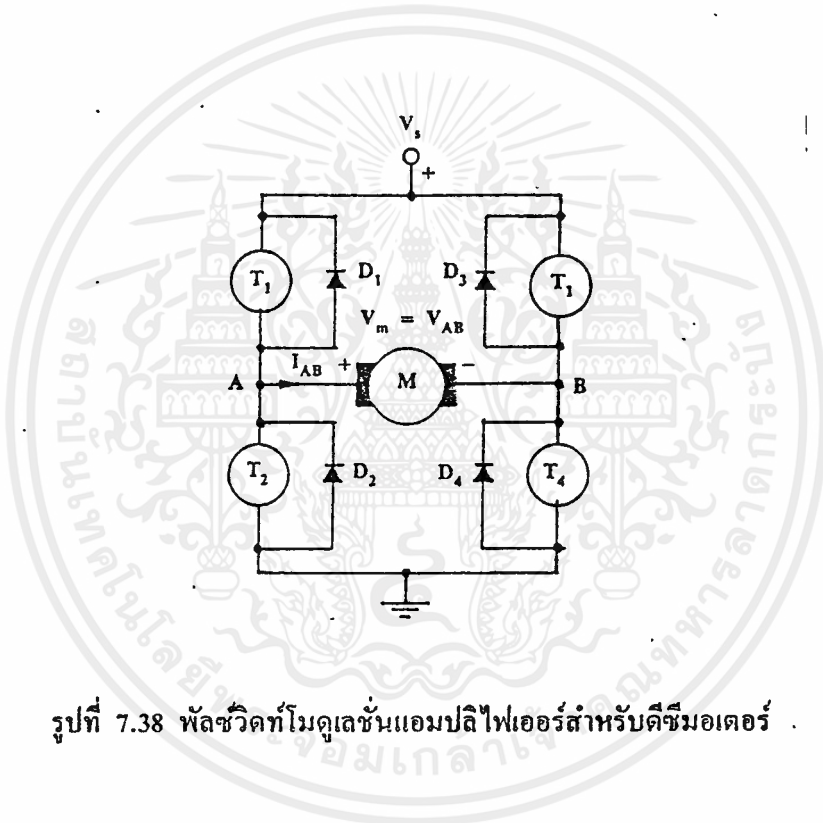
จากการศึกษาปัญหาการใช้งานกับดีซีมอเตอร์นี้ เราสามารถนำไปประยุกต์ใช้กับสเตปมอเตอร์ และใช้เป็นแอมพลิไฟเออร์ของลิเนียร์มอเตอร์ได้อีกด้วย

### การทำงานของพัลส์วิดท์โมดูเลชันแอมพลิไฟเออร์

แอมพลิไฟแบบ PWM สามารถแบ่งได้เป็น 3 ชนิด ตามลักษณะของการทำงานคือ ไบโพลาร์ ยูนิโพลาร์และลิมิตยูนิโพลาร์ สำหรับแบบไบโพลาร์ซึ่งง่ายที่สุดจะดูการทำงานได้ตามรูปที่ 7.38 โดยที่เราจะกำหนดให้มีความถี่การสวิตช์เป็น  $f_s$   $t_{on}$  ที่เกิดขึ้นในส่วนแรกและ  $t_{off}$  เกิดในส่วนหลังโดย

$$t_{on} \text{ เมื่อ } 0 < t < t_1$$

$$t_{off} \text{ เมื่อ } t_1 < t < t_f$$



รูปที่ 7.38 พัลส์วิดท์โมดูเลชันแอมพลิไฟเออร์สำหรับดีซีมอเตอร์

ไบโพลาร์ จะมี  $T_1$  และ  $T_4$  นำกระแสระหว่างเฟส on ส่วน  $T_2$  และ  $T_3$  จะนำกระแสขณะเฟส off จะได้ฟังก์ชันตกคร่อมมอเตอร์เป็น

$$V_m = V_{AB} \begin{cases} V_s & 0 < t < t_1 \\ -V_s & t_1 < t < t_f \end{cases}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แบบยูนิโพลาร์ จะลดจำนวนทรานซิสเตอร์ในการสวิตช์ลงการสวิตช์ขึ้นกับ  $V_{in}$  เป็นบวกหรือลบ เมื่อ  $V_{in}$  เป็นบวก  $T_4$  จะนำกระแสตลอดคาบ ในขณะที่  $T_1$  นำกระแสในช่วงเฟส on และ  $T_2$  จะนำกระแสในช่วงเฟส off เมื่อ  $V_{in}$  เป็นลบ  $T_2$  จะนำกระแสตลอด โดย  $T_3$  และ  $T_4$  สลับกันทำงาน เมื่อ  $V_{in}$  เป็นบวกได้

$$V_{in} \begin{cases} V_u < t < t_1 \\ 0 < t < t_f \end{cases}$$

การแสดงค่า  $V_{in}$  ในทางลบจะเหมือนกันเพียงแต่  $V_{in}$  เป็นลบเท่านั้น

จากลักษณะของ 2 แบบดังที่กล่าวมานั้นมีประโยชน์เหมือนกัน ซึ่งในแต่ละกรณีจะมีทรานซิสเตอร์คู่หนึ่ง ( $T_1, T_2$ ) หรือ ( $T_3, T_4$ ) จะหยุดนำกระแสขณะที่อีกคู่นำกระแสซึ่งมีเวลาเก็บสะสมและเวลาที่ปล่อยออกของทรานซิสเตอร์เกิดขึ้นและมันอาจเป็นไปได้ที่ทรานซิสเตอร์ทั้งหมดนำกระแสในเวลาเดียวกัน ซึ่งจะทำให้เกิดการลัดวงจรของชิพหลาย เราจำเป็นต้องหลีกเลี่ยงภาวะดังกล่าว ซึ่งสามารถทำได้โดยการสร้างช่วง delay time ระหว่างการหยุดและการนำกระแสของทรานซิสเตอร์และด้วยเหตุผลดังกล่าว ความถี่ของการสวิตช์จะถูกจำกัดในวงที่แคบลง

แบบที่ 3 ของการทำงานคือ แบบ ลิมิตยูนิโพลาร์จะแสดงให้เห็นคือมีความจำเป็นต้องมีช่วง delay ซึ่งการสวิตช์ขึ้นกับค่า  $V_{in}$  เมื่อ  $V_{in}$  เป็นบวก  $T_4$  จะนำกระแสตลอด  $T_1$  จะสวิตช์เป็น on ในช่วงเฟส on ดังนั้นในช่วงเฟส on ทั้ง  $T_1$  และ  $T_4$  จะ on ยังผลแก่โวลต์เตจของมอเตอร์  $V_m$  คือ

$$V_m = V_u \quad 0 < t < t_1$$

ระหว่างเฟส off จะมี  $T_4$  นำกระแสเพียงตัวเดียวเป็นผลให้  $V_{in}$  ขึ้นกับ  $I_{AB}$  ตราบใดที่  $I_{AB} > 0$  ซึ่งเป็นสภาวะปกติ เมื่อ  $V_{AB} > 0$  กระแส  $I_{AB}$  จะไหลผ่าน  $D_2$  และ  $T_4$  เป็นผลให้  $V_u = 0$  และ

$$V_m = V_{AB} = 0 \quad \text{เมื่อ} \quad \begin{cases} t_1 < t < t_f \\ I_{AB} > 0 \end{cases}$$

ในกรณีที่  $I_{AB}$  เป็นลบ กระแสจะไหลผ่าน  $D_1$  และ  $D_4$  เป็นผลให้  $V_A = V_s$

และ

$$V_m = V_{AB} = V_s \text{ เมื่อ } \begin{cases} t_1 < t < t_f \\ I_{AB} > 0 \end{cases}$$

ซึ่งจะเกิดขึ้นภายหลังเปลี่ยนชั่ว  $V_{in}$

ในที่สุดถ้าเราสามารถทำให้  $I_{AB} = 0$  (เข้าใกล้ศูนย์จนถือว่าเป็นศูนย์) จะทำให้ทั้ง  $D_1$  และ  $D_4$  ไม่นำกระแสและโวลต์เดจ  $V_{in}$  จะอยู่ระหว่างค่าศูนย์และ  $V_s$  ดังต่อไปนี้.

$$0 < V_m < V_s \text{ เมื่อ } t_1 < t < t_f$$

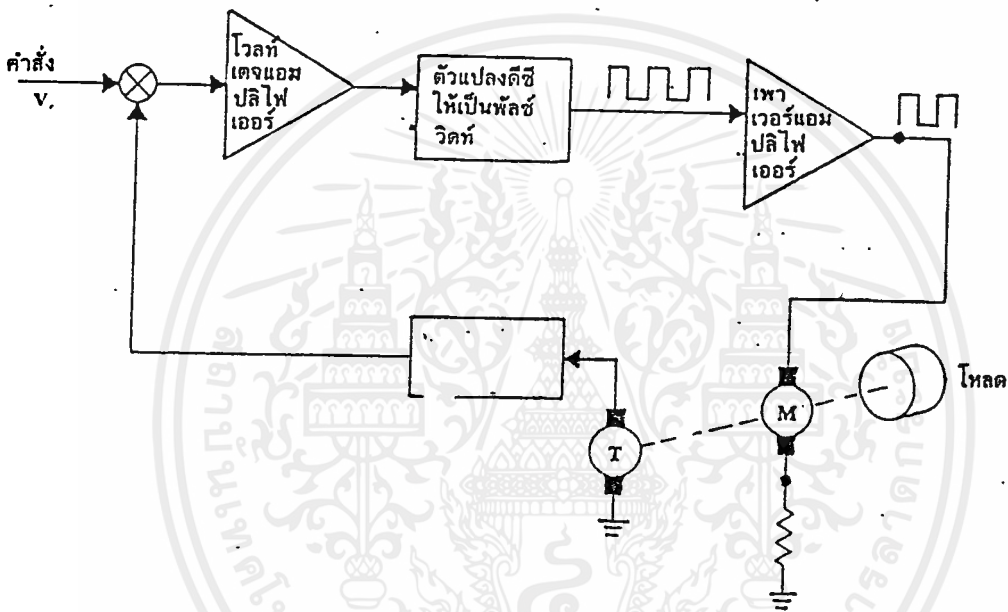
$$I_{AB} = 0$$

## บทที่ 2

## การวิเคราะห์และออกแบบ

## ระบบคอนโทรลความเร็วที่ใช้พัลส์วิตช์โมดูลชั้นแอมพลิไฟเออร์

PWM สวิตช์ซึ่งแอมพลิไฟเออร์ที่ทำงานด้วยทรานซิสเตอร์จะใช้ในระบบคอนโทรลที่มีประสิทธิภาพสูง ระบบคอนโทรลความเร็วที่มีเพาเวอร์ สูง ๆ และในระบบเซอร์โว



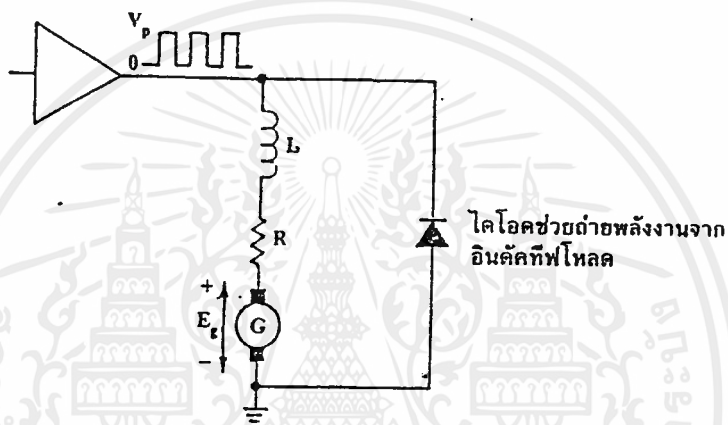
รูปที่ 7.39 บล็อกไดอะแกรมของระบบคอนโทรลความเร็วแบบ PWM

รูปที่ 7.39 บล็อกไดอะแกรมของระบบคอนโทรลความเร็วแบบ PWM

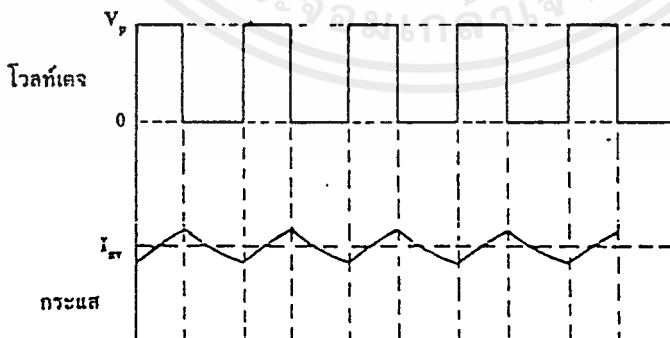
เรามักจะใช้ความถี่ของพัลส์ในระบบ PWM ที่มีค่าสูงกว่า 1 kHz (มักจะมีค่าถึง 10 kHz) และความถี่นี้จะขึ้นอยู่กับความต้องการของผลตอบสนองของระบบต่อแบนด์วิดท์ อินพุต แต้นซ์ของมอเตอร์และคุณสมบัติการสูญเสียเพาเวอร์ในตัวมอเตอร์ที่ความถี่สูง ในเวลาเดียวกันเราจะต้องคำนึงถึง audio noise ที่เกิดจาก ขดลวด, ยี่ทซิงค์ และส่วนของโครงประกอบของตัวมอเตอร์มันจะดังออกมาเป็นเสียงรบกวนและในการประยุกต์ใช้งานของระบบ PWM นี้เราสามารถเพิ่มความถี่ของพัลส์ให้สูงขึ้นถึงจุดที่เสียงของนอยส์ (noise) นั้น หูคนไม่ยินเสียงนั้น

ในการพิจารณาคุณสมบัติของ โวลต์ เตจและกระแสของระบบ PWM ชั้นแรกเราพิจารณาถึงมอเตอร์ในอุดมคติและคุณลักษณะของมอเตอร์ในระบบ PWM วงจรสมมูลย์ของมอเตอร์แสดงได้ในรูป

ลูกคลื่นของกระแสที่ไหลในมอเตอร์ในระหว่างสวิตช์ซึ่งโหมด (switching mode) ไม่ได้ขึ้นอยู่กับสวิตช์ซึ่งเรท (switching rate) เท่านั้น แต่ขึ้นอยู่กับความเร็วของมอเตอร์ ( $\omega$ ) ผลรวมของอินดักแตนซ์ (L) ความต้านทานของมอเตอร์ ( $R_u$ ) และระดับของกระแสในไซเกิลสุดท้าย



รูปที่ 7.40 วงจรสมมูลย์ของดีซีมอเตอร์ในระบบคอนโทรลแบบ PWM



รูปที่ 7.41 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแสและโวลต์เตจในระบบคอนโทรลแบบ PWM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เราจะต้องคำนวณหาการสูญเสียเพาเวอร์ (power loss) ในตัวตีซีมอเตอร์ เนื่องจากตีซีซัพพลายโวลต์เตจจะถูกสวิตช์ ON และ OFF ที่ความถี่สูง การสูญเสียเพาเวอร์ในระบบดังกล่าวอาจจะเกิดจากแฟคเตอร์ที่สำคัญดังนี้ (ขึ้นอยู่กับารออกแบบของมอเตอร์)

- eddy current losses
- hysteresis losses
- armature commutation losses
- viscous friction losses
- armature resistance losses

การคำนวณหาการสูญเสียเพาเวอร์ในตัวตีซีมอเตอร์เนื่องจากความต้านทานของอาร์มาเจอร์ สามารถหาได้ดังนี้

$$P_L = R_a I_{RMS}^2$$

เพื่อที่จะหาความสัมพันธ์ระหว่างกระแส RMS ต่อค่ากระแสเฉลี่ย ( $I_{av}$ ) อัตราส่วนระหว่าง  $I_{RMS}$  ต่อ  $I_{av}$  เราเรียกว่า ฟอรั่มแฟคเตอร์ (k)

$$k = \frac{I_{RMS}}{I_{av}}$$

ค่ากระแสเฉลี่ยของมอเตอร์จะขึ้นอยู่กับทอร์คของมอเตอร์

$$T_g = K_T I_{av}$$

แทนค่าในสมการ ลงในสมการ การสูญเสียในตัวมอเตอร์ภายใต้สภาวะ PWM ได้เป็น

$$P_L = R_a k^2 I_{av}^2$$

จากสมการ (7-58) เราจะเห็นได้ว่าการสูญเสียกำลังในอาร์มาเจอร์จะขึ้นอยู่กับ  $I_{av}$  รูปแบบแฟคเตอร์ (k) และความต้านทานของอาร์มาเจอร์ ( $R_a$ )

เราสามารถดูแหล่งกำเนิดอื่น ๆ ที่ทำให้เกิดการสูญเสียได้โดยแทนค่าสมการ (7-57) ลงในสมการ (7-58) ดังนี้

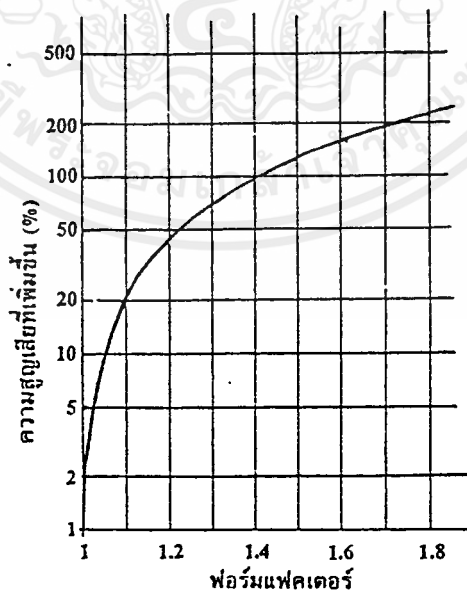
$$P_L = \frac{R_a}{K^2 T} k^2 T^2$$

จากทั้งสมการ (7-58) และ (7-59) เราจะเห็นได้ว่ารูปแบบแฟคเตอร์มีอิทธิพลอย่างมากต่อความร้อนที่เกิดกับตัวมอเตอร์

ในกรณีของ  $k = 1$  ผลความร้อนที่เกิดขึ้นในอาร์มาเจอร์วีชีส์ต้นซึ่งจากการใช้ลิเนียร์แอมพลิไฟเออร์จากตัวข้อก่อน คือ

$$P_L = R_a I_{av}^2$$

แต่ถ้ารูปแบบแฟคเตอร์  $k = 2$  เราจะได้การสูญเสียกำลังในอาร์มาเจอร์เป็น 4 เท่า (เมื่อ  $k = 1$ ) ดังนั้นเราสามารถสร้างกราฟที่เป็นคำตอบของการเพิ่มการสูญเสียในอาร์มาเจอร์เนื่องจากฟอร์แฟคเตอร์ดังแสดงในรูป 7.42



รูปที่ 7.42 ความสัมพันธ์ระหว่างการสูญเสียที่เพิ่มขึ้นในอาร์มาเจอร์ของเซอร์โวมอเตอร์กับฟอร์แฟคเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับครูใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

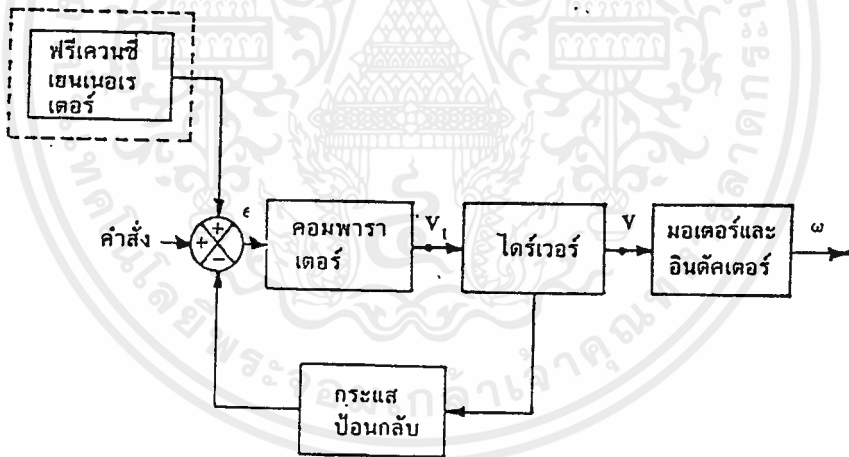
ในกรณี PWM แอมพลิไฟเออร์ ฟอรัม ฟอรัมเฟคเตอร์จะขึ้นอยู่กับ ความถี่ของพัลส์อีเล็กทริกคอลลอยม์คอนสแตนต์ของมอเตอร์ และอินดักแตนซ์ที่นำมาต่ออนุกรมกับมอเตอร์

ผลจากการใช้วงจร PWM จะทำให้การสูญเสียเพาเวอร์ในรูปของความร้อนในตัวแอมพลิไฟเออร์ลดลงอย่างมาก และเมื่อคิดถึงผลรวมของการสูญเสียกำลังทั้งหมดของระบบแล้วดีขึ้น (ผลรวมของการสูญเสียน้อยลง) แต่ในบางกรณีการสูญเสียเพาเวอร์ในตัวมอเตอร์อาจจะมีค่าสูงกว่าในระบบที่ใช้ลิเนียร์แอมพลิไฟ (แบบ Class A)

มีเฟคเตอร์อื่น ๆ ที่เราจะต้องพิจารณาเมื่อใช้ระบบ PWM คือ การกำเนิดอีเล็กทริกคอลลอยล์ ซึ่งจะไปรบกวนในวงจรที่มีระดับกำลังต่ำ ถ้าไม่ได้ให้ความระมัดระวังเกี่ยวกับการ shield ที่เหมาะสมและการ ground ส่วนที่มีกระแสสูงของระบบ

### พิจารณาโครงสร้างและวิเคราะห์คุณสมบัติการทำงานของ PWM แอมพลิไฟเออร์

บล็อกไดอะแกรมของ PWM แอมพลิไฟเออร์และมอเตอร์ดังแสดงในรูปที่ 7.43 ระบบจะประกอบด้วยส่วนประกอบต่อไปนี้



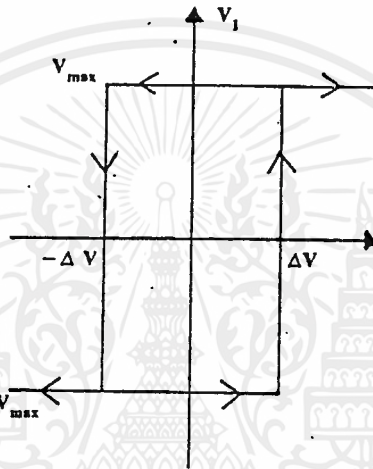
รูปที่ 7.43 บล็อกไดอะแกรมของ PWM แอมพลิไฟ

(1) คอมพาราเตอร์ เป็นแอมพลิไฟเออร์ที่มี gain การขยายสูงและมีการป้อนกลับแบบบวกซึ่งยังผลให้ได้คุณลักษณะของฮีสเทเรซิส (hysteresis) ดังแสดงในรูปที่ 7.44 ดังนั้นเอาท์พุทโวลต์ที่เดจของคอมพาราเตอร์จะมีทั้งค่า  $V_{max}$  หรือ  $-V_{max}$

(2) ไตรเวอร์ เป็นเพาเวอร์แอมพลิไฟเออร์ที่มีเอาต์พุตเท่ากับซัพพลาย  $V_{cc}$  เมื่อคอมพาราเตอร์โวลต์เตจเป็นบวกและเท่ากับ  $-V_{BE}$  เมื่อคอมพาราเตอร์โวลต์เตจเป็นลบ ดังนั้น ไตรเวอร์เป็นเสมือนบล็อกของ gain การขยายที่มีค่าคงที่

การสวิตช์ซึ่งของเพาเวอร์แอมพลิไฟเออร์ (ไตรเวอร์) จะกระทำเป็น 2 สเตป เพื่อป้องกันการลัดวงจรคร่อมเพาเวอร์ซัพพลาย

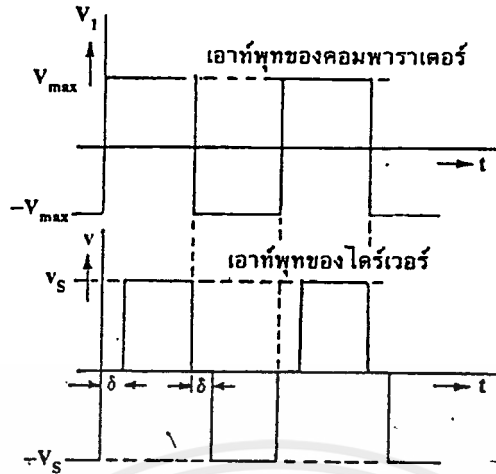
สเตปแรก เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะหยุดนำกระแสและหลังจากหน่วงเวลา (time delay) ให้เข้าไป แล้ว



รูปที่ 7.44 ผลของฮิสเทเรซิสในแอมพลิไฟเออร์ที่มี gain การขยายสูง

รูปที่ 7.44 ผลของฮิสเทเรซิสในแอมพลิไฟเออร์ที่มี gain การขยายสูง

สเตปที่สอง จากนั้นแล้วเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์อีกคู่หนึ่งจึงจะเริ่มนำกระแส การทำงานของไตรเวอร์นี้แสดง ได้ดัง ในรูปที่ 7.45



รูปที่ 7.45 แสดงเอาต์พุตโวลต์เดจของคอมพาราเตอร์และไดรเวอร์เราจะเห็นได้ว่าการสวิตช์ของคอมพาราเตอร์จะกระทำในช่วงเวลาเมื่อไดรเวอร์มีช่วงการ OFF อยู่ที่ตำแหน่งกึ่งกลาง (ศูนย์) เป็นระยะเวลา  $\delta$

ของคอมพาราเตอร์จะกระทำในช่วงเวลาเมื่อไดรเวอร์มีช่วงการ OFF อยู่ที่ตำแหน่งกึ่งกลาง (ศูนย์) เป็นระยะเวลา

(3) การบ่อนกลับของกระแส ถ้าวงจรไดรเวอร์เป็นแบบ "T" เราจะรับรู้กระแสได้โดยต่อตัวความต้านทานอนุกรมกับมอเตอร์และใช้บ่อนกลับ และเมื่อไดรเวอร์เป็นแบบ "H" เราจะรับรู้กระแสได้จากปลายขาทั้ง 2 ขาของ H และความแตกต่างกันของกระแสทั้งสองก็จะถูกบ่อนกลับ วงจรการบ่อนกลับของกระแสอาจจะมี gain การขยายคงที่หรือมีส่วนประกอบของไดนามิคตามคุณสมบัติที่ต้องการ

(4) มอเตอร์และอินดักเตอร์ เราใช้อินดักเตอร์ต่ออนุกรมกับมอเตอร์เพื่อจำกัดไม่ให้กระแสแปรไปเกินไซเกิลการสวิตช์ ในการวิเคราะห์อินดักเตอร์ที่ต่ออนุกรมกับมอเตอร์ให้พิจารณาอินดักเตอร์นั้นเป็นส่วนหนึ่งของมอเตอร์อินดักแต้นซ์

(5) ฟรีแควนซีเอนเนอร์เรเตอร์ เราจะใช้ฟรีแควนซีเอนเนอร์เรเตอร์ใน PWM แอมพลิไฟเออร์เพื่อเป็นตัวกำหนดให้ความถี่ของการสวิตช์คงที่ เอนเนอร์เรเตอร์ที่ใช้มักจะเป็นการเอนเนอร์เรตัสัญญาณสามเหลี่ยมที่มีความถี่ที่ป้อนให้กับคอมพาราเตอร์

### ทรานส์เฟอ์ฟังก์ชันของระบบ

เพื่อให้เข้าใจการทำงานของ PWM แอมพลิไฟเออร์เราจำเป็นต้องหาโมเดลทางคณิตศาสตร์ของ PWM แอมพลิไฟเออร์ในรูปของทรานส์เฟอ์ฟังก์ชัน

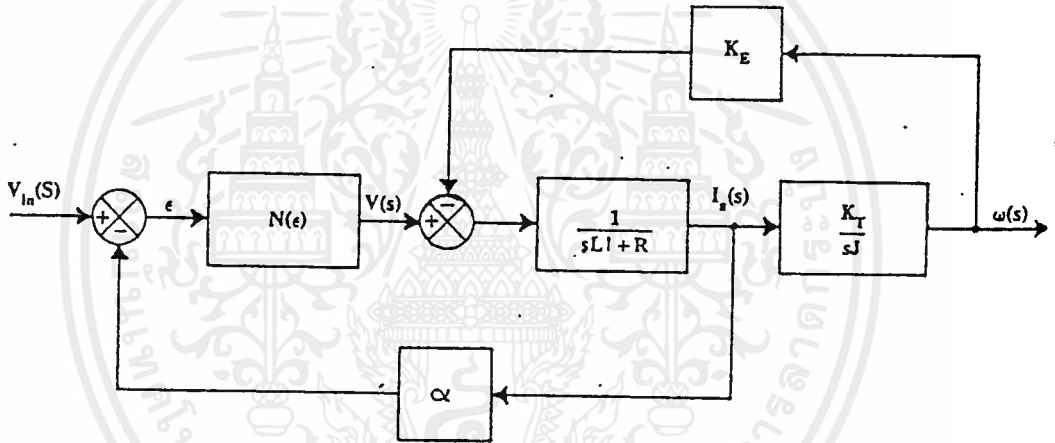
ส่วนประกอบของระบบแทนได้ด้วยทรานสเฟอ์ฟังก์ชันดังแสดงในรูปที่ 7.46 คอมพาราเตอร์และไดร์เวอร์เป็นส่วนประกอบที่เป็นอนลิเนียร์ และเอาท์พุทของมันจะขึ้นอยู่กับสัญญาณอินพุทในทันทีสมมติว่า

$N(\cdot)$  เป็น describing ฟังก์ชันที่ใช้แสดงคุณสมบัติของคอมพาราเตอร์และไดร์เวอร์

$R$  เป็นรีซิสเต้นซ์ของมอเตอร์

$L^t$  เป็นผลรวมของอินดักเต้นซ์ของมอเตอร์รวมกันอินดักเต้นซ์ภายนอกที่นำมาต่อ

อนุกรม



รูปที่ 7.46 บล็อกไดอะแกรมของ PWM แอมพลิไฟเออร์และมอเตอร์

$$\frac{w(s)}{v_{in}} = \frac{N(\cdot) \cdot 1/(sL_t + R) \cdot K_t/s}{1 + N(\cdot) \cdot 1/(sL_t + R) + 1/(sL_t + R) \cdot K_T \cdot K_E}$$

53

หรือ

$$\frac{w(s)}{V_{in}} = \frac{N(s) \cdot K_t}{(sL_t + R)S_j + N(s) \cdot S_j + K_o \cdot K_t}$$

ในกรณีทั่ว ๆ ไป  $N(s)$  มีค่าสูงมาก (เพราะว่า gain การขยายของแอมพลิไฟเออร์มีค่าสูง) ภายใต้เงื่อนไขที่ทรานส์เฟอ์ฟังกชันอาจจะมามีค่าประมาณได้เป็น

$$\lim_{N(s) \rightarrow \infty} \frac{w(s)}{V_{in}(s)} = \frac{k_T}{S_j}$$

ทรานส์เฟอ์ฟังกชันที่ได้ทำให้ง่ายขึ้นแล้วตามสมการ (7.63) เขียนเป็นบล็อกไดอะแกรมได้ดังรูปที่ 7.47



รูปที่ 7.47 บล็อกไดอะแกรมของทรานส์เฟอ์ฟังกชันของ PWM แอมพลิไฟเออร์และมอเตอร์ที่ได้ทำให้ง่ายขึ้นแล้ว

รูปที่ 7.47 บล็อกไดอะแกรมของทรานส์เฟอ์ฟังกชันของ PWM แอมพลิไฟเออร์และมอเตอร์ที่ได้ทำให้ง่ายขึ้นแล้ว

จากบล็อกไดอะแกรมของทรานส์เฟอ์ฟังกชันที่ได้ทำให้ง่ายขึ้นแล้วดังในรูปที่ 7.47 เราจะเห็นว่าผลตอบสนองของทรานส์เฟอ์ฟังกชันพิจารณาได้จากส่วนของฟีดแบ็ค ในกรณีนี้เพาเวอร์แอมพลิไฟเออร์จะกลายเป็นแอมพลิไฟเออร์ขยายกระแส (current amplifier) คือ

จากไดเวอร์ของมอเตอร์ เป็นการได้รด้วยกระแสทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของมอเตอร์จะมีค่าที่ง่ายขึ้นเป็น

$$\frac{w(s)}{I_a(s)} = \frac{K_f}{s_f}$$

จากทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันสมการ (7.65) เราสามารถเห็นได้ว่าเราสามารถจะแปรทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันนี้ไปได้โดยเปลี่ยนเทอมของเคอร์เร้นท์ฟีดแบ็ค (current feedback), ถ้าหากเราใช้องค์ประกอบไดนามิกที่มีทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันเป็น  $(s)$  ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของระบบจะได้เป็น

$$\frac{w(s)}{V_{in}(s)} = \frac{1/s \cdot k_t}{s_f}$$

ดังนั้น โพลของ  $(s)$  ก็คือ ซีโรของทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของระบบ

โมเดลของสมการ (7-66) อาจจะใช้สำหรับวิเคราะห์คุณสมบัติของ PWM แอมพลิไฟเออร์และมอเตอร์ซึ่งเป็นส่วนหนึ่งของระบบใหญ่กว่า สมการ (7-66) จะเป็นประโยชน์ในการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบ แบนด์วิดท์ และคุณสมบัติทั่ว ๆ ไปอื่น ๆ อย่างไรก็ตามสมการ (7-66) ไม่สามารถให้คุณสมบัติที่เด่นชัดของ PWM แอมพลิไฟเออร์ได้ และคุณสมบัติอื่น ๆ ของ PWM แอมพลิไฟเออร์ เราจะต้องพิจารณากันเป็นพิเศษต่อไป

### การเปลี่ยนแปลงของความถี่ของการสวิตช์และกระแส

เราสามารถพิจารณาความถี่ของการสวิตช์ของ PWM แอมพลิไฟเออร์ได้ดังนี้

สมมติว่าความถี่ในการสวิตช์ของ PWM แอมพลิไฟเออร์ได้ดังนี้

สมมติว่าความถี่ในการสวิตช์มีความถี่สูงดังนั้น ความเร็วของมอเตอร์จะมีค่าเกือบคงที่ตลอดคาบเวลาของการสวิตช์ (switching period)

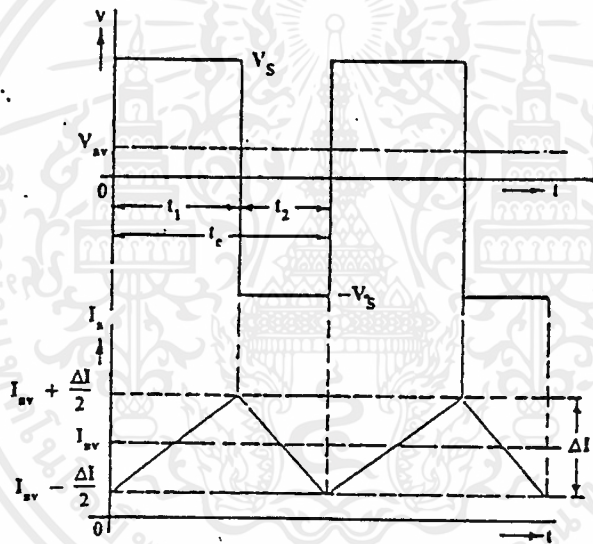
กำหนดให้  $I_{av}$  เป็นค่าเฉลี่ยของกระแสที่ไหลผ่านมอเตอร์ เราก็จะหาค่าเฉลี่ยของมอเตอร์โวลต์เตจได้

$$V_{av} = R I_{av} + K_E \quad (7-67)$$

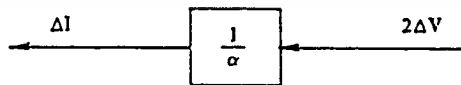
ในตอนนี้เราสมมติว่า โวลต์เตจของแอมพลิไฟเออร์เท่ากับ  $V_u$  และการเปลี่ยนแปลงของกระแสในมอเตอร์มีค่าโดยประมาณเป็นเส้นตรง โวลต์เตจของแอมพลิไฟเออร์และกระแสของมอเตอร์แสดงได้ในรูปที่ 7.48

ผลรวมการเปลี่ยนแปลงของกระแสของมอเตอร์เท่ากับ  $I$  ซึ่งเมื่อถูกคูณด้วย จะทำให้เกิดโวลต์เตจเปลี่ยนแปลง  $2V$  เพื่อไปสวิตช์คอมพาราเตอร์ (ดังแสดงในรูปที่ 7.44) ดังนั้น

$$i_{ia} = \frac{2V}{\alpha}$$



รูปที่ 7.48 แสดงถึงโวลต์เตจของ PWM แอมพลิไฟเออร์และกระแสของมอเตอร์



รูปที่ 7.49 บล็อกไดอะแกรมของส่วนป้อนกลับกระแส

ในระหว่างช่วงเวลาที่โวลต์เดจของ PWM แอมพลิไฟเออร์มีค่าเป็นบวกคือ  $t_1$  และโวลต์เดจของแอมพลิไฟเออร์เท่ากับ  $+V_s$  และค่าเฉลี่ยของมอเตอร์โวลต์เดจเท่ากับ  $V_{av}$  ดังนั้นสไลของกระแส =  $V_s - V_{av}$  และเราสามารถหาค่าผลรวมการเปลี่ยนแปลงของกระแสได้เป็น

$$L_t$$

$$I = \frac{V_s - V_{av} \cdot t_1}{L_t}$$

หรือ

$$I_t = \frac{I L_t}{V_s - V_{av}}$$

ในทำนองเดียว ในช่วงเวลาที่โวลต์เดจของ PWM แอมพลิไฟเออร์มีค่าเป็นลบ ( $-V_s$ ) คือ  $t_2$  และเราสามารถหาค่า  $t_2$  ได้เท่ากับ

$$t_2 = \frac{I L_t}{V_s - V_{av}}$$

ผลรวมของคาบเวลาการสวิตช์,  $t_c$  จะหาได้ดังนี้

$$t_c = t_1 + t_2 = \frac{2 I L_1 V_s}{V_s^2 - V_{av}^2}$$

หรือแทนค่าสมการ (7-68) ลงในสมการ (7-72) จะได้เป็น

$$t_c = \frac{4V L_1 V_s}{(V_s^2 - V_{av}^2)}$$

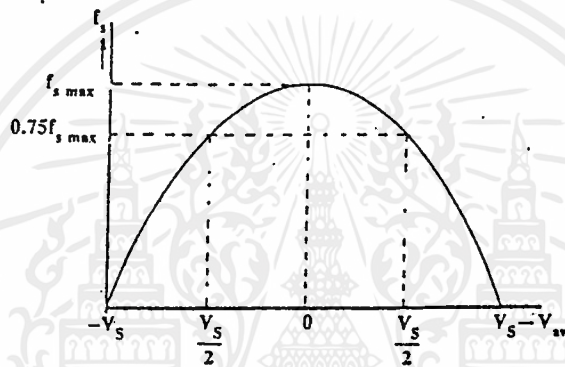
และเราหาความถี่ของการสวิตช์ได้เป็น

$$f_{s,max} = \frac{(V_s^2 - V_{av}^2)}{4V L_1 V_s}$$

เราจะสังเกตเห็นได้ว่าความถี่ของการสวิตช์จะเป็นพาราโบลิกฟังก์ชันของค่าเฉลี่ยของมอเตอร์โวลต์เตจ,  $V_{av}$  ความถี่ของการสวิตช์จะมีค่าสูงสุดเมื่อ  $V_{av} = 0$

$$f_s = \frac{V_s}{4v_{1c}}$$

จากสมการ (7-74) เราสามารถแสดงการเปลี่ยนแปลงของความถี่ของการสวิตช์ได้เป็นกราฟดังแสดงในรูปที่ 7.50



รูปที่ 7.50 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างการเปลี่ยนแปลงของความถี่

รูปที่ 7.๕ ของการสวิตช์ในรูปของพาราโบลิกต่อค่าเฉลี่ยของมอเตอร์โวลต์เตจ ในรูปของพาราโบลิกต่อค่าเฉลี่ยของมอเตอร์โวลต์เตจ

### เพาเวอร์ที่สูญเสียในตัวมอเตอร์

เราพิจารณาถึงเพาเวอร์ที่สูญเสียใน PWM แอมพลิไฟเออร์ให้ลดลงได้โดยให้สวิตช์ซึ่งทรานซิสเตอร์เข้าสู่สถานะ "ON" หรือ OFF อย่างแท้จริง อย่างไรก็ตามการกระทำนี้จะมีผลกระทบต่อเพาเวอร์ที่สูญเสียในตัวมอเตอร์อย่างไร ไม่สามารถแสดงให้เห็นเด่นชัด และเราได้พิจารณากันต่อไป

เราจะได้พิจารณาถึงมอเตอร์และโหลดที่กำหนดให้ซึ่งจะถูกขับเคลื่อนให้มีความเร็วเป็นไปตามข้อกำหนดอันหนึ่ง สมมติว่ามอเตอร์ได้รับการขับเคลื่อนด้วยทั้งลิเนียร์แอมพลิไฟเออร์และ PWM แอมพลิไฟเออร์ เราจะได้ศึกษาถึงความแตกต่างของเพาเวอร์ที่สูญเสียในตัวมอเตอร์ทั้งสองกรณี

เพาเวอร์เอาต์พุตของมอเตอร์  $P_o$  จะเป็นอิสระหรือไม่เกี่ยวข้องกับเพาเวอร์แอมป์ลิไฟเออร์เลย ดังนั้นความแตกต่างของเพาเวอร์ที่สูญเสียในตัวมอเตอร์จะเท่ากับความแตกต่างของอินพุตเพาเวอร์

เมื่อมอเตอร์ขับด้วยลิเนียร์แอมป์ลิไฟเออร์

กำหนดให้  $I_a$  เป็นกระแสของมอเตอร์

$V$  เป็นโวลต์เตจของมอเตอร์

ดังนั้นอินพุตเพาเวอร์ที่จ่ายให้มอเตอร์ในกรณีนี้

$$(P_L) \text{ ลิเนียร์} = I_a V$$

เมื่อมอเตอร์ขับด้วย PWM แอมป์ลิไฟเออร์

พิจารณาอินพุตเพาเวอร์ของมอเตอร์จาก PWM แอมป์ลิไฟเออร์การเปลี่ยนแปลงของกระแสประมาณค่าได้เป็นเส้นตรง สมมติให้กระแสและโวลต์เตจของมอเตอร์เหมือนกับในรูปที่ 7.48 และมีค่าเฉลี่ยเป็น

$$\frac{I_{av}}{V_{av}} = \frac{I_a}{V}$$

ในกรณีนี้อินพุตเพาเวอร์จะเท่ากับ

$$P_i = f_s \int_0^{t_1+t} v_o(t) I(t) dt$$

เมื่อ  $f_s$  เป็นความถี่ของการสวิตช์ ดังกำหนดในสมการ (7-74) จากนั้นเราสามารถเขียนได้เป็น

$$P_i = f_s \int_0^{t_1+t} v_{so} I(t) dt - v_{st1} \int_t^{t_1+t_2} I(t) dt$$

ในตอนนั้นเราแทนสมการ (7-70), (7-71) และ (7-74) ลงในสมการ (7-80) เราจะได้ผลลัพธ์เป็น

$$P_1 = \frac{I_a IV}{2V}$$

จากสมการ (7-81) สามารถทำให้ง่ายขึ้นได้ด้วยการแทนค่าสมการ (7-68) คือ  $I = 2 V/$

$$(P_1) \text{ สวิตช์ซึ่ง} = I_a V$$

เมื่อเราเปรียบเทียบสมการ (7-82) กับสมการ (7-76) เราจะเห็นได้ว่าอินพุทเพาเวอร์ของมอเตอร์จะมีค่าเท่ากับทั้งสองกรณี ดังนั้นเพาเวอร์ที่สูญเสียในตัวมอเตอร์ก็มีค่าเท่ากับด้วย อย่างไรก็ตามผลสรุปว่าเพาเวอร์ที่สูญเสียในตัวมอเตอร์ที่ขับเคลื่อนด้วยลิเนียร์แอมป์ไฟเออร์หรือ PWM แอมป์ไฟเออร์มีค่าเท่ากันนั้นอยู่บนพื้นฐานของสมมติฐานที่ว่า การเปลี่ยนแปลงของกระแสเป็นลิเนียร์กับเวลา แต่ตามความเป็นจริงแล้วไม่ถูกต้องนัก ดังนั้นอาจมีเพาเวอร์ที่สูญเสียในตัวมอเตอร์แปรไปได้บ้าง แต่เป็นค่าเพียงเล็กน้อยและไม่ค่อยสำคัญนัก

การเลือกค่าอินดักแตนซ์

ผลรวมอินดักแตนซ์ของมอเตอร์และอินดักเตอร์ภายนอกที่ต่ออนุกรมกับมอเตอร์จะเป็นตัวกำหนดแก่นิจุตการเปลี่ยนแปลงของกระแส ความสัมพันธ์ระหว่างตัวแปรเหล่านั้นสามารถหาได้จากสมการ (7-70) และสมการ (7-71) ภายใต้การทำงานที่สมมาตรของ  $V_{av} = 0$

$$t_1 = t_2 = \frac{1}{2f_s}$$

และอินดักแตนซ์สามารถหาได้จาก

$$L_t = \frac{V_s}{2f_s I}$$

เนื่องจาก  $L_u$  ตามปกติจะมีค่ามากกว่าอินดิคแต้นซ์ของมอเตอร์,  $L_u$  ดังนั้นอินดิคแต้นซ์ภายนอกที่นำมาต่ออนุกรมกับมอเตอร์จะมีค่าเท่ากับ  $(L_1 - L_u)$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### บทที่ 3

#### การทดลองและผลการทดลอง

การทดลองนี้เป็นการทดลองหาคณลัษณะของมอเตอร์ เมื่อ % duty cycle และความถี่ของการสวิตช์เปลี่ยนไปซึ่งจะมีผลต่อแรงบิด กระแส และความเร็วของมอเตอร์อย่างไร

รายละเอียดของวงจรที่ใช้ในการทดลองแสดงไว้ในรูปที่ 1



### ผลการทดลอง

จากการทดลองปรับความเร็วของมอเตอร์ที่ความเร็วต่าง ๆ กันทำให้เราได้ผลการทดลองตามตารางที่แสดงไว้ข้างล่างนี้

Verror	%D	V <sub>a</sub>	I <sub>a</sub>	T
5				
4				
3				
2				
1				
0				
-1				
-2				
-3				
-4				
-5				

ในที่นี้

%D = % DUTY CYCLE

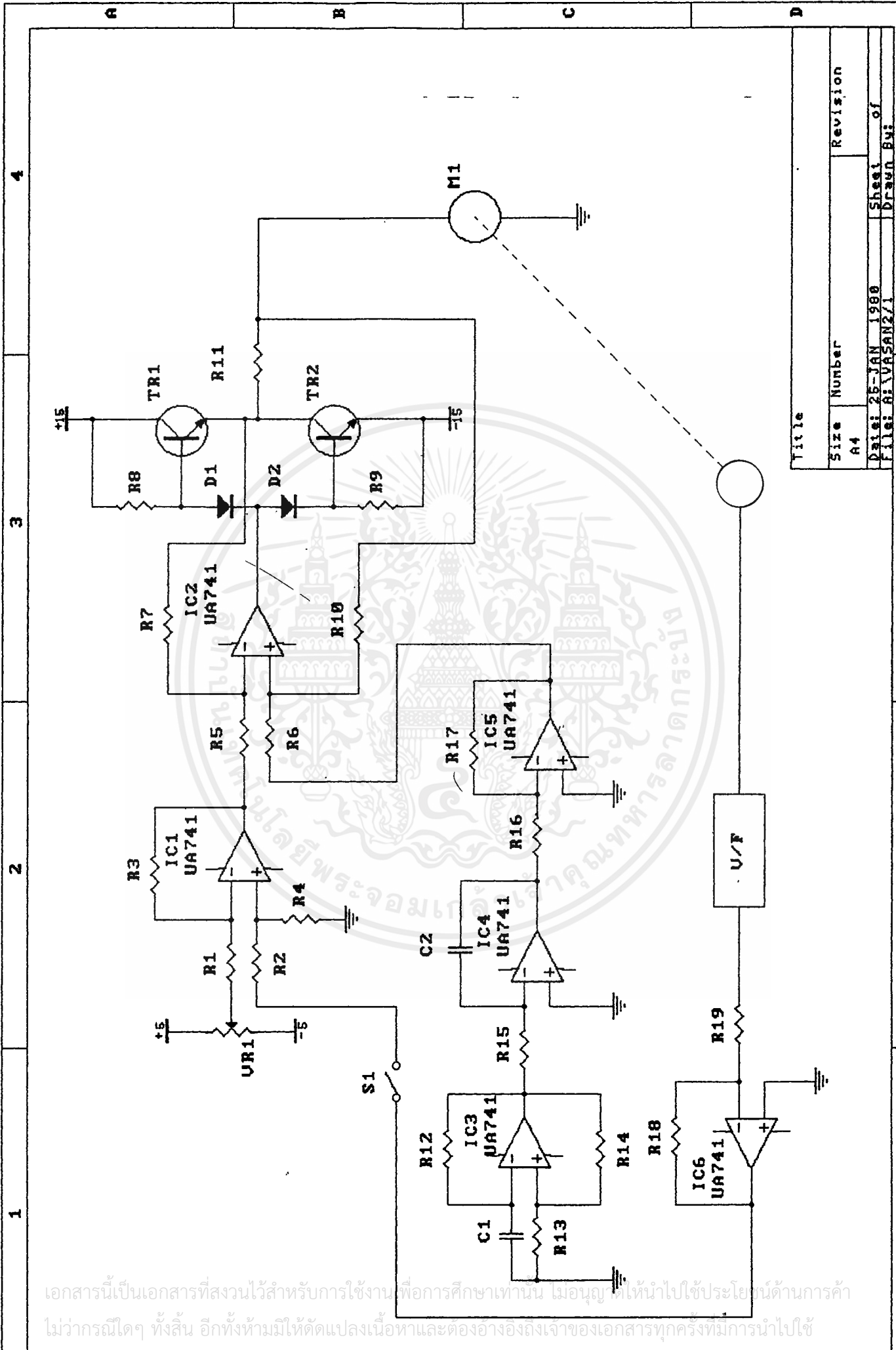
T = TORQUE

V<sub>a</sub> = VOLTAGE AMATURE

I<sub>a</sub> = CURRENT AMATURE

นำผลการทดลองที่ได้จากตารางไปเขียนกราฟ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Title	
Size	Number
A4	
Date:	Revision
25-JAN-1980	
File:	Sheet of
AI-VASSAN2/1	Drawn By:

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอญูให้ให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทวิจารณ์และสรุป

เนื่องจากโครงการนี้ เป็นเพียงการพัฒนาเพื่อการศึกษา จึงใช้มอเตอร์ขนาดเล็ก และเป็นแนวความคิดในการทดลองและศึกษา จากผลการทดลองจะเห็นได้ว่าในช่วงความถี่ที่ใช้ในการเป็นสวิทช์ซึ่งทรานซิสเตอร์อยู่ในช่วง  $1\text{KH}_z - 3\text{KH}_z$  ซึ่งถ้ามีการออกแบบและกำหนดค่าพารามิเตอร์ของอุปกรณ์ ก็จะทำให้ระบบมีความเที่ยงตรงและการสูญเสียก็จะน้อยลงด้วย และในช่วงที่สภาวะโหลดเปลี่ยนแปลงไปเล็กน้อย ระบบยังคงสามารถรักษาความเร็วเดิมไว้ได้ ซึ่งการตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงของ โหลดและเสถียรภาพของระบบการสูญเสียของภาคเอาต์พุต และการลิมิตกระแสมอเตอร์ยังคงเป็นปัญหาที่น่าสนใจในการปรับปรุง

การนำเทคนิคของระบบ PWM และการเปรียบเทียบแรงดันให้เป็นกระแสมาใช้เพื่อควบคุมความเร็วมอเตอร์ระแแสตรง โดยวิธีการดังกล่าวที่ผ่านมาแล้วนั้น ทำให้ประสิทธิภาพการควบคุมเป็นที่น่าสนใจ และยังสามารถปรับแรงบิด ให้สัมพันธ์กับความกับความเร็วได้ดี ตามโครงการนี้จะ เป็นแนวทางในการวิจัยและพัฒนาต่อ ๆ ไป เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพการควบคุมของระบบได้ดียิ่งขึ้น

### กิตติกรรมประกาศ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ได้สำเร็จลุล่วงได้ด้วยดี เพราะได้รับความแนะนำจากอาจารย์ที่  
ปรึกษา อ. สิงห์ทอง พัฒนเศรษฐานนท์ นักศึกษาปริญญาโททุกท่าน รวมทั้งผู้ที่มีได้กล่าวถึง  
ในที่นี้ ที่ได้คำปรึกษาและความช่วยเหลือในด้านของอุปกรณ์และเครื่องมือในการทดลอง

ผู้จัดทำจึงขอขอบพระคุณทุกท่านมา ณ โอกาสนี้



หนังสืออ้างอิง

1. ผศ. โยธิน เปรมปราณีรัตน์, "ระบบเซอร์โวและอิเล็กทรอนิกส์คอนโทรลมอเตอร์"  
ภาควิชาวิศวกรรมระบบควบคุม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า  
เจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2533.
2. ผศ. โยธิน เปรมปราณีรัตน์, "วิเคราะห์และออกแบบระบบควบคุมมอเตอร์"  
ภาควิชาวิศวกรรมระบบควบคุม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้า  
คุณทหารลาดกระบัง, 2526.
3. อ.สิงห์ทอง พัฒนเศรษฐานนท์, VOLTAGE TO CURRENT LABORATORY,  
ภาควิชาเทคโนโลยีการวัดคุมทางอุตสาหกรรม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยี  
พระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2535.
4. Electro Craft CO., DC Motor Speed Control and Servo System,  
Engineering Handbook, 3rd end., 1975.



# LM2907/LM2917 Frequency to Voltage Converter

## General Description

The LM2907, LM2917 series are monolithic frequency to voltage converters with a high gain op amp/comparator designed to operate a relay, lamp, or other load when the input frequency reaches or exceeds a selected rate. The tachometer uses a charge pump technique and offers frequency doubling for low ripple, full input protection in two versions (LM2907-8, LM2917-8) and its output swings to ground for a zero frequency input.

- Frequency doubling for low ripple
- Tachometer has built-in hysteresis with either differential input or ground referenced input
- Built-in zener on LM2917
- $\pm 0.3\%$  linearity typical
- Ground referenced tachometer is fully protected from damage due to swings above  $V_{CC}$  and below ground

## Advantages

- Output swings to ground for zero frequency input
- Easy to use;  $V_{OUT} = f_{IN} \times V_{CC} \times R1 \times C1$
- Only one RC network provides frequency doubling
- Zener regulator on chip allows accurate and stable frequency to voltage or current conversion (LM2917)

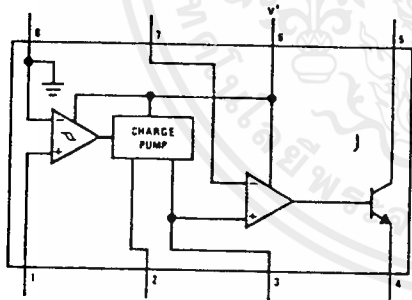
## Features

- Ground referenced tachometer input interfaces directly with variable reluctance magnetic pickups
- Op amp/comparator has floating transistor output
- 50 mA sink or source to operate relays, solenoids, meters, or LEDs

## Applications

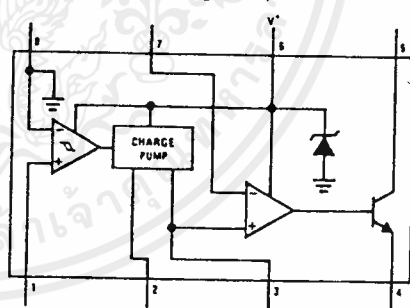
- Over/under speed sensing
- Frequency to voltage conversion (tachometer)
- Speedometers
- Breaker point dwell meters
- Hand-held tachometer
- Speed governors
- Cruise control
- Automotive door lock control
- Clutch control
- Horn control
- Touch or sound switches

## Block and Connection Diagrams Dual-In-Line and Small Outline Packages, Top Views



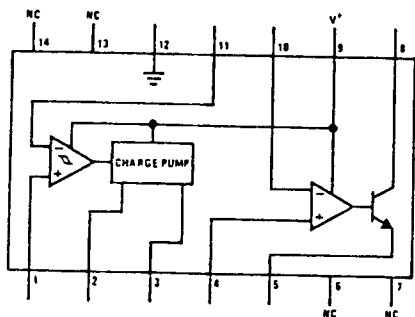
TL/H/7942-1

Order Number LM2907N-8  
See NS Package Number N08E



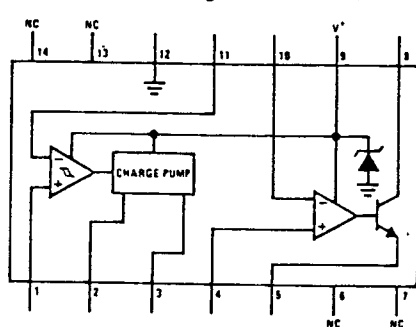
TL/H/7942-2

Order Number LM2917N-8  
See NS Package Number N08E



TL/H/7942-3

Order Number LM2907  
See NS Package Number N14A



TL/H/7942-4

Order Number LM2917M or LM2917N  
See NS Package Number M14A or N14A

### Absolute Maximum Ratings (Note 1)

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

Supply Voltage	28V
Supply Current (Zener Options)	25 mA
Collector Voltage	28V
Differential Input Voltage Tachometer	28V
Op Amp/Comparator	± 28V
Input Voltage Range	0.0V to +28V
Tachometer LM2907-8, LM2917-8	0.0V to +28V
Tachometer LM2907, LM2917	0.0V to +28V
Op Amp/Comparator	

Power Dissipation	1200 mW
LM2907-8, LM2917-8	1580 mW
LM2907-14, LM2917-14 (See Note 1)	
Operating Temperature Range	-40°C to +85°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Soldering Information	
Dual-In-Line Package	260°C
Soldering (10 seconds)	
Small Outline Package	
Vapor Phase (60 seconds)	215°C
Infrared (15 seconds)	220°C

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

### Electrical Characteristics $V_{CC} = 12 V_{DC}$ , $T_A = 25^\circ C$ , see test circuit

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
<b>TACHOMETER</b>						
	Input Thresholds	$V_{IN} = 250 \text{ mVp-p @ 1 kHz (Note 2)}$				
	Hysteresis	$V_{IN} = 250 \text{ mVp-p @ 1 kHz (Note 2)}$	± 10	± 25	± 40	mV
	Offset Voltage	$V_{IN} = 250 \text{ mVp-p @ 1 kHz (Note 2)}$		30		mV
	LM2907/LM2917					
	LM2907-8/LM2917-8					
	Input Bias Current	$V_{IN} = \pm 50 \text{ mV}_{DC}$		3.5 5	10 15	mV mV
$V_{OH}$	Pin 2	$V_{IN} = +125 \text{ mV}_{DC}$ (Note 3)		0.1	1	$\mu A$
$V_{OL}$	Pin 2	$V_{IN} = -125 \text{ mV}_{DC}$ (Note 3)		8.3		V
$I_2, I_3$	Output Current	$V_2 = V_3 = 6.0V$ (Note 4)		2.3		V
$I_2$	Leakage Current	$I_2 = 0, V_3 = 0$	140	180	240	$\mu A$
K	Gain Constant	(Note 3)			0.1	$\mu A$
	Linearity	$f_{IN} = 1 \text{ kHz, 5 kHz, 10 kHz (Note 5)}$	0.9	1.0	1.1	%
<b>OP/AMP COMPARATOR</b>						
$V_{OS}$		$V_{IN} = 6.0V$		3	10	mV
$I_{BIAS}$		$V_{IN} = 6.0V$		50	500	nA
	Input Common-Mode Voltage		0		$V_{CC} - 1.5V$	V
	Voltage Gain			200		V/mV
	Output Sink Current	$V_C = 1.0$	40	50		mA
	Output Source Current	$V_E = V_{CC} - 2.0$		10		mA
	Saturation Voltage	$I_{SINK} = 5 \text{ mA}$		0.1	0.5	V
		$I_{SINK} = 20 \text{ mA}$			1.0	V
		$I_{SINK} = 50 \text{ mA}$	1.0		1.5	V

## Electrical Characteristics $V_{CC} = 12 V_{DC}$ , $T_A = 25^\circ C$ , see test circuit (Continued)

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
<b>ZENER REGULATOR</b>						
	Regulator Voltage	$R_{DROP} = 470\Omega$		7.56		V
	Series Resistance			10.5	15	$\Omega$
	Temperature Stability			+1		mV/ $^\circ C$
	TOTAL SUPPLY CURRENT			3.8	6	mA

- Note 1:** For operation in ambient temperatures above  $25^\circ C$ , the device must be derated based on a  $150^\circ C$  maximum junction temperature and a thermal resistance of  $101^\circ C/W$  junction to ambient for LM2907-8 and LM2917-8, and  $79^\circ C/W$  junction to ambient for LM2907-14 and LM2917-14.
- Note 2:** Hysteresis is the sum  $+V_{TH} - (-V_{TH})$ , offset voltage is their difference. See test circuit.
- Note 3:**  $V_{OH}$  is equal to  $\frac{1}{4} \times V_{CC} - 1 V_{BE}$ ,  $V_{OL}$  is equal to  $\frac{1}{4} \times V_{CC} - 1 V_{BE}$  therefore  $V_{OH} - V_{OL} = V_{CC}/2$ . The difference,  $V_{OH} - V_{OL}$ , and the mirror gain  $I_2/I_3$ , are the two factors that cause the tachometer gain constant to vary from 1.0.
- Note 4:** Be sure when choosing the time constant  $R1 \times C1$  that  $R1$  is such that the maximum anticipated output voltage at pin 3 can be reached with  $I_3 \times R1$ . The maximum value for  $R1$  is limited by the output resistance of pin 3 which is greater than  $10 M\Omega$  typically.
- Note 5:** Nonlinearity is defined as the deviation of  $V_{OUT}$  (pin 3) for  $f_{IN} = 5$  kHz from a straight line defined by the  $V_{OUT}$  @ 1 kHz and  $V_{OUT}$  @ 10 kHz.  $C1 = 1000$  pF,  $R1 = 68k$  and  $C2 = 0.22$  mFd.

### General Description (Continued)

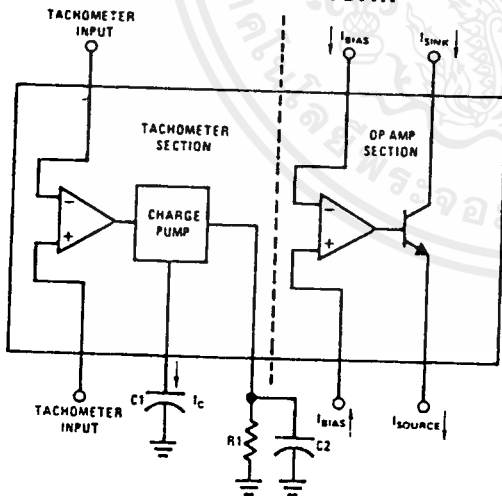
The op amp/comparator is fully compatible with the tachometer and has a floating transistor as its output. This feature allows either a ground or supply referred load of up to 50 mA. The collector may be taken above  $V_{CC}$  up to a maximum  $V_{CE}$  of 28V.

The two basic configurations offered include an 8-pin device with a *ground referenced tachometer* input and an internal connection between the tachometer output and the op amp non-inverting input. This version is well suited for single speed or frequency switching or fully buffered frequency to voltage conversion applications.

The more versatile configurations provide differential tachometer input and uncommitted op amp inputs. With this version the tachometer input may be floated and the op amp becomes suitable for active filter conditioning of the tachometer output.

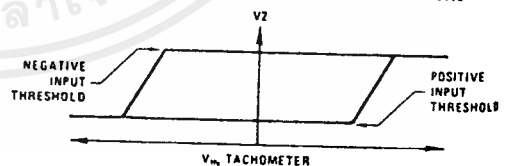
Both of these configurations are available with an active shunt regulator connected across the power leads. The regulator clamps the supply such that stable frequency to voltage and frequency to current operations are possible with any supply voltage and a suitable resistor.

### Test Circuit and Waveform



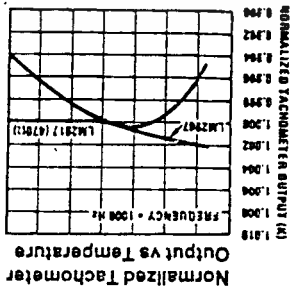
TL/H/7942-6

Tachometer Input Threshold Measurement

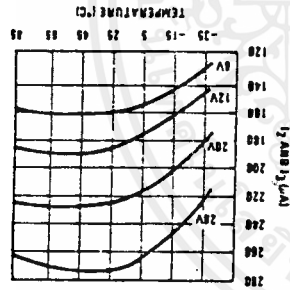


TL/H/7942-

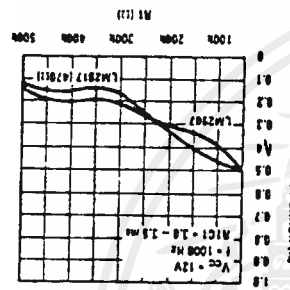
# Typical Performance Characteristics



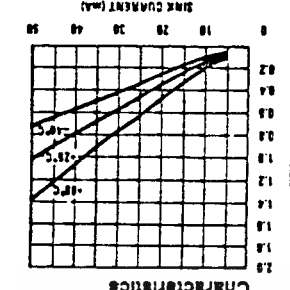
Normalized Tachometer Output vs Temperature



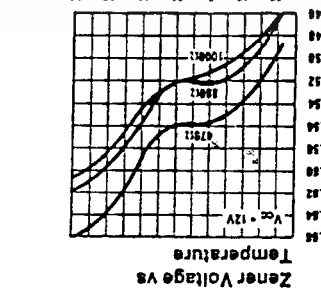
Tachometer Currents  $I_1$  and  $I_2$  vs Temperature



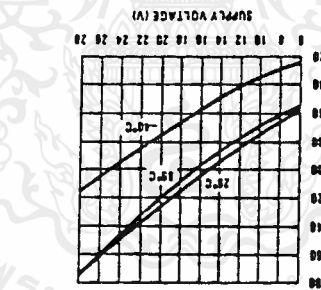
Tachometer Linearity vs Temperature



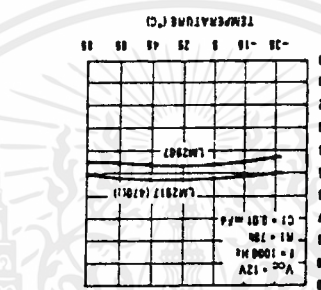
Tachometer Input Hysteresis vs Temperature



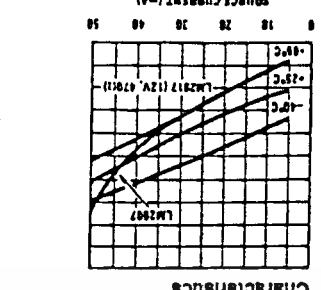
Zener Voltage vs Temperature



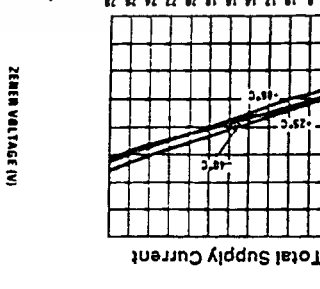
Tachometer Currents  $I_1$  and  $I_2$  vs Supply Voltage



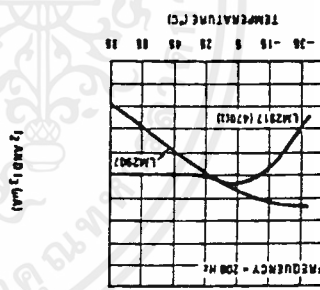
Tachometer Linearity vs Temperature



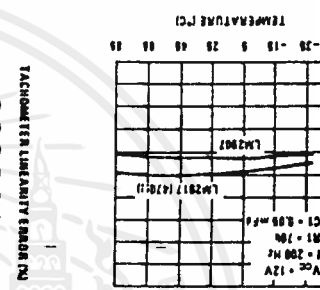
Op Amp Output Characteristics vs Temperature



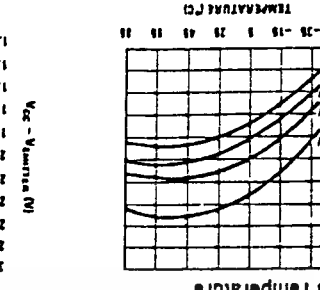
Total Supply Current vs Temperature



Normalized Tachometer Output vs Frequency



Tachometer Linearity vs Temperature



Op Amp Output Characteristics vs Temperature

TL/H/7942-5

LM2907/LM2917

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่สามารถแก้ไข หรือเปลี่ยนแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## Applications Information

The LM2907 series of tachometer circuits is designed for minimum external part count applications and maximum versatility. In order to fully exploit its features and advantages let's examine its theory of operation. The first stage of operation is a differential amplifier driving a positive feedback flip-flop circuit. The input threshold voltage is the amount of differential input voltage at which the output of this stage changes state. Two options (LM2907-8, LM2917-8) have one input internally grounded so that an input signal must swing above and below ground and exceed the input thresholds to produce an output. This is offered specifically for magnetic variable reluctance pickups which typically provide a single-ended ac output. This single input is also fully protected against voltage swings to  $\pm 28V$ , which are easily attained with these types of pickups.

The differential input options (LM2907, LM2917) give the user the option of setting his own input switching level and still have the hysteresis around that level for excellent noise rejection in any application. Of course in order to allow the inputs to attain common-mode voltages above ground, input protection is removed and neither input should be taken outside the limits of the supply voltage being used. It is very important that an input not go below ground without some resistance in its lead to limit the current that will then flow in the epi-substrate diode.

Following the input stage is the charge pump where the input frequency is converted to a dc voltage. To do this requires one timing capacitor, one output resistor, and an integrating or filter capacitor. When the input stage changes state (due to a suitable zero crossing or differential voltage on the input) the timing capacitor is either charged or discharged linearly between two voltages whose difference is  $V_{CC}/2$ . Then in one half cycle of the input frequency or a time equal to  $1/2 f_{IN}$  the change in charge on the timing capacitor is equal to  $V_{CC}/2 \times C1$ . The average amount of current pumped into or out of the capacitor then is:

$$\frac{\Delta Q}{T} = I_C(AVG) = C1 \times \frac{V_{CC}}{2} \times (2f_{IN}) = V_{CC} \times f_{IN} \times C1$$

The output circuit mirrors this current very accurately into the load resistor R1, connected to ground, such that if the pulses of current are integrated with a filter capacitor, then  $V_O = I_C \times R1$ , and the total conversion equation becomes:

$$V_O = V_{CC} \times f_{IN} \times C1 \times R1 \times K$$

Where K is the gain constant—typically 1.0.

The size of C2 is dependent only on the amount of ripple voltage allowable and the required response time.

### CHOOSING R1 AND C1

There are some limitations on the choice of R1 and C1 which should be considered for optimum performance. The timing capacitor also provides internal compensation for the charge pump and should be kept larger than 500 pF for very accurate operation. Smaller values can cause an error current on R1, especially at low temperatures. Several considerations must be met when choosing R1. The output current at pin 3 is internally fixed and therefore  $V_O/R1$  must be less than or equal to this value. If R1 is too large, it can become a significant fraction of the output impedance at pin 3 which degrades linearity. Also output ripple voltage must be considered and the size of C2 is affected by R1. An expression that describes the ripple content on pin 3 for a single R1C2 combination is:

$$V_{RIPPLE} = \frac{V_{CC}}{2} \times \frac{C1}{C2} \times \left( 1 - \frac{V_{CC} \times f_{IN} \times C1}{I_2} \right) \text{ pk-pk}$$

It appears R1 can be chosen independent of ripple, however response time, or the time it takes  $V_{OUT}$  to stabilize at a new voltage increases as the size of C2 increases, so a compromise between ripple, response time, and linearity must be chosen carefully.

As a final consideration, the maximum attainable input frequency is determined by  $V_{CC}$ , C1 and  $I_2$ :

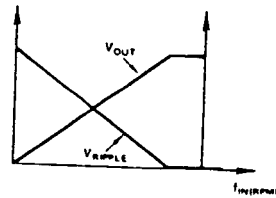
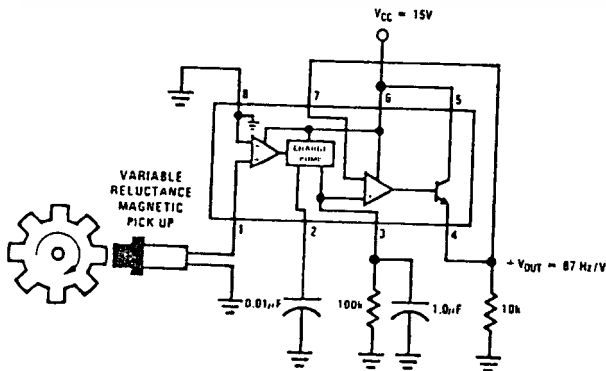
$$f_{MAX} = \frac{I_2}{C1 \times V_{CC}}$$

### USING ZENER REGULATED OPTIONS (LM2917)

For those applications where an output voltage or current must be obtained independent of supply voltage variations, the LM2917 is offered. The most important consideration in choosing a dropping resistor from the unregulated supply to the device is that the tachometer and op amp circuitry alone require about 3 mA at the voltage level provided by the zener. At low supply voltages there must be some current flowing in the resistor above the 3 mA circuit current to operate the regulator. As an example, if the raw supply varies from 9V to 16V, a resistance of 470 $\Omega$  will minimize the zener voltage variation to 160 mV. If the resistance goes under 400 $\Omega$  or over 600 $\Omega$  the zener variation quickly rises above 200 mV for the same input variation.

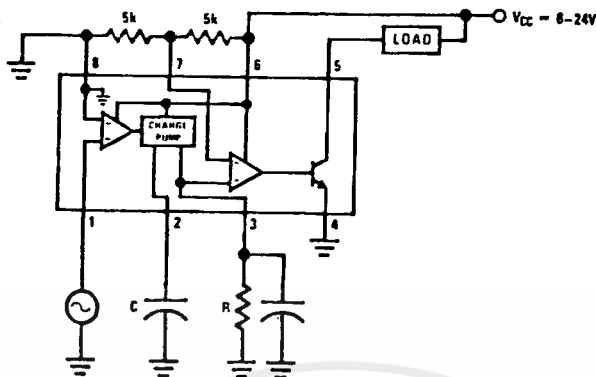
## Typical Applications

Minimum Component Tachometer



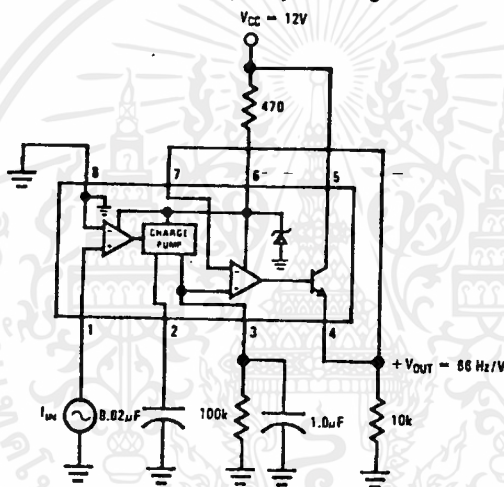
Typical Applications (Continued)

"Speed Switch" Load is Energized When  $f_{IN} \geq \frac{1}{2RC}$



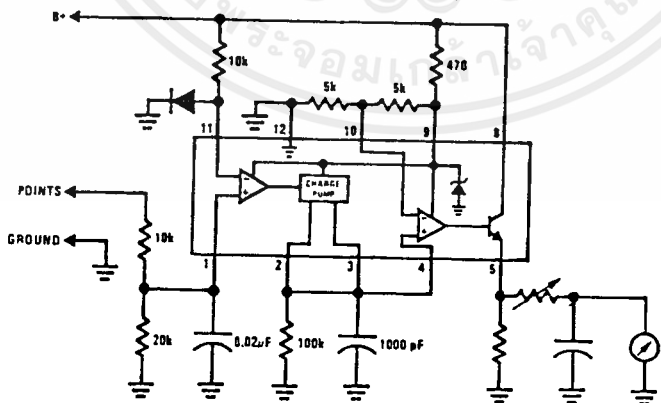
TL/H/7942-9

Zener Regulated Frequency to Voltage Converter



TL/H/7942-10

Breaker Point Dwell Meter

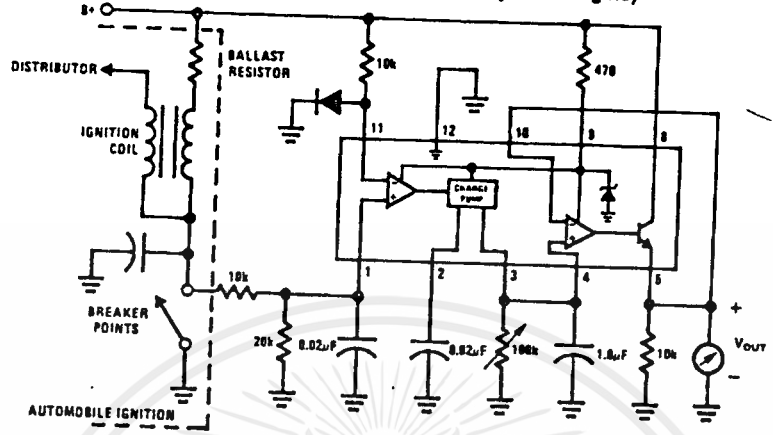


TL/H/7942-11

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

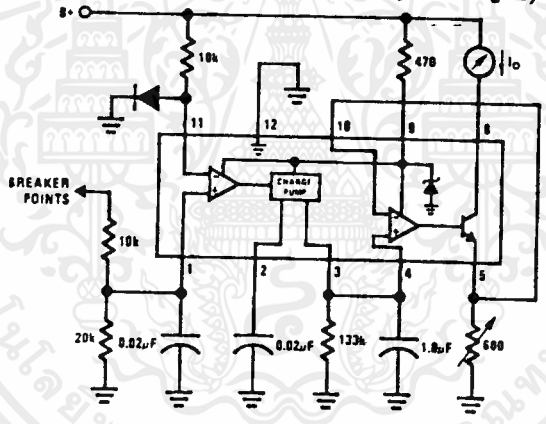
Typical Applications (Continued)

**Voltage Driven Meter Indicating Engine RPM**  
 $V_O = 6V @ 400 \text{ Hz or } 6000 \text{ ERPM (8 Cylinder Engine)}$



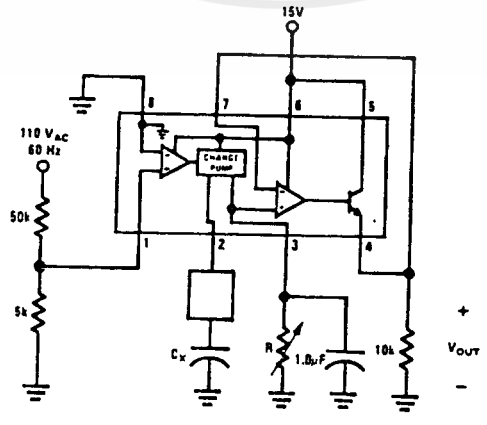
TL/H/7942-12

**Current Driven Meter Indicating Engine RPM**  
 $I_O = 10 \text{ mA @ } 300 \text{ Hz or } 6000 \text{ ERPM (6 Cylinder Engine)}$



TL/H/7942-13

**Capacitance Meter**  
 $V_{OUT} = 1V-10V \text{ for } C_X = 0.01 \text{ to } 0.1 \text{ mFd}$   
 $(R = 111k)$

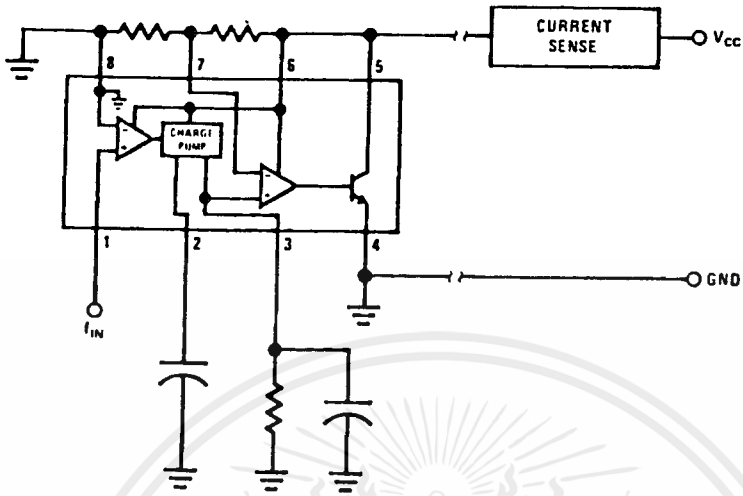


TL/H/7942-14

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

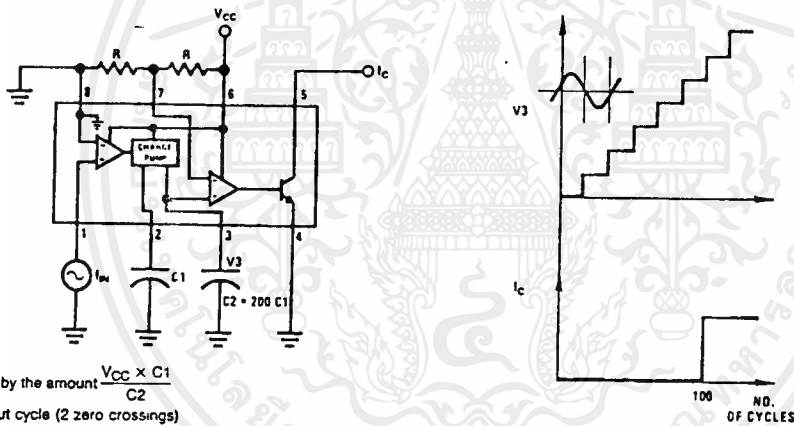
Typical Applications (Continued)

Two-Wire Remote Speed Switch



TL/H/7942-15

100 Cycle Delay Switch



TL/H/7942-16

$V_3$  steps up in voltage by the amount  $\frac{V_{CC} \times C_1}{C_2}$   
for each complete input cycle (2 zero crossings)

Example:  
 $C_2 = 200 C_1$  after 100 consecutive input cycles.  
 $V_3 = 1/2 V_{CC}$

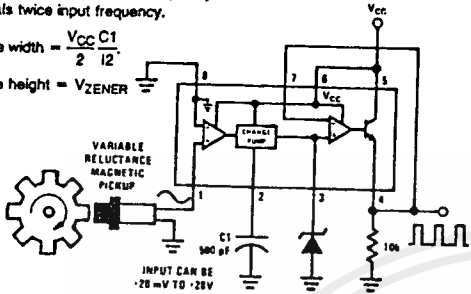
### Typical Applications (Continued)

#### Variable Reluctance Magnetic Pickup Buffer Circuits

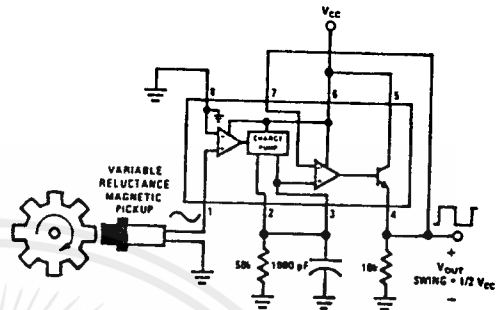
Precision two-shot output frequency equals twice input frequency.

$$\text{Pulse width} = \frac{V_{CC} C_1}{2 I_2^2}$$

$$\text{Pulse height} = V_{ZENER}$$

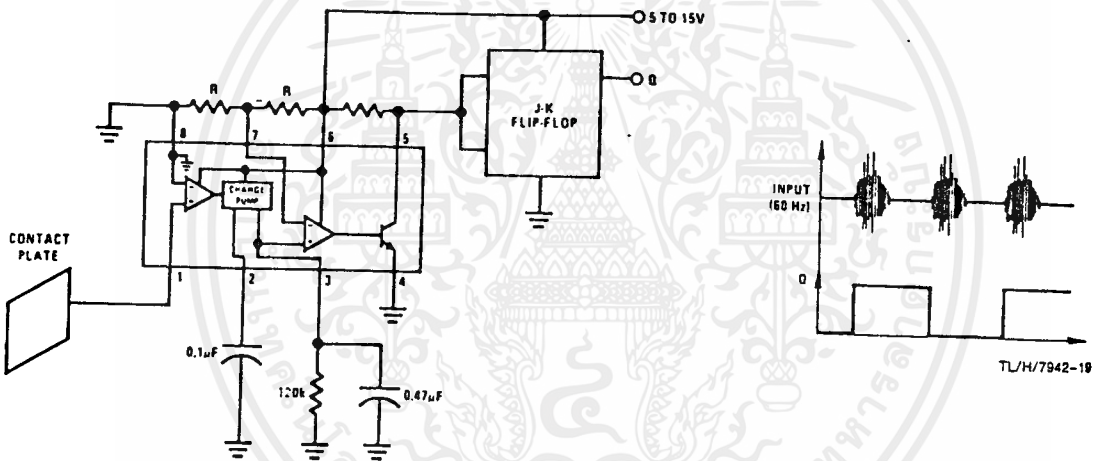


TL/H/7942-39



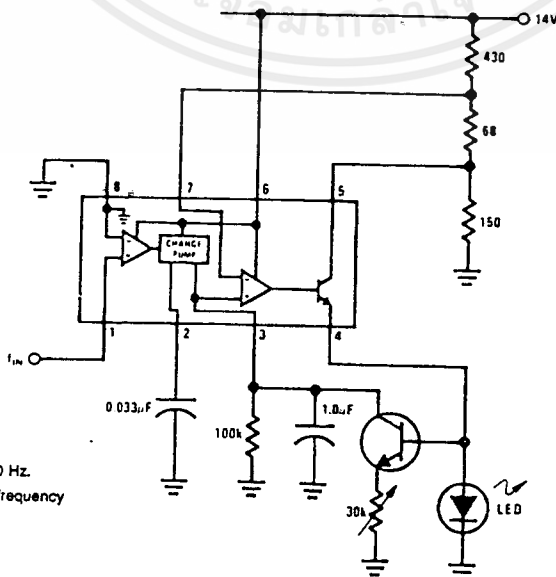
TL/H/7942-17

#### Finger Touch or Contact Switch



TL/H/7942-18

#### Flashing LED Indicates Overspeed



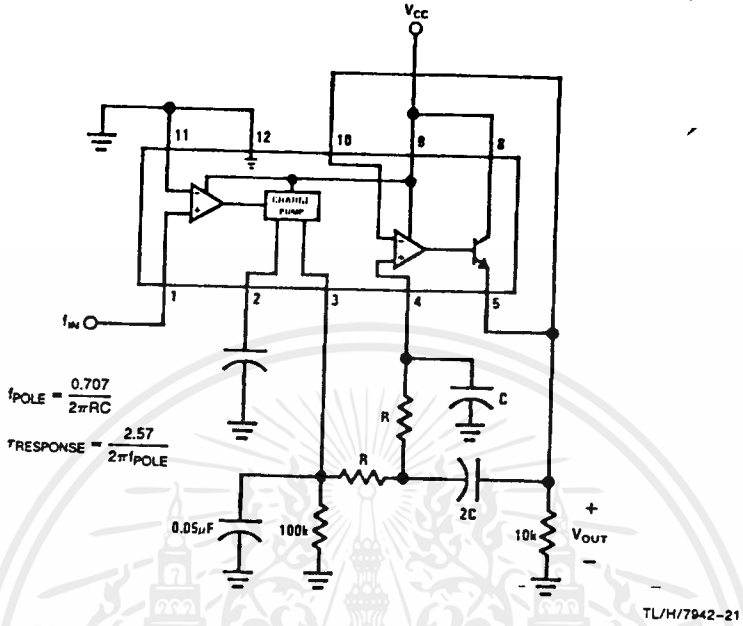
Flashing begins when  $f_{IN} \geq 100$  Hz.  
Flash rate increases with input frequency increase beyond trip point.

TL/H/7942-20

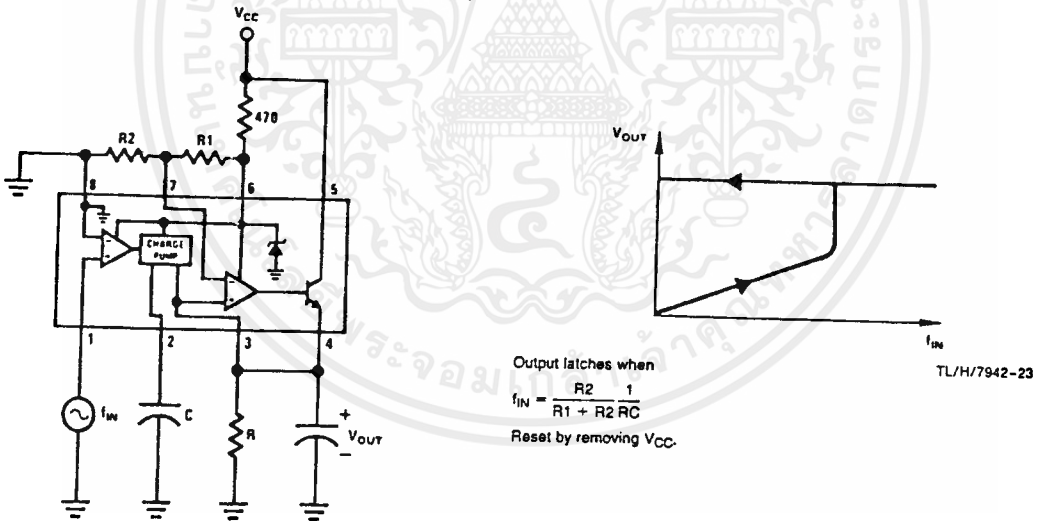
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Applications (Continued)

Frequency to Voltage Converter with 2 Pole Butterworth Filter to Reduce Ripple



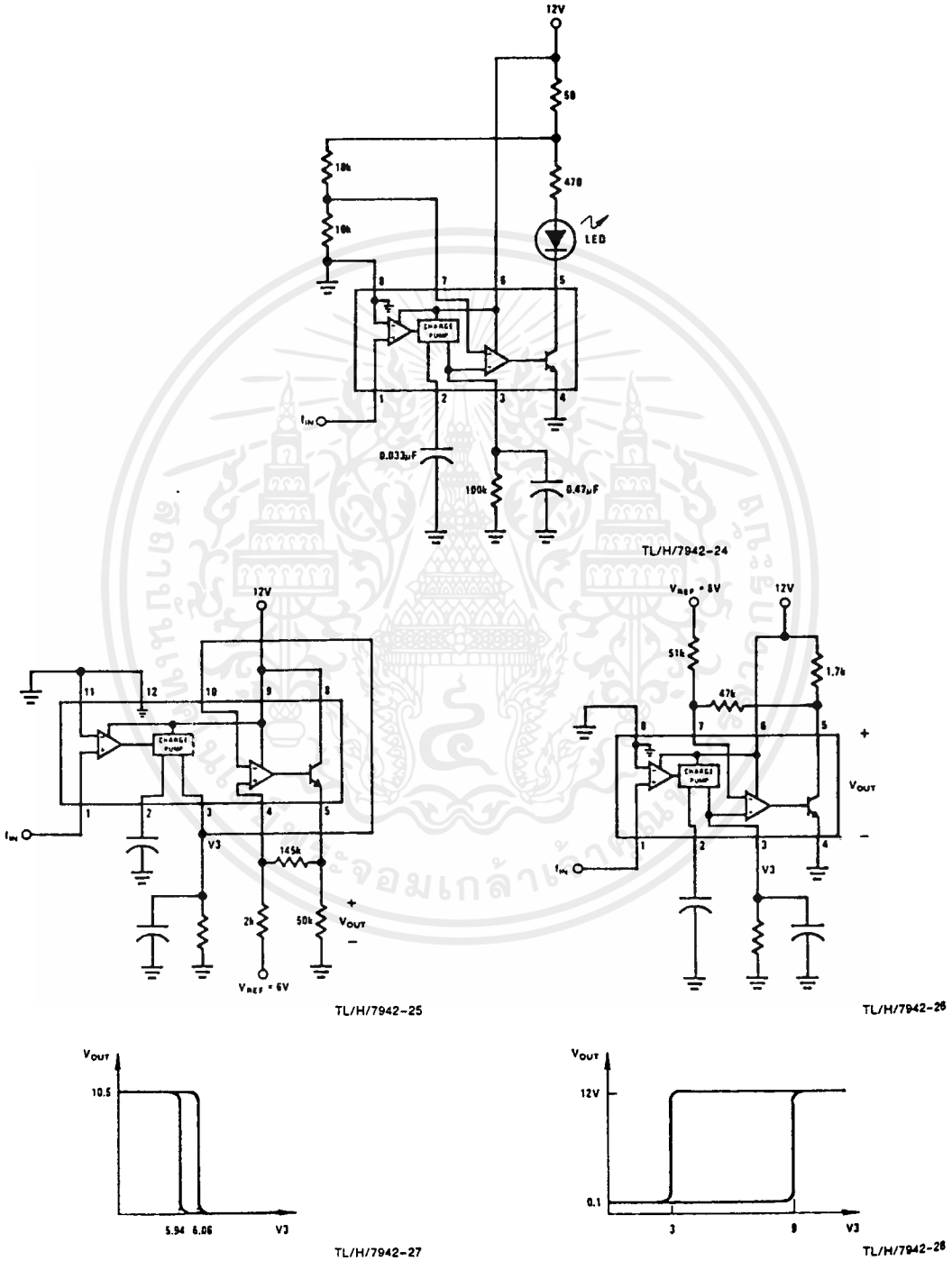
Overspeed Latch



TL/H/7942-22

Typical Applications (Continued)

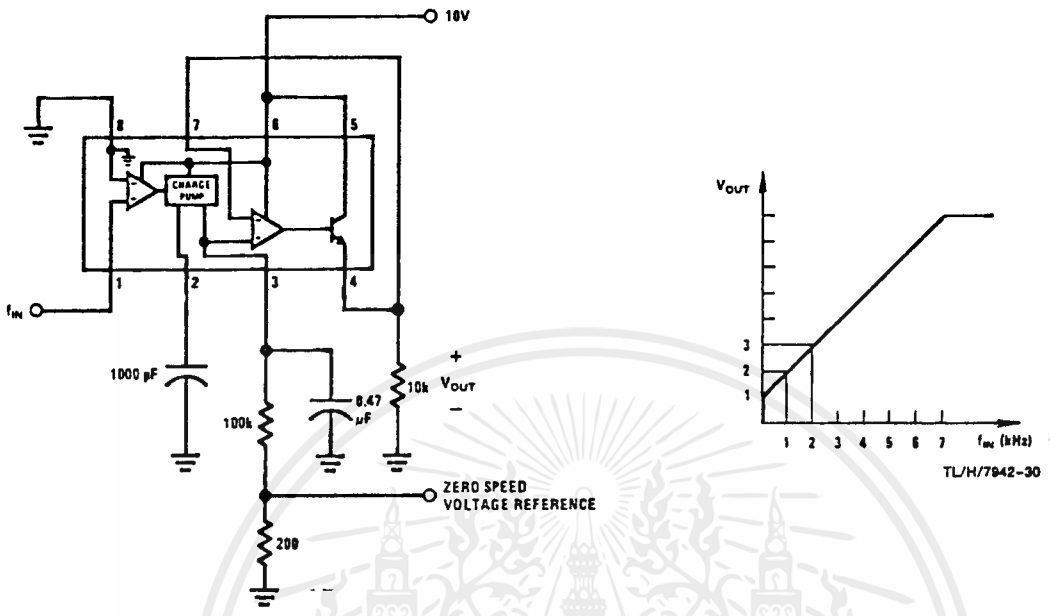
Some Frequency Switch Applications May Require Hysteresis in the Comparator Function Which can be Implemented in Several Ways:



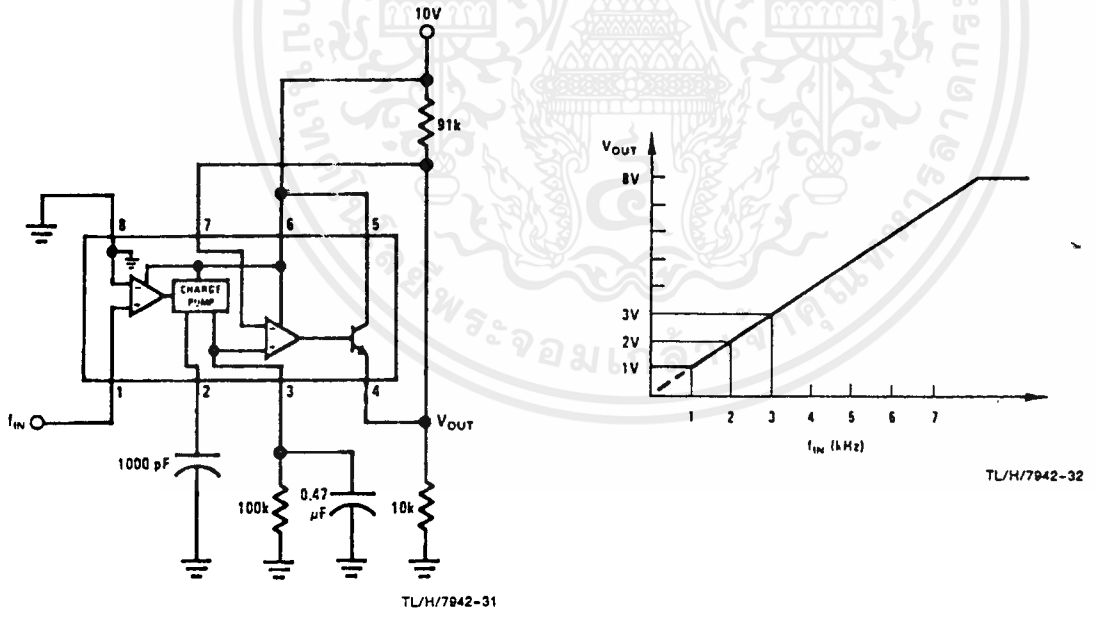
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Applications (Continued)

Changing the Output Voltage for an Input Frequency of Zero



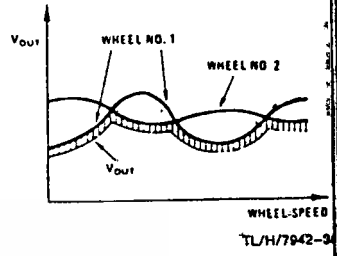
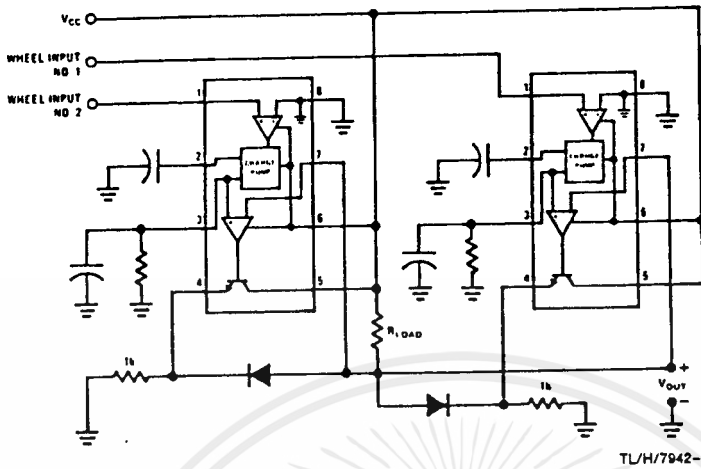
Changing Tachometer Gain Curve or Clamping the Minimum Output Voltage



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### Anti-Skid Circuit Functions

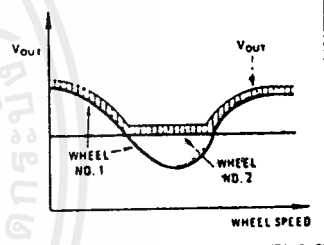
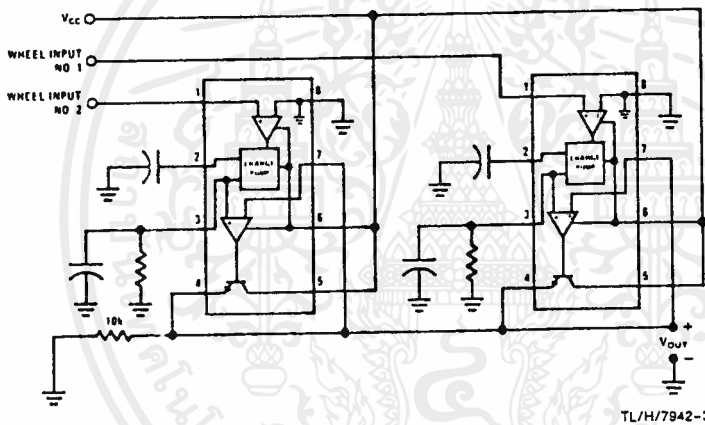
"Select-Low" Circuit



V<sub>OUT</sub> is proportional to the lower of the two input wheel speeds.

TL/H/7942-33

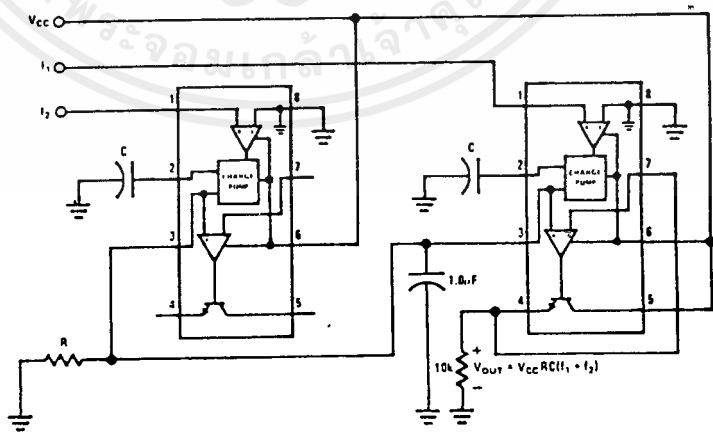
"Select-High" Circuit



V<sub>OUT</sub> is proportional to the higher of the two input wheel speeds.

TL/H/7942-35

"Select-Average" Circuit



$$V_{OUT} = V_{CC} RC(I_1 + I_2)$$

TL/H/7942-37

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

