



ปีการศึกษา 2532

ปริญญาโท



อาจารย์ที่ปรึกษา

อ.สุวงศ์ โสมพงศ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์อื่นใด 026971

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาโท วิชาการศึกษา 2532

ภาควิชาไฟฟ้ากำลัง คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง JONES CHOPPER

ผู้จัดทำ

นาย สุรพงษ์ พรเฉลิมพงศ์ 27.1235



.....)
อ.สุพงษ์ โสมพงศ์
อาจารย์ที่ปรึกษา

JONES CHOPPER

สุรพงษ์ พรเฉลิมพงศ์
อ.สุพงษ์ โสสมพงศ์ อาจารย์ที่ปรึกษา
ปีการศึกษา 2532

บทคัดย่อ

ปริญญาโทฉบับนี้ได้กล่าวถึง วงจรชอปเปอร์ ซึ่งเป็นวงจรทรงเพาเวอร์ อิเล็กทรอนิกส์วงจรหนึ่ง ซึ่งทำหน้าที่ในการควบคุมกำลังที่จ่ายให้กับโหลด โดยการควบคุม ระดับโวลต์เตจที่จ่ายให้กับโหลด ถ้าเทียบกับทางอิเล็กทรอนิกส์ ก็เปรียบเสมือนวงจรตีไฟร์ ต่างกันที่ว่า ชอปเปอร์ สามารถควบคุมกำลังไฟฟ้าได้สูงกว่า โจนส์ชอปเปอร์ เป็นวงจรชอปเปอร์ชนิดหนึ่ง ซึ่งนิยมนำมาใช้งานกันโดยทั่วไป เนื่องจากลักษณะวงจรทำให้การทำงานของวงจรมีความแน่นอนดีกว่าวงจรชอปเปอร์ ชนิดอื่น

JONES -CHOPPER

Surapong Pornchalermpong

Suwong Sampong Advisor

1989

ABSTARCT

This thesis mentions to the chopper circuit, a power electronic circuit, that used to control power supply for the load by controlling voltage. Compare with Electronics, it is the rectifier circuit. But the chopper can use with higher voltage.

Jones chopper is the most popular because of its accuracy over the others.

สารบัญ

	บทคัดย่อ.....	
	ABSTRACT.....	
บทที่		หน้า
1	บทนำ.....	1
2	ทฤษฎีวงจรถอไปเปอร์.....	8
	2.1 คุณสมบัติต่าง ๆ ของ SCR.....	8
	2.2 หลักการทำงานของวงจรถอไปเปอร์.....	14
	2.3 เสตป-อินทอไปเปอร์.....	16
	2.4 วงจรถอไปเปอร์ชนิดต่าง ๆ.....	18
	2.5 รายละเอียดวงจรถอไปเปอร์.....	20
	2.6 มัลติไฟลทอไปเปอร์.....	26
	2.7 วงจรโจนส์ทอไปเปอร์.....	29
	2.8 การออกแบบวงจรโจนส์ทอไปเปอร์.....	34
3	การออกแบบวงจรถริกเกอร์ และ วงจรหลักโจนส์ทอไปเปอร์.....	40
	3.1 การออกแบบวงจรถริกเกอร์.....	40
	3.1.1 ลักษณะของวงจรถริกเกอร์และการทำงาน.....	42
	3.1.2 การคำนวณและสร้างวงจรถริกเกอร์.....	43
	3.2 การออกแบบสร้างวงจร โจนส์ทอไปเปอร์.....	50
	3.2.1 การคำนวณอุปกรณ์วงจร โจนส์ทอไปเปอร์.....	51
	3.2.2 Smoothing Reactor.....	54
	3.2.3 Input Filter.....	54
	3.2.4 Coupled Inductor.....	54
4	ผลการทดลอง.....	57
5	สรุปและวิเคราะห์.....	68
	ภาคผนวก.....	69
	หนังสืออ้างอิง.....	71

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

เพาเวอร์อิเล็กทรอนิกส์ (Power Electronics)

เพาเวอร์อิเล็กทรอนิกส์ เป็นการนำเอาอุปกรณ์ ซึ่งทำจากสารกึ่งตัวนำที่สามารถทนกระแสและแรงดันได้สูงกว่าอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำที่ใช้ในงานอิเล็กทรอนิกส์ธรรมดา ซึ่งอุปกรณ์ทางเพาเวอร์อิเล็กทรอนิกส์ที่รู้จักกันทั่วไป ได้แก่ Diac Thyristor, SCR (Silicon Control Rectifier) ซึ่งเรานำอุปกรณ์เหล่านี้ ไปควบคุมการทำงานของอุปกรณ์ต่าง ๆ ทางไฟฟ้ากำลัง เช่น ควบคุมความเร็วของมอเตอร์ ควบคุมความถี่ของโวลต์เตจที่จ่ายให้โหลด เป็นต้น

เนื่องจากในวงการอุตสาหกรรมทุกวันนี้ นิยมใช้มอเตอร์กระแสไฟตรงเป็นตัวต้นกำลัง เพราะมอเตอร์กระแสไฟตรงสามารถควบคุมความเร็วได้ง่าย โดยเฉพาะอย่างยิ่งมอเตอร์แบบมีสนามแม่เหล็กกระตุ้นอยู่แยกกับอาร์เมเจอร์ ซึ่งเมื่อเราป้อนกำลังไฟจากภายนอกแก่ขดลวดสนามแม่เหล็กให้คงที่ ทำให้เส้นแรงแม่เหล็กคงที่แล้ว ก็จะได้ว่า

$$\text{ความเร็วมอเตอร์ } S = E_b / K_\omega = (V - I_a R_a) / K_\omega \quad (1.1)$$

เมื่อ V = แรงดันไฟฟ้าที่ป้อนแก่อาร์เมเจอร์

I_a = กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านอาร์เมเจอร์

R_a = ความต้านทานของอาร์เมเจอร์

= เส้นแรงแม่เหล็กต่อขั้ว

K_ω = ค่าคงที่ทางไฟฟ้า = $ZP / 60a$

Z = จำนวนตัวนำทั้งหมด

P = จำนวนขั้ว

a = จำนวนของแผงตัวนำที่ขนานกัน ในอาร์เมเจอร์

$S \propto E_b \propto V - I_a R_a$

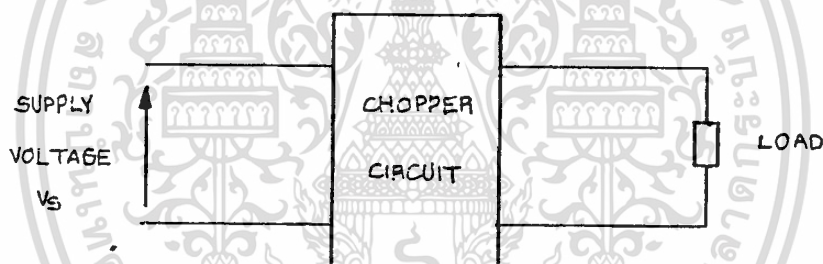
นั่นคือ ความเร็วของมอเตอร์ขึ้นอยู่กับแรงดันไฟฟ้าที่ป้อนแก่อาร์เมเจอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารวิชาการที่จะควบคุมแรงดันไฟฟ้าที่ป้อนแก่อาร์เมเจอร์นี้ ญาติสามารถทำได้หลายวิธีการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

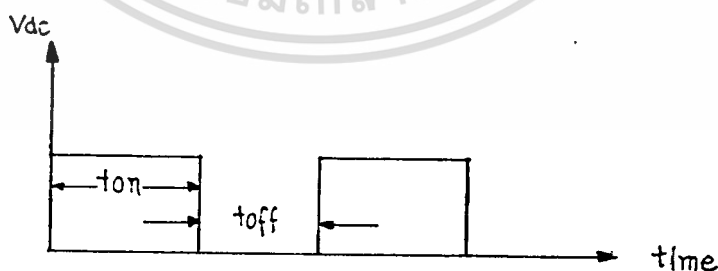
ด้วยกัน เช่น วิธีเฟสคอนโทรล (Phase Control) ซึ่งเหมาะสำหรับใช้ในกรณีที่มีแรงดันไฟฟ้าที่ป้อนเป็นกระแสไฟฟ้าสลับ ซึ่งนำมาแปลงเป็นไฟฟ้ากระแสตรง แบบ Full wave Rectifier หรือ Half wave Rectifier แต่ในกรณีที่แรงดันไฟฟ้าเป็นกระแสตรงจากแบตเตอรี่ หรือแหล่งจ่ายไฟอื่น ซึ่งค่อนข้างเรียบร้อยแล้ว วงจรอิเล็กทรอนิกส์ที่เหมาะสมที่จะนำมาใช้ในการควบคุมแรงดันไฟฟ้า คือ วงจรชอปเปอร์

ชอปเปอร์ (Chopper)

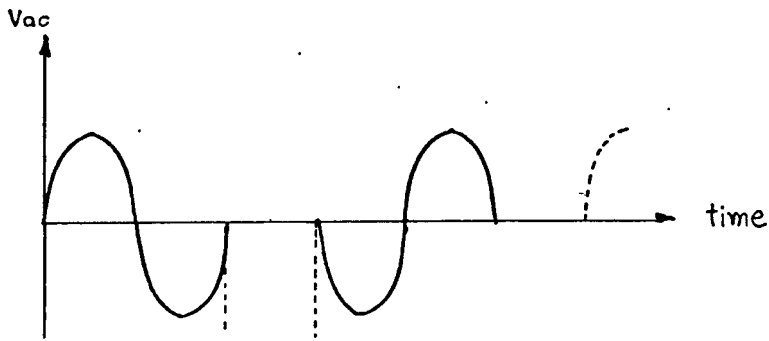
ชอปเปอร์เป็นวงจรทางเพาเวอร์อิเล็กทรอนิกส์วงจรหนึ่ง ซึ่งทำหน้าที่ในการควบคุมกำลังที่จ่ายให้กับโหลด โดยการควบคุมระดับโวลต์เตจที่จ่ายให้กับโหลดนั่นเอง ซึ่งถ้าเทียบกับทางอิเล็กทรอนิกส์แล้ว ก็เปรียบเสมือนวงจร Rectifier นั่นเอง ต่างกันที่ว่าชอปเปอร์สามารถควบคุมกำลังไฟฟ้าได้สูงกว่า



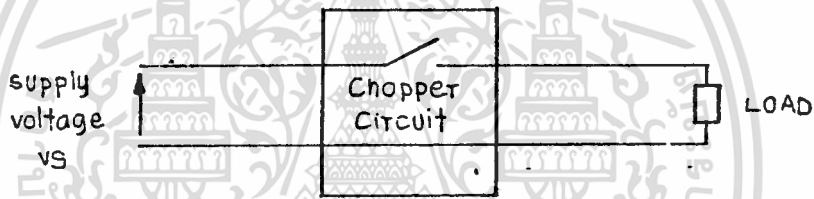
รูปที่ 1.1 แสดงการต่อวงจรชอปเปอร์ระหว่างแหล่งจ่ายไฟและโหลด



รูปที่ 1.2 แสดงลักษณะของโวลต์เตจตกคร่อมโหลด เมื่อแหล่งจ่ายไฟเป็นกระแสตรง



รูปที่ 1.3 แสดงลักษณะของโวลต์เตจตกคร่อมโหลด เมื่อแหล่งจ่ายไฟเป็นกระแสสลับ
 ในบทความนี้ จะเน้นถึงชอปเปอร์ที่ใช้กับแหล่งจ่ายไฟกระแสตรง ซึ่งลักษณะของ
 โวลต์เตจที่จ่ายให้กับโหลดเป็นดังรูป 1.2 จะเห็นว่ามีลักษณะเหมือนกับการต่อวงจรชอปเปอร์
 เป็นสวิตช์ตัวหนึ่งทำหน้าที่ปิดเปิดวงจรมีลักษณะเป็นคาบเวลาที่แน่นอน สำหรับระดับโวลต์เตจ
 เฉลี่ยที่ต้องการค่าหนึ่ง โดยช่วงปิดวงจรถึงเปิดวงจรจะเป็น t_{on} ส่วนช่วงจากเปิดวงจร
 ถึงปิดวงจรจะเป็น t_{off}



รูปที่ 1.4 แสดงวงจรชอปเปอร์เมื่อเปรียบเทียบกับเป็นสวิตช์ปิดเปิด
 จากรูป 1.4 โวลต์เตจเฉลี่ย (E_{av}) ที่จ่ายให้กับโหลด จะเป็น

$$E_{av} = V \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}} \tag{1.2}$$

จากลักษณะของโวลต์เตจที่จ่ายให้กับโหลด ซึ่งมีลักษณะเป็นคาบเวลาที่แน่นอน
 สำหรับค่าโวลต์เตจเฉลี่ยค่าหนึ่ง ๆ ดังนั้นความถี่ของโวลต์เตจจะเป็น

$$\text{Frequency (f)} = \frac{1}{t_{on} + t_{off}} \tag{1.3}$$

การควบคุมค่าโวลต์เตจเฉลี่ยที่จ่ายให้กับโหลด ถ้ามองจากรูปที่ 1.2 แล้วจะ
 เห็นว่าสามารถทำได้ 3 วิธี คือ

1. ปรับช่วง t_{on} โดยให้ t_{off} คงที่

2. ปรับช่วง t_{off} โดยให้ t_{on} คงที่

3. ปรับช่วง t_{on} , t_{off} ไปพร้อม ๆ กัน โดยให้ $t_{on} + t_{off}$ คงที่ จะเห็นว่าการควบคุมแบบ 1 และ 2 นั้น จะมีลักษณะเหมือนกัน คือ เป็นแบบที่ $t_{on} + t_{off}$ ไม่คงที่ เรียกว่า การควบคุมแบบความถี่เปลี่ยนแปลง ส่วนแบบที่ 3 นั้นเป็นการควบคุมแบบความถี่คงที่ ซึ่งจะกล่าวโดยละเอียดภายหลัง

โจนส์ชอปเปอร์ (Jones Chopper)

โจนส์ชอปเปอร์ เป็นวงจรชอปเปอร์ชนิดหนึ่งซึ่งนิยมนำมาใช้งานกันโดยทั่วไป ทั้งนี้เนื่องจาก ลักษณะของวงจรที่ทำให้การทำงานของวงจรมีความแน่นอนดีกว่าวงจรชอปเปอร์ชนิดอื่น ซึ่งการทำงานของวงจรโจนส์ชอปเปอร์นี้จะกล่าวโดยละเอียดในบทต่อไป การนำไปประยุกต์ใช้งาน

เนื่องจากวงจรชอปเปอร์ เป็นวงจรที่ควบคุมกำลังไฟฟ้าโดยการปรับค่าโวลต์เตจเฉลี่ยที่จ่ายให้กับโหลด ที่ใช้กันโดยทั่วไปคือ การควบคุมความเร็วของ DC Series motor เมื่อแรงบิดคงที่

ลักษณะการควบคุมความเร็วนั้น สามารถควบคุมได้แบบเชิงเส้น ถ้าการเปลี่ยนแปลงของโวลต์เตจเฉลี่ยเป็นแบบเชิงเส้น โดยจะต้องไม่ทำให้กำลังไฟฟ้าของมอเตอร์ ซึ่งเท่ากับผลคูณของความเร็วเชิงมุมและแรงบิดเกินค่าสูงสุดที่มอเตอร์จะทนได้ ซึ่งความสัมพันธ์ของโวลต์เตจเฉลี่ยกับความเร็วของมอเตอร์จะแสดงได้ดังสมการ

$$N = \frac{1}{K \cdot I_a} * V_t + \frac{R_f + R_a}{K} \quad (1.4)$$

โดย N = ความเร็วเป็น rpm (Revolution per minute)

I_a = Armature current ที่ Torque คงที่ที่ค่าหนึ่ง เมื่อ $V_t = V_a$

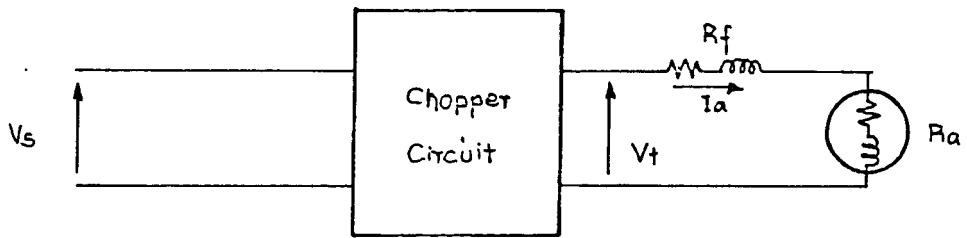
K = ค่าคงที่ ขึ้นอยู่กับโครงสร้างของมอเตอร์

V_t = Terminal Voltage

R_f = Field Coil Resistance

เนื่องจาก DC motor นั้นเหมาะสมสำหรับการควบคุมความเร็วได้ดีกว่า AC motor แต่มีข้อจำกัดที่ว่า ถ้า DC motor สร้างให้มี KW สูงขึ้น จะมีราคาค่อนข้างสูง และมีความยุ่งยากกว่า AC motor ที่มี KW สูงขึ้น ก็ยังทำให้ Cost/KW ลดลง และโดยเฉพาะ AC motor แบบ 3 เฟส Cost/KW ก็จะมีดีกว่า Cost/KW ของ 1 เฟส AC motor

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 1.5 แสดงวงจรชอปเปอร์ควบคุมความเร็วรอบของ DC Series motor

ดังนั้นในอุตสาหกรรมที่จำเป็นต้องมีการควบคุมความเร็วของระบบสายพานต่าง ๆ ที่มีโหลดคงที่ โดยต้องการกำลังมาก ๆ จึงนำเอา 3 เฟส AC motor มาใช้ร่วมกับวงจรควบคุมทางเฟาเวอร์รีเลคทรอนิกส์ต่าง ๆ แทน DC motor จากสมการของมอเตอร์ชนิดเหนี่ยวนำ

$$E = 4.44 N f K_w \phi$$

(1.5)

โดย E = Amature Voltage

N = จำนวนรอบของลวดพัน

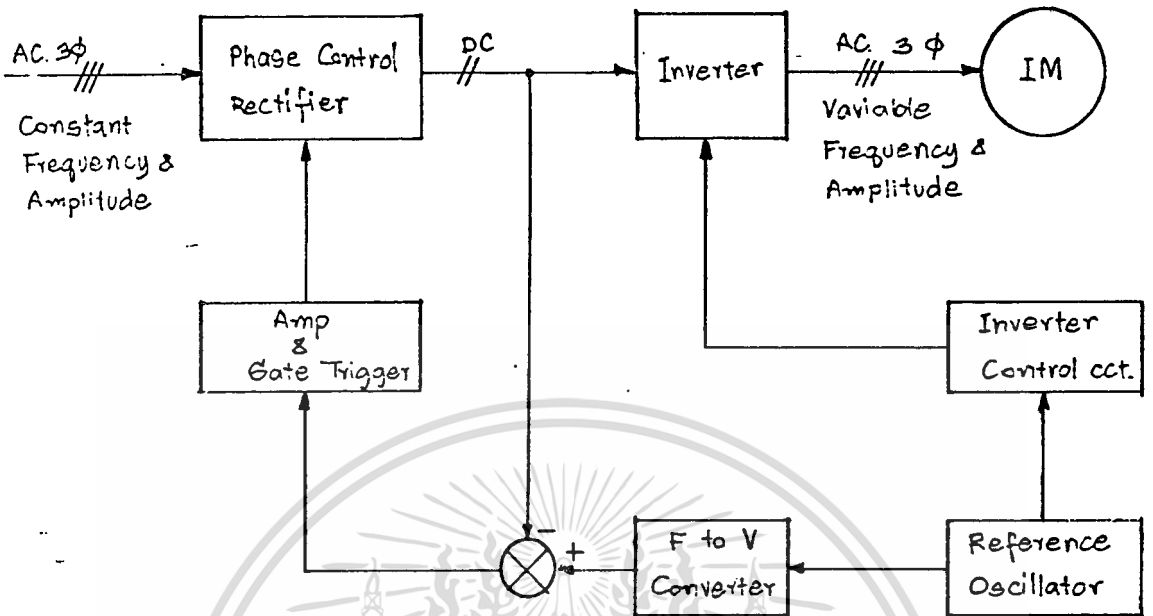
ϕ = flux เส้นแรงแม่เหล็ก

f = ความถี่ของ Amature Voltage , rpm = $\frac{120f}{p}$

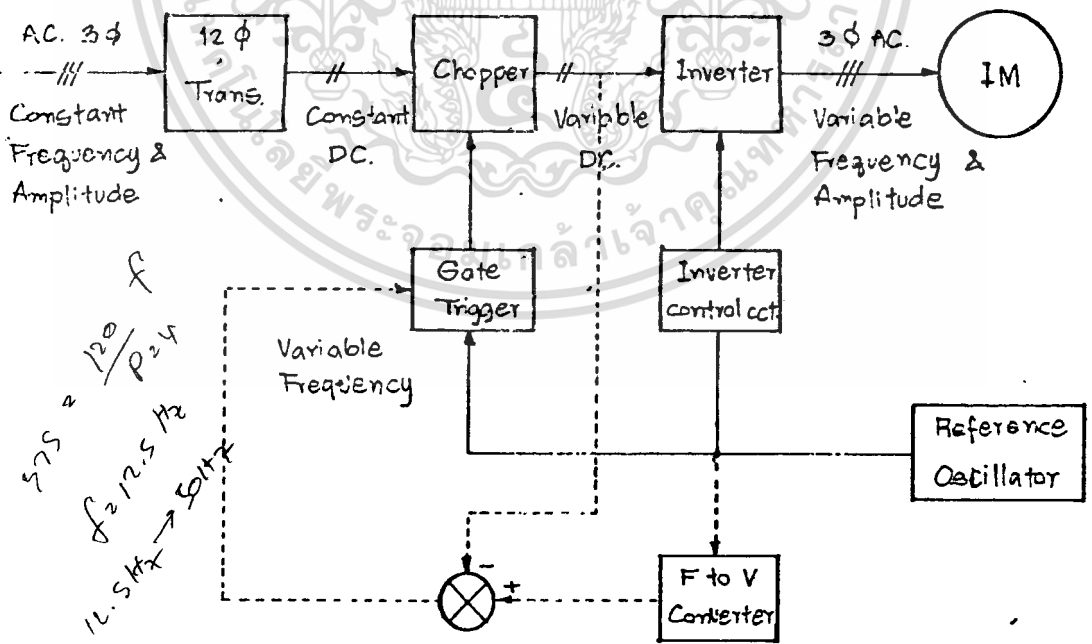
K_w = Winding factor

p = จำนวนขั้วแม่เหล็ก

จะเห็นว่า ความเร็วรอบจะควบคุมได้โดยควบคุมความถี่ โดยจะต้องทำให้ Flux ที่ imk ภายในช่วงอากาศมีค่าคงที่ด้วยมิฉะนั้นจะเกิดการ Saturation ของสนามแม่เหล็ก ซึ่งมอเตอร์จะเสียหายได้ เมื่อพิจารณาจากสมการแล้ว จะเห็นว่าเราต้องควบคุม E/f ให้คงที่ สนามแม่เหล็กจึงจะคงที่ ซึ่งพอจะเห็นได้แล้วว่า จะมีส่วนมาควบคุมด้วยได้อย่างไร



รูปที่ 1.6 แสดงลักษณะการควบคุมความเร็วมอเตอร์เหนี่ยวนำ



รูปที่ 1.7 แสดงแนวทางของการนำเอาชอปเปอร์ไปใช้ประกอบการควบคุมความเร็ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สละลิขสิทธิ์ให้แก่นักเรียนเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในบทความนี้จะกล่าวถึงการออกแบบวงจรโวลต์ชอปเปอร์ ที่จะใช้ควบคุมความเร็วมอเตอร์ชนิดเหนี่ยวนำแบบ Open loop ส่วนการทดลองเกี่ยวกับโวลต์ชอปเปอร์นั้น เราจะทำการทดสอบหลักการของวงจรโดยใช้โหลดเป็น Resistive load และ Inductive load ซึ่งจะกล่าวต่อไป

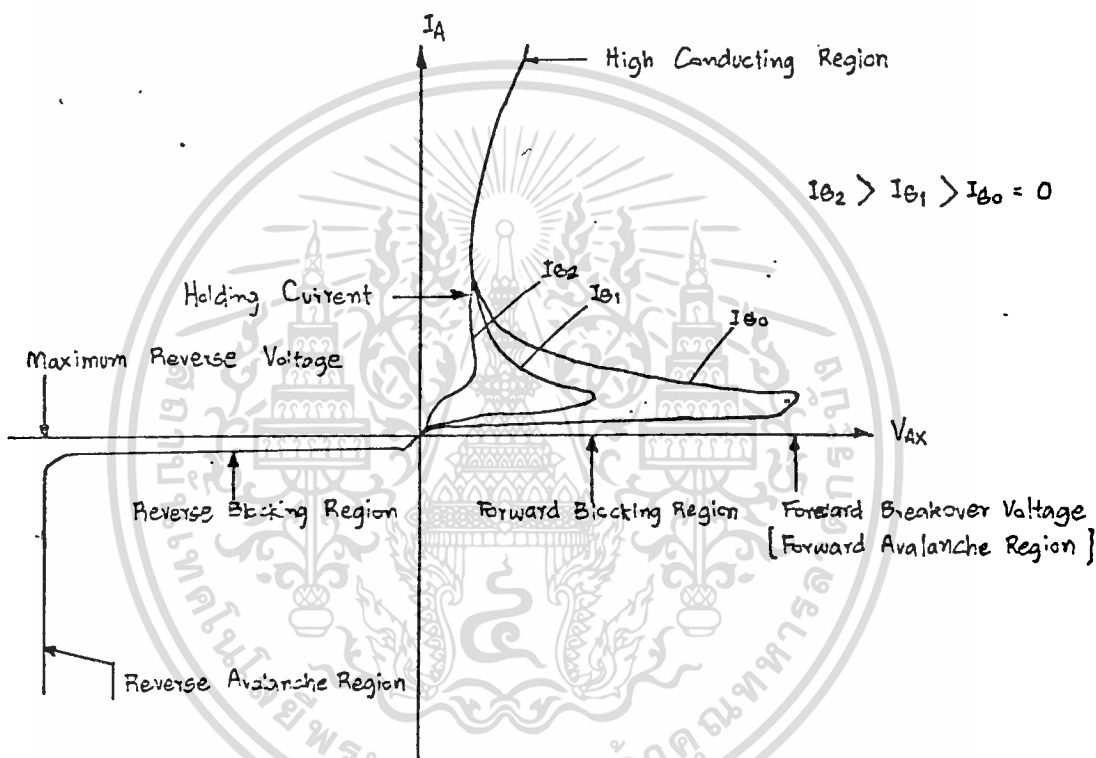
จากรูปที่ 1.7 การควบคุมแบบ Open loop คือ หลังจากที่ 12 Trans. ได้เปลี่ยน 3Ø AC ไปเป็น DC Voltage แล้ว ชอปเปอร์จะทำให้เกิด Variable DC Voltage ส่วนอินเวอร์เตอร์จะทำหน้าที่เปลี่ยน DC Voltage ไปเป็น AC Voltage โดยสามารถปรับความถี่ได้ ดังนั้น O/P ของระบบที่จ่ายให้มอเตอร์เหนี่ยวนำ จึงเป็นแบบความถี่แปรเปลี่ยน และระดับโวลต์เตจแปรเปลี่ยน จากที่ได้กล่าวมาแล้วว่าเราต้องการให้ E/f คงที่ ดังนั้นการปรับความถี่ที่อ้างอิงเพียงอย่างเดียวควรจะควบคุมระดับ Amplitude และความถี่ได้พร้อมกันไปในตัว เพื่อให้ได้การควบคุมแบบ Open loop ที่ทำได้ง่ายกว่า Close loop



บทที่ 2

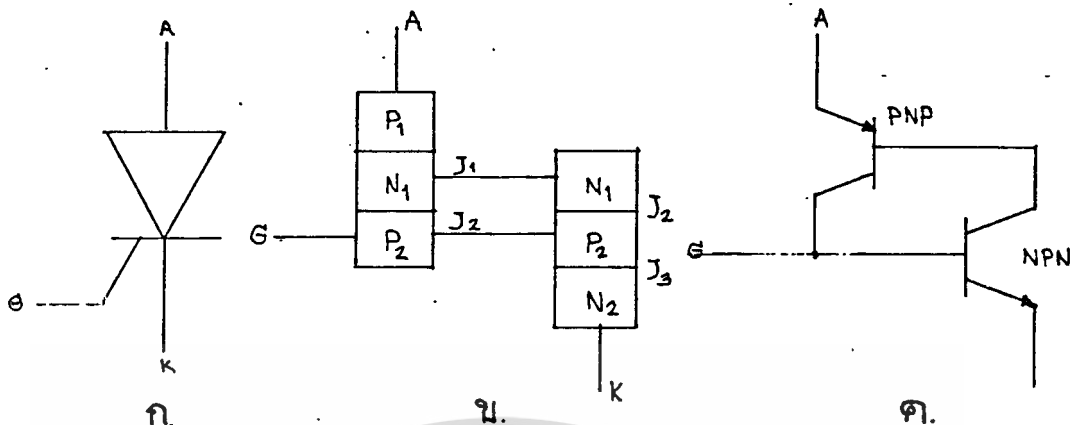
ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

2.1 คุณสมบัติต่าง ๆ ของ SCR (Silicon Control Rectifier)



รูปที่ 2.1 แสดงคุณสมบัติความสัมพันธ์ของกระแสแอโนดและโวลต์เตจระหว่างแอโนด และ คาโทด (v_x)

เป็นอุปกรณ์จาร์กึ่งตัวนำแบบ 4 Layers คือ P1 N1 P2 N2 โดย P1 เป็น แอโนด P2 เป็นแคทและ N2 เป็นคาโทด โดยมี Characteristic Curve ดังรูปที่ 2.1



รูปที่ 2.2 แสดงสัญลักษณ์และลักษณะเปรียบเทียบกับทรานซิสเตอร์ของ SCR

เมื่อเรานำเอา SCR ไปใช้งานเราจะต้องให้ Forward bias voltage แก่มัน (V_x เป็นบวก) และถ้าจะให้มันนำกระแสได้จะต้องให้กระแสเกต I_g แก่ขาเกตของ SCR โดย V_x จะต้องเป็นบวกการให้กระแสเกตจะต้องให้จนกระทั่งกระแสเอาโนดสูงกว่า Latching current ก็ไม่จำเป็นต้องให้กระแสเกตอีกต่อไป SCR ก็จะนำกระแสต่อไปได้

การที่จะทำให้ SCR หยุดนำกระแส นั้น เราจะต้องทำให้กระแสที่ไหลผ่าน SCR ลดลงต่ำกว่ากระแส Holding โดยปกติทั่วไปแล้วค่า Latching current จะสูงกว่า Holding current เสมอ การทำให้ SCR หยุดนำกระแสนี้เรียกว่า Commutation

ถ้าเราพิจารณา SCR เมื่อเป็นทรานซิสเตอร์ PNP และ NPN ซึ่งต่อกัน ดังรูปที่ 2.2 ค ถ้าจะทำให้เข้าใจง่ายยิ่งขึ้นว่าทำไม SCR จึงนำกระแสต่อไปได้หลังจากได้เอากระแสเกตออกไปแล้ว ซึ่งจะเห็นว่าการทริกด้วยกระแสเกตจะทำให้ NPN นำกระแส ซึ่งกระแส Collector ของ NPN ก็จะให้กระแสเบสของ PNP ซึ่ง PNP ก็จะสามารถนำกระแสได้ และทำนองเดียวกันกระแส Collector ของ PNP ก็จะจ่ายกระแสเบสให้กับ NPN ซึ่งจะเห็นได้ว่าเป็นการป้อนกลับแบบบวก ดังนั้นการทริกเพียงช่วงเวลาหนึ่งที่เหมาะสมจึงทำให้ SCR สามารถนำกระแสได้เอง

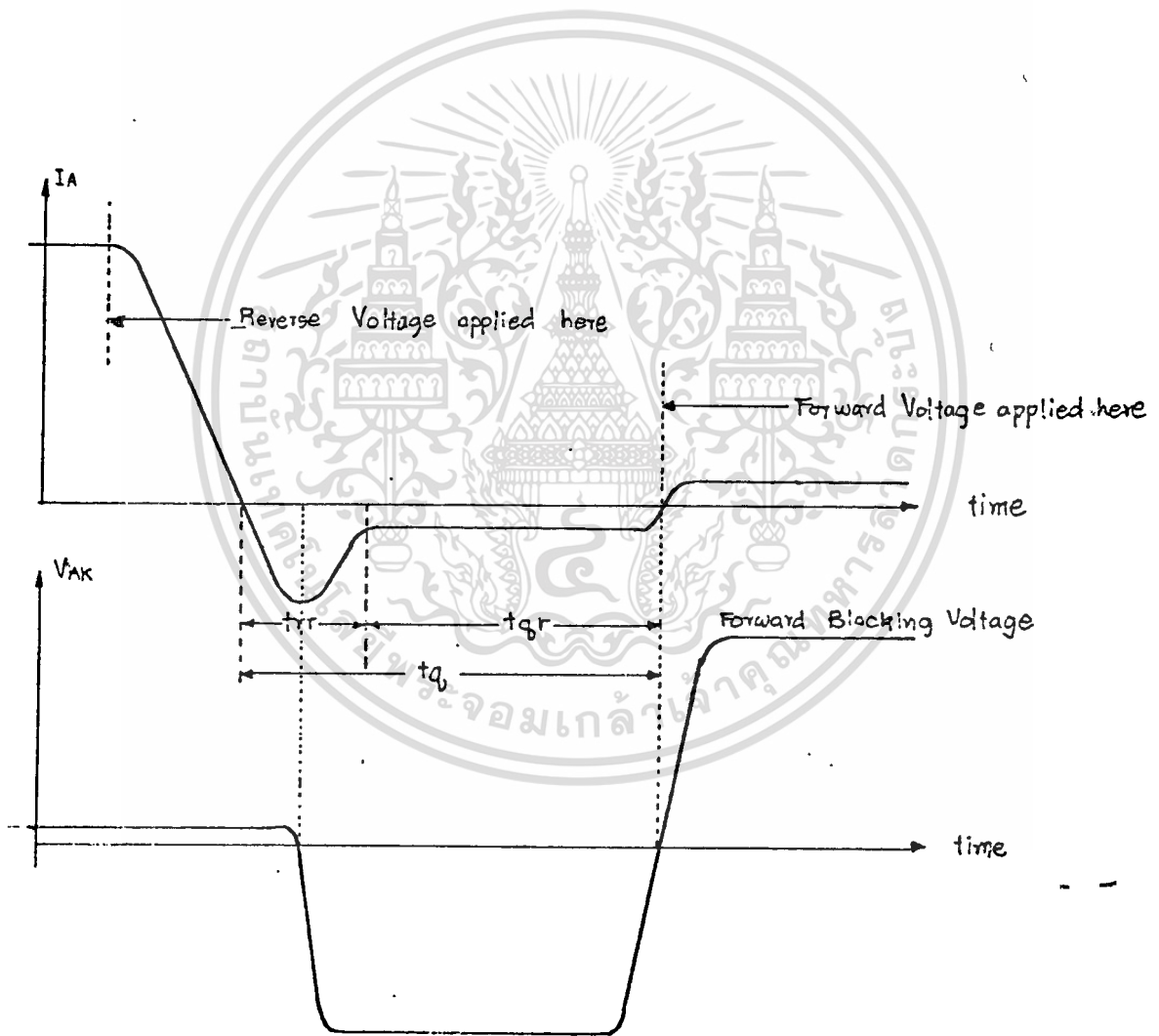
จาก Curve ในรูปที่ 2.1 ค่าที่น่าสนใจอีก 2 ค่าก็คือ Forward Breakover Voltage และ Maximum Reverse Voltage ซึ่งค่าแรกเป็นค่าที่บอกให้ทราบว่า V_x ที่จะให้กับ SCR ไม่ควรเกินค่านี้ เพราะถ้า V_x ถึงค่านี้ เราก็จะไม่สามารถควบคุม SCR ได้คือ SCR จะทำกระแสได้เองโดยไม่ต้องมีกระแสเกต ส่วนค่าที่สองคือ Maximum Reverse Voltage บอกให้ทราบว่า ถ้าเราให้ Reverse bias volt SCR เกินค่านี้

SCR จะพังเนื่องจากกระแสจะไหลมากเกินค่าที่กำหนด โดยทั่วไปแล้วค่าทั้งสองนี้จะเท่ากัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารของกรมส่งเสริมการค้าระหว่างประเทศ กระทรวงพาณิชย์ หากมีการนำเอกสารนี้ไปใช้โดยไม่ผ่านการอนุญาตจากกรมส่งเสริมการค้าระหว่างประเทศ กระทรวงพาณิชย์ จะถือว่าผิดกฎหมาย

2.1.1 TURN OFF TIME (t_{off})

Turn off time นั้นเราจะนำมาคิดเมื่อการ Commutation เป็นแบบ Force Commutation โดยจะเป็นช่วงเวลาที่กระแสไหลลดลงจนเป็นศูนย์จนถึงช่วงเวลาที่ทำให้ Forward Voltage แก่ SCR อีกครั้ง นั่นคือหลังจากที่กระแส I ลดลงเป็นศูนย์แล้ว ถ้าเราให้ Forward Voltage ในช่วงเวลาที่ห่างไต่อกว่า t_{off} ของ SCR แล้ว SCR ซึ่งจะสามารถนำกระแสได้อีก โดยไม่จำเป็นต้องมีกระแสเกท ดังนั้นในการออกแบบวงจร Commutate จะต้องให้ Circuit Turn off time มากกว่า t_{off} ของ SCR



รูปที่ 2.3 แสดง Turn off time Characteristic of SCR

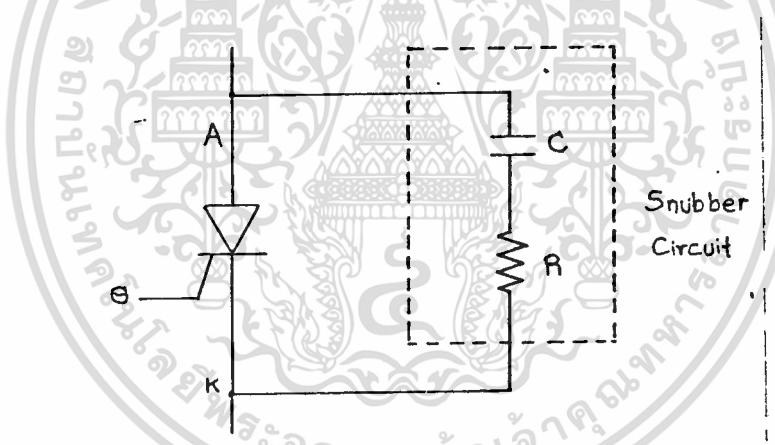
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 2.3 จะเห็นว่า t_{rr} ประกอบด้วย 2 ส่วน คือ t_{rr1} และ t_{rr2} โดย t_{rr1} เป็นช่วงเวลาที่ใช้สำหรับกำจัดประจุที่ตกค้างภายใน SCR ใน P1 และ N2 ที่อยู่บริเวณ Junction P1 N1 และ P2 N2 ส่วนช่วงเวลา t_{rr2} นั้นใช้สำหรับการ Recombination ของประจุใน N1 และ P2

2.1.2 MAX dV/dt

ในช่วงที่เราเริ่มจ่ายโวลท์เตจ V_{μ} ให้กับ SCR แบบ Forward bias ถ้า dV/dt มีค่าสูงเกินไปจะทำให้ SCR นำกระแสได้เองโดยไม่ต้องการ I_{μ} ทริกที่ขาเกต ทั้งนี้เนื่องจากภายใน SCR ประกอบด้วย Junction ต่าง ๆ ถึง 3 Junction โดยเฉพาะ Junction ที่ 2 ระหว่าง N1 และ P2 เพราะว่ามี $I_c = C dV/dt$ ดังนั้นถ้า dV/dt สูงพอ ก็จะเกิด I_c ซึ่งเปรียบเสมือนกระแสเกต จะทำให้ SCR นำกระแสได้เอง เราจะสามารถป้องกันการนำกระแสได้เองของ SCR ในกรณีนี้ได้โดยการต่อ Snubber circuit เข้าไป



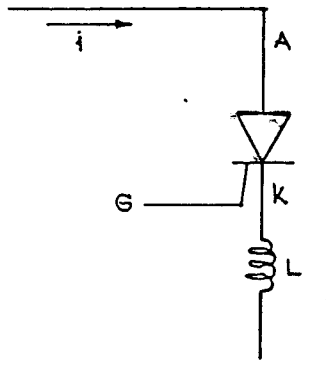
รูปที่ 2.4 แสดงการต่อ Snubber circuit เพื่อป้องกันการทริกด้วยตัวเอง

Snubber circuit จะประกอบด้วย Resistor และ Capacitor ต่ออนุกรมกัน และนำไปต่อขนานกับ SCR โดยถ้ากำหนดค่า C ค่าหนึ่ง ค่า R ที่มากจะลดค่า Peak Voltage ที่สกร้อม SCR ส่วนที่น้อยลงจะช่วยลด dV/dt ดังนั้น จะต้องเลือกค่า R ให้เหมาะสมสำหรับการป้องกัน

2.1.3 MAX di/dt

เมื่อ SCR เริ่มนำกระแส ถ้า di/dt สูงมากเกินไป SCR นำกระแสไม่ทันก็จะเกิดการพัง เนื่องจากเกิดความร้อนขึ้นเกินค่ากำหนดของ SCR ดังนั้น จะต้องไม่ให้เกิดการพัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่เผยแพร่โดยพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
 di/dt นี้เกินกำหนด ซึ่งถ้ามีค่า Inductance ต่ออนุกรมกับ SCR จะช่วยลด di/dt ได้
 ไม่ว่าจะกรณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



$$V_L = L \frac{di}{dt}$$

$$V_C = C \frac{dv}{dt}$$

$$V_C = \frac{1}{C} \int i_c dt$$

รูปที่ 2.5 แสดงการต่อ L เพื่อทำให้ di/dt ของกระแสที่ผ่าน SCR ลดลง

2.1.4 COMMUTATION

Commutation เป็นการบังคับให้ SCR เปลี่ยนจากสถานะ ON ไปเป็น OFF ซึ่งการ Commutation มี 3 วิธี

1. Natural Commutation โดยการทำให้กระแสแอโนด ต่ำกว่า Holding current ซึ่งปกติแล้วกระแสแอโนดจะมีขนาดมากกว่า Holding current ประมาณ 100% เท่าทีเดียว ซึ่งการลดของกระแสแอโนดนี้จะทำได้หลายวิธี เช่น เพิ่ม Load impedance เปิดสวิตช์ที่อยู่ในวงจร หรือโดยการ Short ระหว่างแอโนด และคาโทด เป็นต้น
2. Reverse Bias Commutation หรือ Force Commutation ซึ่งโดยการให้ C ต่อคร่อมขนานกับ SCR และพยายามจัดโวลต์เตจที่ C ให้มีลักษณะที่จะทำการ Reverse bias SCR ได้ ซึ่งแบ่งเป็น Class A ถึง F ซึ่งลักษณะของวงจรที่ใช้ในโวลต์ซอเปอร์นั้นเป็น Class D
3. Gate Commutation เป็นการให้ Negative gate current แก่ขาเกตของ SCR ซึ่งจะมีผลต่อ Holding current คือ จะทำให้ Holding current สูงขึ้น จนกระทั่งเกินกระแสไหล SCR ก็จะ OFF อย่างไม่สิ้นสุด ซึ่ง SCR ที่ใช้การ Commutation แบบนี้ จะต้องเป็น SCR ชนิดพิเศษ

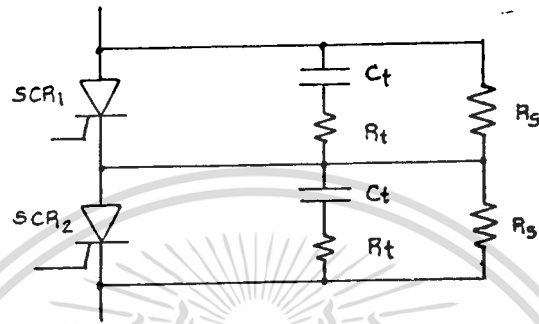
การนำ SCR มาต่อแบบอนุกรมและขนาน

2.1.5 SCR IN SERIES

เมื่อเราต้องการให้ SCR ทำงานที่โวลต์เตจสูงแต่กระแสต่ำซึ่งถ้าหาก SCR เบอร์เฉพาะไม่ได้เราก็จะเอา SCR ที่มีขีดโวลต์เตจเท่ากัน และถ้าจะให้ดีควรเป็นเบอร์เดียวกันมาต่ออนุกรมกัน แม้ว่า SCR เบอร์เดียวกันก็ตามก็ไม่สามารถจะมีคุณสมบัติเหมือนกันอย่าง

เอกสารนี้เป็นของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี หากมีการนำเอกสารนี้ไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตถือว่าผิดกฎหมาย
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แท้จริงได้ ดังนั้น ในช่วง Steady State เราจะใช้ Resistor ต่อขนานกับ SCR แต่ละตัวที่ต่ออนุกรมกันเพื่อเป็นตัวแบ่งโวลท์เตจ ที่คกร่อม SCR ส่วนในช่วง Trancient จะใช้ R และ C ต่ออนุกรมกันเหมือน Snubber ไปต่อขนานกับ SCR แต่ละตัว



รูปที่ 2.6 แสดงการนำ SCR 2 ตัวมาต่ออนุกรมกัน

$$R_u = \frac{nV_D - V_u}{(n-1)I}$$

n : จำนวน SCR ที่ต่ออนุกรมกัน

V_D : นิ้กัต์โวลท์เตจของ SCR แต่ละตัว

V_u : โวลท์เตจที่ตกร่อม SCR ทั้งหมดขณะ OFF

I : Maximum blocking current at rated voltage

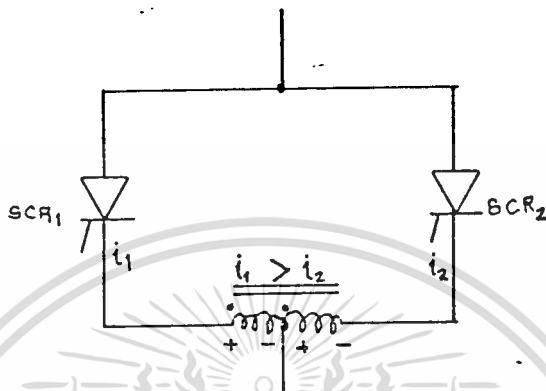
ส่วนค่า R_u และ C_u นั้นเราจะใช้ร่วมกับ Snubber circuit การทริก SCR ควรจะพร้อมกัน และควรมีช่วงหน่วงเวลาเ็อก้ไข้ Turn on time ของ SCR ที่ไม่เท่ากันในแต่ละตัว โดยการต่อ Inductor ต่ออนุกรมเข้าไปในวงจร

2.1.6 SCR IN PARALLEL

ในกรณีที่ต้องการนำ SCR ไปใช้งานในระบบที่มีนิ้กัต์โวลท์เตจต่ำแต่มีกัต์กระแสสูง เราจะนำเอา SCR ที่นิ้กัต์โวลท์เตจของระบบได้มาต่อขนานกัน เพื่อช่วยกันแบ่งกระแสไหลลดเท่า ๆ กัน SCR ควรเป็นเบอร์เดียวกัน ติดตั้งบนที่ระบายความร้อนอันเดียวกัน และ

เอกสารนี้เป็นการทริก SCR แต่ละตัวควรจะให้พร้อมกัน ปรึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เพื่อให้เกิดการแบ่งกระแสเท่า ๆ กัน จำเป็นจะต้องมี External Balancing หรือ Reactors



รูปที่ 2.7 แสดงการต่อ SCR 2 ตัวขนานกันโดยมี Reactor เป็นตัวช่วยให้เกิดการ Equalization

กรณีการ Equalization เกิดขึ้น Ampturn ของ Reactor ทั้งสองจะเท่ากัน จากรูปที่ 2.7 กรณีที่ $i_1 > i_2$ ผลของ Ampturn ที่ต่างกันจะทำให้เกิดการ Induce emf. ที่ Reactor ดังรูป ซึ่งจะรบกวนและลดกระแส i_1 และเพิ่มกระแส i_2 การ Equalization แบบนี้จะทำได้ในช่วงของความแตกต่าง 10%

2.2 หลักการทำงานของวงจรถอปเปอร์

วงจรถอปเปอร์ ก็คือ ตัวไทรสเตอร์ที่ทำหน้าที่เสมือนสวิตช์เปิดปิด ซึ่งทำหน้าที่เปิดให้โหลดเข้ากับแหล่งจ่ายไฟหรือตัดไหลออกจากแหล่งจ่ายไฟ นั่นคือทำการ Chop โหลดโวลต์ และลดจากอินพุตของหลายโวลต์ตรงที่คงที่ขบวนการนี้อธิบายได้ดังรูปที่ 2.1 วงจรถอปเปอร์ จะแทนด้วย SCR ซึ่งอยู่ภายในเส้นประรูปสี่เหลี่ยม ระหว่างช่วงเวลา t_{ON} นั้น ขอปเปอร์ อยู่ในสภาวะออน ดังนั้นแหล่งจ่ายไฟจะต่อกับโหลด ระหว่างช่วงเวลา t_{OFF} นั้นขอปเปอร์ อยู่ในสภาวะออฟ ดังนั้นกระแสไหลผ่านตัวฟรี-เว็ลลิ่ง ไดโอด D_{FW} และโหลดถูกลัด

เอกสารนี้เป็นเอกสารของบริษัทเอกชนสงวนลิขสิทธิ์ไว้ ห้ามเผยแพร่โดยไม่ขออนุญาต หากฝ่าฝืนจะดำเนินคดีตามกฎหมาย
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

E_o มีค่า

$$\begin{aligned}
 E_o &= Et_{on} / (t_{on} + t_{off}) \\
 &= Et_{on} / T \\
 &= \alpha E \quad \dots(2.1)
 \end{aligned}$$

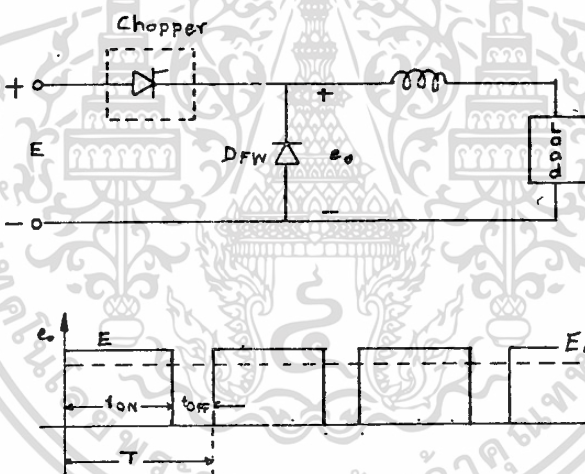
โดยที่ t_{on} = on-time

t_{off} = off-time

$T = t_{on} + t_{off}$ = chopping period

$\alpha = t_{on} / T$ = duty cycle

และสามารถควบคุมโวลต์ที่ตกได้โดยการปรับค่า ดิวตี้ไซเคิลของวงจรชอปเปอร์ เราสามารถปรับค่า ดิวตี้ไซเคิลได้ 2 วิธีคือ



รูปที่ 2.8 วงจรพื้นฐาน และการทำงานของวงจรชอปเปอร์

1. คอนสแตนท์ฟรีแคว้นซ์ซีสเต็ม

คือการรักษาค่าชอปป์ิงนิเรียล T ให้คงที่ แล้วทำการปรับค่า ออนไทม์ t_{on} หรือเรียกวิธีนี้ว่า พัลส์-วิดท์มอดดูเลชัน (PWN)

2. แวริเอเบิล-ฟรีแคว้นซ์ซีสเต็ม

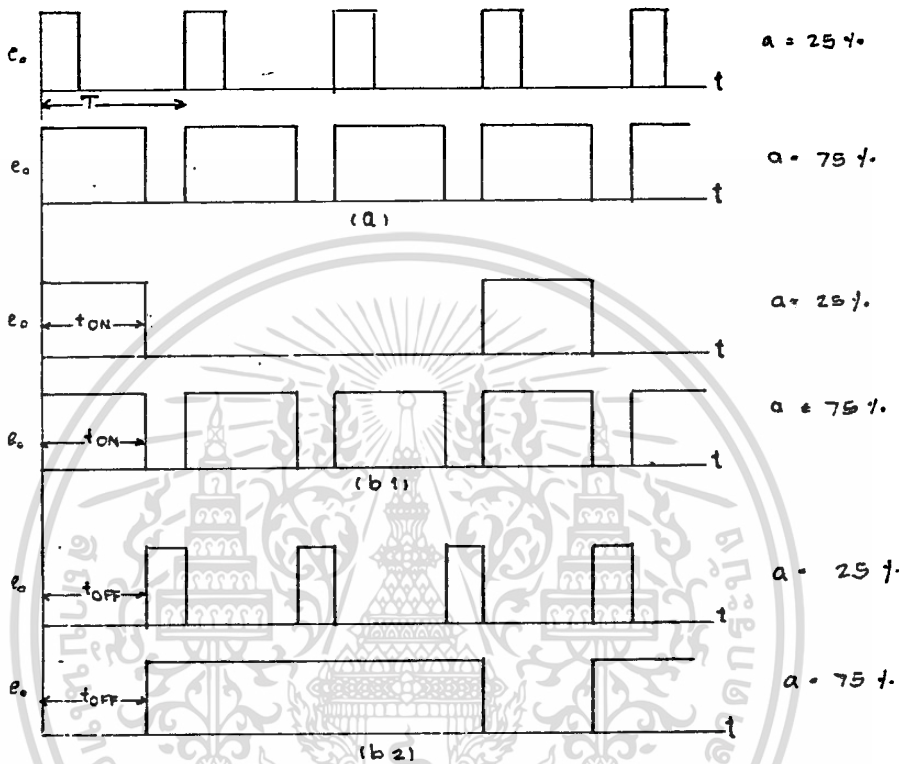
คือการปรับค่าชอปป์ิงนิเรียล T แล้วรักษาค่าออนไทม์ให้คงที่หรือรักษาค่าออฟไทม์ให้คงที่หรือเรียกวิธีนี้ว่า ฟรีแคว้นซ์มอดดูเลชัน

รูปที่ 2.9 แสดงถึงหลักการของพัลส์วิดท์มอดดูเลชันและฟรีแคว้นซ์มอดดูเลชัน ซึ่งวิธีฟรีแคว้นซ์มอดดูเลชัน มีข้อเสียคือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ ก) ต้องปรับค่าความถี่ในช่วงที่กว้างมากเพื่อให้ได้ช่วงของเอาท์พุทโวลต์ที่ตรงตาม ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่ต้องการ และการออกแบบวงจรฟิลเตอร์ สำหรับวิธีการปรับความถี่นี้เป็นเรื่องที่ยาก

ข) ถ้าช่วงเวลาออฟไทม์มีค่ามากกว่าค่าเอาต์พุตโวลต์เฉลี่ยต่ำ จะทำให้กระแสของดีโอดเตอร์ไหลด ไม่ต่อเนื่อง



รูปที่ 2.9 รูปร่างสัญญาณเอาต์พุตโวลต์เฉลี่ยสำหรับวงจรชอปเปอร์พื้นฐาน

a) Constant frequency system

b) Variable frequency system

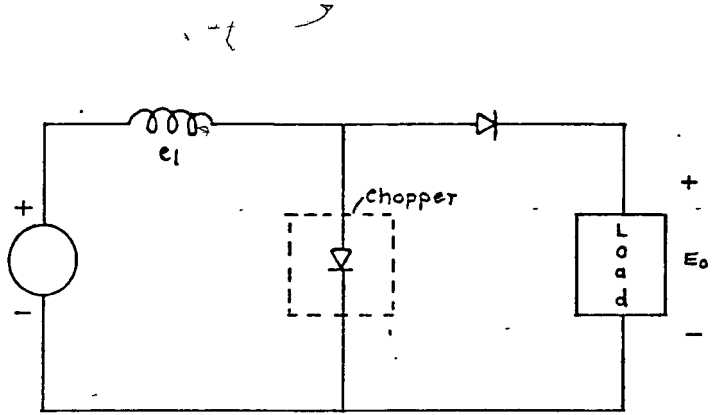
b1) Constant t_{on}

b2) Constant t_{off}

ดังนั้น ระบบคอนสแตนท์-ฟรี แควนที่ถี่สก็เพิ่ม จึงเหมาะสำหรับนำมาใช้กับวงจรชอปเปอร์

2.3 สแต็ป-อัพชอปเปอร์

วงจรชอปเปอร์ในรูป 2.8 จะให้ระดับเอาต์พุตโวลต์เฉลี่ยมีค่าน้อยกว่าระดับอินพุตโวลต์เฉลี่ย ($E_o < E$) แต่วงจรชอปเปอร์ในรูป 2.10 จะให้ระดับอินพุตโวลต์เฉลี่ยมีค่าน้อยกว่าระดับเอาต์พุตโวลต์เฉลี่ย ($E_o > E$)



รูปที่ 2.10 วงจรสเตป-ดาวน์ชอปเปอร์

จากรูป 2.10 เมื่อชอปเปอร์อยู่ในสภาวะออกพลังงานจากแหล่งจ่ายไฟจะไหลไปสะสมไว้ในอินดักเตอร์ เมื่อชอปเปอร์อยู่ในสภาวะออฟ กระแสจากอินดักเตอร์จะไหลผ่านไดโอดและโหลด ทำให้โวลต์ที่ตกเหนี่ยวนำ (e_L) ที่คร่อมอินดักเตอร์มีค่าเป็นลบ ดังนั้นโวลต์ที่ตกเฉลี่ยของอินดักเตอร์รวมกับโวลต์ที่ตกของแหล่งจ่ายไฟ ทำให้กระแสของอินดักเตอร์ไหลไปยังโหลด และพลังงานที่สะสมอยู่ในอินดักเตอร์จะถ่ายไปยังโหลด

ถ้าไม่คิดรีเบิลในกระแสของแหล่งจ่ายไฟแล้วเมื่อชอปเปอร์อยู่ในสภาวะออกพลังงานจากแหล่งจ่ายไฟที่ไหลไปยังอินดักเตอร์ (w_i) จะมีค่า

$$w_i = E \cdot I \cdot t_{ON} \quad \dots(2.2)$$

เมื่อชอปเปอร์อยู่ในสภาวะออฟ พลังงานจากอินดักเตอร์จะถ่ายไปยังโหลด (w_o) มีค่า

$$w_o = (E_o - E) \cdot I \cdot t_{OFF} \quad \dots(2.3)$$

ถ้าคิดวาระบยไม่มีการสูญเสียและอยู่ในสภาวะเสถียร พลังงานทั้งสองมีค่าเท่ากัน

$$E \cdot I \cdot t_{ON} = (E_o - E) \cdot I \cdot t_{OFF} \quad \dots(2.4)$$

ดังนั้น

$$\begin{aligned} E_o &= E \cdot (t_{on} + t_{off}) / t_{off} \\ &= E \cdot T / (T - t_{on}) \\ &= E / (1 - \alpha) \end{aligned} \quad \dots(2.5)$$

ฉะนั้น เมื่อปรับค่าให้มีค่าในระหว่าง $0 < \alpha < 1$ จะทำให้ค่า E_o เปลี่ยนแปลงโดยมีค่าอยู่ในระหว่าง $E < E_o < \infty$ หลังการนี้นำไปใช้ในรีเจินนะเรทไฟเบอร์คิงของดีซีมอเตอร์ จากรูป 2.10 ถ้า E แทนอาร์เมเจอร์โวลต์เตจของดีซีแมชชีนและ E_o แทนแหล่งจ่ายไฟตรงแล้วพลังงานสามารถไหลย้อนกลับจากมอเตอร์ไปยังแหล่งจ่ายไฟตรง โดยการ

ปรับค่า ดิวตี้ไซเคิลที่เหมาะสม

2.4 วงจรขอปเปอร์ชนิดต่าง ๆ

วงจรขอปเปอร์ชนิดต่าง ๆ และการทำงานในแต่ละควอทแดร้นท์ แสดงไว้ในตารางที่ 2.1 ขอปเปอร์ชนิดควอทแดร้นท์ที่หนึ่งค่า $e_o = E$ เมื่อขอปเปอร์อยู่ในสภาวะออน และค่า $e_o = 0$ เมื่อขอปเปอร์อยู่ในสภาวะออฟ ดังนั้นทั้งโหนดโวลท์เตจ (E_o) และกระแสไหล (I_o) มีค่าเป็นบวกและพลังงานไหลจากแหล่งจ่ายไฟไปยังโหนด ซึ่งวงจรนี้นำไปใช้สำหรับดีซีมอเตอร์โหนดขอปเปอร์ควอทแดร้นท์ที่สองค่า $e_o = 0$ เมื่อขอปเปอร์อยู่ในสภาวะออน และค่า $e_o = E$ เมื่อขอปเปอร์อยู่ในสภาวะออฟ ฉะนั้นกระแสจะไหลออกจากโหนดเพราะว่า E_o มีค่าเป็นบวก และ I_o มีค่าเป็นลบ ดังนั้นพลังงานจะไหลออกจากโหนดเพราะว่า มีค่าเป็นบวก และมีค่าเป็นลบ ดังนั้นพลังงานจะไหลจากโหนดไปยังแหล่งจ่ายไฟ ซึ่งวงจรนี้นำไปใช้สำหรับรีเจเนอเรทีฟเบร็คกิ้งของดีซีมอเตอร์

เมื่อรวมวงจรข้างบนทั้งสองจะได้เป็นวงจรขอปเปอร์ชนิดสองควอทแดร้นท์แบ่งเป็นชนิด A และชนิด B ดังนี้ ชนิด A ค่า $e_o = 0$ เมื่อขอปเปอร์ CH_2 หรือไดโอด D_1 นำกระแส และค่า $e_o = E$ เมื่อขอปเปอร์ CH_1 หรือไดโอด D_2 นำกระแส ดังนั้น E_o มีค่าเป็นบวก และ i_o มีค่าทั้งบวกและลบ i_o จะมีค่าเป็นบวกถ้า CH_1 อยู่ในสภาวะออน หรือ D_1 นำกระแสและ i_o จะมีค่าเป็นลบ ถ้า CH_2 อยู่ในสภาวะออนหรือ D_2 นำกระแสเพราะว่า E_o มีค่าเป็นบวก และ i_o มีค่าทั้งบวกและลบ ดังนั้นพลังงานจึงไหลได้สองทิศทางวงจรขอปเปอร์นี้อาจนำไปใช้กับมอเตอร์และรีเจเนอเรทีฟเบร็คกิ้งของดีซีมอเตอร์ ชนิด B ค่า $e_o = +E$ ถ้าขอปเปอร์ CH_1 และ CH_2 อยู่ในสภาวะออนแล้ว $E_o = -E$ ถ้าขอปเปอร์ CH_1 และ CH_2 อยู่ในสภาวะออฟและไดโอด D_1 และ D_2 กระแส E_o มีค่าเป็นบวกหรือมีค่าเป็นลบขึ้นอยู่กับว่าค่าออน-โหนดมีค่ามากกว่าหรือน้อยกว่าค่าออฟ-โหนดของขอปเปอร์ เพราะว่ามีค่า R_o มีค่าเป็นบวกและ E_o มีค่าเป็นบวกและลบ ดังนั้นพลังงานจึงไหลได้สองทิศทางวงจรขอปเปอร์ชนิดนี้อาจนำไปใช้สำหรับทั้งมอเตอร์และรีเจเนอเรทีฟเบร็คกิ้ง ของดีซีมอเตอร์

ขอปเปอร์ชนิดสี่ควอทแดร้นท์ ทั้ง E_o และ I_o ต่างมีค่าเป็นได้ทั้งค่าบวกและค่าลบ เมื่อขอปเปอร์ CH_1 อยู่ในสภาวะออนขอปเปอร์ CH_2 อยู่ในสภาวะออฟแล้ว การทำงานของขอปเปอร์ CH_1 และ CH_2 จะทำให้ค่า E_o เป็นบวกและ I_o มีค่าทั้งบวกและลบ และถ้าเมื่อขอปเปอร์ CH_2 อยู่ในสภาวะออนขอปเปอร์ CH_1 อยู่ในสภาวะออฟแล้ว การทำงานของขอปเปอร์ CH_2 และ CH_1 จะทำให้ E_o มีค่าเป็นลบและ I_o มีค่าได้ทั้งค่าบวกและลบ ขอปเปอร์ชนิดนี้นำไปใช้กับรีเจเนอเรทีฟไดรฟ์

Type	Chopper configuration	$E_o - I_o$ characteristics	Function
First-quadrant chopper			$e_o = E, CH1 \text{ on}$ $= 0, CH1 \text{ off}$ $D_1 \text{ on}$
Second-quadrant or regenerative chopper			$e_o = 0, CH2 \text{ on}$ $= E, CH2 \text{ off}$ $D_2 \text{ on}$
Two-quadrant type A chopper			$e_o = E, CH1 \text{ or } D_2 \text{ on}$ $= 0, CH2 \text{ or } D_1 \text{ on}$ $i_o = \text{Positive}$ $CH1 \text{ or } D_1 \text{ on}$ $= \text{Negative}$ $CH2 \text{ or } D_2 \text{ on}$
Two-quadrant type B chopper			$e_o = +E, CH1 \text{ \& } CH2 \text{ on}$ $e_o = -E, CH1 \text{ \& } CH2 \text{ off}$ $D_1 \text{ \& } D_2 \text{ on}$
Four-quadrant chopper			$CH4 \text{ on \& } CH3 \text{ off}$ $CH1 \text{ \& } CH2 \text{ Operated}$ $F_o = \text{Positive}$ $I_o = \text{Reversible}$ $CH2 \text{ on \& } CH1 \text{ off}$ $CH3 \text{ \& } CH4 \text{ operated}$ $E_o = \text{Negative}$ $I_o = \text{Reversible}$

เอกสารนี้เตรียมตาราง 2.1 วงจรชอปเปอร์ขึ้นงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.5 รายละเอียดของวงจรชอปเปอร์

การที่จะทำให้งจรชอปเปอร์เกิดการเทิร์น-ออฟนั้น เราสามารถใช้การคอมมิวเตชันได้หลายวิธีหลายแบบ ซึ่งเราแยกออกเป็นกลุ่มจะได้ 2 กลุ่มคือ

1) โหลด คอมมิวเตชัน

กระแสไหลที่ไหลผ่านไทริสเตอร์มีค่าลดลงจนเป็นศูนย์ได้ โดยคอนดัคติ้งไทริสเตอร์

2) ฟลัวร์ช คอมมิวเตชัน

กระแสที่ไหลผ่าน SCR ถูกบังคับให้ลดลงจนมีค่าเป็นศูนย์ เพื่อที่จะทำการเทิร์นออฟ SCR ซึ่งสามารถทำได้ 2 วิธีคือ

ก) โวลท์เตจ คอมมิวเตชัน

ข) เคอเรน คอมมิวเตชัน

2.5.1 ชอปเปอร์ชนิด โวลท์เตจ คอมมิวเตชัน

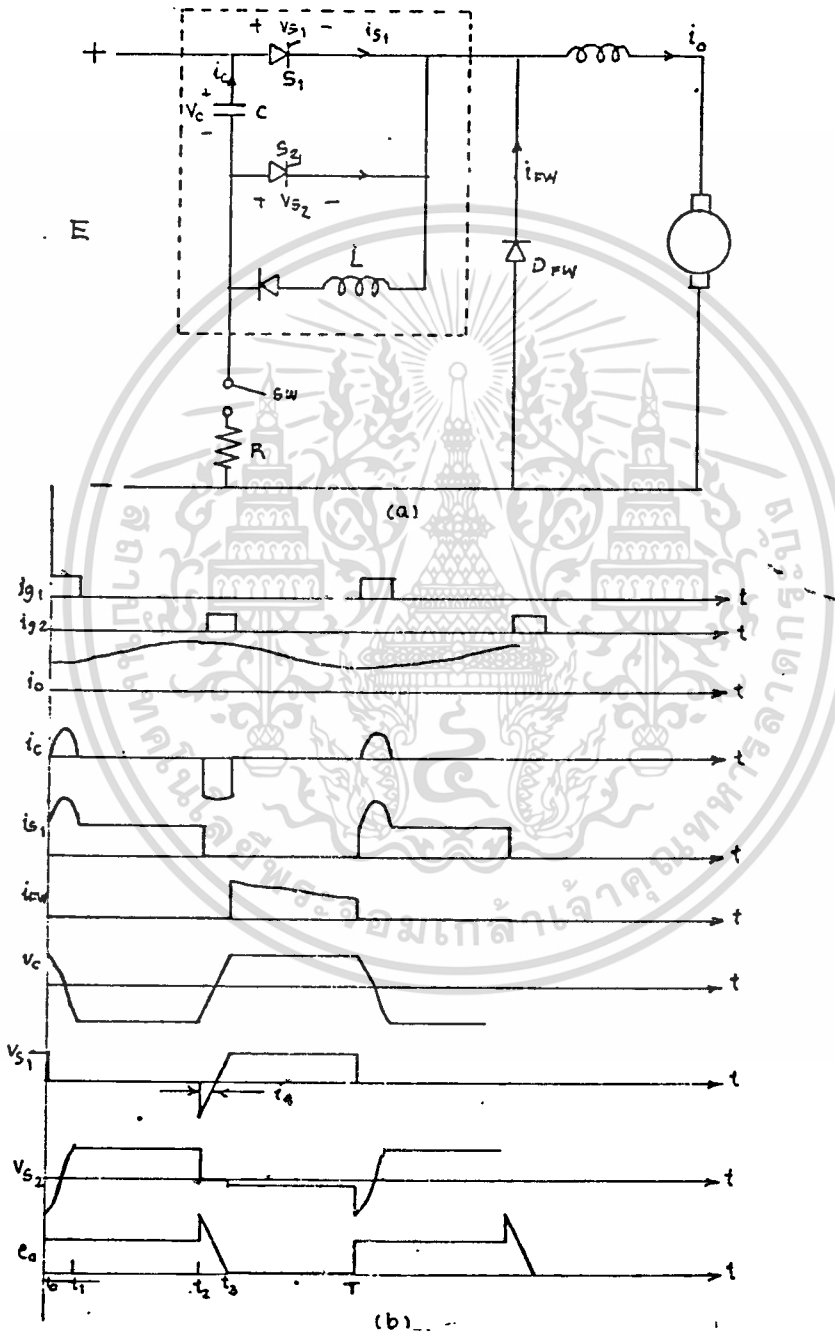
วงจรรูป 2.11 เป็นวงจรชอปเปอร์ที่ง่ายที่สุดและใช้แพร่หลาย ไทริสเตอร์ S_1 ทำหน้าที่เป็นเมนเพาเวอร์สวิตช์วงจรคอมมิวเตชันประกอบด้วยออกซิลเลียดริ์ไทริสเตอร์ S_2 ไดโอด D อินดักเตอร์ L และแคปปาซิเตอร์ C

เพื่อที่จะทำการสตาร์ทวงจรนั้น C จะต้องชาร์จแคปปาซิเตอร์ ใ้มี Polarity ที่ถูกต้องโดย

- 1) ทำการปิดสวิตช์ sw จากนั้นทำการเปิดสวิตช์ sw ประจุจะไหลจากแหล่งจ่ายไฟ E ไปยังแคปปาซิเตอร์ C ไปยังชาร์จิ่งรีซิสเตอร์ R หรือ
- 2) ทำการป้อนสัญญาณเทริกให้กับออกซิลเลียดริ์ไทริสเตอร์ S_2 ก่อนประจุจะไหลจาก E ไปยัง C ไปยัง S_2 และให้รังไหลลงไทริสเตอร์ S_2 จะเทอร์น-ออฟเมื่อชาร์จิ่งเคอเรนลดลงเป็นศูนย์

รูป 2.11 b แสดงรูปร่างกระแสและรูปร่างโวลท์เตจที่เวลา t_0 ทำการเทริกเมนไทริสเตอร์ S_1 กระแสจะไหลเป็นสองทาง คือ กระแสไหล i_0 และกระแสคอมมิวเตชัน i_2 ไหลผ่าน C, S_1, L และ D ประจุของ C จะกลับขั้วที่เวลา t_1 และทำให้ไดโอด D ตับเพื่อทำการเทอร์น-ออฟ เมนไทริสเตอร์ S_1 นั้น เราต้องทำการเทริกออกซิลเลียดริ์ไทริสเตอร์ S_2 อย่างทันทีทันใดที่เวลา t_2 นี้ ซึ่งแคปปาซิเตอร์ C จะคร่อม S_1 ดังนั้น S_1 จะถูกรีเวอร์ส-ไบแอสและเทอร์น-ออฟไปหลังจากที่ไทริสเตอร์ S_1 เทอร์น-ออฟไปแล้วแคปปาซิ

เอกสารนี้เเตอร์จะให้กระแสไหลไหลผ่าน E, C, S_1, S_2 และไหลโดยธรรมชาติแล้วไทริสเตอร์ S_2 จะการค้ำ
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.11 ขอบเปอร์โวลต์เตจ-คอมมิวเทชัน

a) วงจร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เทอร์น-ออฟที่เวลา t_0 เมื่อกระแสแคปปาซีเตอร์ลดลงเป็นศูนย์โดยแคปปาซีเตอร์โวลต์เตจเท่ากับโวลต์เตจของแหล่งจ่ายไฟและทำให้ฟรี-เว็ลลิ่งไดโอด D_{FW} อยู่ในสภาวะฟอร์เวอร์ด-ไบแอส และขณะที่กระแสไหลลดลงจะหมุนวนรอบ ฟรี-เว็ลลิ่งไดโอด ที่เวลา $t=T$ เมนไทริสเตอร์ S_1 จะได้รับสัญญาณทรiggerอีกครั้งหนึ่งและจะเกิดไซเคิล เริ่มต้นการทำงานที่กล่าวมาแล้วข้างต้น

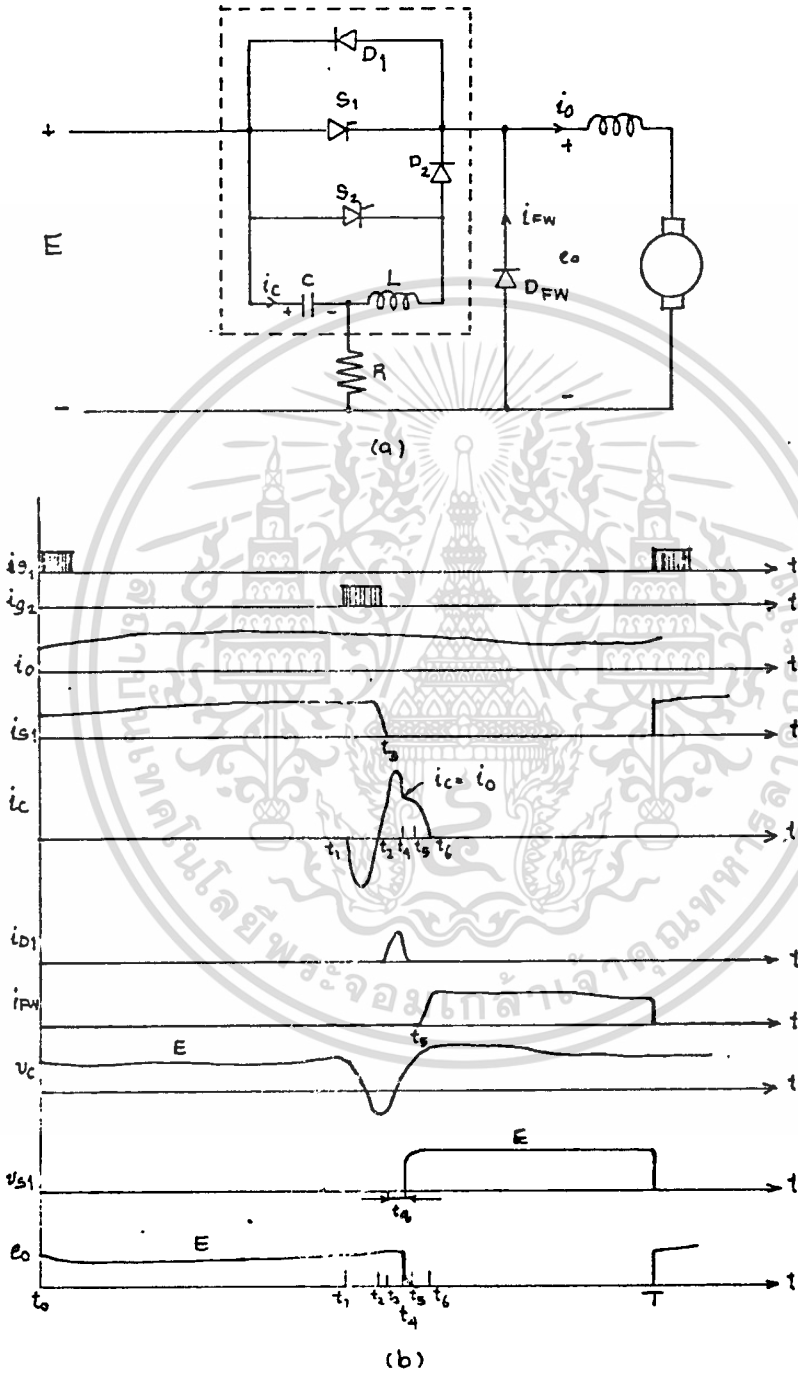
วงจรซอปเปอร์นี้ เป็นวงจรที่ง่ายและใช้กันอย่างแพร่หลาย ออกซีเลียร์ไทรสเตอร์ S_2 ทำหน้าที่เป็นโหลดคอมมิวเตท วงจรซอปเปอร์นี้มีข้อเสียอยู่บ้างคือเราต้องทำการสแตร์ทวงจรโดยใช้สวิทช์ SW และรีซิสเตอร์ R หรืออาจใช้วงจรลอจิกทำให้เกิดการทรiggerที่ไทรสเตอร์ S_2 ก่อนและโวลต์โวลต์เตจจะมีค่าเป็นสองเท่าของช่วงหลายโวลต์เตจ เมื่ออยู่ในสภาวะเริ่มต้นของการคอมมิวเตชั่น

2.5.2 ซอปเปอร์ชนิดเคอร์เร็น คอมมิวเตชั่น

รูป 2.12 a แสดงวงจรซอปเปอร์แบบเคอร์เร็นที่-คอมมิวเตชั่น ซอปเปอร์เมนไทริสเตอร์ S_1 ของซอปเปอร์ถูกคอมมิวเตทด้วยเคอร์เร็นที่พัลส์ที่เกิดจากวงจรคอมมิวเตชั่น รูปร่างสัญญาณต่าง ๆ ได้แสดงไว้ในรูป 2.12 b และลำดับการทำงานจะเป็นดังนี้ คือ แคปปาซีเตอร์ C จะถูกชาร์จผ่านแหล่งกำเนิด E, แคปปาซีเตอร์ C, และชาร์จจิ้งรีซิสเตอร์ R, เมนไทริสเตอร์ S_1 , ได้รับสัญญาณทรiggerที่เวลา $t=t_0$ ทำให้ขั้วของโหลดต่ออยู่กับแหล่งจ่ายไฟ และกระแสไหลจะไหลผ่าน S_1

ที่เวลา $t=t_1$ ทำการเทอร์น-ออฟไทรสเตอร์ S_1 โดยการให้สัญญาณทรigger กับออกซีเลียร์ไทรสเตอร์ S_2 และทำให้เกิดกระแสอสซิลเลท ใหญ่ในลูนของ C, S_2 , และ L เมื่อ i_c กลับทิศทางการไหลที่เวลา t_2 จะทำให้ไทรสเตอร์ S_2 เทอร์น-ออฟ (ด้วยวิธีแ่นซ์เซอรัล คอมมิวเตชั่น) และกระแสอสซิลเลท i_c จะไหลผ่าน D_2 และ S_1 ใน S_1 กระแสอสซิลเลท i_c จะไหลสวนทางกับกระแส i_s และทำให้กระแส i_{s1} มีค่าน้อยลง ที่เวลา t_3 $i_c = i_{s1}$ และตั้งนั้นกระแสสุทธิที่ไหลผ่าน S_1 มีค่าเท่ากับศูนย์ และทำให้ S_1 เทอร์น-ออฟ เพราะว่า i_{s1} ลดลงจนเป็นศูนย์ ไดโอด D_1 จะเริ่มต้นนำกระแส ด้วยค่า $i_c - i_0$ และทำให้เมนไทริสเตอร์ S_1 เกิดการ รีเวอร์ส-ไบแอส

ที่เวลา t_4 $i_c = i_0$ และ $i_{D1} = 0$ ที่เวลานี้ ถ้าฟรี-เว็ลลิ่งไดโอด D_{FW} ยังไม่ถูกฟอร์เวอร์ดไบแอสแล้วกระแสไหลจะไหลผ่าน E, C, L, D_2 และ โหลด



รูปที่ 2.12 ขอลป์เปอร์แบบ เซอร์เร็นท์ คอมมิวเทชั่น

a) วงจร

b) รูปร่างสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับครูผู้ใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่เวลา $t_{\underline{e}}$ ฟรี-เวลิ่งไดโอดจะอยู่ในสภาวะฟอร์เวอร์ด์ไบแอส และเริ่มต้นไวกะแส i_o ส่วนกระแสออสซิลเลท จะเปลี่ยนทิศทางการไหลเป็น E, C, L, D_2 และ D_{fw} และ $i_{\underline{e}}$ ลดลงจนมีค่าเท่ากับศูนย์ที่เวลา t_e และค่า $v_{\underline{e}}$ มีค่ามากกว่า E เวลาระหว่าง $t_{\underline{e}} \leq t_o \leq t_e$ $i_o = i_{\underline{e}} + i_{fw}$ โดยที่ $i_{\underline{e}}$ มีค่าลดลง ส่วน i_{fw} มีค่าเพิ่มขึ้นตั้งแต่ช่วงเวลาหลัง t_e กระแสไหลจะไหลวนรอบ D_{fw} และมีค่าลดลงเรื่อยๆ ส่วนค่าแคปปาซีเตอร์โวลท์เตจ $v_{\underline{e}}$ ลดลงด้วยเช่นกัน เพราะว่าเกิดการดิสชาร์จผ่าน R ที่เวลา $t=T$ เมนไทรสเตอร์ S_1 ได้รับสัญญาณเทริกอีกครั้งหนึ่ง และเริ่มต้นไซเคิลการทำงานดังข้างต้น

ข้อดีของวงจรนี้ คือการคอมมิวเตทเชื่อถือได้ทราบเท่าที่กระแสไหลยังมีค่าน้อยกว่ากระแสคอมมิวเตทสูงสุด $i_{\underline{e}}$ แคปปาซีเตอร์ยังคงโพลาร์ตีให้ถูกต้องอยู่เสมอ และออสซิลเลทรีไทรสเตอร์ S_2 จะคอมมิวเตท เมื่อกระแสที่ไหลผ่านตัวมันมีค่าเท่ากับศูนย์เสมอ

2.5.3 ซอปเปอร์ซิด ไหลคอมมิวเตท

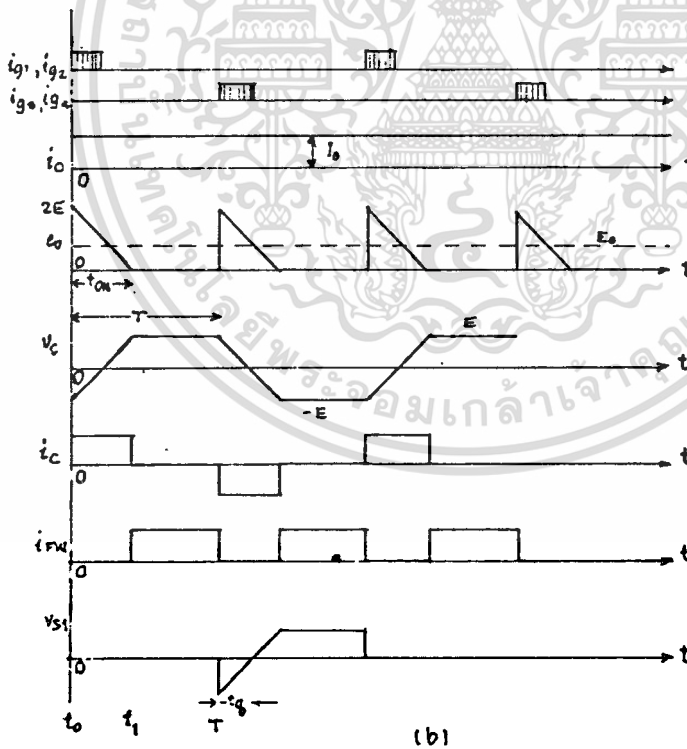
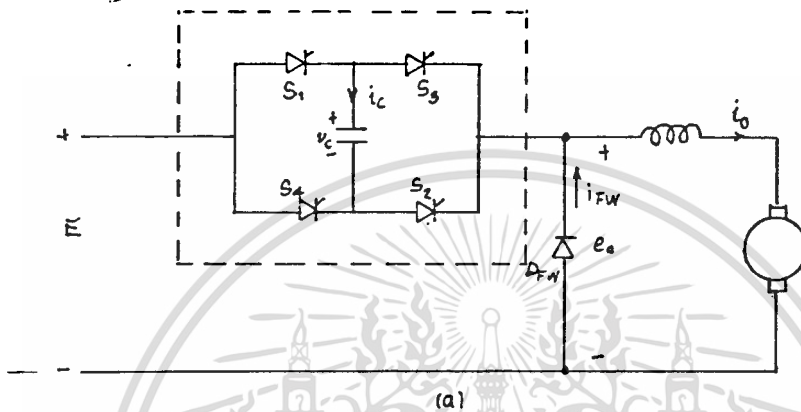
รูป 2.13 a แสดงวงจรซอปเปอร์แบบไหลคอมมิวเตทวงจรแบบนี้ใช้ไทรสเตอร์ถึง 4 ตัว โดยทำหน้าที่เป็นเมนไทรสเตอร์ สองตัวและคอมมิวเตทซันสองตัว คู่ไทรสเตอร์ S_1, S_2 และ S_3, S_4 จะสลับกันนำกระแสไหล

รูปร่างสัญญาณแสดงไว้ในรูป 2.13 b และลำดับการทำงานของวงจรเป็นดังนี้คือ ที่เวลา $t=t_o$ ไทรสเตอร์ S_1 และ S_2 ได้รับสัญญาณเทริก ซึ่งก่อนหน้านั้นแคปปาซีเตอร์โวลท์เตจมีค่าเป็นลบคือ $v_{\underline{e}} = -E$ เนื่องมาจากสภาวะการนำกระแสของ S_3 และ S_4 เพราะฉะนั้นโวลท์เตจ e_o จะมีค่าเท่ากับ $E - v_{\underline{e}}$ จนถึง $2E$ ขณะนี้กระแสไหลไหลผ่าน E, S_1, C, S_2 และไหลดกระแสไหลที่ไหลผ่าน C จะชาร์จ C ด้วย และที่เวลา t_e แคปปาซีเตอร์โวลท์เตจมีค่าเท่ากับ $+E$ ฟรี-เวลิ่งไดโอด D_{fw} แปรสภาพเป็นฟอร์เวอร์ด์ไบแอสและกระแสไหลจะไหลผ่าน S_1 และ S_2 ไปยัง D_{fw}

ตั้งแต่หลังจากเวลา t_e ฟรี-เวลิ่งไดโอด D_{fw} จะนำกระแสไหล ที่เวลา $t=T$ คู่ไทรสเตอร์ S_3, S_4 ได้รับสัญญาณเทริก ดังนั้นแคปปาซีเตอร์จะคร่อม S_1 และ S_2 ทำให้ S_1, S_2 อยู่ในสภาวะรีเวอร์ส-ไบแอสและเทอร์น-ออฟไปและไซเคิลการทำงานของวงจรจะเริ่มต้นใหม่อีกครั้งหนึ่ง

เอาท์พุทโวลท์เตจของวงจรซอปเปอร์นี้สามารถปรับค่าได้โดยการเปลี่ยนความถี่ ดังนั้นซอปเปอร์แบบนี้จึงเป็นรี-เควนเชื่อมอดดูเลชันซอปเปอร์ ถ้าให้กระแสไหลมีค่าคงที่เท่ากับ I_o แล้ว ออน-ไทม์ของซอปเปอร์จะเป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับคณาจารย์ที่ปรึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ใด ๆ การค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.13 ขอปเปอร์แบบ โหลด คอมมิวเตชัน

a) วงจร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สํานักงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอาที่พหุคูณที่เตจจะมีค่า

$$\begin{aligned} E_o &= E \cdot t_{on} / T \\ &= E \cdot t_{on} \cdot f \\ &= 2E^2 \cdot C \cdot f / I_o \end{aligned} \quad \dots (2.7)$$

โดย f = ความถี่ของวงจรซอปปเปอร์

วงจรซอปปเปอร์นี้มีข้อเสียเล็กน้อยหลายประการ คือ โวลต์เตจสูงสุดมีค่าเป็นสองเท่าของชั้นหลายโวลต์เตจ สำหรับเมื่อเราใช้เพาเวอร์ที่มีค่าสูงประสิทธิภาพของวงจรอาจลดลง เพราะว่าการสูญเสียทางด้านสวิทช์ซึ่งมีค่าสูงขึ้นที่ความถี่สูงขึ้น และการสูญเสียในคู่ทรานซิสเตอร์ที่ต่ออนุกรมกับโหลด ฟรี-เวสลิง ไดโอดต้องเป็น ไดโอดชนิดฟอสท์-รีคัพเพอร์รี่ เพราะว่าค่า $2E$ ตกคร่อมที่ฟรี-เวสลิง ไดโอดในเวลาสั้น ๆ

อย่างไรก็ตามวงจรนี้ก็มีข้อดีอยู่หลายประการคือสามารถคอมมิวเตจได้ทีขนาดกระแสโต ๆ และไม่ต้องใช้คอมมิวเตจตั้งอินดักเตอร์ซึ่งมีราคาแพง นอกจากนี้สามารถทำงานได้ที่ความถี่สูง ๆ ในระดับกิโลไซเคิล

2.6 มัลติเฟส-ซอปปเปอร์

ถ้าหากใช้วงจรซอปปเปอร์ตั้งแต่สองวงจรขึ้นไปนำมาต่อขนานกัน และทำการเลื่อนเฟสซึ่งกันและกันแล้วขนาดของรีปเปิลลดลงแต่ความถี่รีปเปิลจะเพิ่มขึ้น ซึ่งจะมีผลทำให้กระแสอาร์โมนิคจากแหล่งจ่ายไฟมีผลต่อวงจรน้อยลง

วงจรดังกล่าวข้างต้นแสดงไว้ดังรูปที่ 2.14 a ซึ่งไม่มีวงจรฟิลเตอร์กรองกระแสจากแหล่งจ่ายไฟรูป 2.14 b แสดงให้เห็นถึงการอินเฟสและเลื่อนเฟสที่ค่าตัวตีไซเคิลเท่ากับ 40 เปอร์เซ็นต์ ความถี่ของกระแสรีปเปิลจากแหล่งจ่ายไฟมีค่าเป็นสองเท่าและขนาดของกระแสรีปเปิลมีค่าเป็นครึ่งหนึ่ง เมื่อทำการเลื่อนเฟสโดยเทียบกับการอินเฟส กรณีอินเฟสจะเหมือนกับกรณีวงจรซอปปเปอร์เดี่ยวนั่นเอง

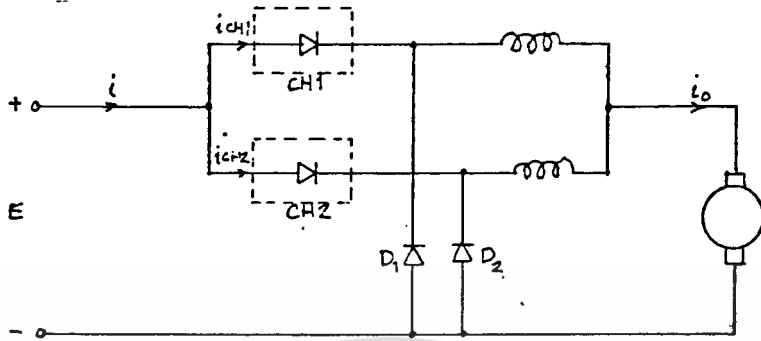
สำหรับตัวตีไซเคิลที่ค่าเท่ากับ 50 เปอร์เซ็นต์ ในระบบมัลติเฟสซอปปเปอร์แบบเลื่อนเฟสนั้น กระแสจากแหล่งจ่ายไฟจะไหลอย่างต่อเนื่องและจะไม่เกิดรีปเปิล กระแสจากแหล่งจ่ายไฟมีค่าเพียงครึ่งหนึ่งของกระแสที่ไหลผ่านมอเตอร์ ถ้าหาค่าตัวตีไซเคิลมีค่าเพิ่มขึ้นแล้ว กระแสจากแหล่งจ่ายไฟยังคงไหลอย่างต่อเนื่องและมีค่าเพียงครึ่งหนึ่งของกระแสที่ไหลผ่านมอเตอร์ โดยสัญญาณของกระแสจะขึ้นอยู่กับสัญญาณของกระแส i_{CH1} , i_{CH2} ดังแสดงในรูป ซึ่งมีความถี่ตัวตีไซเคิล ที่ 60 เปอร์เซ็นต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารวงจรที่มีข้อดีเมื่อใช้กับอุปกรณ์ที่มีขนาดใหญ่ โดยเฉพาะถ้าเป็นวงจรที่ต้องการกระแสการค้ำ
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

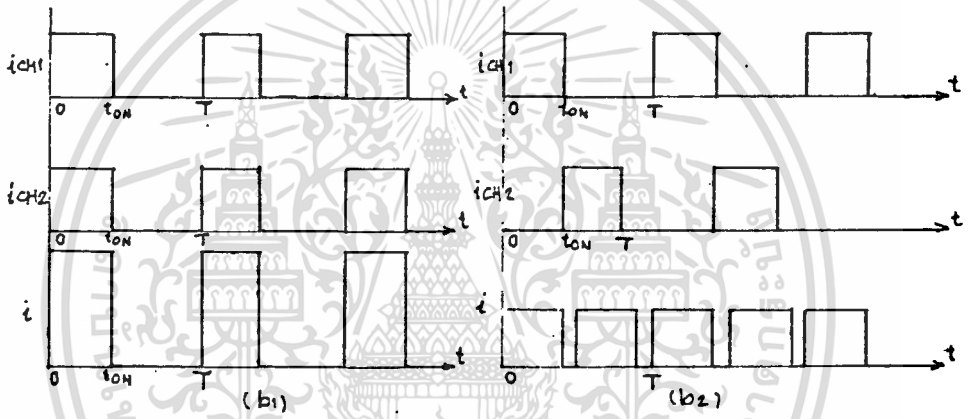
แอสโพลสูง ๆ ถ้าหากใช้วงจรชอปเปอร์เดี่ยว เราต้องคำนึงถึงคุณสมบัติการแมทซึ่งทั้งแบบสถิตย์ และแบบไดนามิกของอุปกรณ์ที่นำมาต่อขนานกัน กรณีของมัลติเฟสชอปเปอร์สามารถแยกชิ้นตัดเตอร์ออกจากกันโดยต่อขนานกัน ซึ่งมีผลทำให้ประสิทธิภาพของวงจรสูงขึ้น ข้อเสียของวงจรนี้ คือ จำเป็นต้องเพิ่มมอเตอร์คอนเน็คชั่นเพิ่มเอ็กซ์เทอร์นัลอินดักเตอร์เพิ่มคอมมิวเตตติ้ง คอมโพเน้นท์ และเพิ่มความซับซ้อนในส่วนควบคุมวงจรลจิก



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

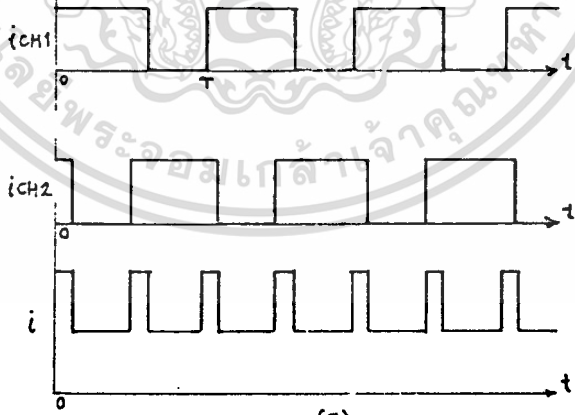


(a)



(b1)

(b2)



(c)

รูปที่ 2.14 มัลติเฟสชอปเปอร์

a) วงจรพื้นฐาน

b) รูปร่างสัญญาณ

1) กรณี รั้งเฟส $\alpha = 40\%$

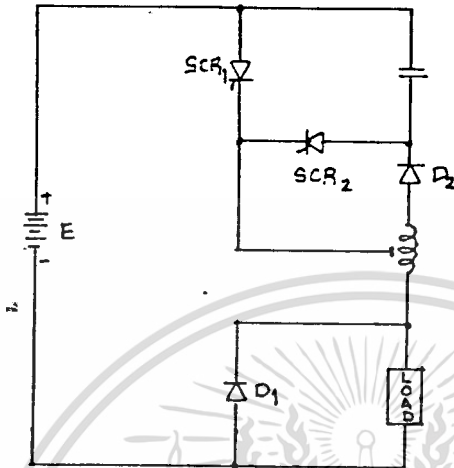
2) กรณี เลื่อนเฟส $\alpha = 40\%$

c) กรณี เลื่อนเฟสที่

$\alpha = 60\%$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์งานแปลจากเอกสารของสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ไม่อนุญาตให้拿去ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.7 วงจรโวลต์ฮอปเปอร์



รูป 2.15 แสดงวงจรโวลต์ฮอปเปอร์

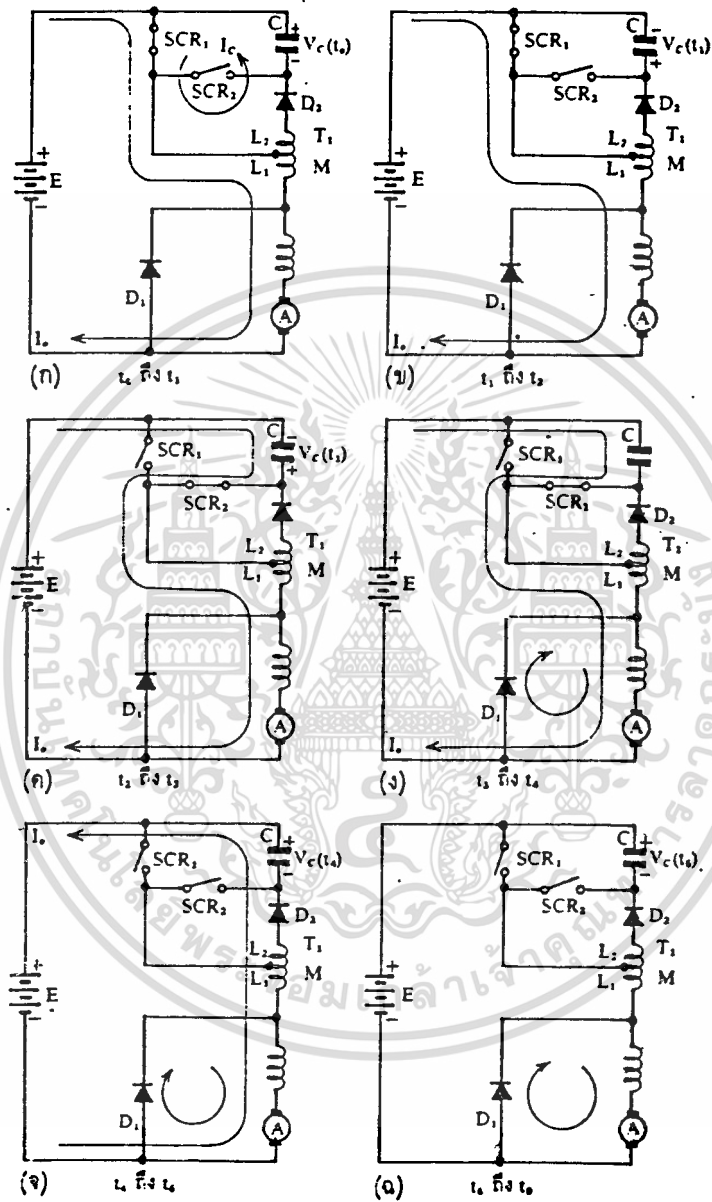
รูป 2.15 สามารถนำมาเขียนใหม่เป็นรูป 2.16 เพื่อแสดงให้เห็นถึงขั้นตอนการทำงานของวงจรซึ่งมี 6 ขั้นตอน

จากรูป 2.16 (a) ที่เวลา t_0 S_1 ได้รับสัญญาณเทริก ดังนั้นเพลทกลางของคาปาซิเตอร์ C เริ่มตันชาร์จและมีประจุเป็นบวก สังเกตว่าในรูป 2.16 (a) ค่าของโวลต์เตจเริ่มต้นของ C ($V_{c,c}$) มีค่าไม่แน่นอน และอาจมีค่าไม่เพียงพอสำหรับการสตาร์ทที่เริ่มการทำงาน ค่าโวลต์เตจสูงสุด ซึ่ง C ชาร์จขึ้นที่เวลา t_1 $V_{c,c}$ จะหาค่าขึ้นอยู่กับ $V_{c,c}$

ที่เวลา t_1 ที่เพลทกลางของ C เกิดการรีโชนแชนซ์กับ L_2 ทำให้เกิดคิกคาบวกสูงสุด สังเกตว่าคิกคาบวกสูงสุดนั้นมีค่าน้อยกว่าคิกคาบวกสูงสุดที่เวลา t_0 เสมอ แต่เราจะประมาณว่าคิกคาบวกทั้งสองมีค่าเท่ากัน การที่ S_1 turn on ทำให้โวลต์เตจของแคปไซเตอร์กลับหัว และคิกคาบวกสูงสุดของ C เกิดจากการชาร์จของไดโอด D_1 ขณะนั้นพลังงานใน C สามารถทำให้ S_1 เกิดการคอมมิวเตท ในระหว่างนั้น S_1 จะปล่อยพลังงานไปยังโหลดโดยผ่าน L_1 ดังแสดงในรูปที่ 2.16 (b) สังเกตว่าเราใช้ Auto transformer เพื่อให้เกิดความแน่นอน ว่ากระแสจากแหล่งจ่ายไฟตรงไหลไปยังโหลด โวลต์เตจที่เหนี่ยวนำขึ้นใน L_2 จะมี Polarity ที่ถูกต้องสำหรับการชาร์จ C ดังนั้น Auto transformer มีไว้เพื่อการ

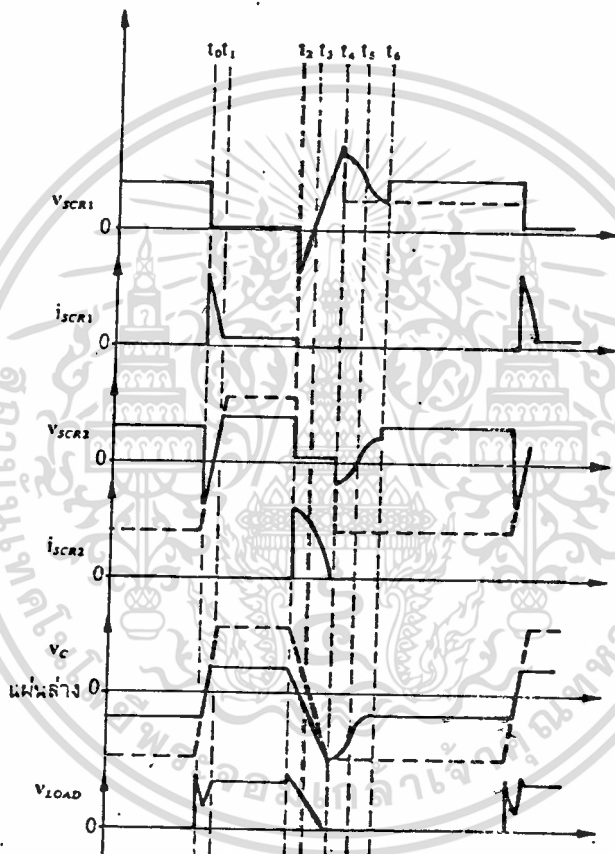
เอกสารที่ทำงานของวงจรเกิดความแน่นอน ใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.16 Jones Chopper Working Circuit

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



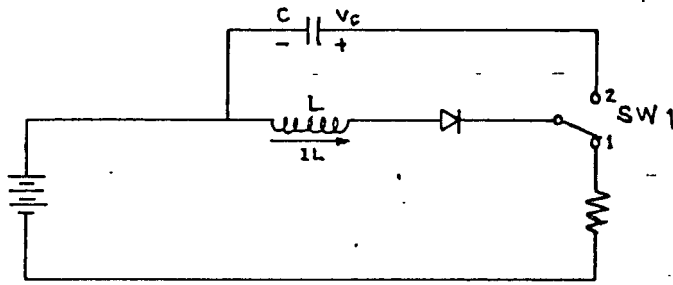
ข้อสังเกต : เส้นเค็มแสดงรูปคลื่นของการทำงานสำหรับกรณี D_2 ให้อยู่ในวงจรของรูปที่ ๑.๓.๑
เส้นประ แสดงรูปคลื่นของการทำงานเมื่อใช้ SCR, เข้าทำงานแทน D_2 ในวงจรเดียวกัน

รูป 2.17 WAVEFORM กระแสและโวลต์เตจของวงจร โจนส์ ซอปเปอร์

โหมดการทำงาน ที่เริ่มต้น ณ เวลา t	สภาวะการนำกระแส 1 = นำกระแส 2 = ไม่นำกระแส							โวลต์ที่เตจตกคร่อม	
ช่วงการ 'on'	S_1	S_2	D_1	D_2	L_1	L_2	M	N	C
ที่ t_0	1	0	1	0	1	1	1	E_b	E_b
ที่ t_1	1	0	0	0	1	0	1	E_b	$-e_-(t_1)$
ช่วงการคอมมิวเตท									
ที่ t_2	0	1	0	0	1	0	1	$E_b + e_-(t_1)$	$-e_-(t_2)$
ที่ t_3	0	1	0	0	1	0	1	$E(t_3)$	0
ที่ t_4	0	0	0	1	0	0	1	0	$+E_{max}$
ช่วงการ 'off'									
ที่ t_5	0	0	0	1	0	0	1	0	E_b

ตาราง 2.2 โหมดการทำงานต่าง ๆ ของวงจร โจนส์ ซอปเปอร์

ที่เวลา t_2 S_2 ได้รับสัญญาณทรigger และคิกคตาของ C จะคร่อมตัว S_1 หลังจากทีกระแส reverse recovery S_1 หยุดไหลแล้ว S_1 ก็จะเข้าสู่สภาวะ reverse blocking state และ S_1 จะหยุดนำกระแสกระแสไหลจะไหลไปยัง S_2, L_1 และไหลลดกระแสดีสชาร์จมีค่าเพิ่มขึ้น จนกระทั่งถึงเวลา t_3 ซึ่งโวลท์คร่อมคาปาซิเตอร์มีค่าเป็นศูนย์และเพลาช่วงของ C จะเริ่มสวิงกลับขึ้นเป็นลบ ดังรูป 2.16 d S_1 จะได้รับ forward blocking voltage และกระแสของ S_2 จะเริ่มลดลงเพื่อให้เกิดความแน่นอนว่ากระแสอินดัคทีฟไหลต่อไปอย่างต่อเนื่อง ดังนั้น D_2 เริ่มนำกระแสที่เวลา t_3 เวลาระหว่าง t_2 และ t_3 เป็นเวลาที่ S_1 ของวงจรเกิดการ turn off เพลาช่วงของ C ยังคงสวิงมีค่าเป็นลบจนกระทั่งมีค่าลบสูงสุดที่เวลา t_4 เมื่อกระแสของ S_2 พยายามกลับทิศดังนั้น S_2 จะเกิดการคอมมิวเตท ค่าคิกคตาลบสูงสุดของ C เป็นฟังก์ชันกับกระแสไหลลดและค่าอินดัคแตนซ์ L_2 แต่ไม่ขึ้นกับค่า turn ratio m การทำงานในช่วงเวลา t_3-t_4 สามารถแสดงให้เห็นชัดเจนโดยวงจรในรูป 2.18



รูป 2.18 Capacitor voltage Boosting

ก่อนที่จะเปลี่ยนสวิตช์ sw_1 นั้น กระแส I_L จะไหลในตัวอินดักเตอร์ L ดังนั้นพลังงานจะสะสมในตัว L มีค่า $1/2 (L \cdot I_L^2)$ หลังจากทีกลับสวิตช์ SW_1 จากตำแหน่ง 1 ไปยังที่ตำแหน่ง 2 พลังงานซึ่งสะสมอยู่ใน L จะถ่ายไปยังคาปาซิเตอร์ C ดังนี้

$$L \cdot I_L^2 / 2 = C \cdot V_c^2 / 2$$

$$L / C = V_c^2 / I_L^2$$

$$V_c = I_L \cdot \sqrt{L / C} \quad \dots 2.8$$

กระแส I_L นี้ คือ กระแสไหลที่ไหลใน I_1 ดังแสดงในรูป 2.16(c) ก่อนที่จะถึงเวลา t_3 โดยทั่ว ๆ ไป เพราะว่า $V_{c,c}$ มีค่ามากกว่า E_u ฉะนั้น D_1 ได้รับ forward bias อีกครั้งหนึ่งและขณะนี้กระแสจะไหลดังแสดงในรูป 2.16 (e) ขณะนี้คัทตาของ C เกิดการรีโชนซ์ และดิสชาร์จมีค่าลดลงจนมีค่าน้อยกว่า E_u และเกิด forward blocking voltage ขึ้นที่ S_1 และ S_2 จะได้รับ reverse blocking voltage คัทตาที่ครอบ L_2 และ S_2 มีค่าเป็นศูนย์เมื่อกระแสรีโชนซ์เพิ่มขึ้นจนมีค่าสูงสุดที่เวลา t_5 จะเห็นว่า S_2 จะเกิดการ turn off ที่ช่วงเวลา t_4 ถึง t_5 คาปาซิเตอร์ C ยังคงเกิดการรีโชนซ์ และเกิดการดิสชาร์จอย่างต่อเนื่องและหยุดที่เวลา t_6 เมื่อกระแสหยุดไหลใน L_2

เพื่อให้การทำงานของวงจรดีขึ้นจะใช้ S_3 แทนที่ D_1 และรูปร่างสัญญาณต่าง ๆ เปลี่ยนไป โดยแสดงด้วยเส้นไขว่ปลา ดังในรูป 2.17 ซึ่งจะเกิดข้อดี 2 ประการคือ

-ประการแรก ทำให้คัทตาของ C ที่เวลา $t_4 - t_6$ มีค่าคงที่ไม่ลดลง โดยมีค่าเท่ากับ $V_{c,c}$, ดังนั้น ทำให้มีพลังงานสะสมมากเพียงพอที่ทำให้ S_1 และ S_2 เกิดการ turn off เสมอ

-ประการที่สอง ทำให้การเริ่มต้นสตาร์ททวงจรวัดทันที โดยไม่ต้องใช้สวิตช์เพิ่ม

เพื่อให้ s_2 นำกระแสก่อน s_1 ส่วนในตารางที่ 2.2 แสดงให้เห็นถึงโหมดการทำงานต่างๆ ของวงจรโวลต์ฮอปเปอร์

2.8 การออกแบบวงจรโวลต์ฮอปเปอร์ สำหรับการควบคุมมอเตอร์กระแสตรง

2.8.1 การวิเคราะห์ทางคณิตศาสตร์

การวิเคราะห์วงจรเพื่อหาความสัมพันธ์ต่าง ๆ ของวงจรโวลต์ฮอปเปอร์นี้จะกระทำภายใต้สมมติฐาน ต่อไปนี้คือ

1. ไทริสเตอร์ทำงานเป็นสวิตช์ที่สมบูรณ์ กล่าวคือ เมื่ออยู่ในสภาวะ "OFF" จะไม่มีกระแสไหลผ่านตัวมัน (ไม่คิดกระแสรั่วไหล) และเมื่ออยู่ในสภาวะ "ON" จะมีความต้านทานน้อยมากจนเกิดโวลต์เตจตกคร่อมตัวมันเป็น 0 โวลต์
2. โหลดมีค่าเป็นอินдукทีฟมากพอที่จะทำให้กระแสไหลคงที่ ตลอดระยะเวลาช่วงการคอมมิวเตท
3. เมื่อการคอมมิวเตทสิ้นสุดลงคอมมิวเตทคาปาซิเตอร์จะถูกชาร์จให้มีศักดาเท่ากับโวลต์เตจของแหล่งจ่ายไฟ
4. ไม่คิดค่าความต้านทานในวงจรคอมมิวเตท (คือข้อสมมติฐานในกรณีของตัวอินดัคแตนซ์ที่มีหน้าตัดของคอยล์ที่ใหญ่และมีแกนเหล็กที่เหมาะสม)

การออกแบบจะคิดที่กรณีเลวร้ายที่สุด คือ ตอนที่มอเตอร์หยุดนิ่งจากนั้นทริก s_1 ที่เวลา $t=t_0$ มอเตอร์จะมีดีซีโวลต์เตจ E การทำงานของวงจรจะแบ่งการวิเคราะห์ออกเป็นโหมดต่าง ๆ ดังนี้

โหมดที่ 1 กระแสผ่านมอเตอร์ $i_m(t)$ และกระแสที่ชาร์จผ่านคาปาซิเตอร์ $i_c(t)$ จะสามารถแสดงเป็นความสัมพันธ์ดังนี้

$$i_m(t) = \frac{E}{R} \left[\frac{1+\eta}{\beta} + \frac{1}{\alpha} \right] \exp(-\alpha t) \sin(\beta t + \phi) + \frac{1}{\eta\beta} \exp(-\alpha t) \sin(\beta t - \phi) \quad \dots (2.9)$$

$$i_c(t) = \frac{E}{R} \left[\frac{\left\{ \frac{E - \alpha^2 + \beta^2}{E^2 \beta} \right\}^{1/2} \exp(-\alpha t) \sin(\beta t + \phi) + \frac{1}{\eta\beta} \exp(-\alpha t) \sin(\beta t + \phi_1)}{\eta\beta} \right] \quad \dots (2.10)$$

โดย

$$\alpha = L_1 / 2C.R.L_2$$

$$\beta = \sqrt{\eta^2 + \alpha^2}$$

$$\eta = 1 / L_2 C$$

$$\phi = R / L_1$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$a = \sqrt{L_2/L_1}$$

$$\phi = \tan^{-1}$$

$$\phi_1 = \tan^{-1}$$

โหมดที่ 2 กระแสคาปาซิเตอร์ลดลงที่เวลา $t=t_1$ เมื่อคาปาซิเตอร์โวลต์เตจถูกชาร์จถึงค่าสูงสุด ในช่วงเวลานั้น ๆ ระหว่าง t_0 และ t_1 ซึ่ง $t_1-t_0 \ll 1/\omega$ จะได้ว่า

$$i_{m2}(t) = \frac{E}{R} + \frac{E}{Ra} \cos \eta t \quad \dots(2.11)$$

$$i_{c2}(t) = E\sqrt{C/L_2} \sin \eta t + (E/Ra)\cos \eta t \quad \dots(2.12)$$

คาปาซิเตอร์โวลต์เตจ $e_{c2}(t)$ จะเป็น

$$e_{c2}(t) = \frac{E \sin \eta t - E \cos \eta t}{a\eta RC} \quad \dots(2.13)$$

และพีคโวลต์เตจของคาปาซิเตอร์ (peak Capacitor voltage) คือ

$$e_{c2}(t) = e_{c1}(t_1) = E\sqrt{Q^2 + 1} \quad \dots(2.14)$$

โดย

$$Q = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L_1}{C}} \quad \dots(2.14a)$$

โหมด 3 Auxiliary thyristor S_2 จะถูกทริกที่เวลา $t = t_2$ เพื่อ turn-off S_1 วงจรจะเข้าสู่การทำงานในโหมด 3 เป็นการเริ่มต้นการคอมมิวเตทกระแสผ่านมอเตอร์ $i_{m3}(t)$ ในช่วงการทำงานของโหมดนี้จะเป็น

$$i_{m3}(t) = \frac{E + e_c(t_1) \exp(-\alpha_1 t) \sin \omega t + I_m \frac{\omega_0}{\omega} \exp(-\alpha_1 t) \sin(\omega t + \phi_2)}{L_1 \omega} \quad \dots(2.15)$$

โดย

$$\omega_0 = 1/ L_1 C$$

$$\alpha_1 = R/ 2L_1$$

$$\omega_0^2 - \omega_1^2 = \omega^2$$

$$\phi_2 = \tan^{-1} \omega / \alpha_1$$

I_m คือกระแสมอเตอร์ก่อนที่ S_2 จะถูกทริก ให้นำกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารจากสมมติฐานที่คิดว่า ไม่มีการสูญเสียในวงจรคอมมิวเตท แสดงว่า $\phi_2 = 90$ ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และ $\omega_0 \gg \alpha$ ซึ่งเราจะได้ว่า

$$i_{m3}(t) = \left[\frac{E + e_c(t)}{L_j \omega} \sin \omega t + I_m \frac{\omega_0}{\omega} \cos \omega t \right] \exp(-\alpha t) \quad \dots(2.16)$$

พิจารณาการทำงานในโหมด 3 จะเห็นว่าคาปาซิเตอร์และมอเตอร์จะต่ออนุกรมกันอยู่ ดังนั้นสมการ (2.16) จะแสดงถึงกระแสคาปาซิเตอร์ด้วย

ช่วงเวลาการคอมมิวเตท t_c ถูกนิยามว่าค่าช่วงเวลาระหว่าง คาปาซิเตอร์ถูกชาร์จจนถึงค่าต่ำสุดและถูกชาร์จอีกครั้งจนมีศักดาเป็น E เพื่อที่จะให้โวลท์เตจคร่อมตัวไทรสเตอร์ จึงจำเป็นจะต้องให้ค่า Q มีค่าน้อย ๆ ดังนั้นในการออกแบบในกรณีที่เลวร้ายที่สุดจะคิดเมื่อ $e_c(t_1) \approx E$ และ $I_m = E/R$ (ค่าสูงสุดของกระแสมอเตอร์)

โดยการดิฟเฟอเรนเชียลสมการ (2.16) เทียบกับเวลา จากนั้นแก้สมการหาค่า t_c โดยให้ $t_c = t_c$ ก็จะสามารถหาเวลาในการคอมมิวเตท t_c ได้ นั่นคือ

$$\left[-\omega_0 I_m - \frac{d}{dt} \left(\frac{E + e_c(t_1)}{L_j \omega} \right) \right] \sin \omega t_c + \left[\frac{E + e_c(t_1)}{L_j} - \frac{d}{dt} \left(I_m \frac{\omega_0}{\omega} \right) \right] \cos \omega t_c = 0 \quad \dots(2.17)$$

จาก (2.17) เราจะได้ว่า

$$\tan \omega t_c = 3Q / 2(Q^2 + 1) \quad \dots(2.18)$$

ให้กระแสสูงสุดที่ผ่านวงจรคอมมิวเตทเป็น I_c ซึ่งหาได้จากสมการ (2.16) สมมติว่า มีค่าน้อยเมื่อเทียบกับ t_c

$$I_c = \sqrt{\frac{4E^2}{L_j^2 \omega^2} + I_m^2 \frac{\omega_0^2}{\omega^2}} \approx I_m \sqrt{\frac{4 + Q^2}{Q^2}} \quad \dots(2.19)$$

$$\therefore \frac{I_c}{I_m} = \sqrt{\frac{4 + Q^2}{Q^2}} = f(Q) \quad \dots(2.20)$$

Circuit turn-off time t_{c0} หรือช่วงเวลาที่โวลท์เตจคร่อมไทรสเตอร์เป็นลบสามารถหาได้จากการอินทิเกรตสมการของกระแสคาปาซิเตอร์ในช่วงการคอมมิวเตท จากนั้นหาค่า t_{c0} โดยให้ $e_c(t) = 0$ สมมติว่า $t_{c0} \ll 1/\alpha$ เราจะได้ว่า

$$e_c(t) = \frac{1}{C} \int_0^{t_{c0}} i_{m3}(t) dt + E = Q E \sin \omega_0 t_{c0} + [E + e_c(t_1)] \cos \omega_0 t_{c0} + E$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้... (2.21) ในการคำนวณค่าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้น

$$t_{co} = \sqrt{L_1 C} \left[\sin^{-1} \left\{ \frac{E + e_c(t_1)}{\sqrt{\{E + e_c(t_1)\}^2 + Q^2 E^2}} \right\} - \sin^{-1} \left\{ \frac{E}{\sqrt{\{E + e_c(t_1)\}^2 + Q^2 E^2}} \right\} \right] \dots (2.22)$$

แทนค่า

$$W t_{co} = \sin^{-1} \left[\frac{1 + \sqrt{1+Q^2}}{\sqrt{Q^2 + (1 + \sqrt{1+Q^2})^2}} \right] - \sin^{-1} \left[\frac{1}{\sqrt{Q^2 + (1 + \sqrt{1+Q^2})^2}} \right] = g(Q) \dots (2.23)$$

ที่ปลายของช่วงการคอมมิวเตต C จะไม่มีการชาร์จอีกต่อไป พลังงานสูงสุดในคอมมิวเตตอินดักเตอร์ L_1 คือ

$$W = \frac{1}{2} L_1 I_c^2 = \frac{1}{2} L_1 I_m^2 [f(Q)]^2 \dots (2.24)$$

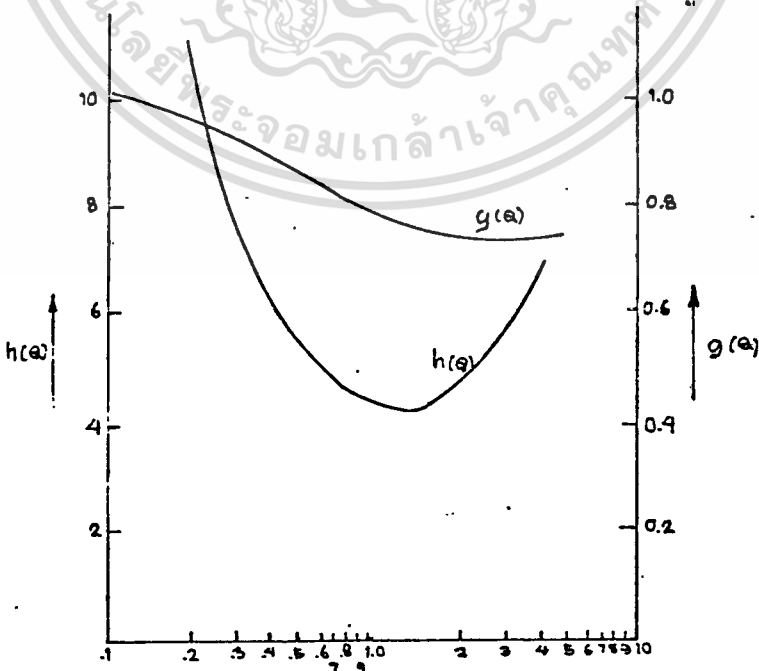
พลังงานที่คายออกจากไทรสเตอร์หลัก S_1 ในช่วงการคอมมิวเตต คือ

$$w = E I_m t_{co} \dots (2.25)$$

อัตราส่วนระหว่างพลังงานสะสม w และพลังงานที่คายออกไป w' สามารถจะเขียนเป็นฟังก์ชันของ Q โดย

$$\frac{W}{w'} = h(Q) = \frac{Q [f(Q)]^2}{2 g(Q)} \dots (2.26)$$

จากการแทนค่า Q ค่าต่าง ๆ เราสามารถจะพล็อตกราฟดังรูป



รูปที่ 2.19 แสดงความสัมพันธ์ของ $h(Q)$ และ $g(Q)$ ที่ Q ค่าต่าง ๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนักเรียนไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปจะเห็นว่าพลังงานสะสมมีค่าต่ำสุดที่ $Q = 1.2$ ซึ่งค่าของ $h(Q) = 4.34$ และ $g(Q) = 0.77$ ที่ค่า Q นี้ ค่าของ L_2 สามารถจะหาได้จากสมการ (5) โดยคิดในกรณีที่เวลา $t_r - t_o$ มีค่าเท่ากับ $1/2$ ดังนั้นจากสมการ (5) เราจะได้

$$\eta \cdot \frac{1}{2Q} = \tan^{-1} \frac{1}{Q} \quad \dots(2.27)$$

จากสมการ(2.14) และ(2.21) เราสามารถหา peak reverse และ peak forward voltage คร่อมไทริสเตอร์ S_1 และ S_2 ได้ดังนี้

$$(PRV)S_1 = (PFV)S_2 = E \sqrt{Q^2 + 1} \quad \dots(2.28)$$

$$(PFV)S_1 = (PRV)S_2 = E + \sqrt{[E + E\sqrt{Q^2 + 1}]^2 + Q^2 E^2} \quad \dots(2.29)$$

จากสมการ (2.23) และ (2.14a) จะได้ว่า

$$C = \frac{t_{off}}{R} \cdot \frac{I}{Q \cdot g(Q)} \quad \dots(2.30)$$

$$L_1 = \frac{(t_{off} \cdot R) \cdot Q}{g(Q)} \quad \dots(2.31)$$

$$L_2 = \frac{(t_{off} \cdot R) \cdot Q^3}{g(Q) [\tan^{-1} 1/Q]^2} \quad \dots(2.32)$$

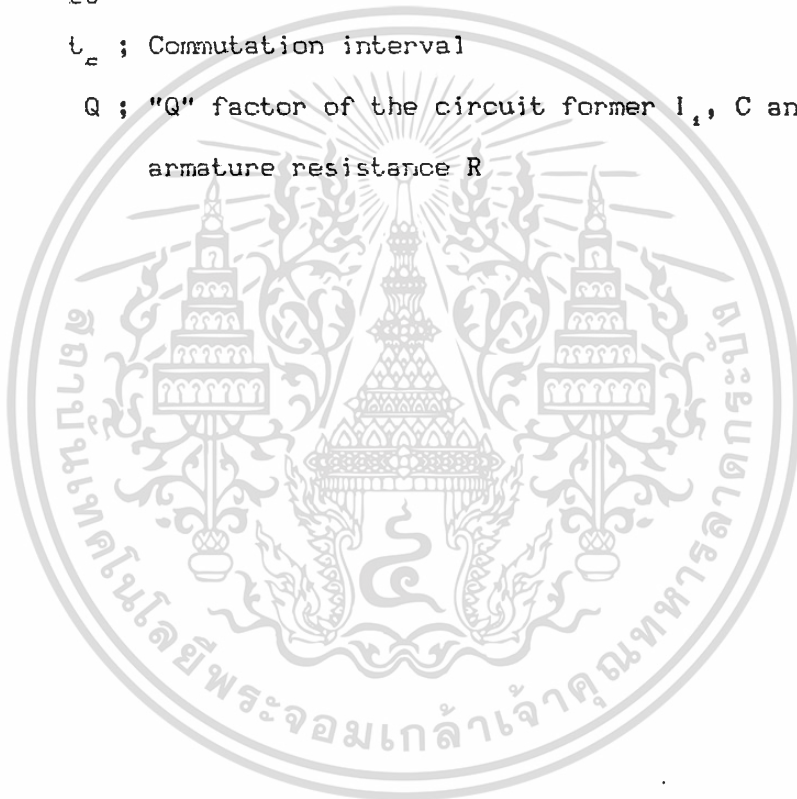
สำหรับการออกแบบในกรณีที่เลวร้ายที่สุด ในสมการ (2.30), (2.31), และ (2.32) คือความต้านทานอเมเจอร์เมื่อมอเตอร์หยุดนิ่ง โดยทั่วไปในการสตาร์ทมอเตอร์ไฟตรงจะมีตัว starter หรือ current limit control เพื่อจำกัดค่าของกระแสในช่วงตอนสตาร์ทมอเตอร์ หากมีการใช้อุปกรณ์ดังกล่าว ค่า R ที่ใช้ในสมการ (2.30), (2.31), และ (2.32) อาจแทนด้วยค่า E/I_m โดยค่า I_m คือกระแสสูงสุดที่ยินยอมให้ไหลผ่านอเมเจอร์ของมอเตอร์ และ t_{off} คือ turn-off time ของไทริสเตอร์

หมายเหตุ E ; DC supply voltage

R ; Stand-still armature resistance of motor including series field if any

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ L₁, L₂ ; Commutating inductances นั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- C ; Commutating capacitance
 i_m ; Motor armature current (time function)
 i_c ; Commutating capacitor current (time function)
 I_m ; Maximum motor armature current
 I_c ; Maximum commutating capacitor current
 e_c ; Time function of capacitor voltage
 t_{off} ; Turn-off time of thyristor
 t_{co} ; Circuit turn-off-time
 t_c ; Commutation interval
 Q ; "Q" factor of the circuit former L , C and motor armature resistance R



บทที่ 3

การออกแบบสร้างโจนส์ชอปเปอร์

จากบทที่แล้วจะเห็นว่าส่วนสำคัญของวงจรโจนส์ชอปเปอร์นั้นจะแบ่งเป็น สองส่วน คือ ส่วนของวงจรทริกเกอร์ ซึ่งเป็นด้านกำลังต่ำ และส่วนทางด้านวงจรเพาเวอร์อิเล็กทรอนิกส์ ซึ่งเป็นด้านกำลังสูง การออกแบบจะแบ่งพิจารณาเป็นสองส่วนดังนี้

1. วงจรทริกเกอร์
2. วงจรทางเพาเวอร์อิเล็กทรอนิกส์

3.1 การออกแบบวงจรทริกเกอร์

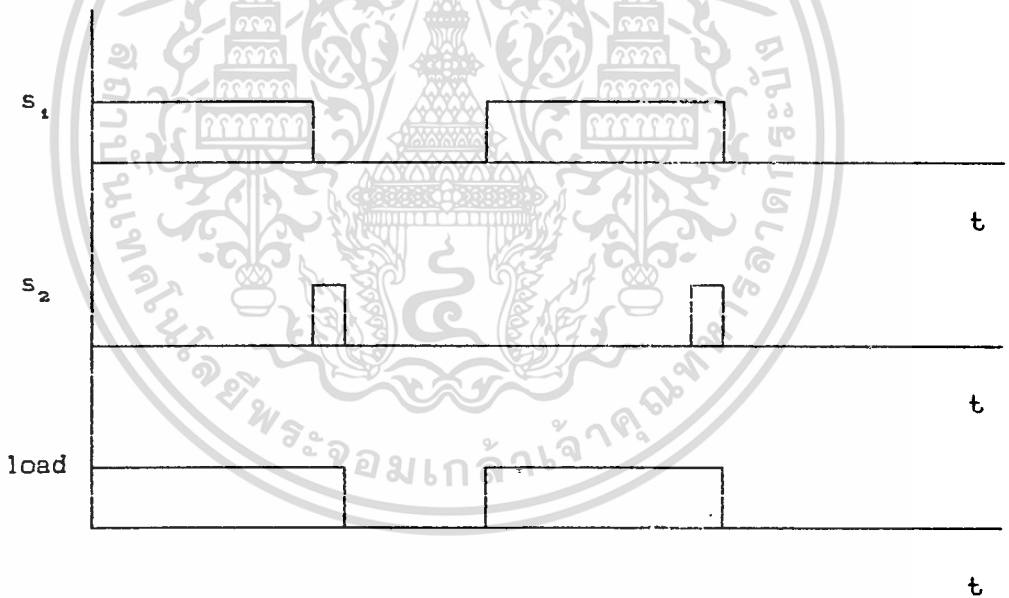
วงจรทริกเกอร์เป็นวงจรที่มีความสำคัญต่อการทำงานมาวงจรหนึ่ง วงจรนี้จะสร้างสัญญาณพัลส์ไปทริกษาเกตของไทรสเตอร์ ให้นำกระแสต่าง ๆ ตามลำดับการทำงานของวงจรมัน ๆ ซึ่งจะผิดพลาดไม่ได้ เพราะถ้าเกิดการผิดพลาดแล้ว การทำงานของวงจรหลักจะไม่ได้เอาที่พูดตามต้องการ ในบางกรณีจะทำให้การทำงานของวงจรหลักล้มเหลวโดยสิ้นเชิง ดังนั้นวงจรทริกเกอร์จะต้องเป็นวงจรที่มีการทำงานที่แน่นอนเชื่อถือได้สูง

สำหรับวงจรการทำงานของโจนส์ชอปเปอร์นี้ จากการวิเคราะห์การทำงานของวงจร บทที่ 2 จะเห็นว่า เราจะต้องป้อนสัญญาณทริกให้ขาเกตของ s_1 และ s_2 ที่ช่วงเริ่มต้นเวลา t_0 และ t_1 ตามลำดับ สำหรับวงจรทางเพาเวอร์อิเล็กทรอนิกส์ โดยทั่ว ๆ ไปจะป้อนสัญญาณทริกที่มีความกว้างของพัลส์ที่ยาวตลอดช่วงการทำงานในการนำกระแสของไทรสเตอร์ที่จะทริก เนื่องจากในกรณีนี้ที่โหลดเป็นชนิดอินดักทีฟแล้ว บางกรณีนั้นเมื่อไทรสเตอร์เริ่มนำกระแสแล้วจะมีบางช่วงที่กระแสไหลผ่านตัวมันเป็นศูนย์ หากเราใช้สัญญาณทริกที่มีความกว้างของพัลส์ไม่ถึงจุดนี้ ไทรสเตอร์อาจหยุดนำกระแสไปก่อน ทำให้มันนำกระแสไม่ครบจังหวะ (sequence) ที่ควรจะเป็น การใช้สัญญาณทริกให้มีความกว้างของพัลส์ตลอดช่วงการนำกระแสจึงมีความสำคัญ อย่างไรก็ตามสำหรับการทำงานของวงจรโจนส์ชอปเปอร์จะเห็นว่าเราใช้สัญญาณทริก s_1 ให้เริ่มตั้งแต่เวลา t_0 จนถึง t_2 ส่วนของสัญญาณทริก s_2 นั้นเราจะให้เริ่มที่เวลา t_2 แต่จะให้มีความกว้างของพัลส์จนถึงรอบของการทำงานใหม่ไม่ได้ เนื่องจาก s_2 จะนำกระแสในช่วง t_2 ถึง t_4 เท่านั้น ความกว้างของพัลส์ที่ใช้ทริก s_2 จึงควรมีตั้งแต่ t_2 จนถึง t_4 ที่เวลา t_4 ถึง t_5 นั้น s_2 จะถูก

เอกสารนี้เป็นรีเวอร์สไบอัสให้หยุดการนำกระแสและจะบลิคคอฟเวอร์โวลต์ไบอัสที่โวลต์ที่เตจเริ่มตั้งแต่ t_5 การคำนวณว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เป็นต้นไป ในช่วงตั้งแต่ t_1 ไปนี้หากยังมีสัญญาณทริก s_2 อยู่ s_2 จะนำกระแสอีกครั้งหนึ่ง ซึ่งผิดวัตถุประสงค์ สำหรับลำดับการทำงานของวงจรนี้

ดังแสดงในบทที่ 2 ซอปเปอร์จะเริ่มมีเอาต์พุตเมื่อทริก s_1 และจนเริ่มหยุดเมื่อเราทริก s_2 ดังนั้น T_{on} หรือช่วงเวลาการจ่ายเอาต์พุตไปให้โหลดของวงจรซอปเปอร์จึงเป็นค่าช่วงเวลาระหว่าง s_1 และ s_2 ส่วน T_{off} ก็คือช่วงเวลาตั้งแต่ทริก s_2 จนถึงการทริก s_1 อีกครั้งหนึ่ง นั่นคือความถี่ของ โวลต์เตจที่จ่ายให้กับโหลดจะเท่ากับความถี่ของสัญญาณทริกนั่นเอง ช่วง T_{on} และ T_{off} ของเอาต์พุตวงจรซอปเปอร์นั้นจึงสามารถควบคุมจากสัญญาณทริก s_1 และ s_2 นั่นเอง สำหรับในที่นี้จะใช้การควบคุมสัญญาณเอาต์พุตของวงจรซอปเปอร์เป็นแบบ PWM (Pulse Width Modulation) คือจะคงที่ความถี่ของสัญญาณทริก s_1 และ s_2 ที่ 130 เฮอ์ซ ทำการแปรเปลี่ยนความกว้างของ T_{on} ของสัญญาณเอาต์พุตโดยการปรับระยะห่างระหว่างสัญญาณ s_1 และ s_2



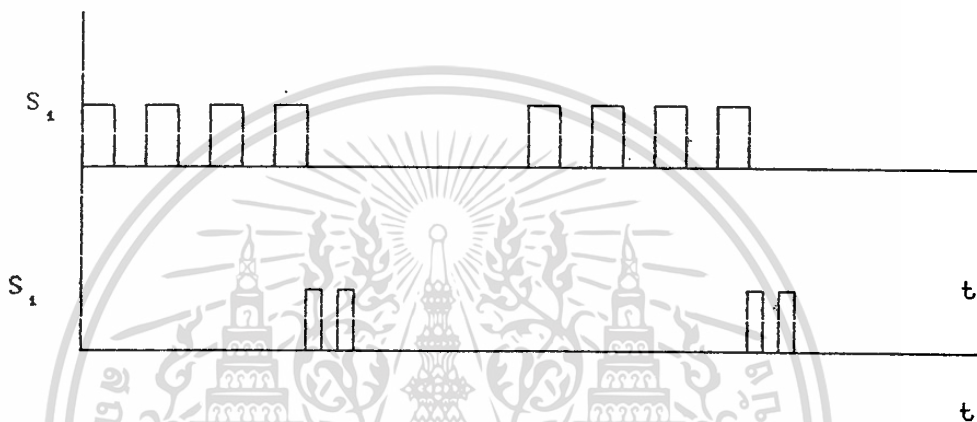
รูป 3.1 ลักษณะสัญญาณทริกของไทรสเตอร์ s_1 และ s_2

การนำสัญญาณทริกเกอร์ที่ได้จากวงจรทริกเกอร์ไปทริกไทรสเตอร์ โดยตรงนั้น อาจทำให้เกิดอันตรายต่อวงจรทริกเกอร์ได้ เพราะว่าวงจรหลักมีโวลต์เตจและกระแสสูง ดังนั้นจึงต้องมีการ Isolate ระหว่างวงจรหลักกับวงจรทริกเกอร์ โดยการนำสัญญาณทริกเกอร์ผ่านการทรานส์ฟอร์มเมอร์ก่อนที่จะป้อนเข้าสู่ขาเกตของไทรสเตอร์ ข้อดีของการใช้ Isolator อีกประการหนึ่งคือทำให้กราวด์ (ground) สัญญาณทริกเกอร์ของไทรสเตอร์

การลัดวงจรผ่านกราวด์ของสัญญาณทรานซิสเตอร์ที่มีกราวด์ร่วมกัน

ในการใช้สัญญาณทรานซิสเตอร์ที่มีความกว้างของพัลส์มาก ๆ ความถี่ต่ำ ๆ จะมีปัญหาการอิ่มตัวของทรานส์ฟอर्मเมอร์ ทำให้สามารถใช้ทรานส์ฟอर्मเมอร์ที่มีขนาดเล็กลงแล้วยังเป็นเป็นการลดความร้อนของรอยต่อเกต (gate junction) ของทรานซิสเตอร์อีกด้วย

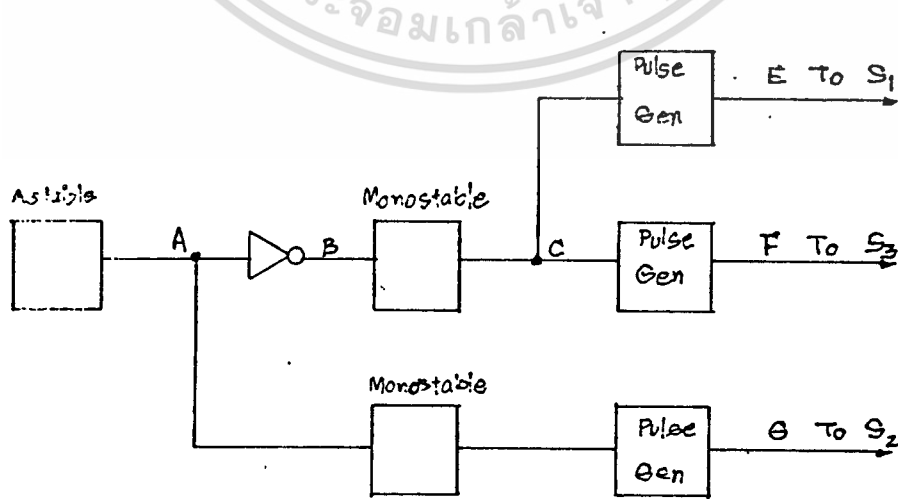
ความกว้างของพัลส์โดยทั่วไปควรมีค่ามากกว่า 5 ไมโครวินาที ขึ้นไป มิฉะนั้น ทรานซิสเตอร์จะไม่สามารถนำกระแสได้ เนื่องจากกระแสที่ไหลผ่านทรานซิสเตอร์ยังไม่ถึงค่า Latching Current



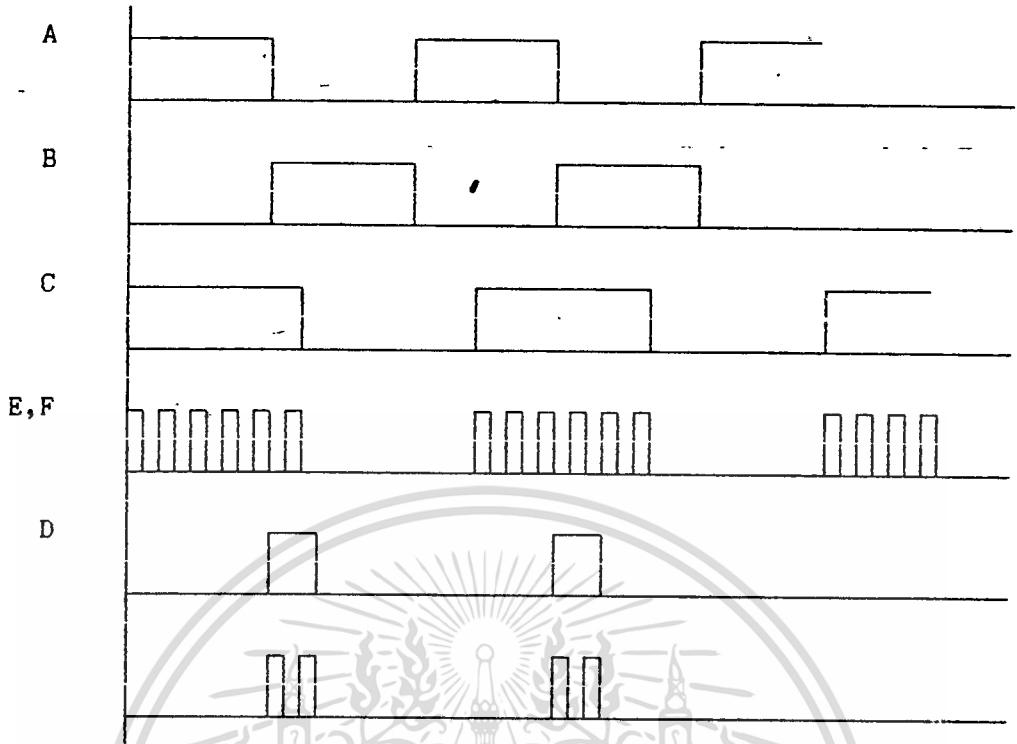
รูป 3.2 ลักษณะสัญญาณทรานซิสเตอร์หลังจากผ่านการกับสัญญาณความถี่สูง

3.1.1 ลักษณะของวงจรทรานซิสเตอร์และการทำงาน

จากเหตุผลต่าง ๆ ที่กล่าวมา ทำให้เราสามารถออกแบบวงจรทรานซิสเตอร์ให้เป็นไปตามความต้องการดัง Block diagram



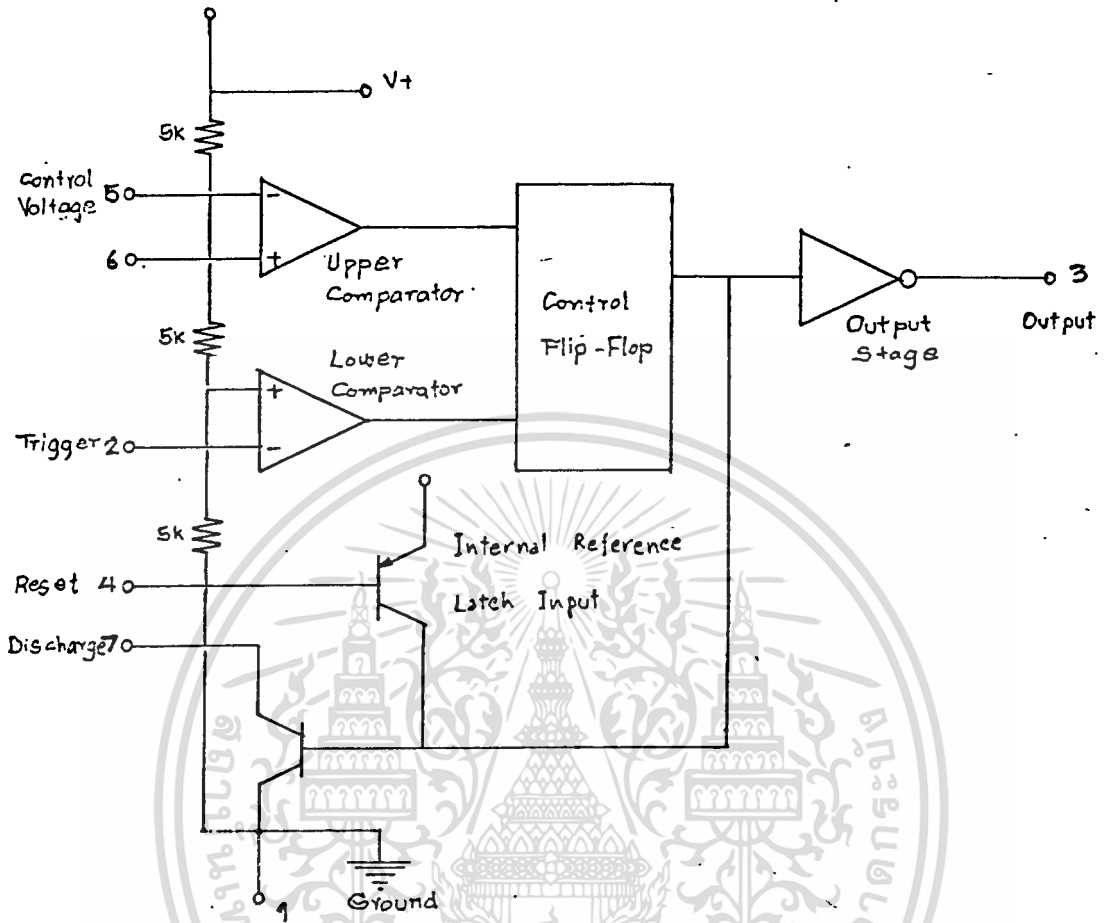
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่เผยแพร่โดยไม่แสวงหาผลกำไร เพื่อใช้ในการศึกษาและวิจัย การนำเอกสารนี้ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



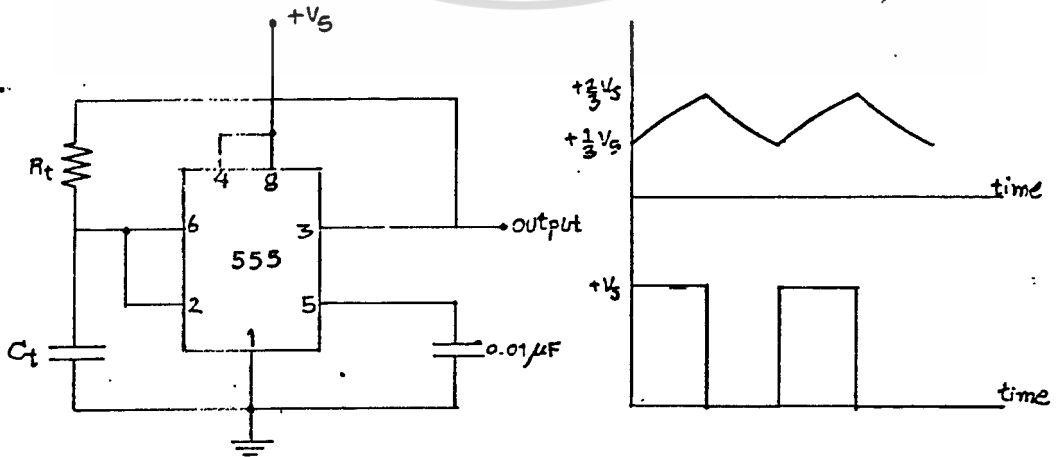
รูป 3.4 รูปร่างของสัญญาณ ณ จุดต่าง ๆ ของรูป 3.3

3.1.2 การคำนวณและสร้างวงจรถริกเกอร์

วงจรถริกเกอร์นี้เป็นวงจรแบบง่าย ๆ โดยใช้ไอซีโทมเมอร์ 555 ซึ่งนิยมใช้กันอย่างแพร่หลายมาทำหน้าที่เป็นวงจรอะสเตเบิล มัลติไวเบรเตอร์ และโมนอสเตเบิล มัลติไวเบรเตอร์ รูป 3.5 แสดงวงจรภายในของไอซี 555 อย่างง่าย ๆ



รูป 3.5 โครงสร้างภายในของ IC Timer 555
วงจร Astable



รูปที่ 3.6 วงจรอะอสเตเบิลที่มีอุปกรณ์แต่อย่างน้อยที่สุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นเพื่อใช้ในการเรียนการสอนเท่านั้น ไม่สามารถนำออกจำหน่ายหรือทำซ้ำโดยไม่ได้รับอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_{in} = (+5) - (+15) \quad V$$

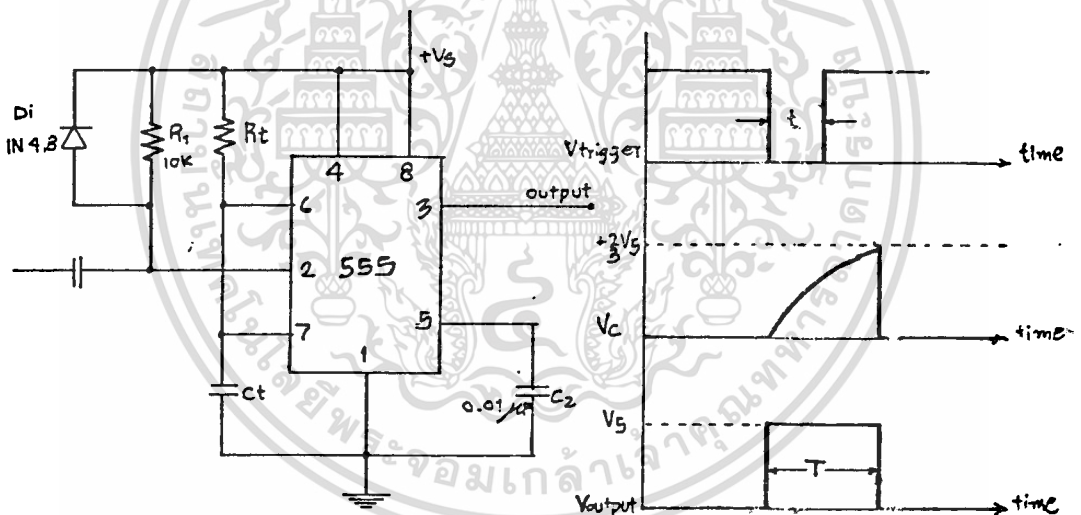
$$R_L = 10k - 14M$$

$$C_L = \text{over } 1000 \text{ pF}$$

การทำงานของวงจรมอนอสเตเบิลจะเกี่ยวข้องกับการทำงานภายในตัว ซึ่งจะไม่ว่าในบทความนี้ R_L และ C_L จะเป็นตัวกำหนดความถี่เอาต์พุตของวงจรมอนอสเตเบิล ซึ่งจะเห็นว่า แหล่งจ่ายโวลต์จะไม่มีผลต่อการทำงานของวงจรมอนอสเตเบิล ส่วน C_L นั้นจะทำหน้าที่กำจัด-Noise ที่ Steady stage C จะ Charge จาก $+V_s/3$ - $2V_s/3$ ผ่าน R_L ซึ่งเอาต์พุตจะเป็น 0 โวลต์ ความถี่เอาต์พุตคำนวณได้จาก

$$\text{frequency} = 0.7 / R_L C_T$$

วงจรมอนอสเตเบิล



รูปที่ 3.7 วงจรมอนอสเตเบิล

ข้อจำกัดของค่า $R_L C_L$ และ V_s จะเหมือนกับวงจรมอนอสเตเบิล การทำงานของวงจรมอนอสเตเบิล จำเป็นจะต้องมีสัญญาณทริก แบบ Tailing edge ซึ่งมีขนาดไม่น้อยกว่า $+2V_s/3$ มาทริก ที่เอาต์พุตของวงจรมอนอสเตเบิล ซึ่งจะให้เอาต์พุตมีขนาดประมาณ V_s นานเท่ากับเวลา t ซึ่งกำหนดโดย R_L และ C_L การทำงานดูได้จาก Timing diagram ดังรูป 3.7 $R_L C_L$ และ D_L ไม่จำเป็นต้องใช้เมื่อช่วงหน่วงเวลา $t >$ ช่วงกว้างของสัญญาณ t

เอกสารนี้ ถ้า $t > T$ แล้ว วิศวกรจะต้องเลือกค่า R_L และ C_L ที่เหมาะสม โดยกำหนดให้โวลต์เตจการคำนวณว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หลัง C_1 มีช่วง charge จากจุดที่ต่ำกว่า $+Vs/3$ ถึง $+Vs/3$ น้อยกว่า T ช่วงเวลา T สามารถคำนวณได้จาก

$$T = 1.1 R_c C_c$$

3.1.2.1 การออกแบบวงจรอะสเทเบิล

เราต้องการการทำงานของวงจรชอปเปอร์ที่ความถี่ $f = 130$ เฮอ์ซ ดังนั้น เราสามารถคำนวณหาค่าอุปกรณ์ $R C$ ของวงจรอะสเทเบิล ที่จะสร้างสัญญาณนาฬิกา มีความถี่ 130 เฮอ์ซ

จากสมการของวงจรอะสเทเบิล ดังรูป 4.6

$$f = 0.693 / R_c C_c$$

ใช้ $C_c = 0.01 \text{ F}$

$$R_c = 538.5 \text{ k}$$

3.1.2.2 การออกแบบวงจรโมโนสเทเบิล

ดิวตี้ไซเคิล (Duty Cycle) ของสัญญาณจากโมโนสเทเบิล จะเป็นตัวกำหนดช่วงเวลาการ "ON" และ "OFF" สัญญาณเอาต์พุตของวงจรหลักหรือก็คือจะเป็นตัวกำหนดดิวตี้ไซเคิล สัญญาณเอาต์พุตของวงจรหลักนั่นเอง ดังนั้น ในกรณีนี้เราต้องการจะควบคุมดิวตี้ไซเคิลสัญญาณเอาต์พุตวงจรหลักในช่วง 20 % จนถึง 80 % เราจะต้องออกแบบวงจรโมโนสเทเบิลที่จะนำไปทริก S_1 ซึ่งเป็นไทรสเตอร์หลัก ให้มีดิวตี้ไซเคิลเป็น 20 % จนถึง 80 % ด้วย

$$\text{คาบเวลาสำหรับความถี่ 130 เฮอ์ซ} = 1/130$$

$$\text{ที่ดิวตี้ไซเคิล 20 \% } t = 7.69 \text{ ms}$$

$$T_{\text{MONO}} = 1.1 R_c C_c$$

$$(0.2)(7.69 \times 10^{-3}) = 1.1 R_c C_c$$

เลือก $C_c = 0.01 \text{ F}$

$$R_c = (0.2)(7.69 \times 10^{-3}) / (1.1)(0.01 \times 10^{-3})$$

$$= 140 \text{ k}$$

ที่ดิวตี้ไซเคิล 80

$$R_c = (0.8)(7.69 \times 10^{-3}) / (1.1)(0.01 \times 10^{-3})$$

$$= 560 \text{ k}$$

สำหรับคาบเวลาของวงจรโมโนสเทเบิลที่จะนำไปทริก S_2 นั้น ต้องการคาบเวลานั้น

เอกสารนี้สำหรับการนำกระแสของ S_2 ในช่วงเวลา $t_{2\text{on}}$ ถึง $t_{2\text{off}}$ ในรูป 2.17 กำหนดช่วงเวลาการคำนวณว่ากรณีใดข้างต้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่ประมาณ 100 s

$$T = 1.1 C_c R_c$$

กำหนด

$$C_c = 0.01 \text{ F}$$

$$R_c = 100 \times 10^{-6} / (1.1)(0.01 \times 10^{-6}) \\ = 9 \text{ k}$$

3.1.2.3 การคำนวณออกแบบ pulse Generator

pulse Generator จะประกอบด้วย 2 ส่วนคือ ส่วนอะอสเตเบิลและส่วนขยายการทำงานคล้ายกับวงจรอะอสเตเบิล มัลติไวเบรเตอร์ ต่างกันตรงที่ช่วงการประจุ (charge) จะคายประจุผ่าน R ทำให้เราสามารถควบคุมดีวีดีไซเคิลของช่วงสูง (high level) ได้ ซึ่งเป็นผลทำให้เราสามารถควบคุมกำลัง (Power) ที่ป้อนให้แก่ขาเกทของไทรสเตอร์ให้อยู่ในช่วงที่เหมาะสมแก่การทริก ส่วนอะอสเตเบิลนี้จะถูกควบคุมโดยสัญญาณจากภาคโมโนสเตเบิลป้อนเข้าขาเรtrigger ของ 555 สัญญาณเอาต์พุตจากส่วนอะอสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์ ซึ่งเป็นสัญญาณความถี่สูง 20 kHzm จะป้อนเข้าสู่ส่วนขยายโดยมีทรานซิสเตอร์ 2N 2222 A เป็นตัวขับ โหลดของภาค pulse generator เป็น ฟัลส์ทรานส์ฟอร์มเมอร์ (Pulse transformer) ซึ่งมีลักษณะเป็นอินดักแทนซ์ ดังนั้นจึงต้องมีไดโอดต่อคร่อมโหลดไว้ เพื่อป้องกันไม่ให้ทรานซิสเตอร์เสียหายเนื่องจากเกิดแรงดันย้อนกลับ (back emf) จากโหลดในขณะที่ทรานซิสเตอร์หยุดนำกระแสภาค Pulse Generator นี้ สามารถจ่ายกระแสได้สูงสุดประมาณ 500 mA นั่นคือ โหลดต้องมีค่ารวมต้านทานมากกว่า 80 โอห์มขึ้นไป

แหล่งจ่ายไฟของส่วนขยายจะใช้ชุดเดียวกับภาคที่อยู่ข้างหน้า โดยใช้ขนาดแรงดันเป็น 24 โวลต์ จุดประสงค์ก็เพื่อต้องการให้ได้กำลังที่สูงเพียงพอที่จะส่งผ่านฟัลส์ทรานส์ฟอร์มเมอร์ไปทริกให้เอสซีอาร์นำกระแสได้ เพื่อป้องกันการรบกวนภาคลอจิกซึ่งจะทำงานผิดพลาดไม่ได้ ประการสุดท้ายเพื่อให้เป็นมาตรฐานเดียวกันกับการใช้งานในวงจรเพาเวอร์อิเล็กทรอนิกส์ทั่ว ๆ ไป

ความถี่ของสัญญาณพัลส์ที่ผลิตขึ้นหาได้จาก

$$f = 1/0.693 (R + R_c) C$$

จากการทดลองทริกเอสซีอาร์ให้นำกระแสพบว่าดีวีดีไซเคิลของช่วงสูงควรมีค่า

เอกสารนี้ประมาณ 30 % ไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\text{Duty cycle} = R / (R + R)$$

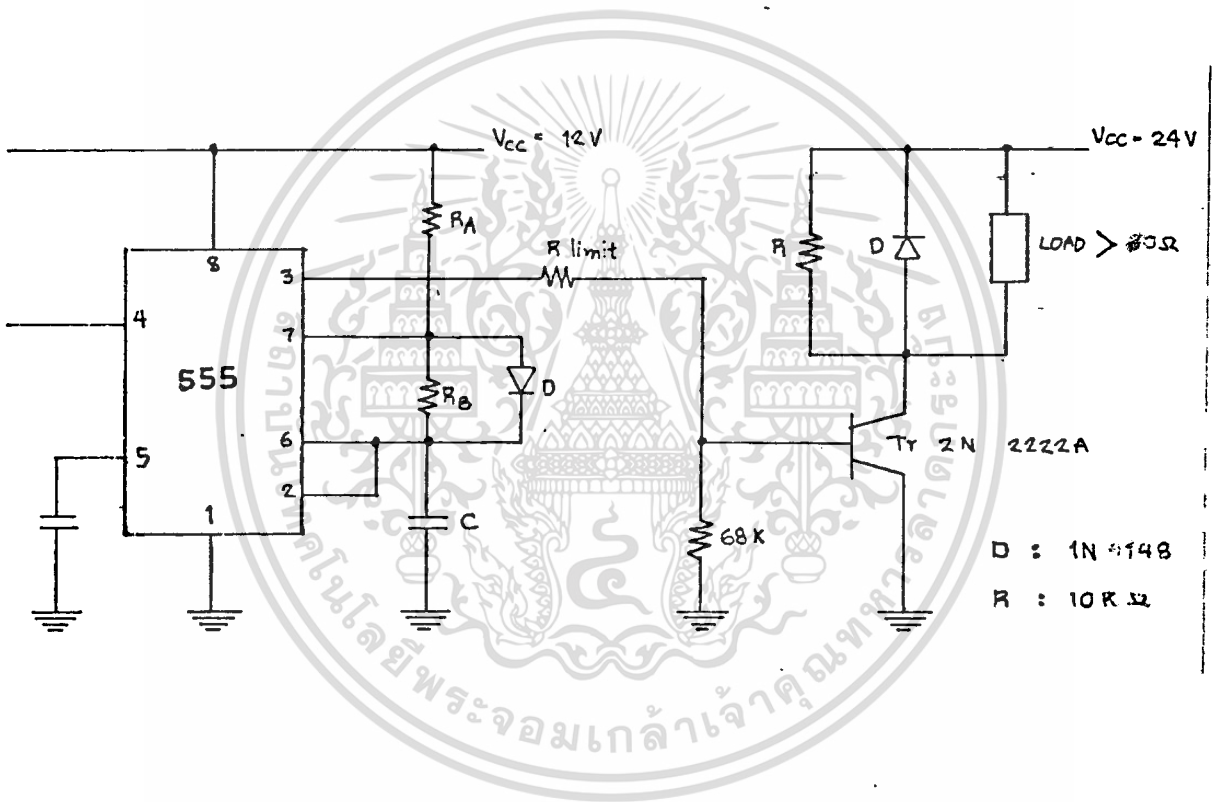
USE R = 2.4 k

ดังนั้น R = 4.7 k

C = 0.01 F

$$f = 1 / [0.693(2.4+4.7) \times 10^3 (0.01 \times 10^{-6})]$$

$$= 20.3 \text{ kHz}$$



รูปที่ 3.8 Pulse Generator Circuit

3.1.2.4 Isolator เป็นพัลส์ทรานส์ฟอร์มเมอร์ทำหน้าที่

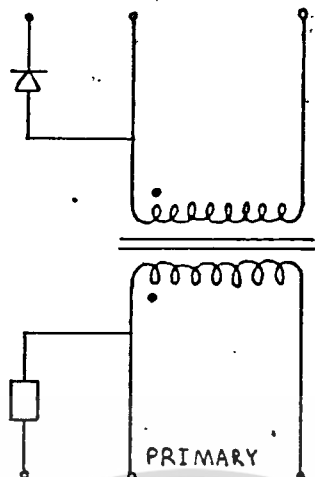
1. แยกวงจรไฟฟ้าของวงจรทริกเกอร์ออกจากวงจรหลัก เพื่อไม่ให้แรงดันไฟฟ้าสูงจากวงจรหลักเข้ามายังวงจรทริกเกอร์ได้
2. เป็นตัวทำให้สัญญาณจากวงจรทริกเกอร์มีค่าพอเหมาะที่จะป้อนให้กับเกทของเอชซีอาร์ในวงจรหลัก

ได้เลือกเอา Module TT61 , Dual trigger transformer จากหนังสือ Thyristor and Triac Power Control Using 61-Series Modulos 1973 ,

เนเธอร์แลนด์ ของบริษัท PHILIPS เป็นแนวทางในการสร้างพัลส์ทรานส์ฟอร์มเมอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สามารถใช้ฟรีภายใต้เงื่อนไขการใช้งานภายใต้เงื่อนไขการคุ้มครองลิขสิทธิ์ของ PHILIPS ไม่สามารถนำเอกสารนี้ไปเผยแพร่หรือทำซ้ำโดยไม่ได้รับอนุญาตจาก PHILIPS

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.9 แสดง Diagram ของ TT 61

คุณสมบัติ

1. อินดักแตนซ์ด้านปฐมภูมิ
2. ความต้านทานด้านปฐมภูมิ
3. ความต้านทานด้านทุติยภูมิ
4. อัตรากระแสทางด้านทุติยภูมิ 0.8 แอมป์ ที่ 1:3
5. อัตราส่วนจำนวนรอบด้านปฐมภูมิต่อทุติยภูมิเท่ากับ 3:1

การสร้าง

เนื่องจากลักษณะทริกเกอร์ประกอบด้วยพัลส์ความถี่สูง 20 kHz ดังนั้นจึงเลือกใช้แกนเฟอร์ไรท์แบบตัว EI ขนาดพื้นที่หน้าตัด 1 ตร.ซม.

$$\text{แกนเฟอร์ไรท์มี} = 1,400$$

$$\text{magnetic circuit path} = 2(2.2) + 2(1.0)$$

$$= 6.4 \text{ ซม.}$$

$$\text{พื้นที่หน้าตัด} = 1 \text{ ตร.ซม.}$$

$$\text{เลือกค่าอินดักแตนซ์, } L = 30 \text{ mH}$$

$$\text{จาก } L = \mu_0 \mu_r N^2 A / l$$

$$N = 102$$

$$l = 6.4 \text{ cm.}$$

$$A = 1 \text{ cm}^2$$

$$\text{ใช้ } N_1 = 150 \text{ รอบ}$$

$$\text{ดังนั้น } N_2 = 50 \text{ รอบ}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นไว้สำหรับการใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ใช้ลวดทองแดงเบอร์ 27 AWG พันทางปฐมภูมิจำนวน 150 รอบ และทางทุติยภูมิจำนวน 50 รอบ โดยมีความต้านทานเป็นตัวจำกัดขนาดกระแสทางปฐมภูมิและมีไดโอดต่อทางทุติยภูมิเพื่อแปลงให้ได้ไฟกระแสตรงนำไปทริกเอสซีอาร์

3.2 การออกแบบสร้างวงจรเพาเวอร์อิเล็กทรอนิกส์

จากการวิเคราะห์วงจรหลักของโวลต์ซอปปเปอร์ จะเห็นว่า เมื่อสิ้นสุดการคอมมิวเตต แต่ละครึ่ง จะมีพลังงานบางส่วนที่ยังตกค้างในอุปกรณ์ของวงจรคอมมิวเตต ซึ่งประกอบด้วยอินดักเตอร์ L_1 , L_2 และคาปาซิเตอร์ C เพื่อให้วงจรทำหน้าที่อย่างมีประสิทธิภาพมากที่สุด เราจะต้องพยายามลดพลังงานตกค้างส่วนนี้ให้เหลือน้อยที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้ ดังนั้นการออกแบบที่ให้ประสิทธิภาพของวงจรที่ดีที่สุดนั้น เราจะต้องเลือกค่า Q ที่ให้ค่า $h(Q)$ ซึ่งเป็นอัตราส่วนของพลังงานตกค้าง และพลังงานที่ส่งผ่านวงจรคอมมิวเตตออกไป ในแต่ละช่วงของการคอมมิวเตตนั้นมีค่าต่ำสุด จากรูป 2.19 เราพบว่า พลังงานสะสมจะอยู่ในระดับต่ำสุดที่ค่า $Q = 1.2$ และค่า $h(Q)$ จะเป็น 4.34, $g(Q) = 0.77$ ในกรณีที่เรออกแบบที่ค่า $Q = 1.2$ ซึ่งจะให้ค่า $h(Q)$ ต่ำที่สุดที่ 4.34 นั้น จากสมการ (2.28), (2.29) จะได้ค่าของ peak reverse voltage และ peak forward voltage ของไทรสเตอร์ S_1 , S_2 เป็น

$$(PRV)S_1 = (PFV)S_2 = E\sqrt{Q^2 + 1} = 1.56 E \quad (3.1)$$

$$(PFV)S_2 = (PRV)S_1 = E + \sqrt{[(E + E\sqrt{Q^2 + 1})^2 + Q^2 E^2]} \\ = 3.8 E \quad (3.2)$$

จากสมการ (2.23) และ (2.14a) โดยแทนค่า $Q = 1.2$ จะได้ว่า

$$C = \frac{1.08 t_{off}}{R} \quad \mu F \quad (3.3)$$

เมื่อค่า t_{off} มีหน่วยเป็น μsec

และ

$$L_1 = 1.56 t_{off} R \quad \mu H \quad (3.4)$$

จากสมการ (2.32)

$$L_2 = 4.65 t_{off} R \quad \mu H \quad (3.5)$$

จากการพิจารณาสมการต่าง ๆ ในบทที่ 2 จะเห็นว่าจะต้องพยายามลดค่าของ Q ให้มีค่าน้อย ๆ เพื่อที่ว่าค่าของ peak reverse voltage และ peak forward

voltage คร่อมไทรสเตอร์มีค่าน้อย ๆ ทำให้เราสามารถลดผลกระทบของโวลต์เตจของไทรสเตอร์ได้ การคำนวณค่า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เตอร์ที่จะใช้ลง ก็จะประหยัดขึ้น ดังนั้นการเลือกค่า Q ในการออกแบบจึงมีสิ่งที่จะต้องพิจารณา 2 ประการด้วยกัน ประการแรกค่า peak voltage สูงสุดที่ยังสามารถทนได้ของ ไทริสเตอร์ อีกประการหนึ่งคือ พลังงานตกค้างในอุปกรณ์ของวงจรคอมมิวเตท ซึ่งพิจารณาจากสมการ (2.28), (2.29) จะเห็นว่าค่า Q ควรจะมีค่าน้อยที่สุด เพื่อสามารถใช้ไทริสเตอร์ที่มี peak voltage ต่ำ ๆ ได้ ในขณะเดียวกัน ค่าของ C จะใหญ่ขึ้น ค่า L_1, L_2 จะน้อยลงจากค่าที่แสดงไว้ในสมการ (3.1), (3.2), (3.3) นั่นคือ จะมีพลังงานที่เกินความจำเป็นบางส่วนเหลือตกค้างใน L_1, L_2 และ C การออกแบบโดยใช้ค่าของ Q ซึ่งไม่ใช่จุด Optimum นั้น ควรเลือกให้มีค่าอยู่ในช่วง 0.5 ถึง 1.2 ค่า $g(Q)$ นั้นสามารถอ่านได้จากรูปที่ 2.19

3.2.1 การคำนวณอุปกรณ์วงจรหลักของวงจรโจนส์ชอปเปอร์

ในที่นี้จะคำนวณออกแบบสร้างวงจรโจนส์ชอปเปอร์ เพื่อให้ใช้ควบคุมมอเตอร์กระแสตรงแบบอนุกรม (DC. Series motor) ขนาดพิกัด 220 โวลท์ กระแสพิกัดที่ 13.5 แอมป์ ความต้านทานอาร์เมเจอร์ $R_a = 2$ โอห์ม (ความต้านทานของขด Series field มีค่าน้อยมากไม่ต้องนำมาคิด) ค่าอินดักแทนซ์ของขดอาร์เมเจอร์รวมกับขด Series field (L_a) มีค่าประมาณ 32 mH เลือกใช้ไทริสเตอร์มีค่า $t_{off} = 30$ uSec เลือกใช้ค่า $Q = 0.85$ จากกราฟรูป 2.19 ได้ $g(a) = 0.8$ จากสมการ (2.30), (2.31), (2.32) แทนค่าต่าง ๆ จะได้

$$\begin{aligned} C &= \frac{t_{off}}{R} \cdot \frac{1}{Q \cdot g(Q)} \\ &= \frac{30}{2} \cdot \frac{1}{(0.85)(0.8)} \\ &= 22.06 \quad \mu F \end{aligned}$$

เลือกใช้ค่า $C = 25 \mu F$

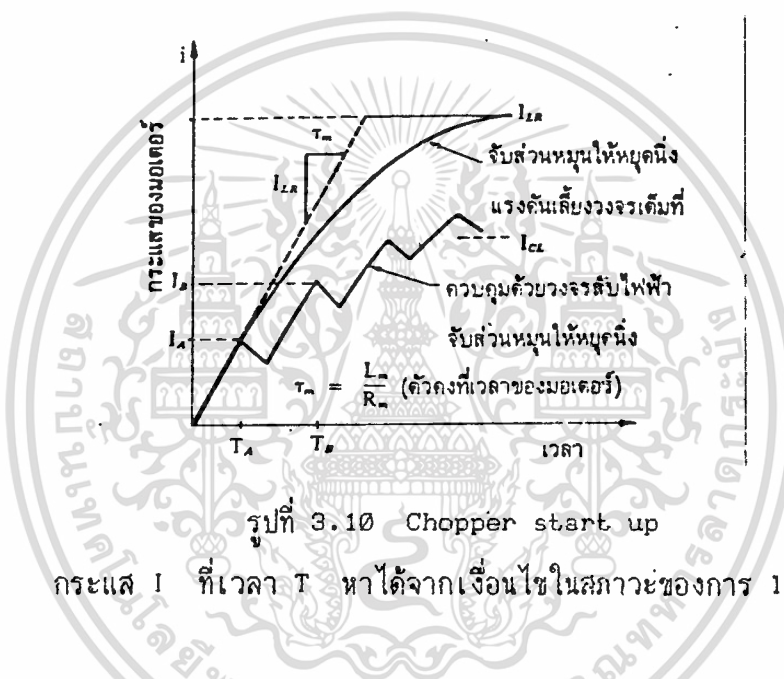
$$\begin{aligned} L_1 &= t_{off} \cdot R \cdot \frac{Q}{g(Q)} \\ &= \frac{(30)(2)(0.85)}{0.8} \end{aligned}$$

$$L_a = \frac{t_{off} \cdot R \cdot Q^2}{g(Q) [\tan^{-1}(1/Q)]^2}$$

$$= (30)(2)(0.85) / (0.8)$$

$$= 61.374 \quad \mu H$$

เมื่อคำนวณได้ค่าอุปกรณ์ของวงจรแล้ว จะต้องมาตรวจดูคุณสมบัติของวงจรว่ามีความสามารถในการ Start up (สภาวะเริ่มสตาร์ทมอเตอร์โดยทริก S_1) มอเตอร์จากสภาวะหยุดนิ่ง รูป 3.10 แสดงความสัมพันธ์ของกระแสมอเตอร์ในตอนสตาร์ท เมื่อถูกควบคุมด้วยวงจรชอปเปอร์



รูปที่ 3.10 Chopper start up

กระแส I ที่เวลา T หาได้จากเงื่อนไขในสภาวะของการ lock rotor

$$I_A = T_A / T_{LR} * I_{LR} \tag{3.6}$$

สำหรับ 80% ของการควบคุมโวลท์ที่แตก T จะต้องมีค่าเป็น 80% ของเวลารวมน้อยที่สุด (minimum cycle time)

$$T_A = 41 \sqrt{L_s C} \tag{3.7}$$

โดยการประมาณค่าอย่างง่าย ๆ ของวงจรชอปเปอร์นี้จะได้ว่า

$$t_e = CE / I_m \tag{3.8}$$

เมื่อ t_e คือ turn-off time ของวงจร

I_m คือ กระแส lock rotor ของมอเตอร์ หรือเท่ากับกระแส

สูงสุดที่ยอมให้ผ่านมอเตอร์ได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับ... ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า... ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แทนค่าสมการ (3.6), (3.7) ในสมการ (3.8) ได้ว่า

$$t_c = L_{LR} / (4I_{QR_{CL}}) \quad \text{in commutation}$$

วงจรขอลเปอร์จะสามารถ start up ได้เมื่อ

$$t_c > \text{turn off time ของ } S_1$$

กระแสเฉลี่ยของ S_2 , D, C และ L_2 อุปกรณ์ทั้ง 4 จะมีค่าเฉลี่ยของกระแสไหลผ่านเท่า ๆ กัน คือ

$$I_{avg} = f_{CH} (CE + 2I_m \sqrt{L_1 C}) \quad \mu A$$

กระแส RMS ของ S_1 จะเป็นครึ่งหนึ่งของกระแสมอเตอร์ I_m

Thyristor Dynamic characteristic

$$S_1 ; \quad \frac{dv}{dt} = I_m / c \quad \text{Volts/usec}$$

$$\text{Initial } \frac{di}{dt} = E / L_1 \quad \text{Amps/usec}$$

$$S_2 ; \quad \frac{dv}{dt} = \frac{V_{pk}(S_1)}{\sqrt{L_2 C}} \quad \text{Volts/usec}$$

$$\text{Initial } \frac{di}{dt} = \frac{V_{pk}(S_1)}{\text{Stray Inductance in loop From by } S_1, S_2, C}$$

$V_{pk}(S_1)$ คือ peak forward voltage และ peak reverse voltage ที่คร่อมไทรสเตอร์

จากสมการ (2.28), (2.29)

$$\begin{aligned} (PRV)S_1 &= (PFV)S_2 = E \sqrt{Q^2 + 1} \\ &= 220 \sqrt{(0.85)^2 + 1} \\ &= 288.74 \quad \text{volts} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} (PFV)S_1 &= (PRV)S_2 = E + \sqrt{[E + E \sqrt{Q^2 + 1}]^2 + Q^2 E^2} \\ &= 220 + \sqrt{[220 + 220 \sqrt{(0.85)^2 + 1}]^2 + (0.85)^2 (220)^2} \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ของ 762 การศึกษาเท่านั้น volts อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2.2 Smoothing Reactor

เพื่อให้กระแสของมอเตอร์ไหลอย่างต่อเนื่อง จะใช้อินดักเตอร์ต่ออนุกรมกับมอเตอร์ อินดักเตอร์นี้เรียกว่า Smoothing Reactor ซึ่งจะช่วยลดผลอันเกิดจากการกระชากของกระแสไหลลด ทำให้วงจรชอปเปอร์ทำงานได้อย่างมีความแน่นอนสูง เลือกใช้ขนาด 10 mH

3.2.3 Input filter

จากการวิเคราะห์การทำงานของวงจรชอปเปอร์ เราทราบว่าทางด้านอินพุตของวงจรชอปเปอร์นั้นมีการกระชากของกระแสเป็นจังหวะตามการ ON และ OFF ของวงจร เพื่อลดผลอันเนื่องมาจากกระแสอาร์โมนิคและผลอื่น ๆ อันอาจเกิดขึ้นในสายของวงจรจ่ายไฟ จึงจำเป็นต้องมีตัวฟิลเตอร์ต่อเข้าทางด้านอินพุตของวงจร โดยใช่วงจร LC ง่าย ๆ ดังรูปแสดงในหัวข้อ 5.1 และเพื่อทำให้โวลต์เตจที่บ่อนเป็นอินพุตของชอปเปอร์เรียบขึ้นในกรณีใช้การเรคตีไฟร์จากไฟสลับทำให้การทำงานของวงจรดีขึ้น

การออกแบบค่าของอินพุตฟิลเตอร์นั้นเพื่อหลีกเลี่ยงปัญหาของการเกิดรีโซแนนซ์ จะกำหนดให้ f_c มีค่าประมาณ 2-3 เท่าของความถี่วงจรชอปเปอร์ F_{CH}
เลือกใช้ $L = 2 \text{ mH}$, $C = 100 \text{ uF}$

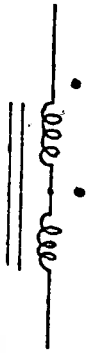
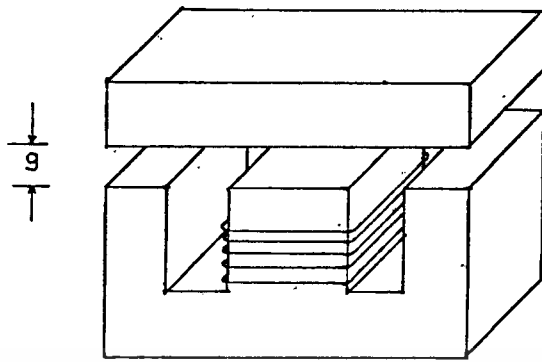
3.2.4 การสร้างดับเบิล อินดักเตอร์ (Coupled inductor)

ดับเบิลอินดักเตอร์ หรือ Auto transformer L_1, L_2 ที่ใช้ในวงจรใช้หลักการเหนี่ยวนำเพื่อให้ induced emf ที่เกิดขึ้นบนขดลวดหนึ่ง มีค่าเท่ากับโวลต์เตจที่มาตกคร่อมบนขดลวดอีกอันหนึ่งที่อยู่บนแกนเดียวกัน และค่าอินดักแตนซ์จะต้องมีค่าคงที่ เพื่อให้เกิดการคอมมิวเตทที่สมบูรณ์

จากเหตุผลดังกล่าวจึงได้เลือกการสร้างดับเบิลอินดักเตอร์เป็นแบบขดลวดที่พันรอบแกนเหล็กที่มีร่องอากาศ (Air gap) ดังรูป 3.11 ซึ่งที่ข้อดี คือ

1. ให้ค่าอินดักแตนซ์ที่คงที่
2. การดับเบิลสมบูร์มกว่าแกนอากาศเพียงอย่างเดียว
3. สามารถใช้แกนเหล็กขนาดเล็กได้ โดยที่ไม่เกิดการอิ่มตัวในแกนเหล็ก เนื่องจากกระแสสูง
4. จำนวนรอบของขดลวดน้อยกว่าการใช้แกนอากาศมาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.11 ก. โครงสร้างดัดเบิ้ลอินดักเตอร์

ข. การต่อขดลวดเพื่อให้มีลักษณะดัดเบิ้ลอินดักเตอร์

$$L = \frac{N^2}{R} = \frac{N^2}{\frac{l}{\mu_r \mu_0 A} + \frac{2g}{\mu_0 A}} = \frac{\mu_0 A N^2}{2g} \quad (3.9)$$

เนื่องจาก μ_r จะมีค่าสูงกว่ามาก และ $g \gg \frac{l}{\mu_r}$ ดังนั้นเราสามารถหาค่าประมาณในการคำนวณโดยการตัดค่า $\frac{l}{\mu_r}$ ในส่วนของวงจรมแม่เหล็กออก คงเหลือแต่ส่วนวงจรวงอากาศ จะได้ว่า

$$L = \frac{\mu_0 A N^2}{2g} \quad (3.10)$$

- โดยที่
- L = อินดักแตนซ์ หน่วย เฮนรี่
 - N = จำนวนรอบ หน่วย รอบ
 - R = ความต้านทานของวงจรมแม่เหล็ก
 - g = ช่องอากาศ หน่วย เมตร
 - A = พื้นที่หน้าตัด หน่วย ตารางเมตร
 - $= 4 * 10^{-7}$

จากสมการ (3.10)
$$N = \sqrt{\frac{29L}{\mu_0 A}}$$

แทนค่า $g = 3 * 10^{-3} \text{ m}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับนักเรียนที่เข้าเรียนที่โรงเรียนนี้ ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$L_1 = 63.75 \quad \text{uH}$$

$$L_2 = 61.374 \quad \text{uH}$$

จะได้

$$\begin{aligned} N_1 &= \frac{2 * 3 * 10 * 63.75 * 10}{4 * 10^{-7} * 3.9 * 5.1 * 10^{-4}} \\ &= 21.93 \quad \text{รอบ} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} N_2 &= \frac{2 * 3 * 10 * 61.374 * 10}{4 * 10^{-7} * 3.9 * 5.1 * 10^{-4}} \\ &= 21.5 \quad \text{รอบ} \end{aligned}$$

จากนั้นต่อขดลวดทั้งสองขดที่อยู่บนแกนเดียวกันให้มีข้วเสริมกันดังรูป 3.11 ข.
สำหรับอินดักเตอร์ของ Smoothing reactor กับของอินพุทฟิลเตอร์นั้นก็ใช้
การคำนวณในทำนองเดียวกันกับข้างต้น แตกต่างกันตรงที่แต่ละตัว ใช้พื้นที่ขดลวดเพียงขดเดียวเท่านั้น

บทที่ 4

ผลการทดลอง

ตารางที่ 5.1 เมื่อให้โหลดเป็นความต้านทาน

Vin (volts)	Iin (amps)	Vo (volts)	Io (amps)	Pin (watts)	Po (watts)	eff %
100	1.00	70.00	1.00	100.00	85.50	0.855
120	1.18	83.00	1.18	141.60	123.50	0.872
140	1.36	96.50	1.36	190.40	167.50	0.880
160	1.54	109.50	1.54	246.40	217.00	0.881
180	1.72	122.50	1.72	309.60	274.00	0.885
200	1.89	136.00	1.89	378.00	335.00	0.885
220	2.06	150.00	2.06	453.20	402.50	0.888

ตารางที่ 5.2 เมื่อให้โหลดเป็นมอเตอร์

= Ton T	Vin (volts)	Iin (amps)	Vo (volts)	Io (amps)	Pin (watts)	Po (watts)	eff %
0.4	220	4.50	135.00	6.20	990.00	925.00	0.934
0.6	220	6.80	165.50	8.30	1496.00	1437.50	0.961
0.8	220	10.40	205.50	10.80	2288.00	2237.50	0.978

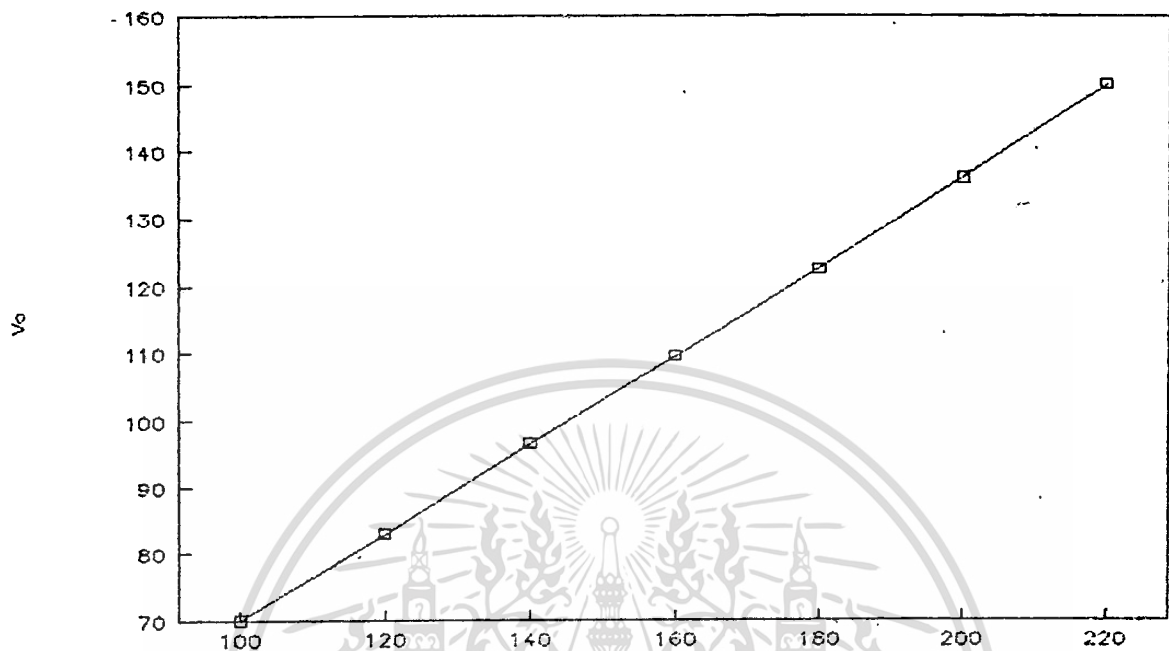
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 5.3 เมื่อให้โหลดเป็นมอเตอร์ใช้ S_u แทน D

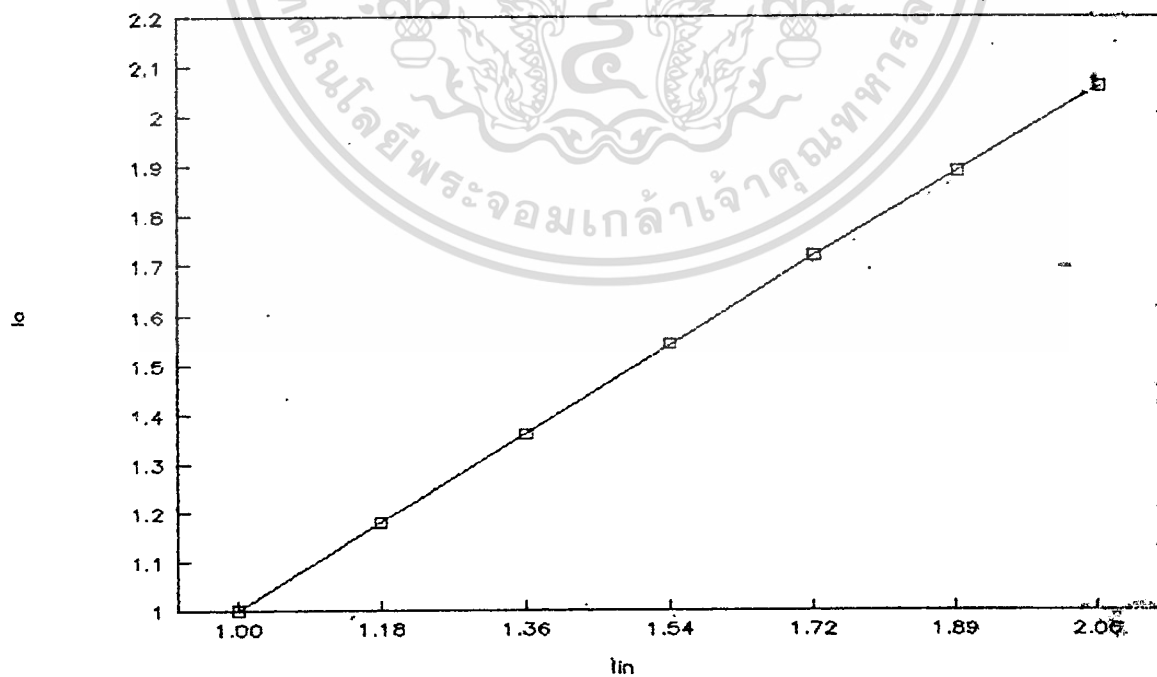
$= T_{on}$ T	V_{in} (volts)	I_{in} (amps)	V_o (volts)	I_o (amps)	P_{in} (watts)	P_o (watts)	eff %
0.4	220	3.50	100.50	5.30	770.00	700.00	0.909
0.6	220	5.90	139.00	8.60	1298.00	1237.00	0.953
0.8	220	9.50	174.00	11.40	2090.00	2000.00	0.957



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

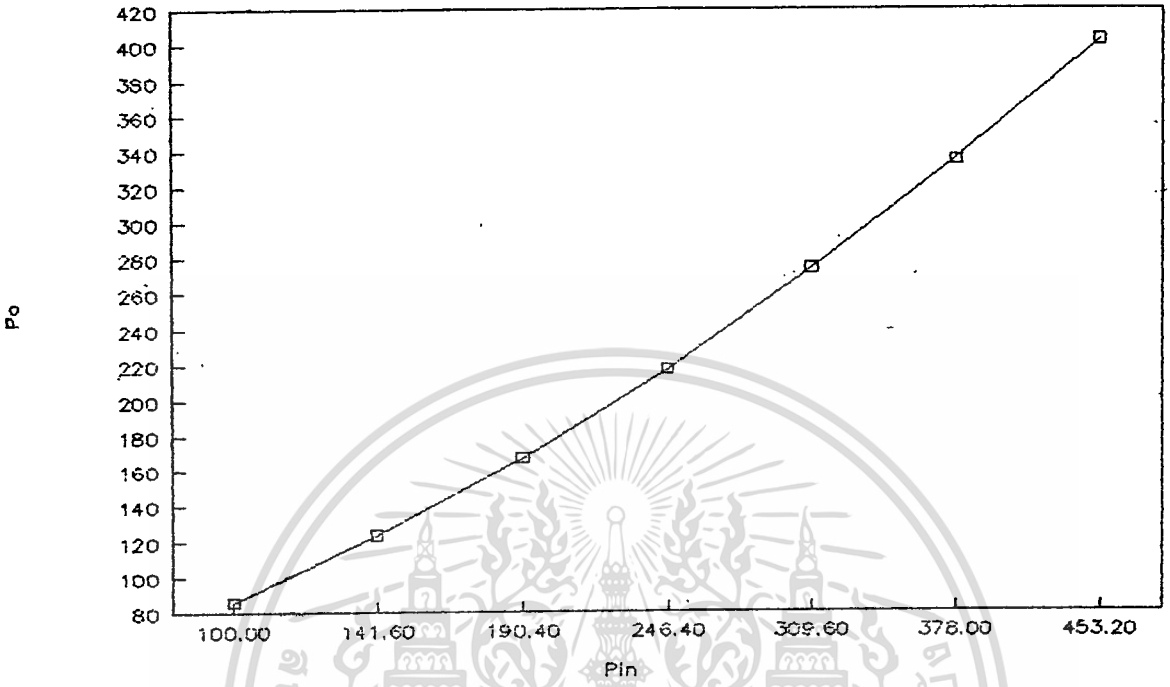


รูปที่ 4.11 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างอินพุตโวลเตจกับเอาต์พุตโวลเตจ เมื่อโหลดเป็นความต้านทาน

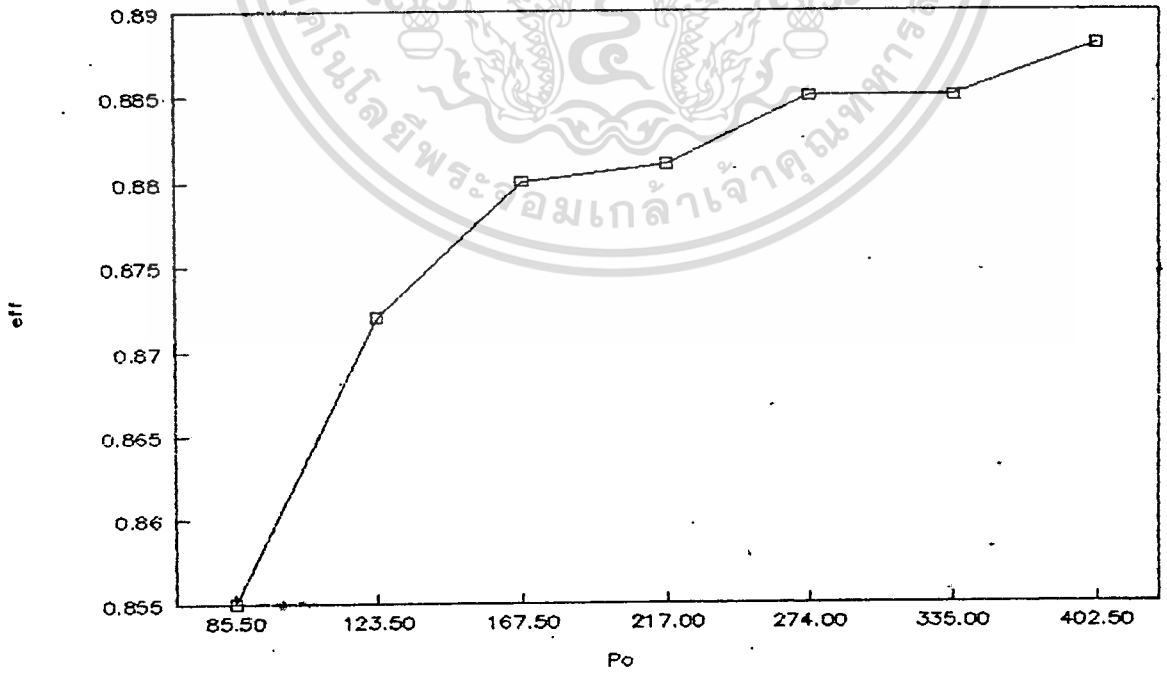


รูปที่ 4.12 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างอินพุตกระแสกับเอาต์พุตกระแส เมื่อโหลดเป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สง ความต้านทาน ใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

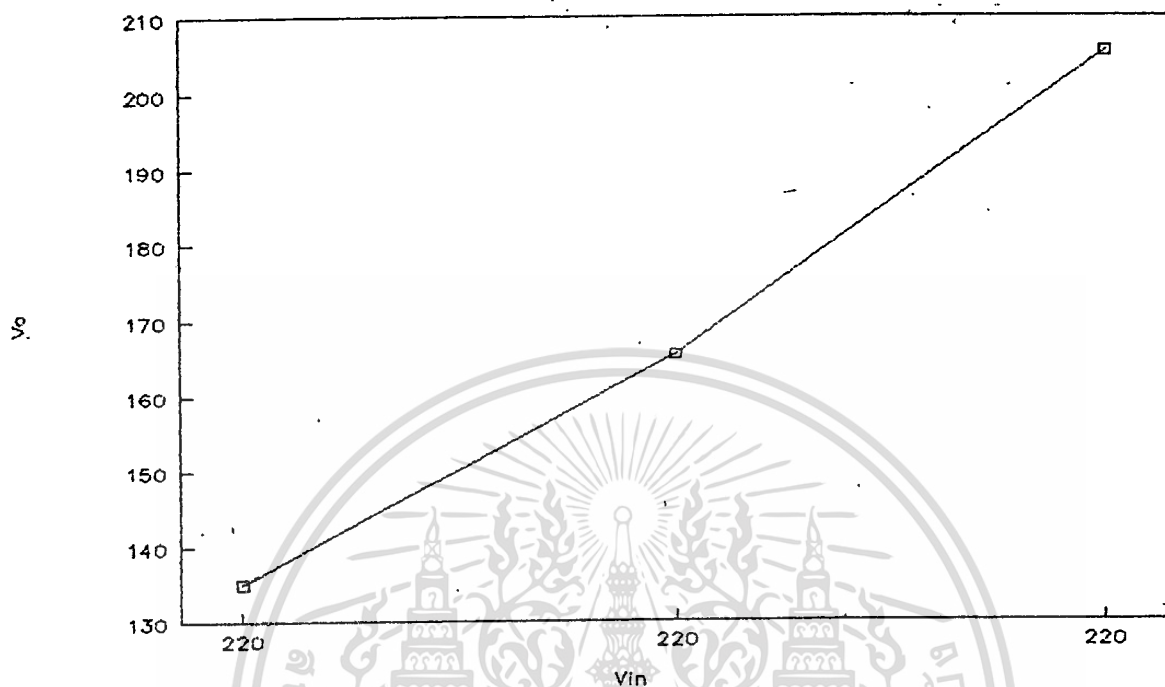


รูปที่ 4.13 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างอินพุตเพาเวอร์กับเอาต์พุตเพาเวอร์ เมื่อโหลดเป็นความต้านทาน

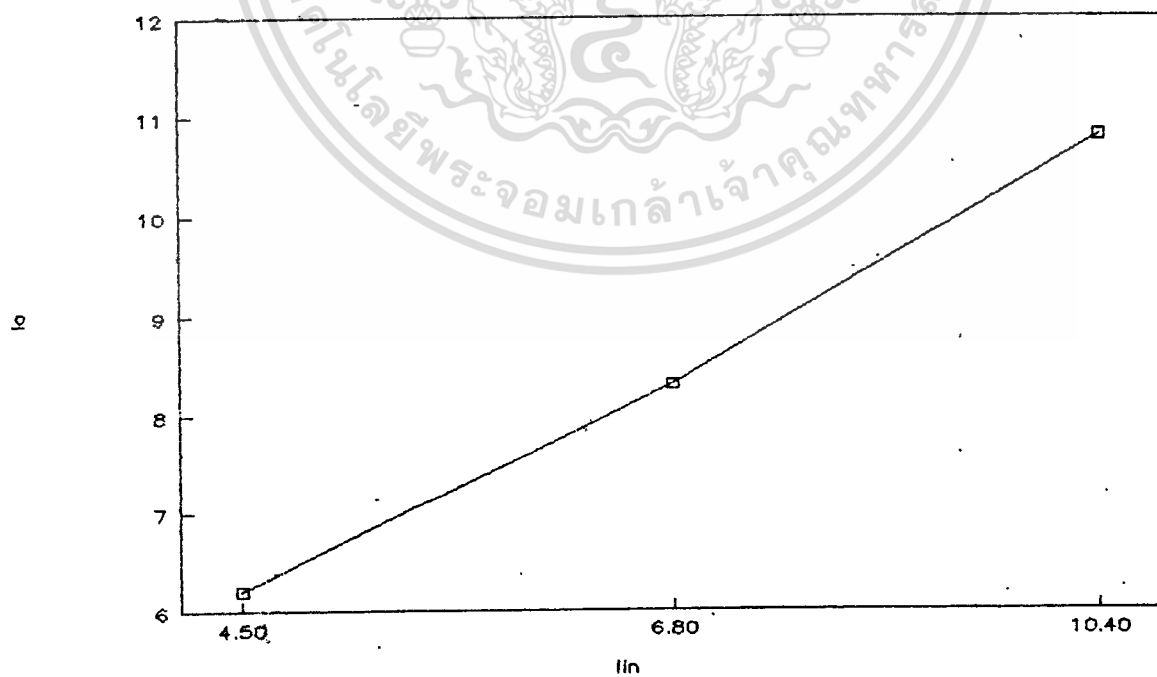


รูปที่ 4.14 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างเอาต์พุตเพาเวอร์กับประสิทธิภาพ เมื่อโหลดเป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับใช้ในการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

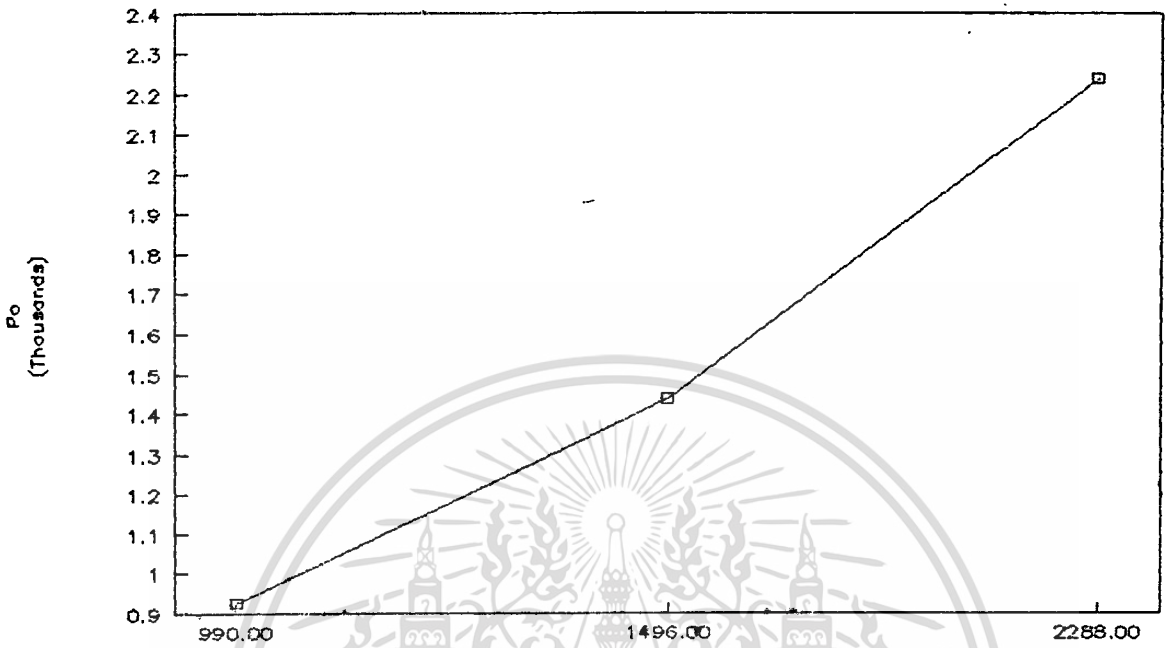


รูปที่ 4.21 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างอินพุทโวลเตจกับเอาต์พุทโวลเตจ เมื่อโหลดเป็นมอเตอร์

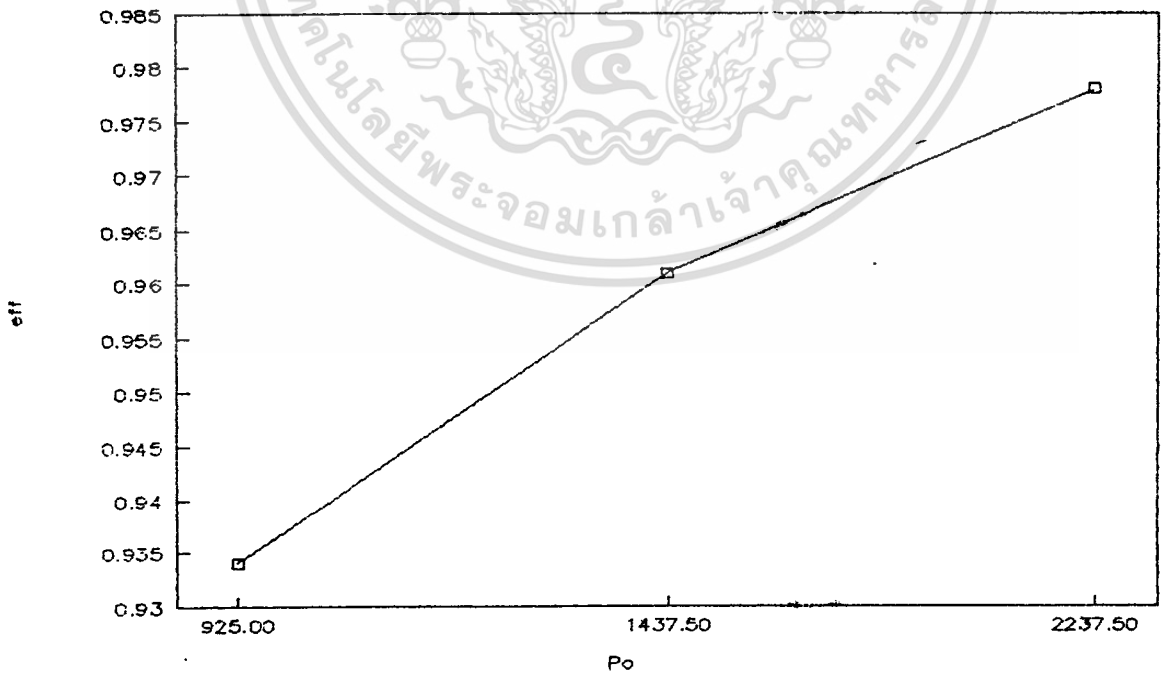


รูปที่ 4.22 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างอินพุทกระแสกับเอาต์พุทกระแส - - เมื่อโหลดเป็น ...

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

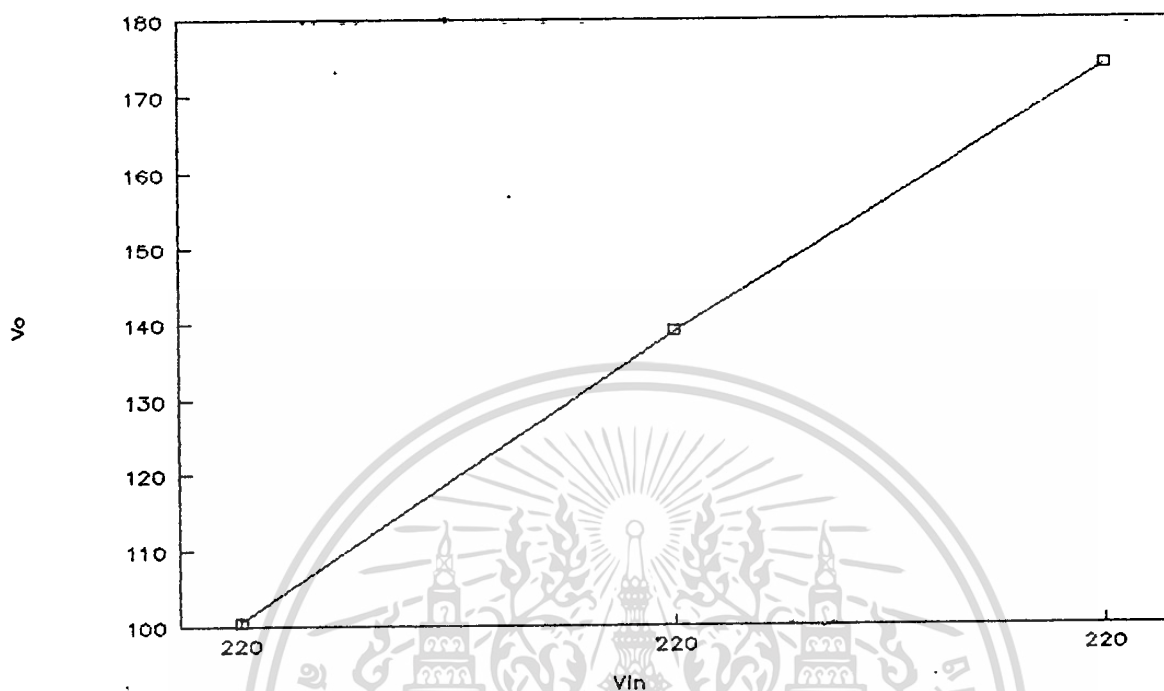


รูปที่ 4.23 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างอินพุทเพาเวอร์กับเอาต์พุทเพาเวอร์ เมื่อโหลดเป็นมอเตอร์

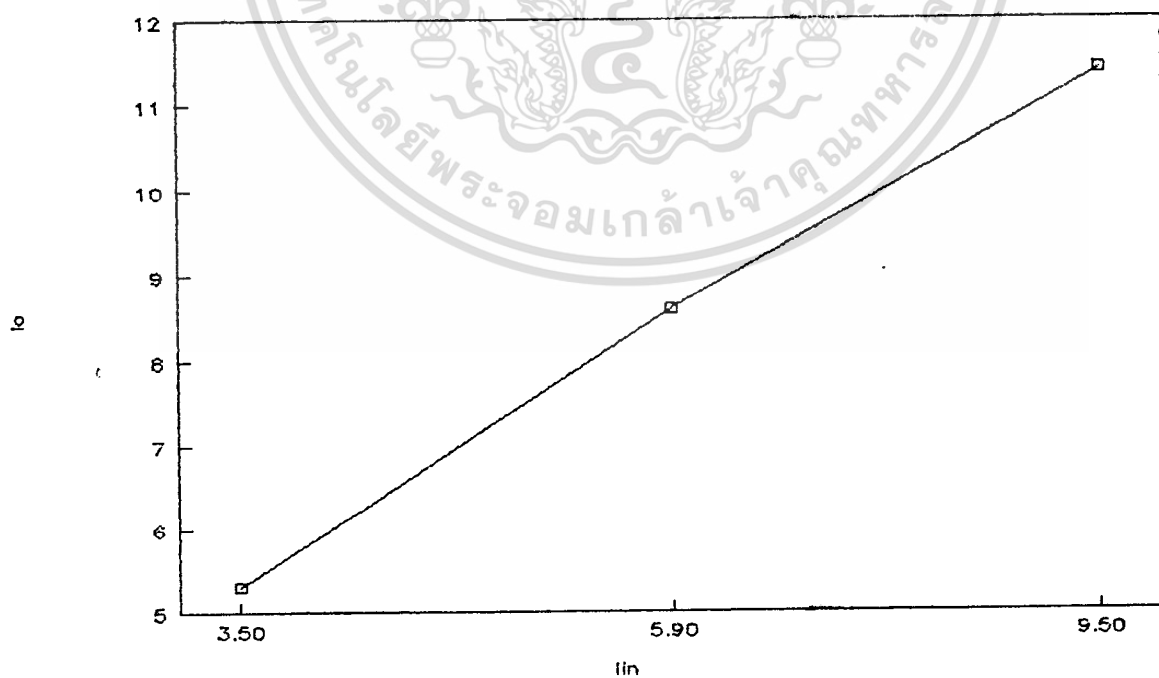


รูปที่ 4.24 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างเอาต์พุทเพาเวอร์กับประสิทธิภาพ เมื่อโหลดเป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สมอเตอร์ หรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

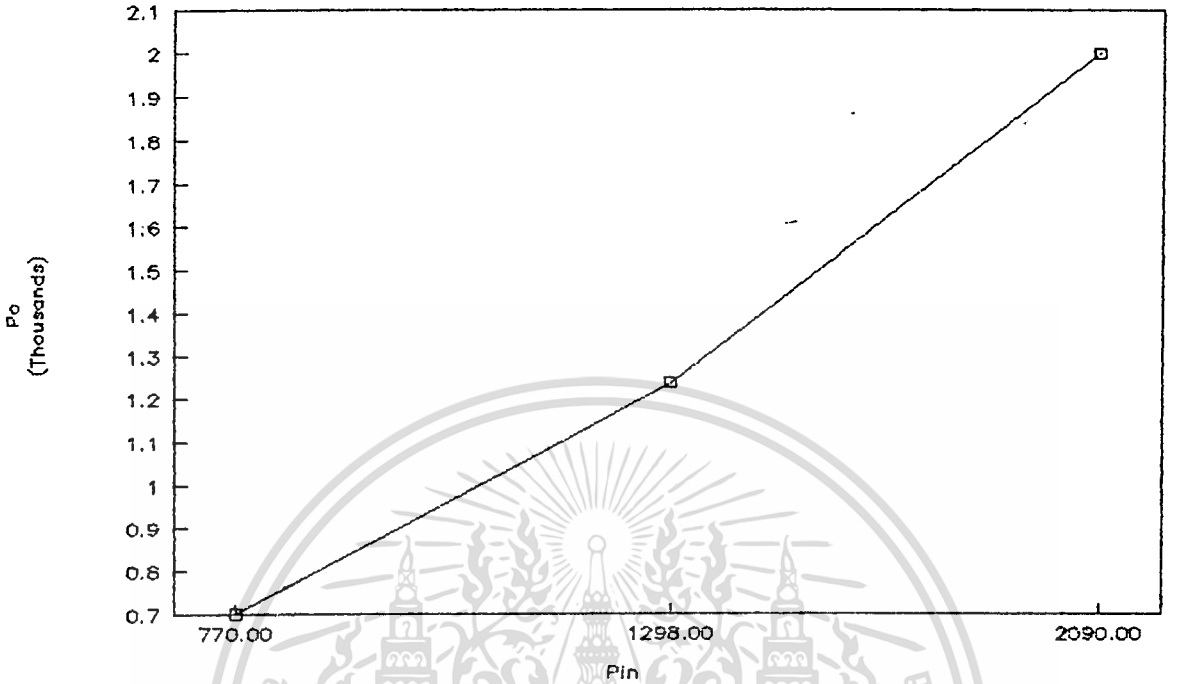


รูปที่ 4.31 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างอินพุทโวลเตจกับเอาต์พุทโวลเตจ เมื่อโหลดเป็นมอเตอร์ ใช้ S_a แทน D

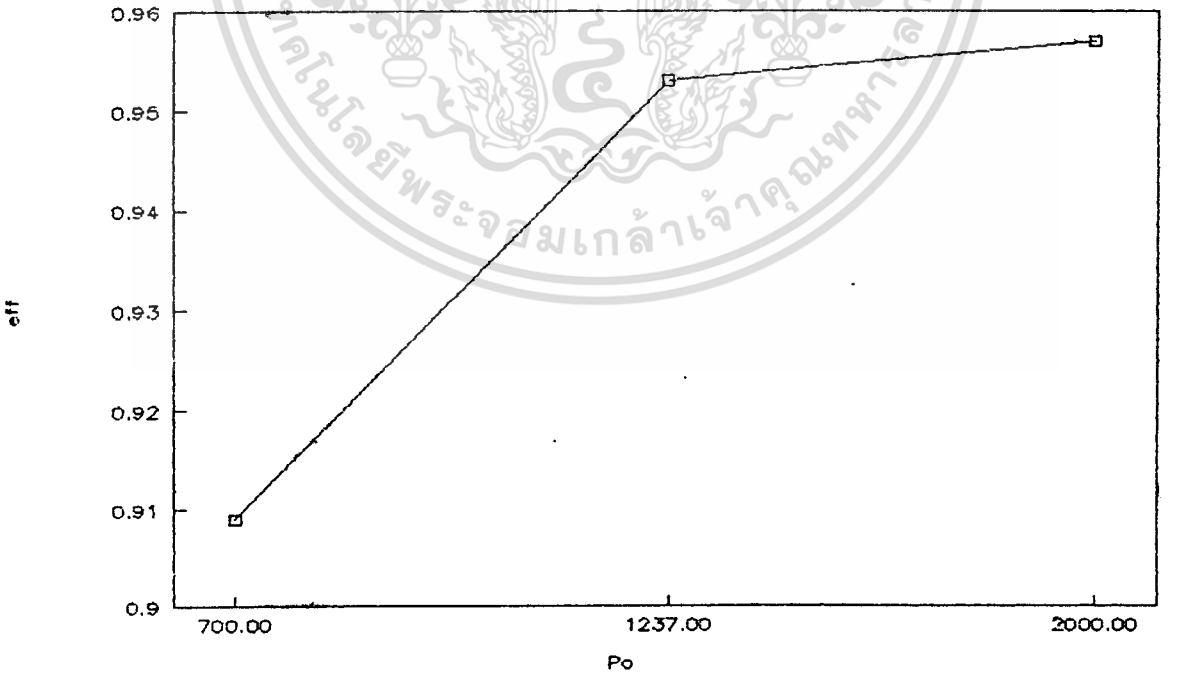


รูปที่ 4.32 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างอินพุทกระแสกับเอาต์พุทกระแส เมื่อโหลดเป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สมอ.เตอร์ ใช้ S_a แทน D การศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.33 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างอินพุตเพาเวอร์กับเอาต์พุตเพาเวอร์ เมื่อโหลดเป็นมอเตอร์ ใช้ S_r แทน D



รูปที่ 4.34 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างเอาต์พุตเพาเวอร์กับประสิทธิภาพ เมื่อโหลดเป็นมอเตอร์ ใช้ S_r แทน D

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับบริการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สรุปและวิเคราะห์

การเอาทรานซิสเตอร์ S_u มาแทนไดโอด D จะทำให้การทำงานของวงจรมีความแน่นอนขึ้น โดยเฉพาะตอนสตาร์ท ทำให้วงจรทำงานได้ทันที เพราะ S_u ได้ทำการชาร์จประจุ C ไว้แล้ว แต่ประสิทธิภาพจะลดลง เพราะทรานซิสเตอร์ S_u จะกั้นกระแสที่ไหลย้อนกลับเข้าแหล่งจ่ายไฟ ช่วงเวลา t_4 ถึง t_6 ว่าง

ความแน่นอนของวงจร ในการสตาร์ท การทำงานขึ้นอยู่กับความสามารถในการเหนี่ยวนำของ L_1, L_2 ที่จะทำให้คาปาซิเตอร์ C ถูกชาร์จได้ดีเพียงใด พลังงานที่ตกค้างใน C เมื่อสิ้นสุดการคอมมิวเตทแต่ละครั้ง จะเป็นพลังงานที่ใช้ในการคอมมิวเตทในช่วงไซเคิลต่อไป พลังงานตกค้างนี้ ถ้ามีค่ามาก ก็จะทำให้ วงจรมีการทำงานที่แน่นอนมากขึ้น แต่จะทำให้ประสิทธิภาพของวงจรต่ำลง

การจะทำให้ประสิทธิภาพของวงจรดีขึ้น ควรเลือกใช้ ทรานซิสเตอร์ที่มีค่า t_{off} น้อย ๆ จะทำให้สามารถใช้อุปกรณ์ C, L_1, L_2 มีขนาดเล็กลง

LM555/LM555C Timer

General Description

The LM555 is a highly stable device for generating accurate time delays or oscillation. Additional terminals are provided for triggering or resetting if desired. In the time delay mode of operation, the time is precisely controlled by one external resistor and capacitor. For astable operation as an oscillator, the free running frequency and duty cycle are accurately controlled with two external resistors and one capacitor. The circuit may be triggered and reset on falling waveforms, and the output circuit can source or sink up to 200 mA or drive TTL circuits.

- Adjustable duty cycle
- Output can source or sink 200 mA
- Output and supply TTL compatible
- Temperature stability better than 0.005% per °C
- Normally on and normally off output

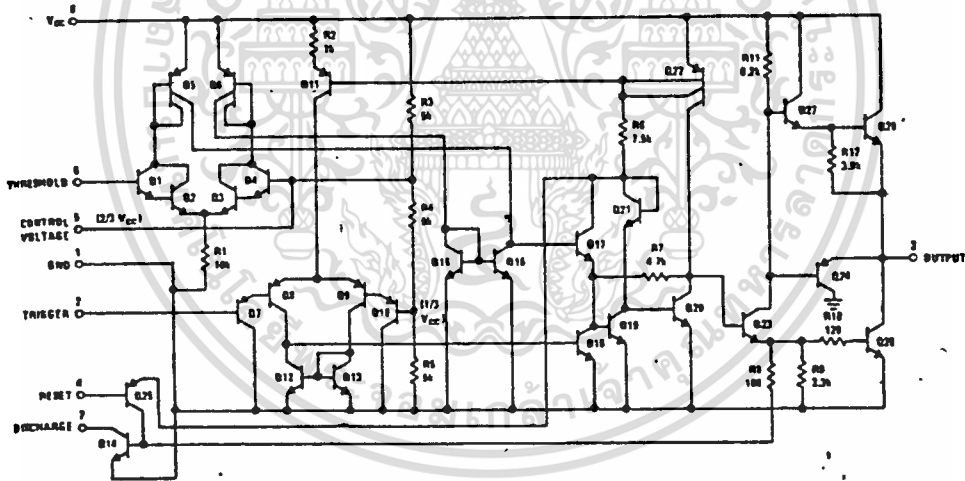
Features

- Direct replacement for SE555/NE555
- Timing from microseconds through hours
- Operates in both astable and monostable modes

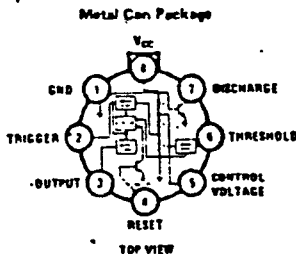
Applications

- Precision timing
- Pulse generation
- Sequential timing
- Time delay generation
- Pulse width modulation
- Pulse position modulation
- Linear ramp generator

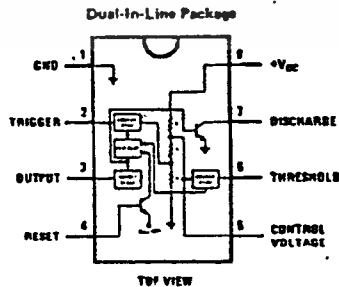
Schematic Diagram



Connection Diagrams



Order Number LM555H, LM555CH
See NS Package M08C



Order Number LM555CN
See NS Package N08B
Order Number LM555J or LM555CJ
See NS Package J08A

5404/7404 Hex Inverter

	Schottky TTL				High-Speed TTL				Low-Power Schottky TTL				Standard TTL				Low-Power TTL							
	Device Type	Package			Device Type	Package			Device Type	Package			Device Type	Package			Device Type	Package						
		C	P	M/C/F		C	P	M/C/F		C	P	M/C/F		C	P	M/C/F		C	P	M/C/F				
T.I.	SN54S04	J	I	W	SN54M04	J	I	W	SN54LS04	J	I	W	SN5404	J	I	W	SN74ALS04	J	I	W	SN74LS04	J	I	W
FAIRCHILD	FV54S04	F	A	D	FV54M04	F	A	D	FV54LS04	F	A	D	FV5404	F	A	D	FV74ALS04	F	A	D	FV74LS04	F	A	D
MOTOROLA					MC3404	M	C	P	MC34LS04	M	C	P	MC3404	M	C	P	MC74ALS04	M	C	P	MC74LS04	M	C	P
N.S.C.	DM74S04				DM74M04				DM74LS04				DM7404				DM74ALS04				DM74LS04			
PHILIPS	N74S04				N74M04				N74LS04				F4M247404											
SIGNETICS	SS4S04	F	A	D	SS4M04	F	A	D	SS4LS04	F	A	D	SS404	F	A	D	SS74ALS04	F	A	D	SS74LS04	F	A	D
SIEMENS													FLM211											
FUJITSU									74LS04				MB418											
HITACHI	HD74S04	J	I	W					HD74LS04	J	I	W					HD74ALS04	J	I	W	HD74LS04	J	I	W
MITSUBISHI	ME5S04								MT4LS04				M53204											
NEC	74S04								74LS04				μPB225											
TOSHIBA													TD3404A											

Electrical Characteristics SN54LS04 SN74LS04

absolute maximum ratings over operating free-air temperature range

Supply voltage V_{CC}	TV	Operating temperature range	MIN. -55°C	MAX. 125°C
Input voltage	TV	Storage temperature range	MIN. -55°C	MAX. 150°C
		Operating temperature range	MIN. -55°C	MAX. 150°C

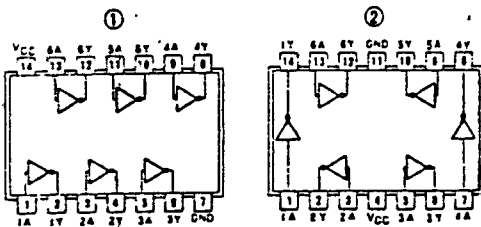
recommended operating conditions

PARAMETER	SN54LS04		SN74LS04		UNIT
	MIN	MAX	MIN	MAX	
Supply voltage V_{CC}	4.5	5	5	5.25	V
Input current I_{iL}	-1.5	0	-1.5	0	mA
Output current I_{OL}	0	4	0	4	mA
Operating temperature T_A	-55	125	0	70	°C

electrical characteristics over recommended operating free-air temperature range

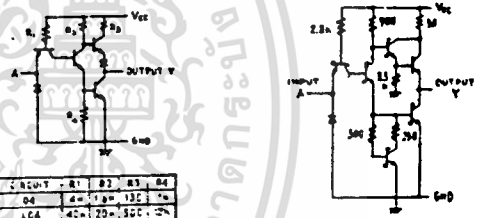
PARAMETER	TEST CONDITIONS ¹	MIN	TYP ²	MAX	UNIT	
V_{IH}	High-level input voltage		2		V	
V_{IL}	Low-level input voltage		0.8		V	
V_I	Input clamp voltage	$V_{CC} = \text{MIN.}, I_I = -18 \text{ mA}$		-1.5	V	
V_{OH}	High-level output voltage	$V_{CC} = \text{MIN.}, V_{IL} = V_{IL} \text{ max.}, I_{OL} = \text{MAX.}$	2.7	3.4	V	
V_{OL}	Low-level output voltage	$V_{CC} = \text{V.N.}, V_{IH} = 2 \text{ V.}, I_{OL} = 4 \text{ mA}$		0.4	V	
I_I	Input current at maximum input voltage	$V_{CC} = \text{MAX.}, V_I = 7 \text{ V.}$		0.1	mA	
I_{IH}	High-level input current	$V_{CC} = \text{MAX.}, V_{IH} = 2.7 \text{ V.}$		20	μA	
I_{IL}	Low-level input current	$V_{CC} = \text{MAX.}, V_{IL} = 0.8 \text{ V.}$		-0.8	mA	
I_{OS}	Short-circuit output current ³	$V_{CC} = \text{MAX.}$	SN54LS Family	-20	-100	mA
			74LS Family	-20	-100	mA
I_{OCH}	Supply current	$V_{CC} = \text{MAX.}$	Total, outputs high	1.2	2.6	mA
I_{OCL}	Supply current	$V_{CC} = \text{MAX.}$	Total, outputs low	3.6	6.6	mA
I_{CC}	Supply current	$V_{CC} = 5 \text{ V.}$	Average per gate (50% duty cycle)	0.4		mA
t_{PD}	Propagation delay time, low-to-high-level output	$V_{CC} = 5 \text{ V.}, T_A = 25^\circ \text{C.}, C_L = 15 \text{ pF.}, R_L = 2 \text{ k}\Omega$		9	15	ns
t_{PHL}	Propagation delay time, high-to-low-level output			10	15	ns

Pin Assignments (Top View)

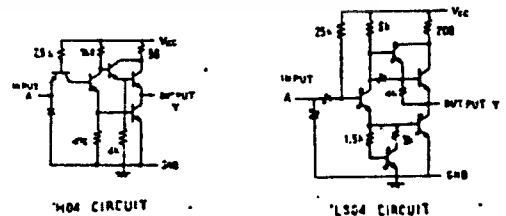


positive logic:
 $V_{OH} \approx 1$

Schematics (each Gate)



Input clamp diodes not on SN54LS04, SN74LS04 circuits.
LS04: LS04 CIRCUITS



Resistor values shown are nominal and in ohms.

¹For conditions shown as MIN or MAX, use the appropriate value specified under recommended operating conditions.
²All typical values are at $V_{CC} = 5 \text{ V.}, T_A = 25^\circ \text{C.}$
³Not more than one output should be shorted at a time, and for SN54M, SN74M and SN54S, SN74S, duration of short-circuit should not exceed 1 second.

หนังสืออ้างอิง

- 1 โชคชัย วิมุกตายนท์และคณะ , " The construction of Jones chopper " ,
ปริชญานิพนธ์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาด-
กระบัง , 2525.
- 2 บุญจรงค์ มารคทรัพย์และคณะ , " D.C. CHOPPER " , ; ปริชญานิพนธ์ คณะวิศวกรรม
ศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง , 2526.
- 3 P.C. Sen , " Thyristor d.c.drive " , Wiley-interscience ,
NEWYORK, PP.164-203 , 1980.
- 4 S.B.DEWAN , " Power semiconductor drives " , Wiley-interscience,
NEWYORK, PP.127-154 , 1984.
- 5 วิริยะ พิเศษจำเริญ , " พาวเวอร์ อิเล็กทรอนิกส์ " ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง.
- 6 วิชัย คังขจันทรานนท์ , " ความคุมเครื่องกลไฟฟ้า ด้วยอิเล็กทรอนิกส์กำลัง1 " ,
สมาคมส่งเสริมเทคโนโลยี (ไทย-ญี่ปุ่น) 11-15 , 2529.
- 7 วิชัย คังขจันทรานนท์ , " ความคุมเครื่องกลไฟฟ้า ด้วยอิเล็กทรอนิกส์กำลัง2 " ,
สมาคมส่งเสริมเทคโนโลยี (ไทย-ญี่ปุ่น) , 533-545 , 2530