



ปีการศึกษา 2533

การควบคุมมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงด้วยเทคนิคพัลส์วิดส์มีอดตุ เลขที่

โดย

นาย	ภุชพงษ์	จันทเขตต์	32.6123
นาย	ศรวิร์	บัณฑิตกุล	32.6136
นาย	สุจินต์	ชูวงศ์เลิศสกุล	32.6230

อาจารย์ที่ปรึกษา

อาจารย์ สิงห์ทอง นันทนครฐานนท์

027867

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ธช.ก.ค. ๕๓



ปริญญานิพนธ์ปีการศึกษา 2533

เรื่อง การควบคุมมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงด้วยเทคนิคพัลส์วิดส์มีอคดูเลขขึ้น

ผู้จัดทำ

1) นาย กุศลพงษ์ จันทเขตต์

2) นาย ศุภวีร์ นันทกุล

3) นาย สุจินต์ ชวงศ์เลิศสกุล

.....อาจารย์ที่ปรึกษา

(อาจารย์ สິงห์ทอง นันทนครฐานนท์)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์อื่นใด
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

บทคัดย่อ	i
Abstrac	ii
บทที่ 1	
1.1) บทนำ	1
1.2) เอช/ดีซีคอนเวอร์เตอร์แบบควบคุมเฟส	3
บทที่ 2	
2.1) ทฤษฎีพัลส์วิตช์มอดดูเลชัน	12
2.2) หลักการออกแบบ snubber สำหรับป้องกัน SCR	16
บทที่ 3	
3.1) การทำงานของวงจรคอมมิวเตท	39
3.2) สัญญาณเทริกและส่วนประกอบวงจรเทริกไทรสเตอร์	42
3.3) การคำนวณค่า L,C คอมมิวเตท	44
3.4) การคำนวณค่า R,C SNUBBER	46
บทที่ 4	
4.1) ผลการทดลอง	51
บทที่ 5	
5.1) สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง	56
กิตติกรรมประกาศ	58
หนังสืออ้างอิง	59
ภาคผนวก	60

การควบคุมมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงด้วยเทคนิคพัลส์วิธี่ที่มีอัตราเฉลี่ย

นาย ภูพงษ์ จันทเขตต์

นาย ศุภวีร์ บัณฑิตกุล

นาย สุจิษฐ์ ชูวงศ์เลิศกุล

อาจารย์ที่ปรึกษา

อาจารย์ สิงห์ทอง พิเศษศรีธรรมะ

ปีการศึกษา 2538

บทคัดย่อ

ในปริญาภิพนธ์นี้ได้แสดงวิธีการเพิ่มเพาเวอร์แพลคเตอร์และรูปคลื่นของกระแสเอชี่ไลต์สำหรับระบบควบคุมมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงซึ่งสามารถทำได้โดยใช้เทคนิคการควบคุมพัลส์แบบใหม่ในการแปลงไฟเอชี่เป็นดีซีโดยใช้หลักการคอมมิวเตท

จากการทดลองได้ผลของค่าเพาเวอร์แพลคเตอร์ที่ดีขึ้น และมีรูปคลื่นของกระแสเอชี่ไลต์ที่ตีระดับแรงดันเอาท์พุทสามารถปรับเปลี่ยนได้โดยปรับความกว้างพัลส์ไฟฟ้ากระแสตรง

เลขหมู่ T 33034 ๓๒
เลขทะเบียน 027867
วัน, เดือน, ปี 12ก.๓.34

SPEED CONTROL OF D.C MOTOR BY PULSE WIDTH MODULATION TECHNIC

Mr.PUTCHAPONG JUNTAKATT

Mr.SURAVEE BANTUKUN

Mr.SUGIN CHUWONGLERTSAKUL

SINGTHONG PATTANASETTANON

Advisor

1990

Abstract

In this thesis, as a method for improving power factor and waveform of ac line current drawn for d.c motor control system by an ac-to-dc converter a new pulsewidth controlled converter is proposed, its commutation mechanism is described, and experimental results are given which show a good power factor, a good waveform of the line current, and a wide adjustable range of dc output voltage.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

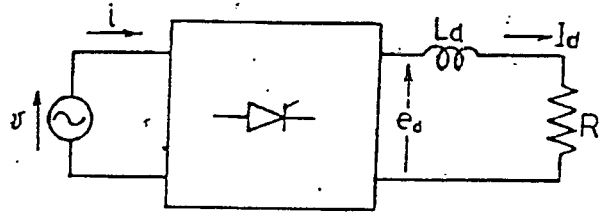
บทที่ 1

บทนำ

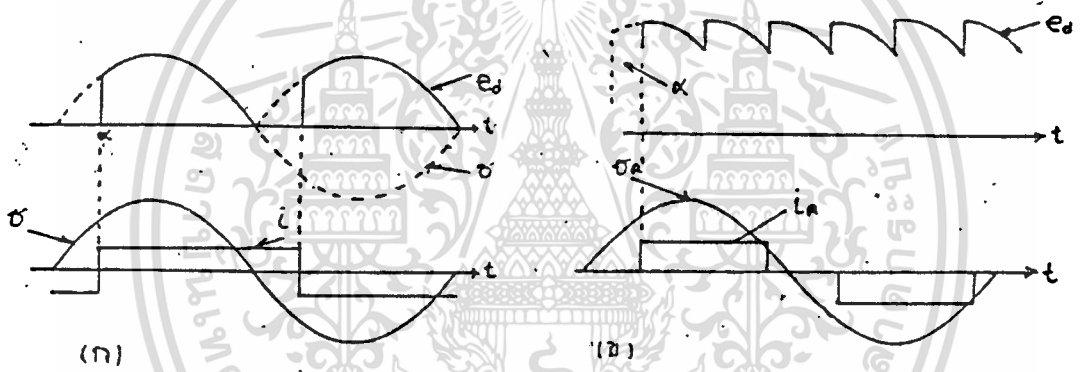
การควบคุมมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง โดยทั่วไปเราจะใช้หลักการของการควบคุมเฟสดังรูปที่ 1 แสดงแผนภูมิของเอช/ดิซี คอนเวอร์เตอร์แบบง่าย ๆ เอช/ดิซี คอนเวอร์เตอร์แบบควบคุมเฟส (phase control converter) เป็นที่นิยมกันมากเพราะสามารถจ่ายกำลังได้สูงมีการคอมมิวเตทไทรสเตอร์ที่ไม่ยุ่งยากและการทำงานของวงจรมีเสถียรภาพทั้งยังปรับช่วงดิซีขาออกได้กว้างแต่อย่างไรก็ตามคอนเวอร์เตอร์แบบดังกล่าวนี้มีข้อเส้อยู่หลายอย่างคือในส่วนของกระแสเอชในไลน์จะปรากฏฮาร์โมนิกที่ลำดับต่ำๆ และมีขนาดใหญ่ นอกจากนี้เพาเวอร์แฟคเตอร์ของระบบจะมีค่าลดลงเมื่อปรับค่ามุมเปิดกระแส (α) มากขึ้นดังรูปที่ 2 (ก) และ (ข) จะเห็นคลื่นหลักมูล (fundamental wave) ของกระแสในไลน์จะล่า (lag) มากขึ้นเมื่อมุมเปิดกระแส (α) มากขึ้น

เมื่อแก้ปัญหาหลักการของพีดับบลิวเอ็มหรือการควบคุมพัลส์เริ่มถูกพัฒนามาใช้ดังรูปที่ 3 (ก) และ (ข) แสดงรูปคลื่นของแรงดันไฟฟ้าและกระแสเอชในไลน์, แรงดันไฟฟ้าดิซีขาออก (ed) กรณีแบบควบคุมพัลส์ในกรณีนี้ ed จะขึ้นกับความกว้างพัลส์ w_1, w_2, w_3 สำหรับ 1ϕ และ 3ϕ ได้โดยปรับค่า w_1, w_2, w_3 หรือ M, N ซึ่งไม่ทำให้เกิดการล่า (lagging) ของคลื่นหลักมูล ดังนั้นเพาเวอร์แฟคเตอร์ของคลื่นหลักมูลจะเท่ากับหนึ่งเสมอไม่ว่าแรงดันไฟฟ้าดิซีขาออกจะเปลี่ยนแปลงอย่างไรนอกจากนี้ฮาร์โมนิกที่ลำดับต่ำๆ ในกระแสเอชไลน์จะถูกลดทอนออกไปแต่ฮาร์โมนิกลำดับสูงๆอาจมีค่าสูงชันกว่าแบบควบคุมเฟสแต่ก็ง่ายที่จะกำจัดออกด้วยการกรอง (filter) ฮาร์โมนิกที่ปรากฏในกระแสเอชในไลน์จะมีค่าแตกต่างกันไปขึ้นกับเทคนิคพีดับบลิวเอ็มที่ใช้, จำนวนพัลส์ในหนึ่งไซเคิล (cycle) และความกว้างพัลส์ สำหรับปริมาณนี้จะกล่าวถึง การนำพัลส์วิดท์มอดูเลชัน คอนเวอร์เตอร์ (pulse width modulation converter) มาใช้ควบคุมมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง ซึ่งเป็นวงจรที่พัฒนาขึ้นเพื่อที่จะทำให้เพาเวอร์ของระบบมีค่าสูงชันกว่าแบบเดิม

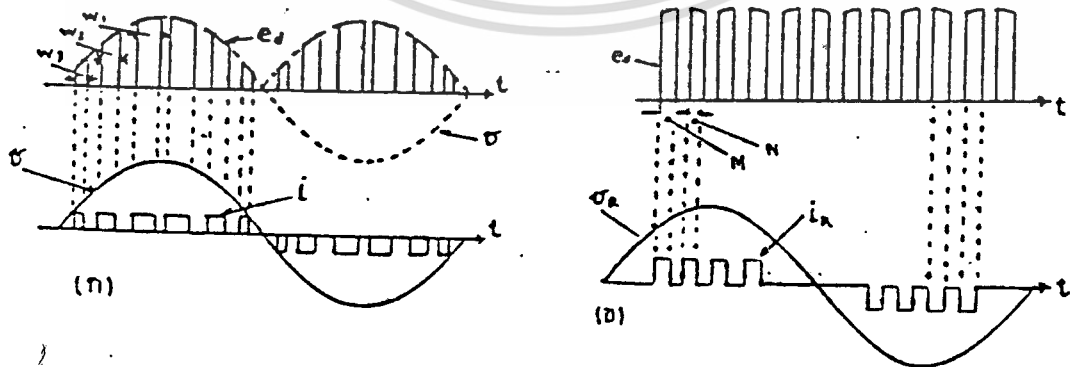
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 1 แผนภูมิของเอชไอ/ดีซี คอนเวอร์เตอร์แบบง่าย



รูปที่ 2 รูปคลื่นของแรงดันและกระแสไฟฟ้าเอชไอในไลน์, แรงดันดีซีขาออกของคอนเวอร์เตอร์ควบคุมเฟส (ก) 1 เฟส



รูปที่ 3 รูปคลื่นแรงดันและกระแสไฟฟ้าเอชไอในไลน์, แรงดันดีซีขาออกของคอน

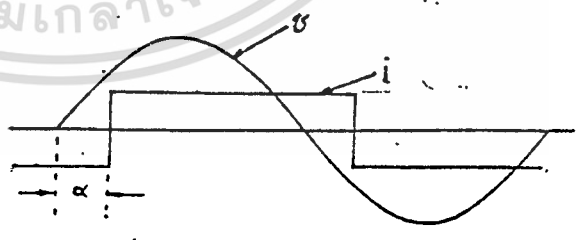
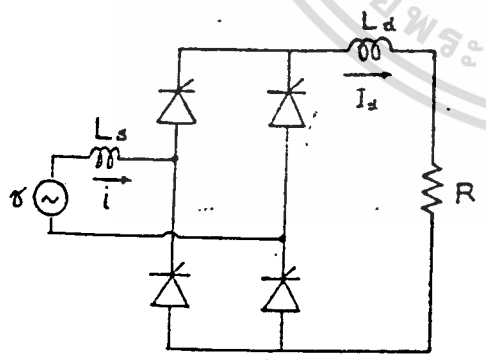
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ส่งเวอร์เตอร์แบบควบคุมพัลส์ 1 เฟส นั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอช/ดีซี คอนเวอร์เตอร์แบบควบคุมเฟส (phase control converter)

1.1) ลักษณะทั่วไปของวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบควบคุมเฟส

วงจรเอช/ดีซี คอนเวอร์เตอร์เป็นวงจรที่แปลงกำลังไฟฟ้ากระแสสลับเป็นกำลังไฟฟ้ากระแสตรงมีด้วยกันหลายชนิดซึ่งมีความแตกต่างกันไปการเลือกใช้งานจึงขึ้นอยู่กับความต้องการ เช่นว่าต้องการควบคุมหรือปรับแรงดันไฟฟ้าดีซีหรือไม่ในกรณีที่ไม่ต้องการเราอาจสามารถทำได้โดยใช้ไดโอดเรกติไฟร์แต่เมื่อต้องการควบคุมแรงดันไฟฟ้าดีซีให้ออกให้เปลี่ยนแปลงอย่างต่อเนื่องคอนเวอร์เตอร์แบบควบคุมเฟสจึงถูกนำมาใช้ซึ่งโดยทั่วไปมักใช้ไทรสเตอร์เป็นตัวเปิดปิดวงจรและการควบคุมแรงดันไฟฟ้าดีซีให้ออกทำได้โดยควบคุมมุมเปิดกระแสของไทรสเตอร์ (α) สำหรับแหล่งจ่ายไฟของคอนเวอร์เตอร์แบบควบคุมเฟสอาจเป็นหนึ่งเฟสหรือใช้สามเฟสในกรณีที่ต้องการกำลังมากและริบเบิล (ripple) น้อย

รูปที่ 1.1 (ก) เป็นตัวอย่างของวงจร 1 ϕ เอช/ดีซี คอนเวอร์เตอร์แบบควบคุมเฟสที่นิยมทั่วไป ส่วนรูปคลื่นของกระแสและแรงดันไฟฟ้างแสดงในรูปที่ 1.1 (ข)



แรงดันไฟฟ้าเฉลี่ยขาออก (e_{dc}) = $\frac{2\sqrt{2} V_{rms}}{\pi} \cos \alpha$ (1.1)

กระแสเฉลี่ยขาออก (i_{dc}) = $\frac{2\sqrt{2} V_{rms}}{\pi R} \cos \alpha$ (1.2)

ดังนั้นเราหาเปอร์เซ็นต์แรงดันเฉลี่ยขาออกเมื่อเทียบกับแรงดันเฉลี่ยกราด์เป็นช้อยน์เต็มคลื่นธรรมดา (full wave rectifier)

$\bar{e}_d = \frac{e_{dp} \cdot 100}{E_d}$ (1.3)

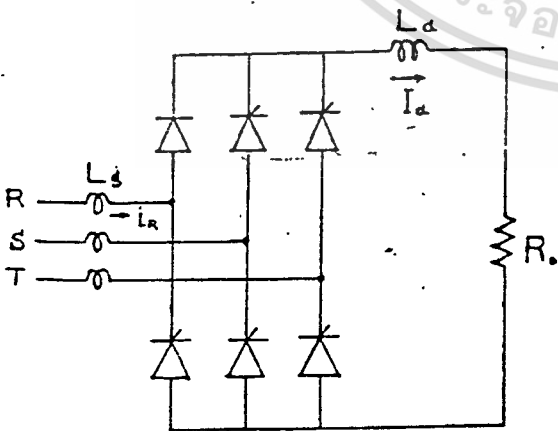
โดยที่

$E_d = \frac{2\sqrt{2} V_{rms}}{\pi}$ (1.4)

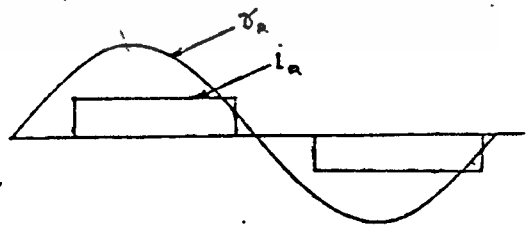
ดังนั้น

$\bar{e}_d = \cos \alpha \cdot 100$ (1.5)

รูปที่ 1.2 (ก) เป็นตัวอย่างของวงจรสามเฟสเอซี/ดีซี คอนเวอร์เตอร์แบบควบคุมเฟสต่างๆไป ส่วนรูปคลื่นแรงดันและกระแสไฟฟ้างแสดงในรูปที่ 1.2 (ข)



รูปที่ 1.2 (ก)



รูปที่ 1.2 (ข)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\text{แรงดันไฟฟ้าดีซีขาออก} \quad (e_{d_p}) = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} \cdot V_{\text{phase}} \cdot \cos \alpha \quad \dots\dots\dots(1.6)$$

$$\text{กระแสดีซีขาออก} \quad (I_d) = \frac{3\sqrt{6}}{\pi R} \cdot V_{\text{phase}} \cdot \cos \alpha \quad \dots\dots\dots(1.7)$$

เช่นเดียวกับกรณีหนึ่งเฟส

$$E_d = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} \cdot V_{\text{phase}} \quad \dots\dots\dots(1.8)$$

$$\dot{e}_d = \cos \alpha \cdot 100 \quad \dots\dots\dots(1.9)$$

จากสมการ (1.5) และ (1.9) e_d ก็คือค่าเปอร์เซ็นต์ของ \cos มุมเปิดกระแส (α) นั้นเอง

1.2) องค์ประกอบฮาร์โมนิคของกระแสในไลน์สำหรับ เอ/ซี คอนเวอร์เตอร์แบบควบคุมเฟส

รูปคลื่นกระแสไฟฟ้าสลับที่มีคาบเวลาแน่นอน สามารถกระจายอยู่ในรูปคลื่นชานนี้ได้ดังนี้

$$i(\omega t) = a_0/2 + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\omega t + b_n \sin n\omega t)$$

โดยที่

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i(\omega t) \cos n\omega t \, d\omega t$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i(\omega t) \sin n\omega t \, d\omega t$$

จะเห็นว่ารูปคลื่นกระแสในรูปที่ 1.1 (ข) และ รูปที่ 1.2 (ข) เป็นฟังก์ชันคี่ (odd function)

$$a_n = 0$$

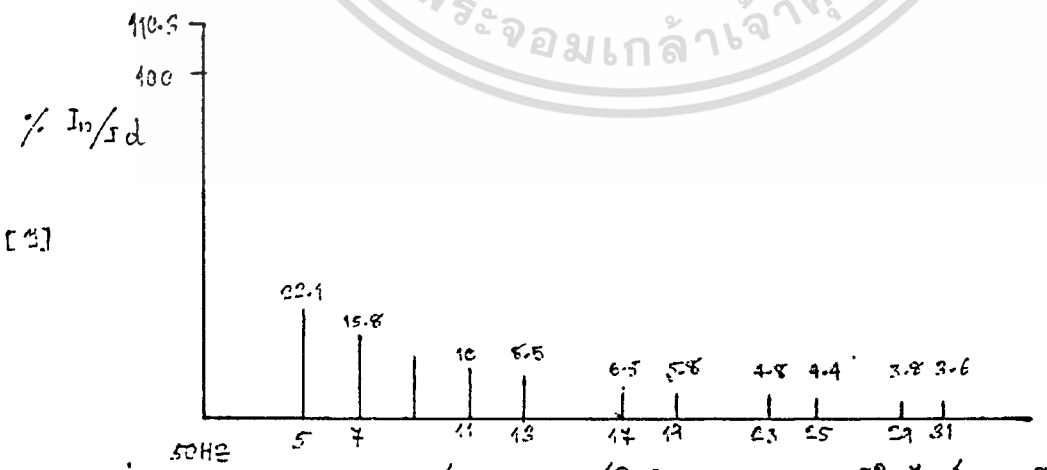
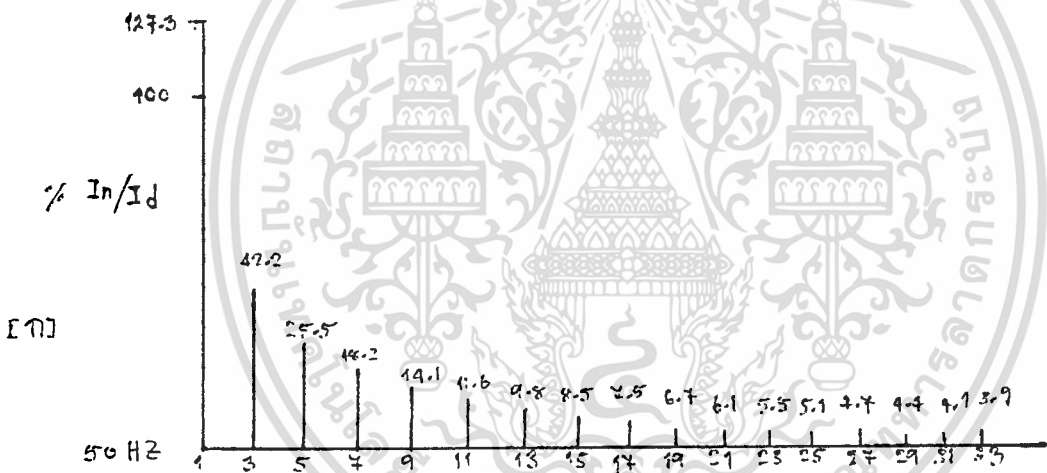
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้น

$$i(\omega t) = \sum_{n=1}^{\infty} b_n \sin n\omega t \dots\dots\dots(1.10)$$

จะเห็นได้ว่า b_n คือ ขนาดของฮาร์โมนิคลำดับที่ n ของกระแสเอชไอไลน์ของ คอนเวอร์เตอร์ ซึ่งจะมีค่าอย่างไรขึ้นกับฟังก์ชัน $i(\omega t)$

ในรูปที่ 1.3 (ก) และรูปที่ 1.3 (ข) แสดงถึงองค์ประกอบฮาร์โมนิคของกระแสเอชไอไลน์สำหรับหนึ่งเฟสและสามเฟสของรูปคลื่นกระแสในรูปที่ 1.1 (ข) โดยที่แกนตั้งเป็นค่าของ I_n/I_d และแกนนอนแทนฮาร์โมนิคที่ n จะเห็นว่าในกรณีหนึ่งเฟสฮาร์โมนิคลำดับต่ำๆ เช่น ลำดับที่ 3, 5 และ 7 จะมีขนาดใหญ่และมีขนาดลดลงเมื่อลำดับของฮาร์โมนิคสูงขึ้นในกรณีสามเฟสก็เช่นกัน แต่กรณีสามเฟสฮาร์โมนิคลำดับที่ 3 และ 3n จะไม่ปรากฏ



รูปที่ 1.3 กราฟแสดงองค์ประกอบฮาร์โมนิคของกระแสเอชไอไลน์ กรณีคอนเวอร์เตอร์แบบควบคุมเฟส (ก) 1 เฟส (ข) 3 เฟส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยทั่วไปค่า I_n และ I_d จะค่าต่างกันไปขึ้นอยู่กับมุมเปิดนำกระแสของไทรสเตอร์ (α) เช่น I_d เป็นไปตามสมการ (1.2) และ (1.7) แต่ค่า I_n/I_d จะมีค่าคงที่เสมอไม่ว่า α จะมีค่าเป็นเท่าไร ทั้งนี้เนื่องรูปคลื่นของกระแสไม่มีความเพี้ยนไปจากเดิมแม้มุม α จะเปลี่ยนไปเพียงแต่รูปคลื่นของกระแสจะเลื่อน (shift) ไปเท่านั้น

1.3) เพาเวอร์แฟคเตอร์ของคอนเวอร์เตอร์

ในเรื่องของคอนเวอร์เตอร์นี้ เนื่องจากกระแสเอซีในไลน์จะไม่มีลักษณะเป็นคลื่นรูปไซน์ ดังนั้นจึงมีปัญหาเรื่องการคิดค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ของระบบเพราะต้องนำผลของฮาร์โมนิคมาคิดด้วยในการคิดนี้จึงมีตัวพารามิเตอร์ต่างๆเข้ามาเกี่ยวข้องกับตัวซึ่งขึ้นกับลักษณะรูปคลื่นของกระแสพารามิเตอร์ที่จะต้องนำมาคิดเช่นค่า "displacement factor" หมายถึงค่า \cos ของมุมระหว่างแรงดันและกระแสเอซีในไลน์สำหรับในกรณีคอนเวอร์เตอร์แบบควบคุมเฟส มุมดังกล่าวคือมุมเปิดนำกระแส (α) พารามิเตอร์อีกตัวคือค่า "distortion factor" หมายถึงค่าความเพี้ยนของรูปคลื่นกระแสเอซีในไลน์เมื่อเทียบกับรูปคลื่นไซน์

พารามิเตอร์เหล่านี้จะมีความเกี่ยวข้องกับค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ที่จะคำนวณได้จะแสดงวิธีการคำนวณในขั้นตอนต่อไปนี้

การคำนวณจะแยกเป็นสองกรณี คือ

กรณีที่ 1 fundamental power factor = total power factor

เมื่อ V_{in} เป็น sinusoidal

I_{in} เป็น sinusoidal

กรณีที่ 2 fundamental power factor = total power factor

เมื่อ V_{in} เป็น sinusoidal

I_{in} เป็น Non-sinusoidal เนื่องจากเกิด harmonic reactive power

ในกรณีที่ 1 นั้นเราจะหา total power factor ได้โดย

$$\cos \alpha = \frac{\text{real power (watt)}}{\text{(phase)}}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับ V_{phase} และ I_{phase} เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ส่วนในกรณีที่ 2 เราจะหา total power factor (๘) ได้จาก

$$\delta = \frac{\text{real power}}{\text{Apparant power}} = \frac{P_i}{P_a} \dots\dots(1.11)$$

โดยที่

$$P_a = V_1 \sqrt{I_1^2 + \sum_{n=1}^{\infty} I_n^2} \dots\dots(\text{apparent power}) \dots\dots(1.12)$$

$$P_i = P_i(\text{fund}) + P_i(\text{har}) \dots(\text{effective or real power}) \dots(1.13)$$

และ

$$P_i = V_1 I_1 \cos \alpha_1$$

$$P_x = V_1 I_1 \sin \alpha_1 \dots\dots(\text{FUNDAMENTAL REACTIVE POWER}) \dots\dots(1.14)$$

$$P_h = V_1 \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2} \dots(\text{harmonic reactive power}) \dots\dots(1.15)$$

จาก Apparent current = fundamental current + Harmonic current

$$I_n = I_n(\text{fund}) + I_n(\text{har})$$

$$P_i(\text{har}) = \frac{1}{2\pi} \int V_{in} I_n(\text{har}) dt = 0$$

เนื่องจาก V_{in} และ I_n มีความถี่ต่างกัน

$$P_i(\text{fund}) = \frac{1}{2\pi} \int v_{in} i_n(\text{fund}) dt = 0$$

และมีค่าเป็นส่วน real power

$$P_i(\text{fund}) = \frac{1}{2\pi} \int \sqrt{2} V_i \sin \omega t \cdot \sqrt{2} I_1 \sin(\omega t + \alpha_1) dt$$

$$= \frac{1}{2\pi} \cdot 2 \cdot V_1 I_1 \int (\cos \alpha_1 \sin^2 \omega t + \sin \alpha_1 \sin \omega t \cos \omega t) dt$$

$$\alpha_1 \sin \omega t \cos \omega t) dt$$

α คือมุมระหว่าง $I_n(\text{fund})$ กับ V_{in} ซึ่ง α_1 คือ α ในคอนเวอร์เตอร์แบบควบคุมเฟส
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



$$= \frac{V_1 I_1}{\pi} \int_0^{2\pi} (\cos \alpha_1 \frac{1}{2} (1 - \cos 2\omega t) d\omega t + \frac{1}{2} \sin \alpha_1 \frac{\sin 2\omega t}{2} d\omega t)$$

อินทิเกรตเทอมหลังเป็นศูนย์ เนื่องจากฟังก์ชัน sin มีค่าเป็นศูนย์ที่ 0 และ 2π ดังนั้น

$$P_i(\text{fund}) = \frac{V_1 I_1}{\pi} \int_0^{2\pi} (-\cos \alpha_1 \frac{1}{2} \cos 2\omega t d\omega t)$$

(เทอมหลังเป็นศูนย์เพราะฟังก์ cos เป็นฟังก์ชันคู่)

$$P_i(\text{fund}) = \frac{V_1 I_1}{\pi} \cos \alpha_1 \frac{2\pi}{2}$$

$$= V_1 I_1 \cos \alpha_1$$

$$P_i(\text{fund}) = P_i = V_1 I_1 \cos \alpha_1 \dots (1.16)$$

จากสมการ (1.12), (1.13), (1.14), (1.15) จะได้ว่า

$$P_a^2 = P_x^2 + P_i^2 + P_h^2 \dots (1.17)$$

$$\text{หรือ } P_a^2 = P_x^2 + P_i^2(\text{fund}) + P_h^2$$

จากทั้งหมดที่พิสูจน์จะได้ว่า

$$\begin{aligned} \delta &= \frac{V_1 I_1 \cos \alpha_1}{V_1 \sqrt{I_1^2 + \sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}} \\ &= \frac{I_1 \cos \alpha_1}{\sqrt{I_1^2 + \sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}} \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ n=2 เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นจะได้ว่า

$$\text{power factor รวม } \delta = \mu \cos \alpha 1 \quad \dots (1.19)$$

โดยที่

$$\begin{aligned} \mu (\text{distortion factor}) &= \frac{\text{fundamental current (rms)}}{\text{total current (rms)}} = \frac{I_1}{I_{\text{rms}}} \\ &= \frac{I_1}{\sqrt{I_1^2 + \sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}} \quad \dots (1.20) \end{aligned}$$

และ

$\cos \alpha 1 = \text{displacement factor}$

กล่าวคือ

$$\text{power factor} = \text{displacement factor} * \text{distortion factor} \quad \dots (1.21)$$

การหาค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ของคอนเวอร์เตอร์แบบควบคุมเฟสจึงหาได้จากสมการ (1.19) หรือ (1.21) ซึ่งจะเห็นได้ว่าคุณค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ของคอนเวอร์เตอร์ขึ้นกับค่า μ และ $\cos \alpha 1$ และโดยทั่วไป p.f ของคอนเวอร์เตอร์แบบควบคุมเฟสมีลักษณะดังนี้

1) p.f จะมีค่าต่ำเนื่องจาก $\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2$ มีค่ามากเนื่องจากรูปคลื่นกระแสที่ไม่ดี

2) ค่า p.f จะลดลงเมื่อ ปรับมุมเปิดกระแส (α) มากขึ้นหรือปรับค่าแรงดันไฟฟ้าดีซีลดลงเนื่องมาจากค่า $\cos \alpha$ จะมีค่าลดลง

เนื่องรูปคลื่นของกระแสเอซีในไลน์จะไม่เปลี่ยนแปลงแม้จะปรับค่า α ไปเท่าไรก็ตาม ดังนั้นค่า μ ในกรณีคอนเวอร์เตอร์แบบควบคุมเฟสในรูปที่ 1.1(ก) และ(ข) จะมีค่าคงที่เสมอไม่ว่า α จะมีค่าเท่าไร จากสมการ (1.5), (1.19) แทนค่า $\cos \alpha 1$ ลงในสมการ (1.19)

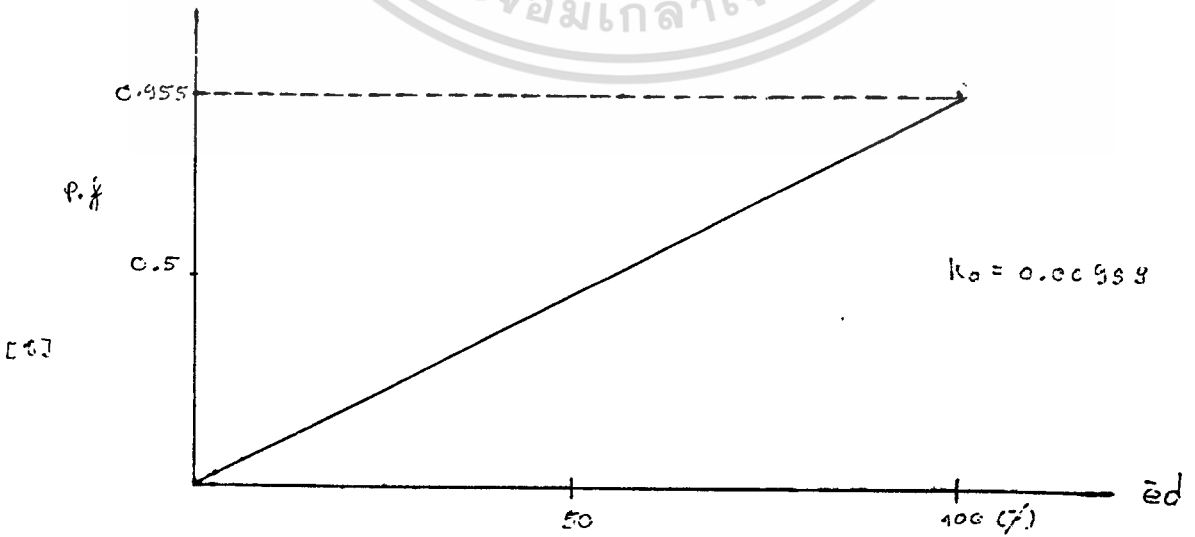
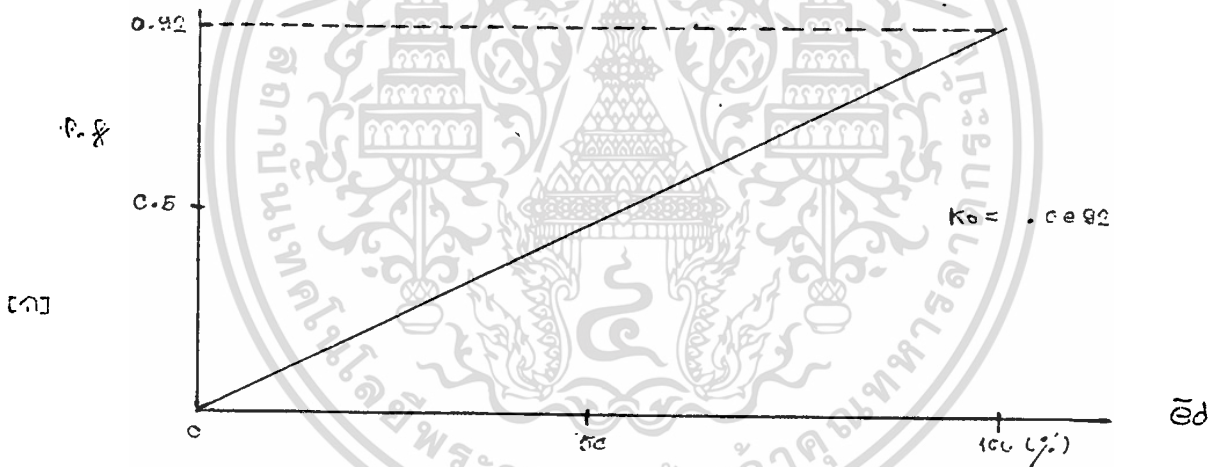
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า เพราะฉะนั้น
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\text{เพาเวอร์แฟคเตอร์} = \frac{\mu * \bar{e}d}{100} \dots\dots\dots (1.22)$$

$$= K_o \bar{e}d \dots\dots\dots (1.23)$$

เมื่อ $K_o = \mu/100$ เป็นค่าคงที่

อาศัยข้อมูลเกี่ยวกับองค์ประกอบอาร์โมนิคในรูปที่ 1.3 เพื่อใช้ในการหาค่า μ สำหรับรูปคลื่นดังรูปที่ 1.1 เราสามารถเขียนกราฟระหว่างเพาเวอร์แฟคเตอร์กับค่า $\bar{e}d$ ว่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ของคอนเวอร์เตอร์แบบควบคุมเฟสดังรูปที่ 1.4 (ก) และรูปที่ 1.4 (ข) แปรผันตรงกับค่า $\bar{e}d$ ซึ่งสอดคล้องกับสมการที่ (1.23) สิ่งที่เห็นได้ชัดคือว่าเมื่อมุมเปิดกระแส (α) มากขึ้น ($\bar{e}d$ มีค่าน้อยลง) เพาเวอร์แฟคเตอร์ของคอนเวอร์เตอร์จะมีค่าลดลง (เนื่องจาก $\cos \alpha$ มีค่าลดลง)



รูปที่ 1.4 กราฟความสัมพันธ์ระหว่าง p.f กับ $\bar{e}d$ (ก) 1 เฟส (ข) 3 เฟส

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

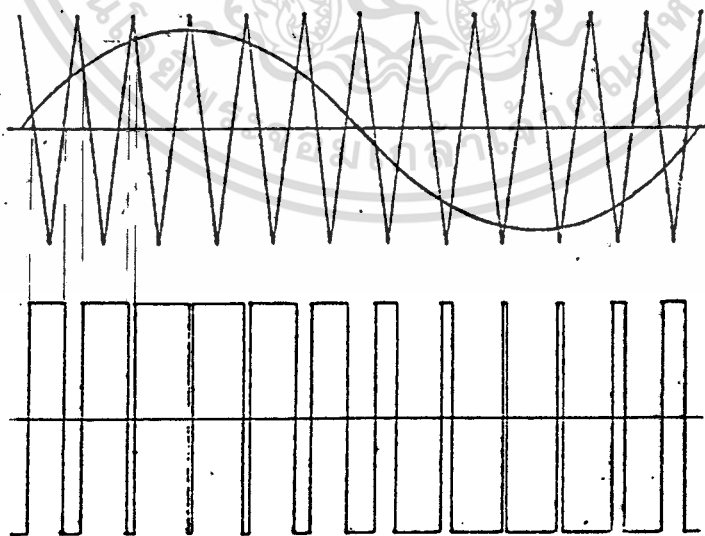
พัลส์วีดท์มอดูเลชัน (pulse width modulation: p.w.m)

พัลส์วีดท์มอดูเลชัน หรือการมอดูเลทความกว้างพัลส์เป็นการสร้างสัญญาณสวิทช์ (switching) เพื่อใช้ในการทริก (trig) ไทริสเตอร์ในวงจรเมน (main) โดยใช้เทคนิคการแบ่งคลื่นในหนึ่งคาบออกเป็นพัลส์ย่อยๆ หลายพัลส์ซึ่งแต่ละพัลส์อาจมีความกว้างของพัลส์ไม่เท่ากันก็ได้และรูปคลื่น p.w.m สามารถขึ้นได้โดยใช้รูปแบบและเทคนิคการสร้างหลายวิธีเช่น equal pulsewidth modulation, sinusoidal pulsewidth modulation, inverted sine modulation, trapezoidal modulation, square wave modulation and delta modulation

2.1) ลักษณะรูปคลื่นพัลส์ดับเบิลวีเอ็ม (pwm)

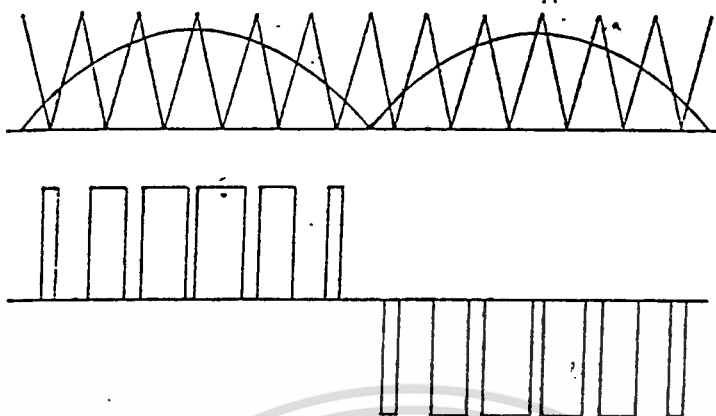
รูปคลื่นพัลส์ดับเบิลวีเอ็มมีอยู่ 2 ลักษณะ ได้แก่

- 2.1.1) คลื่นพัลส์ดับเบิลวีเอ็มแบบ 2 ระดับ เป็นรูปคลื่นที่มีการสวิทช์ระหว่างระดับอ้างอิง 2 ระดับ คือ $+A$ และ $-A$ ดังรูปที่ 2.1
- 2.1.2) คลื่นพัลส์ดับเบิลวีเอ็มแบบ 3 ระดับ เป็นรูปคลื่นที่มีการสวิทช์ระหว่างระดับอ้างอิง 3 ระดับ คือ $+A$ และ $-A, 0$ ดังรูปที่ 2.2



รูปที่ 2.1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.2

2.2) การสร้างรูปคลื่นพัลส์บวลิวเอ็ม (pwm)

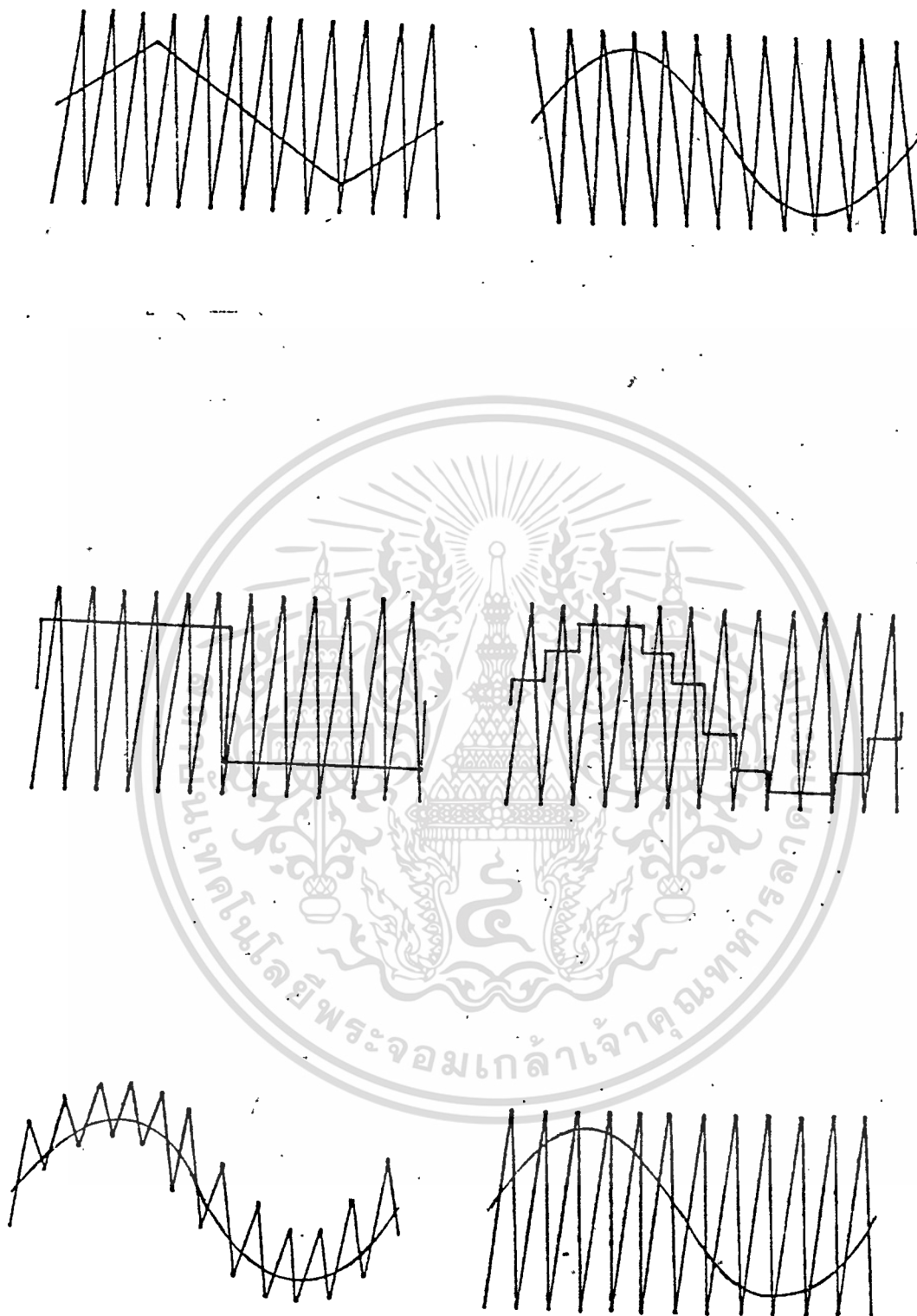
การสร้างรูปคลื่น pwm สามารถสร้างขึ้นมาโดยวิธีต่าง ๆ กัน ได้แก่

2.2.1) โดยการใช้ไมโครโปรเซสเซอร์ (microprocessor) ซึ่งสามารถกระทำได้โดยการโปรแกรมให้ไมโครโปรเซสเซอร์ส่งสัญญาณซึ่งสอดคล้องกับมุมสวิทช์ผ่านทางเอาต์พุตพอร์ท (output port) ซึ่งจะต้องมีการคำนวณค่ามุมสวิทช์ซึ่งต่าง ๆ ออกมาเสียก่อน แล้วจึงเก็บไว้ในหน่วยความจำไมโครโปรเซสเซอร์จะอาศัยข้อมูลจากหน่วยความจำเพื่อสร้างแพทเทิร์น (pattern) สัญญาณ pwm ขึ้นมาแล้วจึงส่งผ่านเอาต์พุตพอร์ทออกมา

2.2.2) โดยการใช้วงจรอิเล็กทรอนิกส์ซึ่งจะสะดวกมากเมื่อใช้วงจรเปรียบเทียบ (comparator) เช่น ไอซี LM 339 เป็นต้น โดยจะทำการป้อนสัญญาณอินพุต (input) 2 สัญญาณเข้าสู่วงจรเปรียบเทียบ คือสัญญาณอ้างอิง (reference) หรือสัญญาณเมื่อคดดูเลติง (modulating signal) ซึ่งจะมีความถี่เท่ากับรูปคลื่น pwm ที่ต้องการกับสัญญาณแคเรียร์ (carrier) ที่มีความถี่สูงกว่ามุมสวิทช์ของรูปคลื่น pwm ก็คือจุดตัดของสัญญาณทั้งสองการสร้างโดยอาศัยวงจรเปรียบเทียบนี้สามารถเลือกสัญญาณที่ใช้เปรียบเทียบได้

หลายลักษณะดังแสดงในรูปที่ 2.3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

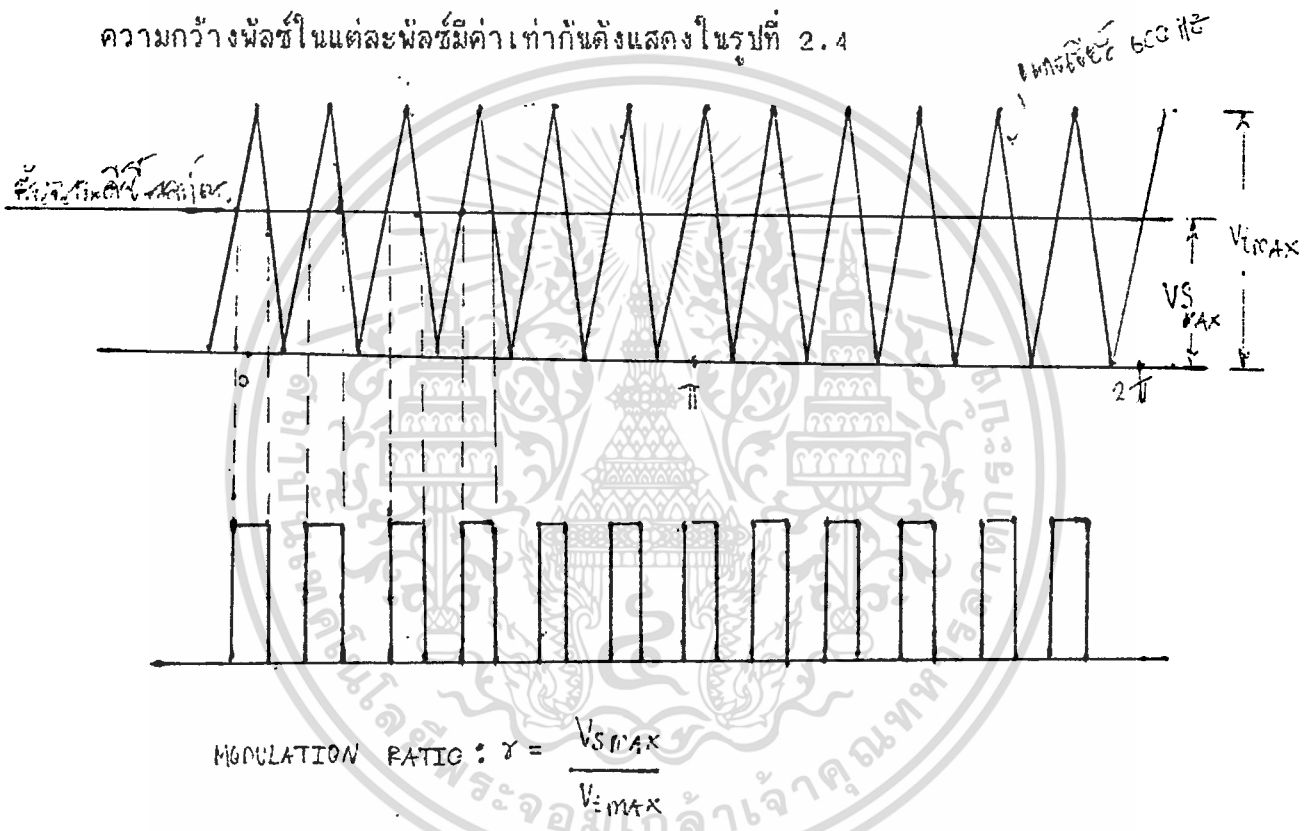


รูปที่ 2.3 ตัวอย่างการสร้างรูปคลื่น pwm โดยการใช้วงจรเปรียบเทียบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3) รูปคลื่นนิ้ดบับลิว เอ็มที่ใช้ในปริณญาณิมนซ์

จะใช้หลักการสร้าง .pwm แบบ equal pulsewidth modulation คือใช้การเปรียบเทียบระหว่างระดับสัญญาณดิซึกับคลื่นสามเหลี่ยม โดยที่คลื่นสามเหลี่ยมเป็นสัญญาณแคเรียร์มีความถี่ 600 HZ ดั้งนั้นสัญญาณน้ดบับลิว เอ็มที่ได้จึงมี 12 pulse ใน 1 คาบและความกว้างพัลซ์ในแต่ละพัลซ์มีค่าเท่ากันดังแสดงในรูปที่ 2.4



รูปที่ 2.4 การสร้างสัญญาณน้ดบับลิว เอ็มแบบ equal p.w.m

จากรูปจะเห็นได้ว่า เมื่อเปลี่ยนแปลงระดับสัญญาณดิซึ จุดตัดระหว่างคลื่นจะเปลี่ยนแปลงไปทำให้เกิดการเปรียบเทียบจากวงจรเปรียบเทียบ ได้ความกว้างพัลซ์มีค่าใหม่ในลักษณะที่ถ้าความกว้างพัลซ์มีค่ากว้างมากทำให้ได้โวลท์ เตจคร่อมโหลดมีค่ามากขึ้นด้วยและการปรับระดับขนาดโวลท์ เตจดิซึให้สูงขึ้นหรือลดลงนี้เรียกได้ว่าเป็นการมอดดูเลทความกว้างพัลซ์เพื่อปรับระดับดิซึเอาท์พุทโวลท์ เตจโดยจะใช้ค่า γ เป็นตัวกำหนดขนาดของอัตราส่วนระหว่าง แอมปลิจูดของสัญญาณดิซึต่อสัญญาณสามเหลี่ยมซึ่งเรียกว่ามอดดูเลชันเรโซ (modulation ratio) ซึ่งจะมีค่าไม่เกิน 1 เพื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทฤษฎีการออกแบบ SNUBBER สำหรับป้องกัน SCR เสียหาย

ความจำเป็นพื้นฐานของการต่อ R-C SNUBBER คร่อม POWER RECTIFIER หรือไทรสเตอร์ คือ การลดทอนพลังงานของกระแสที่ทับและผลของ VOLTAGE SPARK และ อัตราเพิ่มของ dv/dt ในการให้ประจักษ์ SNUBBER ที่แสดงให้เห็นว่ามีการ DAMP ที่ดีที่สุด ซึ่งต้านทาน PEAK VOLTAGE ได้น้อยที่สุด แต่ค่าความต้านทานที่ต่ำกว่าจะใช้ในการเฉลี่ย dv/dt ถึง PEAK ได้ต่ำสุด การออกแบบสำหรับการเลือก ค่า CAPACITANCE และค่า ความต้านทานที่ดีที่สุด ที่ใช้ในการ LIMIT ค่า PEAK VOLTAGE หรือ dv/dt ที่ใช้ในการ กำหนดค่า กระแสที่ไหลย้อนกลับจะถูกต่อเข้ากับตัวเหนี่ยวนำในวงจรและพลังงานส่วนนี้จะ ถูกดูดซับหายไป โดยในการทำงานของ SNUBBER จะเกิดค่าสูญเสียขึ้นซึ่งเป็นข้อจำกัดใน การทำงานของมัน

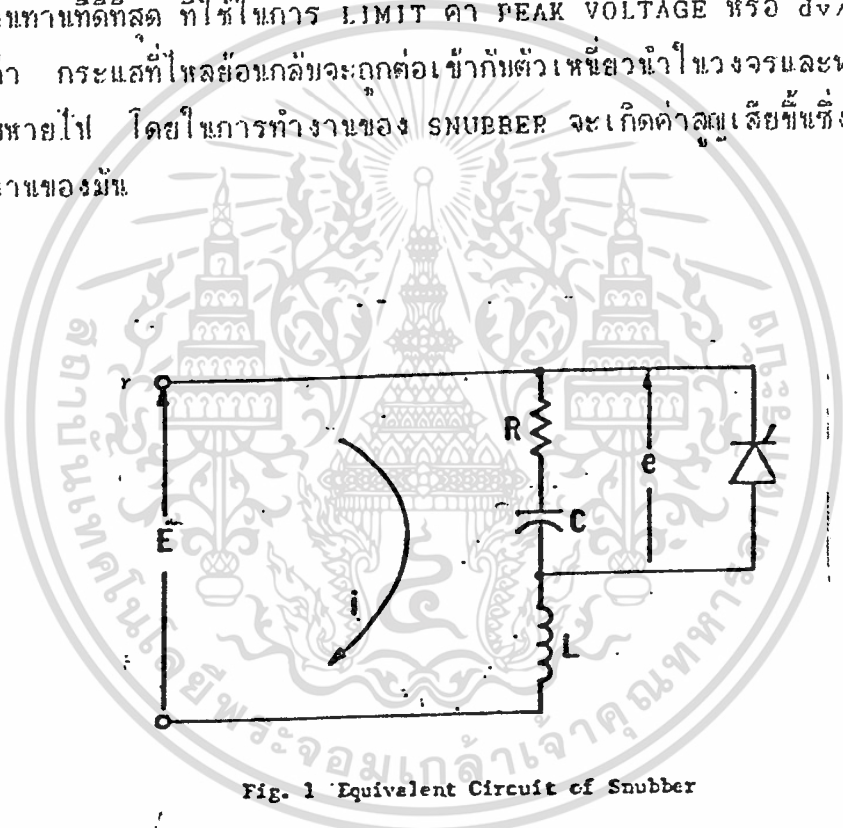


Fig. 1 Equivalent Circuit of Snubber

รูปที่ 1

สมการโดยทั่วไปของ RECOVERY VOLTAGE TRANSIENT

การวิเคราะห์ RECOVERY VOLTAGE TRANSIENT ที่ปรากฏขึ้นระหว่าง SEMICONDUCTOR RECTIFIER DIODE หรืออุปกรณ์ THYRISTOR กับ POWER CONVERTER ซึ่งสามารถลดลงเป็นวงจรสมมูลดังใน รูปที่ 1 แรงดัน E ซึ่งสามารถสมมติให้ผ่านช่วง TRANSIENT มาแล้วโดยให้มีค่าคงที่ ซึ่งนำมาใช้ในวงจร R-L-C อเนกกรม แรงดันที่ตก คร่อมตัวต้านทานและตัวเก็บประจุของ SNUBBER ในวงจรอนุกรมที่ปรากฏขึ้นเป็นแรงดัน RECOVERY ของอุปกรณ์ SEMICONDUCTOR โดยในตอนแรกแรงดันที่ตัว CAPACITOR จะมี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ไปเผยแพร่ประโยชน์ทางการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปดสิ่งเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่เกิดขึ้นภายในตัวเหนี่ยวนำ L และส่งผ่านไปทั้งส่วน R-C เมื่อเป็นเอากร์ภายในหลอดเดียว
 กัน หลอดนี้จะสมมติให้มีช่องห่างระหว่างกันน้อยๆ ซึ่งแน่นอนหลอดที่ใส่ SNAP-OFF DIODES
 และจะมีผลต่ออุปกรณ์อื่นๆ เวลาเริ่มต้นของ TRANSIENT จะมีค่าคงที่เมื่อใช้เอากร์ที่อยู่ใน
 กล้องเดียวกันค่าเริ่มต้นของ ϵ คือ IR ค่า RECOVERY TRANSIENT ในอุดมคติแสดงอยู่ใน
 รูปที่ 2

ส่วน PEAK RECOVERY CURRENT i ที่ให้กับอุปกรณ์จะอยู่ในรูปของอนุกรมวิ กระ
 แลที่ไหลในช่วงมรภก่อนที่จะเปลี่ยนเป็นแรงดัน E และอัตราส่วนของ di/dt มีค่าเท่ากับ
 E/L ซิมิลและค่าสูงสุดของ RECOVERY CURRENT (หรือค่าประจุ RECOVERY ที่เห็นกระ
 แลที่ง่ายแก่การคำนวณ) ที่รวมอยู่ในข้อกำหนดของอุปกรณ์ดังในสมการที่ 1

สมการ LAPLACE TRANSFORMS โดยทั่วไป ของ กระแส i และแรงดัน ϵ

$$i(s) = \frac{E/L + sI}{s^2 + R/L + 1/LC} \tag{1}$$

$$\epsilon(s) = - \frac{s(E-RI) - I/C}{s^2 + R\epsilon/L + 1/LC} + E/s \tag{2}$$

การแก้สมการโดยทั่วไป กำหนดให้ค่าพารามิเตอร์มีค่าดังนี้
 UN-DAMPED NATURAL FREQUENCY (เรเดียน/วินาที)

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \tag{3}$$

ตัวแปรที่ใช้ลด

$$\alpha = \frac{R}{2L} \tag{4}$$

สำหรับการออกแบบวงจร SMUBBER สามารถเขียนในเทอมของตัวแปรอย่างง่าย

ดังนี้

แฟคเตอร์ของกระแสเริ่มต้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น I/E นั้น $1/(LC)$ ให้นำไปใช้ประโยชน์ (5) ค่า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีก DAMPING FACTOR ให้ค้นหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\delta = R / (2\sqrt{L/C}) = \alpha / \omega_0 \quad (6)$$

ซึ่ง

$$X^2 = \frac{1/2 \cdot I^2}{1/2 \cdot CE^2} = \frac{\text{พลังงานเริ่มแรกในตัวเหนี่ยวนำ}}{\text{ความต้านสุดท้ายในตัวเก็บประจุ}} \quad (7)$$

CASE 1 ภายใต้อัตรา $\delta < 1$

CASE นี้ มีความสำคัญมากในการออกแบบวงจรที่ติดตั้ง ความถี่เชิงมุมของ

DAMPED OSCILLATIONS คือ

$$\omega = \sqrt{(\omega_0^2 - \alpha^2)} = \omega_0 \sqrt{(1 - \delta^2)} \quad (8)$$

แปลงสมการที่ 2 กลับมาได้

$$e = E - (E - RI)(\cos \omega t - \alpha/\omega \cdot \sin \omega t) e^{-\alpha t} + 1/C\omega \cdot \sin \omega t e^{-\alpha t} \quad (9)$$

ทำการดิฟเฟอเรนเชียลสมการที่ 9

$$de/dt = (E - RI)(2\alpha \cos \omega t + (\omega^2 - \alpha^2)/\omega \sin \omega t) e^{-\alpha t} + 1/C (\cos \omega t - \alpha/\omega \cdot \sin \omega t) e^{-\alpha t} \quad (10)$$

ค่าแรงดันเริ่มต้นและความต้านสามารถพิจารณาโดยข้อกำหนดของวงจรรูปที่ 1 หรือกำหนดให้ $t = 0$ ใน (9) และ (10) โดยที่มีผลเหมือนกัน CRITICAL หรือ OVER-DAMPLING

$$(e/E)_0 = RI/E = 2\delta \quad (11)$$

$$(de/dt)_0 = (E - RI)2\alpha + 1/C \quad (12)$$

$$= (E - RI)/L + 1/C \quad (13)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานที่เป็นการศึกษา (25 ไม่อนุญาตให้ใช้ประโยชน์ในการค้า) (14)
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้าความชันเริ่มแรกไม่เกินบวก แรงดัน RECOVERY เริ่มแรก หาได้จาก (11) ซึ่งมีค่าสูงสุด ถ้า

$$2\delta - 4\delta^2 x + x > 0 \tag{15}$$

หรือ
$$-\delta < (1 + \sqrt{(1 + 4x^2)}) / 4x \tag{16}$$

ความชันที่ได้จะเป็นบวก และแรงดัน RECOVERY จะเพิ่มขึ้นถึง PEAK ด้วย เวลา t_1 ซึ่งสามารถหาได้โดยให้สมการที่ (10) มีค่าเท่ากับ 0 ดังนี้

$$\tan \omega t_1 = - \frac{(\alpha - R_1) / 2\alpha + (1/C)}{(E - R_1) ((\omega^2 - \alpha^2) / \omega) - (I_d / C\omega)} \tag{17}$$

$$= - \frac{(2\delta - 4\delta^2 x + x) \sqrt{(1 - \delta^2)}}{1 - 3\delta x - 2\delta^2 + 4\delta^3 x} \tag{18}$$

$$= f(\delta, X) \quad (\text{ค่าจำกัดความของฟังก์ชัน}) \tag{19}$$

$$t_1 = (1/\omega) \tan^{-1} f(\delta, X) \tag{20}$$

$$= \frac{\tan^{-1} f(\delta, X)}{\omega_0 \sqrt{(1 - \delta^2)}} \tag{21}$$

เมื่อมุมเป็นหนึ่งหรือสอง Quadrantแรก ฟังก์ชันข้างบน $f(\delta, X)$ เป็นบวกหรือลบตามลำดับ

ค่าของ t_1 จาก (21) ถึง (9) ค่า Peak Recovery Voltage คือ

$$E_1 = E + e^{-\alpha t_1} \frac{(E - R_1)^2 + ((2\alpha(E - R_1)I) / \omega_0^2 C)}{\omega_0^2 C} \tag{22}$$

ค่ายอด Peak Voltage สามารถลดฟังก์ชันของ δ และ X หา $P(\delta, X)$

$$P(\delta, X) = \frac{E_1}{E} = 1 + \exp[-(\delta / \sqrt{(1 - \delta^2)}) \tan^{-1} [f(\delta, X)]] \sqrt{(1 - 2\delta x + x^2)} \tag{23}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

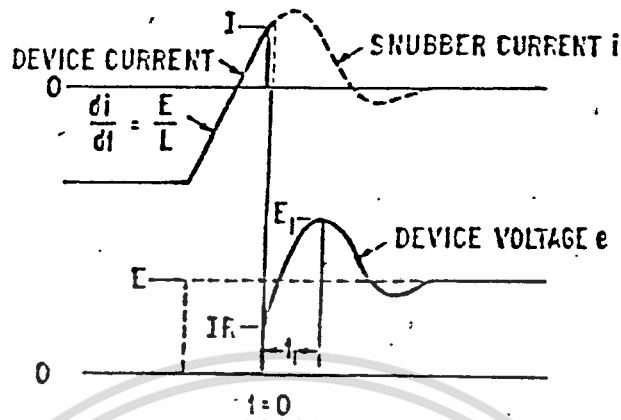


Fig. 2 Idealized Recovery Transient

Fig. 2. Idealized recovery Transient

อัตราค่าเฉลี่ยของการเพิ่มของ Peak Voltage

$$(dv/dt)_{avg} = \frac{E1}{t_1} = Ew_0 \frac{P(\delta, x)\sqrt{(1-\delta^2)}}{\tan^{-1} f(\delta, x)} \tag{24}$$

$$= \frac{E^2}{t_1} \cdot \frac{xP(\delta, x)\sqrt{(1-\delta^2)}}{\tan^{-1} f(\delta, x)} \tag{25}$$

Case IA ไม่มี damping, $\delta=0$

สมการสำหรับ case นี้พิเศษสามารถนำมาจากสมการ Under damping

โดยกำหนด R, α และ δ และ δ เท่ากับ 0 ขณะที่ w เป็น w_0

$$e = E(1 - \cos w_0 t) + (1/cw_0) \sin w_0 t \tag{26}$$

$$(de/dt) = Ew_0 \sin w_0 t + (1/c) \cos w_0 t \tag{27}$$

$$(de/dt) = (1/c) = Ew_0 x \tag{28}$$

$$\tan w_0 t_1 = - (1/E w_0 c) = -x \tag{29}$$

$$t_1 = (\pi - \tan^{-1} x) / w_0 \tag{30}$$

$$E1 = E + \sqrt{(E^2 + (1/w_0)^2)} \tag{31}$$

$$P(0, x) = (E1/E) = 1 + \sqrt{(1+x^2)} \tag{32}$$

$$(dv/dt)_{avg} = (E1/E) = 1.w_0 \frac{1 + \sqrt{(1+x^2)}}{\pi - \tan^{-1} x} \tag{33}$$

CASE II สภาวะ OVERDAMPING $\delta > 1$

เอกสารนี้เป็นเอกสารสำหรับสภาวะหา พารามิเตอร์ w วิชาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$w = (\alpha^2 - w_0^2)^{1/2} = w_0 (\delta^2 - 1)^{1/2}$$

สมการ (9) และ (10) ก่อนหน้าตามลำดับ

$$E = E - (E-RI)(\cosh wt - (\alpha/w)\sinh wt)E^{-\alpha t} + (1/cw)\sinh wt E^{-\alpha t}$$

$$dc/dt = (E-RI)(2\alpha \cosh wt - (w^2 + \alpha^2)/w \sinh wt)E^{-\alpha t} + (1/c)(\cosh wt - (\alpha/w)\sinh wt)E^{-\alpha t}$$

ถ้าใช้สมการ (16) ช่วงยอดสูงสุดโวลต์เตจทราเวลา t_1 ได้รับโดยตั้ง (37)=0

$$\tanh wt_1 = \frac{(E-RI)2\alpha + (1/c)}{(E-RI)(w^2 + \alpha^2)/w + \alpha/cw} \quad (38)$$

$$= \frac{-(2\delta - 4\delta^2 x + x) * (\delta^2 - 1)^{1/2}}{1 - 3\delta x - 2\delta^2 + 4\delta^2 x} \quad (39)$$

$$= \mathcal{G}(\delta, x) \text{ ค่าจำกัดความของฟังก์ชัน} \quad (40)$$

$$t_1 = \frac{\tanh^{-1} \mathcal{G}(\delta, x)}{w_0 (\delta^2 - 1)^{1/2}} \quad (41)$$

$$= \frac{1/2 \log (1 + \mathcal{G}(\delta, x) / (1 - \mathcal{G}(\delta, x)))}{w_0 (\delta^2 - 1)^{1/2}}$$

$$\text{ถ้า } \log (\delta, x) < 1 \quad (42)$$

ใช้ t_1 แทนใน (36) เหมือนใน (22) สำหรับยอดโวลต์เตจคือกลับ E_1 แทนด้วยโวลต์เตจปกติ δ และ x

$$\mathcal{G}(\delta, z) = E_1/E = 1 + \exp\{(-\delta \tanh^{-1} \mathcal{G}(\delta, z)) / (\delta^2 - 1)^{1/2}\} (1 - 2\delta x + x^2)^{1/2}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ตีพิมพ์ในวารสารวิชาการของวิศวกรรมสถานแห่งประเทศไทย ในพระบรมราชูปถัมภ์ การขึ้นเฉลี่ยของการขึ้นของโวลต์เตจค่าสูงสุดเป็นไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$(dv/dt)_{v=0} = E_1/t_1 = EW_0(q(\delta,x)/(\delta^2-1))/(\tanh^{-1}g(\delta,x)) \dots (44)$$

$$= E^2 / LI (xq(\delta,x)/(\delta^2-1))/(\tanh^{-1}g(\delta,x)) \dots (45)$$

Case III สภาวะวิกฤต ของ damped, $\delta = 1$

$$\text{สำหรับสภาวะ } \alpha = w_0 \quad (46)$$

$$(E / E_0) = RI/E = 2x \quad (47)$$

inverse transform ของสมการ (2) ได้

$$e = E - (E - RI)(1 - \alpha t)E^{-\alpha t} + 1/2RI\alpha tE^{-\alpha t} \quad (48)$$

differentiating (48)

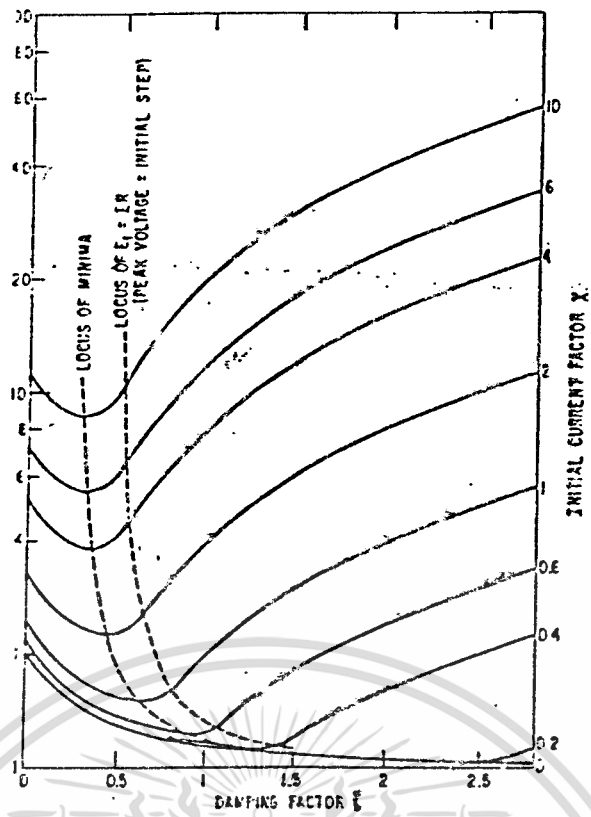
$$de/dt = (E(2 - \alpha t) + RI(\alpha t - 3))\alpha E^{-\alpha t} \quad (49)$$

ตามสถานะสมการที่ (15) จะเหมาะสมเมื่อ $(x < 2/3)$ peak voltage ที่เวลา t_1 สามารถหาได้จากค่าที่ (49) เท่ากับ 0

$$\alpha t_1 = (2 - (3RI/2E)) / (1 - (RI/2E)) \quad (50)$$

$$t_1 = 1/w_0 ((2 - 3x) / (1 - x)) \quad (51)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ใช้สมการที่ (50) แทนในสมการที่ (48) ค่าปรกติ peak recovery - voltage

$$E_L/E = 1 + (1-x) \exp((-2-3x)/(1-x)) \tag{52}$$

พิกัดเฉลี่ยของ voltage ที่ปรากฏขึ้นคือ

$$(dv/dt) = \frac{E_L/t}{1 + (1+x) \exp((-2-3x)/(1-x))} = \frac{E_L \omega_0 ((1-x)/(1-2x))}{1 + (1+x) \exp((-2-3x)/(1-x))} \tag{53}$$

$$= \frac{E^2/L}{\exp(-2-3x)/(1-x)} x((1-x)/(2-3))(1+(1-x)) \tag{54}$$

การออกแบบวงจร snubber สำหรับ voltage spike สูงๆ

ปรกติค่า peak voltage E_L/E คำนวณจากสมการ (23), (43) หรือ (52) นำมาพล็อตในรูปที่ 3 พิกัดที่ของ damping แฟคเตอร์ ξ โดยที่กระแสเริ่มแรก x เป็น parameter จากรูปเป็นการพล็อตแบบ vonzastrow และ Gello-way จากตัวเลขที่ได้จากการกระทำของสมการ differntial ของวงจรด้วยวิธี [1] เมื่อให้ค่า x_0 เป็น parameter ของ X ค่า ξ_0 จะเป็น parameter ของ ξ อัตราส่วนค่า peak voltage ต่ำสุด $(E_L/E)_0$ การเลือก $\xi_0 = \xi$ แสดงถึงการออกแบบ snubber ดีที่สุดสำหรับ voltage peak ต่ำๆด้วยให้ค่า capacitance (ลุ่มติดอันดับกับ L และ current peak I เป็น Perdetermind), หรือสำหรับต้องการ Capacitance ต่ำสุด ถึงค่าพิเศษจำกัด spike ดังนั้น ถ้า $(E_L/E)_0$ คืออัตราส่วนการออกแบบ snubber สิ่งเกิด เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตเห็นไปใช้ประโยชน์ท่านกรุณา จากรที่ 4

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$X_u = \text{ฟังก์ชันของ } (E_1/E) \quad (55)$$

$$\tau_u = \text{ฟังก์ชันของ } (E_1/E) \quad (56)$$

$$C = 1 / (EX_o)^2 \quad (57)$$

$$R = 2\tau_u \sqrt{L/C} = 2\tau_u EX_u / I \quad (58)$$

การเฉลี่ย dv/dt มีค่าสัมพันธ์กับ E พู, แสดงดังรูปที่ 4

Note parameter ที่ได้จากรูปที่ 4 ใช้ประโยชน์ได้ dv/dt เท่านั้นไม่เป็น ผลลัพธ์ดังนั้น case สำหรับ diode และ reverse voltage บนไทรสเตอร์อย่างไร ก็ดีที่คิดจำกัดของ reverse recovery dv/dt คือ การปรากฏในคุณสมบัติเหมือน Power device

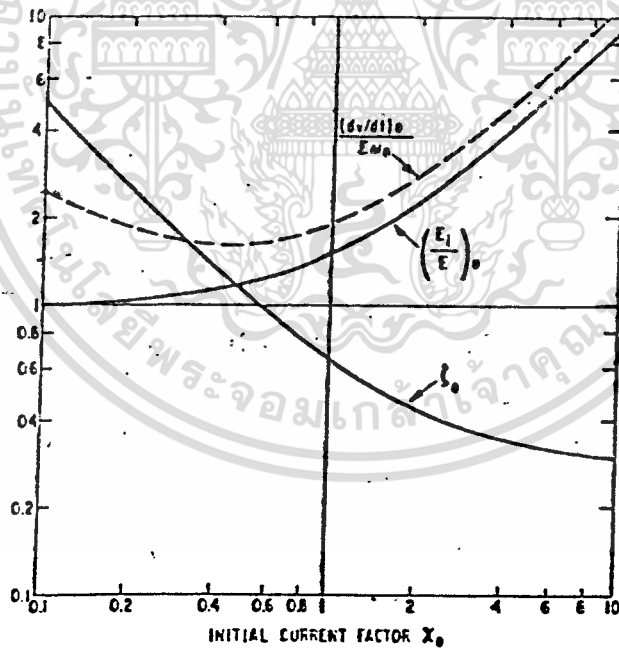


Fig. 4 Optimum Snubber Design Parameters for Minimum Voltage Spike

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การออกแบบวงจร Snubber สำหรับ dv/dt ต่ำๆ

ถ้าอุปกรณ์ recovering มีไทรสเตอร์ต่อกลับด้านคร่อมอยู่กับมัน ฉะนั้นไทรสเตอร์จะตรงข้ามกับ recovery dv/dt จะปรากฏในทิศทางตรงข้ามกับไทรสเตอร์และเป็นจุดวิกฤตที่สำคัญ เช่น CYCLOCONVERTER จำนวนมาก และการกลับทางหมุนของ D-C MOTOR เพื่อให้ในส่วนของ inverse-parallel ของไทรสเตอร์ในวงจร inverter ทางวงจร rectifier ที่โอนกลับจะต่อคร่อมอยู่กับไทรสเตอร์ การย้อนกลับของ recovery ของ rectifier จะเกิดขึ้นหลังจากไทรสเตอร์ทำงาน เมื่อ dv/dt เป็นจุดวิกฤตที่สุดถ้าอุปกรณ์คือไทรสเตอร์ 2 ทิศทาง (ของ triode หรือ diode) dv/dt ที่ปรากฏที่อื่นจะถูกจำกัด

การพิจารณา dv/dt ปัญหาของการกำหนดสำหรับทกกรณี ยกเว้นความเป็นเชิงเส้นตัวอย่าง จุดเริ่มต้นของ slope หรือจุดสูงสุดที่เกิดขึ้นทันทีทันใดของ slope จะถูกใช้ทางครึ่งการเพิ่มขึ้นอย่าง exponential ถูกสมมติเพื่อกำหนดหรือเพื่อการทดสอบการวิเคราะห์กรณีในส่วนของการพิจารณาในส่วนก่อนหน้านั้น ซึ่งกระแส recovery ถูกสมมติให้ snap ฟิลด์ ค่าเริ่มต้นของ dv/dt มีจำนวนมากมาตามหลักวิชาการ dv/dt กำหนด slope เล็กกับ peak โวลท์เตจ ผู้ออกแบบวงจรและวิศวกรตีราคาอุปกรณ์ต้องร่วมกันทำงานในส่วนที่ต้องคำนวณว่ารูปร่างจริงๆของ transient ประกอบด้วยการป้องกันไทรสเตอร์จากการจุดชนวนด้วยตัวเองซึ่งมันเป็นจุดประสงค์ใหญ่ในการจำกัดค่า dv/dt

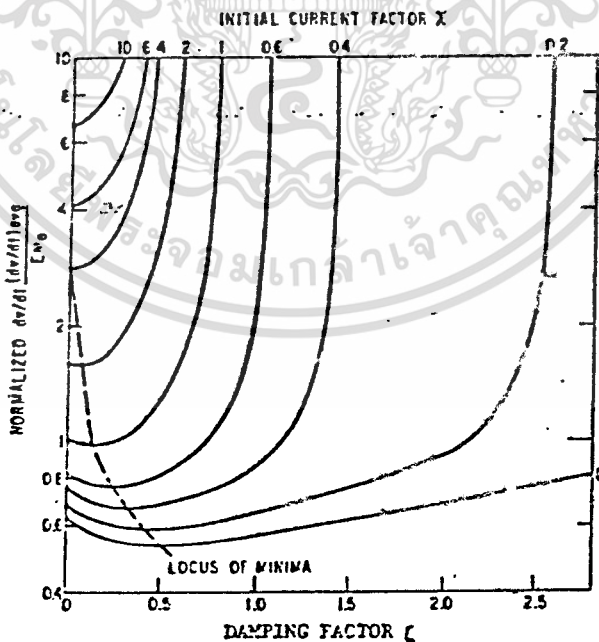


Fig. 5 Average dv/dt as a Function of Damping and Initial Current

ค่าเฉลี่ยปกติของ dv/dt คำนวณจาก (24), (44) หรือ (53) เขียนกราฟ ได้ดังรูปที่ 5 ที่จะมีฟังก์ชันของตัวประกอบของ damping (δ) ด้วยกระแสเริ่มแรก α เป็นพารามิเตอร์ให้ค่า x_0 เป็นของพารามิเตอร์ x' , เลือกรายละเอียดของ damping (δ_0) เมื่อค่าเฉลี่ย dv/dt ต่ำๆ ที่ทุกค่า dv/dt การออกแบบที่ดีที่สุดแสดงในรูปที่ 6 อัตราส่วน peak voltage ก็เหมือนกัน $(E_1/E)_0$ การออกแบบ snubber ให้มีเศษ dv/dt ให้ capacitance ต่ำสุด Note dv/dt เป็นการสังเกตความต้องการ damping ต่ำกับ voltage spike ต่ำๆ

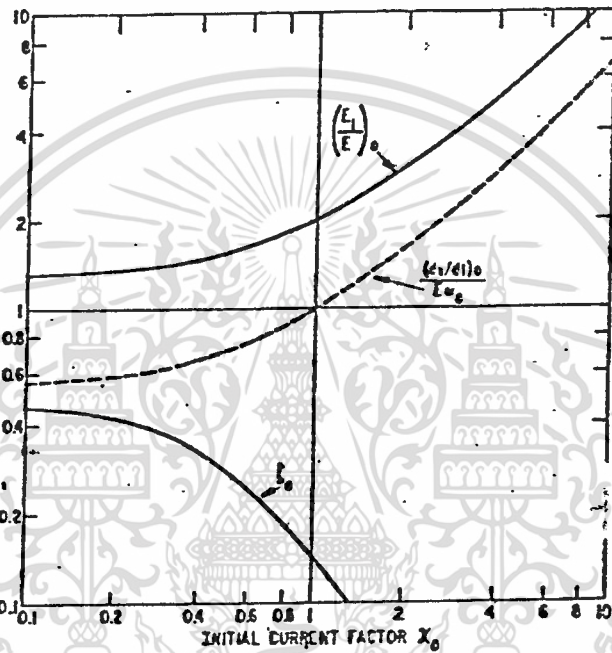


Fig. 6 Optimum Snubber Parameters for Minimum dv/dt

รูปที่ 6

การเขียนของการออกแบบวงจร snubber

การคัดแปลง peak voltage ที่คืนกลับ และ dv/dt คร่อมไทรสเตอร์ เป็นสิ่งจำเป็น และการเลือก factor damping โดยพิจารณาถึง voltage spike ต่ำสุด และ dv/dt ต่ำสุด ตั้งค่า parameter ระบุของ damping ที่ทำให้ต่ำสุดของ E_1 และ (dv/dt) สำหรับให้ capacitance สมมติอันดับแรก 1. และยอดกระแสคืนกลับ 1 พิจารณา โดยการคำนวณ คร่าวๆ ดังรูปที่ 7 ได้ $E_1 (dv/dt)$ เพื่อความสะดวกมีขั้นตอนการออกแบบดังนี้

- 1) เลือก peak voltage พอประมาณ และคำนวณ $(E_1/E)_0$
- 2) จากรูปที่ 7 อ่านค่าของ x_0, δ_0 และ (dv/dt) โดยใช้ (57), (58) และ (3) ถ้าผลลัพท์ของ dv/dt ใหญ่จึงต้องการ capacitance ที่ใหญ่และ parameter

x_0 ควรจะเลือกบน หลักเกณฑ์ของ limit dv/dt คำนวณคร่าวๆ ให้ได้ factor E^2/LI เอก plot ในรูป 8 สามารถทำตามขั้นตอนดังนี้ การศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งนี้) สำหรับภายใต้การยอมรับ $(dv/dt)_0$ อิง คำนวณ (dv/dt) ค.ล. E/E นำไปใช้

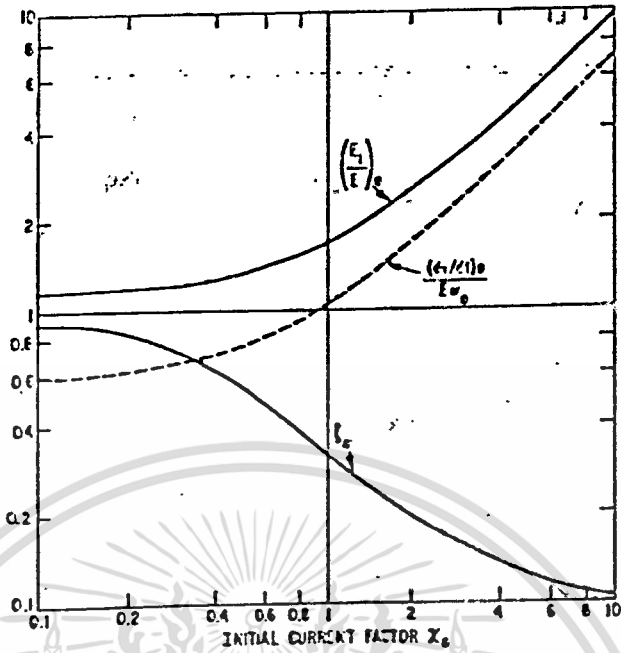


Fig. 7 Optimum Smubber Parameters for Compromise Design

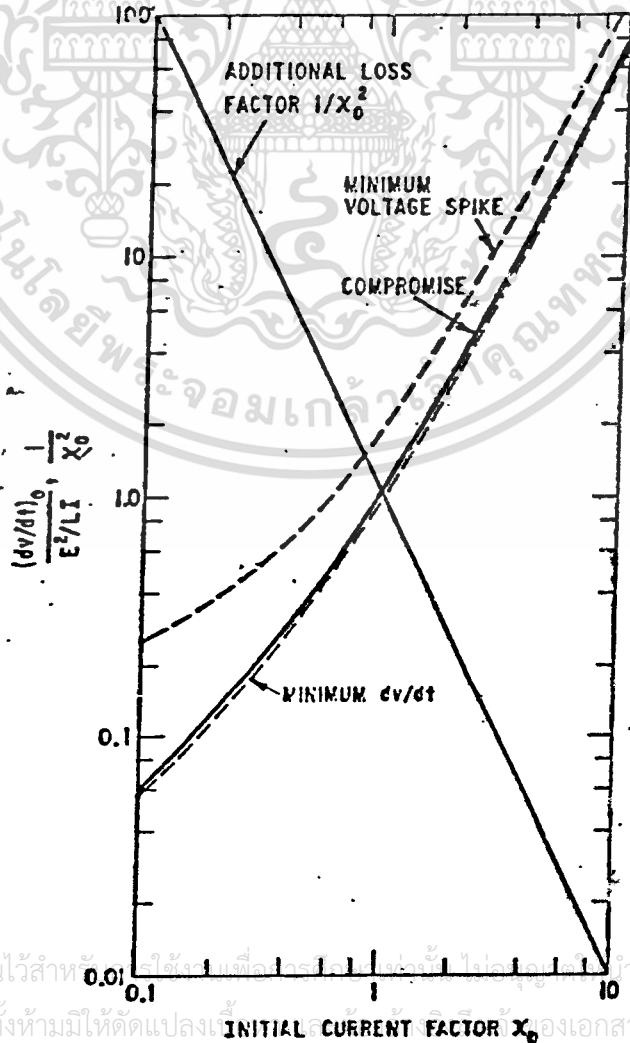


Fig. 8 Optimum dv/dt Factors and Additional Loss Factor

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ภายในเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่ควรนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2) จากรูปที่ 8 อ่านค่าของ x_u ใช้ compromise curve

3) กลับไปดูรูปที่ 7 เทียบค่า x_u และอ่านค่า δ_u และ (E_p/E_u)

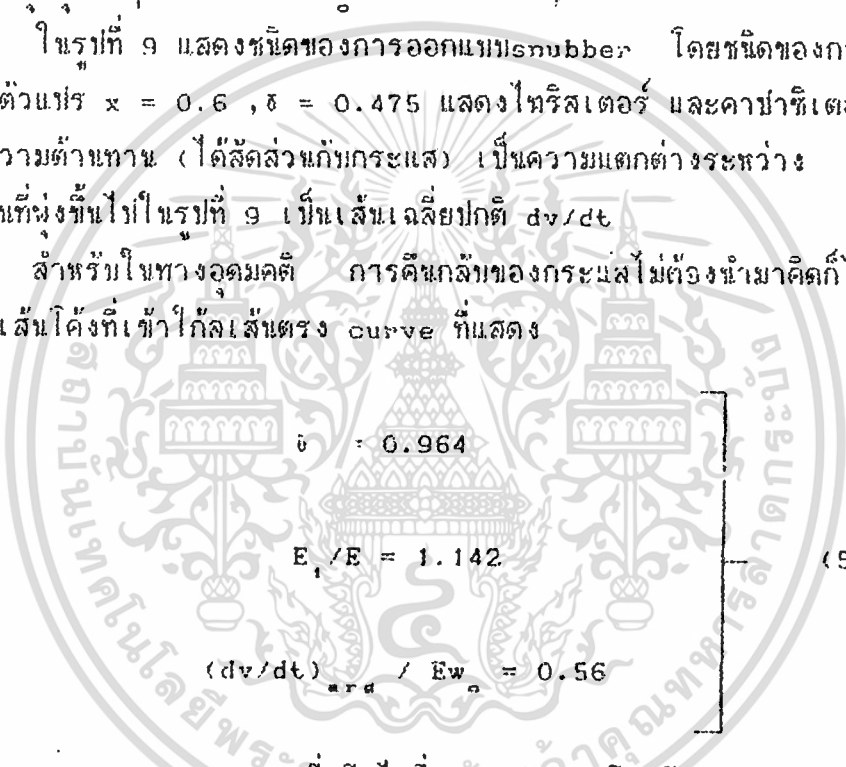
4) คำนวณค่า C และค่า R โดยใช้ (59) และ (58) และใช้ใกล้เคียงค่า

มาตรฐาน

ทางออกแบบที่ยื่นขอมให้ทดแทนสำหรับการออกแบบ รายละเอียดที่จำกัดของ peak voltage หรือ dv/dt ที่ผิดปกติ ดังนั้นจึงควรที่จะเน้นถึงความสำคัญของการ over ของ parameter ต่าง ดูรูปที่ 4 หรือรูปที่ 6 และ curve ตอของรูปที่ 8 ที่จะใช้ค่าครอมคลุมจุดวิกฤต ให้เป็นค่า x_u

ในรูปที่ 9 แสดงชนิดของการออกแบบ snubber โดยชนิดของการกำหนดโดยการกำหนดตัวแปร $x = 0.6$, $\delta = 0.475$ แสดงไทรสเตอร์ และคาร์ปาซีเตอร์ โวลต์เตจที่คร่อมความต้านทาน (ได้สัดส่วนกับกระแส) เป็นความแตกต่างระหว่าง 2 curve เส้นความชันที่พุ่งขึ้นไปในรูปที่ 9 เป็นเส้นเฉลี่ยปกติ dv/dt

สำหรับในทางอุดมคติ การคืนกลับของกระแสไม่ต้องนำมาคิดก็ได้, $x \rightarrow 0$ และเส้นโค้งที่เข้าใกล้เส้นตรง curve ที่แสดง



$$\delta = 0.964$$

$$E_p/E_u = 1.142$$

$$(dv/dt)_{rad} / E_w = 0.56$$

(59)

Snubber ที่เฉลี่ยไปที่เวลาของการคืนกลับ

1) การแสดงทั่วไปสำหรับการสูญเสียในวงจรอนุกรม R-L-C ที่โอน จากแหล่งจ่าย DC ลังเกิดในเทอมของจุดเริ่มต้น และจุดสุดท้าย สภาวะตัวแปร Snubber สูญเสียระหว่างการคืนกลับ Transient ลังเกิดที่ special case ในวงจรรูปที่ 1 Capacitor จะ Charge จาก v_1 เป็น v_2 และ Charge กระแสจาก i_1 เป็น i_2 ในระหว่างเวลา t_1 ถึง t_2 โวลต์เตจที่คร่อม คาร์ปาซีเตอร์ และมีความสัมพันธ์กับ 1 ดังนี้

$$i dt = c dv \dots\dots\dots (60)$$

Note พลังงานที่หายไปในช่วงเวลาเมื่อเวลาเกิดการคืนกลับเป็นสิ่งที่ช่วยไม่ได้ Factor $1/4^2$, Plot ในรูปที่ 8 เป็นการแสดง additional loss เป็นข้อเสีย สำหรับการกำจัด dv/dt และ Voltage spike loss ที่เสียไปในเวลาคืนกลับของ snubber ปริมาณพลังงาน $(1/2)C(\Delta E)^2$ เวลาโวลต์คาย (ΔE) สาเหตุในรูปร่างโวลต์เตจ ครอบตัวมัน

การสูญเสีย snubber และไทรสเตอร์ที่เวลา Turn-on

เมื่อไทรสเตอร์ Turn-on จากโวลต์เตจ E พลังงานสูญเสีย $(1/2)CE^2$ เพราะว่าโวลเตจที่เกิดขึ้นช่วงสุดท้ายของไทรสเตอร์ ปริมาณของพลังงานที่สูญเสียใน ไทรสเตอร์เท่ากับ $damp$ ของความต้านทานและการ คายประจุที่เพิ่มขึ้นของคาร์ปาซิเตอร์ ในระบบเริ่มแรก dv/dt ในไทรสเตอร์ การประมาณของ snubber คายการสูญเสียที่ลดทอน โดยไทรสเตอร์ สามารถรับต่อไปได้ ถ้าจะทำให้ง่ายให้ใช้คุณสมบัติที่เกิดขึ้นของโวลต์เตจที่ ไทรสเตอร์ สำหรับตัวอย่าง สมมติ โวลต์เตจที่เกิดขึ้นที่ไทรสเตอร์เป็นเอ็คโพเนนเชียล ด้วยเวลาคงที่ λ และความเป็นอิสระของกระแส

$$e = E e^{-\lambda t} \dots \dots \dots (66)$$

Note

ในทางสรีรศาสตร์ไม่สามารถสังเกตได้ตามคุณสมบัติ ของไทรสเตอร์ ได้แต่การประมาณขนาดเป็นการสังเกตเวลาหยุด สามารถประมาณได้ดัง curve นอติ การคายกระแส i ของ snubber มีเวลาคงที่ $\lambda_s = RC$ ได้โดย

$$i = (E/R) (\lambda_s / (\lambda_s - \lambda)) [e^{-\lambda t} - e^{-\lambda_s t}] \dots \dots (67)$$

การดูดซึมพลังงานโดยไทรสเตอร์

$$wt = \int_0^{\infty} e i dt = (E^2 / 2R) (\lambda_s \lambda / (\lambda_s + \lambda)) \dots \dots (68)$$

เศษส่วนของ การสูญเสียทั้งหมด

$$(wt / (cE^2 / 2)) = \lambda / (\lambda_s + \lambda) \dots \dots (69)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Note พลังงานที่หายไปในเวลาลดเมื่อเวลาเกิดการคืนกลับเป็นสิ่งที่ช่วยไม่ได้ Factor $1/4^2$, Plot ในรูปที่ 8 เป็นการบดง additional loss เป็นข้อเสีย สำหรับการกำจัด dv/dt และ Voltage spike loss ที่เสียไปในเวลาคืนกลับของ snubber ปริมาณพลังงาน $(1/2)C(\Delta E)^2$ เวลาโวลต์คาย (ΔE) สาเหตุในรูปร่างโวลต์เตจ คร่อมตัวมัน

การสูญเสีย snubber และไทรสเตอร์ที่เวลา Turn-on

เมื่อไทรสเตอร์ Turn-on จากโวลต์เตจ E พลังงานสูญเสีย $(1/2)CE^2$ เพราะว่าโวลเตจที่เกิดขึ้นช่วงสุดท้ายของไทรสเตอร์ ปริมาณของพลังงานที่สูญเสียใน ไทรสเตอร์เท่ากับกาดamp ของความต้านทานและการ คายประจุที่เพิ่มขึ้นของคาร์ปายเตอร์ ในระบบเริ่มแรก di/dt ในไทรสเตอร์ การประมาณของ snubber คายการสูญเสียที่ลดทิม โดยไทรสเตอร์ สามารถนับต่อไปได้ ถ้าจะทำให้ง่ายให้ใช้คุณสมบัติที่เกิดขึ้นของโวลต์เตจที่ ไทรสเตอร์ สำหรับตัวอย่าง สมมติ โวลต์เตจที่เกิดขึ้นที่ไทรสเตอร์เป็นเอ็คโพเนนเชียล ด้วยเวลาคงที่ τ และความถี่อิสระของกระแส

$$e = E e^{-t/\tau} \dots \dots \dots (66)$$

Note

ในทางธรรมชาติไม่สามารถสังเกตได้ตามคุณสมบัติ ของไทรสเตอร์ ได้แต่การประมาณขนาดเป็นการสังเกตเวลาหยุด สามารถประมาณได้ดัง curve พอดี การคายกระแส i ของ snubber มีเวลาคงที่ $\tau_s = RC$ ได้โดย

$$i = (E/R) (\tau_s / (\tau_s + \tau)) e^{-t/\tau_s} \dots \dots \dots (67)$$

การดูดทิมพลังงานโดยไทรสเตอร์

$$wt = \int_0^{\infty} e i dt = (E^2 / 2R) [\tau_s \tau / (\tau_s + \tau)] \dots \dots \dots (68)$$

เศษส่วนของการสูญเสียทั้งหมด

$$(wt / (cE^2 / 2)) = \tau / (\tau_s + \tau) \dots \dots \dots (69)$$

ผลลัพท์การสูญเสียแห่งระหว่าง Thyristor และ Snubber ในอัตราส่วนตามลำดับที่เวลาคงที่ ถ้ากระแสของโหลดเพิ่มขึ้นกระแสผ่าน Thyristor ถูกจำกัดโดย Inductance L และกับโดยโวลท์ $(E-e)$ เมื่อสมมติว่า Voltage Thyristor e เกิดขึ้นแบบ Exponential ดังสมการที่ 66 ดังนี้

$$diL/dt = (E-e)/L$$

$$= (E/L)(1-e^{-t/\tau}) \dots\dots (70)$$

$$i(T) = (E/L)(1-T)(1-F^{-1/\tau}) \dots\dots (71)$$

ไทรสเตอร์ที่สร้างโดยเพิ่มโหลด

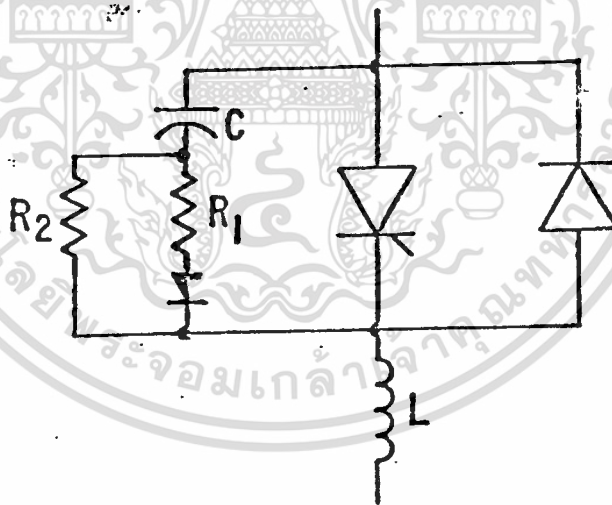


Fig. 10 Forward Polarized Snubber

ราที่ 10

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

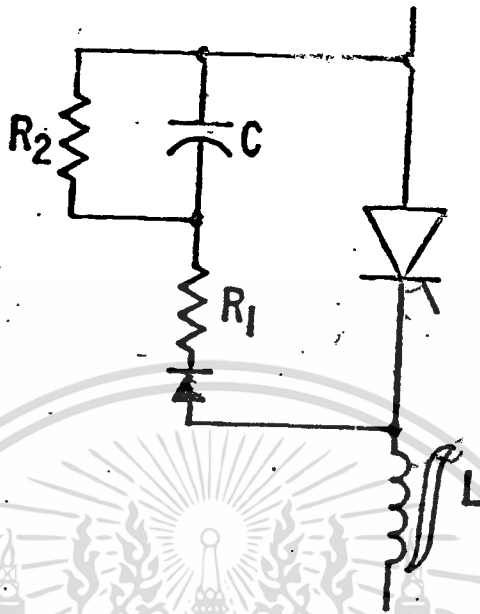


Fig 11. Reverse Polarized Snubber

รูปที่ 11

$$W_L = \int_0^e i_L dt = (E^2 e^2 / 2L) \tag{72}$$

การเพิ่มขึ้นของโวลต์และกระแสไม่ต่อเนื่องไม่จำกัดแต่สิ้นสุดที่ I_L อย่างไม่จำกัดสมการที่ (72) สำหรับ switching loss ประมาณถูกต้องเมื่อเวลาถึงค่ากระแส I_L เป็นเวลานานและคงที่ e ถ้า snubber มีเวลาดีที่สั้น ไทริสเตอร์ เวลาที่เกิดขึ้น ($e_s \gg t$) อัตราส่วนของ 2 มีส่วนสนับสนุน switching loss ในไทริสเตอร์ดังนี้

$$W_s / W_L = (L/R) / t \tag{73}$$

เมื่อ snubber คายประจุผลในไทริสเตอร์มี switching loss W_s มากเกินไปควรพิจารณาการทำให้เกิดขั้ววงกลมของ snubber เมื่อฟังก์ชัน ทางด้านเข้าของ snubber จำกัดไว้โดยค่าทาง dv/dt นำไปใช้กับไทริสเตอร์ที่เวลาของการคืนตัวของ การป้อนกลับตั้งแสดงในรูปที่ 10 ซึ่งใช้ประจำความต้านทาน R_s เป็น damping resistance เป็นผลกระทบระหว่าง dv/dt ค่า R_s เป็นค่าที่ใหญ่มาก กิ่งจำกัด snubber จะคายกระแสเมื่อไทริสเตอร์เริ่มทำงาน

เมื่อโวลต์เตจผ่านไทรสเตอร์ของการสับนซ์ด้านต่ำของ dv/dt ความมุงหมายที่ดีคือของ snubber เป็นการจำกัดของการย้อนกลับของโวลต์ spike ในรูปที่ 11 เป็นการใช้งานทั่วไป R_1 เป็น damping resistance เป็นผลกระทบระหว่างการย้อนกลับการคืนกลับความต้านทาน R_2 ของการคายประจุค่าสูงๆ snubber คาปาซิเตอร์ C_1 ระหว่างคาบของ voltage ตามก่อน ไทรสเตอร์ ทำงานอีกครั้ง

NOTE การเกิดตัวของ snubber ไม่ได้ทำให้วงจรลดการสูญเสียลง แต่จะป้องกันการใช้การสูญเสียอื่นๆ จากในไทรสเตอร์ สำหรับตัวอย่างการกลับหัว snubber ป้องกันการประจุวงจากการวางตัวของ snubber ระหว่างคาปาซิเตอร์และการสูญเสียต่ำ dv/dt แต่ block การประจุย้อนกลับไม่มีผลในการ คายประจุไล่ตัวต้านทาน

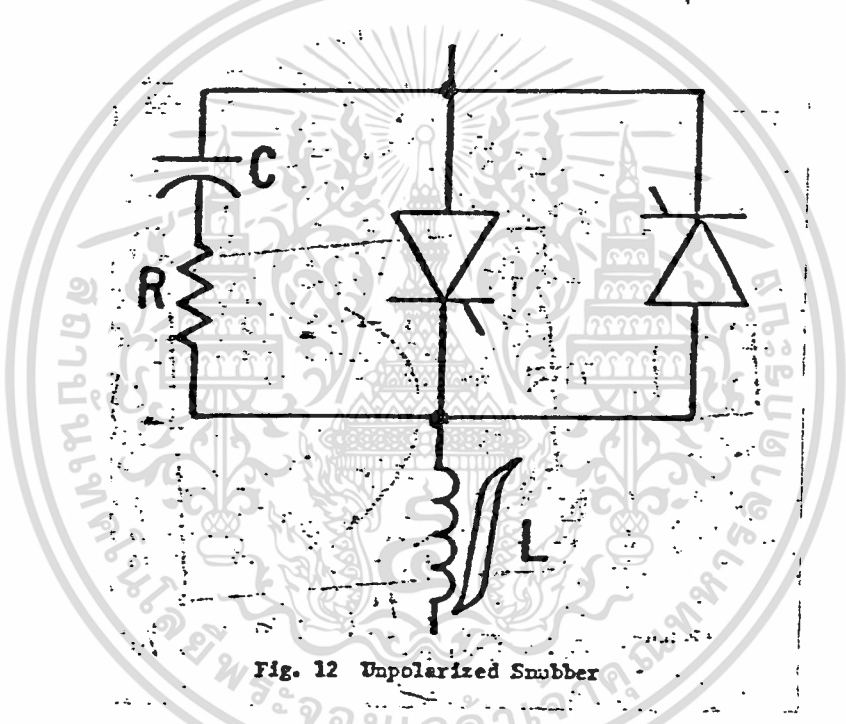


Fig. 12 Unpolarized Snubber

รูปที่ 12

เมื่อสายของไทรสเตอร์ต่อในแบบขนานกลับ snubber จะต้องมีผลกระทบสำหรับการคืนกลับของ i หัว ดังนั้น ในการใช้งานจริง ไม่ปรากฏว่าจัดหัวได้มองในรูปที่ 12 อย่างไรก็ตาม มันเป็นไปได้ที่จะลดขนาด snubber โดยใช้เครื่องปฏิกรณ์ไม่ลิเนียร์ เป็นการไม่อ้อมตัวและมีค่าสูงของอินดักแตนส์ ที่เวลาของการคืนกลับเหมือนกระแสกลับเป็น 0 ดังนั้นเครื่องปฏิกรณ์ แสดงดังรูปที่ 11 และ 12 ลดค่าเริ่มมรก dv/dt หลังจาก turn on เหตุการณ์ที่แสดงไม่ลิเนียร์เครื่องปฏิกรณ์ไม่สามารถนำไปใช้ในวงจรรูปที่ 10 ได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

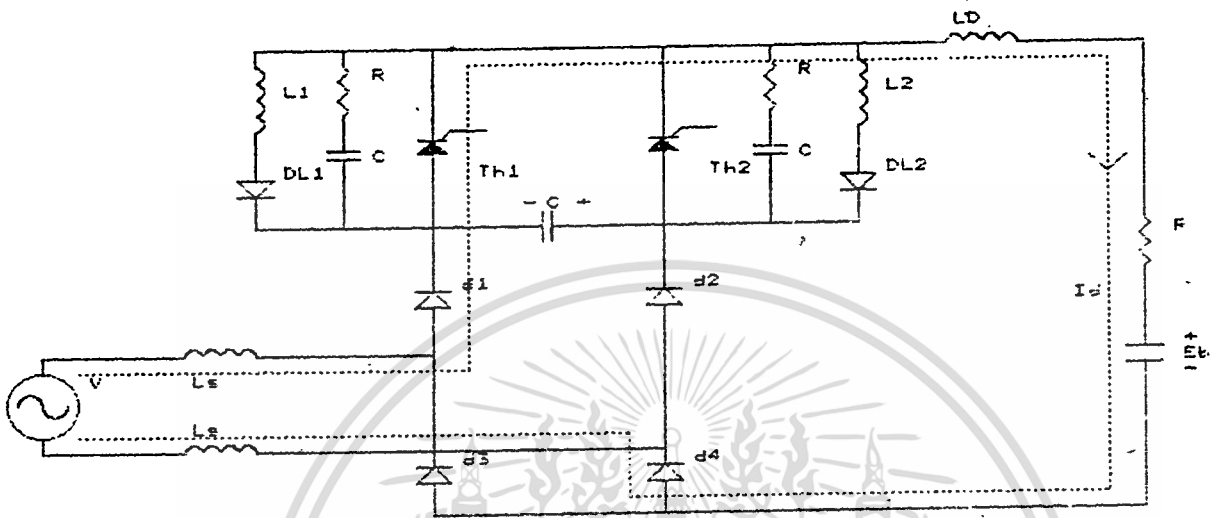
สรุป

การออกแบบสำหรับการเลือก capacitor และความต้านทาน damping สำหรับ ตัวอย่าง snubber ที่ให้ต้องจำกัดการคืนกลับ transient ของ supply หรือ ไทริสเตอร์ ในบางวงจรการคืนกลับของวงจรโวลต์เตจ ไม่ตกคร่อมตามอุปกรณ์ที่คิด จะไปตกคร่อมตามอุปกรณ์ตัวอื่นๆในวงจรด้วย จึงมีการสร้าง snubber เพื่อลด transient และลดขนาดของ snubber ที่ผลิตขึ้นมีขนาดลดลงตามขนาด transient วงจรที่กระทำ ระหว่างการคืนกลับของ transient สามารถเกิดขึ้นบ่อยๆ แต่ไม่เสมอไป แสดงโดยวงจร ลมมูลย์ในรูปที่ 1[3,4] บางเวลา การออกแบบ snubber เพื่อลด transient ไม่เป็นการดีที่สุด สำหรับการระงับ transient สาเหตุมาจากความแตกต่างของเวลาใน แต่ละไอเคิลและไอ การสร้าง จึงต้องให้ snubber ที่มีการซับซ้อนกว่านี้ ดังนั้นวงจรบริดจ์ [4] หลังงานคืนกลับของกระแสที่หายไปในการผ่านอินดัคเตอร์จะต้องกระจายไป ใน snubber และการประจุของ capacitor snubber โดยอันดับโวลต์เตจเป็น สาเหตุของการรวมการ สกวนเสีย ทำให้ค่าฟังก์ชันถูกจำกัด ชนิดของ transient แสดงในรูปที่ 9 การรวมการ สกวนเสียที่เวลาของการคืนกลับทั้งหมด 2.78 ครั้งจะ ได้พลังงาน $(1/2)I_L^2$ ต่อมาเมื่อ ไทริสเตอร์ทำงานพลังงานใน capacitor ถูกทำให้หายไป และส่วนมากของวงจรถูกดูดซับ ไปโดยไทริสเตอร์ ถ้า snubber เป็นแบบไม่มีขั้ว ถ้า turn-on โวลต์เตจเป็นเหมือน การผ่านโวลต์เตจ การคายประจุการสกวนเสีย 2.78 ครั้งจะเป็นการคืนกลับของพลังงานที่หายไป ดังนั้นต้องการคืนกลับพลังงานทั้งหมด รวมทั้งการกระจายทั่วไปประมาณ 6 ครั้งพลังงาน คืนกลับ สำหรับการทำงานที่ความถี่สูง ต้องการสำหรับการคืนกลับกระแสเล็กๆ และความจุ dv/dt เกิดความจุกดิ่งที่ปรากฏ

แสดงการวิเคราะห์กระแสของวงจรในแต่ละช่วงการทำงาน

FULL WAVE BRIDGE RECTIFIER HALF CONTROL POWER CIRCUIT

MOOD 1



$$L_s \frac{di}{dt} + L_D \frac{di}{dt} + Ri = V_m \sin \omega t - E_b$$

$$(L_s + L_D) \frac{di}{dt} + Ri = V_m \sin \omega t - E_b$$

ให้ $L_s + L_D = L$

$$\frac{di}{dt} + \frac{Ri}{L} = \frac{V_m \sin \omega t - E_b}{L}$$

$$I_c = \exp(-R/L)$$

$$I_p = \exp(-R/L) (\exp(R/L)) (V_m/L \sin \omega t dt -$$

$$E_b/L dt + c)$$

$$I = \exp(-R/L) C - E_b/R + E_m/z \sin \omega t$$

$I(2k) = I_1 \dots$ (ค่ากระแสเริ่มไม่เป็น 0 ที่ 2k)

$$I_1 = C - E_b/R + E_m/Z (\sin 2k - \phi)$$

$$C = I_1 + E_b/R + E_m/z (\sin 2k - \phi)$$

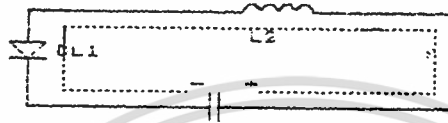
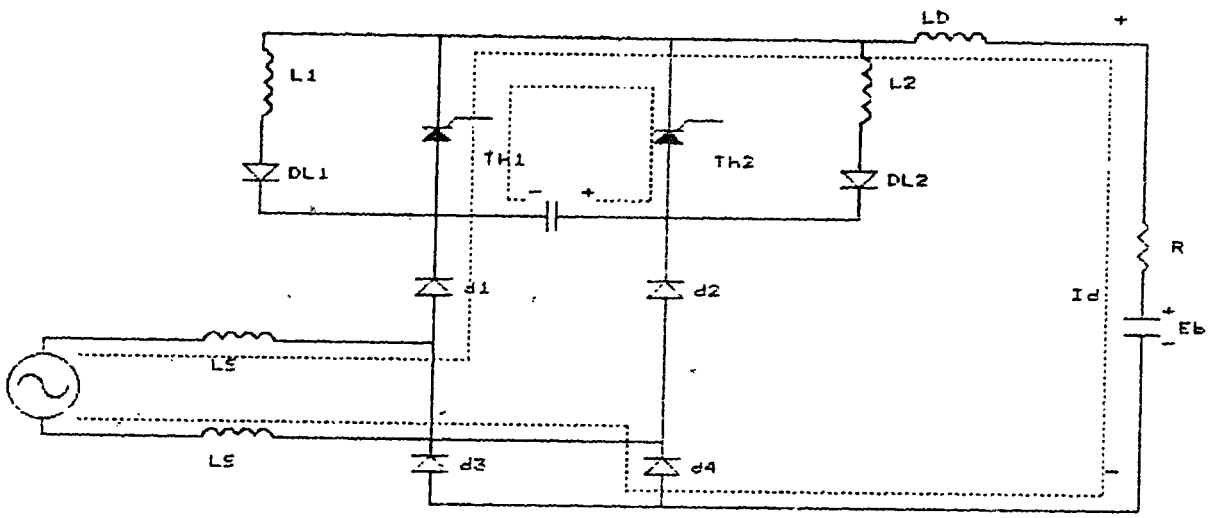
$$I = (I_1 + E_b/R - E_m/z (\sin 2k - \phi) \exp(-$$

$$Rt/L) - E_b/R + E_m/Z \sin(\omega t - \phi)$$

$$I = (I_1 + E_b/R - E_m/z (\sin 2k - \phi))$$

$$\exp(-\omega t / \tan \phi) - E_b/R + E_m/Z \sin(\omega t - \phi)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



oscillate commutate circuit

ที่ $\omega t = 2k + 1$

$I = I_2$

$$I_2 = (I_1 + E_b/R - E_m/z(\sin\alpha 2k - \phi)) \exp(-\omega t/\tan\phi) - E_b/R + E_m/Z \sin(\alpha 2k - \phi)$$

$\phi = \text{TAN}^{-1} \omega L/R$

$Q = \omega L/R \quad \alpha_2 K = K_x/12$

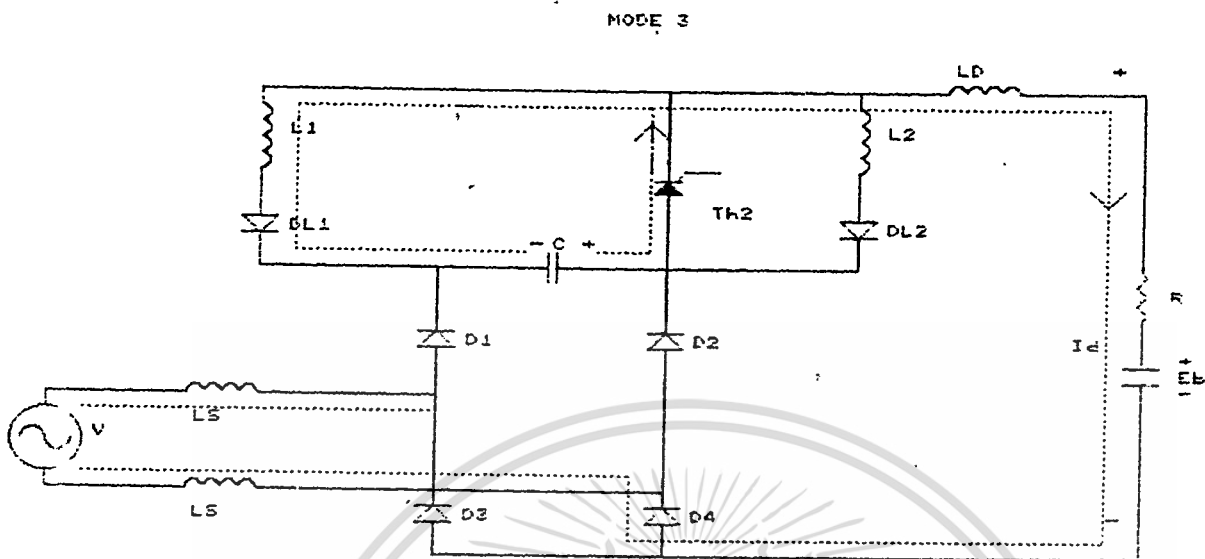
$E_b =$ motot back e.m.f

$E_m =$ amplitude supply

E_b เกิดขึ้นเมื่อ armature หมุน ตัวนำที่พันอยู่บนบน armature ตัด flux แม่เหล็ก ดังนั้นเราสามารถที่จะหาทิศทางของแรงเคลื่อนที่เกิดขึ้นได้จะพบว่าแรงเคลื่อนที่เกิดขึ้นมีทิศทางตรงกันข้ามกับแรงเคลื่อนที่จ่ายให้กับมอเตอร์ และกระแสที่เกิดขึ้นที่ armature จะเท่ากับ

$$I_a = \frac{v - E_b}{R}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



$E_b = ZN(P/A) \phi$, $\phi = \text{FLUX}$

E_b เป็น function ของ N

Z = จำนวนตัวนำที่พันอยู่บน armature

N = ความเร็วรอบของ armature

P = จำนวนขั้วแม่เหล็กของ motor

A = จำนวนแฉงที่ขานกันไน armature

ถ้าต่อแบบ 1ab = 4

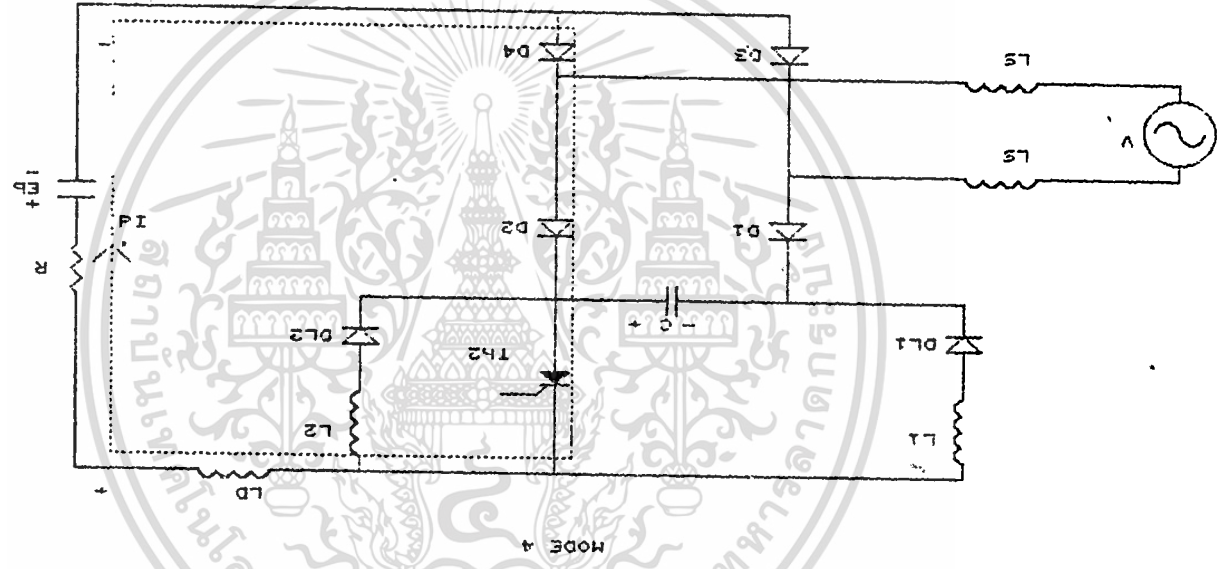
ถ้าต่อแบบ wave = 2

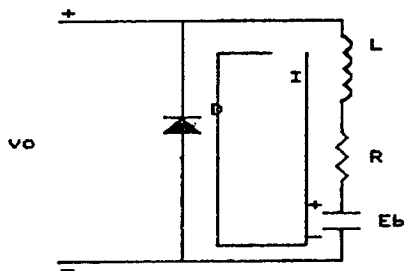
ดังนั้น 12 กลายเป็น

$$12 = (1 + ZN/R(P/A) - E_m/Z(\sin \alpha - 2K - \phi) - \exp(-wt/\tan \phi) - ZN\phi/R(P/A) + E_m/Z$$

$$\sin((\alpha_{2x} + 1) - \phi)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้





$$RI + L \frac{di}{dt} + E/b = 0$$

$$I = C \cdot \exp(-Rt/L)$$

$$\text{ที่ } wt = 2K$$

$$C = (I_1 + E_b/R) \exp(2K/\tan \phi)$$

$$I = (I_1 + E_b/R) \exp(2K/\tan \phi) \cdot \exp(-Rt/L) - E_b/R$$

$$\text{ที่ } wt = 2k+1$$

$$I_2 = (I_1 + E_b/R) \exp(2K/\tan \phi) \cdot \exp(-2K-1/\tan \phi) - E_b/R$$

$$\text{ที่ } wt = 2K+1$$

$$I_2 = I(t)$$

$$I_1 = [E_b/R (\exp(2K/\tan \phi) - \exp(-1/\tan \phi)) + E_m/Z \sin(2K+1-\phi) \cdot$$

$$[1 - \exp(-2K/\tan \phi)]] / \exp(-1/\tan \phi) - \exp(-2K/\tan \phi)$$

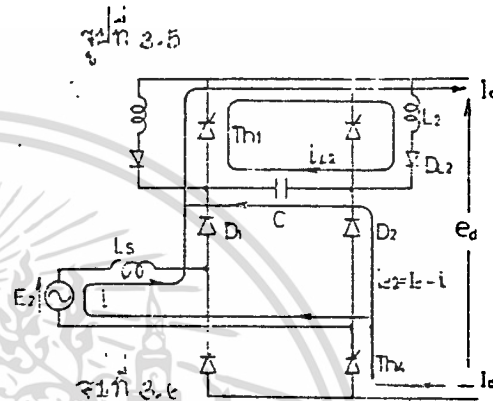
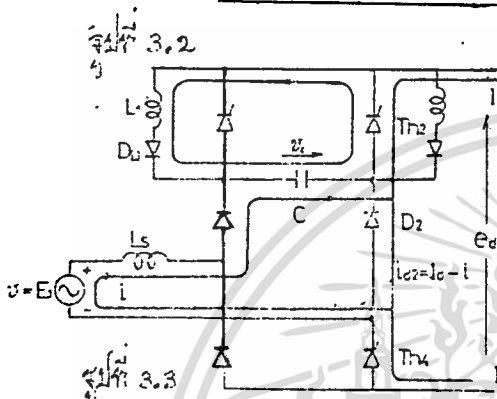
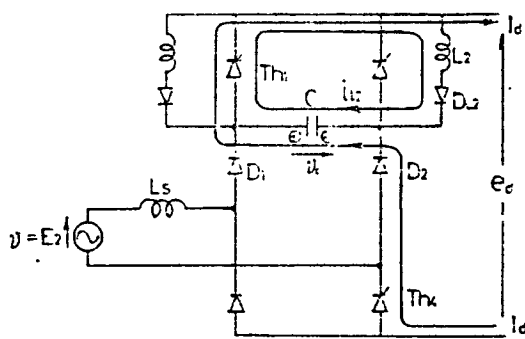
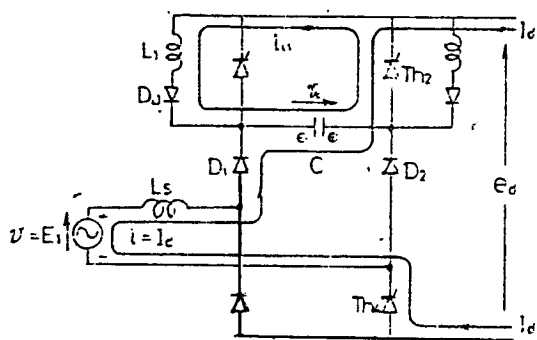
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

3.1) การทำงานของวงจร

เราจะอธิบายการทำงานของวงจรโดยการแบ่งการอธิบายออกเป็นส่วนๆตามรูปจากรูปที่ 3.1 แสดงแผนผังการนำกระแสของไตรโอสเตอร์และไดโอดเราจะอธิบายการทำงานของคอนเวอเตอร์แบบควบคุมพัลส์เฉพาะในครึ่งไซเคิลบวกของแหล่งจ่ายไฟเอชไอ ออกเป็น 2 สภาวะคือช่วงสภาวะคงที่ (steady state) และช่วงเปลี่ยนสถานะ (transient state) สมมติให้วงจรถูกทำงานอยู่ในสภาวะ steady state ดังรูปที่ 3.2 และการเปลี่ยนแปลงแรงดัน, กระแสกับเวลาแสดงในรูปที่ 3.8 ช่วง (a) t_{h1}, D_4, D_1 เปิดนำกระแสอยู่แรงดันดีซีเอาท์พุท (e_d) ขณะนั้นจะเท่ากับแรงดันของกระแสเอชไอไลน์ (v), กระแสไหลต (i_d) เท่ากับกระแสเอชไอไลน์, แรงดัน คร่อม c (v_c) มีค่าเป็น v_{c1} และ polarity ดังรูปซึ่งเป็นผลมาจากการเปลี่ยนสภาวะก่อนหน้านี้ v_c จะคร่อม forward bias t_{h2} อยู่ ดังนั้นเมื่อทริก t_{h2} ให้นำกระแสที่เวลา t_0 v_c จะคร่อม reverse bias t_{h1} ซึ่งเป็นการคอมมิวเตท t_{h1} เพื่อเปลี่ยนสภาวะให้ e_d มีค่าเป็น 0 และเพื่อการง่ายในการอธิบายจะถือว่าในช่วงที่เกิดการคอมมิวเตทขึ้นนั้นแรงดันจากแหล่งจ่ายไฟเอชไอคั้งที่ซึ่งขณะนั้นเท่ากับ E_1 และ i_d จะเรียบต่อเนื่องจาก L_d มีค่ามาก c จะทำการคายประจุเป็นสองทางดังรูปที่ 3.3 และทราบเงื่อนไขของการคอมมิวเตทดังรูปที่ 3.8 ช่วง (b) ดังนั้นเริ่มแรก e_d จะเท่ากับ $v_{c1} + E_1$ เมื่อ c คายประจุ v_c จะลดลงเรื่อยๆซึ่งมีผลทำให้ e_d ลดลงเมื่อ v_c ลดลงจนเป็น 0 ที่เวลา t_{r1} ซึ่งเก็บสะสมพลังงานจากการคายประจุของ c จะจ่ายพลังงานกลับเข้าสู่ c อีกทำให้ c เริ่มอัดประจุอีกในทิศทางตรงกันข้ามนั่นคือ v_c จะเริ่ม forward bias t_{h1} ดังนั้น turn off time ของ t_{h1} จะต้องมีค่าน้อยกว่าช่วงเวลา T_{onv} นี้ ไม่เช่นนั้น t_{h1} จะกลับมานำกระแสขึ้นอีกได้เมื่อ c ถูกอัดประจุจน $v_c = E_1$ แต่มีทิศทางตรงข้ามที่เวลา t_1 e_d จะมีค่าเป็น 0 สำหรับช่วงเหตุการณ์จะเกิดขึ้นเร็วมาก เนื่องจาก \sqrt{LC} มีค่าน้อยมากจากนั้น D_2 จะเริ่มนำกระแสดังแสดงในรูป 3.4 และทราบเงื่อนไขของการคอมมิวเตทในรูปที่ 3.8 ช่วง (c) L_u ซึ่งสะสมพลังงานไว้ในการทำงานช่วงก่อนหน้านี้เท่ากับ $\frac{1}{2} I_u^2 L_u$ จะจ่ายพลังงานเข้าสู่ c ทำให้ v_c เพิ่มขึ้นอีกเมื่อ L_s จ่ายพลังงานให้ c จนกระแสเอชไอไลน์ (i) ค่อยๆลดลงจนเป็น 0 ในขณะที่กระแสไหลผ่าน D_2 (i_{d2}) เพิ่มขึ้นเรื่อยๆเนื่องจาก L_d คายพลังงานจนเท่ากับ i_d ที่เวลา t_2 ซึ่งเท่ากับเวลาที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่ไปยังเว็บไซต์อื่นโดยไม่ได้รับอนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



i เป็น 0 พอดี

หลังจากเวลา t_2 ไปวงจรจะเข้าสู่ steady state อีกครั้งโดย i_d ไหลวนใน loop และ e_d มีค่าเป็น 0 ดังรูป 3.5 และรูปที่ 3.8 ในช่วง (d) ในช่วงนี้เมื่อแหล่งจ่ายแรงดันเพิ่มขึ้น C จะถูกอัดประจุอีกจน v_c สูงกว่าแหล่งจ่ายไฟหลังจากเหตุการณ์ในรูปที่ 3.5 เมื่อเราทริก th_1 ให้นำกระแส v_c จะ reverse bias th_2 ทำให้ th_2 หยุดนำกระแสสมมติให้ v_c ขณะนั้นเท่ากับ $-v_{c2}$ (มีทิศทางตรงกันข้ามกับแหล่งจ่ายไฟเอซี) ซึ่งจะมากกว่าแรงดันของแหล่งจ่ายไฟเอซีโดยให้มีค่า E_2 หลังจากนั้น C จะเริ่มคายประจุเป็นสองทิศทางดังรูป 3.6 และทราบเขียนของการคอมมิวเตทอชียนายได้ดังรูปที่ 3.9 ในช่วง (a) ถ้าเวลาที่ทริก th_1 คือ t_3 ดังนั้น e_d ขณะเริ่มแรกจะเท่ากับ v_{c2} จากนั้น v_c จะลดลงเรื่อยๆเนื่องจากการคายประจุของ C จนเท่ากับ E_2 แต่มีทิศทางตรงกันข้ามที่เวลา t_4 D_1 จะเริ่มนำกระแสทำให้แหล่งจ่ายไฟเอซีเริ่มจ่ายกระแส (i) และ i_{d2} จะลดลงเป็น 0 จากนั้น D_2 จะถูก reverse bias ดังแสดงในรูป 3.7 และทราบเขียนของการคอมมิวเตทอชียนายในรูปที่ 3.9 ช่วง (b) สำหรับ C จะคายประจุลง L_2 จน $v_c = 0$

เอกสารนี้เผยแพร่โดย สสวท. สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

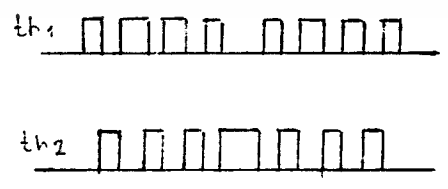
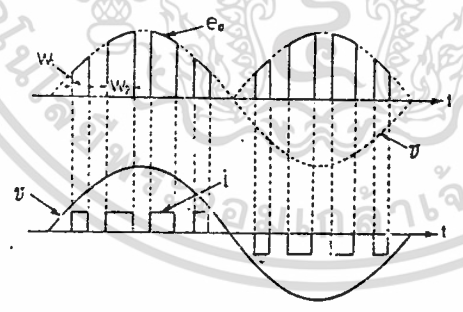
3.2) สัญญาณทริกและส่วนประกอบวงจรถริกไตรสเตอร์

การสร้างสัญญาณเพื่อทริกไตรสเตอร์นั้นใช้หลักการเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณดิซีสกับสัญญาณสามเหลี่ยมโดยทั้งคู่ต้องซิงค์กับแหล่งจ่ายไฟของวงจรกำลังแฉงฝั่งสัญญาณทริกสามารถแสดงได้ดังรูป 3.10 และวงจรถริกแสดงได้ในรูปที่ 3.11 ระดับแรงดันดิซีสเอาท์พุท (ed) จะขึ้นกับค่า modulation ratio (r) ซึ่งเท่ากับ e_{max}/e_{min} ดังนั้นการปรับระดับแรงดันดิซีสสามารถทำได้โดยการปรับระดับสัญญาณดิซีสและสามารถคำนวณแรงดันเอาท์พุทของแบบควบคุมพัลส์คือ

$$ed = \sqrt{2} v_{rms} / \pi (\cos \alpha_1 - \cos \alpha_2) + (\cos \alpha_3 - \cos \alpha_4) + \dots + (\cos \alpha_{n-1} - \cos \alpha_n)$$

แรงดันเอาท์พุทในกรณีควบคุมเฟสแบบเต็มคลื่น

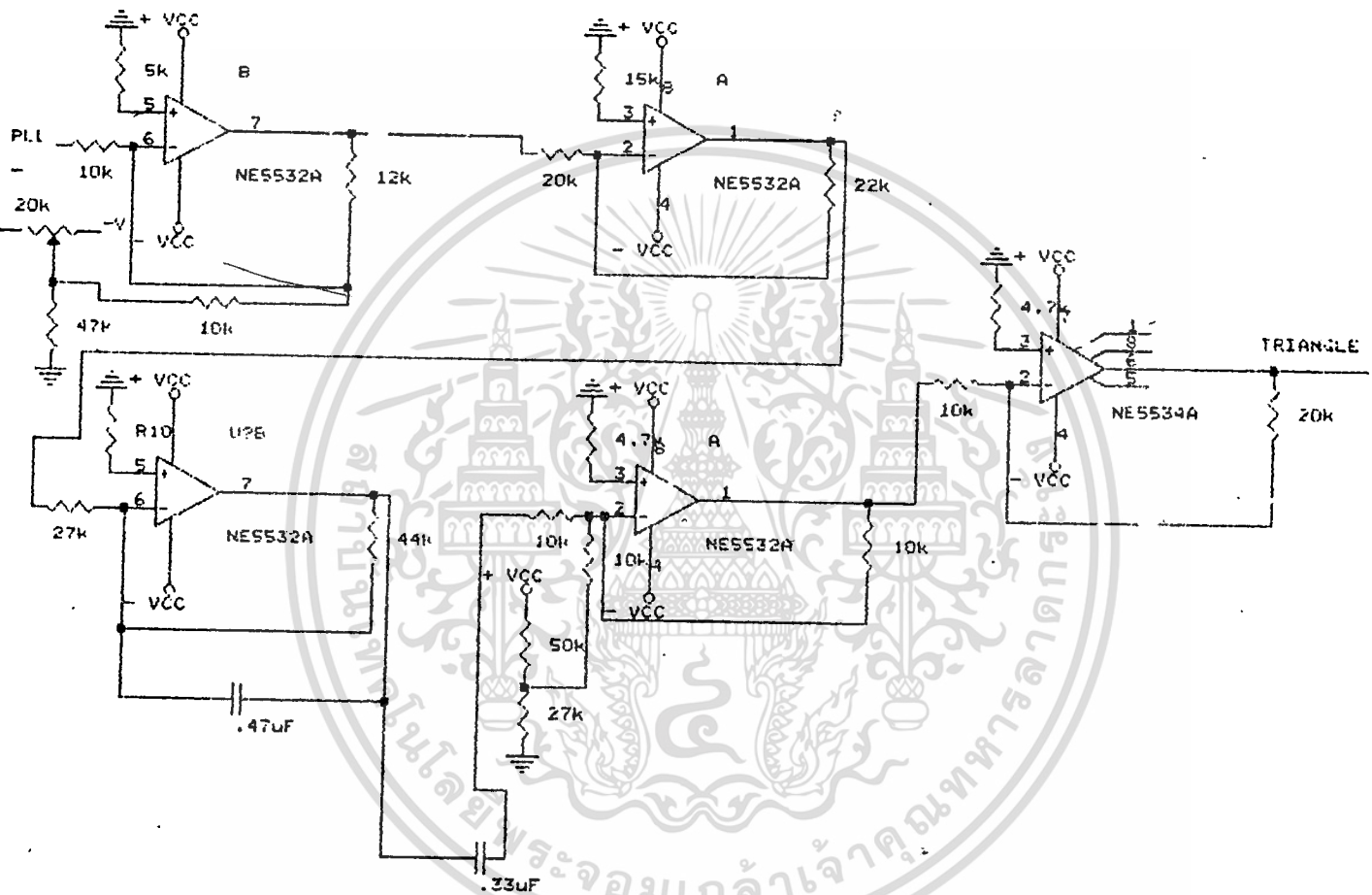
$$e_{av} = \sqrt{2} v_{rms} / \pi \int \sin \omega t d\omega t = \sqrt{2} v_{rms} / \pi (1 + \cos \alpha)$$



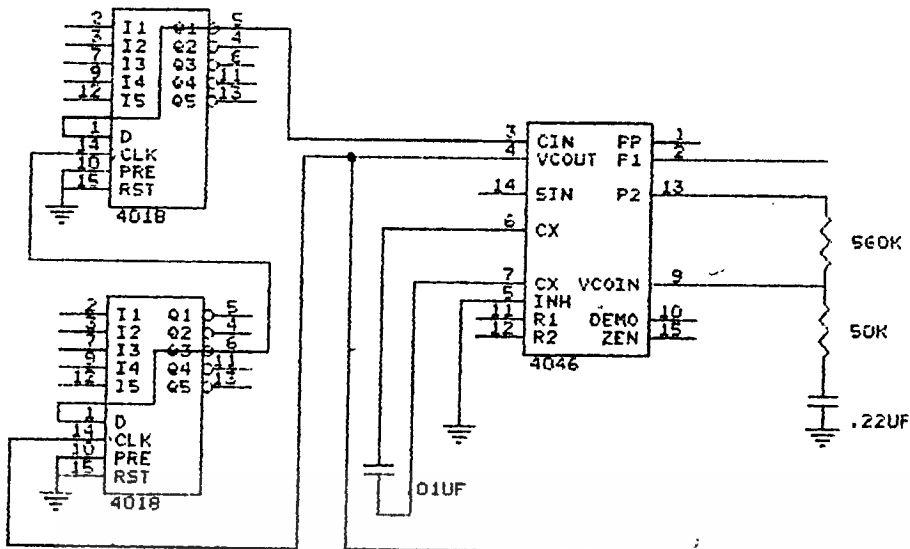
รูปที่ 3.10 แฉงฝั่งสัญญาณทริกไตรสเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับบริการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

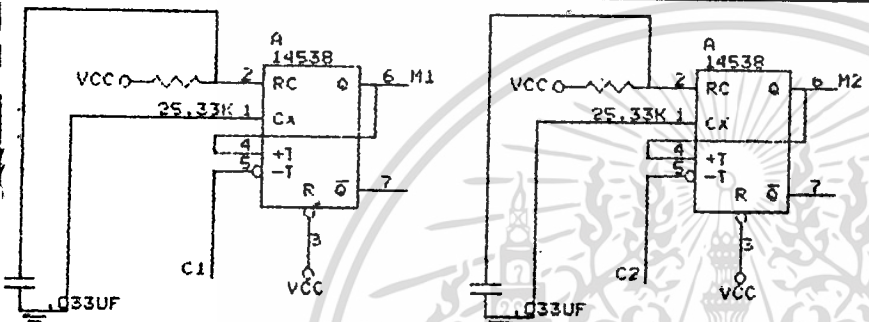
การสร้างสัญญาณสามเหลี่ยมโดยการนำสัญญาณใน line ac มาที่ความถี่เป็น 600 Hz ขอบขาขึ้นของสัญญาณจะต้อง synchronize กับความถี่ 50 Hz ดังวงจรต่อไปนี้



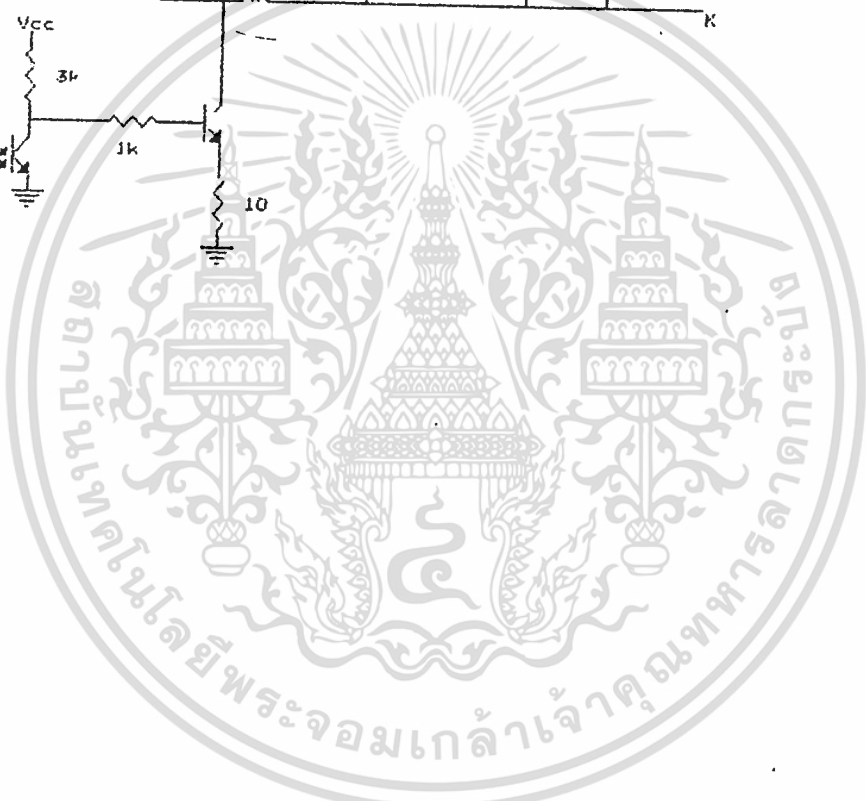
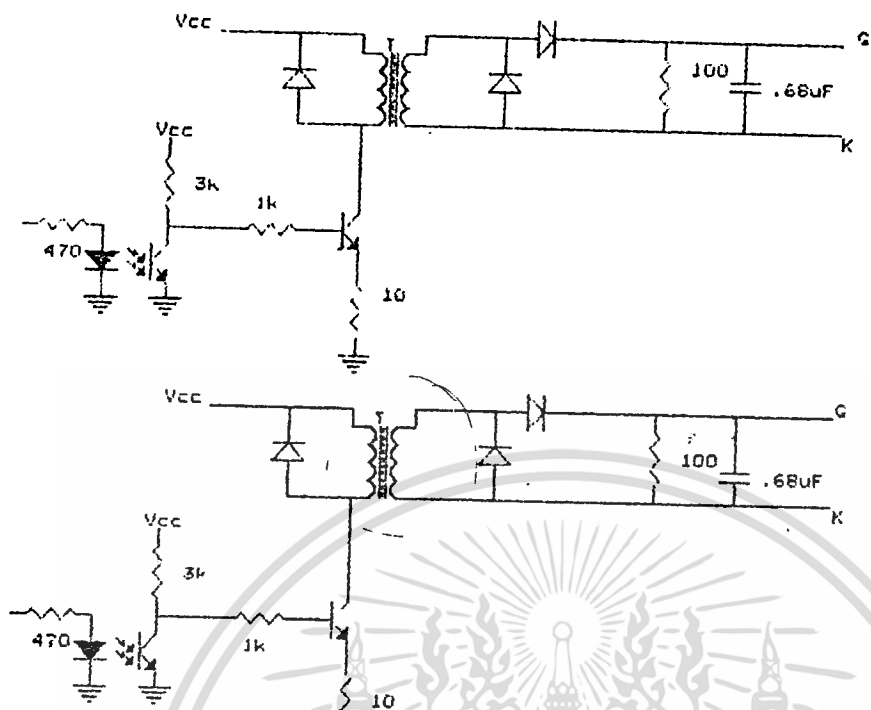
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



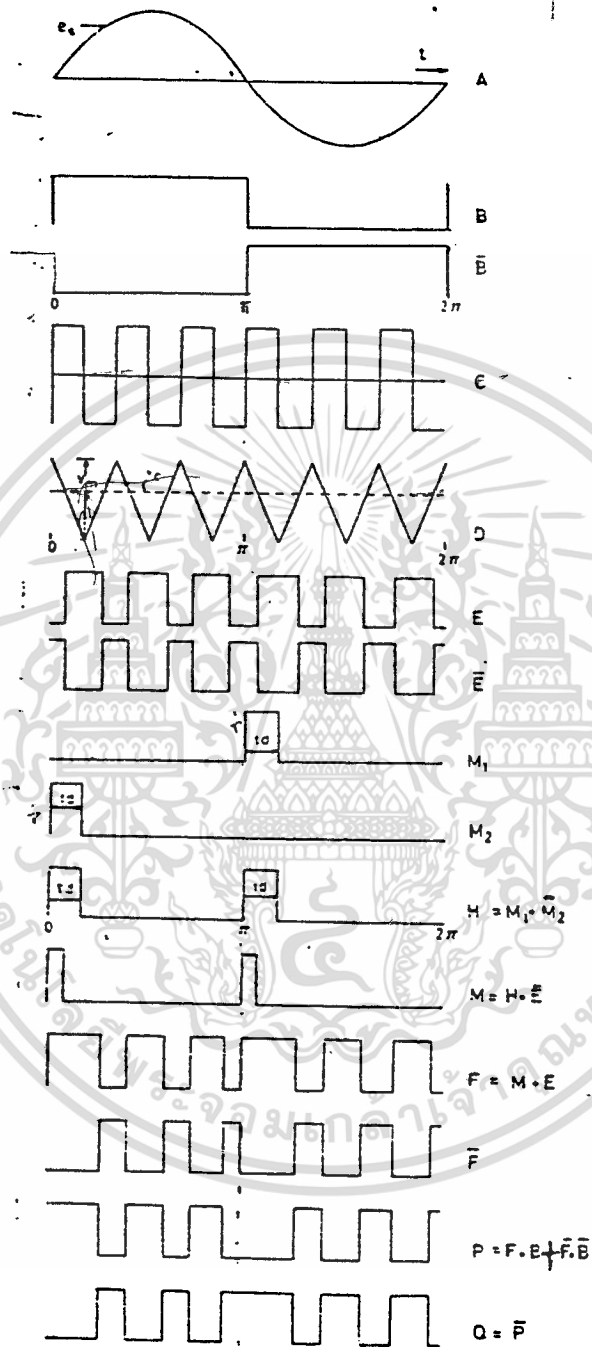
FLL (E)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.11 วงจรสร้างสัญญาณตรรกะที่ใช้ในงานนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หลักการออกแบบค่านวดค่า L และ C

ในการออกแบบค่านวดค่า L และ C ในส่วนของ commutated ต้องรู้ค่า t_p ของ thyristor สำหรับค่า t_p ของ thyristor ที่ใช้ใน project นี้มีค่า $t_p = 15 \mu s$ ดังนั้น

กำหนดค่า $V_i = 50v$ กระแสไหลดแปรค่าอยู่ระหว่าง 2-10 A ถ้าให้ $L = 80 \mu H$, $C = 4 \mu F$

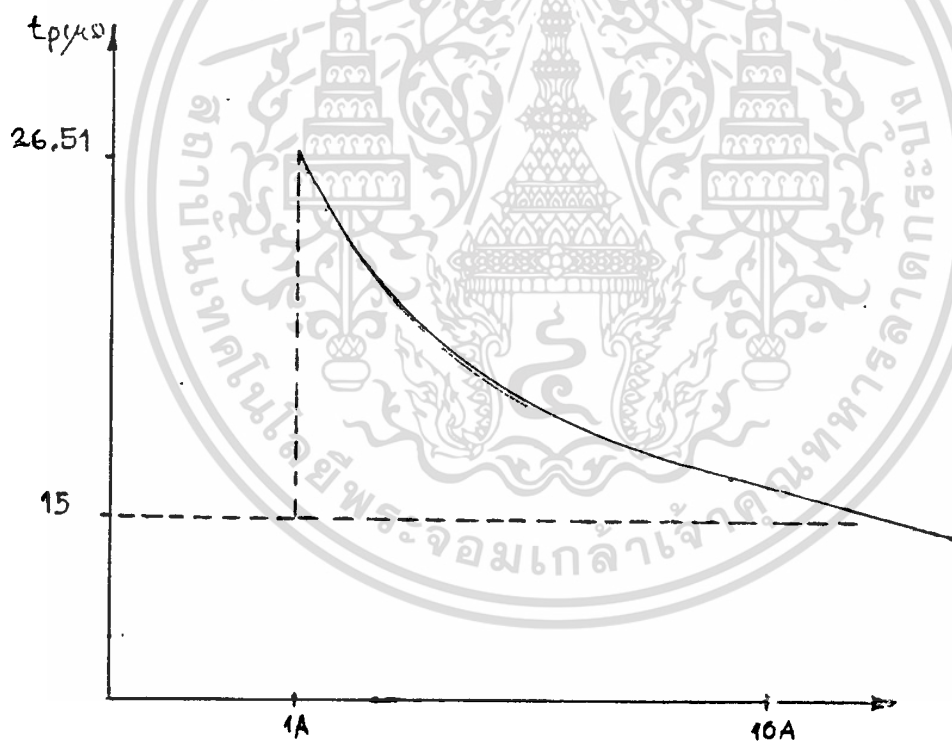
นำค่า L และ C แทนในสมการ เพื่อดูว่า t_p ต่ำสุดต้องมากกว่า $15 \mu s$

จากสูตร

$$t_p = \sqrt{LC} \cdot \tan^{-1} \cdot V_o / I_m \cdot \sqrt{C/L}$$

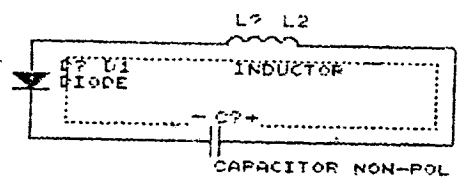
$$t_{p_{min}} = \sqrt{80 \cdot 4 \cdot 10^{-12}} \cdot \tan^{-1} 50/10 \cdot \sqrt{4/80}$$

$$t_{p_{min}} \Rightarrow 15.058$$



จากรูป t_p จะต้องมากกว่า $15 \mu s$ SCR จึงจะ turn off เมื่อกระแสไหลดเพิ่มขึ้น t_p จะลดลงที่กระแส 10A SCR จะไม่ off เวลาที่เกิด reverse voltage เท่ากับ $15 \mu s$ ไม่สามารถทำให้กระแสที่ไหลผ่าน SCR ต่ำกว่า holding current ดังนั้น SCR จึงไม่ off

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



oscillate commutate circuit

การหาเวลา t_u of thyristor

$1/c \int i \, dq + L di/dt = 0$ KIRCHOFF LAW

$dq/dt = i$

$1/c \int dq/dt + L dq^2/dt^2 = 0$

$L dq^2/dt^2 + q/c = 0$

$0 = j1/\omega_m LC$

$Q = A \cos(\omega_m t) + B \sin(\omega_m t)$ (1)

$Q = -cv_0$ (t=0) แทนใน (1)

$cv_0 = A$

$Q = -cv_0 \cos(\omega_m t) + B \sin(\omega_m t)$

$dQ/dt = i$

$i = cv_0 \omega_m \sin(\omega_m t) + B \omega_m \cos(\omega_m t)$ (2)

$i(t=0) = i_m$ แทนใน (2)

$i_m = B \omega_m$

$B = i_m / \omega_m$

$i = cv_0 \omega_m \sin(\omega_m t) + i_m \omega_m / \omega_m \cos(\omega_m t)$

$i = CV_0 \omega_m \sin(\omega_m t) + i_m \cos(\omega_m t)$

$\omega_m = 1/\sqrt{LC}$

$i = v_0 \sqrt{LC} \sin(\omega_m t) + i_m \cos(\omega_m t)$

$vc = 1/c \int i \, dt + vc(t=0)$

$vc = i_m / L/C \sin(\omega_m t) - v_0 \cos(\omega_m t)$ ที่ $t=0$ $v_c = 0$

$v_0 \cos(\omega_m t) = i_m / L/C \sin(\omega_m t)$

$v_0 / i_m / C / L = \tan(\omega_m t)$

$tq = \sqrt{LC} \tan^{-1} v_0 / i_m (\sqrt{C/L})$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การออกแบบ snubber

snubber มีความจำเป็นสำหรับอุปกรณ์ power electronic เพื่อลดการสูญเสียเนื่อง
จาก turn-on, turn-off และลดความเค้นที่เกิดจากแรงดันตกคร่อมอุปกรณ์และกระแส
สลับ transfer ไปยังส่วนของ R,C เป็นการป้องกัน SCR เสียหาย

SCR ที่ใช้ในวงจรเบอร์ 2N3653 ทำงานแบบ switching

แรงดันย้อนกลับสูงสุด (VDRM) ทนได้ 400v แรงดันตกคร่อม SCR = E1 แต่ในทางปฏิบัติ
E1 ไม่ควรเกิน 400V E1 ประมาณ 80% ของ VDRM

$$E1 = 0.8 * 400$$

$$= 320 \text{ V}$$

ค่าของ x_o , อ่านได้จากกราฟ

$$x_o = \text{function } E1/E$$

$$= \text{function } E1/E$$

$$I = \text{load current maximum}$$

$$E = \text{supply voltage}$$

$$E1/E = 320/220 = 1.5$$

$$C = L(I/Ex_o)^2$$

$$R = 2 \sqrt{L/C}$$

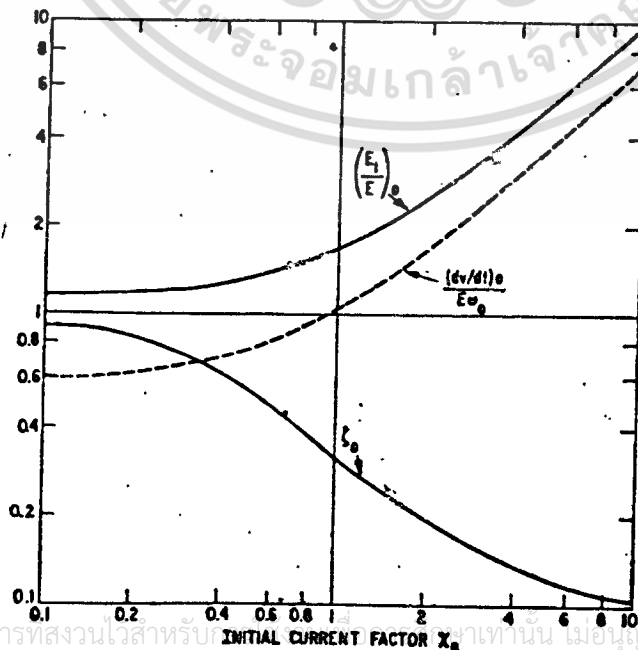


Fig. 7 Optimum Snubber Parameters for Compromise Design

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งยังขอสงวนสิทธิ์ในค่าและค่าอ้างอิงของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$x_o = .7$$

$$= .5$$

กำหนดให้ $L=100\mu\text{H}$

$$C = 100 \times 10^{-6} (10/220 \times .7)^2$$

$$= 0.4\mu\text{F}$$

$$R = 2 \times 0.5 \sqrt{100/0.4}$$

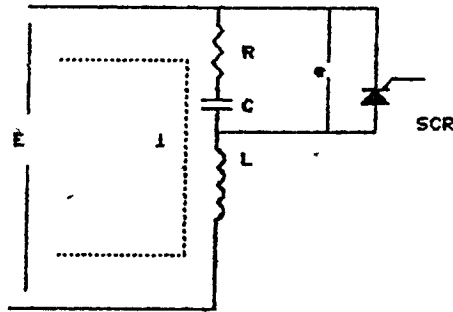
$$= 15 \text{ OHM}$$

ค่า R,C เป็นค่าที่ทำให้ E ตกร่อม SCR ไม่เกิน 320V



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

simple snubber



แสดงการวิเคราะห์หาค่า snubber ในกรณี underdamp

$$RI + 1/C \int i dt + L di/dt = E$$

$$s^2 I(s) - sI(0) - I(0) + I(s)/LC + R/L \cdot I(s) = 0$$

ก่อนเกิด commutated voltage E และ rate $di/dt = E/L$,

$$I(s) = (E/L + sI(0)) / (s^2 + sR/L + 1/LC) \quad (1)$$

$$e = E - L di/dt$$

$$e = E - (E - RI - 1/C \int i dt)$$

$$\begin{aligned} e(s) &= E/s - (E/s - RI(s) - I(s)/sC - I(s)/sC) \\ &= E/s - (E/s - (R + 1/sC) \cdot (E/L + sI) / (s^2 + sR/L + 1/LC) \\ &= (-s(E - RI) - 1/C) / (s^2 + sR/L + 1/LC + E/s) \quad (2) \end{aligned}$$

INVERSE LAPLACE 2)

กรณี UNDERDAMP

รากสมการ $S_1 = -\alpha + jw$, $S_2 = -\alpha - jw$

$$\alpha = -R/2L$$

$$w = \sqrt{\alpha^2 - w_0^2}$$

$$w_0 = 1/\sqrt{LC}$$

$$-(s(E - RI) - 1/C) / ((s + (\alpha + jw))(s + (\alpha - jw))) = A / (s + (\alpha + jw)) + B / (s + (\alpha - jw)) \quad (2.1)$$

หาค่า A ให้ $s = \alpha - jw$ set $B = 0$ แทนใน 2.1)

$$(R/j4wL + 1/2)(RI/j2w - E/j2w) + 1/j2wC = A$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หาค่า B ให้ $s = \alpha + j\omega$ set $A=0$ แทนใน 2.1)

$$(-R/j4\omega L + 1/2)(-R/j2\omega + E/j2\omega) + 1/j2\omega C$$

นำ A และ B ในสมการ 2.1)

$$= \exp(-\alpha t) \cdot [Ri \cos \omega t - E \cos \omega t - R I^2 / 2\omega L \cdot \sin \omega t + RE / 2\omega L \cdot \sin \omega t + 1/\omega C \cdot \sin \omega t]$$

$$= -\exp(-\alpha t) [(E - Ri)(\cos \omega t - \alpha/\omega \cdot \sin \omega t) + 1/\omega C \cdot \exp(-\alpha t) \sin \omega t] \quad 2.2)$$

นำสมการ 2.2 แทนใน 1)

$$e = E - \exp(-\alpha t) (E - Ri)(\cos \omega t - \alpha/\omega \cdot \sin \omega t) + \exp(-\alpha t) \cdot 1/\omega C \cdot \sin \omega t \quad 3)$$

$$de/dt = -(E - Ri)(-\omega \sin \omega t - \alpha \cos \omega t + \alpha^2/\omega \cdot \sin \omega t - \alpha \cos \omega t + 1/C \cdot \cos \omega t - 1/\omega C \cdot \sin \omega t) \exp(-\alpha t)$$

$$= (E - Ri)(2\alpha \cos \omega t + \omega^2 - \alpha^2/\omega \cdot \sin \omega t) \exp(-\alpha t) + 1/C \cdot (\cos \omega t - \alpha/\omega \cdot \sin \omega t) \exp(-\alpha t) \quad 4)$$

ที่ $t=0$ 3) มีค่าเท่ากับ Ri

$$(de/dt) = (E - Ri)(2\alpha) + 1/C \quad \text{ที่ } t=0 \text{ จาก 4)}$$

$$= (E - Ri)R/L + 1/C$$

$$= E\omega_0(2\zeta - 4\zeta^2 + x) \quad 5)$$

ζ = damping factor

$$= \alpha/\omega_0$$

x = initial current

$$= 1/E/L/C \quad 6)$$

$$(e/E) = (E - E + Ri)/E = Ri/E = 2\zeta x \quad 7)$$

ถ้า slope เริ่มต้นไม่เป็นบวกแล้ว initial recovery voltage จากสมการ 5) เป็นค่าสูงสุดแล้ว ได้ความสัมพันธ์

$$2\zeta - 4\zeta^2 x + x > 0$$

$$\zeta < (1 + \sqrt{1 + 4\zeta^2})/4x$$

slop เป็นบวกและ recovery voltage เพิ่มขึ้นที่ค่าสูงสุดเมื่อเทียบกับเวลา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

t_1 หาค่า t_1 โดยให้สมการ 4) เท่ากับ 0

$$-(2\alpha(E-R_1)+I/C)\cos\omega t = ((E-R_1)(w^2-\alpha^2/w)-\alpha I/w_0) \cdot \sin\omega t$$

$$\tan\omega t = (-(E-R_1)2\alpha+I/C) / ((E-R_1)(w^2-\alpha^2/w)-\alpha I/wC) \quad (8)$$

$$= -Ew_0(2\alpha-4\alpha^2x+X) / ((E-R_1)(w-\alpha^2/w)-I\alpha/wC)$$

$$= (2\alpha-4\alpha^2x+X) / \sqrt{1-\alpha^2} / w_0^2 \sqrt{1-\alpha^2} - R_1/E \cdot \sqrt{1-\alpha^2} + R_1\alpha^2/Ew_0^2 \sqrt{1-\alpha^2}$$

$$= (-(2\alpha-4\alpha^2x+X)\sqrt{1-\alpha^2}) / ((1-R^2C/2L-R_1/E+R^3IC/4LE-I\alpha L/E)$$

$$= -((2\alpha-4\alpha^2x+X)\sqrt{1-\alpha^2}) / (1-3\alpha x-2\alpha^2+4\alpha^3x)$$

ลดรูปให้อยู่ใน function(α, x)

$$\tan\omega t = f(\alpha, x)$$

$$t_1 = 1/w \cdot \tan^{-1} f(\alpha, x)$$

$$t_1 = 1/w_0 \sqrt{1-\alpha^2} \cdot \tan^{-1} f(\alpha, x) \quad \text{มุมอยู่ในครอแดนที่ 1 และ 2 ขึ้น}$$

อยู่กับ function $f(\alpha, x)$ (9)

แทนค่า t_1 ใน (3)

$$E_1 = E - ((E-R_1)(E-R_1)w^2 - \alpha^2/w - I\alpha/w + \alpha/w(E-R_1)2\alpha + I/C) \exp(-\alpha t_1) + (-(E-R_1$$

$$(dv/dt)_{avg} = E_1/t_1 = EP(\alpha, x)$$

$$E_1/t_1 = (EP(\alpha, x)w_0\sqrt{1-\alpha^2}) / \tan^{-1} f(\alpha, x)$$

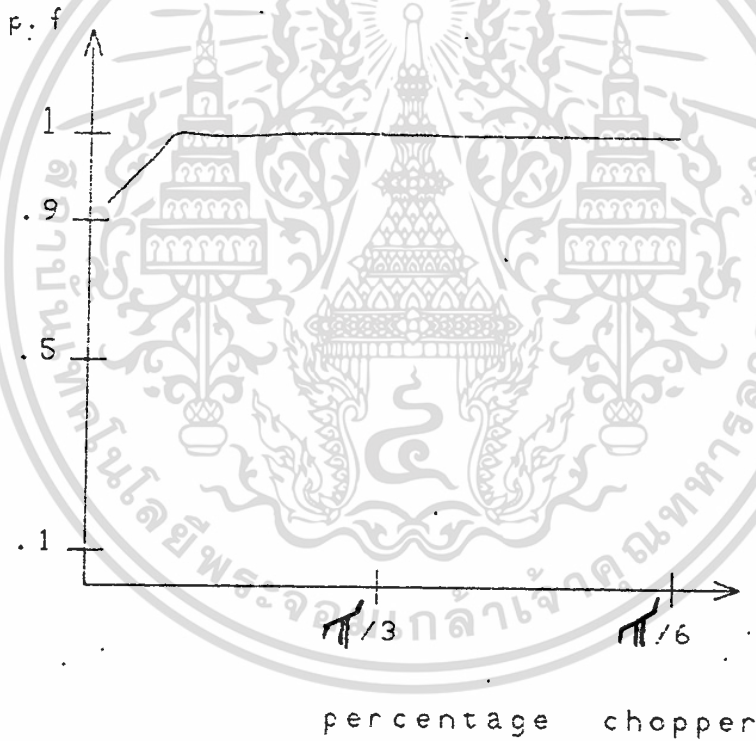
$$= (Ew_0p(\alpha, x)\sqrt{1-\alpha^2}) / \tan^{-1} f(\alpha, x)$$

$$= (E^2xp(\alpha, x)\sqrt{1-\alpha^2}) / LI \tan^{-1} f(\alpha, x) \quad (10)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลการทดลอง

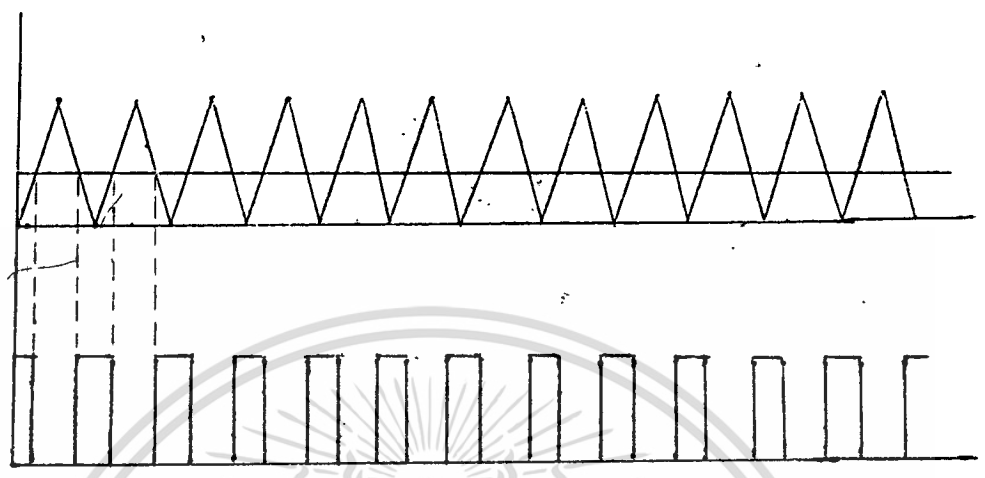
จากการทดลองทำการขับมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงจะได้ผลการทดลองดังรูปจะเห็นว่า power factor ของระบบได้ถูกปรับปรุงขึ้นให้มีค่าอยู่ประมาณ 0.9 - 1 ไม่ว่าจะค่า $\epsilon < \pi/30$ (ค่า ϵ คือค่าความกว้างของพัลส์) แต่ถ้าค่า ϵ มีค่ามาก power factor ของระบบจะยิ่งมีค่าเข้าใกล้ 1



รูปแสดงค่า power factor ต่อ เปอร์เซนต์การ chopper (ϵ)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นำสัญญาณ dc กับ triangle ทำการ mod จะได้รูปสัญญาณเป็นรูป square
 ความกว้างของ pulse แปรอยู่ระหว่าง $-\pi/15$ ถึง $\pi/15$



$$V_c(t) = N/\pi \cdot (\omega t - 2K) \quad (2K-1)\pi/N < \omega t < (2K+1)\pi/N \quad \dots N=12$$

ให้ α_{2k} และ α_{2k+1} เป็นจุดตัดระหว่างสัญญาณสามเหลี่ยมกับระดับดิซที่ $(P_k - \pi)/N < \alpha_{2k} < \alpha_{2k+1}$ เมื่อ $v_c = v_r$ ที่ $\alpha_{2k} = \omega t$ v_c มีค่าเป็นลบ

$$\begin{aligned} -N/\pi \cdot (\alpha_{2k} - 2k) &= d \\ N/\pi \cdot (\alpha_{2k}) &= 2K - d \\ \alpha_{2k} &= P_k - d\pi/12 \end{aligned}$$

ที่ $\alpha_{2k+1} = \omega t$ v_c มีค่าเป็นบวก

$$\begin{aligned} N/\pi \cdot (\alpha_{2k+1} - 2K) &= d \\ N/\pi \cdot (\alpha_{2k+1}) &= d + 2k \\ \alpha_{2k+1} &= P_k + d\pi/12 \end{aligned}$$

inverter transfer switch

- $g(t) = v_o(t)/v_i(t) \quad 1)$
- $v_o(t) = v_i(t)g(t) \quad 2)$
- $I_i/I_o = n_o/n_i \quad 3)$
- $I_i/I_o = v_o/v_i \quad 4)$

$g(t)$ แทนด้วยอนุกรม fourie

$$v_n = g(t) = \sum (a_n \cos(n\omega t) + b_n \sin(n\omega t))$$

$$a_n = 1/\pi \cdot \int f(t) \cos n(\omega t) d(\omega t) \quad 4)$$

$$b_n = 1/\pi \cdot \int f(t) \sin n(\omega t) d(\omega t) \quad 5)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ในการเรียนเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่หรือนำไปใช้ในการค้า
 function ค่ะ ดังนั้น $a_n = 0$
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามเผยแพร่ต่อผู้อื่น และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha_{2k+1}}^{\alpha_{2k}} \sin n(\omega t) d(\omega t) \quad 6) \quad \text{ที่ } k=m-1$$

$$= \frac{1}{n} [-\cos n(\omega t)]_{\alpha_{2k+1}}^{\alpha_{2k}}$$

$$= \frac{1}{n} [-\cos n(\alpha_{2k+1}) + \cos n(\alpha_{2k})]$$

$$= \frac{1}{n} [-\cos n(p_k + \pi \cdot d/12) + \cos n(p_k - \pi \cdot d/12)]$$

$$\alpha_{m-1}$$

$$= \frac{1}{n} \sum_{k=1}^m \sum_{n=1,3,5,7,\dots}^{\alpha} [-\cos n(p_k + \pi d/12) + \cos n(p_k - \pi d/12)] \quad 6)$$

$n=1, 3, 5, 7, \dots, \alpha$ แทนใน ๖)

$$v_n = v_1 \sum_{n=1}^{\alpha} b_1 \sin n(\omega t) + b_2 \sin n(\omega t) + b_3 \sin n(\omega t) + \dots +$$

$$v_1 = v_m \sin(\omega t)$$

i = current ac line

i_2 = current output

$$i_2 = v_n / z$$

$$i = i_2 n_p / n_s$$

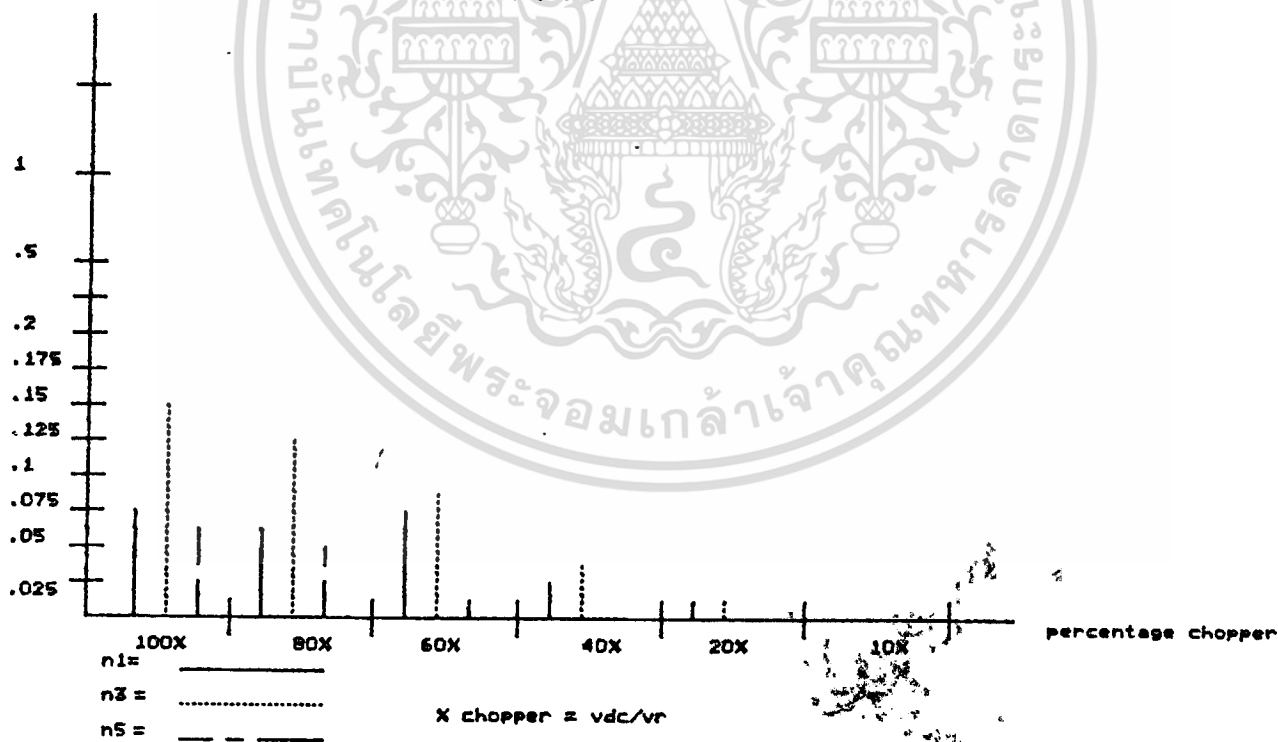
v_n ดูได้จากกราฟ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปแสดงค่าที่ได้จากการวิเคราะห์หาค่า harmonic ที่ลำดับต่างๆ

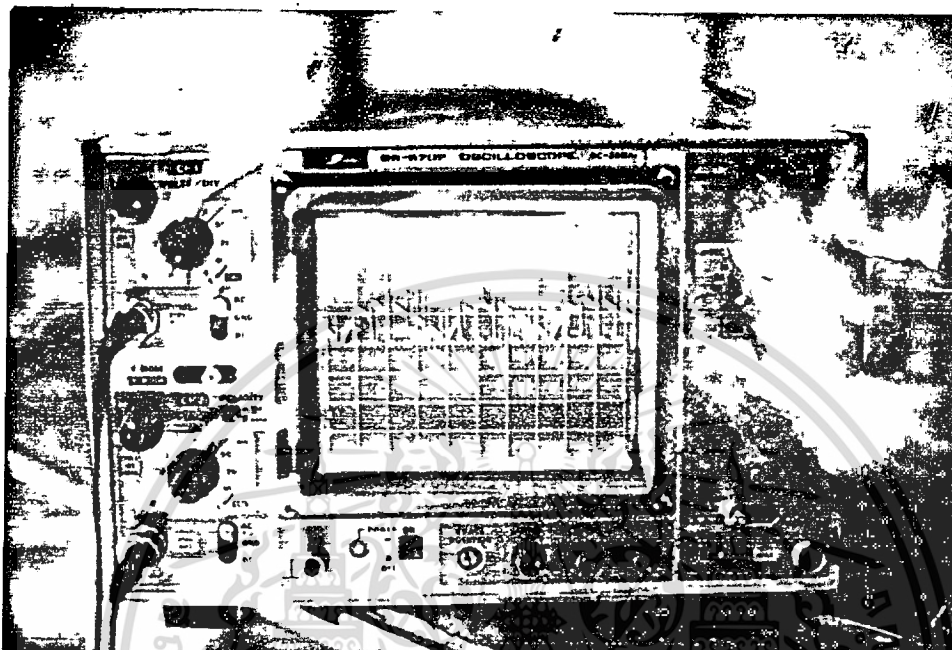
bn	100X	80X	60X	40X	20X	10X
b1	.082	.066	.027	.033	.016	.0081
b3	.15	.125	.096	.0656	.033	.0167
b5	.061	.055	.045	.032	.0164	.00832
b7	-0.04	-0.045	-.04	-.03	-.016	-.077

resultant hamonics at n=1,3,5,7,.....

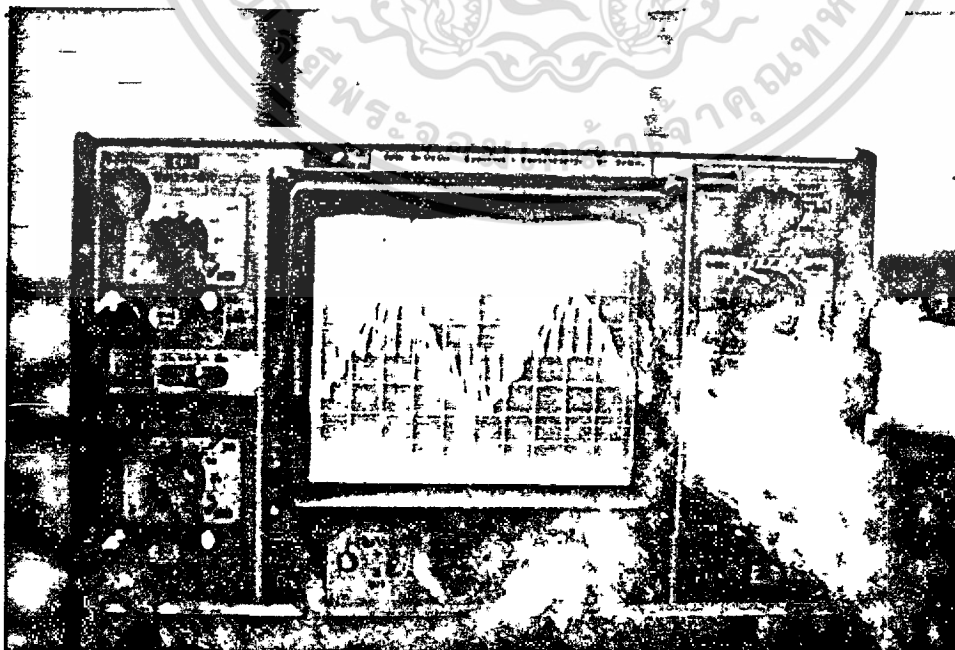


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

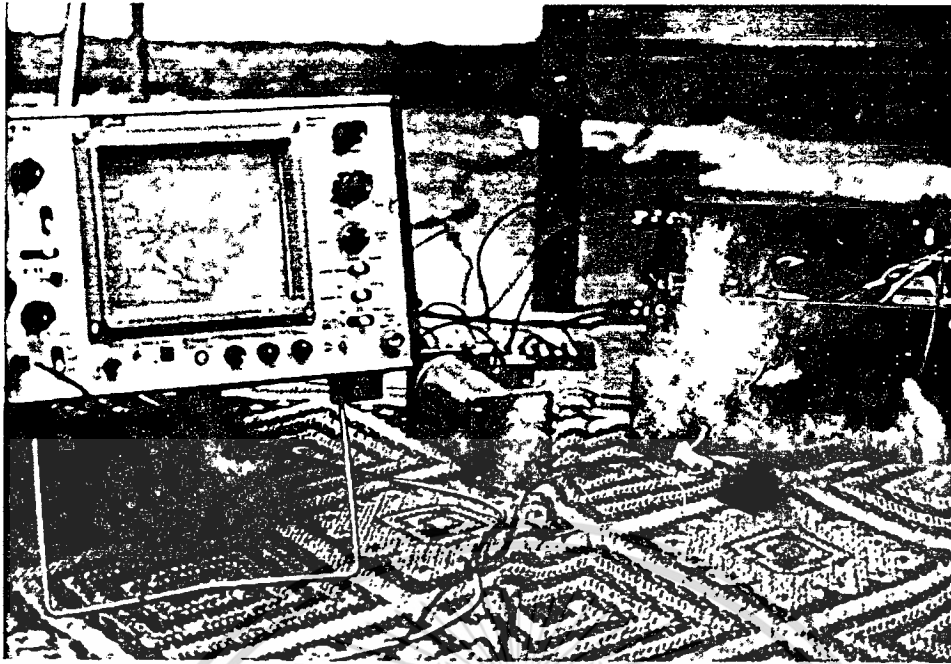
รูปแสดง voltage คร่อมมอเตอร์ขณะหมุนที่ความเร็วสูงสุด



รูปแสดงกระแสที่ไหลใน ac line



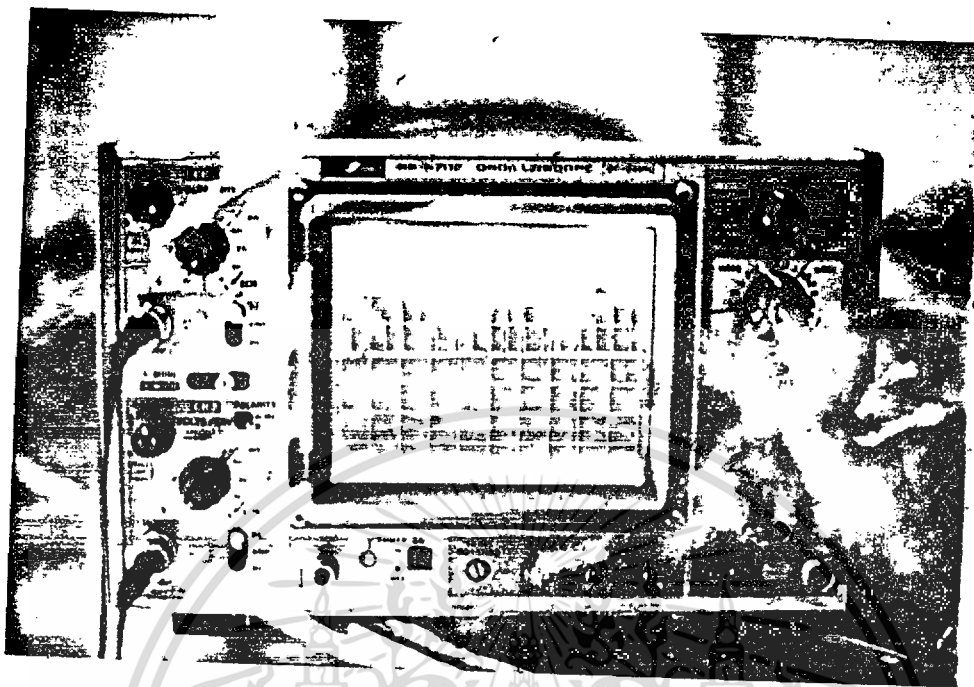
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



แรงดันตกคร่อม C เมื่อเกิดการ commutation



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปแสดง voltage เครื่องมือเตอร์ขณะมอเตอร์หมุนที่ความเร็วต่ำสุด

จากรูปจะเห็นได้ว่าขณะมอเตอร์หมุนที่ความเร็วสูง power factor ของระบบจะมีค่าสูงตั้งแต่ในขณะเดียวกันถ้ามอเตอร์หมุนที่ความเร็วต่ำก็ไม่ทำให้ power factor ของระบบมีค่าต่ำลงไปมากนัก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

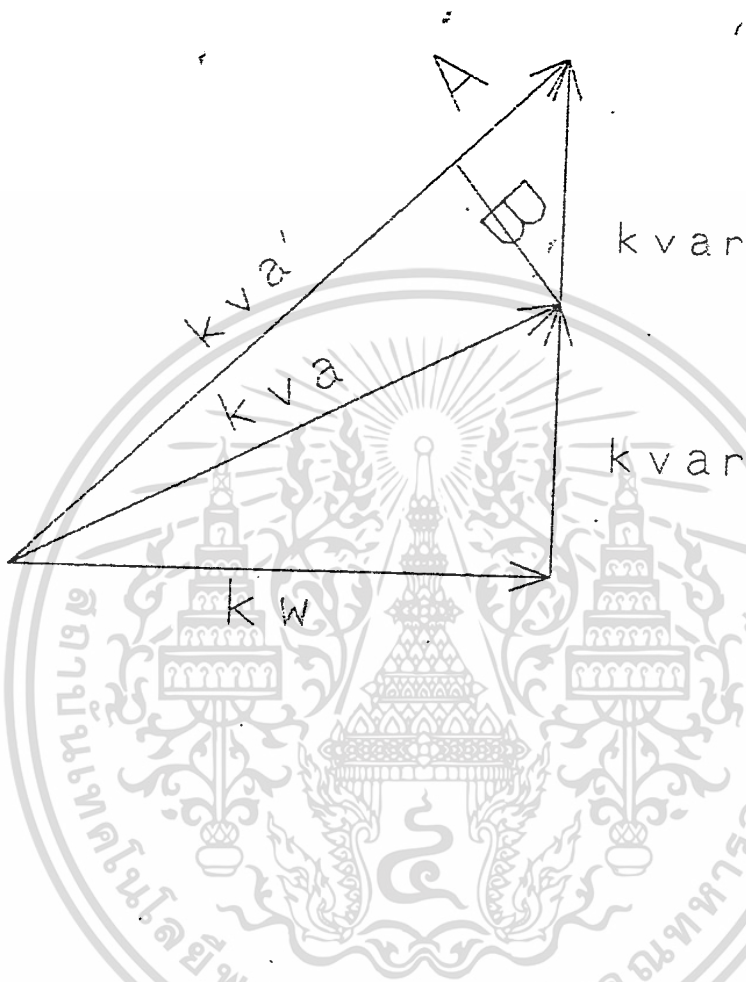
บทที่ 5

สรุปผลการทดลอง

จากการที่ในปริวิตยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอหลักการในการปรับปรุงค่า power factor และรูปคลื่นของกระแสเอชไอไลน์ในระบบการควบคุมมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงโดยการใช้เทคนิค pwm ซึ่งจากผลการทดลองปรากฏว่าไม่ว่าค่า α จะมีค่าน้อยกว่า $\pi/30$ ค่า power factor ของระบบควบคุมจะมีค่าอยู่ระหว่าง 0.9 - 1 ซึ่งนับได้ว่าเป็นค่า power factor ที่ดีเมื่อทำการเปรียบเทียบกับระบบแบบ phase control แล้วที่ค่า α เข้าใกล้มุม 180 องศาแล้ว power factor ของระบบจะมีค่าต่ำประมาณ 0.2 - 0.5 และมีค่า harmonic สูงใน line ac มาก แต่แบบ pwm มีค่า harmonic น้อย

การพัฒนาและปรับปรุง

จากการทดลองพบว่าระบบยังไม่มีเสถียรภาพที่ดีพอที่จะนำมา close loop วงจรได้ซึ่งอาจจะเนื่องมาจากอุปกรณ์บางตัวมีการถูกรบกวนจากสัญญาณจากภายนอกซึ่งต้องทำการแก้ไขโดยการขจัดสัญญาณต่างเหล่านั้นทิ้งไปเสียก่อนเพื่อที่จะให้ระบบมีเสถียรภาพพอที่จะนำมาทำการ close loop วงจรได้



A = การเพิ่มขึ้นของ KVA ระหว่างเกิด harmonic และ power factor มีค่าต่ำลง
งานที่ป้อนให้แก่ระบบจะต้องเพิ่มเพื่อทำให้ kW เท่าเดิม

$$\sin \theta = \text{KVAR/KVA}$$

เมื่อ θ เพิ่มขึ้น KVAR ก็เพิ่มขึ้นด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิติกรรมประกาศ

ปริญญานิพนธ์นี้สำเร็จได้ด้วยความช่วยเหลือจากบุคคลหลายท่าน ผู้จัดทำขอขอบคุณ
 อาจารย์สิงห์ทอง พัฒนเศรษฐานนท์ อาจารย์ที่ปรึกษาที่ให้คำแนะนำช่วยทำการค้นคว้าและ
 เสนอแนวคิด ในการจัดทำมาตลอด นอกจากนี้ขอขอบคุณอาจารย์ทุกท่านและเพื่อนทุกท่านที่
 มีส่วนให้คำแนะนำทำให้โครงการนี้สำเร็จลุล่วงไปด้วยดีจึงขอขอบคุณมา ณ. โอกาสนี้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หนังสืออ้างอิง

- 1) INJ. J. ELECTRONIC, 1982, VOL 53, NO. 1, 32-46 A NEW LC COMMUTATION CIRCUIT FOR FORCED-COMMUTED TWO-PULSE BRIDGE CONVERTERS
A NEW LC COMMUTATION CIRCUIT FOR FORCE-COMMUTED TWO-PULSE BRIDGE CONVERTERS
- 2) POWER ELECTRONIC CIRCUIT, DEVICES AND APPLICATIONS MUHAMMAD. HARUNUR RASHID PH.d. fellow IEE
- 3) T. kataoka, et al ; A PULSE - WIDTH CONTROLLER AC TO DC CONVERTER. IMPROVE POWER FACTOR AND WAVEFORM OF AC LINE CURRENT; IEEE TRANS. ON INDUSTRY APPLICATION, VOLIA-15 NO 16. PP. 670-675 NOV./DEC. 1979
- 4) MODIFIED TRIANGULATION METHODS FOR FLUCTUATING INVERTER INPUT VOLTAGE INT. J. ELECTRONIC, 1987, 63, NO, 1, 135-150

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วิธีการใช้เครื่อง

ป้อน supply ac voltage เข้าที่ input ระดับแรงดันที่ป้อนเข้าขึ้นอยู่กับขนาด voltage ขั้วมอเตอร์ ต่อ output terminal เข้ากับ input ของ motor การปรับ speed motor ทำได้โดยปรับ VR โวลุ่มที่ข้างกล่อง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้