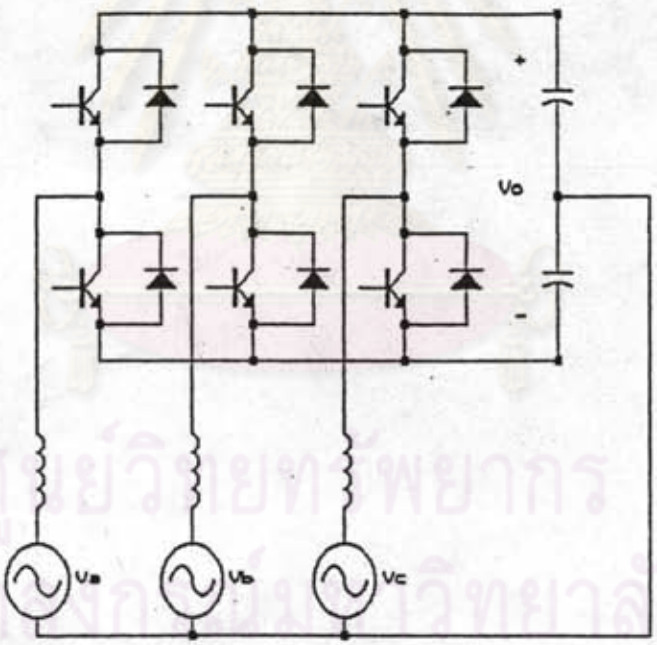
บทที่ 2

วงจรเรียงกระแส

1. ความเบื้องต้น

วงจรเรียงกระแสที่ใช้จะเป็นวงจรเรียงกระแสแบบสวิตชิง (switch mode rectifier; SMR) ดังภาพที่ 2.1 โดยโครงสร้างเป็นแบบครึ่งบริดจ์ (half bridge) ทำหน้าที่แปลงผันพลังงานไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟส มาเป็นไฟฟ้ากระแสตรง โดยการควบคุมกระแสทางด้านเข้าให้มีรูปร่างใกล้เคียงไซน์ และมีตัวประกอบกำลัง (power factor) ใกล้เคียงหนึ่ง โดยสามารถคงค่าแรงดันทางด้านออกได้



ภาพที่ 2.1 ลักษณะโครงสร้างของวงจรเรียงกระแสแบบสวิตชิง

สำหรับวงจรเรียงกระแสแบบสวิตชิง จะมีข้อดีหลายประการเมื่อเทียบกับวงจรเรียงกระแสสามเฟสที่ใช้ไดโอด (diode bridge rectify) กล่าวคือ วงจรเรียงกระแสแบบสวิตชิงจะดึงกระแสมีรูปร่างใกล้เคียงไซน์และมีตัวประกอบกำลังใกล้เคียงหนึ่ง ในขณะที่วงจรเรียงกระแสที่ใช้ไดโอดจะดึงกระแสเป็นช่วงๆ นอกจากนั้นวงจรเรียงกระแสแบบสวิตชิง

ยังสามารถคืนพลังงานกลับสู่แหล่งจ่ายได้ ในขณะทำการเบรกมอเตอร์ (regenerative braking) ทำให้ไม่ต้องมีวงจรเบรกแบบพลวัต (dynamic braking) เหมือนในกรณีของวงจรเรียงกระแสที่ใช้ไดโอด ข้อดีอีกประการหนึ่งคือ สามารถเพิ่มแรงดันด้านออกได้อย่างช้าๆ และสามารถจำกัดกระแสด้านเข้าได้เองในวงรอบการควบคุม ทำให้ไม่ต้องเพิ่มวงจรจำกัดกระแสในตอนเริ่มเปิดเครื่อง เหมือนในกรณีของวงจรเรียงกระแสสามเฟสที่ใช้ไดโอด แต่วงจรเรียงกระแสแบบสวิตชิงก็มีความยุ่งยากซับซ้อน และมีราคาแพงเมื่อเทียบกับวงจรเรียงกระแสสามเฟสที่ใช้ไดโอด

2. <u>การออกแบบวงจรภาคกำลัง</u>

วงจรเรียงกระแสแบบสวิตชิง ประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ที่ต่อกับแบบครึ่งบริดจ์ ทางด้านเข้ามีตัวเหนี่ยวนำต่ออนุกรมกับแหล่งจ่ายทั้งสามเฟส โดยมีตัวเก็บประจุต่ออยู่ด้านออก ดังภาพที่ 2.1

2.1 <u>การออกแบบขนาดของทรานซิสเตอร์ในวงจรเรียงกระแส</u>

จากข้อกำหนดในตารางที่ 1 กำหนดให้

อินเวอร์เตอร์ : พิกัดทางด้านออก 1.5 กิโลวัตต์

แรงดันไฟตรงด้านเข้า 700 โวลต์

วงจรเรียงกระแส : แรงดันไฟสลับด้านเข้า 380 โวลต์

แรงดันไฟตรงด้านออก 700 โวลต์

เมื่อคิดประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์และวงจรเรียงกระแสประมาณ 90 %

อินเวอร์เตอร์สามารถใช้งานเกินโหลดได้เป็น 150 % ของค่าพิกัด

ดังนั้นพิกัดทางด้านเข้าของวงจรเรียงกระแส $= \frac{(1.5*10^3)(1.5)}{(0.9)^2}$

$= 2.8$ กิโลวัตต์

ดังนั้นขนาดของกระแสผ่านทรานซิสเตอร์ $= \frac{\sqrt{2}(2.8*10^3)}{\sqrt{3}(380)} = 6$ A

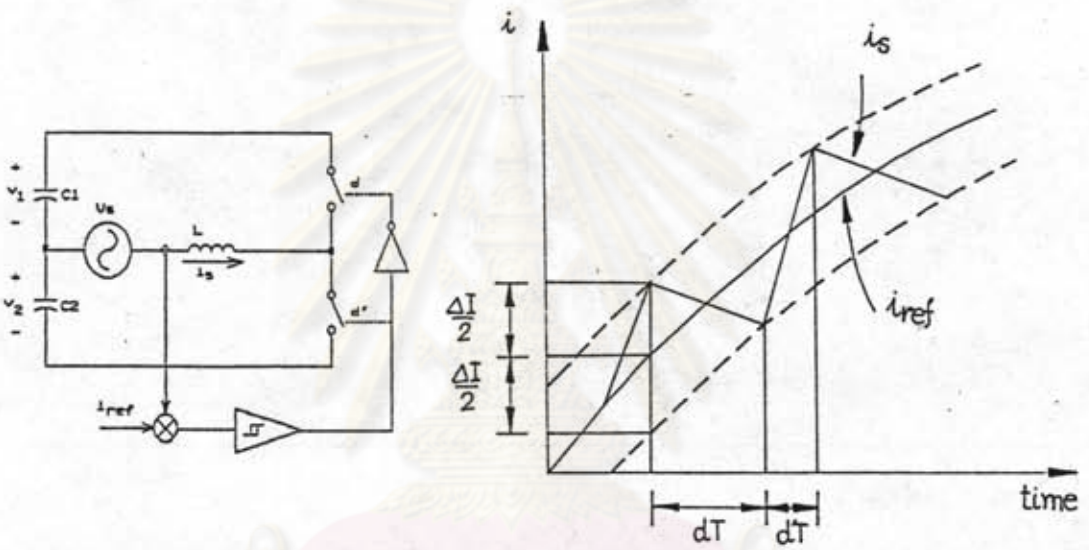
ตามข้อกำหนดของผู้ผลิตทรานซิสเตอร์กำหนดให้ ขนาดกระแสสูงสุดของทรานซิสเตอร์ควรมีค่ามากกว่ากระแสสูงสุดประมาณ 3 เท่าและแรงดันสูงสุดของทรานซิสเตอร์

018508

ควรมีค่ามากกว่าแรงดันคร่อมทรานซิสเตอร์ประมาณ 2 เท่า เลือกทรานซิสเตอร์เบอร์ QM30DY2H (Mitsibishi Electric,1985) ที่มีขนาด $I_{C(max)}$ เท่ากับ 30 แอมแปร์ ต่อ 1 ตัว และ $V_{CE(max)}$ เท่ากับ 1000 โวลต์ต่อตัว

2.2 การออกแบบหาขนาดของตัวเหนี่ยวนำ

ในการออกแบบค่าของตัวเหนี่ยวนำ จากภาพที่ 2.1 เมื่อคิดเฉพาะเฟสใดๆ ของแหล่งจ่าย จะเขียนรูปวงจรได้ดังภาพที่ 2.2 (G.Arya,2532)



ภาพที่ 2.2 วงจรเรียงกระแสแบบครึ่งบริดจ์ และรูปคลื่นของกระแสด้านเข้า

สามารถคำนวณหาช่วงเวลาการทำงานของสวิตช์แต่ละตัวได้ดังสมการ 2.1

$$dT = \frac{L\Delta I}{v_1 - v_s + I_m L\omega\cos(\omega t)} \qquad (2.1ก)$$

$$d'T = \frac{L\Delta I}{v_2 + v_s - I_m L\omega\cos(\omega t)} \qquad (2.1ข)$$

โดย d คือ วัฏจักรงาน และ $d' = 1 - d$

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

และ I_m เป็นค่ากระแสสูงสุดที่ผ่านตัวเหนี่ยวนำ

จากสมการ 2.1ก และ 2.1ข สามารถหาค่าคาบการสวิตช์ได้ดังสมการที่ 2.2 ซึ่งสามารถคำนวณค่าความถี่สูงสุดและต่ำสุดได้ดังสมการ 2.3ก และ 2.3ข ตามลำดับ โดยในกรณีความถี่ต่ำสุดเกิดขึ้นเมื่อแรงดันของแหล่งจ่ายมีค่าเป็นศูนย์ และกรณีความถี่สูงสุดเกิดขึ้นเมื่อ แรงดันของแหล่งจ่ายมีค่าสูงสุด

$$T = \frac{2vL\Delta I}{v^2+(v_m-I_mL\omega\cos(\omega t))^2} \qquad (2.2)$$

โดย $v_1 = v_2 = v$

$$f_{min} = \frac{v^2+(I_mL\omega)^2}{2vL\Delta I} \qquad (2.3ก)$$

$$f_{max} = \frac{v^2+(v_m)^2}{2vL\Delta I} \qquad (2.3ข)$$

จากข้อกำหนดในตารางที่ 1 กำหนดให้
ความถี่การสวิตช์ (f) มีค่าอยู่ระหว่าง 4 ถึง 7 กิโลเฮิรตซ์
ระลอกคลื่นของกระแสผ่านตัวเหนี่ยวนำ (ΔI) มีค่าประมาณ 2 แอมแปร์
แรงดันสูงสุดของแหล่งจ่าย (v_m) 310 โวลต์
แรงดันด้านออก (2v) 700 โวลต์
จากการคำนวณในหัวข้อที่ 2.1
กระแสสูงสุดผ่านตัวเหนี่ยวนำ มีค่า 6 แอมแปร์

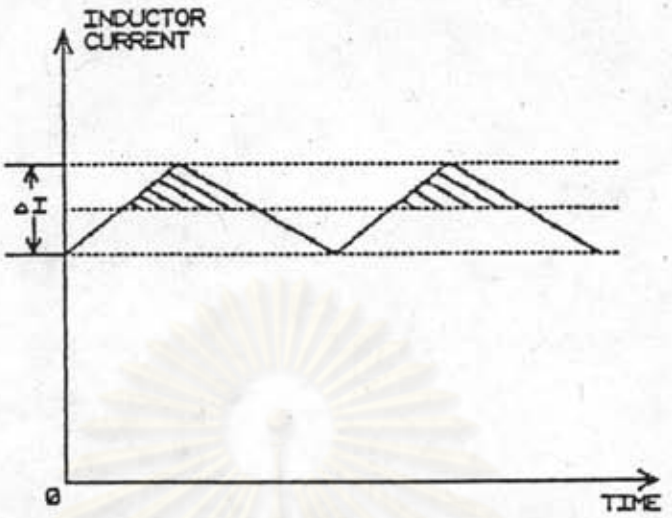
ดังนั้นสามารถคำนวณหาค่าขนาดของตัวเหนี่ยวนำได้ 22 mH กระแสประมาณ 6 แอมแปร์

2.3 การออกแบบหาขนาดของตัวเก็บประจุ

เนื่องจากวงจรเรียงกระแสแบบสวิตชิงสามเฟสจะมีแรงดันด้านออก เป็นค่าคงตัวไม่มีค่าระลอกที่ความถี่สายกำลัง จะมีแต่ค่าระลอกที่ความถี่สวิตช์ (โดทม อารียา, 2534 ดังนั้นค่าตัวเก็บประจุก็จะทำหน้าที่แค่กรองความถี่สวิตช์เท่านั้น

สำหรับการคำนวณหาขนาดของตัวเก็บประจุ สมมุติว่าความถี่การสวิตช์จะมีค่าเป็นสามเท่าของความถี่การสวิตช์ของแต่ละเฟส โดยคิดความถี่สวิตช์ที่ความถี่ต่ำสุดและวัฏจักร

งานมีค่าเป็น 0.5 และกระแสผ่านตัวเก็บประจุมีลักษณะดังภาพที่ 2.3



ภาพที่ 2.3 รูปคลื่นของผลรวมของกระแสทางด้านเข้า

$$\text{จาก} \quad \Delta v_o = \frac{\Delta Q}{C} = \text{พื้นที่สามเหลี่ยมที่แรเงา}/C$$

$$= \frac{T\Delta I}{8C}$$

โดย Δv_o คือค่าระลอกคลื่นของแรงดันด้านออกกำหนดให้ = 1 โวลต์

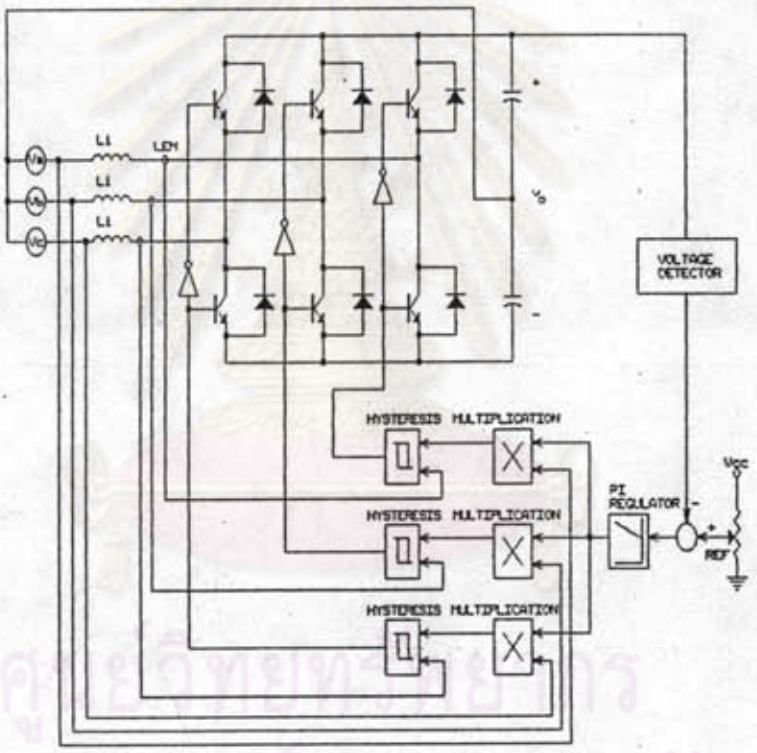
ดังนั้นคำนวณหาค่าตัวเก็บประจุได้ประมาณ 20 ไมโครฟารัด

แต่อย่างไรก็ตามในทางปฏิบัติ ระบบสามเฟสอาจจะขาดความสมดุลเล็กน้อย ทำให้แรงดันด้านออกยังมีค่าระลอกที่ความถี่ของสายกำลังปนอยู่ ตัวเก็บประจุขนาด 20 ไมโครฟารัด สามารถกรองได้เฉพาะความถี่การสวิตช์ ซึ่งมีค่าประมาณ 4 กิโลเฮิรตซ์ การกรองความถี่ของสายกำลังจึงต้องออกแบบให้ค่าตัวเก็บประจุมีค่าใหญ่กว่าที่คำนวณมาก โดยได้เลือกค่าที่หาได้โดยง่ายในทางปฏิบัติคือค่า 220 ไมโครฟารัด โดยใช้ตัวเก็บประจุขนาด 440 ไมโครฟารัด 450 โวลต์ 2 ตัวอนุกรมกัน

3. <u>วงจรภาคควบคุม</u>

ในส่วนของวงจรภาคควบคุม มีลักษณะดังภาพที่ 2.4 ซึ่งอาศัยหลักการป้อนกลับแรงดันด้านออกของวงจรเรียงกระแส มาเปรียบเทียบกับค่าสัญญาณอ้างอิง สำหรับวงจร

เปรียบเทียบได้แก่วงจรคุมค่าแบบ PI (proportional integral controller) ซึ่งมีการจำกัดค่ารวมอยู่ด้วย แล้วนำสัญญาณที่ได้ไปคูณกับสัญญาณกระแสอ้างอิงที่ได้มาจากวงจรวัดซึ่งวัดมาจากแรงดันของแต่ละเฟส แล้วนำสัญญาณที่ได้ไปเปรียบเทียบแบบมีแถบฮิสเตอริซิส (hysteresis) กับกระแสที่วัดมาจากแหล่งจ่ายแต่ละเฟส ผลของการเปรียบเทียบได้เป็นสัญญาณแบบมอดูเลตความกว้างพัลส์ (pulse-width modulation ; PWM) ของสัญญาณไซน์ สัญญาณ PWM นี้สามารถนำไปตัดต่อสวิตช์ของวงจรเรียงกระแส โดยที่สัญญาณ PWM นี้มีองค์ประกอบหลักมูลของกระแสที่มีค่าคงที่ตามสัญญาณกระแสอ้างอิง ดังนั้นจึงสามารถคงค่าองค์ประกอบหลักมูลของกระแสด้านเข้าของวงจรเรียงกระแสให้มีค่าตามสัญญาณอ้างอิง โดยสามารถคงค่าแรงดันด้านออกของวงจรเรียงกระแสได้



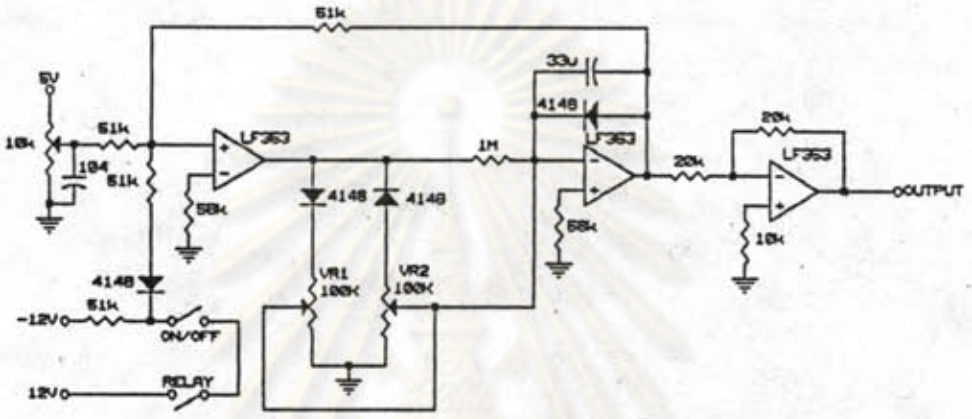
ภาพที่ 2.4 วงจรภาคควบคุมของวงจรเรียงกระแสแบบสวิตชิง

สำหรับการออกแบบวงจรภาคควบคุมในแต่ละส่วนจะมีรายละเอียดดังนี้

3.1 วงจรสร้างสัญญาณอ้างอิง

การปรับแรงดันด้านออกของวงจรเรียงกระแส ทำได้โดยการปรับสัญญาณ

อ้างอิงที่ได้จากวงจรสร้างสัญญาณอ้างอิง ดังภาพที่ 2.5 หน้าที่ของวงจรนี้คือ สามารถปรับอัตราการเพิ่มและอัตราการลดของสัญญาณอ้างอิงได้ โดยวิธีการปรับอัตราการเพิ่มของสัญญาณทำได้โดยการปรับค่า VR1 ซึ่งจะมีผลทำให้อัตราการเพิ่มของแรงดันด้านออกค่อยๆเปลี่ยนไปเมื่อแรงดันทางด้านเข้าเปลี่ยนไป โดยการปรับค่า VR1 ให้มีค่ามากจะทำให้อัตราการเพิ่มช้ากว่าการปรับค่า VR1 ให้มีค่าน้อย ส่วนการปรับค่าอัตราการลดของสัญญาณอ้างอิงก็ทำได้โดยการปรับค่า VR2 ซึ่งก็จะมีลักษณะการปรับเช่นเดียวกับการปรับอัตราการเพิ่ม



ภาพที่ 2.5 วงจรสร้างสัญญาณอ้างอิง

3.2 <u>วงจรคุมค่า</u>

สำหรับวงจรคุมค่าแรงดันจะเป็นแบบ PI (proportional integral controller) ที่มีซีเนอร์ไดโอด (zener diode) เป็นตัวจำกัดค่าสัญญาณด้านออก ดังภาพที่ 2.6 โดยมีรายละเอียดการออกแบบในหัวข้อที่ 4

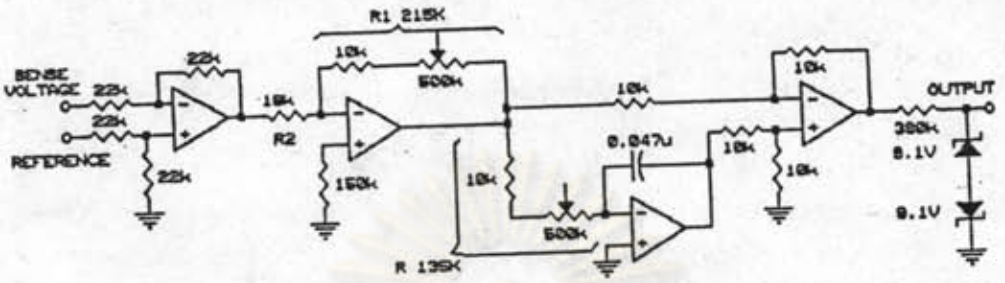
วงจรจะทำการเปรียบเทียบสัญญาณอ้างอิง ที่ได้จากวงจรสร้างสัญญาณอ้างอิงกับแรงดันด้านออกของวงจรเรียงกระแส แล้วกำเนิดสัญญาณที่มีการชดเชยฟังก์ชันโอนย้าย (transfer function) ของระบบให้มีเสถียรภาพ และมีผลตอบในภาวะชั่วครู่ (transient response) ที่ดี โดยสามารถปรับค่าอัตราขยาย (proportional gain ; K_p) และค่าคงตัวเวลา (integral time constant ; T_i) ได้โดยไม่ขึ้นแก่กัน

จากวงจรสามารถคำนวณหาสมการของวงจรคุมค่าได้ดังสมการ 2.4

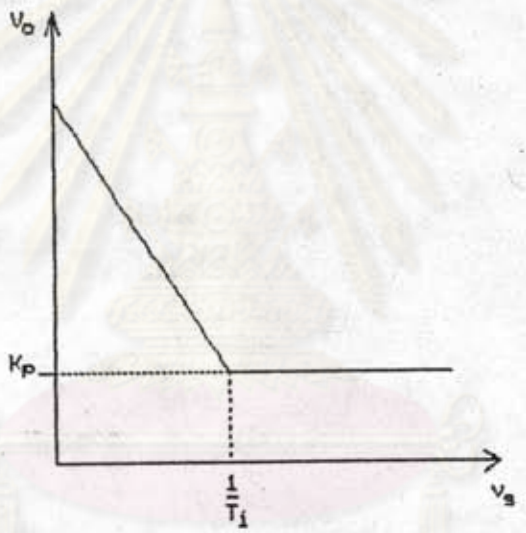
$$V_o = K_p \frac{(T_i s+1)}{T_i s} . V_e \qquad (2.4)$$

โดย $K_p = \frac{R1}{R2}$

$T_i = RC$



ภาพที่ 2.6 ก วงจรคุมค่าแบบ PI



ภาพที่ 2.6 ข ลักษณะฟังก์ชันโอนย้ายของวงจรคุมค่า

3.3 วงจรคูณสัญญาณ

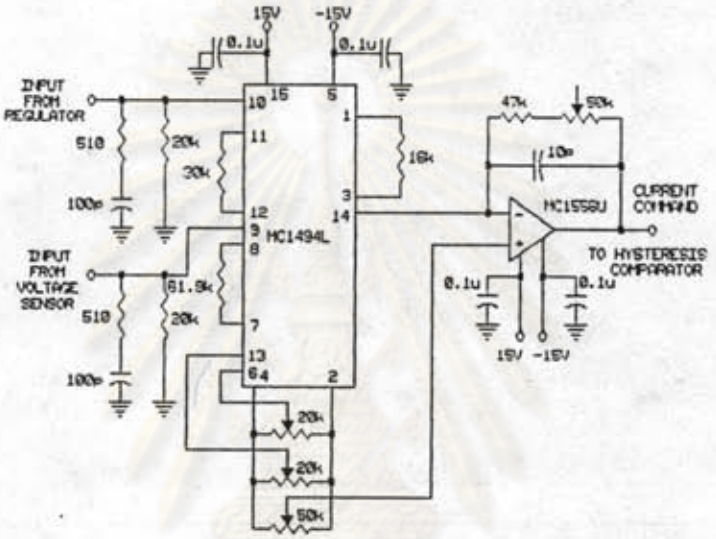
วงจรคูณจะทำหน้าที่คูณสัญญาณจากวงจรคุมค่ากับสัญญาณที่วัดจากแรงดันไฟสลับของแหล่งจ่ายเพื่อกำเนิดเป็นสัญญาณกระแสอ้างอิง ดังภาพที่ 2.7 สำหรับวงจรคูณจะใช้ไอซีเบอร์ MC1494 (Motorola, 1982) โดยมีสัญญาณทางด้านเข้าทั้งสองมีค่าสูงสุด ±10 โวลต์ และสัญญาณทางด้านออกเป็นสัญญาณกระแส เมื่อนำไปผ่านวงจรเปลี่ยนกระแสเป็นแรงดันโดยใช้ออปแอมป์เบอร์ MC1556U (Motorola, 1982) ก็จะได้แรงดันด้านออกมีค่าสูงสุด ±10 โวลต์

ศูนย์วิทยทรัพยากร
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

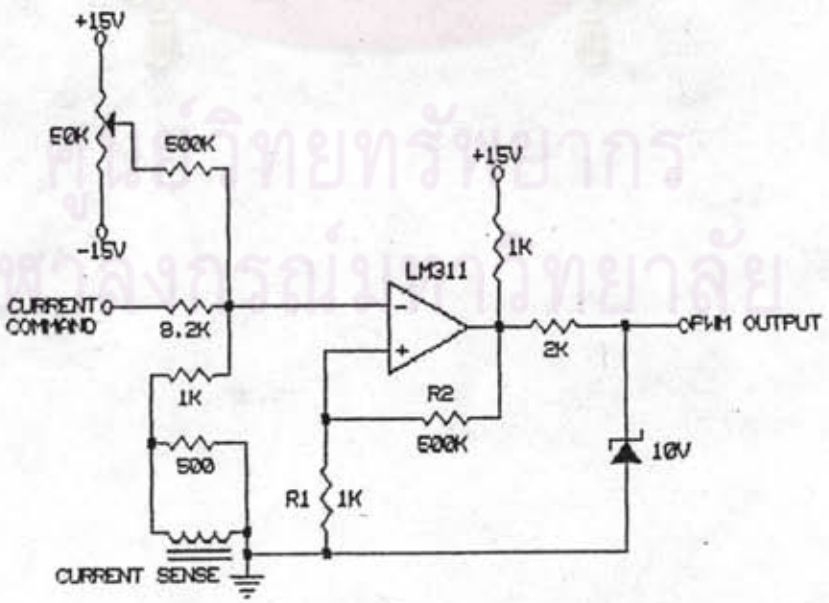
หอสมุดกลาง สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

3.4 วงจรเปรียบเทียบแบบมีแถบฮิสเตอริซิส

วงจรเปรียบเทียบแบบมีแถบฮิสเตอริซิสจะทำการเปรียบเทียบ สัญญาณที่ได้จากวงจรคูณ ซึ่งเป็นสัญญาณกระแสอ้างอิงกับสัญญาณกระแสของแต่ละเฟส ดังภาพที่ 2.8 แล้วกำเนิดสัญญาณแบบมอดูเลตความกว้างพัลส์ (pulse width modulation ; PWM) ของสัญญาณไซน์ สัญญาณ PWM นี้สามารถนำไปควบคุมการตัดต่อสวิตช์ของวงจรเรียงกระแส โดยที่



ภาพที่ 2.7 วงจรคูณสัญญาณ



ภาพที่ 2.8 วงจรเปรียบเทียบแบบมีแถบฮิสเตอริซิส

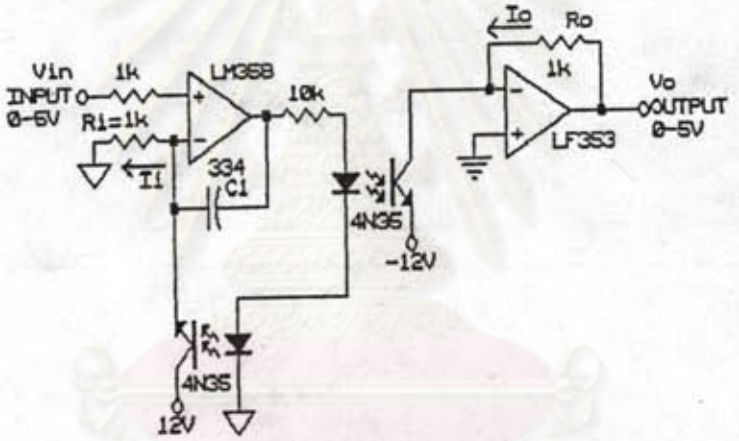
สัญญาณ PWM นี้มีองค์ประกอบหลักมูลของกระแสที่มีค่าคงที่ตามสัญญาณกระแสอ้างอิง

จากวงจรคำนวณหาค่า ความกว้างของแถบฮิสเตอริซิสได้ดังสมการ 2.5

$$\Delta V = 2V_{supply}\left[\frac{R_1}{R_1+R_2}\right] \qquad (2.5)$$

3.5 วงจรตรวจวัดแรงดันไฟตรง

การตรวจวัดแรงดันไฟตรงใช้หลักการเบื้องต้นคือ จะต้องมีความเป็นเชิงเส้น (linearity) และมีการแยกโดด (isolation) ของสัญญาณเข้าและสัญญาณออก เพื่อใช้งานในการวัดระดับแรงดันไฟตรง ดังแสดงในภาพที่ 2.9



ภาพที่ 2.9 วงจรตรวจวัดแรงดันไฟตรง

จากวงจรคำนวณหาอัตราส่วนของแรงดันด้านออกต่อแรงดันด้านเข้าได้ดังนี้

$$I_1 = \frac{V_{in}}{R_1} \qquad (2.6)$$

$$I_o = \frac{V_o}{R_o} \qquad (2.7)$$

แต่กระแสผ่านทรานซิสเตอร์ของออปโตไอโซเลเตอร์มีค่าเท่ากัน เนื่องจากกระแสผ่านไดโอดเปล่งแสงมีค่าเท่ากัน และกระแส C1 มีค่าเป็นศูนย์เนื่องจากกระแสไฟตรงไหลผ่านตัวเก็บประจุไม่ได้

$$I_i = I_o$$

ซึ่งคำนวณหาค่าอัตราส่วนแรงดันด้านออกต่อแรงดันด้านเข้าได้ดังสมการ 2.8

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{R_o}{R_i} \qquad (2.8)$$

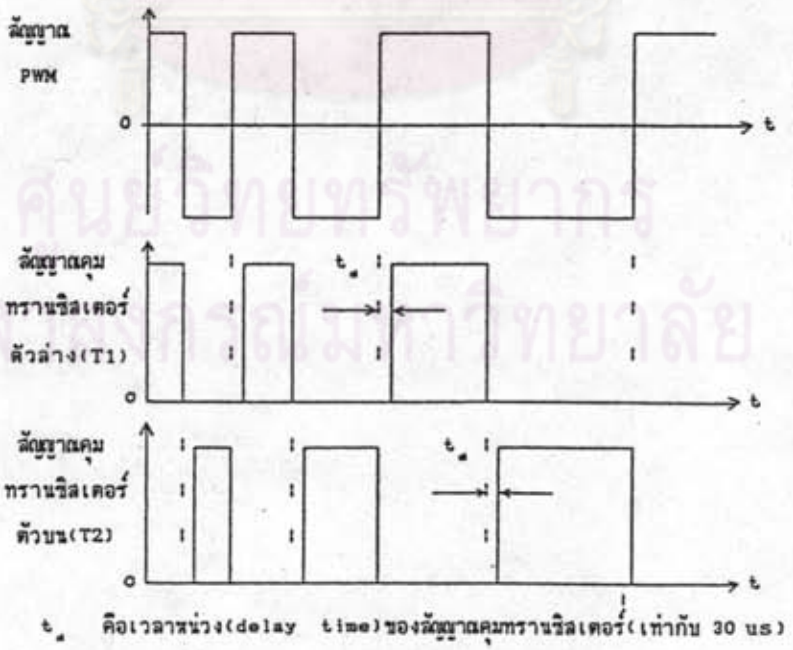
เมื่อเลือกให้ R_o และ R_i มีค่าเท่ากัน จะได้

$$V_o = V_{in}$$

จะเห็นได้ว่า แรงดันด้านออกจะมีความเป็นเชิงเส้นเมื่อเทียบกับแรงดันด้านออก สำหรับค่า C_i จะมีไว้เพื่อชดเชยให้วงจรมีเสถียรภาพ

3.6 วงจรป้องกันการลัดวงจรผ่านสวิตช์

การสร้างสัญญาณขับนำทรานซิสเตอร์ จะต้องพิจารณาเวลาเริ่มนำกระแส (turn on time) และเวลาหยุดนำกระแส (turn off time) ของทรานซิสเตอร์ที่ใช้เป็นสวิตช์ในวงจร เนื่องจากเวลาในการเริ่มนำกระแสของทรานซิสเตอร์ โดยทั่วไปมีค่าน้อยกว่า



ภาพที่ 2.10 สัญญาณที่ใช้ควบคุมทรานซิสเตอร์ตัวบนและตัวล่างของภาพที่ 2.1

เวลาในการหยุดนำกระแส ดังนั้นจึงต้องหน่วงเวลาในการเริ่มนำกระแสของทรานซิสเตอร์ ให้มากกว่าเวลาหยุดนำกระแสของทรานซิสเตอร์ ดังภาพที่ 2.10 โดยชีกบวกของสัญญาณ PWM จะใช้ควบคุมทรานซิสเตอร์ตัวล่าง และการตัดต่อสัญญาณของทรานซิสเตอร์แต่ละตัวจะอ้างอิงกับจุดกึ่งกลางของตัวเก็บประจุด้านออกของวงจรเรียงกระแส

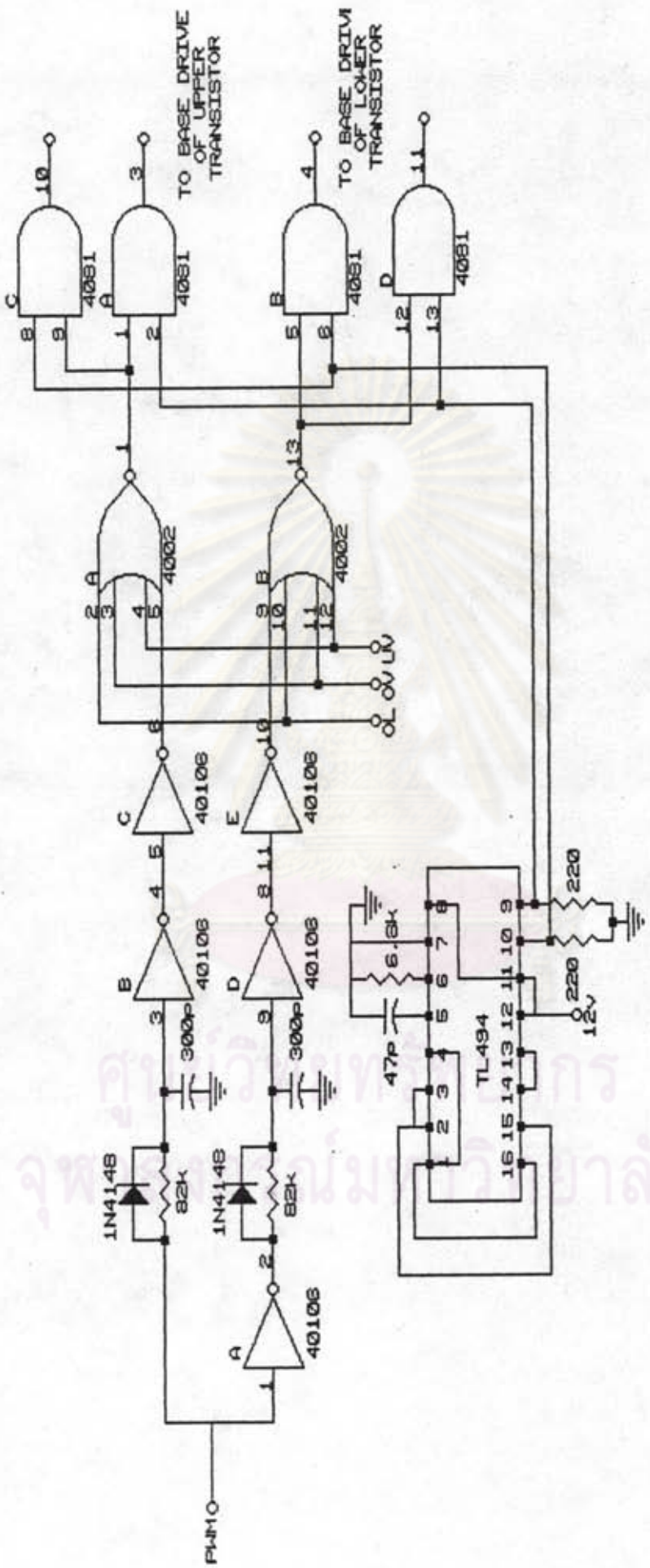
สำหรับทรานซิสเตอร์ที่ใช้ในวงจรเรียงกระแสคือ เบอร์ QM30DY2H มีเวลาหยุดนำกระแสประมาณ 18 us ดังนั้นเวลาที่ใช้ในการหน่วง (delay time ; td) สัญญาณขับนำทรานซิสเตอร์กำหนดให้เพื่อความปลอดภัย เท่ากับ 30 us วงจรหน่วงเวลา แสดงดังในภาพที่ 2.11 (เกษียร สุชีโมกข์,2533)

3.7 วงจรขับนำเบสของทรานซิสเตอร์

การขับนำทรานซิสเตอร์ที่ต่อแบบครึ่งบริดจ์ของวงจรเรียงกระแส ดังภาพที่ 2.1 จำเป็นต้องให้วงจรขับนำเบสมีการแยกโดด (isolate) ระหว่างทรานซิสเตอร์แต่ละตัว ดังนั้น การขับนำเบสทรานซิสเตอร์ จึงต้องใช้หม้อแปลงเป็นตัวส่งผ่านสัญญาณไฟฟ้าจากวงจรกระตุ้นไปยังวงจรขับนำเบส ข้อได้เปรียบของวงจรขับนำที่ใช้หม้อแปลงคือสามารถแยกโดดได้ดี ในกรณีที่ใช้เป็นวงจรขับนำเบสของทรานซิสเตอร์กำลังที่มีแรงดันคร่อมทรานซิสเตอร์สูง แต่ก็มีข้อเสียคือ หม้อแปลงที่ใช้นี้ไม่สามารถเปลี่ยนแปลงวัฏจักรงาน (duty cycle) ตลอดย่านความถี่ ซึ่งเป็นผลมาจากความสมดุลของผลคูณแรงดันกับเวลา (volt-sec balance) มิฉะนั้นหม้อแปลงจะอิ่มตัว (saturate) ได้ แต่ก็มีทางแก้ไขโดยการแทรกความถี่สูงเป็นพาหะเข้าไปในสัญญาณที่ต้องการส่งผ่านหม้อแปลงเพื่อขับนำทรานซิสเตอร์ดังภาพที่ 2.11 และภาพที่ 2.12 แสดงวงจรขับนำเบสของทรานซิสเตอร์ ซึ่งประกอบด้วยวงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรงแบบ พุช-พูล, วงจรกรองความถี่, วงจรหน่วงการดึงประจุออกจากเบสของทรานซิสเตอร์ในตอนเริ่มหยุดนำกระแส และวงจรเร่งการนำกระแสของทรานซิสเตอร์ในตอนเริ่มนำกระแส

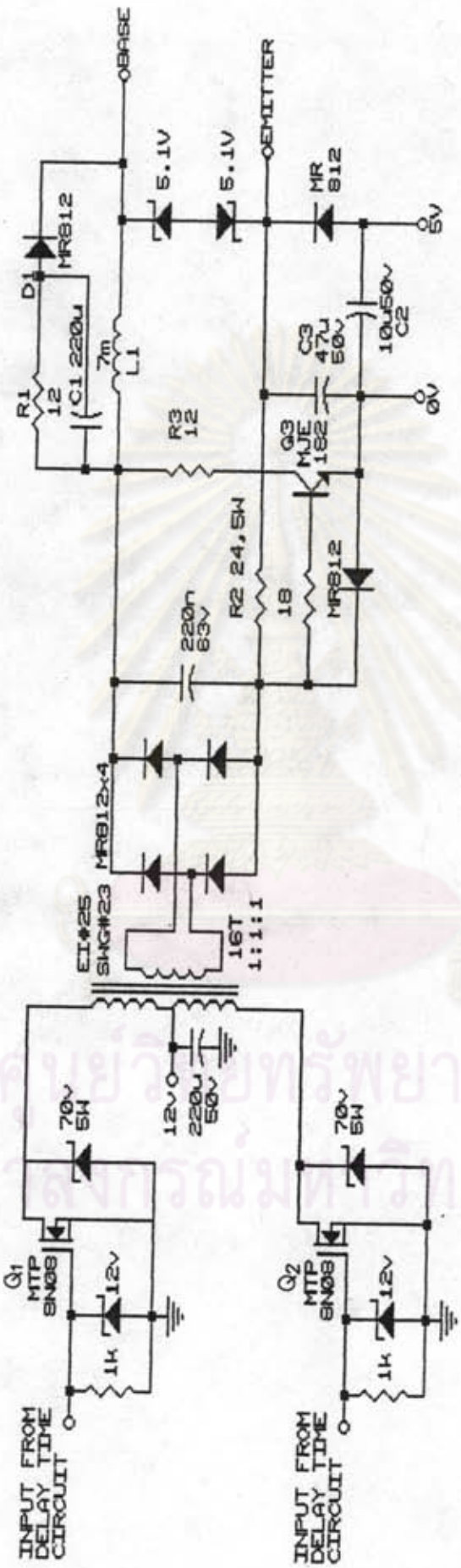
ในตอนทรานซิสเตอร์นำกระแสนั้น จะมีสัญญาณมาสั่งให้ทรานซิสเตอร์ Q1 และ Q2 ทำงานในลักษณะตรงกันข้าม เพื่อส่งผ่านพลังงานจากหม้อแปลงทางด้านปฐมภูมิ (primary) ไปยังด้าน ทุติยภูมิ (secondary) แล้วผ่านไปยังวงจรเรียงกระแสและกรองโดยวงจรกรองให้ได้เป็นสัญญาณไฟตรง เพื่อส่งไปยังเบสของทรานซิสเตอร์ผ่านทางวงจรเร่งการนำกระแส C1, D1, R1 โดยมี R2 เป็นตัวจำกัดกระแสเบส

ในตอนทรานซิสเตอร์หยุดนำกระแสนั้นทรานซิสเตอร์ Q1, Q2 จะหยุดนำ



ภาพที่ 2.11 วงจรหน่วงเวลาการทำงานของทรานซิสเตอร์ที่ใช้เป็นสวิตช์

ศูนย์วิทยทรัพยากร
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



ภาพที่ 2.12 วงจรขับกำเนิดของกราฟิสเตอร์

ศูนย์วิทยทรัพยากร
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

กระแสดังนั้น จะไม่มีการส่งผ่านพลังงานทางหม้อแปลง ทำให้ทรานซิสเตอร์ Q3 นำกระแส ซึ่งจะมีผลทำให้มีแรงดันไฟลบจาก C2 ไปตกคร่อมเบส-อิมิเตอร์ของทรานซิสเตอร์โดยผ่านทาง L1, R3 ซึ่งเป็นวงจรหน่วงการดึงประจุออกจากเบสของทรานซิสเตอร์ไม่ให้เร็วเกินไปเพราะถ้าดึงประจุออกจากเบสของทรานซิสเตอร์เร็วเกินไป จะเป็นผลทำให้เกิดความหนาแน่นของการนำกระแสสูง (current crowding) (Keith H.Billing,1989) เป็นผลทำให้เกิด secondary breakdown ได้

3.8 <u>วงจรป้องกัน</u>

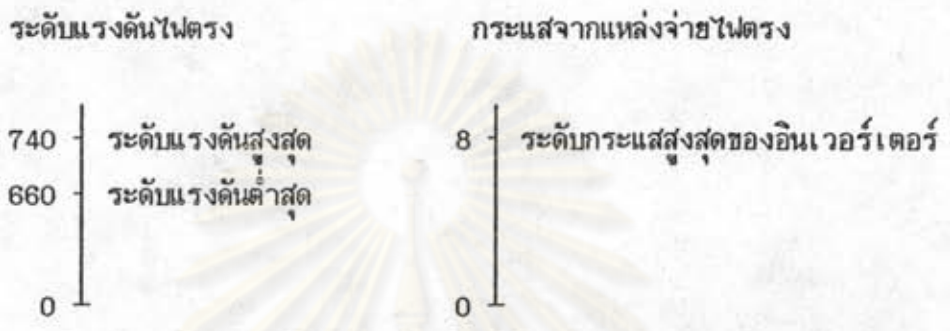
วงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลัง จำเป็นต้องมีวงจรป้องกันการเสียหายของอุปกรณ์อันเกิดเนื่องมาจาก กระแสเกินพิกัด, กระแสลัดวงจร, แรงดันเกินพิกัด เป็นต้น ซึ่งการผิดปกตินี้จะส่งผลทำให้อุปกรณ์ทางด้านกำลังเสียหายได้ ลักษณะสำคัญของวงจรป้องกันคือจะต้องมีการตอบสนองที่ไวต่อการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณที่วัด ส่วนอุปกรณ์ที่ทำการวัด (sensor) จึงต้องมีทั้งความไวต่อการตอบสนองสัญญาณและความแม่นยำ การตรวจวัดสัญญาณที่ใช้ในการป้องกันวงจรเรียงกระแสคือ การตรวจวัดแรงดันไฟตรง, การตรวจวัดแรงดันไฟสลับของแหล่งจ่าย และการตรวจวัดกระแสจากแหล่งจ่าย

ตำแหน่งของอุปกรณ์ตรวจวัดแรงดันไฟตรง แสดงดังในภาพที่ 2.4 และมีรายละเอียดดังในภาพที่ 2.9 ซึ่งนอกจากจะทำหน้าที่วัดแรงดันไฟตรง เพื่อป้อนกลับมาทำการคุมค่าแล้วยังนำมาใช้งานในการตรวจวัดระดับแรงดันปกติหรือไม่ เช่น ระดับแรงดันสูงเกินไป เนื่องจากถ้าระดับแรงดันสูงเกินไปจะทำให้ทรานซิสเตอร์เสียหายได้

การตรวจวัดแรงดันไฟสลับของแหล่งจ่ายมีไว้เพื่อป้องกันวงจรในกรณีที่แรงดันจากแหล่งจ่ายมีค่าสูงหรือต่ำเกินไป กล่าวคือถ้าแรงดันจากแหล่งจ่ายมีค่าสูงเกินไปจะทำให้ไม่สามารถควบคุมกระแสได้ โดยเฉพาะในช่วงที่แรงดันจากแหล่งจ่ายมีค่าสูงสุด (peak) ส่วนในกรณีที่แรงดันต่ำเกินไปจะทำให้เกิดการดึงกระแสจากแหล่งจ่ายมากเกินกว่าค่าที่ตั้งไว้ ทำให้ไม่สามารถคงค่าแรงดันด้านออกได้

การตรวจวัดกระแสจากแหล่งจ่ายใช้อุปกรณ์วัดกระแส (LEM) ซึ่งเป็นอุปกรณ์ที่ใช้ Hall effect โดยมีตำแหน่งดังแสดงในภาพที่ 2.4 ซึ่งนอกจากจะทำการวัดกระแสเพื่อป้อนกลับมาทำการคุมค่าแล้ว ยังนำมาใช้ป้องกันกระแสสูงเกินกว่าค่าสูงสุดที่ตั้งไว้ จนอาจทำให้ทรานซิสเตอร์เสียหายได้

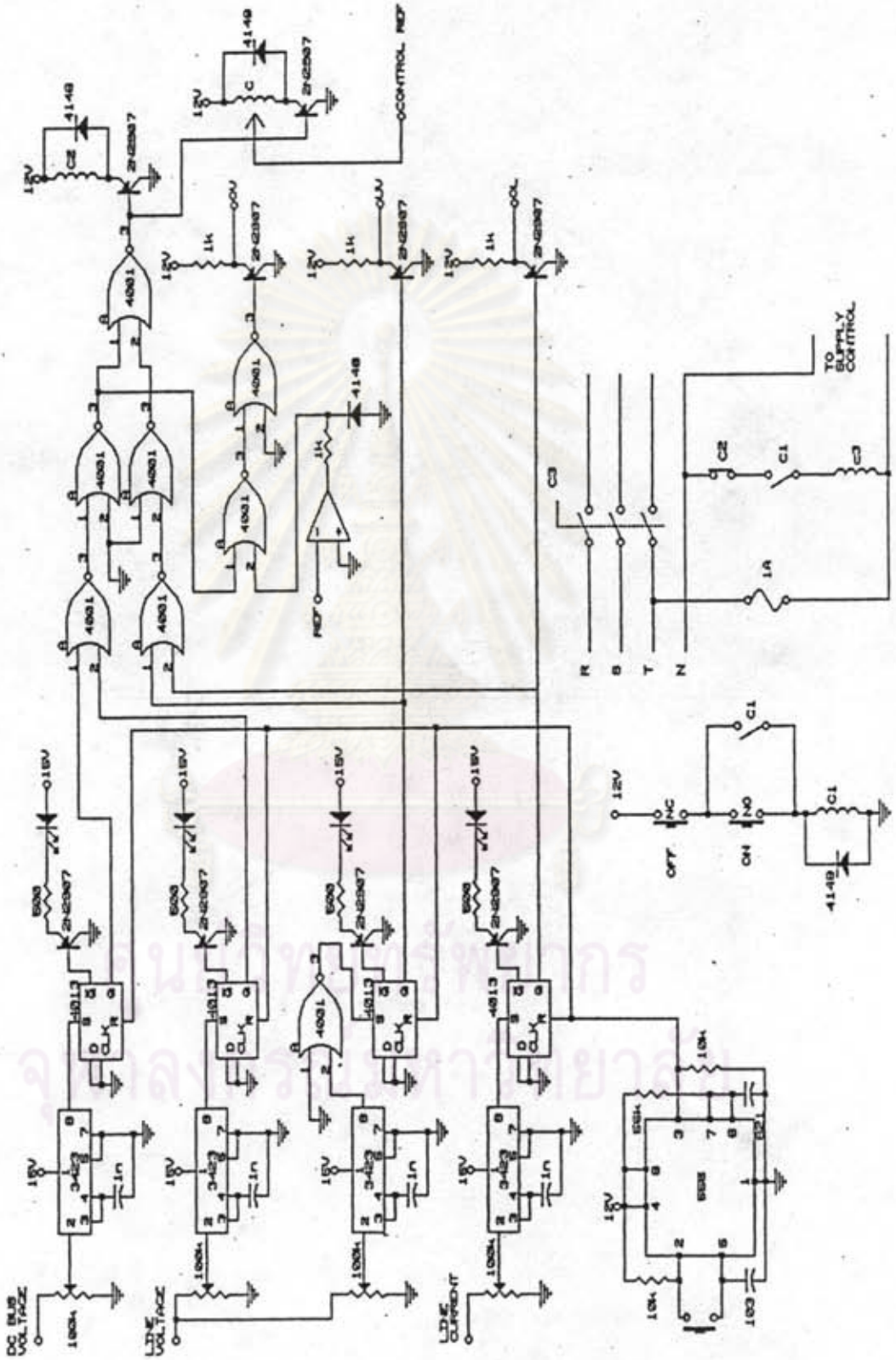
จากข้อกำหนดดังกล่าว จึงนำมากำหนดการทำงานของวงจร โดยมีระดับกระแสจากวงจรตรวจวัดกระแส (LEM) และแรงดันจากวงจรตรวจวัดไฟตรง และแหล่งจ่ายดังภาพที่ 2.13



ภาพที่ 2.13 ระดับกระแสและแรงดันของวงจรเรียงกระแส

การทำงานของวงจรป้องกันดังแสดงในภาพที่ 2.14 เริ่มอธิบายจากวงจรป้องกันกระแสผิดปกติ ที่ทำการวัดสัญญาณของกระแสที่ไหลเข้าวงจรเรียงกระแส ด้วยวงจรตรวจวัดกระแส (current sensor) ที่เป็นโมดูลสำเร็จรูปชื่อว่า LEM ซึ่งใช้หลักการที่เรียกว่า Hall effect สัญญาณด้านออกของวงจรตรวจวัดกระแสจะถูกนำมาเปรียบเทียบกับระดับแรงดันคงที่ในตัวไอซี MC3423 ถ้ากระแสที่วัดได้มีค่าสูงกว่าระดับแรงดันในตัว MC3423 แรงดันที่ขา 8 ของ MC3423 จะมีสถานะเป็น HI ซึ่งจะไปตั้งค่าให้ D flip-flop มีค่าเป็น HI ซึ่งเป็นสัญญาณสถานะผิดปกติ (fault signal) ซึ่งจะถูกต่อกับสัญญาณผิดปกติของวงจรในภาพที่ 2.11 ทำให้ไม่มีสัญญาณไปควบคุมการทำงานของทรานซิสเตอร์ และวงจรเรียงกระแสก็จะหยุดทำงาน ผลของสัญญาณแสดงสถานะผิดปกติอีกประการหนึ่ง คือ จะทำให้หน้าสัมผัส C2 ตัดวงจร ซึ่งจะมีผลทำให้วงจรเรียงกระแสถูกตัดออกจากแหล่งจ่ายไฟ นอกจากนั้นจะทำให้หน้าสัมผัส C ตัดวงจร ทำให้แรงดันด้านออกของวงจรสร้างสัญญาณอ้างอิงดังในภาพที่ 2.5 ลดลงมาที่ค่าต่ำสุด

การทำงานของวงจรป้องกันแรงดันผิดปกติ เริ่มจากการเปรียบเทียบแรงดัน จากตัวตรวจวัดแรงดันไฟตรง และตัวตรวจวัดแรงดันไฟสลับจากแหล่งจ่าย กับระดับแรงดันคงที่ในตัว MC3423 เมื่อแรงดันต่ำหรือสูงกว่าค่าที่ตั้งไว้ จะทำให้มีสัญญาณสถานะผิดปกติ ไปหยุดการ



ภาพที่ 2.14 รายละเอียดของวงจรป้องกัน

ทำงานของทรานซิสเตอร์ และตัดวงจรเรียงกระแสออกจากแหล่งจ่ายไฟ ถ้าต้องการให้วงจรทำงานต่อก็ให้กดสวิตช์ SW1 ซึ่งเป็นสวิตช์รีเซตสัญญาณสถานะผิดปกติ และกดสวิตช์ SW2 เพื่อต่อวงจรเข้ากับแหล่งจ่ายไฟ

4. <u>การออกแบบวงจรคุมค่า</u>

สำหรับการออกแบบวงจรคุมค่าของวงจรเรียงกระแสแบบสวิตชิงนั้น ในที่นี้จะใช้การจำลองแบบโดยใช้แบบจำลองเฉลี่ยต่อคาบของแรงดันไฟสลับ (T_L-averaged model) โดยใช้โปรแกรม TUTSIM (TUTSIM Manual, 1986) สำหรับการศึกษาในอาณาจักรเวลา (time domain) ซึ่งมีลักษณะของวงจรดังภาพที่ 2.15 และมีโหลดเป็นอินเวอร์เตอร์ที่มีการควบคุมกระแสด้านออกให้มีค่าใกล้เคียงไซน์ ซึ่งสามารถเขียนเป็นแผนภาพวงรอบการควบคุมได้ดังภาพที่ 2.16

โดย G_R เป็นค่าฟังก์ชันโอนย้ายของวงจรคุมค่า

จากภาพที่ 2.15 และ 2.16 สามารถเขียนสมการของความสมดุลของกำลัง (balance of power) ได้ดังนี้

$$3v_i i_i = 3L_i \frac{di_i}{dt}.i_i + \frac{Cdv_o}{2dt}.v_o + 3L_o \frac{di_o}{dt}.i_o + 3i_o^2 R_L \qquad (2.9)$$

จากภาพ 2.15 แทนค่า $i_i = \frac{V_i V_c}{K}$

และ $i_o = \frac{i_m}{\sqrt{2}}$ จะได้

$$\frac{3v_i^2 v_c}{K} = \frac{3L_i v_i^2}{K^2}.\frac{dv_c}{dt}.v_c + \frac{Cv_o dv_o}{2\ dt} + \frac{3L_o i_m di_m}{2\ dt} + \frac{3}{2} i_m^2 R_L \qquad (2.10)$$

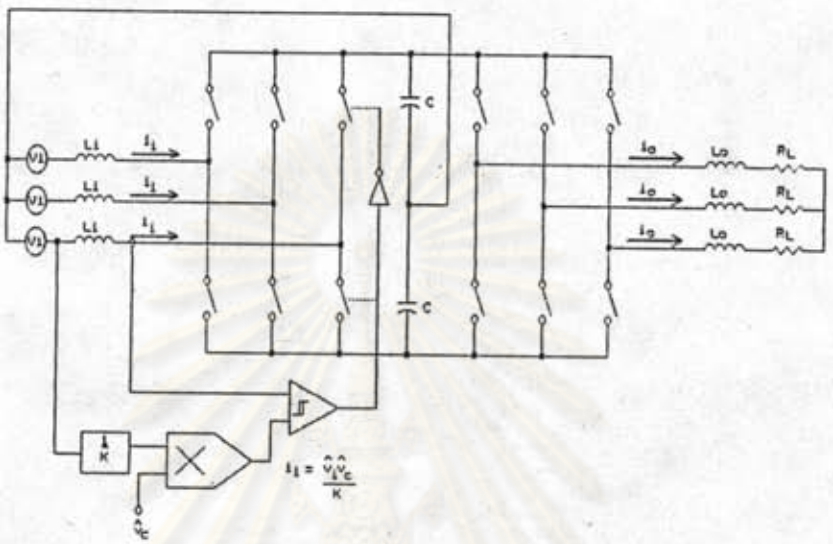
เขียนสมการสัญญาณขนาดเล็ก (small signal model) โดยแทนค่า

$$v_c = \bar{v}_c + V_c$$

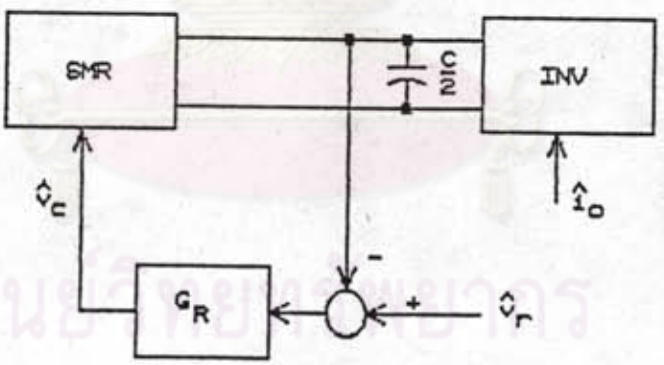
$$v_o = \bar{v}_o + V_o$$

$i_m = \bar{i}_m + I_m$ และแทนค่า $V_c = \frac{I_1 K}{V_1}$

จากภาพที่ 2.16 $\bar{v}_c = (\bar{v}_r - \bar{v}_o)G_R$



ภาพที่ 2.15 วงจรเรียงกระแสแบบสวิตชิงสามเฟสที่มีอินเวอร์เตอร์เป็นโหลด



ภาพที่ 2.16 แผนภาพบล็อกเพื่อคุมค่าแรงดันด้านออกของวงจรเรียงกระแสแบบสวิตชิง

และแทนค่า $v_1 = V_1$ เนื่องจากคิดว่าแหล่งจ่ายไฟไม่มีผลต่อฟังก์ชันโอนย้ายของระบบ ดังนั้นเมื่อใช้การแปลงลาปลาซจะได้สมการดังนี้

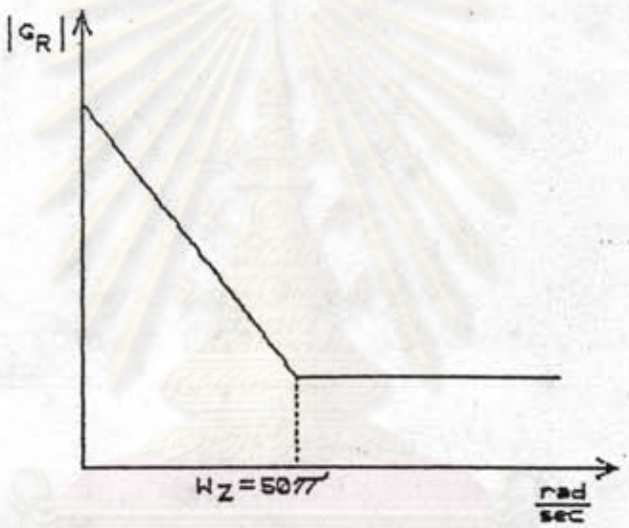
$$\bar{v}_o = \left[\frac{6V_1G_R}{KCV_oS}(V_1 - L_1I_1s)\right].\bar{v}_r / \left[1 + \frac{6V_1G_R}{KCV_oS}(V_1 - L_1I_1s)\right] \qquad (2.11)$$

$$\bar{v}_o = -\left[\left[\frac{3I_m^2}{CV_oS}(L_os + 2R_L)\right] / \left[1 + \frac{6V_1G_R}{KCV_oS}(V_1 - L_1I_1s)\right]\right].\bar{i}_m / I_m \qquad (2.12)$$

เมื่อเลือกค่าฟังก์ชันโอนย้ายของวงจรคุมค่า G_R เป็น PI (proportional-integral controller) โดยมีค่าดังสมการ (2.13) และมีลักษณะฟังก์ชันโอนย้ายดังภาพที่ 2.17 จะเขียนสมการ (2.11) และ (2.12) ใหม่ได้ดังสมการที่ (2.14) และ (2.15)

$$G_R = K_p(1+\frac{S}{\omega_z})/(\frac{S}{\omega_z}) \qquad (2.13)$$

โดยเลือก $K_p = \frac{100\pi CKV_o}{6V_1^2}$



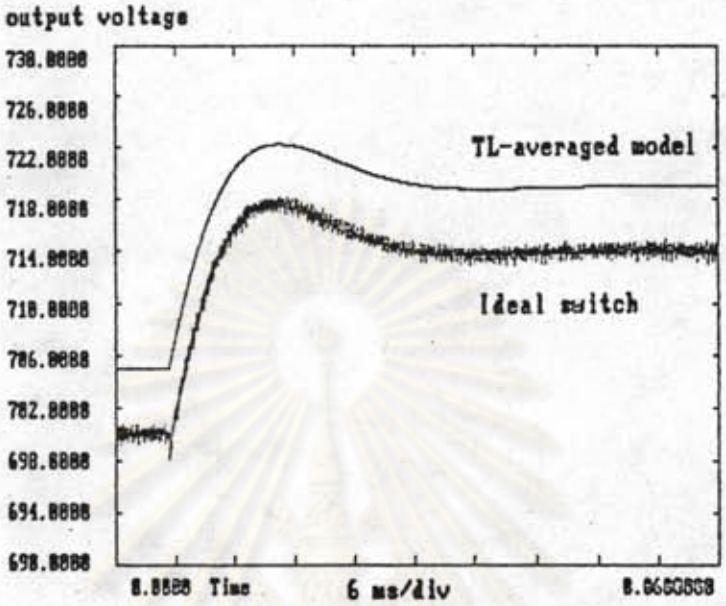
ภาพที่ 2.17 ค่าฟังก์ชันโอนย้ายของวงจรคุมค่าที่เลือกใช้

$$\bar{v}_o = \frac{6V_1^2K_p\omega_z+(6V_1^2K_p-6V_1K_p\omega_zL_1I_1)s-6V_1K_pL_1I_1s^2}{(KCV_o-6V_1K_pL_1I_1)s^2+(6V_1^2K_p-6V_1K_pL_1I_1\omega_z)s+6V_1^2K_p\omega_z}.\bar{v}_r \qquad (2.14)$$

$$\bar{v}_o = \frac{-3I_m^2KL_os^2-6I_m^2KR_Ls}{(KCV_o-6V_1K_pL_1I_1)s^2+(6V_1^2K_p-6V_1K_pL_1I_1\omega_z)s+6V_1^2K_p\omega_z}.\bar{i}_m/I_m \qquad (2.15)$$

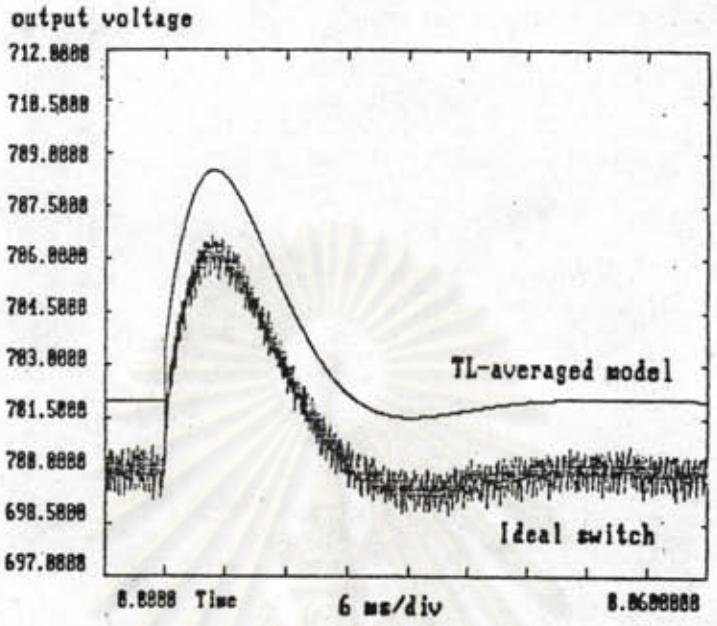
เมื่อนำสมการ (2.14) และ (2.15) ไปทำการชิมูเลต (simulate) เทียบกันระหว่างการจำลองแบบสวิตช์อุดมคติและการจำลองเฉลี่ยต่อคาบของแรงดันไฟสลับก็จะให้ผลที่สอดคล้องกัน ดังแสดงในภาพที่ 2.18 และ 2.19 และเมื่อทำการทดลองกับวงจรจริงก็จะได้ผลดังภาพที่ 2.20 ซึ่งจะเห็นได้ว่าการขาดความสมดุลเล็กน้อยของระบบสามเฟสทำให้แรงดันด้านออกยังมีค่าระลอกที่ความถี่ของสายกำลังปนอยู่ แต่ค่าเฉลี่ยก็มีผลที่สอดคล้องกับการ

ชิมูเลตแสดงว่าแบบจำลองที่ใช้มีค่าใกล้เคียงกับการทดลองจริง

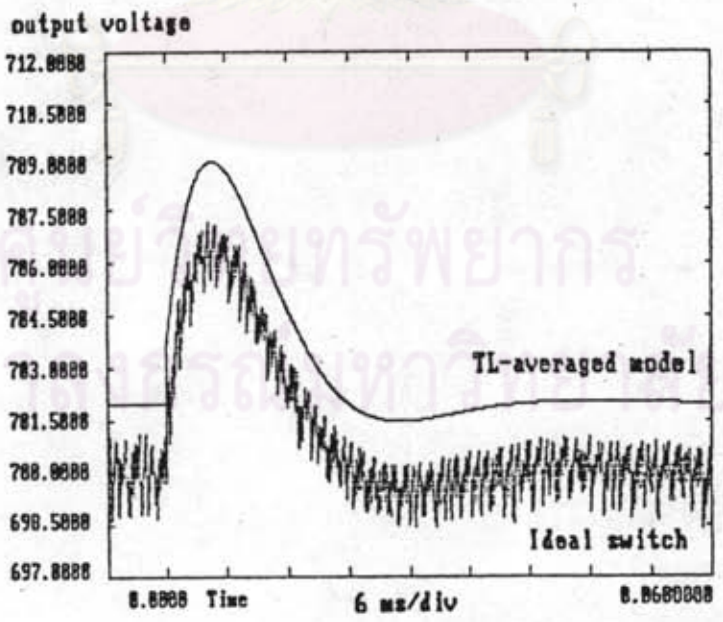


ภาพที่ 2.18 ผลตอบสนองของแรงดันด้านออกเมื่อเปลี่ยนแรงดันอ้างอิง V_r แบบขั้นไป 2% ซึ่งเป็นการเปรียบเทียบแบบจำลองด้วยสวิตช์อุดมคติและแบบจำลองเฉลี่ยต่อ T_L โดยมีค่าต่างๆ ดังนี้ V_1 = 220 V_{rms} ; L_1 = 22 mH ; C = 440 uF ; R_L = 20.8 Ω ; ω_z =100π rad/sec

ศูนย์วิทยทรัพยากร
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

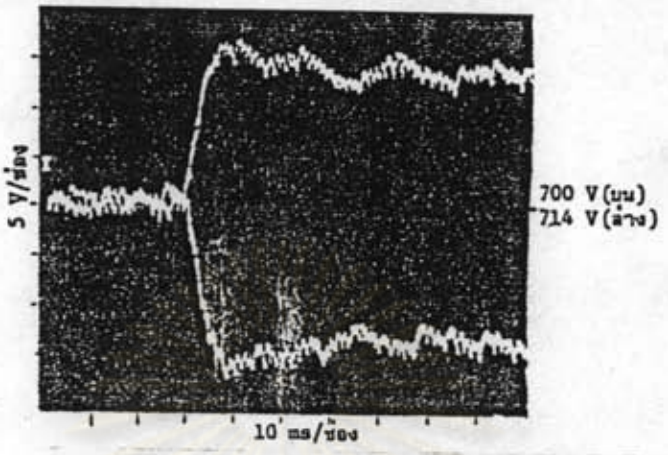


ภาพที่ 2.19 (ก) ผลตอบสนองของแรงดันออกเมื่อเปลี่ยนกระแสของอินเวอร์เตอร์ที่เป็นโหลด I_m แบบขั้นไป 10 % โดยมีค่า L_1 = 22 mH



ภาพที่ 2.19 (ข) ผลตอบสนองของแรงดันออกเมื่อเปลี่ยนกระแสของอินเวอร์เตอร์ที่เป็นโหลด I_m แบบขั้นไป 10 % โดยมีค่า L_1 = 44 mH

i17198902



ภาพที่ 2.20 รูปคลื่นของแรงดันด้านออกเมื่อเปลี่ยนแรงดันอ้างอิงแบบขั้น โดยมีพารามิเตอร์เหมือนภาพที่ 2.18

ศูนย์วิทยทรัพยากร
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย