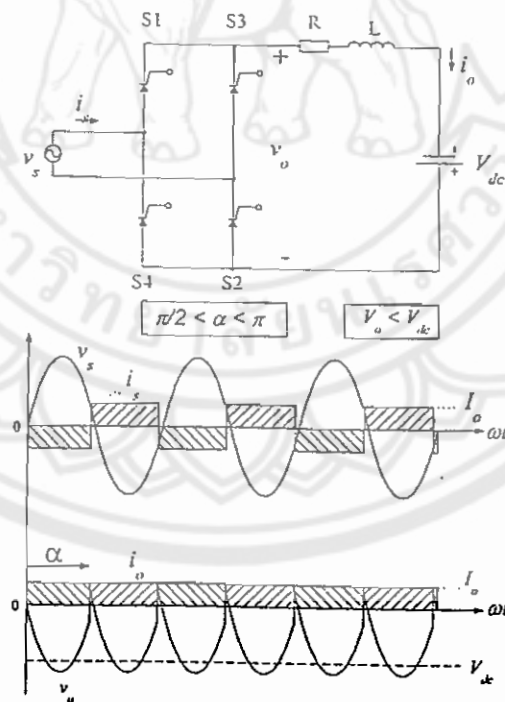


บทที่ 2

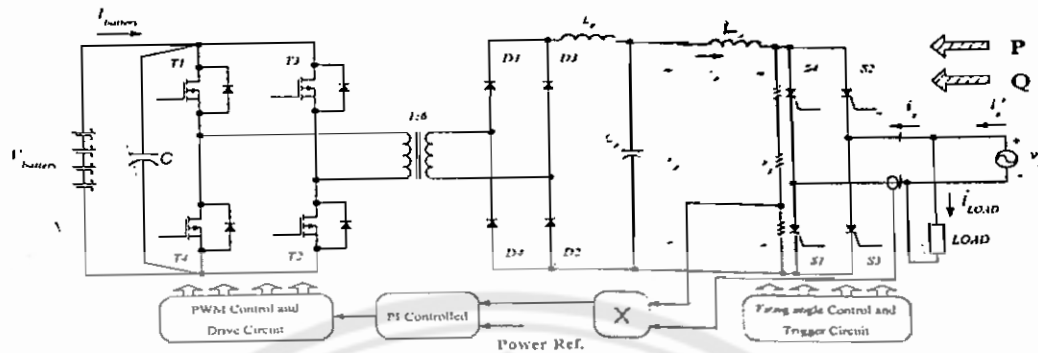
ทฤษฎีที่พื้นฐานของเครื่องผลิตไฟฟ้า

2.1 งานวิจัยการเชื่อมโยงแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงเข้ากับระบบการไฟฟ้าโดยใช้ไทรสเตอร์อินเวอร์เตอร์ (DC-UTILITY INTERFACE USING THYRISTOR INVERTER)

งานวิจัยนี้เสนอวิธีการนำพลังงานแสงอาทิตย์ ที่เปลี่ยนอยู่ในรูปพลังงานไฟฟ้า ซึ่งเก็บในรูปแบตเตอรี่มาใช้งาน เพื่อช่วยจ่ายกำลังไฟฟ้าให้กับโหลดร่วมกับกริดไฟฟ้าและจ่ายกำลังไฟฟ้าคืนให้กับระบบด้วย โดยใช้วงจรถอนโทรลฟูลเวฟเรกติฟาย ในการเชื่อมโยงแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง (แบตเตอรี่) เข้ากับระบบการไฟฟ้า ซึ่งเป็นแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสกลับ และอาศัยหลักการของวงจรถอนโทรลฟูลเวฟเรกติฟาย ที่ทำงานในโหมดอินเวอร์เตอร์ ซึ่งมีมุมจุดชนวนอยู่ระหว่าง $90 - 180$ องศาในการจ่ายกำลังไฟฟ้า



รูปที่ 2.1 วงจรถอนโทรลฟูลเวฟเรกติฟายที่ทำงานในโหมดอินเวอร์เตอร์
รูปคลื่นแรงดันและกระแสของวงจรด้านอินพุตและเอาต์พุต



รูปที่ 2.2 วงจรกำลังและวงจรควบคุม

2.1.1 ส่วนประกอบและการทำงานของระบบ

α วงจรกำลัง [2],[3] และวงจรควบคุมแสดงในรูปที่ 2 การทำงานของระบบเริ่มต้นโดยกเชื่อมโยวงจรไทรสเตอร์อินเวอร์เตอร์เข้ากับระบบการไฟฟ้า โดยขณะนี้วงจรไทรสเตอร์อินเวอร์เตอร์พร้อมที่จะทำงานในโหมดอินเวอร์เตอร์ เมื่อทำการต่อชุดแบตเตอรี่ 48 V 50 AH ผ่านวงจรสวิตช์โหมดอินเวอร์เตอร์ที่มีความถี่สวิตช์ 40 kHz หม้อแปลงความถี่สูง วงจรฟูลบริดจ์เร็คติไฟเออร์และฟิลเตอร์ เพื่อให้เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง (V_r) มีค่าประมาณ 196 ถึง 204 V ซึ่งจะมีค่ามากกว่าแรงดันเอาต์พุตของวงจรไทรสเตอร์อินเวอร์เตอร์ ($\alpha = 170^\circ$ จะได้ $V_i = 195.06$ V) ซึ่งจะเป็นไปตามเงื่อนไขการทำงานในโหมดอินเวอร์เตอร์ทำให้วงจรไทรสเตอร์อินเวอร์เตอร์สามารถจ่ายกำลังไฟฟ้าคืนให้กับระบบการไฟฟ้า และช่วยจ่ายกำลังไฟฟ้าคืนให้กับระบบการไฟฟ้าได้ โดยมีการตรวจจับแรงดัน (V_i) และกระแส (I_s) มาคูณกัน แล้วส่งไปยังชุดควบคุมป้อนกลับ (PI Control) เพื่อควบคุมกำลังไฟฟ้าที่จ่ายให้กับโหลดร่วมกับระบบการไฟฟ้าและจ่ายคืนให้กับระบบการไฟฟ้ามีค่าคงที่

2.1.2. สมการที่ใช้ในการวิเคราะห์

การรูปที่ 2.2 ใช้ทิศทางการไหลของ P และ Q อ้างอิงในการวิเคราะห์ ซึ่งมีสมการที่ใช้ในการวิเคราะห์ดังนี้

พิจารณาทางด้านกระแสสลับ มีสมการกระแส (I) กำลังไฟฟ้าจริง (P) กำลังไฟฟ้ารีแอกตีฟ (Q) และกำลังไฟฟ้าปรากฏ (S) ดังนี้

$$I_s = I_s + I_{LOAD} \quad (2.1)$$

$$P_s = V_s I_{s1} \cos(\alpha) \quad (2.2)$$

$$I_{S1} = \frac{4 * 1}{\pi \sqrt{2}} I_d \quad : \text{for square wave} \quad (2.3)$$

$$\therefore P_S = \frac{4 * 1}{\pi \sqrt{2}} V_S I_d \cos(\alpha) \quad (2.4)$$

$$Q_S = \frac{4 * 1}{\pi \sqrt{2}} V_S I_d \sin(\alpha) \quad (2.5)$$

$$S_S = P_S + jQ_S \quad (2.6)$$

$$P_S' = P_S + P_{LOAD} \quad (2.7)$$

$$Q_S' = Q_S + Q_{LOAD} \quad (2.8)$$

$$S_S' = S_S + S_{LOAD} \quad (2.9)$$

พิจารณาทางด้านไฟฟ้ากระแสตรงซึ่งคิดเฉพาะเทอม DC มีสมการแรงดัน (V) กระแส (I) และกำลังไฟฟ้า (P) คือ

$$V_I = \frac{-2\sqrt{2} V_S \cos(\alpha)}{\pi} \quad (2.10)$$

$$I_d = \frac{V_R - V_I}{r_{Ld}} \quad : |V_I| < |V_R| \quad (2.11)$$

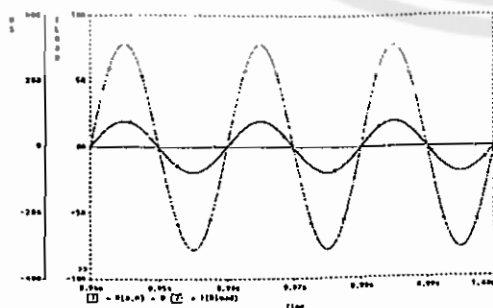
$$P_I = -V_I I_d \quad (2.12)$$

$$P_R = -V_R I_d \quad (2.13)$$

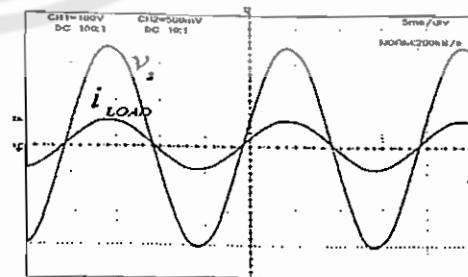
$$P_{battery} = -V_{battery} I_{battery} \quad (2.14)$$

2.1.2 ผลการทดลอง

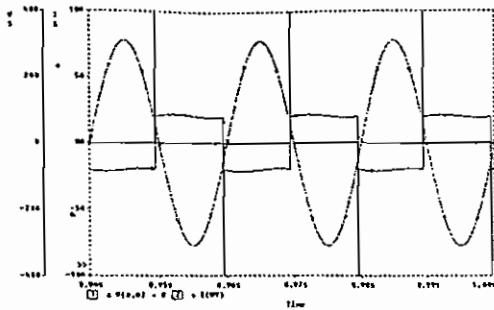
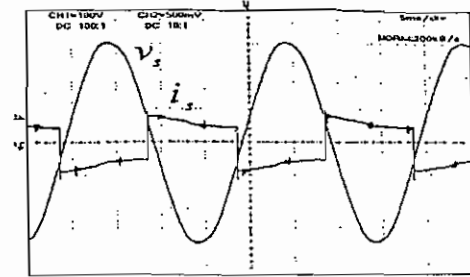
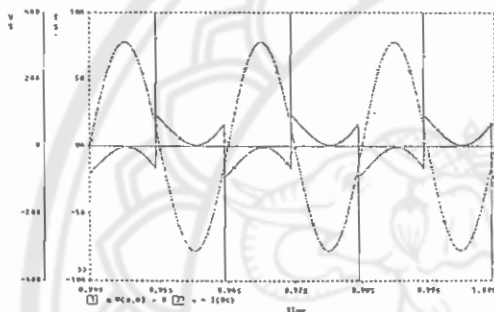
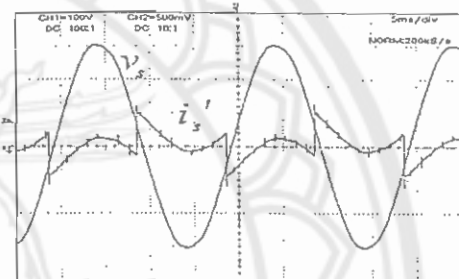
ผลการทดลองการเชื่อมโยงชุดแบตเตอรี่ 48 โวลต์ 50 แอมแปร์ชั่วโมงเข้ากับระบบไฟเฟส 220 โวลต์ 50 เฮิรซ์ เพื่อทำการช่วยจ่ายกำลังไฟฟ้าให้กับโหลดหลอดไฟขนาด 300 วัตต์ ร่วมกับระบบการไฟฟ้าและช่วยจ่ายคืนให้ระบบการไฟฟ้าแสดงในรูปที่ 2.2.2 ซึ่งได้ผลใกล้เคียงกับแบบจำลองในรูปที่ 2.2.1



(ก) รูปคลื่นแรงดัน (V_S) และ กระแส (I_{LOAD})



(ก) รูปคลื่นแรงดัน (V_S) 100 V/div และ กระแส (I_{LOAD}) 2.5A/div

(ข) รูปคลื่นแรงดัน (V_s) และกระแส (I_s)(ข) รูปคลื่นแรงดัน (V_s) 100V/div และกระแส (I_s) 2.5A/DIV(ค) รูปคลื่นแรงดัน (V_s) และกระแส (I_s)(ค) รูปคลื่นแรงดัน (V_s) 100V/div และกระแส (I_s) 2.5A/div

รูปที่ 2.2.1 ผลการจำลองคอมพิวเตอร์ของ การทดลองช่วยจ่ายกำลังไฟฟ้าให้กับโหลด ขนาด 300 วัตต์ร่วมกับระบบการไฟฟ้า

รูปที่ 2.2.2 ผลการทดลองช่วยจ่ายกำลังไฟฟ้า ให้กับ โหลดขนาด 300 วัตต์ร่วมกับระบบการ ไฟฟ้า

2.2. การเชื่อมต่อแรงดันกระแสตรงด้วย Sine Wave resonant inverter

(DC – to – utility interface using Sine Wave resonant inverter)

กระแสไฟฟ้าจะถูกปรับด้วยความถี่สูง ไปยังระบบ DC/UPC ซึ่งใช้ Sinewave ออกเอาท์พุท resonant inverter เป็นหลัก โดยตั้งใจให้ระบบที่กล่าวมานี้ ผ่านเร็กติฟายเออร์

2.2.1. บทนำ

ความสำคัญของ DC/UPC ถูกนำมาใช้ประโยชน์เพราะว่ามีขนาดเล็ก น้ำหนักเบา ผลตอบสนองเร็ว ซึ่งเป็นการเพิ่มกำลัง ให้กับระบบการทำงานที่เกี่ยวกับแรงดัน และกระแสไฟฟ้าของเครื่องกำเนิดไฟฟ้า กำลังงานเสมือนก็ต้องการระบบนี้ ต้องป้องกันด้วยความยุ่งยากของ DC/UPC จะมี power factor และอย่างน้อย 5% ของความผิดเพี้ยนไปในกระแสไฟฟ้าจะเกิดปัญหาขึ้น ระบบทั้งหมดจะใช้ความถี่สูง การแปลงกับ และใช้ pulse width ควบคุม HF inverter ในการกระตุ้นใส่ไฟเข้าไปใน HF inverter ผลที่ได้เขียนไว้ในรายงานแล้ว จุดประสงค์ของรายงานประกอบด้วย inverter แบบ LCC แรงดันเอาต์พุตที่ได้มีลักษณะใกล้เคียงกับกับ sinusoidal และมีการแทนที่ด้วย sinewave ลักษณะเด่นของ resonant ชนิดนี้คือ มีการป้องกันตัวเองตามเงื่อนไขของจำนวนพอลท์กระแสไฟฟ้าที่มีความถี่ต่ำ จะใช้ในงานที่มีแบบ ดังนั้นในการกำจัดสิ่งเข้ามาที่มีผลต่อความถี่ จะมี modelling ประยุกต์และออกแบบของแต่ละระบบและมีผลทดสอบแล้ว

2.2.2 หลักการทำงานของระบบ

ระบบในรูปที่ 2.3 แหล่งจ่าย DC จะถูกกรองด้วย L_f และ C_f นำไปเป็นอินพุตให้กับ HF resonant inverter (HFRI) ใน HFRI จะใช้ L_s , C_s และ C_l ในการแปลงส่วนประกอบอื่นๆ การเรียงกระแสของไฟฟ้ากระแสสลับทางด้าน secondary ของหม้อแปลง จะอธิบายได้ดังนี้

สัญญาณที่ได้หลังจากผ่านตัวเรียงกระแสแล้ว จะถูกนำมาเปรียบเทียบสัญญาณแรงดันกระแสตรง ไทริสเตอร์สวิตช์จะถูกสลับกันเพื่อให้ความถี่คงที่ ในกรณีที่กระแสไฟฟ้าต่อกับ inductor จะเป็นการเพิ่มกระแสไฟฟ้าขึ้น เมื่อกระแสไฟฟ้ามากถึงจุดสูงสุด ตัวเปรียบเทียบสัญญาณจะเริ่มทริกสัญญาณให้กับ HF ถ้าหาก HF เสื่อมคุณภาพ ทำให้สัญญาณที่ออกเป็นศูนย์ ในช่วงเวลาที่สั้น DC ที่เชื่อมกระแสไฟฟ้านั้นเป็นตัวอย่างที่ไม่สามารถเปลี่ยนแปลงได้ คือ โดโอดทั้งหมดใน HF ไม่เป็นสื่อ นี่เป็นผลของการทำงานอย่างอิสระใน HF ที่เสื่อมคุณภาพ

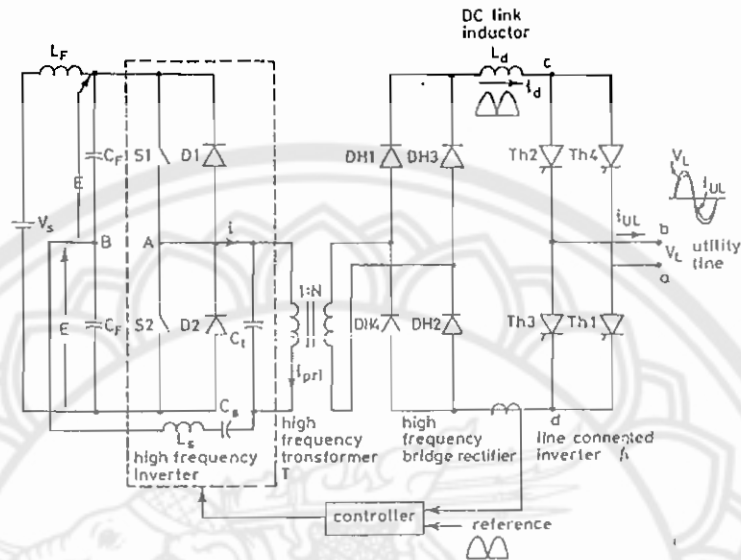
กระบวนการถูกตีกลับทุกๆ 1 รอบของระบบ DC link (หรือเหมือนกับครึ่งลูกคลื่นของไฟฟ้าที่ใช้งาน) เมื่อจุดนี้ใกล้ที่จะสิ้นสุดของ half cycle เส้นของกระแสไฟฟ้าจะพุ่งขึ้น LCI จะเปลี่ยนไป ซึ่งจะสำเร็จได้ก็ต่อเมื่อ a) โดยใช้สวิตช์ปิด HF inverter ที่มุม 180° หรือ b) ใช้การแปลงตามแบบแผน

ตามลำดับการข้างต้น กระแส sinewave ใน DC link จะเป็นไปตามสเต็ป ฟังก์ชันของ LCI จะเป็นการขยาย DC link ระหว่างการดำเนินของ half cycle ถึงการผลิตกระแสไฟฟ้ารูป sine ดังนั้นกระแสไฟฟ้าในรูปตรงเฟสกับแรงดันที่สร้างขึ้น จึงสรุปได้ว่า HFRI มีการทำงานภายใน resonance frequency ω_0 , ดังนั้น สวิตช์ของ HF ต่าง ๆ สามารถนำมาใช้ประโยชน์ได้

$$\omega_0 = 2\pi f_0 = 1/\sqrt{L_s C_e} \quad (2.15)$$

$$C_c = C_s \cdot C_l / (C_s + C_l) \quad (2.16)$$

มีการบันทึกว่า LCI จะสามารถทริกที่ถูกต้อง ที่ $\alpha = 180^\circ$



รูปที่ 2.3 การเชื่อมต่อระบบอินเวอร์เตอร์/เรกติไฟเออร์ที่ความถี่สูงด้วยการใช้เอาต์พุตที่เป็นคลื่นรูป sine

2.2.3 การวิเคราะห์ด้วยการใช้การสมมติ (Assumption used in analysis)

บทสรุปอย่างง่ายในการใช้การวิเคราะห์ของระบบในโครงการนี้

- สวิตช์, ไดโอด และ HF, DC source และ DC link inductor ทุกตัวจะใช้ในอุดมคติ
- อิทธิพลของ di/dt และ dv/vt เป็นส่วนประกอบในการใช้อย่างมีขีดจำกัด

2.2.4 รูปแบบและวิธีการวิเคราะห์ระบบ DC/UPC

(Modelling and Method of analysis if DC/UPC system with line current modulation.)

ในการประยุกต์ใช้ DC/UPC มีส่วนประกอบ 2 ส่วน คือ

- ประยุกต์ของ HF inverter
- ประยุกต์ของ DC link และ line current

การวิเคราะห์เป็นวิธีปฏิบัติที่จำเป็น ซึ่งจะให้ความถูกต้องกับรูปแบบ สำหรับ HF inverter ค่าคงที่รูปแบบของกระแสไฟฟ้า สำหรับ HF inverter และขั้นตอนรูปแบบ ของ DC link current จะถูกนำมาใช้ประโยชน์ในการวิเคราะห์

2.2.4.1 General solutions for the HF inverter

ในบทนี้ สูตรทั่วไปของ HF inverter มีพื้นฐานตาม model ในรูปที่ 2.5 ในสมการนี้ สามารถนำไปใช้แทนได้กับค่าเริ่มต้น เมื่อไปรวมกระแสไฟฟ้าเข้าไป ความรูปที่ 2.3 เมื่อ inverter ทำงานกับค่าคงที่ DC link สมการนี้จะสามารถกับสูตรทั่วไปได้

สมการดิฟเฟอเรนเชียล (รูปที่ 2.5b) ของ Mode A สามารถเขียนได้ดังนี้

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I \\ V_{cs} \\ V_{ct} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -1/L_s & -1/L_s \\ 1/C_s & 0 & 0 \\ 1/C_t & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i \\ V_{cs} \\ V_{ct} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/L_s & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & -1/C_t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E \\ iL \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

สำหรับ Mode B จำเป็นต้องเปลี่ยนค่า + Li ถึง -Li ในสมการ (2.17)

$$[X^o] = [A] [X] + [B] [U] \quad (2.18)$$

$$[X] = e^{\times p \{ [A] (t - t_0) \}} [X [t_0] + \int_{t_0}^t e^{-\times p \{ [A] (t - \bar{t}) \}} [B] [uc]_{dt}] \quad (2.19)$$

สมการ Mode A :

$$i_A = A_{1A} \sin \omega_0 t + B_{1A} \cos \omega_0 t + C_{1A} \quad (2.20)$$

$$V_{csA} = A_{2A} (1 - \cos \omega_0 t) + B_{2A} \sin \omega_0 t + C_{2A} (\omega_0 t) + V_{cs1} \quad (2.21)$$

$$V_{ctA} = A_{3A} (1 - \cos \omega_0 t) + B_{3A} \sin \omega_0 t + C_{3A} (\omega_0 t) + V_{cs1} \quad (2.22)$$

สมการ Mode B :

$$i_B = A_{1B} \sin \omega_0 t + B_{1B} \cos \omega_0 t + C_{1B} \quad (2.23)$$

$$V_{csB} = A_{2B} (1 - \cos \omega_0 t) + B_{2B} \sin \omega_0 t + C_{2B} (\omega_0 t) + V_{cs0} \quad (2.24)$$

$$V_{ctB} = A_{3B} (1 - \cos \omega_0 t) + B_{3B} \sin \omega_0 t + C_{3B} (\omega_0 t) + V_{cs0} \quad (2.25)$$

เมื่อ $t' = (t - t_B)$

$$A_{1A} = \{E - (V_{cs_1} + Vct_1)\} / Z ;$$

$$B_{1A} = \{i_1 - (C_e/C_t) iL\}; C_{1A} = (C_e/C_t) iL \tag{2.26}$$

$$A_{2A} = (C_2/C_s) A_{1A}; B_{2A} = (C_2/C_s) B_{1A}$$

$$C_{2A} = (C_e/C_s) C_{1A} \tag{2.27}$$

$$A_{3A} = (C_e/C_t) A_{1A}; B_{3A} = (C_2/C_s) B_{1A};$$

$$C_{3A} = (C_e/C_s) C_{1A} \tag{2.28}$$

$$A_{1B} = \{E - (V_{cs_0} + Vct_0)\} / Z ; B_{1B} = i_0 + (C_e/C_t) iL ;$$

$$C_{2A} = -(C_e/C_t) iL \tag{2.29}$$

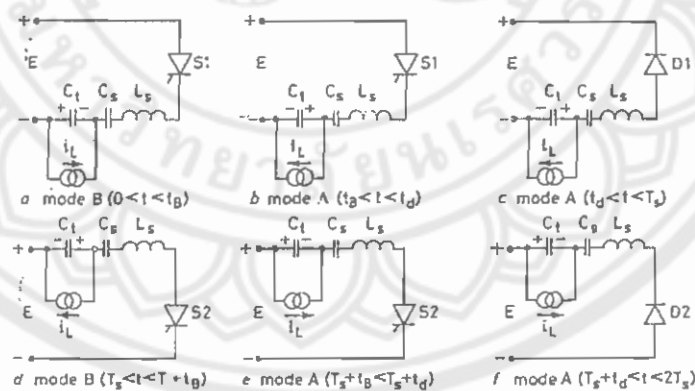
$$A_{2B} = (C_e/C_s) A_{1B}; B_{2B} = (C_e/C_s) B_{1B};$$

$$C_{2B} = (C_e/C_t) C_{1B} \tag{2.30}$$

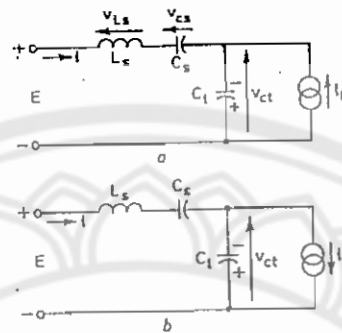
$$A_{3B} = (C_e/C_s) A_{1B}; B_{3B} = (C_e/C_s) B_{1B};$$

$$C_{2B} = (C_e/C_s) C_{1B} \tag{2.31}$$

$$Z = \sqrt{L_s / C_e} \tag{2.32}$$



รูปที่ 2.4 วงจรสมมูลของ Sine wave ที่ความถี่สูงด้านเอาต์พุตที่เกิดจากการทำงานของไดโอดที่เวลาเท่ากับศูนย์ในรูปที่ 2.3



รูปที่ 2.5 วงจรสมมูลของ sinewave ที่ความถี่สูงด้านเอาต์พุต ซึ่งสามารถทำงานในโหมด

a โหมด B

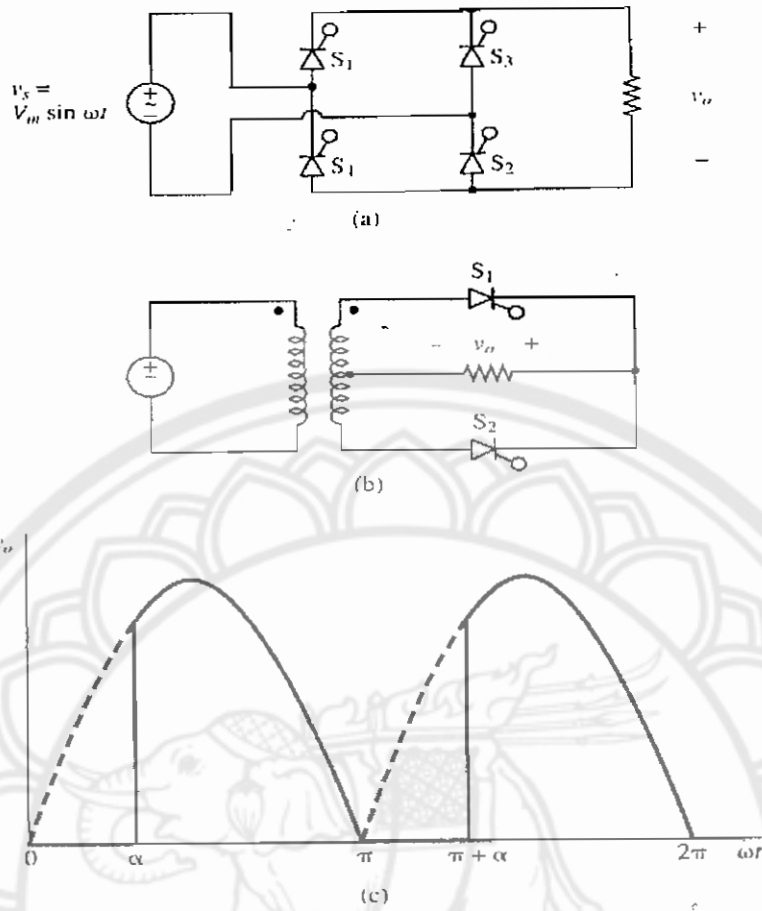
b โหมด A

2.3 การควบคุมการเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น (controlled full-wave rectifier)

การควบคุมการเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น คือ การควบคุมการสวิตช์ของการ rectified เช่น SCR สำหรับไดโอดควบคุมเอาต์พุต โดยปรับดีเลย์มุมของ SCR เป็นต้น

การควบคุมการเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น แสดงในรูปที่ 2.6 สำหรับการเรียงกระแสแบบบริดจ์ SCRs S_1 และ S_2 จะ forward bias เมื่อ source กลายเป็นบวก แต่จะไม่นำกระแสจนกว่าจะได้รับการสั่งงานจากขาเกต (gate) S_3 และ S_4 จะ forward bias เมื่อ source กลายเป็นลบ แต่มันจะไม่นำกระแสจนกว่าจะได้รับการสั่งงานจากขาเกตเช่นกัน สำหรับมือแปลงกระแสแบบแถบกลาง S_1 จะ forward bias เมื่อแหล่งจ่าย V_s เป็นบวก และ S_2 จะ forward bias เมื่อแหล่งจ่าย V_s เป็นลบ แต่จะไม่นำกระแสจนกว่าจะได้รับการสั่งงานจากขาเกตเหมือนกัน

ดีเลย์มุม α คือ มุมที่เป็นระยะห่างระหว่าง forward bias ของ SCR สั่งงานเกต ถ้ามุมดีเลย์เท่ากับศูนย์ การเรียงกระแสจะไม่สามารถควบคุมได้กับไดโอด



- รูปที่ 2.6 a) วงจรที่ใช้ควบคุมการแปลงกระแสสลับให้เป็นกระแสตรง.
 b) การควบคุมการแปลงกระแสสลับให้เป็นกระแสตรงด้วยการใช้หม้อแปลง.
 c) เอาท์พุทที่ได้จากโหลดความต้านทาน.

2.3.1 โหลด R (Resistive Load)

รูปคลื่นแรงดันเอาต์พุทสำหรับการเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นกับโหลด R แสดงในรูปที่ 2.6c ค่าเฉลี่ยของรูปคลื่นนี้หาได้จาก

$$V_0 = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} V_m \sin(\omega t) d(\omega t) = \frac{V_m}{\pi} (1 + \cos \alpha) \quad (2.33)$$

ค่าเฉลี่ยกระแสเอาต์พุท คือ

$$I_0 = V_0/R = (V_m/\pi R) (1 + \cos \alpha) \quad (2.34)$$

Power ที่ส่งมาที่โหลด คือ ฟังก์ชันของแรงดันอินพุท มุมดีเลย์ และส่วนประกอบของโหลด

$P = I_{rms}^2 R$ ใช้หา Power ในโหลด R ซึ่ง

$$\begin{aligned}
 I_{\text{rms}} &= \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} (V_m/R \sin \omega t)^2 d(\omega t)} \\
 &= V_m/R \sqrt{\frac{1}{2} - \frac{\alpha}{2\pi} + \frac{\sin(2\alpha)}{4\pi}}
 \end{aligned}
 \tag{2.35}$$

กระแส rms ใน source เหมือนกับกระแส rms ใน โหลด

2.3.2 กระแสที่ไม่ต่อเนื่องในโหลด R-L (R-L Load, Discontinuous Current)

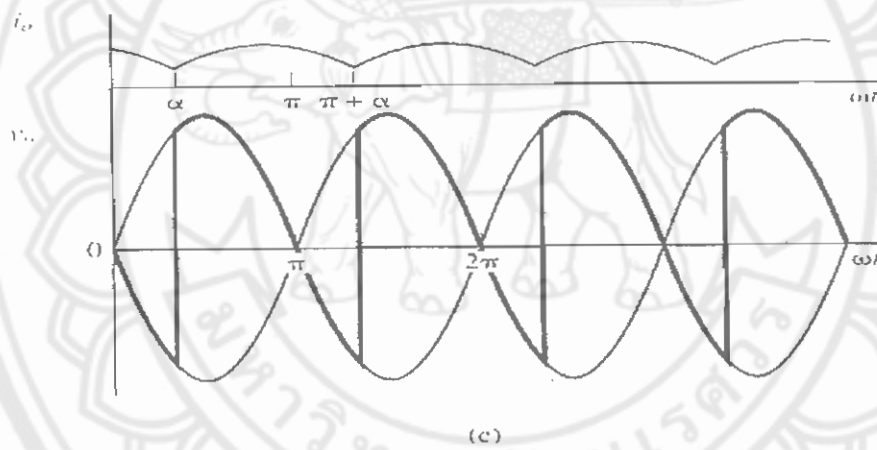
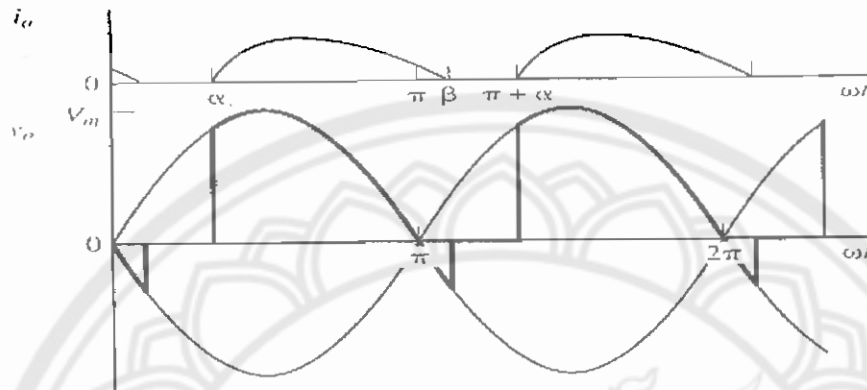
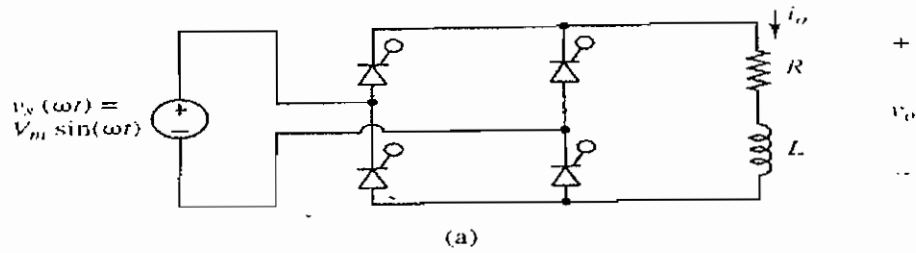
โหลดกระแสสำหรับควบคุมการเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นกับโหลด R-L (ในรูปที่ 2.7a) การวิเคราะห์ต้องแยกที่ละอันเริ่มจากวิเคราะห์ที่ $\omega t = 0$ กับ โหลดกระแสศูนย์, SCR S_1 และ S_2 ในการเรียงกระแสแบบบริดจ์จะ forward Bias และ S_3 และ S_4 จะ reverse bias ตรงกับ source แรงดันเป็นบวก สัญญาณเกต คือ S_1 และ S_2 ที่ $\omega t = \alpha$, ให้ S_1 และ S_2 เปิด เมื่อ S_1 และ S_2 เปิด โหลดแรงดันมีความสามารถเหมือนกับ source แรงดัน สำหรับเงื่อนไขนี้ฟังก์ชันกระแส คือ

$$\begin{aligned}
 i_o(\omega t) &= V_m/Z [\sin(\omega t - \theta) - \sin(\alpha - \theta)e^{-(\omega t - \alpha)/\omega L}] \\
 &\text{สำหรับ } \alpha \leq \omega t \leq \beta \\
 &\text{ที่ } Z = \sqrt{R^2 + (\omega L)^2}, \theta = \tan^{-1}(\omega L/R) \text{ และ } \pi = L/R
 \end{aligned}
 \tag{2.36}$$

ถ้า $\beta < \pi + \alpha$, กระแสยังอยู่ที่ศูนย์จนกระทั่ง $\omega t = \pi + \alpha$, เมื่อสัญญาณเกตใช้ที่ S_3 และ S_4 แล้วจะ forward Bias และเริ่มนำกระแส กระบวนการนี้ เรียกว่า กระแสไม่ต่อเนื่องและอธิบายได้ในรูปที่ 2.7b ;

$$\beta < \alpha + \pi \tag{2.37} \quad \text{เมื่อกระแสไม่ต่อเนื่อง}$$

การวิเคราะห์กระบวนการควบคุมการเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นในกระแสไม่ต่อเนื่องเหมือนกับการควบคุมการเรียงกระแสแบบครึ่งคลื่น, ยกเว้นคาบเวลาของเอาต์พุทกระแส คือ π แล้ว 2π



รูปที่ 2.7 (a) การควบคุมการแปลงกระแสสลับเป็นกระแสตรงด้วย R-L

(b) รูปคลื่นกระแสที่ไม่ต่อเนื่อง.

(c) รูปคลื่นกระแสต่อเนื่อง

2.3.3 กระแสที่ต่อเนื่องในโหลด R-L (R-L Load, Continuous Current)

ถ้าโหลดกระแส คือ บวกที่ $\omega t = \pi + \alpha$ เมื่อสัญญาณเกท คือใช้ S_3 และ S_4 ในการวิเคราะห์ ก่อนหน้านี้ S_3 กับ S_4 เปิด และ S_1 กับ S_2 ปิด เงื่อนไขนี้กระแสใน 2 ครึ่งไซเคิลไม่เป็นศูนย์ สำหรับ โหลด R-L กับกระแสต่อเนื่อง, steady-state current และรูปคลื่นแรงดัน แสดงในรูป 2.7c

ขอบเขตระหว่างกระแสต่อเนื่องและไม่ต่อเนื่อง คือ β ในสมการ (2.36) คือ $\pi + \alpha$ กระแสที่ $\omega t = \pi + \alpha$ ต้องมากกว่าศูนย์ สำหรับกระบวนการกระแสต่อเนื่อง

$$i(\pi + \alpha) \geq 0$$

$$\sin(\pi + \alpha - \theta) - \sin(\pi + \alpha - \theta)e^{-(\pi + \alpha - \alpha)/\omega\tau} \geq 0$$

ใช้

$$\sin(\pi + \alpha - \theta) = \sin(\theta - \alpha) \quad ,$$

$$\sin(\theta - \alpha)[1 - e^{-(\pi/\omega\tau)}] \geq 0$$

โดยที่

$$\alpha \leq \theta$$

เมื่อ

$$\theta = \tan^{-1}(\omega L/R)$$

สำหรับกระแสต่อเนื่อง

$$\alpha \leq \tan^{-1}(\omega L/R) \quad (2.38)$$

สมการที่ 2.37 หรือ สมการที่ 2.38 สามารถใช้ตรวจสอบโหลดกระแสที่ต่อเนื่อง และไม่ต่อเนื่องได้

วิธีการหาแรงดันเอาต์พุตและกระแส สำหรับกรณีกระแสต่อเนื่อง คือ ใช้อนุกรมฟูเรียร์สำหรับรูปคลื่นแรงดันที่กระแสต่อเนื่อง แสดงดังรูป 2.7c รูปแบบ คือ

$$v_o(\omega t) = V_0 + \sum_{n=1}^{\infty} V_n \cos(n\omega t + \theta_n) \quad (2.39)$$

ค่าเฉลี่ย dc คือ

$$V_0 = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\pi} V_m \sin(\omega t) d(\omega t) = (2V_m/\pi) \cos \alpha \quad (2.40)$$

ขนาดของเทอม ac คำนวณจาก

$$V_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2} \quad (2.41)$$

ที่

$$a_n = \frac{2V_m}{\pi} \left[\frac{\cos(n+1)\alpha}{n+1} - \frac{\cos(n-1)\alpha}{n-1} \right]$$

$$b_n = \frac{2V_m}{\pi} \left[\frac{\sin(n+1)\alpha}{n+1} - \frac{\sin(n-1)\alpha}{n-1} \right] \quad (2.42)$$

$$n = 2, 4, 6, \dots$$

จากรูปที่ 2.8 เกี่ยวกับการ ship ระหว่างฮามอนิกส์ของแรงดันเอาต์พุตกับมอดูลัส อนุกรมฟูเรียร์กระแสได้จากการใช้ทฤษฎี Superposition ดังสมการ

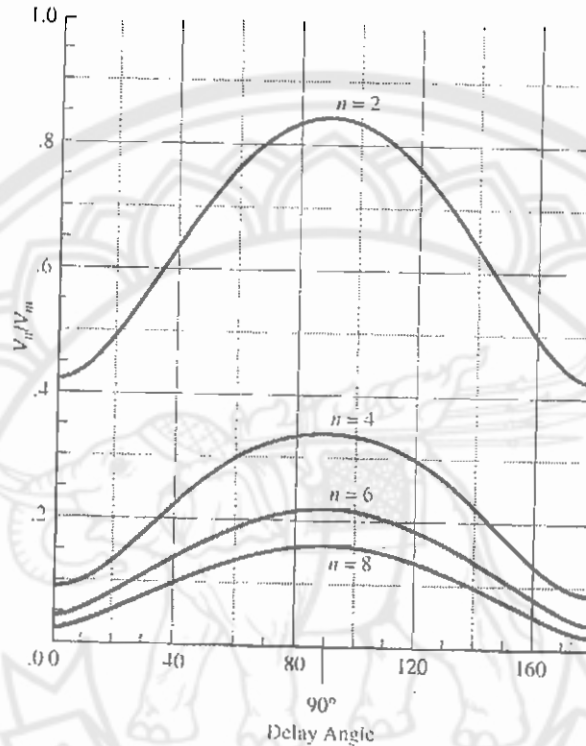
$$I_{rms} = \sqrt{I_0^2 + \sum_{n=2,4,6,\dots}^{\infty} (I_n/\sqrt{2})^2} \quad (2.43)$$

ซึ่ง

$$I_0 = V_0/R$$

$$\text{และ } I_n = V_n/Z_n = V_n/|R + jn\omega_0 L|$$

ขณะที่จำนวนฮาร์โมนิกส์เพิ่มขึ้น, อิมพีแดนซ์ของการเหนี่ยวนำก็เพิ่มขึ้น มันจำเป็นต้องหา 2-3 term ของอนุกรมที่สามารถคำนวณกระแส rms ได้ ถ้าตัวเหนี่ยวนำกว้าง เทอมของ ac จะเล็ก, และ กระแส dc ก็ขาดไม่ได้



รูปที่ 2.8 แรงดันฮาร์โมนิกส์ด้านเอาต์พุตในฟังก์ชันการควบคุมแรงดัน 1 เฟสด้วยค่ามุม

2.4 การควบคุมการเรียงกระแสด้วยโหลด R-L (Controlled Rectifier with R-L Source Load)

การควบคุมการเรียงกระแสด้วยโหลดนั้น คือ ต่ออนุกรม R, L และ แรงดัน dc ดังรูปที่ 2.9 สำหรับการควบคุมการเรียงกระแส, SCR อาจเปิดที่เวลาพวกมัน forward bias, ซึ่งมุมเท่ากับ

$$\alpha \geq \sin^{-1}(V_{dc}/V_m) \quad (2.44)$$

สำหรับกรณีกระแสต่อเนื่อง แรงดันเอาต์พุตบริดจ์เหมือนกับรูปที่ 2.7c ค่าเฉลี่ยแรงดันเอาต์พุตบริดจ์ คือ

$$V_o = (2V_m/\pi) \cos\alpha \quad (2.45)$$

ค่าเฉลี่ยกระแสโหลด คือ

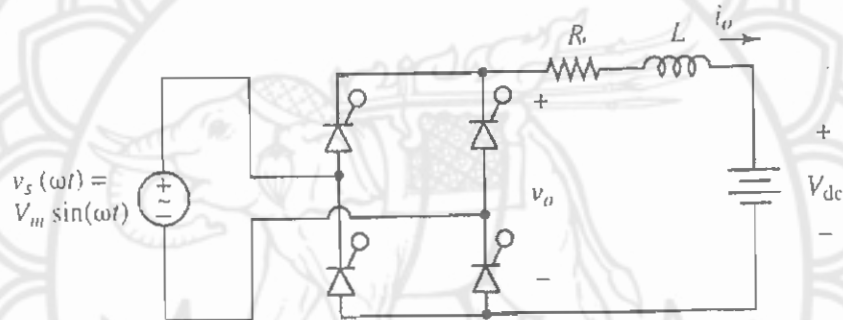
$$I_o = (V_o - V_{dc})/R$$

เทอมของแรงดัน ac ไม่เปลี่ยนจากการควบคุมการเรียงกระแสด้วยโหลด R-L ในรูปที่ 2.7a และสมการที่ 2.39 ถึง 2.42 เทอมกระแส ac หาได้จากวงจรรูปที่ 2.7c Power แรงดัน dc คือ

$$P_{dc} = I_o V_{dc}$$

Power โดยความต้านทานในโหลด คือ ถ้าอิมพีแดนซ์กว้างและโหลดกระแสมี ripple เล็กน้อย

Power โดยความต้านทานประมาณ I_o^2



รูปที่ 2.9 การควบคุมการแปลงกระแสสลับเป็นกระแสตรงด้วย R-L source load.

2.5 การควบคุมคอนเวอร์เตอร์ 1 – เฟส ในกระบวนการอินเวอร์สเตอร์ (Controlled Single – phase Converter Operating as an Inverter)

ก่อนหน้านี้เราได้ศึกษาวงจรการเรียงกระแสไปแล้ว ซึ่งการไหลของ Power จาก source AC ไปยัง Load Power ที่ไหลจาก Load ไปยัง source AC ซึ่งแบ่งได้เป็น วงจร inverter ขบวนการอินเวอร์สเตอร์ของคอนเวอร์เตอร์ แสดงในรูป 2.9

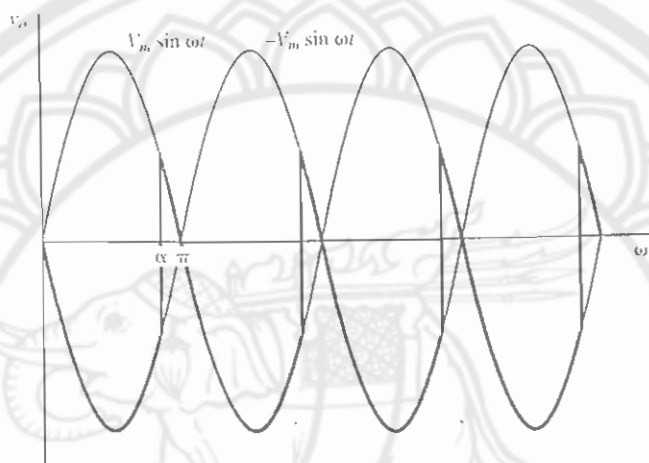
Power เป็นแหล่งจ่ายโดย source DC และ Power จะผ่านวงจร bridge และส่งไปยังระบบ AC Load กระแสต้องอยู่ในทิศทางที่แสดงไว้ เพราะว่า SCR ในวงจร bridge สำหรับแหล่งจ่าย Power โดย DC source , V_{dc} ต้องเป็นลบ สำหรับ Power ทางด้านวงจร bridge และส่งไปยังระบบ AC , แรงดัน output bridge V_o ต้องเท่ากับศูนย์ ดังนั้น มุม delay จะกว้างกว่า 90 องศา ผลลัพธ์ในแรงดัน output ที่เป็นลบ คือ

$$0 < \alpha < 90^\circ \rightarrow V_o > 0, \text{ rectifier operation}$$

$$90^\circ < \alpha < 180^\circ \rightarrow V_o < 0, \text{ inverter operation} \quad (2.46)$$

รูปคลื่นแรงดันสำหรับ $\alpha = 150$ และกระแสตัวเหนี่ยวนำต่อเนื่องแสดงในรูปที่ 2.10. ถ้าตัวเหนี่ยวนำมีความกว้างเพียงพอ เทอมกระแส AC และวงจร bridge จะสูญเสียน้อย, Power ที่ผ่านวงจร bridge และส่งไปยังระบบ DC คือ

$$P_{\text{bridge}} = P_{\text{ac}} = -I_o V_o \quad (2.47)$$



รูปที่ 2.10 การคุมแรงดัน output ของ single-phase converter ของรูปที่ 2.9 ซึ่งเป็นการทำงานของ inverter ที่ $\alpha = 150$ and $V_{dc} < 0$

2.6 สายส่งกำลังไฟฟ้ากระแสตรง (DC Power Transmission)

สายส่ง DC โดยทั่วไปที่ใช้ทางกำลังไฟฟ้าจะมีระยะยาว ปัจจุบันสาย dc ใช้ SCRs ในคอนเวอร์เตอร์

ข้อดีของสายส่ง Power dc มีดังนี้

1. ความเหนี่ยวนำของสายส่งมีค่าอิมพีแดนซ์ dc เท่ากับศูนย์ ซึ่งอิมพีแดนซ์อินดักทีฟของสายในระบบ ac จะกว้าง
2. คาปาซิแตนซ์ยังคงอยู่ระหว่างตัวนำเมื่อเปิดวงจร dc สำหรับสายส่ง ac คาปาซิทีฟรีแอกแตนซ์เป็นทางผ่านสำหรับกระแส, ทำให้เพิ่ม R losses ในสายส่ง ในการนำไปใช้งาน ตัวนำไฟฟ้าจะปิดเหมือนกัน, คาปาซิทีฟ รีแอกแตนซ์ สามารถเกิดปัญหาในสายส่ง ac ได้, แต่ไม่มีผลกระทบต่อสายส่ง dc
3. มีตัวนำไฟฟ้า 2 ตัว ต้องใช้สำหรับการส่ง dc และมากกว่า 3 ตัว สำหรับสายส่ง Power 3 - เฟส

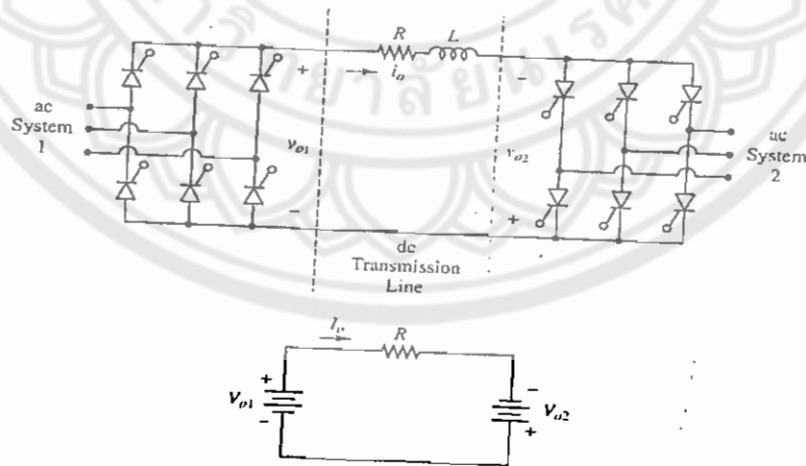
4. สายส่ง Power ของ dc จะเล็กกว่า ac เพราะใช้ตัวนำไฟฟ้า 2 ตัว และ right-of-way ต้องการน้อย
5. Power การไหลในสายส่ง dc ควบคุมโดยการปรับดีเลย์มุมที่ terminal ในระบบ ac , Power การไหลเกินกว่าสายส่ง คือ ไม่สามารถควบคุมได้
6. Power การไหลสามารถโมดุลเทร ระหว่างการรบกวนของระบบ ac , ผลก็คือระบบเสถียรภาพมากขึ้น
7. ระบบ 2ac นั้น เชื่อมโยงโดยสาย dc ไม่จำเป็นในการซิงโครไนเซชัน อย่างไรก็ตาม ระบบ 2ac ไม่จำเป็นต้องทำเหมือนกับความถี่, ระบบ 50 Hz สามารถเชื่อมโยงกับระบบ 60 Hz โดยผ่านทาง dc link

ข้อเสียของ dc power คือ ac - dc converter , พิดเตอร์และระบบควบคุมมีราคาแพง ในรูปที่ 2.11a สายส่ง Power dc ใช้ 6 พิลส์ คอนเวอร์เตอร์

ระบบ 2 ac มีเงินเนอเรเตอร์ของตัวเองและจุดประสงค์ของสาย dc คือ ทำให้ Power เปลี่ยนแปลงเข้าระหว่างระบบ ac ทิศทางของ SCR คือกระแส i_o เป็นบวก แสดงดังรูป

ในระบบนี้ ใช้คอนเวอร์เตอร์หนึ่งตัวในการเรียงกระแส (Power ไหลจาก ac ไป dc) และทางด้านอินเวอร์เตอร์ (Power ไหลจาก dc ไป ac) มุมดีเลย์หาได้โดยปรับทาง terminal , Power การไหลจะควบคุมระหว่างระบบ 2ac ทาง dc link

การเหนี่ยวนำในสาย dc คือ สายการเหนี่ยวนำฟิลส์ ตัวนำค่ออนุกรมพิเศษกับฟิลเตอร์ฮามอนิกกระแส , ความต้านทาน คือ สายตัวนำ dc , สำหรับการวิเคราะห์นั้นกระแสในสาย dc อาจพิจารณาจาก ripple - free กระแส dc



รูปที่ 2.11 (a) ส่วนประกอบของกระแสตรงในระบบ transmission
(b) วงจรสมมูล.

แรงดันที่ terminal ของ converters , V_{o1} , V_{o2} เป็นบวกสำหรับระหว่างศูนย์และ 90 องศา และเป็นลบที่ระหว่าง 90 องศา และ 180 องศา คอนเวอร์เตอร์ Power แหล่งจ่ายจะควบคุมแรงดันบวก , ขณะที่คอนเวอร์เตอร์ซิมซับ Power จะควบคุมด้านแรงดันลบ

คอนเวอร์เตอร์ 1 ในรูป 2.11a จะทำการเรียงกระแสและคอนเวอร์เตอร์ 2 จะทำการอินเวอร์เตอร์ , วงจรสมมูลย์ สำหรับคำนวณ Power ดังรูป 2.11b กระแสสมมติเป็นปัจจัยที่ทำให้เกิดระลอกคลื่น สามารถหาองค์ประกอบ dc ของอนุกรมฟูเรียร์ได้ กระแส dc คือ

$$I_0 = (V_{o1} + V_{o2})/R \quad (2.48)$$

เมื่อ
$$V_{o1} = (3V_{m1} L-L / \pi) \cos\alpha_1 \quad (2.49)$$

$$V_{o2} = (3V_{m2} L-L / \pi) \cos\alpha_2$$

แหล่งจ่าย Power โดยคอนเวอร์เตอร์ terminal 1 คือ

$$P_1 = V_{o1} I_0 \quad (2.50)$$

แหล่งจ่าย Power โดยคอนเวอร์เตอร์ terminal 2 คือ

$$P_2 = V_{o2} I_0 \quad (2.51)$$

2.7 ตัวกรองฮามอนิกส์และการปรับปรุงตัวคูณกำลัง(power factor)ให้ถูกต้องเหมาะสม

2.7.1 ตัวกรองฮามอนิกส์ด้าน DC

ฮามอนิกส์ที่เกิดจากตัวเหนี่ยวนำคู่ในระบบโทรศัพท์ และในระบบควบคุมหรือระบบสื่อสาร ซึ่งต่อขนานไปกับระบบสายส่งของแรงดันสูงของกระแสตรง ขนาดของฮามอนิกส์ที่เกิดจากกระแสบนสายส่ง dc ไม่ค่อยมีความสำคัญมากนัก ส่วนฮามอนิกส์แรงดันจะมีค่าเท่ากับ $12k$ เมื่อ k เป็นจำนวนเต็มของขนาดฮามอนิกส์ โดยขนาดของฮามอนิกส์แรงดันขึ้นอยู่กับ α LS และ I_d ภายในระบบแรงดันกระแสสลับ ในภายใต้สภาวะการทำงานของ 12-pulse สมดุล ซึ่ง 12-pulse converter สามารถเขียนเป็นวงจรสมดุลได้ดังรูป 2.12a โดยแรงดันฮามอนิกส์ต่ออนุกรมกับแหล่งจ่าย dc อยู่

ขดลวดเหนี่ยวนำ L_s ที่มีขนาดใหญ่ ซึ่งมีค่า 100 mH ดังต่ออยู่ในวงจร high-pass filter ดังแสดงในรูป 2.12a ค่าฮามอนิกส์จะมีค่าจำกัด แล้วค่าอิมพีแดนซ์ของวงจร high-pass filter จะแสดงเป็นกราฟไว้ในรูป 2.12b เมื่อวงจร filter ถูกดีไซน์ให้ใช้กับความถี่ต่ำที่ฮามอนิกส์ที่ 12

2.7.2 ตัวกรองฮามอนิกส์ด้านกระแสสลับ และการปรับปรุงตัวคูณกำลัง(power factor)

ใน 12-pulse converter กระแส AC จะประกอบไปด้วยลักษณะฮามอนิกส์ตามสูตร $12k \pm 1$ (เมื่อ k เป็นจำนวนเต็ม) ฮามอนิกส์ของกระแสเขียนแสดงไว้เป็นวงจรสมมูลย์ดังรูปที่ 2.13a ซึ่งแสดงการป้องกันฮามอนิกส์กระแสที่จะเข้าไปในระบบ AC อันเป็นผลทำให้เกิด power loss ไปมีผล

กับอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์สื่อสารอื่นๆ จึงจะใช้ per-phase filter ดังแสดงในรูป 2.13a ส่วนตัวกรอง series-tuned จะใช้กรองฮาร์มอนิกที่ 11 และ 13 ส่วน high-pass filter ที่แสดงในรูป 2.13a ใช้สำหรับกรองฮาร์มอนิกที่สูงๆ โดยอิมพีแดนซ์รวมของตัวกรองฮาร์มอนิกทั้งหมดแสดงเป็นกราฟอยู่ในรูปที่ 2.13b

การออกแบบตัวกรองจะขึ้นอยู่กับอิมพีแดนซ์ของระบบ AC ที่ความถี่ฮาร์มอนิกต่างๆ ให้กรองได้เพียงพอและหลีกเลี่ยงการเกิดเรโซแนนซ์ด้วย ระบบอิมพีแดนซ์ขึ้นอยู่กับระบบ configurator base บนโหลด , โครงสร้างทั่วไป และการบริการในเรื่องสายส่ง ดังนั้นการออกแบบ filter ต้องคำนึงถึงการเปลี่ยนแปลงต่างๆ ที่จะเกิดในอนาคต ซึ่งจะทำให้ระบบ ac system impedance เกิดการเปลี่ยนแปลงได้

ตัวกรองฮาร์มอนิกจะทำให้เปอร์เซ็นต์ของ reactive power มากโดย converter ใน mode ของ rectifier และ inverter ส่วนในตัวกรองด้าน AC นั้นจะพิจารณา (ทั้ง series tuned และ high-pass) อิมพีแดนซ์การเก็บประจุเป็นส่วนสำคัญที่ความถี่ 60 Hz ซึ่งมากกว่าการเหนี่ยวนำของส่วนประกอบในการต่ออนุกรมตัวเก็บประจุ ดังนั้นผลกระทบของค่าคาปาซิเตอร์ต่อเฟส โดยที่ ac filter bank ที่ความถี่พื้นฐานสามารถประมาณค่าได้ดังนี้

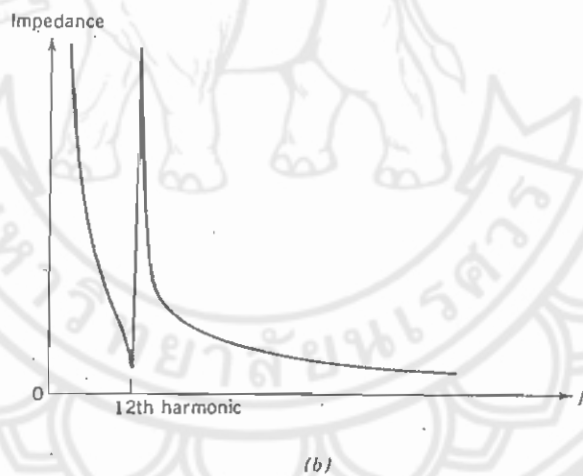
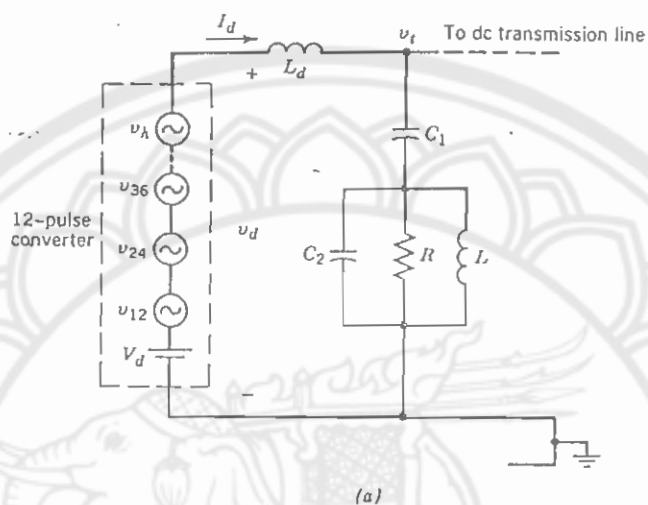
$$C_f \cong C_{11} + C_{13} + C_{hp}$$

ที่ระบบความถี่ 60 Hz , reactive power ต่อเฟสมีค่า

$$Q_f \cong 377C_f V_s^2$$

เมื่อ V_s เป็นค่าแรงดันที่ผ่านตัวกรอง ดังนั้นตัวกรอง AC จึงมีความสำคัญต่อค่า reactive power ของตัว converters ในการเพิ่มตัวกรองของการกรองฮาร์มอนิกกระแสด้วย

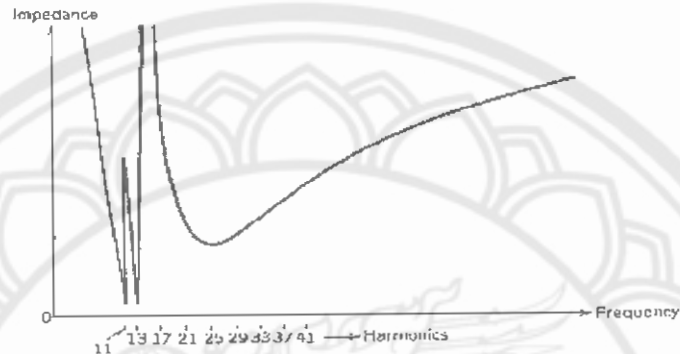
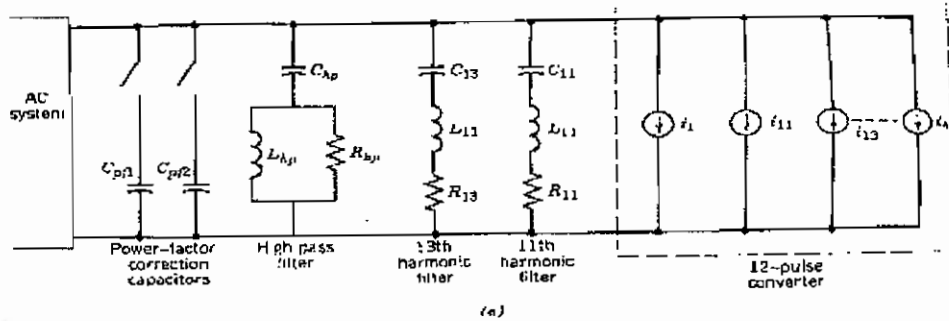
การเลือก filter capacitor นั้นต้องแหล่งจ่าย reactive power ต้องไม่มีเกินความต้องการของตัว converters ที่ระดับ power คำสุดของการทำงานของระบบ HVDC เหตุผลก็เพราะว่าถ้า Reactive vars ของตัวกรองเกินกว่าของตัวคอนเวอร์เตอร์ ก็จะทำให้เกิด overvoltage ขึ้นในระบบ ดังนั้นการชดเชย reactive power ให้สูงขึ้นตามต้องการจะขึ้นอยู่กับกำลังที่สูงของตัว converters และการปรับ power factor ของตัวเก็บประจุ C_{pf} ให้เหมาะสมดังแสดงในรูปที่ 2.13a



รูปที่ 2.12 ตัวกรองกระแสต้านแรงดันกระแสตรง

a) วงจรสมมูลต้านกระแสตรง

b) ตัวกรองความถี่สูงและค่าต้านทาน.



รูปที่ 2.13 ตัวกรองด้านกระแสสลับและ power factor แบบ capacitors

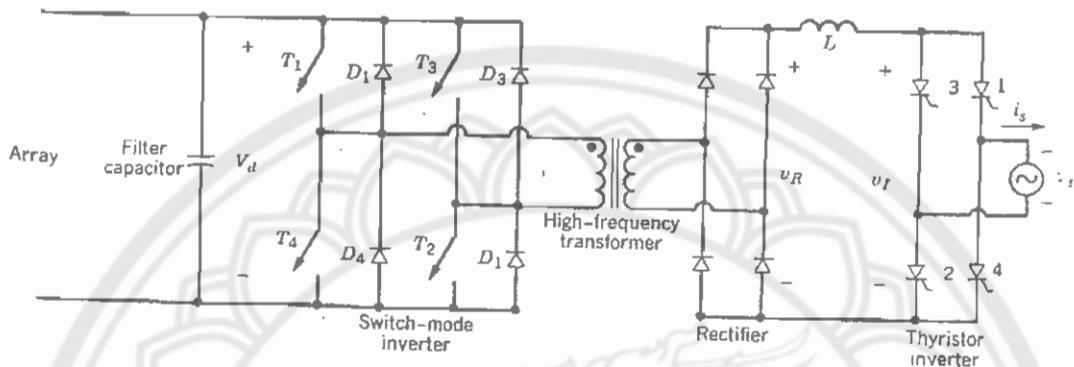
- วงจรสมมูลของ per-phase .
- การรวมกันของตัวกรองความถี่กับค่าต้านทาน per-phase .

2.8 การเชื่อมโยง 1 เฟส (Single – Phase Interconnection)

รูปวงจรการใช้หม้อแปลงความถี่สูง แสดงดังรูป 2.15 แรงดัน dc ด้านอินพุต คือ อินเวอร์เตอร์ ผลิต ac ความถี่สูงผ่านขดลวดปฐมภูมิของหม้อแปลงความถี่สูง (แรงดันทางด้านทุติยภูมิ) คือ การเรียงกระแสและผลลัพท์ของ dc ที่ต่อเชื่อมโยงกับเส้นแรงดันผ่านเข้าไปเส้นความถี่โดยจะเปลี่ยนไฟสลับเป็นไฟตรง โดยไทรสเตอร์อินเวอร์เตอร์ กระแสต้องการเป็น sinusoidal และ inphase กับเส้นแรงดัน , รูปคลื่นเส้นแรงดันเป็นตัววัดอ้างอิงรูปคลื่น sinusoidal ของเส้นกระแส i_s , ซึ่งแอมพลิจูดหาได้จาก Power สูงสุดที่ใช้ควบคุม “dithering” (การสั่น) กระแสจะเพิ่มขึ้นโดยใช้หม้อแปลงแปลงอัตราส่วนกับกระแสอ้างอิงที่โหมคสวิตช์ อินเวอร์เตอร์ เอาท์พุต อินเวอร์เตอร์ สามารถควบคุมการส่งกระแสอ้างอิง โดยควบคุม current – regulated เส้นความถี่ไทรสเตอร์ อินเวอร์เตอร์ ในรูปที่ 2.14 สามารถทำให้เป็นค่าเล็ก ๆ โดยมุม γ มันคือ การควบคุมให้มันมีค่าน้อย ๆ ใกล้ 0 ของระบบแรงดัน ac

2.9 การเชื่อมโยง 3 เฟส(Three Phase Interconnection)

ที่ Power ออกมากกว่า 2 - 3 kw จะใช้การเชื่อมโยงแบบ 3 เฟส Sinusoidal กระแส ac ที่ Power Factor สามารถส่งโดยใช้สวิชชิงโหมด dc - to - ac อินเวอร์เตอร์ ภายใต้การควบคุม โหมดกระแส หม้อแปลง 60 Hz 3 เฟส จะทำให้แยกไฟฟ้าได้ตามต้องการ



รูปที่ 2.14 High - frequency photovoltaic interface.



4400581

TK

1001

0491

2544 C.2.