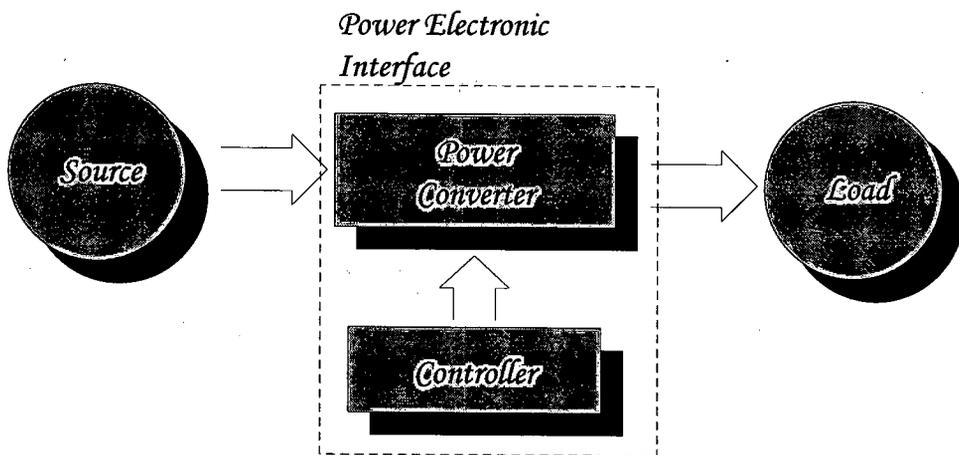


บทที่ 2

ทฤษฎีและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

2.1 บทนำ

ทฤษฎีและหลักการพื้นฐานในบทนี้ เป็นส่วนหนึ่งในการออกแบบและสร้างวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าในโครงการ วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าซึ่งเป็นของระบบอิเล็กทรอนิกส์กำลังจะถูกควบคุมด้วยสัญญาณควบคุมซึ่งสร้างจากบอร์ดประมวลผลสัญญาณดิจิทัลซึ่งถือว่าเป็นระบบสมองกลฝังตัวเพื่อใช้ในการศึกษาหลักการและวิธีการทำงานของวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลังเพื่อนำไปประยุกต์ใช้ในงานอุตสาหกรรมทั่วไป โดยเฉพาะด้านพลังงานทดแทนซึ่งเป็นหัวข้อที่สนใจอยู่ในปัจจุบัน ทั้งนี้การเชื่อมโยงระหว่างส่วนต่างๆ ของระบบอิเล็กทรอนิกส์กำลังแสดงดังภาพที่ 2.1



ภาพที่ 2.1 แผนภาพการเชื่อมโยงการควบคุมของระบบอิเล็กทรอนิกส์กำลัง

ในโครงการนี้วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าซึ่งเป็นวงจรหลักในระบบอิเล็กทรอนิกส์กำลังมีอยู่ด้วยกัน 4 แบบคือ

1. วงจรเรียงกระแส 1 เฟสเต็มคลื่น (1 Phase Full wave Controlled Rectifier)
2. วงจรทอนระดับแรงดันไฟตรง (DC Buck Converter)
3. วงจรทบระดับแรงดันไฟตรง (DC Boost Converter)
4. วงจรอินเวอร์เตอร์ (Inverter)

2.2

หลักการของวงจรเรียงกระแส 1 เฟสเต็มคลื่น

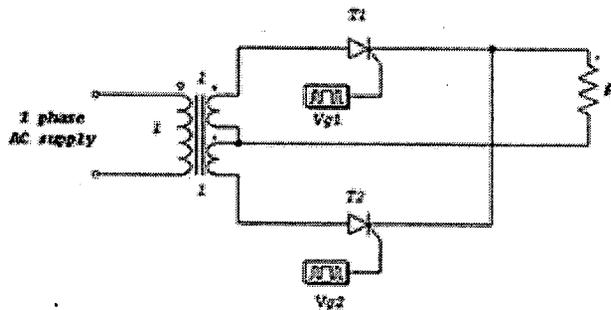
วงจรเรียงกระแสเฟสเดียวเต็มคลื่น สามารถสร้างรูปคลื่นแรงดันและกระแสขาออกได้ทุกครึ่งช่วงคลื่น จึงทำให้แรงดันและกระแสขาออกมีความเป็นไฟตรงมากขึ้นกว่าในวงจรเรียงกระแส 1 เฟสชนิดครึ่งคลื่น โดยสามารถแบ่งตามลักษณะวงจรได้ 2 รูปแบบ คือ

- แบบใช้หม้อแปลงไฟฟ้าชนิดแทปกกลาง และ
- แบบวงจรสะพาน (Bridge circuit Rectifier)

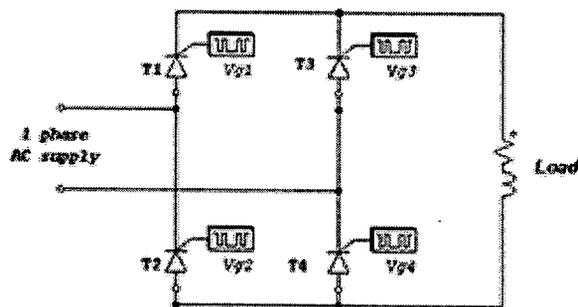
นอกจากนี้ยังสามารถแบ่งออกตามค่าแรงดันขาออกได้อีก 2 แบบคือ วงจรเรียงกระแส 1 เฟสเต็มคลื่นชนิดควบคุมเฟสได้ และวงจรเรียงกระแส 1 เฟสเต็มคลื่นด้วยไดโอด

2.2.1 การทำงานของวงจรเรียงกระแส 1 เฟสเต็มคลื่นแบบควบคุมเฟส

วงจรเรียงกระแส 1 เฟสเต็มคลื่นแบบควบคุมเฟสจะใช้ไครซิสเตอร์เป็นอุปกรณ์สวิตช์ อิเล็กทรอนิกส์กำลังในวงจรเพื่อให้สามารถควบคุมมุมนำกระแส (α) ได้ตามต้องการ ซึ่งแรงดันขาออกจะแปรเปลี่ยนตามค่ามุมนำกระแสที่ป้อนให้กับไครซิสเตอร์ วงจรเรียงกระแส 1 เฟสเต็มคลื่นแบ่งออกได้เป็น 2 ลักษณะวงจรวงจรดังแสดงในภาพที่ 2.2



(ก) แบบใช้หม้อแปลงแทปกกลาง



(ข) วงจรเรียงกระแสแบบ Bridge

ภาพที่ 2.2 วงจรเรียงกระแส 1 เฟสเต็มคลื่นควบคุมเฟส

การทำงานของวงจรเรียงกระแส 1 เฟสแบบใช้หม้อแปลงแทปกกลาง

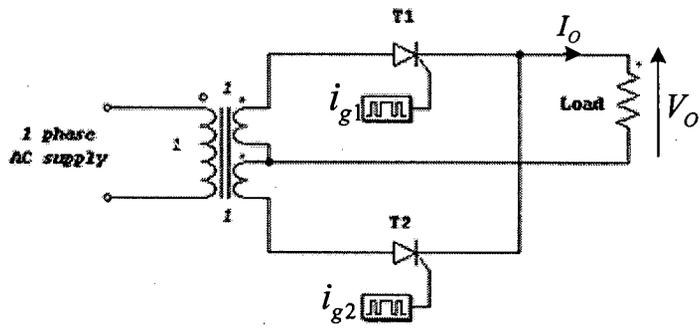
รูปคลื่นแรงดันและกระแสขาออกของวงจร ขณะโหลดตัวต้านทานแสดงดังภาพที่ 2.2 (ก) มีขั้นตอนการทำงานเป็นดังนี้

1. ไทริสเตอร์สามารถนำกระแสได้ครั้งละ 1 ตัวเมื่อได้รับการไบอัสไปหน้า (Forward Bias) และกระแสกระตุ้นที่ขาเกต หมายความว่า ไทริสเตอร์ T1 สามารถนำกระแสได้ขณะแรงดันเข้าเป็นด้านครึ่งไซเคิลบวก และ ไทริสเตอร์ T2 จะนำกระแสได้ในขณะแรงดันเข้าเป็นด้านครึ่งไซเคิลลบ กระแสเกตของ T1, T2 คือ ig_1, ig_2 ดังแสดงในภาพที่ 2.3 (ค) และ (ง) ซึ่งจะทำให้แรงดันและกระแสออกขณะโหลดความต้านทาน เป็นดังภาพที่ 2.3 (จ) แรงดันสูงสุดขาออกจะเท่ากับค่าสูงสุดของแรงดันด้านทุติยภูมิแต่ละด้าน (V_s) ของหม้อแปลง ทั้งนี้จะเห็นว่าแรงดัน สูงสุดที่ตกคร่อม ไทริสเตอร์จะเท่ากับ 2 เท่าของค่าสูงสุดของแรงดัน V_s
2. ในวงจรนี้ถือว่าหม้อแปลงทำหน้าที่ขยายแรงดันและแยกส่วนระหว่างวงจรขาเข้าและวงจรขาออก

การทำงานของวงจรเรียงกระแส 1 เฟสแบบวงจรสะพาน

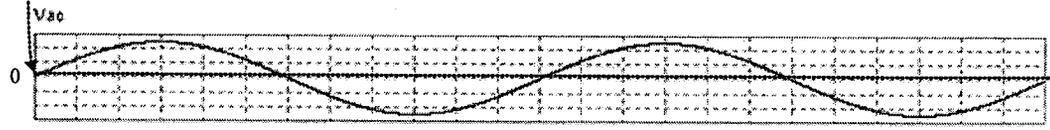
รูปคลื่นแรงดันและกระแสขาออกของวงจรขณะ โหลดเป็นตัวต้านทานแสดงดังภาพที่ 2.4 (ง) โดยมีขั้นตอนการทำงานเป็นดังนี้

1. ไทริสเตอร์จะนำกระแสครั้งละ 2 ตัว เมื่อได้รับการไบอัสไปหน้า (Forward Bias) และ กระแสกระตุ้นที่ขาเกต หมายความว่า ขณะแรงดันเข้าเป็นด้านครึ่งไซเคิลบวก ไทริสเตอร์ T1 และ T4 จะพร้อมนำกระแสได้และขณะแรงดันเข้าเป็นด้านครึ่ง ไซเคิลลบ ไทริสเตอร์ T2 และ T3 จะพร้อมนำกระแสได้ (กระแสเกต T1, T2, T3, T4 คือ ig_1, ig_2, ig_3, ig_4 ตามลำดับ) ดังแสดงในภาพ 2.4 (ค) ทั้งนี้แรงดันสูงสุดออกจะเท่ากับค่าสูงสุดของแรงดันเข้า
2. รูปคลื่นของกระแสขาออกขึ้นอยู่กับลักษณะของโหลด ซึ่งในกรณีโหลดตัวต้านทานนี้ กระแสขาออกจะมีรูปคลื่นเหมือนกับรูปคลื่นแรงดันขาออก ดังแสดงในภาพที่ 3.12 (ง)
3. มุมเฟสระหว่างแรงดันและกระแสเข้าขึ้นอยู่กับลักษณะของโหลด ทั้งนี้กระแสขาเข้าจะมีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์ ดังแสดงในภาพที่ 3.12 (ฉ)
4. ในวงจรนี้ถือว่าความถี่ของสัญญาณกระแสเพี้ยน (Ripple Waveform) เท่ากับ 2 เท่าของความถี่ขาเข้า

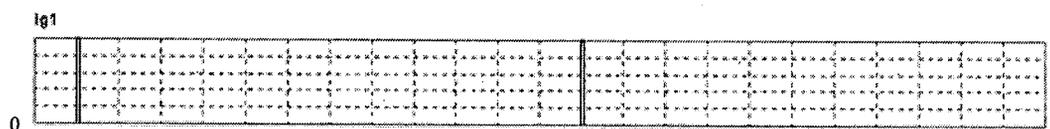


(ก)

$\alpha = 0^\circ$



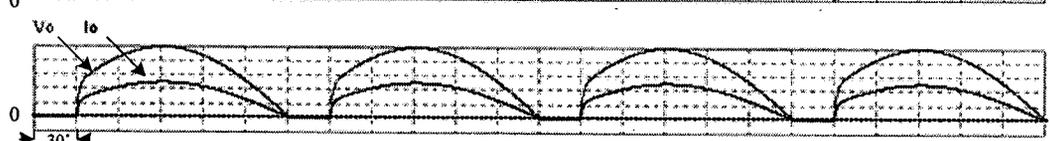
(ข)



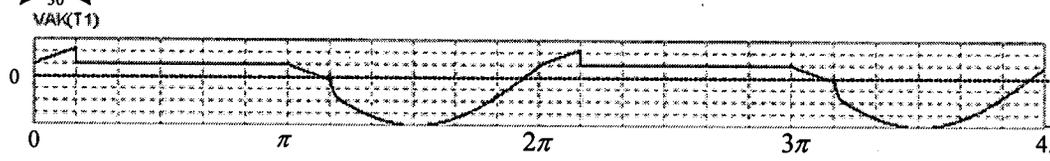
(ค)



(ง)



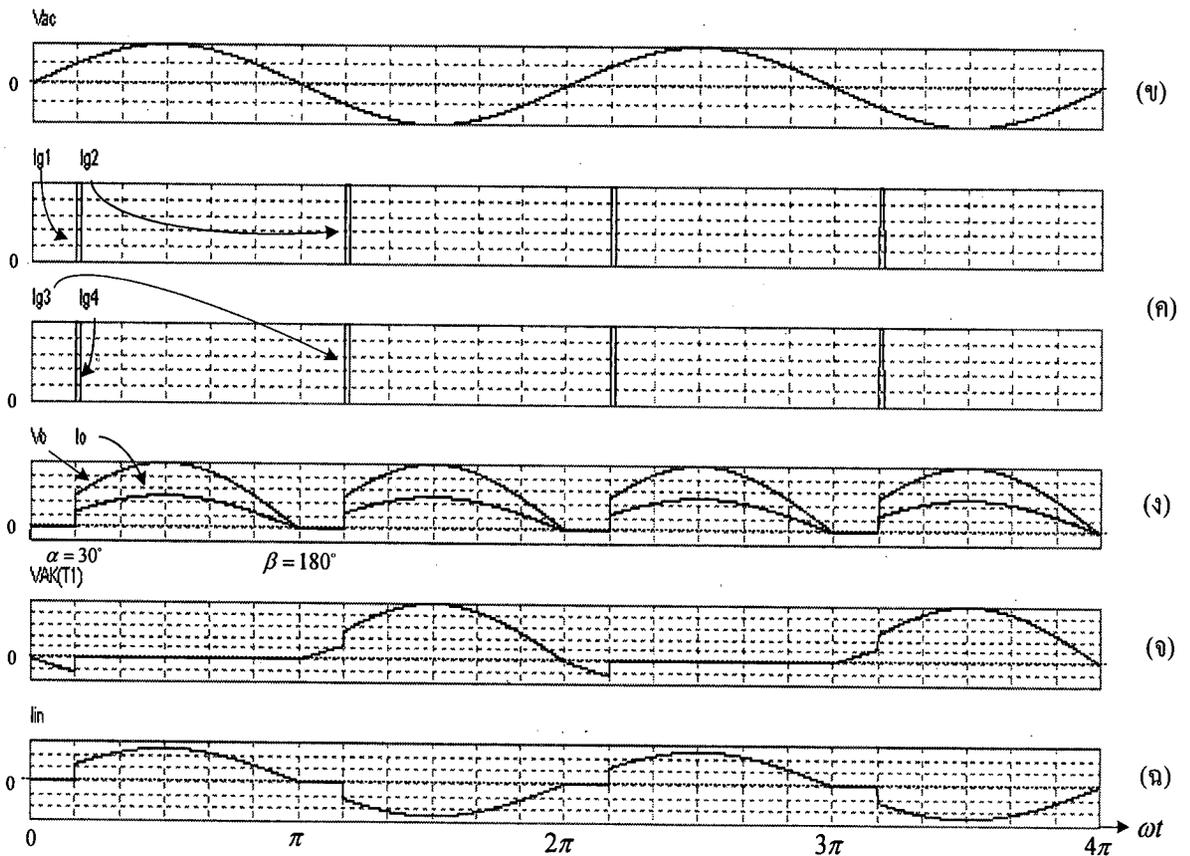
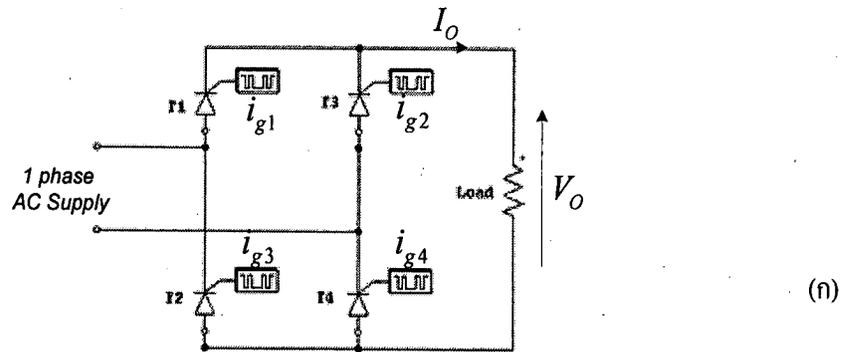
(จ)



(ฉ)

ภาพที่ 2.3 วงจรเรียงกระแส 1 เฟสเต็มคลื่นแบบใช้หม้อแปลงแทปกกลาง
ขณะโหลดความต้านทาน

(ก) วงจร (ข)-(ฉ) รูปคลื่นแรงดันและกระแสในวงจร



ภาพที่ 2.4 วงจรเรียงกระแส 1 เฟสเต็มคลื่นแบบวงจรสะพานขณะโหลดความต้านทาน

(ก) วงจร

(ข) - (ง) รูปคลื่นแรงดันและกระแสในวงจร

2.2.2 การคำนวณในวงจรเรียงกระแส 1 เฟสเต็มคลื่น

จากการพิจารณาภาพที่ 2.3 และ 2.4 จะเห็นว่าแรงดันและกระแสขาออกของวงจรเรียงกระแส 1 เฟสเต็มคลื่นแบบควบคุมเฟสทั้งสองวงจร ขณะโหลดเท่ากัน และมีมุมนำกระแส (α) เท่ากันนั้น จะมีลักษณะรูปคลื่นแรงดันและกระแสขาออกเหมือนกัน ต่างกันที่ค่าสูงสุดของแรงดันที่ตกคร่อมโวลติสแตอร์แต่ละตัวเท่านั้น

กรณีโหลดความต้านทาน

ในกรณีที่โหลดเป็นความต้านทาน วงจรเรียงกระแส 1 เฟสเต็มคลื่นแบบสะพานจะเริ่มนำกระแสที่มุม α และหยุดนำกระแสที่มุม π เรเดียน เนื่องจากแรงดันและกระแสขาออกจะอินเฟส (In-phase) กัน ดังแสดงไว้แล้วในภาพที่ 2.4 (ง) ซึ่งสมการแรงดันขาออกเชิงเวลาจะเป็นดังนี้

$$v_o = V_m \sin \omega t \Big|_{\alpha}^{\pi} \quad (2.1)$$

แรงดันเฉลี่ยขาออกเท่ากับ

$$V_{o,av} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} V_m \sin \omega t \cdot d\omega t = \frac{V_m}{\pi} (1 + \cos \alpha) \quad (2.2)$$

แรงดันอาร์เอ็มเอสขาออกเท่ากับ

$$V_{o,rms} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} (V_m \sin \omega t)^2 d\omega t} = V_m \sqrt{\left(\frac{1}{2} - \frac{\alpha}{2\pi} + \frac{\sin(2\alpha)}{4\pi} \right)} \quad (2.3)$$

สมการกระแสขาออกเชิงเวลาเป็นดังนี้

$$i_o(\omega t) = \frac{V_m}{R} \sin \omega t \Big|_{\alpha}^{\pi} \quad (2.4)$$

กระแสเฉลี่ยขาออกเท่ากับ

$$I_{o,av} = \frac{V_o}{R} = \frac{V_m}{\pi R} (1 + \cos \alpha) \quad (2.5)$$

กระแสอาร์เอ็มเอสเท่ากับ

$$I_{o,rms} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \left(\frac{V_m}{R} \sin \omega t \right)^2 \cdot d\omega t} = \frac{V_m}{R} \sqrt{\left(\frac{1}{2} - \frac{\alpha}{2\pi} + \frac{\sin(2\alpha)}{4\pi} \right)} \quad (2.6)$$

กำลังสูญเสียที่โหลดเท่ากับ

$$P = I_{rms}^2 \cdot R \quad (2.7)$$

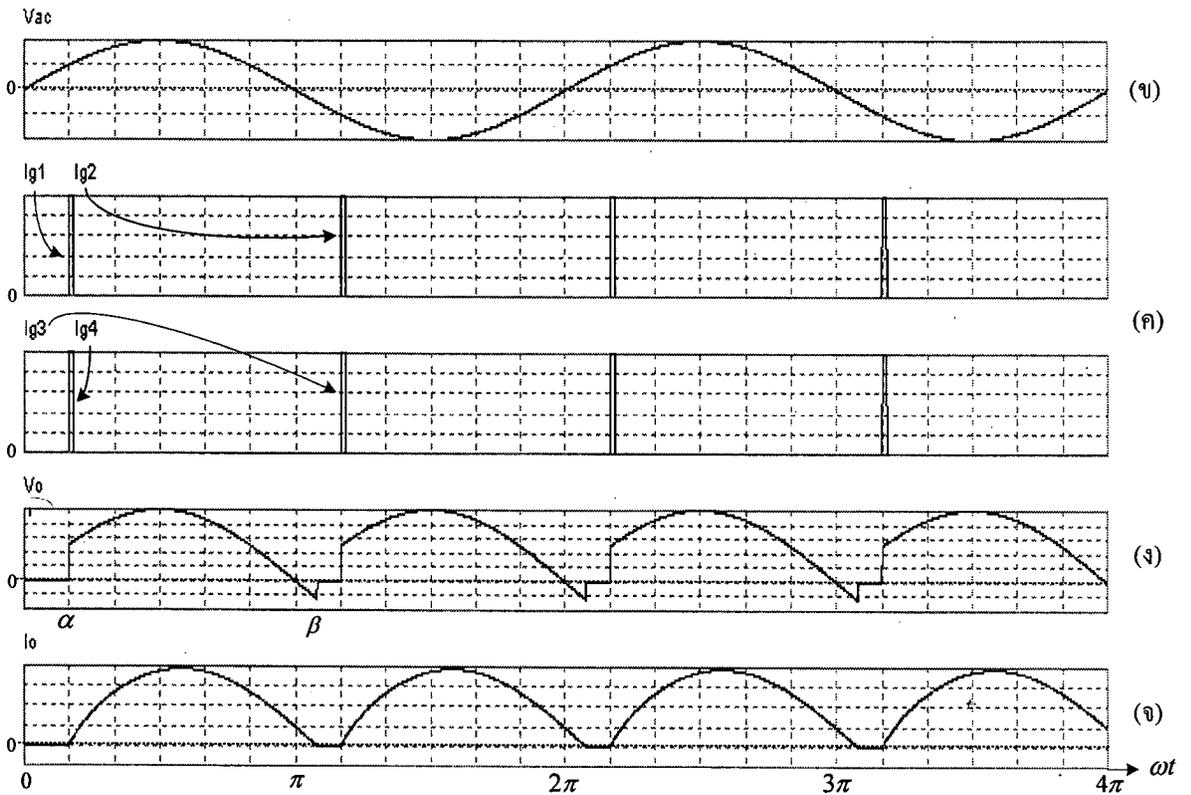
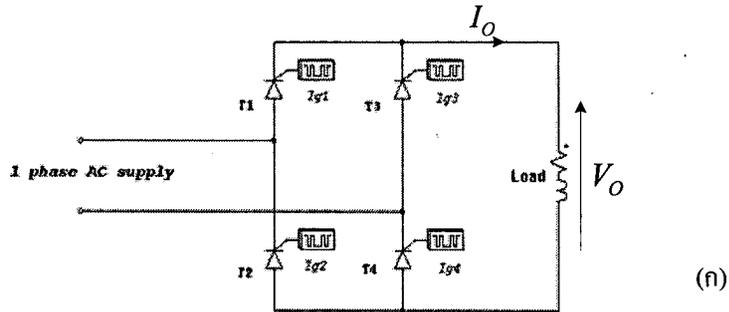
กรณีโหลดตัวต้านทาน - ตัวเหนี่ยวนำ

ในกรณีที่วงจรเรียงกระแส 1 เฟสเต็มคลื่น เมื่อโหลดเป็นตัวต้านทาน-ตัวเหนี่ยวนำ กระแสในวงจรจะล่าหลังแรงดันตามค่ามุมโหลด (Load angle ; θ) ซึ่งจะทำให้มุมหยุดนำกระแส (β) ของวงจรล่าหลังมุม 180 องศาเสมอ กล่าวได้ว่ามุมหยุดนำกระแส (β) ขึ้นอยู่กับค่ามุมโหลด (θ) และค่ามุมนำกระแส (α) ของวงจรนั้น

ทั้งนี้สามารถแบ่งออกได้ตามลักษณะของรูปคลื่นกระแสขาออกดังนี้

- ก. กรณีกระแสขาออกไหลไม่ต่อเนื่อง
- ข. กรณีกระแสขาออกไหลแบบต่อเนื่อง

ก. เมื่อกระแสขาออกไหลไม่ต่อเนื่อง [$\beta < (\pi + \alpha)$]



ภาพที่ 2.5 วงจรเรียงกระแส 1 เฟสเต็มคลื่นแบบสะพานขณะ โหลดตัวต้านทาน-ตัวเหนี่ยวนำ

(ก) วงจร

(ข) - (ง) รูปคลื่นแรงดันและกระแสในวงจรแบบกระแสไหลไม่ต่อเนื่อง

ในกรณีที่ค่าความเหนี่ยวนำของตัวเหนี่ยวนามีค่าไม่สูงนัก อาจทำให้รูปคลื่นกระแสล้าหลัง แรงดันเล็กน้อย ซึ่งมุมหยุดนำกระแสอาจเกิดก่อนมุมนำกระแสในครึ่งไซเคิลถัดไป $[\beta < (\pi + \alpha)]$ เป็นผลให้กระแสที่ไหลผ่านโหลดเกิดความไม่ต่อเนื่องขึ้นดังแสดงในภาพที่ 2.5 (จ)

ทั้งนี้สมการแรงดันขาออกเชิงเวลาจะเป็นดังนี้

$$v_o = V_m \sin \omega t \Big|_{\alpha}^{\beta} \quad (2.8)$$

แรงดันเฉลี่ยขาออกเท่ากับ
$$V_{o,av} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\beta} V_m \sin(\omega t) d(\omega t) = \frac{V_m}{\pi} [\cos \alpha - \cos \beta] \quad (2.9)$$

แรงดันอาร์เอ็มเอสขาออกเท่ากับ

$$\begin{aligned} V_{o(rms)} &= \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\beta} \{V_m \sin(\omega t)\}^2 d(\omega t)} \\ &= \sqrt{\frac{V_m^2}{\pi} \int_{\alpha}^{\beta} \left\{ \frac{1 - \cos 2\omega t}{2} \right\} d(\omega t)} = V_m \sqrt{\frac{(\beta - \alpha) - \frac{1}{2}(\sin 2\beta - \sin 2\alpha)}{2\pi}} \end{aligned} \quad (2.10)$$

สมการกระแสขาออกเชิงเวลาเป็นดังนี้

$$i_o(\omega t) = \begin{cases} \left(\frac{V_m}{Z} \right) \left[\sin(\omega t - \theta) - \sin(\alpha - \theta) \cdot e^{\left(\frac{\alpha - \omega t}{\omega \tau} \right)} \right] & \alpha \leq \omega t \leq \beta \\ 0 & \text{Otherwise} \end{cases} \quad (2.11)$$

กระแสเฉลี่ยขาออกเท่ากับ

$$I_{o,av} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\beta} i_o(\omega t) d(\omega t) = \frac{V_m}{\pi R} (\cos \alpha - \cos \beta) = \frac{V_o}{R} \quad (2.12)$$

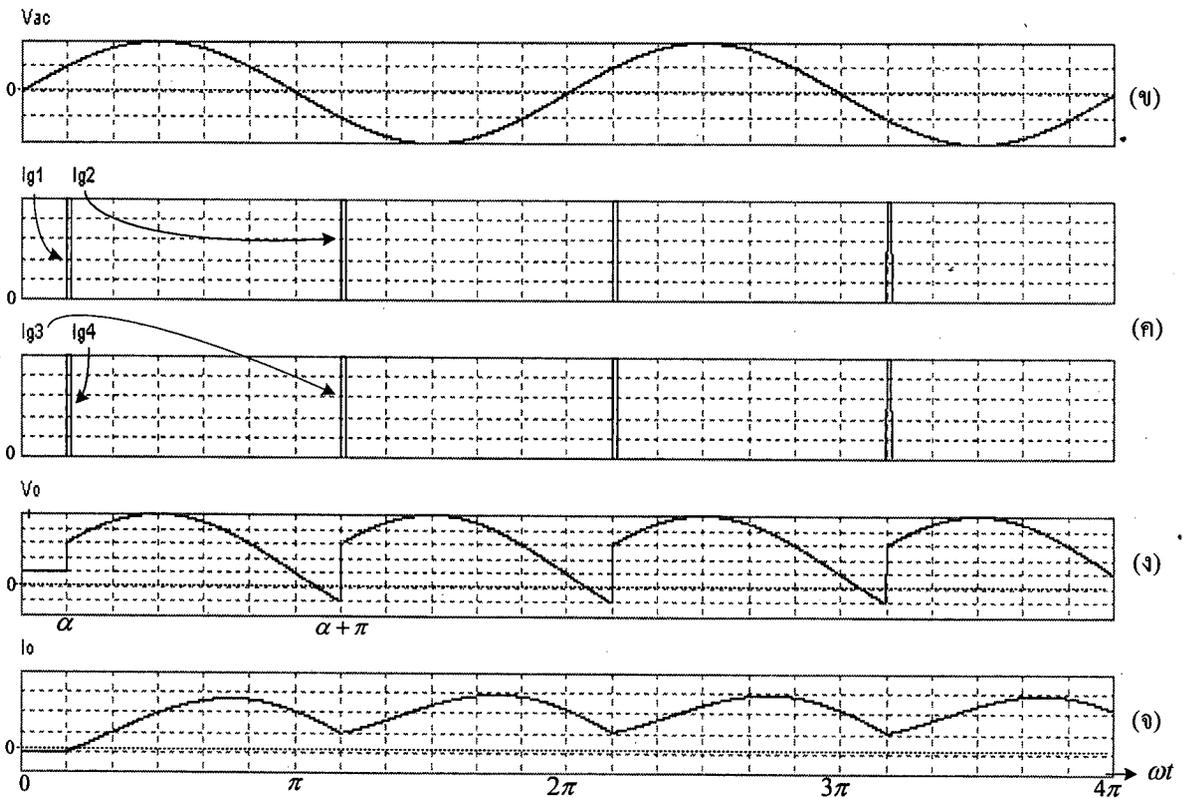
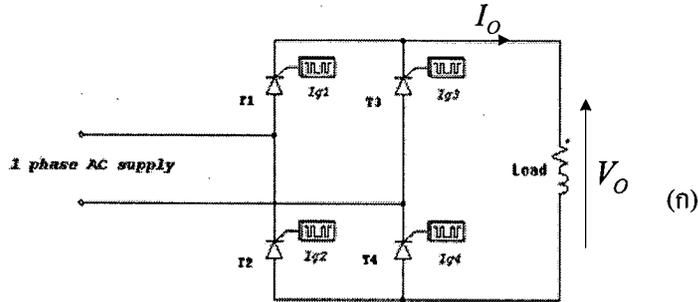
กระแสอาร์เอ็มเอสเท่ากับ

$$\begin{aligned} I_{o,rms} &= \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\beta} i_o(\omega t) d(\omega t)} \\ &= \frac{V_m}{Z} \sqrt{\frac{1}{\pi} \left\{ \frac{(\beta - \alpha)}{2} + \frac{1}{4 \cos \theta} [\sin(2\alpha + \theta) - \sin(2\beta + \theta)] \right\}} \end{aligned} \quad (2.13)$$

กำลังสูญเสียที่โหลดเท่ากับ

$$P = I_{rms}^2 \cdot R \quad (2.14)$$

ข. เมื่อกระแสขาออกไหลต่อเนื่อง $[\beta \geq (\pi + \alpha)]$



ภาพที่ 2.6 วงจรเรียงกระแส 1 เฟส เต็มคลื่นแบบสะพานขณะโหลดตัวต้านทาน-ตัวเหนี่ยวนำ

(ก) วงจร (ข) - (ง) รูปคลื่นแรงดันและกระแสในวงจรแบบกระแสไหลไม่ต่อเนื่อง

เมื่อค่าความเหนี่ยวนำของตัวเหนี่ยวนำสูงขึ้น อัตราค่า L/R ก็จะสูงขึ้นเช่นกัน ทำให้กระแสที่ไหลในวงจรล่าหลังแรงดันมากขึ้น จึงทำให้มุมหยุดนำกระแสเกิดขึ้นช้ากว่าการนำกระแสในไซเคิลถัดไป $[\beta \geq (\pi + \alpha)]$ ซึ่งจะทำให้กระแสขาออกมีรูปคลื่นต่อเนื่อง ดังแสดงในภาพที่ 2.6 (จ)

เนื่องจากวงจรอยู่ในสถานะไหลต่อเนื่อง การวิเคราะห์หาค่าต่างๆ จะใช้หลักการของสมการอนุกรมฟูเรียร์ ซึ่งมีแรงดันขาออก $(v_o(t))$ ดังในภาพที่ 2.6 (ง) มีสมการเป็นดังนี้

$$v_o(t) = V_{o,av} + \sum_{n=1,2,\dots}^{\infty} [a_n \sin(n\omega t) + b_n \cos(n\omega t)] \quad (2.15)$$

$$V_{o,av} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{2\pi+\alpha} v_o d(\omega t) = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} V_m \sin(\omega t) d(\omega t) = \frac{2V_m}{\pi} \cos \alpha \quad (2.16)$$

และค่าสัมประสิทธิ์ในสมการ จะหาได้ดังนี้

$$\begin{aligned} a_n &= \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} V_m \sin(\omega t) \cos(n\omega t) d(\omega t) \\ &= \frac{2V_m}{\pi} \left[\frac{\cos\{(n+1)\alpha\}}{(n+1)} + \frac{\cos\{(n-1)\alpha\}}{(n-1)} \right] \quad n=2,4,6,\dots \end{aligned} \quad (2.17)$$

$$\begin{aligned} b_n &= \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} V_m \sin(\omega t) \sin(n\omega t) d(\omega t) \\ &= \frac{2V_m}{\pi} \left[\frac{\sin\{(n+1)\alpha\}}{(n+1)} - \frac{\sin\{(n-1)\alpha\}}{(n-1)} \right] \quad n=2,4,6,\dots \end{aligned} \quad (2.18)$$

ทั้งนี้แรงดันแต่ละองค์ประกอบฮาร์โมนิกส์ (V_n) ก็จะสามารถหาได้ดังสมการ

$$V_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2} \quad (2.19)$$

และสมการกระแสอาร์เอ็มเอสขาออก ($I_{o,rms}$) จะเท่ากับ

$$I_{o,rms} = \sqrt{I_{o,av}^2 + \sum_{n=2,4,6,\dots}^{\infty} \left(\frac{I_n}{\sqrt{2}} \right)^2} \quad (2.20)$$

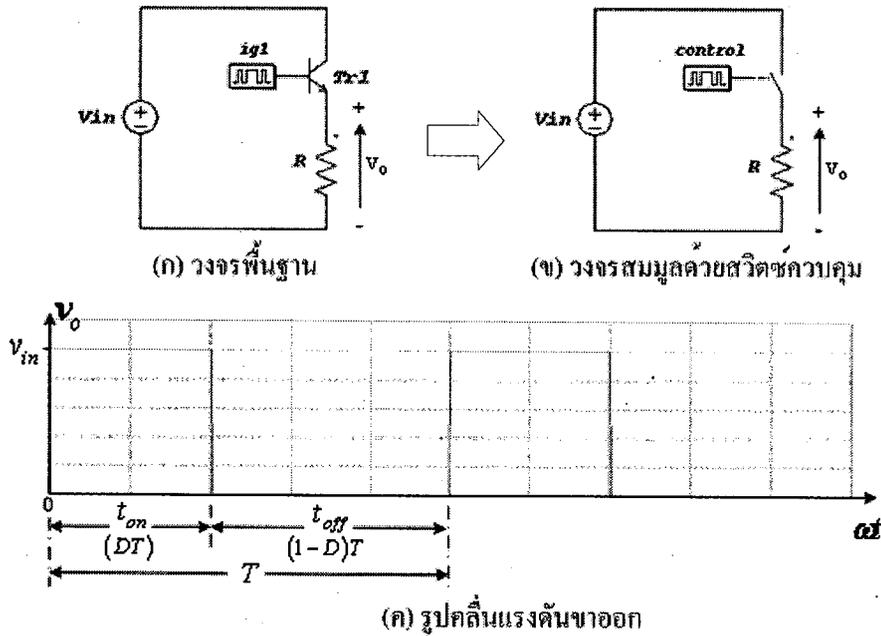
เมื่อค่ากระแสที่ความถี่ฮาร์โมนิกส์ต่างๆ สามารถหาได้ดังนี้

$$I_n = \frac{V_n}{Z_n} = \frac{V_n}{|R + jn\omega_o L|} \quad (2.21)$$

โดย ω_o เป็นความเร็วเชิงมุมที่ความถี่หลักมูล (เรเดียน/วินาที)

2.3 หลักการของวงจรแปลงผันกำลังไฟตรง

หลักการพื้นฐานของการสวิตช์ซึ่งในวงจรแปลงผันกำลังไฟตรงแสดงดังภาพที่ 2.8 อุปกรณ์สวิตช์อิเล็กทรอนิกส์ในวงจรอาจใช้เป็น Power Transistor, Power MOSFET หรือ IGBT ก็ได้ ซึ่งแทนด้วยสัญลักษณ์ของสวิตช์ดังในภาพที่ 2.7 (ข)



ภาพที่ 2.7 วงจรพื้นฐานการแปลงผันกำลังไฟตรง

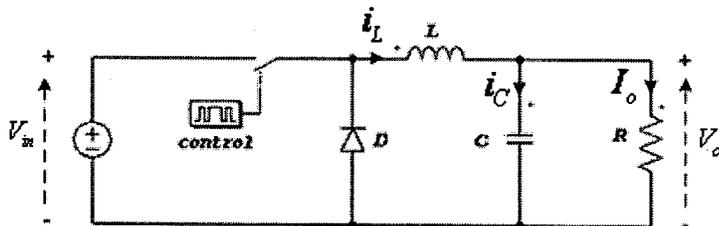
แรงดันขาออกจะมีลักษณะดังในภาพที่ 2.7 (ค) โดยช่วงนำกระแสของแรงดันขึ้นอยู่กั
ช่วงเวลาทำงาน (Duty Cycle; D) ของสัญญาณควบคุมสวิตช์ ทั้งนี้ค่าแรงดันเฉลี่ยขาออกจะเท่ากับ

$$V_o = \frac{1}{T} \int_0^{DT} V_s dt = DV_s \quad (2.22)$$

- เมื่อ
- V_s เป็นค่าแรงดันไฟตรงขาเข้า
 - D เป็นช่วงเวลาทำงาน ($D = t_{on}/T$)
 - T เป็นช่วงเวลาใน 1 คาบ

2.3.1 วงจรทอนระดับแรงดันไฟตรง (Buck Converter)

Buck Converter เป็นวงจรทอนระดับให้แรงดันไฟตรงขาออกมีค่าต่ำกว่าแรงดันไฟตรงขา
เข้า และนิยมใช้วงจร LC Low pass filter ทางด้านขาออก เพื่อให้แรงดันขาออกมีความเรียบสูง และมี
อัตราการลดทอนสัญญาณรบกวนที่ไม่พหุผันกับค่ากำลังสองของความถี่ ดังแสดงในภาพที่ 2.8

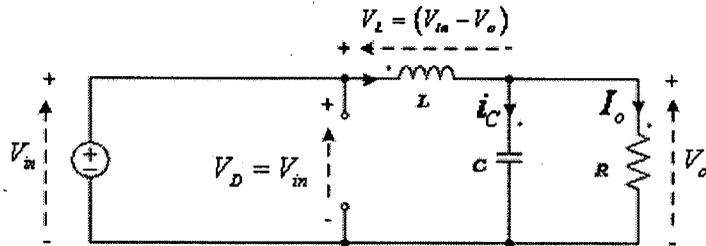


ภาพที่ 2.8 โครงสร้างวงจร DC Buck Converter

หลักการทํางาน

DC Buck Converter แบ่งเป็น 2 ช่วงเวลาทํางาน คือ ขณะสวิตช์นำกระแส และหยุดนำกระแส

ขณะสวิตช์นำกระแส



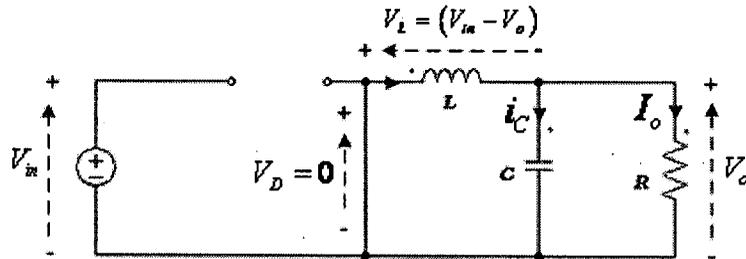
ภาพที่ 2.9 วงจรสมมูลของ Buck Converter ขณะสวิตช์นำกระแส

กระแสจะไหลจากแหล่งจ่ายผ่านสวิตช์ ผ่านตัวเหนี่ยวนำ ไปยังโหลด โดยที่กระแสส่วนหนึ่ง จะไหลผ่านตัวเก็บประจุ ซึ่งจะได้สมการที่สำคัญดังนี้

$$v_L = V_{in} - V_o \tag{2.23}$$

$$\Delta i_{L,on} = \left(\frac{V_{in} - V_o}{L} \right) \cdot DT \tag{2.24}$$

ขณะสวิตช์หยุดนำกระแส



ภาพที่ 2.10 วงจรสมมูลของ Buck Converter ขณะสวิตช์หยุดนำกระแส

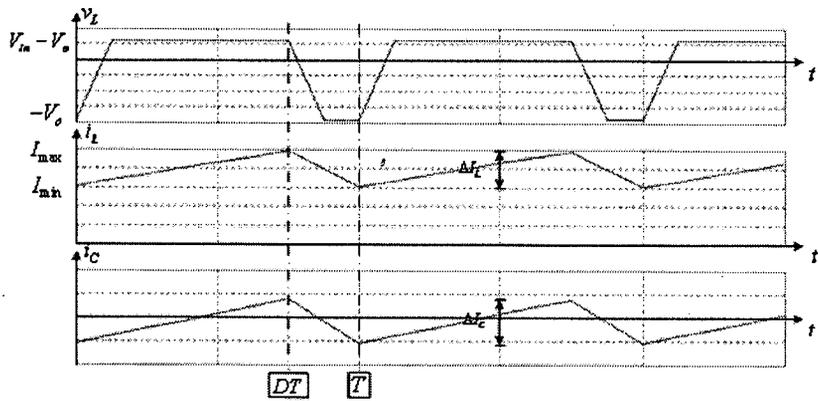
เมื่อสวิตช์ไม่นำกระแส ไดโอดจะได้รับ Forward bias กระแสด้านขาออกสามารถไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำได้อย่างต่อเนื่อง ซึ่งจะได้สมการที่สำคัญดังนี้

$$v_L = -V_o \tag{2.25}$$

$$\Delta i_{L,off} = \frac{-V_o}{L} \cdot (1-D)T \tag{2.26}$$

ในขณะสภาวะคงตัว การเปลี่ยนแปลงของกระแสผ่านตัวเหนี่ยวนำขณะสวิตช์นำกระแส และหยุดนำกระแสจะสมดุลกัน ($\Delta i_{L,on} + \Delta i_{L,off} = 0$) ทำให้ได้สมการอัตราขยายแรงดันของวงจรดังนี้

$$\frac{V_o}{V_s} = D \tag{2.27}$$



ภาพที่ 2.11 รูปคลื่น v_L , i_L และ i_C ช่วงเวลาสถานะอยู่ตัวในวงจร Buck Converter

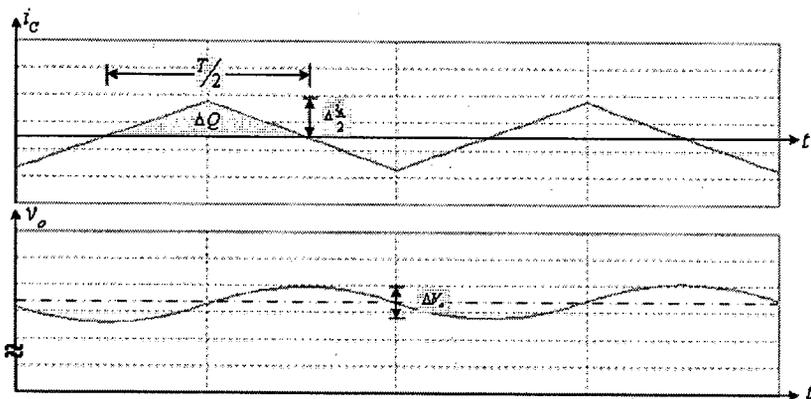
จากภาพที่ 2.11 รูปคลื่นของกระแสขาออก (i_o) ซึ่งแปรผันตาม i_L สามารถคำนวณได้จากการกระเพื่อมของกระแส i_L ดังสมการที่ 2.28 และ 2.29

$$I_{L,\max} = I_L + \frac{\Delta i_L}{2} = \frac{V_o}{R} + \frac{1}{2} \left\{ \frac{V_o}{L} (1-D) T \right\} \quad (2.28)$$

$$I_{L,\min} = I_L - \frac{\Delta i_L}{2} = \frac{V_o}{R} - \frac{1}{2} \left\{ \frac{V_o}{L} (1-D) T \right\} \quad (2.29)$$

ค่าตัวเหนี่ยวนำที่เล็กที่สุด (L_{\min}) ของวงจร Buck Converter คำนวณหาได้จากสมการที่ 2.29 ขณะกรณี $i_{L,\min} = 0$ ซึ่งทำให้ได้สมการดังนี้

$$L_{\min} = \left\{ \frac{(1-D)R}{2f} \right\} \quad (2.30)$$



ภาพที่ 2.12 รูปคลื่นกระแส i_C และแรงดัน v_o ในวงจร Buck Converter

เช่นเดียวกับระลอกคลื่นแรงดันขาออกจะสัมพันธ์กับระลอกคลื่นกระแสที่ผ่านตัวเก็บประจุ ดังแสดงในภาพที่ 2.12 ซึ่งขนาดของตัวเก็บประจุสามารถคำนวณหาค่าได้ดังนี้

เนื่องจาก $\Delta Q = C.\Delta V_o$ และ $\Delta Q = \frac{1}{2}\left(\frac{T}{2}\right)\left(\frac{\Delta i_L}{2}\right) = \frac{T.\Delta i_L}{8}$ (2.31)

ทำให้ได้ $\Delta V_o = \frac{T.\Delta i_L}{8C}$

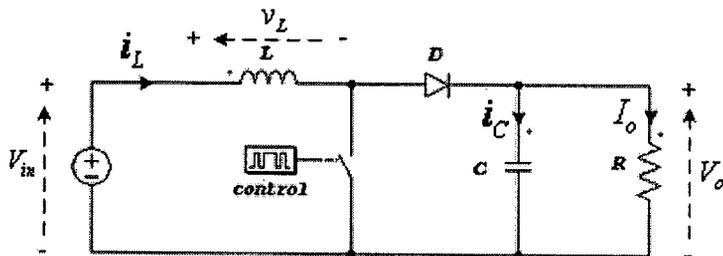
ดังนั้น $\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{(1-D)}{8LC.f^2}$ หรือ $C = \frac{(1-D)}{8\left(\frac{\Delta V_o}{V_o}\right).L.f^2}$ (2.32)

เมื่อ $\Delta V_o/V_o$ เป็นอัตรากระเพื่อมแรงดันขาออกที่ยอมรับได้
 f เป็นค่าความถี่สวิตซ์ของสวิตซ์อิเล็กทรอนิกส์ในวงจร [Hz.] ($f=1/T$)

อย่างไรก็ตาม ค่า L และ C ที่จะใช้จริงในวงจร ควรมีค่าสูงกว่าค่าที่คำนวณได้ โดยเฉพาะ L ที่จะใช้ควรมีค่าสูงกว่า L_{min} มากกว่า 10 เท่าโดยประมาณ

2.3.2 วงจรทระดับแรงดันไฟตรง (Boost Converter)

Boost Converter เป็นวงจรที่สามารถเพิ่มระดับแรงดันไฟตรงขาออกให้สูงกว่าแรงดันไฟตรงขาเข้าได้ ส่วนวงจรกรองความถี่จะใช้เป็นแบบ Capacitor Filter ดังแสดงในภาพที่ 2.13

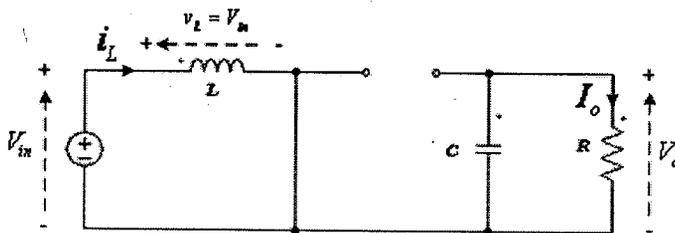


ภาพที่ 2.13 โครงสร้างวงจร Boost Converter

หลักการททำงาน

Boost Converter แบ่งเป็น 2 ช่วงเวลาททำงาน คือ ขณะสวิตซ์นำกระแส และหยุดนำกระแส

ขณะสวิตซ์นำกระแส



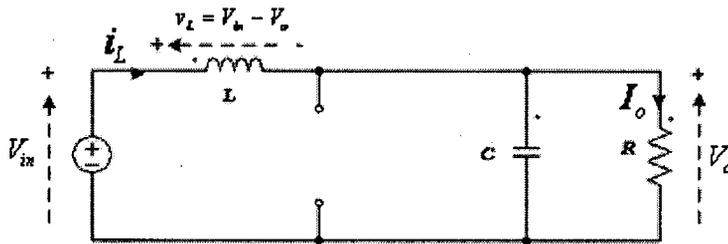
ภาพที่ 2.14 วงจรสมมูลของ Boost Converter ขณะสวิตซ์นำกระแส

กระแสจากแหล่งจ่ายจะไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำดังแสดงในภาพที่ 2.14 ส่วนไดโอดจะได้รับ Reverse Bias กระแสจึงไม่สามารถไหลผ่านไปด้านขาออกได้ ซึ่งจะได้สมการที่สำคัญดังนี้

$$v_L = V_{in} \quad (2.33)$$

$$\Delta i_{L,on} = \left(\frac{V_{in}}{L}\right)DT \quad (2.34)$$

ขณะสวิตช์หยุดนำกระแส



ภาพที่ 2.15 วงจรสมมูลของ Boost Converter ขณะสวิตช์หยุดนำกระแส

กระแสผ่านตัวเหนี่ยวนำไม่สามารถเปลี่ยนแปลงได้โดยทันทีซึ่งทำให้ไดโอดได้รับ Forward Bias ทำให้กระแสสามารถไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำได้อย่างต่อเนื่อง ซึ่งจะได้สมการที่สำคัญดังนี้

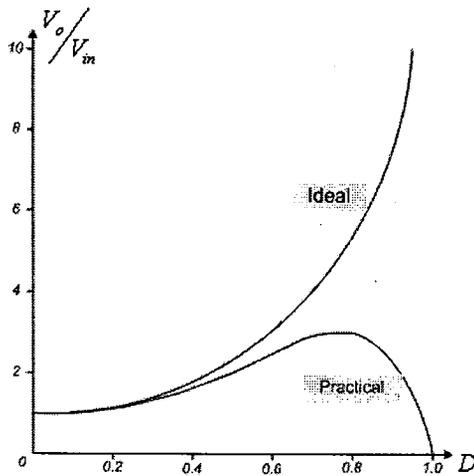
$$v_L = (V_{in} - V_o) \quad (2.35)$$

$$\Delta i_{L,off} = \frac{(V_{in} - V_o)}{L} \cdot (1 - D)T \quad (2.36)$$

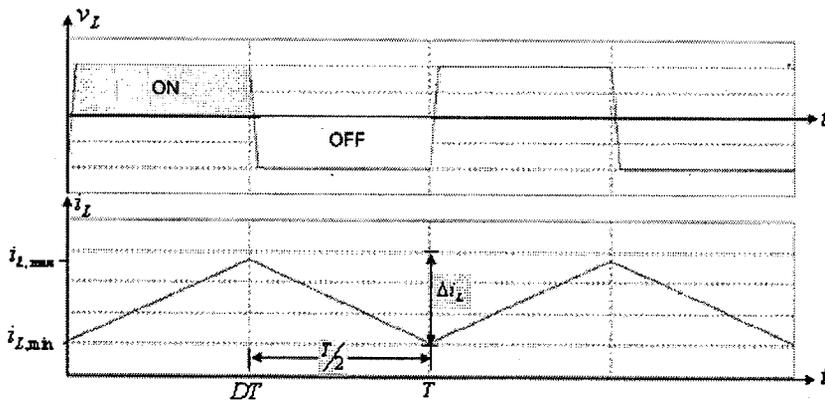
เนื่องจากในขณะสภาวะคงตัว การเปลี่ยนแปลงของกระแสผ่านตัวเหนี่ยวนำขณะสวิตช์นำกระแส และขณะสวิตช์หยุดนำกระแส จะสมดุลกัน ($\Delta i_{L,on} + \Delta i_{L,off} = 0$) ซึ่งทำให้ได้สมการอัตราขยายแรงดันของวงจรดังนี้

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1}{(1 - D)} \quad (2.37)$$

อย่างไรก็ตามอัตราขยายแรงดันของ Boost Converter ในทางปฏิบัติจะมีค่าไม่เกิน 3.14 เท่า (โดยประมาณ) เท่านั้น ดังแสดงด้วยกราฟความสัมพันธ์ ในภาพที่ 2.16



ภาพที่ 2.16 กราฟความสัมพันธ์ (V_o/V_{in}) กับ Duty Cycle ของ Boost Converter เชิงทฤษฎีและปฏิบัติ



ภาพที่ 2.17 รูปคลื่น v_L และ i_L ในวงจร Boost Converter

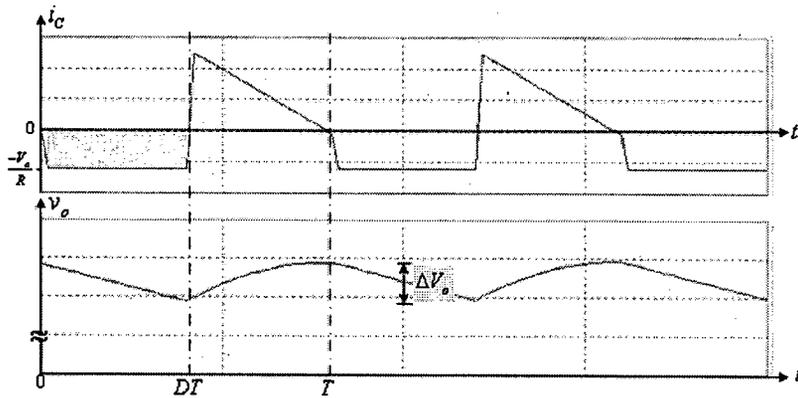
จากภาพที่ 2.17 รูปคลื่นของกระแสขาออก (i_o) ซึ่งแปรผันตาม i_L สามารถคำนวณได้จากการกระเพื่อมของกระแส i_L ดังสมการที่ 2.38) และ 2.39

$$I_{L,max} = \left(\frac{V_{in}}{(1-D)^2 \cdot R} \right) + \frac{1}{2} \left(\frac{V_{in}DT}{L} \right) \quad (2.38)$$

$$I_{L,min} = \left(\frac{V_{in}}{(1-D)^2 \cdot R} \right) - \frac{1}{2} \left(\frac{V_{in}DT}{L} \right) \quad (2.39)$$

ค่าตัวเหนี่ยวนำที่เล็กที่สุด (L_{min}) ของวงจร Boost Converter คำนวณหาได้จากสมการที่ 2.39 ในกรณี $i_{L,min} = 0$ ซึ่งทำให้ได้สมการดังนี้

$$L_{min} = \left(\frac{D(1-D)^2 \cdot R}{2 \cdot f} \right) \quad (2.40)$$



ภาพที่ 2.18 รูปคลื่นกระแส i_c และแรงดัน v_o ในวงจร Boost Converter

จากภาพที่ 2.18 จะเห็นว่าระลอกคลื่น v_o จะสัมพันธ์กับระลอกคลื่น i_c ซึ่งทำให้สามารถคำนวณหาค่าขนาดของตัวเก็บประจุได้ดังนี้

เนื่องจาก
$$\Delta Q = C \cdot \Delta V_o = I_o \cdot t_{on} \tag{2.41}$$

ทำให้ได้
$$\Delta V_o = \frac{I_o \cdot t_{on}}{C} = \frac{V_o \cdot DT}{RC}$$

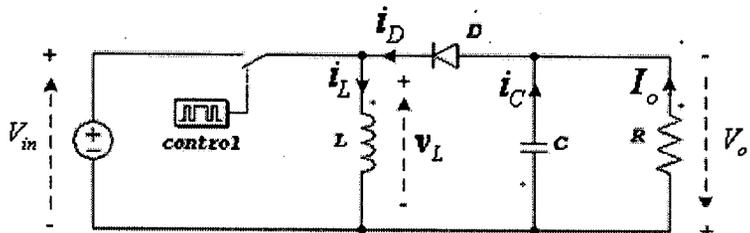
ดังนั้น
$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{D}{RC \cdot f} \quad \text{หรือ} \quad C = \frac{D}{\left(\frac{\Delta V_o}{V_o}\right) R \cdot f} \tag{2.42}$$

เมื่อ $i_o = \frac{V_o}{R}$ และ $t_{on} = DT$

อย่างไรก็ตาม ค่า L และ C ที่จะใช้จริงในวงจร ควรมีค่าสูงกว่าค่าที่คำนวณได้ โดยเฉพาะ L ที่จะใช้ควรมีค่าสูงกว่า L_{\min} มากกว่า 10 เท่าโดยประมาณ

2.3.3 วงจรทอน-ทบระดับแรงดันไฟตรง (Buck-Boost Converter)

Buck-Boost Converter เป็นวงจรที่สามารถควบคุมให้แรงดันไฟตรงขาออกมีขนาดต่ำกว่าหรือสูงกว่าแรงดันขาเข้าได้ตามต้องการ นิยมต่อวงจรกรองความถี่ขาออกแบบ Capacitor Filter ดังแสดงในภาพที่ 2.19 ทั้งนี้แรงดันขาออกจะสลับขั้วกับแรงดันด้านขาเข้า

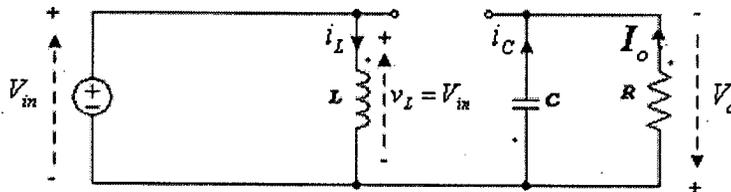


ภาพที่ 2.19 โครงสร้างวงจร Buck-Boost Converter

หลักการทํางาน

DC Buck-Boost Converter แบ่งเป็น 2 ช่วงเวลาทํางานคือ ขณะสวิตช์นำกระแส และขณะสวิตช์หยุดนำกระแส

ขณะสวิตช์นำกระแส



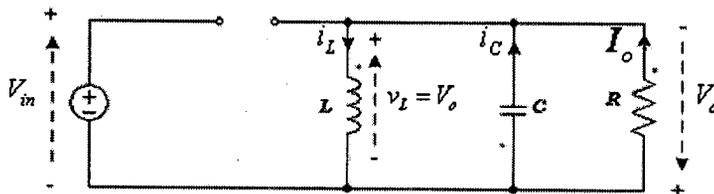
ภาพที่ 2.20 วงจรสมมูลของ Buck-Boost Converter ขณะสวิตช์นำกระแส

กระแสจากแหล่งจ่ายจะไหลวนผ่านตัวเหนี่ยวนำดังแสดงในภาพที่ 2.20 ส่วนไดโอดจะได้รับ Reverse Bias กระแสจึงไม่สามารถไหลผ่านไปด้านขาออกได้ ซึ่งจะได้สมการที่สำคัญดังนี้

$$v_L = V_{in} \tag{2.43}$$

$$\Delta i_{L,on} = \left(\frac{V_{in}}{L} \right) DT \tag{2.44}$$

ขณะสวิตช์หยุดนำกระแส



ภาพที่ 2.21 วงจรสมมูลของ Boost Converter ขณะสวิตช์หยุดนำกระแส

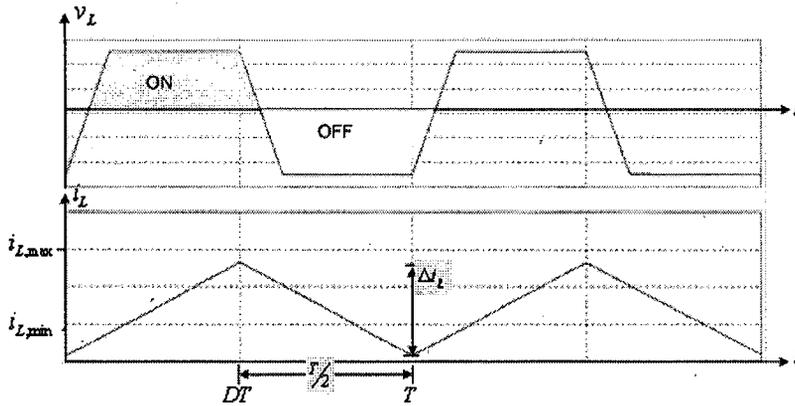
กระแสจากแหล่งจ่ายไม่สามารถไหลผ่านวงจรมาได้ ซึ่งไดโอดจะได้รับ Forward Bias และกระแสเหนี่ยวนำใน L จะทำให้มีกระแสไหลผ่านไปยังวงจรขาออกได้ ซึ่งจะได้สมการที่สำคัญดังนี้

$$v_L = V_o \tag{2.45}$$

$$\Delta i_{L,off} = \frac{V_o}{L} \cdot (1-D)T \tag{2.46}$$

เนื่องจากในขณะสภาวะคงตัว การเปลี่ยนแปลงของกระแสผ่านตัวเหนี่ยวนำขณะสวิตช์นำกระแส และขณะสวิตช์หยุดนำกระแส จะสมดุลกัน ($\Delta i_{L,on} + \Delta i_{L,off} = 0$) ซึ่งทำให้ได้สมการอัตราขยายแรงดันของวงจรดังนี้

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{-D}{(1-D)} \tag{2.47}$$



ภาพที่ 2.22 รูปคลื่น v_L และ i_L ในวงจร Buck-Boost Converter

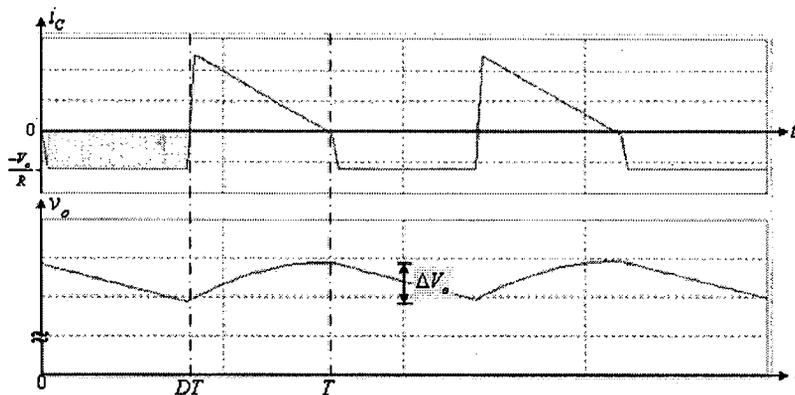
จากภาพที่ 2.24 รูปคลื่นของกระแสขาออก (i_o) ซึ่งแปรผันตาม i_L สามารถคำนวณได้จากการกระเพื่อมของกระแส i_L ดังสมการที่ 2.48 และ 2.49

$$I_{L,max} = \frac{V_{in} \cdot D}{R \cdot (1-D)^2} + \frac{1}{2} \left\{ \frac{V_{in}}{L} \cdot DT \right\} \quad (2.48)$$

$$I_{L,min} = \frac{V_{in} \cdot D}{R \cdot (1-D)^2} - \frac{1}{2} \left\{ \frac{V_{in}}{L} \cdot DT \right\} \quad (2.49)$$

ค่าตัวเหนี่ยวนำที่เล็กที่สุด (L_{min}) ของวงจร Boost Converter คำนวณหาได้จากสมการที่ 2.49 ในกรณี $i_{L,min} = 0$ ซึ่งทำให้ได้สมการดังนี้

$$L_{min} = \frac{(1-D)^2 \cdot R}{2 \cdot f} \quad (2.50)$$



ภาพที่ 2.23 รูปคลื่นกระแส i_c และแรงดัน v_o ในวงจร Buck-Boost Converter

การกระเพื่อมของแรงดันขาออกจากวงจร Buck-Boost Converter จะคล้ายกับในวงจร Boost Converter แต่แรงดันขาออกจะมีการชั่วคราวข้ามกับแรงดันขาเข้า โดยขนาดของ C คำนวณหาได้ดังนี้ เนื่องจาก

$$\Delta Q = C \cdot \Delta V_o = I_o \cdot \Delta t_{on} \quad (2.51)$$

เมื่อ $I_o = \frac{V_o}{R}$ และ $t_{on} = DT$ จะได้ว่า

ทำให้ได้
$$\Delta V_o = \frac{I_o \cdot \Delta t_{on}}{C} = \frac{V_o \cdot DT}{RC}$$

ดังนั้น
$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{D}{RC \cdot f} \quad \text{หรือ} \quad C = \frac{D}{\left(\frac{\Delta V_o}{V_o}\right) R \cdot f} \quad (2.52)$$

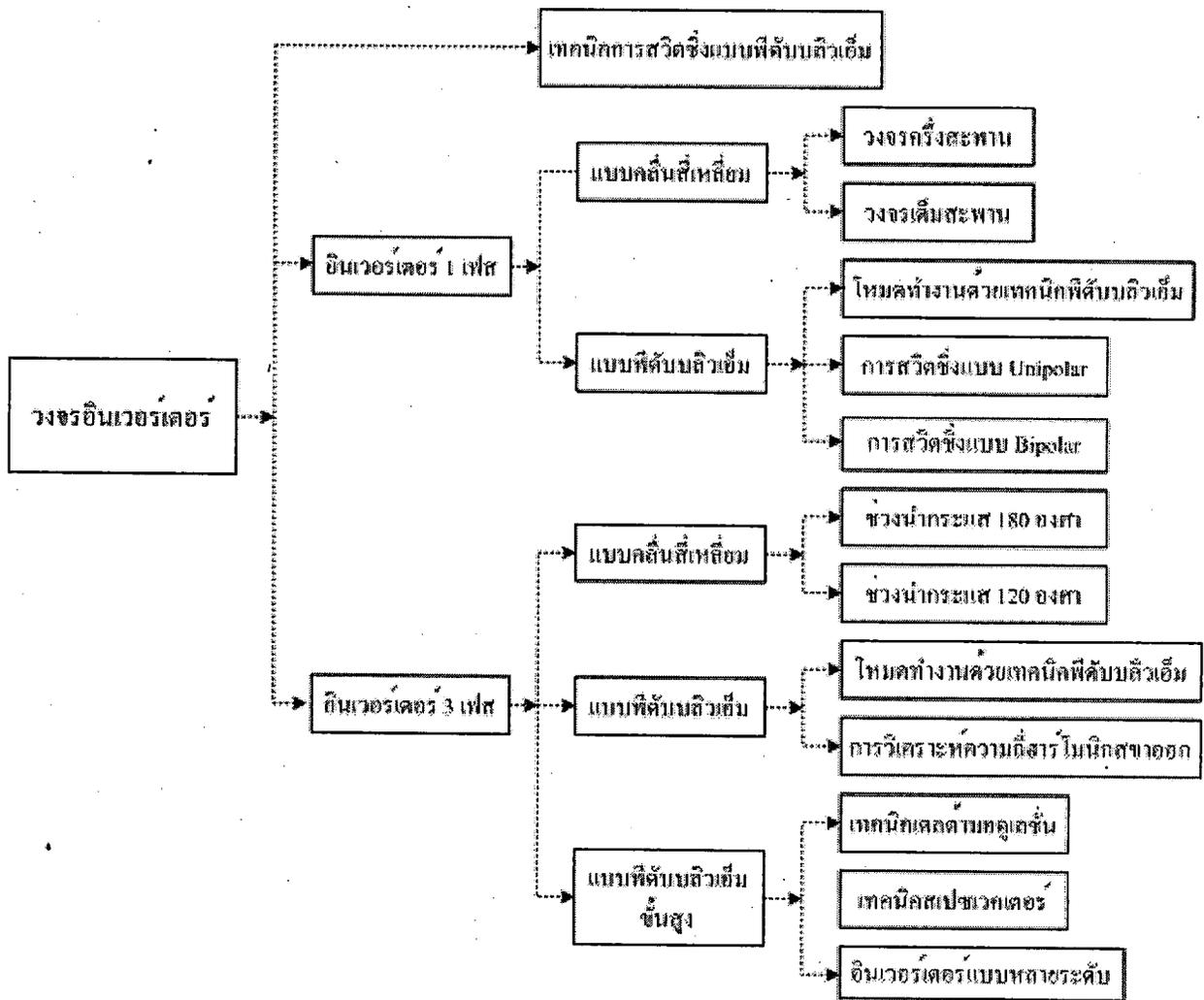
เมื่อ $i_o = \frac{V_o}{R}$ และ $t_{on} = DT$

ทั้งนี้ ค่า L และ C ที่จะใช้จริงในวงจร ควรมีค่าสูงกว่าค่าที่คำนวณได้ โดยเฉพาะ L ที่จะใช้ควรมีค่าสูงกว่า L_{\min} มากกว่า 10 เท่าโดยประมาณ

อย่างไรก็ตาม โครงการนี้ให้ความสนใจในวงจรแปลงแรงดันไฟตรงขณะทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่องเท่านั้น

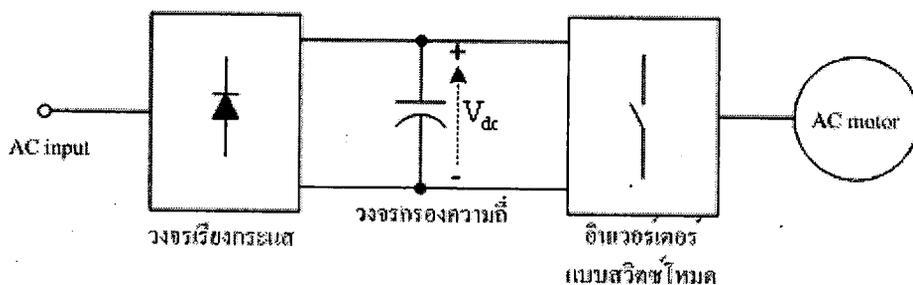
2.4 หลักการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์

อินเวอร์เตอร์เป็นวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าจากแรงดันไฟตรงให้เป็นแรงดันไฟสลับ ที่ขนาดแรงดันและความถี่ตามต้องการ นิยมใช้อย่างแพร่หลายในการควบคุมความเร็วมอเตอร์ไฟสลับในงานอุตสาหกรรมทั่วไปเพื่อให้ประสิทธิภาพการทำงานสูง อินเวอร์เตอร์อุตสาหกรรมแบ่งออกเป็น 2 ชนิดคือ ชนิดใช้เป็นแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้า เช่น UPS เป็นต้น และชนิดใช้กับโหลดมอเตอร์ อินเวอร์เตอร์ที่ดีควรมีสมรรถนะสูง และไม่ก่อให้เกิดปัญหาการบกวนแก่ระบบไฟฟ้า



ภาพที่ 2.24 โครงสร้างการศึกษาวงจรอินเวอร์เตอร์โดยทั่วไป

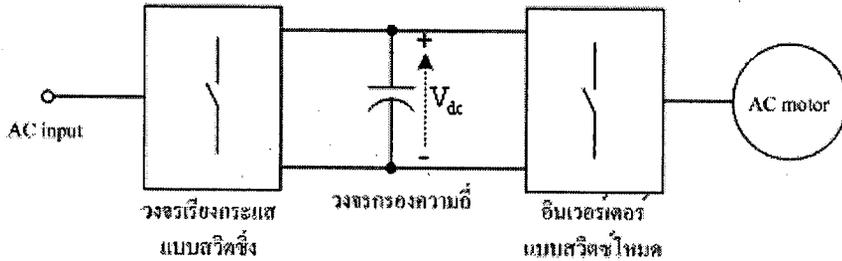
การแปลงผันกำลังไฟฟ้าจากแรงดันไฟตรงเป็นไฟสลับที่ใช้ในงานอุตสาหกรรม โดยทั่วไปต้องการปรับค่าได้ทั้งขนาดแรงดันและความถี่ขาออก ทั้งนี้การส่งผ่านกำลังไฟฟ้าของอินเวอร์เตอร์ระหว่างแหล่งจ่ายกับโหลด ยังแบ่งได้เป็น 2 แบบ



ภาพที่ 2.25 การควบคุมโหลดไฟสลับด้วยสวิตซ์โหมดอินเวอร์เตอร์

แบบแรก เป็นแบบที่ใช้ในการควบคุมโหลดไฟสลับในงานอุตสาหกรรมทั่วไป มีการไหลของกำลังไฟฟ้าจากแหล่งจ่ายไปยังโหลดได้เท่านั้น

แบบที่สอง นิยมใช้ในการควบคุมมอเตอร์ขนาดใหญ่ เมื่อแรงดันขาออกสูงเกินพิกัดจะมีการส่งกำลังไฟฟ้ากลับจากโหลดไปยังแหล่งจ่ายได้

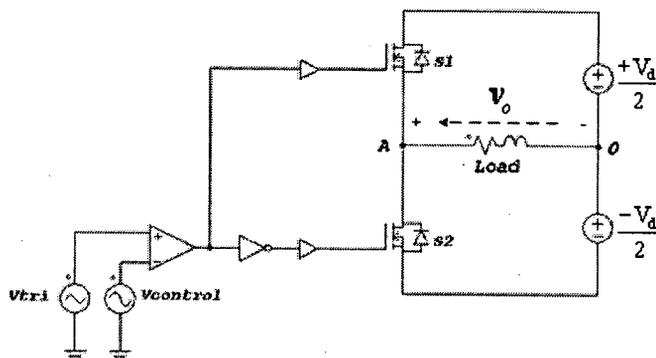


ภาพที่ 2.26 การควบคุมโหลดไฟสลับด้วยสวิตซ์โหมดอินเวอร์เตอร์ที่ควบคุมการไหลของกำลังไฟฟ้า

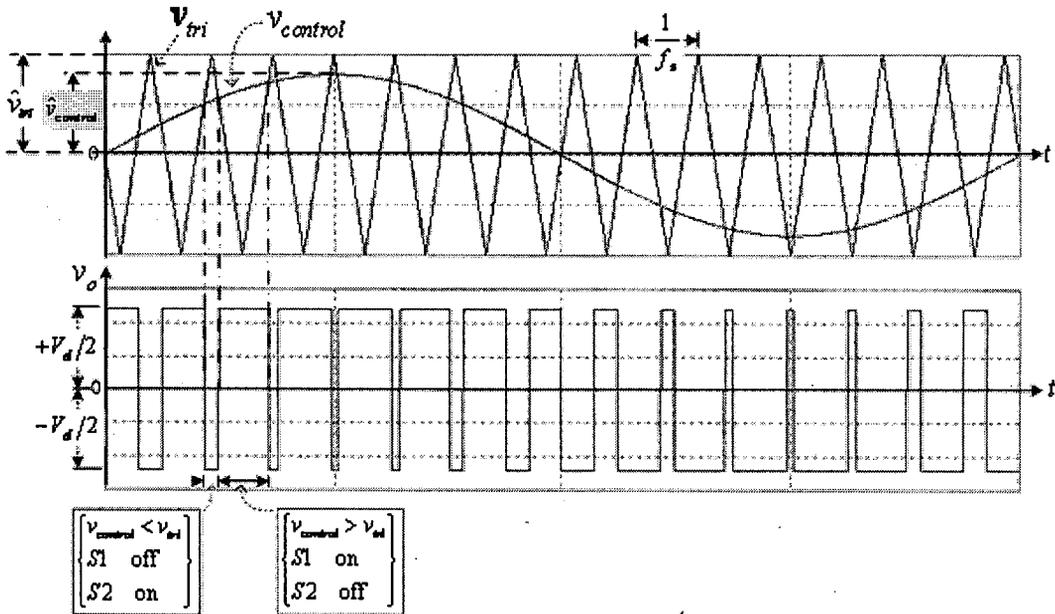
อินเวอร์เตอร์ที่ใช้ในงานอุตสาหกรรมแบ่งออกได้เป็น 2 กลุ่ม คือ อินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน (Voltage Source Inverter: VSI) ซึ่งเหมาะกับงานที่มีกำลังไฟฟ้าไม่สูงมาก และ อินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายกระแส (Current Source Inverter: CSI) ที่เหมาะกับงานที่มีกำลังไฟฟ้าสูง ในโครงการนี้จะมุ่งเน้นไปที่ Voltage Source Inverter ซึ่งยังแบ่งออกได้เป็น 2 ประเภท คือ อินเวอร์เตอร์แบบรูปคลื่นสี่เหลี่ยม (Square Wave Inverter) และอินเวอร์เตอร์แบบพีดับบลิวเอ็ม (PWM Inverter) ทำงานด้วยหลักการมอดูเลตตามความกว้างพัลส์ ซึ่งเป็นที่นิยมใช้ในการควบคุมความเร็วมอเตอร์ไฟสลับ และงานอุตสาหกรรมทั่วไปที่มีพิกัดกำลังไฟฟ้าไม่สูงนัก

2.4.1 หลักการ Sinusoidal Pulse Width Modulation (SPWM)

หลักการมอดูเลตสัญญาณตามความกว้างพัลส์ที่ใช้ในอินเวอร์เตอร์พีดับบลิวเอ็มแบบซายน์ (SPWM Inverter) แสดงดังภาพที่ 2.27 ซึ่งเมื่อนำสัญญาณควบคุมที่ได้ไปควบคุมสวิตซ์ในวงจรในภาพที่ 2.30 ตามจังหวะเวลาที่กำหนดแล้ว จะได้รูปคลื่นแรงดันขาออก (v_o) ดังในภาพที่ 2.28



ภาพที่ 2.27 วงจรจำลอง 1 Phase Half Bridge Inverter



ภาพที่ 2.28 หลักการสร้างสัญญาณ PWM และแรงดันขาออกของอินเวอร์เตอร์ 1 เฟส

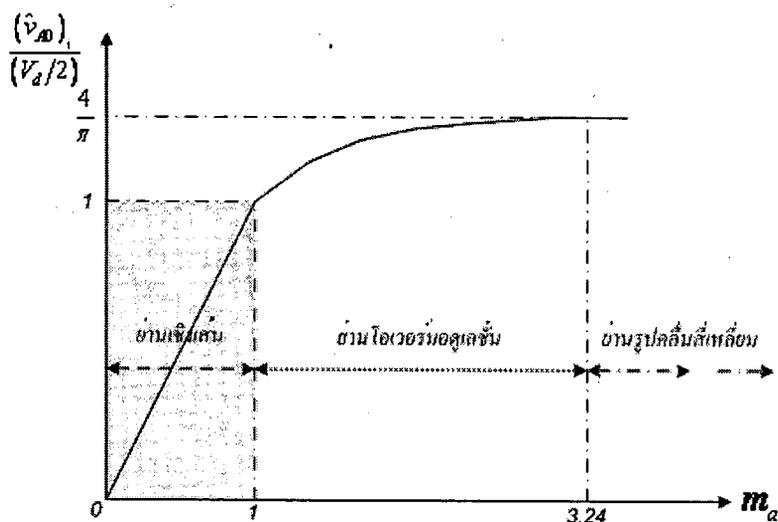
ทั้งนี้จะได้สมการที่สำคัญดังนี้
$$m_a = \frac{\hat{v}_{control}}{\hat{v}_{tri}} \quad \text{และ} \quad m_f = \frac{f_s}{f_1} \quad (2.53)$$

- โดย
- v_{tri} เป็นสัญญาณรูปสามเหลี่ยมซึ่งเป็นตัวกำหนดความถี่สวิตช์
 - \hat{v}_{tri} เป็นค่ายอดคลื่นของสัญญาณรูปสามเหลี่ยม
 - f_s เป็นค่าความถี่สวิตช์ของอินเวอร์เตอร์
 - $v_{control}$ เป็นสัญญาณควบคุมรูปซายน์ ซึ่งเป็นตัวกำหนดขนาดแรงดันและความถี่ขาออก
 - $\hat{v}_{control}$ เป็นค่ายอดคลื่นของสัญญาณควบคุมรูปซายน์
 - f_1 เป็นค่าความถี่หลักมูลขาออกของอินเวอร์เตอร์
 - m_a เป็นค่า Amplitude modulation Ratio
 - m_f เป็นค่า Frequency modulation Ratio

2.4.2 ข้อกำหนดในการสร้างสัญญาณพีดับบลิวทีใช้สำหรับวงจรอินเวอร์เตอร์

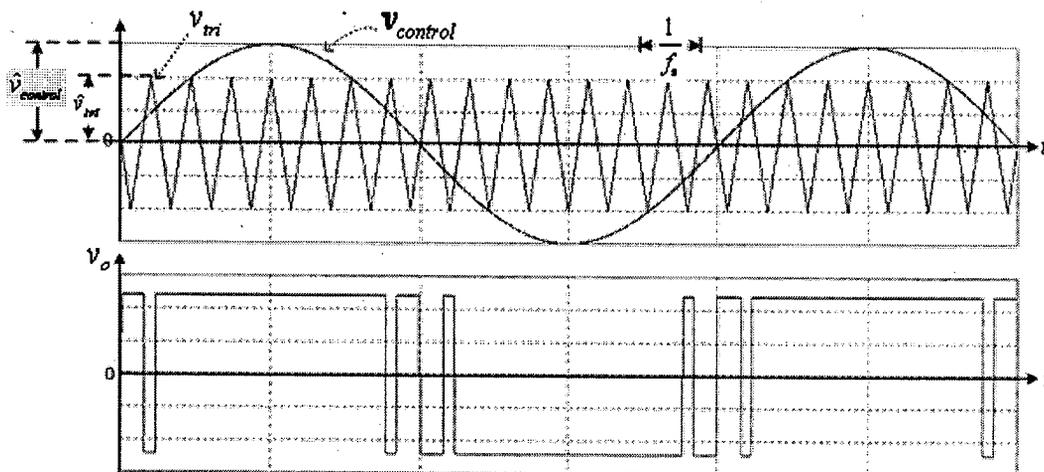
1. m_a ควรอยู่ในย่านเชิงเส้น ($m_a \leq 1$) ซึ่งแรงดันขาออก (ของวงจรภาพที่ 2.28) จะมีรูปคลื่นดังแสดงแล้วในภาพที่ 2.29 และค่าสูงสุดของแรงดันขาออกที่ความถี่หลักมูล (\hat{v}_{A0})₁ จะเท่ากับ

$$(\hat{v}_{A0})_1 = m_a \cdot \left(\frac{V_d}{2} \right) \Big|_{m_a < 1} \quad (2.54)$$



ภาพที่ 2.29 กราฟ $\frac{(v_{A0})_1}{(V_d/2)} = f(m_a)$ ในวงจรอินเวอร์เตอร์ภาพที่ 2.27

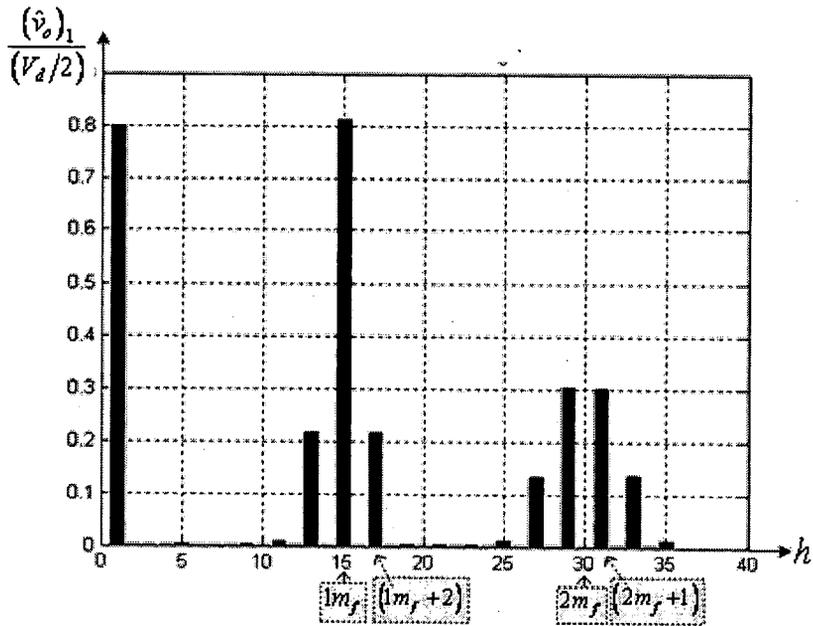
แต่ถ้า $m_a > 1$ แรงดันขาออก จะมีรูปคลื่นดังแสดงในภาพที่ 2.30



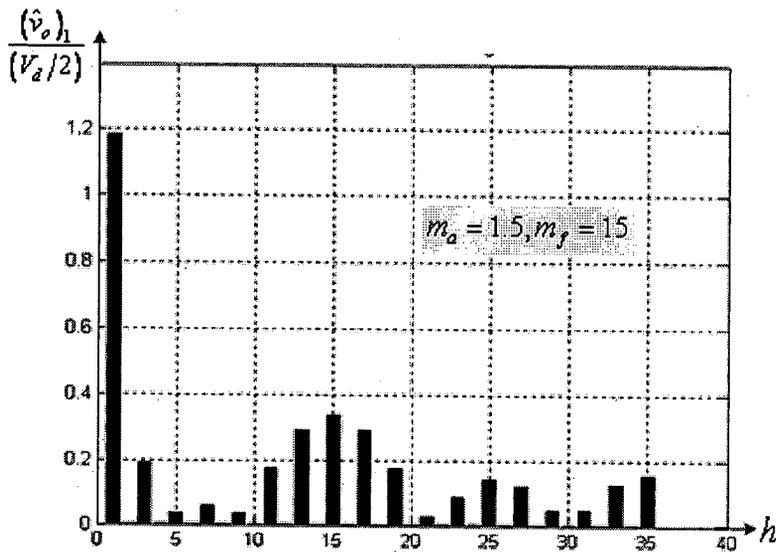
ภาพที่ 2.30 สัญญาณพีดับลิวเอ็มและแรงดันขาออกขณะโอเวอร์มอดูเลชัน ($m_a > 1$)

2. m_f ควรเป็นค่าจำนวนเต็มคี่ และถ้าใช้กับ 3 Phase Inverter, m_f ควรเป็นจำนวนคี่แบบตัวคูณสาม (Triple N number) ด้วย เช่น 3, 9, 15, 21, 27, 33, 39 เป็นต้น

ทั้งนี้ความถี่ฮาร์โมนิกส์ที่เกิดขึ้น จะขึ้นอยู่กับค่า m_f ดังแสดงในภาพที่ 2.31 และภาพที่ 2.32 ในกรณี $m_a \leq 1$ และ $m_a > 1$ ตามลำดับ



ภาพที่ 2.31 ความถี่ฮาร์โมนิกที่แรงดันขาออกของ SPWM Inverter เมื่อ $m_a = 0.8, m_f = 15$



ภาพที่ 2.32 ความถี่ฮาร์โมนิกที่แรงดันขาออกของ SPWM Inverter เมื่อ $m_a = 1.5, m_f = 15$

จะเห็นว่าในกรณี $m_a > 1$ แรงดันขาออกจะมีรูปคลื่นไม่สมมาตรกับรูปคลื่นไซน์ ดังแสดงในภาพที่ 2.30 ทำให้เกิดความถี่ฮาร์โมนิกสูงขึ้นแทบทุกอันดับดังแสดงในภาพที่ 2.32 และถ้า $m_a \geq 3.24$ จะทำให้แรงดันขาออกมีรูปคลื่นเป็น Square wave ได้เช่นกัน

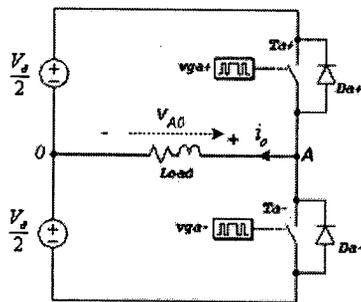
2.4.3 วงจรอินเวอร์เตอร์ 1 เฟส

อินเวอร์เตอร์ 1 เฟสแบ่งออกได้ตามลักษณะรูปคลื่นแรงดันขาออกเป็น อินเวอร์เตอร์แบบรูปคลื่นสี่เหลี่ยม (Square wave Inverter) และแบบพีดับบลิวเอ็ม (PWM Inverter)

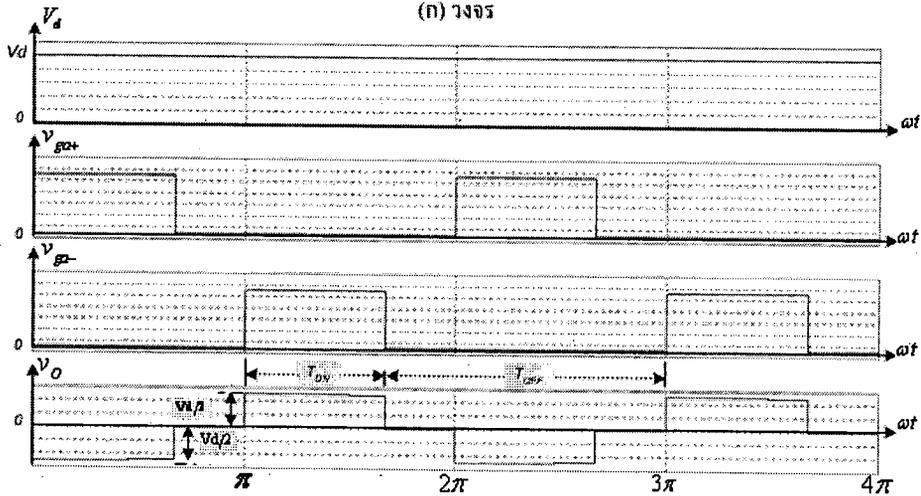
วงจรอินเวอร์เตอร์ 1 เฟสแบบรูปคลื่นสี่เหลี่ยม

อินเวอร์เตอร์ 1 เฟสแบบรูปคลื่นสี่เหลี่ยมแบ่งออกตามลักษณะวงจรได้เป็น 2 แบบดังนี้

1 Phase Half Bridge Square wave Inverter



(ก) วงจร



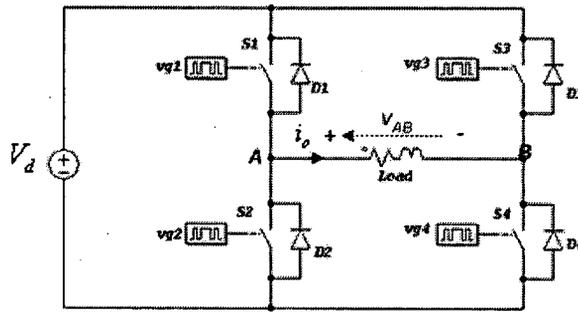
(ข) รูปคลื่นแรงดันขาเข้า แรงดันควบคุม และแรงดันขาออกในวงจร

ภาพที่ 2.33 วงจร Half Bridge Square wave Inverter ชนิด 1 เฟสและรูปคลื่น

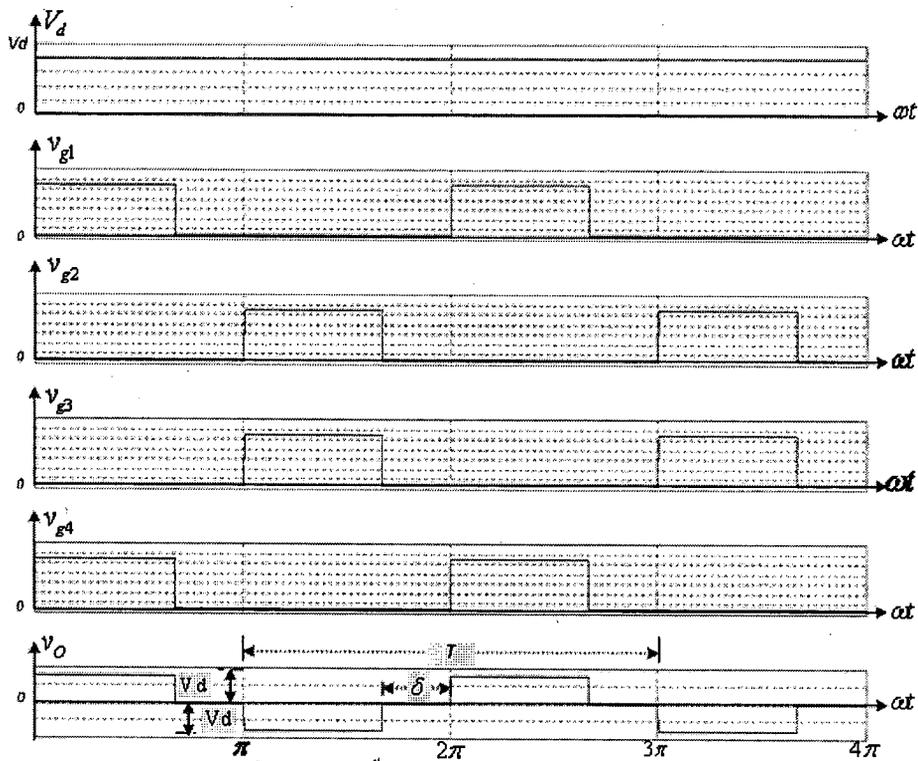
แรงดันอาร์เอ็มเอสขาออก ($V_{o,rms}$) เท่ากับ
$$V_{o,rms} = \sqrt{2D} \cdot \left(\frac{V_d}{2}\right) \quad (2.55)$$

เมื่อ D เป็นค่าอัตราส่วนเวลาชวงนำกระแสของสวิตช์ใน 1 คาบเวลา ($T = T_{ON} + T_{OFF}$)

- 1 Phase Full Bridge Square wave Inverter



(ก) วงจร



(ข) รูปคลื่นแรงดันขาเข้า แรงดันควบคุม และแรงดันขาออกในวงจร

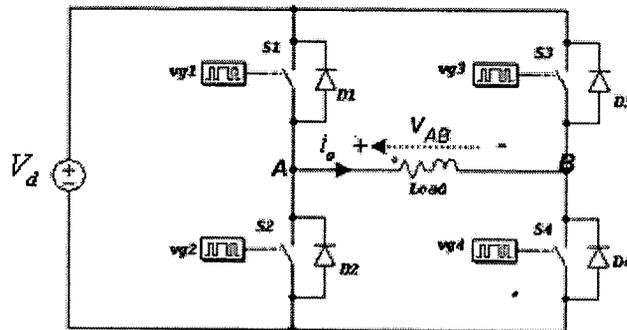
ภาพที่ 2.34 วงจร Full Bridge Square wave Inverter ชนิด 1 เฟสและรูปคลื่น

วงจรพีดับบลิวเอ็มอินเวอร์เตอร์ 1 เฟสรูปคลื่นซายน์

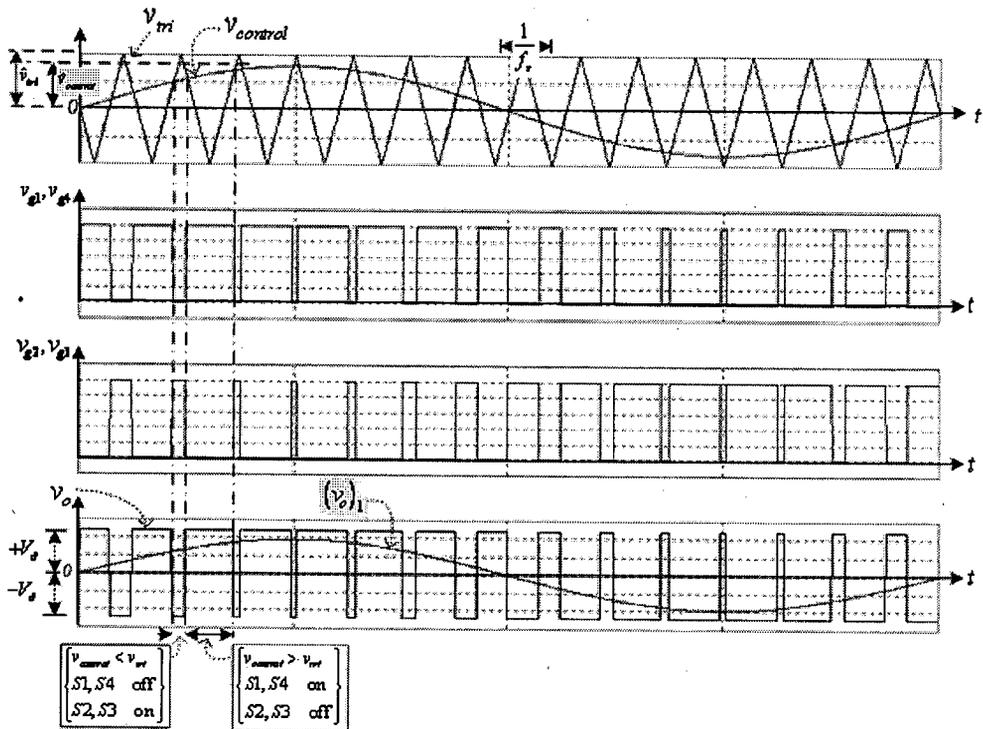
วงจรพีดับบลิวเอ็มอินเวอร์เตอร์ 1 เฟสแบบรูปคลื่นซายน์ (1 Phase Sinusoidal Pulse Width Modulation Inverter) หรือ 1 Phase SPWM Inverter แบ่งออกตามการควบคุมวงจรได้เป็น 2 แบบดังนี้

- 1 phase Bipolar SPWM Inverter

1 Phase SPWM Inverter มีโครงสร้างวงจรแบบ Full Bridge Inverter ดังในภาพที่ 2.36 (ก) ทั้งนี้สัญญาณที่ใช้ในการควบคุมอุปกรณ์สวิตซ์จะต้องเป็นไปตามหลักการ PWM ดังได้กล่าวมาแล้วในหัวข้อที่ 2.4.1



(ก) วงจร



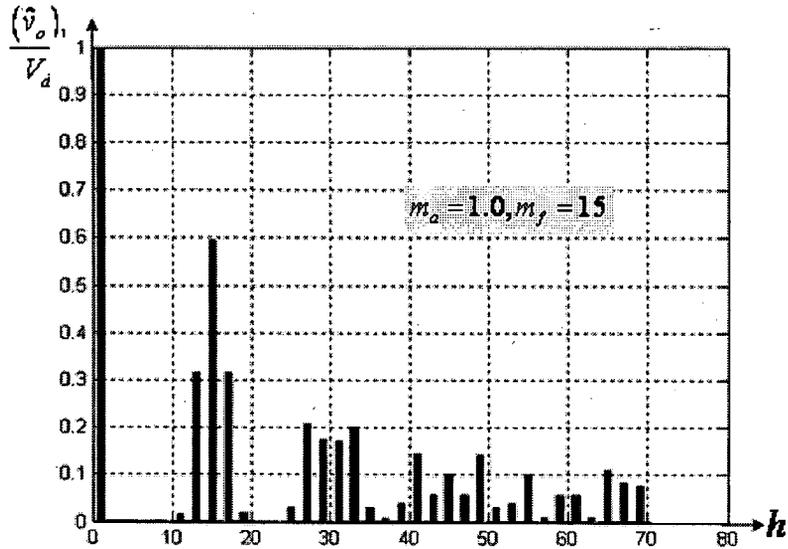
(ข) รูปคลื่นแรงดันขาเข้า แรงดันควบคุม และแรงดันขาออกในวงจร

ภาพที่ 2.35 วงจร 1 Phase Bipolar SPWM Inverter และรูปคลื่น

ค่าแรงดันอาร์เอ็มเอสขาออกที่ความถี่หลักมูลจะเท่ากับ

$$(\hat{v}_o)_1 = m_a \cdot V_d \quad \text{เมื่อ } m_a \leq 1.0 \quad (2.56)$$

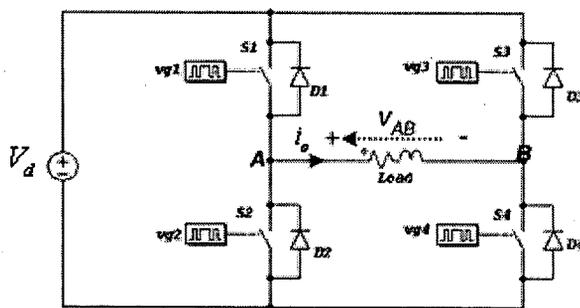
อย่างไรก็ตาม 1 Phase Bipolar SPWM Inverter ขณะทำงานในช่วง $m_a \leq 1.0$ ความถี่ฮาร์โมนิกส์ของแรงดันขาออกที่เกิดขึ้นจะอยู่ที่บริเวณ $1m_f, 2m_f, 3m_f, \dots$ ดัง แสดงในภาพที่ 2.36



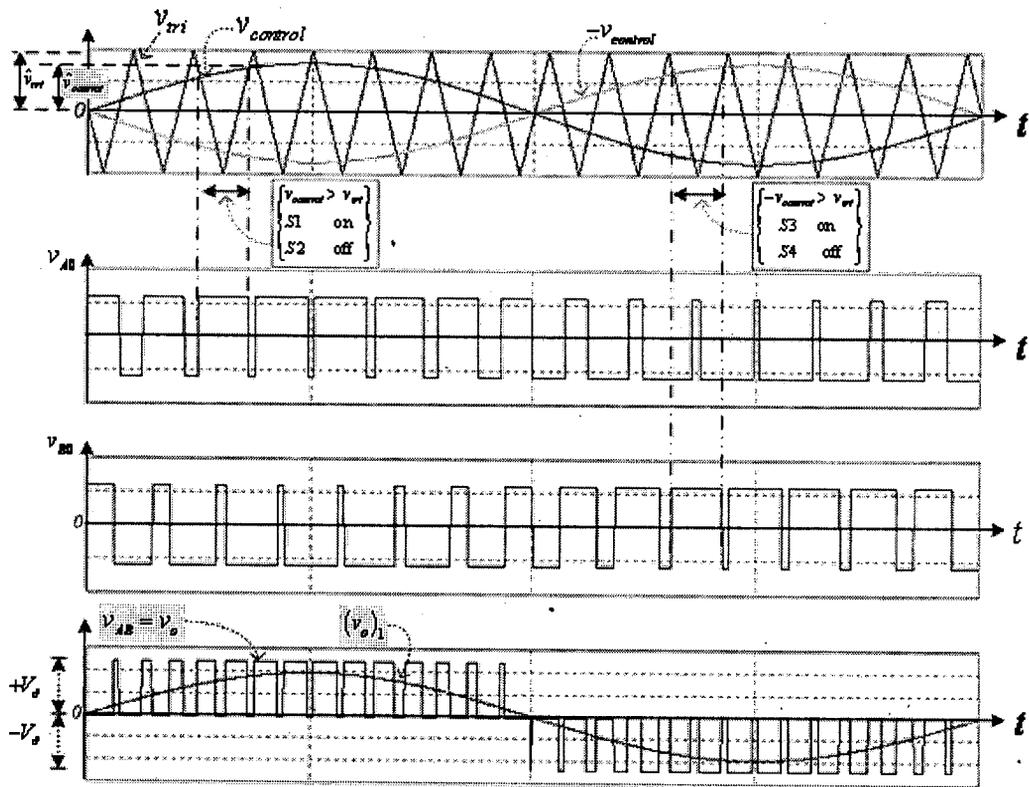
ภาพที่ 2.36 ความถี่ฮาร์โมนิกส์ของแรงดันขาออกของ 1 phase Bipolar SPWM Inverter ที่ $m_a = 1.0, m_f = 15$

- 1 phase Uni-polar SPWM Inverter

1 Phase Uni-polar Inverter ต่างจาก 1 Phase Bi-polar Inverter ที่สัญญาณควบคุมในกิ่งวงจร A จะถูกควบคุมด้วยสัญญาณ $v_{control}$ (ได้จากการเปรียบเทียบสัญญาณ $+v_{sine}$ กับ v_{Tri}) และกิ่งวงจร B จะถูกควบคุมด้วยสัญญาณ $-v_{control}$ (ได้จากการเปรียบเทียบสัญญาณ $+v_{sine}$ กับ v_{Tri}) โดยอุปกรณ์สวิตช์ในกิ่งเดียวกัน เช่น S1 กับ S2 และ S3 กับ S4 จะสลับกันนำกระแสแสดงในภาพที่ 2.37 (ข)



(ก) วงจร



(ข) รูปคลื่นแรงดันเฟสและแรงดันสายไฟขาออกของวงจร

ภาพที่ 2.37 วงจร 1 Phase Uni-polar SPWM Inverter และรูปคลื่น

เงื่อนไขการทำงานของวงจร เป็นดังนี้

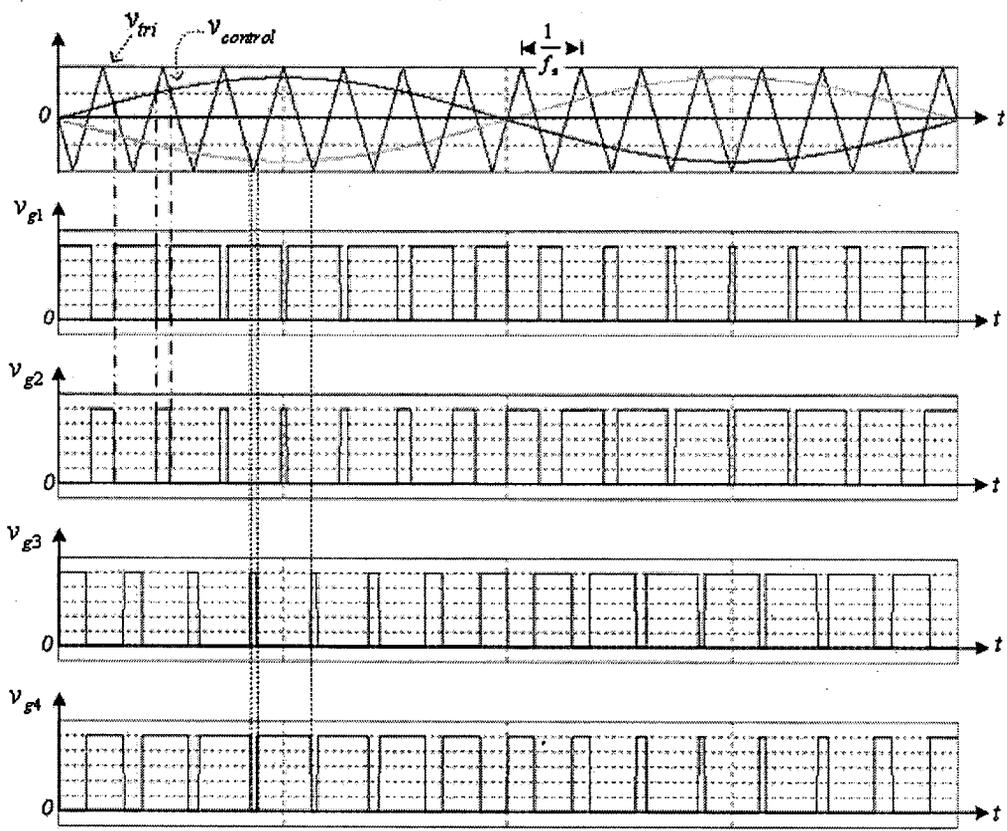
$$v_{control} > v_{tri} \quad S1 \text{ นำกระแส แรงดันขาออก } v_{A0} = +V_d$$

$$v_{control} < v_{tri} \quad S2 \text{ นำกระแส แรงดันขาออก } v_{A0} = 0$$

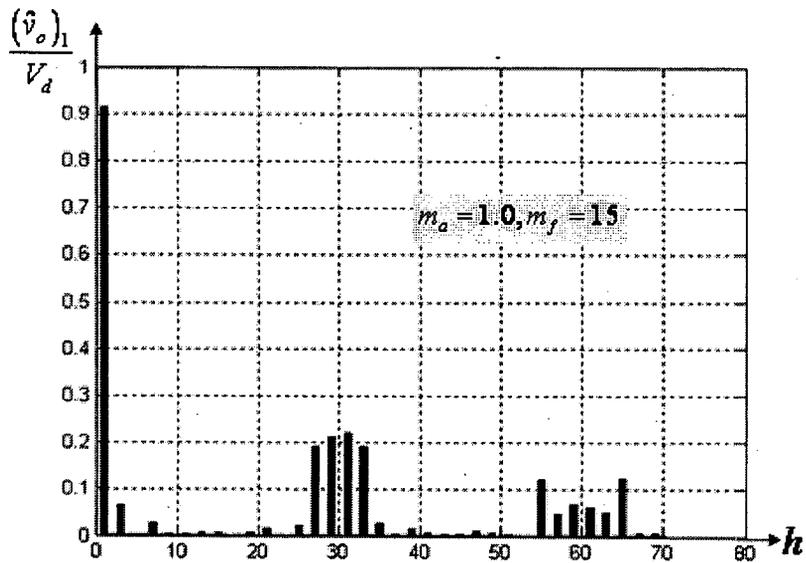
$$-v_{control} > v_{tri} \quad S3 \text{ นำกระแส แรงดันขาออก } v_{A0} = -V_d$$

$$-v_{control} < v_{tri} \quad S4 \text{ นำกระแส แรงดันขาออก } v_{A0} = 0$$

จุดเด่นของ 1 Phase Uni-polar Inverter คือ ความถี่ฮาร์โมนิกส์ของแรงดันขาออกจะเกิดขึ้นที่บริเวณ $2m_f, 4m_f, 6m_f, \dots$ ซึ่งเป็น 2 เท่าของความถี่ฮาร์โมนิกส์ที่เกิดขึ้นใน 1 Phase Bi-polar Inverter ดังแสดงในภาพที่ 2.41 ทำให้วงจรรองความถี่มีขนาดเล็ก และประหยัดการติดตั้งกว่า



ภาพที่ 2.38 รูปคลื่นสัญญาณควบคุมของ 1 phase Uni-Polar PWM Inverter



ภาพที่ 2.39 ความถี่ฮาร์โมนิกส์ของแรงดันขาออกของ 1 phase Un-polar PWM Inverter

ที่ $m_a = 1.0, m_f = 15$

ตารางที่ 2.1 การเปรียบเทียบข้อดี-ข้อเสียของ 1 Phase Bipolar และ 1 Phase Uni-polar Inverter

| หัวข้อที่พิจารณา | แบบไบโพลาร์ | แบบยูนิโพลาร์ |
|--|--|---|
| แรงดันขาออก $(\hat{v}_o)_1$ เมื่อ $m_a \leq 1$ | $(\hat{v}_o)_1 = m_a V_d$ | $(\hat{v}_o)_1 = m_a V_d$ |
| แรงดันขาออก $(\hat{v}_o)_1$ เมื่อ $m_a > 1$ | $V_d < (\hat{v}_o)_1 = \frac{4V_d}{\pi}$ | $V_d < (\hat{v}_o)_1 = \frac{4V_d}{\pi}$ |
| แรงดันขาออก (v_o) | $(+V_d) \Leftrightarrow (-V_d)$ | $(+V_d) \Leftrightarrow 0$ และ $(-V_d) \Leftrightarrow 0$ |
| ความถี่ฮาร์โมนิกที่ข้างเคียง | $1m_f, 2m_f, 3m_f, \dots$ | $2m_f, 4m_f, 6m_f, \dots$ |
| การกรองความถี่สูง | ดี | ดีมาก |
| การสร้างสัญญาณควบคุม | ง่าย | ซับซ้อน |

2.4.4 วงจรอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส

อินเวอร์เตอร์ 3 เฟสเป็นที่นิยมใช้ในงานอุตสาหกรรมทั่วไป แม้กระทั่งในงานที่มีพิกัดกำลังไฟฟ้าสูงๆ วงจรอินเวอร์เตอร์ 3 เฟสแบบ 2 ระดับโดยทั่วไปมีโครงสร้างแสดงดังในภาพที่ 2.42 สัญญาณควบคุมเพื่อนำกระแสให้กับอุปกรณ์สวิตช์แต่ละเฟสจะห่างกัน 120° ไฟฟ้า อินเวอร์เตอร์ 3 เฟสแบ่งออกตามลักษณะรูปคลื่นแรงดันขาออกได้เป็น 2 แบบ ดังนี้

- อินเวอร์เตอร์ 3 เฟสรูปคลื่นสี่เหลี่ยม (3 Phase Square Wave Inverter)
- อินเวอร์เตอร์พีดับลิวิตเอ็ม 3 เฟส (3 Phase PWM Inverter)

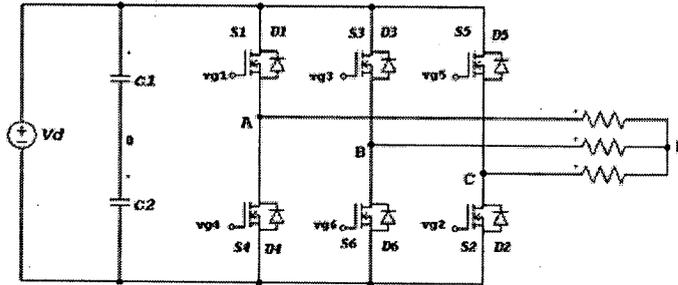
อย่างไรก็ตามอินเวอร์เตอร์พีดับลิวิตเอ็ม 3 เฟส สามารถแบ่งออกได้อีกหลายรูปแบบตามเทคนิคการมอดูเลตสัญญาณ เช่น แบบ Advanced PWM Techniques หรือแม้แต่วงจรอินเวอร์เตอร์แบบหลายระดับ (Multi Level Inverter) เป็นต้น ซึ่งโครงงานนี้เป็นชุดทดสอบสำหรับการเรียนรู้ขั้นพื้นฐาน จึงนำเสนอวงจรอินเวอร์เตอร์พีดับลิวิตเอ็ม 3 เฟส เฉพาะแบบ Sinusoidal Pulse Width Modulation (SPWM) Inverter และแบบ Selected Harmonic Elimination Method (SHEM) Inverter เท่านั้น

วงจรอินเวอร์เตอร์ 3 เฟสรูปคลื่นสี่เหลี่ยม

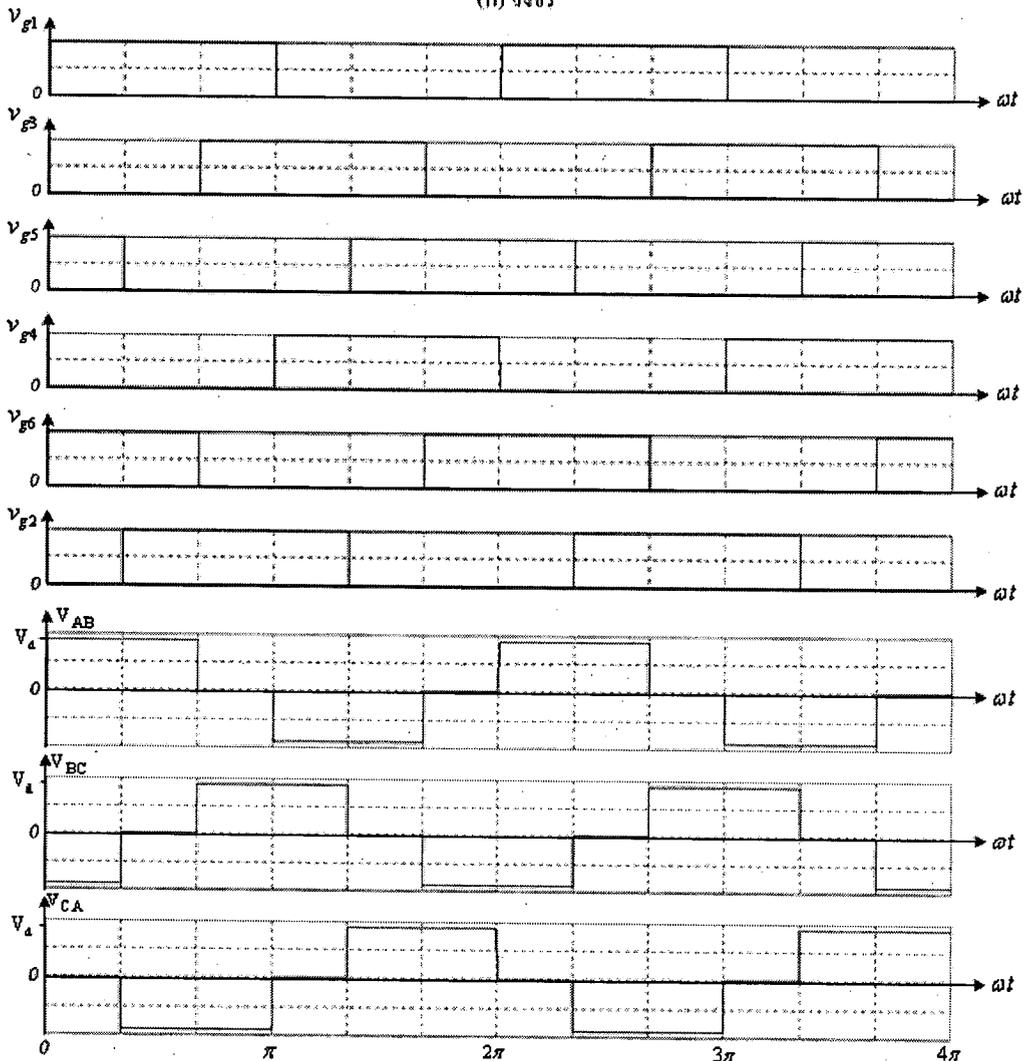
อินเวอร์เตอร์ 3 เฟสแบบรูปคลื่นสี่เหลี่ยม หรือ Fundamental Frequency Modulation (FFM) Inverter แบ่งออกตามจังหวะการควบคุมสวิตช์อิเล็กทรอนิกส์ในวงจรได้ ดังนี้

- แบบ FFM 180° Conduction

อินเวอร์เตอร์ 3 เฟสแบบรูปคลื่นสี่เหลี่ยม หรือ FFM Inverter มีลักษณะวงจรดังภาพที่ 2.40 (ก) อุปกรณ์สวิตช์ในแต่ละเฟสจะถูกนำกระแสห่างกัน 120 องศา โดยสัญญาณควบคุมจะมีรูปคลื่นสี่เหลี่ยมที่ใช้ควบคุมแต่ละสวิตช์ให้นำกระแสช่วงละ 180 องศา



(ก) วงจร

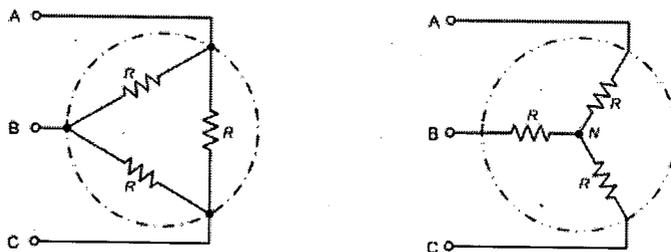


(ข) รูปคลื่นแรงดันสัญญาณควบคุม และแรงดันสายไฟในวงจร

ภาพที่ 2.40 อินเวอร์เตอร์ 3 เฟสแบบรูปคลื่นสี่เหลี่ยมแบบ FFM 180° Inverter

ตารางที่ 2.2 สถานะทำงานของสวิตช์ (Switching states) ในวงจรอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส

| สถานะที่ | S1 | S3 | S5 | S4 | S2 | S6 | สถานะทำงาน | v_{AB} | v_{BC} | v_{CA} |
|----------|----|----|----|----|----|----|------------|----------|----------|----------|
| 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 100 | V_d | 0 | $-V_d$ |
| 2 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 110 | 0 | V_d | $-V_d$ |
| 3 | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | 010 | $-V_d$ | V_d | 0 |
| 4 | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 011 | $-V_d$ | 0 | V_d |
| 5 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 001 | 0 | $-V_d$ | V_d |
| 6 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 101 | V_d | $-V_d$ | 0 |
| 7 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 111 | 0 | 0 | 0 |
| 8 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 000 | 0 | 0 | 0 |



ภาพที่ 2.41 การต่อโหลดแบบ Delta และแบบ Wye

ในกรณีโหลดแบบ Delta แรงดันเฟสจะมีรูปคลื่นเหมือนกับแรงดันสายไฟ (Line Voltage) แต่ถ้าโหลดแบบ Wye รูปคลื่นแรงดันสายไฟจะเป็นความต่างศักย์ระหว่างรูปคลื่นของแรงดันเฟสที่สอดคล้องกัน

หลักการทำงาน พิจารณาเป็น 3 ช่วงจังหวะทำงาน (ช่วงละ 60°) ดังนี้

1. เมื่อ $0 \leq \omega t < (\pi/3)$ สวิตช์ S5, S6 และ S1 นำกระแส

$$v_{AN} = v_{CN} = \frac{V_d}{3}, \quad v_{BN} = \frac{-2V_d}{3}$$

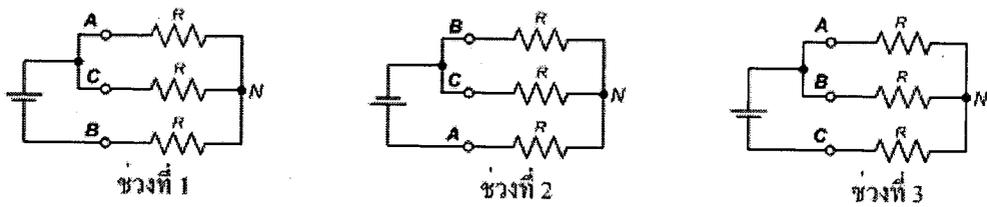
2. เมื่อ $(\pi/3) \leq \omega t < (2\pi/3)$ สวิตช์ S6, S1 และ S2 นำกระแส

$$v_{AN} = \frac{2V_d}{3}, \quad v_{BN} = v_{CN} = \frac{-V_d}{3}$$

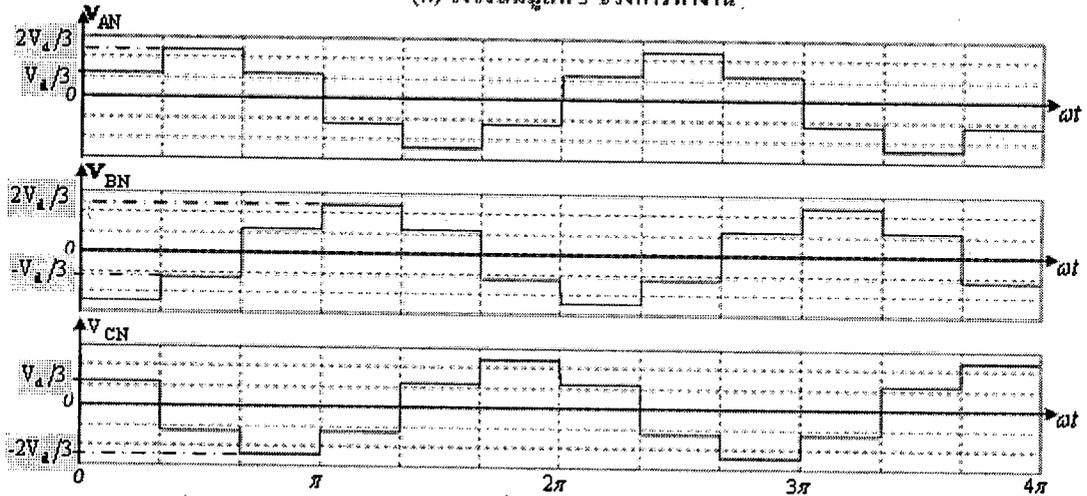
3. เมื่อ $(2\pi/3) \leq \omega t < \pi$ สวิตช์ S1, S2 และ S3 นำกระแส

$$v_{AN} = v_{BN} = \frac{V_d}{3}, \quad v_{CN} = \frac{-2V_d}{3}$$

ซึ่งทำให้ได้รูปคลื่นแรงดันเฟสขาออกดังภาพที่ 2.42 (ข)

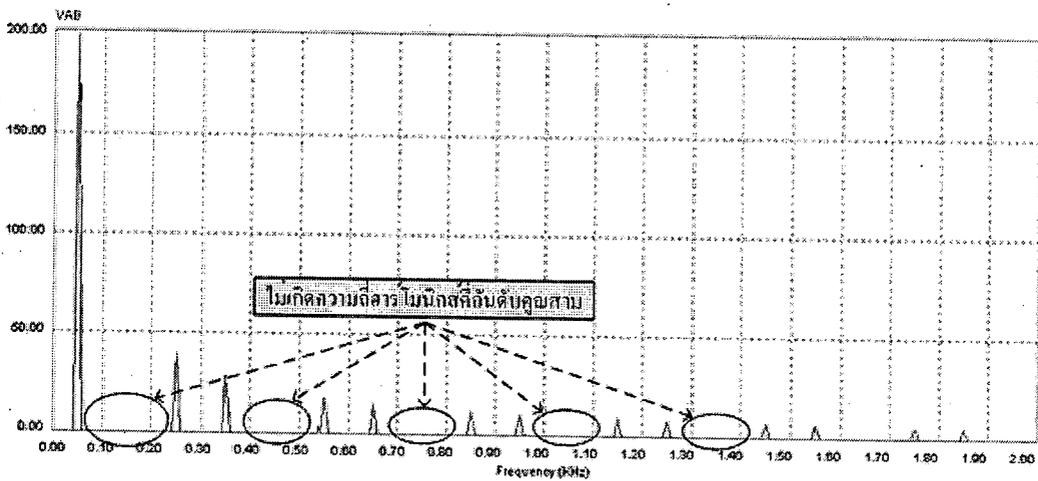


(ก) วงจรสมมูลที่ 3 ช่วงการทำงาน



(ข) รูปคลื่นแรงดันเฟสขาออก

ภาพที่ 2.42 วงจรอินเวอร์เตอร์ 3 เฟสแบบ FFM 180° เมื่อโหลดต่อแบบ Wye



ภาพที่ 2.43 ความถี่ฮาร์โมนิกส์ที่เกิดขึ้นของแรงดันสายไฟขาออกของวงจร FFM 180°

กรณีอินเวอร์เตอร์ 3 เฟสมีโหลดแบบสมดุล ความถี่ฮาร์โมนิกส์เลขคี่ที่มีอันดับคูณสาม (เช่น $n=3, 9, 15, \dots$) ของแรงดันสายไฟที่เกิดขึ้นจะมีค่าเป็นศูนย์ ดังแสดงในภาพที่ 2.43 ซึ่งค่าอาร์เอ็มเอสของแรงดันสายไฟขาออก (ทุกค่าความถี่ฮาร์โมนิกส์ที่ยังปะปนอยู่) จะเท่ากับ

$$V_{Line} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{(2\pi/3)} V_d^2 \cdot d(\omega t)} = 0.8165 \times V_d \quad (2.57)$$

และค่าแรงดันอาร์เอ็มเอสของแรงดันสายไฟที่ฮาร์โมนิกอันดับ n เท่ากับ

$$(V_{Line})_n = \frac{4V_d}{\sqrt{2n\pi}} \sin\left(\frac{n\pi}{3}\right) \quad (2.58)$$

ซึ่งที่ความถี่หลักมูล ($n=1$) ค่าอาร์เอ็มเอสของแรงดันสายไฟ $(V_{Line})_1$ และแรงดันเฟส $(V_{ph})_1$ เท่ากับ

$$(V_{Line})_1 = 0.7797 \times V_d \quad (2.59)$$

$$\text{และ } (V_{ph})_1 = \frac{(V_{Line})_1}{\sqrt{3}} = 0.4714 \times V_d \quad (2.60)$$

- แบบ FFM 120° Conduction

อินเวอร์เตอร์แบบนี้มีโครงสร้างวงจรเหมือนกับแบบ FFM 180° Conduction เพียงแต่อุปกรณ์สวิตช์ในวงจรจะมีช่วงนำกระแสเพียง 120° ทำให้สวิตช์ทำงานครั้งละ 2 ตัว ซึ่งจะเห็นว่าลำดับการนำกระแสของสวิตช์จะแสดงในภาพที่ 2.45

หลักการการทำงาน พิจารณาเป็น 3 ช่วงจังหวะทำงาน (ช่วงละ 60°) ดังนี้

1. เมื่อ $0 \leq \omega t < (\pi/3)$ สวิตช์ $S6$ และ $S1$ นำกระแส

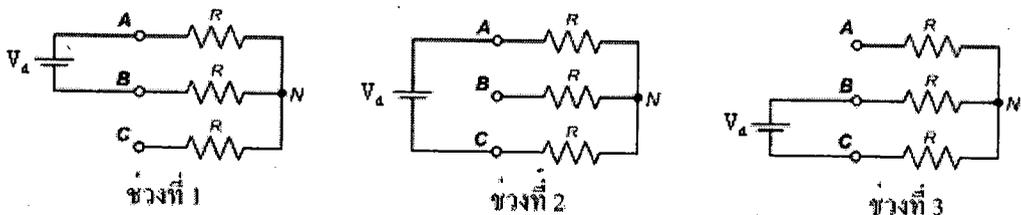
$$v_{AN} = \frac{V_d}{2}, \quad v_{BN} = \frac{-V_d}{2}, \quad v_{CN} = 0$$

2. เมื่อ $(\pi/3) \leq \omega t < (2\pi/3)$ สวิตช์ $S1$ และ $S2$ นำกระแส

$$v_{AN} = \frac{V_d}{2}, \quad v_{BN} = 0, \quad v_{CN} = \frac{-V_d}{2}$$

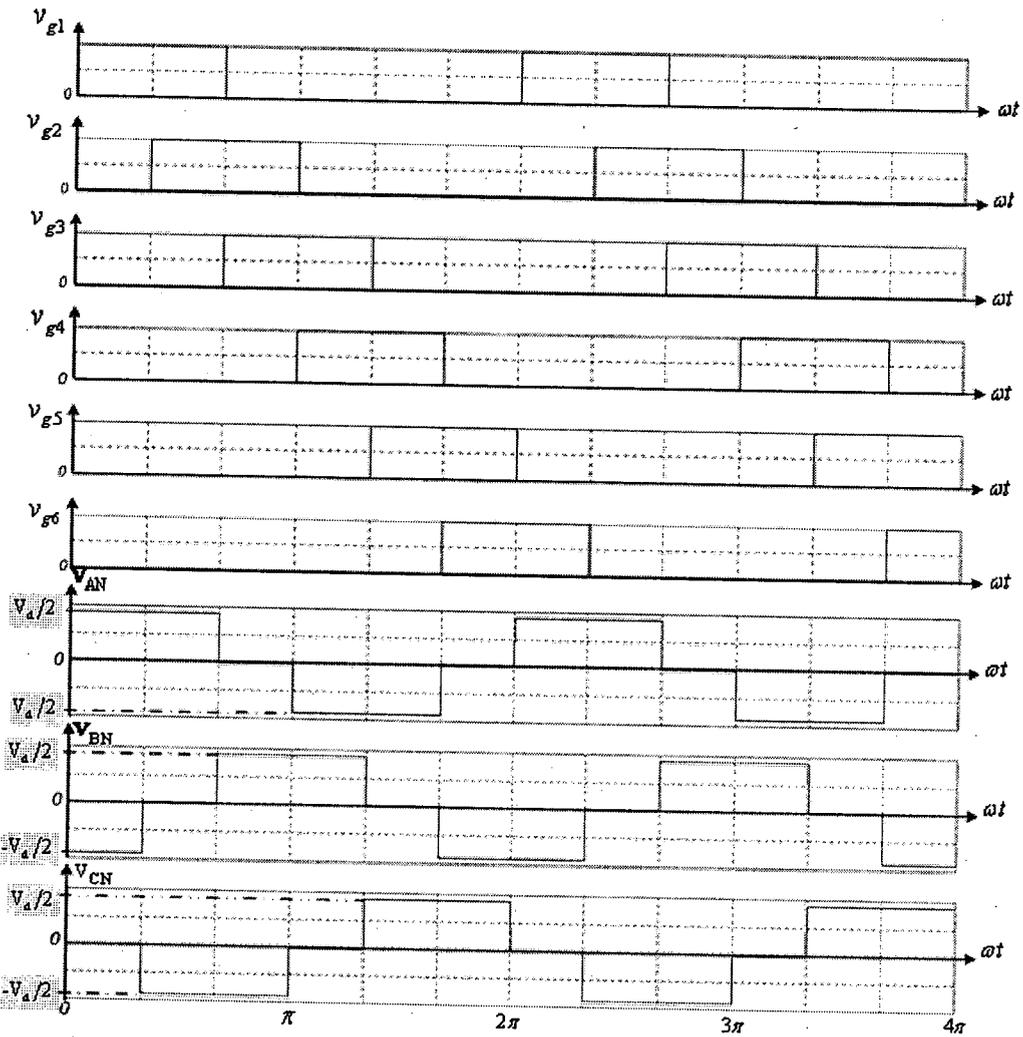
3. เมื่อ $(2\pi/3) \leq \omega t < \pi$ สวิตช์ $S2$ และ $S3$ นำกระแส

$$v_{AN} = 0, \quad v_{BN} = \frac{V_d}{2}, \quad v_{CN} = \frac{-V_d}{2}$$



ภาพที่ 2.44 วงจรสมมูลการทำงานของอินเวอร์เตอร์ 3 เฟสแบบ FFM 120° ขณะโหลดต่อแบบวาย

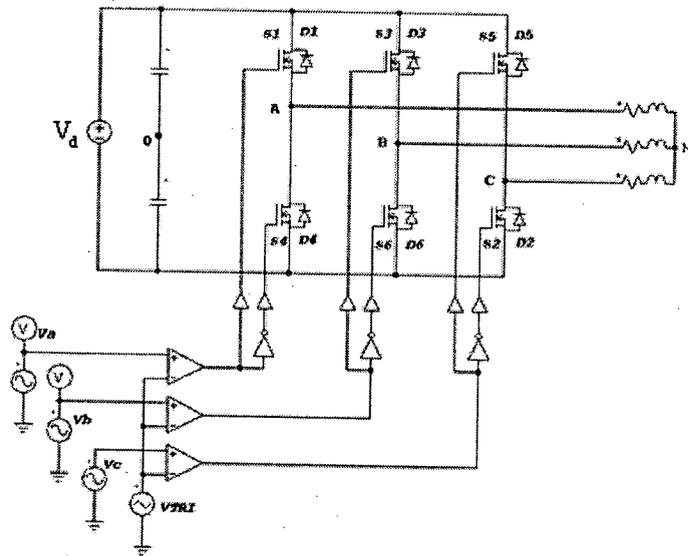
ซึ่งทำให้ได้รูปคลื่นแรงดันเฟสขาออกของวงจรดังแสดงในภาพที่ 2.45



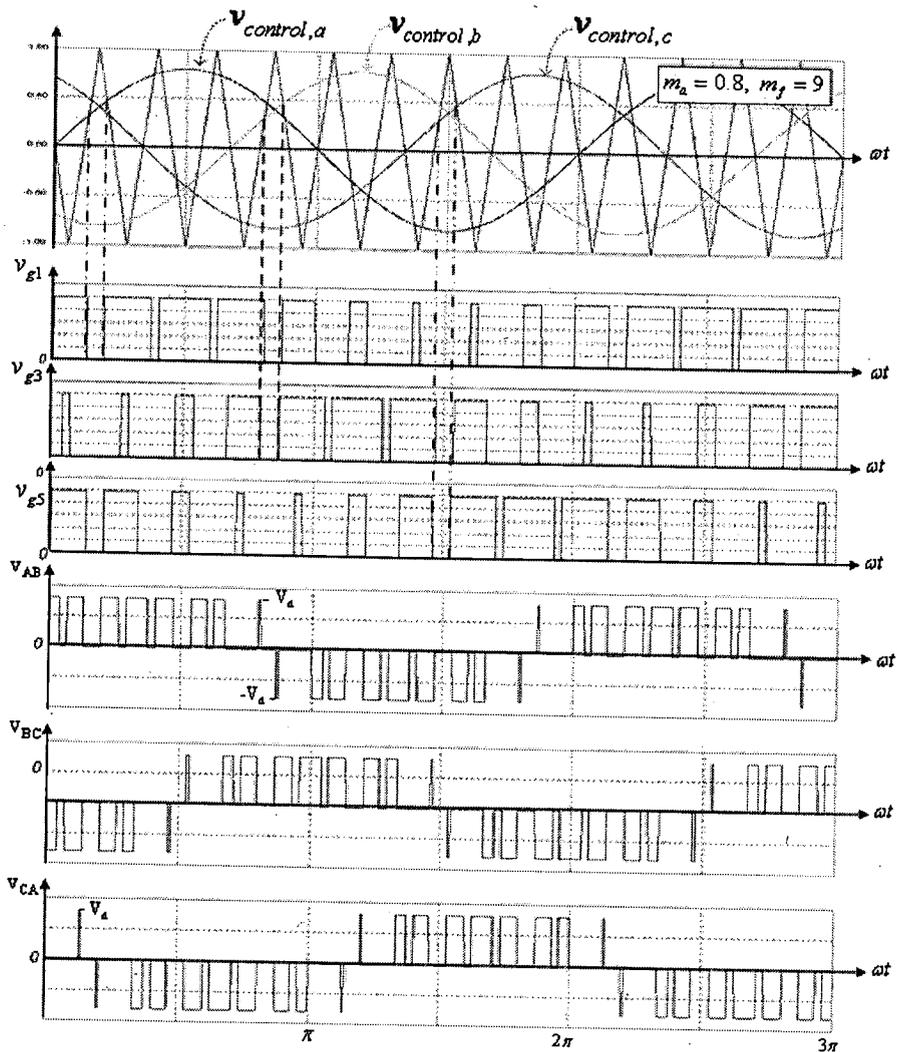
ภาพที่ 2.45 รูปคลื่นของอินเวอร์เตอร์ 3 เฟสแบบรูปคลื่นสี่เหลี่ยมแบบ FFM 120° Inverter

วงจรอินเวอร์เตอร์ที่ดับบลิวเอ็ม 3 เฟสแบบรูปคลื่นซายน์

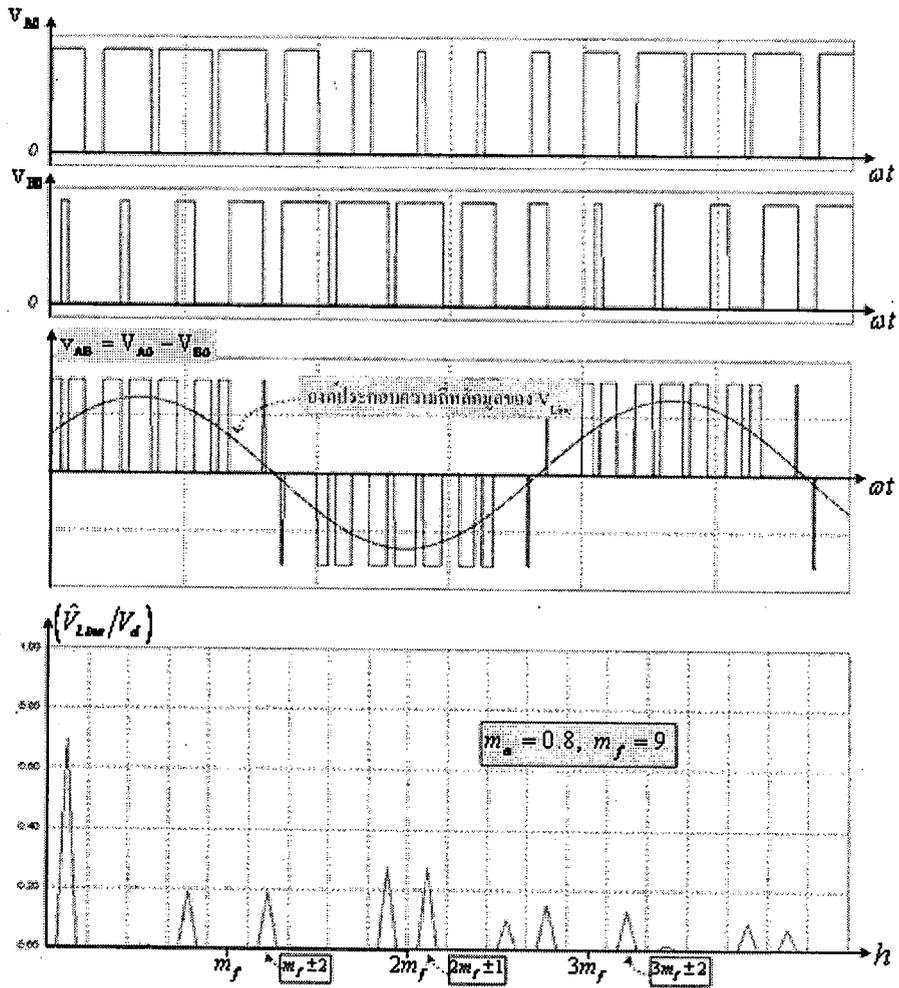
อินเวอร์เตอร์ที่ดับบลิวเอ็ม 3 เฟสแบบรูปคลื่นซายน์ หรือ SPWM Inverter มีโครงสร้างวงจรเช่นเดียวกับวงจรอินเวอร์เตอร์ 3 เฟสแบบรูปคลื่นสี่เหลี่ยม ดังแสดงในวงจรภาพที่ 2.40 (ก) สวิตช์อิเล็กทรอนิกส์ทั้ง 6 ตัวจะได้รับสัญญาณควบคุมแบบ SPWM ซึ่งเกิดจากการเปรียบเทียบสัญญาณสามเหลี่ยม (V_{tri}) กับสัญญาณควบคุม ($V_{control}$) รูปคลื่นซายน์ ดังได้กล่าวมาแล้ว ทั้งนี้จะใช้ $V_{control}$ จำนวน 3 สัญญาณห่างกัน 120° ไฟฟ้าดังแสดงในภาพที่ 2.47 ทั้งนี้สัญญาณ $V_{control}$ จะเป็นตัวกำหนดรูปคลื่นแรงดันสายไฟขาออก แสดงดังในภาพที่ 2.48



ภาพที่ 2.46 วงจรจำลองของ SPWM Inverter



ภาพที่ 2.47 สัญญาณควบคุม (v_{g1}, v_{g3}, v_{g5}) และแรงดันสายไฟขาออกของ 3 Phase SPWM Inverter



ภาพที่ 2.48 แรงดันสายไฟและความถี่ฮาร์โมนิกส์ที่เกิดขึ้นใน 3 Phase SPWM Inverter

ค่าอาร์เอ็มเอสของแรงดันสายไฟขาออกเท่ากับ

$$(\hat{v}_{A0})_1 = m_a \cdot \left(\frac{V_d}{2} \right) \Big|_{m_a \leq 1}$$

หรือ $(V_{Line})_1 = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} (\hat{v}_{A0})_1 = 0.612 \times m_a \times V_d$ (2.61)

2.5 หลักการของไมโครคอนโทรลเลอร์ dsPIC30F2010

dsPIC30F2010 เป็นไมโครคอนโทรลเลอร์ชิปขนาด 16 บิตในตระกูล dsPIC ของบริษัท Microchip Technology Inc. ผู้ผลิตชิปไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล PIC ซึ่งเป็นที่รู้จักกันเป็นอย่างดีแพร่หลายในวงการนักพัฒนาระบบไมโครคอนโทรลเลอร์ ทั้งนี้ทางบริษัท Microchip ได้กำหนดชื่ออย่างเป็นทางการสำหรับไมโครคอนโทรลเลอร์อนุกรมใหม่นี้ว่า Digital Signal Control หรือ DSC ซึ่งหมายความว่า dsPIC เป็นไมโครคอนโทรลเลอร์ที่ออกแบบมาเป็นพิเศษเพื่อประมวลผลสัญญาณดิจิทัล สำหรับระบบควบคุมอัตโนมัติที่มีความสามารถสูง

คุณสมบัติโมดูลฟังก์ชันพิเศษในไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล dsPIC

1. สามารถจ่ายกระแสทางพอร์ตได้ 25 mA. ทั้งแบบซิงก์และแบบซอร์ส
2. ไทเมอร์/เคาน์เตอร์ มีขนาด 16 บิตใช้งานร่วมกันเป็นไทเมอร์ 32 บิต
3. มีโมดูลตรวจจับและเปรียบเทียบสัญญาณดิจิทัล
4. มีส่วนเชื่อมต่ออุปกรณ์อนุกรมทั้งแบบ SPI และผ่านระบบบัสแบบ I^2C
5. มีโมดูลสื่อสารข้อมูลอนุกรม UART พร้อมบัฟเฟอร์แบบ FIFO
6. มีวงจรแปลงสัญญาณอะนาล็อกเป็นดิจิทัล ความละเอียด 10 หรือ 12 บิต
7. มีโมดูลสร้างสัญญาณ PWM สำหรับควบคุมมอเตอร์

2.5.1 หลักการทำงานของ dsPIC30F2010 โดยสังเขป

หน่วยประมวลผลกลาง

หน่วยประมวลผลของ dsPIC30F2010 ใช้คำสั่งที่มีความยาว 1 เวิร์ด ขนาด 24 บิต โดยมีโปรแกรมเคาน์เตอร์ขนาด 23 บิต (ไม่สนใจบิต MSB ซึ่งก็คือบิตที่ 23 และบิต LSB หรือบิต 0 กำหนดเป็น "0" จึงทำให้สามารถติดต่อหน่วยความจำโปรแกรมได้สูงสุด 4 เมกกะเวิร์ด) เพื่อแจ้งแอดเดรสของหน่วยความจำของโปรแกรมที่ส่งเข้าประมวลผล dsPIC30F2010 มีความจุหน่วยความจำโปรแกรมที่ 12 กิโลไบต์ เมื่อมีคำสั่งความยาว 24 บิต จึงบรรจุคำสั่งได้จริง 4 กิโลเวิร์ด

รีจิสเตอร์หลักที่ใช้ในการทำงานคือ รีจิสเตอร์ W (Working Register) ซึ่งใน dsPIC จะแตกต่างจากไมโครคอนโทรลเลอร์ PIC อย่างมาก โดยรีจิสเตอร์ W เป็นโครงสร้างแบบ Array ขนาด 16 บิต ทำให้สามารถรับทั้งข้อมูล ค่าแอดเดรส หรือค่าของรีจิสเตอร์ใดๆ ที่ต้องนำมาประมวลผลได้ โดยใน dsPIC มีรีจิสเตอร์ W ให้ใช้งานถึง 16 ตัว ส่วนใหญ่ใช้ในการประมวลผลหลัก ส่วนอีกตัวหนึ่งคือ รีจิสเตอร์ W15 จะใช้ร่วมกับตัวชี้ Stack ในการทำงานของโปรแกรมย่อยและบริการ Interrupt โดยการ

ตอบสนองการ Interrupt นั้น dsPIC30F2010 มีการจัดสรรพื้นที่ในการเก็บค่า Interrupt Vector ไว้มาก ถึง 54 ตำแหน่ง และยังสามารถกำหนดระดับความสำคัญได้อีก 8 ระดับ

หน่วยความจำ

dsPIC30F2010 มีหน่วยความจำ 4 กิโลไบต์ แอดเดรสอยู่ในช่วง 0x000100 ถึง 0x001FFE สามารถโปรแกรมหรือเขียนข้อมูลลงไปได้ 2 วิธี คือ

1. โดยการใช้โปรแกรมในวงจรแบบอนุกรมหรือ ISCP ผ่านทางขา PGD และ PGC (ขา 17 และขา 18) แล้วป้อนสัญญาณพัลส์แรงดันสูงสำหรับโปรแกรมผ่านเข้ามาทางขา MCLR
2. โปรแกรมตัวเองในขณะที่ทำงาน หรือ RTSP (Run Time Self-Programming)

ทั้งนี้หน่วยความจำข้อมูล (RAM) dsPIC30F2010 ได้จัดสรรออกเป็น 2 ส่วนคือ หน่วยความจำข้อมูล X และหน่วยความจำข้อมูล Y โดยแต่ละส่วนมีขนาด 16 บิต ความจุ 256 ไบต์ รวมเป็น 512 ไบต์ โดยในแต่ละส่วนจะมีตัวกำหนดแอดเดรสแยกออกจากกัน เรียกว่า AGU (Address Generation Unit)

ส่วนหน่วยความจำข้อมูลแบบ EEPROM นั้น dsPIC30F2010 ได้จัดสรรไว้ที่แอดเดรส 0x7FFC00 ถึง 0x7FFFFE มีความจุ 1 กิโลไบต์

ส่วนประมวลผลสัญญาณดิจิทัล (DSP Engine)

นับเป็นส่วนประกอบที่สำคัญอย่างยิ่งของ dsPIC เนื่องจาก dsPIC ได้รับการออกแบบมาให้ทำงานในด้านการประมวลผลสัญญาณดิจิทัลเป็นหลัก ดังนั้นจึงต้องมีการสร้างความสามารถในหน่วยคำนวณทางคณิตศาสตร์และลอจิกอย่างมาก โดยในส่วนประมวลผลสัญญาณดิจิทัลมีหน่วยจัดการคูณเลขขนาด 17x17 บิตความเร็วสูง, หน่วยประมวลผลทางคณิตศาสตร์และลอจิกหรือ ALU ขนาด 40 บิต อีก 2 ตัว และเลื่อนข้อมูล 2 ทิศทางแบบ Barrel (Barrel shifter) ขนาด 40 บิต จึงทำให้สามารถจัดการข้อมูล 16 บิต ได้เสร็จสิ้นภายในสัญญาณนาฬิกาเพียงไซเคิลเดียว

โมดูลฟังก์ชันพิเศษ

dsPIC30F2010 ได้รวมเอาโมดูลสำหรับทำงานเฉพาะทางไว้อย่างมากมาย ไม่ว่าจะเป็นโมดูลแปลงสัญญาณแบบ ADC (Analog/Digital) ความละเอียด 10 บิต โมดูลเชื่อมต่ออุปกรณ์อนุกรม (SPI), โมดูลสื่อสารข้อมูลบนระบบบัส I²C, โมดูลสื่อสารข้อมูลผ่านพอร์ตอนุกรม (UART) ไทเมอร์ขนาด 16 บิตจำนวนถึง 3 ตัว และโมดูลพิเศษอีก 2 โมดูลคือ โมดูลสร้างสัญญาณ PWM เพื่อการควบคุมงานประเภทมอเตอร์ และโมดูลเข้ารหัสแบบ Quadrature โดยสามารถใช้งานร่วมกันได้อย่างสมบูรณ์เพื่อสร้างระบบควบคุมแบบวงปิดประสิทธิภาพสูง

พอร์ตขาเข้าและพอร์ตขาออก

dsPIC30F2010 มีพอร์ตอินพุตและเอาต์พุตให้ใช้งานถึง 5 พอร์ต รวมทั้งหมด 20 ขา ดังนี้

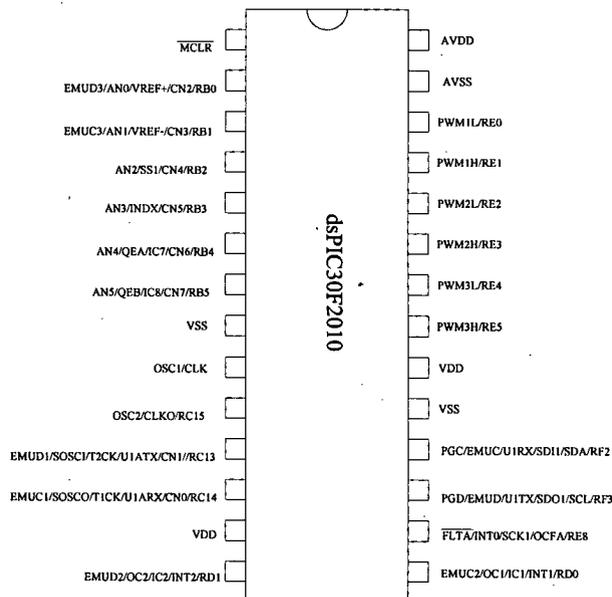
พอร์ต B มี 6 ขา คือขา RB0-RB5 โดยทุกขาสามารถกำหนดให้เป็นพอร์ตอินพุตหรือเอาต์พุตได้ และสามารถขับกระแสทั้งแบบ Sink และ Source ได้สูงถึง 25mA. [3]

พอร์ต C มี 3 ขา คือ ขา RC13-RC15

พอร์ต D มี 2 ขา คือ ขา RD0 และ RD1

พอร์ต E มี 7 ขา คือ ขา RE0-RE5 และ RE8

พอร์ต F มี 2 ขา คือ ขา RF2 และ RF3



ภาพที่ 2.49 ลักษณะ โครงสร้างภายนอกของ ไอซี dsPIC30F2010

2.6 งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

โครงการนี้มุ่งเน้นการศึกษาการทำงานของวงจรแปลงผันรูปแบบต่างๆ ซึ่งสามารถควบคุมได้ด้วยบอร์ดประมวลผลสัญญาณดิจิทัล ซึ่งเป็นอุปกรณ์ประเภทสมองกลฝังตัวชนิดหนึ่ง ทั้งนี้ข้อมูลด้านอิเล็กทรอนิกส์กำลังและการแปลงผันกำลังไฟฟ้าสามารถหาได้โดยทั่วไป เช่น หนังสือ “วงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลัง” ของ รศ. ดร. วีระเชษฐ์ ชันเงิน [1] หนังสือ “Power Electronics: Circuit, Devices and Applications” ของ Mohamad H Rashid [2] ส่วนการออกแบบวงจรควบคุมสวิตซ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังและการเลือกใช้อุปกรณ์ก็สามารถหาได้จากหนังสือบางเล่มเช่น “Power Electronics : Converters, Applications and Designs” ของ N. Mohan, T. Undeland และ W. Robbins [3] และ หนังสือ “หลักการออกแบบสวิตซ์ซึ่งเพาเวอร์ซัพพลาย” ของ สุวัฒน์ ดัน [5] เป็นต้น ส่วนการประยุกต์ใช้งานบอร์ดประมวลผลสัญญาณดิจิทัลตระกูล dsPIC สามารถหาข้อมูลได้โดยตรงจากเว็บไซต์: <http://www.microchip.com> ของบริษัท Microchip corp. ซึ่งเป็นผู้ผลิต DSP Board ตระกูล dsPIC30Fxx และ dsPIC33Fxx เป็นต้น

นอกจากนี้ ทางคณะผู้วิจัยยังพบว่า ศูนย์วิจัย MNPERE ในมหาวิทยาลัย Minnesota , USA โดย Professor Ned Mohan ได้ออกแบบและสร้างชุดทดลองปฏิบัติการอิเล็กทรอนิกส์กำลังโดยการควบคุมแบบเวลาจริง (Real Time) โดยการประยุกต์ใช้ DSP Board สำเร็จรูป รุ่น dSPACE 1104 ขึ้นเช่นกัน พร้อมทั้งผลิตหนังสือขึ้นมาประกอบการสอน [4] ควบคู่ไปด้วย ซึ่งเป็นความคิดที่ดีมาก แต่ทว่าบอร์ดประมวลผลสัญญาณ dSPACE1104 ที่ใช้ในชุดปฏิบัติการ เป็นผลิตภัณฑ์สำเร็จรูปของบริษัท dSPACE GmbH. ซึ่งราคาสูงมาก และยังไม่เหมาะสมกับการเรียนรู้ของนักศึกษาระดับปริญญาตรี เนื่องจากนักศึกษาไม่สามารถเข้าใจโครงสร้างพื้นฐานของวงจรสร้างสัญญาณด้วยบอร์ดประมวลผลสัญญาณอย่างแท้จริง และไม่สามารถสร้างวงจรด้วย DSP Chip ขึ้นเองได้ ดังนั้นการประยุกต์ใช้ DSP Board ของ dsPIC ที่มีราคาถูก และสามารถหาซื้อได้ภายในประเทศ เพื่อใช้ในการควบคุมงานอิเล็กทรอนิกส์กำลัง จึงนับว่าเหมาะสมต่อการนำมาออกแบบและสร้างเป็นชุดเรียนรู้ที่เหมาะสมสำหรับนักศึกษาวิศวกรรมศาสตร์ที่เน้นเรียนรู้ทักษะในเชิงปฏิบัติเป็นอย่างยิ่ง