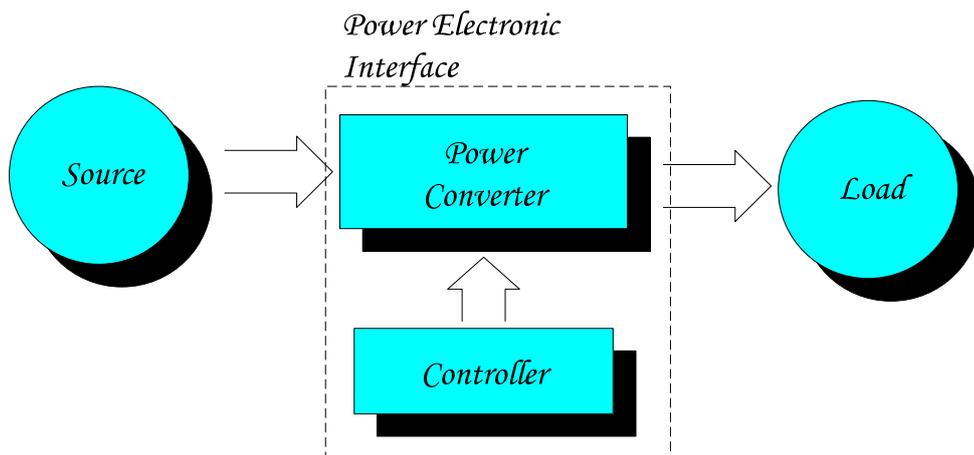


บทที่ 2

ทฤษฎีและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

2.1 บทนำ

ทฤษฎีและหลักการต่างๆที่จะกล่าวถึงต่อไปนี้เป็นส่วนหนึ่งในการออกแบบและสร้างวงจรในโครงการ ซึ่งชุดควบคุมระบบอิเล็กทรอนิกส์กำลังด้วยบอร์ดประมวลผลสัญญาณดิจิทัลนี้ได้จัดทำเพื่อใช้ศึกษาหลักการและวิธีการทำงานของระบบอิเล็กทรอนิกส์กำลังเพื่อจะนำไปประยุกต์ใช้ในงานอุตสาหกรรมทั่วไป โดยเฉพาะด้านพลังงานทดแทนซึ่งเป็นหัวข้อที่สนใจอยู่ในปัจจุบัน การเชื่อมโยงระหว่างส่วนต่างๆ ของระบบอิเล็กทรอนิกส์กำลังแสดงดังภาพที่ 2.1

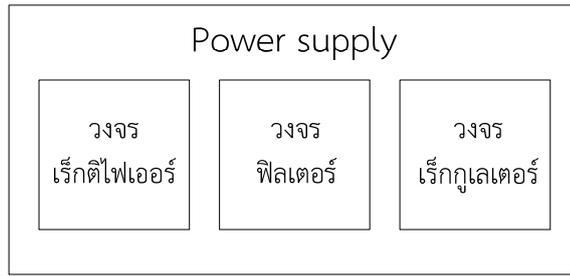


ภาพที่ 2.1 ใ้ดอะแกรมการเชื่อมโยงของระบบอิเล็กทรอนิกส์กำลัง

2.2 หลักการวงจรเรียงกระแสแบบแรงดันคงที่

วงจร Power Supply โดยทั่วไปแสดงเป็น Block diagram ได้ดังภาพที่ 2.2 ซึ่งจะประกอบด้วย 3 ส่วนหลักดังนี้

1. วงจรเรียงกระแส (Rectifier Circuit)
2. วงจรกรองความถี่ (Filter Circuit)
3. วงจรคุมค่าแรงดัน (Voltage Regulator Circuit)



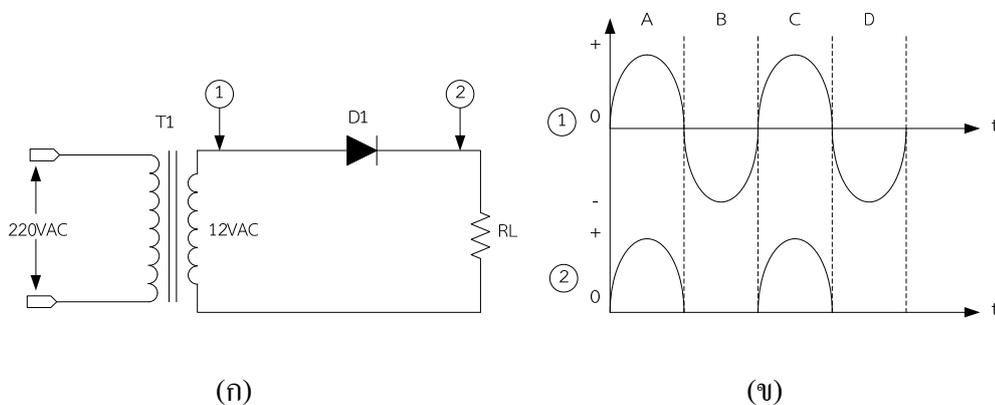
ภาพที่ 2.2 บล็อกไดอะแกรมของระบบแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้า

2.2.1. วงจรเรียงกระแส (Rectifier Circuit)

วงจรเรียงกระแสหรือวงจร Rectifier แบ่งออกเป็น 2 แบบตามลักษณะรูปคลื่นขาออกคือ

1. วงจรเรียงกระแสแบบครึ่งคลื่น (Half Wave Rectifier)

เป็นวงจรที่แปลงแรงดันไฟสลับเป็นแรงดันไฟตรง โดยมีรูปคลื่นแรงดันขาออกเป็นสัญญาณขาออกเพียงซีกใดซีกหนึ่งเท่านั้น วงจรเรียงกระแสชนิดนี้จึงใช้ไดโอดต่ออยู่ในวงจรเพียงตัวเดียว แสดงดังในภาพที่ 2.3 (ก) รูปคลื่นแรงดันขาออกจะมีลักษณะดังแสดงในภาพที่ 2.3 (ข) ทั้งนี้วงจรอาจใช้หม้อแปลงไฟฟ้าในการลดหรือเพิ่มระดับแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับขาออก เพื่อลดหรือเพิ่มขนาดขดคลื่นแรงดันขาออกได้ตามต้องการ



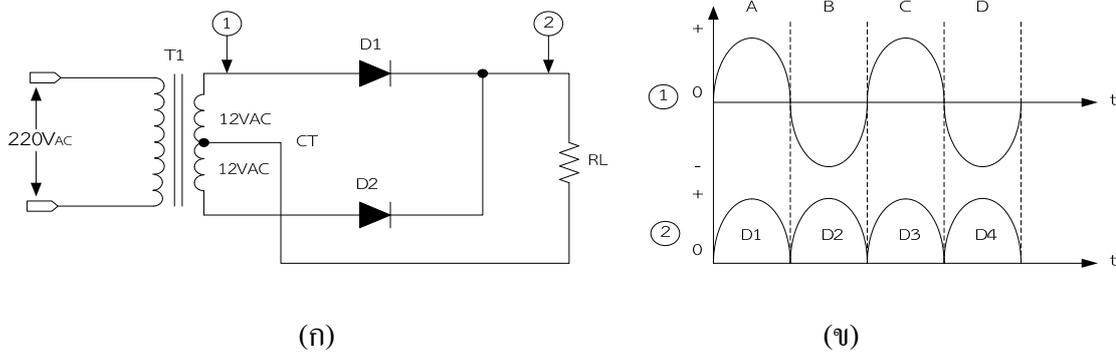
ภาพที่ 2.3 วงจรเรียงกระแสแบบครึ่งคลื่น

2. วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น (Full Wave Rectifier)

วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นสามารถแปลงแรงดันไฟสลับเป็นแรงดันไฟตรง โดยมีรูปคลื่นแรงดันขาออกมีลักษณะเป็นสัญญาณขาออกซีกบวก (หรือซีกลบก็ได้) จำนวน 2 คลื่นใน 1 Cycle ดังแสดงในภาพที่ 2.4 (ข) หรือภาพที่ 2.5 (ข) วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นนี้มี 2 ลักษณะโครงสร้าง

วงจร คือแบบที่ใช้ Center-tap Transformer และแบบวงจร Bridge ดังแสดงในภาพที่ 2.4 (ก) และภาพที่ 2.5 (ก) ตามลำดับ

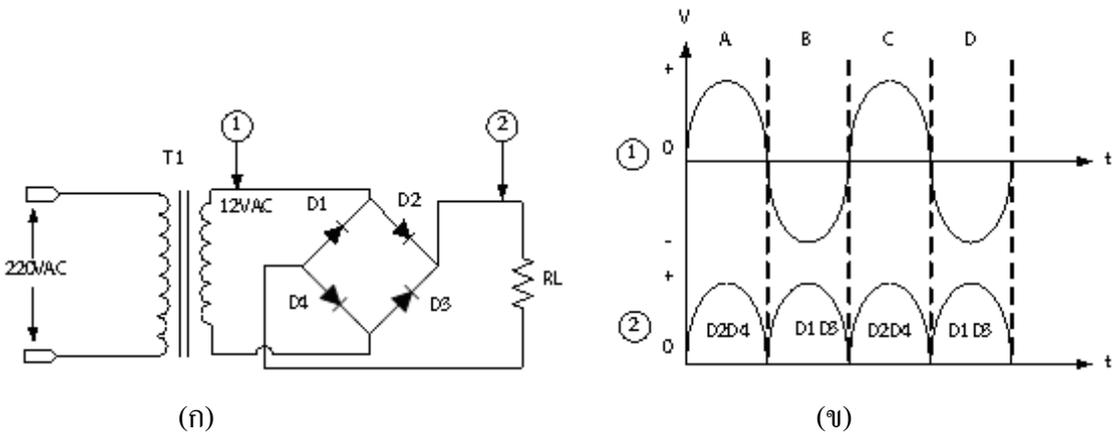
วงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นแบบที่ใช้ Center tap transformer



ภาพที่ 2.4 วงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นแบบใช้ Center tap transformer

จากภาพที่ 2.4 จะเห็นว่าในช่วงเวลา A ขั้ว ① มีศักย์เป็นบวกทำให้กระแสสามารถไหลผ่านไดโอด D1 ไปยังโหลด ครบวงจรที่ Center Tap ของหม้อแปลงได้ ส่วนในช่วงเวลา B ขั้ว ① มีศักย์เป็นลบ (ขั้วตรงข้ามจะมีศักย์เป็นบวกแทน) ทำให้กระแสสามารถไหลผ่านไดโอด D2 ไปยังโหลด ครบวงจรที่ Center Tap ของหม้อแปลงได้อีกเช่นกัน ซึ่งจะเห็นว่าขั้ว ② ซึ่งเป็นขั้วของโหลดจะมีศักย์เป็นบวกเสมอ และจึงมีรูปคลื่นแรงดันขาออกดังภาพที่ 2.4 (ข)

วงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นแบบวงจร Bridge



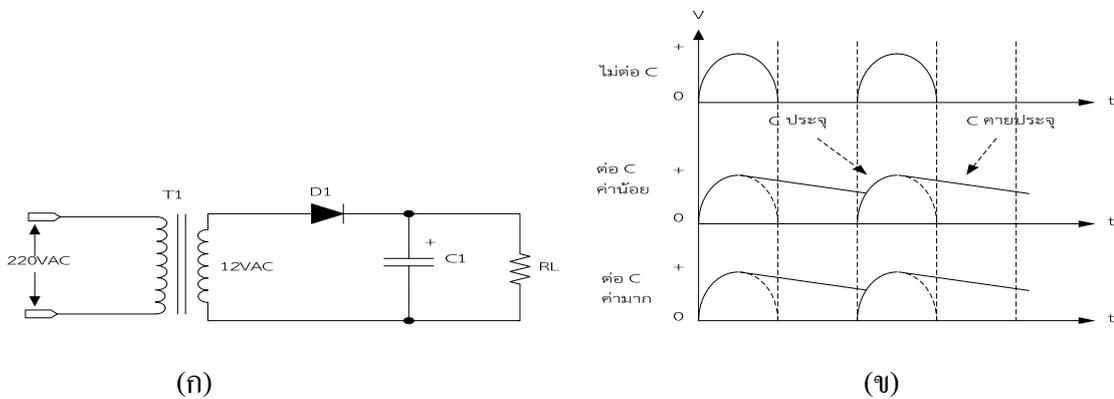
ภาพที่ 2.5 วงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นแบบวงจร Bridge

จากภาพที่ 2.5 จะเห็นว่าในช่วงเวลา A ขั้ว ① มีศักย์เป็นบวกทำให้กระแสสามารถไหลผ่านไดโอด D2 ผ่านขั้ว ② ไปยังโหลด และไหลผ่าน D4 ครบวงจรที่ขั้วกลางของหม้อแปลง (ตรงข้ามกับขั้ว ①) และในขณะช่วงเวลา B ขั้ว ① จะมีศักย์เป็นลบ (ขั้วกลางของหม้อแปลงจะมีศักย์เป็นบวกแทน)

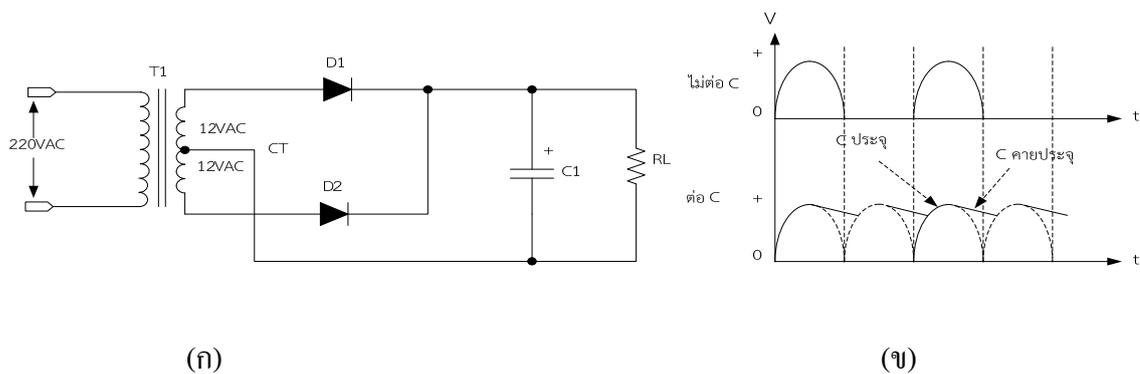
ทำให้กระแสสามารถไหลผ่านไดโอด D3 ผ่านขั้ว ② ไปยังโหลด ครอบคลุมวงจรที่ ขั้วบน (ขั้ว ① ของหม้อแปลง) อีกเช่นกัน ซึ่งจะเห็นว่าขั้ว ② ซึ่งเป็นขั้วของโหลดจะมีศักย์เป็นบวกเสมอ และจะมีรูปคลื่นแรงดันขาออกดังภาพที่ 2.5 (ข)

2.2.2 วงจรกรองความถี่ (Filter Circuit)

วงจรกรองความถี่ที่นิยมใช้ในวงจรแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าเป็นแบบใช้ตัวเก็บประจุตัวเดียว หรือเรียกว่าแบบ Capacitor Filter โดยตัวเก็บประจูด่อนานกับโหลด R_L ดังภาพที่ 2.6 (ก) และภาพที่ 2.7 (ก) เพื่อทำหน้าที่เก็บประจุขณะมีแรงดันตกคร่อมและคายประจุขณะไม่มีแรงดันตกคร่อม ซึ่งจะเห็นได้ว่าแรงดันตกคร่อมโหลดมีความเรียบเป็นไฟตรงมากขึ้นดัง แสดงในภาพที่ 2.6 (ข) และภาพที่ 2.7 (ข)



ภาพที่ 2.6 วงจรแหล่งจ่ายแรงดันไฟตรงชนิดครึ่งคลื่นขณะใช้วงจร Capacitor Filter



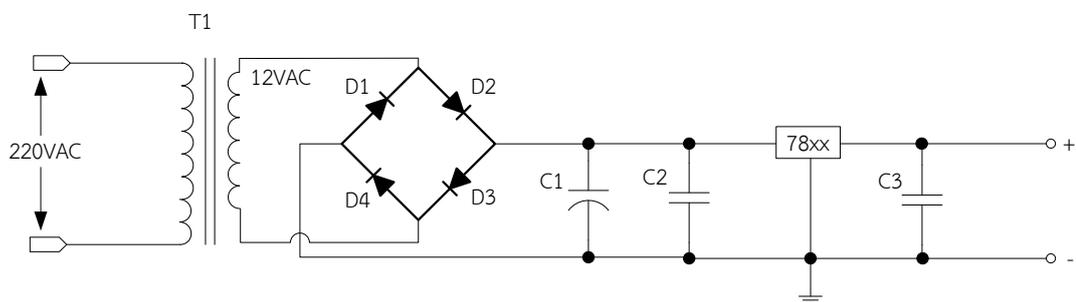
ภาพที่ 2.7 วงจรแหล่งจ่ายแรงดันไฟตรงชนิดเต็มคลื่นขณะใช้วงจร Capacitor Filter

ทั้งนี้ค่าตัวเก็บประจุที่ใช้ในวงจรกรองความถี่แบบ Capacitor Filter สามารถคำนวณหาได้ค่าได้ตามสมการที่ (2.1)

$$C = \frac{\hat{V}_o}{n.f.R.L\Delta V_o} \quad (2.1)$$

- เมื่อ \hat{V}_o เป็นค่ายอดคลื่นของแรงดันขาออก [V]
 ΔV_o เป็นอัตราระลอกคลื่นแรงดันขาออกที่ยอมรับได้ (อยู่ที่ 1% - 5%)
 n เป็นจำนวนยอดคลื่นแรงดันขาออกใน 1 Cycle
 R เป็นค่าความต้านทานของโหลด [Ω]
 f เป็นค่าความถี่ของแรงดันไฟสลับ [Hz.]

2.2.3. วงจรคุมค่าแรงดัน (Voltage Regulator Circuit)



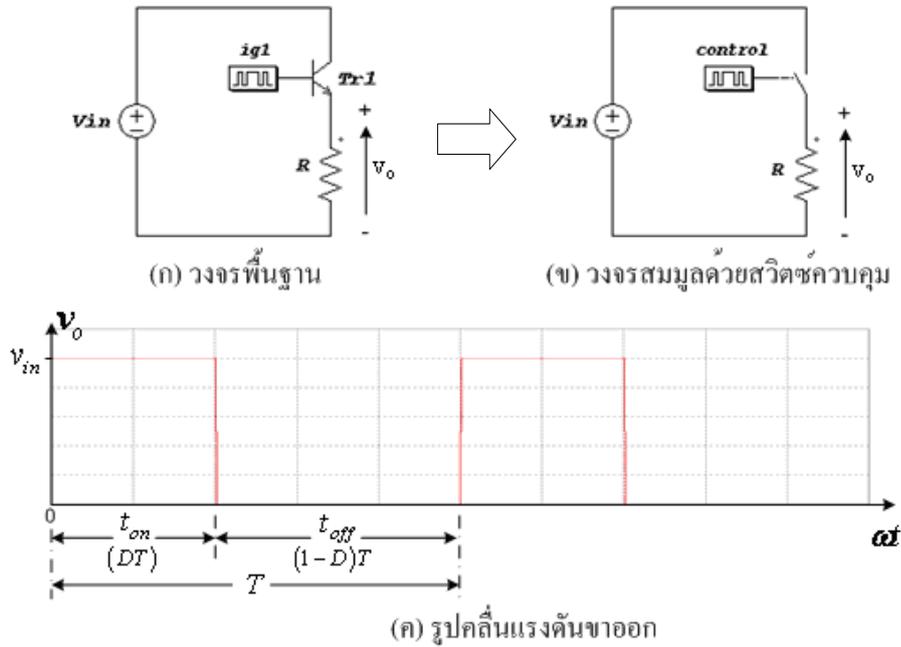
ภาพที่ 2.8 วงจร Voltage Regulator โดยใช้ไอซี 78xx

เนื่องจากแรงดันไฟสลับที่กันทั่วไปอาจมีค่าไม่คงที่ ซึ่งจะทำให้แรงดันไฟตรงขาออกจากวงจรเรียงกระแสมีค่าไม่คงที่เสมอไป ดังนั้นเพื่อให้แรงดันขาออกมีค่าคงที่ จึงมักต้องวงจรมุมค่าให้แรงดันไฟตรงขาออกมีค่าคงที่ตลอดเวลา

จากวงจรในภาพที่ 2.8 เป็นวงจร Voltage Regulator โดยการใช้ไอซีตระกูล 78xx ซึ่งเป็นไอซีที่ทำหน้าที่คุมค่าแรงดันขาออก (ตัวอย่างเช่น ใช้ ไอซีเบอร์ 7815 เพื่อคุมค่าให้แรงดันขาออกมีค่าเท่ากับ 15 VDC เป็นต้น) ทั้งนี้จะเห็นว่าขาไฟเข้าของไอซี 78xx จะต่อกับขั้วบวกส่วนขา GND จะต่ออยู่กับขั้วลบ C_1 และ C_2 จะเป็นตัวเก็บประจุที่จะใช้การกรองสัญญาณความถี่สูงที่อาจยังปนเปื้อนมาจากวงจร Filter เนื่องจากรูปคลื่นไฟตรงยังไม่เรียบพอ เพื่อป้องกันการทำงานของ 78xx ให้รักษาระดับแรงดันให้คงที่ยิ่งขึ้นนั่นเอง C_2 และ C_3 จะเป็นตัวเก็บประจุแบบเซรามิก ใช้ค่าประมาณ 10-100 nF.

2.3 หลักการทำงานของวงจรแปลงผันกำลังไฟตรง

หลักการพื้นฐานของการสวิตซ์ซึ่งในวงจรแปลงผันกำลังไฟตรงแสดงดังภาพที่ 2.10 อุปกรณ์สวิตซ์อิเล็กทรอนิกส์ในวงจรอาจใช้เป็น Power Transistor, Power MOSFET หรือ IGBT ก็ได้ ซึ่งแทนด้วยสัญลักษณ์ของสวิตซ์ดังในภาพที่ 2.9 (ข)



ภาพที่ 2.9 วงจรพื้นฐานการแปลงผันกำลังไฟตรง

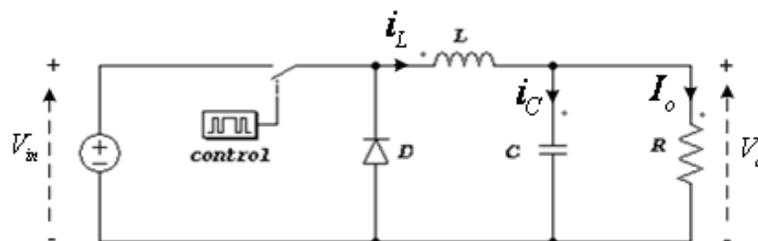
แรงดันขาออกจะมีลักษณะดังในภาพที่ 2.9 (ค) โดยช่วงนำกระแสของแรงดันขึ้นอยู่กับช่วงการทำงาน (Duty Cycle; D) ของสัญญาณควบคุมสวิตช์ ทั้งนี้ค่าแรงดันเฉลี่ยขาออกจะเท่ากับ

$$V_o = \frac{1}{T} \int_0^{DT} V_s dt = D \cdot V_s \quad (2.2)$$

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

2.3.1 วงจรทอนระดับแรงดันไฟตรง (Buck Converter)

Buck Converter เป็นวงจรทอนระดับให้แรงดันไฟตรงขาออกมีค่าต่ำกว่าแรงดันไฟตรงขาเข้า และนิยมใช้วงจร LC Low pass filter ทางด้านขาออก เพื่อให้แรงดันขาออกมีความเรียบสูง และมีอัตราการลดทอนสัญญาณรบกวนที่ไม่ผูกผันกับค่ากำลังสองของความถี่ ดังแสดงในภาพที่ 2.10

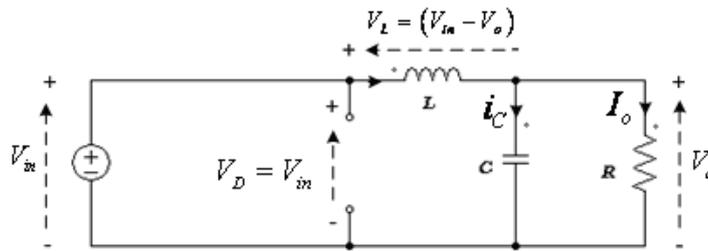


ภาพที่ 2.10 โครงสร้างวงจร Buck Converter

หลักการทํางาน

การทํางานของ Buck Converter แบ่งเป็น 2 ช่วงเวลา คือ ขณะสวิตช์นำกระแส และขณะสวิตช์หยุดนำกระแส

- ขณะสวิตช์นำกระแส



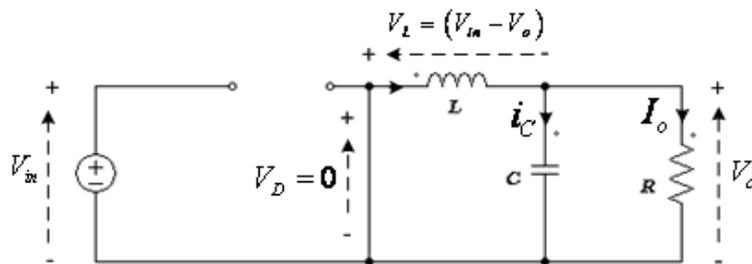
ภาพที่ 2.11 วงจรสมมูลของ Buck Converter ขณะสวิตช์นำกระแส

กระแสจะไหลจากแหล่งจ่ายผ่านสวิตช์ ผ่านตัวเหนี่ยวนำ ไปยังโหลด โดยที่กระแสส่วนหนึ่ง จะไหลผ่านตัวเก็บประจุ ซึ่งจะได้สมการที่สำคัญดังนี้

$$v_L = V_{in} - V_o \quad (2.3)$$

$$\Delta i_{L,on} = \left(\frac{V_{in} - V_o}{L} \right) \cdot DT \quad (2.4)$$

- ขณะสวิตช์หยุดนำกระแส



ภาพที่ 2.12 วงจรสมมูลของ Buck Converter ขณะสวิตช์หยุดนำกระแส

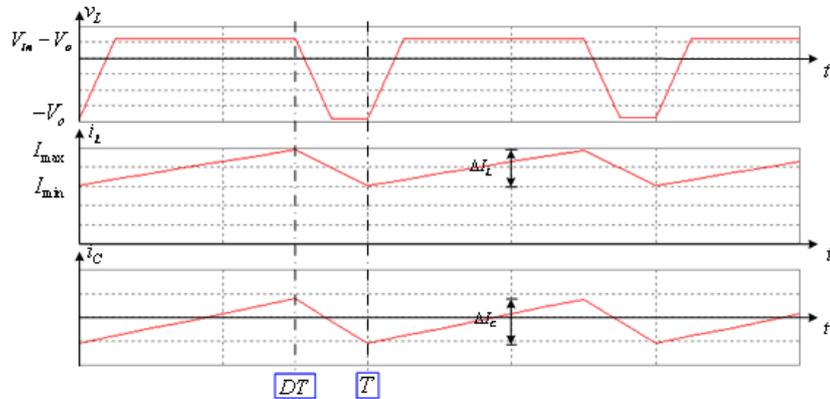
เมื่อสวิตช์ไม่นำกระแส ไดโอดจะได้รับ Forward bias กระแสด้านขาออกสามารถไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำได้อย่างต่อเนื่อง ซึ่งจะได้สมการที่สำคัญดังนี้

$$v_L = -V_o \quad (2.5)$$

$$\Delta i_{L,off} = \frac{-V_o}{L} \cdot (1-D)T \quad (2.6)$$

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

$$\frac{V_o}{V_s} = D \quad (2.7)$$



ภาพที่ 2.13 รูปคลื่น v_L , i_L และ i_C ช่วงเวลาสถานะอยู่ตัวในวงจร Buck Converter

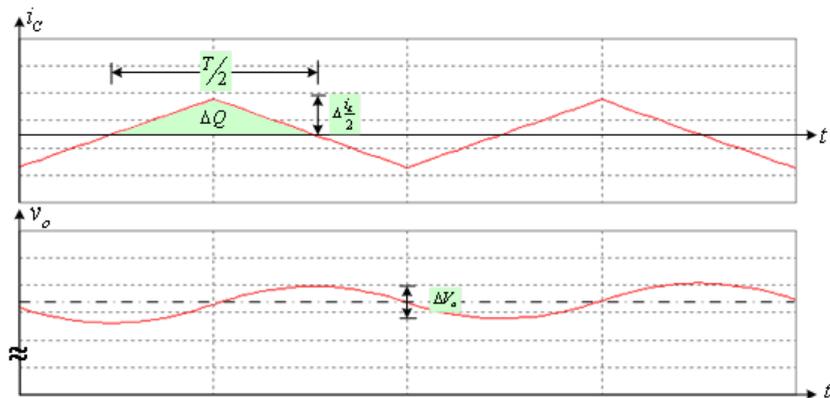
จากภาพที่ 2.13 รูปคลื่นของกระแสขาออก (i_o) ซึ่งแปรผันตาม i_L สามารถคำนวณได้จากการกระเพื่อมของกระแส i_L ดังสมการที่ (2.8) และ (2.9)

$$I_{L,\max} = I_L + \frac{\Delta i_L}{2} = \frac{V_o}{R} + \frac{1}{2} \left\{ \frac{V_o}{L} (1-D) T \right\} \quad (2.8)$$

$$I_{L,\min} = I_L - \frac{\Delta i_L}{2} = \frac{V_o}{R} - \frac{1}{2} \left\{ \frac{V_o}{L} (1-D) T \right\} \quad (2.9)$$

ค่าตัวเหนี่ยวนำที่เล็กที่สุด (L_{\min}) ของวงจร Buck Converter สามารถคำนวณได้จากสมการที่ (2.9) ที่กรณี $i_{L,\min} = 0$ ซึ่งทำให้คำนวณหาค่า L_{\min} ได้จากสมการที่ (2.10)

$$L_{\min} = \left\{ \frac{(1-D)R}{2f} \right\} \quad (2.10)$$



ภาพที่ 2.14 รูปคลื่นกระแส i_C และแรงดัน v_o ในวงจร Buck Converter

เช่นเดียวกับระลอกคลื่นแรงดันขาออกจะสัมพันธ์กับระลอกคลื่นกระแสที่ผ่านตัวเก็บประจุ ดังแสดงในภาพที่ 2.14 ซึ่งขนาดของตัวเก็บประจุสามารถคำนวณหาค่าได้ดังนี้

เนื่องจาก $\Delta Q = C.\Delta V_o$ และ $\Delta Q = \frac{1}{2}\left(\frac{T}{2}\right)\left(\frac{\Delta i_L}{2}\right) = \frac{T.\Delta i_L}{8}$ (2.11)

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

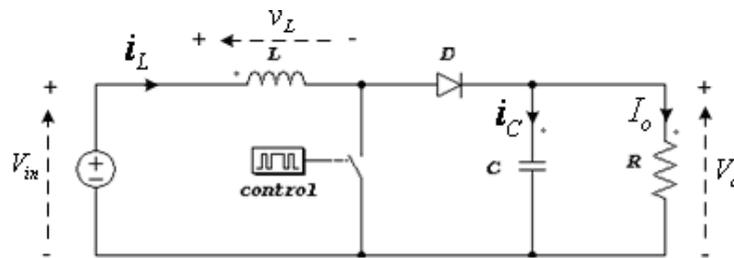
ดังนั้น $\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{(1-D)}{8LC.f^2}$ หรือ $C = \frac{(1-D)}{8\left(\frac{\Delta V_o}{V_o}\right).L.f^2}$ (2.12)

เมื่อ $\Delta V_o/V_o$ เป็นอัตรากระเพื่อมแรงดันขาออกที่ยอมรับได้
 f เป็นค่าความถี่สวิตช์ของสวิตช์อิเล็กทรอนิกส์ในวงจร [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 2.15

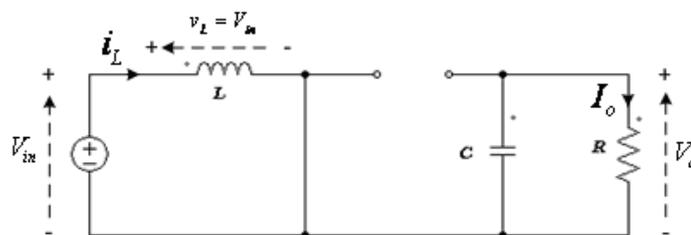


ภาพที่ 2.15 โครงสร้างวงจร Boost Converter

หลักการทำงาน

การทำงานของ Boost Converter แบ่งเป็น 2 ช่วงเวลา คือ ขณะสวิตช์นำกระแส และขณะสวิตช์หยุดนำกระแส

- ขณะสวิตช์นำกระแส



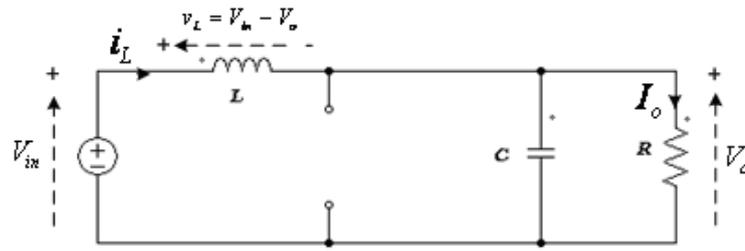
ภาพที่ 2.16 วงจรสมมูลของ Boost Converter ขณะสวิตช์นำกระแส

กระแสจากแหล่งจ่ายจะไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำดังแสดงในภาพที่ 2.16 ส่วนไดโอดจะได้รับ Reverse Bias กระแสจึงไม่สามารถไหลผ่านไปได้ด้านขาออกได้ ซึ่งจะได้สมการที่สำคัญดังนี้

$$v_L = V_{in} \quad (2.13)$$

$$\Delta i_{L,on} = \left(\frac{V_{in}}{L} \right) DT \quad (2.14)$$

- ขณะสวิตช์หยุดนำกระแส



ภาพที่ 2.17 วงจรสมมูลของ Boost Converter ขณะสวิตช์หยุดนำกระแส

กระแสผ่านตัวเหนี่ยวนำไม่สามารถเปลี่ยนแปลงได้โดยทันทีซึ่งทำให้ไดโอดได้รับ Forward Bias ทำให้กระแสสามารถไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำได้อย่างต่อเนื่อง ซึ่งจะได้สมการที่สำคัญดังนี้

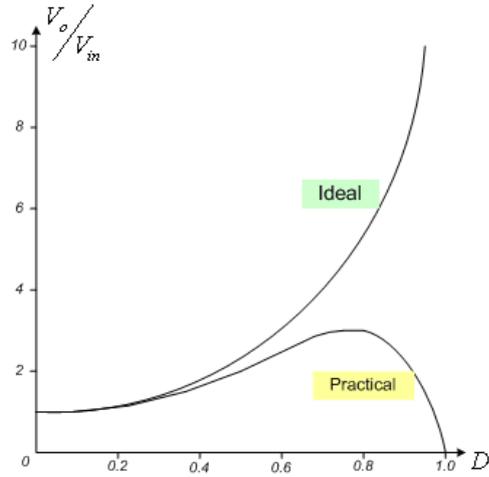
$$v_L = (V_{in} - V_o) \quad (2.15)$$

$$\Delta i_{L,off} = \frac{(V_{in} - V_o)}{L} \cdot (1 - D)T \quad (2.16)$$

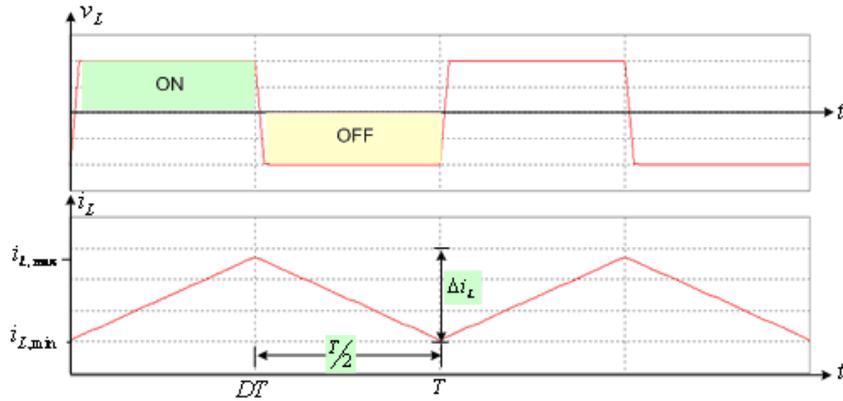
เนื่องจากในขณะสภาวะคงตัว การเปลี่ยนแปลงของกระแสผ่านตัวเหนี่ยวนำขณะสวิตช์นำกระแส และขณะสวิตช์หยุดนำกระแส จะสมดุลกัน ($\Delta i_{L,on} + \Delta i_{L,off} = 0$) ซึ่งทำให้ได้สมการอัตราขยายแรงดันของวงจรดังนี้

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1}{(1 - D)} \quad (2.17)$$

อย่างไรก็ตามอัตราขยายแรงดันของ Boost Converter ในทางปฏิบัติจะมีค่าไม่เกิน 3.14 เท่า (โดยประมาณ) เท่านั้น ดังแสดงด้วยกราฟความสัมพันธ์ ในภาพที่ 2.18



ภาพที่ 2.18 กราฟความสัมพันธ์ (V_o/V_{in}) กับ Duty Cycle ของ Boost Converter เชิงทฤษฎีและปฏิบัติ



ภาพที่ 2.19 รูปคลื่น v_L และ i_L ในวงจร Boost Converter

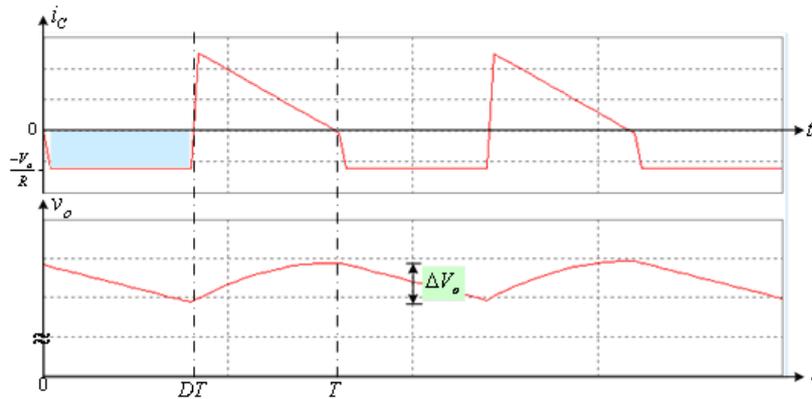
จากภาพที่ 2.19 รูปคลื่นของกระแสขาออก (i_o) ซึ่งแปรผันตาม i_L สามารถคำนวณได้จากการกระเพื่อมของกระแส i_L ดังสมการที่ (2.18) และ (2.19)

$$I_{L,max} = \left(\frac{V_{in}}{(1-D)^2 \cdot R} \right) + \frac{1}{2} \left(\frac{V_{in}DT}{L} \right) \quad (2.18)$$

$$I_{L,min} = \left(\frac{V_{in}}{(1-D)^2 \cdot R} \right) - \frac{1}{2} \left(\frac{V_{in}DT}{L} \right) \quad (2.19)$$

ค่าตัวเหนี่ยวนำที่เล็กที่สุด (L_{min}) ของวงจร Boost Converter สามารถคำนวณได้จากสมการที่ (2.19) ที่กรณี $i_{L,min} = 0$ ซึ่งทำให้คำนวณหาค่า L_{min} ได้จากสมการที่ (2.20)

$$L_{min} = \left(\frac{D(1-D)^2 \cdot R}{2 \cdot f} \right) \quad (2.20)$$



ภาพที่ 2.20 รูปคลื่นกระแส i_C และแรงดัน v_o ในวงจร Boost Converter

จากภาพที่ 2.20 จะเห็นว่าระลอกคลื่น v_o จะสัมพันธ์กับระลอกคลื่น i_C ซึ่งทำให้สามารถคำนวณ หาค่าขนาดของตัวเก็บประจุได้ดังนี้

เนื่องจาก
$$\Delta Q = C \cdot \Delta V_o = I_o \cdot t_{on} \tag{2.21}$$

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

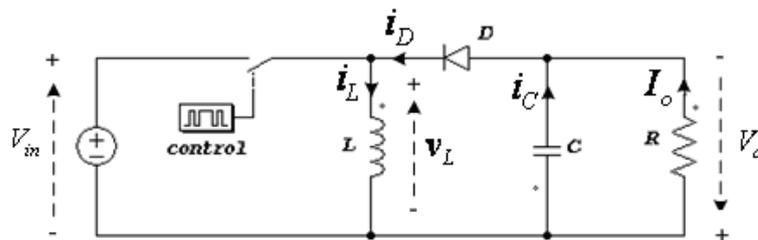
ดังนั้น
$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{D}{RC \cdot f} \quad \text{หรือ} \quad C = \frac{D}{\left(\frac{\Delta V_o}{V_o}\right) R \cdot f} \tag{2.22}$$

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 2.21 ทั้งนี้แรงดันขาออกจะสลับขั้วกับแรงดันด้านขาเข้า

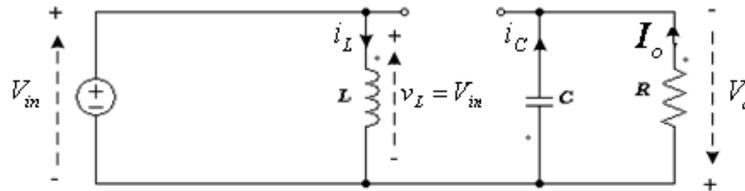


ภาพที่ 2.21 โครงสร้างวงจร Buck-Boost Converter

หลักการทํางาน

การทํางานของ Boost Converter แบ่งเป็น 2 ช่วงเวลา คือ ขณะสวิตช์นำกระแส และขณะสวิตช์หยุดนำกระแส

- ขณะสวิตช์นำกระแส



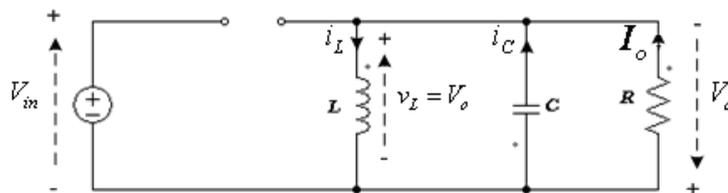
ภาพที่ 2.22 วงจรสมมูลของ Buck-Boost Converter ขณะสวิตช์นำกระแส

กระแสจากแหล่งจ่ายจะไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำดังแสดงในภาพที่ 2.22 ส่วนไดโอดจะได้รับ Reverse Bias กระแสจึงไม่สามารถไหลผ่านไปด้านขาออกได้ ซึ่งจะได้สมการที่สำคัญดังนี้

$$v_L = V_{in} \quad (2.23)$$

$$\Delta i_{L,on} = \left(\frac{V_{in}}{L} \right) DT \quad (2.24)$$

- ขณะสวิตช์หยุดนำกระแส



ภาพที่ 2.23 วงจรสมมูลของ Boost Converter ขณะสวิตช์หยุดนำกระแส

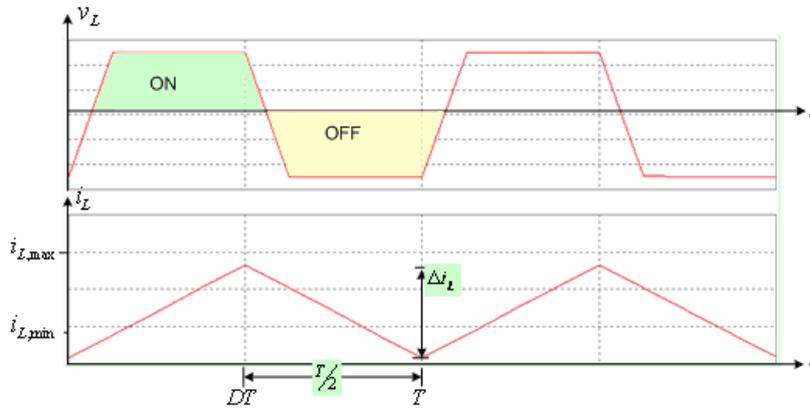
กระแสจากแหล่งจ่ายไม่สามารถไหลผ่านวงจรมาได้ ซึ่งไดโอดจะได้รับ Forward Bias และกระแสเหนี่ยวนำใน L จะทำให้มีกระแสไหลผ่านไปยังวงจรขาออกได้ ซึ่งจะได้สมการที่สำคัญดังนี้

$$v_L = V_o \quad (2.25)$$

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

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

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{-D}{(1-D)} \quad (2.27)$$



ภาพที่ 2.24 รูปคลื่น v_L และ i_L ในวงจร Buck-Boost Converter

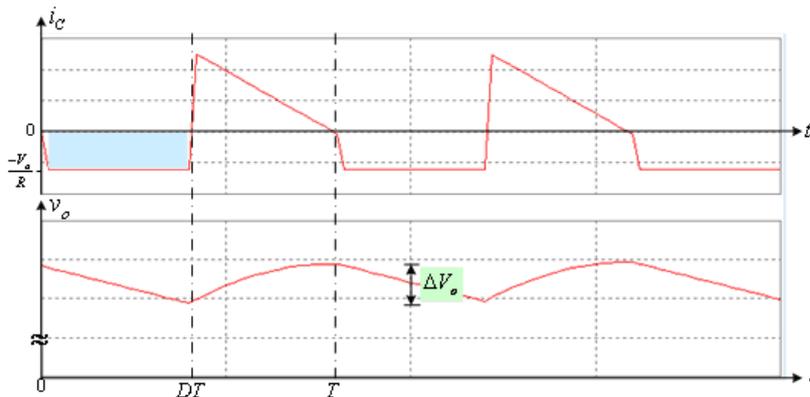
จากภาพที่ 2.24 รูปคลื่นของกระแสขาออก (i_o) ซึ่งแปรผันตาม i_L สามารถคำนวณได้จากการกระเพื่อมของกระแส i_L ดังสมการที่ (2.28) และ (2.29)

$$I_{L,max} = \frac{V_{in} \cdot D}{R \cdot (1-D)^2} + \frac{1}{2} \left\{ \frac{V_{in}}{L} \cdot DT \right\} \quad (2.28)$$

$$I_{L,min} = \frac{V_{in} \cdot D}{R \cdot (1-D)^2} - \frac{1}{2} \left\{ \frac{V_{in}}{L} \cdot DT \right\} \quad (2.29)$$

ค่าตัวเหนี่ยวนำที่เล็กที่สุด (L_{min}) ของวงจร Boost Converter สามารถคำนวณได้จากสมการที่ (2.19) ที่กรณี $i_{L,min} = 0$ ซึ่งทำให้คำนวณหาค่า L_{min} ได้จากสมการที่ (2.30)

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



ภาพที่ 2.25 รูปคลื่นกระแส i_C และแรงดัน v_o ในวงจร Buck-Boost Converter

การกระเพื่อมของแรงดันขาออกจากระบบ Buck-Boost Converter จะคล้ายกับในวงจร Boost Converter แต่แรงดันขาออกจะมีการขั้วตรงข้ามกับแรงดันขาเข้า โดยขนาดของ C สามารถหาได้ดังนี้

เนื่องจาก $\Delta Q = C \cdot \Delta V_o = I_o \cdot \Delta t_{on}$ (2.31)

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 $\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{D}{RC \cdot f}$ หรือ $C = \frac{D}{\left(\frac{\Delta V_o}{V_o}\right) R \cdot f}$ (2.32)

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

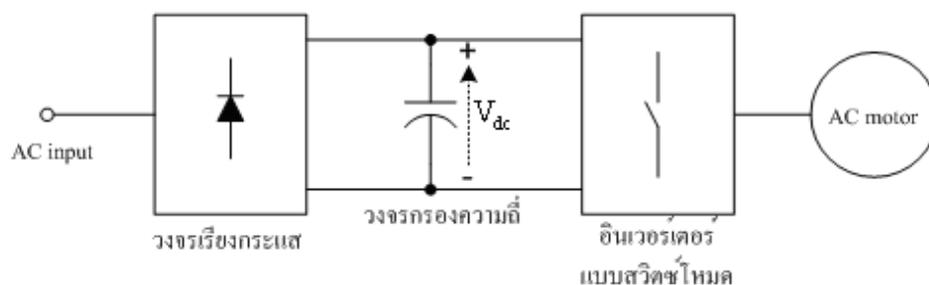
2.4 หลักการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์

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



ภาพที่ 2.26 โครงสร้างการศึกษาวงจรอินเวอร์เตอร์โดยทั่วไป

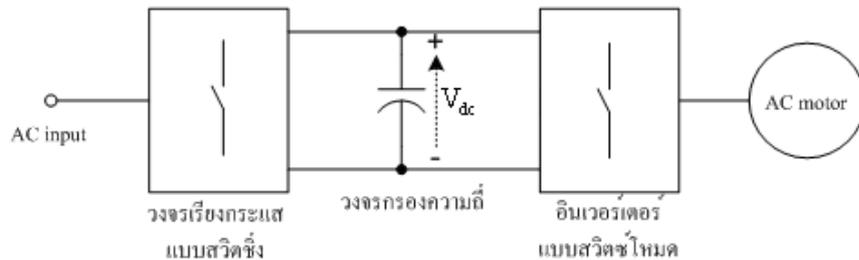
การแปลงผันกำลังไฟฟ้าจากแรงดันไฟตรงเป็นไฟสลับที่ใช้ในงานอุตสาหกรรม โดยทั่วไปต้องการปรับค่าได้ทั้งขนาดแรงดันและความถี่ขาออก ทั้งนี้การส่งผ่านกำลังไฟฟ้าของอินเวอร์เตอร์ระหว่างแหล่งจ่ายกับโหลด ยังแบ่งได้เป็น 2 แบบ



ภาพที่ 2.27 การควบคุมโหลดไฟสลับด้วยสวิตซ์โหมคอินเวอร์เตอร์

แบบแรก เป็นแบบที่ใช้ในการควบคุมโหลดไฟสลับในงานอุตสาหกรรมทั่วไป มีการไหลของกำลังไฟฟ้าจากแหล่งจ่ายไปยังโหลดได้เท่านั้น

แบบที่สอง นิยมใช้ในการควบคุมมอเตอร์ขนาดใหญ่ เมื่อแรงดันขาออกสูงเกินพิกัดจะมีการส่งกำลังไฟฟ้ากลับจากโหลดไปยังแหล่งจ่ายได้

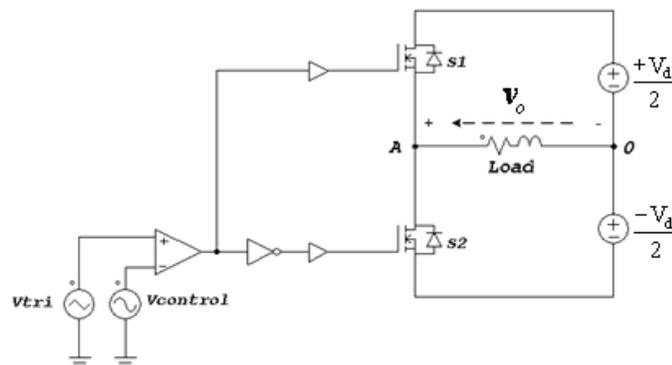


ภาพที่ 2.28 การควบคุมโหลดไฟสลับด้วยสวิตซ์โหมดอินเวอร์เตอร์ที่ควบคุมการไหลของกำลังไฟฟ้า

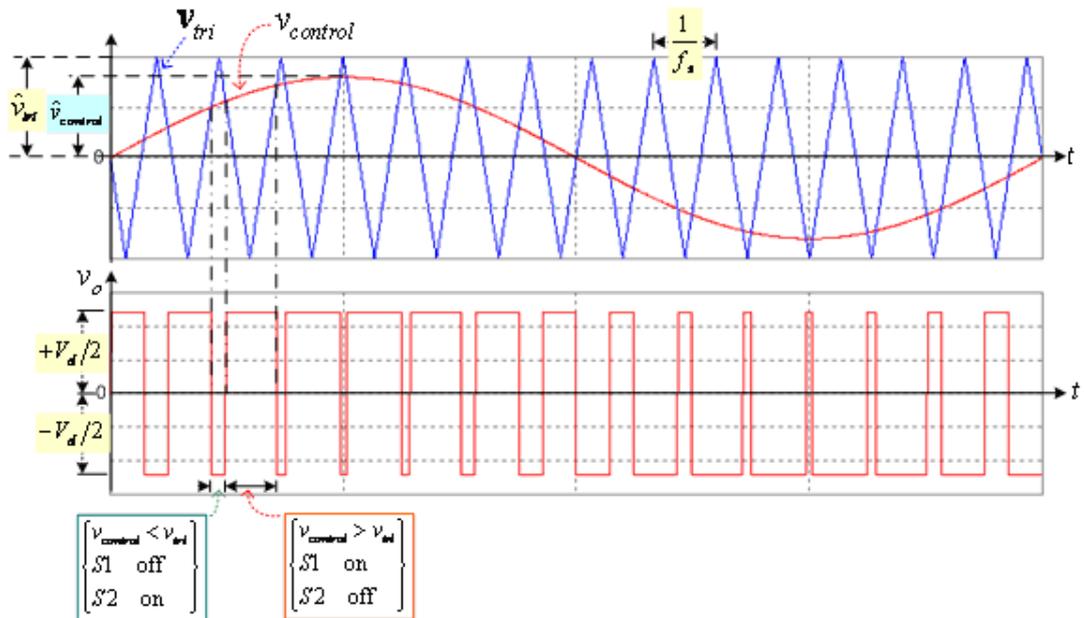
อินเวอร์เตอร์ที่ใช้ในงานอุตสาหกรรมแบ่งออกได้เป็น 2 กลุ่ม คือ อินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน (Voltage Source Inverter: VSI) ซึ่งเหมาะกับงานที่มีกำลังไฟฟ้าไม่สูงมาก และ อินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายกระแส (Current Source Inverter: CSI) ที่เหมาะกับงานที่มีกำลังไฟฟ้าสูง ในโครงงานนี้จะมุ่งเน้นไปที่ Voltage 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 2.29 ซึ่งเมื่อนำสัญญาณควบคุมที่ได้ไปควบคุมสวิตซ์ในวงจรในภาพที่ 2.30 ตามจังหวะเวลาที่กำหนดแล้ว จะได้รูปคลื่นแรงดันขาออก (v_o) ดังในภาพที่ 2.30



ภาพที่ 2.29 วงจรจำลอง 1 Phase Half Bridge Inverter



ภาพที่ 2.30 หลักการสร้างสัญญาณ PWM และแรงดันขาออกของอินเวอร์เตอร์ 1 เฟสในภาพที่ 2.29

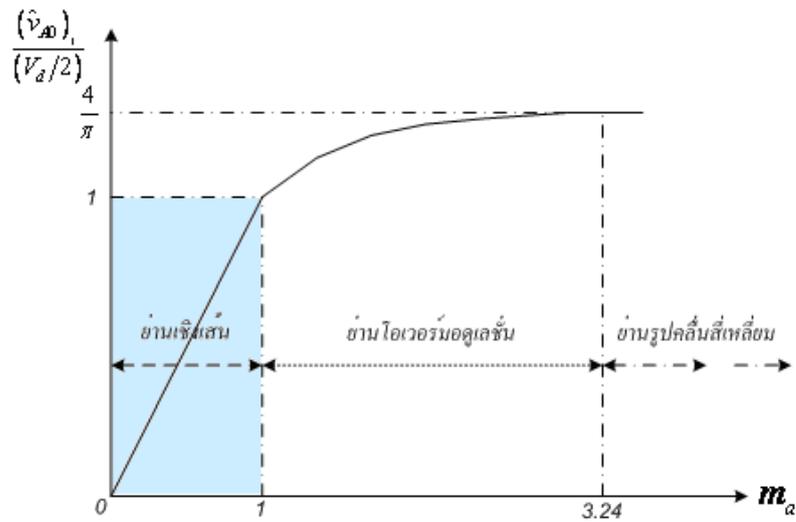
ทั้งนี้จะได้สมการที่สำคัญดังนี้
$$m_a = \frac{\hat{v}_{control}}{\hat{v}_{tri}} \quad \text{และ} \quad m_f = \frac{f_s}{f_1} \quad (2.33)$$

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

2.4.2 ข้อกำหนดในการสร้างสัญญาณพีดับลิทที่ใช้สำหรับวงจรอินเวอร์เตอร์

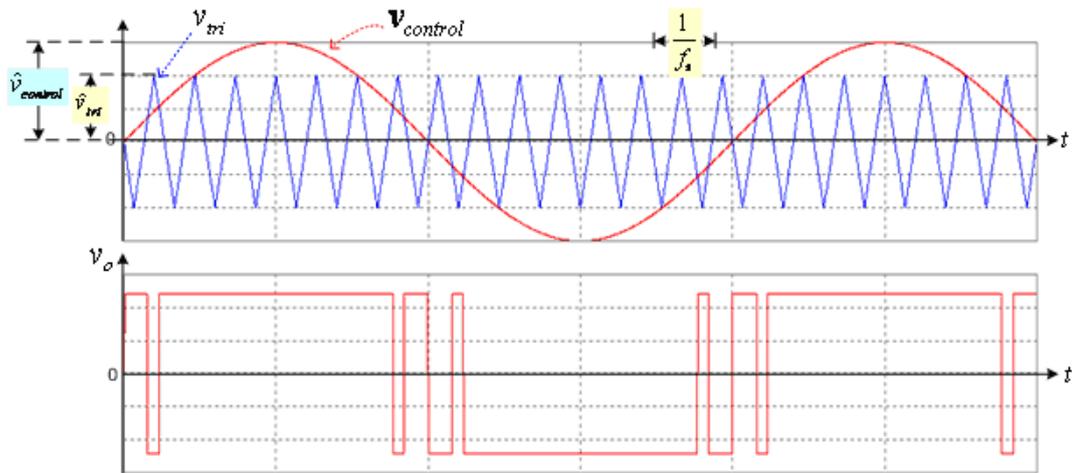
1. m_a ควรอยู่ในย่านเชิงเส้น ($m_a \leq 1$) ซึ่งแรงดันขาออก (ของวงจรภาพที่ 2.30) จะมีรูปคลื่นดังแสดงแล้วในภาพที่ 2.31 และค่าสูงสุดของแรงดันขาออกที่ความถี่หลักมูล (\hat{v}_{A0})₁ จะเท่ากับ

$$(\hat{v}_{A0})_1 = m_a \cdot \left(\frac{V_d}{2} \right) \Big|_{m_a < 1} \quad (2.34)$$



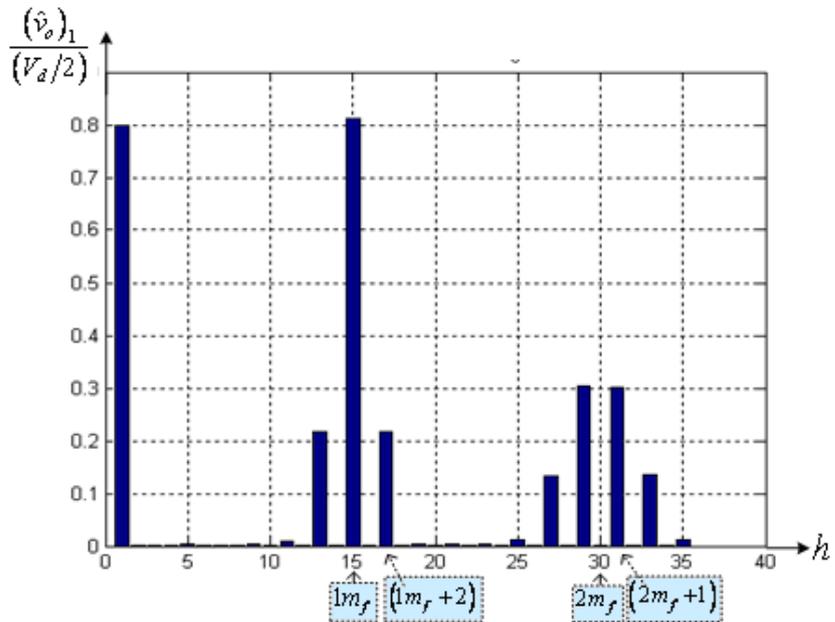
ภาพที่ 2.31 กราฟ $\frac{(\hat{v}_{AO})_1}{(V_d/2)} = f(m_a)$ ในวงจรอินเวอร์เตอร์ภาพที่ 2.29

แต่ถ้า $m_a > 1$ แรงดันขาออก จะมีรูปคลื่นดังแสดงในภาพที่ 2.32

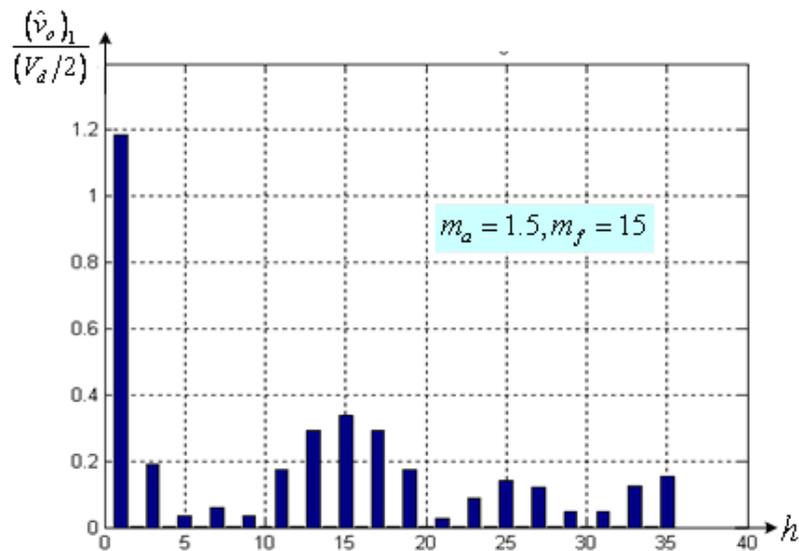


ภาพที่ 2.32 สัญญาณพีคดับลิแวมและแรงดันขาออกขณะโอเวอร์มอดูเลชัน ($m_a > 1$)

2. m_f ควรเป็นค่าจำนวนเต็มคี่ และถ้าใช้กับ 3 Phase Inverter, m_f ควรเป็นจำนวนคี่แบบตัวคูณสาม (Triple N number) ด้วย เช่น 3, 9, 15, 21, 27, 33, 39 เป็นต้น
 ทั้งนี้ ความถี่ฮาร์โมนิกส์ที่เกิดขึ้น จะขึ้นอยู่กับค่า m_f ดังแสดงในภาพที่ 2.34 และภาพที่ 2.35 ในกรณี $m_a \leq 1$ และ $m_a > 1$ ตามลำดับ



ภาพที่ 2.33 ความถี่ฮาร์โมนิกที่แรงดันขาออกของ SPWM Inverter เมื่อ $m_a = 0.8, m_f = 15$



ภาพที่ 2.34 ความถี่ฮาร์โมนิกที่แรงดันขาออกของ SPWM Inverter เมื่อ $m_a = 1.5, m_f = 15$

จะเห็นว่าในกรณี $m_a > 1$ แรงดันขาออกจะมีรูปคลื่นไม่สมมาตรกับรูปคลื่นไซน์ ดังในภาพที่ 2.32 ทำให้เกิดความถี่ฮาร์โมนิกสูงขึ้นแทบทุกอันดับดังแสดงในภาพที่ 2.34 และถ้า $m_a \geq 3.24$ จะทำให้แรงดันขาออกมีรูปคลื่นเป็น Square wave ได้

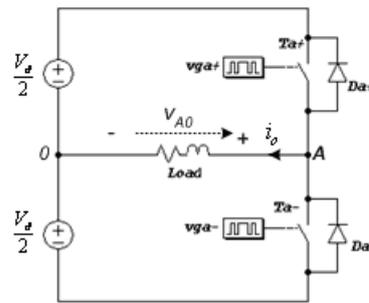
2.4.3 วงจรอินเวอร์เตอร์ 1 เฟส

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

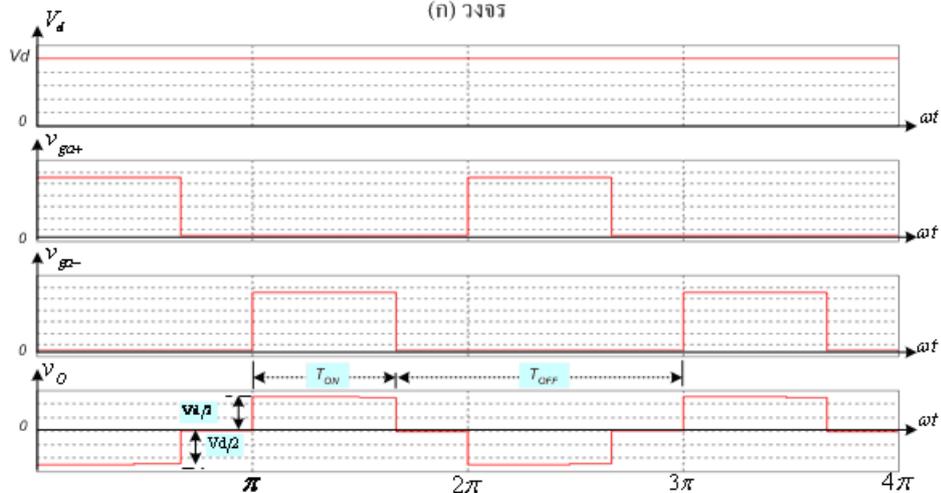
วงจรอินเวอร์เตอร์ 1 เฟสแบบรูปคลื่นสี่เหลี่ยม

อินเวอร์เตอร์ 1 เฟสแบบรูปคลื่นสี่เหลี่ยมแบ่งออกตามลักษณะวงจรได้เป็น 2 แบบดังนี้

- 1 Phase Half Bridge Square wave Inverter



(ก) วงจร



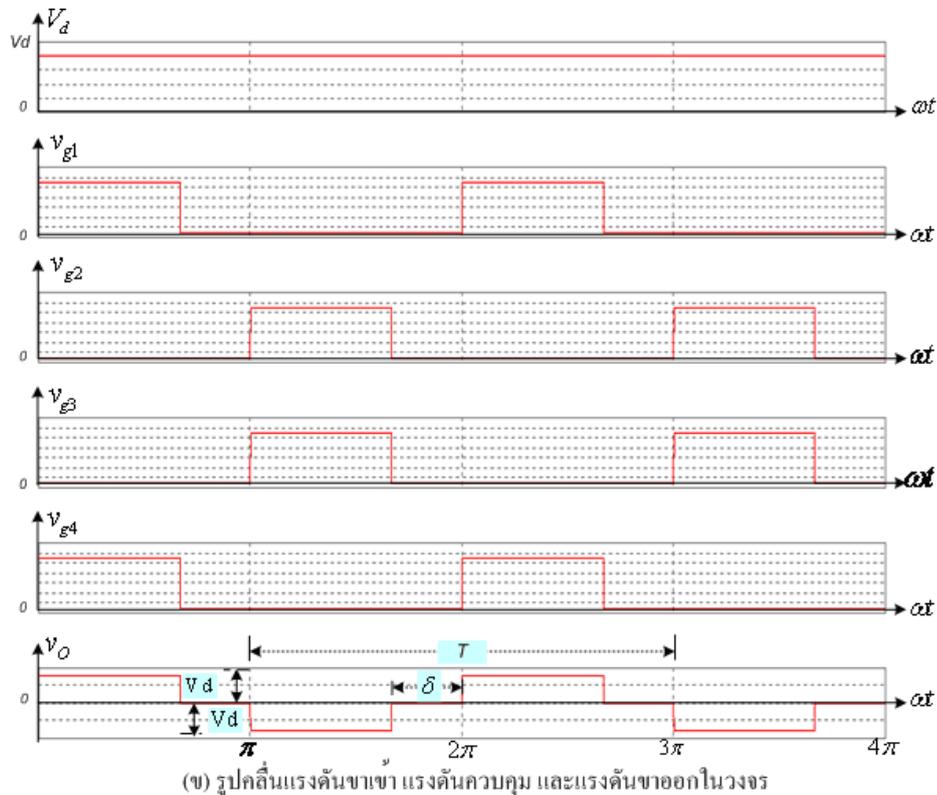
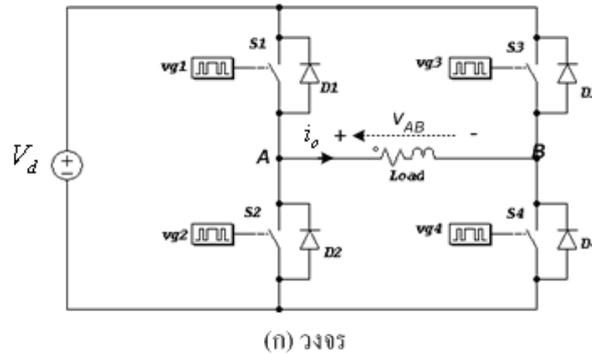
(ข) รูปคลื่นแรงดันขาเข้า แรงดันควบคุม และแรงดันขาออกในวงจร

ภาพที่ 2.35 วงจร Half Bridge Square wave Inverter ชนิด 1 เฟสและรูปคลื่น

แรงดันอาร์เอ็มเอสขาออก ($V_{o,rms}$) เท่ากับ
$$V_{o,rms} = \sqrt{2D} \cdot \left(\frac{V_d}{2}\right) \quad (2.35)$$

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

- 1 Phase Full Bridge Square wave Inverter



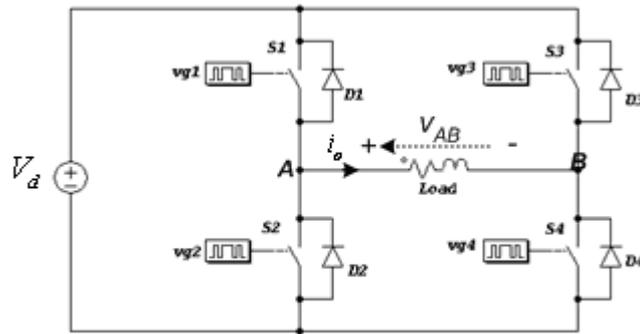
ภาพที่ 2.36 วงจร Full Bridge Square wave Inverter ชนิด 1 เฟสและรูปคลื่น

วงจรพีดับบลิวเอ็มอินเวอร์เตอร์ 1 เฟสรูปคลื่นซายน์

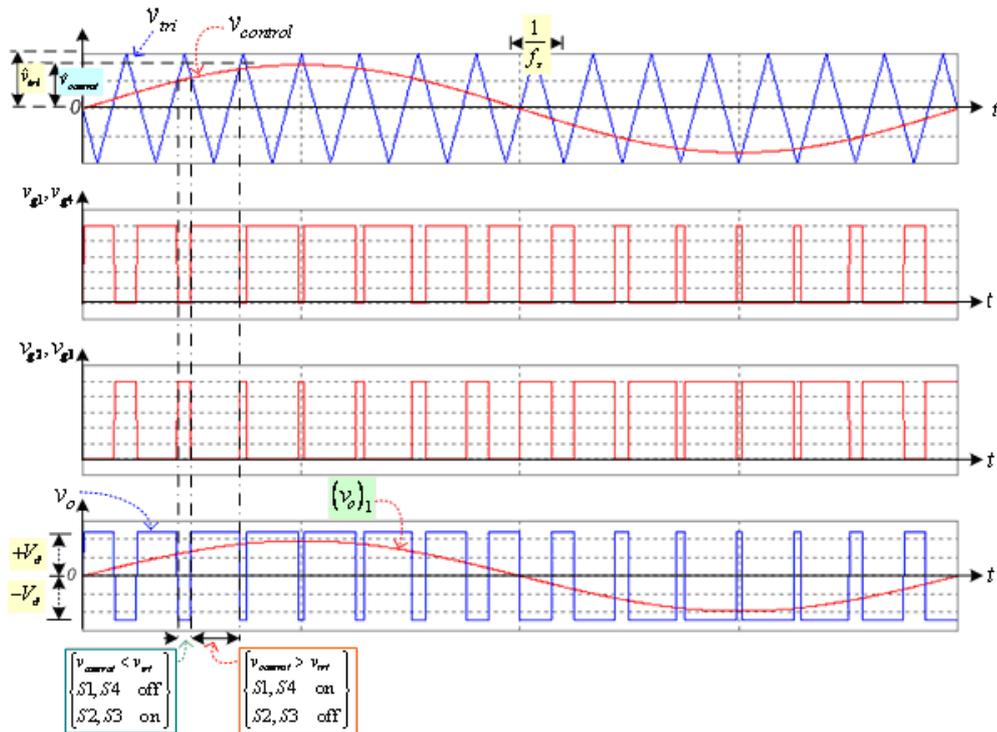
วงจรพีดับบลิวเอ็มอินเวอร์เตอร์ 1 เฟสแบบรูปคลื่นซายน์ (1 Phase Sinusoidal Pulse Width Modulation Inverter) หรือ 1 Phase SPWM Inverter แบ่งออกตามการควบคุมวงจรได้เป็น 2 แบบดังนี้

- 1 phase Bipolar SPWM Inverter

1 Phase SPWM Inverter มีโครงสร้างวงจรแบบ Full Bridge Inverter ดังแสดงในภาพที่ 2.38 (ก) ทั้งนี้สัญญาณที่ใช้ในการควบคุมอุปกรณ์สวิตช์จะต้องเป็นไปตามหลักการ PWM ดังได้กล่าวมาแล้วในหัวข้อที่ 2.4.1



(ก) วงจร



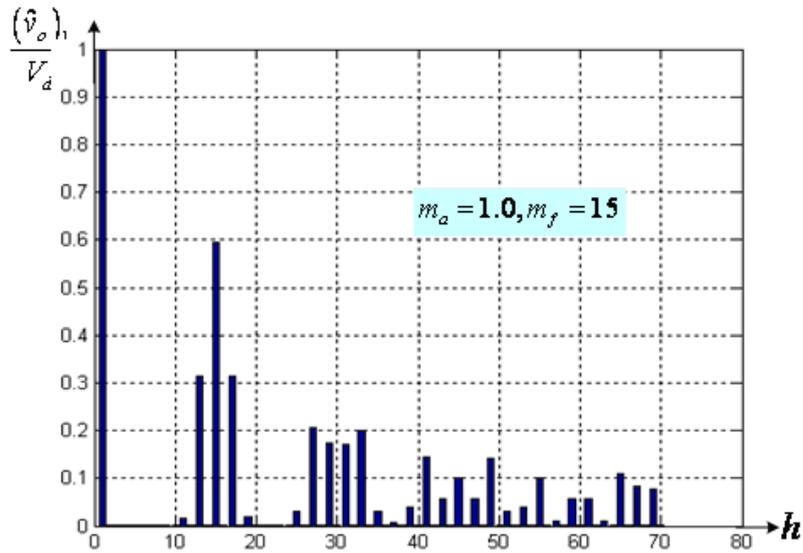
(ข) รูปคลื่นแรงดันขาเข้า แรงดันควบคุม และแรงดันขาออกในวงจร

ภาพที่ 2.37 วงจร 1 Phase Bipolar SPWM Inverter และรูปคลื่น

ค่าแรงดันอาร์เอ็มเอสขาออกที่ความถี่หลักมูลจะเท่ากับ

$$(\hat{v}_o)_1 = m_a \cdot V_d \quad \text{เมื่อ } m_a \leq 1.0 \quad (2.36)$$

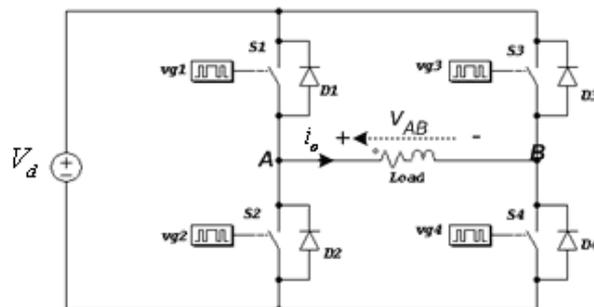
อย่างไรก็ตาม 1 Phase Bipolar SPWM Inverter ขณะทำงานในช่วง $m_a \leq 1.0$ ความถี่ฮาร์โมนิกส์ของแรงดันขาออกที่เกิดขึ้นจะอยู่ที่บริเวณ $1m_f, 2m_f, 3m_f, \dots$ ดัง แสดงในภาพที่ 2.38



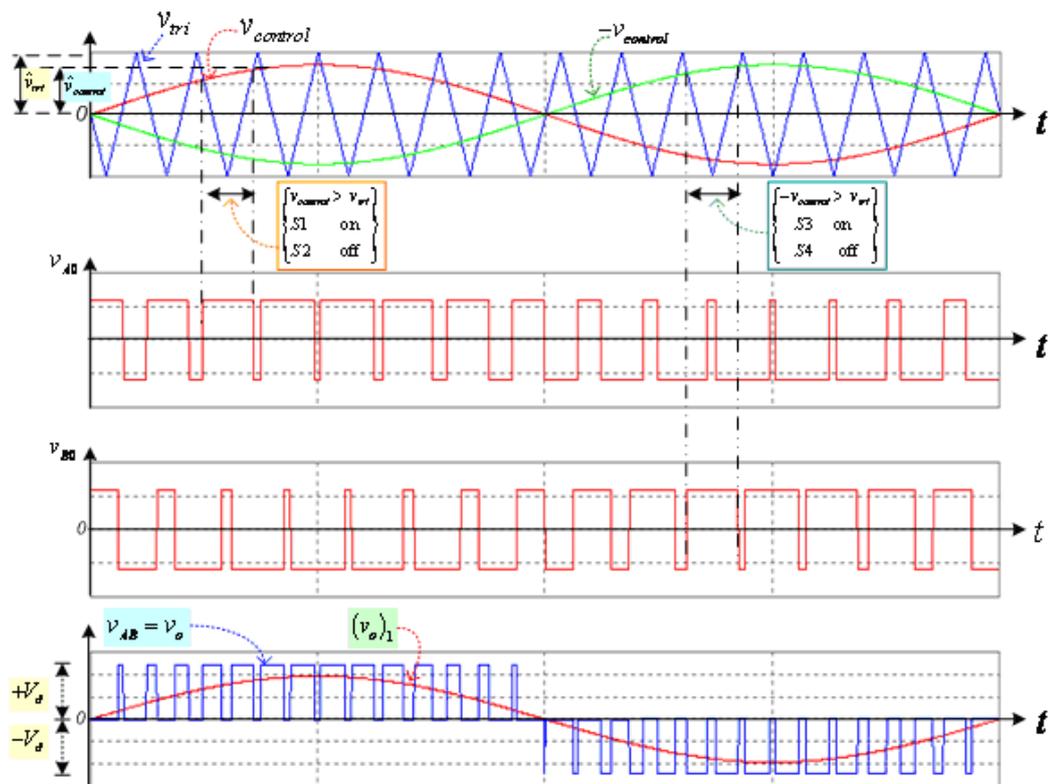
ภาพที่ 2.38 ความถี่ฮาร์โมนิกส์ของแรงดันขาออกของ 1 phase Bipolar SPWM Inverter ที่ $m_a = 1.0, m_f = 15$

- 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 2.39 (ข)



(ก) วงจร



(ข) รูปคลื่นแรงดันเฟสและแรงดันสายไฟขาออกของวงจร

ภาพที่ 2.39 วงจร 1 Phase Uni-polar SPWM Inverter และรูปคลื่น

เงื่อนไขการทำงานของวงจร เป็นดังนี้

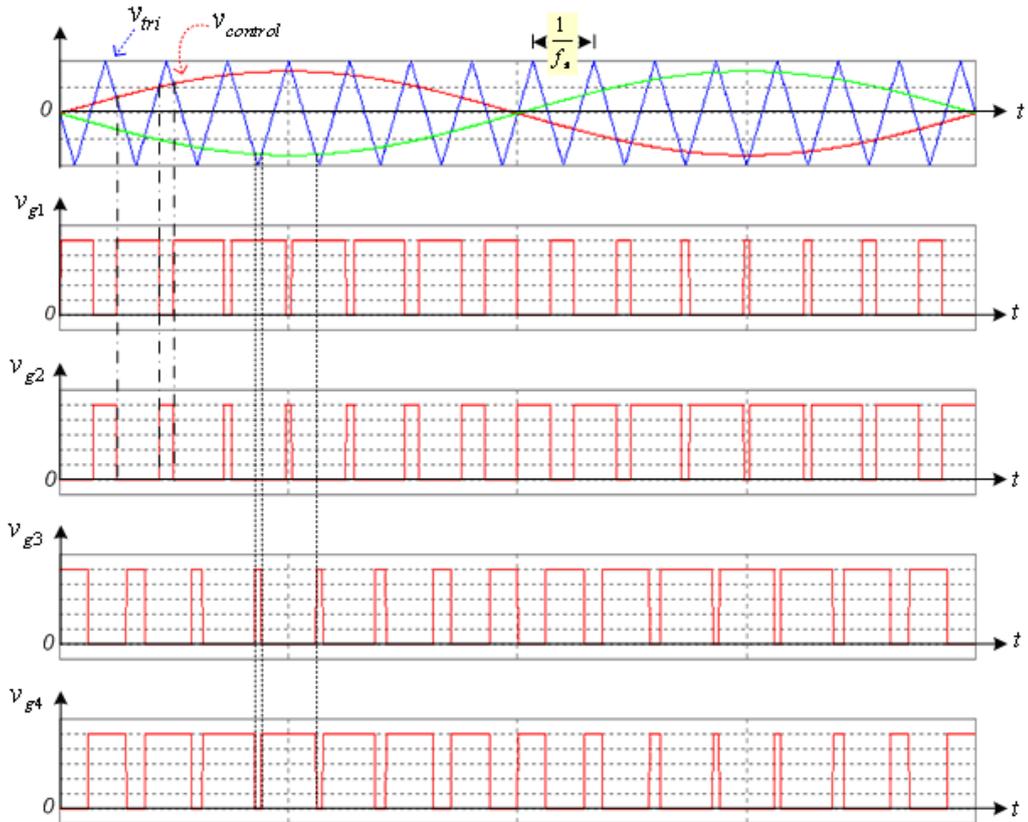
$$v_{control} > v_{tri} \quad S1 \text{ นำกระแส แรงดันขาออก } v_{A0} = +V_d$$

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

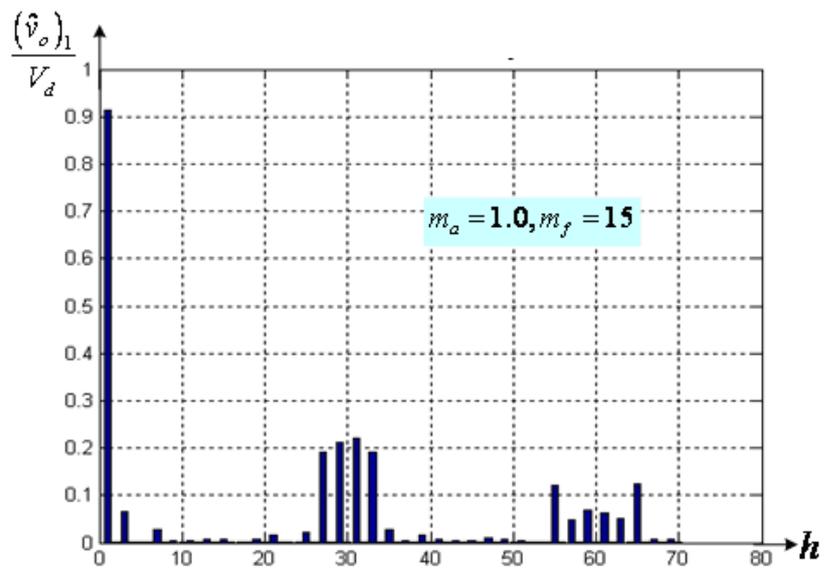
$$-v_{control} > v_{tri} \quad S3 \text{ นำกระแส แรงดันขาออก } v_{A0} = -V_d$$

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

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 2.40 รูปคลื่นสัญญาณควบคุมของ 1 phase Uni-Polar PWM Inverter



ภาพที่ 2.41 ความถี่ฮาร์โมนิกของแรงดันขาออกของ 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 $(-V_d) \Leftrightarrow 0$
ความถี่ฮาร์โมนิกส์ข้างเคียง	$1m_f, 2m_f, 3m_f, \dots$	$2m_f, 4m_f, 6m_f, \dots$
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)
- อินเวอร์เตอร์พีดับเบิลวเอ็ม 3 เฟส (3 Phase PWM Inverter)

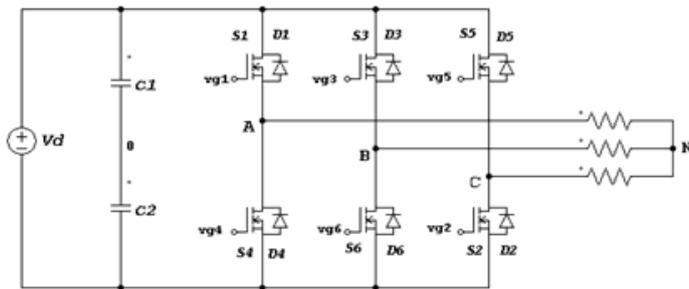
อย่างไรก็ตามอินเวอร์เตอร์พีดับเบิลวเอ็ม 3 เฟส สามารถแบ่งออกได้อีกหลายรูปแบบตามเทคนิคการมอดูเลตสัญญาณ เช่น แบบ Advanced PWM Techniques หรือแม้แต่ตัววงจรอินเวอร์เตอร์แบบหลายระดับ (Multi Level Inverter) เป็นต้น ซึ่งโครงงานนี้เป็นชุดทดสอบสำหรับการเรียนรู้ขั้นพื้นฐานจึงนำเสนอวงจรอินเวอร์เตอร์พีดับเบิลวเอ็ม 3 เฟส เฉพาะแบบ Sinusoidal Pulse Width Modulation (SPWM) Inverter และแบบ Selected Harmonic Elimination Method (SHEM) Inverter เท่านั้น

วงจรอินเวอร์เตอร์ 3 เฟสรูปคลื่นสี่เหลี่ยม

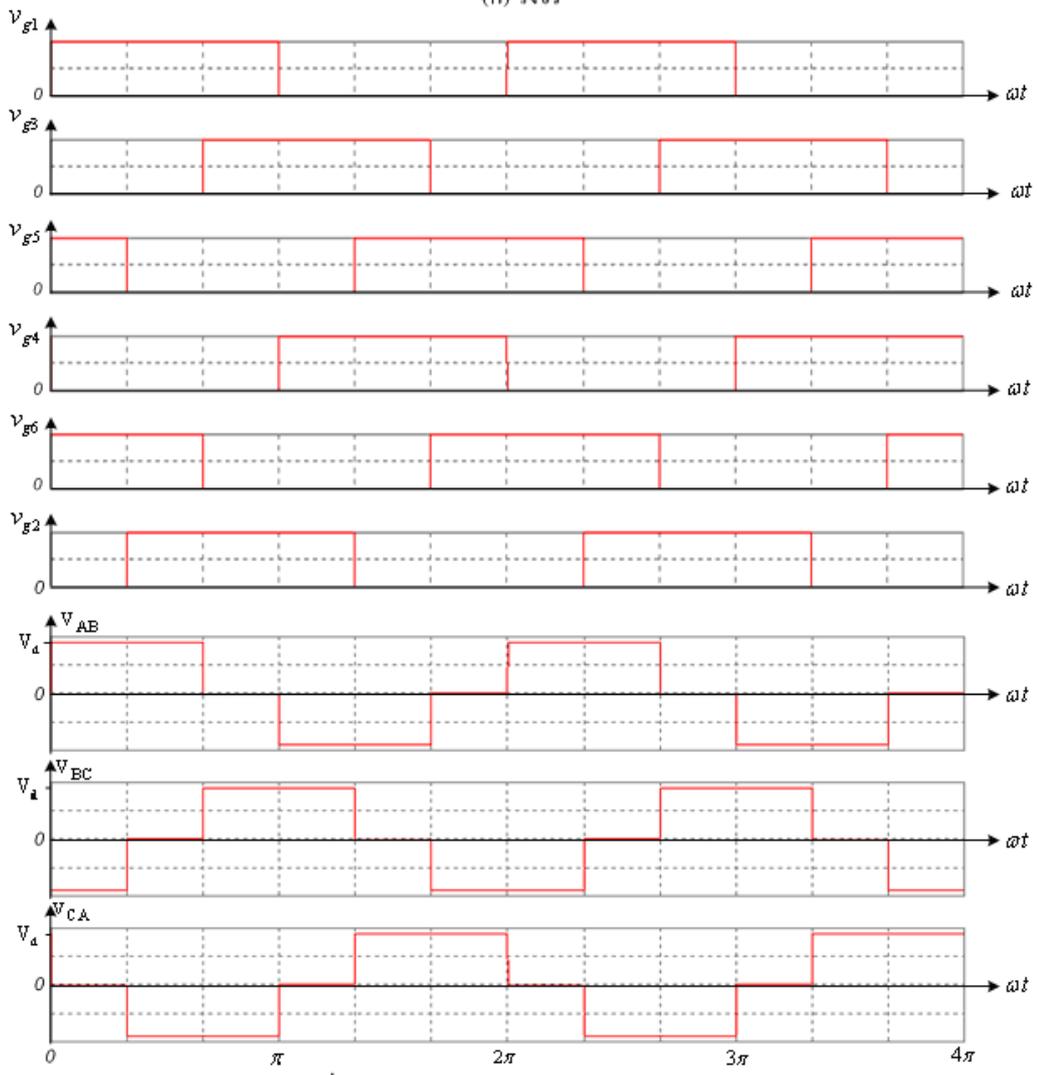
อินเวอร์เตอร์ 3 เฟสแบบรูปคลื่นสี่เหลี่ยม หรือ Fundamental Frequency Modulation (FFM) Inverter แบ่งออกตามจังหวะการควบคุมสวิตช์อิเล็กทรอนิกส์ในวงจรได้ ดังนี้

- แบบ FFM 180° Conduction

อินเวอร์เตอร์ 3 เฟสแบบรูปคลื่นสี่เหลี่ยม หรือ FFM Inverter มีลักษณะวงจรดังภาพที่ 2.41 (ก) อุปกรณ์สวิตช์ในแต่ละเฟสจะถูกนำกระแสห่างกัน 120 องศา โดยสัญญาณควบคุมจะมีรูปคลื่นสี่เหลี่ยมที่ใช้ควบคุมแต่ละสวิตช์ให้นำกระแสช่วงละ 180 องศา



(ก) วงจร

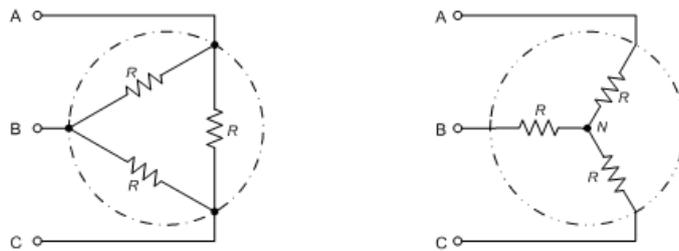


(ข) รูปคลื่นแรงดันสัญญาณควบคุม และแรงดันสายไฟในวงจร

ภาพที่ 2.42 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 2.43 การต่อโหลดแบบ Delta และแบบ Wye

ในกรณีโหลดต่อแบบ 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

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

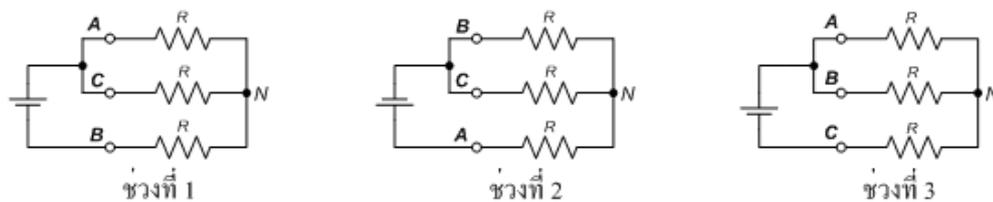
2. เมื่อ $(\pi/3) \leq \omega t < (2\pi/3)$ สวิตช์ S6, S1 และ S2 นำกระแส

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

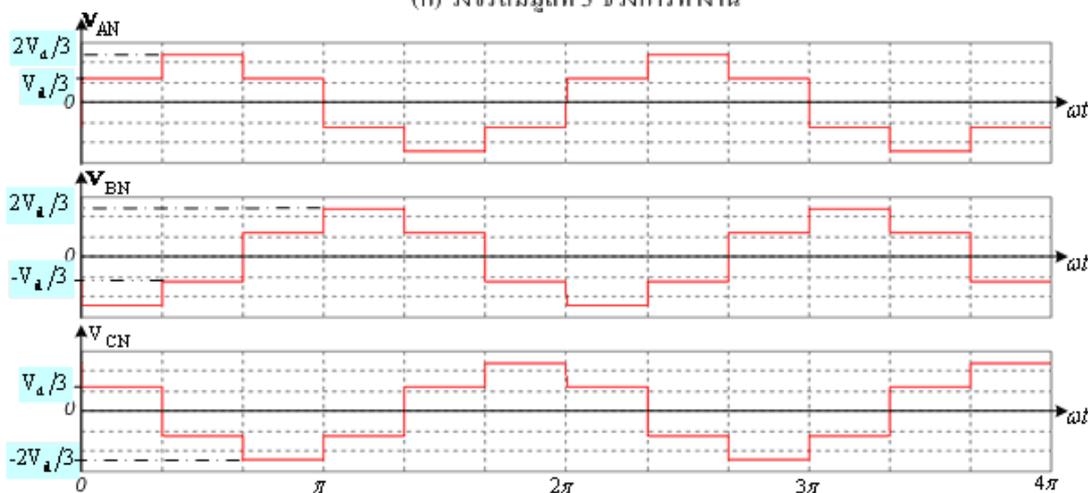
3. เมื่อ $(2\pi/3) \leq \omega t < \pi$ สวิตช์ S1, S2 และ S3 นำกระแส

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

ซึ่งทำให้ได้รูปคลื่นแรงดันเฟสขาออกดังภาพที่ 2.44 (ข)

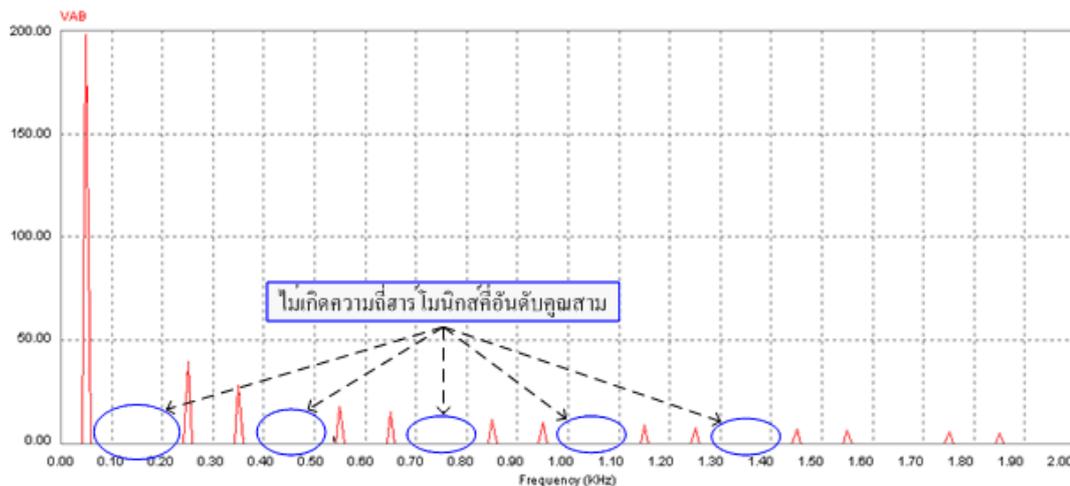


(ก) วงจรสมมูลที่ 3 ช่วงการทำงาน



(ข) รูปคลื่นแรงดันเฟสขาออก

ภาพที่ 2.44 วงจรอินเวอร์เตอร์ 3 เฟสแบบ FFM 180° เมื่อโหลดต่อแบบ Wye



ภาพที่ 2.45 ความถี่ฮาร์โมนิกที่เกิดขึ้นของแรงดันสายไฟขาออกของวงจร FFM 180°

กรณีอินเวอร์เตอร์ 3 เฟสมีโหลดแบบสมดุล ความถี่ฮาร์โมนิกเลขคี่ที่มีอันดับคูณสาม (เช่น $n = 3, 9, 15, \dots$) ของแรงดันสายไฟที่เกิดขึ้นจะมีค่าเป็นศูนย์ ดังแสดงในภาพที่ 2.45 ซึ่งค่าอาร์เอ็มเอสของแรงดันสายไฟขาออก (ทุกค่าความถี่ฮาร์โมนิกที่ยังปะปนอยู่) จะเท่ากับ

$$V_{Line} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{(2\pi/3)} V_d^2 \cdot d(\omega t)} = 0.8165 \times V_d \quad (2.37)$$

และค่าแรงดันอาร์เอ็มเอสของแรงดันสายไฟที่ฮาร์โมนิกอันดับ n เท่ากับ

$$(V_{Line})_n = \frac{4V_d}{\sqrt{2n\pi}} \sin\left(\frac{n\pi}{3}\right) \quad (2.38)$$

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

$$(V_{Line})_1 = 0.7797 \times V_d \quad (2.39)$$

$$\text{และ } (V_{ph})_1 = \frac{(V_{Line})_1}{\sqrt{3}} = 0.4714 \times V_d \quad (2.40)$$

- แบบ FFM 120° Conduction

อินเวอร์เตอร์แบบนี้มีโครงสร้างวงจรเหมือนกับแบบ FFM 180° Conduction เพียงแต่อุปกรณ์สวิตช์ในวงจรจะมีช่วงนำกระแสเพียง 120° ทำให้สวิตช์ทำงานครั้งละ 2 ตัว ซึ่งจะเห็นว่าลำดับการนำกระแสของสวิตช์จะแสดงในภาพที่ 2.47

หลักการทํางาน พิจารณาเป็น 3 ช่วงจังหวะทํางาน (ช่วงละ 60°) ดังนี้

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

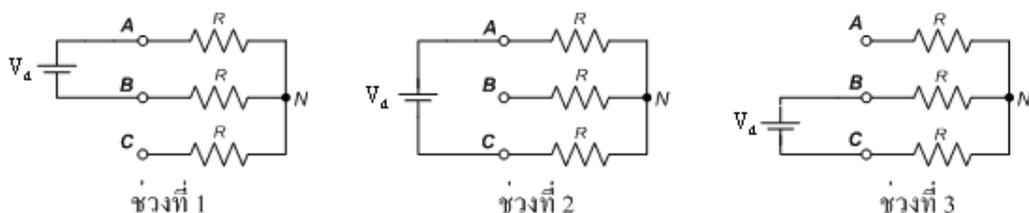
$$v_{AN} = \frac{V_d}{2}, \quad v_{BN} = \frac{-V_d}{2}, \quad v_{CN} = 0$$

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

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

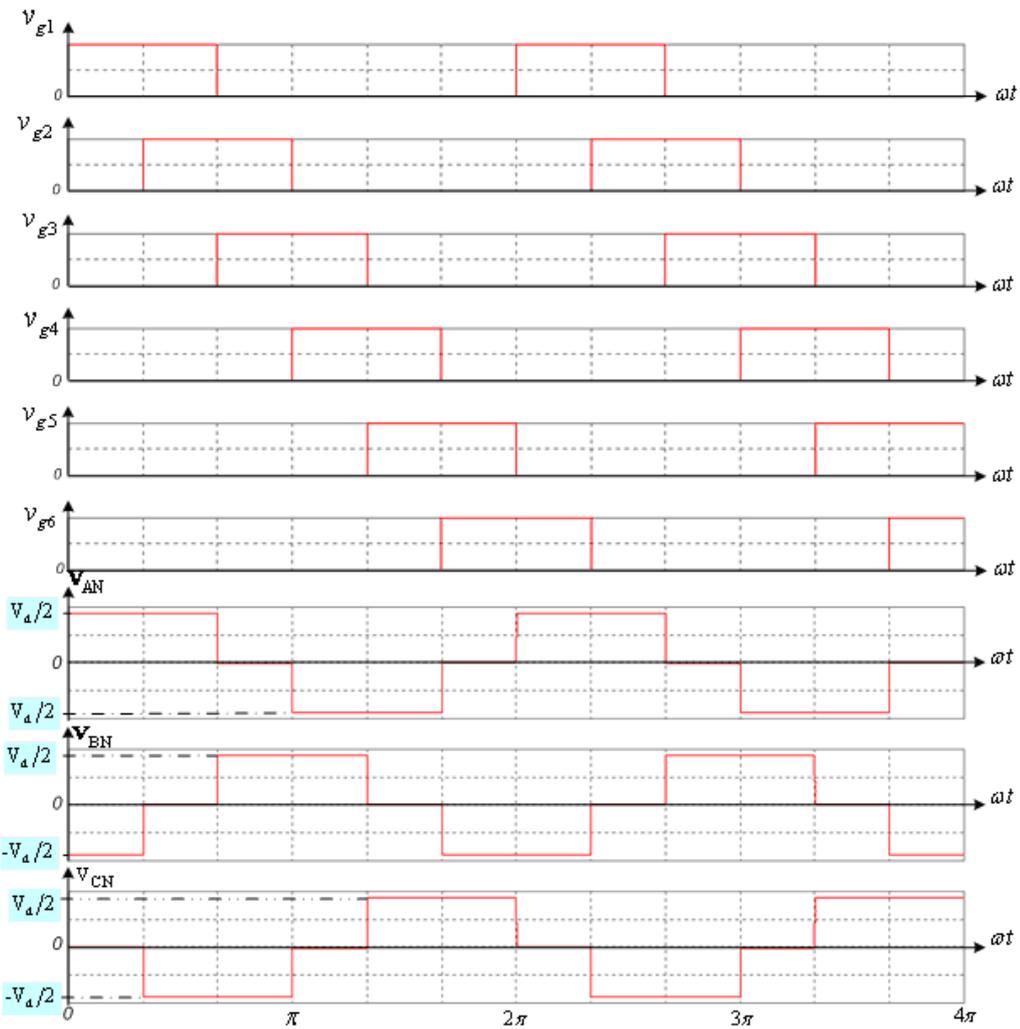
3. เมื่อ $(2\pi/3) \leq \omega t < \pi$ สวิตช์ S2 และ S3 นำกระแส

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



ภาพที่ 2.46 วงจรสมมูลการทำงานของอินเวอร์เตอร์ 3 เฟสแบบ FFM 120° ขณะ โหลดต่อแบบวาย

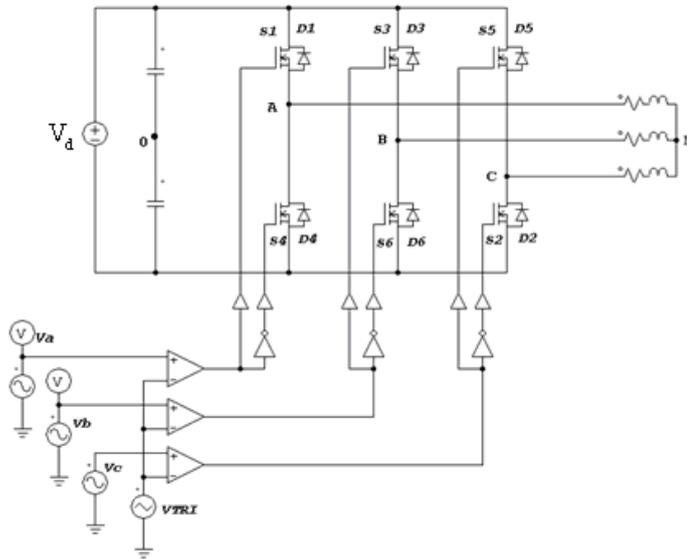
ซึ่งทำให้ได้รูปคลื่นแรงดันเฟสขาออกของวงจรดังแสดงในภาพที่ 2.46



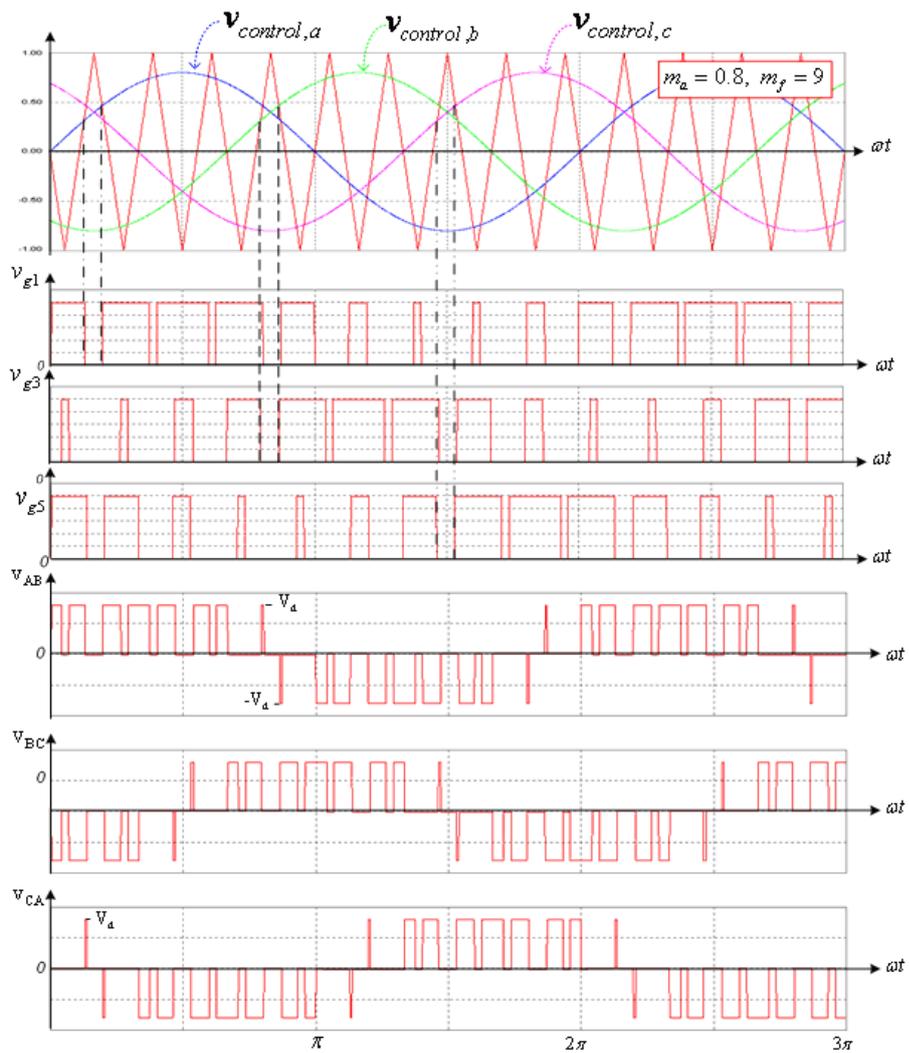
ภาพที่ 2.47 รูปคลื่นของอินเวอร์เตอร์ 3 เฟสแบบรูปคลื่นสี่เหลี่ยมแบบ FFM 120° Inverter

วงจรอินเวอร์เตอร์ที่ดับลิวม 3 เฟสแบบรูปคลื่นซายน์

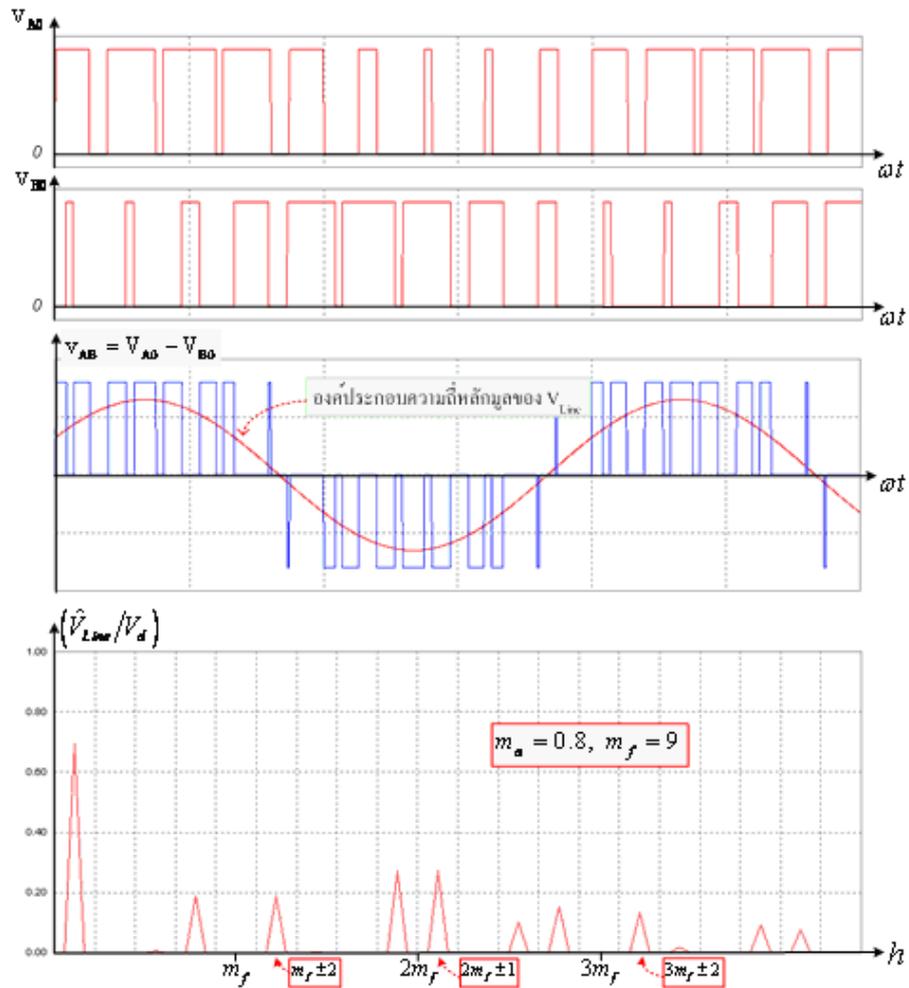
อินเวอร์เตอร์ที่ดับลิวม 3 เฟสแบบรูปคลื่นซายน์ หรือ SPWM Inverter มีโครงสร้างวงจรเช่นเดียวกับวงจรอินเวอร์เตอร์ 3 เฟสแบบรูปคลื่นสี่เหลี่ยม ดังแสดงในวงจรภาพที่ 2.42 (ก) สวิตช์อิเล็กทรอนิกส์ทั้ง 6 ตัวจะได้รับสัญญาณควบคุมแบบ SPWM ซึ่งเกิดจากการเปรียบเทียบสัญญาณสามเหลี่ยม (V_{tri}) กับสัญญาณควบคุม ($V_{control}$) รูปคลื่นซายน์ ดังได้กล่าวมาแล้ว ทั้งนี้จะใช้ $V_{control}$ จำนวน 3 สัญญาณห่างกัน 120° ไฟฟ้าดังแสดงในภาพที่ 2.49 ทั้งนี้สัญญาณ $V_{control}$ จะเป็นตัวกำหนดรูปคลื่นแรงดันเฟสและแรงดันสายไฟขาออก ดังในภาพที่ 2.49 และ 2.50 ตามลำดับ



ภาพที่ 2.48 วงจรจำลองของ SPWM Inverter



ภาพที่ 2.49 สัญญาณควบคุม (v_{g1}, v_{g3}, v_{g5}) และแรงดันสายไฟขาออกของ 3 Phase SPWM Inverter



ภาพที่ 2.50 แรงดันสายไฟและความถี่ฮาร์โมนิกส์ที่เกิดขึ้นใน 3 Phase SPWM Inverter

ค่าอาร์เอ็มเอสของแรงดันสายไฟขาออกเท่ากับ

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

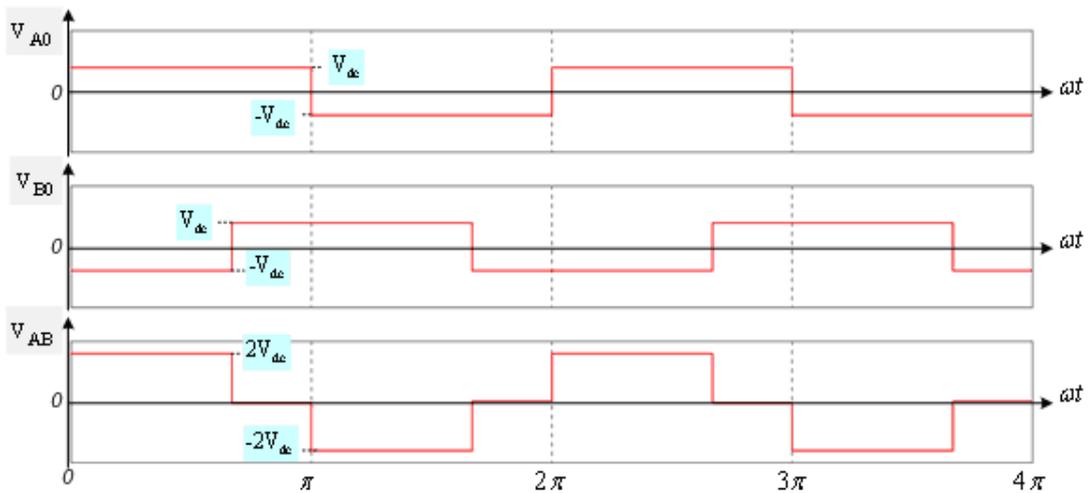
หรือ $(V_{Line})_1 = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} (\hat{v}_{A0})_1 = 0.612 \times m_a \times V_d$ (2.41)

2.4.5 อินเวอร์เตอร์พีดับบลิวเอ็มแบบเลือกกำจัดฮาร์โมนิกส์

หลักการเทคนิคการเลือกกำจัดฮาร์โมนิกส์

เทคนิคการการเลือกกำจัดฮาร์โมนิกส์ (Selective Harmonics Elimination Modulation) เป็น การสร้างสัญญาณพีดับบลิวเอ็มด้วยกระบวนการคำนวณทางคณิตศาสตร์เพื่อหาค่ามุนนำกระแสที่ เหมาะสมสำหรับอุปกรณ์สวิตซ์ในอินเวอร์เตอร์ วิธีกรนี้เหมาะสำหรับอินเวอร์เตอร์ที่ต้องประยุกต์ใช้ กับงานที่ต้องการรูปคลื่นไซน์บริสุทธิ์หรือมีค่าความเพี้ยนฮาร์โมนิกส์ต่ำ เช่น อินเวอร์เตอร์ที่ใช้ใน ระบบจำหน่ายไฟฟ้า Satic VAR Compensator หรือ Active Filter เป็นต้น

การคำนวณทางคณิตศาสตร์ของเทคนิคนี้ เริ่มต้นจากการพิจารณาสมการฟูเรียร์แรงดันขาออก ของอินเวอร์เตอร์แบบรูปคลื่นสี่เหลี่ยมชนิดนำกระแส 180° (FFM 180°) ดังแสดงในภาพที่ 2.51



ภาพที่ 2.51 รูปคลื่นแรงดันเฟสและแรงดันสายไฟขาออกของอินเวอร์เตอร์แบบ FFM 180°

$$\text{จากสมการฟูเรียร์ของแรงดัน } V(\omega t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos(n\omega t) + b_n \sin(\omega t) \quad (2.51)$$

$$\text{เมื่อ } a_0 = \int_0^{2\pi} v_o(\omega t) d\omega t$$

$$a_n = \int_0^{2\pi} v_o(\omega t) \cos(\omega t) d\omega t$$

$$b_n = \int_0^{2\pi} v_o(\omega t) \sin(\omega t) d\omega t$$

เมื่อพิจารณารูปคลื่นสี่เหลี่ยมของแรงดันในภาพที่ 2.50 จะเห็นว่าค่าองค์ประกอบ เป็นดังนี้

$$a_0 = 0, a_n = 0 \text{ และ } b_n = \frac{4}{\pi} \left[\frac{-\cos(n\omega t)}{n} \right]_0^{\frac{\pi}{2}} = \frac{4 V_{dc}}{n\pi}$$

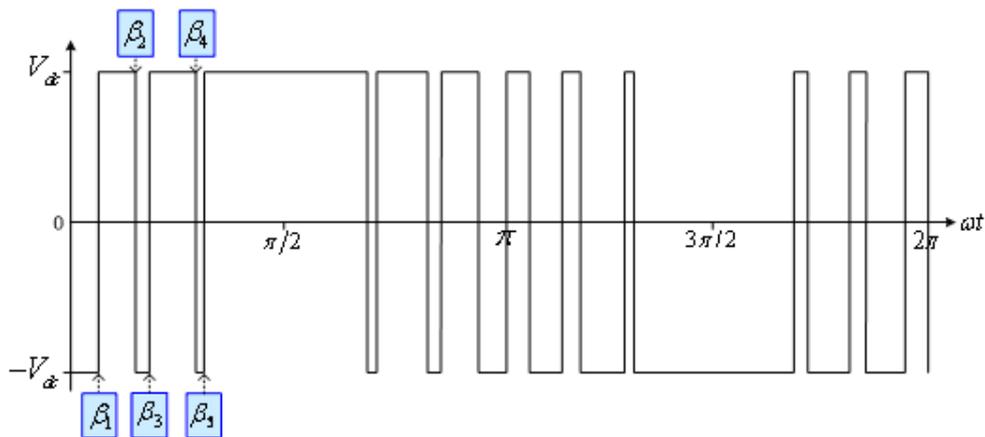
สมการแรงดันเฟส จะได้เป็น

$$\begin{aligned} V_{A0}(\omega t) &= \frac{4V_{dc}}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \left\{ \frac{1}{n} \sin(n\omega t) \right\} \\ V_{B0}(\omega t) &= \frac{4V_{dc}}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \left\{ \frac{1}{n} \sin\left(n\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \right\} \end{aligned} \quad (2.52)$$

สมการแรงดันสายไฟจะเท่ากับ

$$\begin{aligned} V_{AB}(\omega t) &= V_{A0}(\omega t) - V_{B0}(\omega t) \\ &= \frac{4V_{dc}}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \left\{ \sin(n\omega t) - \sin\left(n\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \right\} \\ &= \frac{4V_{dc}}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \left\{ 2 \cos n\left(\frac{\pi}{6}\right) \cdot \sin n\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) \right\} \end{aligned} \quad (2.53)$$

ตามหลักการเทคนิคการเลือกกำลังฮาร์โมนิกส์ ต้องกำหนดรูปคลื่นแรงดันขาออกตามภาพที่ 2.51 ก่อน



ภาพที่ 2.52 รูปคลื่นแรงดันเฟสขาออกตามหลักการเทคนิคการเลือกกำลังฮาร์โมนิกส์

จากรูปคลื่นในภาพที่ 2.52 สมการแรงดันเฟสในรูปสมการฟูเรียร์ จะเป็นดังนี้

$$V_{A0}(\omega t) = \sum_{n=1}^{\infty} b_n \sin(n\omega t) \quad \text{และ} \quad V_{B0}(\omega t) = \sum_{n=1}^{\infty} b_n \sin\left(n\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (2.54)$$

และสมการแรงดันสายไฟ เป็นดังนี้

$$V_{AB}(\omega t) = \sum_{n=1}^{\infty} b_n \left\{ \sin n(\omega t) - \sin n\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \right\} \quad (2.55)$$

จากสมการที่ (2.55) ค่า b_n สามารถคำนวณหาค่าทางคณิตศาสตร์ได้จากช่วง $\frac{1}{4}$ ไซเคิลของรูปคลื่นแรงดันขาออก ซึ่งจะได้ตั้งสมการ

$$b_n = \frac{4V_{dc}}{n\pi} \{1 - 2 \cos n\beta_1 + 2 \cos n\beta_2 - 2 \cos n\beta_3 + \dots\} \quad (2.56)$$

$$\text{หรือ} \quad b_n = \frac{4V_{dc}}{n\pi} \left\{ 1 + \sum_{k=1}^n (-1)^k \cdot 2\cos(n\beta_k) \right\} \quad (2.57)$$

จากสมการที่ (2.57) สามารถเขียนสมการค่าสัมประสิทธิ์ b_n โดยมีจำนวนสมการสัมพันธ์กับจำนวนของฮาร์โมนิกส์ที่ต้องการกำจัด ตัวอย่างเช่น ต้องการแรงดันขาออกจากอินเวอร์เตอร์ 3 เฟสที่ปราศจากฮาร์โมนิกส์อันดับ 5, 7, 11, 13 และ 17

ค่ามุม β ที่เกิดขึ้นในรูปคลื่นแรงดันจะต้องคำนวณหาจากสมการข้างล่างนี้

$$\left. \begin{aligned} |b_1| &= \frac{4V_{dc}}{\pi} \{1 - \cos \beta_1 + \cos \beta_2 - \cos \beta_3 + \cos \beta_4 - \cos \beta_5\} \\ |b_5| &= \frac{4V_{dc}}{5\pi} \{1 - \cos 5\beta_1 + \cos 5\beta_2 - \cos 5\beta_3 + \cos 5\beta_4 - \cos 5\beta_5\} \\ |b_7| &= \frac{4V_{dc}}{7\pi} \{1 - \cos 7\beta_1 + \cos 7\beta_2 - \cos 7\beta_3 + \cos 7\beta_4 - \cos 7\beta_5\} \\ |b_{11}| &= \frac{4V_{dc}}{11\pi} \{1 - \cos 11\beta_1 + \cos 11\beta_2 - \cos 11\beta_3 + \cos 11\beta_4 - \cos 11\beta_5\} \\ |b_{13}| &= \frac{4V_{dc}}{13\pi} \{1 - \cos 13\beta_1 + \cos 13\beta_2 - \cos 13\beta_3 + \cos 13\beta_4 - \cos 13\beta_5\} \\ |b_{17}| &= \frac{4V_{dc}}{17\pi} \{1 - \cos 17\beta_1 + \cos 17\beta_2 - \cos 17\beta_3 + \cos 17\beta_4 - \cos 17\beta_5\} \end{aligned} \right\} \quad (2.58)$$

จากสมการที่ (2.58) สมมติว่าต้องการกำจัดฮาร์โมนิกส์อันดับที่ 5, 7, 11, 13 และ 17 ดังนั้นจะต้องกำหนดให้สมการของ $|b_5|, |b_7|, |b_{11}|, |b_{13}|$ และ $|b_{17}|$ เท่ากับศูนย์ ส่วนสมการที่ความถี่หลักมูล ($|b_1|$) จะต้องเท่ากับ 1. เท่านั้นดังสมการ

$$\frac{4V_{dc}}{\pi} \{1 - \cos \beta_1 + \cos \beta_2 - \cos \beta_3 + \cos \beta_4 - \cos \beta_5\} = 1 \quad (2.59)$$

และ

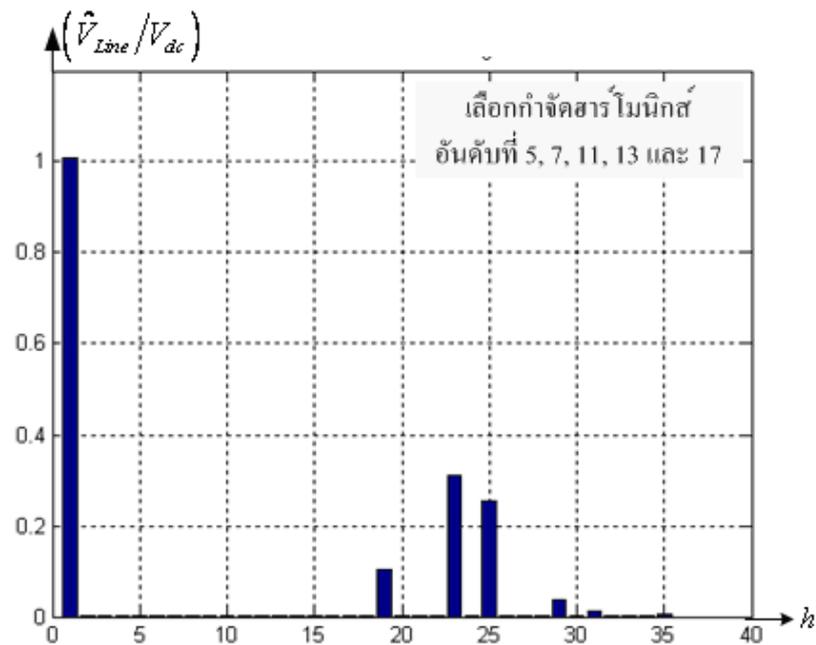
$$\left. \begin{aligned} \frac{4V_{dc}}{5\pi} \{1 - \cos 5\beta_1 + \cos 5\beta_2 - \cos 5\beta_3 + \cos 5\beta_4 - \cos 5\beta_5\} &= 0 \\ \frac{4V_{dc}}{7\pi} \{1 - \cos 7\beta_1 + \cos 7\beta_2 - \cos 7\beta_3 + \cos 7\beta_4 - \cos 7\beta_5\} &= 0 \\ \frac{4V_{dc}}{11\pi} \{1 - \cos 11\beta_1 + \cos 11\beta_2 - \cos 11\beta_3 + \cos 11\beta_4 - \cos 11\beta_5\} &= 0 \\ \frac{4V_{dc}}{13\pi} \{1 - \cos 13\beta_1 + \cos 13\beta_2 - \cos 13\beta_3 + \cos 13\beta_4 - \cos 13\beta_5\} &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (2.60)$$

นำสมการที่ (2.59) และ (2.60) มาคำนวณหาค่ามุม β ทุกตัว ด้วยวิธีการเชิงเลข (Numerical Method) ตามหลักการวิเคราะห์สมการไม่เชิงเส้นแบบนิวตัน-ราฟสัน

เนื่องจากต้องการกำจัดฮาร์โมนิกส์จำนวน 5 ตัว จึงต้องใช้ 6 สมการ เพื่อคำนวณหาค่ามุม β ซึ่งจะได้มุม β จำนวน 5 มุม (ดังแสดงในภาพที่ 2.52)

ทั้งนี้ผลการคำนวณจะได้ $\beta_1 = 6.8^\circ, \beta_2 = 17.3^\circ, \beta_3 = 21.03^\circ, \beta_4 = 34.67^\circ$ และ $\beta_5 = 36^\circ$

ทั้งนี้เมื่อนำไปประยุกต์สร้างสัญญาณควบคุมแบบพีดีบลิวเอ็มเพื่อควบคุมการนำกระแสของ อุปกรณ์สวิตช์ในอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส จะทำให้แรงดันสายไฟขาออกของมีความถี่ฮาร์โมนิกส์เกิดขึ้น ดังแสดงในภาพที่ 2.53



ภาพที่ 2.53 ความถี่ฮาร์โมนิกส์ที่เกิดขึ้นที่แรงดันขาออกของอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส ด้วยเทคนิคการเลือกกำจัดฮาร์โมนิกส์

ในกรณีที่อินเวอร์เตอร์ 3 เฟสมีโหลดสมดุล ฮาร์โมนิกส์ที่อันดับคู่สามจะแทรกซ้อนกันเอง จึงไม่จำเป็นต้องกำจัดด้วยเทคนิคนี้ อย่างไรก็ตามเทคนิค SHEM ถึงแม้จะให้ผลลัพธ์ที่ดีในด้านฮาร์โมนิกส์ที่เกิดขึ้น แต่เป็นวิธีที่ซับซ้อน ยุ่งยากต่อการคำนวณมุม β การประยุกต์ใช้ในวงจรอินเวอร์เตอร์ จะต้องเก็บค่ามุมที่ถูกคำนวณไว้แล้วในหน่วยความจำ จึงต้องใช้วงจรสร้างสัญญาณด้วยแผงวงจร ไมโครคอนโทรลเลอร์ หรือแผงวงจรประมวลผลสัญญาณดิจิทัล จึงนิยมใช้กับงานที่มีพิกัดกำลังสูง และมักใช้ในงานที่ต้องการความเพี้ยนฮาร์โมนิกส์รวมอยู่ในระดับต่ำเท่านั้น

2.5 หลักการทำงานของไมโครคอนโทรลเลอร์ 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

คุณสมบัติโดดเด่นพิเศษในไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล 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. มีวงจรแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิทัล 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” จึงทำให้สามารถติดต่อกับหน่วยความจำโปรแกรมได้สูงสุด 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 กิโลเวิร์ด 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 I² C, 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

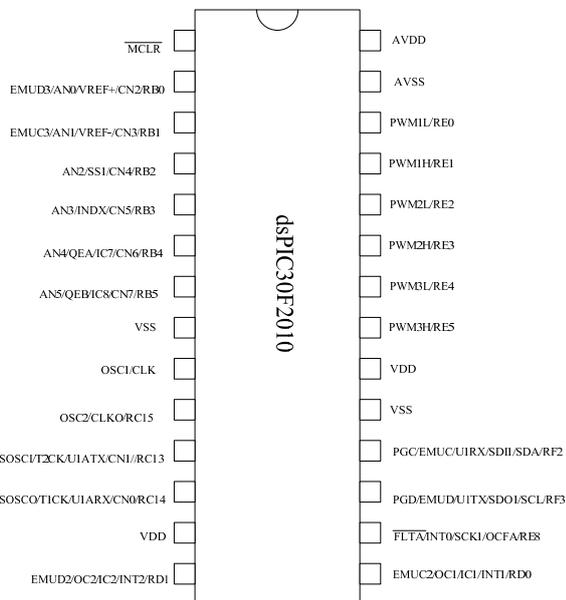
พอร์ต B มี 6 ขา คือขา RB0-RB5 โดยทุกขาสามารถกำหนดให้เป็นพอร์ตอินพุตหรือเอาต์พุตได้ และสามารถขับกระแสทั้งแบบ Sink และ Source ได้สูงถึง 25mA. [3]

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 2.54 ลักษณะโครงสร้างภายนอกของไอซี dsPIC30F2010

2.6 งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

โครงการนี้มุ่งเน้นที่การทบทวนวรรณกรรมหลักการดำเนินงานของวงจรแปลงผันรูปแบบต่างๆ ซึ่งสามารถหาได้โดยทั่วไป เช่น วงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลังของ รศ. ดร. วีระเชษฐ์ ชันเงิน [1] “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 “หลักการออกแบบสวิตซ์ซึ่งเพาเวอร์ซัพพลาย” ของ สุวัฒน์ คั่น [5] และหลักการประยุกต์ใช้งานบอร์ดประมวลผลสัญญาณดิจิทัล สามารถหาข้อมูลได้จาก Website : <http://www.microchip.com> ของบริษัท Microchip ซึ่งเป็นผู้ผลิต DSP Board ตระกูล dsPIC30Fxx และ dsPIC33Fxx เป็นต้น

ทางคณะผู้วิจัยพบว่า ศูนย์วิจัย MNPERE ของมหาวิทยาลัย Minnesota , USA โดย Professor Ned Mohan ได้ออกแบบและสร้างชุดทดลองปฏิบัติการอิเล็กทรอนิกส์กำลังโดยการควบคุมแบบเวลาจริง (Real Time) โดยการประยุกต์ใช้ DSP Board ขึ้นเช่นกัน พร้อมทั้งผลิตหนังสือขึ้นมาประกอบการสอน [4] ควบคู่ไปด้วย ซึ่งเป็นความคิดที่ดี แต่ว่าบอร์ดประมวลผลสัญญาณที่ใช้ เป็นของบริษัท dSPACE ที่ราคาสูงมากซึ่งไม่เหมาะสมกับการเรียนรู้ของนักศึกษาระดับปริญญาตรี ดังนั้นการประยุกต์ใช้ DSP Board ของ dsPIC ที่มีราคาถูกและสามารถหาซื้อได้ภายในประเทศเพื่อใช้ในการควบคุมงานอิเล็กทรอนิกส์กำลัง จึงนับว่าเหมาะสมต่อการนำมาออกแบบและสร้างเป็นชุดเรียนรู้ที่เหมาะสมสำหรับนักศึกษวิศวกรรมศาสตร์ที่เน้นเรียนรู้ทักษะในเชิงปฏิบัติเป็นอย่างยิ่ง