



บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

วงจรอินเวอร์เตอร์ เป็นวงจรที่ทำหน้าที่จ่ายกำลังไฟฟ้ากระแสสลับให้แก่โหลด เมื่อเทียบกับระบบจ่ายส่งกำลังไฟฟ้ากระแสสลับซึ่งจ่ายกำลังไฟฟ้าที่ความถี่ 50 Hz เราสังเกตได้ว่าอินเวอร์เตอร์นั้นจะมีคุณสมบัติที่เหนือกว่าระบบส่งจ่ายกำลังไฟฟ้า ตรงที่สามารถจ่ายกำลังไฟฟ้าที่แรงดันแปรค่าได้และความถี่แปรค่าได้ (Variable Voltage and Variable Frequency: VVVF) แต่จะมีข้อเสียคือรูปคลื่นทางด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์จะมีฮาร์มอนิกส์มาก และจ่ายกำลังไฟฟ้าได้ในปริมาณที่จำกัด แต่อย่างไรก็ตาม เราสามารถนำอินเวอร์เตอร์ไปใช้ประโยชน์ได้หลายอย่าง อาทิเช่น

- ใช้เป็นแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับสำรอง (Uninterruptible Power Supply: UPS)
- ใช้ควบคุมความเร็วของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสสลับ
- ใช้ในระบบเตาหลอมโลหะ (Induction Heating)
- ใช้เป็นแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าในอากาศยาน หรือยานพาหนะ ฯลฯ

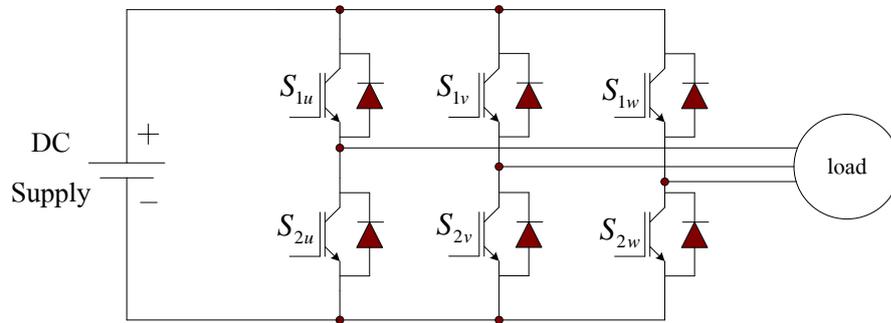
ในบทนี้จะกล่าวถึงวงจรอินเวอร์เตอร์สามระดับ โดยจะแสดงโครงสร้างหลักการทำงาน ขนาดเวกเตอร์แรงดันและผลของแรงดันนิวทรัลจากการสวิตช์ที่ต่างกันของเวกเตอร์แรงดัน โดยได้เสนอการพัฒนาอินเวอร์เตอร์แบบสามระดับให้สามารถทำงานในแบบอันเดอร์มอดูเลชัน โดยการกำหนดขอบเขตการทำงานของเวกเตอร์แรงดัน โดยการคำนวณค่าดัชนีการมอดูเลต (Modulation Index) และนำค่าที่คำนวณได้มาแบ่งการทำงานคือการทำงานแบบอันเดอร์มอดูเลชันก็คือ การทำงานที่เวกเตอร์ของแรงดันอ้างอิงอยู่ภายในขอบเขตของรูปหกเหลี่ยม (Hexagon) โดยในบทนี้จะกล่าวถึงหลักการทำงานและการหาสมการสำหรับคำนวณหาคาบเวลาของการสวิตช์ของเวกเตอร์แรงดัน การจัดลำดับการสวิตช์ให้กับเวกเตอร์แรงดันและการคำนวณค่าดัชนีมอดูเลต

2.1 อินเวอร์เตอร์สามระดับ

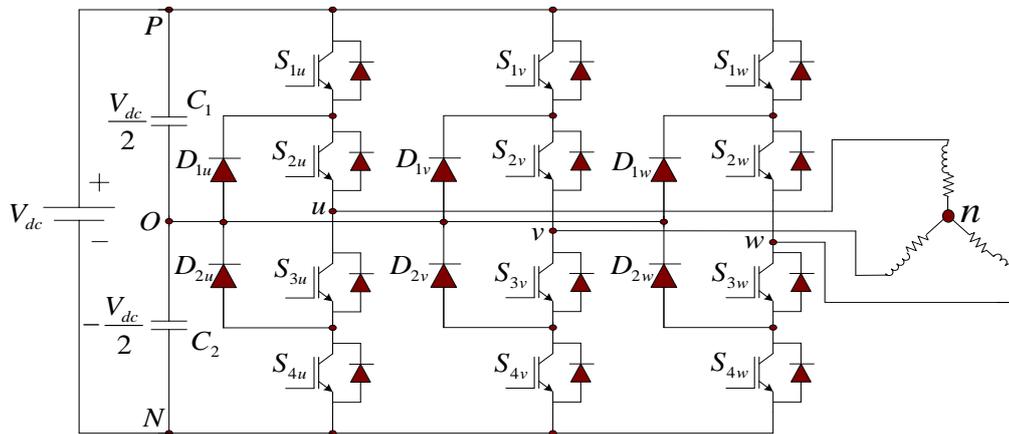
2.1.1 โครงสร้างพื้นฐานของวงจรอินเวอร์เตอร์สามระดับ

วงจรอินเวอร์เตอร์สามระดับจะแตกต่างจากวงจรอินเวอร์เตอร์สองระดับคือ มีอุปกรณ์ในการสวิตช์ซึ่งเพิ่มจากหกตัวเป็นสิบสองตัวดังรูปที่ 2.1 และ 2.2 และมีการใช้แรงดันไฟตรงเป็นสามระดับ ซึ่งได้จากการนำตัวเก็บประจุสองตัวต่ออนุกรมกันเพื่อแบ่งแรงดันจากแหล่งจ่ายไฟตรง วงจรอินเวอร์เตอร์สามระดับมีข้อดีกว่าวงจรอินเวอร์เตอร์สองระดับคือ มีระดับแรงดันที่เพิ่มขึ้น ทำให้กระแสเอาต์พุตมีความผิดเพี้ยนของสัญญาณน้อย และช่วยลดค่ากระแสพุ่งเข้า (Inrush Current) ที่มีต่ออุปกรณ์สวิตช์ซึ่งเช่น มอสเฟต (Metal-Oxide-Semiconductor-Field Effect Transistor, MOSFET) ไอจีบีที (Insulated Gate Bipolar Transistors, IGBT) เมื่อนำมาเปรียบกับวงจรอินเวอร์เตอร์สอง

ระดับที่มีการใช้แรงดันดีซีลิงค์ (DC-Link) เท่ากัน เพราะวงจรอินเวอร์เตอร์สามระดับมีการใช้อุปกรณ์สวิตชิงมาต่ออนุกรมทำให้ได้รับแรงดันน้อยลง



รูปที่ 2.1 วงจรอินเวอร์เตอร์สองระดับ



รูปที่ 2.2 วงจรอินเวอร์เตอร์สามระดับ

วงจรสมมูลของวงจรอินเวอร์เตอร์สามระดับเป็นดังรูปที่ 2.2 แต่ละเฟสนั้นประกอบด้วยฟรีวีลิ่งไดโอด (Free-Wheeling Diode) สี่ตัว แคลมป์ไดโอด (Clamping Diodes) สองตัวต่ออยู่กับจุดนิวทรัลพอยต์ (Neutral Point (O)) เมื่อให้แรงดันทั้งสามจุด (PON) เทียบกับจุดอ้างอิงจุด O จะได้แรงดัน 3 ระดับ ดังนี้

- แรงดัน P (V_{PO}) เป็นแรงดันบัสไฟตรงที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_1
- แรงดัน O (V_{OO}) เป็นแรงดันที่จุดอ้างอิง
- แรงดัน N (V_{NO}) เป็นแรงดันบัสไฟตรงที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_2



เมื่อแต่ละเฟสจ่ายแรงดันได้สามระดับ โดยใช้อุปกรณ์สวิตซ์ซึ่งสี่ตัวต่อหนึ่งเฟส และสามารถสรุปสถานะของการสวิตซ์ในแต่ละเฟสได้ ดังนี้

- เมื่อต่อสวิตซ์สองตัวบน และตัดสวิตซ์สองตัวล่างจะได้แรงดันบัส P (Positive Bus Voltage)
- เมื่อต่อสวิตซ์สองตัวล่าง และตัดสวิตซ์สองตัวบนจะได้แรงดันบัส N (Negative Bus Voltage)
- เมื่อต่อสวิตซ์สองตัวกลาง และตัดสวิตซ์ตัวบนสุดกับตัวล่างสุดจะได้แรงดัน O (Neutral Voltage)

สถานการณ์สวิตซ์ในแต่ละเฟสของวงจรอินเวอร์เตอร์สามระดับสรุปได้ดังตาราง 2.1

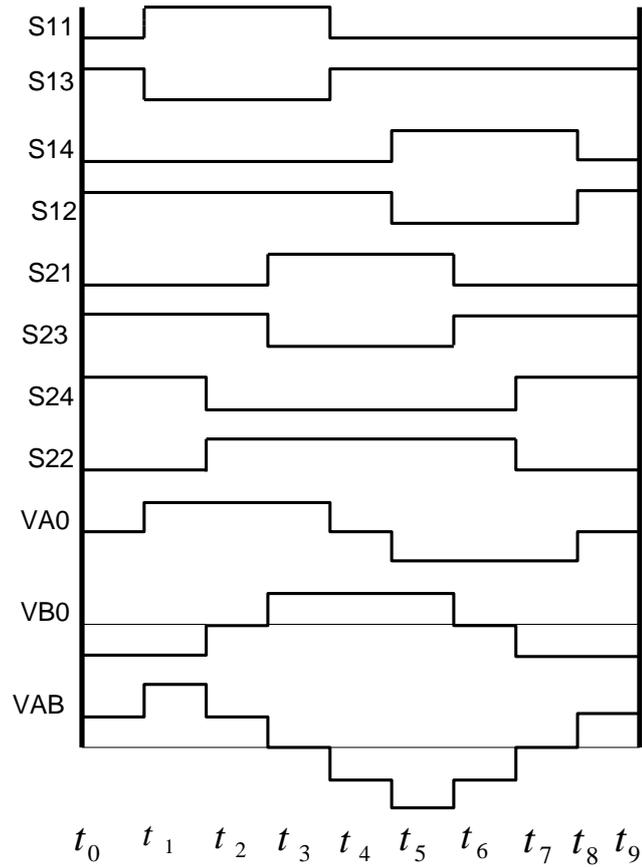
ตารางที่ 2.1 สถานการณ์สวิตซ์ในแต่ละเฟส

Terminal Symbols	Switch State				Terminal Voltage
	S_{1x}	S_{2x}	S_{3x}	S_{4x}	
P	ON	ON	OFF	OFF	$V_{dc} / 2$
O	OFF	ON	ON	OFF	0
N	OFF	OFF	ON	ON	$-V_{dc} / 2$

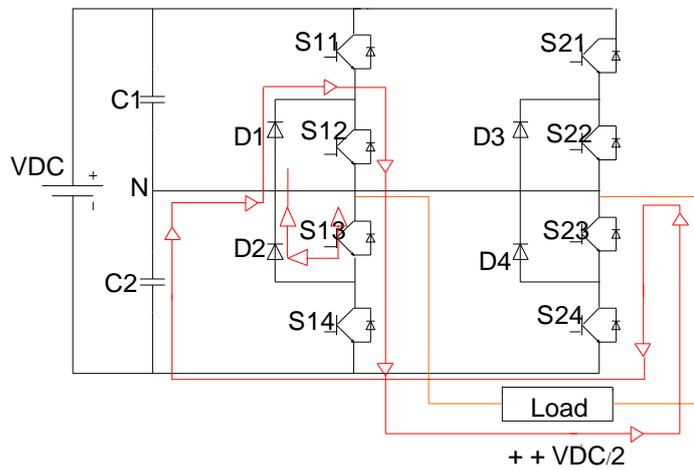
เมื่อ $x = u, v, w$

2.1.2 หลักการทำงานของอินเวอร์เตอร์สามระดับ

จากรูปที่ 2.2 จะเห็นว่าในแต่ละกิ่งของอินเวอร์เตอร์สามระดับจะประกอบด้วยสวิตซ์หลัก S_{11} กับ S_{14} ทำหน้าที่เหมือนในวงจรอินเวอร์เตอร์ 2 ระดับ ส่วนสวิตซ์ช่วย S_{12} กับ S_{13} ทำหน้าที่เคลมป์แรงดันเทียบกับจุดนิวทรัลที่ขั้วเอาต์พุตพร้อมกับไดโอดช่วย D_{11} กับ D_{12} ส่วนแหล่งจ่ายไฟตรงเกิดจากตัวเก็บประจุทั้งสองตัว แบ่งแรงดันบัสตรงตัวละครึ่งสัญญาณ PWM ที่ใช้ควบคุมแต่ละตัวในหนึ่งกิ่งสามารถแสดงได้ดังรูป ซึ่งสามารถแบ่งโหมดการทำงานในหนึ่งไซเคิลของแรงดัน V_{ab} ออกเป็น 9 โหมดดังแสดงดังรูปที่ 2.3

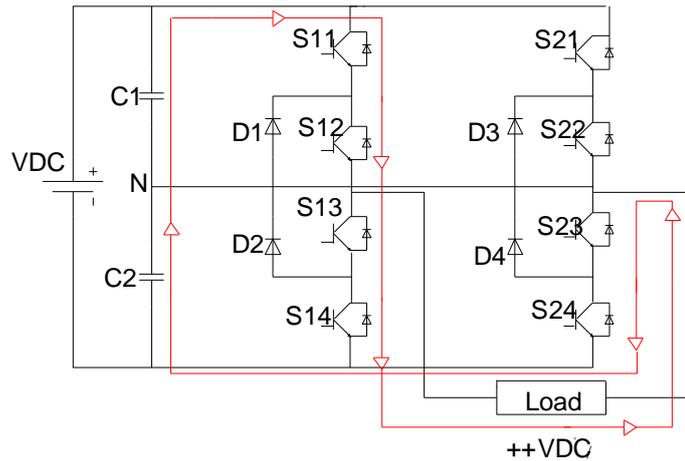


รูปที่ 2.3 สัญญาณสวิทชิงในแต่ละกลุ่ม



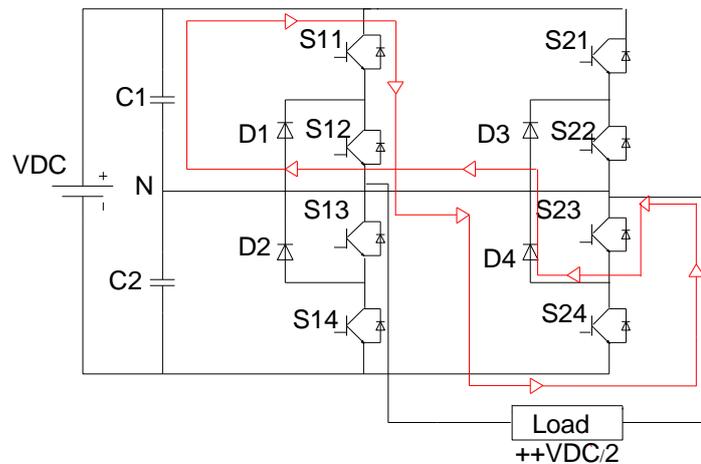
รูปที่ 2.4 โหมด 1 (t_0-t_1)

จากรูปที่ 2.4 โหมด 1 (t_0-t_1) ที่เวลา t_0 สวิตช์ **S12, S13, S23, S24** นำกระแส ทำให้กระแสไหลจาก D_{11}, D_{12} เข้าไหลผ่าน S_{23}, S_{24} กลับไปยังตัวเก็บประจุ C_2 สร้างระดับแรงดัน V_{AB} เป็น $+V_{dc}/2$ การทำงานของโหมดนี้จะสิ้นสุดที่เวลา $t1$



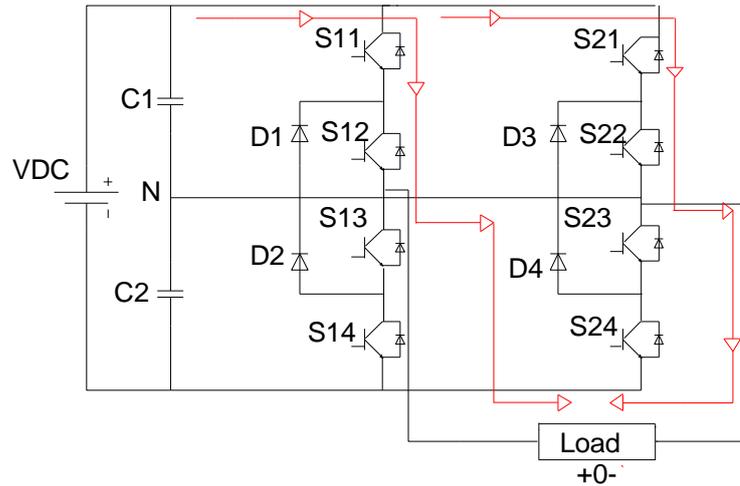
รูปที่ 2.5 โหมด 2 (t_1-t_2)

จากรูปที่ 2.5 โหมด 2 (t_1-t_2) ที่เวลา t_1 สวิตช์ S_{13} จะหยุดนำกระแส ส่วนสวิตช์ $S_{12}, S_{13}, S_{23}, S_{24}$ จะนำกระแส ทำให้กระแสไหลจาก S_{11}, S_{12} ไหลผ่าน S_{23}, S_{24} กลับไปยังตัวเก็บประจุ C_2 สร้างระดับแรงดัน V_{AB} เป็น $+V_{dc}$ การทำงานของโหมดนี้จะสิ้นสุดที่เวลา t_2



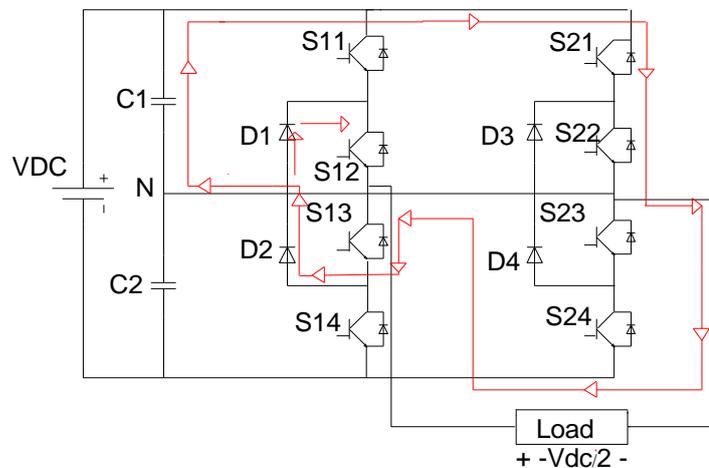
รูปที่ 2.6 โหมด 3 (t_2-t_3)

จากรูปที่ 2.6 โหมด 3 (t_2-t_3) ที่เวลา t_2 สวิตช์ S_{24} จะหยุดนำกระแส ส่วนสวิตช์ $S_{12}, S_{13}, S_{23}, S_{24}$ จะนำกระแส ทำให้กระแสไหลจาก S_{11}, S_{12} ไหลผ่าน S_{23}, S_{22} กลับไปยังตัวเก็บประจุ C_1 สร้างระดับแรงดัน V_{AB} เป็น $+V_{dc}/2$ การทำงานของโหมดนี้จะสิ้นสุดที่เวลา t_3



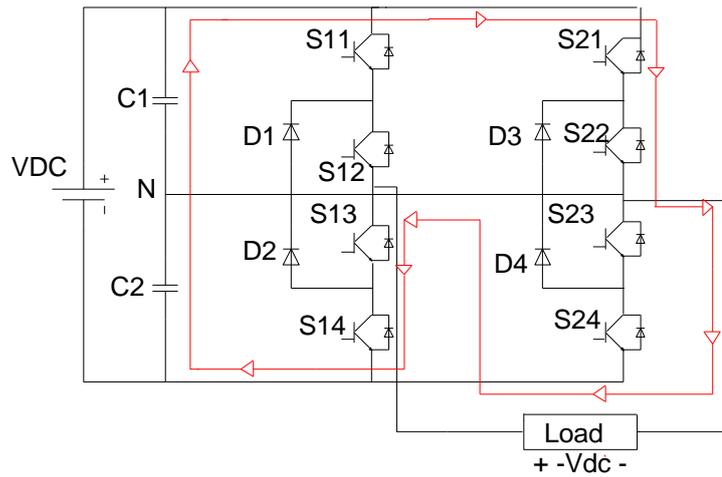
รูปที่ 2.7 โหมด 4 (t_3-t_4)

จากรูปที่ 2.7 โหมด 4 (t_3-t_4) ที่เวลา t_3 สวิตช์ t_3 จะหยุดนำกระแสส่วนสวิตช์ $S_{11}, S_{S12}, S_{21}, S_{22}$ จะนำกระแส ทำให้กระแสไหลเฟส A มาหักล้างกับเฟส B ทำให้ได้ระดับแรงดัน V_{AB} เป็นศูนย์ การทำงานของโหมดนี้จะสิ้นสุดที่เวลา t_4



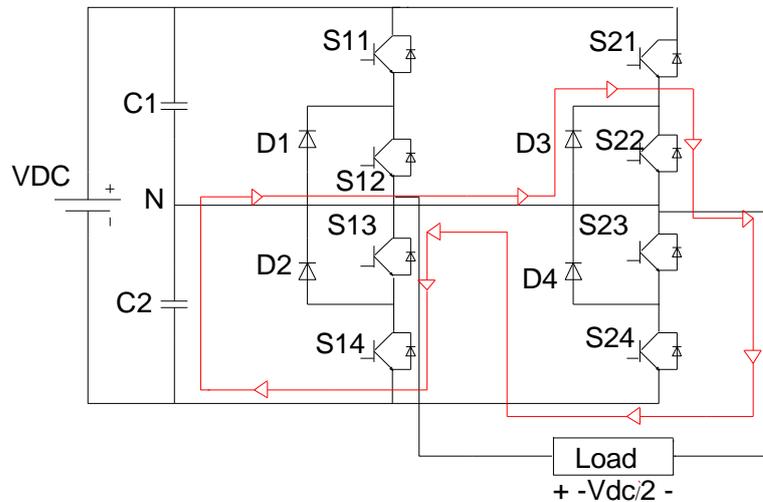
รูปที่ 2.8 โหมด 5 (t_4-t_5)

จากรูปที่ 2.8 โหมด 5 (t_4-t_5) ที่เวลา t_4 สวิตช์ S_{11} จะหยุดนำกระแส ส่วนสวิตช์ $S_{13}, S_{14}, S_{21}, S_{22}$ จะนำกระแส ทำให้กระแสไหลจาก S_{21}, S_{22} ไหลผ่าน S_{13}, S_{12} กลับไปยังตัวเก็บประจุ C_1 สร้างระดับแรงดัน V_{AB} เป็น $-V_{dc}/2$ การทำงานของโหมดนี้จะสิ้นสุดที่เวลา t_5



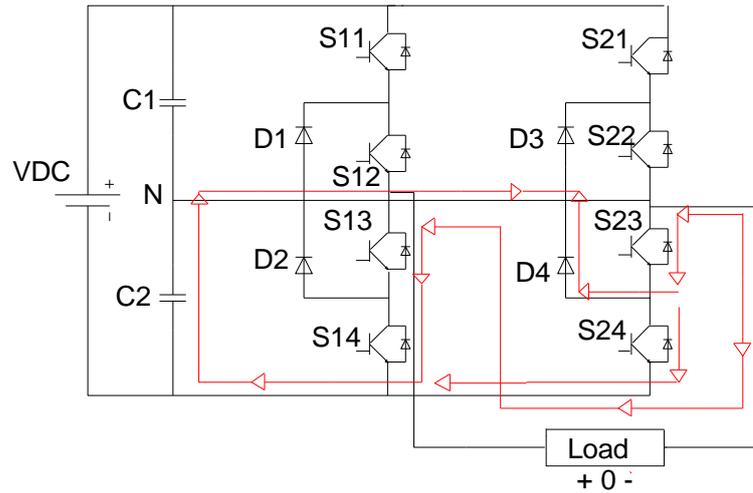
รูปที่ 2.9 โหมด 6 (t_5-t_6)

จากรูปที่ 2.9 โหมด 6 ($t_5 - t_6$) ที่เวลา t_5 สวิตช์ S_{12} จะหยุดนำกระแส ส่วนสวิตช์ $S_{13}, S_{14}, S_{21}, S_{22}$ จะนำกระแส ทำให้กระแสไหลจาก D_{11}, D_{12} เข้าไหลผ่าน S_{13}, S_{14} กลับไปยังตัวเก็บประจุ C_2 สร้างระดับแรงดัน V_{AB} เป็น $-V_{dc}/2$ การทำงานของโหมดนี้จะสิ้นสุดที่เวลา t_6



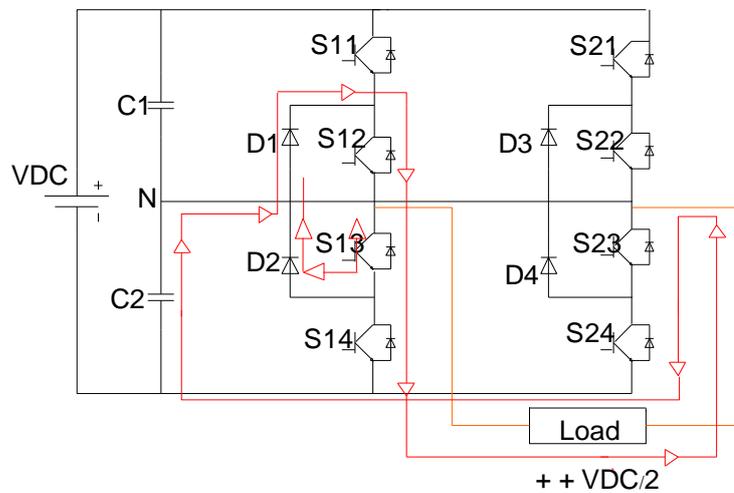
รูปที่ 2.10 โหมด 7 (t_6-t_7)

จากรูปที่ 2.10 โหมด 7 ($t_6 - t_7$) ที่เวลา t_6 สวิตช์ S_{21} จะหยุดนำกระแส ส่วนสวิตช์ $S_{13}, S_{14}, S_{22}, S_{23}$ จะนำกระแส ทำให้กระแสไหลจาก D_{21}, D_{22} เข้าไหลผ่าน S_{13}, S_{14} กลับไปยังตัวเก็บประจุ C_2 สร้างระดับแรงดัน V_{AB} เป็น $-V_{dc}/2$ การทำงานของโหมดนี้จะสิ้นสุดที่เวลา t_7



รูปที่ 2.11 โหมด 8 (t_7-t_8)

จากรูปที่ 2.11 โหมด 8 (t_7-t_8) ที่เวลา t_7 สวิตช์ S_{22} จะหยุดนำกระแส ส่วนสวิตช์ $S_{13}, S_{14}, S_{23}, S_{24}$ จะนำกระแสทำให้กระแสไหลเฟส A มาหักล้างกับเฟส B ทำให้ได้ระดับแรงดัน V_{AB} เป็นศูนย์ การทำงานของโหมดนี้จะสิ้นสุดที่เวลา t_8



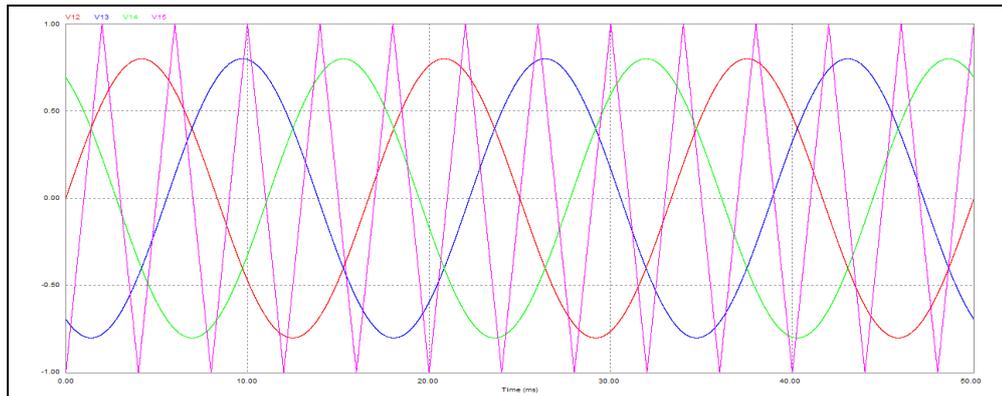
รูปที่ 2.12 โหมด 9 (t_8-t_9)

จากรูปที่ 2.12 โหมด 9 (t_8-t_9) ที่เวลา t_8 สวิตช์ S_{14} จะหยุดนำกระแส ส่วนสวิตช์ $S_{12}, S_{13}, S_{23}, S_{24}$ จะนำกระแส ทำให้กระแสไหลจาก D_{11}, D_{12} เข้าไหลผ่าน S_{23}, S_{24} กลับไปยังตัวเก็บประจุ C_2 สร้างระดับแรงดัน V_{AB} เป็น $+V_{dc}/2$ การทำงานของโหมดนี้จะสิ้นสุดที่เวลา t_8 การทำงานของโหมดนี้จะสิ้นสุดที่เวลา t_9 และที่เวลานี้แรงดัน V_{AB} ครอบรอบหนึ่งไซเคิล

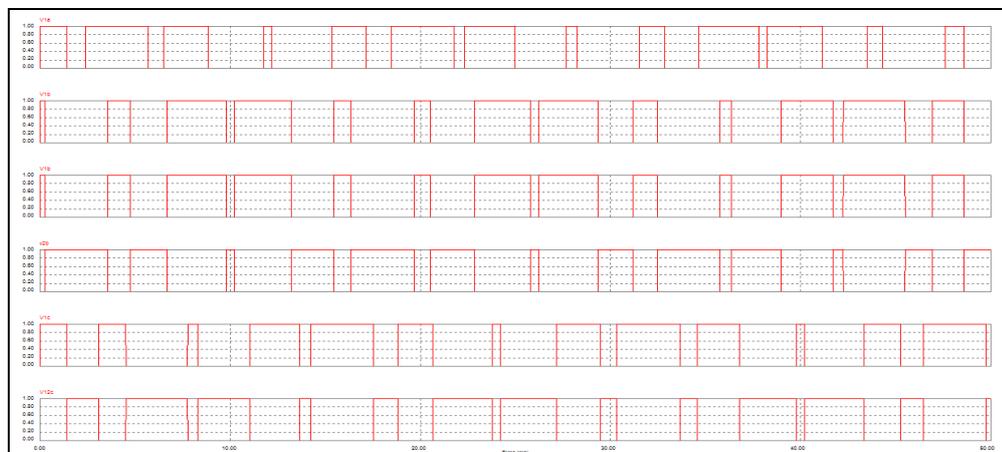


2.2 การเปรียบเทียบระหว่างอินเวอร์เตอร์สองระดับและอินเวอร์เตอร์สามระดับ

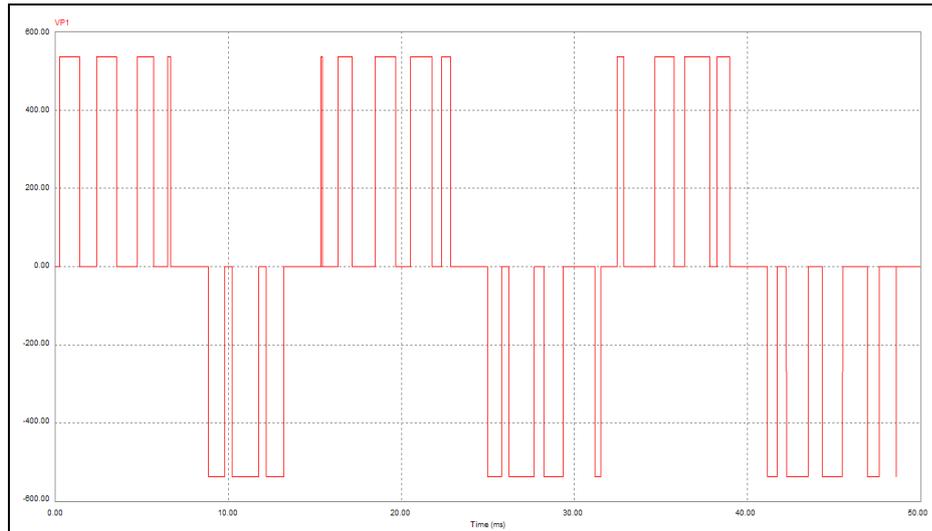
รูปที่ 2.13 เป็นสัญญาณอ้างอิงของวงจรอินเวอร์เตอร์สองระดับและสามระดับ โดยนำสัญญาณไซน์มาเทียบกับสัญญาณแคเรียร์ ซึ่งจะได้รูปคลื่นสัญญาณสวิตชิงที่จะนำไปขับอุปกรณ์สวิตชิงดังรูปที่ 2.14 โดยค่าแรงดันและกระแสที่ได้จากวงจรอินเวอร์เตอร์สองระดับจะมีค่าสัญญาณที่มีค่าฮาร์มอนิกส์ค่อนข้างสูงดังแสดงในรูปที่ 2.15 และรูปที่ 2.16



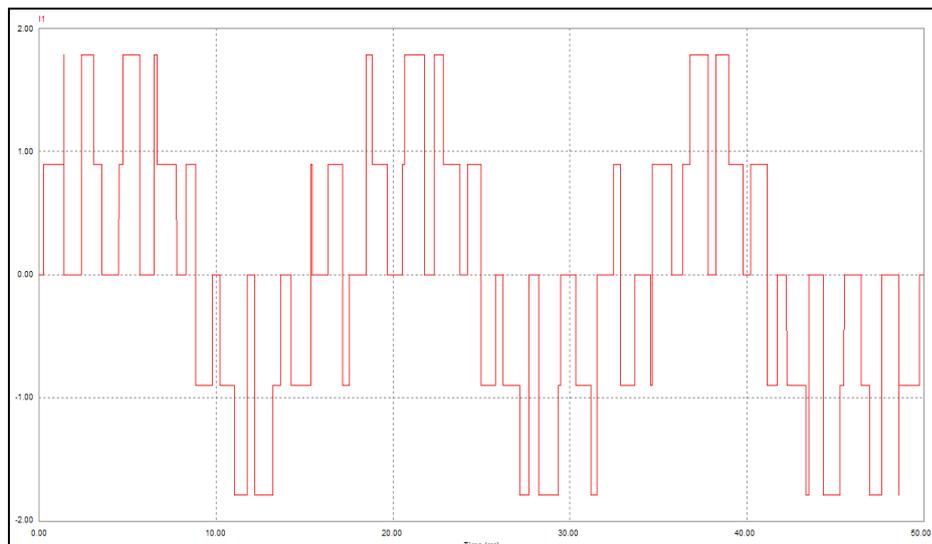
รูปที่ 2.13 สัญญาณไซน์เทียบกับสัญญาณแคเรียร์ที่แรงดัน 600 V



รูปที่ 2.14 สถานการณ์สวิตชิงของไอจีบีทีแต่ละตัวของวงจรอินเวอร์เตอร์สองระดับ

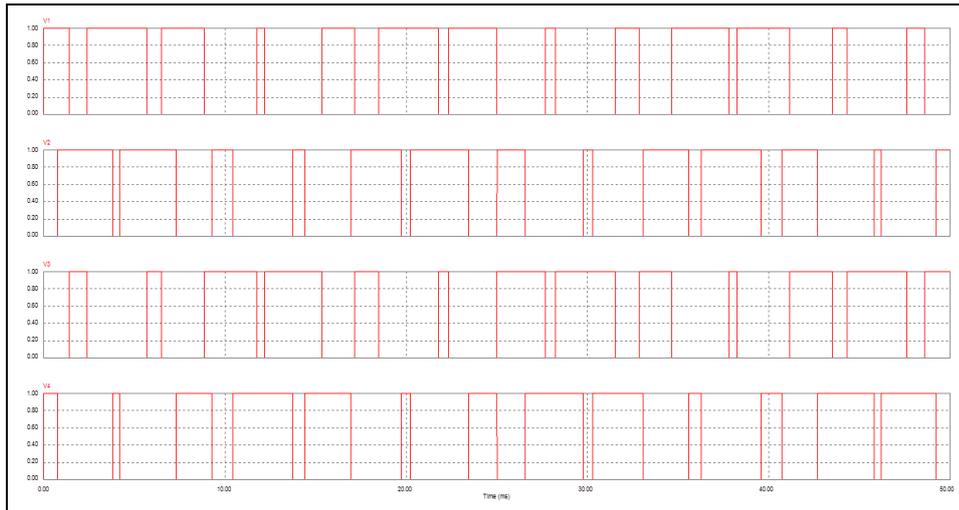


รูปที่ 2.15 แรงดัน V_{ab} ที่โหลดความต้านทาน 200 โอห์มของวงจรอินเวอร์เตอร์สองระดับ

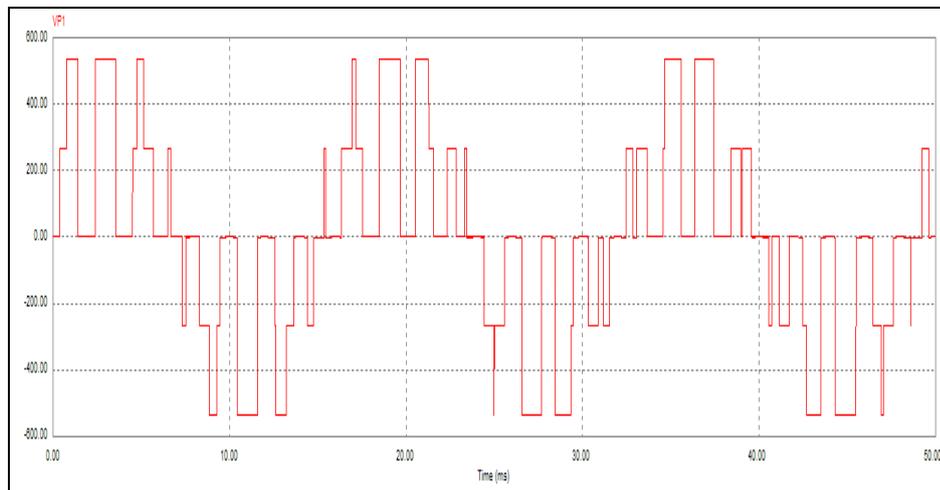


รูปที่ 2.16 กระแส V_{ab} ที่โหลดความต้านทาน 200 โอห์มของวงจรอินเวอร์เตอร์สองระดับ

ค่าแรงดันดันและกระแสทางด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์สองระดับที่โหลดควาต้านทาน 200 โอห์ม ดังรูปที่ 2.15 และรูปที่ 2.16 มีความเพี้ยนของสัญญาณค่อนข้างเยอะเนื่องจากมีกาสูญเสียทางการสวิตช์มากและมีกระแสพุ่งเข้าสูง

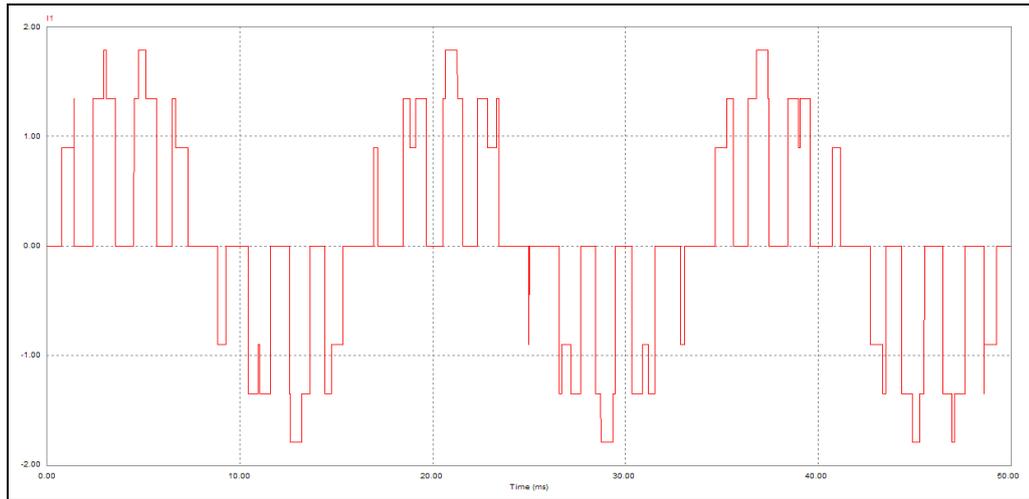


รูปที่ 2.17 สถานการณ์สวิตช์ของไอจีบีทีแต่ละตัวในเฟส A ของวงจรอินเวอร์เตอร์สามระดับ

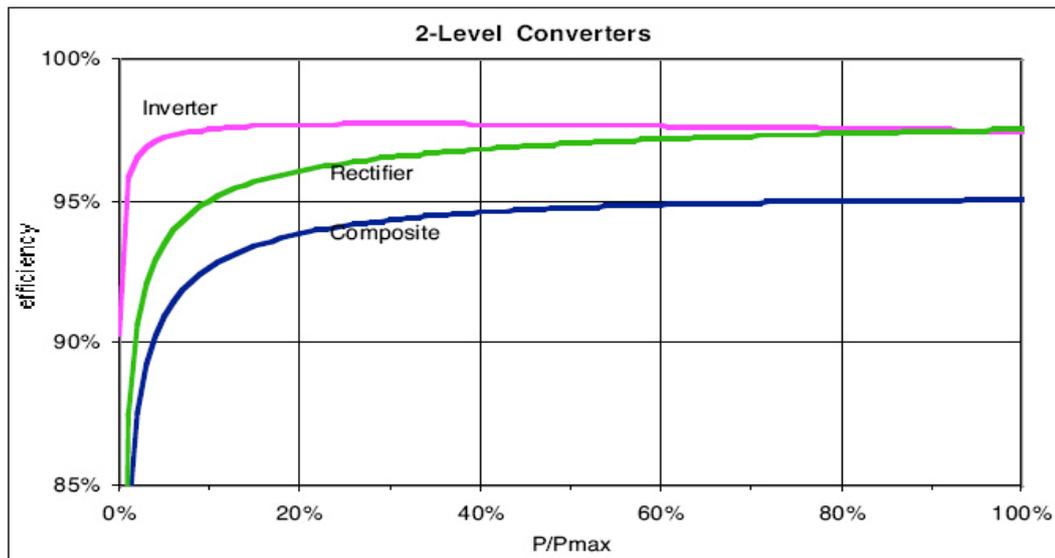


รูปที่ 2.18 แรงดัน V_{ab} ที่โหลดความต้านทาน 200 โอห์มของวงจรอินเวอร์เตอร์สามระดับ

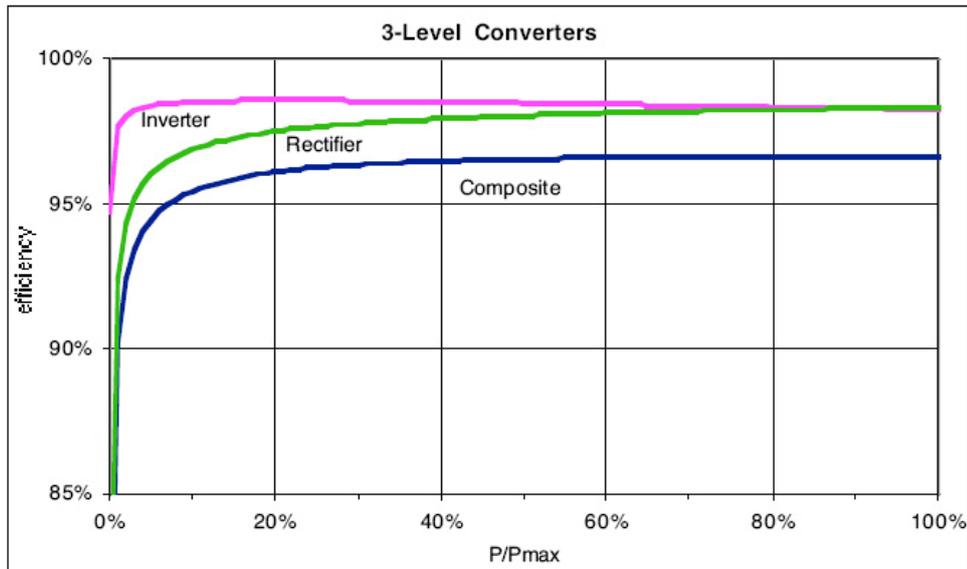
รูปที่ 2.18 และรูปที่ 2.19 คือรูปคลื่นสัญญาณแรงดันและกระแสของอินเวอร์เตอร์สามระดับที่โหลดความต้านทาน 200 โอห์ม ที่ความถี่เดียวกับอินเวอร์เตอร์สองระดับแต่เมื่อนำมาเปรียบเทียบกันจะพบว่าแรงดันและกระแสของอินเวอร์เตอร์สามระดับมีความราบเรียบกว่าอันซึ่งเนื่องมาจากการสูญเสียจากการสวิตช์น้อยกว่านั่นเอง



รูปที่ 2.19 กระแส V_{ab} ที่โหลดความต้านทาน 200 โอห์มของวงจรอินเวอร์เตอร์สองระดับ



รูปที่ 2.20 ประสิทธิภาพและการสูญเสียของการสวิตช์ของวงจรอินเวอร์เตอร์สองระดับ



รูปที่ 2.21 ประสิทธิภาพและการสูญเสียของการสวิตช์ของวงจรอินเวอร์เตอร์สามระดับ

จากข้อมูลดังที่กล่าวมาเบื้องต้นจึงสามารถสรุปได้ว่าอินเวอร์เตอร์สองระดับมีประสิทธิภาพน้อยกว่าอินเวอร์เตอร์สามระดับทั้งในด้านแรงดันและกระแสคือมีรีเป็ลเยอะกว่าซึ่งสังเกตได้ดังรูปที่ 2.20 และรูปที่ 2.21 ส่งผลให้ค่าแรงสัญญาณของอินเวอร์เตอร์สามระดับมีความผิดเพี้ยนค่อนข้างน้อย

2.3 เทคนิคการสร้างสัญญาณควบคุมวงจรอินเวอร์เตอร์สามระดับ

2.3.1 เทคนิคพีดับเบิลยูเอ็ม (Sinusoidal Pulse Width Modulation : SPWM)

เทคนิคนี้จะใช้หลักการ โดยการนำรูปคลื่นไซน์เป็นสัญญาณอ้างอิงที่มีความถี่เท่ากับ ความถี่มูลฐานที่ต้องการออกแบบมาเปรียบเทียบกับคลื่นพาหะ โดยทั่วไปจะเป็นรูปคลื่นสัญญาณ สามเหลี่ยมที่มีความถี่เท่ากับความถี่การสวิตช์ที่ออกแบบไว้ ค่าอัตราส่วนของแอมพลิจูดของรูปคลื่น พาหะเรียกว่า ดัชนีการมอดูเลชัน (ma) ซึ่งสามารถเขียนเป็นสมการรูปคลื่นสัญญาณอ้างอิงได้ดัง สมการที่ 2.1

$$v_r = m_a \sin \omega t \quad (2.1)$$

โดยที่
$$m_a = \frac{v_r}{V_{tri}}$$

เมื่อ V_r คือ แอมพลิจูดสัญญาณไซน์อ้างอิง

V_{tri} คือ แอมพลิจูดรูปคลื่นพาหะและอัตราส่วนระหว่างความถี่ของสัญญาณพาหะกับสัญญาณไซน์อ้างอิงจะนิยามได้ซึ่งหาค่าได้จากสมการที่ 2.2



$$m_f = \frac{f_{tri}}{f_r} \quad (2.2)$$

เมื่อ f_r คือความถี่ของรูปคลื่นไซน์อ้างอิง

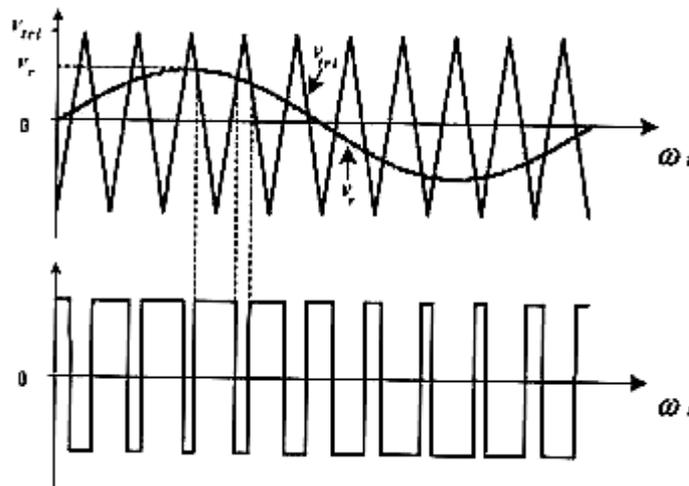
f_{tri} คือความถี่ของระบบ

ในการพิจารณาสัญญาณแรงดันเอาต์พุตที่เกิดจากรูปคลื่นนี้สามารถพิจารณาได้ 2 ย่านคือ ย่านการมอดูเลชันเชิงเส้น (linear modulation) ($m_a \leq 1$) เป็นย่านที่แรงดันเอาต์พุตแปรผันตรงกับค่าดัชนีการมอดูเลชัน โดยค่าแรงดันมูลฐานแสดงในสมการที่ 2.3

$$V_{rms} = \frac{V_d m_a}{\sqrt{2}} \quad (2.3)$$

เมื่อ v_d เป็นค่าระดับแรงดันเชื่อมต่อตรงกระแสตรง

ตัวอย่างลักษณะของการสวิตช์แบบ SPWM

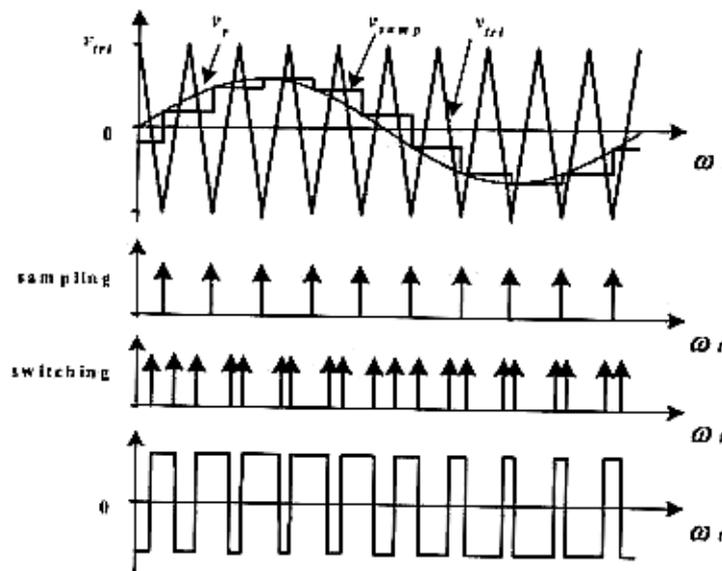


รูปที่ 2.22 หลักการสร้างรูปแบบพีดับเบิลยูเอ็มแบบ SPWM

ย่านการโอเวอร์มอดูเลชัน (มากกว่า 1) เป็นย่านที่แรงดันเอาต์พุตไม่แปรผันตรงกับแบบเชิงเส้นกับค่าขนาดของดัชนีการมอดูเลต ซึ่งโดยทั่วไปแล้วมักไม่มีการนำย่านนี้ไปใช้งาน



เทคนิค SPWM ที่กล่าวมาแล้วนั้น อาจจะสร้างได้โดยวงจรรอนาล็อกหรือไมโครโปรเซสเซอร์ทางดิจิทัล การสร้างวงจรรอนาล็อกทำได้โดยสร้างสัญญาณสามเหลี่ยมอ้างอิงซึ่งเป็นรูปคลื่นไซน์ นำมาคอมพิวเตอร์ด้วยออปแอมป์กลับสัญญาณสามเหลี่ยมเพื่อให้ได้สัญญาณพีดับเบิลยูเอ็ม วิธีการสร้างแบบนี้เรียกว่า การแซมปลิงแบบเนเชอรัล (Natural sampling) เป็นวิธีที่ง่าย ส่วนการสร้างโดยใช้ไมโครโปรเซสเซอร์ทำได้โดยการเก็บสภาวะสวิตซ์ไว้ใน Look up table หรือคำนวณแบบเวลาจริง (Real time) วิธีการสร้างแบบนี้เรียกว่า การแซมปลิงแบบเรกูลาร์ (regular sampling) ซึ่งจะเป็นการประมาณค่าความกว้างพัลส์ของเทคนิคการแซมปลิงแบบเนเชอรัล เพื่อลดองค์ประกอบฮาร์มอนิกส์ทางด้านเอาท์พุท หลักการพื้นฐานในการในการมอดูเลตจะคล้ายกับเทคนิคการแซมปลิงแบบเนเชอรัล โดยการใช้คลื่นสามเหลี่ยมและไซน์ เพียงแต่จะสุ่มรูปคลื่นไซน์ด้วยเวลาที่และแน่นอนเพื่อทำให้เกิดความกว้างพัลส์ เทคนิคการแซมปลิงแบบเรกูลาร์สามารถจำแนกออกเป็น 2 ชนิด คือ การแซมปลิงแบบเรกูลาร์สมมาตร (Symmetric regular sampling) คาบของการสุ่มจะเท่ากับความถี่คลื่นพาหะขอบขาขึ้นและขอบขาลงของความกว้างพัลส์ห่างจากจุดศูนย์กลางของการสุ่มเท่ากัน ข้อดีของการสุ่มของเทคนิคนี้คือ ทำให้ไมโครโปรเซสเซอร์สามารถสร้างพีดับเบิลยูเอ็มที่ให้ความถี่สวิตซ์สูงได้



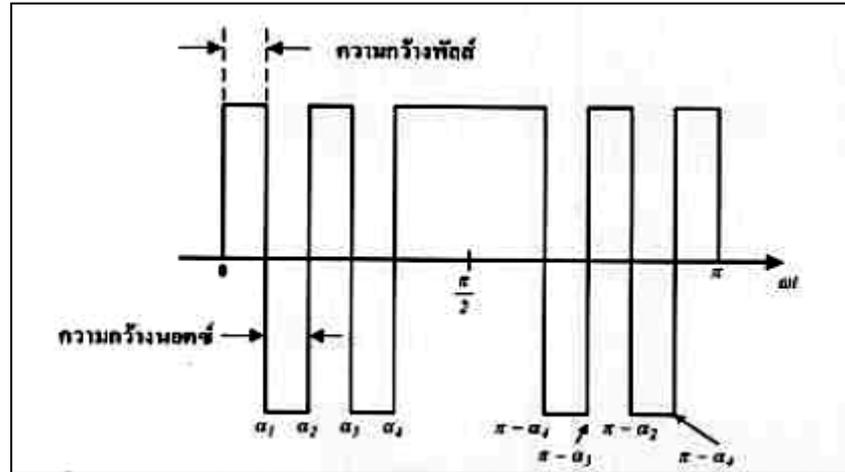
รูปที่ 2.23 หลักการสร้างรูปแบบพีดับเบิลยูเอ็มแบบการแซมปลิงแบบเรกูลาร์แบบสมมาตร

การแซมปลิงแบบเรกูลาร์ไม่สมมาตร (Asymmetric regular sampling) ความถี่ของการสุ่มจะเป็นสองเท่าของความถี่คลื่นพาหะขอบขาขึ้นและขอบขาลงของความกว้างพัลส์ห่างจากจุดศูนย์กลางไม่เท่ากัน วิธีสามารถลดฮาร์มอนิกส์ได้ดีกว่า การแซมปลิงแบบเรกูลาร์แบบสมมาตรเพราะจำนวนครั้งการสุ่มมากกว่าทำให้รูปคลื่นพีดับเบิลยูเอ็มมีคุณภาพดีกว่า แต่อย่างไรก็ตามเทคนิคนี้จะทำให้ขีดจำกัดการทำงานของไมโครโปรเซสเซอร์น้อยลง เพื่อที่จะสร้างพีดับเบิลยูเอ็มให้ได้ความถี่สวิตซ์สูงๆ



2.3.2 เทคนิคพีดับเบิลยูเอ็มแบบกำจัดฮาร์โมนิกส์ (Harmonic Elimination Method)

รูปคลื่นของเทคนิคนี้จากทฤษฎีการวิเคราะห์รูปคลื่นด้วยอนุกรมฟูเรียร์พบว่าหากมีการกำหนดมุม $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \alpha_4$ ให้เหมาะสมจะสามารถกำจัดฮาร์โมนิกส์ที่ต้องการรวมถึงสามารถควบคุมแรงดันมูลฐานได้ ซึ่งสามารถพิสูจน์ให้เห็นดังรูปต่อไปนี้ได้



รูปที่ 2.24 รูปคลื่นพีดับเบิลยูเอ็มแบบเทคนิคการกำจัดฮาร์โมนิกส์

เนื่องจากรูปคลื่นพีดับเบิลยูเอ็มตามรูปที่ เป็นสมการแบบหนึ่งในสี่ (Quarter-cycle symmetry) ดังนั้นสเปกตรัมแรงดันจะมีแค่องค์ประกอบฮาร์โมนิกส์คี่ (Odd harmonic) เท่านั้นซึ่งสัมประสิทธิ์ของอนุกรมฟูเรียร์ (fourier coefficient) จะสามารถหาได้จาก

$$a_n = 0 \quad (2.4)$$

$$b_n = \frac{4}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} f_t \sin \omega t d\omega t \quad (2.5)$$

สมมติว่าขนาดรูปคลื่นพีดับเบิลยูเอ็มดังกล่าวมี $f(t)$ ดังนั้น

$$\begin{aligned} b_n &= \frac{4}{n\pi} [1 + 2(-\cos n\alpha_1 + \cos n\alpha_2 \dots + \cos n\alpha_{1k})] \\ &= \frac{4}{n\pi} (1 + 2 \sum_{k=1}^k (-1)^k \cos \alpha_k) \end{aligned} \quad (2.6)$$



จากสมการข้างบนสามารถนำมาได้ k จำนวนจาก แล้วจึงนำ α_1 ถึง α_k จำนวนเท่ากับ k นี้มาควบคุมความถี่มูลฐาน 1 มุมที่เหลือ $k-1$ มุมจะถูกนำไปกำจัดฮาร์มอนิกที่ต้องการสมมุติว่าเลือก $k-3$ จากหลักการข้างต้นสามารถเลือกกำจัดได้ 2 ฮาร์มอนิกโดยไม่สนใจฮาร์มอนิกที่ 3 เนื่องจากสามารถกำจัดได้ด้วยมอเตอร์สามเฟสแบบสตาร์ ดังนั้นจะกำจัดฮาร์มอนิกที่ 5 และ 7 จะได้

$$\text{องค์ประกอบมูลฐาน} \quad : b_1 = \frac{4}{\pi}(1 - 2\cos\alpha_1 + 2\cos\alpha_2 - 2\cos\alpha_3)$$

$$\text{องค์ประกอบฮาร์มอนิกอันดับที่ 5: } b_5 = \frac{4}{5\pi}(3 - 2\cos 5\alpha_1 + 2\cos 5\alpha_2 - 2\cos 7\alpha_3) = 0$$

$$\text{องค์ประกอบฮาร์มอนิกอันดับที่ 7: } b_7 = \frac{4}{7\pi}(3 - 2\cos 7\alpha_1 + 2\cos 7\alpha_2 - 2\cos 7\alpha_3) = 0$$

จากสมการจะเห็นได้ว่าเป็นสมการไม่เชิงเส้น (Nonlinear equation) ดังนั้นในการแก้ปัญหาต้องใช้วิธีการหาค่าตอบเชิงตัวเลข (Numerical method) จะสามารถแก้สมการเหล่านี้ได้ซึ่งสามารถทำให้ควบคุมมุม $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$ เพื่อให้ฮาร์มอนิกต่างๆถูกกำจัดออกไปตามที่ต้องการได้ สำหรับการสร้างรูปคลื่นพีคดับเบิลยูเอ็มแบบนี้ก็ทำได้โดยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ ทำได้โดยการเก็บค่าตำแหน่งมุมและสภาวะการสวิตซ์ไว้ในตาราง (Look up table) ซึ่งข้อเสียของเทคนิคนี้คือ ต้องใช้หน่วยความจำจำนวนมากเพื่อเก็บข้อมูลดังกล่าว เมื่อต้องการใช้ระดับแรงดันที่แตกต่างกันไป

2.3.3 เทคนิคแบบพีคดับเบิลยูเอ็มคอนทูนีวส์พีคดับเบิลยูเอ็ม (Discontinuous PWM)

เทคนิคการสวิตซ์แบบนี้จะอาศัยลักษณะของสัญญาณอ้างอิงที่ไม่ต่อเนื่อง กล่าวคือจะมีช่วงหนึ่งของสัญญาณที่มีระดับสัญญาณเป็นศูนย์ หรือเท่ากับระดับของสัญญาณแคเรียร์ที่นำมาเปรียบเทียบ ทำให้มีช่วงหนึ่งใน 1 รอบของคาบเวลาความถี่มูลฐานไม่มีการสวิตซ์ ถึงแม้ว่าลักษณะการสวิตซ์ของสัญญาณ DPWM นี้จะไม่สมมาตร แต่เมื่อนำสัญญาณอ้างอิง 2 เฟสต่างกันมาลบกันจะได้สัญญาณรูปคลื่นไซน์เสมอ ทั้งนี้เพื่อให้ฮาร์มอนิกที่ไม่ต้องการหักล้างกันหมด อย่างไรก็ตามเทคนิคการสวิตซ์แบบนี้ยังมีข้อดีที่เหมือนการสวิตซ์แบบ HPWM และ SVPWM คือให้ค่าระดับแรงดันเอาท์พุทสูงกว่า SPWM ประมาณ 15.5% ข้อดีอีกประการหนึ่งคือ การที่สวิตซ์มีช่วงเวลาหยุดการสวิตซ์ใน 1 รอบการทำงานทำให้ความสูญเสียในการสวิตซ์ลดลง ความร้อนที่เกิดขึ้นในอุปกรณ์สวิตซ์ลดลงทำให้ประสิทธิภาพในการใช้งานดีขึ้น โดยเทคนิคการสวิตซ์แบบนี้จะมีรูปแบบอยู่ สองแบบคือ



2.3.3.1 เทคนิคดิสคอนทิวอิทส์พีดับเบิลยูเอ็ม 120 องศา

เป็นเทคนิคการสวิตช์ที่มีช่วงไม่มีการสวิตช์เป็น 120 องศา 1 ช่วง ซึ่งมีสมการของสัญญาณอ้างอิงดังสมการต่อไปนี้

$$V_{control,a} = m_a \sin(\omega t) \quad : \quad 0 \leq \omega t \leq 2\pi/3 \quad (2.7)$$

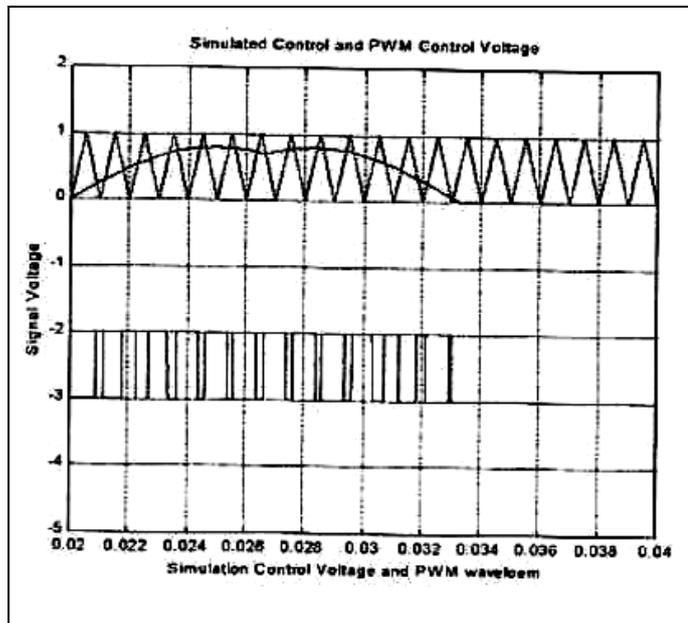
$$m_a \sin(\omega t - \frac{\pi}{3}) \quad : \quad 2\pi/3 \leq \omega t \leq 4\pi/3 \quad (2.8)$$

$$0 \quad : \quad 4\pi/3 \leq \omega t \leq 2\pi \quad (2.9)$$

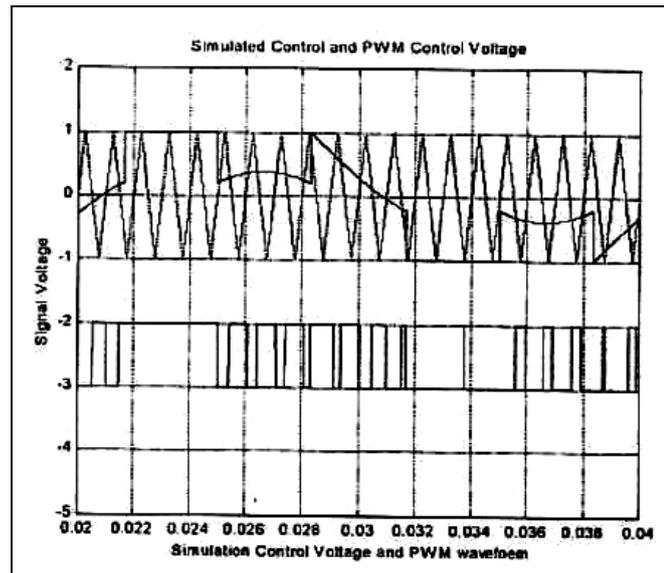
2.3.3.2 เทคนิคแบบเจนเนอไรเซชันดิสคอนทิวอิทส์พีดับเบิลยูเอ็ม

เป็นเทคนิคการสวิตช์ที่มีช่วงไม่มีการสวิตช์เป็นช่วง 120 องศาเช่นเดียวกัน แต่มีรูปลักษณะของรูปคลื่นดังนี้ คือ รูปคลื่นได้จากการรวมสัญญาณพินคาเมนทอลกับสัญญาณซีโร่ซีแควน (Zero sequence Signal)

ตัวอย่างของการสวิตช์ของเทคนิคแบบพีดับเบิลยูเอ็มแบบคอนทิวอิทส์แบบ 120 องศาและแบบเจนเนอไรเซชันดิสคอนทิวอิทส์พีดับเบิลยูเอ็ม 30 องศา แสดงดังรูปที่ 2.25 และรูปที่ 2.26 ตามลำดับ



รูปที่ 2.25 การสวิตช์แบบดิสคอนทิวอิทส์พีดับเบิลยูเอ็ม120 องศาที่ค่ามอดูเลชันอินเด็กซ์เท่ากับ 0.8 ความถี่ของสัญญาณอ้างอิง =50 HZความถี่สัญญาณแคเรียร์=1kHz



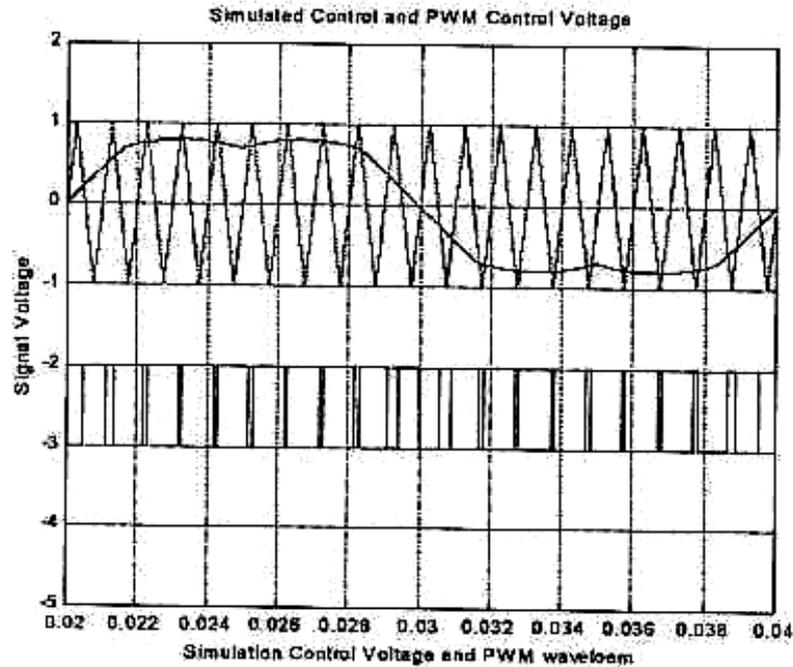
รูปที่ 2.26 การสวิตช์แบบเจนเนอโรเซชันดิสคอนทิวอัสพีดับเบิลยูเอ็ม30 องศาที่ค่ามอดูเลชันอินเด็กซ์เท่ากับ 0.8 ความถี่ของสัญญาณอ้างอิง =50 Hz ความถี่สัญญาณแคเรียร์=1kHz

2.3.4 เทคนิคพีดับเบิลยูเอ็มแบบสเปซเวกเตอร์ (Space Vector PWM, SVPWM)

เทคนิคนี้จะใช้หลักการสวิตช์ที่วิเคราะห์จากสถานะการทำงานของอินเวอร์เตอร์ที่มีการวิเคราะห์และการสร้างขึ้นโดยแรงดันควบคุมของเทคนิคนี้สามารถเขียนอยู่ในรูปของสมการคณิตศาสตร์ได้ดังสมการที่ 2.10

$$V_{control,a} = \sin(\omega t) + \frac{1}{\sqrt{3\pi}} \sum_{r=0}^{\alpha} \frac{(-1)^r}{\left[(2r+1) - \frac{2}{s} \right] \left[(2r+1) + \frac{2}{s} \right]} \sin[(2r+1)3\omega t] \quad (2.10)$$

โดยเทคนิคนี้จะเหมาะสมสำหรับการสร้างสัญญาณพีดับเบิลยูเอ็มด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์เพราะมีความเหมาะสมของสมการที่ใช้คำนวณ และจะมีย่านเชิงเส้นของการมอดูเลตสูงกว่า SPWM ประมาณ 15% รูปคลื่นสมมูลของเทคนิคนี้สามารถสร้างด้วยวงจรทางอนาล็อกซึ่งทำได้โดยการผสมสัญญาณไซน์อ้างอิงกับสัญญาณสามเหลี่ยมที่มีความถี่เป็น 3 เท่าของสัญญาณไซน์อ้างอิงด้วยขนาด 25% ของสัญญาณอ้างอิง



รูปที่ 2.27 ลักษณะการสวิตช์แบบสเปซเวกเตอร์พีดับเบิลยูเอ็ม ที่ค่ามอดูเลชันอินเด็กซ์เท่ากับ 0.8 ความถี่ของสัญญาณอ้างอิง =50 Hz และความถี่สัญญาณแคเรียร์=1kHz

2.4 วงจรกรองความถี่ (Filter Circuit)

ในระบบการเลือกความถี่ (Frequency Selective System) ไม่ว่าจะเป็นส่วนป้อนกลับ (Feedback Path) ของระบบควบคุม วงจรปรับแต่งสภาพสัญญาณ (Signal Conditioner Circuit) ภาครับสัญญาณอินพุตของเครื่องมอดูเลเตอร์ หรือแม้กระทั่งในวงจรมอดูเลเตอร์ (Modulator) และวงจรดีมอดูเลเตอร์ (Demodulator) องค์ประกอบสำคัญส่วนหนึ่งที่ขาดเสียมิได้เลยในระบบเหล่านี้ก็คือ วงจรกรองผ่านความถี่ (Filter) ซึ่งวงจรไฟฟ้าที่ออกแบบขึ้นเพื่อทำหน้าที่ส่งผ่านสัญญาณที่มีความถี่ในช่วงที่ต้องการ และจะทำการลดทอนสัญญาณที่มีความถี่นอกเหนือจากที่กำหนดไว้ วงจรกรองความถี่สามารถแบ่งออกเป็น 2 ประเภท คือ วงจรกรองความถี่แบบดิจิตอล (Digital Filter) เป็นวงจรกรองความถี่ที่ถูกใช้กับสัญญาณที่ไม่มีความต่อเนื่องทางเวลา (Discrete-time Signals) และวงจรกรองความถี่แบบแอนาล็อก (Analog Filter) ซึ่งเป็นวงจรกรองความถี่ที่ถูกใช้กับสัญญาณที่มีความต่อเนื่องทางเวลา (Continuous-time Signals) โดยวงจรกรองความถี่แบบแอนาล็อกนั้น ยังสามารถแบ่งออกได้เป็น 2 แบบด้วยกันคือ วงจรกรองความถี่แบบพาสซีฟ (Passive Filter) ซึ่งเป็นวงจรกรองความถี่ที่สร้างจากอุปกรณ์จำพวกพาสซีฟเท่านั้นเช่น สร้างจากขดลวดตัวนำกับตัวต้านทาน หรือสร้างจากตัวเก็บประจุกับตัวต้านทาน และวงจรกรองความถี่แบบแอคทีฟ (Active Filter) จะสร้างจากอุปกรณ์ประเภทแอคทีฟเช่น ทรานซิสเตอร์ ออปแอมป์ มาต่อทำงานร่วมกับอุปกรณ์พาสซีฟ

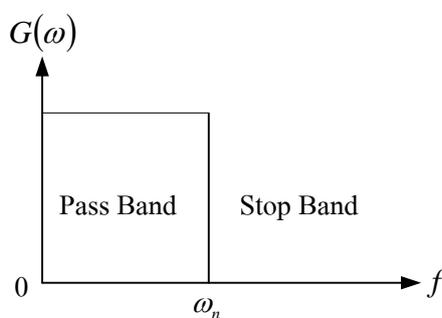


ช่วงที่สัญญาณความถี่ที่ผ่านไปได้ในช่วงความถี่ที่ต้องการนั้นเราเรียกว่า ช่วงผ่านสัญญาณ (Pass Band) และช่วงตัดหรือช่วงลดทอนสัญญาณในส่วนที่ไม่ต้องการเรียกว่า ช่วงหยุดสัญญาณ (Stop Band) ส่วนความถี่ที่อยู่ระหว่างช่วงผ่านสัญญาณกับช่วงหยุดสัญญาณนั้นจะเรียกว่า ความถี่คัตออฟ (Cut-Off Frequency) เราสามารถแบ่งสัญญาณของวงจรกรองผ่านความถี่ตามช่วงความถี่ได้เป็น 4 ประเภท คือ

- วงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ (Low Pass Filter)
- วงจรกรองผ่านความถี่สูง (High Pass Filter)
- วงจรกรองผ่านแถบความถี่ (Band Pass Filter)
- วงจรกรองผ่านความถี่แบบช่องบาก (Band Stop Filter)

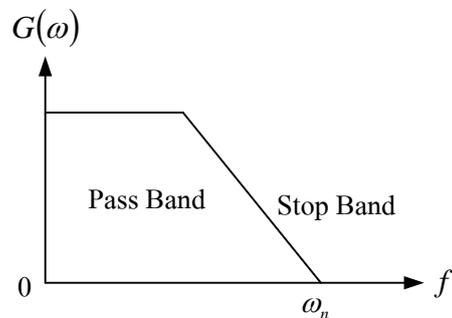
2.4.1 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low Pass Filter)

วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน จะทำหน้าที่ขจัดหรือลดทอนสัญญาณความถี่ที่ไม่ต้องการออกไป และจะยอมให้สัญญาณความถี่ที่ต้องการผ่านออกไปได้ วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านในอุดมคติ (Ideal Low Pass Filter) จะสามารถแยกสัญญาณความถี่ต่ำได้อย่างเด็ดขาด ซึ่งในทางปฏิบัติแล้ว จะเป็นไปได้ไม่ได้เนื่องจากว่ามีค่าของอินดักแตนซ์และคาปาซิแตนซ์เข้ามาเกี่ยวข้อง ซึ่งจะมีผลต่อการส่งผ่านสัญญาณความถี่ที่ทำให้เกิดริปเปิล (Ripple) ผลตอบสนองสัญญาณความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านในอุดมคติและในทางปฏิบัติ แสดงได้ดังรูปที่ 2.28 (ก) และ (ข) ตามลำดับ



(ก)

ผลตอบสนองของ
วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านในทางอุดมคติ

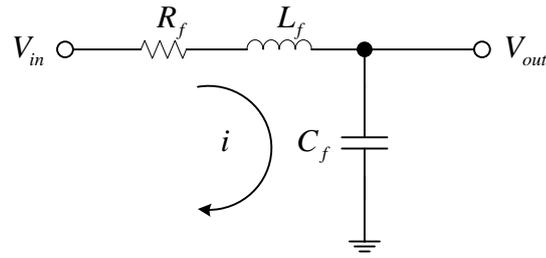


(ข)

ผลตอบสนองของ
วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านในทางปฏิบัติ

รูปที่ 2.28 ผลตอบสนองสัญญาณความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

จากภาพที่ 2.28 เป็นวงจรกรองความถี่ทางด้านเอาต์พุตสำหรับวงจรอินเวอร์เตอร์สามระดับ ซึ่งจะประกอบด้วยตัวต้านทานและตัวเหนี่ยวนำต่อเฟส ซึ่งต่อแบบอนุกรมและตัวเก็บประจุต่อเฟสที่ต่อแบบขนาน (ต่อแบบสตาร์สำหรับระบบสามเฟส) กับวงจรอินเวอร์เตอร์



รูปที่ 2.29 โครงสร้างพื้นฐานของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

โดยที่	V_{in}	แรงดันอินพุตของวงจรกรองความถี่ (V)
	V_{out}	แรงดันเอาต์พุตที่ได้จากวงจรกรองความถี่ (V)
	R_f	ตัวกรองความถี่แบบตัวต้านทาน (Ω)
	L_f	ตัวกรองความถี่แบบตัวเหนี่ยวนำ (H)
	C_f	ตัวกรองความถี่แบบตัวเก็บประจุ (F)
	i	กระแสไหลในวงจรกรองความถี่ (A)

จากรูปที่ 2.29 เราสามารถคำนวณหาค่าแรงดันอินพุตและแรงดันเอาต์พุตของวงจรกรองความถี่ได้จากความสัมพันธ์ ดังนี้

กฎเคอร์ชอฟ KVL :

$$V_{in}(t) = V_{R_f}(t) + V_{L_f}(t) + V_{C_f}(t)$$

$$V_{in}(t) = R_f i(t) + L_f \frac{di(t)}{dt} + \frac{1}{C_f} \int i(t) dt \quad (2.11)$$

และ

$$V_{out}(t) = V_{C_f} = \frac{1}{C_f} \int i(t) dt \quad (2.12)$$

จากสมการที่ 2.11 และ 2.12 เมื่อทำการแปลงจากฟังก์ชันจากไทม์โดเมนไปเป็นฟังก์ชันของเอสโดเมน จะได้ว่า

$$V_{in}(s) = R_f + L_f s + \frac{1}{C_f s} \quad (2.13)$$

$$V_{out}(s) = \frac{1}{C_f s} \quad (2.14)$$



และจากสมการที่ 2.13 และ 2.14 สามารถหาอัตราขยายของวงจรรองความถี่ ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} \frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} &= \frac{\frac{1}{C_f s}}{R_f + L_f s + \frac{1}{C_f s}} \\ &= \frac{1}{R_f C_f s + L_f C_f s^2 + 1} \\ &= \frac{1}{s^2 + \frac{R_f}{L_f} s + \frac{1}{L_f C_f}} \end{aligned} \quad (2.15)$$

ถ้าให้ $G(s)$ คือฟังก์ชันการถ่ายโอน(Transfer function) จะได้ว่า

$$G(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (2.16)$$

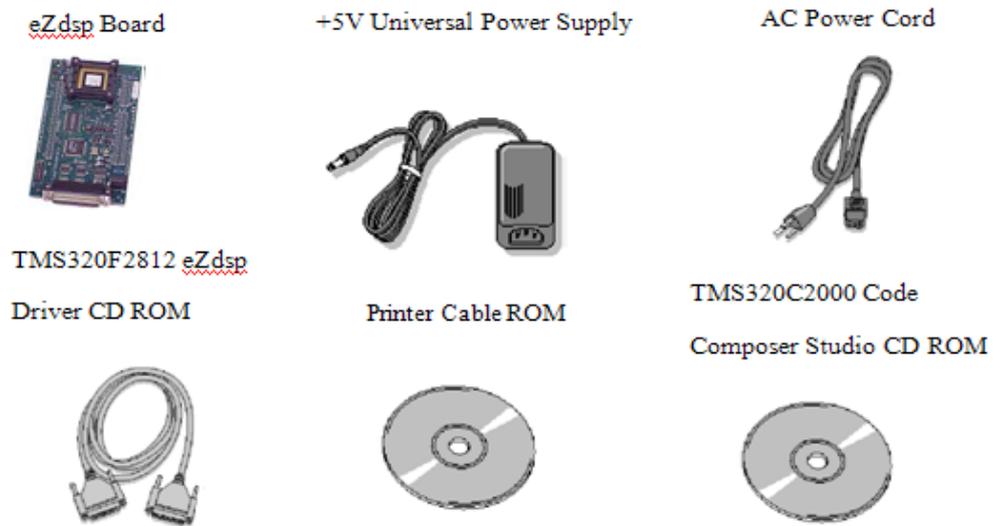
ฉะนั้น เราสามารถที่จะคำนวณหาค่าต่างๆ ของวงจรรองความถี่ โดยการเทียบค่าระหว่างสมการอัตราขยายที่ 2.15 กับสมการฟังก์ชันการถ่ายโอนที่ 2.16 ได้ดังนี้

$$\omega_n = \sqrt{\frac{1}{L_f C_f}} \quad (2.17)$$

$$L_f = \frac{1}{C_f \omega_n^2} \quad (2.18)$$

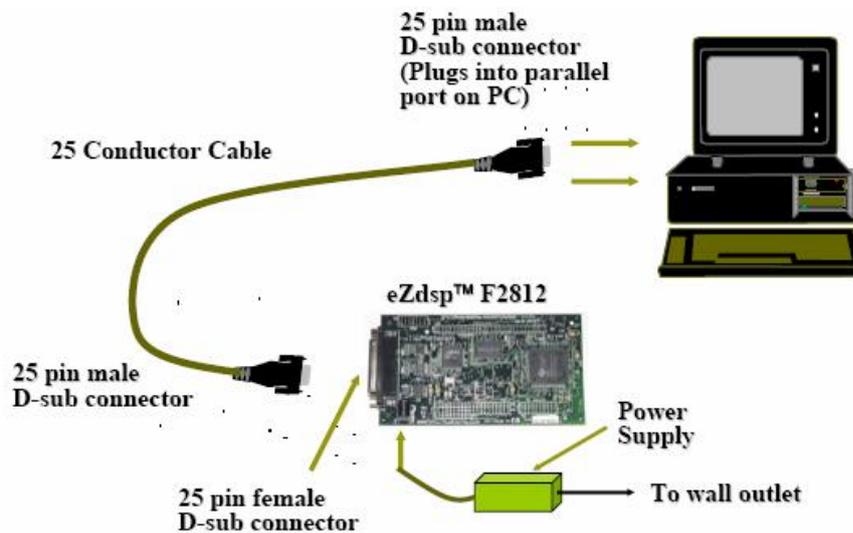
$$R_f = 2L_f \zeta \omega_n \quad (2.19)$$

เมื่อ ω_n คือช่วงความถี่คัตออฟ (Hz)
 ζ คืออัตราการหน่วง (Damping Ratio)



รูปที่ 2.32 ส่วนประกอบของ eZdsp TMS32F2812

อุปกรณ์ที่ใช้เชื่อมต่อระหว่างคอมพิวเตอร์ส่วนบุคคล กับตัวประมวลสัญญาณดิจิทัลต่อผ่านทางช่องสัญญาณเครื่องพิมพ์ (Printer Port)



รูปที่ 2.33 การเชื่อมต่อระหว่างคอมพิวเตอร์ส่วนบุคคลกับตัวประมวลสัญญาณดิจิทัล



2.5.1 คุณสมบัติของ eZdsp TMS32F2812

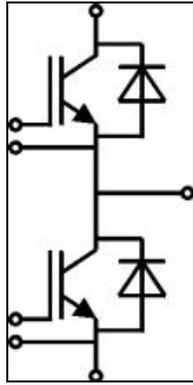
- 150 MIPS operating speed
- 18K words on-chip RAM
- 128K words on-chip Flash memory
- 18K words on-chip RAM
- 128K words on-chip Flash memory
- 64K words off-chip SRAM memory
- 30 MHz. clock
- 2 Expansion Connectors (analog, I/O)
- Onboard IEEE 1149.1 JTAG Controller
- 5-volt only operation with supplied AC adapter
- TI F28xx Code Composer Studio tools driver
- On board IEEE 1149.1 JTAG emulation connector

จากข้อมูลที่กล่าวมาในตอนต้นจะเห็นว่าบอร์ด eZdsp TMS 320F2812 มีคุณสมบัติเหมาะที่จะใช้ในการออกแบบโปรแกรมควบคุมอินเวอร์เตอร์สามระดับ เนื่องจากสามารถสร้างสัญญาณพัลส์ได้ 12 พัลส์โดยใช้ Event Manager EVA และ EVB จากคุณสมบัติข้างต้นสามารถสรุปเหตุผลในการเลือกใช้ตัวประมวลผลเชิงดิจิทัล (DSP) ในงานควบคุมได้ดังนี้

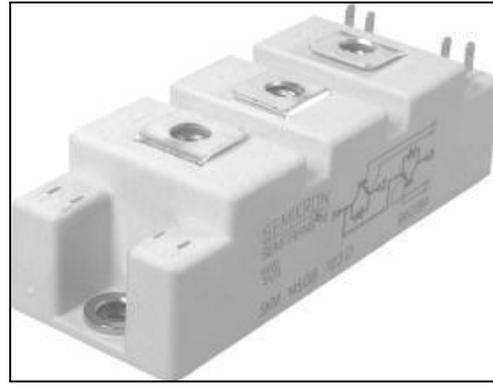
1. การใช้ DSP สามารถใช้การโปรแกรมการคำนวณทางคณิตศาสตร์ที่ซับซ้อนได้ และสามารถคำนวณแบบเวลาจริง (real-time) ได้ และปัจจุบันความเร็วในการประมวลผลสัญญาณอยู่ในระดับ 40 ถึง 150 ล้านคำสั่งต่อวินาที ซึ่งเป็นผลดีต่อการตอบสนองต่ออินพุตทำให้การควบคุมถูกต้องและแม่นยำ
2. ประสิทธิภาพของ DSP ในปัจจุบันสามารถที่จะรวมเอาวงจรต่างๆเข้าไปไว้ในชิพเดียวกัน เช่น วงจรขับ PWM, วงจรสื่อสารแบบอนุกรม, วงจรถอดรหัส เป็นต้น
3. ในการกำหนดคุณสมบัติการทำงานจะใช้โปรแกรม ทำให้ DSP มีความยืดหยุ่นในการแก้ไขหรือเพิ่มเติมอัลกอริทึม ดังนั้นการใช้ DSP จะช่วยลดเวลาในการพัฒนาระบบได้
4. การใช้ DSP จะมีความถูกต้องแม่นยำสูง ซึ่งความแม่นยำในการประมวลผลนั้นจะขึ้นอยู่กับจำนวนบิตที่ใช้แทนสัญญาณ และ พารามิเตอร์ต่างๆ

2.6 ไอจีบีที (Insulate Gate Bipolar Transistor)

ไอจีบีทีเป็นอุปกรณ์สวิตซ์ที่มีข้อดีในด้านความเร็วในการสวิตซ์ที่สูงเกือบเท่ามอสเฟตและมีแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสที่ต่ำเหมือนกับทรานซิสเตอร์ ทำให้สามารถขับไอจีบีทีที่ความถี่สูงและเกิดความร้อนน้อยในการใช้งานเนื่องมาจากกำลังการสูญเสียที่ตกคร่อมบนตัวไอจีบีทีมีค่าต่ำ



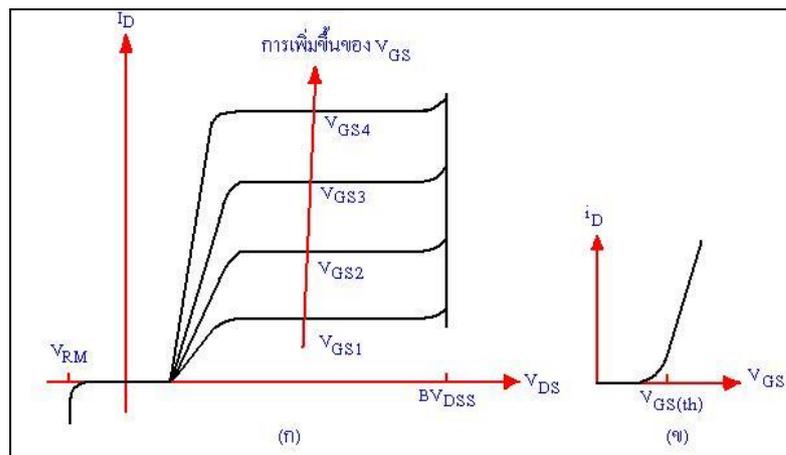
ก) สัญลักษณ์ไอจีบีที



ข) โครงสร้าง

รูปที่ 2.34 สัญลักษณ์ของไอจีบีทีและ โครงสร้างไอจีบีที

โครงสร้างของ IGBT ส่วนมากจะมีลักษณะเหมือน MOSFET จะแตกต่างกันที่ IGBT จะมีชั้น P+ หรือชั้นอิงเจกต์ติ้ง (injecting) ต่ออยู่ระหว่างขาแคทรน ซึ่งใน MOSFET จะไม่มี จากการที่ขาเกตถูกกั้นด้วยชั้นของซิลิคอนออกไซด์ (SiO₂) เป็นผลทำให้ความต้านทานอินพุตที่ขาเกตมีค่าสูงมากเหมือนกับเพาเวอร์ MOSFET โดยทั่วไปจะมีค่าอยู่ช่วง 10 จิโอมห์ จากผลดังกล่าวทำให้ลักษณะของกราฟแสดงคุณสมบัติของกระแสและแรงดันของ IGBT มีลักษณะคล้ายกับกราฟของทรานซิสเตอร์ แต่การควบคุมกระแสแคทรนจะอาศัยการควบคุมแรงดันระหว่างขาเกตและขาซอร์สมากกว่าการควบคุมกระแสที่ขาเกตเหมือนทรานซิสเตอร์ ซึ่งกราฟแสดงคุณสมบัติของกระแสและแรงดันของ IGBT แสดงดังรูปที่ 2.35 ซึ่งเป็นกราฟคุณสมบัติการถ่ายโอนกระแสและแรงดัน



รูปที่ 2.35 (ก) กราฟแสดงคุณสมบัติระหว่างกระแสและแรงดันของ IGBT
(ข) กราฟแสดงลักษณะสมบัติการถ่ายโอนของ IGBT

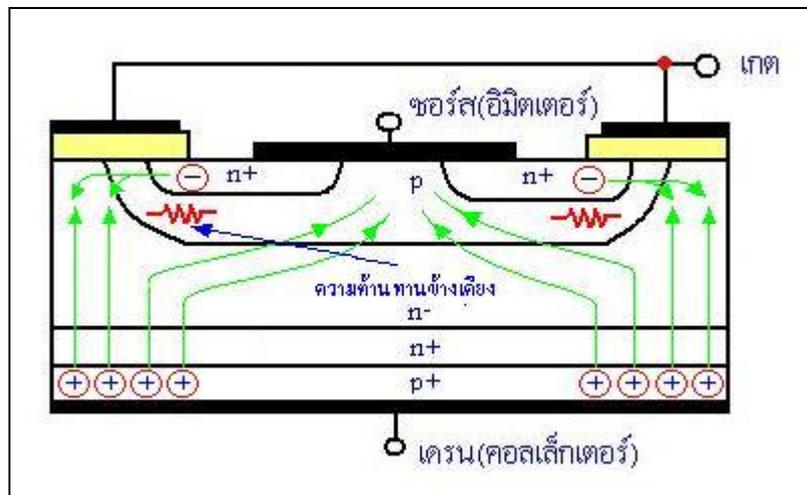


2.6.1 สถานะนำกระแส

ขาเดรนเมื่อได้รับแรงดันไบอัสตรงคือเป็นบวกเมื่อเทียบกับซอร์สและแรงดันระหว่างเกตกับซอร์สมีค่าเกิน $V_{GS(th)}$ ประจุไฟฟ้าบวกที่เกิดจากแรงดันที่ขาเกตจะดึงเอาอิเล็กตรอนให้มารวมกันอยู่ในบริเวณภายใต้เกต ทำให้ชั้นตรงส่วนใต้เกตแปรสภาพเป็น n ทำให้เกิดการต่อกันของบริเวณ n-(drift region)เข้ากับบริเวณซอร์ส n+(source region)ซึ่งการทำงานเช่นนี้เหมือนกับ MOSFET

กระแสอิเล็กตรอนที่ไหลจากขาซอร์สผ่านบริเวณใต้เกตมายังบริเวณรอยเลื่อน n-จะรวมกับโฮลที่เป็นพาหะข้างน้อยที่ถูกฉีดมาจากชั้นอินเจกต์ติ้ง p+เพราะรอยต่อ J1 ได้รับแรงดันไบอัสตรง ทำให้ IGBT อยู่ในสถานะนำกระแสเกิดการไหลของกระแสไฟฟ้าจากเดรนไปซอร์สได้ การรวมกันของโฮลและอิเล็กตรอนภายในบริเวณ n- เรียกว่า การมอดูเลตสภาพนำ (conductivity modulation)

ผลการมอดูเลตนี้จะทำให้ความต้านทานของบริเวณ n- มีค่าต่ำลงเป็นการเพิ่มความสามารถในการขับผ่านกระแสได้สูงขึ้น ซึ่งมีลักษณะเหมือนเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ผลของความต้านทานที่ลดลงทำให้แรงดันตกคร่อมที่สถานะนำกระแสลดต่ำลงด้วย การสูญเสียกำลังงานขณะนำกระแสจึงลดลงด้วยทิศทางารไหลของอิเล็กตรอนและโฮลแสดงดังรูปที่ 2.36



รูปที่ 2.36 ทิศทางการไหลของอิเล็กตรอนและโฮล

2.6.2 สถานะหยุดนำกระแส

เมื่อแรงดันระหว่างขาเกตและซอร์สลดลงต่ำกว่าแรงดัน $V_{GS(th)}$ จะทำให้มีแรงดันไม่เพียงพอสำหรับการแปรสภาพชั้นบอดี้ p เป็น n ได้ทำให้บริเวณ n-ไม่ตรงกับบริเวณซอร์ส n+ IGBT จึงอยู่ในสถานะหยุดนำกระแส ในสถานะนี้รอยต่อ J2 ที่ได้รับแรงดันไบอัสกลับจะ



ทำให้เกิดกระแสรั่วไหลเพียงเล็กน้อยเท่านั้น นอกจากนี้ยังทำให้เกิดบริเวณปลอดพาหะ(depletion region)ขึ้นที่รอยต่อ J2 ด้วย บริเวณปลอดพาหะนี้จะขยายบริเวณกว้างขึ้นจนเกินเข้ามายังบริเวณ n-มากกว่าที่จะขยายไปยังบริเวณชั้นบอดี p เพราะชั้นบอดี p มีความหนาแน่นของสารที่โด๊ปบริเวณรอยเลื่อน n- มากเพียงพอที่จะทำให้การขยายบริเวณปลอดพาหะไม่สามารถแตะกับชั้นอินเจกต์ติ้ง p- ได้ชั้นบัฟเฟอร์ n+(buffer layer)ก็ไม่จำเป็นต้องทำให้เกิดขึ้น หรือไม่จำเป็นต้องโด๊ปสาร

ทั้งนี้เพราะการแตะกันของบริเวณทั้งสองจะทำให้เกิดการพังทลายทางด้านไบอัสตรงสำหรับ IGBT ที่ไม่การโด๊ปสารในชั้นบัฟเฟอร์ n+นี้จะเรียกว่า IGBT แบบสมมาตรซึ่งจะมีอัตราทนแรงดันย้อนกลับ(VRM หรือ BVSDS) เหมาะสำหรับการนำไปประยุกต์ใช้ในวงจรไฟฟ้ากระแสสลับ

การลดบริเวณความหนาของ n- ลงแต่ยังคงความสามารถของอัตราทนแรงดันตรงไว้สามารถทำได้โดยเพิ่มชั้นบัฟเฟอร์ n+ เข้าไปเพื่อป้องกันการแตะกันของบริเวณปลอดพาหะกับบริเวณอินเจกต์ติ้ง p+ซึ่งจะเรียก IGBT ชนิดนี้ว่า IGBT แบบไม่สมมาตร และจากการลดความหนาแน่นของบริเวณรอยเลื่อน n- จะช่วยส่งผลให้เกิดข้อดีสองประการคือ.ทำให้แรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสต่ำลง เป็นผลให้การสูญเสียกำลังงานลดน้อยลงด้วยช่วยลดช่วงเวลาหยุดนำกระแสให้สั้นลงได้

แต่ข้อเสียของการเพิ่มชั้นบัฟเฟอร์ n+ ก็คือ จะลดความสามารถของอัตราทนแรงดันย้อนกลับให้เหลือน้อยลงเพียงไม่กี่สิบ โวลต์ ทั้งนี้เมื่อ IGBT ได้รับแรงดันไบอัสกลับที่ขาเดรน รอยต่อ J1 ซึ่งทั้งสองข้างมีความหนาแน่นในการโด๊ปของสารมาก จะไม่สามารถทนแรงดันย้อนกลับได้สูง ดังนั้น IGBT ชนิดนี้ไม่เหมาะสมที่จะนำมาใช้ในวงจรไฟฟ้ากระแสสลับ

2.7 สรุปทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

ในการศึกษาเรื่องอินเวอร์เตอร์สามระดับนั้นจะแยกเนื้อหาออกเป็น 4 ส่วนคือ โครงสร้างของอินเวอร์เตอร์สามระดับ, วงจรกรองความถี่ (Filter Circuit) , ตัวประมวลเชิงดิจิทัลของ TMS320F2812 และ ไอจีบีที (Insulate Gate Bipolar Transistor) ในส่วนแรกนั้นจะกล่าวถึงอินเวอร์เตอร์สามระดับ โดยนำมาเทียบกับอินเวอร์เตอร์สองระดับที่ใช้กันทั่วไปในปัจจุบันแล้วนำวิเคราะห์ข้อดี-ข้อเสียที่แตกต่างกันไป ซึ่งในปริญญาณิพนธ์นี้เราจะใช้อินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายแรงดันแบบอินเวอร์เตอร์แบบพีคดับเบิลยูเอ็มซึ่งเหมาะสำหรับงานที่ต้องการกำลังไฟฟ้าไม่สูงมากนักมีข้อดีคือง่ายต่อการสร้างสัญญาณควบคุมและการใช้ความถี่สวิตชิ่งเกิดได้ห่างจากความถี่หลักมูลมาก ซึ่งจะทำให้สะดวกและออกแบบวงจรกรองความถี่ทางด้านขาออกได้ง่ายและขนาดและสามารถ ส่วนต่อมาจะกล่าวถึงวงจรกรองความถี่ซึ่งโดยทั่วไปแล้วนั้นจะสามารถแบ่งวงจรกรองความถี่ได้เป็นสองประเภทคือ คือ วงจรกรองความถี่แบบดิจิทัล (Digital Filter) และวงจรกรองความถี่แบบแอนะล็อก (Analog Filter) แต่ในวงจรอินเวอร์เตอร์สามระดับจะใช้วงจรกรองความถี่ต่ำเพราะว่าจะทำ



หน้าที่ขจัดหรือลดทอนสัญญาณความถี่ที่ไม่ต้องการออกไป และจะยอมให้สัญญาณความถี่ที่ต้องการผ่านออกไปได้ และในส่วนต่อมาจะกล่าวถึงตัวประมวลเชิงดิจิทัลเบอร์ TMS320F2812 โดยจะอธิบายในส่วนประกอบและ โครงสร้างเพื่อที่จะนำไปควบคุมระบบของวงจรอินเวอร์เตอร์สามระดับให้มีประสิทธิภาพการทำงานที่ดียิ่งและในเรื่องสุดท้ายจะนำเอาไอจีบีทีมาเป็นอุปกรณ์สวิตช์ในวงจรนั้น ไอจีบีทีเพราะว่าเป็นอุปกรณ์สวิตช์ที่มีข้อดีในด้านความเร็วในการสวิตช์ที่สูงเกือบเท่ามอสเฟตและมีแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสที่ต่ำเหมือนกับทรานซิสเตอร์ ทำให้สามารถขับ ไอจีบีทีที่ความถี่สูงและเกิดความร้อนน้อยในการใช้งานเนื่องมาจากกำลังการสูญเสียที่ตกคร่อมบนตัวไอจีบีทีมีค่าต่ำ