



รายงานการวิจัย

เรื่อง

การศึกษาและการทำให้เป็นจริงของอินเวอร์เตอร์สามระดับขนาดเล็ก
ค่าระลอกต่ำสำหรับเซลล์แสงอาทิตย์

โดย

ผศ.ดร.ไพบุลย์ เกียรติสุขคนธาธร
รศ.นภัทร วัจนเทพินทร์
ผศ.สุรัชย์ เอ็มอักษร

คณะวิศวกรรมศาสตร์และสถาปัตยกรรมศาสตร์
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลสุวรรณภูมิ

พ.ศ. 2559

โครงการวิจัยนี้ได้รับทุนอุดหนุนจากสำนักงานคณะกรรมการวิจัยแห่งชาติ
ประจำปี 2558

หัวหน้าโครงการวิจัย ผศ.ดร.ไพบุลย์ เกียรติสุขคนธา

ผู้ร่วมวิจัย รศ.นภัทร วัจนเทพินทร์
ผศ.สุรชัย เอ็มอักษร

ชื่อโครงการ การศึกษาและการทำให้เป็นจริงของอินเวอร์เตอร์สามระดับขนาดเล็ก
ค่าระลอกต่ำสำหรับเซลล์แสงอาทิตย์

ปีพุทธศักราช 2559

บทคัดย่อ

งานวิจัยฉบับนี้นำเสนอการศึกษาและการทำให้เป็นจริงของอินเวอร์เตอร์สามระดับขนาดเล็กค่าระลอกต่ำสำหรับเซลล์แสงอาทิตย์ ในงานวิจัยได้นำเสนอวิธีการสร้างสัญญาณขับนำสวิตช์สำหรับอินเวอร์เตอร์สามระดับด้วยวิธีการง่าย ๆ เหมือนกับกรณีของอินเวอร์เตอร์สองระดับ โดยอาศัยการมอดูเลตบนฐานคลื่นพาหะแบบซั้วคู่ การมอดูเลตแบบนี้ไม่เพียงแต่สร้างสัญญาณขับนำสวิตช์ได้โดยง่ายแต่ยังสามารถแสดงให้เห็นพฤติกรรมในเชิงการสร้างแรงดันอ้างอิงจากแรงดันคำสั่งโดยตรง นอกจากนี้การมอดูเลตแบบนี้ยังสามารถนำมาใช้กับอินเวอร์เตอร์สามเฟส แต่ในงานวิจัยนี้ได้้นำวิธีการมอดูเลตดังกล่าวมาประยุกต์ใช้กับอินเวอร์เตอร์เฟสเดียว ผลการวิจัยแสดงให้เห็นว่าแนวคิดการใช้อินเวอร์เตอร์สามระดับร่วมกับการมอดูเลตบนฐานคลื่นพาหะเพื่อให้ค่าระลอกต่ำสำหรับเซลล์แสงอาทิตย์สามารถทำให้เป็นจริงได้โดยง่าย

คำสำคัญ: อินเวอร์เตอร์สามระดับ การมอดูเลตความกว้างพัลส์บนฐานคลื่นพาหะ เซลล์แสงอาทิตย์

Name : Asst. Prof. Dr. Paiboon Kiatsookkanatorn
Assoc. Prof. Napat Watjanatepin
Asst. Prof. Surachai Am-ugsorn

Title : Investigation and realization of a low-ripple micro three-level inverter for the photovoltaic

Year : 2016

Abstract

This research proposes investigation and realization of a low-ripple micro three-level inverter for the photovoltaic. In this research, the generation of switching signals for three-level inverters is shown and it is the simple method as same the two level inverters by using carrier-based dipolar modulation. This method is not only the simple switching signal generation but also the shown behavior of voltage conversion and straightforward to the relationship between command output voltage and reference voltage. Moreover this method is always used for a three phase three-level inverters but in this research, this method applied to a single phase three-level inverters. The research results reveal that the ripple reduction of voltages and currents can be realized easily using the three-level inverters with carrier-based dipolar modulation method.

Keywords : Three-level inverters, Carrier-based pulse width modulation (CBPWM), Photovoltaic (PV)

กิตติกรรมประกาศ

ขอขอบคุณสถาบันวิจัยและพัฒนา มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลสุวรรณภูมิ ที่ได้จัดหาทุนวิจัยให้กับผู้วิจัยเพื่อให้ภาพรวมของมหาวิทยาลัยฯ มีความก้าวหน้าทั้งด้านจำนวนโครงการวิจัย และจำนวนนักวิจัย รวมทั้งสนับสนุนการเผยแพร่องค์ความรู้ที่ได้จากงานวิจัยสู่ภาครัฐและเอกชน

ขอขอบคุณสำนักงานคณะกรรมการวิจัยแห่งชาติ (วช) ที่สนับสนุนทุนวิจัยทำให้ผู้วิจัยสามารถพัฒนาศักยภาพในการทำวิจัยและสามารถนำเอาองค์ความรู้ที่ได้จากการวิจัยมาพัฒนาต่อยอดให้เป็นผลิตภัณฑ์เชิงพาณิชย์ต่อไปในอนาคต

สุดท้ายนี้คณะผู้วิจัยขอขอบคุณ ศูนย์วิจัยและถ่ายทอดเทคโนโลยีพลังงานแสงอาทิตย์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ฯ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลสุวรรณภูมิ ที่ให้การสนับสนุน เอื้อเฟื้อและอำนวยความสะดวกในทุกๆด้าน ทั้งด้านสถานที่ อุปกรณ์ต่างๆ เพื่อใช้ในการดำเนินโครงการวิจัยดังกล่าวจนสำเร็จลุล่วงด้วยดี

ศวพ.
มทร.สุวรรณภูมิ คณะผู้วิจัย

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อภาษาไทย.....	ข
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	ค
กิตติกรรมประกาศ.....	ง
สารบัญ.....	จ
สารบัญตาราง.....	ช
สารบัญรูป.....	ฉ

บทที่

1 บทนำ.....	1
1.1 วัตถุประสงค์ของโครงการวิจัย.....	2
1.2 ขอบเขตของโครงการวิจัย.....	2
1.3 ผลที่คาดว่าจะได้รับ.....	3
2 โครงสร้างของอินเวอร์เตอร์แบบเชื่อมตอกรีด.....	4
2.1 บทนำ.....	4
2.2 โครงสร้างอินเวอร์เตอร์ที่ได้จากโครงสร้างแบบ H-Bridge หรือ Full-Bridge.....	6
2.2.1 อินเวอร์เตอร์แบบเต็มบริดจ์ (Full-Bridge) พื้นฐาน.....	6
2.2.2 อินเวอร์เตอร์ H5 (SMA).....	11
2.2.3 อินเวอร์เตอร์ HERIC (Sunways).....	13
2.2.4 อินเวอร์เตอร์ REFU.....	16
2.2.5 อินเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์แบบมี DC Bypass – FB DCBP (Intgeteam).....	18
2.2.6 ตัวเรียงกระแสแรงดันเป็นศูนย์ชนิด Full Bridge- FB-ZVR.....	21
2.2.7 สรุปลักษณะที่ได้จากเต็มบริดจ์ (H-Bridge).....	23
2.3 โครงสร้างอินเวอร์เตอร์ที่มีจากโครงสร้าง NPC.....	24
2.3.1 อินเวอร์เตอร์แบบครึ่งบริดจ์ชนิด NPC.....	24
2.3.2 อินเวอร์เตอร์ Conergy NPC.....	26

บทที่	หน้า
3 การมอดูเลตความกว้างพัลส์บนฐานคลื่นพาหะสำหรับอินเวอร์เตอร์สองระดับ	30
3.1 บทนำ	30
3.2 อินเวอร์เตอร์ 1 เฟส	30
3.2.1 อินเวอร์เตอร์แบบครึ่งบริดจ์	30
3.2.2 อินเวอร์เตอร์แบบเต็มบริดจ์	31
3.3 การมอดูเลตความกว้างพัลส์ (Pulse width modulation : PWM)	32
3.3.1 การมอดูเลตแบบสองขั้ว (Bipolar Modulation)	32
3.3.2 การมอดูเลตแบบขั้วเดียว (Unipolar Modulation)	33
3.3.3 การมอดูเลตแบบผสม (Hybrid Modulation)	34
3.4 ฮาร์มอนิกส์จากการมอดูเลตความกว้างพัลส์	35
3.4.1 ฮาร์มอนิกส์จากการสวิตช์แบบสองขั้ว	35
3.4.2 ฮาร์มอนิกส์จากการสวิตช์แบบขั้วเดียว	38
4 การลดค่าระลอกโดยใช้อินเวอร์เตอร์สามระดับร่วมกับการมอดูเลตความกว้างพัลส์บนฐานคลื่นพาหะแบบขั้วคู่	39
4.1 บทนำ	39
4.2 โครงสร้างของอินเวอร์เตอร์สามระดับและสมการพื้นฐาน	39
4.3 การมอดูเลตโดยอาศัยคลื่นพาหะแบบขั้วคู่สำหรับอินเวอร์เตอร์สามระดับ	41
4.4 โครงสร้างของอินเวอร์เตอร์สามระดับแบบเต็มบริดจ์และสมการพื้นฐาน	44
4.5 การมอดูเลตโดยอาศัยคลื่นพาหะแบบขั้วคู่สำหรับอินเวอร์เตอร์สามระดับโครงสร้างเต็มบริดจ์	45
4.6 การสร้างสัญญาณขับนำสวิตช์ของการมอดูเลตบนฐานคลื่นพาหะสำหรับอินเวอร์เตอร์สามระดับโครงสร้างแบบเต็มบริดจ์	47
5 การทดสอบการทำงานของระบบ	48
5.1 บทนำ	48
5.2 ผลการจำลองการทำงานสำหรับอินเวอร์เตอร์สองระดับ	48
5.2.1 การมอดูเลตแบบสองขั้ว (Bipolar Modulation)	48
5.2.2 การมอดูเลตแบบขั้วเดียว (Unipolar Modulation)	49
5.2.3 การมอดูเลตแบบผสม (Hybrid Modulation)	50

บทที่	หน้า
5.3 ผลการจำลองการทำงานสำหรับอินเวอร์เตอร์สามระดับ	51
5.3.1 กรณีโครงสร้างแบบกึ่งบริดจ์	51
5.3.2 กรณีโครงสร้างแบบเต็มบริดจ์	52
5.4 ผลการทดสอบการทำงานของอินเวอร์เตอร์สองระดับและสามระดับ	54
6 สรุปผลและข้อเสนอแนะ	60
5.1 บทนำ	60
5.2 บทสรุป	60
5.3 ข้อเสนอแนะ	61
รายการอ้างอิง	62

สวพ.
มทร.สุวรรณภูมิ

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 การจำแนกอินเวอร์เตอร์ตามขนาดของระบบผลิตไฟฟ้าพลังงานแสงอาทิตย์.....	4
3.1 ค่าปทัสสถานของสั้มประสิทธิ์ฟูเรียร์ V_n / V_{dc} สำหรับการมอดูเลตแบบสองขั้ว.....	37
3.2 ค่าปทัสสถานสั้มประสิทธิ์ฟูเรียร์ V_n / V_{dc} สำหรับการมอดูเลตแบบขั้วเดียวในรูปที่ 3.4.....	38
4.1 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันด้านออกกับการนำกระแสของสวิตช์	40
4.2 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันกับการนำกระแสของสวิตช์	44
5.1 การเปรียบเทียบสมรรถนะของอินเวอร์เตอร์สองระดับและสามระดับ	53

ศวพ.
มทร.สุวรรณภูมิ

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 อินเวอร์เตอร์ FB พื้นฐาน	6
2.2 โครงสร้างอินเวอร์เตอร์แบบเต็มบริดจ์โดยอาศัยการมอดูเลตแบบสองขั้ว	7
2.3 โครงสร้างอินเวอร์เตอร์แบบเต็มบริดจ์โดยอาศัยการมอดูเลตแบบขั้วเดียว	9
2.4 สถานะการสวิตช์ของ FB ที่มอดูเลตแบบผสม	10
2.5 โครงสร้างอินเวอร์เตอร์ H5 (SMA).....	11
2.6 สถานะการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ H5	12
2.7 โครงสร้าง HERIC (Sunways).....	14
2.8 สถานะการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ HERIC	15
2.9 โครงสร้างอินเวอร์เตอร์ REFU	16
2.10 สถานะการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ REFU	17
2.11 โครงสร้างเต็มบริดจ์แบบมี DC bypass – โครงสร้างอินเวอร์เตอร์ FB-DCBP (Ingeteam)....	19
2.12 สถานะการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ FB-DCBP	19
2.13 โครงสร้างอินเวอร์เตอร์ตัวเรียงกระแสแรงดันเป็นศูนย์ชนิด Full Bridge- FB-ZVR.....	21
2.14 สถานะการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ FB-ZVR	22
2.15 โครงสร้างอินเวอร์เตอร์ NPC แบบกึ่งบริดจ์	24
2.16 สถานะการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ NCB-HB	25
2.17 อินเวอร์เตอร์ Conergy	27
2.18 สถานะการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ Conergy	28
3.1 อินเวอร์เตอร์สองระดับแบบกึ่งบริดจ์สำหรับเซลล์แสงอาทิตย์	30
3.2 อินเวอร์เตอร์สองระดับแบบเต็มบริดจ์สำหรับเซลล์แสงอาทิตย์	31
3.3 การมอดูเลตความกว้างพัลส์แบบสองขั้ว	33
3.4 วงจรแปลงผันแบบบริดจ์สำหรับการมอดูเลตแบบขั้วเดียว	34
3.5 การมอดูเลตแบบขั้วเดียวโดยผสมการใช้ความถี่สูงและความถี่ต่ำกับสวิตช์ไวงาน.....	35
3.6 พัลส์การมอดูเลตความกว้างพัลส์ที่ใช้สำหรับหาค่าอนุกรมฟูเรียร์สำหรับการมอดูเลต แบบสองขั้ว	36
3.7 สเปกตรัมฮาร์มอนิกส์สำหรับการมอดูเลตแบบสองขั้วเมื่อ $m_a = 1$	37
3.8 สเปกตรัมฮาร์มอนิกส์สำหรับการมอดูเลตแบบขั้วเดียวเมื่อ $m_a = 1$	38

4.1	โครงสร้างของอินเวอร์เตอร์สามระดับแบบตริงจุดนิวทรัลสำหรับเซลล์แสงอาทิตย์.....	39
4.2	โครงสร้างอย่างง่ายของอินเวอร์เตอร์ขนาดเล็กแบบสามระดับสำหรับเซลล์แสงอาทิตย์	41
4.3	แนวความคิดพัฒนาวิธีการมอดูเลตโดยอาศัยคลื่นพาหะของอินเวอร์เตอร์สองระดับ ไปเป็นวิธีการมอดูเลตโดยอาศัยคลื่นพาหะแบบซัฟฟ์ของอินเวอร์เตอร์สามระดับ.....	42
4.4	การมอดูเลตโดยอาศัยคลื่นพาหะแบบซัฟฟ์ของอินเวอร์เตอร์สามระดับ	43
4.5	โครงสร้างอย่างง่ายของอินเวอร์เตอร์สามระดับโครงสร้างแบบเต็มบริดจ์	44
4.6	การมอดูเลตโดยอาศัยคลื่นพาหะแบบซัฟฟ์ของอินเวอร์เตอร์สามระดับ โครงสร้างแบบเต็มบริดจ์.....	46
5.1	การมอดูเลตแบบสองซัฟฟ์สำหรับอินเวอร์เตอร์สองระดับโครงสร้างแบบเต็มบริดจ์ (2FB-B).....	49
5.2	การมอดูเลตแบบซัฟฟ์เดี่ยวสำหรับอินเวอร์เตอร์สองระดับโครงสร้างแบบเต็มบริดจ์ (2FB-U).....	49
5.3	การมอดูเลตแบบผสม สำหรับอินเวอร์เตอร์สองระดับโครงสร้างแบบเต็มบริดจ์ (2FB-H).....	50
5.4	การมอดูเลตแบบซัฟฟ์ที่ควบคุมให้ได้การสวิตช์เป็นแบบซัฟฟ์เดี่ยวสำหรับอินเวอร์เตอร์ สามระดับโครงสร้างแบบกึ่งบริดจ์ (3HB-U)	52
5.5	การมอดูเลตแบบซัฟฟ์ที่ควบคุมไม่ได้การสวิตช์เป็นแบบซัฟฟ์เดี่ยวสำหรับอินเวอร์เตอร์ สามระดับโครงสร้างแบบเต็มบริดจ์ (3FB-2U).....	53
5.6	แรงดัน PWM ด้านออกและสเปกตรัมของการมอดูเลตแบบสองซัฟฟ์สำหรับอินเวอร์เตอร์ สองระดับโครงสร้างแบบเต็มบริดจ์ (2FB-B).....	55
5.7	แรงดัน PWM ด้านออกและสเปกตรัมของการมอดูเลตแบบซัฟฟ์เดี่ยวสำหรับอินเวอร์เตอร์ สามระดับโครงสร้างแบบเต็มบริดจ์ (3FB-2U).....	55
5.8	การเปรียบเทียบกระแสด้านออกเมื่อกำหนดให้โหลดความต้านทาน $R=300\Omega$ อนุกรมกับตัว เหนี่ยวนำ $L=12.5\text{mH}$	56
5.9	การเปรียบเทียบกระแสด้านออกเมื่อกำหนดให้โหลดความต้านทาน $R=300\Omega$ อนุกรมกับตัว เหนี่ยวนำ $L=50\text{mH}$	57
5.10	การเปรียบเทียบกระแสด้านออกเมื่อกำหนดให้โหลดความต้านทาน $R=300\Omega$ อนุกรมกับตัว เหนี่ยวนำ $L=100\text{mH}$	58

บทที่ 1

1.1 บทนำ

ปัจจุบันความต้องการทางด้านพลังงานและเชื้อเพลิงของโลกมีอัตราที่เพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็ว โดยเฉพาะพลังงานไฟฟ้า ที่มีความจำเป็นต่อภาคอุตสาหกรรมและเกษตรกรรมรวมทั้งการใช้งานในชีวิตประจำวันของมนุษย์ ด้วยเหตุนี้ทำให้มีการค้นคว้าและแสวงหาพลังงานทดแทนมาใช้เสริมกับพลังงานที่มีอยู่ เพื่อให้ได้พลังงานที่เพียงพอ ด้วยเหตุผลดังกล่าวพลังงานจากเซลล์แสงอาทิตย์จึงเป็นทางเลือกหนึ่งในการเปลี่ยนรูปพลังงานเพื่อให้ได้พลังงานไฟฟ้าโดยอาศัย Photovoltaic Effect ซึ่งมีข้อดีที่ไม่ทำให้เกิดมลภาวะในการใช้งาน มีระบบการทำงานที่ง่ายไม่ซับซ้อน มีอายุการใช้งานที่ยาวนานและมีค่าการบำรุงรักษาระบบต่ำมาก ดังนั้นในปัจจุบันจึงมีการนำเซลล์แสงอาทิตย์มาใช้อย่างแพร่หลาย ประกอบกับแผงเซลล์แสงอาทิตย์มีราคาลดลงอย่างต่อเนื่อง ยกตัวอย่างเช่น แผงเซลล์แสงอาทิตย์แบบผลึกมีราคาต่อวัตต์ลดลงจาก 4.23\$ ในปี 1992 เหลือเพียง 1.72\$ ในปี 2002 [1] ราคาที่ลดลงดังกล่าวส่งผลให้ภาคประชาชนและผู้สนใจสามารถเข้าถึงการใช้พลังงานแสงอาทิตย์ได้มากขึ้น การใช้พลังงานแสงอาทิตย์ของภาคประชาชนที่สามารถทำได้ง่ายคือการนำมาติดตั้งไว้บนหลังคาบ้าน (Solar roof-tops) ดังนั้นแผงเซลล์แสงอาทิตย์ที่เหมาะสมกับการใช้งานในลักษณะดังกล่าวจะเป็นแบบที่สามารถผลิตไฟฟ้ากระแสสลับได้เลยซึ่งแผงเซลล์แสงอาทิตย์แบบนี้จะเป็นชนิดที่มีอินเวอร์เตอร์ในตัว (Module Integrated converter (MIC)) ซึ่งก็คือการใช้อินเวอร์เตอร์ 1 ตัวต่อเซลล์แสงอาทิตย์ 1 โมดูล

การใช้อินเวอร์เตอร์ 1 ตัวต่อเซลล์แสงอาทิตย์ 1 โมดูล มีข้อดีอยู่หลายประการ ยกตัวอย่างเช่น การควบคุมค่ากำลังสูงสุดของเซลล์แสงอาทิตย์ (MPPT) มีความแม่นยำมาก นอกจากนั้นการติดตั้งยังมีความสะดวกสบายและไม่ต้องมีความรู้ทางไฟฟ้าก็สามารถติดตั้งได้ทำให้ภาคประชาชนเข้าถึงได้ง่ายขึ้น การซ่อมบำรุงทำได้สะดวก ดังนั้นในปัจจุบันงานวิจัยของอินเวอร์เตอร์ขนาดเล็กสำหรับแผงเซลล์แสงอาทิตย์จึงได้รับความนิยมอย่างกว้างขวาง [2-9] อย่างไรก็ตามเมื่อพิจารณาโครงสร้างของอินเวอร์เตอร์ในงานวิจัยดังกล่าวพบว่าจะจะเป็นอินเวอร์เตอร์แบบสองระดับซึ่งจะมีการเปลี่ยนสถานะค่าแรงดันจากบัสบวกเป็นบัสลบโดยตรง ผลของการเปลี่ยนแปลงดังกล่าวจะทำให้ค่าแรงดันของแรงดันและกระแสมีค่าสูง และทำให้รูปคลื่นผิดเพี้ยนจากรูปคลื่นไซน์ส่งผลให้กระแสฮาร์มอนิกส์และแรงดันฮาร์มอนิกส์มีค่าสูงด้วย ซึ่งต้องแก้ไขโดยใช้วงจรกรองที่มีขนาดใหญ่ซึ่งทำให้ค่าสูญเสียมีค่าสูง ไม่เพียงเท่านั้นการเปลี่ยนสถานะค่าแรงดันจากบัสบวกเป็นบัสลบโดยตรงยังส่งผลให้แรงดันโหมดร่วม(Common Mode Voltage)และกระแสรั่วไหล(Leakage Current)มีค่าสูงด้วย นอกจากนี้สวิตช์ของอินเวอร์เตอร์แบบสองระดับยังมีความเครียดแรงดันสูง(Voltage Stress) เนื่องจากต้องรับแรงดันตกคร่อมเท่ากับแรงดันบัสไฟตรงทำให้ความสูญเสียที่สวิตช์มีค่าสูง

ดังนั้นงานวิจัยนี้จะศึกษาและสร้างอินเวอร์เตอร์ขนาดเล็กสำหรับเซลล์แสงอาทิตย์เพื่อลดค่าระลอกของแรงดันและกระแสต้านออกให้มีค่าต่ำด้วยการใช้อินเวอร์เตอร์แบบสามระดับ ซึ่งจะทำให้ฮาร์มอนิกส์ของกระแสและแรงดันมีค่าต่ำ รวมทั้งแรงดันตกคร่อมสวิตช์จะลดลงเหลือเพียงครึ่งหนึ่งของแรงดันบัสไฟตรงทำให้การสูญเสียที่สวิตช์ลดลง และประสิทธิภาพจะเพิ่มมากขึ้น[10] นอกจากนี้แรงดันโหมตร่วมจะมีค่าต่ำลงและทำให้กระแสรั่วไหล(Leakage Current)ลดลงอีกด้วย ส่วนการสร้างสัญญาณขับนำสวิตช์สำหรับอินเวอร์เตอร์สามระดับในงานวิจัยนี้จะใช้เทคนิคการมอดูเลตโดยอาศัยคลื่นพาหะแบบซัฟฟ์[11] แม้ว่าวิธีการมอดูเลตโดยอาศัยคลื่นพาหะแบบซัฟฟ์จะมีผู้นำเสนอมามากมายเพื่อสร้างสัญญาณขับนำสวิตช์สำหรับอินเวอร์เตอร์สามระดับ[12-15] โดยทั่วไปจะมองการมอดูเลตแบบนี้เป็นแค่เทคนิคหรือเครื่องมือในการสร้างสัญญาณขับนำสวิตช์เท่านั้น จึงไม่สามารถแสดงให้เห็นพฤติกรรมในเชิงการสร้างแรงดันและความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันด้านออกที่ต้องการกับสัญญาณอ้างอิงได้โดยง่าย ดังนั้นงานวิจัยนี้จะนำเสนอวิธีการสร้างสัญญาณขับนำสวิตช์สำหรับอินเวอร์เตอร์สามระดับด้วยวิธีการง่ายๆ เหมือนกับกรณีของอินเวอร์เตอร์สองระดับโดยวิธีที่นำเสนอจะแสดงให้เห็นถึงพฤติกรรมในเชิงการสร้างแรงดันอ้างอิงจากแรงดันคำสั่งโดยตรง นอกจากนี้เทคนิคการมอดูเลตแบบนี้ส่วนใหญ่จะนำมาใช้กับอินเวอร์เตอร์สามเฟส แต่ในงานวิจัยนี้จะนำเทคนิควิธีการมอดูเลตดังกล่าวมาประยุกต์ใช้กับอินเวอร์เตอร์เฟสเดียว อินเวอร์เตอร์สำหรับเซลล์แสงอาทิตย์นั้นมีส่วนประกอบหลายส่วน แต่ในงานวิจัยนี้จะโฟกัสที่ส่วนของการแปลงกระแสตรงเป็นกระแสสลับเท่านั้น (DC to AC Conversion)

1.2 วัตถุประสงค์ของโครงการวิจัย

เพื่อศึกษาและสร้างอินเวอร์เตอร์ขนาดเล็กสำหรับเซลล์แสงอาทิตย์ให้มีค่าระลอกของกระแสและแรงดันด้านออกมีค่าต่ำ โดยใช้อินเวอร์เตอร์สามระดับร่วมกับการใช้เทคนิคการมอดูเลตโดยอาศัยคลื่นพาหะแบบซัฟฟ์ของอินเวอร์เตอร์สามเฟสมาประยุกต์ใช้กับอินเวอร์เตอร์เฟสเดียว

1.3 ขอบเขตของโครงการวิจัย

สร้างอินเวอร์เตอร์ขนาด 250 วัตต์สำหรับเซลล์แสงอาทิตย์ ที่มีค่าระลอกของกระแสและแรงดันด้านออกต่ำ ด้วยการใช้อินเวอร์เตอร์สามระดับร่วมกับเทคนิคการมอดูเลตโดยอาศัยคลื่นพาหะแบบซัฟฟ์

1.4 ผลที่คาดว่าจะได้รับ

1. ได้ศึกษาและเรียนรู้หลักการทำงานของอินเวอร์เตอร์สามารถปรับขนาดเล็ก
2. ทราบแนวทางในการออกแบบและสร้างอินเวอร์เตอร์ขนาดเล็กที่มีค่าระลอกแรงดันและกระแสไฟฟ้าต่ำสำหรับแผงเซลล์แสงอาทิตย์
3. สามารถกำหนดทิศทางการพัฒนาอินเวอร์เตอร์ขนาดเล็กสำหรับเซลล์แสงอาทิตย์ที่มีค่าระลอกต่ำและมีประสิทธิภาพสูงเหมาะที่จะนำไปใช้งานในประเทศไทยและในภูมิภาคอาเซียน
4. นำผลการศึกษา วิจัย และพัฒนาที่ได้ ไปบูรณาการกับการเรียนการสอนและการให้บริการทั้งทางภาคการศึกษาและภาคอุตสาหกรรม
5. ได้ถ่ายทอดเทคโนโลยีอินเวอร์เตอร์ขนาดเล็กสำหรับเซลล์แสงอาทิตย์สู่ภาคอุตสาหกรรมที่เกี่ยวข้องซึ่งมีความสนใจในการผลิตอินเวอร์เตอร์สำหรับเชื่อมต่อในระบบผลิตไฟฟ้าพลังงานแสงอาทิตย์
6. สามารถสร้างอินเวอร์เตอร์ขนาดเล็กสำหรับเซลล์แสงอาทิตย์ในเชิงพาณิชย์

สวพ.
มทร.สุวรรณภูมิ

บทที่ 2

โครงสร้างของอินเวอร์เตอร์แบบเชื่อมต่อกรีด

2.1 บทนำ

อินเวอร์เตอร์แบบเชื่อมต่อกรีดเป็นอุปกรณ์ที่สำคัญสำหรับระบบผลิตไฟฟ้าพลังงานแสงอาทิตย์ ซึ่งมีหน้าที่ในการแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงที่ได้จากแผงเซลล์แสงอาทิตย์ให้เป็นไฟฟ้ากระแสสลับที่สามารถเชื่อมต่อกับระบบของการไฟฟ้าได้อย่างเหมาะสม อินเวอร์เตอร์แบบนี้สามารถจำแนกตามขนาดของระบบผลิตไฟฟ้าได้ดังตารางที่ 2-1

ตารางที่ 2.1 การจำแนกอินเวอร์เตอร์ตามขนาดของระบบผลิตไฟฟ้าพลังงานแสงอาทิตย์

Types of grid inverters	Rated power	Plants
Module integrated inverters	50-400 W	Very small PV
String inverters	400-2000 W	Small roof-top
Multistring inverters	1500-6000 W	Medium large roof-top
Mini central inverters	>6000 W	Large roof-top or small power
Central inverters	100-1000 kW	Large power

ระบบผลิตไฟฟ้าพลังงานแสงอาทิตย์แบบเชื่อมต่อกรีดได้เริ่มเป็นที่รู้จักตั้งแต่ปี 1980 ซึ่งเป็นอินเวอร์เตอร์แบบศูนย์กลาง (Central inverters) ที่ใช้ทรานซิสเตอร์เป็นสวิตช์ไวงาน ผลิตภัณฑ์อินเวอร์เตอร์แบบเชื่อมต่อกรีดสำหรับระบบผลิตไฟฟ้าพลังงานแสงอาทิตย์ที่ใช้ทรานซิสเตอร์เป็นสวิตช์ไวงานคือ PV-WR และถูกสร้างขึ้นเป็นครั้งแรกตั้งแต่ปี 1990 โดยบริษัท SMA เนื่องจากกลางปี 1990 เทคโนโลยีทางด้าน IGBT และมอสเฟตได้ถูกนำมาใช้อย่างกว้างขวางเพิ่มมากขึ้นสำหรับอินเวอร์เตอร์ทุกชนิด โดยเฉพาะอย่างยิ่งสำหรับอินเวอร์เตอร์แบบโมดูล (Module integrated inverters)

เนื่องจากพลังงานที่ได้จากเซลล์แสงอาทิตย์มีต้นทุนที่สูง เทคโนโลยีของอินเวอร์เตอร์สำหรับระบบผลิตไฟฟ้าแบบนี้จึงมุ่งเน้นในการพัฒนาทางด้านประสิทธิภาพ ดังนั้นความหลากหลายทางโครงสร้างของอินเวอร์เตอร์สำหรับพลังงานแสงอาทิตย์ขนาดใหญ่จึงสามารถพบเห็นได้ตามท้องตลาด

อินเวอร์เตอร์สำหรับพลังงานแสงอาทิตย์เมื่อเปรียบเทียบกับอินเวอร์เตอร์สำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์จะมีความซับซ้อนมากกว่าทั้งฮาร์ดแวร์และฟังก์ชันการทำงาน เนื่องจากอินเวอร์เตอร์สำหรับพลังงานแสงอาทิตย์ต้องการแรงดันด้านเข้าให้มีค่าเพิ่มขึ้น วงจรกรองสำหรับการเชื่อมต่อกรีด รีเลย์ปลดตัวเองออกจากริด และสวิตช์ไฟตรงจึงเป็นส่วนสำคัญที่ทำให้อินเวอร์เตอร์แบบนี้มีความซับซ้อนของ

ฮาร์ดแวร์เพิ่มมากขึ้น นอกจากนั้นการควบคุมให้ได้กำลังไฟฟ้าสูงสุด(MPPT) การแยกตัวออกจากระบบเมื่อเกิดไฟดับ(anti-islanding) การขนานเข้ากับกริดและการเก็บข้อมูลเป็นฟังก์ชันทั่วไปที่ต้องการสำหรับอินเวอร์เตอร์แบบนี้

อุตสาหกรรมขับเคลื่อนมอเตอร์ ซึ่งมีอายุมากกว่า 20 ปีที่คำนึงด้านต้นทุนจะมีโครงสร้างของอินเวอร์เตอร์แบบเต็มบริดจ์ซึ่งเป็นที่ยอมรับกันทั่วโลก โครงสร้างแบบใหม่ๆได้ถูกพัฒนาขึ้นสำหรับอินเวอร์เตอร์ PV โดยมีวัตถุประสงค์เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพและลดต้นทุน อายุการใช้งานของแผง PV โดยทั่วไปจะมากกว่า 20 ปี ทำให้มีความพยายามในการเพิ่มอายุการใช้งานของอินเวอร์เตอร์ PV ปัจจุบันมีผู้ผลิตหลายรายเสนอการต่อสัญญาการบริการเป็น 20 ปี

วิธีการอย่างแรกที่ใช้ในการเพิ่มประสิทธิภาพคือการกำจัดกราดของกัลวาไนซ์ ซึ่งโดยทั่วไปจะเกิดขึ้นจากหม้อแปลงความถี่สูงในตัวแปลงผันแบบทบระดับ(Boost Converters) หรือจากหม้อแปลงความถี่ต่ำ ทำให้ได้ประสิทธิภาพที่สูงขึ้นกว่าเดิม 1-2%

แผง PV โดยทั่วไปจะถูกสร้างในโครงสร้างแบบแซนด์วิชซึ่งประกอบด้วยแก้ว สารกึ่งตัวนำซิลิคอนและ backplane ซึ่งสร้างขึ้นจากเฟรมแม่ทัลลิกแบบที่เป็นกรวด กระจกที่ไหลลงดินที่เกิดขึ้นจากส่วนของกระแสรั่วไหลทำให้ต้องคำนึงถึงความปลอดภัยต่อบุคคล โดยทั่วไปจะใช้ระบบที่มีการตรวจจับกระแสรั่วไหลเพื่อเป็นการบอกความผิดปกติ โดยเฉพาะอย่างยิ่งสำหรับการใช้งานในที่อยู่อาศัย ประจุนี้นขนาดใหญ่แค่นั้นขึ้นอยู่กับการก่อสร้างหรือสภาพแวดล้อม ขนาดประจุโดยทั่วไปจะเท่ากับ 10 nF/kW สำหรับ PV เมื่อใช้โครงสร้างแบบฟูลบริดจ์รวมกับการมอดูเลตแบบแบบขั้วเดียว(Unipolar modulation) [16] ซึ่งแหล่งจ่ายแรงดันโหมตรงรวม (Common mode voltage) เป็นที่รู้จักกันดีว่ามีผลจากกระแสไฟรั่วไหล

แต่โครงสร้างแบบไม่มีหม้อแปลงนั้นต้องใช้วิธีการที่ซับซ้อน โดยทั่วไปจะส่งผลต่อโครงสร้างแบบใหม่เพื่อที่จะรักษากระแสไฟรั่วไหลและการจ่ายกระแสไฟฟ้ากระแสตรงภายใต้การควบคุมเพื่อให้เป็นไปตามข้อกำหนดด้านความปลอดภัย

ปัญหาการออกแบบที่สำคัญอีกข้อหนึ่งคือการขับเคลื่อนการพัฒนาโครงสร้างใหม่ ซึ่งเป็นความสามารถในการแสดงประสิทธิภาพที่สูงที่ไหลดบางส่วน นั่นคือระหว่างช่วงที่ระดับการแผ่รังสีลดลง ประสิทธิภาพที่ถูกถ่วงน้ำหนัก เรียกว่า “European efficiency” ถูกกำหนดให้เป็นการพิจารณาระยะเวลาสำหรับระดับการแผ่รังสีที่แตกต่างกันในยุโรป

ปัจจุบันมีผู้ผลิตอินเวอร์เตอร์ PV หลายรายในท้องตลาด เช่น SMA, Sunways, Conergy, Ingeteam, Danfoss Solar, Refu และอื่นๆ สามารถสร้างอินเวอร์เตอร์ PV ชนิดไร้หม้อแปลงซึ่งมี European efficiency (> 97%) และมีประสิทธิภาพสูงสุดที่ 98%

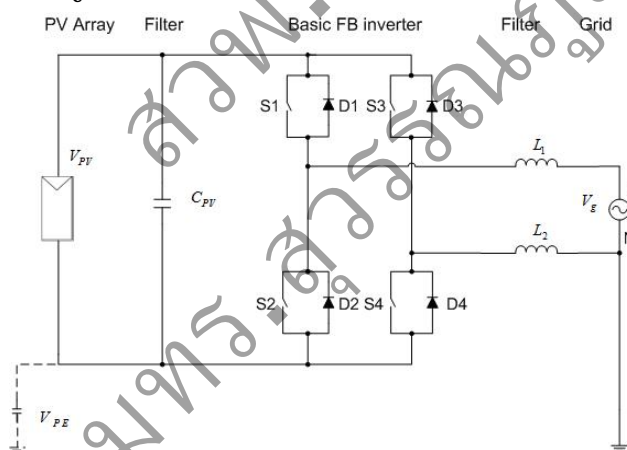
การพัฒนาโครงสร้างสำหรับอินเวอร์เตอร์ PV ชนิดไร้หม้อแปลงเป็นจุดเริ่มต้นของตระกูลตัวแปลงผันสองชนิดที่เป็นที่ยอมรับได้แก่

- เต็มบริดจ์ (H-bridge)
- ตรึงจุดนิวทรัล (Neutral point clamped; NPC)

จุดมุ่งหมายของหัวข้อนี้คือการอธิบายโครงสร้างของอินเวอร์เตอร์ PV ชนิดไร้หม้อแปลงซึ่งมีความหลากหลายค่อนข้างมากตามโครงสร้าง บางโครงสร้างต้องใช้ตัวแปลงผันไฟตรงแบบทระดับทั้งมีหรือไม่มีการแยกโหนดทางไฟฟ้า ซึ่งโครงสร้างอินเวอร์เตอร์แบบทระดับแรงดันบางประเภทจะกล่าวไว้ในส่วนท้ายของหัวข้อนี้

2.2 โครงสร้างอินเวอร์เตอร์ที่ได้จากโครงสร้างแบบ H-Bridge หรือ Full-Bridge

ตัวแปลงผันแบบ H-bridge หรือ เต็มบริดจ์ ถูกสร้างขึ้นครั้งแรกโดย W. McMurray ในปี 1965 [17] ซึ่งเป็นการอ้างอิงที่สำคัญต่อการพัฒนาเทคโนโลยีตัวแปลงผันอิเล็กทรอนิกส์กำลัง



รูปที่ 2.1 อินเวอร์เตอร์ FB พื้นฐาน

อินเวอร์เตอร์แบบนี้เป็นโครงสร้างแรกที่ใช้ข้อดีของอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำ (ไทรสเตอร์) โครงสร้างแบบ H-bridge สามารถใช้ในการแปลงผันได้ทั้งในระบบ DC-DC และ DC-AC และยังสามารถนำไปใช้ในรูปของเต็มบริดจ์ (แบบมีสวิตช์สองขา) หรืออยู่ในรูปกึ่งบริดจ์ (แบบมีสวิตช์ขาเดียว)

2.2.1 อินเวอร์เตอร์แบบเต็มบริดจ์ (Full-Bridge) พื้นฐาน

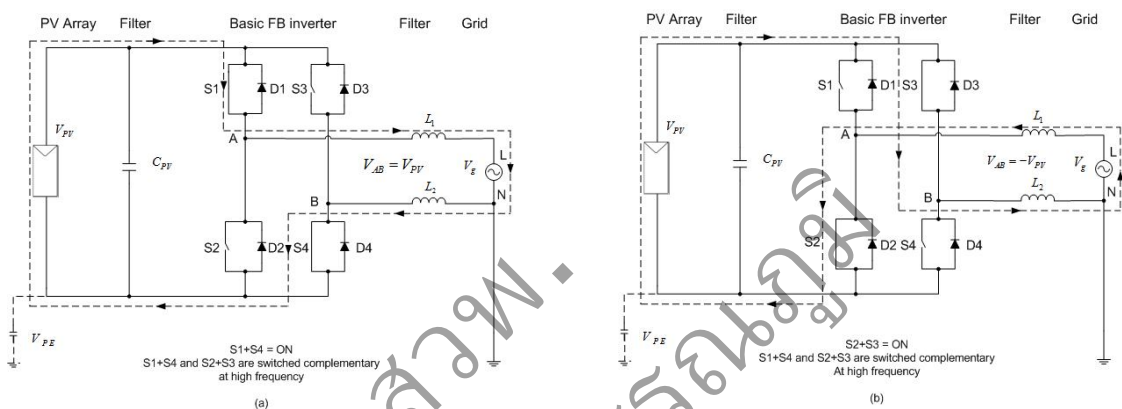
โครงสร้างอินเวอร์เตอร์ PV ที่อาศัยอินเวอร์เตอร์แบบเต็มบริดจ์ (FB) สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.1 โครงสร้างแบบเต็มบริดจ์มีวิธีการมอดูเลตหลักอยู่ 3 แบบคือ

- การมอดูเลตแบบสองขั้ว (Bipolar modulation)

- การมอดูเลตแบบขั้วเดียว (Unipolar modulation)
- การมอดูเลตแบบผสม (Hybrid modulation)

การมอดูเลตแบบสองขั้ว (Bipolar modulation)

ในกรณีของการมอดูเลตแบบสองขั้ว (BP) สวิตช์จะนำกระแสในแนวทแยง นั่นคือ S1 นำกระแสพร้อมกับ S4 และ S3 นำกระแสพร้อมทั้ง S2 ดังนั้นแรงดันด้านออกที่สามารถสร้างได้จะเป็นดังรูปที่ 2.2(a) และ 2.2(b) สำหรับกระแสด้านออกที่เป็นบวกและลบ ตามลำดับ



รูปที่ 2.2 โครงสร้างอินเวอร์เตอร์แบบเต็มบริดจ์โดยอาศัยการมอดูเลตแบบสองขั้ว ในกรณีของ (a) กระแสด้านออกเป็นบวกและ (b) กระแสด้านออกเป็นลบ

คุณลักษณะหลักของตัวแปลงผันแบบนี้คือ

- ขา A และ B นำกระแสพร้อมกันในแนวทแยง ($S1=S3$ และ $S2=S4$) ด้วยความถี่สูงและใช้สัญญาณไซน์อ้างอิงเหมือนกัน
- เกิดการเปลี่ยนแปลงสถานะแรงดันด้านออกจากบวกเป็นลบโดยตรง(แรงดันด้านออกไม่มีสถานะเป็นศูนย์) ข้อดี

- แรงดัน V_{PE} มีเพียงองค์ประกอบความถี่ต่ำ(ความถี่เดียวกับกริด) และไม่มีองค์ประกอบของความถี่การสวิตช์ ทำให้เกิดกระแสรั่วไหลและ EMI ต่ำมาก

ข้อเสีย

- ค่าระลอกของกระแสจากการสวิตช์เท่ากับ $1 \times$ ความถี่การสวิตช์ ทำให้ต้องการการกรองที่สูง (ไม่มีความถี่เพิ่มขึ้นที่ด้านออก)
- การเปลี่ยนแปลงแรงดันที่ตกรวมตัวกรองเป็นแบบสองขั้ว ($(+V_{PV} \rightarrow -V_{PV} \rightarrow +V_{PV})$) ทำให้เกิดการสูญเสียในแกนเหล็กสูง

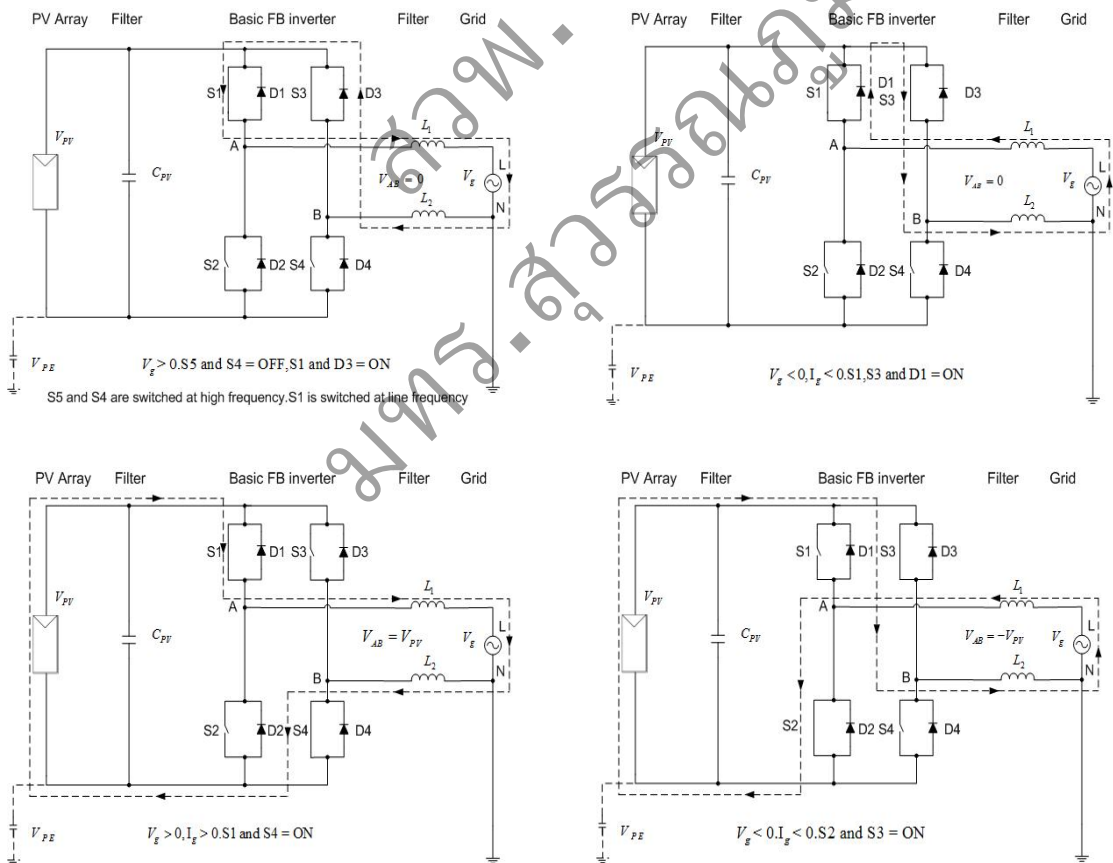
- มีประสิทธิภาพต่ำ สูงสุดอยู่ที่ 96.5% เนื่องจากการแลกเปลี่ยนกำลังรีแอกทีฟระหว่าง $L_{1(2)}$ และ C_{PV} ระหว่างการหมุนเปล้าและมีการสูญเสียในแกนเหล็กในวงจรกรองด้านออกสูง เนื่องจากสวิตช์สองตัวนำกระแสพร้อมกันทุกๆ รายคาบการสวิตช์

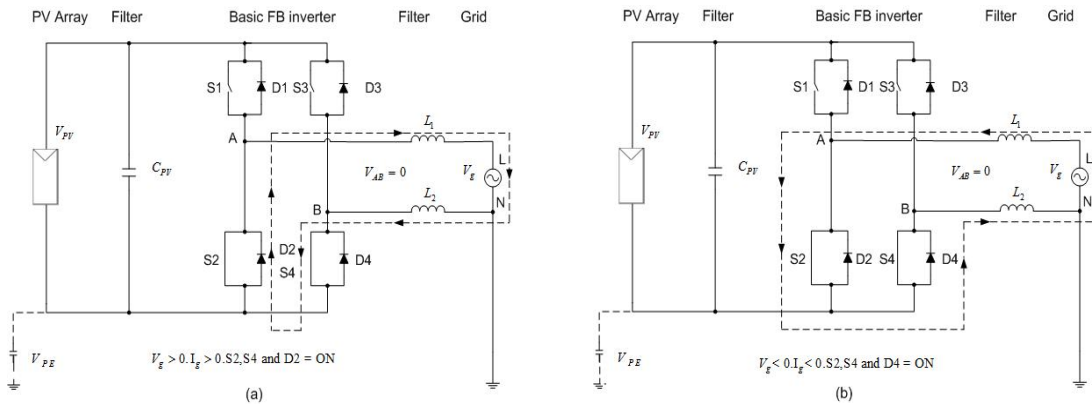
หมายเหตุ:

แม้ว่าจะมีกระแสรั่วไหลน้อย แต่อินเวอร์เตอร์แบบเต็มบริดจ์ที่อาศัยการมอดูเลตแบบสองขั้ว ไม่เหมาะสมกับการใช้งานกับ PV แบบไร้หม้อแปลงเนื่องจากประสิทธิภาพลดลง

การมอดูเลตแบบขั้วเดียว (Unipolar modulation)

ในกรณีของการมอดูเลตแบบขั้วเดียว สวิตช์ในแต่ละขาจะนำกระแสอย่างอิสระเนื่องจากแรงดันอ้างอิงจะเป็นอิสระต่อกันในแต่ละขา ดังนั้นแรงดันด้านออกจะถูกสร้างขึ้นตามรูปที่ 2.3





รูปที่ 2.3 โครงสร้างอินเวอร์เตอร์แบบเต็มบริดจ์โดยอาศัยการมอดูเลตแบบชั่วเดียว ในกรณีของ (a) กระแสด้านออกเป็นบวกและ (b) กระแสด้านออกเป็นลบ

คุณลักษณะหลักของตัวแปลงผันแบบนี้คือ

- ขา A และ B ถูกสวิตช์ด้วยความถี่สูงและสัญญาณอ้างอิงไซน์เป็นแบบกลับเฟสกัน 180 องศา
- เกิดการเปลี่ยนสถานะแรงดันด้านออกจากรวมเป็นศูนย์ และจากศูนย์เป็นลบ ไม่เปลี่ยนสถานะจากรวมเป็นลบโดยตรง สถานะที่แรงดันด้านออกของทั้งสองขาเป็นศูนย์สามารถเกิดขึ้นได้เมื่อ S1, S3 นำกระแสพร้อมกัน และ S2, S4 นำกระแสพร้อมกัน

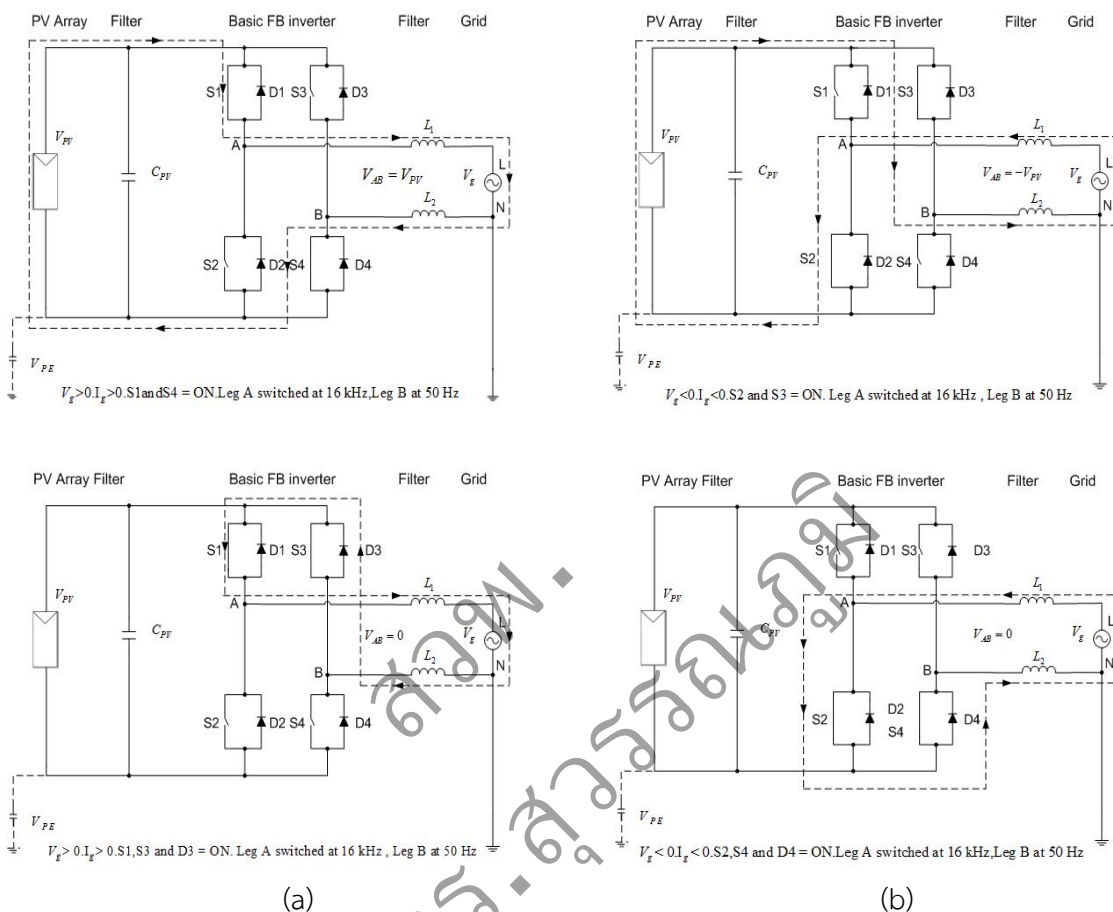
ข้อดี

- ค่าระลอกของกระแสจากการสวิตช์เท่ากับ $2 \times$ ความถี่การสวิตช์ ทำให้วงจรกรองมีขนาดเล็กลง
- แรงดันตกคร่อมตัวกรองเป็นแบบชั่วเดียว ($0 \rightarrow +V_{PV} \rightarrow 0 \rightarrow -V_{PV} \rightarrow 0$) ทำให้การสูญเสียในแกนเหล็กต่ำ
- ประสิทธิภาพสูง สูงสุดอยู่ที่ 98% เนื่องจากการสูญเสียจะลดลงในช่วงที่สภาวะแรงดันเป็นศูนย์

ข้อเสีย

- แรงดัน V_{PE} มีองค์ประกอบความถี่ของการสวิตช์ ทำให้เกิดการรั่วของกระแสและ EMI มีค่าสูง

การมอดูเลตแบบผสม (Hybrid modulation)



รูปที่ 2.4 สถานะการสวิตช์ของ FB ที่มอดูเลตแบบผสม ในกรณีของการสร้าง (a) กระแสบวกและ (b) กระแสลบ

ความสามารถหลักของตัวแปลงชนิดนี้คือ

- สวิตช์ของขา A จะสวิตช์ที่ความถี่ต่ำ (ความถี่กริด) และสวิตช์ของขา B จะสวิตช์ที่ความถี่สูง (PMW)

ข้อดี

- แรงดันตกคร่อมวงจรกรองเป็นแบบชั่วคราว (0 → +V_{PV} → 0 → -V_{PV} → 0) ทำให้การสูญเสียในแกนเหล็กต่ำ
- มีประสิทธิภาพสูง สูงสุดอยู่ที่ 98% เนื่องจากไม่มีการแลกเปลี่ยนกำลังรีแอคทีฟระหว่าง L₁₍₂₎ และ C_{PV} ระหว่างที่แรงดันเป็นศูนย์และเนื่องจากการสวิตช์ที่ความถี่ต่ำในหนึ่งขา

ข้อเสีย: ข้อเสียคือการแปลงผันชนิดนี้ทำงานแค่สองควอดแรนทเท่านั้น

- ค่าระลอกของกระแสจากการสวิตช์เท่ากับ $1 \times$ ความถี่การสวิตช์ ทำให้วงจรกรองมีขนาดใหญ่ (ไม่มีความถี่เพิ่มขึ้นที่ด้านออก)
- V_{PE} มีความแปรปรวนของคลื่นสี่เหลี่ยม ทำให้เกิดจุดสูงสุดของการรั่วของกระแสและต้องใ้การกรอง EMI จำนวนมาก

หมายเหตุ

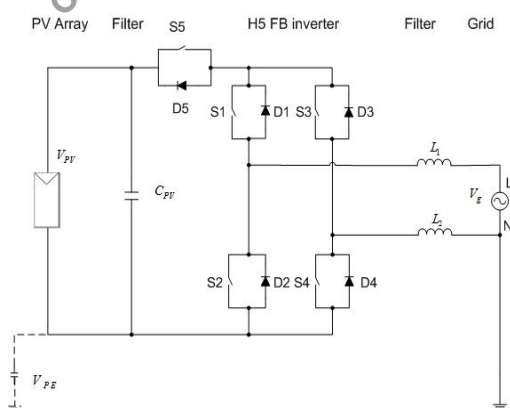
แม้ว่าประสิทธิภาพของการแปลง FB แบบผสมจะสูง แต่ไม่เหมาะกับการใช้ในการใช้งาน PV แบบไร้หม้อแปลงเนื่องจากความแปรปรวนของคลื่นจัตุรัสของ V_{PE}

2.2.2 อินเวอร์เตอร์ H5 (SMA)

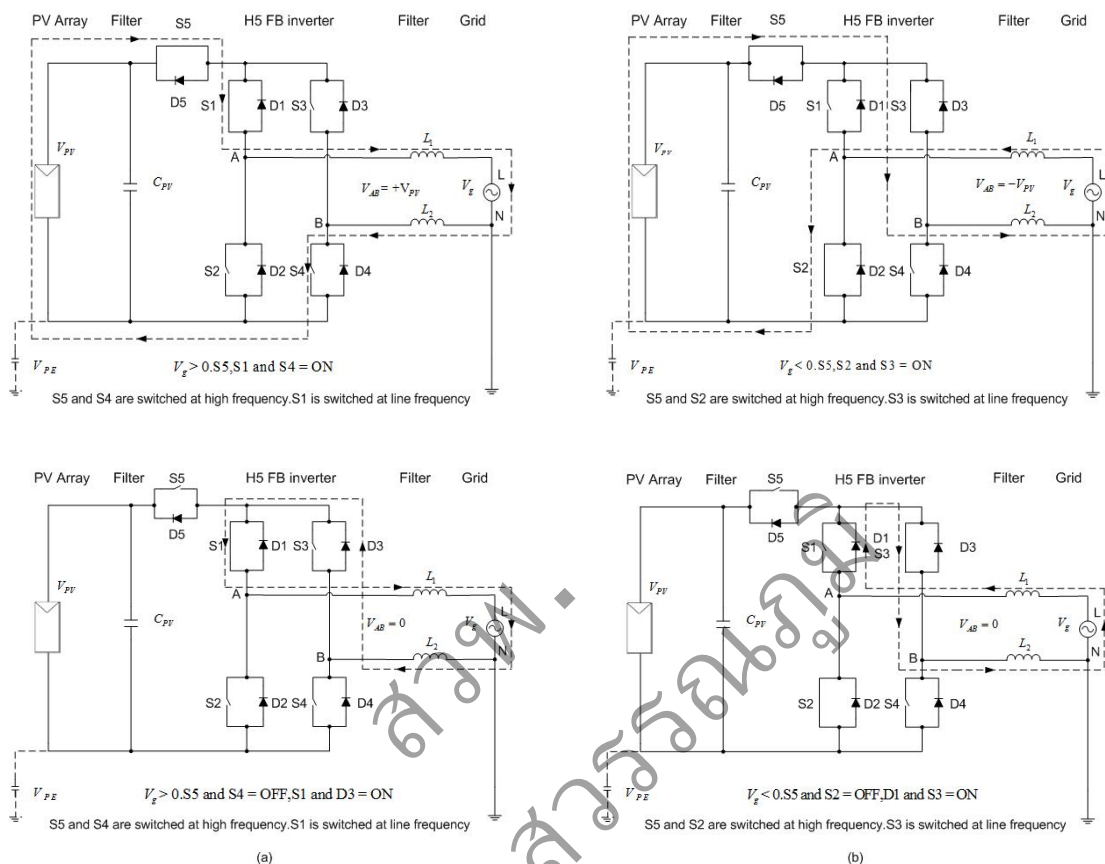
ในปี 2005 SMA ได้จดสิทธิบัตรโครงสร้างอินเวอร์เตอร์ชนิดใหม่เรียกว่า H5 [18] โครงสร้างนี้แสดงดังในรูปที่ 2.5 ซึ่งเป็น H-bridge แบบดั้งเดิมที่มีสวิตช์พิเศษตัวที่ 5 ในบัสบวกของ DC link ซึ่งมีหน้าที่สำคัญสองอย่างคือ

- ป้องกันการแลกเปลี่ยนกำลังรีแอคทีฟระหว่าง $L_{1(2)}$ และ C_{PV} ระหว่างที่แรงดันเป็นศูนย์ ทำให้ประสิทธิภาพเพิ่มขึ้น
- แยกโมดูล PV ออกจากกริดในช่วงที่สถานะแรงดันเป็นศูนย์ ทำให้ช่วยลดปริมาณความถี่ของ V_{PE} ที่สูงให้ต่ำลง

สภาวะการสวิตช์สำหรับกระแส AC ที่สร้างขึ้นที่เป็นบวกและลบแสดงดังในรูปที่ 2.6



รูปที่ 2.5 โครงสร้างอินเวอร์เตอร์ H5 (SMA)



รูปที่ 2.6 สถานะการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ H5 ในกรณีที่เกิด (a) กระแสบวกและ (b) กระแสลบ

ความสามารถหลักของตัวแปลงชนิดนี้คือ

- S5 และ S4 (S2) ถูกสวิตช์ที่ความถี่สูงและ S1 (S3) ที่ความถี่ต่ำ(กริด)
- สถานะแรงดันออกเป็นศูนย์เกิดขึ้นได้ เมื่อ S5 นำกระแส และ S1 (S3) หยุดนำกระแส

ข้อดี

- แรงดันตกคร่อมตัวกรองเป็นแบบชั่วคราว ($0 \rightarrow +V_{PV} \rightarrow 0 \rightarrow -V_{PV} \rightarrow 0$) ทำให้การสูญเสียในแกนเหล็กต่ำ
- ประสิทธิภาพสูง สูงสุดอยู่ที่ 98% เนื่องจากไม่มีกำลังรีแอกทีฟระหว่าง $L_{1(2)}$ และ C_{PV} ระหว่างที่แรงดันเป็นศูนย์และการสวิตช์ที่ความถี่ต่ำในขาหนึ่ง

- V_{PE} มีเพียงองค์ประกอบความถี่ต่ำและไม่มีองค์ประกอบความถี่การสวิตช์ ทำให้เกิดกระแสรั่วไหลและ EMI ต่ำมาก

ข้อเสีย

- ต้องใช้สวิตช์เพิ่มหนึ่งตัว
- สวิตช์สามตัวนำกระแสในช่วงแอคทีฟเวกเตอร์ ทำให้เกิดการการสูญเสียในช่วงนำกระแสมีค่าสูง แต่ไม่ส่งผลกระทบต่อประสิทธิภาพโดยรวม

หมายเหตุ

ความสามารถของ H5 ทั้งหมดส่งผลดีต่อ FB ที่มอดูเลตแบบผสมและกำจัดปริมาณความถี่ที่สูงของ V_{PE} โดยแยกแวง PV ออกจากกริตระหว่างสภาวะที่แรงดันเป็นศูนย์โดยใช้สวิตช์เพิ่ม โครงสร้างแบบนี้ทำให้มีความเหมาะสมอย่างยิ่งกับการใช้งาน PV แบบไร้หม้อแปลงเนื่องจากมีประสิทธิภาพสูงและกระแสรั่วไหลและ EMI ต่ำ ปัจจุบันมีจำหน่ายในเชิงพาณิชย์โดย SMA ในรุ่นที่มีชื่อว่า SunnyBoy 4000/5000 TL ซึ่งมี European efficiency สูงกว่า 97.7% และประสิทธิภาพสูงสุดที่ 98% (Photon International, ตุลาคม 2007)

2.2.3 อินเวอร์เตอร์ HERIC (Sunways)

ในปี 2006 Sunway ได้จดสิทธิบัตรโครงสร้างที่ได้มาจากแบบ H-bridge แบบเดิม เรียกว่า HERIC (ประสิทธิภาพสูงและใช้แนวคิดของอินเวอร์เตอร์ที่มีความคงทน) โดยเพิ่มขา bypass ในฝั่ง AC โดยใช้ IGBT แบบ back-to-back 2 ตัว (ทรานซิสเตอร์สองขั้วชนิดเกทหุ้มฉนวน) ดังแสดงในรูปที่ 2.7 [19]

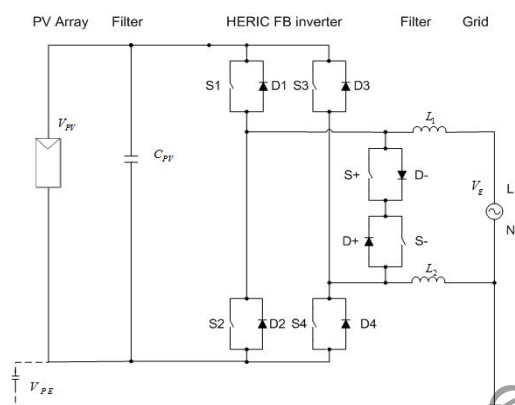
AC Bypass มีหน้าที่ที่สำคัญสองประการเช่นเดียวกับสวิตช์ตัวที่ 5 ในกรณีของโครงสร้างของ H5

- ป้องกันการแลกเปลี่ยนกำลังรีแอคทีฟระหว่าง $L_{1(2)}$ และ C_{PV} ระหว่างที่แรงดันเป็นศูนย์ ทำให้ประสิทธิภาพเพิ่มขึ้น
- แยกโมดูล PV ออกจากกริตระหว่างสภาวะที่แรงดันเป็นศูนย์ ทำให้ช่วยลดปริมาณความถี่ของ V_{PE} ที่สูงลง

สภาวะการสวิตช์สำหรับกระแส AC ที่สร้างขึ้นที่เป็นบวกและลบแสดงดังในรูปที่ 2.8 ความสามารถหลักของตัวแปลงชนิดนี้คือ

- S1-S4 และ S2-S3 สวิตช์ที่ความถี่สูง และ S+ (S-) สวิตช์ที่ความถี่ต่ำ

- สภาวะแรงดันออกเป็นศูนย์เกิดขึ้นได้ เมื่อ S+ นำกระแส และ S- หยุดนำกระแส (ให้ bridge ถูก)



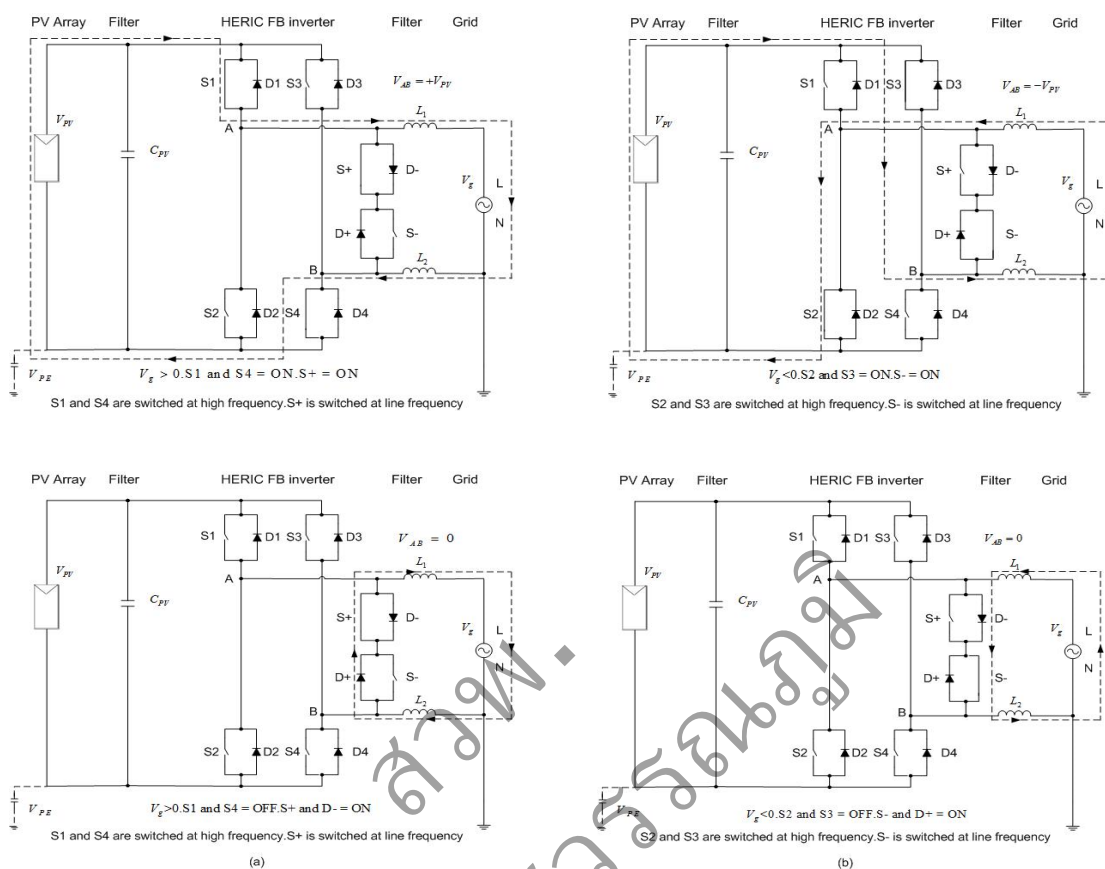
รูปที่ 2.7 โครงสร้าง HERIC (Sunways)

ข้อดี

- แรงดันตกคร่อมวงจรกรองเป็นแบบชั่วเดียว ($0 \rightarrow +V_{PV} \rightarrow 0 \rightarrow -V_{PV} \rightarrow 0$) ทำให้การสูญเสียในแกนเหล็กต่ำ
- ประสิทธิภาพสูง สูงสุดอยู่ที่ 97% เนื่องจากไม่มีกำลังรีแอคทีฟที่ระหว่าง $L_{1(2)}$ และ C_{PV} ในขณะที่แรงดันเป็นศูนย์และการสวิตช์ที่ความถี่ต่ำในขาหนึ่ง
- V_{PE} มีเพียงองค์ประกอบความถี่ต่ำและไม่มียังองค์ประกอบความถี่การสวิตช์ ทำให้เกิดกระแสรั่วไหลและ EMI ต่ำมาก

ข้อเสีย

- ต้องใช้สวิตช์เพิ่มสองตัว



รูปที่ 2.8 สถานะการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ HERIC ในกรณีเมื่อเกิด (a) กระแสบวกและ (b) กระแสลบ

หมายเหตุ

HERIC ได้ปรับปรุงประสิทธิภาพของ FB ที่แปลงแบบ BP โดยเพิ่มแรงดันเป็นศูนย์ที่ได้มาจาก AC bypass ทำให้ประสิทธิภาพเพิ่มขึ้น โครงสร้างแบบนี้ทำให้มีความเหมาะสมอย่างยิ่งกับการใช้งาน PV แบบไร้หม้อแปลงเนื่องจากมีประสิทธิภาพสูงและกระแสรบกวนและ EMI ต่ำ ปัจจุบันมีจำหน่ายในเชิงพาณิชย์โดย Sunway ในรุ่นที่มีชื่อว่า AT (2.7-5 kW) ซึ่งมี European efficiency 95% และประสิทธิภาพสูงสุดที่ 95.6% (Photon International, กรกฎาคม 2008)

พฤติกรรมของ HERIC และ H5 มีลักษณะค่อนข้างคล้ายกันกับการปลดแหล่งจ่าย PV ออกจากกริดในขณะที่แรงดันเป็นศูนย์จากฝั่ง AC และ DC ตามลำดับ สวิตช์ทั้งสองตัวถูกสวิตช์ที่ความถี่สูงและอีกตัวหนึ่งสวิตช์ที่ความถี่ต่ำและ H5 มีสวิตช์สามตัวซึ่งจะนำกระแสพร้อมกัน ในขณะที่ HERIC มีเพียงสองตัว

2.2.4 อินเวอร์เตอร์ REFU

ในปี 2007 Refu Solar ได้จดสิทธิบัตรโครงสร้างที่ได้มาจากแบบ H-bridge แบบเต็ม โครงสร้างใช้ half-bridge ในฝั่งเดียวกันของ bypass AC และตัวแปลง DC-DC ชนิด bypass ได้ดังแสดงในรูปที่ 2.9 [20]

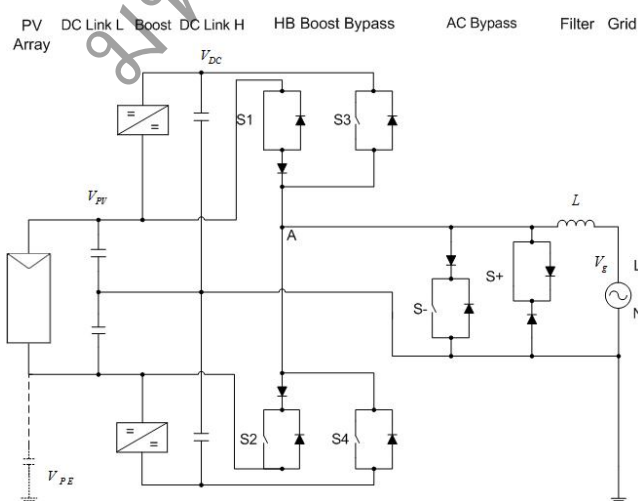
AC Bypass มีหน้าที่ที่สำคัญสองประการเช่นเดียวกับในกรณีของ HERIC:

- ป้องกันการแลกเปลี่ยนกำลังรีแอกทีฟระหว่าง $L_{1(2)}$ และ C_{PV} ในช่วงที่แรงดันเป็นศูนย์ ทำให้ประสิทธิภาพเพิ่มขึ้น
- แยกโมดูล PV ออกจากกริดระหว่างในช่วงที่แรงดันเป็นศูนย์ ทำให้ช่วยลดปริมาณความถี่ของ V_{PE} ที่สูงลง

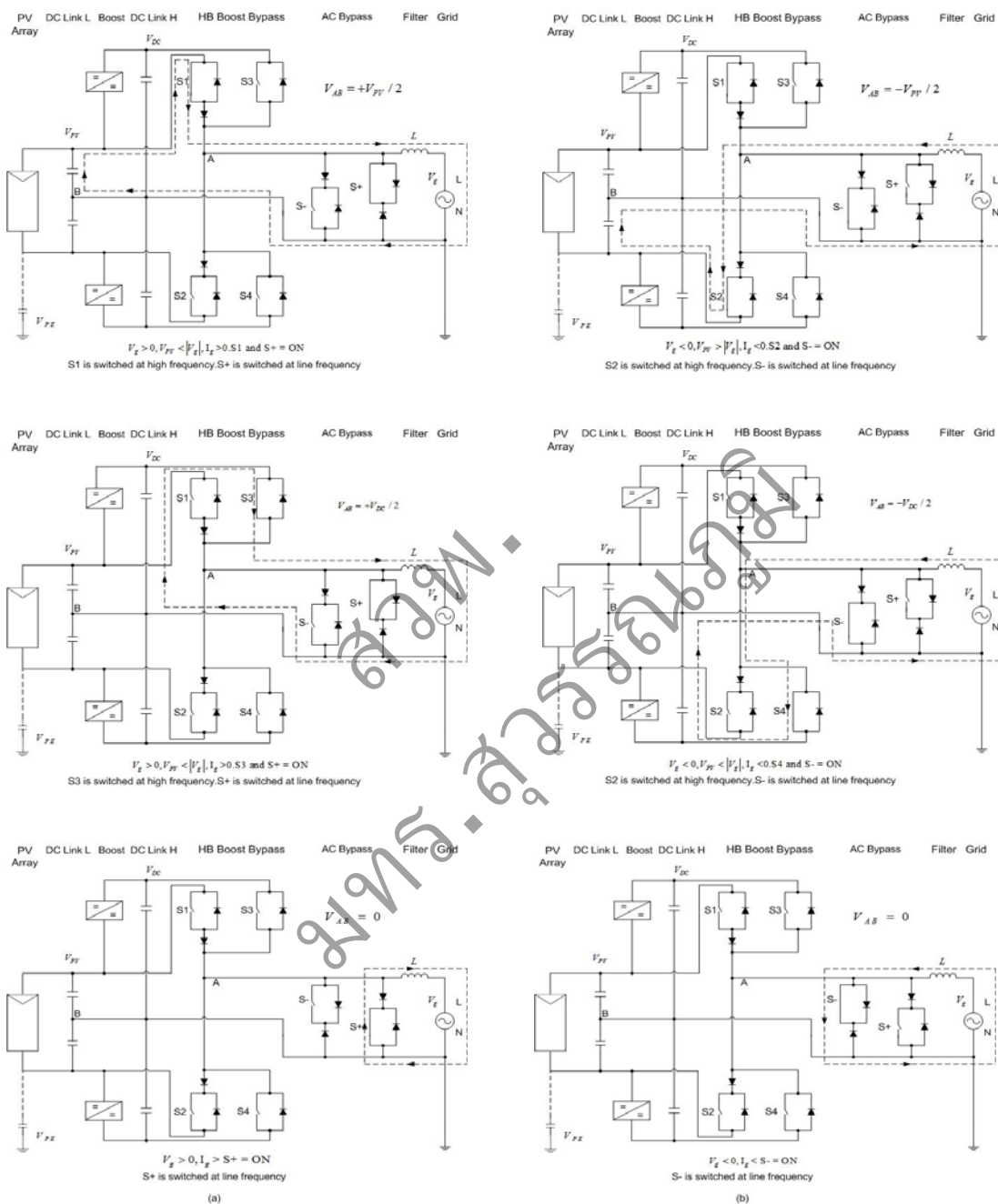
AC bypass ถูกใช้ในลักษณะที่แตกต่างกันเมื่อเทียบกับ HERIC โดยใช้สวิตช์แบบหลายทิศทาง ซึ่งสร้างขึ้นจากโมดูล IGBT มาตรฐานที่มีไดโอดแบบอนุกรมเพื่อกำจัดการนำกระแสแบบหมุนเปล่า ลักษณะเฉพาะอีกอย่างหนึ่งของโครงสร้างนี้คือการใช้วงจรแปลงผันแบบทบระดับ ซึ่งจะทำงานเมื่อมีแรงดัน DC เข้าต่ำกว่าแรงดันกริด สถานะการสวิตช์สำหรับกระแส AC ที่ถูกสร้างขึ้นแบบบวกและลบ แสดงดังในรูปที่ 2.10

ความสามารถหลักของตัวแปลงชนิดนี้คือ

- S1 (S2) สวิตช์ที่ความถี่สูงเมื่อไม่จำเป็นต้องเพิ่มแรงดัน $V_{PV} > |V_g|$
- S3 (S4) สวิตช์ที่ความถี่สูงเมื่อมีการเพิ่มแรงดัน $V_{PV} < |V_g|$
- S+ (S-) สวิตช์ที่ความถี่ต่ำโดยขึ้นอยู่กับขั้วของแรงดัน



รูปที่ 2.9 โครงสร้างอินเวอร์เตอร์ REFU



รูปที่ 2.10 สถานะการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ REFU ในกรณีที่เกิด (a) กระแสบวก และ (b) กระแสลบ

ข้อดี

- แรงดันตกคร่อมตัวกรองเป็นแบบชั่วคราว (0 → +V_{PV} → 0 → -V_{PV} → 0) ทำให้การสูญเสียในแกนเหล็กต่ำ
- ประสิทธิภาพสูง สูงสุดอยู่ที่ 98% เนื่องจากไม่มีกำลังรีแอกทีฟระหว่าง L₁₍₂₎ และ C_{PV} ในช่วงที่แรงดันเป็นศูนย์ ทำให้ต้องเพิ่มแรงดันเมื่อจำเป็นและเนื่องจากการสวิตช์ที่ความถี่ต่ำในขาหนึ่ง
- V_{PE} มีเพียงองค์ประกอบความถี่ต่ำและไม่มีองค์ประกอบความถี่การสวิตช์ ทำให้เกิดกระแสรั่วไหลและ EMI ต่ำมาก

ข้อเสีย

- ต้องใช้แรงดัน DC เป็นสองเท่า
- ต้องใช้สวิตช์เพิ่มสองตัว แต่สวิตช์ที่ความถี่ต่ำ

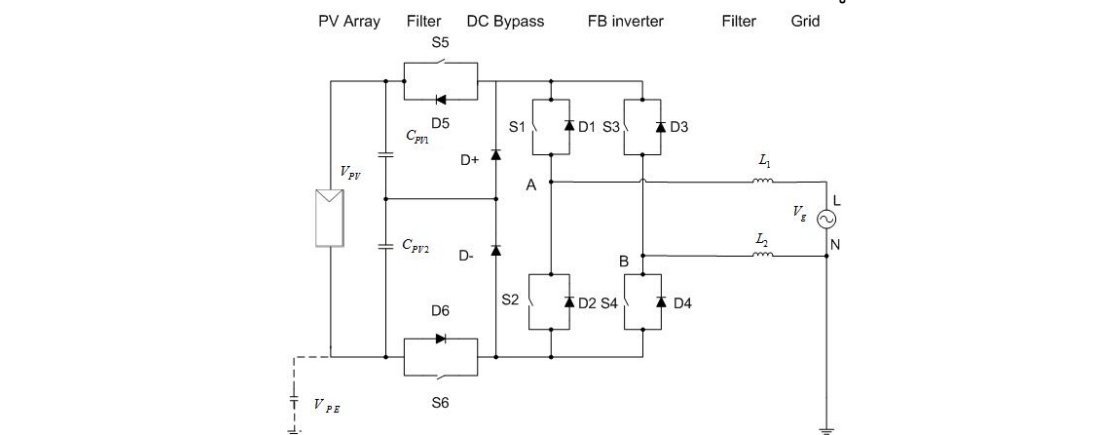
หมายเหตุ

โครงสร้าง REFU เป็นการปรับปรุงโครงสร้างของ half-bridge โดยเพิ่ม AC bypass เพื่อสร้างแรงดันเป็นศูนย์ที่มีการสูญเสียที่น้อยที่สุด โครงสร้างแบบนี้ทำให้มีความเหมาะสมอย่างยิ่งกับการใช้งาน PV แบบไร้หม้อแปลงเนื่องจากมีประสิทธิภาพสูงและกระแสรั่วไหลและ EMI ต่ำ ปัจจุบันมีจำหน่ายในเชิงพาณิชย์โดย Refu ในรุ่นที่มีชื่อว่า RefuSol (11/15 kW) ซึ่งมี European efficiency 97.5% และประสิทธิภาพสูงสุดที่ 98% (Photon International, กันยายน 2008)

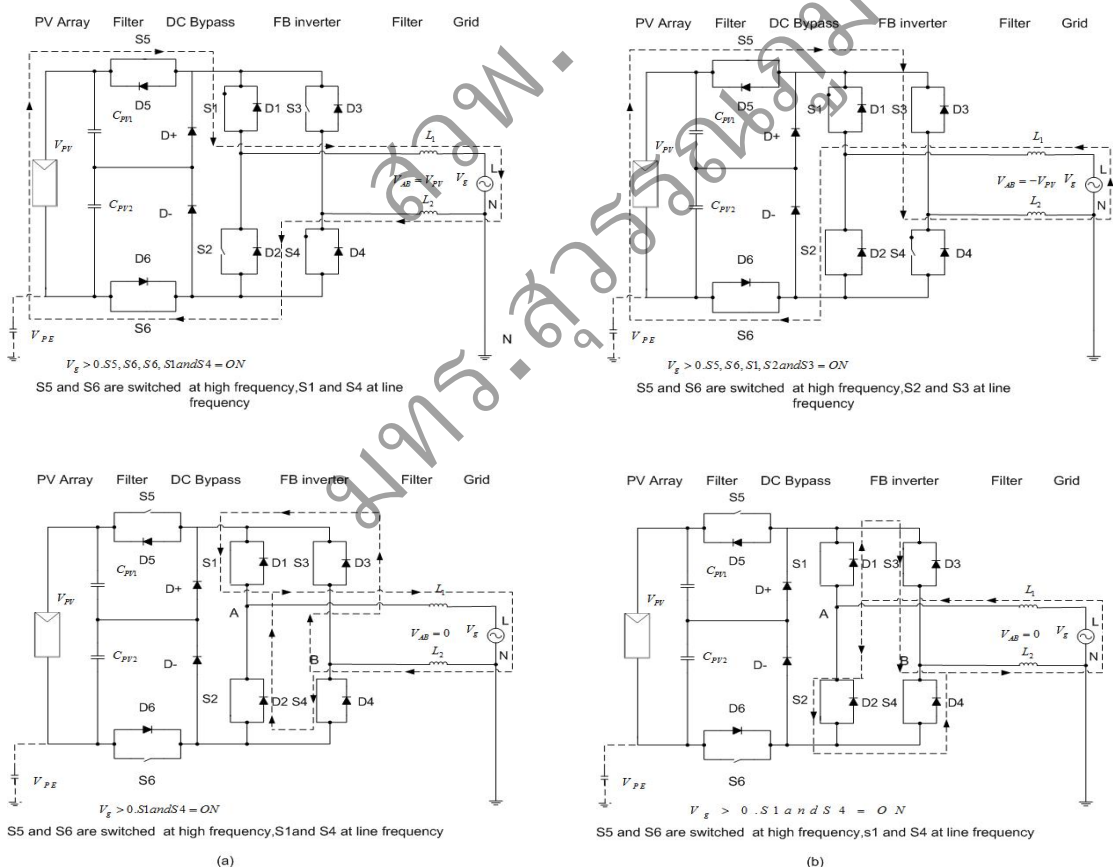
2.2.5 อินเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์แบบมี DC Bypass – FB DCBP (Intgeteam)

โครงสร้าง FB แบบดัดแปลงอีกชนิดหนึ่งคือ full-bridge แบบมี DC bypass ซึ่งได้จดสิทธิบัตร (กำลังรอ) โดย Ingeteam [21] และนำเสนอใน [22] โครงสร้างนี้แสดงดังในรูปที่ 2.11 และเป็นโครงสร้างเดิมของ H-bridge ที่มีสวิตช์เพิ่มสองตัวใน DC link และไดโอดเพิ่มอีก 2 ตัว เพื่อตรึงแรงดันที่ด้านออกจุดกึ่งกลางของ DC bus สวิตช์ DC ทำให้แผง PV แยกออกจากกริดในช่วงแรงดันเป็นศูนย์และไดโอดที่ตรึงแรงดันไว้เพื่อให้แน่ใจว่าแรงดันเป็นศูนย์จริง ซึ่งตรงกันข้ามกับ HERIC หรือ H5 ที่แรงดันเป็นศูนย์เมื่อลอยตัว สิ่งที่สำคัญทั้งสองวิธีก็เพื่อให้แน่ใจว่าไม่มีการกระโดดของ V_{PE} ทำให้เกิดกระแสรั่วไหลต่ำและมีประสิทธิภาพสูงเนื่องจากการป้องกันการแลกเปลี่ยนกำลังรีแอกทีฟระหว่าง L₁₍₂₎ และ C_{PV} ในช่วงที่แรงดันเป็นศูนย์

สถานการณ์สวิตช์สำหรับกระแส AC ที่สร้างขึ้นแบบเป็นบวกและลบแสดงดังในรูปที่ 2.12



รูปที่ 2.11 โครงสร้างเต็มบริดจ์แบบมี DC bypass – โครงสร้างอินเวอร์เตอร์ FB-DCBP (Ingeteam)



รูปที่ 2.12 สถานะการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ FB-DCBP ในกรณีที่เกิด (a) กระแสบวกและ (b) กระแสลบ

ความสามารถหลักของวงจรแปลงผันชนิดนี้คือ

- S5 และ S6 สวิตซ์ที่ความถี่สูงและ S1 (S2) และ S4 (S3) สวิตซ์ที่ความถี่ต่ำ
- แรงดันเป็นศูนย์เกิดขึ้นจากการนำกระแสของสวิตซ์ bypass DC S5 และ S6 เมื่อสวิตซ์ S5 และ S6 นำกระแส และสวิตซ์ S2 และ S3 จะไม่นำกระแส กระแสจะถูกแบ่งเป็นสองทางคือ S1 และ ไดโอดหมุนเปล่าของ S3 (D3) และ S4 และไดโอดหมุนเปล่าของ S2 (D2) ดังนั้น S2 และ S3 เริ่มนำกระแสในช่วงที่แรงดันเป็นศูนย์ทำให้ไม่มีการสูญเสียจากการสวิตซ์ กระแสจะไหลในขณะที่มีแรงดันเป็นศูนย์คือ S4-D2 หรือ S1-D3 สำหรับกระแสกริดบวก ในขณะที่กระแสกริดลบจะไหลผ่าน S2-D4 or S3-D1 D+ และ D- จะถูกใช้เพื่อตรึงสวิตซ์ bypass เข้ากับกึ่งกลางของแรงดัน DC link [22]

ข้อดี

- แรงดันตกคร่อมตัวกรองเป็นแบบชั่วคราว (0 → +V_{PV} → 0 → -V_{PV} → 0) ทำให้เกิดการสูญเสียในแกนเหล็กต่ำ
- ระดับของสวิตซ์ DC bypass เป็นครึ่งหนึ่งของแรงดัน DC
- ประสิทธิภาพสูงเนื่องจากไม่มีกำลังรีแอคทีฟระหว่าง L₁₍₂₎ และ C_{PV} ในขณะที่แรงดันเป็นศูนย์และเนื่องจากการสวิตซ์ที่ความถี่ต่ำใน FB และแรงดันของ S5 และ S6 ต่ำ
- V_{PE} มีเพียงองค์ประกอบความถี่ต่ำและไม่มีองค์ประกอบความถี่การสวิตซ์ ทำให้เกิดกระแสรั่วไหลและ EMI ต่ำมาก

ข้อเสีย

- ต้องใช้สวิตซ์และไดโอดเพิ่มอย่างละ 2 ตัว
- สวิตซ์ทั้งสี่ตัวนำกระแสช่วงแอคทีฟเวกเตอร์ ทำให้เกิดการสูญเสียจากการนำกระแสสูง แต่ไม่ส่งผลกระทบต่อประสิทธิภาพโดยรวม

หมายเหตุ

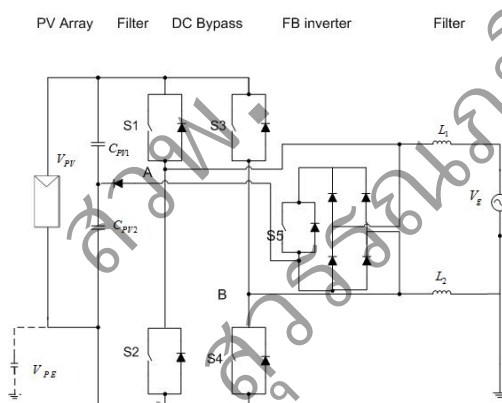
โครง FB-DCBP มีความเหมาะสมอย่างยิ่งกับการใช้งาน PV แบบไร้หม้อแปลงเนื่องจากมีประสิทธิภาพสูงและกระแสรั่วไหลและ EMI ต่ำ ปัจจุบันมีจำหน่ายในเชิงพาณิชย์โดย Ingeteam ในรุ่นที่มีชื่อว่า Ingeteam Sun TL (2.5/3.3/6 kW) ซึ่งมี European efficiency 95.1% และประสิทธิภาพสูงสุดที่ 96.5% (Photon International, สิงหาคม 2007)

2.2.6 ตัวเรียงกระแสแรงดันเป็นศูนย์ชนิด Full Bridge- FB-ZVR

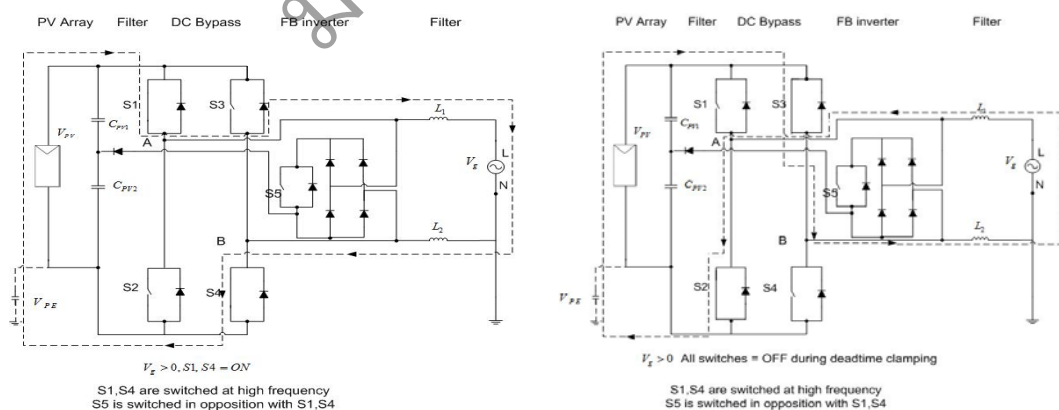
โครงสร้าง FB แบบปรับปรุงอีกชนิดหนึ่งคือตัวเรียงกระแสแรงดันเป็นศูนย์ชนิด Full Bridge [23] แสดงดังในรูปที่ 2.13 โครงสร้างนี้เกิดจาก HERIC โดยที่สวิตช์ลัดวงจรแบบสองทิศทางถูกนำมาใช้ โดยอาศัยไดโอดแบบบริดจ์กับสวิตช์ S5 และไดโอดตรงจุดกึ่งกลางของแรงดัน DC แรงดันเป็นศูนย์เกิดขึ้นจากการนำกระแสของ FB และหยุดนำกระแสของ S5

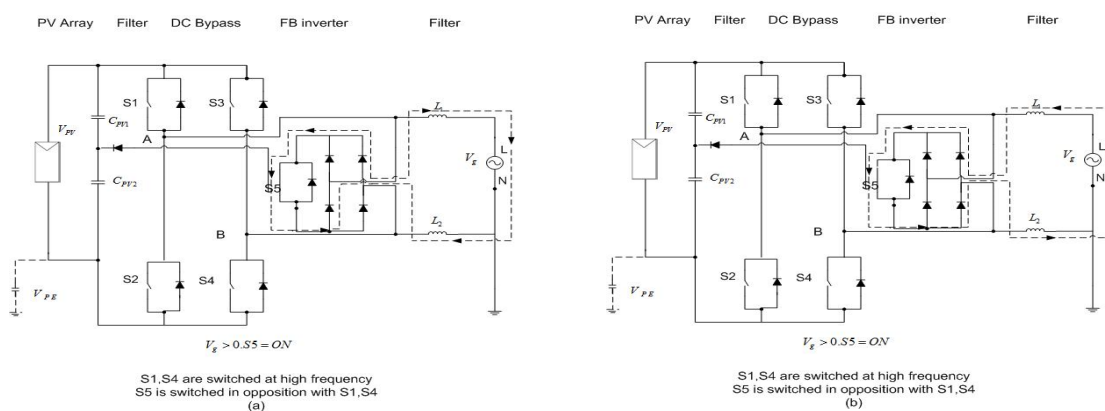
สถานะการสวิตช์สำหรับกระแสบวก กระแสลบและสถานะแรงดันเป็นศูนย์แสดงดังในรูป 2.14 ความสามารถหลักของตัวแปลงชนิดนี้คือ

- สวิตช์ภายใน FB ถูกสวิตช์ในแนวทแยงเหมือนการมอดูเลตแบบสองขั้ว สถานะที่เป็นศูนย์จะเกิดขึ้นหลังจากที่ไดโอดบริดจ์หยุดนำกระแสทั้งหมดและสวิตช์ S5 นำกระแส



รูปที่ 2.13 โครงสร้างอินเวอร์เตอร์ตัวเรียงกระแสแรงดันเป็นศูนย์ชนิด Full Bridge- FB-ZVR





รูปที่ 2.14 สถานะการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ FB-ZVR ในกรณีที่เกิด (a) กระแสบวกและ (b) กระแสลบ

ข้อดี

- แรงดันตกคร่อมตัวกรองเป็นแบบชั่วคราว ($0 \rightarrow +V_{PV} \rightarrow 0 \rightarrow -V_{PV} \rightarrow 0$) ทำให้การสูญเสียในแกนเหล็กต่ำ
- ประสิทธิภาพสูง สูงสุดอยู่ที่ 96% เนื่องจากไม่มีกำลังรีแอคทีฟระหว่าง $L_{1(2)}$ และ C_{PV} ในช่วงที่แรงดันเป็นศูนย์ และสวิตช์ที่ความถี่ต่ำในขาหนึ่ง
- V_{PE} มีเพียงองค์ประกอบความถี่ต่ำและไม่มีองค์ประกอบความถี่การสวิตช์ ทำให้เกิดกระแสรั่วไหลและ EMI ต่ำมาก

ข้อเสีย

- ใช้สวิตช์เพิ่มหนึ่งตัวและใช้ไดโอดเพิ่ม 4 ตัว
- ตรึงแรงดันในช่วงประวิงเวลา แรงดันด้านออกเปลี่ยนสถานะแบบสองขั้ว ทำให้เกิดการสูญเสียในวงจรกรองเพิ่มมากขึ้น

หมายเหตุ

FB-ZVR ได้ข้อดีมาจาก HERIC ในแง่ของประสิทธิภาพที่สูงและมีการรั่วไหลน้อย เนื่องจากความถี่ของการสวิตช์ของ S5 ที่สูง ทำให้ประสิทธิภาพต่ำกว่า HERIC แต่ทำให้เกิดข้อดีที่สามารถทำงานได้ทุกๆ ตัวประกอบกำลัง

2.2.7 สรุปโครงสร้างที่ได้จากเต็มบริดจ์ (H-Bridge)

ที่จริงแล้วโครงสร้างของ HERIC H5 REFU และ FB-DCBP แปลงอินเวอร์เตอร์ FB สองระดับ (หรือ HB) ให้เป็นแบบสามระดับ ซึ่งเพิ่มประสิทธิภาพของทั้งสวิตช์และตัวเหนี่ยวนำขาออก ซึ่งคิดเป็นครึ่งหนึ่งของแรงดันขาเข้า สภาวะแรงดันเป็นศูนย์เกิดขึ้นจากการลัดวงจรของกริดโดยใช้สวิตช์ของบริดจ์ที่สูงกว่า (H5) หรือโดยใช้ AC Bypass (HERIC หรือ REFU) หรือ DC Bypass (FB-DCBP) เพิ่ม H5 และ HERIC แยกแผง PV ออกจากกริดระหว่างที่แรงดันเป็นศูนย์ในขณะที่ REFU และ FB-DCBP หนีบนิวตรอนเข้ากับจุดกึ่งทางของ DC link ทั้ง REFU และ HERIC ใช้ AC Bypass แต่ REFU ใช้สวิตช์สองตัวในลักษณะขนานกันในทิศตรงกันข้ามและ HERIC ใช้สวิตช์สองตัวแบบอนุกรม (หลังชนหลัง) ดังนั้นสภาวะที่สูญเสียใน AC Bypass จะต่ำกว่าโครงสร้างแบบ REFU REFU และ H5 มีประสิทธิภาพสูงกว่าเพียงเล็กน้อยเนื่องจากมีสวิตช์แค่ตัวเดียวซึ่งสวิตช์ด้วยความถี่ที่สูง ในขณะที่ HERIC และ FB-DCBP มีสองตัว

FB-ZVR ได้มาจาก HERIC แต่ใช้การทำงานสวิตช์สองทิศทางที่แตกต่างกัน โดยใช้สะพานไดโอดและสวิตช์หนึ่งตัว มี V_{PE} คงตัวแต่มีความถี่สูงปานกลาง (ต่ำกว่า HERIC แต่สูงกว่า FB-BP) และสามารถทำงานร่วมกับ PF ชนิด nonunitary

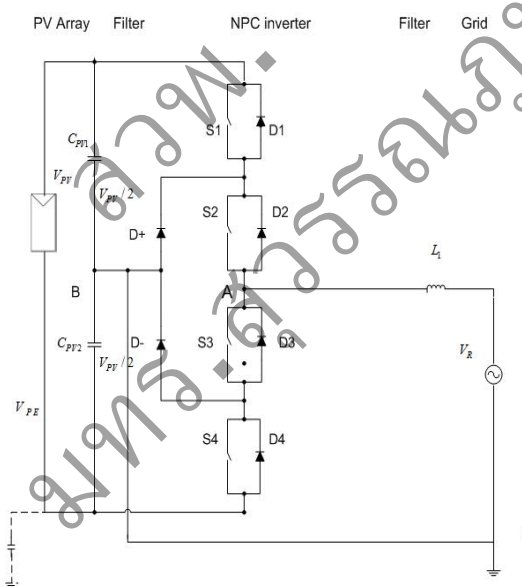
ในส่วนต่อไปเป็นตัวแปลงอีกตระกูลหนึ่ง เรียกว่า NPC ซึ่งมีประสิทธิภาพที่เท่ากันหรือต่ำกว่า แต่ใช้สวิตช์มากกว่า

2.3 โครงสร้างอินเวอร์เตอร์ที่มาจากโครงสร้าง NPC

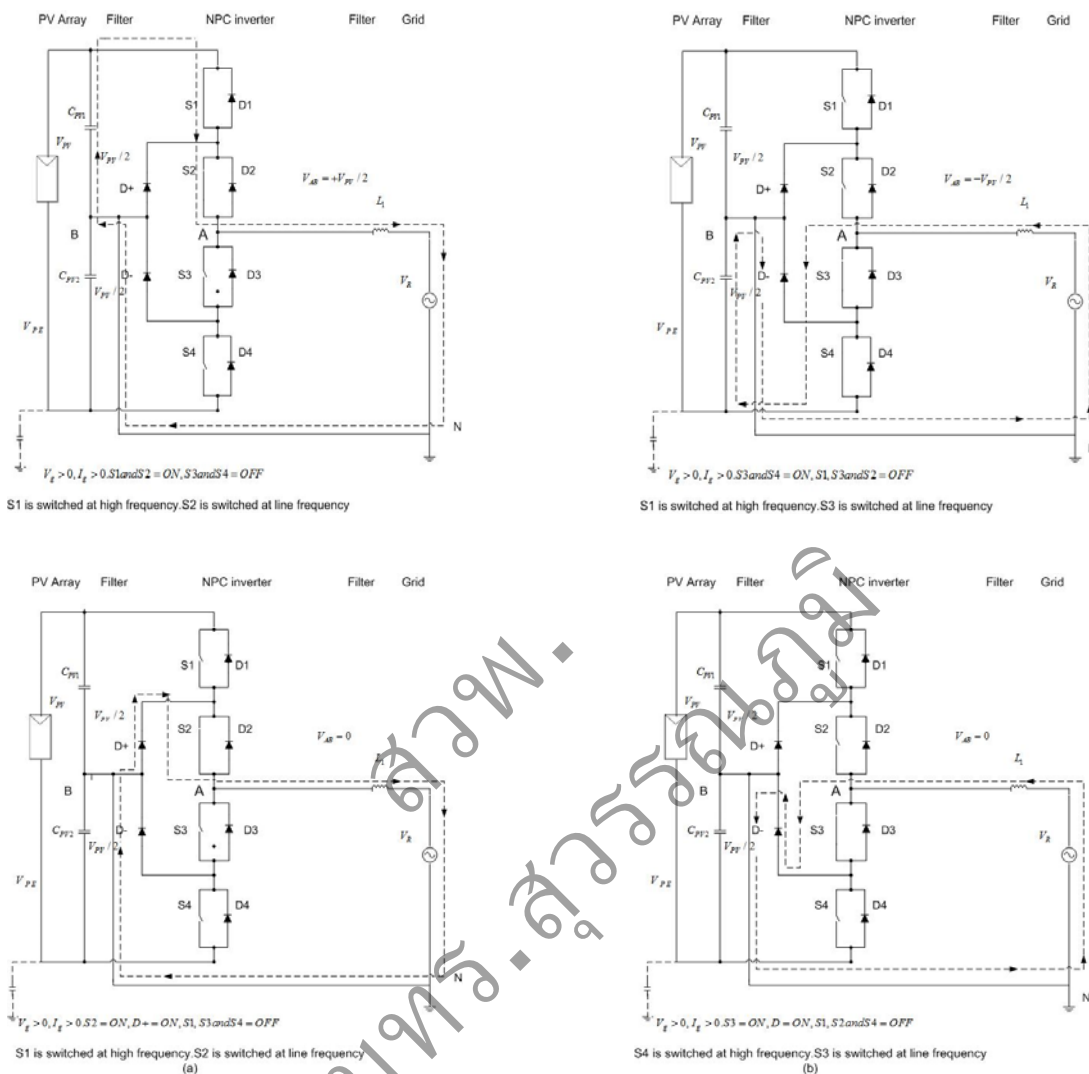
โครงสร้าง NPC ถูกนำเสนอโดย Nabae, Magi และ Takahashi ในปี 1981 [24] แสดงให้เห็นถึงการปรับปรุงอย่างมากในเทอมของ dv/dt และความเค้นที่สวิตช์ให้ต่ำลงเมื่อเทียบกับอินเวอร์เตอร์แบบเต็มบริดจ์ชนิดสองระดับแบบดั้งเดิม โครงสร้าง NPC มีประโยชน์หลายอย่างและสามารถนำมาใช้ได้ทั้งในอินเวอร์เตอร์เฟสเดียว (full-bridge และ half-bridge) และอินเวอร์เตอร์สามเฟส

2.3.1 อินเวอร์เตอร์แบบครึ่งบริดจ์ชนิด NPC

แนวคิดหลักคือแรงดันที่เป็นศูนย์เกิดขึ้นจากการตรึงแรงดันที่จุดกึ่งกลางบัสของแรงดันบัสไฟตรง โดยใช้ D+ หรือ D- ขึ้นอยู่กับทิศทางกระแส (รูปที่ 2.15) สถานะการสวิตช์สำหรับการสร้างกระแสบวกและลบแสดงดังในรูปที่ 2.16



รูปที่ 2.15 โครงสร้างอินเวอร์เตอร์ NPC แบบกึ่งบริดจ์



รูปที่ 2.16 สถานะการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ NCB-HB ในกรณีที่สร้าง (a)กระแสบวกและ (b)กระแสลบ

ความสามารถหลักของวงจรแปลงผันชนิดนี้คือ

- S1(S4) สวิตช์ที่ความถี่สูงและ S2 (S3) สวิตช์ที่ความถี่ต่ำ
- สถานะที่แรงดันเป็นศูนย์ทั้งสองสถานะสามารถเกิดขึ้นได้เมื่อ S2, D+ นำกระแสและ S3, D- นำกระแส สำหรับการงานที่นอกเหนือจากสวิตช์ S1 และ S3 ที่มีตัวประกอบกำลังเท่ากับหนึ่ง ซึ่งตรงกันข้ามกับ $V_o > 0, I_o < 0$ และ S2 และ S4 สำหรับ $V_o < 0, I_o > 0$

ข้อดี

- แรงดันตกคร่อมตัวกรองเป็นแบบชั่วคราว (0 → +V_{PV} → 0 → -V_{PV} → 0) ทำให้การสูญเสียในแกนเหล็กต่ำ
- ประสิทธิภาพสูง สูงสุดอยู่ที่ 96% เนื่องจากไม่มีกำลังรีแอคทีฟระหว่าง L₁₍₂₎ และ C_{PV} ระหว่างที่แรงดันเป็นศูนย์ และสวิตช์ที่ความถี่ต่ำในขาหนึ่ง
- ระดับแรงดันของสวิตช์ตัวนอกสามารถลดลงได้ถึง V_{PV}/4 ทำให้ช่วยลดการสูญเสียในการสวิตช์
- V_{PE} มีค่าคงที่และเท่ากับ -V_{PV}/2 โดยไม่มีองค์ประกอบความถี่ของการสวิตช์ ทำให้มีกระแสรบกวนและ EMI น้อยมาก

ข้อเสีย

- ใช้ไดโอดเพิ่มสองตัว
- ต้องใช้แรงดันด้านเข้าเป็นสองเท่าเมื่อเทียบกับ FB
- มีการสูญเสียในสวิตช์ไม่เท่ากัน: มีการสูญเสียสูงในสวิตช์ตัวบนกับตัวล่างและมีการสูญเสียต่ำในสวิตช์ตัวกลาง
- การเหนี่ยวนำใดๆจะเกิดขึ้นในการเชื่อมต่อนิวตรอน ยกตัวอย่างเช่น วงจรกรอง EMI สร้างแรงดันโหมตรงร่วมความถี่สูง ซึ่งจะทำให้เกิดการรบกวนของกระแส

หมายเหตุ

NPC มีประสิทธิภาพคล้ายคลึงกันมากเมื่อเทียบกับ H5, HERIC หรือ REFU ซึ่งเหมาะสมอย่างยิ่งกับการใช้งาน PV แบบไร้หม้อแปลงเนื่องจากมีประสิทธิภาพสูง กระแสรบกวนและ EMI ต่ำ ปัจจุบันถูกนำมาใช้กับอินเวอร์เตอร์ Danfoss Solar ในรุ่น TripleLynx (สามเฟส 10/12.5/15 kW) ซึ่งมี European efficiency 95.1% และประสิทธิภาพสูงสุดที่ 96.5% (Photon Magazine, กรกฎาคม 2010)

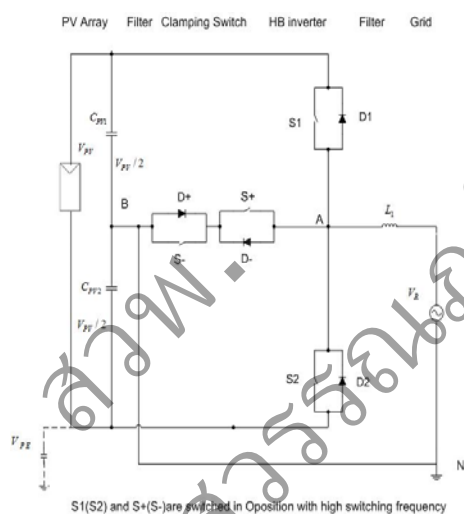
2.3.2 อินเวอร์เตอร์ Conergy NPC

อินเวอร์เตอร์ Conergy NPC มีความแตกต่างจาก NPC แบบเดิมคือเป็นวงจรครึ่งบริดจ์ที่มีแรงดันด้านออกตรงเข้ากับนิวตรอนโดยใช้สวิตช์สองทิศทาง IGBT สองตัวอนุกรมกันแบบหลังชนหลังและได้จดสิทธิบัตรโดย Conergy [25] (ดูรูปที่ 2.17) ซึ่งเป็นทางเลือกที่ใช้แนวคิดเดียวกันกับที่นำเสนอในเอกสารอ้างอิง [26] โดยสวิตช์ที่ตรงแบบสองทิศทางถูกเชื่อมต่อแบบขนานมากกว่าต่อแบบอนุกรมและใช้โครงสร้างแบบเต็มบริดจ์แทนแบบครึ่งบริดจ์

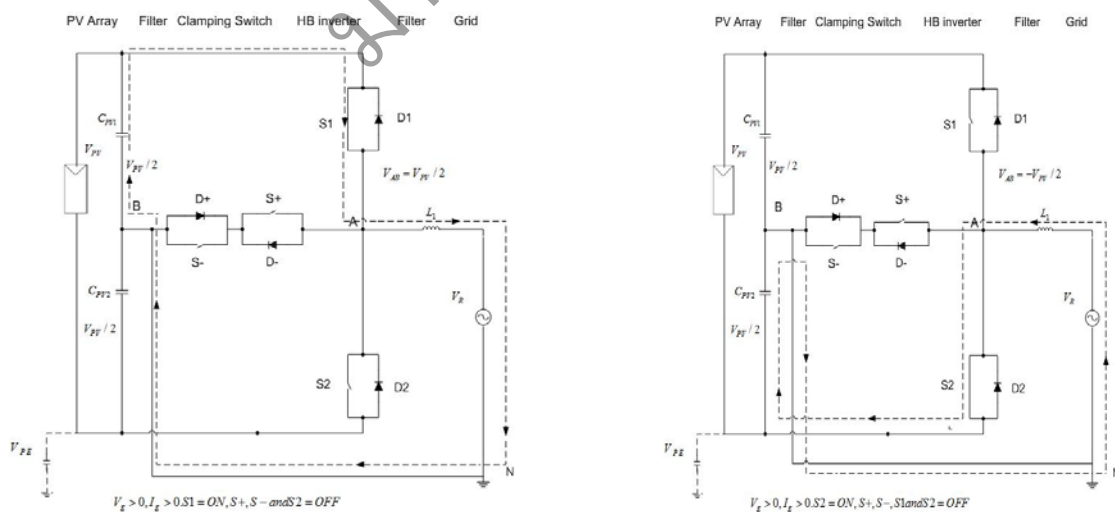
แนวคิดหลักของอินเวอร์เตอร์ Conergy NPC คือแรงดันที่เป็นศูนย์เกิดขึ้นจากการตั้งแรงดันด้านออกไปยังจุดกึ่งกลางของบัสไฟตรงโดยใช้ S+ หรือ S- ขึ้นอยู่กับสัญญาณของกระแส (รูปที่ 2.15) สถานะการสวิตช์สำหรับการสร้างกระแสบวกและลบแสดงดังในรูปที่ 2.18

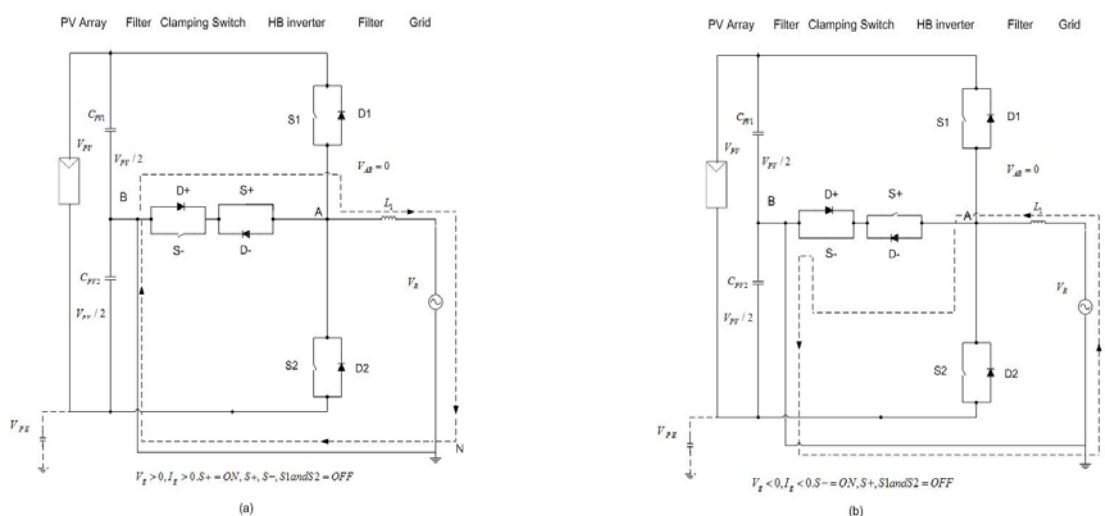
ความสามารถหลักของวงจรแปลงผันชนิดนี้คือ

- S1(S2) ถูกสวิตช์ที่ความถี่สูงและ S+ (S-) ที่ความถี่ต่ำ
- สภาวะที่แรงดันเป็นศูนย์ทั้งสองแบบสามารถเกิดขึ้นได้เมื่อ S2, D+ = เปิด (S-, D- = ปิด)



รูปที่ 2.17 อินเวอร์เตอร์ Conergy





รูปที่ 2.18 สถานะการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ Conergy ในกรณีที่สร้าง (a)กระแสบวกและ(b)กระแสลบ

ข้อดี

- แรงดันตกคร่อมตัวกรองเป็นแบบชั่วคราว (0 → +V_{PV} → 0 → -V_{PV} → 0) ทำให้การสูญเสียในแกนเหล็กต่ำ
- ประสิทธิภาพสูง สูงสุดอยู่ที่ 98% เนื่องจากไม่มีกำลังรีแอคทีฟระหว่าง L₁₍₂₎ และ C_{PV} ระหว่างที่แรงดันเป็นศูนย์ และแรงดันลดลงเนื่องจากมีสวิตช์เพียงหนึ่งตัวที่นำกระแสในช่วงเวลานี้สำหรับอินเวอร์เตอร์ Conergy
- V_{PE} มีค่าคงที่และเท่ากับ -V_{PV}/2 โดยไม่มีองค์ประกอบของความถี่การสวิตช์ ทำให้มีกระแสรั่วไหลและ EMI น้อยมาก
- การสูญเสียในสวิตช์เท่ากัน ซึ่งตรงกันข้ามกับ NPC แบบเดิม

ข้อเสีย

- พิกัดแรงดันของ S1 และ S2 เป็นสองเท่าเมื่อเทียบกับสวิตช์ตัวนอกของ NPC
- ต้องใช้แรงดันด้านเข้าเป็นสองเท่าเมื่อเทียบกับ FB
- การเหนี่ยวนำใดๆที่เกิดขึ้นในการเชื่อมต่อนิวตรอน ยกตัวอย่างเช่น วงจรกรอง EMI สร้างแรงดันโหมตรงร่วมความถี่สูง ซึ่งจะก่อให้เกิดการรั่วไหลของกระแส

หมายเหตุ

ประสิทธิภาพของ NPC Conergy สูงกว่าเพียงเล็กน้อยเมื่อเทียบกับ NPC ในช่วงสถานะทำงานเมื่อทำงานด้วยสวิตช์เพียงหนึ่งตัว ซึ่งมีความเหมาะสมอย่างยิ่งกับการใช้งาน PV แบบไร้หม้อแปลงเนื่องจากมีประสิทธิภาพสูงและกระแสรั่วไหลและ EMI ต่ำ ปัจจุบันถูกใช้ในตลาดโดย Conergy ในรุ่น IPG (2-5 kW) ซึ่งมี European efficiency 95.1% และ ประสิทธิภาพสูงสุดที่ 96.1% (Photon International, กรกฎาคม 2007)

2.3.3 สรุปโครงสร้างที่ได้จากอินเวอร์เตอร์ที่มาจาก NPC

NPC แบบเดิมและ Conergy NPC แบบใหม่เป็นโครงสร้างแบบสามระดับที่มีข้อดีของแรงดันตกคร่อมแบบขั้วเดียว ซึ่งมีประสิทธิภาพสูงเนื่องจากจุดกึ่งกลางของบัสไฟตรงที่เป็นกราวด์

เนื่องจากความซับซ้อนที่สูงขึ้นเมื่อเทียบกับโครงสร้างที่มาจาก FB โครงสร้างเหล่านี้โดยทั่วไปจะถูกใช้ในอินเวอร์เตอร์ PV แบบสามเฟสในช่วงที่พิกัดเกิน 10 kW (mini-central) โครงสร้างเหล่านี้มีความน่าสนใจสำหรับไฟฟ้าแรงสูงในช่วงตั้งแต่ 100 kW (อินเวอร์เตอร์ศูนย์กลาง) โดยรวมเอาข้อดีของอินเวอร์เตอร์หลายๆตัวมาไว้รวมกัน

บทที่ 3

การมอดูเลตความกว้างพัลส์บนฐานคลื่นพาหะสำหรับอินเวอร์เตอร์สองระดับ

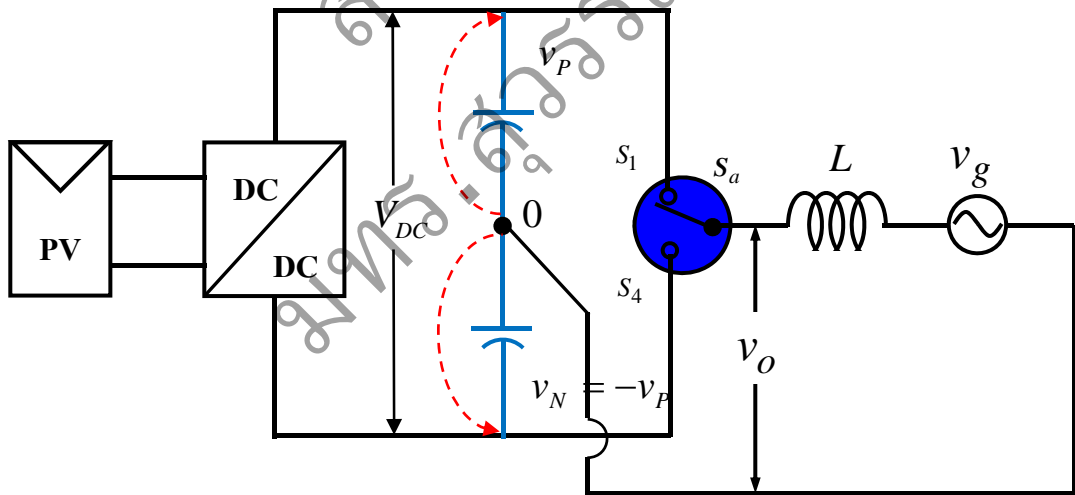
3.1 บทนำ

อินเวอร์เตอร์ 1 เฟสที่ทำหน้าที่ในการแปลงผันกำลังไฟฟ้าจากแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงไปเป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับสามารถแบ่งตามโครงสร้างของวงจรได้เป็น 2 ประเภท คือแบบกึ่งบริดจ์ (Half-bridge) และแบบเต็มบริดจ์(Full bridge) นอกจากนี้ยังสามารถแบ่งตามเทคนิคของการสร้างสัญญาณขับนำสวิตช์ได้เป็น 2 ประเภทเช่นเดียวกัน คือแบบรูปคลื่นสี่เหลี่ยม (Square-wave) ซึ่งมีวิธีการที่ไม่ซับซ้อน แต่มีข้อเสียคือฮาร์มอนิกอันดับต่ำๆ จะมีค่าสูง ส่วนอีกประเภทที่นิยมคือแบบพีดีบีเลียม (PWM) ซึ่งมีข้อดีคือไม่มีฮาร์มอนิกลำดับต่ำๆ ดังนั้นเพื่อให้ฮาร์มอนิกมีค่าต่ำๆในงานวิจัยนี้จะโฟกัสที่การสร้างสัญญาณขับนำสวิตช์แบบพีดีบีเลียม

3.2 อินเวอร์เตอร์ 1 เฟส

3.2.1 อินเวอร์เตอร์แบบครึ่งบริดจ์

อินเวอร์เตอร์สองระดับแบบครึ่งบริดจ์มีลักษณะโครงสร้างดังรูปที่ 3.1 ซึ่งประกอบด้วยสวิตช์ 2 ตัวเชื่อมต่อกับแรงดันบัสไฟตรงด้านเข้ามีสวิตช์ v_P และบัสลบ v_N สมการความสัมพันธ์ของแรงดันด้านออกกับด้านเข้าเป็นดังสมการที่ (3.1) และ (3.2)



รูปที่ 3.1 อินเวอร์เตอร์สองระดับแบบกึ่งบริดจ์สำหรับเซลล์แสงอาทิตย์

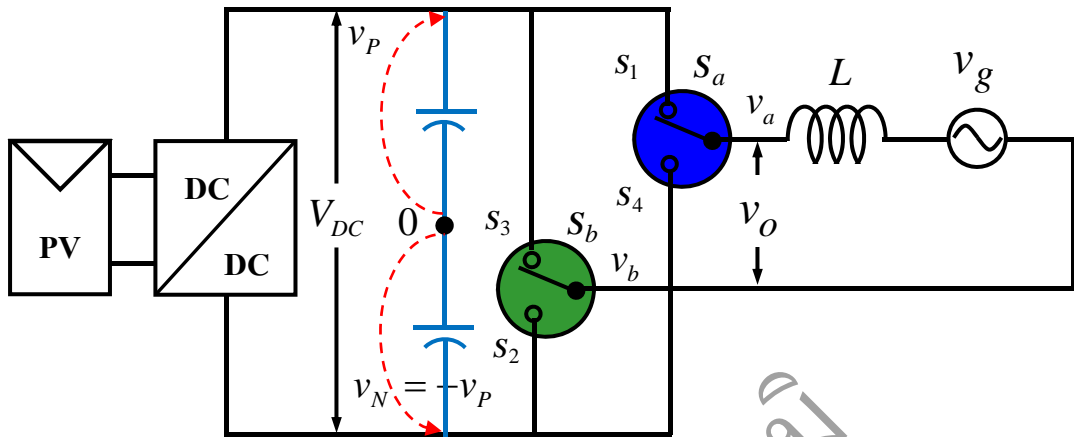
$$v_o = \begin{bmatrix} m_{11} & m_{12} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_P \\ v_N \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

$$m_{11} + m_{12} = 1 \quad (3.2)$$

เมื่อ m_{11} และ m_{12} คือค่าวัฏจักรงานของอินเวอร์เตอร์สองระดับ

3.2.2 อินเวอร์เตอร์แบบเต็มบริดจ์

วงจรแปลงผันแบบเต็มบริดจ์ดังแสดงในรูปที่ 3.2 คือวงจรพื้นฐานที่ใช้ในการแปลงไฟตรงเป็นไฟสลับ แรงดันด้านออก v_o จะมีค่าเป็น $+V_{dc}$, $-V_{dc}$ หรือ 0 ขึ้นอยู่กับการควบคุมให้สวิตช์นำกระแส



รูปที่ 3.2 อินเวอร์เตอร์สองระดับแบบเต็มบริดจ์สำหรับเซลล์แสงอาทิตย์

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_{11} & m_{12} \\ m_{21} & m_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_P \\ v_N \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

$$m_{11} + m_{12} = 1 \quad \text{และ} \quad m_{21} + m_{22} = 1 \quad (3.4)$$

$$v_o = v_a - v_b \quad (3.5)$$

จากรูปที่ 3.2 จะเห็นได้ว่าสวิตช์กึ่งที่ 1 S_1 และ S_4 จะไม่นำกระแสพร้อมกัน ในทำนองเดียวกัน สวิตช์กึ่งที่ 2 S_2 และ S_3 จะไม่นำกระแสพร้อมกัน เนื่องจากจะทำให้เกิดการลัดวงจรจากขั้วบวกมายังขั้วลบของแหล่งจ่ายไฟตรงด้านเข้า หรือที่เราเรียกว่า “Shoot-through” ดังนั้นการนำกระแสสวิตช์จะต้องควบคุมให้สัญญาณขับนำสวิตช์ในแต่ละกึ่งไม่เกิดขึ้นพร้อมกัน (Overlap) การนำกระแสของสวิตช์ในแต่ละรูปแบบจะให้แรงดันด้านออกแตกต่างกันดังแสดงในตารางที่ 3.1

ตารางที่ 3.1 ความสัมพันธ์ระหว่างการนำกระแสของสวิตช์กับแรงดันด้านออก

สวิตช์นำกระแส	แรงดันด้านออก
S_1 และ S_2	$+V_{dc}$
S_3 และ S_4	$-V_{dc}$
S_1 และ S_3	0
S_2 และ S_4	0

3.3 การมอดูเลตความกว้างพัลส์ (Pulse width modulation : PWM)

เนื่องจากวิธีการสร้างสัญญาณความกว้างพัลส์โดยอาศัยคลื่นพาหะของอินเวอร์เตอร์สามระดับ จะอาศัยกรอบความคิดเดียวกันกับในกรณีของอินเวอร์เตอร์สองระดับ ดังนั้นในเบื้องต้นจะขอกล่าวถึงหลักการพื้นฐานของวิธีการกำเนิดสัญญาณความกว้างพัลส์ของอินเวอร์เตอร์สองระดับ หลังจากนั้นจึงพัฒนาแนวคิดพื้นฐานดังกล่าวต่อยอดสำหรับอินเวอร์เตอร์สามระดับ ในหัวข้อต่อไป

การมอดูเลตความกว้างพัลส์เป็นวิธีการมอดูเลตที่สามารถลดค่าความผิดเพี้ยน (THD_i) ของกระแสที่โหลด นอกจากนั้นแรงดันต้านออกที่สร้างจากการมอดูเลตความกว้างพัลส์จะทำให้การกรองฮาร์มอนิกส์ทำได้ง่ายกว่ากรณีที่รูปคลื่นสี่เหลี่ยม แรงดันต้านออกที่สร้างจากการมอดูเลตความกว้างพัลส์ที่ไม่มีวงจรรองจะมีค่า THD สูง แต่ฮาร์มอนิกส์ดังกล่าวจะอยู่ที่ความถี่สูงๆ ซึ่งจะแตกต่างจากกรณี รูปคลื่นสี่เหลี่ยม ดังนั้นการกรองจึงสามารถทำได้โดยง่าย

ในการมอดูเลตความกว้างพัลส์ PWM แอมพลิจูดของแรงดันต้านออกสามารถควบคุมด้วยการปรับความกว้างของรูปคลื่น การลดขนาดของวงจรรองที่ใช้ในการลดฮาร์มอนิกส์และการควบคุมขนาดแรงดันต้านออกคือสองข้อดีที่ชัดเจนของการมอดูเลตแบบนี้ อย่างไรก็ตามข้อเสียของการมอดูเลตแบบนี้ก็คือ ความซับซ้อนของวงจรควบคุมการขับนำสวิตช์และการเพิ่มขึ้นของค่าสูญเสียที่เกิดจากการสวิตช์

การควบคุมการสวิตช์เพื่อให้ได้แรงดันรูปคลื่นไซน์จะต้องใช้ 1) สัญญาณอ้างอิงบางครั้งจะเรียกว่าสัญญาณควบคุม ซึ่งในกรณีนี้จะเป็นไซน์ชอยด์ และ 2) สัญญาณพาหะ ซึ่งจะมีลักษณะเป็นรูปคลื่นสามเหลี่ยมและมีความถี่ตรงกับความถี่การสวิตช์ รูปแบบของการสวิตช์ที่เป็นไปได้ในกรณีนี้คือ การสวิตช์แบบสองขั้ว(Bipolar Switching) และแบบขั้วเดียว (Unipolar Switching) ซึ่งจะถูกกล่าวถึงในลำดับถัดไป

3.3.1 การมอดูเลตแบบสองขั้ว (Bipolar Modulation)

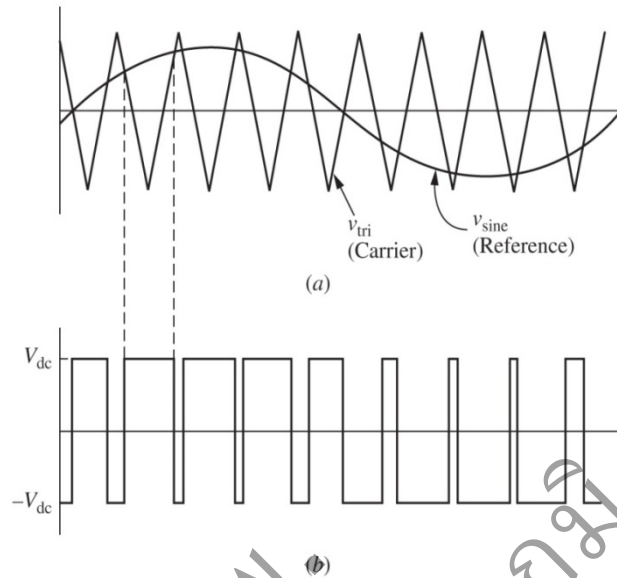
รูปที่ 3.3 แสดงการมอดูเลตความกว้างพัลส์แบบสองขั้ว การมอดูเลตแบบนี้จะมีเอกลักษณ์คือการเปลี่ยนแปลงของแรงดันต้านออกจะเปลี่ยนจากค่าสูงสุดเป็นต่ำสุดโดยตรง รูปที่ 3.3(a) แสดงสัญญาณอ้างอิงและคลื่นพาหะ เมื่อขนาดของสัญญาณอ้างอิงมากกว่าคลื่นพาหะแรงดันต้านออกจะมีค่าเป็น +V_{dc} แต่ถ้าขนาดของสัญญาณอ้างอิงมีค่าน้อยกว่าแรงดันต้านออกจะมีค่าเป็น -V_{dc}

$$\left. \begin{aligned} v_o &= +V_{dc} & \text{for } v_{\sin e} > v_{tri} \\ v_o &= -V_{dc} & \text{for } v_{\sin e} < v_{tri} \end{aligned} \right\} \quad (3.6)$$

สัญญาณขับนำสวิตช์ไวงานทั้ง 4 ตัวของอินเวอร์เตอร์แบบเต็มบริดจ์ดังแสดงในรูปที่ 3.2 ที่ให้รูปแบบการสวิตช์แบบสองขั้วสามารถหาได้จากการเปรียบเทียบสัญญาณอ้างอิงกับคลื่นพาหะ โดยสวิตช์จะนำกระแสเป็นคู่ดังนี้

S_1 และ S_2 นำกระแส เมื่อ $v_{\text{sin}e} > v_{\text{tri}}$ ($v_o = +V_{dc}$)

S_3 และ S_4 นำกระแส เมื่อ $v_{\text{sin}e} < v_{\text{tri}}$ ($v_o = -V_{dc}$)



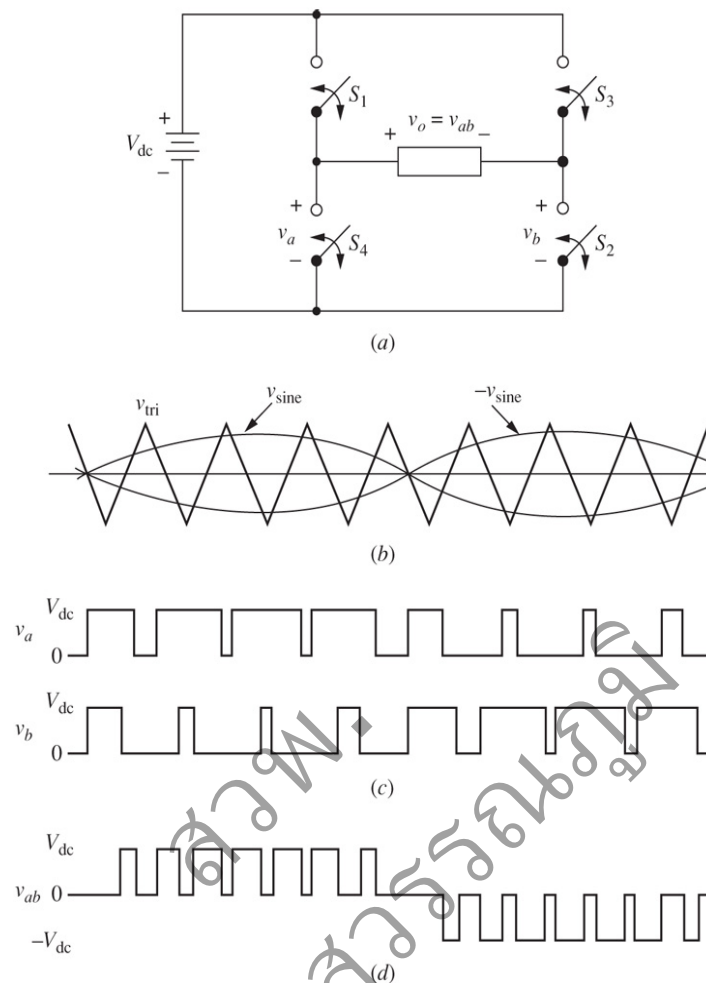
รูปที่ 3.3 การมอดูเลตความกว้างพัลส์แบบสองขั้ว (a) สัญญาณอ้างอิงและคลื่นพาหะ (b) แรงดัน
ออก $+V_{dc}$ เมื่อ $v_{\text{sin}e} > v_{\text{tri}}$ และแรงดันด้านออก $-V_{dc}$ เมื่อ $v_{\text{sin}e} < v_{\text{tri}}$

3.3.2 การมอดูเลตแบบขั้วเดียว (Unipolar Modulation)

การมอดูเลตแบบนี้จะมีข้อแตกต่างกับการมอดูเลตแบบสองขั้วตรงที่ แรงดันด้านออกจะไม่เปลี่ยนจากค่าสูงสุดเป็นค่าต่ำสุดโดยตรง แต่จะเปลี่ยนจากค่าสูงสุดเป็นศูนย์ หรือเปลี่ยนจากค่าต่ำสุดเป็นศูนย์ การควบคุมสัญญาณขับนำสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ในรูป 3.2 เพื่อให้ได้การมอดูเลตแบบขั้วเดียว สามารถทำได้โดย

S_1 นำกระแส	เมื่อ	$v_{\text{sin}e} > v_{\text{tri}}$
S_2 นำกระแส	เมื่อ	$-v_{\text{sin}e} < v_{\text{tri}}$
S_3 นำกระแส	เมื่อ	$-v_{\text{sin}e} > v_{\text{tri}}$
S_4 นำกระแส	เมื่อ	$v_{\text{sin}e} < v_{\text{tri}}$

สังเกตได้ว่าสวิตช์ในกิ่งที่ 1 S_1, S_4 และสวิตช์ในกิ่งที่สอง S_2, S_3 จะไม่นำกระแสพร้อมกันแต่จะสลับกันนำกระแส กล่าวคือ หากสวิตช์ S_1 นำกระแส สวิตช์ S_4 จะหยุดนำกระแส ในทำนองเดียวกัน หากสวิตช์ S_2 นำกระแส สวิตช์ S_3 จะหยุดนำกระแส แรงดันด้านออก v_a และ v_b สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.4(c) ซึ่งจะมีค่าเป็น $+V_{dc}$ และ 0 สลับกัน ส่วนแรงดันด้านออก $v_o = v_{ab} = v_a - v_b$ แสดงได้ดังรูปที่ 3.4(d)



รูปที่ 3.4 (a) วงจรแปลงผันแบบบริดจ์สำหรับการมอดูเลตแบบซัวเดี่ยว (b) สัญญาณอ้างอิงและคลื่นพาหะ (c) แรงดัน v_a และ v_b (d) แรงดันด้านออก v_{ab}

3.3.3 การมอดูเลตแบบผสม (Hybrid Modulation)

นอกจากนั้นการมอดูเลตแบบซัวเดี่ยวที่ใช้ความถี่การสวิตซ์สูงสำหรับสวิตซ์ทั้ง 4 ตัวแล้ว เรายังสามารถมอดูเลตแบบผสม การมอดูเลตแบบนี้จะเลือกให้สวิตซ์กึ่งที่ 1 ใช้ความถี่สูงและสวิตซ์กึ่งที่ 2 ใช้ความถี่ต่ำ หรือสวิตซ์กึ่งที่ 1 ใช้ความถี่ต่ำและสวิตซ์กึ่งที่ 2 ใช้ความถี่สูงแทน ลักษณะดังกล่าวจะทำให้ค่าความสูญเสียจากการสวิตซ์ลดลง (Switching loss) โดยในที่นี้จะสมมุติให้

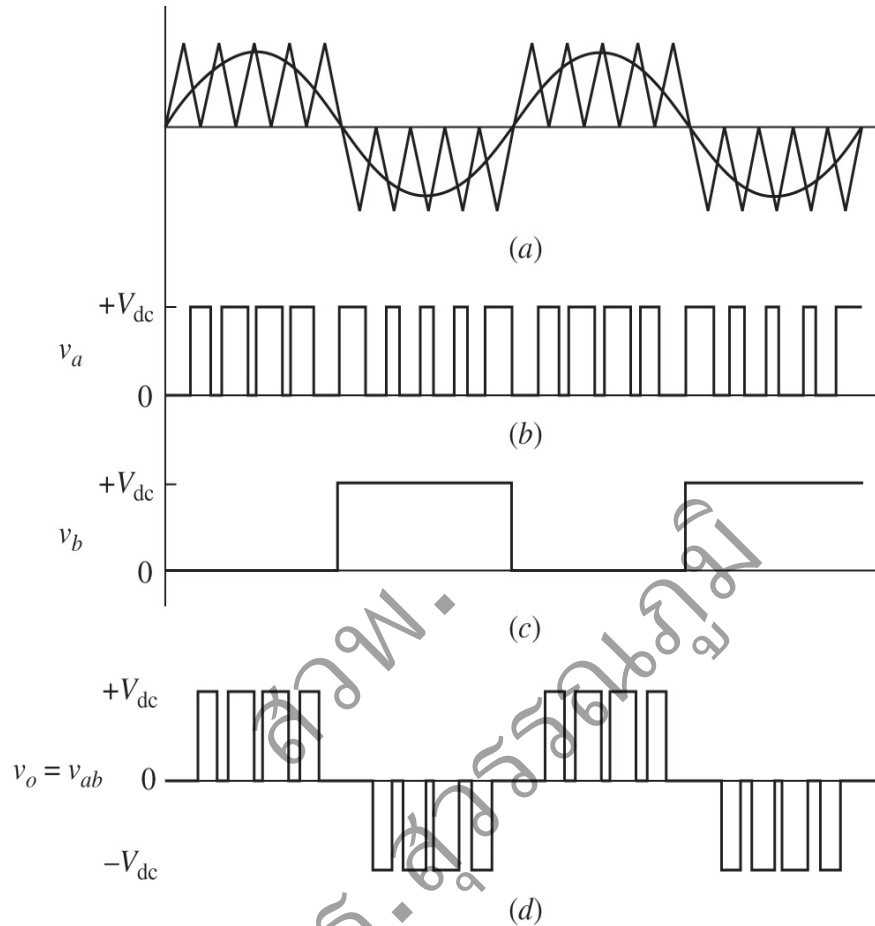
S_1 นำกระแส เมื่อ $v_{sine} > v_{tri}$ (high frequency)

S_4 นำกระแส เมื่อ $v_{sine} < v_{tri}$ (high frequency)

S_2 นำกระแส เมื่อ $v_{sine} > 0$ (low frequency)

S_3 นำกระแส เมื่อ $v_{sine} < 0$ (low frequency)

สัญญาณอ้างอิงและคลื่นพาหะในกรณีนี้สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.5(a) ซึ่งสามารถสลับให้ สวิตช์ S_2, S_3 ใช้ความถี่สูง และสวิตช์ S_1, S_4 ใช้ความถี่ต่ำแทนได้



รูปที่ 3.5 การมอดูเลตแบบซัวเดี่ยวโดยผสมการใช้ความถี่สูงและความถี่ต่ำกับสวิตช์ไวงาน (a) สัญญาณอ้างอิง (b) แรงดัน v_a (c) แรงดัน v_b (d) แรงดันด้านออก $v_{ab} = v_a - v_b$

3.4 ฮาร์มอนิกส์จากการมอดูเลตความกว้างพัลส์

3.4.1 ฮาร์มอนิกส์จากการสวิตช์แบบสองซัว

อนุกรมฟูเรียร์ของการมอดูเลตแบบสองซัวดังแสดงในรูปที่ 3.3 หาได้จากการตรวจสอบในแต่ ละพัลส์ รูปคลื่นสามเหลี่ยมจะเข้าจังหวะกับสัญญาณอ้างอิงดังแสดงในรูปที่ 3.3(a) และ m_a จะเลือก ให้เป็นจำนวนเต็มคี่ แรงดันด้านออก PWM จะแสดงความสมมาตรเลขคี่ และอนุกรมฟูเรียร์สามารถ แสดงได้ดังนี้

$$v_o(t) = \sum_{n=1}^{\infty} V_n \sin(n\omega_0 t) \quad (3.7)$$

สำหรับ k พัลส์ ของแรงดันด้านออก PWM ในรูปที่ 3.6 จะได้สัมประสิทธิ์ของฟูเรียร์

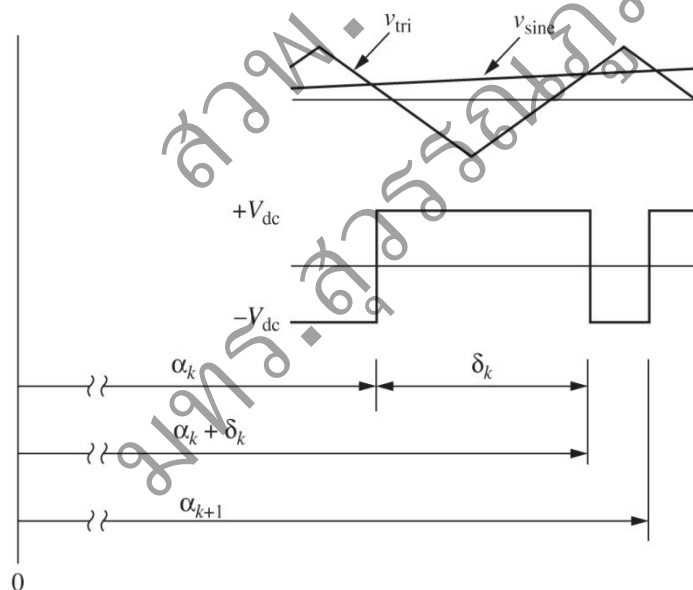
$$\begin{aligned} V_{nk} &= \frac{2}{\pi} \int_0^T v(t) \sin(n\omega_0 t) d(\omega_0 t) \\ &= \frac{2}{\pi} \left[\int_{\alpha_k}^{\alpha_k + \delta_k} V_{dc} \sin(n\omega_0 t) d(\omega_0 t) + \int_{\alpha_k + \delta_k}^{\alpha_{k+1}} -(V_{dc}) \sin(n\omega_0 t) d(\omega_0 t) \right] \end{aligned}$$

ดังนั้นจะได้

$$V_{nk} = \frac{V_{dc}}{n\pi} [\cos n\alpha_k + \cos n\alpha_{k+1} - 2\cos n(\alpha_k + \delta_k)] \quad (3.8)$$

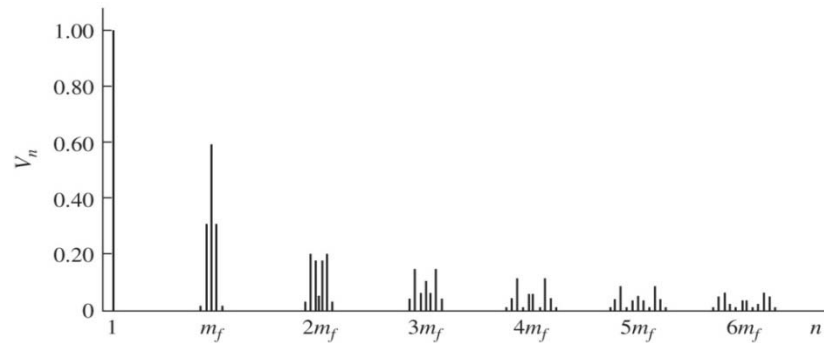
ในแต่ละสัมประสิทธิ์ของฟูเรียร์ V_n สำหรับรูปคลื่น PWM คือผลรวมของ V_{nk} สำหรับ p พัลส์

$$V_n = \sum_{k=1}^p V_{nk} \quad (3.9)$$



รูปที่ 3.6 พัลส์การมอดูเลตความกว้างพัลส์ที่ใช้สำหรับหาค่าอนุกรมฟูเรียร์สำหรับการมอดูเลตแบบสองขั้ว

ค่าปัลส์สถานสเปกตรัมฮาร์มอนิกส์สำหรับการสวิตช์แบบสองขั้ว เมื่อ $m_a = 1$ แสดงดังรูปที่ 3.7 แอมพลิจูดของฮาร์มอนิกส์เป็นฟังก์ชันของ m_a เนื่องจากความกว้างในแต่ละพัลส์จะขึ้นอยู่กับความสัมพันธ์ระหว่างขนาดของไซน์และรูปคลื่นสามเหลี่ยม ความถี่ฮาร์มอนิกส์อันดับแรกๆ ในสเปกตรัมด้านออกจะอยู่ที่ค่า m_f และรอบๆค่า m_f ตารางที่ 3.2 แสดงค่าฮาร์มอนิกส์อันดับแรกของแรงดันด้านออกสำหรับการมอดูเลตความกว้างพัลส์แบบสองขั้ว โดยสัมประสิทธิ์ของฟูเรียร์จะไม่เป็นฟังก์ชันกับ m_f หาก m_f มีค่ามาก (≥ 9)



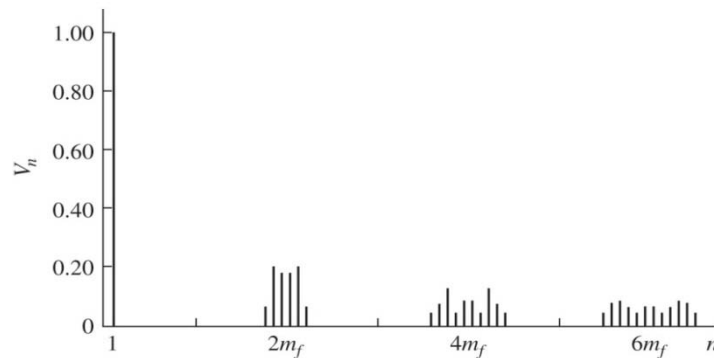
รูปที่ 3.7 สเปกตรัมฮาร์มอนิกสำหรับการมอดูเลตแบบสองขั้วเมื่อ $m_a = 1$

ตารางที่ 3.2 ค่าปทัสสถานของสัมประสิทธิ์ฟูเรียร์ V_n / V_{dc} สำหรับการมอดูเลตแบบสองขั้ว

	ma				
	0.2	0.4	0.6	0.8	1.0
$n = 1$	0.2	0.4	0.6	0.8	1.0
$n = m_f$	1.242	1.150	1.006	0.818	0.601
$n = m_f \pm 2$	0.016	0.061	0.131	0.220	0.318
$n = m_f \pm 4$					0.018
$n = 2m_f \pm 1$	0.190	0.326	0.370	0.314	0.181
$n = 2m_f \pm 3$		0.024	0.071	0.139	0.212
$n = 2m_f \pm 5$				0.013	0.033
$n = 3m_f$	0.335	0.123	0.083	0.171	0.113
$n = 3m_f \pm 2$	0.044	0.139	0.203	0.176	0.062
$n = 3m_f \pm 4$		0.012	0.047	0.104	0.157
$n = 3m_f \pm 6$				0.016	0.44
$n = 4m_f \pm 1$	0.163	0.157	0.008	0.105	0.068
$n = 4m_f \pm 3$	0.012	0.070	0.132	0.115	0.009
$n = 4m_f \pm 5$			0.034	0.084	0.119
$n = 4m_f \pm 7$				0.017	0.050

3.4.2 ฮาร์มอนิกส์จากการสวิตช์แบบซัวเดี่ยว

การสวิตช์แบบซัวเดี่ยวแสดงดังรูปที่ 3.4 ฮาร์มอนิกส์บางตัวซึ่งจะมีอยู่ในการมอดูเลตแบบสองซัวจะหายไป ฮาร์มอนิกส์ของการมอดูเลตแบบนี้จะอยู่รอบๆ $2m_f$ และค่า m_f จะเป็นจำนวนเต็มคู่ รูปที่ 3.8 แสดงสเปกตรัมของฮาร์มอนิกส์สำหรับการมอดูเลตแบบซัวเดี่ยวโดยที่ $m_a = 1$



รูปที่ 3.8 สเปกตรัมฮาร์มอนิกส์สำหรับการมอดูเลตแบบซัวเดี่ยวเมื่อ $m_a = 1$

ตารางที่ 3.3 ค่าปทัสสถานสัมประสิทธิ์ฟูเรียร์ V_n / V_{dc} สำหรับการมอดูเลตแบบซัวเดี่ยวในรูปที่ 3.4

	m_a				
	0.2	0.4	0.6	0.8	1.0
$n = 1$	0.2	0.4	0.6	0.8	1.0
$n = 2m_f \pm 1$	0.190	0.326	0.370	0.314	0.181
$n = 2m_f \pm 3$		0.024	0.071	0.139	0.212
$n = 2m_f \pm 5$				0.013	0.033
$n = 4m_f \pm 1$	0.163	0.157	0.008	0.105	0.068
$n = 4m_f \pm 3$	0.012	0.070	0.132	0.115	0.009
$n = 4m_f \pm 5$			0.034	0.084	0.119
$n = 4m_f \pm 7$				0.017	0.050

จากตารางที่ 3.3 ชี้ให้เห็นว่า ฮาร์มอนิกส์ลำดับแรกของแรงดันด้านออกสำหรับการมอดูเลตแบบซัวเดี่ยวที่ใช้ความถี่สูงกับสวิตช์ทั้ง 4 ตัว จะอยู่รอบๆ $2m_f$ ส่วนการมอดูเลตแบบซัวเดี่ยวที่ใช้สวิตช์ความถี่สูงร่วมกับสวิตช์ความถี่ต่ำดังแสดงในรูปที่ 3.5 ขนาดสเปกตรัมของฮาร์มอนิกส์สำหรับการมอดูเลตแบบนี้จะเหมือนกับซัวเดี่ยว แต่ฮาร์มอนิกส์ลำดับแรกของแรงดันด้านออกจะอยู่รอบๆ m_f เหมือนกับกรณีการมอดูเลตแบบสองซัว

บทที่ 4

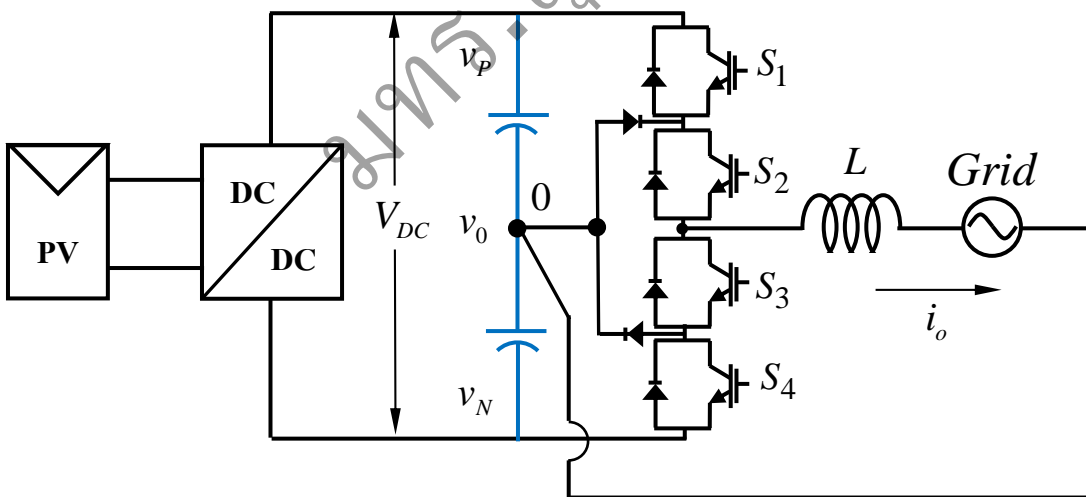
การลดค่าระลอกโดยใช้อินเวอร์เตอร์สามระดับร่วมกับการมอดูเลตบนฐานคลื่นพาหะแบบซัวคู่

4.1 บทนำ

จากบทที่ 3 ได้แสดงให้เห็นการมอดูเลตแบบพีดับเบิลยูเอ็มสำหรับอินเวอร์เตอร์สองระดับ ในกรณีที่โครงสร้างเป็นแบบกึ่งบริดจ์จะได้รูปแบบการสวิตช์เพียงรูปแบบเดียวคือแบบสองซัว แต่ในกรณีที่โครงสร้างเป็นแบบเต็มบริดจ์รูปแบบการสวิตช์เป็นได้สองรูปแบบคือ แบบสองซัวและแบบซัวเดี่ยวที่เพิ่มเข้ามา รูปแบบการสวิตช์ทั้งสองจะให้ค่าระลอกที่แตกต่างกันและยังคงมีค่าสูง ในบทนี้จะแสดงการลดค่าระลอกโดยใช้อินเวอร์เตอร์สามระดับร่วมกับการใช้เทคนิคการมอดูเลตบนฐานคลื่นพาหะแบบซัวคู่

4.2 โครงสร้างของอินเวอร์เตอร์สามระดับและสมการพื้นฐาน

โครงสร้างของอินเวอร์เตอร์ขนาดเล็กสามระดับแบบตรึงจุดนิวทรัลสำหรับเซลล์แสงอาทิตย์แสดงได้ดังรูปที่ 4.1 โดยจะมีลักษณะคล้ายโครงสร้างของอินเวอร์เตอร์สามระดับแบบสตรึงสำหรับเซลล์แสงอาทิตย์ แต่จะมีความแตกต่างกันตรงที่เซลล์แสงอาทิตย์จะมีเพียงแค่ 1 โมดูล และมีวงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรงเพิ่มเข้ามาเพื่อทำหน้าที่เพิ่มระดับของแรงดันให้มีค่าเหมาะสม เนื่องจากงานวิจัยนี้มุ่งเน้นในการพัฒนาอินเวอร์เตอร์ให้มีค่าระลอกต่ำ ดังนั้นในที่นี้จะไม่กล่าวถึงรายละเอียดของวงจรไฟตรง-ไฟตรง



รูปที่ 4.1 โครงสร้างของอินเวอร์เตอร์สามระดับแบบตรึงจุดนิวทรัลสำหรับเซลล์แสงอาทิตย์

วงจรอินเวอร์เตอร์สามระดับมีลักษณะคล้ายกับอินเวอร์เตอร์สองระดับที่ต้องอาศัยแหล่งจ่ายไฟตรง แต่มีข้อแตกต่างกันที่อินเวอร์เตอร์สามระดับจะใช้แรงดันไฟตรงสามระดับ ที่ได้จากการนำตัวเก็บประจุสองตัวมาต่ออนุกรมกันเพื่อแบ่งครึ่งแรงดันบัสไฟตรง วงจรสมมูลของอินเวอร์เตอร์สามระดับแสดงได้ดังรูปที่ 4.1 ซึ่งแรงดันบัสไฟตรงสามระดับได้แก่

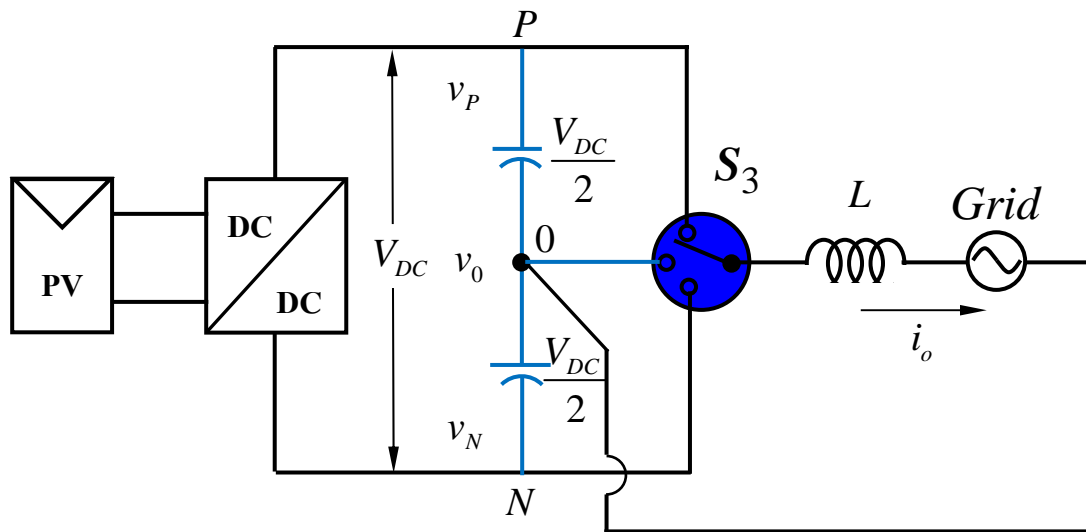
- 1) แรงดันบัสบวก v_p เป็นค่าศักย์ไฟฟ้าของจุด P ของบัสไฟตรง
- 2) แรงดันจุดกึ่งกลางบัส v_0 เป็นค่าศักย์ไฟฟ้าของจุด O ของบัสไฟตรง
- 3) แรงดันบัสลบ v_N เป็นค่าศักย์ไฟฟ้าของจุด N ของบัสไฟตรง

การสร้างแรงดันด้านออกของอินเวอร์เตอร์สามระดับจะมีความสัมพันธ์โดยตรงกับการนำกระแสของสวิตช์ทั้ง 4 ตัว หากสวิตช์ S_1 และ S_2 นำกระแส แรงดันด้านออกจะเชื่อมต่อเข้ากับแรงดันบัสบวก v_p แต่ถ้าสวิตช์ S_2 หรือ S_3 นำกระแส แรงดันด้านออกจะเชื่อมต่อเข้ากับแรงดันที่จุดกึ่งกลางบัส v_0 และหากสวิตช์ S_3 และ S_4 นำกระแส แรงดันด้านออกจะเชื่อมต่อเข้ากับแรงดันบัสลบ v_N เมื่อควบคุมให้สวิตช์นำกระแสอย่างเหมาะสมจะได้แรงดันด้านออกตามที่ต้องการ และสามารถแสดงความสัมพันธ์ได้ดังตารางที่ 4.1

ตารางที่ 4.1 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันด้านออกกับการนำกระแสของสวิตช์

บัสที่เชื่อมต่อ	แรงดันด้านออก	S_1	S_2	S_3	S_4	i_o
v_p	$+v_{DC}/2$	On	On	Off	Off	> 0
v_0	0	Off	On	Off	Off	> 0
v_0	0	Off	Off	On	Off	< 0
v_N	$-v_{DC}/2$	Off	Off	On	On	< 0

จากรูปที่ 4.1 สามารถนำมาเขียนโครงสร้างอย่างง่ายของอินเวอร์เตอร์สามระดับได้ใหม่ดังแสดงในรูปที่ 4.2 และสามารถแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันด้านออกกับด้านเข้าได้ตามสมการที่ (4.1) และ (4.2)



รูปที่ 4.2 โครงสร้างอย่างง่ายของอินเวอร์เตอร์ขนาดเล็กแบบสามระดับสำหรับเซลล์แสงอาทิตย์

$$v_o = v_o^* + v_Z = \begin{bmatrix} m_{11} & m_{12} & m_{13} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_P \\ v_0 \\ v_N \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

$$m_{11} + m_{12} + m_{13} = 1 \quad (4.2)$$

เมื่อ

m_{11} , m_{12} และ m_{13} คือ ค่าวัฏจักรงานของอินเวอร์เตอร์สามระดับ

v_o คือแรงดันด้านออก

v_o^* คือแรงดันด้านออกคำสั่ง

v_Z คือแรงดันด้านลำดับศูนย์

4.3 การมอดูเลตโดยอาศัยคลื่นพาหะแบบข้าวคู่อินเวอร์เตอร์สามระดับ

วิธีการมอดูเลตโดยอาศัยคลื่นพาหะสำหรับอินเวอร์เตอร์สามระดับ จะแตกต่างจากในกรณีอินเวอร์เตอร์สองระดับ ตรงที่คลื่นพาหะและแรงดันอ้างอิงที่นำมาเปรียบเทียบจะมีสองชุด [11] ซึ่งเราจะเรียกวิธีการมอดูเลตแบบนี้ว่า “การมอดูเลตโดยอาศัยคลื่นพาหะแบบข้าวคู่อินเวอร์เตอร์สามระดับ” แม้ว่าวิธีการมอดูเลตเพื่อสร้างสัญญาณขับนำสวิตช์สำหรับอินเวอร์เตอร์สามระดับจะมีความซับซ้อนมากกว่าอินเวอร์เตอร์สองระดับแต่เมื่อใช้การมอดูเลตโดยอาศัยคลื่นพาหะแบบข้าวคู่อินเวอร์เตอร์สามระดับจะมีความซับซ้อนก็ลดลง การสร้างสัญญาณขับนำสวิตช์ในการมอดูเลตแบบนี้จะแสดงให้เห็นถึงพฤติกรรมในเชิงการสร้างแรงดันอ้างอิง u_p^*, u_N^* จากแรงดันคำสั่ง v_o^* โดยจะมีความสัมพันธ์เป็นไปตามสมการที่ (4.3)

$$v_o^* = u_P^* + u_N^* \quad (4.3)$$

และ

$$v_o = u_P + u_N \quad (4.4)$$

โดยที่

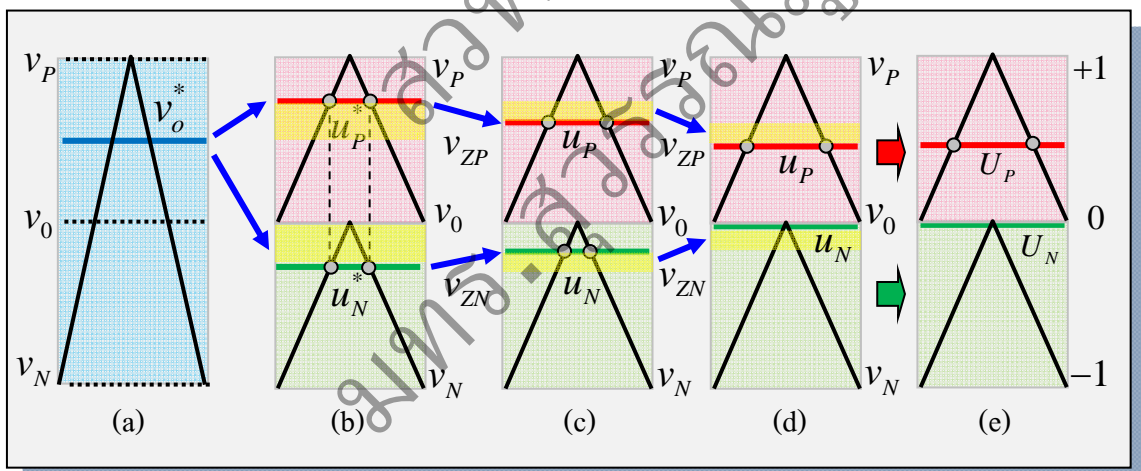
$$\left. \begin{aligned} u_P &= u_P^* + v_{ZP} \\ u_N &= u_N^* + v_{ZN} \end{aligned} \right\}$$

และ

$$v_Z = v_{ZP} + v_{ZN} = 0$$

เมื่อ

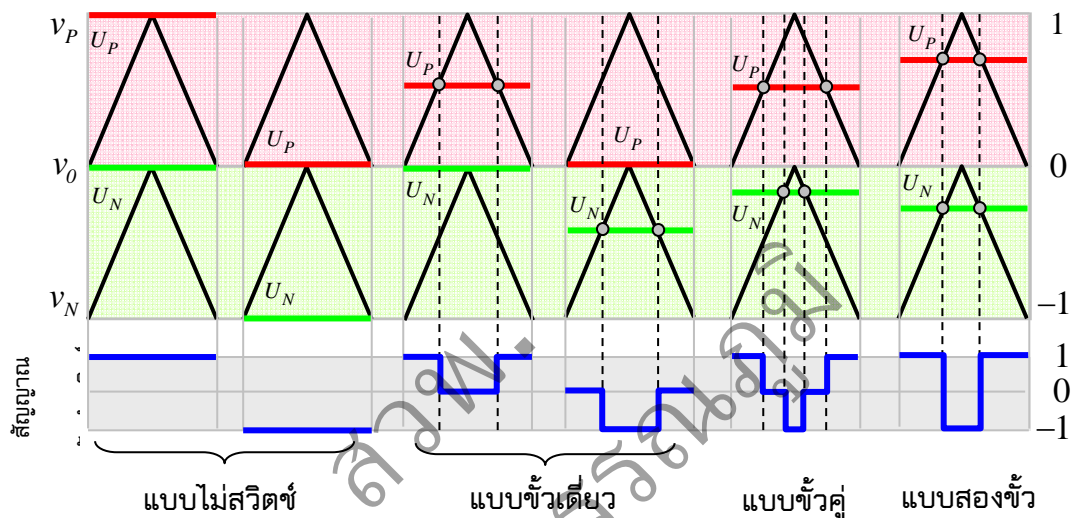
- u_P^* คือแรงดันด้านออกคำสั่งค่าบวก
- u_N^* คือแรงดันด้านออกคำสั่งค่าลบ
- v_{ZP} คือแรงดันลำดับศูนย์ค่าบวก
- v_{ZN} คือแรงดันลำดับศูนย์ค่าลบ



รูปที่ 4.3 แนวคิดการพัฒนาวิธีการมอดูเลตโดยอาศัยคลื่นพาหะของอินเวอร์เตอร์สองระดับไปเป็นวิธีการมอดูเลตโดยอาศัยคลื่นพาหะแบบข้าวคั่วของอินเวอร์เตอร์สามระดับ

รูป 4.3 แสดงการสร้างแรงดันอ้างอิงจากแรงดันด้านออกคำสั่งในการมอดูเลตโดยอาศัยคลื่นพาหะแบบข้าวคั่ว ซึ่งสามารถอธิบาย ได้ดังนี้ แรงดันด้านออกคำสั่ง v_o^* ตามรูปที่ 4.3(a) จะถูกแบ่งออกเป็น 2 ส่วนคือแรงดันคำสั่งค่าบวก u_P^* ซึ่งสร้างจากบัสบวกและแรงดันคำสั่งค่าลบ u_N^* ซึ่งสร้างจากบัสลบ แสดงตามรูปที่ 4.3(b) เมื่อบวกแรงดันลำดับศูนย์ v_{ZP} กับแรงดันคำสั่งค่าบวก u_P^* จะทำให้แรงดันอ้างอิง u_P เลื่อนขึ้นหรือลงอยู่ในตำแหน่งที่ต้องการ ในทำนองเดียวกันแรงดันคำสั่งค่าลบ u_N^* เมื่อบวกแรงดันลำดับศูนย์ v_{ZN} ที่เหมาะสมจะทำให้แรงดันอ้างอิง u_N เลื่อนไปยังตำแหน่งที่ต้องการ

เช่นเดียวกัน ซึ่งในการบวกค่าดังกล่าวในกรณีโครงสร้างแบบกึ่งบริดจ์ ค่า v_{ZP} และ v_{ZN} จะมีความสัมพันธ์กันโดยตรง กล่าวคือหากค่า v_{ZP} ลดลงขนาดของ v_{ZN} ก็ต้องลดลงตามเพื่อให้ v_Z เท่ากับศูนย์ ดังแสดงในรูปที่ 4.3(c) หรือ 4.3(d) เมื่อนำแรงดันอ้างอิง u_p และ u_n ในรูปที่ 4.3(d) มาทำเป็นค่าปัทธาน(normalized) จะได้สัญญาณอ้างอิง U_p, U_n ที่ใช้เปรียบเทียบกับคลื่นพาหะแบบซั้วคู่ขนาดหนึ่งหน่วยตามรูปที่ 4.3(e) การเลื่อน U_p, U_n ไปยังตำแหน่งต่างๆ จะได้รูปแบบการมอดูเลตแตกต่างกันดังแสดงในรูปที่ 4.4



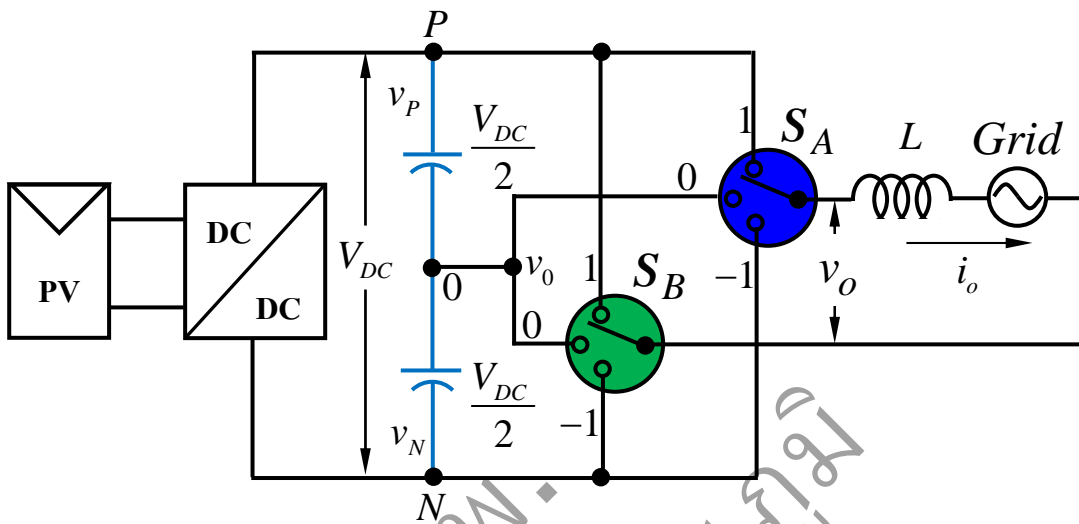
รูปที่ 4.4 การมอดูเลตโดยอาศัยคลื่นพาหะแบบซั้วคู่ของอินเวอร์เตอร์สามระดับ

รูปที่ 4.4 แสดงการมอดูเลตโดยอาศัยคลื่นพาหะแบบซั้วคู่ ที่ให้รูปแบบการสวิตช์ที่หลากหลายและครอบคลุมลักษณะการมอดูเลตที่เป็นไปได้ของอินเวอร์เตอร์สามระดับซึ่งมีทั้งหมด 4 รูปแบบคือ

- 1) แบบไม่สวิตช์ (Non-Switching) หมายถึง การต่อแรงดันเฟสด้านออกเข้ากับบัสบวกหรือบัสลบตลอดคาบการสวิตช์ ในกรณีนี้จะไม่มีการสวิตช์และแรงดันด้านออกจะมีค่าเท่ากับ v_p หรือ v_n
- 2) แบบซั้วเดี่ยว (Unipolar Switching) หมายถึง การใช้แรงดันด้านเข้า v_p และ v_0 หรือ v_n และ v_0 ในการสร้างแรงดันด้านออก ในกรณีนี้จะมีจำนวนการสวิตช์ 2 ครั้งในหนึ่งคาบการสวิตช์
- 3) แบบซั้วคู่ (Dipolar Switching) หมายถึง การใช้แรงดันด้านเข้าทั้งสามระดับคือ v_p, v_0 และ v_n ในการสร้างแรงดันด้านออก ในกรณีนี้จะมีจำนวนการสวิตช์ 4 ครั้งในหนึ่งคาบการสวิตช์
- 4) แบบสองซั้ว (Bipolar Switching) หมายถึง การใช้แรงดันด้านเข้า v_p และ v_n ในการสร้างแรงดันด้านออก ในกรณีนี้จะมีจำนวนการสวิตช์ 2 ครั้งในหนึ่งคาบการสวิตช์

4.4 โครงสร้างของอินเวอร์เตอร์สามระดับแบบเต็มบริดจ์และสมการพื้นฐาน

จากรูปที่ 4.2 โครงสร้างของอินเวอร์เตอร์สามระดับแบบกึ่งบริดจ์สามารถนำมาเขียนใหม่ให้เป็นโครงสร้างแบบเต็มบริดจ์ได้ดังรูปที่ 4.5 ซึ่งปัจจุบันมีสวิตช์ 3L TNPC ที่รองรับกับโครงสร้างดังกล่าว [27]



รูปที่ 4.5 โครงสร้างอย่างง่ายของอินเวอร์เตอร์สามระดับโครงสร้างแบบเต็มบริดจ์

จากรูปที่ 4.5 สามารถแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันกับการนำกระแสของสวิตช์ในแต่ละโหมดได้ดังตารางที่ 4.2

ตารางที่ 4.2 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันกับการนำกระแสของสวิตช์

Mode	1	2	3	4	5	6	7	8	9
S_A	1	1	1	0	0	0	-1	-1	-1
S_B	1	0	-1	1	0	-1	1	0	-1
v_{A0}	v_P	v_P	v_P	v_0	v_0	v_0	v_N	v_N	v_N
v_{B0}	v_P	v_0	v_N	v_P	v_0	v_N	v_P	v_0	v_N
v_{AB}	0	$\frac{v_{dc}}{2}$	v_{dc}	$-\frac{v_{dc}}{2}$	0	$\frac{v_{dc}}{2}$	$-v_{dc}$	$-\frac{v_{dc}}{2}$	0

จากรูปที่ 4.5 สามารถแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันด้านออกและด้านเข้าได้ดังสมการที่ (4.5)

$$\begin{bmatrix} v_A \\ v_B \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_A^* + v_Z \\ v_B^* + v_Z \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} m_{11} & m_{12} & m_{13} \\ m_{21} & m_{22} & m_{23} \end{bmatrix}}_{[M]} \begin{bmatrix} v_P \\ v_0 \\ v_N \end{bmatrix} \quad (4.5)$$

$$0 \leq m_{ij} \leq 1, \quad \sum_{j=1}^3 m_{ij} = 1, \quad i = \{1, 2\}, j = \{1, 2, 3\} \quad (4.6)$$

4.5 การมอดูเลตโดยอาศัยคลื่นพาหะแบบชั่วครู่สำหรับอินเวอร์เตอร์สามระดับโครงสร้างเต็มบริดจ์

วิธีการมอดูเลตโดยอาศัยคลื่นพาหะสำหรับอินเวอร์เตอร์สามระดับโครงสร้างแบบเต็มบริดจ์จะแตกต่างจากในกรณีอินเวอร์เตอร์สามระดับโครงสร้างแบบกึ่งบริดจ์ตรงที่สามารถใช้การบวกแรงดันลำดับศูนย์ในทำนองเดียวกันกับอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส เนื่องจากในกรณีโครงสร้างแบบเต็มบริดจ์แรงดันด้านออกจะได้จากผลต่างระหว่างแรงดันกึ่ง A และ กึ่ง B ตามสมการที่ (4.7)

$$v_o^* = v_{AB}^* = v_A^* - v_B^* \quad (4.7)$$

โดยที่

$$v_A^* = -v_B^*$$

และ

$$v_o = v_{AB} = (v_A^* + v_z) - (v_B^* + v_z) \quad (4.8)$$

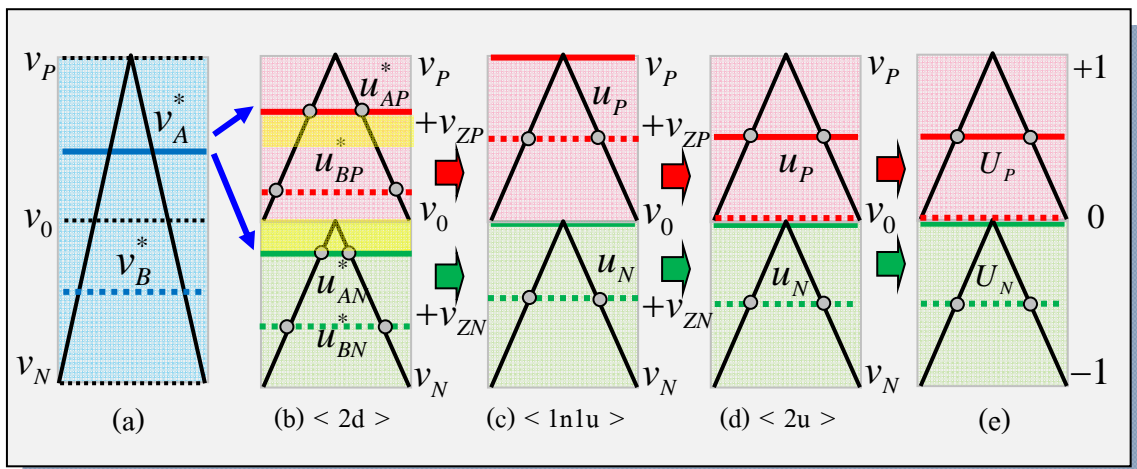
โดยที่

$$v_A^* + v_z = (u_{AP}^* + v_{ZP}) + (u_{AN}^* + v_{ZN})$$

$$v_B^* + v_z = (u_{BP}^* + v_{ZP}) + (u_{BN}^* + v_{ZN})$$

เมื่อ

v_A^*, v_B^*	คือแรงดันคำสั่ง กิ่ง A และ B ตามลำดับ
v_A, v_B	คือแรงดัน กิ่ง A และ B ตามลำดับ
v_{AB}^*	คือแรงดันด้านออกคำสั่งระหว่างกิ่ง A และ กิ่ง B
v_{AB}	คือแรงดันด้านออกระหว่างกิ่ง A และ กิ่ง B
u_{AP}^*, u_{BP}^*	คือแรงดันด้านออกคำสั่งค่าบวก กิ่ง A และ กิ่ง B ตามลำดับ
u_{AN}^*, u_{BN}^*	คือแรงดันด้านออกคำสั่งค่าลบ กิ่ง A และ กิ่ง B ตามลำดับ
u_{AP}, u_{BP}	คือแรงดันด้านออกค่าบวก กิ่ง A และ กิ่ง B ตามลำดับ
u_{AN}, u_{BN}	คือแรงดันด้านออกค่าลบ กิ่ง A และ กิ่ง B ตามลำดับ



รูปที่ 4.6 การมอดูเลตโดยอาศัยคลื่นพาหะแบบชั่วคราวของอินเวอร์เตอร์สามระดับ
โครงสร้างแบบเต็มบริดจ์

รูป 4.6 แสดงการสร้างแรงดันอ้างอิงจากแรงดันด้านออกคำสั่งในการมอดูเลตโดยอาศัยคลื่นพาหะแบบชั่วคราวของอินเวอร์เตอร์สามระดับโครงสร้างแบบเต็มบริดจ์ ซึ่งสามารถอธิบายได้ดังนี้ แรงดันด้านออกคำสั่งจะประกอบไปด้วยแรงดันกึ่ง A v_A^* และแรงดันกึ่ง B v_B^* ซึ่งแรงดันทั้งสองกึ่งจะมีเฟสตรงข้ามกัน 180 องศาแสดงในรูปที่ 4.6(a) แรงดันในแต่ละกึ่งจะถูกแบ่งออกเป็น 2 ส่วนคือแรงดันคำสั่งค่าบวกกึ่ง A u_{AP}^* ซึ่งสร้างจากบัสบวกและแรงดันคำสั่งค่าลบกึ่ง A u_{AN}^* ซึ่งสร้างจากบัสลบ ในกรณีกึ่ง B ก็คิดได้ในการทำงานเดียวกัน ดังแสดงในรูปที่ 4.6(b) เมื่อบวกแรงดันลำดับศูนย์ v_{ZP} กับแรงดันคำสั่งค่าบวก u_{AP}^*, u_{BP}^* จะทำให้แรงดันอ้างอิง u_{AP}, u_{BP} เลื่อนขึ้นหรือลงในตำแหน่งที่ต้องการ ในทำงานเดียวกันแรงดันคำสั่งค่าลบ u_{AN}^*, u_{BN}^* เมื่อบวกแรงดันลำดับศูนย์ v_{ZN} ที่เหมาะสมจะทำให้แรงดันอ้างอิง u_{AN}, u_{BN} เลื่อนไปยังตำแหน่งที่ต้องการเช่นเดียวกัน ตามรูปที่ 4.6(c) หรือ 4.6(d) กรณีรูปที่ 4.6(c) จะได้การมอดูเลตเป็นแบบ $\langle 1n1u \rangle$ ส่วนกรณีรูปที่ 4.6(d) จะได้การมอดูเลตเป็นแบบ $\langle 2u \rangle$ การบวกค่าแรงดันลำดับศูนย์ v_{ZP} และ v_{ZN} ในลักษณะดังกล่าวจะมีอิสระต่อกันแตกต่างจากกรณีอินเวอร์เตอร์สามระดับโครงสร้างแบบกึ่งบริดจ์ เมื่อนำแรงดันอ้างอิง u_P และ u_N ในรูปที่ 4.6(d) มาทำเป็นค่าปัทสถาน(normalized) จะได้สัญญาณอ้างอิง U_P, U_N ที่ใช้เปรียบเทียบกับคลื่นพาหะแบบชั่วคราวขนาดหนึ่งหน่วยสำหรับอินเวอร์เตอร์สามระดับโครงสร้างแบบเต็มบริดจ์ตามรูปที่ 6(e)

4.6 การสร้างสัญญาณขั้วนำสวิตซ์ของการมอดูเลตบนฐานคลื่นพาหะสำหรับอินเวอร์เตอร์สามระดับโครงสร้างแบบเต็มบริดจ์

เมื่อนำเมทริกซ์การมอดูเลต \mathbf{M} ในสมการที่ (4.5) มาเขียนใหม่ จะได้

$$\mathbf{M} = \mathbf{M}' + \mathbf{M}_0 = \underbrace{\begin{bmatrix} m'_{11} & m'_{12} & m'_{13} \\ m'_{21} & m'_{22} & m'_{23} \end{bmatrix}}_{[\mathbf{M}']} + \underbrace{\begin{bmatrix} X & Y & Z \\ X & Y & Z \end{bmatrix}}_{[\mathbf{M}_0]} \quad (4.9)$$

โดยที่
$$[\mathbf{M}'] = \frac{1}{v_P^2 + v_0^2 + v_N^2} \begin{bmatrix} v_A^* + v_Z \\ v_B^* + v_Z \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_P & v_0 & v_N \end{bmatrix}$$

เมื่อนำสมการที่ (4.9) ไปแทนในสมการที่ (4.5) จะได้

$$\begin{bmatrix} v_A \\ v_B \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_A^* + v_Z \\ v_B^* + v_Z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m'_{11} + X \\ m'_{21} + X \end{bmatrix} v_P + \begin{bmatrix} m'_{12} + Y \\ m'_{22} + Y \end{bmatrix} v_0 + \begin{bmatrix} m'_{13} + Z \\ m'_{23} + Z \end{bmatrix} v_N \quad (4.10)$$

และเมื่อนำแรงดันด้านออกและด้านเข้าเทียบกับจุดกึ่งกลางบัสเพื่อรองรับกับการมอดูเลตบนฐานคลื่นพาหะแบบขั้วคู่จะได้

$$\begin{bmatrix} v_A - v_0 \\ v_B - v_0 \end{bmatrix} \triangleq \underbrace{\begin{bmatrix} m'_{11} + X \\ m'_{21} + X \end{bmatrix}}_{u_P} (v_P - v_0) + \underbrace{\begin{bmatrix} m'_{13} + Z \\ m'_{23} + Z \end{bmatrix}}_{u_N} (v_N - v_0) \quad (4.11)$$

ดังนั้น v_{ZP} และ v_{ZN} ในสมการที่ (4.8) หาได้จาก

$$v_{ZP} = X[v_P - v_0], \quad v_{ZN} = Z[v_N - v_0] \quad (4.12)$$

เนื่องจากเมทริกซ์การมอดูเลต \mathbf{M} คือค่าวัฏจักรงานดังนั้นค่าพารามิเตอร์ X, Y, Z จะต้องเป็นไปตามสมการที่ (4.13)

$$\left. \begin{aligned} -\min(m'_{11}, m'_{21}) &\leq X \leq 1 - \max(m'_{11}, m'_{21}) \\ -\min(m'_{12}, m'_{22}) &\leq Y \leq 1 - \max(m'_{12}, m'_{22}) \\ -\min(m'_{13}, m'_{23}) &\leq Z \leq 1 - \max(m'_{13}, m'_{23}) \\ X + Y + Z &= 1 \end{aligned} \right\} \quad (4.13)$$

เมื่อพิจารณารูปที่ 4.4 จะเห็นได้ว่าการมอดูเลตแบบขั้วเดี่ยวจะเป็นกรณีที่ทำให้การเปลี่ยนแปลงแรงดัน dv/dt ต่ำที่สุด ดังนั้นในที่นี้จะเลือกค่า X, Z ตามสมการที่ (4.14) ซึ่งจะได้รูปแบบการสวิตซ์เป็นแบบ $\langle 2u \rangle$ ตามรูปที่ 4.6(d)

$$\left. \begin{aligned} X &= -\min(m'_{11}, m'_{21}) \\ Z &= -\min(m'_{12}, m'_{22}) \end{aligned} \right\} \quad (4.14)$$

บทที่ 5

ผลการจำลองและการทดสอบการทำงาน

5.1 บทนำ

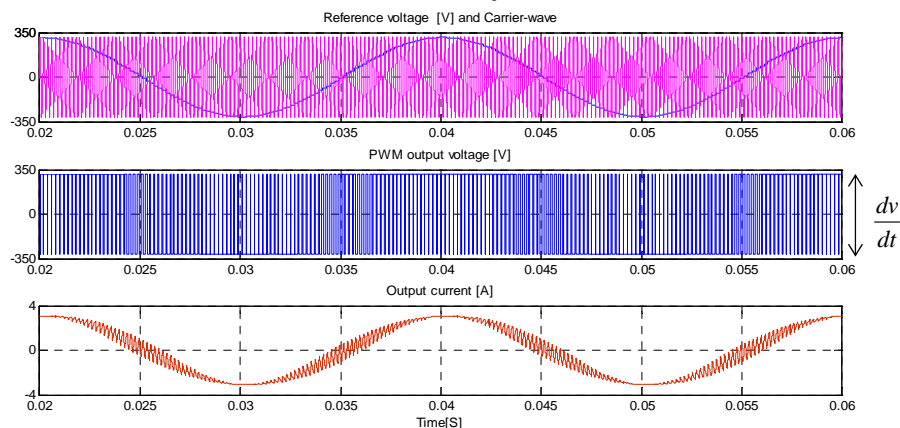
จากบทที่ 3 ได้แสดงการมอดูเลตความกว้างพัลส์บนฐานคลื่นพาหะสำหรับอินเวอร์เตอร์สองระดับและ บทที่ 4 ได้แสดงการมอดูเลตความกว้างพัลส์บนฐานคลื่นพาหะสำหรับอินเวอร์เตอร์สามระดับ เพื่อยืนยันแนวคิดที่ได้นำเสนอตั้งกล่าว ดังนั้นในบทนี้จะแสดงผลการทดสอบทั้งสองกรณี คือกรณีอินเวอร์เตอร์โครงสร้างแบบสองระดับ และโครงสร้างสามระดับ โดยสุดท้ายจะแสดงผลการเปรียบเทียบจากทั้งสองกรณี

5.2 ผลการจำลองการทำงานสำหรับอินเวอร์เตอร์สองระดับ

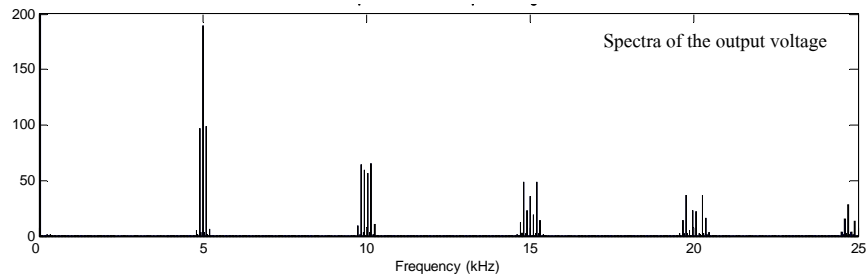
รูปที่ 5.1-5.3 คือผลการจำลองการทำงานของการมอดูเลตแบบต่างๆสำหรับอินเวอร์เตอร์สองระดับ ในที่นี้จะกำหนดให้แรงดันด้านออก 220V ความถี่ด้านออก 50Hz แรงดันบัสไฟตรง $V_{dc}=311V$ และความถี่การสวิตช์ $f_s=5kHz$ สำหรับโหลดความต้านทาน $R=100\Omega$ อนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ $L=20mH$

5.2.1 การมอดูเลตแบบสองขั้ว(Bipolar Modulation)

ผลการจำลองการมอดูเลตแบบสองขั้วสามารถแสดงได้ดังรูป 5.1(a) ด้านบนสุดคือรูปคลื่นแรงดันอ้างอิงเปรียบเทียบกับคลื่นพาหะ ถัดมาคือรูปคลื่นแรงดันด้านออก และสุดท้ายคือรูปคลื่นกระแสด้านออก จากรูปจะเห็นได้ว่ารูปแบบการสวิตช์จะเป็นแบบสองขั้วทำให้แรงดันด้านออกเปลี่ยนจากบัสบวกเป็นบัสลบโดยตรง ผลของการเปลี่ยนแปลงดังกล่าวทำให้ dv/dt มีค่าสูง ส่งผลให้ค่าระลอกของแรงดันและกระแสด้านออกมีค่าสูง รูปคลื่นจึงผิดเพี้ยนจากรูปคลื่นไซน์ส่งผลให้กระแสฮาร์มอนิกส์และแรงดันฮาร์มอนิกส์มีค่าสูงด้วย สังเกตได้ว่าค่าฮาร์มอนิกส์ของแรงดันจะเริ่มตันกระจายอยู่รอบๆความถี่ 5 kHz ซึ่งเป็นความถี่การสวิตช์ดังแสดงในรูปที่ 3.10(b)



(a) รูปคลื่นแรงดันอ้างอิงกับคลื่นพาหะ แรงดัน PWM และกระแสด้านออก

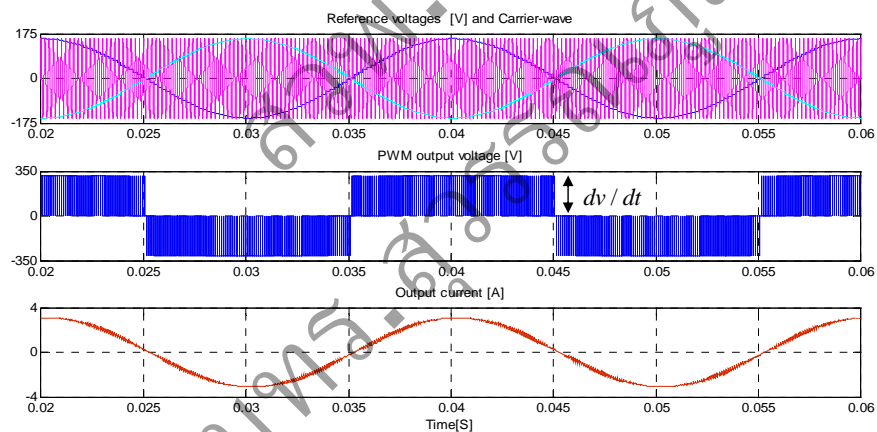


(b) สเปกตรัมของแรงดันด้านออก

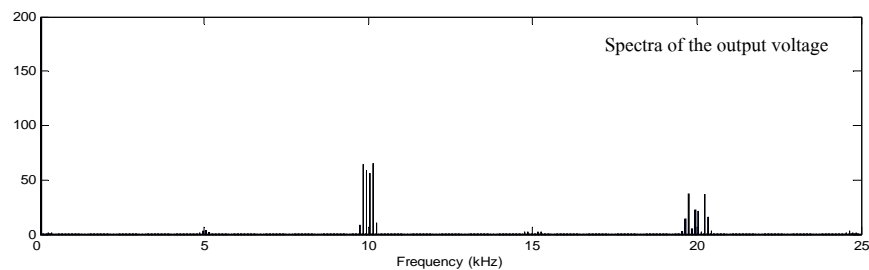
รูปที่ 5.1 การมอดูเลตแบบสองขั้วสำหรับอินเวอร์เตอร์สองระดับโครงสร้างแบบเต็มบริดจ์ (2FB-B)

5.2.2 การมอดูเลตแบบขั้วเดียว(Unipolar Modulation)

เพื่อลดค่าระลอกของแรงดันและกระแสด้านออกสามารถเปลี่ยนมาเป็นการมอดูเลตแบบขั้วเดียว ดังแสดงในรูปที่ 5.2(a) จากรูปจะเห็นได้ว่าการมอดูเลตแบบนี้จะใช้แรงดันอ้างอิงสองชุดเปรียบเทียบกับคลื่นพาหะโดยสัญญาณทั้งคู่จะกลับเฟสกัน 180 องศา ทำให้ได้รูปแบบการสวิตช์เป็นแบบขั้วเดียว



(a) รูปคลื่นแรงดันอ้างอิงกับคลื่นพาหะ แรงดัน PWM และกระแสด้านออก



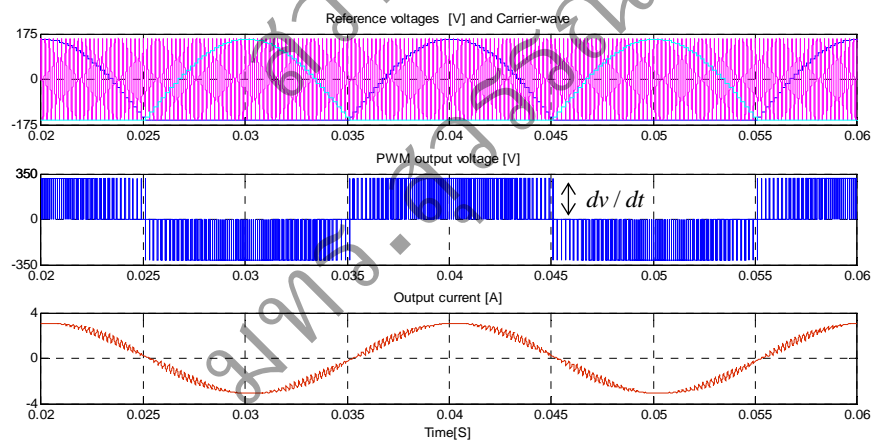
(b) สเปกตรัมของแรงดันด้านออก

รูปที่ 5.2 การมอดูเลตแบบขั้วเดียวสำหรับอินเวอร์เตอร์สองระดับโครงสร้างแบบเต็มบริดจ์ (2FB-U)

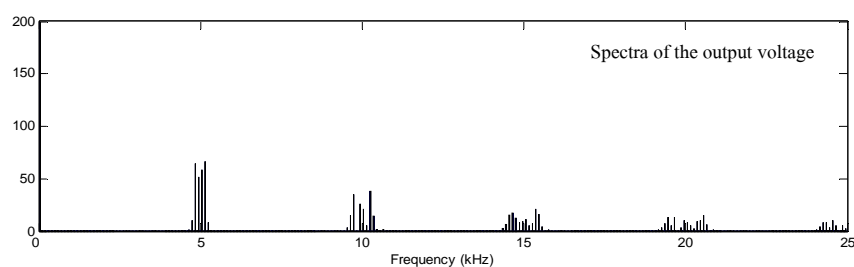
จากรูปที่ 5.2(a) หากพิจารณารูปคลื่นแรงดันด้านออกจะเห็นได้ว่าการมอดูเลตแบบนี้จะมีข้อแตกต่างจากการมอดูเลตแบบสองขั้วตรงที่แรงดันด้านออกจะไม่เปลี่ยนจากบัสบวกเป็นบัสลบโดยตรง แต่จะเปลี่ยนจากบัสบวกเป็นศูนย์เมื่อต้องการแรงดันด้านออกค่าบวก หรือเปลี่ยนจากบัสลบเป็นศูนย์เมื่อต้องการแรงดันด้านออกค่าลบ ส่งผลให้การเปลี่ยนแปลงของ dv/dt มีค่าลดลง การลดลงดังกล่าวทำให้ค่าระลอกของแรงดันและกระแสด้านออกรวมทั้งค่าฮาร์มอนิกส์ลดลงตามไปด้วยสังเกตได้ว่าในกรณีนี้ค่าฮาร์มอนิกส์ของแรงดันจะเริ่มต้นที่กระจายอยู่รอบๆความถี่ 10 kHz สองเท่าของความถี่การสวิตช์ทำให้ดังแสดงในรูปที่ 5.2(b) อย่างไรก็ตามการมอดูเลตแบบนี้จำนวนครั้งการสวิตช์จะเพิ่มเป็นสองเท่าเมื่อเทียบกับกรณีการมอดูเลตแบบสองขั้ว ทำให้การสูญเสียที่สวิตช์เพิ่มขึ้น

5.2.3 การมอดูเลตแบบผสม(Hybrid Modulation)

การมอดูเลตที่สำคัญสำหรับอินเวอร์เตอร์สองระดับอีกอย่างหนึ่งคือการมอดูเลตแบบผสม[2] การมอดูเลตแบบนี้จะเลือกให้สวิตช์กึ่ง 1 ใช้ความถี่สูงและสวิตช์กึ่ง 2 ใช้ความถี่ต่ำ หรือสวิตช์กึ่ง 1 ใช้ความถี่ต่ำและสวิตช์กึ่ง 2 ใช้ความถี่สูงแทนซึ่งจะได้แรงดันอ้างอิงแตกต่างจากกรณีของการมอดูเลตแบบขั้วเดี่ยวดังแสดงในรูปที่ 5.3(a) ลักษณะดังกล่าวจะทำให้ความถี่ของแรงดันพัลส์ด้านออก(PWM voltage) ลดลงเท่ากับความถี่การสวิตช์



(a) รูปคลื่นแรงดันอ้างอิงกับคลื่นพาหะ แรงดัน PWM และกระแสด้านออก



(b) สเปกตรัมของแรงดันด้านออก

รูปที่ 5.3 การมอดูเลตแบบผสม สำหรับอินเวอร์เตอร์สองระดับโครงสร้างแบบเต็มบริดจ์ (2FB-H)

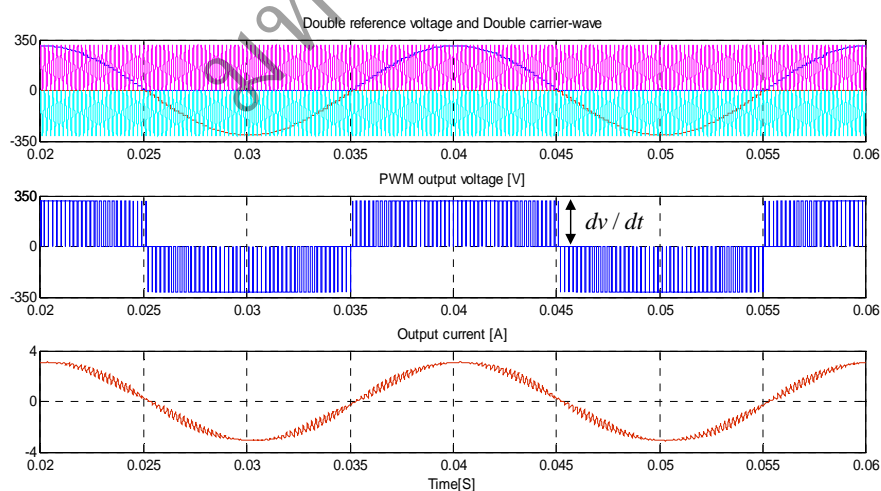
ผลการจำลองในรูปที่ 5.3 แสดงให้เห็นว่าการมอดูเลตแบบนี้จะให้การเปลี่ยนแปลงของ dv/dt เหมือนกับการมอดูเลตแบบซัวเดี่ยวซึ่งน้อยกว่าการมอดูเลตแบบสองซัวแต่สามารถลดจำนวนครั้งการสวิตช์ให้เท่ากับกรณีของการมอดูเลตแบบสองซัวได้ อย่างไรก็ตามเมื่อพิจารณากระแสด้านออกจะพบว่าค่าระลอกของกระแสยังคงมีค่าสูง และค่าสเปกตรัมของแรงดันด้านออกจะแสดงได้ดังรูปที่ 5.3(b) การมอดูเลตแบบนี้ค่าฮาร์มอนิกส์ของแรงดันจะกลับมาเริ่มต้นกระจายอยู่รอบๆความถี่ 5 kHz เท่ากับความถี่การสวิตช์

จากข้อมูลในเบื้องต้นชี้ให้เห็นว่าอินเวอร์เตอร์สองระดับจะมีค่าระลอกของแรงดันและกระแสสูง แม้ว่าจะเลือกวิธีการมอดูเลตให้มีความเหมาะสมแล้วก็ตาม เนื่องจากลักษณะของโครงสร้างที่เป็นสองระดับทำให้ระดับการเปลี่ยนแปลงของแรงดันต่ำสุดได้เพียง V_{dc} เท่านั้น ดังนั้นหากต้องการให้ระดับการเปลี่ยนแปลงดังกล่าวลดลงสามารถทำได้ด้วยการเปลี่ยนเป็นอินเวอร์เตอร์สามระดับ ซึ่งปัจจุบันได้ถูกนำมาประยุกต์ใช้กับอินเวอร์เตอร์พิกัดกำลังไฟฟ้าต่ำๆ เพิ่มมากขึ้น [3]

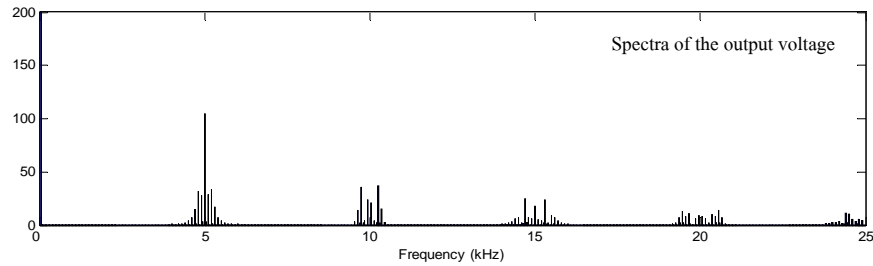
5.3 ผลการจำลองการทำงานสำหรับอินเวอร์เตอร์สามระดับ

รูปที่ 5.4-5.5 คือผลการจำลองการทำงานของการมอดูเลต สำหรับอินเวอร์เตอร์สามระดับ โครงสร้างแบบกึ่งบริดจ์และเต็มบริดจ์ ตามลำดับ ในที่นี้จะกำหนดให้แรงดันด้านออก 220V ความถี่ด้านออก 50Hz แรงดันบัสไฟตรง $V_{dc}=311V$ และความถี่การสวิตช์ $f_s=5kHz$ สำหรับโหลดความต้านทาน $R=100\Omega$ อนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ $L=20mH$ เหมือนกับของกรณีอินเวอร์เตอร์สองระดับ

5.3.1 กรณีโครงสร้างแบบกึ่งบริดจ์



(a) รูปคลื่นแรงดันอ้างอิงกับคลื่นพาหะ แรงดัน PWM และกระแสด้านออก

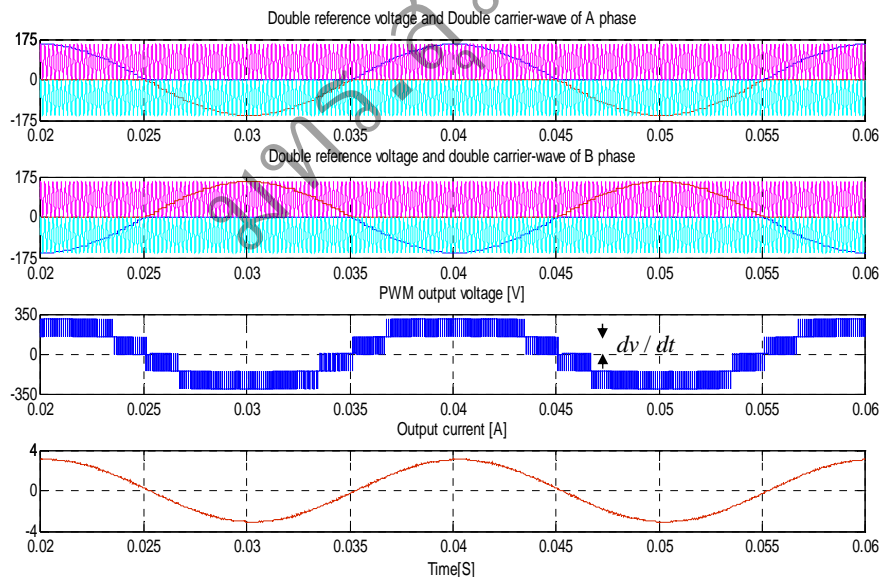


(b) สเปกตรัมของแรงดันด้านออก

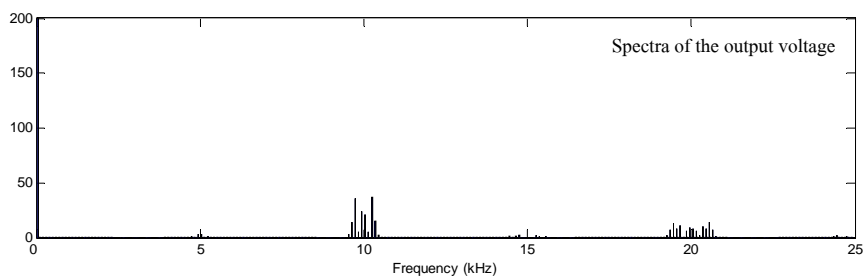
รูปที่ 5.4 การมอดูเลตแบบซั้วคู่ที่ควบคุมให้ได้การสวิตช์เป็นแบบซั้วเดี่ยวสำหรับอินเวอร์เตอร์สามระดับโครงสร้างแบบกึ่งบริดจ์ (3HB-U)

รูปที่ 5.4 แสดงการมอดูเลตแบบซั้วคู่สำหรับอินเวอร์เตอร์สามระดับโครงสร้างแบบกึ่งบริดจ์ การมอดูเลตแบบนี้แรงดันค่าบวกจะสร้างจากบัสบวก ส่วนแรงดันค่าลบจะสร้างจากบัสลบ ซึ่งไม่มีการเปลี่ยนจากบัสบวกเป็นบัสลบโดยตรง และเมื่อนำไปเปรียบเทียบกับรูปที่ 3.12 จะพบว่ารูปคลื่นแรงดันและกระแสด้านออกรวมทั้งสเปกตรัมของแรงดันจะมีลักษณะใกล้เคียงกัน ดังนั้นจึงกล่าวได้ว่าการมอดูเลตแบบนี้จะสมมูลกับอินเวอร์เตอร์สองระดับโครงสร้างแบบเต็มบริดจ์ที่มอดูเลตแบบผสม

5.3.2 กรณีโครงสร้างแบบเต็มบริดจ์



(a) รูปคลื่นแรงดันอ้างอิงกับคลื่นพาหะ แรงดัน PWM และกระแสด้านออก



(b) สเปกตรัมของแรงดันด้านออก

รูปที่ 5.5 การมอดูเลตแบบซั้วคู้ที่ควบคุมให้ได้การสวิตช์เป็นแบบซั้วเดี่ยวสำหรับอินเวอร์เตอร์สามระดับโครงสร้างแบบเต็มบริดจ์ (3FB-2U)

รูปที่ 5.5 แสดงการมอดูเลตแบบซั้วคู้สำหรับอินเวอร์เตอร์สามระดับโครงสร้างแบบเต็มบริดจ์ จะเห็นได้ว่าการเปลี่ยนแปลงของระดับแรงดันด้านออกจะลดลงเหลือเพียง $V_{dc}/2$ ทำให้การเปลี่ยนแปลงของ dv/dt ลดลงเหลือเพียงครึ่งหนึ่งของกรณีโครงสร้างแบบกึ่งบริดจ์ ผลของการเปลี่ยนแปลงดังกล่าวทำให้ค่าระลอกแรงดันด้านออกลดลงอย่างมาก ซึ่งสังเกตได้จากกระแสด้านออกที่มีลักษณะเป็นรูปคลื่นไซน์

จากแนวทางที่ได้นำเสนอมาทั้งหมดสามารถแสดงการเปรียบเทียบสมรรถนะของอินเวอร์เตอร์เฟสเดียวสองระดับและสามระดับได้ดังตารางที่ 5.1

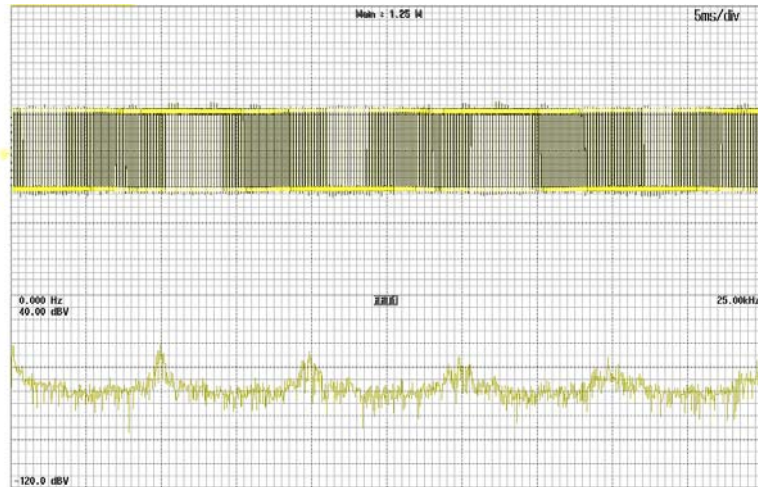
ตารางที่ 5.1 การเปรียบเทียบสมรรถนะของอินเวอร์เตอร์สองระดับและสามระดับ

Features	2FB-B	2FB-U	2FB-H	3HB-U	3FB-2U
Voltage level transition	2Vdc	Vdc	Vdc	Vdc	Vdc/2
Current ripple	high	low	fair	fair	very low
PWM Output voltage frequency	fs	2fs	fs	fs	2fs
PWM mode	<2b>	<2b>	<1n1b>	<1u>	<2u>
Switching number / Ts	4	4	2	2	4
Switch voltage stress	Vdc	Vdc	Vdc	Vdc	Vdc/2
Switching losses	low	fair	low	low	low
%THDv	93.10	45.09	48.57	49.37	23.98

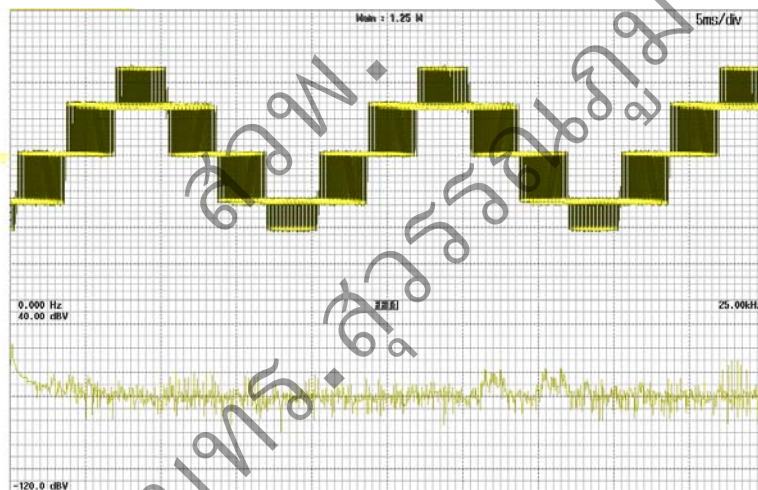
จากตารางที่ 5.1 แสดงให้เห็นว่าการเปลี่ยนแปลงระดับแรงดันของอินเวอร์เตอร์สองระดับที่ใช้การมอดูเลตแบบสองขั้ว(2FB-B) จะมีค่าสูงสุดเท่ากับ $2V_{dc}$ และลดลงเหลือ V_{dc} เมื่อเปลี่ยนมาเป็นการมอดูเลตแบบขั้วเดี่ยว(2FB-U) การมอดูเลตแบบนี้ความถี่ของแรงดันด้านออก PWM จะเพิ่มขึ้นเป็นสองเท่าของความถี่การสวิตช์ซึ่งมีข้อดีทำให้ค่าระลอกของกระแสลดลงแต่จะทำให้ค่าสูญเสียที่สวิตช์เพิ่มขึ้นเป็นสองเท่าเช่นกัน ซึ่งค่าสูญเสียดังกล่าวสามารถลดลงได้เมื่อเปลี่ยนมาใช้ในการมอดูเลตแบบผสม (2FB-H) เนื่องจากการมอดูเลตแบบนี้จะให้ความถี่ของแรงดันด้านออก PWM ลดลงเท่ากับความถี่การสวิตช์อย่างไรก็ตามการเปลี่ยนแปลงความถี่ของแรงดันในลักษณะดังกล่าวจะทำให้ค่าระลอกของกระแสเพิ่มขึ้นทำให้ค่าระลอกมีค่าเพิ่มขึ้น ในอีกทางเลือกหนึ่งคือการใช้อินเวอร์เตอร์สามระดับเพื่อลดการเปลี่ยนแปลงระดับแรงดันแต่จากข้อมูลในตารางชี้ให้เห็นว่าอินเวอร์เตอร์สามระดับโครงสร้างแบบกึ่งบริดจ์ที่ใช้การมอดูเลตแบบขั้วเดี่ยว (3HB-U) จะให้คุณลักษณะใกล้เคียงกับ 2FB-H ซึ่งระดับการเปลี่ยนแปลงของแรงดันเท่ากับ V_{dc} แต่ถ้าต้องการให้การเปลี่ยนแปลงแรงดันของอินเวอร์เตอร์ลดลงเหลือเพียง $V_{dc}/2$ จะต้องเปลี่ยนมาเป็นโครงสร้างแบบเต็มบริดจ์ที่ใช้การมอดูเลตแบบขั้วเดี่ยว(3FB-2U) แทน การมอดูเลตแบบนี้จะให้ความถี่ของแรงดันด้านออก PWM เพิ่มขึ้นเป็นสองเท่าของความถี่การสวิตช์เหมือนกับกรณีอินเวอร์เตอร์สองระดับที่ใช้การมอดูเลตแบบขั้วเดี่ยว (2FB-U) แต่ค่าระลอกของกระแสแบบ 3FB-2U จะต่ำกว่า เนื่องจากระดับการเปลี่ยนของแรงดันที่ต่ำกว่า การเปลี่ยนแปลงของระดับแรงดันในลักษณะดังกล่าวยังทำให้ความเค้นแรงดันที่สวิตช์มีค่าต่ำและส่งผลให้ค่าสูญเสียที่สวิตช์มีค่าต่ำอีกด้วย แม้ว่าจำนวนครั้งการสวิตช์ในหนึ่งรอบคาบจะเท่ากับ 4 ครั้งก็ตาม ยิ่งไปกว่านั้น 3FB-2U ยังให้ค่าความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกสรวมของแรงดันที่มีค่าต่ำมากเพียง 23.98% ดังนั้นจึงอาจสรุปได้ว่าการเปลี่ยนแปลงของระดับแรงดันนั้นมีผลต่อสมรรถนะของอินเวอร์เตอร์อย่างมีนัยสำคัญซึ่งปัจจัยที่ทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงระดับแรงดันดังกล่าวเกิดจากโครงสร้างของอินเวอร์เตอร์และรูปแบบการมอดูเลตที่เหมาะสม

5.4 ผลการทดสอบการทำงานของอินเวอร์เตอร์สองระดับและสามระดับ

รูปที่ 5.6-5.10 คือผลการทดสอบการทำงานสำหรับอินเวอร์เตอร์สองระดับโครงสร้างแบบเต็มบริดจ์ที่มอดูเลตแบบสองขั้วและสามระดับโครงสร้างแบบเต็มบริดจ์ที่มอดูเลตแบบขั้วเดี่ยวตามลำดับ



รูปที่ 5.6 แรงดัน PWM ด้านออกและสเปกตรัมของการมอดูเลตแบบสองขั้วสำหรับอินเวอร์เตอร์สองระดับโครงสร้างแบบเต็มบริดจ์ (2FB-B)

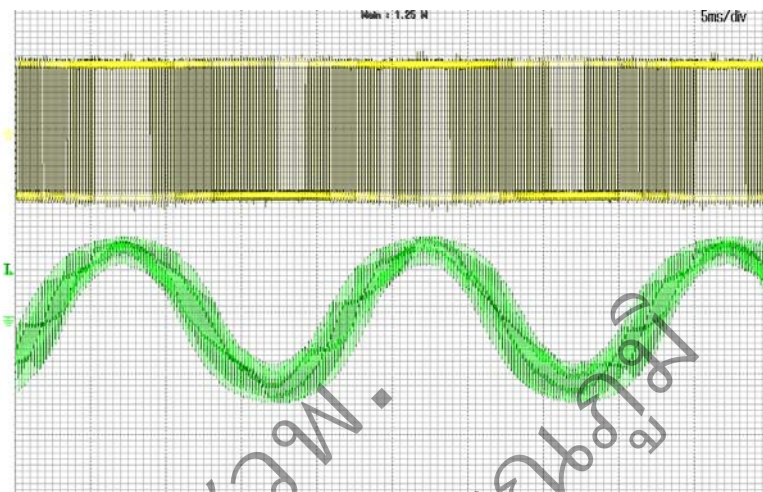


รูปที่ 5.7 แรงดัน PWM ด้านออกและสเปกตรัมของการมอดูเลตแบบขั้วเดียวสำหรับอินเวอร์เตอร์สามระดับโครงสร้างแบบเต็มบริดจ์ (3FB-2U)

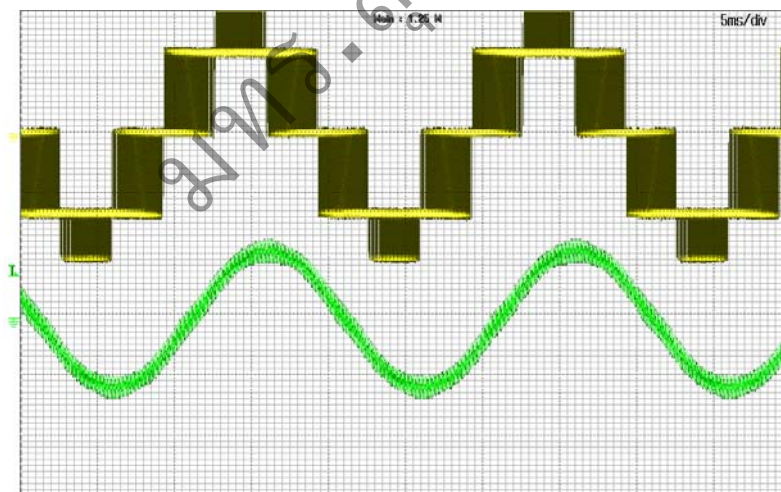
จากรูปที่ 5.6 และ 5.7 จะเห็นได้ว่าการเปลี่ยนแปลงของแรงดัน PWM ด้านออกของการมอดูเลตแบบสองขั้วสำหรับอินเวอร์เตอร์สองระดับโครงสร้างแบบเต็มบริดจ์ (2FB-B) จะเปลี่ยนจาก $+V_{dc}$ เป็น $-V_{dc}$ โดยตรงผลของการเปลี่ยนแปลงดังกล่าวจะทำให้ค่าระลอกของแรงดันมีค่าสูงส่งผลให้รูปคลื่นผิดเพี้ยนจากรูปคลื่นไซน์แรงดันฮาร์มอนิกสูงจึงมีค่าสูงซึ่งสังเกตได้จากสเปกตรัมของแรงดันด้านออกในรูปที่ 5.6 ในทางตรงกันข้ามการเปลี่ยนแปลงของแรงดัน PWM ด้านออกของการมอดูเลตแบบขั้วเดียวสำหรับอินเวอร์เตอร์สามระดับโครงสร้างแบบเต็มบริดจ์ (3FB-2U) จะเปลี่ยนจาก $+V_{dc}$ เป็น $+V_{dc}/2$ 0 $-V_{dc}/2$ และ $-V_{dc}$ ผลของการเปลี่ยนแปลงดังกล่าวจะทำให้ค่าระลอกของ

แรงดันมีค่าต่ำมากส่งผลให้รูปคลื่นใกล้เคียงรูปคลื่นไซน์แรงดันฮาร์มอนิกส์จึงมีค่าต่ำซึ่งสังเกตได้จากสเปกตรัมของแรงดันด้านออกในรูปที่ 5.7

รูปที่ 5.8-5.10 แสดงการเปรียบเทียบกระแสต้านออกระหว่างการมอดูเลตแบบสองขั้วสำหรับอินเวอร์เตอร์สองระดับโครงสร้างแบบเต็มบริดจ์ (2FB-B) และการมอดูเลตแบบขั้วเดียวสำหรับอินเวอร์เตอร์สามระดับโครงสร้างแบบเต็มบริดจ์ (3FB-2U)

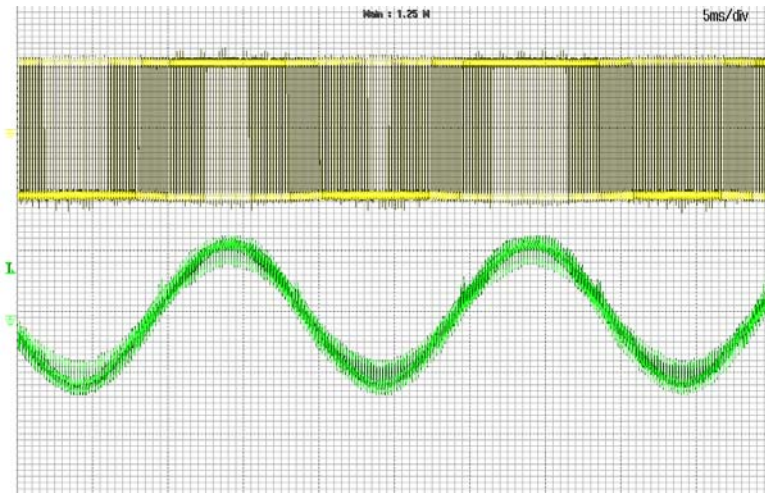


(a) กระแสต้านออกของการมอดูเลตแบบสองขั้วสำหรับอินเวอร์เตอร์สองระดับโครงสร้างแบบเต็มบริดจ์ (2FB-B)

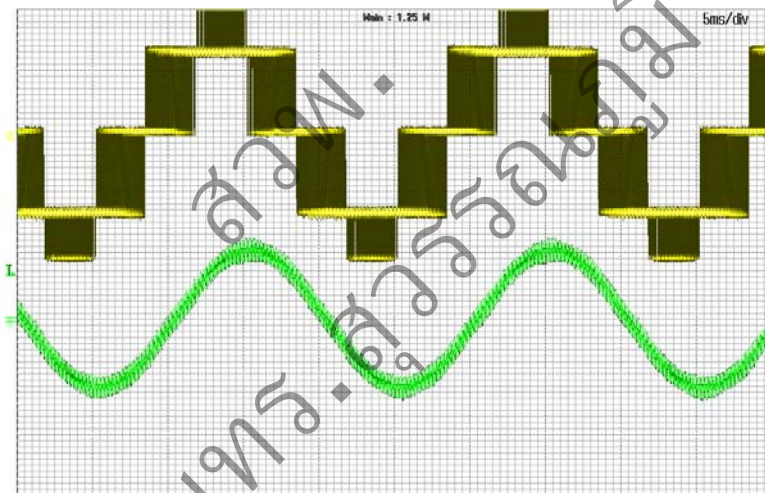


(b) กระแสต้านออกของการมอดูเลตแบบขั้วเดียวสำหรับอินเวอร์เตอร์สามระดับโครงสร้างแบบเต็มบริดจ์ (3FB-2U)

รูปที่ 5.8 การเปรียบเทียบกระแสต้านออกเมื่อกำหนดให้โหลดความต้านทาน $R=300\Omega$ อนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ $L=12.5\text{mH}$

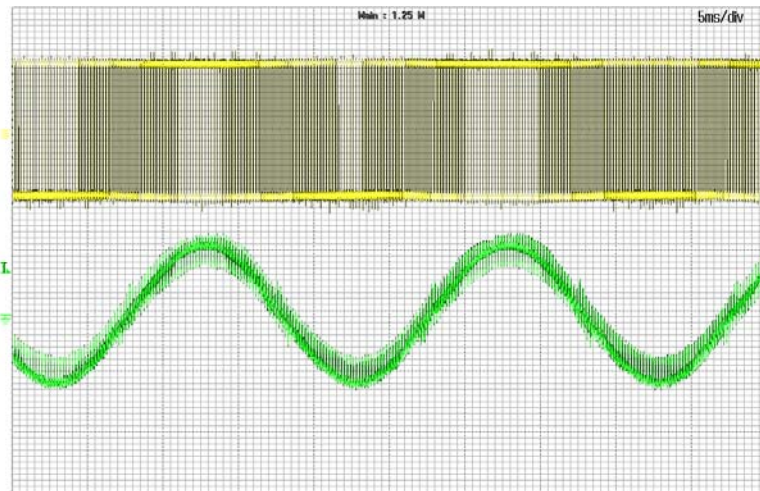


(a) กระแสต้านออกของการมอดูเลตแบบสองชั่วสำหรับอินเวอร์เตอร์สองระดับโครงสร้างแบบเต็มบริดจ์ (2FB-B)

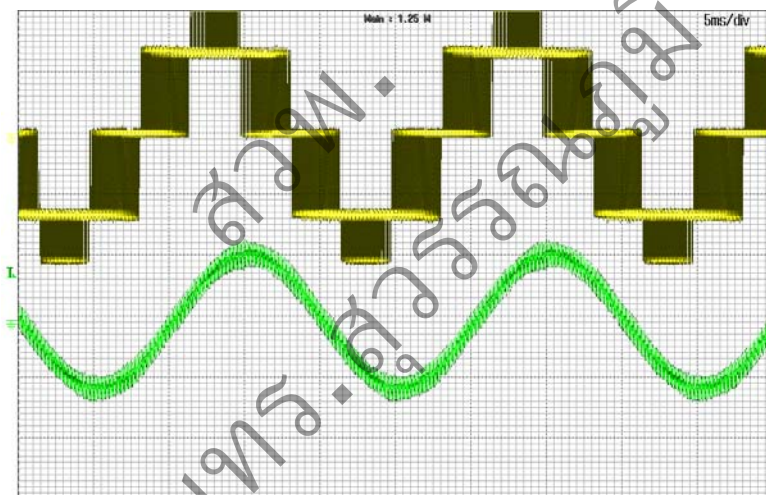


(b) กระแสต้านออกของการมอดูเลตแบบชั่วเดียวสำหรับอินเวอร์เตอร์สามระดับโครงสร้างแบบเต็มบริดจ์ (3FB-2U)

รูปที่ 5.9 การเปรียบเทียบกระแสต้านออกเมื่อกำหนดให้โหลดความต้านทาน $R=300\Omega$ อนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ $L=50\text{mH}$



(a) กระแสต้านออกของการมอดูเลตแบบสองชั่วสำหรับอินเวอร์เตอร์สองระดับโครงสร้างแบบเต็มบริดจ์ (2FB-B)



(b) กระแสต้านออกของการมอดูเลตแบบชั่วเดียวสำหรับอินเวอร์เตอร์สามระดับโครงสร้างแบบเต็มบริดจ์ (3FB-2U)

รูปที่ 5.10 การเปรียบเทียบกระแสต้านออกเมื่อกำหนดให้โหลดความต้านทาน $R=300\Omega$ อนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ $L=100\text{mH}$

จากผลการทดลองในรูปที่ 5.8-5.10 แสดงให้เห็นอย่างชัดเจนว่าการมอดูเลตแบบสองชั่วสำหรับอินเวอร์เตอร์สองระดับโครงสร้างแบบเต็มบริดจ์ที่มีค่าระลอกของแรงดันสูงจะส่งผลต่อค่าระลอกของกระแสให้สูงตามไปด้วยอย่างไรก็ตามหากต้องการให้ค่าระลอกดังกล่าวลดลงสามารถทำได้ด้วยการใช้วงจรกรองผ่านต่ำที่มีค่าตัวเหนี่ยวนำสูงๆ ดังแสดงในรูปที่ 5.10(a) แต่ในกรณีการมอดูเลตแบบชั่วเดียวสำหรับอินเวอร์เตอร์สามระดับโครงสร้างแบบเต็มบริดจ์ชี้ให้เห็นได้ว่าค่าระลอกของ

กระแสมีค่าต่ำมากแม้ว่าตัวเหนี่ยวนำของวงจรกรองผ่านต่ำจะมีค่าไม่สูงก็ตามดังแสดงในรูปที่ 5.8(b) และที่สำคัญเมื่อนำกระแสต้านออกในรูปที่ 5.10(a) ไปเปรียบเทียบกับกระแสต้านออกในรูปที่ 5.8(b) พบว่าค่าระลอกของกระแสสำหรับการมอดูเลตแบบซั้วเดี่ยวสำหรับอินเวอร์เตอร์สามระดับโครงสร้างแบบเต็มบริดจ์ยังมีค่าต่ำกว่าอีกด้วย ดังนั้นจึงอาจกล่าวได้ว่าระดับการเปลี่ยนแปลงของแรงดันต้านออกนั้นมีนัยสำคัญต่อค่าระลอกของกระแสต้านออกมาก

ศวพ.
มทร.สุวรรณภูมิ

บทที่ 6

สรุปผลและข้อเสนอแนะ

6.1 บทนำ

งานวิจัยนี้นำเสนอการศึกษาและการทำให้เป็นจริงของอินเวอร์เตอร์สามระดับขนาดเล็กเพื่อลดค่าระลอกของแรงดันและกระแสต้านออกให้มีค่าต่ำ ในงานวิจัยได้นำเสนอวิธีการสร้างสัญญาณขับนำสวิตช์สำหรับอินเวอร์เตอร์สามระดับด้วยวิธีการง่ายๆเหมือนกับกรณีของอินเวอร์เตอร์สองระดับ โดยวิธีการมอดูเลตบนฐานคลื่นพาหะแบบซัฟฟ์ที่นำเสนอได้แสดงให้เห็นถึงพฤติกรรมในเชิงการสร้างแรงดันอ้างอิงจากแรงดันคำสั่งโดยตรง การมอดูเลตแบบนี้ส่วนใหญ่จะนำมาใช้กับอินเวอร์เตอร์สามเฟส แต่ในงานวิจัยนี้ได้วิธีการมอดูเลตดังกล่าวมาประยุกต์ใช้กับอินเวอร์เตอร์เฟสเดียว ผลจากการวิจัยสามารถสรุปเป็นประเด็นต่างๆได้ดังนี้

5.2 บทสรุป

- แนวคิดการลดค่าระลอกโดยอาศัยอินเวอร์เตอร์สามระดับรวมกับการมอดูเลตบนฐานคลื่นพาหะสามารถทำให้เป็นจริงได้ โดยเฉพาะอินเวอร์เตอร์สามระดับโครงสร้างแบบเต็มบริดจ์(3FB-2U) ซึ่งจะทำให้การเปลี่ยนแปลงของ dv/dt ต่ำมาก ระดับการเปลี่ยนแปลงของแรงดันจะเหลือเพียง $V_{dc}/2$ เท่านั้น ผลของการเปลี่ยนแปลงในลักษณะดังกล่าวทำให้รูปคลื่นมีความใกล้เคียงไซน์มากยิ่งขึ้น ส่งผลให้แรงดันฮาร์มอนิกส์และกระแสฮาร์มอนิกส์มีค่าต่ำ ไม่เพียงเท่านั้นความเครียดแรงดันที่สวิตช์ยังลดลงเหลือเพียง $V_{dc}/2$ อีกด้วย
- การมอดูเลตโดยอาศัยคลื่นพาหะแบบซัฟฟ์ที่นำเสนอเพื่อสร้างสัญญาณขับนำสวิตช์สำหรับอินเวอร์เตอร์สามระดับ เป็นวิธีการที่มีความเหมาะสมเป็นอย่างยิ่งเนื่องจากวิธีการดังกล่าวไม่เพียงแต่จะสร้างสัญญาณขับนำสวิตช์ได้โดยง่ายเท่านั้นแต่ยังสามารถแสดงให้เห็นถึงความสัมพันธ์อย่างง่ายระหว่างแรงดันอ้างอิงกับแรงดันต้านออกที่ต้องการอีกด้วย แรงดันอ้างอิงดังกล่าวสามารถกำหนดได้จากฟังก์ชันการมอดูเลตโดยตรงจึงทำให้เห็นพฤติกรรมของการมอดูเลตในเชิงการสร้างแรงดันและกระแสได้อย่างชัดเจน นอกจากนี้การมอดูเลตแบบนี้ยังสามารถสะท้อนให้เห็นการสร้างสัญญาณอ้างอิงในลักษณะที่คล้ายคลึงกับอินเวอร์เตอร์สองระดับซึ่งเป็นการพัฒนาขยายองค์ความรู้เดิมจากทฤษฎีการมอดูเลตของอินเวอร์เตอร์สองระดับไปยังอินเวอร์เตอร์สามระดับ
- ผลจากการทดสอบแสดงให้เห็นว่าอินเวอร์เตอร์สามระดับโครงสร้างแบบกึ่งบริดจ์ที่ใช้การมอดูเลตเป็นแบบซัฟฟ์เดี่ยว(3HB-U) จะให้สมรรถนะใกล้เคียงกับอินเวอร์เตอร์สองระดับที่ใช้การมอดูเลตแบบผสม(2FB-H)

5.3 ข้อเสนอแนะ

แม้ว่าผลการทดสอบจะแสดงให้เห็นได้อย่างชัดเจนว่าการใช้อินเวอร์เตอร์สามารถปรับร่วมกับ การมอดูเลตโดยอาศัยคลื่นพาหะแบบซั้วคู่สามารถลดค่าระลอกของกระแสและแรงดันด้านออกได้ อย่างชัดเจน ตามวัตถุประสงค์ของการวิจัย อย่างไรก็ตามยังมีสิ่งที่จะต้องปรับปรุงบางประการที่ควร พิจารณาศึกษาและวิจัยเพิ่มเติมเพื่อให้อินเวอร์เตอร์สามารถปรับขนาดเล็กสำหรับเซลล์แสงอาทิตย์มี ความสมบูรณ์มากยิ่งขึ้นดังนี้

- การมอดูเลตที่นำเสนอสำหรับอินเวอร์เตอร์สามารถปรับได้พิจารณาเฉพาะการลดค่าระลอก ให้ต่ำลงเท่านั้น อย่างไรก็ตามหากพิจารณาผลของประสิทธิภาพพร้อมด้วย อาทิเช่นในกรณี อินเวอร์เตอร์สามารถปรับโครงสร้างแบบเต็มบริดจ์จะมีอิสระในการเลือกแรงดันลำดับศูนย์ v_{ZP} และ v_{ZN} ซึ่งสามารถควบคุมให้การมอดูเลตเป็นแบบ $<1n1u>$ ได้ ซึ่งจะทำให้ จำนวนครั้งการสวิตช์ลดลงเหลือเพียงสองครั้งต่อหนึ่งรอบคาบ ลักษณะดังกล่าวจะทำให้ ค่าสูญเสียลดลง
- การทดสอบการทำงานของวงจรได้กำหนดให้แรงดันไฟตรงด้านเข้ามีค่าคงที่ไม่ เปลี่ยนแปลง แต่ในการใช้งานจริงกับเซลล์แสงอาทิตย์ค่าแรงดันไฟตรงดังกล่าวอาจมีค่าไม่ คงที่ขึ้นอยู่กับอุณหภูมิ ดังนั้นหากต้องการให้แรงดันด้านออกมีค่าคงที่จำเป็นต้องมีวงจร แปลงผันไฟตรง-ไฟตรงเพิ่มเข้ามาด้วย นอกจากนั้นเพื่อให้ประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์ มีค่าสูงขึ้นจะต้องมีการควบคุมกำลังไฟฟ้าสูงสุด (MPPT)

เอกสารอ้างอิง

- [1] P. Fairley, "BP solar ditches thin-film photovoltaics—A big setback to industry's vision," *IEEE Spectr.*, vol. 40, no. 1, pp. 18–19, Jan. 2003.
- [2] P. Wolfs and Q. Li, "An analysis of a resonant half bridge dual converter operating in continuous and discontinuous modes," in *Proc. IEEE PESC*, 2002, pp. 1313–1318.
- [3] S. B. Kjaer and F. Blaabjerg, "Design optimization of a single phase inverter for photovoltaic applications," in *Proc. IEEE PESC*, 2003, pp. 1183–1190.
- [4] A. Fernandez, J. Sebastian, M. M. Hernando, M. Arias, and G. Perez, "Single stage inverter for a direct ac connection of a photovoltaic cell module," in *Proc. IEEE PESC*, 2006, pp. 93–98.
- [5] S. Yatsuki, K. Wada, T. Shimizu, H. Takagi, and M. Ito, "A novel AC photovoltaic module system based on the impedance-admittance conversion theory," in *Proc. IEEE PESC*, 2001, pp. 2191–2196.
- [6] K. C. A. de Souza, M. R. de Castro, and F. Antunes, "A DC/AC converter for single-phase grid-connected photovoltaic systems," in *Proc. IEEE IECON*, 2002, pp. 3268–3273.
- [7] J. Beristain, J. Bordonau, A. Gilabert, and G. Velasco, "Synthesis and modulation of a single phase dc/ac converter with high-frequency isolation in photovoltaic energy applications," in *Proc. IEEE PESC*, 2003, pp. 1191–1196.
- [8] T. Kerekes, R. Teodorescu, and U. Borup, "Transformerless photovoltaic inverters connected to the grid," in *Proc. IEEE APEC*, 2007, pp. 1733–1737.
- [9] W. Bower, R. West, and A. Dickerson, "Innovative PV micro-inverter topology eliminates electrolytic capacitors for longer lifetime," in *Proc. IEEE World Conf. Photovoltaic Energy Conversion*, 2006, pp. 2038–2041.
- [10] R. Teodorescu, M. Liserre and P. Rodriguez, *grid converters for photovoltaic and wind power systems*, Wiley, 2011.
- [11] A. Saengseethong and S. Sangwongwanich, "A New Modulation Strategy for Capacitor Voltage Balancing in Three-Level NPC Inverters Based on Matrix Converter Theory," in *Proc. of IPEC-Sapporo*, 2010, pp. 2358-2365
- [12] R. M. Tallam, R. Naik, and T. A. Nondahl, "A Carrier-Based PWM Scheme for Neutral-Point Voltage Balancing in Three-Level Inverters," *IEEE Trans. Indus. Appl.*, vol. 41, no. 6, pp. 1734–1743, Nov/Dec. 2005.
- [13] J. Pou, J. Zaragoza, P. Rodríguez, S. Ceballos, M. Saeedifard, and D. Boroyevich, "A Carrier-Based PWM Strategy With Zero-Sequence Voltage Injection for a Three-

Level Neutral-Point-Clamped Converter” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol.27, no. 2, pp. 642–651, Feb. 2012.

[14] J. Zaragoza, J. Pou, S. Ceballos, E. Robles, C. Jaen, and M. Corbalán, “Voltage-Balance Compensator for Carrier-Based Modulation in the Neutral-Point-Clamped Converter,” *IEEE Trans. Indus. Electron.*, vol. 56, no. 2, pp. 305–314, Feb. 2009.

[15] W. Song, X. Feng, and K. Ma Smedley, “Carrier-Based PWM Strategy with the Offset Voltage Injection for Single-Phase Three-Level Neutral-Point-Clamped Converters”, *IEEE Trans. on Power Electronics*, 2012

[16] Lopez, O., Teodorescu, R., Freijedo, F. and DovalGandoy, J., ‘Leakage Current Evaluation of a Single-PhaseTransformerless PV Inverter Connected to the Grid’. In *Applied Power Electronics Conference, APEC 2007 –Twenty Second Annual IEEE*, 25 February–1 March 2007, pp. 907–912.

[17] McMurray, W., ‘Inverter Circuits’. US Patent 3207974, September 1965.

[18] Victor, M. *et al.*, US Patent Application, Publication Number US 2005/0286281 A1, 29 December 2005.

[19] Schmid, H. *et al.* US Patent 7046534, issued 16 May 2006.

[20] Hantschel, J., German Patent Application, Publication Number DE102006010694 A11, 20 September 2007.

[21] Gonzalez, S. R. *et al.* International Patent Application, Publication Number WO2008015298, 2 July 2007.

[22] Gonzalez, R., Lopez, J., Sanchis, P. and Marroyo, L., ‘Transformerless Inverter for Single-Phase Photovoltaic Systems’. *IEEE Transactions on Power Electronics*, **22**(2), March 2007, 693–697.

[23] Kerekes, T., Teodorescu, R., Rodriguez, P., Vazquez, G. and Aldabas, E., ‘A New High-Efficiency Single-Phase Transformerless PV Inverter Topology’, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2010.

[24] Nabae, A., Magi, H. and Takahashi, I., ‘A New Neutral-Point-Clamped PWM Inverter’. *IEEE Transactions on Industry Applications*, **IA-17**(5), September/October 1981, 518–523.

[25] Knaup, P., International Patent Application, Publication Number WO 2007/048420 A1, 3 May 2007.

[26] Calais, M., Agelidis, V.G. and Meinhardt, M., ‘Multilevel Converters for Single-Phase Grid Connected Photovoltaic Systems: An Overview’. *Solar Energy*, **66**(5), August 1999, 325–335.

[27] <https://www.semikron.com/dl/service-support/downloads/download/semikron-application-note-an-11001-3l-npc-tnpc-topology-en>