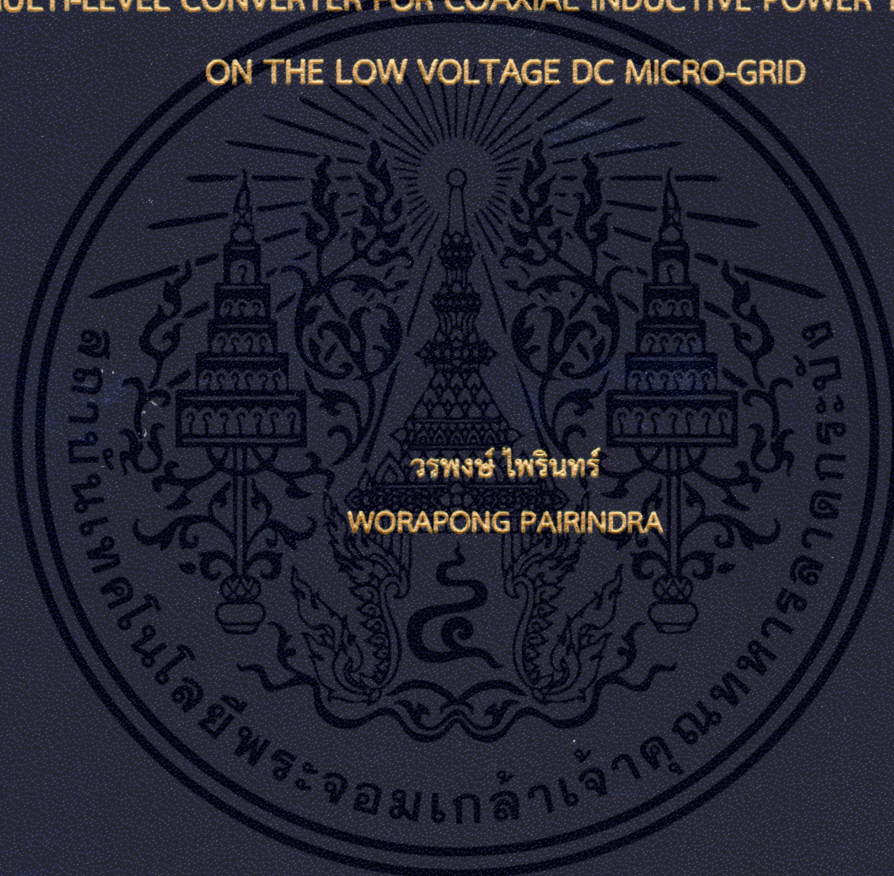


การออกแบบการทำงานที่เหมาะสมของวงจรคอนเวอร์เตอร์หลายระดับแบบ  
ไดโอดแคลมป์สำหรับการส่งผ่านกำลังไฟฟ้าแบบวิธีการเหนี่ยวนำโดยใช้  
ขดลวดแกนร่วมบนไมโครกริดกระแสตรงแรงดันต่ำ

THE APPROPRIATE OPERATING DESIGN OF THE DIODE CLAMPED  
MULTI-LEVEL CONVERTER FOR COAXIAL INDUCTIVE POWER TRANSFER  
ON THE LOW VOLTAGE DC MICRO-GRID



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต  
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า  
คณะวิศวกรรมศาสตร์  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ.2561

KMITL-2018-EN-D-018-024

การออกแบบการทำงานที่เหมาะสมของวงจรคอนเวอร์เตอร์หลายระดับแบบ  
ไดโอดแคลมป์สำหรับการส่งผ่านกำลังไฟฟ้าแบบวิธีการเหนี่ยวนำโดยใช้  
ขดลวดแกนร่วมบนไมโครกริดกระแสตรงแรงดันต่ำ

THE APPROPRIATE OPERATING DESIGN OF THE DIODE CLAMPED  
MULTI-LEVEL CONVERTER FOR COAXIAL INDUCTIVE POWER TRANSFER  
ON THE LOW VOLTAGE DC MICRO-GRID



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต  
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า  
คณะวิศวกรรมศาสตร์  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
พ.ศ.2561

KMITL-2018-EN-D-018-024

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

THE APPROPRIATE OPERATING DESIGN OF THE DIODE CLAMPED  
MULTI-LEVEL CONVERTER FOR COAXIAL INDUCTIVE POWER TRANSFER  
ON THE LOW VOLTAGE DC MICRO-GRID



A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT  
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF  
DOCTOR OF ENGINEERING IN ELECTRICAL ENGINEERING  
FACULTY OF ENGINEERING  
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG  
2018  
KMITL-2018-EN-D-018-024

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2018

FACULTY OF ENGINEERING

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คณะวิศวกรรมศาสตร์  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์ การออกแบบการทำงานที่เหมาะสมของวงจรคอนเวอร์เตอร์หลายระดับแบบไดโอดแคลมป์ สำหรับการส่งผ่านกำลังไฟฟ้าแบบวิธีการเหนี่ยวนำโดยใช้ขดลวดแกนร่วมบนไมโครกริด กระแสตรงแรงดันต่ำ

Thesis Title The Appropriate Operating Design of the Diode Clamped Multi-Level Converter for Coaxial Inductive Power Transfer on the Low Voltage DC Micro-Grid

นักศึกษา นายวรพงษ์ ไพรินทร์

รหัสประจำตัว 55610123

ปริญญา วิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต

สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ รศ.ดร.สุรินทร์ คำฝอย

หมายเลขวิทยานิพนธ์ KMITL-2018-EN-D-018-024

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์		ลายมือชื่อ
รศ.ดร.ไพบุลย์	นาคมหาสลาสินธุ์	
รศ.ดร.อนุวัฒน์	จางวนิชเลิศ	
รศ.ดร.สมยศ	เกียรติวนิชวิไล	
รศ.ดร.วิจิตร	กิณเรศ	
รศ.ดร.สุรินทร์	คำฝอย	

วัน / เดือน / ปี ที่สอบ วันพุธที่ 25 เมษายน พ.ศ. 2561 เวลา 13.00-15.00 น.

สถานที่สอบ ณ ห้องประชุม 1 ชั้น 5 อาคาร A

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

คณะวิศวกรรมศาสตร์ รับรองแล้ว



(รองศาสตราจารย์ ดร. คมสัน มาลีสี)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่หรือใช้  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิง **คณะวิศวกรรมศาสตร์** การนำไปใช้

วันที่ 25 เมษายน พ.ศ. 2561

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การออกแบบการทำงานที่เหมาะสมของวงจรคอนเวอร์เตอร์หลายระดับแบบไดโอดแคลมป์สำหรับการส่งผ่านกำลังไฟฟ้าแบบวิธีการเหนี่ยวนำโดยใช้ขดลวดแกนร่วมบนไมโครกริดกระแสตรงแรงดันต่ำ
นักศึกษา	นายวรพงษ์ ไพรินทร์
รหัสประจำตัว	55610123
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
พ.ศ.	2561
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	รองศาสตราจารย์ ดร. สุรินทร์ คำฝอย

### บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ นำเสนอการส่งกำลังไฟฟ้าแบบไร้หน้าสัมผัสในระบบการจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงภายในบ้านหรือครัวเรือน ไดโอดแคลมป์คอนเวอร์เตอร์แบบ 5 ระดับ ขนาด 300 วัตต์ แรงดันอินพุท 300 โวลต์ ถูกนำมาใช้ในการส่งผ่านกำลังไฟฟ้าด้วยความถี่สูง และแรงดันเอาต์พุทกระแสตรงจะถูกควบคุมในระดับ 48 โวลต์ ขดลวดโซลินอยด์สองชั้นที่ประกอบด้วยชั้นนอกแทนขดลวดปฐมภูมิและขดลวดชั้นในทำหน้าที่เป็นขดลวดทุติยภูมิใช้ในการส่งกำลังไฟฟ้าด้วยวิธีการเหนี่ยวนำแรงดันที่ออกแบบไว้ที่มีความถี่ 200 กิโลเฮิร์ตซ์ ซึ่งจะได้อัตรากำลังไฟฟ้าต่อปริมาตรตามที่ต้องการ ออกแบบไว้ ดังนั้นการเพื่อให้ประสิทธิภาพในการส่งจ่ายกำลังมีค่าเกิน 95 เปอร์เซ็นต์ จึงได้มีการติดตั้ง แอล แอล ซี รีโซแนนท์แบบอนุกรม ต่อเข้ากับเอาต์พุทของคอนเวอร์เตอร์กำลัง โดยมีการใช้เทคนิคการประมาณการฮาร์มอนิกความถี่มูลฐาน (Fundamental Harmonic Approximation, FHA) เป็นเครื่องมือในการหาจุดสูงสุดของการออกแบบพร้อมทั้งคำนวณหาค่า ตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำ ที่มีความเที่ยงตรงในวงจรรีโซแนนท์ การประเมินผลที่ได้จากเทคโนโลยีที่ได้กล่าวมานั้นจะมาจากทั้งการประเมินจากการจำลองการทำงานโดยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ MATLAB/Simulink และเป็นการทดสอบจริงเพื่อทำการเก็บผล

<b>Thesis</b>	The Appropriate Operating Design of the Diode Clamped Multi-Level Converter for Coaxial Inductive Power Transfer on the Low Voltage DC Micro-grid
<b>Student</b>	Mr. Worapong Pairindra
<b>Student ID.</b>	55610123
<b>Degree</b>	Doctor of Engineering
<b>Program</b>	Electrical Engineering
<b>Year</b>	2018
<b>Thesis Advisor</b>	Associate Professor Dr. Surin Khomfoi

## Abstract

This thesis is dealing with the contactless power transfer for household dc power distribution. A 5-level 300 W diode clamped multilevel converter with high frequency switching converter with input dc link bus 300 V is chosen for this proposed topology and the output voltage is set at 48 V. The 2-layer solenoid coils combine with the inner and outer coils which inner coil represents the primary coil and the outer coil represents the secondary coil for inductive power transferring. According to the specific power density as the conventional plug and outlet, the converter frequency is designed at 200 kHz. The LLC series resonant tank is added to the rear side of the diode clamped multilevel converter for increasing the system efficiency to more than 95 percent. The Fundamental Harmonic Approximation or FHA technique is the optimization tool for calculating the precise inductor and capacitor in the resonant circuit. The validation of this proposed technology can be evaluated by both MATLAB/Simulink simulation program results and hardware implementation results.

## กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์เล่มนี้สามารถที่จะสำเร็จได้ด้วยความกรุณาจากท่านอาจารย์ที่ปรึกษารองศาสตราจารย์ ดร. สุรินทร์ คำฝอย ที่ให้ความช่วยเหลือ ให้คำชี้แนะช่วยแก้ปัญหาตลอดจนให้ความรู้และประสบการณ์ที่ดีแก่ข้าพเจ้า ขอขอบพระคุณคณะกรรมการสอบหัวข้อและโครงร่างวิทยานิพนธ์ที่ได้กรุณาให้คำแนะนำที่ดีตลอดจนในที่สุด ทำให้วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลงได้ ขอขอบคุณน้องๆ ในห้องปฏิบัติการ REAL LAB ทุกคน ขอกราบขอบพระคุณบิดาและมารดาของข้าพเจ้า ดร. บุญเลิศ ไพรินทร์ และ คุณแม่ มรินทร์ ไพรินทร์ ซึ่งเป็นที่รักและเคารพยิ่ง รวมทั้งพี่สาวทั้งสองคน คุณสุธิดา ไพรินทร์ และ คุณสุทิดา ไพรินทร์ ตลอดจนครูอาจารย์ที่เคารพทุกท่านที่ได้ประสิทธิประสาทวิชาความรู้และถ่ายทอดประสบการณ์ที่ดีให้แก่ข้าพเจ้า

วรพงษ์ ไพรินทร์

# สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ .....	I
Abstract.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VII
สารบัญรูป.....	VIII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา .....	1
1.2 วัตถุประสงค์การศึกษา .....	3
1.3 แนวความคิดที่ใช้ในงานวิจัย .....	3
1.4 ขอบเขตการวิจัย.....	3
1.5 ขั้นตอนการศึกษา.....	4
1.6 แผนการดำเนินงานวิจัย.....	5
1.7 ประโยชน์ที่ได้รับจากโครงการ .....	7
1.8 ส่วนประกอบของวิทยานิพนธ์.....	7
บทที่ 2 วรรณกรรมที่เกี่ยวข้อง.....	9
2.1 บทนำ.....	9
2.2 ไมโครกริด .....	9
2.2.1 โครงสร้างไมโครกริด.....	11
2.3 การส่งกำลังไฟฟ้าแบบไร้หน้าสัมผัส .....	16
2.3.1 การส่งกำลังผ่านทางระบบการเชื่อมวงจรโดยเสียง .....	17
2.3.2 การส่งกำลังผ่านทางระบบการเชื่อมวงจรโดยแสง.....	18
2.3.3 การส่งกำลังผ่านทางระบบการเชื่อมวงจรโดยการประจุ.....	19
2.3.4. การส่งกำลังผ่านทางระบบการเชื่อมวงจรโดยการเหนี่ยวนำ.....	19
2.4 คอนเวอร์เตอร์แบบรีโซแนนท์.....	21
2.4.1. วงจรรีโซแนนท์อนุกรม (Series Resonant Converter, SRC) .....	21
2.4.2. วงจรรีโซแนนท์แบบขนาน (Parallel Resonant Converter, PRC).....	23
2.4.3. วงจรรีโซแนนท์แบบอนุกรม-ขนาน (Series-Parallel Resonant Converter, SPRC).....	25
2.5 หม้อแปลงแบบไร้หน้าสัมผัส.....	28

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และให้ง้อ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
2.6 การออกแบบตัวควบคุม พี ไอ ของคอนเวอร์เตอร์กระแสตรง.....	30
2.7 สรุป.....	33
บทที่ 3 คอนเวอร์เตอร์หลายระดับ .....	34
3.1 บทนำ.....	34
3.2 ทฤษฎีพื้นฐานคอนเวอร์เตอร์หลายระดับ.....	34
3.2.1 โครงสร้างของอินเวอร์เตอร์หลายระดับ (Multilevel power converter structures).....	35
3.2.2 คาสเคด เอช-บริดจ์ (Cascaded H-Bridges) .....	35
3.2.3 อินเวอร์เตอร์หลายระดับแบบฟลายอิงคาปาซิเตอร์ (Flying Capacitor Multilevel Inverter).....	42
3.3 คอนเวอร์เตอร์หลายระดับแบบไดโอดแคลมป์เชื่อมต่อกับวงจรรีโซแนนท์.....	45
3.4 สรุป.....	50
บทที่ 4 ขั้นตอนการออกแบบ.....	51
4.1 บทนำ .....	51
4.2 โครงสร้างของการส่งกำลังไฟฟ้าแบบไร้หน้าสัมผัส .....	51
4.2.1 การออกแบบคอนเวอร์เตอร์ 5 ระดับแบบไดโอดแคลมป์.....	51
4.2.2 ชุดขับมอสเฟต.....	52
4.2.3 วงจรภาคกำลังของคอนเวอร์เตอร์หลายระดับไดโอดแคลมป์แบบ 5 ระดับ.....	54
4.2.4 ตัวประมวลสัญญาณดิจิทัล .....	55
4.3 เทคนิคการกำจัดฮาร์โมนิกที่ถูกเลือก (Selective Harmonic Elimination Technique, SHE).....	56
4.4 การประมาณการโดยวิธีฮาร์โมนิกความถี่มูลฐาน (Fundamental Harmonic Approximation, FHA) .....	60
4.4.1 การออกแบบขอบเขตความถี่ของการทำงาน .....	63
4.5 การออกแบบตัวเหนี่ยวนำและหม้อแปลงขดลวดโซลินอยด์ .....	64
4.6 สรุป.....	66
บทที่ 5 ผลการจำลองด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์.....	67
5.1 บทนำ.....	67
5.2 โครงสร้างหลัก.....	67
5.3 ชุดควบคุมมอสเฟต.....	68

## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
5.4 แรงดันเอาต์พุตที่มุมสวิตชิงโดยเทคนิคการกำจัดฮาร์โมนิกที่ถูกเลือก .....	69
5.5 ผลของการจำลองการทำงานด้วยวิธีเทคนิคการกำจัดฮาร์โมนิกที่ถูกเลือก.....	74
5.6 ผลการจำลองระหว่างแรงดันตกคร่อมมอสเฟสกับกระแส.....	76
5.7 สรุป.....	78
บทที่ 6 ผลการทดลอง .....	79
6.1 บทนำ.....	79
6.2 สัญญาณขั้วเกต .....	79
6.3 แรงดันเอาต์พุตของไดโอดแคลมป์คอนเวอร์เตอร์ .....	80
6.4 กระแสและแรงดันที่มอสเฟตในวงจรภาคกำลัง.....	83
6.5 กระแส แรงดันด้านเอาต์พุตและประสิทธิภาพของไดโอดแคลมป์คอนเวอร์เตอร์ .....	85
6.6 สรุป.....	87
บทที่ 7 สรุปและข้อเสนอแนะ.....	88
7.1 บทนำ.....	88
7.2 ข้อเสนอแนะและแนวทางการพัฒนา.....	89
บรรณานุกรม.....	91
ภาคผนวก.....	95
ภาคผนวก ก บทความวิชาการที่ได้รับการเผยแพร่ .....	96
ภาคผนวก ข วิธีการวัดค่าอิมพีแดนซ์ที่ความถี่ทำงานระดับสูง.....	124
ประวัติผู้เขียน.....	128

## สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 การเปรียบเทียบระหว่าง Distribution generator source .....	11
2.2 การเปรียบอุปกรณ์สำรองพลังงานในไมโครกริด.....	13
3.1 ระดับแรงดันไฟฟ้าอินเวอร์เตอร์six-level แบบไดโอดแคลมป์ และการสวิตช์แบบ corresponding switch states.....	41
3.2 ความสัมพันธ์ระดับแรงดันและสถานะ การสวิตช์ของ Flying-capacitor six-level inverter .....	44
4.1 ลำดับการสวิตช์ของคอนเวอร์เตอร์ 5 ระดับแบบไดโอดแคลมป์ .....	56
4.2 อินพุทของระบบคอนเวอร์เตอร์ .....	63
4.3 ผลการคำนวณโดยใช้วิธีการประมาณการโดยวิธีฮาร์โมนิกความถี่มูลฐาน.....	63
4.4 ค่าอัตราขยายจากขอบเขตความถี่ที่ออกแบบ .....	64
4.5 ตารางการออกแบบหม้อแปลงไร้หน้าสัมผัส .....	65
4.6 ตารางการออกแบบตัวเหนี่ยวนำรีโซแนนท์.....	65
6.1 ผลการทดสอบประสิทธิภาพหม้อแปลงไร้หน้าสัมผัส .....	86

# สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
1.1 แนวคิดของการส่งกำลังไฟฟ้าด้วยวิธีการเหนี่ยวนำ.....	2
2.1 โครงสร้างของไมโครกริด .....	10
2.2 ระบบไมโครกริดที่ประกอบด้วยแหล่งจ่ายเซลล์แสงอาทิตย์เครื่องกำเนิดไฟฟ้าดีเซลและ แบตเตอรี่.....	14
2.3 ระบบไมโครกริดที่ประกอบด้วยแหล่งจ่ายกังหันลมและเครื่องกำเนิดไฟฟ้าดีเซลโดยปราศจาก แบตเตอรี่.....	15
2.4 ระบบไมโครกริดกระแสตรง (DC Micro-grid system).....	16
2.5 ระบบไมโครกริดกระแสสลับ (AC Micro-grid system).....	16
2.6 คุณสมบัติของการส่งผ่านกำลังแบบไร้หน้าสัมผัส .....	17
2.7 การส่งผ่านกำลังไฟฟ้าโดยการเชื่อมวงจรด้วยเสียง.....	18
2.8 หลักการพื้นฐานของการส่งผ่านกำลังแบบระบบการประจุไฟฟ้าไร้หน้าสัมผัส .....	19
2.9 หลักการพื้นฐานของการส่งผ่านกำลังแบบระบบการเหนี่ยวนำคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าไร้หน้าสัมผัส	20
2.10 กำลังไฟฟ้าส่งผ่านของระบบการเหนี่ยวนำคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าเปรียบเทียบกับช่องว่างอากาศ	20
2.11 วงจรฮาร์พรีดักคอนเวอร์เตอร์แบบรีโซแนนซ์อนุกรม .....	21
2.12 การเปรียบเทียบอัตราการขยายต่ออัตราส่วนความถี่ของคอนเวอร์เตอร์รีโซแนนซ์อนุกรม.....	22
2.13 ผลสัญญาณจากการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ .....	22
2.14 วงจรฮาร์พรีดักคอนเวอร์เตอร์แบบรีโซแนนซ์ขนาน .....	24
2.15 การเปรียบเทียบอัตราการขยายต่ออัตราส่วนความถี่ของคอนเวอร์เตอร์รีโซแนนซ์ขนาน .....	24
2.16 ผลสัญญาณจากการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ .....	25
2.17 วงจรฮาร์พรีดักคอนเวอร์เตอร์แบบรีโซแนนซ์อนุกรม - ขนาน.....	26
2.18 การเปรียบเทียบอัตราการขยายต่ออัตราส่วนความถี่ของคอนเวอร์เตอร์รีโซแนนซ์อนุกรม - ขนาน.....	26
2.19 ผลสัญญาณจากการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ .....	27
2.20 หม้อแปลงแบบไร้หน้าสัมผัส.....	28
2.21 ความสัมพันธ์ระหว่างขดลวดทั้งสอง ก.) ค่าความเหนี่ยวนำรวมเปรียบเทียบกับระยะห่าง ระหว่างขดลวด ข.) ค่า coupling coefficient เปรียบเทียบกับระยะห่างระหว่างขดลวด.....	30
2.22 การป้อนกลับของสัญญาณแรงดันเอาต์พุตที่โหลด.....	31
2.23 ตัวควบคุมแบบ Proportional และ Integral แบบต่อขนาน .....	31
3.1 โครงสร้างเฟสเดียวของอินเวอร์เตอร์คาสเคดแบบเอช-บริดจ์.....	36

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.2 สัญญาณแรงดันเฟสเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์มีลำดับชั้น 11 ระดับกับแหล่งจ่ายไฟฟ้า กระแสตรง 5 แหล่งจ่าย.....	37
3.3 โครงสร้างแบบ wye-connection สำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์รถยนต์ไฟฟ้าและแบตเตอรี่สามเฟส .....	38
3.4 อินเวอร์เตอร์แบบหลายระดับแบบคาสเคดกับหม้อแปลงไฟฟ้าโดยใช้คอนเวอร์เตอร์แบบ standard three-phase bi-level converters .....	39
3.5 โครงสร้าง six-level 3 เฟสของอินเวอร์เตอร์แบบไดโอดแคลมป์.....	40
3.6 รูปคลื่นแรงดันสายสำหรับอินเวอร์เตอร์แบบไดโอดแคลมป์ six-level.....	42
3.7 โครงสร้าง Six-level 3 เฟสของอินเวอร์เตอร์แบบฟลายอิงคาปาซิเตอร์.....	43
3.8 สถานะของการทำงานของอุปกรณ์สวิตซ์ในระบบการส่งกำลัง .....	45
3.9 โหมดการทำงาน ก.) กระแสที่ได้จากการพลังงานไหลเวียนจากวงจรโซแนนท์ ข.) กระแสจาก แหล่งจ่าย.....	45
3.10 โหมดการทำงานที่ 2.....	46
3.11 โหมดการทำงานที่ 3.....	47
3.12 โหมดการทำงานที่ 4.....	47
3.13 โหมดการทำงาน ก.) กระแสที่ได้จากการพลังงานไหลเวียนจากวงจรโซแนนท์ ข.) กระแสจาก แหล่งจ่าย.....	48
3.14 โหมดการทำงานที่ 6.....	48
3.15 โหมดการทำงานที่ 7.....	49
3.16 โหมดการทำงานที่ 8.....	49
4.1 โครงสร้างของการส่งผ่านกำลังแบบไร้หน้าสัมผัส.....	52
4.2 โครงสร้างของการส่งผ่านกำลังแบบไร้หน้าสัมผัสด้วยอุปกรณ์จริง.....	52
4.3 ชุดวงจรขับเคลื่อนของมอเตอร์.....	53
4.4 ชุดวงจรขับเคลื่อนของมอเตอร์จากอุปกรณ์จริงและ FOD3184.....	53
4.5 อุปกรณ์จริงของวงจรคอนเวอร์เตอร์หลายระดับไดโอดแคลมป์แบบ 5 ระดับ .....	54
4.6 แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงขนาด 12 กิโลวัตต์ .....	54
4.7 วงจรภาคกำลังของคอนเวอร์เตอร์หลายระดับแบบไดโอดแคลมป์.....	55
4.8 เอาต์พุทและอินพุทพอร์ทของหน่วยประมวลสัญญาณดิจิทัล TMS320F28335 .....	56
4.9 คอนเวอร์เตอร์ N ระดับแบบไดโอดแคลมป์.....	57
4.10 คอนเวอร์เตอร์หลายระดับแบบไดโอดแคลมป์.....	57

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.11 มุมสวิตซึ่งเปรียบเทียบกับดัชนีโมดูละชั้นของการกำจัดฮาร์โมนิกที่ 3 .....	58
4.12 มุมสวิตซึ่งเปรียบเทียบกับดัชนีโมดูละชั้นของการกำจัดฮาร์โมนิกที่ 5 .....	59
4.13 ก.) วงจรสมมูลของรีโซแนนท์แบบแอล แอล ซี และ ข.) วงจรแหล่งจ่ายไฟฟ้าสัญญาณรูปคลื่น ไซน์.....	60
4.14 อัตราขยาย ของคอนเวอร์เตอร์แบบ แอล แอล ซี เทียบกับอัตราส่วนความถี่.....	62
4.15 ขอบเขตการทำงานของคอนเวอร์เตอร์แบบ แอล แอล ซี.....	64
4.16 หม้อแปลงแบบไร้หน้าสัมผัสแกนอากาศ.....	65
4.17 ตัวเหนี่ยวนำรีโซแนนท์ .....	66
5.1 การจำลองโครงสร้างของคอนเวอร์เตอร์หลายระดับแบบไดโอดแคลมป์.....	68
5.2 กล่องแปลงความถี่เป็นพีดับเบิลยูเอ็ม .....	68
5.3 ระบบภายในกล่องแปลงความถี่เป็นพีดับเบิลยูเอ็ม (Sub-mask of the Frequency to PWM block).....	68
5.4 กล่องพีดับเบิลยูเอ็มแบบผกผันและไม่ผกผัน (Inverting and non-inverting PWM with dead band).....	69
5.5 ระบบภายในกล่องพีดับเบิลยูเอ็มแบบผกผันและไม่ผกผัน (Sub-mask of the inverting and non-inverting PWM with dead band) .....	69
5.6 ผลการจำลองแรงดันเอาต์พุทของคอนเวอร์เตอร์ 5 ระดับ (มุม $\alpha_1 = 25^\circ$ และ $\alpha_2 = 85^\circ$ )....	70
5.7 ค่าความผิดเพี้ยนของแรงดันรูปคลื่นไซน์ของคอนเวอร์เตอร์ 5 ระดับ (มุม $\alpha_1 = 25^\circ$ และ $\alpha_2 =$ $85^\circ$ ).....	70
5.8 ผลการจำลองแรงดันเอาต์พุทของคอนเวอร์เตอร์ 5 ระดับ (มุม $\alpha_1 = 16^\circ$ และ $\alpha_2 = 76^\circ$ )....	71
5.9 ค่าความผิดเพี้ยนของแรงดันรูปคลื่นไซน์ของคอนเวอร์เตอร์ 5 ระดับ (มุม $\alpha_1 = 16^\circ$ และ $\alpha_2 =$ $76^\circ$ ).....	71
5.10 ผลการจำลองแรงดันเอาต์พุทของคอนเวอร์เตอร์ 5 ระดับ (มุม $\alpha_1 = 6^\circ$ และ $\alpha_2 = 66^\circ$ )..	71
5.11 ค่าความผิดเพี้ยนของแรงดันรูปคลื่นไซน์ของคอนเวอร์เตอร์ 5 ระดับ (มุม $\alpha_1 = 6^\circ$ และ $\alpha_2 =$ $66^\circ$ ).....	72
5.12 ผลการจำลองแรงดันเอาต์พุทของคอนเวอร์เตอร์ 5 ระดับ (มุม $\alpha_1 = 7.5^\circ$ และ $\alpha_2 = 52.5^\circ$ ) .....	71
5.13 ค่าความผิดเพี้ยนของแรงดันรูปคลื่นไซน์ของคอนเวอร์เตอร์ 5 ระดับ (มุม $\alpha_1 = 7.5^\circ$ และ $\alpha_2 =$ $52.5^\circ$ ).....	73
5.14 ผลการจำลองแรงดันเอาต์พุทของคอนเวอร์เตอร์ 5 ระดับ (มุม $\alpha_1 = 29^\circ$ และ $\alpha_2 = 29^\circ$ )... 74	74

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ในวาระสำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาด้านนี้ เมื่อผู้จัดทำเห็นว่าประโยชน์ของการนำเอกสารนี้

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และส่งอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้ X

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.15 ค่าความผิดเพี้ยนของแรงดันรูปคลื่นไซน์ของคอนเวอร์เตอร์ 5 ระดับ (มุม $\alpha_1 = 29^\circ$ และ $\alpha_2 = 29^\circ$ ).....	74
5.16 ชุดของมุม $\alpha_1$ กับมุม $\alpha_2$ ในการสวิตชิงเปรียบเทียบกับดัชนีมอดดูเลชั่น.....	75
5.17 การเปรียบเทียบความผิดเพี้ยนสัญญาณรูปคลื่นไซน์กับดัชนีมอดดูเลชั่นของการกำจัดฮาร์มอนิกที่ 3 และ 5 .....	75
5.18 ผลของฮาร์มอนิกลำดับต่างๆ เทียบระหว่างค่าเปอร์เซ็นต์ของ fundamental กับดัชนีมอดดูเลชั่น ในวิธีการกำจัดฮาร์มอนิกที่ 3.....	76
5.19 ผลของฮาร์มอนิกลำดับต่างๆ เทียบระหว่างค่าเปอร์เซ็นต์ของ fundamental กับดัชนีมอดดูเลชั่น ในวิธีการกำจัดฮาร์มอนิกที่ 5.....	76
5.20 การเปรียบเทียบแรงดันและกระแสสเฟสตัวที่ 1 .....	77
5.21 การเปรียบเทียบแรงดันและกระแสสเฟสตัวที่ 2 .....	77
5.22 การเปรียบเทียบแรงดันและกระแสสเฟสตัวที่ 3 .....	77
5.23 การเปรียบเทียบแรงดันและกระแสสเฟสตัวที่ 4 .....	77
5.24 ผลของแรงดันเอาต์พุตที่ขอบเขตของความถี่.....	78
5.25 ผลของกระแสเอาต์พุตที่โหลดขนาด 300 วัตต์และ 100 วัตต์.....	78
6.1 สัญญาณขับมอสเฟส $S_1, S_2, S_3$ และ $S_4$ จาก TMS320F28335.....	79
6.2 สัญญาณขับมอสเฟส $S_5, S_6, S_7$ และ $S_8$ จาก TMS320F28335.....	80
6.3 ค่าความผิดเพี้ยนของแรงดันรูปคลื่นไซน์ของคอนเวอร์เตอร์ 5 ระดับ (มุม $\alpha_1 = 12^\circ$ และ $\alpha_2 = 48^\circ$ ).....	80
6.4 สัญญาณแรงดันเอาต์พุตกระแสตรงที่โหลด (มุม $\alpha_1 = 12^\circ$ และ $\alpha_2 = 48^\circ$ ).....	81
6.5 ค่าความผิดเพี้ยนของแรงดันรูปคลื่นไซน์ของคอนเวอร์เตอร์ 5 ระดับ (มุม $\alpha_1 = 16^\circ$ และ $\alpha_2 = 76^\circ$ ).....	81
6.6 สัญญาณแรงดันเอาต์พุตกระแสตรงที่โหลด (มุม $\alpha_1 = 16^\circ$ และ $\alpha_2 = 76^\circ$ ).....	82
6.7 ค่าความผิดเพี้ยนของแรงดันรูปคลื่นไซน์ของคอนเวอร์เตอร์ 5 ระดับ (มุม $\alpha_1 = 7.5^\circ$ และ $\alpha_2 = 52.5^\circ$ ).....	82
6.8 สัญญาณแรงดันเอาต์พุตกระแสตรงที่โหลด (มุม $\alpha_1 = 7.5^\circ$ และ $\alpha_2 = 52.5^\circ$ ).....	83
6.9 แรงดันเทียบกับกระแสสเฟส $S_1$ .....	83
6.10 แรงดันเทียบกับกระแสสเฟส $S_2$ .....	84
6.11 แรงดันเทียบกับกระแสสเฟส $S_3$ .....	84
6.12 แรงดันเทียบกับกระแสสเฟส $S_4$ .....	85

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการศึกษา

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และสิ่งอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้ XI

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
6.13 เอาท์พุทของคอนเวอร์เตอร์แบบ 5 ระดับต่อการเปลี่ยนแปลงโหลด .....85 ( $I_r$ 10A/DIV, $V_{primary}$ 100V/DIV, $T$ 2 $\mu$ S/DIV).....85	
6.14 กำลังสูญเสียในมอสเฟตแต่ละตัว .....86	
6.15 การควบคุมแรงดันเอาท์พุทที่มีการเปลี่ยนแปลงโหลด (180 วัตต์เปลี่ยนเป็น 300 วัตต์).....86	



# บทที่ 1

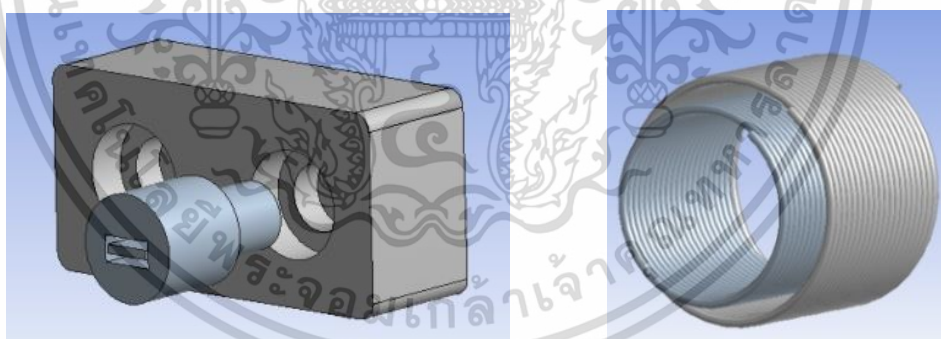
## บทนำ

### 1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

แหล่งผลิตไฟฟ้าในปัจจุบันนั้นมีการใช้เชื้อเพลิงที่มีความหลากหลายไม่ว่าจะเป็นถ่านหินหรือเชื้อเพลิงที่เกิดจากซากพืชซากสัตว์ จำพวกน้ำมัน ซึ่งเป็นการเข้าใจตรงกันว่าเป็นสาเหตุทำให้เกิดก๊าซเรือนกระจกที่ส่งผลกระทบต่อสิ่งแวดล้อมโดยตรงและทางอ้อม แนวความคิดการใช้งานแหล่งจ่ายพลังงานหมุนเวียนจึงเกิดขึ้นจากเหตุผลดังกล่าวข้างต้น การนำแผงเซลล์แสงอาทิตย์ กังหันลม หรือเซลล์เชื้อเพลิงมาเป็นแหล่งผลิตไฟฟ้าแบบกระจายตัวจึงถูกนำมาประยุกต์ใช้งานในปัจจุบันมากขึ้นเรื่อยๆ การพัฒนางานทางด้านอิเล็กทรอนิกส์กำลังในการประยุกต์การใช้งานเพื่อให้เกิดประสิทธิภาพสูงสุดจึงเป็นสิ่งจำเป็นอย่างเร่งด่วน เนื่องจากอัตราการขยายตัวของแหล่งจ่ายไฟฟ้าจากพลังงานหมุนเวียนมีแนวโน้มที่ขยายตัวอย่างรวดเร็วในอนาคต ในระบบการจ่ายไฟฟ้าที่มีการใช้งานเซลล์แสงอาทิตย์จะได้รับความนิยมเป็นลำดับต้นๆ ของแหล่งจ่ายไฟฟ้าเชื้อเพลิงหมุนเวียน โดยข้อดีของเซลล์แสงอาทิตย์หลักๆ ก็คือเชื้อเพลิงที่มีป้อนให้ระบบแบบไม่จำกัดและไม่เสียค่าใช้จ่าย มีความคงทนสูง อายุการใช้งานเฉลี่ยยืนยาว และการซ่อมบำรุงต่ำ มีการประยุกต์ใช้งานเซลล์แสงอาทิตย์หลากหลายรูปแบบจากระบบที่มีขนาดเล็กเช่นการใช้งานป้ายไฟจราจร ไปจนถึงระบบโครงข่ายที่มีขนาดใหญ่เช่นระบบโซลาร์ฟาร์มที่มีการเชื่อมโยงกำลังไฟฟ้าเข้ากับโครงข่ายระดับประเทศ

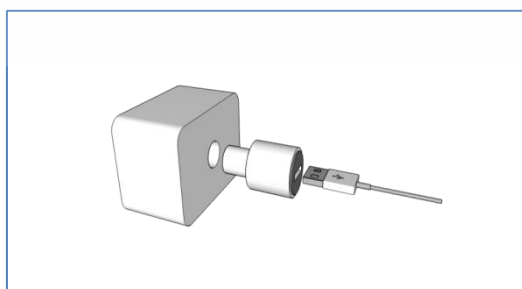
ดังนั้นการส่งผ่านกำลังในระบบเครือข่ายโดยมีแหล่งจ่ายพลังงานหมุนเวียนจึงเป็นสิ่งที่น่าสนใจเป็นอย่างยิ่ง ซึ่งอนาคตของการออกแบบระบบไฟฟ้าคือต้องมีความยืดหยุ่น การเข้าถึงง่าย นำเชื้อถ่านและเรื่องเชิงทางเศรษฐศาสตร์เข้ามาเกี่ยวข้องตามแนวโน้มการเข้ามาของเครือข่ายอัจฉริยะพร้อมกันนี้แหล่งพลังงานที่ได้จากพลังงานหมุนเวียนทั้งหลายมีส่วนในการผลักดันการใช้งานเพื่อสิ่งแวดล้อมที่ดีขึ้น โดยการลดก๊าซเรือนกระจกที่ส่งผลกระทบต่อสภาวะแวดล้อมโลกในปัจจุบัน ดังนั้นการศึกษาเกี่ยวกับไมโครกริด จึงมีความสำคัญเพิ่มมากขึ้น โดยเฉพาะส่วนที่มีผลกระทบกับแหล่งพลังงานหมุนเวียน ขึ้นอยู่กับสถานที่ตั้งแหล่งผลิตไฟฟ้าว่าอยู่ที่ใด ความต้องการของโหลด หรือจะเป็นในส่วนการส่งจ่ายกำลังไฟฟ้าจากการไฟฟ้าว่ามีเข้าถึงสถานที่ดังกล่าวหรือไม่ ไมโครกริดยังสามารถที่จะต่อเข้ากับระบบการไฟฟ้าหรือจะเป็นระบบที่โดดเดี่ยวตัวเองก็ได้ พร้อมกันนี้แหล่งพลังงานสำรองจำพวกแบตเตอรี่ก็ยังคงเป็นส่วนหนึ่งของโครงสร้างไมโครกริด ในหัวข้อนี้จะมีการนำเสนอการทบทวนรายงานและบทความเกี่ยวกับโครงสร้างของไมโครกริด ข้อได้เปรียบของการเชื่อมโยงเข้ากับแหล่งจ่ายจากระบบการไฟฟ้าหรือในรูปแบบไมโครกริดที่มีการแยกอย่างโดดเดี่ยวที่มีแบตเตอรี่เป็นกำลังสำรอง

จากข้อความข้างต้นนั้นจึงมีการนำเสนองานวิจัยต่างๆเกี่ยวกับการจัดการเกี่ยวกับการส่งผ่านกำลังไฟฟ้าในระบบไมโครกริดกระแสตรง แต่เนื่องจากการส่งกำลังหรือการส่งผ่านกำลังในระบบไฟฟ้ากระแสตรงยังมีข้อจำกัดเกี่ยวกับเรื่องของการกระชากของกระแสเนื่องจากการเชื่อมต่อโดยตรงระหว่างโลหะกับโลหะโดยที่โพลจะมัลักษณะกระแสสูงแรงดันต่ำ โดยทั่วไปแล้วในการออกแบบจะอยู่ที่ 48 โวลต์ ซึ่งไม่เกิดขึ้นในระบบไฟฟ้ากระแสสลับระบบ 220 โวลต์ 50 เฮิร์ตซ์ รวมถึงระบบป้องกัน การตัดต่อวงจรไฟฟ้าซึ่งต้องทำการออกแบบระบบใหม่ทั้งหมด เนื่องจากระบบไฟฟ้ากระแสตรงไม่มีสัญญาณแรงดันที่ลงเป็นศูนย์ เพื่อทำการตรวจสอบสถานะ ยังมีอีกหลายกรณีที่มีการใช้งานการส่งกำลังไฟฟ้าโดยใช้ระบบการเชื่อมกำลังไฟฟ้าแบบการเหนี่ยวนำ โดยเฉพาะในระบบที่สถานะแวดล้อมมีความเสี่ยงต่อการระเบิดเมื่อเกิดประกายไฟ ตัวอย่างเช่นห้องปฏิบัติการ โรงกลั่นน้ำมัน หรือสถานีไฟฟ้า ที่มีความต้องการใช้ไฟฟ้ากระแสตรงเป็นแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้า ถึงดังนั้นการออกแบบระบบการเชื่อมต่อของระบบไฟฟ้ากระแสตรงจะต้องมีการเชื่อมต่อระบบที่แตกต่างจากเดิมโดยสิ้นเชิง รูปที่ 1.1 ก.) แสดงให้เห็นถึงแนวคิดเกี่ยวกับปลั๊กและเต้ารับที่มีการเชื่อมกำลังไฟฟ้าโดยใช้วิธีการเหนี่ยวนำเหมือนดังเช่นระบบของหม้อแปลงไฟฟ้ากำลังนั่นเอง ในทางตรงข้ามกันแกนของระบบดังกล่าวจะมีการใช้งานแกนอากาศเพื่อเป็นการลดต้นทุนค่าวัสดุจำพวกแกนเฟอร์ไรต์ที่ตอบสนองความถี่สูง ในการส่งกำลังข้ามแกนอากาศเป็นเรื่องที่มีความน่าสนใจเป็นอย่างยิ่งโดยเฉพาะเรื่องของการออกแบบหม้อแปลงแบบไร้หน้าสัมผัสหรือขดลวดโซลินอยด์สองชั้นซ้อนกันดังรูปที่ 1.1 ข)



ก.)

ข.)



ค.)

รูปที่ 1.1 แนวคิดของการส่งกำลังไฟฟ้าด้วยวิธีการเหนี่ยวนำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การใช้งานปลั๊กและเต้ารับในระบบการส่งผ่านกำลังไฟฟ้าด้วยวิธีการเหนี่ยวนำผ่านแกนอากาศนั้นมีข้อจำกัดเรื่องการเดินของเส้นแรงแม่เหล็กที่ตัดผ่านอากาศ จากสมการพื้นฐานของการออกแบบหม้อทั่วไปนั้น การชดเชยจำนวนเส้นแรงแม่เหล็กอาจทดแทนด้วยความถี่ของสัญญาณที่ป้อนเข้าหม้อแปลงแบบไร้หน้าสัมผัส ดังนั้นจึงเป็นการท้าทายเป็นอย่างยิ่งในการส่งผ่านกำลังที่ความถี่ระดับสูงมากเพื่อลดขนาดของหม้อแปลงแบบไร้หน้าสัมผัสดังกล่าว รวมถึงรูปแบบของสัญญาณที่มีค่าความผิดเพี้ยนของสัญญาณรูปคลื่นไซน์ที่ต่ำ โดยปรับคอนเวอร์เตอร์ส่งกำลังให้มีรูปแบบใกล้เคียงสัญญาณไซน์มากที่สุด เพื่อให้ปลั๊กและเต้ารับที่ได้รับการออกแบบนั้นมียอตราส่วนระหว่างกำลังไฟฟ้าต่อปริมาตรมีค่าสูงที่สุด และมีประสิทธิภาพการส่งกำลังสูงที่สุดเช่นกัน ตัวอย่างของแนวคิดในการออกแบบการส่งกำลังแบบไร้หน้าสัมผัสที่แสดงในรูปที่ 1 ค.) นั้นนำเสนอการลดขนาดของการส่งกำลังแบบการเหนี่ยวนำเพื่อให้สอดคล้องกับมาตรฐานที่จะถูกกำหนดในอนาคต

## 1.2 วัตถุประสงค์การศึกษา

1. เพื่อการศึกษาการส่งผ่านกำลังไฟฟ้าด้วยความถี่สูง
2. เพื่อการประยุกต์ใช้งานอิเล็กทรอนิกส์กำลังกับแหล่งจ่ายไฟฟ้าพลังงานหมุนเวียน
3. เพื่อออกแบบระบบการส่งผ่านกำลังด้วยอัตรากำลังไฟฟ้าต่อปริมาตรสูง
4. เพื่อนำข้อมูลวิจัยไปทำการพัฒนาการส่งกำลังแบบไร้หน้าสัมผัสที่มีประสิทธิภาพสูงขึ้น
5. ทำการสร้างแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบคอนเวอร์เตอร์หลายระดับความถี่สูง สำหรับใช้งานจริงใน

การส่งกำลังไฟฟ้าผ่านตัวกลางอากาศ

## 1.3 แนวความคิดที่ใช้ในงานวิจัย

แนวโน้มการใช้พลังงานหมุนเวียนที่มีเพิ่มสูงขึ้นนั้นสำคัญกับระบบไฟฟ้าโดยรวมเป็นอย่างยิ่ง โดยเฉพาะการส่งผ่านกำลังที่มีการใช้งานแหล่งจ่ายไฟฟ้าพลังงานหมุนเวียนจำพวกแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง ทั้งนี้การแปลงผันกำลังไฟฟ้าเป็นกระแสสลับอาจจะไม่ใช่คำตอบในอนาคตเพื่อการส่งผ่านกำลังเนื่องจากความสูญเสียในช่วงการแปลงผันกำลังดังกล่าว ข้อจำกัดการเชื่อมต่อของพลังงานไฟฟ้ากระแสตรงคือการเกิดการอาร์ค ของกระแสระหว่างหน้าสัมผัสของตัวเชื่อมของทั้งสองระบบ ดังนั้นจึงเกิดแนวความคิดที่จะใช้การส่งจ่ายกำลังที่แตกต่างจากเดิมที่มีการเชื่อมระหว่างโลหะกับโลหะเป็นการเชื่อมกำลังไฟฟ้าด้วยสนามแม่เหล็กไฟฟ้าเหนี่ยวนำเพื่อลดปรากฏการณ์กระแสไฟฟ้ากระชากระหว่างการเชื่อมต่อระบบ

## 1.4 ขอบเขตการวิจัย

งานวิจัยนี้จะประกอบไปด้วยสองส่วนหลักๆ คือ ส่วนการจัดสร้างแหล่งจ่ายแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสสลับหรืออินเวอร์เตอร์ความถี่สูง 200 กิโลเฮิร์ตซ์ 5 ระดับ ขนาด 300 วัตต์ มีการควบคุมคอนเวอร์เตอร์หลายระดับดังกล่าวโดยตัวประมวลสัญญาณดิจิทัล ซึ่งคอนเวอร์เตอร์หลายระดับนี้จะมีการใช้งานสัญญาณควบคุมดิจิทัลแบบสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยมที่มีการเอกสารนี้เป็นเอกสารที่ส่งวันในสัปดาห์เพื่อการศึกษานี้ เมื่ออนุญาตให้เข้าเว็บไซต์นี้เป็นการที่ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปรับแต่งมุมให้มีความเหมาะสม จำนวน 8 ชุดให้กับมอเตอร์กำลังเพื่อลดเปอร์เซ็นต์ของความผิดเพี้ยนสัญญาณรูปคลื่นไซน์ รวมถึงการออกแบบและสร้างหม้อแปลงแบบไร้หน้าสัมผัสแกนอากาศ เพื่อส่งผ่านกำลังไฟฟ้าจากคอนเวอร์เตอร์หลายระดับไปยังโหลดปลายทาง การทดสอบเพื่อประเมินผลการส่งกำลังจะมีทั้งการวัดค่ากำลังสูญเสียในแต่ละสวิตช์ และประสิทธิภาพโดยรวมของระบบการส่งกำลังผ่านหม้อแปลงแบบไร้หน้าสัมผัส

## 1.5 ขั้นตอนการศึกษา

1. ทำการศึกษาหลักการทํางานพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์หลายระดับ ในรูปแบบต่างๆ
2. ทำการศึกษาและทำการหาข้อมูลเกี่ยวกับการส่งกำลังโดยการเหนี่ยวนำทางไฟฟ้าผ่านขดลวดโซลินอยด์ และการคำนวณค่าความเหนี่ยวนำรวมของขดลวดโซลินอยด์โดยสมการต่างๆเพื่อเปรียบเทียบความแม่นยำ
3. ทำการศึกษามุมควบคุมสัญญาณที่ดัชนีการมอดูเลตต่างๆ ที่ส่งผลต่อความผิดเพี้ยนของสัญญาณรูปคลื่นไซน์
4. ศึกษาถึงการจำลองการทำงานของคอนเวอร์เตอร์หลายระดับผ่านทางโปรแกรมคอมพิวเตอร์ MATLAB/Simulink
5. ทำการทดสอบคอนเวอร์เตอร์หลายระดับที่มุมการทำงานต่างๆ พร้อมทั้งเก็บผลการทดสอบดังกล่าว
6. วิเคราะห์และสรุปผลการทดลองของการส่งผ่านกำลังคอนเวอร์เตอร์หลายระดับความถี่สูงโดยใช้หม้อแปลงไร้หน้าสัมผัส
7. รวบรวมข้อมูลการทดลองและจัดทำเล่มวิทยานิพนธ์

## 1.6 แผนการดำเนินงานวิจัย

แผนดำเนินงาน	ปี 2559							ปี 2560						
	มี.ย.	ก.ค.	ส.ค.	ก.ย.	ต.ค.	พ.ย.	ธ.ค.	ม.ค.	ก.พ.	มี.ค.	เม.ย.	พ.ค.	มิ.ย.	ก.ค.
1. ทำการศึกษาหลักการทํางานพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์หลายระดับ ในรูปแบบต่างๆ														
2. ทำการศึกษาและทำการหาข้อมูลเกี่ยวกับการส่งกำลังโดยการเหนี่ยวนำทางไฟฟ้าผ่านขดลวดโซลีนอยด์ และการคำนวณค่าความเหนี่ยวนำร่วมของขดลวดโซลีนอยด์โดยสมการต่างๆเพื่อเปรียบเทียบความแม่นยำ														
3. ทำการศึกษามุมควบคุมสัญญาณที่ดัชนีการมอดูเลตต่างๆ ที่ส่งผลกระทบต่อความผิดเพี้ยนของสัญญาณรูปคลื่นไซน์														
4. ศึกษาถึงการจำลองการทํางานของคอนเวอร์เตอร์หลายระดับผ่านทางโปรแกรมคอมพิวเตอร์ MATLAB/Simulink														
5. ทำการทดสอบคอนเวอร์เตอร์หลายระดับที่มุมการทํางานต่างๆ พร้อมทั้งเก็บผลการทดสอบดังกล่าว														

แผนดำเนินงาน	ปี 2559							ปี 2560						
	มี.ย.	ก.ค.	ส.ค.	ก.ย.	ต.ค.	พ.ย.	ธ.ค.	ม.ค.	ก.พ.	มี.ค.	เม.ย.	พ.ค.	มิ.ย.	ก.ค.
6. วิเคราะห์และสรุปผลการทดลองของการส่งผ่านกำลังคอนเวอร์เตอร์หลายระดับความถี่สูงโดยใช้หม้อแปลงไร้หน้าสัมผัส														
7. รวบรวมข้อมูลการทดลองและจัดทำเล่มวิทยานิพนธ์														



## 1.7 ประโยชน์ที่ได้รับจากโครงการ

1. งานวิจัยนี้เป็นการประยุกต์การใช้งานทางด้านอิเล็กทรอนิกส์กำลังกับการส่งผ่านกำลังไฟฟ้ากระแสตรงภายในบ้านหรืออาคารสำนักงานต่างๆ
2. การใช้งานคอนเวอร์เตอร์หลายระดับที่ความถี่สูง สามารถนำมาประยุกต์ต่อการส่งกำลังผ่านทางแกนอากาศโดยใช้ความสามารถของวงจรรีโซแนนซ์เพื่อให้ได้ประสิทธิภาพสูงสุด
3. งานวิจัยนี้จะเปลี่ยนแนวทางการส่งกำลังไฟฟ้าให้กับเครื่องใช้ไฟฟ้าภายในบ้าน อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ หรือแม้กระทั่งยานพาหนะที่มีการใช้กำลังไฟฟ้าสูง
4. งานวิจัยนี้แสดงให้เห็นถึง อัตราส่วนของกำลังไฟฟ้าต่อปริมาตรของอุปกรณ์ส่งผ่านกำลังแม่เหล็กที่จะเพิ่มขึ้นตามเทคโนโลยีการสวิตซ์ของวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลัง
5. ข้อมูลการทดลองจากงานวิจัยนี้สามารถนำไปใช้ในการออกแบบหม้อแปลงแบบไร้หน้าสัมผัสรูปทรงต่างๆ เพื่อให้เกิดการส่งผ่านกำลังไฟฟ้าผ่านแกนอากาศที่มีอัตราส่วนกำลังไฟฟ้าที่สูงขึ้น

## 1.8 ส่วนประกอบของวิทยานิพนธ์

งานวิจัยเรื่องการส่งผ่านกำลังผ่านขดลวดโซลินอยด์แกนอากาศ โดยใช้คอนเวอร์เตอร์หลายระดับเป็นแหล่งจ่ายสัญญาณความถี่ของรูปคลื่นไซน์ต่ำ งานวิทยานิพนธ์นี้จะสามารถแบ่งส่วนประกอบต่างๆ ได้เป็น 7 บท ดังต่อไปนี้

1. การนำเสนอบทที่ 1 จะเป็นบทนำซึ่งเป็นการนำเสนอความเป็นมาและสำคัญของปัญหา วัตถุประสงค์การศึกษา แนวคิดเกี่ยวกับงานวิจัย ขอบเขตงานวิจัย ขั้นตอนการศึกษา แผนการดำเนินการวิจัย และประโยชน์ที่จะได้รับจากงานวิจัยนี้
2. วรรณกรรมที่เกี่ยวข้องจะถูกนำเสนอในบทที่ 2 งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง สามารถแบ่งหัวข้อต่างๆเป็น ระบบไมโครกริด การส่งผ่านกำลังแบบไร้หน้าสัมผัส รีโซแนนซ์คอนเวอร์เตอร์ พื้นฐานการทำงานคอนเวอร์เตอร์หลายระดับ รวมถึงการคำนวณเหนี่ยวนำร่วมของหม้อแปลงขดลวดแบบไร้หน้าสัมผัส
3. ในบทนี้จะกล่าวถึงทฤษฎีพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์หลายระดับแบบต่างๆ รวมถึงไดโอด แคลมป์คอนเวอร์เตอร์หลาย 5 ระดับที่มีการส่งผ่านกำลังไฟฟ้าผ่านวงจรรีโซแนนซ์แบบ แอล แอล ซี อนุกรม
4. การออกแบบในบทที่ 4 จะเป็นการออกแบบและสร้างคอนเวอร์เตอร์หลายระดับความถี่สูงที่มีการส่งกำลังไฟฟ้าผ่านขดลวดโซลินอยด์ โดยใช้ตัวประมวลสัญญาณแบบดิจิทัล โดยมีการคำนวณเพื่อทำการเลือกค่าของตัวชุดอุปกรณ์ใช้งานตามการออกแบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5. การจำลองการทำงานโดยโปรแกรมคอมพิวเตอร์จะนำเสนอในบทที่ 5 ซึ่งผลการจำลองการทำงานเครื่องต้นแบบ จะมีการแสดงสัญญาณควบคุมมอสเฟต การปรับแต่งมุมให้อยู่ในตำแหน่งที่ความผิดพลาดรูปคลื่นสัญญาณแรงดันไซน์มีค่าต่ำสุด พร้อมทั้งการสูญเสียในมอสเฟตแต่ละตัว

6. ผลการทดสอบด้วยอุปกรณ์จริงจะแสดงในบทที่ 6 โดยที่มีการนำเสนอสัญญาณที่ระดับเบ็ลยูเอ็ม จากตัวระฆังมวลสัญญาณดิจิทัล แรงดันเอาต์พุตที่ได้จากการปรับเปลี่ยนมุมด้วยวิธีการกำจัดฮาร์มอนิกที่ถูกละเลือก พร้อมทั้งแสดงค่าแรงดันและกระแสที่พิกัดการออกแบบ

7. บทสุดท้ายจะเป็นการนำเสนอบทที่ 7 ซึ่งเป็นบทสรุป ข้อเสนอแนะและแนวทางการปรับปรุงงานวิจัย ในส่วนนี้จะเป็นบทสรุปที่ได้จากการทดลองรวมถึงการเปรียบเทียบกับผลการคำนวณและโปรแกรมจำลองการทำงานด้วยคอมพิวเตอร์



## บทที่ 2

# วรรณกรรมที่เกี่ยวข้อง

### 2.1 บทนำ

บทนี้จะกล่าวถึงงานวรรณกรรมที่เกี่ยวข้องกับงานวิจัยซึ่งจะมีหัวข้อแยกดังได้เป็น ระบบไมโครกริดที่ประกอบด้วย โครงสร้างไมโครกริด ชนิดของไมโครกริด รวมถึงการใช้งานของไมโครกริดแบบต่างๆ หัวข้อที่สองจะนำเสนอเกี่ยวกับการส่งกำลังไฟฟ้าแบบไร้หน้าสัมผัสหรือการส่งกำลังไฟฟ้าโดยปราศจากการเชื่อมต่อระหว่างโลหะ ทั้งนี้จะมีการเชื่อมโยงในรูปแบบต่างๆ เช่น การส่งกำลังไฟฟ้าผ่านทาง แสง เสียง การเก็บประจุ หรือการเหนี่ยวนำ ซึ่งจะมีทั้งรูปแบบการเหนี่ยวนำผ่านอากาศหรือเป็นแกนจำพวกที่มีส่วนประกอบของเหล็ก จากนั้นงานทบทวนเกี่ยวกับวรรณกรรมจะกล่าวถึงรีโซแนนท์คอนเวอร์เตอร์ ที่มีทั้งแบบอนุกรมและขนานที่มีการปรับความถี่เพื่อควบคุมอัตราส่วนของสมการถ่ายโอนของระบบรวม สุดท้ายคือหม้อแปลงชดลวดโซลินอยด์ ที่มีการพิจารณาถึงค่าประสิทธิภาพของค่าความเหนี่ยวนำร่วม (Coupling coefficient,  $k$ ) ในรูปแบบตัวแปรต่างๆ

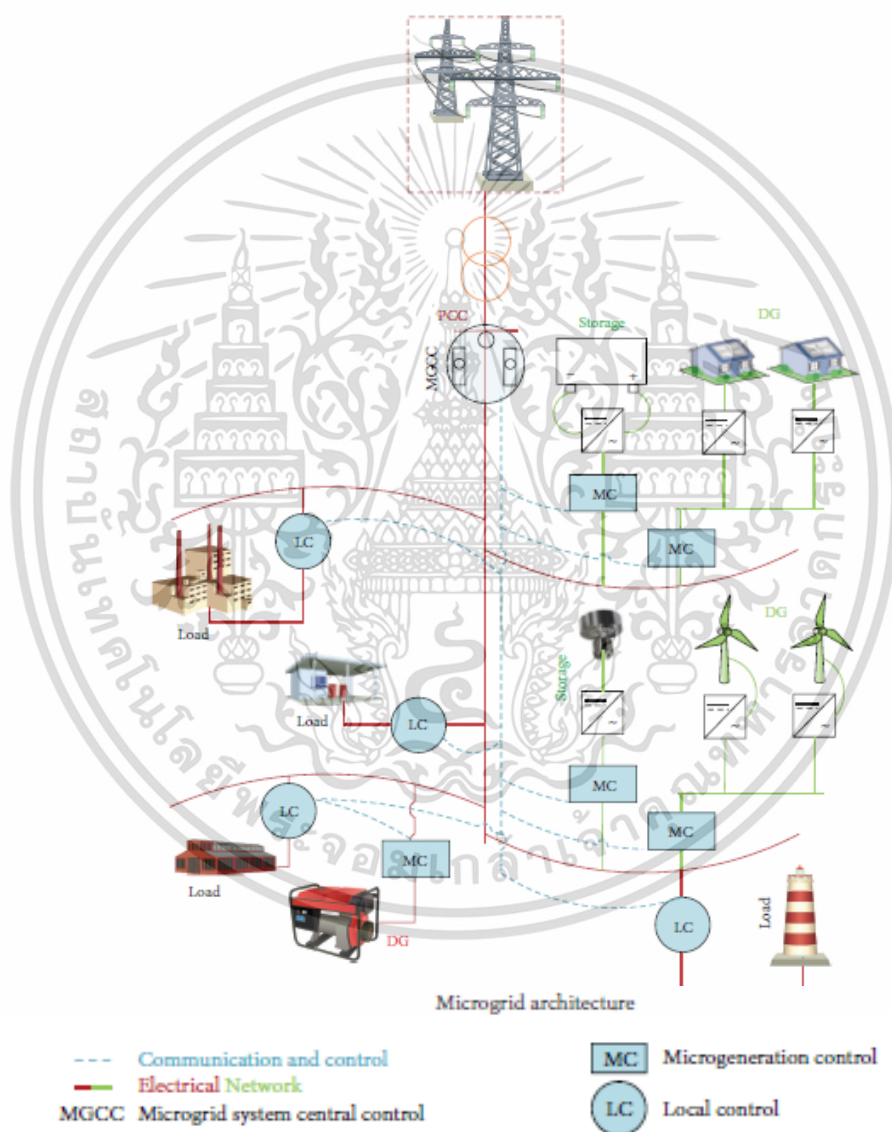
### 2.2 ไมโครกริด

คำว่าไมโครกริด [1-3] นั้นหมายถึงแนวคิดของระบบย่อยของกำลังทางไฟฟ้าที่มีส่วนประกอบของแหล่งจ่ายย่อยๆ หลายรูปแบบ (Distributed energy resources, DERs) โดยที่แหล่งจ่ายนั้นอาจได้มาจากแหล่งจ่ายจากพลังงานทดแทนหรือแหล่งจ่ายที่จากระบบไฟฟ้าของการไฟฟ้า รวมถึงพลังงานที่ได้จากเซลล์แสงอาทิตย์ พลังงานกังหันลม พลังงานที่ได้จากน้ำ เครื่องที่ได้จากการเผาไหม้ภายใน กังหันก๊าซ รวมถึงการต่อกันของโหลดที่เป็นกลุ่มก้อน การใช้งานแหล่งจ่ายขนาดเล็กที่มีการส่งจ่ายกำลังไฟฟ้าอาจทำให้เกิดปัญหาของแรงดันเพิ่มในระบบ และยังก่อให้เกิดปัญหาเรื่องของอุณหภูมิในสายส่งและหม้อแปลงกำลัง การแก้ไขปัญหาดังกล่าวจึงมีการนำเสนอไมโครกริดในการใช้งาน ในระบบของไมโครกริดนั้นควรจะมีส่วนประกอบการเชื่อมโยงวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลังที่เหมาะสม และระบบการควบคุมเพื่อที่จะยืนยันได้ว่าระบบมีความยืดหยุ่นเพื่อที่ทำหน้าที่จัดการกับคุณภาพของกำลังไฟฟ้าและพลังงานต้นเอาท์พุท จากมุมมองของการไฟฟ้าจะเห็นได้ว่าข้อได้เปรียบของไมโครกริดคือสามารถทำเสมือนว่าทำงานเป็นโหลด โหลดเดียว จากมุมมองของลูกค้าที่นั่นผลประโยชน์ที่ได้จากไมโครกริดจะเป็นเกี่ยวกับเรื่องการจ่ายกำลังไฟฟ้าและการให้ความร้อนแบบเฉพาะท้องถิ่น รวมถึงการลดการรบกวนกระแสไฟฟ้าในระบบ การปรับปรุงคุณภาพไฟฟ้า ลดการสูญเสียในสายส่ง นอกจากนี้ไมโครกริดยังช่วยลดคาร์บอนที่ปล่อยสู่ชั้นบรรยากาศโลกด้วย

เป้าหมายหลักของไมโครกริดคือการนำประโยชน์จากการผสมกันระหว่าง รูปแบบการผลิตไฟฟ้าแบบใหม่ เทคโนโลยีการผลิตพลังงานที่ได้จากพลังงานหมุนเวียน หรือเกี่ยวกับการใช้การผลิตแบบพลังงานร่วม โดยแหล่งจ่ายส่วนใหญ่แล้วนั้นต้องพึ่งพาสภาพอากาศ ดังนั้นเสถียรภาพของเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ระบบไมโครกริดขึ้นกับภาพพลังงาน ยุทธศาสตร์ นโยบายของแต่ละประเทศ และแปรตามสิ่งแวดล้อมของภูมิภาคนั้นๆ ซึ่งหัวข้อดังกล่าวจะยังไม่พูดถึงในขอบเขตงานนี้

ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงการมีอยู่และการจำลองการทำงานด้วยคอมพิวเตอร์ของระบบไมโครกริดที่มีการสาธิตใช้ในภูมิภาคแถบยุโรป โดยจะทำการแยกประเภทโครงสร้างจากพื้นฐานการจัดรวมกันของไมโครกริด พร้อมทั้งระบบการจำหน่าย ระบบการสื่อสาร เชื้อเพลิงของแหล่งจ่าย รวมถึงแบตเตอรี่สำรองในระบบนั้นๆ และจะมีการนำเสนอข้อได้เปรียบและข้อเสียเปรียบต่างๆ ของระบบดังกล่าวด้วย



รูปที่ 2.1 โครงสร้างของไมโครกริด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 2.2.1 โครงสร้างไมโครกริด

รูปที่ 2.1 แสดงโครงสร้างพื้นฐานของไมโครกริดที่ประกอบด้วย การสำรองพลังงาน การส่งจ่ายกำลังไฟฟ้า การสื่อสาร ระบบควบคุมและแหล่งเชื้อเพลิงแหล่งกำเนิดไฟฟ้าแบบกระจาย (Distribution generator, DG)

### 2.2.1.1 แหล่งจ่ายแหล่งกำเนิดไฟฟ้าแบบกระจาย

การประยุกต์การใช้งานเทคโนโลยีแหล่งกำเนิดไฟฟ้าแบบกระจายสำหรับไมโครกริดสามารถรวมถึงเทคโนโลยีที่ได้รับความนิยม อย่างเช่น กังหันลม เซลล์แสงอาทิตย์ แหล่งผลิตพลังน้ำ ดีเซล หรือระบบที่มีการใช้งานมายาวนาน เช่น ไฟฟ้าหนึ่งเฟสและไฟฟ้าสามเฟสที่ได้จากเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำ หรือพลังงานที่ได้จากความร้อนร่วม ที่ได้กล่าวมาทั้งหมดรวมกันเป็นแหล่งจ่ายที่ประกอบเป็นไมโครกริด

ตารางที่ 2.1 การเปรียบเทียบระหว่าง Distribution generator source

Characteristics	Solar	Wind	Microhydro	Diesel	CHP
Availability	Geographical location dependent	Geographical location dependent	Geographical location dependent	Any time	Dependent on source
Output power	DC	AC	AC	AC	AC
GHG emission	None	None	None	High	Dependent on source
Control	Uncontrollable	Uncontrollable	Uncontrollable	Controllable	Dependent on source
Typical interface	Power electronic converter (DC-DC-AC)	Power electronic converter (AC-DC-AC)	Synchronous or induction generator	None	Synchronous generator
Power flow control	MPPT & DC link voltage controls (+P, ±Q)	MPPT, pitch & torque control (+P, ±Q)	Controllable (+P, ±Q)	Controllable (+P, ±Q)	AVR and governor (+P, ±Q)

1. ระบบเซลล์แสงอาทิตย์ เป็นระบบที่มีการแปลงผันพลังงานจากแสงอาทิตย์ให้อยู่ในรูปแบบของกระแสไฟฟ้าที่ได้ เนื่องจากมีการพัฒนาในอินเวอร์เตอร์อย่างรวดเร็ว ประสิทธิภาพค่อนข้างสูงเมื่อเปรียบเทียบแล้ว ระบบการใช้งานพลังแสงอาทิตย์ถือว่าเป็นส่วนประกอบหลักของระบบไมโครกริด

โดยที่มีข้อได้เปรียบดังนี้

- เป็นพลังงานที่ยั่งยืนจากแสงอาทิตย์
- เป็นมิตรกับธรรมชาติ
- มีอายุการใช้งานยืนยาวและการปฏิบัติงานที่เงียบ

และมีข้อเสียเปรียบคือ

- ค่าการติดตั้งค่อนข้างสูง
- มีประสิทธิภาพต่ำ
- การทำงานขึ้นอยู่กับพื้นที่และสภาวะอากาศ

ราคาการติดตั้งต่อหน่วยที่เล็กจะมีค่าที่สูงกว่าระบบใหญ่ โดยพื้นฐานแล้วนั้นเซลล์แสงอาทิตย์ผลิตไฟฟ้าออกมาเป็นแรงดันกระแสตรง ซึ่งต้องการ การแปลงผันแรงดันเป็นกระแสสลับผ่านทางอินเวอร์เตอร์ โดยมีการประยุกต์การใช้งานในหลายๆ โครงการ เช่น

- โครงการอวกาศ
- ใช้กับพื้นที่ ที่ห่างไกลไฟฟ้าเข้าไม่ถึง
- ใช้กับถนนหรือป้ายสัญญาณ
- โครงการหลังคาเพื่อให้ความร้อนและกระแสไฟฟ้า

2. ระบบกังหันลม เป็นการแปลงพลังงานจากกระแสลมเป็นพลังงานไฟฟ้า นานนับสิบปีแล้วที่พลังงานลมถูกนำมาใช้ โดยทั่วไปแล้วเครื่องกำเนิดไฟฟ้าแบบเหนี่ยวนำจะถูกนำมาใช้ผลิตไฟฟ้าที่ได้จากพลังงานลม กังหันลมมีหน้าที่รับพลังงานลมผ่านใบพัดที่ต่อเข้ากับเครื่องกำเนิดไฟฟ้าแบบเหนี่ยวนำผ่านกล่องเกียร์ โดยที่เพลลาของเครื่องกำเนิดถูกขับเคลื่อนโดยกังหันเพื่อผลิตไฟฟ้า โดยกังหันนั้นจะมีทั้งแกนแนวตั้งและแนวนอน ในการผลิตเชิงพาณิชย์จะมีขนาดกำลังประมาณ 300 วัตต์ จนถึงยุค 1990 แต่ในปัจจุบันนั้นระบบได้ถูกพัฒนาจนมีความสามารถจ่ายกำลังสูงสุดได้ถึง 5 เมกะวัตต์หรือมากกว่านั้น

3. ระบบพลังน้ำขนาดเล็ก ระบบนี้จะใช้การไหลของน้ำผ่านสิ่งทำให้เกิดแรงทางกลเพื่อนำไปผลิตไฟฟ้า ทั้งนี้ระบบดังกล่าวจะต้องคำนึงถึงพื้นที่ เช่นพื้นที่ที่เกิดการเปลี่ยนแปลงระดับของน้ำ หรือแม่น้ำที่มีการไหลผ่านของน้ำซึ่งไม่ต้องการสำรองน้ำเหมือนเขื่อนหรือฝาย โดยที่มีการติดตั้งกังหันหมุนเป็นส่วนตั้งฉากกับทิศทางการไหลของแม่น้ำเป็นส่วนๆ และมีการต่อแกนเข้ากับเครื่องกำเนิด โดยการใช้งานของแหล่งจ่ายสามารถที่จะนำไปกำเนิดกระแสไฟฟ้าได้

### 2.1.1.2 ระบบการสำรองพลังงาน

คือสิ่งสำคัญข้างต้นที่จะทำให้เกิดระบบไมโครกริดได้คือแหล่งพลังงานสำรองเพื่อที่จะทำการปรับสมดุลระหว่างโหลดแบบฉับพลันและการต้องการพลังงานจากการผลิต เมื่อมีการต่อโหลดเพิ่มจะมีผลต่อเครื่องกำเนิดในเรื่องของระบบความถี่ขึ้นอยู่กับขนาดของโหลดนั้นๆ อาจจะสรุปได้ว่าระบบที่ประกอบไปด้วยแหล่งจ่ายขนาดเล็กหลายๆตัวที่ถูกออกแบบให้รับประกันได้ว่าสามารถที่จะทำงานในโหมดของระบบ Islanded mode ต้องมีการจัดเตรียมในส่วนของการสำรองกำลังทางไฟฟ้า เพื่อให้แน่ใจเกี่ยวกับการสมดุลของพลังงาน โดยเฉพาะแหล่งกำเนิดขนาดเล็กจำพวกเซลล์เชื้อเพลิง หรือ กังหันก๊าซขนาดเล็ก ที่มีค่าคงที่ของเวลาอยู่ระหว่าง 10 ถึง 200 วินาที

## ตารางที่ 2.2 การเปรียบเทียบอุปกรณ์สำรองพลังงานในไมโครกริด

Basic features	Battery	Flywheel	Supercapacitor
Continuous power (W/kg)	50–100	200–500	500–2000
Typical backup time	5–30 min	10–30 sec	10–30 sec
Losses at standby	Very low	Variable	High
Environmental impact	Medium-high	Low	Low
Maintenance	1/year	1/5 years	None
Charging efficiency (%)	75–95	90	85–95
Current energy price (\$/kWh)	150–800	3000–4000	4000–5000
Service life (year)	5	20	>10

แหล่งพลังงานสำรองเพื่อชดเชยจึงมีความสำคัญอย่างยิ่งในระบบดังกล่าว การสำรองพลังงานในระบบไมโครกริดนั้นสำคัญอย่างที่กล่าวข้างต้นแล้วนั้น จะมีอุปกรณ์ในการสำรองพลังงานหลักๆ ก็คือ แบตเตอรี่ หรือเทคโนโลยีใหม่อย่างเช่น Super capacitor ตามการรายงานของ Zpryme ว่าในตลอดอีก 5 ปีจะมีความต้องการเทคโนโลยีการสำรองพลังงานแบตเตอรี่ค่อนข้างสูงในรูปที่ 2.3 นำเสนออุปกรณ์ในการสำรองพลังงานในระบบไมโครกริดทั้งสามแบบ ตามตารางแสดงถึงประสิทธิภาพของอุปกรณ์ทั้งสามที่มีค่าอยู่ประมาณ 90-95 เปอร์เซ็นต์ ซึ่งในเชิงพาณิชย์แล้วนั้นราคาของแบตเตอรี่นั้นมีค่าสูงกว่าอุปกรณ์ที่เหลือทั้งสอง แต่แบตเตอรี่มีข้อจำกัดในความเป็นมิตรของสิ่งแวดล้อมน้อยกว่าอีกสองแบบที่เหลือ และข้อเสียของแบตเตอรี่คือเรื่องอายุการใช้งานซึ่งไม่เกิน 5 ปี แต่ขณะที่อุปกรณ์ทั้งสองมีอายุมากกว่า 10 ปีขึ้นไป

อุปกรณ์สำรองพลังงานอีกชนิดที่น่าสนใจคือ เซลล์เชื้อเพลิงที่มีการแปลงผันพลังงานจากพลังงานทางเคมีมาเป็นพลังงานไฟฟ้า ซึ่งในทางทฤษฎีแล้วนั้นจะมีการทำหน้าที่คล้ายกับแบตเตอรี่แต่จะไม่มีการจ่ายกระแสก็ต่อเมื่อไม่มีการจ่ายไฮโดรเจนและออกซิเจนเข้าเซลล์เชื้อเพลิงนี้ ขนาดของกำลังทางไฟฟ้าที่ใช้งานจะอยู่ระหว่าง 1 กิโลวัตต์ - 10 เมกะวัตต์ ประสิทธิภาพทางไฟฟ้าจะอยู่ประมาณ 30-60 เปอร์เซ็นต์ และประสิทธิภาพโดยรวมจะอยู่ที่ 80-85 เปอร์เซ็นต์ ทั้งนี้แล้วระบบเซลล์เชื้อเพลิงจะสามารถเลือกใช้เชื้อเพลิงที่หลากหลาย เช่น ก๊าซชนิดต่างๆได้

รูปที่ 2.2 และ 2.3 นำเสนอระบบไมโครกริดทั้งสองที่มีการจัดวางระบบในรูปแบบที่มีและไม่มีแหล่งสำรองพลังงาน รูปที่ 2.2 แสดงถึงไมโครกริด Kythnos ที่ติดตั้งที่เกาะทางไกลในประเทศกรีซ ในที่นั้นมีการติดตั้งระบบเซลล์แสงอาทิตย์และระบบการเดินเครื่องกำเนิดไฟฟ้าดีเซลบวกกับแหล่งสำรองพลังงานคือแบตเตอรี่ ไมโครกริดนี้ทำการจ่ายกระแสไฟฟ้าให้กับบ้าน 12 หลังในเกาะนี้ ในรูปที่ 2.3 นำเสนอเมืองในแคนาดาชื่อเมือง Ramea ที่มีการรวมกันของแหล่งจ่ายกังหันลมและเครื่องกำเนิดไฟฟ้าดีเซล ข้อที่สามารถนำเสนอได้จากไมโครกริดนี้คือไม่มีการต่อระบบการสำรองพลังงานใดๆ ทั้งสิ้นกับระบบเลย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

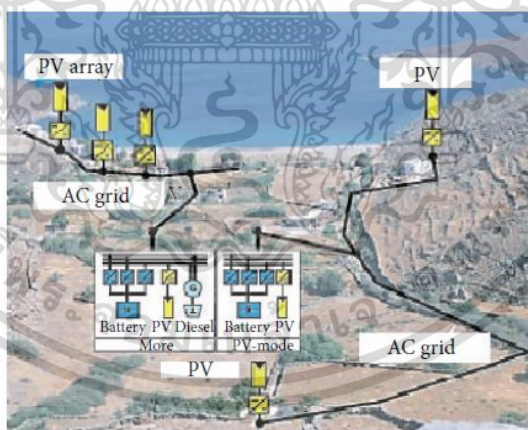
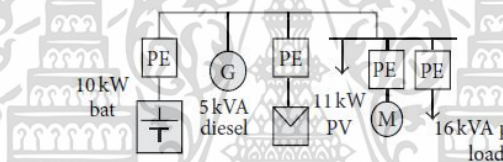
### 2.1.1.3. ระบบการจำหน่าย

1. ส่งผ่านกำลังกระแสตรง
2. ส่งผ่านกำลังกระแสสลับ 50/60 เฮิรตซ์
3. ส่งผ่านกำลังกระแสสลับที่มีความถี่สูง (High Frequency Alternating Current, HFAC)

HFAC)

- ส่งผ่านกำลังกระแสตรง ระบบที่มีการควบคุมแบบ DERs จ่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงและจ่ายกำลังทางไฟฟ้าไม่มีปัญหาเกี่ยวกับเรื่องคุณภาพกำลังดังนั้นการศึกษเกี่ยวกับไมโครกริด กระแสตรงจึงมีความสำคัญเป็นอย่างยิ่ง แต่เนื่องจากโหลดทางไฟฟ้าต่างๆยังมีความเป็นกระแสสลับสูงทำให้การจำหน่ายระบบไฟฟ้ากระแสตรงยังไม่เป็นที่ยอมรับมากนักในขณะนี้ รูปที่ 2.4 แสดงถึงระบบที่ประกอบเป็นไมโครกริดกระแสตรง

- ส่งผ่านกำลังกระแสสลับ 50/60 เฮิรตซ์ ไมโครกริดส่วนใหญ่แล้วใช้ความถี่ระบบของการไฟฟ้าและมีต่อ DERs เข้ากับบัสร่วมของระบบ กระแสกระแสตรงจาก DERs ถูกแปลงเป็นกระแสที่ความถี่ 50 เฮิรตซ์ โดยอินเวอร์เตอร์ที่เหมาะสมกับกำลังและแปลงเข้าสู่ด้านโหลดทางไฟฟ้าดังแสดงในรูปที่ 2.5 ที่นำเสนอไมโครกริดกระแสสลับ

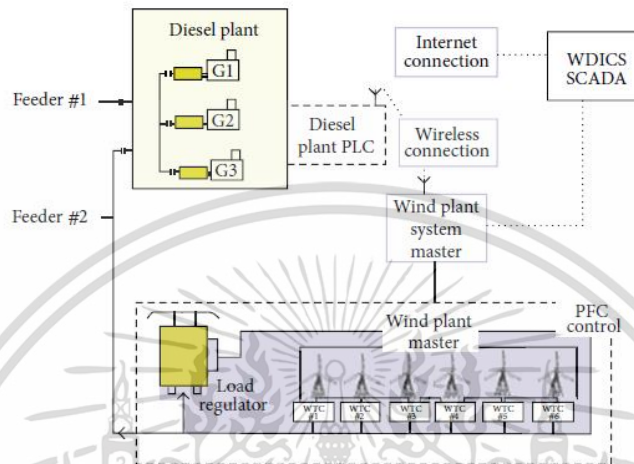


รูปที่ 2.2 ระบบไมโครกริดที่ประกอบด้วยแหล่งจ่ายเซลล์แสงอาทิตย์เครื่องกำเนิดไฟฟ้าดีเซลและแบตเตอรี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



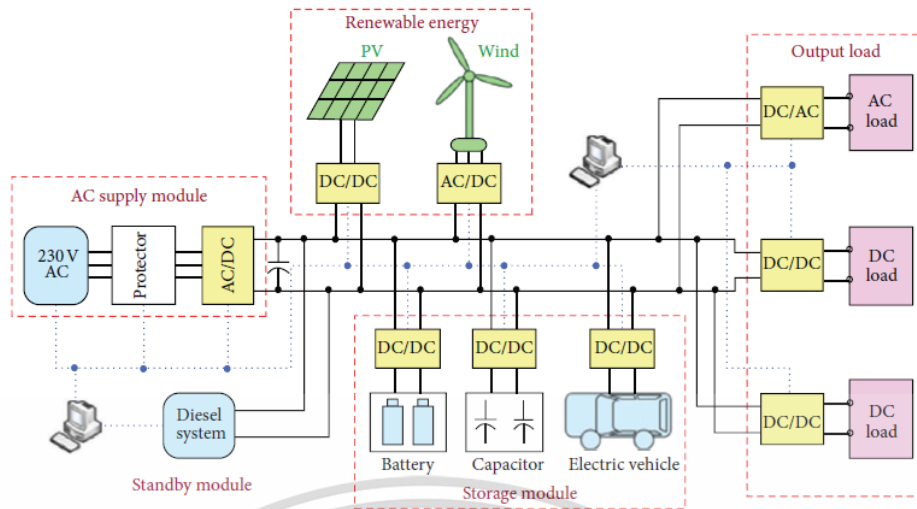
Ramea wind-diesel project



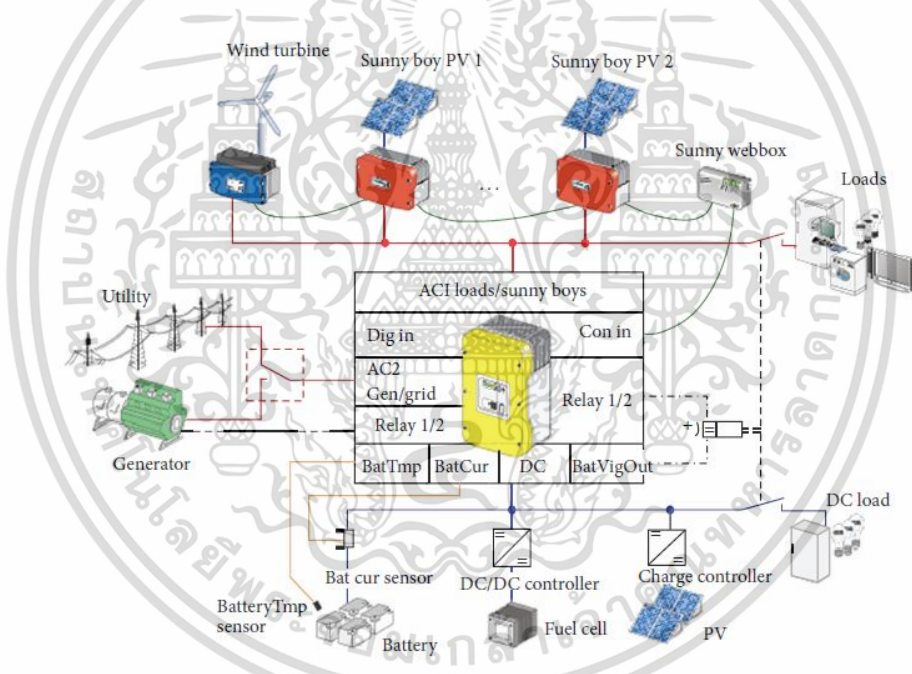
รูปที่ 2.3 ระบบไมโครกริดที่ประกอบด้วยแหล่งจ่ายกึ่งหินลมและเครื่องกำเนิดไฟฟ้าดีเซลโดยปราศจากแบตเตอรี่

- ส่งผ่านกำลังกระแสสลับที่ความถี่สูง (High Frequency Alternating Current, HFAC) จะมีหลายทางที่จะต่อเชื่อมโยง DG เข้าระบบไมโครกริด ด้วยการใช้ HFAC เพื่อที่จะส่งผ่านกำลังไฟฟ้าในไมโครกริดเป็นวิธีใหม่ที่อยู่ในช่วงของการพัฒนา ไมโครกริดแบบ HFAC จะมี DERs ต่อเข้ากับส พลังงานไฟฟ้าที่ได้จาก DERs จะถูกแปลงความถี่เป็น 500 เฮิร์ตซ์ โดยการใช้อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังและส่งผ่านกำลังไปที่ด้านโหลด และอีกครั้งที่ทำการแปลงความถี่กลับเป็น 50 เฮิร์ตซ์ ด้วยวงจรคอนเวอร์เตอร์ AC/AC

ที่ความถี่สูงนั้นฮาร์มอนิกส์ของลำดับสูงจะถูกวงจรกรองออกเพื่อที่จะจำกัดขอบเขตของ PQ ในระบบ แต่ข้อเสียเปรียบของระบบ HFAC คือมีการเพิ่มคาร์บอนในสายส่งและค่าความสูญเสียมากขึ้น



รูปที่ 2.4 ระบบไมโครกริดกระแสตรง (DC Micro-grid system)



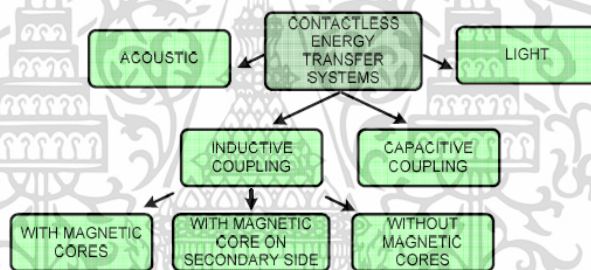
รูปที่ 2.5 ระบบไมโครกริดกระแสสลับ (AC Micro-grid system)

## 2.3 การส่งผ่านกำลังไฟฟ้าแบบไร้หน้าสัมผัส

จากบทความ [4-6] จุดมุ่งหมายของหัวข้อนี้จะเป็นการทบทวนบทความเกี่ยวกับอิเล็กทรอนิกส์กำลังที่ใช้การถ่ายโอนพลังงานแบบไร้หน้าสัมผัส (Contactless power transfer, CET) ระบบเทคนิคต่างๆของระบบการส่งกำลังจะถูกแบ่งออกเป็นรูปแบบต่างๆ ของขบวนการส่งผ่านกำลังตามขนาดกำลังไฟฟ้าที่มีกำลังส่งผ่านระดับกลางที่ใช้ในการถ่ายโอนพลังงาน และจะถูกนำเสนอในกลุ่มต่อไปนี้ : การส่งกำลังไร้หน้าสัมผัสแบบส่งผ่านกำลังโดยใช้เสียง, การส่งกำลังไร้หน้าสัมผัสแบบส่งผ่านกำลังโดยใช้แสง, การส่งกำลังไร้หน้าสัมผัสแบบส่งผ่านกำลังโดยใช้ความถี่ประจุ, การส่งเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยามให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กำลังไร้หน้าสัมผัสแบบส่งผ่านกำลังโดยใช้ความเหนี่ยวนำซึ่งจะเป็นส่วนสำคัญที่จะมีการกล่าวถึงในหัวข้อนี้ พื้นฐานหลักการและการพัฒนาล่าสุดของเทคนิคเหล่านี้ จะมีการอธิบายอย่างเป็นระบบในหัวข้อนี้

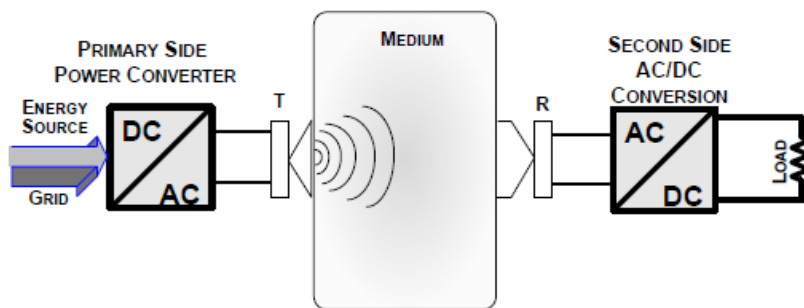
เมื่อไม่นานมานี้ การถ่ายโอนพลังงานแบบไร้หน้าสัมผัส (Contactless power transfer, CET) ได้มีการพัฒนาและการศึกษากันอย่างแพร่หลาย ซึ่งเป็นเทคโนโลยีที่เป็นนวัตกรรมใหม่ที่จะสร้างความเป็นไปได้ใหม่ที่จะจัดหาอุปกรณ์ทางไฟฟ้าที่สามารถเคลื่อนย้ายและเหมาะกับการเชื่อมต่อแบบไร้หน้าสัมผัส และ / หรือเป็นการกำจัดสายต่อเชื่อมโยงพลังงานอย่างถาวร และเพิ่มความน่าเชื่อถือ รวมถึงการดำเนินงานการบำรุงรักษาของระบบดังกล่าว ที่สำคัญต่อระบบต่างๆที่ต้องพึ่งพาความน่าเชื่อถือของการถ่ายโอนพลังงานแบบไร้หน้าสัมผัสเช่น การบินและอวกาศ ชีวะการแพทย์ Multisensors และการใช้งานทางด้านหุ่นยนต์ เทคโนโลยีของการส่งผ่านกำลังไฟฟ้าแบบไร้หน้าสัมผัสสามารถแสดงได้ในรูป 2.6 จะเห็นถึงการจัดหมวดหมู่ทั่วไปของระบบการถ่ายโอนพลังงานแบบไร้หน้าสัมผัส เช่น ระบบขนาดกลางที่ใช้ในการส่งผ่านกำลัง สำหรับระบบ การถ่ายโอนพลังงานแบบไร้หน้าสัมผัส สามารถนำมาใช้ คลื่นเสียง, แม่เหล็กไฟฟ้า รวมทั้งคลื่นความจุไฟฟ้า หรือคลื่นสนามแม่เหล็ก เป็นต้น



รูปที่ 2.6 คุณสมบัติของการส่งผ่านกำลังแบบไร้หน้าสัมผัส

### 2.3.1 การส่งกำลังผ่านทางระบบการเชื่อมวงจรโดยเสียง

รูปที่ 2.7 แสดงให้เห็นถึงหลักการพื้นฐานของการส่งผ่านกำลังแบบไร้หน้าสัมผัสโดยใช้เสียงเป็นการเชื่อมวงจร กำลังงานไฟฟ้าจะถูกส่งผ่านทางวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลังและจะถูกแปลงโดยการส่งสัญญาณตัวแปลงสัญญาณเข้าไปในคลื่น Presser ที่โอนผ่านตัวกลาง (อากาศ โลหะ วัสดุ ผง และอื่น ๆ ฯลฯ ) และเมื่อส่วนรับกำลังตรวจจับตำแหน่งคลื่นเสียงดังกล่าว จึงมีการดำเนินการประมวลผลการแปลงผกผันคลื่นเสียงเป็นพลังงานไฟฟ้า ชุดทำวงจรกรองทำหน้าที่กรองแรงดันที่ใช้ตัวเก็บประจุต่อเข้ากับโหลด ขณะที่การส่งสัญญาณและรับสัญญาณจะมีการใช้เปียโซทรานส์ดิวเซอร์ทำหน้าที่เป็นตัวแปลงสัญญาณกลับไปมาเพื่อส่งผ่านกำลังทางเสียง



รูปที่ 2.7 การส่งผ่านกำลังไฟฟ้าโดยการเชื่อมวงจรด้วยเสียง

เมื่อทำการเปรียบเทียบระหว่างการเชื่อมวงจรด้วยการใช้ความเหนียว CET ระบบที่ใช้เสียง CET จะมีคุณสมบัติดังต่อไปนี้และข้อได้เปรียบ :

1. สำหรับขนาดของเครื่องส่งสัญญาณและรับความถี่ที่กำหนดที่ใช้ในระบบการเชื่อมวงจรด้วยเสียงนั้นจะมีปัจจัยของ  $C_{EM} / C_{air}$  ( $C$  คือความเร็วที่สัญญาณวิ่งผ่านตัวกลางระหว่างคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้ากับคลื่นเสียง) ซึ่งมีค่าน้อยกว่าการเชื่อมวงจรผ่านการเหนียวนำ ทำให้การสูญเสียของวงจรคอนเวอร์เตอร์มีขนาดที่น้อยลงตามดับ

2. สามารถนำมาใช้ได้ในกรณีคลื่นสนามแม่เหล็กไฟฟ้าไม่สามารถส่งผ่านกำลังได้

3. มีขนาดมิติที่เล็กกว่าแบบใช้ความเหนียวนำเชื่อมวงจรไฟฟ้า

4. โดยทั่วไปแล้วนั้นการใช้การส่งผ่านกำลังโดยใช้เสียงนั้นจะมีประสิทธิภาพดีกว่าแบบใช้การเหนียวนำ แต่ในการส่งกำลังโดยใช้เสียงจะมีข้อดีกว่าเมื่อกรณีที่มีการเปลี่ยนตำแหน่งขดลวดทั้งสองเป็นระยะทางไกลกว่ารัศมีเมื่อใด ประสิทธิภาพของการส่งผ่านกำลังด้วยเสียงจะมีประสิทธิภาพมากกว่าแบบใช้การเหนียวนำทันที

ในการใช้งานแบบเฉพาะเจาะจงของการส่งผ่านกำลังด้วยเสียงนั้นจะมีการประยุกต์ใช้ในงานชีวการแพทย์ที่มีรับกำลังส่งผ่านเพียง 100 มิลลิวัตต์ ประสิทธิภาพจะมีค่าประมาณ 40 เปอร์เซ็นต์ หรือสำหรับงานที่มีการหุ้มฉนวนเป็นอย่างดี อย่างเช่น ระบบที่ใช้งานในโรงงานนิวเคลียร์ ที่มีการส่งผ่านกำลังด้วยเสียงที่ระดับกำลัง 1 กิโลวัตต์ ที่ประสิทธิภาพ 84 เปอร์เซ็นต์

### 2.3.2 การส่งกำลังผ่านทางระบบการเชื่อมวงจรโดยแสง

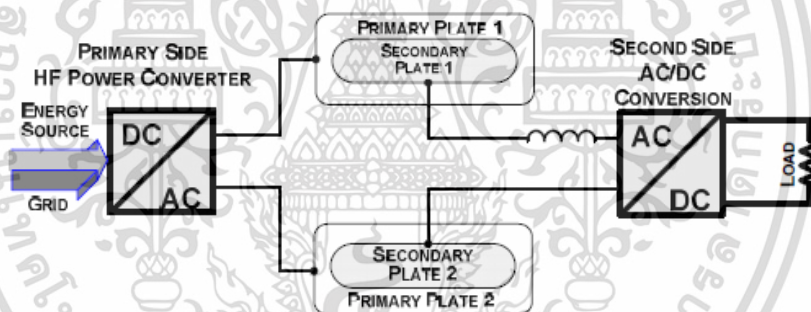
แสงไฟหรือระบบแสงมีลักษณะการทำงานคล้ายกับการส่งกำลังโดย Far-field electromagnetic หรือ ไมโครเวฟ พร้อมกันนี้การทำงานยังคงใช้ระบบการส่งผ่านแบบไร้หน้าสัมผัส ทั้งนี้ระบบแสงนั้นความยาวคลื่นจะอยู่ใกล้สเปกตรัมที่มองเห็น ไดโอดเลเซอร์นั้นจะถูกใช้เพื่อกำเนิดลำแสงพลังงานและตัวไดโอด Photovoltaic จะทำการแปลงสัญญาณดังกล่าวกลับเป็นพลังงานไฟฟ้า ถึงแม้ว่าไมโครเวฟจะส่งกำลังได้อย่างมหาศาลแต่ก็มีข้อจำกัดเรื่องของประสิทธิภาพ และการประยุกต์ใช้งานในเชิงปฏิบัตินั้นจะถูกจำกัดด้วยระยะทางไกลเนื่องจากการสูญเสียที่สูงนั่นเอง จากรายงานการทดลองการส่งผ่านกำลังด้วยระบบดังกล่าวที่มีการแปลงผันกำลังแล้วนั้น การประยุกต์จะมี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยามให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประสิทธิภาพการใช้งานด้วยระบบดังกล่าวจะอยู่ที่ 20 ถึง 50 เปอร์เซ็นต์ ที่กำลังทางไฟฟ้าระดับ 1 วัตต์ จนถึงหลักสิบวัตต์ งานที่มีการส่งผ่านกำลังด้วยระบบแสงนั้นเหมาะกับงานทางด้านพื้นฐาน อวกาศยานและงานเทคโนโลยีที่เกี่ยวกับโลกเป็นส่วนใหญ่

### 2.3.3 การส่งกำลังผ่านทางระบบการเชื่อมวงจรโดยการประจุ

โครงสร้างพื้นฐานของหลักการทำงานระบบ Capacitive CET จะถูกแสดงในรูปที่ 2.8 วงจรรีโซแนนซ์จากการประจุที่ใช้โอเล็คทริกส์กำลัง จะถูกใช้ในการส่งผ่านกำลังไฟฟ้าโดยใช้ความถี่สูงและเชื่อมต่อกับแผ่นโลหะสองแผ่นเป็นหลัก เมื่อแผ่นโลหะทุติยภูมิที่มีการแยกทางไฟฟ้าทั้งสองแผ่นถูกนำมาวางไว้เพิ่มเติม สิ่งที่เกิดขึ้นคือเกิดสนามไฟฟ้ากระแสสลับระหว่างแผ่นทั้งสองพร้อมทั้งจะมีกระแส Displacement ไหลทะลุผ่านระหว่างช่องว่างดังกล่าว จึงมีการส่งผ่านกำลังทางไฟฟ้าด้วยหลักการดังกล่าวได้โดยไม่มีการสัมผัสระหว่างโลหะ และมีความสะดวกในการเคลื่อนที่อุปกรณ์ระหว่างแผ่นโลหะทั้งสองได้ ตัวเหนี่ยวนำมักถูกนำมาต่ออนุกรมกับแผ่นโลหะทางด้านทุติยภูมิไว้เพื่อปรับแต่งให้เกิดการส่งกำลังไฟฟ้าสูงสุด ในท้ายที่สุดหน้าของแผ่นโลหะส่วนมากมักถูกเคลือบด้วยสารไดอิเล็กทริกส์เพื่อที่จะทำหน้าที่ในการแยกกันทางไฟฟ้าของแผ่นทั้งสองและเพิ่มค่า Coupling capacitance



รูปที่ 2.8 หลักการพื้นฐานของการส่งผ่านกำลังแบบระบบการประจุไฟฟ้าไร้หน้าสัมผัส

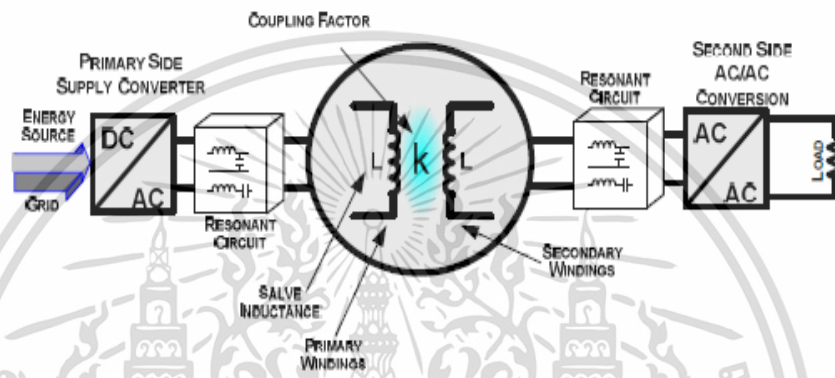
ในทางตรงข้ามกับการส่งผ่านแบบการเหนี่ยวนำ ระบบการส่งผ่านโดยการประจุสร้างสนามไฟฟ้า ซึ่งการขวางกั้นการส่งผ่านกำลังทางไฟฟ้าด้วยวัสดุรอบข้างแทบไม่มีความหมายอีกต่อไป ทั้งนี้แล้วระบบนี้นั้นยังลดปัญหาเรื่องการรบกวนทางสนามแม่เหล็กไฟฟ้าอีกด้วย กำลังส่งผ่านจะอยู่ประมาณ 5-50 วัตต์ และประสิทธิภาพของระบบการส่งผ่านอยู่ประมาณ 50 เปอร์เซ็นต์

การประยุกต์การใช้งานการส่งผ่านกำลังด้วยการประจุจะมีให้เห็นเป็นตัวอย่าง อย่างเช่น หลอด LED โทรศัพท์เคลื่อนที่ หนุ่นยนต์ และการวัดทาง Bio-Potential เป็นต้น

### 2.3.4 การส่งกำลังผ่านทางระบบการเชื่อมวงจรโดยการเหนี่ยวนำ

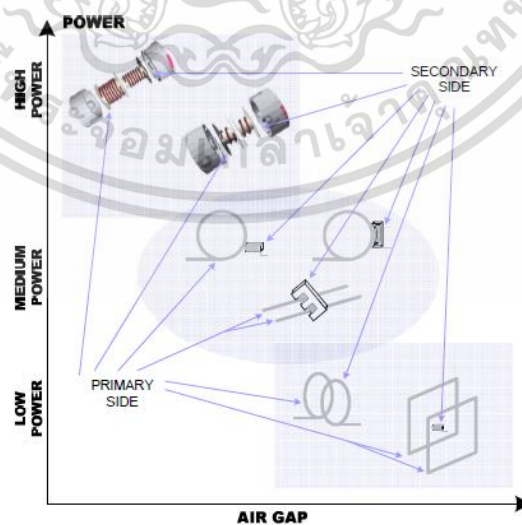
รูปที่ 2.9 ได้แสดงถึงระบบการส่งกำลังแบบการเหนี่ยวนำคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า ที่ประกอบด้วยขดลวดด้านปฐมภูมิต่อรีโซแนนซ์คอนเวอร์เตอร์ที่มีการแปลงผันกระแสสลับเป็นกระแสตรง ซึ่งทำหน้าที่แปลงกระแสตรงให้เป็นกระแสสลับที่มีความถี่สูง โดยที่กำลังไฟฟ้าถูกส่งผ่านเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ด้วยหม้อแปลงที่มีการเชื่อมทางการเหนี่ยวนำสนามแม่เหล็ก โดยมี Coupling factor,  $k$  ที่ใช้ส่งผ่าน จากขดลวดปฐมภูมิไปยังทุติยภูมิที่เป็นด้านรับกำลัง ซึ่งทั้งนี้ขดลวดด้านทุติยภูมิจะไม่มี การเชื่อมโยง ทางไฟฟ้ากับทางด้านปฐมภูมิ ดังนั้นจึงมีการเคลื่อนไหวได้ในแนวอิสระ ซึ่งทำให้เกิดความยืดหยุ่น ความสามารถในการเคลื่อนที่ และความปลอดภัยของโหลด ในด้านขดลวดทุติยภูมินั้นมีการส่งความถี่ สูงผ่านทางวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบเรียงกระแสตามที่โหลดกำหนด ทั้งนี้โดยทั่วไปจะมีการใช้ไดโอด และตัวเก็บประจุเพื่อกรองแรงดันกระแสตรง ดังนั้นการส่งผ่านกำลังไฟฟ้าแบบการเหนี่ยวนำ แม่เหล็กไฟฟ้าจะประกอบไปด้วยหม้อแปลงที่สามารถแยกขดลวดปฐมภูมิและทุติยภูมิด้วยระยะที่ ออกแบบและวางจรีโซแนนท์



รูปที่ 2.9 หลักการพื้นฐานของการส่งผ่านกำลังแบบระบบการเหนี่ยวนำคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าไร้ หน้าสัมผัส

หม้อแปลงแบบไร้หน้าสัมผัสซึ่งใช้แกนแบบต่างๆ จะมีลักษณะการใช้งานที่แตกต่างไป เนื่องมาจากระดับกำลังในการส่งผ่านและระยะช่องว่างอากาศ การพิจารณาโดยทั่วไปของการทำงาน การเหนี่ยวนำคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าถูกนำเสนอในรูปที่ 2.10



รูปที่ 2.10 กำลังไฟฟ้าส่งผ่านของระบบการเหนี่ยวนำคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าเปรียบเทียบกับช่องว่าง อากาศ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

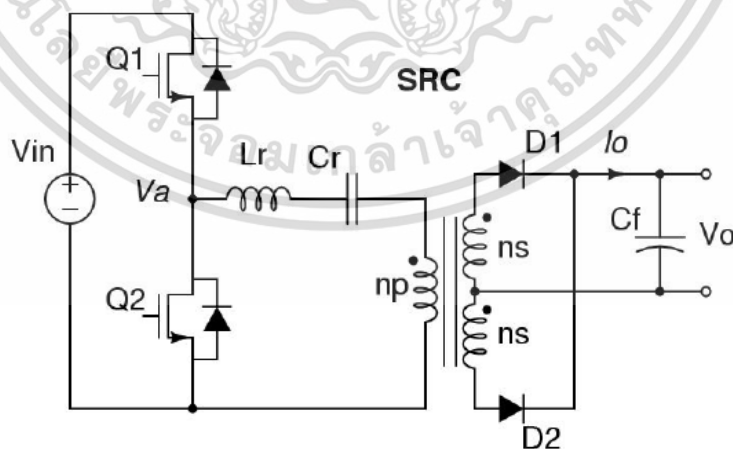
จะสามารถสังเกตได้ว่าเมื่อมีกำลังระดับสูงที่จะต้องทำการส่งผ่านและมีช่องว่างอากาศน้อย หม้อแปลงที่ใช้แกนแม่เหล็กจะถูกนำมาใช้ ในทางตรงกันข้ามสำหรับระบบที่มีช่องว่างอากาศสูงและกำลังการส่งผ่านต่ำ การใช้แกนอากาศจะเหมาะสมกับกรณีดังกล่าวมากกว่ากรณีแรก

## 2.4 คอนเวอร์เตอร์แบบรีโซแนนท์

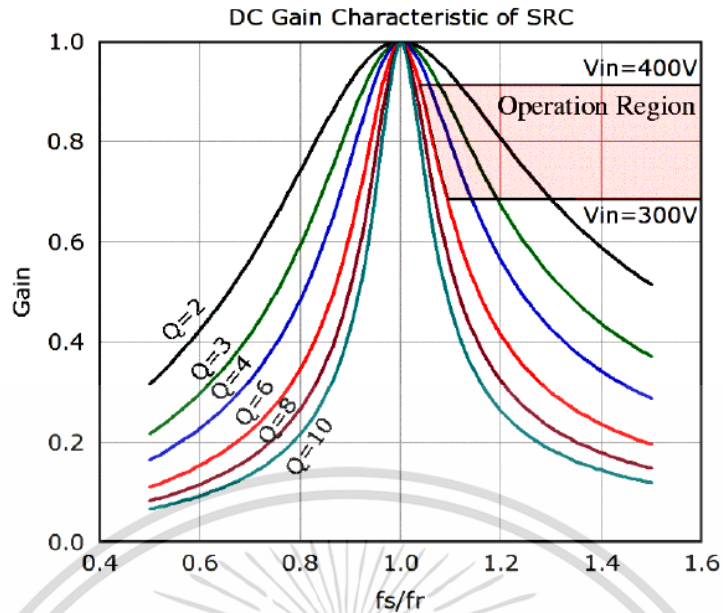
จากบทความ [7-8] รูปแบบของวงจรรีโซแนนท์จะประกอบไปด้วยสามวงจรหลักๆ ที่ประกอบไปด้วย วงจรรีโซแนนท์อนุกรม วงจรรีโซแนนท์แบบขนาน และรีโซแนนท์แบบอนุกรม - ขนาน ซึ่งเป็นที่นิยมนำมาใช้ในปัจจุบันได้มีการศึกษาและการออกแบบวงจรรีโซแนนท์อย่างต่อเนื่อง ในหัวข้อนี้จะนำเสนอเกี่ยวกับการทำงานพื้นฐานต่อไป

### 2.4.1. วงจรรีโซแนนท์อนุกรม (Series Resonant Converter, SRC)

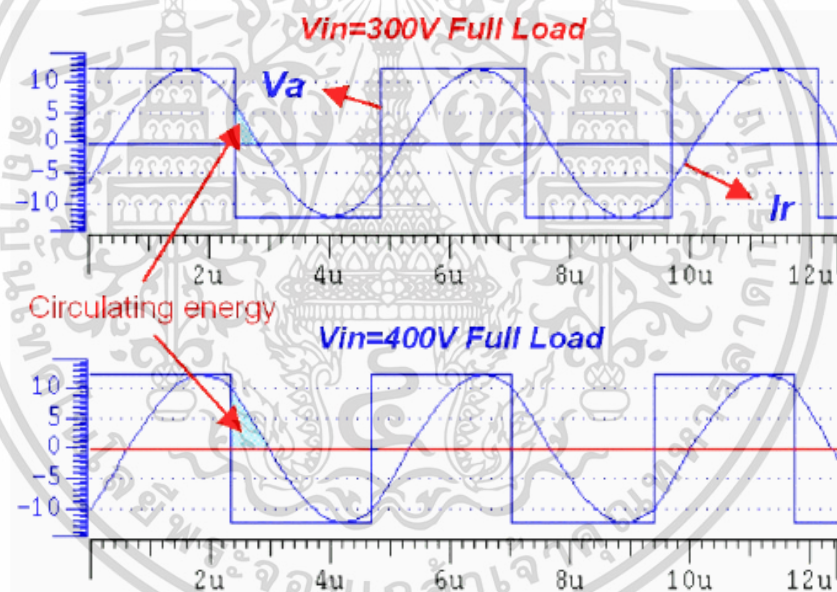
จากรูปที่ 2.11 นำเสนอไดอะแกรมของวงจรฮาร์ฟบริดจ์รีโซแนนท์อนุกรม ที่มีกราฟคุณลักษณะของอัตราการขยายต่ออัตราส่วนความถี่ของสมการถ่ายโอนระบบแสดงในรูปที่ 2.12 มีการต่อวงจรระหว่างตัวเหนี่ยวนำกับตัวเก็บประจุในรูปแบบอนุกรม ซึ่งจะอยู่ในรูปของกล่องรีโซแนนท์ (Resonant tank) โดยกล่องรีโซแนนท์นี้จะต่ออนุกรมกับโหลด จากรูปแบบการจัดเรียงดังกล่าว กล่องรีโซแนนท์กับโหลดจะมีลักษณะการคิดเหมือนกับหลักการแบ่งแรงดัน เมื่อทำการเปลี่ยนความถี่ที่แหล่งจ่าย ค่าอิมพีแดนซ์ของกล่องรีโซแนนท์จะมีค่าเปลี่ยนแปลง ซึ่งแรงดันดังกล่าวที่เพิ่มขึ้นหรือลดลงนั้นจะส่งผลไปยังโหลด และเมื่อระบบดังกล่าวเป็นระบบที่มีแหล่งจ่ายแรงดันคงที่และมีการใช้หลักการแบ่งแรงดัน จึงเป็นระบบที่มีอัตราขยายต่ำกว่าหนึ่งเสมอ ดังแสดงในรูปที่ 2.12 ในสภาวะรีโซแนนท์ค่าของอิมพีแดนซ์รวมจะมีค่าน้อยมากที่สุด ดังนั้นแรงดันอินพุททั้งหมดจะมีค่าเท่าแรงดันอินพุท หมายความว่าอัตราการขยายจะมีค่าสูงสุดจะเกิดขึ้นที่ตำแหน่งนี้เช่นกัน



รูปที่ 2.11 วงจรฮาร์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์แบบรีโซแนนท์อนุกรม



รูปที่ 2.12 การเปรียบเทียบอัตราขยายต่ออัตราส่วนความถี่ของคอนเวอร์เตอร์รีโซแนนซ์อนุกรม



รูปที่ 2.13 ผลสัญญาณจากการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์

ถ้าสังเกตได้จากรูปด้านบน โดยกำหนดให้  $Q$  มีค่าเท่ากับ 6 ในตำแหน่งโหลดเต็มพิกัดจนถึง โหลดแบบเปิดวงจร และด้วยการออกแบบช่วงของการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ที่แรงและแสดงใน รูปที่ 2.12 สัญญาณจากการจำลองการทำงานจะถูกนำเสนอในรูปที่ 2.13 ซึ่งสามารถที่จะสังเกตเห็นว่า ช่วงการทำงานจะอยู่ทางด้านขวาของอัตราส่วนความถี่ (Ratio between operating frequency and resonant frequency,  $f_s/f_r$ ) เพราะว่าเนื่องจากสภาวะ Zero Voltage Switching (ZVS) มีความจำเป็นต่อคอนเวอร์เตอร์นี้ และถ้าการทำงานของอัตราส่วนความถี่ระบบมีค่าต่ำกว่าความถี่ รีโซแนนซ์ การทำงานของสวิตช์จะอยู่ในรูปแบบของ Zero Current Switching (ZCS) ซึ่งใน เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เป็นจริงแล้วจะสามารถสังเกตได้จากความชันของกราฟในเมื่อถ้าความชันเป็นลบ คอนเวอร์เตอร์ทำงานในรูปแบบการสวิตชิง ZVS และทางตรงกันข้าม ถ้าความชันของกราฟเป็นบวกคอนเวอร์เตอร์จะทำงานในรูปแบบของ ZCS นั่นเอง ในกรณีนี้มอสเฟสมีความสำคัญอย่างยิ่งที่จะทำงานในรูปแบบ ZVS

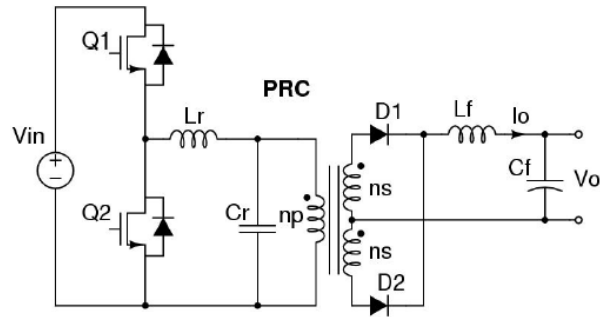
จะสามารถเห็นได้จากช่วงการทำงานของโพลต์ที่มีค่าน้อยนั้น ความถี่ของการสวิตชิงมีความต้องการที่จะเพิ่มค่าเพื่อที่จะรักษาระดับแรงดันที่โพลต์ และเหตุผลนี้เองการทำงานของ SRC จึงมีปัญหา ดังนั้นการทำงานดังกล่าวไม่เหมาะสมในช่วงที่มีการจ่ายโพลต์น้อย จึงต้องมีวิธีการควบคุมเข้ามาจัดการกับปัญหาดังกล่าว

ที่ระดับแรงดันอินพุต 300 โวลต์ คอนเวอร์เตอร์ทำงานที่ความถี่ใกล้เคียงกับความถี่รีโซแนนท์ เมื่อแรงดันอินพุตเพิ่มขึ้นคอนเวอร์เตอร์จะทำงานที่ความถี่สูงกว่าความถี่รีโซแนนท์ และเมื่อเพิ่มความถี่ให้กับระบบค่ากล่องอิมพีแดนซ์จะมีค่าเพิ่มขึ้นด้วย นั่นหมายความว่าค่าพลังงานจะไหลวนในกล่องรีโซแนนท์เพิ่มขึ้นและไม่มีการถ่ายพลังงานโอนไปที่โพลต์นั่นเอง

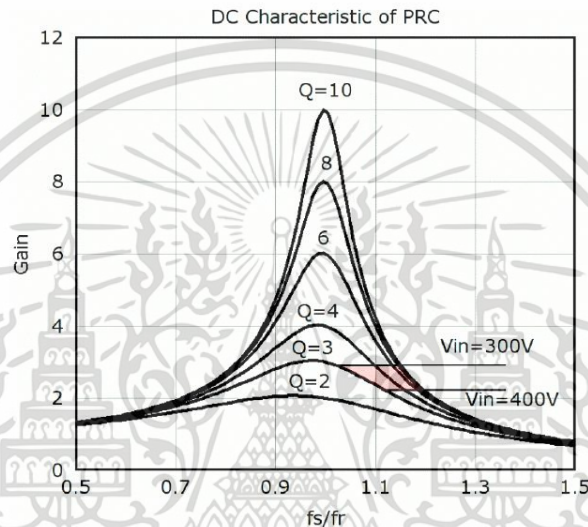
จากการจำลองการทำงานสัญญาณระดับแรงดันอินพุต 300 โวลต์ พลังงานที่ไหลวนจะมีค่าน้อยกว่าระดับ 400 โวลต์ พลังงานที่ไหลเวียนถูกนิยามว่าเป็นพลังงานที่ไหลกลับไปยังแหล่งจ่ายอินพุตในแต่ละลูกคลื่น ทำให้เกิดการสูญเสียพลังงานในการนำกระแสของสวิตชิง พร้อมกับจากกระแสที่ไหลผ่านมอสเฟตในช่วงการปิดของสวิตซ์จะมีค่าน้อยในระดับแรงดัน 300 โวลต์ และเมื่อเพิ่มแรงดันอินพุตเป็น 400 โวลต์จะเกิดกระแสในช่วงสภาวะสวิตซ์ปิดมีค่ามากกว่า 10 แอมแปร์ จากการวิเคราะห์ข้างต้นจะได้บทสรุปของวงจรรีโซแนนท์ อนุกรมนั้นจะไม่เหมาะสมกับกับสภาวะโพลต์มีค่าน้อยซึ่งต้องมีการควบคุมเข้ามาเกี่ยวข้อง พลังงานไหลวนที่สูญเสียและกระแสที่ระดับสูงเมื่ออยู่ในสภาวะการปิดของสวิตซ์

#### 2.4.2. วงจรรีโซแนนท์แบบขนาน (Parallel Resonant Converter, PRC)

วงจรรีโซแนนท์แบบขนานจะถูกแสดงในรูปที่ 2.14 และคุณลักษณะของอัตราการขยายเปรียบเทียบกับอัตราส่วนความถี่แสดงในรูปที่ 2.15 สำหรับวงจรรีโซแนนท์แบบขนานนั้น กล่องรีโซแนนท์ยังคงต่ออนุกรมกับโพลต์เช่นเดียวกับแบบอนุกรม แต่ในกรณีนี้นั้นจะสังเกตได้ว่ามีการต่อตัวเก็บประจุแบบขนานกับโพลต์ ในความเป็นจริงนั้นควรจะเรียกว่าวงจรรีโซแนนท์แบบอนุกรม-ขนานมากกว่าเนื่องจากการต่อตัวเหนี่ยวนำอนุกรมและต่อตัวเก็บประจุแบบขนาน



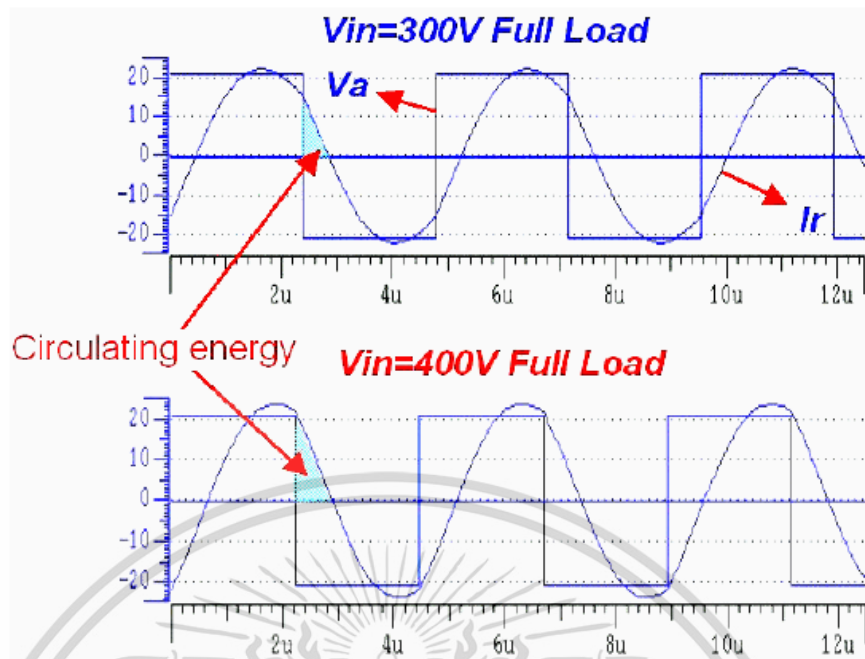
รูปที่ 2.14 วงจรฮาร์พรีดจ์คอนเวอร์เตอร์แบบรีโซแนนซ์ขนาน



รูปที่ 2.15 การเปรียบเทียบอัตราการขยายต่ออัตราส่วนความถี่ของคอนเวอร์เตอร์รีโซแนนซ์ขนาน

แทนค่า  $Q$  เท่ากับ 3 ในตำแหน่งพิกัดโพล (โพลตสูงสุด) จนถึงอนันต์ (เปิดวงจร) ขอบเขตการทำงานจะแสดงในรูปที่ 2.15 ในพื้นที่สีแดง สัญญาที่ได้จากการจำลองการทำงานด้วยคอมพิวเตอร์แสดงในรูปที่ 2.16 จากช่วงทำงานดังกล่าวพร้อมกับสัญญาที่ได้จากการจำลองการทำงาน สามารถตั้งข้อสังเกตได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.16 ผลสัญญาณจากการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์

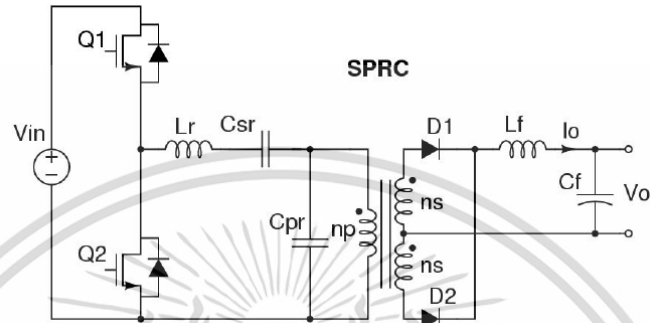
จะมีข้อเหมือนกับกรณีรีโซแนนซ์แบบอนุกรมคือ การทำงานจะถูกออกแบบให้อยู่ช่วงของความถี่ทางด้านขวาของอัตราส่วนความถี่ทำงาน เพื่อที่จะเกิดสภาวะ ZVS เมื่อทำการเปรียบเทียบกับรีโซแนนซ์แบบอนุกรมคือช่วงการทำงานจะมีขนาดที่น้อยกว่า และในสภาวะโหลดน้อยความถี่ไม่มีความจำเป็นต้องเปลี่ยนมากเท่ากับแบบอนุกรมเพื่อที่จะรักษาระดับแรงดัน ดังนั้นปัญหาการควบคุมจึงหมดไปในสภาวะที่โหลดมีค่าน้อย

สิ่งที่เหมือนกันคือทั้งวงจรรีโซแนนซ์แบบอนุกรมและแบบขนานนั้นทำงานที่ความถี่รีโซแนนซ์ ในระดับแรงดันอินพุต 300 โวลต์ ในระดับแรงดันอินพุตสูงคอนเวอร์เตอร์จะทำงานที่ความถี่สูงและห่างไปจากความถี่ รีโซแนนซ์ จากการจำลองการทำงานด้วยคอมพิวเตอร์แล้วนั้น ที่สัญญาณแรงดันอินพุต 300 โวลต์ พลังงานไหลเวียนจะมีค่าน้อยกว่ากรณีของแรงดันอินพุต 400 โวลต์ จะสังเกตได้ว่า PRC จะมีการไหลเวียนของพลังงานที่มากกว่ากรณี SRC พร้อมกันนี้กระแสสอสเฟตในช่วงการปิดสวิตช์จะมีค่าน้อยในรับแรงดันอินพุต 300 โวลต์ และเมื่อแรงดันอินพุตมีค่า 400 โวลต์ กระแสในสภาวะการปิดจะมีค่ามากกว่า 15 แอมแปร์ จากที่กล่าวมาข้างต้นนั้นจะทำการวิเคราะห์ได้ว่า PRC ไม่มีความเหมาะสมเนื่องจากกระแสไหลวนที่มีขนาดสูงมาก และกระแสในช่วงการปิดวงจรของตัวสวิตซ์ซึ่งค่อนข้างสูงในกรณีที่มีแรงดันอินพุตสูง

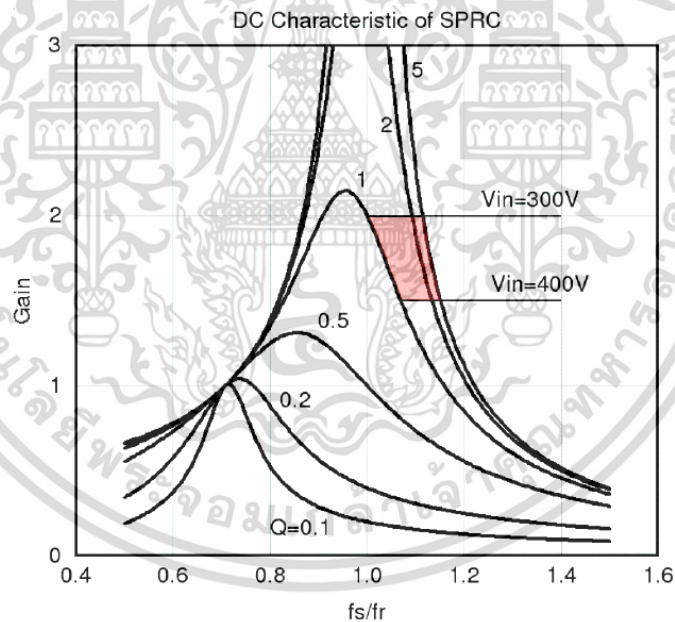
#### 2.4.3. วงจรรีโซแนนซ์แบบอนุกรม-ขนาน (Series-Parallel Resonant Converter, SPRC)

วงจรรีโซแนนซ์แบบอนุกรม-ขนานได้ถูกนำเสนอในรูปที่ 2.17 ส่วนรูปที่ 2.18 แสดงถึงการเปรียบเทียบระหว่างอัตราขยายของแรงดันระบบกับอัตราส่วนความถี่ กล้องรีโซแนนซ์เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประกอบด้วยส่วนประกอบสามส่วนคือ ตัวเหนี่ยวนำรีโซแนนท์ ตัวเก็บประจุอนุกรม และตัวเก็บประจุขนาน ซึ่งเหมือนกับ PRC ตัวเหนี่ยวนำกรองด้านเอาต์พุตถูกเพิ่มขึ้นมาด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงเพื่อ การเข้ากันของอิมพีแดนซ์ สำหรับ SPRC แล้วนั้นเป็นการรวมกันระหว่างข้อดีของ SRC และ PRC เนื่องจากการต่อวงจรกล่องรีโซแนนท์นั้นจะเป็นการต่อแบบอนุกรมกับโหลด พลังงานหมุนเวียนมีค่าน้อยมากเปรียบเทียบกับกับวงจร PRC พร้อมทั้งมีตัวเก็บประจุแบบขนานที่ทำให้ SPRC ควบคุมแรงดันเอาต์พุตในกรณีที่มีการเปิดวงจรได้

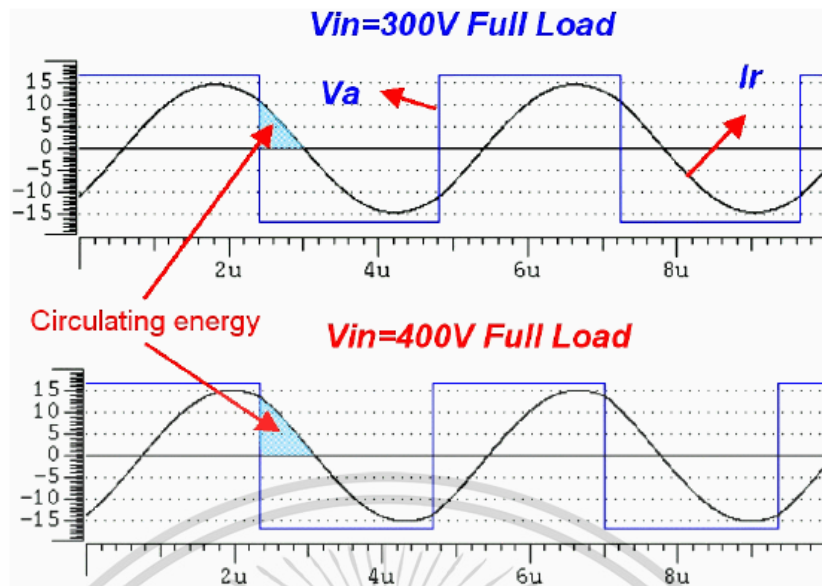


รูปที่ 2.17 วงจรฮาร์โมนิกคอนเวอร์เตอร์แบบรีโซแนนท์อนุกรม - ขนาน



รูปที่ 2.18 การเปรียบเทียบอัตราการขยายต่ออัตราส่วนความถี่ของคอนเวอร์เตอร์รีโซแนนท์อนุกรม - ขนาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.19 ผลสัญญาณจากการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์

ให้ขอบเขตของการทำงาน  $Q$  เท่ากับ 1 (ทำงานที่พิกัดโหลด) และ อนันต์ (เปิดวงจร) ทั้งนี้จะ มีการแสดงคุณลักษณะของอัตราขยายของแรงดันต่ออัตราส่วนความถี่จะแสดงในรูปที่ 2.18 พร้อมทั้งรูปที่ 2.19 จะแสดงในส่วนของสัญญาณจากการจำลองการทำงาน ในช่วงของขอบเขตการ ทำงาน สามารถที่จะสังเกตได้ว่า

SPRC จะมีลักษณะการหาขอบเขตการทำงานจากทางฝั่งขวามือของอัตราส่วนความถี่เพื่อที่ ทำให้เกิดสภาวะ ZVS เช่นเดียวกับ SRC และ PRC เมื่อทำการเปรียบเทียบสัญญาณ สวิตชิงแล้วนั้น กระแสอินพุทจะมีค่าน้อยกว่า PRC มากแต่จะมีค่าสูงกว่ากระแส SRC เล็กน้อย นั้นหมายความว่า SPRC จะมีพลังงานไหลวนจะมีค่าลดลงเมื่อเทียบกับ PRC สิ่งที่เหมาะสมของคอนเวอร์เตอร์แบบ SPRC กับ SRC และ PRC คือคอนเวอร์เตอร์จะทำงานใกล้กับความถี่โชนแนนท์ที่ 300 โวลต์ ขณะที่อินพุทมี ค่าแรงดันสูงนั้นคอนเวอร์เตอร์จะทำงานที่ความถี่สูงห่างออกไปจากความถี่โชนแนนท์ สิ่งที่มีความ คล้ายกันอีกข้อคือพลังงานไหลวนและกระแสช่วงการปิดของตัวมอสเฟตมีค่าสูงขึ้นที่แรงดันอินพุทสูง โดยกระแสจะมีค่าเกิน 10 แอมแปร์

จากการวิเคราะห์เบื้องต้นนั้นจะสังเกตได้ว่า SPRC มีการรวมข้อดีของคุณลักษณะของ SRC และ PRC ไว้โดยเฉพาะพลังงานไหลเวียนจะมีค่าน้อยกว่าพร้อมทั้งการปรับเปลี่ยนโหลดลดลงด้าน เอาท์พุทจะไม่เกิดปัญหา แต่ทั้งนี้ SPRC จะมีข้อเสียเปรียบเรื่องของแรงดันอินพุทที่มีระดับที่แตกต่าง กันมาก ช่วงความแตกต่างของแรงดันอินพุทมากจะทำให้เกิดการสูญเสียสองส่วนคือจากการ นำกระแสและการสวิตชิง ซึ่งจะมีค่าเพิ่มขึ้นตามเมื่อแรงดันอินพุทมีค่าสูงขึ้น

จากการวิเคราะห์เบื้องต้นแล้วนั้น การออกแบบ การจำลองการทำงานของ SRC PRC และ SPRCจะให้ข้อสรุปได้คือ เมื่อแรงดันอินพุทมีค่ามากแล้วนั้นไม่สามารถที่จะทำให้คอนเวอร์เตอร์ทั้งสาม มีค่าที่จุดสูงสุดได้ การสูญเสียในระบบจากการนำกระแสและการสวิตชิงเกิดจากผลแตกต่างของระดับ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แรงดันที่มีค่ามาก เพื่อให้จะได้มาซึ่งคอนเวอร์เตอร์ที่มีประสิทธิภาพสูงนั้นควรมีปรับปรุงวิธีการควบคุมและรูปแบบวงจรแบบใหม่ๆ

## 2.5 หม้อแปลงแบบไร้หน้าสัมผัส

การออกแบบหม้อแปลงไร้หน้าสัมผัสนั้นจะมีสูตรพื้นฐานของขดลวดโซลินอยด์สองชุดพันทับกันตามสมการแมกซ์เวลล์ที่มีการประยุกต์ใช้อย่างต่อเนื่อง ตัวแปรสำคัญของการคำนวณขึ้นอยู่กับค่าความเหนี่ยวนำร่วม (Mutual inductance,  $M$ ) ของคุณสมบัติทางกายภาพของขดลวดนั้นๆ สูตรหรือสมการที่ใช้ในการคำนวณค่าความเหนี่ยวนำร่วมของโซลินอยด์แกนร่วม (Co-axial solenoid) ได้มีการใช้งานมานานแล้ว แต่สูตรในการคำนวณบางสูตรจะมีค่าการคำนวณที่ค่อนข้างเที่ยงตรง หรือหลายๆสูตรมีการคำนวณโดยการประมาณการค่า การส่งกำลังผ่านทางตัวกลางที่เป็นอากาศด้วยวิธีการเหนี่ยวนำทางไฟฟ้านั้นเป็นที่นิยมในการส่งกำลังแบบไร้หน้าสัมผัสทั้งหมดที่ได้กล่าวมาให้หัวข้อข้างต้น รูปแบบโครงสร้างของการส่งกำลังโดยการใช้งานหม้อแปลงแบบไร้หน้าสัมผัสจะเป็นไปดังรูปที่ 2.20

ส่วนประกอบของหม้อแปลงแบบไร้หน้าสัมผัสนั้นจะมีความเรียบง่ายที่ประกอบด้วยขดลวดด้านปฐมภูมิพันในจำนวนรอบที่ออกแบบไว้ให้สัมพันธ์กับวงจรโซแนนท์ด้านหน้า และขดลวดด้านทุติยภูมิที่ออกแบบมาเพื่อลดแรงดันทางด้านท้ายเพื่อความเหมาะสมกับแรงดันด้านเอาต์พุตที่ต้องการ จากทฤษฎีแล้วนั้นความสามารถของการส่งกำลังจะขึ้นอยู่กับระยะระหว่างขดลวดด้านปฐมภูมิและทุติยภูมิ



รูปที่ 2.20 หม้อแปลงแบบไร้หน้าสัมผัส

ค่าความเหนี่ยวนำร่วมของหม้อแปลงแบบไร้หน้าสัมผัสที่ใช้แกนอากาศสามารถคำนวณและนิยามได้จากรูปทรงหรือขนาดของขดลวดเป็นหลัก โดยการใช้สมการค่าความเหนี่ยวนำร่วมของแมกซ์เวลล์ (Mutual inductance Maxwell's equation) ดังสมการ 2.1 รูปที่ 2.21 ก.) และ ข.) แสดงถึงค่า Coupling coefficient,  $k$  กับค่าของความเหนี่ยวนำร่วม เทียบกับระยะห่างระหว่างขดลวดปฐมภูมิกับทุติยภูมิ จะเห็นได้ว่าค่าความเหนี่ยวนำร่วมมีค่าลดลงเมื่อทำการเพิ่มความห่างระหว่างขดลวดทั้งสอง ค่า  $k$  มีแนวโน้มที่จะลดลงเช่นกันเมื่อเทียบกับระยะห่างของขดลวดทั้งสองที่เพิ่มขึ้น เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ในเชิงพาณิชย์ใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

k สามารถนิยามได้ว่า ถ้า k มีค่าเท่ากับ 1 หมายความว่าจำนวนของเส้นแรงแม่เหล็กทุกเส้นจะตัดผ่านขดลวดด้านทุติยภูมิ แต่ถ้า k มีค่ามากกว่า 0.5 แล้วนั้นจะเรียกว่า Tightly coupled ไม่เช่นนั้นแล้ว ถ้าค่า k มีค่าน้อยกว่า 0.5 การพันแบบนี้จะถูกเรียกว่า Loosely coupled

$$M = 4\pi^2 a^2 n_1 n_2 [l - 2A\alpha](H) \quad (2.1)$$

$$\alpha = \frac{l-r+A}{2A} - \frac{a^2}{16A^2} \left(1 - \frac{A^3}{r^3}\right) - \frac{a^4}{64A^4} \left(\frac{1}{2} + 2\frac{A^5}{r^5} - \frac{5A^7}{2r^7}\right) - \frac{35a^6}{2048A^6} \left(\frac{1}{7} + \frac{8A^7}{7r^7} - \frac{4A^9}{r^9} - \frac{3A^{11}}{r^{11}}\right) + \dots \quad (2.2)$$

a = รัศมีภายในของขดลวดโซลินอยด์ (Inner coil radius, cm)

A = รัศมีภายนอกของขดลวดโซลินอยด์ (Outer coil radius, cm)

$$r = \sqrt{l^2 + A^2}$$

l = ความยาวขดลวด (length, cm)

ค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดโซลินอยด์สามารถที่จะคำนวณได้จากสมการด้านล่าง

$$L = \frac{(0.001 \cdot N^2 \cdot r^2)}{((228 \cdot r) + (241 \cdot l))} (H) \quad (2.3)$$

L = ค่าความเหนี่ยวนำ (Inductance, H)

N = จำนวนรอบ (Turns)

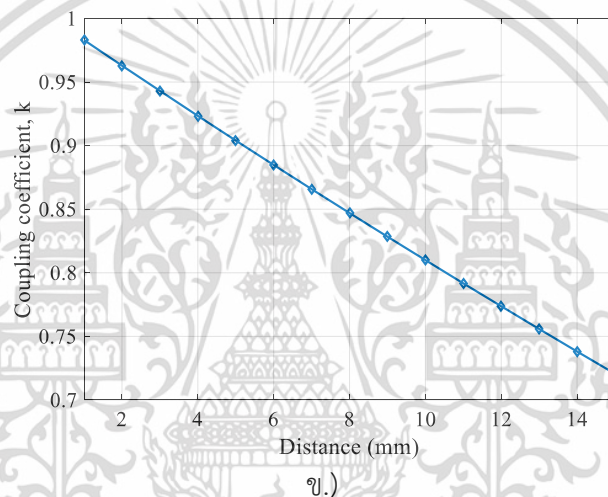
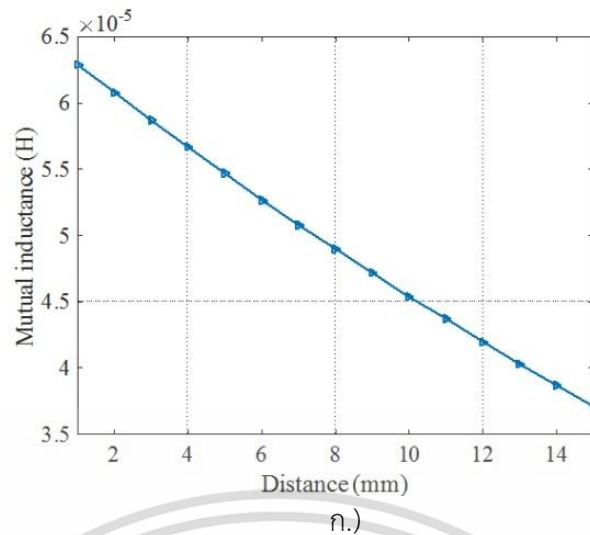
r = รัศมีโซลินอยด์ (Solenoid radius, m)

l = ความยาว (Length, m)

ค่า Coupling co-efficient สามารถคำนวณได้จาก

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}}$$

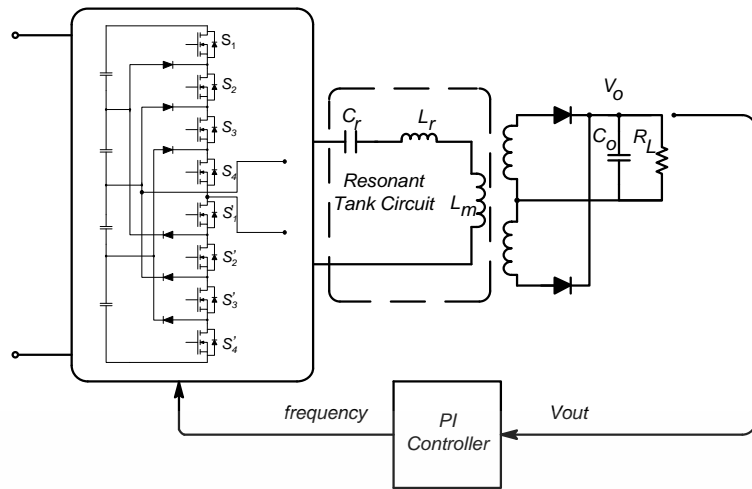
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.21 ความสัมพันธ์ระหว่างขดลวดทั้งสอง ก.) ค่าความเหนี่ยวนำรวมเปรียบเทียบกับระยะห่างระหว่างขดลวด ข.) ค่า coupling coefficient เปรียบเทียบกับระยะห่างระหว่างขดลวด

## 2.6 การออกแบบตัวควบคุม พี ไอ ของคอนเวอร์เตอร์กระแสตรง

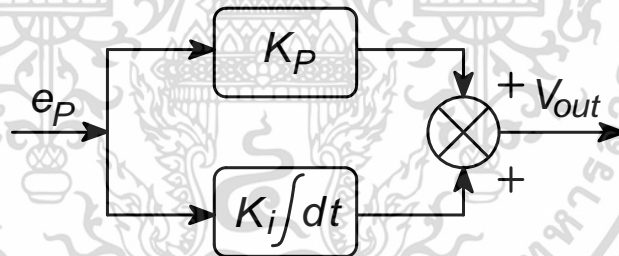
การออกแบบระบบคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงที่มีการควบคุมความถี่นั้นจะมีลักษณะที่คล้ายกับการควบคุม PWM ของคอนเวอร์เตอร์ทั่วไป กล่าวคือแรงดันด้านเอาต์พุทของคอนเวอร์เตอร์หรือที่โหนดจะมีการป้อนกลับโดยทำการแปลงแรงดันเป็นตัวเลขที่มีความสัมพันธ์กับความถี่ที่ถูกกำหนดให้เป็นค่าอ้างอิงของระบบคือที่ 200 กิโลเฮิร์ตซ์ ซึ่งทั้งนี้มันจะมี ตัวขดค่าความผิดพลาด จนให้ค่าความผิดพลาดนั้นมีค่าเข้าใกล้ศูนย์ โดยรวมของระบบแล้วนั้น ตัวควบคุมแบบพี นั้นไม่สามารถทำงานตามลำพังได้โดยที่จะชดเชยค่าความผิดพลาดให้เป็นศูนย์ เพราะฉะนั้นจึงต้องมีการเพิ่มตัวควบคุมแบบ ไอ ต่อ แบบขนานเข้าไปด้วยเพื่อให้เกิดการชดเชยจนค่าความผิดพลาดสามารถเข้าเป็นศูนย์ได้



รูปที่ 2.22 การป้อนกลับของสัญญาณแรงดันเอาต์พุตที่โหลด

จากการออกแบบเพื่อใช้งานในรูปแบบของการควบคุมโดยสัญญาณดิจิทัลนั้นจะต้องคำนึงถึงส่วนของการแปลงในรูปแบบตัวแปรเวลาให้อยู่ในรูปแบบของตัวแปรเชิงดิจิทัล จากสมการ 2.4 เป็นสมการของการต่อแบบขนานในแบบของตัวแปรตามเวลา

$$V_{out} = K_p e_p + K_i \int e_p dt + V_0(0) \quad (2.4)$$



รูปที่ 2.23 ตัวควบคุมแบบ Proportional และ Integral แบบต่อขนาน

ในที่นี้จะสามารถเขียนโปรแกรมเพื่อกำหนดให้ค่าของตัวควบคุมแบบพีไอนั้นอยู่ในรูปแบบของตัวแปรเชิงดิจิทัลได้ดังนี้

ในส่วนของตัวควบคุมแบบ Proportional นั้นสามารถแยกเขียนในตัวแปรเชิงเวลาได้ดังนี้

$$m(t) = K_p e_p(t) \quad (2.5)$$

ในเมื่อกำหนดให้  $K_p$  คือค่าคงที่ เราสามารถแปลงให้อยู่ในรูปแบบของตัวแปรเชิงดิจิทัลได้ดังนี้

$$m_n = K_p e_n \quad (2.6)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ใช้สมการ Backward เราสามารถแปลงสมการให้อยู่ในรูปแบบของตัวแปรเชิงดิจิทัลดังนี้

$$m_{n-1} = K_p e_{n-1} \quad (2.7)$$

ผลต่างของสมการ (2.6) และ (2.7) จะได้ตั้งสมการด้านล่าง (2.8)

$$\Delta m = m_n - m_{n-1} = K_p (e_n - e_{n-1}) \quad (2.8)$$

ตัวควบคุมแบบ Integral จะสามารถเขียนให้อยู่ในรูปแบบของตัวแปรเชิงเวลา ได้ตั้งรูปแบบสมการด้านล่างโดยการอินทิเกรตค่าของความผิดพลาด

$$m(t) = K_i \int_0^t e_p(t) dt \quad (2.9)$$

หลังจากการแปลงตัวแปรเชิงเวลาให้อยู่ในรูปแบบของ ตัวแปรเชิงดิจิทัลแล้วนั้น เราจะได้รูปแบบของสมการตั้งสมการ (2.10) ที่เกิดจากผลคูณของ  $e_p$  กับ Sampling time  $T$  ที่จุด Sampling ต่างๆกัน

$$m_n = K_i \sum_{j=1}^n T e_j \quad (2.10)$$

เรานำมาเขียนใหม่ให้อยู่ในรูปแบบที่ง่ายขึ้น จะได้ตั้งสมการ (2.11)

$$m_n = K_i \sum_{j=1}^{n-1} T e_j + K_i T e_n \quad (2.11)$$

ในกรณีที่

$$m_{n-1} = K_i \sum_{j=1}^{n-1} T e_j \quad (2.12)$$

ผลต่างของสมการ (2.11) และ (2.12) จะได้ตั้งสมการด้านล่าง (2.13)

$$\Delta m_n = m_n - m_{n-1} = K_i T e_n \quad (2.13)$$

ตั้งสมการที่ได้กล่าวข้างต้นแล้วนั้น เราสามารถหาผลรวมของ ตัวควบคุมแบบ พี ไอ เพื่อเขียนในโปรแกรมสั่งงานได้ดังนี้

$$\Delta m_n = (\Delta m_n)_p + (\Delta m_n)_I \quad (2.14)$$

รวมสมการที่ (2.8) กับ (2.13) เราจะได้สมการในตัวแปรเชิงดิจิทัลเป็นสมการดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\Delta m = m_n - m_{n-1} = K_p(e_n - e_{n-1}) + K_i T e_n \quad (2.15)$$

$$\Delta m = (K_p + K_i T)e_n - K_p e_{n-1} \quad (2.16)$$

$$m_n = m_{n-1} + (K_p + K_i T)e_n - K_p e_{n-1} \quad (2.17)$$

## 2.7 สรุป

วรรณกรรมที่เกี่ยวข้องในงานวิจัยนี้ได้ถูกนำเสนอในหัวข้อที่เกี่ยวข้องกับ ระบบไมโครกริด โดยเฉพาะระบบไมโครกริดกระแสตรงที่ได้ถูกนำมาใช้เป็นอินพุตให้กับคอนเวอร์เตอร์กำลัง หรือจะเป็นระบบการส่งกำลังแบบไร้หน้าสัมผัสที่ประกอบด้วย การส่งแบบต่างๆ เช่น การส่งด้วยแสง เสียง หรือตัวเก็บประจุ รวมไปถึงการใช้งานการเหนี่ยวนำด้วยแกนอากาศ หรือแกนที่เป็นสื่อกลาง สนามแม่เหล็กไฟฟ้าชนิดต่างๆ รวมถึงการสมการในการคำนวณค่าประสิทธิภาพของค่าความเหนี่ยวนำร่วม (Coupling coefficient, k) ของขดลวดโซลินอยด์



## บทที่ 3

### คอนเวอร์เตอร์หลายระดับ

#### 3.1 บทนำ

การทำงานของคอนเวอร์เตอร์หลายระดับจะถูกนำเสนอในบทนี้โดยที่จะแบ่งออกเป็นโครงสร้างหลักและรูปแบบการประยุกต์การใช้งานกับงานวิจัยนี้ โดยที่คอนเวอร์เตอร์หลายระดับจะถูกนำเสนอในรูปแบบของทฤษฎีโดยรวม รวมถึงคอนเวอร์เตอร์หลายระดับที่นำมาใช้งานในงานวิจัยนี้คือคอนเวอร์เตอร์หลายระดับไดโอดแคลมป์แบบ 5 ระดับ ที่มีการอธิบายลำดับขั้นตอนการทำงานของแต่ละช่วงเวลาการทำงานต่างๆ

#### 3.2 ทฤษฎีพื้นฐานคอนเวอร์เตอร์หลายระดับ

โรงงานอุตสาหกรรมจำนวนมากมีการประยุกต์ใช้อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังที่ให้กำลังไฟฟ้าสูงขึ้นในหลายปีที่ผ่านมา บางครั้งแรงดันไฟฟ้าในระดับปานกลางได้ถูกนำมาใช้ขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าและโปรแกรมอรรถประโยชน์จะใช้แรงดันไฟฟ้าระดับปานกลางที่มีระดับกำลังไฟฟ้าเป็นเมกะวัตต์ สำหรับระบบไฟฟ้าที่มีแรงดันไฟฟ้าระดับปานกลางถือว่าเป็นเรื่องที่ยากในการเชื่อมต่อสวิตซ์สารกึ่งตัวนำกำลังไฟฟ้าเพียงแหล่งเดียว ด้วยเหตุนี้จึงได้มีการนำโครงสร้างอินเวอร์เตอร์หลายระดับมาใช้เป็นทางเลือกในกรณีที่มีกำลังไฟฟ้าสูงและแรงดันไฟฟ้าปานกลาง อินเวอร์เตอร์หลายระดับไม่ได้ถูกนำมาใช้กับกำลังไฟฟ้าสูงเท่านั้น แต่ยังสามารถใช้กับแหล่งพลังงานทดแทนเช่นเซลล์แสงอาทิตย์ลมและเซลล์เชื้อเพลิงที่สามารถเชื่อมต่อเข้ากับระบบอินเวอร์เตอร์หลายระดับสำหรับการใช้งานให้กำลังไฟฟ้าสูงขึ้นตามต้องการ [9-11]

แนวคิดเกี่ยวกับอินเวอร์เตอร์หลายระดับเกิดขึ้นเมื่อปี ค.ศ. 1975 [12] ในอินเวอร์เตอร์หลายระดับนี้เริ่มต้นจากการแปลงจาก 3 ระดับ [13] ต่อมาได้มีการพัฒนาโครงสร้างอินเวอร์เตอร์หลายระดับให้หลากหลายขึ้น [14-21] อย่างไรก็ตามแนวคิดเบื้องต้นของอินเวอร์เตอร์หลายระดับที่ให้กำลังไฟฟ้าสูงจะใช้อุปกรณ์ของสวิตซ์สารกึ่งตัวนำกำลังไฟฟ้าวรร่วมกับแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงแรงดันไฟฟ้าต่ำหลายตัว เพื่อทำการแปลงกำลังไฟฟ้าโดยสังเคราะห์สัญญาณแรงดันไฟฟ้าแบบขั้นบันได ตัวเก็บประจุ แบทเตอรี และแหล่งพลังงานหมุนเวียนสามารถใช้เป็นแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงได้หลายแหล่ง การใช้สวิตซ์ไฟฟ้กำลังรวมกันหลายแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงเพื่อให้ได้แรงดันไฟฟ้าเอาท์พุทสูง อย่างไรก็ตามแรงดันไฟฟ้าที่ได้รับจากสวิตซ์สารกึ่งตัวนำกำลังไฟฟ้าขึ้นอยู่กับระดับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่เชื่อมต่อกัน

อินเวอร์เตอร์หลายระดับมีข้อดีหลายประการ โดยทั่วไปอินเวอร์เตอร์ 2 ระดับจะใช้กับสวิตซ์ความถี่สูง Pulse width modulation (PWM)

คุณสมบัติที่น่าสนใจของอินเวอร์เตอร์หลายระดับสามารถสรุปได้ดังต่อไปนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- คุณภาพของรูปคลื่นแบบขั้นบันได (Staircase waveform quality) : อินเวอร์เตอร์หลายระดับไม่เพียงแต่สามารถสร้างแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตที่มีการผิดเพี้ยนต่ำมาก แต่ยังสามารถลดความเครียด  $dv / dt$  ดังนั้นปัญหาการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า (EMC) จึงน้อยลง

- ใช้แรงดันไฟฟ้าแบบร่วมกัน (Common-mode voltage) : อินเวอร์เตอร์หลายระดับจะผลิตแรงดัน CM น้อยกว่า ดังนั้นความเค้นในแบร์ริงของมอเตอร์ที่เชื่อมต่อกับชุดการขับเคลื่อนมอเตอร์แบบหลายระดับจึงสามารถลดลงได้ นอกจากนี้แรงดันไฟฟ้า CM สามารถกำจัดได้โดยใช้กลยุทธ์การปรับขั้นสูง (Advanced modulation strategies) ตามที่เสนอใน [22]

- กระแสไฟฟ้าอินพุต : อินเวอร์เตอร์หลายระดับสามารถดึงกระแสไฟฟ้าอินพุตเข้าได้โดยมีความผิดเพี้ยนต่ำ

- ความถี่สวิตช์: อินเวอร์เตอร์หลายระดับสามารถทำงานได้ที่ความถี่สวิตช์มูลฐาน (Fundamental switching frequency) และความถี่การสวิตช์สูง พัดดับเบิ้ลยูเอ็มหมายความว่าความถี่สวิตช์ต่ำหมายถึงกำลังสูญเสียจากการสวิตช์ต่ำและประสิทธิภาพสูงขึ้น

แต่อินเวอร์เตอร์หลายระดับจะมีข้อเสียอยู่บางประการคือจำนวนของสวิตช์สารกึ่งตัวนำกำลังไฟฟ้า (Power semiconductor switches) จะมีมาก ถึงแม้ว่าสวิตช์ที่มีอัตราแรงดันไฟฟ้าต่ำจะสามารถใช้กับอินเวอร์เตอร์หลายระดับ แต่แต่ละสวิตช์ต้องใช้งานจรขับเคลื่อน (Gate drive) ซึ่งจะส่งผลให้ระบบโดยรวมมีราคาแพงและซับซ้อนมากขึ้น

### 3.2.1 โครงสร้างของอินเวอร์เตอร์หลายระดับ (Multilevel power converter structures)

ตามที่กล่าวมาแล้วข้างต้น โครงสร้างหลักที่แตกต่างกันสามตัวของอินเวอร์เตอร์หลายระดับได้นำมาประยุกต์ใช้ในงานอุตสาหกรรม คอนเวอร์เตอร์แบบคาสเคด เอช-บริดจ์ (Cascaded H-bridges converter) กับแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง กระแสตรง หลายแหล่ง ไดโอดแคลมป์ (Diode clamped) และ ฟลายอิงคาปาซิเตอร์ (Flying capacitors) ก่อนที่จะดำเนินการอภิปราย ควรจะทราบก่อนว่าเทอมของอินเวอร์เตอร์หลายระดับจะใช้เพื่ออ้างอิงถึงวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลังที่สามารถใช้งานได้ทั้งในอินเวอร์เตอร์หรือโหมดวงจรเรียงกระแส (Rectifier mode) โครงสร้างอินเวอร์เตอร์หลายระดับคือจุดสำคัญในบทนี้ อย่างไรก็ตามแผนภาพโครงสร้างสามารถใช้ดำเนินการหรือใช้แก้ไขการดำเนินงานได้เช่นกัน

### 3.2.2 คาสเคด เอช-บริดจ์ (Cascaded H-Bridges)

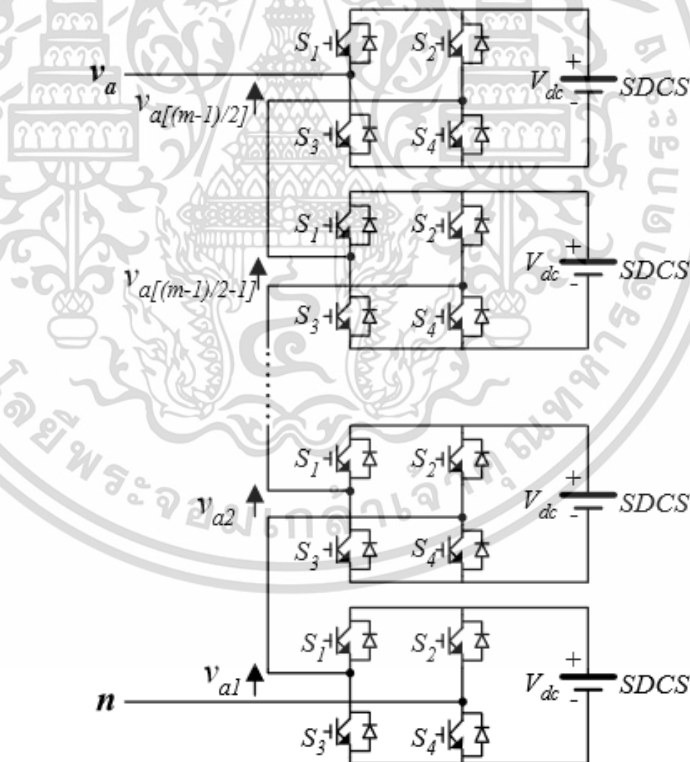
โครงสร้างของอินเวอร์เตอร์ 1 เฟสแบบคาสเคด  $m$ -level จะแสดงดังรูปที่ 3.1 แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงแต่ละแหล่งจ่าย (Separate กระแสตรง source;  $S$  กระแสตรง  $S$ ) จะเชื่อมต่อกับอินเวอร์เตอร์เฟสเดียวแบบฟูลบริดจ์ (Full-bridge) หรือ อินเวอร์เตอร์แบบเอชบริดจ์ (H-Bridge) อินเวอร์เตอร์แต่ละระดับจะผลิตแรงดันไฟฟ้าที่แตกต่างกัน 3 ระดับ คือ  $+V$  กระแสตรง,  $0$

และ  $-V$  กระแสตรง โดยเชื่อมต่อแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงกับเอาต์พุตไฟฟ้ากระแสสลับโดยใช้ชุดเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่เสียค่าใช้จ่าย ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สวิตช์ 4 ตัว ได้แก่  $S_1, S_2, S_3$  และ  $S_4$  หากต้องการแรงดันไฟฟ้า  $+V$  กระแสตรง สวิตช์  $S_1$  และ  $S_4$  จะ (Turned on) ขณะเดียวกันหากต้องการแรงดันไฟฟ้า  $-V$  กระแสตรง สวิตช์  $S_2$  และ  $S_3$  จะ (turned on) และเมื่อเปิดสวิตช์  $S_1$  และ  $S_2$  หรือ  $S_3$  และ  $S_4$  แรงดันเอาต์พุตจะเป็น 0 เอาต์พุตไฟฟ้ากระแสสลับของอินเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์แต่ละระดับที่ต่างกันจะเชื่อมกันแบบอนุกรม ดังนั้นสัญญาณแรงดันไฟฟ้าสังเคราะห์คือผลรวมของเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ จำนวนของระดับแรงดันเฟสเอาต์พุต  $m$  ในอินเวอร์เตอร์แบบคาสเคดจะกำหนดได้โดย  $m = 2s + 1$  โดย  $s$  คือจำนวนแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงแต่ละแหล่ง ยกตัวอย่างเช่นสัญญาณแรงดันเฟสสำหรับอินเวอร์เตอร์แบบเฮซบริดจ์ที่มีลำดับชั้น 11 ระดับมี 5 S กระแสตรง S และ 5 ฟูลบริดจ์จะแสดงดังรูปที่ 3.2 แรงดันเฟส  $v_{an} = V_{a1} + V_{a2} + V_{a3} + V_{a4} + V_{a5}$  สำหรับรูปคลื่นแบบรูปสี่เหลี่ยมจะอธิบายได้ดังรูปที่ 3.2 กับ  $s$  steps, การแปลงฟูเรียร์ (Fourier transform) สำหรับสัญญาณนี้จะอธิบายได้จาก [23, 27] :

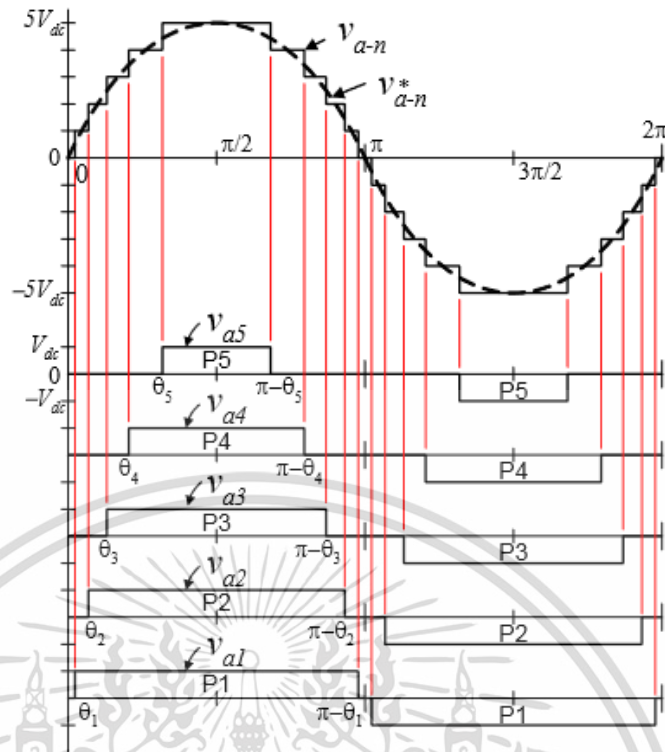
$$V(\omega t) = \frac{4V_{dc}}{\pi} \sum_n [\cos(n\theta_1) + (\cos(n\theta_2)) + \dots \dots (\cos(n\theta_s))] \frac{\sin(n\omega t)}{n} \quad (3.1)$$

เมื่อ  $n=1,3,5,7,\dots$



รูปที่ 3.1 โครงสร้างเฟสเดียวของอินเวอร์เตอร์คาสเคดแบบเฮซ-บริดจ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.2 สัญญาณแรงดันเฟสเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์มีลำดับชั้น 11 ระดับกับแหล่งจ่ายไฟฟ้า  
กระแสตรง 5 แหล่งจ่าย

จากสมการที่ 3.1 ขนาดของสัมประสิทธิ์ฟูเรียร์ (Fourier coefficients) กับแรงดันไฟฟ้า  
กระแสตรงมีค่าเป็นดังนี้:

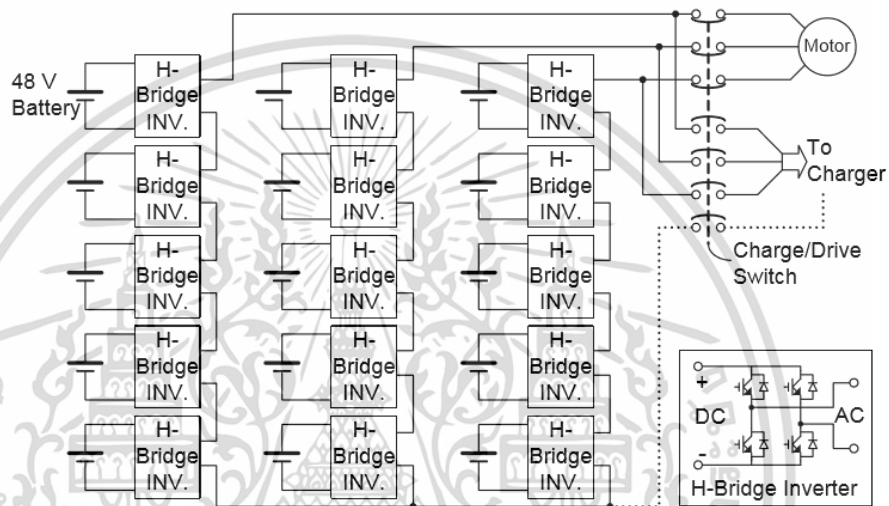
$$H(n) = \frac{4}{\pi n} [\cos(n\theta_1) + (\cos(n\theta_2)) + \dots + (\cos(n\theta_s))] \quad (3.2)$$

เมื่อ  $n=1,3,5,7,\dots$

การทำมุม  $\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_s$  สามารถเลือกความผิดเพี้ยนแรงดันฮาร์มอนิกรวมให้ต่ำสุดได้ โดยทั่วไปมุมเหล่านี้จะถูกเลือกเพื่อให้ความถี่ผิดเพี้ยนต่ำเช่น 5th, 7th, 11th, and 13th harmonics are eliminated [33] รายละเอียดเพิ่มเติมเกี่ยวกับเทคนิคการกำจัดฮาร์มอนิกจะนำเสนอในส่วนถัดไป อินเวอร์เตอร์แบบคาสเคดหลายระดับได้รับการนำเสนอขึ้น ให้ประยุกต์ใช้งานกับ Static var generation โดยการ Interface กับแหล่งพลังงานทดแทนและประยุกต์ใช้กับ Battery-based อินเวอร์เตอร์ 3 เฟสแบบคาสเคดสามารถเชื่อมต่อแบบบววย (Wye) ดังแสดงในรูปที่ 3.3 หรือแบบเดลต้า (Delta) Peng ได้แสดงให้เห็นถึงต้นแบบ Multilevel cascaded static VAR generator ที่เชื่อมต่อกันแบบขนานกับระบบไฟฟ้าที่สามารถจ่ายหรือดึงกำลังงานที่เกิดจากกระแสไฟฟ้า (reactive current) จากระบบไฟฟ้า [28-31] อินเวอร์เตอร์สามารถควบคุมได้ทั้งการควบคุมค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์ของกระแสไฟฟ้าที่ดึงมาจากแหล่งจ่ายหรือแรงดันบัสของระบบไฟฟ้าที่เชื่อมต่อกับอินเวอร์เตอร์ Peng [28] และ Joos [32] ได้แสดงให้เห็นว่าอินเวอร์เตอร์แบบคาสเคดนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เคตสามารถเชื่อมต่อกันโดยตรงในแบบอนุกรมกับระบบไฟฟ้าสำหรับตัวชดเชยกำลังไฟฟ้ารีแอคทีฟแบบสถิต (Static Var Compensator, SVC) อินเวอร์เตอร์แบบคาสเคด (Cascaded inverters) จัดเป็นแนวคิดในอุดมคติสำหรับการเชื่อมต่อแหล่งพลังงานทดแทนกับระบบไฟฟ้ากระแสสลับ เนื่องจากจำเป็นต้องใช้ในการแยกแหล่งจ่ายไฟฟ้า กระแสตรง ในกรณีการใช้งานเช่น เซลล์แสงอาทิตย์หรือเซลล์เชื้อเพลิง

อินเวอร์เตอร์แบบคาสเคด (Cascaded inverters) มีการนำเสนอเพื่อใช้กับระบบขับเคลื่อนหลัก (Main traction drive) ในรถยนต์ไฟฟ้า โดยที่ แบตเตอรี่ (batteries) หรือตัวเก็บประจุยิ่งยวด (Ultra capacitors) เหมาะสมที่จะใช้เป็น S กระแสตรง S [27,34]



รูปที่ 3.3 โครงสร้างแบบ wye-connection สำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์รถยนต์ไฟฟ้าและแบตเตอรี่สามเฟส

Manjrekar ได้เสนอการต่อขนานแบบหลายระดับของแรงดันกระแสตรง [35-36] เขายังใช้การรวมกันของการสวิตช์ของความถี่มูลฐาน (Fundamental frequency switching) สำหรับบางระดับ และการสวิตช์แบบ พัดเบิ้ลยูเอ็ม เพื่อให้ได้รูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต วิธีนี้ยังช่วยให้ขนาดของแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต กว้างมากขึ้น แต่อย่างไรก็ตาม มันก็ยังส่งผลให้อัตรากระแสไฟฟ้าและแรงดันไฟฟ้าไม่เท่ากันสำหรับแต่ละระดับและสูญเสียประโยชน์จากความสามาถนี้ยังใช้กับ Identical modular unit สำหรับแต่ละระดับ

ข้อดีและข้อเสียของอินเวอร์เตอร์คาสเคดหลายระดับแบบเอช-บริดจ์ (Multilevel cascaded H-bridge converters) มีดังต่อไปนี้ [37,38]

#### ข้อดี

- จำนวนของระดับแรงดันไฟฟ้าด้านเอาต์พุต จะมีมากขึ้นเป็นสองเท่าของแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง ( $m=2s+1$ )

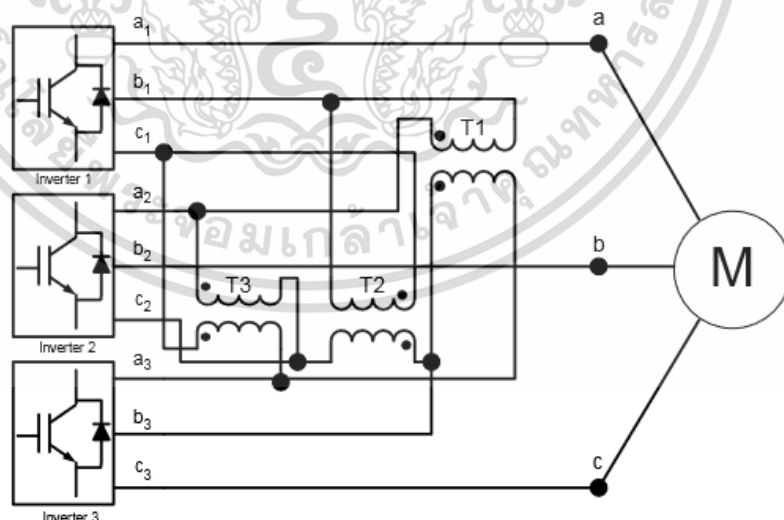
- ชุดการอนุกรมแบบเอช-บริดจ์ (series of H-bridges) ที่สร้างเป็นแบบโมดูลและแบบบรรจุภัณฑ์รูปแบบโมดูลและแบบบรรจุภัณฑ์นี้จะช่วยให้ขั้นตอนการสร้างสามารถทำได้อย่างรวดเร็วและประหยัดมากขึ้น

### ข้อเสีย

- แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง กระแสตรง แต่ละแหล่งจำเป็นต้องใช้สำหรับเอช-บริดจ์ (H-Bridge) นี้คือข้อจำกัดในการประยุกต์ใช้กับผลิตภัณฑ์มีแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงที่แตกต่างกันหลายแหล่งจ่าย

มีการนำเสนออินเวอร์เตอร์หลายระดับแบบคาสเคดกับหม้อแปลงไฟฟ้าโดยใช้ standard 3-phase bi-level converters นำเสนอใน [22] วงจรดังแสดงในรูปที่ 4 คอนเวอร์เตอร์ใช้หม้อแปลงไฟฟ้าเพื่อเพิ่มแรงดันไฟฟ้าให้แตกต่างกันเพื่อให้แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์เพิ่มขึ้น เอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ทั้งสามตัวจะต้องมีการชิ่งโครไนซ์ที่ต่างกัน  $120^\circ$  ระหว่างเฟสยกตัวอย่างเช่นการได้รับแรงดันไฟฟ้าสามระดับระหว่างเอาต์พุต a และ b แรงดันเอาต์พุต สามารถสังเคราะห์ได้โดย  $V_{ab} = V_{a1-b1} + V_{b1-a2} + V_{a2-b2}$  หม้อแปลงแบบแยกชุด (Isolation Transformer) จะใช้เพิ่มแรงดันไฟฟ้ากับสามคอนเวอร์เตอร์ตัวถูกชิ่งโครไนซ์แรงดัน  $V_{a1-b1}, V_{b1-a2}, V_{a2-b2}$  ทั้งหมดจะเป็นเฟสเดียวกัน ดังนั้นระดับเอาต์พุตจึงสามารถเพิ่มขึ้นได้สามเท่า

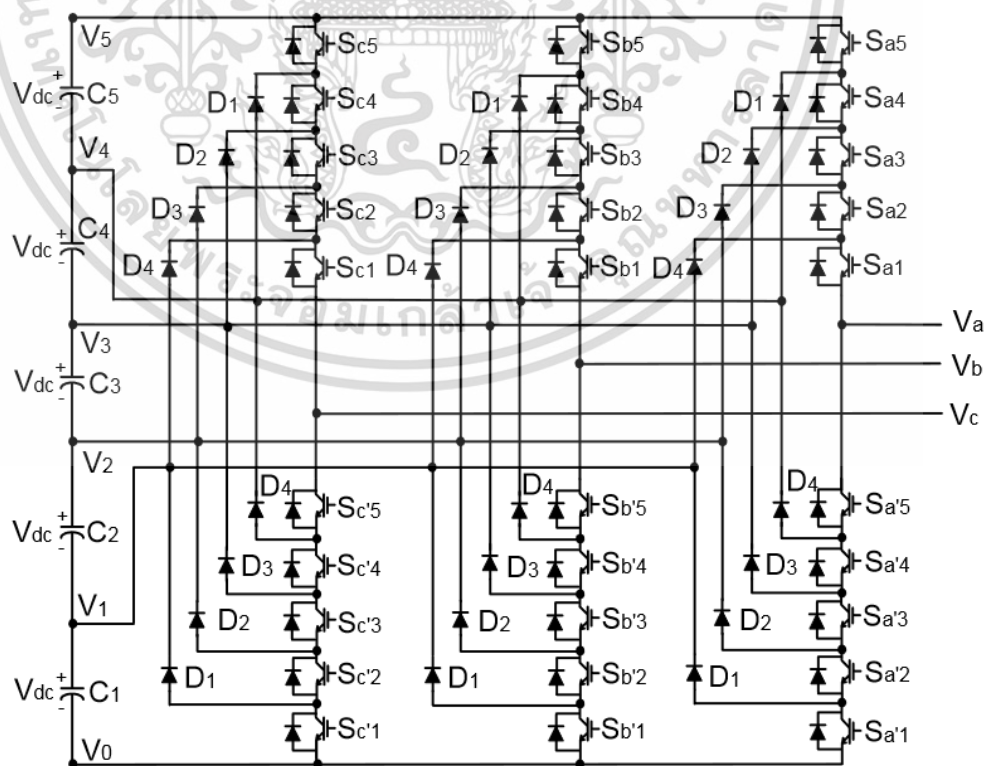
ข้อดีของอินเวอร์เตอร์แบบหลายระดับแบบคาสเคด (Cascaded multilevel converters) กับหม้อแปลงไฟฟ้าโดยใช้ Standard three-phase bi-level converters คือ คอนเวอร์เตอร์ทั้งสามตัวจะเหมือนกันและทำให้การควบคุมทำได้ง่ายขึ้นอย่างไรก็ตามคอนเวอร์เตอร์สามตัวจำเป็นต้องมีแหล่งจ่ายไฟ กระแสตรง แยกกันและหม้อแปลงไฟฟ้าคือสิ่งจำเป็นเพื่อเพิ่มแรงดันเอาต์พุต



รูปที่ 3.4 อินเวอร์เตอร์แบบหลายระดับแบบคาสเคดกับหม้อแปลงไฟฟ้าโดยใช้คอนเวอร์เตอร์แบบ Standard three-phase bi-level converters

### 3.2.3. อินเวอร์เตอร์หลายระดับแบบไดโอด-แคลมป์ (Diode-Clamped Multilevel Inverter)

The neutral point converter ได้ถูกนำเสนอโดย Nabae, Takahashi และ Akagi ในปี 1981 เป็น อินเวอร์เตอร์แบบไดโอดแคลมป์สามระดับ (three-level diode-clamped inverter) [5] ในปี 1990 นักวิจัยหลายคนตีพิมพ์บทความที่รายงานผลการทดลองสำหรับ 4, 5 และ 6 ระดับ สำหรับคอนเวอร์เตอร์แบบไดโอด-แคลมป์ใช้ชดเชย (Static VAR compensation) ปรับปรุงความเร็วรอบมอเตอร์และการเชื่อมต่อระบบไฟฟ้าแรงสูง [18-31] อินเวอร์เตอร์ 3 เฟส 6 ระดับแบบไดโอดแคลมป์ จะแสดงดังรูปที่ 5 อินเวอร์เตอร์ 3 เฟสแต่ละเฟสจะใช้ร่วมกับบัส กระแสตรง ซึ่งมีการแบ่งย่อยคาปาซิเตอร์ 5 ตัว ลงใน 6 ระดับแรงดันไฟฟ้าในแต่ละตัวเก็บประจุคือ  $V$  กระแสตรงและความเครียดของแรงดันของแต่ละตัวสวิตช์ซึ่งจะถูกจัดให้แรงดันกระแสตรงผ่านแคลมป์ไดโอด ตารางที่ 3.1 แสดงระดับแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตที่เป็นไปได้สำหรับอินเวอร์เตอร์ 1 เฟส กับด้านลบของกระแสตรง rail แรงดันไฟฟ้า  $V_0$  ที่อ้างอิง เงื่อนไขสถานะ 1 หมายถึงสวิตช์ On และ 0 หมายถึงสวิตช์ Off แต่ละเฟสจะมีสวิตช์ 5 ชุด อย่างเช่น turning on ของสวิตช์หนึ่งตัวสวิตช์คู่อื่น ๆ ต้อง turned Off คู่สวิตช์สำหรับ Phase leg คือ  $(Sa1, Sa'1)$ ,  $(Sa2, Sa'2)$ ,  $(Sa3, Sa'3)$ ,  $(Sa4, Sa'4)$  และ  $(Sa5, Sa'5)$  ตารางที่ 3.1 แสดงให้เห็นว่าในอินเวอร์เตอร์แบบไดโอดแคลมป์ สวิตช์ที่ on อยู่โดยเฉพาะกึ่งของเฟสจะอยู่ติดกันเสมอในแบบอนุกรมสำหรับอินเวอร์เตอร์หกระดับจะมีสวิตช์ 5 ตัว จะ on อยู่ในเวลาที่กำหนด



รูปที่ 3.5 โครงสร้าง six-level 3 เฟสของอินเวอร์เตอร์แบบไดโอดแคลมป์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

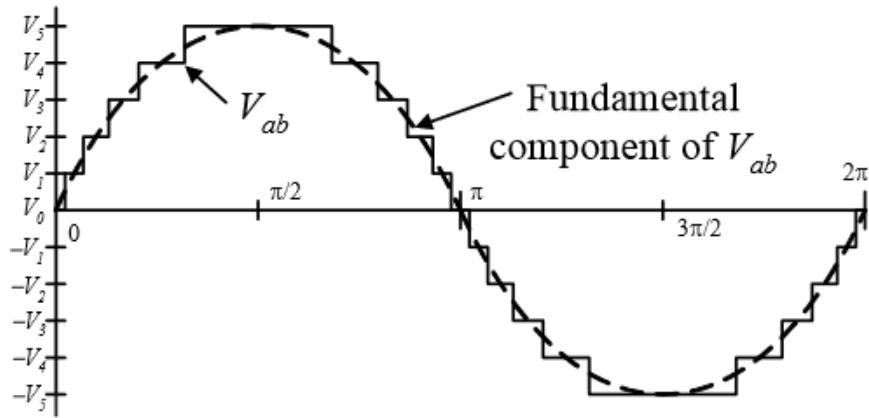
ตารางที่ 3.1 ระดับแรงดันไฟฟ้าอินเวอร์เตอร์six-level แบบไดโอดแคลมป์ และการสวิตช์แบบ corresponding switch states.

Voltage $V_{a0}$	Switch State									
	$S_{a5}$	$S_{a4}$	$S_{a3}$	$S_{a2}$	$S_{a1}$	$S_{a'5}$	$S_{a'4}$	$S_{a'3}$	$S_{a'2}$	$S_{a'1}$
$V_5 = 5V_{dc}$	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0
$V_4 = 4V_{dc}$	0	1	1	1	1	1	0	0	0	0
$V_3 = 3V_{dc}$	0	0	1	1	1	1	1	0	0	0
$V_2 = 2V_{dc}$	0	0	0	1	1	1	1	1	0	0
$V_1 = V_{dc}$	0	0	0	0	1	1	1	1	1	0
$V_0 = 0$	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1

จากรูปที่ 3.6 แสดงรูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าสำหรับ Six-level inverter แรงดันระหว่างเฟส  $V_{ab}$  ประกอบด้วยแรงดัน A phase-leg และแรงดัน B phase-leg แรงดันระหว่างเฟสที่เกิดขึ้นคือ สัญญาณแบบขั้นบันได 11 ระดับ ซึ่งหมายความว่าอินเวอร์เตอร์m-levelแบบไดโอดแคลมป์ มีแรงดันเฟสเอาต์พุต m-level และแรงดันระหว่างเฟสเอาต์พุต (2m-1)-level

แม้ว่าอุปกรณ์ Active switching แต่ละตัวจำเป็นต้องบล็อกระดับแรงดันไฟฟ้าเฉพาะของแรงดันกระแสตรงไดโอด-แคลมป์ ต้องมีการบล็อกแรงดันไฟฟ้าไหลย้อนกลับการใช้เฟส a ในรูปที่ 3.5 ตัวอย่างเช่น เมื่อ Lower switches  $S_a'1$  จนถึง  $S_a'5$  turned on  $D_4$  ต้องบล็อกระดับแรงดันไฟฟ้าสี่ระดับ หรือ  $4V$  กระแสตรงในทำนองเดียวกัน  $D_3$  ต้องบล็อก  $3V$  กระแสตรง  $D_2$  ต้องบล็อก  $2V$  กระแสตรงและ  $D_1$  ต้องบล็อก  $V$  กระแสตรงถ้าอินเวอร์เตอร์ได้รับการออกแบบมาให้แต่ละไดโอดมีการบล็อกแรงดันไฟฟ้าเดียวกันที่ Active switches  $D_n$  จะต้องมี n ไดโอดในการอนุกรม ดังนั้นจำนวนไดโอดที่ต้องการสำหรับแต่ละเฟสจะเป็น  $(m-1) \times (m-2)$  ดังนั้นจำนวนไดโอดที่บล็อกจะเป็นสองเท่าของจำนวนระดับในอินเวอร์เตอร์แบบไดโอดแคลมป์ [30]

ส่วนหนึ่งของการประยุกต์อินเวอร์เตอร์หลายระดับแบบไดโอดแคลมป์ คือการเชื่อมระหว่างระบบสายส่งกระแสตรงแรงดันสูง และระบบสายส่งกระแสสลับ [38] การประยุกต์อื่น ๆ จะเป็นการปรับความเร็วสำหรับมอเตอร์ที่มีแรงดันไฟฟ้าขนาดกลางที่ (2.4 กิโลวัตต์ ถึง 13.8 กิโลวัตต์) ตามที่เสนอไว้ใน [11,14,33,37-39] Static var compensation เป็นฟังก์ชันเพิ่มเติมสำหรับความหลากหลายอื่นได้เสนอไว้สำหรับคอนเวอร์เตอร์แบบไดโอดแคลมป์ข้อดีและข้อเสียหลักของอินเวอร์เตอร์หลายระดับแบบไดโอดแคลมป์มีดังนี้



รูปที่ 3.6 รูปคลื่นแรงดันสายสำหรับอินเวอร์เตอร์แบบไดโอดแคลมป์ six-level

**ข้อดี:**

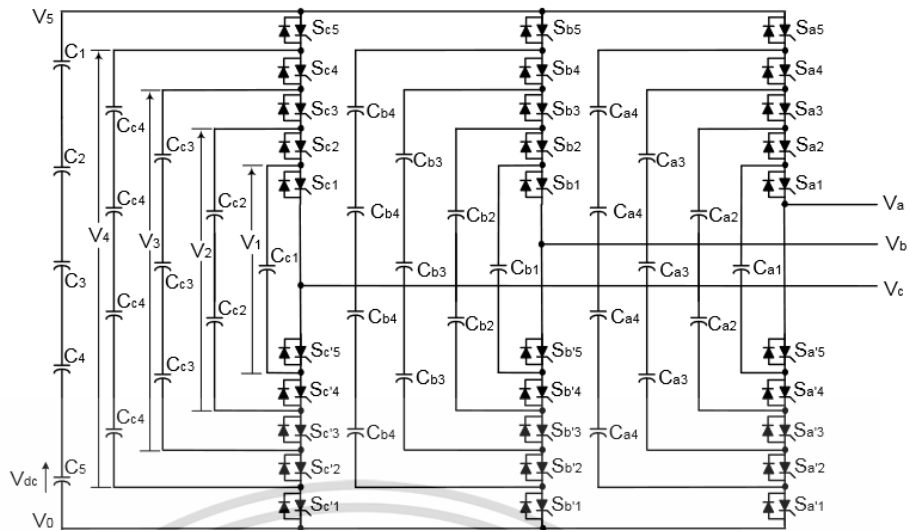
- ทุกๆ เฟสจะมีคอมมอนดีซีบัสจุดเดียวกัน ซึ่งจะประหยัดตัวเก็บประจุของคอนเวอร์เตอร์ ด้วยเหตุผลนี้รูปแบบการทำงานแบบ Back-to-back จึงไม่เพียงแต่เป็นไปได้ แต่ยังเป็นประโยชน์สำหรับการใช้งาน เช่น การเชื่อมต่อระหว่างback-to-back กับแรงดันไฟฟ้าสูง หรือการปรับความเร็วขับเคลื่อน
- ตัวเก็บประจุจะสามารถค่อยๆ ชาร์จ (Pre-charged)ที่ตัวเก็บประจุกลุ่มเดียวกัน
- มีประสิทธิภาพสูงสำหรับการสวิตช์แบบ Fundamental frequency switching

**ข้อเสีย:**

- การไหลของกำลังไฟฟ้าจริงเป็นเรื่องยากสำหรับอินเวอร์เตอร์เดี่ยวเนื่องจากระดับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง ระดับกลางจะมีแนวโน้มที่จะ Overcharge หรือ Discharge ออกโดยไม่ต้องควบคุมและตรวจสอบอย่างละเอียด
- จำนวนของไดโอดแคลมป์ที่จำเป็นต้องใช้ Quadratically ให้สัมพันธ์กับจำนวนของระดับซึ่งอาจยุ่งยากสำหรับจำนวนหน่วยที่มีระดับจำนวนสูงขึ้น

### 3.2.3 อินเวอร์เตอร์หลายระดับแบบฟลายอิงคาปาซิเตอร์ (Flying Capacitor Multilevel Inverter)

Meynard and Foch ได้นำเสนออินเวอร์เตอร์แบบ Flying-capacitor-based ใน 1992 [40] โครงสร้างของอินเวอร์เตอร์นี้จะคล้ายกับอินเวอร์เตอร์แบบไดโอดแคลมป์อินเวอร์เตอร์ใช้ตัวเก็บประจุแทน clamping diodes โทโพโลยีของวงจรไฟฟ้าของอินเวอร์เตอร์หลายระดับแบบฟลายอิงคาปาซิเตอร์จะแสดงในรูปที่ 3.7 รูปแบบนี้มีโครงสร้างแบบขั้นบันไดของตัวเก็บประจุแบบกระแสตรงซึ่งแรงดันไฟฟ้าบนตัวเก็บประจุแต่ละตัวจะแตกต่างจากตัวเก็บประจุตัวถัดไปการเพิ่มแรงดันไฟฟ้าระหว่างขาตัวเก็บประจุที่ติดกันสองตัวให้ขนาดของสัญญาณเอาต์พุตแรงดันไฟฟ้าแบบขั้นบันได



รูปที่ 3.7 โครงสร้าง Six-level 3 เฟสของอินเวอร์เตอร์แบบฟลายอิงคาปาซิเตอร์

ข้อดีอย่างหนึ่งของอินเวอร์เตอร์แบบ (Flying-capacitor-based) คือมีความ redundancies สำหรับระดับแรงดันไฟฟ้าภายใน กล่าวอีกนัยหนึ่งชุดสวิตช์ตั้งแต่สองชุดขึ้นไปสามารถสังเคราะห์แรงดันเอาต์พุตได้ตารางที่ 3.2 แสดงรายการรวมกันของระดับแรงดันเฟสที่เป็นไปได้สำหรับวงจรแบบ Six-level circuit ที่แสดงในรูปที่ 3.7 ความแตกต่างของอินเวอร์เตอร์แบบไดโอดแคแลมป์ อินเวอร์เตอร์แบบฟลายอิงคาปาซิเตอร์ไม่จำเป็นต้องใช้สวิตช์ทั้งหมด (conducting) อยู่ในชุดติดต่อกัน มากกว่านั้นอินเวอร์เตอร์แบบฟลายอิงคาปาซิเตอร์มีเฟสเหลือเฟือเพื่อในขณะอินเวอร์เตอร์แบบไดโอดแคแลมป์มี line-line redundancies เท่านั้น [10,11] Redundancies เหล่านี้ช่วยให้สามารถเลือกอัตราหรือคลายประจุเฉพาะคาปาซิเตอร์และสามารถรวมอยู่ในระบบควบคุมเพื่อปรับสมดุลแรงดันไฟฟ้าตามระดับต่างๆ

นอกเหนือจากตัวเก็บประจุแบบ กระแสตรง link  $(m-1)$  อินเวอร์เตอร์หลายระดับแบบฟลายอิงคาปาซิเตอร์ชนิด  $m$ -level จะต้องมี  $(m-1) \times (m-2)/2$  คาปาซิเตอร์ต่อเฟสช่วยถ้าค่าพิกัดแรงดันไฟฟ้าของตัวเก็บประจุเท่ากันไปที่สวิตช์ตัวหลัก การประยุกต์ใช้อย่างหนึ่งนำเสนอใน literature สำหรับอินเวอร์เตอร์หลายระดับแบบฟลายอิงคาปาซิเตอร์คือ static var generation [10,11] ข้อดีและข้อเสียหลักของคอนเวอร์เตอร์ หลายระดับแบบฟลายอิงคาปาซิเตอร์มีดังนี้ [10,11]

#### ข้อดี:

- ความซ้ำซ้อนของเฟส (Phase redundancies) จะใช้สำหรับการปรับสมดุลระดับแรงดันไฟฟ้าของตัวเก็บประจุได้
- การไหลของกำลังไฟฟ้าจริงและกำลังไฟฟ้าเสมือนสามารถควบคุมได้
- ตัวเก็บประจุจำนวนมากช่วยให้อินเวอร์เตอร์สามารถชับกกำลังไฟฟ้าผ่านได้ภายในระยะเวลาสั้น ๆ เมื่อเกิดปัญหาแรงดันไฟฟ้าตกชั่วคราว (Deep voltage sags)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**ข้อเสีย:**

- การควบคุมมีความซับซ้อนตามระดับแรงดันไฟฟ้าของตัวเก็บประจุทั้งหมด นอกจากนี้การประจุใหม่ของคาปาซิเตอร์ทั้งหมดในระดับแรงดันไฟฟ้าเดียวกันและการเริ่มต้นใช้งานมีความซับซ้อน

- Switching utilization และประสิทธิภาพไม่ดีต่อการส่งผ่านกำลังไฟฟ้าจริง

- ตัวเก็บประจุจำนวนมากมีราคาแพงและมีขนาดใหญ่กว่าไดโอดเคลมป์ในคอนเวอร์เตอร์หลายระดับแบบไดโอดเคลมป์ยากมากสำหรับการบรรจุภัณฑ์ในอินเวอร์เตอร์ที่มีจำนวนระดับสูงขึ้น

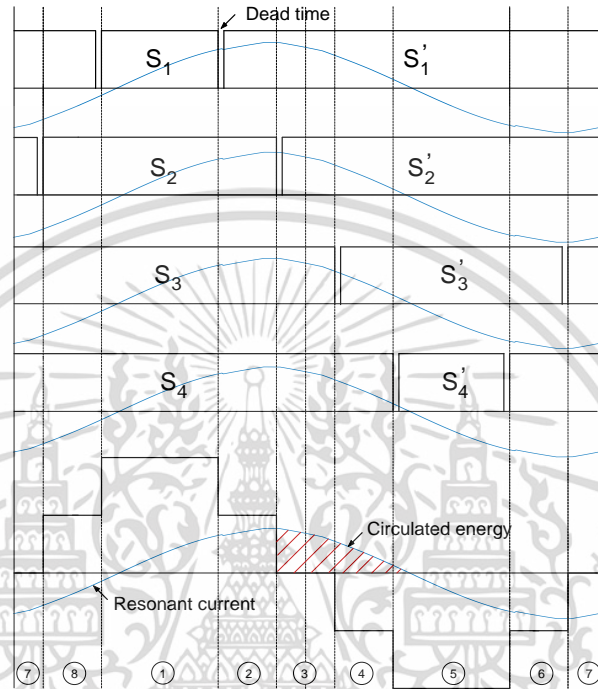
ตารางที่ 3.2 ความสัมพันธ์ระดับแรงดันและสถานะ การสวิตชิงของ Flying-capacitor six-level inverter

Voltage $V_{a0}$	Switch State									
	$S_{a5}$	$S_{a4}$	$S_{a3}$	$S_{a2}$	$S_{a1}$	$S_{a'5}$	$S_{a'4}$	$S_{a'3}$	$S_{a'2}$	$S_{a'1}$
$V_{a0} = 5V_{dc}$ (no redundancies)										
$5V_{dc}$	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0
$V_{a0} = 4V_{dc}$ (4 redundancies)										
$5V_{dc} - V_{dc}$	1	1	1	1	0	0	0	0	0	1
$4V_{dc}$	0	1	1	1	1	1	0	0	0	0
$5V_{dc} - 4V_{dc} + 3V_{dc}$	1	0	1	1	1	0	1	0	0	0
$5V_{dc} - 3V_{dc} + 2V_{dc}$	1	1	0	1	1	0	0	1	0	0
$5V_{dc} - 2V_{dc} + V_{dc}$	1	1	1	0	1	0	0	0	1	0
$V_{a0} = 3V_{dc}$ (5 redundancies)										
$5V_{dc} - 2V_{dc}$	1	1	1	0	0	0	0	0	1	1
$4V_{dc} - V_{dc}$	0	1	1	1	0	1	0	0	0	1
$3V_{dc}$	0	0	1	1	1	1	1	0	0	0
$5V_{dc} - 4V_{dc} + 3V_{dc} - V_{dc}$	1	0	1	1	0	0	1	0	0	1
$5V_{dc} - 3V_{dc} + V_{dc}$	1	1	0	0	1	0	0	1	1	0
$4V_{dc} - 2V_{dc} + V_{dc}$	0	1	1	0	1	1	0	0	1	0
$V_{a0} = 2V_{dc}$ (6 redundancies)										
$5V_{dc} - 3V_{dc}$	1	1	0	0	0	0	0	1	1	1
$5V_{dc} - 4V_{dc} + V_{dc}$	1	0	0	0	1	0	1	1	1	0
$4V_{dc} - 2V_{dc}$	0	1	1	0	0	1	0	0	1	1
$4V_{dc} - 3V_{dc} + V_{dc}$	0	1	0	0	1	1	0	1	1	0
$3V_{dc} - V_{dc}$	0	0	1	1	0	1	1	0	0	1
$3V_{dc} - 2V_{dc} + V_{dc}$	0	0	1	0	1	1	1	0	1	0
$2V_{dc}$	0	0	0	1	1	1	1	1	0	0
$V_{a0} = V_{dc}$ (4 redundancies)										
$5V_{dc} - 4V_{dc}$	1	0	0	0	0	0	1	1	1	1
$4V_{dc} - 3V_{dc}$	0	1	0	0	0	1	0	1	1	1
$3V_{dc} - 2V_{dc}$	0	0	1	0	0	1	1	0	1	1
$2V_{dc} - V_{dc}$	0	0	0	1	0	1	1	1	0	1
$V_{dc}$	0	0	0	0	1	1	1	1	1	0
$V_{a0} = 0$ (no redundancies)										
0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1

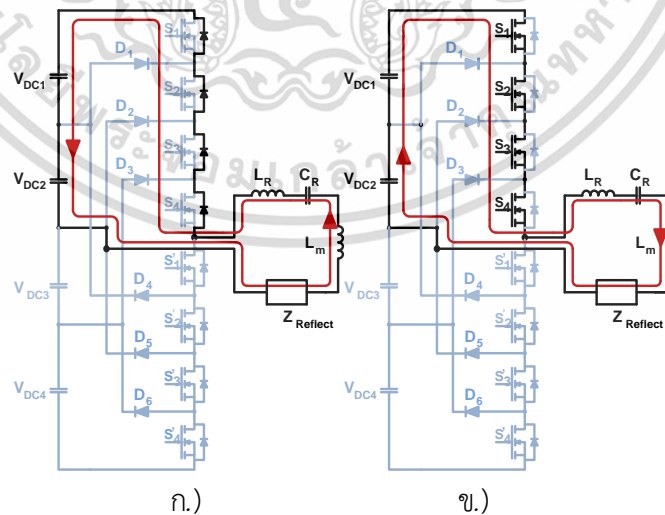
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.3 คอนเวอร์เตอร์หลายระดับแบบไดโอดแคลมป์เชื่อมต่อกับวงจรรีโซแนนซ์

คอนเวอร์เตอร์กำลังที่ถูกเลือกนำมาใช้งานในงานวิจัยครั้งนี้คือไดโอดแคลมป์คอนเวอร์เตอร์แบบ 5 ระดับที่มีการใช้เทคนิคการออกแบบให้มีความผิดเพี้ยนของสัญญาณรูปคลื่นไซน์ที่ต่ำ หลักการทำงานของคอนเวอร์เตอร์กำลังนี้สามารถแบ่งช่วงระยะเวลาในการทำงานได้ทั้งหมดจำนวน 8 โหมดการทำงาน ซึ่งจะได้มีการอธิบายโดยละเอียดดังนี้



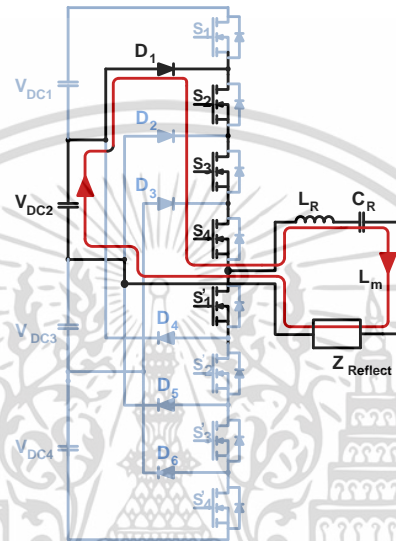
รูปที่ 3.8 สถานะของการทำงานของอุปกรณ์สวิตชิงในระบบการส่งกำลัง



รูปที่ 3.9 โหมดการทำงาน ก.) กระแสที่ได้จากการพลังงานไหลเวียนจากวงจรรีโซแนนซ์ ข.) กระแสจากแหล่งจ่าย

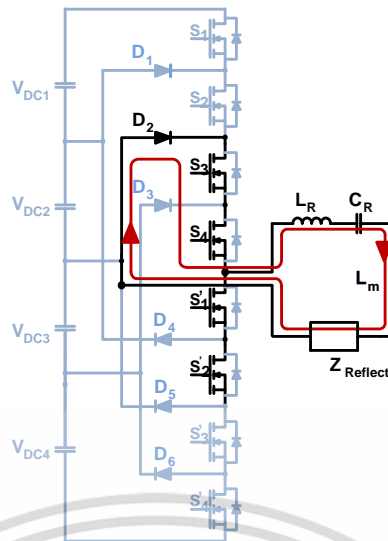
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**โหมดการทำงานที่ 1 :** ตัวสวิตซ์ซึ่งด้านบนของวงจรคอนเวอร์เตอร์หลายระดับแบบไดโอดแคลมป์  $S_1$ ,  $S_2$ ,  $S_3$  และ  $S_4$  ทำงานและทำการส่งผ่านกำลังโดยมีแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง  $V_{DC1}$  และ  $V_{DC2}$  โดยมีไดโอด  $D_1$ ,  $D_2$ ,  $D_3$  ทำหน้าที่บล็อกกระแสไหลย้อนกลับ แรงดันด้านท้ายของอินเวอร์เตอร์จะมีขนาดเท่ากับผลรวมของแรงดัน  $V_{DC1}$  บวกกับ  $V_{DC2}$  ในกรณีที่กระแสไหลมีทิศทางเป็นลบนั้นจะเกิดจากพลังงานที่สะสมในวงจรรีโซแนนท์ ผลักกระแสไหลย้อนกลับในทิศทางตรงกันข้ามต่อเนื่องผ่านไดโอดแฝงในมอสเฟสตามรูปที่ 3.9 จนพลังงานหมดหลังจากนั้นแหล่งจ่ายไฟฟ้า  $V_{DC1}$  และ  $V_{DC2}$  ทำหน้าที่ในการจ่ายกระแสหลัก



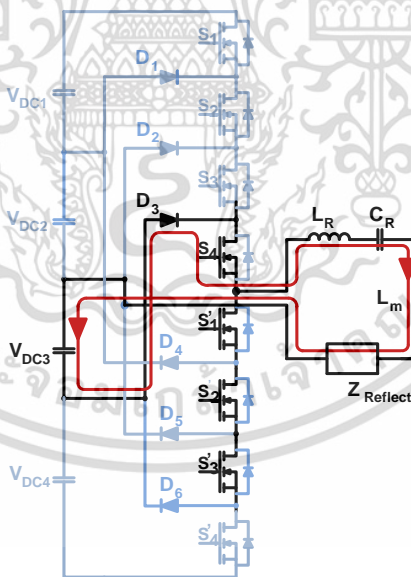
รูปที่ 3.10 โหมดการทำงานที่ 2

**โหมดการทำงานที่ 2 :** ในขณะที่อุปกรณ์สวิตซ์ซึ่งตัวที่ 1 ถูกปิด วงจรไฟฟ้าจะมีการนำกระแสผ่านอุปกรณ์ไดโอด  $D_1$  และมอสเฟส  $S_2$ ,  $S_3$  และ  $S_4$  โดยที่แหล่งจ่ายหลักของกระแสรีโซแนนท์จะมีแค่แหล่งจ่ายไฟฟ้า  $V_{DC2}$ , แรงดันในสภาวะนี้จะมีค่าเท่ากับขนาดของแหล่งจ่ายหลักในทำนองเดียวกันนี้ กระแสรีโซแนนท์จะประกอบด้วยสองส่วนหลักคือกระแสที่มาจากวงจรรีโซแนนท์ที่หลงเหลือและแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงหลักตามที่แสดงในรูปที่ 3.10



รูปที่ 3.11 โหมดการทำงานที่ 3

โหมดการทำงานที่ 3 : มอสเฟส  $S_1$  and  $S_2$  ถูกปิดการทำงานคงเหลือมอสเฟส  $S_3, S_4, S_1$  and  $S_2$  ที่อยู่ในสถานะทำงาน จะสังเกตได้ว่ากระแสยังคงมีความต่อเนื่องแต่มีสถานะแวนโวลที่ลดลงเนื่องจากกระแสทั้งหมดเกิดจากการไหลออกของพลังงานสะสมจากวงจรรีโซแนนท์เพียงอย่างเดียว โดยปราศจากการจ่ายไฟฟ้าจากแหล่งจ่ายใดๆทั้งสิ้น ทิศทางของกระแสจะเป็นไปทางด้านบวกดังแสดงในรูปที่ 3.11

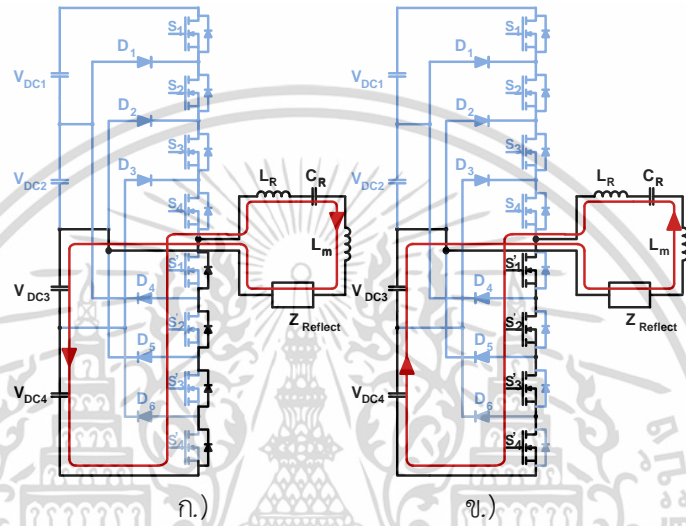


รูปที่ 3.12 โหมดการทำงานที่ 4

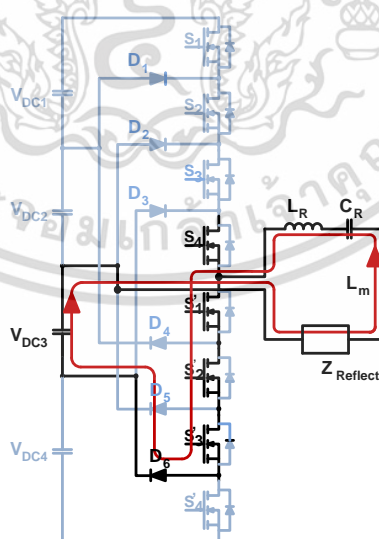
โหมดการทำงานที่ 4 : มอสเฟส  $S_4, S_1, S_2$  และ  $S_3$  ทำงานโดยที่ ไดโอด  $D_3$  อยู่ในสถานะนำกระแส แรงดันลบจะปรากฏด้านเข้าที่พู่ของอินเวอร์เตอร์มีค่าเท่ากับ  $-V_{DC3}$  ผลรวมของกระแสในวงจรหลักจะยังมีค่าบวกเนื่องจากกระแสที่เกิดจากการหักล้างกันระหว่างพลังงานสะสมในวงจรรีโซแนนท์และแหล่งจ่ายหลัก ตามรูปที่ 3.12

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โหมดการทำงานที่ 5 : ตัวสวิตช์ซึ่งด้านล่างของวงจรคอนเวอร์เตอร์หลายระดับแบบไดโอดแคลมป์  $S'_1$ ,  $S'_2$ ,  $S'_3$  และ  $S'_4$  ทำงานและทำการส่งผ่านกำลังโดยมีแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง  $V_{DC3}$  และ  $V_{DC4}$  โดยมี ไดโอด  $D_4$ ,  $D_5$ ,  $D_6$  ทำหน้าที่บล็อกกระแสไหลย้อนกลับ แรงดันด้านท้ายของอินเวอร์เตอร์จะมีขนาด เท่ากับผลรวมของแรงดัน  $V_{DC3}$  บวกกับ  $V_{DC4}$  แต่ทิศทางเครื่องหมายลบ ในกรณีที่กระแสไหลมีทิศทางเป็น บวกนั้นจะเกิดจากพลังงานที่สะสมในวงจรรีโซแนนท์ ผลักกระแสไหลย้อนกลับในทิศทางตรงกันข้าม ต่อเนื่องผ่านไดโอดแฝงในมอสเฟสตามรูปที่ 3.13 จนพลังงานหมดหลังจากนั้นแหล่งจ่ายไฟฟ้า  $-V_{DC3}$  และ  $-V_{DC4}$  ทำหน้าที่ในการจ่ายกระแสหลัก



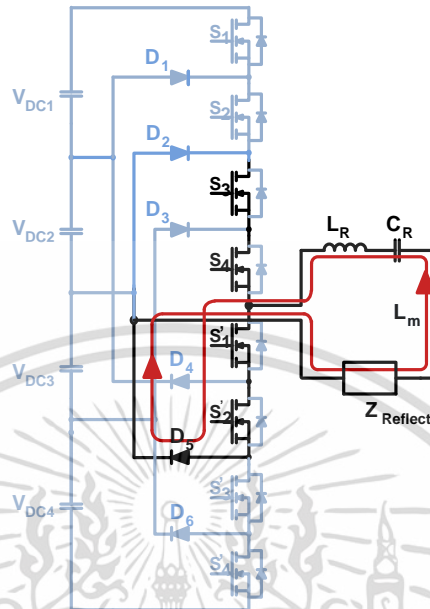
รูปที่ 3.13 โหมดการทำงาน ก.) กระแสที่ได้จากการพลังงานไหลเวียนจากวงจรรีโซแนนท์ ข.)  
กระแสจากแหล่งจ่าย



รูปที่ 3.14 โหมดการทำงานที่ 6

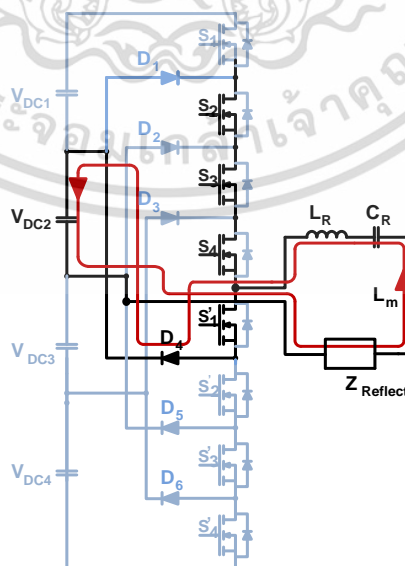
โหมดการทำงานที่ 6 : ในขณะที่อุปกรณ์สวิตช์ซึ่ง  $S'_4$  ถูกปิด วงจรไฟฟ้าจะมีการนำกระแสผ่านอุปกรณ์ ไดโอด  $D_6$  และมอสเฟส  $S_4$ ,  $S'_1$ ,  $S'_2$  และ  $S'_3$  โดยที่แหล่งจ่ายหลักของกระแสรีโซแนนท์จะมีแค่ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แหล่งจ่ายไฟฟ้า  $V_{DC3}$ , แรงดันในสภาวะนี้จะมีค่าเท่ากับขนาดของแหล่งจ่ายหลัก ในทำนองเดียวกันนี้ กระแสรีโซแนนซ์จะประกอบด้วยสองส่วนหลักคือกระแสที่มาจากวงจรรีโซแนนซ์ที่หลงเหลือและแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงหลักตามที่แสดงในรูปที่ 3.14



รูปที่ 3.15 โหมดการทำงานที่ 7

โหมดการทำงานที่ 7 : มอสเฟส  $S_1$  and  $S_2$  ถูกปิดการทำงานคงเหลือมอสเฟส  $S_3, S_4, S_1$  and  $S_2$  ที่อยู่ในสภาวะทำงาน จะสังเกตได้ว่ากระแสยังคงมีความต่อเนื่องแต่มีสภาวะแวนซ์ที่ลดลงเนื่องจากกระแสทั้งหมดเกิดจากการไหลออกของพลังงานสะสมจากวงจรรีโซแนนซ์เพียงอย่างเดียว โดยปราศจากการจ่ายไฟฟ้าจากแหล่งจ่ายใดๆทั้งสิ้น ทิศทางของกระแสจะเป็นไปทางด้านลบดังแสดงในรูปที่ 3.15



รูปที่ 3.16 โหมดการทำงานที่ 8

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**โหมตการทำงานที่ 8 :** มอสเฟส  $S_2, S_3, S_4$  และ  $S'_1$  ทำงานโดยที่ ไดโอด  $D_4$  อยู่ในสภาวะนำกระแส แรงดันบวกจะปรากฏด้านเข้าที่พู่ทของอินเวอร์เตอร์มีค่าเท่ากับ  $V_{DC2}$  ผลรวมของกระแสในวงจรหลัก จะยังมีค่าลบเนื่องจากกระแสที่เกิดจากการหักล้างกันระหว่างพลังงานสะสมในวงจรรีโซแนนท์และ แหล่งจ่ายหลัก ตามรูปที่ 3.16

### 3.4 สรุป

ชนิดของคอนเวอร์เตอร์หลายระดับได้ถูกเสนอในรูปแบบต่างๆ เช่น คาสเคด เอช-บริดจ์ (Cascaded H-Bridges) คอนเวอร์เตอร์แบบไดโอดแคลมป์ หรือคอนเวอร์เตอร์หลายระดับแบบฟลายอิงคาปาซิเตอร์ ซึ่งล้วนให้อาชีพที่มีค่าความผิดเพี้ยนของสัญญาณรูปคลื่นไซน์ที่ต่ำเมื่อเปรียบเทียบกับคอนเวอร์เตอร์ที่มีรูปคลื่นสัญญาณเอาต์พุตแบบสี่เหลี่ยม ความได้เปรียบดังกล่าวส่งผลต่อการออกแบบระบบการส่งกำลังแบบไร้หน้าสัมผัส ซึ่งงานวิจัยนี้ได้เลือกไดโอดแคลมป์คอนเวอร์เตอร์แบบ 5 ระดับ มาใช้งานโดยออกแบบสถานะของการสวิตช์ซึ่งตามหลักทฤษฎีเบื้องต้นที่ได้กล่าวในบทนี้



## บทที่ 4

# ขั้นตอนการออกแบบ

### 4.1 บทนำ

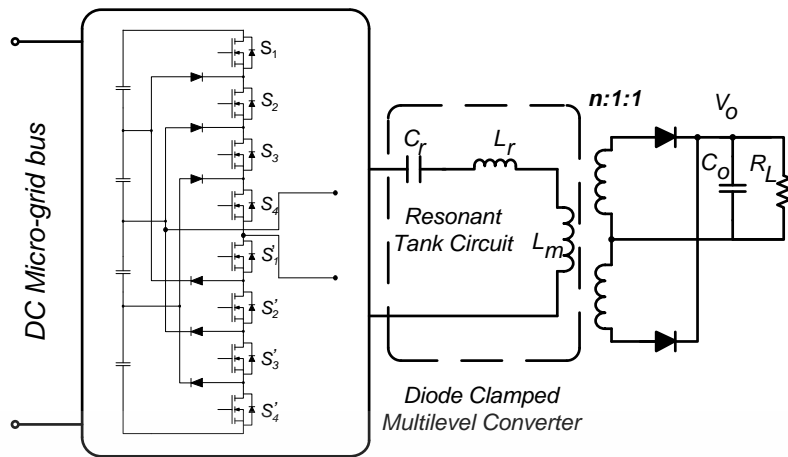
ขั้นตอนการออกแบบของงานวิจัย จะถูกนำเสนอในบทนี้โดยเริ่มจากโครงสร้างหลักของการส่งกำลังไฟฟ้าแบบไร้หน้าสัมผัสด้วยคอนเวอร์เตอร์หลายระดับที่มีความถี่สวิตชิ่งระดับ 200 กิโลเฮิร์ตซ์ โดยจะสามารถแบ่งออกเป็น การออกแบบคอนเวอร์เตอร์ 5 ระดับแบบไดโอดแคลมป์ ชูต ซับเกตมอสเฟตที่มีการเลือกใช้งานตัวแยกอิสระทางไฟฟ้ากับชดเชยในซิปตัวเดียวกันที่ตอบสนองความถี่สวิตชิ่งระดับสูง การออกแบบวงจรภาคกำลังของการส่งจ่ายไฟฟ้าผ่านหม้อแปลงแบบไร้หน้าสัมผัส ตัวประมวลสัญญาณดิจิทัล การกำจัดฮาร์มอนิกที่ถูกเลือก หรือการออกแบบ แอล แอล ซี รีโซแนนท์คอนเวอร์เตอร์แบบอนุกรม ด้วยวิธีการประมาณการฮาร์มอนิกความถี่มูลฐาน ซึ่งขั้นตอนในการเลือกใช้อุปกรณ์หรือชิ้นงานต่างๆ จะถูกนำเสนอในบทนี้

### 4.2 โครงสร้างของการส่งกำลังไฟฟ้าแบบไร้หน้าสัมผัส

โครงสร้างหลักของการส่งกำลังแบบไร้หน้าสัมผัสนั้นเริ่มจากการออกแบบคอนเวอร์เตอร์หลายระดับโดยเลือกคอนเวอร์เตอร์แบบ 5 ระดับมาใช้งานโดยแต่ละระดับจะทำการรับค่าแรงดันที่ 75 โวลต์ โดยเฉลี่ยเนื่องจากแรงดันอินพุทจากแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงหรือบัลลัสกระแสตรงในระบบไมโครกริดนั้นมีการใช้งานที่ 300 โวลต์ ตามลำดับ การออกแบบจึงต้องมีการคำนึงถึงความสามารถของอุปกรณ์แต่ละชนิดที่จะรองรับพิกัดต่างๆได้

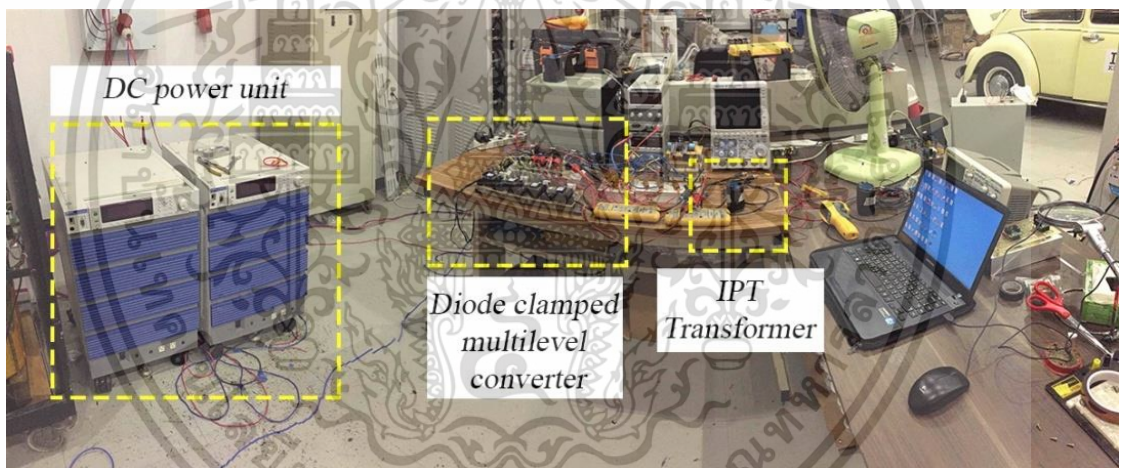
#### 4.2.1 การออกแบบคอนเวอร์เตอร์ 5 ระดับแบบไดโอดแคลมป์

คอนเวอร์เตอร์หลายระดับมีรูปแบบการใช้งานหลายรูปแบบอย่างเช่นที่กล่าวไปในบทที่ 3 แต่ในการใช้งานในการส่งผ่านกำลังที่มีแกนอากาศเป็นตัวกลางหรือสื่อนั้นต้องคำนึงถึงรูปสัญญาณและที่สำคัญที่สุดคือความถี่ของสัญญาณนั่นเอง ทางเลือกในการใช้งานมีตัวเลือกค่อนข้างหลากหลาย แต่ข้อจำกัดเรื่องขนาดของปลั๊กและเต้ารับในระบบดังกล่าวมีส่วนในการกำหนดจากความถี่และเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนของรูปคลื่นไซน์เป็นหลัก ดังนั้นคอนเวอร์เตอร์หลายระดับจำพวก SPWM ที่มีการมอดดูเลชั่นที่ความถี่สูงจึงถูกตัดออกไป เหลือเพียงตัวเลือกของคอนเวอร์เตอร์หลายระดับที่มีสัญญาณชดเชยที่ความถี่หลักมูล (Fundamental frequency) ดังนั้นคอนเวอร์เตอร์หลายระดับแบบไดโอดแคลมป์แบบ 5 ระดับจึงถูกเลือกมาใช้งาน



รูปที่ 4.1 โครงสร้างของการส่งผ่านกำลังแบบไร้หน้าสัมผัส

การปรับเปลี่ยนที่เกิดขึ้นจะส่งผลต่อภาพโดยรวมของการส่งกำลังไฟฟ้าภายในครัวเรือน ดังนั้นราคาจึงเป็นอีกตัวแปรที่ต้องคำนึงถึง เนื่องจากไดโอดมีราคาถูกกว่าอุปกรณ์ชนิดอื่นถ้ามีการเปรียบเทียบโดยสัดส่วนแล้ว ดังนั้นจึงเป็นอีกหนึ่งเหตุผลในการเลือกใช้งานไดโอดเคลมป์ในงานดังกล่าว



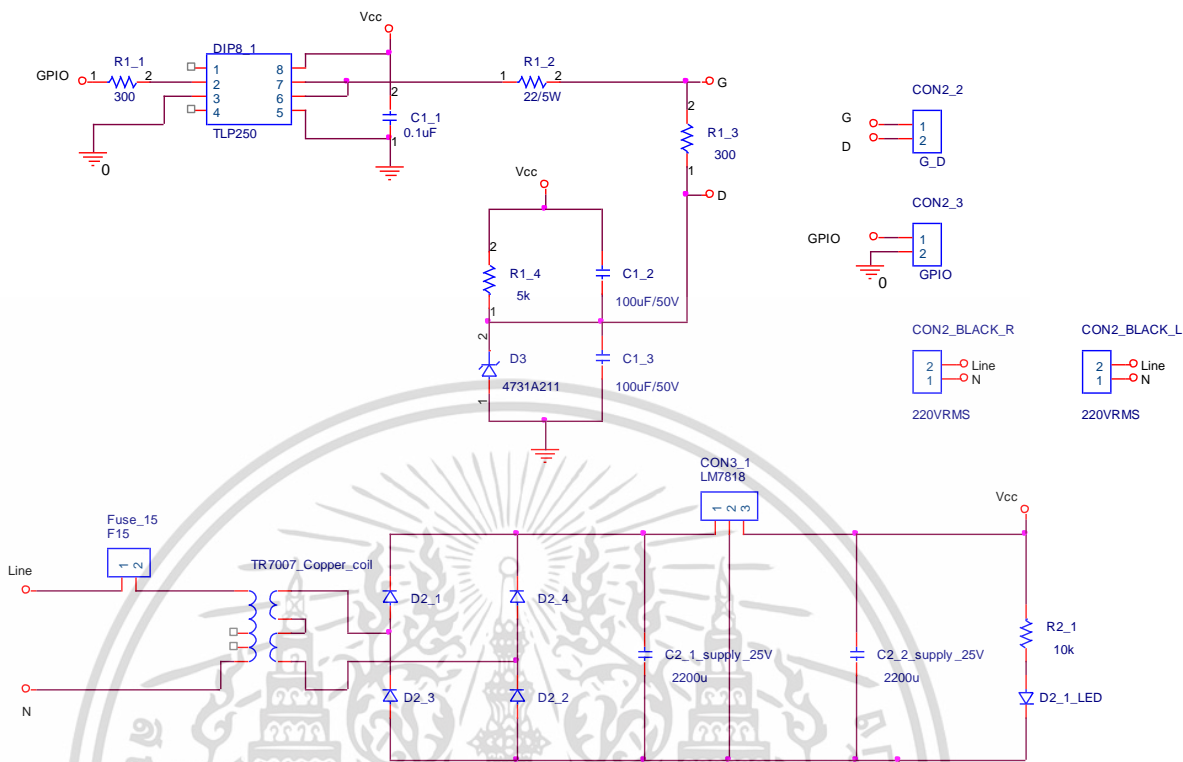
รูปที่ 4.2 โครงสร้างของการส่งผ่านกำลังแบบไร้หน้าสัมผัสด้วยอุปกรณ์จริง

#### 4.2.2 ชุดขับมอสเฟต

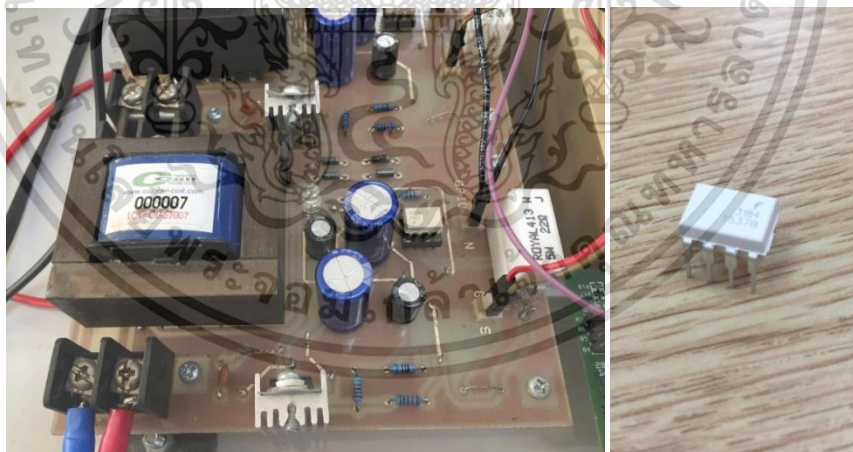
หลักการทำงานของคอนเวอร์เตอร์หลายระดับนั้นจะเริ่มต้นจากการออกแบบชุดขับมอสเฟตจำนวนทั้งหมด 8 ชุดที่มีการแยกอิสระทางไฟฟ้า (Electrical isolation) และมีแหล่งจ่ายเพื่อจ่ายให้กับชิ้นส่วนหรืออุปกรณ์ในวงจรขั้วนั้นๆ ส่วนสำคัญต่อจากการแยกอิสระทางไฟฟ้าก็คือเรื่องของความสามารถในการขับมอสเฟตที่ความถี่สูง การเลือกชุดขับที่เหมาะสมต้องคำนึงถึงช่วงของ Rise time และ Fall time ของตัวอุปกรณ์ชิ้นนั้นๆ ว่าเหมาะสมกับความถี่ที่ต้องการตอบสนองหรือไม่ งานวิจัยชิ้นนี้ได้มีการเลือกใช้งาน FOD3184 ของบริษัท Fairchild Semiconductor เป็นตัวขับมอสเฟต แต่ละตัวรวมทั้งหมด 8 ตัว โดยคุณสมบัติของตัวขับดังกล่าวยังสามารถแยกอิสระทาง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ไฟฟ้าในตัวได้โดยมีชุดขับผ่าน Opto-coupler ที่มีพร้อมอยู่แล้วจึงมีความสะดวกในการใช้งาน จะสังเกตได้ดังรูปที่ 4.3



รูปที่ 4.3 ชุดวงจรขับเคลื่อนของมอสเฟต



รูปที่ 4.4 ชุดวงจรขับเคลื่อนของมอสเฟตจากอุปกรณ์จริงและ FOD3184

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.5 อุปกรณ์จริงของวงจรคอนเวอร์เตอร์หลายระดับไดโอดแคลมป์แบบ 5 ระดับ



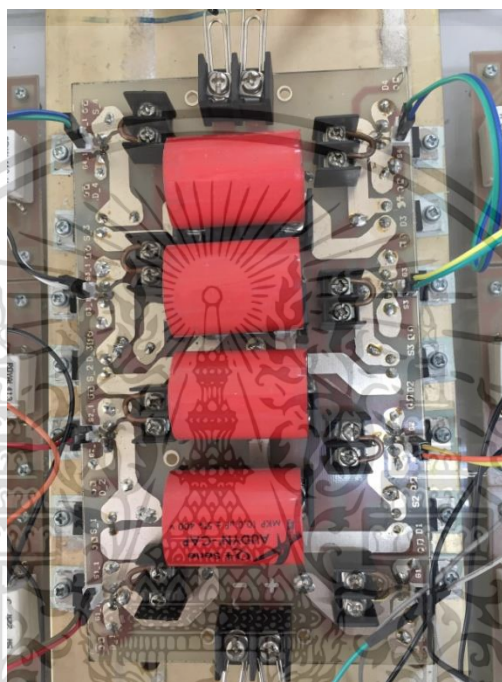
รูปที่ 4.6 แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงขนาด 12 กิโลวัตต์

#### 4.2.3 วงจรภาคกำลังของคอนเวอร์เตอร์หลายระดับไดโอดแคลมป์แบบ 5 ระดับ

การออกแบบการส่งกำลังผ่านหม้อแปลงแบบไร้หน้าสัมผัสนั้น จะเน้นที่คอนเวอร์เตอร์หลายระดับแบบไดโอดแคลมป์แบบ 5 ระดับ ที่มีการควบคุมด้วยตัวประมวลสัญญาณดิจิทัลรุ่น TMS320F28335 ของบริษัท Texas Instrument ผ่านชุดขับเกตของมอสเฟส FOD3184 ของบริษัท Fairchild การเลือกใช้งานมอสเฟสและไดโอดแบบพื้นตัวเร็วนั้นต้องทำการคำนวณและเลือกอุปกรณ์ที่เหมาะสม รวมถึงการเผื่อตัวคูณให้กับความปลอดภัยในการใช้งาน เนื่องจากงานวิจัยนี้ยังอยู่ในช่วงของการทดสอบ การออกแบบตัวคูณจึงยังต้องมีการคำนึงถึงเป็นหลัก

การออกแบบวงจรพื้นนั้นประกอบด้วยมอสเฟส 8 ตัวและไดโอดแบบพื้นตัวเร็วทั้งหมดรวม 6 ตัวต่อวงจรในลักษณะดังรูปที่ 4.1 จากการคำนวณด้วยวิธีพื้นฐานจะได้กระแสสูงสุดที่ไหลผ่านเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มอสเฟตแต่ละตัว ซึ่งได้เลือกอุปกรณ์สวิตชิง IRFP840 ของบริษัท International Rectifier ที่มีกระแสทำงานที่ 8 แอมแปร์ แรงดันตกคร่อมสูงสุดที่ระดับ 400 โวลต์ มาเพื่อเพิ่มระดับป้องกันจากค่าพิกัดสูงสุดของวงจร ทั้งนี้อุปกรณ์จำพวกไดโอดพื้นตัวเร็วก็จะถูกนำมาพิจารณาเรื่องของ Peak reverse bias ที่ตำแหน่งการเปิดวงจรของไดโอดนั้นๆ ดังนั้นงานวิจัยนี้จึงเลือก ไดโอดพื้นตัวเร็วของบริษัท Micro commercial components (M.C.C) ที่มีแรงดัน Peak reverse bias ที่ 400 โวลต์ และมีกระแสเฉลี่ยที่ 8.0 แอมแปร์ ที่อุณหภูมิ 100 องศาเซลเซียส



รูปที่ 4.7 วงจรภาคกำลังของคอนเวอร์เตอร์หลายระดับแบบไดโอดแคลมป์

#### 4.2.4 ตัวประมวลสัญญาณดิจิทัล

การใช้งานตัวประมวลสัญญาณเพื่อทำการควบคุมคอนเวอร์เตอร์หลายระดับ เอาท์พุทสัญญาณที่ได้จากการคำนวณจะถูกส่งออกมาเพื่อควบคุมความถี่ของคอนเวอร์เตอร์ให้ได้ระดับแรงดันกระแสตรงตามที่กำหนดไว้ โดยกำหนดพอร์ทได้ดังนี้ โดยที่ตัวประมวลสัญญาณที่นำมาใช้ในงานวิจัยนี้คือ Digital Signal Processor หรือ DSP จากบริษัท TEXAS INSTRUMENTS (TI) โดยมีหน่วยประมวลผลกลางคือ TMS320F28335 สามารถแสดงอินพุทและเอาท์พุทการใช้งานดังรูปที่ 4.8

รูปที่ 4.8 เอาท์พุทและอินพุทพอร์ทของหน่วยประมวลสัญญาณดิจิทัล TMS320F28335

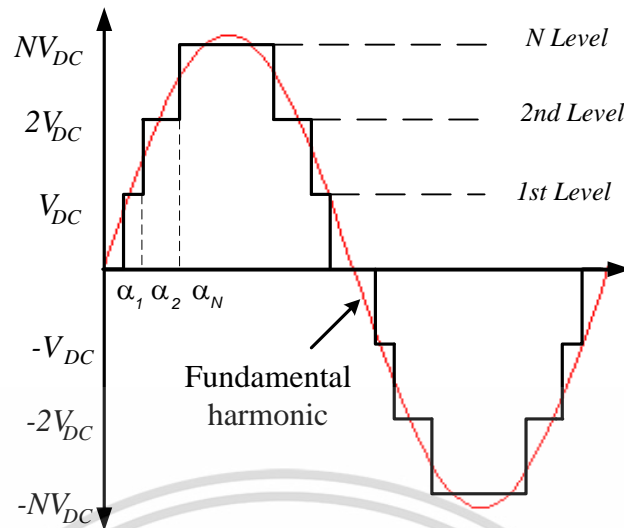
### 4.3 เทคนิคการกำจัดฮาร์โมนิกที่ถูกเลือก (Selective Harmonic Elimination Technique, SHE)

ขั้นตอนการออกแบบคอนเวอร์เตอร์หลายระดับจะให้ความสำคัญเกี่ยวกับความผิดเพี้ยนของสัญญาณรูปคลื่นไซน์ที่มีค่าต่ำ เนื่องจากความได้เปรียบดังกล่าวส่งผลต่อการออกแบบหม้อแปลงขดลวดโซลินอยด์แกนอากาศที่มีอัตราส่วนของกำลังไฟฟ้าต่อปริมาตรที่สูงกว่า รูปที่ 4.9 แสดงคอนเวอร์เตอร์หลายระดับที่มีจำนวนระดับทั้งหมด  $n$  ระดับ และมีมุมทำงานที่แตกต่างกัน  $n$  องศา โดยการสวิตชิงดังตารางที่ 4.1

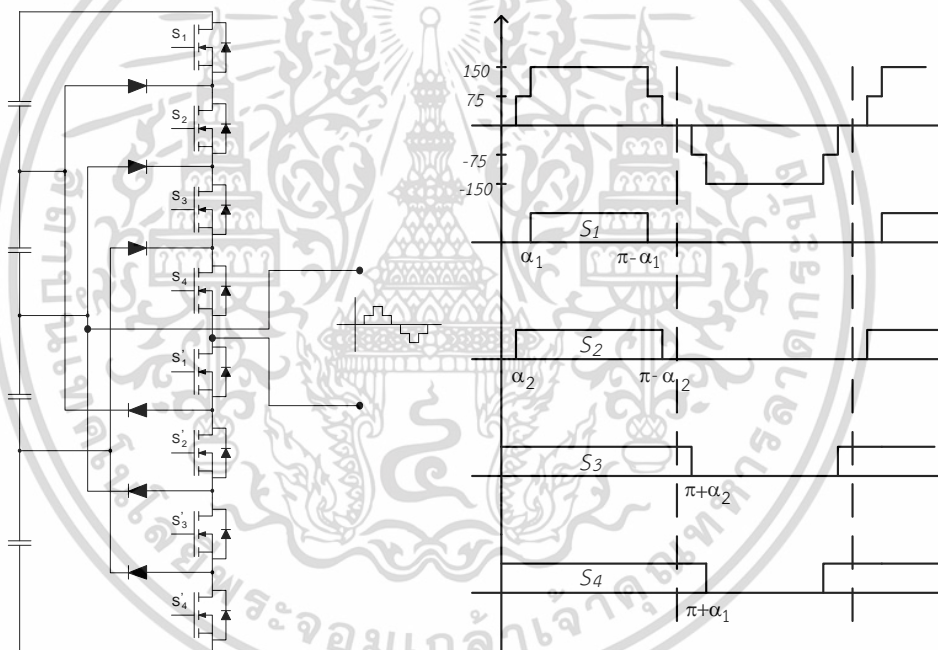
ตารางที่ 4.1 ลำดับการสวิตชิงของคอนเวอร์เตอร์ 5 ระดับแบบไดโอดแคสแคด

$V_{out}$	Switching State							
	$S_1$	$S_2$	$S_3$	$S_4$	$S_1'$	$S_2'$	$S_3'$	$S_4'$
150 V	1	1	1	1	0	0	0	0
75 V	0	1	1	1	1	0	0	0
0 V	0	0	1	1	1	1	0	0
-75 V	0	0	0	1	1	1	1	0
-150 V	0	0	0	0	1	1	1	1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.9 คอนเวอร์เตอร์ N ระดับแบบไดโอดแคลมป์



รูปที่ 4.10 คอนเวอร์เตอร์หลายระดับแบบไดโอดแคลมป์

การคำนวณหามุมที่เหมาะสมที่ทำให้ความผิดเพี้ยนของสัญญาณรูปคลื่นไซน์มีค่าต่ำสุดคือสิ่งหลักที่ต้องคำนึงถึง จากสมการ Polynomial ของสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยม เราสามารถใช้การจัดหารมอนิกที่ไม่ต้องการได้ โดยที่สมการฟูเรียร์ของสัญญาณสี่เหลี่ยมแบบไบโพล่าสามารถแสดงได้ดังนี้

$$V_{out,n} = \frac{4}{n\pi} [V_{DC} \cos(n\alpha_1) + V_{DC} \cos(n\alpha_2) + \dots + V_{DC} \cos(n\alpha_{(L-1)/2})] \quad (5.1)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในกรณีที่  $n$  เป็นลำดับของฮาร์โมนิก VDC คือแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุแต่ละระดับของคอนเวอร์เตอร์ ด้วยวิธีนี้การปรับเปลี่ยนมุมที่เหมาะสมจะส่งผลต่อการกำจัดฮาร์โมนิกที่ไม่ต้องการออกจากผลรวมของสัญญาณทั้งหมดได้ ดังนั้นจึงได้มีการนำเสนอวิธีเทคนิคการกำจัดฮาร์โมนิกที่ถูกเลือกเพื่อเหตุผลดังกล่าวข้างต้น สมการด้านล่างจะเน้นในการกำจัดฮาร์โมนิกลำดับที่ 3

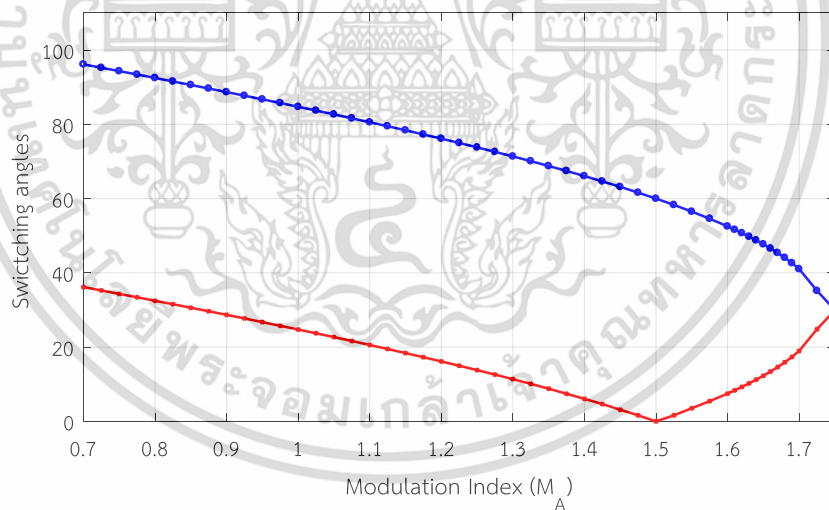
$$V_{out,1} = \frac{4V_{DC}}{\pi} [\cos(\alpha_1) + \cos(\alpha_2)] \quad (5.2)$$

สมการฮาร์โมนิกลำดับที่ 3

$$V_{out,3} = \frac{4V_{DC}}{3\pi} [\cos(3\alpha_1) + \cos(3\alpha_2)] \quad (5.3)$$

ดัชนีมอดดูโลชั่น  $M_A$  คืออัตราส่วนระหว่าง  $4V_{DC}/\pi$  and  $V_{out,1}$  การสวิตชิงด้วยมุมที่เหมาะสมนั้นจะทำให้ฮาร์โมนิกลำดับที่ 3 ถูกกำจัดไปจากเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์หลายระดับและฮาร์โมนิกความถี่มูลฐานจะถูกควบคุมให้อยู่ในระดับแรงดันที่กำหนด

การคำนวณค่า Alpha1 และ Alpha2



รูปที่ 4.11 มุมสวิตชิงเปรียบเทียบกับดัชนีมอดดูเลชั่นของการกำจัดฮาร์โมนิกที่ 3

สมการ Non linear polynomial จะถูกแก้โดยวิธีการของ Newton Raphson'S equation เพื่อกำจัดฮาร์โมนิกที่ 3 ออกจากเอาต์พุต

$$\cos(\alpha_1) + \cos(\alpha_2) = \frac{\pi}{4V_{DC}} V_{out,1} = M_A \quad (5.4)$$

$$\cos(3\alpha_1) + \cos(3\alpha_2) = 0 \quad (5.5)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่

$$\cos(3\alpha) = 4\cos^3\alpha - 3\cos\alpha \quad (5.6)$$

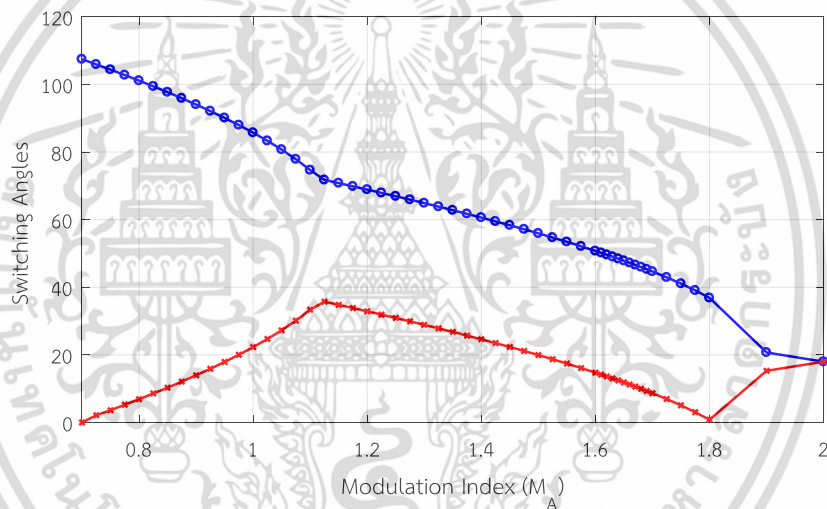
$$4\cos^3\alpha_1 - 3\cos\alpha_1 + 4\cos^3\alpha_2 - 3\cos\alpha_2 = 0 \quad (5.7)$$

ตัวอย่างการคำนวณที่  $M_A = 1.750$

$$\alpha_1 = 29.9685 \text{ องศา และ } \alpha_2 = 29.9685 \text{ องศา}$$

เมื่อแทนค่ามุมทั้งสองในสมการที่ 5.7

$$4\cos^3(29.9685) - 3\cos(29.9685) + 4\cos^3(29.9685) - 3\cos(29.9685) = 0 \quad (5.8)$$



รูปที่ 4.12 มุมสวิตชิงเปรียบเทียบกับดัชนีโมดูเลชันของการกำจัดฮาร์มอนิกที่ 5

สมการกำจัดฮาร์มอนิกที่ 5

$$16\cos^5\alpha_1 - 20\cos^2\alpha_1 + 5\cos\alpha_1 + 16\cos^5\alpha_2 - 20\cos^2\alpha_2 + 5\cos\alpha_2 = 0 \quad (5.9)$$

ตัวอย่างการคำนวณที่  $M_A = 2$

$$\alpha_1 = 17.9734 \text{ องศา และ } \alpha_2 = 17.9734 \text{ องศา}$$

เมื่อแทนค่ามุมทั้งสองในสมการที่ 5.9

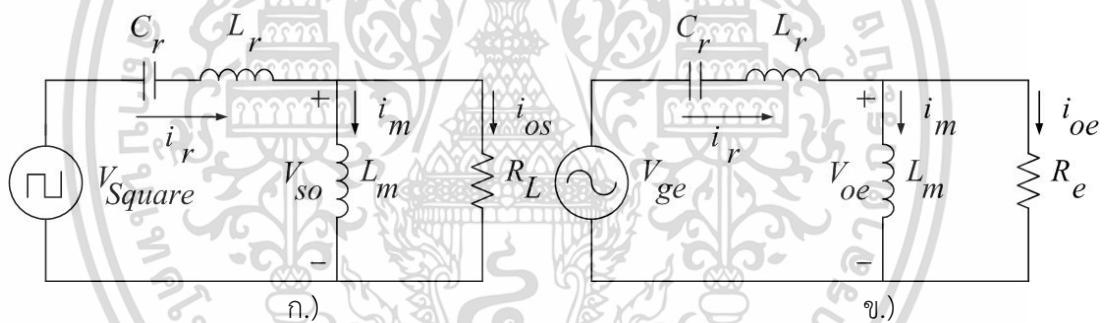
$$16\cos^5(17.9734) - 20\cos^2(17.9734) + 5\cos(17.9734) + 16\cos^5(17.9734) - 20\cos^2(17.9734) + 5\cos(17.9734) = 0 \quad (5.10)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.4 การประมาณการโดยวิธีฮาร์โมนิกความถี่มูลฐาน (Fundamental Harmonic Approximation, FHA)

รีโซแนนท์คอนเวอร์เตอร์เป็นคอนเวอร์เตอร์ที่ปรับระดับแรงดันโดยการควบคุมความถี่ ที่ประกอบด้วยวงจรล่องรีโซแนนท์ มีรูปแบบการจัดวางวงจรที่ประกอบด้วยอุปกรณ์หรือชิ้นส่วนพาสซีฟ มีตัวเก็บประจุ ตัวเหนี่ยวนำ ตัวต้านทาน ตัวอย่างของวงจรรีโซแนนท์คอนเวอร์เตอร์นั้นมีหลากหลายแบบอย่างเช่น แอล แอล ซี รีโซแนนท์คอนเวอร์เตอร์ หรือ แอล ซี ซี รีโซแนนท์คอนเวอร์เตอร์ ในงานวิจัยนี้จะทำการเลือกวงจรแบบ แอล แอล ซี รีโซแนนท์คอนเวอร์เตอร์มาใช้งาน เนื่องจากตำแหน่งที่จุดความถี่รีโซแนนท์หรือจุดทำงานของคอนเวอร์เตอร์ตามทฤษฎีแล้วการเพิ่มหรือลดโหลดจะไม่ส่งผลถึงค่าอัตราขยายของระบบนั้นหมายความว่า การปรับแต่งสามารถที่จะควบคุมได้ในช่วงของความถี่ดังกล่าว

รูปที่ 4.13 เป็นการยู่บวงจรรีโซแนนท์คอนเวอร์เตอร์เพื่อทำการประมาณการโดยวิธีฮาร์โมนิกความถี่มูลฐาน โดยรูปที่ 4.13 ก.) นั้นแสดงให้เห็นถึงการยู่บวงจรคอนเวอร์เตอร์ให้อยู่ในรูปแบบที่ง่ายต่อการคำนวณ วงจรสมมูลของรีโซแนนท์แบบแอล แอล ซี นั้นจะประกอบด้วยแหล่งจ่ายเป็นสัญญาณสี่เหลี่ยม



รูปที่ 4.13 ก.) วงจรสมมูลของรีโซแนนท์แบบแอล แอล ซี และ ข.) วงจรแหล่งจ่ายไฟฟ้าสัญญาณรูปคลื่นไซน์

จะเห็นได้ว่าการคำนวณด้วยวิธีแบบเก่าเช่น State space นั้นค่อนข้างมีปัญหาซับซ้อนและผลการคำนวณที่ได้จะมีความคลาดเคลื่อนจากค่าจริง ดังนั้นการแทนวงจรด้วยวิธีการประมาณการโดยวิธีฮาร์โมนิกความถี่มูลฐานจึงถูกนำมาแทนที่ในการคำนวณของงานวิจัยนี้ จากรูปที่ 4.13 ข.) วงจรสมมูลทางด้านซ้ายจะถูกแทนที่ด้วยวงจรทางด้านขวาเพื่อใช้ในการวิเคราะห์ปัญหา ส่วนประกอบจะประกอบด้วยแหล่งจ่ายไฟฟ้าที่เป็นสัญญาณรูปคลื่นไซน์ จ่ายให้กับวงจรที่มีส่วนประกอบของอุปกรณ์ตัวเก็บประจุนรีโซแนนท์ ตัวเหนี่ยวนำรีโซแนนท์ ตัวเหนี่ยวนำแม่เหล็ก และตัวต้านทานเสมือน การออกแบบวงจรจะสามารถทำได้จากสมการด้านล่าง

ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันอินพุตสามารถแสดงได้ดังสมการด้านล่าง

$$V_{ge}(t) = \frac{4}{\pi} \cdot V_{max} \cdot \sin(2\pi f_{sw}t) \quad (5.11)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าเฉลี่ยกำลังสองของแรงดันอินพุท

$$V_{ge\_rms} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot V_{DC} \quad (5.12)$$

ค่าแรงดันความถี่มูลฐานของแรงดันเอาต์พุท

$$V_{oe}(t) = \frac{4}{\pi} \cdot n \cdot V_{out} \cdot \sin(2\pi f_{sw}t - \varphi_v) \quad (5.13)$$

ค่าเฉลี่ยกำลังสองของแรงดันเอาต์พุท

$$V_{oe\_rms} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot n \cdot V_{out} \quad (5.14)$$

กระแสความถี่มูลฐานด้านเอาต์พุท

$$i_{oe}(t) = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{1}{n} \cdot I_{out} \cdot \sin(2\pi f_{sw}t - \varphi_i) \quad (5.15)$$

เมื่อมุม  $\varphi_i$  คือมุมระหว่าง  $i_{oe}$  และ  $V_{oe}$  และค่าเฉลี่ยกำลังสองของกระแสเอาต์พุท

$$I_{oe\_rms} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \cdot \frac{1}{n} \cdot I_{out} \quad (5.16)$$

ตัวต้านทานเสมือนจะสามารถคำนวณได้จากสมการด้านล่าง

$$R_e = \frac{V_{oe}}{I_{oe}} = \frac{8 \times n^2}{\pi^2} \times \frac{V_{out}}{I_{out}} = \frac{8 \times n^2}{\pi^2} \times R_L \quad (5.17)$$

ความถี่เชิงมุม

$$\omega = \omega_{sw} = 2\pi f_{sw} \quad (5.18)$$

โดยที่ ค่ารีแอกซ์แตนซ์ของตัวเหนี่ยวนำรีโซแนนท์ ค่าตัวเก็บประจุรีโซแนนท์ และตัวเหนี่ยวนำแม่เหล็กจะมีค่าดังนี้

$$X_{Cr} = \frac{1}{\omega C_r}, \quad X_{Lr} = \omega L_r, \quad X_{Lm} = \omega L_m \quad (5.19)$$

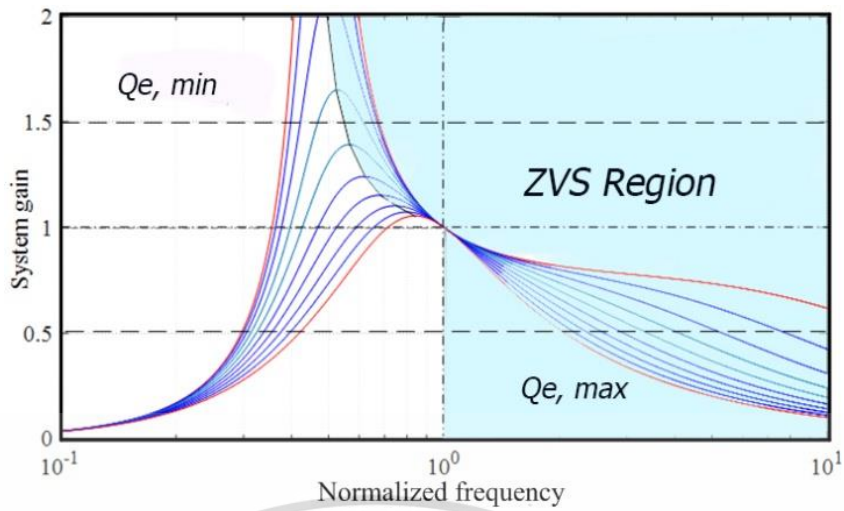
ค่าเฉลี่ยกำลังสองของกระแสแม่เหล็ก

$$I_m = \frac{V_{oe}}{\omega L_m} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \times \frac{n \times V_{out}}{\omega L_m} \quad (5.20)$$

ผลรวมของกระแสรีโซแนนท์

$$I_r = \sqrt{I_m^2 + I_{oe}^2} \quad (5.21)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.14 อัตราขยาย ของคอนเวอร์เตอร์แบบ แอล แอล ซี เทียบกับอัตราส่วนความถี่

จากรูปที่ 4.14 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันเอาต์พุตกับความถี่ของ แอล แอล ซี รีโซแนนท์คอนเวอร์เตอร์จะสามารถเขียนรูปแบบของสมการถ่ายโอนได้ดังสมการด้านล่าง

$$M_g = \frac{V_{oe}}{V_{ge}} = \left| \frac{jX_{Lm}/R_e}{(jX_{Lm}/R_e) + j(X_{Lr} - X_{Cr})} \right| \quad (5.22)$$

สามารถเขียนสมการใหม่ในรูปแบบ

$$M_g = \left| \frac{L_n \times f_n^2}{[(L_n + 1) \times f_n^2 - 1] + j[(f_n^2 - 1) \times f_n \times Q_e \times L_n]} \right| \quad (5.23)$$

โดยที่

- $f_n$  อัตราส่วนความถี่
- $L_n$  อัตราส่วนตัวเหนี่ยวนำ
- $f_{sw}$  ความถี่สวิตชิง
- $f_o$  ความถี่รีโซแนนท์
- $L_r$  ตัวเหนี่ยวนำรีโซแนนท์
- $L_m$  ตัวเหนี่ยวนำแม่เหล็ก
- $C_r$  ตัวเก็บประจุรีโซแนนท์
- $R_e$  ตัวต้านทานเสมือน

อัตราส่วนความถี่สามารถหาจากสมการ

$$f_n = \frac{f_{sw}}{f_o} \quad (5.24)$$

อัตราส่วนตัวต้านทาน

$$L_n = \frac{L_m}{L_r} \quad (5.25)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตัวประกอบคุณภาพ

$$Q_e = \frac{\sqrt{L_r/C_r}}{R_e} \quad (5.26)$$

#### 4.4.1 การออกแบบขอบเขตความถี่ของการทำงาน

การทำงานของ แอล แอล ซี รีโซแนนท์คอนเวอร์เตอร์จะถูกกำหนดขอบเขตความถี่อย่างชัดเจนเพื่อป้องกันแรงดันเกินทางด้านเอาต์พุต ดังนั้นการออกแบบนั้นจะได้จากสมการของสมการถ่ายโอนข้างต้น ตัวแปรในการออกแบบจะถูกกำหนดจาก

ตารางที่ 4.2 อินพุตของระบบคอนเวอร์เตอร์

ตัวแปร	ขนาด
แรงดันอินพุต	300 โวลต์
แรงดันเอาต์พุต	48 โวลต์
ความถี่สวิตชิง	200 กิโลเฮิร์ตซ์

ตารางที่ 4.3 ผลการคำนวณโดยใช้วิธีการประมาณการโดยวิธีฮาร์มอนิกความถี่มูลฐาน

อุปกรณ์	ขนาด
ตัวเหนี่ยวนำรีโซแนนท์	23.24 ไมโครเฮนรี่
ตัวเก็บประจุรีโซแนนท์	27.24 ไมโครฟารัด
ตัวเหนี่ยวนำแม่เหล็ก	81.36 ไมโครเฮนรี่

ผลการแทนค่าเพื่อหาค่าขอบเขตของอัตราขยายจาก แอล แอล ซี รีโซแนนท์คอนเวอร์เตอร์จะแสดงในตารางที่ 4.3 โดยใช้สมการด้านล่าง โดยค่าอัตราขยายสูงสุดคือ

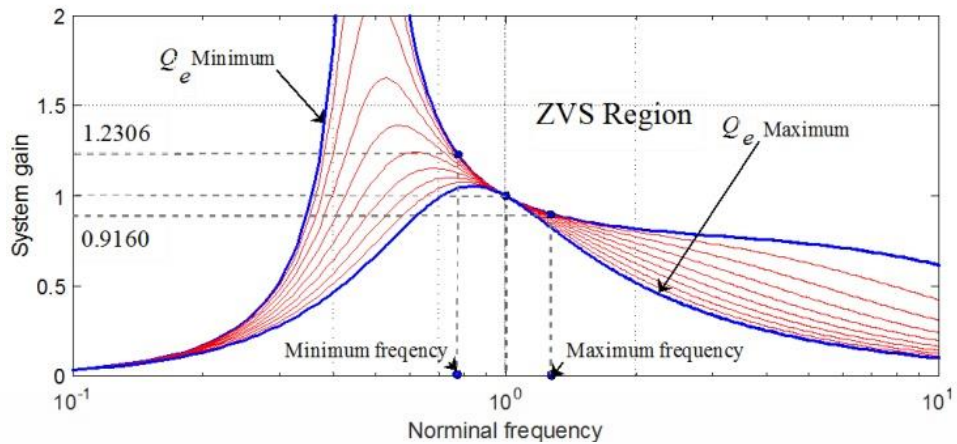
$$M_{g\_max} = \frac{n \times V_{0\_max}}{\frac{V_{in\_min}}{2}} \quad (5.27)$$

และอัตราขยายต่ำสุดคือ

$$M_{g\_min} = \frac{n \times V_{0\_min}}{\frac{V_{in\_max}}{2}} \quad (5.28)$$

ซึ่งสร้างพล็อตค่าของอัตราขยายได้ดังรูปที่ 4.14 และค่าความถี่สูงสุดและความถี่ต่ำสุดจะแสดงในตารางที่ 4.2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.15 ขอบเขตการทำงานของคอนเวอร์เตอร์แบบ แอล แอล ซี

ตารางที่ 4.4 ค่าอัตราขยายจากขอบเขตความถี่ที่ออกแบบ

ส่วนประกอบ	ค่าตัวแปร
อัตราส่วนความถี่	200 กิโลเฮิร์ตซ์
ค่าความถี่สูงสุด	240 กิโลเฮิร์ตซ์
ค่าความถี่ต่ำสุด	154 กิโลเฮิร์ตซ์
อัตราขยายสูงสุด	1.2306
อัตราขยายต่ำสุด	0.9160

#### 4.5 การออกแบบตัวเหนี่ยวนำและหม้อแปลงขดลวดโซลินอยด์

การออกแบบตัวเหนี่ยวนำรีโซแนนท์และหม้อแปลงขดลวดโซลินอยด์นั้น จะไม่สามารถหาค่าได้จากสมการเพื่อหาค่าความเหนี่ยวนำทั่วไปที่ใช้แกนที่มีส่วนประกอบของเหล็ก แต่ในทางตรงข้ามเพื่อความแม่นยำในการคำนวณจะสามารถหาได้จากสมการเฉพาะที่ใช้คำนวณขดลวดโซลินอยด์ ดังนั้นงานวิจัยนี้ตัวเหนี่ยวนำรีโซแนนท์และหม้อแปลงขดลวดโซลินอยด์สามารถออกแบบได้จากสมการด้านล่าง

$$L = \frac{(0.001 \cdot N^2 \cdot r^2)}{((228 \cdot r) + (241 \cdot l))} (H) \quad (5.29)$$

$L$  = ค่าความเหนี่ยวนำ (Inductance, H)

$N$  = จำนวนรอบ (Turns)

$r$  = รัศมีโซลินอยด์ (Solenoid radius, m)

$l$  = ความยาว (Length, m)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### ตารางที่ 4.5 ตารางการออกแบบหม้อแปลงไร้หน้าสัมผัส

ตัวแปร	ขดลวดปฐมภูมิ	ขดลวดทุติยภูมิ
ชนิดของลวด	SWG17	SWG12
จำนวนรอบ	1	1
เส้นผ่านศูนย์กลาง	≈ 65 มิลลิเมตร	≈ 60 มิลลิเมตร
ความสูง	≈ 80 มิลลิเมตร	≈ 80 มิลลิเมตร
ค่าความเหนี่ยวนำ	128.5 ไมโครเฮนรี่	31 ไมโครเฮนรี่
จำนวนรอบ	57	30

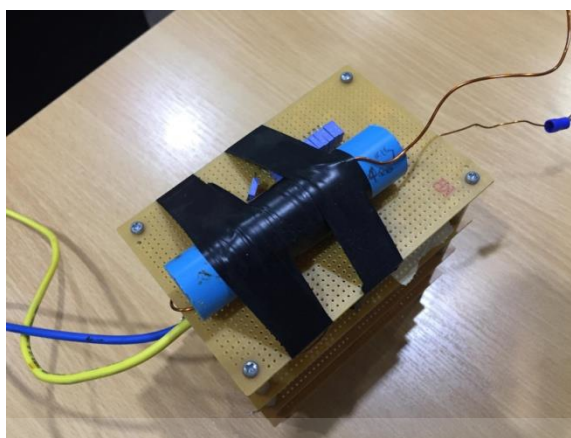


รูปที่ 4.16 หม้อแปลงแบบไร้หน้าสัมผัสแกนอากาศ

#### ตารางที่ 4.6 ตารางการออกแบบตัวเหนี่ยวนำรีโซแนนท์

ตัวแปร	ขดลวดปฐมภูมิ
ชนิดของลวด	SWG17
จำนวนรอบ	1
เส้นผ่านศูนย์กลาง	≈ 20 มิลลิเมตร
ความสูง	≈ 60 มิลลิเมตร
ค่าความเหนี่ยวนำ	23.89 ไมโครเฮนรี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.17 ตัวเหนี่ยวนำรีโซแนนท์

#### 4.6 สรุป

ขั้นตอนการออกแบบคอนเวอร์เตอร์หลายระดับเพื่อส่งกำลังไฟฟ้าผ่านหม้อแปลงแบบไร้หน้าสัมผัส สามารถแบ่งออกเป็น ส่วนของคอนเวอร์เตอร์กำลัง ชุดสัญญาณควบคุม การออกแบบวงจรรีโซแนนท์ การออกแบบหม้อแปลงแบบไร้หน้าสัมผัสที่ประกอบด้วยชุดขดลวดโซลินอยด์ พันในลักษณะขดละ 1 ชั้นซ้อนกัน ดังนั้นการออกแบบเพื่อเลือกใช้อุปกรณ์ต่างๆ จึงมีความสำคัญเป็นอย่างมาก โดยขั้นตอนการออกแบบอุปกรณ์ต่างๆ เพื่อประกอบเป็นชิ้นงานได้ถูกนำเสนอในบทนี้

## บทที่ 5

# ผลการจำลองด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์

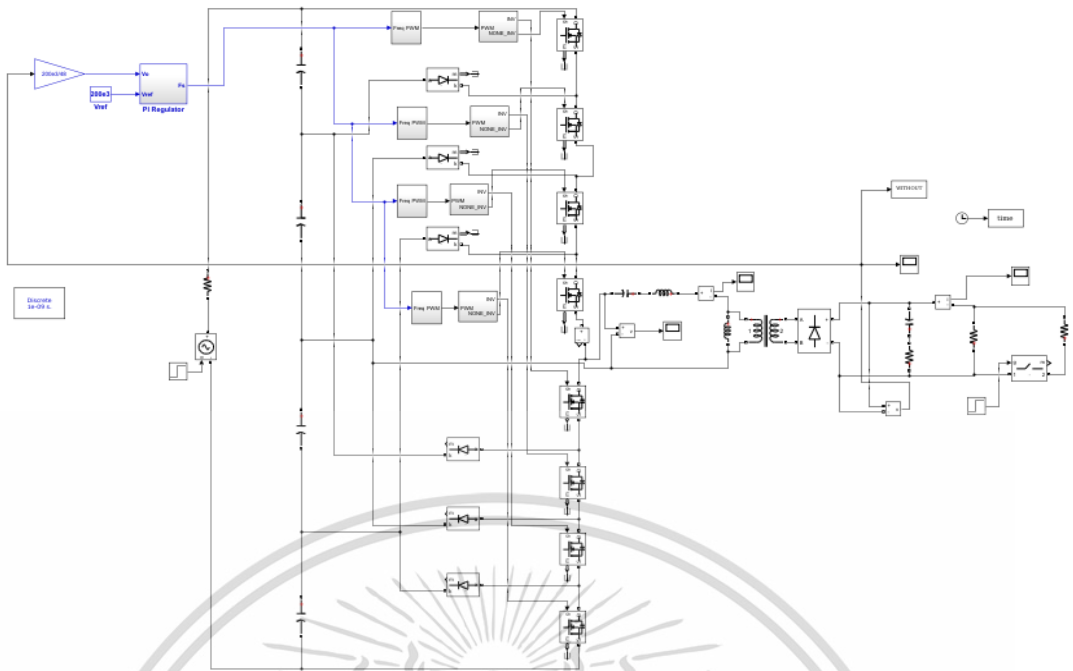
### 5.1 บทนำ

การออกแบบคอนเวอร์เตอร์หลายระดับใช้ในการส่งกำลังไฟฟ้าแบบไร้หน้าสัมผัสนั้นสามารถทำการคำนวณได้ด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ MATLAB/Simulink ซึ่งในงานวิจัยนี้มีการใช้การคำนวณพร้อมทั้งออกแบบระบบเพื่อประเมินความสามารถของระบบโดยรวม รวมถึงความผิดพลาดของสัญญาณรูปคลื่นไซน์ที่สามารถแสดงได้ถึงค่าฮาร์มอนิกที่อันดับต่างๆ การตั้งค่าเดดไทม์ที่ส่งผลต่อการเปิด ปิด ของตัวสวิตซ์ซึ่งต่างจากนี้แล้ว การจำลองการทำงานด้วยคอมพิวเตอร์ยังสามารถที่จะแสดงผลของการเลื่อนเฟสของแรงดันและกระแสของมอสเฟตแต่ละตัวเพื่อเป็นการพิสูจน์ถึงทฤษฎี วงจร แอล แอล ซี รีโซแนนท์ แบบอนุกรม

### 5.2 โครงสร้างหลัก

คอนเวอร์เตอร์กำลังในการใช้งานถูกนำเสนอในรูปแบบด้านล่างโดยมีส่วนประกอบแบ่งออกเป็น มอสเฟตจำนวน 8 ตัว ไดโอดความเร็วสูง 6 ตัว สัญญาณควบคุมพร้อมมุมที่มีการปรับแต่งให้เหมาะสม การทำงานของไดโอดแค้มป์คอนเวอร์เตอร์หลายระดับนั้นจะมีการส่งสัญญาณควบคุม พีดีดับเบิลยูเอ็ม ให้กับชุดตัวสวิตซ์ซึ่งที่สามารถแบ่งออกเป็นชุดด้านบนและด้านล่าง ชุดด้านบนจะมีการใช้พีดีดับเบิลยูเอ็ม ที่เป็น Non-inversing PWM ซึ่งจะไปขับหรือควบคุมมอสเฟตตัวที่ 1 ถึง 4 และในชุดด้านล่างของมอสเฟตตัวที่ 5 ถึง 8 จะมีการใช้สัญญาณควบคุมที่เป็น Inversing PWM มาควบคุมการทำงานเพื่อให้สอดคล้องกัน มุมในการออกแบบนั้นจะอยู่ในส่วนของการแสดงผลพีอีในส่วนตัวไป

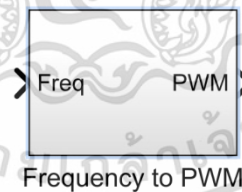
การใช้งาน MATLAB/Simulink ในงานคอนเวอร์เตอร์หลายระดับจะมีส่วนของ Block module ใน Simscape ที่นำมาใช้งานได้โดยตรง แต่ก็ยังมีอีกหลาย Block ที่จะต้องทำการแปลงเพื่อความเหมาะสมในงานวิจัยนี้ อย่างเช่น การแปลงความถี่เพื่อทำการควบคุมแรงดันผ่าน พีดีดับเบิลยูเอ็ม ซึ่งการกำหนดค่าต่างๆนั้น ส่งผลต่อการออกแบบจริงเป็นอย่างยิ่ง นอกจากนี้แล้วยังมีส่วนของการปรับเดดไทม์ให้กับชุดของ พีดีดับเบิลยูเอ็ม ในส่วนของ Inversing PWM และ Non-inversing PWM ที่สามารถกำหนดได้ผ่าน Text editor ของ Mfile



รูปที่ 5.1 การจำลองโครงสร้างของคอนเวอร์เตอร์หลายระดับแบบไดโอดแคแลมป์

### 5.3 ชุดควบคุมมอสเฟต

ในการทำงานของคอนเวอร์เตอร์แบบหลายระดับได้รับการจำลองการทำงานโดยผ่านโปรแกรมคอมพิวเตอร์ MATLAB/Simulink โดยใช้งานกล่องทำงาน SIMSCAPE/Power electronics กล่องแปลงความถี่เป็นพีดับเบิลยูเอ็ม (Frequency to PWM block) จะแสดงดังรูปที่ 5.3



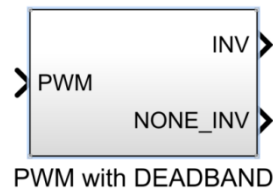
รูปที่ 5.2 กล่องแปลงความถี่เป็นพีดับเบิลยูเอ็ม



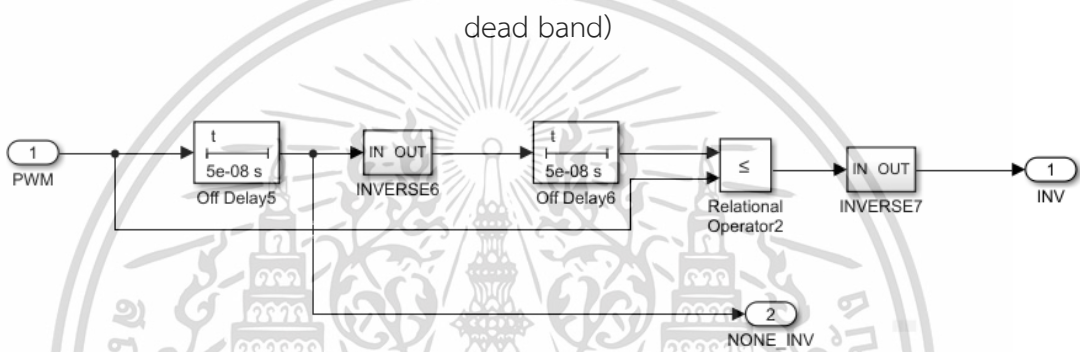
รูปที่ 5.3 ระบบภายในกล่องแปลงความถี่เป็นพีดับเบิลยูเอ็ม (Sub-mask of the Frequency to PWM block)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การออกแบบสัญญาณ พัลส์เบรียเอม ในการควบคุมนั้นจะต้องคำนึงถึงเรื่องการตั้งค่าของ เดดไทม์ด้วย เนื่องจากการจำลองโดยการตั้งค่าเดดไทม์ให้มีค่ามากไปอาจส่งผลต่อการ on ของ มอสเฟสที่ไม่พึงประสงค์ได้ Block ของการสร้างเดดไทม์จะสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 5.5



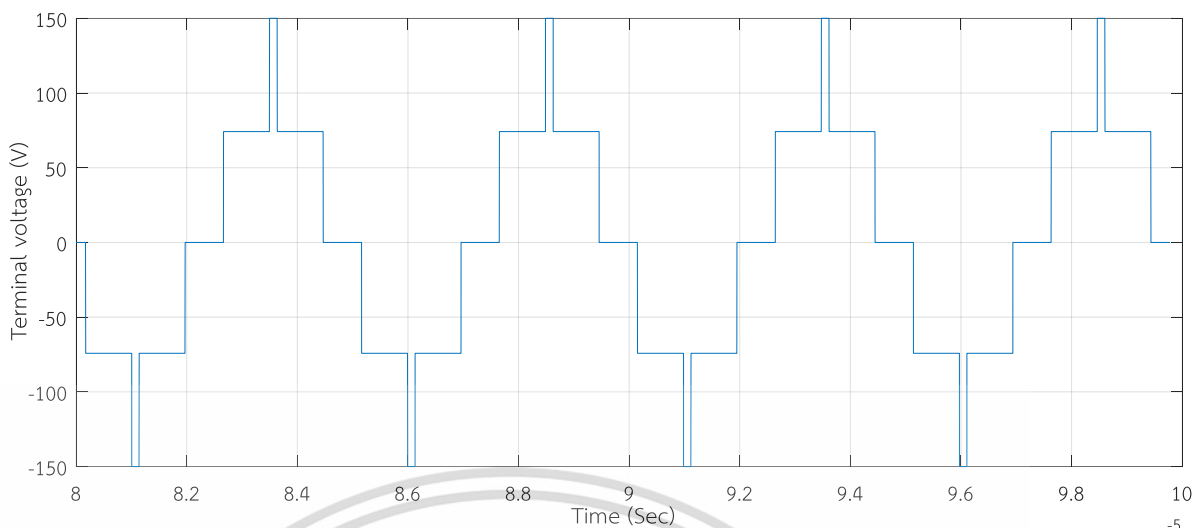
รูปที่ 5.4 กล่องพัลส์เบรียเอมแบบผกผันและไม่ผกผัน (Inverting and non-inverting PWM with dead band)



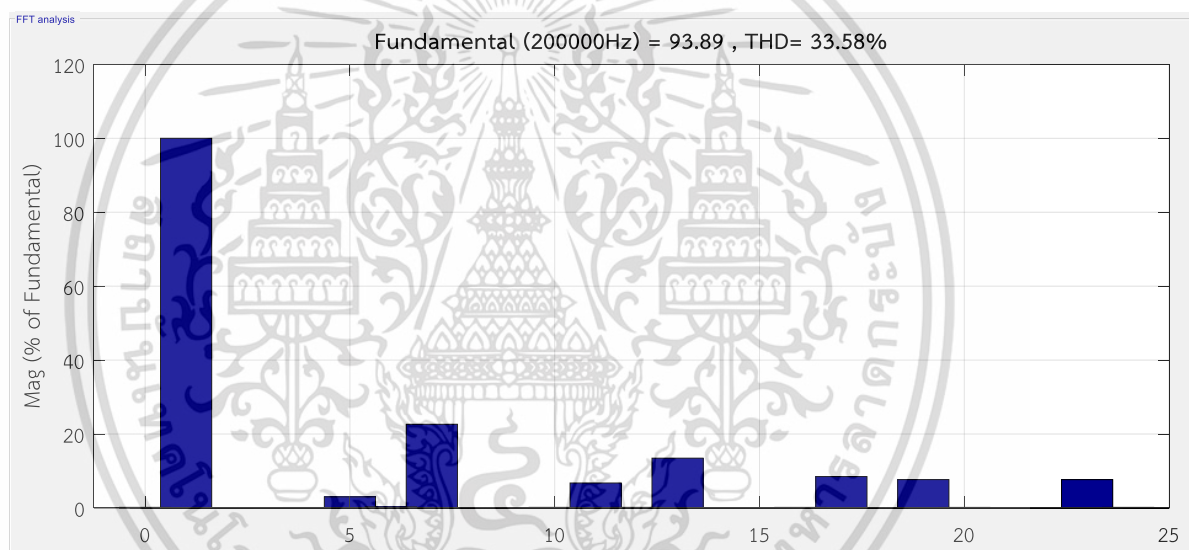
รูปที่ 5.5 ระบบภายในกล่องพัลส์เบรียเอมแบบผกผันและไม่ผกผัน (Sub-mask of the inverting and non-inverting PWM with dead band)

#### 5.4 แรงดันเอาต์พุตที่มูสวิตซ์ซึ่งโดยเทคนิคการกำจัดฮาร์โมนิกที่ถูกเลือก

การใช้เทคนิคการกำจัดฮาร์โมนิกที่ถูกเลือกนั้นจะแสดงในหัวข้อนี้ โดยการปรับมุม มุม  $\alpha_1$  และ  $\alpha_2$  ตามผลลัพธ์ที่ได้จากสมการของ Newton Raphson เพื่อทำการกำจัดฮาร์โมนิกลำดับที่ 3 ของแรงดันเอาต์พุตคอนเวอร์เตอร์แบบ 5 ระดับ พร้อมกันนี้ได้ทำการวัดสเปกตรัมของสัญญาณ เอาต์พุตดังกล่าวเพื่อหาค่าความผิดเพี้ยนของสัญญาณรูปคลื่นไซน์ การเก็บผลจะเริ่มจากดัชนีการมอดดูเลขชั้น 1.0 ถึง 2.0 ตามลำดับ

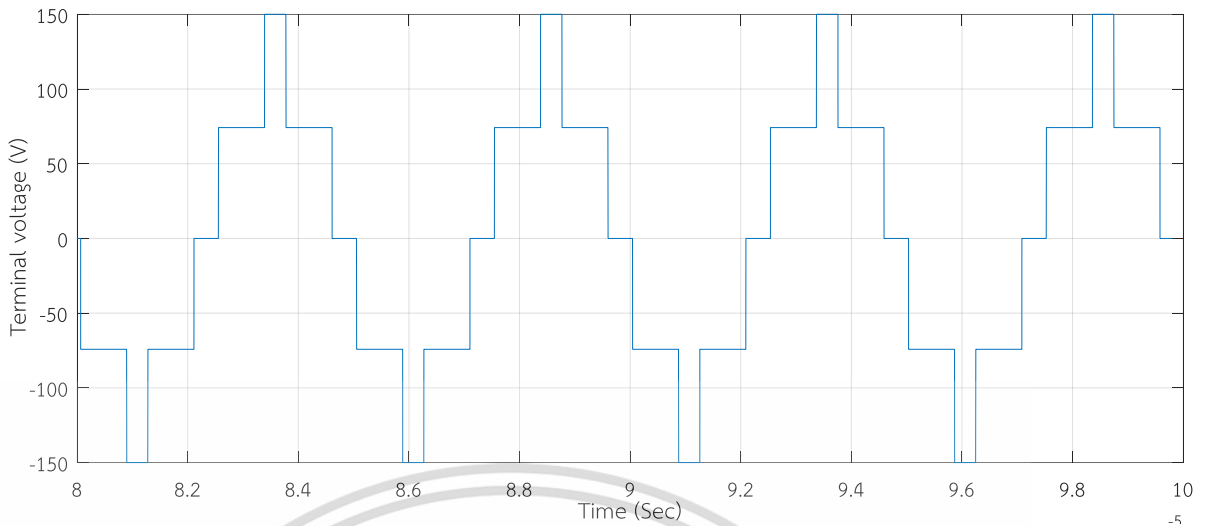


รูปที่ 5.6 ผลการจำลองแรงดันเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ 5 ระดับ (มุม  $\alpha_1 = 25^\circ$  และ  $\alpha_2 = 85^\circ$ )

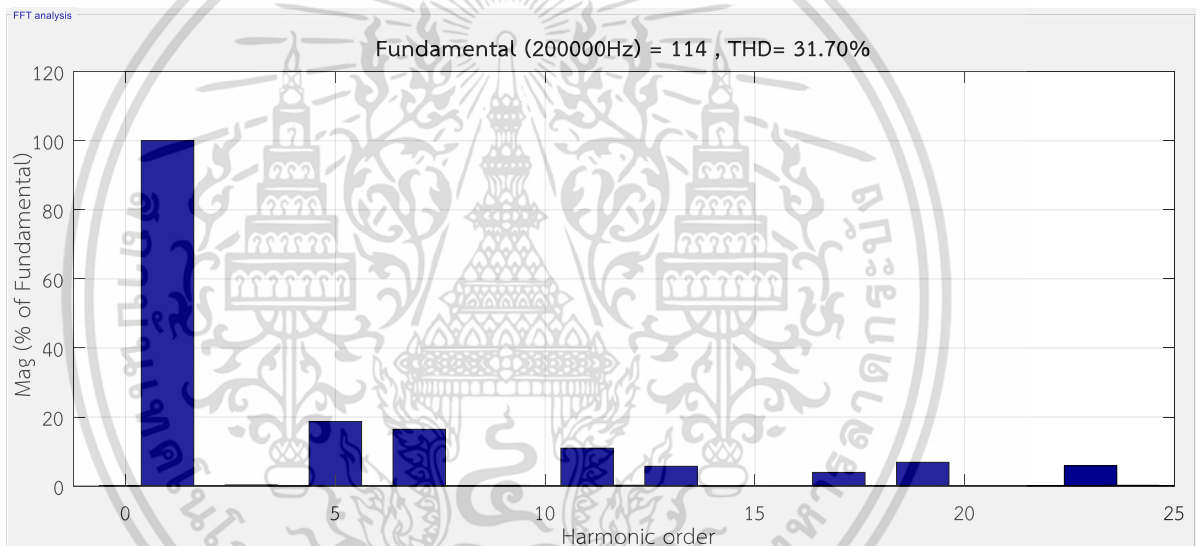


รูปที่ 5.7 ค่าความผิดเพี้ยนของแรงดันรูปคลื่นไซน์ของคอนเวอร์เตอร์ 5 ระดับ (มุม  $\alpha_1 = 25^\circ$  และ  $\alpha_2 = 85^\circ$ )

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

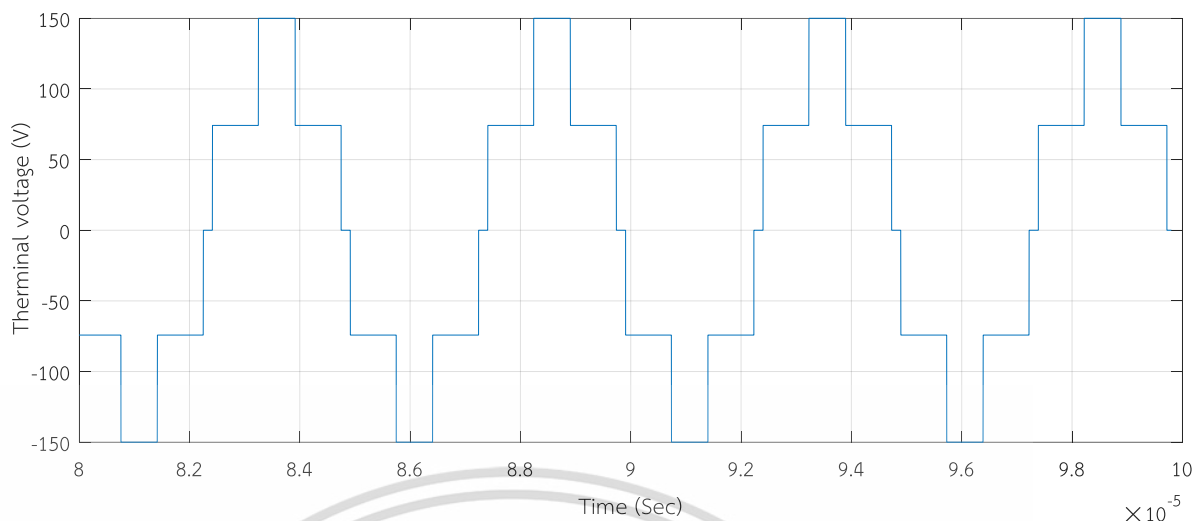


รูปที่ 5.8 ผลการจำลองแรงดันเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ 5 ระดับ (มุม  $\alpha_1 = 16^\circ$  และ  $\alpha_2 = 76^\circ$ )

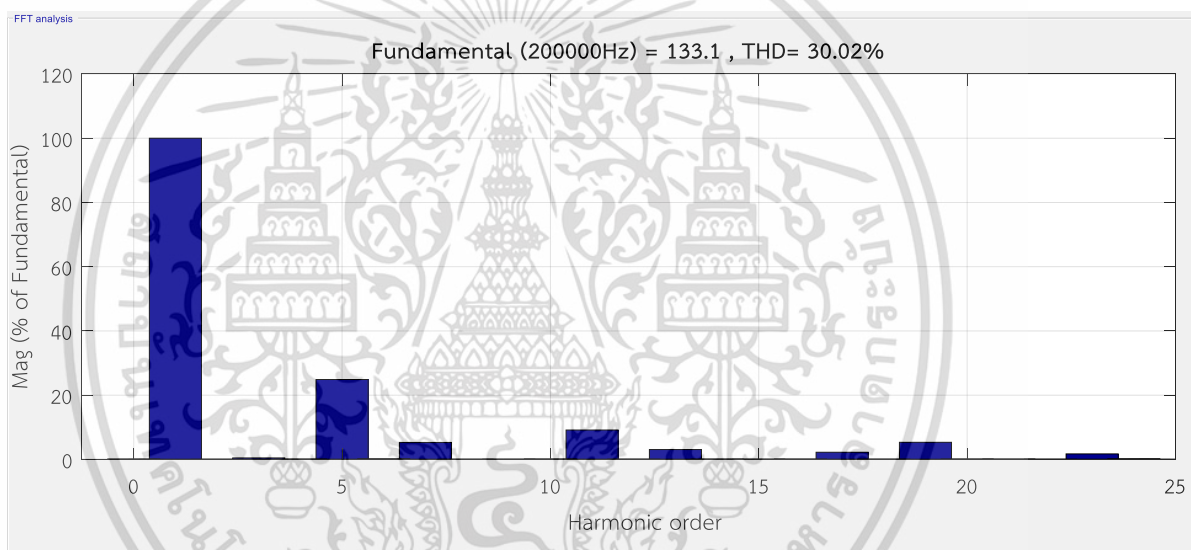


รูปที่ 5.9 ค่าความผิดเพี้ยนของแรงดันรูปคลื่นไซน์ของคอนเวอร์เตอร์ 5 ระดับ (มุม  $\alpha_1 = 16^\circ$  และ  $\alpha_2 = 76^\circ$ )

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

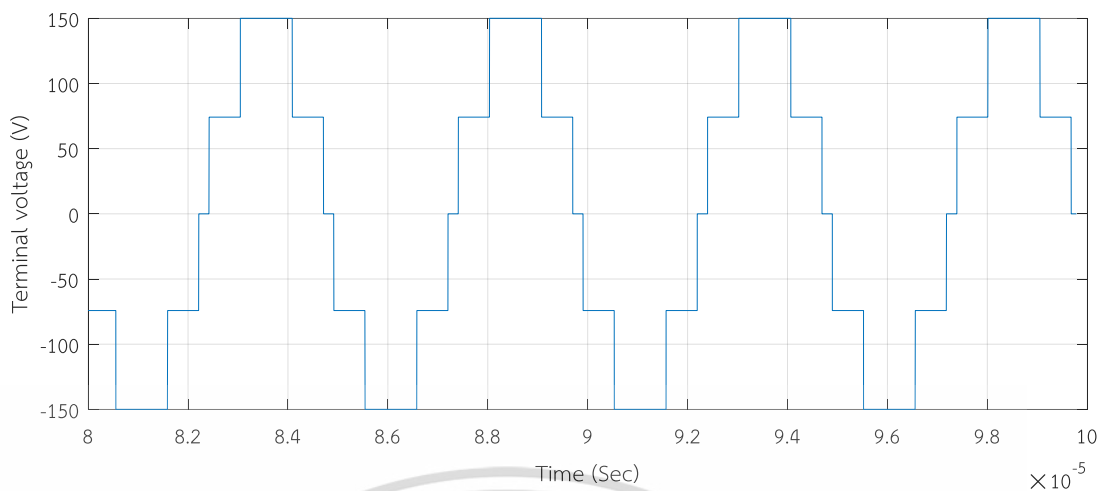


รูปที่ 5.10 ผลการจำลองแรงดันเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ 5 ระดับ (มุม  $\alpha_1 = 6^\circ$  และ  $\alpha_2 = 66^\circ$ )

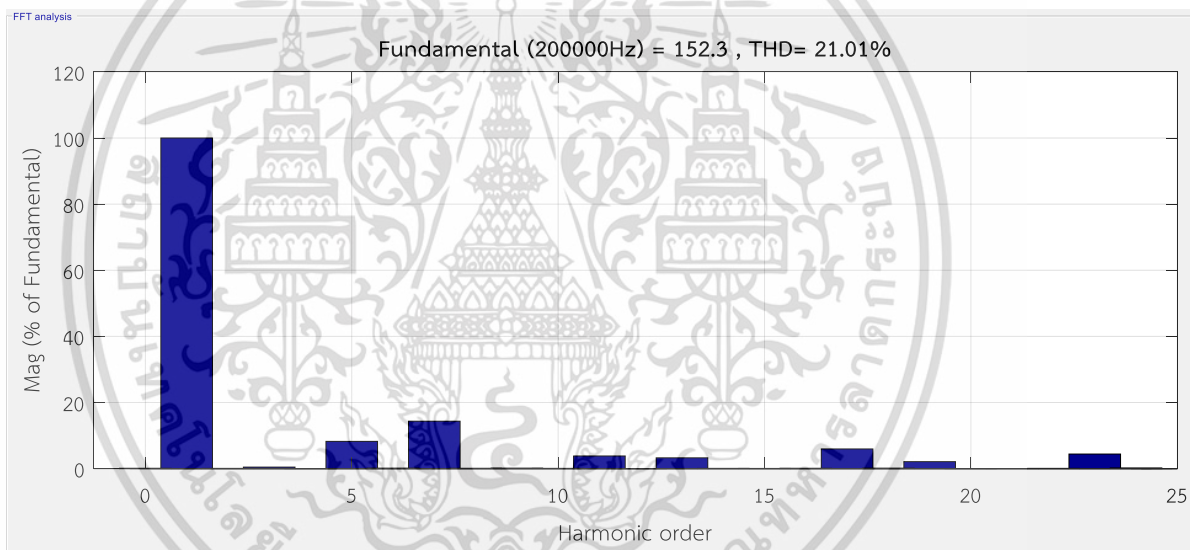


รูปที่ 5.11 ค่าความผิดเพี้ยนของแรงดันรูปคลื่นไซน์ของคอนเวอร์เตอร์ 5 ระดับ (มุม  $\alpha_1 = 6^\circ$  และ  $\alpha_2 = 66^\circ$ )

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

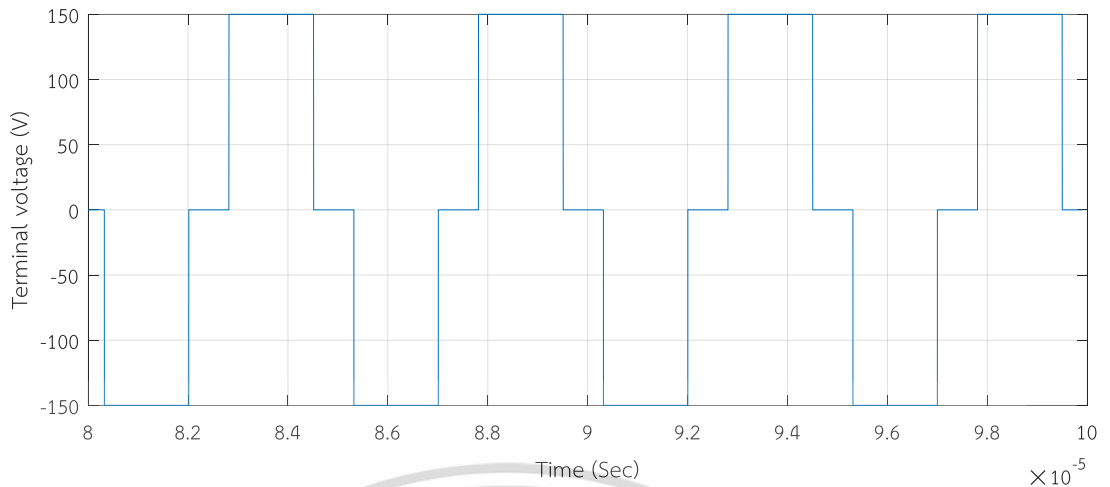


รูปที่ 5.12 ผลการจำลองแรงดันเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ 5 ระดับ (มุม  $\alpha_1 = 7.5^\circ$  และ  $\alpha_2 = 52.5^\circ$ )

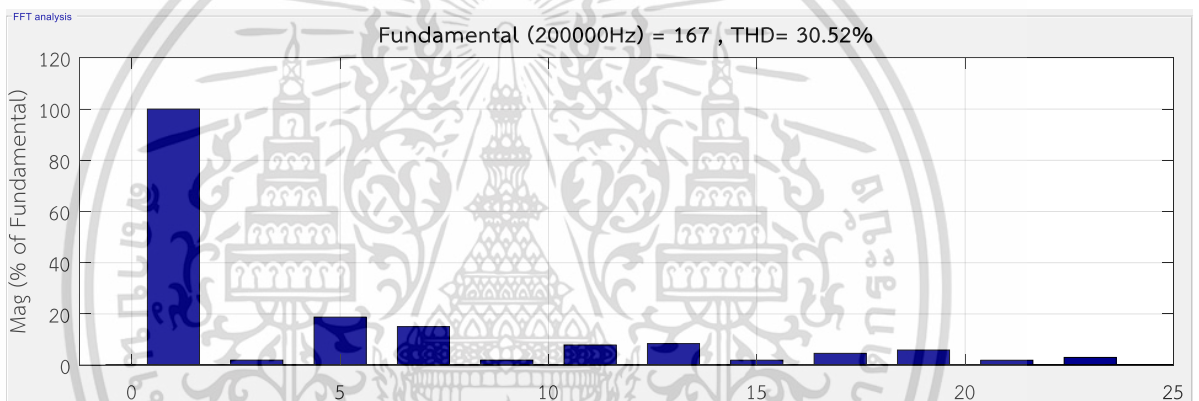


รูปที่ 5.13 ค่าความผิดเพี้ยนของแรงดันรูปคลื่นไซน์ของคอนเวอร์เตอร์ 5 ระดับ (มุม  $\alpha_1 = 7.5^\circ$  และ  $\alpha_2 = 52.5^\circ$ )

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



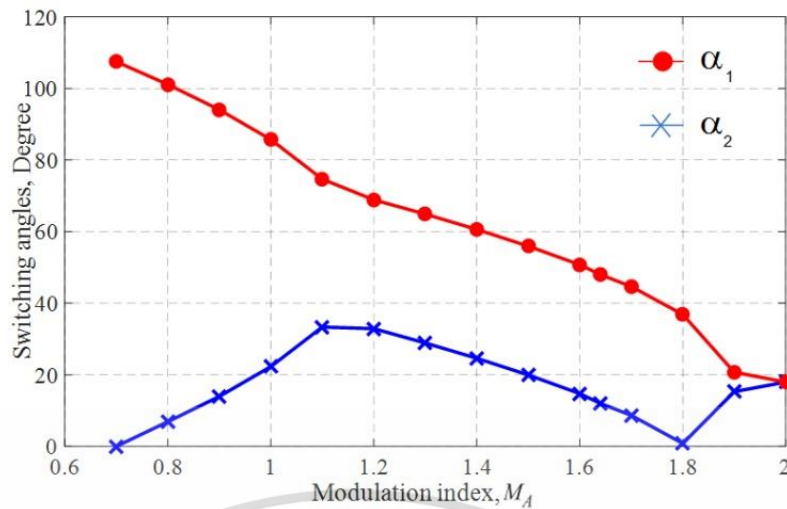
รูปที่ 5.14 ผลการจำลองแรงดันเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ 5 ระดับ (มุม  $\alpha_1 = 29^\circ$  และ  $\alpha_2 = 29^\circ$ )



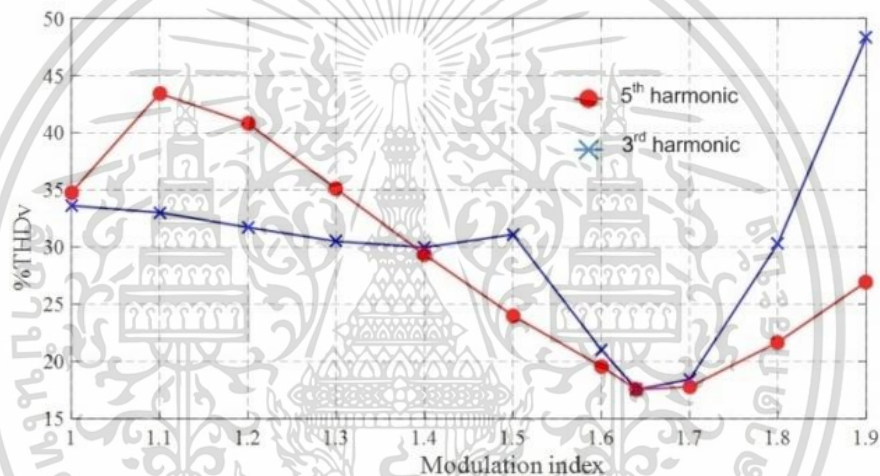
รูปที่ 5.15 ค่าความผิดเพี้ยนของแรงดันรูปคลื่นไซน์ของคอนเวอร์เตอร์ 5 ระดับ (มุม  $\alpha_1 = 29^\circ$  และ  $\alpha_2 = 29^\circ$ )

## 5.5 ผลของการจำลองการทำงานด้วยวิธีเทคนิคการกำจัดฮาร์มอนิกที่ถูกเลือก

เทคนิคการกำจัดฮาร์มอนิกที่ถูกเลือกนั้นจะทำให้สามารถเลือกที่กำจัดฮาร์มอนิกใดๆ ออกจากแรงดันเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์แบบ 5 ระดับ โดยมีมุมที่ได้จากการคำนวณสมการแบบ Newton Raphson's method รูปที่ 5.16 เป็นผลการคำนวณและพล็อตที่ได้จากโปรแกรมคำนวณ MATLAB/Mfile ค่ามุม  $\alpha_1$  พร้อมกับมุม  $\alpha_2$  เปรียบเทียบกับดัชนีมอดดูเลชันจาก 1.0 ถึง 2.0 ทำให้เห็นว่า ณ ตำแหน่งของดัชนีมอดดูเลชันต่างๆ นั้น คู่ของมุม  $\alpha_1$  กับมุม  $\alpha_2$  จะทำให้เกิดการกำจัดฮาร์มอนิกที่ 3 ออกจากเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์เสมอ

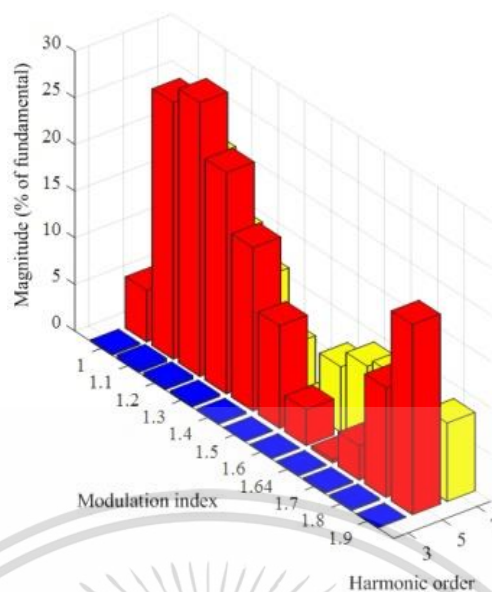


รูปที่ 5.16 ชุดของมุม  $\alpha_1$  กับมุม  $\alpha_2$  ในการสวิตซึ่งเปรียบเทียบกับดัชนีมอดดูเลชั่น

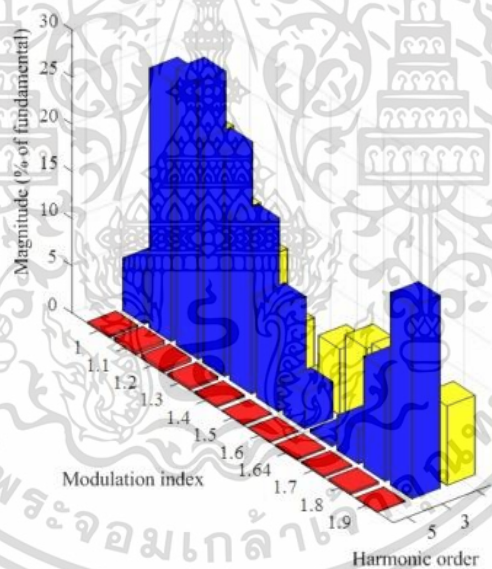


รูปที่ 5.17 การเปรียบเทียบความผิดเพี้ยนสัญญาณรูปคลื่นไซน์กับดัชนีมอดดูเลชั่นของการกำจัดฮาร์โมนิกที่ 3 และ 5

จากรูปที่ 5.17 จะสังเกตได้ว่าชุดของมุม  $\alpha_1$  กับมุม  $\alpha_2$  จะทำให้เกิดค่าความผิดเพี้ยนของสัญญาณแรงดันรูปคลื่นไซน์ที่แตกต่างกัน เส้นสีแดงจะเป็นเส้นของชุดการกำจัดฮาร์โมนิกลำดับที่ 5 และเส้นสีฟ้าจะเป็นเส้นของชุดการกำจัดฮาร์โมนิกลำดับที่ 3 ซึ่งสามารถที่จะทำการพล็อตค่าได้จุดต่ำสุดที่ ดัชนีมอดดูเลชั่นเท่ากับ 1.64 ทำให้ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนของสัญญาณรูปคลื่นไซน์ต่ำที่สุดที่ประมาณ 17 เปอร์เซ็นต์ รูปที่ 5.18 แสดงถึงค่าเปอร์เซ็นต์ของฮาร์โมนิกที่ความถี่มูลฐานของฮาร์โมนิกแต่ละลำดับที่จาก 3, 5 และ 7 เปรียบเทียบกับดัชนีมอดดูเลชั่น สังเกตได้ว่ารูป 5.18 และ 5.19 นั้น ตำแหน่งมอดดูเลชั่น 1.64 ค่าจะมีค่าเปอร์เซ็นต์ของฮาร์โมนิกที่ความถี่มูลฐานใกล้เคียง 0 ทำให้มุมในตำแหน่งดังกล่าวเหมาะสมในการใช้งานในการส่งผ่านกำลังที่ปราศจากฮาร์โมนิกที่ 3 และ 5



รูปที่ 5.18 ผลของฮาร์โมนิกลำดับต่างๆ เทียบระหว่างค่าเปอร์เซ็นต์ของ fundamental กับดัชนีมอดดูเลชั่น ในวิธีการกำจัดฮาร์โมนิกที่ 3

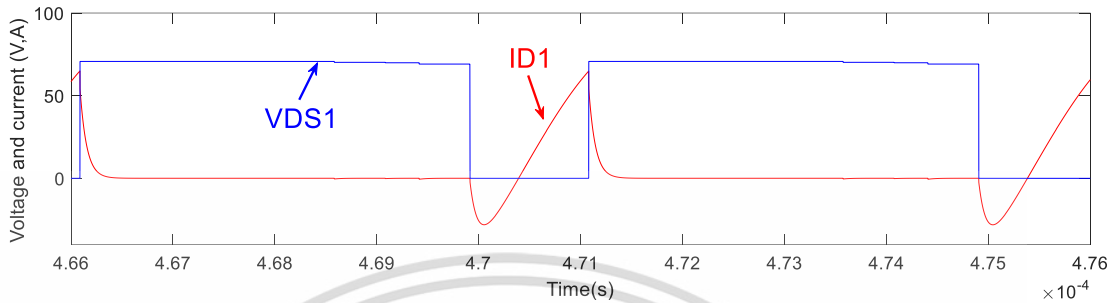


รูปที่ 5.19 ผลของฮาร์โมนิกลำดับต่างๆ เทียบระหว่างค่าเปอร์เซ็นต์ของ fundamental กับดัชนีมอดดูเลชั่น ในวิธีการกำจัดฮาร์โมนิกที่ 5

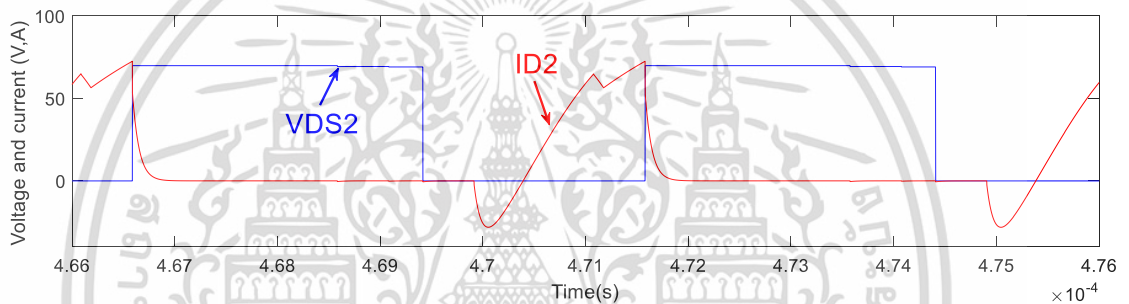
## 5.6 ผลการจำลองระหว่างแรงดันตกคร่อมมอสเฟสกับกระแส

คอนเวอร์เตอร์แบบไดโอดแคลมป์ถูกจำลองขึ้นโดยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ โดยแทนค่าตัวแปรต่างๆจากการคำนวณด้วยค่าอินพุตที่ถูกกำหนด วงจรรีโซแนนท์แบบอนุกรมได้รับการออกแบบด้วยวิธีการคำนวณแบบ การประมาณการด้วยฮาร์โมนิกความถี่มูลฐาน ทำให้ได้ค่าของตัวเหนี่ยวนำรีโซแนนท์ ตัวเหนี่ยวนำแม่เหล็ก รวมถึงตัวเก็บประจุรีโซแนนท์ จากหลักการออกแบบดังกล่าวแรงดันและกระแสจะต้องทำการเลื่อนเฟสออกจากกันเพื่อทำให้เกิดสภาวะ ZVS ในตัวสวิตซ์ขึ้นนั้นๆ รูปที่ 5.20 เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

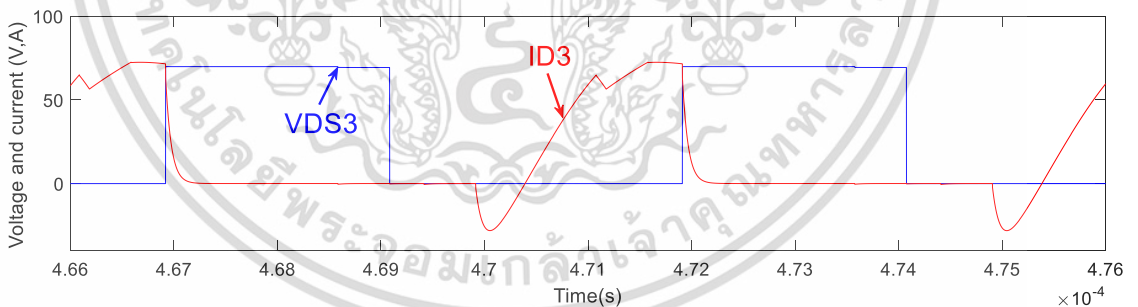
ถึง รูปที่ 5.23 แสดงให้เห็นถึงสภาวะ ZVS ที่มอสเฟตตัวที่ 1 ถึง 4 ในทำนองเดียวกันมอสเฟสชุดล่าง จาก 5 ถึง 8 ก็จะมีลักษณะดังกล่าวเช่นกัน ในรูปที่ 5.23 แสดงให้เห็นการกำหนดขอบเขตจากสมการ ถ่ายไอออนของระบบ โดยมีการแสดงแรงดันเอาท์พุทความถี่สูงสุดและความถี่ต่ำสุด รวมถึงการเพิ่มโหลด ให้กับคอนเวอร์เตอร์จาก 100 วัตต์ เป็น 300 วัตต์ ที่แสดงในรูปที่ 5.24



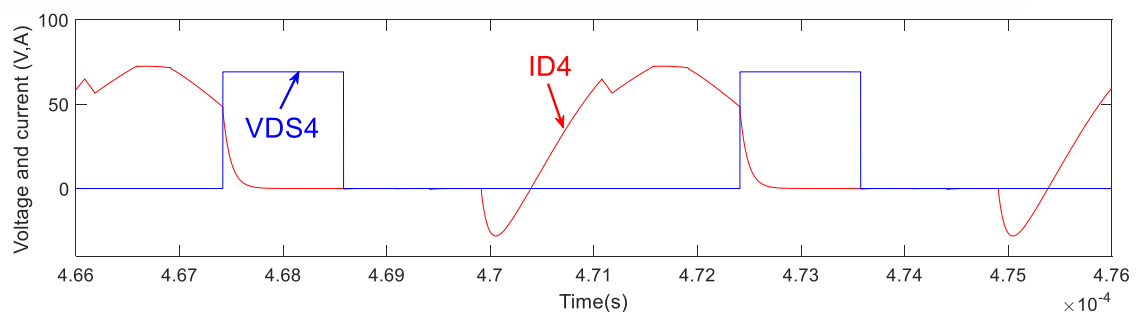
รูปที่ 5.20 การเปรียบเทียบแรงดันและกระแสมอสเฟสตัวที่ 1



รูปที่ 5.21 การเปรียบเทียบแรงดันและกระแสมอสเฟสตัวที่ 2

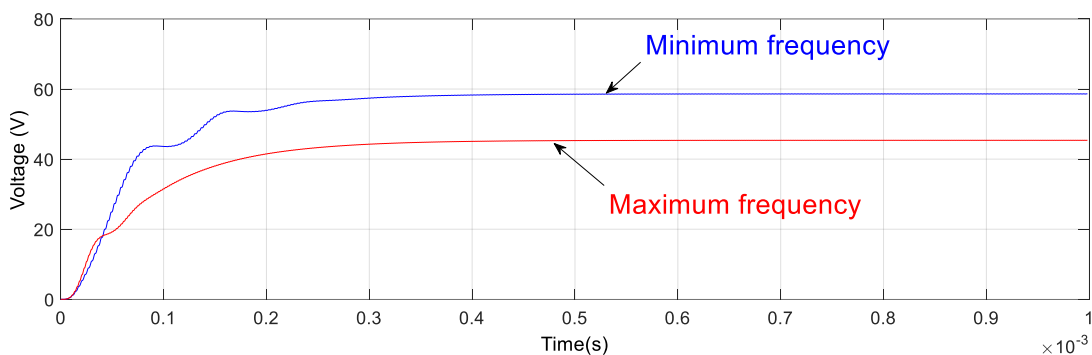


รูปที่ 5.22 การเปรียบเทียบแรงดันและกระแสมอสเฟสตัวที่ 3

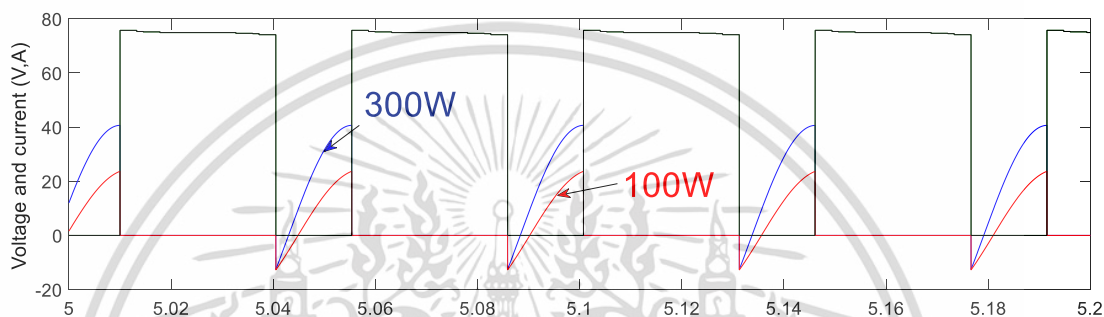


รูปที่ 5.23 การเปรียบเทียบแรงดันและกระแสมอสเฟสตัวที่ 4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.24 ผลของแรงดันเอาต์พุตที่ขอบเขตของความถี่



รูปที่ 5.25 ผลของกระแสเอาต์พุตที่โหลดขนาด 300 วัตต์และ 100 วัตต์

## 5.7 สรุป

การจำลองการทำงานด้วยคอมพิวเตอร์จะเป็นการรวมทั้งการคำนวณทางคณิตศาสตร์เพื่อหาค่าตัวแปรต่างๆ เช่น การคำนวณด้วยวิธีการประมาณด้วยฮาร์มอนิกความถี่มูลฐานเพื่อหาค่า ตัวเหนี่ยวนำรีโซแนนท์ ตัวเหนี่ยวนำแม่เหล็ก และตัวเก็บประจุรีโซแนนท์ เพื่อทำการจำลองระบบคอนเวอร์เตอร์หลายระดับด้วยตัวแปรดังกล่าว ผลที่ได้กระแสและแรงดันของมอสเฟตจะมีการเลื่อนห่างกันตามที่มีการออกแบบไว้ ทำให้เกิดสภาวะ ZVS ที่ตัวสวิตช์แต่ละตัว การออกแบบการกำจัดฮาร์มอนิกที่ถูกเลือกโดยวิธีจำลองการทำงานโดยคอมพิวเตอร์ ก็ยังสามารถแสดงผลเป็นที่น่าสนใจเนื่องจากเป็นไปตามทฤษฎีที่ได้กล่าวไว้

## บทที่ 6

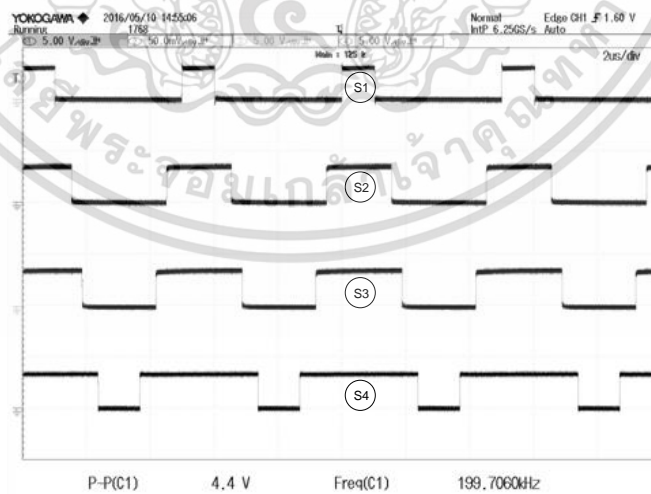
### ผลการทดลอง

#### 6.1 บทนำ

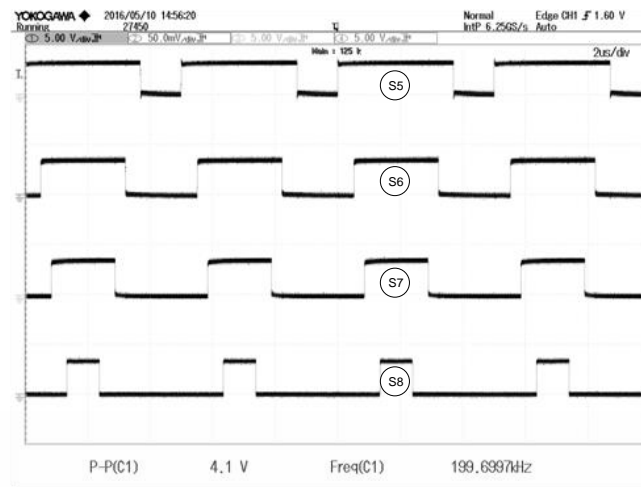
การทดสอบระบบการส่งกำลังแบบไร้หน้าสัมผัส สามารถที่จะแบ่งออกเป็นส่วนใหญ่ๆ ทั้งหมด 4 ส่วนที่ประกอบด้วย ส่วนอินพุทที่รับแรงดัน 300 โวลต์จากไมโครกริดกระแสตรงแรงดันต่ำที่มีการใช้งานในครัวเรือนจากแหล่งจ่ายไฟฟ้าพลังงานหมุนเวียน ส่วนที่สองคือคอนเวอร์เตอร์หลายระดับแบบไดโอดแคลมป์ ที่มีเอาต์พุทเป็นแรงดัน 5 ระดับ ซึ่งทำการเปลี่ยนแรงดันกระแสตรงให้เป็นกระแสสลับเพื่อทำการส่งกำลังผ่านหม้อแปลงแบบไร้หน้าสัมผัส ส่วนที่สามจะเป็นส่วนของวงจรรีโซแนนซ์ที่มีการออกแบบโดยใช้การประมาณค่าของฮาร์มอนิกความถี่มูลฐานในการคำนวณ ส่วนสุดท้ายคือหม้อแปลงแบบไร้หน้าสัมผัสที่มีการออกแบบให้เหมาะสมหรือสอดคล้องกับวงจรรีโซแนนซ์ข้างต้นเพื่อให้เกิดการทำงานของวงจรที่มีประสิทธิภาพสูงสุด

#### 6.2 สัญญาณขั้วเกต

การออกแบบคอนเวอร์เตอร์หลายระดับมีส่วนประกอบของชิ้นส่วนทางอิเล็กทรอนิกส์กำลังหลายส่วนด้วยกัน ซึ่งแต่ละส่วนประกอบจะถูกออกแบบมาให้มีความคงทนต่อแรงดัน กระแส และกำลังไฟฟ้าที่กำหนดในเบื้องต้น สัญญาณขั้วเกตของมอสเฟสนั้นได้มาจาก DSP TMS320F28335 ซึ่งมีการใช้งานจำนวน 4 คู่ คู่ละ 2 ช่องสัญญาณที่มีลักษณะผกผันซึ่งกันและกันดังแสดงได้ในรูปที่ 6.1 และรูปที่ 6.2 ทั้งนี้ พีดีบีแอลยูเอ็ม ดังกล่าวสามารถสร้างได้โดยการสั่งการจากโปรแกรมคอมพิวเตอร์



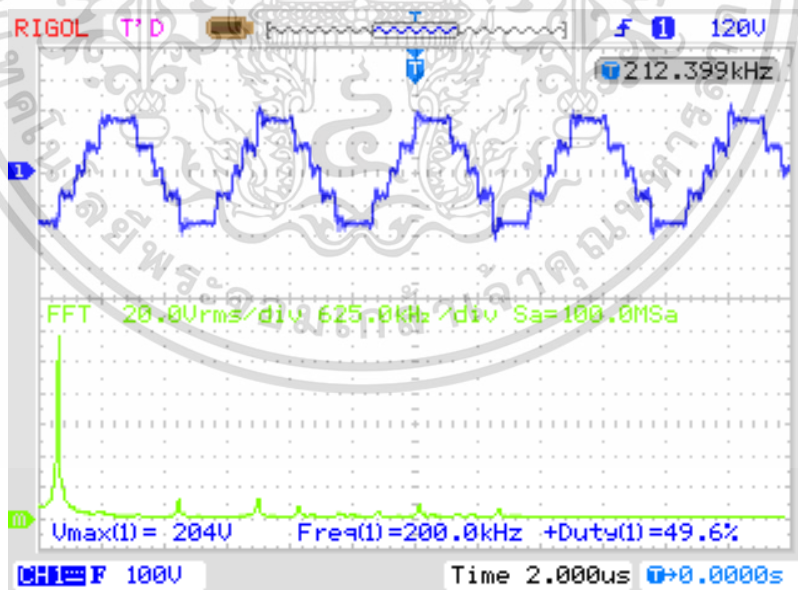
รูปที่ 6.1 สัญญาณขั้วมอสเฟส  $S_1$ ,  $S_2$ ,  $S_3$  และ  $S_4$  จาก TMS320F28335



รูปที่ 6.2 สัญญาณขับมอสเฟส S<sub>5</sub>, S<sub>6</sub>, S<sub>7</sub> และ S<sub>8</sub> จาก TMS320F28335

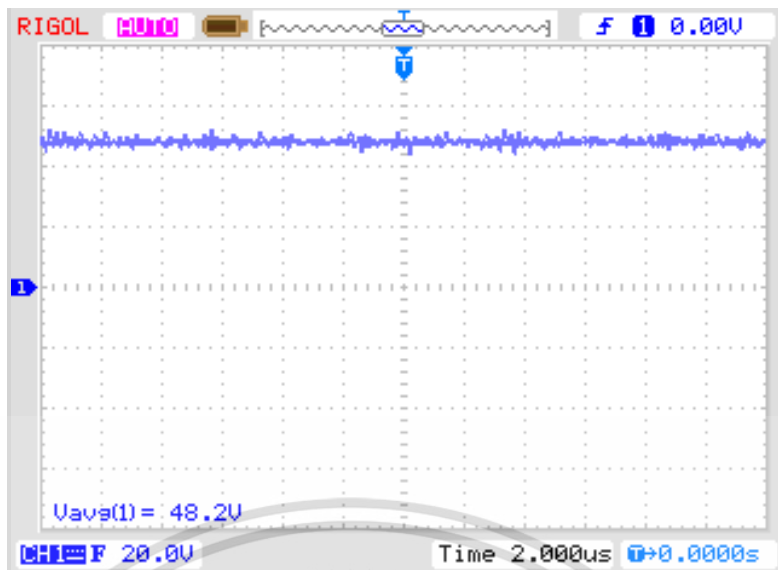
### 6.3 แรงดันเอาต์พุตของไดโอดเคลมพ์คอนเวอร์เตอร์

การทดสอบคอนเวอร์เตอร์ที่ความถี่ 200 กิโลเฮิร์ตซ์ด้วยวิธีการกำจัดฮาร์มอนิกความถี่มูลฐาน (SHE) ผลที่ได้จากการปรับเปลี่ยนมุมการสวิตช์ซึ่งตามการคำนวณของ Newton Raphson Method จะแสดงในรูปที่ 6.3 จนถึงรูปที่ 6.8 โดยคู่ของมุมที่ทำให้ค่าความผิดพลาดของสัญญาณรูปคลื่นไซน์ต่ำที่สุดคือมุม มุม  $\alpha_1 = 12^\circ$  และ  $\alpha_2 = 48^\circ$  จากรูปจะสังเกตได้ว่าฮาร์มอนิกอันดับที่ 3 และ 5 จะมีค่าใกล้เคียง 0

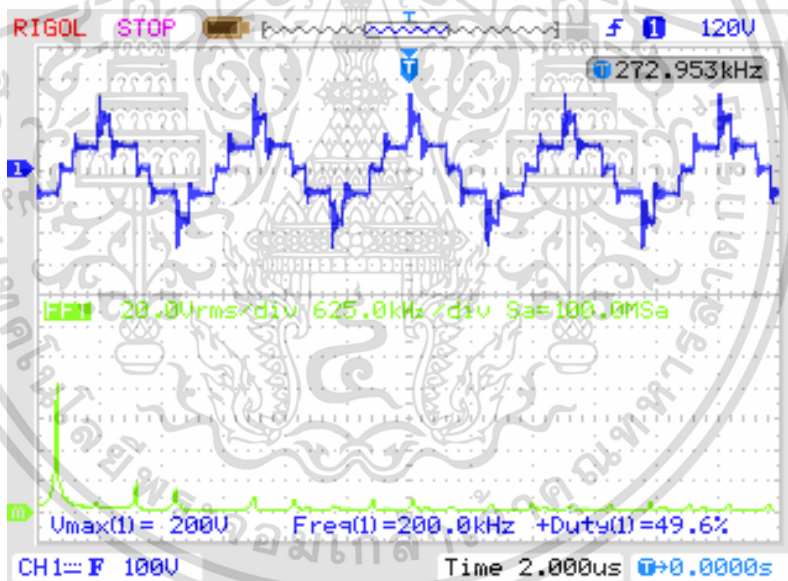


รูปที่ 6.3 ค่าความผิดพลาดของแรงดันรูปคลื่นไซน์ของคอนเวอร์เตอร์ 5 ระดับ (มุม  $\alpha_1 = 12^\circ$  และ  $\alpha_2 = 48^\circ$ )

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

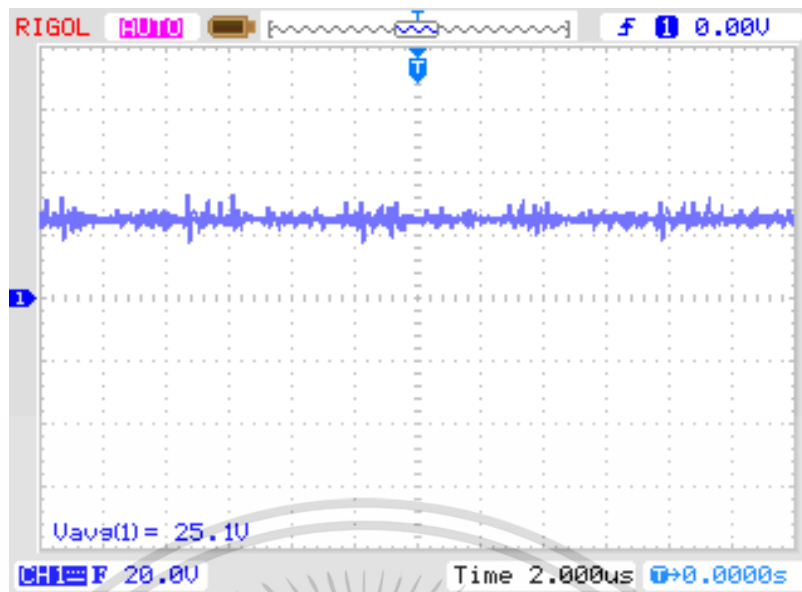


รูปที่ 6.4 สัญญาณแรงดันเอาต์พุตกระแสตรงที่โหลด (มุม  $\alpha_1 = 12^\circ$  และ  $\alpha_2 = 48^\circ$ )

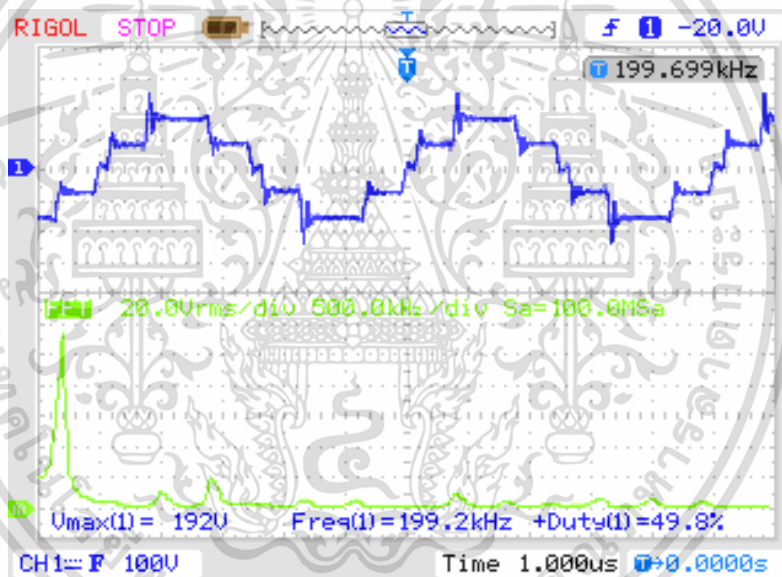


รูปที่ 6.5 ค่าความผิดเพี้ยนของแรงดันรูปคลื่นไซน์ของคอนเวอร์เตอร์ 5 ระดับ (มุม  $\alpha_1 = 16^\circ$  และ  $\alpha_2 = 76^\circ$ )

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

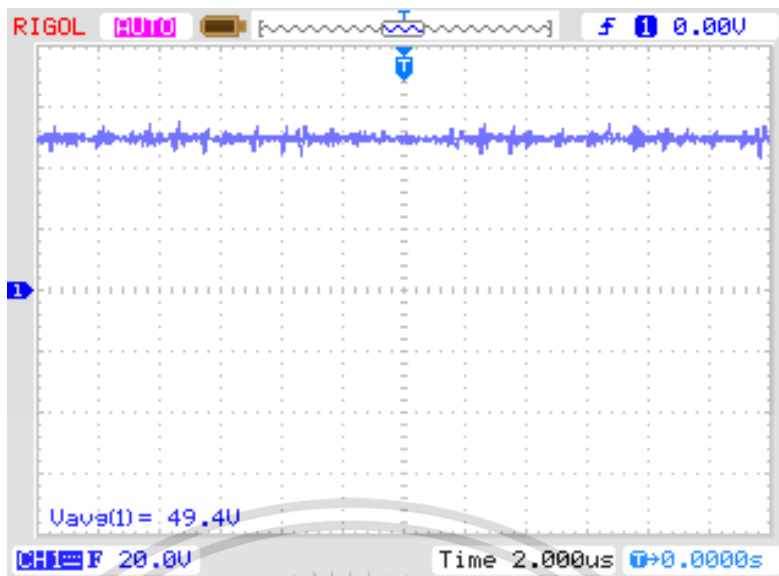


รูปที่ 6.6 สัญญาณแรงดันเอาต์พุตกระแสตรงที่โหลด (มุม  $\alpha_1 = 16^\circ$  และ  $\alpha_2 = 76^\circ$ )



รูปที่ 6.7 ค่าความผิดพลาดของแรงดันรูปคลื่นไซน์ของคอนเวอร์เตอร์ 5 ระดับ (มุม  $\alpha_1 = 7.5^\circ$  และ  $\alpha_2 = 52.5^\circ$ )

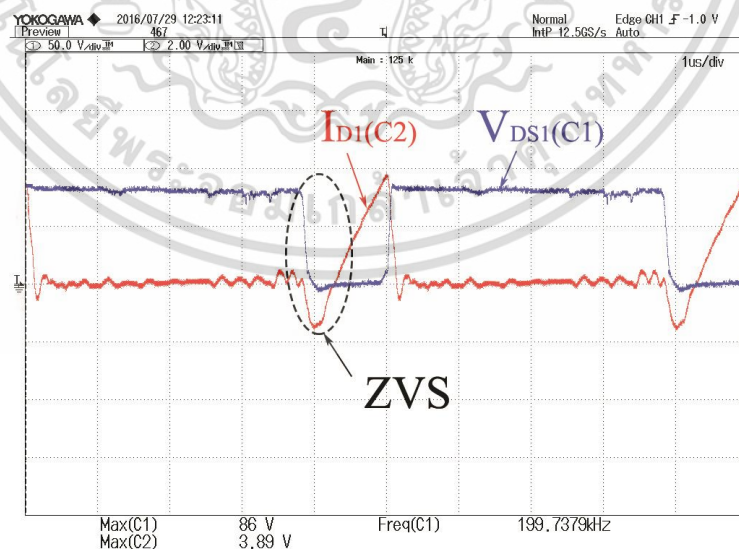
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.8 สัญญาณแรงดันเอาต์พุตกระแสตรงที่โหลด (มุม  $\alpha_1 = 7.5^\circ$  และ  $\alpha_2 = 52.5^\circ$ )

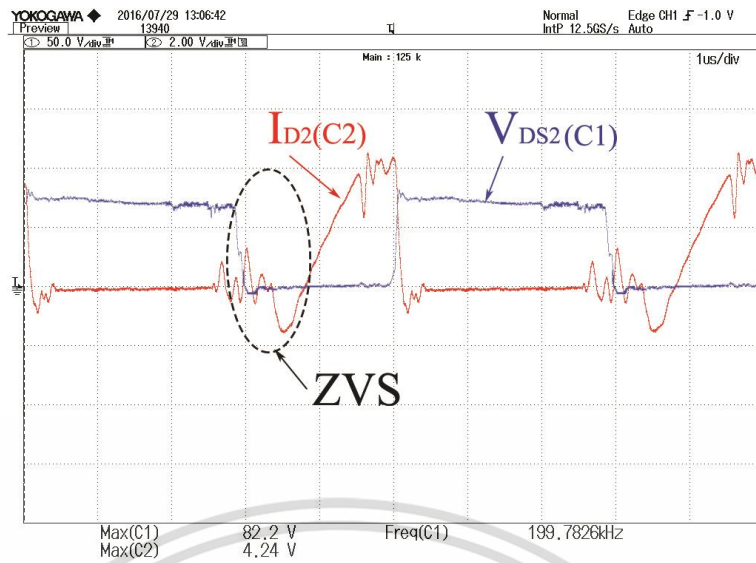
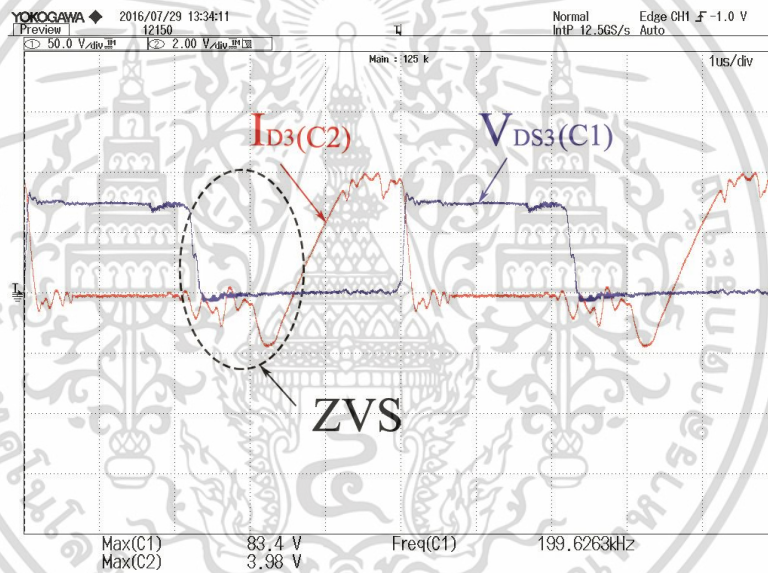
#### 6.4 กระแสและแรงดันที่มอสเฟตในวงจรภาคกำลัง

การวัดกระแสและแรงดันของมอสเฟตแต่ละตัวมีความสำคัญเป็นอย่างยิ่ง เนื่องจากเทคนิคการออกแบบรีโซแนนท์คอนเวอร์เตอร์ด้วยวิธีการประมาณการด้วยฮาร์มอนิกความถี่มูลฐาน ทำให้สามารถที่จะออกแบบ ตัวเหนี่ยวนำรีโซแนนท์ ตัวเก็บประจุรีโซแนนท์ และ ตัวเหนี่ยวนำแม่เหล็ก ที่ทำให้เกิดสภาวะรีโซแนนท์ให้กับวงจรคอนเวอร์เตอร์หลายระดับ รูปที่ 6.9 ถึงรูปที่ 6.12 แสดงให้เห็นถึงผลความสำเร็จจากการเลื่อนระหว่างแรงดันกับกระแสที่สภาวะ ZVS ซึ่งเกิดจากการออกแบบเบื้องต้น

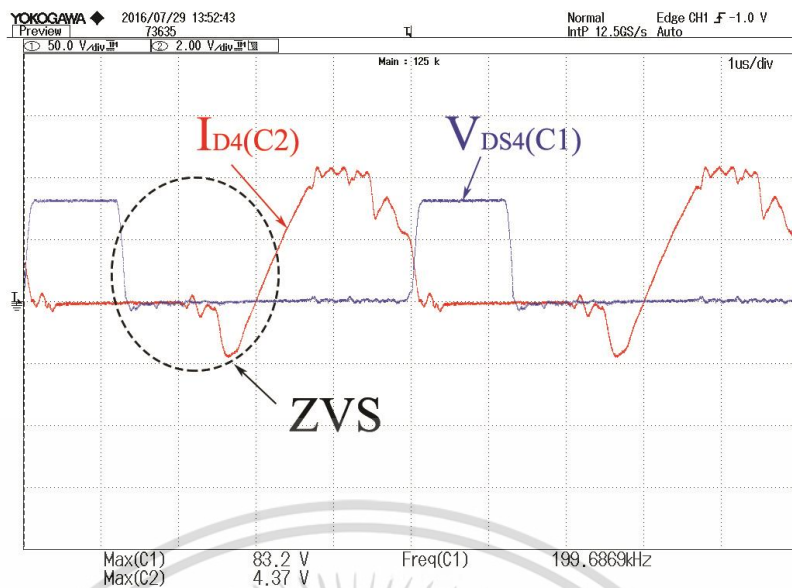


รูปที่ 6.9 แรงดันเทียบกับกระแสมอสเฟส  $S_1$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 6.10 แรงดันเทียบกับกระแสของเฟส  $S_2$ รูปที่ 6.11 แรงดันเทียบกับกระแสของเฟส  $S_3$ 

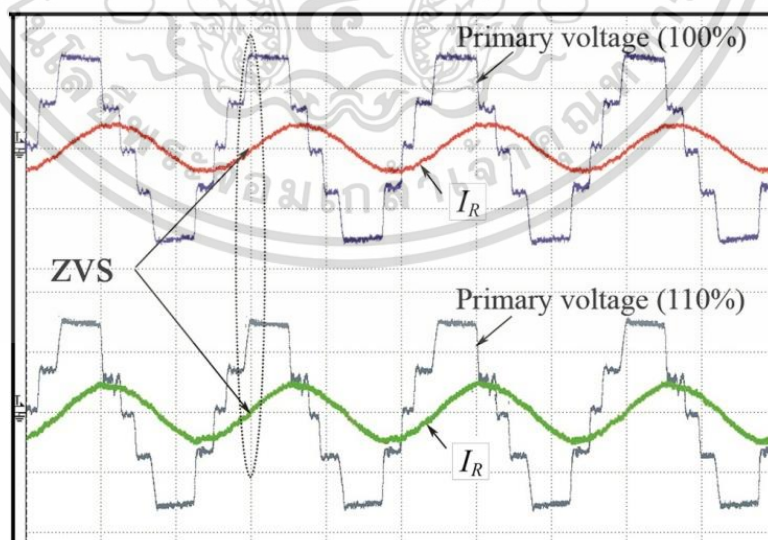
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.12 แรงดันเทียบกับกระแสของเฟส  $S_4$

### 6.5 กระแส แรงดันด้านเอาต์พุตและประสิทธิภาพของไดโอดเคลมพ์คอนเวอร์เตอร์

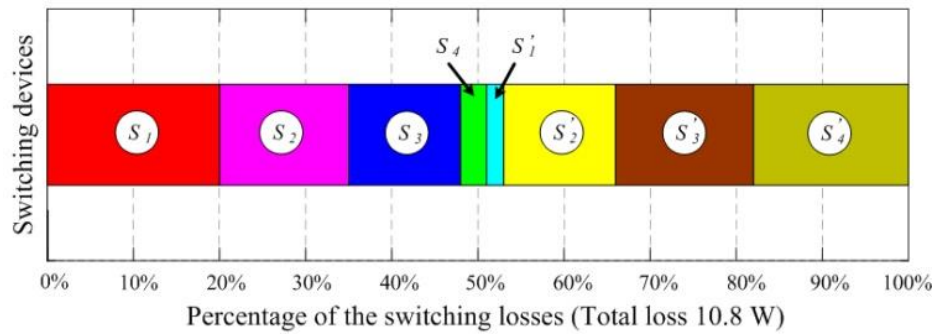
การออกแบบวงจรคอนเวอร์เตอร์หลายระดับโดยมีวงจรโซแนนท์ แอล แอล ซี อนุกรมนั้นมีการวัดกระแสและแรงดันที่โหลดพิกัดและเกินพิกัดที่ 110 เปอร์เซ็นต์ดังแสดงในรูปที่ 6.13 จะสังเกตเห็นได้ว่าแม้จะทำการเพิ่มโหลดให้แก่ระบบ กระแสรีโซแนนท์ยังคงทำหน้าที่ในสถานะ ZVS ทั้งนี้การเก็บค่ากำลังสูญเสียในมอสเฟตแต่ละตัวจะแสดงในรูปที่ 6.14 เพื่อประเมินหาประสิทธิภาพของระบบการส่งกำลังผ่านทางแกนอากาศด้วยคอนเวอร์เตอร์ไดโอดเคลมพ์แบบ 5 ระดับ



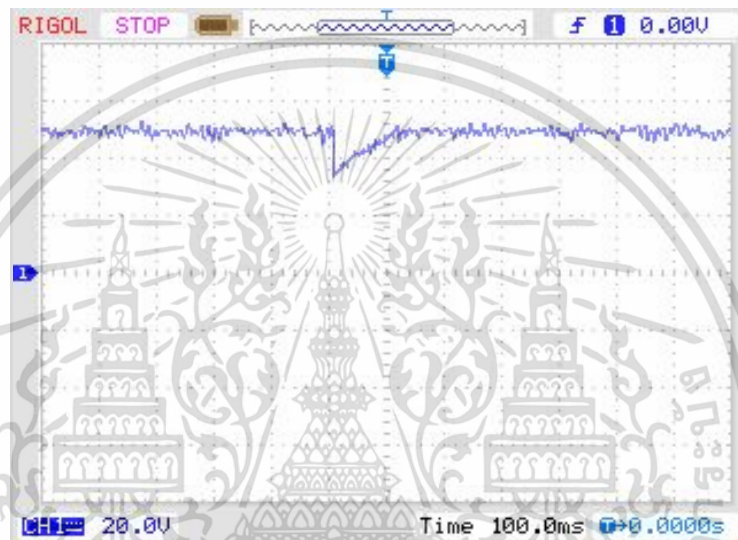
รูปที่ 6.13 เอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์แบบ 5 ระดับต่อการเปลี่ยนแปลงโหลด

$$(I_r 10A/DIV, V_{primary} 100V/DIV, T 2 \mu S/DIV)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.14 กำลังสูญเสียในมอสเฟตแต่ละตัว



รูปที่ 6.15 การควบคุมแรงดันเอาต์พุตที่มีการเปลี่ยนแปลงโหลด (180 วัตต์เปลี่ยนเป็น 300 วัตต์)

ตารางที่ 6.1 ผลการทดสอบประสิทธิภาพหม้อแปลงไร้หน้าสัมผัส

Solenoid type	Efficiency (%)							
	Load 25%		Load 50%		Load 75%		Load 100%	
	SQUARE	5-LEVEL	SQUARE	5-LEVEL	SQUARE	5-LEVEL	SQUARE	5-LEVEL
TYPE 1	50.72	52.98	62.17	62.86	66.23	69.93	68.99	70.21
TYPE 2	51.07	56.16	63.55	74.80	67.82	71.41	66.06	69.18
Selected	64.98	66.16	77.25	83.80	72.83	76.31	71.75	77.17

TYPE 1 Specification

60:40 turns ratio

80 mm long

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SWG 19/15

Diameter 80 mm

TYPE 2 Specification

80:60 turns ratio

100 mm long

SWG 19/17

Diameter 80 mm

Selected TYPE Specification

57:30 turns ratio

80 mm long

SWG 17/12

Diameter 65 mm

## 6.6 สรุป

บทนี้ได้กล่าวถึงการออกแบบคอนเวอร์เตอร์หลายระดับแบบไดโอดแคสแคดที่มีเอาต์พุตทั้งสิ้น 5 ระดับ ความถี่ใช้งานที่ 200 กิโลเฮิร์ตซ์ การออกแบบชุดขับเคลื่อนได้ทำการทดสอบที่โหลดแตกต่างกันพร้อมทั้งใช้เครื่องวัดอุณหภูมิตรวจวัดความร้อนของแผงวงจร ผลที่ได้เป็นที่ค่อนข้างน่าพอใจในเบื้องต้น วงจรกำลังที่ใช้ในการส่งกำลังโดยมีมอสเฟตจำนวน 8 ตัวนั้นถูกวางอยู่บนแท่นระบายอากาศและปราศจากความร้อนจากการเพิ่มภาระจนถึงพิกัดหรือจนเกินพิกัด การเลือกใช้งานทรานส์ดิวเซอร์ต้องทำการเลือกอย่างระมัดระวังเพื่อให้สอดคล้องกับเงื่อนไขความถี่ในการสวิตชิงด้วย

## บทที่ 7

### สรุปและข้อเสนอแนะ

#### 7.1 บทนำ

จากการศึกษาและวิจัยในหัวข้อเรื่องการส่งกำลังไฟฟ้าผ่านแกนอากาศโดยมีแหล่งจ่ายเป็นคอนเวอร์เตอร์หลายระดับไดโอดแคลมป์แบบ 5 ระดับ ที่ความถี่สูงนั้นขนาด 200 กิโลเฮิร์ตซ์ สามารถให้เอาต์พุทหรือประสิทธิภาพค่อนข้างสูงโดยมีการใช้วงจรรีโซแนนท์ แอล แอล ซี แบบอนุกรมเข้ามาช่วยในการปรับระดับแรงดันต้นเอาต์พุทรวมถึงการทำ ZVS ให้กับตัวสวิตชิง ซึ่งสามารถลดการสูญเสียในช่วงระหว่างการสวิตชิงของมอสเฟตทั้งหมดได้เมื่อเปรียบเทียบกับสวิตชิงแบบธรรมดา การทดสอบและเก็บผลโดยวิธีจำลองการทำงานโดยโปรแกรมคอมพิวเตอร์เป็นอีกหนึ่งวิธีที่มีความสำคัญมากในปัจจุบัน เนื่องจากการจำลองสัญญาณที่ได้จากการออกแบบเบื้องต้นจากวิธีการคำนวณ ซึ่งรวมถึงการออกแบบวงจรการควบคุมแรงดันเอาต์พุทที่มีการปรับเปลี่ยนความถี่ในขอบเขตการทำงานที่ได้ออกแบบไว้ นอกจากการใช้ทฤษฎีพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์หลายระดับแบบไดโอดแคลมป์ มาประยุกต์ใช้เป็นคอนเวอร์เตอร์ความถี่สูงที่ต้องคำนึงถึงผลการตอบสนองของค่าตัวเก็บประจุในมอสเฟตที่ทำงานความถี่ในระดับต่างๆ จนได้ความถี่สวิตชิงที่ 200 กิโลเฮิร์ตซ์ มีความเหมาะสมกับมอสเฟต IRFP840 ในเรื่องของค่าแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุหรือแรงดัน  $C_{out}$  หรือความสัมพันธ์ระหว่างสภาวะการสวิตชิงที่มีการตั้งค่าของเดดไทม์ที่เหมาะสมสำหรับวงจรคอนเวอร์เตอร์ภาคกำลัง ทั้งหมดนี้มีความสัมพันธ์โดยรวมซึ่งกันและกัน ซึ่งมีการออกแบบระบบโดยรวมไว้ก่อนที่จะทำการจำลองการทำงานและการทดสอบด้วยอุปกรณ์จริง

หลังจากกำหนดแรงดันเอาต์พุทและกำลังไฟฟ้าที่ต้องการ โปรแกรมคอมพิวเตอร์ ทำการประมวลผลโดยใช้เทคนิคการประมาณการโดยใช้ฮาร์โมนิกความถี่มูลฐาน (Fundamental Harmonics Approximation, FHA) เป็นเครื่องมือคำนวณหาค่า ตัวเก็บประจุนิวตัน ตัวเหนี่ยวนำรีโซแนนท์ และตัวเหนี่ยวนำแม่เหล็กที่ขดลวดโซลินอยด์ทั้งสองทั้งในส่วนของการส่งกำลังและด้านการรับกำลังหรือด้านป้อนภูมิและทุติยภูมินั่นเอง จากการออกแบบเบื้องต้น ขดลวดต่างๆ ไม่สามารถใช้สมการการคำนวณจากหลักการพื้นฐานในการคำนวณหาตัวเหนี่ยวนำได้ เพราะเนื่องจากสมการของขดลวดโซลินอยด์มีความเฉพาะพิเศษกว่าสมการการคำนวณพื้นฐานที่เคยใช้งาน โดยเฉพาะอย่างยิ่งเรื่องของความเข้ากันของวงจรรีโซแนนท์แบบอนุกรม จะส่งผลทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงของตำแหน่งการเลื่อนของกระแสได้ อีกสิ่งสำคัญที่ส่งผลต่อประสิทธิภาพของกรส่งกำลังอาจมีส่วนมาจากวัสดุที่ใช้ทำขดลวดโซลินอยด์ ดังนั้นการเลือกวัสดุจะเป็นอีกหนึ่งตัวแปรสำคัญในเรื่องของประสิทธิภาพของการส่งผ่านกำลังนั่นเอง

การออกแบบคอนเวอร์เตอร์กำลังที่เหมาะสมกับความถี่สูงนั้นได้มีการพิสูจน์ในเบื้องต้นแล้วว่า การใช้ความถี่สูงในระดับหนึ่งจะยังสามารถรักษารูปทรงสัญญาณแรงดันเอาต์พุทที่ป้อนให้แก่

ระบบของรีโซแนนท์ อนุกรมตามที่กำหนดได้ โดยเฉพาะการใช้งานคอนเวอร์เตอร์หลายระดับไดโอด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้เพื่อการเรียนการสอนเท่านั้น เมื่อผู้ผู้ใดเห็นใบเซปรีเยชันนี้ในกรณีที่ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แคมป์ที่มีทั้งหมดจำนวน 5 ระดับ เป้าหมายหลักของการใช้งานคอนเวอร์เตอร์กำลังหลายระดับคือจะเน้นเรื่องของความผิดเพี้ยนของสัญญาณรูปคลื่นไซน์ที่ต่ำเพื่อส่งผลต่อการออกแบบหม้อแปลงแบบไร้หน้าสัมผัสที่มีอัตรากำลังไฟฟ้าต่อปริมาตรที่สูงนั่นเอง ดังนั้นจึงมีการใช้เทคนิคที่เรียกว่า การกำจัดฮาร์โมนิกที่ถูกเลือก (Selective Harmonic Elimination, SHE) วิธีดังกล่าวเป็นการเลือกฮาร์โมนิกที่ต้องการกำจัดออกจากเอาต์พุทของคอนเวอร์เตอร์ไดโอดแคลิกซ์ โดยเลือกมุมการสวิตช์ซึ่งที่เหมาะสมจากการทดลองมุมที่ฮาร์โมนิก 3 และ 5 ถูกกำจัดออกจะเป็นมุมที่คงที่ที่ 12 และ 48 องศาตามลำดับ จะเห็นได้ว่าการสวิตช์ด้วยวิธีและมุมดังกล่าวทำให้เอาต์พุทของแรงดันมีค่าเพียง 17.54 เปอร์เซ็นต์ ซึ่งต่ำมากถ้าทำการเปรียบเทียบกับคอนเวอร์เตอร์ที่มีการสวิตช์แบบใช้ความถี่สูงในการมอดดูเลชันกับฮาร์โมนิกความถี่มูลฐาน

การส่งกำลังผ่านแกนอากาศยังถือว่าเป็นข้อเด่นของงานวิจัยชิ้นนี้เนื่องจาก การส่งผ่านกำลังผ่านแกนจำพวกเฟอร์ไรต์ ยังคงมีข้อจำกัดเรื่องของราคาของแกนที่มีส่วนประกอบของโลหะเนื่องจากการเปลี่ยนแปลงโครงสร้างของการส่งจ่ายกำลังไฟฟ้าในระบบกระแสตรงจำเป็นอย่างยิ่งในการควบคุมราคาการก่อสร้างรวมถึงส่วนประกอบดังกล่าวให้มีค่าใกล้เคียงกับค่าใช้จ่ายในการส่งจ่ายกำลังด้วยระบบกระแสสลับเช่นเดิม การออกแบบเริ่มต้นนี้จะเน้นเรื่องของอัตรากำลังไฟฟ้าต่อปริมาตรของอุปกรณ์บล็อกและเต้ารับต้องมีค่าเท่ากับการส่งจ่ายกำลังแบบเก่าหรือใกล้เคียง ดังนั้นการออกแบบของงานวิจัยจึงได้ออกแบบจึงเป็นสิ่งสำคัญอย่างยิ่ง ในการทดสอบโดยมีขดลวดที่มีขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางที่ 65 มิลลิเมตร และความสูงที่ 80 มิลลิเมตร การพันนั้นจะพันทับกันขดละ 1 ชั้น ด้วยลวด SWG 17 และ SWG 12 ตามลำดับ จากการทดลองนั้นจะสังเกตได้ว่าที่ระดับกำลังไฟฟ้าทดสอบจาก 0 ถึง 300 วัตต์ และแรงดันเอาต์พุท 48 โวลต์ นั้นที่ 150 วัตต์ จะมีประสิทธิภาพที่สูงสุดที่ 83.8 เปอร์เซ็นต์

การทดสอบนั้นสามารถสรุปได้ว่า การส่งกำลังไฟฟ้าผ่านแกนอากาศหรือหม้อแปลงแบบไร้หน้าสัมผัสนั้นมีความเป็นไปได้ที่จะถูกนำมาใช้งานในระบบการส่งจ่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงหรือระบบไมโครกริด ที่สามารถที่จะทำการควบคุมการส่งจ่ายกำลังผ่านจุดต่างๆ ของเต้ารับรับและปลั๊กเพื่อประเมินการใช้ไฟฟ้าให้กับระบบไมโครกริด ทั้งนี้อาจหมายความว่าในอนาคตการออกแบบระบบไมโครกริดที่มีการใช้แหล่งจ่ายกระแสตรงจะหมดปัญหาการเชื่อมต่อทางกายภาพของหน้าสัมผัสโลหะอีกต่อไป

## 7.2 ข้อเสนอแนะและแนวทางการพัฒนา

1. การใช้งานคอนเวอร์เตอร์หลายระดับต้องคำนึงถึงเดดไทม์ที่ใช้งานเนื่องจากจะส่งผลการนำกระแสและการหยุดนำกระแสของมอสเฟต การประมาณเวลาเดดไทม์จึงต้องมีความสัมพันธ์กับความถี่สวิตช์นั้นด้วย

2. ขดลวดโซลินอยด์มีค่าการสูญเสียที่น้อยลงเมื่อมีการเลือกใช้วัสดุที่มีค่าการนำไฟฟ้าสูงขึ้น ทั้งนี้ขึ้นอยู่กับชนิดและราคาของลวดพันหม้อแปลงนั้นๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. การออกแบบและพันขดลวดตัวเหนี่ยวนำรีโซแนนท์ และขดลวดหม้อแปลงแบบไร้หน้าสัมผัส นั้นมีความคลาดเคลื่อนค่อนข้างสูงเนื่องจากวิธีการพันด้วยมือแทนใช้เครื่องพันที่มีความแม่นยำสูง ทำให้การส่งผ่านกำลังไฟฟ้าผ่านชุดขดลวดโซลินอยด์ดังกล่าวไม่สามารถให้ประสิทธิภาพสูงสุดตามการออกแบบได้

4. เครื่องมือและอุปกรณ์ต่างๆ ในการวัดกระแสและแรงดันต้องมีความสัมพันธ์กับความถี่ของเอาท์พุท สังเกตได้จากการใช้อุปกรณ์และเครื่องมือที่ตอบสนองจำพวกทรานส์ดีวเซอร์กระแส และแรงดัน ที่ต้องมีความสามารถในการตรวจจับด้วยความเร็วสูงนั่นเอง

5. ในงานวิจัยนี้เน้นการออกแบบวงจรภาคกำลังของคอนเวอร์เตอร์หลายระดับ ยังมีระยะความห่างจากชุดขับซึ่งจะเกิดปัญหา noise ตามมาถี่ความถี่สูงขึ้น ดังนั้นวงจรภาคกำลังและชุดขับควรที่มีระยะห่างน้อยที่สุดเท่าที่เป็นไปได้

6. การเลือกอุปกรณ์ในการประกอบชุดทดลอง ควรที่จะมีการวิจัยถึงขั้นการลดขนาดของคอนเวอร์เตอร์หลายระดับที่มีการให้กำลังไฟฟ้าเท่ากัน นั้นหมายถึง มอสเฟต ตัวต้านทาน วงจรปรับรับแรงดัน ตัวแยกอิสระทางไฟฟ้าที่มีขนาดเล็กลง และส่วนประกอบที่จำเป็นอื่นๆ รวมอยู่ในชุดเดียวกัน

7. การส่งกำลังผ่านแกนอากาศนั้นควรที่จะมีการพัฒนาต่อยอดเพิ่มขึ้นถึงขั้นการออกแบบระบบส่งกำลังที่มีประสิทธิภาพสูงสุดและมีระยะการส่งผ่านกำลังที่มากขึ้นโดยที่ยังคงประสิทธิภาพเกิน 80-90 เปอร์เซ็นต์ ยกตัวอย่างเช่น การส่งกำลังไฟฟ้าโดยวิธีเหนี่ยวนำที่ความถี่สูงกับเครื่องใช้อุปกรณ์ภายในบ้าน ที่สามารถวางอุปกรณ์ในการใช้งานได้ทุกจุดภายในบ้านโดยปราศจากการเชื่อมโยงกำลังไฟฟ้าผ่านโลหะ

## บรรณานุกรม

- [1] R. H. Lasseter and P. Paigi, "Microgrid: a conceptual solution," in **Proceedings of the IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference (PESC 04)**, June 2004, pp. 4285–4290.
- [2] R. H. Lasseter, "Microgrids," in **Proceedings of the IEEE Power Engineering Society Winter Meeting**, vol. 1, 2002, pp. 305–308.
- [3] D. Infield and F. Li, "Integrating micro-generation into distribution systems—a review of recent research," in **Proceedings of the IEEE Power and Energy Society General Meeting (PES '08)**, July 2008, pp. 1–4.
- [4] J. Boys, M. P. Kazmierkowski, E. Lomonova, U. Madawala, G. Covic, Special Section on "Contactless Energy Transfer Systems", **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, vol. 60, No. 1, 2013.
- [5] Lomonova, E.; Roes, M.; Duarte, J.; Hendrix, M. "Acoustic Energy Transfer: a Review", **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, vol. 60, No. 1, 2013.
- [6] R. M. Dickinson, "Wireless power transmission technology state of the art - The first Bill Brown lecture," **Acta Astronautica**, vol. 53, no. 4-10, 2003, pp. 561–570.
- [7] Bob Mammano, "Resonant Mode Converter Topologies," **Unitrode Design Seminar, 1985**, TI Literature No. SLUP085.
- [8] Bing Lu et al., "Optimal design methodology for LLC resonant converter," **Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC) 2006**, pp. 533–538.
- [9] J. Rodriguez, J. S. Lai and F. Z. Peng, "Multilevel Inverters: Survey of Topologies, Controls, and Applications," **IEEE Transactions on Industry Applications**, vol. 49, no. 4, Aug. 2002, pp. 724–738.
- [10] J. S. Lai and F. Z. Peng, "Multilevel Converters-A new Breed of Power Converters," **IEEE Trans. Ind. Application.**, vol. 32, pp. 509–517, May/June 1996.
- [11] L. M. Tolbert, F. Z. Peng, and T. Habetler, "Multilevel Converters for Large Electric drives," **IEEE Trans. Ind. Applicat.**, vol. 35, pp. 36–44, Jan./Feb. 1999.
- [12] R. H. Baker and L. H. Bannister, "Electric Power Converter," **U.S. Patent 3 867 643**, Feb. 1975.
- [13] A. Nabae, I. Takahashi, and H. Akagi, "A New Neutral-point Clamped PWM inverter," **IEEE Trans. Ind. Application.**, vol. IA-17, pp. 518–523, Sept./Oct. 1981.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บรรณานุกรม (ต่อ)

- [14] R. H. Baker, "Bridge Converter Circuit," **U.S. Patent 4 270 163**, May 1981.
- [15] P. W. Hammond, "Medium Voltage PWM Drive and Method," **U.S. Patent 5 625 545**, Apr. 1977.
- [16] F. Z. Peng and J. S. Lai, "Multilevel Cascade Voltage-source Inverter with Separate DC source," **U.S. Patent 5 642 275**, June 24, 1997.
- [17] P. W. Hammond, "Four- quadrant AC-AC Drive and Method," **U.S. Patent 6 166 513**, Dec. 2000.
- [18] M. F. Aiello, P. W. Hammond, and M. Rastogi, "Modular Multi-level Adjustable Supply with Series Connected Active Inputs," **U.S. Patent 6 236 580**, May 2001.
- [19] M. F. Aiello, P. W. Hammond, and M. Rastogi, "Modular Multi-Level Adjustable Supply with Parallel Connected Active Inputs," **U.S. Patent 6 301 130**, Oct. 2001.
- [20] J. P. Lavieville, P. Carrere, and T. Meynard, "Electronic Circuit for Converting Electrical Energy and a Power Supply Installation Making Use Thereof," **U.S. Patent 5 668 711**, Sept. 1997.
- [21] T. Meynard, J.-P. Lavieville, P. Carrere, J. Gonzalez, and O. Bethoux, "Electronic Circuit for Converting Electrical Energy," **U.S. Patent 5 706 188**, Jan. 1998.
- [22] E. Cengelci, S. U. Sulistijo, B. O. Woom, P. Enjeti, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg, "A New Medium Voltage PWM Inverter Topology for Adjustable Speed Drives," **in Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting**, St. Louis, MO, Oct. 1998, pp. 1416-1423.
- [23] L. M. Tolbert, F. Z. Peng, and T. G. Habetler, "Multilevel Converters for Large Electric Drives," **IEEE Transactions on Industry Applications**, vol. 35, no. 1, Jan/Feb. 1999, pp. 36-44.
- [24] M. F. Escalante, J. C. Vannier, and A. Arzande, "Flying Capacitor Multilevel Inverters and DTC Motor Drive Applications," **IEEE Transactions on Industry Electronics**, vol. 49, no. 4, Aug. 2002, pp. 809-815.
- [25] L. M. Tolbert, F. Z. Peng, "Multilevel Converters as a Utility Interface for Renewable Energy Systems," **in Proceedings of 2000 IEEE Power Engineering Society Summer Meeting**, pp. 1271-1274.
- [26] L. M. Tolbert, F. Z. Peng, T. G. Habetler, "A Multilevel Converter-Based Universal Power Conditioner," **IEEE Transactions on Industry Applications**, vol. 36, no. 2, Mar./Apr. 2000, pp. 596-603.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บรรณานุกรม (ต่อ)

- [27] L. M. Tolbert, F. Z. Peng, T. G. Habetler, "Multilevel Inverters for Electric Vehicle Applications," **IEEE Workshop on Power Electronics in Transportation**, Oct 22-23, 1998, Dearborn, Michigan, pp. 1424-1431. 31-47
- [28] F. Z. Peng, J. S. Lai, J. W. McKeever, J. VanCoevinger, "A Multilevel Voltage-Source Inverter with Separate DC Sources for Static Var Generation," **IEEE Transactions on Industry Applications**, vol. 32, no. 5, Sept. 1996, pp. 1130-1138.
- [29] F. Z. Peng, J. S. Lai, "Dynamic Performance and Control of a Static Var Generator Using Cascade Multilevel Inverters," **IEEE Transactions on Industry Applications**, vol. 33, no. 3, May 1997, pp. 748-755.
- [30] F. Z. Peng, J. W. McKeever, D. J. Adams, "A Power Line Conditioner Using Cascade Multilevel Inverters for Distribution Systems," **Conference Record - IEEE Industry Applications Society 32<sup>nd</sup> Annual Meeting**, 1997, pp. 1316-1321.
- [31] F. Z. Peng, J. W. McKeever, D. J. Adams, "Cascade Multilevel Inverters for Utility Applications," **Proceedings of 23rd International Conference on Industrial Electronics, Control, and Instrumentation**, 1997, pp. 437-442.
- [32] G. Joos, X. Huang, B. T. Ooi, "Direct-Coupled Multilevel Cascaded Series VAR Compensators," **Conference Record - IEEE Industry Applications Society 32nd Annual Meeting**, 1997, pp. 1608-1615.
- [33] R. W. Menzies, Y. Zhuang, "Advanced Static Compensation Using a Multilevel GTO Thyristor Inverter," **IEEE Transactions on Power Delivery**, vol. 10, no. 2, April 1995, pp. 732-738.
- [34] Leon M. Tolbert, Fang Z. Peng, Tim Cunyngham, John N. Chiasson, "Charge Balance Control Schemes for Multilevel Converter in Hybrid Electric Vehicles," **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, vol. 49, no. 5, October 2002, pp. 1058-1065
- [35] M. D. Manjrekar, T. A. Lipo, "A Hybrid Multilevel Inverter Topology for Drive Applications," **IEEE Applied Power Electronics Conference**, 1998, pp. 523-529.
- [36] M. D. Manjrekar, T. A. Lipo, "A Generalized Structure of Multilevel Power Converter," **IEEE Conference on Power Electronics, Drives, and Energy Systems**, Australia, 1998, pp. 62-67.

- [37] C. Hochgraf, R. Lasseter, D. Divan, T. A.Lipo, “Comparison of Multilevel Inverters for Static Var Compensation,” **Conference Record- IEEE Industry Applications Society 29th Annual Meeting**, 1994, pp. 921-928.
- [38] J. S. Lai, F. Z. Peng, “Multilevel Converters - A New Breed of Power Converters,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 32, no. 3, May 1996, pp. 509-517.
- [39] K. Corzine, Y. Familiant, “A New Cascaded Multilevel H-Bridge Drive,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 17, no. 1, Jan 2002, pp. 125-131



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ภาคผนวก



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# ECTI-CON 2015

June 24 - 27, 2015

2015 12 International Conference on Electrical Engineering/Electronics,  
Computer, Telecommunications and Information Technology



# The Optimization of Series Resonant LLC Half-Bridge Converter with Coreless Transformer Design in a Low Voltage DC Distribution System

Worapong Pairindra

Dept. of Electrical Engineering, Faculty of Engineering  
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang.  
Bangkok, Thailand, 10502  
worapong73@hotmail.com

Surin Khomfoi

Dept. of Electrical Engineering, Faculty of Engineering  
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang.  
Bangkok, Thailand, 10502  
kkhsurin@kmitl.ac.th

**Abstract**—This paper will present the optimization design for medium size converter with high switching frequency for household appliances. The series resonant LLC half-bridge converter, 1 kW, 48V and 600 kHz with coreless transformer has been chosen for the power transferring. System verification has been done by MATLAB/Simulink program, which used to find the optimized parameters and converter output under designed conditions.

**Keywords**—Series Resonant LLC Half-Bridge Converter, Contactless Transformer

## I. INTRODUCTION

The power converters have played important roles in power distribution systems for more than decades. The direct current low voltage power from renewable energy sources such as wind, solar energy etc. is in attention in household power distribution in the near future. Thus, there are many power electronics applications engage in power transferring from sources to home appliance. By choosing the proper converter, it brings attention to the design of high-performance converters in power distribution systems. The regulated dc bus connected directly to the outlet and interfaced via the selected medium size converters (approximately 1kW). The direct connection between dc bus and outlet has the advantage of reducing the energy conversion between ac to dc conversion.

The high power density and high efficiency are the best interested for converter design. Therefore, the half-bridge converter with high switching frequency has been proposed in this paper for medium sized converter. However, main problems of working with high switching frequency are the power switches will be increasingly lost due to high on-off state of the switching devices. Therefore, these problems are solved by using many metrologies such as zero voltage switching (ZVS) or zero current switching (ZCS). In [1][2] show the advantages of using none direct contact power transfer as illustrated in Fig. 1.. It can be seen that electric shock and arc discharge among outlet and plug in home appliances can be eliminated for safety purpose[3].

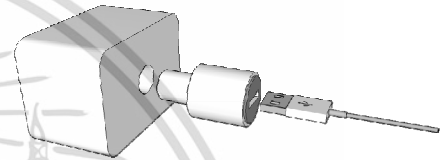


Fig. 1. DC low voltage contactless power transferring system

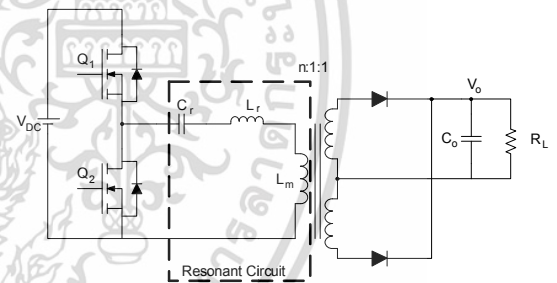


Fig. 2. LLC Series Resonant Half Bridge Converter

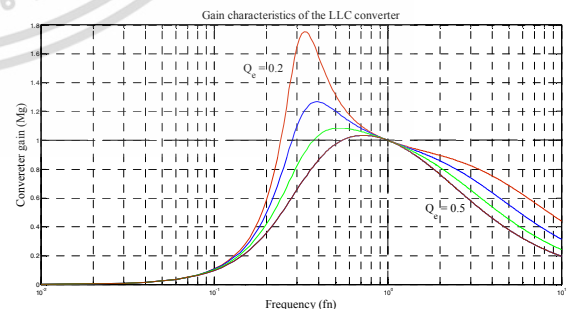


Fig. 3. Converter gain characteristics

## II. LLC SERIES RESONANT HALF-BRIDGE CONVERTERS

### A. Converter structure

The typical LLC series resonant half-bridge converter[4][5][6] is shown in Fig. 2. A square wave pulse of voltage is generated in the power switching devices. According to circuit operation analysis, at resonant frequency, the total impedance of  $L_r$ , and  $C_r$  is equal to zero. Thus, converter voltage gain is equaled to one in all load conditions as shown in Fig. 3. Theoretically, the input voltage will be appeared at the end of resonant circuit stage or on magnetized inductor at primary side of the high frequency transformer as an output voltage. Currently, the computer simulation program has been taken place for the converter design and implementation.

### B. Design of series resonant LLC half-bridge converter

From many articles[4][7], at resonant frequency operation point, from gain characteristic curves shows that, the system gain will be kept constant due to load variation. However, an operation on the certain resonant frequency could not be done in practical design. If the operating frequency moves away from resonant point far more beyond the limit, the overall system will start to collapse.

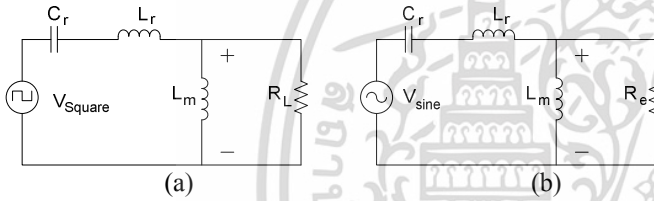


Fig. 4. (a) simplified system circuit (b) Linear sinusoid circuit

Thus, the best way to implement this type of converter is to optimize the calculation to all parameters that are involved in the converter system by using computer simulation. Fig. 4. shows the resonant half-bridge converter modeling, on Fig. 4.(a) is a simplified circuit with square wave input voltage and Fig. 4.(b) represents the input sinusoid waveform transfer circuit diagram, or so call fundamental harmonic analysis (FHA). This method can be used for initiating the voltage gain and the converter parameters.

In Fig. 4. (b), voltage gain can be written in (1)

$$M_g = \left| \frac{jX_{Lm}/R_e}{(jX_{Lm}/R_e) + j(X_{Lr} - X_{Cr})} \right| \quad (1)$$

On the right hand side circuit as illustrated in Fig. 4.(b), the voltage gain can be rewritten in form of (2). The magnitude of the voltage is described as a function of :

$$M_g = \left| \frac{L_n \times f_n^2}{[(L_n + 1) \times f_n^2 - 1] + j[(f_n^2 - 1) \times f_n \times Q_e \times L_n]} \right| \quad (2)$$

Which

$f_n$	Normalized frequency	$L_n$	Inductor ratio
$f_{sw}$	Switching frequency	$f_o$	Resonant frequency
$L_r$	Resonant inductor	$L_m$	Magnetized inductor
$C_r$	Resonant capacitor	$R_e$	Equivalent resistor

Normalized frequency equal is expressed as

$$f_n = \frac{f_{sw}}{f_o} \quad (3)$$

Inductor ratio can be defined as

$$L_n = \frac{L_m}{L_r} \quad (4)$$

Quality factor of the resonant converter can be described as

$$Q_e = \frac{\sqrt{L_r \times C_r}}{R_e} \quad (5)$$

In Fig. 5., the LLC series resonant half-bridge converter with square wave input voltage is plotted, the gain is changing due to the variation of frequency, quality factor and inductor ratio.

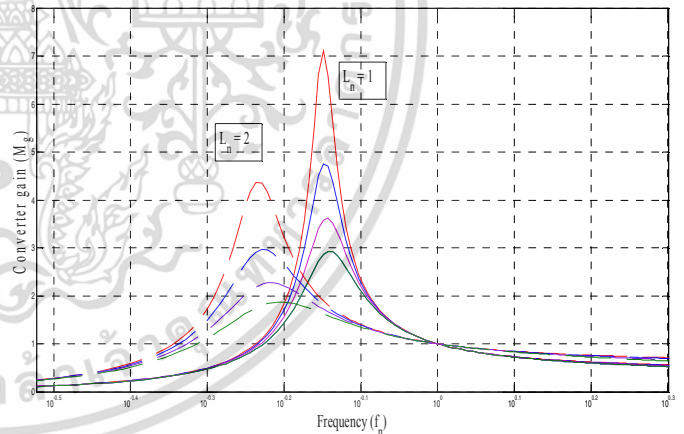


Fig. 5. Converter gains with changing in inductor ratio ( $L_n$ ) and quality factor ( $Q_e$ )

The changing of  $L_n$  and  $Q_e$  may cause the shifting in shapes of system magnitude curve as illustrated in Fig. 5. In addition, from (5)., the quality factor,  $Q_e$  can be analyzed in two different categories. If  $R_L$  is open (infinite load),  $Q_e$  will be equaled to zero, that means the system gain will be reaching maximum value and can be infinite in theory. However, if  $R_L$  is shorted, then  $Q_e$  equals to infinity, which means the  $L_m$  is

completely bypassed under this condition, the system gain will be disappeared. However, the  $Q_e$  at maximum rate depends on the maximum load of the designed system as well.

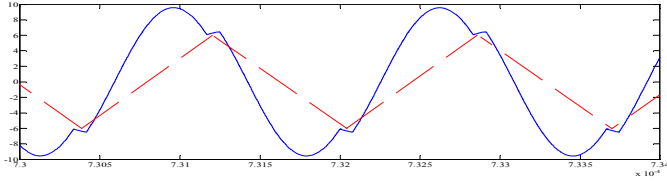


Fig. 6. Resonant current and magnetized current

The relationship between resonant current and magnetized inductor current can be seen in Fig. 6.. Assume the resonant current is pure sinusoid waveform, the input resonant circuit rms value can be written in (6)

$$I_{rms} = \frac{1}{8} \times \frac{V_o}{nR_L} \times \sqrt{\frac{2n^2 R_L^2 T^2}{L_m^2} + 8\pi^2} \quad (6)$$

### C. System Gain Boundary Design

For the converter design, the maximum and minimum gain should be considered in order to estimate the boundary frequency from the system. As illustrated in Fig. 7., the LLC half-bridge converter consists of the 2 difference kind of loads. Firstly, the upper curve represents the open circuit load ( $Q_e = 0$ ) and the second lower curve can be described as the maximum load operation ( $Q_e = \max$ ).

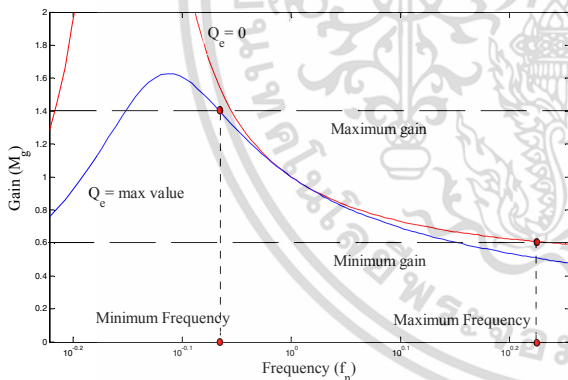


Fig. 7. The converter operating frequency ( $f_n$ ) and system gain ( $M_g$ )

According to the design, operating frequency can moves forward or backward depends on the limiting ranges of the system gains design, which can be found in (7) and (8) .

$$M_{g\_max} = \frac{n \times V_{0\_max}}{\frac{V_{in\_min}}{2}} \quad (7)$$

$$M_{g\_min} = \frac{n \times V_{0\_min}}{\frac{V_{in\_max}}{2}} \quad (8)$$

There are many certain ways to select the right inductor ratio ( $L_n$ ) and quality factor ( $Q_e$ ), but let us consider the relationship between the  $Q_e$  and the maximum gain of the curves as shown in Fig. 8..

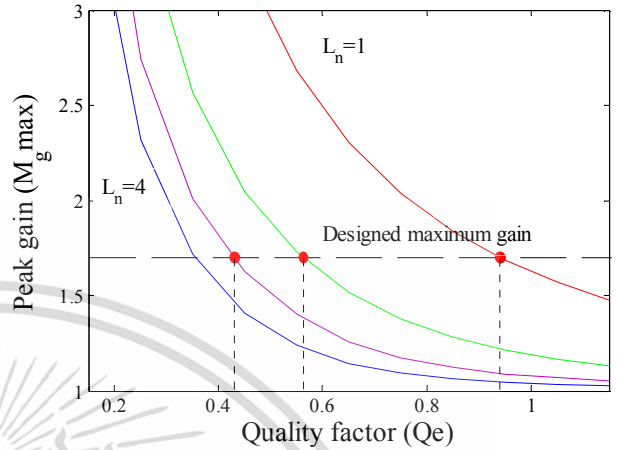


Fig. 8. Peak gain curve for proper  $Q_e$  and  $L_n$  design

The designed peak gain can be calculated from (7). As mentioned before, the combination between  $Q_e$  and  $L_n$  can be found at the intersection points of the horizontal line across each  $L_n$  curve. However, the appropriate set of quality factor and inductor ratio depends on, if  $L_n$  is small and  $Q_e$  is fixed. Thus, the response gain will be high. According to the relationship of the  $L_n$ , the smaller  $L_m$  will generate higher magnetized current ( $i_m$ ) signal which helps the ZVS condition but the conduction loss will be increased.

### D. Contactless Transformer

There are many types of power transfer methods[3], for example, electromagnetic wave, electric field coupling, inductive coupling or magnetic resonances. The magnetic power transfer over the contactless has been adopted in the LLC half-bridge dc-dc converter. Fig. 9. shows the ideal coaxial contactless transformer, it has no distance between primary and secondary coils and it needs relatively high power as conventional plugs and outlets. However, it can be calculated and set for validating in the simulation model also. In addition, the benefit of using the compensator circuit with ideal coreless transformer is that, the overall system transfer characteristic is adjustable for the target design.

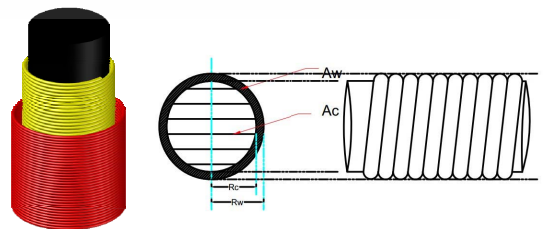


Fig. 9. Proposed contactless power transformer

### III. HALF-BRIDGE CONVERTER CIRCUIT VARIFICATION

The aim of design converter is to minimize the losses in switching devices. Therefore, the configuration in parameters have been considered under the proper calculated parameters.

In [7] shows the calculation methods of the series resonant LLC half-bridge converter parameters with contactless power transfer design, according to these parameters.

TABLE I. CONVERTER INPUT PARAMETERS

Input voltage range	280-330V
Operating power	1,000 W
Output voltage	48 V
Output voltage range	48±10%
Switching Frequency	600 kHz

Apparently, from previous calculation, it seems that the resonant capacitor ( $C_r$ ), resonant inductance ( $L_r$ ) and magnetizing inductance ( $L_m$ ) can be found in Table II.

By substituting all parameters into the simulation circuit diagram, the verification of the LLC resonant circuit design is shown in Fig. 10., by plotting the gain characteristic curve of the given parameters. The series resonant LLC half-bridge converter topology is shown in Fig. 11.

TABLE II. CALCULATED PARAMETERS

Nominal voltage	310V
Maximum gain	1.2306
Minimum gain	0.9160
Equivalent resistor	19.47 ohm
Resonant inductor	2.325 $\mu$ H
Resonant capacitor	30.27 nF
Magnetizing inductor	8.136 $\mu$ H

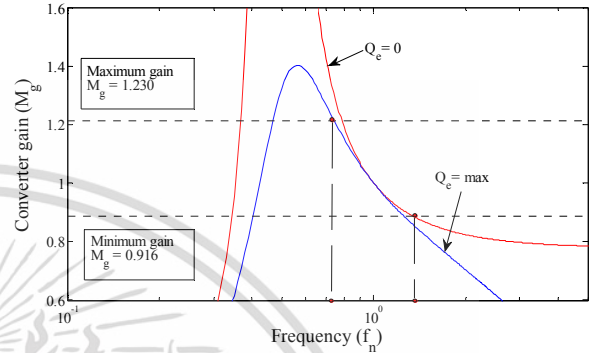


Fig. 10. Verified converter operating frequency ( $f_n$ ) and system gain ( $M_g$ )

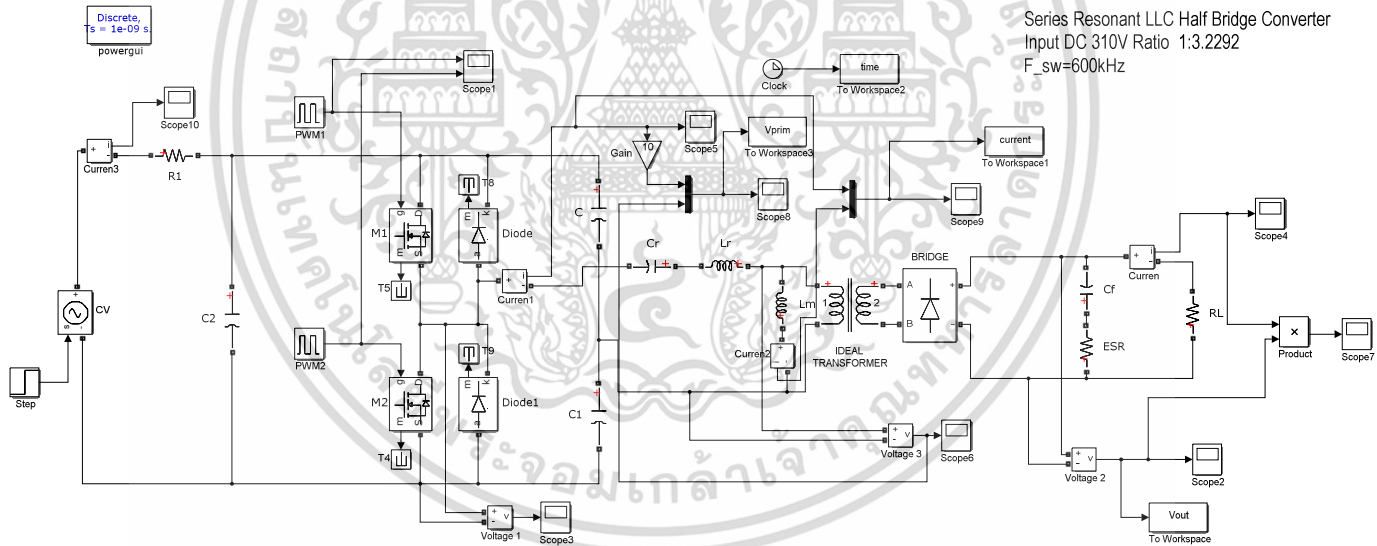


Fig. 11. The series resonant LLC half-bridge converter MATLAB/Simulink model

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### IV. SIMULATION RESULTS

The series resonant LLC half-bridge converter parameters were calculated and substituted in the MATLAB/Simulink block sets. As a result in Fig. 14., the output voltage of 1kW can be kept around 48 volts for all load conditions according to characteristic gain. In addition, resonant current and magnetized current perform a perfect result, compares to the theoretical analysis calculation and the soft switching can be achieved in Fig. 12. during the holdup time by using the combination of  $L_r$  and  $C_r$ .

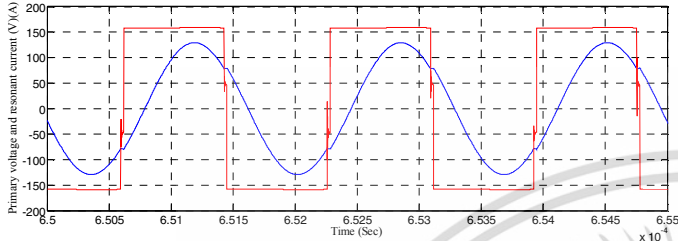


Fig. 12. Primary voltage and resonant current

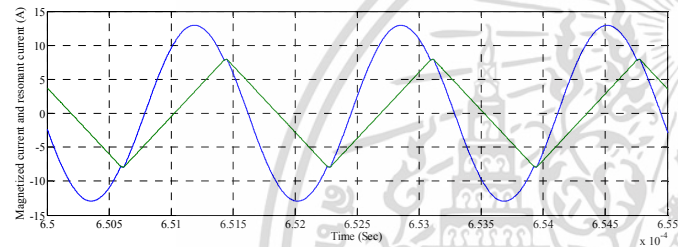


Fig. 13. Magnetized current and resonant current

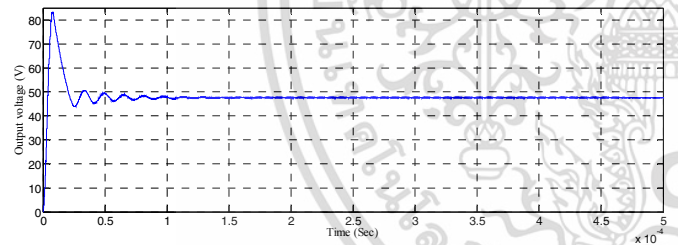


Fig. 14. Output voltage at 1kW

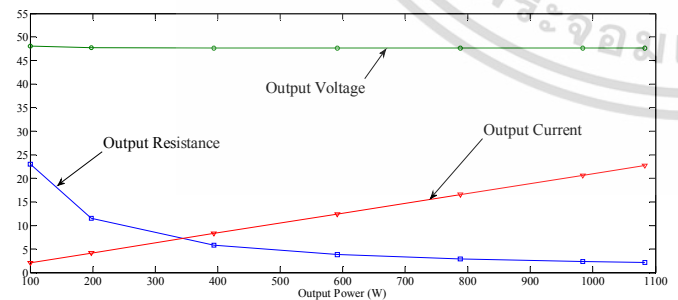


Fig. 15. Output voltage vs. output power

TABLE III. SIMULATION OUTPUT PARAMETER RESULTS

Load Resistance ( $\Omega$ )	Average output voltage (V)	Average output current (A)	Average output power (W)
23.040	48.07	2.086	100.3
11.520	47.76	4.15	198
5.760	47.65	8.27	394
3.840	47.65	12.40	591
2.880	47.65	16.50	788
2.304	47.65	20.65	984
2.095	47.60	22.70	1083

#### V. CONCLUSION

The theoretical analysis design has been introduced in this paper for more specific calculation to find the proper LLC converter parameters. The soft switching is achieved by using ZVS at the resonant frequency with the minimum holdup time. Additionally, with the resonant inductor  $L_r$  and resonant capacitor  $C_r$  combinations, the load variation does not affect the system output in the limiting resonant frequency. Therefore, this leads the way for the optimum values design of the magnetized inductor in contactless power transfer distribution. The simulation on LLC converter has been presented in the simulation results with the verification analysis.

#### REFERENCES

- [1] Yushi Miiura, Satoshi Ojika, Tomofumi Ise, "Voltage Control of Inductive Contactless Power Transfer System with Coaxial Coreless Transformer for DC Power Distribution," IPEC-Hiroshima 2014, Japan, 18-21 May 2014, page 1430 - 1437
- [2] Satoshi OJIKA, Yushi MIURA and Toshifumi ISE, "Inductive Contactless Power Transfer System with Coaxial Careless Transformer for DC Power Distribution," ECCE Asia Downunder (ECCE Asia) IEEE, Melbourne, Australia, 3-6 June 2013, page 1046 - 1051
- [3] Artur J. Moradewicz and Marian P. Kazmierkowski, "Contactless Energy Transfer System With FPGA-Controlled Resonant Converter," IEEE transactions on industrial electronics, vol. 57, no. 9, September 2010, page 3181 - 3190
- [4] Bing Lu, Wenduo Liu, Yan Liang, Fred C. Lee, Jacobus D. van Wyk, "Optimal Design Methodology for LLC Resonant Converter," APEC2016, 19-23 March 2006
- [5] S.Arumugam, E.L.Karthikeyan, P.Saikuma, "A Novel Analysis of High Frequency LLC Converter for Fuel Cell Systems," ICICES 2013, Chennai, 21-22 Feb. 2013, page 913 - 918
- [6] Xinyu Xu, Ashwin M. Khambadkone, Toh Meng Leong, and Ramesh Oruganti, "A 1-MHz Zero-Voltage-Switching Asymmetrical Half-Bridge DC/DC Converter: Analysis and Design," IEEE Transaction on Power Electronics, vol. 21, no. 1, January 2006, page 105 - 113
- [7] Hong Huang "Designing an LLC Resonant Half-Bridge Power Converter," 2010 Texas Instruments Power Supply Design Seminar, SEM1900, Topic 3, TI Literature Number: SLUP263

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Organized By

Technical Sponsors



Final Program

# ECTI-CON 2016

ChiangMai Thailand, June 28 - 1 July, 2016

13<sup>th</sup> International Conference on Electrical Engineering/Electronics Computer, Telecommunications and Information Technology

ECTI-CON 2016 ChiangMai, Thailand

Platinum Sponsors

Gold Sponsors



Silver Sponsors



Multi-Contact



Illustrated by Assoc.Prof. Wichit Chomtaveewiroot

Rajamangala University of Technology Lanna  
ChiangMai, Thailand

# The Enhancement of Multilevel Converter for Coaxial Inductive Power Transfer in Low Voltage DC Power Distribution

Worapong Pairindra

Dept. of Electrical Engineering, Faculty of Engineering  
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang.  
Bangkok, Thailand, 10502  
worapong73@hotmail.com

Surin Khomfoi

Dept. of Electrical Engineering, Faculty of Engineering  
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang.  
Bangkok, Thailand, 10502  
kkhsurin@kmitl.ac.th

**Abstract**— The contactless power transfer of dc plug and outlet is proposed in this paper for domestic home appliances dc power system. The medium size dc to dc converter is chosen for transferring 300 V input voltage and generated a 5-level with 600 kHz output voltage by using diode clamped multilevel converter. The output power is set at 300W 48V and the solenoid transformer is functioned as an inductive power transfer (IPT) system. The aims of this proposed paper are to achieved the low switching loss in switching devices, the arch free, the risk of the electric shock and galvanic isolation of the low voltage dc power distribution system. Moreover, the advantages of using the multilevel converter with high switching frequency for high power density design and low THD are illustrated in the MATLAB/Simulink simulation results.

**Keywords**— *LLC Series Resonant Circuit, Contactless Transformer, Diode clamped multilevel converter*

## I. INTRODUCTION

The power electronic converters have become more attractive since the emerging of the renewable energy sources such as wind, solar energy or fuel cell. The low voltage dc power distribution for household is in focus of the public attention. However, the dc power transferring system has created many problems such as electric shock due to the direct contact connecting, arch discharge or galvanic isolation. To overcome the problems, many researchers have introduced several kinds of topology [1][3][4][6][7] in order to solve the main difficulty. The proposed topology is illustrated in Fig.1..

From these points of view, the proposed metrology has been presented to transmit the energy through the air by using the magnetic coupling signal between two solenoid coils as shown in Fig. 2. which is powered by the diode clamped multilevel converter in household appliances application. The target of using low THD converter is to improve the power density transformer design of the converter comparing with the conventional square wave input converter such as half-bridge or full-bridge.

However, the diode clamped multilevel converter may cause the problems with numbers of switching devices, especially the conducting losses in great numbers of the switching devices. Due to the advantage of the multilevel converter, each switching device has ability to handle a lower voltage drop

than the conventional converter one, which means the  $R_{DS}$  on of the MOSFET will be reduced also. According to the datasheet, the comparison of two MOSFET switching devices, the N-Channel IRFP450 ( $V_{DS}=500V$ ,  $R_{DS}=0.40$  ohm and  $I_D=14A$ ) and IRF530N ( $V_{DS}=100V$ ,  $R_{DS}=0.09$  ohm and  $I_D=17A$ ). Therefore, with this low conducting resistance combines with the ZVS topology included, it will improve the converter efficiency as well.

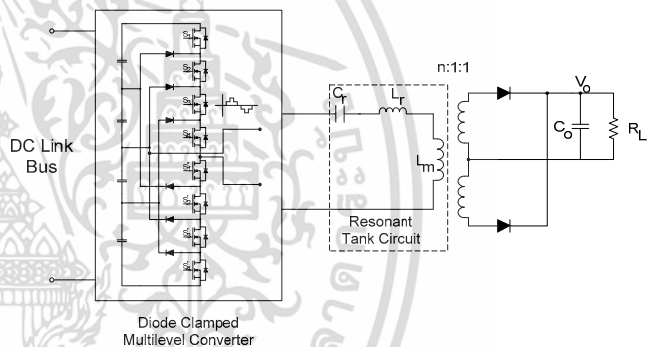


Fig. 1. Multilevel converter with IPT system schematic

To achieve the high efficient condition, The LLC series resonant converter has been adopted to play the resonant mode converter, in order to control the output voltage by adjusting the low THD switching frequency in proper boundary design. The simple discrete PI controller has been chosen to control the output voltage by adjusting the frequency in the designed boundary zone.

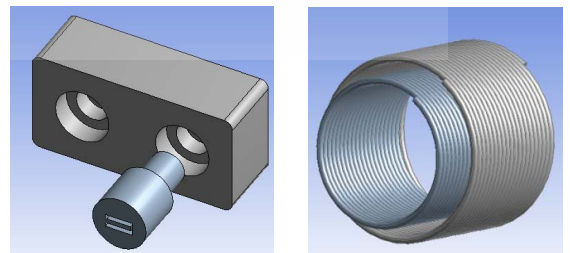


Fig. 2. Receptacle and plug of the contactless power transfer system design

## II. STRUCTURE OF THE CONTACTLESS POWER TRANSFER

The aim of inductive power transfer comes with the idea that, how we can replace the conventional direct contact plug and outlet with contactless transformer. The aims of this paper are to achieve the 300W 48V power transferring with 300V input voltage and it should have the same power density as the conventional plug and outlet as well. For the converter selection, there are various types of converter for inductive power transferring, the half-bridge converter and full bridge are normally used for power generator sources due to simple control algorithm and high switching capability. However, the square wave signal consists of high order harmonics which will affect the contactless transformer design. Hence, a suitable converter with lower THD has been introduced in this proposed paper.

### A. Multilevel converter

The basic concept of the multilevel converter is to achieve the higher power with the series connecting of the switching devices with several low voltage dc sources which can be synthesized as a staircase voltage waveform [6]. There are many advantages of using the multilevel converter compare to the old fashion converter. Firstly, the multilevel converter can generate high quality staircase waveform signal with low distortion and can also reduce the  $dv/dt$  stress in switching devices. Secondly, the input current of the multilevel converter has low distortion. Finally, the converter can be operated in both fundamental switching frequency and high switching PWM. In this proposed paper, the diode clamped multilevel converter has been chosen for the power converter because of the advantage in dc common supply. Table I. shows the switching states of the diode clamped multilevel converter to achieve the 5-level output voltage at the primary coil of the inductive power transformer. The output voltage of the converter can be determined by changing the  $\alpha$  angle of the switching devices as illustrated in Fig. 4. and can be calculated from equation 1, for L-level converter.

Odd value

$$V_{out,n} = \frac{4}{n\pi} [V_{dc}\cos(n\alpha_1) + V_{dc}\cos(n\alpha_2) + \dots + V_{dc}\cos(n\alpha_{(L-1)/2})] \quad (1)$$

Table I. Diode clamped multilevel switching state

$V_{out}$	Switching state							
	s1	s2	s3	s4	s1'	s2'	s3'	s4'
150 V	1	1	1	1	0	0	0	0
75 V	0	1	1	1	1	0	0	0
0 V	0	0	1	1	1	1	0	0
-75 V	0	0	0	1	1	1	1	0
-150 V	0	0	0	0	1	1	1	1

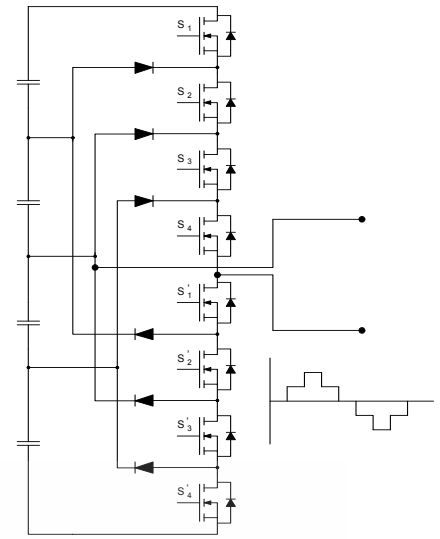


Fig. 3. The 5-Level diode clamped multilevel converter schematic

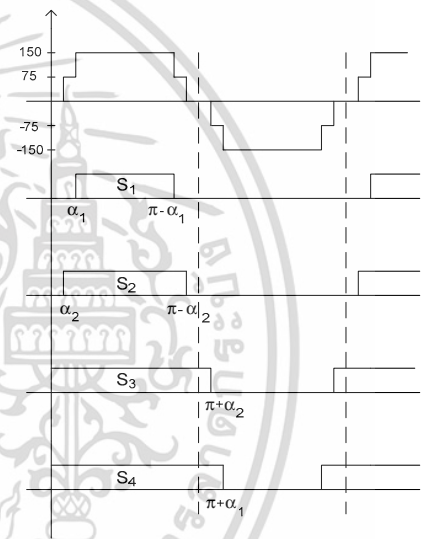


Fig. 4. Upper portion switching topology

### B. Contactless transformer

Recently, the inductive power transfer has become more and more popular for contactless power transferring[2][4]. However, there are so many types of contactless power transfer such as electromagnetic wave, acoustic energy, inductive or capacitive power transfer without direct metal contact. The main advantages of using the contactless power transfer are none electric shock activity between the receptacle and the plug, electrical isolation characteristic. Fig. 2. shows ideal concept of the contactless transformer, the outer coil is connected to the multilevel converter and delivered the power through the air by using magnetic flux coupling and induced at the secondary side. This typical solenoid transformer can be calculated and assumed that, there is no distance between the inner and the outer coil.

The key of designing the contactless transformer is the mutual inductance between two coils or also call the coupling coefficient,  $k$ . Since, the system efficiency is dealing with the ratio of power dispatched on the load and power supply, the compensator circuit must be placed to make sure that there will be maximum power transfer appeared at the rear side of the converter.

The advantages of using multilevel converter with the IPT system can be identified by equation 2. Hence, the square wave switching topology has less power density by around 10% compares with the sinusoid wave form, this leads us to the next step of the optimized plug and receptacle design in the near future with the higher level converter.

$$V = 4 \cdot f \cdot N \cdot B \cdot A \quad (2)$$

### C. LLC series resonant design

Nowadays, many researchers [3][7] have been trying to reduce the losses in the high switching frequency converter such as the IPT system. In this paper the LLC series resonant has been adapted to the power transferring process. Fig. 6. shows the characteristic gain of the LLC series resonant converter. The benefit of using this kind of converter is that, there is no change on the output voltage due to the load fluctuation. Nevertheless, the definite frequency operating point cannot be set in practical design. Thus, the frequency boundary design of the LLC series resonant converter should be considered in first priority for preventing the failure of the overall system.

The Fundamental Harmonic Analysis (FHA) has become the optimized tool for finding a proper parameters of the LLC series resonant [3][7]. Fig. 5. shows the simplified circuit of the square wave converter modeling and can be rewritten in new transfer function in equation 3.

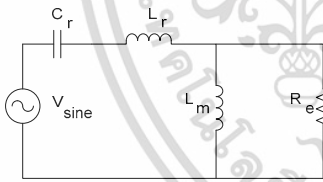


Fig. 5. The LLC series resonant simplified circuit for FHA

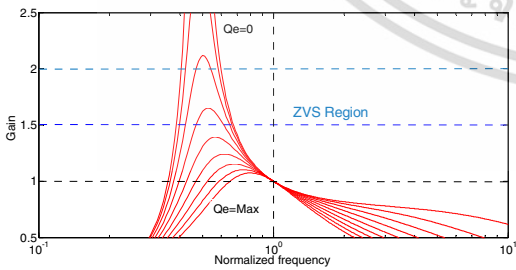


Fig. 6. System gain vs normalized frequency

Voltage across  $R_e$  versus input voltage can be found

$$M_g = \left| \frac{jX_{Lm} // R_e}{(jX_{Lm} // R_e) + j(X_{Lr} - X_{Cr})} \right| \quad (3)$$

Rewritten in new form

$$M_g = \left| \frac{L_n \times f_n^2}{[(L_n + 1) \times f_n^2 - 1] + j[(f_n^2 - 1) \times f_n \times Q_e \times L_n]} \right| \quad (4)$$

Which

$f_n$	Normalized frequency	$L_n$	Inductor ratio
$f_{sw}$	Switching frequency	$f_o$	Resonant frequency
$L_r$	Resonant inductor	$L_m$	Magnetized inductor
$C_r$	Resonant capacitor	$R_e$	Equivalent resistor

Normalized frequency equal is expressed as

$$f_n = \frac{f_{sw}}{f_o} \quad (5)$$

Inductor ratio can be defined as

$$L_n = \frac{L_m}{L_r} \quad (6)$$

Quality factor of the resonant converter can be described as

$$Q_e = \frac{\sqrt{L_r \times C_r}}{R_e} \quad (7)$$

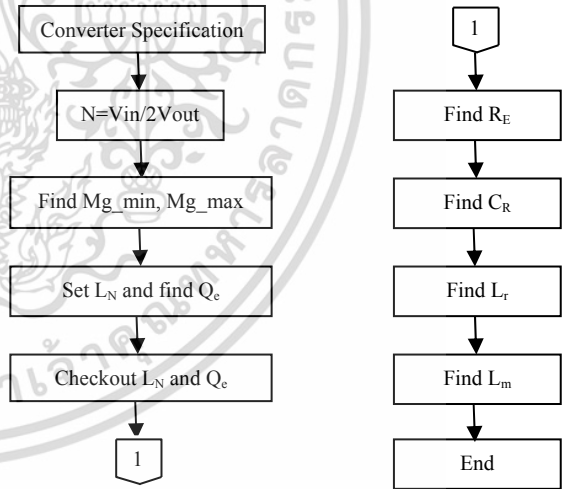


Fig. 7. LLC series resonant design procedure

Table II. Converter input parameters

Input voltage range	280-330V
Operating power	300 W
Output voltage	48 V
Output voltage range	48±10%
Switching Frequency	600 kHz

Table III. Calculated parameters

Nominal voltage	310 V
Maximum gain	1.2306
Minimum gain	0.9160
Equivalent resistor	64.91 ohm
Resonant inductor	7.75 $\mu$ H
Resonant capacitor	9.08 nF
Magnetizing inductor	27.12 $\mu$ H

### III. SIMULATION RESULTS

The diode clamped multilevel converter with inductive power transfer has been simulated and substituted with calculated parameters such as passive element for the resonant tank circuit. The zero voltage switching condition has been performed as a phase shifted between current and voltage drop of each device from S1 to S4 as shown in Fig. 8. to Fig. 11..

Fig. 12. illustrates output voltage of the contactless power transfer at 150 and 300 watts, the output voltage is set and controlled at 48 volts. The optimized angles value of the alpha are set at 5.14 and 30.90 degree due to the selective harmonic elimination [8], respectively.

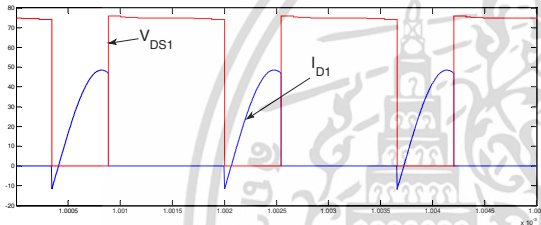


Fig. 8. Current and voltage of the switching device S<sub>1</sub>

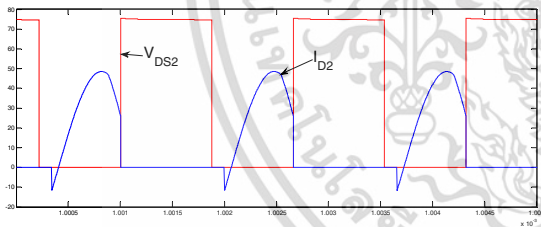


Fig. 9. Current and voltage of the switching device S<sub>2</sub>

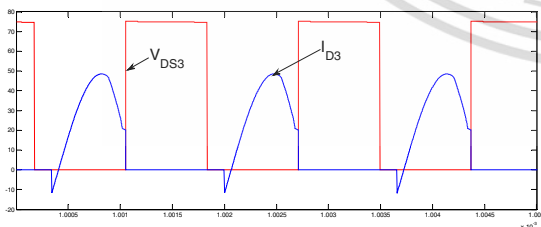


Fig. 10. Current and voltage of the switching device S<sub>3</sub>

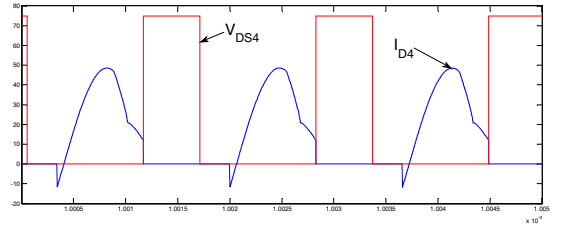


Fig. 11. Current and voltage of the switching device S<sub>4</sub>

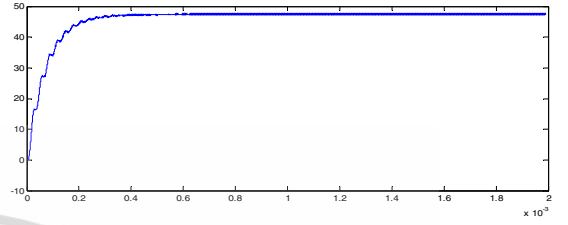


Fig. 12. Contactless power transfer output voltage response at 300 W

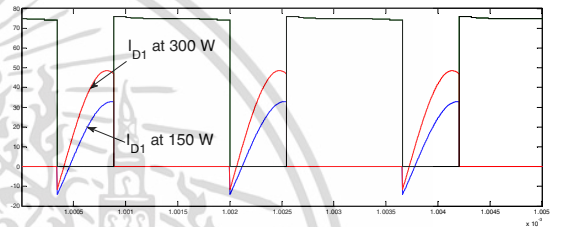


Fig. 13. Switching device current and voltage at 150 W and 300 W

### IV. CONCLUSION

The inductive power transfer with multilevel converter of this proposed paper was simulated by using MATLAB/Simulink to achieve the task of replacing the conventional converter such as half-bridge or full-bridge converter with the high stress and high conducting losses in switching devices. After applied the parameters from the calculation procedure, the LLC series resonant circuit was proven that, each device performed the phase shifted between current and voltage which can reduce great number of energy losses in the switching devices due to the high switching frequency operation of the inductive power transfer.

The advantage of LLC series resonant under the load variation was shown in Fig. 13.. It was cleared that by adding passive devices could possibly neglect the effect of load fluctuation. Finally, this proven topology will be implemented in hardware with the proper controller in order to achieve the inductive power transfer with high efficiency in the near future.

### REFERENCES

- [1] Yushi Miiura, Satoshi Ojika, Tomofumi Ise, "Voltage Control of Inductive Contactless Power Transfer System with Coaxial Coreless Transformer for DC Power Distribution," IPEC-Hiroshima 2014, Japan, 18-21 May 2014, page 1430 - 1437

- [2] Satoshi OJKA, Yushi MIURA and Toshifumi ISE, "Inductive Contactless Power Transfer System with Coaxial Careless Transformer for DC Power Distribution," ECCE Asia Downunder (ECCE Asia) IEEE, Melbourne, Australia, 3-6 June 2013, page 1046 - 1051
- [3] P. Worapong, K. Surin, "The Optimization of Series Resonant LLC Half-Bridge Converter with Coreless Transformer Design in a Low Voltage DC Distribution System," ECTI-CON 2015, Hua Hin, Thailand, 24-27 June 2015, page 1-5
- [4] P. Worapong, K. Surin, "Development of a Cascaded Half-Bridge Converter with Contactless Transformer in DC Microgrid," iEECON 2016, Chiangmai, Thailand, 2-4 March 2016
- [5] Wenjin Sun, Hongfei Wu, Haibing Hu, Yan Xing, "Resonant Tank Design Considerations and Implementation of a LLC Resonant Converter with a Wide Battery Voltage Range," Journal of Power Electronics, Vol. 15, No. 6, pp. 1446-1455, November 2015
- [6] Yong Li, Ruikun Mai, Mingkai Yang, Zhengyou He, "Cascaded Multi-Level Inverter Based IPT Systems for High Power Applications," Journal of Power Electronics, Vol. 15, No. 6, pp. 1508-1516, November 2015
- [7] Hong Huang, "Designing an LLC Resonant Half-Bridge Power Converter, " 2010 Texas Instruments Power Supply Design Seminar, SEM1900, Topic 3, TI Literature Number: SLU
- [8] D. Graham Holmes, Thomas A. Lipo, *Pulse width modulation for power converter*, A John Wiley &Son, 2003.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



# Journal of Electrical Engineering & Technology

## Electric Machinery and Power Electronics

A High Efficiency LLC Resonant Converter-based Li-ion Battery Charger with Adaptive Turn Ratio Variable Scheme	Yeong-Jun Choi, Hyeong-Gu Han, See-Young Choi, Sang-Il Kim and Rae-Young Kim	124
Comparative Study on SVPWM Switching Sequences for VSIs	G.Vivek, Jayanta Biswas, Meenu D. Nair and Mukti Barai	133
A Novel Hybrid Converter with Wide Range of Soft-Switching and No Circulating Current for On-Board Chargers of Electric Vehicles	Van-Long Tran, Dai-Duong Tran, Van-Tuan Doan, Ki-Young Kim and Woojin Choi	143
A Novel Cost-Effective Two-Level Inverter with Combined Use of Thyristors and IGBTs	Dezhi Chen, Wenliang Zhao and Byung-il Kwon	152
A Torque Compensation Method Considering Temperature Variation of SPMSM	Tae-Uk Jung and Chang-Seok Park	160
An Adaptive Complementary Sliding-mode Control Strategy of Single-phase Voltage Source Inverters	Bo Hou, Junwei Liu, Fengbin Dong and Anle Mu	168
Power Modeling Approach for GPU Source Program	Junke Li, Bing Guo, Yan Shen, Deguang Li and Yanhui Huang	181
Enhancing the Accuracy for the Open-loop Resolver to Digital Converters	Fikret Anil Karabeyli and Ali Ziya Alkar	192
A New Start-up Method for a Load Commutated Inverter for Large Synchronous Generator of Gas-Turbine	Hyunsung An and Hanju Cha	201
PSO-Based Nonlinear PI-type Controller Design for Boost Converter	Sang-Wha Seo, Yong Kim and Han Ho Choi	211
A Class E Power Oscillator for 6.78-MHz Wireless Power Transfer System	Jong-Ryul Yang	220
Design and Control Method of ZVT Interleaved Bidirectional LDC for Mild-Hybrid Electric Vehicle	Soon-Ryung Lee, Jong-Young Lee, Won-Sang Jung, Il-Kwon Won, Joung-Hwan Bae and Chung-Yuen Won	226
Individual DC Voltage Balancing Method at Zero Current Mode for Cascaded H-bridge Based Static Synchronous Compensator	Ze Zhou Yang, Jianjun Sun, Shangsheng Li, Zhiqiang Liao and Xiaoming Zha	240
Class-E Power Amplifier with Minimal Standby Power for Wireless Power Transfer System	Bong-Chul Kim and Byoung-Hee Lee	250
A Novel Soft Switching PWM-PFC AC-DC Boost Converter	Yakup Sahin	256
3-Level T-type Inverter Operation Method Using Level Change	Tae-Hun Kim and Woo-Cheol Lee	263
A Hysteresis Current Controller for PV-Wind Hybrid Source Fed STATCOM System Using Cascaded Multilevel Inverters	R. Palanisamy and K.Vijayakumar	270
Sensorless Active Damping Method for an LCL Filter in Grid-Connected Parallel Inverters for Battery Energy Storage Systems	Won-Yong Sung, Hyo Min Ahn, Jung-Hoon Ahn and Byoung Kuk Lee	280

## Electric Power Engineering

A Framework for Wide-area Monitoring of Tree-related High Impedance Faults in Medium-voltage Networks	N. Bahador, H.R. Matinfar and F. Namdari	1
A Game Theory Based Interaction Strategy between Residential Users and an Electric Company	Jidong Wang, Kaijie Fang, Yuhao Yang, Yingchen Shi, Daoqiang Xu and Shuangshuang Zhao	11
Coordinated Control Strategy for Power Systems with Wind Farms Integration Based on Phase-plane Trajectory	Yuan Zeng, Yang Yang, Chao Qin, Jiangtao Chang, Jian Zhang and Jingzhe Tu	20
A Stable Black-Start Strategy for a Stand-Alone DC Micro-Grid	Jae-Hun Cha, Yoon-Tak Han, Kyung-Won Park, Jin-Hong Oh, Tae-Seong Choi, Jae-Hun Ko, Philemon MAHIRANE, Jae-Yun An and Jae-Eon Kim	30
Spatio-temporal Load Forecasting Considering Aggregation Features of Electricity Cells and Uncertainties in Input Variables	Teng Zhao, Yan Zhang and Haibo Chen	38
Optimal ESS Investment Strategies for Energy Arbitrage by Market Structures and Participants	Ho Chul Lee, Hyeongig Kim and Yong Tae Yoon	51
Utilizing Under Voltage Load Shedding Strategy to Prevent Delayed Voltage Recovery Problem in Korean Power System	Yun-Hwan Lee, Seung-Chan Oh, Hwan-Ik Lee, Sang-Geon Park and Byong-Jun Lee	60
Impact of User Convenience on Appliance Scheduling of a Home Energy Management System	Je-Seok Shin, In-Su Bae and Jin-O Kim	68
Modified Differential Protection for Transformers in Wind Farms	Sujo P. George and Ashok S	78
An Improved Analytic Model for Power System Fault Diagnosis and its Optimal Solution Calculation	Shoupeng Wang and Dongmei Zhao	89
Supplementary Control of Conventional Coordinated Control for 1000 MW Ultra-supercritical Thermal Power Plant using Dynamic Matrix Control	Youngjun Lee, Euiyeon Yoo, Taehyun Lee and Un-Chul Moon	97
Planning of HVDC System Applied to Korea Electric Power Grid	DongHee Choi, Soo Hyoung Lee, Gum Tae Son, Jung-Wook Park and Seung-Mook Baek	105
A Stable Operation Strategy in Micro-grid Systems without Diesel Generators	Sung-Sik Choi, Min-Kwan Kang, Hu-Dong Lee, Yang-Hyun Nam and Dae-Seok Rho	114

(Contents Continued on Page 7)

The Korean Institute of Electrical Engineers

#901, New B/D, Science & Technology Building, Teheranro7-gil 22(635-4, Yeoksam-Dong), Gangnam-gu, Seoul 06130, KOREA  
Tel : +82-2-553-0151 Fax : +82-2-566-9957 URL : http://www.jeet.or.kr

THE KOREAN INSTITUTE OF ELECTRICAL ENGINEERS

A Novel Speed Estimation Method of Induction Motors Using Real-Time Adaptive Extended Kalman Filter .....	Yanqing Zhang, Zhonggang Yin, Guoyin Li, Jing Liu and Xiangqian Tong	287
Harmonic Analysis of a Modular Multilevel Converter Using Double Fourier Series .....	Ngoc-Thinh Quach, Sang Heon Chae, Jin Hong Ahn and EeHwan Kim	298
Analysis and Optimization of Permanent Magnet Dimensions in Electrodynamics Suspension Systems .....	Saeed Hasanazadeh, Hossein Rezaei and Ehsan Qiyassi	307
Optimum Air-Gap Flux Distribution with Third Harmonic Rotor Flux Orientation Adjustment for Five-Phase Induction Motor .....	Min Kang, Wenjuan Yu, Zhengyu Wang, Wubin Kong and Ye Xiao	315
Design and Control of a Bidirectional Power Conversion System with 3-level T-type Inverter for Energy Storage Systems .....	Won-Yong Sung, Hyo Min Ahn, Chang-Yeol Oh and Byoung Kuk Lee	326
An Optimization Design of the Diode Clamped Multi-Level Converter for Coaxial Inductive Power Transfer on the Low Voltage DC Micro-grid .....	Worapong Pairindra and Surin Khomfoi	333
Analysis and Design of Resonant Inverter for Reactive Gas Generator Considering Characteristics of Plasma Load .....	Hyo Min Ahn, Won-Yong Sung and Byoung Kuk Lee	345
A Sensing System of the Halbach Array Permanent Magnet Spherical Motor Based on 3-D Hall Sensor .....	Hongfeng Li, Wenjun Liu and Bin Li	352
FPGA Implementation of Diode Clamped Multilevel Inverter for Speed Control of Induction Motor .....	C.L. Kuppuswamy and T.A. Raghavendiran	362

#### Electrophysics and Applications

DGA Gases related to the Aging of Power Transformers for Asset Management .....	Dongjin Kweon, Yonghyun Kim, Taesik Park, Nohong Kwak and Yongho Hur	372
Characteristic Mode Analysis and New Ground Approach At a Heat-sink for Reducing EM Radiation .....	Seung-Han Son and Chang-Hoi Ahn	379
Electrical Characteristics of SiC Lateral P-i-N Diodes Fabricated on SiC Semi-Insulating Substrate .....	Hyoungwoo Kim, Ogyun Seok, Jeong Hyun Moon, Wook Bahng and Jungyol Jo	387
Theoretical Computation of the Capacitance of an Asymmetric Coplanar Waveguide .....	Chan Mi Song, Gina Kwon, Jong Min Lee, Kang-Yoon Lee, Youngoo Yang and Keum Cheol Hwang	393
Compact and Flexible Monopole Antenna for Ultra-Wideband Applications Deploying Fractal Geometry .....	Geetha G, Sandeep Kumar Palaniswamy, M. Gulam Nabi Alsat, Malathi Kanagasabai and T. Rama Rao	400
Narrow Resonant Double-Ridged Rectangular Waveguide Probe for Near-Field Scanning Microwave Microscopy .....	Byung-Mun Kim, Hyeok-Woo Son and Young-Ki Cho	406
The Electric Properties of Surface Coating with $CePO_4$ and $M_3(PO_4)_2$ ( $M=Mg, Zn$ ) on $Li_4Ti_5O_{12}$ for Energy Storage Capacitor .....	Jong-Kyu Lee and Jung-Rag Yoon	413

#### Information and Control

Torque Sensorless Decentralized Position/Force Control for Constrained Reconfigurable Manipulator via Non-fragile $H^\infty$ Dynamic Output Feedback .....	Fan Zhou, Bo Dong and Yuanchun Li	418
Improved Attenuation Estimation of Ultrasonic Signals Using Frequency Compounding Method .....	Hyungsuk Kim, Jaeyoon Shim and Seo Weon Heo	430

Calibration of Structured Light Vision System using Multiple Vertical Planes .....	Jong Eun Ha	438
Covariance Matrix Synthesis Using Maximum Ratio Combining in Coherent MIMO Radar with Frequency Diversity .....	Hyeonmu Jeon, Yongseek Chung, Wonzoo Chung, Jongmann Kim and Hoongee Yang	445
Design of Fuzzy Logic Tuned PID Controller for Electric Vehicle based on IPMSM Using Flux-weakening .....	Ali Rohan, Furqan Asghar and Sung Ho Kim	451
Optimal PID Controller Design for DC Motor Speed Control System with Tracking and Regulating Constrained Optimization via Cuckoo Search .....	Deacha Puangdownreong	460
Effective Adaptive Dynamic Quadrature Demodulation in Medical Ultrasound Imaging .....	Heechul Yoon, Kang-won Jeon, Hyuntaek Lee, Kyeongsoon Kim and Changhan Yoon	468
An Efficient Selective Method for Audio Watermarking Against De-synchronization Attacks .....	Baydaa Mohammad Mushgil, Wan Azizun Wan Adnan, Syed Abdul-Rahman Al-hadad and Sharifah Mumtazah Syed Ahmad	476
Facial Expression Classification Using Deep Convolutional Neural Network .....	In-kyu Choi, Ha-eun Ahn and Jisang Yoo	485
Decentralized Observer-Based Output-Feedback Formation Control of Multiple Unmanned Underwater Vehicles .....	Ji Hyun Moon and Ho Jae Lee	493

#### Electrical Facilities

A Self-Powered RFID Sensor Tag for Long-Term Temperature Monitoring in Substation .....	Zhongbin Chen, Fangming Deng, Yigang He, Zhen Liang, Zhihui Fu and Chaolong Zhang	501
Thermal and Electrical Energy Mix Optimization(EMO) Method for Real Large-scaled Residential Town Plan .....	Cha-Nyeong Kang and Soo-Hwan Cho	513
Characterization and Field Measurements of NB-PLC for LV Network .....	Bilal Masood, Manzoor Ellahi, Waheed Aftab Khan, Waqar Akram, Muhamad Usman and Muhammad Talha Gul	521

#### Retraction

Novel Flicker Migration and EMI Noise Reduction Circuit for AC Direct LED Lightings .....		532
---	--	-----

(Contents Continued on Page ii)  
 เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# JOURNAL of ELECTRICAL ENGINEERING & TECHNOLOGY

## Editor-In-Chief

**Byongjun Lee**  
Korea University, Korea  
E-mail: leeb@korea.ac.kr  
Tel: +82-2-3290-3242  
Fax: +82-2-921-0544

## Co Editor-In-Chief

**Kunihiko Hidaka**  
The University of Tokyo, Japan  
E-mail: hidaka@hvg.t.u-tokyo.ac.jp  
Tel: +81-3-5841-6654  
Fax: +81-3-5841-6068

## Editors

**Gilsoo Jang**  
Korea University, Korea  
E-mail: gjang@korea.ac.kr  
Tel: +82-2-3290-3246

**Jeng Tae Kim**  
Dajin University, Korea  
E-mail: jtkim@daejin.ac.kr  
Tel: +82-2-952-2310

**Mohammad Shahidehpour**  
Illinois Institute of Technology, USA  
E-mail: ms@iit.edu  
Tel: +1-312-567-5737

**Il Hwan Kim**  
Kwangwon University, Korea  
E-mail: ihkim@kwangwon.ac.kr  
Tel: +82-33-250-6347

**Zhengming Zhao**  
Tsinghua University, China  
E-mail: zhaozm@mail.tsinghua.edu.cn  
Tel: +86-10-6277-3237

**Ju Lee**  
Hanyang University, Korea  
E-mail: julee@hanyang.ac.kr  
Tel: +82-2-2220-0342

**Hyung Chul Kim**  
Korea Railroad Research Institute, Korea  
E-mail: hckim0930@naver.com  
Tel: +82-31-460-5450

**Minoru Sasaki**  
Gifu University, Japan  
E-mail: sasaki@gifu-u.ac.jp  
Tel&Fax: +81-58-293-2541

## Editorial Board

**Bishnu P. Pal** Indian Institute of Technology, India  
**Bin Wang** Tsinghua University, China  
**Byoung-Kuk Lee** Sungkyunkwan University, Korea  
**Chang-Hyun Park** Pukyong National University, Korea  
**Chee-woo Lee** Pusan National University, Korea  
**Choon Ki Ahn** Korea University, Korea  
**Dong Jun Kim** Cheongju University, Korea  
**Dongkyoung Chwa** Ajou University, Korea  
**Eun-Chan Park** Dongguk University, Korea  
**Faryar Jabbari** University of California, USA  
**Giri. Venkataramanan** University of Wisconsin-Madison, USA  
**H. Asama** University of Tokyo, Japan  
**Hansang Lee** Korea University, Korea  
**Ho Chan Kim** Jeju National University, Korea  
**Ho-Jun Lee** Pusan National University, Korea  
**Hongrae Kim** Soonchunhyang University, Korea  
**Hwachang Song** Seoul National University of Science & Technology, Korea  
**Hyosang Choi** Chosun University, Korea  
**Hyoungku Kang** Korea National University of Transportation, Korea  
**Hyun-chong Cho** Kwangwon University, Korea  
**Hyung June Lee** Ewha Womans University, Korea  
**Hyung Seon Oh** University at Buffalo, USA  
**Hyung Woo Lee** Korea National University of Transportation, Korea  
**Il-yop Chung** Kookmin University, Korea  
**Jae Jung Yun** Daegu University, Korea  
**Jaedo Park** University of Colorado(Denver), USA  
**Jae-Hyeong Lee** Sungkyunkwan University, Korea  
**Jae-Hyoung Park** Dankook University, Korea  
**Jang-Young Choi** Chungnam National University, Korea  
**Jeong-whan Lee** Konkuk University, Korea  
**Jin Hur** Sangmyung University, Korea  
**Jin-Woo Jung** Dongguk University, Korea  
**Jong-Bae Park** Konkuk University, Korea

**Jong-Eun Ha** Seoul National University of Science and Technology, Korea  
**Jong-Soo Kim** Dajin University, Korea  
**Joon Goo Park** Kyungpook National University, Korea  
**Joung-hu Park** Soongsil University, Korea  
**June-Ho Lee** Hoseo University, Korea  
**Jung-Wook Park** Yonsei University, Korea  
**Kwang-Seok Yun** Sogang University, Korea  
**Kyo Beum Lee** Ajou University, Korea  
**Mahmud Fotuhi-Firuzabad** Sharif University of Technology, Iran  
**Min- Woo Ha** Myongji University, Korea  
**Nam H. Jo** Soongsil University, Korea  
**Nobuaki Nakazawa** Gunma University, Japan  
**Rae-Young Kim** Hanyang University, Korea  
**Rajesh Karki** University of Saskatchewan, Canada  
**Sangsig Kim** Korea University, Korea  
**Se Hee Lee** Kyungpook National University, Korea  
**Sekyung Han** Kyungpook National University, Korea  
**Sol Kim** Yuhan College, Korea  
**Soohee Han** POSTECH, Korea  
**Soon Ryul Nam** Myongji University, Korea  
**Sung Hong Won** Dongyang Mirae University, Korea  
**Sung Woo Bae** Hanyang University, Korea  
**Sung-Jin Yoo** Chung-Ang University, Korea  
**Sung-Kwan Joo** Korea University, Korea  
**Sungtek Kahng** Incheon University, Korea  
**Tae Heoung Kim** Gyeongsang National University, Korea  
**Wangheon Lee** Hansei University, Korea  
**Wansoo Nah** Sungkyunkwan University, Korea  
**Won Hee Kim** Chung-Ang University, Korea  
**Yong-June Shin** Yonsei University, Korea  
**Yong-Tae Yoon** Seoul National University, Korea  
**Yun Seog Lim** KEPRI, Korea  
**Zoltan Adam Tamus** Budapest Univ. of Technology and Economics, Hungary

## Secretariat

**Kyeon Hur**  
Yonsei University, Korea  
E-mail: khur@yonsei.ac.kr  
Tel: +82-2-2123-5774  
Fax: +82-2-313-2879

## Manuscript Editor

**Sohee Park**  
E-mail: jeet@kiee.or.kr  
Tel: +82-2-553-0151  
Fax: +82-2-566-9957

THE JOURNAL OF ELECTRICAL ENGINEERING & TECHNOLOGY is a publication of The Korean Institute of Electrical Engineers. Responsibility for the contents rests upon the authors and not upon KIEE. The Journal is published bimonthly, appearing on the first day of January, March, May, July, September, November.

Printing Date : December 25, 2017 Publication Date : January 1, 2018

## Indexed/abstracted in:

Science Citation Index Expanded (SCIE), CC/EC&T (Current Contents-Engineering, Computing & Technology), SCOPUS, National Research Foundation of Korea Index.

## The Korean Institute of Electrical Engineers

Tel: +82-2-553-0151 Fax: +82-2-566-9957  
URL: <http://www.jeet.or.kr>  
E-mail: [jeet@kiee.or.kr](mailto:jeet@kiee.or.kr)

สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ในวารสารใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# An Optimization Design of the Diode Clamped Multi-Level Converter for Coaxial Inductive Power Transfer on the Low Voltage DC Micro-grid

Worapong Pairindra<sup>†</sup> and Surin Khomfoi\*

**Abstract** – This proposed paper aims for the high efficiency contactless power transfer in household dc power distribution. A 300 W five-level diode clamped multi-level converter with 300 Vdc input dc link bus is employed for the power transferring task and the output voltage range is controlled at 48 Vdc. The inner and outer solenoid coils are used for inductive power transfer (IPT) transformer with the 200 kHz switching frequency for designed power density. Therefore, to achieve the converter efficiency above 95%, the LLC series resonant with fundamental harmonic analysis (FHA) and the calculated switching angles are used as an optimized tool for designing the system resonant tank. The validations of this approached topology are illustrated in both MATLAB/Simulink simulation and implementation.

**Keywords:** Diode clamped multi-level converter, LLC series resonant circuit, Inductive power transfer, Contactless transformer

## 1. Introduction

Nowadays, the renewable energy with various types of source generators has become more significant issues in power distribution system. In recent years, the smart-grid is introduced to the public with the advantages over the old fashion power distribution such as several types of distribution generator connected ability, two ways real time communication, controllable output power or improving the power system stability.

Generally, a single power unit of micro-grid can be operated in islanding mode or grid connected load operation with the combination of energy storages such as batteries or super capacitors, small generators or controllable loads. The micro-grid can be categorized into AC and DC link bus, dc micro-grid is a the next step of technology for domestic home power distribution which has many advantages [1] such as non synchronization process in order to deliver or receive the power over the micro-grid, non requirement for reactive power compensation and high efficiency power transfer due to the dc to dc power conversion. However, the major penalty for dc micro-grid can be expressed in terms of initial cost for new infrastructure, protection and adapted voltage variation loads in dc power distribution.

From previous discussion, the household power distribution is in public focus, according to the emergence of the renewable sources such as photovoltaic, wind or fuel cell

energy, the multiple renewable sources will be integrated and obtained the high efficiency for household power distribution with the dc micro-grid. The power electronics converter with high power density has become a major challenge for many researchers. The direct current household power distribution is one of the promising futures for the next generation to transfer the renewable power sources directly to the load. However, the direct metal contact power transfer such as conventional plug and receptacle is a major consequence for dc power distribution. Therefore, the high frequency converter with inductive power transfer (IPT) is introduced in this proposed paper in order to overcome the problems such as the risk of electric shock, arch discharge and galvanic isolation.

The inductive power transferring technology [2-6] is based on energy transfer over the magnetic field from primary coil to the pickup side at secondary coil. The new concept design of contactless power transfer [7-9] is illustrated in Fig. 1(a). The separable transformer with air core functions as a power transfer unit and connected to the high frequency power converter. The transformer consists of two solenoid coils as shown in Fig. 1(b). The inner coil can be described as a secondary coil of the

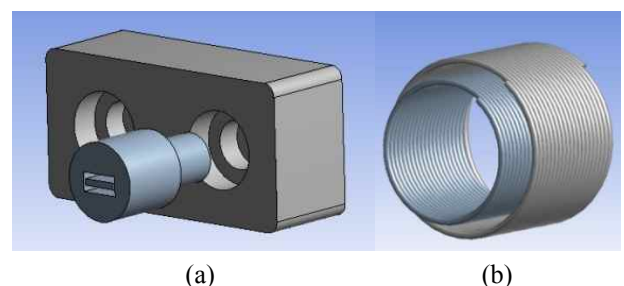


Fig. 1. Coaxial contactless transformer ideal concept design

<sup>†</sup> Corresponding Author: Dept. of Electrical Engineering, Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Thailand. (worapong73@hotmail.com)

\* Dept. of Electrical Engineering, Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Thailand. (kkhsurin@kmitl.ac.th)

Received: November 6, 2016 ; Accepted: October 21, 2017

contactless transformer and the outer shelter coil is connected to the high frequency converter. Therefore, there is no physical contact between the two coils and high frequency power converter creates a strong electromagnetic coupling in order to link or send power to the secondary side. However, the coaxial contactless transformer design with square wave input voltage such as conventional half-bridge or full-bridge converter has less power density than the sinusoid wave form converter. Therefore, the multi-level converter is introduced [10] in this proposed paper to enhance the power density of overall system. The common issues of designing the power converter are the high efficiency, high power density and cost effectiveness. Recently, the resonant power converter has become more attractive in power converter design, especially the LLC series resonant configuration has higher switching ability with lower losses in switching devices.

In summary, this proposed paper is dealing with the enhancement of IPT system by adding the designed resonance circuit for soft switching topology, the diode clamped multi-level converter (DCML) has been chosen to deliver high frequency with low THD through the contactless solenoid core transformer, and generates strong electromagnetic coupling in order to operate at 300 W at the converter rear side. The proposed paper is categorized as follows, In section 2, an overall structure and principle analysis of DCML with arrangement of inductive power transfer and LLC series resonant circuit is described. The multi-level converter is clarified in section 3. Subsequently, the simulation and experimental results are shown in section 4 and 5 with the summary in section 6, respectively.

## 2. Structure and Principle Analysis of DCML with Resonant IPT

Fig. 2. shows the structure of the DCML power converter connected to the resonant tank with IPT contactless transformer. A 300 V direct current input bus connects to the DCML as a common dc link bus source, and powers the contactless transformer. In order to achieve the high efficiency converter, the resonant tank is designed with the passive elements such as capacitor, inductor and reflects impedance to operate as a resonant converter. Theoretically, the DCML with higher level or more switching device pairs will improve the power quality of the system which leads to the optimized design for the contactless transformer. Therefore, a five-level DCML has been introduced to enhance the power density of the converter due to the sinusoid wave form calculation. At the rear side, the output regulated voltage is controlled and varied by the frequency control algorithm with the discrete controller.

### 2.1. LLC series resonant structure

The LLC series resonant with half-bridge converter has

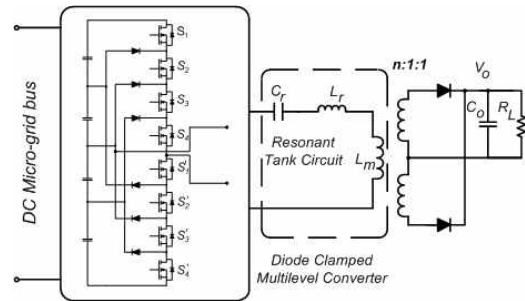


Fig. 2. The structure of DCML with IPT schematic

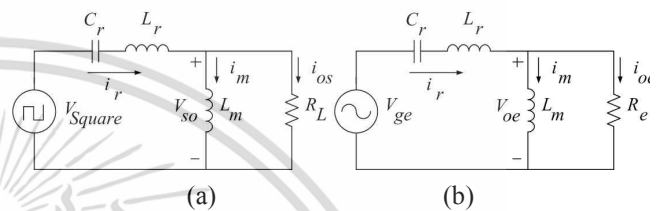


Fig. 3. (a) Simplified system circuit (b) Linear sinusoid circuit

been described in [11, 12]. The simplifier circuit for the voltage gain which is a ratio between the output against the input voltage is shown in Fig. 3. Hence, the design procedure of the resonant tank parameters depends on the calculation of this typical voltage gain model and input parameter specifications. The practical design with the traditional methods such as state plan or time-domain [12] analysis has many difficulties in precision of math model equation which cannot be accurately written. In order to solve the mathematical equation for the system voltage gain, the fundamental harmonic approximation has been introduced in this proposed paper for sinusoidal voltage and current wave form analysis.

In Fig. 3, the relationship of the simplified fundamental input voltage ( $V_{ge}$ ) variables of staircase signal can be described as follows:

$$V_{ge}(t) = \frac{4}{\pi} \cdot V_{max} \cdot \sin(2\pi f_{sw}t) \quad (1)$$

The RMS value is

$$V_{ge\_rms} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot V_{DC} \quad (2)$$

The fundamental output voltage of the staircase signal can be written as follows:

$$V_{oe}(t) = \frac{4}{\pi} \cdot n \cdot V_{out} \cdot \sin(2\pi f_{sw}t - \phi_v) \quad (3)$$

The  $\phi_v$  is an angle between input and output voltage, with RMS value

$$V_{oe\_rms} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot n \cdot V_{out} \quad (4)$$

The fundamental output current can be found

$$i_{oe}(t) = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{1}{n} \cdot I_{out} \cdot \sin(2\pi f_{sw}t - \phi_i) \quad (5)$$

The  $\phi_i$  is an angle between  $i_{oe}$  and  $V_{oe}$ , and the current RMS value is

$$I_{oe\_rms} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \cdot \frac{1}{n} \cdot I_{out} \quad (6)$$

Equivalent load resistor,  $R_e$  can be calculated as follows:

$$R_e = \frac{V_{oe}}{I_{oe}} = \frac{8 \times n^2}{\pi^2} \times \frac{V_{out}}{I_{out}} = \frac{8 \times n^2}{\pi^2} \times R_L \quad (7)$$

After investigating in equation above, the equivalent resistance depends on the turn ratio and the load resistive due to the sinusoidal wave form calculation, the angular frequency is

$$\omega = \omega_{sw} = 2\pi f_{sw} \quad (8)$$

The resonant capacitor, resonant inductor and magnetized inductor can be described as

$$X_{Cr} = \frac{1}{\omega C_r}, X_{Lr} = \omega L_r, X_{Lm} = \omega L_m \quad (9)$$

The RMS magnetized current is

$$I_m = \frac{V_{oe}}{\omega L_m} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \times \frac{n \times V_{out}}{\omega L_m} \quad (10)$$

and the total resonant current,  $I_r$

$$I_r = \sqrt{I_m^2 + I_{oe}^2} \quad (11)$$

Fig. 4 shows the relationship of the output voltage gain in the LLC series resonant and the frequency can be expressed as

$$M_g = \frac{V_{oe}}{V_{ge}} = \left| \frac{jX_{Lm} // R_e}{(jX_{Lm} // R_e) + j(X_{Lr} - X_{Cr})} \right| \quad (12)$$

Rewritten at the new form

$$M_g = \left| \frac{L_n \times f_n^2}{[(L_n + 1) \times f_n^2 - 1] + j[(f_n^2 - 1) \times f_n \times Q_e \times L_n]} \right| \quad (13)$$

Which

$f_n$	Normalized frequency	$L_n$	Inductor ratio
$f_{sw}$	Switching frequency	$f_o$	Resonant frequency
$L_r$	Resonant inductor	$L_m$	Magnetized inductor
$C_r$	Resonant capacitor	$R_e$	Equivalent resistor

Normalized frequency equal is expressed as

$$f_n = \frac{f_{sw}}{f_o} \quad (14)$$

Inductor ratio can be defined as

$$L_n = \frac{L_m}{L_r} \quad (15)$$

Quality factor of the resonant converter can be described

$$Q_e = \frac{\sqrt{L_r / C_r}}{R_e} \quad (16)$$

## 2.2. Boundary design procedure

The design consideration for the resonant converter is the frequency modulation. The regulated output voltage can be modified by the normalized frequency, the system maximum and minimum frequency to be operated depends on the calculated maximum and minimum gain from the given input parameters as shown in the following equation and can be plotted in various load fluctuations in Fig. 5.

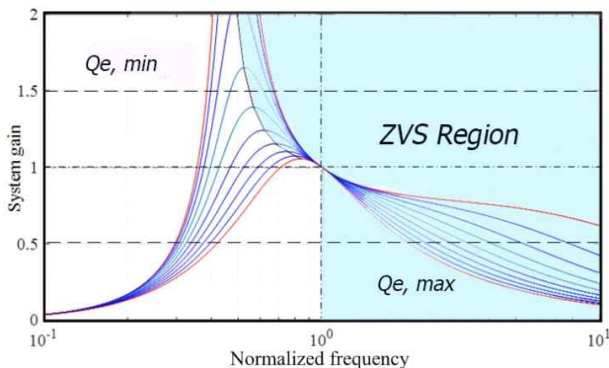


Fig. 4. Voltage gain vs normalized frequency

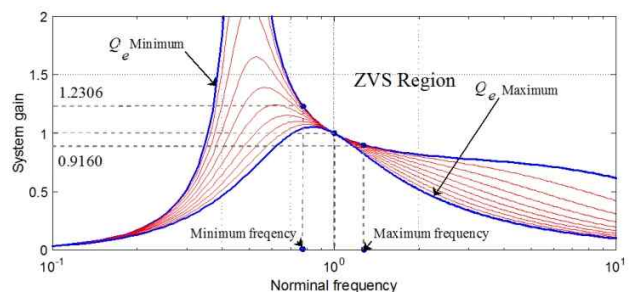


Fig. 5. Operation boundary design

**Table 1.** LLC Series resonant system gain design

Component	Parameter
Nominal frequency	200 kHz
Maximum frequency	240 kHz
Minimum frequency	154 kHz
Maximum gain	1.2306
Minimum gain	0.9160

$$M_{g\_max} = \frac{n \times V_{0\_max}}{\frac{V_{in\_min}}{2}} \quad (17)$$

$$M_{g\_min} = \frac{n \times V_{0\_min}}{\frac{V_{in\_max}}{2}} \quad (18)$$

### 3. Multi-level Converter

#### 3.1. Multi-level converter overview

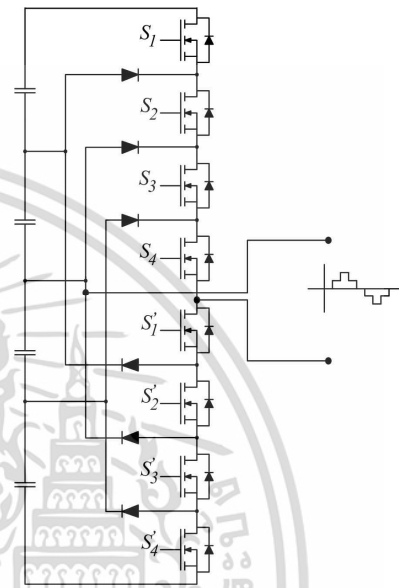
The concept of the multi-level converter [13, 14] for power electronics applications in dc low voltage power distribution has been introduced in this proposed paper. The synthesized stair case voltage is obtained by using the series connecting the power semiconductor devices with the isolated low voltage dc power sources. For example, the capacitors, batteries, renewable sources can be used as a multiple dc power source. The multi-level converter has many advantages due to wave form quality, common mode voltage, low input current distortion and operating in both fundamental switching frequency and high switching frequency. Nevertheless, the multi-level converter main disadvantage with the numbers of switching devices is still being investigated by many researchers concerning the converter complexity and cost relativity.

Recently, there are many types of multi-level converters that have been introduced for power conversion: the cascaded H-bridge with isolated dc power source, diode clamped and flying capacitors. Many modulation techniques and control algorithms for multi-level converter enhancement such as sinusoidal pulse width (SPWM) and selective harmonic elimination (SHE-PWM), space vector modulation (SVM) have been introduced during the last two decades.

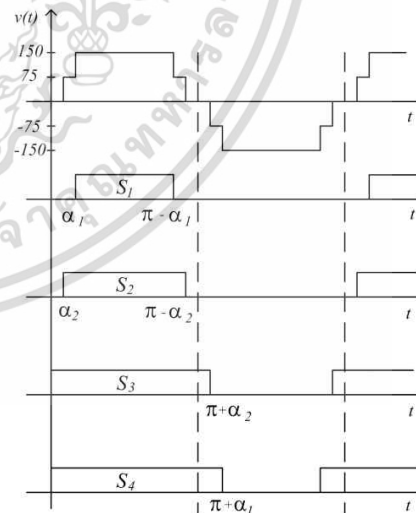
Generally, the high power density design of the contactless transformer system requires a low THD input voltage wave form. In order to achieve the objective, the diode clamped multi-level converter has been chosen for generating the five-level stair case wave form, due to advantages of using direct common input dc power source with high switching frequency compares with SPWM and less expensive than flying capacitor converter. Table 2 illustrates the switching state of the diode clamped DCML topology. The contactless primary coil receives direct power from the five-level diode clamped converter as shown in Fig. 6 with the control algorithm in Fig. 7.

**Table 2.** Diode clamped multi-level switching state

V <sub>out</sub>	Switching state							
	S <sub>1</sub>	S <sub>2</sub>	S <sub>3</sub>	S <sub>4</sub>	S <sub>1</sub> '	S <sub>2</sub> '	S <sub>3</sub> '	S <sub>4</sub> '
150 V	1	1	1	1	0	0	0	0
75 V	0	1	1	1	1	0	0	0
0 V	0	0	1	1	1	1	0	0
-75 V	0	0	0	1	1	1	1	0
-150 V	0	0	0	0	1	1	1	1



**Fig. 6.** The five-level diode clamped multilevel converter scheme



**Fig. 7.** Upper portion switching topology

#### 3.2. Selective harmonics elimination

The first priority design for the optimization with IPT system deals with the power density as mentioned in the previous section. Therefore, the fundamental switching with the selective harmonic elimination has been chosen

for this optimied outcome voltage. Fig. 8 shows the angle in each level, the magnitude of the fundamental harmonic and the order of the harmonic can be determined with the concurrent changing angles.

From Fig. 7, the output of the synthesized staircase voltage can be explained using a polynomial equation, and can be solved in the elimination equation method. The Fourier equation for bipolar square wave is applied and can be expressed as following equation.

Odd value

$$V_{out,n} = \frac{4}{n\pi} [V_{DC}\cos(n\alpha_1) + V_{DC}\cos(n\alpha_2) + \dots + V_{DC}\cos(n\alpha_{(L-1)/2})] \quad (19)$$

Where  $n$  is the harmonic order and  $V_{DC}$  is a voltage for each level of DCML converter, generally, by changing the proper angles of each level, the low frequency harmonics can be eliminated from the output. Therefore, selective harmonic elimination (SHE) is introduced for harmonic elimination. For example, the third harmonic is chosen to be removed. The form of the equation can be described from previous equation as follows:

Fundamental output equation

$$V_{out,1} = \frac{4V_{DC}}{\pi} [\cos(\alpha_1) + \cos(\alpha_2)] \quad (20)$$

3<sup>rd</sup> harmonic output equation

$$V_{out,3} = \frac{4V_{DC}}{3\pi} [\cos(3\alpha_1) + \cos(3\alpha_2)] \quad (21)$$

In the modulation index,  $M_A$  is a ratio between  $4V_{DC}/\pi$  and  $V_{out,1}$ . With the proper angles, the third harmonic should be removed from the output of the DCML and the fundamental harmonic can be controlled at the desired level as well.

The non linear polynomial equations are solved with Newton Raphson's method, and the third harmonic elimination switching angles are calculated from polynomial equations as shown in following equations;

$$\cos(\alpha_1) + \cos(\alpha_2) = \frac{\pi}{4V_{DC}} V_{out,1} = M_A \quad (22)$$

$$\cos(3\alpha_1) + \cos(3\alpha_2) = 0 \quad (23)$$

where

$$\cos(3\alpha) = 4\cos^3\alpha - 3\cos\alpha \quad (24)$$

$$4\cos^3(\alpha_1) - 3\cos(\alpha_1) + 4\cos^3(\alpha_2) - 3\cos(\alpha_2) = 0 \quad (25)$$

The pair of sets of the switching angles are illustrated in Fig. 8. in terms of two switching angles curves versus the modulation index. From this point, the unnecessary voltage

harmonic will be disappeared and the fundamental amplitude output voltage can be approximately setup at satisfied level.

### 3.3. The LLC series resonant with DCML operation mode

The LLC series resonant circuit is applied to the rear side of the DCML for operating in frequency control converter and operates in different kinds of modes depending on the switching states. Each operating mode has individual set of PWM for the controller. Initially, the TI TMS320F28335 microcontroller generates 4 non-inverting and 4 inverting controlled signals, the switching frequency and dead band are also integrated in MATLAB/Simulink C2000 block set which are set at  $5 \mu S$  and  $0.03 \mu S$  (approximately 1%), respectively. To prevent the shoot through current, the dead time has been deployed for avoiding the short circuit from DC positive terminal directly to the negative side. However, the dead band should be limited in appropriate length to keep the output at a desirable voltage waveform. For example, the long

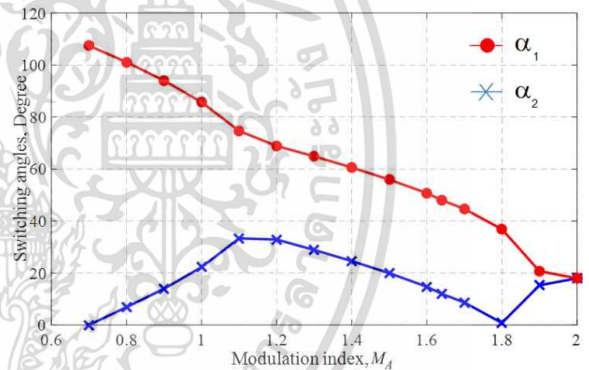


Fig. 8. Switching angles vs modulation index

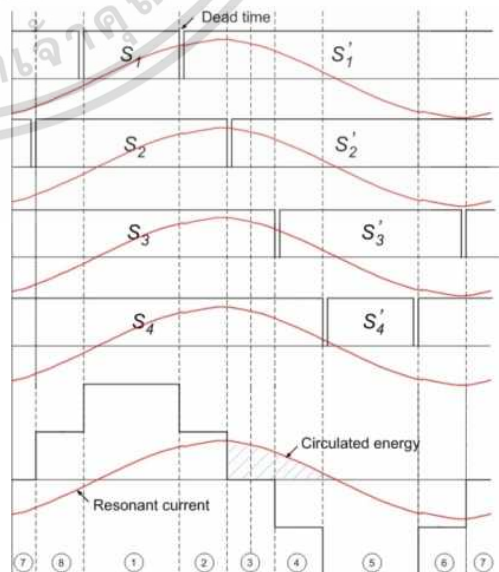


Fig. 9. Operation mode of DCML and resonant circuit

dead time may force the MOSFET 1 and MOSFET 4' to turn OFF in a period of time during the ON state interrupting the continuity current and lose the ability of ZVS condition. The operation mode can be described as follows:

Fig. 9. illustrates the switching topology of the diode clamped multi-level converter with the resonant tank circuit. The secondary reflected impedance can be described as

$$Z_{Reflect} = \frac{\omega^2 M^2}{Z_L + j\omega L_S} \quad (26)$$

The primary current is shifted in order to achieved the soft switching condition and can be derived in difference operating modes as follows;

**Operation mode 1 :** The upper portion ( $S_1, S_2, S_3$  and  $S_4$ ) switches are turned on and supplied by  $V_{DC1}$  and  $V_{DC2}$ .  $D_1, D_2, D_3$  perform as blocking diodes. The inverter output is set at  $V_{DC1} + V_{DC2}$ . Due to the reversing current direction, the circulating energy from the resonant tank provides the negative current through the body diode of  $S_1, S_2, S_3$  and  $S_4$  as shown in Fig. 10. and Fig. 11.

**Operation mode 2 :** The  $S_1$  is turned off, the forward bias current starts to flow through the  $D_1, S_2, S_3$  and  $S_4$  and

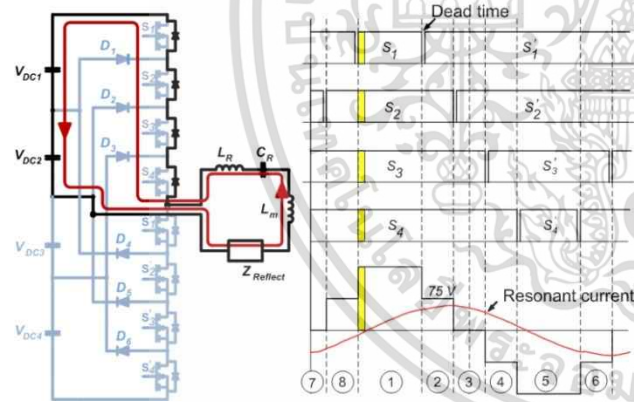


Fig. 10. Operation mode 1(Negative current)

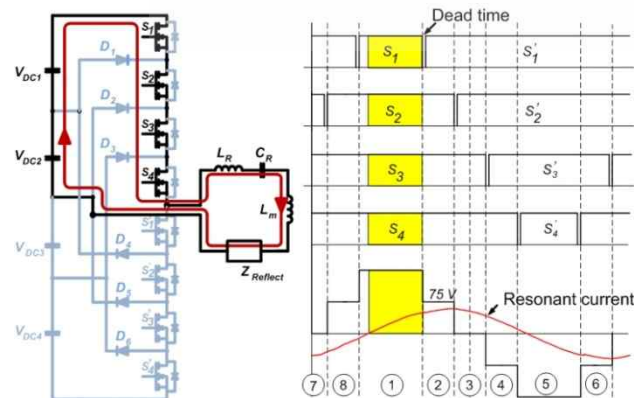


Fig. 11. Operation mode 1(Positive current)

powered by only  $V_{DC2}$ . The output voltage is matched to the source voltage at  $V_{DC2}$ . Likewise, the resonant current will consist on the source current and the trapped energy current as shown in Fig. 12.

**Operation mode 3 :**  $S_1$  and  $S_2$  are turned off, there is no current from sources to the output. However, there is still remaining energy in the resonant tank to force the current in the positive direction as illustrated in Fig. 13.

**Operation mode 4 :** Switch  $S_4, S_1', S_2'$  and  $S_3'$  are turned on,  $D_3$  is in forward bias condition. The negative voltage of  $V_{DC3}$  will appear at the end of the inverter with  $-V_{DC3}$  level. The schematic is shown in Fig. 14.

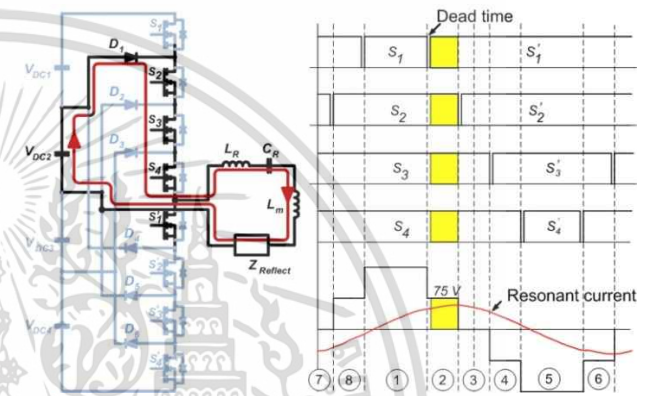


Fig. 12. Operation mode 2

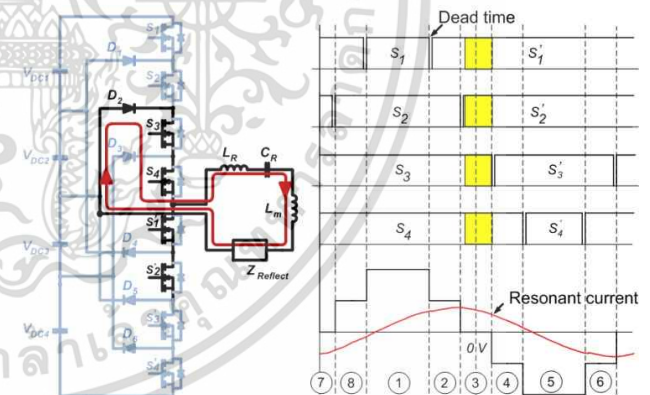


Fig. 13. Operation mode 3

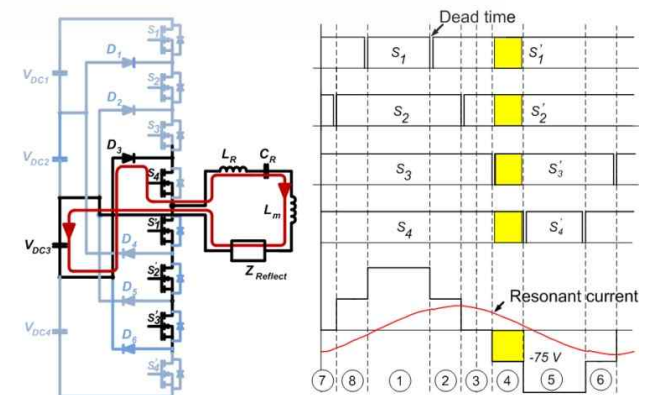


Fig. 14. Operation mode 4 ด้านการค้ำ

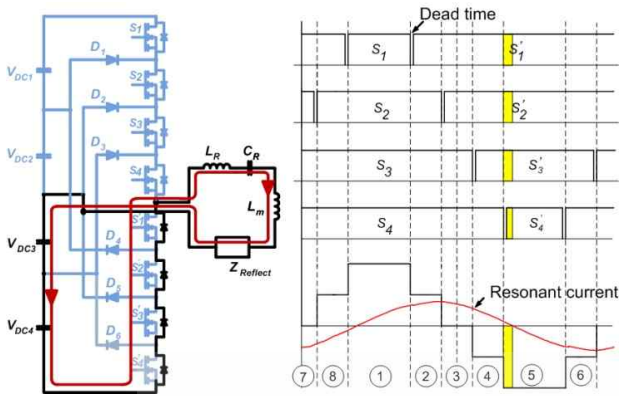


Fig. 15. Operation mode 5 (Positive current)

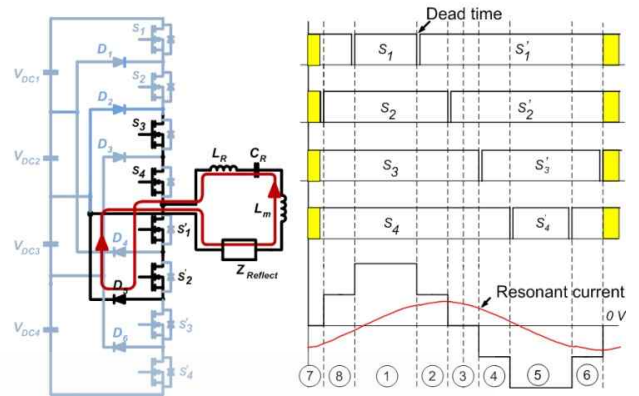


Fig. 18. Operation mode 7

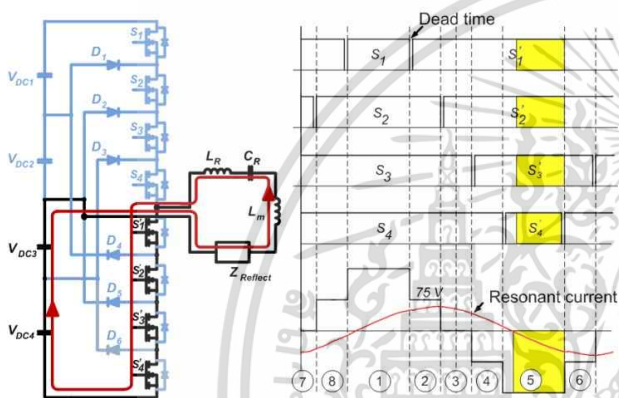


Fig. 16. Operation mode 5 (Negative current)

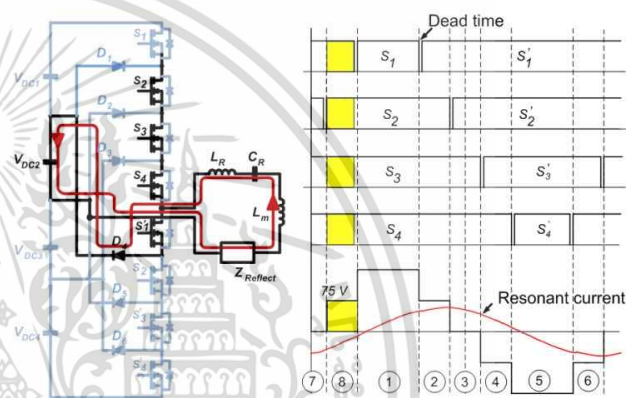


Fig. 19. Operation mode 8

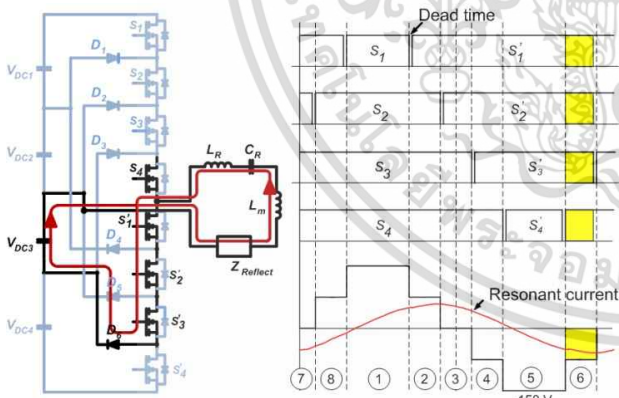


Fig. 17. Operation mode 6

**Operation mode 5 :** The Lower portion ( $S'_1, S'_2, S'_3$  and  $S'_4$ ) switches are turned on and supplied by  $V_{DC3}$  and  $V_{DC4}$ .  $D_4, D_5, D_6$  perform as blocking diodes. The inverter output is set at  $V_{DC3} + V_{DC4}$ . Due to the reversing current direction, the circulating energy from the resonant tank provides the negative current through the body diode of  $S'_1, S'_2, S'_3$  and  $S'_4$  as shown in Fig. 15 and Fig. 16.

**Operation mode 6 :**  $S'_4$  is turned off, the forward bias current starts to flow through  $D_6, S'_1, S'_2$ , and  $S'_3$  are powered by only  $V_{DC3}$ , the output voltage is matched to the

source voltage at  $V_{DC3}$ . Likewise, the resonant current will consist on the source current and the trapped energy current as shown in Fig. 17.

**Operation mode 7 :**  $S'_3$  and  $S'_4$  are turned off, there is no current from sources to the output. However, there is still remaining energy in the resonant tank to force the current in the negative direction as illustrated in Fig. 18.

**Operation mode 8 :** Switch  $S'_3, S'_4, S'_1$  and  $S'_2$  are turned on,  $D_4$  is in forward bias condition. The positive voltage of  $V_{DC2}$  will appear at the end of the inverter with  $V_{DC2}$  level. The schematic is shown in Fig. 19.

The  $L_m$  is designed and calculated at a fixed value by using the fundamental harmonic analysis (FHA) technique which has the relationship between resonant inductor and resonant capacitor at the precise specification (rated power, switching frequency, etc). According to the FHA calculation, the relationship of the  $L_m, L_r$  and  $C_r$  can be described in equation (27)-(29), which can be seen in [12] for designed procedures.

$$C_r = \frac{1}{2\pi f_{sw} R_e Q_e} \quad (27)$$

$$L_r = \frac{1}{(2\pi f_{sw})^2 C_r} \quad (28)$$

$$L_m = L_n \times L_r \quad (29)$$

During the light load condition may cause the resonant current to shift away from the designed point. However, the system gain can be maintained at the same value of the approximately normalized frequency and the zero voltage switching condition can still be achieved (ZVS condition in light blue zone of Fig. 4) under the situation in both mode 3 and 4. Additionally, the resonant current in mode 5 drops to negative because the energy released from an inductor at this state, in the resonant tank is much greater than the energy from the capacitor source, therefore, the resonant current will be starting to flow in a negative direction.

#### 4. Simulation Results

Initially, the proposed method was simulated and validated with the MATLAB/Simulink. The system designed parameters are shown in Table 3 to 5 as same as the experimental setup. The %THD of DCML with the proper angles for the third and fifth harmonic elimination are illustrated in Fig. 20. It is found that, the optimized angles for five-level with modulation index 1.64 are 12 degree and 48 degree, respectively.

The resonant tank is connected at the end of DCML and performed resonant circuitry. Fig. 21. and Fig. 22. illustrate the magnitude (% of fundamental) simulation results of the

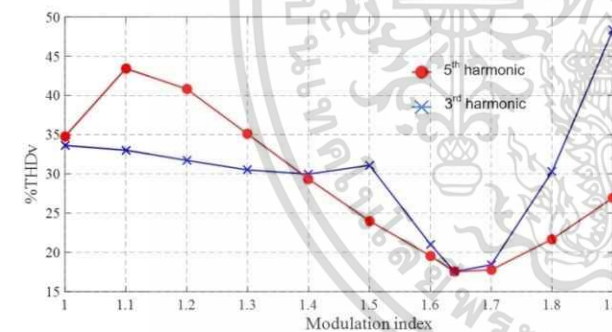


Fig. 20. The SHE %THD vs modulation index

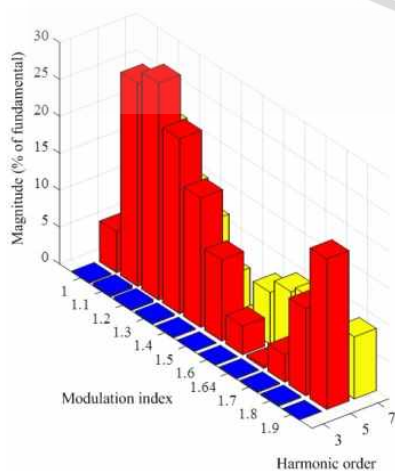


Fig. 21. 3<sup>rd</sup> harmonic elimination vs modulation index

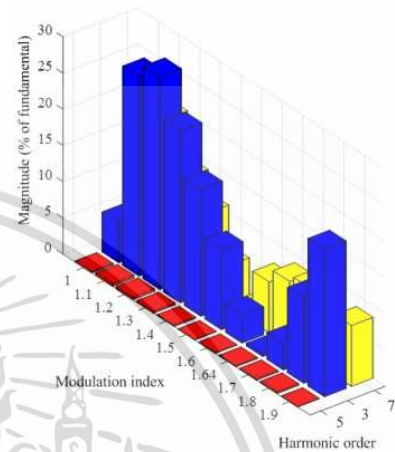


Fig. 22. 5<sup>th</sup> harmonic elimination vs modulation index

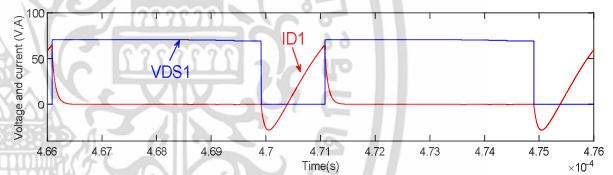


Fig. 23. V<sub>DS1</sub> vs S<sub>1</sub> current

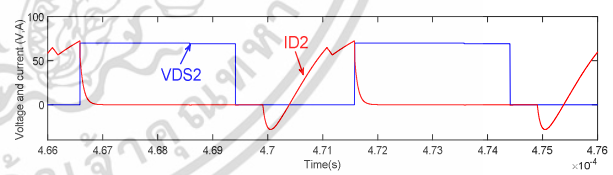


Fig. 24. V<sub>DS2</sub> vs S<sub>2</sub> current

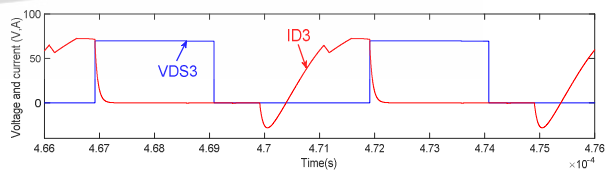


Fig. 25. V<sub>DS3</sub> vs S<sub>3</sub> current

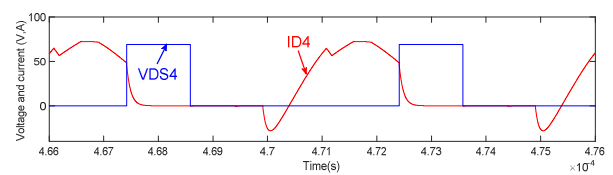


Fig. 26. V<sub>DS4</sub> vs S<sub>4</sub> current

### 5. Experimental Results

The prototype converter has been built for testing and evaluation. A 300 W diode clamped multi-level converter with the optimized angles generates five-level output voltage for the contactless transformer and sends the power through the air core with the high frequency switching. The designed parameters of a 300 V input dc link bus voltage and electric home appliances output voltage are set at 48 V with 200 kHz switching frequency are shown in Table 3. To achieve the high efficiency converter target, the resonant circuit is needed to attach to the rear side of the DCML for shifting the switching current and voltage which are illustrated in Table 4 Table 5 shows the designed specification parameters of the contactless transformer. The primary inductance of the solenoid coil is designed to suit the resonant condition with the ability to transfer 300W

**Table 3.** Specification of the prototype converter

Prototype specification	Parameter
Input DC link voltage	300 V
Output voltage	48 V
Switching frequency	200 kHz

**Table 4.** Diode clamped multi-level converter components

Component	Parameter
Resonant inductor	23.24 $\mu$ H
Resonant capacitor	27.24 nF
Magnetized inductor	81.36 $\mu$ H
Switching device	IRF740
High speed diode	MUR840
High speed driver	FOD3184

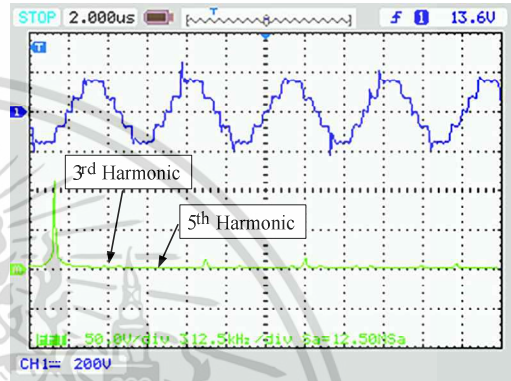
**Table 5.** Contactless transformer specification

Wire type	SWG 17	SWG 12
Turns	57	30
Layer per turn	1	1
Diameter	$\approx$ 65 mm	$\approx$ 60 mm
High	$\approx$ 80 mm	$\approx$ 80 mm

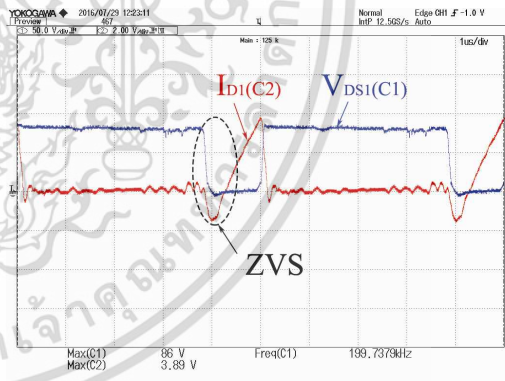
power without the ferrite core.

The five-level power converter is powered by the dc link bus voltage and controlled by the pulse width modulation signal. Previous sections show that, the optimized angle of the power converter can be calculated with the selective harmonic elimination (SHE) technique. After applying the system configuration in Table 3 to 5, the output voltage of the DCML with resonant tank performs ZVS condition under the load variation as shown in Fig. 36.

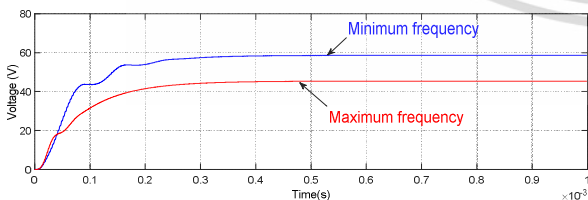
Apparently, each switching device operates in the ZVS



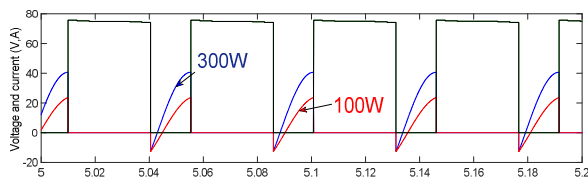
**Fig. 29.** The DCML output voltage and voltage harmonic spectrum (CH1 200 V/DIV, FFT 50.0V/DIV, 312.5 kHz/DIV, Sa 12.5 NSa)



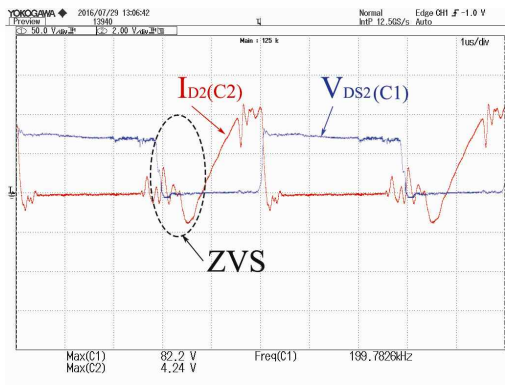
**Fig. 30.**  $V_{DS1}$  and current of  $S_1$  ( $I_{D1}$  2A/DIV,  $V_{DS1}$  50V/DIV)



**Fig. 27.** Switching gain boundary



**Fig. 28.**  $V_{DS1}$  and current at 100 W and 300W



**Fig. 31.**  $V_{DS2}$  and current of  $S_2$  ( $I_{D2}$  2A/DIV,  $V_{DS2}$  50V/DIV)

condition, for example, the upper portion signal can be seen from Fig. 30 to Fig. 33 and power dispatched in each power switched can be calculated or measured with the oscilloscope in average of multiplying mode between current and voltage. The total power loss of switching devices in DCML with contactless power transfer is 10.8W (3.6%) from total of 300 W input power. Fig. 35 shows the sector numbers from 1 to 8 which represents the power losses in the switching devices from  $S_1$  to  $S_4'$ , respectively.

The contactless power transfer with coupling coefficient,  $k$ , is measured from total mutual coupling of the solenoid transformer coils, and the maximum efficiency of the transformer is 83.8% at 150 W for a single layer solenoid with the coupling coefficient,  $k$  equals to 0.91. In addition, the output voltage is controlled by varying the frequency in the specific boundary range according to designed maximum and minimum values of the system gain.

The proposed SHE technique is used for the switching algorithm in this research. The air core voltage harmonic spectrum is illustrated in Fig. 29. Obviously, the third and fifth harmonic orders with 200-kHz fundamental harmonic are almost eliminated from the total contents, and the  $THD_V$  is approximately equal to 17%.

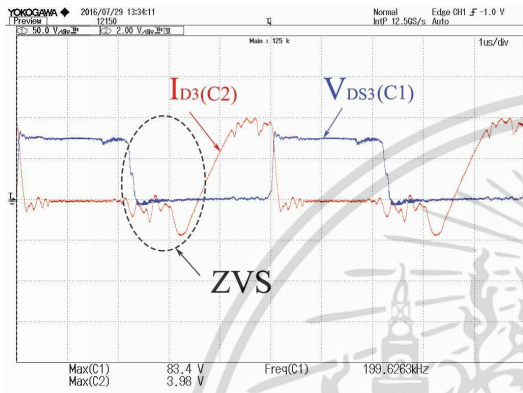


Fig. 32.  $V_{DS3}$  and current of  $S_3$  ( $I_{D3}$  2A/DIV,  $V_{DS3}$  50V/DIV)

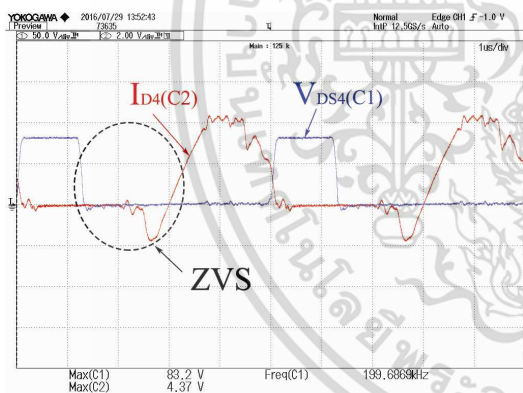


Fig. 33.  $V_{DS4}$  and current of  $S_4$  ( $I_{D4}$  2A/DIV,  $V_{DS4}$  50V/DIV)

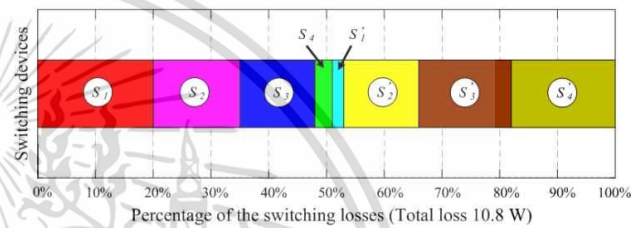


Fig. 35. Switching losses in DCML switching devices

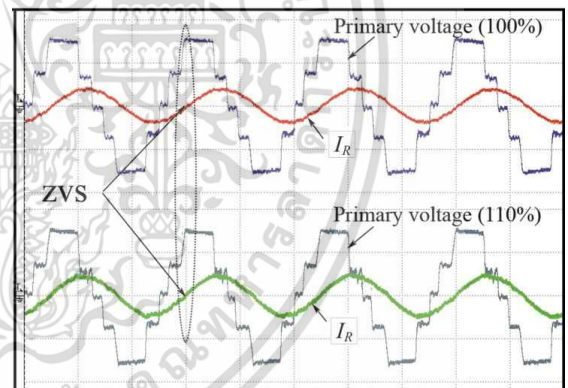


Fig. 36. The DCML ZVS under load variation ( $I_r$  10A/DIV,  $V_{primary}$  100V/DIV,  $T$  2  $\mu$ S/DIV)

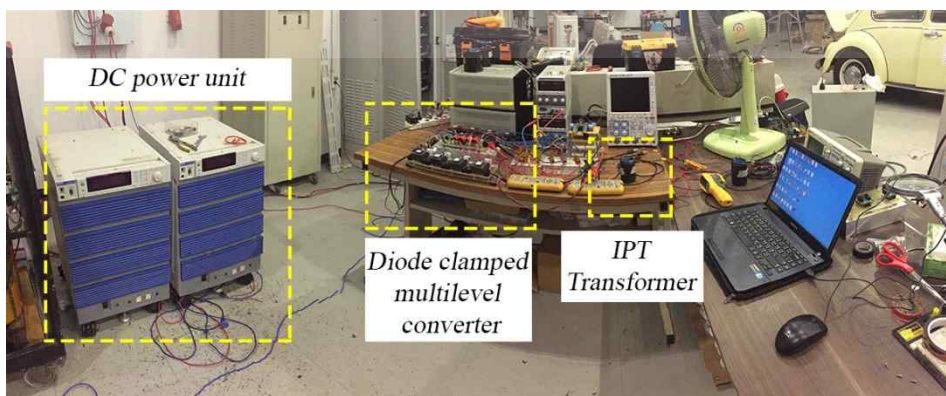


Fig. 34. Prototype experimental setup

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น มิอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ผ่านการตีพิมพ์ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 6. Conclusion

The prototype of a contactless transformer with DCML was implemented in the terms of the calculated parameters substitution. The MATLAB/Simulink simulation program functioned as a simulator, in order to investigate the behavior of the overall system. Eventually, the outcome of the soft switching (ZVS) perfectly performed phase shifted between  $V_{DS}$  and the primary current in wide range of the load variation. The cost effectiveness has become a main idea for the proposed paper. Without adding the auxiliary switching circuit to DCML, the passive elements play the important role to perform the ZVS for DCML switching devices. Additional, the DCML with higher switching frequency will dramatically reduce the size of the IPT and increase the system power density as well. Finally, the inductive power transfer has proved that, the next step of the high efficiency dc low voltage distribution can be applied to household electric appliances with direct connected renewable sources in the near future.

## References

- [1] Ambarnath Banerji, Debasmita Sen, Ayan, K. Bera, Debtanu Ray, Debjyoti Paul, Anurag Bhakat, Sujit K. Biswas "MICROGRID : A Review," *Proceedings of IEEE GHTC-SAS (2013)*, Thiruvananthapuram Trivandrum, India, Aug. 2013.
- [2] P. Worapong, K. Surin, "The Optimization of Series Resonant LLC Half-Bridge Converter with Coreless Transformer Design in a Low Voltage DC Distribution System," in *Proceedings of IEEE ECTI-CON 2015*, Hua Hin, Thailand, June 2015.
- [3] P. Worapong, K. Surin, "The Enhancement of Multi-level Converter for Coaxial Inductive Power Transfer in Low Voltage DC Power Distribution," in *Proceedings of IEEE ECTI-CON 2016*, Chiangmai, Thailand, June 2016.
- [4] P. Worapong, K. Surin, "Development of a Cascaded Half-Bridge Converter with Contactless Transformer in DC Microgrid," *Elsevier publishing, Procedia Computer Science*, vol. 86, pp. 317-320, 2016.
- [5] Sangwook Han, and David D. Wentzloff, "Wireless Power Transfer Using Resonant Inductive Coupling for 3D Integrated ICs," in *Proceedings of IEEE 3D Systems Integration Conference (3DIC) 2010*, Munich, Germany, Nov. 2010.
- [6] Xiao Lu, Ping Wang, Dusit Niyato, Dong In Kim and Zhu Han, "Wireless Charging Technologies: Fundamentals, Standards, and Network Applications," *IEEE Trans. Wireless Communications*, vol. 22, no. 2, pp. 126-135, April 2015.
- [7] Yushi Miiura, Satoshi Ojika, Tomofumi Ise, "Voltage Control of Inductive Contactless Power Transfer System with Coaxial Coreless Transformer for DC Power Distribution," in *Proceedings of IEEE IPEC 2014*, Hiroshima, Japan, pp. 1430-1437, May 2014.
- [8] Satoshi Ojika, Yushi Miura and Toshifumi Ise, "Inductive Contactless Power Transfer System with Coaxial Coreless Transformer for DC Power Distribution," in *Proceedings of IEEE ECCE2013 Asia Downunder (ECCE Asia)*, Melbourne, Australia, pp. 1046-1051, June 2013.
- [9] Yusuke Hayashi, Hajime Toyoda, Toshifumi Ise and Akira Matsumoto, "Contactless DC Connector Based on GaN LLC Converter for Next-Generation Data Centers," *IEEE Trans. on Industry applications*, vol. 51, no. 4, pp. 3244-3253, July/August 2015
- [10] Yong Li, Ruikun Mai, Mingkai Yang, Zhengyou He, "Cascaded Multi-Level Inverter Based IPT Systems for High Power Applications," *Journal of Power Electronics*, vol. 15, no. 6, pp. 1508-1516, November 2015.
- [11] Wenjin Sun, Hongfei Wu, Haibing Hu, Yan Xing, "Resonant Tank Design Considerations and Implementation of a LLC Resonant Converter with a Wide Battery Voltage Range," *Journal of Power Electronics*, vol. 15, no. 6, pp. 1446-1455, November 2015.
- [12] Hong Huang, "Designing an LLC Resonant Half-Bridge Power Converter," 2010 Texas Instruments Power Supply Design Seminar, SEM1900, Topic 3, TI Literature Number: SLU.
- [13] D. Graham Holmes, Thomas A. Lipo, *Pulse width modulation for power converter*: A John Wiley & Son, 2003, pp. 440-449.
- [14] S. Khomfoi and L. M. Tolbert, Multi-level Power Converters, *Power Electronics Handbook*, 2nd Edition, Elsevier, Chapter 17, pp. 451-482. 2007.



**Worapong Pairindra** He was born in Thailand, in 1973. He received his B.Eng. degree in Electrical Engineering from Sripatum University, Bangkok, Thailand, in 1997, and his M.Eng. degree in Power electronics from the Assumption University, Bangkok, Thailand, in 2007. He is presently working toward his D.Eng. degree in Electrical Engineering at the King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMUTL), Bangkok, Thailand. His current research interests include power electronics application, multi-level converter and inductive power transfer system.



**Surin Khomfoi** He was born in Thailand. He received his B.Eng. and M.Eng. in Electrical Engineering from the King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMITL), Bangkok, Thailand, in 1996 and 2000, respectively; and his Ph.D. degree in Electrical Engineering at the University of Tennessee, Knoxville, TN, USA, in 2007. Since December 1997, he has been a Lecturer with the Department of Electrical Engineering, KMITL, where he is currently presently an Associate Professor. His current research interests include multi-level power converters, renewable energy applications, fault diagnosis, power quality and smartgrids. Dr. Khomfoi is a Member of the Eta Kappa Nu Honor Society and a Senior Member of the IEEE. He was a recipient of academic scholarship awards, including full academic scholarship for his B.Eng., M.Eng., and Ph.D. studies from the Energy Policy and Planning Office (EPPPO), Ministry of Energy Thailand.



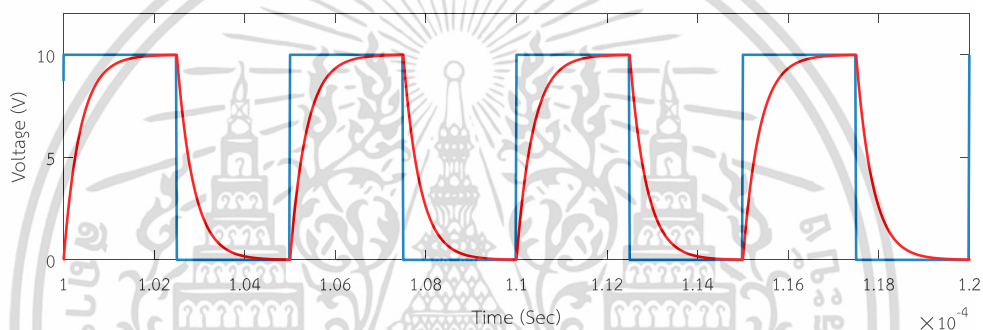


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## วิธีการวัดค่าอิมพีแดนซ์โดยใช้ออสซิลโลสโคปที่ความถี่สูง

การวัดค่าอิมพีแดนซ์โดยเครื่องมือวัดทั่วไปนั้น ก่อให้เกิดปัญหาเรื่องความผิดพลาดของผลที่ได้จากการวัด เนื่องจากความถี่ใช้งานของเครื่องมือวัดโดยทั่วไปจะอยู่ที่ความถี่ใช้งานไม่เกิน 1 กิโลเฮิร์ตซ์ ในขณะที่งานวิจัยนี้เป็นการทำงานกับความถี่ที่มีความมากถึงระดับ 200 กิโลเฮิร์ตซ์ จึงต้องคำนึงถึงเรื่องดังกล่าวด้วย ดังนั้นการวัดค่าอิมพีแดนซ์โดยวิธีการป้อนสัญญาณการใช้งานที่มีรูปสัญญาณสี่เหลี่ยมถูกใช้เป็นแหล่งจ่ายถูกนำมาใช้ในงานวิจัย เพื่อเพิ่มความเที่ยงตรง หรือความแม่นยำให้กับชิ้นงาน

หลักการการทำงานจะมีการใช้หลักการของ First order equation ของวงจร RL ดังแสดงในรูปที่ 1



รูปที่ 1 แรงดันแหล่งจ่ายเทียบกับแรงดันตัวต้านทาน

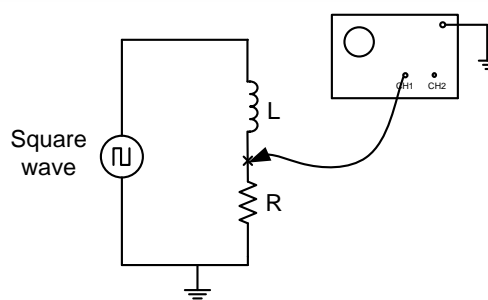
จากสมการลำดับที่ 1 ของวงจรอนุกรมตัวต้านทานและตัวเหนี่ยวนำ แรงดันที่ตกคร่อมตัวต้านทานคือ

$$v_R(t) = V_S(1 - e^{-\frac{Rt}{L}})$$

โดย  $\tau = \frac{L}{R}$  และที่ 1 time constant

$$1 - e^{-1} = 0.6321$$

หรือ 63.2% ของ  $V_S$



รูปที่ 2 วงจรทดสอบการวัดค่าตัวเหนี่ยวนำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

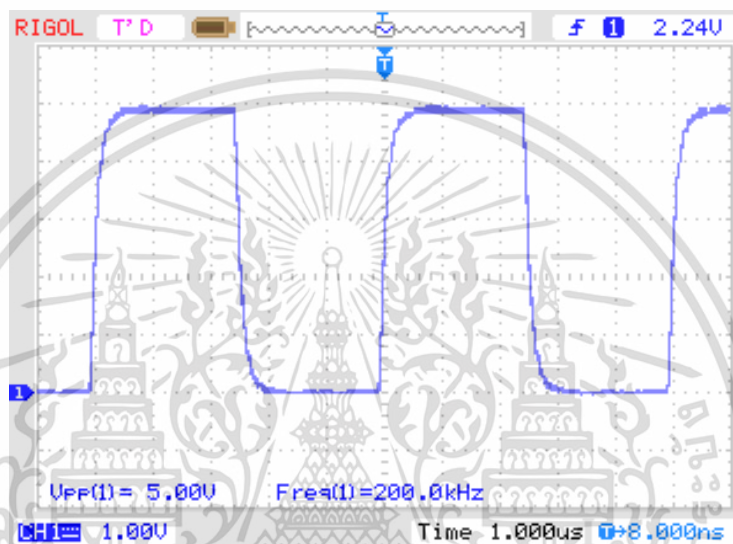
## ตัวอย่างการวัดที่ 1

ค่าตัวแปรที่กำหนดเพื่อการทดสอบ

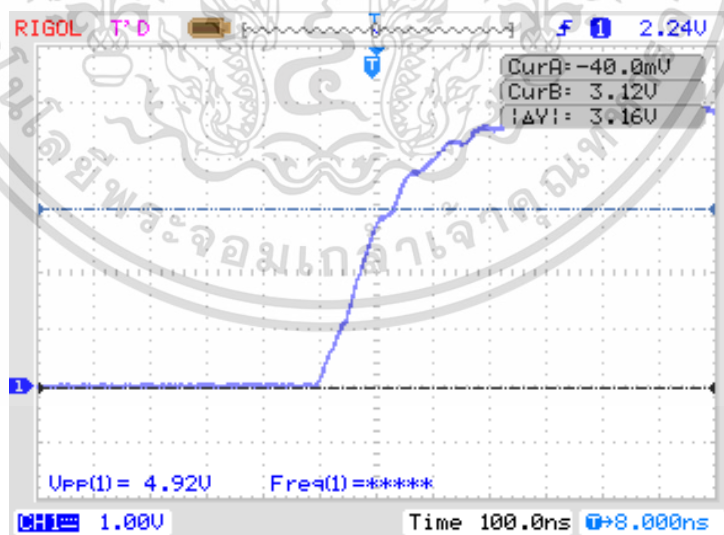
ตัวต้านทาน  $R = 220$  โอห์ม

เครื่องกำเนิดสัญญาณพัลส์ ความถี่ 200 กิโลเฮิร์ตซ์

จากการทดสอบวัดค่าความแรงดันที่ตัวต้านทาน

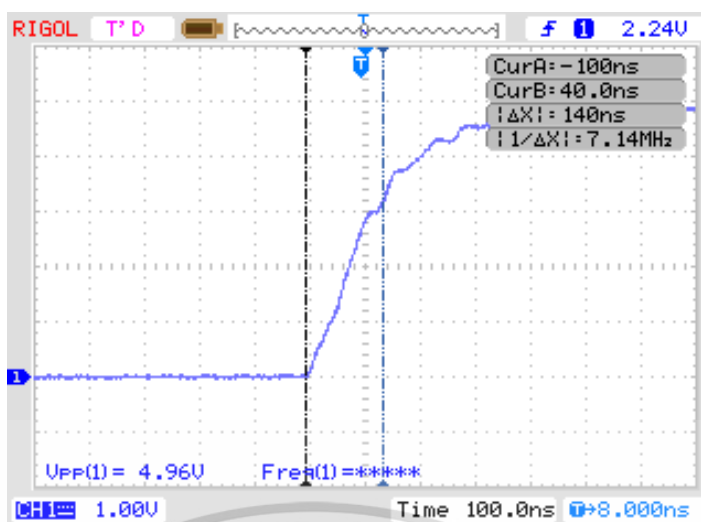


รูปที่ 3 แรงดันวัดที่ตัวต้านทาน



รูปที่ 4 แรงดันวัดที่ตัวต้านทานที่ 0.632 เท่าของแรงดันอินพุต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5 ค่าคงที่ของเวลา (Time constant) วงจรอนุกรมตัวต้านทานและตัวเหนี่ยวนำลำดับที่ 1 จาก

$$1 \text{ Time constant} = \tau = \frac{L}{R}$$

ที่ความถี่ 200 กิโลเฮิร์ตซ์ ค่าตัวเหนี่ยวนำจะหาได้จาก

$$\tau = 140 \text{ nS}$$

$$R = 220 \Omega$$

$$L = \tau R = 140 \text{ nS} \times 220 \Omega$$

$$L = 30.6 \mu\text{H}$$

ตัวเหนี่ยวนำจะมีค่าเท่ากับ 30.6 ไมโครเฮนรี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ประวัติผู้เขียน

ชื่อ-นามสกุล	วรพงษ์ ไพรินทร์
วัน เดือน ปีเกิด	8 มกราคม 2516 ที่ จังหวัด นนทบุรี
ที่อยู่	30/41 ซอยชินเขต 2/3 ถนนงามวงศ์วาน แขวงทุ่งสองห้อง เขตหลักสี่ กรุงเทพฯ 10210 โทร. 081-564-8130
ประวัติการศึกษา	2540 วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

มหาวิทยาลัยศรีปทุม

2550 วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์กำลัง

มหาวิทยาลัยอัสสัมชัญ

ความชำนาญเฉพาะด้าน 1.) การประยุกต์การใช้งานอิเล็กทรอนิกส์กำลัง

2.) คอนเวอร์เตอร์หลายระดับ

3.) ระบบไมโครกริด

ประสบการณ์การทำงาน

พ.ศ.2541-2544 ตำแหน่งวิศวกร บริษัท ไพรศาสตร์ จำกัด

พ.ศ.2544-2555 อาจารย์ประจำ มหาวิทยาลัยศรีปทุม

พ.ศ.2555-2555 อาจารย์ประจำ มหาวิทยาลัยอัสสัมชัญ

ปัจจุบัน อาจารย์ประจำ มหาวิทยาลัยราชภัฏวไลยอลงกรณ์

ผลงานวิจัย

- วรพงษ์ ไพรินทร์ เรื่อง “แหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่งด้วยตัวประมวลสัญญาณแบบ ARM7 LPC 2138 (FULL BRIDGE SWITCHED MODE POWER SUPPLY USING ARM7 LPC 2138)” โครงการสนับสนุนจากมหาวิทยาลัยศรีปทุม 2551

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- วรพงษ์ ไพรินทร์ เรื่อง “คอนเวอร์เตอร์ที่มีการแก้ไขตัวประกอบกำลังแบบแอคทีฟ (ACTIVE POWER FACTOR CORRECTION CONVERTER)” โครงการสนับสนุนจากมหาวิทยาลัยศรีปทุม 2552
- วรพงษ์ ไพรินทร์ เรื่อง “การพัฒนาชุดควบคุมการติดตามจุดกำลังไฟฟ้าสูงสุดของแผงเซลล์แสงอาทิตย์ (Photovoltaic Maximum Power Point Tracking Development)” โครงการสนับสนุนจากมหาวิทยาลัยราชภัฏวไลยอลงกรณ์ 2555
- Pairindra W., Bhaganagarupu S., Liengpradis P., Juanuwattanakul P. (2007). Practical Design of a Full Bridge Switched Mode Power Supply by using DSP TMS320F243. The 30th Electrical Engineering Conference (EECON-30), pp 424-427, Oct 25-26, 2007, Felix River Kwai Resort Hotel, Kanchanaburi, Thailand.
- Pairindra W., Liengpradis P., Tipamornwivat K., Srited T. (2010). Practical Design of Switched Mode Power Supply by using ARM7 Microcontroller. The 33th Electrical Engineering Conference (EECON-33), pp 641-644, Dec 1-3, 2010, Centara Duangtawan Hotel, Chiangmai, Thailand.
- Pairindra W. (2013). High Power LiFePO<sub>4</sub> Battery Charger for Electric Vehicle based on CHAdeMO Protocols using MATLAB/SIMULINK. International Conference on Electrical Machines and Systems 2013 (ICEMS), pp 1520-1523, October 25-27, 2013, Busan, South Korea.
- Pairindra W. (2013). Optimal Parameters Designed for Zero Voltage Switched Mode Power Supply. The 3rd International Conference on Engineering and Applied Science (2013 ICEAS), pp 493-501, November 6-9, 2013, Osaka, Japan.
- Pairindra W. (2014). The Evaluation of Solid State Transformer in DC Microgrid System with High Power Electric Vehicle Charger. The 2014 6th International Conference on Chemical, Biological and Environmental Engineering (ICBEE 2014), pp 51-55, September 15-16, 2014. Paris, France.
- Pairindra W., Khomfoi S. (2015). The Optimization of Series Resonant LLC Half-Bridge Converter with Coreless Transformer Design in a Low Voltage DC Distribution System. ECTI-CON 2015, June 24-27, 2015, Hua Hin, Thailand.
- Pairindra W., Khomfoi S. (2016). The Enhancement of Multilevel Converter for Coaxial Inductive Power Transfer in Low Voltage DC Power Distribution. ECTI-CON 2016, 28 June-1 July 2016, Chiangmai, Thailand.

- Pairindra W., Khomfoi S. (2016). Development of a Cascaded Half-Bridge Converter with Contactless Transformer in DC Microgrid. iEECON 2016, March 2-4, 2016, Chiangmai, Thailand.
- Pairindra W., Khomfoi S. (2017). The Plug and Outlet for Home Appliances in DC Low Voltage Micro-grid System. ECTI-CON 2017, pp 158-161, June 27-30, 2017, Phuket, Thailand.
- Pairindra W. (2018). The Equalisation Technique for Five-Level Diode-Clamped Multilevel Converter with Contactless Power Transfer in DC Microgrid System. **Asian Conference on Engineering and Natural Sciences (ACENS 2018)**, pp 346-353, February 6-8, 2018, Osaka, Japan.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้