

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

แบบจำลอง การวิเคราะห์ และการหาค่าพารามิเตอร์ของเครื่องกำเนิดก๊าซ
โอโซนที่ใช้วงจรอินเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์พีดับบลิวเอ็มแบบเลื่อนเฟส
เป็นแหล่งจ่ายที่มีการรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าที่ชุดอิเล็กโทรดคงที่

MODELING, ANALYSIS, AND PARAMETER DETERMINATION OF
A PHASE-SHIFTED PWM FULL-BRIDGE INVERTER FED OZONE
GENERATOR WITH CONSTANT APPLIED ELECTRODE VOLTAGE



กพ.
๒๓๙๒
๒๕๕๓

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน 110367
วัน,เดือน,ปี - ๓ พ.ย. ๒๕๕๓

b. 122๕๓13๗
i.....

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. ๒๕๕๓

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
KMITL 2010-EN-D-018-065

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**MODELING, ANALYSIS, AND PARAMETER DETERMINATION OF
A PHASE-SHIFTED PWM FULL-BRIDGE INVERTER FED OZONE
GENERATOR WITH CONSTANT APPLIED ELECTRODE VOLTAGE**



**A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF
DOCTOR OF ENGINEERING IN ELECTRIAL ENGINEERING
FACULTY OF ENGINEERING
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG**

2010

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
KMUTL 2010-EN-D-018-065

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2010

FACULTY OF ENGINEERING

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์หรือการขึ้นในเพื่อสิทธิของสถาบัน เมื่อผู้ยืมได้เห็นว่าไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	แบบจำลอง การวิเคราะห์ และการหาค่าพารามิเตอร์ของ เครื่องกำเนิดก๊าซไอโซนที่ใช้วงจรอินเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์ พีคิบลิวเอ็มแบบเลื่อนเฟสเป็นแหล่งจ่ายที่มีการรักษาระดับ แรงดันไฟฟ้าที่ชดเชยเล็ก โทรคดงที่
นักศึกษา	นายประสพโชค โห้ทองคำ
รหัสนักศึกษา	49060052
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
พ.ศ.	2553
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	รศ.ดร.วิจิตร กิณเรศ

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอ แบบจำลองระบบ การวิเคราะห์ และหาค่าพารามิเตอร์ทาง ไฟฟ้าของเครื่องกำเนิดก๊าซไอโซนประเภทที่ใช้แรงดันไฟฟ้าสูงความถี่สูง โดยใช้วงจรอินเวอร์เตอร์ ฟูลบริดจ์พีคิบลิวเอ็มแบบเลื่อนเฟสทำงานร่วมกับหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงเป็นชุดแหล่งจ่าย ไฟฟ้าให้กับชุดอิเล็กทรอนิกส์ที่มีปริมาตรของช่องว่างอากาศต่างกัน ในส่วนของวงจรอินเวอร์เตอร์ฟูล บริดจ์พีคิบลิวเอ็มแบบเลื่อนเฟสได้ทำการวิเคราะห์โหมดการทำงานวงจรซึ่งได้รวมผลช่วงเวลา เดดไทม์เข้ามาร่วมในการพิจารณาอย่างละเอียด ในการวัดและคำนวณหาค่าพารามิเตอร์ทางไฟฟ้า ของชุดอิเล็กทรอนิกส์ได้มาจากการทดสอบทางไฟฟ้า โดยอาศัยกราฟคุณลักษณะลิสชาจของ แรงดันไฟฟ้า-ประจุไฟฟ้าและแรงดันไฟฟ้า-กระแสไฟฟ้า นอกจากนั้นยังได้ทำการคำนวณและ ออกแบบค่าตัวเหนี่ยวนำขนาดเซตอนุกรมเข้ากับหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงทางด้านปฐมภูมิเพื่อให้เกิดความถี่เรโซแนนท์ในช่วงความถี่ที่เหมาะสม เพื่อให้มั่นใจว่าอุปกรณ์สวิทซ์ทำงานในสภาวะ การสวิทซ์ที่แรงดันไฟฟ้าศูนย์ตลอดเวลาตลอดย่านการปรับความถี่และเพื่อขจัดปัญหาความร้อน ของอุปกรณ์ ระบบการสร้างก๊าซไอโซนที่นำเสนอให้ข้อดีในเรื่องของการรักษาแรงดันไฟฟ้าคงที่ ในขณะที่ความถี่เปลี่ยนแปลงไป ซึ่งจะเป็นการขจัดผลของความถี่สูงต่อค่าโวลเตจเร็กกูเลชั่นของ หม้อแปลงไฟฟ้า ผลที่ตามมาเป็นการพิสูจน์ได้ว่าผลความถี่เป็นแฟคเตอร์สำคัญอย่างหนึ่งที่มีผลต่อ ปริมาณก๊าซไอโซนได้แท้จริงชัดเจน นอกจากนี้ยังพบว่าค่าความถี่มีผลต่อกำลังไฟฟ้าอินพุทของชุด อิเล็กทรอนิกส์ ซึ่งจะมีผลต่อปริมาณก๊าซไอโซน ผลการจำลองและผลการทดลองของระบบให้ผล สอดคล้องกันดี ซึ่งเป็นการยืนยันแสดงให้เห็นการทำงานของฮาร์ดแวร์ที่ได้สร้างขึ้นมีความถูกต้อง การวิเคราะห์โหมดการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์มีความถูกต้อง วิธีการวัดและการคำนวณ ค่าพารามิเตอร์ทางไฟฟ้าของระบบมีประสิทธิภาพและแบบจำลองทางไฟฟ้ามีความถูกต้อง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Thesis Title	Modeling, Analysis, and Parameter Determination of a Phase-Shifted PWM Full-Bridge Inverter Fed Ozone Generator with Constant Applied Electrode Voltage
Student	Mr. Prasopchok Hothongkham
Student ID.	49060052
Degree	Doctor of Engineering
Program	Electrical Engineering
Year	2010
Thesis Advisor	Assoc. Prof. Dr. Vijit Kinnares

ABSTRACT

This thesis proposes a system model, analysis, and parameter determination of a high voltage high frequency type ozone generator using a phase-shifted pulse width modulation (PWM) full bridge inverter connected to two electrodes with different gap volume via a step-up high frequency transformer acting as a power supply set. The circuit analysis taking into account a dead time effect of the inverter is fully described. Model parameter values are obtained from electrical characteristic measurement and calculation based on voltage-charge and voltage-current lissajous characteristics. In addition the design and calculation of a compensated inductor connected in series with the primary side of the high frequency transformer in order to obtain an appropriate resonant frequency to ensure that the zero voltage soft switching (ZVS) mode always operates over a certain range of a frequency variation and to overcome a thermal component problem. The proposed ozone system offers an advantage in terms of a capability of keeping electrode voltage constant as varying the frequency in order to overcome a high frequency effect on the transformer voltage regulation. As a consequence, the proof of a frequency effect as a significant factor on the absolute ozone production can be achieved. The simulation and experimental results of the system are in good agreement. They confirm the correct circuit operation of the implemented hardware, correct inverter operation analysis, effective measurement, and modeling validity.

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VII
สารบัญรูป.....	VIII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 จุดมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	4
1.3 สมมติฐานของการศึกษา.....	5
1.4 ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย.....	6
1.5 มีการนำเสนอหลักการใหม่อย่างไร.....	7
1.6 การเปรียบเทียบกับหลักการที่มีอยู่เดิม.....	7
1.7 ขอบเขตการวิจัย.....	8
1.8 ขั้นตอนการศึกษา.....	9
บทที่ 2 ระบบของเครื่องกำเนิดก๊าซไอโซน ที่นำเสนอ.....	11
2.1 บทนำ.....	11
2.2 กระบวนการกำเนิดก๊าซไอโซน.....	12
2.2.1 วิธีการฉายรังสีอัลตราไวโอเลต.....	13
2.2.2 วิธีโคโรนาดีสชาร์จ.....	13
2.2.3 วิธีการฉายด้วยรังสีพลาสมา.....	13
2.3 ระบบของกำเนิดก๊าซไอโซนที่นำเสนอ.....	16
2.3.1 วงจรฟูลบริดจ์เรกติไฟร์.....	17
2.3.2 วงจรอินเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์พีดับบลิวเอ็มแบบเลื่อนเฟส.....	17
2.3.3 หม้อแปลงไฟฟ้าแรงดันไฟฟ้าสูงความถี่สูง.....	17
2.3.4 ตัวเหนี่ยวนำเรโซแนนท์.....	17
2.3.5 ชุดอิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้ในการผลิตก๊าซไอโซน.....	18

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

2.4	สรุป.....	18
บทที่ 3	การออกแบบชุดอิเล็กทรอนิกส์โทรคมนาคมแบบทรงกระบอกซ้อนกันที่นำเสนอ.....	19
3.1	บทนำ.....	19
3.2	ลักษณะของชุดอิเล็กทรอนิกส์โทรคมนาคมแบบทรงกระบอกซ้อนกันที่นำเสนอ.....	19
3.2.1	การออกแบบและสร้างชุดอิเล็กทรอนิกส์โทรคที่ I.....	20
3.2.2	การออกแบบและสร้างชุดอิเล็กทรอนิกส์โทรคที่ II.....	24
3.3	แบบจำลองทางไฟฟ้าหรือวงจรสมมูลทางไฟฟ้าของชุดอิเล็กทรอนิกส์โทรค.....	27
3.3.1	การวิเคราะห์แบบจำลองของชุดอิเล็กทรอนิกส์โทรค ทรงกระบอกซ้อนกันรวมจนวน 2 ชั้น.....	28
3.4	การคำนวณและการทดสอบหาค่าพารามิเตอร์ทางไฟฟ้าของชุดอิเล็กทรอนิกส์โทรค.....	28
3.4.1	การคำนวณหาค่าพารามิเตอร์ทางไฟฟ้าของชุดอิเล็กทรอนิกส์โทรค.....	29
3.4.2	การทดสอบหาค่าพารามิเตอร์ทางไฟฟ้าของชุดอิเล็กทรอนิกส์โทรคทั้ง 2 ชุด.....	31
3.5	สรุป.....	41
บทที่ 4	การวิเคราะห์และออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้าแรงดันไฟฟ้าสูงความถี่สูง.....	43
4.1	บทนำ.....	43
4.2	การออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้าแรงดันไฟฟ้าสูงความถี่สูง.....	43
4.3	การวิเคราะห์หาค่าพารามิเตอร์ทางไฟฟ้าของหม้อแปลงไฟฟ้า แรงดันไฟฟ้าสูงความถี่สูง.....	46
4.4	การทดสอบหม้อแปลงไฟฟ้าแรงดันไฟฟ้าสูงความถี่สูง.....	53
4.5	สรุป.....	56
บทที่ 5	การวิเคราะห์การทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์พีดับบลิวเอ็มแบบเลื่อนเฟส.....	57
5.1	บทนำ.....	57
5.2	หลักการการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์พีดับบลิวเอ็มแบบเลื่อนเฟส.....	57
5.3	การทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์พีดับบลิวเอ็มแบบเลื่อนเฟสที่นำเสนอ...58	
5.4	การวิเคราะห์วงจรอินเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์พีดับบลิวเอ็มแบบเลื่อนเฟสที่นำเสนอ.....	62

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

5.5 การวิเคราะห์หาค่าความถี่เรโซแนนซ์โดยการใส่ตัวเหนี่ยวนำชดเชย ในวงจรอินเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์พีคบัลลิวเอ็มแบบเลื่อนเฟส.....	68
5.6 การออกแบบตัวเหนี่ยวนำชดเชย.....	69
5.7 สรุป.....	71
บทที่ 6 ผลการทดสอบสมรรถนะของเครื่องกำเนิดก๊าซโอโซนที่นำเสนอ.....	73
6.1 บทนำ.....	73
6.2 การทดลองวัดผลการทดสอบทางไฟฟ้าของเครื่องผลิตก๊าซโอโซนที่นำเสนอ.....	73
6.3 การทดลองวัดปริมาณก๊าซโอโซนและการทดสอบสมรรถนะของ เครื่องผลิตก๊าซโอโซนที่นำเสนอ.....	83
6.4 สรุปการทดสอบ.....	90
บทที่ 7 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ.....	92
7.1 สรุปผลการวิจัย.....	92
7.2 ข้อเสนอแนะ.....	93
บรรณานุกรม.....	95
ภาคผนวก.....	104
ภาคผนวก ก. รูปแบบการทดสอบสมรรถนะและวงจรที่ใช้ใน การจำลองเครื่องกำเนิดก๊าซโอโซน.....	105
ภาคผนวก ข. ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่.....	109
ประวัติผู้เขียน.....	161

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 ระดับปริมาณก๊าซไอโซนและผลที่เกิดขึ้น (ข้อมูลจาก IOA).....	12
2.2 พิกัดต่างๆของเครื่องกำเนิดก๊าซ ไอโซนที่นำเสนอ.....	18



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 ขั้นตอนการเกิดก๊าซไอโซน.....	13
2.2 กระบวนการเกิดก๊าซไอโซนจากการได้รับรังสีอัลตราไวโอเลต.....	14
2.3 กระบวนการเกิดก๊าซไอโซนจากการใช้สนามไฟฟ้า.....	14
2.4 โครงสร้างของการผลิตก๊าซไอโซนด้วยวิธีโคโรน่าดีสชาร์จ.....	14
2.5 ระบบเครื่องกำเนิดก๊าซไอโซนที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้.....	16
3.1 ชุดอิเล็กทรอนิกส์ที่ I และ II ที่มีลักษณะเป็นทรงกระบอกซ้อนกันรวมที่ใช้ในงานวิจัย.....	21
3.2 ลักษณะโครงสร้างของชุดอิเล็กทรอนิกส์ทรงกระบอกซ้อนกันรวมจำนวน 2 ชั้น ที่ใช้ในงานวิจัย.....	20
3.3 ลักษณะโครงสร้างของชุดอิเล็กทรอนิกส์ที่ I ที่ใช้ในงานวิจัย.....	21
3.4 กราฟเส้นโค้งแสดงระดับพลังงานของออกซิเจน.....	22
3.5 ลักษณะโครงสร้างของชุดอิเล็กทรอนิกส์ที่ II ที่ใช้ในงานวิจัย.....	25
3.6 แบบจำลองทางไฟฟ้าหรือวงจรสมมูลทางไฟฟ้าของชุดอิเล็กทรอนิกส์ทั้งสองชุด.....	27
3.7 การลดรูปของแบบจำลองหรือวงจรสมมูลทางไฟฟ้าของชุดอิเล็กทรอนิกส์.....	28
3.8 วงจรสมมูลของชุดอิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้ในงานวิจัย.....	31
3.9 การทดสอบและวัดหาค่าพารามิเตอร์ทางไฟฟ้าของแบบจำลองทางไฟฟ้าหรือ วงจรสมมูลทางไฟฟ้าของชุดอิเล็กทรอนิกส์.....	31
3.10 คุณลักษณะลิสซางูส (Lissajous) ของแรงดันไฟฟ้า-ประจุไฟฟ้าที่ชุดอิเล็กทรอนิกส์ที่ I ความถี่ 50 kHz.....	33
3.11 คุณลักษณะลิสซางูส(Lissajous) ของแรงดันไฟฟ้า-กระแสไฟฟ้าที่ชุดอิเล็กทรอนิกส์ที่ I ความถี่ 50 kHz.....	33
3.12 กราฟคุณลักษณะลิสซางูสของแรงดันไฟฟ้า-ประจุไฟฟ้าที่ชุดอิเล็กทรอนิกส์ที่ I ที่ค่าความถี่ต่างๆ.....	35
3.13 กราฟคุณลักษณะลิสซางูส (Lissajous) ของแรงดันไฟฟ้า-กระแสไฟฟ้าที่ชุดอิเล็กทรอนิกส์ที่ I ที่ความถี่ต่างๆ.....	37
3.14 กราฟคุณลักษณะลิสซางูส(Lissajous) ของแรงดันไฟฟ้า-กระแสไฟฟ้าที่ชุดอิเล็กทรอนิกส์ที่ II ที่ความถี่ต่างๆ.....	39
3.15 กราฟคุณลักษณะลิสซางูส (Lissajous) ของแรงดันไฟฟ้า-กระแสไฟฟ้าที่ชุดอิเล็กทรอนิกส์ที่ II ที่ความถี่ต่างๆ.....	40

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่

หน้า

3.16 ค่าความต้านทานสมมูลของวงจรสมมูลทางไฟฟ้าของชุดอิเล็กทรอนิกส์ทั้งสองชุด ที่ได้จากการวัดและคำนวณที่ค่าความถี่ต่างๆ.....	41
3.17 ค่าตัวเก็บประจุสมมูลของวงจรสมมูลทางไฟฟ้าของชุดอิเล็กทรอนิกส์ทั้งสองชุดที่ได้จากการวัด และคำนวณที่ค่าความถี่ต่างๆ.....	41
4.1 ลักษณะโครงสร้างของแกนหม้อแปลงไฟฟ้าแบบเฟอร์ไรท์เบอร์ EE-80 ที่ใช้ในงานวิจัย.....	45
4.2 วงจรสมมูลของหม้อแปลงไฟฟ้าแรงดันไฟฟ้าสูงความถี่สูง.....	46
4.3 วงจรสมมูลของหม้อแปลงไฟฟ้าแรงดันไฟฟ้าสูงความถี่สูงที่ทำการย้ายพารามิเตอร์ทางไฟฟ้า ของหม้อแปลงไฟฟ้าจากทางด้านทุติยภูมิมาทางด้านปฐมภูมิ.....	47
4.4 ตัวเก็บประจุเสมือนที่เกิดขึ้นระหว่างชั้นของขดลวด.....	50
4.5 หม้อแปลงไฟฟ้าแรงดันไฟฟ้าสูงความถี่สูงที่ได้ทำการออกแบบและสร้างขึ้นมาใช้ในเครื่อง กำเนิดก๊าซไอโซนที่นำเสนอ.....	53
4.6 วงจรจำลองหม้อแปลงไฟฟ้าแรงดันไฟฟ้าสูงความถี่สูง.....	53
4.7 รูปคลื่นที่ได้จากการจำลองและการวัดของแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าทางด้านปฐมภูมิ ของหม้อแปลงไฟฟ้าแรงดันไฟฟ้าสูงความถี่สูงที่ค่าความถี่แรงดันไฟฟ้าอินพุตต่างๆ ที่ทำการทดสอบกับชุดอิเล็กทรอนิกส์ที่ I	54
4.8 รูปคลื่นที่ได้จากการจำลองและการทดลองของแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าทางด้านทุติยภูมิ ของหม้อแปลงไฟฟ้าแรงดันไฟฟ้าสูงความถี่สูงที่ค่าความถี่แรงดันไฟฟ้าอินพุตต่างๆที่ทำการ ทดสอบกับชุดอิเล็กทรอนิกส์ที่ I	55
4.9 รูปคลื่นที่ได้จากการจำลองและการวัดของแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าทางด้านปฐมภูมิของ หม้อแปลงไฟฟ้าแรงดันไฟฟ้าสูงความถี่สูงที่ค่าความถี่แรงดันไฟฟ้าอินพุตต่างๆ ที่ทำการ ทดสอบกับชุดอิเล็กทรอนิกส์ที่ II	55
4.10 รูปคลื่นที่ได้จากการจำลองและการทดลองของแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าทางด้านทุติยภูมิ ของหม้อแปลงไฟฟ้าแรงดันไฟฟ้าสูงความถี่สูงที่ค่าความถี่แรงดันไฟฟ้าอินพุตต่างๆที่ทำการ ทดสอบกับชุดอิเล็กทรอนิกส์ที่ II	56
5.1 วงจรอินเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์พีดับบลิวเอ็มแบบเลื่อนเฟสที่นำเสนอ.....	58
5.2 รูปแบบสัญญาณควบคุมการทำงานของสวิทช์กำลังและรูปคลื่นของแรงดันไฟฟ้าและ กระแสไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจรอินเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์พีดับบลิวเอ็มแบบเลื่อนเฟส ที่นำเสนอ.....	59
5.3 โหมดการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์พีดับบลิวเอ็มแบบเลื่อนเฟสที่ทำงานในโหมด ของการสวิทช์ที่แรงดันศูนย์ (Zero Voltage Switching : ZVS).....	60

สารบัญญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.4 การเชื่อมต่อโหลดของวงจรอินเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์ที่ดับบลิวเอ็มแบบเลื่อนเฟส.....	63
5.5 สัญญาณแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมโหลดทั้ง 4 สถานะ.....	63
5.6 วงจรสมมูลทางไฟฟ้าในการวิเคราะห์ห้วงจรอนุพันธ์อันดับสอง.....	64
5.7 วงจรสมมูลทางไฟฟ้าในการวิเคราะห์ห้วงจรอนุพันธ์อันดับสองในสถานะที่ 1	65
5.8 วงจรสมมูลทางไฟฟ้าในการวิเคราะห์ห้วงจรอนุพันธ์อันดับสองในสถานะที่ 2	66
5.9 สัญญาณแรงดันไฟฟ้าอินพุท (v_{in}) กระแสไฟฟ้าอินพุท (i_i) และแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุท (v_o) ของหม้อแปลงไฟฟ้าแรงดันไฟฟ้าสูงความถี่สูงโดยใช้โปรแกรม MATLAB ในการคำนวณ.....	68
5.10 ระบบเครื่องกำเนิดก๊าซไอโซนที่นำเสนอในงานวิจัย.....	69
5.11 ตัวเหนี่ยวนำชดเชยที่ทำการออกแบบและสร้างขึ้น.....	71
6.1 รูปคลื่นกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านขาแคทรน-ซอสที่มอสเฟทกำลัง M_1 (i_{ds1}) และแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมขาแคทรน-ซอสที่มอสเฟทกำลัง M_1 (v_{ds1}) ที่ค่าความถี่เท่ากับ 57.5 kHz.....	74
6.2 รูปคลื่นแรงดันไฟฟ้า (v_p) และกระแสไฟฟ้า (i_p) ที่ด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้าแรงดันไฟฟ้าสูงความถี่สูงที่ทำการจ่ายให้กับชุดอิเล็กทรอนิกส์ทรอดที่ I ที่ค่าความถี่ของวงจรอินเวอร์เตอร์ต่างๆ	77
6.3 รูปคลื่นแรงดันไฟฟ้า (v_s) และกระแสไฟฟ้า (i_s) ที่ชุดอิเล็กทรอนิกส์ทรอดที่ I ที่ค่าความถี่ของวงจรอินเวอร์เตอร์ต่างๆ	79
6.4 รูปคลื่นแรงดันไฟฟ้า (v_p) และกระแสไฟฟ้า (i_p) ที่ด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้าแรงดันไฟฟ้าสูงความถี่สูงที่ทำการจ่ายให้กับชุดอิเล็กทรอนิกส์ทรอดที่ II ที่ค่าความถี่ของวงจรอินเวอร์เตอร์ต่างๆ	80
6.5 รูปคลื่นแรงดันไฟฟ้า (v_s) และกระแสไฟฟ้า (i_s) ที่ชุดอิเล็กทรอนิกส์ทรอดที่ II ที่ค่าความถี่ของวงจรอินเวอร์เตอร์ต่างๆ.....	82
6.6 การเปลี่ยนแปลงของปริมาณก๊าซไอโซนเทียบกับค่าความถี่ของแหล่งจ่ายไฟฟ้าของชุดอิเล็กทรอนิกส์ทรอดที่ I และ II.....	83
6.7 การเปลี่ยนแปลงของค่าปริมาณก๊าซไอโซนเทียบกับค่ากำลังไฟฟ้าเอาต์พุทของชุดอิเล็กทรอนิกส์ทรอดที่ I	84
6.8 การเปลี่ยนแปลงของค่าปริมาณก๊าซไอโซนเทียบกับค่ากำลังไฟฟ้าเอาต์พุทของชุดอิเล็กทรอนิกส์ทรอดที่ II	84

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
6.9 การเปลี่ยนแปลงของค่ากำลังไฟฟ้าเอาต์พุตเทียบกับค่ามมเล็อนเฟส ϕ ของชุดอิเล็กทรอนิกส์ I.....	85
6.10 การเปลี่ยนแปลงของค่ากำลังไฟฟ้าเอาต์พุตเทียบกับค่ามมเล็อนเฟส ϕ ของชุดอิเล็กทรอนิกส์ II.....	85
6.11 การเปลี่ยนแปลงของค่าปริมาณก๊าซโอโซนที่ผลิตได้เทียบกับค่ามมเล็อนเฟส ϕ ของชุดอิเล็กทรอนิกส์ I.....	86
6.12 การเปลี่ยนแปลงของค่าปริมาณก๊าซโอโซนที่ผลิตได้เทียบกับค่ามมเล็อนเฟส ϕ ของชุดอิเล็กทรอนิกส์ II.....	86
6.13 การเปรียบเทียบค่าแรงดันไฟฟ้าที่ชุดอิเล็กทรอนิกส์ I ในกรณีมีการควบคุมและไม่มีควบคุมแรงดันไฟฟ้าให้คงที่ภายใต้การเปลี่ยนแปลงค่าความถี่ของวงจรรินเวอร์เตอร์.....	87
6.14 การเปรียบเทียบปริมาณก๊าซโอโซนที่ผลิตได้ในกรณีมีการชดเชยและกรณีไม่มีชดเชยแรงดันไฟฟ้าที่ชุดอิเล็กทรอนิกส์ I ให้มีค่าคงที่ภายใต้การเปลี่ยนแปลงค่าความถี่ของวงจรรินเวอร์เตอร์.....	87
6.15 การเปรียบเทียบค่าแรงดันไฟฟ้าที่ชุดอิเล็กทรอนิกส์ II ในกรณีมีการควบคุมและไม่มีควบคุมแรงดันไฟฟ้าให้คงที่ภายใต้การเปลี่ยนแปลงค่าความถี่ของแหล่งจ่ายไฟฟ้า.....	87
6.16 การเปรียบเทียบปริมาณก๊าซโอโซนที่ผลิตได้ในกรณีมีการชดเชยและกรณีไม่มีชดเชยแรงดันไฟฟ้าที่ชุดอิเล็กทรอนิกส์ II ให้มีค่าคงที่ภายใต้การเปลี่ยนแปลงค่าความถี่ของแหล่งจ่ายไฟฟ้า.....	88
6.17 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าประสิทธิผลและค่าความถี่ของวงจรรินเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์แบบเล็อนเฟส.....	88
6.18 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพและกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจรรินเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์แบบเล็อนเฟสที่ใช้กับชุดอิเล็กทรอนิกส์ I.....	88
6.19 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพและกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจรรินเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์แบบเล็อนเฟสที่ใช้กับชุดอิเล็กทรอนิกส์ II.....	89
6.20 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าประสิทธิภาพของวงจรรินเวอร์เตอร์และค่าความถี่ของวงจรรินเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์พีดับบลิวเอ็มแบบเล็อนเฟสที่ใช้กับชุดอิเล็กทรอนิกส์ I และ II.....	89

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่		หน้า
6.21	กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่ากำลังไฟฟ้าที่ชุดอิเล็กทรอนิกส์ที่ I และ II กับค่าความถี่ของวงจรอินเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์พีดับบลิวเอ็มแบบเลื่อนเฟส.....	90
ก.1	ชุดสร้างสัญญาณพีดับบลิวเอ็มแบบเลื่อนเฟสที่ใช้ในเครื่องกำเนิดก๊าซโอโซนต้นแบบ.....	106
ก.2	ชุดวงจรอินเวอร์เตอร์และส่วนวงจรดีซีลิงค์ที่ใช้ในเครื่องกำเนิดก๊าซโอโซนต้นแบบ.....	106
ก.3	ชุดอิเล็กทรอนิกส์ ตัวเหนี่ยวนำคเซย มอเตอร์บีเอ็ม และหม้อแปลงไฟฟ้าแรงดันไฟฟ้าสูง ความถี่สูงที่ใช้ในเครื่องกำเนิดก๊าซโอโซนต้นแบบ.....	107
ก.4	ชุดเครื่องกำเนิดก๊าซโอโซนต้นแบบที่นำเสนอ.....	107
ก.5	ชุดการทดลองเพื่อทำการทดสอบวัดผลทางไฟฟ้าของเครื่องผลิตก๊าซโอโซนต้นแบบ.....	108
ก.6	วงจรที่ใช้ในการจำลองการทำงานของเครื่องผลิตก๊าซโอโซนด้วยโปรแกรม MATLAB/Simulink.....	108



บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในปัจจุบัน ก๊าซโอโซนมีความสำคัญและมีการนำมาใช้งานมากขึ้นทุกวัน โดยสามารถนำมาใช้ประโยชน์ได้หลายด้าน เช่น ขจัดกลิ่นอับเหม็นตกค้าง วงการแพทย์ ระบบน้ำดื่ม ขจัดสารเคมี ขบวนการเพาะเลี้ยงสัตว์น้ำ และสระว่ายน้ำ เป็นต้น แต่ในขณะเดียวกันก๊าซโอโซนนั้นยังมีข้อเสียถ้าใช้ในปริมาณที่เข้มข้นมากเกินไปก็จะทำให้เกิดการระคายเคืองกับเยื่อผิวหนังหรือเป็นอันตรายต่อมนุษย์ การนำก๊าซโอโซนมาใช้ให้เหมาะสมกับงานนั้นต้องสามารถปรับเปลี่ยนปริมาณก๊าซโอโซนได้ สาเหตุที่มีการใช้ก๊าซโอโซนกันแพร่หลายเพราะว่าก๊าซโอโซนมีคุณสมบัติของการออกซิเดชัน (Oxidation) สูงและเมื่อทำปฏิกิริยาแล้วจะไม่เหลือสารพิษตกค้างใดๆที่เป็นพิษต่อสภาพแวดล้อม [1, 77, 78]

การผลิตก๊าซโอโซนจะอาศัยพลังงานจากสนามไฟฟ้า (Electric Field) กระทำต่อก๊าซออกซิเจนให้แตกตัวแล้วจับตัวใหม่เกิดเป็นก๊าซโอโซน โดยใช้หลักการของการดิสชาร์จของก๊าซที่มีการเรียกกันว่า หลักการของโคโรนาดิสชาร์จ (Corona Discharge) [2, 3, 6, 11, 76] หรือหลักการดิสชาร์จตามผิว (Surface Discharge) [2, 3, 4, 6, 11, 76] หรือหลักการดิสชาร์จแบบเงียบ (Silent Discharge) [2, 3, 11, 76] หรือหลักการไดอิเล็กตริกแบเรียร์ดิสชาร์จ (Dielectric Barrier Discharge : DBD) [5-10, 12, 76] งานวิจัยทางด้านไฟฟ้าที่เกี่ยวข้องกับการผลิตก๊าซโอโซนจะใช้หลักการสร้างสนามไฟฟ้าจากแรงดันไฟฟ้าสูงแล้วป้อนให้กับชุดอิเล็กทรอนิกส์เพื่อผลิตก๊าซโอโซนต่อไป โดยลักษณะของแรงดันไฟฟ้าสูงที่ป้อนกับชุดอิเล็กทรอนิกส์จะใช้ไฟฟ้ากระแสสลับที่มีค่าความถี่เท่ากับ 50 Hz และความถี่สูงกว่า 50 Hz หรือใช้เป็นไฟฟ้ากระแสตรงที่มีแรงดันไฟฟ้าสูงซึ่งสามารถแสดงรายละเอียดได้ดังนี้

Senichi Masuda, Kensuke Akutsu, Masao Kuroda, Yasuo Awatsu, and Yoshiharu Shibuya [ค.ศ. 1988] [13] นำเสนองานวิจัยการสร้างก๊าซโอโซนโดยใช้หลักการดิสชาร์จที่เรียกว่าการดิสชาร์จตามผิว (Surface Discharge) งานวิจัยนี้ใช้แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับที่มีค่าสูงคงที่เท่ากับ 10 kV ที่ค่าความถี่เท่ากับ 10 kHz แล้วส่งไปยังชุดอิเล็กทรอนิกส์ที่ผลิตจากเซรามิก (Ceramic) ที่เป็นรูปทรงกระบอก (Cylindrical) และแบบเพลท (Plate) งานวิจัยนี้มุ่งเน้นไปที่การเปรียบเทียบชุดอิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้ในการผลิตก๊าซโอโซนและการวิเคราะห์ปริมาณก๊าซโอโซนที่ผลิตได้

S. Potivejkul, V. Kinnares, P. Rattanavichien [ค.ศ. 1998] [14] นำเสนองานวิจัยการสร้างก๊าซโอโซนโดยใช้หลักการดิสชาร์จที่เรียกว่าโคโรนาดิสชาร์จ (Corona Discharge) มาใช้ในการแตกตัวของก๊าซออกซิเจนและทำการออกแบบสร้างเครื่องผลิตก๊าซโอโซนโดยใช้พลังงานไฟฟ้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากแผงเซลล์แสงอาทิตย์เป็นแหล่งพลังงานไฟฟ้าโดยทำการจ่ายผ่านวงจรฟลายแบ็คคอนเวอร์เตอร์ (Flyback Converter) ไปยังชุดอิเล็กทรอนิกส์ โดยแรงดันไฟฟ้าที่ใช้เป็นไฟฟ้ากระแสตรงมีค่าคงที่เท่ากับ -8 kV ที่มีค่าความถี่รีเปลเท่ากับ 15 kHz งานวิจัยนี้มุ่งเน้นการเปรียบเทียบปริมาณของก๊าซโอโซนที่ผลิตได้จากชุดอิเล็กทรอนิกส์แบบต่างๆที่ได้ทำการออกแบบ งานวิจัยนี้ผลิตปริมาณก๊าซโอโซนได้ในปริมาณที่น้อย แต่จะใช้ค่าใช้จ่ายในการออกแบบสร้างเครื่องผลิตก๊าซโอโซนที่มีต้นทุนในการสร้างเครื่องผลิตก๊าซโอโซนที่ต่ำ

Hirofumi Akagi, S.Ogasawara, and Hideaki Fujita [ค.ศ. 1999] [15, 16] นำเสนองานวิจัยการสร้างก๊าซโอโซนโดยใช้หลักการดิสชาร์จที่เรียกว่า โคโรนาดิสชาร์จ (Corona Discharge) มาใช้ในการแตกตัวของก๊าซออกซิเจน งานวิจัยนี้ได้ใช้แหล่งจ่ายไฟฟ้า 3 เฟส มาผ่านวงจรเรกติไฟร์ (Rectifier) แล้วส่งผ่านไปยังวงจรอินเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์ความถี่สูงแบบแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้า (Voltage-source High-frequency Inverter) ความถี่ที่ใช้งานอยู่ในช่วง $600 \text{ Hz} - 30 \text{ kHz}$ พิกัด 6 kW แล้วส่งผ่านหม้อแปลงไฟฟ้าแรงดันไฟฟ้าสูงความถี่สูงที่ค่าแรงดันไฟฟ้าคงที่เท่ากับ 10 kV ไปยังชุดอิเล็กทรอนิกส์เพื่อทำการผลิตก๊าซโอโซน โดยงานวิจัยนี้มุ่งเน้นที่การนำเทคนิคพัลส์บวลิเอ็มแบบมอดูเลตความหนาแน่นจำนวนพัลส์ (Pulse Density Modulation : PDM) มาใช้ควบคุมกำลังไฟฟ้าของวงจรอินเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์ นอกจากนั้นยังใช้เทคนิคของการเรโซแนนท์แบบอนุกรม (Series-resonant Inverter) และการสวิตช์ที่แรงดันเป็นศูนย์ (Zero voltage switching : ZVS) มาประยุกต์ใช้กับวงจรอินเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์ เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพและลดกำลังไฟฟ้าสูญเสียในการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์

C. Boonseng, V. Kinnares, and P. Apiratikul [ค.ศ. 2000] [17] นำเสนองานวิจัยการสร้างก๊าซโอโซนโดยใช้หลักการดิสชาร์จที่เรียกว่าโคโรนาดิสชาร์จ (Corona Discharge) มาใช้ในการแตกตัวของก๊าซออกซิเจน และมุ่งเน้นพิจารณาการวิเคราะห์ค่าฮาร์โมนิกของเครื่องผลิตก๊าซโอโซน โดยงานวิจัยนี้ใช้แรงดันไฟฟ้ากระแสสลับที่ทำการสร้างจากวงจรฟลายแบ็คคอนเวอร์เตอร์ (Flyback Converter) จ่ายไปยังชุดอิเล็กทรอนิกส์ที่มีค่าแรงดันไฟฟ้าคงที่เท่ากับ 15 kV , และค่าความถี่ 15 kHz ซึ่งงานวิจัยนี้จะนำไปใช้ในกระบวนการของ Water Treatment เป็นประเด็นหลัก รวมทั้งทำการวิเคราะห์ค่าฮาร์โมนิกของแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้า

Oleg Koudriavtsev, Shengpei Wang, Yoshihiro Konishi, Y. X. Wang, Serguei Moisseev, Masaki Ishibashi, Y. L. Feng, and Mutsuo Nakaoka [ค.ศ. 1997-2002] [18-31] นำเสนองานวิจัยการสร้างก๊าซโอโซนโดยใช้หลักการดิสชาร์จที่เรียกว่า การดิสชาร์จแบบเงียบ (Silent Discharge) มาใช้ในการแตกตัวของก๊าซออกซิเจน โดยในงานวิจัยนี้ได้ใช้แหล่งจ่ายไฟฟ้า 3 เฟส มาผ่านวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่มีการปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังด้านอินพุท (Three phase PFC Converter) แล้วส่งผ่านไปยังวงจรอินเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์ความถี่สูงแบบแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้า (Voltage-source High-frequency Inverter) โดยใช้ไอจีบีที (IGBT) เป็นอุปกรณ์สวิตชิง (Switching Devices) ความถี่ที่ใช้งานอยู่ในช่วง $600 \text{ Hz} - 30 \text{ kHz}$ พิกัด 6 kW แล้วส่งผ่านหม้อ

แปลงไฟฟ้าแรงดันไฟฟ้าสูงความถี่สูงเพื่อให้ได้ค่าแรงดันไฟฟ้าเท่ากับ 10 kV ไปยังชุดอิเล็กทรอนิกส์ เพื่อทำการผลิตก๊าซโอโซน งานวิจัยนี้มุ่งเน้นที่จะปรับปรุงการควบคุมกำลังไฟฟ้าจึงได้มีการนำเทคนิคพีดีบีเอ็มแบบมอดูเลตความหนาแน่นจำนวนพัลส์ (Pulse Density Modulation : PDM) ผสมกับเทคนิคพีดีบีเอ็มแบบมอดูเลตความกว้างพัลส์ (Pulse Width Modulation : PWM) ซึ่งเรียกว่า ระบบไฮบริด (Hybrid System) มาใช้ควบคุมการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์ รวมทั้งยังใช้เทคนิคของการเรโซแนนท์ที่โหลด (Load resonant) โดยการเพิ่มตัวเหนี่ยวนำชดเชยอนุกรม (Series Compensating Inductor) ที่ชุดอิเล็กทรอนิกส์ เพื่อให้เกิดการทำงานที่ความถี่เรโซแนนท์ขึ้น ซึ่งเป็นค่าความถี่ที่ทำการจ่ายพลังงานไฟฟ้าได้สูงสุด นอกจากนั้น ยังสามารถทำการปรับระดับแรงดันไฟฟ้าที่ชุดอิเล็กทรอนิกส์ โดยการปรับค่าแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงในส่วนของวงจรดีซีลิงก์ (DC link)

J. M. Alonso, M. Valdes, A. J. Calleja, J. Ribas, and J. Losada [ค.ศ. 2003] [33] นำเสนองานวิจัยมุ่งเน้นการทดสอบเพื่อหาค่าพารามิเตอร์ทางไฟฟ้าของแบบจำลองของชุดอิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้ในการผลิตก๊าซโอโซน เครื่องผลิตก๊าซโอโซนที่ใช้งานวิจัยนี้ใช้หลักการหลักการดิสชาร์จที่เรียกว่า การดิสชาร์จแบบเงียบ (Silent Discharge) มาใช้ในการแตกตัวของก๊าซออกซิเจนเช่นกัน การทดสอบใช้แรงดันไฟฟ้าที่ค่า 7 kV, ความถี่ 20 kHz จ่ายให้กับชุดอิเล็กทรอนิกส์แล้วทำการวัดและคำนวณหาค่าพารามิเตอร์ทางไฟฟ้าของชุดอิเล็กทรอนิกส์ออกมา เพื่อนำไปใช้ในการออกแบบแหล่งจ่ายไฟฟ้าที่เหมาะสมกับชุดอิเล็กทรอนิกส์ต่อไป

J. Marcos Alonso, Jesus Cardesin, Emilio Lopez Corominas, Manuel Rico-Secades, and Jorge Garcia [ค.ศ. 2004] [34] นำเสนองานวิจัยมุ่งเน้นการสร้างเครื่องกำเนิดก๊าซโอโซนที่ใช้กำลังไฟฟ้าต่ำและค่าใช้จ่ายในการสร้างต่ำ โดยเครื่องผลิตก๊าซโอโซนชนิดนี้เป็นแบบพกพาที่มีขนาดเล็ก ซึ่งงานวิจัยเน้นการวิเคราะห์วงจรของแหล่งจ่ายไฟฟ้า ซึ่งใช้วงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ (Flyback Converter) ที่ใช้สวิตช์เพียงตัวเดียวเป็นแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้า รวมทั้งนำเสนอแบบจำลองของชุดอิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้ในเครื่องผลิตก๊าซโอโซนนี้ โดยแรงดันไฟฟ้าที่ใช้เป็นไฟฟ้ากระแสสลับมีค่าเท่ากับ 1 kV, ที่ค่าความถี่ 15 kHz ซึ่งได้มาจากวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ (Flyback Converter) แล้วจ่ายไปยังชุดอิเล็กทรอนิกส์

J. Marcos Alonso, Jorge Garcia, Antonio J. Calleja, Javier Ribas, and Jesus Cardesin [ค.ศ. 2005] [35-37] นำเสนองานวิจัยมุ่งเน้นการวิเคราะห์ การออกแบบ และการทดสอบแหล่งจ่ายไฟฟ้าแรงดันไฟฟ้าสูงและความถี่สูง โดยใช้วงจรอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายกระแสแบบพุชพูล (Push-pull Inverter) ที่ใช้หลักการเรโซแนนท์แบบขนานมาใช้เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพของแหล่งจ่ายไฟฟ้าให้กับเครื่องผลิตก๊าซโอโซน รวมทั้งมีการพิจารณาค่าพารามิเตอร์ทางไฟฟ้าของแบบจำลองของชุดอิเล็กทรอนิกส์ด้วย แหล่งจ่ายในงานวิจัยนี้ทำการจ่ายแรงดันไฟฟ้าไปยังชุดอิเล็กทรอนิกส์ที่ค่าแรงดันไฟฟ้าเท่ากับ 3.5 kV, ที่ความถี่ 7 kHz.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อนรรักษ์ มั่นสุข และ วิจิตร กิมเรศ [ค.ศ. 2007] [78] นำเสนองานวิจัยเครื่องกำเนิดก๊าซไอโซนที่ใช้หลักการการคายประจุที่เรียกว่าโคโรนาคายประจุ (Corona Discharge) มุ่งเน้นที่การนำวงจรอินเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์ที่ดับบลิwmแบบเลื่อนเฟสมาใช้ในการคงค่าแรงดันไฟฟ้าที่ชดเชยเล็กโทรดและทำการวัดและคำนวณหาค่าแบบจำลองทางไฟฟ้าของชดเชยเล็กโทรดโดยใช้หลักการของ $\tan \delta$ ซึ่งใช้การวัดมุมเฟสของแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าที่ชดเชยเล็กโทรดแล้วนำไปคำนวณหาค่าพารามิเตอร์ต่อไป รวมทั้งทำการวิเคราะห์ห้วงจรโดยรวมของเครื่องกำเนิดก๊าซไอโซนด้วยงานวิจัยนี้ทำการจ่ายแรงดันไฟฟ้าที่ค่า 3.5 kV, ที่ความถี่ 45 kHz - 60 kHz ให้กับชดเชยเล็กโทรด

J. Marcos Alonso, Carlos Ordiz, Marco A. Dalla, Javier Ribas, and Jesus Cardesin [ค.ศ. 2009] [38, 39] นำเสนองานวิจัยการสร้างก๊าซไอโซนโดยใช้หลักการการคายประจุที่เรียกว่า การคายประจุแบบเงียบ (Silent Discharge) มาใช้ในการแตกตัวของก๊าซออกซิเจนเช่นกัน งานวิจัยนี้มุ่งเน้นการวิเคราะห์ ออกแบบแหล่งจ่ายไฟฟ้า ซึ่งงานวิจัยนี้ได้้นำวงจรอินเวอร์เตอร์แบบฮาล์ฟบริดจ์ (Half-bridge Inverter) มาใช้เป็นแหล่งจ่ายไฟฟ้าควบคู่กับหม้อแปลงไฟฟ้าแบบเปียโซอิเล็กทริก (Piezoelectric Transformer) มาใช้ในส่วนของการจ่ายไฟฟ้าเพื่อจ่ายให้กับชดเชยเล็กโทรด เนื่องจากใช้พลังงานที่ต่ำ ในส่วนของวงจรอินเวอร์เตอร์นั้นยังใช้หลักการการสวิตช์ที่แรงดันศูนย์ (Zero voltage switching : ZVS) มาประยุกต์ใช้กับวงจรอินเวอร์เตอร์ฮาล์ฟบริดจ์ เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพของแหล่งจ่ายไฟฟ้าที่ใช้วงจรอินเวอร์เตอร์ฮาล์ฟบริดจ์ให้ดีขึ้น โดยแหล่งจ่ายไฟฟ้าในงานวิจัยนี้ทำการจ่ายแรงดันไฟฟ้าที่ค่า 2.5 kV, ที่ความถี่ 40 kHz ให้กับชดเชยเล็กโทรด เพื่อทำการผลิตก๊าซไอโซนต่อไป

1.2 จุดมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

วิทยานิพนธ์นี้ นำเสนองานวิจัยที่มุ่งเน้นการทดสอบ การวิเคราะห์ และคำนวณหาค่าพารามิเตอร์ทางไฟฟ้า รวมทั้งแบบจำลองของชดเชยเล็กโทรด ซึ่งในงานวิจัยนี้ใช้ชดเชยเล็กโทรดจำนวน 2 ชุด คือ ชดเชยเล็กโทรดชุดที่ I และ II ที่มีขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางต่างกัน เพื่อนำแบบจำลองหรือวงจรสมมูลทางไฟฟ้าของชดเชยเล็กโทรดมาใช้ในการออกแบบและสร้างแหล่งจ่ายพลังงานไฟฟ้าให้แก่เครื่องผลิตก๊าซไอโซน โดยที่เครื่องผลิตก๊าซไอโซนที่ใช้งานวิจัยนี้จะใช้หลักการโคโรนาคายประจุ (Corona Discharge) มาใช้ในการแตกตัวของก๊าซออกซิเจนซึ่งได้จากอากาศแห้ง (Dry air) ซึ่งในการทดสอบและคำนวณหาค่าพารามิเตอร์ทางไฟฟ้าและแบบจำลองทางไฟฟ้าจะมุ่งเน้นพิจารณาที่ความถี่สูง ซึ่งใช้ความถี่ในย่าน 45 kHz - 57.5 kHz รวมทั้งได้มีการนำวงจรอินเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์ที่ดับบลิwmแบบเลื่อนเฟส (Phase-shifted PWM Full-bridge Inverter) มาใช้ เพื่อที่จะทำการคงค่าแรงดันไฟฟ้าที่ชดเชยเล็กโทรดให้มีค่าคงที่ที่ค่าแรงดันไฟฟ้าเท่ากับ 3.44 kV สำหรับชดเชยเล็กโทรดที่ I และที่ค่าแรงดันไฟฟ้าเท่ากับ 3.00 kV สำหรับชดเชยเล็กโทรดที่ II เพราะเป็นค่าแรงดันไฟฟ้าที่เหมาะสมกับชดเชยเล็กโทรดตามที่ ได้ทำการออกแบบไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ไว้ ในการคงค่าแรงดันไฟฟ้ากระทำได้โดยการปรับมุมเลื่อนเฟส ϕ ของวงจรถออินเวอร์เตอร์ ฟูลบริดจ์พีดีบีเอ็มแบบเลื่อนเฟส (Phase-shifted PWM Full-bridge Inverter) ในขณะที่ค่าความถี่ของวงจรถออินเวอร์เตอร์ถูกปรับเพิ่มขึ้น สาเหตุที่ต้องมีการนำวงจรถออินเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์พีดีบีเอ็มแบบเลื่อนเฟส (Phase-shifted PWM Full-bridge Inverter) มาใช้เป็นแหล่งจ่ายไฟฟ้างี้เพื่อทำการชดเชยค่าแรงดันไฟฟ้าที่จะมีค่าลดลงเมื่อทำการปรับเพิ่มความถี่ของวงจรถออินเวอร์เตอร์ขึ้น ซึ่งเป็นผลมาจากการนำหม้อแปลงไฟฟ้าแรงดันไฟฟ้าสูงมาใช้กับงานความถี่สูง อีกทั้งในงานวิจัยนี้ยังได้มุ่งเน้นที่การวิเคราะห์หลักการทำงานของวงจรถออินเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์พีดีบีเอ็มแบบเลื่อนเฟส (Phase-shifted PWM Full-bridge Inverter) ที่ทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายไฟฟ้าชนิดนี้ในเชิงคณิตศาสตร์ โดยเพิ่มการพิจารณาช่วงเวลาเดดไทม์ (Dead Time) ที่มีผลต่อรูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าด้วย และวงจรถออินเวอร์เตอร์นี้ยังได้นำหลักการของการสวิตช์ที่แรงดันศูนย์ (Zero Voltage Switching : ZVS) มาประยุกต์ใช้กับวงจรถออินเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์พีดีบีเอ็มแบบเลื่อนเฟส เพื่อเป็นการเพิ่มประสิทธิภาพของแหล่งจ่ายไฟฟ้าและลดค่าความสูญเสียในการสวิตช์ด้วย พร้อมกันนั้นได้ทำการวัดค่าปริมาณก๊าซโอโซนที่ผลิตได้เทียบกับค่าความถี่ กำลังไฟฟ้า และมุมเลื่อนเฟส เป็นต้น รวมทั้งทำการวัดค่าสมรรถนะต่างๆ ของเครื่องผลิตก๊าซโอโซนที่ได้ทำการสร้างขึ้นภายใต้ความถี่ค่าต่างๆ ของวงจรถออินเวอร์เตอร์ที่เป็นแหล่งจ่ายไฟฟ้า

1.3 สมมติฐานของการศึกษา

ในการออกแบบวงจรถออินเวอร์เตอร์เพื่อเป็นแหล่งจ่ายพลังงานไฟฟ้าให้กับเครื่องกำเนิดก๊าซโอโซนจำเป็นต้องทราบถึงค่าพารามิเตอร์ทางไฟฟ้าของแบบจำลองทางไฟฟ้าหรือวงจรถอสมมูลทางไฟฟ้าของชุดอิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้ในการผลิตก๊าซโอโซน เพื่อที่จะทำการออกแบบวงจรถออินเวอร์เตอร์ให้มีประสิทธิภาพที่ดีโดยสามารถใช้งานที่ความถี่สูงได้ [40-44] เนื่องจากความถี่มีผลต่อปริมาณก๊าซโอโซน การทดสอบเพื่อทำการวัดและคำนวณหาค่าแบบจำลองทางไฟฟ้าหรือวงจรถอสมมูลทางไฟฟ้าของชุดอิเล็กทรอนิกส์ที่เป็นส่วนที่ใช้ในการผลิตก๊าซโอโซนที่ความถี่สูงเป็นสิ่งที่มีความจำเป็นอย่างสูง ซึ่งแบบจำลองทางไฟฟ้าของชุดอิเล็กทรอนิกส์ที่มีการนำเสนอส่วนใหญ่จะเป็นที่ความถี่ไม่สูงมากนัก ซึ่งไม่สามารถนำมาใช้กับแหล่งจ่ายไฟฟ้าที่มีค่าความถี่สูงได้ เพราะว่าการพฤติกรรมของค่าแบบจำลองทางไฟฟ้าของชุดอิเล็กทรอนิกส์จะมีค่าเปลี่ยนแปลงไปที่ความถี่ที่มากกว่า 1 kHz [32, 40-44, 49, 50] ดังนั้นจึงได้มีการศึกษาทำการวัดและคำนวณหาค่าแบบจำลองทางไฟฟ้าหรือวงจรถอสมมูลทางไฟฟ้าของชุดอิเล็กทรอนิกส์ในกรณีความถี่สูง

เครื่องผลิตก๊าซโอโซนโดยทั่วไปต้องมีการนำหม้อแปลงไฟฟ้าแรงดันไฟฟ้าสูงมาใช้เพื่อทำหน้าที่เพิ่มระดับแรงดันไฟฟ้าให้สูงขึ้น(ในระดับกิโลโวลต์) เพื่อทำการจ่ายให้กับชุดอิเล็กทรอนิกส์ โดยปริมาณก๊าซโอโซนที่ผลิตได้จะมีค่าเพิ่มสูงขึ้นตามค่าแรงดันไฟฟ้าและค่าความถี่ที่จ่ายให้กับชุดอิเล็กทรอนิกส์ แต่ผลเนื่องจากค่าโวลเตจเรกูเลชัน (Voltage Regulation) ของหม้อแปลงไฟฟ้า

แรงดันไฟฟ้าสูงที่นำมาใช้งานที่ความถี่สูง ซึ่งทำให้ในขณะที่เพิ่มความถี่ของแรงดันไฟฟ้าด้านปฐมภูมิ (Primary Side) ของหม้อแปลงไฟฟ้าจะทำให้แรงดันไฟฟ้าด้านทุติยภูมิ (Secondary Side) ของหม้อแปลงไฟฟ้าหรือแรงดันไฟฟ้าที่ชดเชยเล็กทรอดลดลงตามค่าความถี่ที่สูงขึ้นไปด้วย ซึ่งจะทำให้ไม่สามารถทำการผลิตก๊าซโอโซนได้ ดังนั้นจึงต้องมีการแก้ไขในประเด็นนี้ เพื่อให้สามารถใช้งานหม้อแปลงไฟฟ้าแรงดันไฟฟ้าสูงที่ความถี่สูงได้

1.4 ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย

ในงานวิจัยเกี่ยวกับเครื่องผลิตก๊าซโอโซนส่วนใหญ่มุ่งเน้นไปที่การออกแบบวงจรคอนเวอร์เตอร์เพื่อเป็นแหล่งจ่ายพลังงานไฟฟ้าเพื่อใช้ในการผลิตก๊าซโอโซนและการออกแบบชุดอิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้ในการผลิตก๊าซโอโซนให้มีประสิทธิภาพที่ดีโดยใช้แรงดันไฟฟ้าสูงและความถี่สูง [11, 14, 18-32, 40-44, 51, 54] ซึ่งมีความจำเป็นต้องทราบค่าแบบจำลองทางไฟฟ้าหรือวงจรสมมูลทางไฟฟ้าของชุดอิเล็กทรอนิกส์ ดังนั้นการทดสอบเพื่อคำนวณหาค่าแบบจำลองทางไฟฟ้าหรือวงจรสมมูลทางไฟฟ้าของชุดอิเล็กทรอนิกส์ที่เป็นส่วนที่ใช้ในการผลิตก๊าซโอโซนที่ความถี่สูงจึงเป็นสิ่งที่มีความจำเป็นอย่างสูง จากแบบจำลองทางไฟฟ้าหรือวงจรสมมูลทางไฟฟ้าของชุดอิเล็กทรอนิกส์ที่มีการนำเสนอส่วนใหญ่เป็นที่ความถี่ไม่สูงมาก [45-48, 52] ดังนั้น การวัดและคำนวณหาค่าพารามิเตอร์ทางไฟฟ้าของแบบจำลองทางไฟฟ้าหรือวงจรสมมูลทางไฟฟ้าของชุดอิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้งานที่ความถี่สูงนั้น สามารถแทนด้วยวงจรสมมูลทางไฟฟ้าด้วยค่าตัวเก็บประจุต่อขนานกับค่าตัวต้านทาน ซึ่งความถี่สูงที่ทำการพิจารณาในงานวิจัยนี้ คือ ย่านความถี่เท่ากับ 45 kHz - 57.5 kHz โดยทำการทดสอบและคำนวณหาค่าแบบจำลองทางไฟฟ้าหรือวงจรสมมูลทางไฟฟ้าที่มีค่าพารามิเตอร์ทางไฟฟ้าที่ใช้วิธีการทดสอบโดยการหากราฟคุณลักษณะลิสซาจูส (Lissajous Characteristics) ของแรงดันไฟฟ้า-ประจุไฟฟ้าและแรงดันไฟฟ้า-กระแสไฟฟ้าจากวิธีการที่นำเสนอ [32, 44-53] แล้วทำการคำนวณหาค่าตัวเก็บประจุและค่าตัวต้านทานออกมาที่ช่วงความถี่เท่ากับ 45 kHz - 57.5 kHz เพื่อนำไปใช้ในการจำลองด้วยโปรแกรม MATLAB/Simulink แล้วนำมาทำการออกแบบวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้กับเครื่องผลิตก๊าซโอโซนต่อไป

ในงานวิจัยโดยทั่วไปนั้น แหล่งจ่ายพลังงานไฟฟ้าที่ใช้ในเครื่องผลิตก๊าซโอโซนส่วนใหญ่ต้องมีการนำหม้อแปลงไฟฟ้าแรงดันไฟฟ้าสูงความถี่สูงมาใช้ทำหน้าที่เพิ่มระดับแรงดันไฟฟ้าให้สูงขึ้น [13-39] เพื่อทำการจ่ายแรงดันไฟฟ้าสูงและความถี่สูงให้กับชุดอิเล็กทรอนิกส์เนื่องจากปริมาณก๊าซโอโซนที่ผลิตได้จะมีค่ามากหรือน้อยแปรเปลี่ยนตามค่าแรงดันไฟฟ้าและค่าความถี่ของแรงดันไฟฟ้าที่จ่ายให้กับชุดอิเล็กทรอนิกส์ด้วย แต่เนื่องจากการใช้งานที่ความถี่สูงมีผลต่อค่าโวลเตจเร็กกูเลชัน (Voltage Regulation) ของหม้อแปลงไฟฟ้าแรงดันไฟฟ้าสูงจึงทำให้ในขณะที่เพิ่มความถี่ของแรงดันไฟฟ้าด้านปฐมภูมิ (Primary Side) ของหม้อแปลงไฟฟ้าทำให้แรงดันไฟฟ้าด้านทุติยภูมิ (Secondary Side) ของหม้อแปลงไฟฟ้าหรือแรงดันไฟฟ้าที่ชุด

อิเล็กทรอนิกส์ที่ลดลงตามค่าความถี่ที่สูงขึ้น ดังนั้น จึงต้องมีการชดเชยหรือทำให้แรงดันไฟฟ้าที่ชุดอิเล็กทรอนิกส์ไม่ลดลง โดยการนำวงจรอินเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์พีดีบีเอ็มแบบเลื่อนเฟส (Phase Shift PWM Full Bridge Inverter) มาใช้เพื่อทำการชดเชยค่าแรงดันไฟฟ้าที่ชุดอิเล็กทรอนิกส์ให้มีค่าคงที่และไม่ให้ลดลงตามค่าความถี่ที่เพิ่มขึ้น เพื่อให้สามารถผลิตก๊าซไอโซนต่อไปได้

1.5 มีการนำเสนอหลักการใหม่อย่างไร

การนำเสนอหลักการใหม่ของงานวิจัยนี้ เน้นถึงการวัด ทดสอบ และคำนวณหาค่าแบบจำลองทางไฟฟ้าหรือวงจรสมมูลทางไฟฟ้าของชุดอิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้ในเครื่องผลิตก๊าซไอโซน โดยใช้วิธีการวัดหาค่าคุณลักษณะหรือลิสซาจัส (Lissajous Characteristics) ของแรงดันไฟฟ้า-ค่าประจุไฟฟ้าและแรงดันไฟฟ้า-กระแสไฟฟ้าแล้วนำมาทำการคำนวณโดยใช้หลักการของ [32, 44, 53] ซึ่งในงานวิจัยนี้ใช้ความถี่สูงในช่วง 45 kHz – 57.5 kHz ซึ่งค่าแบบจำลองทางไฟฟ้าหรือวงจรสมมูลทางไฟฟ้าของชุดอิเล็กทรอนิกส์ที่จะนำไปใช้เป็นข้อมูลในการจำลองด้วยโปรแกรม MATLAB/Simulink ต่อไป นอกจากนั้น ในงานวิจัยนี้ยังได้นำวงจรอินเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์พีดีบีเอ็มแบบเลื่อนเฟส (Phase Shift PWM Full Bridge Inverter) มาใช้เป็นแหล่งจ่ายพลังงานไฟฟ้าให้กับชุดอิเล็กทรอนิกส์ เพื่อทำการแก้ปัญหาผลกระทบของความถี่สูงที่มีต่อค่าโวลเตจเร็กกูเลชันของหม้อแปลงไฟฟ้าแรงดันไฟฟ้าสูงที่ใช้งานที่ความถี่สูง ซึ่งเมื่อทำการคงค่าแรงดันไฟฟ้าแล้วทำให้พบว่าค่าปริมาณของก๊าซไอโซนที่ผลิตได้มีค่ามากหรือน้อยตามค่าความถี่ที่เปลี่ยนแปลงไปอย่างแท้จริง

1.6 การเปรียบเทียบกับหลักการที่มีอยู่เดิม

การเปรียบเทียบกับหลักการที่มีอยู่เดิมนั้นจะทำการพิจารณาเปรียบเทียบเครื่องผลิตก๊าซไอโซนที่มีการทำงานวิจัยที่ผ่านมาและปัจจุบัน โดยพิจารณาออกมาเป็นประเด็นหลักได้ดังนี้

- เปรียบเทียบกรณีการวัดและคำนวณหาแบบจำลองทางไฟฟ้าของชุดอิเล็กทรอนิกส์ ซึ่งงานวิจัยที่ผ่านมาจะใช้ความถี่ไม่เกิน 20 kHz [13-39] อีกทั้งยังไม่มีมีการพิจารณาถึงผลของค่าความถี่ว่ามีผลอย่างไรต่อค่าแบบจำลองทางไฟฟ้าของชุดอิเล็กทรอนิกส์ แต่ในงานวิจัยนี้ได้ใช้งานความถี่สูงในช่วง 45 kHz – 57.5 kHz เพื่อทำการวัดและคำนวณหาค่าแบบจำลองทางไฟฟ้าของชุดอิเล็กทรอนิกส์ โดยทำการพิจารณาผลของค่าความถี่ต่อการเปลี่ยนแปลงของค่าแบบจำลองทางไฟฟ้าของชุดอิเล็กทรอนิกส์ ซึ่งในงานวิจัยนี้ได้ใช้ชุดอิเล็กทรอนิกส์สองชุดที่มีขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางที่แตกต่างกันในการทดสอบ
- เปรียบเทียบกรณีของการนำวงจรอินเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์พีดีบีเอ็มแบบเลื่อนเฟส มาประยุกต์ใช้ในเครื่องผลิตก๊าซไอโซนมีไม่มาก เนื่องจากส่วนใหญ่จะนำไปใช้

ประยุกต์ใช้กับงานให้ความร้อนแก่โลหะโดยใช้การเหนี่ยวนำ(Induction Heating) [55-62] แต่ในงานวิจัยนี้ได้ทำการนำวงจรอินเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์พีดับบลิวเอ็มแบบเลื่อนเฟสมาใช้ในเครื่องผลิตก๊าซไอโซน พร้อมทั้งได้ทำการวิเคราะห์การทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์พีดับบลิวเอ็มแบบเลื่อนเฟสโดยมีการพิจารณาผลของช่วงเวลาเดดไทม์ด้วย ซึ่งเป็นการพิจารณาการทำงานที่มีความละเอียดมากขึ้นกว่างานวิจัยที่ผ่านมา [18-30] รวมทั้งได้มีการนำหลักการการสวิตช์ที่สภาวะแรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์ (Zero Voltage Switch : ZVS) มาประยุกต์ใช้ด้วยเหมือนกับที่ประยุกต์ใช้ในงานวิจัยที่ผ่านมา

- งานวิจัยนี้ยังได้ทำการพิสูจน์อย่างชัดเจนว่าค่าความถี่มีผลต่อปริมาณก๊าซไอโซนจริง โดยทำการหาค่าแรงดันไฟฟ้าที่จ่ายให้กับชุดอิเล็กทรอนิกส์ ซึ่งงานวิจัยที่ผ่านมาไม่มีความชัดเจนในประเด็นนี้ [9, 10, 12-39]
- เนื่องจากผลของความถี่มีผลต่อปริมาณก๊าซไอโซนและเครื่องผลิตก๊าซไอโซนที่มีการวิจัยอยู่นั้นในการสร้างแรงดันไฟฟ้าสูงจะต้องใช้หม้อแปลงไฟฟ้าแรงดันไฟฟ้าสูง ซึ่งเมื่อนำมาใช้ร่วมกับความถี่สูง พบว่าเมื่อความถี่เพิ่มขึ้นจะทำให้แรงดันไฟฟ้าด้านทุติยภูมิหรือที่ชุดอิเล็กทรอนิกส์มีค่าลดลง ซึ่งในงานวิจัยที่ผ่านมา [9, 13-39] ไม่มีการพิจารณาในประเด็นนี้ ดังนั้น ในงานวิจัยจึงทำการพิจารณาในประเด็นนี้ โดยการนำวงจรอินเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์พีดับบลิวเอ็มแบบเลื่อนเฟสมาทำการชดเชยแรงดันไฟฟ้าที่ลดลงด้วยการปรับมุมเลื่อนเฟสของวงจรอินเวอร์เตอร์
- การปรับแรงดันไฟฟ้าด้านเอาต์พุตของหม้อแปลงไฟฟ้าแรงดันไฟฟ้าสูงในงานวิจัยที่ผ่านมา [18-31] ใช้วิธีการปรับแรงดันไฟฟ้าโดยการปรับค่าแรงดันไฟฟ้าในส่วนดีซีลิงค์หรือปรับค่าแรงดันไฟฟ้าดีซีที่จ่ายให้กับวงจรอินเวอร์เตอร์ แต่ในงานวิจัยนี้ได้ทำการปรับที่มุมเลื่อนเฟสของวงจรอินเวอร์เตอร์โดยที่ค่าแรงดันไฟฟ้าดีซีลิงค์มีค่าคงที่

1.7 ขอบเขตการวิจัย

จากวัตถุประสงค์และจุดมุ่งหมายในการทำงานวิจัย แบบจำลอง การวิเคราะห์ และการหาค่าพารามิเตอร์ทางไฟฟ้าของเครื่องผลิตก๊าซไอโซนในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ สามารถสรุปขอบเขตของการวิจัยได้ดังต่อไปนี้

- เริ่มต้นด้วยการออกแบบชุดอิเล็กทรอนิกส์แล้วทำการวัดหาค่าแบบจำลองทางไฟฟ้าหรือวงจรสมมูลทางไฟฟ้าของชุดอิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้ในเครื่องผลิตก๊าซไอโซน โดยใช้วิธีการวัดทางไฟฟ้าเพื่อให้ได้กราฟคุณลักษณะลิสซาจอสของแรงดันไฟฟ้า-กระแสไฟฟ้าและแรงดันไฟฟ้า-กระแสไฟฟ้าหลังจากนั้นนำค่าที่ได้มาทำการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่รวบรวมและจัดทำขึ้นโดยกรมส่งเสริมการค้าระหว่างประเทศ กระทรวงพาณิชย์ หากมีข้อผิดพลาดประการใด ขออภัยเป็นอย่างสูง และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คำนวณหาค่าแบบจำลองหรือวงจรสมมูลทางไฟฟ้าของชุดอิเล็กทรอนิกส์ทรานซิสเตอร์ซึ่งสามารถแทนด้วยตัวเก็บประจุต่อขนานกับตัวต้านทานในงานวิจัยนี้ทำการออกแบบและสร้างชุดอิเล็กทรอนิกส์ทรานซิสเตอร์จำนวน 2 ชุด ที่มีขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางต่างกัน โดยทำการทดสอบที่ค่าความถี่ในช่วง 45 kHz – 57.5 kHz เพื่อนำไปใช้เป็นข้อมูลในการจำลองด้วยโปรแกรม MATLAB/Simulink ต่อไป

- ทำการออกแบบและวิเคราะห์หาค่าพารามิเตอร์ทางไฟฟ้าของวงจรสมมูลทางไฟฟ้าของหม้อแปลงไฟฟ้าแรงดันไฟฟ้าสูงความถี่สูงที่ใช้เป็นส่วนในการเพิ่มแรงดันไฟฟ้าให้สูงขึ้นแล้วจ่ายให้กับชุดอิเล็กทรอนิกส์ทรานซิสเตอร์ทั้งสองชุดเพื่อทำการผลิตก๊าซไอโซน เพื่อนำไปใช้เป็นข้อมูลในการจำลองด้วยโปรแกรม MATLAB/Simulink ต่อไป
- ทำการวิเคราะห์หลักการทํางานในเชิงคณิตศาสตร์ของวงจรอินเวอร์เตอร์ฟูล บริดจ์พีดีบีบลิวเอ็มแบบเลื่อนเฟส (Phase Shift PWM Full Bridge Inverter) ซึ่งได้นำมาใช้เป็นแหล่งจ่ายพลังงานไฟฟ้าให้กับเครื่องผลิตก๊าซไอโซนเพื่อที่จะทำการชดเชยค่าแรงดันไฟฟ้าที่จ่ายให้กับชุดอิเล็กทรอนิกส์ทรานซิสเตอร์ เพราะผลกระทบของการใช้งานที่ความถี่สูงต่อค่าโวลเตจเร็กกูเลชันของหม้อแปลงไฟฟ้าแรงดันไฟฟ้าสูงทำให้แรงดันไฟฟ้าที่ชุดอิเล็กทรอนิกส์ทรานซิสเตอร์ลดลงเมื่อความถี่เพิ่มสูงขึ้น พร้อมทั้งยังได้ทำการจำลองการทํางานของเครื่องผลิตก๊าซไอโซน โดยใช้โปรแกรม MATLAB/Simulink เพื่อพิสูจน์ความถูกต้อง
- ทำการวัดปริมาณก๊าซไอโซนที่ผลิตได้เมื่อค่าความถี่ กำลังไฟฟ้า และมุมเลื่อนเฟสเปลี่ยนแปลงไป อีกทั้งทำการวัดค่าประสิทธิผล ค่าประสิทธิภาพของเครื่องกำเนิดก๊าซไอโซน ซึ่งใช้อากาศแห้ง (Dry Air) ไหลผ่านชุดอิเล็กทรอนิกส์ทรานซิสเตอร์ใช้มอเตอร์ปั๊มที่มีอัตราการไหล (Flow Rate) เท่ากับ 20 l/min เป็นตัวดูดอากาศแห้งเข้าไปยังชุดอิเล็กทรอนิกส์ทรานซิสเตอร์ รวมทั้งทำการวัดค่าสมรรถนะต่างๆของเครื่องผลิตก๊าซไอโซนที่ค่าความถี่ของวงจรอินเวอร์เตอร์ต่างๆ

1.8 ขั้นตอนของการศึกษา

ขั้นตอนการศึกษาเริ่มจากการศึกษาค้นคว้าหาข้อมูลของการทำงานวิจัยเครื่องกำเนิดก๊าซไอโซนที่ผ่านมา หลังจากนั้นทำการรวบรวมปัญหาและประเด็นต่างๆ ที่น่าสนใจของงานวิจัยนี้แล้วทำการเริ่มต้นทำการวิจัยโดยเริ่มพิจารณาจากการออกแบบ การวิเคราะห์ และคำนวณหาค่าพารามิเตอร์ทางไฟฟ้าหรือแบบจำลองของชุดอิเล็กทรอนิกส์ทรานซิสเตอร์แล้วทำการวัดและคำนวณหาค่าพารามิเตอร์ทางไฟฟ้าออกมา หลังจากนั้นทำการออกแบบและสร้างหม้อแปลงไฟฟ้าแรงดันไฟฟ้าสูงที่ใช้งานที่ความถี่สูง พร้อมทั้งทำการหาค่าพารามิเตอร์ทางไฟฟ้าของวงจรสมมูลทาง

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ไฟฟ้าออกมาด้วย รวมทั้งทำการออกแบบและวิเคราะห์การทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์พีคบัลลิวเอ็มแบบเลื่อนเฟส เพื่อมาประยุกต์ใช้กับเครื่องกำเนิดก๊าซโอโซน สูดท้ายทำการวัดผลการทดสอบและวัดสมรรถนะของเครื่องกำเนิดก๊าซโอโซนที่สร้างขึ้น โดยรายละเอียดของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้แบ่งเนื้อหาออกเป็น 7 บทดังนี้ คือ

บทที่ 1 กล่าวถึงความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา สมมุติฐานการศึกษา ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย ขอบเขตการวิจัยและขั้นตอนการศึกษา รวมถึงการนำเสนอหลักการใหม่เทียบกับหลักการที่มีอยู่เดิม

บทที่ 2 กล่าวถึงระบบของเครื่องกำเนิดก๊าซโอโซนที่นำเสนอในงานวิจัย รวมทั้งคุณสมบัติต่างๆ ของก๊าซโอโซน และวิธีการผลิตก๊าซโอโซนที่มีใช้กันอยู่และที่ใช้ในงานวิจัยนี้

บทที่ 3 กล่าวถึงการวัดและคำนวณหาค่าแบบจำลองทางไฟฟ้าหรือค่าพารามิเตอร์ทางไฟฟ้าของชุดอิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้กับเครื่องกำเนิดก๊าซโอโซนในงานวิจัย โดยได้ทำการออกแบบและสร้างชุดอิเล็กทรอนิกส์จำนวน 2 ชุด เพื่อทำการพิจารณาผลของค่าความถี่ว่ามีผลต่อค่าแบบจำลองทางไฟฟ้าหรือค่าพารามิเตอร์ทางไฟฟ้าของชุดอิเล็กทรอนิกส์อย่างไร

บทที่ 4 กล่าวถึงการวิเคราะห์และออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้าแรงดันไฟฟ้าสูงความถี่สูงที่ใช้ในเครื่องกำเนิดก๊าซโอโซนในงานวิจัย พร้อมทั้งทำการหาค่าพารามิเตอร์ทางไฟฟ้าของวงจรมวลทางไฟฟ้าของหม้อแปลงไฟฟ้านี้ด้วย อีกทั้งทำการจำลองและทดสอบการทำงานของหม้อแปลงไฟฟ้าที่ได้ทำการออกแบบด้วย

บทที่ 5 กล่าวถึงการวิเคราะห์การทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์พีคบัลลิวเอ็มแบบเลื่อนเฟส เพื่อใช้กับเครื่องกำเนิดก๊าซโอโซน โดยทำการแบ่งโหมคการทำงานออกเป็น 10 โหมคการทำงาน รวมทั้งทำการวิเคราะห์การทำงานในเชิงคณิตศาสตร์และทำการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม MATLAB/Simulink เพื่อพิสูจน์ความถูกต้องของสมการที่ได้จากการคำนวณออกมา

บทที่ 6 กล่าวถึงผลของการทดสอบสมรรถนะของเครื่องกำเนิดก๊าซโอโซนที่สร้างขึ้น โดยทำการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม MATLAB/Simulink และทดสอบจริงเปรียบเทียบกัน ซึ่งผลที่ได้สอดคล้องกัน รวมทั้งทำการวัดผลปริมาณก๊าซโอโซนที่ผลิตได้โดยเทียบกับความถี่กำลังไฟฟ้า และมุมเลื่อนเฟส เป็นต้น อีกทั้งทำการวัดค่าสมรรถนะต่างๆ ของวงจรอินเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์พีคบัลลิวเอ็มแบบเลื่อนเฟสที่นำมาประยุกต์ใช้กับเครื่องกำเนิดก๊าซโอโซนนี้

บทที่ 7 เป็นการสรุปผลของงานวิจัยและข้อเสนอแนะต่างๆ

สำหรับภาคผนวกจะเป็นส่วนประกอบต่างๆของเครื่องกำเนิดก๊าซโอโซนต้นแบบที่ออกแบบและสร้างขึ้น และส่วนของผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวิทยานิพนธ์ที่ได้รับการตีพิมพ์ในระหว่างการศึกษา

บทที่ 2

ระบบของเครื่องกำเนิดก๊าซโอโซนที่นำเสนอ

2.1 บทนำ

ก๊าซโอโซนเป็นก๊าซธรรมชาติรูปแบบหนึ่งของออกซิเจนที่ไม่เสถียร แต่มีพลังงานในการทำปฏิกิริยาออกซิเดชันสูง โดยเมื่อทำปฏิกิริยาแล้วจะไม่เหลือสารพิษตกค้างใดๆ นอกจากก๊าซออกซิเจน จึงมีการนำก๊าซโอโซนไปใช้งานอย่างแพร่หลายทั้งในครัวเรือน สำนักงาน จนถึงโรงงานอุตสาหกรรม ก๊าซโอโซนบริสุทธิ์จะมีสีน้ำเงินแก่ มีกลิ่นคล้ายคลอรีนจางๆ ถ้าดมเข้าไปมากๆ จะปวดศีรษะ ก๊าซโอโซนละลายน้ำได้มากกว่าก๊าซออกซิเจน เมื่ออยู่ในสภาวะที่เป็นก๊าซบริสุทธิ์จะเสถียรสภาพดีพอสมควรแต่ถ้ามีสารอินทรีย์ปนอยู่ในน้ำแล้ว ก๊าซโอโซนจะสลายตัวเป็นก๊าซออกซิเจนได้ง่าย ถ้าผสมอยู่กับอากาศจะค่อยๆ กลายเป็นก๊าซออกซิเจน ถ้าอุณหภูมิถึง 300 องศาเซลเซียส จะสลายตัวอย่างรวดเร็ว

ก๊าซโอโซน คือ อะตอมของออกซิเจน 3 อะตอมรวมกันเป็น 1 โมเลกุลของโอโซน (O_3) ตามปกติออกซิเจนจะประกอบกันในลักษณะ 2 อะตอม เป็น 1 โมเลกุลออกซิเจน (O_2) ซึ่งมีคุณสมบัติต่างกันมากคือ O_2 จะสามารถคงสภาพอยู่ได้หลายสภาวะ หรือ กล่าวได้ว่ามีความเสถียรนั่นเอง แต่ก๊าซโอโซนจะไม่คงตัวหรือไม่เสถียร เนื่องจากปัจจัยต่างๆ เช่น อุณหภูมิ ความร้อน ความดันและการสัมผัสกับสารที่มีพลังงานต่ำกว่าจะเกิดปฏิกิริยาออกซิเดชัน (Oxidation) อย่างรวดเร็ว ซึ่ง O_3 มีปฏิกิริยาสูงถึง 2.07 V (Oxidation Potential) ถ้าปราศจากความรู้ความเข้าใจการนำไปใช้งานจะเป็นอันตรายมาก ดังนั้น IOA (International Ozone Association) จึงระบุระดับความเป็นพิษของโอโซนและผลที่เกิดขึ้นไว้ดังตารางที่ 2.1 [1, 77, 78]

คุณสมบัติของก๊าซโอโซน

- เป็นก๊าซที่เกิดจากก๊าซออกซิเจนที่ถูกกระตุ้นด้วยกระแสไฟฟ้าแรงดันไฟฟ้าสูง(High Voltage) หรือรังสีอัลตราไวโอเล็ต
- เป็นก๊าซที่มีกลิ่นฉุน
- พบมากที่ชั้นบรรยากาศสตราโตสเฟียร์
- มีค่าศักย์ออกซิเดชัน(Oxidation Potential) สูงถึง 2.07 V แต่คลอรีนมีค่าศักย์ออกซิเดชันเพียง 1.36 V
- การละลายน้ำของก๊าซโอโซนเกิดได้ที่อุณหภูมิต่ำ
- สามารถคงตัวได้นานที่ค่า pH ต่ำ
- สามารถฆ่าไวรัส, แบคทีเรียได้
- สามารถทำการออกซิไดซ์กับสารอื่น ได้เป็นอย่างดี

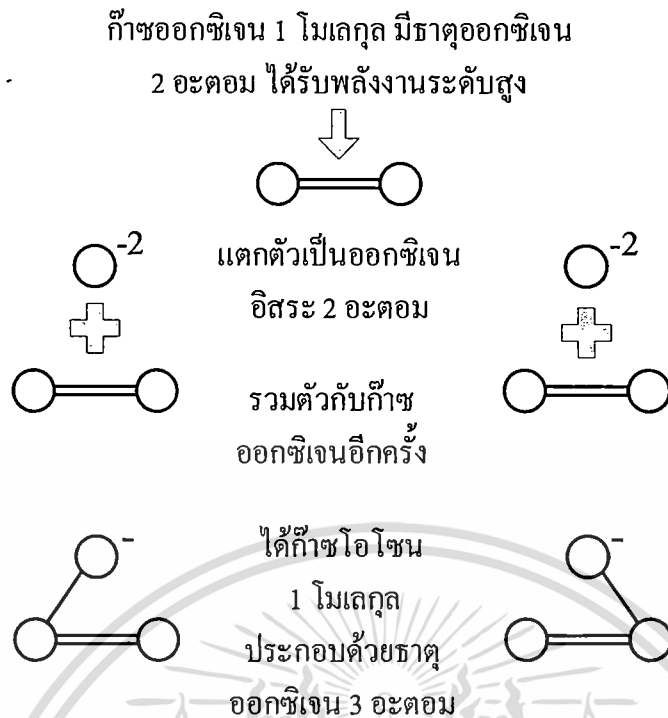
- มีมวลโมเลกุล 48.00 g/mol ความสามารถในการละลายน้ำที่ความดัน 1 บรรยากาศ 25° C คือ 6 mg/l จุดเดือด คือ 111.9° C จุดหลอมเหลว คือ -192.5° C

ตารางที่ 2.1 ระดับปริมาณก๊าซโอโซนและผลที่เกิดขึ้น (ข้อมูลจาก IOA) [1, 78-79]

ระดับปริมาณโอโซน (ppm : part per million)	ผลกระทบ
0.001 - 0.125	ระดับที่พบในชั้นบรรยากาศ ค่านี้แปรผันตามตำแหน่งและสภาพบรรยากาศแวดล้อม
0.05	ระดับสูงสุดที่ผลิตจาก Electronic air cleaner และอุปกรณ์ในบ้าน
0.1	ระดับสูงสุดที่ยอมรับได้ในบรรยากาศ บริเวณอุตสาหกรรม และที่สาธารณะ
0.25	เริ่มปรากฏต่อสิ่งมีชีวิตที่สัมผัสโดยตรง ในพืชเกิดจุดดำ สีซีด มีใบตาย ในสัตว์เกิดการระคายเคืองต่อทางเดินหายใจ
0.5	เริ่มมีอาการปวดศีรษะ ปอดถูกทำลาย ติดเชื้อทางเดินหายใจ
1.00 - 2.00	ในการทดสอบ การสูดดมเป็นเวลา 2 ชั่วโมงเกิดอาการป่วย คือ ปวดศีรษะ ปวดหน้ากรุนแรง และทางเดินหายใจแห้งผาก
1.4 - 5.6	การทดสอบกับต้นถั่วพบว่าใน 70 วินาที ใบถั่วเกิดอาการป่วยรุนแรง
ตั้งแต่ 25 ppm ขึ้นไป	เป็นอันตรายเฉียบพลันต่อสิ่งมีชีวิต ในการทดสอบกับสัตว์พบอาการป่วยซึ่งน่าจะเป็นขั้นสุดท้าย

2.2 กระบวนการกำเนิดก๊าซโอโซน

ก๊าซโอโซนเป็นก๊าซที่ประกอบด้วยออกซิเจน 3 อะตอมจับตัวกันอยู่ในสถานะไม่เสถียรสามารถสลายตัวได้ง่ายขึ้นอยู่กับเงื่อนไขของสภาพแวดล้อมและความหนาแน่นของปริมาณก๊าซที่ผลิตได้ ขั้นตอนการเกิดก๊าซโอโซน ประกอบด้วย กระบวนการสร้างอะตอมอิสระของออกซิเจน (Free Radical) คือ O จากโมเลกุลก๊าซออกซิเจน (O_2) ในอากาศ หลังจากนั้นอะตอมอิสระจะรวมตัวเข้ากับโมเลกุลของก๊าซออกซิเจนเกิดเป็นก๊าซโอโซน (O_3) สามารถแสดงกระบวนการได้ ดังรูปที่ 2.1



รูปที่ 2.1 ขั้นตอนการเกิดก๊าซไอโซน

ขบวนการผลิตก๊าซไอโซนสามารถแบ่งออกได้ 3 วิธี คือ

2.2.1 วิธีการฉายรังสีอัลตราไวโอเล็ต (Ultraviolet Irradiation : UV)

เป็นการฉายรังสียูวีที่ได้จากหลอดยูวี ที่บรรจุด้วยไอปรอทที่มีความยาวคลื่น 190-250 นาโนเมตร วิธีนี้สามารถผลิตก๊าซไอโซนได้ค่อนข้างต่ำ คือ มีความเข้มข้น 0.1-20 มิลลิกรัมต่อชั่วโมง มีลักษณะกระบวนการในการเกิดก๊าซไอโซนดังรูปที่ 2.2

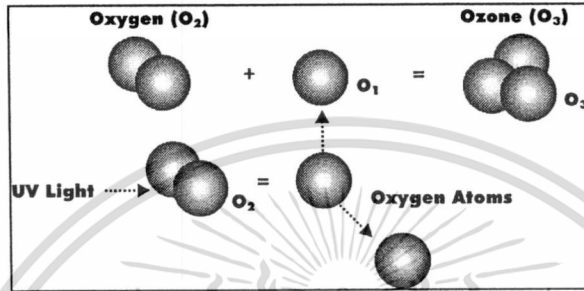
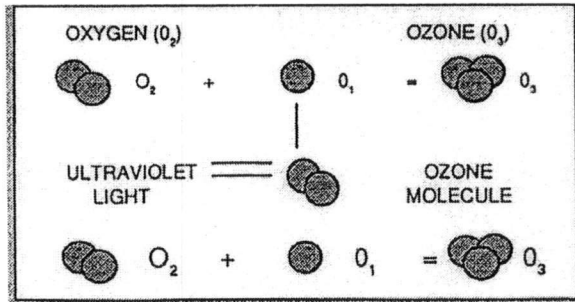
2.2.2 วิธีโคโรนาดิสชาร์จ (Corona discharge method)

เป็นการฉายด้วยลำแสงอิเล็กตรอนที่มีความต่างศักย์สูง (5,000-20,000 โวลต์) ซึ่งเหมือนกับการจ่ายสนามไฟฟ้าลงบนก๊าซออกซิเจนซึ่งผ่านเข้าไปในช่องว่างระหว่างแท่งอิเล็กโทรด 2 แท่ง ที่มีกระแสไฟฟ้าไหลผ่านสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.3 และ 2.4 ซึ่งวิธีนี้เป็นวิธีที่นิยมใช้กันแพร่หลายมากที่สุด และสามารถผลิตก๊าซไอโซนได้ตั้งแต่ 2.5 มิลลิกรัม ถึง 200 กรัมต่อชั่วโมง

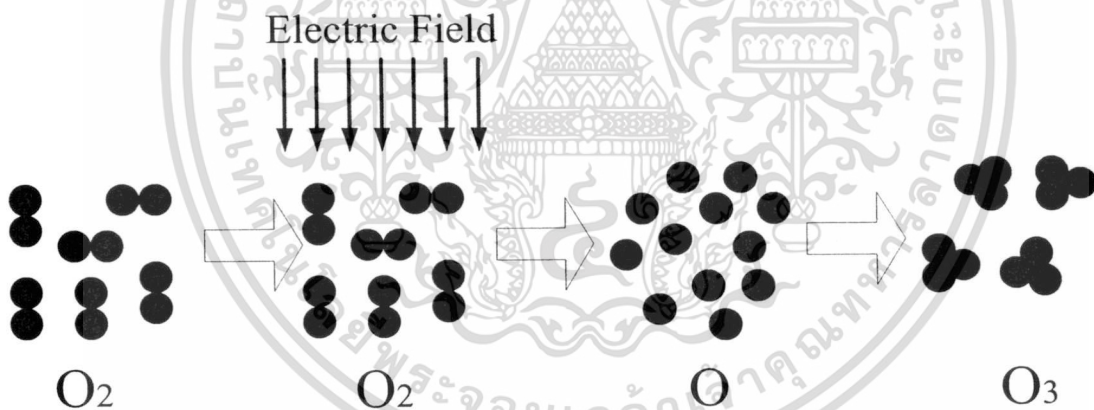
2.2.3 วิธีการฉายด้วยรังสีพลาสมา (Clod plasma method)

เป็นการฉายด้วยรังสีพลาสมาที่ได้จากแท่งแก้ว 2 แท่ง ที่บรรจุด้วยก๊าซอาร์กอนและมีกระแสไฟฟ้าแรงดันไฟฟ้าสูงไหลผ่าน ทำให้เกิดสนามพลาสมาที่มีพลังงานสูง ซึ่งใช้ในขบวนการอุตสาหกรรมที่ต้องการปริมาณก๊าซไอโซนสูง วิธีนี้ให้ผลผลิตก๊าซไอโซนได้มากกว่า 1 กิโลกรัมต่อชั่วโมง

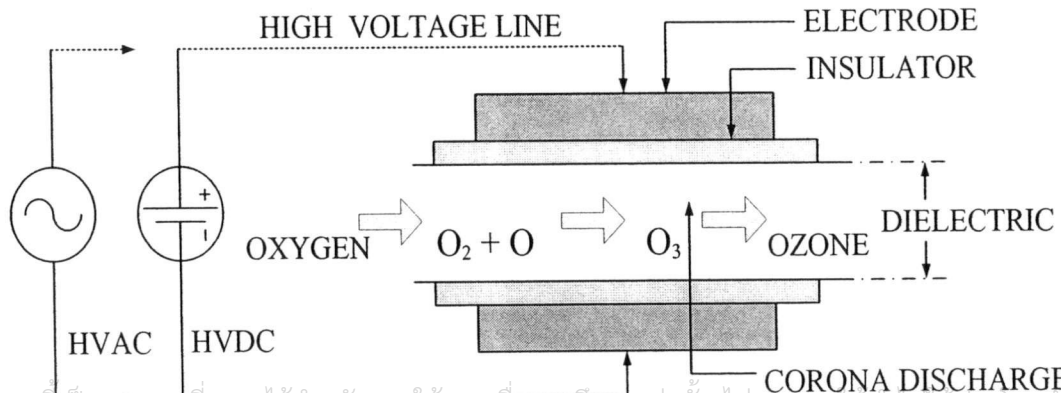
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.2 กระบวนการเกิดก๊าซโอโซนจากการได้รับรังสีอัลตราไวโอเล็ต



รูปที่ 2.3 กระบวนการเกิดก๊าซโอโซนจากการใช้สนามไฟฟ้า

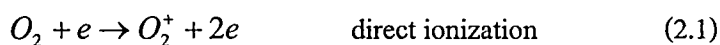


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

รูปที่ 2.4 โครงสร้างของการผลิตก๊าซโอโซนด้วยวิธีโคโรนาดิสชาร์จ

จากรูปที่ 2.4 เป็นโครงสร้างของการผลิตก๊าซโอโซนแบบพื้นฐานที่ใช้แรงดันไฟฟ้าจะถูกป้อนให้ชุดอิเล็กโทรดทั้งสองขั้วที่มีไดอิเล็กทริก (Dielectric) และช่องว่างอากาศชั้นระหว่างอิเล็กโทรดทั้งสองอยู่ อากาศจะถูกดูดผ่านช่องว่างอากาศนี้และจะเกิดการแตกตัวของอากาศเนื่องจากเกิดความเครียดสนามไฟฟ้าสูงจนอิเล็กโทรดปล่อยอิเล็กตรอนออกมา ก๊าซออกซิเจนในอากาศจะถูกเปลี่ยนเป็นก๊าซโอโซนตามขั้นตอนดังนี้ [1-4, 77, 78]

1. Oxygen free radicals are generated by ionic process :



2. Ozone is generated by free radical reaction :



โดยที่ $M = O_2$ or N_2

แรงดันไฟฟ้ามีความสำคัญในการกำเนิดก๊าซโอโซน ที่มีความสัมพันธ์กับระยะห่างระหว่างขั้วของอิเล็กโทรดและความดันของช่องว่างอากาศ สามารถแสดงได้ดังสมการ

$$V = k_1 pg \quad (2.6)$$

เมื่อ V คือ แรงดันไฟฟ้า

p คือ ความดันที่ช่องว่างอากาศ

g คือ ระยะช่องว่างอากาศหรือแถบ

k_1 คือ ค่าคงที่

ในทำนองเดียวกัน ความสามารถในการกำเนิดก๊าซโอโซนจะเป็นสัดส่วนโดยตรงกับความถี่ ค่าคงที่ไดอิเล็กทริกและแรงดันไฟฟ้ากำลังสองและแปรผกผันกับความหนาของไดอิเล็กทริกสามารถแสดงได้ดังสมการที่ 2.7 [1-3, 77, 78]

$$Yield = \frac{k_2 (feV^2)}{d} \quad (2.7)$$

เมื่อ f คือ ความถี่ไฟฟ้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นเพื่อการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

e คือ ค่าคงที่ไดอิเล็กทริก

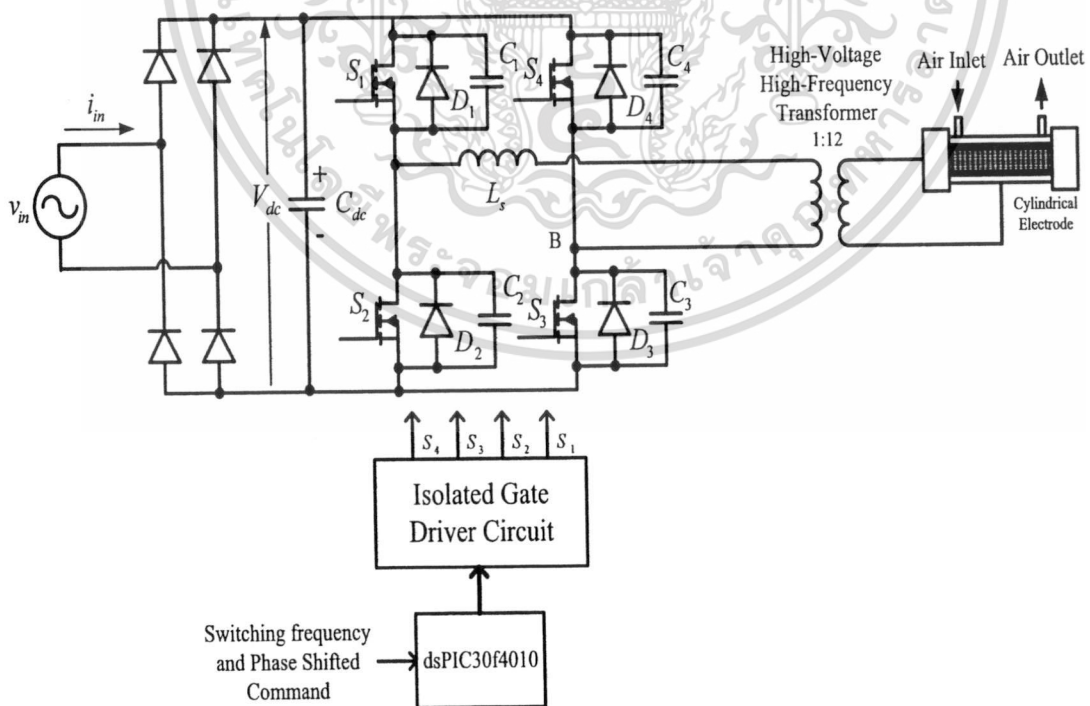
d คือ ความหนาของไดอิเล็กทริก

k_2 คือ ค่าคงที่

จากสมการที่ 2.7 พบว่าปัญหาในการออกแบบเครื่องกำเนิดก๊าซโอโซน คือ ต้องพยายามทำให้ไดอิเล็กทริกบางที่สุดเท่าที่จะทำได้และสามารถทนแรงดันไฟฟ้าเบรกดาวน์ได้สูง ขณะเดียวกันเพื่อให้ก๊าซโอโซนมีปริมาณมากๆ ต้องเพิ่มแรงดันไฟฟ้าให้สูงขึ้นด้วย เพราะแรงดันไฟฟ้าที่สูงจะทำให้ปริมาณก๊าซโอโซนสูง ($O_3 \propto V^2$) แต่ในอีกทางหนึ่งขณะที่แรงดันไฟฟ้าสูงขึ้น ถูกนำมาใช้ สารไดอิเล็กทริกก็จะเสียหายได้ง่ายขึ้น ในปัจจุบันมีวิธีที่นิยมในการเพิ่มปริมาณก๊าซโอโซนที่ต้องการ โดยการเพิ่มความถี่ของกระแสไฟฟ้าที่จ่ายให้กับชุดอิเล็กโทรดแทน นอกจากนี้ในการเพิ่มประสิทธิภาพของการผลิตก๊าซโอโซนก็ยังมีการพัฒนาคุณภาพไดอิเล็กทริกให้ดียิ่งขึ้นด้วย

2.3 ระบบของเครื่องกำเนิดก๊าซโอโซนที่นำเสนอ

โครงสร้างของระบบของเครื่องกำเนิดก๊าซโอโซนที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้ สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.5 ซึ่งมีรายละเอียดในแต่ละส่วนดังต่อไปนี้



รูปที่ 2.5 ระบบเครื่องกำเนิดก๊าซโอโซนที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3.1 วงจรฟูลบริดจ์เรกติไฟร์ (Full bridge rectifier)

วงจรส่วนนี้เป็นส่วนสร้างแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงให้แก่วงจรอินเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์พีดีบีเอ็มแบบเลื่อนเฟส (Phase-shifted PWM Full-bridge Inverter) โดยได้รับแรงดันไฟฟ้า 220 Vac, 50 Hz จากแหล่งจ่ายไฟ 1-เฟส จากการไฟฟ้าแล้วมาผ่านวงจรบริดจ์เรกติไฟร์ที่ใช้ไดโอด 4 ตัว มาต่อกันลักษณะฟูลบริดจ์ ซึ่งทำหน้าที่แปลงไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรงขนาด 310 Vdc โดยมีตัวเก็บประจุขนาด 3300 μ F ต่อขนานกับวงจรบริดจ์ไดโอดเพื่อทำการกรองริปเปิลของแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง

2.3.2 วงจรอินเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์พีดีบีเอ็มแบบเลื่อนเฟส

(Phase-shifted PWM Full-bridge Inverter)

วงจรส่วนนี้จะประกอบด้วย มอสเฟตกำลัง (Power MOSFET) เบอร์ IRFP460 ซึ่งจะมีฟรีวีลิ่งไดโอด (Free wheeling diode) อยู่ในตัวมอสเฟตกำลังแล้ว จำนวน 4 ตัว ทำหน้าที่เป็นอุปกรณ์สวิตช์มาต่อกันในลักษณะของวงจรฟูลบริดจ์ วงจรส่วนนี้จะทำหน้าที่แปลงไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสสลับที่มีความถี่สูง โดยสัญญาณควบคุมการทำงานของมอสเฟตสวิตช์จะใช้สัญญาณพีดีบีเอ็มแบบเลื่อนเฟสได้ ซึ่งถูกสร้างขึ้นด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล dsPIC เบอร์ dsPIC30F4010 โดยที่ค่ามุมเลื่อนเฟสของสัญญาณ พีดีบีเอ็มสามารถปรับเลื่อนเฟสได้ตั้งแต่ 0 – 180 องศา นอกจากนั้นวงจรอินเวอร์เตอร์นี้ยังทำงานภายใต้สภาวะการสวิตช์ที่แรงดันไฟฟ้าศูนย์ (Zero Voltage Switching : ZVS) ด้วย เพื่อเป็นการลดค่าความสูญเสียจากการสวิตช์ของสวิตช์หลักที่ใช้ในวงจรนี้ ซึ่งมีรายละเอียดการวิเคราะห์การทำงานของวงจรในส่วนนี้มีเนื้อหาแสดงในบทที่ 5

2.3.3 หม้อแปลงไฟฟ้าแรงดันไฟฟ้าสูงความถี่สูง

(High voltage high frequency transformer)

หม้อแปลงไฟฟ้าแรงดันไฟฟ้าสูงความถี่สูงใช้แกนหม้อแปลงไฟฟ้าเป็นแกนเฟอร์ไรต์ เบอร์ EE-80 เนื่องจากใช้งานที่ความถี่สูง คือ ในช่วง 40 kHz-57.5 kHz และหม้อแปลงไฟฟ้านี้ทำหน้าที่เพิ่มแรงดันไฟฟ้าเป็น 3.00 kVpeak และ 3.44 kV โดยมีอัตราส่วนของหม้อแปลงไฟฟ้า (Turn ratio) เท่ากับ 1:12 ซึ่งมีรายละเอียดการออกแบบและการหาค่าพารามิเตอร์ทางไฟฟ้าของวงจรสมมูลทางไฟฟ้าของหม้อแปลงไฟฟ้านี้มีรายละเอียดดังแสดงได้ในบทที่ 4

2.3.4 ตัวเหนี่ยวนำเรโซแนนท์ (Resonant Inductor)

ตัวเหนี่ยวนำเรโซแนนท์ถูกนำมาใช้เพื่อทำการลดค่าความถี่เรโซแนนท์ให้อยู่ในช่วงที่เหมาะสม โดยมีรายละเอียดต่างๆ ดังแสดงได้ในบทที่ 5

2.3.5 ชุดอิเล็กโทรดที่ใช้ในการผลิตก๊าซโอโซน (Ozone generating electrode tube)

ชุดอิเล็กโทรด เป็นส่วนที่เกิดการดีสชาร์จเพื่อให้เกิดการแตกตัวของก๊าซออกซิเจน กลายเป็นก๊าซโอโซน ซึ่งส่วนนี้จะถูกออกแบบเพื่อให้เกิดสนามไฟฟ้าไม่สม่ำเสมอสูง (Highly non-uniform field) เกิดขึ้น จึงได้ทำการออกแบบชุดอิเล็กโทรดให้มีลักษณะเป็นทรงกระบอก ซ้อนแกนร่วม (Cylindrical) จำนวน 2 ชั้น โดยทรงกระบอกชั้นในเป็นหลอดแก้วชนิดโบโรซิลิเกต (Borosilicate) ส่วนทรงกระบอกชั้นนอกเป็นท่อสแตนเลส (Stainless Tube) โดยขนาดของทั้งหลอดแก้วและท่อสแตนเลสจะทำการพิจารณาเลือกใช้ขนาดตามที่มีการผลิตจำหน่าย และใช้อยู่ในงานอุตสาหกรรม ซึ่งมีรายละเอียดการออกแบบ แบบจำลอง และการหาค่าพารามิเตอร์ทางไฟฟ้าของชุดอิเล็กโทรดนี้แสดงได้ในบทที่ 3

เครื่องกำเนิดก๊าซโอโซนที่ได้ทำการสร้างขึ้นเป็นเครื่องต้นแบบที่ใช้ในวิทยานิพนธ์นี้ ซึ่งมีรายละเอียดและพิกัดต่างๆ ของเครื่องกำเนิดก๊าซโอโซนนี้แสดงได้ดังตารางที่ 2.1

ตารางที่ 2.2 พิกัดต่างๆของเครื่องกำเนิดก๊าซโอโซนที่นำเสนอ

AC input source	1-phase, 50 Hz, 220 V
Output Power Range	8.6-40.4 W
Inverter Frequency Range	45-60 kHz
Output Peak Voltage range	Constant 3.44 kVpeak for Electrode set I and 3.00 kVpeak for Electrode set II
Output Peak Current Range	32 mA - 190 mA
Series Compensated Inductance (Ls)	0.45 mH
Snubber Capacitance	4.7 nF
Transformer Ratio	1:12

2.4 สรุป

ในหัวข้อนี้ได้ทำการกล่าวถึงคุณลักษณะและคุณสมบัติของก๊าซโอโซนโดยทั่วไป รวมทั้งทำการอธิบายถึงกระบวนการกำเนิดก๊าซโอโซนในรูปแบบต่างๆ คือ วิธีการฉายรังสีอัลตราไวโอเล็ต(Ultraviolet Irradiation : UV) วิธีโคโรนาดีสชาร์จ(Corona discharge method) และวิธีการฉายด้วยรังสีพลาสมา(Clod plasma method) โดยวิธีที่มีการนิยมใช้และมีงานวิจัยแพร่หลายกันมากที่สุด คือ วิธีโคโรนาดีสชาร์จ ซึ่งเป็นวิธีที่นำเสนอในงานวิจัยนี้ โดยมีโครงสร้างของงานวิจัยดังได้กล่าวในข้างต้นแล้ว ส่วนรายละเอียดในแต่ละส่วนของงานวิจัยจะได้ทำการอธิบายในบทต่อไปนี้

บทที่ 3

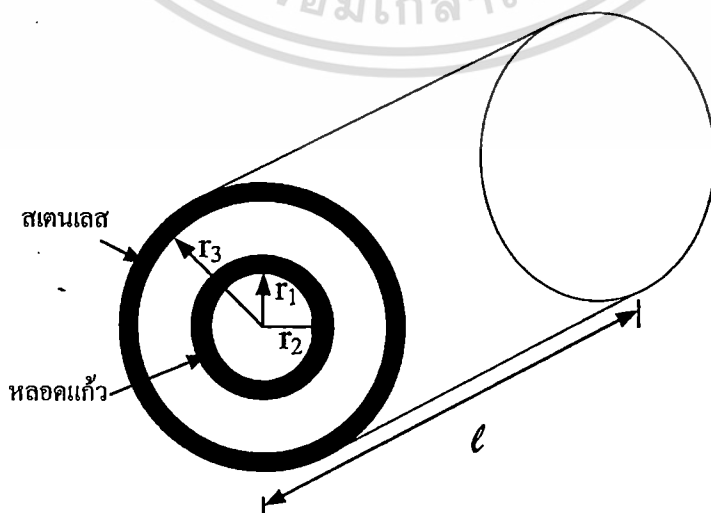
แบบจำลองและการหาค่าพารามิเตอร์ทางไฟฟ้า ของชุดอิเล็กโทรดที่ใช้ในเครื่องผลิตก๊าซไอโซน

3.1 บทนำ

ในบทนี้กล่าวถึงกระบวนการในการออกแบบและสร้างชุดอิเล็กโทรดที่เป็นส่วนสำคัญที่ใช้ในการผลิตก๊าซไอโซน ซึ่งชุดอิเล็กโทรดนี้จะเป็นส่วนที่เกิดการดิสชาร์จขึ้นภายในแล้วผลิตเป็นก๊าซไอโซนขึ้นมา โดยในที่นี้จะทำการออกแบบชุดอิเล็กโทรด 2 ชุด ซึ่งมีขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางต่างกัน รวมทั้งทำการวัดและคำนวณหาแบบจำลองทางไฟฟ้าหรือวงจรสมมูลทางไฟฟ้าของชุดอิเล็กโทรดและทำการทดสอบเพื่อหาค่าพารามิเตอร์ทางไฟฟ้าของแบบจำลองทางไฟฟ้าหรือวงจรสมมูลทางไฟฟ้าของชุดอิเล็กโทรดทั้งสอง เพื่อใช้ในการออกแบบแหล่งจ่ายพลังงานไฟฟ้าที่ทำการจ่ายพลังงานไฟฟ้าให้กับชุดอิเล็กโทรดต่อไป

3.2 การออกแบบชุดอิเล็กโทรดแบบทรงกระบอกซ้อนกันแนวนอนที่นำเสนอ

ชุดอิเล็กโทรดเป็นส่วนที่ทำหน้าที่ในการผลิตก๊าซไอโซน โดยภายในชุดอิเล็กโทรดจะถูกออกแบบสำหรับให้เกิดสนามไฟฟ้าแบบไม่สม่ำเสมอสูง (Highly non-uniform field) เพื่อทำให้เกิดการดิสชาร์จของก๊าซออกซิเจนเกิดขึ้นแล้วจับตัวกันกลายเป็นก๊าซไอโซนออกมา ซึ่งลักษณะโครงสร้างของชุดอิเล็กโทรดสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.1 และ 3.2 โดยลักษณะของชุดอิเล็กโทรดทั้งสองมีการออกแบบดังนี้ [6, 76-78]



รูปที่ 3.1 ชุดอิเล็กโทรดที่ I และ II ที่มีลักษณะเป็นทรงกระบอกซ้อนกันแนวนอนที่ใช้ในงานวิจัย

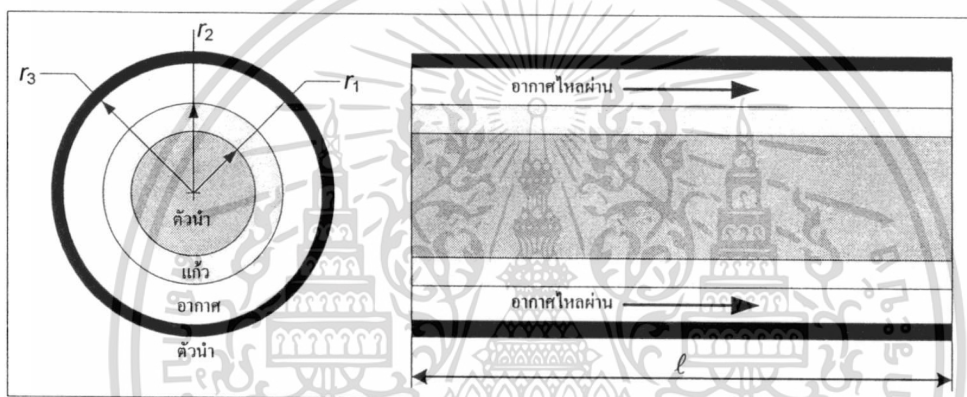
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการใช้งานภายในเท่านั้น เมื่อผู้ใดเห็นประโยชน์ในการนำเอกสารนี้ไปใช้

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

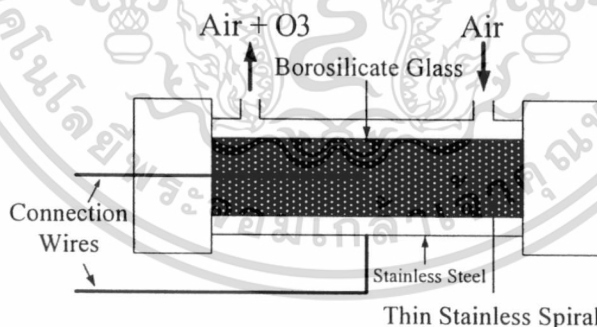
3.2.1 การออกแบบและสร้างชุดอิเล็กทรอนิกส์โทรดที่ I [6, 76, 77, 78]

ชุดอิเล็กทรอนิกส์โทรดชุดที่ I มีลักษณะโครงสร้างที่ประกอบด้วย คือ โครงสร้างภายในเป็นหลอดแก้วชนิดโบโรซิลิเกต (Borosilicate glass) ขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางเท่ากับ 2.25 cm., ความหนาเท่ากับ 0.1 cm. และความยาวเท่ากับ 30 cm. โดยหลอดแก้วจะซ้อนเข้าไปในท่อสแตนเลส ขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางเท่ากับ 2.45 cm. ความหนาเท่ากับ 0.1 cm. และความยาวเท่ากับ 30 cm. ส่วนตัวนำด้านในของชุดอิเล็กทรอนิกส์โทรดใช้เป็นฝอยสแตนเลส (Thin Stainless Spiral) ใต้อยู่ภายในหลอดแก้ว ซึ่งมีความยาวเท่ากับ 22 cm. ลักษณะรูปทรงของชุดอิเล็กทรอนิกส์โทรดจะมีลักษณะเป็นทรงกระบอกซ้อนกันที่มีขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางไม่เท่ากัน โดยการนำทรงกระบอกจนวนในที่นี้ คือ หลอดแก้วที่มีขนาดเล็กกว่าซ้อนเข้าไปข้างใน โดยใช้แกนกลางร่วมกันแสดงดังรูปที่

3.2



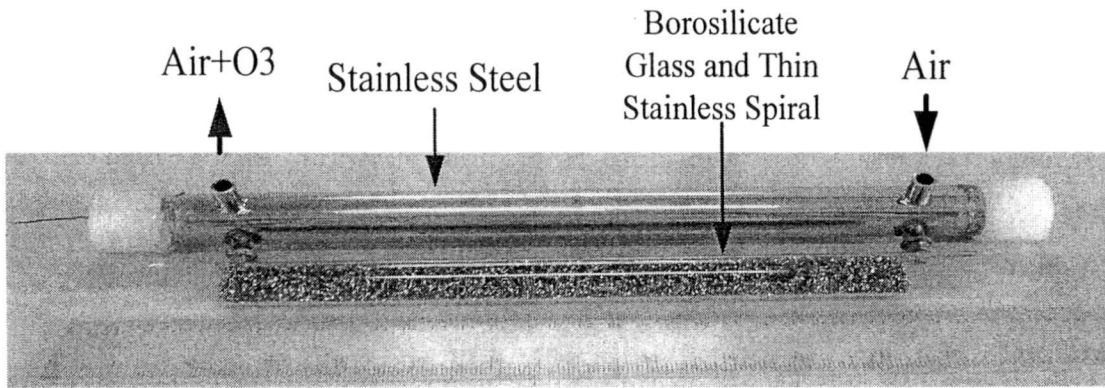
(ก) ลักษณะพื้นที่หน้าตัดของชุดอิเล็กทรอนิกส์โทรดที่ I และ II ที่ใช้ในงานวิจัย



(ข) ลักษณะโครงสร้างของชุดอิเล็กทรอนิกส์โทรดที่ I และ II ที่ใช้ในงานวิจัย

รูปที่ 3.2 ลักษณะโครงสร้างของชุดอิเล็กทรอนิกส์โทรดทรงกระบอกซ้อนกันรวมจนวน 2 ชั้น ที่ใช้ใน
งานวิจัย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.3 ลักษณะโครงสร้างของชุดอิเล็กทรอนิกส์โทรคที่ I ที่ใช้ในงานวิจัย

เมื่อทำการออกแบบชุดอิเล็กทรอนิกส์โทรคที่ I ได้แล้วหลังจากนั้นจะนำค่าตัวแปรทางกายภาพของโครงสร้างชุดอิเล็กทรอนิกส์โทรคที่ I มาใช้เพื่อคำนวณหาปริมาตรของช่องว่างอากาศ (Volume) มีหน่วยเป็นลูกบาศก์เมตร (m^3) ของชุดอิเล็กทรอนิกส์โทรคที่ I ซึ่งสามารถหาค่าได้จากสมการที่ 3.1

$$\text{Volume} = \pi \times (r_3 - r_2)^2 \times L \quad (3.1)$$

$$\text{Volume} = \pi \times (0.0245 - 0.0225)^2 \times 0.22 = 2.55 \times 10^{-6} \text{ m}^3 \quad (3.2)$$

โดยที่

L = ความยาวของชุดอิเล็กทรอนิกส์โทรคหน่วยเป็น (m)

r_2 = รัศมีด้านนอกของหลอดแก้ว หน่วยเป็น (m)

r_3 = รัศมีด้านในของสเตนเลส หน่วยเป็น (m)

ในการผลิตโอโซนนั้นย่านพลังงานที่ต้องใช้ คือ 5.58 kW.h/m^3 - 7.073 kW.h/m^3 แต่เนื่องจากในอากาศมีออกซิเจนอยู่โดยประมาณ 21% ดังนั้นคิดเทียบแล้วพลังงานที่จำเป็นต้องใช้คือ 1.172 kW.h/m^3 - 1.62 kW.h/m^3 ซึ่งเป็นย่านพลังงานที่ได้จากกราฟรูปที่ 3.4 [1, 2, 77, 78] ซึ่งเป็นย่านพลังงานที่เพียงพอต่อการเกิดก๊าซโอโซน เพราะฉะนั้นสามารถคำนวณหาพลังงาน (W_i) ที่ใช้ในชุดอิเล็กทรอนิกส์โทรคที่ I ได้ดังสมการที่ 3.3

$$W_i = \text{Energy} \times \text{Volume} \quad (3.3)$$

ค่าพลังงานต่ำสุดที่ต้องใช้มีค่าเท่ากับ

$$W_{\min} = 1.172 \times 10^3 \times 2.55 \times 10^{-6} = 3.0 \text{ mWh} \quad (3.4)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

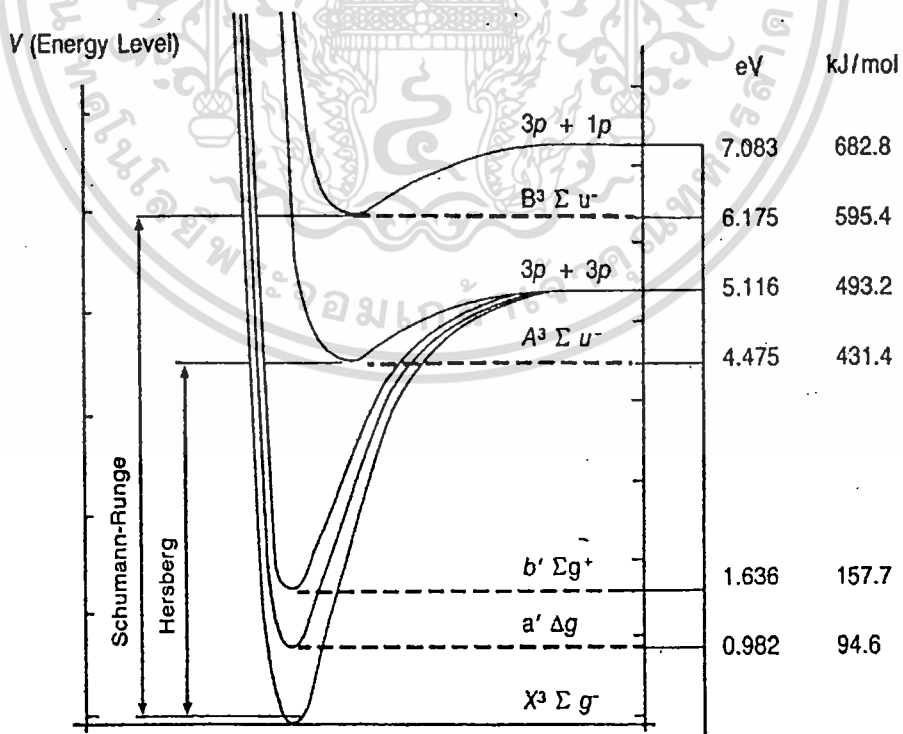
พลังงานสูงสุดที่ต้องใช้มีค่าเท่ากับ

$$W_{\max} = 1.620 \times 10^3 \times 2.55 \times 10^{-6} = 4.1 \text{ mWh} \quad (3.5)$$

การคำนวณหาค่าความเครียดสนามไฟฟ้า (E) สามารถคำนวณได้จากสมการของพลังงานในสนามไฟฟ้าของช่องว่างอากาศตามสมการที่ 3.2 ในกรณีที่สนามไฟฟ้าแปรตามเวลานั้น สามารถวิเคราะห์ในสภาพสนามไฟฟ้าสถิตย์ได้เนื่องจากในขณะที่ขนาดของแรงดันไฟฟ้าภายนอกที่ป้อนให้กับชุดอิเล็กทรอนิกส์ที่ I เพิ่มขึ้นจากศูนย์จนถึงค่าๆหนึ่งก่อนถึงค่าสูงสุดสนามไฟฟ้าจะไม่มีพลังงานมากพอที่จะทำให้อิเล็กตรอนหลุดออกมาจากโมเลกุลของก๊าซได้และไม่สามารถเร่งความเร็วของอิเล็กตรอนอิสระให้เคลื่อนที่และชนกับ โมเลกุลก๊าซในช่องว่างอากาศให้แตกตัวได้ ดังนั้นพลังงานที่จะทำให้เกิดกระบวนการไอออไนเซชัน (W_i) ได้จึงเกิดขึ้นที่ค่าแรงดันไฟฟ้าสูงสุดนั่นเอง เพราะฉะนั้นสามารถอินทิเกรตชั้นสมการที่ 3.6 ได้ดังนี้

$$W_i = \frac{1}{2} \times \int \epsilon_o \times \epsilon_r \times E^2 \times d(\text{Volume}) \quad (3.6)$$

$$W_i = \frac{1}{2} \times \epsilon_o \times \epsilon_r \times E^2 \times \int d(\text{Volume}) \quad (3.7)$$



Source: Masschelein (1977).

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับบุคคลใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
รูปที่ 3.4 กราฟเส้นโค้งแสดงระดับพลังงานของออกซิเจน [1]
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าปริมาตรของช่องว่างอากาศเป็นค่าคงที่จะได้

$$\frac{2 \times W_i}{\epsilon_o \times \epsilon_r} = E^2 \times \text{Volume} \quad (3.8)$$

ดังนั้น ค่าความเครียดสนามไฟฟ้ามีค่าเท่ากับ

$$E = \sqrt{\frac{2 \times W_i}{\epsilon_o \times \epsilon_r \times \text{Volume}}} \quad (3.9)$$

$$E_{r_x} = \frac{\epsilon_{r_1} \times \epsilon_{r_2} \times V}{\epsilon_x \times r_x \times \left(\epsilon_{r_1} \times \ln \frac{r_3}{r_2} + \epsilon_{r_2} \times \ln \frac{r_2}{r_1} \right)} \quad (3.10)$$

เมื่อ

E_{r_x} = ความเครียดสนามไฟฟ้าที่จุดใดๆ (kV/cm)

V = แรงดันภายนอกที่ป้อนให้ชุดอิเล็กทรอนิกส์ (kV)

r_x = รัศมีที่จุดใดๆ (cm)

ϵ_x = ค่าเปอร์มิตติวิตีที่ฉนวนชั้นใดๆ (F/m)

ϵ_{r_1} = ค่าเปอร์มิตติวิตีของหลอดแก้ว หน่วยเป็น (F/m)

ϵ_{r_2} = ค่าเปอร์มิตติวิตีของสแตนเลส หน่วยเป็น (F/m)

ϵ_o = ค่าเปอร์มิตติวิตีของฟรีสเปซ

r_1 = รัศมีด้านในของหลอดแก้ว หน่วยเป็น (m)

r_2 = รัศมีด้านนอกของหลอดแก้ว หน่วยเป็น (m)

r_3 = รัศมีด้านนอกของสแตนเลส หน่วยเป็น (m)

ที่ย่านค่าพลังงานต่ำสุดมีค่าเท่ากับ

$$E_{\min} = \sqrt{\frac{2 \times 3.0 \times 10^{-3}}{8.854 \times 10^{-12} \times 1 \times 2.55}} \quad (3.11)$$

$$E_{\min} = 16,300 \text{ V/cm} \quad (3.12)$$

ที่ย่านค่าพลังงานสูงสุดมีค่าเท่ากับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$E_{\max} = \sqrt{\frac{2 \times 4.1 \times 10^{-3}}{8.854 \times 10^{-12} \times 1 \times 2.55}} \quad (3.13)$$

$$E_{\max} = 19,000 \text{ V/cm} \quad (3.14)$$

เมื่อได้ค่าความเครียดสนามไฟฟ้าที่ย่านค่าพลังงานต่ำสุดและสูงสุดที่ทำให้เกิดก๊าซไอโซนแล้วจึงคำนวณหาค่าแรงดันไฟฟ้าภายนอกที่ป้อนให้ชุดอิเล็กโทรดที่ I ได้จากสมการที่ 3.15 คือ

$$V = \frac{E_r \varepsilon_x \times r_x \times \left(\varepsilon_{r_1} \times \ln \frac{r_3}{r_2} + \varepsilon_{r_2} \times \ln \frac{r_2}{r_1} \right)}{\varepsilon_{r_1} \times \varepsilon_{r_2}} \quad (3.15)$$

ดังนั้น จะได้ค่าแรงดันไฟฟ้าต่ำสุดเท่ากับ

$$V_{\min} = \frac{16,300 \times 1 \times 2.25 \times \left(8 \times \ln \frac{2.45}{2.25} + 1 \times \ln \frac{2.25}{2.15} \right)}{8 \times 1} \quad (3.16)$$

$$V_{\min} = 3.33 \text{ kV} \quad (3.17)$$

และจะได้ค่าแรงดันไฟฟ้าสูงสุดเท่ากับ

$$V_{\max} = \frac{19,000 \times 1 \times 2.25 \times \left(8 \times \ln \frac{2.45}{2.25} + 1 \times \ln \frac{2.25}{2.15} \right)}{8 \times 1} \quad (3.18)$$

$$V_{\max} = 3.88 \text{ kV} \quad (3.19)$$

ในงานวิจัยนี้เลือกแรงดันไฟฟ้าที่ค่าประมาณเท่ากับ 3.44 kV เนื่องจากเป็นจุดกึ่งกลางระหว่างค่าต่ำสุดและสูงสุด ซึ่งสามารถใช้งานได้โดยมีความยืดหยุ่นสูงในกรณีที่แรงดันมีการแกว่งและไม่คงที่

3.2.2 การออกแบบและสร้างชุดอิเล็กโทรดที่ II [6, 76, 77, 78]

ชุดอิเล็กโทรดชุดที่ II มีลักษณะโครงสร้างที่ประกอบด้วย คือ โครงสร้างภายในเป็นหลอดแก้วชนิด โบโรซิลิเกต (Borosilicate glass) ขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางเท่ากับ 4.11 cm., ความหนาเท่ากับ 0.425 cm. และความยาวเท่ากับ 30 cm. โดยหลอดแก้วจะซ้อนเข้าไปในท่อสแตนเลสขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางเท่ากับ 4.45 cm. ความหนาเท่ากับ 0.24 cm. และความยาวเท่ากับ 30 cm. ส่วนตัวนำด้านในของชุดอิเล็กโทรดใช้เป็นฝอยสแตนเลส (Thin Stainless Spiral) ใส่อยู่

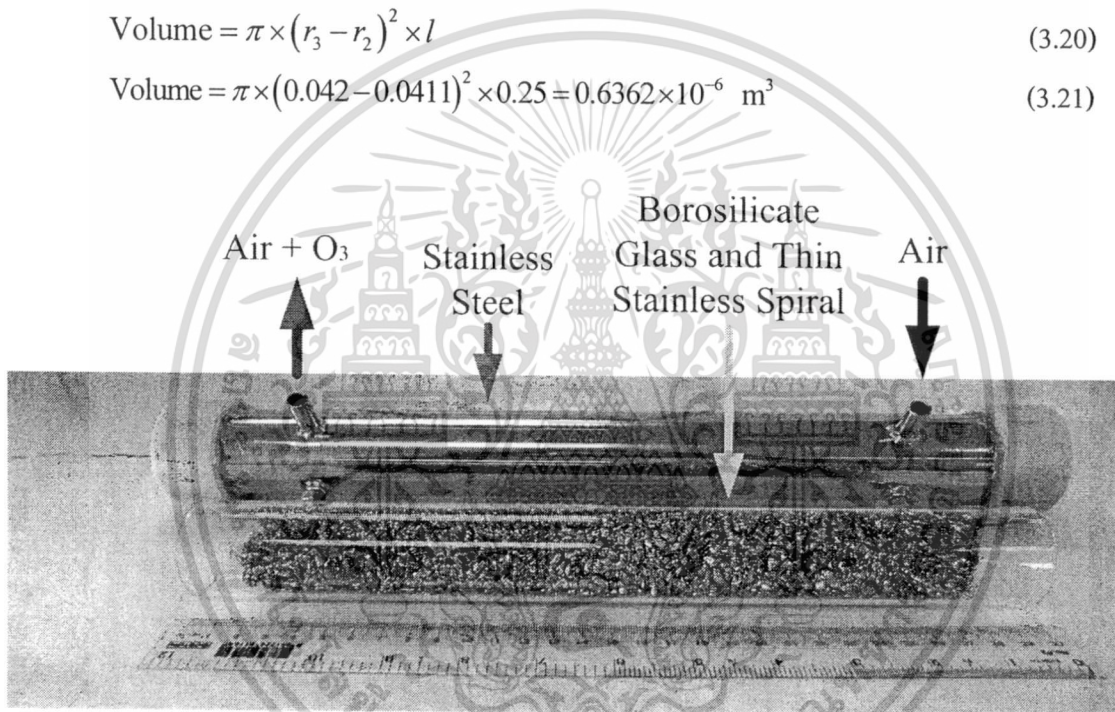
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภายในหลอดแก้ว ซึ่งมีความยาวเท่ากับ 25 cm. ลักษณะรูปทรงของชุดอิเล็กโทรดที่ II จะมีลักษณะเป็นทรงกระบอกซ้อนกันที่มีขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางไม่เท่ากัน โดยการนำทรงกระบอกจนวนในที่นี่ คือ หลอดแก้วที่มีขนาดเล็กกว่าซ้อนเข้าไปข้างใน โดยใช้แกนกลางร่วมกันดังรูปที่ 3.5

เมื่อทำการออกแบบชุดอิเล็กโทรดชุดที่ II ได้แล้วหลังจากนั้นนำค่าตัวแปรของโครงสร้างชุดอิเล็กโทรดที่ II มาใช้เพื่อคำนวณหาค่าแรงดันไฟฟ้าที่ต้องป้อนให้กับชุดอิเล็กโทรดที่ II เพื่อให้เกิดก๊าซโอโซนขึ้น ซึ่งมีกระบวนการและขั้นตอนต่างๆเหมือนกับการออกแบบของชุดอิเล็กโทรดที่ I ซึ่งเริ่มจากการคำนวณหาปริมาตรของชุดอิเล็กโทรดสามารถหาค่าได้จากสมการที่ 3.1 คือ

$$\text{Volume} = \pi \times (r_3 - r_2)^2 \times l \quad (3.20)$$

$$\text{Volume} = \pi \times (0.042 - 0.0411)^2 \times 0.25 = 0.6362 \times 10^{-6} \text{ m}^3 \quad (3.21)$$



รูปที่ 3.5 ลักษณะ โครงสร้างของชุดอิเล็กโทรดที่ II ที่ใช้ในงานวิจัย

การคำนวณหาค่าย่านพลังงานที่เพียงพอต่อการเกิดก๊าซโอโซน ดังนั้นสามารถคำนวณหา ย่านพลังงาน (W_i) ที่ใช้ในชุดอิเล็กโทรดที่ II ได้จากสมการที่ 3.2 คือ

$$W_i = \text{Energy} \times \text{Volume} \quad (3.22)$$

ค่าพลังงานต่ำสุดที่ต้องใช้มีค่าเท่ากับ

$$W_{\min} = 1.172 \times 10^3 \times 0.6362 \times 10^{-6} = 0.74563 \text{ mWh} \quad (3.23)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ค่าพลังงานสูงสุดที่ต้องใช้มีค่าเท่ากับ

ไม่ว่ากรณีใดๆ หวังสน อักทงห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$W_{\max} = 1.620 \times 10^3 \times 0.6362 \times 10^{-6} = 1.03064 \text{ mWh} \quad (3.24)$$

การคำนวณหาค่าความเครียดสนามไฟฟ้า (E) ซึ่งสามารถคำนวณได้จากสมการที่ 3.7 ดังนั้นค่าความเครียดสนามไฟฟ้ามีค่าเท่ากับ

$$E = \sqrt{\frac{2 \times W_i}{\epsilon_o \times \epsilon_r \times \text{Volume}}} \quad (3.25)$$

โดยค่าความเครียดสนามไฟฟ้าที่ย่านค่าพลังงานต่ำสุดมีค่าเท่ากับ

$$E_{\min} = \sqrt{\frac{2 \times 0.74563 \times 10^{-3}}{8.854 \times 10^{-12} \times 1 \times 0.6362}} \quad (3.26)$$

$$E_{\min} = 16,270.845 \text{ V/cm} \quad (3.27)$$

โดยค่าความเครียดสนามไฟฟ้าที่ย่านค่าพลังงานสูงสุดมีค่าเท่ากับ

$$E_{\max} = \sqrt{\frac{2 \times 1.03064 \times 10^{-3}}{8.854 \times 10^{-12} \times 1 \times 0.6362}} \quad (3.28)$$

$$E_{\max} = 19,129.4245 \text{ V/cm} \quad (3.29)$$

เมื่อได้ค่าความเครียดสนามไฟฟ้าที่ย่านค่าพลังงานต่ำสุดและสูงสุดที่ทำให้เกิดก๊าซไอโซนแล้วจึงคำนวณหาค่าแรงดันไฟฟ้าภายนอกที่ป้อนให้ชุดอิเล็กทรอนิกส์ที่ II ได้จากสมการที่ 3.15 โดยแทนค่าจะได้ค่าแรงดันไฟฟ้าต่ำสุดเท่ากับ

$$V_{\min} = \frac{16,270.845 \times 1 \times 0.6362 \times \left(8 \times \ln \frac{4.2}{4.11} + 1 \times \ln \frac{4.11}{3.71} \right)}{8 \times 1} \quad (3.30)$$

$$V_{\min} = 2.853 \text{ kV} \quad (3.31)$$

และจะได้ค่าแรงดันไฟฟ้าสูงสุดเท่ากับ

$$V_{\max} = \frac{19,129.4245 \times 1 \times 0.6362 \times \left(8 \times \ln \frac{4.2}{4.11} + 1 \times \ln \frac{4.11}{3.71} \right)}{8 \times 1} \quad (3.32)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อ 8x1 ศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

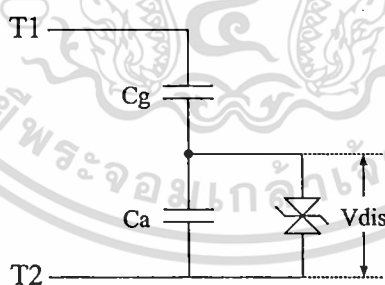
$$V_{\max} = 3.354 \text{ kV} \quad (3.33)$$

ในงานวิจัยนี้เลือกแรงดันไฟฟ้าที่ค่าประมาณเท่ากับ 3.0 kV เนื่องจากเป็นจุดกึ่งกลางระหว่างค่าต่ำสุดและสูงสุด ซึ่งสามารถใช้งานได้โดยมีความยืดหยุ่นสูงในกรณีที่แรงดันมีการแกว่งและไม่คงที่

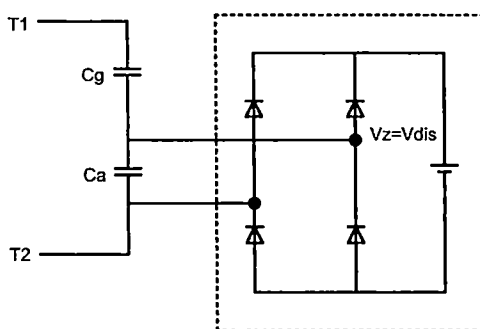
3.3 แบบจำลองทางไฟฟ้าหรือวงจรสมมูลทางไฟฟ้าของชุดอิเล็กทรอนิกส์โทรด

[2-5, 13, 15-16, 17-32, 45-48, 52]

ชุดอิเล็กทรอนิกส์โทรดทั้งสองชุดที่ได้ทำการออกแบบนี้เป็นชุดอิเล็กทรอนิกส์โทรดแบบทรงกระบอกซ้อนกันรวมจำนวน 2 ชั้น ดังนั้น จึงมีศักย์ไฟฟ้าเท่ากันตลอดทั้งพื้นผิว ซึ่งลักษณะของชุดอิเล็กทรอนิกส์โทรดแบบนี้เป็นแบบกรณีที่นำวัสดุชนิดต่างชนิดและค่าเปอร์มิตติวิตี (Permittivity : ϵ) ไม่เท่ากันซ้อนกันจึงกลายเป็นการนำสารไดอิเล็กตริก (Dielectric) 2 ชนิดมาวางเรียงกันในสนามไฟฟ้า ดังนั้น สามารถที่จะแทนชุดอิเล็กทรอนิกส์โทรดด้วยแบบจำลองทางไฟฟ้าหรือวงจรสมมูลทางไฟฟ้าโดยพิจารณาจากลักษณะทางกายภาพ ซึ่งสามารถแทนได้ด้วยตัวเก็บประจุสองตัวต่ออนุกรมกัน สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.6 [2-5, 13, 15-16, 17-32, 45-48, 52] โดยที่ค่าตัวเก็บประจุ C_g เป็นค่าตัวเก็บประจุของช่องว่างอากาศ (Gap) ที่เกิดการคัสซาร์จซึ่งต่ออนุกรมกับค่าตัวเก็บประจุ C_g ที่เป็นค่าตัวเก็บประจุของฉนวนที่เป็นแก้ว ซึ่งส่วนใหญ่วงจรสมมูลทางไฟฟ้าหรือแบบจำลองทางไฟฟ้านี้ จะใช้ในกรณีใช้งานกับแหล่งจ่ายที่มีค่าความถี่ไม่สูงมากนัก



(ก)



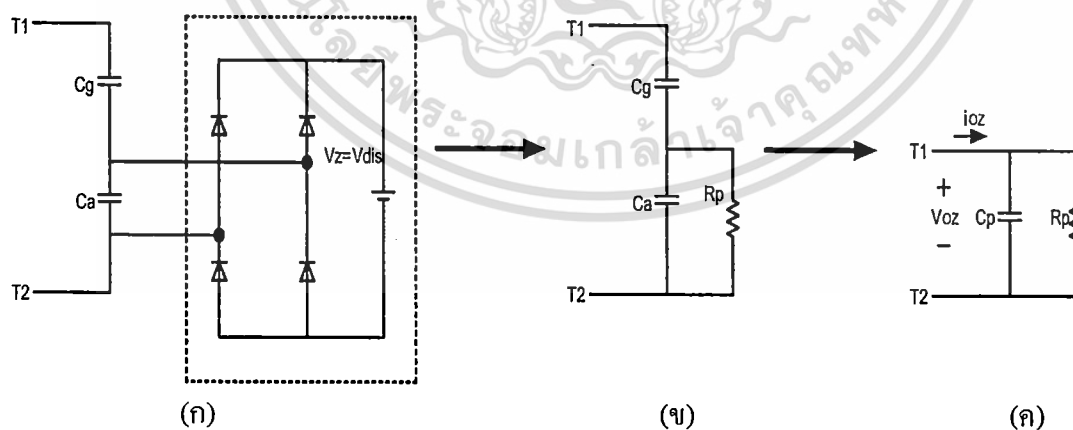
(ข)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
รูปที่ 3.6 แบบจำลองทางไฟฟ้าหรือวงจรสมมูลทางไฟฟ้าของชุดอิเล็กทรอนิกส์โทรดทั้งสองชุด

3.3.1 การวิเคราะห์แบบจำลองของชุดอิเล็กทรอนิกส์โทรดทรงกระบอกซ้อนกันร่วมฉนวน 2 ชั้น

แบบจำลองทางไฟฟ้าหรือวงจรสมมูลทางไฟฟ้าของชุดอิเล็กทรอนิกส์โทรดสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.7 (ก) สามารถทำการลดรูปของแบบจำลองหรือวงจรสมมูลทางไฟฟ้าให้เหลือเพียงตัวเก็บประจุต่อขนานกับตัวต้านทานดังรูปที่ 3.7 (ค)

จากรูปที่ 3.7 (ก) เป็นแบบจำลองหรือวงจรสมมูลทางไฟฟ้าของชุดอิเล็กทรอนิกส์โทรดที่เป็นส่วนกำเนิดก๊าซไอโซน โดยมีรายละเอียดดังนี้ คือ แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้า V_Z หรือ V_{dis} ใช้แทนค่า Discharge Sustaining Voltage ส่วนของวงจรไดโอดเรกติไฟร์ใช้แทนการเกิดสภาวะการดีสชาร์จหรือกล่าวได้ว่า แรงดันตกคร่อมช่องว่างของการดีสชาร์จ (Discharge Gap) น้อยที่สุดที่เป็นค่าเริ่มต้นทำให้เกิดไมโครดีสชาร์จ(Microdischarge) ขึ้น ซึ่งจากรูปที่ 3.7 (ก) เป็นแบบจำลองหรือวงจรสมมูลทางไฟฟ้าของชุดอิเล็กทรอนิกส์โทรดที่ให้กำเนิดก๊าซไอโซนที่ความถี่ต่ำ [2-5, 13, 15-16, 18-32, 45-48, 52] ส่วนในรูปที่ 3.7 (ข) และ (ค) เป็นการยุบรวมเพื่อให้ได้เป็นแบบจำลองหรือวงจรสมมูลทางไฟฟ้าของชุดอิเล็กทรอนิกส์โทรดที่ให้กำเนิดก๊าซไอโซนที่ความถี่สูง [34-45] โดยในขั้นตอนแรก จะทำการแทนวงจรเรกติไฟร์และส่วนของ Discharge Voltage Source (V_Z, V_{dis}) ด้วยค่าความต้านทานสมมูล R_p ค่าพลังงานที่ถูกใช้ในตัวต้านทานนี้เป็นการแทนพลังงานที่จ่ายให้กับชุดอิเล็กทรอนิกส์โทรดที่ให้กำเนิดก๊าซไอโซนซึ่งจะอยู่ในรูปของ การสร้างก๊าซไอโซน, ความร้อน และแสง ซึ่งเป็น 3 ปรากฏการณ์พื้นฐานที่เกิดขึ้นในชุดอิเล็กทรอนิกส์โทรดที่ให้กำเนิดก๊าซไอโซนที่ใช้พลังงานแอกทีฟ(Active Power) ในขั้นตอนที่สอง ค่าตัวเก็บประจุ C_n และ C_g จะถูกรวมกันเป็นค่าตัวเก็บประจุเพียงตัวเดียว คือ ค่าตัวเก็บประจุ C_p ซึ่งต่อขนานอยู่กับค่าความต้านทาน R_p ซึ่งแบบจำลองวงจรสมมูลของชุดอิเล็กทรอนิกส์โทรดที่ให้กำเนิดก๊าซไอโซนสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.7 (ค)



รูปที่ 3.7 การลดรูปของแบบจำลองหรือวงจรสมมูลทางไฟฟ้าของชุดอิเล็กทรอนิกส์โทรด

3.4 การคำนวณและการทดสอบหาค่าพารามิเตอร์ทางไฟฟ้าของชุดอิเล็กทรอนิกส์โทรด[33, 44]

ค่าพารามิเตอร์ทางไฟฟ้าของชุดอิเล็กทรอนิกส์โทรดที่ใช้งานที่ความถี่สูงนั้น สามารถทำการเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่หรือใช้ประโยชน์ด้านการค้า การคำนวณและการทดสอบหาค่าพารามิเตอร์ทางไฟฟ้าโดยมีวิธีการและหลักการดังนี้
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.4.1 การคำนวณหาค่าพารามิเตอร์ทางไฟฟ้าของชุดอิเล็กทรอนิกส์

จากรูปที่ 3.7 (ค) เป็นแบบจำลองหรือวงจรสมมูลทางไฟฟ้าของชุดอิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้ในงานวิจัยนี้ การคำนวณหาค่าพารามิเตอร์ทางไฟฟ้าของชุดอิเล็กทรอนิกส์ดังกล่าว สามารถกระทำได้ โดยการพิจารณาค่าแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าที่ชุดอิเล็กทรอนิกส์ ซึ่งมีความสัมพันธ์กันในเชิงของสมการดิฟเฟอเรนเชียลอันดับหนึ่งตามสมการที่ 3.34 [33, 44]

$$i_{oz}(t) = C_p \frac{dv_{oz}(t)}{dt} + \frac{1}{R_p} v_{oz}(t) \quad (3.34)$$

โดยที่ i_{oz} และ v_{oz} เป็นกระแสและแรงดันของชุดอิเล็กทรอนิกส์ตามลำดับ

ค่าแรงดันไฟฟ้าที่ทำการจ่ายให้กับชุดอิเล็กทรอนิกส์มีความถี่สูงและมีลักษณะเป็นรูปคลื่นไซน์ที่มีค่าแอมพลิจูดเป็น V_g และมีความถี่เชิงมุม (Angular Frequency) เป็น ω ตามสมการที่ 3.35

$$v_{oz}(t) = V_g \sin \omega t \quad (3.35)$$

ดังนั้น จะได้ค่ากระแสที่ไหลผ่านชุดอิเล็กทรอนิกส์มีค่าตามสมการที่ 3.36

$$i_{oz}(t) = \frac{V_g}{X_p} \cos \omega t + \frac{V_g}{R_p} \sin \omega t = \frac{V_g}{Z_p} \sin(\omega t + \varphi_p) \quad (3.36)$$

โดยที่

$$X_p = \frac{1}{\omega C_p}, \quad Z_p = \sqrt{R_p^2 + X_p^2}, \quad \varphi_p = \tan^{-1} \frac{X_p}{R_p}$$

จะได้ค่าคุณลักษณะของแรงดันไฟฟ้า-กระแสไฟฟ้ามี่ค่าตามสมการที่ 3.37

$$i_{oz}(t) = \frac{1}{R_p} v_{oz}(t) \pm \frac{1}{X_p} \sqrt{V_g^2 - v_{oz}^2(t)} \quad (3.37)$$

เมื่อกำหนดให้ $v_{oz} = 0$ จะได้ค่ากระแสไฟฟ้าที่สามารถคำนวณตามสมการที่ 3.38

$$I_o = \pm \frac{V_g}{X_p} \quad (3.38)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้น จากการวัดค่าของกระแสไฟฟ้า I_o ของชุดอิเล็กทรอนิกส์ จะทำให้สามารถคำนวณหาค่าตัวเก็บประจุไฟฟ้าสมมูล C_p ที่ต่อขนานอยู่กับตัวต้านทานสมมูล R_p ซึ่งมีค่าตัวเก็บประจุไฟฟ้าสมมูล C_p มีค่าเท่ากับ

$$C_p = \frac{I_o}{\omega V_g} = \frac{I_o}{2\pi f V_g} \quad (3.39)$$

ค่าประจุไฟฟ้าในชุดอิเล็กทรอนิกส์ของการจำลองชุดอิเล็กทรอนิกส์ที่นำเสนอ นั้น สามารถหาค่าได้โดยใช้ความสัมพันธ์ระหว่างค่ากระแสไฟฟ้าและประจุไฟฟ้าตามสมการที่ 3.40

$$i_{oz}(t) = \frac{dq_{oz}(t)}{dt} \quad (3.40)$$

เมื่อทำการอินทิเกรตสมการที่ 3.40 จะได้ค่าประจุไฟฟ้ามีค่าเท่ากับ

$$q_{oz}(t) = C_p v_{oz}(t) + \frac{1}{R_p} \int v_{oz}(t) dt \quad (3.41)$$

ในกรณีนี้แหล่งจ่ายมีค่าแรงดันไฟฟ้าตามสมการที่ 3.35 จะทำให้ได้ค่าประจุไฟฟ้าที่สามารถคำนวณได้จาก

$$q_{oz}(t) = C_p V_g \sin \omega t - C_R V_g \cos \omega t = C_E V_g \sin(\omega t - \phi_q) \quad (3.42)$$

โดยที่

$$C_R = \frac{1}{\omega R_p}, \quad C_E = \sqrt{C_p^2 + C_R^2}, \quad \phi_q = \tan^{-1} \frac{C_R}{C_p}$$

และค่าคุณลักษณะของแรงดันไฟฟ้า-ประจุไฟฟ้ามีค่าเท่ากับ

$$q_{oz}(t) = C_p v_{oz}(t) \pm C_R \sqrt{V_g^2 - v_{oz}^2(t)} \quad (3.43)$$

ถ้ากำหนดให้ค่า $v_{oz} = 0$ จะได้ค่าประจุไฟฟ้าของชุดอิเล็กทรอนิกส์มีค่าเท่ากับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$Q_O = \pm C_R V_g \quad (3.44)$$

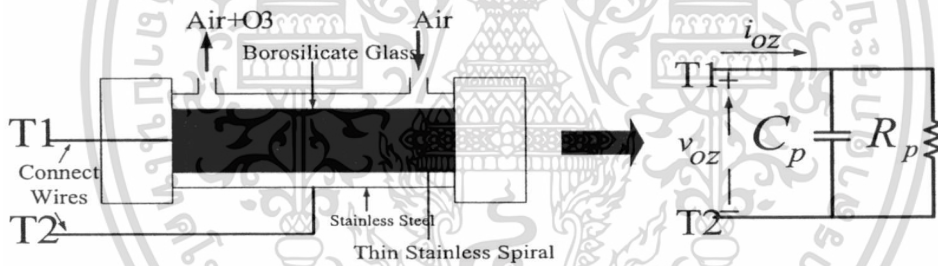
ดังนั้น ค่าความต้านทานสมมูล R_p ที่ต่อเนื่องกับค่าตัวเก็บประจุไฟฟ้าสมมูล C_p ของชุดอิเล็กโทรดสามารถหาค่าได้จากสมการที่ 3.45

$$R_p = \frac{V_g}{\omega Q_O} = \frac{V_g}{2\pi f Q_O} \quad (3.45)$$

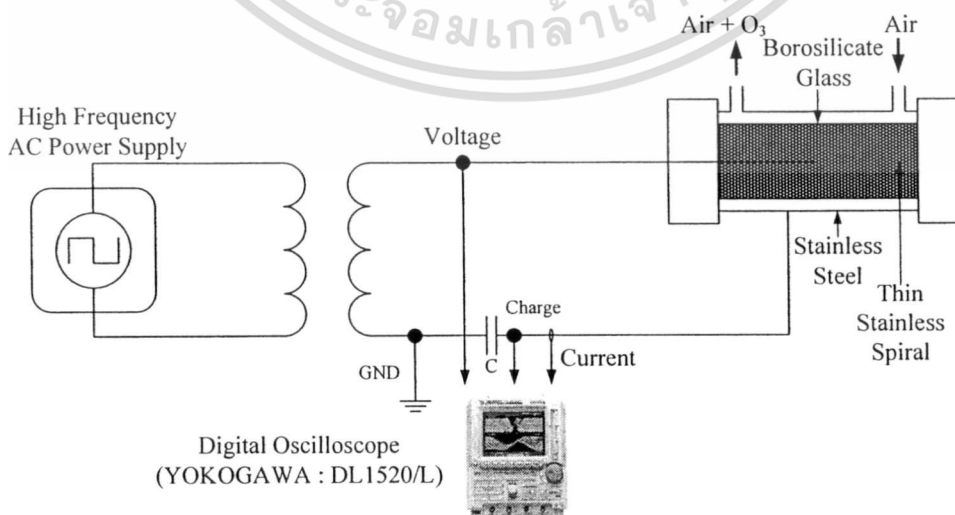
ในการคำนวณหาค่าของแบบจำลองหรือวงจรสมมูลทางไฟฟ้าของชุดอิเล็กโทรดจะใช้สมการที่ 3.39 และ 3.45 ประกอบกับการทดลองในหัวข้อต่อไป

3.4.2 การทดสอบหาค่าพารามิเตอร์ทางไฟฟ้าของชุดอิเล็กโทรดทั้ง 2 ชุด [2, 3, 33, 45-53]

การทดสอบเพื่อหาค่าพารามิเตอร์หรือแบบจำลองหรือวงจรสมมูลทางไฟฟ้าของชุดอิเล็กโทรดทั้ง 2 ชุด สามารถเขียนเป็นวงจรสมมูลทางไฟฟ้า ซึ่งสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.8 นั้น มีวิธีการในการทำการทดสอบและวัดหาค่าพารามิเตอร์ทางไฟฟ้าตามรูปที่ 3.9



รูปที่ 3.8 วงจรสมมูลของชุดอิเล็กโทรดที่ใช้ในงานวิจัย



รูปที่ 3.9 การทดสอบและวัดหาค่าพารามิเตอร์ทางไฟฟ้าของแบบจำลองทางไฟฟ้าหรือวงจรสมมูลทางไฟฟ้าของชุดอิเล็กโทรด
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

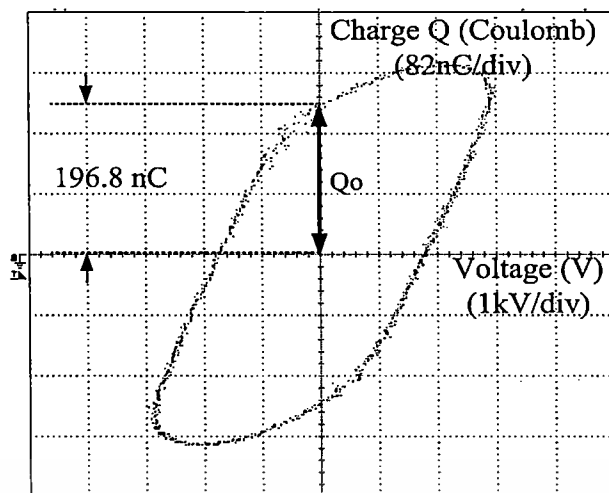
จากรูปที่ 3.9 ทำการจ่ายแรงดันไฟฟ้าสูงและความถี่สูงในย่าน 45 kHz-57.5 kHz เพื่อทำการทดสอบหาค่าพารามิเตอร์ลักษณะลิสซางูส (Lissajous Characteristics) ของแรงดันไฟฟ้า-ประจุไฟฟ้า และแรงดันไฟฟ้า-กระแสไฟฟ้า เพื่อนำมาใช้ในการคำนวณหาค่าพารามิเตอร์หรือแบบจำลองหรือวงจรสมมูลทางไฟฟ้าของชุดอิเล็กทรอนิกส์ โดยในที่นี้จะทำการแสดงตัวอย่างการคำนวณหาค่าพารามิเตอร์ทางไฟฟ้าของชุดอิเล็กทรอนิกส์ที่ I ที่ความถี่ 50 kHz เท่านั้น ส่วนที่ความถี่ค่าอื่นๆ ของชุดอิเล็กทรอนิกส์ทั้ง 2 ชุด ก็สามารถกระทำได้ด้วยวิธีการเดียวกัน โดยในการทดสอบชุดอิเล็กทรอนิกส์ที่ I จะคงค่าแรงดันไฟฟ้าที่ค่า 3.44 kVpeak ส่วนชุดอิเล็กทรอนิกส์ที่ 2 จะคงค่าแรงดันไฟฟ้าที่ค่า 3.00 kVpeak กราฟลักษณะลิสซางูสของแรงดันไฟฟ้า-ประจุไฟฟ้าและกราฟลักษณะลิสซางูสของแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าที่ค่าแรงดันไฟฟ้าที่ชุดอิเล็กทรอนิกส์ที่ I มีค่าเท่ากับ 3.44 kVp ที่ความถี่ 50 kHz สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.10 และ 3.11

จากรูปที่ 3.10 และ 3.11 จะได้ค่า Q_0 (ค่าประจุไฟฟ้าที่แรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์) และ I_0 (ค่ากระแสไฟฟ้าในขณะที่แรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์) เพื่อนำมาใช้ในการหาค่าของ C_p และ R_p โดยการแทนค่าต่างๆลงในสมการที่ 3.39 และ 3.45 ซึ่งในที่นี้จะได้ค่า C_p และ R_p เท่ากับ

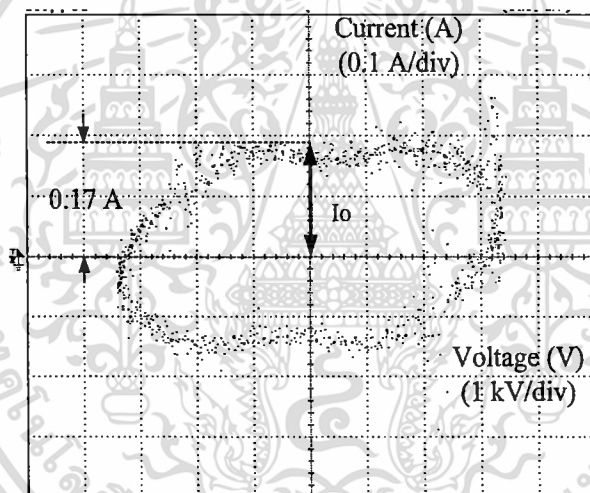
$$C_p = \frac{I_0}{2\pi fV_g} = \frac{0.17}{2\pi \times 50 \times 10^3 \times 3440} = 0.1573 \text{ nF} \quad (3.46)$$

$$R_p = \frac{V_g}{2\pi fQ_0} = \frac{3440}{2\pi \times 50 \times 10^3 \times 196.8 \times 10^{-9}} = 55.639 \text{ k}\Omega \quad (3.47)$$

หลังจากนั้นทำการคำนวณและทำการทดสอบแบบเดียวกันนี้ที่ความถี่ต่างๆในช่วงความถี่ 45 kHz - 57.5 kHz โดยทำการทดสอบกับชุดอิเล็กทรอนิกส์ทั้ง 2 ชุด แล้วทำการคำนวณโดยใช้สมการที่ 3.46 และ 3.47 เพื่อหาค่า C_p และ R_p ที่ทุกค่าความถี่ ซึ่งสามารถแสดงค่าพารามิเตอร์หรือแบบจำลองหรือวงจรสมมูลทางไฟฟ้าของชุดอิเล็กทรอนิกส์ทั้ง 2 ชุด สามารถแสดงได้กราฟรูปที่ 3.16 และ 3.17 พบว่า เมื่อความถี่มีการเปลี่ยนแปลงจะทำให้ค่าพารามิเตอร์หรือแบบจำลองหรือวงจรสมมูลทางไฟฟ้าที่วัดและคำนวณได้มีการเปลี่ยนแปลงตามไปด้วย

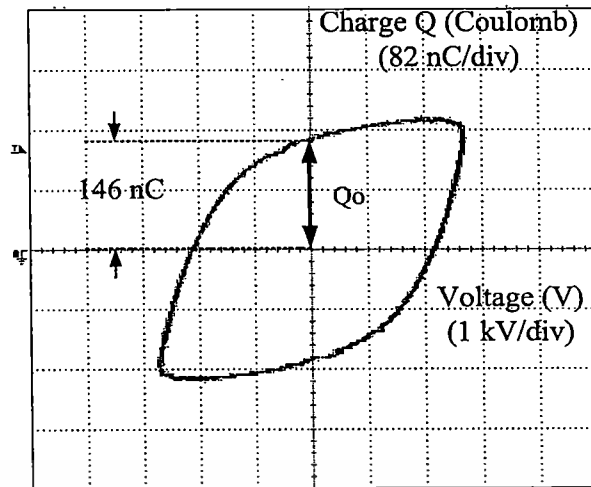


รูปที่ 3.10 คุณลักษณะลิตซาชูส (Lissajous) ของแรงดันไฟฟ้า-ประจุไฟฟ้าที่ชดเชยเล็กโทรดที่ I ความถี่ 50 kHz

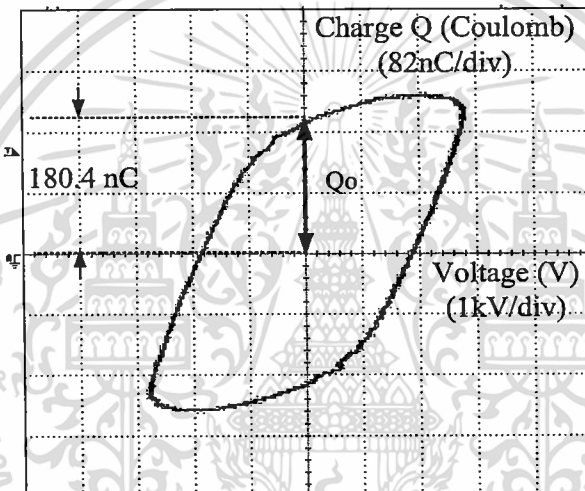


รูปที่ 3.11 คุณลักษณะลิตซาชูส (Lissajous) ของแรงดันไฟฟ้า-กระแสไฟฟ้าที่ชดเชยเล็กโทรดที่ I ความถี่ 50 kHz

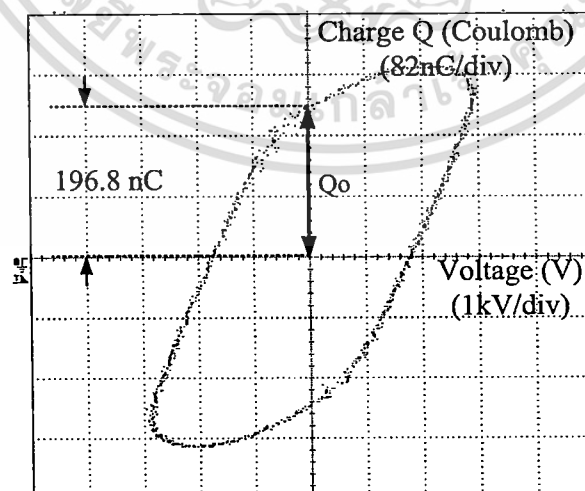
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก) ความถี่เท่ากับ 45 kHz

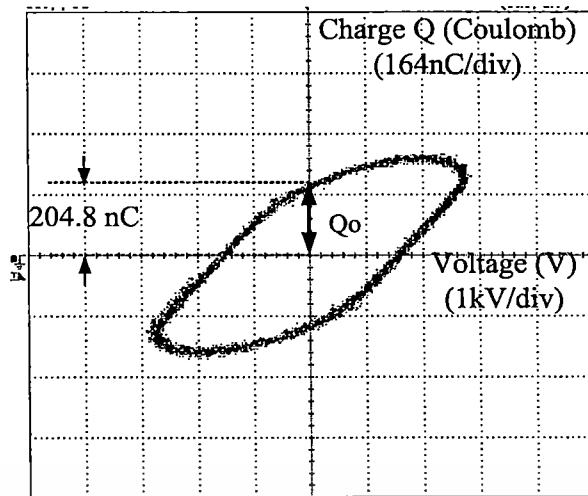


(ข) ความถี่เท่ากับ 47.5 kHz

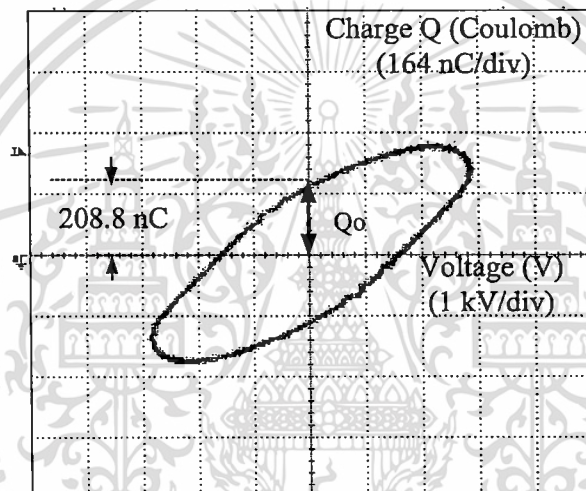


(ค) ความถี่เท่ากับ 50 kHz

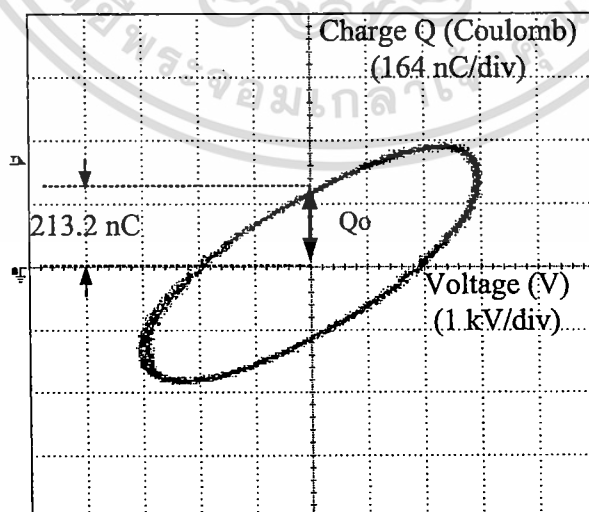
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ง) ความถี่เท่ากับ 52.5 kHz



(จ) ความถี่เท่ากับ 55 kHz



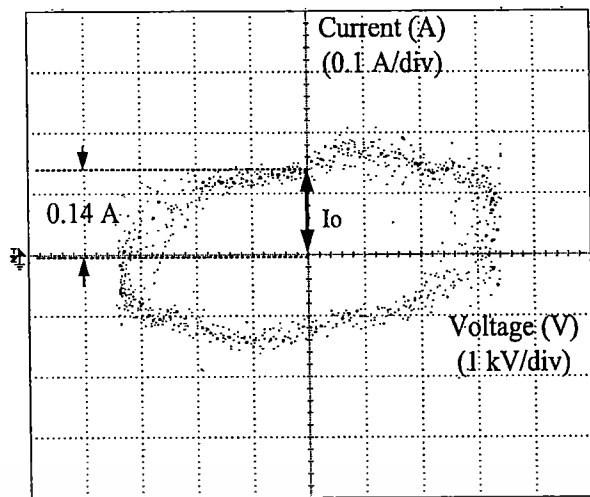
(ฉ) ความถี่เท่ากับ 57.5 kHz

รูปที่ 3.12 กราฟคุณสมบัติลักษณะลิสซาจอสของแรงดันไฟฟ้า-ประจุไฟฟ้าที่ชุดอิเล็กทรอนิกส์ที่ I

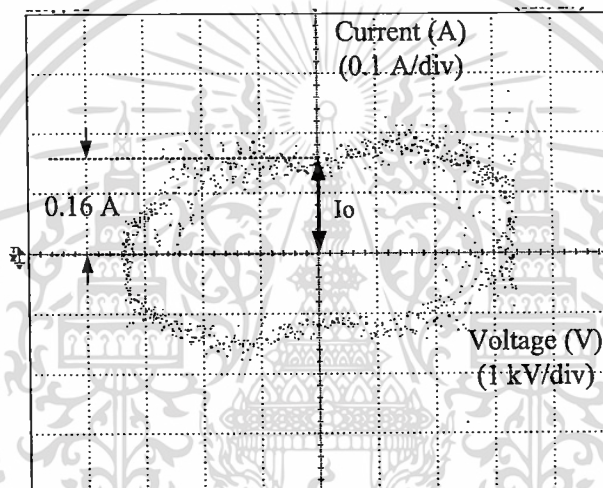
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ที่ค่าความถี่ต่างๆ

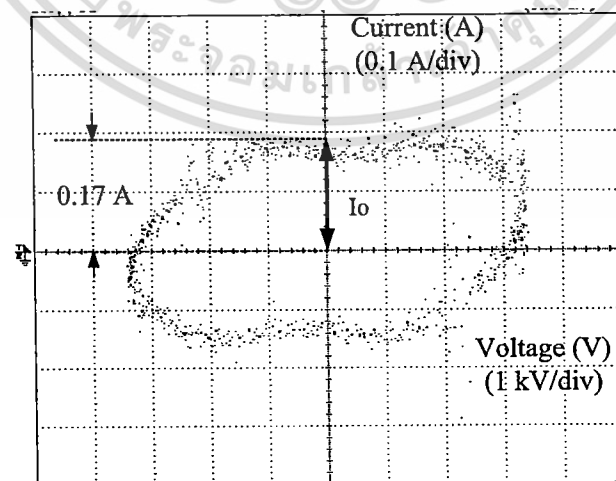
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก) ความถี่เท่ากับ 45 kHz

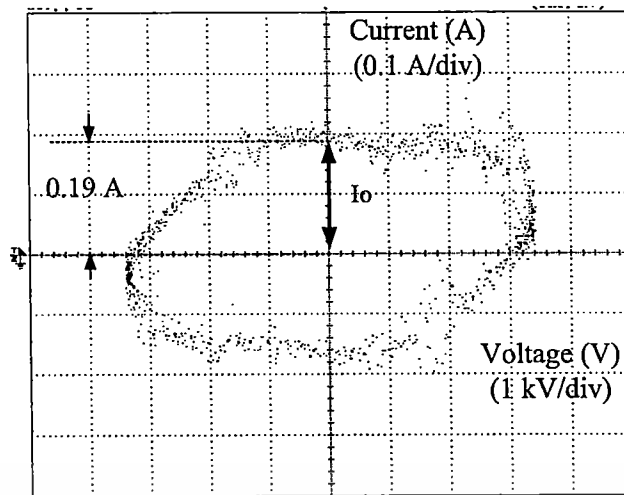


(ข) ความถี่เท่ากับ 47.5 kHz

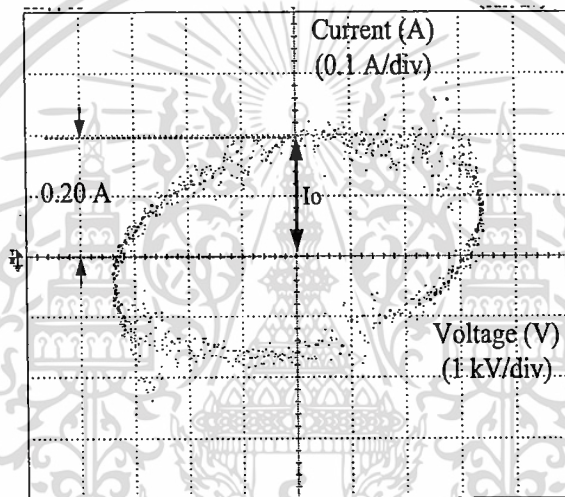


(ค) ความถี่เท่ากับ 50 kHz

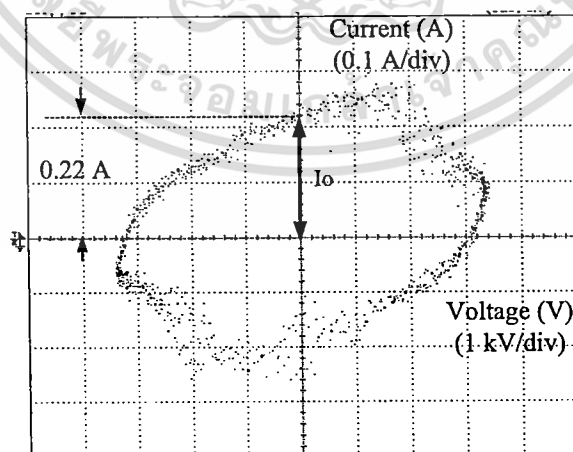
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ง) ความถี่เท่ากับ 52.5 kHz



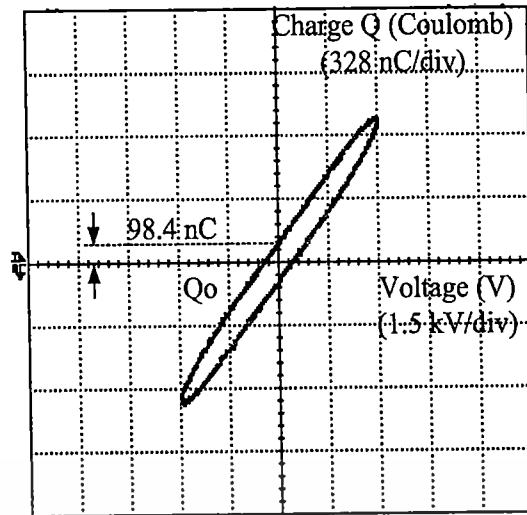
(จ) ความถี่เท่ากับ 55 kHz



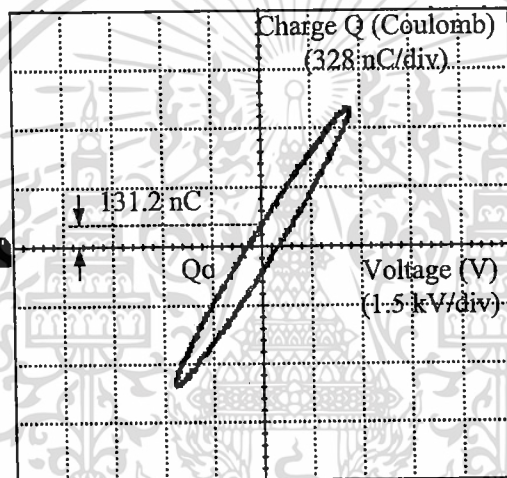
(ฉ) ความถี่เท่ากับ 57.5 kHz

รูปที่ 3.13 กราฟคุณสมบัติลิสซาจูส (Lissajous) ของแรงดันไฟฟ้า-กระแสไฟฟ้าที่ชุดอิเล็กทรอนิกส์
ที่ I ที่ความถี่ต่างๆ

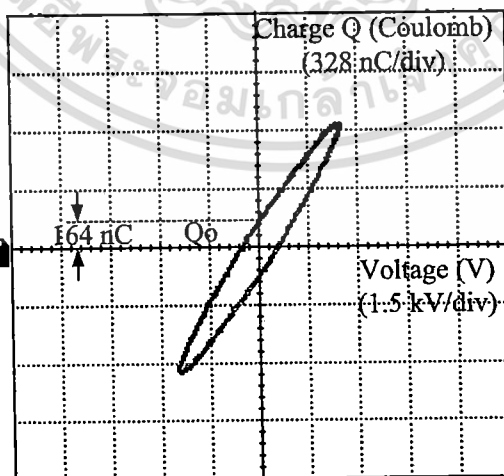
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก) ความถี่เท่ากับ 45kHz

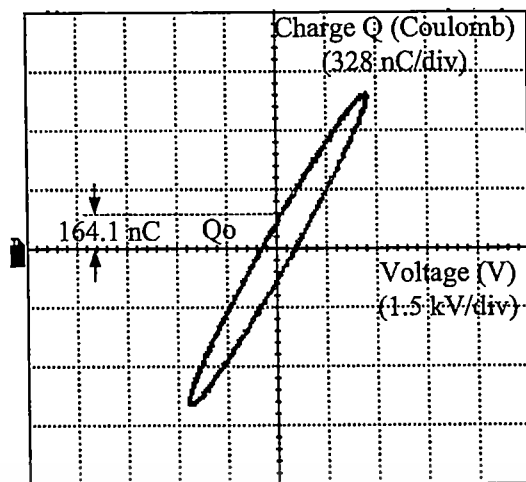


(ข) ความถี่เท่ากับ 47.5kHz



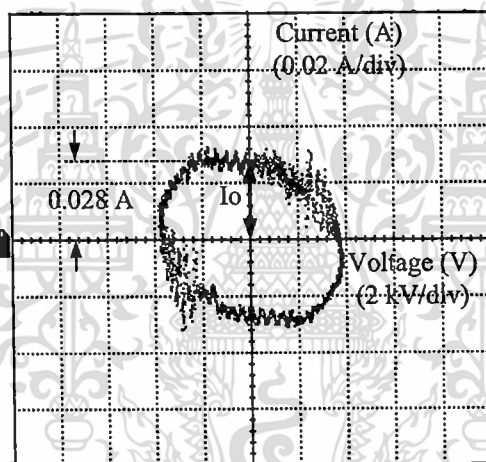
(ค) ความถี่เท่ากับ 50 kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

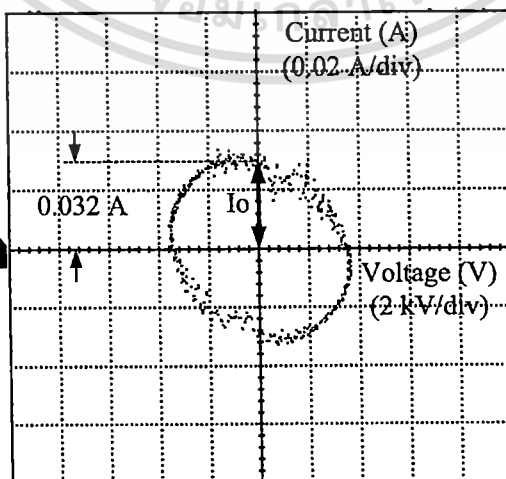


(ง) ความถี่เท่ากับ 52.5 kHz

รูปที่ 3.14 กราฟคุณลักษณะลิสซาจูส(Lissajous) ของแรงดันไฟฟ้า-กระแสไฟฟ้าที่ชุดอิเล็กทรอนิกส์ที่ II ที่ความถี่ต่างๆ

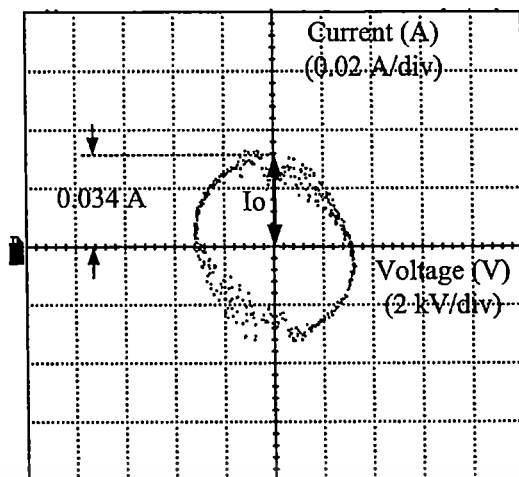


(ก) ความถี่เท่ากับ 45kHz

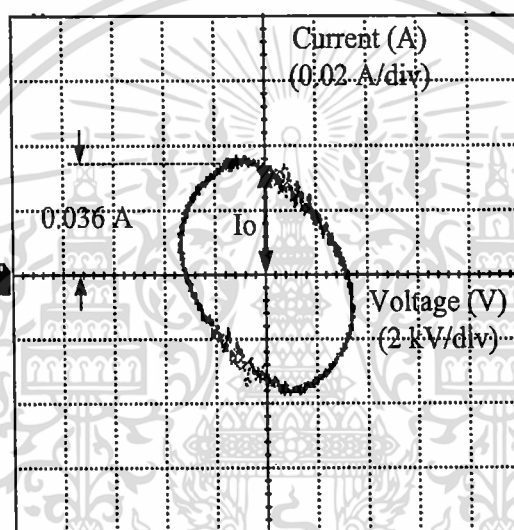


(ข) ความถี่เท่ากับ 47.5kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



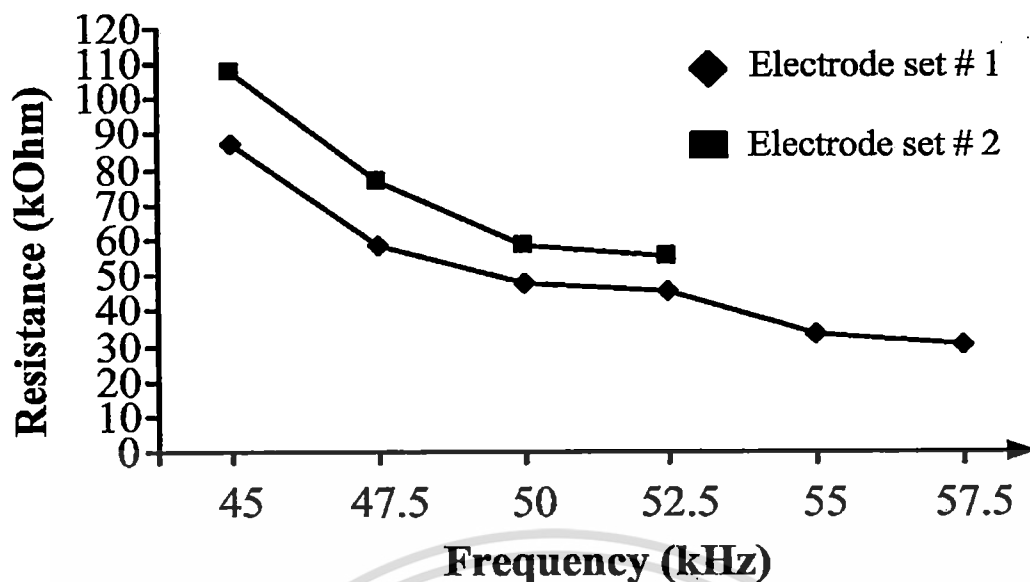
(ค) ความถี่เท่ากับ 50 kHz



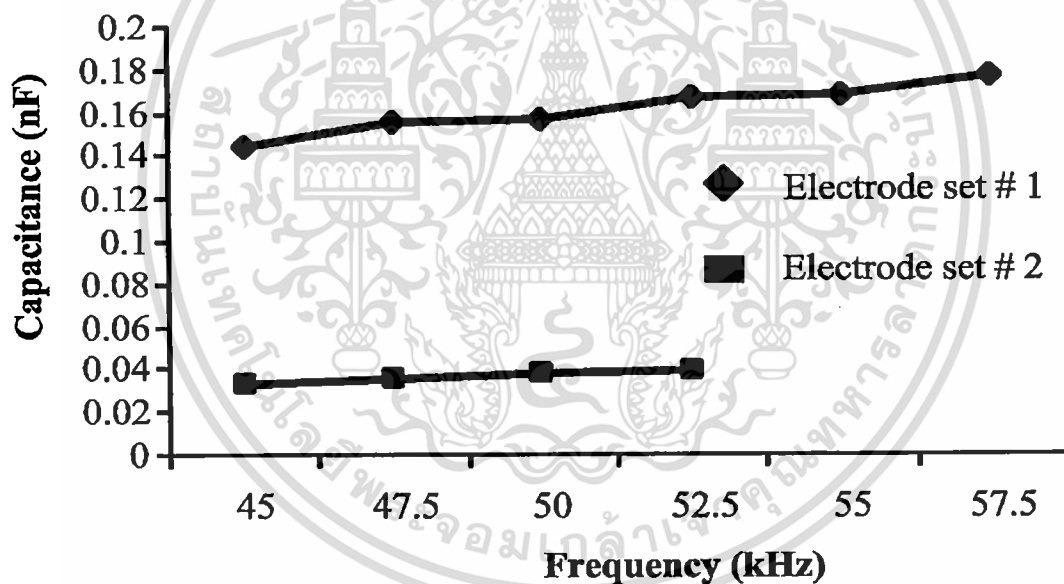
(ง) ความถี่เท่ากับ 52.5 kHz

รูปที่ 3.15 กราฟคุณสมบัติขณะลิสซาจูส (Lissajous) ของแรงดันไฟฟ้า-กระแสไฟฟ้าที่ชุดอิเล็กทรอนิกส์ที่ II ที่ความถี่ต่างๆ

หลังจากนั้นจะได้นำค่าพารามิเตอร์ทางไฟฟ้าหรือแบบจำลองหรือวงจรสมมูลทางไฟฟ้า คือ ค่า C_p และ R_p ที่คำนวณได้นำไปเป็นวงจรสมมูลทางไฟฟ้าแทนชุดอิเล็กทรอนิกส์แล้วนำไปทำการจำลองด้วยโปรแกรม MATLAB/Simulink และทำการทดลองจริงโดยใช้แหล่งจ่ายไฟฟ้าแรงดันไฟฟ้าสูงความถี่สูงเป็นวงจรอินเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์พีดับบลิวเอ็มแบบเลื่อนเฟส [40-44] ต่อกับหม้อแปลงไฟฟ้าแรงดันไฟฟ้าสูงความถี่สูง ซึ่งผลปรากฏว่ารูปคลื่นจากผลการทดลองที่ได้จากการจำลองและที่ได้จากการทดลองจริงที่ค่าความถี่ต่างๆ จะได้ทำการแสดงรายละเอียดต่างๆ ไว้ในบทที่ 6



รูปที่ 3.16 ค่าความต้านทานสมมูลของวงจรสมมูลทางไฟฟ้าของชุดอิเล็กโทรดทั้งสองชุดที่ได้จากการวัดและคำนวณที่ค่าความถี่ต่างๆ



รูปที่ 3.17 ค่าตัวเก็บประจุสมมูลของวงจรสมมูลทางไฟฟ้าของชุดอิเล็กโทรดทั้งสองชุดที่ได้จากการวัดและคำนวณที่ค่าความถี่ต่างๆ

3.5 สรุป

จากการคำนวณและทำการทดสอบเพื่อวัดหาค่าพารามิเตอร์ทางไฟฟ้าหรือแบบจำลองทางไฟฟ้าหรือวงจรสมมูลทางไฟฟ้าของชุดอิเล็กโทรดทั้งสองชุดที่ใช้ในเครื่องผลิตก๊าซไอโซน โดยทำการจ่ายแรงดันไฟฟ้าสูงที่ค่า 3.44 kVpeak สำหรับชุดอิเล็กโทรดที่ I และที่ค่า 3.00 kVpeak สำหรับชุดอิเล็กโทรดที่ II และความถี่สูงที่ใช้งานในย่าน 45 kHz - 57.5 kHz สำหรับชุดอิเล็กโทรดที่ I และความถี่สูงที่ใช้งานในย่าน 45 kHz - 52.5 kHz สำหรับชุดอิเล็กโทรดที่ II แล้วไม่วารณใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทำการทดสอบและคำนวณหาค่าตัวเก็บประจุ C_p และค่าความต้านทาน R_p ซึ่งเป็นค่าพารามิเตอร์ทางไฟฟ้าของแบบจำลองชุดอิเล็กทรอนิกส์ทั้ง 2 ชุด นั้น พบว่า ค่าพารามิเตอร์ทางไฟฟ้าหรือแบบจำลองทางไฟฟ้าหรือวงจรสมมูลทางไฟฟ้าที่ทำการวัดและทดสอบหาค่าได้นั้น ค่าความถี่มีผลทำให้ค่าพารามิเตอร์ทางไฟฟ้าหรือแบบจำลองหรือวงจรสมมูลทางไฟฟ้าเปลี่ยนแปลง โดยเมื่อความถี่เพิ่มขึ้น พบว่า ค่าความต้านทานจะมีค่าลดลงและค่าตัวเก็บประจุจะมีค่าสูงขึ้น ซึ่งเป็นผลให้ค่าพลังงานไฟฟ้าที่ชุดอิเล็กทรอนิกส์เปลี่ยนแปลงเพิ่มขึ้นซึ่งจะส่งผลโดยตรงต่อค่าปริมาณก๊าซโอโซนที่เกิดขึ้น นอกจากนี้ค่าพารามิเตอร์ของชุดอิเล็กทรอนิกส์ที่หาค่าได้มานั้นยังเป็นปัจจัยสำคัญที่ใช้ในการออกแบบแหล่งจ่ายไฟฟ้าและชุดอิเล็กทรอนิกส์เพื่อใช้กับเครื่องผลิตก๊าซโอโซนได้ต่อไป



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

การวิเคราะห์และการออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้า แรงดันไฟฟ้าสูงความถี่สูง

4.1 บทนำ

ในบทนี้จะกล่าวถึงการออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้าแรงดันไฟฟ้าสูงที่ใช้งานที่ความถี่สูง โดยหม้อแปลงไฟฟ้านี้ จะทำหน้าที่ในการเพิ่มแรงดันไฟฟ้าให้มีค่าสูงขึ้นเพื่อทำการจ่ายให้กับชุดอิเล็กทรอนิกส์กำลังที่ได้ออกแบบเพื่อให้เกิดการดิสรจาร์จของก๊าซอ็อกซิเจนจนเกิดก๊าซโอโซนขึ้น รวมทั้งได้ทำการวิเคราะห์และทำการคำนวณค่าพารามิเตอร์ของวงจรสมมูลทางไฟฟ้าของหม้อแปลงไฟฟ้าแรงดันไฟฟ้าสูงความถี่สูง พร้อมทำการทดสอบการใช้งานหม้อแปลงไฟฟ้าโดยการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม MATLAB/Simulink และทำการทดสอบจริง

4.2 การออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้าแรงดันไฟฟ้าสูงความถี่สูง

ในงานวิจัยนี้ได้ทำการออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้าแรงดันไฟฟ้าสูงความถี่สูง โดยใช้หลักการในการออกแบบตามเอกสารอ้างอิง [67] ซึ่งได้ทำการกำหนดพิคคของกำลังงานไฟฟ้าของหม้อแปลงไฟฟ้าแรงดันไฟฟ้าสูงความถี่สูงไว้ที่ 1.5 kW ดังนั้นจึงเลือกใช้แกนเฟอร์ไรท์เบอร์ EE-80 ซึ่งเป็นแกนแบบ EE ที่มีขนาดใหญ่ที่สุดในท้องตลาดและจ่ายกำลังได้สูงสุด 2 kW โดยลักษณะของโครงสร้าง คือ การนำแกนเฟอร์ไรท์รูปร่างเหมือนตัว E สองตัวมาประกบกัน ลักษณะของแกนแสดงในรูปที่ 4.1 โดยแกนเฟอร์ไรท์เบอร์ EE-80 มีค่าพารามิเตอร์ ดังนี้

- พื้นที่หน้าตัดแกน $A_c = 3.92 \times 10^{-4}$
- ค่า $B_{max} = 0.3$ T
- ความยาวทางเดินแม่เหล็กของแกน (l_c) = 0.192 m
- ค่าปริมาตรแกน $V_c = 69.8 \times 10^3$ mm³
- ค่าความยาวรอบด้าน (l_a) ทั้ง 4 ของแกน = 0.08 m
- พื้นที่ช่องว่างของบ็อบบิ้น = 800 mm²

พิคคของหม้อแปลงไฟฟ้าแรงดันไฟฟ้าสูงความถี่ที่ต้องการออกแบบ คือ

- แรงดันไฟฟ้าทางด้านปฐมภูมิ $V_p = 310$ V
- แรงดันไฟฟ้าทางด้านทุติยภูมิ $V_s = 3.5$ kV

เอกสารนี้ ความถี่ใช้งาน 20 kHz - 100 kHz ใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่า- กระแสไฟฟ้าทางด้านปฐมภูมิ(Primary Side) ของหม้อแปลงไฟฟ้าเท่ากับ 5 A ทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- กระแสไฟฟ้าทางด้านทุติยภูมิ(Secondary Side) ของหม้อแปลงไฟฟ้าเท่ากับ 1 A

หม้อแปลงไฟฟ้าประกอบด้วย 3 ส่วนสำคัญดังนี้ ขดลวดปฐมภูมิ, ขดลวดทุติยภูมิ, และแกนเฟอร์ไรท์ ในการออกแบบหม้อแปลงอันดับแรก ต้องกำหนดพิกัดกระแสไฟฟ้าและแรงดันไฟฟ้าทั้งทางด้านปฐมภูมิและทุติยภูมิก่อน หลังจากนั้นจึงเลือกขนาดแกนเฟอร์ไรท์ที่เหมาะสม เพื่อที่จะสามารถคำนวณเบอร์ขดลวดและจำนวนรอบของขดลวดได้ ในการออกแบบจำนวนรอบของขดลวดด้านปฐมภูมิ (Primary Side) จะใช้สมการที่ 4.1 มีค่าเท่ากับ

$$N = \frac{V}{4 \times f \times B_m \times A_c} \quad (4.1)$$

เมื่อ

N = จำนวนรอบของขดลวด

V = แรงดันไฟฟ้าที่ป้อน (V)

f = ความถี่ไฟฟ้าใช้งาน (Hz)

B_m = ความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กของแกนเฟอร์ไรท์ (T)

A_c = พื้นที่หน้าตัดของแกนเฟอร์ไรท์ (m^2)

การคำนวณหาจำนวนรอบด้านปฐมภูมิ(Primary Side) จากสมการที่ 4.1 โดยแทนค่าต่างๆลงในสมการที่ 4.1 จะได้

$$N_p = \frac{310}{4 \times 20,000 \times 0.1 \times 3.92 \times 10^{-4}} \quad (4.2)$$

ดังนั้น จะได้ค่าจำนวนรอบของขดลวดด้านปฐมภูมิ (Primary Side) เท่ากับ

$$N_p = 99 \text{ รอบ} \quad (4.3)$$

หลังจากนั้นทำการคำนวณหาจำนวนรอบของขดลวดด้านทุติยภูมิ (Secondary Side) สามารถคำนวณจากสมการที่ 4.4 ดังนี้

$$N_s = N_p \times \frac{V_s}{V_p} \quad (4.4)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ

N_p = ค่าจำนวนรอบขดลวดทางด้านปฐมภูมิ

N_s = ค่าจำนวนรอบขดลวดทางด้านทุติยภูมิ

V_p = แรงดันไฟฟ้าทางด้านปฐมภูมิ (V)

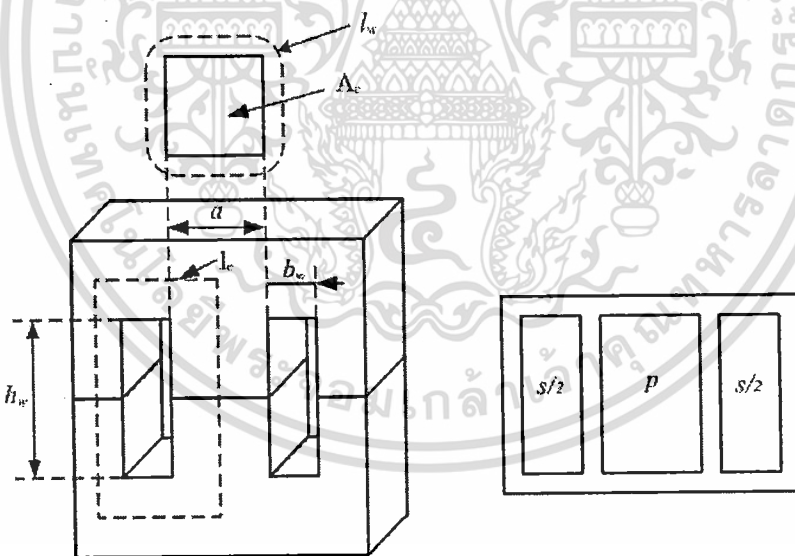
V_s = แรงดันไฟฟ้าทางด้านทุติยภูมิ (V)

การคำนวณหาจำนวนรอบของขดลวดด้านทุติยภูมิ (Secondary Side) จากสมการที่ 4.4 โดยแทนค่าต่างๆ ลงในสมการที่ 4.4 จะได้

$$N_s = 99 \times \frac{3500}{310} \quad (4.5)$$

จะได้ค่าจำนวนรอบของขดลวดด้านทุติยภูมิ ซึ่งมีค่าเท่ากับ

$$N_s = 1130 \text{ รอบ} \quad (4.6)$$



รูปที่ 4.1 ลักษณะ โครงสร้างของแกนหม้อแปลงไฟฟ้าแบบเฟอร์ไรท์เบอร์ EE-80 ที่ใช้ในงานวิจัย

เนื่องจากหม้อแปลงไฟฟ้านี้มีความถี่ที่ใช้งานมีค่าสูง ดังนั้นจึงเลือกค่ากระแสไฟฟ้าต่อพื้นที่หน้าตัดขดลวดไว้ที่ $4A/mm^2$ กระแสไฟฟ้าทางด้านปฐมภูมิเท่ากับ 5 A ดังนั้นพื้นที่หน้าตัดของขดลวดคือ $\frac{5A}{4A} = 1.25mm^2$ เปิดตารางเทียบเบอร์ลวดได้ #AWG 16 ($1.3 mm^2$) นำมาทำการ

ตีเกลียว (Litz Wire) จำนวน 5 เส้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของโรงเรียนเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หลังจากนั้นทำการคำนวณเบอร์ขดลวดทางด้านทุติยภูมิได้ดังนี้ คือ

$$I_s = I_p \times \frac{V_p}{V_s} \quad (4.7)$$

แทนค่าต่างๆ ลงในสมการที่ 4.7 จะได้

$$I_s = 5 \times \frac{99}{1130} \quad (4.8)$$

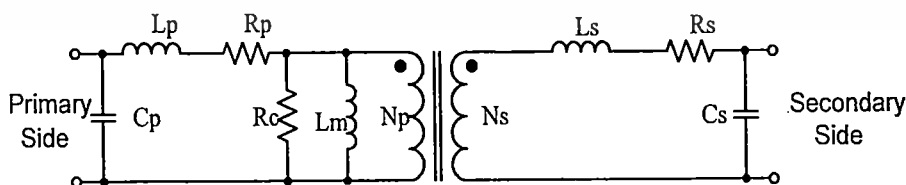
ดังนั้น จะได้

$$I_s = 0.443 \quad (4.9)$$

ดังนั้นพื้นที่หน้าตัดของขดลวดคือ $\frac{0.443A}{4 A/mm^2} = 0.11mm^2$ เบ็ดตารางเทียบเบอร์ลวดได้ #AWG 26 (0.128 mm²) ใช้ลวดทองแดงเป็นเส้นเดียว

4.3 การวิเคราะห์หาค่าพารามิเตอร์ทางไฟฟ้าของหม้อแปลงไฟฟ้าแรงดันไฟฟ้าสูง ความถี่สูง

หม้อแปลงไฟฟ้าแรงดันไฟฟ้าสูงความถี่สูงจะคล้ายกับหม้อแปลงไฟฟ้าทั่วไปแต่แตกต่างกันตรงวัสดุที่ใช้ทำแกนหม้อแปลงไฟฟ้าจะใช้เป็นแกนเฟอร์ไรท์ (Ferrite Core) และวงจรสมมูลทางไฟฟ้าของหม้อแปลงไฟฟ้านี้จะมีตัวเก็บประจุแฝง (Parasitic Capacitance) ปรากฏขึ้นที่ขั้วของหม้อแปลงไฟฟ้าแรงดันไฟฟ้าสูงความถี่สูงทั้งทางด้านปฐมภูมิ (C_p) และด้านทุติยภูมิ (C_s) สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.2 [63, 64, 66]



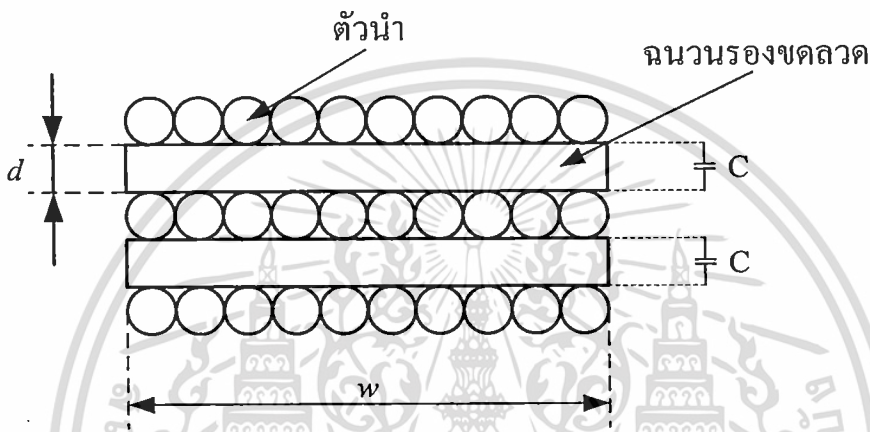
รูปที่ 4.2 วงจรสมมูลของหม้อแปลงไฟฟ้าแรงดันไฟฟ้าสูงความถี่สูง

เมื่อ

N_p = จำนวนรอบของขดลวดทางด้านปฐมภูมิ

เอกสารนี้เป็น N_s = จำนวนรอบของขดลวดทางด้านทุติยภูมิ เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- R_c = ความต้านทานของแกนหม้อแปลงไฟฟ้า
 R_p = ความต้านทานของขดลวดทางด้านปฐมภูมิ
 R_s = ความต้านทานของขดลวดทางด้านทุติยภูมิ
 L_m = ค่าความเหนี่ยวนำแม่แกนไตซิ่ง
 L_p = ค่าความเหนี่ยวนำกระแสไฟฟ้ารั่วไหลทางด้านปฐมภูมิ
 L_s = ค่าความเหนี่ยวนำกระแสไฟฟ้ารั่วไหลทางด้านทุติยภูมิ
 C_p = ค่าความจุไฟฟ้าภายในของขดลวดทางด้านปฐมภูมิ
 C_s = ค่าความจุไฟฟ้าภายในของขดลวดทางด้านทุติยภูมิ



รูปที่ 4.3 ตัวเก็บประจุเสมือนที่เกิดขึ้นระหว่างชั้นของขดลวด

ค่าตัวเก็บประจุแฝง (Parasitic Capacitance) ที่เกิดขึ้นนั้นเกิดจากการนำวัสดุฉนวนมารองระหว่างชั้นของขดลวดเพื่อป้องกันการลัดวงจร ค่าศักย์ไฟฟ้าที่ไม่เท่ากันระหว่างชั้นทำให้เกิดสนามไฟฟ้าขึ้น เมื่อนำวัสดุฉนวนมาวางกันจึงเสมือนมีตัวเก็บประจุต่อคร่อมอยู่ระหว่างชั้นแสดงได้ดังรูปที่ 4.3 ในกรณีที่จำนวนชั้นมีมากกว่า 1 ชั้น เมื่อทำการคลี่ชั้นของขดลวดออกจึงกลายเป็นการนำตัวเก็บประจุมาต่ออนุกรมกัน ซึ่งสามารถคำนวณหาค่าตัวเก็บประจุแฝง C_p และ C_s ที่เกิดขึ้นได้ดังนี้ คือ

$$C = \epsilon_o \times \epsilon_r \times \frac{w}{d} \quad (4.10)$$

- เมื่อ
- C = ตัวเก็บประจุแฝงของหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูง (F/m)
 - ϵ_o = ค่าเปอร์มิตติวิตี (Permittivity) ของสุญญากาศ
 - ϵ_r = ค่าเปอร์มิตติวิตีสัมพัทธ์หรือของวัสดุที่ใช้ทำฉนวน (Relative Permittivity)

w = ความกว้างของชั้นขดลวดทองแดง (m)

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์ของสถาบันฯ นั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

d = ความหนาของวัสดุที่ใช้เป็นฉนวน (m)

แกนเฟอร์ไรท์ (Ferrite Core) นั้นมีค่าความซึมซาบเส้นแรงแม่เหล็กไฟฟ้าได้ต่ำ ดังนั้นจึงเกิดเส้นแรงแม่เหล็กไฟฟ้าบางส่วนที่ไม่ได้ไหลผ่านแกน แต่จะไหลผ่านช่องว่างอากาศ เรียกว่าเส้นแรงแม่เหล็กไฟฟ้ารั่วไหล (Leakage Inductance : $L_{leakage}$) ซึ่งเป็นผลให้เกิดค่าความเหนี่ยวนำขึ้นในวงจรนั้นก็คือ ค่า L_p และ L_s สามารถคำนวณได้จากสมการที่ 4.11 คือ

$$L_{leakage} = \frac{\mu_o \times \mu_r \times N^2 \times d}{w} \quad (4.11)$$

- เมื่อ
- $L_{leakage}$ = ค่าความเหนี่ยวนำเส้นแรงแม่เหล็กไฟฟ้ารั่วไหล (H/m)
 - μ_o = ค่าเปอร์เมียอเบิลิตี (Permeability) ของสุญญากาศ
 - N = จำนวนรอบทั้งหมดของขดลวด
 - l_w = ความยาวเฉลี่ยรอบแกน (m)
 - b_w = ความกว้างบ็อบบิ้น (m)
 - h_w = ความสูงของบ็อบบิ้น (m)
 - s = จำนวนช่องการพันสลีบระหว่างขดลวดด้านปฐมภูมิและทุติยภูมิ
 - w = ความกว้างของชั้นขดลวดทองแดง (m)
 - d = ความหนาของวัสดุที่ใช้เป็นฉนวน (m)

เส้นแรงแม่เหล็กไฟฟ้าส่วนใหญ่ที่ไหลผ่านแกนหม้อแปลงไฟฟ้าเกิดจากกระแสไฟฟ้าสร้างเส้นแรงแม่เหล็กไฟฟ้า (Magnetizing Current) ที่จ่ายให้ขดลวดด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้า ดังนั้นจึงเกิดค่าความเหนี่ยวนำเส้นแรงแม่เหล็กไฟฟ้าในแกนหม้อแปลงไฟฟ้า (Magnetizing Inductance : L_m) ขึ้น ซึ่งสามารถคำนวณได้จากสมการที่ 4.12

$$L_m = N_p^2 \times \frac{\mu_o \times \mu_r \times A_c}{l_c} \quad (4.12)$$

- เมื่อ
- L_m = ค่าความเหนี่ยวนำเส้นแรงแม่เหล็กไฟฟ้าในแกนหม้อแปลงไฟฟ้า (Henry)
 - N_p = จำนวนรอบของขดลวดทองแดงด้านปฐมภูมิ
 - A_c = พื้นที่หน้าตัดแกนเฟอร์ไรท์ที่เส้นแรงแม่เหล็กไฟฟ้าไหลผ่าน (m²)
 - l_c = ทางเดินเส้นแรงแม่เหล็กไฟฟ้าในแกนเฟอร์ไรท์ (m)
 - μ_o = ค่าเปอร์เมียอเบิลิตีของสุญญากาศ (Permeability of vacuum)
 - μ_r = ค่าเปอร์มิอเบิลิตีสัมพัทธ์ (Relative Permeability)

ค่าความต้านทาน R_1 และ R_2 ในตัวนำทองแดงที่ใช้ทำขดลวดทางด้านปฐมภูมิและทุติยภูมิ สามารถคำนวณได้จากสมการที่ 4.13

$$R = \rho_{cu} \frac{l_{cu}}{A_{cu}} \quad (4.13)$$

เมื่อ

R = ค่าความต้านทานของขดลวดทองแดง (Ω)

ρ_{cu} = ค่าสัมประสิทธิ์ความต้านทานกระแสไฟฟ้าของวัสดุที่ใช้ทำขดลวดทองแดง ($\Omega\text{-m}$)

l_{cu} = ความยาวของขดลวดทองแดง (m)

A_{cu} = พื้นที่หน้าตัดของขดลวดทองแดง (m^2)

ค่าความต้านทานของขดลวดทองแดงด้านปฐมภูมิ R_p มีค่าเท่ากับ

$$R_p = \rho_{cu,pri} \frac{l_{cu} N_p^2}{A_{cu,pri}} \quad (4.14)$$

ค่าความต้านทานของขดลวดทองแดงด้านทุติยภูมิ R_s มีค่าเท่ากับ

$$R_s = \rho_{cu,sec} \frac{l_{cu} N_s^2}{A_{cu,sec}} \quad (4.15)$$

เมื่อ

R_p, R_s = ค่าความต้านทานของขดลวดทองแดงด้านปฐมภูมิและด้านทุติยภูมิ (Ω)

$\rho_{cu,pri}, \rho_{cu,sec}$ = ค่าสัมประสิทธิ์ความต้านทานกระแสไฟฟ้าของวัสดุที่ใช้ทำขดลวดทองแดงด้านปฐมภูมิและด้านทุติยภูมิ ($\Omega\text{-m}$)

l_{cu} = ความยาวของขดลวดทองแดง (m)

$A_{cu,pri}, A_{cu,sec}$ = พื้นที่หน้าตัดของขดลวดด้านปฐมภูมิและด้านทุติยภูมิ (m^2)

N_p = จำนวนรอบของขดลวดทองแดงด้านปฐมภูมิ

N_s = จำนวนรอบของขดลวดทางด้านทุติยภูมิ

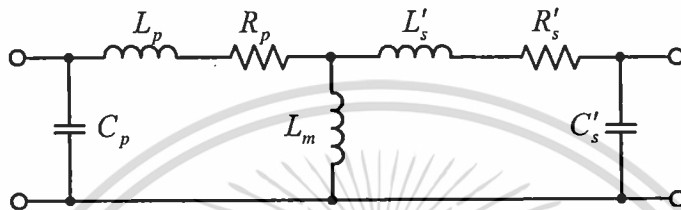
วงจรสมมูลทางไฟฟ้าของหม้อแปลงไฟฟ้าแรงดันไฟฟ้าสูงความถี่สูงที่ได้ทำการย้าย

ค่าพารามิเตอร์จากด้านทุติยภูมิมาทางด้านปฐมภูมิแล้ว สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.4 ซึ่งสามารถคำนวณค่าพารามิเตอร์ด้านทุติยภูมิที่ทำการย้ายมายังด้านปฐมภูมิ ตามสมการที่ 4.16-4.18

$$L'_s = \left(\frac{N_p}{N_s}\right)^2 \times L_s = \left(\frac{V_p}{V_s}\right)^2 \times L_s \quad (4.16)$$

$$R'_s = \left(\frac{N_p}{N_s}\right)^2 \times R_s = \left(\frac{V_p}{V_s}\right)^2 \times R_s \quad (4.17)$$

$$C'_s = \left(\frac{N_s}{N_p}\right)^2 \times C_s = \left(\frac{V_s}{V_p}\right)^2 \times C_s \quad (4.18)$$



รูปที่ 4.4 วงจรสมมูลของหม้อแปลงไฟฟ้าแรงดันไฟฟ้าสูงความถี่สูงที่ทำการย้ายพารามิเตอร์ทางไฟฟ้าของหม้อแปลงไฟฟ้าจากทางด้านทุติยภูมิมาทางด้านปฐมภูมิ

จากสมการที่ 4.1 - 4.11 สามารถนำมาคำนวณหาค่าพารามิเตอร์ทางไฟฟ้าของหม้อแปลงไฟฟ้าแรงดันไฟฟ้าสูงความถี่สูงได้ โดยในที่นี้จะกำหนดให้แรงดันด้านปฐมภูมิเท่ากับ 310 Vpeak และแรงดันด้านทุติยภูมิเท่ากับ 3.5 kVpeak ใช้แกนหม้อแปลงไฟฟ้าแบบเฟอร์ไรท์เบอร์ EE-80 ซึ่งมีลักษณะดังรูปที่ 4.1 วงจรสมมูลของหม้อแปลงไฟฟ้าแรงดันไฟฟ้าสูงความถี่สูง ประกอบด้วยค่าตัวเหนี่ยวนำเส้นแรงแม่เหล็กที่ไหล L_p และ L_s ค่าความต้านทานทางไฟฟ้าในขดลวดทองแดง R_p และ R_s ค่าความเหนี่ยวนำเส้นแรงแม่เหล็กที่ไหลในแกนเฟอร์ไรท์ L_m และค่าตัวเก็บประจุแฝง C_p และ C_s โดยมีค่าตัวแปรต่างๆ ที่ใช้ในการคำนวณดังต่อไปนี้

- ค่าความซึมซาบเส้นแรงแม่เหล็กในสูญญากาศ (μ_0) = $4\pi \times 10^{-7}$
- ค่าความซึมซาบเส้นแรงแม่เหล็กในอากาศ (μ_r) = 1
- จำนวนรอบขดลวดปฐมภูมิ (N_p) = 99 รอบ
- จำนวนรอบขดลวดทุติยภูมิ (N_s) = 1130 รอบ
- จำนวนรอบของขดลวดต่อชั้นทางด้านปฐมภูมิ = 33 รอบ
- จำนวนรอบของขดลวดต่อชั้นทางด้านทุติยภูมิ = 66 รอบ
- จำนวนชั้นของขดลวดทางด้านปฐมภูมิ = 3 ชั้น
- จำนวนชั้นของขดลวดทางด้านทุติยภูมิ = 17 ชั้น
- ความยาวเฉลี่ยรอบแกนหม้อแปลงไฟฟ้า (l_w) = 0.18 m

- ความกว้างของบอบิน (b_w) = 0.02 m

- ความสูงของบอบิน (h_w) = 0.055 m

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น ผู้ที่นำเอกสารนี้ไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- จำนวนช่องการพันสลับระหว่างขดลวดปฐมภูมิและทุติยภูมิ (s) = 2 ช่อง
- ความหนาของฉนวนรองขดลวดทองแดงแต่ละชั้น (d) = 0.35 mm (ฉนวน Normex)
- ความกว้างของชั้นของขดลวดทองแดง (w) = 40 mm
- ค่าความซึมซาบเส้นแรงแม่เหล็กในแกนเฟอร์ไรท์ (μ_r) เท่ากับ 2400
- พื้นที่หน้าตัดแกนขนาด $3.92 \times 10^{-4} \text{ m}^2$
- ความยาวทางเดินเส้นแรงแม่เหล็กของแกนหม้อแปลงไฟฟ้าเท่ากับ 0.192 m
- ค่า $\rho_{cu} = 2.0 \times 10^{-8}$ ซึ่งเป็นค่าเฉพาะในตัวนำทองแดง
- ความยาวตัวนำทองแดงทางด้านปฐมภูมิ = 7.9 m
- ความยาวตัวนำทองแดงทางด้านทุติยภูมิ = 90 m
- พื้นที่หน้าตัดขดลวดทองแดงทางด้านปฐมภูมิ = 1.3 mm^2
- พื้นที่หน้าตัดขดลวดทองแดงทางด้านทุติยภูมิ = 0.128 mm^2
- ค่าเปอร์มิตติวิตีของสุญญากาศ = 8.854×10^{-12}
- ค่าเปอร์มิตติวิตีของฉนวน Normex แบบ Polyester = 3

เมื่อทำการแทนค่าต่างๆ ลงในสมการที่ 4.1-4.11 จะได้ค่าต่างๆ ดังนี้

- ค่าความเหนี่ยวนำเส้นแรงแม่เหล็กในตัวนำทองแดงทางด้านปฐมภูมิและทุติยภูมิ คือ

$$L_p = \frac{4\pi \times 10^{-7} \times 99^2 \times 2400 \times 0.35}{40} = 0.2586 \text{ mH} \quad (4.19)$$

$$L_s = \frac{4\pi \times 10^{-7} \times 1130^2 \times 2400 \times 0.35}{40} = 33.6966 \text{ mH} \quad (4.20)$$

- ค่าความเหนี่ยวนำเส้นแรงแม่เหล็กในแกนหม้อแปลงไฟฟ้า คือ

$$L_m = 99^2 \times \frac{4 \times \pi \times 10^{-7} \times 2400 \times 3.92 \times 10^{-4}}{0.192} = 26.55 \text{ mH} \quad (4.21)$$

- ค่าความต้านทานในขดลวดทองแดงทั้งทางด้านปฐมภูมิและทุติยภูมิ คือ

$$R_p = 2.0 \times 10^{-8} \frac{7.9}{1.3 \times 10^{-6}} = 0.12154 \ \Omega \quad (4.22)$$

$$R_s = 2.0 \times 10^{-8} \frac{90}{0.128 \times 10^{-6}} = 14.0625 \ \Omega \quad (4.23)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- ค่าตัวเก็บประจุแฝงทางด้านปฐมภูมิและทางด้านหตุยภูมิ คือ

$$C_{layer} = 8.854 \times 10^{-12} \times 3 \times \frac{40}{0.35} = 3.035 \text{ nF} \quad (4.24)$$

- ทางด้านปฐมภูมิมีฉนวนรองขดลวด 2 ชั้น

$$\frac{1}{C_p} = \frac{1}{3.035 \times 10^{-9}} + \frac{1}{3.035 \times 10^{-9}} \quad (4.25)$$

$$C_p = 1.52 \text{ nF} \quad (4.26)$$

- ทางด้านหตุยภูมิมีฉนวนรองขดลวด 16 ชั้น ดังนั้น ค่า C มีการต่ออนุกรมกัน ซึ่งสามารถคำนวณได้ดังนี้

$$\frac{1}{C_s} = \frac{16}{3.035 \times 10^{-9}} \quad (4.27)$$

$$C_s = 0.189 \text{ nF} \quad (4.28)$$

เมื่อทำการถ่ายโอนค่าพารามิเตอร์ของหม้อแปลงไฟฟ้าจากทางด้านหตุยภูมิไปสู่ด้านปฐมภูมิโดยใช้การคูณด้วยอัตราส่วนของหม้อแปลงไฟฟ้ายกกำลังสอง จะมีค่าเท่ากับ

$$L'_s = \left(\frac{310}{3500} \right)^2 \times 33.6966 \times 10^{-3} = 0.26435 \text{ mH} \quad (4.29)$$

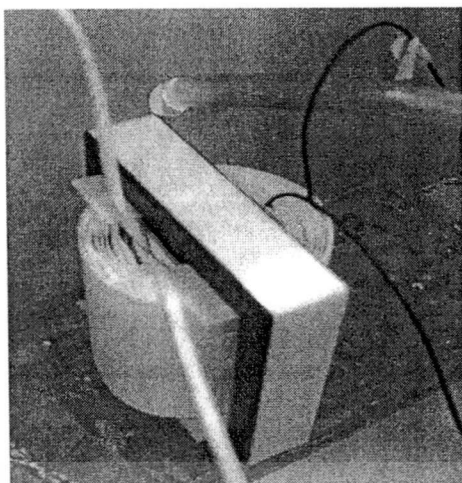
$$R'_s = \left(\frac{310}{3500} \right)^2 \times 14.0625 = 0.11032 \text{ } \Omega \quad (4.30)$$

$$C'_s = \left(\frac{3500}{310} \right)^2 \times 0.189 \times 10^{-9} = 24.1 \text{ nF} \quad (4.31)$$

เมื่อ L'_s = ค่าเหนี่ยวนำเส้นแรงแม่เหล็กรั่วไหลทางด้านหตุยภูมิเมื่อถ่ายโอนค่าแล้ว (Henry)

R'_s = ค่าความต้านทานในขดลวดตัวทางด้านหตุยภูมิเมื่อถ่ายโอนค่าแล้ว (Ω)

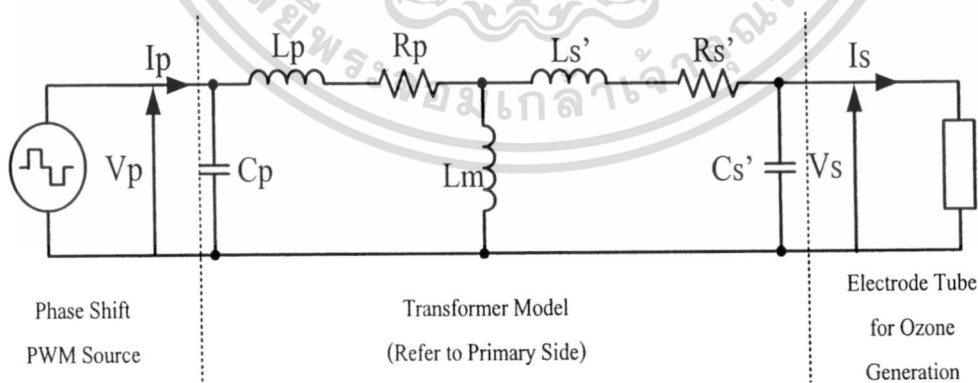
C'_s = ค่าตัวเก็บประจุแฝงทางด้านหตุยภูมิเมื่อถ่ายโอนค่าแล้ว (Farad : F)



รูปที่ 4.5 หม้อแปลงไฟฟ้าแรงดันไฟฟ้าสูงความถี่สูงที่ได้ทำการออกแบบและสร้างขึ้นมาใช้ในเครื่องกำเนิดก๊าซโอโซนที่นำเสนอ

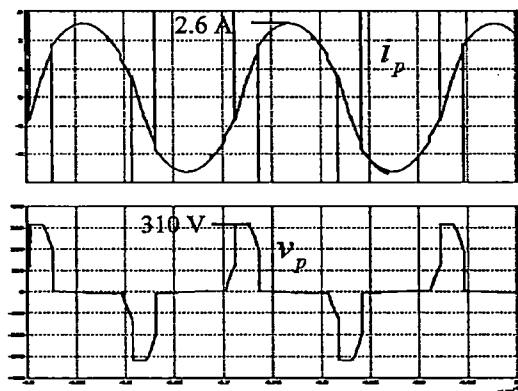
4.4 การทดสอบหม้อแปลงไฟฟ้าแรงดันไฟฟ้าสูงความถี่สูง

เมื่อทำการหาค่าพารามิเตอร์ทางไฟฟ้าของวงจรสมมูลทางไฟฟ้าของหม้อแปลงไฟฟ้าแรงดันไฟฟ้าสูงความถี่สูงได้เรียบร้อยแล้วจะได้นำไปใช้ในการจำลองการทำงานโดยใช้โปรแกรม MATLAB/Simulink และทำการทดลองจริงโดยใช้แหล่งจ่ายเป็นวงจรอินเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์ที่ดับบลิวเอ็มแบบเลื่อนเฟส ซึ่งสามารถแสดงรูปการทดลองโดยใช้วงจรดังรูปที่ 4.6 พร้อมทั้งได้ทำการทดลองเพื่อวัดรูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าทางด้านปฐมภูมิและด้านทุติยภูมิที่แต่ละค่าความถี่แรงดันไฟฟ้าอินพุตที่จ่ายให้กับหม้อแปลงไฟฟ้าแรงดันไฟฟ้าสูงความถี่สูง สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.7 และ 4.10

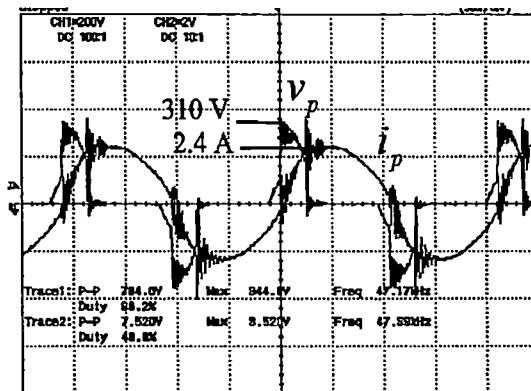


รูปที่ 4.6 วงจรการทดสอบหม้อแปลงไฟฟ้าแรงดันไฟฟ้าสูงความถี่สูง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

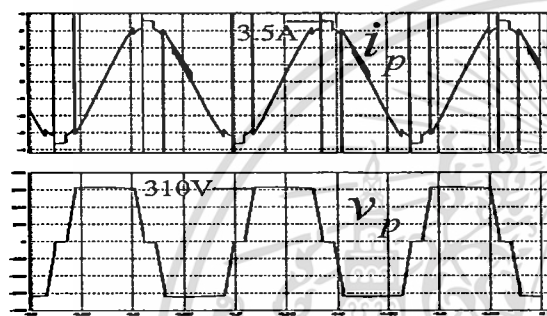


Simulation

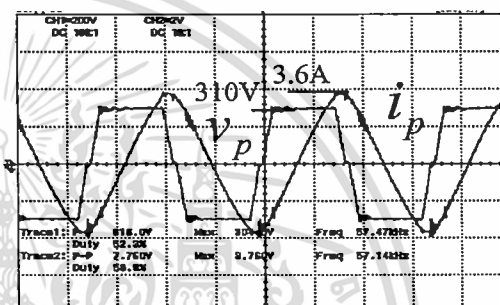


Experimental

(ก) ความถี่ของแรงดันไฟฟ้าอินพุตเท่ากับ 45 kHz



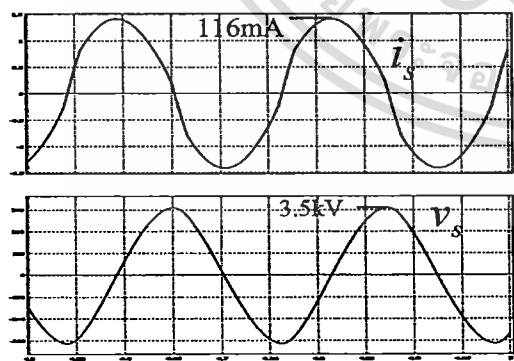
Simulation



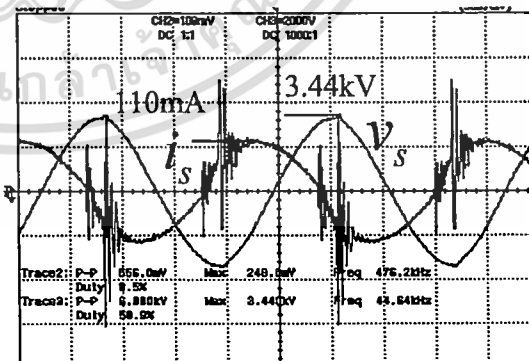
Experimental

(ข) ความถี่ของแรงดันไฟฟ้าอินพุตเท่ากับ 57.5 kHz

รูปที่ 4.7 รูปคลื่นที่ได้จากการจำลองและการวัดของแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าทางด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้าแรงดันไฟฟ้าสูงและความถี่สูงที่ค่าความถี่แรงดันไฟฟ้าอินพุตต่างๆ ที่ทำการทดสอบกับชุดอิเล็กทรอนิกส์ที่ I



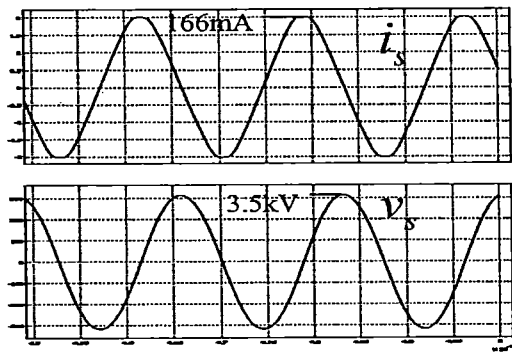
Simulation



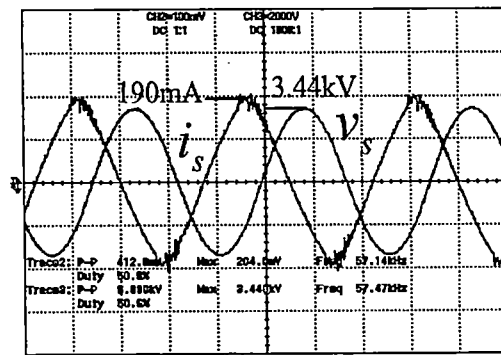
Experimental

(ก) ความถี่ของแรงดันไฟฟ้าอินพุตเท่ากับ 45 kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



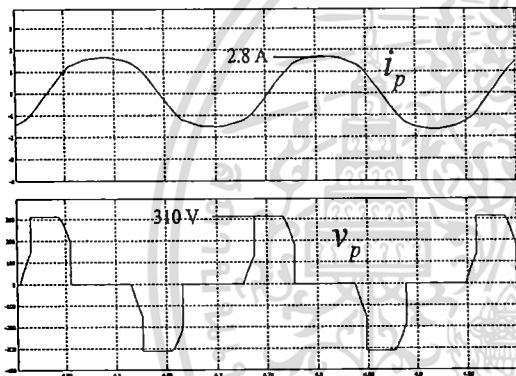
Simulation



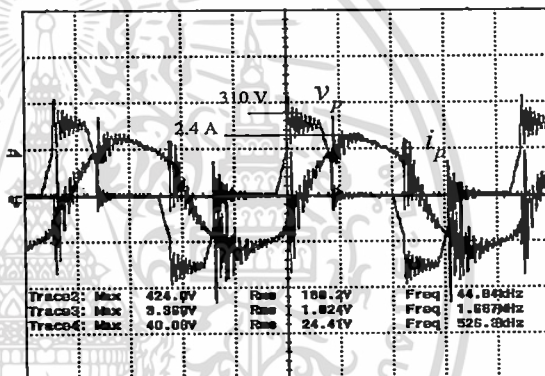
Experimental

(ข) ความถี่ของแรงดัน ไฟฟ้าอินพุตเท่ากับ 57.5 kHz

รูปที่ 4.8 รูปคลื่นที่ได้จากการจำลองและการทดลองของแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าทางด้าน
ทฤษฎีของหม้อแปลงไฟฟ้าแรงดันไฟฟ้าสูงและความถี่สูงที่ค่าความถี่แรงดันไฟฟ้า
อินพุตต่างๆ ที่ทำการทดสอบกับชุดอิเล็กทรอนิกส์ที่ I

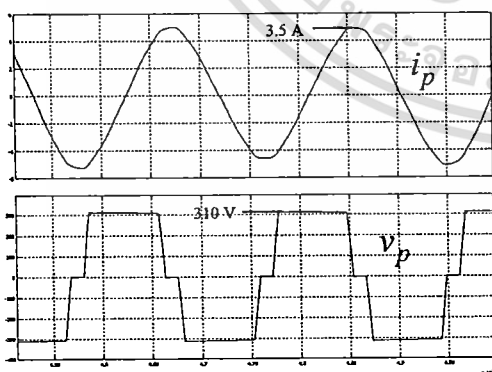


Simulation

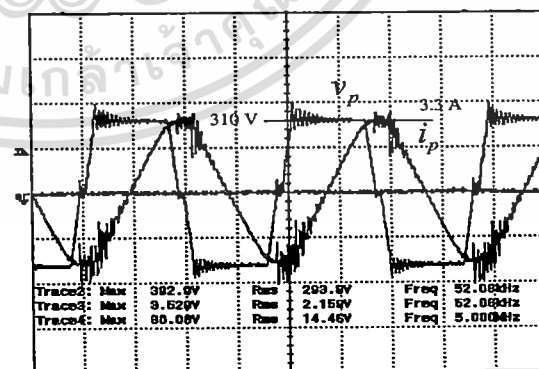


Experimental

(ค) ความถี่เท่ากับ 45 kHz.



Simulation

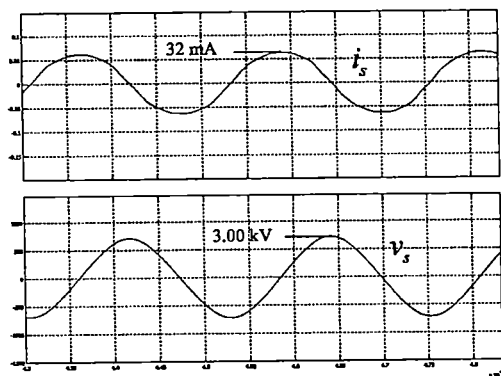


Experimental

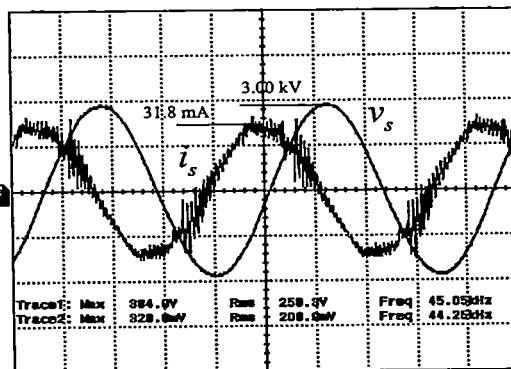
(ง) ความถี่เท่ากับ 52.5 kHz.

รูปที่ 4.9 รูปคลื่นที่ได้จากการจำลองและการวัดของแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าทางด้านปฐม
ภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้าแรงดันไฟฟ้าสูงและความถี่สูงที่ค่าความถี่แรงดันไฟฟ้าอินพุต
ต่างๆ ที่ทำการทดสอบกับชุดอิเล็กทรอนิกส์ที่ II

เอกสารนี้เป็นเอกสารของภาควิชาวิศวกรรมเครื่องกล คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

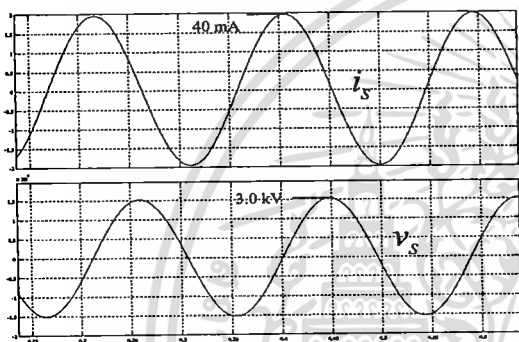


Simulation

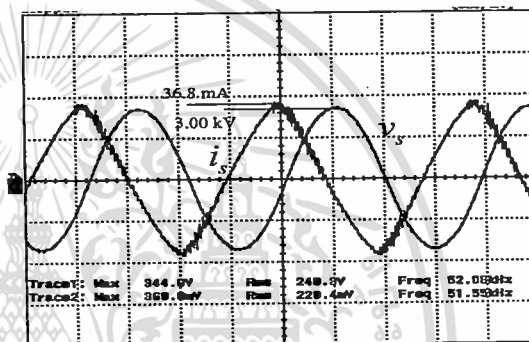


Experimental

(ก) ความถี่เท่ากับ 45 kHz



Simulation



Experimental

(ข) ความถี่เท่ากับ 52.5 kHz.

รูปที่ 4.10 รูปคลื่นที่ได้จากการจำลองและการทดลองของแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าทางด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้าแรงดันไฟฟ้าสูงและความถี่สูงที่ค่าความถี่แรงดันไฟฟ้าอินพุตต่างๆที่ทำการทดสอบกับชุดอิเล็กทรอนิกส์ที่ II

4.5 สรุป

ในบทนี้ได้ทำการกล่าวถึงการออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้าที่ใช้ในการเพิ่มแรงดันไฟฟ้าให้สูงขึ้นเพื่อจ่ายให้กับชุดอิเล็กทรอนิกส์ทั้งสองเพื่อผลิตก๊าซไอโซน โดยหม้อแปลงไฟฟ้าแรงดันไฟฟ้าสูงนี้ยังทำงานที่ความถี่สูงในย่าน 45 kHz – 57.5 kHz ด้วยรวมทั้งได้ทำการวิเคราะห์หาค่าพารามิเตอร์ทางไฟฟ้าของวงจรสมมูลทางไฟฟ้าของหม้อแปลงไฟฟ้านี้ด้วย เนื่องจากหม้อแปลงไฟฟ้านี้ใช้งานที่ความถี่สูง ดังนั้น จึงเกิดค่าตัวเก็บประจุแฝง (Parasitic Capacitance) ขึ้นที่ด้านปฐมภูมิและด้านทุติยภูมิ ซึ่งสามารถทำการวิเคราะห์และคำนวณออกมาได้ รวมทั้งได้ทำการพิจารณาทำการจำลองการทำงานของหม้อแปลงไฟฟ้านี้ด้วยโปรแกรม MATLAB/Simulink

พร้อมทั้งทำการทดสอบการใช้งานจริง เพื่อเปรียบเทียบกัน โดยผลการจำลองและการทดสอบที่ได้มีความสอดคล้องไปในทำนองเดียวกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่วารณใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

การวิเคราะห์การทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ ฟูลบริดจ์พีดับบลิวเอ็มแบบเลื่อนเฟส

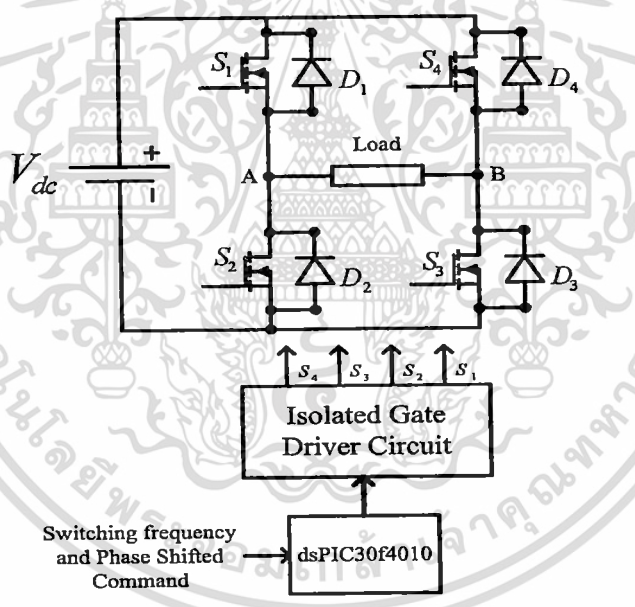
5.1 บทนำ

ในบทนี้จะกล่าวถึงหลักการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์พีดับบลิวเอ็มแบบเลื่อนเฟส โดยจะทำการแบ่งการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์พีดับบลิวเอ็มแบบเลื่อนเฟสออกเป็น 10 โหมคการทำงาน ซึ่งเป็นการนำผลของค่าเวลาเดดไทม์ (Dead Time) มาพิจารณาด้วย ซึ่งทำให้การวิเคราะห์มีความละเอียดมากขึ้น พร้อมทำการวิเคราะห์การทำงานออกมาในเชิงคณิตศาสตร์แล้วนำไปจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม MATLAB/Simulink วงจรอินเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์พีดับบลิวเอ็มแบบเลื่อนเฟสที่ใช้ในงานวิจัยนี้ยังได้นำหลักการการสวิตช์ที่แรงดันศูนย์ (Zero voltage switch : ZVS) มาใช้เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์โดยทำการแสดงรูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าที่อุปกรณ์สวิตช์มอสเฟตประกอบไปด้วยเพื่อแสดงการสวิตช์ที่แรงดันศูนย์ (Zero voltage switch : ZVS) ได้เกิดขึ้นจริง รวมทั้งได้ทำการออกแบบตัวเหนี่ยวนำชดเชยที่ใส่เพิ่มเข้าไปในวงจรอินเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์พีดับบลิวเอ็มแบบเลื่อนเฟสเพื่อให้เกิดความถี่เรโซแนนซ์ที่ความถี่ 45 kHz เพื่อลดการเกิดความร้อนขึ้นที่หม้อแปลงไฟฟ้าแรงดันไฟฟ้าสูงความถี่สูง

5.2 หลักการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์พีดับบลิวเอ็มแบบเลื่อนเฟส

วงจรอินเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์พีดับบลิวเอ็มแบบเลื่อนเฟส (Phase Shifted PWM Full Bridge Inverter) มีหลักการทำงานเช่นเดียวกับวงจรอินเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์พีดับบลิวเอ็มทั่วไป [55-62] คือ อาศัยการทำงานของอุปกรณ์สวิตช์กำลัง ซึ่งในงานวิจัยนี้ใช้มอสเฟตกำลัง (Power MOSFET) ทำหน้าที่เป็นอุปกรณ์สวิตช์กำลังในวงจรอินเวอร์เตอร์เพื่อทำหน้าที่แปลงไฟฟ้ากระแสตรงไปเป็นไฟฟ้ากระแสสลับที่สามารถปรับความถี่ของแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตได้แล้วทำการจ่ายสู่โหลด ซึ่งโหลดในงานวิจัยได้ทำการพิจารณาเป็น RLC ต่ออนุกรมกัน ซึ่งวงจรอินเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์พีดับบลิวเอ็มแบบเลื่อนเฟสนั้นใช้อุปกรณ์สวิตช์ทั้งหมด 4 ตัวด้วยกัน คือ S_1 , S_2 , S_3 และ S_4 โดยมีลักษณะโครงสร้างของวงจรอินเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์พีดับบลิวเอ็มแบบเลื่อนเฟสที่ใช้ในงานวิจัยสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 5.1 การทำงานของอุปกรณ์สวิตช์กำลังจะทำงานพร้อมกันเป็นคู่ คือ สวิตช์ S_1 กับ S_3 ทำงานพร้อมกันและสวิตช์ S_2 กับ S_4 ทำงานพร้อมกัน โดยที่สวิตช์ S_1 กับ S_2 และ S_3 กับ S_4 ซึ่งเป็นสวิตช์ที่อยู่ในกิ่งเดียวกันจะไม่สามารถทำงาน

พร้อมกันได้เนื่องจากจะเป็นการเกิดลัดวงจรขึ้น ดังนั้นสัญญาณควบคุมการทำงานของสวิตช์ S_1 กับ S_2 และ S_3 กับ S_4 จะต้องมีช่วงเวลาเดดไทม์ (Dead time : t_{DT}) เพื่อป้องกันการลัดวงจร โดยสัญญาณควบคุมการทำงานของมอสเฟตกำลังสร้างจากไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล dsPIC เบอร์ dsPIC30F4011 ซึ่งสามารถแสดงวงจรกำลังของวงจรอินเวอร์เตอร์นี้ได้ดังรูปที่ 5.1 วงจรอินเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์พีดับบลิวเอ็มแบบเลื่อนเฟสที่นำเสนอนี้จะสามารถปรับค่าความถี่ของแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าด้านเอาต์พุตได้ตั้งแต่ 20 kHz – 100 kHz รวมทั้งสามารถทำการเลื่อนเฟสเพื่อทำการปรับค่าแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต V_{AB} ได้โดยการเลื่อนเฟส ϕ ของสัญญาณควบคุมการทำงานของสวิตช์ S_3 กับ S_4 หรือการเลื่อนเฟสของสัญญาณควบคุมการทำงานของสวิตช์กึ่งหลังโดยสามารถทำการเลื่อนเฟสได้จากค่ามุมเลื่อนเฟส ϕ ซึ่งสามารถปรับมุมเลื่อนเฟสได้ตั้งแต่ $0^\circ - 180^\circ$ ซึ่งจะเป็นการปรับค่าแรงดันไฟฟ้าจาก 0 V จนถึง 310 Vpeak โดยมีลักษณะของสัญญาณควบคุมการทำงานของสวิตช์มอสเฟตทั้ง 4 ตัว และรูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าด้านเอาต์พุตสามารถแสดงได้รูปที่ 5.2

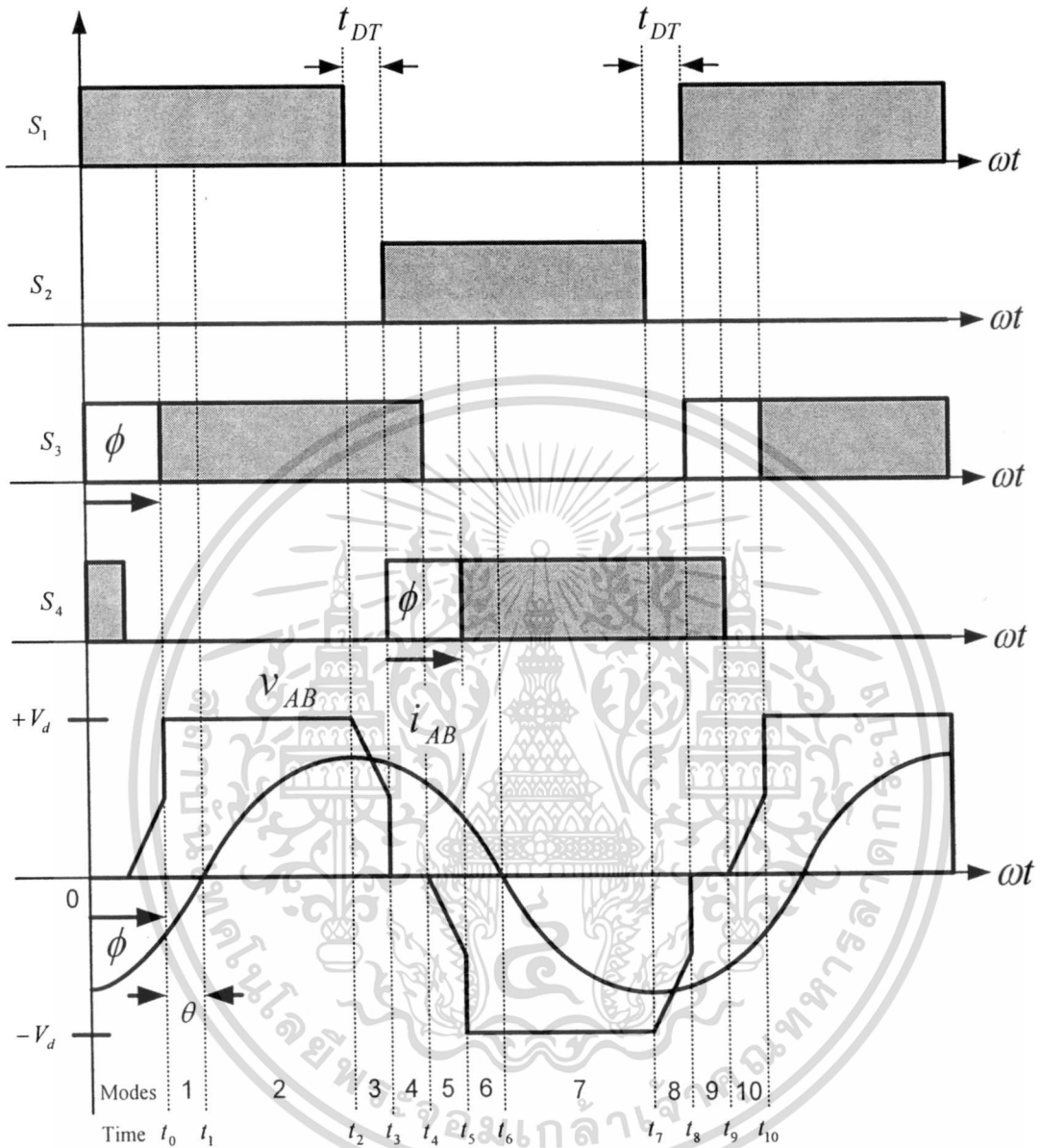


รูปที่ 5.1 วงจรอินเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์พีดับบลิวเอ็มแบบเลื่อนเฟสที่นำเสนอ

5.3 การทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์พีดับบลิวเอ็มแบบเลื่อนเฟสที่นำเสนอ

การทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์พีดับบลิวเอ็มแบบเลื่อนเฟสที่นำเสนอสามารถแบ่งโหมดการทำงานได้เป็น 10 โหมดการทำงาน ซึ่งนำผลของช่วงเวลาเดดไทม์ (Dead time : t_{DT}) มาพิจารณาด้วย อีกทั้งวงจรอินเวอร์เตอร์นี้ยังทำงานในสถานะของการสวิตช์ที่แรงดันศูนย์ (Zero Voltage Switch : ZVS) ด้วย โดยมีลักษณะของสัญญาณการสวิตช์และรูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าแสดงได้ดังรูปที่ 5.2 และสามารถแสดงการทำงานของวงจรในแต่ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

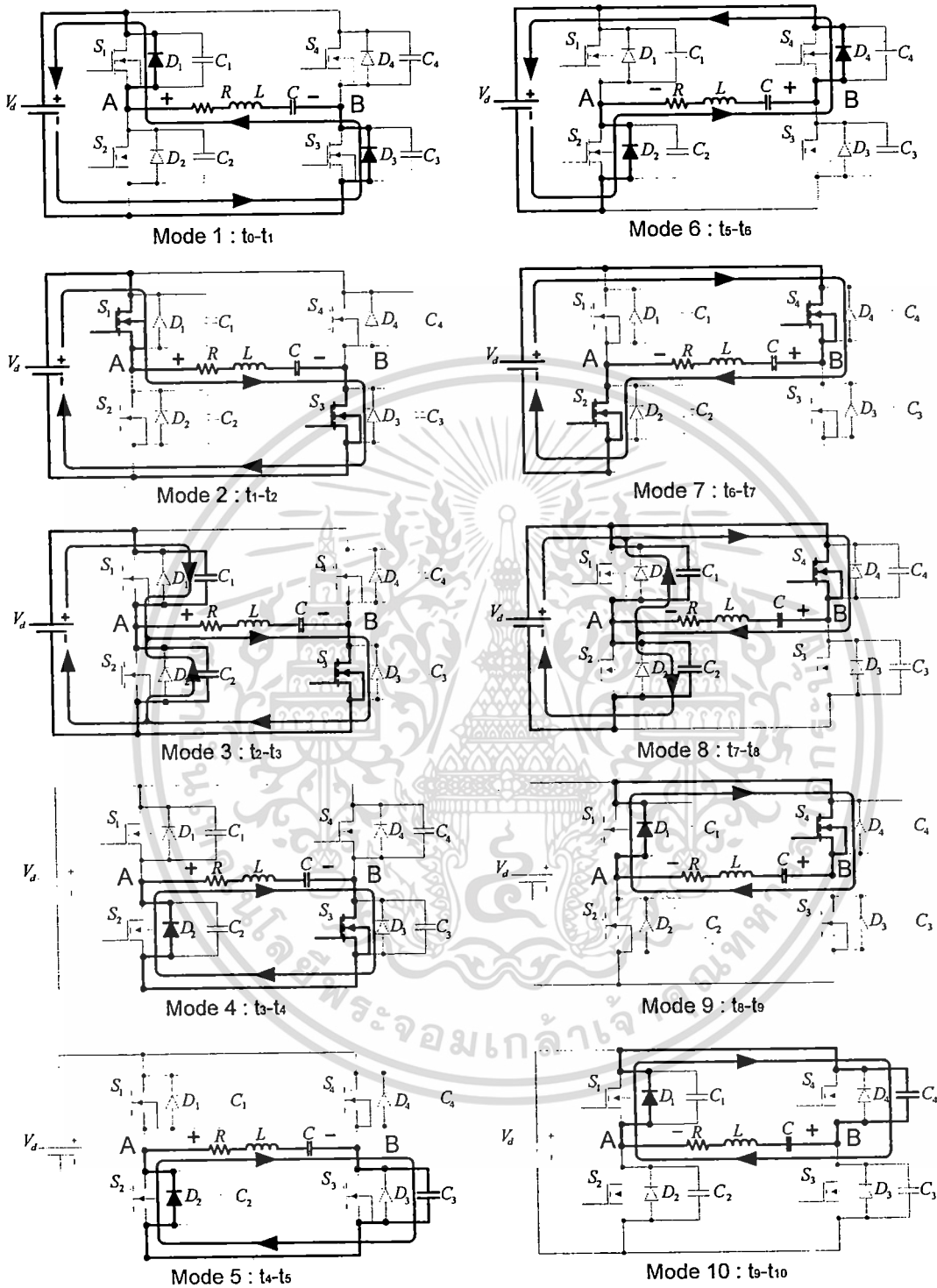
ละโหมคได้ดังรูปที่ 5.3 การทำงานแต่ละโหมคการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์ที่ขับเคลื่อนแบบเลื่อนเฟสที่นำเสนอสามารถอธิบายรายละเอียดได้ดังนี้ คือ



รูปที่ 5.2 รูปแบบสัญญาณควบคุมการทำงานของสวิทช์กำลังและรูปคลื่นของแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจรอินเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์ที่ขับเคลื่อนแบบเลื่อนเฟสที่นำเสนอ

โหมคการทำงานที่ 1 ($t_0 \sim t_1$): โหมคการทำงานนี้เป็นโหมคที่พลังงานไหลย้อนกลับจากโหลดที่เป็น RLC ไปยังแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสไฟฟ้าตรง ในโหมคการทำงานนี้ สวิทช์ S_1 และ S_3 อยู่ในสถานะทำงาน (Turn on) กระแสไฟฟ้าจากแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสไฟฟ้าตรงไหลผ่านไดโอด D_3 และ D_1 ทำให้แรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมโหลดมีค่าเท่ากับ V_{AB} ซึ่งเท่ากับค่าเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แรงดันไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสไฟฟ้าตรง คือ $+V_d$ แรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมสวิตช์ S_2 ตัวเก็บประจุ C_2



รูปที่ 5.3 โหมดการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์พีคบัลลิเอ็มแบบเลื่อนเฟสที่ทำงานในโหมดของการสวิตช์ที่แรงดันศูนย์ (Zero Voltage Switching : ZVS)

และไดโอด D_2 มีค่าเท่ากับ $+V_d$ และค่าแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมสวิตช์ S_1 ตัวเก็บประจุ C_1 และค่าไดโอด D_1 มีค่าแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมเท่ากับศูนย์ ถ้ากำหนดให้ไม่คิดค่าแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมไปใช้

สวิตช์ในช่วงสภาวะทำงาน (Turn-on) แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์ S_4 ตัวเก็บประจุ C_4 และ ไดโอด D_4 มีค่าเท่ากับ $+V_d$ และค่าแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมสวิตช์ S_3 , ตัวเก็บประจุ C_3 , และ ไดโอด D_3 มีค่าแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมเท่ากับศูนย์ ซึ่งโหมดการทำงานนี้เรียกว่า โหมดอินเวอร์ตติ้ง (Inverting Mode)

โหมดการทำงานที่ 2 ($t_1 \sim t_2$): โหมดการทำงานนี้ เรียกว่า โหมดเรกติไฟริง (Rectifying Mode) คือ แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงจะทำการจ่ายพลังงานไฟฟ้าไปยังโหลด ในขณะที่สวิตช์ S_1 และ S_3 ยังคงอยู่ในสภาวะทำงาน (Turn on) อยู่ ทิศทางการไหลของกระแสไฟฟ้าจะทำการไหลในทิศทางที่ตรงกันข้ามกับการไหลของกระแสในโหมดการทำงานที่ 1 คือ กระแสไฟฟ้าจะทำการไหลจากแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสไฟฟ้าตรงไปยังโหลดผ่านสวิตช์ S_1 และ S_3 ซึ่งเป็นผลให้แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต V_{AB} ที่ตกคร่อมโหลดมีค่าเท่ากับ $+V_d$ แรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมสวิตช์ S_2 , ตัวเก็บประจุ C_2 , ไดโอด D_2 , สวิตช์ S_4 , ตัวเก็บประจุ C_4 , และ ไดโอด D_4 มีค่าเท่ากับ $+V_d$ ส่วนแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมสวิตช์ S_1 , ตัวเก็บประจุ C_1 , ไดโอด D_1 , สวิตช์ S_3 , ตัวเก็บประจุ C_3 , และ ไดโอด D_3 มีค่าเท่ากับศูนย์

โหมดการทำงานที่ 3 ($t_2 \sim t_3$): โหมดการทำงานนี้ สวิตช์ S_1 จะอยู่ในสภาวะหยุดทำงาน (Turn off) โดยสัญญาณควบคุมการทำงานในขณะที่สวิตช์ S_3 อยู่ในสภาวะทำงาน (Turn on) ทิศทางการไหลของกระแสไฟฟ้าจะไหลผ่านตัวเก็บประจุ C_1 และตัวเก็บประจุ C_1 จะถูกอัดประจุจาก 0 จนถึงค่า $+V_d/2$ ในขณะเดียวกันแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_2 จะคายประจุจากค่า $+V_d$ จนถึงค่า $+V_d/2$ โดยผ่านโหลด และสวิตช์ S_3 ในขณะที่ตัวเก็บประจุต่อขนานกับโหลด

โหมดการทำงานที่ 4 ($t_3 \sim t_4$): โหมดการทำงานนี้เป็นโหมดที่เรียกว่า ช่วงฟรีวีลลิ่ง (Free Wheeling Mode) โหมดการทำงานนี้ สวิตช์ S_1 และ S_4 อยู่ในสภาวะทำงาน (Turn on) แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตมีค่าเท่ากับศูนย์ ดังนั้นจึงทำให้กระแสไฟฟ้าไหลผ่านไดโอด D_2 , สวิตช์ S_3 , และโหลด RLC

โหมดการทำงานที่ 5 ($t_4 \sim t_5$): ในโหมดการทำงานนี้ สวิตช์ S_1 , S_3 และ S_4 อยู่ในสภาวะหยุดการทำงาน ในขณะที่สวิตช์ S_2 ยังคงทำงานอยู่ เนื่องจากสวิตช์ S_3 หยุดการทำงานโดยสัญญาณควบคุมการทำงานทำให้กระแสไฟฟ้าไหลผ่านไดโอด D_2 , ตัวเก็บประจุ C_3 และโหลด ทำให้ตัวเก็บประจุ C_3 ถูกอัดประจุจากค่าศูนย์จนถึงค่า $+V_d/2$

โหมดการทำงานที่ 6 ($t_5 \sim t_6$): โหมดการทำงานนี้เป็นโหมดการทำงานที่เรียกว่า โหมดอินเวอร์ตติ้ง (Inverting Mode) เหมือนโหมดการทำงานที่ 1 สวิตช์ S_2 ยังคงอยู่ในสภาวะการทำงานอยู่ (Turn on) ในเวลาเดียวกันนี้ สวิตช์ S_4 ถูกสั่งให้ทำงานโดยสัญญาณควบคุมการทำงาน กระแสไฟฟ้าไหลย้อนกลับไปยังแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสไฟฟ้าตรงโดยไหลผ่านไดโอด D_2 , D_4 , และโหลด ทำให้ค่าแรงดันไฟฟ้าด้านเอาต์พุตมีค่าเท่ากับ $-V_d$

โหมดการทำงานที่ 7 ($t_6 \sim t_7$): โหมดการทำงานนี้ สวิตช์ S_2 และ S_4 ยังคงอยู่ในสภาวะการทำงาน กระแสไฟฟ้าไหลจากแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสไฟฟ้าตรงโดยไหลผ่านสวิตช์ S_2 และ S_4

ไปยังโหลด (ในกรณีทำให้กระแสไฟฟ้าที่โหลดมีทิศทางเป็นลบ) แรงดันไฟฟ้าที่โหลด V_{AB} มีค่าเป็น $-V_d$ ซึ่งในโหมดนี้เรียกว่า โหมดเรกติไฟริง (Rectifying Mode)

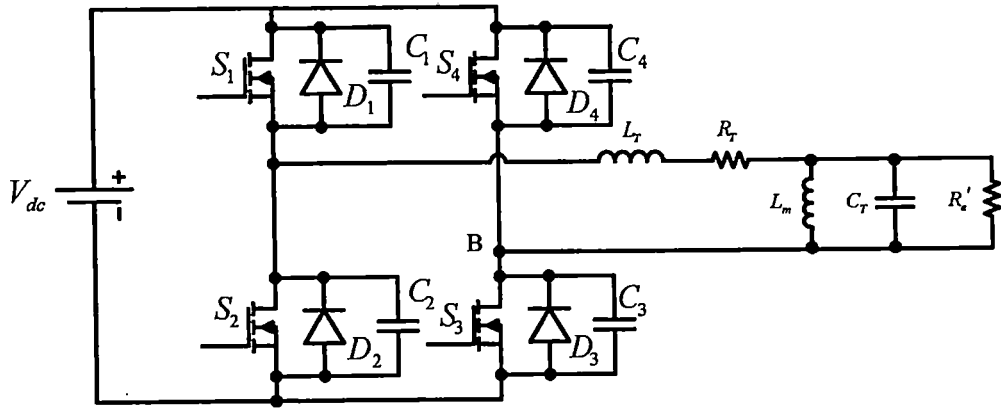
โหมดการทำงานที่ 8 ($t_7 \sim t_8$): โหมดการทำงานนี้ สวิตช์ S_2 อยู่ในสภาวะหยุดการทำงาน ในขณะที่สวิตช์ S_4 อยู่ในสภาวะทำงาน กระแสไฟฟ้าไหลจากแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสไฟฟ้าตรงไปยังโหลดและตัวเก็บประจุโดยไหลผ่านสวิตช์ S_4 , ตัวเก็บประจุ C_1 , C_2 และโหลดไหลกลับไปยังแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสไฟฟ้าตรง ตัวเก็บประจุ C_2 ที่ต่อขนานกับสวิตช์ S_2 จะถูกอัดประจุจากค่าศูนย์ไปยังค่า $+V_d/2$ โดยไหลผ่านโหลดและตัวเก็บประจุ C_1 ที่จะคายประจุจากค่า $+V_d$ จนมีค่าเท่ากับ $+V_d/2$.

โหมดการทำงานที่ 9 ($t_8 \sim t_9$): โหมดการทำงานนี้เป็นโหมดที่เรียกว่า โหมดฟรีวิลลิง (Free Wheeling Mode) เนื่องจากสวิตช์ S_2 อยู่ในสภาวะหยุดการทำงาน ในขณะที่สวิตช์ S_4 ยังคงสภาวะการทำงานอยู่และสวิตช์ S_1 ถูกทำให้อยู่ในสภาวะการทำงานโดยสัญญาณควบคุมการทำงาน ซึ่งทำให้กระแสไฟฟ้าไหลไปยังส่วนของแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสไฟฟ้าตรง ดังนั้นกระแสไฟฟ้าไหลผ่านโหลด ไดโอด D_1 และ สวิตช์ S_4 ทำให้แรงดันไฟฟ้าที่โหลดมีค่าเป็นศูนย์

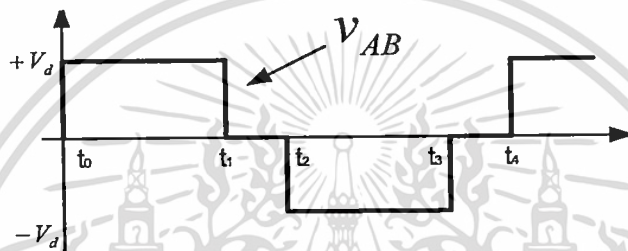
โหมดการทำงานที่ 10 ($t_9 \sim t_{10}$): โหมดการทำงานโหมดนี้ สวิตช์ S_1 ยังคงทำงานอยู่ ส่วนสวิตช์ S_4 อยู่ในสภาวะหยุดทำงาน กระแสไฟฟ้าไหลผ่านไดโอด D_1 , ตัวเก็บประจุ C_4 และโหลด ตัวเก็บประจุ C_4 จะถูกอัดประจุจากค่าศูนย์จนถึงค่า $+V_d/2$ หลังจากโหมดการทำงานที่ 10 ซึ่งเป็นโหมดการทำงานสุดท้ายแล้ววงจรอินเวอร์เตอร์จะกลับไปเริ่มการทำงานที่สภาวะที่ 1 อีกครั้งเป็นการครบไซเคิลของการทำงานต่อไป

5.4 การวิเคราะห์ห้วงจรอินเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์พีดับบลิวเอ็มแบบเลื่อนเฟสที่นำเสนอ

การวิเคราะห์ห้วงจรอินเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์พีดับบลิวเอ็มแบบเลื่อนเฟสจะทำการวิเคราะห์ในขณะที่ทำการเชื่อมต่อโหลดของวงจร โดยการแทนวงจรสมมูลทางไฟฟ้าของหม้อแปลงไฟฟ้าแรงดันไฟฟ้าสูงความถี่สูงและชุดอิเล็กทรอนิกส์แล้วนำมาต่อทางด้านเอาต์พุตของวงจรอินเวอร์เตอร์สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 5.4 หลังจากนั้นทำการวิเคราะห์หาสมการแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าด้านอินพุตและเอาต์พุตออกมา ซึ่งจะทำการพิจารณารูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตในเชิงอุดมคติแสดงได้ดังรูปที่ 5.5 จากรูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจรอินเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์พีดับบลิวเอ็มแบบเลื่อนเฟส ซึ่งสามารถทำการแบ่งได้เป็น 4 ช่วง คือ ช่วง $t_0 - t_1$, $t_1 - t_2$, $t_2 - t_3$, และ $t_3 - t_4$ ทั้ง 4 ช่วงหรือสถานะนั้น



รูปที่ 5.4 การเชื่อมต่อโหลดของวงจรอินเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์พีดีบีเอ็มแบบเลื่อนเฟส



รูปที่ 5.5 สัญญาณแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมโหลดทั้ง 4 สถานะ

การวิเคราะห์ห้วงจรอินเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์พีดีบีเอ็มแบบเลื่อนเฟสโดยสามารถแยกออกเป็นสถานะต่างๆ ได้ 4 สถานะอย่างง่าย ซึ่งแต่ละสถานะจะกำหนดวงจรสมมูลของโหลดเพื่อง่ายต่อการวิเคราะห์และมีความสอดคล้องกันโดยใช้วิธีการทางคณิตศาสตร์ คือ ใช้วิธีการของสมการอนุพันธ์อันดับสอง (Second-order Differential Equation) โดยมีข้อกำหนดต่างๆ ดังนี้ คือ [34-39, 41-44, 78]

- 1) อุปกรณ์ทั้งหมดในวงจรอยู่ในเชิงอุดมคติทั้งหมด
- 2) ช่วงเวลาเดดไทม์ (Dead time : t_{DT}) จะไม่ถูกนำมาพิจารณา
- 3) ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ในวงจรสมมูลของหม้อแปลงไฟฟ้าจะถูกทำการย้ายมาด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้าทั้งหมด
- 4) ผลของค่าอินดักแตนซ์ L_m จะไม่นำมาพิจารณาในการคำนวณ

กำหนดค่าตัวแปรต่างๆ ดังนี้ คือ

V_d = แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง

V_o = แรงดันเอาต์พุตของหม้อแปลงไฟฟ้า

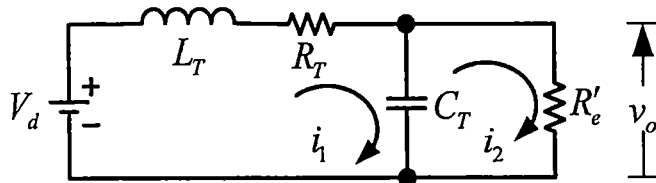
i_1 = กระแสอินพุตของหม้อแปลงไฟฟ้า

L_T = ค่าเหนี่ยวนำแผงของหม้อแปลงไฟฟ้าและค่าตัวเหนี่ยวนำเรโซแนนท์

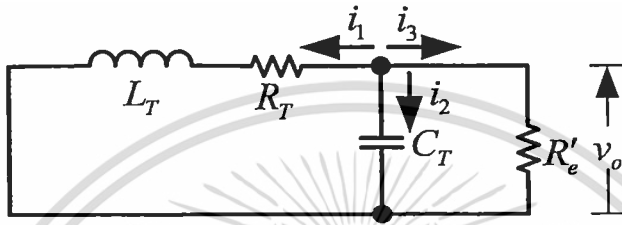
R_T = ค่าความต้านทานขดลวดของหม้อแปลงไฟฟ้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมีเหตุดเบงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

C_T = ค่าตัวเก็บประจุของโหลดรวมกับค่าตัวเก็บประจุของหม้อแปลงไฟฟ้า
 R'_e = ค่าความต้านทานของโหลด



(ก) สถานะที่ 1



(ข) สถานะที่ 2

รูปที่ 5.6 วงจรสมมูลทางไฟฟ้าในการวิเคราะห์วงจรรณพ้นชั้นดับสอง

กำหนดตัวแปรต่างๆ ในสมการเพื่อให้ง่ายต่อการเขียนมีดังนี้

$$\tau_{RC} = R'_e \cdot C_T \quad (5.1)$$

$$\tau_{RL} = \frac{L_T}{R_T} \quad (5.2)$$

$$\omega_T = \frac{1}{\sqrt{L_T \cdot C_T}} \quad (5.3)$$

$$\tau_i = \frac{R_T}{R'_e} \quad (5.4)$$

$$\alpha_T = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{\tau_{RC}} + \frac{1}{\tau_{RL}} \right) \quad (5.5)$$

$$\omega_M = \sqrt{\omega_T^2 + \frac{1}{\tau_{RL} \cdot \tau_{RC}}} \quad (5.6)$$

$$\omega_N = \sqrt{\omega_M^2 - \alpha_T^2} \quad (5.7)$$

- สถานะที่ 1 : $t_0 - t_1$

จากวงจรสมมูลทางไฟฟ้าในรูปที่ 5.7 ซึ่งเป็นวงจรสมมูลทางไฟฟ้าที่ใช้ในการวิเคราะห์

วงจรรณพ้นชั้นดับที่สองในสถานการณ์ทำงานของวงจรสถานะที่ 1 โดยใช้หลักการของ KVL

และ KCL จะได้สมการดังต่อไปนี้ คือ

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$L_T \cdot \frac{di_1}{dt} + R_T \cdot i_1 + v_o = V_d \quad (5.8)$$

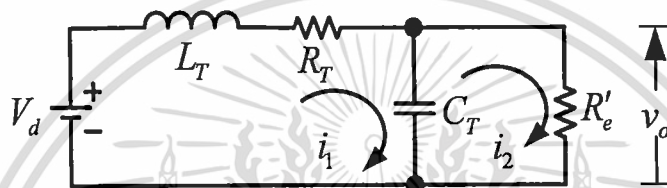
$$i_1 - i_2 = C_T \cdot \frac{dv_o}{dt} \quad (5.9)$$

$$i_1 = C_T \cdot \frac{dv_o}{dt} + \frac{v_o}{R'_e} \quad (5.10)$$

$$i_2 = \frac{v_o}{R'_e} \quad (5.11)$$

$$v_o = V_d - L_T \cdot \frac{di_1}{dt} - R_T \cdot i_1 \quad (5.12)$$

$$i_1 - \frac{v_o}{R'_e} - C_T \cdot \frac{dv_o}{dt} = 0 \quad (5.13)$$



รูปที่ 5.7 วงจรสมมูลทางไฟฟ้าในการวิเคราะห์วงจรอนุพันธ์อันดับสองในสถานะที่ 1

กำหนดให้ค่าเริ่มต้นที่เวลา $t=0$ มีค่า $v_o(0) = V_{oi}$, และ $i_1(0) = I_{ii}$ หลังจากนั้นทำการหาค่าตอบของสมการแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตมีค่าเท่ากับ

$$\frac{d^2 v_o}{dt^2} + \left(\frac{1}{\tau_{RC}} + \frac{1}{\tau_{RL}} \right) \frac{dv_o}{dt} + \left(\frac{1}{\tau_{RL} \cdot \tau_{RC}} + \omega_T^2 \right) v_o = \omega_T^2 \cdot V_d \quad (5.14)$$

จากวิธีการหาค่าตอบของวิธีการของสมการดิฟเฟอเรนเชียลจะได้สมการแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต v_o มีค่าเท่ากับ

$$v_o = \frac{V_d}{\tau_i + 1} + \left(V_{oi} - \frac{V_d}{\tau_i + 1} \right) e^{(-\alpha_T \cdot t)} \cdot \cos(\omega_N \cdot t) + \frac{1}{\omega_N} \left(\alpha_T \cdot \left(V_{oi} - \frac{V_d}{\tau_i + 1} \right) + \frac{I_{ii}}{C_T} - \frac{V_{oi}}{\tau_{RC}} \right) e^{(-\alpha_T \cdot t)} \cdot \sin(\omega_N \cdot t) \quad (5.15)$$

ในทำนองเดียวกันจะสามารถหาค่าคำตอบของกระแสไฟฟ้าอินพุตของหม้อแปลงไฟฟ้า i_1 มีค่าเท่ากับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

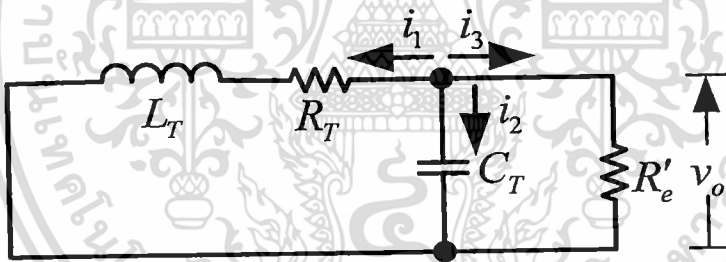
$$\frac{d^2 i_1}{dt^2} + \left(\frac{1}{\tau_{RC}} + \frac{1}{\tau_{RL}} \right) \frac{di_1}{dt} + \left(\frac{1}{\tau_{RL} \cdot \tau_{RC}} + \omega_T^2 \right) \cdot i_1 = \omega_T^2 \cdot \frac{V_d}{R'_e} \quad (5.16)$$

จากวิธีการหาคำตอบของวิธีการของสมการดิฟเฟอเรนเชียลจะได้สมการกระแสไฟฟ้าอินพุทหรือแปลงไฟฟ้า i_1 มีค่าเท่ากับ

$$i_1 = \frac{V_d}{(R_T + R'_e)} + \left(I_{li} - \frac{V_d}{(R_T + R'_e)} \right) \cdot e^{(-\alpha_T \cdot t)} \cdot \cos(\omega_N \cdot t) + \frac{1}{\omega_N} \left(\alpha_T \left(I_{li} - \frac{V_d}{(R_T + R'_e)} \right) + \frac{V_d - V_{oi} - R_T I_{li}}{L_T} \right) e^{(-\alpha_T \cdot t)} \cdot \sin(\omega_N \cdot t) \quad (5.17)$$

- สถานะที่ 2 : $t_1 - t_2$

จากวงจรสมมูลทางไฟฟ้าในรูปที่ 5.8 ซึ่งเป็นวงจรสมมูลทางไฟฟ้าที่ใช้ในการวิเคราะห์วงจรอนุพันธ์อันดับที่สองในสถานการณ์ทำงานของวงจรสถานะที่ 2 โดยใช้หลักการของการวิเคราะห์โหนด (Node Analysis) ที่โหนด v_o จะได้สมการดังต่อไปนี้ คือ



รูปที่ 5.8 วงจรสมมูลทางไฟฟ้าในการวิเคราะห์ห้วงจรอนุพันธ์อันดับที่สองในสถานะที่ 2

$$i_1 + i_2 + i_3 = 0 \quad (5.18)$$

$$i_1 = -C_T \frac{dv_o}{dt} - \frac{v_o}{R'_e} \quad (5.19)$$

$$L_T \cdot \frac{di_1}{dt} + R_T \cdot i_1 = v_o \quad (5.20)$$

กำหนดให้ค่าเริ่มต้นที่เวลา $t = t_1 = 0$ มีค่า $v_o(t_1) = V_{oi}$, และ $i_1(t_1) = I_{li}$ หลังจากนั้นทำการจัดรูปแบบสมการให้อยู่ในรูปแบบของสมการดิฟเฟอเรนเชียลอันดับที่สอง สมการแรงดันไฟฟ้าเอาท์พุทมีค่าเท่ากับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{d^2 v_o}{dt^2} + \left(\frac{1}{\tau_{RC}} + \frac{1}{\tau_{RL}} \right) \frac{dv_o}{dt} + \left(\frac{1}{\tau_{RL} \tau_{RC}} + \omega_T^2 \right) v_o = 0 \quad (5.21)$$

หลังจากนั้นทำการแก้สมการที่ 5.21 ดังนั้นจะได้สมการแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต v_o มีค่าเท่ากับ

$$v_o = V_{oi} \cdot e^{(-\alpha_T \cdot t)} \cdot \cos(\omega_N \cdot t) + \frac{1}{\omega_N} \left(\alpha_T \cdot V_{oi} + \frac{I_{li}}{C_T} - \frac{V_{oi}}{C_T \cdot R'_e} \right) e^{(-\alpha_T \cdot t)} \cdot \sin(\omega_N \cdot t) \quad (5.22)$$

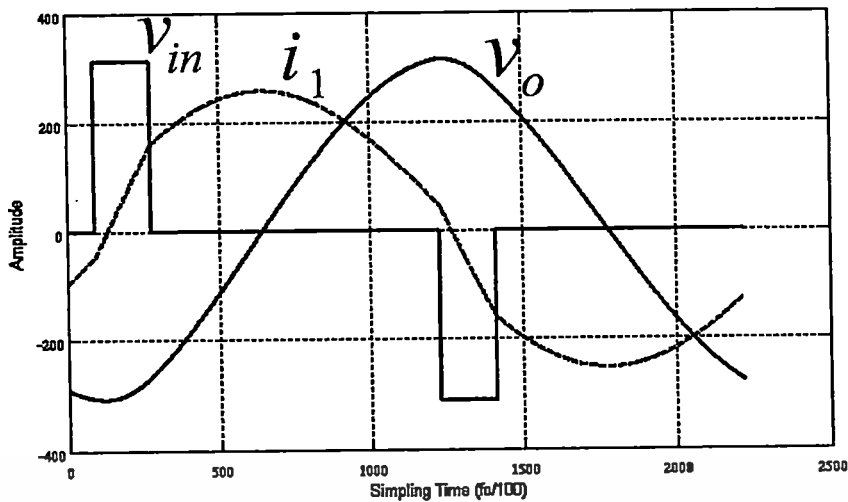
ในการทำงานเดียวกันกระแสไฟฟ้าอินพุตของหม้อแปลงไฟฟ้า i_1 มีค่าเท่ากับ

$$\frac{d^2 i_1}{dt^2} + \left(\frac{1}{\tau_{RC}} + \frac{1}{\tau_{RL}} \right) \frac{di_1}{dt} + \left(\frac{1}{\tau_{RL} \tau_{RC}} + \omega_T^2 \right) i_1 = 0 \quad (5.23)$$

จากการแก้สมการที่ 5.23 ค่ากระแสไฟฟ้าอินพุตของหม้อแปลงไฟฟ้า i_1 สามารถหาค่าได้ดังนี้

$$i_1 = I_{li} \cdot e^{(-\alpha_T \cdot t)} \cdot \cos(\omega_N \cdot t) + \frac{1}{\omega_N} \left(\alpha_T \cdot I_{li} - \frac{R_T \cdot I_{li} + V_{oi}}{L_T} \right) e^{(-\alpha_T \cdot t)} \cdot \sin(\omega_N \cdot t) \quad (5.24)$$

ส่วนสถานะที่ 3 คือ ช่วงเวลา $t_2 - t_3$ และ สถานะที่ 4 คือ ช่วงเวลา $t_3 - t_4$ จะสามารถทำการหาค่าแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต v_o และค่ากระแสไฟฟ้าอินพุตของหม้อแปลงไฟฟ้า i_1 ได้ในการทำงานเดียวกับสถานะที่ 1 และสถานะที่ 2 ดังนั้นในที่นี้จะไม่ทำการแสดงในสถานะที่เหลือ จากสมการอนุพันธ์อันดับสองของวงจรไฟฟ้าที่สถานะที่ 1 และสถานะที่ 2 รวมทั้งค่าพารามิเตอร์ทางไฟฟ้าต่างๆ ที่หาค่าได้จากการวัดและการคำนวณในบทที่ผ่านมา ค่าพารามิเตอร์เหล่านั้นมาแทนค่าลงในสมการแรงดันไฟฟ้าทางด้านเอาต์พุต v_o และกระแสไฟฟ้าอินพุต i_1 ของหม้อแปลงไฟฟ้าเพื่อดูผลตอบสนองของวงจรไฟฟ้าได้โดยใช้โปรแกรม MATLAB/Simulink ซึ่งสามารถแสดงรูปคลื่นที่พล็อตได้ในรูปที่ 5.9 โดยกำหนดเงื่อนไขค่าเริ่มต้น (Initial Value) ของกระแสไฟฟ้าอินพุตของหม้อแปลงไฟฟ้าเท่ากับ i_{li} และแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของหม้อแปลงไฟฟ้าเท่ากับ V_{oi} เมื่อกำหนดให้ค่าความถี่ในการสวิตช์สูงกว่าค่าความถี่เรโซแนนท์เล็กน้อยโดยมีค่าคาบเวลาเท่ากับ 22.22 μ s หรือ 45 kHz



รูปที่ 5.9 สัญญาณแรงดันไฟฟ้าอินพุต (v_{in}) กระแสไฟฟ้าอินพุต (i_1) และแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต (v_o) ของหม้อแปลงไฟฟ้าแรงดันไฟฟ้าสูงความถี่สูงโดยใช้โปรแกรม MATLAB ในการคำนวณ

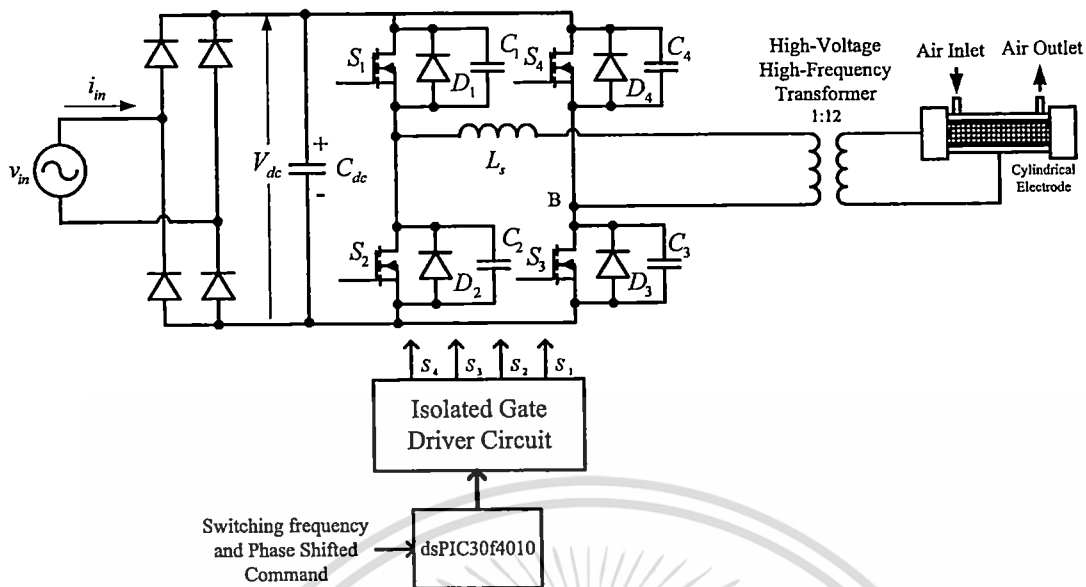
5.5 การวิเคราะห์หาค่าความถี่เรโซแนนซ์โดยการใส่ตัวเหนี่ยวนำขดเชยใน วงจรอินเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์พีดับบลิวเอ็มแบบเลื่อนเฟส

ตัวเหนี่ยวนำขดเชย L_s ที่ใส่ในวงจรอินเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์พีดับบลิวเอ็มแบบเลื่อนเฟส ที่แสดงดังรูปที่ 5.10 ได้ทำการใส่ในวงจรเพื่อทำการลดค่าความถี่เรโซแนนซ์ให้อยู่ในช่วงที่เหมาะสม โดยในช่วงความถี่เรโซแนนซ์ที่เหมาะสมนี้ถูกพิจารณาอยู่บนพื้นฐานของการค่าความสูญเสียของอุปกรณ์และปริมาณก๊าซโอโซน ซึ่งการออกแบบค่าของตัวเหนี่ยวนำขดเชยนี้ สามารถทำการคำนวณค่าตามเอกสารอ้างอิง [32, 51, 54, 67-75] ตัวเหนี่ยวนำขดเชย L_s ที่ทำการต่ออนุกรมสามารถคำนวณได้ดังนี้ คือ ค่าความถี่เรโซแนนซ์ f_r สามารถหาค่าได้จากสมการที่ 5.25

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{eq}C_{eq}}} \quad (5.25)$$

จากการใช้ข้อมูลของวงจรอินเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์พีดับบลิวเอ็มแบบเลื่อนเฟสที่ได้นำเสนอ ค่าความถี่เรโซแนนซ์ f_r มีค่าเท่ากับ 85 kHz ซึ่งค่าความถี่นี้เป็นค่าความถี่ที่สูง ซึ่งจะมีผลทำให้เกิดค่าความสูญเสียที่อุปกรณ์สวิตช์ (Device Losses) ค่าโวลเตจเรกูเรชันของหม้อแปลงไฟฟ้า (Transformer Voltage Regulation) และค่าปริมาณของก๊าซโอโซน (Ozone Production) ด้วยเหตุนี้ จึงต้องทำการลดช่วงของความถี่เรโซแนนซ์ลงให้เหมาะสม โดยการเพิ่มตัวเหนี่ยวนำ

ขดเชยต่ออนุกรมเข้าไปที่ด้านเอาต์พุตของวงจรอินเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์พีดับบลิวเอ็มแบบเลื่อนเฟส ซึ่งค่าความถี่เรโซแนนซ์ที่เหมาะสมนี้สามารถคำนวณได้จากสมการที่ 5.26



รูปที่ 5.10 ระบบเครื่องกำเนิดก๊าซไอโซนที่นำเสนอในงานวิจัย

$$f_r' = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_s + L_{eq})C_{eq}}} \tag{5.26}$$

เมื่อ

- f_r = ความถี่เรโซแนนซ์ก่อนที่ทำการเพิ่มตัวเหนี่ยวนำเข้าไป
- f_r' = ความถี่เรโซแนนซ์หลังจากทำการเพิ่มตัวเหนี่ยวนำเข้าไป
- L_s = ค่าตัวเหนี่ยวนำเรโซแนนซ์อนุกรม
- L_{eq} = ค่าลิกเกจอินดักแตนซ์ของหม้อแปลงไฟฟ้าแรงดันไฟฟ้าสูงความถี่สูง
- C_{eq} = ค่าตัวเก็บประจุสมมูลซึ่งรวมค่าตัวเก็บประจุของหม้อแปลงไฟฟ้าแรงดันไฟฟ้าสูงความถี่สูงกับค่าตัวเก็บประจุของชุดอิเล็กโทรด

จากค่าของตัวเหนี่ยวนำชดเชยที่ต่ออนุกรมเข้าไปมีค่าเท่ากับ 0.45 mH ซึ่งจะทำให้ค่าความถี่เรโซแนนซ์ f_r' ลดลงมีค่าเท่ากับ 45 kHz โดยที่ความถี่ที่ใช้งานในเครื่องผลิตก๊าซไอโซนจะเป็นความถี่ที่สูงกว่าค่าความถี่เรโซแนนซ์และสามารถทำงานในสภาวะ ZVS ตลอด

5.6 การออกแบบตัวเหนี่ยวนำชดเชย

ในการออกแบบตัวเหนี่ยวนำชดเชยที่ได้ทำการต่ออนุกรมที่ด้านเอาต์พุตของวงจรอินเวอร์เตอร์ซึ่งได้ทำการออกแบบโดยใช้วิธีการตามเอกสารอ้างอิง [67] ซึ่งมีขั้นตอนการออกแบบดังต่อไปนี้ที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดเริ่มจากการกำหนดค่าของตัวเหนี่ยวนำที่ใช้มีค่าเท่ากับ $L = 0.45 \text{ mH}$

- ค่ากระแสไฟฟ้าอาร์เอ็มเอส (RMS Current) มีค่าเท่ากับ $I_{rms} = 5 \text{ A}$
- ค่าพีค(Peak Value) ของกระแสไฟฟ้าเท่ากับ $\hat{I} = 7 \text{ A}$
- ความถี่ที่ใช้งานอยู่ในช่วง $40 \text{ kHz} - 60 \text{ kHz}$
- ค่ากระแสไฟฟ้าต่อพื้นที่หน้าตัดขดลวดไว้ที่ (J_{rms}) เท่ากับ 4 A/mm^2
- กรณีใช้ขดลวดตีเกลียว (Litz wire) จะได้ $k_{CU} = 0.3$
- พื้นที่หน้าตัดของขดลวดทองแดง (Cross-sectional area)

$$A_{CU} = \frac{I_{rms}}{J_{rms}} = \left(\frac{5 \text{ A}}{4 \text{ A/mm}^2} \right) = 1.25 \text{ mm}^2$$

- แกนหม้อแปลงไฟฟ้าแบบเฟอร์ไรท์ (Ferrite Core) เบอร์ EE-50 ซึ่งมีค่า $A_w = 261 \text{ mm}^2$

ดังนั้น จำนวนรอบของขดลวดตัวเหนี่ยวนำที่ต้องทำการพันสามารถคำนวณได้จาก

$$N = \frac{A_w k_{CU}}{A_{CU}} = \frac{261 \times 0.3}{1.25} = 62.64 \approx 63 \text{ turns} \quad (5.27)$$

จากสมการในการหาค่าตัวเหนี่ยวนำ สามารถคำนวณหาค่าตัวเหนี่ยวนำที่ทำการสร้างได้มีค่าเท่ากับ

$$L = \frac{N A_{core} \hat{B}_{core}}{\hat{I}} = \frac{(63 \text{ turns}) \times (213 \text{ mm}^2) \times (0.2 \text{ T})}{7} = 0.3834 \text{ mH} \quad (5.28)$$

ระยะความกว้างของช่องว่างอากาศ (Air-gap length) ของแกนเฟอร์ไรท์ที่มีค่าเท่ากับ

$$g = \frac{A_{core}}{\frac{A_{core} \hat{B}_{core}}{\mu_0 N \hat{I}} - \frac{a+d}{Ng}} \quad (5.29)$$

$$g = \frac{213 \times 10^{-6}}{\frac{213 \times 10^{-6} \times 0.2}{4\pi \times 10^{-7} \times 63 \times 7} - \frac{(14.6 \times 10^{-3}) + (14.6 \times 10^{-3})}{4}} = 3.06 \text{ mm} \quad (5.30)$$

จำนวนรอบที่ใช้ในการพันแกนเฟอร์ไรท์จริงอยู่จำนวน 74 รอบ แต่เพื่อให้ได้ค่าตัว

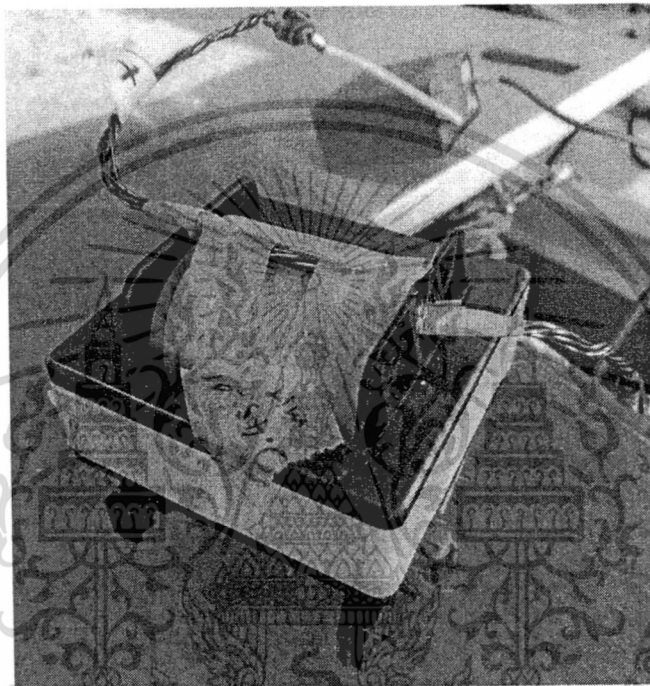
เหนี่ยวนำชดเชยมีค่าประมาณเท่ากับ 0.45 mH สามารถแสดงได้ดังสมการที่ 5.31

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$L = \frac{NA_{core} \hat{B}_{core}}{\hat{I}} = \frac{(74 \text{ turns}) \times (213 \text{ mm}^2) \times (0.2 \text{ T})}{7} = 0.450 \text{ mH} \quad (5.31)$$

ในทางปฏิบัติจะใช้การปรับช่องว่างของแกนเฟอร์ไรท์ เพื่อให้ได้ค่าตัวเหนี่ยวนำชดเชยมีค่าประมาณเท่ากับ 0.45 mH โดยใช้การวัดจากเครื่องวิเคราะห์ค่าอิมพีแดนซ์ (Impedance Analyzer) รุ่น HP4194A ในการวัดค่าตัวเหนี่ยวนำชดเชยที่ได้ทำการออกแบบและสร้างขึ้น



รูปที่ 5.11 ตัวเหนี่ยวนำชดเชยที่ทำการออกแบบและสร้างขึ้นใช้ในงานวิจัย

5.7 บทสรุป

บทนี้ได้กล่าวถึง หลักการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์พีดับบลิวเอ็มแบบเลื่อนเฟส ซึ่งแบ่งการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์พีดับบลิวเอ็มแบบเลื่อนเฟสออกเป็น 10 โหมดการทำงาน ซึ่งเป็นการนำผลของช่วงเวลาเดดไทม์ (Dead time : t_{DT}) มาพิจารณาด้วย โดยได้ทำการอธิบายการทำงานในแต่ละโหมด ซึ่งการทำงานในแต่ละโหมคนั้นทำงานที่สภาวะการสวิตช์ที่แรงดันศูนย์ (Zero voltage switch : ZVS) ด้วย พร้อมทำการวิเคราะห์วงจรในเชิงคณิตศาสตร์โดยใช้สมการอนุพันธ์อันดับสองมาใช้ในการวิเคราะห์แล้วนำไปจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม MATLAB/Simulink รวมทั้งได้ทำการออกแบบและเพิ่มตัวเหนี่ยวนำชดเชย L_c เพิ่มเข้าไปในวงจรอินเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์พีดับบลิวเอ็มแบบเลื่อนเฟส เพื่อทำการลดค่าความถี่เรโซแนนซ์จากค่า 85 kHz ให้ลดลงมาที่ความถี่เรโซแนนซ์เท่ากับ 45 kHz แต่การทำงานของเครื่อง

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ไม่ควรเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตเห็นว่าเป็นประโยชน์ต่อหน่วยงานราชการ
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กำเนิดก๊าซโอโซนจะใช้ความถี่ที่สูงกว่าค่าความถี่เรโซแนนท์ ซึ่งยังคงเกิดการ ทำงานที่สภาวะการ สวิทช์ที่แรงดันศูนย์ตลอดช่วงการทำงาน



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 6

ผลการทดสอบสมรรถนะของเครื่องกำเนิดก๊าซโอโซนที่นำเสนอ

6.1 บทนำ

ในบทนี้กล่าวถึงการทดสอบการทำงานของเครื่องผลิตก๊าซโอโซนที่เป็นเครื่องต้นแบบที่ออกแบบและสร้างขึ้น โดยทำการวัดผลทางไฟฟ้าที่จุดต่างๆเพื่อเปรียบเทียบผลจากการจำลองด้วยโปรแกรม MATLAB/Simulink เปรียบเทียบกับผลการทดลองจริง และทำการทดสอบผลทางเคมีเพื่อทำการวัดผลของค่าปริมาณก๊าซโอโซนที่สามารถผลิตได้จากเครื่องผลิตก๊าซโอโซนต้นแบบ โดยใช้แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับเป็นวงจรอินเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์พีดับบลิวเอ็มแบบเลื่อนเฟส โดยทำการวัดปริมาณก๊าซโอโซนเทียบกับค่าความถี่ กำลังไฟฟ้า และมุมเลื่อนเฟสของวงจรอินเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์พีดับบลิวเอ็มแบบเลื่อนเฟสที่ปรับเปลี่ยนไป เพื่อดูผลของค่าต่างๆที่มีต่อปริมาณการเกิดก๊าซโอโซน ในงานวิจัยนี้ได้ทำการทดสอบชุดอิเล็กทรอนิกส์ 2 ชุดที่มีขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางต่างกัน พร้อมทั้งทำการวัดสมรรถนะของวงจรอินเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์พีดับบลิวเอ็มแบบเลื่อนเฟสที่นำมาใช้กับเครื่องผลิตก๊าซโอโซนและวัดสมรรถนะต่างๆของเครื่องผลิตก๊าซโอโซนด้วย

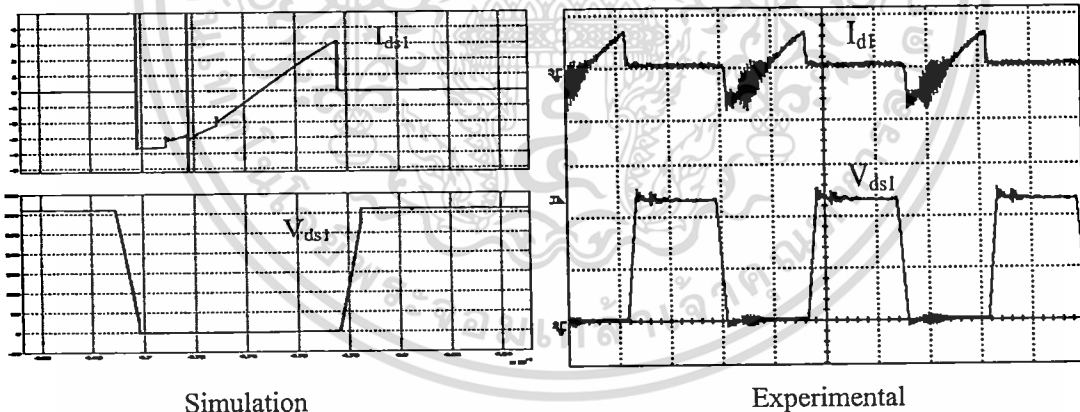
6.2 การทดลองวัดผลการทดสอบทางไฟฟ้าของเครื่องผลิตก๊าซโอโซนที่นำเสนอ

เครื่องผลิตก๊าซโอโซนที่ใช้วงจรอินเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์พีดับบลิวเอ็มแบบเลื่อนเฟสเป็นแหล่งจ่ายไฟฟ้าได้ถูกทำการออกแบบและสร้างขึ้นเป็นเครื่องต้นแบบได้ทำการทดสอบ โดยใช้ค่าความถี่เรโซแนนท์เท่ากับ 45 kHz และทำการทดสอบโดยการปรับเบตเปลี่ยนความถี่ของวงจรอินเวอร์เตอร์ในช่วง 45 kHz - 57.5 kHz เหตุผลที่ทำการเลือกช่วงความถี่นี้ เนื่องจากข้อจำกัดของหม้อแปลงไฟฟ้าแรงดันไฟฟ้าสูงความถี่สูงที่ได้ทำการออกแบบและสร้างขึ้นมาใช้กับเครื่องผลิตก๊าซโอโซน ค่าแรงดันไฟฟ้าเอาท์พุทของหม้อแปลงไฟฟ้านี้ จะถูกทำการคงค่าแรงดันไฟฟ้าไว้ที่ค่า 3.44 kVpeak สำหรับชุดอิเล็กทรอนิกส์ที่ I และค่าแรงดันไฟฟ้าเท่ากับ 3.00 kVpeak สำหรับชุดอิเล็กทรอนิกส์ที่ II โดยการคงค่าแรงดันไฟฟ้านี้กระทำได้โดยการปรับค่ามุมเลื่อนเฟส ϕ ของวงจรอินเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์พีดับบลิวเอ็มแบบเลื่อนเฟส การชดเชยแรงดันไฟฟ้านี้ถูกนำมาใช้เนื่องจากการทำงานที่สภาวะความถี่สูงของหม้อแปลงไฟฟ้านี้จะมีคุณลักษณะเหมือนกับวงจรกรองความถี่ (Low pass filter) เพราะฉะนั้นแรงดันไฟฟ้าเอาท์พุทจึงมีค่าลดลงเมื่อความถี่เพิ่มขึ้น ซึ่งระบบในการทดสอบเพื่อวัดผลทางไฟฟ้าได้ทำการทดสอบสามารถแสดงได้ดังรูปที่แสดงไว้ในภาคผนวก

ก. พร้อมกัน ได้ทำการจำลองการทำงานของเครื่องผลิตก๊าซโอโซนโดยใช้โปรแกรม MATLAB/Simulink ซึ่งมีวงจรในการจำลองดังรูปที่แสดงไว้ในภาคผนวก ก. เช่นกัน

นี่เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่าในรูปแบบใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

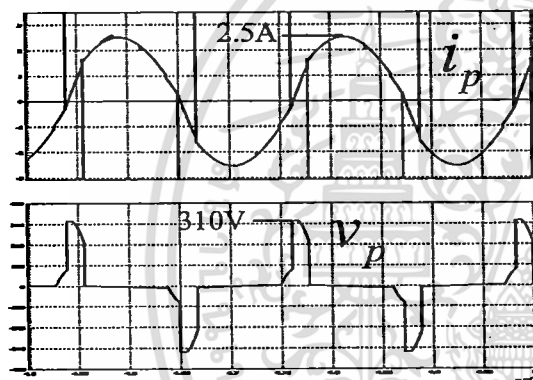
การทำงานของวงจรถออินเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์พีดับบลิวเอ็มแบบเล็อนเฟสที่ใช้ในเครื่องกำเนิดก๊าซไอโซนนี้ จะทำงานในสภาวะการสวิตช์ที่แรงดันไฟฟ้าศูนย์ (Zero Voltage Switch : ZVS) ด้วย ซึ่งเป็นการลดค่าความสูญเสียในการสวิตช์ (Switching Loss) และเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพของวงจรถออินเวอร์เตอร์ โดยการพิสูจน์การทำงานที่สภาวะการสวิตช์ที่แรงดันไฟฟ้าศูนย์ (Zero Voltage Switch : ZVS) นั้น สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 6.1 ซึ่งเป็นรูปคลื่นของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านขาแคทรน-ซอสที่มอสเฟทกำลังของสวิตช์ตัวที่ 1 หรือสวิตช์ S_1 (i_{ds1}) และแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมขาแคทรน-ซอสที่มอสเฟทกำลังของสวิตช์ตัวที่ 1 หรือสวิตช์ S_1 (v_{ds1}) โดยในที่นี่จะแสดงเฉพาะที่มอสเฟทกำลังตัวที่ 1 และที่ค่าความถี่เท่ากับ 57.5 kHz เท่านั้น ซึ่งเป็นความถี่ที่ใช้งานสูงสุด โดยที่การทำงานของสวิตช์ตัวอื่นๆและที่ค่าความถี่อื่นๆ ก็สามารถวัดผลออกมาได้เหมือนกัน จากรูปที่ 6.1 สามารถพิสูจน์ได้ว่าเป็นการทำงานที่สภาวะการสวิตช์ที่แรงดันไฟฟ้าศูนย์ (Zero Voltage Switch : ZVS) และยังพบว่า เมื่อสวิตช์ S_1 ทำงาน รูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์จะตกลงเป็นศูนย์ ก่อนที่กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านจะเริ่มเพิ่มขึ้นจากค่าลบผ่านศูนย์ไปยังค่าบวก ด้วยเหตุนี้ในทางปฏิบัติกระแสไฟฟ้าในช่วงลบนี้จะไหลผ่านไดโอดฟรีวิลลิ่ง (Free wheeling diode) ที่อยู่ในมอสเฟทกำลัง ดังนั้นจึงเป็นการลดค่าความสูญเสียในการสวิตช์ (Switching Loss) ในช่วงเวลาทำงานของสวิตช์มอสเฟทกำลัง ซึ่งผลจากการจำลองและผลจากการทดลองจริงมีความสอดคล้องกันเป็นอย่างดี



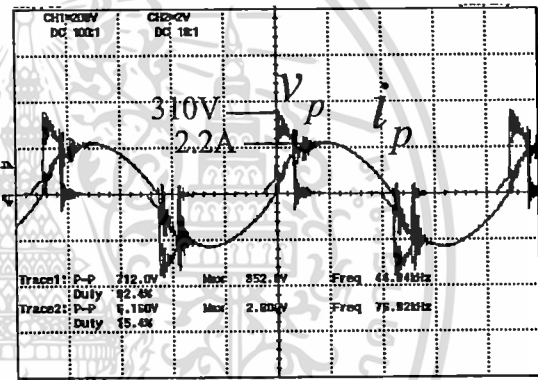
รูปที่ 6.1 รูปคลื่นกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านขาแคทรน-ซอสที่มอสเฟทกำลัง M_1 (i_{ds1}) และแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมขาแคทรน-ซอสที่มอสเฟทกำลัง M_1 (v_{ds1}) ที่ค่าความถี่เท่ากับ 57.5 kHz.

จากรูปที่ 6.2 แสดงรูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าทางด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้าแรงดันไฟฟ้าสูงความถี่สูงหรือทางด้านเอาต์พุทของวงจรถออินเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์พีดับบลิวเอ็มแบบเล็อนเฟสที่ค่าความถี่ของวงจรถออินเวอร์เตอร์ในช่วง 45 kHz – 57.5 kHz โดยทำการทดสอบกับชุดอิเล็กทรอนิกส์ I ที่มีค่าแรงดันไฟฟ้าที่ค่า 3.44 kVpeak ให้มีค่าคงที่หรือองค่าแรงดันไฟฟ้าที่ด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้าแรงดันไฟฟ้าสูงความถี่สูงให้มีค่าคงที่ ซึ่งจาก

รูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าที่เอาท์พุทของวงจรอินเวอร์เตอร์พบว่ากระแสไฟฟ้าล่าหลัง (Lagging) แรงดันไฟฟ้าที่ทุกค่าความถี่ เมื่อทำการเพิ่มความถี่ของวงจรอินเวอร์เตอร์ค่าความกว้างพัลส์ของแรงดันไฟฟ้าจะเพิ่มขึ้นหรือมูเลชั่นเฟสมีค่าลดลงเข้าใกล้ศูนย์ เพื่อที่จะทำการคงค่าแรงดันไฟฟ้าเอาท์พุทของหม้อแปลงไฟฟ้าให้มีค่าคงที่ที่ค่า 3.44 kVPeak สำหรับชุดอิเล็กทรอนิกส์ที่ I เมื่อทำการเพิ่มความถี่ขึ้นผลที่ตามมาจะทำให้เฟสของกระแสไฟฟ้าถูกเลื่อนออกจากแรงดันไฟฟ้า ในทำนองเดียวกันค่าแอมพลิจูด (Amplitude) ของกระแสไฟฟ้าจะเพิ่มขึ้นตาม ซึ่งมีความหมายว่าค่ากำลังไฟฟ้าของวงจรอินเวอร์เตอร์มีค่าเพิ่มขึ้น ซึ่งผลจากการจำลองและผลจากการทดสอบสอดคล้องไปในทำนองเดียวกัน รวมทั้งจากรูปคลื่นที่ได้พบว่ามีค่าพีค (Peak value) ของแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้ามีค่าใกล้เคียงกัน ซึ่งเป็นการยืนยันได้ว่าค่าของพารามิเตอร์ทางไฟฟ้าที่ทำการทดลองวัดและคำนวณออกมาดังที่ได้นำเสนอไปในหัวข้อต่างๆ ตามที่ได้กล่าวมาแล้วนั้นมีความถูกต้องเป็นที่ยอมรับได้

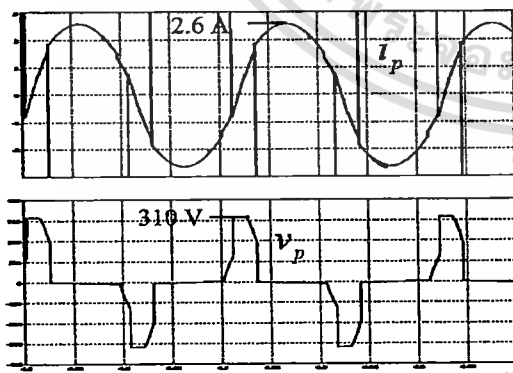


Simulation

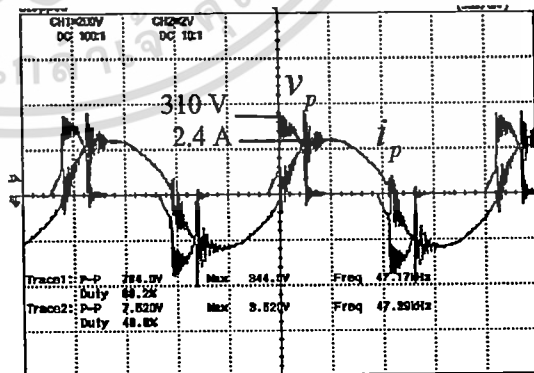


Experimental

(ก) ความถี่เท่ากับ 45 kHz.



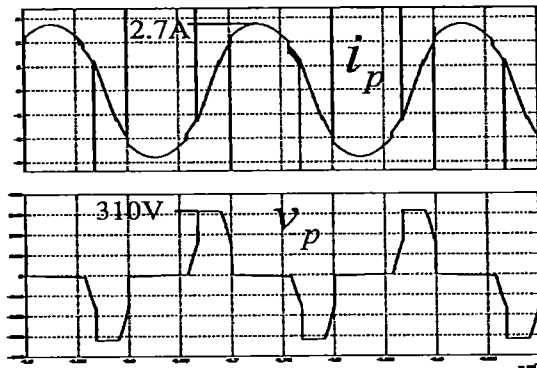
Simulation



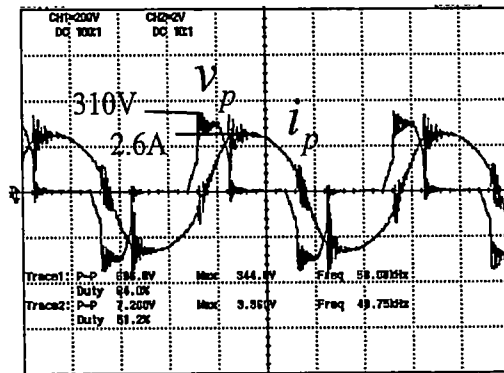
Experimental

(ข) ความถี่เท่ากับ 47.5 kHz.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

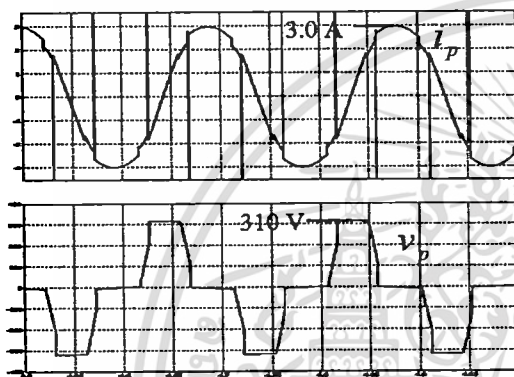


Simulation

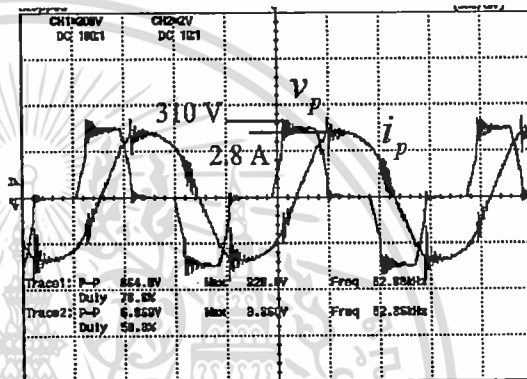


Experimental

(ค) ความถี่เท่ากับ 50 kHz.

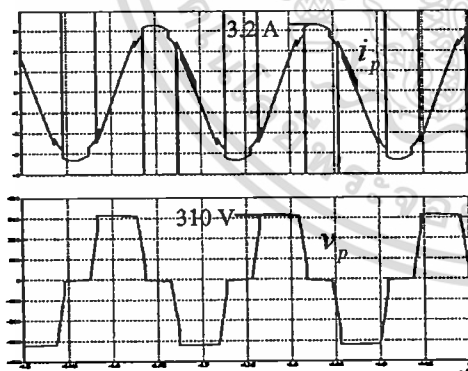


Simulation

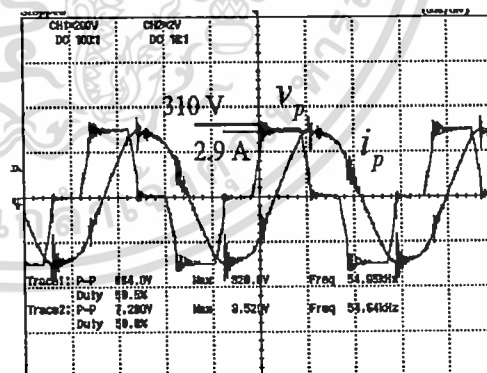


Experimental

(ง) ความถี่เท่ากับ 52.5 kHz.



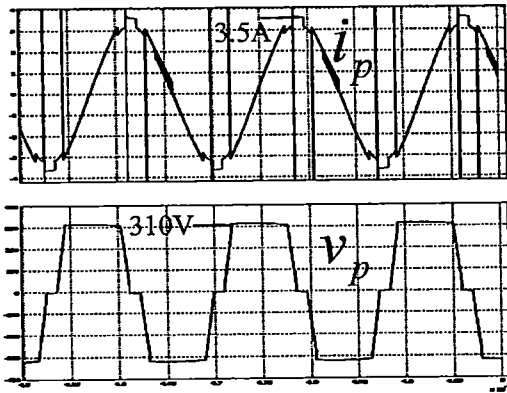
Simulation



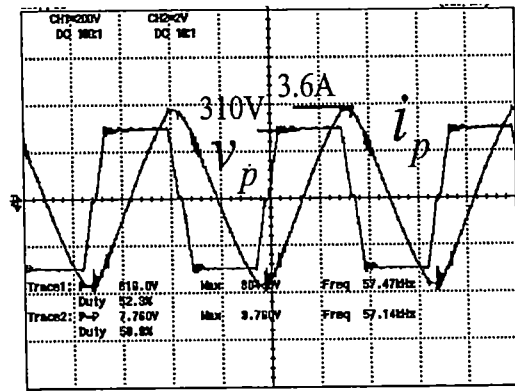
Experimental

(จ) ความถี่เท่ากับ 55 kHz.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



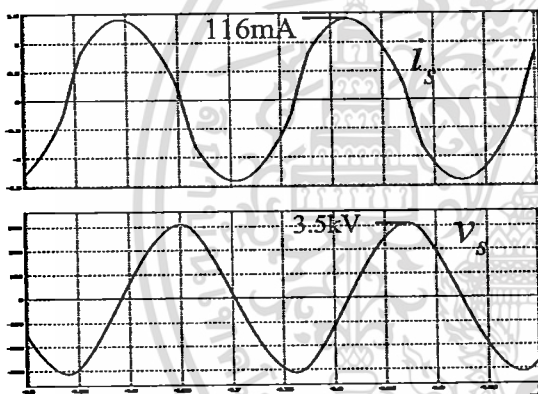
Simulation



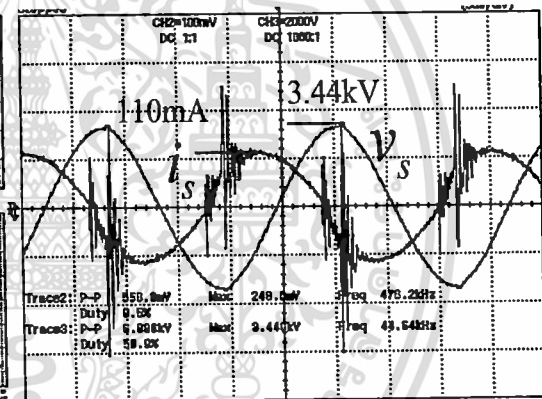
Experimental

(ฉ) ความถี่เท่ากับ 57.5 kHz.

รูปที่ 6.2 รูปคลื่นแรงดันไฟฟ้า (v_p) และกระแสไฟฟ้า (i_p) ที่ด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้าแรงดันไฟฟ้าสูงความถี่สูงที่ทำการจ่ายให้กับชุดอิเล็กทรอนิกส์ที่ I ที่ค่าความถี่ของวงจรอินเวอร์เตอร์ต่างๆ

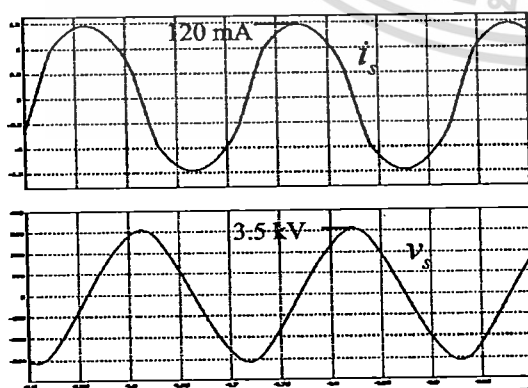


Simulation

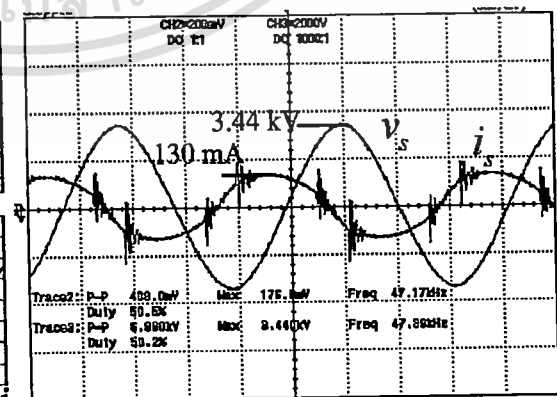


Experimental

(ค) ความถี่เท่ากับ 45 kHz.



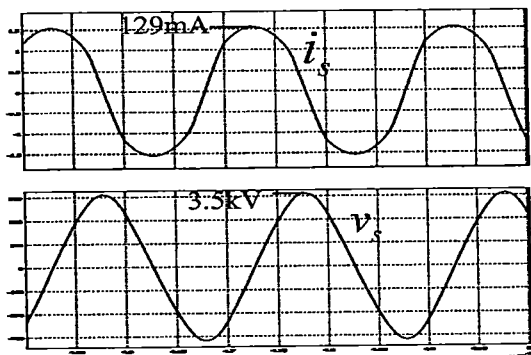
Simulation



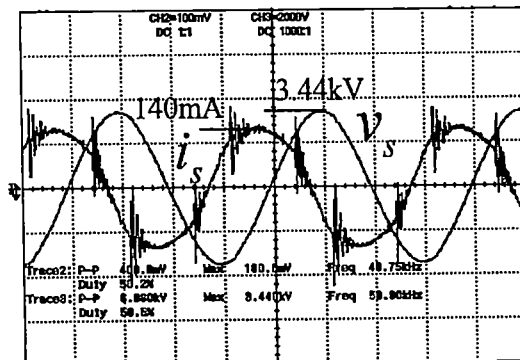
Experimental

(ข) ความถี่เท่ากับ 47.5 kHz.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

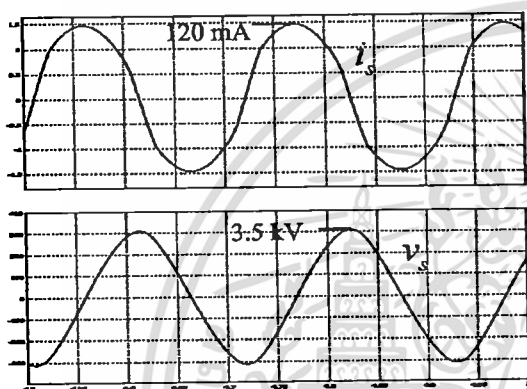


Simulation

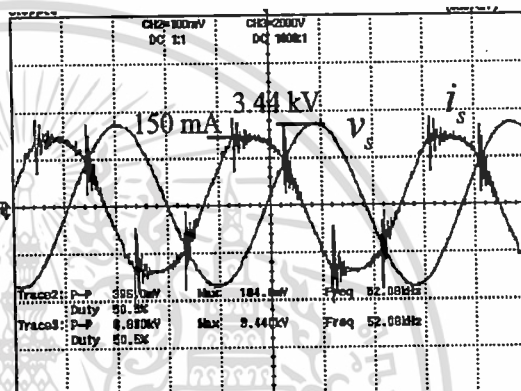


Experimental

(ค) ความถี่เท่ากับ 50 kHz.

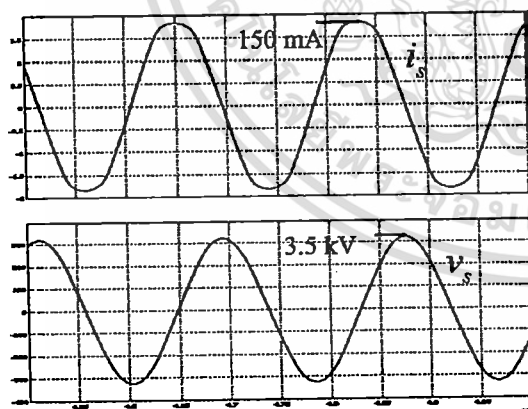


Simulation

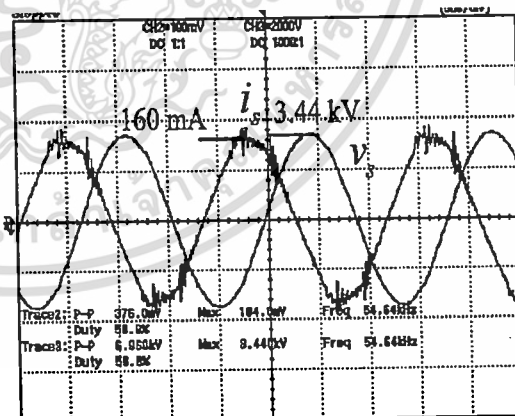


Experimental

(ง) ความถี่เท่ากับ 52.5 kHz.



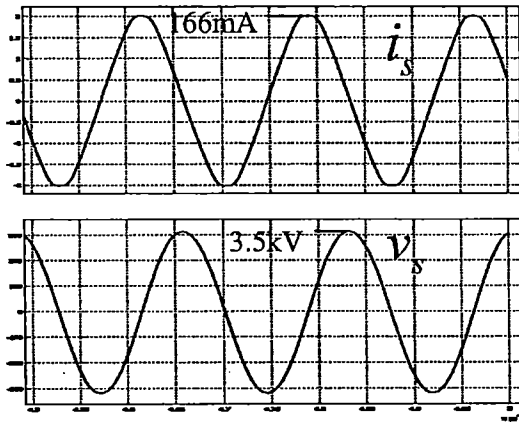
Simulation



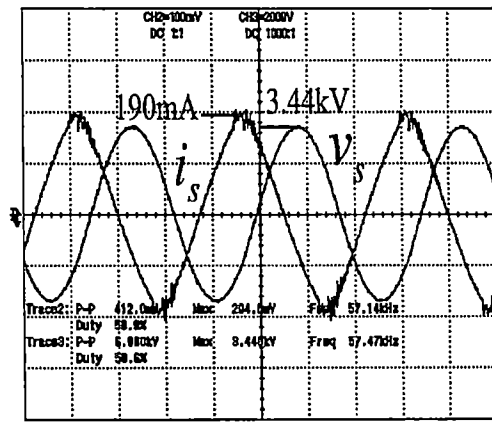
Experimental

(จ) ความถี่เท่ากับ 55 kHz.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Simulation

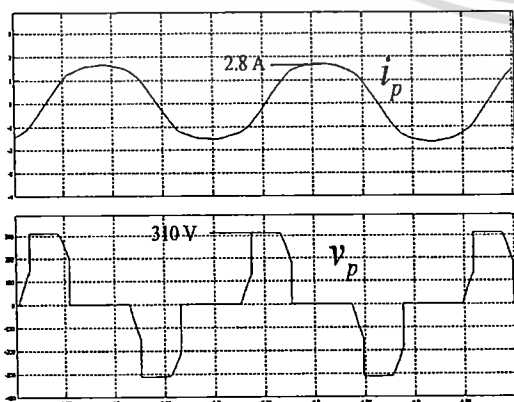


Experimental

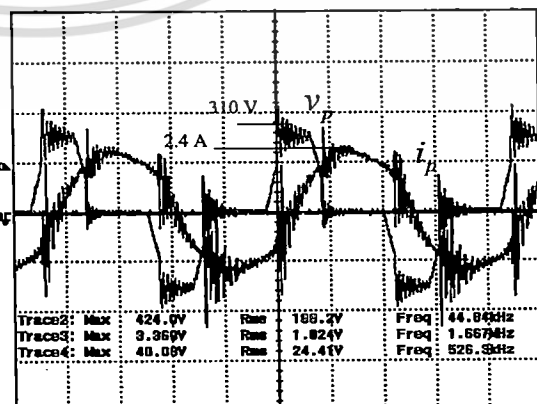
(ฉ) ความถี่เท่ากับ 57.5 kHz.

รูปที่ 6.3 รูปคลื่นแรงดันไฟฟ้า (v_s) และกระแสไฟฟ้า (i_s) ที่ชดเชยเล็ก โทรดที่ I ที่ค่าความถี่ของ วงจรอินเวอร์เตอร์ต่างๆ

จากรูปที่ 6.3 แสดงรูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าทางด้านทฤษฎีของหม้อแปลงไฟฟ้าแรงดันไฟฟ้าสูงความถี่หรือที่ชดเชยเล็ก โทรดที่ I ซึ่งจากรูปดังกล่าวจะพบว่ารูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าจะมีลักษณะใกล้เคียงรูปคลื่นไซน์มากและรูปคลื่นกระแสไฟฟ้านำหน้ารูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าที่ทุกค่าความถี่ ซึ่งเป็นผลเนื่องจากชดเชยเล็ก โทรดที่ I มีลักษณะเป็นโหลดชนิดคาปาซิทีฟ (Capacitive Load) จากการคงค่าแรงดันไฟฟ้าไว้ที่ค่าเท่ากับ 3.44 kVpeak ที่ทุกค่าความถี่นั้น ค่าแอมพลิจูด (Amplitude) ของกระแสไฟฟ้าจะมีค่าเพิ่มขึ้นเมื่อทำการเพิ่มค่าความถี่ของวงจรอินเวอร์เตอร์ ซึ่งมีความหมายว่าค่ากำลังไฟฟ้าที่จ่ายไปยังชดเชยเล็ก โทรดที่ I มีค่าเพิ่มขึ้นด้วย ซึ่งผลจากการจำลองและผลจากการทดสอบสอดคล้องไปในทำนองเดียวกัน ซึ่งเป็นการยืนยันได้ว่าค่าของพารามิเตอร์ทางไฟฟ้าที่ทำการทดลองวัดและคำนวณออกมาดังที่ได้นำเสนอไปในหัวข้อต่างๆ ตามที่ได้กล่าวมาแล้วนั้นมีความถูกต้องเป็นที่ยอมรับได้



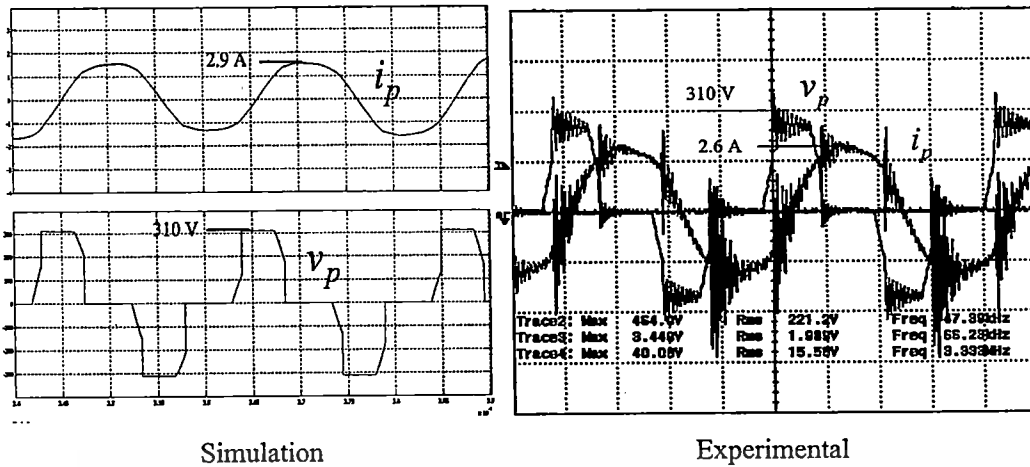
Simulation



Experimental

(ค) ความถี่เท่ากับ 45 kHz.

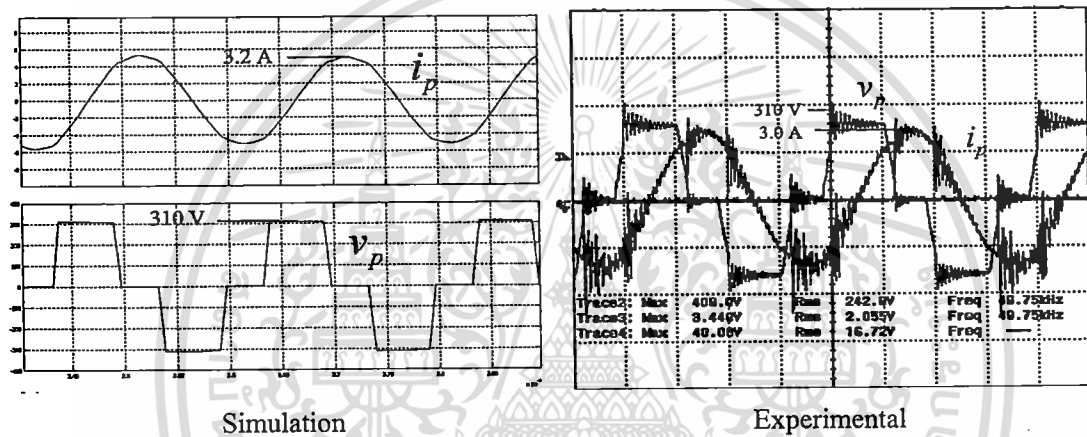
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Simulation

Experimental

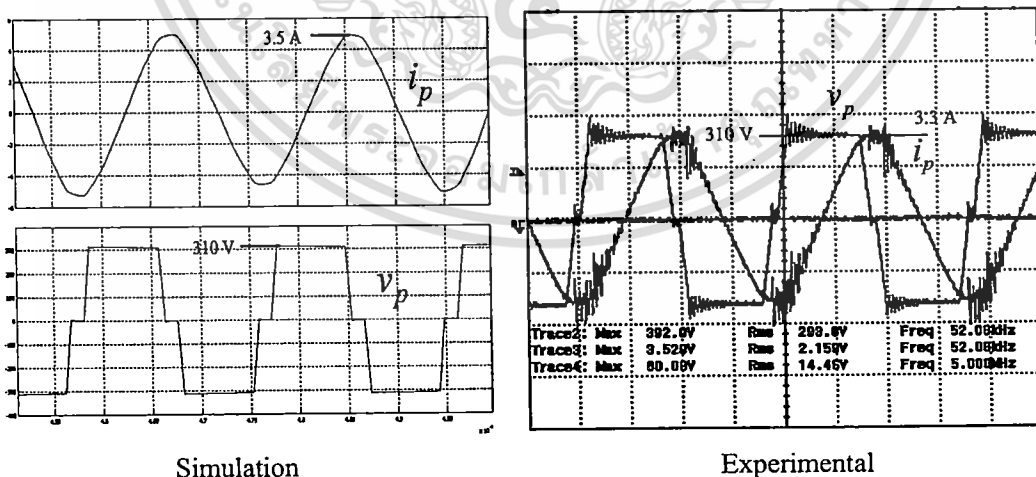
(ข) ความถี่เท่ากับ 47.5 kHz.



Simulation

Experimental

(ค) ความถี่เท่ากับ 50 kHz.



Simulation

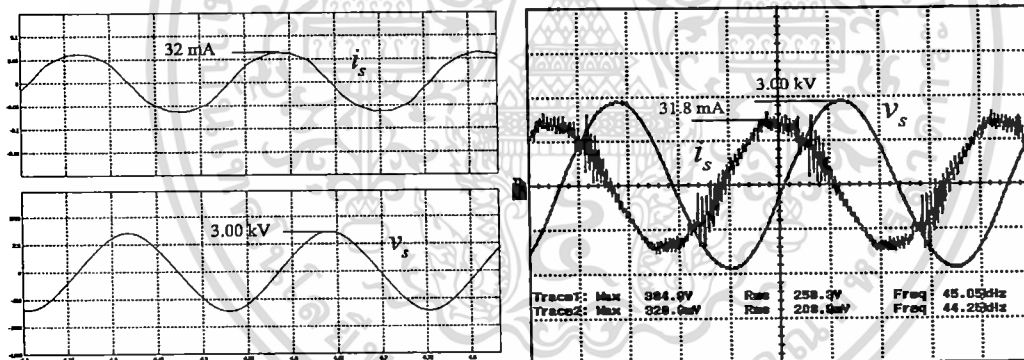
Experimental

(ง) ความถี่เท่ากับ 52.5 kHz.

รูปที่ 6.4 รูปคลื่นแรงดันไฟฟ้า (v_p) และกระแสไฟฟ้า (i_p) ที่ด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้าแรงดันไฟฟ้าสูงความถี่สูงที่ทำการจ่ายให้กับชุดอิเล็กทรอนิกส์ II ที่ค่าความถี่ของวงจรอินเวอร์เตอร์ต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

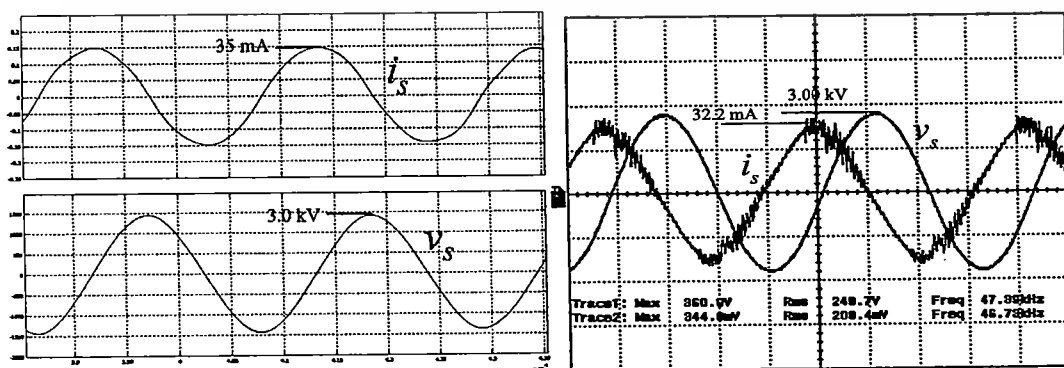
จากรูปที่ 6.4 แสดงรูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าทางด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้าแรงดันไฟฟ้าสูงความถี่สูงหรือทางด้านเอาต์พุทของวงจรอินเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์ที่ดับบลิวเอ็มแบบเลื่อนเฟสที่ค่าความถี่ในช่วง 45 kHz – 52.5 kHz โดยมีการคงค่าแรงดันไฟฟ้าที่ชดเชยเล็กโทรคที่ II หรือค่าแรงดันไฟฟ้าที่ด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้าแรงดันไฟฟ้าสูงความถี่สูงให้มีค่าคงที่ที่ค่า 3.00 kVpeak ซึ่งจากรูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าที่เอาต์พุทของวงจรอินเวอร์เตอร์พบว่ากระแสไฟฟ้าล่าหลัง (Lagging) แรงดันไฟฟ้าที่ทุกค่าความถี่ เมื่อทำการเพิ่มความถี่ของวงจรอินเวอร์เตอร์ค่าความกว้างพัลส์ของแรงดันไฟฟ้าจะเพิ่มขึ้นเพื่อที่จะทำการคงค่าแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุทของหม้อแปลงไฟฟ้าให้มีค่าคงที่ที่ค่า 3.00 kVpeak สำหรับชดเชยเล็กโทรคที่ II เมื่อทำการเพิ่มความถี่ขึ้นผลที่ตามมาจะทำให้เฟสของกระแสไฟฟ้าถูกเลื่อนออกจากแรงดันไฟฟ้า ในทำนองเดียวกันค่าแอมพลิจูด (Amplitude) ของกระแสไฟฟ้าจะเพิ่มขึ้นตาม ซึ่งมีความหมายว่าค่ากำลังไฟฟ้ามักเพิ่มขึ้น ซึ่งผลจากการจำลองและผลจากการทดสอบสอดคล้องไปในทำนองเดียวกัน จากรูปคลื่นที่ได้พบว่ามีค่าพีค (Peak value) ของแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้ามีค่าใกล้เคียงกัน ซึ่งเป็นการยืนยันได้ว่าค่าของพารามิเตอร์ทางไฟฟ้าที่ทำการทดลองวัดและคำนวณออกมาดังที่ได้นำเสนอไปในหัวข้อต่างๆ ตามที่ได้กล่าวมาแล้วนั้นมีความถูกต้องเป็นที่ยอมรับได้



Simulation

Experimental

(ก) ความถี่เท่ากับ 45 kHz.

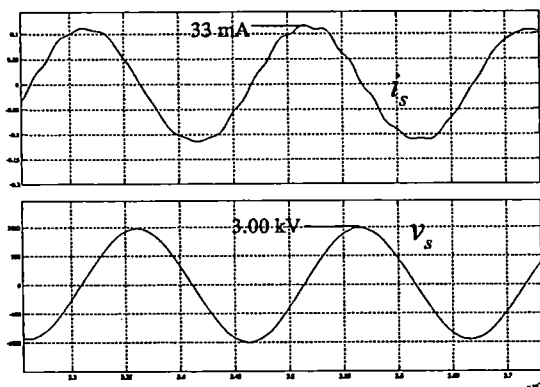


Simulation

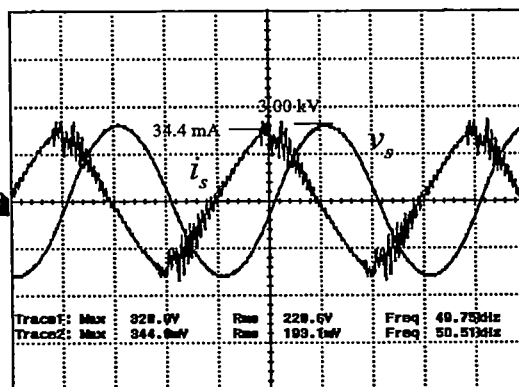
Experimental

(ข) ความถี่เท่ากับ 47.5 kHz.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

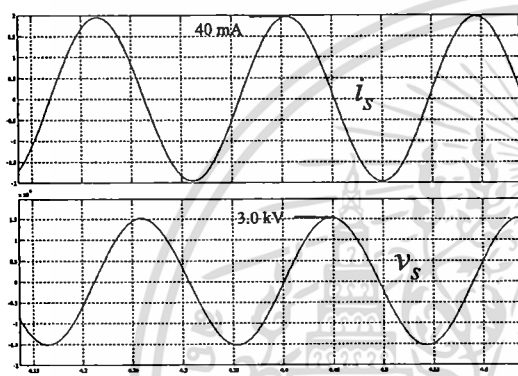


Simulation

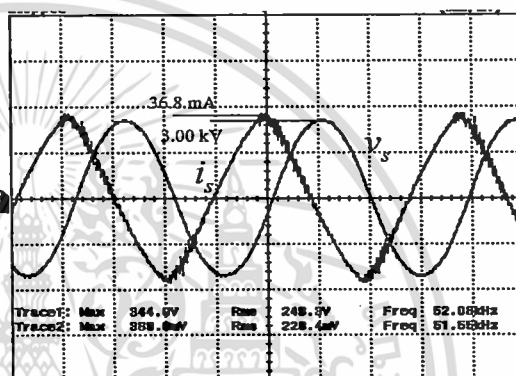


Experimental

(ค) ความถี่เท่ากับ 50 kHz.



Simulation



Experimental

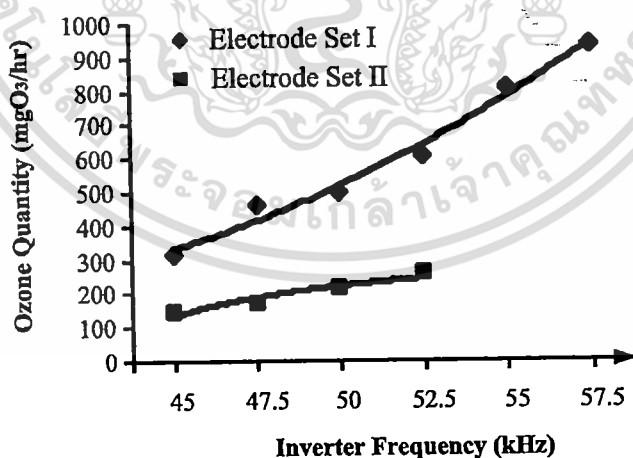
(ง) ความถี่เท่ากับ 52.5 kHz.

รูปที่ 6.5 รูปคลื่นแรงดันไฟฟ้า (v_s) และกระแสไฟฟ้า (i_s) ที่ชุดอิเล็กทรอนิกส์ที่ II ที่ค่าความถี่ของวงจรอินเวอร์เตอร์ต่างๆ

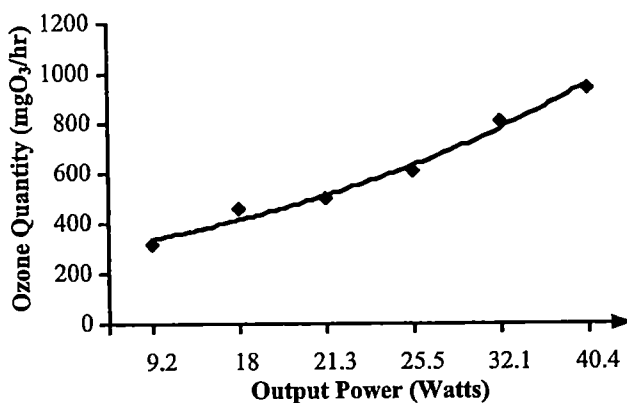
จากรูปที่ 6.5 แสดงรูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าทางด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้าแรงดันไฟฟ้าสูงความถี่สูงที่ชุดอิเล็กทรอนิกส์ที่ II ซึ่งจากรูปดังกล่าวจะพบว่ารูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าจะมีลักษณะใกล้เคียงรูปคลื่นไซน์มากและรูปคลื่นกระแสไฟฟ้าจะนำหน้า (Leading) รูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าที่ทุกค่าความถี่ เนื่องจากชุดอิเล็กทรอนิกส์เป็นโหลดชนิดคาปาซิทีฟ (Capacitive Load) เช่นกัน ดังนั้น จากการคงค่าแรงดันไฟฟ้าไว้ที่ค่าเท่ากับ 3.00 kVpeak ที่ทุกค่าความถี่นั้น ค่าแอมพลิจูด (Amplitude) ของกระแสไฟฟ้าจะมีค่าเพิ่มขึ้นเมื่อทำการเพิ่มค่าความถี่ของวงจรอินเวอร์เตอร์ ซึ่งมีความหมายว่าค่ากำลังไฟฟ้าที่จ่ายไปยังชุดอิเล็กทรอนิกส์ II มีค่าเพิ่มขึ้นด้วย ซึ่งผลการจำลองและผลการทดสอบสอดคล้องไปในทำนองเดียวกัน ซึ่งเป็นการยืนยันได้ว่าค่าของพารามิเตอร์ทางไฟฟ้าที่ทำการทดลองวัดและคำนวณออกมาดังที่ได้นำเสนอไปในหัวข้อต่างๆ ตามที่ได้กล่าวมาแล้วนั้นมีความถูกต้องเป็นที่ยอมรับได้

6.3 การทดลองวัดปริมาณก๊าซโอโซนและการทดสอบสมรรถนะของเครื่องผลิต ก๊าซโอโซนที่นำเสนอ

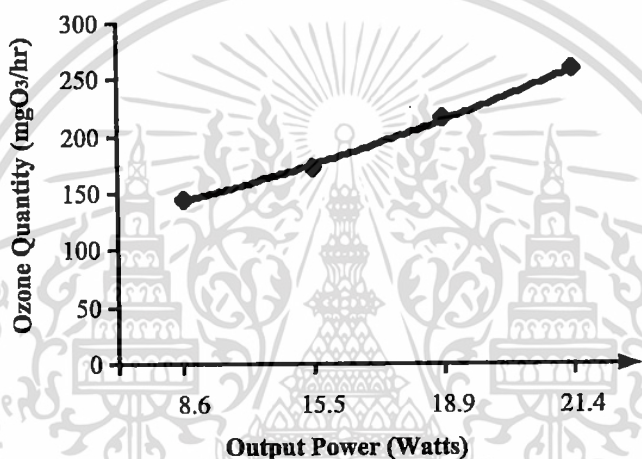
การวัดค่าปริมาณก๊าซโอโซนที่ผลิตได้จากเครื่องผลิตก๊าซโอโซนในวิทยานิพนธ์นี้ใช้วิธีการวัดผลทางเคมีโดยการใช้สารละลายโปแตสเซียมไอโอไดด์ (KI) ในการดูดซับก๊าซโอโซนที่ผลิตได้แล้วนำไปทำการไตเตรท (Titration) เพื่อนำมาคำนวณหาปริมาณก๊าซโอโซนที่ผลิตได้ ซึ่งเครื่องผลิตก๊าซโอโซนนี้ทำการทดสอบโดยใช้อากาศแห้ง (Dry air) ผ่านมอเตอร์บีบเพื่อสูบลมอากาศเข้าไปยังชุดอิเล็กโทรดทั้งสอง โดยใช้อัตราการไหล (Flow rate) ของอากาศแห้งที่ค่า 20 l/min ค่าปริมาณโอโซน (Ozone Production) ที่ผลิตได้จากเครื่องผลิตก๊าซโอโซนต้นแบบที่ได้ทำการสร้างขึ้นสามารถวัดปริมาณโอโซนเทียบกับค่าความถี่ที่เพิ่มขึ้นของแหล่งจ่ายไฟฟ้า สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 6.6 จากรูปพบว่าเมื่อทำการเพิ่มความถี่ของวงจรอินเวอร์เตอร์จะมีผลทำให้ค่าปริมาณก๊าซโอโซนมีค่าเพิ่มตามความถี่ ซึ่งการเพิ่มขึ้นของค่าปริมาณก๊าซโอโซนจะเป็นแบบเชิงเส้นตามค่าความถี่ที่เพิ่มขึ้นเป็นการแสดงว่าค่าความถี่มีความสำคัญต่อการไอออไนเซชัน (Ionization) ของการแตกตัวของก๊าซออกซิเจนให้กลายเป็นก๊าซโอโซน ซึ่งเป็นไปตามทฤษฎีของการไอออไนเซชัน [2-6, 9, 10, 12, 46-48] จากการทดสอบกับชุดอิเล็กโทรดที่ II สาเหตุที่ไม่สามารถทำการจ่ายแรงดันไฟฟ้าที่ความถี่ 55 kHz และ 57.5 kHz ได้ เนื่องจากหม้อแปลงไฟฟ้าไม่สามารถทำการจ่ายค่าแรงดันไฟฟ้าที่ความถี่ดังกล่าวได้ เพราะใช้หม้อแปลงไฟฟ้าตัวเดียวกันในการทดสอบชุดอิเล็กโทรดที่ I และ II



รูปที่ 6.6 การเปลี่ยนแปลงของปริมาณก๊าซโอโซนเทียบกับค่าความถี่ของแหล่งจ่ายไฟฟ้าของชุดอิเล็กโทรดที่ I และ II

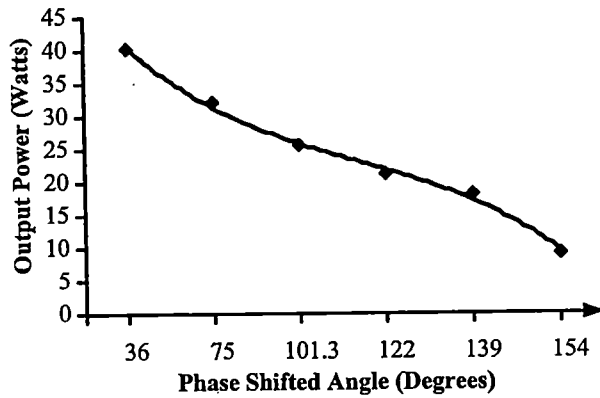


รูปที่ 6.7 การเปลี่ยนแปลงของค่าปริมาณก๊าซ โอโซนเทียบกับค่ากำลังไฟฟ้าเอาต์พุทของชุด อิเล็กโทรดที่ I

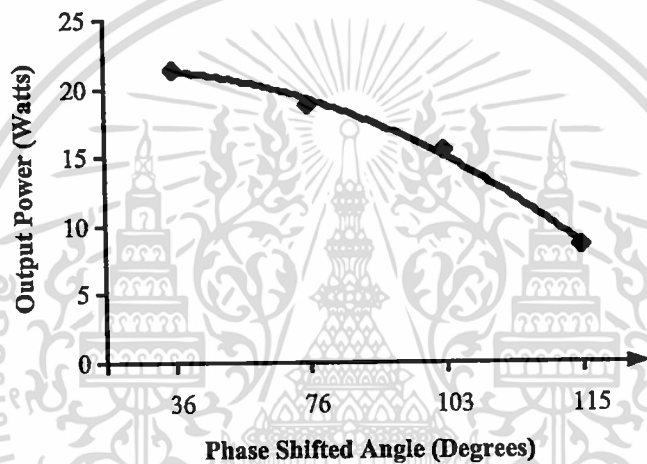


รูปที่ 6.8 การเปลี่ยนแปลงของค่าปริมาณก๊าซ โอโซนเทียบกับค่ากำลังไฟฟ้าเอาต์พุทของชุด อิเล็กโทรดที่ II

จากรูปที่ 6.7 และ 6.8 เป็นการแสดงการเปลี่ยนแปลงของค่าปริมาณก๊าซโอโซนเทียบกับการเปลี่ยนแปลงของค่ากำลังไฟฟ้าเอาต์พุทของวงจรรินเวอร์เตอร์ พบว่า ค่ากำลังไฟฟ้าเอาต์พุทของวงจรรินเวอร์เตอร์มีค่าเพิ่มขึ้นทำให้ได้ค่าปริมาณก๊าซ โอโซนเพิ่มขึ้นตามอย่างเป็นเชิงเส้น ซึ่งหมายความว่า ค่ากำลังไฟฟ้าเอาต์พุทของวงจรรินเวอร์เตอร์มีผลต่อค่าปริมาณก๊าซโอโซนที่ด้วยเช่นกัน ซึ่งการที่ค่ากำลังไฟฟ้าเอาต์พุทของวงจรรินเวอร์เตอร์เพิ่มขึ้น เนื่องจากการปรับความถี่ของวงจรรินเวอร์เตอร์ โดยที่ไม่ต้องทำการเพิ่มแรงดันไฟฟ้าที่จ่ายให้กับชุดอิเล็กโทรดทั้งสองก็สามารถเพิ่มค่าปริมาณก๊าซโอโซนขึ้นได้

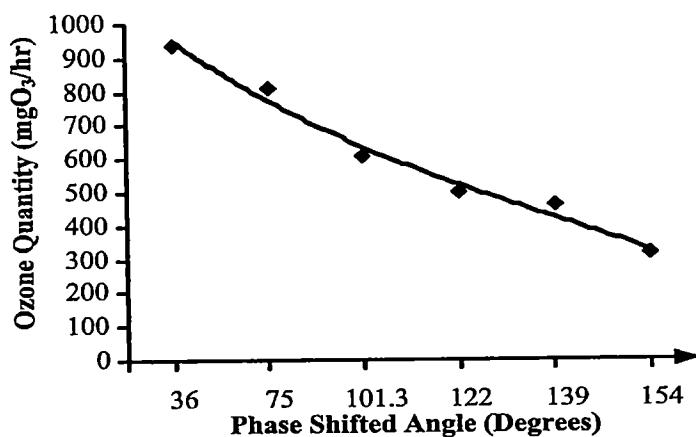


รูปที่ 6.9 การเปลี่ยนแปลงของค่ากำลังไฟฟ้าเอาต์พุตเทียบกับค่ามุมเลื่อนเฟส ϕ ของชุดอิเล็กทรอนิกส์ I

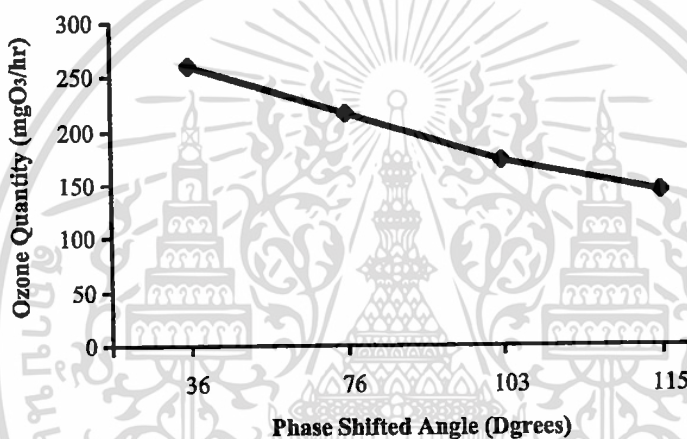


รูปที่ 6.10 การเปลี่ยนแปลงของค่ากำลังไฟฟ้าเอาต์พุตเทียบกับค่ามุมเลื่อนเฟส ϕ ของชุดอิเล็กทรอนิกส์ II

จากรูปที่ 6.9 และ 6.10 พบว่าค่ากำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจรอินเวอร์เตอร์มีค่าเปลี่ยนแปลงตามค่ามุมเลื่อนเฟส ϕ โดยที่ค่ามุมเลื่อนเฟส ϕ มีค่าเพิ่มขึ้นจะมีผลทำให้ค่ากำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจรอินเวอร์เตอร์ที่จ่ายออกมามีค่าลดลง ซึ่งหมายความว่าในการปรับค่ากำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจรอินเวอร์เตอร์สามารถกระทำได้โดยการปรับค่ามุมเลื่อนเฟส ϕ ดังนั้น จากการปรับค่ามุมเลื่อนเฟส ϕ ก็จะมีผลทำให้ค่าปริมาณก๊าซไอโซนที่ผลิตได้มีการเปลี่ยนแปลงตามไปด้วย ซึ่งสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 6.11 และ 6.12



รูปที่ 6.11 การเปลี่ยนแปลงของค่าปริมาณก๊าซ โอโซนที่ผลิตได้เทียบกับค่ามุมเลื่อนเฟส ϕ ของชุดอิเล็กทรอนิกส์ที่ I

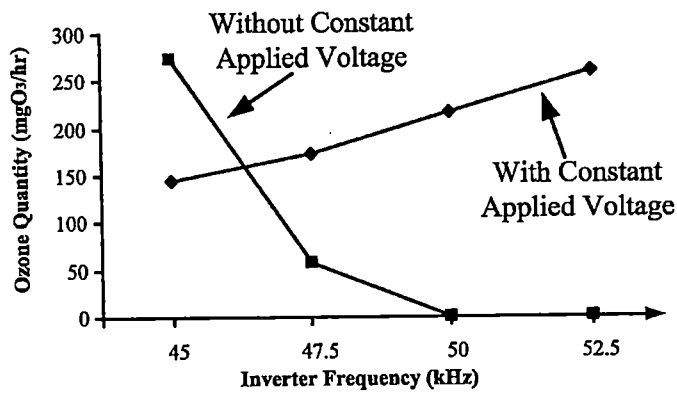


รูปที่ 6.12 การเปลี่ยนแปลงของค่าปริมาณก๊าซ โอโซนที่ผลิตได้เทียบกับค่ามุมเลื่อนเฟส ϕ ของชุดอิเล็กทรอนิกส์ที่ II

จากรูปที่ 6.13 และ 6.15 เป็นการเปรียบเทียบค่าแรงดันไฟฟ้าที่ชุดอิเล็กทรอนิกส์ที่ I และ II ในกรณีมีการควบคุมค่าแรงดันไฟฟ้าให้คงที่ที่ค่า 3.44 kVpeak สำหรับชุดอิเล็กทรอนิกส์ที่ I และ 3.00 kVpeak สำหรับชุดอิเล็กทรอนิกส์ที่ II และกรณีไม่มีการควบคุมแรงดันไฟฟ้าที่ชุดอิเล็กทรอนิกส์ทั้งสองให้คงที่ ภายใต้การเปลี่ยนแปลงค่าความถี่ของวงจรอินเวอร์เตอร์ พบว่า กรณีที่ไม่มีการควบคุมแรงดันไฟฟ้าที่ชุดอิเล็กทรอนิกส์เมื่อทำการเพิ่มความถี่ให้สูงขึ้นจะทำให้ค่าแรงดันไฟฟ้าลดลง ซึ่งเป็นผลมาจากการทำงานของหม้อแปลงไฟฟ้าที่ค่าความถี่สูงที่มีผลกระทบต่อค่าโวลเตจเร็กกูเลชัน (Voltage regulation) ของหม้อแปลงไฟฟ้า ซึ่งทำให้ต้องมีการชดเชยแรงดันไฟฟ้าที่ลดลงด้วยการปรับมุมเลื่อนเฟส ϕ เพื่อให้ค่าแรงดันไฟฟ้าของหม้อแปลงไฟฟ้าไม่ลดลง เพราะถ้าค่าแรงดันไฟฟ้าของหม้อแปลงไฟฟ้าลดลงจะส่งผลต่อค่าปริมาณก๊าซ โอโซนทำให้มีค่าลดลงตามด้วยดังแสดงได้ดังรูปที่ 6.14 และ 6.16 ดังนั้นเมื่อทำการชดเชยค่าแรงดันแล้วจะเป็นผลให้ค่า

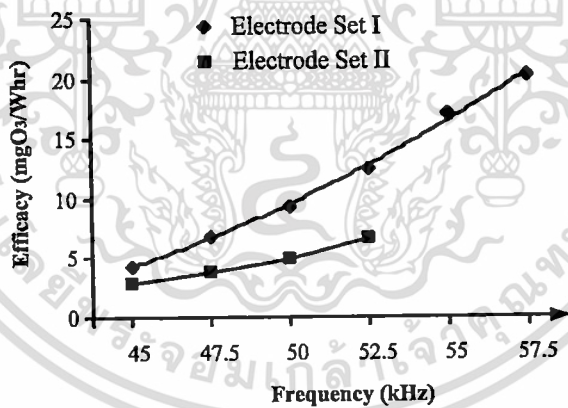
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

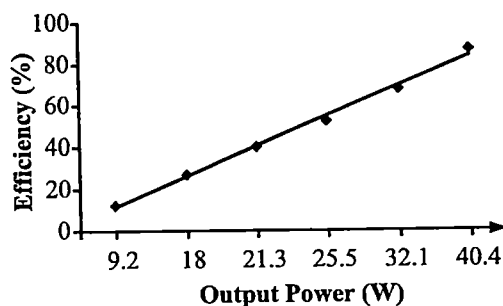


รูปที่ 6.16 การเปรียบเทียบปริมาณก๊าซโอโซนที่ผลิตได้ในกรณีมีการชดเชยและกรณีไม่มีการชดเชยแรงดันไฟฟ้าที่ชุดอิเล็กทรอนิกส์ II ให้มีค่าคงที่ภายใต้การเปลี่ยนแปลงค่าความถี่ของแหล่งจ่ายไฟฟ้า

จากรูปที่ 6.17 เป็นค่าประสิทธิผล (Efficacy) ของเครื่องกำเนิดก๊าซโอโซนที่นำเสนอพบว่า ค่าประสิทธิผลมีค่าเพิ่มขึ้นอย่างเป็นเชิงเส้นกับค่าความถี่ของวงจรอินเวอร์เตอร์ ซึ่งค่าประสิทธิผลที่คำนวณได้จะมีค่าค่อนข้างต่ำ เนื่องมาจากการใช้อากาศแห้งที่มีก๊าซออกซิเจนอยู่เพียง 21 % ดังนั้นถ้าใช้ก๊าซออกซิเจนที่มีค่าความเข้มข้นมากกว่านี้ เช่น ก๊าซออกซิเจนบริสุทธิ์ 95 % หรือมากกว่านี้ก็จะส่งผลให้ค่าประสิทธิผลมีค่าที่สูงขึ้น

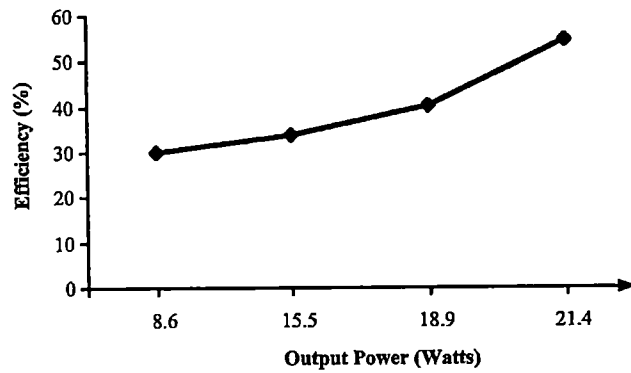


รูปที่ 6.17 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าประสิทธิผลและค่าความถี่ของวงจรอินเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์พีดับบลิวเอ็มแบบเลื่อนเฟส

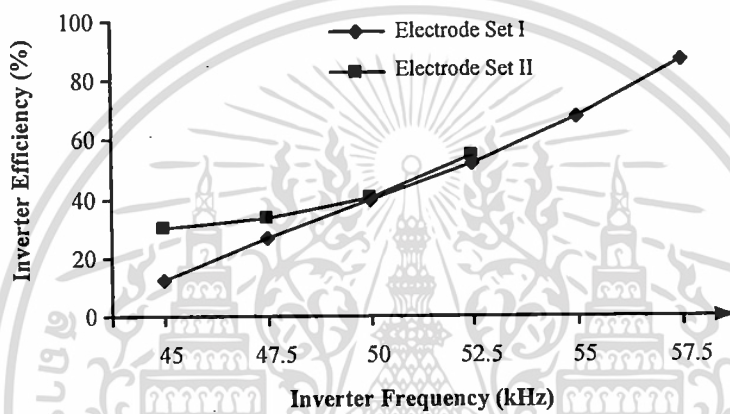


รูปที่ 6.18 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพและกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับครูใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไปจนญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า อินเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์พีดับบลิวเอ็มแบบเลื่อนเฟสที่ใช้กับชุดอิเล็กทรอนิกส์ I ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามเผยแพร่ข้อมูล และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.19 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพและกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจรอินเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์พีคบัลลิวเอ็มแบบเลื่อนเฟสที่ใช้กับชุดอิเล็กทรอนิกส์ที่ II



รูปที่ 6.20 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าประสิทธิภาพของวงจรอินเวอร์เตอร์และค่าความถี่ของวงจรอินเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์พีคบัลลิวเอ็มแบบเลื่อนเฟสที่ใช้กับชุดอิเล็กทรอนิกส์ที่ I และ II

ค่าประสิทธิภาพ (Efficiency) ของวงจรอินเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์พีคบัลลิวเอ็มแบบเลื่อนเฟสเทียบเมื่อทำการเทียบกับค่ากำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจรอินเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์พีคบัลลิวเอ็มแบบเลื่อนเฟสที่ทำการทดสอบกับชุดอิเล็กทรอนิกส์ทั้งสอง สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 6.18 และ 6.19 พบว่า เมื่อค่ากำลังไฟฟ้าเอาต์พุตเพิ่มขึ้นมีผลทำให้ค่าประสิทธิภาพเพิ่มขึ้นตามอย่างเป็นเชิงเส้น ซึ่งในการวัดได้ทำการใช้ Power Analyzer ของ YOKOGAWA รุ่น PZ4000 ทำการวัดผลออกมา ซึ่งค่าประสิทธิภาพสูงสุดจะมีค่าประมาณเท่ากับ 87% ที่ค่ากำลังไฟฟ้าเอาต์พุตเท่ากับ 40.4 W ของชุดอิเล็กทรอนิกส์ที่ I และมีค่าประมาณเท่ากับ 60% ที่ค่ากำลังไฟฟ้าเอาต์พุตเท่ากับ 21.4 W ของชุดอิเล็กทรอนิกส์ที่ II เนื่องจากค่าประสิทธิภาพมีผลจากค่ากำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจรอินเวอร์เตอร์ ถ้าค่ากำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจรอินเวอร์เตอร์มีค่าสูงก็จะทำให้ค่าประสิทธิภาพของวงจรอินเวอร์เตอร์สูงตามไปด้วย ซึ่งเป็นคุณสมบัติของวงจรอินเวอร์เตอร์ และอีกอย่างหนึ่งคือ ค่าพารามิเตอร์ทางไฟฟ้าของชุดอิเล็กทรอนิกส์ที่ II นั้น มีค่าน้อยกว่าชุดอิเล็กทรอนิกส์ที่ I ดังนั้น

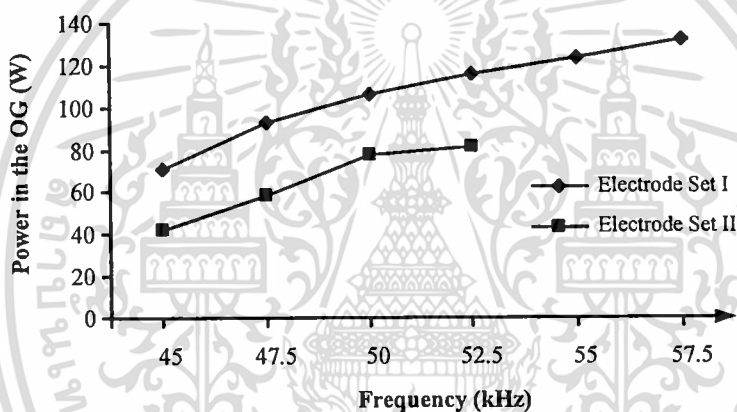
เอกสารสามารถสรุปได้ว่าผลของค่าพารามิเตอร์ทางไฟฟ้าที่ได้มีผลต่อค่าประสิทธิภาพของวงจร ไม่ว่าจะเป็นกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อินเวอร์เตอร์ด้วย จากรูปที่ 6.20 เป็นผลของค่าประสิทธิภาพของวงจรอินเวอร์เตอร์ภายใต้การเปลี่ยนแปลงความถี่ของวงจรอินเวอร์เตอร์ พบว่าเมื่อความถี่เพิ่มขึ้นค่าประสิทธิภาพของวงจรอินเวอร์เตอร์มีค่าเพิ่มขึ้นตามความถี่ที่เปลี่ยนแปลงไปแบบเชิงเส้น โดยการทดสอบกับชุดอิเล็กทรอนิกส์ทั้งสองชุด

การหาค่ากำลังไฟฟ้าที่ชุดอิเล็กทรอนิกส์ทั้งสองชุดสามารถคำนวณได้จากสมการที่ 6.1

$$P_{OG} = \frac{V_g^2}{2R_p} = \pi V_g f Q_0 \tag{6.1}$$

จากสมการที่ 6.1 สามารถคำนวณหาค่ากำลังไฟฟ้าที่ชุดอิเล็กทรอนิกส์ได้ โดยพิจารณาค่ากำลังไฟฟ้าที่ชุดอิเล็กทรอนิกส์ภายใต้การเปลี่ยนแปลงของค่าความถี่ ซึ่งสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 6.21



รูปที่ 6.21 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่ากำลังไฟฟ้าที่ชุดอิเล็กทรอนิกส์ที่ I และ II กับค่าความถี่ของวงจรอินเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์พีคดับลิวเอ็มแบบเลื่อนเฟส

จากรูปที่ 6.21 พบว่าเมื่อความถี่เพิ่มขึ้นค่ากำลังไฟฟ้าที่ชุดอิเล็กทรอนิกส์มีค่าเพิ่มขึ้นแบบเชิงเส้นแสดงว่าจำเป็นต้องใช้พลังงานไฟฟ้าในการผลิตก๊าซโอโซนที่ชุดอิเล็กทรอนิกส์มากขึ้นเมื่อความถี่เพิ่มขึ้น

6.4 สรุปการทดสอบ

ในหัวข้อนี้ นำเสนอการทดลองและการทดสอบเครื่องผลิตก๊าซโอโซนต้นแบบที่ทำการออกแบบและสร้างขึ้น ขั้นตอนแรกทำการทดลองเพื่อนำแบบจำลองทางไฟฟ้าของชุดอิเล็กทรอนิกส์ทั้งสองชุด วงจรสมมูลทางไฟฟ้าของหม้อแปลงไฟฟ้าแรงดันไฟฟ้าสูงความถี่สูงที่ได้ทำการคำนวณหาออกมา และวงจรอินเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์พีคดับลิวเอ็มแบบเลื่อนเฟส นำมาทำการ

จำลองด้วยโปรแกรม MATLAB/Simulink แล้วทำการวัดรูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าที่ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 7

สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

7.1 สรุปผลการวิจัย

วิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอ การวัดและคำนวณหาค่าแบบจำลองทางไฟฟ้าหรือค่าพารามิเตอร์ทางไฟฟ้าของชุดอิเล็กทรอนิกส์ทรานซิสเตอร์และหม้อแปลงไฟฟ้าแรงดันไฟฟ้าสูงความถี่สูงที่ใช้ในเครื่องกำเนิดก๊าซไอโซน และทำการวิเคราะห์การทำงานของวงจรรีเลย์อินเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์พีดับบลิวเอ็มแบบเลื่อนเฟสที่ใช้เป็นแหล่งจ่ายไฟฟ้าในเครื่องกำเนิดก๊าซไอโซนกรณีใช้งานที่ความถี่สูง ซึ่งนำผลของช่วงเวลาเดดไทม์มาพิจารณาด้วย ค่าพารามิเตอร์ทางไฟฟ้าของแบบจำลองทางไฟฟ้าของชุดอิเล็กทรอนิกส์ทรานซิสเตอร์สามารถหาค่าด้วยการวัดค่าทางไฟฟ้าเพื่อให้ได้กราฟลิสซาจูส (Lissajous) ของแรงดันไฟฟ้า-ประจุไฟฟ้าและแรงดันไฟฟ้า-กระแสไฟฟ้าแล้วมาทำการคำนวณหาค่าตัวเก็บประจุและค่าความต้านทานที่เป็นแบบจำลองทางไฟฟ้าหรือค่าพารามิเตอร์ทางไฟฟ้าของชุดอิเล็กทรอนิกส์ทรานซิสเตอร์ รวมทั้งทำการคำนวณลักษณะทางกายภาพเพื่อหาค่าพารามิเตอร์ทางไฟฟ้าของหม้อแปลงไฟฟ้าแรงดันไฟฟ้าสูงความถี่สูงที่ใช้งาน จากหลักการและวิธีการที่นำเสนอนี้ พบว่าค่าความถี่สูงและค่าแรงดันไฟฟ้าสูงรวมทั้งค่ากำลังไฟฟ้ามียผลต่อค่าปริมาณก๊าซไอโซนที่ผลิตได้ โดยผลการจำลองระบบและการทดสอบจริงมีผลที่สอดคล้องเป็นไปในทำนองเดียวกัน ซึ่งเป็นการยืนยันว่าแบบจำลองทางไฟฟ้าและค่าพารามิเตอร์ทางไฟฟ้าต่างๆ ที่ได้มีความถูกต้อง และสามารถนำไปใช้ได้กับเครื่องกำเนิดก๊าซไอโซนต่อไปได้ หลักการที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้ยังสามารถทำการชดเชยค่าแรงดันไฟฟ้าที่ลดลง เนื่องจากผลกระทบของการทำงานที่ความถี่สูงของหม้อแปลงไฟฟ้าแรงดันไฟฟ้าสูงได้ด้วย

สรุปรายละเอียดของวิทยานิพนธ์ที่ได้นำเสนอมาแล้วดังนี้

1. สามารถทำการวัดและคำนวณหาค่าแบบจำลองทางไฟฟ้าของชุดอิเล็กทรอนิกส์ทรานซิสเตอร์ที่ใช้กับเครื่องกำเนิดก๊าซไอโซนที่ใช้งานที่ความถี่สูง ซึ่งสามารถแทนด้วยตัวเก็บประจุไฟฟ้าต่อขนานกับตัวต้านทาน โดยใช้กราฟลิสซาจูส (Lissajous) ของแรงดันไฟฟ้า-ประจุไฟฟ้าและแรงดันไฟฟ้า-กระแสไฟฟ้าที่ทำการทดสอบได้
2. สามารถนำวงจรรีเลย์อินเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์พีดับบลิวเอ็มแบบเลื่อนเฟสมาใช้กับเครื่องกำเนิดก๊าซไอโซน เพื่อทำการชดเชยค่าแรงดันไฟฟ้าด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้าแรงดันไฟฟ้าสูงความถี่สูงที่ลดลงเมื่อเพิ่มความถี่ให้สูงขึ้น เพื่อให้สามารถทำการเพิ่มค่าปริมาณก๊าซไอโซนให้สูงขึ้นด้วยการปรับความถี่ได้
3. ทำการเพิ่มโหมดในการวิเคราะห์การทำงานของวงจรรีเลย์อินเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์พีดับบลิวเอ็มแบบเลื่อนเฟสให้มีความละเอียดขึ้น โดยการพิจารณาผลช่วงเวลาเดด

โหม้เพิ่มขึ้นมา ทำให้เป็นการวิเคราะห์การทำงานที่มีความละเอียดมากขึ้น (จากที่มีการวิเคราะห์กัน 4, 6, และ 8 โหม้เพิ่มขึ้นเป็น 10 โหม้การทำงาน) รวมทั้งได้นำหลักการสวิตช์ที่สภาวะแรงดันศูนย์ (Zero Voltage Switch : ZVS) มาใช้ในวงจรอินเวอร์เตอร์นี้ เพื่อทำการลดค่าความสูญเสียในการสวิตช์ให้ลดลง

4. ทำการคำนวณและออกแบบค่าตัวเหนี่ยวนำขดเซยโดยทำการต่ออนุกรมเข้าไปทางด้านเอาต์พุทของวงจรอินเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์พีดับบลิวเอ็มแบบเลื่อนเฟสเพื่อให้เกิดความถี่เรโซแนนท์ในช่วงความถี่ที่เหมาะสม คือ 45 kHz แทนที่ความถี่เรโซแนนท์เดิมที่มีค่าเท่ากับ 85 kHz
5. ทำการจำลองและทำการทดสอบจริง เพื่อทำการพิสูจน์ว่าค่าพารามิเตอร์ทางไฟฟ้าและค่าแบบจำลองทางไฟฟ้าที่ได้ทำการวัดและคำนวณมีความถูกต้องและสามารถนำไปใช้งานได้จริงในทางปฏิบัติ

7.2 ข้อเสนอแนะ

1. เนื่องจากในการทดสอบจริงนี้ได้ใช้ก๊าซออกซิเจนในอากาศที่มีเพียง 21% จึงทำให้ปริมาณก๊าซโอโซนที่ผลิตมีค่าน้อย ดังนั้นถ้าต้องการปริมาณก๊าซโอโซนที่สูงขึ้นควรใช้ก๊าซออกซิเจนที่มีค่าความเข้มข้น 95 % หรือสูงกว่านี้
2. ในงานวิจัยนี้เป็นการควบคุมแรงดันไฟฟ้าเพียงอย่างเดียว ในการพัฒนาต่อไปน่าจะมีการควบคุมค่าตัวแปรตัวอื่น เช่น กระแสไฟฟ้าหรือกำลังไฟฟ้าที่ซูดอิเล็กทรอนิกส์ เป็นต้น
3. ควรทำการออกแบบซูดอิเล็กทรอนิกส์โดยใช้หลักการการ Optimization โดยใช้โปรแกรม Finite Element มาช่วยในการคำนวณและออกแบบซูดอิเล็กทรอนิกส์ เพื่อให้ได้ซูดอิเล็กทรอนิกส์ที่สามารถผลิตก๊าซโอโซนที่มีปริมาณสูงตามที่ต้องการ
4. ควรทำการออกแบบและสร้างระบบหล่อเย็น (Cooling System) ให้แก่ซูดอิเล็กทรอนิกส์ เนื่องจากเมื่อใช้งานเป็นเวลานานจะทำให้ซูดอิเล็กทรอนิกส์เกิดความร้อนขึ้น ซึ่งส่งผลให้ปริมาณก๊าซโอโซนที่ผลิตได้มีปริมาณลดลงตามอุณหภูมิที่สูงขึ้น
5. ควรมีการปรับอัตราการไหลของอากาศหรือก๊าซออกซิเจนที่ใช้ในการผลิตก๊าซโอโซนให้มีความเหมาะสม เพื่อจะได้ปริมาณก๊าซโอโซนที่สูงหรือตามที่ต้องการได้ เพราะอัตราการไหลของอากาศหรือก๊าซออกซิเจนมีผลต่อปริมาณก๊าซโอโซนที่ผลิตได้เช่นกัน
6. หม้อแปลงไฟฟ้าแรงดันไฟฟ้าสูงความถี่สูงที่ใช้ในการทดสอบซูดอิเล็กทรอนิกส์ทั้งสองซูดนั้นได้ทำการออกแบบโดยอ้างอิงการใช้งานกับซูดอิเล็กทรอนิกส์ที่ I เป็นหลัก ดังนั้นเมื่อนำมาทำการทดสอบกับซูดอิเล็กทรอนิกส์ที่ II จึงมีปัญหาในเรื่องของการปรับความถี่ที่ไม่

สามารถทำการปรับความถี่ได้สูงกว่าความถี่ 52.5 kHz ถ้าต้องทดสอบซูดอิเล็กทรอนิกส์ II
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นเพื่อใช้ในการศึกษาวิจัยเท่านั้น ไม่สามารถนำออกจำหน่าย การค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่ความถี่สูงกว่า 52.5 kHz ควรจะต้องทำการออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้าแรงดันไฟฟ้าสูง
ความถี่สูงนี้เสียใหม่



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บรรณานุกรม

- [1] Bruno Langlais, David A. Reckhow and Deborah R. Brink, **Ozone in Water Treatment Application and Engineering**, second edition, Cooperative Research Report, AWWA Research Foundation and Lewis Publishers, INC., Michigan, USA., 1991.
- [2] U. Kogelschatz and B. Eliasson, **Handbook of Electrostatic Processes**, Marcel Dekker, July, 1995.
- [3] Jen-Shih Chang, Phil A. Lawless, and Toshiaki Yamamoto, “**Corona Discharge Processes (Invited Review Paper)**”, IEEE Transaction on Plasma Science, vol.19, no.6, December, 1991.
- [4] Baldur Eliasson and Ulrich Kogelschatz, “**Modeling and Applications of Silent Discharge Plasmas**”, IEEE Transactions on Plasma Science, vol.19, No.2, April, 1991.
- [5] U. Kogelchatz, B. Eliasson, and W. Egli, “**Dielectric-Barrier Discharge. Principle and Applications**”, J. Phys IV France 7 (1997), Colloque C4, Supplement au Journal de Physique III d' October, 1997.
- [6] E. Kuffel, W. S. Zaengl and J. Kuffel, **High Voltage Engineering Fundamental**, second edition, Butterworth-Heinemann, 2000.
- [7] Shuhai Liu and Manfred Neiger, “**Excitation of Dielectric Barrier Discharges by Unipolar Submicrosecond Square Pulses**”, Journal of Physics D: Applied Physics, 34, pp.1632-1638, 2001.
- [8] V. H. Olivares, M. Ponce-Silva, R. Osorio, and M. Juarez, “**DBD Modeling as a Function of Waveforms Slope**”, The 38th Annual Power Electronics Specialists Conference in Orlando, Florida, PESC 2007.
- [9] I. D. Chalmers, L. Zanella and S. J. MacGregor “**Ozone Synthesis in Oxygen in a Dielectric Barrier Free Configuration**”, Pulsed Power Conference, 1995. Digest of Technical Papers. Tenth IEEE International, Vol. 2, pp.1249-1254, 1995.
- [10] W. J. M. Samaranayake, Y. Miyahara, T. Namihira, S. Katsuki, R. Hackmany and H. Akiyama, “**Ozone Production Using Pulsed Dielectric Barrier Discharge in Oxygen**”, IEEE Transactions on Dielectric and Electrical Insulation, pp.849-854, 2000.
- [11] Diab, Y.; Venet, P.; Gualous, H.; Rojat, G., “**Self-Discharge Characterization and Modeling of Electrochemical Capacitor Used for Power Electronics Applications**”, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.24, No.2, pp.510-517, Feb. 2009.

- [12] W. J. M. Samaranayake, Y. Miyahara, T. Namihira, S. Katsuki, R. Hackmany and H. Akiyama, **“Ozone Production Using Pulsed Dielectric Barrier Discharge in Oxygen”**, IEEE Transactions on Dielectric and Electrical Insulation, pp.849-854, 2000.
- [13] Senichi Masuda, Kensuke Akutsu, Masao Kuroda, Yasuo Awatsu, and Yoshiharu Shibuya, **“A Ceramic-Based Ozonizer Using High-Frequency Discharge”**, IEEE Transactions on Industry Applications, vol.24, No.2, pp.223-231, March/April 1988.
- [14] S. Potivejkul, V. Kinnares, P. Rattanavichien, **“Design of ozone generator using solar energy”**, Proc. of IEEE Asia-Pacific Conference on Circuit and Systems (APCCAS), , pp.217-22, 24-27 Nov.1998.
- [15] H. Fujita, S. Ogasawara, and H. Akagi, **“An Approach to a Broad Range of Power Control in Voltage-Source Series-Resonant Inverters for Corona Discharge Treatment Pulse-Density-Modulation”**, IEEE, pp.1000-1006, 1997.
- [16] Hideaki Fujita, and Hirifumi Akagi, **“Control and Performance of a Pulse-Density-Modulated Series-Resonant Inverter for Corona Discharge Processes”**, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 35, No.3, pp.621-627, May/June 1999.
- [17] C. Boonseng, V. Kinnares, and P. Apriratikul, **“Harmonic Analysis of Corona Discharge Ozone Generator Using Brush Electrode Configuration”**, IEEE, pp.403-408, 2000.
- [18] Y. Konishi, S. P. Wang, M. Ishibashi, Y. L. Feng, and M. Nakaoka, **“Efficient Ozonizer using PDM and PWM Controlled Resonant Inverter and its Performance Evaluations”**, Power Conversion Conference-Nagaoka (PCC-Nagaoka'97), vol.2, pp. 971-976, 3-6 August, 1997.
- [19] Koudriavtsev Oleg, Shengpei Wang, Yoshihiro Konishi, and Mutsuo Nakaoka, **“A Novel Pulse-Density Modulated High-Frequency Inverter for Silent Discharge-Type Ozonizer,”** IEEE Transaction on Industry Application, vol. 38, No.2, pp. 369-378. March/April, 2002.
- [20] Kudryvtsev Oleg, Shengpei Wang, and Mutsuo Nakaoka, **“Power Supply for Silent Discharge Type Load”**, Industry Applications Conference, Vol. 1, pp.581-587, 8-12 October, 2000.
- [21] Shengpei Wang and Mutsuo Nakaoka, **“PDM and PWM Hybrid Power Control of a Voltage-Source Type High-Frequency Inverter for Ozonizer Applications”**, IEE Power Electronics and Variable Speed Drives, 21-23 September, pp.40-45, 1998.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นเพื่อใช้ในการเรียนการสอนเท่านั้น ไม่ควรนำเอกสารนี้ไปใช้ในการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- [22] Y. X. Wang, Y. L. Feng, O. Koudriavtsev, Serguei Moisseev, Y. Konishi, and M. Nakaoka, **“Pulse Density Modulated Soft Switching High Frequency Parallel Load Resonant Current-Source Inverter with A Single Auxiliary Active Resonant Snubber”**, The 4th IEEE International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS 2001), vol.2, pp.657-662, 2001.
- [23] Shengpei Wang, Yoshihiro Konishi, Manabu Ishitobi, Shinya Shirakawa and Mutsuo Nakaoka, **“Current-Source Type Parallel Inductor-Compensated Load Resonant Inverter with PDM Control Scheme for Efficient Ozonizer”**, IEEE International Power Electronics Congress (CIEP 98), pp.103-110, 1998.
- [24] Shengpei Wang, Yoshihiro Konishi, and Mutsuo Nakaoka, **“DSP-based PDM&PWM Type Voltage-Fed Load-Resonant Inverter with High-Voltage Transformer for Silent Discharge Ozonizer”**, The 29th Annual IEEE on Power Electronics Specialists Conference (PESC 98) record, vol.1, pp.159-164, 1998.
- [25] Shengpei Wang, Masaki Ishibashi, Yuelu Feng, Yoshihiro Konishi, and Mutsuo Nakaoka, **“Series-Compensated Inductor Type Resonant Inverter Using Pulse Density Modulation Scheme for Efficient Ozonizer”**, IEEE International Conference on Power Electronics and Drive Systems, vol.1, pp.19-23, 1997.
- [26] Shengpei Wang, Masaki Ishibashi, Yoshihiro Konishi, and Mutsuo Nakaoka, **“Series Inductor Compensated Load Resonant Inverter Type Ozonizer with Pulse Density Modulation Control Scheme and Its Evaluations”**, IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE'97), vol.2, pp.347-352, 1997.
- [27] Yoshihiro Konishi, Shengpei Wang, Shinya Shirakawa, Yoshito, and Mutsuo Nakaoka, **“Pulse Density Modulated High-Frequency Load Resonant Inverter for Ozonizer and Its Feasible Performance Evaluations”**, The 1998 IEEE Industry Applications Conference, Thirty-Third IAS Annual Meeting, vol.2, pp.1313-1319, 1998.
- [28] Shengpei Wang, Yoshihiro Konishi, Oleg Koudriavtsev, and Mutsuo Nakaoka, **“A Novel Silent Discharge Type Ozonizer using Pulse Density Modulated High-Frequency Inverter”**, Industry Applications Conference, 1999, Thirty-Fourth IAS Annual Meeting, Conference Record of the 1999 IEEE, vol. 2, pp.764-772, 1999.
- [29] Oleg Koudriavtsev, Shengpei Wang, and Mutsuo Nakaoka, **“Advanced Development of Voltage Source Soft-Switching High-Frequency Inverter for Silent Discharge Tube**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- Loads**”, IEEE the Third International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC 2000), vol.1, pp.302-307, 2000.
- [30] Y. L. Feng, Y. Konishi, S. P. Wang, Y. X. Wang, O. Koudriavtsev, and M. Nakaoka, **“Next Generation Current-Source Soft-Switched PDM and PWM Hybrid Mode Inverter for Silent Discharge Ozone Generating Tube Drive”**, The Third International on Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC 2000), vol.1, pp. 312-317, 2000.
- [31] Kudryvtsev Oleg, Moisseev Sergey, and Mutsuo Nakaoka, **“Frequency Characteristics Analysis and Switching Power Supply Designing for Dielectric Barrier Discharge Type Load”**, Power Electronics Congress (CIEP2002), Mexico, 20-24 October, 2002.
- [32] Y. Liu and X. He, **“PDM and PFM Hybrid Control of a Series-resonant Inverter for Corona Surface Treatment”**, IEE Proc. Electric Power Application, vol.152, No.6., November, 2005.
- [33] J. M. Alonso, M. Valdes, A. J. Calleja, J. Ribas, and J. Losada, **“High Frequency Testing and Modeling of Silent Discharge Ozone Generators”**, in Proc.IOA World Congress, London,U.K., pp.363-376., 2003.
- [34] J. Marcos Alonso, Jesus Cardesin, Emilio Lopez Corominas, Manuel, Rico-Secedes, and Jorge Garcia, **“Low-Power High-Voltage High-Frequency Power Supply for Ozone Generation”**, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 40, No.2, pp. 414-421, March/April 2004.
- [35] J. Marcos Alonso, Jorge Garcia, Antonio J. Calleja, Javier Ribas, and Jesus Cardesin, **“Analysis, Design, and Experimentation of a High-Voltage Power Supply for Ozone Generation Based on Current-Fed Parallel-Resonant Push-Pull Inverter”**, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 41, No.5, pp.1364-1372, Sept./Oct. 2005.
- [36] J. M. Alonso, A. J. Calleja, J. Ribas, M. Rico-Secades, E. Corominas, J. Cardesin, and J. Garcia, **“Low-Power High-Voltage Universal-Input Inverter for Ozone Generation”**, IEEE CIEP, pp.153-159, 20-24 October, Guadalajara, Mexico, 2002.
- [37] J. Marcos Alonso, J. Cardesin, J. A. Martin-Ramos, J. Garcia, and M. Rico-Secedes, **“Using Current-Fed Parallel-Resonant Inverters for Electro-Discharge Applications: A Case of Study”**, Nineteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC '04), pp.109-115, 2004.

- [38] J. Marcos Alonso, Carlos Ordiz, and Marco A. Dalla Costa, **“A Novel Control Method for Piezoelectric-Transformer Based Power Supplies Assuring Zero-Voltage-Switching Operation”**, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 55, No.3, pp.1085-1089, March 2008.
- [39] J. Marcos Alonso, Carlos Ordiz, Marco A. Dalla Costa, Javier Ribas, and Jesus Cardesin, **“High-Voltage Power Supply for Ozone Generation Based on Piezoelectric Transformer”**, IEEE Transactions on Industry Applications, vol.45, No.4, pp.1513-1523, July/August 2009.
- [40] P. Hothongkham and V. Kinnares, **“Performance Evaluation of an Ozone Generator Using a Phase Shift PWM Full Bridge Inverter”**, ECTI-CON2008, May, 2008.
- [41] P. Hothongkham and V. Kinnares, **“Analysis and Modelling of an Ozone Generator Using a Phase-Shift PWM Full Bridge Inverter”**, IEEE ROBIO 2008 Conference, Bangkok, THAILAND., 21-25 Feb., 2009.
- [42] P. Hothongkham and V. Kinnares, **“Constant Voltage Control of High Voltage High Frequency Power Supply for Ozone Quantity Adjustment”**, IEEE International Symposium on Circuits and System (ISCAS 2009), Taipei International Convention Center, Taipei, Taiwan, May 24-28, 2009.
- [43] P. Hothongkham and V. Kinnares, **“High-Voltage High-Frequency Power Supply Using Phase Shift PWM Full Bridge Inverter Fed Ozone Generator”**, IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE'09), Seoul Olympic Parktel, Seoul, Korea, July 5-8, 2009.
- [44] Vijit Kinnares and Prasopchok Hothongkham, **“Circuit Analysis and Modeling of a Phase-Shifted PWM Full Bridge Inverter Fed Ozone Generator with Constant Applied Electrode Voltage”**, IEEE Transactions on Power Electronics, In press.
- [45] R. Bartnikas, **“A Commentary on Partial Discharge Measurement and Detection”**, IEEE Transactions on Electrical Insulation, vol. EI-22, No.5, pp. 629-653, October, 1987.
- [46] Louis A. Rosenthal and Donald A. Davis, **“Electrical Characterization of a Corona Discharge for Surface Treatment”**, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. IA-11, No.3, May/June 1975.
- [47] T. C. Manley, **“The Electric Characteristics of the Ozonator Discharge”**, Transactions on Electrochem Society, vol.84, pp.83-94. October 1943.

- [48] P. B. Sherman, **“Corona Discharge Treatment”**, IEEE Industry Application Society (IAS) Conference, pp.1669-1685, October 1993.
- [49] Mario Ponce, Jorge Aguilar, Jaime Fernandez, Erwin Beutelspacher, Jose M. Calderon, and Claudia Cortes, **“Linear and Non Linear Models for Ozone Generators”**, Power Electronics Congress (CIEP 2004), pp.251-256, 17-22 Oct, 2004.
- [50] Mario Ponce, Jorge Aguilar, Jaime Fernandez, Erwin Beutelspacher, Jose M. Calderon, and Claudia Cortes, **“Linear and Non Linear Models for Ozone Generators Considering Electrodes Losses”**, The 35th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, Vol. 1, pp.810-814, 20-25 June, 2004.
- [51] M. Ponce-Silva, J. Aguilar-Ramirez, Erwin Beutelspacher, J. M. Calderon, and Claudia Cortes, **“Single-Switch Power Supply Based on the Class E Shunt Amplifier for Ozone Generators”**, Power Electronics Specialists Conference, 2007 (PESC 2007), pp.1380-1385, 17-21 June, 2007.
- [52] R. Feng, G. S. P. Castle, S. Jayaram, **“Automated System for Power Measurement in the Silent Discharge”**, IEEE Transactions on Industry Applications, vol.34, No.3, pp.563-570, May/June, 1998.
- [53] Nandor Burany, Laszlo Huber, and Predrag Pejovic, **“Corona Discharge Surface Treater Without High Voltage Transformer”**, IEEE Transactions on Power Electronics, vol.23, No.2., March, 2008.
- [54] Martin-Ramos, J. A.; Pernia, A. M.; Diaz, J.; Nuno, F.; Martinez, J.A., **“Power Supply for a High-Voltage Application”**, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.23, No. 4, pp.1608-1619, July 2008.
- [55] H. Kifune, Y. Hatanaka and M. Nakaoka, **“Cost Effective Phase Shifted Pulse Modulation Soft Switching High Frequency Inverter for Induction Heating Applications,”** IEE Proc. Electric Power Application, vol.151, pp.19-25., 2004.
- [56] L. Grajales and F. C. Lee, **“Control System Design and Small-Signal Analysis of a Phase-Shift-Controlled Series-Resonant Inverter for Induction Heating”**, IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC '95), The 26th Annual IEEE, pp.450-456, 1995.
- [57] L. Grajales, J. A. Sabate, K. R. Wang, W. A. Tabisz, and F. C. Lee, **“Design of a 10kW, 500Hz Phase-Shift Controlled Series-Resonant Inverter for Induction Heating”**,

เอกสารนี้เป็น IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, pp.843-849, 1993. ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- [58] Satoshi Nagai, Masakazu Michihara, and Mutsuo Nakaoka, **“New Phase-Shifted Soft-Switching PWM High-Frequency Series Resonant Inverters Topologies and Their Practical Evaluations”**, IEE Power Electronics and Variable-speed Drives Conference, pp.274-279, 26-28 October 1994.
- [59] Laknath Gamage, Tarek Ahmed, Hisayuki Sugimura, Srawouth Chandhaket, and Mutsuo Nakaoka, **“Series Load Resonant Phase Shifted ZVS-PWM High-Frequency Inverter with A Single Auxiliary Edge Resonant AC Load Side Snubber for Induction Heating Super Heated Steamer”**, The Fifth International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS 2003), pp.30-37, 2003.
- [60] Yoichi Kurose, Eiji Hiraki, Akito Fukui, and Mutsuo Nakaoka, **“Phase Shifted ZVS-PWM High Frequency Load Resonant Inverter for Induction Heated Foam Metal Type Dual Packs Fluid Heater”**, The 29th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON '03), pp.1613-1616, 2003.
- [61] Satoshi Nagai, Hirokazu Nagura, Atsushi Okuno, and Mutsuo Nakaoka, **“High-Frequency Inverter with Phase-Shifted PWM and Load-Adaptive PFM Control Strategy for Industrial Induction-Heating”**, IEEE the 1993 Conference on Industry Applications Society Annual Meeting, pp.2165-2172, 1993.
- [62] Vlatko Vlatkovic, Juan A. Sabate, Raymond B. Ridley, Bo H. Cho, and Fred C. Lee, **“Small-Signal Analysis of the Phase-Shifted PWM Converter”**, IEEE Transactions on Power Electronics, vol.7, No.1, pp.128-135, January, 1992.
- [63] Mika Sippola and Raimo E. Sepponen, **“Accurate Prediction of High-Frequency Power-Transformer Losses and Temperature Rise”**, IEEE Transactions on Power Electronics, vol.17, No.5, September 2002.
- [64] Mika Sippola, **“Developments for the High Frequency Power Transformer Design and Implementation,”** Helsinki University of Technology Applied Electronics Laboratory, 2003.
- [65] Juergen Biela and Johann W. Kolar, **“Using Transformer Parasitics for Resonant Converters-A Review of the Calculation of the Stray Capacitance of Transformer”**, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.44, No.1, pp.223-233, January/February 2008.
- [66] J. M. Sun, L. Gamage, H. Takano, T. Hatakeyama, and M. Nakaoka, **“Comparative**

เอกสารนี้ **Transient and Steady-State Performances of Three Resonant PWM Inverter-** การค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Controlled DC-DC Converter using High-Voltage Transformer and Cable Parasitic Circuit Components, Power Conversion Conference (PCC-Nakaoka'97), Nakaoka, pp.821-826, 1997.

- [67] Ned Mohan, Tore M. Underland, and William P. Robbins, **Power Electronics Converters, Applications, and Design**, Second Edition, John Wiley & Sons., Inc., 1995.
- [68] Marian K. Kazimierczuk and Dariusz Czarkowski, **Resonant Power Converters**, John Wiley & Sons, Inc., 1995.
- [69] Marian K. Kazimierczuk and Krzysztof Puczek, **“Exact Analysis of E Tuned Power Amplifier at any Q and Switch Duty Cycle”**, IEEE Transactions on Circuits and Systems, vol.CAS-34, No.2, February, 1987.
- [70] Jiann-Fuh Chen; Ren-Yi Chen; Tsorng-Juu Liang, **“Study and Implementation of a Single-Stage Current-Fed Boost PFC Converter with ZCS for High Voltage Applications”**, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.23, No.1, pp. 379-386, Jan. 2008.
- [71] Iqbal, S.; Singh, G. K.; Besar, R., **“A Dual-Mode Input Voltage Modulation Control Scheme for Voltage Multiplier Based X-Ray Power Supply”**, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.23, No.2, pp. 1003-1008, March 2008.
- [72] Wu Chen; Xinbo Ruan; Rongrong Zhang, **“A Novel Zero-Voltage-Switching PWM Full Bridge Converter”**, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.23, Jan. 2008, No.2, pp. 793-801, March 2008.
- [73] Valtchev, S.; Borges, B.; Brandisky, K.; Klaassens, J. B., **“Resonant Contactless Energy Transfer With Improved Efficiency”**, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.24, No.3, pp. 685-699, March 2009.
- [74] Kissin, M. L. G.; Huang, C.-Y.; Covic, G. A.; Boys, J. T., **“Detection of the Tuned Point of a Fixed-Frequency LCL Resonant Power Supply”**, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.24, No.4, pp.1140-1143, April 2009.
- [75] Ehsan Adib and Hosein Farzanehfard, **“Zero-Voltage Transition Current-Fed Full-Bridge PWM Converter”**, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 24, No.4, pp.1041-1049, April. 2009.

[76] สํารวย สํงข์สะอาด, **วิศวกรรมไฟฟ้าแรงสูง, ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะ**

เอกสารนี้เก็บรวบรวมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย 2528 เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- [77] พรพิมล รัตนวิเชียร, “เครื่องผลิตก๊าซไอโซนด้วย พลังงานแสงอาทิตย์,” วิทยานิพนธ์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2543
- [78] อนรรักษ์ มั่นสุข, “เครื่องผลิตก๊าซไอโซนด้วยแบบแรงดันและความถี่สูงโดยใช้แหล่งจ่ายเฟสชิฟท์-พีดับบลิวเอ็มฟูลบริจค์คอนเวอร์เตอร์,” วิทยานิพนธ์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2550



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาคผนวก

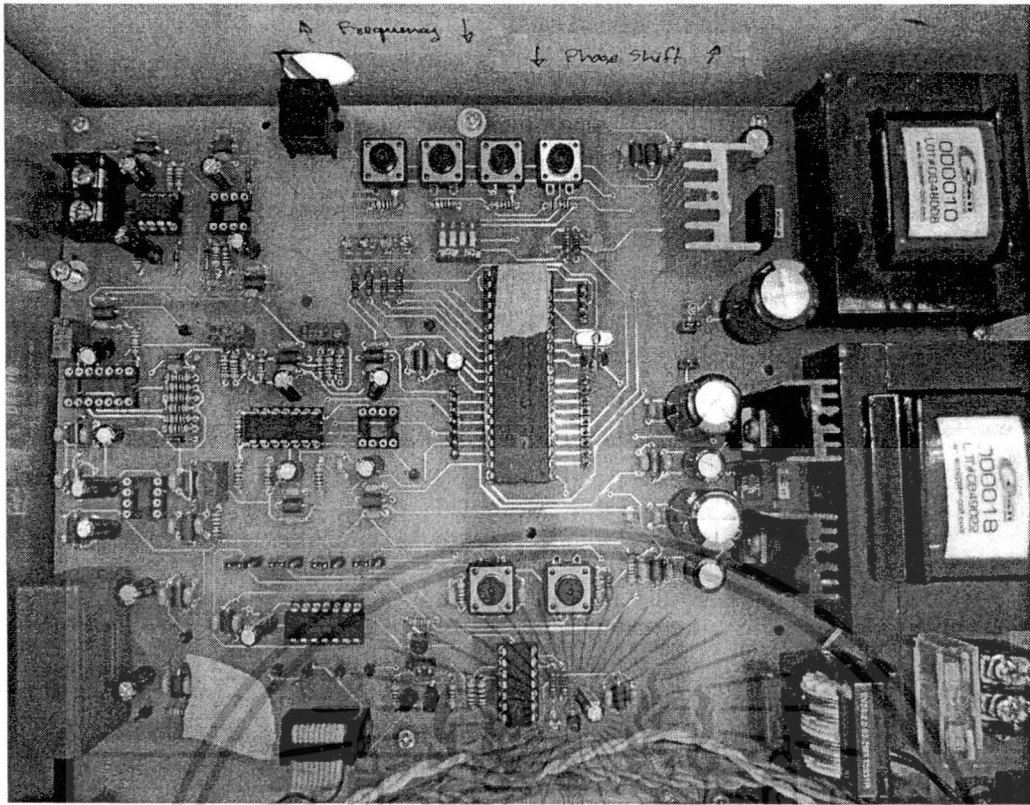
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



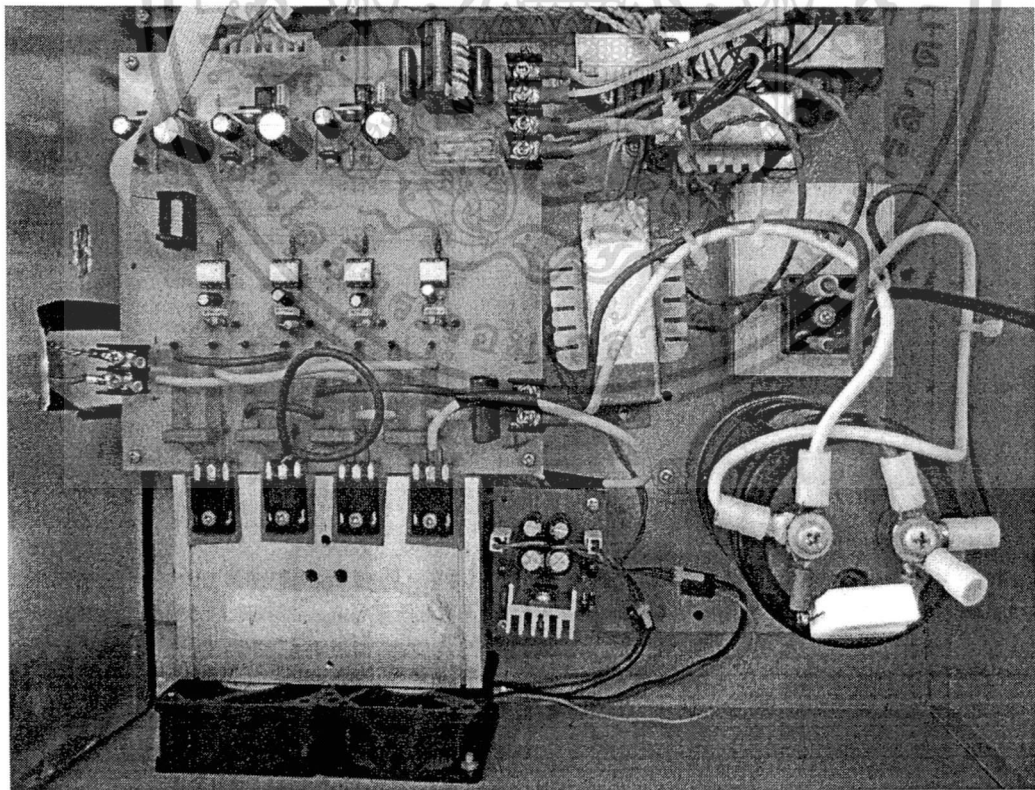
ภาคผนวก ก.

รูประบบการทดสอบสมรรถนะและวงจรที่ใช้ในการจำลองเครื่องกำเนิดก๊าซไอโซน

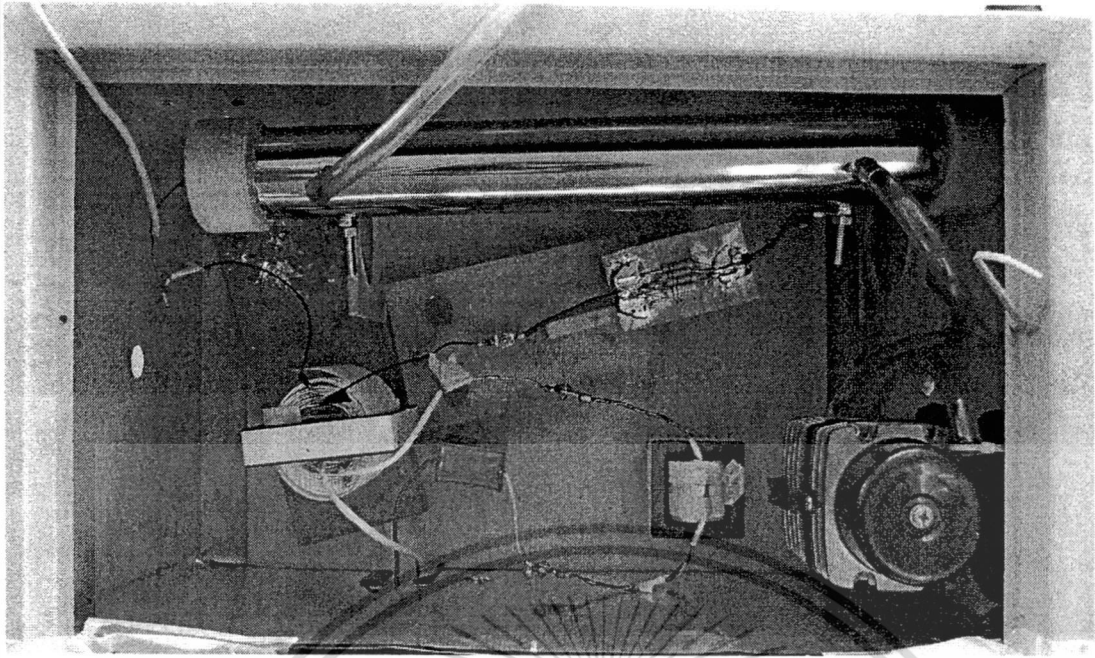
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



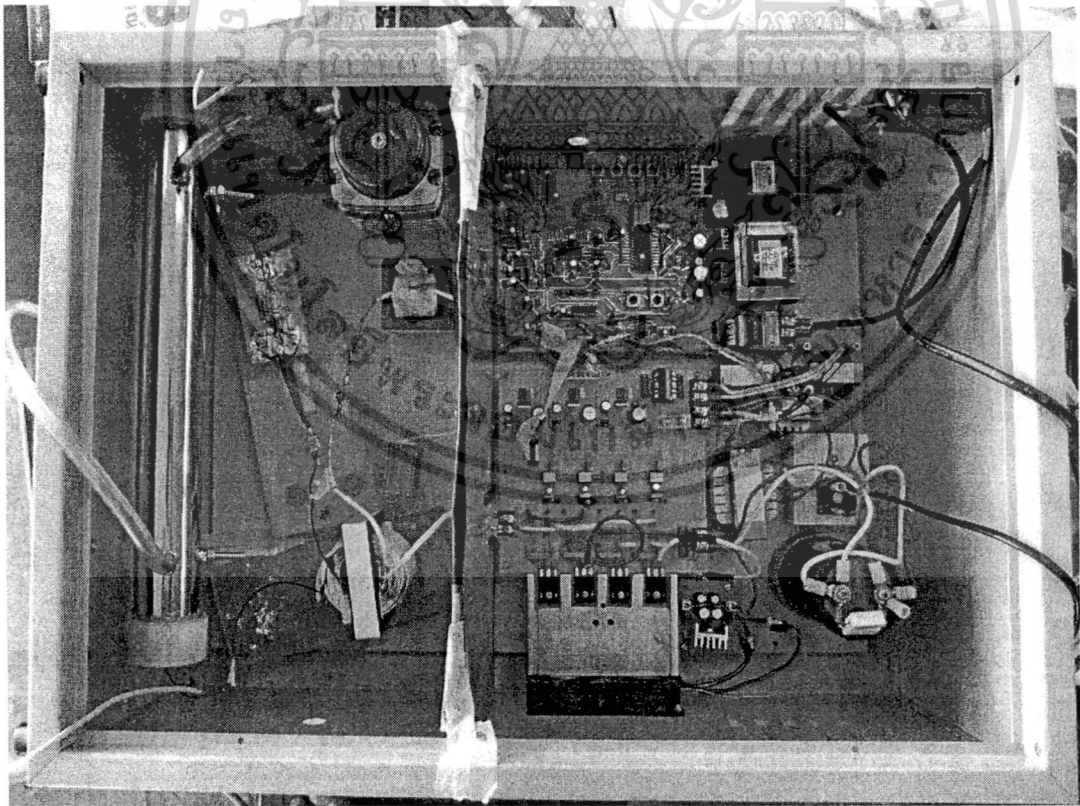
รูปที่ ก.1 ชุดสร้างสัญญาณพีคดับเบิลเอ็มแบบเลื่อนเฟสที่ใช้ในเครื่องกำเนิดก๊าซไอโซนต้นแบบ



รูปที่ ก.2 ชุดวงจรอินเวอร์เตอร์และส่วนวงจรดิจิทัลที่ใช้ในเครื่องกำเนิดก๊าซไอโซนต้นแบบ
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

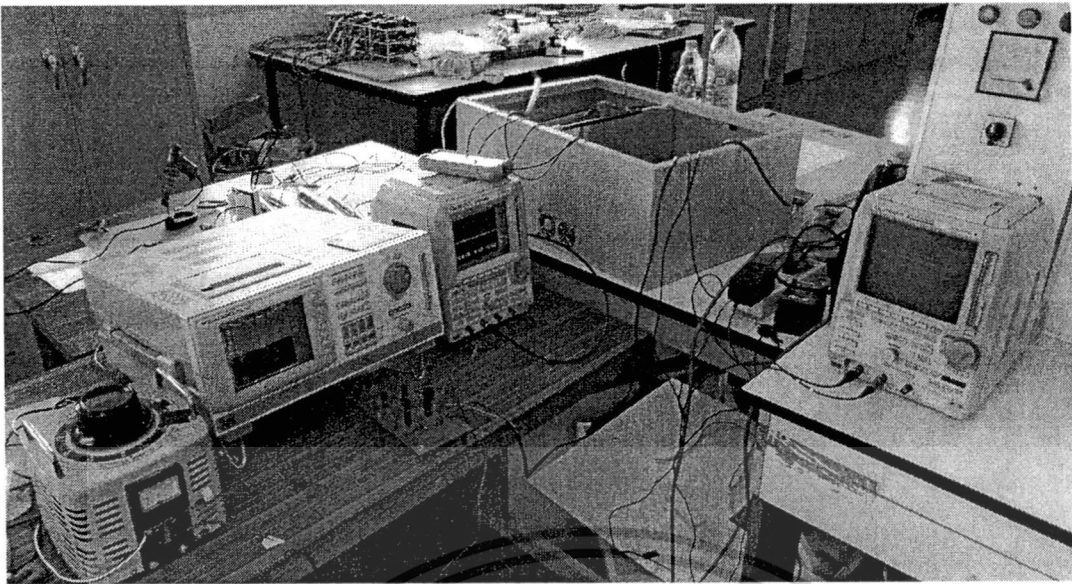


รูปที่ ก.3 ชุดอิเล็กทรอนิกส์ ตัวเหนี่ยวนำชดเชย มอเตอร์ปั๊ม และหม้อแปลงไฟฟ้าแรงดันไฟฟ้าสูง
ความถี่สูงที่ใช้ในเครื่องกำเนิดก๊าซไอโซนต้นแบบ

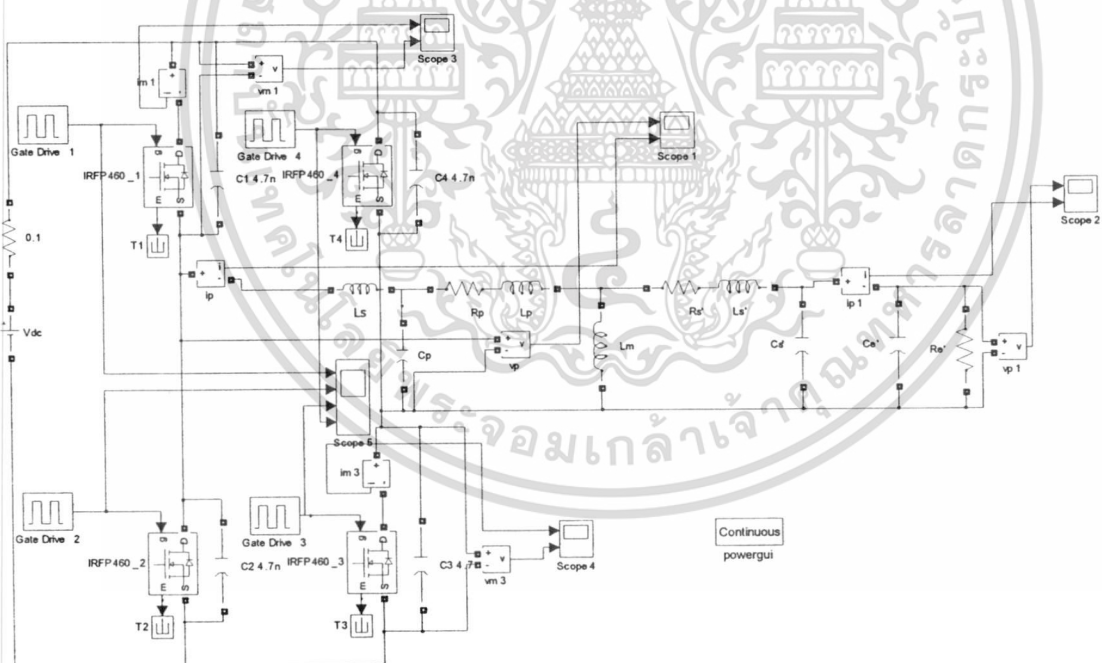


รูปที่ ก.4 ชุดเครื่องกำเนิดก๊าซไอโซนต้นแบบที่นำเสนอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ ก.5 ชุดการทดลองเพื่อทำการทดสอบวัดผลทางไฟฟ้าของเครื่องผลิตก๊าซไอโซนต้นแบบ



รูปที่ ก.6 วงจรที่ใช้ในการจำลองการทำงานของเครื่องผลิตก๊าซไอโซนด้วยโปรแกรม

MATLAB/Simulink

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์

- [1] Vijit Kinnares and Prasopchok Hothongkham, “**Circuit Analysis and Modeling of a Phase-Shifted PWM Full Bridge Inverter Fed Ozone Generator with Constant Applied Electrode Voltage**”, IEEE Transactions on Power Electronics, In press.
- [2] Hothongkham P. and Kinnares V., “**High-Voltage High-Frequency Power Supply Using Phase Shift PWM Full Bridge Inverter Fed Ozone Generator**”, IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE 2009), Seoul Olympic Parktel, Seoul, Korea, 5-8 July, 2009.
- [3] Hothongkham P. and Kinnares V., “**Constant Voltage Control of High Voltage High Frequency Power Supply for Ozone Quantity Adjustment**”, IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS 2009), Taipei International Convention Center, Taipei, Taiwan, 24-27 May, 2009.
- [4] Hothongkham P. and Kinnares V., “**Analysis and Modelling of an Ozone Generator Using a Phase-Shift PWM Full Bridge Inverter**”, IEEE International Conference on Robotics and Biomimetics (IEEE ROBIO 2008), Bangkok, Thailand, 21-26 February, 2009.
- [5] Hothongkham P. and Kinnares V., “**Performance Evaluation of an Ozone Generator Using a Phase Shift PWM Full Bridge Inverter**”, The 2008 ECTI International Conference (ECTI-CON 2008), Krabi, Thailand, 14-17 May, 2008.

บทความที่ได้รับการตีพิมพ์

วารสาร ชื่อ **IEEE Transactions on Power Electronics**

ชื่อ (อังกฤษ) **Circuit Analysis and Modeling of a Phase-Shifted PWM Full Bridge Inverter Fed Ozone Generator with Constant Applied Electrode Voltage**

Manuscripts with Decisions

Manuscript ID	Manuscript Title	Date Submitted	Date Decided	Status	Actions
TPEL-Reg-2009-09-0672.R1	Circuit Analysis and Modeling of a Phase-Shifted PWM Full Bridge Inverter Fed Ozone Generator with Constant Applied Electrode Voltage [View Final Submission]	22-Dec-2009	22-Jan-2010	ADM: Not Assigned * Accept (22-Jan-2010) view decision letter	ECF Exported on 27-Jan-2010 Graphics Checker

Circuit Analysis and Modeling of a Phase-Shifted PWM Full Bridge Inverter Fed Ozone Generator with Constant Applied Electrode Voltage

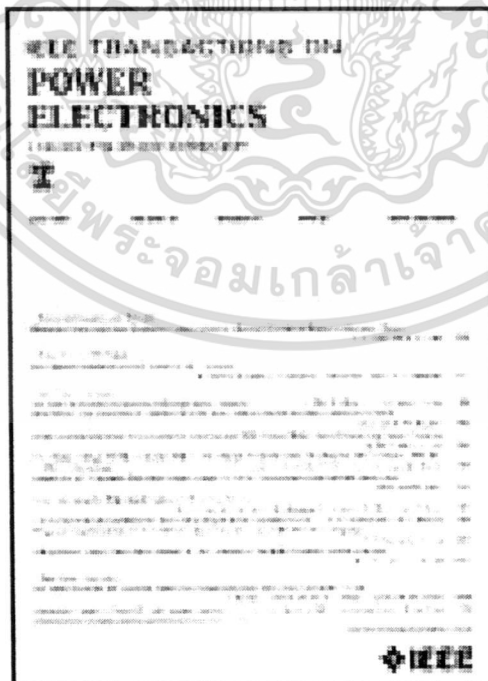
 Quick ▶ Abstract

Kinnares, V. Hothangkham, P.

Page(s): 1 - 1

Digital Object Identifier : 10.1109/TPEL.2010.2042075

[Abstract](#) | [Full Text: PDF \(1679KB\)](#)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

fbl@iet.aau.dk

kkwijit@kmitl.ac.th, prasopchok_ho@ieee.org

IEEE Transactions on Power Electronics - Decision on Manuscript ID TPEL-Reg-2009-09-0672.R1

22-Jan-2010

Dear Dr. KINNARES:

It is a pleasure to accept your manuscript entitled "Circuit Analysis and Modeling of a Phase-Shifted PWM Full Bridge Inverter Fed Ozone Generator with Constant Applied Electrode Voltage" in its current form for publication in the IEEE Transactions on Power Electronics. The comments of the reviewer(s) who reviewed your manuscript are included at the foot of this letter.

Attached is a Checklist and Guide specifying how to process the final paper. Please study it carefully and follow the guidelines during the final submission.

Please submit all final files through the "awaiting final files" queue in your author center on Manuscript Central. Please make sure your final package is complete upon submission. Once you have completed the submission of your final files you will not be able to make changes until you receive your galley proofs from IEEE.

****Please do not send any items via email, regular mail, or fax, as they will not be processed if you do****

In final format pages nine and above will incur an excess page charge, currently \$162 per page. The author should use the formula found in the checklist to estimate these page charges. By submitting the final files to Manuscript Central, you are confirming your agreement to any applicable overlength charges. If there is any question about these charges please contact the Editor in Chief PRIOR to submitting your final files.

Important Notice:

In order to reduce the time from submission to publication the deadline for your final submission is 14 days from receipt of this accept letter. If we have not received your final manuscript within this time, we will consider your manuscript as a new submission.

Once you have completed your final submission, please log into your author center and complete the electronic submission of the copyright form by clicking the "transfer copyright" link next to the title of the accepted paper, listed under "manuscripts with decisions."

Thank you for your fine contribution. On behalf of the Editors of the IEEE Transactions on Power Electronics, we look forward to your continued contributions to the Journal.

Sincerely,
 Prof. Frede Blaabjerg
 Editor in Chief, IEEE Transactions on Power Electronics
 fbl@iet.aau.dk

Reviewer(s)' Comments to Author:

Reviewer: 1
 Comments to the Author
 (There are no comments)

Reviewer: 2
 Comments to the Author
 All the previous comments was lightened. Good paper! Congratulations

22-Jan-2010

Circuit Analysis and Modeling of a Phase-Shifted Pulsewidth Modulation Full-Bridge-Inverter-Fed Ozone Generator With Constant Applied Electrode Voltage

Vijit Kinnares, *Member, IEEE*, and Prasopchok Hothongkham, *Student Member, IEEE*

Abstract—This paper proposes a circuit analysis and system modeling of an ozone generator using a phase-shifted pulsewidth modulation full-bridge inverter connected to two electrodes via a step-up transformer. The circuit operation of the inverter is fully described. Approximate models of the high-frequency transformer and the ozone-generating tube are given. Model parameter values are obtained from electrical characteristic measurement in conjunction with physical dimension calculation. In order to ensure that a zero-voltage soft-switching mode always operates over a certain range of a frequency variation, a series compensated resonant inductor is included. The advantage of the proposed system is a capability of varying ozone gas production quantity by varying the frequency of the inverter while the applied electrode voltage is kept constant, in order to overcome a high-frequency effect on the transformer voltage regulation. As a consequence, the absolute ozone production affected by the frequency is possibly achieved. The correctness and validity of the proposed system are verified by both simulation and experimental results.

Index Terms—Circuit analysis, ozone generator, phase-shifted pulsewidth modulation (PWM) full-bridge inverter, resonant inverter, system modeling, zero-voltage switching (ZVS).

I. INTRODUCTION

IN RECENT years, ozone has become important agent as the oxidant element for bleaching, disinfecting, and chemistry in many applications, such as deodorization, drinking water purification, color removal, etc., since it has an extremely strong oxidizing property, and leaves no residues harmful to the global environment [1]–[3]. As an alternative method to others, such as radiative irradiation, electrolytic, optochemical reaction, etc., silent electric discharge or corona effect operation by applying the high voltage to electrode tubes is widely used in generating ozone for industrial applications due to effectiveness. The use of high-frequency power supplies for ozone generation offers various advantages, such as an increase in the power density applied to the electrode surface and an increase in ozone pro-

duction for a given surface area while decreasing the necessary peak voltage [4], [6], [7], [11], [12], [21], [23]. The increase in the frequencies up to several kilohertz is possible with power-electronic switching devices, for instance, MOSFETs and insulated-gate bipolar transistors (IGBTs). Consequently, the increase in the efficiency of the ozonizer, the decrease in the equipment volume, and easily controlled ozone production can be achieved [4], [6], [14], [15], [20]. Low-power ozone generation can be found in [7] and [8]. Many converter topologies have been proposed in order to improve efficiency and reduce size [7], [8], [13], [20], [26], [28]. One of these is based on the voltage-source-type IGBT resonant inverter [4], [6], [14]. This technique offers soft switching, reduced losses, and electrointerference (EMI)/RF interference (RFI). Various power control schemes such as pulse density modulation (PDM) were proposed for improving the ozone-gas-generating characteristics [6], [14], [15]. Although, a converter with a single switch offers advantages in terms of low cost and simple control, a transformer saturation is prone to occur. Therefore, a full-bridge inverter is used in order to overcome this problem. Moreover, a closed-loop technique with this type of the converter is easily controlled for obtaining good stability, high efficiency, small size, low noise, etc. [16], [17], [26]. Although the development of a converter topology and a power-control technique has been attractive, analysis and modeling of ozone generation are still required [6], [7], [10], [13], [18], [20]. The benefits of knowing the modeling of the ozone generator are a design of suitable power supply and electrode tube, and a better understanding of ozone generator characteristic. The simplified modeling and parameter testing for high frequency up to 15 kHz were proposed [9]–[12], [18]–[20]. However, a model for higher frequency than this value has not been investigated yet. In addition, there are a few publications concerning with frequency-dependent power absorbed by the ozone generator.

This paper focuses on the analysis and simplified circuit-based model of an ozone-generation system. First, description of the overall system designed is given. Then, the modeling and parameter value determination with simple methods of electrical characteristic measurement and calculation are explained. The explanation of the circuit operation under zero-voltage-switching (ZVS) operation is fully given. Mathematical equations are derived in a reduced form for approaching to an approximate circuit model. Simulation and experimental results are illustrated to confirm the validity of the proposed model.

Manuscript received September 27, 2009; revised January 26, 2010. Recommended for publication by Associate Editor J. Biela.

The authors are with the Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand (e-mail: kkwijit@kmitl.ac.th; prasopchok_ho@ieee.org).

Color versions of one or more of the figures in this paper are available online at <http://ieeexplore.ieee.org>.

Digital Object Identifier 10.1109/TPEL.2010.2042075

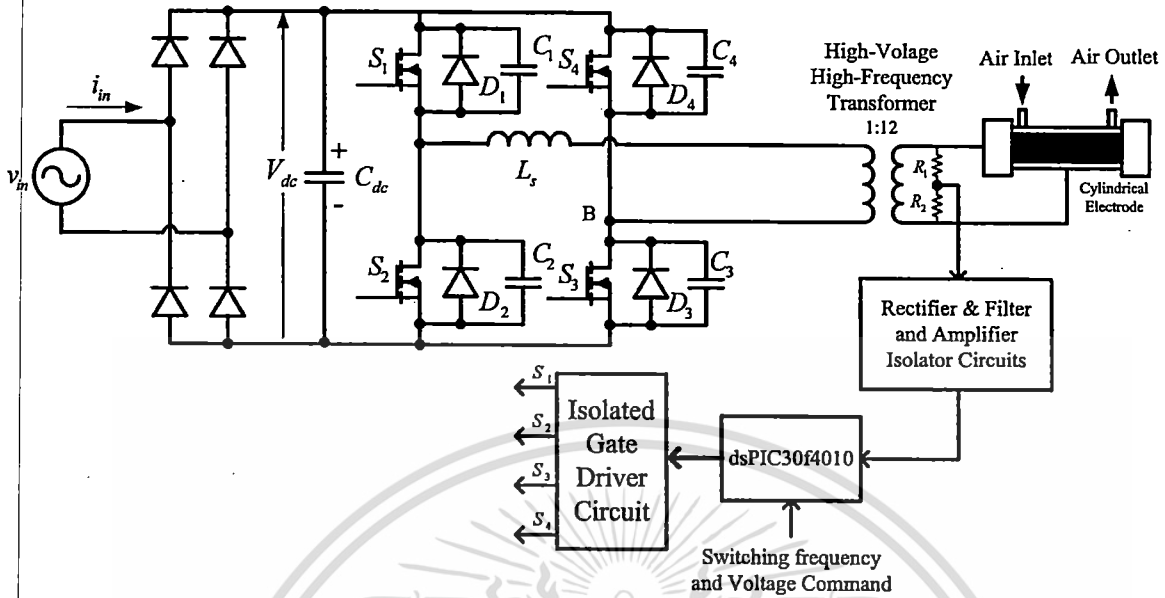


Fig. 1. Proposed system of an ozone generation.

The proposed system is able to vary ozone gas production quantity by varying the frequency of the converter while the voltage applied to the electrodes is kept constant, in order to obtain the absolute ozone production affected by the inverter frequency.

II. OVERALL SYSTEM DESCRIPTION

The proposed system is shown in Fig. 1. The description of components is as follows.

A. Full-Bridge Rectifier

This part provides dc power supply of the phase-shifted inverter. It converts one-phase 220 V_{ac} voltage to about 310 V_{dc} voltage using diodes formed in a full bridge. The dc voltage has fairly free ripple with the help of the dc capacitor filter with a reasonable value of 3300 μ F.

B. Phase-Shifted PWM Full-Bridge Inverter

In this unit, IRFP460 MOSFET package equipped with a freewheeling diode in the body as a switching device is used. It converts dc into high-frequency ac voltages. Phase-shifted signals are controlled by a dsPIC microcontroller. The feedback voltage is achieved from a voltage divider together with signal conditioners, namely, rectifier, filter, and amplifier isolator circuits. Then, the obtained appropriate feedback signal is applied to the dsPIC microcontroller for automatically phase-shifted adjustment. The phase-shifted angle ϕ is adjustable from 0° to 180°. These signals from the dsPIC microcontroller are transferred to the driver circuits for controlling the power MOSFETs in the inverter circuit. The applied voltage can be regulated to be constant by the automatically phase-shifted signals. The frequency of the ac output voltage is varied in a certain range to ensure that the ZVS condition can occur for reducing switching loss of the main switches.

C. High-Voltage High-Frequency Transformer

The EE-80 ferrite core is used. The output voltage is stepped up to 3.44 kV_{peak} and applied to the two electrodes for ionizing gas.

D. Resonant Inductor (L_s)

This component is used for reducing the tuned resonant frequency in a suitable range. The range is considered on the basis of minimized device losses and ozone production. The designed inductor value is considered, following the procedure proposed in [15], [20], [26]–[30], and [32]–[37]. The series inductor value is determined as follows. The existing resonant frequency f_r is defined by the following:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{eq}C_{eq}}} \quad (1)$$

By using the data of the proposed circuit, the resonant frequency f_r is 85 kHz. This value is considerably high. As a consequence, it can affect the device losses, the transformer voltage regulation, the ozone production, and the cooling system. Then, the resonant frequency should be reduced in a suitable range by adding a compensating inductor in series. The reduced resonant frequency can be derived from (1) and expressed as follows:

$$f'_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_s + L_{eq})C_{eq}}} \quad (2)$$

where

- f_r resonant frequency before the resonant inductor added;
- f'_r resonant frequency after the resonant inductor added;
- L_s series resonant inductance;
- L_{eq} leakage inductance of transformer;
- C_{eq} equivalent capacitance of transformer and electrode.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

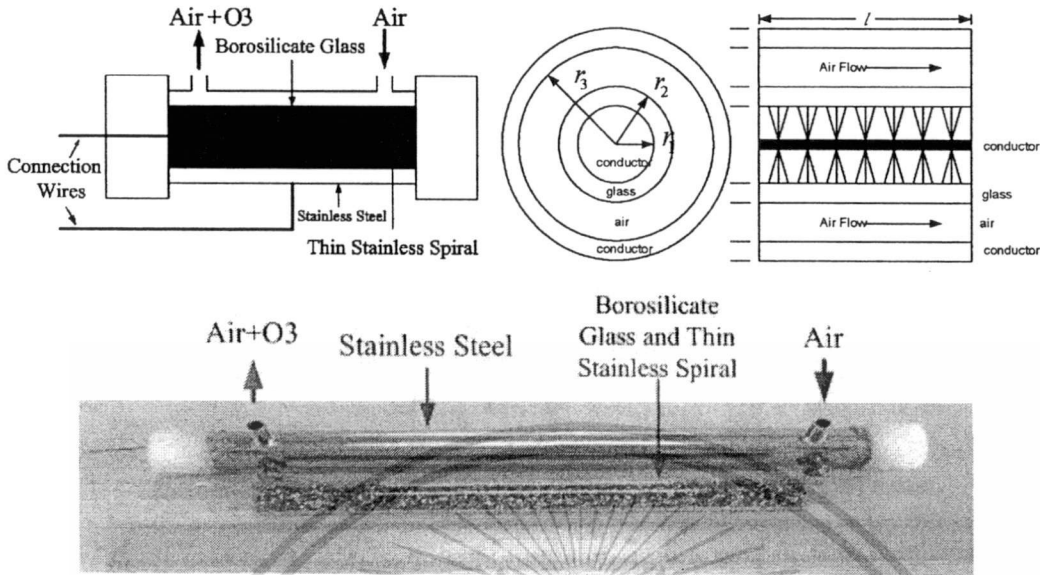


Fig. 2. Electrode tube configuration.

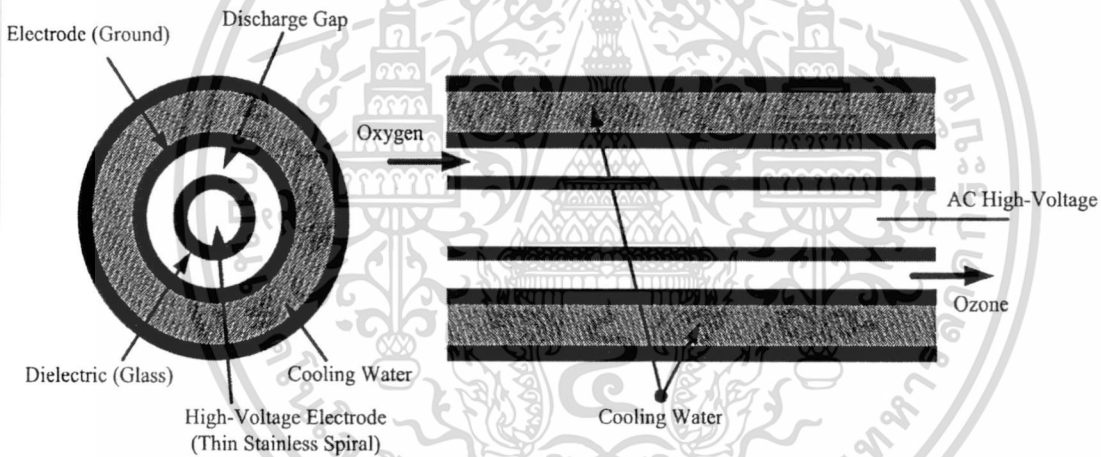


Fig. 3. Cooling system configuration.

The selected compensating inductor is about 0.45 mH. Then, the decreased resonant frequency f'_r is about 40 kHz. Note that the operating frequency must be higher than the decreased resonant frequency (i.e., higher than 40 kHz), so that the ZVS operation always occurs.

E. Ozone-Generating Tube

The tube is designed for highly nonuniform electric-field generation. The structure drawing of front and side views and the photograph are shown in Fig. 2. The components and the dimension description of the tube are as follows. The inner hollow cylindrical tube is made of a thin dielectric glass that has the inner radius r_1 of 2.1 cm and outer radius r_2 of 2.25 cm. The inside of this tube consists of thin stainless spirals acting as an electrode. The outer hollow cylindrical tube is a stainless conductor having the radius r_3 of 2.45 cm acting as the another electrode. The electrode length (l) is equal to 25 cm. The gap

between the inner and outer cylindrical tubes allows air flow with a rate of 20 L/min in which the oxygen in the dry air is partly converted into ozone by the silent discharge. With this configuration, the dielectric barrier prevents from sparking between the two electrodes. The range of approximate permittivity value of the used dielectric glass (ϵ_{r1}) is between 5 and 10 and the approximate permittivity value of the air (ϵ_{r2}) is 1. These parameter values will be used for the simulation in the next section.

F. Cooling System

A stainless tube is used in this part, as shown in Fig. 3. It covers the electrode tube and allow the circulating water easily flow by a water pump. As a consequence, the heat dissipated from the electrode tube due to high-frequency operation can be transferred, resulting in reasonable level of the electrode tube temperature. Without the cooling system, flash over could occur.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

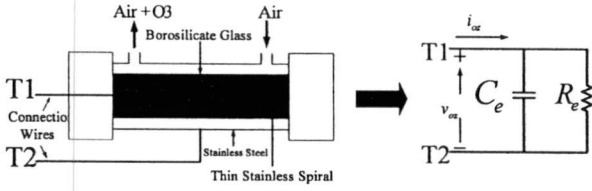


Fig. 4. Equivalent circuit of the silent discharge ozone generator.

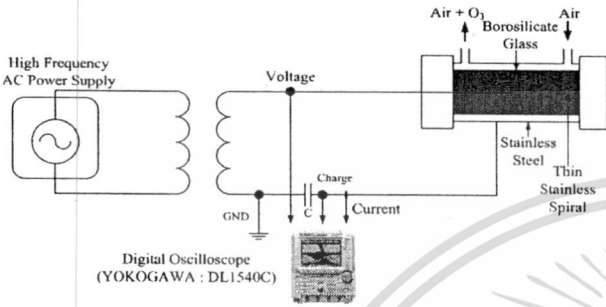


Fig. 5. Measurement setup for parameter determination.

III. SYSTEM MODELING AND PARAMETER DETERMINATION

In order to simplify the analysis, the modeling of the high-frequency transformer and electrode tube is treated in a reduced form. Note that the necessity for accurate results is not the vital scope of this paper.

A. Parameters of the Proposed Ozone-Generating Tube

The proposed ozone tube can be represented by a simple equivalent circuit, as shown in Fig. 4 [2], [15]–[17]. This circuit takes into account the high-frequency operation.

The ozone parameters can be found by a simple method of measuring the electrical characteristic of the proposed ozone tube. This method is performed in the same manner, as the method proposed in [18]–[20]. The ozone measurement setup is shown in Fig. 5. The two electrodes are supplied with a high-frequency voltage source in conjunction with a high-frequency high-voltage transformer. The known value capacitor of $1 \mu\text{F}$ for measuring charge waveform is used. This ac supply is generated by a high-frequency PWM inverter with an output filter. Voltage, charge, and current waveforms in the ozone generator are measured by using a DL1540 C YOKOGAWA four-channel digital oscilloscope equipped with a high-frequency current probe and a high-voltage probe having bandwidth of 100 kHz and 10 MHz, respectively. A method for determining R_e and C_e is performed by following the method proposed in [18]–[20]. More details of the testing method can be found in [18]–[20]. The Lissajous diagrams of charge–voltage characteristics at different frequencies are shown in Fig. 6. From these Lissajous diagrams, the value of the charge in the ozone generator, while as the instantaneous electrode voltage is zero, Q_0 is obtained. Equivalent resistance R_e can be calculated by (3), where V_m is the amplitude of the supply voltage. When increasing the frequency, the value of the charge is increased. Note that the scale of Y-axis of Fig. 6(b) is twice that of Fig. 6(a). Q_0 for the frequency of 45 and 55 kHz is 146 and 208.8 nC, respectively. Therefore, at higher

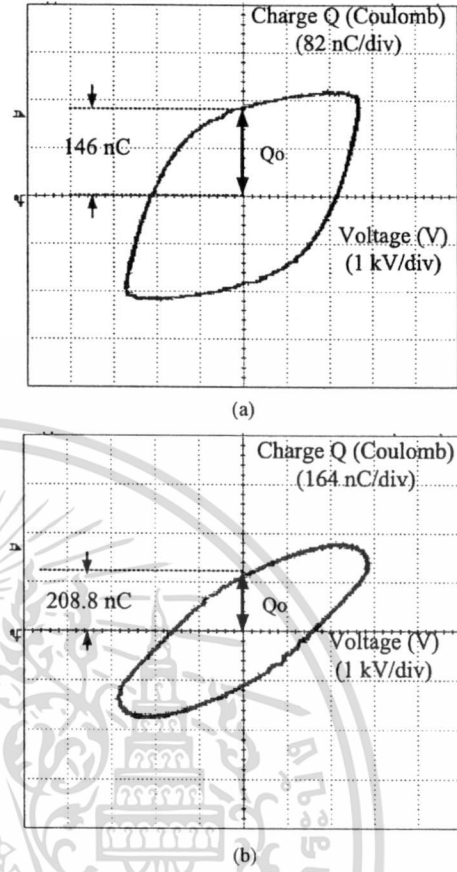


Fig. 6. Charges–voltage Lissajous characteristics of the electrode tube at various frequencies. (a) Frequency of (a) 45 kHz and (b) 55 kHz.

frequency, higher value of charges can be obtained, thus resulting in a decrease in R_e . While the applied voltage is kept constant, the decreased resistance results from an increase in power. The internal area of the Lissajous corresponds to power absorbed by the ozone generator.

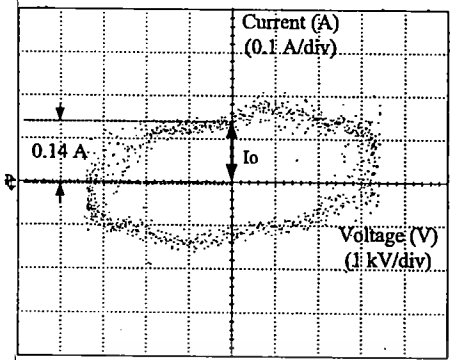
The Lissajous diagrams of current–voltage characteristics at different frequencies are shown in Fig. 7. From these Lissajous diagrams, the value of the current in the ozone generator at zero value of the instantaneous applied voltage, I_0 is obtained. I_0 for the frequency of 45 and 55 kHz is 0.14 and 0.2 A, respectively. Equivalent capacitance C_e can be calculated by (4), where V_m is the amplitude of the supply voltage. When increasing the frequency, the value of the current is increased, resulting from an increase in absorbed power. Figs. 8 and 9 demonstrate variations of equivalent resistance and capacitance with supply frequency, respectively. When increasing the supply frequency between 45 and 57.5 kHz, the equivalent resistance is decreased, while the equivalent capacitance is increased. These results imply that with constant applied voltage the power of the ozone generator is increased with frequency

$$R_e = \frac{V_m}{\omega Q_0} = \frac{V_m}{2\pi f Q_0} \quad (3)$$

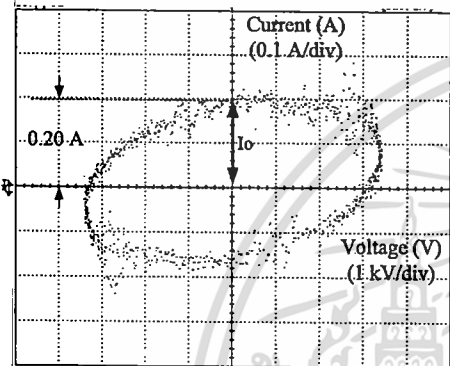
$$C_e = \frac{I_0}{\omega V_m} = \frac{I_0}{2\pi f V_m} \quad (4)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(a)



(b)

Fig. 7. Voltage-current Lissajous characteristics of the electrode tube at various frequencies. (a) Frequency of (a) 45 kHz and (b) 55 kHz

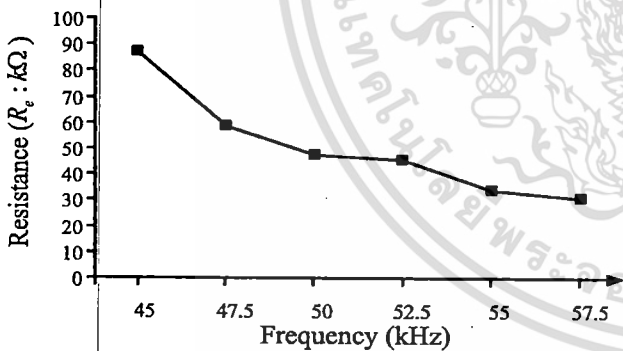


Fig. 8. Variation of equivalent resistance with frequency obtained from the measurement.

B. Modeling of High-Frequency Transformer

The high-frequency transformer is designed in accordance with an area product approach. The complete model of the high-frequency transformer can be shown in Fig. 10 [38], [39], including parasitic capacitances. Procedure of calculating parameters is the same manner, as [38] and [39]. Then, the approximate equivalent circuit combined between the high-frequency transformer and electrode tube can be illustrated as Fig. 11 lumping C_p , C'_s , and C'_e into C_T . C'_e is C_e referred to the primary side of the transformer. R'_e is R_e of the electrode tube referred to the

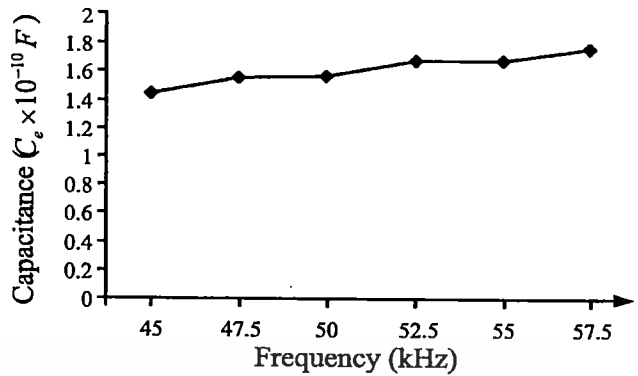


Fig. 9. Variation of equivalent capacitance with frequency obtained from the measurement.

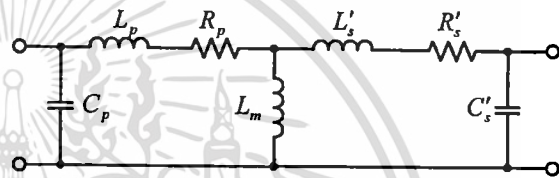


Fig. 10. Equivalent circuit of a high-frequency transformer.

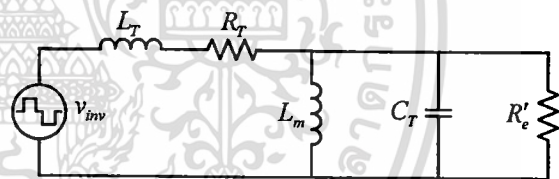


Fig. 11. Approximate equivalent circuit of the high-frequency transformer and electrode tube.

primary side of the transformer. Parameters obtained from the calculation and measurement of the transformer and electrode tube are illustrated in Table I.

IV. CIRCUIT OPERATION

The switching patterns taking into account the dead-time effect, output voltage, and current waveforms of the phase-shifted PWM full-bridge inverter are shown in Fig. 12 for a ZVS condition. Signals for switches S_3 and S_4 of the second leg are shifted away from switches S_1 and S_2 of the first leg with the phase-shifted angle ϕ . The dead time t_{DT} is used to prevent upper and lower switches of the same leg (i.e., $S_1 - S_2$ and $S_3 - S_4$) from a short-circuit failure. The output voltage can be varied by changing a value of the phase-shifted angle ϕ . In order to achieve ZVS operation, the controlled frequency must be greater than the resonant frequency. As shown in Fig. 12, the circuit operation corresponding to the switching patterns and the operation in Fig. 13 can be divided into ten modes as follows.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TABLE I
CALCULATED RESULTS OF THE TRANSFORMER PARAMETERS

C_p, C_s (nF)	1.52, 0.189
L_p, L_s, L_m, L_T (mH)	0.067, 8.75, 26.55, 0.1355
R_p, R_s, R_T (k Ω)	0.1, 12.12, 0.195
C_T (nF) for $f = 45\text{--}60\text{kHz}$	43 – 49
R'_e (ohm) for $f = 45\text{--}60\text{kHz}$	239 – 685

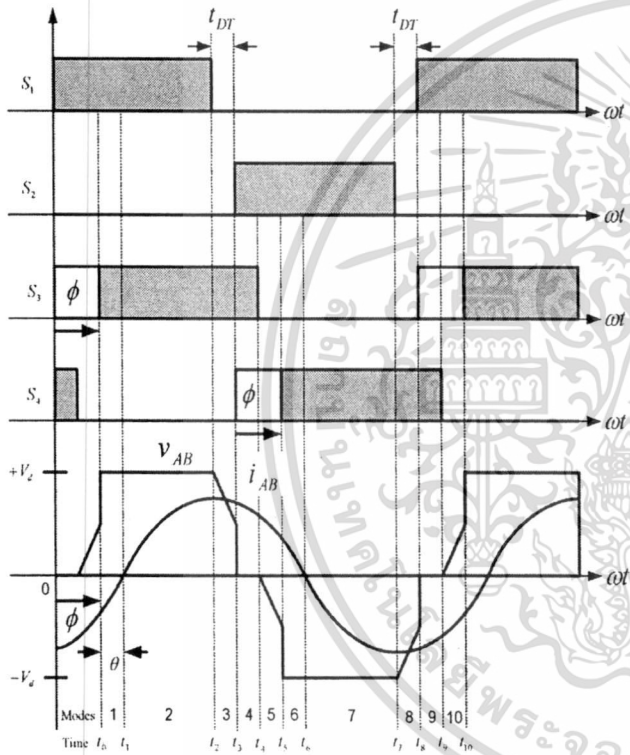


Fig. 12. Switching patterns, output voltage, and current waveforms of the proposed inverter.

Mode 1 ($t_0 \sim t_1$): This mode allows the energy feedback to the dc supply from the RLC load, which is equivalent to the high-frequency transformer and electrode tube. During this interval, both switches S_1 and S_3 turn ON. The current flows back to the dc supply via D_3 and D_1 . The output voltage V_{AB} is $+V_d$, which is the dc supply voltage. The voltages across S_2 , C_2 , and D_2 are $+V_d$, and voltages across S_1 , C_1 , and D_1 are zero. The assumption is that the voltage across switches during turn ON is negligible. The voltages across S_4 , C_4 , and D_4 are $+V_d$, and voltages across S_3 , C_3 , and D_3 are zero. This mode is so-called an inverting mode.

Mode 2 ($t_1 \sim t_2$): This mode is a rectifying mode that the dc power supply provides the energy to the load. S_1 and S_3 still

turn ON. The current direction is opposite to that of mode 1. The current flows from the dc supply to the load via both S_1 and S_3 . The resultant output voltage V_{AB} is still $+V_d$. The voltages across S_2 , C_2 , D_2 , S_4 , C_4 , and D_4 are $+V_d$, and voltages across S_1 , C_1 , D_1 , S_3 , C_3 , and D_3 are zero.

Mode 3 ($t_2 \sim t_3$): During this interval, S_1 turns OFF, while as S_3 turns ON. Since S_1 is turned OFF by the signal, the current flows through C_1 . C_1 is charged from zero to $+V_d/2$. At the same time, the voltage across C_2 is discharged from $+V_d$ to $+V_d/2$ via the load and S_3 , since C_2 is connected in parallel with the load.

Mode 4 ($t_3 \sim t_4$): This mode is in a freewheeling time interval. Both S_1 and S_4 turn ON. The output voltage is zero. Then, the current flows through D_2 , S_3 , and the load.

Mode 5 ($t_4 \sim t_5$): During this mode, S_1 , S_3 , and S_4 turn OFF, while as S_2 still turns ON. Since S_3 is turned OFF by the signal, the current flows through D_2 , C_3 , and the load. C_3 is charged from zero to $+V_d/2$.

Mode 6 ($t_5 \sim t_6$): This mode is also an inverting mode similar to mode 1. S_2 still turns ON, while S_4 is turned ON by the signal. The current flows back to the dc power supply via D_2 , D_4 , and the load. The resultant output voltage is $-V_d$.

Mode 7 ($t_6 \sim t_7$): In this mode, S_2 and S_4 still turn ON. The current flows from the dc supply through S_4 and S_2 to the load (i.e., the load current is negative). The load voltage V_{AB} is $-V_d$. This mode is also called a rectifying mode.

Mode 8 ($t_7 \sim t_8$): S_2 turns OFF, while as S_4 still turns ON. The current flows from the dc power supply to the load and capacitors through S_4 , C_1 , C_2 , and the load to the dc supply. C_2 connected in parallel with S_2 is charged from zero to $+V_d/2$ via the load and C_1 . C_1 is discharged from $+V_d$ to $+V_d/2$.

Mode 9 ($t_8 \sim t_9$): This mode is a freewheeling mode. Since S_2 turns OFF, S_4 still turns ON and S_1 is turned ON by the signal, the path of current to the dc supply is cut off. Then, the current flows through load, D_1 , and S_4 . The load voltage is zero.

Mode 10 ($t_9 \sim t_{10}$): In this mode, S_1 still turns ON and S_4 turns OFF. The current flows through D_1 , C_4 , and the load. C_4 is charged from zero to $+V_d/2$. After mode 10 is complete, which is a final stage of the operation period, the cycle of the operation is repeated.

V. CIRCUIT ANALYSIS

In order to understand the preliminary characteristics of voltages and currents of the main and load circuits, a mathematical approach is required. This analysis is based on reduced second-order differential equations for ease of solving instantaneous voltage and current equations under the following assumptions similar to [7].

- 1) All the components of the circuit are ideal.
- 2) Dead time t_{DT} is negligible.
- 3) The parameters are referred to the primary side of the transformer.
- 4) The effect of inductance L_m can be neglected.

The applied voltage to the transformer and electrode tube is shown in Fig. 14. The equivalent circuit for each state can be

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

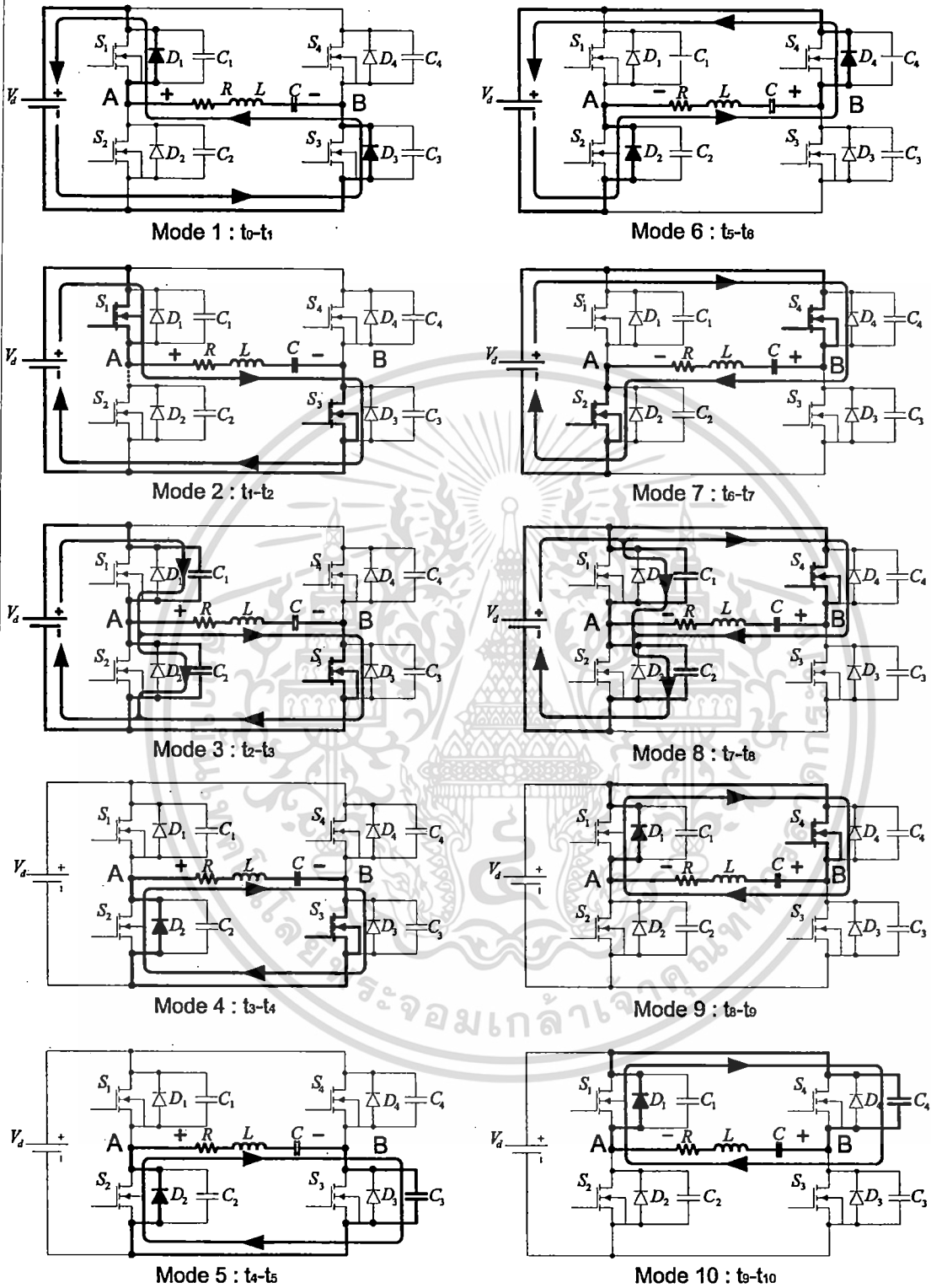


Fig. 13. Overall operating modes under ZVS operation.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

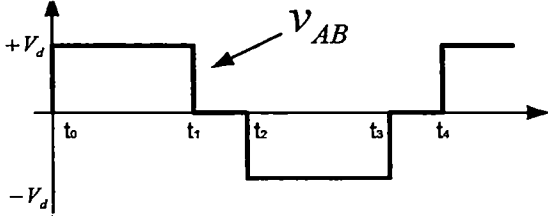


Fig. 14. Ideal output voltage of the inverter applied to the transformer and the electrode tube.

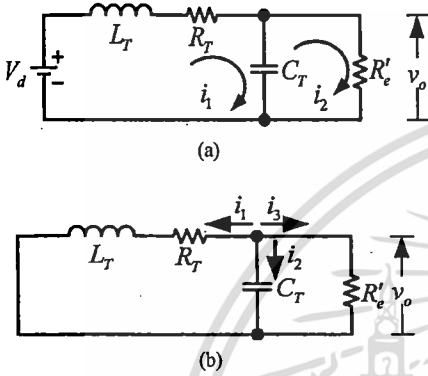


Fig. 15. Equivalent circuits for the second-order derivatives in the analysis. (a) State 1: $t_0 - t_1$. (b) State 2: $t_1 - t_2$.

shown in Fig. 15. The parameters for the equivalent circuit are as follows.

- V_d dc voltage supply;
- v_o transformer output voltage referred to the primary side;
- i_1 transformer input current;
- L_T transformer parasitic inductance;
- R_T transformer resistance;
- C_T lumped capacitance (electrode tube and transformer capacitances);
- R'_e equivalent load resistance.

The procedure for the circuit analysis is as follows.

For simplification, time constants and angular frequencies can be defined as follows:

$$\begin{aligned} \tau_{RC} &= R'_e C_T, \quad \tau_{RL} = L_T / R_T, \\ \omega_T &= 1 / \sqrt{L_T C_T}, \quad \tau_i = R_T / R'_e, \\ \alpha_T &= 1/2((1/\tau_{RC}) + (1/\tau_{RL})), \\ \omega_M &= \sqrt{\omega_T^2 + (1/\tau_{RL}\tau_{RC})}, \quad \omega_N = \sqrt{\omega_M^2 - \alpha_T^2}. \end{aligned}$$

State 1: Interval $t_0 - t_1$

From Fig. 15(a), by using KVL and KCL, the circuit equations are as follows:

$$L_T \frac{di_1}{dt} + R_T i_1 + v_o = V_d \quad (5)$$

$$i_1 - i_2 = C_T \frac{dv_o}{dt} \quad (6)$$

$$i_1 = C_T \frac{dv_o}{dt} + \frac{v_o}{R'_e} \quad (7)$$

$$i_2 = \frac{v_o}{R'_e} \quad (8)$$

$$v_o = V_d - L_T \frac{di_1}{dt} - R_T i_1 \quad (9)$$

$$i_1 - \frac{v_o}{R'_e} - C_T \frac{dv_o}{dt} = 0. \quad (10)$$

Let initial conditions be $t = 0$, $v_o(0) = V_{oi}$, and $i_1(0) = I_{1i}$. 340

Rearranging the aforementioned equations into a second-order differential equation form, the output voltage is expressed as follows: 341 342 343

$$\frac{d^2 v_o}{dt^2} + \left(\frac{1}{\tau_{RC}} + \frac{1}{\tau_{RL}} \right) \frac{dv_o}{dt} + \left(\frac{1}{\tau_{RL}\tau_{RC}} + \omega_T^2 \right) v_o = \omega_T^2 V_d. \quad (11)$$

By solving the aforementioned equation, the output voltage can be obtained as follows: 344 345

$$\begin{aligned} v_o &= \frac{V_d}{\tau_i + 1} + \left(V_{oi} - \frac{V_d}{\tau_i + 1} \right) e^{(-\alpha_T t)} \cos(\omega_N t) \\ &+ \frac{1}{\omega_N} \left(\alpha_T \left(V_{oi} - \frac{V_d}{\tau_i + 1} \right) + \frac{I_{1i}}{C_T} - \frac{V_{oi}}{\tau_{RC}} \right) \\ &\times e^{(-\alpha_T t)} \sin(\omega_N t). \end{aligned} \quad (12)$$

Consequently, the second-order differential equation of the transformer input current i_1 is 346 347

$$\frac{d^2 i_1}{dt^2} + \left(\frac{1}{\tau_{RC}} + \frac{1}{\tau_{RL}} \right) \frac{di_1}{dt} + \left(\frac{1}{\tau_{RL}\tau_{RC}} + \omega_T^2 \right) i_1 = \omega_T^2 \frac{V_d}{R'_e}. \quad (13)$$

By solving the aforementioned equation, the transformer input current can be obtained as follows: 348 349

$$\begin{aligned} i_1 &= \frac{V_d}{(R_T + R'_e)} + \left(I_{1i} - \frac{V_d}{(R_T + R'_e)} \right) e^{(-\alpha_T t)} \cos(\omega_N t) \\ &+ \frac{1}{\omega_N} \left(\alpha_T \left(I_{1i} - \frac{V_d}{(R_T + R'_e)} \right) + \frac{V_d - V_{oi} - R_T I_{1i}}{L_T} \right) \\ &\times e^{(-\alpha_T t)} \sin(\omega_N t). \end{aligned} \quad (14)$$

State 2: Interval $t_1 - t_2$ 350

From Fig. 15(b), using Nodal analysis at node, v_o can arrange the equations as follows: 351 352

$$i_1 + i_2 + i_3 = 0 \quad (15)$$

$$i_1 = -C_T \frac{dv_o}{dt} - \frac{v_o}{R'_e} \quad (16)$$

$$L_T \frac{di_1}{dt} + R_T i_1 = v_o. \quad (17)$$

Initial conditions are $t = t_1 = 0$, $v_o(t_1) = V_{oi}$, and $i_1(t_1) = I_{1i}$. 353 354

Rearranging the aforementioned equations into a second-order differential equation form, the output voltage is expressed 355 356

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

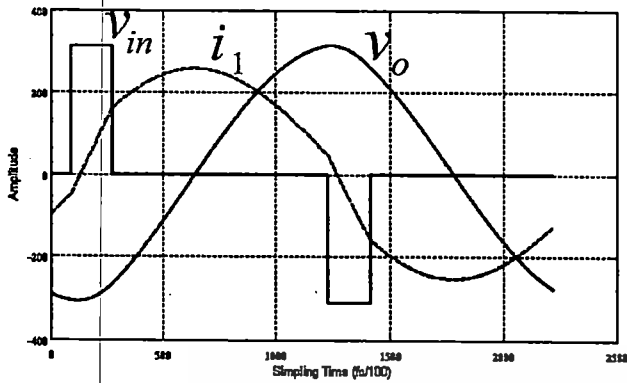


Fig. 16. Calculated input voltage (v_{in}), input current (i_1), output voltage (v_o) of the high-voltage high-frequency transformer referred to the primary side.

as follows:

$$\frac{d^2 v_o}{dt^2} + \left(\frac{1}{\tau_{RC}} + \frac{1}{\tau_{RL}} \right) \frac{dv_o}{dt} + \left(\frac{1}{\tau_{RL}\tau_{RC}} + \omega_T^2 \right) v_o = 0. \quad (18)$$

By solving the aforementioned equation, the output voltage can be obtained as follows:

$$v_o = V_{oi} e^{(-\alpha_T t)} \cos(\omega_N t) + \frac{1}{\omega_N} \left(\alpha_T V_{oi} + \frac{I_{1i}}{C_T} - \frac{V_{oi}}{C_T R'_e} \right) e^{(-\alpha_T t)} \sin(\omega_N t). \quad (19)$$

Consequently, the second-order differential equation of the transformer input current i_1 is

$$\frac{d^2 i_1}{dt^2} + \left(\frac{1}{\tau_{RC}} + \frac{1}{\tau_{RL}} \right) \frac{di_1}{dt} + \left(\frac{1}{\tau_{RL}\tau_{RC}} + \omega_T^2 \right) i_1 = 0. \quad (20)$$

By solving the aforementioned equation, the transformer input current can be obtained as follows:

$$i_1 = I_{1i} e^{(-\alpha_T t)} \cos(\omega_N t) + \frac{1}{\omega_N} \left(\alpha_T I_{1i} - \frac{R_T I_{1i} + V_{oi}}{L_T} \right) e^{(-\alpha_T t)} \sin(\omega_N t). \quad (21)$$

Using aforementioned equations and obtained parameters from the measurement and calculation mentioned earlier, the waveforms of the voltage and current of the transformer can be plotted, as shown in Fig. 16. These waveforms are merely results of a first stage for analyzing the simplified modeling of the proposed system. The results seem to be reasonable in views of the component characteristic, such as the ZVS condition and phase-difference angle between the current and voltage. It is implied that the obtained parameters values could be valid. In order to confirm the correctness of these parameter values, the simulation results of the whole system will be illustrated in the next section.

VI. SIMULATION AND EXPERIMENTAL RESULTS

The prototype has been implemented and tested. The resonant frequency is about 45 kHz. The inverter frequency is varied between 45 and 57.5 kHz. The reason for selecting such

certain range of the inverter frequency is the limitation of the transformer current. The output voltage of the high-frequency transformer is kept at 3.44 kV_{peak} by adjusting the phase-shifted angle ϕ . The compensated voltage is introduced since when working at high frequency, the characteristic of the high-frequency transformer is likely to act as a low-pass filter, hence reducing the output voltage. The ozonizer is fed by a pump with a 20 L/min dry air-flow rate.

In order to prove the ZVS operation, the switch voltage and current waveforms are shown in Fig. 17. It can be obviously seen that when the S_1 turns ON, the voltage across the switch falls to zero with a certain falling time. This event occurs before the switch current rises from a negative value through zero to a positive value. Therefore, in practice, this negative current will flow through the freewheeling diode built in the body of the power MOSFET, thus reducing switching loss during turn-ON time of the MOSFET. The experimental result is in good agreement with the simulation one.

Fig. 18 illustrates the voltages and currents of the primary side of the high-frequency transformer (i.e., output of the inverter) at a variation of the inverter frequency with the constant electrode voltage (i.e., transformer output voltage). Clearly, the currents lag the voltages for all frequencies. When increasing the inverter frequency, the pulse width of the voltage waveforms is increased in order to keep the output voltage of the transformer to be constant at 3.44 kV_{peak}. In addition, the phase of the current is shifted from that of the voltage when increasing the inverter frequency. Also, the amplitude of the current is increased. This implies that the power increases. The simulation and experimental results are in good agreement. The figures of peak voltage and current values of both results (i.e., indicated at the top of waveforms) are very close. These confirm that the values of the model parameters of the proposed method are acceptable. As a consequence, the proposed modeling is valid.

Fig. 19 shows the voltage and current waveforms of the secondary side of the transformer. Obviously, the voltage and current waveforms are nearly sinusoidal. The currents lead voltages for all frequencies, since the electrode tube acts as a highly capacitive load. Obviously, constant 3.44-kV_{peak} voltage value is obtained for all frequencies. The current amplitude increases when increasing the inverter frequency. This implies that the power supplied to the electrode tube increases. The simulation and experimental results are in good agreement not only the voltage and current waveforms, but also the figures of the peak voltage and current. Again, these results confirm the validity of the proposed model and obtained parameters.

A variation of the absolute ozone production with the frequency effect can be illustrated in Fig. 20. As can be seen, when increasing inverter frequency, the ozone production increases almost linearly. This shows that the inverter frequency is one of the most important factors for ionizing, apart from the voltage value. This is in accordance with the theory of ionization [2], [3], [5], [21]–[24], [31].

Fig. 21 illustrates a variation of the ozone production with the output power of the inverter. The somewhat linearity is also achieved. It is found that the ozone production depends on the output power of the inverter. The increase in power can be

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

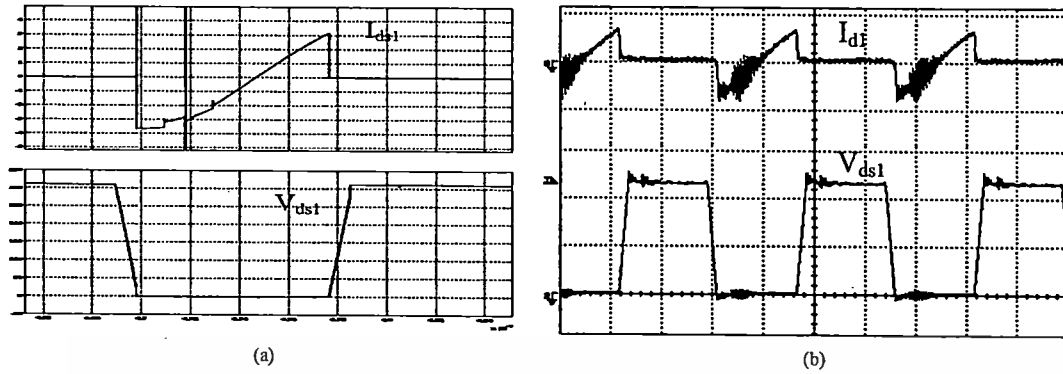


Fig. 17. Current (i_{ds1}) and voltage across MOSFET M_1 (v_{ds1}) at switching frequency of 57.5 kHz. (a) Simulation. (b) Experimental.

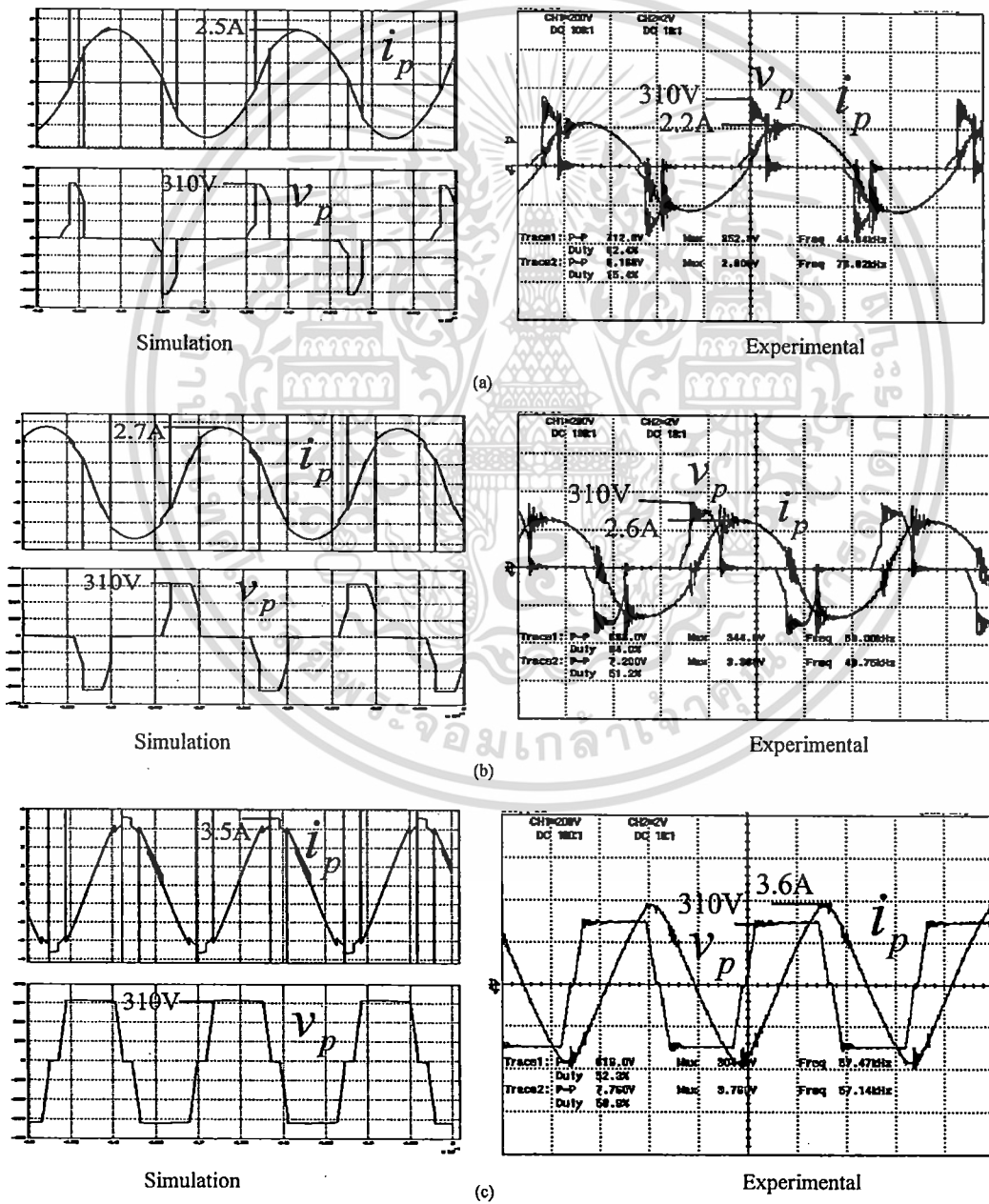


Fig. 18. Current (i_p) and voltage (v_p) of the primary side of the transformer at various inverter frequencies. At inverter frequency of (a) 45 kHz, (b) 50 kHz, and (c) 57.5 kHz.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

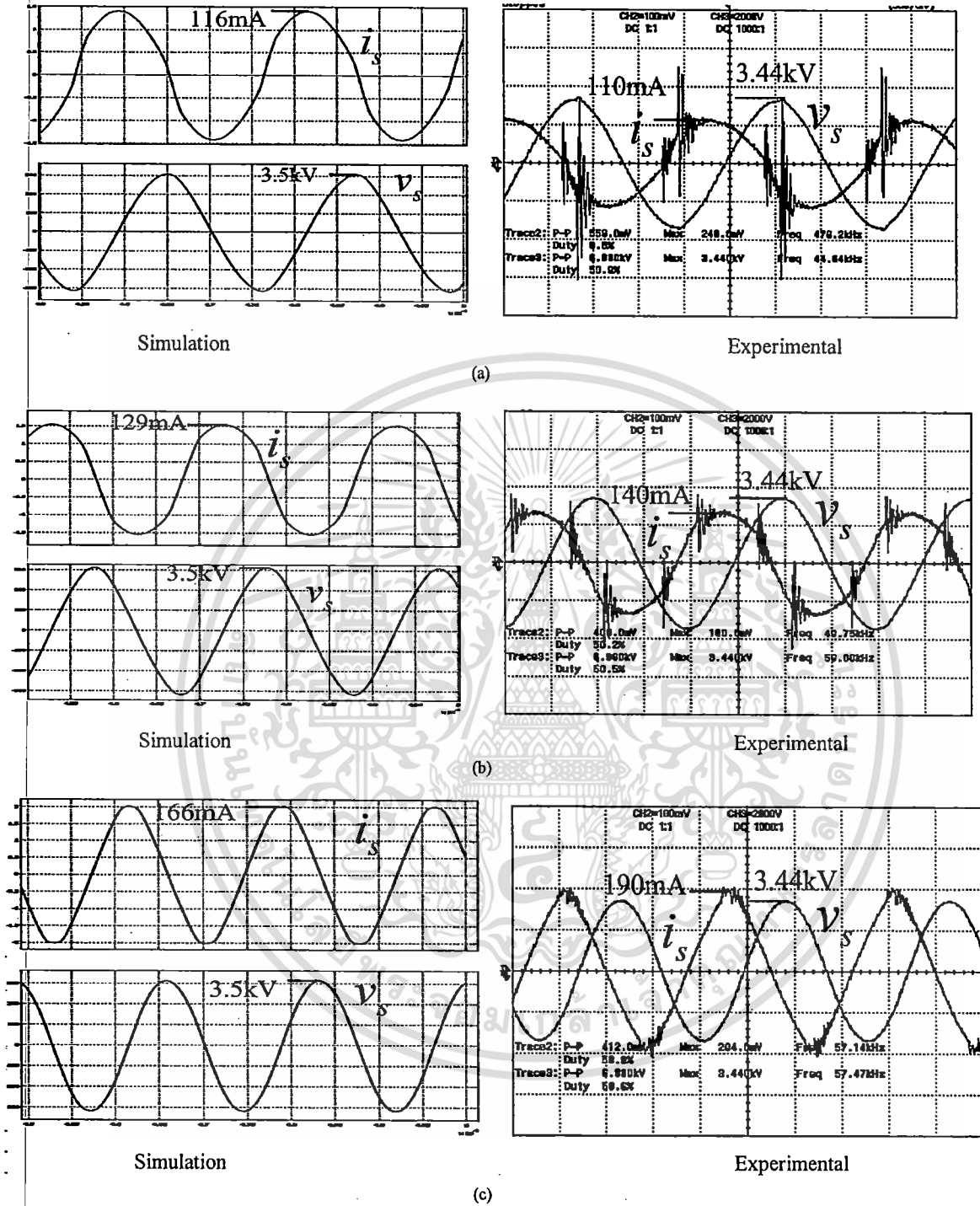


Fig. 19. Waveforms of the electrode tube voltage and current at several inverter frequencies. At inverter frequency of (a) 45 kHz, (b) 50 kHz, and (c) 57.5 kHz.

obtained by increasing the frequency instead of the increase in the applied voltage.

Fig. 22 shows that the output power depends on the phase-shifted angle ϕ . With the higher the values of the phase-shifted angle ϕ , the lower power can be achieved. It shows that the

proposed system can provide the output power by adjusting the phase-shifted angle ϕ . The variation comparison of supply voltages of the ozone generator with frequency is shown in Fig. 24. Obviously, without control, the applied voltage to the electrode tube is decreased as the supply frequency is increased. This

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

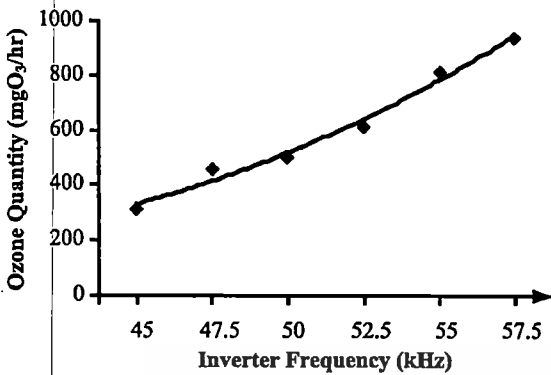


Fig. 20. Variation of the ozone production quantity with frequency.

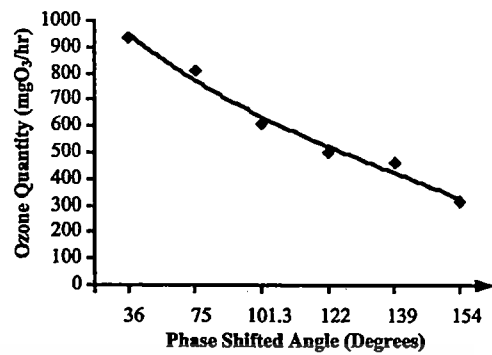


Fig. 23. Variation of the ozone quantity with phase-shifted angle.

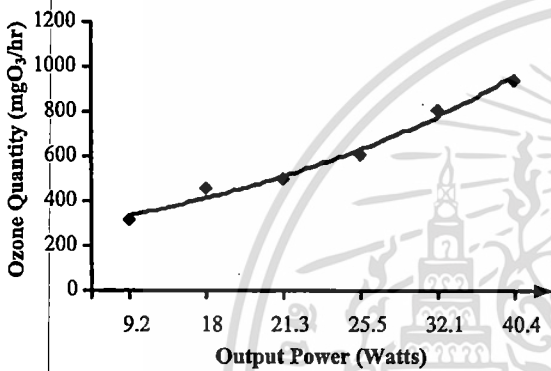


Fig. 21. Variation of the ozone production quantity with output power.

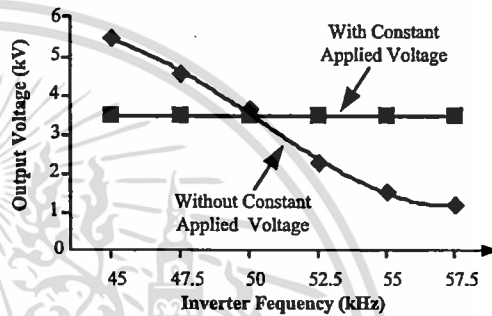


Fig. 24. Output voltage under frequency variation for with and without voltage control.

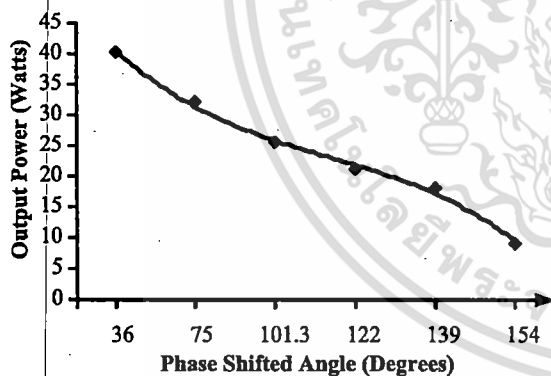


Fig. 22. Variation of the inverter power output with phase-shifted angle ϕ .

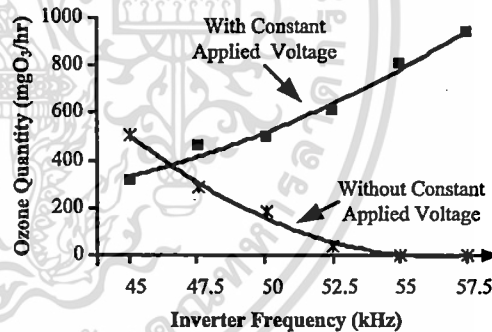


Fig. 25. Comparison of ozone quantity between with and without constant applied voltages under frequency variation.

Fig. 24. Therefore, the main advantage of the constant voltage control is that it can compensate the decreased voltage of the high-frequency transformer output due to the high-frequency effect.

Fig. 26 shows the efficacy of the proposed system. The efficacy is considerably linear with the inverter frequency. Note that with regards to the obtained power consumption and the ozone production, the efficacy is considerably low when compared with other works [4], [6], [7], [13], [14], [23], [24]. The reason is that the electrode tube was not well designed for high-frequency operation. Moreover, the dry air fed into the electrode tube has approximately 21% oxygen, which is not pure oxygen.

The efficiency of the converter against the output power is illustrated in Fig. 27. When the output power is increased, the

459
460
461
462
463
464
465
466
467
468
469
470
471
472
473

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

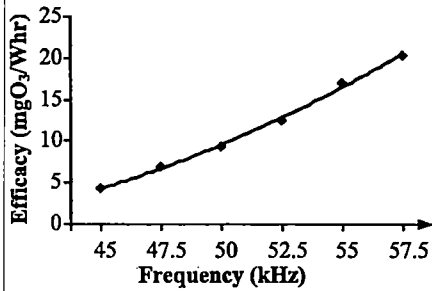


Fig. 26. Efficacy versus frequency characteristic of the ozone generator.

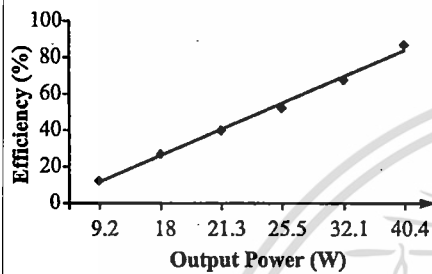


Fig. 27. Efficiency versus output power characteristic of the inverter.

efficiency is linearly increased. To ensure the high accuracy of the measurement of high-switching-frequency operation, the high-accuracy high-bandwidth power analyzer is used for the measurement of the efficiency of the converter. The maximum converter efficiency is about 87% at 40.4 W output power.

VII. CONCLUSION

The paper has dealt with a circuit analysis and system modeling of an ozone generator using a phase-shifted PWM full-bridge inverter as a power supply. The model parameters are obtained by electrical measurement together with physical dimension calculation. The proposed technique offering high voltage and high frequency is capable of generating ozone. The simulation and experimental results show good agreement and the validity of the proposed model. This technique allows constant applied electrode voltage, while the frequency is varied. The proposed technique is able to compensate the decreased voltage due to a high-frequency effect on a step-up transformer. This technique has proved that the frequency significantly affects the ozone productivity.

ACKNOWLEDGMENT

The authors would like to thank Mr. A. Mandasuk for valuable help in the design and implementation of the prototype and the SIAM University, Bangkok, Thailand for scholarship.

REFERENCES

- [1] B. Langlais, D. A. Reckhow, and D. R. Brink, *Ozone in Water Treatment Application and Engineering* (Cooperative Research Report), 2nd ed. Chelsea, MI: AWWA Research Foundation and Lewis Publishers, Inc., 1991.
- [2] U. Kogelschatz and B. Eliasson, *Handbook of Electrostatic Processes*. New York: Marcel Dekker, Jul. 1995.

- [3] U. Kogelchatz, B. Eliasson, and W. Egli, "Dielectric-barrier discharge. Principle and applications," *J. Phys IV France*, vol. 7, pp. C4-47-C4-66, 1997 (Colloque C4, Supplement au Journal de Physique III d' October, 1997).
- [4] S. Masuda, K. Akutsu, M. Kuroda, Y. Awatsu, and Y. Shibuya, "A ceramic-based ozonizer using high-frequency discharge," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 24, no. 2, pp. 223-231, Mar./Apr. 1988.
- [5] J.-S. Chang, P. A. Lawless, and T. Yamamoto, "Corona discharge processes (invited review paper)," *IEEE Trans. Plasma Sci.*, vol. 19, no. 6, pp. 1152-1166, Dec. 1991.
- [6] K. Oleg, S. Wang, Y. Konishi, and M. Nakaoka, "A novel pulse-density modulated high-frequency inverter for silent discharge-type ozonizer," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 38, no. 2, pp. 369-378, Mar./Apr. 2002.
- [7] J. M. Alonso, J. Cardesin, E. L. Corominas, M. Rico-Secedes, and J. Garcia, "Low-power high-voltage high-frequency power supply for ozone generation," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 40, no. 2, pp. 414-421, Mar./Apr. 2004.
- [8] S. Potvejikul, V. Kinnarees, and P. Rattanavichien, "Design of ozone generator using solar energy," in *Proc. IEEE Asia-Pac. Conf. Circuit Syst. (APCCAS)*, Nov. 24-27, 1998, pp. 217-222.
- [9] P. Hothongkham and V. Kinnarees, "Performance evaluation of an ozone generator using a phase shift PWM full bridge inverter," in *Proc. ECTI-CON 2008*, May, pp. 1009-1012.
- [10] P. Hothongkham and V. Kinnarees, "Analysis and modelling of an ozone generator using a phase-shift PWM full bridge inverter," presented at the IEEE ROBIO 2008 Conf., Bangkok, Thailand, Feb. 21-25, 2009.
- [11] P. Hothongkham and V. Kinnarees, "Constant voltage control of high voltage high frequency power supply for ozone quantity adjustment," presented at the IEEE Int. Symp. Circuits Syst. (ISCAS), Taipei Int. Conv. Center, Taipei, Taiwan, May 24-28, 2009.
- [12] P. Hothongkham and V. Kinnarees, "High-voltage high-frequency power supply using phase shift PWM full bridge inverter fed ozone generator," presented at the IEEE Int. Symp. Ind. Electron. (ISIE), Seoul Olympic Parktel, Seoul, Korea, Jul. 5-8, 2009.
- [13] J. M. Alonso, J. Garcia, A. J. Calleja, J. Ribas, and J. Cardesin, "Analysis, design, and experimentation of a high-voltage power supply for ozone generation based on current-fed parallel-resonant push-pull inverter," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 41, no. 5, pp. 1364-1372, Sep./Oct. 2005.
- [14] H. Fujita and H. Akagi, "Control and performance of a pulse-density-modulated series-resonant inverter for corona discharge processes," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 35, no. 3, pp. 621-627, May/Jun. 1999.
- [15] Y. Liu and X. He, "PDM and PFM hybrid control of a series-resonant inverter for corona surface treatment," *IEEE Proc. Electr. Power Appl.*, vol. 152, no. 6, pp. 1445-1450, Nov. 2005.
- [16] H. Changsheng, H. Yushui, W. Liqiao, and Z. Zhongchao, "A closed-loop control for the power source of the ozonizer," presented at the 35th Annu. IEEE Power Electron. Spec. Conf., Archen, Germany, Jun. 20-25, 2004.
- [17] H. Yushui, W. Liqiao, X. Yu, and Z. Zhongchao, "Load resonant type power supply of the ozonizer based on a closed-loop control strategy," in *Proc. 19th Annu. IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo. (APEC 2004)*, vol. 3, pp. 1642-1646.
- [18] J. M. Alonso, M. Valdes, A. J. Calleja, J. Ribas, and J. Losada, "High frequency testing and modeling of silent discharge ozone generators," in *Proc. IOA World Congr.*, London, U.K., 2001, pp. 61-75.
- [19] R. Feng, G. S. P. Castle, and S. Jayaram, "Automated system for power measurement in the silent discharge," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 34, no. 3, pp. 563-570, May/Jun. 1998.
- [20] N. Burany, L. Huber, and P. Pejovic, "Corona discharge surface treater without high voltage transformer," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, no. 2, pp. 993-1002, Mar. 2008.
- [21] S. Liu and M. Neiger, "Excitation of dielectric barrier discharges by unipolar submicrosecond square pulses," *J. Phys. D: Appl. Phys.*, vol. 34, pp. 1632-1638, 2001.
- [22] V. H. Olivares, M. Ponce-Silva, R. Osorio, and M. Juarez, "DBD modeling as a function of waveforms slope," in *Proc. 38th Annu. Power Electron. Spec. Conf. (PESC 2007)*, Orlando, FL, pp. 1417-1422.
- [23] W. J. M. Samaranayake, Y. Miyahara, T. Namihira, S. Katsuki, R. Hackmany, and H. Akiyama, "Ozone production using pulsed dielectric barrier discharge in oxygen," *IEEE Trans. Dielectr. Electr. Insul.*, vol. 7, no. 6, pp. 849-854, Dec. 2000.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- [24] J. M. Samaranyake, T. Namihira, S. Katsuki, Y. Miyahara, T. Sakugawa, R. W. Hackam, and H. Akiyama, "Pulsed power production of ozone using nonthermal gas discharges," *IEEE Electr. Insul. Mag.*, vol. 17, no. 4, pp. 17–25, Jul./Aug. 2001.
- [25] J.-C. Olivier, J.-C. Le Claire, and L. Loron, "An efficient switching frequency limitation process applied to a high dynamic voltage supply," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, no. 1, pp. 153–162, Jan. 2008.
- [26] J.-F. Chen, R.-Y. Chen, and T.-J. Liang, "Study and implementation of a single-stage current-fed boost PFC converter with ZCS for high voltage applications," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, no. 1, pp. 379–386, Jan. 2008.
- [27] S. Iqbal, G. K. Singh, and R. Besar, "A dual-mode input voltage modulation control scheme for voltage multiplier based X-ray power supply," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, no. 2, pp. 1003–1008, Mar. 2008.
- [28] J. A. Martin-Ramos, A. M. Pernia, J. Diaz, F. Nuno, and J. A. Martinez, "Power supply for a high-voltage application," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, no. 4, pp. 1608–1619, Jul. 2008.
- [29] M. K. Kazimierczuk and D. Czarkowski, *Resonant Power Converters*. New York: Wiley, 1995.
- [30] M. K. Kazimierczuk and K. Puczek, "Exact analysis of a class E tuned power amplifier at any Q and switch duty cycle," *IEEE Trans. Circuits Syst.*, vol. CAS-34, no. 2, pp. 149–159, Feb. 1987.
- [31] E. Kuffel, W. S. Zaengl, and J. Kuffel, *High Voltage Engineering Fundamentals*, 2nd ed. London, U.K.: Butterworth-Heinemann, 2000.
- [32] W. Chen, X. Ruan, and R. Zhang, "A novel zero-voltage-switching PWM full bridge converter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, no. 2, pp. 793–801, Mar. 2008.
- [33] Y. Diab, P. Venet, H. Gualous, and G. Rojat, "Self-discharge characterization and modeling of electrochemical capacitor used for power electronics applications," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 24, no. 2, pp. 510–517, Feb. 2009.
- [34] S. Valtchev, B. Borges, K. Brandisky, and J. B. Klaassens, "Resonant contactless energy transfer with improved efficiency," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 24, no. 3, pp. 685–699, Mar. 2009.
- [35] M. L. G. Kissin, C.-Y. Huang, G. A. Covic, and J. T. Boys, "Detection of the tuned point of a fixed-frequency LCL resonant power supply," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 24, no. 4, pp. 1140–1143, Apr. 2009.
- [36] C. L. Chia and E. K. K. Sng, "A novel robust control method for the series-parallel resonant converter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 24, no. 8, pp. 1896–1904, Aug. 2009.
- [37] E. Adib and H. Farzanehfard, "Zero-voltage transition current-fed full-bridge PWM converter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 24, no. 4, pp. 1041–1049, Apr. 2009.
- [38] J. Biela and J. W. Kolar, "Using transformer parasitics for resonant converters—A review of the calculation of the stray capacitance of transformer," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 44, no. 1, pp. 223–233, Jan./Feb. 2008.
- [39] M. Sippola "Developments for the high frequency power transformer design and implementation," Ph.D. dissertation, Helsinki Univ. Technol. Appl. Electron. Lab., Finland, 2003.



Vijit Kinnares (M'05) received the B.Eng. (Hons.) and M.Eng. degrees from King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok, Thailand, and the Ph.D. degree in electrical engineering from the University of Nottingham, Nottingham, U.K., in 1997. Since 2003, he has been an Associate Professor at King Mongkut's Institute of Technology. His current research interests include energy conversion, power electronics, and electric drives.



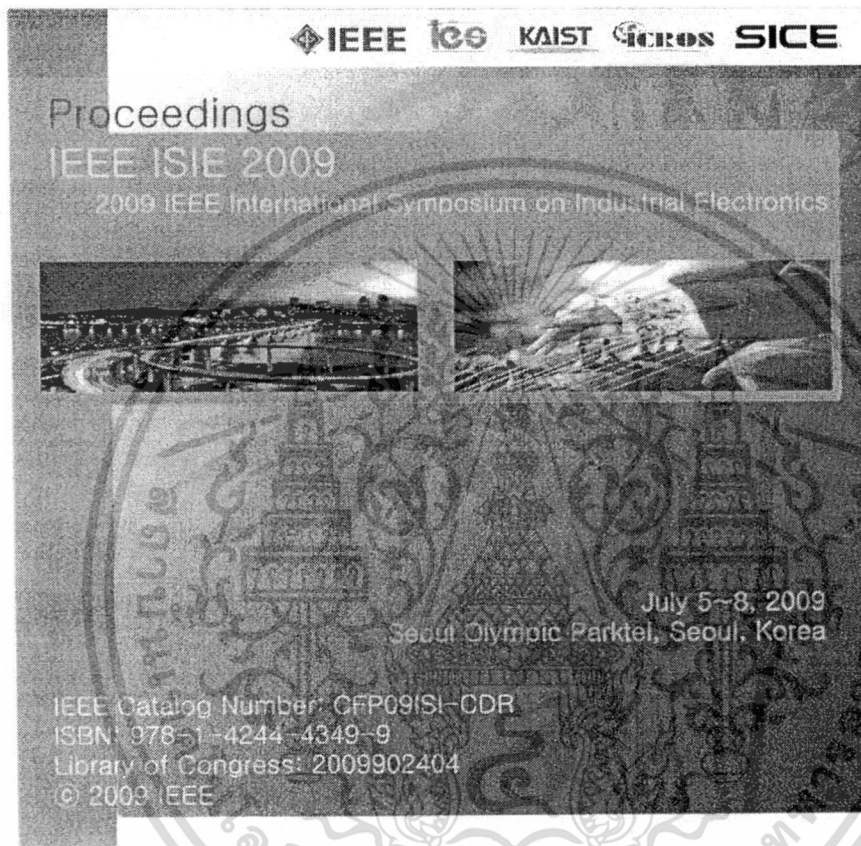
Prasopchok Hothongkham (S'07) received the B.Eng. degree in electrical engineering from the Siam University, Bangkok, Thailand, in 1995, and the M.Eng. degree in electrical engineering from King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok, in 2002, where he is currently working toward the D.Eng. degree in electrical engineering. In 1997, he joined the Faculty of Engineering, Siam University as a Full-Time Lecturer of electrical engineering. His current research interests include power electronic circuits and power electronics applications.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทความที่ได้รับการตีพิมพ์

การประชุมวิชาการชื่อ IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE 2009)

ชื่อ (อังกฤษ) High-Voltage High-Frequency Power Supply Using Phase Shift PWM Full Bridge Inverter Fed Ozone Generator



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

High-Voltage High-Frequency Power Supply Using Phase Shift PWM Full Bridge Inverter Fed Ozone Generator

Prasopchok Hothongkham and Vijit Kinnares

Department of Electrical Engineering, Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute Technology Ladkrabang
Chalongkrung Road, Ladkrabang, Bangkok, Thailand, 10520 Email: prasopchok_ho@yahoo.com and kkwijit@kmitl.ac.th

Abstract- This paper proposes the high-voltage high-frequency power supply for an ozone generator using a phase-shifted pulse width modulation (PWM) full bridge inverter. The circuit configuration is fully described. The high-frequency transformer and the generator mathematical models are also included for primarily calculating of instantaneous voltages and currents. The proposed system simulation using the MATLAB /SIMULINK software package is given. In order to ensure that zero voltage switching (ZVS) mode always operates over a certain range of a frequency variation, a series-compensated resonant inductor is added. The advantage of the proposed system is a capability of varying ozone gas production quantity by varying the frequency phase shift angle of the converter whilst the applied voltage to electrodes is kept constant. The correctness of the proposed technique is verified by both simulation and experimental results.

A phase-shifted PWM full bridge inverter is used for a power supply. The proposed system is able to vary ozone gas production quantity by varying the frequency and phase shift angle of the converter whilst the applied voltage to the electrodes is kept constant. The simulation and experimental results are illustrated to confirm the correctness the circuit operation and validity of the proposed method.

I. INTRODUCTION

In recent years, ozone has become important agent as the important element for bleaching and disinfecting in many applications, particularly for air and water such as chlorination, drinking water purification, color removal etc. Because it has an extremely strong oxidizing power, and leaves residues harmful to the global environment [1, 2]. As an alternative method, silent electric discharge or corona effect generation by applying the high voltage to electrode tubes is widely used in generating ozone for industrial applications. The use of high frequency power supplies for ozone generation has advantages such as an increase in the power density applied to the ozonizer electrode surface and increase in ozone production for a given surface area, whilst decreasing the necessary peak voltage [4]. The increase in the frequencies up to several kilohertz is possible with power electronic switching devices for instance Power MOSFETs and IGBTs. Consequently, the increase in the efficiency of the ozonizer, decrease in the equipment volume and easily controlled ozone production can be achieved [2]. Low power ozone generation can be found in [2, 3]. Many converter topologies have been proposed in order to improve efficiency and reduce cost [1, 6]. One of those is based on the voltage source type soft switching resonant inverter [1, 4-7]. This technique offers soft switching, reduced losses, and electro interference (EMI) / radio frequency interference (RFI). Various power control schemes such as pulse density modulation (PDM) were proposed for improving the ozone gas generating characteristics [1, 4]. However there are a few works for analysis of the ozone generation.

Therefore this paper focuses on the analysis of the high-voltage high-frequency power supply for an ozone generation

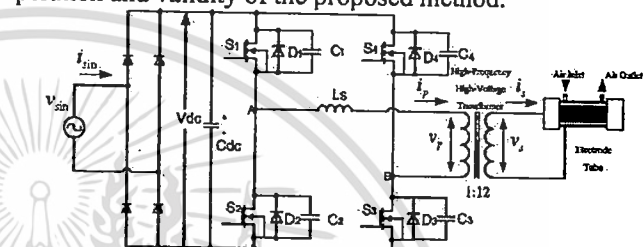


Fig.1 The proposed system of a high-voltage high-frequency power supply.

II. CONFIGURATION OF THE PROPOSED OZONE GENERATION

The proposed ozone generating system is shown in Fig.1. It consists of a single-phase full bridge diode rectifier with a DC smoothing capacitor, a high-frequency phase-shifted PWM inverter using power MOSFETs, a high-frequency transformer and an electrode tube. The detail of these components are as follows.

A. Full bridge diode rectifier: This part provides DC power supply of the phase shift inverter. It converts single-phase 220V AC voltage to about 310V DC voltage using diodes formed in a full bridge. The DC voltage has fairly free ripple with the help of the dc capacitor filter with a reasonable value of 3300µF.

B. Phase shift PWM full bridge inverter: In this unit, IRFP460 MOSFET package equipped with a free wheeling diode in the body as a switching device is used. It converts DC into high frequency AC voltages. Phase-shifted signals are controlled by a dsPIC microcontroller. The frequency of the AC output voltage is varied in a certain range to ensure that the zero-voltage switching (ZVS) condition can occur for reducing switching loss of the main switches.

C. High frequency transformer: The EE-80 ferrite core is used. The output voltage is stepped up to 3.44kVpeak and fed to electrode for ionizing gas.

D. Resonant inductor (Ls): This component is used for reducing the tuned resonant frequency in a suitable range. The range is considered on the basis of minimized device losses and ozone production.

zone generating tube: The tube is designed for highly non-orm electric field generation. The structure drawing of and side views and the photograph are shown in Fig.2. components and the dimension description of the tube are llows. The inner hollow cylindrical tube is made of a thin tric glass which has the inner radius r_1 of 2.1cm and outer as r_2 of 2.25cm. The inside of this tube consists of thin less spirals acting as an electrode. The outer hollow ndrical tube is a stainless conductor having the radius r_3 of cm acting as the another electrode. The electrode length is equal to 22cm. The gap between the inner and nderical tube allows air flow which the oxygen in the air is ly converted into ozone by the silent discharge. With this figuration, the dielectric barrier prevents from sparking eeven the two electrodes. The range of approximate itivity value of the used dielectric glass (ϵ_{n1}) is between 5 10 and the approximate permittivity value of the air (ϵ_{n2}) . These parameter values will be used for the simulation in section VI.

The objective of this work is to design the system able to y frequency in a certain range while as the electrode voltage till constant. Table 1 illustrates parameter descriptions and cifications of the proposed system.

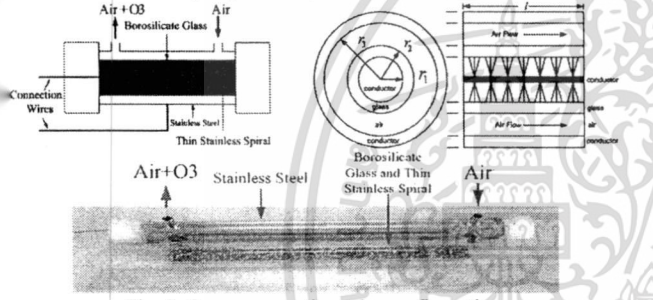


Fig. 2. Ozone generating tube configuration.

TABLE I
ILLUSTRATES PARAMETER DESCRIPTION AND SPECIFICATION
OF THE PROPOSED SYSTEM.

AC input source	1ϕ , 50Hz, 220V
Output Power Range	9.2-40.4 W
Inverter Frequency Range	45-60 kHz
Output Peak Voltage Range	Constant 3.44kVpeak
Output Peak Current Range	116-190mA
Series Compensating Inductance (Ls)	0.5mH
Snubber Capacitance	4.7nF
Transformer Ratio	1:12

III. CIRCUIT OPERATION

The switching patterns taking into account the dead time effect, output voltage and current waveforms of the phase shift WM full bridge inverter are shown in Fig.3 for a ZVS condition. Signals for switches S_3 and S_4 of the second leg are lifted away from switches S_1 and S_2 of the first leg with the phase shifted angle ϕ . The dead time t_{DT} is used to prevent upper and lower switches of the same leg (i.e. $S_1 - S_2$ and $S_3 - S_4$) from a short circuit failure. The output voltage

can be varied by changing a value of ϕ . In order to achieve ZVS operation, the controlled frequency must be greater than the resonant frequency. As shown in Fig.4, the circuit operation corresponding to the switching patterns and the operation in Fig. 3 can be divided into 10 modes as follows.

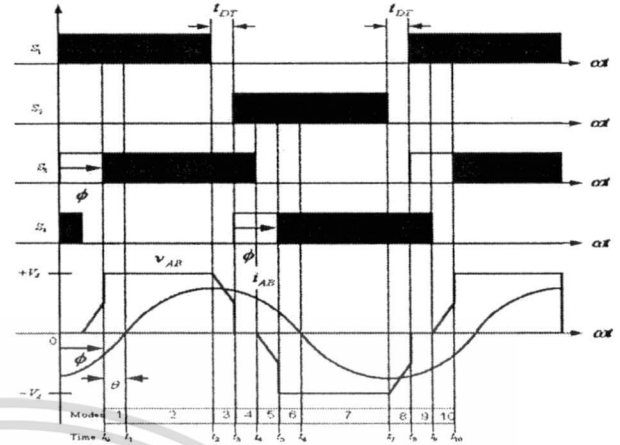


Fig. 3. Switching patterns, output voltage and current waveforms of the proposed inverter.

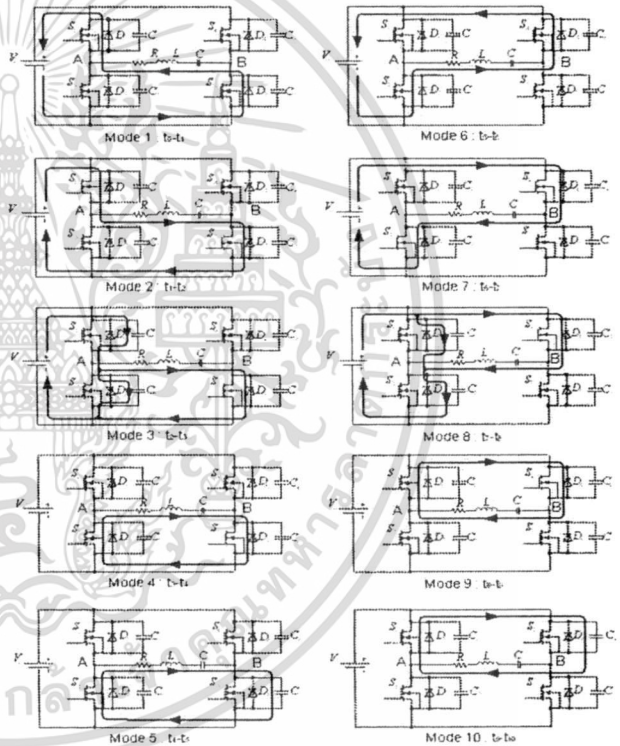


Fig.4. Overall operating modes under ZVS operation.

Mode 1 ($t_0 \sim t_1$): This mode allows the energy fed back to the dc supply from the RLC load which is equivalent to the high frequency transformer and electrode tube. During this interval, both switches S_1 and S_3 turn on. The current flows back to the dc supply via D_3 and D_1 . The output voltage V_{AB} is $+V_d$ which is the dc supply voltage. The voltages across S_2, C_2 and D_2 are $+V_d$ and voltages across S_1, C_1 and D_1 are zero. The assumption is that the voltage across switches during turn-on is

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

negligible. The voltages across S_4 , C_4 and D_4 are $+V_d$ and voltages across S_3 , C_3 and D_3 are zero. This mode is so-called an inverting mode.

Mode 2 ($t_1 \sim t_2$): This mode is a rectifying mode which the DC power supply provides the energy to the load. S_1 and S_3 still turn on. The current direction is opposite to that of mode 1. The current flows from the dc supply to the load via both S_1 and S_3 . The resultant output voltage V_{AB} is still $+V_d$. The voltages across S_2 , C_2 , D_2 , S_4 , C_4 , and D_4 are $+V_d$ and voltages across S_1 , C_1 , D_1 , S_3 , C_3 , and D_3 are zero.

Mode 3 ($t_2 \sim t_3$): During this interval, S_1 turns off while S_3 still turns on. Since S_1 is turned off by the signal, the current flows through C_1 . C_1 is charged from zero to $+V_d/2$. At the same time, the voltage across C_2 is discharged from $+V_d$ to $+V_d/2$ via the load and S_3 since C_2 is connected in parallel with the load.

Mode 4 ($t_3 \sim t_4$): This mode is in a free wheeling time interval. S_1 and S_4 turn on. The output voltage is zero. Then, the current flows through D_2 , S_3 and the load.

Mode 5 ($t_4 \sim t_5$): During this mode, S_1 , S_3 and S_4 turn off while S_2 still turns on. Since S_3 is turned off by the signal, the current flows through D_2 , C_3 and the load. C_3 is charged from zero to $+V_d/2$.

Mode 6 ($t_5 \sim t_6$): This mode is also an inverting mode similar to mode 1. S_2 still turns on whilst S_4 is turned on by the signal. The current flows back to the DC power supply via D_2 , D_4 and the load. The resultant output voltage is $-V_d$.

Mode 7 ($t_6 \sim t_7$): In this mode, S_2 and S_4 still turn on. The current flows from the dc supply through S_4 and S_2 to the load (the load current is negative). The load voltage V_{AB} is $-V_d$. This mode is also called a rectifying mode.

Mode 8 ($t_7 \sim t_8$): S_2 turns off while S_4 still turns on. The current flows from the DC power supply to the load and capacitors through S_4 , C_1 , C_2 and the load to the dc supply. C_2 connected in parallel with S_2 is charged from zero to $+V_d/2$ via the load and C_1 . C_1 is discharged from $+V_d$ to $+V_d/2$.

Mode 9 ($t_8 \sim t_9$): This mode is a free wheeling mode. Since S_2 turns off, S_4 still turns on and S_1 is turned on by the signal, the path of current to the dc supply is cut off. Then the current flows through load, D_1 and S_4 . The load voltage is zero.

Mode 10 ($t_9 \sim t_{10}$): In this mode, S_1 still turns on and S_4 turns off. The current flows through D_1 , C_4 and the load. C_4 is

charged from zero to $+V_d/2$. After Mode 10 is complete which is a final stage of the operation period, the cycle of the operation is repeated.

IV. ANALYSIS OF THE MAIN AND LOAD CIRCUIT

In order to understand the preliminary characteristic of voltage and current of the main and load circuits, a mathematical approach is required. This analysis is based on reduced second order differential equations for ease of solving instantaneous voltage and current equations under the below assumptions.

- 1) All the components of the circuit are ideal.
- 2) Dead time t_{DT} is negligible.
- 3) The parameters are referred to the primary side of the transformer.
- 4) The effect of inductance L_m can be neglected.

The applied voltage to the transformer and electrode tube is shown in Figure 5. The equivalent circuit for each state can be shown in Figure 6. The parameters for the equivalent circuit are as follows.

- V_d = the DC voltage supply
- v_o = the transformer output voltage
- i_1 = the transformer input current
- L_T = the transformer parasitic inductance
- R_T = the transformer resistance
- C_T = the lump capacitance (load and transformer capacitance)
- R'_e = the equivalent load resistance

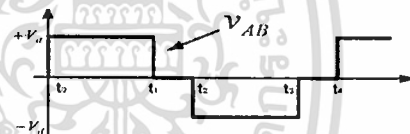


Fig. 5. Ideal output voltage of the inverter applied to the transformer and electrode tube.

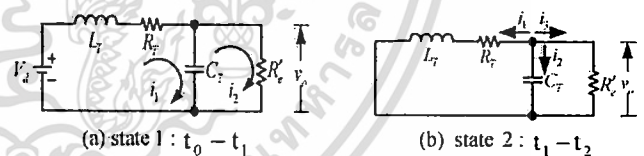


Fig. 6 Equivalent circuits for the second order derivatives in the analysis. The procedure for the circuit analysis is as follows.

For simplification, time constants, angular frequencies can be defined as follows:

$$\tau_{rc} = R'_e C_T, \quad \tau_{rl} = \frac{L_T}{R_T}, \quad \omega_l = \frac{1}{\sqrt{L_T C_T}}, \quad \tau_l = \frac{R_T}{R'_e}, \quad \omega_N = \sqrt{\omega_l^2 - \alpha_r^2}, \quad \alpha_r = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{\tau_{rc}} + \frac{1}{\tau_{rl}} \right)$$

$$\omega_M = \sqrt{\omega_l^2 + \frac{1}{\tau_{rl} \cdot \tau_{rc}}}$$

- State 1: interval $t_0 - t_1$

From Fig.6(a), by using KVL and KCL, the circuit equations are as follows.

$$L_T \frac{di_1}{dt} + R_T i_1 + v_o = V_d \tag{1}$$

Let initial conditions be $t=0, v_o(0) = V_o, i_1(0) = I_{1i}$.

Rearranging the above equations into a second order differential equation form, the output voltage is expressed as

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{d^2 v_o}{dt^2} + \left(\frac{1}{\tau_{RC}} + \frac{1}{\tau_{RL}} \right) \frac{dv_o}{dt} + \left(\frac{1}{\tau_{RL} \cdot \tau_{RC}} + \omega_T^2 \right) v_o = \omega_T^2 V_d \quad (2)$$

solving the above equation, the output voltage can be determined as follows.

$$\frac{V_d}{\tau_r + 1} + \left(V_{oi} - \frac{V_d}{\tau_r + 1} \right) e^{(-\alpha_T t)} \cdot \cos(\omega_N t) + \frac{1}{\omega_N} \left(\alpha_T \left(V_{oi} - \frac{V_d}{\tau_r + 1} \right) + \frac{I_{ii} - V_{oi}}{C_T} - \frac{V_{oi}}{\tau_{RC}} \right) e^{(-\alpha_T t)} \cdot \sin(\omega_N t) \quad (3)$$

sequently, the second order differential equation of the transformer input current i_1 is

$$\frac{d^2 i_1}{dt^2} + \left(\frac{1}{\tau_{RC}} + \frac{1}{\tau_{RL}} \right) \frac{di_1}{dt} + \left(\frac{1}{\tau_{RL} \cdot \tau_{RC}} + \omega_T^2 \right) i_1 = \omega_T^2 \frac{V_d}{R_e} \quad (4)$$

solving the above equation, the transformer input current be obtained as follows.

$$i_1 = \frac{V_d}{(R_T + R_e)} + \left(I_{ii} - \frac{V_d}{(R_T + R_e)} \right) e^{(-\alpha_T t)} \cdot \cos(\omega_N t) + \frac{1}{\omega_N} \left(\alpha_T \left(I_{ii} - \frac{V_d}{(R_T + R_e)} \right) + \frac{V_d - V_{oi} - R_T \cdot I_{ii}}{L_T} \right) e^{(-\alpha_T t)} \cdot \sin(\omega_N t) \quad (5)$$

ate 2: interval $t_1 - t_2$

From Fig.6(b), using Nodal analysis at node v_o can change the equations as follows.

$$L_T \frac{di_1}{dt} + R_T i_1 = v_o \quad (6)$$

cial conditions are $t=t_1=0$, $v_o(0) = V_{oi}$, $i_1(0) = I_{ii}$.

Rearranging the above equations into a second order differential equation form, the output voltage is expressed as

$$\frac{d^2 v_o}{dt^2} + \left(\frac{1}{\tau_{RC}} + \frac{1}{\tau_{RL}} \right) \frac{dv_o}{dt} + \left(\frac{1}{\tau_{RL} \cdot \tau_{RC}} + \omega_T^2 \right) v_o = 0 \quad (7)$$

solving the above equation, the output voltage can be obtained as follows.

$$v_o = V_{oi} e^{(-\alpha_T t)} \cdot \cos(\omega_N t) + \frac{1}{\omega_N} \left(\alpha_T V_{oi} + \frac{I_{ii} - V_{oi}}{C_T} - \frac{V_{oi}}{C_T \cdot R_e} \right) e^{(-\alpha_T t)} \cdot \sin(\omega_N t) \quad (8)$$

sequently, the second order differential equation of the transformer input current i_1 is

$$\frac{d^2 i_1}{dt^2} + \left(\frac{1}{\tau_{RC}} + \frac{1}{\tau_{RL}} \right) \frac{di_1}{dt} + \left(\frac{1}{\tau_{RL} \cdot \tau_{RC}} + \omega_T^2 \right) i_1 = 0 \quad (9)$$

solving the above equation, the transformer input current can be obtained as follows.

$$i_1 = I_{ii} e^{(-\alpha_T t)} \cdot \cos(\omega_N t) + \frac{1}{\omega_N} \left(\alpha_T I_{ii} - \frac{R_T \cdot I_{ii} + V_{oi}}{L_T} \right) e^{(-\alpha_T t)} \cdot \sin(\omega_N t) \quad (10)$$

Using above equations and obtained parameters from the measurement and calculation mentioned before, the waveforms of the voltage and current of the transformer can be plotted as shown in Fig.7. Waveforms from Fig.7 are merely results of a first stage for analyzing the simplified modeling of the proposed system. The results seem to be reasonable in views of the component characteristic such as the zero voltage switching condition and phase difference angle between the current and voltage. It is implied that the obtained parameters values could be valid. In order to confirm the correctness of these parameter values, the simulation results of the whole system will be illustrated in the section VI.

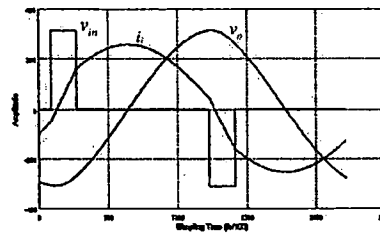


Fig.7. Calculated input voltage (V_{in}), input current (i_1), output voltage (V_o) of the high frequency high voltage transformer referred to the primary side.

V. SYSTEM MODELING AND DETERMINATION

In order to simplify the analysis, the modeling of the high frequency transformer and electrode tube is treated in a reduced form. Note that the necessity for accurate results is not the vital scope of this work.

A. Parameters of the proposed Ozone generating tube

The proposed ozone tube can be represented by a simple equivalent circuit as shown in Fig. 8 [2]. This circuit takes into account the high frequency operation.

The ozone parameters can be found by a simple method of measuring the electrical characteristic of the proposed ozone tube. This method is performed in the same manner as the method proposed in [2]. The ozone measurement set-up is shown in Fig.9. The two electrodes are supplied with a high frequency voltage source. This AC supply is generated by a high frequency PWM inverter with an output filter. The waveform measured from the digital oscilloscope of the applied electrode voltage is shown in Fig.10 and it is purely sinusoidal. This confirms the quality of the high frequency AC supply. Also, as can be seen in Fig.10, the current flowing through the ozone tube leads the applied electrode voltage and its waveform is nearly sinusoidal. Therefore, these waveforms confirm that the ozonizer can be modeled as a resistance R_e in parallel with a capacitance C_e , as shown in Fig.8. This model is valid for the high frequency operation [2]. The phase difference angle θ as shown in Fig. 10 was measured in order to easily determine the model parameters R_e and C_e . By using this method, the used ozone tube has values of R_e and C_e of $285.6k\Omega$ and $0.146nF$, respectively.

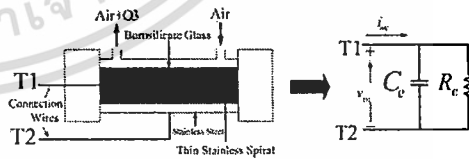


Fig 8. Equivalent circuit of the silent discharge ozone generator.

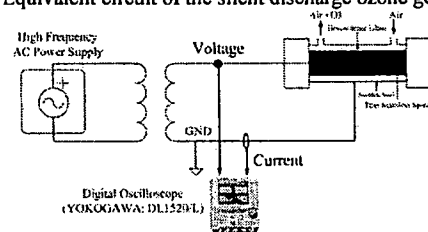


Fig. 9. Measurement set-up for parameter determination.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

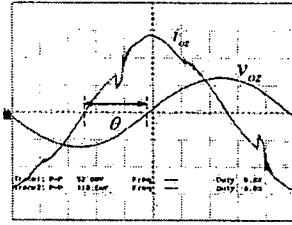


Fig.10. Ozone tube current and voltage waveforms.

Calculation of high frequency transformer parameters

The high frequency transformer is designed in accordance an area product approach. The complete model of the high frequency transformer can be shown in Fig.11 [5] including parasitic capacitances. Procedure of calculating parameters is same manner as [5]. Then, the approximate equivalent circuit combined between the high frequency transformer and electrode tube can be illustrated as Fig.12 lumping C_p, C_s and C_T . By using the equations in [5], the overall calculated results are $C_p = 1.52nF, C_s = 0.189nF, L_p = 0.067mH, L_m = 26.55mH, R_p = 0.1\Omega,$ and $R_s = 12.12\Omega$.

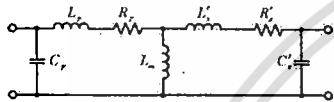


Fig.11. Equivalent circuit of a high-frequency transformer.

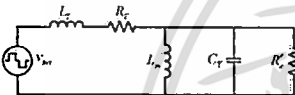


Fig.12. Approximate equivalent circuit of the high-frequency transformer and electrode tube.

VI. SIMULATION AND EXPERIMENTAL RESULTS

The prototype has been implemented and tested. The resonant frequency is about 45kHz. The inverter frequency is varied between 45kHz and 60kHz. The reason for selecting in certain range of the inverter frequency is the limitation of transformer current. The output voltage of the high frequency transformer is kept at 3.44kVpeak by adjusting the phase-shifted angle ϕ . The compensated voltage is introduced because when working at high frequency, the characteristic of the high frequency transformer is likely to act as a low pass filter hence reducing the output voltage.

In order to prove the ZVS operation, the switch voltage and current are shown in Fig. 13. It can be obviously seen that when the S_1 turns on, the voltage across the switch falls to zero immediately. This event occurs before the switch current rises from a negative value through zero to a positive value. Therefore, in practice this negative current will flow slowly through the free wheeling diode built in the body of the power MOSFET, thus reducing switching loss during turn-on time of the MOSFET. The experimental result is in good agreement with the simulation one.

Fig. 14 illustrates the voltages and currents of the primary side of the high frequency transformer (i.e. output of the inverter) at a variation of the inverter frequency with the constant electrode voltage (i.e. transformer output voltage). Generally, the currents lag the voltages for all frequencies. When increasing the inverter frequency the pulse width of the voltage

waveforms is increased in order to keep the output voltage of the transformer to be constant at 3.44kVpeak. In addition, the phase of the current is shifted from that of the voltage when increasing the inverter frequency. Also, the amplitude of the current is increased. This implies that the power increases. The simulation and experimental results are in good agreement. The figures of peak voltage and current values of both results are close to. These confirm that the values of the model parameters of the proposed method are acceptable. As a consequence, the proposed modeling is valid.

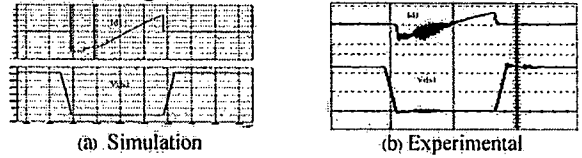


Fig.13. Current (i_{ds1}) and voltage across MOSFET M_1 (v_{ds1}) at switching frequency of 57.5 kHz.

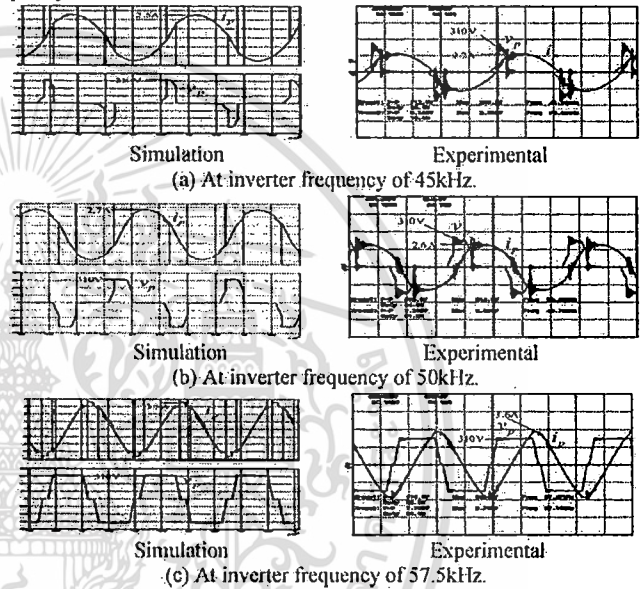


Fig. 14. Current (i_p) and voltage (v_p) of the primary side of the transformer at various inverter frequencies.

Fig. 15 shows the voltage and current waveforms of the secondary side of the transformer. Obviously, the voltage and current waveforms are nearly sinusoidal. The currents lead voltages for all frequencies since the electrode tube acts as a highly capacitive load. Obviously, constant 3.44kVpeak voltage value is obtained for all frequencies. The current amplitude increases when increasing the inverter frequency. This implies that the power supplied to the electrode tube increases. The simulation and experimental results are in good agreement not only the voltage and current waveforms but also the figures of the peak voltage and current. Again, these results confirm the validity of the proposed model and obtained parameters.

Fig.16 shows a variation of the absolute ozone concentration with the frequency effect. When increasing inverter frequency, the ozone concentration increases almost linearly. This shows that the inverter frequency is one of the most important factors for ionizing, apart from the voltage value. This is in accordance with the theory of ionization [10].

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

VII. CONCLUSIONS

The paper has dealt with the analysis and modeling of an ozone generator using a phase-shifted pulse width modulation full bridge inverter as a power supply. The proposed technique offering high-voltage and high-frequency is capable of generating ozone. The simulation and experimental results show good agreement and the validity of the proposed model. This technique allows constant applied electrode voltage whilst the frequency is varied. Without the adjust of a phase-shifted angle, the applied electrode can be decreased with a frequency increase due to a high frequency effect on a step-up transformer. As a consequence, the absolute ozone productivity is not achieved with the increase in the frequency. In order to overcome this problem, the phase shift PWM inverter is introduced. Apart from the voltage value, this technique has proved that the inverter frequency significantly affects the ozone productivity.

ACKNOWLEDGMENT

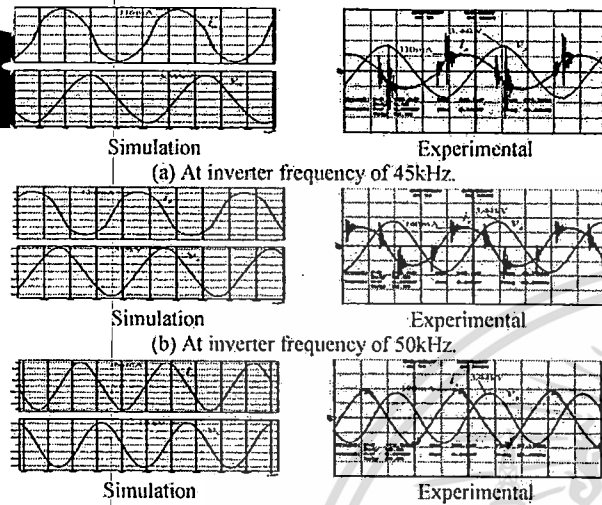
The authors would like to give special thanks to Mr. Anurag Mandsuk for valuable help in the design and the implementation of the prototype and SIAM University for financial support.

REFERENCES

- [1] Y.Konishi, S.P.Wang, M.Ishibashi, Y.L.Feng, and M.Nakaoka, "Efficient Ozonizer using PDM and PWM Controlled Resonant Inverter and its Performance Evaluations", Power Conversion Conference-Nagaoka (PCC-Nagaoka'97), vol. 2., pp.971-976, 3-6 Aug., 1997.
- [2] J. Marcos Alonso, Jesus Cardesin, Emilio Lopez Corominas, Manuel, Rico Secedes, and Jorge Garcia, "Low-Power High-Voltage High-Frequency Power Supply for Ozone Generation," IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 40, No.2, pp. 414-421, March/April 2004.
- [3] S. Potivejkul, V. Kinnares, P. Rattanavichien, "Design of ozone generator using solar energy," Proc. of IEEE Asia-Pacific Conference on Circuit and Systems (APCCAS), pp.217-220, 24-27 Nov. 1998.
- [4] Oleg Koudriavtsev, Shengpei Wang, Yoshihiro Konishi, and Mutsuo Nakaoka, "A Novel Pulse-Density Modulated High-Frequency Inverter for Silent Discharge-Type Ozonizer," IEEE Transaction on Industry Application, vol. 38, No.2, pp. 369-378, March/April 2002.
- [5] Mika Sippola, "Developments for The High Frequency Power Transformer Design and Implementation," Helsinki University of Technology Applied Electronics Laboratory, 2003
- [6] H. Kifune, Y. Hatanaka and M. Nakaoka, "Cost Effective Phase Shifted Pulse Modulation Soft Switching High Frequency Inverter for Induction Heating Applications," IEE Proc.-Electr.Power Appl., vol.151, pp.19-25, 2004
- [7] P.Hothongkham and V.Kinnares, "Performance Evaluation of an Ozone Generator Using a Phase Shift PWM Full Bridge Inverter", ECTI-CON2008, May, 2008.
- [8] P.Hothongkham and V.Kinnares, "Analysis and Modelling of an Ozone Generator Using a Phase-Shift PWM Full Bridge Inverter", IEEE ROBIO 2008 Conference, 21-25, Feb., 2009, Bangkok, THAILAND.
- [9] Bruno Langlais, David A. Reckhow and Deborah R. Brink, "Ozone in Water Treatment Application and Engineering", second edition, Cooperative Research Report, AWWA Research Foundation and Lewis Publishers, INC., Michigan, USA., 1991
- [10] E. Kuffel, W.S. Zaengl and J. Kuffel, "High Voltage Engineering Fundamental", second edition, Butterworth-Heinemann, 2000.
- [11] J. Marcos Alonso, Jorge Garcia, Antonio J. Calleja, Javier Ribas, and Jesus Cardesin, " Analysis, Design, and Experimentation of a High-Voltage Power Supply for Ozone Generation Based on Current-Fed Parallel-Resonant Push-Pull Inverter", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 41, No.5, pp.1364-1372, Sept./Oct. 2005.

Fig. 17 illustrates a variation of the ozone concentration the output power of the inverter. The fairly linearity is achieved. It is found that the ozone concentration depends the output power of the inverter. The increase in power can be attained by increasing the frequency.

Fig. 18 shows that the output power depends on the phase-shifted angle. The more values of the phase-shifted angle the more power can be achieved. It shows that the proposed inverter can adjust the output power by adjusting the phase-shifted angle ϕ .



15. Waveforms of the electrode tube voltage and current at several inverter frequencies.

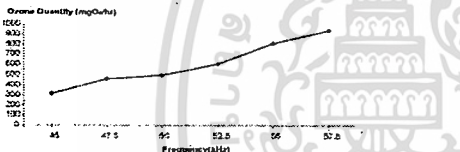


Fig. 16. Variation of the ozone production quantity with frequency.

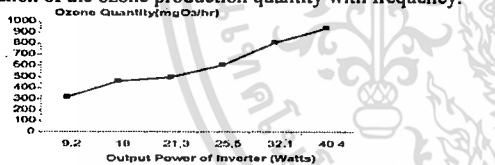


Fig. 17. Variation of the ozone quantity with output power.

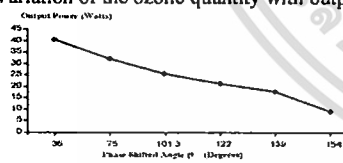


Fig. 18. Variation of the inverter power output with phase-shifted angle ϕ .

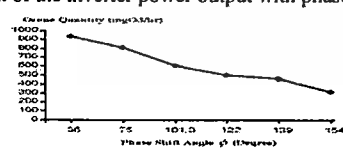


Fig. 19. Variation of ozone production quantity with phase-shifted angle ϕ .

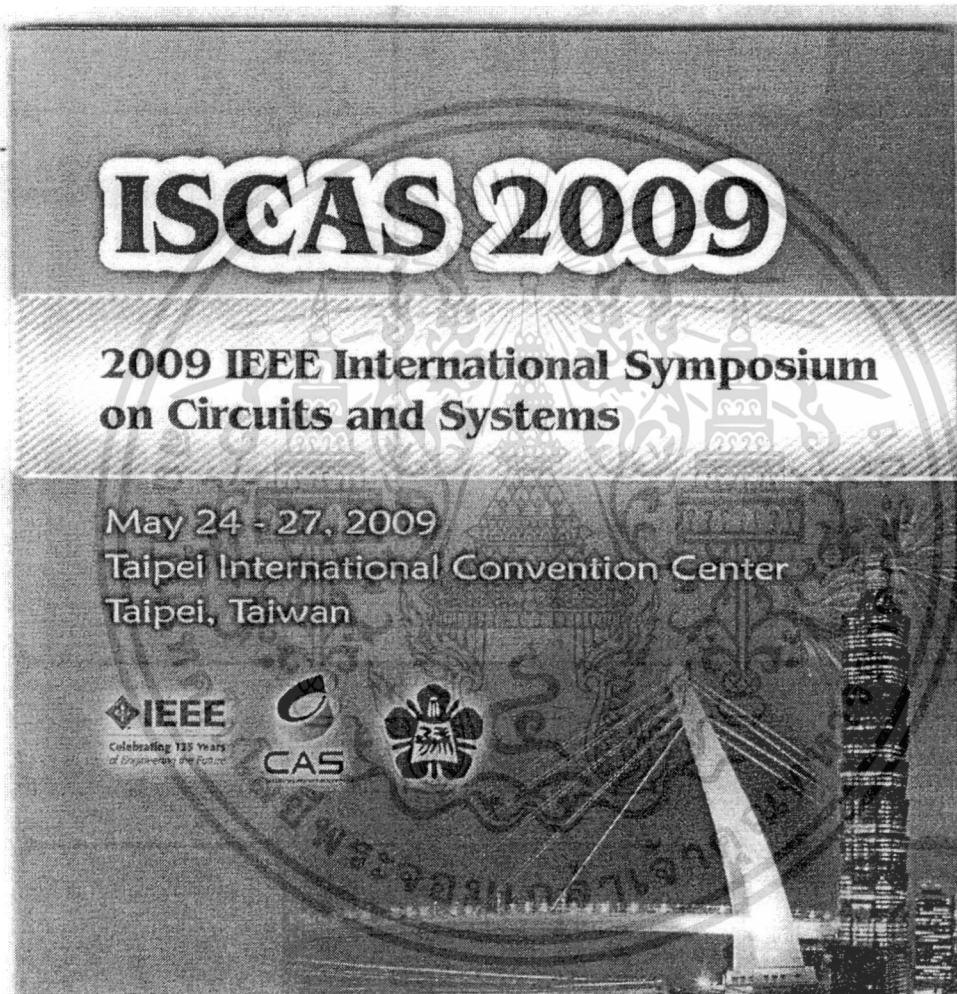
Fig. 19 shows a variation of ozone level with phase-shifted angle. When increasing phase-shifted angle, the ozone level increases almost linearly. This shows that the phase-shifted angle is one of the most important factors for ionizing, apart from applied voltage level. This is in accordance with the theory of ionization.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทความที่ได้รับการตีพิมพ์

การประชุมวิชาการชื่อ IEEE International Symposium on Circuits and Systems
(ISCAS 2009)

ชื่อ (อังกฤษ) Constant Voltage Control of High Voltage High Frequency Power Supply for
Ozone Quantity Adjustment



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Constant Voltage Control of High Voltage High Frequency Power Supply for Ozone Quantity Adjustment

Prasopchok Hothongkham and Vijit Kinnares

Dept. of Electrical Engineering, Faculty of Engineering,
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
Chalongkrung Road, Ladkrabang, Bangkok, Thailand, 10520
Email: prasopchok_ho@yahoo.com and kkwijit@kmitl.ac.th

Abstract— This paper proposes the high frequency high voltage power supply for an ozone generator using a phase-shift pulse width modulation (PWM) full bridge inverter. The circuit operation is fully described. The high frequency transformer and ozone generator mathematical models are also included for preliminarily calculating of instantaneous voltages and currents. The proposed system simulation using the MATLAB/SIMULINK software package is given. In order to ensure that zero voltage switching (ZVS) mode always operates over a certain range of a frequency variation, a series-compensated resonant inductor is included. The advantage of the proposed system is a capability of varying ozone gas production quantity by varying the frequency and phase shift angle of the converter whilst the applied voltage to the electrodes is kept constant. The correctness of the proposed technique is verified by both simulation and experimental results.

IGBT resonant inverter [1, 4-7]. This technique offers soft switching, reduced losses, and electro interference (EMI) / radio frequency interference (RFI). Various power control schemes such as pulse density modulation (PDM) were proposed for improving the ozone gas generating characteristics [1, 4]. However there are a few works for analysis of the ozone generation.

Therefore this paper focuses on the analysis of the high frequency high voltage power supply for an ozone generation system. A phase-shift PWM full bridge inverter is used for a power supply. The proposed system is able to vary ozone gas production quantity by varying the frequency and phase shift angle of the converter whilst the applied voltage to the electrodes is kept constant. The simulation and experimental results are illustrated to confirm the correctness the circuit operation and validity of the proposed method.

I. INTRODUCTION

In recent years, ozone has become important agent as the oxidant element for bleaching and disinfecting in many applications, particularly for air and water such as deodorization, drinking water purification, color removal etc. since it has an extremely strong oxidizing power, and leaves no residues harmful to the global environment [1,2]. As an alternative method, silent electric discharge or corona effect operation by applying the high voltage to electrode tubes is widely used in generating ozone for industrial applications. The use of high frequency power supplies for ozone generation offers advantages such as an increase in the power density applied to the ozonizer electrode surface and increase in ozone production for a given surface area, whilst decreasing the necessary peak voltage [4]. The increase in the frequencies up to several kilohertz is possible with power electronic switching devices for instance MOSFETs and IGBTs. Consequently, the increase in the efficiency of the ozonizer, the decrease in the equipment volume and easily controlled ozone production can be achieved [2]. Low power ozone generation can be found in [2, 3]. Many converter topologies have been proposed in order to improve efficiency and reduce size [1, 6]. One of those is based on the voltage source type

II. CONFIGURATION OF THE PROPOSED OZONE GENERATION

The proposed ozone generating system is shown in Fig. 1. It consists of a 1-phase full bridge diode rectifier with a DC smoothing capacitor, a high frequency phase shift PWM inverter using Power MOSFETs, a high frequency transformer and an electrode set. Detail of these components are as follows.

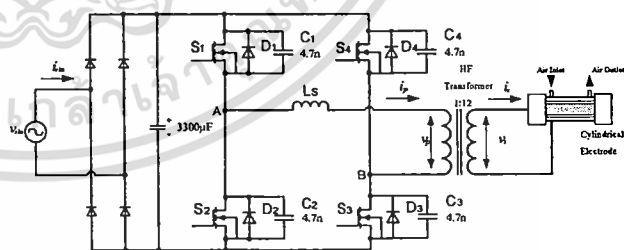


Fig.1 The proposed system of an Ozone generation.

1). **Full bridge diode rectifier:** This part converts a 220V AC mains supply to an approximately 310V DC voltage associated with the dc capacitor filter with value of $3300 \mu F$.

2). *Phase shift PWM full bridge inverter*: This part uses IRFP460 MOSFET package equipped with a free wheeling diode in the body as the switching devices. It converts DC into AC voltages. Phase-shift signals are controlled by a dsPIC microcontroller. The frequency of the AC output voltage is varied in a certain range to ensure that the zero voltage switching (ZVS) condition can occur for a decrease in switching loss. Switching pattern and states can be shown in Figures 2-3. As shown in Figure 3, the circuit operation can be divided into 8 modes as follows.

Mode 1: S_1 and S_3 turn on. The current flows from the dc supply through S_1 to the RLC load which is equivalent to the high frequency transformer and electrode. The current flows back to the dc supply via S_3 . The resultant voltage V_{AB} is $+V_d$ which is the dc supply voltage.

Mode 2: S_1 turns off while S_3 turns on and current flows through C_1 . C_1 is charged from zero to $+V_d/2$. The current flows through C_1 to the load and S_3 and then returns to the dc supply. At the same time, the voltage across C_2 is discharged from V_d to $+V_d/2$ via the load since C_2 is connected in parallel with the load.

Mode 3: This mode is in free wheeling time interval. S_1 , S_2 and S_4 open. The output voltage is zero. Then, the current still flows through D_2 , S_3 and the load.

Mode 4: During this mode, the current flows through D_2 , C_3 and the load. S_1 , S_2 , S_3 and S_4 turns off.

Mode 5: In this mode, S_2 and S_4 turn on. The current flows from the dc supply through S_4 and S_2 to the load. The load voltage V_{AB} is $-V_d$.

Mode 6: S_2 turns off while S_4 still turns on. Due to the stored energy load, then the decreased current flows through S_4 , C_2 and the load to the dc supply. C_2 which is connected in parallel with S_2 is charged from zero to $V_d/2$ via the load. C_1 is discharged from V_d to $V_d/2$.

Mode 7: This mode is a free wheeling mode. Since S_2 open, the path of current to the dc supply is cut off. Then the current flows through load (RLC), D_1 and S_4 . The load voltage is zero.

Mode 8: In this mode, S_1 turns on and S_4 turns off. The current flows through D_1 , C_4 and the load. Then, the cycle of the operation is repeated.

3). *High frequency transformer*: The EE-80 ferrite core is used. The output voltage is stepped up to 3.44kVpeak and fed to electrodes for ionizing gas.

4). *Resonant inductor (L_s)*: This component is used for reducing resonant frequency in a suitable range. The range is considered on the basis of minimized device losses.

5). *Electrode set*: The electrode set is designed for highly non-uniform electric field generation. The drawing is shown in Figure 4 for the front and side views. The dimensions of the electrode set are $r_1 = 2.45\text{cm}$, $r_2 = 2.25\text{cm}$ and $r_3 = 2.45\text{cm}$. The approximate permittivity value of the used dielectric glass (ϵ_g) is between 5 and 10, the approximate permittivity value of the air (ϵ_a) is equal to 1, and the electrode length is equal to 22cm. These dimension and specific permittivity values will be used for calculating the parameter values of the electrode equivalent circuit.

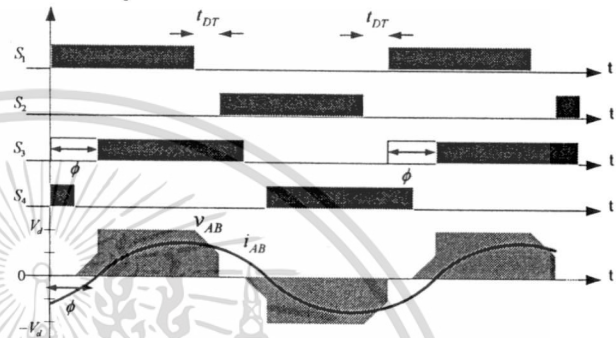


Fig. 2. Switching pattern of the proposed phase shift inverter.

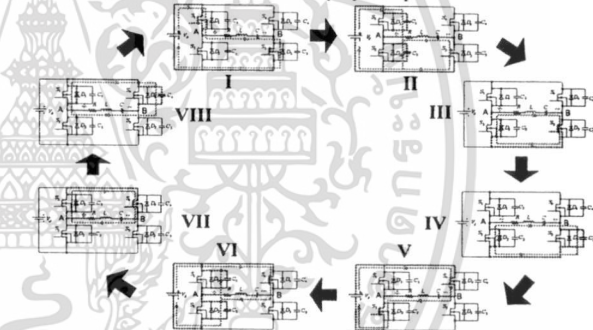


Fig. 3. Overall switching states of the phase shift full bridge inverter.

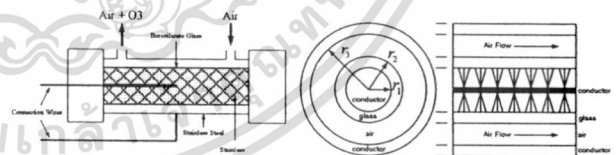


Fig. 4. Ozonizer configuration.

III. ANALYSIS OF THE MAIN AND LOAD CIRCUIT

In order to understand the preliminary characteristic of voltage and current of the main and load circuits, a mathematical approach is required. This analysis is based on reduced second order differential equations for ease of solving instantaneous voltage and current equations under the below assumptions.

- 1) All the components of the circuit are ideal.
- 2) Dead time t_{DT} is negligible.
- 3) The parameters are referred to the primary side of the transformer.

The applied voltage to the transformer and electrode tube is shown in Figure 5. The equivalent circuit for each state can

be shown in Figure 6. The parameters for the equivalent circuit are as follows.

V_d = DC voltage supply

v_o = transformer output voltage

i_1 = transformer input current

L_T = transformer parasitic inductance

R_T = transformer resistance

C_T = lump capacitance (load and transformer capacitance)

R'_e = equivalent load resistance

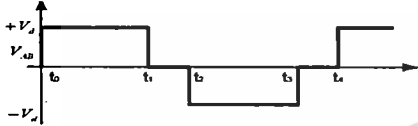


Fig. 5. Ideal output voltage of the inverter applied to the transformer and electrode tube.

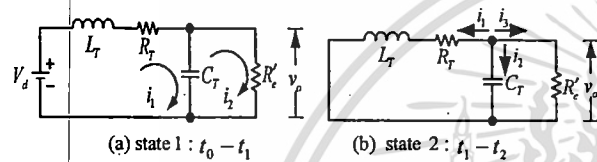


Fig. 6. Equivalent circuits for the second order derivative in the analysis.

The procedure for the circuit analysis is as follows.

For simplification, time constants, angular frequencies can be defined as follows:

$$\tau_{RC} = R'_e C_T, \tau_{RL} = \frac{L_T}{R_T}, \omega_T = \frac{1}{\sqrt{L_T C_T}}, \tau_i = \frac{R_T}{R'_e}, \alpha_T = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{\tau_{RC}} + \frac{1}{\tau_{RL}} \right),$$

$$\omega_N = \sqrt{\omega_M^2 - \alpha_T^2}, \omega_M = \sqrt{\omega_T^2 + \frac{1}{\tau_{RL} \tau_{RC}}}$$

- State 1 : interval $t_0 - t_1$

From Figure 6(a), using Mesh analysis gives

$$L_T \frac{di_1}{dt} + R_T i_1 + v_o = V_d \quad (1)$$

$$i_1 - i_2 = C_T \frac{dv_o}{dt} \quad (2)$$

$$i_1 = C_T \frac{dv_o}{dt} + \frac{v_o}{R'_e} \quad (3)$$

$$i_2 = \frac{v_o}{R'_e} \quad (4)$$

$$v_o = V_d - L_T \frac{di_1}{dt} - R_T i_1 \quad (5)$$

$$i_1 - \frac{v_o}{R'_e} - C_T \frac{dv_o}{dt} = 0 \quad (6)$$

Let initial conditions be $t=0$, $v_o(0) = V_{oi}$, $i_1(0) = I_{i1}$. Then the solution is

$$v_o = \frac{V_d}{\tau_i + 1} + \left(V_{oi} - \frac{V_d}{\tau_i + 1} \right) e^{(-\alpha_T t)} \cos(\omega_N t) + \frac{1}{\omega_N} \left(\alpha_T \left(V_{oi} - \frac{V_d}{\tau_i + 1} \right) + \frac{I_{i1}}{C_T} - \frac{V_{oi}}{\tau_{RC}} \right) e^{(-\alpha_T t)} \sin(\omega_N t) \quad (7)$$

Consequently, the transformer input current i_1 is

$$i_1 = \frac{V_d}{(R_T + R'_e)} + \left(I_{i1} - \frac{V_d}{(R_T + R'_e)} \right) e^{(-\alpha_T t)} \cos(\omega_N t)$$

$$+ \frac{1}{\omega_N} \left(\alpha_T \left(I_{i1} - \frac{V_d}{(R_T + R'_e)} \right) + \frac{V_d - V_{oi} - R_T I_{i1}}{L_T} \right) e^{(-\alpha_T t)} \sin(\omega_N t) \quad (8)$$

- State 2: interval $t_1 - t_2$

From Figure 6(b), using Nodal analysis at node v_o can arrange the equations as follows.

$$i_1 + i_2 + i_3 = 0 \quad (9)$$

$$i_1 = -C_T \frac{dv_o}{dt} - \frac{v_o}{R'_e} \quad (10)$$

$$L_T \frac{di_1}{dt} + R_T i_1 = v_o \quad (11)$$

Initial conditions are $t=t_1=0$, $v_o(0) = V_{oi}$, $i_1(0) = I_{i1}$. Then the solution is

$$v_o = V_{oi} e^{(-\alpha_T t)} \cos(\omega_N t) + \frac{1}{\omega_N} \left(\alpha_T V_{oi} + \frac{I_{i1}}{C_T} - \frac{V_{oi}}{C_T R'_e} \right) e^{(-\alpha_T t)} \sin(\omega_N t) \quad (12)$$

Consequently, the transformer input current is

$$i_1 = I_{i1} e^{(-\alpha_T t)} \cos(\omega_N t) + \frac{1}{\omega_N} \left(\alpha_T I_{i1} - \frac{R_T I_{i1} + V_{oi}}{L_T} \right) e^{(-\alpha_T t)} \sin(\omega_N t) \quad (13)$$

Using above equations, waveforms of the voltage and current of the transformer can be plotted as shown in Figures 9-10.

VI. SIMULATION AND EXPERIMENTAL RESULTS

The prototype has been implemented and tested. The resonant frequency is about 45kHz. The inverter frequency is varied between 45kHz and 60kHz. The reason for selecting such certain range of the inverter frequency is the limitation of the transformer current. The output voltage of the high frequency transformer is kept at 3.44kVpeak by adjusting the phase shifted angle ϕ . The compensated voltage is introduced since when working at high frequency, the characteristic of the high frequency transformer is likely to act as a low pass filter hence reducing the output voltage.

Figure 7 illustrates the MOSFET gate signals for each switch obtained from both simulation and experimental results. The experimental result is in good agreement with the simulation one. In order to prove ZVS operation, the switch voltage and current are shown in Figure 8. It can be obviously seen that when the S_1 turns on, the voltage across the switch falls to zero immediately. This event occurs before the switch current rises from a negative value through zero to a positive value. Therefore, in practical this negative current will flow slowly through the free wheeling diode built in the body of the MOSFET. Note that ZVS operation can reduce switching loss during turn-on of the switch. Again, the experimental result is in good agreement with the simulation one.

Figures 9-10 illustrate the voltages and currents of the primary side of the high frequency transformer (i.e. output of the inverter) at a variation of the inverter frequency (i.e. output of the inverter) with the constant output voltage of the transformer obtained from the simulation and the experiment. These results are in good agreement between the theory and practice. Clearly, the currents lag the voltages for all frequencies. When increasing the inverter frequency the pulse width of the voltage waveforms is increased in order to keep the output voltage of the transformer to be constant at 3.44kVpeak. These results have proved the correctness of the proposed system.

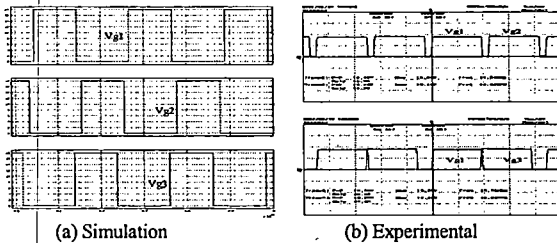


Fig. 7. Power MOSFET gate signals of M_1 , M_2 and M_3 respectively at a switching frequency of 45kHz.

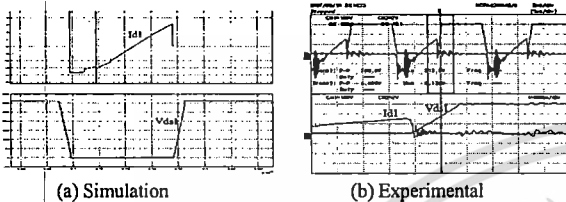


Fig. 8. Current (i_d) and voltage across MOSFET M_1 (v_{ds1}) at switching frequency of 57.5 kHz.

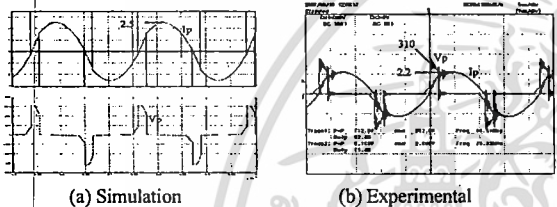


Fig. 9. Current (i_p) and voltage (v_p) of the primary side of the transformer at switching frequency of 45 kHz (nearly resonant operation).

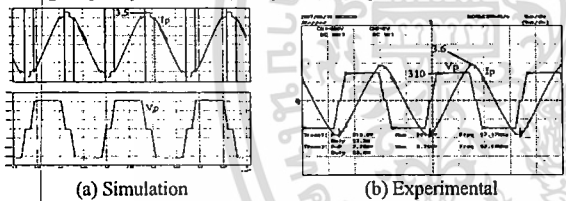


Fig. 10. Primary winding current (i_p) and voltage (v_p) at switching frequency of 57.5 kHz.

Figures 11-13 show a variation of ozone level with frequency and phase shift angle. When increasing inverter frequency, the ozone level increases almost linearly. This shows that the inverter frequency is one of the most important factors for ionizing, apart from applied voltage level. This is in accordance with the theory of ionization. As a consequence, when increasing phase shift angle, the ozone level decrease almost linearly. The inverter output power decreases since phase shift angle increase almost linearly.

V. CONCLUSIONS

The paper has dealt with the high frequency high voltage power supply of an ozone generator using a phase-shift pulse width modulation (PWM) full bridge inverter. The proposed technique offering high voltage and high frequency is capable of generating ozone. The simulation and experimental results show good agreement and the validity. This technique allows constant output voltage whilst the inverter frequency and phase shift angle varies. This technique has proved that the inverter frequency significantly affects the ozone level. However, the certain range of the controlled frequency of this work is narrow. The special electrode and transformer design

is needed. The further investigation under other conditions will be performed.

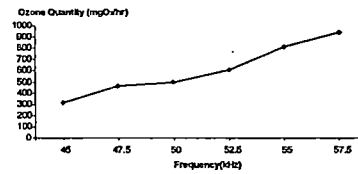


Fig. 11. Variation of ozone production quantity with frequency.

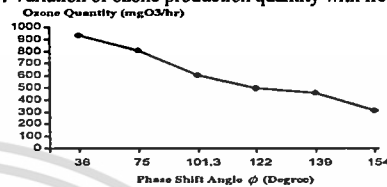


Fig. 12. Variation of ozone production quantity with phase shift angle ϕ .

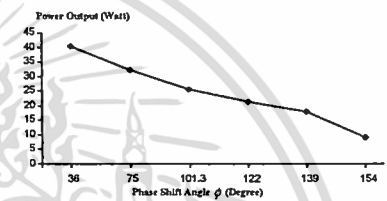


Fig. 13. Variation of inverter power output with phase shift angle ϕ .

ACKNOWLEDGMENT

The authors would like to give special thanks to Mr. Anurag Manduk for valuable help in the design and the implementation of the prototype and SIAM University for financial support.

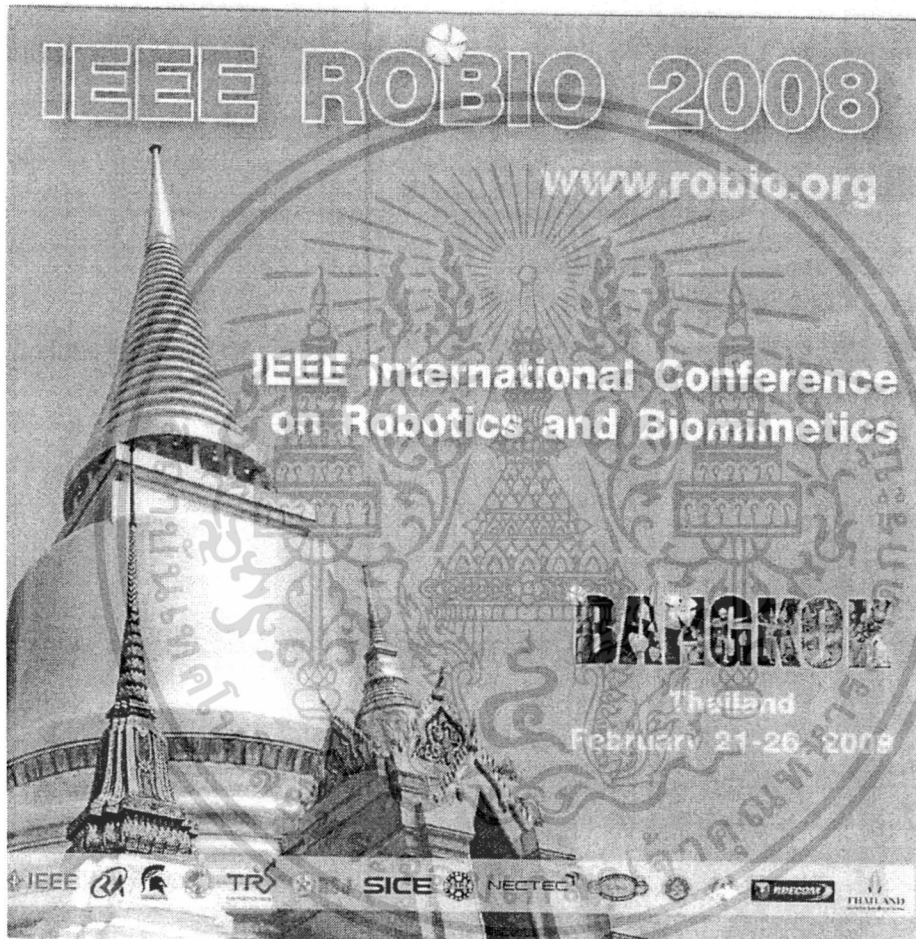
REFERENCES

- [1] Y.Konishi, S.P.Wang, M.Ishibashi, Y.L.Feng, and M.Nakaoka, "Efficient Ozone generator using PDM and PWM Controlled. Resonant Inverter and its Performance Evaluations", PCC-Nagaoka'97, pp.971-976, 1997.
- [2] J. Marcos Alonso, Jesus Cardesin, Emilio Lopez Corominas, Manuel Rico-Secedes and Jorge Garcia, "Low-Power High-Voltage High-Frequency Power Supply for Ozone Generation," IEEE Transaction on Industry Application, March/April 2004, Vol. 40, No.2, pp. 414-421.
- [3] S. Potivejkul, V. Kinnares, P. Rattanavichien, "Design of ozone generator using solar energy," Proc. of IEEE Asia-Pacific Conference on Circuit and Systems (APCCAS), 24-27 Nov 1998, pp.217-220.
- [4] Oleg Koudriavtsev, Shengpei Wang, Yoshihiro Konishi, and Mutsuo Nakaoka, "A Novel Pulse-Density Modulated High-Frequency Inverter for Silent Discharge-Type Ozonizer," IEEE Transaction on Industry Application, March/April 2002, Vol. 38, No. 2, pp. 369-378.
- [5] Mika Sippola, "Developments for The High Frequency Power Transformer Design and Implementation," Helsinki University of Technology Applied Electronics Laboratory, 2003.
- [6] H. Kifune, Y. Hatanaka and M. Nakaoka, "Cost effective phase shifted pulse modulation soft switching high frequency inverter for induction heating applications," IEE Proc.-Electr.Power Appl., 2004, Vol. 151, pp. 19-25.
- [7] P.Hothongkham, V.Kinnares, "Performance Evaluation of an Ozone Generator Using a Phase Shift PWM Full Bridge Inverter", ECTICON2008, May, 2008.
- [8] J. Marcos Alonso, Jorge Garcia, Antonio J. Calleja, Javier Ribas, and Jesus Cardesin, "Analysis, Design, and Experimentation of a High-Voltage Power Supply for Ozone Generation Based on Current-Fed Parallel-Resonant Push-Pull Inverter", IEEE Transaction on Industry Applications, September/October 2005, Vol. 41, No.5, pp. 1364-1372.

บทความที่ได้รับการตีพิมพ์

การประชุมวิชาการชื่อ **IEEE International Conference on Robotics and Biomimetics**
(IEEE ROBIO 2008)

ชื่อ (อังกฤษ) Analysis and Modelling of an Ozone Generator Using a Phase-Shift PWM Full
Bridge Inverter



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Analysis and Modelling of an Ozone Generator Using a Phase-Shift PWM Full Bridge Inverter

Prasopchok Hothongkham

Dept. of Electrical Engineering
Faculty of Engineering

King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
Chalongkrung Road, Ladkrabang, Bangkok, Thailand, 10520
prasopchok_ho@yahoo.com

Vijit Kinnares

Dept. of Electrical Engineering
Faculty of Engineering

King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
Chalongkrung Road, Ladkrabang, Bangkok, Thailand, 10520
kkwijit@kmitl.ac.th

Abstract - This paper proposes the analysis and modelling of an ozone generator using a phase-shift pulse width modulation (PWM) full bridge inverter as a power supply. The circuit operation is fully described. The high frequency transformer and ozone generator mathematical models are also included for preliminarily calculating of instantaneous voltages and currents. The proposed system simulation using the MATLAB/SIMULINK software package is given. In order to ensure that zero voltage switch (ZVS) is always operated over a certain range of a frequency variation, a series-compensated resonant inductor is included. The advantage of the proposed system is a capability of varying ozone gas production quantity by varying the frequency of the converter whilst the applied voltage to the electrodes is kept constant. The correctness of the proposed technique is verified by both simulation and experimental results.

Index Terms - Phase-shift PWM full bridge inverter, ozone generator, zero voltage switch

I. INTRODUCTION

In recent years, ozone has become important agent as the oxidant element for bleaching and disinfecting in many applications, particularly for air and water such as deodorization, drinking water purification, color removal etc. since it has an extremely strong oxidizing power, and leaves no residues harmful to the global environment [1, 2]. As an alternative method, silent electric discharge or corona effect operation by applying the high voltage to electrode tubes is widely used in generating ozone for industrial applications. The use of high frequency power supplies for ozone generation offers advantages such as an increase in the power density applied to the ozonizer electrode surface and increase in ozone production for a given surface area, whilst decreasing the necessary peak voltage [4]. The increase in the frequencies up to several kilohertz is possible with power electronic switching devices for instance MOSFETs and IGBTs. Consequently, the increase in the efficiency of the ozonizer, the decrease in the equipment volume and easily controlled ozone production can be achieved [2]. Low power ozone generation can be found in [2, 3]. Many converter topologies have been proposed in order to improve efficiency and reduce size [1, 6]. One of those is based on the voltage source type IGBT resonant inverter [1, 4-7]. This technique offers soft switching, reduced losses, and electro interference

(EMI)/radio frequency interference (RFI). Various power control schemes such as pulse density modulation (PDM) were proposed for improving the ozone gas generating characteristics [1, 4]. However there are a few works for analysis and modelling of the ozone generation.

Therefore this paper focuses on the analysis and modelling of an ozone generation system. A phase-shift PWM full bridge inverter is used for a power supply. The proposed system is able to vary ozone gas production quantity by varying the frequency of the converter whilst the applied voltage to the electrodes is kept constant. The simulation and experimental results are illustrated to confirm the correctness the circuit operation and validity of the proposed method.

II. CONFIGURATION OF THE PROPOSED OZONE GENERATOR

The proposed ozone generating system is shown in Fig. 1. It consists of a 1-phase full bridge diode rectifier with a DC smoothing capacitor, a high frequency phase shift PWM inverter using Power MOSFETs, a high frequency transformer and an electrode set. Detail of these components are as follows.

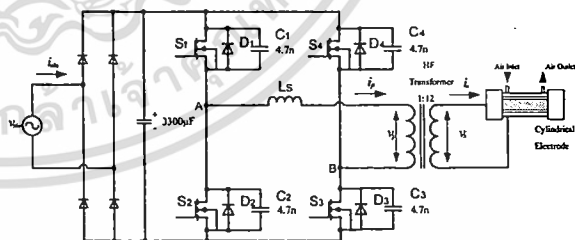


Fig.1. The proposed system of Ozone generation.

1) *Full bridge diode rectifier*: This part converts a 220V AC mains supply to an approximately 310V DC voltage associated with the dc capacitor filter with value of $3300 \mu F$.

2) *Phase shift PWM full bridge inverter*: This part uses IRFP460 MOSFET package equipped with a free wheeling diode in the body as the switching devices. It converts DC into AC voltages. Phase-shift signals are controlled by a dsPIC microcontroller. The frequency of the AC output

voltage is varied in a certain range to ensure that the zero voltage switching (ZVS) condition can occur for a decrease in switching loss.

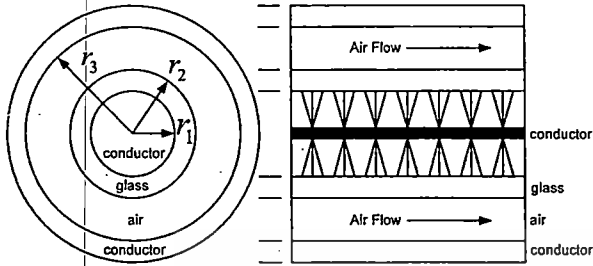


Fig. 2. Ozonizer configuration.

3) *High frequency transformer*: The EE-80 ferrite core is used. The output voltage is stepped up to 3.44kVpeak and fed to electrodes for ionizing gas.

4) *Resonant inductor (Ls)*: This component is used for reducing resonant frequency in a suitable range. The range is considered on the basis of minimized device losses.

5) *Electrode set*: The electrode set is designed for highly non-uniform electric field generation. The drawing is shown in Fig.2 for the front and side views. The dimensions of the electrode set are $r_1 = 2.45\text{ cm}$, $r_2 = 2.25\text{ cm}$ and $r_3 = 2.45\text{ cm}$. The approximate permittivity value of the used dielectric glass (ϵ_r) is between 5 and 10, the approximate permittivity value of the air (ϵ_r) is equal to 1, and the electrode length is equal to 22 cm. These parameter values will be used for simulation in the next section.

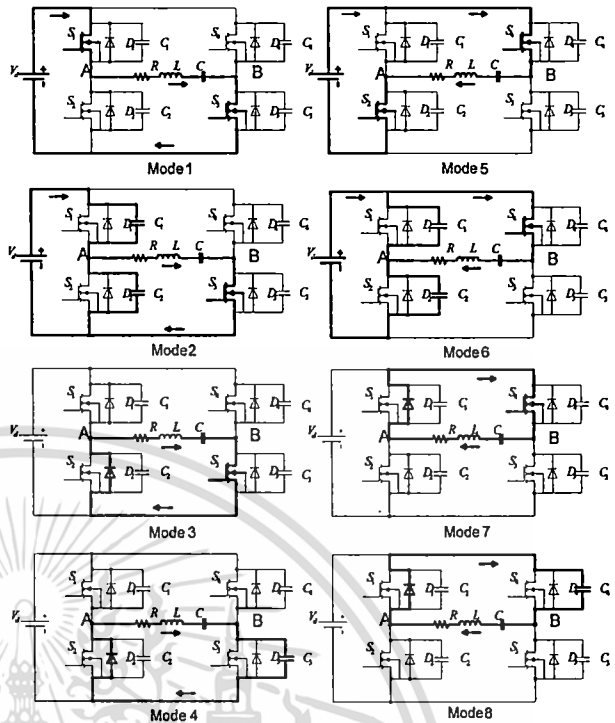


Fig. 4. Overall switching states of the phase shift full bridge inverter.

III. CONVERTER CIRCUIT OPERATION

The switching pattern and output voltage of the phase shift PWM full bridge inverter is shown in Fig.3 for a certain condition. Signals for switches S_3 and S_4 of the second leg are shifted away from for switches S_1 and S_2 of the first leg with the phase shifted angle ϕ . The dead time t_{DT} is used to prevent upper and lower switches for each leg (i.e. $S_1 - S_2$ and $S_3 - S_4$) from short circuit. The output voltage can be varied by changing ϕ . In order to achieve ZVS operation, the controlled frequency must be greater than the resonant frequency. As shown in Fig.4, the circuit operation can be divided into 8 modes as follows.

Mode 1: S_1 and S_3 turn on. The current flows from the dc supply through S_1 to the RLC load which is equivalent to the high frequency transformer and electrode. The current flows back to the dc supply via S_3 . The resultant voltage V_{AB} is $+V_d$ which is the dc supply voltage. The voltage across S_2 , C_2 and D_2 is $+V_d$ and voltage across S_1 , C_1 and D_1 is zero. The assumption is that the voltage across switches during turn-on is negligible. The voltage across S_4 , C_4 and D_4 is $+V_d$ and voltage across S_3 , C_3 and D_3 is zero.

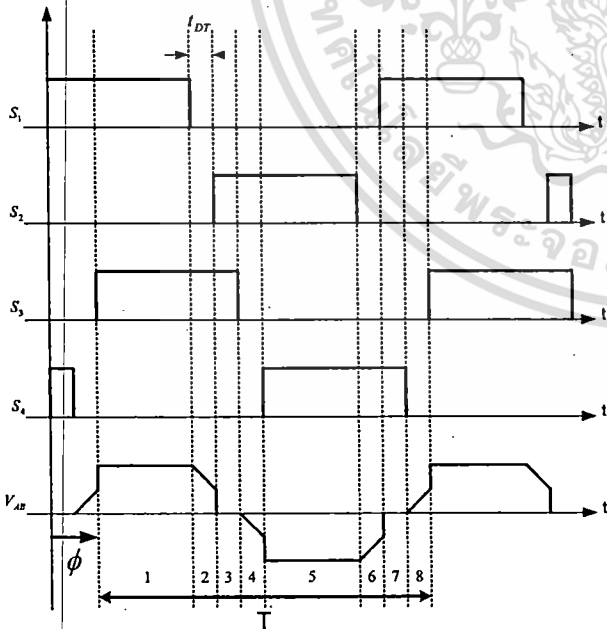


Fig.3. Switching pattern of the proposed phase shift inverter.

Mode 2: S_1 turns off while S_3 turns on and current flows through C_1 . C_1 is charged from zero to $V_d/2$. The current flows through C_1 to the load and S_3 and then returns to the dc supply. At the same time, the voltage across C_2 is discharged from V_d to $V_d/2$ via the load since C_2 is connected in parallel with the load.

Mode 3: This mode is in free wheeling time interval. S_1 , S_2 and S_4 open. The output voltage is zero. Then, the current still flows through D_2 , S_3 and the load.

Mode 4: During this mode, the current flows through D_2 , C_3 and the load. S_1 , S_2 , S_3 and S_4 turns off.

Mode 5: In this mode, S_2 and S_4 turn on. The current flows from the dc supply through S_4 and S_2 to the load. The load voltage V_{AB} is $-V_d$.

Mode 6: S_2 turns off while S_4 still turns on. Due to the stored energy load, then the decreased current flows through S_4 , C_2 and the load to the dc supply. C_2 which is connected in parallel with S_2 is charged from zero to $V_d/2$ via the load. C_1 is discharged from V_d to $V_d/2$.

Mode 7: This mode is a free wheeling mode. Since S_2 open, the path of current to the dc supply is cut off. Then the current flows through load (RLC), D_1 and S_4 . The load voltage is zero.

Mode 8: In this mode, S_1 turns on and S_4 turns off. The current flows through D_1 , C_4 and the load. Then, the cycle of the operation is repeated.

- i_1 = Transformer input current
- L_T = Transformer parasitic inductance
- R_T = Transformer resistance
- C_T = Lump capacitance (load and transformer capacitances)
- R'_e = Equivalent load resistance

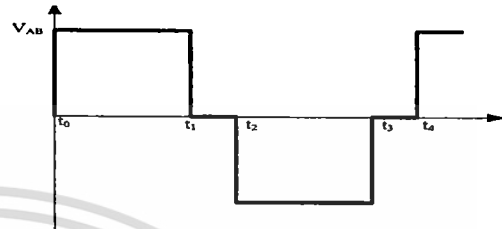


Fig. 5 Ideal output voltage of the inverter applied to the transformer and electrode tube.

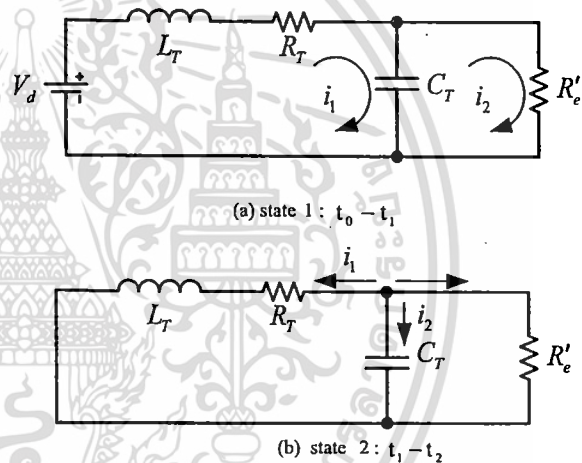


Fig. 6 Equivalent circuits for the second order derivative in the analysis.

IV. ANALYSIS OF THE MAIN AND LOAD CIRCUIT

In order to understand the preliminary characteristic of voltage and current of the main and load circuits, a mathematical approach is required. This analysis is based on reduced second order differential equations for ease of solving instantaneous voltage and current equations under the below assumptions.

- 1) All the components of the circuit are ideal.
- 2) Dead time t_{DT} is negligible.
- 3) The parameters are referred to the primary side of the transformer.
- 4) The effect of inductance L_m can be neglected during the interval $0 - t_{on}$.

The applied voltage to the transformer and electrode tube is shown in Fig.5. The equivalent circuit for each state can be shown in Fig.6. The parameters for the equivalent circuit are as follows.

- V_d = DC voltage supply.
- V_o = Transformer output voltage.

The procedure for the circuit analysis is as follows.

For simplification, time constants, angular frequencies can be defined as follows:

$$\tau_{RC} = R'_e \cdot C_T, \quad \tau_{RL} = \frac{L_T}{R_T}, \quad \omega_T = \frac{1}{\sqrt{L_T \cdot C_T}}, \quad \tau_i = \frac{R_T}{R'_e}$$

$$\alpha_T = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{\tau_{RC}} + \frac{1}{\tau_{RL}} \right), \quad \omega_M = \sqrt{\omega_T^2 + \frac{1}{\tau_{RL} \cdot \tau_{RC}}}, \quad \omega_N = \sqrt{\omega_M^2 - \alpha_T^2}$$

- State 1 : interval $t_0 - t_1$

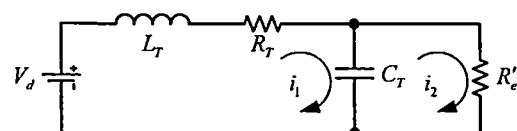


Fig.7 Equivalent circuit for state 1.

From Fig. 7, using Mesh analysis gives

$$L_T \cdot \frac{di_1}{dt} + R_T \cdot i_1 + V_o = V_d \tag{1}$$

$$i_1 - i_2 = C_T \cdot \frac{dV_o}{dt} \tag{2}$$

$$i_1 = C_T \cdot \frac{dV_o}{dt} + \frac{V_o}{R'_c} \tag{3}$$

$$i_2 = \frac{V_o}{R'_c} \tag{4}$$

$$V_o = V_d - L_T \cdot \frac{di_1}{dt} - R_T \cdot i_1 \tag{5}$$

$$i_1 - \frac{V_o}{R'_c} - C_T \cdot \frac{dV_o}{dt} = 0 \tag{6}$$

Let initial conditions be $t=0, V_o(0) = V_{oi}, i_1(0) = i_{1i}$.

Then the solution is

$$V_o = \frac{V_d}{\tau_i + 1} + \left(V_{oi} - \frac{V_d}{\tau_i + 1} \right) e^{(-a_T \cdot t)} \cdot \cos(\omega_N \cdot t) + \frac{1}{\omega_N} \left(\alpha_T \left(V_{oi} - \frac{V_d}{\tau_i + 1} \right) + \frac{i_{1i}}{C_T} - \frac{V_{oi}}{\tau_{RC}} \right) e^{(-a_T \cdot t)} \cdot \sin(\omega_N \cdot t) \tag{7}$$

Consequently, the transformer input current i_1 is

$$i_1 = \frac{V_d}{(R_T + R'_c)} + \left(i_{1i} - \frac{V_d}{(R_T + R'_c)} \right) e^{(-a_T \cdot t)} \cdot \cos(\omega_N \cdot t) + \frac{1}{\omega_N} \left(\alpha_T \left(i_{1i} - \frac{V_d}{(R_T + R'_c)} \right) + \frac{V_d - V_{oi} - R_T \cdot i_{1i}}{L_T} \right) e^{(-a_T \cdot t)} \cdot \sin(\omega_N \cdot t) \tag{8}$$

- State 2: interval $t_1 - t_2$

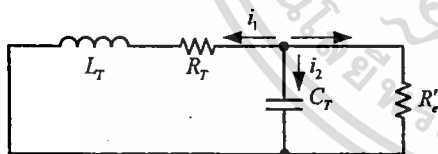


Fig. 8 Equivalent circuit for state 2.

From Fig. 8, using Nodal analysis at node V_o can arrange the equations as follows.

$$i_1 + i_2 + i_3 = 0 \tag{9}$$

$$i_1 = -C_T \frac{dV_o}{dt} - \frac{V_o}{R'_c} \tag{10}$$

$$L_T \cdot \frac{di_1}{dt} + R_T \cdot i_1 = V_o \tag{11}$$

Initial conditions are $t=t_1=0, V_o(0) = V_{oi}, i_1(0) = i_{1i}$. Then the solution is

$$V_o = V_{oi} \cdot e^{(-a_T \cdot t)} \cdot \cos(\omega_N \cdot t) + \frac{1}{\omega_N} \left(\alpha_T \cdot V_{oi} + \frac{i_{1i}}{C_T} - \frac{V_{oi}}{C_T \cdot R'_c} \right) e^{(-a_T \cdot t)} \cdot \sin(\omega_N \cdot t) \tag{12}$$

Consequently, the transformer input current is

$$i_1 = i_{1i} \cdot e^{(-a_T \cdot t)} \cdot \cos(\omega_N \cdot t) + \frac{1}{\omega_N} \left(\alpha_T \cdot i_{1i} - \frac{R_T \cdot i_{1i} + V_{oi}}{L_T} \right) e^{(-a_T \cdot t)} \cdot \sin(\omega_N \cdot t) \tag{13}$$

Using above equations, waveforms of the voltage and current of the transformer can be plotted as shown in Fig.9.

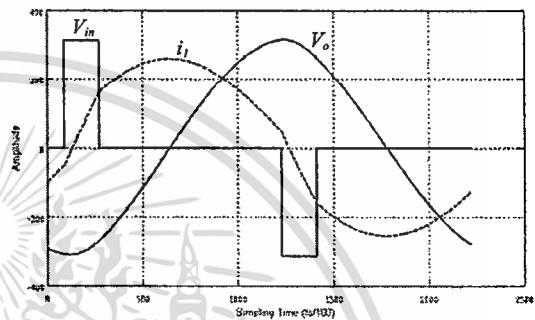


Fig. 9 Calculated input voltage (V_{in}), input current (i_1), output voltage (V_o) of the high frequency high voltage transformer using MATLAB/SIMULINK.

Waveforms from Fig.9 are merely results of a first stage for analyzing the simplified modelling of the proposed system. However, the complete modelling of the proposed system can be shown in Fig.10 for the simulation using MATLAB/SIMULINK.

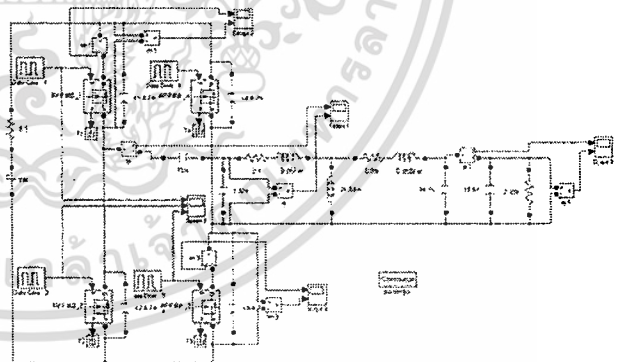


Fig. 10 The proposed system modelling using MATLAB/ SIMULINK.

V. SIMULATION AND EXPERIMENTAL RESULTS

The prototype has been implemented and tested. The resonant frequency is about 45kHz. The inverter frequency is varied between 45kHz and 60kHz. The reason for selecting such certain range of the inverter frequency is the limitation of the transformer current. The output voltage of the high frequency transformer is kept at 3.44kVpeak by adjusting the

VI. CONCLUSIONS

The paper has dealt with the analysis and modelling of an ozone generator using a phase-shift pulse width modulation (PWM) full bridge inverter as a power supply. The proposed technique offering high voltage and high frequency is capable of generating ozone. The simulation and experimental results show good agreement and the validity. This technique allows constant output voltage whilst the inverter frequency varies. This technique has proved that the inverter frequency significantly affects the ozone level. However, the certain range of the controlled frequency of this work is narrow. The special electrode and transformer design is needed. The further investigation under other conditions is undertaking for this work.

ACKNOWLEDGMENT

The authors would like to give special thanks to Mr. Anurag Mandsuk for valuable help in the design and the implementation of the prototype and SIAM University for financial support.

REFERENCES

- [1] Y. Konishi, S.P. Wang, M. Ishibashi, Y.L. Feng, and M. Nakaoka, "Efficient Ozonizer using PDM and PWM Controlled Resonant Inverter and its Performance Evaluations", PCC-Nagaoka,
- [2] J. Marcos Alonso, Jesus Cardesin, Emilio Lopez Corominas, Manuel Rico-Secedes and Jorge Garcia, "Low-Power High-Voltage High Frequency Power Supply for Ozone Generation," IEEE Transaction on Industry Application, March/April 2004, Vol. 40, No.2, pp. 414-421
- [3] S. Potivejkul, V. Kinnares, P. Rattanavichien, "Design of ozone generator using solar energy," Proc. of IEEE Asia-Pacific Conference on Circuit and Systems (APCCAS), 24-27 Nov 1998, pp.217-220
- [4] Oleg Koudriavtsev, Shengpei Wang, Yoshihiro Konishi, and Mutsuo Nakaoka, "A Novel Pulse-Density Modulated High-Frequency Inverter for Silent Discharge-Type Ozonizer," IEEE Transaction on Industry Application, March/April 2002, Vol. 38, No. 2, pp. 369-378
- [5] Mika Sippola, "Developments for The High Frequency Power Transformer Design and Implementation," Helsinki University of Technology Applied Electronics Laboratory, 2003
- [6] H. Kifune, Y. Hatanaka and M. Nakaoka, "Cost effective phase shifted pulse modulation soft switching high frequency inverter for induction heating applications," IEE Proc.-Electr. Power Appl., 2004, Vol.151, pp.19-25
- [7] P. Hothongkham, V. Kinnares, "Performance Evaluation of an Ozone Generator Using a Phase Shift PWM Full Bridge Inverter", ECTICON2008, May, 2008.

บทความที่ได้รับการตีพิมพ์

การประชุมวิชาการชื่อ The 2008 ECTI International Conference (ECTI-CON 2008)

ชื่อ (อังกฤษ) Performance Evaluation of an Ozone Generator Using a Phase Shift PWM Full Bridge Inverter



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประวัติผู้เขียน

ชื่อ นามสกุล	นายประสพโชค โห้ทองคำ
วัน เดือน ปี เกิด	วันที่ 20 พฤษภาคม พ.ศ. 2516
ภูมิลำเนาเดิม	จังหวัดสมุทรสาคร
ที่อยู่ปัจจุบัน	78 หมู่ที่ 4 ต. แคราย อ. กระทุ่มแบน จ. สมุทรสาคร 74110
สถานที่ทำงาน	ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยสยาม กรุงเทพมหานคร
ประวัติการศึกษา	- ระดับปริญญาโท : วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต (วศ.ม.) สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า จากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหาร ลาดกระบัง ปีการศึกษา 2544 - ระดับปริญญาตรี : วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต (วศ.บ.) สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า จากมหาวิทยาลัยสยาม ปีการศึกษา 2537
งานวิจัยที่สนใจ	- อิเล็กทรอนิกส์กำลังและการประยุกต์ใช้งาน (Power Electronics and Its Application) - เครื่องผลิตก๊าซ โอโซน (Ozone Generator)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้