

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

ฟูลบริดจ์เรโซแนนท์อินเวอร์เตอร์ที่มีการควบคุมแบบไม่สมมาตรสำหรับการใช้งานให้
ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำ

FULL-BRIDGE RESONANT INVERTER WITH ASYMMETRICAL VOLTAGE
CONTROL INDUCTION HEATING



เลขหมู่.....
เลขทะเบียน..... 62640
วัน,เดือน,ปี..... 21 ส.ค. 2549

b. 11891338
i.....

ปริญญาานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2548

ฟูลบริดจ์เรโซแนนท์อินเวอร์เตอร์ที่มีการควบคุมแบบไม่สมมาตรสำหรับการใช้งานให้
ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำ

FULL-BRIDGE RESONANT INVERTER WITH ASYMMETRICAL
VOLTAGE CONTROL INDUCTION HEATING



ปริญญาโทนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2548

ปริญญาโทปีการศึกษา 2548

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า


คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง ฟูลบริดจ์เรโซแนนท์อินเวอร์เตอร์ที่มีการควบคุมแบบไม่สมมาตรสำหรับการ
ใช้งานให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำ

Full-Bridge Resonant Inverter with Asymmetrical Voltage Control
Induction Heating

ผู้จัดทำ

- 
1. นาย นพดล สังข์ลาย รหัสประจำตัว 46015100
 2. นาย พรอนันต์ อธิธยาโณ รหัสประจำตัว 46015105
 3. นาย เกียรติศักดิ์ ผาสุขมูล รหัสประจำตัว 46015129
 4. นาย จิระศักดิ์ นิ่มนวล รหัสประจำตัว 46015132

.....อาจารย์ที่ปรึกษา

(รศ. ดร. วิริยะ พิเชฐจำเริญ)

ฟูลบริดจ์เรโซแนนท์อินเวอร์เตอร์ที่มีการควบคุมแบบไม่สมมาตรสำหรับการใช้งานให้ ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำ

- | | | |
|----------------------|-----------|---------------|
| 1. นาย นพดล | สังข์ลาย | รหัส 46015100 |
| 2. นาย พรอนันต์ | อิทธิยาโน | รหัส 46015105 |
| 3. นาย เกียรติศักดิ์ | ผาสุขมูล | รหัส 46015129 |
| 4. นาย จิระศักดิ์ | นันทนวล | รหัส 46015132 |

รศ. ดร. วิริยะ พิเศษจำเริญ อาจารย์ที่ปรึกษา
ปี 2548

บทคัดย่อ

การทำงานของวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์เรโซแนนท์อนุกรมที่มีการควบคุมกำลัง
เอาต์พุตโดยการตัดสัญญาณความกว้างของพัลส์ในทางซีกบวกที่ใช้ในการชูปะเชิงผิวโลหะ ผล
เมื่อปรับค่า Duty มากขึ้นจะได้ค่ากำลังเอาต์พุตน้อยลงและเมื่อพยายามปรับพัลส์ให้มีความ
สมมาตรก็จะทำให้ได้ค่ากำลังสูงสุด โดยค่า Duty ที่ทำการปรับจะทำการปรับจาก Duty ที่ 50%
ไปจนถึงค่า Duty ที่ 20% โดยกำหนดค่าความถี่ให้คงที่ตลอดเวลา

Full-Bridge Resonant Inverter with Asymmetrical Voltage Control Induction Heating

Nopphadol

Sunglai

Pornanan

Ittiyano

Kaitisak

Phasukmoon

Jirasak

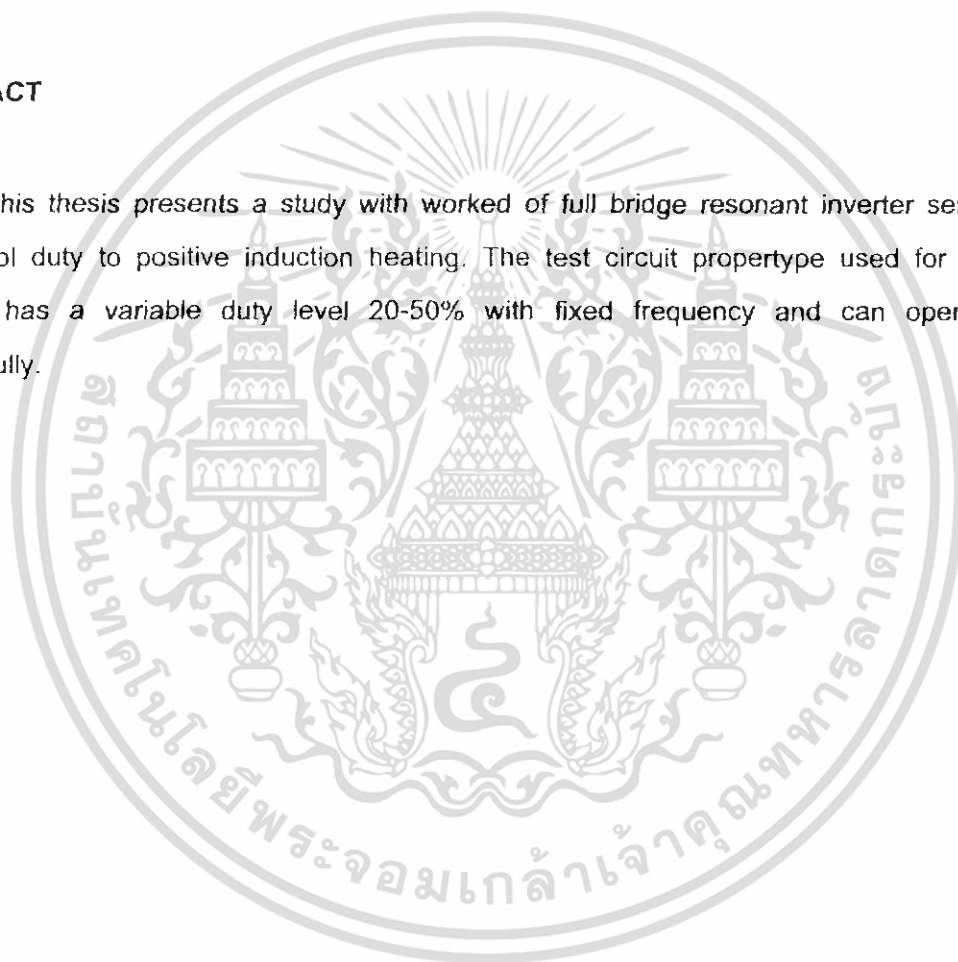
Nimnoul

Assc. Prof. Dr. Viriya Pichetchumroen Advisor

Year 2005

ABSTRACT

This thesis presents a study with worked of full bridge resonant inverter series for control duty to positive induction heating. The test circuit property used for the analysis has a variable duty level 20-50% with fixed frequency and can operate successfully.



กิตติกรรมประกาศ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงลงได้ ทางคณะผู้จัดทำต้องขอกราบขอบพระคุณ รศ. ดร. วิริยะ พิเชฐจำเริญ อาจารย์ที่ปรึกษาผู้ซึ่งให้ความช่วยเหลือ แนะนำแนวทางในการศึกษาค้นคว้าตลอดการทำงาน และ ขอขอบคุณพี่ๆห้องปฏิบัติการความเข้าใจและดูแลในระหว่างการทำโครงการนี้จนสำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี ขอกราบขอบพระคุณภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ที่ให้โอกาสในการศึกษา และ เรียนรู้การใช้ชีวิตในระดับอุดมศึกษา

และสุดท้าย ขอกราบขอบพระคุณ บิดา มารดา ที่เป็นทุกสิ่งทุกอย่าง เป็นผู้ให้ที่ยิ่งใหญ่ ของคณะผู้จัดทำ ทำให้งานประสบความสำเร็จสมดังปรารถนา



สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	II
กิตติกรรมประกาศ	III
สารบัญ	IV
สารบัญรูป	VII
สารบัญตาราง	X

บทที่ 1 บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 ความน่าสนใจของปัญหาและวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	1
1.3 แนวความคิดที่ใช้ในงานวิจัยนี้.....	2
1.4 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์.....	2
1.5 ขอบเขตในการวิจัย.....	2
1.6 ขั้นตอนและวิธีการดำเนินงาน.....	3
1.7 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับจากการวิจัย.....	3

บทที่ 2 พื้นฐานการชุปแข็งเหล็กด้วยการให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำไฟฟ้าที่

ความถี่สูง.....	4
2.1 บทนำ.....	4
2.2 พื้นฐานทางโครงสร้างของเหล็กในงานด้านการให้ความร้อน.....	4
2.2.1 พื้นฐานการชุปผิวแข็งเหล็กด้วยวิธีการให้ความร้อนจน เหล็กเปลี่ยนโครงสร้างและลดความร้อนอย่างรวดเร็ว.....	4
2.2.2 กรรมวิธีในการทำให้เกิดความแข็งในกระบวนการชุปแข็ง ในรูปแบบต่างๆ.....	5
2.2.3 การลดความเปราะของเหล็กให้ได้ความแข็งแรงตามต้อง การหลังการชุปแข็ง.....	7
2.2.4 ผลของปริมาณคาร์บอนต่อคุณสมบัติทางฟิสิกส์ของเหล็ก.....	7
2.3 พื้นฐานทางแม่เหล็กไฟฟ้าของงานด้านการให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำ.....	8
2.3.1 พื้นฐานการเกิดความร้อนโดยการเหนี่ยวนำทางแม่เหล็กไฟฟ้า.....	8
2.3.2 คุณสมบัติทางไฟฟ้าและทางอุณหภูมิของเหล็กชิ้นงาน.....	11
2.3.3 การวิเคราะห์วงจรสมมูลของขดลวดเหนี่ยวนำความร้อน.....	13

2.4	พื้นฐานของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าสำหรับการให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำ.....	17
บทที่ 3	หลักการพื้นฐานของวงจรรีโซแนนซ์ที่ใช้กับวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์.....	19
3.1	บทนำ.....	19
3.2	อินเวอร์เตอร์รีโซแนนซ์แบบอนุกรม.....	19
3.2.1	หลักการทํางานเบื้องต้น.....	19
3.2.2	การสูญเสียจากการสวิตชิง.....	22
3.2.3	การควบคุมขนาดแรงดัน.....	22
3.3	หลักการเรโซแนนซ์.....	24
3.4	การเปรียบเทียบข้อดีและข้อเสียของวงจรอินเวอร์เตอร์รีโซแนนซ์ชนิดอนุกรมและขนาน.....	25
3.5	การวิเคราะห์ค่าพารามิเตอร์ต่างๆในวงจรรีโซแนนซ์อนุกรม.....	26
3.6	การวิเคราะห์แรงดัน กระแส และค่าแรงดันของวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์รีโซแนนซ์อนุกรม.....	29
3.7	การคำนวณหาค่าความต้านทานและอินดักแตนซ์สมมูลของวงจรอินเวอร์เตอร์รีโซแนนซ์.....	33
3.8	สรุป.....	34
บทที่ 4	ฮาร์มอนิกส์ และตัว ประกอบกำลังไฟฟ้า.....	35
4.1	บทนำ.....	35
4.2	ความหมายของค่าตัวประกอบกำลัง.....	36
4.3	ผลกระทบต่อค่าตัวประกอบกำลังของโหลดแบบเชิงเส้น.....	37
4.4	ผลกระทบต่อค่าตัวประกอบกำลังของโหลดแบบไม่เชิงเส้น.....	38
4.5	ผลกระทบที่เกิดจากฮาร์มอนิกส์ต่อระบบจ่ายไฟฟ้ากำลังหรือการไฟฟ้า.....	43
บทที่ 5	โครงสร้างของเครื่องอินเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์รีโซแนนซ์ที่มีการควบคุมแรงดันแบบไม่สมมาตรสำหรับใช้งานให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำในเครื่องชุบแข็งผิวโลหะ.....	44
5.1	บทนำ.....	44
5.2	วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น (Full Bridge Inverter).....	44
5.3	วงจรขับเกดสำหรับมอสเฟส.....	45
5.3.1	การออกแบบวงจรขับเกดสำหรับมอสเฟดกำลัง47	

สารบัญ(ต่อ)

หน้า

5.3.2 วงจรเดคไทม์.....	49
5.4 วงจรอินเวอร์เตอร์ (Inverter).....	51
5.5 หม้อแปลงความถี่สูง.....	51
5.6 ชุดโหลดแท่งซูบแข็ง.....	52
5.7 การระบายความร้อนและการออกแบบ.....	53
5.8 หลักการของอินเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ขณะขับโหลดเรโซแนนท์ อนุกรมที่มีการควบคุมด้วยการปรับความถี่.....	56
บทที่ 6 การทดลองเครื่องซูบแข็งผิวโลหะ.....	59
6.1 บทนำ.....	59
6.2 การทดลองเครื่องซูบแข็งผิวโลหะโดยทำการตัดสัญญาณที่ Duty ต่างๆ.....	59
บทที่ 7 วิจารณ์และสรุป.....	71
เอกสารอ้างอิง	
ภาคผนวก	

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 ความสัมพันธ์ระหว่างเปอร์เซ็นต์คาร์บอนของเหล็กกับอุณหภูมิ.....	5
2.2 ผลของเปอร์เซ็นต์คาร์บอนที่มีต่อการเพิ่มขึ้นของความแข็งและ แรงในการดึงและการยืดหยุ่นที่มากกระทำต่อเหล็ก.....	7
2.3 ผลของเปอร์เซ็นต์คาร์บอนที่มีต่อการยืด การหดและการกระแทกของเหล็ก.....	8
2.4 ลักษณะการไหลวนของกระแสไฟฟ้าและเส้นแรงแม่เหล็กที่ขดลวดและชิ้นงาน.....	9
2.5 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่กับความลึกกระแสที่ไหลในเหล็กที่ อุณหภูมิ 25 °C และ 900 °C.....	11
2.6 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าความซึมซาบสนามแม่เหล็ก ของเหล็กหรือชิ้นงานกับอุณหภูมิ.....	12
2.7 ความสัมพันธ์ระหว่างอุณหภูมิและค่าสภาพต้านทานไฟฟ้า.....	13
2.8 วงจรสมมูลของขดลวดเหนี่ยวนำซึ่งพันรอบแท่งโลหะที่ชิ้นงานเมื่อนำมา พิจารณาในลักษณะเดียวกับหลักการของหม้อแปลง.....	14
2.9 วงจรสมมูลของขดลวดเหนี่ยวนำที่พันรอบแท่งเหล็กโลหะที่ บรรจุชิ้นงานโดยพิจารณาจากด้านทุติยภูมิ.....	14
2.10 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่ใช้งานกับพิกัดกำลังไฟฟ้า สำหรับอุปกรณ์สวิตช์แต่ละชนิด.....	18
2.11 ความสัมพันธ์ระหว่างย่านความถี่ใช้งานกับพิกัดการจ่าย กำลังไฟฟ้าสำหรับงานให้ความร้อน.....	18
3.1 วงจรอินเวอร์เตอร์รีโซแนนซ์แบบอนุกรม (ข) วงจรสมมูล R – L – C (ค) ค่า บรรทัดฐานของผลตอบสนองเชิงความถี่.....	21
3.2 ผลตอบสนองต่อลูกคลื่นวงจรอินเวอร์เตอร์รีโซแนนซ์แบบอนุกรม.....	24
3.3 โครงสร้างของวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์รีโซแนนซ์อนุกรม.....	26
3.4 ความสัมพันธ์ระหว่าง Normalized อินพุตอิมพีแดนซ์ของวงจรรีโซ แนนซ์อนุกรมกับความถี่ที่เปลี่ยนแปลงที่ค่า Q_L ต่างๆ.....	28

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.5 ค่ามุมเฟสของอินพุตอิมพีแดนซ์ของวงจรอินเวอร์เตอร์รีโซแนนท์ อนุกรมต่อ ความถี่ที่เปลี่ยนแปลงที่ค่า Q_L ต่างๆ (Phase angle) ค่าบวกแสดงกระแสเอาต์พุต i_o ล้าหลังแรงดันเอาต์พุต V_o	28
3.6 วงจรสมมูลของวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์รีโซแนนท์อนุกรม.....	29
3.7 คลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุตของวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์รีโซแนนท์ อนุกรม.....	29
3.8 Normalized กระแสไหลตของวงจรอินเวอร์เตอร์อนุกรม ต่อความถี่ที่เปลี่ยนแปลงมีค่า Q_L ต่างๆ.....	32
3.9 Normalized กำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจรอินเวอร์เตอร์ รีโซแนนท์อนุกรมต่อความถี่ที่เปลี่ยนแปลงที่ค่า Q_L	32
3.10 เฟสเซอร์โอดีเอแกรมของรีโซแนนท์อนุกรม.....	33
4.1 รูปคลื่นที่ผิดเพี้ยนไปจากไซน์ซึ่งประกอบด้วยส่วนประกอบความถี่หลักมูลโดย มีฮาร์โมนิกส์ที่ 3 และค่าความเพี้ยนฮาร์โมนิกส์รวม (THD) เท่ากับ 30%.....	36
4.2 จำลองสถานะที่การไฟฟ้าจ่ายพลังงานไฟฟ้าให้กับโหลดแบบเชิงเส้น.....	37
4.3 จำลองสถานะที่การไฟฟ้าจ่ายพลังงานไฟฟ้าให้กับโหลดแบบไม่เป็นเชิงเส้น.....	38
4.4 ค่าตัวประกอบกำลังต่อค่าความเพี้ยนฮาร์โมนิกส์รวมของกระแสไฟฟ้า กรณีโหลดไม่เป็นเชิงเส้น.....	41
4.5 (ก) สามเหลี่ยมกำลังไฟฟ้าของสัญญาณไซน์.....	42
4.5 (ข) สามเหลี่ยมกำลังไฟฟ้าของสัญญาณไซน์ที่มีส่วนประกอบฮาร์โมนิกส์.....	42
4.6 ผลกระทบของรูปคลื่นกระแสไฟฟ้าที่โหลดแบบต่างๆ.....	43
5.1 วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น (Full Bridge Rectifier).....	45
5.2 วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น.....	45
5.3 (ก) Switch mode Pulse Width Dead time and feedback Control Circuit.....	46
5.3 (ข) Switch mode Pulse Width Dead time and feedback Control Circuit.....	46
5.4 ตัวอย่างวงจรขับเคลื่อนของมอสเฟตกำลัง.....	48
5.5 วงจรขับเคลื่อนแบบโทเท็มโพล.....	48
5.6 ไอซีออปโตคัปเปอเรอร์ของวงจรขับเคลื่อนที่มีบัฟเฟอร์แบบ โทเท็มโพล.....	48
5.7 สัญญาณขับเคลื่อน S_1 , S_2 , S_3 และ S_4 ที่ประวิงเวลา.....	49
5.8 การจำลองวงจรประวิงเวลา.....	50
5.9 รูปคลื่นแรงดันในการประวิงเวลา.....	50

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.10 แสดงวงจรอินเวอร์เตอร์.....	51
5.11 หม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงใช้แกนเหล็กเฟอร์ไรต์.....	52
5.12 แสดงชุดแท่งโหลดชุปแข็งผิวโลหะ.....	52
5.13 การไหลของกำลังสูญเสียในรูปความร้อน.....	55
6.1 แบบการทำงานโดยรวม.....	60
6.2 การวัดสัญญาณอินพุตและเอาต์พุต.....	60
6.3 สัญญาณอินพุตที่จ่ายไฟให้กับวงจร.....	61
6.4 สัญญาณเอาต์พุตที่จ่ายไฟให้กับวงจร.....	61
6.5 เอาต์พุตที่ความถี่ 60 kHz โดยเปรียบเทียบกับขณะตัดสัญญาณพัลส์ทางซีกบวก.....	63
6.6 เอาต์พุตที่ความถี่ 58 kHz โดยเปรียบเทียบกับขณะตัดสัญญาณพัลส์ทางซีกบวก.....	64
6.7 เอาต์พุตที่ความถี่ 54 kHz โดยเปรียบเทียบกับขณะตัดสัญญาณพัลส์ทางซีกบวก.....	65
6.8 เป็นการวัดสัญญาณหลังอินเวอร์เตอร์โดยตรง.....	65
6.9 สัญญาณที่ได้จากการวัดที่ตัวเก็บประจุ.....	66
6.10 รูปแรงดันเอาต์พุต.....	66
6.11 ฮาร์มอนิกส์กระแสกับแรงดันที่ความถี่ 60 kHz และ Duty 22 %.....	67
6.12 ฮาร์มอนิกส์กระแสกับแรงดันที่ความถี่ 60 kHz และ Duty 30 %.....	67
6.13 ฮาร์มอนิกส์กระแสกับแรงดันที่ความถี่ 60 kHz และ Duty 50 %.....	67
6.14 ฮาร์มอนิกส์กระแสกับแรงดันที่ความถี่ 54 kHz และ Duty 22 %.....	68
6.15 ฮาร์มอนิกส์กระแสกับแรงดันที่ความถี่ 54 kHz และ Duty 30 %.....	68
6.16 ฮาร์มอนิกส์กระแสกับแรงดันที่ความถี่ 54 kHz และ Duty 50 %.....	68
6.17 ฮาร์มอนิกส์กระแสกับแรงดันที่ความถี่ 58 kHz และ Duty 22 %.....	69
6.18 ฮาร์มอนิกส์กระแสกับแรงดันที่ความถี่ 58 kHz และ Duty 30 %.....	69
6.19 ฮาร์มอนิกส์กระแสกับแรงดันที่ความถี่ 58 kHz และ Duty 50 %.....	69

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1	อุณหภูมิเทียบกับสีของเหล็กสำหรับงานการให้ความร้อน.....6
2.2	ค่าพารามิเตอร์ต่างๆทางไฟฟ้าของวัสดุชิ้นงานชนิดต่างๆที่ใช้ใน การชุบแข็งผิวโลหะ.....17
3.1	การเปรียบเทียบข้อดีและข้อเสียของวงจรรีเลย์อินเวอร์เตอร์ รีโซแนนซ์ชนิดอนุกรมและขนาน.....25
5.1	(ก) ส่วนระบายความร้อนกับอุณหภูมิและสัญลักษณ์.....54
5.1	(ข) ความต้านทานความร้อนและสัญลักษณ์.....54
5.2	ความต้านทานความร้อนและสัญลักษณ์.....56
6.1	อุปกรณ์และค่าพิกัดต่างๆ ของวงจรรีเลย์อินเวอร์เตอร์ที่ใช้ในการทดลอง.....59



บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในงานด้านการให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำ (Induction Heating) ซึ่งใช้หลักการเหนี่ยวนำสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่ความถี่สูงนั้น ในปัจจุบันนิยมใช้อินเวอร์เตอร์ความถี่สูงเป็นแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าให้กับโหลดที่เป็นวงจรเรโซแนนซ์ โดยชิ้นงานซึ่งเป็นส่วนมักจะเป็นวัสดุสาร Ferro Magnetic จะมีอุณหภูมิเพิ่มขึ้นตามเวลาที่ใช้ในกระบวนการให้ความร้อน ซึ่งในช่วงเวลาของกระบวนการเกิดความร้อนนี้ชิ้นงานจะเกิดการเปลี่ยนแปลงคุณสมบัติทางไฟฟ้าและทางแม่เหล็กเช่น ความต้านทานและความเหนี่ยวนำ โดยเฉพาะเมื่อชิ้นงานมีอุณหภูมิเพิ่มขึ้นจนถึงจุด Curie temperature จะมีผลทำให้อิมพีแดนซ์ของชิ้นงานลดลงอย่างมาก และทำให้อินเวอร์เตอร์ที่เป็นแหล่งจ่ายกำลังงานต้องรับภาระการจ่ายกำลังไฟฟ้ามากขึ้น ซึ่งอินเวอร์เตอร์ที่กำลังศึกษาอยู่ของวิทยานิพนธ์นี้เป็นแบบแหล่งจ่ายแรงดัน (Voltage Source Inverter :VSI) ซึ่งโดยปกติตัวมันเองไม่สามารถควบคุมกำลังงานที่จ่ายไปยังโหลดได้ ดังนั้นในการใช้งานเพื่อควบคุมกำลังไฟฟ้าของโหลดโดยทั่วไปจะมีอยู่ 3 วิธี [2]

1. แบบ PAM (Pulse Amplitude Modulation) เป็นการควบคุมกำลังไฟฟ้าโดยการปรับระดับแรงดันเชื่อมโยงกระแสตรง(D.C Link)โดยใช้ Thyristorized Phase Controlled Rectifier หรือใช้ Chopper ซึ่งวิธีนี้จะมีผลทำให้เกิด Harmonic Noise ใน Line มากอีกทั้งตัวประกอบกำลังมีค่าต่ำ การตอบสนองในการปรับแรงดันเชื่อมโยงกระแสตรงเป็นไปได้ช้า และยังมีต้นทุนรวมที่สูงเนื่องจากชุดควบคุมแรงดันเชื่อมโยงกระแสตรงอีกด้วย

2. แบบ PFM (Pulse Frequency Modulation) เป็นการควบคุมกำลังงานโดยการปรับความถี่อินเวอร์เตอร์จะสามารถควบคุมให้อินเวอร์เตอร์ทำงานในสภาวะ ZVS (Zero Voltage Switching) ซึ่งจะทำให้ไม่มีการสูญเสียขณะ turn-on switch แต่จะยากในการปรับความถี่เพื่อจ่ายกำลังงานในย่านที่กว้าง และอินเวอร์เตอร์จะมีประสิทธิภาพต่ำเมื่อต้องจ่ายกำลังงานระดับต่ำ

3. แบบ Phase-Shifted Controlled เป็นการควบคุมกำลังงานโดยการปรับปริมาณแรงดันไฟฟ้าความถี่สูงด้านออกของอินเวอร์เตอร์ด้วยหลักการเลื่อนเฟสสัญญาณกึ่งหนึ่งของอินเวอร์เตอร์ซึ่งวิธีนี้จะมีผลทำให้เกิดปริมาณ Harmonic ใน Line มีระดับต่ำ ระบบจะตอบสนองเร็ว แต่เมื่อปรับมุมเฟสเลื่อนเพิ่มมากขึ้นจะเกิดปัญหาที่ไดโอดคร่อมสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ เกิด EMI noise และเกิดกำลังงานสูญเสียเนื่องจากการสวิตช์ (switching losses) มากขึ้น

1.2 ความน่าสนใจของปัญหาและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

จากวิธีการควบคุมกำลังงานทั้ง3แบบข้างต้นนั้น แต่ละวิธีจะมีคุณลักษณะของระบบการทำงานที่มีส่วนดีและส่วนเสียที่แตกต่างกัน วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอเทคนิคการปรับความกว้างของพัลส์แบบไม่สมมาตรของฟูลบริดจ์รีโซแนนซ์อินเวอร์เตอร์เหนี่ยวนำความถี่สูง

(Asymmetrical : Unipolar Voltage-Cancellation Control of Resonant Inverter for Induction Heating) ซึ่งเป็นวิธีการควบคุมนอกเหนือจากวิธีที่มีอยู่เดิม

1.3 แนวความคิดที่ใช้ในงานวิจัยนี้

1.3.1 ใช้เทคนิคการควบคุมความกว้างของพัลส์ซึ่งมีทั้งแบบสมมาตร(Symmetrical :Bipolar Voltage-Cancellation)และแบบไม่สมมาตร (Asymmetrical :Unipolar Voltage-Cancellation)เพื่อปรับปริมาณแรงดันไฟฟ้าความถี่สูงด้านนอกของอินเวอร์เตอร์

1.3.2 สำหรับเทคนิคการควบคุมความกว้างของพัลส์แบบสมมาตร(Symmetrical :Bipolar Voltage-Cancellation)

- สามารถปรับแรงดันได้ทั้งซีกบวกและซีกลบ
- ได้ช่วงการปรับกำลังที่กว้าง
- ขณะที่ทำการปรับแรงดันจะต้องปรับความถี่เพื่อคงความถี่สูงๆ
- เป็นการยากที่จะควบคุมความถี่ให้คงที่เพื่อให้คงสภาพเพื่อให้คงสถานะที่ ZVS ที่เหมาะสม

1.3.3 สำหรับเทคนิคการควบคุมความกว้างของพัลส์แบบไม่สมมาตร (Asymmetrical :Un ipolar Voltage-Cancellation)

- ปรับแรงดันได้เฉพาะซีกบวก
- สามารถให้ความถี่คงที่
- เป็นการง่ายที่จะควบคุมให้ทำงานที่สถานะ ZVS ที่เหมาะสม

1.4 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์

1.4.1 เพื่อให้เข้าใจถึงหลักการทำงานของการให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำความถี่สูง

1.4.2 เพื่อให้เข้าใจหลักการทำงานของฟูลบริดจ์รีโซแนนท์อินเวอร์เตอร์เหนี่ยวนำความถี่สูง

1.4.3 เพื่อศึกษาวิธีการควบคุมกำลังไฟฟ้าของฟูลบริดจ์รีโซแนนท์อินเวอร์เตอร์เหนี่ยวนำความถี่สูง

1.4.4 สร้งเครื่องต้นแบบ เพื่อทดสอบหลักการที่น่าเสนอ

1.5 ขอบเขตในการวิจัย

ฟูลบริดจ์รีโซแนนท์อินเวอร์เตอร์ความถี่สูงที่มีการควบคุมแบบไม่สมมาตรสำหรับใช้งานให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำสามารถแบ่งออกได้ดังนี้

บทที่ 1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ ขอบเขตในการวิจัย ขั้นตอนและวิธีการดำเนินงาน ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับจากการวิจัย

บทที่ 2 จะกล่าวถึงหลักการพื้นฐานของการเกิดความร้อนโดยการเหนี่ยวนำความถี่สูง และหลักการสร้างกระแสเหนี่ยวนำให้เกิดความร้อน ซึ่งพิจารณาในส่วนของเทคนิคการควบคุม และ ทฤษฎีที่เกี่ยวข้องต่างๆ

บทที่ 3 อธิบายโครงสร้างของเครื่องอินเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์รีโซแนนซ์ที่มีการควบคุม แรงดันแบบไม่สมมาตรสำหรับใช้งานให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำในเครื่องชุบแข็งผิวโลหะ

บทที่ 4 หลักการรีโซแนนซ์อนุกรมที่ใช้กับฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ อธิบายหลักการเกิดรีโซแนนซ์ และการวิเคราะห์ค่าพารามิเตอร์ต่างๆในวงจรรีโซแนนซ์อนุกรม

บทที่ 5 ฮาร์มอนิกส์ และ ตัวประกอบกำลังไฟฟ้า จะกล่าวถึงความหมายของฮาร์มอนิกส์ และตัวประกอบกำลังไฟฟ้า รวมถึงผลกระทบของฮาร์มอนิกส์กับค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าต่อระบบไฟฟ้า

บทที่ 6 การทดลองเครื่องชุบแข็งผิวโลหะ

บทที่ 7 วิจารณ์และสรุป

1.6 ขั้นตอนและวิธีการดำเนินงาน

- 1.6.1 ศึกษาข้อมูลเกี่ยวกับเครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำความถี่สูง
- 1.6.2 ศึกษาวงจรและการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์รีโซแนนซ์อนุกรม
- 1.6.3 สร้างเครื่องต้นแบบเพื่อทดสอบหลักการที่น่าเสนอ
- 1.6.4 ทำการทดสอบและแก้ไขปัญหาเพื่อให้สอดคล้องกับทฤษฎีที่น่าเสนอ
- 1.6.5 ทำการวัดสัญญาณและตรวจสอบสัญญาณที่ได้
- 1.6.6 จัดทำปริญญานิพนธ์

1.7 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับจากการวิจัย

สามารถปรับเปลี่ยนแรงดันโดยการปรับความถี่คงที่ทำให้สามารถควบคุมกำลังเอาต์พุตได้ง่ายและเพื่อการหลีกเลี่ยงสัญญาณรบกวนที่จะทำให้เกิดความถี่ฮาร์มอนิกส์อันดับต่ำๆได้ โดยสมมติให้อินเวอร์เตอร์ทำงานที่ความถี่เท่ากันซึ่งเป็นสิ่งจำเป็นในการควบคุมกำลังไฟฟ้า

บทที่ 2

พื้นฐานการชุบแข็งเหล็กด้วยการให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำไฟฟ้าที่ ความถี่สูง

2.1 บทนำ

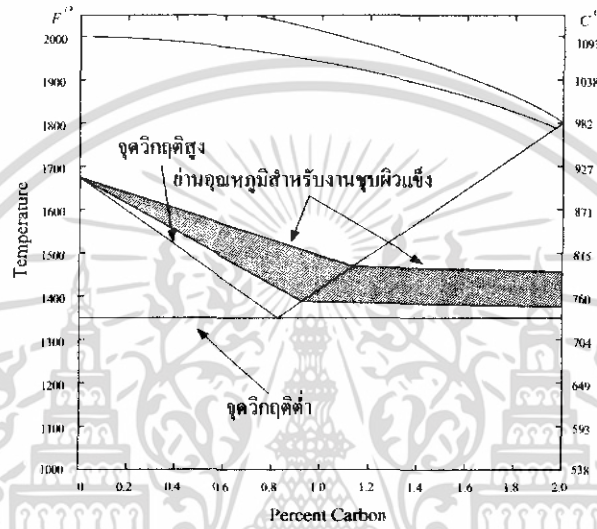
พื้นฐานการชุบแข็งผิวเหล็กด้วยความร้อนนั้นมีหลายวิธีที่สามารถใช้ในการให้ความร้อนแก่ชิ้นงานไม่ว่าจะเป็นการใช้ไฟฟ้าเผาด้วยไฟจากแก๊สเตาเผา fluidizing bed อินฟราเรดและแบบเหนี่ยวนำทางแม่เหล็กไฟฟ้า แต่ละวิธีจะมีข้อดีและข้อด้อยในตัว ในช่วง 20 ปีที่ผ่านมา การให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำทางแม่เหล็กไฟฟ้าด้วยความถี่สูงได้รับความนิยมสูงสุด เหตุผลหลักที่ทำให้การให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำได้รับความนิยมสูงสุดคือความสามารถ ที่จะทำให้ความร้อนเกิดเฉพาะบริเวณที่ต้องการได้ ในเวลาที่รวดเร็ว โดยเหตุผลนี้ทำให้ผลผลิตจากการให้ความร้อนวิธีนี้มีคุณภาพสูง และกระบวนการให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำนี้ยังทำให้เกิดการจ่ายกำลังไฟฟ้างานซึ่งมีประสิทธิภาพที่สูง มลภาวะต่างๆเช่น เสียงดัง ควันพิษ จะน้อยกว่าแหล่งจ่ายแบบอื่นๆ และการให้ความร้อนในแบบนี้ยังใช้เวลาในการเริ่มต้นและหยุดกระบวนการที่รวดเร็วกว่าแบบอื่นๆเนื่องจากเป็นการให้ความร้อนเฉพาะที่ และยังลดต้นทุนในการจ้างพนักงานในการควบคุมกระบวนการ และยังใช้พื้นที่ในการวางตัวเครื่องน้อยใช้เวลาในการให้ความร้อนน้อยด้วย โดยระยะเวลาที่ใช้ในการให้ความร้อนจะขึ้นกับลักษณะการประยุกต์ใช้งานและไม่ทำให้เกิดการบิดเบี้ยวของรูปทรงชิ้นงาน โดยปกติความบิดเบี้ยวไปของรูปทรงชิ้นงานจะเกิดขึ้นเมื่อโลหะถูกทำให้ร้อนขึ้น การชุบแข็งผิวเหล็กโดยการให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำมีคุณลักษณะที่ทำให้โครงสร้างชิ้นงานมีเสถียรภาพดี ความเพี้ยนที่เกิดขึ้นน้อยเนื่องจากการให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำนี้จะใช้เวลาสั้นและรวดเร็วและจะทำเฉพาะจุดที่ต้องการ จึงทำให้แกนในของชิ้นงานยังคงเย็นอยู่และรูปทรงของชิ้นงานยังคงมีเสถียรภาพที่ดีดังเดิม

2.2 พื้นฐานทางโครงสร้างของเหล็กในงานด้านการให้ความร้อน

2.2.1 พื้นฐานการชุบแข็งเหล็กด้วยวิธีการให้ความร้อนจนเหล็กเปลี่ยนโครงสร้างและลดความร้อนอย่างรวดเร็ว

กรรมวิธีในการชุบแข็งเหล็กนั้นในทางอุตสาหกรรมสามารถทำได้โดยการให้ความร้อนแก่เหล็กจนมีอุณหภูมิสูงถึงจุดวิกฤติต่ำหรือประมาณ Curie temperature (720- 840 °C) ซึ่งที่จุดนี้เมื่อนำเหล็ก ไปลดอุณหภูมิอย่างรวดเร็วจะทำให้เหล็กมีการเปลี่ยนแปลงโครงสร้างภายใน

ซึ่งจะทำให้บริเวณที่มีการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิอย่างรวดเร็วนี้มีความแข็งเพิ่มขึ้นซึ่งย่านอุณหภูมิที่ใช้ในกรรมวิธีการชุบแข็งเหล็กสามารถแสดงได้ในรูปที่ 2.1 ซึ่งแสดงให้เห็นย่านของอุณหภูมิที่ใช้ในการให้ความร้อนแก่เหล็กก่อนเข้าสู่กระบวนการทำให้เกิดความแข็งโดยการลดความร้อน (Quenching) โดยในการให้ความร้อนจะต้องให้แก่เหล็กในช่วงอุณหภูมิที่สูงกว่าจุดวิกฤตต่ำ (Lower Critical Point) ซึ่งคือจุดที่เหล็กเริ่มเปลี่ยนโครงสร้างเช่นเดียวกับน้ำที่จะมีการเปลี่ยนโครงสร้างเป็นไอเมื่ออุณหภูมิถึงจุดเดือดที่ 100°C ส่วนจุดวิกฤตสูง (Upper Critical Point) ของเหล็กจะมีระดับที่แตกต่างกันตามชนิดของเหล็ก



รูปที่ 2.1 ความสัมพันธ์ระหว่างเปอร์เซ็นต์คาร์บอนของเหล็กกับอุณหภูมิ

2.2.2 กรรมวิธีในการทำให้เกิดความแข็งในกระบวนการชุบแข็งในรูปแบบต่าง ๆ

ในกระบวนการชุบแข็งเหล็กโดยการให้ความร้อนและลดความร้อนอย่างรวดเร็วนั้น กรรมวิธีที่ทำให้เหล็กแข็งในรูปแบบต่าง ๆ จะขึ้นกับการให้ความร้อนแก่เหล็กจนอุณหภูมิถึงจุดที่เหล็กเปลี่ยนโครงสร้างภายใน (Micro construction) ซึ่งปกติจะเป็นจุดวิกฤตของการเปลี่ยนสภาพเหล็ก (Curies Temperature) ดังรูปที่ 2.1 และหลังจากนั้นต้องทำการลดความร้อนเหล็กลงซึ่ง วิธีการลดความร้อนเพื่อให้เกิดความแข็งนั้นจะมีด้วยกันหลายวิธีซึ่งโดยทั่วไปที่นิยมใช้จะมีดังนี้

- 1) ลดความร้อนโดยจุ่มลงในน้ำเย็นจะทำให้เหล็กแข็งและเปราะใช้ทำตะปู เลื่อย สิว และเครื่องมือสำหรับตัดต่างๆ
- 2) ลดความร้อนโดยจุ่มลงในน้ำมันเครื่องทำให้เหล็ก แข็งและเหนียว ใช้ทำหมุดยึดตัวสะพานเหล็กที่ต้องการความเหนียวและแข็งและยึดหยุ่นได้
- 3) ลดความร้อนโดยเป่าด้วยลมทำให้เหล็กแข็งขึ้นไม่มากนักปกติจะใช้ในงาน ทำไบมีดที่บดงอได้เช่นใช้ในงานไม้และงานที่ไม่ต้องการความแข็งแต่เปราะ

นอกจากนี้เหล็กที่ใช้ทำอุปกรณ์และเครื่องมือต่างๆบ่อยครั้งจะแบ่งวิธีการลดความร้อนตามลักษณะงานเช่นเหล็กชนิด Plain carbon steel จะใช้การลดความร้อนด้วยน้ำ เหล็กผสม (alloy steel) จะใช้การลดความร้อนด้วยน้ำมันและลมซึ่งการลดความร้อนด้วยลมนี้สามารถปรับความเร็วการลดลงของอุณหภูมิด้วยความเร็วของลมที่เป่า และในกระบวนการลดความร้อนโดยวิธีดังกล่าว จะต้องให้ชิ้นงานมีอุณหภูมิเย็นลงจนถึงระดับปกติที่ใช้ทำอุปกรณ์แล้วจึงเสร็จสิ้นขั้นตอนชุบแข็ง

ตารางที่ 2.1 อุณหภูมิเทียบกับสีของเหล็กสำหรับงานการให้ความร้อน

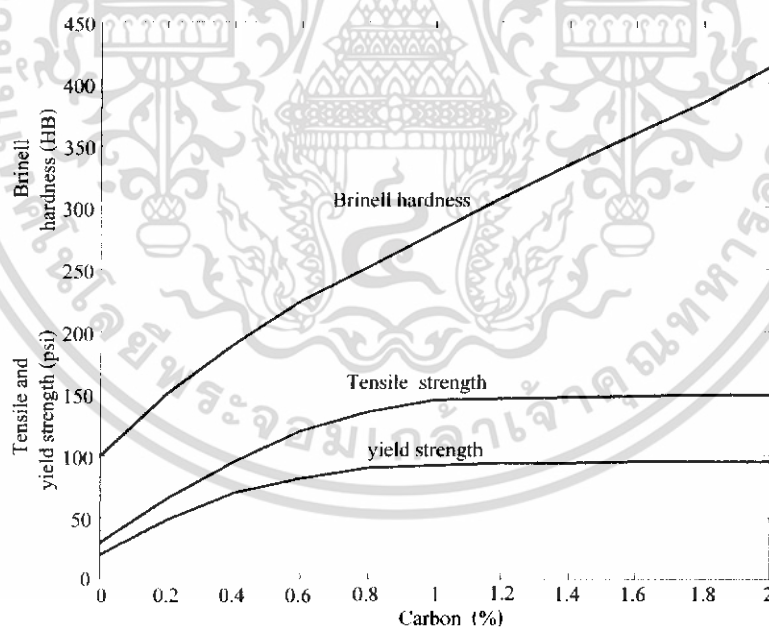
Colors	Fahrenheit	Process
White	2500°	
	2400°	High-Speed steel hardening (2250-2400 F)°
Yellow white	2300°	
	2200°	
	2100°	
Yellow	2000°	Alloy steel hardening (1450 -1950 F)°
Orange red	1900°	
	1800°	
	1700°	
Light cherry red	1600°	
	1500°	Carbon steel Hardening (1350 1550 F)°
Cherry red	1400°	
	1300°	
Dark red	1200°	
	1100°	
Very dark red	1000°	
	900°	High speed steel tempering (350-1100 F)
Black red in dull light or darkness	800°	
	700°	Carbon steel tempering (300- 1050 F)
Pale blue (590°F)	600°	
Violet(545°F)	600°	
Purple(525°F)	500°	
Yellowish brown(490°F)	400°	
Straw(465°F)	400°	
Light straw (425°F)	300°	
	200°	
	100°	
	0°	

2.2.3 การลดความเปราะของเหล็กให้ได้ความแข็งแรงตามต้องการหลังการชุบแข็ง

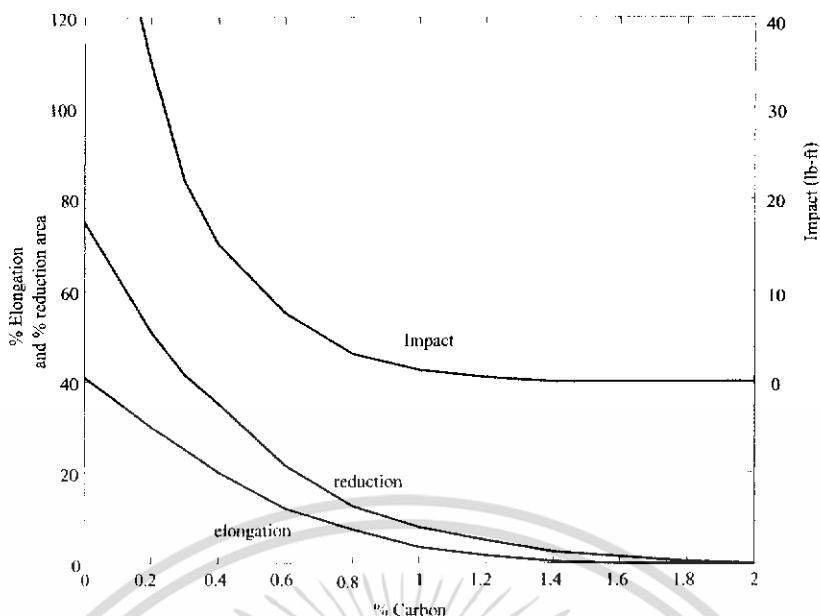
เหล็กเมื่อได้รับความร้อนและทำให้แข็งโดยการลดความร้อนลงอย่างรวดเร็วจะทำให้เหล็กมีความแข็งสูงสุดและพร้อมกันมีความเปราะเมื่อนำไปใช้งานอาจจะทำให้เหล็กแตกหรือหักได้ ดังนั้นก่อนการนำไปใช้งานเหล็กที่ผ่านการชุบแข็ง จำเป็นต้องลดความเปราะของเหล็กลงก่อนนำไปใช้งานจริงซึ่งทำได้โดยการนำไปให้ความร้อนใหม่ในระดับอุณหภูมิประมาณ 300-400 °C แล้วปล่อยให้ชิ้นงานที่ต้องการลดความเปราะค่อยๆเย็นลงเองก็จะสามารถได้เหล็กที่มีความแข็งแรงตามต้องการและไม่เปราะหรือแตกหักง่าย

2.2.4 ผลของปริมาณคาร์บอนต่อคุณสมบัติทางฟิสิกส์ของเหล็ก

เปอร์เซ็นต์คาร์บอนจะเป็นตัวกำหนดความแข็งแรงของเหล็กซึ่งความแข็งแรงของเหล็กจะเพิ่มขึ้นตามเปอร์เซ็นต์ของคาร์บอนที่ผสมอยู่ แต่ความแข็งแรงในส่วนของการดึงและยืดหยุ่นของเหล็ก (tensile strength and yield strength) ซึ่งก็คือแรงที่มากกระทำแล้วเหล็กสามารถยืดและหด จะเพิ่มขึ้นตามเปอร์เซ็นต์คาร์บอนจนถึงที่ 0.83% เมื่อเพิ่มเปอร์เซ็นต์มากขึ้นก็จะไม่ทำให้เหล็กสามารถยืดและหดตัวได้อีกต่อไปแต่ในส่วนของความแข็ง (brinell hardness) จะยังคงสามารถเพิ่มขึ้นไปได้เรื่อยๆเมื่อเปอร์เซ็นต์คาร์บอนเพิ่มขึ้นดังแสดงในรูปที่ 2.2



รูปที่ 2.2 ผลของเปอร์เซ็นต์คาร์บอนที่มีต่อการเพิ่มขึ้นของความแข็งแรงและแรงในการดึงและการยืดหยุ่นที่มากกระทำต่อเหล็ก



รูปที่ 2.3 ผลของเปอร์เซ็นต์คาร์บอนที่มีต่อการยืด การหดและการกระแทกของเหล็ก

ในส่วนของเปอร์เซ็นต์การยืด การหดตัว(% Elongation และ% Reduction) และการกระแทก (impact) ก่อนที่เหล็กจะขาดออกจากกันในการทดสอบนั้นจากรูปที่ 2.3 จะเป็นใกล้ศูนย์คือเหล็กเกือบจะไม่สามารถยืดและหดต่อไปได้เมื่อเปอร์เซ็นต์คาร์บอนมากกว่า 1.5% ดังนั้นจากรูปที่ 2.2 และ 2.3 จะเป็นแนวทางในการเลือกเหล็กที่มีเปอร์เซ็นต์คาร์บอนที่เหมาะสมมาใช้งาน

2.3 พื้นฐานทางแม่เหล็กไฟฟ้าของงานด้านการให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำ

2.3.1 พื้นฐานการเกิดความร้อนโดยการเหนี่ยวนำทางแม่เหล็กไฟฟ้า

การให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำคือกระบวนการเกิดความร้อนในสารตัวนำไฟฟ้าซึ่งโดยปกติจะเป็นโลหะ โดยความร้อนที่เกิดขึ้นนี้จะเกิดมาจากการเหนี่ยวนำไฟฟ้ากระแสสลับให้ไหลภายในชิ้นงานดังรูปที่ 2.4 ซึ่งมีค่าความต้านทานทำให้เกิดความร้อนขึ้นที่บริเวณที่มีกระแสไหลผ่านและสามารถมองได้ว่าเป็นการไหลของกระแสที่เกิดจากการเหนี่ยวนำในขดลวดทุกขดขั้วของหม้อแปลงดังแสดงในรูปที่ 2.8 โดยที่ตัวถังเหล็กหรือชิ้นงานจะทำหน้าที่คล้ายแกนของหม้อแปลงและบริเวณผิวของชิ้นงานซึ่งมีกระแสไหลอยู่จะเป็นขดลวดทุกขดขั้วที่มีจำนวนรอบเท่ากับ 1 รอบ ซึ่งลักษณะการไหลของกระแสภายในแท่งเหล็กจะเป็นลักษณะการไหลวนรอบเส้นรอบวงของแท่งเหล็ก ซึ่งลักษณะของการเกิดกำลังไฟฟ้าสูญเสียนี้จะเกิดขึ้นเนื่องจากกระแสไหลวน (Eddy Current Loss) เช่นเดียวกับกระแสไหลวนที่เกิดในหม้อแปลงนั่นเอง สมการกำลังไฟฟ้าสูญเสียเนื่องจากกระแสไหลวนสำหรับหม้อแปลงสามารถกำหนดได้โดยสมการ (2.1) ดังนี้

$$P = \frac{\pi^2 K^2 W^2 B_{\max}^2 f^2 \times 10^{16}}{8\rho(K^2 + 1)} \quad (2.1)$$

โดยที่ P = กำลังไฟฟ้าสูญเสียเนื่องจากกระแสไหลวน (Eddy Current Loss): Watt

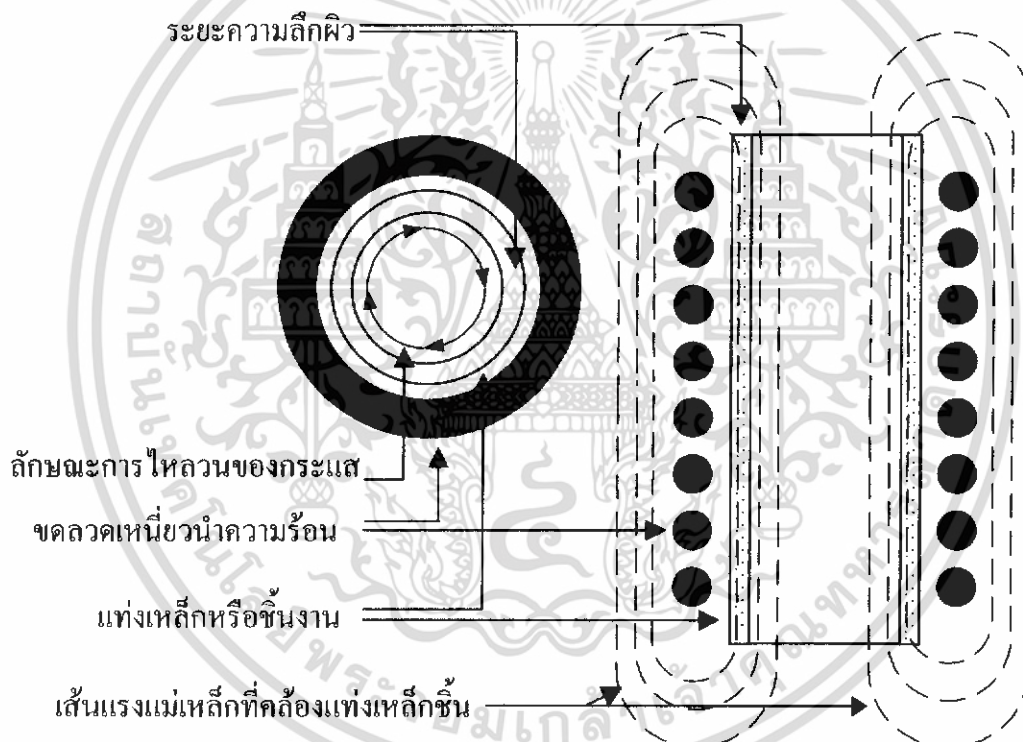
K = ค่าคงที่ของรูปร่างแรงดันที่ป้อนโหลด

W = ความกว้างของการพันขดลวด : cm

B_{\max} = ความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็ก : Gauss

f = ความถี่ : Hz

ρ = สภาพต้านทานไฟฟ้าของชิ้นงาน : Ω/cm



รูปที่ 2.4 ลักษณะการไหลวนของกระแสไฟฟ้าและเส้นแรงแม่เหล็กที่ขดลวดและชิ้นงาน

จากลักษณะโครงสร้างของโหลดหรือชิ้นงานในงานด้านการให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำสำหรับงานการชุบแข็งโลหะโดยทั่วไปจะมีลักษณะดังในรูปที่ 2.4 ซึ่งเมื่อป้อนแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้ากระแสสลับเข้าไปยังขดลวดด้านปฐมภูมิของขดลวดเหนี่ยวนำความร้อนซึ่งพันอยู่รอบแท่งเหล็กชิ้นงาน จะทำให้เกิดการเหนี่ยวนำเพื่อให้เกิดกระแสไหลวนในเหล็กหรือชิ้นงาน โดยกระแสดังกล่าวจะไหลลักษณะเป็นวงจรมหึมาปิดรอบแท่งชิ้นงาน และเนื่องจากการไหลของไฟฟ้ากระแสสลับดังนั้นก็เกิดผลของ Skin Effect ซึ่งจะทำให้กระแสไหลเฉพาะบริเวณ

ผิวด้านนอกของตัวชิ้นงาน โดยมีความลึกของกระแสที่ไหลภายในชิ้นงานนี้ที่ขึ้นกับความถี่ของกระแสไฟฟ้าที่ไหลนั้น ซึ่งจะเป็นความถี่เดียวกับความถี่ที่ป้อนเข้าไปในขดลวดที่พันรอบแท่งเหล็กนั้นซึ่งก็คือด้านปฐมภูมินั่นเองดังนั้นปริมาณกระแสที่ไหลในแท่งเหล็กจะเท่ากับปริมาณกระแสในขดลวด working coil คูณกับจำนวนรอบของขดลวด เดียวกันนั้นนั่นเอง

นอกจากนี้องค์ประกอบของการเกิดความร้อนโดยการเหนี่ยวนำสำหรับการชุบแข็งผิวเหล็กจะประกอบไปด้วยความสัมพันธ์ของตัวแปรต่างๆนอกจากความลึกของกระแสไฟฟ้าที่ไหลในแท่งเหล็ก (Current depth: δ)คือความถี่ (Frequency: f) สภาพต้านทานไฟฟ้า (Resistivity: ρ) และ สภาพความซึมซาบสนามแม่เหล็ก (Permeability: μ) ซึ่งสามารถอธิบายความสัมพันธ์กับความลึกของการไหลของกระแสได้โดยสมการ (2.2) ดังนี้

$$\delta = \sqrt{\frac{2\rho}{\mu\omega}} \quad (2.2)$$

กำหนดให้

$$x = \frac{\rho}{\pi\omega} \quad (2.3)$$

ดังนั้นจะเขียนสมการ (2.2) ได้ใหม่ดังนี้

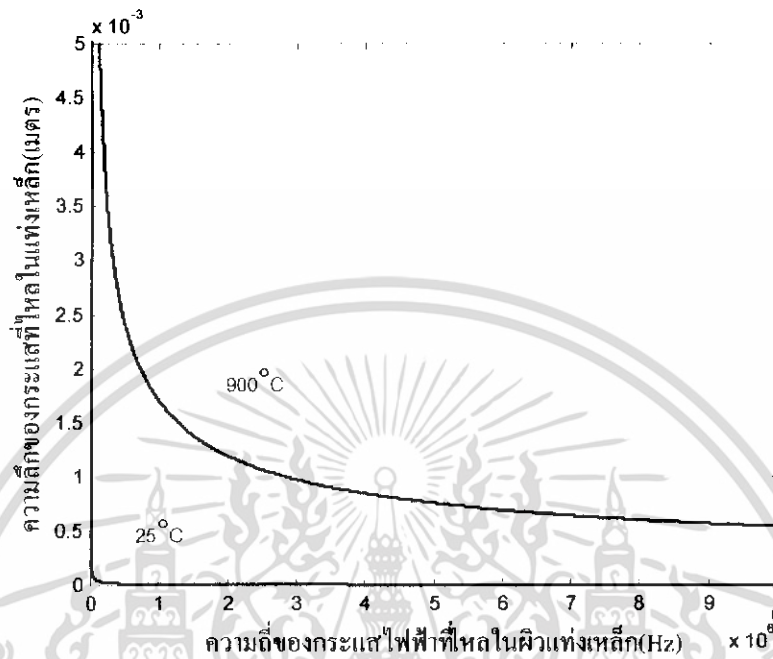
$$\delta = \sqrt{\frac{x}{f}} \quad (2.4)$$

โดยที่ $\mu = \mu_0\mu_r$

$$\omega = 2\pi f$$

จากสมการ (2.4) จะเห็นได้ว่าเมื่อความถี่สูงจะทำให้กระแสไหลลึกลงไปในแท่งเหล็กได้น้อยลงซึ่งเมื่อนำมา Plot Graph จะเห็นลักษณะความสัมพันธ์ระหว่างความลึกของกระแสไหลกับความถี่ได้ดังรูปที่ 2.5 จะเห็นว่ายิ่งลึกเข้าไปในแท่งเหล็กขนาดของกระแสที่ไหลก็จะมีปริมาณลดลง และที่ความถี่ 500kHz-1000kHz ความลึกจะไม่แตกต่างกันดังนั้นในการให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำสามารถที่จะใช้แหล่งจ่ายไฟฟ้าที่มีความถี่ในย่านที่ไม่เกิน 500kHz ได้และจากการเปรียบเทียบระหว่างเส้นกราฟ อุณหภูมิ 25 °C กับ 900 °C สามารถอธิบายได้

ว่าเมื่ออุณหภูมิสูงขึ้นกระแสจะไหลลึกลงไปในผิวได้มากขึ้นเนื่องจากการลดลงของค่าความซึมซาบสนามแม่เหล็กของชิ้นงานดังอธิบายในรูปที่ 2.6



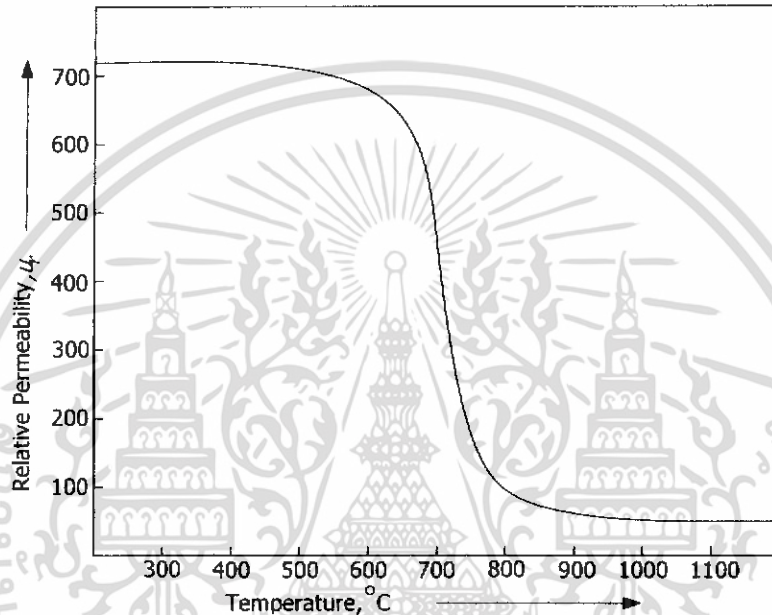
รูปที่ 2.5 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่กับความลึกกระแสที่ไหลในเหล็กที่อุณหภูมิ 25 °C และ 900 °C

2.3.2 คุณสมบัติทางไฟฟ้าและทางอุณหภูมิของเหล็กชิ้นงาน

เมื่อให้ความร้อนแก่เหล็กจะมีผลทำให้ค่าความซึมซาบสนามแม่เหล็กมีขนาดลดลงเมื่ออุณหภูมิสูงขึ้น จนเมื่ออุณหภูมิสูงถึงจุด Curie Point (ประมาณ 750 °C) จะทำให้ค่าความซึมซาบสนามแม่เหล็กนี้ลดลงอย่างรวดเร็วจนมีค่าความซึมซาบสนามแม่เหล็กเกือบเท่ากับอากาศ (ประมาณ 1) ซึ่งที่อุณหภูมิ ดังกล่าวนี้เหล็กจะมีสภาพเปลี่ยนจาก Ferro magnetic เป็น Non-Ferro magnetic ซึ่งสามารถอธิบายลักษณะการเปลี่ยนแปลงได้ดังในรูปที่ 2.6 และจะมีผลทำให้ค่าความเหนี่ยวนำ (Inductance : L) ของเหล็กลดลงอย่างมาก นอกจากนั้นคุณสมบัติทางไฟฟ้าของเหล็กก็จะเปลี่ยนไปด้วย โดยค่าความต้านทานสมมูลของเหล็กจะลดลงเนื่องจากกระแสไหลวนจะไหลลึกลงไปในผิวของเหล็กได้มากขึ้นซึ่งได้อธิบายไว้แล้วในสมการ (2.4) ในพฤติกรรมของ Skin Effect แต่ในส่วน of ค่าสภาพต้านทานไฟฟ้าจะสูงขึ้นตามอุณหภูมิอย่างต่อเนื่องซึ่งอธิบายไว้ในรูปที่ 2.7

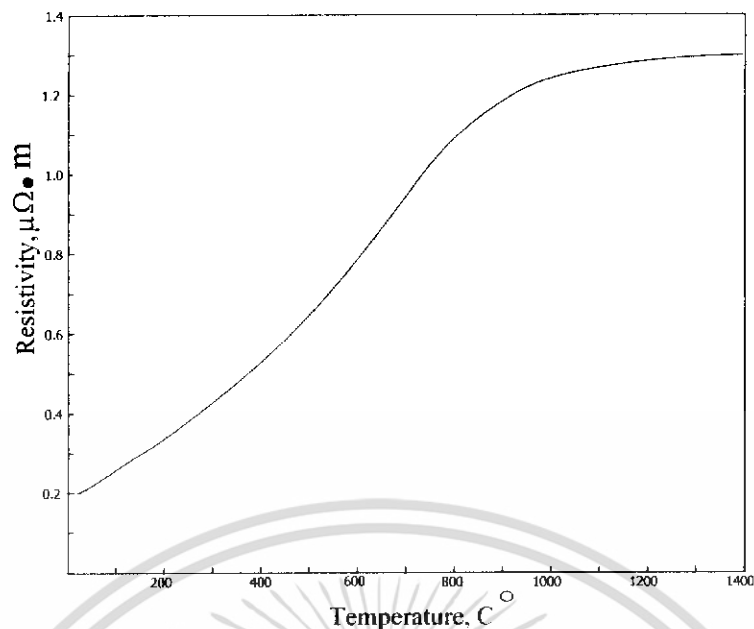
ในการใช้งานจริงพฤติกรรมของการเปลี่ยนแปลงนี้จะส่งผลต่อการควบคุมกำลังไฟฟ้าของแหล่งจ่ายแรงดันความถี่สูงซึ่งต้องสามารถควบคุมระบบให้ทำงานในสภาวะที่มีการเปลี่ยนแปลงทางไฟฟ้าและทางสนามแม่เหล็กได้อย่างรวดเร็วโดย จากรูปที่ 2.6 จะสังเกตเห็นว่า

ก่อนอุณหภูมิถึงจุด Curie Point ค่าความซึมซาบสนามแม่เหล็กจะลดลงเพียงเล็กน้อยอย่างต่อเนื่องเท่านั้นแต่เมื่อถึง 750 °C หรือจุด Curie Point นั้นปรากฏว่าค่าความซึมซาบจะลดลงอย่างรวดเร็วมากหลังจากนั้นค่าความซึมซาบก็จะค่อนข้างคงที่ ซึ่งจะเห็นว่าความถี่เรโซแนนซ์จะมีอยู่ 2 ความถี่หลักๆคือ ความถี่เรโซแนนซ์ก่อนถึงจุด Curie Point กับความถี่เรโซแนนซ์หลังถึงจุด Curie Point ซึ่งหลังจากถึงจุด Curie Point แล้วความถี่จะสูงขึ้นเป็นอีกจุดหนึ่ง ดังนั้นในการออกแบบเครื่องให้ความร้อนจึงจำเป็นต้องระบบควบคุมสามารถปรับความถี่ได้กว้างพอสำหรับการเกิดพฤติกรรมที่กล่าวมานี้



รูปที่ 2.6 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าความซึมซาบสนามแม่เหล็กของเหล็กหรือชิ้นงานกับอุณหภูมิ

นอกจากนี้เนื่องจากผลของ Skin Effect ดังที่ได้กล่าวมาแล้วนั้นค่าความต้านทานสมมูลของเหล็กจะลดลงเป็นอย่างมากเนื่องจากก่อนถึงจุด Curie Point กระแสจะไหลเฉพาะบริเวณผิวซึ่งมีพื้นที่น้อยมากแต่หลังจากถึงจุด Curie Point แล้วโดยเฉพาะเมื่ออุณหภูมิผิวนอกถ่ายเทเข้าไปยังด้านในของแกนเหล็กจะทำให้กระแสไหลวนสามารถไหลได้ดีมากขึ้น ดังนั้นวงจรควบคุมกำลังไฟฟ้าจึงจำเป็นต้องควบคุมการไหลของกระแสนี้เนื่องจากการลดลงของค่าความต้านทานนี้ด้วย สำหรับในส่วนของสภาพความต้านทานนั้นจะเพิ่มขึ้นอย่างต่อเนื่องตามอุณหภูมิ แต่หลังจากถึงจุด Curie Point แล้วก็จะเริ่มคงที่

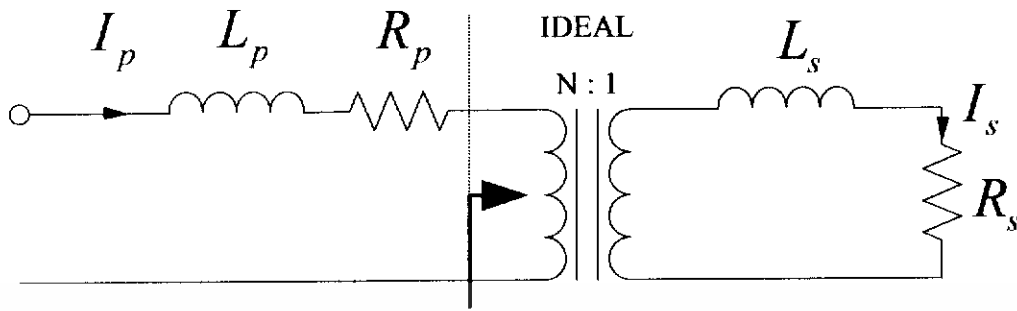


รูปที่ 2.7 ความสัมพันธ์ระหว่างอุณหภูมิและค่าสภาพต้านทานไฟฟ้า

เมื่อพิจารณาในลักษณะของวงจรมุมูล ขณะที่เมื่ออุณหภูมิเพิ่มขึ้นจนถึง Curie Point ค่าความต้านทานสมมูลจะลดลงเนื่องจากกระแสพื้นที่ในการไหลลึกลงไปในแท่งเหล็กมากขึ้น เนื่องจากการลดลงของค่าความซึมซาบสนามแม่เหล็กของเหล็กชิ้นงาน ซึ่งจะตรงข้ามกับค่าสภาพต้านทานไฟฟ้าของชิ้นงานที่ยังคงเพิ่มขึ้นอีกเล็กน้อย ดังนั้นจากพฤติกรรมทางไฟฟ้าและทางสนามแม่เหล็กของเหล็ก สามารถอธิบายได้ว่าการกำหนดค่าความต้านทานและค่าความเหนี่ยวนำในงานด้านการให้ความร้อนนั้นต้องพิจารณาในลักษณะวงจรมุมูลที่อุณหภูมิต่างๆ เพราะไม่สามารถนำค่าสภาพต้านทานและความซึมซาบสนามแม่เหล็กมาพิจารณากำหนดค่าความต้านทานและค่าความเหนี่ยวนำของเหล็กได้โดยตรง เนื่องจากการเปลี่ยนแปลงของค่าความเหนี่ยวนำจะสัมพันธ์กับค่าความต้านทานของเหล็กที่อุณหภูมิต่างๆตลอดเวลา

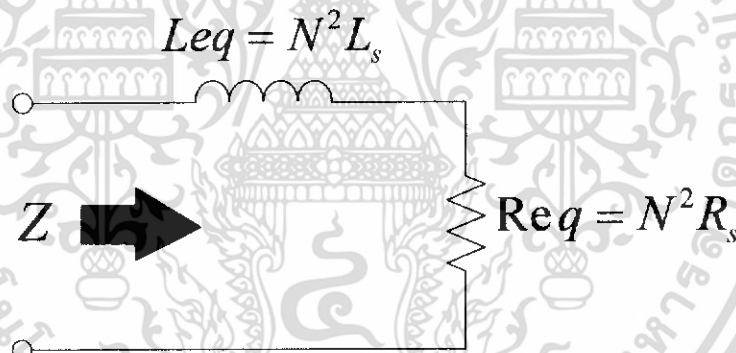
2.3.3 การวิเคราะห์วงจรมุมูลของขดลวดเหนี่ยวนำความร้อน

เนื่องจากขดลวดเหนี่ยวนำความร้อนมีหลักการใกล้เคียงกับหลักการในหม้อแปลงโดยมีขดลวดเหนี่ยวนำเป็นขดปฐมภูมิและชิ้นงานซึ่งถูกเกี่ยวคล้องด้วยเส้นแรงแม่เหล็กจากขดลวดปฐมภูมิจะมีลักษณะเหมือนเป็นขดทุติยภูมิที่มีจำนวนเพียง 1 รอบ โดยมีค่าอินดักแตนซ์ L_s และค่าความต้านทาน R_s เป็นค่าความเหนี่ยวนำและความต้านทานของชิ้นงาน และมีค่าอินดักแตนซ์ L_p และค่าความต้านทาน R_p เป็นค่าความเหนี่ยวนำและค่าความต้านทานและค่าความต้านทานของขดลวดเหนี่ยวนำด้านปฐมภูมิซึ่งเมื่อเขียนแสดงด้วยวงจรได้ดังรูปที่ 2.8 โดยที่วงจรวงจรมุมูลยี่ได้นี้อยู่ภายใต้เงื่อนไขว่ากระแสแม่เหล็กนี้ไตซึ่ง I_m ซึ่งไหลผ่านกระแสแม่เหล็กนี้ไตซึ่งอินดักแตนซ์ L_m มีค่าน้อยมากจนไม่นำมาพิจารณาในวงจร



รูปที่ 2.8 วงจรสมมูลของขดลวดเหนี่ยวนำซึ่งพันรอบแท่งโลหะที่ชิ้นงานเมื่อนำมาพิจารณาในลักษณะเดียวกับหลักการของหม้อแปลง

จากรูปที่ 2.8 เมื่อย้ายค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ทางด้านทุติยภูมิไปรวมกับทางด้านปฐมภูมิ สามารถเขียนวงจรสมมูลของขดลวดเหนี่ยวนำที่พันรอบแท่งโลหะที่บรรจุชิ้นงานได้ใหม่ดังรูปที่ 2.9



รูปที่ 2.9 วงจรสมมูลของขดลวดเหนี่ยวนำที่พันรอบแท่งเหล็กโลหะที่บรรจุชิ้นงานโดยพิจารณาจากด้านทุติยภูมิ

จากรูปที่ 2.9 วงจรสมมูลของขดลวดเหนี่ยวนำที่พันรอบแท่งเหล็กโลหะที่บรรจุชิ้นงานซึ่งประกอบด้วยค่าอินดักแตนซ์สมมูล L_{eq} และค่าความต้านทานสมมูล R_{eq} สามารถหาค่าได้ดังนี้

$$R_{eq} = R_p + N^2 R_s \quad (2.5)$$

$$L_{eq} = L_p + N^2 L_s \quad (2.6)$$

แทนค่า $R'_p = N^2 R_s$ และ $L'_p = N^2 L_s$ จะได้

$$R_{eq} = R_p + R'_s \quad (2.7)$$

$$L_{eq} = L_p + L'_p \quad (2.8)$$

เมื่อ $N =$ จำนวนรอบของขดลวดเหนี่ยวนำที่พันรอบแท่งเหล็กโลหะ

$R_p, R_s =$ ความต้านทานของขดลวดเหนี่ยวนำและของโหลดชิ้นงานตามลำดับ

$L_p, L_s =$ ค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหลของขดลวดเหนี่ยวนำและโหลดชิ้นงาน

ตามลำดับ

$R'_p =$ ความต้านทานของโหลดชิ้นงานซึ่งพิจารณาจากด้านปฐมภูมิ

$L'_p =$ ค่าความเหนี่ยวนำของโหลดชิ้นงานซึ่งพิจารณาจากด้านปฐมภูมิ

จากรูปที่ 2.8 จะสามารถหาค่ากำลังไฟฟ้าสูญเสียในขดลวดเหนี่ยวนำได้ดังสมการ

$$P_p = I_p^2 R_p \quad (2.9)$$

ในทำนองเดียวกันก็สามารถหาค่ากำลังไฟฟ้าที่เกิดขึ้นที่โหลดได้ดังสมการ

$$P_s = I_s^2 R_s \quad (2.10)$$

และเมื่อพิจารณาจากจากด้านปฐมภูมิโดยที่ $I_s = NI$ จะได้

$$P_s = I_p^2 R'_p \quad (2.11)$$

เมื่อ $I_p =$ กระแสในขดลวดเหนี่ยวนำ

$I_s =$ กระแสในโหลดชิ้นงาน

จากสมการ (2.8) – (2.10) สามารถหาค่าประสิทธิภาพของโหลดชิ้นงานดังนี้

$$\eta = \frac{P_s}{P_s + P_p} \quad (2.12)$$

แทนสมการ (2.8) – (2.10) ในสมการ (2.11) จะได้

$$\eta = \frac{I_p^2 R_p'}{I_p^2 R_p' + I_p^2 R_p} \quad (2.13)$$

$$\eta = \frac{R_p'}{R_p' + R_p} \quad (2.14)$$

$$\eta = \frac{1}{1 + (R_p / R_p')} \quad (2.15)$$

เนื่องจากผลของ Skin depth การไหลวนของกระแสจะเกิดเฉพาะที่บริเวณผิวของขดลวดเหนี่ยวนำและที่บริเวณผิวของชิ้นงานตั้งที่กล่าวมาแล้วข้างต้น โดยมีความลึกเท่ากับ δ ดังนั้นในการหาค่าความต้านทาน R_p และ R_s ที่บริเวณผิวสามารถหาได้จากสมการดังต่อไปนี้

$$R_p = \frac{\rho_p}{\delta_p} = \sqrt{\rho_p \mu_o \mu_r f \pi} \quad (2.16)$$

และ $R_s = \frac{\rho_s}{\delta_s} = \sqrt{\rho_s \mu_o \mu_r f \pi} \quad (2.17)$

เมื่อ $\delta_p =$ ความลึกผิวของขดลวดเหนี่ยวนำ

$\delta_s =$ ความลึกของชิ้นงาน

$\rho_p =$ สภาพต้านทานไฟฟ้าของขดลวดเหนี่ยวนำ

$\rho_s =$ สภาพต้านทานไฟฟ้าของชิ้นงาน

ดังนั้นจากสมการ (2.17) จะเห็นได้ว่าค่าความต้านทานของชิ้นงาน R_s จะแปรผันโดยตรงกับสภาพความต้านทานทางไฟฟ้า ρ_s ของชิ้นงาน ค่าความซึมซาบแม่เหล็กสัมพัทธ์ μ_r และค่าความถี่ไฟฟ้ากระแสสลับ f ที่ป้อนจากอินเวอร์เตอร์ จาก (2.4) และ (2.17) สามารถนำมาคำนวณหาค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ที่ใช้ในชุดขั้วผิวโลหะได้ดังตารางที่ 2.1

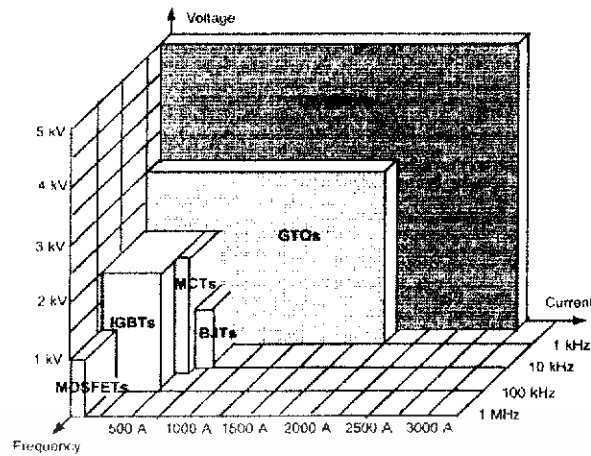
ตารางที่ 2.2 ค่าพารามิเตอร์ต่างๆทางไฟฟ้าของวัสดุชิ้นงานชนิดต่างๆที่ใช้ในการชุบแข็งผิวโลหะ

Material	Resistivity $\rho_s, 20^\circ C$ (Ωm)	Relative Permeability (μ_{rs})	Skin Depth δ_s (mm.)	Surface resistivity R_s (\square)
Iron*	9.71×10^{-8}	100	0.0592	1.6402×10^{-3}
Silver	1.59×10^{-8}	1	0.2398	0.0663×10^{-3}
Aluminium	2.65×10^{-8}	1	0.3096	0.0856×10^{-3}
Lead	20.65×10^{-8}	1	0.8644	0.2383×10^{-3}

*ชนิดโลหะที่ใช้ในการชุบแข็งผิวโลหะในโรงงานนี้

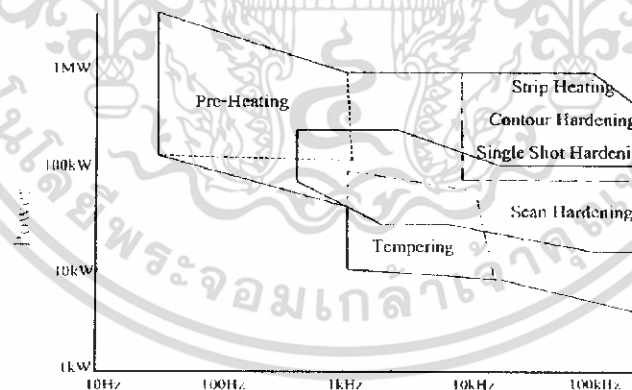
2.4 พื้นฐานของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าสำหรับการให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำ

แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าสำหรับการให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำนี้นั้นมีอยู่หลายแบบด้วยกันและมีการพัฒนามาตั้งแต่ในอดีตจนถึงปัจจุบันทั้งทางด้านรูปแบบระบบและชนิดอุปกรณ์ที่เป็นส่วนประกอบสำคัญของเครื่องให้ความร้อนนี้จะเป็นส่วนของอินเวอร์เตอร์ซึ่งในอดีตจะสามารถใช้งานได้ถึง 10 kHz ในงานอุตสาหกรรมทั่วไป โดยอินเวอร์เตอร์ความถี่สูงนี้จะใช้ร่วมกับหม้อแปลงแกนเฟอร์ไรต์ที่มี Loss ที่ความถี่สูงต่ำมากทำให้แกนหม้อแปลงมีขนาดเล็กลงมาก ดังนั้นในปัจจุบันจึงนิยมใช้ semiconductor inverter เป็นแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าในงานด้านการให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำไฟฟ้าตั้งแต่การใช้งานในด้านความถี่ต่ำ จนถึงย่านความถี่สูงโดยที่ความถี่ต่ำกว่า 1 kHz จนถึงย่านความถี่ปานกลาง 10 kHz จะใช้ SCR inverter และย่านความถี่ปานกลาง 10 kHz ถึงย่านความถี่สูง 50 kHz ใช้ IGBT เป็นสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ ส่วนย่านความถี่สูง 50kHz – 450kHz ใช้ Mosfet inverter และในย่านความถี่สูงกว่า 450kHz ยังคงจำเป็นต้องใช้หลอดสูญญากาศ (Vacuum tube) อยู่เช่นเดิม จะเห็นว่าสามารถที่จะใช้อินเวอร์เตอร์เป็นแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าสำหรับงานการให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำได้ตั้งแต่ในย่านความถี่ต่ำ 50Hz จนถึงย่านความถี่สูง 450kHz ดังในรูปที่ 2.10 ซึ่งอธิบายความแตกต่างระหว่างกำลังไฟฟ้าและพิกัดความถี่ของอุปกรณ์แต่ละชนิดที่ยังคงมีใช้ในปัจจุบันคือ Thyristor, IGBT, Mosfet, Vacuum Tube และยังสามารถได้ว่าอุปกรณ์ที่สามารถจ่ายกำลังไฟฟ้าที่สูงได้จะถูกใช้ในย่านความถี่ต่ำส่วนอุปกรณ์ที่สามารถทำงานในย่านความถี่สูงจะสามารถจ่ายกำลังไฟฟ้าได้ต่ำกว่า



รูปที่ 2.10 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่ใช้งานกับพิกัดกำลังไฟฟ้าสำหรับอุปกรณ์สวิตช์แต่ละชนิด

ความสัมพันธ์ระหว่างย่านความถี่กับพิกัดการจ่ายกำลังไฟฟ้าสำหรับงานให้ความร้อนในรูปแบบต่าง ๆ อธิบายได้ในรูปที่ 2.6 ซึ่งย่านการให้ความร้อนนี้จะมีลักษณะคล้ายกับความสัมพันธ์ระหว่างความถี่ใช้งานกับพิกัดกำลังไฟฟ้าสำหรับอุปกรณ์สวิตช์แต่ละชนิดโดยจะเห็นว่าสามารถประมาณได้ว่าลักษณะการใช้งานบางอย่างจะเหมาะสมกับอุปกรณ์บางชนิดได้ เช่นในงาน Scan Hardening ซึ่งใช้ความถี่ย่านประมาณ 1 kHz ถึงประมาณ 500 kHz ก็จะเป็นย่านที่ใช้ IGBT และมอสเฟสเป็นอุปกรณ์ โดย IGBT จะแบ่งใช้งานย่านที่ความถี่ต่ำและมอสเฟสจะแบ่งใช้งานย่านความถี่สูงในงานการชุบผิวแข็งนี้



รูปที่ 2.11 ความสัมพันธ์ระหว่างย่านความถี่ใช้งานกับพิกัดการจ่ายกำลังไฟฟ้าสำหรับงานให้ความร้อน

บทที่ 3

หลักการพื้นฐานของวงจรเรโซแนนซ์ที่ใช้กับวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์

3.1 บทนำ

ในบทนี้จะกล่าวถึงหลักการพื้นฐานของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์ซึ่งมีโหลดเอาต์พุตประกอบด้วยชุดหม้อแปลงความถี่สูงและชุดแท่งโหลดซึ่งเป็นชิ้นงานประเภทโลหะ ที่ต้องการให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำจากคลื่นกระแสสูงจากเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ไปยังชุดลวดที่พันรอบแท่งเหล็กเพื่อให้เกิดความเหนี่ยวนำกระแสไหลวนความถี่สูงที่ตัวชิ้นงานภายในแท่งเหล็ก โดยเนื้อหาที่จะนำเสนอจะเกี่ยวกับการวิเคราะห์ค่าพารามิเตอร์ต่างๆที่ใช้ในวงจรเรโซแนนซ์ เช่น Normalized อิมพีแดนซ์ มุมเฟสระหว่างแรงดันและกระแสในวงจรอินเวอร์เตอร์ขณะทำงานในย่านใกล้เคียงจุดเรโซแนนซ์ตลอดจนยังได้กล่าวถึง การวิเคราะห์แรงดันกระแส กระแส และกำลังไฟฟ้าของวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์อนุกรม รวมถึงหลักการคำนวณหาค่าความต้านทานสมมูลและค่าความเหนี่ยวนำสมมูลของวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์อนุกรมขณะขับกระแสความถี่สูงเพื่อจ่ายผ่านหม้อแปลงความถี่สูงไปยังชิ้นงานภายในแท่งเหล็ก

3.2 อินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แบบอนุกรม

3.2.1 หลักการทำงานเบื้องต้น อินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แบบอนุกรมก็คือคอนเวอร์เตอร์ที่แปลงกำลังจากไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสสลับดังแสดงในรูปที่ 3.1(ก)ซึ่งจะเรียกว่าเป็นวงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรมเพราะมีตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุวางอนุกรมกันกับโหลดความต้านทาน การสวิตช์จะทำให้เกิดแรงดันรูปคลื่นสี่เหลี่ยมโดยที่ตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุ (C) จะทำให้เกิดความถี่เรโซแนนซ์ซึ่งจะมีค่าเท่ากับความถี่สวิตช์

สำหรับขั้นตอนการวิเคราะห์มีดังนี้

1. พิจารณาผลตอบสนองเชิงความถี่ของวงจร R – L – C ดังแสดงในรูปที่ 3.2(ข) จะได้อัตราขยายแรงดันของวงจรซึ่งมีความสัมพันธ์ดังนี้

$$\frac{V_0}{V_1} = \frac{R}{\sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}}$$
$$\frac{V_0}{V_1} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega L}{R} - \frac{1}{\omega RC}\right)^2}} \quad (3.1)$$

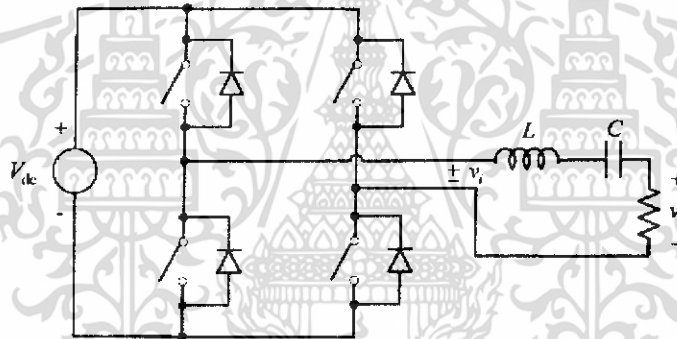
2. ความถี่เรโซแนนซ์จะมีค่าเท่ากับ

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

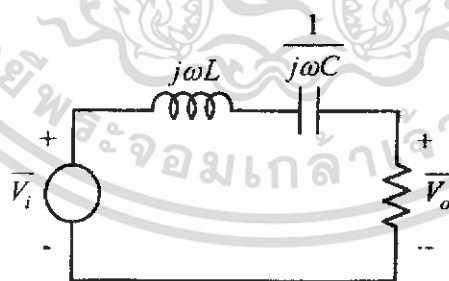
$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (3.2)$$

ที่ความถี่เรโซแนนซ์ ค่าอิมพีแดนซ์ของตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุจะหักล้างกัน จึงมองเห็นเป็นโหลดมีค่าเฉพาะความต้านทานเท่านั้น

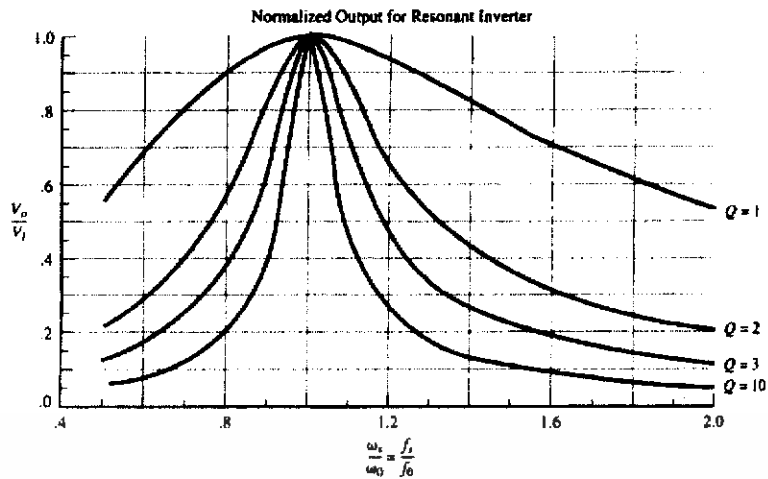
เมื่อแรงดันไฟฟ้าด้านออกเป็นรูปคลื่นสี่เหลี่ยมที่ความถี่ f_0 ผลของ L-C จะทำหน้าที่คล้ายเป็นตัวกรองความถี่ คือทำให้ความถี่หลักมูลผ่านไป และจะลดขนาดสัญญาณของฮาร์โมนิกส์ลำดับต่างๆ ทำให้รูปคลื่นแรงดันตกคร่อมความต้านทานเป็นรูปคลื่นสัญญาณไซน์ ที่มีค่าความถี่เดียวกันกับความถี่ของรูปคลื่นสี่เหลี่ยม



(ก)



(ข)



รูปที่ 3.1 วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แบบอนุกรม (ข) วงจรสมมูล R – L – C (ค) ค่าบรรทัดฐานของผลตอบสนองเชิงความถี่

3. ขนาดของแรงดันความถี่หลักมูลของสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยม $\pm V_{dc}$ จะมีขนาดเท่ากับ

$$V_1 = \frac{4V_{dc}}{\pi} \quad (3.3)$$

4. ผลตอบสนองเชิงความถี่ของวงจรองความถี่จะแสดงในพจน์ของแบนด์วิดท์ โดยแสดงในรูปประกอบคุณภาพ (quality factor: Q) ดังนี้

$$Q = \frac{\omega_0 L}{R} = \frac{1}{\omega_0 RC} \quad (3.4)$$

5. อัตราแรงดันในสมการที่ (3.5) สามารถแสดงในพจน์ของ ω_0 และ Q ดังนี้

$$\frac{V_o}{V_1} = \frac{1}{\sqrt{1 + Q^2 \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)^2}} \quad (3.5)$$

6. ผลตอบสนองเชิงความถี่แสดงในรูปที่ 3.1(ค) อันตราขยายแรงดันของผลตอบสนองเชิงความถี่บรรทัดฐาน (Normalized frequency: f_s / f_0) ที่ค่า Q ต่างๆ ซึ่งจะเห็นได้ว่าแรงดันตกคร่อมตัวต้านทานจะลดลงเมื่อค่า Q มีค่าสูงขึ้น ขณะที่การเพิ่มค่า L และลดค่า C จะมีผลทำให้ Q มีค่าสูงขึ้นเช่นกัน

3.2.2 การสูญเสียจากการสวิตซ์ จุดเด่นของอินเวอร์เตอร์เรโซแนนท์ คือ การลดการสูญเสียของสวิตซ์เมื่อเทียบกับอินเวอร์เตอร์ทั่วไปหากความถี่เรโซแนนท์และค่า Q ของวงจรมีค่าสูง สวิตซ์จะทำงานเมื่อกระแสไหลลงมีค่าเข้าใกล้ศูนย์ ทำให้อุปกรณ์สวิตซ์มีการสูญเสียต่ำ วงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดนี้จึงมีประสิทธิภาพค่อนข้างสูง

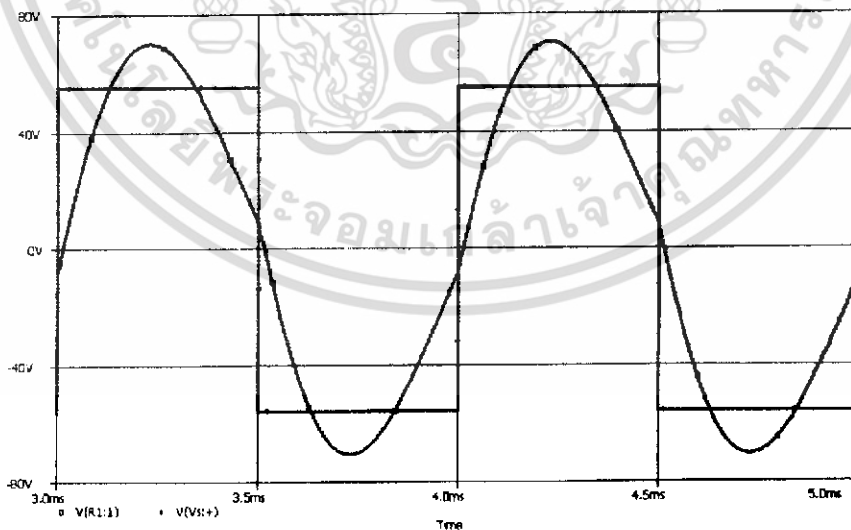
3.2.3 การควบคุมขนาดแรงดัน หากความถี่ของแรงดันไฟฟ้าที่โหลดไม่ใช่จุดสำคัญ ขนาดสัญญาณของความถี่หลักมูลที่ตกคร่อมความต้านทานจะถูกควบคุมโดยการเลื่อนความถี่สวิตซ์จากจุดเรโซแนนท์ ดังนั้นกำลังไฟฟ้าที่โหลดความต้านทานจะถูกควบคุมด้วยความถี่สวิตซ์ หลักการนี้สามารถนำไปประยุกต์ใช้กับระบบทำความร้อนจากการเหนี่ยวนำ

นอกจากนั้นขณะควบคุมแรงดันไฟฟ้าด้านออก ควรจะควบคุมให้ควมถี่สวิตซ์ปรับเปลี่ยนให้มีค่ามากกว่าความถี่เรโซแนนท์ เพราะจะย้ายฮาร์มอนิกส์ความถี่สูงของรูปคลื่นสี่เหลี่ยมออกไป ทำให้การกรองความถี่และง่ายขึ้น แต่หากเลื่อนความถี่ให้ต่ำกว่าความถี่เรโซแนนท์จะย้ายฮาร์มอนิกส์ลำดับต่างๆ โดยอาจทำให้ฮาร์มอนิกส์ลำดับที่สามเข้าใกล้เรโซแนนท์จะทำให้สัญญาณด้านออกมีขนาดเพิ่มขึ้นได้

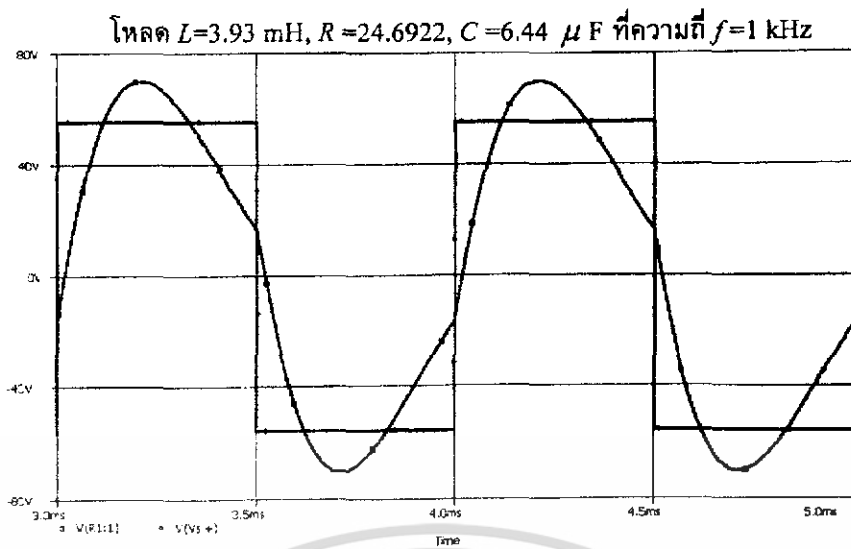
สมมติว่ามีแหล่งจ่ายลูกคลื่นรูปสี่เหลี่ยมแบบอุดมคติ จ่ายให้กับวงจรโหลด $R-L-C$ จะได้ผลตอบสนองต่อลูกคลื่นดังนี้

- (ก) ค่า $Q = 1$ ที่ค่าเรโซแนนท์
- (ข) ค่า $Q = 2$ ที่ค่าเรโซแนนท์
- (ค) ค่าความเพี้ยนฮาร์มอนิกรวม (THD) ทั้งสองกรณี

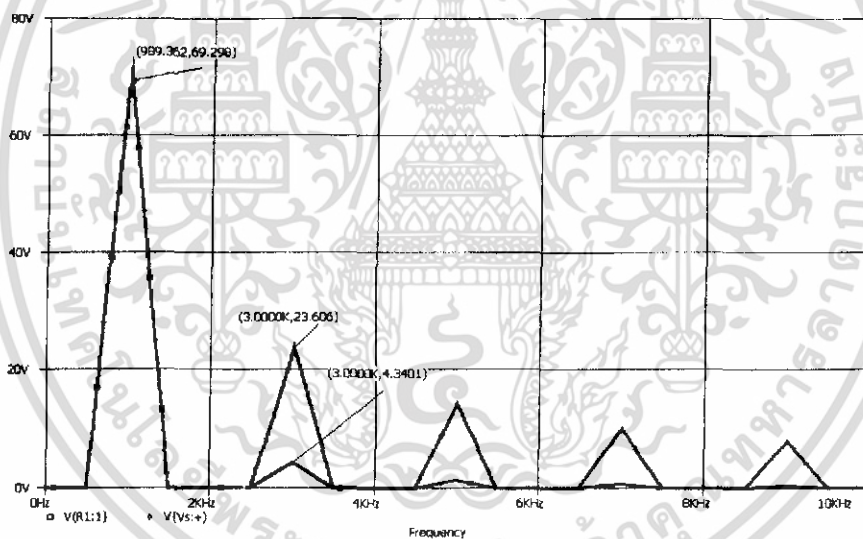
โหลด $L = 3.93 \text{ mH}$, $R = 12.3465$, $C = 6.44 \text{ } \mu\text{F}$ ที่ความถี่ $f = 1 \text{ kHz}$



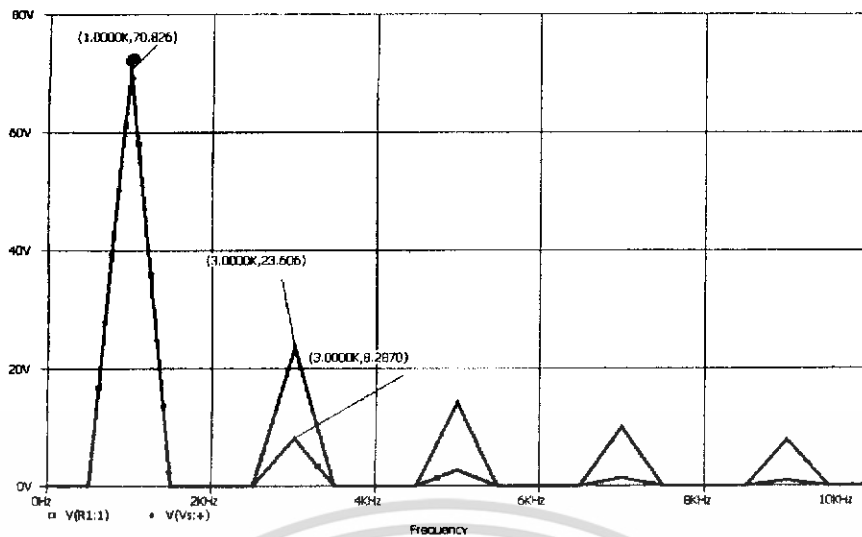
(ก) รูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายไฟฟ้าและที่โหลดตัวต้านทาน กรณี $Q = 1$



(ข) รูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าและที่โหลดตัวต้านทาน กรณี $Q = 2$



(ค) ฮาร์มอนิกส์ลำดับต่างๆ ของแรงดันไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าและที่โหลดตัวต้านทาน กรณี $Q = 1$



- (ง) ฮาร์มอนิกส์ลำดับต่างๆ ของแรงดันไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าและที่โหลดตัวต้านทาน กรณี $Q = 2$

รูปที่ 3.2 ผลตอบสนองต่อลูกคลื่นวงจรรีโซแนนซ์แบบอนุกรม

3.3 หลักการเรโซแนนซ์

เมื่อเราปรับความถี่ที่ป้อนให้กับวงจรอนุกรม RLC จะพบว่าความถี่ค่าหนึ่งค่า X_L จะเท่ากับ X_C เป็นผลให้ค่าอิมพีแดนซ์ (Impedance) ของวงจร RLC มีค่าต่ำที่สุดนั่นคือ $Z=R$ ในสภาวะเช่นนี้เราเรียกว่าอยู่ในสภาวะเรโซแนนซ์ ค่าความถี่ที่เกิดขึ้นนี้เรียกว่า ความถี่เรโซแนนซ์ (Resonance Frequency) และเนื่องจากค่าอิมพีแดนซ์มีค่าต่ำสุดกระแสที่ไหลในวงจรจึงมีค่ามากที่สุดและเป็นผลให้แรงดันตกคร่อม L และ C มีค่าเพิ่มขึ้น

ในวงจรขนาน LC ก็สามารถที่จะทำให้อยู่ในสภาวะเรโซแนนซ์ได้เช่นกันและ X_L จะเท่ากับ X_C ในขณะนี้อิมพีแดนซ์ของวงจรจะมีค่ามากที่สุดและส่งผลให้กระแสมีค่าน้อยที่สุด แต่กระแสที่ไหลวนอยู่ในลูป (LOOP) ของ L และ C จะมีค่าเพิ่มขึ้นวงจรสามารถปรับให้เรโซแนนซ์ได้โดยการปรับค่า L และ C

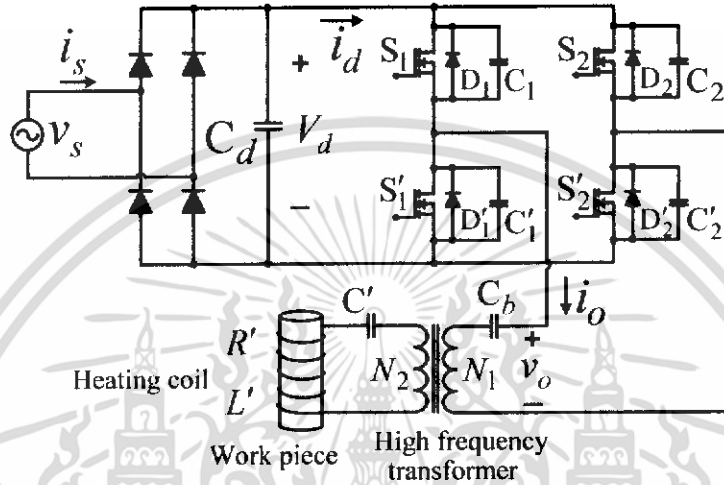
3.4 การเปรียบเทียบข้อดีและข้อเสียของวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ชนิดอนุกรมและขนาน

วงจรอินเวอร์เตอร์	ข้อดี	ข้อเสีย
เรโซแนนซ์อนุกรม	<ul style="list-style-type: none"> - โครงสร้างง่ายและราคาถูก - สามารถจ่ายกำลังไฟฟ้าดีซีได้โดยตรงจากวงจรไดโอดเรกติฟายเออร์ได้ไม่ต้องมีการปรับแรงดัน - กำลังไฟฟ้าที่จ่ายสามารถปรับควบคุมได้ง่ายโดยการปรับความถี่ที่วงจรอินเวอร์เตอร์ 	<ul style="list-style-type: none"> - ขณะที่ป้อนสัญญาณเพื่อขับวงจรอินเวอร์เตอร์วงจรโหลดจะเปิดวงจรไม่ได้ - ไม่สามารถทนการลัดวงจรที่โหลดได้ - ควบคุมกำลังไฟฟ้าโดยการปรับความถี่สวิทซ์ให้เลื่อนออกจากความถี่เรโซแนนซ์ ทำให้กระแสไม่ค้อยเป็นไซน์ ซึ่งเป็นผลให้เกิดฮาร์มอนิกส์
เรโซแนนซ์ขนาน	<ul style="list-style-type: none"> - ขณะที่ป้อนสัญญาณเพื่อขับวงจรอินเวอร์เตอร์วงจรเปิดสามารถเปิดวงจรออกได้ - สามารถทนต่อการลัดวงจรที่ โหลดได้ - อุปกรณ์ L และ C ที่ใช้ในวงจรเรโซแนนซ์ไม่จำเป็นต้องมีพิกัดแรงดันสูงเนื่องจากกระแสเป็นรูปคลื่นสแควร์จึงมีค่า Peak คงที่ที่ตำแหน่งเรโซแนนซ์ 	<ul style="list-style-type: none"> - ไม่สามารถจ่ายกำลังไฟฟ้าดีซีได้โดยตรงจากวงจรไดโอดเรกติฟายเออร์แต่ต้องมีการปรับแรงดันจากการใช้สวิทซ์ควบคุม - จำเป็นต้องมี Choke เนื่องจากเป็น Constant Current - มีขนาดใหญ่เนื่องจากมี Choke และวงจรควบคุมแรงดันดีซีอินพุทให้กับอินเวอร์เตอร์

ตารางที่ 3.1 การเปรียบเทียบข้อดีและข้อเสียของวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ชนิดอนุกรมและขนาน

3.5 การวิเคราะห์ค่าพารามิเตอร์ต่างๆในวงจรเรโซแนนท์อนุกรม

ในเครื่องทดสอบการเหนี่ยวนำความถี่สูงที่ใช้ในรายงานฉบับนี้ได้เลือกใช้วงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์เรโซแนนท์อนุกรมเพื่อใช้เป็นแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าความถี่สูงมีลักษณะวงจรดังรูปที่ 3.3 โดยที่ขดลวดเหนี่ยวนำกับชิ้นโลหะชิ้นงาน สามารถแทนด้วยความต้านทานและอินดักแตนซ์สมมูลโดยที่พิจารณาอยู่ในรูปของวงจร RLC อนุกรมซึ่งสามารถวิเคราะห์ค่าพารามิเตอร์ต่างๆในวงจรอนุกรมได้ดังนี้



รูปที่ 3.3 โครงสร้างของวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์เรโซแนนท์อนุกรม

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_{eq} C_{eq}}} \tag{3.6}$$

$$Z_o = \sqrt{\frac{L_{eq}}{C_{eq}}} = \omega_r L_{eq} = \frac{1}{\omega_r C_{eq}} \tag{3.7}$$

$$Q_L = \frac{\omega_r L_{eq}}{R_{eq}} = \frac{1}{\omega_r R_{eq} C_{eq}} = \frac{Z_o}{R_{eq}} = \frac{1}{R_{eq}} \sqrt{\frac{L_{eq}}{C_{eq}}} \tag{3.8}$$

- โดยที่
- ω_r = Resonant Frequency
 - Z_o = Characteristic Impedance
 - Q_L = Quality Factor

อินพุตอิมพีแดนซ์ของวงจรเรโซแนนท์อนุกรม คือ

$$\begin{aligned}
 Z &= R_{eq} + j \left[\omega_s L_{eq} - \frac{1}{\omega_s C_{eq}} \right] \\
 &= R_{eq} \left[1 + jQ_l \left[\frac{\omega_s}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega_s} \right] \right] \\
 &= Z_o \left[\frac{R_{eq}}{Z_o} + \left[\frac{\omega_s}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega_s} \right] \right] = Z \angle \theta^0 = R_{eq} + jX_{eq} \quad (3.9)
 \end{aligned}$$

ซึ่งจะได้

$$\begin{aligned}
 Z &= R_{eq} \sqrt{1 + Q_l^2 \left[\frac{\omega_s}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega_s} \right]^2} \\
 &= Z_o \sqrt{\frac{1}{Q_l^2} + \left[\frac{\omega_s}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega_s} \right]^2} \quad (3.10)
 \end{aligned}$$

$$\theta = \arctan \left[Q_l \left[\frac{\omega_s}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega_s} \right] \right] \quad (3.11)$$

$$R_{eq} = Z \cos \theta \quad (3.12)$$

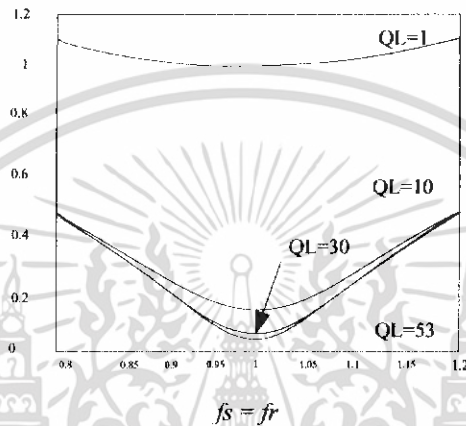
$$X_{eq} = Z \sin \theta \quad (3.13)$$

$$\cos \theta = \frac{R_{eq}}{Z} = \frac{1}{\sqrt{1 + Q_l^2 \left[\frac{\omega_s}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega_s} \right]^2}} \quad (3.14)$$

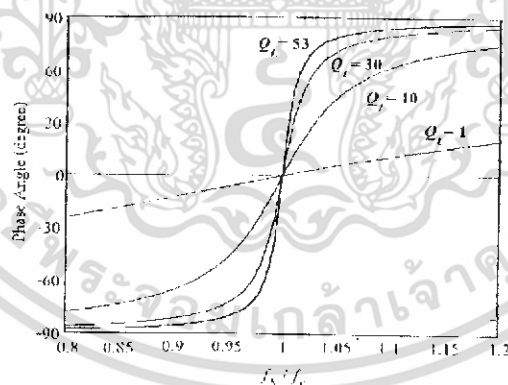
โดยที่

- R_{eq} คือ ค่าความต้านทานสมมูล
- L_{eq} คือ อินдукแตนซ์เรโซแนนท์สมมูล
- C_{eq} คือ คาปาซิเตอร์เรโซแนนท์สมมูล
- θ คือ มุมต่างเฟสระหว่างแรงดัน

จากสมการที่ (3.10) เมื่อนำมาเขียนกราฟในรูป Normalized อินพุต Z/Z_0 เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่าความถี่ที่ค่า Q_L ต่างๆ จะได้ดังรูปที่ 3.4 จากรูปจะเห็นว่าที่ค่าความถี่เรโซแนนท์ค่าอินพุตอิมพีแดนซ์จะมีค่าต่ำสุดและค่าอินพุตอิมพีแดนซ์นี้ยังมีความสัมพันธ์กับค่า Q_L ด้วย นั่นคือเมื่อค่า Q_L มีค่ามากขึ้นค่าอินพุตอิมพีแดนซ์จะมีค่าต่ำลงด้วย สำหรับเครื่องเหินยวนำความถี่สูงที่ใช้ในการทดลองนี้จะมีค่าประมาณ 60-80 kHz ซึ่งได้แสดงคุณสมบัติเช่นกันเป็นเส้นกราฟในรูปที่ 3.4 นี้



รูปที่ 3.4 ความสัมพันธ์ระหว่าง Normalized อินพุตอิมพีแดนซ์ของวงจรเรโซแนนท์อนุกรมกับความถี่ที่เปลี่ยนแปลงที่ค่า Q_L ต่างๆ



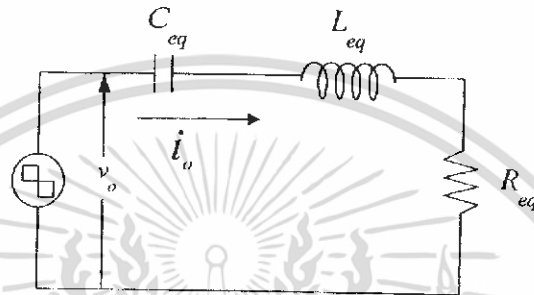
รูปที่ 3.5 ค่ามุมเฟสของอินพุตอิมพีแดนซ์ของวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนท์อนุกรมต่อความถี่ที่เปลี่ยนแปลงที่ค่า Q_L ต่างๆ (Phase angle) ค่าบวกแสดงกระแสเอาต์พุต i_o ล้าหลังแรงดันเอาต์พุต V_o

ในรูปที่ 3.5 เป็นกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างมุมเฟสของอินพุตของวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนท์อนุกรมกับความถี่ที่เปลี่ยนแปลงที่ค่า Q_L ต่างๆ ซึ่งได้มาจากสมการ (3.11) จากรูปกราฟจะเห็นได้ว่าที่จุดเรโซแนนท์ค่ามุมเฟสจะมีค่าเท่ากับศูนย์เสมอไม่ว่าจะเป็นที่ค่า Q_L ใดๆก็ตามและเมื่อปรับความถี่ค่ามุมเฟสจะมีการเปลี่ยนแปลงของมุมเฟสจะขึ้นอยู่กับค่า

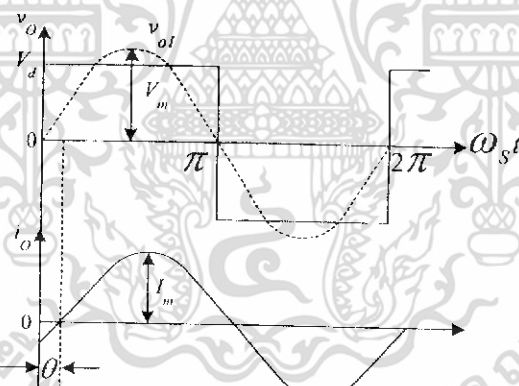
Q_L นั่นคือเมื่อ Q_L มีค่ายิ่งสูงขึ้นอัตราการเปลี่ยนแปลงของมุมเฟสก็จะยิ่งมากขึ้นตาม ดังแสดงในรูป[3.5-3.6]

3.6 การวิเคราะห์แรงดัน กระแส และค่าแรงดัน ของวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์เรโซแนนท์อนุกรม

จากรูปที่ 3.3 เพื่อให้สามารถวิเคราะห์วงจรได้ง่ายขึ้น สามารถเขียนให้อยู่ในรูปของวงจรสมมูลได้ดังรูปที่ 3.6 โดยมีลักษณะคลื่นแรงดันและกระแส V_o และ i_o ดังรูปที่ 3.7



รูปที่ 3.6 วงจรสมมูลของวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์เรโซแนนท์อนุกรม



รูปที่ 3.7 คลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุทของวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์เรโซแนนท์อนุกรม

จากรูปที่ 3.6 และ 3.7 จะให้แรงดันของวงจรเรโซแนนท์อนุกรมดังนี้

$$v_o = \begin{cases} +V; 0 < \omega t \leq \pi \\ -V; \pi < \omega t \leq 2\pi \end{cases} \quad (3.15)$$

เมื่อนำมาทำการหาอนุกรมฟูเรียร์ในสมการ (3.17) จะได้

$$v_o = \frac{4V_d}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1 - (-1)^n}{2n} \sin n\omega t$$

$$v_o = V_d \left[\frac{4}{\pi} \sin \omega t + \frac{4}{3\pi} \sin 3\omega t + \frac{4}{5\pi} \sin 5\omega t + \dots \right] \quad (3.16)$$

โดยมีค่าแรงดัน Fundamental ของแรงดัน v_o คือ

$$v_{o,1} = V_{\max} \sin \omega t \quad (3.17)$$

โดยจะได้ขนาด Peak มีค่าเป็น

$$V_{\max} = \frac{4V_d}{\pi} \approx 1.273V_d \quad (3.18)$$

และค่า RMS ของแรงดัน v_o คือ

$$V_{rms} = \frac{V_m}{\sqrt{2}} = \frac{2\sqrt{2}V_d}{\pi} \approx 0.9V_d \quad (3.19)$$

โดยมีสมการโหลด i_o คือ

$$i_o = I_m \sin(\omega t - \theta) \quad (3.20)$$

เมื่อ

$$I_m = \frac{V_m}{Z} = \frac{4V_d}{\pi Z} = \frac{4V_d \cos \theta}{\pi R} = \frac{4V_d}{\pi R_{eq} \sqrt{1 + Q_L \left[\frac{\omega_s}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega_s} \right]^2}}$$

$$= \frac{4V_d}{\pi Z_o \sqrt{\left[\frac{R_{eq}}{Z_o}\right]^2 + \left[\frac{\omega_s}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega_s}\right]^2}} \quad (3.21)$$

จากสมการที่ (3.21) สามารถหาแรงดันตกคร่อมค่าความต้านทาน R_{eq} อินดักแตนซ์ L_{eq} และคาปาซิแตนซ์ C_{eq} ได้ดังสมการดังต่อไปนี้

$$V_r = I_m R_{eq} \quad (3.22)$$

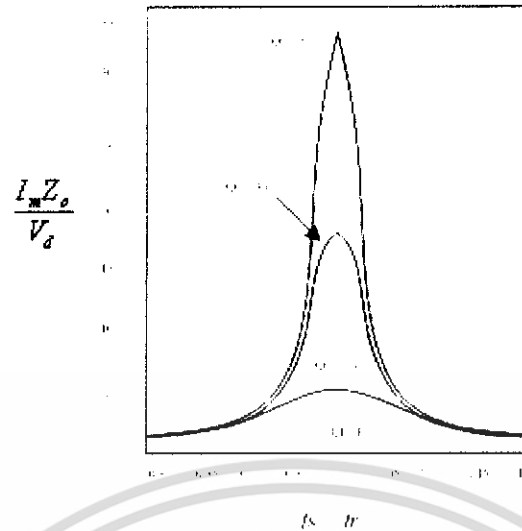
$$V_{C_{eq}} = \frac{I_m}{\omega C_{eq}} = \frac{4V_d}{\pi \left(\frac{\omega_s}{\omega_r}\right) \sqrt{\left(\frac{1}{Q_L}\right)^2 + \left(\frac{\omega_s}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega_s}\right)^2}} \quad (3.23)$$

$$V_{L_{eq}} = I_m \omega L_{eq} = \frac{4V_d \frac{\omega_s}{\omega_r}}{\pi \sqrt{\left(\frac{1}{Q_L}\right)^2 + \left(\frac{\omega_s}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega_s}\right)^2}} \quad (3.24)$$

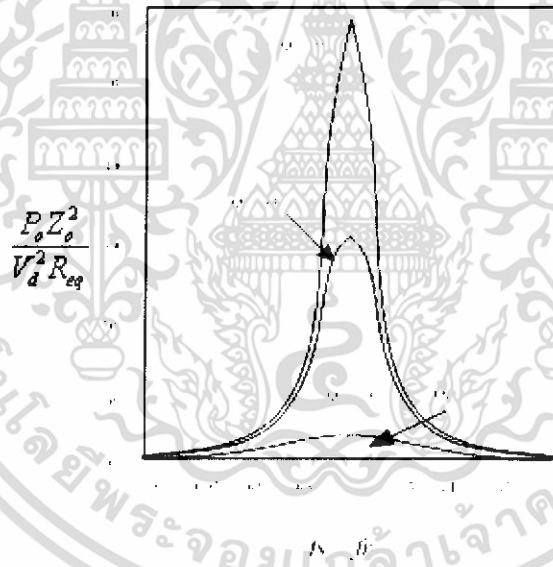
ดังนั้นกำลังไฟฟ้าที่เอาท์พุทอินเวอร์เตอร์ที่ได้ คือ

$$\begin{aligned} P_o &= \frac{I_m^2 R_{eq}}{2} = \frac{8V_d R_{eq} \cos^2 \theta}{\pi^2 R_{eq}} = \frac{8V_d^2 R_{eq}}{\pi^2 R_{eq}^2 \left[1 + Q_L^2 \left[\frac{\omega_s}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega_s}\right]^2\right]} \\ &= \frac{8V_d^2 R_{eq}}{\pi^2 Z_{eq}^2 \left[\left[\frac{R_{eq}}{Z_o}\right]^2 + \left[\frac{\omega_s}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega_s}\right]^2\right]} \end{aligned} \quad (3.25)$$

และจากสมการที่ (3.23) สามารถนำมาเขียนกราฟได้ดังรูปที่ (3.7) ซึ่งแสดงค่ากระแสไหลในรูป Normalized ของวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนท์อนุกรมต่อความถี่ที่เปลี่ยนแปลงที่ค่า Q_L ต่างๆ จะเห็นได้ว่ากระแสไหลสูงสุดและจะขึ้นอยู่กับค่า Q_L นั่นคือเมื่อ Q_L มีค่าสูงขึ้นกระแสไหลก็จะมีค่าสูงขึ้นตามเมื่อเทียบกับกระแสไหลที่มีค่าต่ำลงเมื่อมีค่า Q_L ต่ำ



รูปที่ 3.8 Normalized กระแสไหลของวงจรอินเวอร์เตอร์อนุกรมต่อความถี่ที่เปลี่ยนแปลงมีค่า Q_L ต่างๆ

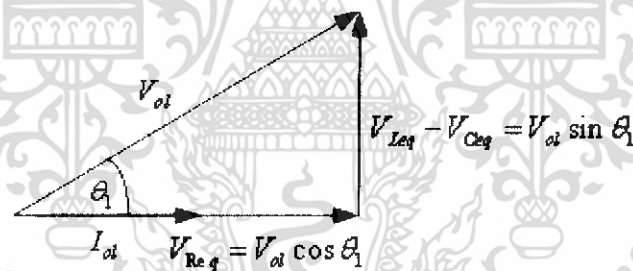


รูปที่ 3.9 Normalized กำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนท์อนุกรมต่อความถี่ที่เปลี่ยนแปลงที่ค่า Q_L

และจากสมการ(3.25) เมื่อนำมาเขียนกราฟในรูป Normalized ของกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์เรโซแนนท์อนุกรมต่อความถี่ที่เปลี่ยนแปลงที่ค่า Q_L ต่างๆ จะเห็นได้ว่าที่จุดเรโซแนนท์และได้กำลังไฟฟ้าเอาต์พุตสูงสุดและเมื่อความถี่เปลี่ยนไปจากจุดเรโซแนนท์กำลังไฟฟ้าเอาต์พุตจะมีค่าลดลงมากที่ค่า Q_L ต่ำ

3.7 การคำนวณหาค่าความต้านทานและอินดักแตนซ์สมมูลของวงจรอินเวอร์เตอร์รีโซแนนท์

ในการวิเคราะห์วงจรอินเวอร์เตอร์รีโซแนนท์อนุกรมที่ใช้ในเครื่องเหนี่ยวนำความถี่สูงนั้น จำเป็นต้องหาค่าความต้านทานสมมูล R_{eq} ซึ่งเป็นค่าความต้านทานที่เกิดจากขดลวดตัวนำของหม้อแปลงและค่าความต้านทานที่ขดลวดเหนี่ยวนำที่พันรอบแท่งเหล็กชิ้นงาน และค่าอินดักแตนซ์สมมูล L_{eq} ซึ่งเป็นค่าอินดักแตนซ์ของหม้อแปลงความถี่สูงกับค่าอินดักแตนซ์ที่ขดลวดเหนี่ยวนำในวงจรเสียก่อน ในโครงงานนี้ได้มองโพลดของอินเวอร์เตอร์ในรูปที่ 3.3 ซึ่งประกอบด้วยหม้อแปลงความถี่สูง ตัวเก็บประจุรีโซแนนท์ C_0 และขดลวดเหนี่ยวนำพร้อมทั้งชิ้นงานในรูปของวงจรสมมูล RLC อนุกรมประกอบด้วยค่า R_{eq} , L_{eq} และ C_{eq} ดังรูปที่ 3.6 ซึ่งเป็นค่าตัวแปรที่โอนย้ายจากด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงความถี่สูงมายังด้านปฐมภูมิที่ต่ออยู่กับด้านเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์ เมื่อป้อนแรงดัน สแควร์ให้กับวงจร RLC อนุกรมในรูปที่ 3.6 พร้อมกับควบคุมให้อินเวอร์เตอร์ทำงานโยกระแสจะล้าหลังแรงดันอยู่ดังในรูปที่ 3.7 จะได้ความสัมพันธ์ทางไฟฟ้าของแรงดันและกระแสฐานด้านมุม θ_1 ในรูปของ $\cos \theta_1$ ซึ่งสามารถนำไปวิเคราะห์หาค่าตัวแปร R_{eq} , L_{eq} และ C_{eq} ของวงจรสมมูลได้โดยใช้เวกเตอร์ไดอะแกรมในรูปที่ 3.9 ซึ่งสามารถวิเคราะห์สมการของ R_{eq} และ L_{eq} ได้ในสมการ (3.27) และ (3.29)



รูปที่ 3.10 เฟสเซอร์ไดอะแกรมของรีโซแนนท์อนุกรม

โดยที่

$$R_{eq} = \frac{V_{R_{eq}}}{I_{o1}} \quad (3.26)$$

ดังนั้น

$$R_{eq} = \frac{V_{o1} \cos \theta_1}{I_{o1}} \quad (3.27)$$

โดยที่

$$\omega_s L_{eq} - \frac{1}{\omega_s C_{eq}} = \frac{V_{L_{eq}} - V_{C_{eq}}}{I_{o1}} \quad (3.28)$$

$$\omega_s L_{Lx} - \frac{1}{\omega_s C_{eq}} = \frac{V_{o1} \sin \theta 1}{I_{o1}} \quad (3.29)$$

3.8 สรุป

จากหลักการพื้นฐานของวงจรเรโซแนนซ์อนุกรมที่ใช้กับวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ ดังที่ได้กล่าวมาแล้วนั้นสามารถทำการสรุปเป็นข้อๆได้ดังนี้

1) จากการวิเคราะห์วงจรเรโซแนนซ์อนุกรมจะเห็นได้ว่า ความถี่สวิตช์ของวงจรอินเวอร์เตอร์จะมีผลต่อการเปลี่ยนแปลงของค่าพารามิเตอร์ทางไฟฟ้าต่างๆ เช่น ค่าอิมพีแดนซ์ (Z) ค่า Quality Factor (Q) มุมต่างเฟสระหว่างแรงดันกับกระแส ($\theta 1$) กระแสไหลดเรโซแนนซ์ (I_o) และกำลังเอาต์พุต (P_o) นั่นคือเมื่อความถี่สวิตช์มีค่าสูงกว่าหรือต่ำกว่าความถี่ เรโซแนนซ์ ค่าอิมพีแดนซ์ (Z) และมุมต่างเฟสระหว่างแรงดันและกระแส ($\theta 1$) จะมีค่าเพิ่มมากขึ้น ในขณะที่กระแสไหลดเรโซแนนซ์ (I_o) และกำลังไฟฟ้าเอาต์พุต (P_o) จะมีค่าลดลง

2) ค่าความต้านทานสมมูล R_{eq} และค่าความเหนี่ยวนำสมมูล L_{eq} สามารถคำนวณทางคณิตศาสตร์โดยตามวิธีการที่นำเสนอไว้ในสมการ (3.26) – (3.29) ได้อย่างถูกต้อง

บทที่ 4

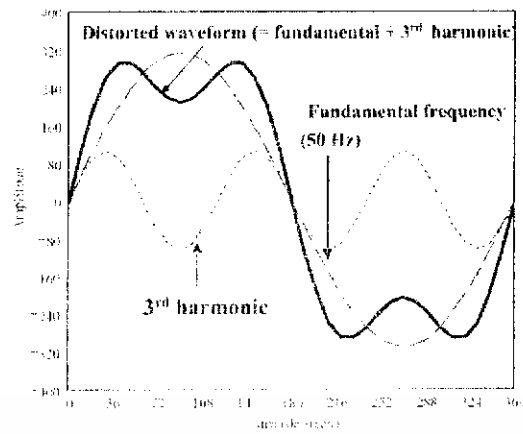
ฮาร์มอนิกส์ และตัวประกอบกำลังไฟฟ้า

4.1 บทนำ

ระบบจ่ายไฟฟ้ากำลังหรือการไฟฟ้า ได้ออกแบบให้ผลิตแรงดันไฟฟ้าที่ความถี่หลักมูลเท่ากับ 50Hz แต่ผลจากการดึงกำลังไฟฟ้าของโหลดบางชนิดได้ทำให้เกิดกระแสไฟฟ้าหรือแรงไฟฟ้าที่มีความถี่เป็นจำนวนเต็มของความถี่หลักมูล ซึ่งความถี่ที่เป็นจำนวนเต็มเท่าของความถี่หลักมูลเหล่านี้จะก่อให้เกิดภาวะมลพิษทางไฟฟ้าขึ้น (Electrical pollution) โดยที่จะเรียกว่า “ฮาร์มอนิกส์ในระบบไฟฟ้ากำลัง” (Power System Harmonics) และด้วยผลของฮาร์มอนิกส์เหล่านี้ที่ทำให้รูปคลื่นของแรงดันไฟฟ้าและรูปคลื่นของกระแสไฟฟ้าจากระบบจ่ายไฟฟ้ากำลังหรือการไฟฟ้า จะไม่ได้เป็นรูปคลื่นที่ผิดเพี้ยนไปจากไซน์แทน (Distorted waveform) ดังแสดงในรูปที่ 4.1

ฮาร์มอนิกส์ (Harmonics) จะหมายถึงส่วนประกอบในรูปสัญญาณคลื่นไซน์ (Sine wave) ของสัญญาณหรือปริมาณเป็นคาบใดๆ ซึ่งมีความถี่จำนวนเต็มเท่าของความถี่หลักมูล (Fundamental frequency) ตัวอย่างเช่น ส่วนประกอบที่มีความถี่เป็น 2 เท่าของความถี่หลักมูล จะเรียกว่าฮาร์มอนิกส์ที่ 2 (Second Harmonic) ดังนั้นเราสามารถสรุปได้ว่ารูปคลื่นของกระแสไฟฟ้าหรือแรงดันไฟฟ้าที่เป็นรูปไซน์โดยสมบูรณ์จะไม่มีฮาร์มอนิกส์รวมอยู่ด้วยในขณะที่รูปคลื่นของกระแสไฟฟ้าหรือแรงดันไฟฟ้าที่ผิดเพี้ยนไปจากไซน์จะมีฮาร์มอนิกส์รวมอยู่ด้วยแต่ในการที่จะบอกว่ารูปคลื่นนั้นๆ ผิดเพี้ยนมากหรือน้อยไปจากรูปคลื่นไซน์ จะต้องพิจารณาจากค่า “ความเพี้ยนฮาร์มอนิกส์รวม” (Total Harmonic Distortion: THD)

ความเพี้ยนฮาร์มอนิกส์รวม (Total Harmonic Distortion: THD) หมายถึงอัตราส่วนระหว่างค่ารากที่สองของผลบวกกำลังสอง (Root-Sum-Square) ของค่าอาร์เอ็มเอส (RMS) ของส่วนประกอบฮาร์มอนิกส์ (Harmonic Component) กับค่าอาร์เอ็มเอส (RMS) ของส่วนประกอบความถี่หลักมูล (Fundamental Component) เทียบเป็นร้อยละ ดังแสดงในสมการที่ (10) และ (11)



รูปที่ 4.1 รูปคลื่นที่ผิดเพี้ยนไปจากไซน์ซึ่งประกอบด้วยส่วนประกอบความถี่หลักมูล โดยมีฮาร์โมนิกส์ที่ 3 และค่าความเพี้ยนฮาร์โมนิกส์รวม (THD) เท่ากับ 30%

4.2 ความหมายของค่าตัวประกอบกำลัง

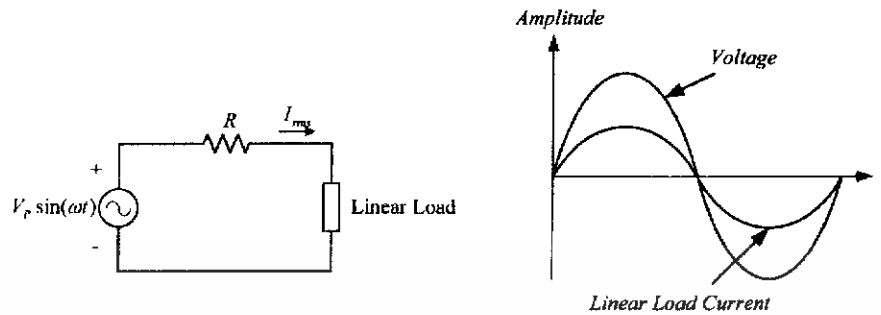
ค่าตัวประกอบกำลัง (Power Factor ; pf) เกิดขึ้นมาจากความคิดที่อยากทราบถึงประสิทธิภาพในใช้กระแสไฟฟ้าของโหลดที่ตั้งมาจากการไฟฟ้า (AC power system) ซึ่งสามารถนิยามได้ดังนี้ “ค่าตัวประกอบกำลังจะเท่ากับค่ากำลังไฟฟ้าเฉลี่ยหารด้วยค่ากำลังไฟฟ้าปรากฏ” หรือเขียนในรูปของสมการได้ดังสมการที่ (4.1)

$$PF = \frac{P_{avg}}{S} = \frac{P_{avg}}{V_{rms} I_{rms}} \quad (4.0)$$

โดย P_{avg} = กำลังไฟฟ้าเฉลี่ย (Average Power)
 S = กำลังไฟฟ้าปรากฏ (Apparent Power)

ในทางปฏิบัติแล้วภาระทางไฟฟ้าหรือโหลดทางไฟฟ้าจะสามารถแบ่งออกได้เป็นสองแบบด้วยกันคือแบบเชิงเส้น (Linear load) และแบบไม่เป็นเชิงเส้น (Nonlinear load) ซึ่งโหลดทั้งสองแบบนี้จะให้ค่าตัวประกอบที่แตกต่างกันในหัวข้อต่อไปนี้เป็นกรกล่าวถึงผลกระทบของโหลดทั้งสองแบบที่มีผลต่อค่าตัวประกอบกำลังตามลำดับ

4.3 ผลกระทบต่อค่าตัวประกอบกำลังของโหลดแบบเชิงเส้น



รูปที่ 4.2 จำลองสถานะที่การไฟฟ้าจ่ายพลังงานไฟฟ้าให้กับโหลดแบบเชิงเส้น

เนื่องจากเป็นโหลดแบบเชิงเส้น (Linear Load) ดังนั้นค่าแรงดันและกระแสไฟฟ้าที่โหลดจะเท่ากับ

$$v(t) = V_1 \sin(\omega_0 t + \delta_1) \quad (4.1)$$

$$i(t) = I_1 \sin(\omega_0 t + \theta_1) \quad (4.2)$$

โดย

V_1 = แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมโหลดสูงสุด (peak value) ที่ความถี่ 50 Hz

I_1 = กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านโหลดสูงสุด (peak value) ที่ความถี่ 50 Hz

δ_1 = ค่ามุมเฟสที่เปลี่ยนไปของแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมโหลด

θ_1 = ค่ามุมเฟสที่เปลี่ยนไปของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่าน

แทนค่าหาค่าตัวประกอบกำลังสมการที่ (4.0) จะได้

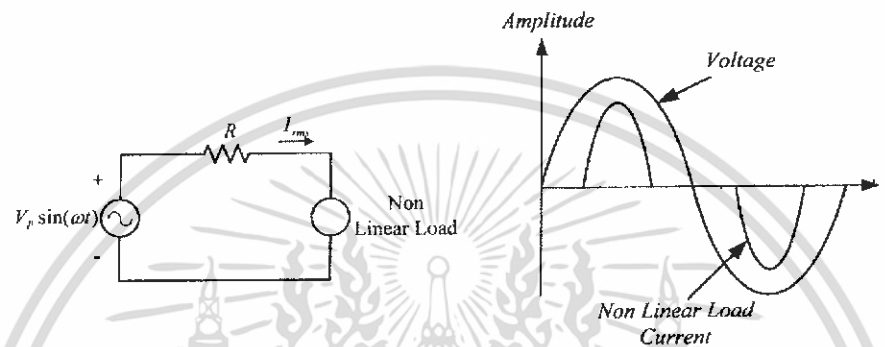
$$pf = pf_{disp} = \frac{P_{avg}}{V_{rms} I_{rms}} = \frac{V_{p,1} I_{p,1} \cos(\delta_1 - \theta)}{V_{p,1} I_{p,1}} \quad (4.3)$$

โดย pf_{disp} = ค่าตัวประกอบกำลัง displacement (Displacement power factor)

ในกรณีโหลดเป็นเชิงเส้น ค่าตัวประกอบกำลังจะหาได้จาก Cosine ของมุมที่แตกต่างระหว่างแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้า ดังแสดงในสมการที่ (4.3) นอกจากนั้นจะเห็นได้ว่าในกรณีที่โหลดเป็นเชิงเส้น การแก้ค่าตัวประกอบกำลังให้สูงขึ้นจนกระทั่งเข้าใกล้หนึ่งนั้น

(Unity power factor) สามารถทำได้โดยการลดค่ากำลังเสมือน (Reactive power:Q) ให้เท่ากับ ศูนย์ ในทำนองกลับกันถ้าค่ากำลังไฟฟ้าเสมือนของระบบมีค่าสูง ก็จะทำให้ระบบมีค่าตัวประกอบกำลังต่ำนั่นเอง ดังนั้นโดยทั่วไปโหลดแบบรีแอคทีฟ (Reactive power) จะถูกชดเชยด้วยตัวเก็บประจุไฟฟ้าขนานไปในระบบซึ่งสำหรับกรณีโหลดแบบเชิงเส้น แล้วก็จะสามารถทำให้ค่าตัวประกอบกำลังของระบบสูงขึ้น

4.4 ผลกระทบต่อค่าตัวประกอบกำลังของโหลดแบบไม่เชิงเส้น



รูปที่ 4.3 จำลองสถานะที่การไฟฟ้าจ่ายพลังงานไฟฟ้าให้กับโหลดแบบไม่เป็นเชิงเส้น

โหลดแบบไม่เป็นเชิงเส้น (nonlinear Load) จะเป็นแหล่งกำเนิดฮาร์มอนิกส์โดยตรงและสามารถแบ่งออกได้เป็นสองกลุ่มด้วย คือ เกิดจากการอิ่มตัวของอุปกรณ์ (Saturable devices) และเกิดจากอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลัง (Power electronic devices) การเกิดฮาร์มอนิกส์จากการอิ่มตัวของอุปกรณ์โดยส่วนมากจะเกิดการอิ่มตัวของแกนเหล็ก (Iron Saturation) ในหม้อแปลงไฟฟ้า เครื่องจักรกลไฟฟ้า และหลอดฟลูออเรสเซนต์ที่ใช้บัลลาสต์แบบแกนเหล็ก สาเหตุโดยส่วยใหญ่มักเกิดจากการที่ต้องการลดต้นทุนในการผลิต จึงนิยมออกแบบให้จุดทำงานของอุปกรณ์เหล่านี้เลยจุดอิ่มตัวของแกนเหล็กเล็กน้อย (Knee of the iron core saturation curve) เป็นผลทำให้กระแสกระตุ้นแม่เหล็ก (Magnetizing current) จะมีค่าสูงและมีฮาร์มอนิกส์ที่สามปนอยู่มากด้วย ตัวอย่างเช่นในกรณีของเครื่องกลไฟฟ้าแบบซิงโครนัสเมื่อเกิดการอิ่มตัวจะทำให้เกิดฮาร์มอนิกส์ที่สามที่มีขนาดประมาณ 30% ของส่วนประกอบความถี่หลัก เป็นต้น

ส่วนในกรณีอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังซึ่งจะควบคุมการไหลของกำลังไฟฟ้าด้วยการตั้งกระแสไฟฟ้าเฉพาะเป็นบางช่วงของรูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าที่ความถี่ 50Hz ดังนั้นกระแสไฟฟ้าที่ดึงด้วยโหลดแบบอิเล็กทรอนิกส์กำลังจะไม่ใช่รูปคลื่นไซน์โดยสมบูรณ์แต่มีลักษณะขาดเป็นช่วงๆ (clipped) หรือแบนราบ (flatted) ตัวอย่างของโหลดประเภทนี้ได้แก่ สวิตซ์ชิงเพาเวอร์ ซัพพลาย (Switching power supply) หลอดฟลูออเรสเซนต์ที่ใช้อิเล็กทรอนิกส์เป็นบัลลาสต์ พีดีบีเอ็มยูเอ็ม คอนเวอเตอร์แบบต่างๆ (Plus-Width-Modulated(PMW)converter) เป็นต้น

ดังนั้นเมื่อพิจารณาโหลดไม่เป็นเชิงเส้นจะได้อุปกรณ์กระแสไฟฟ้าและแรงดันไฟฟ้าที่ไม่เป็นไซน์โดยสมบูรณ์แต่จะมีฮาร์มอนิกส์ปนอยู่ด้วยและฮาร์มอนิกส์ที่มีผลต่อระบบไฟฟ้ากำลังเป็นอย่างมากจะได้แก่ฮาร์มอนิกส์อันดับที่ 3rd, 5th, 7th และเป็นจำนวนเท่าของความถี่หลักมูล (50Hz) ไปจนกระทั่งถึงย่านความถี่ที่คนสามารถได้ยิน (Low-audible range) อนุกรมฟูเรียร์ของแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าที่มีส่วนประกอบฮาร์มอนิกส์ในสภาวะคงตัว (Steady-state) ได้แสดงไว้ในสมการที่ (4) และ (5) ตามลำดับ [6]

$$v(t) = \sum_{k=1}^{\infty} V_k \sin(k\omega_0 t + \delta_k) \quad (4.4)$$

$$i(t) = \sum_{k=1}^{\infty} I_k \sin(k\omega_0 t + \delta_k) \quad (4.5)$$

เขียนให้อยู่ในรูปของค่า RMS จะได้

$$V_{rms} = \sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} \frac{V_k^2}{2}} = \sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} V_{krms}^2} \quad (4.6)$$

$$I_{rms} = \sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} \frac{I_k^2}{2}} = \sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} I_{krms}^2} \quad (4.7)$$

ค่ากำลังไฟฟ้าเฉลี่ยจะได้

$$P_{avg} = \sum_{k=1}^{\infty} V_{rms} I_{rms} \cos(\delta_k - \theta_k) = P_{1avg} \pm P_{2avg} \pm P_{3avg} \pm \dots \quad (4.8)$$

สมการที่ (4.8) เครื่องหมายที่นำหน้ากำลังไฟฟ้าเฉลี่ยของฮาร์มอนิกส์ที่แต่ละความถี่ อาจจะเป็นค่าที่เป็นบวกหรือลบก็ได้

ค่าความเพี้ยนฮาร์มอนิกส์รวมสำหรับแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าสามารถนิยามได้ดังสมการที่ (4.9) และ (4.10) ตามลำดับ

$$\%THD_v = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} V_{krms}^2}}{V_{rms}} \times 100\% \quad (4.9)$$

$$\%THD_I = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} I_{krms}^2}}{I_{1rms}} \times 100\% \quad (4.10)$$

ในกรณีที่ไม่มีฮาร์มอนิกส์ จากสมการที่ (4.9)-(4.10) จะได้ค่าความเพี้ยนฮาร์มอนิกส์รวมเท่ากับศูนย์ซึ่งจะหมายถึงรูปคลื่นดังกล่าวคือสัญญาณไซน์ (Sinusoidal waveform) นั้นเอง ถ้าทำการแทนสมการ (4.9) ลงใน (4.6) และ (4.10) ลงใน (4.7) จะได้

$$V_{rms} = V_{1rms} \sqrt{1 + \left(\frac{THD_V}{100}\right)^2} \quad (4.11)$$

$$I_{rms} = I_{1rms} \sqrt{1 + \left(\frac{THD_I}{100}\right)^2} \quad (4.12)$$

จากนั้นแทนสมการที่ (4.11) และ (4.12) ลงในสมการที่ (4.0) จะได้ค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าซึ่งใช้ได้ทั้งในกรณีที่โหลดเป็นเชิงเส้นและไม่เป็นเชิงเส้น

$$pf = \frac{P_{avg}}{V_{rms} \sqrt{1 + \left(\frac{THD_V}{100}\right)^2} I_{1rms} \sqrt{1 + \left(\frac{THD_I}{100}\right)^2}} \quad (4.13)$$

$$pf = \frac{P_{avg}}{V_{1rms} I_{1rms}} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{THD_V}{100}\right)^2} \sqrt{1 + \left(\frac{THD_I}{100}\right)^2}} \quad (4.14)$$

ในทางปฏิบัติสามารถกำหนดได้ดังนี้

1) โดยทั่วไปกำลังไฟฟ้าเฉลี่ยที่เกิดจากฮาร์มอนิกส์อันดับสูงกว่าหลักมูลจะมีค่าน้อยมากดังนั้นค่า $P_{avg} = P_{1avg}$

2) เนื่องจากค่าความเพี้ยนฮาร์มอนิกส์รวมของแรงดันไฟฟ้าจากการไฟฟ้า (THD_V) โดยปกติจะมีค่าน้อยกว่า 10% ดังนั้นสมการที่ (4.11) จะได้ $V_{rms} = V_{1rms}$ และด้วยข้อสมมุติฐานทั้งสองข้อดังกล่าวข้างต้น สมการที่ (4.14) จะกลายเป็น

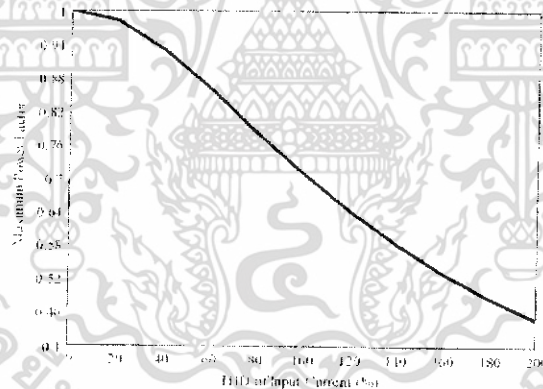
$$pf \approx \frac{P_{avg}}{V_{rms} I_{rms}} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{THD_I}{100}\right)^2}} \approx pf_{disp} \cdot pf_{disp} \quad (4.15)$$

โดยที่ pf_{disp} = ค่าตัวประกอบกำลัง (Distortion power factor)

เนื่องจากค่าตัวประกอบกำลัง displacement (pf_{disp}) จะมีค่าน้อยกว่าหนึ่งเสมอ ดังนั้นจากสมการที่ (4.15) ค่าตัวประกอบกำลังสำหรับกรณีโหลดแบบไม่เชิงเส้นจะมีค่าสูงสุดได้เท่ากับ

$$pf \leq pf_{disp} \leq \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{THD_I}{100}\right)^2}} \quad (4.16)$$

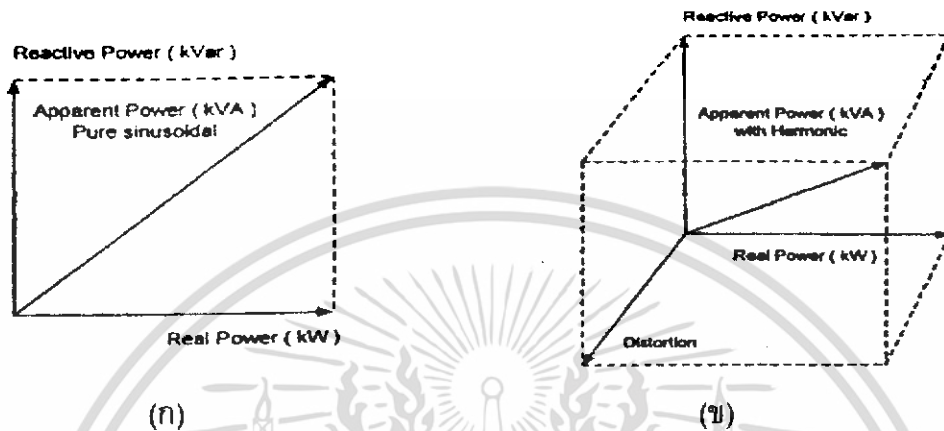
จากสมการที่ (4.16) สามารถนำมาพล็อตกราฟได้ดังรูปที่ 4.4 ซึ่งจะเห็นได้ว่า ในกรณีโหลดอิเล็กทรอนิกส์ เช่นคอมพิวเตอร์ซึ่งจะมีค่าความเพี้ยนฮาร์มอนิกส์รวมของกระแสไฟฟ้าสูงมาก ประมาณ 100% ดังนั้นถึงแม้ว่าค่าประกอบกำลัง Displacement จะเท่ากับหนึ่งก็ตามแต่ค่าตัวประกอบกำลังที่ได้โดยทั่วไปจะมีค่าน้อยกว่า 0.707 เสมอ



รูปที่ 4.4 ค่าตัวประกอบกำลังต่อค่าความเพี้ยนฮาร์มอนิกส์รวมของกระแสไฟฟ้ากรณี โหลดไม่เป็นเชิงเส้น

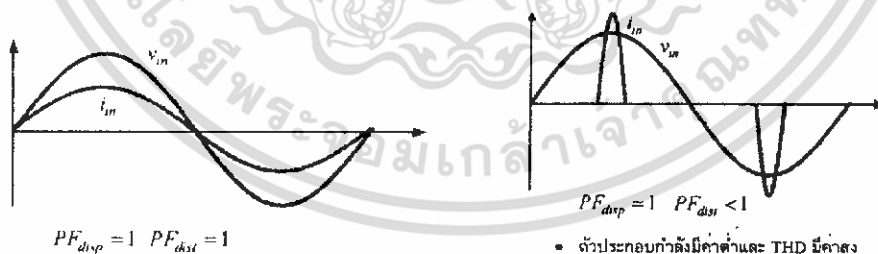
ในการปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังสำหรับกรณีโหลดแบบไม่เป็นเชิงเส้น ซึ่งจะมีค่าตัวประกอบกำลัง Distortion ต่ำนั้น จะไม่สามารถชดเชยได้ด้วยการต่อตัวเก็บประจุขนานเข้าไปในระบบ เพราะฉะนั้นจะเป็นเพียงแค่การชดเชยค่าตัวประกอบกำลัง Displacement เท่านั้น แต่ในความเป็นจริง แล้วโหลดอิเล็กทรอนิกส์กำลังโดยทั่วไปจะมีค่าตัวประกอบกำลัง Displacement สูงแต่ค่าตัวประกอบ Distortion ต่ำ ดังนั้นในการที่ทำการต่อตัวเก็บประจุขนานเข้าไปในระบบเพื่อปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังอีกนั้นกลับจะเป็นการเพิ่มปัญหาเรโซแนนซ์และเพิ่มความเพี้ยนฮาร์มอนิกส์รวมของกระแสไฟฟ้าให้สูงขึ้นดังนั้นแนวทางในการแก้ปัญหาที่ถูกต้องควรที่จะทำการชดเชยด้วยวงจรกรองแบบพาสซีฟ (Passive filter) หรือวงจรกรองแบบแอ็กทีฟ

(Active filter) ของสัญญาณรูปคลื่นที่มีรูปคลื่นไซน์ (Pure sinusoidal waveform) ซึ่งจะเกิดจากโหลดแบบเชิงเส้นดังแสดงในรูปที่ 4.5(ก) กับสัญญาณรูปคลื่นมีทั้งส่วนประกอบฮาร์มอนิกส์ (sinusoidal waveform with harmonic) ซึ่งจะเกิดจากโหลดแบบไม่เชิงเส้น ดังแสดงในรูปที่ 4.5(ข) [6]



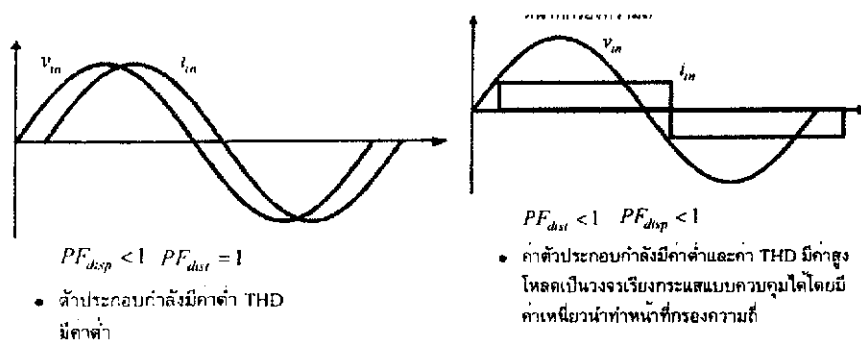
รูปที่ 4.5 (ก)สามเหลี่ยมกำลังไฟฟ้าของสัญญาณไซน์
(ข)สามเหลี่ยมกำลังไฟฟ้าของสัญญาณไซน์ที่มีส่วนประกอบฮาร์มอนิกส์

จากรูปที่ 4.6 เป็นการสรุปผลกระทบของตัวประกอบกำลัง pf_{disp} และ pf_{dist} ที่เกิดจากโหลดแบบต่างๆต่อรูปคลื่นของกระแสไฟฟ้าอินพุตในทางอุดมคติ (Ideal case)



- ตัวประกอบกำลังเป็นหนึ่งมีโหลดความต้านทาน

- ถ้าตัวประกอบกำลังมีค่าต่ำและ THD มีค่าสูง โหลดเป็นวงจรเรียงกระแสมีตัวเก็บประจุทำหน้าที่กรองความถี่



รูปที่ 4.6 ผลกระทบของรูปคลื่นกระแสไฟฟ้าที่โหลดแบบต่างๆ

4.5 ผลกระทบที่เกิดจากฮาร์มอนิกส์ต่อระบบจ่ายไฟฟ้ากำลังหรือการไฟฟ้า

ผลกระทบที่เกิดจากฮาร์มอนิกส์ต่อการไฟฟ้า สามารถแบ่งออกได้สองแบบด้วยกันคือ แบบระยะสั้น (Short term) และแบบระยะยาว (Long term) โดยแบบระยะสั้นผลกระทบจะเห็นได้ชัดและโดยมากจะอยู่ในรูปของ ความเพี้ยนของแรงดัน (voltage distortion) ระยะยาวจะตรวจสอบไม่ค่อยพบและมักจะไม่อยู่ในรูปของ ความสูญเสียความต้านทาน (Resistive losses) หรือแรงดันเกิน (voltage stress)

ผลกระทบแบบระยะสั้นสามารถทำให้โหลดที่มีความไวสูง (sensitive load) เกิดจาก ทริป (tripping) ขึ้นได้ เช่น โหลดที่ควบคุมด้วยคอมพิวเตอร์จะไวต่อความเพี้ยนของแรงดันไฟฟ้า เป็นต้น

ในขณะที่ผลของฮาร์มอนิกส์จะทำให้ความเที่ยงตรงของเครื่องวัดไฟฟ้า (meter) ลดลง และนอกจากนั้นยังทำให้ฟิวส์ขาด และอาจจะทำให้ตัวเก็บประจุทำงานผิดพลาดเพราะแรงดันไฟฟ้าฮาร์มอนิกส์จะทำให้เกิดกระแสไฟฟ้าฮาร์มอนิกส์ที่ตัวเก็บประจุ ซึ่งค่าความเพี้ยนของแรงดันไฟฟ้าประมาณ 5%-10% อาจจะมีผลทำให้ค่ากระแสอาร์เอ็มเอสเพิ่มขึ้น 10%-50% และนอกจากนั้นยังอาจจะเกิดค่าแรงดันเกินที่ไดอิเล็กตริก (Dielectrics) ของตัวเก็บประจุอีกด้วย ฮาร์มอนิกส์อาจทำให้เกิดความร้อน (Overheating) ที่หม้อแปลงไฟฟ้าโดยทั่วไปจะนิยมคิดที่ค่าเท่ากับ 0.8 ของค่าพิกัด (kVA) และยังทำให้เกิดกระแสเกินที่สายนิวตรอน (neutrals) อีกด้วย[6]

บทที่ 5

โครงสร้างของเครื่องอินเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์เรโซแนนซ์ที่มีการควบคุมแรงดันแบบไม่สมมาตรสำหรับใช้งานให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำในเครื่องชุบแข็งผิวโลหะ

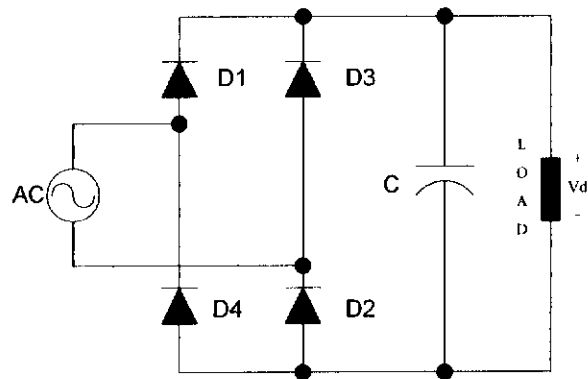
5.1 บทนำ

ในบทนี้จะกล่าวถึงส่วนประกอบต่างๆ ที่ประกอบกันขึ้นเป็นเครื่องฟูลบริดจ์เรโซแนนซ์อินเวอร์เตอร์แบบไม่สมมาตรสำหรับใช้งานให้ความร้อนของเครื่องชุบแข็งผิวโลหะ ที่มีการควบคุมโดยอาศัยการปรับแรงดันโดยจะแสดงให้เห็นถึงหลักการทำงานของอุปกรณ์แต่ละส่วนว่ามีลักษณะการทำงานเป็นอย่างไร แต่ละส่วนแยกย่อยเป็นอย่างไร มีกี่แบบ ความเหมาะสมที่นำมาใช้กับโครงงานนี้เป็นอย่างไร โครงสร้างพื้นฐานของ เครื่องฟูลบริดจ์เรโซแนนซ์อินเวอร์เตอร์แบบไม่สมมาตรสำหรับใช้งานให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูง ประกอบไปด้วย

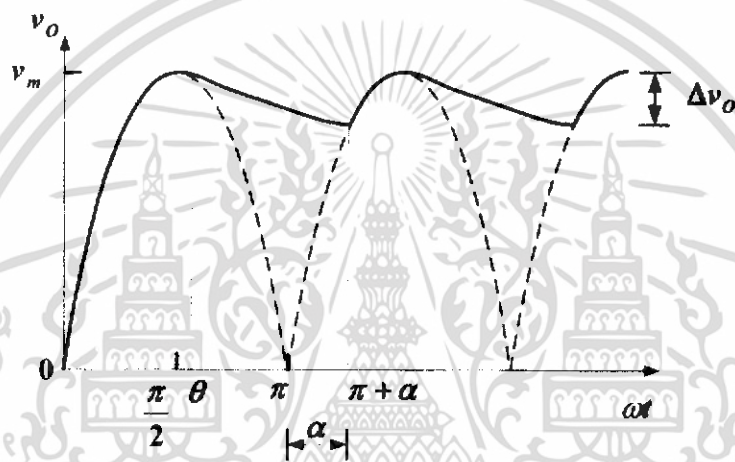
1. วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น (Full Bridge Rectifier)
2. วงจรขับเกตสำหรับมอสเฟส
3. วงจรอินเวอร์เตอร์ (Inverter)
4. หม้อแปลงความถี่สูง (High frequency Transformer)
5. ชุดโหลดเรโซแนนซ์ (Load Resonant)
6. ชุดการระบายความร้อน

5.2 วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น (Full Bridge Inverter)

วงจรเรียงกระแสหรือเรกติไฟเออร์ คือวงจรไฟฟ้าที่ทำหน้าที่ในการแปลงสัญญาณไฟฟ้าแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ 50 Hz ให้เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเพื่อป้อนให้กับชุดวงจรอินเวอร์เตอร์ วงจรเรียงกระแสเฟสเดียวเต็มคลื่นแบบบริดจ์ไดโอดพร้อมตัวกรองความถี่ด้วยตัวเก็บประจุการต่อตัวเก็บประจุที่มีค่าความจุสูง ๆ ขนานกับโหลดตัวต้านทานของวงจรเรียงกระแสเฟสเดียวเต็มคลื่นแบบบริดจ์ไดโอด จะสามารถทำให้แรงดันไฟฟ้านำออกมีค่าแรงดันใกล้เคียงกับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงได้ ดังแสดงในรูปที่ 3.2 สำหรับการวิเคราะห์จะคล้ายกับกรณีวงจรเรียงกระแสเฟสเดียวครึ่งคลื่นแบบไดโอดพร้อมตัวกรองความถี่ด้วยตัวเก็บประจุ เว้นเพียงแต่การคายของประจุตัวเก็บประจุจะมีช่วงเวลาสั้นกว่ากรณีวงจรเรียงกระแสเฟสเดียวครึ่งคลื่น ค่าระลอกคลื่นแรงดันกระแสต้านออกของวงจรเรียงกระแสเฟสเดียวเต็มคลื่นแบบบริดจ์ไดโอดจะมีค่า ลดลงครึ่งหนึ่งของกรณีวงจรเรียงกระแสเฟสเดียวครึ่งคลื่น นอกจากนั้น ค่าแรงดันไฟฟ้าสูงสุดต้านออกจะมีค่าน้อยลงเมื่อเทียบกับวงจรกระแสเฟสเดียวครึ่งคลื่น อันเป็นผลมาจากแรงดันตกคร่อมไดโอดที่ทำงานพร้อมกันที่ละสองตัว



รูปที่ 5.1 วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น (Full Bridge Rectifier)



รูปที่ 5.2 วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น

5.3 วงจรขับเคลื่อนสำหรับมอเตอร์

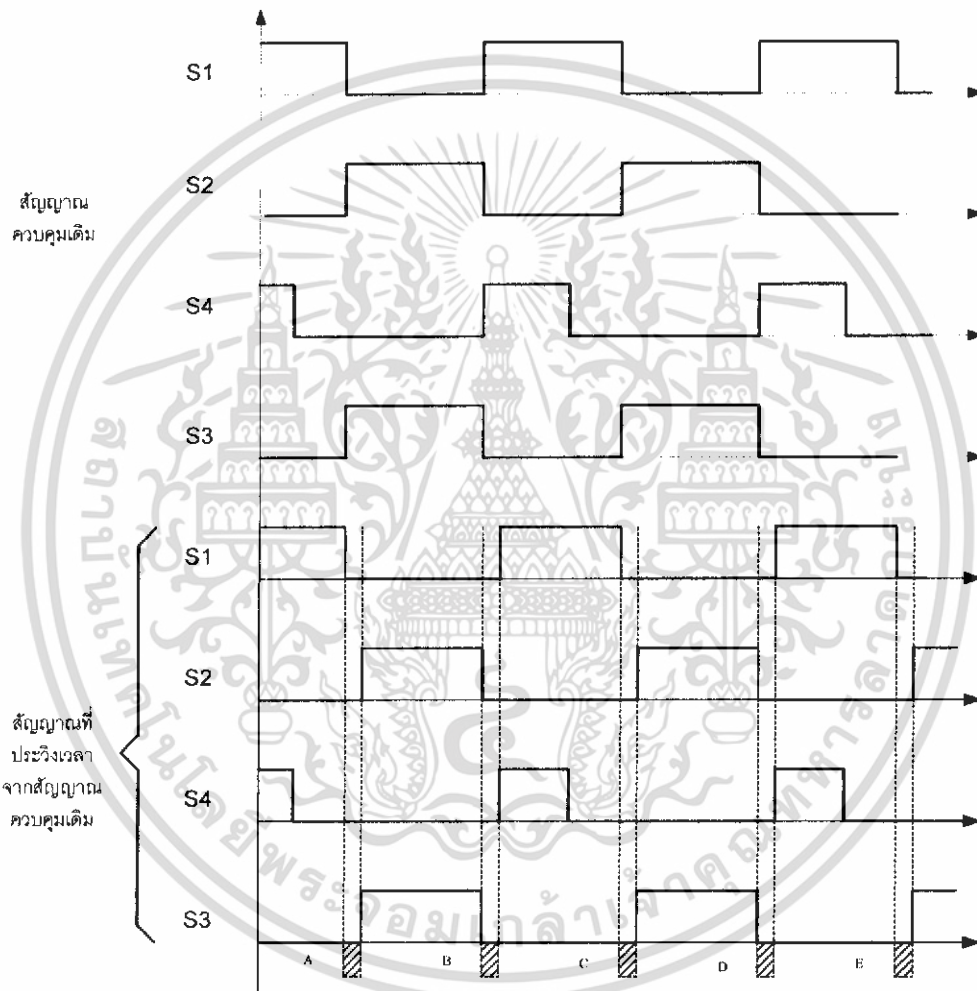
วงจรถูกกำหนดสัญญาณพัลส์อุปกรณ์สำคัญสำหรับการควบคุมป้อนกลับสำหรับแหล่งจ่ายกำลังสวิตช์ จะมีอยู่ในรูปแบบของวงจรรวม (IC) ยกตัวอย่างเช่น วงจรควบคุม TL494 ดังแสดงในรูปที่ 5.3 (a), (b) ซึ่งอยู่ในวงจรควบคุม PWM ดังกล่าวจะประกอบด้วยวงจรรายความผิดพลาด แหล่งกำเนิดสัญญาณฟันเลื่อยและวงจรเปรียบเทียบ จากความต้องการสัญญาณไปควบคุม Inverter โดยที่มีสวิตช์ 4 ตัว โดยที่ 2 ตัวทำงานพร้อมกัน S_1 ทำงานพร้อมที่ S_4 และ S_2 ทำงานพร้อมที่ S_3 ทำให้ต้องมีสัญญาณที่มีพัลส์ 2 Out put ที่ทำงานสลับกันอาจจะใช้ Microcontroller หรือ Switchmode Pulse Width Control Circuit โดยการทำงานเลือกใช้ TL494 มีตัวกำเนิดสัญญาณที่ออกจาก TL494 โดยการปรับความถี่เราสามารถปรับความถี่ที่ได้ออกมาจาก Oscillator และทำการต่อชุด Switchmode Pulse Width Control Circuit จะทำให้ได้สัญญาณ Out put เป็นสัญญาณพัลส์ 2 Out put ที่ทำงานสลับกันเพื่อนำไปผ่านวงจรประวิงเวลา และเข้าชุดบัฟเฟอร์เพื่อจ่ายแรงดันระหว่าง V_{GS} ของมอเตอร์ ให้ทำงานเป็นสวิตช์ในวงจร Inverter

วงจรรีโชนแชนซ์คอนเวอร์เตอร์ จะสามารถลดกำลังไฟฟ้าสูญเสียจากการสวิตช์ได้ ด้วยการให้สวิตช์เริ่มนำกระแส (turn-on) หรือเริ่มหยุดนำกระแส (turn-off) ที่แรงดันหรือกระแสไฟฟ้ามืดค่าเท่ากับศูนย์ และสำหรับการทำงานของสวิตช์ดัง จะมีการสวิตช์ที่แรงดันหรือกระแสไฟฟ้ามืดค่าไม่เท่ากับศูนย์ อย่างไรก็ตาม กำลังไฟฟ้าสูญเสียจากการสวิตช์ของคอนเวอร์เตอร์ชนิดต่างๆ สามารถลดได้ด้วยการออกแบบวงจรขับให้สวิตช์มีการเปลี่ยนสถานะของสวิตช์ได้อย่างรวดเร็วยิ่งขึ้น สำหรับวงจร snubber จะถูกออกแบบให้ลดทอนรูปคลื่นของสัญญาณที่เกิดจากการสวิตช์ เพื่อลดค่ากำลังไฟฟ้าสูญเสียและป้องกันการเสียหายที่ตัวสวิตช์ จะกล่าวถึงภาพรวมของวงจรขับและการออกแบบวงจร snubber สำหรับสวิตช์ที่ขับมอเตอร์

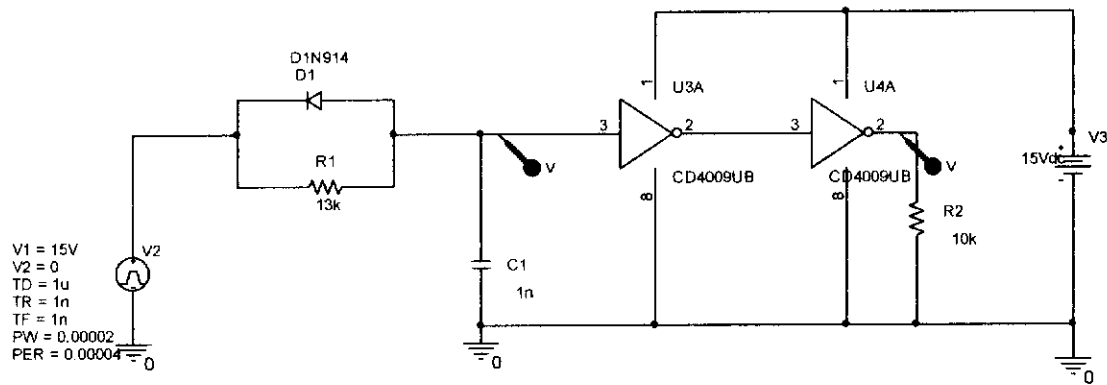
มอสเฟดกำลังเป็นสวิตช์ที่ควบคุมด้วยแรงดัน (voltage-controlled) ทำให้ง่ายต่อการควบคุมให้เริ่มนำกระแสหรือเริ่มหยุดนำกระแสซึ่งจะเป็นข้อดีที่เหนือกว่ากรณีของทรานซิสเตอร์กำลัง มอสเฟดกำลังจะนำกระแสก็ต่อเมื่อแรงดันคอคกร้อมขาเกตเทียบเท่ากับขาซอส V_{GS} มีค่าสูงกว่าค่าแรงดันขีดเริ่มเปลี่ยน (threshold voltage) และเมื่อระดับแรงดัน V_{GS} สูงกว่าแรงดันขีดเริ่มเปลี่ยน จะเป็นผลทำให้มอสเฟดกำลังเข้าสู่การทำงานในโหมดโอห์มมิกส์ (ohmic region) ซึ่งโดยทั่วไป แรงดัน V_{GS} เพื่อให้สวิตช์เริ่มนำกระแสจะมีค่าอยู่ระหว่าง 10 ถึง 20 โวลต์ และเพื่อให้สวิตช์ไม่นำกระแสสามารถกระทำได้โดยทำให้แรงดัน V_{GS} มีค่าต่ำกว่าแรงดันขีดเริ่มเปลี่ยน และในขณะที่สวิตช์นำกระแสและไม่นำกระแส กระแสที่ป้อนเข้าป้อนขาเกตจะมีค่าเท่ากับศูนย์ อย่างไรก็ตาม ความเร็วในการสวิตช์ จะสามารถหาได้จากความเร็วในการเก็บและคายประจุของค่าตัวเก็บประจุแผ่นด้านเข้าของมอสเฟดกำลัง (parasitic input capacitance) ซึ่งตัวเก็บประจุแผ่นจะต้องทำการสะสมประจุเพื่อให้สวิตช์นำกระแส และจะต้องทำการคายประจุเพื่อทำให้สวิตช์ไม่นำกระแส สำหรับวงจรขับของ ไอจีบีที (IGBT) จะคล้ายกับกรณีมอสเฟดกำลังโดยมีรายละเอียดดังนี้

วงจรขับเกตของมอสเฟดกำลังจะต้องสามารถจ่ายกระแส (sourcing) และดึงกระแส (sinking) ได้อย่างรวดเร็วเพื่อให้มอสเฟดกำลังสามารถทำงานได้ที่ความถี่สูง รูปที่ 3.4 แสดงตัวอย่างของวงจรขับที่ใช้ในการขับมอสเฟดกำลัง ซึ่งจะไม่เหมาะสมกับงานที่ต้องการความถี่สวิตช์สูงๆ และนอกจากนั้น ถ้าสัญญาณด้านเข้าได้รับแรงดันจากอุปกรณ์ลอจิกดิจิทัลแรงดันต่ำ (low-voltage digital logic device) แรงดันด้านออกอาจจะไม่เพียงพอที่จะขับให้มอสเฟดกำลังนำกระแสได้ จึงต้องมีการปรับปรุงวงจรขับ ดังแสดงในรูปที่ 3.5 ด้วยการใส่คู่ของวงจรอิมิตเตอร์ตาม (double emitter-follower) หรือ โทเท็มโพล (totem pole) ซึ่งเป็นวงจรที่ประกอบด้วยคู่อุปกรณ์ทรานซิสเตอร์แบบ NPN และ PNP สำหรับการทำงานของวงจรขับเกตเมื่อแรงดันด้านเข้าของวงจรขับเกตมีค่าสูง ทรานซิสเตอร์ Q_1 จะเริ่มนำกระแสและทรานซิสเตอร์ Q_2 ไม่นำกระแส เป็นผลทำให้มอสเฟดกำลังเริ่มนำกระแส และเมื่อแรงดันด้านเข้าของวงจรขับเกตมีค่าต่ำ ทรานซิสเตอร์ Q_1 จะไม่นำกระแสและทรานซิสเตอร์ Q_2 นำกระแส ซึ่งจะเป็นการย้ายประจุจากขาเกต เป็นทำให้มอสเฟดกำลังเริ่มหยุดนำกระแสได้ นอกจากนี้ สัญญาณด้านเข้าอาจจะมาจากวงจร คอลเลกเตอร์แบบเปิด (open collector TTL) ที่

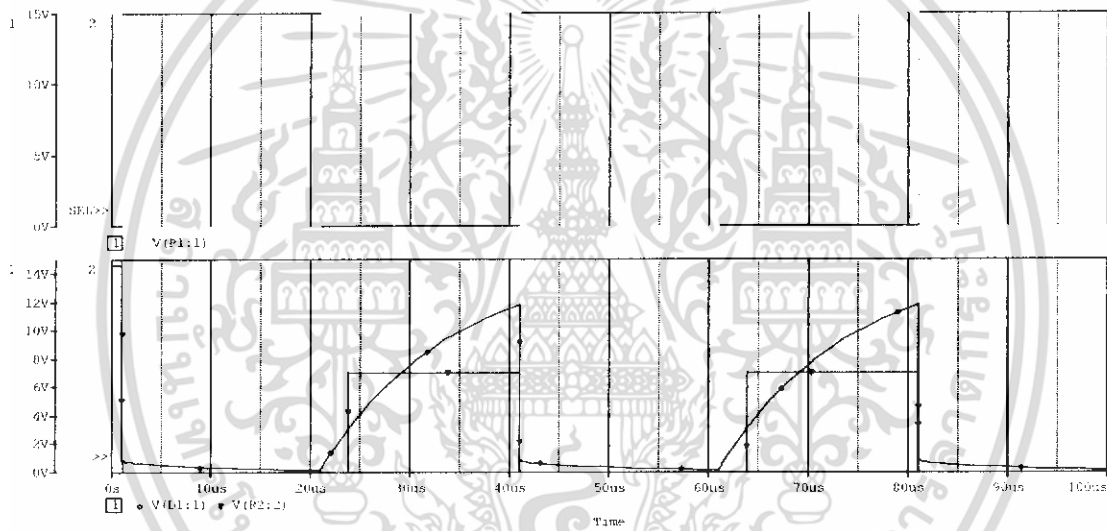
ซึ่งจะทำให้อุปกรณ์สวิตช์นั้นเสียหายได้ โดยหลักการประวิงเวลาแสดงได้ดังรูปที่ 3.7 จะเห็นว่าสัญญาณขั้วเกท ต้องมีค่าเวลาหน่วงกันเล็กน้อยนั้นก็คือส่วนที่ แรเงา A, B, C, D และ E ในการกำหนดค่าระวิงเวลานี้ จะต้องมีความเหมาะสม โดยขึ้นอยู่กับช่วงเวลาไต่ขึ้น (Rise Time) เนื่องจาก RC อนุกรมกันทำให้ Capasistor ทำหน้าที่ด้านการเกิดแรงดันดังรูปที่ 5.8 ไหลผ่านบัฟเฟอร์ CD4009UB โดยที่ CD4009 ทำงานที่ $V_{in} = 3\text{ V}$ จึงทำให้เกิดรูปคลื่นแรงดันประวิงเวลาดังรูปที่ 5.9 ของอุปกรณ์สวิตช์นั้น ๆ ตามที่ระบุไว้ในคู่มือการออกแบบใช้งาน (Data Sheet)



รูปที่ 5.7 สัญญาณขั้วเกท S1 , S2 , S3 และ S4 ที่ประวิงเวลา



รูปที่ 5.8 การจำลองวงจรประวิงเวลา

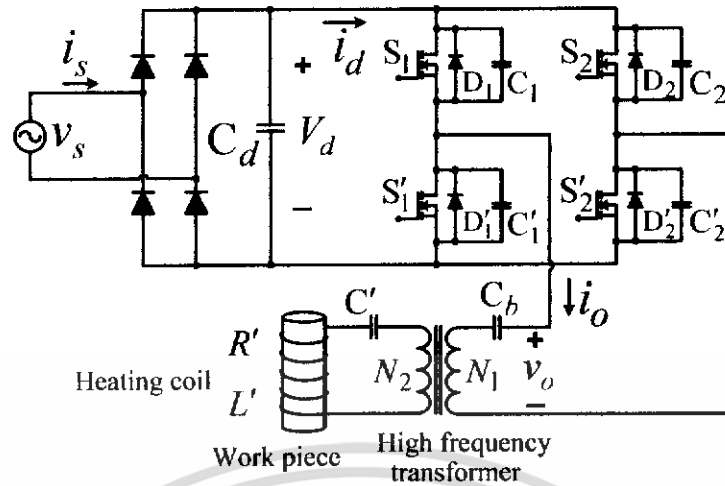


รูปที่ 5.9 รูปคลื่นแรงดันในการประวิงเวลา

5.4 วงจรอินเวอร์เตอร์ (Inverter)

ชุดวงจรอินเวอร์เตอร์จะทำหน้าที่สร้างสัญญาณควบคุมและจะส่งสัญญาณที่สร้างนั้นไปควบคุมการทำงานของเพาเวอร์มอสเฟตในส่วนของวงจรกำลังฟลูบริดจ์อินเวอร์เตอร์สัญญาณที่สร้างขึ้นนั้นจะมีขนาดที่ต่ำอยู่จำเป็นที่จะต้องทำการขยายสัญญาณโดยวงจรขยายสัญญาณหรือวงจรขับที่มีขนาดแรงดันสูงขนาด 12 โวลท์ ส่งเข้าที่ขาเกตของเพาเวอร์มอสเฟต โดยการควบคุมแบบนี้จะทำให้สามารถควบคุมความถี่ของสัญญาณที่ส่งไปยังฟลูบริดจ์อินเวอร์เตอร์ได้ สามารถแบ่งการทำงานของวงจรควบคุมอินเวอร์เตอร์ได้เป็น 2 ส่วนดังนี้

1. ชุดสร้างสัญญาณควบคุม
2. ชุดวงจรขยายสัญญาณ

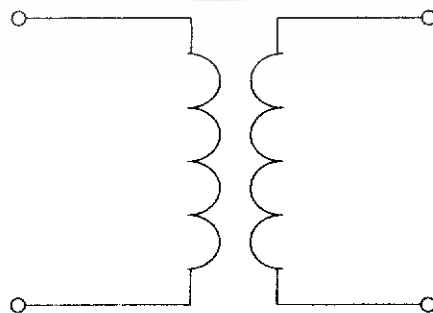


รูปที่ 5.10 แสดงวงจรอินเวอร์เตอร์

5.5 หม้อแปลงความถี่สูง

ในส่วนนี้จะเป็นส่วนของวงจรหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงซึ่งประกอบด้วยจำนวนขดลวดทองแดงตีเกลียวทางด้านปฐมภูมิ และขดลวดในลักษณะของท่อทองแดงทางด้านทุติยภูมิ เพื่อให้สามารถระบายความร้อนด้วยน้ำผ่านภายในท่อทองแดง โดยในกรณีนี้ไซนัสเต็มคลื่นที่ด้านปฐมภูมิจะมีจำนวนรอบของขดลวดสูงกว่าทางด้านทุติยภูมิในอัตราส่วน 33:2.68 ซึ่งจะทำให้ได้กระแสทางด้านทุติยภูมิประมาณ 168 แอมป์ ในขณะที่กระแสทางด้านปฐมภูมิหรือนั่นก็คือ กระแสทางด้านเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์จะมีขนาดประมาณ 13.8 แอมป์หรือที่แรงดันทางด้านทุติยภูมิจะมีค่าประมาณ 15.6 โวลท์ในขณะที่แรงดันทางด้านปฐมภูมิประมาณ 190 โวลท์ นั่นก็คือจะได้กำลังไฟฟ้าทางด้านเอาต์พุทที่ใช้ในการชุบแข็งโลหะประมาณ 2100 วัตต์โดยที่กระแสที่ไหลเข้าทางด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงจะมีลักษณะรูปคลื่นใกล้เคียงไซน์ ความถี่ประมาณ 55 kHz

High Frequency Transformer

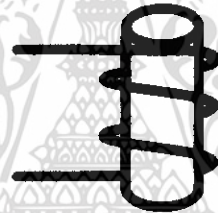


รูปที่ 5.11 หม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงใช้แกนเหล็กเฟอร์ไรต์

หม้อแปลงความถี่สูงจะใช้ “แกนเฟอร์ไรต์” เพราะมีจุดของอิ่มตัวของฟลักซ์แม่เหล็กสูงและเกิดการสูญเสียต่ำที่ความถี่สูงทำหน้าที่ส่งผ่านพลังงานจากจุดอินเวอร์เตอร์ไปยังโหลด ซึ่งในการเลือกต้องให้ขนาดแกนเฟอร์ไรต์ที่เหมาะสม ถ้าขนาดแกนมีขนาดใหญ่เกินไปจะเป็นการสิ้นเปลืองค่าใช้จ่าย แต่ถ้าขนาดแกนมีขนาดเล็กเกินไปจะทำให้ฟลักซ์อิ่มตัวส่งผลให้ลวดร้อนและแกนร้อน ซึ่งในการทดลองไม่สามารถหาซื้อแกนเหล็กที่มีกำลังวัตต์ที่ต้องการได้ในท้องตลาดดังนั้น จึงหาซื้อแกนเหล็กที่หาซื้อได้ คือ แกนเหล็กเฟอร์ไรต์แบบ EE 80 สองคู่แล้วนำมาประกบกันเพื่อเพิ่มกำลังวัตต์ให้สูงขึ้น

5.6 ชุดโหลดแข่งขัน

อุปกรณ์ในส่วนนี้จะประกอบด้วยขดลวดในลักษณะท่อทองแดงพันรอบแท่งโลหะภายในท่อทองแดงจะใช้เป็นบริเวณที่มีน้ำไหลผ่าน เพื่อเป็นการระบายความร้อนออกจากขดลวดท่อทองแดงอันเนื่องมาจากความร้อนที่แผ่กระจายมาจากแท่งโลหะ



รูปที่ 5.12 แสดงชุดแท่งโหลดขุ่นน้ำโลหะ

5.7 การระบายความร้อนและการออกแบบ

วัตถุประสงค์ของการระบายความร้อนสำหรับอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำ คือการป้องกันไม่ให้อุปกรณ์ทั้งหลายในระบบอิเล็กทรอนิกส์กำลังเสียหายหรือทำงานผิดพลาด โดยอุปกรณ์ทั้งหลายนี้จะเน้นเป็นพิเศษสำหรับอุปกรณ์สวิตชิง เช่น มอสเฟต ไอจีบีที ทรานซิสเตอร์ และไดโอดเป็นต้น

การระบายความร้อนสำหรับอิเล็กทรอนิกส์กำลังมีหลายวิธีการ เช่น การใช้น้ำไหลเวียนระบายความร้อนการใช้พัดลมดูดอากาศระบายความร้อน หรือการใช้แผ่นระบายความร้อน (heat sink) เป็นต้นบางครั้งมีการใช้ผสมผสานกัน ในที่จะใช้เฉพาะการออกแบบแผ่นระบายความร้อนในกรณีที่ไม่ใช้พัดลมดูดอากาศ เพื่อเป็นความเข้าใจเบื้องต้น

การระบายความร้อนมีหลักการไหลของความร้อนโดยสมมติว่า มีการไหลของความร้อนที่ตัวมอสเฟต และต้องการระบายความร้อนดังกล่าวให้กับสิ่งแวดล้อมที่อยู่รอบข้างมอสเฟต เพื่อรักษาให้อุณหภูมิที่รอยต่อ (junction temperature: T_j) ไม่เกินค่าที่กำหนด เช่น มอสเฟต

IRF 740 จะย่านอุณหภูมิทำงานตั้งแต่ $-50\text{ }^{\circ}\text{C}$ ถึง $150\text{ }^{\circ}\text{C}$ นั่นคือความต้องการระบายความร้อนที่เกิดขึ้น เพื่อไม่ให้อุณหภูมิที่รอยต่อของ มอสเฟต IRF740 มีค่ามากกว่า $150\text{ }^{\circ}\text{C}$

กำลังไฟฟ้าสูญเสียที่อุปกรณ์สวิตซิ่ง (switching loss) ซึ่งจะประกอบด้วยกำลังไฟฟ้าสูญเสียขณะเริ่มนำกระแสและเริ่มหยุดนำกระแสการเปลี่ยนสถานะจากนำกระแสเป็นหยุดนำกระแส (turn off switching loss) รวมกำลังไฟฟ้าสูญเสียขณะนำกระแส (conduction loss) โดยกำลังไฟฟ้าที่สูญเสียจะถูกควบคุมให้ไหลผ่าน ตัวถังของมอสเฟต (case) ขึ้นต่อไปต้องระบายความร้อนสู่แผ่นระบายความร้อน โดยผ่านทางแผ่นฉนวน (ในกรณีที่ต้องการแยกจากกันทางไฟฟ้า (isolation) ระหว่างมอสเฟตกับแผ่นระบายความร้อน) จากนั้นจึงระบายความร้อนให้กับสิ่งแวดล้อมที่มีอยู่รอบข้างหรือสู่อุณหภูมิห้อง สำหรับส่วนระบายความร้อนกับอุณหภูมิและสัญลักษณ์แสดงในตารางที่ 5.1 และความต้านทานความร้อนและสัญลักษณ์แสดงในตารางที่ 5.2

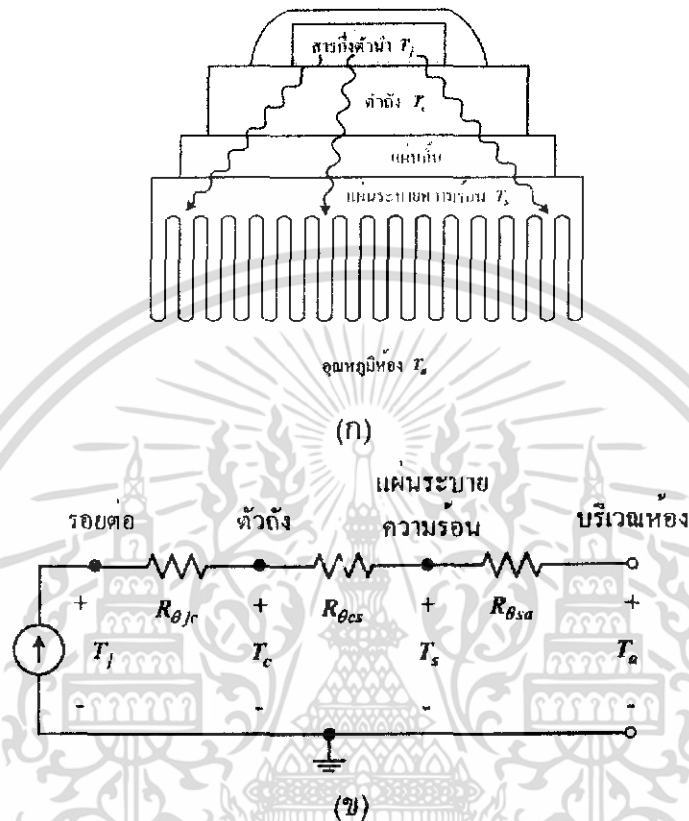
ตารางที่ 5.1 (ก) ส่วนระบายความร้อนกับอุณหภูมิและสัญลักษณ์

ส่วนระบายความร้อน	อุณหภูมิ ($^{\circ}\text{C}$)	
	ภาษาอังกฤษ	สัญลักษณ์
บริเวณรอยต่อ	junction temperature	T_j
บริเวณตัวถัง	case temperature	T_c
บริเวณระบายความร้อน	heatsink temperature	T_s
อากาศบริเวณห้อง	ambient temperature	T_a

ตารางที่ 5.1 (ข) ความต้านทานความร้อนและสัญลักษณ์

ความต้านทานความร้อน ($^{\circ}\text{C/W}$)	
ระหว่างส่วนประกอบ	สัญลักษณ์
รอยต่อกับตัวถัง	$R_{\theta jc}$
ตัวถังรอยต่อกับแผ่นระบายความร้อน	$R_{\theta cs}$
แผ่นระบายความร้อนกับอากาศบริเวณห้อง	$R_{\theta sa}$

การไหลของกำลังไฟฟ้าสูญเสียในรูปความร้อนที่มีอุณหภูมิของแต่ละส่วนไม่เท่ากัน โดยการระบายความร้อนจะเริ่มต้นจากส่วนที่มีอุณหภูมิสูงไปยังส่วนที่มีอุณหภูมิต่ำกว่า แสดงในรูปที่ 5.11



รูปที่ 5.13 การไหลของกำลังสูญเสียในรูปความร้อน

(ก) โครงสร้างระบบระบายความร้อน

(ข) วงจรสมมูลความร้อน

จากรูปที่ 5.13 และตารางที่ 5.1-5.2 จะได้ค่าความต้านทานความร้อนรวมระหว่างรอยต่อภายในอุปกรณ์สวิตซ์ซึ่ง ดังในสมการที่ 5.0

$$R_{\theta a} = R_{\theta c} + R_{\theta s a} \quad (5.0)$$

สำหรับอุณหภูมิรอยต่อ (T) จะหาได้จากกำลังไฟฟ้าสูญเสียรวม (P_{Σ}) ซึ่งจะกำหนดจากกำลังไฟฟ้าสูญเสียรวมที่ต้องการออกแบบมีหน่วยเป็นวัตต์ ดังในสมการที่ (5.1) หากต้องการรักษาให้อุณหภูมิรอยต่อทำงานไม่เกินค่าที่กำหนด จะมีขั้นตอนหลักๆ ดังนี้ คือ ต้องพยายามให้เกิดกำลังไฟฟ้าสูญเสียน้อยที่สุด และเลือกค่าความต้านทานความร้อนรวม $R_{\theta a}$ ให้มีค่าน้อยที่สุด ซึ่งสามารถทำได้โดยลดค่า $R_{\theta c}$ และ $R_{\theta s a}$ แต่สำหรับ $R_{\theta c}$ จะไม่สามารถแก้ไข

เปลี่ยนแปลงได้ เพราะเป็นค่าที่กำหนดโดยบริษัทผู้ผลิตอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำกำลังสำหรับ
อุณหภูมิรอยต่อสามารถหาได้โดย

$$T_j = P_d (R_{\theta_{jc}} + R_{\theta_{cs}} + R_{\theta_{ca}}) + T_o \quad (5.1)$$

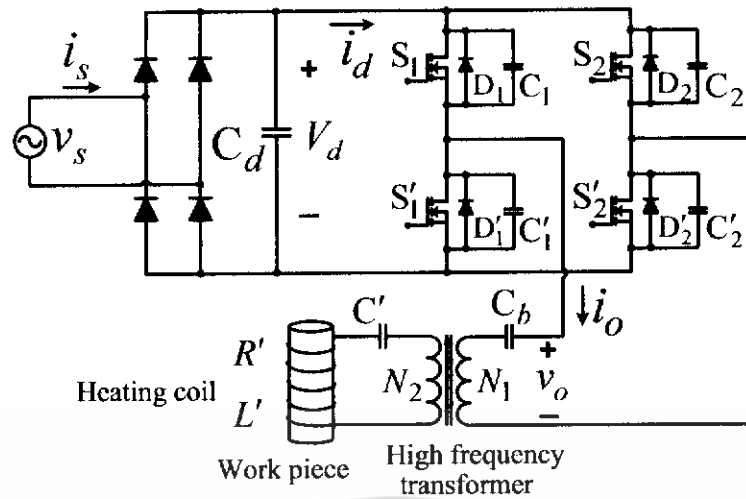
ตารางที่ 5.2 ความต้านทานความร้อนและสัญลักษณ์

	พารามิเตอร์	ค่า ต่ำสุด	ค่า ทั่วไป	ค่าสูงสุด	หน่วย
$R_{\theta_{jc}}$	รอยต่อกับตัวถัง			1.7	$^{\circ}\text{C/W}$
$R_{\theta_{cs}}$	ตัวถังกับแผ่นระบายความร้อน		0.5		$^{\circ}\text{C/W}$
$R_{\theta_{ca}}$	แผ่นระบายความร้อนกับอากาศ			62	$^{\circ}\text{C/W}$

แผ่นระบายความร้อนมักทำจากอลูมิเนียม โดยมีครีบเพื่อเพิ่มพื้นที่ผิวในการระบาย
ความร้อนให้มากขึ้นเพื่อช่วยในการระบายความร้อนให้ดีที่สุด (ลดค่า $R_{\theta_{ca}}$) ตัวอย่างแผนการ
ระบายความร้อนดังในรูปที่ 5.11 นอกเหนือจากการเลือกแผ่นระบายความร้อนที่ถูกต้องแล้วการ
ติดตั้ง เพื่อกำหนดให้ช่องทางให้ความร้อนระบายอย่างถูกหลักวิธี นับเป็นความจำเป็นยิ่ง เช่น
ครีบความถี่ในแนวตั้งเพื่อให้การระบายขึ้นในแนวตั้งหรือแนวคิดการเคลื่อนตัวของลมบกลม
ทะเลประกอบการออกแบบติดตั้ง รวมถึงการคำนึงทิศทางของพัดลมที่ใช้ช่วยระบายความร้อน
ด้วย

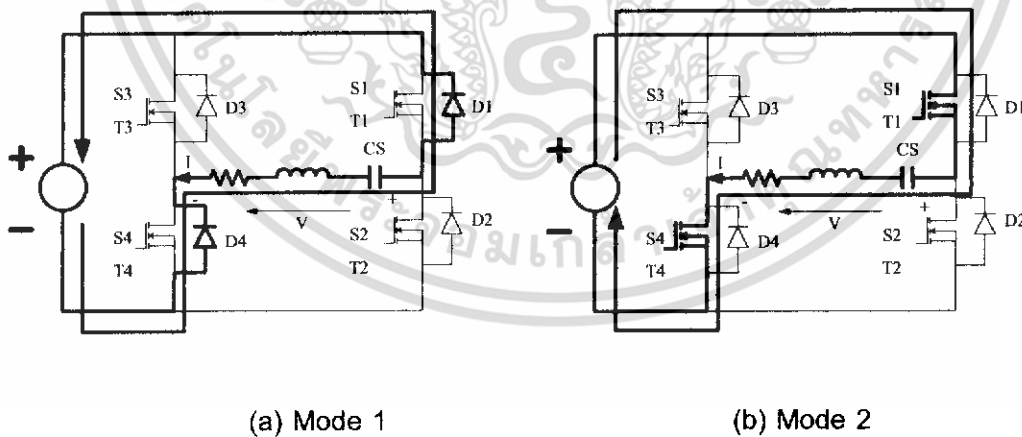
5.8 หลักการของอินเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ชณะขับโพลดเรโซแนนท์อนุกรมที่ มีการควบคุมด้วยการปรับความถี่

การวิเคราะห์หลักการทำงานของวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ชณะขับโพลดเรโซแนนท์
อนุกรมที่มีการควบคุมด้วยการปรับความถี่ของพัลส์ ลักษณะของคลื่นแรงดันและกระแส
ตามจุดต่างๆของวงจร ลักษณะการทำงานในช่วง 1 คาบเวลา และลักษณะคลื่นแรงดันและ
กระแสเอาท์พุทตลอดจนหาค่าสเปกตรัมของแรงดัน และกระแสเอาท์พุทของวงจรอินเวอร์เตอร์



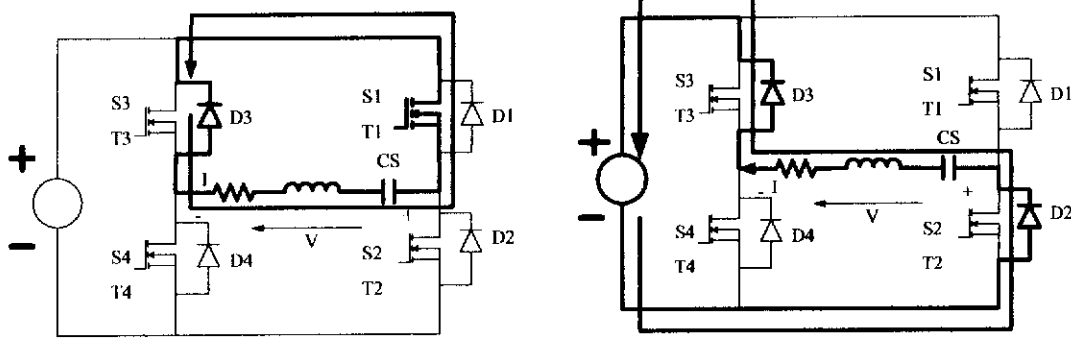
รูปที่ 2.8 วงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์เรโซแนนท์อนุกรมของเครื่องชุบแข็งผิวโลหะเหนี่ยวนำความถี่สูง

สำหรับโครงสร้างของวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์เรโซแนนท์อนุกรมเหนี่ยวนำความถี่สูงที่มีการควบคุมด้วยการปรับขนาดของแรงดันได้แสดงดังรูปที่ 2.8 ในกรณีของการปรับแรงดันเราจะทำการปรับตั้งความถี่ให้คงที่ที่ค่าหนึ่งเมื่อเราทำการปรับแรงดันขนาดของกำลังไฟฟ้าที่ได้มีค่าเปลี่ยนแปลงตามขนาดแรงดันที่เราปรับตั้งเมื่ออินเวอร์เตอร์ทำงานที่ความถี่สวิตซ์สูงกว่าความถี่เรโซแนนท์ จะสามารถแบ่งการทำงานของวงจรถูกออกเป็น 5 โหมด ดังแสดงในรูปที่ 2.9 โดยมีลักษณะการทำงานที่โหมดต่างๆ ดังนี้



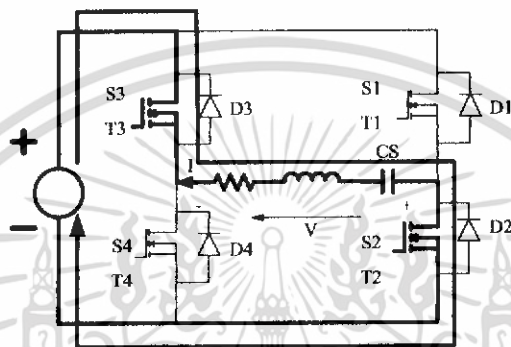
(a) Mode 1

(b) Mode 2



(c) Mode 3

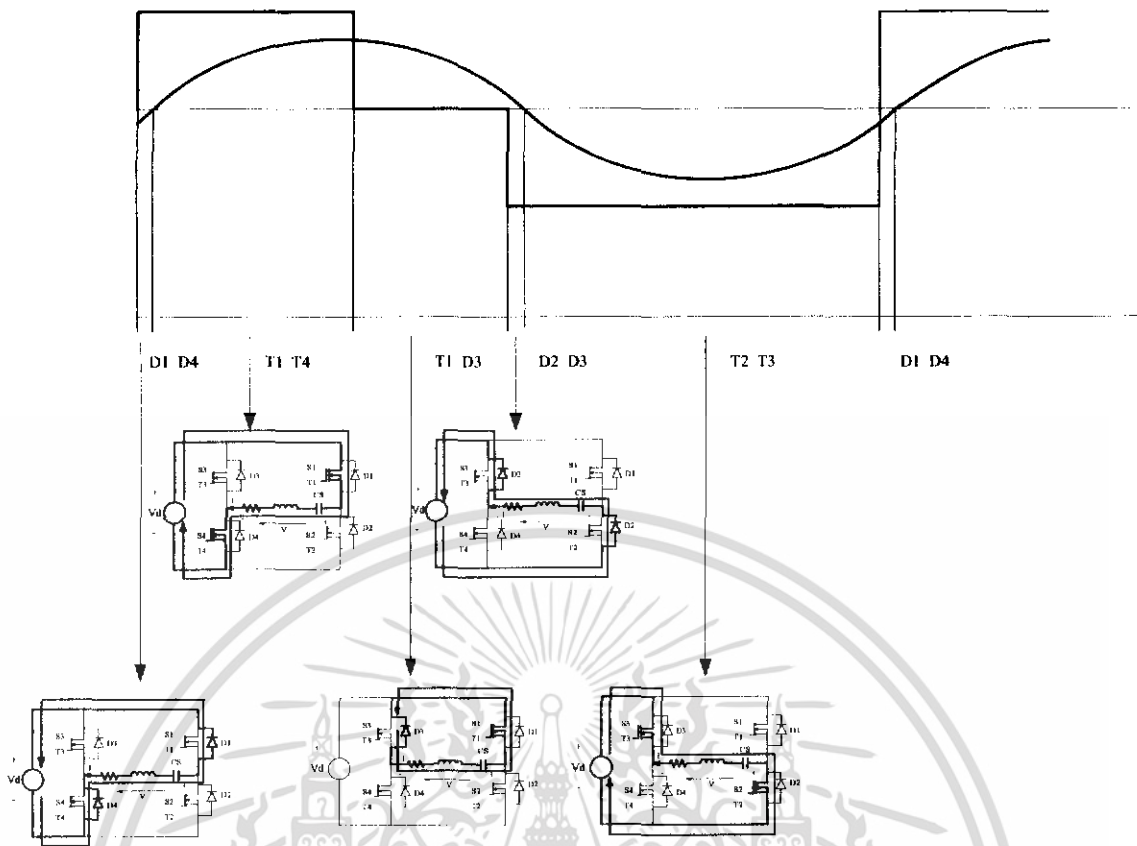
(d) Mode 4



(e) Mode 5

รูปที่ 2.9 โหมดการทำงานของวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ที่ควบคุมด้วยการปรับแรงดัน

โหมด 1,2 ในโหมดนี้จะให้แรงดันเอาต์พุตเป็น $+V_d$ โดยจะมีการทำงานดังแสดงในรูปที่ 2.9 (a) และ 2.9 (b) โดยในโหมด 1 และ 2 นี้ สวิตช์ S1 และ S4 ON ในขณะที่สวิตช์ S2 และ S3 Off โดยจะได้แรงดันเอาต์พุตเป็น $+V_d$ สำหรับทิศทางการไหลของกระแส เนื่องจากในโหมด 1 กระแสจะมีค่าเป็นลบดังนั้นกระแสจะไหลผ่านไดโอดของ S1 และ S4 ดังรูปที่ 2.9 (a) และเมื่อเข้าสู่โหมด 2 สวิตช์ S1 และ S4 จะยังคง ON อยู่แต่กระแสจะเริ่มมีค่าเป็นบวกทำให้ทิศทางการไหลของกระแสจะเปลี่ยนมาไหลผ่านสวิตช์ของ S1 และ S4 แทนดังรูปที่ 2.9 (b)



รูปที่ 2.10 รูปคลื่นแรงดันและกระแสตามจุดต่างๆใน 2 ไชเกิลของวงจรอินเวอร์เตอร์ที่มีการควบคุมด้วยการปรับแรงดันแบบไม่สมมาตร

2.3.1 โหมด 3 คือช่วงที่ T1 และ D3 ทำงานจะเป็นช่วงที่มีการฟรีเวลริงกระแสจะมีการคายมาเนื่องจากโหลดมีการเก็บพลังงานในกรณีโหลดเป็น R,L,C แล้วมีการคายพลังงานวนภายในรูป T1 และ D3 ทำให้วงจรอินเวอร์เตอร์ไม่ครบรูปแรงดันสี่เหลี่ยมจึงเป็นศูนย์แต่กระแสยังคงไหลได้จากผลของโหลด R,L,C ดังรูปที่ 2.9(c)

2.3.2 โหมด 4 , 5 ในโหมดนี้แรงดันเอาต์พุตจะเป็น $-V_d$ โดยจะมีการทำงานดังแสดงในรูปที่ 2.9 (d) และ 2.9 (e) โดยในโหมด 4 และ 5 นี้ สวิตช์ S2 และ S3 ON ในขณะที่สวิตช์ S1 และ S4 จะ Off โดยมีทิศทางไหลของกระแสดังนี้คือ ในโหมด 4 เนื่องจากกระแสยังคงมีค่าเป็นบวกต่อเนื่องจากโหมด 3 ดังนั้นส่งผลให้กระแสไหลผ่านไดโอดของ S2 และ S3 ดังรูปที่ 2.9 (d) และเมื่อเข้าสู่โหมด 5 กระแสจะกลับไปมีค่าเป็นลบอีกครั้งทำให้จากเดิมที่กระแสไหลผ่านไดโอดของ S2 และ S3 จะเปลี่ยนทิศทางมาไหลผ่านที่สวิตช์ S2 และ S3 แทนดังรูปที่ 2.9 (e) โดยสามารถแสดงลักษณะคลื่นแรงดันและกระแสตามจุดต่างๆ ของวงจรอินเวอร์เตอร์ทั้ง 4 โหมดได้ดังรูปที่ 2.10

บทที่ 6

การทดลองเครื่องชุปแข็งผิวโลหะ

6.1 บทนำ

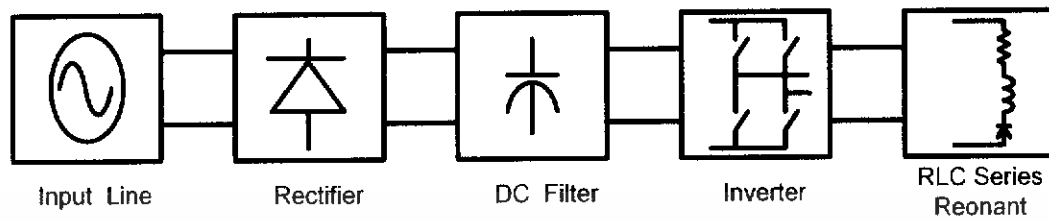
การทดลองเครื่องชุปแข็งผิวโลหะซึ่งแบ่งการทดสอบออกเป็น 2 ส่วน คือ การทดสอบปรับความกว้างของพัลส์แบบเต็มคลื่น และทำการปรับลดความกว้างของพัลส์ทางซีกบวกของคลื่นแรงดัน เพื่อศึกษาค่ากำลังทางไฟฟ้าทางเอาท์พุทที่ออกมา โดยที่ความถี่ จำนวนรอบของ Working coil ยังคงเท่าเดิม คือ ค่าอิมพีแดนซ์และค่าตัวเก็บประจุทางด้านเอาท์พุทของโพลีเรโซแนนซ์อนุกรมยังคงเท่าเดิมโดยการเก็บข้อมูลจะทำโดยใช้ Oscilloscope รุ่น DL 1520 YOKOGAWA เก็บข้อมูลเป็นค่าแอสกี (ASCII) แล้วใช้โปรแกรม MATH LAP ทำการ Fast Furrier Transform หาค่าต่างๆ ไม่ว่าจะเป็น ค่าฮาร์มอนิกส์ ค่ากำลังไฟฟ้า ค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้า

6.2 การทดลองเครื่องชุปแข็งผิวโลหะโดยทำการตัดสัญญาณที่ Duty ต่าง ๆ

ตารางที่ 6.1 อุปกรณ์และค่าพิกัดต่างๆ ของวงจรอินเวอร์เตอร์ที่ใช้ในการทดลอง

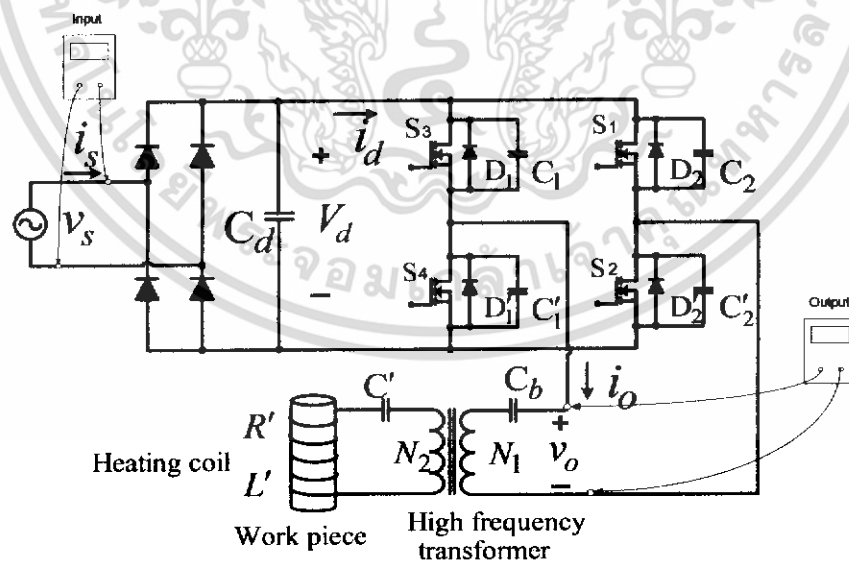
รายการ	รายละเอียด
อุปกรณ์สวิตซ์อินเวอร์เตอร์	IRFP 460, $R_{DS} = 0.27\Omega$
ความถี่ของอินเวอร์เตอร์	53.0-65.0 kHz
ตัวเก็บประจุเรโซแนนซ์	6.58 μF
ขนาดเส้นลวดขดลวดด้านปฐมภูมิของหม้อแปลง	ลวดทองแดงเบอร์ 28 S.W.G.
จำนวนเส้นลวดทีเกลียวขดลวดด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงความถี่สูง	40 เส้น
จำนวนรอบของขดลวดด้านปฐมภูมิ	33 รอบ
จำนวนรอบของขดลวดด้านทุติยภูมิ	2.68 รอบ
จำนวนรอบรอบของ Working Coil	3.5 รอบ
ชนิดแท่งโลหะ	เหล็กหล่อ(iron)
เส้นผ่าศูนย์กลางของเส้นโลหะ	27 มิลลิเมตร
เส้นผ่าศูนย์กลางของ Working Coil	40 มิลลิเมตร

การทดลองนี้จะวัดที่ด้านอินพุทของเครื่องชุบแข็งแบบผิวโลหะ และด้านเอาต์พุทของชุดฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ดังแสดงดังรูปที่ 6.1

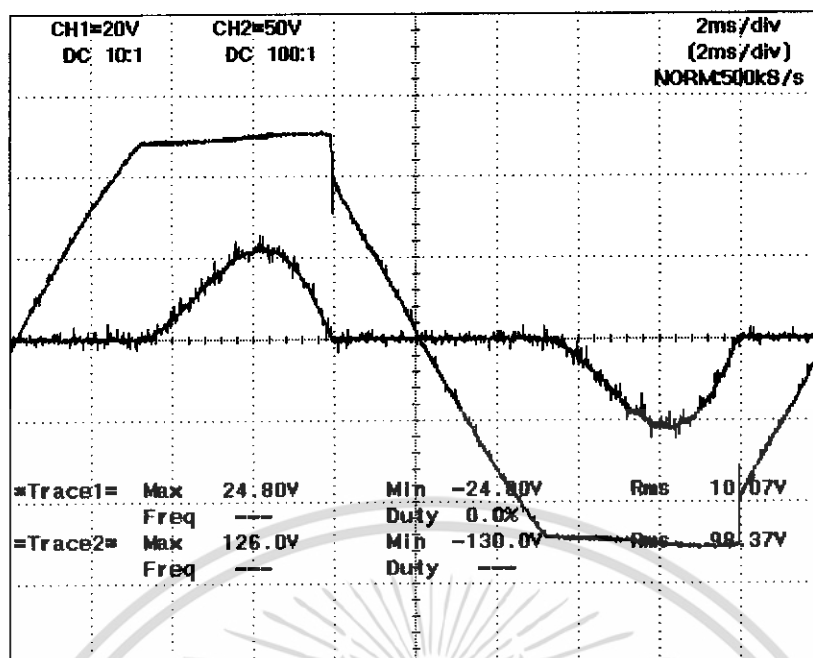


รูปที่ 6.1 แบบการทำงานโดยรวม

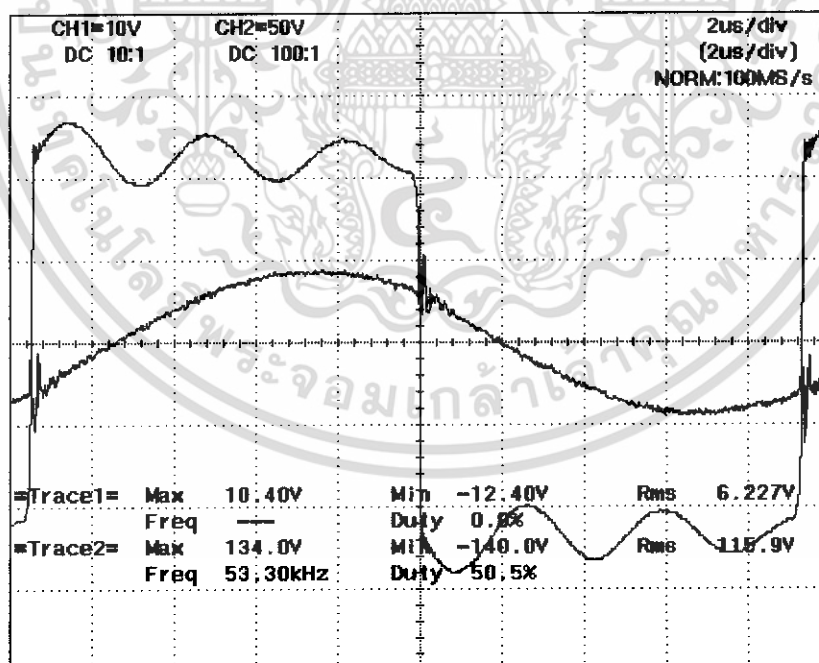
การทำงานของวงจรเมื่อได้รับสัญญาณไฟฟ้าเข้ามาแล้วจะผ่านชุด Rectifier เพื่อทำให้เป็นไฟฟ้ากระแสตรง และจะผ่านตัวเก็บประจุที่มีขนาดใหญ่ทำให้เกิดเป็นไฟฟ้ากระแสตรงที่มีความเรียบมากยิ่งขึ้น แล้วผ่านชุดอินเวอร์เตอร์ที่มีสัญญาณมาจากชุดขับเป็นพัลส์ที่มีความถี่สูงมาขับอินเวอร์เตอร์ จากที่ชุดอินเวอร์เตอร์รับสัญญาณจากชุดขับด้วยและรับไฟฟ้ากระแสตรงจากชุด Rectifier เข้ามา สัญญาณที่ได้หลังอินเวอร์เตอร์เป็นสัญญาณพัลส์รูปคลื่นสี่เหลี่ยมแล้วไปทำการจ่ายให้กับชุดโหลดที่เป็นชุดโหลดเรโซแนนท์แบบอนุกรม



รูปที่ 6.2 การวัดสัญญาณอินพุทและเอาต์พุท

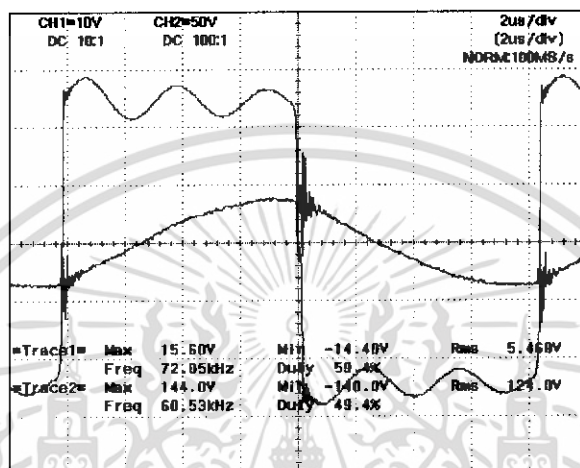


รูปที่ 6.3 สัญญาณอินพุตที่จ่ายไฟให้กับวงจร

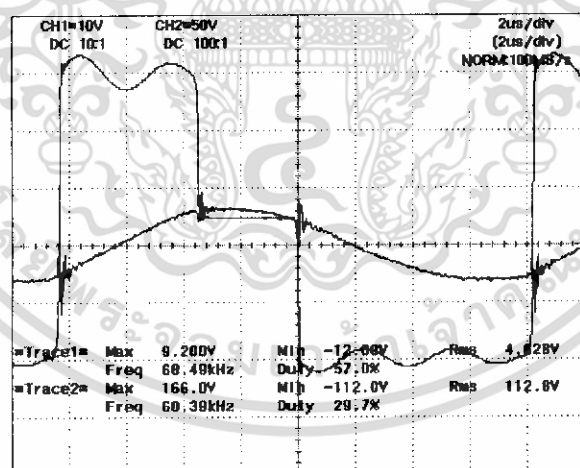


รูปที่ 6.4 สัญญาณเอาต์พุตที่จ่ายไฟให้กับวงจร

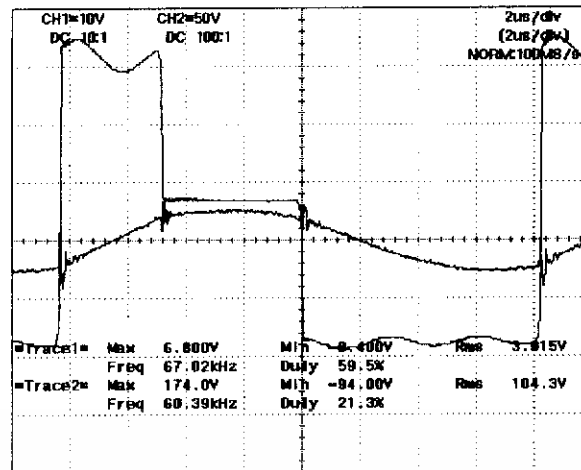
จากรูปสัญญาณที่ได้มารูปคลื่นสแควจะเป็นรูปคลื่นของแรงดัน ส่วนรูปคลื่นซายน์จะเป็นรูปคลื่นของกระแสโดยเอาท์พุทที่ได้ยังคงไม่ตัดสัญญาณพัลส์ ความกว้างของพัลส์ยังคงเต็มรูปคลื่นและกำลังไฟฟ้าที่ได้ในช่วงนี้ยังคงเป็นค่ากำลังสูงสุด จากวัตถุประสงค์การทำโครงการเพื่อศึกษากำลังเมื่อทำการปรับความกว้างของพัลส์ทางซีกบวก จึงได้ทำการทดลองปรับความกว้างของพัลส์



(ก)

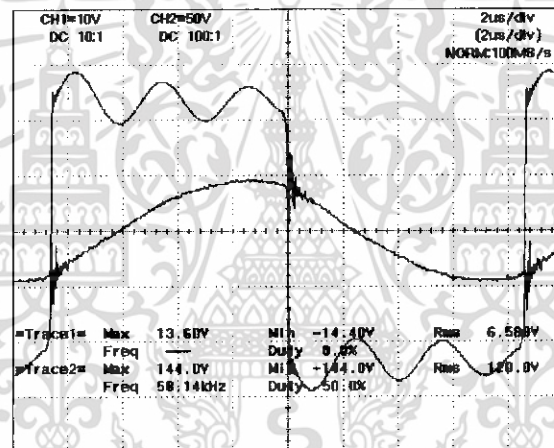


(ข)

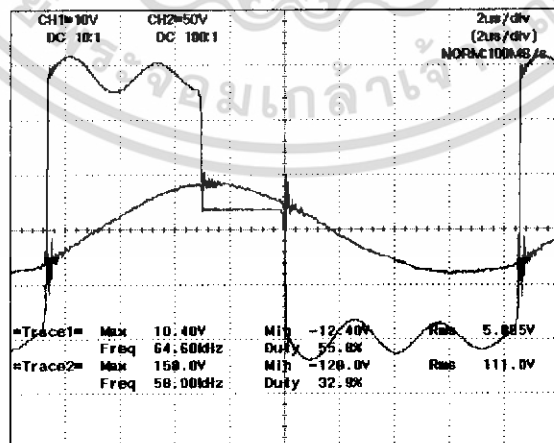


(ก)

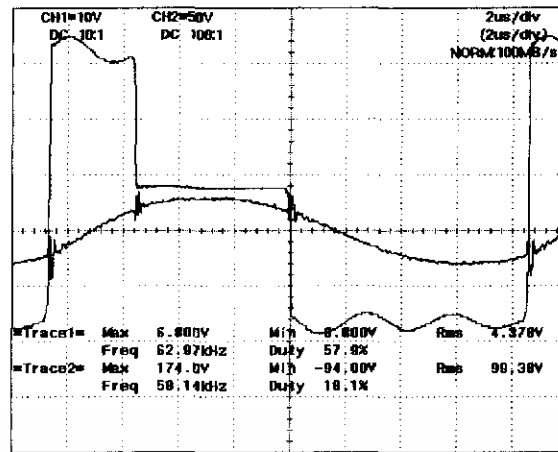
รูปที่ 6.5 เอ้าท์พุทที่ความถี่ 60 kHz โดยเปรียบเทียบกับขณะตัดสัญญาณพัลส์ทางซีกบวก



(ข)

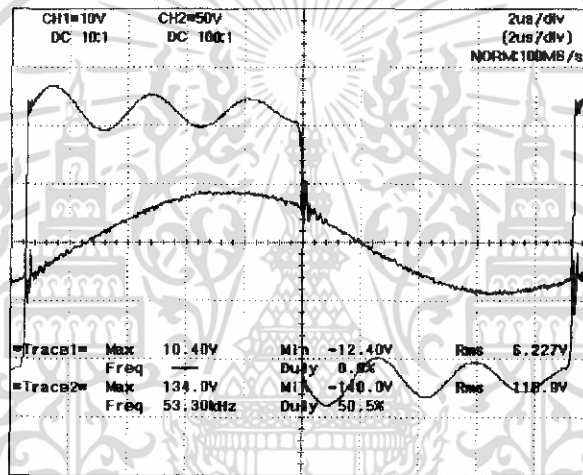


(ค)

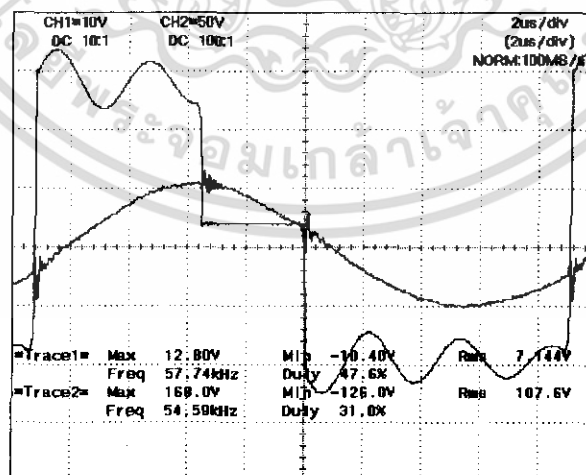


(ค)

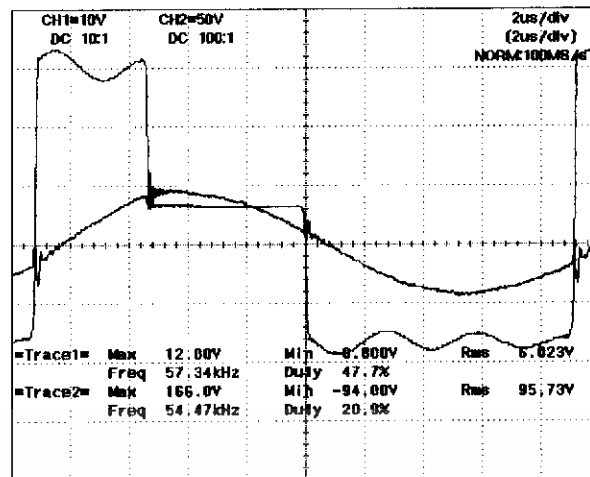
รูปที่ 6.6 เอาร์ทพุทที่มีความถี่ 58 kHz โดยเปรียบเทียบกับขณะตัดสัญญาณพัลส์ทางซีกบวก



(ก)



(ข)



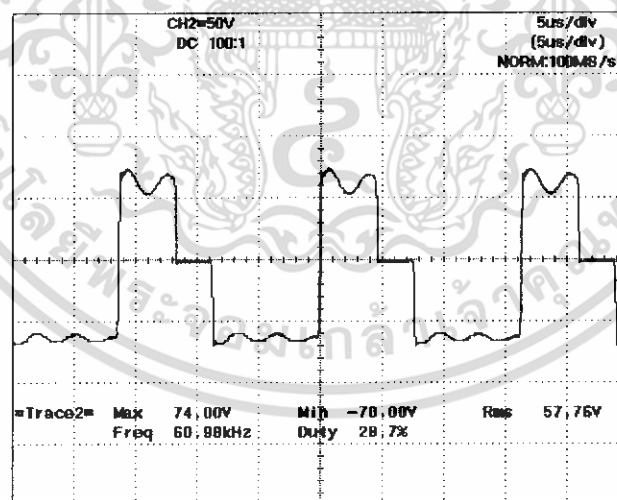
(ค)

รูปที่ 6.7 เอาร์ทพุทที่มีความถี่ 54 kHz โดยเปรียบเทียบกับขณะตัดสัญญาณพัลส์ทางซีกบวก

จากการทดลองสามารถที่จะสรุปให้เห็นถึงความแตกต่างของกำลังไฟฟ้าได้ใน 2 ลักษณะ คือ

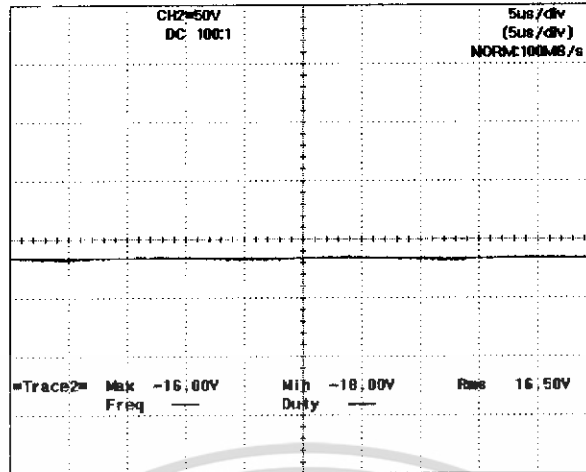
1. เมื่อทำการรักษาระดับของความถี่ให้คงที่แล้วทำการตัดสัญญาณพัลส์ที่ Duty ต่าง ๆ
2. เมื่อทำการเปลี่ยนแปลงความถี่และทำการตัดสัญญาณพัลส์ไปด้วยเช่นกัน

เมื่อทำการรักษาระดับของความถี่ให้คงที่แล้วทำการตัดสัญญาณพัลส์ที่ Duty ต่าง ๆ ค่ากำลังไฟฟ้าที่ได้ในขณะตัดสัญญาณพัลส์จะมีค่าลดลง และกระแสจะลดลงเช่นกัน



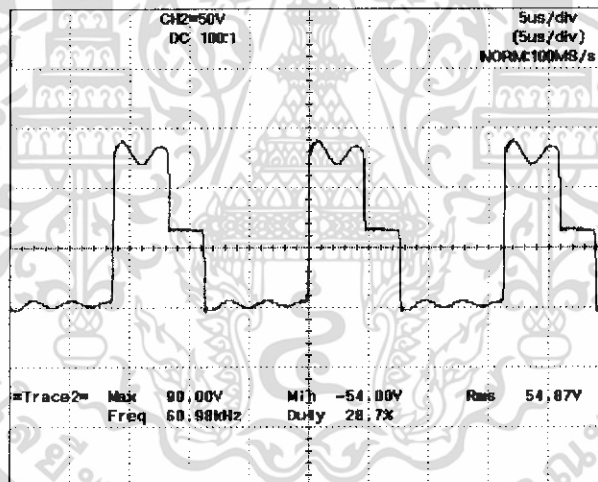
รูปที่ 6.8 เป็นการวัดสัญญาณหลังอินเวอร์เตอร์โดยตรง

จากรูปเป็นสัญญาณที่หลังจากอินเวอร์เตอร์โดยตรง โดยพิจารณาช่วงที่ทำการตัดสัญญาณ โดยสัญญาณนี้รูปคลื่นในลักษณะนี้จะไม่สมมาตรในซีกบวกและซีกลบมีค่าของเนื้อรูปคลื่นจะไม่เท่ากัน



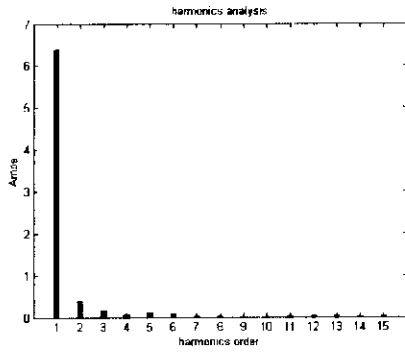
รูปที่ 6.9 สัญญาณที่ได้จากการวัดที่ตัวเก็บประจุ

เป็นรูปคลื่นที่วัดคล่อมตัวเก็บประจุเป็นลักษณะของแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงคล่อมอยู่

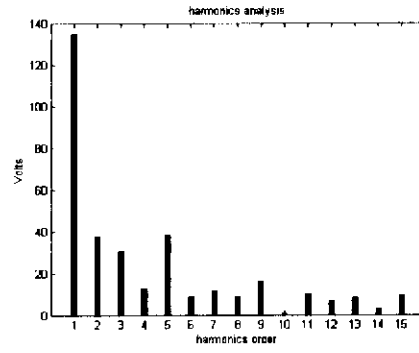


รูปที่ 6.10 รูปแรงดันเอาต์พุต

รูปแรงดันเอาต์พุตที่ออกมาหลังจากที่แรงดันได้ไหลผ่านตดคล่อมตัวเก็บประจุมาแล้ว ซึ่งสังเกตเห็นว่าลักษณะรูปคลื่นพยายามที่จะรักษาระดับของเนื้อพัลส์เพื่อที่จะให้เกิดความสมมาตรตลอดเวลาแม้กระทั่งโดนตัดสัญญาณพัลส์ไปแล้ว

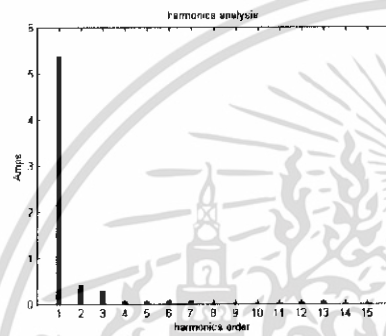


(ก)

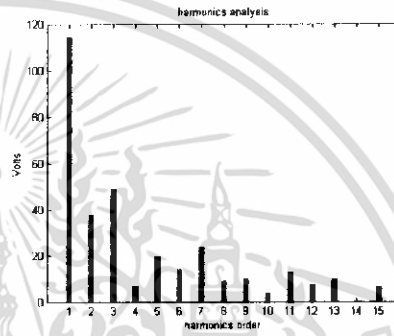


(ข)

รูปที่ 6.11 ฮาร์โมนิกส์กระแสกับแรงดันที่ความถี่ 60 kHz และ Duty 22 %

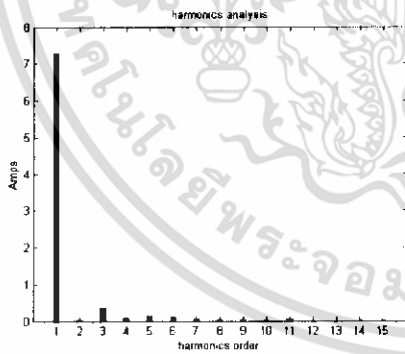


(ก)

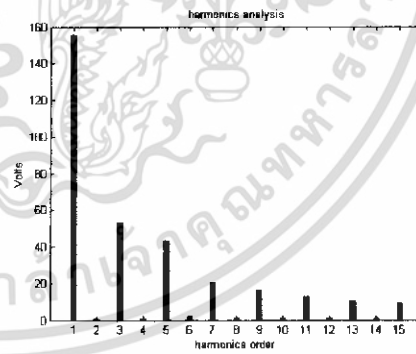


(ข)

รูปที่ 6.12 ฮาร์โมนิกส์กระแสกับแรงดันที่ความถี่ 60 kHz และ Duty 30 %

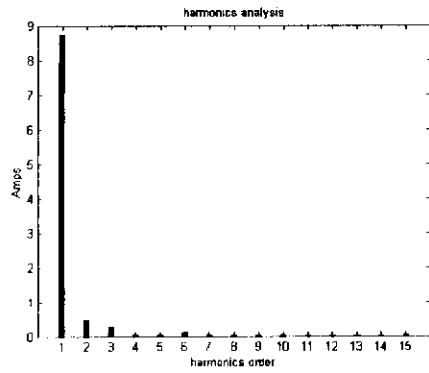


(ก)

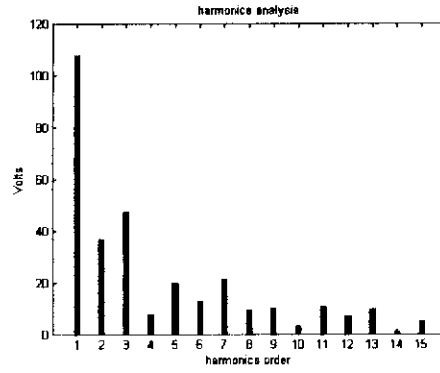


(ข)

รูปที่ 6.13 ฮาร์โมนิกส์กระแสกับแรงดันที่ความถี่ 60 kHz และ Duty 50 %

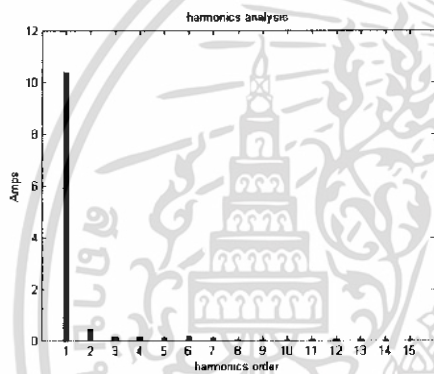


(ก)

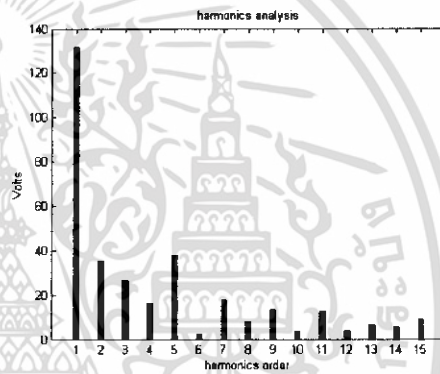


(ข)

รูปที่ 6.14 ฮาร์มอนิกสักระแสกับแรงดันที่ความถี่ 54 kHz และ Duty 22 %

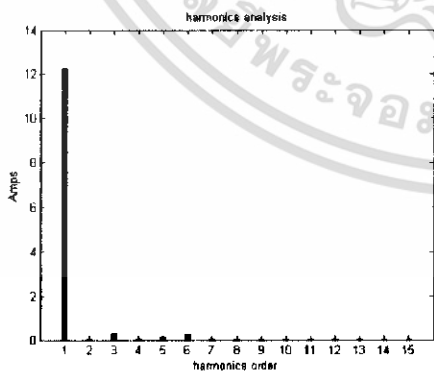


(ก)

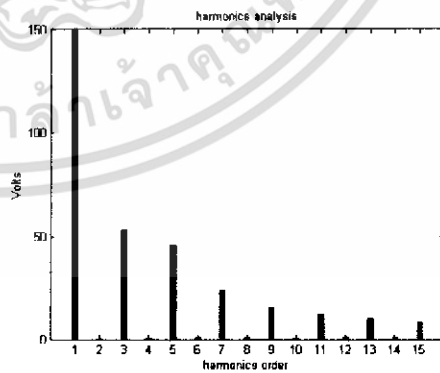


(ข)

รูปที่ 6.15 ฮาร์มอนิกสักระแสกับแรงดันที่ความถี่ 54 kHz และ Duty 30 %

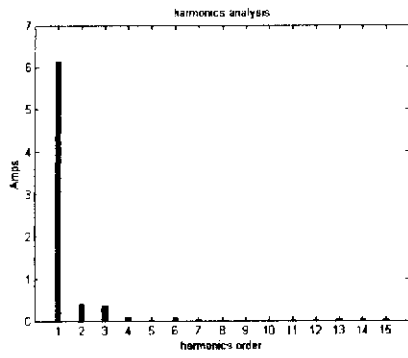


(ก)

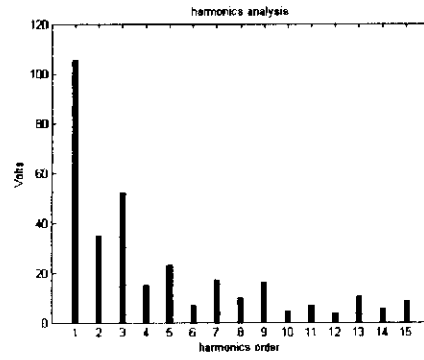


(ข)

รูปที่ 6.16 ฮาร์มอนิกสักระแสกับแรงดันที่ความถี่ 54 kHz และ Duty 50 %

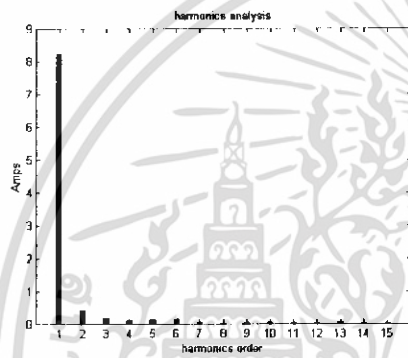


(ก)

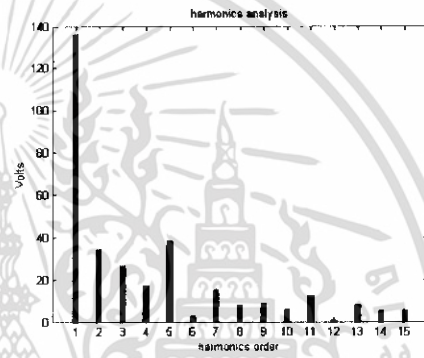


(ข)

รูปที่ 6.17 ฮาร์โมนิกส์กระแสกับแรงดันที่ความถี่ 58 kHz และ Duty 22 %

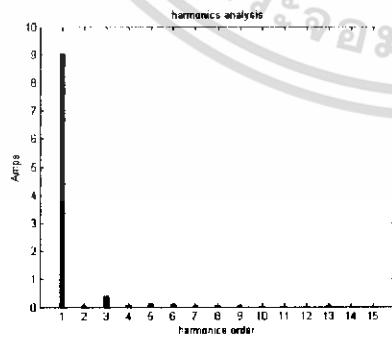


(ก)

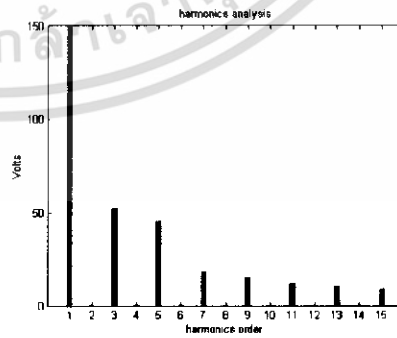


(ข)

รูปที่ 6.18 ฮาร์โมนิกส์กระแสกับแรงดันที่ความถี่ 58 kHz และ Duty 30 %



(ก)



(ข)

รูปที่ 6.19 ฮาร์โมนิกส์กระแสกับแรงดันที่ความถี่ 58 kHz และ Duty 50 %

จากรูปที่ 6.11 ถึงรูปที่ 6.19 จะเห็นว่าสเปกตรัมของแรงดันนั้นมี Harmonic fundamentals และ Harmonic อันดับอื่นๆ n^{th} Harmonic รวมอยู่ด้วย เนื่องจากว่า สัญญาณเอาท์พุทของแรงดันเป็นสัญญาณพัลส์ ส่วนสเปกตรัมของกระแสจะมีเฉพาะ Harmonic fundamentals เท่านั้น เนื่องจากสัญญาณเอาท์พุทของกระแสเป็นคลื่นไซน์ แต่รูปสเปกตรัมของกระแสจะเห็นว่า มี Harmonic อื่นรวมอยู่ด้วยเห็นได้จากไม่เป็นรูปสัญญาณไซน์ที่สมบูรณ์



บทที่ 7

วิจารณ์และสรุป

1. แรงดันอินพุตอินเวอร์เตอร์ จะเป็นแบบไฟตรงเรียงแรงดันที่ยอดคลื่นจะแบน เนื่องจากความต้านทานและตัวเหนี่ยวนำในแหล่งจ่ายของการไฟฟ้า และกระแสจะมียอดคลื่นแหลมเนื่องจากการชาร์ตของตัวเก็บประจุ เมื่อแรงดันไฟฟ้าที่ตกคล่อมตัวเก็บประจุเริ่มคายประจุมีค่าน้อยกว่าแรงดันทำให้กระแสทางด้านเข้ามีฮาร์มอนิกส์สูง

2. แรงดันทางด้านเอาต์พุตจะเป็นสัญญาณไฟที่ได้หลังจากผ่านชุดอินเวอร์เตอร์มาแล้วโดยจะได้อุปกรณ์ของแรงดันที่เป็นสแควเวปและรูปคลื่นของกระแสที่เป็นลักษณะของไซน์เวป และเมื่อพิจารณารูปคลื่นของแรงดันเมื่อโน้ตตัดสัญญาณพัลส์ทางด้านซีกบวก การตัดสัญญาณจะได้จากการตัดสัญญาณจากชุดขับซึ่งมีอุปกรณ์ได้จิจิตอลมาช่วยในการตัดสัญญาณ ลักษณะของรูปคลื่นที่โดนตัดทางซีกบวกเส้นที่โดนตัดจะไม่เกิดขึ้นที่ศูนย์แต่จะเกิดที่ค่าค่าหนึ่ง เมื่อมีการตัดสัญญาณเพิ่มขึ้นเส้นที่โดนตัดจะมีค่าสูงขึ้นตามไปด้วย เกิดจากความพยายามของแรงดันที่จะรักษาพื้นที่รูปคลื่นทางด้านซีกบวกและซีกลบให้มีค่าเท่ากันตลอด

ในการวิเคราะห์การทำงานของวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์เรโซแนนท์อนุกรมที่มีการควบคุมกำลังเอาต์พุตโดยการตัดสัญญาณความกว้างของพัลส์ในทางซีกบวกที่ใช้ในการชูปลังค์ผิวโลหะ ผลเมื่อปรับค่า Duty มากขึ้นจะได้ค่ากำลังเอาต์พุตน้อยลงและเมื่อพยายามปรับพัลส์ให้มีความสมมาตรก็จะทำให้ได้ค่ากำลังสูงสุด โดยค่า Duty ที่ทำการปรับจะทำการปรับจาก Duty ที่ 50% ไปจนถึงค่า Duty ที่ 20% โดยกำหนดค่าความถี่ไว้ที่ค่าค่าหนึ่งดังแสดงไว้ในผลการทดลองแล้ว

ภาคผนวก



Unipolar Voltage-Cancellation Control of Resonant Inverters for Induction Cooking Appliances

Fernando Monterde
Universidad de Zaragoza
María de Luna, 3
50015 Zaragoza, Spain
fernando.monterde@byse.es

Pablo Hernández
Universidad de Zaragoza
María de Luna, 3
50015 Zaragoza, Spain
pablo.hernandez@byse.es

José M. Burdío
Universidad de Zaragoza
María de Luna, 3
50015 Zaragoza, Spain
burdio@posta.unizar.es

José R. García
BALAY, S.A.
Av. de la Industria, 49
50059 Zaragoza, Spain
jose-ramon.garcia@byse.es

Abstract – Generally, power inverters for induction cooking appliances are controlled varying frequency to control current through inductor coil. When more than one power converter is operated at different frequencies greater than audible noise upper threshold, low frequency inter-harmonics are generated in common impedance due to non-linear effects. Suppression of audible noise in multiple-coils induction cookers leads to high-performance fixed-frequency control. This paper presents a new unipolar voltage-cancellation control for series resonant inverters. This control strategy is used in full-bridge topologies for induction cookers, allowing fixed frequency control with ZVS operation over a wide power range. So performance of current-mode and voltage-cancellation is improved. This control is implemented in a series-resonant full-bridge inverter for induction cookers using IGBTs and digital control implemented in a PLD which can be easily implemented in an ASIC for mass production.

I. INTRODUCTION

Almost all induction cooking appliances use variable frequency control to adjust power consumption [1,2]. This leads to audible noise when two or more inverters are operated at the same time with different switching frequencies [3]. This noise is the result of low-frequency inter-harmonics.

In order to avoid audible noise, constant-frequency control is used [3,4]. Constant-frequency operation supposes that every inverter in the appliance is operating at the same frequency, making necessary to control power without frequency variations.

Constant-frequency control in full-bridge topologies is possible using classical voltage-cancellation control [5-7]. Voltage-cancellation control has severe limitations for series-resonant full-bridge converters operating under low load conditions. Under this situation ZVS operation is lost, so increasing losses and temperatures.

In this paper a new unipolar voltage-cancellation control is proposed, which allows constant-frequency

control while maintaining ZVS operation over a wide power range. So audible noiseless and ZVS operation are assured over all the power range.

II. LIMITATIONS OF BIPOLAR VOLTAGE-CANCELLATION CONTROL

Constant-frequency control using voltage-cancellation control is only possible using full-bridge inverter topology (Fig. 1 a)). Half-bridge and full-bridge inverters can be also operated at constant-frequency using asymmetrical duty-cycle control [8]. In induction cooking appliances the load is a planar coil which can be modelled as a series connection of an inductor and a resistor. A series capacitor is added for resonant operation (Fig. 1 b)). Capacitive lossless snubbers are usually placed in parallel with the power transistors to reduce turn-off losses.

Bipolar voltage-cancellation control allows constant-frequency control for induction cooking full-bridge inverters (non resonant topology) up the rated power. Gate signal of transistor in the inverter and voltage and current waveforms are shown in fig. 2.

Bipolar voltage-cancellation control allows fixed-frequency operation over a very wide power range for non-resonant full-bridge topology in induction cooking applications. Control strategy provides ZVS operation, making this control ideal to be implemented with power MOSFETs.

In order to reduce turn-off losses in power devices and also to decrease current through devices, resonant topologies are preferred. Series-resonant full-bridge topology provides the maximum load voltage, which can be as much as twice when compared with non-resonant full-bridge topology. This improvement can be used to increase equivalent series resistance of the inductor-reciprocating coupling. This can be done in two different ways. The first supposes to increase the number of turns of the coil. The other, increasing the switching frequency. As a

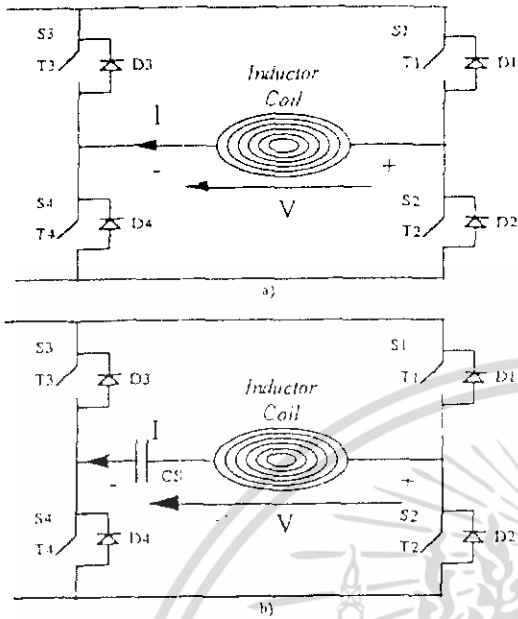


Fig. 1 Full-bridge topology for constant-frequency control of induction heating appliance. a) Non-resonant topology. b) Series-resonant topology

result, lower current is necessary to obtain the same output power. The drawback of increasing the switching

frequency is overcome by the reduction in the turn-off current.

Nevertheless, a series-resonant full-bridge topology is difficult to be operated at low power load condition with constant-frequency control without loosing the ZVS condition [5]. In Fig. 4 b) it can be observed that the diode is not conducting when the transistor is turned on, so ZVS condition is lost. In this case, with capacitive snubbers, the energy stored in the capacitor is dissipated in the transistor at turn-on, producing very high current peaks and, consequently, very high power dissipation peaks

III. NEW UNIPOLAR VOLTAGE-CANCELLATION CONTROL

In bipolar voltage-cancellation control T3 and T4 (in Fig. 1 b)) are turned-off before the corresponding T2 and T1, making D4 and D3 to conduct respectively. It is also possible to turn off only T4 before T1, short-circuiting only to the positive rail. This is the unipolar voltage-cancellation control. Gate signals and output voltage and inductor current waveforms are shown in Fig 3.

Using this strategy, turn-off current is always greater than zero and, consequently, there is enough energy stored in the inductor to charge and discharge snubber

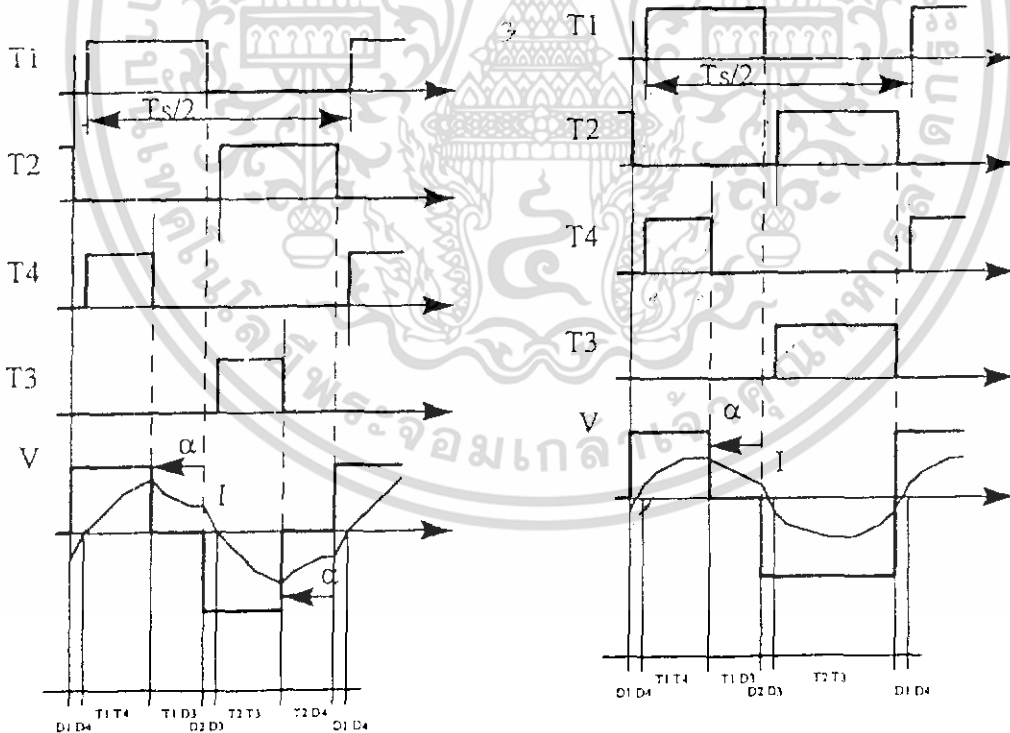


Figure 2 - Gate signals and corresponding output voltage and inductor current waveforms bipolar voltage-cancellation control for non-resonant full-bridge inverter

Figure 3- Gate signals and corresponding output voltage and inductor current waveforms for series-resonant full-bridge inverter with unipolar voltage-cancellation control.

capacitors. Once the snubber capacitors are fully charged (discharged), the antiparallel diode starts to conduct. Once the diode is conducting, the corresponding transistor is turned-on with no losses. Finally, when current through the diode decreases to zero, the transistor starts carrying the current. Fig. 4. a) shows the PSpice simulated waveforms, and it can be observed that the diode is conducting when the transistor is turned on. In conclusion, the cancellation time is not limited as the classical voltage-cancellation time

IV. CONTROL STRATEGIES COMPARISON

The main output variable in power inverters for induction cooking is the output power. Output power depends on both the inductor current and the equivalent resistance.

The inductor current can be easily calculated in stationary conditions using harmonic analysis of the load voltage. In this case, the load voltage is the voltage drop between the midpoints of both legs of the full-bridge. As

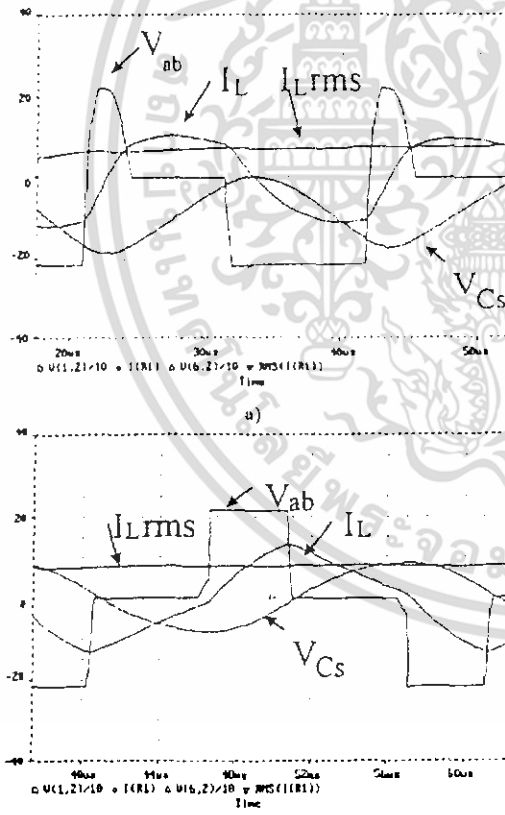


Figure 4.- Simulated output voltage and inductor current in series-resonant full-bridge inverter using: a) new unipolar-voltage-cancellation control. b) bipolar voltage-cancellation control.

shown in Fig 2 and Fig. 3, the load voltage is ideally rectangular shaped. This simplifies very much the harmonic analysis.

The load voltage in bipolar voltage-cancellation control has only odd harmonics due to the symmetry of the waveform, as shown in (1).

$$\hat{V}_k = \frac{4V}{\pi k} \sin\left(k \frac{180-\alpha}{2}\right) \quad (1)$$

Voltage harmonics of unipolar voltage-cancellation control has both even and odd harmonics due to its asymmetry. Voltage harmonic component are calculated in (2).

$$\hat{V}_k = \frac{V}{\pi k} \sqrt{\sin^2 k(180-\alpha) + (2 - (-1)^k - \cos k(180-\alpha))^2} \quad (2)$$

In both cases the load is the same: the series association of equivalent inductor and resistor and the series resonant capacitor. So, for every harmonic component the impedance is calculated in (3).

$$Z_k = \sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2} \quad (3)$$

The peak value of the inductor current harmonic components are calculated using the expressions for load voltage and impedance in (4).

$$\hat{I}_k = \frac{\hat{V}_k}{Z_k} \quad (4)$$

The power factor for every harmonic component is

$$PF_k = \frac{R}{\sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}} \quad (5)$$

The output power is calculated using the expression of the active power in (6).

$$P_k = \hat{V}_k \hat{I}_k PF_k \quad (6)$$

The output power is obtained from the summation of the power of different harmonics. Accurate numerical calculations can be obtained with only the first five or seven harmonic components, provided that PF_k decreases rapidly with the harmonic order.

Table I shows the output power as function of the angle α (phase angle or voltage cancellation angle) for unipolar and bipolar voltage-cancellation control. This example shows the results of a 2000 W rated power induction element.

TABLE I
OUTPUT POWER (W) VS α (°) FOR BIPOLAR AND UNIPOLAR VOLTAGE-CANCELLATION CONTROL

α (°)	Bipolar (W)	Unipolar (W)
0	1997	2002
30	1878	1902
60	1509	1636
90	999	1273
120	513	903
150	146	615
180	0	500

Fig. 5 shows the same as Table I in a figure. It can be observed that the output power in bipolar voltage-cancellation control allows to reach zero power whereas unipolar one does not. This characteristic of unipolar voltage-cancellation control, that could be considered as undesirable, can be considered as a protection. Provided that here it is no probability of losing ZVS transition, you are not concerned about limiting duty cycle in any condition.

Nevertheless, the output power for maximum phase angle is only theoretical due to the presence of parasitic output capacitances of transistors or snubber capacitors. If T4 is not turned-on (maximum phase angle), depending on the inductor current, the series-resonant capacitor voltage and the snubber capacitor value, capacitor charge process takes some time to charge the snubber capacitor of transistor T3 and then, when the inductor current changes its sense, to discharge this capacitor again. This makes the load voltage to be positive during a minimum interval.

The situation described above can be eliminated maintaining T3 permanently ON and T4 permanently OFF. In this operating condition, the output power is equal to the theoretical maximum phase angle condition, and equal to one fourth of the full power.

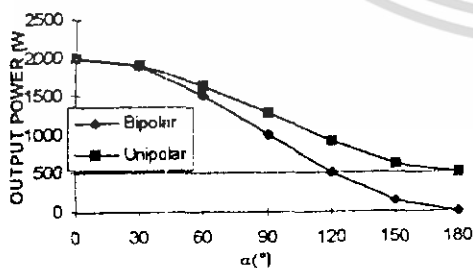


Fig. 5. Output power vs α for bipolar and unipolar voltage-cancellation.

It is possible to use the same unipolar voltage-cancellation control interchanging the control waveforms of T4 and T3. In this case averaged value of output voltage is positive. This supposes an advantage for designs using bootstrap technique to supply high-side drivers provided that, in this case, pulse width of T4 is constant, and refresh time of bootstrap circuits is guaranteed.

V. EXPERIMENTAL WAVEFORMS

An experimental prototype has been implemented to test unipolar voltage-cancellation control. For this purpose, a series-resonant full-bridge inverter, equipped with four 500V/44A IXGH22N50BU1 IXYS IGBTs has been realised. The control strategy has been implemented in a Programmable Logic Device (ALTERA EPM9320). IGBT drivers use high output-current photocoupler and bootstrap technique for supplying high-side drivers.

The load consists of a flat inductor coil coupled to a standard cooking recipient. Model parameters of the load are $R=9.67 \Omega$ and $L=60.0 \mu\text{H}$. The series resonant capacitor is a parallel connection of two 220nF/630V MKP capacitors.

Fig. 6 shows inductor current and output voltage waveforms of this prototype in minimum power operation mode. Note that the voltage is measured between the midpoint of both legs.

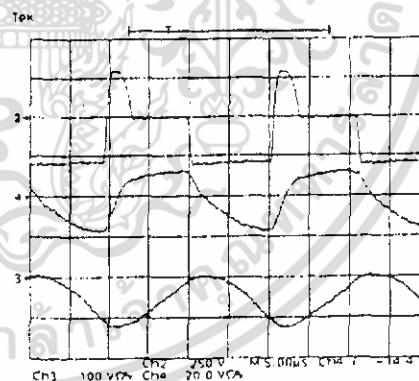


Figure 6 - Oscilloscope of output voltage (CH2), inductor current (CH4) and series-resonant capacitor voltage (CH3) in a series-resonant full-bridge inverter using new unipolar voltage-cancellation control. Controlled power operation (640 W)

Scales: CH2 250 V/div, CH3 100 V/div, CH4 20 A/div, 5 μs /div

Fig. 7 shows the same waveforms at full-power level (1850 W). Note that switching frequency (48 kHz) is far enough from resonant frequency. This makes easier the fixed-frequency control for a wide variety of recipients (loads) and input voltages.

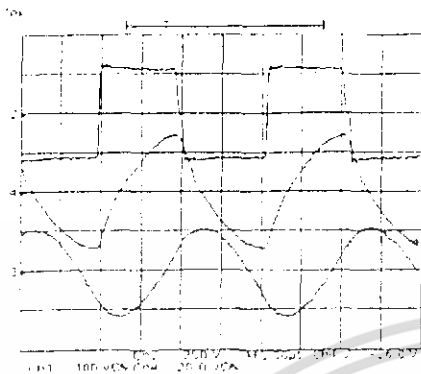


Figure 7.- Oscilloscope of output voltage (CH2), inductor current (CH4) and series-resonant capacitor voltage (CH3) in a series-resonant full-bridge inverter using new unipolar voltage-cancellation control. Full-power operation (1850 W)
Scales: CH2 250 V/div, CH3 100 V/div, CH4 20 A/div, 5 ns/div

VI. CONCLUSIONS

Limitations of classical bipolar-voltage cancellation control for series-resonant full-bridge inverter have been shown. In order to overcome this limitations the new unipolar-voltage cancellation control is presented. This control strategy allows fixed-frequency ZVS operation over a wide output power range. Fixed-frequency operation allows noise-free operation of inverters when more than one is operating at the same time. The proposed control does not need minimum ON-time protection to assure ZVS operation. Furthermore, unipolar control is easy to implement with bootstrap drivers.

VII. REFERENCES

- [1] Henry W. Koertzen, Jacobus D. van Wyk and Jan A. Ferreira, "Design of the Half-Bridge Series Resonant Converter for Induction Cooking," in *Proceedings of the 1995 Power Electronics Specialists Conference*, 95CH35818, pp. 729-735.
- [2] Espi, J.A. Carrasco, E. Navarro, E. Sanchis, "Funcionamiento y estrategia de control en las topologías cuasirresonantes para calentamiento inductivo," in *Proceedings of the 1994 Seminario de Anual de Automática y Electrónica Industrial*, T.1746-94, pp. 146-150.
- [3] Izaki, Y. Hirota, H. Yamashita, M. Kamli, H. Omori and M. Nakaoka, "New Constant-Frequency variable powered quasi-resonant inverter topology using soft-switched type IGBTs for induction-heated cooking appliance with active power filter", in *Proceedings of the 1995 European Power Electronics Conference*, pp. 129-134.

- [4] Izaki, H. Omori, K. Hattori, H. Noma, *Induction heating cooker*, European Patent N° 95102981.8, 1995.
- [5] Tsai, and F.C. Lee, "A Complete DC Characterization of Constant-Frequency, Clamped-Mode, Series-Resonant Converter", in *Proceedings of the 1988 Power Electronics Specialist Conference*, pp. 987-996.
- [6] Grajales, F.C. Lee, "Small Signal Analysis of a Series-Resonant Inverter for Induction Heating," in *Proceedings of the 1994 Virginia Power Electronics Conference*, pp. 209-216.
- [7] Grajales, J.A. Sabaté, K.R. Wang, W.A. Tabisz, F.C. Lee, "Design of a 10 kW, 500 kHz Phase-Shift Controlled Inverter for Induction Heating," in *Proceedings of the 1993 Virginia Power Electronics Conference*, pp. 181-188.
- [8] Imberston, N. Mohan, "Asymmetrical Duty Cycle Permits Zero Switching Loss in PWM Circuits with No Conduction Loss Penalty," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 29, no. 1, Feb 1993, pp.121-125.

Asymmetrical Voltage-Cancellation Control for Full-Bridge Series Resonant Inverters

José M. Burdío, *Member, IEEE*, Luis A. Barragán, Fernando Monterde, Denis Navarro, and Jesús Acero

Abstract—This paper presents and analyzes the *asymmetrical voltage-cancellation (AVC) control*, a generalized control technique for resonant inverters. It is applied to the popular full-bridge series resonant inverter. The proposed control technique achieves better efficiency performances than conventional fixed-frequency control strategies, while considering zero-voltage-switching operation, output power and load variations. The theoretical results are verified experimentally, using a prototype for an induction-heating cooking appliance.

Index Terms—Asymmetrical control, induction-heating cooking appliances, resonant inverters, zero-voltage-switching.

I. INTRODUCTION

RESONANT dc-ac inverters are used in a number of applications to convert dc energy into ac energy [1]. Some examples include dc-dc resonant converters, induction heating systems for industrial processes or home appliances, electronic ballasts for lighting, radio transmitters, and others.

The output voltage or power in many resonant inverters has been traditionally controlled by varying the switching frequency. This variable-frequency operation has several disadvantages [1] including a wide noise spectrum which makes it difficult to control electromagnetic interference (EMI), more complex filtering of the output-voltage ripple, and poor utilization of magnetic components. In addition, zero-voltage-switching (ZVS) operation is normally preferred in most applications, and conventional resonant converters operate with zero voltage for the active devices when the switching frequency is above the resonant frequency [1]. High above-resonance operation imposes a low power factor loading of the inverter, resulting in large circulating currents which reduce efficiency.

The problems mentioned above can be overcome by using a fixed-frequency or a narrow frequency-range control technique. The two conventional fixed-frequency control techniques proposed for different dc-dc or dc-ac converters, are the phase-shift or clamped-mode control [1]–[9] and the asymmetrical duty-cycle or asymmetrical PWM control [10]–[13]. The phase-shift (PS) control technique, used in full-bridge

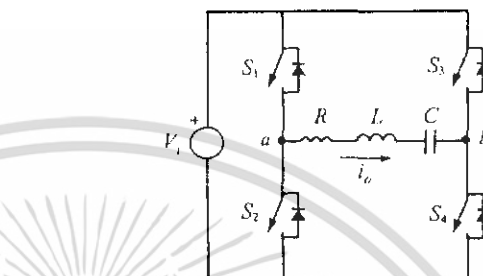


Fig. 1. Full-bridge series resonant inverter.

topologies, allows output voltage or power variations by phase shifting the sequences of conduction for the switches, achieving a symmetrical voltage cancellation. The asymmetrical duty-cycle (ADC) control technique can be used in half-bridge or full-bridge topologies. It is based on an unequal duty-cycle operation of the switches in the converter.

Despite the advantages of conventional fixed-frequency control techniques, they can not guarantee soft-switching operation of the resonant converter for large load or output power variations, as analyzed in this paper. As a result, the switching frequency must be again increased if a ZVS operation is required.

The objective of the present work is twofold. First, to define and analyze a generalized control technique for resonant inverters, the so called *asymmetrical voltage-cancellation (AVC) control*. Then, as a consequence of the analysis, to obtain the optimum ZVS control strategy to minimize losses in the switches of the inverter. The analyses are carried out by considering the series resonant inverter. We introduced a preliminary version of this control technique in [14]. A reexamination, extension and generalization are presented here.

The paper is organized as follows. In Section II the asymmetrical voltage-cancellation control is presented and applied to a series resonant inverter. An analysis of the optimum control strategy for ZVS operation is provided in Section III. The performance of fixed-frequency control strategies are compared in Section IV. Some experimental results are given in Section V, using a prototype for an induction-heating cooking appliance. Finally, some conclusions are presented in Section VI.

II. ASYMMETRICAL VOLTAGE-CANCELLATION CONTROL

One of the most popular resonant inverters is the half-bridge or full-bridge series resonant inverter. The full-bridge topology (shown in Fig. 1) offers more control possibilities and it will be considered in this work.

Manuscript received February 24, 2003; revised September 18, 2003. This work was supported in part by the Spanish MCYT under Project TIC2001-2440, and by DGA under Project P094/2001. Recommended by Associate Editor F. L. Luo.

J. M. Burdío, L. A. Barragán, D. Navarro, and J. Acero are with the Departamento de Ingeniería Electrónica y Comunicaciones, Universidad de Zaragoza, Zaragoza 50018, Spain.

F. Monterde is with BSH Balay, Bosch and Siemens Home Appliances Group, Zaragoza 50059, Spain.

Digital Object Identifier 10.1109/TPEL.2003.823250

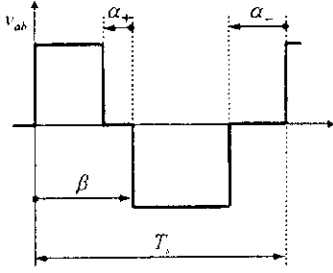


Fig. 2. Output voltage and control variables for the asymmetrical voltage-cancellation control.

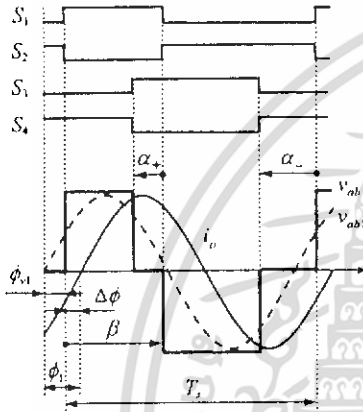


Fig. 3. Typical waveforms for the asymmetrical voltage-cancellation control.

Considering a full-bridge inverter topology, Fig. 2 shows a generalized quasisquare output voltage (v_{ab} in Fig. 1) applied to the resonant circuit. This voltage is determined by four control variables at most: three control angles (α_+ , α_- , and β) and the switching period (T_s). In a fixed-frequency control, the switching period is constant and only three control variables are considered.

The waveform in Fig. 2 is obtained by the so called *asymmetrical voltage-cancellation control*. So a generalized control technique is considered, including as particular cases the conventional phase-shift control (with $\alpha_+ = \alpha_-$ variable and $\beta = 180^\circ$ constant) and the asymmetrical duty-cycle control (with $\alpha_+ = \alpha_- = 0$ constant and β variable).

Considering the converter in Fig. 1, Fig. 3 shows some typical waveforms for the proposed asymmetrical voltage-cancellation control technique: the sequence of conduction of switches $S_1 - S_4$, the quasisquare output voltage v_{ab} , and the output current i_o of the full-bridge topology. The dashed waveform v_{ab1} represents the fundamental (first) harmonic of v_{ab} .

The time variation in steady state of the voltage v_{ab} may be represented by the following Fourier series, where the amplitude and phase of the h th harmonic of v_{ab} are denoted as \hat{V}_{abh} and ϕ_{vh} , respectively

$$\hat{V}_{abh} = \frac{V_i}{h\pi} \sqrt{a_h^2 + b_h^2} \quad (1)$$

$$\phi_{vh} = \tan^{-1} \frac{a_h}{b_h} \quad (2)$$

TABLE I
OPERATION MODES FOR THE ASYMMETRICAL
VOLTAGE-CANCELLATION CONTROL

MODE	S_1	S_2	S_3	S_4	Condition
ZVS mode	ZVS	ZVS	ZVS	ZVS	$\Delta\phi > 0$
Mixed mode I	-	ZVS/ZCS	ZVS	ZVS	$-(180^\circ - \beta) < \Delta\phi < 0$
Mixed mode II	ZCS	ZCS	ZVS	ZVS	$-\alpha < \Delta\phi < -(180^\circ - \beta)$
Mixed mode III	ZCS	ZCS	ZVS/ZCS	-	$-\alpha - (180^\circ - \beta) < \Delta\phi < -\alpha$
ZCS mode	ZCS	ZCS	ZCS	ZCS	$\Delta\phi < -\alpha - (180^\circ - \beta)$

where V_i is the dc input voltage, and

$$a_h = \sin h(\beta - \alpha_+) + \sin h\beta + \sin h\alpha_- \quad (3)$$

$$b_h = 1 - \cos h(\beta - \alpha_+) - \cos h\beta + \cos h\alpha_- \quad (4)$$

The average output power P can be obtained as

$$P = \sum_{h=1}^{\infty} \frac{\frac{R\hat{V}_{abh}^2}{2}}{R^2 + \left(h\omega_n L - \frac{1}{h\omega_n C}\right)^2} = \sum_{h=1}^{\infty} \frac{\hat{V}_{abh}^2}{2R \left(1 + Q^2 \left(h\omega_n - \frac{1}{h\omega_n}\right)^2\right)} \quad (5)$$

where the Q factor and the normalized switching frequency ω_n are defined as usual

$$Q = \frac{\sqrt{L/C}}{R} \quad (6)$$

$$\omega_n = \frac{\omega_s}{\omega_o}, \quad \omega_o = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (7)$$

being ω_s the angular switching frequency and ω_o the angular resonant frequency.

Assuming that the filtering provided by the resonant tank permits the neglect of all high-frequency harmonics, the expression (5) for the output power results

$$P \cong \frac{\hat{V}_{ab1}^2}{2R \left(1 + Q^2 \left(\omega_n - \frac{1}{\omega_n}\right)^2\right)} \quad (8)$$

Consequently, only the fundamental harmonic of the output current is considered. This assumption provides an accurate analysis when operating at frequencies close to the resonant frequency of the tank, as considered here to optimize the efficiency as studied later.

Taking into account the previous expressions, the phase lag ϕ_1 (see Fig. 3) between the voltage v_{ab1} and the current i_o can be obtained as

$$\phi_1 = \tan^{-1} \frac{\omega_s L - \frac{1}{\omega_s C}}{R} = \tan^{-1} \left(Q \left(\omega_n - \frac{1}{\omega_n} \right) \right) \quad (9)$$

The normalized voltage amplitude \hat{V}_{ab1n} and the normalized output power P_n are defined, respectively

$$\hat{V}_{ab1n} = \frac{\hat{V}_{ab1}}{\hat{V}_{ab1 \max}} \quad (10)$$

$$P_n = \frac{P}{P_{\max}} \cong \frac{\hat{V}_{ab1n}^2}{2R \left(1 + Q^2 \left(\omega_n - \frac{1}{\omega_n}\right)^2\right)} = \hat{V}_{ab1n}^2 \quad (11)$$

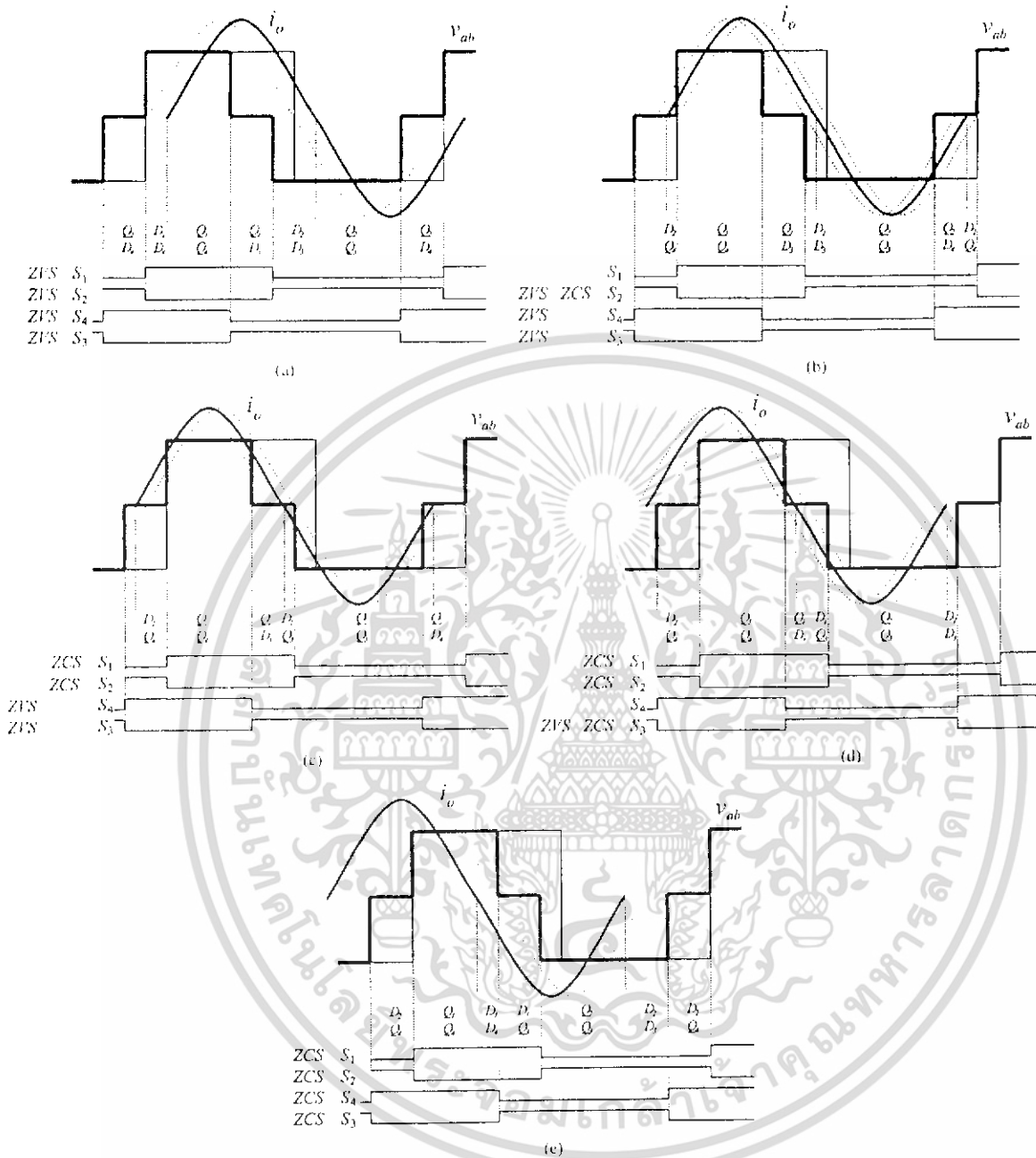


Fig. 4. Typical waveforms in the operation modes for the asymmetrical voltage-cancellation control: (a) ZVS mode, (b) mixed mode I, (c) mixed mode II, (d) mixed mode III, and (e) ZCS mode.

where $\hat{V}_{ab1 \max}$ and P_{\max} are the corresponding maximum magnitudes, obtained with $\alpha_+ = \alpha_- = 0$ and $\beta = 180^\circ$

$$\hat{V}_{ab1 \max} = \frac{4V_i}{\pi} \quad (12)$$

$$P_{\max} \cong \frac{\hat{V}_{ab1 \max}^2}{2R \left(1 - Q^2 \left(\omega_n - \frac{1}{\omega_n} \right)^2 \right)} \quad (13)$$

According to Fig. 3, the output current can be expressed as

$$i_o(t) = \hat{I}_o \sin(\omega_s t - \Delta\phi) \quad (14)$$

where \hat{I}_o is the amplitude of the output current assumed to be sinusoidal, and the phase

$$\Delta\phi = \phi_1 - \phi_{v1} \quad (15)$$

There are several operation modes with the asymmetrical voltage-cancellation control technique: the traditional ZVS and ZCS operation modes and three mixed modes at most. The different resultant operation modes are summarized in Table I, where it is assumed that $\beta \leq 180^\circ$ by symmetry, $\alpha_+ \leq \beta$, and $\alpha_- \leq 360^\circ - \beta$.

Fig. 4 shows some typical waveforms for the different operation modes in Table I. For each switch, ZVS operation is achieved if switch current is negative (antiparallel diode is conducting) when turning on, and ZCS operation is achieved if switch current is zero or negative when turning off. Considering expression (14) for the current, the different cases in Fig. 4 are obtained, depending on the phase $\Delta\phi$ of the current. In all cases, the dotted waveforms represent the limit conditions for the current in the corresponding operation mode.

III. ANALYSIS OF THE OPTIMUM ZVS CONTROL STRATEGY

As mentioned above, ZVS operation in all active devices is commonly pursued to obtain good efficiency results. Using the ZVS conditions presented in the previous section, here we obtain an optimum ZVS control strategy as a particular asymmetrical voltage-cancellation control that minimizes the losses in the devices of the converter with ZVS operation.

According to Table I, the condition for ZVS operation in all devices of the full-bridge series resonant inverter is

$$\Delta\phi = \phi_1 - \phi_{v1} > 0. \quad (16)$$

This condition is a requirement to assure that there is enough energy in the inductor L to discharge the corresponding parasitic and snubber capacitors of the devices before turning on. So the value of $\Delta\phi$ needed to guarantee ZVS operation for the switches actually depends on the values of those capacitors [16].

In order to satisfy (16), ϕ_1 can be increased as in traditional approaches by increasing the switching frequency [see (9)]. At the same time, there will be greater conduction and turn-off losses, since the current should be increased in order to transfer the same power, and the switching frequency is also higher. As a result, to minimize the losses, the converter should be operated at the minimum switching frequency above the resonant frequency, with $\phi_1 > \phi_{v1}$ to maintain ZVS.

A better approach to satisfy (16) is to reduce ϕ_{v1} , which is a function of the control angles α_+ , α_- , and β , according to (2)

$$\phi_{v1} = \tan^{-1} \frac{\sin(\beta - \alpha_+) + \sin\beta + \sin\alpha_-}{1 - \cos(\beta - \alpha_-) - \cos\beta + \cos\alpha_-}. \quad (17)$$

So the optimum control strategy will be that one that minimizes the phase ϕ_{v1} by varying the control angles α_+ , α_- , and β , taking into account the required output voltage.

Considering (17), Fig. 5 shows some graphs that represent the phase ϕ_{v1} as a function of the control angles α_+ , α_- , and β . It is also shown the optimum control strategy to reduce the output voltage: maintaining $\beta = 180^\circ$ constant and only varying the control angles α_+ or α_- individually (trajectories AB or AC in Fig. 5(a), and further on BD or CD if necessary). See Fig. 7(c), with $\alpha = \alpha_+$.

Following any other trajectory on the surfaces in Fig. 5, the maximum ϕ_{v1} obtained is greater than before, so the performance of the control strategy is worse. For example, the phase-shift control (see Fig. 7(a), with $\alpha = \alpha_+ = \alpha_-$) and the asymmetrical duty-cycle control (see Fig. 7(b), with $\alpha = 180^\circ - \beta$).

Fig. 6 shows the normalized voltage amplitude \hat{V}_{ab1n} as a function of the control angles α_+ and α_- , with $\beta = 180^\circ$. We can see that the minimum normalized voltage amplitude using

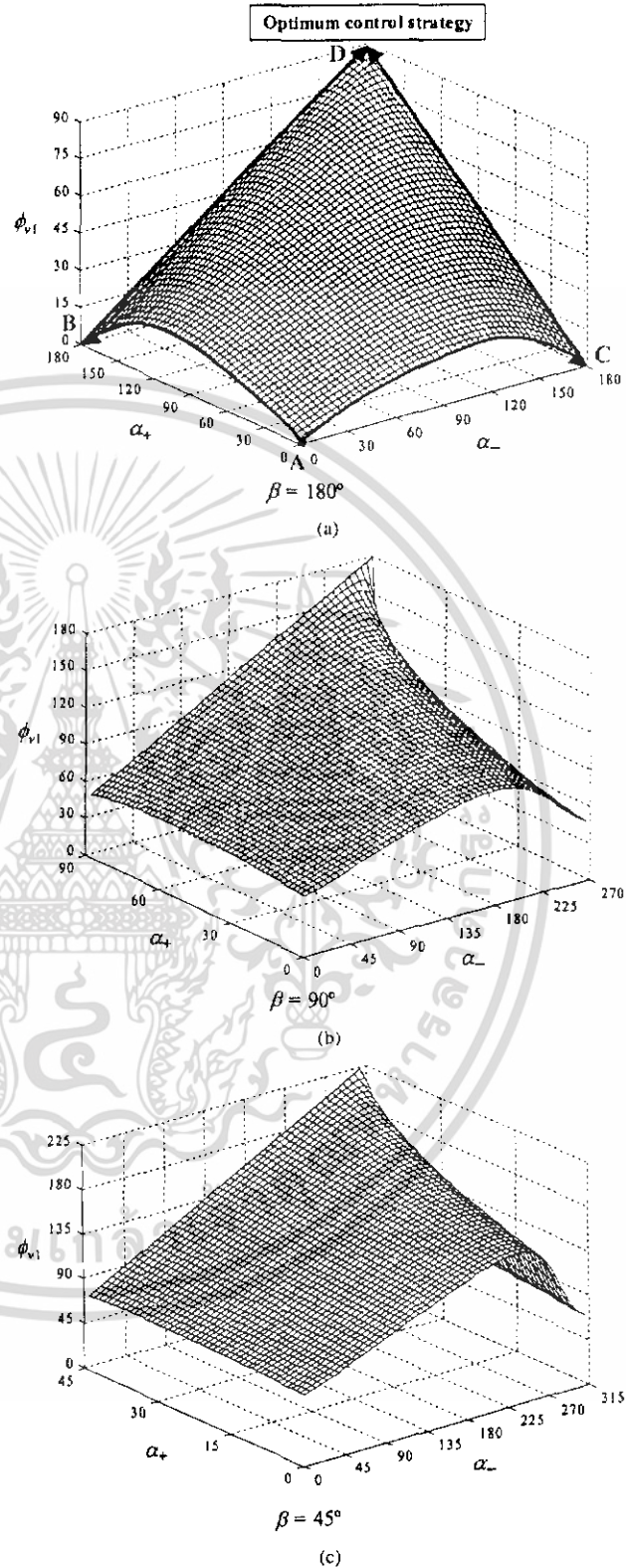


Fig. 5. Phase ϕ_{v1} as a function of the control angles α_+ and α_- : (a) with $\beta = 180^\circ$, (b) with $\beta = 90^\circ$, and (c) with $\beta = 45^\circ$. Angles in degrees.

just one control angle (α_+ or α_-) is 0.5. To further reduce this voltage, the other control angle should be varied.

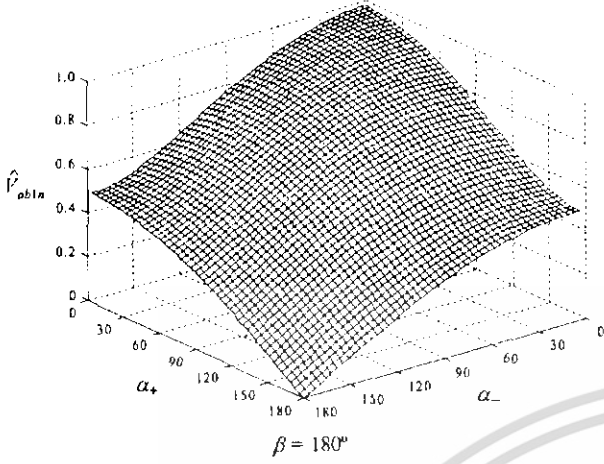


Fig. 6. Normalized voltage amplitude \hat{V}_{ab1n} , as a function of the control angles α_+ and α_- , with $\beta = 180^\circ$. Angles in degrees.

As a consequence, the optimum ZVS control strategy recommended to control the output voltage or power is the optimum asymmetrical voltage-cancellation control shown in Fig. 7(c).

As mentioned above, in ZVS converters, snubber capacitors are commonly added in parallel with the switches if the parasitic capacitors of the devices have to be increased to achieve soft switching when turning off the devices. In any case, any capacitor in parallel with switches modifies the slopes of voltage waveforms as shown in Fig. 8, where the optimum asymmetrical voltage-cancellation control is considered. As a result, assuming an overall capacitor C_s in parallel with every switch of the full-bridge inverter, the minimum $\Delta\phi$ previously obtained (16) should be increased [7] as

$$\Delta\phi > \cos^{-1} \left(1 - \frac{2\omega_n C_s V_i}{I_o} \right). \quad (18)$$

IV. COMPARISON OF FIXED-FREQUENCY CONTROL STRATEGIES

Considering the results of the previous section, here we compare the three different fixed-frequency control strategies shown in Fig. 7. The purpose is to find out which strategy performs the best from the point of view of the least losses in the devices of the converter in Fig. 1. In any case, a ZVS operation is required for all active devices, and load and output power variations are considered in the analysis. In order to compare the control strategies, this section considers the minimum requirements to obtain ZVS as expressed in (16).

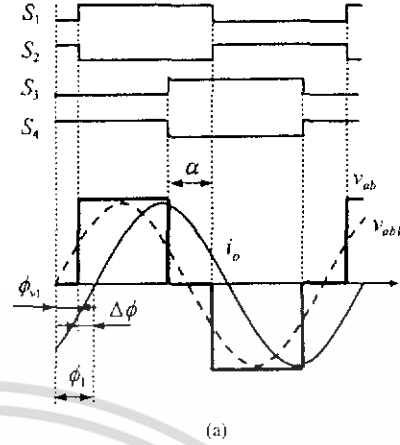
The amplitude and phase of the voltage v_{ab1} are obtained by particularizing (1) and (2) for the three different cases (see Fig. 7):

$$\hat{V}_{ab1} = \frac{4V_i}{\pi} \cos \frac{\alpha}{2} \quad (19)$$

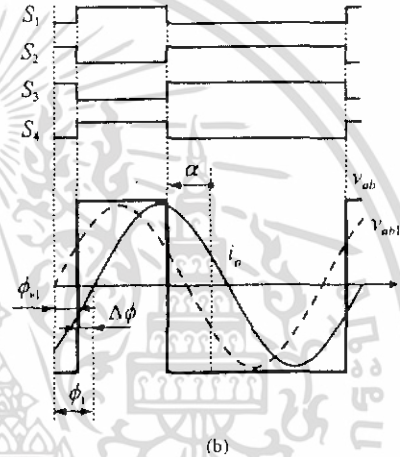
$$\phi_{v1} = \frac{\alpha}{2} \quad (20)$$

for PS control (with $\alpha = \alpha_+ = \alpha_-$ and $\beta = 180^\circ$)

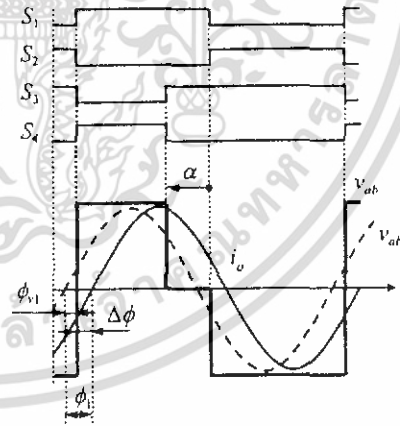
$$\hat{V}_{ab1} = \frac{4V_i}{\pi} \cos \frac{\alpha}{2} \quad (21)$$



(a)



(b)



(c)

Fig. 7. Typical waveforms for the control strategies: (a) PS control, (b) ADC control, and (c) optimum AVC control.

$$\phi_{v1} = \frac{\alpha}{2} \quad (22)$$

for ADC control (with $\alpha = 180^\circ - \beta$ and $\alpha_+ = \alpha_- = 0$)

$$\hat{V}_{ab1} = \frac{V_i}{\pi} \sqrt{10 + 6 \cos \alpha} \quad (23)$$

$$\phi_{v1} = \tan^{-1} \frac{\sin \alpha}{3 + \cos \alpha} \quad (24)$$

for optimum AVC control (with $\alpha = \alpha_+$ and $\beta = 180^\circ$).

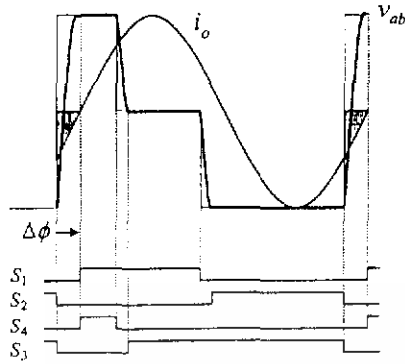


Fig. 8. Influence of capacitors in parallel with switches for the optimum AVC control.

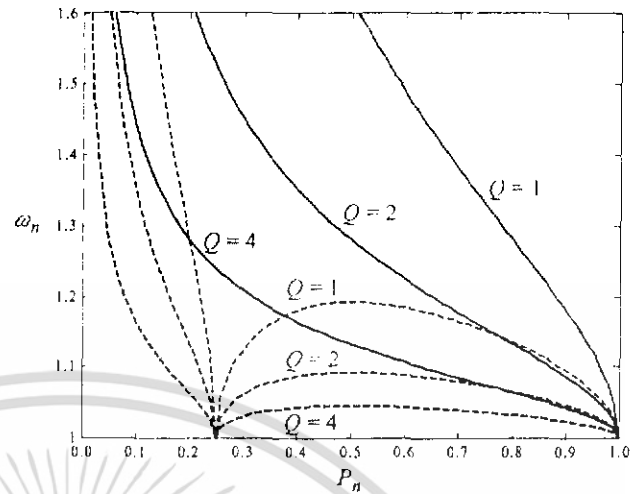


Fig. 10. Minimum normalized switching frequency ω_n required for ZVS as a function of the normalized power P_n , and the Q factor. Solid lines for PS and ADC controls, dashed lines for optimum AVC control.

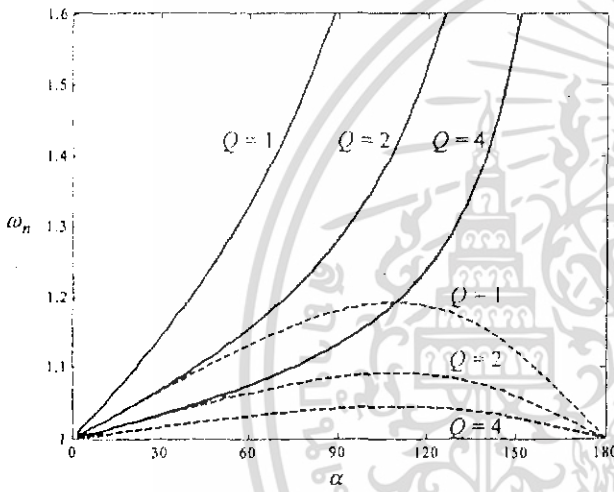


Fig. 9. Minimum normalized switching frequency ω_n required for ZVS as a function of the control angle α (in degrees) and the Q factor. Solid lines for PS and ADC controls, dashed lines for optimum AVC control.

As can be seen, (20) and (22) are the same, but (24) is different. So, not all the control strategies can maintain ZVS operation for the devices in the same way. Substituting (9), (20), (22), and (24) in the condition (16) produces

$$\omega_n - \frac{1}{\omega_n} > \frac{\tan \frac{\alpha}{2}}{Q} \tag{25}$$

for PS and ADC controls, and

$$\omega_n - \frac{1}{\omega_n} > \frac{\frac{\sin \alpha}{3 + \cos \alpha}}{Q} \tag{26}$$

for optimum AVC control.

A. First Comparison: Minimum ω_n versus α and Q

From (25) and (26), the first comparison between the control strategies is shown in Fig. 9. For each of the three strategies, we represent the minimum normalized switching frequency ω_n required for ZVS (that is, with $\Delta\phi = 0$), as a function of the control angle α and the Q factor. As pointed out in (6), the Q factor represents the load variations: the larger the Q the larger the load current i_o , assuming L and C are constant.

As shown in Fig. 9, the optimum AVC control requires a lower switching frequency to attain ZVS for each Q and α . That means that the total losses in the devices will be lower in every operating condition.

B. Second Comparison: Minimum ω_n versus P_n and Q

Substituting (19), (21), and (23) in (11), the normalized output power P_n is obtained as

$$P_n = \cos^2 \frac{\alpha}{2} \tag{27}$$

for PS and ADC controls, and

$$P_n = \frac{5 + 3 \cos \alpha}{8} \tag{28}$$

for optimum AVC control. In this case, according to (28) the minimum normalized output power is limited to 0.25, because the minimum normalized output voltage is limited to 0.5. The power is further decreased with the optimum AVC control by increasing the other control angle (α_-), as explained in Section III.

Using (27) and (28), α can be obtained as a function of the normalized output power to be replaced in (25) and (26). In this way, Fig. 10 shows the second comparison between the control strategies. In this figure, the minimum normalized switching frequency ω_n required for ZVS (that is, with $\Delta\phi = 0$) is represented as a function of the normalized output power P_n and the Q factor.

We can see again in Fig. 10 that the optimum AVC control requires a lower switching frequency to obtain ZVS for each Q and P_n , which means the total losses in the devices should be lower.

For the particular case of ZVS dc–dc series resonant converters, fixed-frequency control strategies have been compared in [15]. The results are very similar even though that work includes a different comparison considering input-voltage variations.

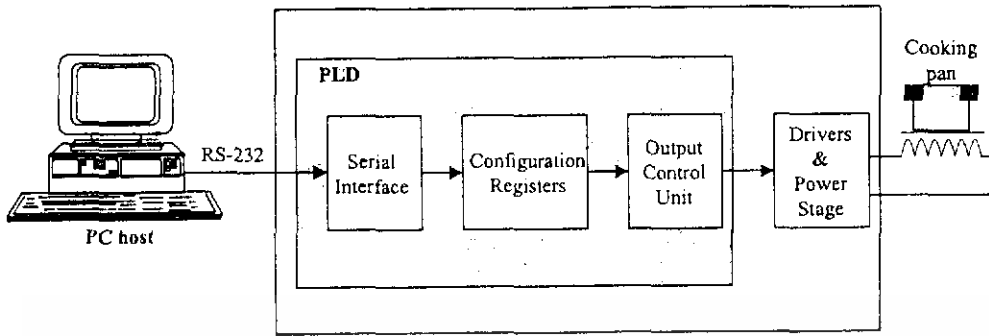


Fig. 11. Block diagram of the system.

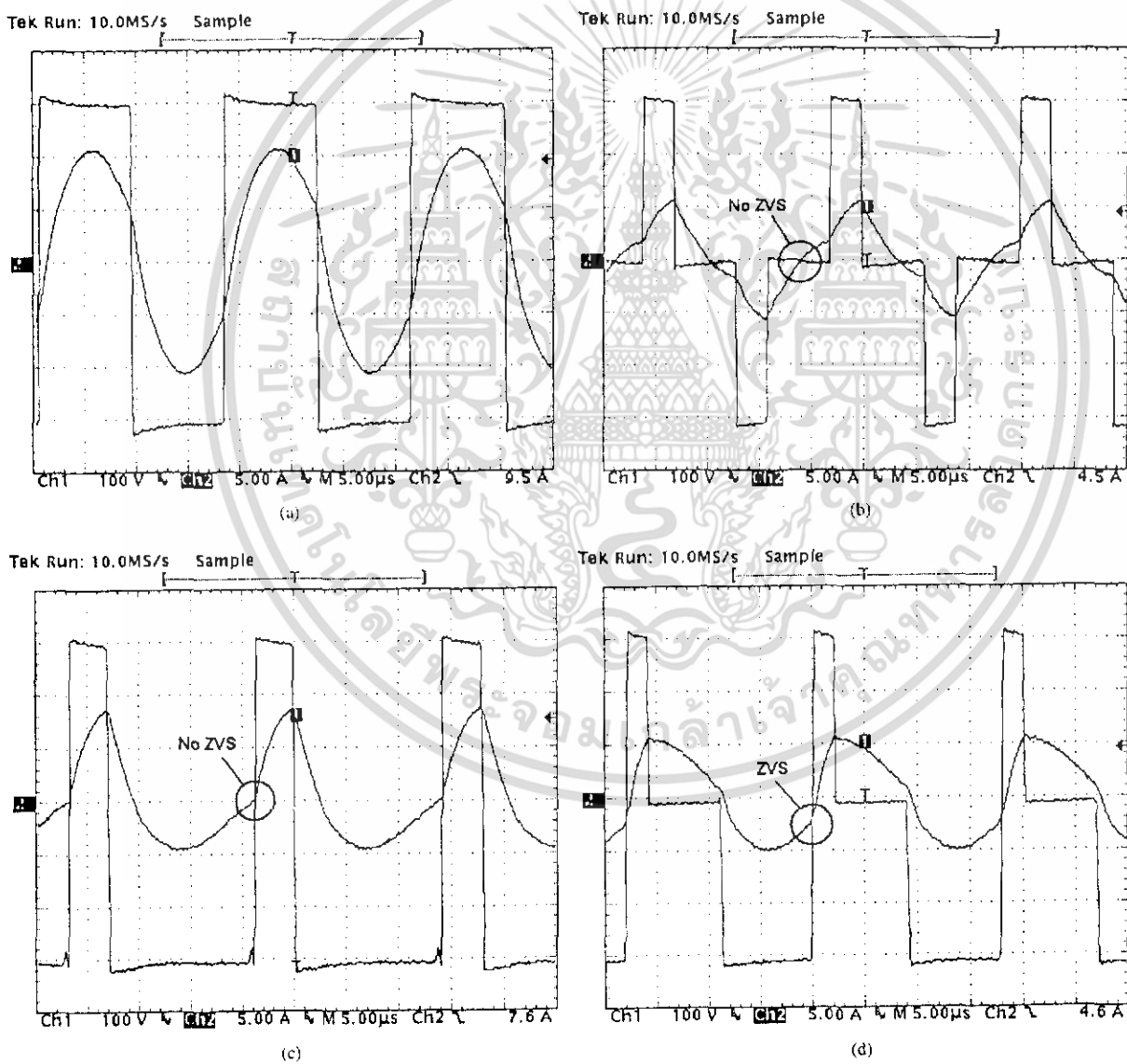


Fig. 12. Experimental waveforms of the output voltage (Ch1) and the output current (Ch2) for the implemented full-bridge series resonant inverter: (a) maximum output power ($P = 2000\text{ W}$), (b) $P = 800\text{ W}$ with PS control (ZVS is lost), (c) $P = 800\text{ W}$ with ADC control (ZVS is lost), and (d) $P = 800\text{ W}$ with optimum AVC control (ZVS is maintained).

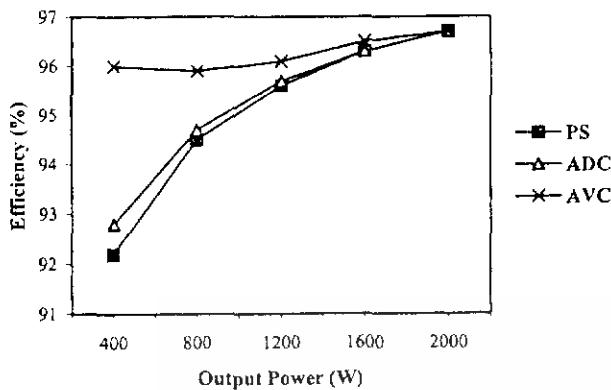


Fig. 13. Experimental efficiency comparison of the three control strategies.

V. EXPERIMENTAL RESULTS

Some testing results are presented in this section to verify the theoretical predictions of previous sections. An experimental prototype has been implemented for an induction-heating cooking appliance.

The block diagram of the system is shown in Fig. 11. The power stage is a full-bridge series resonant inverter, equipped with four IGBT devices with diode (Fairchild G40N60UFD). IGBT drivers use high output-current photocouplers and the bootstrap technique for supplying high-side drivers. The load consists of a flat inductor coil coupled to a standard cooking pan. Model parameters of the load are $R = 33 \Omega$ and $L = 195 \mu\text{H}$. The series resonant capacitor is $C = 56 \text{ nF}$. The converter is operated with an input voltage $V_i = 310 \text{ V}$ and a switching frequency $f_s = 55.5 \text{ kHz}$. As a result, the Q factor is 1.8 and the normalized switching frequency $\omega_{n1} = 1.15$.

The generalized AVC control strategy has been implemented in a programmable logic device (PLD in Fig. 11) Altera EPM9320 using a hardware description language (VHDL in this case). The design is fully synchronous, using a 4 MHz system clock. The PLD generates the gate signals for S_1 , S_2 , S_3 , and S_4 (see Fig. 3) that control the power stage.

The PC host runs a graphical interface developed using Microsoft Visual Basic. This high-level language provides an easy way to modify the AVC control parameters in real time via the RS-232 serial port. The AVC control parameters (α_+ , α_- , β , and T_d) and the dead time parameter are sent by the PC and stored in the PLD configuration registers. These parameters are binary numbers that represent pulse widths as PLD clock cycles. Basically, the AVC signals are generated using a timer and a finite state machine. The transitions between states are determined comparing the timer with the values stored in the configuration registers.

Fig. 12 shows some output voltage and current waveforms of the prototype for two different output powers: 2000 W (maximum power) and 800 W with the three different control strategies previously analyzed. As can be observed, at the same output power and load, ZVS operation of active devices is lost with PS and ADC controls, but is maintained with AVC control, as predicted by the graphs in Fig. 10.

The measured efficiencies for several output powers with the three different control strategies are represented in Fig. 13. The

performance of the AVC control technique was better than the other control strategies. The efficiencies were measured with the power analyzer Yokogawa PZ4000 (bandwidth of 2 MHz).

VI. CONCLUSION

In this paper, the asymmetrical voltage-cancellation (AVC) control is described as a generalization of the conventional phase-shift and asymmetrical duty-cycle control techniques. The proposed control technique is applied to a full-bridge series resonant inverter, with five different resultant operation modes.

An analysis of the optimum control strategy for ZVS operation is provided. As a consequence, the optimum AVC control achieves the best performances in terms of the least losses in the switches of the converter, in comparison with conventional control techniques. A performance comparison of the three fixed-frequency control techniques has been presented, considering load and output power variations.

The theoretical results were tested experimentally using an induction-heating cooking appliance. For this, a 2 kW full-bridge resonant inverter was built. At different output powers, the AVC control technique reached better efficiencies than conventional control techniques, without losing ZVS operation for the active devices in the converter.

REFERENCES

- [1] M. K. Kazimierzuk and D. Czarkowski, *Resonant Power Converters*. New York: Wiley, 1995.
- [2] F. S. Tsai, P. Materu, and F. C. Lee, "Constant-frequency clamped-mode resonant converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 3, pp. 460–473, Oct. 1988.
- [3] J. A. Sabaté and F. C. Lee, "Off-line application of the fixed-frequency clamped-mode series resonant converter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 6, pp. 39–47, Jan. 1991.
- [4] M. K. Kazimierzuk, "Synthesis of phase-modulated resonant dc/ac inverters and dc/dc converters," *Proc. Inst. Elect. Eng. B*, vol. 139, pp. 387–394, July 1992.
- [5] M. K. Kazimierzuk and D. Czarkowski, "Phase control of series resonant converter," in *Proc. IEEE Power Electron. Spec. Conf. (PESC)*, 1993, pp. 1002–1008.
- [6] D. Czarkowski and M. K. Kazimierzuk, "Phase-controlled series-parallel resonant converter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 8, pp. 309–319, July 1993.
- [7] L. Grajales and F. C. Lee, "Design of a 10 kW, 500 kHz phase-shift controlled series-resonant inverter for induction heating," in *Proc. IEEE Ind. Applicat. Soc. Annu. Meeting*, 1993, pp. 843–849.
- [8] ———, "Control system design and small-signal analysis of a phase-shift-controlled series-resonant inverter for induction heating," in *Proc. IEEE Power Electron. Spec. Conf. (PESC)*, 1995, pp. 450–456.
- [9] P. Viriya and T. Thomas, "Power transfer characteristics of a phase-shift controlled ZVS inverter for the application of induction heating," in *Proc. Int. Power Electron. Conf. (IPEC)*, 2000, pp. 423–428.
- [10] P. Imbertson and N. Mohan, "Asymmetrical duty cycle permits zero switching loss in PWM circuits with no conduction loss penalty," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 29, pp. 121–125, Jan./Feb. 1993.
- [11] P. K. Jain, A. St-Martin, and G. Edwards, "Asymmetrical pulse-width-modulated resonant dc/dc converter topologies," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 11, pp. 413–422, May 1996.
- [12] P. Imbertson and N. Mohan, "New directions in dc-dc power conversion based on idealized concepts leading ultimately to the asymmetrical duty-cycle power converter," *IEEE Trans. Circuits Syst. I*, vol. 44, pp. 722–727, Aug. 1997.
- [13] R. Oruganti, P. C. Heng, J. T. K. Guan, and L. A. Choy, "Soft-switched dc/dc converter with PWM control," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 13, pp. 102–114, Jan. 1998.
- [14] F. Monterde, J. M. Burdio, P. Hernández, and J. R. García, "Unipolar voltage-cancellation control of resonant inverters for induction cooking appliances," in *Proc. Annu. Conf. IEEE Ind. Electron. Soc. (IECON)*, 1998, pp. 820–824.

- [15] J. M. Burdío, F. Canales, P. M. Barbosa, and F. C. Lee, "A comparison study of fixed-frequency control strategies for ZVS dc/dc series resonant converters," in *Proc. IEEE Power Electron. Spec. Conf. (PESC)*, 2001, pp. 427–432.
- [16] J. A. Sabaté, R. W. Farrington, M. M. Jovanovic, and F. C. Lee, "Effect of switch capacitance on zero-voltage switching of resonant converters," in *Proc. IEEE Power Electron. Spec. Conf. (PESC)*, 1993, pp. 213–220.

José M. Burdío (M'97) received the M.Sc. and Ph.D. degrees in electrical engineering from the University of Zaragoza, Spain, in 1991 and 1995, respectively.

He has been with the Department of Electronic Engineering and Communications, University of Zaragoza, where he is currently an Associate Professor. He has been involved in different research and development projects and he holds several Spanish and European patents. His main research interests include modeling and simulation of switching converters and resonant power conversion for induction heating applications.

Luis A. Barragón received the M.Sc. and Ph.D. degrees in physics from the University of Zaragoza, Spain, in 1988 and 1993, respectively.

He is an Associate Professor in the Department of Electronic Engineering and Communications, University of Zaragoza, where he has been involved in research and development projects. His main activity is the modeling and control of inverters for low power induction heating.

Fernando Monterde received the M.Sc. and Ph.D. degrees in electrical engineering from the University of Zaragoza, Spain, in 1995 and 2001, respectively.

He has been Leader of the Induction Heating Cooking Technology Group, Bosch Siemens Household Appliances Group, Zaragoza, since 2001. He has been involved in several research and development projects and holds several Spanish and European patents. His main research interests include multiple-output resonant inverters and modulation techniques for induction heating cooking applications.

Denis Navarro received the M.Sc. degree in microelectronics from the University of Montpellier, France, in 1987 and the Ph.D. degree from the University of Zaragoza, Spain, in 1992.

Since September 1998, he has been with the Department of Electronic Engineering and Communications, University of Zaragoza, where he is an Associate Professor. His current research interests include CAD for VLSI, low power ASIC design, and modulation techniques for power converters. He is involved in the implementation of new applications of integrated circuits. In 1993, he designed the first SPARC microprocessor in Europe.

Jesús Acero received the M.Sc. degree in electrical engineering from the University of Zaragoza, Spain, in 1992 where he is currently pursuing the Ph.D. degree.

From 1992 to 2000, he worked in several industry projects, especially in custom power supplies for research laboratories. Since 2001, he has been an Assistant Professor at the University of Zaragoza. His main research interests include resonant converters for induction heating applications, load modeling, and electromagnetics.





IRFP460

N-CHANNEL 500V - 0.22Ω - 18.4A TO-247

PowerMesh™ II MOSFET

TYPE	V _{DSS}	R _{DS(on)}	I _D
IRFP460	500V	< 0.27Ω	18.4A

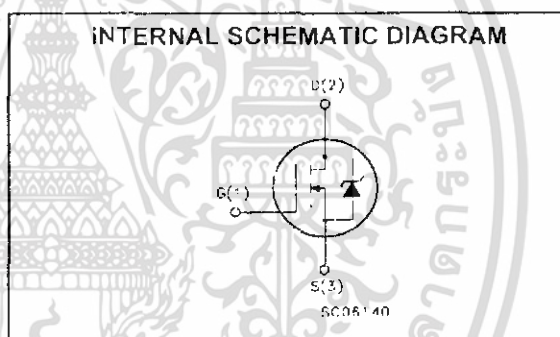
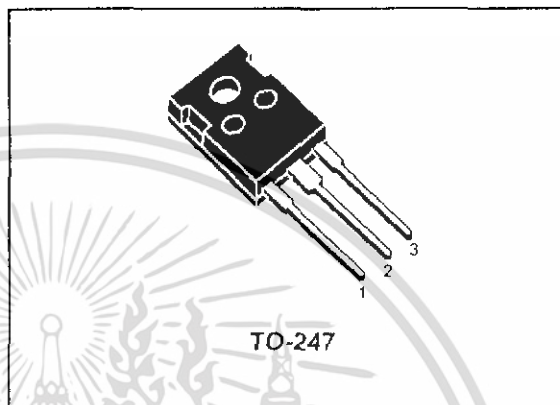
- TYPICAL R_{DS(on)} = 0.22Ω
- EXTREMELY HIGH dv/dt CAPABILITY
- 100% AVALANCHE TESTED
- NEW HIGH VOLTAGE BENCHMARK
- GATE CHARGE MINIMIZED

DESCRIPTION

The PowerMESH™ II is the evolution of the first generation of MESH OVERLAY™. The layout refinements introduced greatly improve the Ron*area figure of merit while keeping the device at the leading edge for what concerns switching speed, gate charge and ruggedness.

APPLICATIONS

- SWITCH MODE LOW POWER SUPPLIES (SMPS)
- HIGH CURRENT, HIGH SPEED SWITCHING
- DC-AC CONVERTERS FOR WELDING EQUIPMENT AND UNINTERRUPTIBLE POWER SUPPLIES AND MOTOR DRIVES



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Symbol	Parameter	Value	Unit
V _{DS}	Drain-source Voltage (V _{GS} = 0)	500	V
V _{DGR}	Drain-gate Voltage (R _{GS} = 20 kΩ)	500	V
V _{GS}	Gate-source Voltage	±30	V
I _D	Drain Current (continuous) at T _C = 25°C	18.4	A
I _D	Drain Current (continuous) at T _C = 100°C	11.6	A
I _{DM} (●)	Drain Current (pulsed)	73.6	A
P _{TOPT}	Total Dissipation at T _C = 25°C	220	W
	Derating Factor	1.75	W/°C
dv/dt(1)	Peak Diode Recovery voltage slope	3.5	V/ns
T _{stg}	Storage Temperature	-65 to 150	°C
T _j	Max. Operating Junction Temperature	150	°C

(*)Pulse width limited by safe operating area

(1) I_D ≤ 18.4A, di/dt ≤ 100A/μs, V_{DD} ≤ V_{(BR)DSS}, T_j ≤ T_jMAX.

IRFP460

THERMAL DATA

Rthj-case	Thermal Resistance Junction-case Max	0.57	°C/W
Rthj-amb	Thermal Resistance Junction-ambient Max	30	°C/W
Rthc-sink	Thermal Resistance Case-sink Typ	0.1	°C/W
T _l	Maximum Lead Temperature For Soldering Purpose	300	°C

AVALANCHE CHARACTERISTICS

Symbol	Parameter	Max Value	Unit
I _{AR}	Avalanche Current, Repetitive or Not-Repetitive (pulse width limited by T _J max)	20	A
E _{AS}	Single Pulse Avalanche Energy (starting T _J = 25 °C, I _D = I _{AR} , V _{DD} = 50 V)	960	mJ

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (TCASE = 25 °C UNLESS OTHERWISE SPECIFIED) OFF

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
V _{(BR)DSS}	Drain-source Breakdown Voltage	I _D = 250 μA, V _{GS} = 0	500			V
I _{DSS}	Zero Gate Voltage Drain Current (V _{GS} = 0)	V _{DS} = Max Rating V _{DS} = Max Rating, T _C = 125 °C			1 50	μA μA
I _{GSS}	Gate-body Leakage Current (V _{DS} = 0)	V _{GS} = ±30V			±100	nA

ON (1)

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
V _{GS(th)}	Gate Threshold Voltage	V _{DS} = V _{GS} , I _D = 250 μA	2	3	4	V
R _{DS(on)}	Static Drain-source On Resistance	V _{GS} = 10V, I _D = 9 A		0.22	0.27	Ω
I _{D(on)}	On State Drain Current	V _{DS} > I _{D(on)} × R _{DS(on)max} , V _{GS} = 10V	18.4			A

DYNAMIC

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
g _{fs} ⁽¹⁾	Forward Transconductance	V _{DS} > I _{D(on)} × R _{DS(on)max} , I _D = 9A		18		S
C _{iss}	Input Capacitance	V _{DS} = 25V, f = 1 MHz, V _{GS} = 0		2980		pF
C _{oss}	Output Capacitance			410		pF
C _{rss}	Reverse Transfer Capacitance			58		pF

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (CONTINUED)

SWITCHING ON

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
$t_{d(on)}$	Turn-on Delay Time	$V_{DD} = 250V, I_D = 10A$ $R_G = 4.7\Omega, V_{GS} = 10V$		29		ns
t_r	Rise Time	(see test circuit, Figure 3)		21		ns
Q_g	Total Gate Charge	$V_{DD} = 400V, I_D = 20A,$ $V_{GS} = 10V$		95	128	nC
Q_{gs}	Gate-Source Charge			14.7		nC
Q_{gd}	Gate-Drain Charge			41.7		nC

SWITCHING OFF

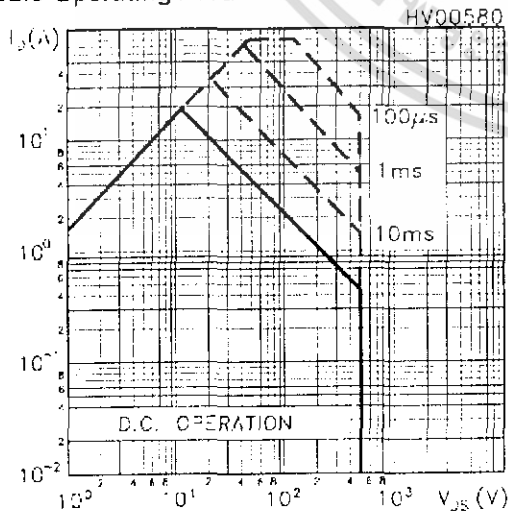
Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
$t_{r(voff)}$	Off-voltage Rise Time	$V_{DD} = 400V, I_D = 20A,$ $R_G = 4.7\Omega, V_{GS} = 10V$ (see test circuit, Figure 5)		20		ns
t_f	Fall Time			21		ns
t_c	Cross-over Time			58		ns

SOURCE DRAIN DIODE

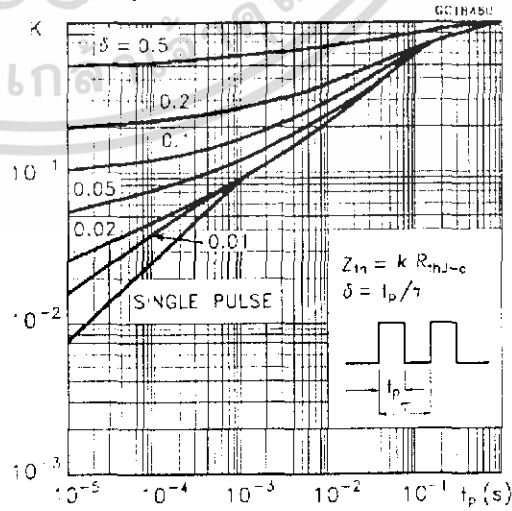
Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
I_{SD}	Source-drain Current				18.4	A
$I_{SDM(2)}$	Source-drain Current (pulsed)				73.6	A
$V_{SD(1)}$	Forward On Voltage	$I_{SD} = 18.4A, V_{GS} = 0$			1.6	V
t_{rr}	Reverse Recovery Time	$I_{SD} = 20A, di/dt = 100A/\mu s,$ $V_{DD} = 100V, T_j = 150^\circ C$ (see test circuit, Figure 5)		480		ns
Q_{rr}	Reverse Recovery Charge			5		μC
I_{RRM}	Reverse Recovery Current			21		A

Note: 1. Pulsed: Pulse duration = 300 μs , duty cycle 1.5 %.
2. Pulse width limited by safe operating area.

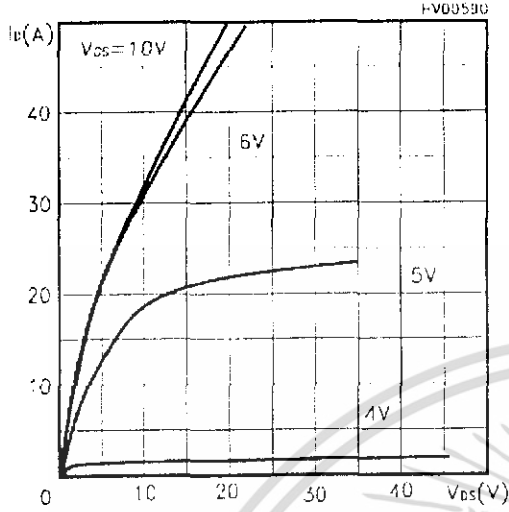
Safe Operating Area



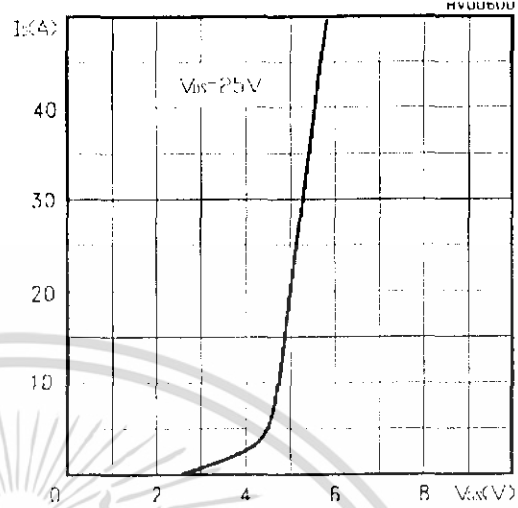
Thermal Impedance



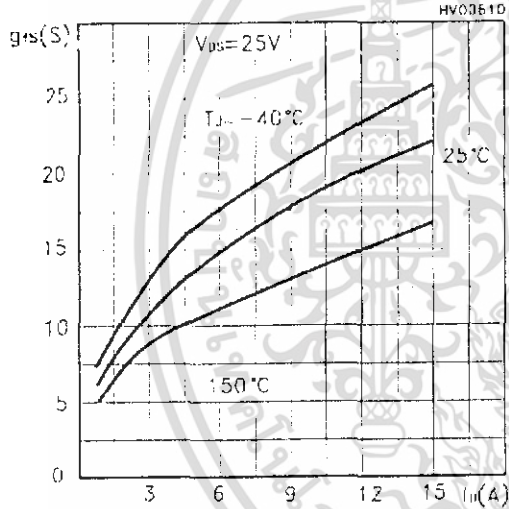
Output Characteristics



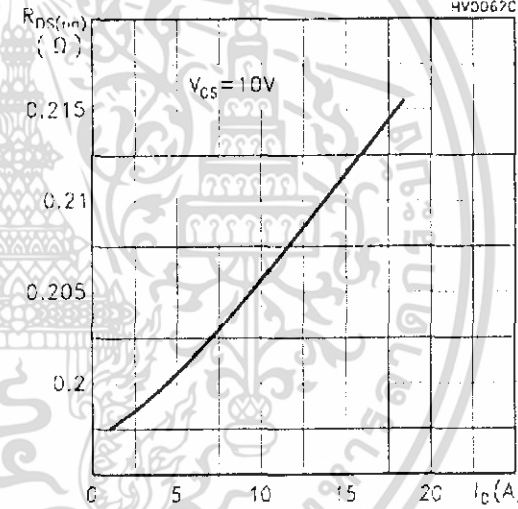
Transfer Characteristics



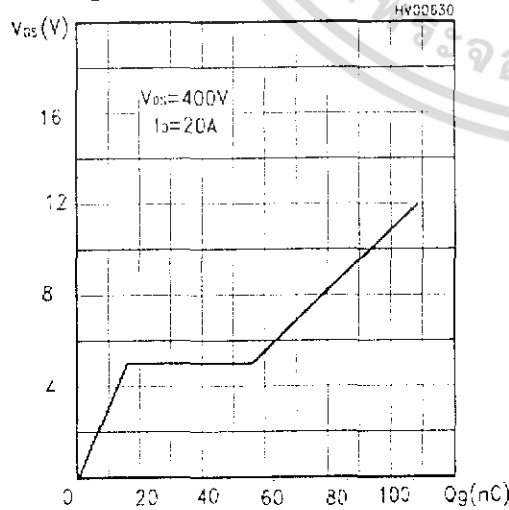
Transconductance



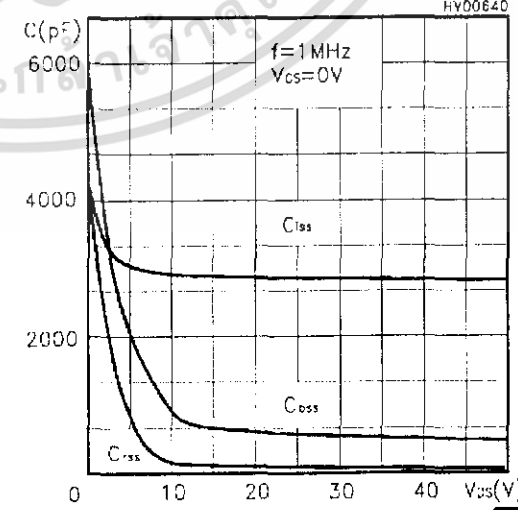
Static Drain-source On Resistance



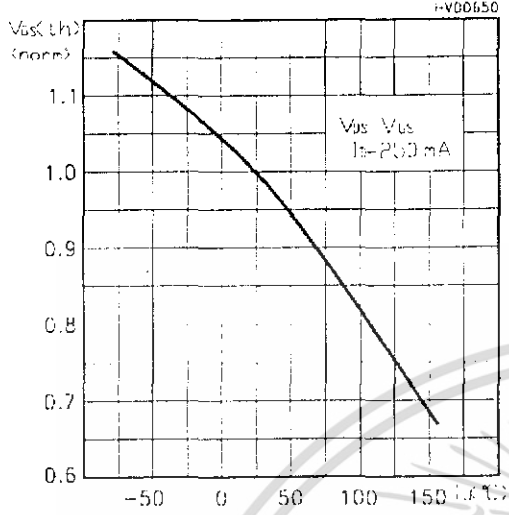
Gate Charge vs Gate-source Voltage



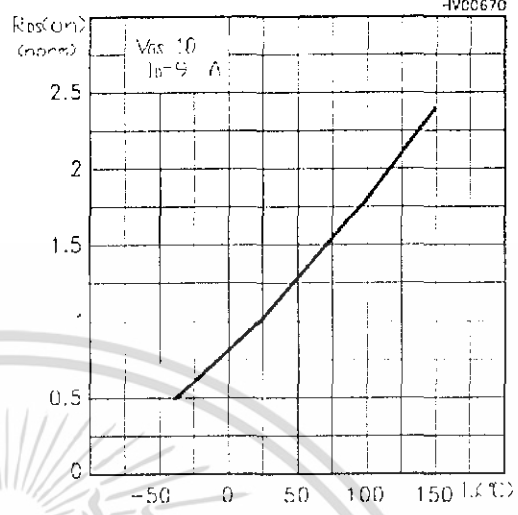
Capacitance Variations



Normalized Gate Threshold Voltage vs Temp.



Normalized On Resistance vs Temperature



Source-drain Diode Forward Characteristics

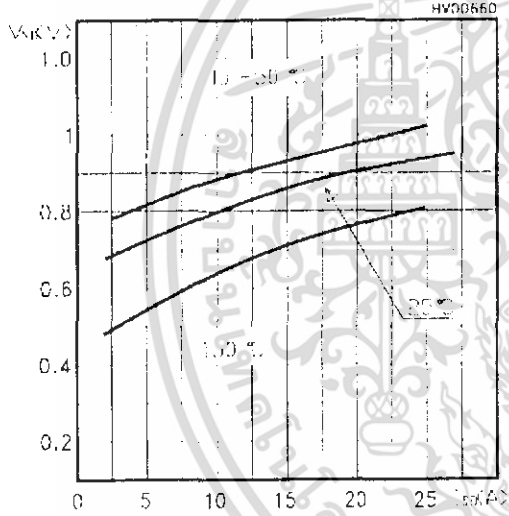


Fig. 1: Unclamped Inductive Load Test Circuit

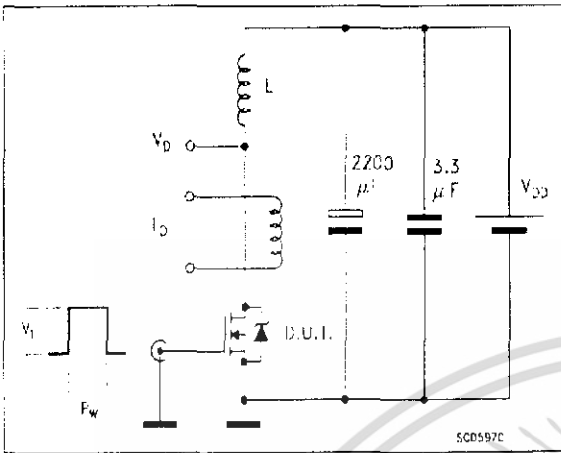


Fig. 2: Unclamped Inductive Waveform

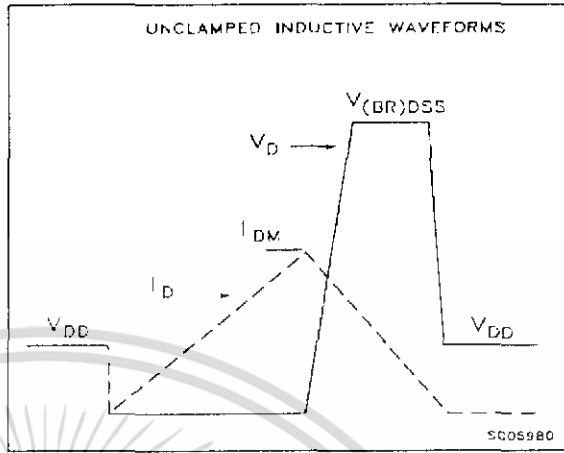


Fig. 3: Switching Times Test Circuit For Resistive Load

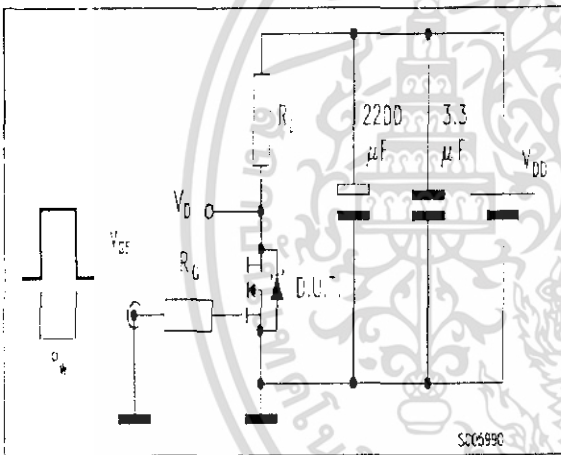


Fig. 4: Gate Charge test Circuit

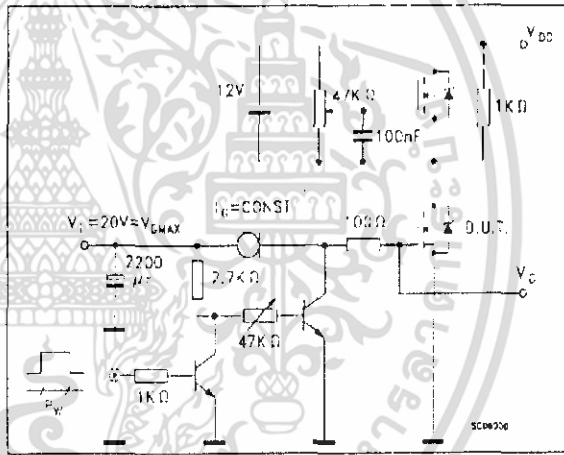
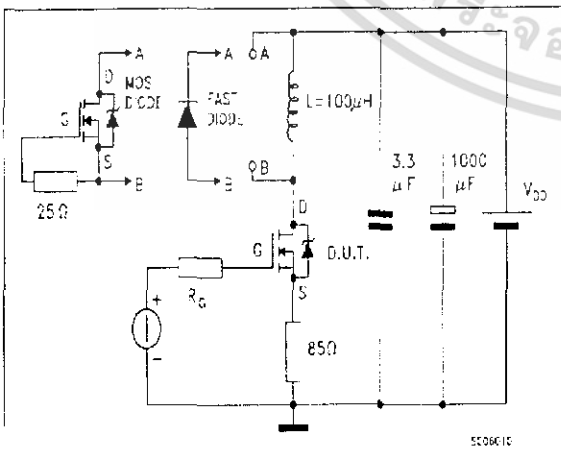
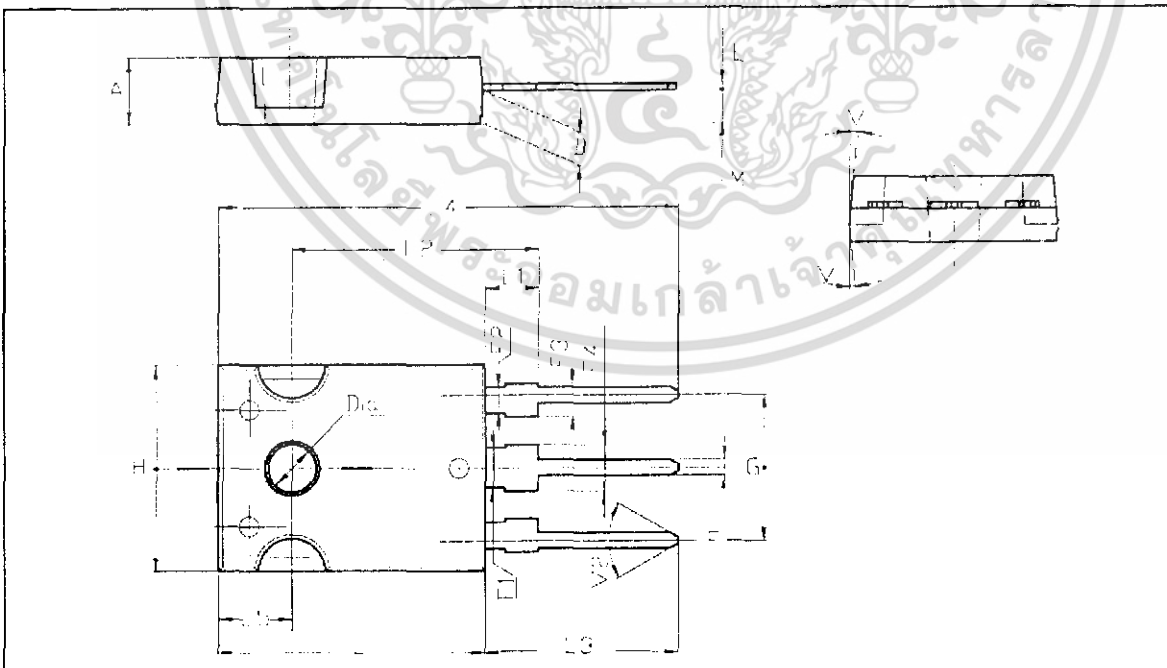


Fig. 5: Test Circuit For Inductive Load Switching And Diode Recovery Times



TO-247 MECHANICAL DATA

DIM.	mm.			inch		
	MIN.	TYP	MAX.	MIN.	TYP.	MAX.
A	4.85		5.15	0.19		0.20
D	2.20		2.60	0.08		0.10
E	0.40		0.80	0.015		0.03
F	1		1.40	0.04		0.05
F1		3			0.11	
F2		2			0.07	
F3	2		2.40	0.07		0.09
F4	3		3.40	0.11		0.13
G		10.90			0.43	
H	15.45		15.75	0.60		0.62
L	19.85		20.15	0.78		0.79
L1	3.70		4.30	0.14		0.17
L2		18.50			0.72	
L3	14.20		14.80	0.56		0.58
L4		34.60			1.36	
L5		5.50			0.21	
M	2		3	0.07		0.11
V		5°			5°	
V2		60°			60°	
Dia	3.55		3.65	0.14		0.143





Information furnished is believed to be accurate and reliable. However, STMicroelectronics assumes no responsibility for the consequences of use of such information nor for any infringement of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of STMicroelectronics. Specification mentioned in this publication are subject to change without notice. This publication supersedes and replaces all information previously supplied. STMicroelectronics products are not authorized for use as critical components in life support devices or systems without express written approval of STMicroelectronics.

The ST logo is a trademark of STMicroelectronics

© 2000 STMicroelectronics - Printed in Italy - All Rights Reserved
STMicroelectronics GROUP OF COMPANIES

Australia - Brazil - China - Finland - France - Germany - Hong Kong - India - Italy - Japan - Malaysia - Malta - Morocco -
Singapore - Spain - Sweden - Switzerland - United Kingdom - U.S.A.

<http://www.st.com>

This datasheet has been download from:

www.datasheetcatalog.com

Datasheets for electronics components.



DM74121

One-Shot with Clear and Complementary Outputs

General Description

The DM74121 is a monostable multivibrator featuring both positive and negative edge triggering with complementary outputs. An internal 2kΩ timing resistor is provided for design convenience minimizing component count and layout problems. This device can be used with a single external capacitor. Inputs (A) are active-LOW trigger transition inputs and input (B) is an active-HIGH transition Schmitt-trigger input that allows jitter-free triggering from inputs with transition rates as slow as 1 volt/second. A high immunity to V_{CC} noise of typically 1.5V is also provided by internal circuitry at the input stage.

To obtain optimum and trouble free operation please read operating rules and one-shot application notes carefully and observe recommendations.

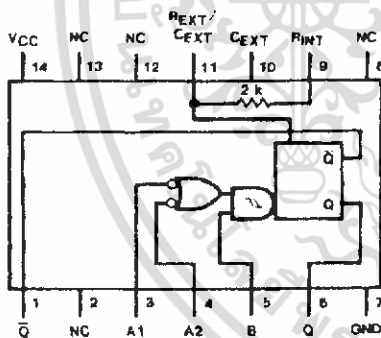
Features

- Triggered from active-HIGH transition or active-LOW transition inputs
- Variable pulse width from 30 ns to 28 seconds
- Jitter free Schmitt-trigger input
- Excellent noise immunity typically 1.2V
- Stable pulse width up to 90% duty cycle
- TTL, DTL compatible
- Compensated for V_{CC} and temperature variations
- Input clamp diodes

Ordering Code:

Order Number	Package Number	Package Description
DM74121N	N14A	14-Lead Plastic Dual-In-Line Package (PDIP), JEDEC MS-001, 0.300 Wide

Connection Diagram



Function Table

Inputs			Outputs	
A1	A2	B	Q	\bar{Q}
L	X	H	L	H
X	L	H	L	H
X	X	L	L	H
H	H	X	L	H
H	↓	H	↔	↔
↓	H	H	↔	↔
↓	↓	H	↔	↔
L	X	↑	↔	↔
X	L	↑	↔	↔

H = HIGH Logic Level
L = LOW Logic Level
X = Can Be Either LOW or HIGH
↔ = A Positive Pulse
↔ = A Negative Pulse
↑ = Positive Going Transition
↓ = Negative Going Transition

Functional Description

The basic output pulse width is determined by selection of an internal resistor R_{INT} or an external resistor (R_X) and capacitor (C_X). Once triggered the output pulse width is independent of further transitions of the inputs and is function of the timing components. Pulse width can vary from a

few nano-seconds to 28 seconds by choosing appropriate R_X and C_X combinations. There are three trigger inputs from the device, two negative edge-triggering (A) inputs, one positive edge Schmitt-triggering (B) input.

DM74121 One-Shot with Clear and Complementary Outputs

Operating Rules

- To use the internal 2 k Ω timing resistor, connect the R_{INT} pin to V_{CC}.
- An external resistor (R_X) or the internal resistor (2 k Ω) and an external capacitor (C_X) are required for proper operation. The value of C_X may vary from 0 to any necessary value. For small time constants use high-quality mica, glass, polypropylene, polycarbonate, or polystyrene capacitors. For large time constants use solid tantalum or special aluminum capacitors. If the timing capacitors have leakages approaching 100 nA or if stray capacitance from either terminal to ground is greater than 50 pF the timing equations may not represent the pulse width the device generates.
- The pulse width is essentially determined by external timing components R_X and C_X. For C_X < 1000 pF see Figure 1 design curves on t_W as function of timing components value. For C_X > 1000 pF the output is defined as:

$$t_W = K R_X C_X$$

where [R_X is in Kilo-ohm]

[C_X is in pico Farad]

[t_W is in nano second]

[K = 0.7]

- If C_X is an electrolytic capacitor a switching diode is often required for standard TTL one-shots to prevent high inverse leakage current Figure 2.
- Output pulse width versus V_{CC} and operation temperatures: Figure 3 depicts the relationship between pulse width variation versus V_{CC}. Figure 4 depicts pulse width variation versus ambient temperature.
- The "K" coefficient is not a constant, but varies as a function of the timing capacitor C_X. Figure 5 details this characteristic.
- Under any operating condition C_X and R_X must be kept as close to the one-shot device pins as possible to minimize stray capacitance, to reduce noise pick-up, and to reduce I_XR and Ldi/dt voltage developed along their connecting paths. If the lead length from C_X to pins (10) and (11) is greater than 3 cm, for example, the output pulse width might be quite different from values predicted from the appropriate equations. A non-inductive and low capacitive path is necessary to ensure complete discharge of C_X in each cycle of its operation so that the output pulse width will be accurate.
- V_{CC} and ground wiring should conform to good high-frequency standards and practices so that switching transients on the V_{CC} and ground return leads do not cause interaction between one-shots. A 0.01 μ F to 0.10 μ F bypass capacitor (disk ceramic or monolithic type) from V_{CC} to ground is necessary on each device. Furthermore, the bypass capacitor should be located as close to the V_{CC} pin as space permits.

For further detailed device characteristics and output performance please refer to the one-shot application note, AN-366.

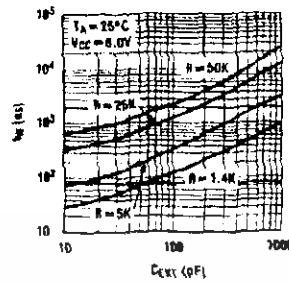


FIGURE 1.

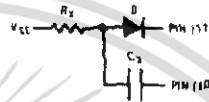


FIGURE 2.

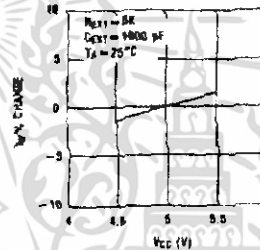


FIGURE 3.

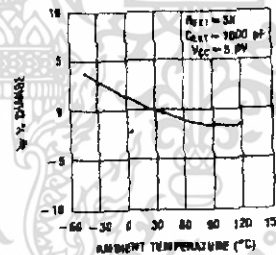


FIGURE 4.

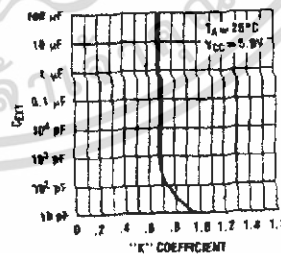


FIGURE 5.

Absolute Maximum Ratings(Note 1)

Supply Voltage	7V
Input Voltage	5.5V
Operating Free Air Temperature Range	0°C to +70°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C

Note 1: The Absolute Maximum Ratings are those values beyond which the safety of the device cannot be guaranteed. The device should not be operated at these limits. The parametric values defined in the Electrical Characteristics tables are not guaranteed at the absolute maximum ratings. The Recommended Operating Conditions table will define the conditions for actual device operation.

Recommended Operating Conditions

Symbol	Parameter	Min	Nom	Max	Units
V_{CC}	Supply Voltage	4.75	5	5.25	V
V_{T+}	Positive-Going Input Threshold Voltage at the A Input ($V_{CC} = \text{Min}$)		1.4	2	V
V_{T-}	Negative-Going Input Threshold Voltage at the A Input ($V_{CC} = \text{Min}$)	0.8	1.4		V
V_{T+}	Positive-Going Input Threshold Voltage at the B Input ($V_{CC} = \text{Min}$)		1.5	2	V
V_{T-}	Negative-Going Input Threshold Voltage at the B Input ($V_{CC} = \text{Min}$)	0.8	1.3		V
I_{OH}	HIGH Level Output Current			-0.4	mA
I_{OL}	LOW Level Output Current			16	mA
t_W	Input Pulse Width (Note 2)	40			ns
dV/dt	Rate of Rise or Fall of Schmidt Input (B) (Note 2)			1	V/ μ s
dV/dt	Rate of Rise or Fall of Schmidt Input (A) (Note 2)			1	V/ μ s
R_{EXT}	External Timing Resistor (Note 2)	1.4		40	k Ω
C_{EXT}	External Timing Capacitance (Note 2)	0		1000	μ F
DC	Duty Cycle (Note 2)	$R_T = 2 \text{ k}\Omega$		67	%
		$R_T = R_{EXT} (\text{Max})$		90	
T_A	Free Air Operating Temperature	0		70	°C

Note 2: $T_A = 25^\circ\text{C}$ and $V_{CC} = 5\text{V}$

Electrical Characteristics

over recommended operating free air temperature range (unless otherwise noted)

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ (Note 3)	Max	Units
V_I	Input Clamp Voltage	$V_{CC} = \text{Min}, I_I = -12 \text{ mA}$			-1.5	V
V_{OH}	HIGH Level Output Voltage	$V_{CC} = \text{Min}, I_{OH} = \text{Max}, V_{IL} = \text{Max}, V_{IH} = \text{Min}$	2.4	3.4		V
V_{OL}	LOW Level Output Voltage	$V_{CC} = \text{Min}, I_{OL} = \text{Max}, V_{IH} = \text{Max}, V_{IL} = \text{Min}$		0.2	0.4	V
I_I	Input Current @ Max Input Voltage	$V_{CC} = \text{Max}, V_I = 5.5\text{V}$			1	mA
I_{IH}	HIGH Level Input Current	$V_{CC} = \text{Max}, V_I = 2.4\text{V}$	A1, A2		40	μ A
			B		80	
I_{IL}	LOW Level Input Current	$V_{CC} = \text{Max}, V_I = 0.4\text{V}$	A1, A2		-1.6	mA
			B		-3.2	
I_{OS}	Short Circuit Output Current	$V_{CC} = \text{Max}$ (Note 4)	-18		-55	mA
I_{CC}	Supply Current	$V_{CC} = \text{Max}$	Quiescent	13	25	mA
			Triggered	23	40	

Note 3: All typicals are at $V_{CC} = 5\text{V}, T_A = 25^\circ\text{C}$.

Note 4: Not more than one output should be shorted at a time.

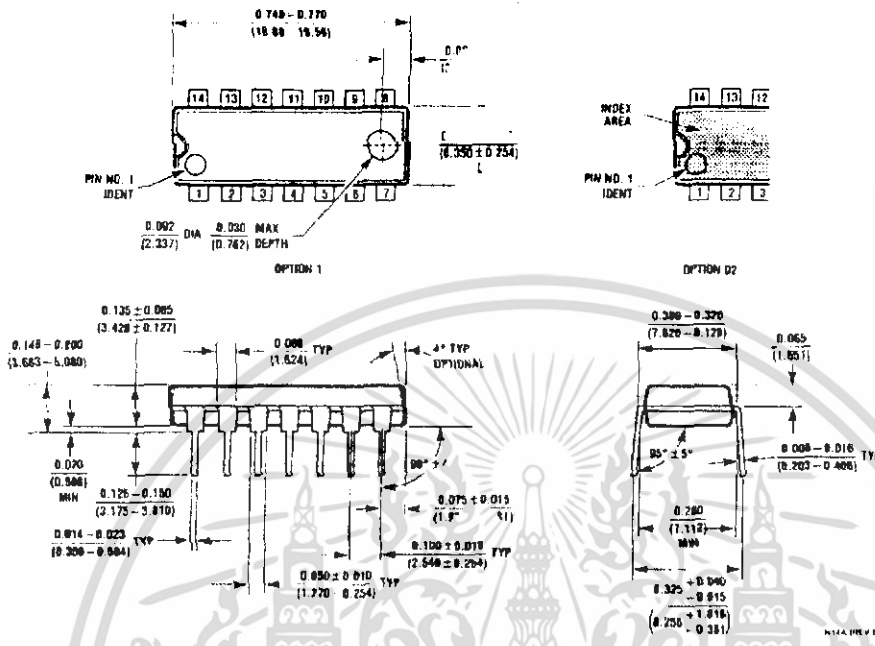
DM74121

Switching Characteristics

At $V_{CC} = 5V$ and $T_A = 25^\circ C$ (See Test Waveforms and Output Load Section.)

Symbol	Parameter	From (Input)	Conditions	Min	Max	Units
		To (Output)				
t_{PLH}	Propagation Delay Time LOW-to-HIGH Level Output	A1, A2 to Q	$C_{EXT} = 80\text{ pF}$ $R_{INT} \text{ to } V_{CC}$ $C_L = 15\text{ pF}$ $R_L = 400\Omega$		70	ns
t_{PLI}	Propagation Delay Time LOW-to-HIGH Level Output	B to Q			55	ns
t_{PHL}	Propagation Delay Time HIGH-to-LOW Level Output	A1, A2 to \bar{Q}			80	ns
t_{PHI}	Propagation Delay Time HIGH-to-LOW Level Output	B to \bar{Q}			65	ns
$t_{W(OUT)}$	Output Pulse Width Using the Internal Timing Resistor	A1, A2 or B to Q, \bar{Q}	$C_{EXT} = 80\text{ pF}$ $R_{INT} \text{ to } V_{CC}$ $R_L = 400\Omega$ $C_L = 15\text{ pF}$	70	150	ns
$t_{W(OUT)}$	Output Pulse Width Using Zero Timing Capacitance	A1, A2 to Q, \bar{Q}	$C_{EXT} = 0\text{ pF}$ $R_{INT} \text{ to } V_{CC}$ $R_L = 400\Omega$ $C_L = 15\text{ pF}$		50	ns
$t_{W(OUT)}$	Output Pulse Width Using External Timing Resistor	A1, A2 to Q, \bar{Q}	$C_{EXT} = 100\text{ pF}$ $R_{INT} = 10\text{ k}\Omega$ $R_L = 400\Omega$ $C_L = 15\text{ pF}$	600	800	ns
		A1, A2 to Q, \bar{Q}	$C_{EXT} = 1\text{ }\mu\text{F}$ $R_{INT} = 10\text{ k}\Omega$ $R_L = 400\Omega$ $C_L = 15\text{ pF}$	6	8	ms

Physical Dimensions inches (millimeters) unless otherwise noted



14-Lead Plastic Dual-In-Line Package JEDEC MS-001, 0.300 Wide
Package Number N14A

Fairchild does not assume any responsibility for use of any circuitry described, no circuit patent licenses are implied and Fairchild reserves the right at any time without notice to change circuitry and specifications.

LIFE SUPPORT POLICY

FAIRCHILD'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF THE PRESIDENT OF FAIRCHILD SEMICONDUCTOR CORPORATION. As used herein:

- Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, and (c) whose failure to perform when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in a significant injury to the user.
- Critical component in any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.

www.fairchildsemi.com

DM74121 One-Shot with Clear and Complementary Outputs

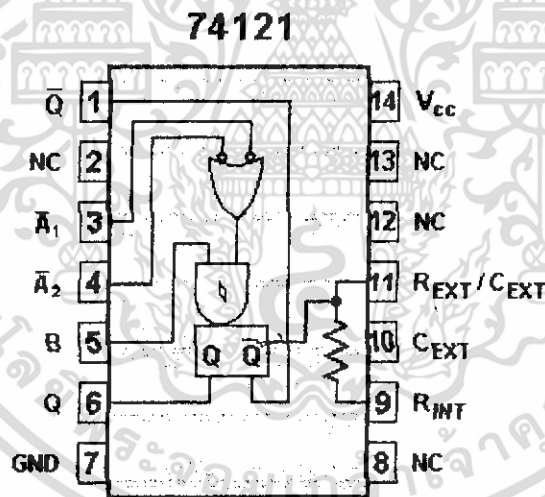
74121 or 555 Timer As a One-Shot

74121 Monostable Multivibrator

Shown below is the pinout diagram for the 74121. The 74121 has three trigger inputs: A_1 , A_2 , and B. Depending on the circuit design, any or all of these three pins may be connected to the input trigger signal. The "A" inputs are active low and the the "B" input is active high. The input logic circuit reads: If A_1 OR A_2 goes low AND B goes high the one-shot will fire it's pulse.

Notice also that pins 2, 8, 12, and 13 are not connected to anything inside the IC. Therefore, these pins are labeled "NC" for "No Connection".

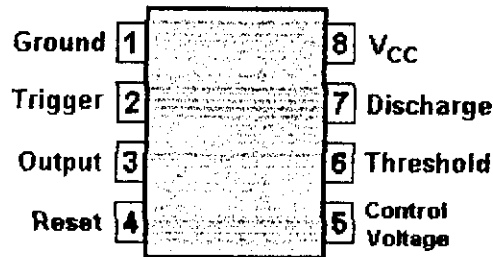
The time of the pulse is determined by an external resistor and capacitor connected to R_{EXT} and R_{EXT}/C_{EXT} . If the value of capacitor connected to C_{EXT} is greater than 1 μ F the pulse width (tw) is equal to $.33 * R_{EXT} * C_{EXT}$. The 74121 is a retriggerable one-shot.



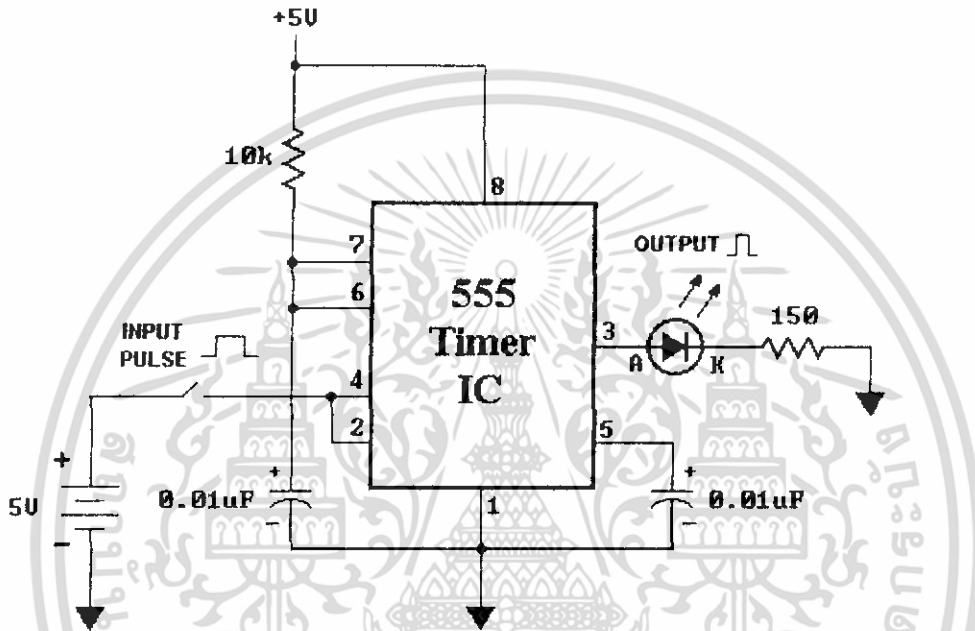
Monostable Multivibrator
(One-Shot)

The schematic diagram below shows how a 74121 may be wired. Here we are using pin 5 (B) for the input trigger signal which will fire on a high input pulse. When a trigger input activates the device, the Q output will go HIGH as illustrated in the timing diagram. The length of the pulse is determined by the formula $T_w = .33 * C_{ext} * R_{ext}$.

555 Timer

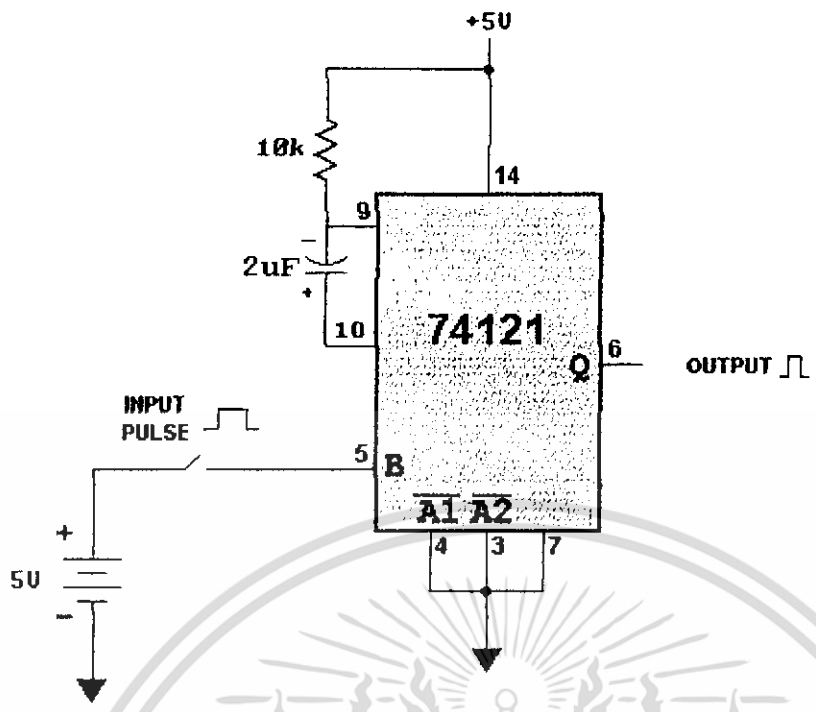


8-Pin DIP



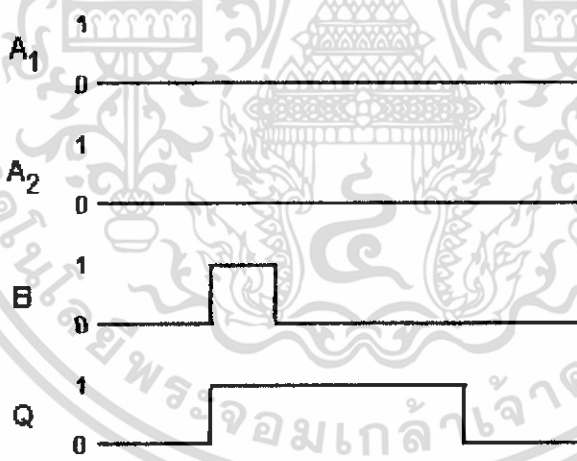
555 Timer as a Monostable Multivibrator

Data Sheet for 74121



$$T_w = .33 * 20\mu F * 10K = .066 \text{ Seconds}$$

Timing Diagram



555 Timer as a Monostable Multivibrator

Shown below is the pinout for the 555 timer and how it can be configured to operate as a monostable multivibrator. This one-shot is non-retriggerable.

TLP250

- Transistor Inverter
- Inverter For Air Conditionor
- IGBT Gate Drive
- Power MOS FET Gate Drive

The TOSHIBA TLP250 consists of a GaAlAs light emitting diode and a integrated photodetector.

This unit is 8-lead DIP package.

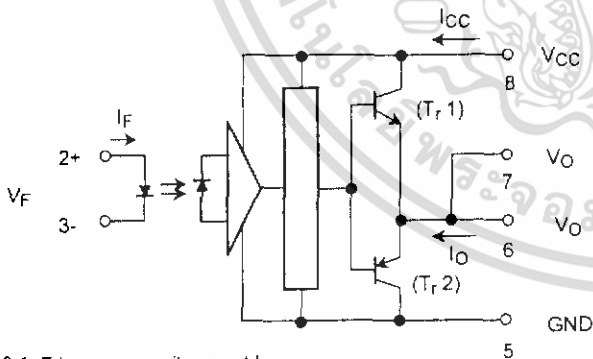
TLP250 is suitable for gate driving circuit of IGBT or power MOS FET.

- Input threshold current: $I_F=5mA(max.)$
- Supply current (I_{CC}): $11mA(max.)$
- Supply voltage (V_{CC}): $10-35V$
- Output current (I_O): $\pm 1.5A (max.)$
- Switching time (t_{pLH}/t_{pHL}): $1.5\mu s(max.)$
- Isolation voltage: $2500V_{rms}(min.)$
- UL recognized: UL1577, file No.E67349
- Option (D4) type
 - VDE approved: DIN VDE0884/06.92,certificate No.76823
 - Maximum operating insulation voltage: $630V_{PK}$
 - Highest permissible over voltage: $4000V_{PK}$

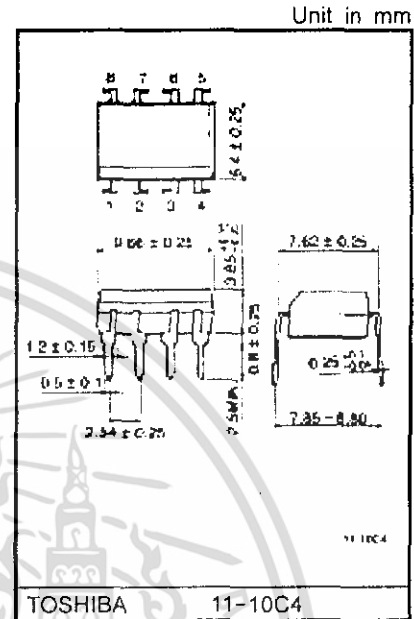
(Note) When a VDE0884 approved type is needed, please designate the "option (D4)"

- Creepage distance: $6.4mm(min.)$
- Clearance: $6.4mm(min.)$

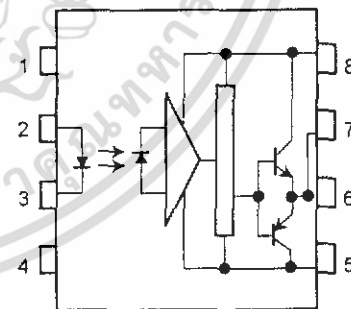
Schematic



A 0.1 μF bypass capacitor must be connected between pin 8 and 5 (See Note 5).



Pin Configuration (top view)



- 1: N.C.
- 2: Anode
- 3: Cathode
- 4: N.C.
- 5: GND
- 6: V_O (Output)
- 7: V_O
- 8: V_{CC}

Truth Table

		Tr1	Tr2
Input LED	On	On	Off
	Off	Off	On

Absolute Maximum Ratings (Ta = 25°C)

Characteristic		Symbol	Rating	Unit	
LED	Forward current	I _F	20	mA	
	Forward current derating (Ta ≥ 70°C)	ΔI _F / ΔTa	-0.36	mA / °C	
	Peak transient forward current (Note 1)	I _{FPT}	1	A	
	Reverse voltage	V _R	5	V	
	Junction temperature	T _J	125	°C	
Detector	"H" peak output current (P _W ≤ 2.5μs, f ≤ 15kHz) (Note 2)	I _{OPH}	-1.5	A	
	"L" peak output current (P _W ≤ 2.5μs, f ≤ 15kHz) (Note 2)	I _{OPL}	+1.5	A	
	Output voltage	V _O	(Ta ≤ 70°C)	35	V
			(Ta = 85°C)	24	
	Supply voltage	V _{CC}	(Ta ≤ 70°C)	35	V
			(Ta = 85°C)	24	
	Output voltage derating (Ta ≥ 70°C)	ΔV _O / ΔTa	-0.73	V / °C	
	Supply voltage derating (Ta ≥ 70°C)	ΔV _{CC} / ΔTa	-0.73	V / °C	
	Junction temperature	T _J	125	°C	
	Operating frequency (Note 3)	f	25	kHz	
Operating temperature range	T _{opr}	-20~85	°C		
Storage temperature range	T _{stg}	-55~125	°C		
Lead soldering temperature (10 s) (Note 4)	T _{sol}	260	°C		
Isolation voltage (AC, 1 min., R.H. ≤ 60%) (Note 5)	BV _S	2500	V _{rms}		

Note 1: Pulse width P_W ≤ 1μs, 300pps

Note 2: Exponential waveform

Note 3: Exponential waveform, I_{OPH} ≤ -1.0A(≤ 2.5μs), I_{OPL} ≤ +1.0A(≤ 2.5μs)

Note 4: It is 2 mm or more from a lead root.

Note 5: Device considered a two terminal device: Pins 1, 2, 3 and 4 shorted together, and pins 5, 6, 7 and 8 shorted together.

Note 6: A ceramic capacitor(0.1μF) should be connected from pin 8 to pin 5 to stabilize the operation of the high gain linear amplifier. Failure to provide the bypassing may impair the switching property. The total lead length between capacitor and coupler should not exceed 1cm.

Recommended Operating Conditions

Characteristic	Symbol	Min.	Typ.	Max.	Unit
Input current, on (Note 7)	I _{F(ON)}	7	8	10	mA
Input voltage, off	V _{F(OFF)}	0	—	0.8	V
Supply voltage	V _{CC}	15	—	30 20	V
Peak output current	I _{OPH} /I _{OPL}	—	—	±0.5	A
Operating temperature	T _{opr}	-20	25	70 85	°C

Note 7: Input signal rise time (fall time) < 0.5 μs.

Electrical Characteristics (Ta = -20~70°C, unless otherwise specified)

Characteristic		Symbol	Test Circuit	Test Condition	Min.	Typ.*	Max.	Unit
Input forward voltage		V _F	—	I _F = 10 mA, Ta = 25°C		1.6	1.8	V
Temperature coefficient of forward voltage		ΔV _F / ΔTa	—	I _F = 10 mA	—	-2.0	—	mV / °C
Input reverse current		I _R	—	V _R = 5V, Ta = 25°C		—	10	μA
input capacitance		C _T	—	V = 0, f = 1MHz, Ta = 25°C	—	45	250	pF
Output current	"H" level	I _{OPH}	3	V _{CC} = 30V (*1) I _F = 10 mA V _{B-6} = 4V	-0.5	-1.5	—	A
	"L" level	I _{OPL}	2		I _F = 0 V _{B-5} = 2.5V	0.5	2	
Output voltage	"H" level	V _{OH}	4	V _{CC1} = +15V, V _{EE1} = -15V R _L = 200Ω, I _F = 5mA	11	12.8	—	V
	"L" level	V _{OL}	5	V _{CC1} = +15V, V _{EE1} = -15V R _L = 200Ω, V _F = 0.8V	—	-14.2	-12.5	
Supply current	"H" level	I _{CCH}	—	V _{CC} = 30V, I _F = 10mA Ta = 25°C	—	7	—	mA
				V _{CC} = 30V, I _F = 10mA	—	—	11	
	"L" level	I _{CCL}	—	V _{CC} = 30V, I _F = 0mA Ta = 25°C	—	7.5	—	
				V _{CC} = 30V, I _F = 0mA	—	—	11	
Threshold input current	"Output L→H"	I _{FLH}	—	V _{CC1} = +15V, V _{EE1} = -15V R _L = 200Ω, V _O > 0V	—	1.2	5	mA
Threshold input voltage	"Output H→L"	I _{FHL}	—	V _{CC1} = +15V, V _{EE1} = -15V R _L = 200Ω, V _O < 0V	0.8	—	—	V
Supply voltage		V _{CC}	—		10	—	35	V
Capacitance (input-output)		C _S	—	V _S = 0, f = 1MHz Ta = 25	—	1.0	2.0	pF
Resistance(input-output)		R _S	—	V _S = 500V, Ta = 25°C R.H. ≤ 60%	1×10 ⁻¹²	10 ¹⁴	—	Ω

* All typical values are at Ta = 25°C (*1): Duration of I_O time ≤ 50μs

Switching Characteristics (Ta = -20~70°C , unless otherwise specified)

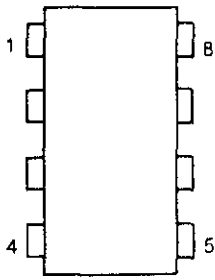
Characteristic	Symbol	Test Cir-cuit	Test Condition	Min.	Typ.*	Max.	Unit
Propagation delay time	L→H	t _{pLH}	I _F = 8mA (Note 7) V _{CC1} = +15V, V _{EE1} = -15V R _L = 200Ω	—	0.15	0.5	μs
	H→L	t _{pHL}		—	0.15	0.5	
Output rise time	t _r	6		—	—	—	
Output fall time	t _f			—	—	—	
Common mode transient immunity at high level output	C _{MH}	7	V _{CM} = 600V, I _F = 8mA V _{CC} = 30V, Ta = 25°C	-5000	—	—	V / μs
Common mode transient immunity at low level output	C _{ML}	7	V _{CM} = 600V, I _F = 0mA V _{CC} = 30V, Ta = 25°C	5000	—	—	V / μs

* All typical values are at Ta = 25°C

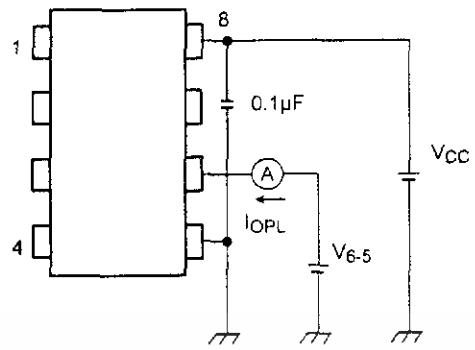
Note 7: Input signal rise time (fall time) < 0.5 μs.



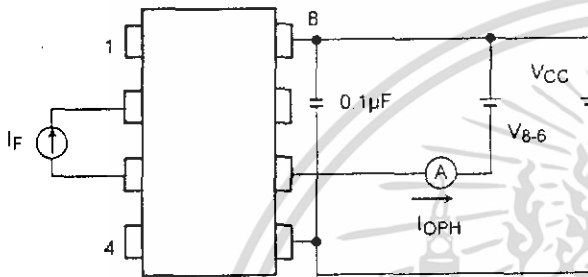
Test Circuit 1 :



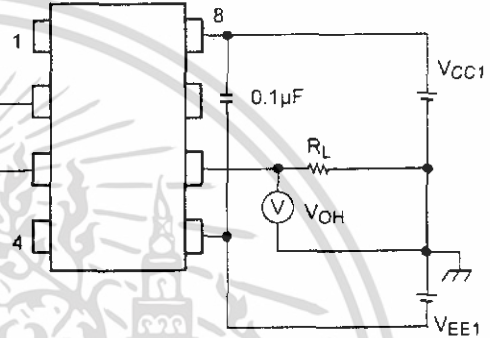
Test Circuit 2 : IOPL



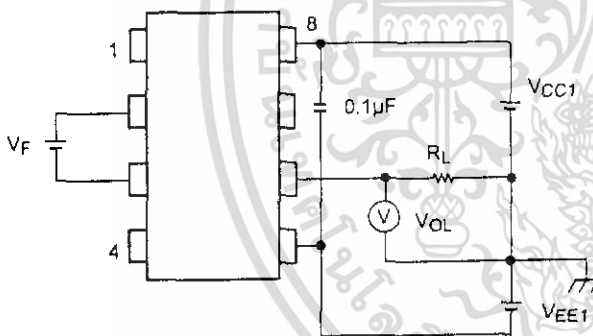
Test Circuit 3 : IOPH



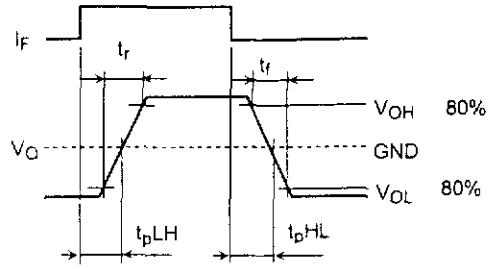
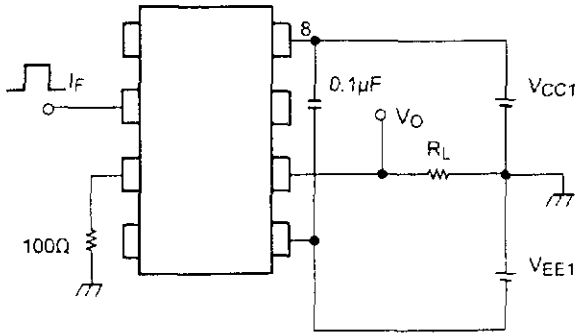
Test Circuit 4 : VOH



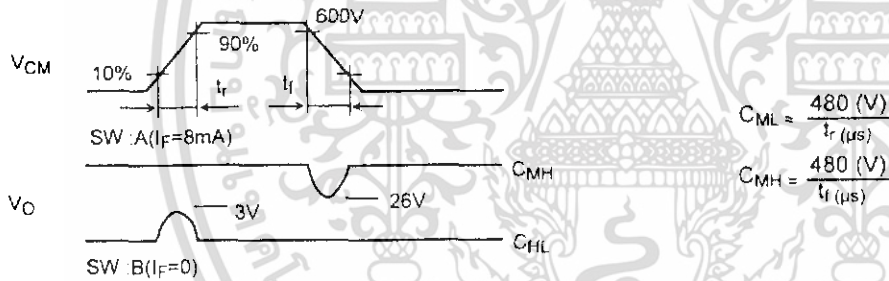
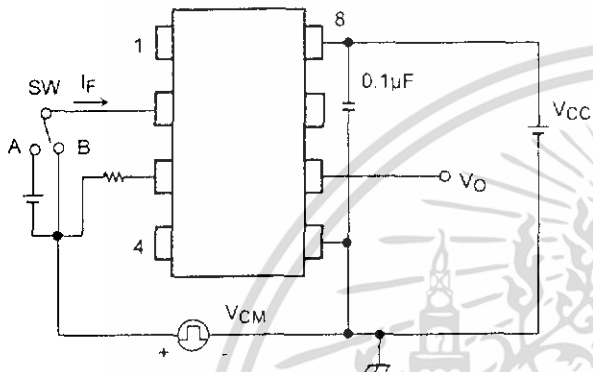
Test Circuit 5 : VOL



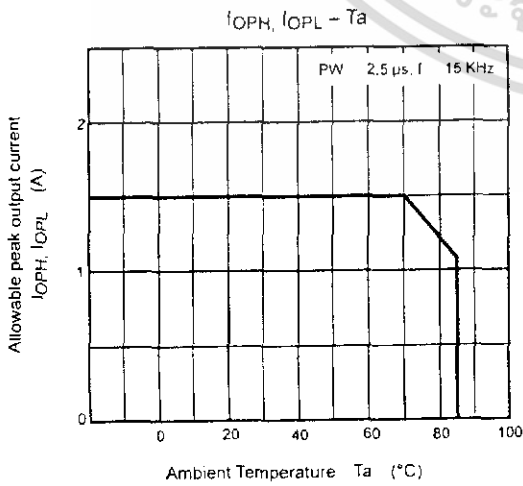
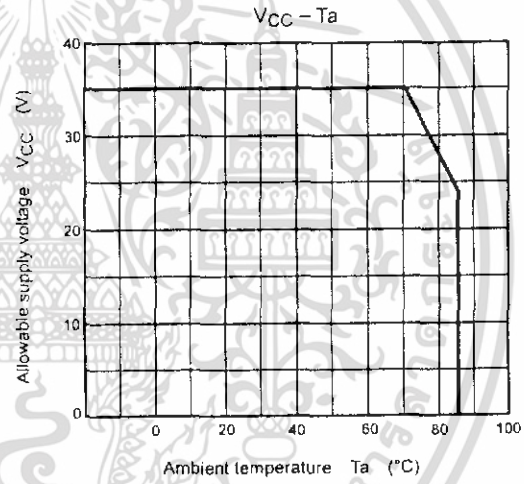
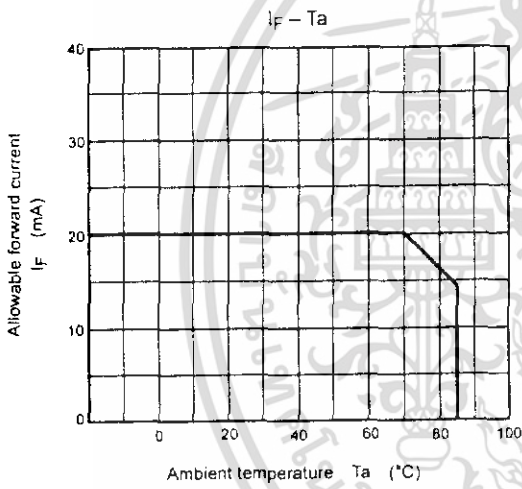
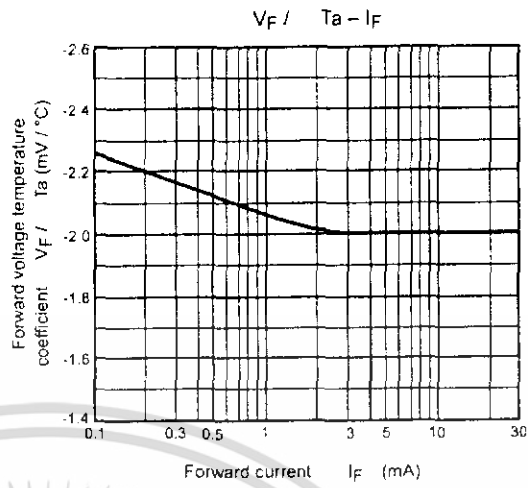
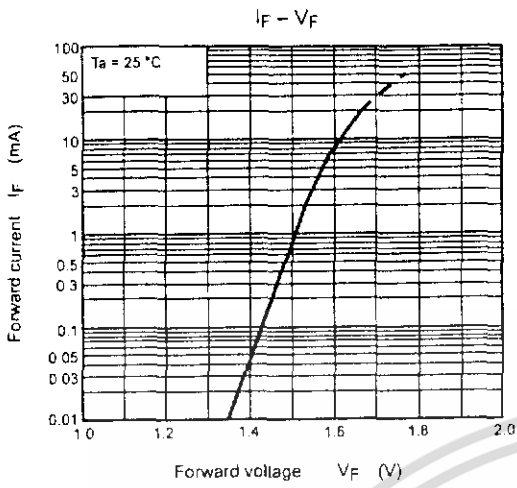
Test Circuit 6: t_{pLH} , t_{pHL} , t_r , t_f



Test Circuit 7: C_{MH} , C_{ML}



$C_{ML}(C_{MH})$ is the maximum rate of rise (fall) of the common mode voltage that can be sustained with the output voltage in the low (high) state.



RESTRICTIONS ON PRODUCT USE

- The information contained herein is subject to change without notice.
- The information contained herein is presented only as a guide for the applications of our products. No responsibility is assumed by TOSHIBA for any infringements of patents or other rights of the third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of TOSHIBA or others.
- TOSHIBA is continually working to improve the quality and reliability of its products. Nevertheless, semiconductor devices in general can malfunction or fail due to their inherent electrical sensitivity and vulnerability to physical stress. It is the responsibility of the buyer, when utilizing TOSHIBA products, to comply with the standards of safety in making a safe design for the entire system, and to avoid situations in which a malfunction or failure of such TOSHIBA products could cause loss of human life, bodily injury or damage to property.
In developing your designs, please ensure that TOSHIBA products are used within specified operating ranges as set forth in the most recent TOSHIBA products specifications. Also, please keep in mind the precautions and conditions set forth in the "Handling Guide for Semiconductor Devices," or "TOSHIBA Semiconductor Reliability Handbook" etc..
- The TOSHIBA products listed in this document are intended for usage in general electronics applications (computer, personal equipment, office equipment, measuring equipment, industrial robotics, domestic appliances, etc.). These TOSHIBA products are neither intended nor warranted for usage in equipment that requires extraordinarily high quality and/or reliability or a malfunction or failure of which may cause loss of human life or bodily injury ("Unintended Usage"). Unintended Usage include atomic energy control instruments, airplane or spaceship instruments, transportation instruments, traffic signal instruments, combustion control instruments, medical instruments, all types of safety devices, etc.. Unintended Usage of TOSHIBA products listed in this document shall be made at the customer's own risk.
- The products described in this document are subject to the foreign exchange and foreign trade laws.
- TOSHIBA products should not be embedded to the downstream products which are prohibited to be produced and sold, under any law and regulations.
- GaAs(Gallium Arsenide) is used in this product. The dust or vapor is harmful to the human body. Do not break, cut, crush or dissolve chemically.

CD4009M/CD4009C Hex Buffers (Inverting) CD4010M/CD4010C Hex Buffers (Non-Inverting)

General Description

These hex buffers are monolithic complementary MOS (CMOS) integrated circuits. The N- and P-channel enhancement mode transistors provide a symmetrical circuit with output swings essentially equal to the supply voltage. This results in high noise immunity over a wide supply voltage range. No DC power other than that caused by leakage current is consumed during static conditions. All inputs are protected against static discharge. These gates may be used as hex buffers, CMOS to DTL or TTL interface or as CMOS current drivers. Conversion ranges are from 3V to 15V providing $V_{CC} \leq V_{DD}$.

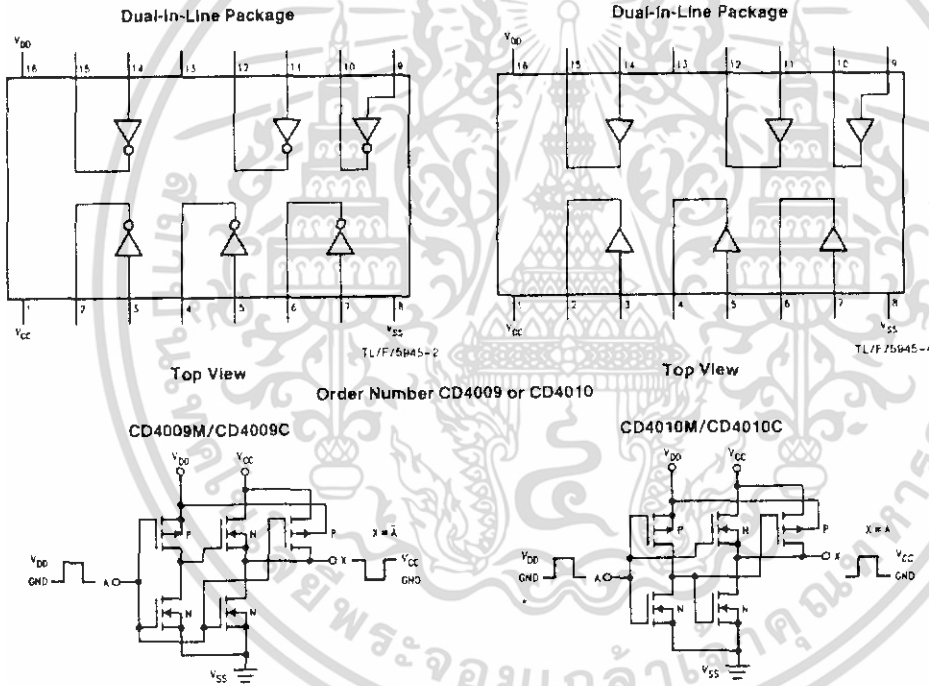
Features

- Wide supply voltage range 3.0V to 15V
- Low power 100 nW (typ.)
- High noise immunity 0.45 V_{DD} (typ.)
- High current sinking capability 8 mA (min.) at $V_O = 0.5V$ and $V_{DD} = 10V$

Applications

- Automotive
- Data terminals
- Instrumentation
- Medical electronics
- Alarm system
- Industrial controls
- Remote metering
- Computers

Schematic and Connection Diagrams



Hex COS/MOS to DTL or TTL converter (non-inverting).
Connect V_{CC} to DTL or TTL supply.
Connect V_{DD} to COS/MOS supply.

Hex COS/MOS to DTL or TTL converter (inverting).
Connect V_{CC} to DTL or TTL supply.
Connect V_{DD} to COS/MOS supply.

Absolute Maximum Ratings

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

Voltage at Any Pin (Note 1) $V_{SS} - 0.3V$ to $V_{SS} + 15.5V$
 Operating Temperature Range
 CD40XXM $-55^{\circ}C$ to $+125^{\circ}C$
 CD40XXC $-45^{\circ}C$ to $+85^{\circ}C$

Storage Temperature Range (T_S) $-65^{\circ}C$ to $+150^{\circ}C$
 Power Dissipation (P_D)
 Dual-In-Line 700 mW
 Small Outline 500 mW
 Lead Temperature (T_L)
 (Soldering, 10 seconds) $260^{\circ}C$
 Operating Range (V_{DD}) $V_{SS} + 3V$ to $V_{SS} + 15V$

DC Electrical Characteristics

Symbol	Characteristics	Test Conditions (Volts)	Limits #												Units			
			CD40XXM						CD40XXC									
			$-55^{\circ}C$		$+25^{\circ}C$		$+125^{\circ}C$		$-40^{\circ}C$		$+25^{\circ}C$		$+85^{\circ}C$					
V_O	V_{DD}	Min	Max	Min	Typ	Max	Min	Max	Min	Max	Min	Typ	Max	Min	Max			
I _{CC}	Quiescent Device Current		5		0.3		0.01	0.3		20		3		0.03	3		42	μA
			10		0.5		0.01	0.5		30		5		0.05	5		70	μA
P _D	Quiescent Device Dissipation/Package		5		1.5		0.05	1.5		100		15		0.15	15		210	μW
			10		5		0.1	5		300		50		0.5	50		700	μW
V _{OL}	Output Voltage Low Level		5		0.01		0	0.01		0.05		0.01		0	0.01		0.05	V
			10		0.01		0	0.01		0.05		0.01		0	0.01		0.05	V
V _{OH}	Output Voltage High Level		5	4.99		4.99	5		4.95		4.99	4.99	5		4.95			V
			10	9.99		9.99	10		9.95		9.99	9.99	10		9.95			V
V _{NL}	Noise Immunity (All inputs)	CD4009M	$V_O \geq 4.0$	5	1		1	2.25		0.9		1		1	2.25		0.9	V
			$V_O \geq 8.0$	10	2		2	4.5		1.9		2		2	4.5		1.9	V
V _{NL}	Noise Immunity (All inputs)	CD4010M	$V_O \geq 1.5$	5	1.6		1.5	2.25		1.4		1.6		1.5	2.25		1.4	V
			$V_O \geq 3.0$	10	3.2		3	4.5		2.9		3.2		3	4.5		2.9	V
V _{NH}	Noise Immunity (All inputs)	CD4010M	$V_O \geq 3.5$	5	1.4		1.5	2.25		1.5		1.4		1.5	2.25		1.5	V
			$V_O \geq 7.0$	10	2.9		3	4.5		3		2.9		3	4.5		3	V
I _{DN}	Output Drive Current N-Channel (Note 2)		0.4	5	3.75		3	4		2.1		3.6		3		2.4		mA
			0.5	10	10		8	10		5.6		9.6		8		6.4		mA
I _{DP}	Output Drive Current P-Channel (Note 2)		2.5	5	-1.85		-1.25	-1.75		-0.9		-1.5		-1.25		-1		mA
			9.5	10	-0.9		-0.6	-0.8		-0.4		-0.72		-0.6		-0.48		mA
I _{IN}	Input Current															10		μA

Note 1: This device should not be connected to circuits with the power on because high transient voltage may cause permanent damage.

Note 2: I_{DN} and I_{DP} are tested one output at a time

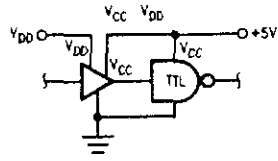
AC Electrical Characteristics*

T_A = 25°C, C_L = 15 pF, unless otherwise noted. Typical Temperature coefficient for all values of V_{DD} = 0.3%/°C

Characteristics	Test Conditions	Limits							Units
		CD40XXM			CD40XXC				
		V _{DD} (Volts)	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Propagation Delay Time: High-to-Low Level (t _{PHL})	V _{CC} = V _{DD} V _{DD} = 10V V _{CC} = 5V	5	—	15	55	—	15	70	ns
		10	—	10	30	—	10	40	
		5	—	10	25	—	10	35	
Low-to-High Level (t _{PLH})	V _{CC} = V _{DD} V _{DD} = 10V V _{CC} = 5V	5	—	50	80	—	50	100	ns
		10	—	25	55	—	25	70	
		5	—	15	30	—	15	40	
Transition Time: High-to-Low Level (t _{THL})	V _{CC} = V _{DD}	5	—	20	45	—	20	60	ns
		10	—	16	40	—	16	50	
Low-to-High Level (t _{TLH})	V _{CC} = V _{DD}	5	—	80	125	—	60	160	ns
		10	—	50	100	—	50	120	
Input Capacitance (C _i)	Any Input		—	5	—	—	5	—	pF

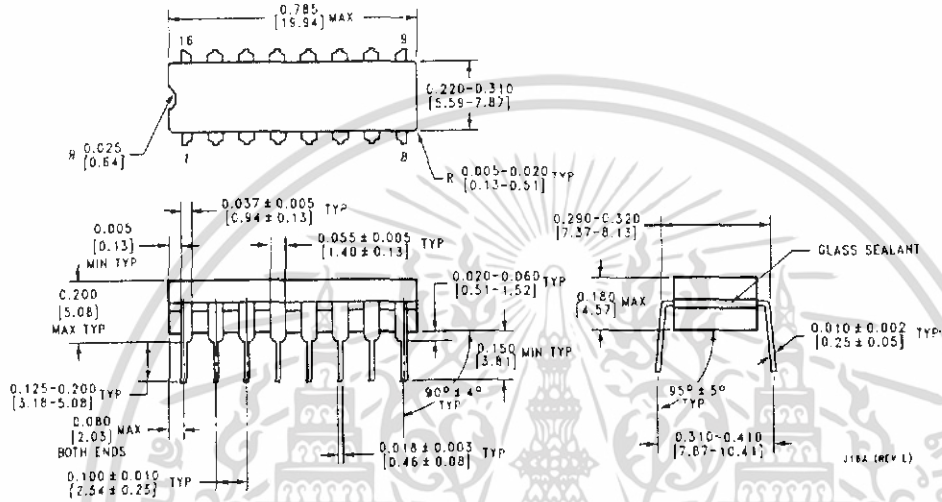
*AC Parameters are guaranteed by DC correlated testing.

Typical Application



TL/F75945-5

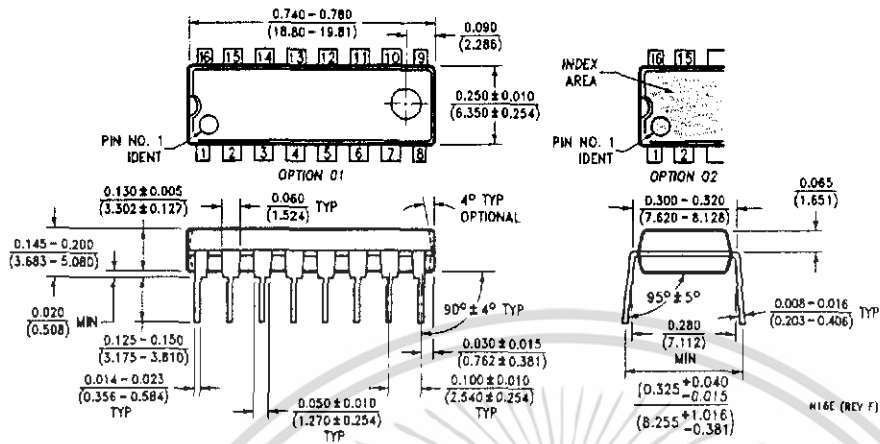
Physical Dimensions inches (millimeters)



Ceramic Dual-In-Line Package (J)
 Order Number CD4009MJ, CD4009CJ, CD4010MJ or CD4010CJ
 NS Package Number J16A

CD4009M/CD4009C Hex Buffers (Inverting)
 CD4010M/CD4010C Hex Buffers (Non-Inverting)

Physical Dimensions inches (millimeters) (Continued)



Molded Dual-In-Line Package (N)
 Order Number CD4009MN, CD4009CN, CD4010MN or CD4010CN
 NS Package Number N16E

LIFE SUPPORT POLICY

NATIONAL'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF THE PRESIDENT OF NATIONAL SEMICONDUCTOR CORPORATION. As used herein:

1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, and whose failure to perform, when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in a significant injury to the user.
2. A critical component is any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.



National Semiconductor Corporation
 1111 West Bardin Road
 Arlington, TX 76017
 Tel: 1(800) 272-9959
 Fax: 1(800) 737-7018

National Semiconductor Europe
 Fax: (+49) 0-180-530 85 86
 Email: cnwge@tevm2.nsc.com
 Deutsch Tel: (+49) 0-180-530 85 85
 English Tel: (+49) 0-180-532 78 32
 Français Tel: (+49) 0-180-532 93 58
 Italiano Tel: (+49) 0-180-534 16 80

National Semiconductor Hong Kong Ltd.
 13th Floor, Straight Block,
 Ocean Centre, 5 Canton Rd.
 Tsimshatsui, Kowloon
 Hong Kong
 Tel: (852) 2737-1600
 Fax: (852) 2736-9960

National Semiconductor Japan Ltd.
 Tel: 81-043-299-2309
 Fax: 81-043-299-2406

National does not assume any responsibility for use of any circuitry described, no circuit patent licenses are implied and National reserves the right at any time without notice to change said circuitry and specifications.