

การศึกษา Quasi-Continuous-Wave ในหม้อแปลงเทสลาแบบ
โซลิตสเตทเรโซแนนท์คู่

QUASI-CONTINUOUS-WAVE DUAL RESONANT SOLID STATE TESLA COIL



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2559

การศึกษา Quasi-Continuous-Wave ในหม้อแปลงเตสลาแบบ
โซลิตสเตทเรโซแนนท์คู่

QUASI-CONTINUOUS-WAVE DUAL RESONANT SOLID STATE TESLA COIL



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2559

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

QUASI-CONTINUOUS-WAVE DUAL RESONANT SOLID STATE TESLA COIL



THIS PROJECT SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT OF THE REQUIREMENT

FOR THE BACHELOR DEGREE IN ELECTRICAL ENGINEERING

DEPARTMENT OF ELECTRICAL ENGINEERING FACULTY OF ENGINEERING

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

2016

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปีการศึกษา 2559

การศึกษา Quasi-Continuous-Wave ในหม้อแปลงเทสลาแบบโซลิตสเตทเรโซแนนท์คู่

QUASI-CONTINUOUS-WAVE DUAL RESONANT SOLID STATE TESLA COIL



อาจารย์ที่ปรึกษา

ผศ.ดร.พีรวุฒิ ยุทธโกวิท

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาานิพนธ์ปีการศึกษา 2559

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง การศึกษา Quasi-Continuous-Wave ในหม้อแปลงเตสลาแบบโซลิตสเตทเรโซแนนท์คู่

ผู้จัดทำ

1. นายวิชากร จันทร์ประเสริฐ

2. นายวิษณุพล มุลวงศ์



..........อาจารย์ที่ปรึกษา

(ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.พีรฤติ ยุทธโกวิท)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การศึกษา Quasi-Continuous-Wave ในหม้อแปลงเตสลาแบบ โซลิตสเตทเรโซแนนท์คู่

นาย วิชชากร จันทร์ประเสริฐ

นาย วิชญ์พล มุลวงศ์

ผศ.ดร.พีรวัฒน์ ยุทธโกวิท อาจารย์ที่ปรึกษา

ปีการศึกษา 2559

บทคัดย่อ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอการออกแบบสร้างหม้อแปลงเตสลาโซลิตสเตทเรโซแนนท์คู่แบบ QCW (Quasi-Continuous Wave) พิกัด 400 กิโลวัตต์ 200 กิโลเฮิร์ตซ์ ซึ่งพัฒนามาจากหม้อแปลงเตสลาแบบโซลิตสเตทเรโซแนนท์คู่ พิกัด 400 กิโลวัตต์ 200 กิโลเฮิร์ตซ์ โดยที่พัฒนางจรสร้างแรงดันกระแสตรงปรับค่าได้แบบวงจรมัลติคอนเวอร์เตอร์ ซึ่งใช้การสร้างสัญญาณแรงดันแบบลาตเอียง และสัญญาณแรงดันแบบสามเหลี่ยม มาเป็นสัญญาณพาหะโดยใช้หลักการ PWM (Pulse Width Modulation) แล้วส่งผ่านสัญญาณไปยังวงจรกรองความถี่ต่ำแบบ LC ให้ได้แรงดันแบบบัคคอนเวอร์เตอร์แทนการใช้แหล่งจ่ายแรงดันกระแสตรงนอกจากนั้นตัวอัลบริดจ์-อินเวอร์เตอร์ได้ถูกพัฒนาขึ้นเพื่อใช้แทนวงจรแบบฮาล์ฟบริดจ์-อินเวอร์เตอร์ทำให้สามารถทนกระแสได้ 150 แอมป์และนำไปใช้สร้างแรงดันในวงจรหม้อแปลงเตสลาโซลิตสเตทเรโซแนนท์คู่แบบ QCW ซึ่งมีความสามารถในการเกิดการเบรกดาวนในอากาศได้โดยที่ไม่มีการเกิดสูญเสียแบบโคโรนาขึ้นก่อนซึ่งสามารถนำไปทดสอบความเป็นฉนวนของลูกถ้วยได้อีกทั้งยังเป็นการเพิ่มศักยภาพให้กับห้องปฏิบัติการวิศวกรรมไฟฟ้าแรงสูงสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบังได้อีกด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

QUASI-CONTINUOUS-WAVE DUAL RESONANT SOLID STATE TESLA COIL

Wichakorn

Junprasert

Witchapon

Moonwong

Asst.Prof.Dr.Peerawut

Yutthagowit Advisor

Year 2016

ABSTRACT

This project presents design and construction of quasi-continuous wave dual resonant solid state tesla coil 400 kV 200 kHz which was further developed from dual solid state tesla coil 400 kV 200 kHz. The adjustable DC voltage based on Buck converter circuit was developed. The developed DC voltage source is controlled PWM signal generated by carrier ramp and triangle signals. The PWM signal is filtered by a low pass filter. The developed DC voltage source is effective and can be used instead of the conventional DC voltage source. In addition, the dual-bridge inverter was developed for serving the higher peak current of 150 A instead of the conventional half-bridge inverter. The developed voltage source is used in Quasi-continuous wave dual resonant solid state tesla coil, which can make electrical breakdown in air without a corona loss. It may be used for insulation test of insulator. From this achievement, the developed Tesla coil can increase testing performance of KMITL's high voltage laboratory.

กิตติกรรมประกาศ

ปริญญาานิพนธ์นี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี ผู้จัดทำรู้สึกซาบซึ้งในความอนุเคราะห์คำแนะนำและคำปรึกษาที่มีคุณค่าจาก ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.พีรฤทธิ ยุทธโกวิท สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ผู้จัดทำรู้สึกซาบซึ้งในความอนุเคราะห์จากท่าน และขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

ขอขอบคุณ คุณปณณยวีร์ ฉายศิริ วิศวกรสาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า, คุณวัชรา พงศ์สถิต นักศึกษาปริญญาเอก และ คุณภัทริน กิจเจริญ นักศึกษาปริญญาโท สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ที่ให้คำแนะนำ ความช่วยเหลือ และดูแลเอาใจใส่ตลอดมา

ขอขอบคุณ พี่ๆ และเพื่อนๆ ห้องปฏิบัติการวิศวกรรมไฟฟ้าแรงสูง สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ที่ให้ความช่วยเหลือในการสร้าง และทดสอบมาโดยตลอด

สุดท้ายนี้ขอกราบขอบพระคุณ บุคคลที่มีความสำคัญยิ่ง ได้แก่ บิดาและมารดาที่ได้มอบการอบรมสั่งสอนและสนับสนุนการศึกษาเล่าเรียนตั้งแต่อดีตจวบจนถึงปัจจุบัน รวมถึงทุกคนในครอบครัวสำหรับกำลังใจที่มีให้กับผู้จัดทำเสมอมา ผู้จัดทำขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

คุณค่าและประโยชน์อันพึงมีจากปริญญาานิพนธ์นี้ ผู้จัดทำขอมอบแด่ผู้มีพระคุณทุกท่าน

คณะผู้จัดทำ

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ	I
ABSTRACT	II
กิตติกรรมประกาศ	III
สารบัญ	IV
สารบัญรูป	VII
สารบัญตาราง	X
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา	1
1.2 วัตถุประสงค์ของโครงการ	1
1.3 ขอบเขตของโครงการ	2
1.4 ขั้นตอนและวิธีการดำเนินงาน	2
1.5 แผนการดำเนินโครงการ	3
1.6 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ	4
บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง	5
2.1 กล่าวนำ	5
2.2 ทฤษฎีทั่วไป	5
2.3 การเกิดเรโซแนนซ์ในวงจร LC	6
2.4 การเกิดออสซิลเลทในวงจรหม้อแปลงเทสลา	8
2.5 หลักการทำงานของหม้อแปลงเทสลา	11
2.6 หลักการทำงานของหม้อแปลงเทสลาแบบโซลิตสเตท	15
2.6.1 หม้อแปลงเทสลาแบบโซลิตสเตท	15
2.6.2 หม้อแปลงเทสลาแบบโซลิตสเตทเรโซแนนท์คู่	15
2.7 หลักการของหม้อแปลงเทสลาแบบโซลิตสเตทเรโซแนนท์คู่แบบ QCW	16
2.8 อินเวอร์เตอร์เรโซแนนท์แบบอนุกรม	18
2.8.1 หลักการทำงานเบื้องต้น	18
2.8.2 การสูญเสียจากการสวิตชิง	20
2.8.3 การควบคุมขนาดแรงดัน	20
2.9 อุปกรณ์สวิตชิง (Switching Device)	20
2.10 วงจรเรียงกระแส (Rectifier Circuit)	21
2.10.1 วงจรเรียงกระแสไฟฟ้าแบบครึ่งคลื่น (Half Wave Rectifier Circuit)	21
2.10.2 วงจรเรียงกระแสไฟฟ้าแบบเต็มคลื่น (Full Wave Rectifier Circuit)	23

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
2.10.3 วงจรเรียงกระแสไฟฟ้าแบบบริดจ์ (Bridge Rectifier Circuit)	25
2.10.4 แรงดันไฟฟ้ารีปเปิล (Ripple Voltage)	26
2.10.5 แรงดันไฟฟ้าเรีกุเรชั่น	27
2.11 หลักการทำงานของวงจรแปลงผันกำลังไฟตรง	28
2.12 วงจรทอนระดับแรงดันไฟตรง (Buck Converter)	29
2.12.1 เงื่อนไขการทำงานของวงจรบักคอนเวอร์เตอร์	30
2.12.2 หลักการทำงาน	31
2.12.3 การหาค่าอัตราขยายแรงดันของวงจรบักคอนเวอร์เตอร์	32
2.12.4 การหาค่าความเหนี่ยวนำที่เล็กที่สุดของวงจรบักคอนเวอร์เตอร์	33
2.12.5 ค่าระลอกคลื่นของแรงดันไฟฟ้าด้านออก	35
2.13 ลูกถ้วยฉนวน	38
2.13.1 คุณสมบัติของลูกถ้วย	38
2.13.2 การฉนวนภายนอกและการฉนวนภายใน	38
2.13.3 ชนิดของลูกถ้วยฉนวน	39
2.13.4 ลักษณะสมบัติทางไฟฟ้าของลูกถ้วยฉนวนพอร์ซเลน	41
2.13.5 การทดสอบลูกถ้วยฉนวนไฟฟ้าพอร์ซเลน	41
บทที่ 3 การออกแบบและประกอบสร้าง	42
3.1 เงื่อนไขการออกแบบ	42
3.2 การจำลองการทำงานของวงจรแปลงไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรง	43
3.3 การจำลองการทำงานของวงจรสร้างพัลส์	44
3.4 วงจรกำเนิดสัญญาณลาตเอียง	44
3.5 วงจรมอดูเลชั่น	45
3.6 วงจรบักคอนเวอร์เตอร์	46
3.7 การออกแบบและประกอบสร้างตัวเก็บประจุไฟฟ้าทางด้านทุติยภูมิ (C_2)	46
3.7.1 ค่าความจุไฟฟ้าของอิเล็กโทรไลต์แบบวงแหวน	47
3.7.2 ค่าความจุไฟฟ้าแฝงในขดลวดด้านทุติยภูมิ	49
3.8 การออกแบบประกอบสร้างขดลวดด้านทุติยภูมิ (L_2)	49
3.9 การออกแบบประกอบสร้างตัวเก็บประจุไฟฟ้าด้านปฐมภูมิ (C_1)	52
3.10 การออกแบบประกอบสร้างขดลวดด้านปฐมภูมิ (L_1)	52
3.11 การออกแบบและประกอบสร้างวงจรเรียงกระแสสำหรับวงจรกำลัง	54
3.12 การออกแบบและประกอบสร้างวงจรควบคุม	55

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
3.13 การออกแบบและประกอบสร้างวงจรรินเวอร์เตอร์	56
บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง	57
4.1 กล่าวนำ	57
4.2 การทดสอบหม้อแปลงเตสลาแบบโซลิตสเตทเรโซแนนท์คู่แบบ QCW	57
4.2.1 การตรวจสอบค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดด้านทุติยภูมิ	57
4.2.2 การตรวจสอบค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดด้านปฐมภูมิ	58
4.2.3 การตรวจสอบค่าความจุของตัวเก็บประจุด้านปฐมภูมิ	59
4.2.4 การจำลองระบบการทำงานด้วยโปรแกรม OrCAD	59
4.2.5 การทดสอบวาปไฟตามผิวของผิวของลูกถ้วยฉนวนโดยหม้อแปลง เตสลาแบบโซลิตสเตทเรโซแนนท์คู่แบบ QCW	62
บทที่ 5 บทสรุปและข้อเสนอแนะ	69
5.1 บทสรุป	69
5.2 ข้อเสนอแนะและปัญหาที่พบ	69
เอกสารอ้างอิง	70
ภาคผนวก	71
ภาคผนวก ก บทความทางวิชาการ	72
ภาคผนวก ข ข้อมูลของอุปกรณ์ที่ใช้ในปริิณยานิพนธ์	77
ประวัติผู้เขียน	119

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 วงจร LC แบบขนานและแบบอนุกรม	6
2.2 วงจร RLC แบบอนุกรม	7
2.3 การเกิดออสซิลเลชันในวงจรหม้อแปลงเทสลา (ขณะอัดประจุ)	8
2.4 การเกิดออสซิลเลชันในวงจรหม้อแปลงเทสลา (ขณะคายประจุ)	9
2.5 การเกิดออสซิลเลชันในวงจรหม้อแปลงเทสลา (ขณะอัดประจุใหม่)	9
2.6 การเกิดออสซิลเลชันในวงจรหม้อแปลงเทสลา (ขณะคายประจุใหม่)	10
2.7 วงจรสมมูลของหม้อแปลงเทสลา	11
2.8 วงจรสมมูลของหม้อแปลงเทสลาแบบโซลิตสเตท	16
2.9 วงจรสมมูลของหม้อแปลงเทสลาแบบโซลิตสเตทเรโซแนนท์คู่	16
2.10 วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนท์แบบอนุกรม	18
2.11 วงจรสมมูล R-L-C	18
2.12 การทำงานของวงจรเรียงกระแสไฟฟ้าแบบครึ่งคลื่นบวก	22
2.13 การทำงานของวงจรเรียงกระแสไฟฟ้าแบบครึ่งคลื่นลบ	22
2.14 รอยหยักของสัญญาณขาออกจากวงจรเรียงกระแสไฟฟ้าแบบครึ่งคลื่น	23
2.15 การทำงานของวงจรเรียงกระแสไฟฟ้าแบบเต็มคลื่นบวก	24
2.16 การทำงานของวงจรเรียงกระแสไฟฟ้าแบบเต็มคลื่นลบ	24
2.17 การทำงานของวงจรเรียงกระแสไฟฟ้าแบบบริดจ์บวก	25
2.18 การทำงานของวงจรเรียงกระแสไฟฟ้าแบบบริดจ์ลบ	26
2.19 แรงดันไฟฟ้ารีปเปิล	27
2.20 วงจรแปลงผันกำลังไฟตรง	28
2.21 วงจรบีกคอนเวอร์เตอร์	30
2.22 วงจรสมมูลเมื่อสวิตช์นำกระแส	31
2.23 วงจรสมมูลเมื่อสวิตช์ไม่นำกระแส	32
2.24 รูปคลื่นการทำงานของวงจรบีกคอนเวอร์เตอร์	34
2.25 รูปคลื่นการทำงานของวงจรบีกคอนเวอร์เตอร์	36
2.26 ลูกถ้วยก้านตรง (Pin Insulator)	39
2.27 ลูกถ้วยก้านตรงแบบฟ็อก (Fog Type Pin Insulator)	39
2.28 ลูกถ้วยแบ่ง (Line Port Insulator)	39
2.29 ลูกถ้วยแบ่งก้านตรง (Pin Port Insulator)	40
2.30 ลูกถ้วยหลัก (Post Insulator)	40

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
2.31 ลูกถ้วยแขวน (Suspension Insulator)	40
2.32 ลูกถ้วยแขวนคอคู่ตัน (Solid Core Suspension Insulator)	41
2.33 ลูกถ้วยคอดันยาว (Long Rod Insulator)	41
3.1 วงจรสร้าง PWM เพื่อขับวงจรวิตชิง	43
3.2 วงจรแปลงไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรงที่มีเอาต์พุตเป็น 5 โวลต์	44
3.3 ชี้นงานชดววงจรแปลงไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรงที่มีเอาต์พุตเป็น 5 โวลต์	44
3.4 วงจรสร้างพัลส์ (วงจร 555)	45
3.5 วงจรกำเนิดสัญญาณลาดเอียง (Ramp generator circuit)	46
3.6 วงจรมอดูเลชัน (วงจร TL494)	46
3.7 วงจรลดทอนแรงดัน (Buck converter)	47
3.8 พารามิเตอร์อิเล็กทรอนิกส์แบบวงแหวน (Toroid)	48
3.9 อิเล็กทรอนิกส์แบบวงแหวนของหม้อแปลงเตสลาแบบโซลิตสเตท	48
3.10 พารามิเตอร์ของความจุแฝง (Self-Capacitance)	49
3.11 พารามิเตอร์ความเหนียวนำของขดลวดด้านทุติยภูมิ	51
3.12 ขดลวดด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงเตสลาแบบโซลิตสเตทเรโซแนนท์คู่ แบบ QCW	51
3.13 ตัวเก็บประจุด้านปฐมภูมิ	52
3.14 พารามิเตอร์ในการพันขดลวดด้านปฐมภูมิแบบ Helical Coil	53
3.15 การพันขดลวดด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงเตสลาแบบโซลิตสเตทเรโซแนนท์คู่ แบบ QCW	53
3.16 แผนผังการทำงานของวงจรรีแรงกระแสสำหรับวงจรกำลัง	54
3.17 วงจรรีแรงกระแสสำหรับวงจรกำลัง (Bridge Rectifier)	54
3.18 แผนผังการทำงานของวงจรควบคุม	55
3.19 วงจรควบคุม	55
3.20 วงจรฮาล์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์	56
4.1 ค่าความเหนียวนำขดลวดด้านทุติยภูมิ	57
4.2 ตัวอย่างการวัดค่าความเหนียวนำด้านปฐมภูมิรอบที่ 12	59
4.3 การจำลองระบบการทำงานของหม้อแปลงเตสลาแบบโซลิตสเตทเรโซแนนท์คู่แบบ QCW	60
4.4 ลักษณะรูปคลื่นสัญญาณที่ใช้ในการควบคุมการทำงานของอุปกรณ์สวิตชิง	60
4.5 แรงดันที่ขดลวดของวงจรด้านปฐมภูมิ	61
4.6 กระแสที่ขดลวดของวงจรด้านปฐมภูมิ	61
4.7 แรงดันที่ขดลวดของวงจรด้านทุติยภูมิ	61
4.8 วงจรการทดสอบหม้อแปลงเตสลาแบบโซลิตสเตทเรโซแนนท์แบบ QCW	63

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.9 ลักษณะสัญญาณทรริกเกอร์เริ่มการทำงานของวงจรควบคุม	64
4.10 ลักษณะสัญญาณป้อนกลับจากวงจรป้อนกลับ	64
4.11 ลักษณะสัญญาณขับนำเกตไอจีบีที	65
4.12 สัญญาณขาออกของวงจรอินเวอร์เตอร์	65
4.13 การทดสอบวาวไฟตามผิวของลูกถ้วยแขวนชนิด 52-1	66
4.14 รูปคลื่นความถี่ที่วัดได้จากการทดสอบวาวไฟตามผิวของลูกถ้วยแขวนชนิด 52-1	66
4.15 การทดสอบวาวไฟตามผิวของลูกถ้วยแขวนชนิด 52-4	67
4.16 รูปคลื่นความถี่ที่วัดได้จากการทดสอบวาวไฟตามผิวของลูกถ้วยแขวนชนิด 52-4	67
4.17 ตัวอย่างทดสอบวาวไฟตามผิวของลูกถ้วยบกพร่อง	68



สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
1.1 แผนการดำเนินงาน	3
2.1 เปรียบเทียบหม้อแปลงเตสลาแบบโซลิตสเตทรีโซแนนท์คู่กับหม้อแปลงเตสลาแบบโซลิตสเตทรีโซแนนท์คู่แบบ QCW	17
4.1 ผลการทดสอบค่าความเหนี่ยวนำด้านปฐมภูมิที่ได้จากการวัด	58
4.2 ผลการทดสอบเพื่อหาความถี่จากการทดสอบวาวไฟตามผิวของลูกถ้วยฉนวน	63



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

เนื่องจากปัจจุบันห้องปฏิบัติการไฟฟ้าแรงสูง สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง มีหม้อแปลงเตสลาสำหรับการทดสอบการวาบไฟตามผิวของลูกถ้วยฉนวน พิกัด 400kV 200 kHz อย่างไรก็ตามหม้อแปลงเตสลาแบบดั้งเดิมที่ใช้ทดสอบความผิพรองของลูกถ้วยฉนวนนั้นมีขนาดโครงสร้างที่ใหญ่ น้ำหนักมากและมีราคาแพง อันเนื่องมาจากจะต้องมีสปาร์กแก๊ป หม้อแปลงปรับระดับแรงดันและหม้อแปลงแรงดันสูง อีกทั้งยังมีพลังงานสูญเสียที่ค่อนข้างสูงเนื่องจากการสปาร์กของสปาร์กแก๊ป จึงจำเป็นที่จะต้องมีการระบายนความร้อนที่ดี ซึ่งส่งผลให้เคลื่อนย้ายได้ลำบากและไม่สะดวกมากนักสำหรับการทดสอบทางไฟฟ้าในห้องทดสอบที่มีขนาดเล็กภายในโรงงานจริง

ดังนั้นเพื่อเป็นการแก้ไขปัญหามาของหม้อแปลงเตสลาแบบดั้งเดิมทางผู้วิจัยจึงได้ทำการศึกษา ค้นคว้า และออกแบบสร้างหม้อแปลงเตสลาโซลิตสเตทเรโซแนนท์คู่แบบQCW (Quasi-Continuous Wave) ที่พัฒนามาจากหม้อแปลงเตสลาโซลิตสเตทเรโซแนนท์คู่อีกต่อหนึ่ง โดยการประยุกต์ใช้ความรู้ทางด้านอิเล็กทรอนิกส์กำลัง (Power Electronics) มีวัตถุประสงค์เพื่อทำการศึกษาการเกิดปรากฏการณ์การเบรกดาวนในอากาศ (อาจมีการนำไปทดสอบฉนวนลูกถ้วย) ซึ่งหม้อแปลงเตสลาโซลิตสเตทเรโซแนนท์คู่แบบ QCW ที่ได้รับการพัฒนานี้จะสามารถแสดงปรากฏการณ์การเกิดเบรกดาวนในอากาศได้โดยไม่เกิดปรากฏการณ์โคโรนาในการทดสอบซึ่งถือเป็นความสูญเสียทางไฟฟ้า

1.2 วัตถุประสงค์ของโครงการ

1. เพื่อศึกษาทฤษฎีเกี่ยวกับการทดสอบความผิพรองของลูกถ้วยฉนวน
2. เพื่อศึกษาและวิเคราะห์วงจรกำเนิดแรงดันไฟฟ้าแบบสามเหลี่ยม (Ramped Generator)
3. เพื่อศึกษาการนำหลักการทางอิเล็กทรอนิกส์กำลัง (Power Electronics) มาประยุกต์ใช้กับอุปกรณ์ไฟฟ้าแรงสูง
4. เพื่อศึกษาทฤษฎีที่เกี่ยวข้องและออกแบบประกอบสร้างหม้อแปลงเตสลาโซลิตสเตทเรโซแนนท์คู่แบบ QCW
5. เพื่อสร้างหม้อแปลงเตสลาที่มีประสิทธิภาพสูง มีการสูญเสียต่ำ มีขนาดเล็ก น้ำหนักเบา และสามารถทำอุปกรณ์ได้ภายในประเทศ

1.3 ขอบเขตของโครงการงาน

1. เพื่อศึกษาทฤษฎีเกี่ยวกับการทดสอบความผิดพลาดของลูกถ้วยฉนวน
2. จำลองวงจรกำเนิดแรงดันไฟฟ้าแบบสามเหลี่ยม (Ramped Generator)
3. นำหลักการทางอิเล็กทรอนิกส์กำลัง (Power Electronic) มาประยุกต์ใช้กับอุปกรณ์ไฟฟ้าแรงสูง
4. ศึกษาทฤษฎีที่เกี่ยวข้องและออกแบบประกอบสร้างหม้อแปลงเตสลาโซลิตสเตทเรโซแนนท์คู่แบบ QCW
5. ประกอบสร้างหม้อแปลงเตสลาโซลิตสเตทเรโซแนนท์คู่แบบ QCW (QCW-DRSSTC)
6. ทำการทดสอบความผิดพลาดของลูกถ้วยฉนวน

1.4 ขั้นตอนและวิธีดำเนินการ

- ขั้นตอนการศึกษาของปริญญาโทฉบับนี้ สามารถแบ่งเป็นหัวข้อตามลำดับขั้นตอนดังต่อไปนี้
1. ศึกษาหลักการการทำงานของหม้อแปลงเตสลาแบบโซลิตสเตทเรโซแนนท์คู่
 2. ศึกษาหลักการการทำงานของวงจรอิเล็กทรอนิกส์
 3. โปรแกรมคอมพิวเตอร์จำลองแบบทางไฟฟ้าวงจรอิเล็กทรอนิกส์ด้วยโปรแกรม OrCAD
 4. ออกแบบและประกอบสร้างหม้อแปลงเตสลาโซลิตสเตทเรโซแนนท์คู่แบบ QCW
 5. พัฒนารูปการปรับจูนหม้อแปลงเตสลาโซลิตสเตทเรโซแนนท์คู่แบบ QCW เพื่อให้ได้รูปคลื่นตามที่มีมาตรฐานกำหนด
 6. ทำการทดสอบความผิดพลาดของลูกถ้วยฉนวน
 7. นำผลที่ได้จากการทดสอบมาเปรียบเทียบกับมาตรฐานที่กำหนดไว้
 8. สรุปผล ข้อเสนอแนะ
 9. จัดทำปริญญาโทฉบับสมบูรณ์

1.5 แผนการดำเนินงาน

คณะผู้จัดทำได้ทำการศึกษาค้นคว้าข้อมูลและทำความเข้าใจในทฤษฎี ตลอดจนงานวิจัยที่เกี่ยวข้องต่างๆทั้งภายในประเทศและต่างประเทศพร้อมทั้งดำเนินงานในส่วนของการจำลองวงจรทางอิเล็กทรอนิกส์จนถึงการออกแบบและจัดสร้างชิ้นงานโดยมีระยะเวลาในการดำเนินการตั้งแต่ สิงหาคม 2559 ถึง พฤษภาคม 2560 รวมเป็นระยะเวลา 10 เดือนโดยมีแผนการดำเนินงานดังตาราง 1.1

ตารางที่ 1.1 แผนการดำเนินงาน

การดำเนินงาน	ภาคเรียนที่ 1					ภาคเรียนที่ 2				
	ส.ค.	ก.ย.	ต.ค.	พ.ย.	ธ.ค.	ม.ค.	ก.พ.	มี.ค.	เม.ย.	พ.ค.
1.ศึกษาข้อมูลและทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง	←-----→		←-----→							
2.ศึกษาหลักการทำงานของวงจรและหม้อแปลงเตสลา	←-----→		←-----→							
3.จำลองรูปแบบการทำงานของวงจรอิเล็กทรอนิกส์ด้วยโปรแกรม OrCAD		←-----→								
4.สร้างวงจรที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรม OrCAD				←-----→						
5.สร้างหม้อแปลงเตสลาโซลิตสเตทเรโซแนนท์คู่แบบ QCW						←-----→				
6.พัฒนาปรับจูนรูปคลื่นให้ได้ตามมาตรฐานกำหนด								←-----→		←-----→
7.ทำการทดสอบความผิดพลาดของลูกถ้วยฉนวนและบันทึกผลการทดสอบ									←-----→	
8.สรุปผลและวิเคราะห์งานวิจัยและจัดทำรูปเล่มปริญญาานิพนธ์								←-----→		←-----→

←-----→ วางแผน

←-----→ ปฏิบัติจริง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.6 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1. สามารถสร้างหม้อแปลงเทสลาโซลิตสเตทเรโซแนนท์คู่แบบ QCW
2. สามารถลดปรากฏการณ์โคโรน่าซึ่งเป็นความสูญเสียทางไฟฟ้าขณะเกิดการเบรกดาวนในอากาศได้
3. ใช้เป็นอุปกรณ์กรสำหรับประกอบการเรียนการสอน และทดสอบเกี่ยวกับการเบรกดาวนในอากาศได้
4. สามารถทำการทดสอบความผิดพร่องของลูกถ้วยฉนวนได้
5. เพิ่มศักยภาพห้องปฏิบัติการไฟฟ้าแรงสูง สจล.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

2.1 กล่าวนำ

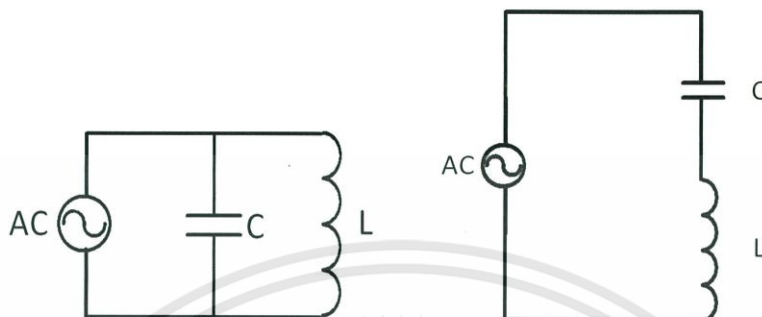
ในการทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ได้กล่าวถึงความหมาย หลักการทำงาน การทดสอบและหน้าที่ของอุปกรณ์ต่างๆ ได้แก่ ทฤษฎีทั่วไปของหม้อแปลงเทสลา การเกิดเรโซแนนซ์ในวงจร LC หลักการทำงานของหม้อแปลงเทสลา อุปกรณ์สวิตชิง (Switching Device) วงจรเรียงกระแส (Rectifier Circuit) วงจรทอนระดับแรงดันไฟตรง (Buck Converter) และ ลูกถ้วยฉนวน เป็นต้น

2.2 ทฤษฎีทั่วไปของหม้อแปลงเทสลา [1]

หม้อแปลงเทสลา (Tesla Transformer) จัดว่าเป็นประเภทของหม้อแปลงชนิดพิเศษโดยที่แกนของหม้อแปลงจะเป็นแกนอากาศ ขดลวดด้านปฐมภูมิ (Primary) และขดลวดด้านทุติยภูมิ (Secondary) จะติดตั้งอยู่ในแกนร่วมกัน การสร้างแรงดันไฟฟ้าสูงและความถี่ของหม้อแปลงเทสลาจะไม่ขึ้นอยู่กับอัตราส่วนรอบ (Turn Ratio) ของขดลวดด้านปฐมภูมิและด้านทุติยภูมิแต่จะอาศัยหลักการ การเกิดเรโซแนนซ์ (Resonance) ระหว่างวงจรด้านปฐมภูมิและวงจรด้านทุติยภูมิ ซึ่งมีลักษณะวงจรเป็นวงจร LC เมื่อ L คือความเหนี่ยวนำไฟฟ้า (Inductance) และ C คือ ความจุไฟฟ้า (Capacitance) โดยขดลวดทั้งสองจะเกิดการคาบเกี่ยว (Coupling) กันด้วยสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่เดินทางผ่านอากาศ (Air Core) เพราะฉะนั้นค่าความเหนี่ยวนำร่วม (Mutual Inductance) จะมีค่าต่ำ ขดลวดด้านทุติยภูมิจะเป็นตัวรับพลังงานจากขดลวดด้านปฐมภูมิที่ความถี่เรโซแนนซ์ (Resonance Frequency) จะเป็นผลทำให้เกิดแรงดันเพิ่มขึ้นอย่างมาก โดยความถี่เรโซแนนซ์จะมีค่าระหว่าง 50 Hz ถึง 400 kHz แรงดันไฟฟ้าทางด้านขาออกจะมีค่าเริ่มต้นตั้งแต่ 100 kV ขึ้นไปหากแรงดันที่ป้อนให้มีค่าเพียงพอแรงดันไฟฟ้าทางด้านขาออกจะมีค่าเพิ่มขึ้นถึงช่วงเมกะโวลต์และถ้ามีแรงดันสูงขึ้นถึงช่วงที่มีระดับแรงดันที่แน่นอนแล้ว จะทำให้เกิด การสปาร์ก (Spark) และจะเปลี่ยนเป็นลำฟ้าผ่า (Lighting) ซึ่งจะสังเกตเห็นลำแสงได้ชัด

2.3 การเกิดเรโซแนนซ์ในวงจร LC [2]

วงจรไฟฟ้าที่มีตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุเป็นส่วนประกอบของวงจร สามารถก่อให้เกิดการเรโซแนนซ์ขึ้นในวงจรได้ในการพิจารณาวงจร LC เราสามารถแบ่งชนิดวงจร LC ออกเป็น 2 ประเภทคือ วงจร LC แบบขนาน และวงจร LC แบบอนุกรม



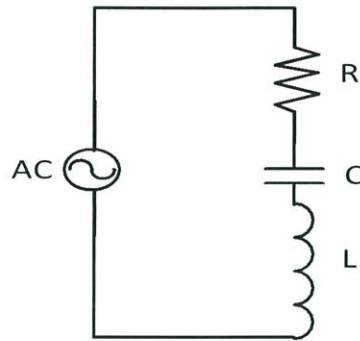
รูปที่ 2.1 วงจร LC แบบขนานและแบบอนุกรม

วงจร LC แบบขนาน แรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำจะมีมุมเฟสและค่าของแรงดันไฟฟ้าที่เท่ากันในขณะที่รูปคลื่นกระแสจะแตกต่างกัน 180 องศา และขนาดของกระแสก็อาจมีค่าแตกต่างกันด้วย

วงจร LC แบบอนุกรม กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำจะมีค่าเท่ากันในขณะที่รูปคลื่นแรงดันจะแตกต่างกัน 180 องศา และขนาดของแรงดันก็อาจจะมีค่าที่แตกต่างกันด้วย สำหรับวงจรหม้อแปลงเทสลา นั้น การต่อรวมกันระหว่างตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำด้านปฐมภูมิรวมทั้งตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำด้านทุติยภูมิจะก่อให้เกิดเป็นวงจร LC แบบอนุกรมขึ้น

2.3.1 วงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรม

วงจรเรโซแนนซ์อนุกรมเป็นลักษณะการต่อวงจร RLC อนุกรมกันในความเป็นจริงชิ้นส่วนวงจรประเภทรีแอคทีฟจะมีส่วนทำให้เกิดพลังงานสูญเสีย (Energy Loss) โดยสามารถจำลองพลังงานที่สูญเสียให้อยู่ในรูปของความต้านทานอนุกรมเข้ากับตัวเหนี่ยวนำ (L) และตัวเก็บประจุ (C) ดังนี้



รูปที่ 2.2 วงจร RLC แบบอนุกรม

พิจารณาค่าอิมพีแดนซ์รวมของวงจร RLC อนุกรมจากสมการที่ (2.1)

$$Z = Z_R + Z_L + Z_C \quad (2.1)$$

เนื่องจาก $Z_L = jX_L$ และ $Z_C = jX_C$ แทนค่าลงในสมการที่ (2.1) จะได้

$$Z(j\omega) = R + j\omega L - \frac{1}{j\omega C} \quad (2.2)$$

ณ จุดเรโซแนนซ์ $\omega = \omega_0$ จะได้ $Z(j\omega_0) = R$ นั่นคือเทอมที่เป็นจำนวนจินตภาพเท่ากับศูนย์เพราะฉะนั้น จากสมการที่ (2.2) จะได้

$$j(\omega_0 L - \frac{1}{\omega_0 C}) = 0 \quad (2.3)$$

$$\omega_0 L = \frac{1}{\omega_0 C} \quad (2.4)$$

$$\omega_0^2 = \frac{1}{LC} \quad (2.5)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (2.6)$$

เมื่อ ω_0 คือ ความถี่เชิงมุม ณ จุดเรโซแนนซ์ (rad/s)

f_0 คือ ความถี่เรโซแนนซ์ (Hz)

L คือ ค่าความเหนี่ยวนำ (H)

C คือ ค่าความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุ (F)

ดังนั้นความถี่เรโซแนนท์คือ

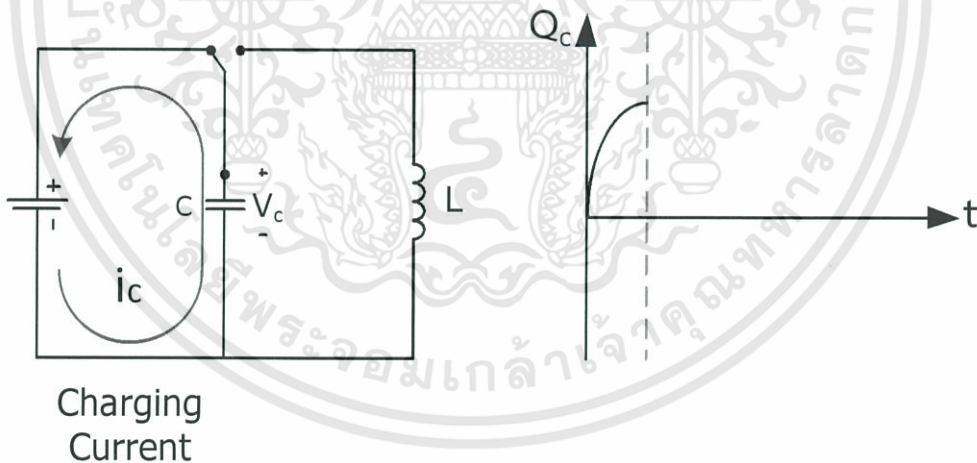
$$f_1 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1C_1}} \quad (2.7)$$

กรณี $\omega < \omega_0$ อิมพีแดนซ์ของ C จะมีค่าสูง แต่อิมพีแดนซ์ของ L จะมีค่าต่ำทำให้กระแส i นำหน้าแรงดันไฟฟ้า V แสดงว่าความถี่ต่ำมีผลจากเทอมคาปาซิทีฟ ส่วนกรณี $\omega > \omega_0$ อิมพีแดนซ์ของ C จะมีค่าลดลงแต่อิมพีแดนซ์ของ L เพิ่มขึ้น ทำให้กระแสล่าหลังแรงดันไฟฟ้า คือที่ความถี่สูงจะมีผลจากเทอมอินดักทีฟ แต่ ณ ความถี่เรโซแนนท์ ($\omega = \omega_0$) ค่าอิมพีแดนซ์ของ L และ C จะเท่ากันและหักล้างกันพอดี

ที่ความถี่เรโซแนนท์แรงดันและกระแสจะมีเฟสตรงกัน ทำให้มุมเฟส (θ) เป็นศูนย์ จากสมการที่ 2.2 จะได้ว่าวงจรเรโซแนนท์แบบอนุกรม ค่าอิมพีแดนซ์จะมีค่าต่ำสุดทำให้กระแสไหลในวงจรมากที่สุด

2.4 การเกิดออสซิลเลชันในวงจรหม้อแปลงเทสลา [2]

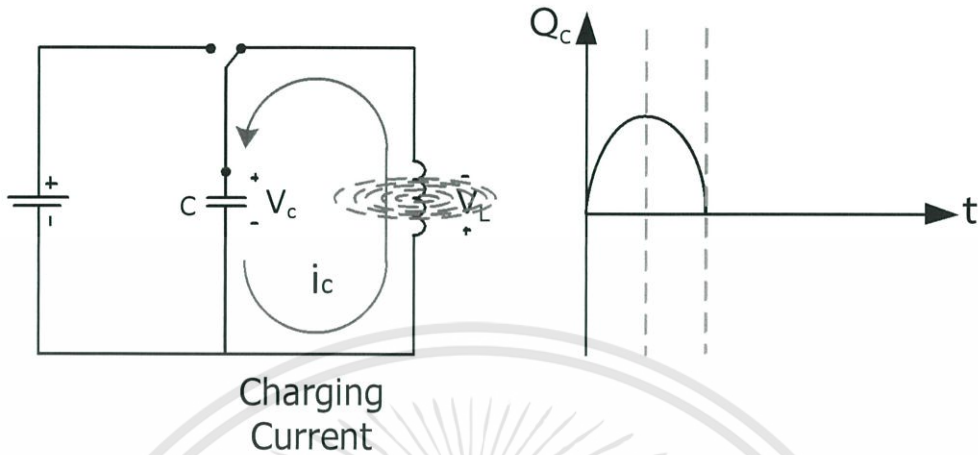
การทำงานของวงจรหม้อแปลงเทสลาเริ่มจากหม้อแปลงตัวจ่ายกำลังไฟฟ้าแปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ 50 Hz ให้เป็นแรงดันสูง เพื่อจ่ายกับวงจรด้านปฐมภูมิของหม้อแปลง ตัวเก็บประจุด้านปฐมภูมิจะถูกอัดประจุจากหม้อแปลงแรงดันสูงด้วยแรงดันค่าหนึ่ง



รูปที่ 2.3 การเกิดออสซิลเลชันในวงจรหม้อแปลงเทสลา (ขณะอัดประจุ)

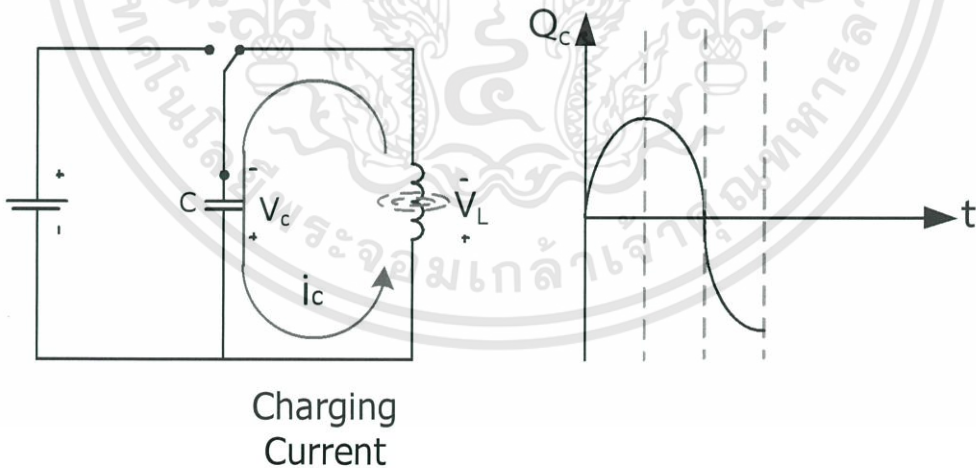
เมื่ออัดประจุให้กับตัวเก็บประจุจนได้รับแรงดันไฟฟ้าสูงพอ จนทำให้อากาศในช่องว่างอากาศสูญเสียความเป็นฉนวนจะทำให้เกิดการเบรกดาวนระหว่างช่องว่างอากาศที่ตัวเก็บประจุคายประจุไปสู่ขดลวดด้านปฐมภูมิ ในขณะที่กระแสและแรงดันของตัวเก็บประจุมีค่าลดลง (จนกระทั่งเป็นศูนย์) กระแสที่ไหลผ่าน

ขดลวดด้านปฐมภูมิจะมากยิ่งขึ้นความเข้มของสนามแม่เหล็กรอบขดลวดเพิ่มขึ้น เกิดการขยายตัวของสนามเป็นค่าแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำ ที่มีทิศทางหรือขั้วของแรงดันต้านการเพิ่มขึ้นของกระแส



รูปที่ 2.4 การเกิดออสซิลเลชันในวงจรหม้อแปลงเทสลา (ขณะคายประจุ)

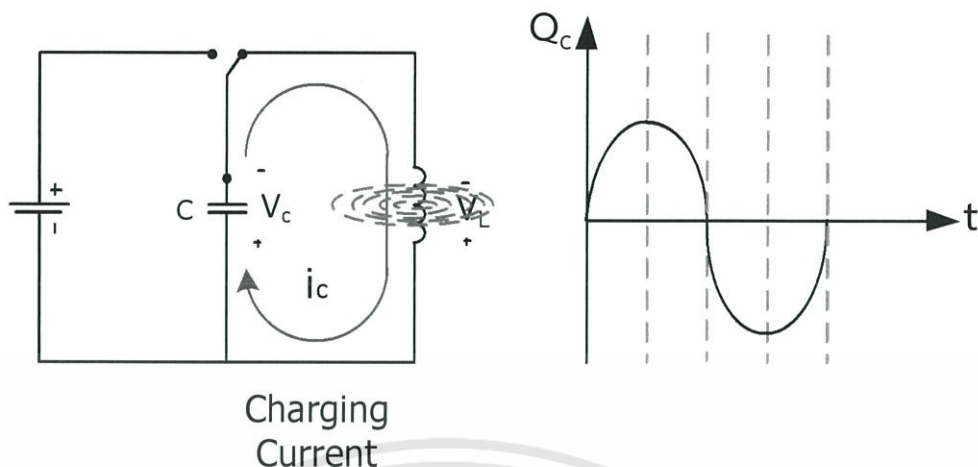
เมื่อตัวเก็บประจุคายประจุจนหมด ในขณะที่กระแสที่ไหลผ่านขดลวดด้านปฐมภูมิเริ่มลดลง เป็นผลให้สนามแม่เหล็กยุบตัวลง ขดลวดด้านปฐมภูมิจะทำการอัดประจุคืนให้ตัวเก็บประจุ ด้วยค่าแรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำที่มีขั้วตรงข้ามกับขั้วเดิมของตัวเก็บประจุ เมื่อตัวเก็บประจุได้รับการอัดประจุใหม่อีกครั้งโดยแรงดันอัดประจุจากศูนย์ไปยังค่าลบใหม่ทิศทางของกระแสการอัดประจุจะมีทางเดียวกันกับเมื่อตอนคายประจุครั้งแรก



รูปที่ 2.5 การเกิดออสซิลเลชันในวงจรหม้อแปลงเทสลา (ขณะอัดประจุใหม่)

การอัดประจุจะยังคงดำเนินต่อไปจนกระทั่งแรงดันและกระแสที่ขดลวดด้านปฐมภูมิเริ่มลดลง ทำให้แรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุสูงกว่าเสมือนกับเป็นแหล่งจ่ายไฟให้กับวงจร ตัวเก็บประจุก็จะคายประจุคืนให้แก่ขดลวดด้านปฐมภูมิอีกครั้ง จนกระทั่งแรงดันและกระแสภายในตัวเก็บประจุเท่ากับศูนย์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

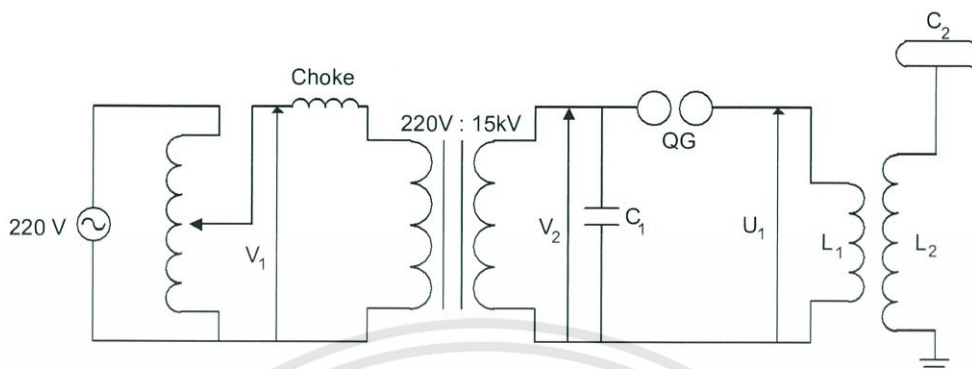


รูปที่ 2.6 การเกิดออสซิลเลชันในวงจรหม้อแปลงเทสลา (ขณะคายประจุใหม่)

การเกิดออสซิลเลชันนี้จะเป็นการส่งผ่านพลังงานระหว่างตัวเก็บประจุและขดลวดด้านปฐมภูมิกลับไปกลับมาโดยไม่มี การคืนพลังงานให้แก่แหล่งจ่ายแรงดันและจะเกิดต่อเนื่องไปเรื่อยๆแต่ในทางปฏิบัติแล้วจะมีการสูญเสียพลังงานให้แก่ความต้านทานภายในระบบ ทำให้ไม่สามารถเกิดการออสซิลเลทได้อย่างต่อเนื่อง แรงดันตกคร่อมช่องอากาศจะต่ำเกินกว่าที่จะทำให้เกิดการสปาร์กเพื่อส่งผ่านพลังงาน ส่งผลให้ตัวเก็บประจุได้รับการอัดประจุใหม่ ยิ่งตัวเก็บประจุมีความสามารถในการดับอาร์กเร็วจะทำให้เกิดการอัดและคายประจุของตัวเก็บประจุได้เร็ว ส่งผลให้มีกระแสไหลในวงจรด้านปฐมภูมิมาก ท้ายที่สุดทำให้แรงดันด้านทุติยภูมิสูงขึ้นตามไปด้วย

2.5 หลักการทำงานของหม้อแปลงเทสลา [1]

2.5.1 หลักการทำงานทั่วไปของหม้อแปลงเทสลาทั่วไป



รูปที่ 2.7 วงจรสมมูลของหม้อแปลงเทสลา

เมื่อ

C_1 = ค่าความจุไฟฟ้าของวงจรทางด้านปฐมภูมิ (F)

C_2 = ค่าความจุไฟฟ้าของวงจรทางด้านทุติยภูมิ (F)

L_1 = ค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดปฐมภูมิ (H)

L_2 = ค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดทุติยภูมิ (H)

QG = แกปดับอาร์ค

เมื่อจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ (AC) ให้กับตัวเก็บประจุ C_1 และเมื่อ C_1 ถูกอัดประจุจนได้รับแรงดันไฟฟ้าจนถึงระดับที่ทำให้อากาศที่อยู่ระหว่างช่องอากาศ (Air Gap) สูญเสียความเป็นค่าฉนวนจะทำให้เกิดการเบรกดาวน์ระหว่างช่องอากาศที่ตัวแกปดับอาร์ค (Quenching Gap) ทำให้วงจรทางด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงแรงดันสูงความถี่สูง (หม้อแปลงเทสลา) ครบวงจร เป็นผลให้ C_1 คายประจุที่เก็บไว้ในรูปของสนามไฟฟ้าไปสู่ขดลวดปฐมภูมิ L_1 และขดลวด L_1 จะเก็บพลังงานในรูปสนามแม่เหล็กไฟฟ้า เมื่อขดลวด L_1 เก็บพลังงานเต็มที่แล้วก็จะถ่ายทอดพลังงานที่เก็บไว้ไปให้ C_1 อีกครั้ง การถ่ายทอดพลังงานกลับไปกลับมา ระหว่าง C_1 กับ L_1 จะทำให้เกิดการออสซิลเลท (Oscillate) ต่อเนื่องแบบ Damped Oscillation ที่ความถี่สูง สำหรับแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าที่ความถี่ 50 Hz หรือ 1/50 วินาที ใน 1 Cycle ของแรงดันไฟฟ้าที่จ่ายให้กับ C_1 ใน 1 Cycle ทำให้เกิดการอัดประจุและคายประจุในช่วงครึ่งไซเคิลบวกและไซเคิลลบ ดังนั้นจะทำให้เกิดการออสซิลเลทแบบ Damped Oscillation อย่างต่อเนื่อง 100 ครั้งใน 1 วินาที ความถี่ออสซิลเลทที่ใช้จะสูงประมาณ 100 – 300 kHz ทั้งนี้ขึ้นอยู่กับค่าความเหนี่ยวนำ (Inductance) และค่าความจุไฟฟ้า (Capacitance) ของตัวออสซิลเลเตอร์ (Oscillator) ค่าประมาณของการออสซิลเลทหาได้จากสมการ

$$f_1 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1C_1}} \quad (2.7)$$

เมื่อ L_1 เป็นค่า Inductance ของวงจรด้านปฐมภูมิ เกิดการ Oscillation ในวงจรทางด้านปฐมภูมิของ Tesla Transformer จะทำให้เกิดแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำ และกระแสเหนี่ยวนำในขดลวดด้านทุติยภูมิของ Tesla Transformer ซึ่งมีความถี่เช่นเดียวกันกับทางด้านปฐมภูมิจะส่งถ่ายพลังงานไปยังวงจรทางด้านทุติยภูมิ (L_2, C_2) ในลักษณะแรงดันไฟฟ้าด้านปฐมภูมิเริ่มลดลงและในขณะที่แรงดันด้านปฐมภูมิเริ่มเพิ่มขึ้น ถ้าเผื่อค่า Inductance ทางด้านปฐมภูมิ (L_2) และ Stray Capacitance (C_2) มีค่าเท่ากับวงจรทางด้านปฐมภูมิ คือ $L_1C_1 = L_2C_2$ จะเกิดการ Damped Oscillation แบบต่อเนื่องและพลังงานที่เกิดขึ้นหาได้จาก

$$W = \frac{1}{2}CV^2 \quad (2.8)$$

การวิเคราะห์วงจรสามารถทำได้ดังนี้

การเหนี่ยวนำของหม้อแปลงเทสลาโดยมีค่า M เป็นค่าสัมประสิทธิ์การเหนี่ยวนำตามกฎของเคอร์ซอร์ฟ ผลรวมของแรงดันไฟฟ้าในวงจรปิดจะเท่ากับศูนย์คือ

$$R_1i_1 + \frac{1}{C_1} \int i_1 dt + L_1 \frac{di_1}{dt} + M \frac{di_2}{dt} = 0 \quad (2.9)$$

$$R_2i_2 + \frac{1}{C_2} \int i_2 dt + L_2 \frac{di_2}{dt} + M \frac{di_1}{dt} = 0 \quad (2.10)$$

ถ้า q_i เป็นพลังงานในตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2 ของวงจรจะได้

$$I_i = \frac{dq_i}{dt}, \quad i=1,2 \quad (2.11)$$

แทนค่าลงในสมการที่ 2.9 และ 2.10 จะได้

$$R_1 \frac{dq_1}{dx} + \frac{q_1}{C_1} + L_1 \frac{d^2q_1}{dt^2} + M \frac{d^2q_2}{dt^2} = 0 \quad (2.12)$$

$$R_2 \frac{dq_2}{dx} + \frac{q_2}{C_2} + L_2 \frac{d^2q_2}{dt^2} + M \frac{d^2q_1}{dt^2} = 0 \quad (2.13)$$

จัดสมการใหม่และกำหนดให้ D เท่ากับตัวดำเนินการดิฟเฟอเรนเชียลเทียบกับเวลา t

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\left[D^2 + \frac{R_1}{L_1} D + \frac{1}{L_1 C_1} \right] q_1 + \frac{M}{L_1} D^2 q_2 = 0 \quad (2.14)$$

$$\left[D^2 + \frac{R_2}{L_2} D + \frac{1}{L_2 C_2} \right] q_2 + \frac{M}{L_2} D^2 q_1 = 0 \quad (2.15)$$

จากสมการข้างต้นกำหนดให้ $R = 0$ ทำการแก้สมการจะได้

$$(1 - k^2) D^4 + (\omega_1^2 + \omega_2^2) D^2 + \omega_1^2 \omega_2^2 \quad (2.16)$$

เมื่อ

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} \quad (2.17)$$

$$\omega_i = \frac{1}{\sqrt{L_i C_i}}, \quad i = 1, 2 \quad (2.19)$$

k คือ ค่าสัมประสิทธิ์ของการคาบเกี่ยวกันด้วยสนามแม่เหล็กไฟฟ้า ($0 < k < 1$) ขณะที่ ω_1 และ ω_2 คือความถี่เรโซแนนซ์เชิงมุมของวงจรด้านปฐมภูมิและทุติยภูมิขณะไม่มีการคาบเกี่ยวกันด้วยสนามแม่เหล็กไฟฟ้าตามลำดับ (เรียกอีกอย่างว่าเป็นการเรโซแนนซ์แบบวงจรเปิด) จากสมการที่ (2.16) เป็นสมการดิฟเฟอเรนเชียลเดี่ยวเชิงเส้นอันดับที่ 4 ซึ่งจะมีค่ารากเชิงซ้อนทั้งหมด 4 ค่า $D_i, i=1 \dots 4$

$$Y_i = e^{D_i t}, \quad i = 1 \dots 4 \quad (2.20)$$

จากสมการที่ 2.14 และ 2.15 จะได้

$$q_1 = \sum_{i=1}^4 A_i e^{D_i t} \quad (2.21)$$

$$q_2 = \sum_{i=1}^4 B_i e^{D_i t} \quad (2.22)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ให้ A_i และ B_i เป็นค่าคงที่เมื่อ $t=0$

$$\begin{aligned} q_1 &= 0, q_2 = q_0 \\ Dq_1 &= 0, Dq_2 = 0 \end{aligned}$$

เมื่อ q_0 คือ ค่าประจุเริ่มต้นบนตัวเก็บประจุด้านปฐมภูมิ แรงดันที่ตัวเก็บประจุด้านปฐมภูมิ และหุติยภูมิ แทนได้เป็น

$$V_1 = \frac{q_1}{C_1} = \frac{1}{C_1} \sum_{i=1}^4 A_i e^{D_i t} \quad (2.23)$$

$$V_2 = \frac{q_2}{C_2} = \frac{1}{C_2} \sum_{i=1}^4 B_i e^{D_i t} \quad (2.24)$$

ผลเฉลยในรูปแบบปิดสำหรับ V_1 และ V_2 สามารถหาได้สำหรับกรณี อุดมคติคือไม่มีการหน่วงเลยเท่านั้น ($R_1=R_2=0$) ค่าราก Di ของสมการ (2.16) มีเพียงส่วนจินตภาพเท่านั้นและค่าแรงดันด้านหุติยภูมิสามารถแทนด้วย

$$V_2(t) = \frac{2kV_1}{\sqrt{(1-t)^2 + 2k^2T}} \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \sin\left(\frac{w_2 + w_1}{2}\right) \sin\left(\frac{w_2 - w_1}{2}\right) \quad (2.25)$$

เมื่อ

$$w_1 = \omega_2 \sqrt{\frac{(1+T) - \sqrt{(1-T)^2 + 4k^2T}}{2(1-k^2)}} \quad (2.26)$$

$$w_2 = \omega_2 \sqrt{\frac{(1+T) + \sqrt{(1-T)^2 + 4k^2T}}{2(1-k^2)}} \quad (2.27)$$

T คืออัตราส่วนการจูน ซึ่งแทนด้วยรากที่สองของอัตราส่วนของความถี่เรโซแนนซ์ในสภาวะไม่มีการคับปลิง ในขณะที่ V_1 คือค่าแรงดันเริ่มต้นที่ตกคร่อม C_1 ในส่วนของ w_1 และ w_2 คือความถี่เรโซแนนซ์ ของวงจรด้านปฐมภูมิและหุติยภูมิเมื่อมีการคับปลิงตั้งนั้นเมื่อวงจรอยู่ในสภาวะการจูนที่เหมาะสม คือ การส่งพลังงานที่สอดคล้องกันที่ความถี่เรโซแนนซ์จะได้ว่า ω_1 เท่ากับ ω_2 เป็นเงื่อนไขสำคัญในการทำงานของหม้อแปลงเทสลา การเกิดการแกว่ง (Oscillation) จะทำให้แรงดันไฟฟ้าที่จ่ายออกมามีลักษณะเป็นรูปคลื่นไซน์ความถี่สูงแบบหน่วง (Damped Oscillation)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.6 หลักการทำงานของหม้อแปลงเทสลาแบบโซลิดสเตท [3]

ในปี พ .ศ.2545 ได้มีการออกแบบและประกอบสร้างหม้อแปลงเทสลาแบบโซลิดสเตทขึ้นเป็นครั้งแรกโดย Jimmy Hynes โดยหลักการทำงานนั้น จะเป็นการนำอิเล็กทรอนิกส์กำลัง (Power Electronics) มาประยุกต์ใช้ในการออกแบบสร้างและควบคุมการทำงานแทนสปาร์กแกปของหม้อแปลงเทสลาแบบดั้งเดิมโดยใช้วงจรอินเวอร์เตอร์เป็นวงจรกำลังทางด้านขาออกของวงจรสวิตซ์ และใช้วงจรควบคุม ควบคุมการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ ปัจจุบันหม้อแปลงเทสลาแบบโซลิดสเตทสามารถแบ่งออกเป็น 2 ประเภทคือ

1. หม้อแปลงเทสลาแบบโซลิดสเตท (Solid State Tesla Coil :SSTC)
2. หม้อแปลงเทสลาแบบโซลิดสเตทเรโซแนนท์คู่ (Dual Resonance Solid State Tesla Coil:DRSSTC)

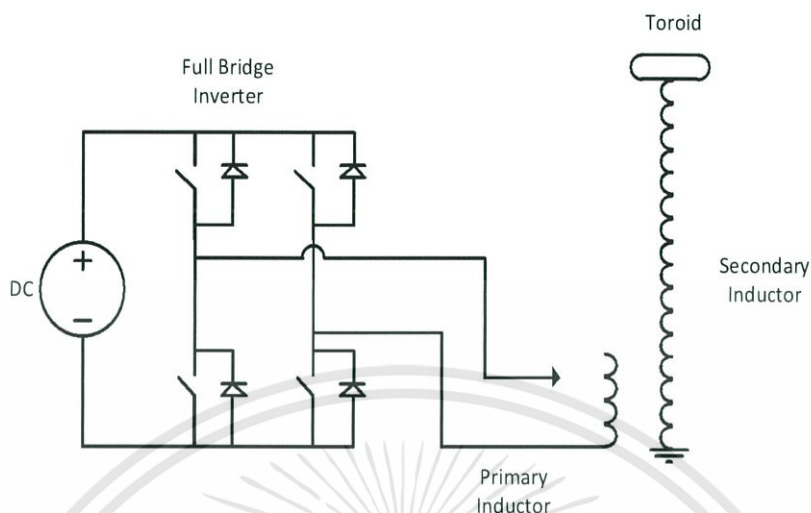
2.6.1 หม้อแปลงเทสลาแบบโซลิดสเตท (Solid State Tesla Coil :SSTC)

วงจรหม้อแปลงเทสลาแบบโซลิดสเตทจะประกอบไปด้วยส่วนต่างๆดังนี้ วงจรควบคุม วงจรอินเวอร์เตอร์ ขดลวดด้านปฐมภูมิ ขดลวดด้านทุติยภูมิ และตัวเก็บประจุด้านทุติยภูมิ การทำงานของหม้อแปลงเทสลาแบบโซลิดสเตทจะแตกต่างจากหม้อแปลงเทสลาแบบดั้งเดิมและแบบโซลิดสเตทเรโซแนนท์คู่ คือ ความถี่ในการสวิตซ์ของวงจรอินเวอร์เตอร์จะเท่ากับความถี่เรโซแนนท์ของวงจรด้านทุติยภูมิ เนื่องจาก วงจรด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงเทสลาแบบโซลิดสเตทจะไม่มีตัวเก็บประจุด้านปฐมภูมิ

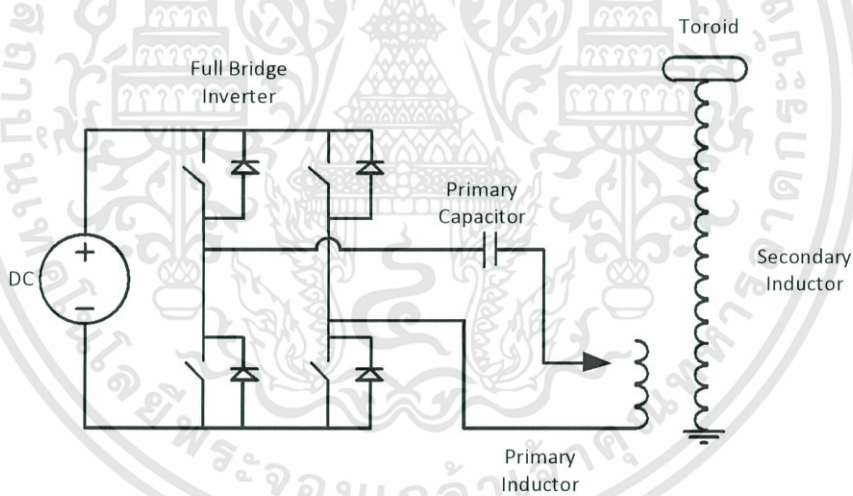
2.6.2 หม้อแปลงเทสลาแบบโซลิดสเตทเรโซแนนท์คู่ (Dual Resonance Solid State Tesla Coil:DRSSTC)

วงจรหม้อแปลงเทสลาแบบโซลิดสเตทเรโซแนนท์คู่จะประกอบไปด้วยส่วนต่างๆดังนี้ วงจรควบคุม วงจรอินเวอร์เตอร์ ขดลวดด้านปฐมภูมิ ตัวเก็บประจุด้านปฐมภูมิ ขดลวดด้านทุติยภูมิ และตัวเก็บประจุด้านทุติยภูมิ การทำงานของหม้อแปลงเทสลาแบบโซลิดสเตทเรโซแนนท์คู่จะแตกต่างจากหม้อแปลงเทสลาแบบโซลิดสเตท คือ มีการเพิ่มตัวเก็บประจุนุกรมกับขดลวดด้านปฐมภูมิ ความถี่ในการสวิตซ์ของวงจรอินเวอร์เตอร์จะเท่ากับความถี่เรโซแนนท์ของวงจรด้านปฐมภูมิและทุติยภูมิ

ข้อดีของการเพิ่มตัวเก็บประจุเข้าไปทางด้านวงจรปฐมภูมิคือ จะทำให้เกิดวงจรเรโซแนนท์แบบอนุกรมขึ้นซึ่งจะทำให้เกิดกระแสและแรงดันในวงจรด้านปฐมภูมิเพิ่มขึ้นอย่างมาก (มากกว่าหม้อแปลงเทสลาแบบโซลิดสเตท) และจะส่งผลให้แรงดันทางด้านขาออกของวงจรทุติยภูมิเพิ่มขึ้นตามไปด้วย



รูปที่ 2.8 วงจรสมมูลของหม้อแปลงเทสลาแบบโซลิตสเตท



รูปที่ 2.9 วงจรสมมูลของหม้อแปลงเทสลาแบบโซลิตสเตทเรโซแนนท์คู่

2.7 หลักการของหม้อแปลงเทสลาแบบโซลิตสเตทเรโซแนนท์คู่แบบ QCW (Quasi Continuous Wave DRSSTC) [4]

หม้อแปลงเทสลาโซลิตสเตทเรโซแนนท์คู่แบบ QCW ตัวแรกสร้างขึ้นโดย Steve Ward ในปี 2008/2009 โดยหลักการของการเกิดขึ้นอยู่กับการสังเกตประกายไฟที่ได้รับจากหม้อแปลงเทสลาในสุญญากาศเมื่อเราทดสอบในโหมด staccato

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในหม้อแปลงโซลิตสเตทเรโซแนนท์คู่แบบปกติ ทางด้านปฐมภูมิจะถูกกระตุ้นด้วย RF โซลิต (ประมาณ 10 รอบ) เนื่องจากเรโซแนนท์และอิมพีแดนซ์ต่ำในด้านปฐมภูมิ กระแสด้านปฐมภูมิจะมีค่าสูงขึ้นหลายร้อยแอมป์ในเวลาน้อยมากเป็นไมโครวินาที แต่ใน QCW จะใช้เวลาขาขึ้นมากกว่า เป็น มิลลิวินาที และในขณะที่กระแสสูงขึ้น จะมีค่าอิมพีแดนซ์สูงในด้านปฐมภูมิ เป็นผลจากขดลวดด้านปฐมภูมิมีตัวเหนี่ยวนำขนาดใหญ่ (ความเหนี่ยวนำสูง) และมีตัวเก็บประจุเรโซแนนท์ขนาดเล็ก โดยปกติกระแสด้านปฐมภูมิจะมีค่าอยู่ระหว่าง 100-200 แอมป์ (ขึ้นอยู่กับ Bus Modulator) คุณสมบัติของ QCW

-มีค่าอิมพีแดนซ์ด้านปฐมภูมิสูง (มีตัวเก็บประจุแบบ tank ขนาดเล็ก 8-15 nF และมีจำนวนรอบขดลวดด้านปฐมภูมิมากกว่า)

-ความถี่เรโซแนนท์อย่างต่ำ 300 kHz (สูงกว่า 400 kHz)

-มี Toroid ขนาดใหญ่เพื่อรักษาเสถียรภาพของความถี่อันเนื่องมาจากลำแสงขนาดใหญ่ (เพิ่มค่าความจุไฟฟ้าที่ด้านทุติยภูมิ)

-ค่อยๆเพิ่มระดับแรงดันเป็นเชิงเส้นจากอินเวอร์เตอร์ในระยะเวลา 10-20 มิลลิวินาที

ข้อแตกต่างของหม้อแปลงเทสลาแบบโซลิตสเตทเรโซแนนท์คู่และหม้อแปลงเทสลาแบบโซลิต สเตทเรโซแนนท์คู่แบบ QCW สามารถแสดงได้ดังตารางที่ 2.1

ตารางที่ 2.1 เปรียบเทียบหม้อแปลงเทสลาแบบโซลิตสเตทเรโซแนนท์คู่หม้อแปลงเทสลาแบบโซลิต สเตทเรโซแนนท์คู่แบบ QCW

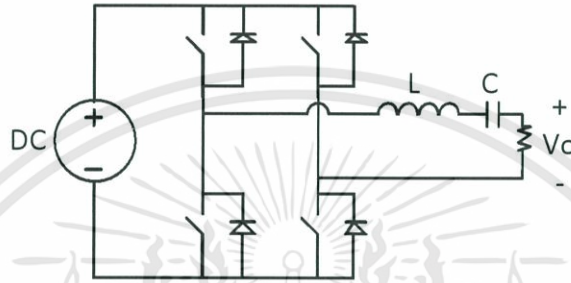
พารามิเตอร์	หม้อแปลงเทสลาแบบโซลิต สเตทเรโซแนนท์คู่	หม้อแปลงเทสลาแบบโซลิต สเตทเรโซแนนท์คู่แบบ QCW
วงจรอินเวอร์เตอร์	ฮาล์ฟบริดจ์หรือฟูลบริดจ์	ฮาล์ฟบริดจ์หรือฟูลบริดจ์
อุปกรณ์สวิตซ์	ไอจีบีที	ไอจีบีที
วงจรกำเนิดสัญญาณความถี่ (ในการสวิตซ์)	สัญญาณป้อนกลับ	สัญญาณป้อนกลับ
แรงดันขาเข้า	เรียงกระแสแบบเต็มคลื่น	เรียงกระแสครึ่งคลื่น
รูปแบบการขับอุปกรณ์แบบ สวิตซ์	พัลส์	พัลส์
Duty Cycle	<50%	<50%

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.8 อินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แบบอนุกรม [5]

2.8.1 หลักการทำงานเบื้องต้น

อินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แบบอนุกรมคือคอนเวอร์เตอร์ที่แปลงกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสสลับดังรูปที่ 2.10 จะเรียกว่าเป็นวงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรมเพราะมีตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุวางอนุกรมกับโหลดความต้านทาน การสวิตช์จะทำให้เกิดแรงดันรูปคลื่นสี่เหลี่ยมโดยที่ตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุ จะทำให้เกิดความถี่เรโซแนนซ์ซึ่งจะมีค่าเท่ากับความถี่สวิตช์



รูปที่ 2.10 วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แบบอนุกรม



รูปที่ 2.11 วงจรสมมูล R-L-C

สำหรับขั้นตอนการวิเคราะห์ที่ดังนี้

1. ค่าอิมพีแดนซ์ของวงจร R-L-C

$$Z_t = \sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2} \quad (2.28)$$

2. พิจารณาผลตอบสนองเชิงความถี่ของวงจร R-L-C จะได้อัตราขยายแรงดันของวงจรซึ่งมีความสัมพันธ์ดังนี้

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{R}{Z_t} \quad (2.29)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{V_0}{V_i} = \frac{R}{\sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}} \quad (2.30)$$

3. ความถี่เรโซแนนซ์จะมีค่าเท่ากับ

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

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

ที่ความถี่เรโซแนนซ์ ค่าอิมพีแดนซ์ของตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุจะหักล้างกัน จะมองเห็นเป็นโหลดที่มีเฉพาะค่าความต้านทานเท่านั้น

เมื่อแรงดันไฟฟ้าด้านนอกเป็นรูปคลื่นสี่เหลี่ยมที่มีความถี่เท่ากับ f_0 ผลของ L-C จะทำหน้าที่คล้ายเป็นตัวกรองความถี่ คือทำให้ความถี่หลักมูลผ่านไป และจะลดขนาดสัญญาณของฮาร์มอนิกส์ลำดับต่างๆทำให้รูปคลื่นแรงดันตกคร่อมตัวต้านทานเป็นรูปคลื่นไซน์ที่มีความถี่เดียวกันกับความถี่ของรูปคลื่นสี่เหลี่ยม

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

$$V_1 = \frac{4V_{dc}}{\pi} \quad (2.31)$$

5. ผลตอบสนองเชิงความถี่ของวงจรกรองความถี่จะแสดงในพจน์ของแบนด์วิธโดยแสดงในรูปตัวประกอบคุณภาพ (Quality Factor) ดังนี้

$$Q = \frac{\omega_0 L}{R} = \frac{1}{\omega_0 RC} \quad (2.32)$$

6. อัตราขยายแรงดันในสมการที่ 2.30 สามารถแสดงในพจน์ของ Q ดังนี้

$$\frac{V_0}{V_i} = \frac{R}{\sqrt{1 + Q^2 \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)^2}} \quad (2.33)$$

7. แรงดันตกคร่อมตัวต้านทานจะลดลงเมื่อค่า Q มีค่าสูงขึ้น ขณะที่การเพิ่มค่า L และ C จะมีผลทำให้ Q มีค่าสูงขึ้นเช่นกัน

2.8.2 การสูญเสียจากการสวิตชิง

จุดเด่นของอินเวอร์เตอร์เรโซแนนท์คือการลดการสูญเสียของการสวิตช์เมื่อเทียบกับอินเวอร์เตอร์ทั่วไปหากความถี่เรโซแนนท์ต่ำและค่า Q ของวงจรมีค่าสูง สวิตช์จะทำงานเมื่อกระแสไหลลดมีค่าเข้าใกล้ศูนย์ ทำให้อุปกรณ์สวิตช์มีการสูญเสียต่ำ วงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดนี้จึงมีประสิทธิภาพค่อนข้างสูง

2.8.3 การควบคุมขนาดแรงดัน

หากความถี่ของแรงดันไฟฟ้าที่โหลดไม่ใช่จุดสำคัญ ขนาดสัญญาณของความถี่หลักมูลที่ตกคร่อมตัวต้านทานจะถูกควบคุมโดยการเลื่อนความถี่สวิตชิงจากจุดเรโซแนนท์ ดังนั้นกำลังไฟฟ้าที่โหลดความต้านทานจะถูกควบคุมด้วยความถี่สวิตชิง หลักการนี้สามารถนำไปประยุกต์ใช้กับระบบทำความร้อนจากการเหนี่ยวนำ

นอกจากนั้นขณะควบคุมแรงดันไฟฟ้าด้านนอก ควรจะควบคุมให้ความถี่สวิตชิงปรับเปลี่ยนให้มีความมากกว่าความถี่เรโซแนนท์ เพราะจะย้ายฮาร์มอนิกส์ความถี่สูงของรูปคลื่นสี่เหลี่ยมออกไป ทำให้การกรองความถี่ดีและง่ายขึ้น แต่หากเลื่อนความถี่ให้ต่ำกว่าความถี่เรโซแนนท์จะย้ายฮาร์มอนิกส์ลำดับต่างๆโดยอาจทำให้ฮาร์มอนิกส์ลำดับสามเข้าใกล้เรโซแนนท์จะทำให้สัญญาณด้านออกมีขนาดเพิ่มขึ้นได้

2.9 อุปกรณ์สวิตชิง (Switching Device) [6]

ในวงจรกำลังของการทดสอบ ใช้ IGBT เป็นอุปกรณ์สวิตชิง ในที่นี้จะกล่าวถึงความหมายหน้าที่ และหลักการทำงานของ IGBT ดังต่อไปนี้

ไอจีบีที (IGBT : Isolated-Gate Bipolar Transistor) หรือเรียกอย่างเต็มว่า ทรานซิสเตอร์สองขั้วเกตแยก เป็นอุปกรณ์สำหรับการสวิตชิงชนิดหนึ่ง ที่สามารถนำกระแสไฟฟ้าได้เป็นปริมาณสูง มีความเร็วสูงในการสวิตชิงในขณะที่มีค่าความต้านทานขาเข้าสูง ไอจีบีที นับได้ว่าเป็น ทรานซิสเตอร์ชนิดหนึ่งที่น่ากระแสไฟฟ้าได้โดยอาศัยพาหะประจุทั้งสองชนิด ได้แก่ พาหะประจุบวก และ พาหะประจุลบ เช่นเดียวกับกรณีของทรานซิสเตอร์รอยต่อสองขั้วหรือบีเจที (BJT) แต่การควบคุมกระแสไฟฟ้านั้นอาศัยสนามไฟฟ้าที่ขั้วเกตที่แยกส่วนออกมาจากตัวทรานซิสเตอร์ที่คั่นด้วยฉนวนไฟฟ้า (หรือออกไซด์ของสารกึ่งตัวนำ) ซึ่งมีลักษณะสมบัติคล้ายกับเป็นมอสเฟต (MOSFET) อีกตัวหนึ่งต่อวงจรรวมอยู่กับบีเจทีสองตัว

ลักษณะโครงสร้างของไอจีบีทีโดยทัวนั้นคล้ายกับเอสซีอาร์ หรือไดโอดสี่ชั้น กล่าวคือประกอบด้วยโครงสร้างสี่ชั้นของสารกึ่งตัวนำแบบ-เอ็น และแบบพี สลับกัน แต่ขั้วเกตที่ใช้ทำหน้าที่ควบคุมการเปิด-ปิด วงจรนั้นอาศัยโครงสร้างของมอสเฟตทำหน้าที่จ่ายกระแสจุดชนวนให้แก่ทรานซิสเตอร์ ทั้งนี้ขั้วที่ใช้สำหรับการผ่านกระแสไฟฟ้าหลัก เรียกว่าขั้วคอลเล็กเตอร์ แทนด้วยอักษร

ย่อ C หรือบางครั้งเรียกว่า ขั้วเดรน กับอีกขั้วหนึ่ง เรียกว่า ขั้วอิมิตเตอร์ แทนด้วยอักษรย่อ E หรือบางครั้งเรียกว่า ขั้วซอร์ส ขั้วที่ใช้สำหรับควบคุมการเปิด-ปิด ตัวอุปกรณ์เรียกว่าขั้วเกต แทนด้วยตัวอักษรย่อ G โดยขั้วคอลเล็กเตอร์ของบีเจทีทั้งสองตัวต่างก็ต่อเข้ากับขั้วเบสของบีเจทีอีกตัวหนึ่ง ซึ่งเป็นลักษณะของ วงรอบการป้อนกลับแบบบวก (Positive or Regenerative Loop) จึงทำให้ไอจีบีที นำกระแสไฟฟ้าได้อย่างรวดเร็ว เมื่อได้รับการจุดชนวนจากมอสเฟต ดังนั้น ไอจีบีที จึงเป็นอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ที่ผสมผสานลักษณะสมบัติเด่นของบีเจที ที่สามารถนำกระแสไฟฟ้าได้สูง มีแรงดันตกคร่อมต่ำในระหว่างการนำกระแสไฟฟ้า มีความเร็วสูงในการสวิตช์ ประกอบกับลักษณะเด่นของมอสเฟต ที่มีความต้านทานขาเข้าสู่มา

ในขณะที่ไอจีบีทีอยู่ในสถานะวงจรปิดนั้น จะมีระดับแรงดันตกคร่อมระหว่าง ขั้วคอลเล็กเตอร์ (ขั้วเดรน) กับขั้วอิมิตเตอร์ (ขั้วซอร์ส)ค่อนข้างต่ำ เมื่อเปรียบเทียบกับมอสเฟตที่มีความต้านทานของช่องผ่านกระแสค่อนข้างสูง จึงทำให้ ไอจีบีที สามารถผ่านกระแสไฟฟ้าได้ด้วยปริมาณสูง และด้วยความไวในการสวิตช์ที่สูงกว่าอุปกรณ์ชนิดอื่น จึงนิยมใช้ไอจีบีทีในงานควบคุมกำลังไฟฟ้าขนาดกลางและขนาดสูง เช่น แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตช์ (Switching Power Supply) วงจรควบคุมมอเตอร์ต้นกำลัง หรือใช้ในการขับเคลื่อนเหนี่ยวนำในระบบทำความร้อนแบบเหนี่ยวนำ (Induction Heating) เป็นต้น

2.10 วงจรเรียงกระแส (Rectifier Circuit) [7]

วงจรเรียงกระแสเป็นวงจรที่มีคุณสมบัติในการแปลงค่ากระแสไฟฟ้า จากไฟฟ้ากระแสสลับให้เป็นไฟฟ้ากระแสตรง หรืออาจเรียกได้ว่าวงจรเรียงกระแส นั้น เป็นวงจรที่ยอมให้กระแสไฟฟ้าไหลผ่านไปในทิศทางใด ทิศทางหนึ่ง โดยนิยมใช้อุปกรณ์สารกึ่งตัวนำเป็นตัวควบคุมทิศทางการไหลของกระแสไฟฟ้า สำหรับอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำที่นิยมใช้ทั่วไปคือ ไดโอด (Diode) ซึ่งไดโอดที่นิยมใช้และขายทั่วไปตามท้องตลาด คือไดโอดชนิด Si ซึ่งมีความต่างศักย์ 0.7 โวลต์ และชนิด Ge ซึ่งมีความต่างศักย์ 0.3 โวลต์

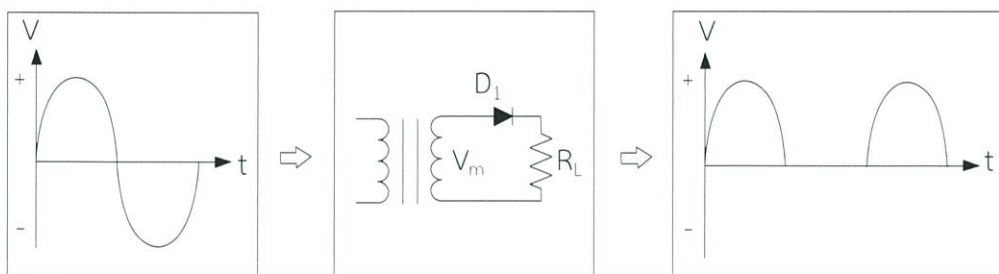
วงจรเรียงกระแสไฟฟ้าแบ่งออกเป็น 3 ชนิด คือ วงจรเรียงกระแสไฟฟ้าแบบครึ่งคลื่น (Half Wave Rectifier Circuit), วงจรเรียงกระแสไฟฟ้าแบบเต็มคลื่น (Full Wave Rectifier Circuit) และวงจรเรียงกระแสไฟฟ้าแบบบริดจ์ (Bridge Rectifier Circuit) โดยวงจรเรียงกระแสไฟฟ้าแต่ละชนิดมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

2.10.1 วงจรเรียงกระแสไฟฟ้าแบบครึ่งคลื่น (Half Wave Rectifier Circuit)

วงจรเรียงกระแสไฟฟ้าแบบครึ่งคลื่นประกอบด้วยไดโอด 1 ตัว โดยวงจรเรียงกระแสไฟฟ้าแบบครึ่งคลื่นนั้น สามารถแบ่งออกได้เป็น 2 ชนิด คือ วงจรเรียงกระแสไฟฟ้าแบบครึ่งคลื่นบวก และวงจรเรียงกระแสไฟฟ้าแบบครึ่งคลื่นลบดังนี้

2.10.1.1 วงจรเรียงกระแสไฟฟ้าแบบครึ่งคลื่นบวก

วงจรเรียงกระแสไฟฟ้าแบบครึ่งคลื่นบวก สามารถต่อวงจรได้ดังรูปที่ 2.12



รูปที่ 2.12 การทำงานของวงจรเรียงกระแสไฟฟ้าแบบครึ่งคลื่นบวก

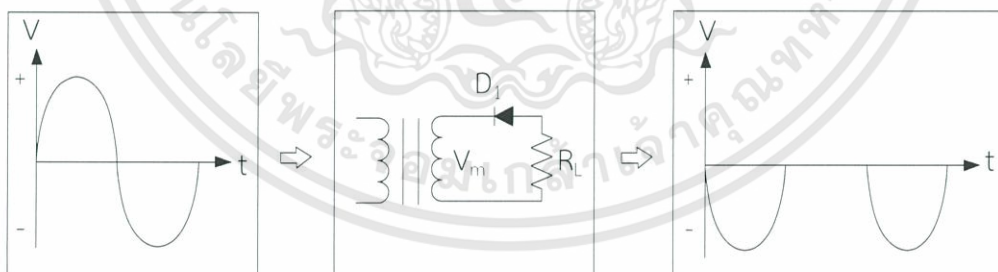
จากรูปที่ 2.12 เมื่อมีสัญญาณขาเข้า (Input) ซึ่งเป็นสัญญาณครึ่งคลื่นบวกเข้ามา ไดโอดจะถูกไบอัสตรง (Forward Bias) เกิดกระแสไฟฟ้าไหลในวงจร เกิดแรงดันไฟฟ้าคร่อมตัวต้านทาน R_L ตามลักษณะของสัญญาณขาเข้า หรืออาจกล่าวได้ว่าสัญญาณขาออก (Output) เหมือนกับสัญญาณขาเข้า (Input) นั้นเอง

หลังจากนั้น เมื่อมีสัญญาณขาเข้า (input) ซึ่งเป็นสัญญาณครึ่งคลื่นลบเข้ามา ไดโอดจะถูกไบอัสกลับ (Reverse Bias) ทำให้ไม่เกิดกระแสไฟฟ้าไหลในวงจร ส่งผลให้ไม่เกิดแรงดันไฟฟ้าคร่อมตัวต้านทาน R_L หรือ $R_L = 0$ โอห์ม หรืออาจกล่าวได้ว่าไม่เกิดสัญญาณขาออก (Output) นั้นเอง

จนกระทั่งสัญญาณขาเข้า (Input) ซึ่งเป็นสัญญาณครึ่งคลื่นบวกกลับมาอีกครั้งจึงได้สัญญาณขาออก (Output) เกิดขึ้นอีกครั้ง ดังแสดงในรูปที่ 2.12

2.10.1.2 วงจรเรียงกระแสไฟฟ้าแบบครึ่งคลื่นลบ

วงจรเรียงกระแสไฟฟ้าแบบครึ่งคลื่นลบ สามารถต่อวงจรได้ดังรูปที่ 2.13



รูปที่ 2.13 การทำงานของวงจรเรียงกระแสไฟฟ้าแบบครึ่งคลื่นลบ

จากรูปที่ 2.14 เมื่อมีสัญญาณขาเข้า (Input) ซึ่งเป็นสัญญาณครึ่งคลื่นลบเข้ามา ไดโอดจะถูกไบอัสตรง (Forward Bias) เกิดกระแสไฟฟ้าไหลในวงจร เกิดแรงดันไฟฟ้าคร่อมตัวต้านทาน R_L ตามลักษณะของสัญญาณขาเข้า หรืออาจกล่าวได้ว่าสัญญาณขาออก (Output) เหมือนกับสัญญาณขาเข้า (Input) นั้นเอง

หลังจากนั้น เมื่อมีสัญญาณขาเข้า (Input) ซึ่งเป็นสัญญาณครึ่งคลื่นบวกเข้ามา ไดโอดจะถูกไบอัสกลับ (Reverse Bias) ทำให้ไม่เกิดกระแสไฟฟ้าไหลในวงจร ส่งผลให้ไม่เกิดแรงดันไฟฟ้าคร่อมตัวต้านทาน R_L หรือ $R_L = 0$ โห้หมหรืออาจกล่าวได้ว่าไม่เกิดสัญญาณขาออก (Output) นั่นเอง

จนกระทั่งสัญญาณขาเข้า (Input) ซึ่งเป็นสัญญาณครึ่งลบวนกลับมาอีกครั้งจึงได้สัญญาณขาออก (Output) เกิดขึ้นอีกครั้ง ดังแสดงในรูปที่ 2.13

การคำนวณความต่างศักย์ไฟฟ้า หรือแรงดันไฟฟ้าในวงจรเรียงกระแสไฟฟ้าแบบครึ่งคลื่นสามารถทำได้โดยใช้สมการที่ 2.34 ดังนี้

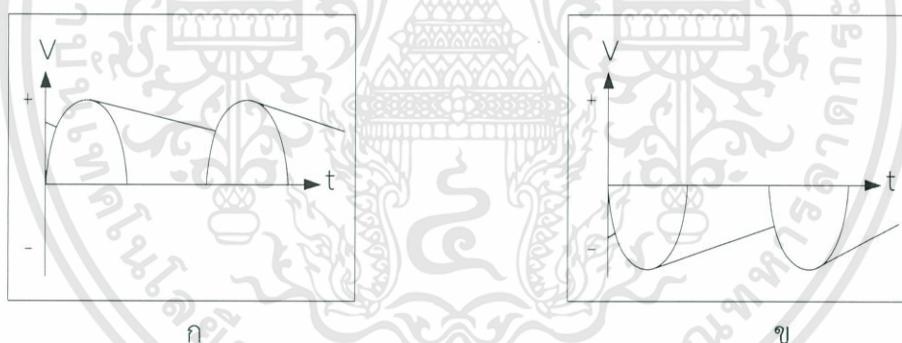
$$V_{dc} = 0.707V_{ac} \quad (2.34)$$

เมื่อ V_{ac} คือ ความต่างศักย์ไฟฟ้าขาเข้า (Input Voltage) มีหน่วยเป็น โวลต์

V_{dc} คือ ความต่างศักย์ไฟฟ้าขาออก (Output Voltage) มีหน่วยเป็น โวลต์

2.10.2 วงจรเรียงกระแสไฟฟ้าแบบเต็มคลื่น (Full Wave Rectifier Circuit)

เนื่องจากวงจรเรียงกระแสไฟฟ้าแบบครึ่งคลื่นเกิดปัญหาสัญญาณไฟฟ้าขาออก (Output) ไม่เรียบ หรืออาจกล่าวได้ว่าเกิดรอยหยัก (Ripple) ของสัญญาณไฟฟ้า ดังรูปที่ 2.14 จึงมีการคิดค้นวงจรเรียงกระแสไฟฟ้าแบบเต็มคลื่นขึ้นเพื่อลดปัญหาของรอยหยักที่เกิดขึ้นจากวงจรเรียงกระแสไฟฟ้าแบบครึ่งคลื่น



รูปที่ 2.14 รอยหยักของสัญญาณขาออกจากวงจรเรียงกระแสไฟฟ้าแบบครึ่งคลื่น

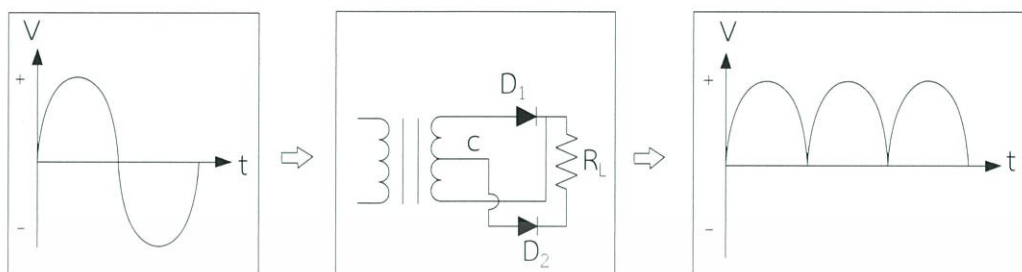
ก. สัญญาณขาออกของวงจรเรียงกระแสไฟฟ้าแบบครึ่งคลื่นบวก

ข. สัญญาณขาออกของวงจรเรียงกระแสไฟฟ้าแบบครึ่งคลื่นลบ

จากรูปที่ 2.14 ในการแก้ปัญหารอยหยักของสัญญาณขาออก วงจรเรียงกระแสไฟฟ้าแบบเต็มคลื่น จึงได้นำมาใช้ โดยวงจรเรียงกระแสไฟฟ้าแบบเต็มคลื่นนั้นประกอบด้วยไดโอด 2 ตัว โดยวงจรเรียงกระแสไฟฟ้าแบบเต็มคลื่นนั้น สามารถแบ่งออกได้เป็น 2 ชนิด คือ วงจรเรียงกระแสไฟฟ้าแบบเต็มคลื่นบวก และวงจรเรียงกระแสไฟฟ้าแบบเต็มคลื่นลบดังนี้

2.10.2.1 วงจรเรียงกระแสไฟฟ้าแบบเต็มคลื่นบวก

วงจรเรียงกระแสไฟฟ้าแบบเต็มคลื่นบวก สามารถต่อวงจรได้ดังรูปที่ 2.15

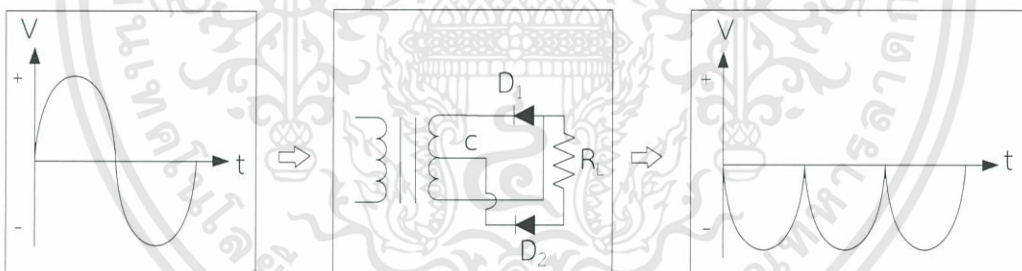


รูปที่ 2.15 การทำงานของวงจรเรียงกระแสไฟฟ้าแบบเต็มคลื่นบวก

จากรูปที่ 2.15 ไม่ว่าสัญญาณขาเข้า (Input) จะอยู่ในซีกบวกหรือซีกลบ ก็จะสามารถผ่าน R_L กระแสไฟฟ้าสามารถไหลเข้ามาครบวงจรบริเวณจุด C หรือ Center Tap ของหม้อแปลงแบบ Center tap transformer ได้ โดยจะเห็นได้ว่าสัญญาณไฟฟ้าที่ผ่านได้นั้น จะผ่านมาได้เฉพาะสัญญาณซีกบวกเท่านั้น

2.10.2.2 วงจรเรียงกระแสไฟฟ้าแบบเต็มคลื่นลบ

วงจรเรียงกระแสไฟฟ้าแบบเต็มคลื่นลบ สามารถต่อวงจรได้ดังรูปที่ 2.16



รูปที่ 2.16 การทำงานของวงจรเรียงกระแสไฟฟ้าแบบเต็มคลื่นลบ

จากรูปที่ 2.16 ไม่ว่าสัญญาณขาเข้า (Input) จะอยู่ในซีกบวกหรือซีกลบ ก็จะสามารถผ่าน R_L กระแสไฟฟ้าสามารถไหลเข้ามาครบวงจรบริเวณจุด C หรือ Center Tap ของหม้อแปลงแบบ Center tap transformer ได้ โดยจะเห็นได้ว่าสัญญาณไฟฟ้าที่ผ่านได้นั้น จะผ่านมาได้เฉพาะสัญญาณซีกลบเท่านั้น

การคำนวณความต่างศักย์ไฟฟ้า หรือแรงดันไฟฟ้าในวงจรเรียงกระแสไฟฟ้าแบบเต็มคลื่น จะเป็น 2 เท่าของวงจรเรียงกระแสไฟฟ้าแบบครึ่งคลื่น สามารถทำได้โดยใช้สมการที่ 2.35 ดังนี้

$$V_{dc} = 1.414V_{ac} \quad (2.35)$$

เมื่อ V_{ac} คือ ความต่างศักย์ไฟฟ้าขาเข้า (Input Voltage) มีหน่วยเป็น โวลต์

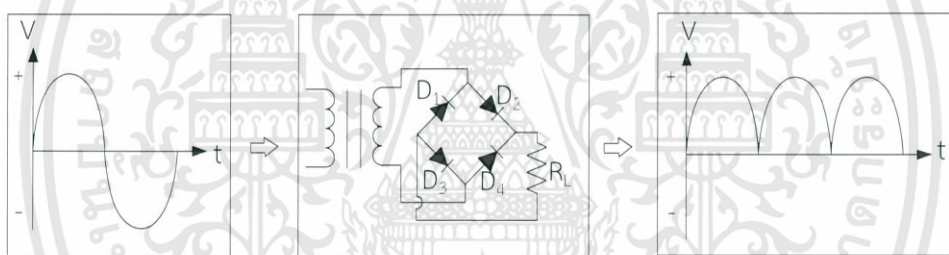
V_{dc} คือ ความต่างศักย์ไฟฟ้าขาออก (Output Voltage) มีหน่วยเป็น โวลต์

2.10.3 วงจรเรียงกระแสไฟฟ้าแบบบริดจ์ (Bridge Rectifier Circuit)

วงจรเรียงกระแสไฟฟ้าแบบบริดจ์เป็นวงจรเรียงกระแสไฟฟ้าแบบเต็มคลื่นชนิดหนึ่ง ซึ่งมีข้อดีคือ สามารถใช้ร่วมกับหม้อแปลงธรรมดาได้ โดยไม่จำเป็นต้องใช้หม้อแปลงชนิดเซนเตอร์แทป (Center Tap Transformer) โดยวงจรเรียงกระแสไฟฟ้าแบบบริดจ์สามารถแบ่งออกได้เป็น 2 ชนิดเช่นกัน คือ วงจรเรียงกระแสไฟฟ้าแบบบริดจ์บวก และวงจรเรียงกระแสไฟฟ้าแบบบริดจ์ลบ โดยแต่ละชนิดมีรายละเอียดดังนี้

2.10.3.1 วงจรเรียงกระแสไฟฟ้าแบบเต็มคลื่นบวก

วงจรเรียงกระแสไฟฟ้าแบบบริดจ์บวก สามารถต่อวงจรได้ดังรูปที่ 2.17



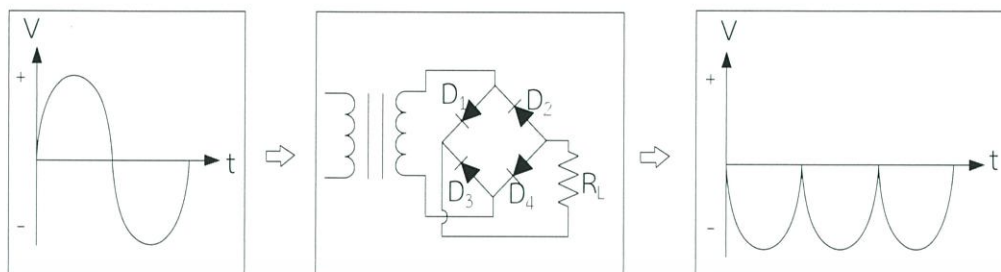
รูปที่ 2.17 การทำงานของวงจรเรียงกระแสไฟฟ้าแบบบริดจ์บวก

จากรูปที่ 2.17 เมื่อทำการใส่สัญญาณขาเข้า (Input) ซีกบวกของไฟฟ้ากระแสสลับ ไดโอดตัวที่ D_2 และ D_3 จะอยู่ในสถานะไบอัสตรง (Forward Bias) กระแสไฟฟ้าจึงไหลครบวงจร เกิดสัญญาณขาออก (Output) โดยไดโอดตัวอื่นๆ จะอยู่ในสถานะไบอัสกลับ (Reverse Bias)

ในทำนองเดียวกัน เมื่อใส่สัญญาณขาเข้า (Input) สลับเป็นสัญญาณซีกลบ ไดโอดตัวที่ D_4 และ D_1 จะอยู่ในสถานะไบอัสตรง (Forward Bias) กระแสไฟฟ้าจึงไหลครบวงจร เกิดสัญญาณขาออก (Output) โดยไดโอดตัวอื่นๆ จะอยู่ในสถานะไบอัสกลับ (Reverse Bias)

2.10.3.2 วงจรเรียงกระแสไฟฟ้าแบบเต็มคลื่นลบ

วงจรเรียงกระแสไฟฟ้าแบบบริดจ์บวกลบ สามารถต่อวงจรได้ดังรูปที่ 2.18



รูปที่ 2.18 การทำงานของวงจรเรียงกระแสไฟฟ้าแบบบริดจ์บวกลบ

จากรูปที่ 2.18 เมื่อทำการใส่สัญญาณขาเข้า (Input) ซีกบวกของไฟฟ้ากระแสสลับ ไดโอดตัวที่ D_1 และ D_4 จะอยู่ในสถานะไบอัสตรง (Forward Bias) กระแสไฟฟ้าจึงไหลครบวงจร เกิดสัญญาณขาออก (output) โดยไดโอดตัวอื่นๆ จะอยู่ในสถานะไบอัสกลับ (Reverse Bias)

ในทำนองเดียวกัน เมื่อสัญญาณขาเข้า (Input) สลับเป็นสัญญาณซีกลบ ไดโอดตัวที่ D_2 และ D_3 จะอยู่ในสถานะไบอัสตรง (Forward Bias) กระแสไฟฟ้าจึงไหลครบวงจร เกิดสัญญาณขาออก (Output) โดยไดโอดตัวอื่นๆ จะอยู่ในสถานะไบอัสกลับ (Reverse Bias)

เนื่องจากวงจรเรียงกระแสไฟฟ้าแบบบริดจ์เป็นวงจรเรียงกระแสไฟฟ้าแบบเต็มคลื่นชนิดหนึ่ง การคำนวณค่าความต่างศักย์ไฟฟ้า จึงคำนวณเหมือนกับวงจรเรียงกระแสไฟฟ้าแบบเต็มคลื่นทั่วไป ดังนี้

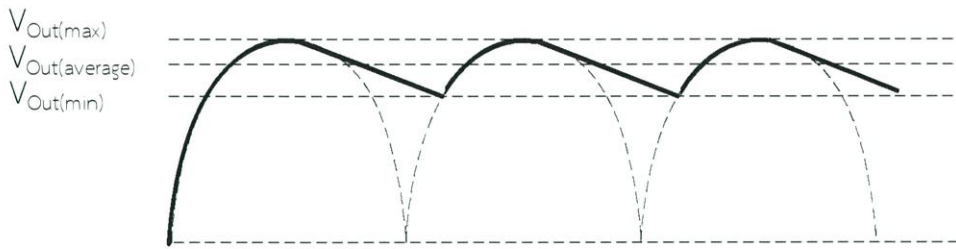
$$V_{dc} = 1.414V_{ac} \quad (2.36)$$

เมื่อ V_{ac} คือ ความต่างศักย์ไฟฟ้าขาเข้า (Input Voltage) มีหน่วยเป็น โวลต์

V_{dc} คือ ความต่างศักย์ไฟฟ้าขาออก (Output Voltage) มีหน่วยเป็น โวลต์

2.10.4 แรงดันไฟฟ้าริบเปิล (Ripple Voltage)

การเปลี่ยนแปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับให้เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง โดยใช้วงจรเรียงกระแสไฟฟ้า และวงจรกรองสัญญาณไฟฟ้าในการกรองกระแสไฟฟ้า และกรองแรงดันไฟฟ้าเพื่อให้เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่เรียบ แต่เนื่องจากคุณสมบัติของตัวเก็บประจุ ซึ่งมีการเก็บประจุเมื่อมีแรงดันไฟฟ้าจากวงจรเรียงกระแสไฟฟ้า และคายประจุให้กับโหลด R_L เมื่อแรงดันไฟฟ้าจากวงจรเรียงกระแสไฟฟ้ามีค่าลดลง จึงทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงของแรงดันไฟฟ้าขึ้น เรียกว่าแรงดันริบเปิล (Ripple Voltage) แสดงดังรูป



รูปที่ 2.19 แรงดันไฟฟ้ารีปเปิล

Ripple Factor หมายถึง อัตราส่วนการเปลี่ยนแปลงของแรงดันไฟฟ้ารีปเปิลต่อการเปลี่ยนแปลงของแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง ซึ่งสามารถคำนวณได้จาก

$$r = \frac{V_{r(rms)}}{V_{dc}} \quad (2.37)$$

เมื่อ r คือ ripple factor ไม่มีหน่วย

$V_{r(rms)}$ คือ ถึงการเปลี่ยนแปลงแรงดันรีปเปิลวัด มีหน่วยเป็น โวลต์

V_{dc} คือ แรงดันไฟฟ้ากระแสตรง มีหน่วยเป็น โวลต์

และคำนวณหาค่า Percent of ripple factor ได้ดังนี้

$$\%r = \frac{V_{r(rms)}}{V_{dc}} \times 100 \quad (2.38)$$

2.10.5 แรงดันไฟฟ้าเร็กกูเรชัน (Voltage Regulation)

Voltage Regulation หมายถึง อัตราการเปลี่ยนแปลงของแรงดันไฟฟ้าที่วัดได้ในขณะที่มีโหลดกับการเปลี่ยนแปลงของแรงดันไฟฟ้าที่วัดได้ในขณะที่ไม่มีโหลด ซึ่งสามารถคำนวณหาค่า Voltage Regulation ได้จากสมการต่อไปนี้

$$V_R = \frac{V_{NL} - V_{FL}}{V_{FL}} \quad (2.39)$$

โดยที่ V_R คือ Voltage Regulation ไม่มีหน่วย

V_{NL} คือ แรงดันไฟฟ้าที่วัดได้ในขณะที่ไม่มีโหลด มีหน่วยเป็น โวลต์

V_{FL} คือ แรงดันไฟฟ้าที่วัดได้ในขณะที่มีโหลด มีหน่วยเป็น โวลต์

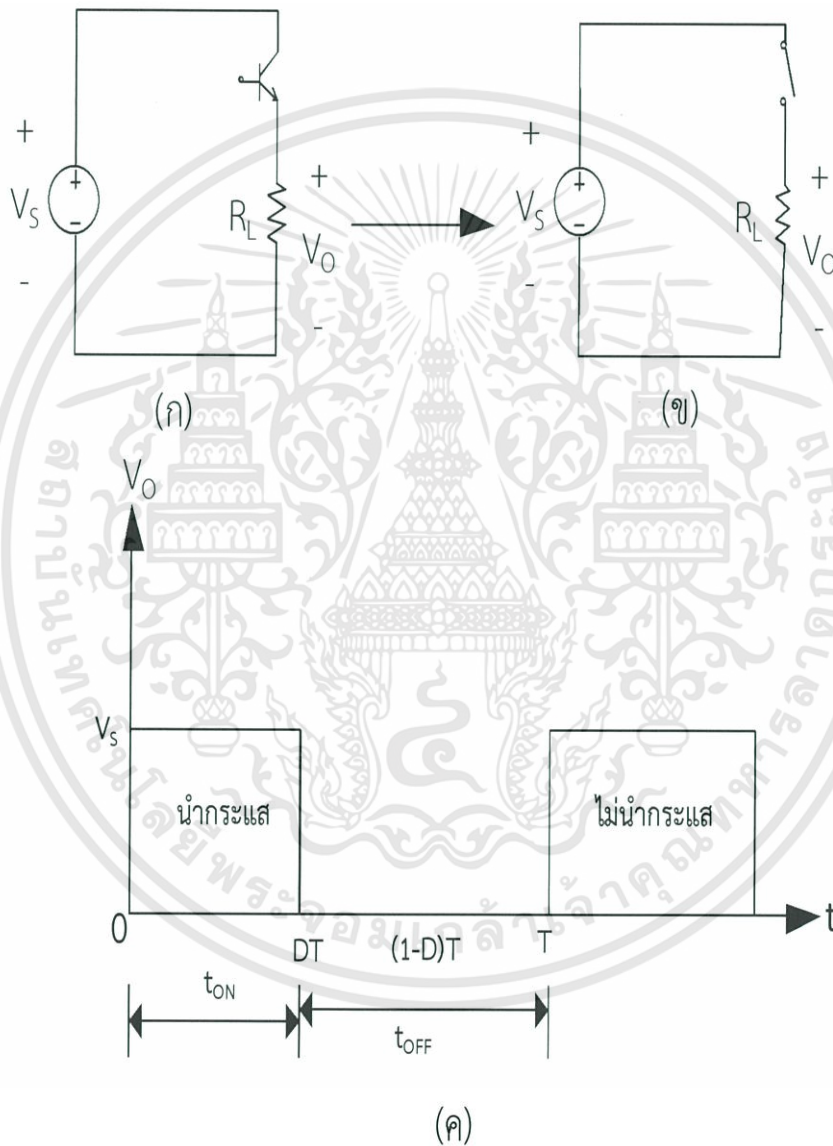
และคำนวณหาค่า Percent of Voltage Regulation ได้ดังนี้

$$\%V_R = \frac{V_{NL} - V_{FL}}{V_{FL}} \times 100 \quad (2.40)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.11 หลักการทำงานของวงจรแปลงผันกำลังไฟตรง [5]

อุปกรณ์สวิตช์ซึ่งเช่น มอสเฟต หรือ ไอจีบีที จะทำหน้าที่เป็นสวิตช์อิเล็กทรอนิกส์มีโหมดทำงานคือโหมดนำกระแสและหยุดกระแส โดยสมมติให้ มอสเฟต หรือ ไอจีบีที ที่ใช้เป็นสวิตช์อิเล็กทรอนิกส์ในอุดมคติในรูปที่ 2.20



รูปที่ 2.20 วงจรแปลงผันกำลังไฟตรง (ก) วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสตรงพื้นฐาน (ข) วงจรสมมูลของสวิตช์ (ค) แรงดันไฟฟ้าด้านออก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อสวิตช์นำกระแส แรงดันไฟฟ้าด้านขาออกมีค่าเท่ากับแรงดันไฟฟ้าขาเข้า ($V_o = V_s$) และเมื่อสวิตช์ไม่นำกระแส แรงดันไฟฟ้าด้านขาออกจะมีค่าเท่ากับศูนย์ ($V_o = 0$)

ช่วงเวลาในการนำกระแสและหยุดกระแส จะได้สัญญาณแรงดันไฟฟ้าด้านออกเป็นพัลส์ดังในรูปที่ 2.20 ซึ่งสามารถหาค่าเฉลี่ยหรือค่าของแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงด้านออกได้จากสมการที่ 2.41

$$\begin{aligned} V_o &= \frac{1}{T} \int_0^T V_o(t) dt \\ V_o &= \frac{1}{T} \int_0^{DT} V_s dt \\ V_o &= V_s D \end{aligned} \quad (2.41)$$

เมื่อ V_s เป็นค่าแรงดันไฟตรงขาเข้า

D เป็นช่วงเวลาทำงาน ($D = \frac{t_{on}}{T}$)

จากสมการที่ 2.41 จะพบว่าค่าแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงทางด้านออกถูกควบคุมได้จากการปรับค่าดีวตี้ไซเคิล (Duty cycle หรือ Duty ratio: D) ซึ่ง D หมายถึงอัตราส่วนช่วงเวลาที่สวิตช์นำกระแสต่อช่วงเวลาหนึ่งคาบการสวิตซ์ มีความสัมพันธ์ดังสมการที่ 2.42

$$\begin{aligned} D &= \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}} = \frac{t_{on}}{T} \\ t_{on} &= DT \\ t_{off} &= (1-D)T \end{aligned} \quad (2.42)$$

เมื่อ t_{on} = ช่วงเวลานำกระแส

t_{off} = ช่วงเวลาไม่นำกระแส

T = เป็นช่วงเวลาในหนึ่งคาบ

การกำหนดค่า D นิยมบอกเป็นสองลักษณะ คือ เป็นเลขเต็มหนึ่งและบอกเป็นเปอร์เซ็นต์ ค่าต่ำสุดของ D คือศูนย์และค่าสูงสุดคือหนึ่ง ขณะที่บอกเป็นเปอร์เซ็นต์จะมีค่าต่ำสุดเป็นศูนย์เปอร์เซ็นต์และค่าสูงสุดคือหนึ่งร้อยเปอร์เซ็นต์

2.12 วงจรทอนระดับแรงดันไฟตรง(Buck Converter) [5]

เป็นวงจรทอนระดับแรงดันไฟฟ้าด้านออกมีค่าต่ำกว่าแรงดันไฟฟ้าเข้าและนิยมใช้วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low pass filter) แบบ LC ทางด้านขาออก เพื่อให้แรงดันขาออกมีความเรียบสูง และมีอัตราการลดทอนสัญญาณรบกวนที่ไม่พหุคูณกับค่ากำลังสองของความถี่

2.12.1 เงื่อนไขการทำงานของวงจรบิกคอนเวอร์เตอร์

การวิเคราะห์การทำงานของวงจรบิกคอนเวอร์เตอร์ในช่วงที่เป็นสภาวะอยู่ตัว(stead state) จะมีการกำหนดเงื่อนไขการทำงานของวงจรบิกคอนเวอร์เตอร์ดังนี้

1. กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำในแต่ละคาบเวลาจะมีค่าเท่ากัน

$$i_L(t+T) = i_L(t) \quad (2.43)$$

หมายถึง กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำจะมีค่าเท่ากัน ณ ตำแหน่งเดียวกันในทุกคาบเวลา

2. แรงดันไฟฟ้าเฉลี่ยตลอดคร่อมตัวเหนี่ยวนำในแต่ละคาบเวลาจะมีค่าเท่ากับศูนย์

$$V_L = \frac{1}{T} \int_t^{t+T} V_L(\lambda) d\lambda = 0 \quad (2.44)$$

หมายถึง ผลรวมของผลคูณระหว่างแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำกับเวลา(volt-second) ในแต่ละคาบเวลาจะมีค่าเท่ากับศูนย์

3. กระแสไฟฟ้าเฉลี่ยของตัวเก็บประจุในแต่ละคาบเวลาจะมีค่าเท่ากับศูนย์

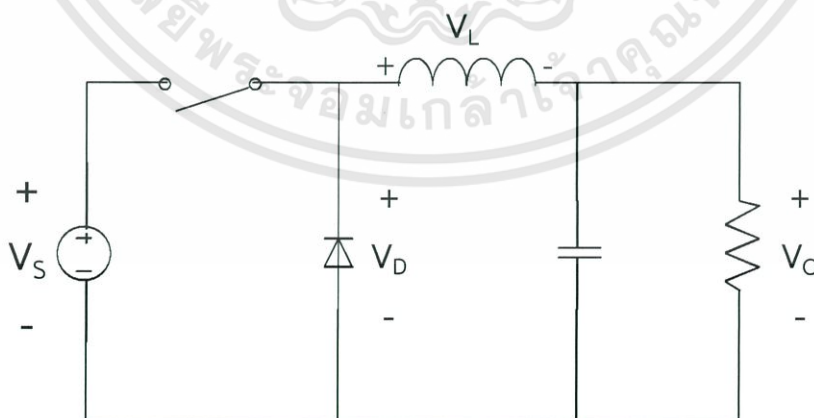
$$I_C = \frac{1}{T} \int_t^{t+T} I_C(t) dt = 0 \quad (2.45)$$

หมายถึง ประจุที่ถูกเก็บ(charged) และที่คาย(discharged) ของตัวเก็บประจุในแต่ละคาบเวลาจะต้องเท่ากัน

4. กำลังไฟฟ้าด้านเข้าเท่ากับกำลังไฟฟ้าด้านออก

$$P_S = P_O \quad (2.46)$$

กรณีนี้กำหนดให้อุปกรณ์ทุกตัวเป็นอุดมคติ ทำให้ไม่มีการสูญเสียเนื่องจากการทำงานของวงจรประสิทธิภาพของวงจรจึงเท่ากับร้อยเปอร์เซ็นต์



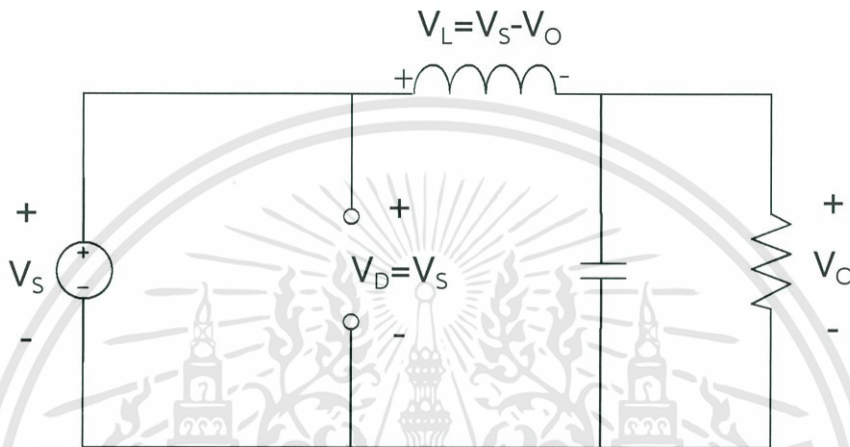
รูปที่ 2.21 วงจรบิกคอนเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.12.2 หลักการทำงาน

หลักการทำงานของวงจรบักคอนเวอร์เตอร์ เพื่อออกแบบให้ได้แรงดันไฟฟ้าด้านออกตามที่ ต้องการ คือ ต้องเริ่มจากเงื่อนไขที่ว่าแรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ ในแต่ละคาบเวลามีค่าเท่ากับศูนย์ จากนั้นก็จะสามารถหากระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำได้ดังสมการที่ (2.50) การวิเคราะห์การทำงานของสวิตช์ในแต่ละโหมด จะต้องวิเคราะห์ในสภาวะอยู่ตัวดังนี้

2.12.2.1 ขณะสวิตช์นำกระแส



รูปที่ 2.22 วงจรสมมูลเมื่อสวิตช์นำกระแส

กระแสไฟฟ้าจะไหลผ่านสวิตช์ ผ่านตัวเหนี่ยวนำไปยังโหลด โดยที่กระแสไฟฟ้าส่วนหนึ่งจะไปเก็บที่ตัวเก็บประจุจากกฎของเคอร์ชอฟสามารถเขียนเป็นสมการของแรงดันไฟฟ้าได้ดังนี้

$$-V_s + V_L + V_o = 0$$

$$V_L = V_s - V_o \quad (2.47)$$

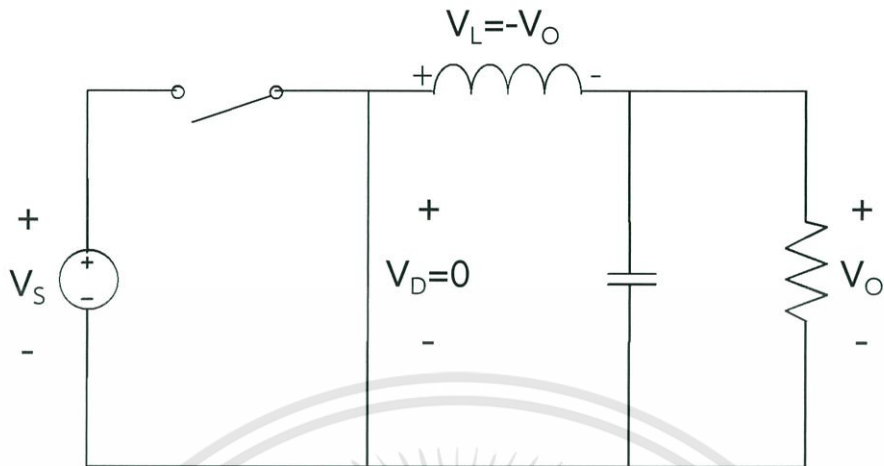
$$V_L = L \frac{di_L}{dt} \quad (2.48)$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_s - V_o}{L} \quad (2.49)$$

dt ในกรณีอยู่ในช่วงเวลานำกระแสคือ $dt = DT$

$$\Delta i_{L,on} = \left(\frac{V_s - V_o}{L} \right) DT \quad (2.50)$$

2.12.2.2 ขณะสวิตช์ไม่นำกระแส



รูปที่ 2.23 วงจรสมมูลเมื่อสวิตช์ไม่นำกระแส

เมื่อสวิตช์ไม่นำกระแส ไดโอดจะถูกไบอัสไปหน้า (Forward bias) ให้นำกระแส ทำให้กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำเกิดการไหลอย่างต่อเนื่อง และจากกฎของเคอร์ชอฟฟ์ จะได้สมการของแรงดันไฟฟ้าดังนี้

$$V_L = -V_O \quad (2.51)$$

$$V_L = -V_O = L \frac{di_L}{dt} \quad (2.52)$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{\Delta i_{L,off}}{\Delta t} = \frac{-V_O}{L} \quad (2.53)$$

กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำจะมีค่อยๆ ลดลง เพราะการเปลี่ยนแปลงกระแสตัวเหนี่ยวนำต่อเวลามีค่าเป็นลบ

dt ในกรณีอยู่ในช่วงเวลาหยุดกระแส คือ $dt = (1-D)T$ ดังนั้นจากสมการที่ 2.53 สามารถจัดรูปแบบใหม่ได้เป็น

$$\Delta i_{L,off} = -\left(\frac{V_O}{L}\right)(1-D)T \quad (2.54)$$

2.12.3 การหาค่าอัตราขยายแรงดันของวงจรบักคอนเวอร์เตอร์

ในสถานะอยู่ตัว การเปลี่ยนแปลงของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำในขณะที่สวิตช์นำกระแสจะมีการเปลี่ยนแปลงที่เพิ่มขึ้นเท่ากับการเปลี่ยนแปลงที่ลดลงของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำในขณะที่สวิตช์ไม่นำกระแส หรืออาจจะกล่าวได้ว่าการเปลี่ยนแปลงของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำสุทธิมีค่าเป็นศูนย์ ดังนั้นจะได้ว่า

$$\Delta i_{L,on} + \Delta i_{L,off} = 0 \quad (2.55)$$

$$\left(\frac{V_s - V_o}{L}\right)DT + \left(-\frac{V_o}{L}\right)(1-D)T = 0 \quad (2.56)$$

$$\frac{V_o}{V_s} = D \quad (2.57)$$

2.12.4 การหาค่าความเหนี่ยวนำที่เล็กที่สุดของวงจรบักคอนเวอร์เตอร์

การหาค่าตัวเหนี่ยวนำที่เล็กที่สุดที่จะทำให้วงจรบักคอนเวอร์เตอร์ทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่องโดยเริ่มต้นจากการหากระแสเฉลี่ยที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำซึ่งจะเท่ากับค่ากระแสเฉลี่ยที่ไหลผ่านโหลด เนื่องจากขณะที่อยู่ในสภาวะการทำงานอยู่ตัว กระแสเฉลี่ยที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุมีค่าเท่ากับศูนย์ ดังนั้นจะได้

$$I_L = I_o = \frac{V_o}{R} \quad (2.58)$$

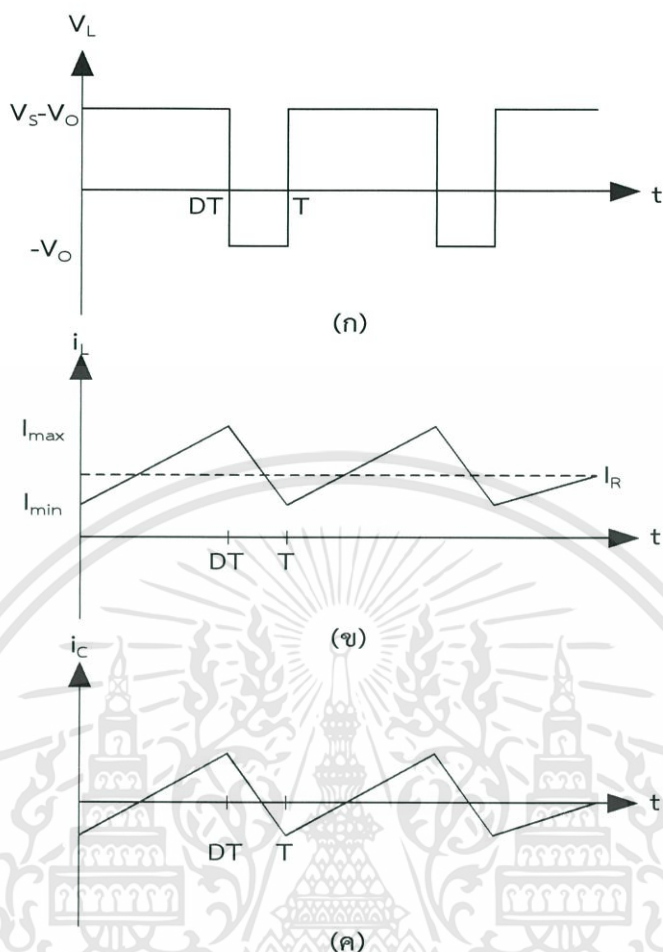
จากรูปที่ 2.24 จะสามารถหากระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำที่มีค่าสูงสุดและต่ำสุด ได้จากสมการในช่วงที่สวิตช์ไม่นำกระแส ดังนี้

$$I_{L,max} = I_L + \frac{\Delta i_L}{2} \quad (2.59)$$

$$I_{L,max} = \frac{V_o}{R} + \frac{1}{2} \left(\frac{V_o}{L} (1-D)T \right)$$

หรือเขียนให้ง่ายขึ้นดังนี้

$$I_{L,max} = V_o \left(\frac{1}{R} + \frac{(1-D)}{2Lf} \right) \quad (2.60)$$



รูปที่ 2.24 รูปคลื่นการทำงานของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ (ก) แรงดันที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ (ข) กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ (ค) กระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ

ดังนั้นกระแสตัวเหนี่ยวนำที่ต่ำที่สุดคือ

$$I_{L,\min} = I_L - \frac{\Delta i_L}{2} \quad (2.61)$$

$$I_{L,\min} = \frac{V_o}{R} - \frac{1}{2} \left(\frac{V_o}{L} (1-D)T \right)$$

$$I_{L,\min} = V_o \left(\frac{1}{R} - \frac{(1-D)}{2Lf} \right) \quad (2.62)$$

เงื่อนไขที่สำคัญสำหรับการทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่อง คือ กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำจะต้องเป็นกระแสบวกเสมอ สมการที่ 2.62 สามารถนำมาหาค่าความเหนี่ยวนำและความถี่ในการสวิตชิง และหาก $I_{L,\min}$ เท่ากับศูนย์พอดี คือเป็นช่วงต่อระหว่างกระแสไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำแบบต่อเนื่องและไม่ต่อเนื่อง

$$I_{L,\min} = V_o \left(\frac{1}{R} - \frac{(1-D)}{2Lf} \right) = 0 \quad (2.63)$$

$$\frac{1}{R} - \frac{(1-D)}{2Lf} = 0$$

$$\frac{1}{R} = \frac{(1-D)}{2Lf}$$

ดังนั้นจะได้ว่า

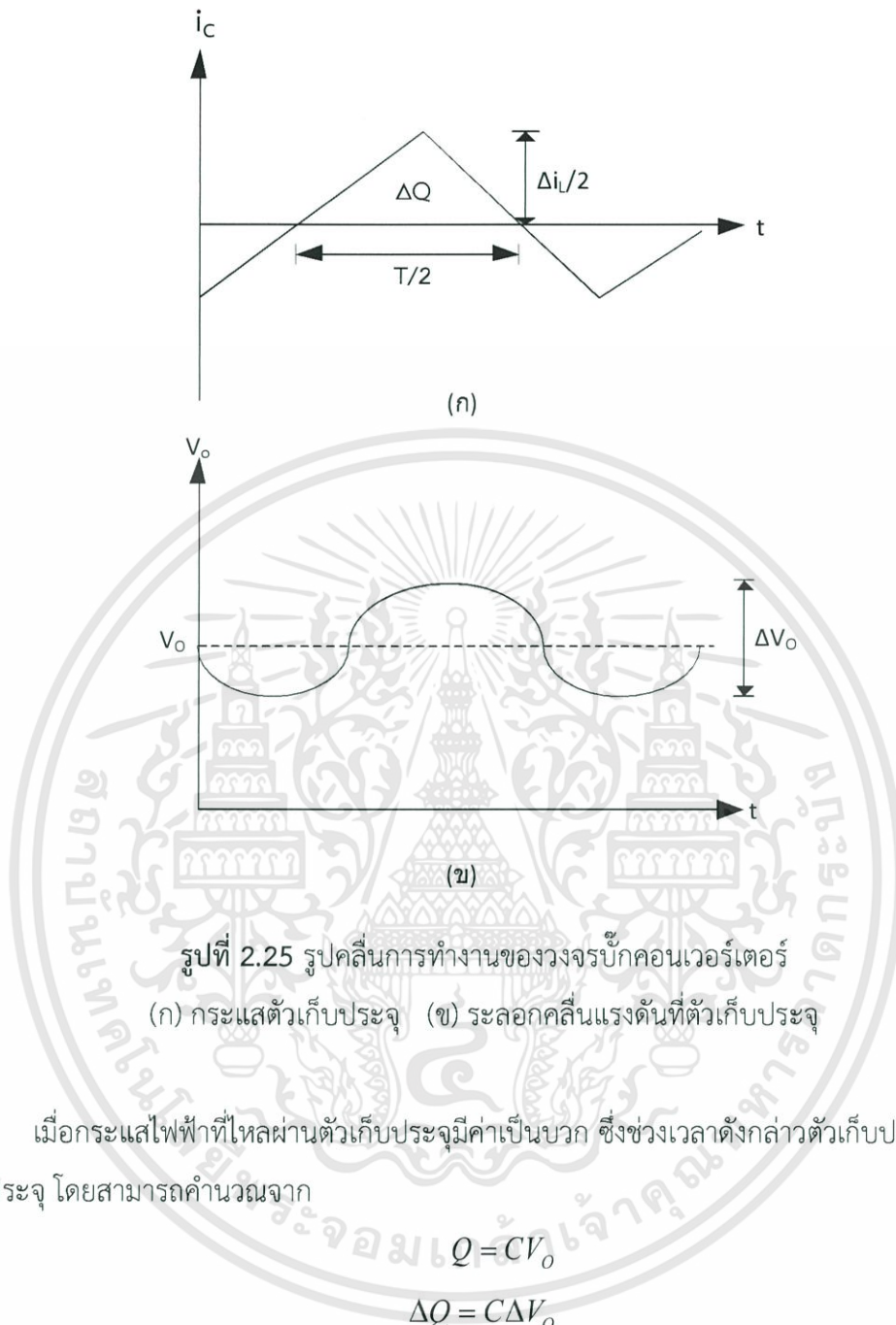
$$L_{\min} = \frac{(1-D)R}{2f} \quad (2.64)$$

$$f = \frac{(1-D)R}{2L_{\min}} \quad (2.65)$$

2.12.5 ค่าระลอกคลื่นของแรงดันไฟฟ้าด้านออก

โดยปกติวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่อยู่ในวงจรบีกคอนเวอร์เตอร์จะมีตัวเก็บประจุขนาดใหญ่ เพื่อรักษาให้แรงดันไฟฟ้าด้านออกมีค่าคงที่แต่ในทางปฏิบัติจะไม่สามารถเลือกใช้ตัวเก็บประจุที่มีขนาดใหญ่มาๆได้ เนื่องจากมีราคาแพง และใช้พื้นที่มาก จึงควรเลือกใช้ตัวเก็บประจุที่มีขนาดเหมาะสมและให้ค่าระลอกคลื่นของแรงดันไฟฟ้าด้านออกอยู่ในระดับที่ยอมรับได้ สำหรับการคำนวณหาค่าระลอกคลื่นของแรงดันไฟฟ้าด้านออก สามารถหาได้จากความสัมพันธ์ของแรงดันกับกระแสของตัวเก็บประจุดังแสดงในรูปที่ 2.25 ซึ่งกระแสในตัวเก็บประจุหาได้จาก

$$i_C = i_L - i_R \quad (2.66)$$



รูปที่ 2.25 รูปคลื่นการทำงานของวงจรรีกคอนเวอร์เตอร์
(ก) กระแสตัวเก็บประจุ (ข) ระลอกคลื่นแรงดันที่ตัวเก็บประจุ

เมื่อกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุมีค่าเป็นบวก ซึ่งช่วงเวลาดังกล่าวตัวเก็บประจุจะสะสมประจุ โดยสามารถคำนวณจาก

$$Q = CV_o \quad (2.67)$$

$$\Delta Q = C\Delta V_o$$

$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C} \quad (2.68)$$

เมื่อ ΔQ คือค่าประจุที่เปลี่ยนแปลงน้อยๆ

ΔV_o คือค่าระลอกของแรงดันไฟฟ้าด้านออกที่เปลี่ยนแปลงน้อยๆระหว่างยอดถึงยอด

ΔQ คือ พื้นที่สามเหลี่ยมที่เกิดจากกระแสตัวเก็บประจุคูณกับเวลาจะได้

$$\Delta Q = \frac{1}{2} \left(\frac{T}{2} \right) \left(\frac{\Delta i_L}{2} \right) = \frac{T \Delta i_L}{8} \quad (2.69)$$

แทนค่าสมการ 2.69 ลงในสมการที่ 2.68 จะได้

$$\Delta V_o = \frac{T \Delta i_L}{8C} \quad (2.70)$$

แทนค่าสมการที่ 2.54 (โดยพิจารณาเฉพาะขนาด) ลงในสมการที่ 2.70 จะได้

$$\Delta V_o = \frac{T}{8C} \frac{V_o}{L} (1-D) T \quad (2.71)$$

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{T}{8C} \frac{1}{L} (1-D) T \quad (2.72)$$

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{T^2}{8C L} (1-D)$$

ดังนั้นจะได้

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{(1-D)}{8LCf^2} \quad (2.73)$$

สมการที่ 2.73 เรียกว่าค่าอัตราละรอกคลื่น(ripple ratio) ใช้แสดงเป็นอัตราส่วนระหว่างระลอกคลื่นแรงดันไฟฟ้าด้านออกระหว่างยอดถึงยอดกับค่าแรงดันไฟฟ้าด้านออก

กำลังไฟฟ้าที่จ่ายจากแหล่งจ่ายไฟฟ้กำลังจะเท่ากับกำลังไฟฟ้าที่โหลดได้รับ เงื่อนไขคือสมมติการสูญเสียเป็นศูนย์ จะได้

$$P_s = P_o$$

เมื่อ P_s คือ กำลังไฟฟ้าที่จ่ายจากแหล่งจ่ายไฟฟ้กำลัง

P_o คือ กำลังไฟฟ้าที่โหลด

$$V_s I_s = V_o I_o \quad (2.74)$$

จากสมการที่ 2.74 จะเห็นได้ว่ามีความสัมพันธ์ของแรงดันกับกระแสไฟฟ้าเหมือนกับกรณีของหม้อแปลงไฟฟ้ากระแสสลับ จึงอาจกล่าวได้ว่า วงจรบั๊กคอนเวอร์เตอร์มีวงจรสมมูลเปรียบได้กับหม้อแปลงไฟฟ้ากระแสตรง

2.13 ลูกถ้วยฉนวน (Insulators) [8]

ลูกถ้วยฉนวนไฟฟ้าเป็นอุปกรณ์ที่ใช้สำหรับยึด หรือรองรับตัวนำไฟฟ้าที่มีแรงดันไฟฟ้าสูงกว่าดิน เพื่อไม่ให้กระแสไฟฟ้ารั่วลงดิน หรือลัดวงจรลงดิน และการลัดวงจรระหว่างสายตัวนำหรือแฉ่งเข้าใกล้กันจนเกิดการสปาร์กหรือเบรกดาวน นอกจากนี้ในระบบส่งจ่ายพลังงานไฟฟ้าแรงสูงมักใช้ลูกถ้วยแขวนซึ่งสายในอากาศ เพราะประหยัดตัวนำ สายไฟหรือรองรับด้วยลูกถ้วยฉนวน เพื่อรองรับน้ำหนักและแรงกลทั้งหลายรูปแบบที่เกิดขึ้น ดังนั้นลูกถ้วยฉนวนจึงมีความสำคัญตราบไต่เท่าที่่ยังมี การจ่ายพลังงานไฟฟ้าไปตามสายเหนือดิน(Overhead line) ทั้งสายส่งแรงสูง (Transmission line) และสายระบบจำหน่าย (Distribution line)

2.13.1 คุณสมบัติของลูกถ้วย (Properties of Insulators)

ในการใช้งานลูกถ้วยฉนวนในขณะทำหน้าที่เป็นฉนวนไฟฟ้าอยู่นั้น ลูกถ้วยฉนวนจะต้องรับ และคงทนต่อความเครียดสนามไฟฟ้าที่เกิดจากแรงดันไฟฟ้าใช้งานหรือแรงดันเสิร์จ (Surge) ที่เกิดขึ้นในระบบแล้ว ลูกถ้วยฉนวนยังต้องรับแรงทางกลจากน้ำหนักของสายไฟ แรงกลไฟฟ้าจากกระแส ลัดวงจร กล่าวคือฉนวนที่ติดตั้งต้องมีคุณสมบัติที่ดีทั้งทางไฟฟ้า ทางกล และทางความร้อนในกรณีของ ลูกถ้วยฉนวนไฟฟ้าพอร์ซเลนนั้นมีส่วนประกอบที่สำคัญคือ ดินเหนียว ดินขาว หินฟันม้า หินแก้วและ อลูมินา

2.13.2 การฉนวนภายนอก และ การฉนวนภายใน

การฉนวนภายนอก คือ ฉนวนอากาศและฉนวนแข็งของอุปกรณ์ที่รับสภาวะบรรยากาศ เช่น ความชื้น สิ่งเปราะเปื้อนทั้งหลาย เป็นต้น ส่วนฉนวนภายใน ซึ่งประกอบด้วยฉนวนแข็งกับฉนวนเหลว หรือก๊าซฉนวนภายใน จะอยู่ในถังในสิ่งห่อหุ้มไม่ได้รับสัมผัสกับสภาวะบรรยากาศ ลักษณะและสภาพ ของฉนวนกำหนดด้วย

-ระยะรั่ว (Leakage Distance) หมายถึง ระยะที่สั้นที่สุดระหว่างอิเล็กโตรดหรือโลหะ ประกอบติดลูกถ้วยฉนวน โดยวัดไปตามผิวฉนวนภายนอก

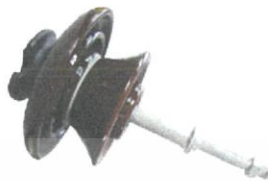
-ระยะอาร์ค (Arcing Distance) หมายถึง ระยะตามแนวที่เกิดอาร์คหรือสปาร์กผ่าน นั่นคือ ระยะที่สั้นที่สุดระหว่างอิเล็กโตรดหรือโลหะประกอบติดกับลูกถ้วยฉนวนโดยวัดผ่านไปในอากาศหรือ ฉนวนก๊าซ หรือฉนวนเหลวที่ล้อมรอบฉนวนแข็ง ในสภาพแห้งระยะอาร์คจะยาวกว่าในสภาพเปียก หรือสภาพเปื้อน

-สภาพแห้ง (Dry Conditions) หมายถึง ตัวอย่างที่ทดสอบอยู่ในสภาพแห้งและสะอาดโดยมี เงื่อนไขเป็นไปตามที่มาตรฐานกำหนด

-สภาพเปียก (Wet Conditions) หมายถึง ตัวอย่างทดสอบที่เลียนแบบสภาวะการใช้งานใน สภาพเปียกฝนเพื่อทดสอบผลกระทบจากฝนตกตามธรรมชาติที่มีผลต่อการฉนวนภายนอกลักษณะ น้ำฝนกำหนดด้วยความต้านทานจำเพาะ อัตราการตก แนวและทิศทางการตกของฝนที่ผิวฉนวน ภายนอก

2.13.3 ชนิดของลูกถ้วยฉนวน (Type of Insulators)

1 ลูกถ้วยก้านตรง (Pin Insulator) เป็นลูกถ้วยที่ใช้ยึดสายแรงสูงแบบตรึงอยู่กับที่ โดยพาดสายไฟอยู่ในร่องพาดสายไฟที่อยู่ส่วนบนของลูกถ้วย ตัวลูกถ้วยจะประกอบด้วยปีกหลายชั้น ด้านในมีรูใส่ก้านยึดเป็นเกลียว



รูปที่ 2.26 ลูกถ้วยก้านตรง (Pin Insulator)

2. ลูกถ้วยก้านตรงแบบฟ็อก (Fog Type Pin Insulator) มีลักษณะพื้นฐานแบบลูกถ้วยก้านตรง เพียงแต่เพิ่มระยะรั้ว โดยเฉพาะระยะรั้วป้องกันจะยาวกว่าลูกถ้วยก้านตรงธรรมดา ทั้งนี้เพื่อนำไปใช้งานในที่ที่มีความเปรอะเปื้อนสูง เช่น ชายทะเล



รูปที่ 2.27 ลูกถ้วยก้านตรงแบบฟ็อก (Fog Type Pin Insulator)

3. ลูกถ้วยแท่ง (Line Post Insulator) จะมีลักษณะคล้ายลูกถ้วยก้านตรงแต่มีคอยาวกว่า ส่วนยอดมีปาร์บสาย ส่วนล่างมีแท่นโลหะยึดก้านตรง เนื่องจากมีคอดันยาวจึงมีข้อเด่นที่จะไม่เกิดการเจาะทะลุ



รูปที่ 2.28 ลูกถ้วยแท่ง (Line Post Insulator)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4. ลูกถ้วยแท่งก้านตรง (Pin Port Insulator) ทำหน้าที่เช่นเดียวกับลูกถ้วยก้านตรงแบบพีก คือใช้งานในย่านที่มีความเปราะสูง แต่จะดีกว่าเพราะไม่เกิดการเจาะทะลุเนื่องจากแกนเป็นแบบแบนคอตันของเนื้อพอร์ซเลน



รูปที่ 2.29 ลูกถ้วยแท่งก้านตรง (Pin Port Insulator)

5. ลูกถ้วยหลัก (Post Insulator) เป็นลูกถ้วยที่มีลักษณะคล้ายลูกถ้วยแท่ง เพียงแต่ยอดบน ละฐานล่างจะเป็นหัวครอบโลหะซึ่งเป็นที่ยึดตัวเองหรือยึดตัวต่อที่นำมาซ้อนต่อ มีปีกครีบเช่นเดียวกับ ลูกถ้วยคอตันยาว ใช้สำหรับยึดตรึงตัวนำไฟฟ้าให้มั่นคง โดยทั่วไปใช้สำหรับยึดบัสบาร์



รูปที่ 2.30 ลูกถ้วยหลัก (Post Insulator)

6. ลูกถ้วยแขวน (Suspension Insulator) เป็นลูกถ้วยแรงดันสูงสามารถห้อยแขวนต่อกัน เป็นพวงได้ ส่วนบนของลูกถ้วยจะมีฝาครอบโลหะ มีรูหรือช่องที่จะไปห้อยเกี่ยวกับก้านที่อยู่ด้านล่าง ของลูกถ้วยลูกบนได้ ในกรณีที่จะยึดสายไฟแรงดันสูงมากขึ้น จำนวนลูกถ้วยจะเพิ่มมากขึ้นด้วย เพื่อให้สามารถทนต่อแรงดันไฟฟ้า



รูปที่ 2.31 ลูกถ้วยแขวน (Suspension Insulator)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

7. ลูกถ้วยแขวนคอคู่ตัน (Solid Core Suspension Insulator) มีลักษณะเหมือนลูกถ้วยแขวนสองลูกมาต่อกันด้วยเนื้อพอร์ซเลนเป็นคอตัน ลูกถ้วยแขวนคู่คอตันจะดีกว่าลูกถ้วยแขวนธรรมดาเนื่องจากจะไม่เกิดการเจาะทะลุหัวของลูกถ้วย



รูปที่ 2.32 ลูกถ้วยแขวนคอคู่ตัน (Solid Core Suspension Insulator)

8. ลูกถ้วยคอตันยาว (Long Rod Insulator) เป็นลูกถ้วยแรงดันสูง มีปีกเป็นชั้นเหมือนลูกถ้วยก้านตรง ตัวลูกถ้วยเป็นแรงดันสามารถแขวนห้อยต่อกันได้



รูปที่ 2.33 ลูกถ้วยคอตันยาว (Long Rod Insulator)

2.13.4 ลักษณะสมบัติทางไฟฟ้าของลูกถ้วยฉนวนไฟฟ้าพอร์ซเลน

อิเล็กทรอนิกส์ที่ลูกถ้วยฉนวนทำหน้าที่ยึดหรือรองรับน้ำหนัก มีลักษณะเป็นแบบอิเล็กทรอนิกส์สนามไฟฟ้าไม่สม่ำเสมอเมื่อลูกถ้วยฉนวนได้รับแรงดันไฟฟ้าเกินที่สูงพอจะทำให้เกิดการวาวไฟตามผิวของลูกถ้วยฉนวน ดังนั้นการเกิดวาวไฟตามผิวของลูกถ้วยจึงเป็นปรากฏการณ์การเกิดเบรกดาวน์ของก๊าซในสนามไฟฟ้าไม่สม่ำเสมอ ซึ่งสามารถอธิบายด้วยทฤษฎีสตรีมเมอร์ แรงดันไฟฟ้าที่ทำให้เกิดวาวไฟตามผิวของลูกถ้วยฉนวนจึงมีหลายรูปแบบซึ่งให้ผลที่แตกต่างกัน

2.13.5 การทดสอบลูกถ้วยฉนวนไฟฟ้าพอร์ซเลน (Porcelain Insulator Test)

มาตรฐานผลิตภัณฑ์อุตสาหกรรม มอก. 354-2523 ได้แบ่งการทดสอบลูกถ้วยแขวนพอร์ซเลน (Porcelain) ออกเป็น 3 ประเภทคือ

1. การทดสอบเฉพาะแบบ (Type Test)
2. การทดสอบรับรอง (Acceptance Test)
3. การทดสอบประจำ (Routine Test)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.13.5.1 การทดสอบเฉพาะแบบ (Type Test)

หมายถึง การทดสอบเพื่อตรวจสอบเพื่อทดสอบหรือพิสูจน์ว่าลักษณะการออกแบบคุณภาพเป็นไปตามมาตรฐานกำหนดหรือไม่ การทดสอบเฉพาะแบบทางไฟฟ้าประกอบด้วย

1. การทดสอบแรงดันไฟฟ้าตามผิวในภาพแห้งและเปียกด้วยแรงดันกระแสสลับความถี่ต่ำ
2. การทดสอบแรงดันไฟฟ้าวาบไฟตามผิวอิมพัลส์วิกฤตด้วยแรงดันอิมพัลส์ชั่ววอกและชั่วลบ
3. การทดสอบแรงดันไฟฟ้ารบกวนคลื่นวิทยุ (Radio Influence Voltage Test = RIV)

จัดเป็นการทดสอบแบบไม่ทำลาย เป็นการทดสอบเพื่อหาคุณภาพลูกถ้วยเมื่อใช้รองรับหรือยึดสายไฟแรงสูง จะทำให้เกิดความเครียดสนามไฟฟ้าสูงบริเวณสายไฟยึดติดกับลูกถ้วย หรือส่วนที่เป็นโลหะประกอบด้วยลูกถ้วย ถ้าหากความเครียดสนามไฟฟ้าสูงเกินกว่าขีดความคงทนต่อแรงดันไฟฟ้าของอากาศจะทำให้เกิดการดิสชาร์จบางส่วนหรือโคโรนา และส่งคลื่นสั้นในย่านความถี่วิทยุสื่อสารแผ่กระจายออกไปรบกวนระบบสื่อสาร ฉะนั้นลูกถ้วยฉนวนที่จะนำมายึดสายในระบบส่งจำหน่ายโดยเฉพาะย่านชุมชนหรือในเมือง ยอมให้มีคลื่นรบกวน (RIV) ได้ไม่เกินค่าที่มาตรฐานกำหนดตามมาตรฐาน ANSI กำหนดค่า RIV เป็น μV ในกรณีสภาพบรรยากาศไม่ใช้สภาวะมาตรฐาน ต้องใช้แฟคเตอร์แก้ความหนาแน่นบรรยากาศ k_a และแฟคเตอร์แก้ความชื้นในบรรยากาศ k_h ซึ่งค่า k_h สำหรับลูกถ้วยอ่านได้จากเส้นกราฟ

2.13.5.2 การทดสอบรับรอง (Acceptance test)

หมายถึง การตรวจสอบวัสดุอุปกรณ์ ผลิตภัณฑ์อุตสาหกรรมว่ายังมีคุณภาพได้ตามที่มาตรฐานกำหนดหรือไม่ การทดสอบรับรองทางไฟฟ้าก็คือการทดสอบความแข็งแรงรวมทั้งทางกลและทางไฟฟ้า เป็นการทดสอบที่เลียนแบบการใช้งานจริง เพราะลูกถ้วยในขณะใช้งานนั้นจะต้องรับทั้งแรงทางกลและความเครียดสนามไฟฟ้า

การทดสอบรับรองทางไฟฟ้าอีกประการหนึ่งคือ การทดสอบเจาะผ่าน (Puncture) เป็นการทดสอบแตกสลาย เพื่อต้องการตรวจสอบความคงทนต่อแรงดันไฟฟ้าของเนื้อลูกถ้วย (อาจเป็นพอร์ซเลนหรือแก้ว)

2.13.5.3 การทดสอบประจำ (Routine test)

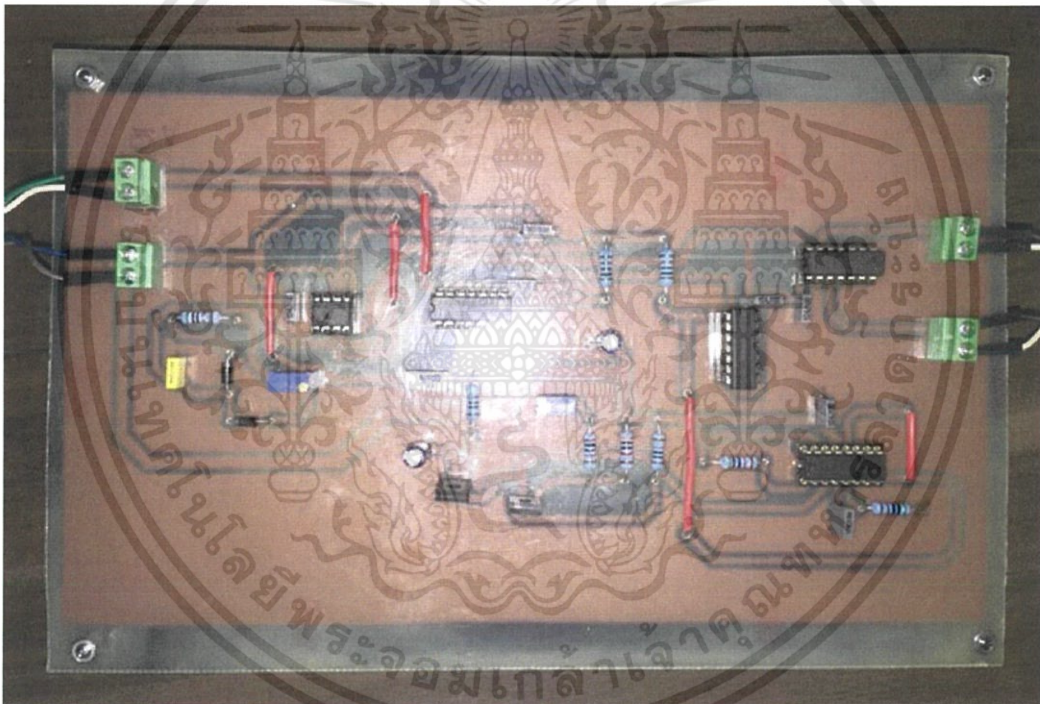
หมายถึง การทดสอบที่ทำเป็นประจำในโรงงาน เป็นการทดสอบกับลูกถ้วยฉนวนทุกลูกเพื่อตรวจสอบว่าลูกถ้วยนั้นไม่มีความบกพร่องจากการผลิตการทดสอบประจำทางไฟฟ้าของลูกถ้วยฉนวน ได้แก่ การทดสอบวาบไฟตามผิว ซึ่งอาจจะใช้แรงดันความถี่สูงแบบหน่วง (Damped High Frequency Voltage) มีความถี่ประมาณ 200 kHz ซึ่งได้จากหม้อแปลงเทสลาให้เกิดวาบไฟตามผิวเป็นเวลาต่อเนื่อง 3 ถึง 5 วินาที หรือ อาจทดสอบวาบไฟตามผิวด้วยความถี่ต่ำให้เกิดวาบไฟตามผิวแห่งต่อเนื่องกันเป็นเวลา 3 ถึง 5 นาที

บทที่ 3

การออกแบบและประกอบสร้าง

3.1 เงื่อนไขการออกแบบ

ในบทนี้ได้นำเสนอผลการจำลองการทำงานและชุดชิ้นงานของวงจรแปลงจากไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรง (AC to DC Converter) วงจรสร้างพัลส์ (วงจร NE555) วงจรกำเนิดสัญญาณลาดเอียง(Ramp generator circuit) วงจรมอดูเลชัน (วงจร TL494) วงจรสวิตชิง และวงจรลดทอนระดับ (Buck converter) โดยใช้โปรแกรมออแคด (OrCad) ในการจำลองการทำงาน โดยสามารถใส่ค่าพารามิเตอร์ต่างๆของอุปกรณ์ในการจำลองผลลงในโปรแกรมได้ เพื่อเป็นการยืนยันว่าแบบการจำลองการทำงานนี้เป็นไปตามทฤษฎี ก่อนจะนำไปสู่การคำนวณค่าตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำในชิ้นงาน

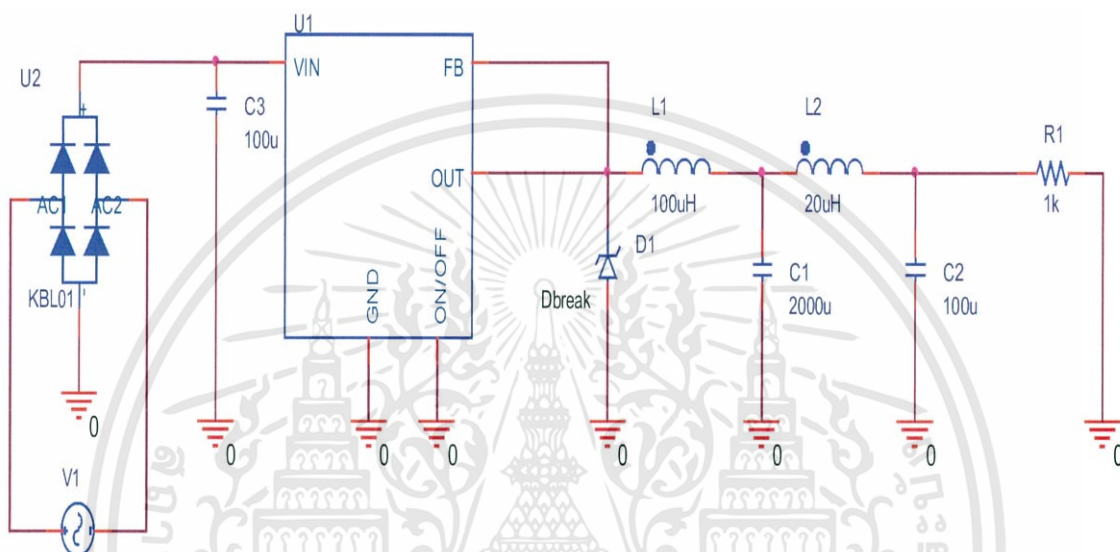


รูปที่3.1 วงจรสร้าง PWM เพื่อขับวงจรสวิตชิง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2 การจำลองการทำงานของวงจรแปลงจากไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรง (AC to DC Converter)

การจำลองการทำงานของวงจรแปลงจากไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรง (AC to DC Converter) ใช้โปรแกรมออคัด (OrCad) ในการจำลองการทำงาน วงจรมีเอาต์พุตเท่ากับ 5 โวลต์ และ 15 โวลต์ โดยรับอินพุตมาจากไฟฟ้ากระแสสลับที่ผ่านการลดทอนแรงดันจากหม้อแปลงมาแล้ว ซึ่งต้องใส่ค่าพารามิเตอร์ต่างๆของอุปกรณ์ที่ใช้ให้ตรงตามที่ได้ศึกษาข้อมูลมา



รูปที่ 3.2 วงจรแปลงไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรงที่มีเอาต์พุตเป็น 5 โวลต์

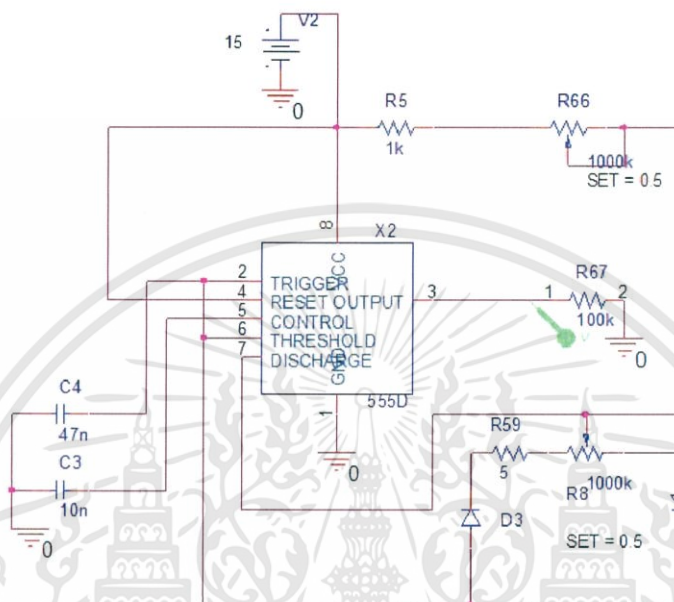


รูปที่ 3.3 ชิ้นงานชุดวงจรแปลงไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรงที่มีเอาต์พุตเป็น 5 โวลต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3 การจำลองการทำงานของวงจรสร้างพัลส์ (วงจรถ 555)

จำลองวงจรถสร้างพัลส์ (วงจรถ 555) โดยใช้โปรแกรมออคัด (OrCad) ในการจำลองการทำงาน ซึ่งรับไฟฟ้ากระแสตรงมาจากวงจรถแปลงไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรง (AC to DC Converter) ที่ 15 โวลต์ โดยสามารถปรับความถี่และดิวตี้ไซเคิลได้

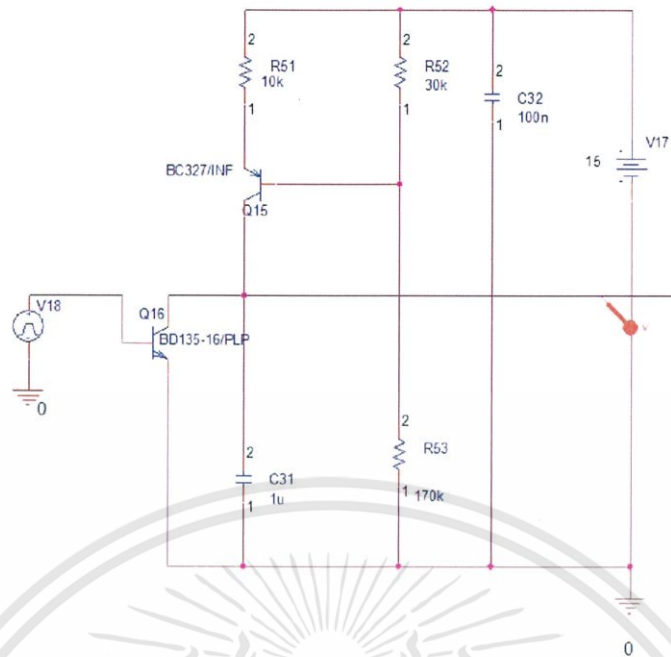


รูปที่ 3.4 วงจรถสร้างพัลส์ (วงจรถ 555)

วงจรถสร้างพัลส์ที่ได้มีความถี่ที่สามารถปรับค่าได้ในช่วง 15-23 เฮิร์ตซ์ และสามารถปรับดิวตี้ไซเคิลได้ซึ่งเมื่อจ่ายไปให้กับวงจรถกำเนิดสัญญาณลาดเอียงแล้วจะทำหน้าที่เป็นขาคลิก ดังรูปที่ 3.4

3.4 วงจรถกำเนิดสัญญาณลาดเอียง (Ramp generator circuit)

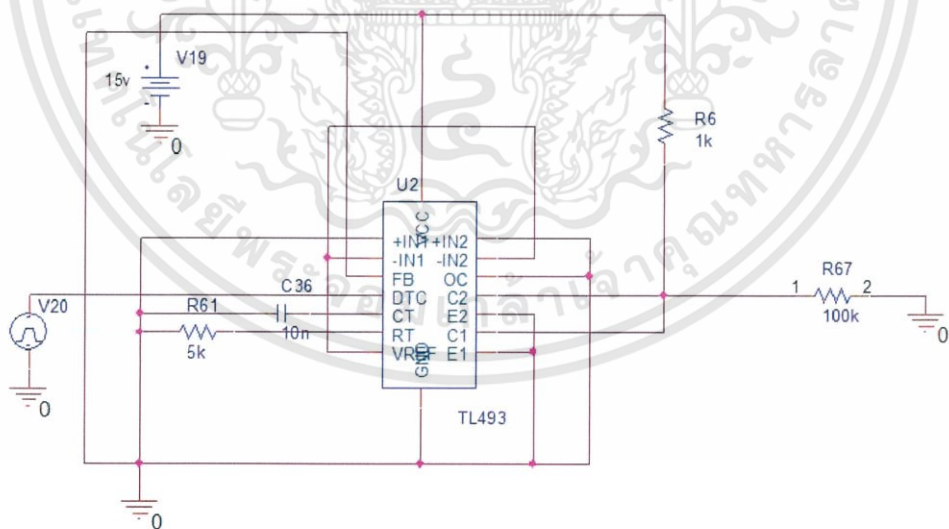
การจำลองการทำงานของวงจรถกำเนิดสัญญาณลาดเอียง (Ramp) โดยใช้โปรแกรมออคัด (OrCad) ในการจำลองการทำงาน ซึ่งรับไฟฟ้ากระแสตรงมาจากวงจรถแปลงไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรง (AC to DC Converter) ที่ 15 โวลต์ สร้างสัญญาณลาดเอียงเพื่อนำไปเป็นสัญญาณควบคุมในวงจรถมอดูเลชั่น



รูปที่ 3.5 วงจรกำเนิดสัญญาณลาดเอียง (Ramp generator circuit)

3.5 วงจรมอดูเลชั่น (วงจรถ่าย TL494)

ใช้ในการสร้างสัญญาณ pulse width modulation เพื่อใช้ในการสั่งการวงจรสวิตซ์ซึ่งเพื่อทำให้วงจรถ่ายคอนเวอร์เตอร์ทำงานเพื่อใช้เป็นแหล่งจ่ายของหม้อแปลงเทสลา

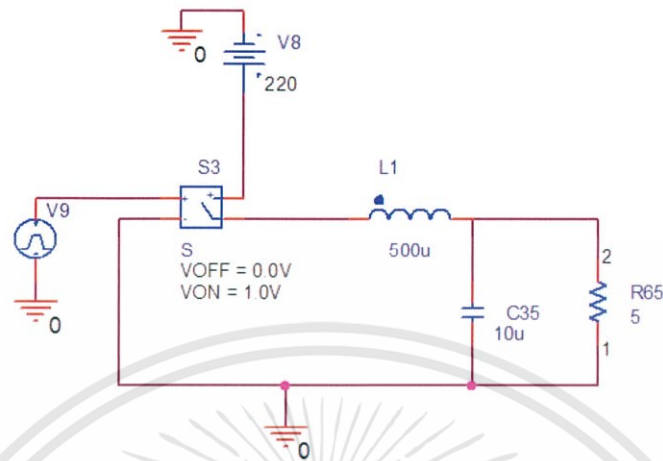


รูปที่ 3.6 วงจรถ่ายมอดูเลชั่น (วงจรถ่าย TL494)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.6 วงจรบั๊กคอนเวอร์เตอร์

ใช้เป็นแหล่งจ่ายแทนแหล่งจ่ายกระแสตรงในหม้อแปลงเตสลา



รูปที่ 3.7 วงจรลดทอนแรงดัน (Buck converter)

3.7 การออกแบบและประกอบสร้างตัวเก็บประจุไฟฟ้าด้านทุติยภูมิ (C_2) [9]

ค่าความจุของตัวเก็บประจุไฟฟ้าด้านทุติยภูมิเป็นปัจจัยแรกที่ต้องคำนึงถึงว่ามีค่ามากน้อยเพียงใด เนื่องจากแรงดันและความถี่ด้านขาออกจะมีการเปลี่ยนแปลง เมื่อขนาดของโหลดมีการเปลี่ยนแปลง โดยตัวเก็บประจุไฟฟ้าด้านทุติยภูมิจะประกอบด้วย ค่าความจุไฟฟ้าของอิเล็กโทรดแบบวงแหวน ค่าความจุไฟฟ้าแฝงในขดลวดด้านทุติยภูมิ และค่าความจุไฟฟ้าของลูกถ้วยฉนวนไฟฟ้า ซึ่งสามารถคำนวณได้ดังนี้

3.7.1 ค่าความจุไฟฟ้าของอิเล็กโทรดแบบวงแหวน (Toroid; C_T)

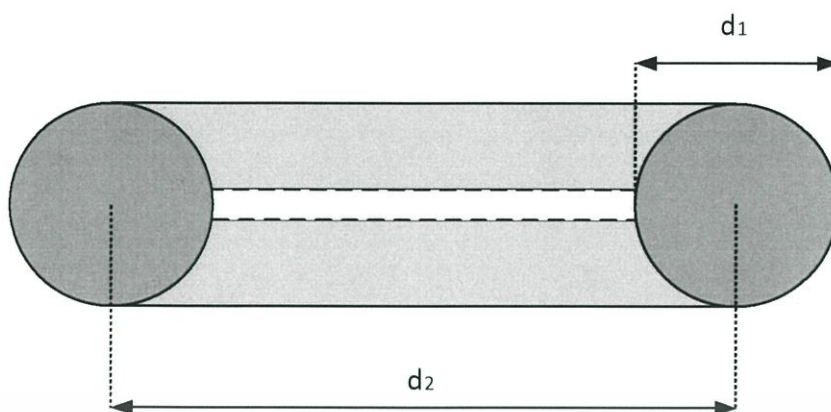
อิเล็กโทรดแบบวงแหวนทำหน้าที่เป็นตัวเก็บประจุไฟฟ้าทางด้านทุติยภูมิของหม้อแปลง และช่วยกระจายความเครียดของสนามไฟฟ้าที่เกิดขึ้นรอบๆ ส่วนบนของขดลวดด้านทุติยภูมิ ซึ่งสามารถคำนวณได้จากสมการที่ 3.1

$$C_T = 1.4 \left(1.2781 - \frac{d_1}{d_2} \right) \sqrt{\pi d_1 (d_2 - d_1)} \quad (3.1)$$

เมื่อ C_T คือ ค่าความจุของอิเล็กโทรดแบบวงแหวน

d_1 คือ ขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางของท่อ

d_2 คือ ขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางของวงแหวนทอรอยด์



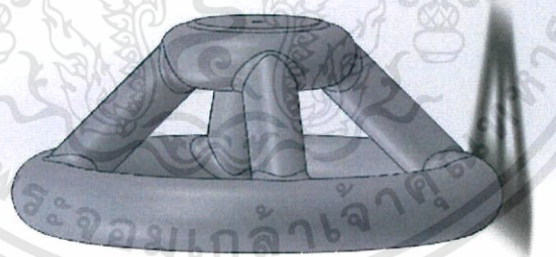
รูปที่ 3.8 พารามิเตอร์อิเล็กทรอนิกส์แบบวงแหวน (Toroid)

กำหนดให้เส้นผ่านศูนย์กลางของวงแหวน (d_2) เท่ากับ 9 นิ้ว ซึ่งทำมาจากท่ออะลูมิเนียมขนาดเส้นผ่านศูนย์กลาง (d_1) 0.75 นิ้ว จะได้ค่าความจุไฟฟ้าของอิเล็กทรอนิกส์แบบวงแหวน เท่ากับ 7.37 pF

$$C_T = 1.4 \left(1.2781 - \frac{d_1}{d_2} \right) \sqrt{\pi d_1 (d_2 - d_1)}$$

$$C_T = 1.4 \left(1.2781 - \frac{0.75}{9} \right) \sqrt{\pi \times 0.75 (9 - 0.75)}$$

$$C_T = 7.37 \text{ pF}$$



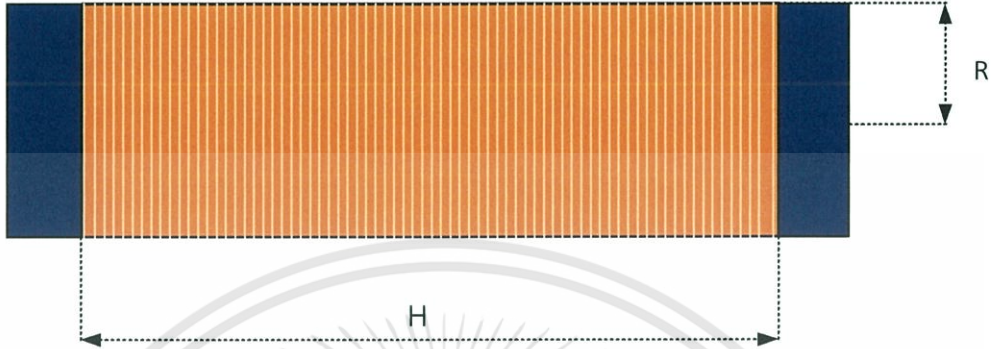
รูปที่ 3.9 อิเล็กทรอนิกส์แบบวงแหวนของหม้อแปลงเทสลาแบบโซลิดสเตท

3.7.2 ค่าความจุไฟฟ้าแฝงในขดลวดด้านทุติยภูมิ (Self-Capacitance; C_s)
ขดลวดด้านทุติยภูมิจะมีค่าความจุไฟฟ้าแฝงซึ่งสามารถคำนวณได้จากสมการที่ (3.2)

$$C_s = 0.29H + 0.41R + 1.94R \sqrt{\frac{R}{H}} \quad (3.2)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- เมื่อ C_s คือ ค่าความจุไฟฟ้าจากแผงในขดลวดด้านทุติยภูมิ (PF)
 H คือ ความสูงของระยะการพันขดลวดด้านทุติยภูมิ (นิ้ว)
 R คือ รัศมีของขดลวดด้านทุติยภูมิ (นิ้ว)



รูปที่ 3.10 พารามิเตอร์ของความจุแฝง (Self-Capacitance)

กรณีค่าความจุไฟฟ้าแฝงในขดลวดด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงเตสลาแบบโซลิตสเตทเรโซแนนท์คู่แบบ QCW (สำหรับทดสอบลูกถ้วยแขวน)

กำหนดให้ความสูงของระยะพันขดลวดด้านทุติยภูมิเท่ากับ 15.75 นิ้วซึ่งพันบนที่พีวีซีขนาดเส้นผ่านศูนย์กลาง 4 นิ้ว จะได้ค่าความจุไฟฟ้าแฝงในขดลวดด้านทุติยภูมิเท่ากับ 17.031 pF

$$C_s = 0.29H + 0.41R + 1.94R \sqrt{\frac{R}{H}}$$

$$C_s = (0.29 \times 15.75) + (0.41 \times 2) + \left(1.94 \times 2 \times \sqrt{\frac{2}{15.75}} \right)$$

$$C_s = 17.031 \text{ pF}$$

3.8 การออกแบบประกอบสร้างขดลวดด้านทุติยภูมิ (L_2)

ในการออกแบบเลือกใช้ท่อพีวีซีขนาดเส้นผ่านศูนย์กลาง 4 นิ้ว เป็นแกนกลางในการพันขดลวดด้านทุติยภูมิและระยะการพันขดลวดด้านทุติยภูมิเท่ากับ 15.75 นิ้ว การหาขนาดเส้นลวดทองแดงที่เหมาะสมต่อการพันขดลวดด้านทุติยภูมิตามเงื่อนไขการออกแบบที่กำหนดไว้คือ เลือกใช้ท่อพีวีซีขนาดเส้นผ่านศูนย์กลาง 4 นิ้ว ความยาว 15.75 นิ้ว และค่าความถี่ขาออกของขดลวดด้านทุติยภูมิประมาณ 200 kHz

ดังนั้นในการประกอบสร้างจึงเลือกใช้ลวดเบอร์ 24 AWG ที่มีขนาดเส้นผ่านศูนย์กลาง 0.02 นิ้ว (0.511 มิลลิเมตร) ในการพันขดลวดด้านทุติยภูมิ ซึ่งค่าพารามิเตอร์ต่างๆมีขั้นตอนการคำนวณดังนี้

3.8.1 จำนวนรอบของการพันขดลวดด้านทุติยภูมิ

จำนวนรอบของการพันขดลวดด้านทุติยภูมิโดยพิจารณาจากขนาดของเส้นลวดที่ใช้พัน สามารถคำนวณได้จากสมการที่ (3.3)

$$N = \frac{H}{d} \quad (3.3)$$

เมื่อ N คือ จำนวนรอบของการพันขดลวดด้านทุติยภูมิ

H คือ ความสูงของระยะการพันขดลวดด้านทุติยภูมิ (นิ้ว)

d คือ ขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางของขดลวดทองแดง (นิ้ว)

เมื่อแทนค่าลงในสมการที่ (3.3) จะได้จำนวนรอบของการพันขดลวดด้านทุติยภูมิเท่ากับ

$$\begin{aligned} N &= \frac{H}{d} \\ N &= \frac{15.75}{0.2} \\ N &= 783 \end{aligned}$$

จะได้จำนวนรอบของการพันขดลวดด้านทุติยภูมิเท่ากับ 783 รอบ

3.8.2 ค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดด้านทุติยภูมิ

ค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดด้านทุติยภูมิ สามารถคำนวณหาได้จากสมการ (3.4)

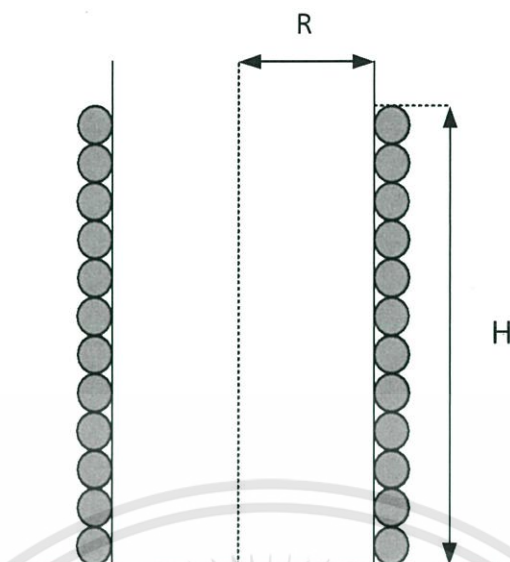
$$L_2 = \frac{(NR)^2}{9R + 10H} \quad (3.4)$$

เมื่อ L_2 คือ ค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดด้านทุติยภูมิ (μH)

N คือ จำนวนรอบของการพันขดลวดด้านทุติยภูมิ

R คือ รัศมีของแกนถึงศูนย์กลางของขดลวดด้านทุติยภูมิ (นิ้ว)

H คือ ความสูงของระยะการพันขดลวดด้านทุติยภูมิ (นิ้ว)



รูปที่ 3.11 พารามิเตอร์ความเหนี่ยวนำของขดลวดด้านทุติยภูมิ

เมื่อแทนค่าลงในสมการที่ (3.4) จะได้ค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดด้านทุติยภูมิเท่ากับ

$$L_2 = \frac{(NR)^2}{9R + 10H}$$

$$L_2 = \frac{(783 \times 2)^2}{(9 \times 2) + (10 \times 15.75)}$$

$$L_2 = 13.962 \text{ mH}$$

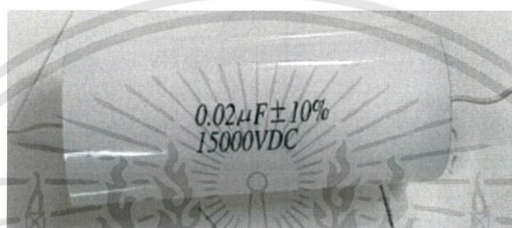


รูปที่ 3.12 ขดลวดด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงเตสลาแบบโซลิตสเตทเรโซแนนท์คู่ แบบ QCW

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.9 การออกแบบและประกอบสร้างตัวเก็บประจุไฟฟ้าด้านปฐมภูมิ (C1)

งานวิจัยนี้เลือกใช้ค่าความจุของตัวเก็บประจุไฟฟ้าทางด้านปฐมภูมิเท่ากับ $0.01 \mu\text{F}$ เนื่องจากเป็นค่าความจุที่ไม่สูงหรือต่ำจนเกินไป ซึ่งจะช่วยให้ออกแบบและประกอบสร้างขดลวดด้านปฐมภูมิที่มีมิติที่เหมาะสมต่อไปได้ จากนั้นทำการจำลองผลด้วยโปรแกรม OrCAD เพื่อหาขนาดแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ ผลการจำลองพบว่าแรงดันที่ได้มีค่าประมาณ 20 kV จึงเลือกใช้ตัวเก็บประจุยี่ห้อ WIMA ชนิด Polypropylene ที่มีค่าความจุ $0.02 \mu\text{F}$ พิกัดแรงดันกระแสตรง 15 kV โดยออกแบบให้ต่อตัวเก็บประจุนุกรมกัน 2 ตัว จะได้ค่าความจุของตัวเก็บประจุนุกรมเท่ากับ $0.01 \mu\text{F}$ โดยมีค่าความคงทนต่อแรงดันของตัวเก็บประจุเท่ากับ 30 kV



รูปที่ 3.13 ตัวเก็บประจุด้านปฐมภูมิ

3.10 การออกแบบประกอบสร้างขดลวดด้านปฐมภูมิ (L_1) [9]

การพันขดลวดด้านปฐมภูมิจะเลือกใช้แบบ Helical Coil หรือการพันแบบทรงกระบอก เนื่องจากจะทำให้เกิดการเหนี่ยวนำไฟฟ้าระหว่างขดลวดด้านปฐมภูมิและทุติยภูมิสูงกว่าแบบ Flat Pancake Coil หรือการพันแบบแนวราบและแบบ Inverse Conical Coil หรือการพันแบบก้นหอย ค่าความเหนี่ยวนำที่ต้องการในกรณีที่ยังไม่ได้ทดสอบกับลูกถ้วยฉนวนสามารถคำนวณได้จากสมการที่ (3.6)

$$L_1 C_1 = L_2 C_2 \quad (3.6)$$

$$L_1 \times (0.01 \times 10^{-6}) = (13.962 \times 10^{-3}) \times (17.031 \times 10^{-9})$$

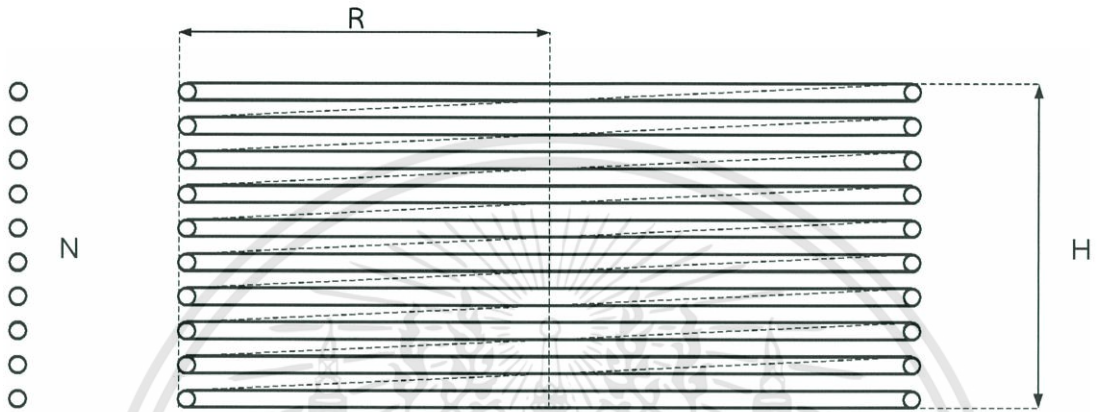
$$L_1 = 28.318 \mu\text{H}$$

การออกแบบและประกอบสร้างขดลวดด้านปฐมภูมิ เลือกใช้ท่อทองแดงขนาด 0.118 นิ้ว (3 มิลลิเมตร) ระยะห่างระหว่างจุดศูนย์กลางของแต่ละรอบเท่ากับ 0.118 นิ้ว รัศมีของขดลวดด้านปฐมภูมิ(R) เท่ากับ 0.059 นิ้ว ความสูงของขดลวดด้านปฐมภูมิ (H) เท่ากับ 4.72 นิ้ว และพันจำนวนรอบ (N) เท่ากับ 20 รอบ ค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดด้านปฐมภูมิสามารถคำนวณได้จากสมการที่ (3.7)

$$L_1 = \frac{(NR)^2}{9R + 10H} \quad (3.7)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- เมื่อ L_1 คือ ค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดด้านปฐมภูมิ (μH)
 N คือ จำนวนรอบของการพันขดลวดด้านปฐมภูมิ
 R คือ รัศมีของแกนถึงศูนย์กลางของขดลวดด้านปฐมภูมิ (นิ้ว)
 H คือ ความสูงของระยะการพันขดลวดด้านปฐมภูมิ (นิ้ว)



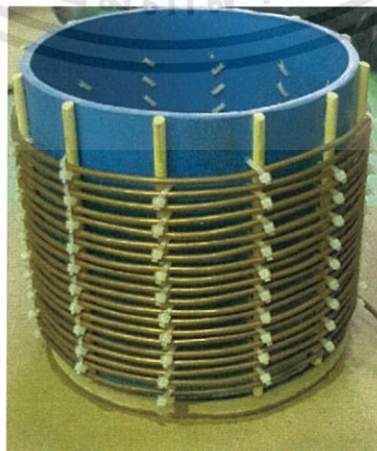
รูปที่ 3.12 พารามิเตอร์ในการพันขดลวดด้านปฐมภูมิแบบ Helical Coil

เมื่อแทนค่าลงในสมการที่ (3.7) จะได้ค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดด้านปฐมภูมิสูงสุดเท่ากับ

$$L_1 = \frac{(NR)^2}{9R + 10H}$$

$$L_1 = \frac{(20 \times 3)^2}{(9 \times 3) + (10 \times 4.72)}$$

$$L_1 = 48.51 \mu H$$

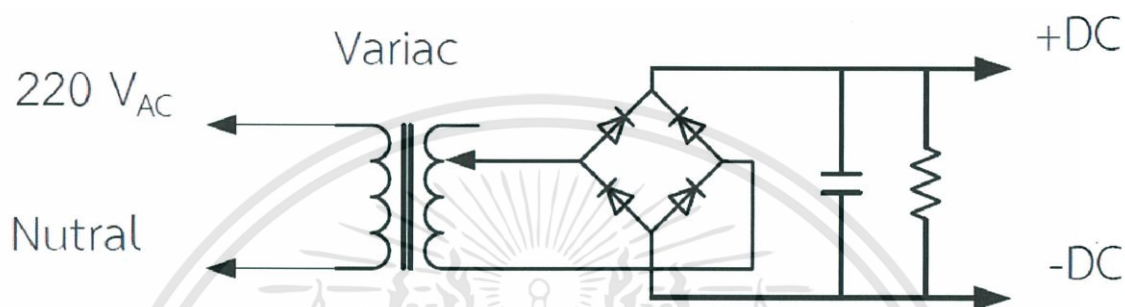


รูปที่ 3.15 การพันขดลวดด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงเทสลาแบบโซลิตสเตทเรโซแนนท์คู่ แบบ QCW

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.11 การออกแบบและประกอบสร้างวงจรเรียงกระแสสำหรับวงจรกำลัง [9]

วงจรเรียงกระแสทำหน้าที่เปลี่ยนแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ 220 VAC 50 Hz เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง 311 VDC ซึ่งสามารถปรับระดับแรงดันที่ต้องการได้จากการเชื่อมต่อผ่านหม้อแปลงปรับแรงดันไฟฟ้า (Variac) วิธีการเรียงกระแสสามารถทำได้โดยต่อวงจรผ่านไดโอดแบบบริดจ์ จากนั้นกรองแรงดันให้เรียบโดยการต่อตัวเก็บประจุที่มีค่าสูง 10000 μF แรงดัน 450 VDC



รูปที่ 3.16 แผนผังการทำงานของวงจรเรียงกระแสสำหรับวงจรกำลัง

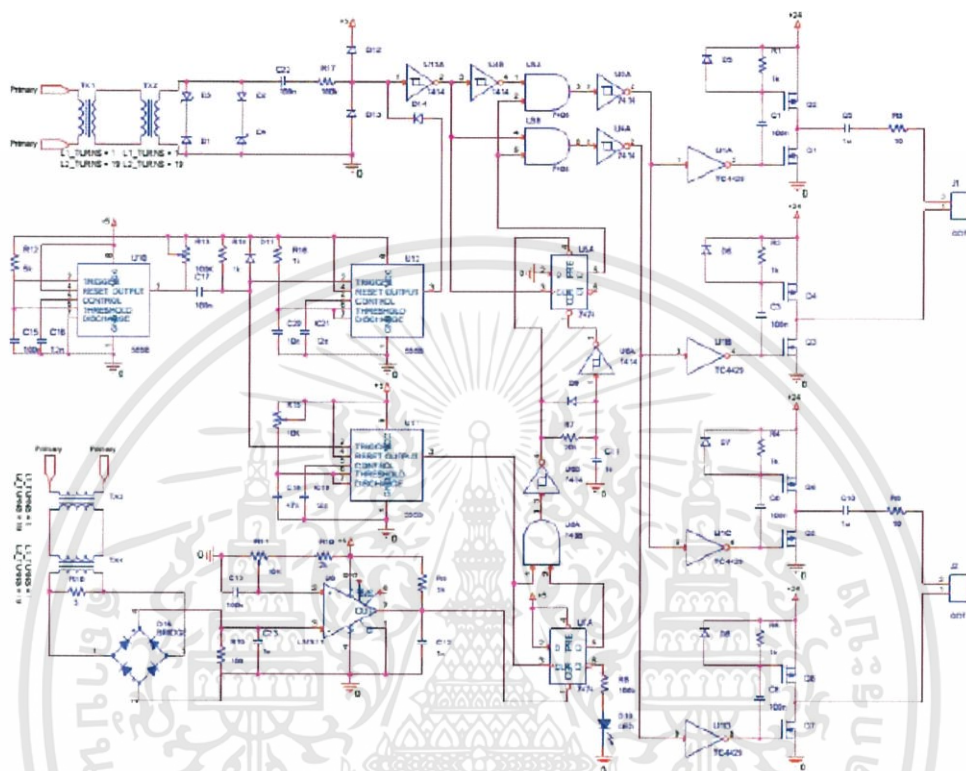


รูปที่ 3.17 วงจรเรียงกระแสสำหรับวงจรกำลัง (Bridge Rectifier)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.12 การออกแบบและประกอบสร้างวงจรควบคุม

วงจรควบคุมทำหน้าที่ควบคุมการสวิตช์ไอจีบีที (IGBT) ภายในวงจรควบคุมประกอบไปด้วย วงจรตรวจจับกระแสเกิน วงจรป้องกันกลับ วงจรทริกสัญญาณ วงจรอินเตอร์รัพท์ (ควบคุมระยะเวลาในการเปิดปิดสวิตช์ของไอจีบีที) และวงจรขยายสัญญาณการขับไอจีบีที



รูปที่ 3.18 แผนผังการทำงานของวงจรควบคุม

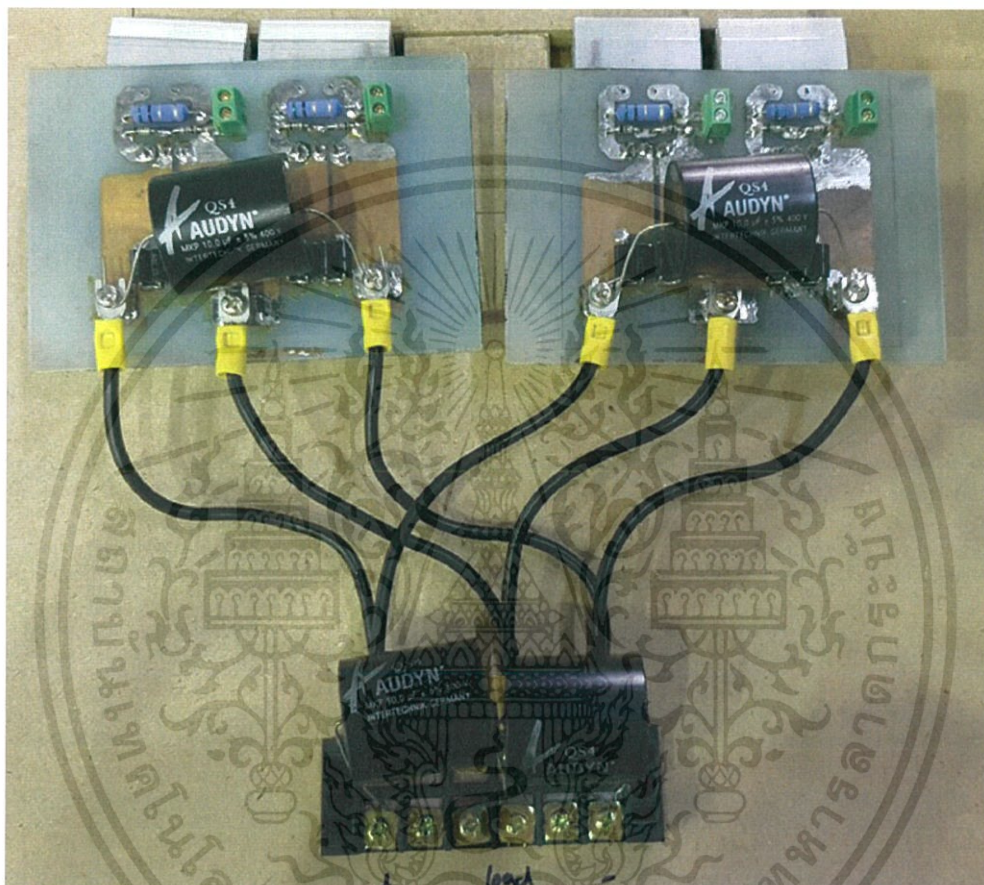


รูปที่ 3.19 วงจรควบคุม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.13 การออกแบบและประกอบสร้างวงจรอินเวอร์เตอร์

วงจรในส่วนนี้จะทำหน้าที่แปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่ได้รับจากแหล่งจ่าย ให้เป็นไฟฟ้ากระแสสลับ ขนาดตามพิกัดแรงดันที่ได้รับจากแหล่งจ่ายความถี่โดยประมาณ 200 kHz วงจรอินเวอร์เตอร์ที่เลือกใช้เป็นแบบ ฮาล์ฟบริดจ์ ซึ่งใช้ไอจีบีทีเบอร์ HGTG40N60A4 75A 600V เป็นสวิตช์ในการส่งจ่ายพลังงานให้แก่ขดลวดและตัวเก็บประจุด้านปฐมภูมิ



รูปที่ 3.20 วงจรฮาล์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

การทดลองและผลการทดลอง

4.1 กล่าวนำ

เนื่องจากมาตรฐาน ANSI C29.1 (R2012) และ มอก. 354-2523 กำหนดไว้ว่า “การทดสอบ วาบไฟตามผิว อาจใช้แรงดันความถี่สูงแบบหน่วง (Damped High Frequency Voltage) ที่มีความถี่ ประมาณ 200kHz ซึ่งได้จากหม้อแปลงเทสลาให้เกิดวาบไฟตามผิวต่อเนื่องกันเป็นเวลา 3 ถึง 5 วินาที หรืออาจจะทดสอบวาบไฟด้วยความถี่ต่ำทำให้เกิดวาบไฟตามผิวห่างต่อเนื่องกันเป็นเวลา 3 ถึง 5 นาที” นั้นเพื่อยืนยันถึงประสิทธิภาพและความถูกต้องแม่นยำในการออกแบบและประกอบสร้างจึงได้มีการทดสอบหม้อแปลงเทสลาแบบโซลิตสเตทเรโซแนนท์คู่แบบ QCW ขึ้นโดยจะทำการทดสอบค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดด้านทุติยภูมิ ค่าความเหนี่ยวนำสูงสุดของด้านปฐมภูมิ ค่าความจุไฟฟ้าของ ตัวเก็บประจุด้านปฐมภูมิ และทำการทดสอบวาบไฟตามผิวของลูกถ้วยแขวนซึ่งจะนำเสนอในหัวข้อต่อไป

4.2 การทดสอบหม้อแปลงเทสลาแบบโซลิตสเตทเรโซแนนท์คู่แบบ QCW

4.2.1 การตรวจสอบค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดด้านทุติยภูมิ

การออกแบบและประกอบสร้างขดลวดด้านทุติยภูมิที่ได้คำนวณไว้ดังแสดงในบทที่ 3 นั้น จากการคำนวณจะได้ค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดด้านทุติยภูมิเท่ากับ 13.96 mH เมื่อทำการวัดค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดด้านทุติยภูมิโดยใช้ LC meter พบว่าค่าที่วัดได้เท่ากับ 14.01 mH เห็นได้ว่าค่าที่วัดได้มีค่าใกล้เคียงกับค่าที่ได้ออกแบบไว้



รูปที่ 4.1 ค่าความเหนี่ยวนำขดลวดด้านทุติยภูมิ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2.2 การตรวจสอบค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดด้านปฐมภูมิ

ตารางที่ 4.1 ผลการทดสอบค่าความเหนี่ยวนำด้านปฐมภูมิที่ได้จากการวัด

จำนวนรอบขดลวดด้านปฐมภูมิ	ค่าความเหนี่ยวนำ (μH)
1	0.1
2	1.7
3	2.2
4	3.5
5	6.3
6	8.8
7	12
8	14.9
9	18.2
10	20
11	23.7
12	27.6
13	31.2
14	36.9
15	37.3
16	42.0
17	47.8
18	51.4
19	55.2
20	58.4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



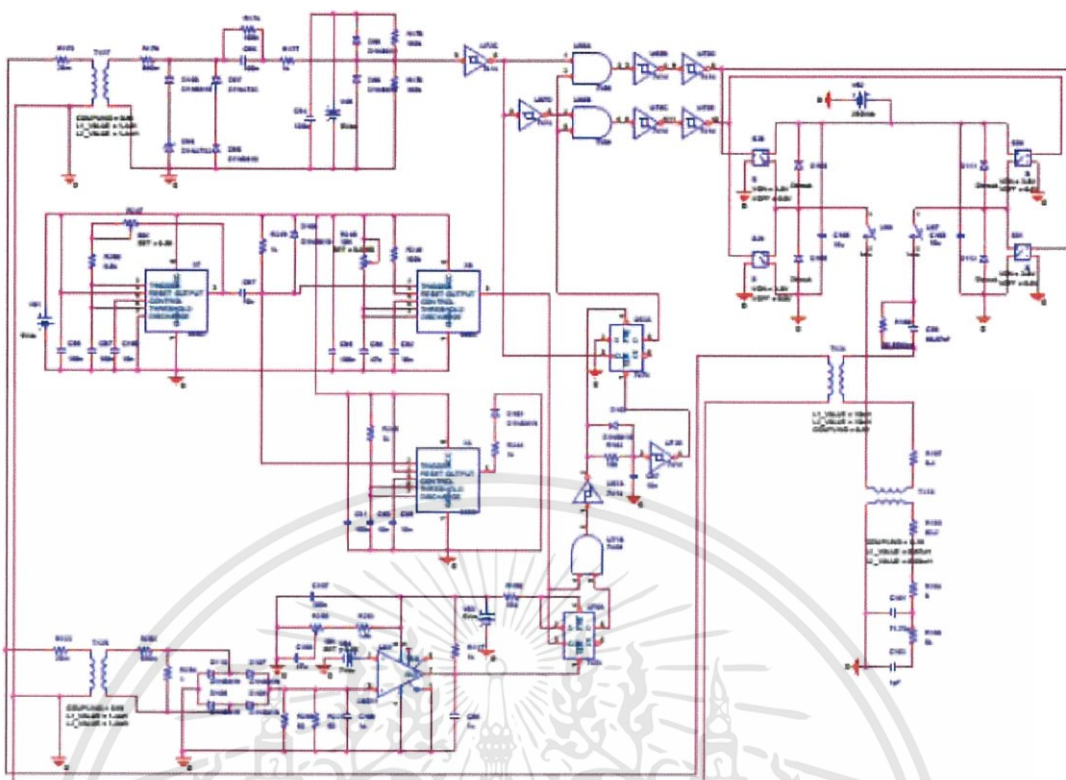
รูปที่ 4.2 ตัวอย่างการวัดค่าความเหนี่ยวนำด้านปฐมภูมิรอบที่ 12

4.2.3 การตรวจสอบค่าความจุของตัวเก็บประจุด้านปฐมภูมิ

การออกแบบและประกอบสร้างตัวเก็บประจุด้านปฐมภูมิดังที่แสดงในบทที่ 3 นั้นจากการคำนวณจะได้ค่าความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุเท่ากับ $0.01 \mu\text{F}$ เมื่อทำการวัดจริงโดยใช้ LC meter พบว่าค่าที่วัดได้เท่ากับ $0.01 \mu\text{F}$ เห็นได้ว่ามีค่าใกล้เคียงกับค่าที่ออกแบบไว้

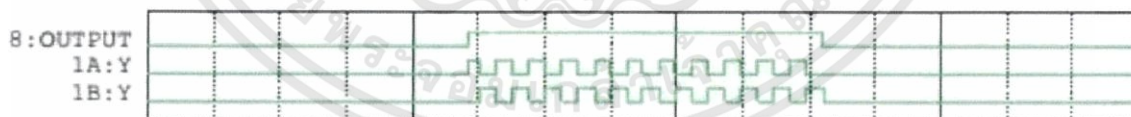
4.2.4 การจำลองระบบการทำงานด้วยโปรแกรม OrCAD

การจำลองระบบการทำงานของหม้อแปลงเตสลาแบบโซลิตสเตทเรโซแนนท์คู่แบบ QCW นั้นได้นำข้อมูลที่ได้จากการวัดค่าพารามิเตอร์ต่างๆที่ได้ทำการออกแบบไว้มาใช้เป็นข้อมูลในการจำลองระบบการทำงาน เพื่อจำลองหาสภาวะที่เหมาะสมในการทำงาน รวมไปถึงข้อจำกัดต่างๆที่อาจส่งผลให้เกิดความเสียหายต่ออุปกรณ์ต่างๆของหม้อแปลงเตสลาแบบโซลิตสเตทเรโซแนนท์คู่แบบ QCW

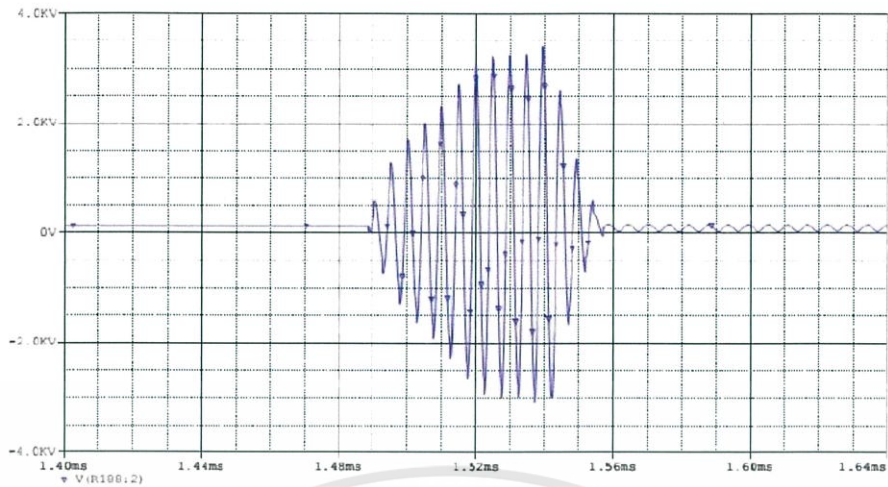


รูปที่ 4.3 การจำลองระบบการทำงานของหม้อแปลงเทสลาแบบโซลิตสเตทเรโซแนนท์คู่แบบ QCW

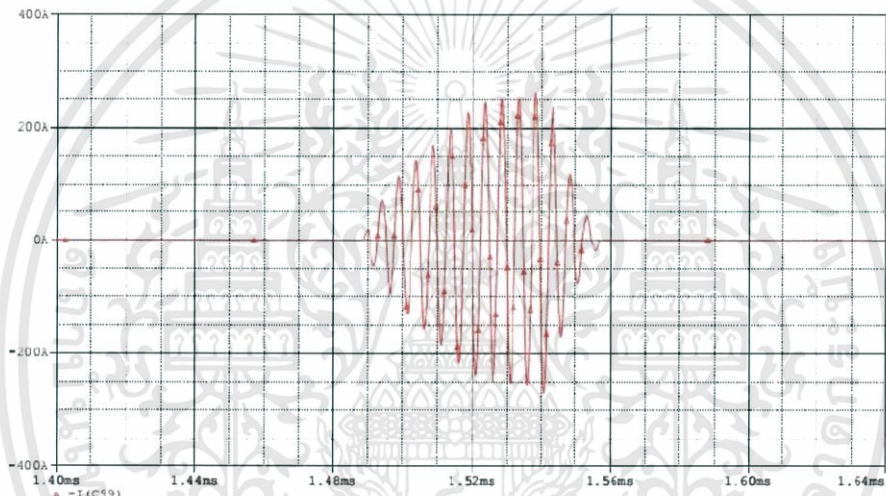
ในการจำลองระบบการทำงาน ผู้วิจัยได้กำหนดความถี่ที่ใช้กับอุปกรณ์สวิตชิงซึ่งได้จากการบ้อนกลับของสัญญาณผ่านวงจรบ้อนกลับที่ความถี่ 200 kHz โดยมีคาบการทำงานของวงจรควบคุมเท่ากับ 5-20 ms ดิวตี้ไซเคิล 1-10 % แรงดันขาเข้าของวงจรอินเวอร์เตอร์ 0-310 VDC จากนั้นทำการวัดกระแสและแรงดันขาออกของวงจรด้านปฐมภูมิ และแรงดันด้านขาออกของวงจรด้านทุติยภูมิ ซึ่งสามารถแสดงได้ดังนี้



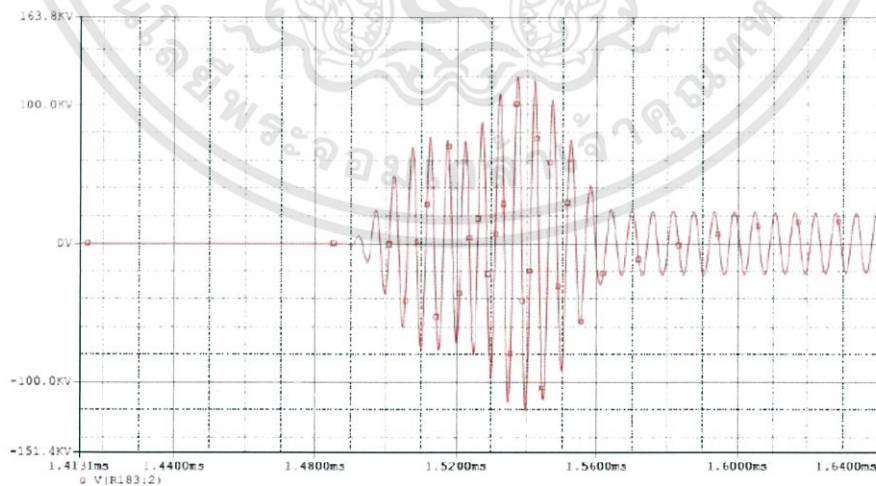
รูปที่ 4.4 ลักษณะรูปคลื่นสัญญาณที่ใช้ในการควบคุมการทำงานของอุปกรณ์สวิตชิง



รูปที่ 4.5 แรงดันที่ขดลวดของวงจรด้านปฐมภูมิ



รูปที่ 4.6 กระแสที่ขดลวดของวงจรด้านปฐมภูมิ



รูปที่ 4.7 แรงดันที่ขดลวดของวงจรด้านทุติยภูมิ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลจากการจำลองระบบการทำงานพบว่าหม้อแปลงเตสลาแบบโซลิตสเตทเรโซแนนท์คู่แบบ QCW ที่ได้ทำการออกแบบไว้สามารถสร้างแรงดันขาออกที่เหมาะสมในวงจรด้านทุติยภูมิเท่ากับ 120 kV ที่ความถี่เรโซแนนท์ 200 kHz แรงดันขาเข้าของวงจรอินเวอร์เตอร์ 230 V_{DC} โดยมีคาบการทำงานของวงจรควบคุมเท่ากับ 5 ms ดิวตี้ไซเคิล 2 % โดยที่เลือกใช้แรงดันขาเข้าของวงจรอินเวอร์เตอร์เท่ากับ 230 V_{DC} เนื่องจากอุปกรณ์สวิตซ์ที่เลือกใช้เป็น ไอจีบีที เบอร์ HGTG 40N60A4 75A 600V ซึ่งสามารถทนกระแสชั่วขณะได้ 300 A ซึ่งหากทำการปรับระดับแรงดันขาเข้าสูงกว่าค่าที่กำหนดไว้จะทำให้กระแสที่ไหลในวงจรอินเวอร์เตอร์เพิ่มขึ้นจนสร้างความเสียหายให้แก่อุปกรณ์สวิตซ์ได้

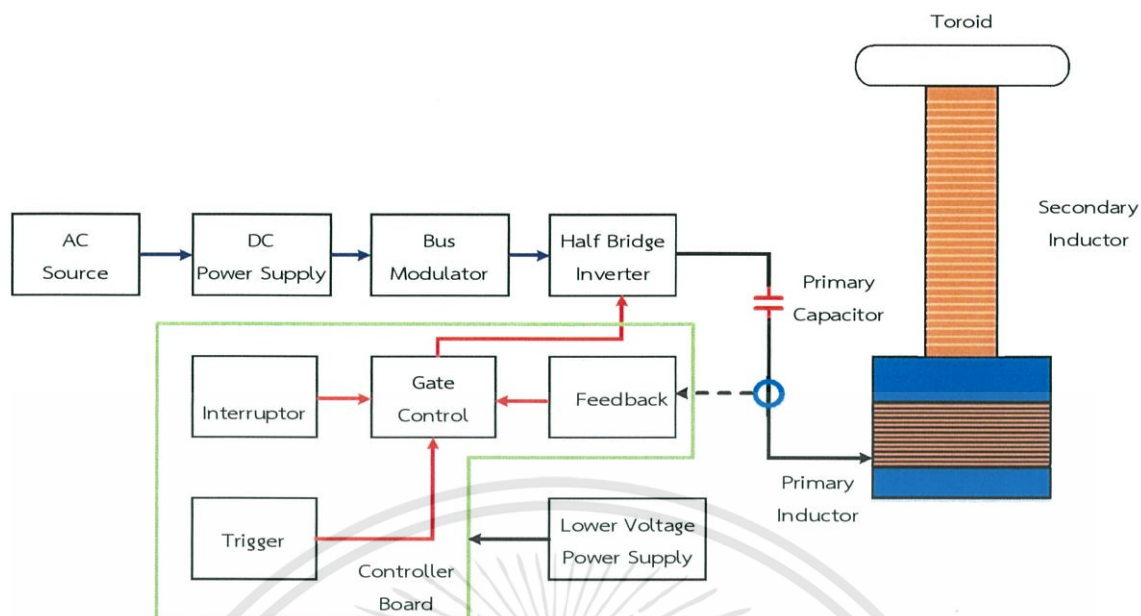
4.2.5 การทดสอบวาบไฟตามผิวของผิวของลูกถ้วยฉนวนโดยหม้อแปลงเตสลาแบบโซลิตสเตทเรโซแนนท์คู่แบบ QCW

อุปกรณ์ที่ใช้ในการทดสอบประกอบด้วย

- | | |
|---|-----------|
| 1. หม้อแปลงปรับแรงดันไฟฟ้าขนาด 0-250 Vac 50Hz 20A | 1 เครื่อง |
| 2. หม้อแปลงเตสลาแบบโซลิตสเตทเรโซแนนท์คู่แบบ QCW | 1 ชุด |
| 3. Oscilloscope | 1 เครื่อง |
| 4. Voltmeter | 1 เครื่อง |
| 5. Clamp on Power meter | 1 เครื่อง |

ขั้นตอนการทดสอบ

1. ต่อวงจรดังรูปที่ 4.8
2. จ่ายแรงดันไฟฟ้าให้กับวงจรหม้อแปลงเตสลา
3. ปรับหาความถี่เรโซแนนท์ ซึ่งสังเกตได้จากการวาบไฟตามผิวของลูกถ้วยฉนวนโดยวิธีการปรับลดหรือเพิ่มจำนวนรอบของขดลวดด้านปฐมภูมิ
4. บันทึกผลการทดลอง

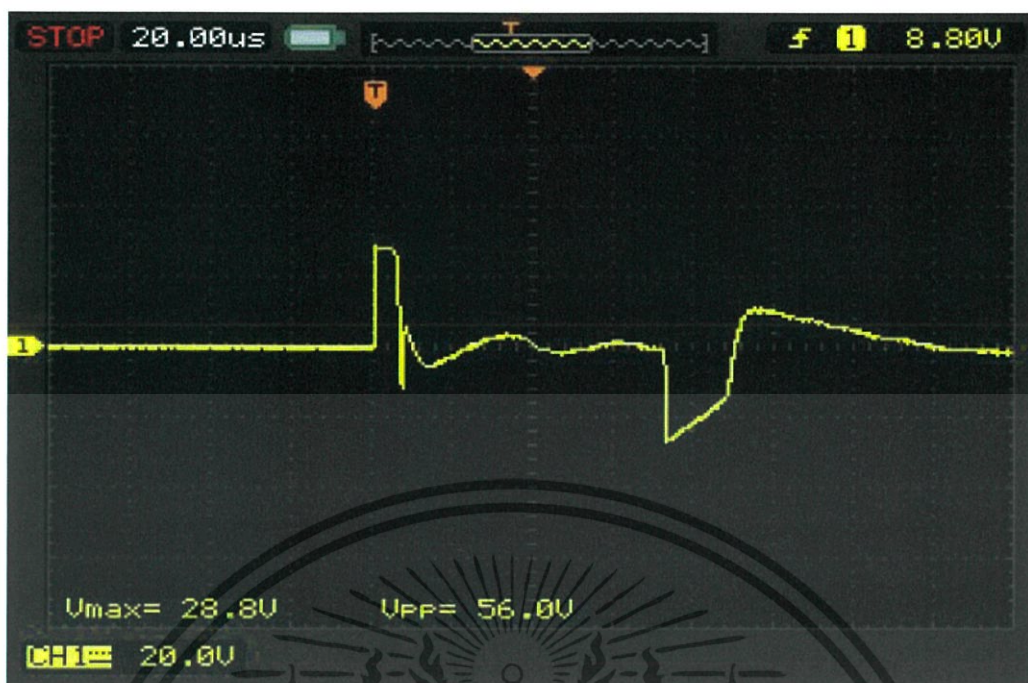


รูปที่ 4.8 วงจรการทดสอบหม้อแปลงเตสลาแบบโซลิตสเตรโซแนนท์แบบ QCW

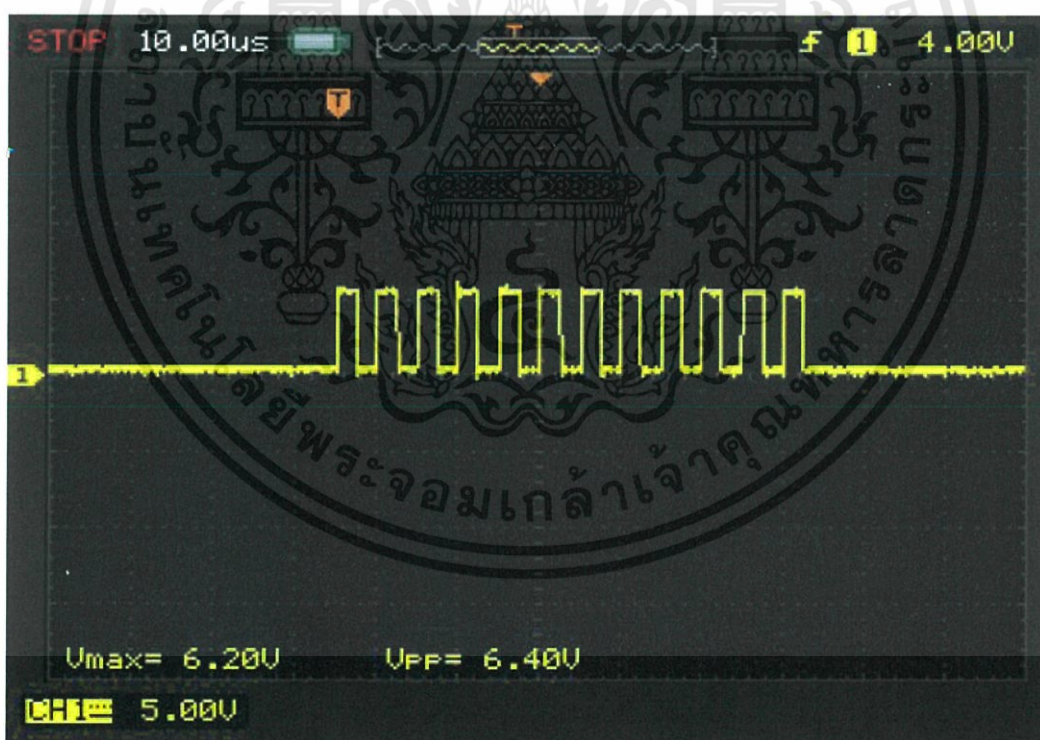
การทดสอบลูกถ้วยฉนวนนั้น จะต้องปรับจูนให้วงจรหม้อแปลงเตสลาอยู่ในสภาวะที่เหมาะสม ซึ่งจะทำให้แรงดันที่ออกมามีค่าสูงและเกิดการวาบไฟตามผิวของลูกถ้วยฉนวนได้ง่ายในการทดสอบเพื่อยืนยันประสิทธิภาพของหม้อแปลงเตสลาแบบโซลิตสเตรโซแนนท์คู่แบบ QCW ที่ได้ ออกแบบและประกอบสร้างนี้ จะทำการวัดค่าแรงดันไฟฟ้าที่จุดต่างๆของวงจร และทำการทดสอบวาบไฟตามผิวของลูกถ้วยฉนวนชนิด 52-1, 52-4 ซึ่งผลการทดลองสามารถแสดงได้จากตารางที่ 4.2

ตารางที่ 4.2 ผลการทดสอบเพื่อหาความถี่จากการทดสอบวาบไฟตามผิวของลูกถ้วยฉนวน

ชนิดของลูกถ้วยฉนวน	ความถี่ที่ได้จากการวัด (kHz)
ลูกถ้วยฉนวน 1-52	201.8
ลูกถ้วยฉนวน 4-52	195.4

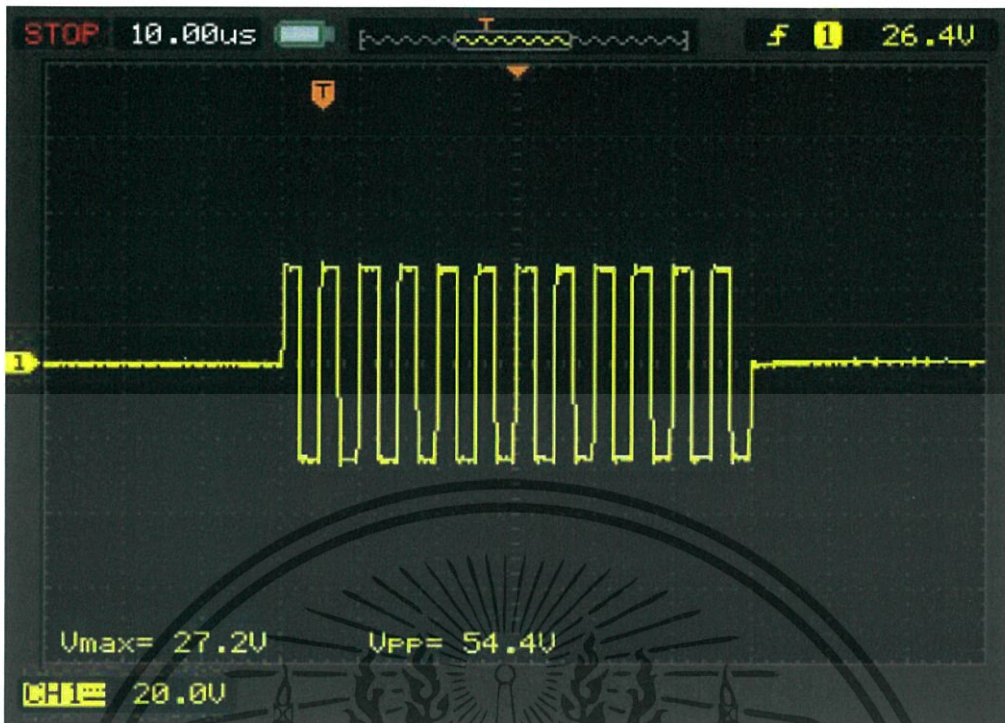


รูปที่ 4.9 ลักษณะสัญญาณทรานสิเอนต์เริ่มการทำงานของวงจรควบคุม

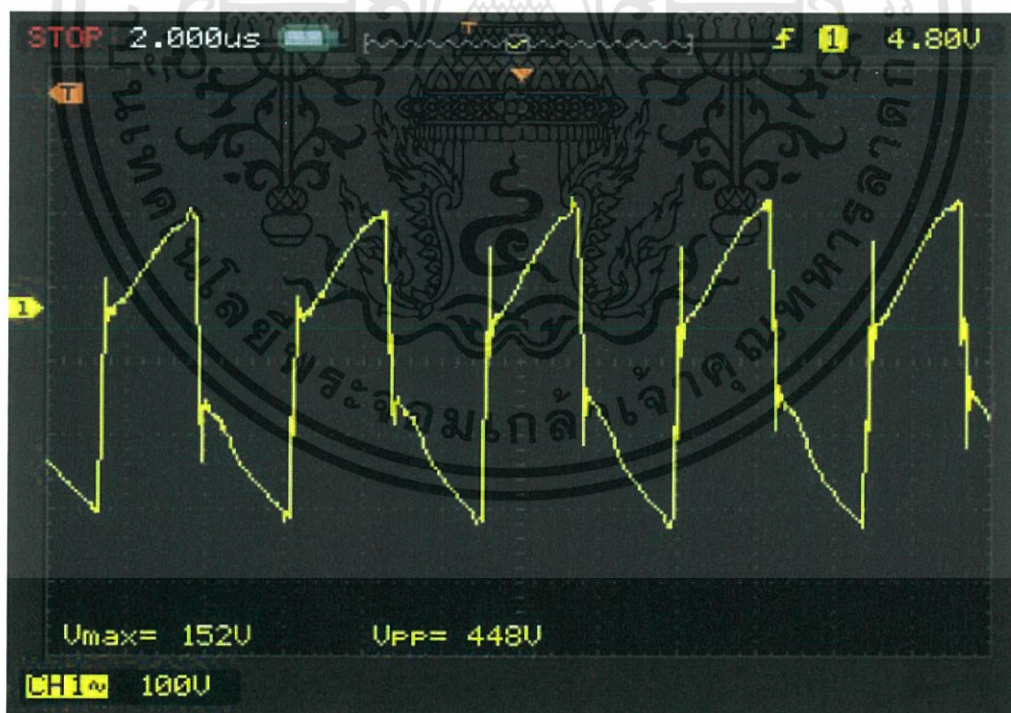


รูปที่ 4.10 ลักษณะสัญญาณป้อนกลับจากวงจรป้อนกลับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.11 ลักษณะสัญญาณขับนำเกตไอจีบีที

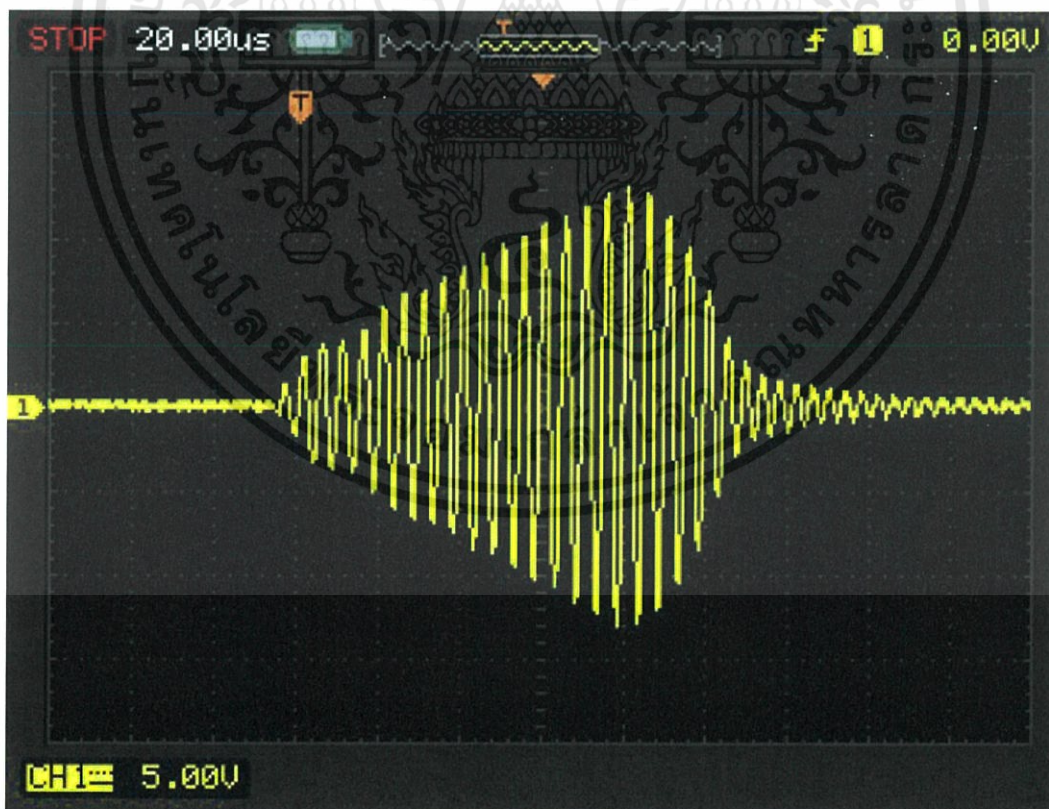


รูปที่ 4.12 สัญญาณขาออกของวงจรรินเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

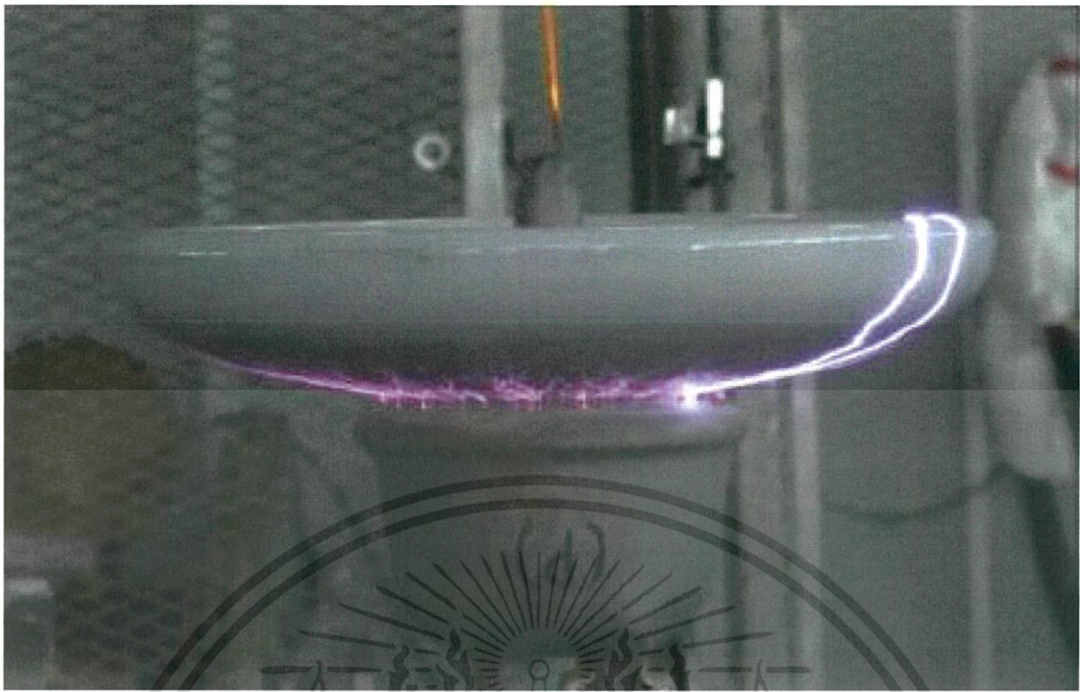


รูปที่ 4.13 การทดสอบวาบไฟตามผิวของลูกถ้วยแขวนชนิด 52-1

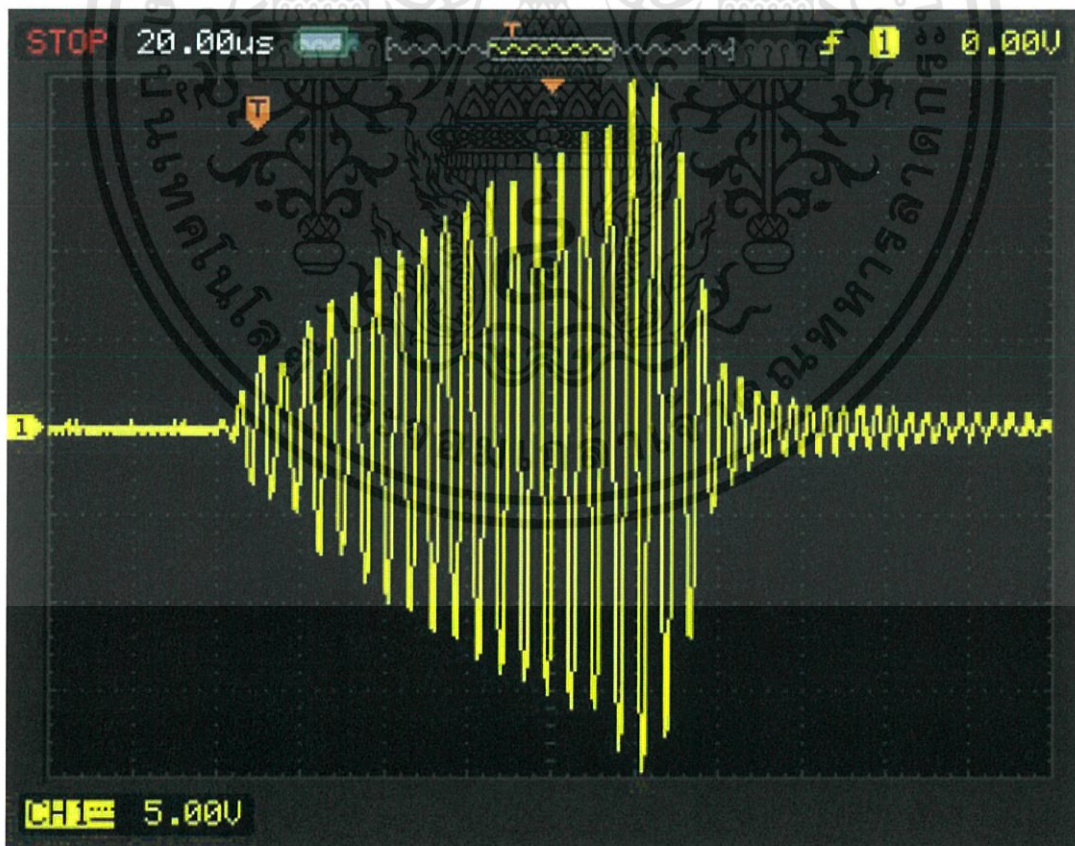


รูปที่ 4.14 รูปคลื่นความถี่ที่วัดได้จากการทดสอบวาบไฟตามผิวของลูกถ้วยแขวนชนิด 52-1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.15 การทดสอบวาวไฟตามผิวของลูกถ้วยแขวนชนิด 52-4



รูปที่ 4.16 รูปคลื่นความถี่ที่วัดได้จากการทดสอบวาวไฟตามผิวของลูกถ้วยแขวนชนิด 52-4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.17 ตัวอย่างทดสอบวาบไฟตามผิวของลูกถ้วยบกพร่อง

จากการทดสอบหม้อแปลงเตสลาแบบโซลิตสเตทเรโซแนนท์คู่แบบ QCW จะเห็นได้ว่าสามารถนำไปใช้งานได้จริงโดยการนำลูกถ้วยฉนวนพอร์ซเลนมาทดสอบกับชุดทดสอบนี้ ซึ่งสามารถทดสอบความผิดปกติของลูกถ้วยฉนวนได้ จึงทำให้สามารถแยกลูกถ้วยฉนวนที่ผิดปกติกับลูกถ้วยฉนวนที่สมบูรณ์ได้ โดยการสังเกตการวาบไฟตามผิวของลูกถ้วยฉนวน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

บทสรุปและข้อเสนอแนะ

5.1 บทสรุป

ปริญญาานิพนธ์ฉบับนี้เป็นการนำเสนอการออกแบบและประกอบสร้างหม้อแปลงเตสลาโซลิต สเตทเรโซแนนท์คู่แบบ QCW พิกัด 400 kV 200kHz จะใช้ไอจีบีเป็นอุปกรณ์สวิตชิงในวงจรกำลัง และถูกควบคุมโดยวงจรสร้างสัญญาณบัส-มอดูเลเตอร์ โดยจะทำการจำลองวงจรโดยใช้โปรแกรม OrCAD เพื่อศึกษาก่อนการประกอบสร้าง ซึ่งจะสามารถปรับความถี่ได้ตั้งแต่ความถี่ 18 เฮิร์ตซ์ ถึงความถี่ 23 เฮิร์ตซ์ โดยจะใช้งานที่ระดับความถี่ 20 เฮิร์ตซ์ และสามารถปรับ duty cycle ได้ตั้งแต่ 10% ถึง 80% เพื่อนำไปประยุกต์ใช้เป็นแหล่งจ่ายของวงจรหม้อแปลงเตสลาโซลิตสเตทเรโซแนนท์คู่แบบ QCW โดยใช้หลักการ PWM ในการสร้างสัญญาณพาหะ

จากการทดสอบหม้อแปลงเตสลาแบบโซลิตสเตทเรโซแนนท์คู่แบบ QCW โดยการทดสอบ วาบไฟตามผิวกับลูกถ้วยแขวนชนิด ANSI 52-1, ANSI 52-4 พบว่าหม้อแปลงเตสลาแบบโซลิตสเตทเรโซแนนท์คู่แบบ QCW ที่ได้ประกอบสร้างขึ้น สามารถสร้างแรงดันสูง 120 kV ที่ความถี่ประมาณ 200 kHz (180 kHz-200 kHz) และสามารถทดสอบการwabไฟตามผิวของลูกถ้วยแบบแขวนได้อย่างมีประสิทธิภาพ

5.2 ข้อเสนอแนะและปัญหาที่พบ

1. บอร์ด PCB มักมีปัญหาเรื่องไฟฟ้าช็อตลงกราวด์
2. การทำงานของอุปกรณ์สวิตชิงกำลัง (IGBT) แต่ละตัวจะทำให้เกิดความร้อนขึ้น จึงจำเป็นต้องมีการระบายความร้อนอย่างเหมาะสม
3. เมื่อขึ้นแรงดันที่กระแสสูงจะทำให้รูปคลื่นสัญญาณขาออกที่ได้มีการแกว่งมากขึ้น
4. เมื่อเพิ่มภาระทางไฟฟ้ามากขึ้นแกนเหล็กที่ตัวเหนี่ยวนำมีการสั่นและเกิดเสียงขึ้น และยังส่งผลให้รูปคลื่นสัญญาณมีการแกว่งมากขึ้นด้วย
5. ไม่สามารถทำการทดสอบwabไฟตามผิวของลูกถ้วยฉนวนเป็นเวลานานๆได้ เนื่องจากข้อจำกัดของอุปกรณ์สวิตชิงที่นำมาใช้
6. ค่าความเหนี่ยวนำด้านปฐมภูมิ (L1) อาจมีค่าความเหนี่ยวนำที่คลาดเคลื่อนเนื่องจากท่อทองแดงที่ใช้ในการพันเป็นท่อทองแดงชนิดแข็งทำให้ยากต่อการตัดโค้ง ทำให้ระยะห่างระหว่างขดลวดในแต่ละรอบมีค่าไม่เท่ากัน

เอกสารอ้างอิง

- [1] พงษ์เศวต บุญศรีพรหม,พัสวัฒน์ อยู่แก้ว,พิสิฐ เลาหะวีร์,สุรศักดิ์ น้อยหอม. “การออกแบบสร้าง หม้อแปลงแรงดันสูงความถี่สูง” ปรินิพนธ์วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง. 2556.
- [2] ถิรพงศ์ กษิรวัฒน์ และ พีรพล จิราพงศ์ “การพัฒนาหม้อแปลงทดสอบแรงดันสูงความถี่สูงสำหรับทดสอบลูกถ้วยฉนวนพอร์ซเลน” สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยเชียงใหม่. 2544.
- [3] Daniel H.McCauley, “DRSSTC Building the Modern Day Tesla First Edition.” United State of America.Lulu Press,2006.
- [4] QCW Tesla Coil.(ออนไลน์).แหล่งที่มา: <http://www.loneoceans.com/labs/qcw/>
- [5] วีระเชษฐ์ ชันเงิน และ วุฒิพล ธาราธิระเชษฐ์, “อิเล็กทรอนิกส์กำลัง” กรุงเทพฯ, ห้างหุ้นส่วน จำกัด วี.เจ. พรินติง, 2555
- [6] ไทริสเตอร์และอุปกรณ์สำหรับการสวิตซ์. (ออนไลน์). แหล่งที่มา : <http://www.ee.eng.cmu.ac.th/~akachai/EDCAS-I-2013/EDCAS-I-008.pdf>
- [7] วงจรเรียงกระแส. (ออนไลน์). แหล่งที่มา : <https://navapadol.files.wordpress.com/2015/09/e0b89ae0b897e0b897e0b8b5e0b9889.pdf>
- [8] นายพุทธิรักษ์ มธุรส, นายวิญชัย เขียววิญ และนายสมศักดิ์ บุญธรรม. “หม้อแปลงเทสลา 400 kV 200 kHz” ปรินิพนธ์วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง. 2545.
- [9] นายวัชรา พงศ์สฤติ “หม้อแปลงเทสลาแบบโซลิตสเตทเรโซแนนท์คู่” วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง. 2558.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การศึกษา Quasi-Continuous-Wave ในหม้อแปลงเตสลาแบบโซลิตสเตทเรโซแนนท์คู่

QUASI-CONTINUOUS-WAVE DUAL RESONANT SOLID STATE TESLA COIL

วิชาการ จันทรประเสริฐ วิชาญพล มุลวงค์

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
เลขที่ 1 ถนนฉลองกรุง แขวงลาดกระบัง เขตลาดกระบัง กรุงเทพมหานคร 10520 โทร/โทรสาร 02-329-8331

บทคัดย่อ

บทความฉบับนี้นำเสนอการออกแบบสร้างหม้อแปลงเตสลาโซลิตสเตทเรโซแนนท์คู่แบบ QCW (Quasi-Continuous Wave) พิกัด 400 kV 200 kHz ซึ่งพัฒนามาจากหม้อแปลงเตสลาแบบโซลิตสเตทเรโซแนนท์คู่ พิกัด 400 kV 200 kHz โดยที่พัฒนาวงจรสร้างแรงดันกระแสตรงปรับค่าได้แบบวงจรถูก-คอนเวอร์เตอร์ ซึ่งใช้การสร้างสัญญาณแรงดันแบบ Ramp และสัญญาณแรงดันแบบ Triangle มาเป็นสัญญาณพาหะโดยใช้หลักการ PWM (Pulse Width Modulation) แล้วส่งผ่านสัญญาณไปยังวงจร low-pass LC filter ให้ได้แรงดันแบบถูก-คอนเวอร์เตอร์แทนการใช้แหล่งจ่ายแรงดันกระแสตรง นอกจากนี้คู่อัลบริดจ์-อินเวอร์เตอร์ได้ถูกพัฒนาขึ้นเพื่อใช้แทนวงจรถูก-อินเวอร์เตอร์ทำให้สามารถทนกระแสได้ 150 A และนำไปใช้สร้างแรงดันในวงจรหม้อแปลงเตสลาโซลิตสเตทเรโซแนนท์คู่แบบ QCW ซึ่งมีความสามารถในการเกิดการเบรกดาวนในอากาศได้โดยที่ไม่มีการเกิดสูญเสียแบบโคโรนาขึ้นก่อนซึ่งสามารถนำไปทดสอบความเป็นฉนวนของลูกถ้วยได้ อีกทั้งยังเป็นการเพิ่มศักยภาพให้กับห้องปฏิบัติการวิศวกรรมไฟฟ้าแรงสูง สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบังได้อีกด้วย

คำสำคัญ: หม้อแปลงเตสลา, วงจรฟูลบริดจ์-อินเวอร์เตอร์, วงจรถูก-คอนเวอร์เตอร์, การมอดดูเลท

ABSTRACT

This project presents design and construction of quasi-continuous wave dual resonant solid state tesla coil 400 kV 200 kHz which was further developed from dual solid state tesla coil 400 kV 200 kHz. The adjustable DC voltage based on Buck converter circuit was developed. The developed DC voltage source is controlled PWM signal generated by carrier ramp and triangle signals. The PWM signal is filtered by a low pass filter. The developed DC voltage source is effective and can be used instead of the conventional DC voltage source. In addition, the dual-bridge inverter was developed for serving the higher peak current of 150 A instead of the conventional full-bridge

inverter. The developed voltage source is used in Quasi-continuous wave dual resonant solid state tesla coil, which can make electrical breakdown in air without a corona loss. It may be used for insulation test of insulator. From this achievement, the developed Tesla coil can increase testing performance of KMITL's high voltage laboratory.

Keywords: Tesla Transformer, Dual-Bridge inverter, Buck-converter, Modulation

1. บทนำ

หม้อแปลงเตสลาแบบดั้งเดิมที่ใช้ทดสอบความฉนวนของลูกถ้วยฉนวนนั้น มีขนาดโครงสร้างที่ใหญ่ น้ำหนักมากและมีราคาแพง อันเนื่องมาจากจะต้องมีสปาร์กแก๊ป หม้อแปลงปรับระดับแรงดันและหม้อแปลงแรงดันสูง อีกทั้งยังมีพลังงานสูญเสียที่ค่อนข้างสูงเนื่องจากการสปาร์กของสปาร์กแก๊ป จึงจำเป็นต้องมีระบบการระบายความร้อนที่ดี ซึ่งส่งผลให้เคลื่อนย้ายได้ลำบากและไม่สะดวกมากนักสำหรับการทดสอบทางไฟฟ้าในห้องทดสอบที่มีขนาดเล็กภายในโรงงานจริง

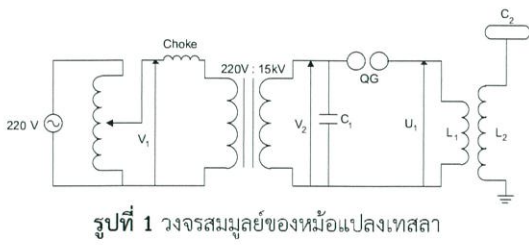
บทความนี้จึงศึกษาการประยุกต์ใช้ความรู้ทางด้านอิเล็กทรอนิกส์กำลัง (Power electronic) เพื่อพัฒนาหม้อแปลงเตสลาให้มีประสิทธิภาพสูงขึ้น ขนาดเล็กลง และได้นำเสนอการสร้างหม้อแปลงเตสลาโซลิตสเตทเรโซแนนท์คู่แบบ QCW เพื่อทดสอบเบรกดาวนในอากาศโดยไม่เกิดโคโรนา และอาจนำไปทดสอบความเป็นฉนวนของลูกถ้วยได้อีกด้วย

2. ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

2.1 หม้อแปลงเตสลา

หม้อแปลงเตสลาสามารถสร้างได้จากวงจรสมมูลย์ดังรูปที่ 1 ซึ่งประกอบด้วยค่าความจุไฟฟ้าของวงจรทางด้านปฐมภูมิ (C_1) ค่าความจุไฟฟ้าของวงจรทางด้านทุติยภูมิ (C_2) โดยรวมไปถึงค่าความจุไฟฟ้าแฝง ค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดปฐมภูมิ (L_1) ค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดทุติยภูมิ (L_2) แก๊ปดับอาร์ก (Quenching Gap) ซึ่งเป็นเหมือนสวิตช์ความเร็วสูงโดยทำการเปิดปิดวงจร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 1 วงจรสมมุติของหม้อแปลงเทสลา

เมื่อจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับให้กับตัวเก็บประจุ C_1 และ C_1 ถูกอัดประจุจนประจุ จนได้รับแรงดันไฟฟ้าจนถึงระดับที่ทำให้อากาศที่อยู่ระหว่างช่องอากาศ (Air Gap) สูญเสียความเป็นค่าฉนวนจะทำให้เกิดการเบรกดาวน์ระหว่างช่องอากาศที่ตัวแกปดับอาร์ก (Quenching Gap) ทำให้วงจรทางด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงเทสลาครบวงจรเป็นผลให้ C_1 คายประจุที่เก็บไว้ในรูปของสนามไฟฟ้าไปสู่ขดลวดปฐมภูมิ L_1 และขดลวด L_1 จะเก็บพลังงานในรูปสนามแม่เหล็กไฟฟ้า เมื่อขดลวด L_1 เก็บพลังงานเต็มที่แล้วก็จะถ่ายทอดพลังงานที่เก็บไว้ไปให้ C_1 อีกครั้ง การถ่ายทอดพลังงานกลับไปกลับมาระหว่าง C_1 กับ L_1 จะทำให้เกิดการออสซิลเลท (Oscillate) ต่อเนื่องแบบ Damped Oscillation ที่ความถี่สูง ค่าโดยประมาณของความถี่ที่ทำให้เกิดการออสซิลเลทนั้นหาได้จากสมการ

$$f_1 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_1}} \quad (1)$$

เมื่อ L = ค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดปฐมภูมิ (H)

C = ค่าความจุไฟฟ้าทางด้านปฐมภูมิ (F)

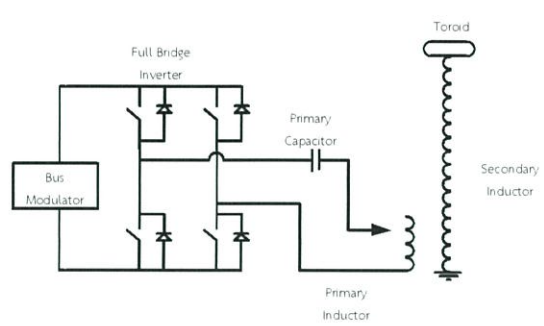
F = ความถี่ออสซิลเลท (Hz)

การ Oscillation ในวงจรทางด้านปฐมภูมิจะทำให้เกิดแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำ และกระแสเหนี่ยวนำในขดลวดด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงเทสลาซึ่งมีความถี่เช่นเดียวกันกับทางด้านปฐมภูมิดังนั้นจะได้รับความสัมพันธ์ คือ

$$L_1 C_1 = L_2 C_2 \quad (2)$$

2.2 อินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แบบอนุกรม

อินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แบบอนุกรมคือคอนเวอร์เตอร์ที่แปลงกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสสลับดังรูปที่ 2 จะเรียกว่าเป็นวงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรมเพราะมีตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุวางอนุกรมกับโหลดความต้านทาน การสวิตซ์จะทำให้เกิดแรงดันรูปคลื่นสี่เหลี่ยมโดยที่ตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุ จะทำให้เกิดความถี่เรโซแนนซ์ซึ่งจะมีค่าเท่ากับความถี่สวิตซ์



รูปที่ 2 วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แบบอนุกรม

2.3 หลักการทำงานของหม้อแปลงเทสลาโซลิตสเททเรโซแนนซ์คู่แบบ QCW (Quasi-Continuous Wave)

ในหม้อแปลงโซลิตสเททเรโซแนนซ์คู่แบบปกติ ทางด้านปฐมภูมิจะถูกกระตุ้นด้วย RF โซลิต (ประมาณ 10 รอบ) เนื่องจากเรโซแนนซ์และอิมพีแดนซ์ต่ำในด้านปฐมภูมิ กระแสด้านปฐมภูมิจะมีค่าสูงขึ้นหลายร้อยแอมป์ในเวลาอันน้อยมากเป็นไมโครวินาที แต่ใน QCW จะใช้เวลาขึ้นมากกว่า เป็นมิลลิวินาที และในขณะที่กระแสสูงขึ้น จะมีค่าอิมพีแดนซ์สูงในด้านปฐมภูมิ เป็นผลจากขดลวดด้านปฐมภูมิมีตัวเหนี่ยวนำขนาดใหญ่ (ความเหนี่ยวนำสูง) และมีตัวเก็บประจุเรโซแนนซ์ขนาดเล็ก โดยปกติกระแสด้านปฐมภูมิจะมีค่าอยู่ระหว่าง 100-200 แอมป์ (ขึ้นอยู่กับ Bus Modulator)

ตารางที่ 2.1 เปรียบเทียบหม้อแปลงเทสลาแบบโซลิตสเททเรโซแนนซ์คู่หม้อแปลงเทสลาแบบโซลิตสเททเรโซแนนซ์คู่แบบ QCW

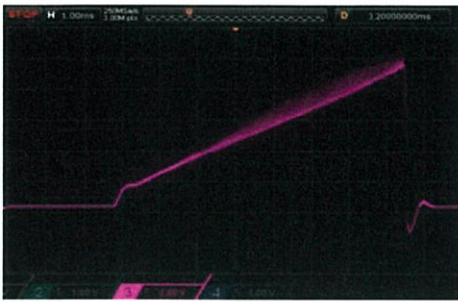
พารามิเตอร์	หม้อแปลงเทสลาชนิด DRSSSTC	หม้อแปลงเทสลาชนิด QCW-DRSSSTC
วงจรอินเวอร์เตอร์	ฮาล์ฟบริดจ์หรือฟูลบริดจ์	ฟูลบริดจ์
อุปกรณ์สวิตซ์	ไอจีบีที	ไอจีบีที
วงจรกำเนิดสัญญาณความถี่	สัญญาณป้อนกลับ	สัญญาณป้อนกลับ
แรงดันขาเข้า	เรียงกระแสแบบเต็มคลื่น	เรียงกระแสครึ่งคลื่น
รูปแบบการขับอุปกรณ์แบบสวิตซ์	พัลส์	พัลส์
Duty Cycle	<50%	<40%

3. การออกแบบและประกอบสร้าง

3.1 การจำลองการทำงานของวงจรลดทอนแรงดัน

การจำลองการทำงานของวงจรลดทอนแรงดัน (Buck converter) ด้วยโปรแกรม OrCAD ได้ผลการจำลองจากโปรแกรมที่เป็นรูปคลื่นแรงดันขาออกหลังจากผ่าน low-pass LC filter

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3 รูปคลื่นแรงดันขาออกหลังจากผ่าน low-pass LC filter
 $V_{input} = 100 V_{dc}$

3.2 การออกแบบสร้างวงจรลดทอนแรงดัน

สร้างวงจรควบคุม โดยใช้ IC 555 ในการสร้าง สัญญาณ รูปคลื่นสี่เหลี่ยมโดยสามารถปรับความถี่ได้ตั้งแต่ 15-23Hz และ ปรับ Duty cycle ได้ เพื่อนำสัญญาณที่ได้ นำไปสร้างสัญญาณ Ramp ผ่านวงจรกำเนิดสัญญาณลาดเอียงเพื่อนำไปใช้ในการ มอดูเลชันเป็นสัญญาณควบคุมที่นำมาใช้ในการสร้างแรงดันไฟฟ้า และความถี่ทางด้านออก และ มอดูเลชันผ่าน TL 494 เพื่อนำ สัญญาณที่ได้ไปขับวงจรสวิตชิงของวงจร Buck Converter



รูปที่ 4 วงจรลดทอนแรงดัน (Buck converter)

3.3 การออกแบบตัวเก็บประจุทางด้านแรงสูง (C_2)

3.3.1 ทอรอยด์

$$C_T = 1.4 \left(1.2781 - \frac{d_1}{d_2} \right) \sqrt{\pi d_1 (d_2 - d_1)} \quad (3)$$

เมื่อ C_T คือ ค่าความจุของอิเล็กโทรดแบบวงแหวน (pF)
 d_1 คือ ขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางของท่อ (นิ้ว)
 d_2 คือ ขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางของวงแหวนทอรอยด์ (นิ้ว)

3.3.2 ความจุไฟฟ้าแฝง

$$C_s = 0.29H + 0.41R + 1.94R \sqrt{\frac{R}{H}} \quad (4)$$

เมื่อ C_s คือ ค่าความจุไฟฟ้าจากแฝงในขดลวดด้านทุติยภูมิ (pF)
 H คือ ความสูงของระยะการพันขดลวดด้านขดทุติยภูมิ (นิ้ว)
 R คือ รัศมีของขดลวดด้านทุติยภูมิ (นิ้ว)

3.4 การออกแบบขดลวดทางด้านแรงสูง

3.4.1 ค่าความเหนี่ยวนำทางด้านแรงสูง

$$L_2 = \frac{1}{4\pi^2 f^2 C_2} \quad (5)$$

3.4.2 การพันขดลวดด้านแรงสูง

$$L_2 = \frac{(NR)^2}{9R + 10H} \quad (6)$$

เมื่อ L_2 คือ ค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดด้านทุติยภูมิ (μH)
 N คือ จำนวนรอบของการพันขดลวดด้านทุติยภูมิ
 R คือ รัศมีของแกนถึงศูนย์กลางของขดลวดด้านทุติยภูมิ (นิ้ว)
 H คือ ความสูงของระยะการพันขดลวดด้านทุติยภูมิ (นิ้ว)

3.5 การออกแบบประกอบสร้างขดลวดด้านปฐมภูมิ (L_1)

การพันขดลวดด้านปฐมภูมิจะเลือกใช้แบบ Helical Coil หรือการพันแบบทรงกระบอกเนื่องจากจะทำให้เกิดการเหนี่ยวนำ ไฟฟ้าระหว่างขดลวดด้านปฐมภูมิและทุติยภูมิสูงกว่าแบบ Flat Pancake Coil หรือการพันแบบแนวราบและแบบ Inverse Conical Coil หรือการพันแบบก้นหอย ค่าความเหนี่ยวนำที่ ต้องการในกรณีที่ยังไม่ได้ทดสอบกับลูกถ้วยฉนวนสามารถคำนวณ ได้จากสมการที่ (7)

$$L_1 C_1 = L_2 C_2 \quad (7)$$

ค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดด้านปฐมภูมิ สามารถคำนวณได้จาก สมการที่ (8)

$$L_1 = \frac{(NR)^2}{9R + 10H} \quad (8)$$

เมื่อ L_1 คือ ค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดด้านปฐมภูมิ (μH)
 N คือ จำนวนรอบของการพันขดลวดด้านปฐมภูมิ
 R คือ รัศมีของแกนถึงศูนย์กลางของขดลวดด้านปฐมภูมิ (นิ้ว)
 H คือ ความสูงของระยะการพันขดลวดด้านปฐมภูมิ (นิ้ว)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4. สรุป

งานวิจัยนี้ได้นำเสนอเกี่ยวกับการออกแบบและประกอบสร้างหม้อแปลงโซลิตสเตทโธโซแนนท์คู่แบบQCW พิกัด 400 kV 200 kHz โดยใช้วงจรลดทอนแรงดัน (Buck converter) ในการสร้างสัญญาณขับเกต โดยใช้หลักการPWMในการสร้างสัญญาณพาหะ โดยแรงดันที่ออกจากตัวหม้อแปลงทดสอบมีความถี่สูงและมีความสามารถทำให้อากาศเบรกควานี้ได้ จึงอาจจะสามารถนำไปทดสอบความเป็นฉนวนของลูกถ้วยได้อีกด้วย

5. กิตติกรรมประกาศ

ปริญญานิพนธ์นี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี ผู้จัดทำรู้สึกซาบซึ้งในความอนุเคราะห์คำแนะนำและคำปรึกษาที่มีคุณค่าจากผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.พีรพัฒน์ ยุทธโกวิท สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ผู้จัดทำรู้สึกซาบซึ้งในความอนุเคราะห์จากท่าน และขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

ขอขอบคุณ คุณปณยวีร์ ฉายศิริ วิศวกรสาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า และ คุณวัชรา พงศ์สลิต นักศึกษาปริญญาเอก สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ที่ให้คำแนะนำ ความช่วยเหลือ และดูแลเอาใจใส่ตลอดมา

ขอขอบคุณ พี่ๆ และเพื่อนๆ ห้องปฏิบัติการวิศวกรรมไฟฟ้าแรงสูง สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ที่ให้ความช่วยเหลือในการสร้าง และทดสอบมาโดยตลอด

6. เอกสารอ้างอิง

[1] พงษ์เศวต บุญศรีพรหม, พัสดิณี อยู่แก้ว, พิสิฐ เลหาหะวีร์, สุรศักดิ์ น้อยหมอ. "การออกแบบสร้างหม้อแปลงแรงดันสูงความถี่สูง"

ปริญญานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง. 2556.

[2] รศ.ดร.วิระเชษฐ์ ชื่นเงิน, วุฒิพล ธาราธิเรศเชษฐ์ อเล็กทรอนิกส์ กำลัง Power Electronics พิมพ์ครั้งที่4. กรุงเทพมหานคร: ห้างหุ้นส่วน วิ.เจ. พรันต์ตั้ง. 2549.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



CA555, CA555C, LM555, LM555C, NE555

Timers for Timing Delays and Oscillator Application in Commercial, Industrial and Military Equipment

May 1997

Features

- Accurate Timing From Microseconds Through Hours
- Astable and Monostable Operation
- Adjustable Duty Cycle
- Output Capable of Sourcing or Sinking up to 200mA
- Output Capable of Driving TTL Devices
- Normally ON and OFF Outputs
- High Temperature Stability 0.005%/°C
- Directly Interchangeable with SE555, NE555, MC1555, and MC1455

Applications

- Precision Timing
- Sequential Timing
- Time Delay Generation
- Pulse Generation
- Pulse Detector
- Pulse Width and Position Modulation

Ordering Information

PART NUMBER (BRAND)	TEMP. RANGE (°C)	PACKAGE	PKG. NO.
CA0555E	-55 to 125	8 Ld PDIP	E8.3
CA0555M (555)	-55 to 125	8 Ld SOIC	M8.15
CA0555M96 (555)	-55 to 125	8 Ld SOIC †	M8.15
CA0555T	-55 to 125	8 Pin Metal Can	T8.C
CA0555CE	0 to 70	8 Ld PDIP	E8.3
CA0555CM (555C)	0 to 70	8 Ld SOIC	M8.15
CA0555CM96 (555C)	0 to 70	8 Ld SOIC †	M8.15
CA0555CT	0 to 70	8 Pin Metal Can	T8.C
LM555N	-55 to 125	8 Ld PDIP	E8.3
LM555CN	0 to 70	8 Ld PDIP	E8.3
NE555N	0 to 70	8 Ld PDIP	E8.3

NOTE: † Denotes Tape and Reel

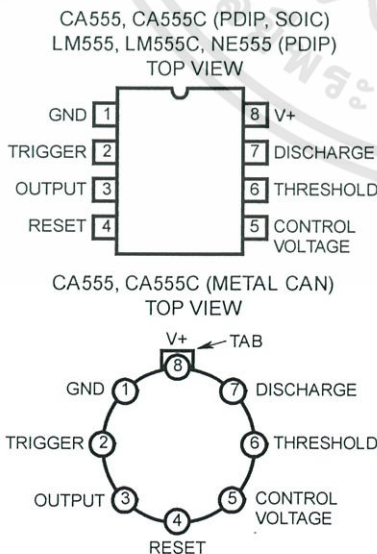
Description

The CA555 and CA555C are highly stable timers for use in precision timing and oscillator applications. As timers, these monolithic integrated circuits are capable of producing accurate time delays for periods ranging from microseconds through hours. These devices are also useful for astable oscillator operation and can maintain an accurately controlled free running frequency and duty cycle with only two external resistors and one capacitor.

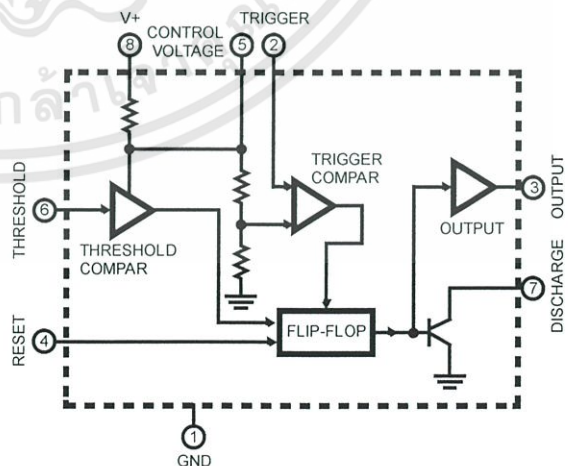
The circuits of the CA555 and CA555C may be triggered by the falling edge of the waveform signal, and the output of these circuits can source or sink up to a 200mA current or drive TTL circuits.

These types are direct replacements for industry types in packages with similar terminal arrangements e.g. SE555 and NE555, MC1555 and MC1455, respectively. The CA555 type circuits are intended for applications requiring premium electrical performance. The CA555C type circuits are intended for applications requiring less stringent electrical characteristics.

Pinouts



Functional Block Diagram



CAUTION: These devices are sensitive to electrostatic discharge. Users should follow proper IC Handling Procedures.

File Number 834.4

Copyright © Harris Corporation 1997

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

CA555, CA555C, LM555, LM555C, NE555

Absolute Maximum Ratings

DC Supply Voltage 18V

Operating Conditions

Temperature Range

CA555, LM555 -55°C to 125°C

CA555C, LM555C, NE555 0°C to 70°C

Thermal Information

Thermal Resistance (Typical, Note 1) θ_{JA} (°C/W) θ_{JC} (°C/W)

Metal Can Package 170 85

PDIP Package 100 N/A

SOIC Package 160 N/A

Maximum Junction Temperature (Hermetic Package) 175°C

Maximum Junction Temperature (Plastic Package) 150°C

Maximum Storage Temperature Range -65°C to 150°C

Maximum Lead Temperature (Soldering 10s) 300°C
(SOIC - Lead Tips Only)

CAUTION: Stresses above those listed in "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. This is a stress only rating and operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational sections of this specification is not implied.

NOTE:

- θ_{JA} is measured with the component mounted on an evaluation PC board in free air.

Electrical Specifications $T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_+ = 5\text{V}$ to 15V Unless Otherwise Specified

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	CA555, LM555			CA555C, LM555C, NE555			UNITS
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
DC Supply Voltage	V_+		4.5	-	18	4.5	-	16	V
DC Supply Current (Low State), (Note 2)	I_+	$V_+ = 5\text{V}$, $R_L = \infty$	-	3	5	-	3	6	mA
		$V_+ = 15\text{V}$, $R_L = \infty$	-	10	12	-	10	15	mA
Threshold Voltage	V_{TH}		-	$(2/3)V_+$	-	-	$(2/3)V_+$	-	V
Trigger Voltage		$V_+ = 5\text{V}$	1.45	1.67	1.9	-	1.67	-	V
		$V_+ = 15\text{V}$	4.8	5	5.2	-	5	-	V
Trigger Current			-	0.5	-	-	0.5	-	μA
Threshold Current (Note 3)	I_{TH}		-	0.1	0.25	-	0.1	0.25	μA
Reset Voltage			0.4	0.7	1.0	0.4	0.7	1.0	V
Reset Current			-	0.1	-	-	0.1	-	mA
Control Voltage Level		$V_+ = 5\text{V}$	2.9	3.33	3.8	2.6	3.33	4	V
		$V_+ = 15\text{V}$	9.6	10	10.4	9	10	11	V
Output Voltage Low State	V_{OL}	$V_+ = 5\text{V}$, $I_{SINK} = 5\text{mA}$	-	-	-	-	0.25	0.35	V
		$I_{SINK} = 8\text{mA}$	-	0.1	0.25	-	-	-	V
		$V_+ = 15\text{V}$, $I_{SINK} = 10\text{mA}$	-	0.1	0.15	-	0.1	0.25	V
		$I_{SINK} = 50\text{mA}$	-	0.4	0.5	-	0.4	0.75	V
		$I_{SINK} = 100\text{mA}$	-	2.0	2.2	-	2.0	2.5	V
		$I_{SINK} = 200\text{mA}$	-	2.5	-	-	2.5	-	V
Output Voltage High State	V_{OH}	$V_+ = 5\text{V}$, $I_{SOURCE} = 100\text{mA}$	3.0	3.3	-	2.75	3.3	-	V
		$V_+ = 15\text{V}$, $I_{SOURCE} = 100\text{mA}$	13.0	13.3	-	12.75	13.3	-	V
		$I_{SOURCE} = 200\text{mA}$	-	12.5	-	-	12.5	-	V
Timing Error (Monostable)		$R_1, R_2 = 1\text{k}\Omega$ to $100\text{k}\Omega$, $C = 0.1\mu\text{F}$ Tested at $V_+ = 5\text{V}$, $V_+ = 15\text{V}$	-	0.5	2	-	1	-	%
Frequency Drift with Temperature			-	30	100	-	50	-	ppm/°C
Drift with Supply Voltage			-	0.05	0.2	-	0.1	-	%/V

CA555, CA555C, LM555, LM555C, NE555

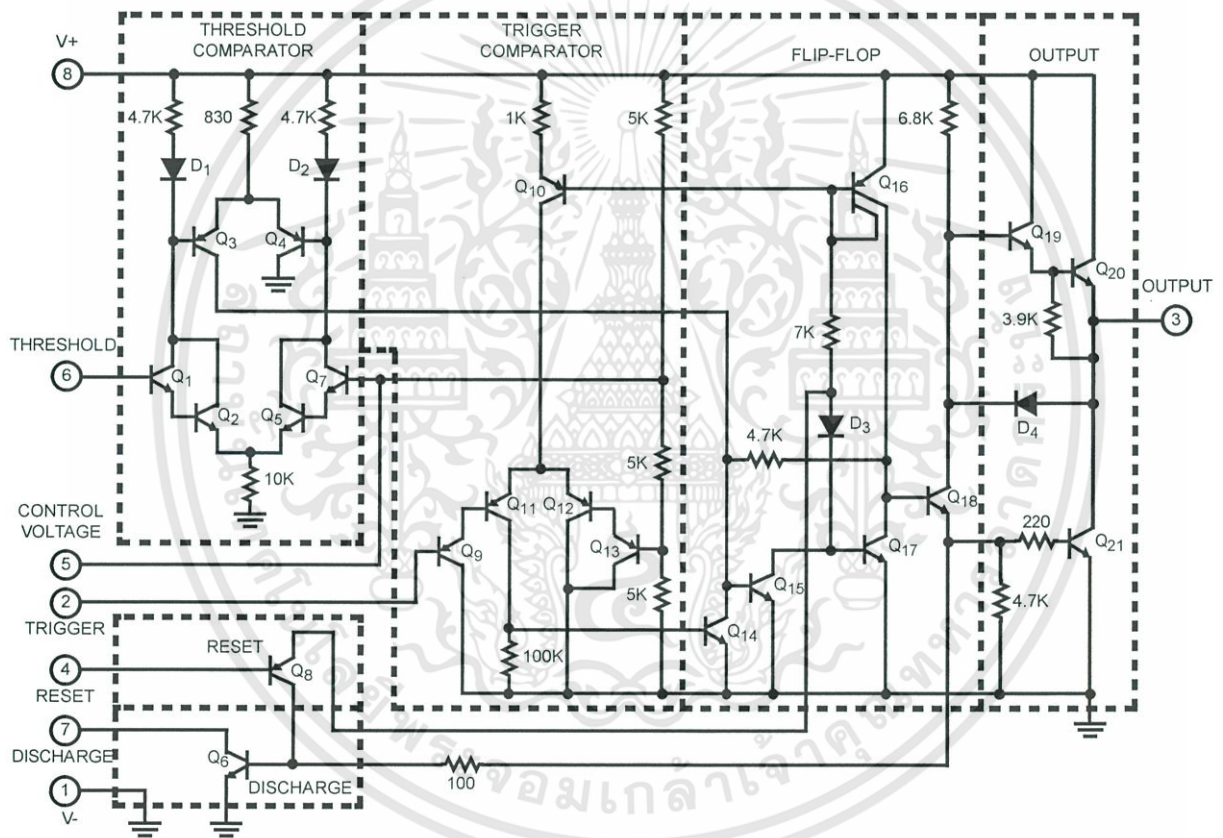
Electrical Specifications $T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_+ = 5\text{V to } 15\text{V}$ Unless Otherwise Specified (Continued)

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	CA555, LM555			CA555C, LM555C, NE555			UNITS
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Output Rise Time	t_R		-	100	-	-	100	-	ns
Output Fall Time	t_F		-	100	-	-	100	-	ns

NOTES:

- When the output is in a high state, the DC supply current is typically 1mA less than the low state value.
- The threshold current will determine the sum of the values of R_1 and R_2 to be used in Figure 4 (astable operation); the maximum total $R_1 + R_2 = 20\text{M}\Omega$.

Schematic Diagram



NOTE: Resistance values are in ohms.

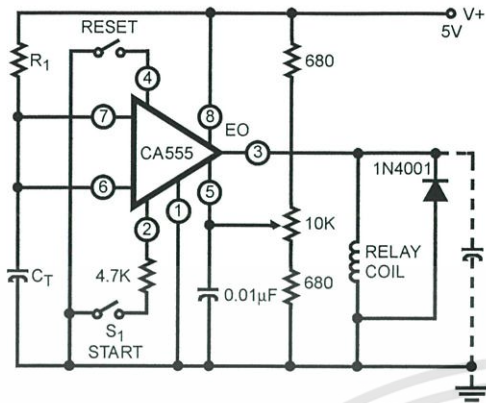
Typical Applications

Reset Timer (Monostable Operation)

Figure 1 shows the CA555 connected as a reset timer. In this mode of operation capacitor C_T is initially held discharged by a transistor in the integrated circuit. Upon closing the "start" switch, or applying a negative trigger pulse to terminal 2, the integral timer flip-flop is "set" and releases the short circuit across C_T which drives the output voltage "high" (relay ener-

gized). The action allows the voltage across the capacitor to increase exponentially with the constant $t = R_1 C_T$. When the voltage across the capacitor equals $2/3 V_+$, the comparator resets the flip-flop which in turn discharges the capacitor rapidly and drives the output to its low state.

CA555, CA555C, LM555, LM555C, NE555



NOTE: All resistance values are in ohms.

FIGURE 1. RESET TIMER (MONOSTABLE OPERATION)

Since the charge rate and threshold level of the comparator are both directly proportional to V+, the timing interval is relatively independent of supply voltage variations. Typically, the timing varies only 0.05% for a 1V change in V+.

Applying a negative pulse simultaneously to the reset terminal (4) and the trigger terminal (2) during the timing cycle discharges CT and causes the timing cycle to restart. Momentarily closing only the reset switch during the timing interval discharges CT, but the timing cycle does not restart.

Figure 2 shows the typical waveforms generated during this mode of operation, and Figure 3 gives the family of time delay curves with variations in R1 and CT.

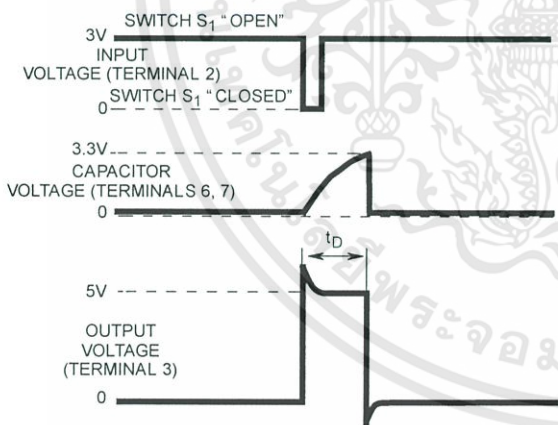


FIGURE 2. TYPICAL WAVEFORMS FOR RESET TIMER

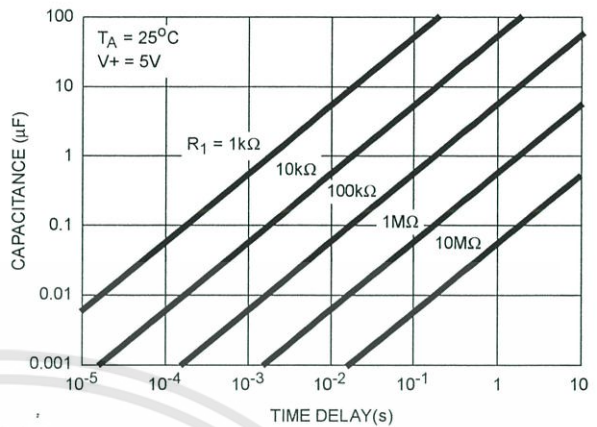


FIGURE 3. TIME DELAY vs RESISTANCE AND CAPACITANCE

Repeat Cycle Timer (Astable Operation)

Figure 4 shows the CA555 connected as a repeat cycle timer. In this mode of operation, the total period is a function of both R1 and R2.

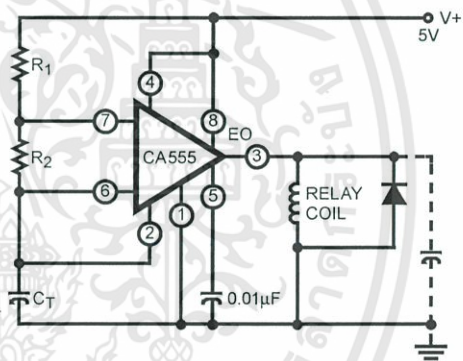


FIGURE 4. REPEAT CYCLE TIMER (ASTABLE OPERATION)

$$T = 0.693 (R_1 + 2R_2) C_T = t_1 + t_2$$

$$\text{where } t_1 = 0.693 (R_1 + R_2) C_T$$

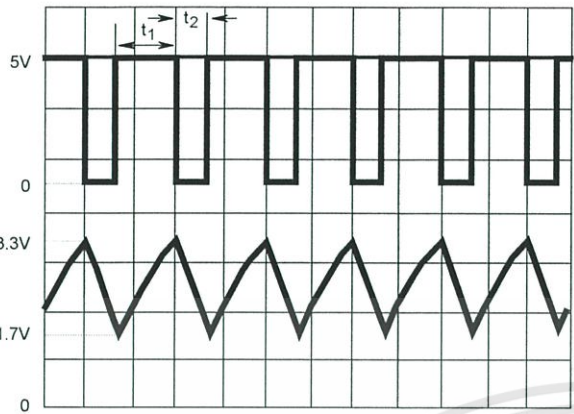
$$\text{and } t_2 = 0.693 (R_2) C_T$$

the duty cycle is:

$$\frac{t_1}{t_1 + t_2} = \frac{R_1 + R_2}{R_1 + 2R_2}$$

Typical waveforms generated during this mode of operation are shown in Figure 5. Figure 6 gives the family of curves of free running frequency with variations in the value of (R1 + 2R2) and CT.

CA555, CA555C, LM555, LM555C, NE555



Top Trace: Output voltage (2V/Div. and 0.5ms/Div.)
Bottom Trace: Capacitor voltage (1V/Div. and 0.5ms/Div.)

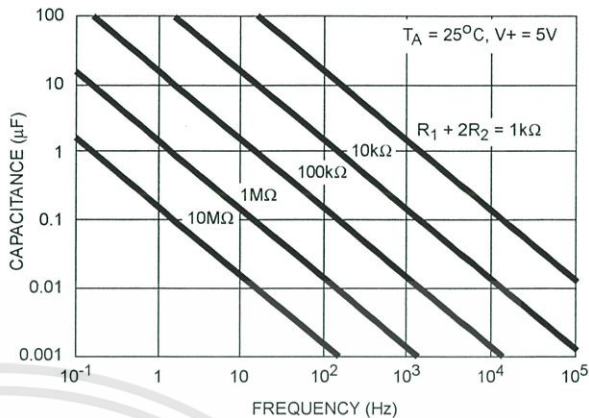
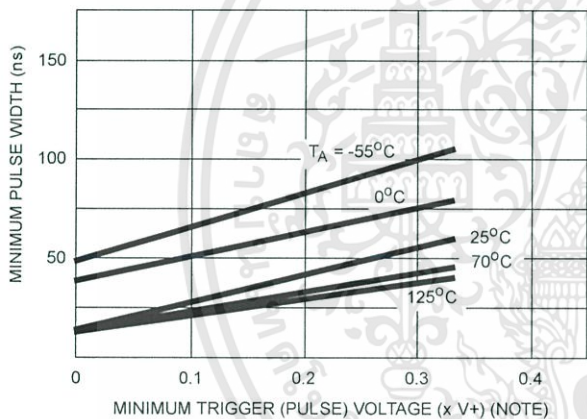


FIGURE 6. FREE RUNNING FREQUENCY OF REPEAT CYCLE TIMER WITH VARIATION IN CAPACITANCE AND RESISTANCE

FIGURE 5. TYPICAL WAVEFORMS FOR REPEAT CYCLE TIMER

Typical Performance Curves



NOTE: Where x is the decimal multiplier of the supply voltage.

FIGURE 7. MINIMUM PULSE WIDTH vs MINIMUM TRIGGER VOLTAGE

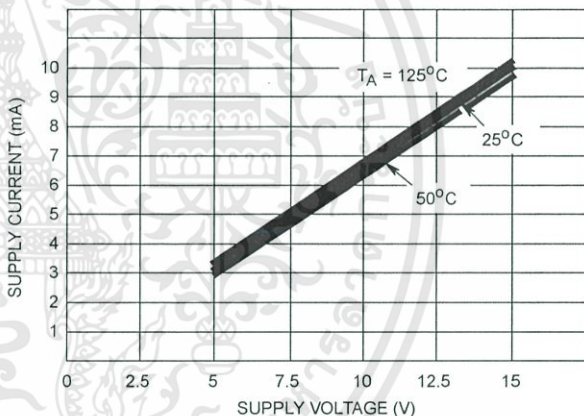


FIGURE 8. SUPPLY CURRENT vs SUPPLY VOLTAGE

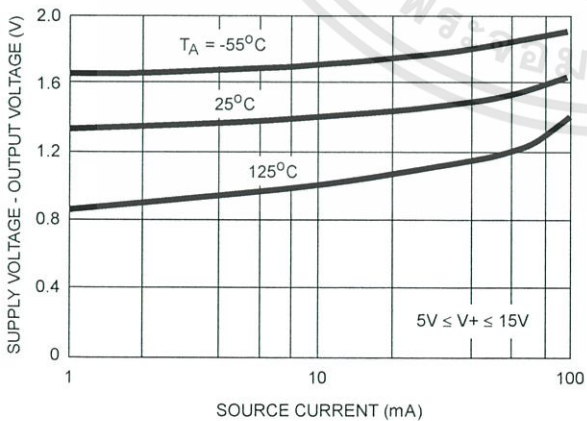


FIGURE 9. OUTPUT VOLTAGE DROP (HIGH STATE) vs SOURCE CURRENT

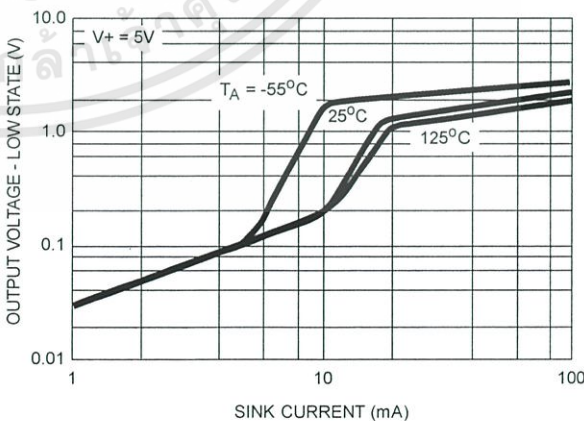


FIGURE 10. OUTPUT VOLTAGE LOW STATE vs SINK CURRENT

CA555, CA555C, LM555, LM555C, NE555

Typical Performance Curves (Continued)

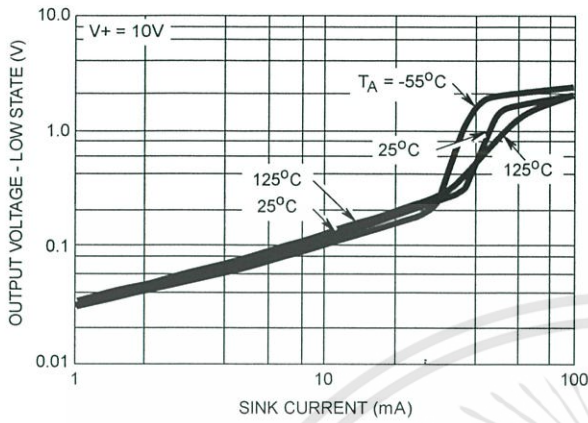


FIGURE 11. OUTPUT VOLTAGE LOW STATE vs SINK CURRENT

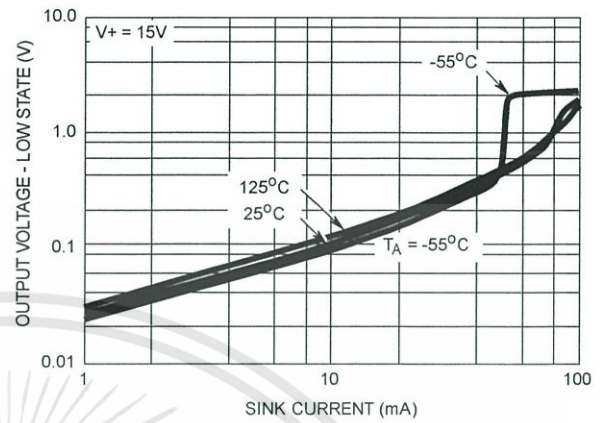


FIGURE 12. OUTPUT VOLTAGE LOW STATE vs SINK CURRENT

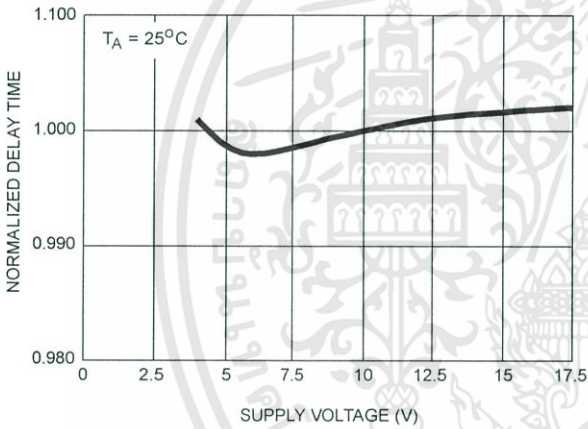


FIGURE 13. DELAY TIME vs SUPPLY VOLTAGE

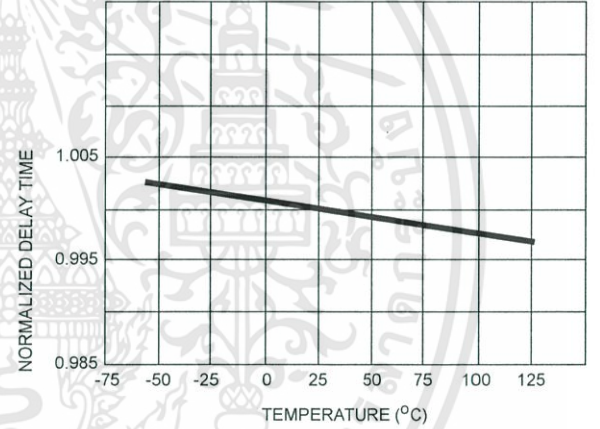
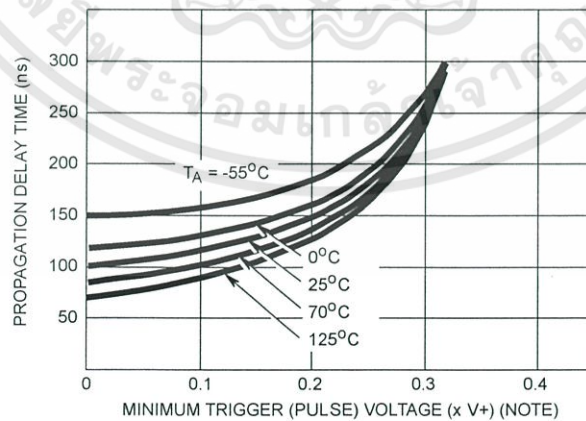


FIGURE 14. DELAY TIME vs TEMPERATURE



NOTE: Where x is the decimal multiplier of the supply voltage.
 FIGURE 15. PROPAGATION DELAY TIME vs TRIGGER VOLTAGE

TL494, NCV494

SWITCHMODE™ Pulse Width Modulation Control Circuit

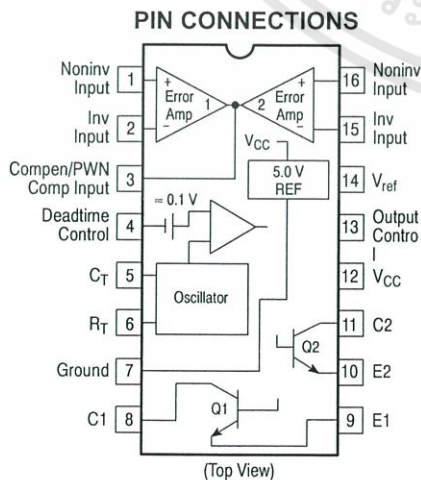
The TL494 is a fixed frequency, pulse width modulation control circuit designed primarily for SWITCHMODE power supply control.

- Complete Pulse Width Modulation Control Circuitry
- On-Chip Oscillator with Master or Slave Operation
- On-Chip Error Amplifiers
- On-Chip 5.0 V Reference
- Adjustable Deadtime Control
- Uncommitted Output Transistors Rated to 500 mA Source or Sink
- Output Control for Push-Pull or Single-Ended Operation
- Undervoltage Lockout
- NCV Prefix for Automotive and Other Applications Requiring Site and Control Changes

MAXIMUM RATINGS (Full operating ambient temperature range applies, unless otherwise noted.)

Rating	Symbol	Value	Unit
Power Supply Voltage	V_{CC}	42	V
Collector Output Voltage	V_{C1}, V_{C2}	42	V
Collector Output Current (Each transistor) (Note 1)	I_{C1}, I_{C2}	500	mA
Amplifier Input Voltage Range	V_{IR}	-0.3 to +42	V
Power Dissipation @ $T_A \leq 45^\circ\text{C}$	P_D	1000	mW
Thermal Resistance, Junction-to-Ambient	$R_{\theta JA}$	80	$^\circ\text{C/W}$
Operating Junction Temperature	T_J	125	$^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range	T_{stg}	-55 to +125	$^\circ\text{C}$
Operating Ambient Temperature Range	T_A		$^\circ\text{C}$
TL494B		-40 to +125	
TL494C		0 to +70	
TL494I		-40 to +85	
NCV494B		-40 to +125	
Derating Ambient Temperature	T_A	45	$^\circ\text{C}$

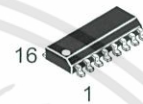
1. Maximum thermal limits must be observed.



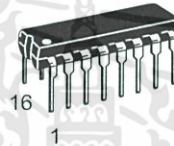
ON Semiconductor

<http://onsemi.com>

MARKING DIAGRAMS



SO-16
D SUFFIX
CASE 751B



PDIP-16
N SUFFIX
CASE 648



x = B, C or I
A = Assembly Location
WL, L = Wafer Lot
YY, Y = Year
WW, W = Work Week

*This marking diagram also applies to NCV494.

ORDERING INFORMATION

Device	Package	Shipping†
TL494BD	SO-16	48 Units/Rail
TL494BDR2	SO-16	2500 Tape & Reel
TL494CD	SO-16	48 Units/Rail
TL494CDR2	SO-16	2500 Tape & Reel
TL494CN	PDIP-16	25 Units/Rail
TL494IN	PDIP-16	25 Units/Rail
NCV494BDR2*	SO-16	2500 Tape & Reel

†For information on tape and reel specifications, including part orientation and tape sizes, please refer to our Tape and Reel Packaging Specification Brochure, BRD8011/D.

*NCV494: $T_{low} = -40^\circ\text{C}$, $T_{high} = +125^\circ\text{C}$.
Guaranteed by design. NCV prefix is for automotive and other applications requiring site and change control.

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

Characteristics	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Power Supply Voltage	V_{CC}	7.0	15	40	V
Collector Output Voltage	V_{C1}, V_{C2}	-	30	40	V
Collector Output Current (Each transistor)	I_{C1}, I_{C2}	-	-	200	mA
Amplified Input Voltage	V_{in}	-0.3	-	$V_{CC} - 2.0$	V
Current Into Feedback Terminal	I_{fb}	-	-	0.3	mA
Reference Output Current	I_{ref}	-	-	10	mA
Timing Resistor	R_T	1.8	30	500	k Ω
Timing Capacitor	C_T	0.0047	0.001	10	μ F
Oscillator Frequency	f_{osc}	1.0	40	200	kHz

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{CC} = 15$ V, $C_T = 0.01$ μ F, $R_T = 12$ k Ω , unless otherwise noted.)

For typical values $T_A = 25^\circ\text{C}$, for min/max values T_A is the operating ambient temperature range that applies, unless otherwise noted.

Characteristics	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
-----------------	--------	-----	-----	-----	------

REFERENCE SECTION

Reference Voltage ($I_O = 1.0$ mA)	V_{ref}	4.75	5.0	5.25	V
Line Regulation ($V_{CC} = 7.0$ V to 40 V)	Reg_{line}	-	2.0	25	mV
Load Regulation ($I_O = 1.0$ mA to 10 mA)	Reg_{load}	-	3.0	15	mV
Short Circuit Output Current ($V_{ref} = 0$ V)	I_{SC}	15	35	75	mA

OUTPUT SECTION

Collector Off-State Current ($V_{CC} = 40$ V, $V_{CE} = 40$ V)	$I_{C(off)}$	-	2.0	100	μ A
Emitter Off-State Current $V_{CC} = 40$ V, $V_C = 40$ V, $V_E = 0$ V)	$I_{E(off)}$	-	-	-100	μ A
Collector-Emitter Saturation Voltage (Note 2) Common-Emitter ($V_E = 0$ V, $I_C = 200$ mA) Emitter-Follower ($V_C = 15$ V, $I_E = -200$ mA)	$V_{sat(C)}$ $V_{sat(E)}$	- -	1.1 1.5	1.3 2.5	V
Output Control Pin Current Low State ($V_{OC} \leq 0.4$ V) High State ($V_{OC} = V_{ref}$)	I_{OCL} I_{OCH}	- -	10 0.2	- 3.5	μ A mA
Output Voltage Rise Time Common-Emitter (See Figure 12) Emitter-Follower (See Figure 13)	t_r	- -	100 100	200 200	ns
Output Voltage Fall Time Common-Emitter (See Figure 12) Emitter-Follower (See Figure 13)	t_f	- -	25 40	100 100	ns

2. Low duty cycle pulse techniques are used during test to maintain junction temperature as close to ambient temperature as possible.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{CC} = 15\text{ V}$, $C_T = 0.01\ \mu\text{F}$, $R_T = 12\ \text{k}\Omega$, unless otherwise noted.)

For typical values $T_A = 25^\circ\text{C}$, for min/max values T_A is the operating ambient temperature range that applies, unless otherwise noted.

Characteristics	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
ERROR AMPLIFIER SECTION					
Input Offset Voltage (V_O (Pin 3) = 2.5 V)	V_{IO}	-	2.0	10	mV
Input Offset Current (V_O (Pin 3) = 2.5 V)	I_{IO}	-	5.0	250	nA
Input Bias Current (V_O (Pin 3) = 2.5 V)	I_{IB}	-	-0.1	-1.0	μA
Input Common Mode Voltage Range ($V_{CC} = 40\ \text{V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$)	V_{ICR}	-0.3 to $V_{CC}-2.0$			V
Open Loop Voltage Gain ($\Delta V_O = 3.0\ \text{V}$, $V_O = 0.5\ \text{V}$ to $3.5\ \text{V}$, $R_L = 2.0\ \text{k}\Omega$)	A_{VOL}	70	95	-	dB
Unity-Gain Crossover Frequency ($V_O = 0.5\ \text{V}$ to $3.5\ \text{V}$, $R_L = 2.0\ \text{k}\Omega$)	f_{C-}	-	350	-	kHz
Phase Margin at Unity-Gain ($V_O = 0.5\ \text{V}$ to $3.5\ \text{V}$, $R_L = 2.0\ \text{k}\Omega$)	ϕ_m	-	65	-	deg.
Common Mode Rejection Ratio ($V_{CC} = 40\ \text{V}$)	CMRR	65	90	-	dB
Power Supply Rejection Ratio ($\Delta V_{CC} = 33\ \text{V}$, $V_O = 2.5\ \text{V}$, $R_L = 2.0\ \text{k}\Omega$)	PSRR	-	100	-	dB
Output Sink Current (V_O (Pin 3) = 0.7 V)	I_{O-}	0.3	0.7	-	mA
Output Source Current (V_O (Pin 3) = 3.5 V)	I_{O+}	2.0	-4.0	-	mA

PWM COMPARATOR SECTION (Test Circuit Figure 11)

Input Threshold Voltage (Zero Duty Cycle)	V_{TH}	-	2.5	4.5	V
Input Sink Current ($V_{(Pin\ 3)} = 0.7\ \text{V}$)	I_{I-}	0.3	0.7	-	mA

DEADTIME CONTROL SECTION (Test Circuit Figure 11)

Input Bias Current (Pin 4) ($V_{Pin\ 4} = 0\ \text{V}$ to $5.25\ \text{V}$)	$I_{IB(DT)}$	-	-2.0	-10	μA
Maximum Duty Cycle, Each Output, Push-Pull Mode ($V_{Pin\ 4} = 0\ \text{V}$, $C_T = 0.01\ \mu\text{F}$, $R_T = 12\ \text{k}\Omega$) ($V_{Pin\ 4} = 0\ \text{V}$, $C_T = 0.001\ \mu\text{F}$, $R_T = 30\ \text{k}\Omega$)	DC_{max}	45	48	50	%
Input Threshold Voltage (Pin 4) (Zero Duty Cycle) (Maximum Duty Cycle)	V_{th}	-	2.8	3.3	V
		0	-	-	

OSCILLATOR SECTION

Frequency ($C_T = 0.001\ \mu\text{F}$, $R_T = 30\ \text{k}\Omega$)	f_{osc}	-	40	-	kHz
Standard Deviation of Frequency* ($C_T = 0.001\ \mu\text{F}$, $R_T = 30\ \text{k}\Omega$)	$\sigma_{f_{osc}}$	-	3.0	-	%
Frequency Change with Voltage ($V_{CC} = 7.0\ \text{V}$ to $40\ \text{V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$)	$\Delta f_{osc}(\Delta V)$	-	0.1	-	%
Frequency Change with Temperature ($\Delta T_A = T_{low}$ to T_{high}) ($C_T = 0.01\ \mu\text{F}$, $R_T = 12\ \text{k}\Omega$)	$\Delta f_{osc}(\Delta T)$	-	-	12	%

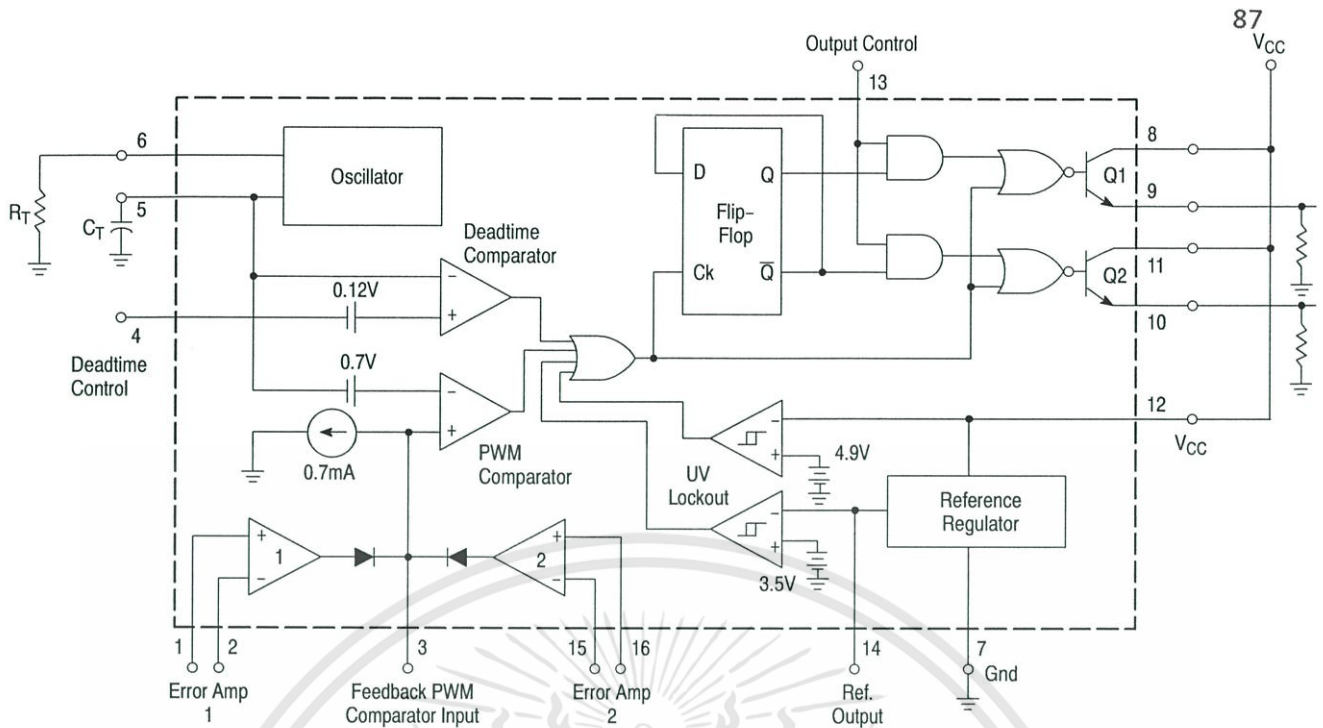
UNDERVOLTAGE LOCKOUT SECTION

Turn-On Threshold (V_{CC} increasing, $I_{ref} = 1.0\ \text{mA}$)	V_{th}	5.5	6.43	7.0	V
---	----------	-----	------	-----	---

TOTAL DEVICE

Standby Supply Current (Pin 6 at V_{ref} , All other inputs and outputs open) ($V_{CC} = 15\ \text{V}$) ($V_{CC} = 40\ \text{V}$)	I_{CC}	-	5.5	10	mA
		-	7.0	15	
Average Supply Current ($C_T = 0.01\ \mu\text{F}$, $R_T = 12\ \text{k}\Omega$, $V_{(Pin\ 4)} = 2.0\ \text{V}$) ($V_{CC} = 15\ \text{V}$) (See Figure 12)		-	7.0	-	mA

* Standard deviation is a measure of the statistical distribution about the mean as derived from the formula, $\sigma = \sqrt{\frac{\sum_{n=1}^N (X_n - \bar{X})^2}{N - 1}}$



This device contains 46 active transistors.

Figure 1. Representative Block Diagram

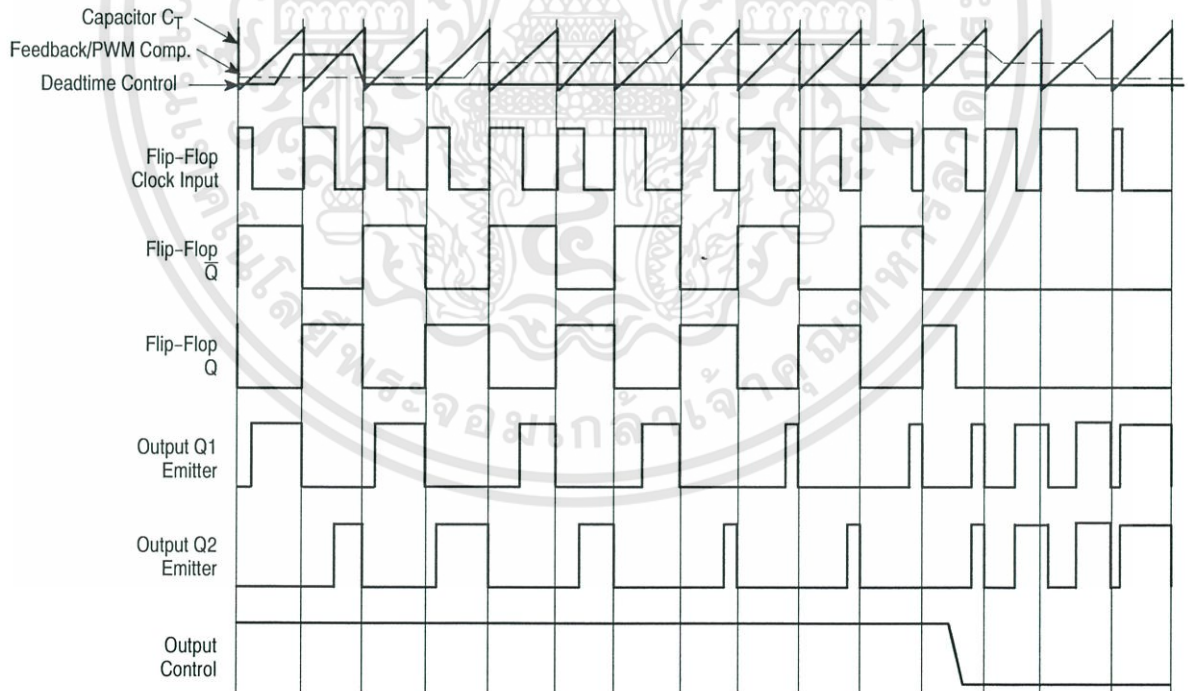


Figure 2. Timing Diagram

APPLICATIONS INFORMATION

Description

The TL494 is a fixed-frequency pulse width modulation control circuit, incorporating the primary building blocks required for the control of a switching power supply. (See Figure 1.) An internal-linear sawtooth oscillator is frequency-programmable by two external components, R_T and C_T . The approximate oscillator frequency is determined by:

$$f_{osc} \approx \frac{1.1}{R_T \cdot C_T}$$

For more information refer to Figure 3.

Output pulse width modulation is accomplished by comparison of the positive sawtooth waveform across capacitor C_T to either of two control signals. The NOR gates, which drive output transistors Q1 and Q2, are enabled only when the flip-flop clock-input line is in its low state. This happens only during that portion of time when the sawtooth voltage is greater than the control signals. Therefore, an increase in control-signal amplitude causes a corresponding linear decrease of output pulse width. (Refer to the Timing Diagram shown in Figure 2.)

The control signals are external inputs that can be fed into the deadtime control, the error amplifier inputs, or the feedback input. The deadtime control comparator has an effective 120 mV input offset which limits the minimum output deadtime to approximately the first 4% of the sawtooth-cycle time. This would result in a maximum duty cycle on a given output of 96% with the output control grounded, and 48% with it connected to the reference line. Additional deadtime may be imposed on the output by setting the deadtime-control input to a fixed voltage, ranging between 0 V to 3.3 V.

Functional Table

Input/Output Controls	Output Function	$\frac{f_{out}}{f_{osc}} =$
Grounded	Single-ended PWM @ Q1 and Q2	1.0
@ V_{ref}	Push-pull Operation	0.5

The pulse width modulator comparator provides a means for the error amplifiers to adjust the output pulse width from the maximum percent on-time, established by the deadtime control input, down to zero, as the voltage at the feedback pin varies from 0.5 V to 3.5 V. Both error amplifiers have a

common mode input range from -0.3 V to $(V_{CC} - 2V)$, and may be used to sense power-supply output voltage and current. The error-amplifier outputs are active high and are ORed together at the noninverting input of the pulse-width modulator comparator. With this configuration, the amplifier that demands minimum output on time, dominates control of the loop.

When capacitor C_T is discharged, a positive pulse is generated on the output of the deadtime comparator, which clocks the pulse-steering flip-flop and inhibits the output transistors, Q1 and Q2. With the output-control connected to the reference line, the pulse-steering flip-flop directs the modulated pulses to each of the two output transistors alternately for push-pull operation. The output frequency is equal to half that of the oscillator. Output drive can also be taken from Q1 or Q2, when single-ended operation with a maximum on-time of less than 50% is required. This is desirable when the output transformer has a ringback winding with a catch diode used for snubbing. When higher output-drive currents are required for single-ended operation, Q1 and Q2 may be connected in parallel, and the output-mode pin must be tied to ground to disable the flip-flop. The output frequency will now be equal to that of the oscillator.

The TL494 has an internal 5.0 V reference capable of sourcing up to 10 mA of load current for external bias circuits. The reference has an internal accuracy of $\pm 5.0\%$ with a typical thermal drift of less than 50 mV over an operating temperature range of 0° to 70°C.

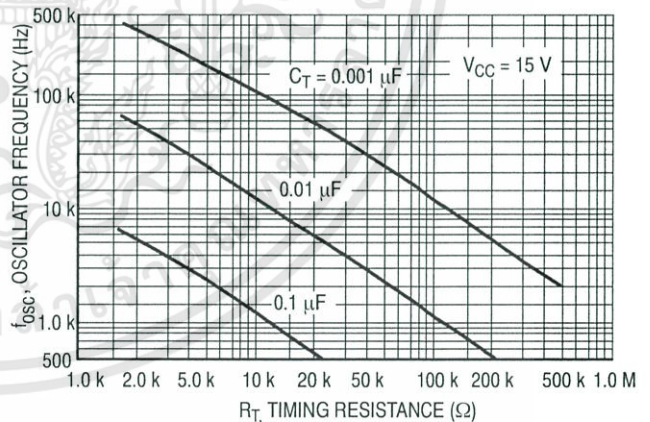


Figure 3. Oscillator Frequency versus Timing Resistance

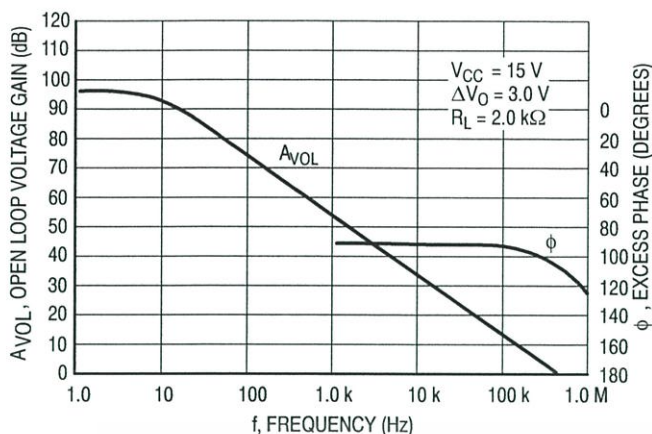


Figure 4. Open Loop Voltage Gain and Phase versus Frequency

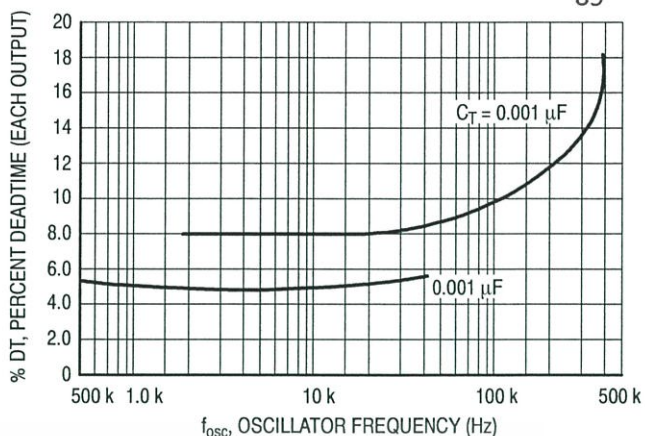


Figure 5. Percent Deadtime versus Oscillator Frequency

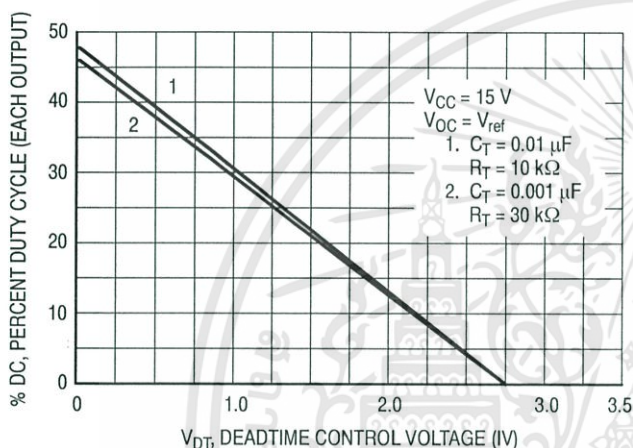


Figure 6. Percent Duty Cycle versus Deadtime Control Voltage

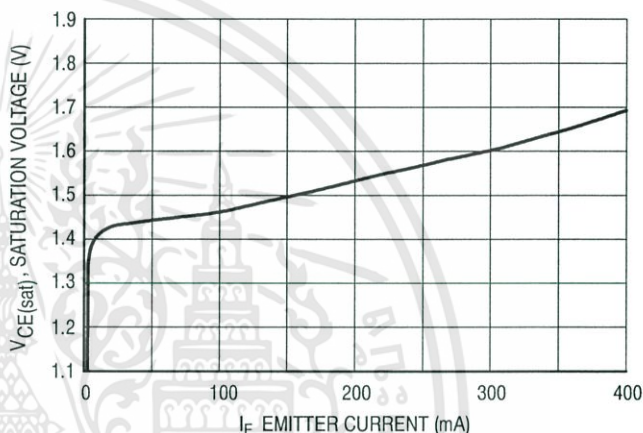


Figure 7. Emitter-Follower Configuration Output Saturation Voltage versus Emitter Current

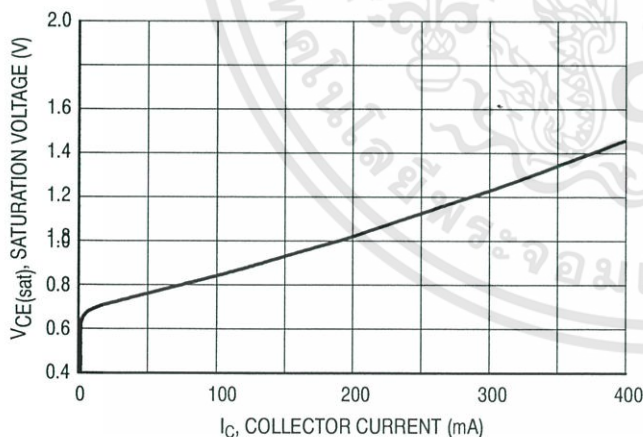


Figure 8. Common-Emitter Configuration Output Saturation Voltage versus Collector Current

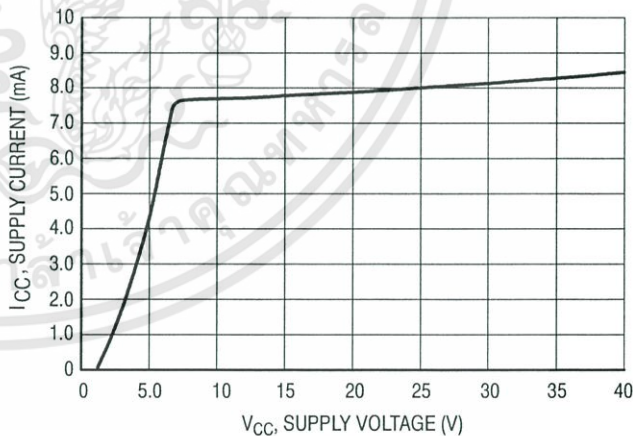


Figure 9. Standby Supply Current versus Supply Voltage

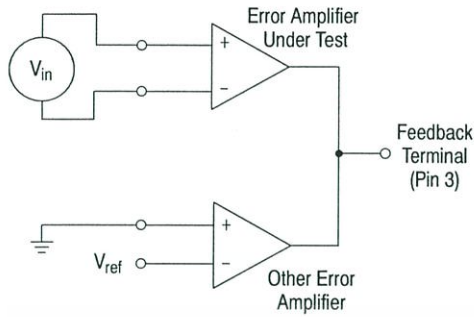


Figure 10. Error-Amplifier Characteristics

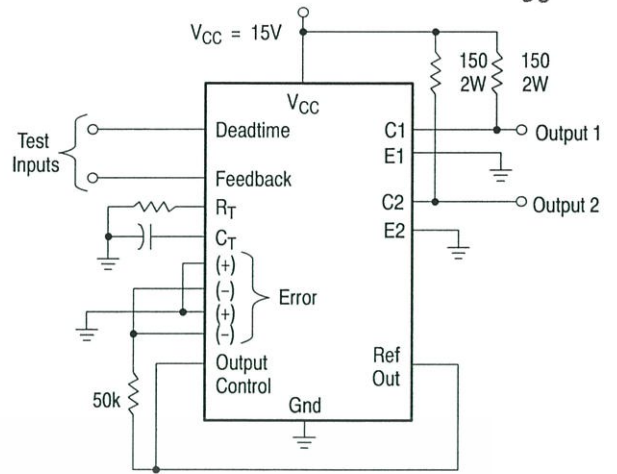


Figure 11. Deadtime and Feedback Control Circuit

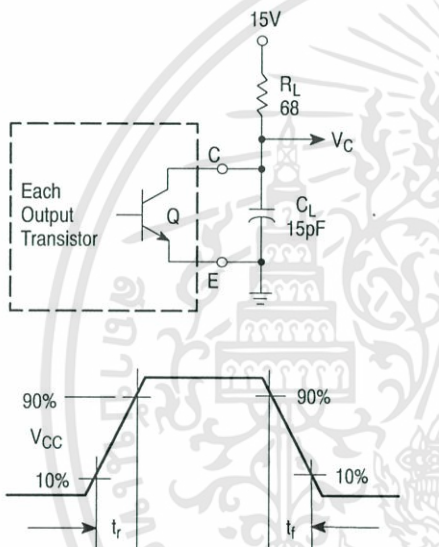


Figure 12. Common-Emitter Configuration Test Circuit and Waveform

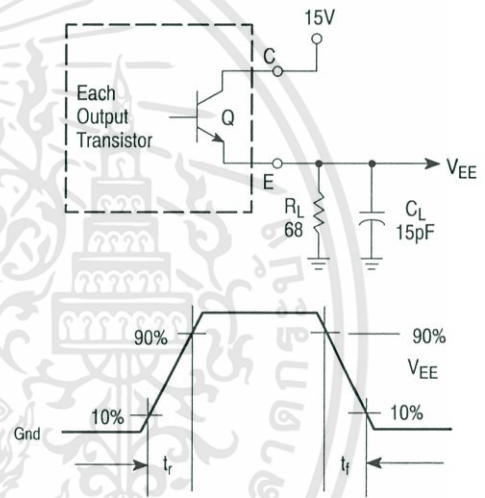


Figure 13. Emitter-Follower Configuration Test Circuit and Waveform

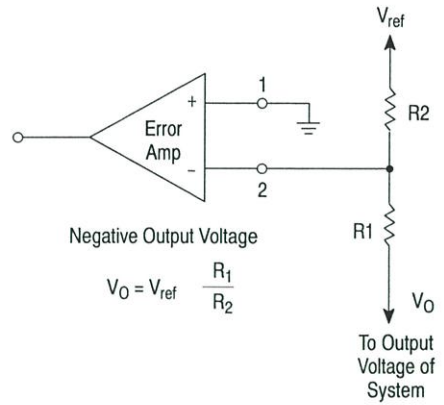
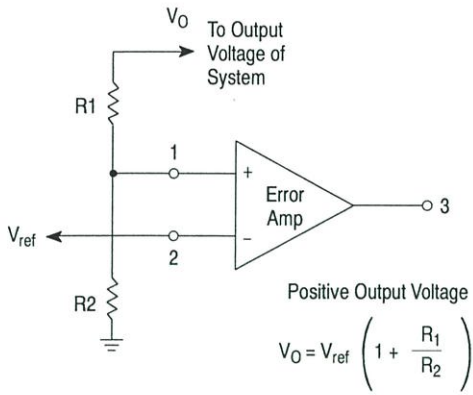


Figure 14. Error-Amplifier Sensing Techniques

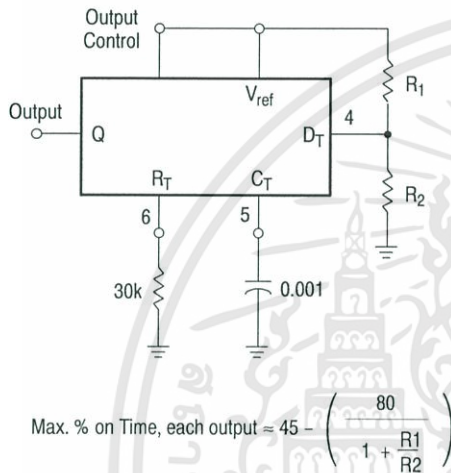


Figure 15. Deadtime Control Circuit

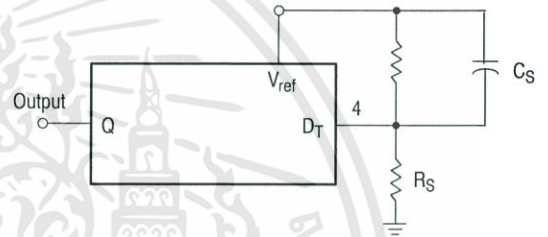


Figure 16. Soft-Start Circuit

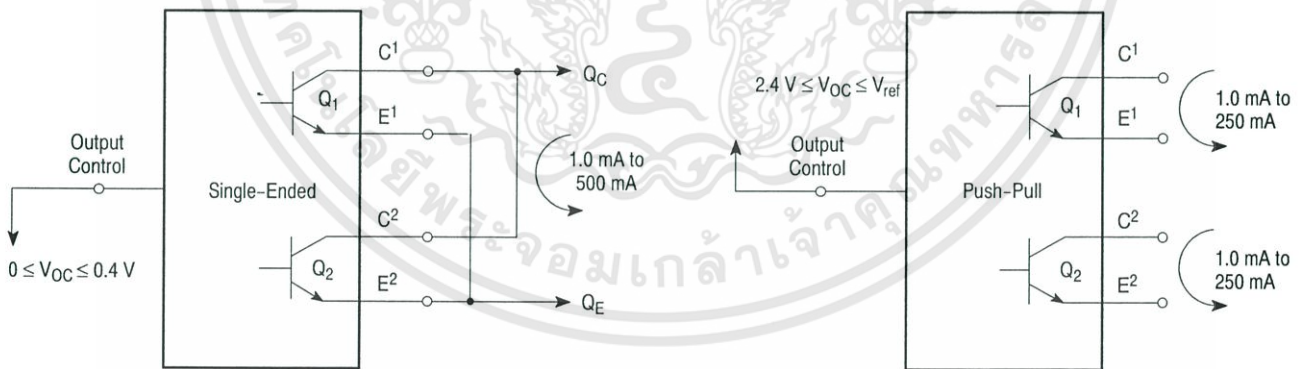


Figure 17. Output Connections for Single-Ended and Push-Pull Configurations

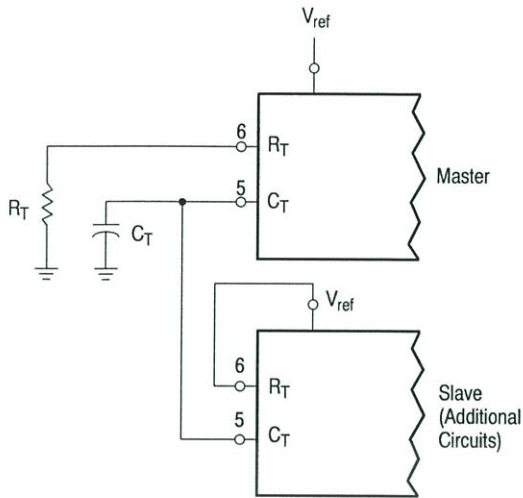


Figure 18. Slaving Two or More Control Circuits

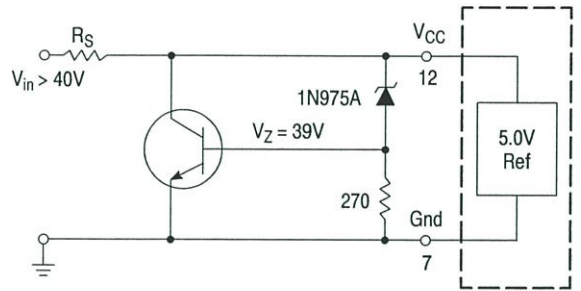


Figure 19. Operation with $V_{in} > 40\text{ V}$ Using External Zener

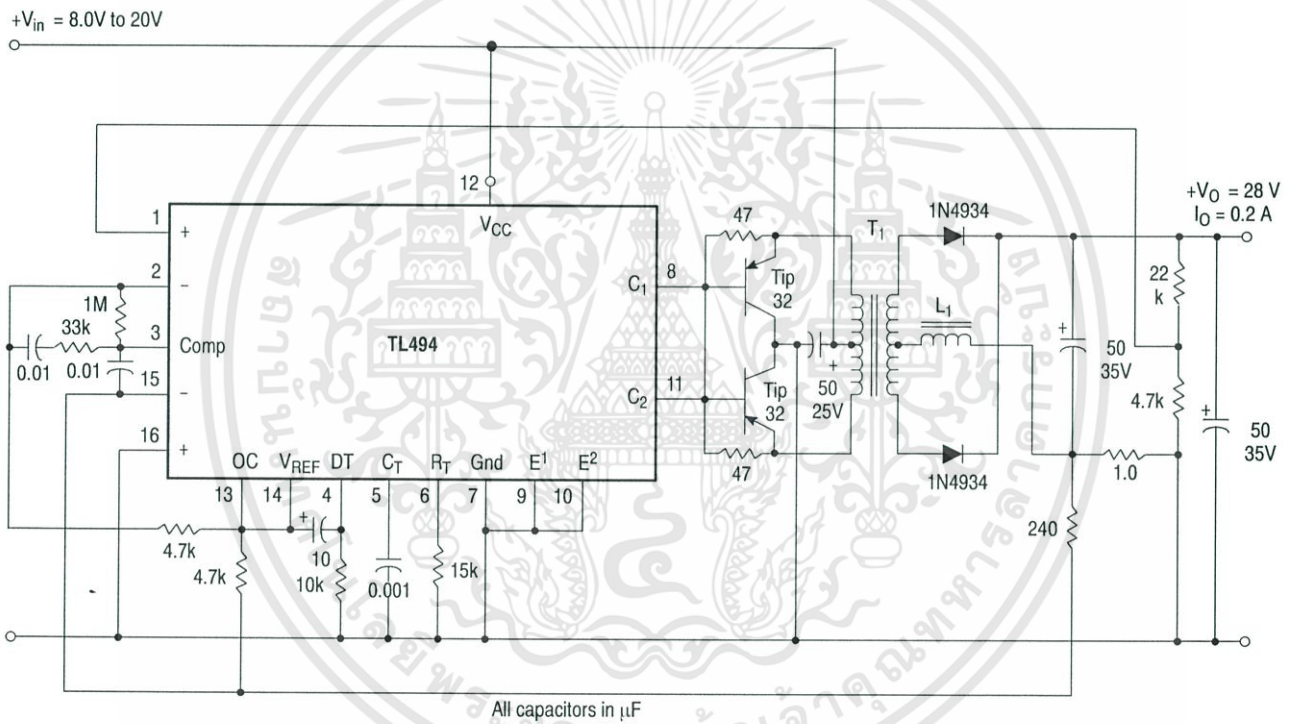


Figure 20. Pulse Width Modulated Push-Pull Converter

Test	Conditions	Results
Line Regulation	$V_{in} = 10\text{ V to }40\text{ V}$	14 mV 0.28%
Load Regulation	$V_{in} = 28\text{ V}, I_O = 1.0\text{ mA to }1.0\text{ A}$	3.0 mV 0.06%
Output Ripple	$V_{in} = 28\text{ V}, I_O = 1.0\text{ A}$	65 mV pp P.A.R.D.
Short Circuit Current	$V_{in} = 28\text{ V}, R_L = 0.1\ \Omega$	1.6 A
Efficiency	$V_{in} = 28\text{ V}, I_O = 1.0\text{ A}$	71%

L1 - 3.5 mH @ 0.3 A
 T1 - Primary: 20T C.T. #28 AWG
 Secondary: 120T C.T. #36 AWG
 Core: Ferroxcube 1408P-L00-3CB

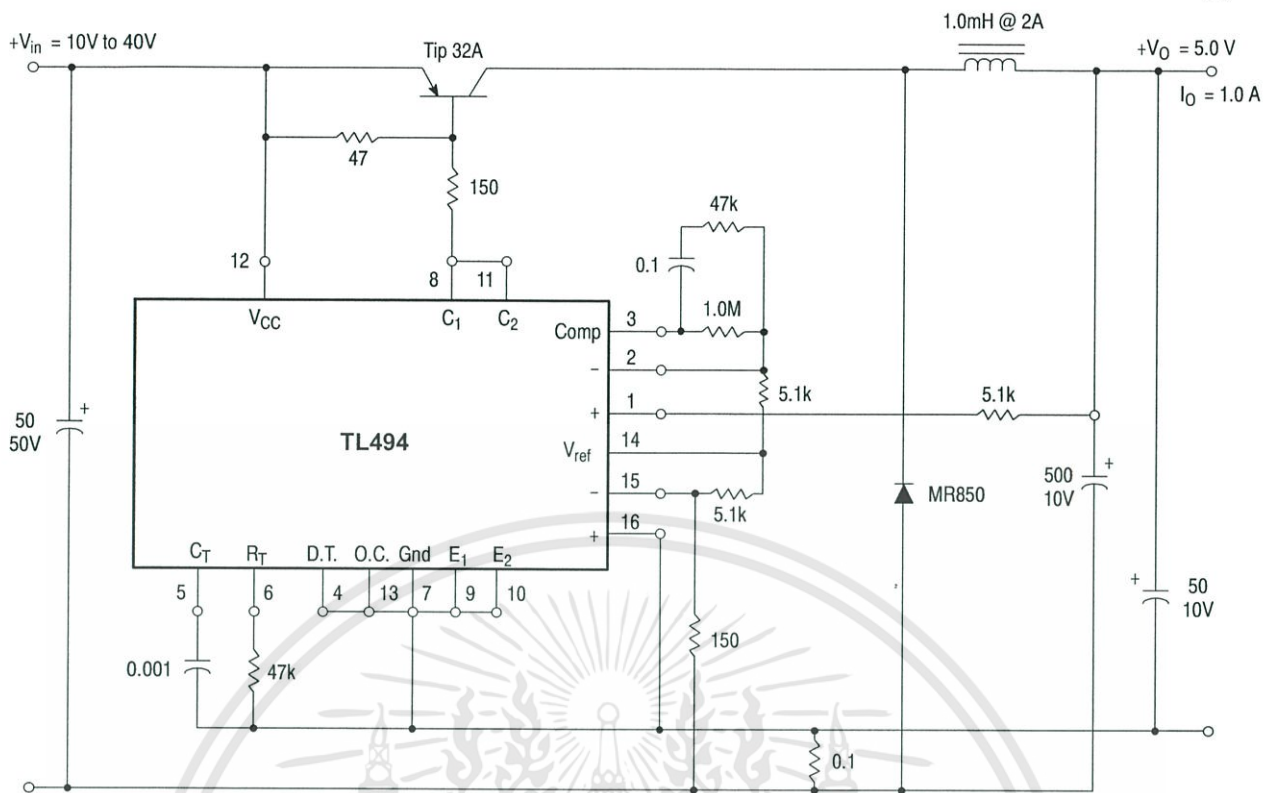


Figure 21. Pulse Width Modulated Step-Down Converter

Test	Conditions	Results
Line Regulation	$V_{in} = 8.0 \text{ V to } 40 \text{ V}$	3.0 mV 0.01%
Load Regulation	$V_{in} = 12.6 \text{ V}, I_O = 0.2 \text{ mA to } 200 \text{ mA}$	5.0 mV 0.02%
Output Ripple	$V_{in} = 12.6 \text{ V}, I_O = 200 \text{ mA}$	40 mV pp P.A.R.D.
Short Circuit Current	$V_{in} = 12.6 \text{ V}, R_L = 0.1 \Omega$	250 mA
Efficiency	$V_{in} = 12.6 \text{ V}, I_O = 200 \text{ mA}$	72%

63A, 600V, UFS Series N-Channel IGBT with Anti-Parallel Hyperfast Diodes

The HGTG30N60C3D is a MOS gated high voltage switching device combining the best features of MOSFETs and bipolar transistors. The device has the high input impedance of a MOSFET and the low on-state conduction loss of a bipolar transistor. The much lower on-state voltage drop varies only moderately between 25°C and 150°C. The IGBT used is the development type TA49051. The diode used in anti-parallel with the IGBT is the development type TA49053.

The IGBT is ideal for many high voltage switching applications operating at moderate frequencies where low conduction losses are essential.

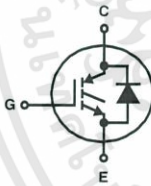
Formerly Developmental Type TA49014.

Ordering Information

PART NUMBER	PACKAGE	BRAND
HGTG30N60C3D	TO-247	G30N60C3D

NOTE: When ordering, use the entire part number.

Symbol



Features

- 63A, 600V at $T_C = 25^\circ\text{C}$
- Typical Fall Time 230ns at $T_J = 150^\circ\text{C}$
- Short Circuit Rating
- Low Conduction Loss
- Hyperfast Anti-Parallel Diode

Packaging

JEDEC STYLE TO-247



FAIRCHILD CORPORATION IGBT PRODUCT IS COVERED BY ONE OR MORE OF THE FOLLOWING U.S. PATENTS

4,364,073	4,417,385	4,430,792	4,443,931	4,466,176	4,516,143	4,532,534	4,587,713
4,598,461	4,605,948	4,620,211	4,631,564	4,639,754	4,639,762	4,641,162	4,644,637
4,682,195	4,684,413	4,694,313	4,717,679	4,743,952	4,783,690	4,794,432	4,801,986
4,803,533	4,809,045	4,809,047	4,810,665	4,823,176	4,837,606	4,860,080	4,883,767
4,888,627	4,890,143	4,901,127	4,904,609	4,933,740	4,963,951	4,969,027	

HGTG30N60C3D

Absolute Maximum Ratings $T_C = 25^\circ\text{C}$, Unless Otherwise Specified

	HGTG30N60C3D	UNITS
Collector to Emitter Voltage	600	V
Collector Current Continuous		
At $T_C = 25^\circ\text{C}$	63	A
At $T_C = 110^\circ\text{C}$	30	A
Average Diode Forward Current at 110°C	25	A
Collector Current Pulsed (Note 1)	252	A
Gate to Emitter Voltage Continuous	± 20	V
Gate to Emitter Voltage Pulsed	± 30	V
Switching Safe Operating Area at $T_J = 150^\circ\text{C}$	60A at 600V	
Power Dissipation Total at $T_C = 25^\circ\text{C}$	208	W
Power Dissipation Derating $T_C > 25^\circ\text{C}$	1.67	W/ $^\circ\text{C}$
Operating and Storage Junction Temperature Range	-40 to 150	$^\circ\text{C}$
Maximum Lead Temperature for Soldering	260	$^\circ\text{C}$
Short Circuit Withstand Time (Note 2) at $V_{GE} = 15\text{V}$	4	μs
Short Circuit Withstand Time (Note 2) at $V_{GE} = 10\text{V}$	15	μs

CAUTION: Stresses above those listed in "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. This is a stress only rating and operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational sections of this specification is not implied.

NOTES:

1. Repetitive Rating: Pulse width limited by maximum junction temperature.
2. $V_{CE(PK)} = 360\text{V}$, $T_J = 125^\circ\text{C}$, $R_G = 25\Omega$

Electrical Specifications $T_C = 25^\circ\text{C}$, Unless Otherwise Specified

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Collector to Emitter Breakdown Voltage	BV_{CES}	$I_C = 250\mu\text{A}$, $V_{GE} = 0\text{V}$	600	-	-	V
Emitter to Collector Breakdown Voltage	BV_{ECS}	$I_C = 10\text{mA}$, $V_{GE} = 0\text{V}$	15	25	-	V
Collector to Emitter Leakage Current	I_{CES}	$V_{CE} = BV_{CES}$, $T_C = 25^\circ\text{C}$	-	-	250	μA
		$V_{CE} = BV_{CES}$, $T_C = 150^\circ\text{C}$	-	-	3.0	mA
Collector to Emitter Saturation Voltage	$V_{CE(SAT)}$	$I_C = I_{C110}$, $V_{GE} = 15\text{V}$, $T_C = 25^\circ\text{C}$	-	1.5	1.8	V
		$T_C = 150^\circ\text{C}$	-	1.7	2.0	V
Gate to Emitter Threshold Voltage	$V_{GE(TH)}$	$I_C = 250\mu\text{A}$, $V_{CE} = V_{GE}$, $T_C = 25^\circ\text{C}$	3.0	5.2	6.0	V
Gate to Emitter Leakage Current	I_{GES}	$V_{GE} = \pm 20\text{V}$	-	-	± 100	nA
Switching SOA	SSOA	$T_J = 150^\circ\text{C}$, $V_{GE} = 15\text{V}$, $R_G = 3\Omega$, $L = 100\mu\text{H}$, $V_{CE(PK)} = 480\text{V}$	200	-	-	A
		$V_{CE(PK)} = 600\text{V}$	60	-	-	A
Gate to Emitter Plateau Voltage	V_{GEP}	$I_C = I_{C110}$, $V_{CE} = 0.5 BV_{CES}$	-	8.1	-	V
On-State Gate Charge	$Q_{G(ON)}$	$I_C = I_{C110}$, $V_{CE} = 0.5 BV_{CES}$, $V_{GE} = 15\text{V}$	-	162	180	nC
		$V_{GE} = 20\text{V}$	-	216	250	nC
Current Turn-On Delay Time	$t_{d(ON)}$	$T_J = 150^\circ\text{C}$, $I_{CE} = I_{C110}$, $V_{CE(PK)} = 0.8 BV_{CES}$, $V_{GE} = 15\text{V}$, $R_G = 3\Omega$, $L = 100\mu\text{H}$	-	40	-	ns
Current Rise Time	t_{rl}		-	45	-	ns
Current Turn-Off Delay Time	$t_{d(OFF)}$		-	320	400	ns
Current Fall Time	t_{fl}		-	230	275	ns
Turn-On Energy	E_{ON}		-	1050	-	μJ
Turn-Off Energy (Note 3)	E_{OFF}		-	2500	-	μJ
Diode Forward Voltage	V_{EC}	$I_{EC} = 30\text{A}$	-	1.75	2.2	V

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

HGTG30N60C3D

Electrical Specifications $T_C = 25^\circ\text{C}$, Unless Otherwise Specified

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Diode Reverse Recovery Time	t_{rr}	$I_{EC} = 30\text{A}, dI_{EC}/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$	-	52	60	ns
		$I_{EC} = 1.0\text{A}, dI_{EC}/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$	-	42	50	ns
Thermal Resistance	$R_{\theta JC}$	IGBT	-	-	0.6	$^\circ\text{C}/\text{W}$
		Diode	-	-	1.3	$^\circ\text{C}/\text{W}$

NOTE:

- Turn-Off Energy Loss (E_{OFF}) is defined as the integral of the instantaneous power loss starting at the trailing edge of the input pulse and ending at the point where the collector current equals zero ($I_{CE} = 0\text{A}$). The HGTG30N60C3D was tested per JEDEC standard No. 24-1 Method for Measurement of Power Device Turn-Off Switching Loss. This test method produces the true total Turn-Off Energy Loss. Turn-On losses include diode losses.

Typical Performance Curves

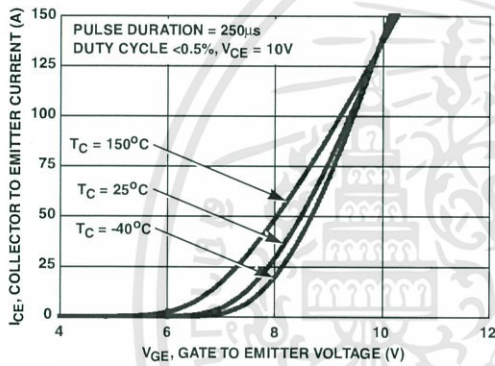


FIGURE 1. TRANSFER CHARACTERISTICS

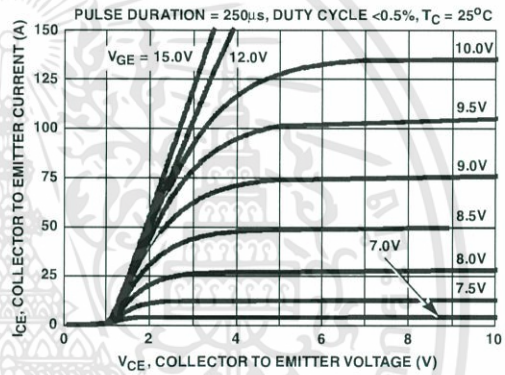


FIGURE 2. SATURATION CHARACTERISTICS

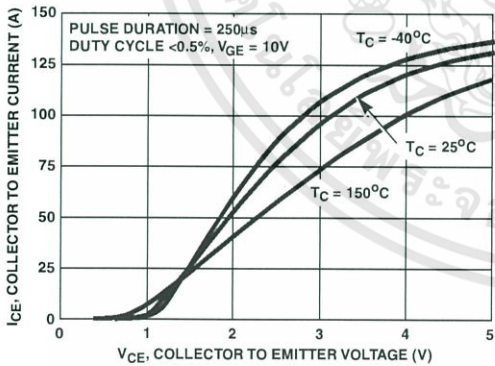


FIGURE 3. COLLECTOR TO EMITTER ON-STATE VOLTAGE

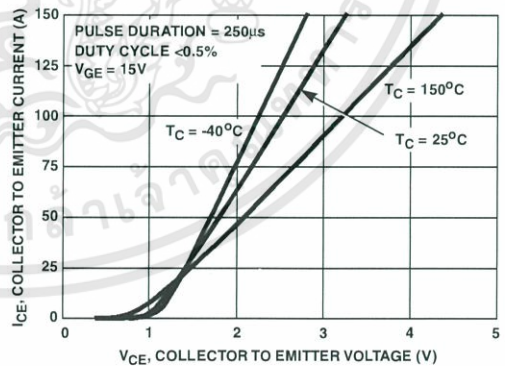


FIGURE 4. COLLECTOR TO EMITTER ON-STATE VOLTAGE

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

HGTG30N60C3D

Typical Performance Curves (Continued)

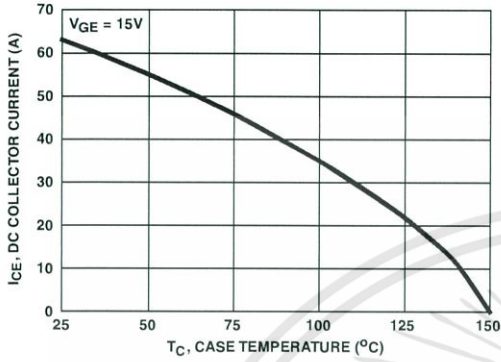


FIGURE 5. MAX. DC COLLECTOR CURRENT vs CASE TEMPERATURE

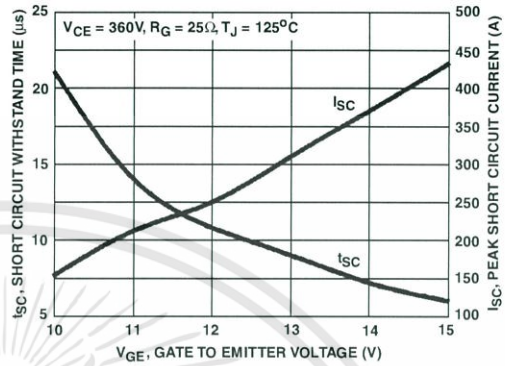


FIGURE 6. SHORT CIRCUIT WITHSTAND TIME

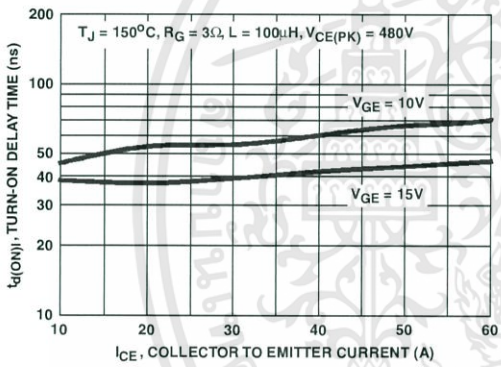


FIGURE 7. TURN-ON DELAY TIME vs COLLECTOR TO EMITTER CURRENT

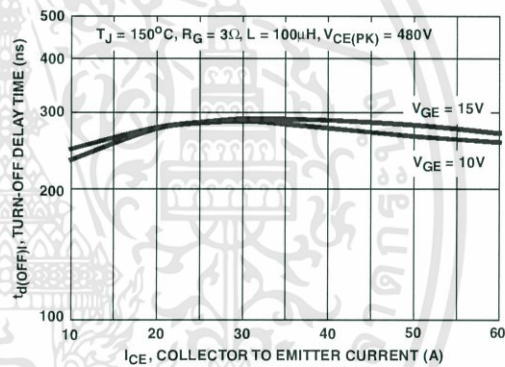


FIGURE 8. TURN-OFF DELAY TIME vs COLLECTOR TO EMITTER CURRENT

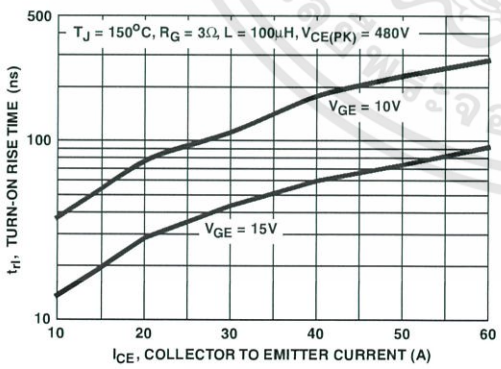


FIGURE 9. TURN-ON RISE TIME vs COLLECTOR TO EMITTER CURRENT

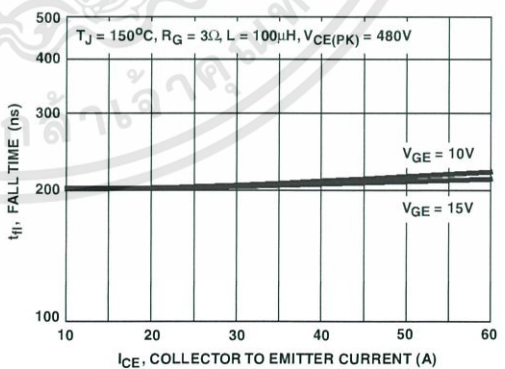


FIGURE 10. TURN-OFF FALL TIME vs COLLECTOR TO EMITTER CURRENT

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

HGTG30N60C3D

Typical Performance Curves (Continued)

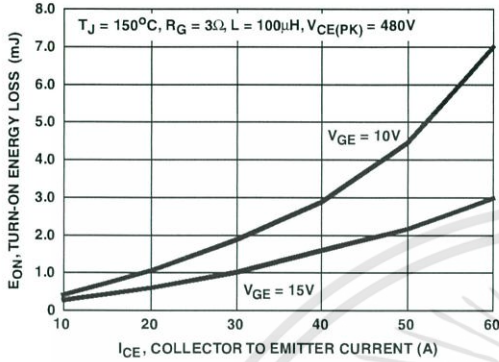


FIGURE 11. TURN-ON ENERGY LOSS vs COLLECTOR TO EMITTER CURRENT

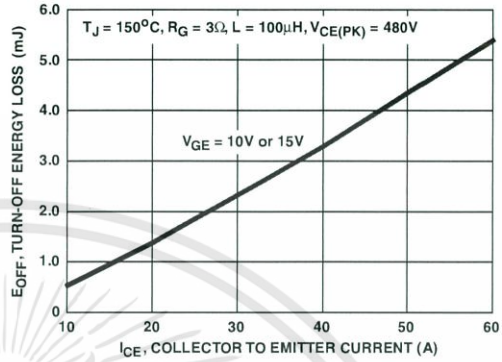


FIGURE 12. TURN-OFF ENERGY LOSS vs COLLECTOR TO EMITTER CURRENT

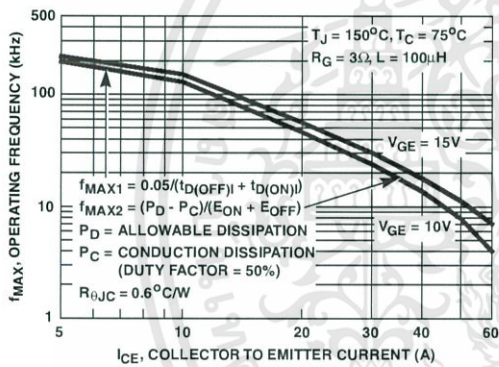


FIGURE 13. OPERATING FREQUENCY vs COLLECTOR TO EMITTER CURRENT

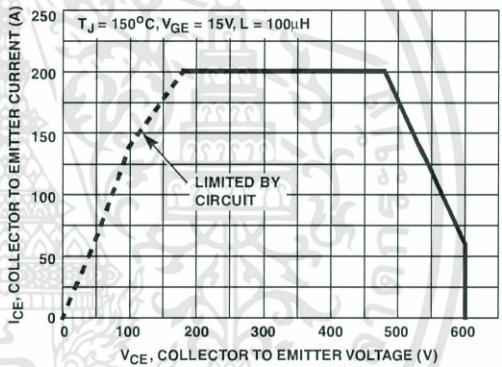


FIGURE 14. SWITCHING SAFE OPERATING AREA

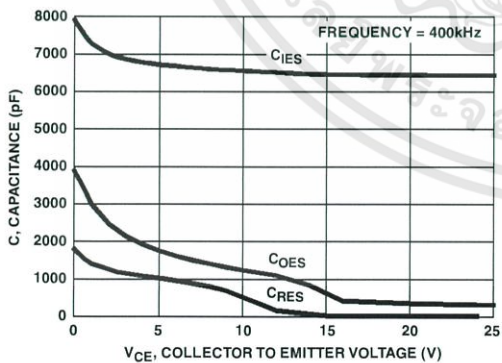


FIGURE 15. CAPACITANCE vs COLLECTOR TO EMITTER VOLTAGE

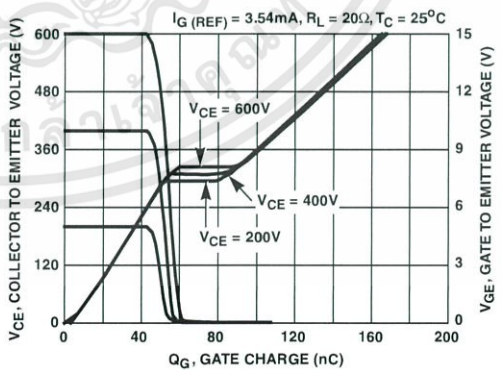


FIGURE 16. GATE CHARGE WAVEFORMS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

HGTG30N60C3D

Typical Performance Curves (Continued)

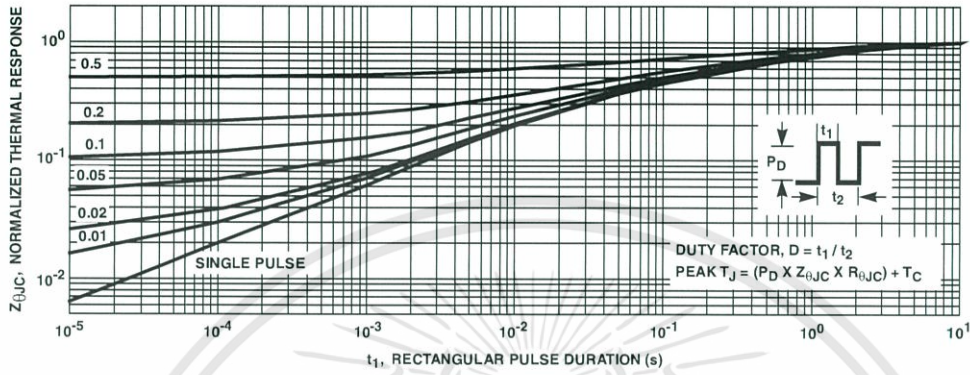


FIGURE 17. IGBT NORMALIZED TRANSIENT THERMAL IMPEDANCE, JUNCTION TO CASE

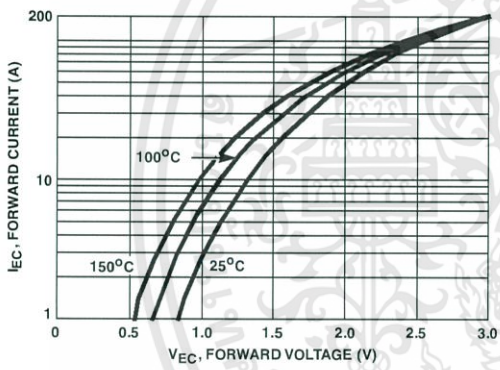


FIGURE 18. DIODE FORWARD CURRENT vs FORWARD VOLTAGE DROP

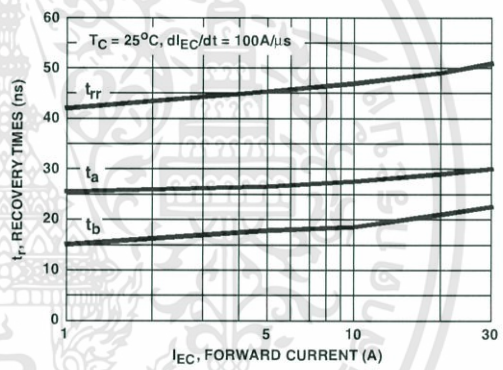


FIGURE 19. RECOVERY TIMES vs FORWARD CURRENT

Test Circuit and Waveforms

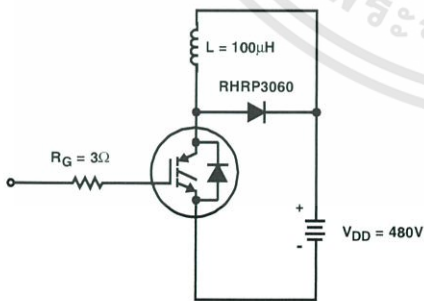


FIGURE 20. INDUCTIVE SWITCHING TEST CIRCUIT

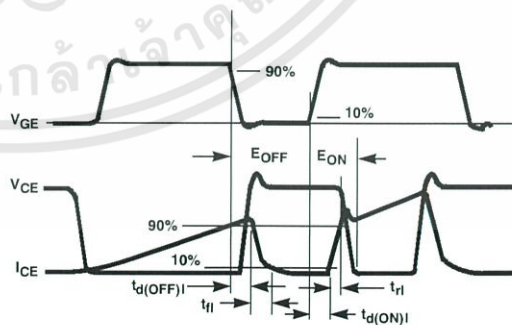


FIGURE 21. SWITCHING TEST WAVEFORMS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

HGTG30N60C3D

Handling Precautions for IGBTs

Insulated Gate Bipolar Transistors are susceptible to gate-insulation damage by the electrostatic discharge of energy through the devices. When handling these devices, care should be exercised to assure that the static charge built in the handler's body capacitance is not discharged through the device. With proper handling and application procedures, however, IGBTs are currently being extensively used in production by numerous equipment manufacturers in military, industrial and consumer applications, with virtually no damage problems due to electrostatic discharge. IGBTs can be handled safely if the following basic precautions are taken:

1. Prior to assembly into a circuit, all leads should be kept shorted together either by the use of metal shorting springs or by the insertion into conductive material such as "ECCOSORB™ LD26" or equivalent.
2. When devices are removed by hand from their carriers, the hand being used should be grounded by any suitable means - for example, with a metallic wristband.
3. Tips of soldering irons should be grounded.
4. Devices should never be inserted into or removed from circuits with power on.
5. **Gate Voltage Rating** - Never exceed the gate-voltage rating of V_{GEM} . Exceeding the rated V_{GE} can result in permanent damage to the oxide layer in the gate region.
6. **Gate Termination** - The gates of these devices are essentially capacitors. Circuits that leave the gate open-circuited or floating should be avoided. These conditions can result in turn-on of the device due to voltage buildup on the input capacitor due to leakage currents or pickup.
7. **Gate Protection** - These devices do not have an internal monolithic zener diode from gate to emitter. If gate protection is required an external zener is recommended.

Operating Frequency Information

Operating frequency information for a typical device (Figure 13) is presented as a guide for estimating device performance for a specific application. Other typical frequency vs collector current (I_{CE}) plots are possible using the information shown for a typical unit in Figures 4, 7, 8, 11 and 12. The operating frequency plot (Figure 13) of a typical device shows f_{MAX1} or f_{MAX2} whichever is smaller at each point. The information is based on measurements of a typical device and is bounded by the maximum rated junction temperature.

f_{MAX1} is defined by $f_{MAX1} = 0.05 / (t_{D(OFF)1} + t_{D(ON)1})$. Deadtime (the denominator) has been arbitrarily held to 10% of the on-state time for a 50% duty factor. Other definitions are possible. $t_{D(OFF)1}$ and $t_{D(ON)1}$ are defined in Figure 21.

Device turn-off delay can establish an additional frequency limiting condition for an application other than T_{JM} . $t_{D(OFF)1}$ is important when controlling output ripple under a lightly loaded condition.

f_{MAX2} is defined by $f_{MAX2} = (P_D - P_C) / (E_{OFF} + E_{ON})$. The allowable dissipation (P_D) is defined by $P_D = (T_{JM} - T_C) / R_{\theta JC}$. The sum of device switching and conduction losses must not exceed P_D . A 50% duty factor was used (Figure 13) and the conduction losses (P_C) are approximated by $P_C = (V_{CE} \times I_{CE}) / 2$.

E_{ON} and E_{OFF} are defined in the switching waveforms shown in Figure 21. E_{ON} is the integral of the instantaneous power loss ($I_{CE} \times V_{CE}$) during turn-on and E_{OFF} is the integral of the instantaneous power loss during turn-off. All tail losses are included in the calculation for E_{OFF} ; i.e. the collector current equals zero ($I_{CE} = 0$).

600V, SMPS Series N-Channel IGBT

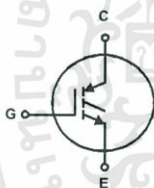
The HGTG40N60A4 is a MOS gated high voltage switching device combining the best features of a MOSFET and a bipolar transistor. This device has the high input impedance of a MOSFET and the low on-state conduction loss of a bipolar transistor. The much lower on-state voltage drop varies only moderately between 25°C and 150°C. This IGBT is ideal for many high voltage switching applications operating at high frequencies where low conduction losses are essential. This device has been optimized for high frequency switch mode power supplies.

Formerly Developmental Type TA49347.

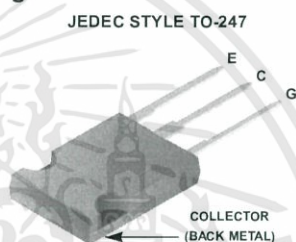
Ordering Information

PART NUMBER	PACKAGE	BRAND
HGTG40N60A4	TO-247	40N60A4

NOTE: When ordering, use the entire part number.

Symbol

Features

- 100kHz Operation At 390V, 40A
- 200kHz Operation At 390V, 20A
- 600V Switching SOA Capability
- Typical Fall Time.55ns at $T_J = 125^\circ$
- Low Conduction Loss

Packaging

FAIRCHILD CORPORATION IGBT PRODUCT IS COVERED BY ONE OR MORE OF THE FOLLOWING U.S. PATENTS

4,364,073	4,417,385	4,430,792	4,443,931	4,466,176	4,516,143	4,532,534	4,587,713
4,598,461	4,605,948	4,620,211	4,631,564	4,639,754	4,639,762	4,641,162	4,644,637
4,682,195	4,684,413	4,694,313	4,717,679	4,743,952	4,783,690	4,794,432	4,801,986
4,803,533	4,809,045	4,809,047	4,810,665	4,823,176	4,837,606	4,860,080	4,883,767
4,888,627	4,890,143	4,901,127	4,904,609	4,933,740	4,963,951	4,969,027	

HGTG40N60A4

Absolute Maximum Ratings $T_C = 25^\circ\text{C}$, Unless Otherwise Specified

	HGTG40N60A4	UNITS
Collector to Emitter Voltage	600	V
Collector Current Continuous		
At $T_C = 25^\circ\text{C}$	75	A
At $T_C = 110^\circ\text{C}$	63	A
Collector Current Pulsed (Note 1)	300	A
Gate to Emitter Voltage Continuous	± 20	V
Gate to Emitter Voltage Pulsed	± 30	V
Switching Safe Operating Area at $T_J = 150^\circ\text{C}$, Figure 2	200A at 600V	
Power Dissipation Total at $T_C = 25^\circ\text{C}$	625	W
Power Dissipation Derating $T_C > 25^\circ\text{C}$	5	W/ $^\circ\text{C}$
Operating and Storage Junction Temperature Range	-55 to 150	$^\circ\text{C}$
Maximum Lead Temperature for Soldering	260	$^\circ\text{C}$

CAUTION: Stresses above those listed in "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. This is a stress only rating and operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational sections of this specification is not implied.

NOTE:

1. Pulse width limited by maximum junction temperature.

Electrical Specifications $T_J = 25^\circ\text{C}$, Unless Otherwise Specified

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
Collector to Emitter Breakdown Voltage	BV_{CES}	$I_C = 250\mu\text{A}$, $V_{GE} = 0\text{V}$	600	-	-	V	
Emitter to Collector Breakdown Voltage	BV_{ECS}	$I_C = -10\text{mA}$, $V_{GE} = 0\text{V}$	20	-	-	V	
Collector to Emitter Leakage Current	I_{CES}	$V_{CE} = BV_{CES}$	$T_J = 25^\circ\text{C}$	-	-	250	μA
			$T_J = 125^\circ\text{C}$	-	-	3.0	mA
Collector to Emitter Saturation Voltage	$V_{CE(SAT)}$	$I_C = 40\text{A}$, $V_{GE} = 15\text{V}$	$T_J = 25^\circ\text{C}$	-	1.7	2.7	V
			$T_J = 125^\circ\text{C}$	-	1.5	2.0	V
Gate to Emitter Threshold Voltage	$V_{GE(TH)}$	$I_C = 250\mu\text{A}$, $V_{CE} = V_{GE}$	4.5	5.6	7	V	
Gate to Emitter Leakage Current	I_{GES}	$V_{GE} = -20\text{V}$	-	-	± 250	nA	
Switching SOA	SSOA	$T_J = 150^\circ\text{C}$, $R_G = 2.2\Omega$, $V_{GE} = 15\text{V}$, $L = 100\mu\text{H}$, $V_{CE} = 600\text{V}$	200	-	-	A	
Gate to Emitter Plateau Voltage	V_{GEP}	$I_C = 40\text{A}$, $V_{CE} = 0.5 BV_{CES}$	-	8.5	-	V	
On-State Gate Charge	$Q_{g(ON)}$	$I_C = 40\text{A}$, $V_{CE} = 0.5 BV_{CES}$	$V_{GE} = 15\text{V}$	-	350	405	nC
			$V_{GE} = 20\text{V}$	-	450	520	nC
Current Turn-On Delay Time	$t_{d(ON)}$	IGBT and Diode at $T_J = 25^\circ\text{C}$ $I_{CE} = 40\text{A}$ $V_{CE} = 0.65 BV_{CES}$ $V_{GE} = 15\text{V}$ $R_G = 2.2\Omega$ $L = 200\mu\text{H}$ Test Circuit (Figure 20)	-	25	-	ns	
Current Rise Time	t_{ri}		-	18	-	ns	
Current Turn-Off Delay Time	$t_{d(OFF)}$		-	145	-	ns	
Current Fall Time	t_{fi}		-	35	-	ns	
Turn-On Energy (Note 3)	E_{ON1}		-	400	-	μJ	
Turn-On Energy (Note 3)	E_{ON2}		-	850	-	μJ	
Turn-Off Energy (Note 2)	E_{OFF}		-	370	-	μJ	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

HGTG40N60A4

Electrical Specifications $T_J = 25^\circ\text{C}$, Unless Otherwise Specified (Continued)

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Current Turn-On Delay Time	$t_{d(ON)}$	IGBT and Diode at $T_J = 125^\circ\text{C}$ $I_{CE} = 40\text{A}$ $V_{CE} = 0.65 V_{CES}$ $V_{GE} = 15\text{V}$ $R_G = 2.2\Omega$ $L = 200\mu\text{H}$ Test Circuit (Figure 20)	-	27	-	ns
Current Rise Time	t_{r1}		-	20	-	ns
Current Turn-Off Delay Time	$t_{d(OFF)}$		-	185	225	ns
Current Fall Time	t_{f1}		-	55	95	ns
Turn-On Energy (Note 3)	E_{ON1}		-	400	-	μJ
Turn-On Energy (Note 3)	E_{ON2}		-	1220	1400	μJ
Turn-Off Energy (Note 2)	E_{OFF}		-	700	800	μJ
Thermal Resistance Junction To Case	$R_{\theta JC}$	-	-	0.2	$^\circ\text{C/W}$	

NOTES:

- Turn-Off Energy Loss (E_{OFF}) is defined as the integral of the instantaneous power loss starting at the trailing edge of the input pulse and ending at the point where the collector current equals zero ($I_{CE} = 0\text{A}$). All devices were tested per JEDEC Standard No. 24-1 Method for Measurement of Power Device Turn-Off Switching Loss. This test method produces the true total Turn-Off Energy Loss.
- Values for two Turn-On loss conditions are shown for the convenience of the circuit designer. E_{ON1} is the turn-on loss of the IGBT only. E_{ON2} is the turn-on loss when a typical diode is used in the test circuit and the diode is at the same T_J as the IGBT. The diode type is specified in Figure 20.

Typical Performance Curves Unless Otherwise Specified

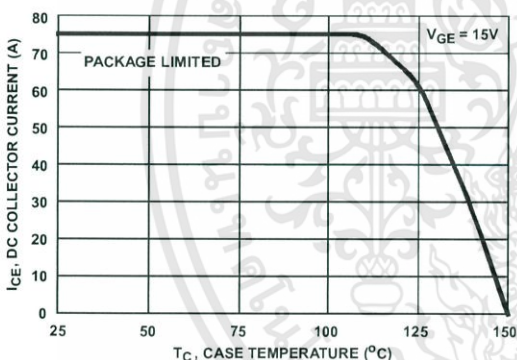


FIGURE 1. DC COLLECTOR CURRENT vs CASE TEMPERATURE

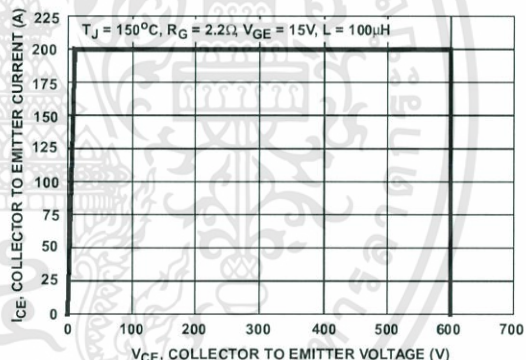


FIGURE 2. MINIMUM SWITCHING SAFE OPERATING AREA

HGTG40N60A4

Typical Performance Curves Unless Otherwise Specified (Continued)

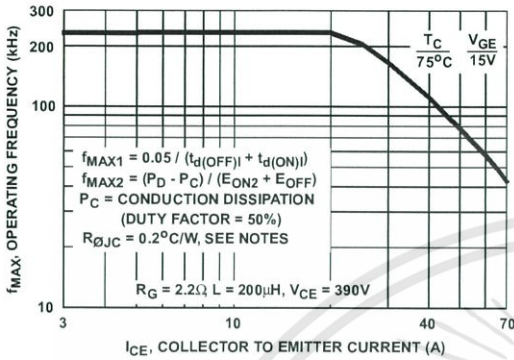


FIGURE 3. OPERATING FREQUENCY vs COLLECTOR TO EMITTER CURRENT

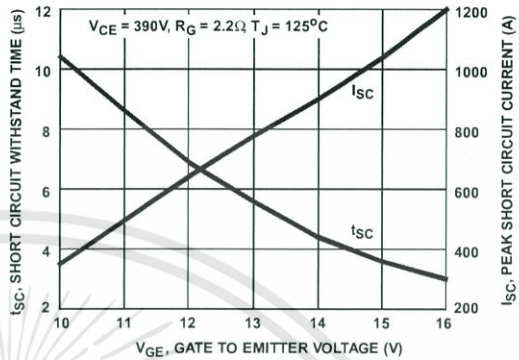


FIGURE 4. SHORT CIRCUIT WITHSTAND TIME

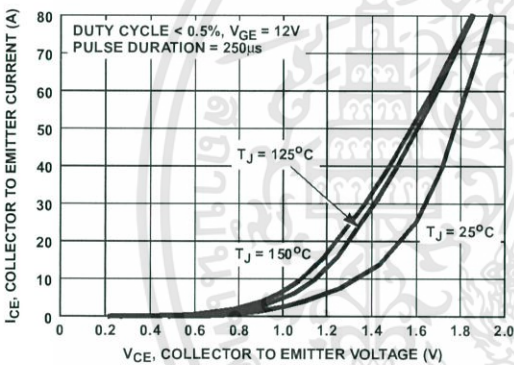


FIGURE 5. COLLECTOR TO EMITTER ON-STATE VOLTAGE

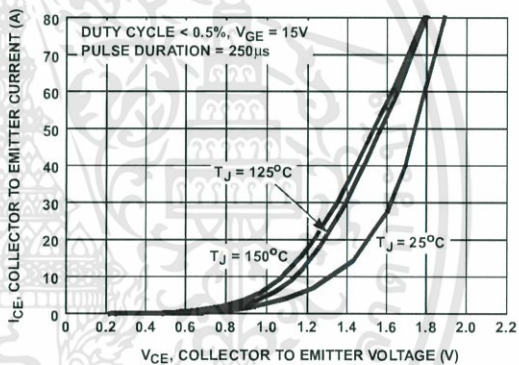


FIGURE 6. COLLECTOR TO EMITTER ON-STATE VOLTAGE

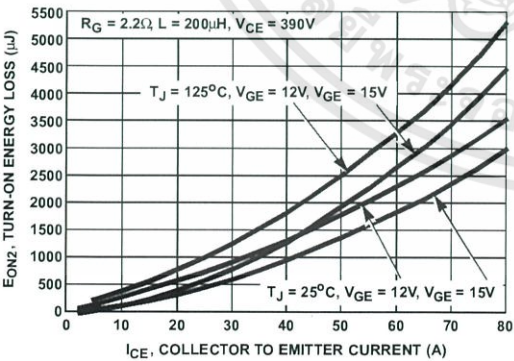


FIGURE 7. TURN-ON ENERGY LOSS vs COLLECTOR TO EMITTER CURRENT

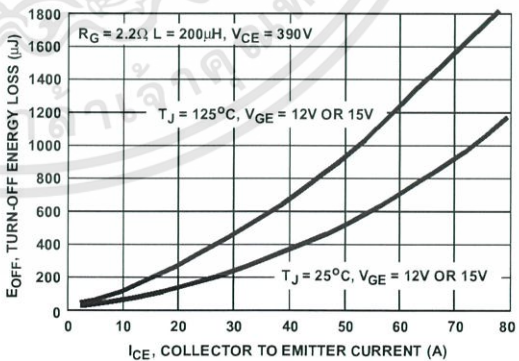


FIGURE 8. TURN-OFF ENERGY LOSS vs COLLECTOR TO EMITTER CURRENT

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

HGTG40N60A4

Typical Performance Curves Unless Otherwise Specified (Continued)

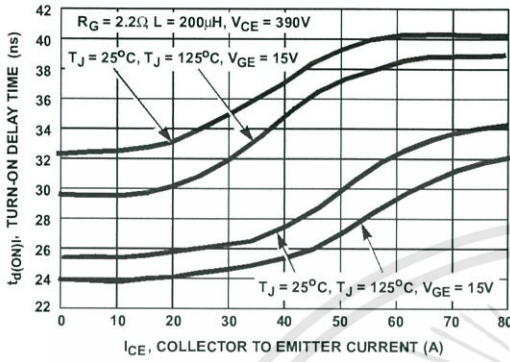


FIGURE 9. TURN-ON DELAY TIME vs COLLECTOR TO EMITTER CURRENT

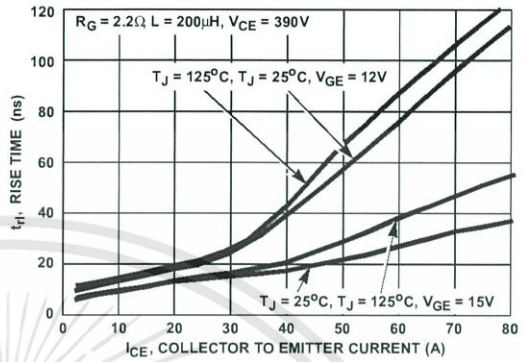


FIGURE 10. TURN-ON RISE TIME vs COLLECTOR TO EMITTER CURRENT

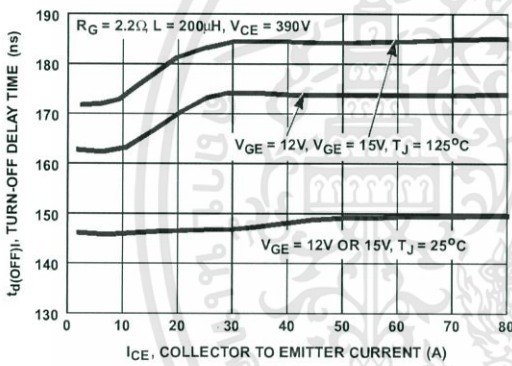


FIGURE 11. TURN-OFF DELAY TIME vs COLLECTOR TO EMITTER CURRENT

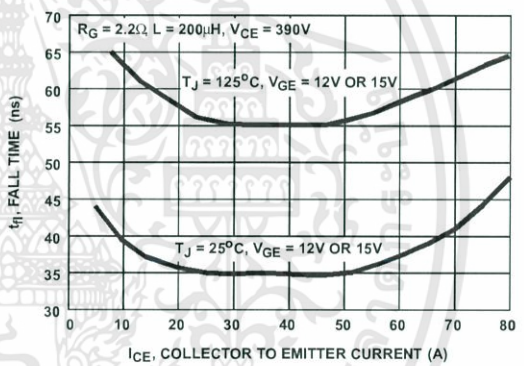


FIGURE 12. FALL TIME vs COLLECTOR TO EMITTER CURRENT

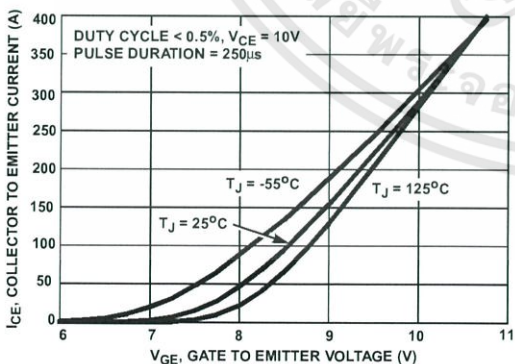


FIGURE 13. TRANSFER CHARACTERISTIC

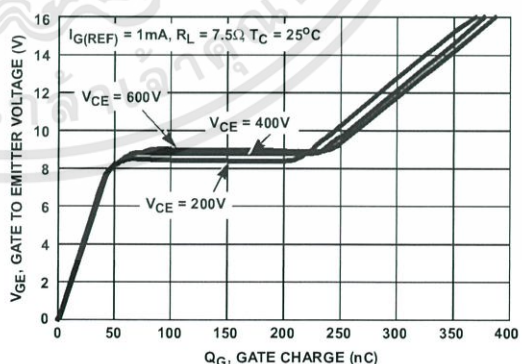


FIGURE 14. GATE CHARGE WAVEFORMS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

HGTG40N60A4

Typical Performance Curves Unless Otherwise Specified (Continued)

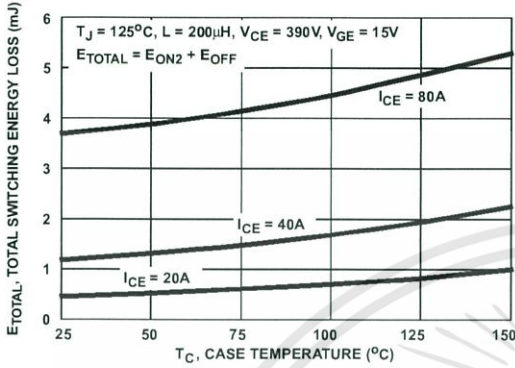


FIGURE 15. TOTAL SWITCHING LOSS vs CASE TEMPERATURE

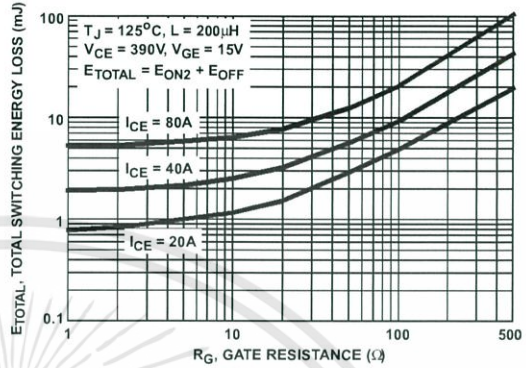


FIGURE 16. TOTAL SWITCHING LOSS vs GATE RESISTANCE

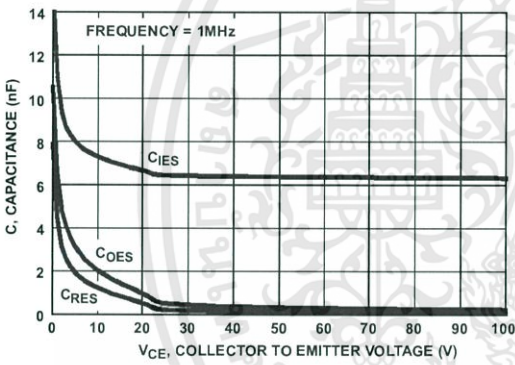


FIGURE 17. CAPACITANCE vs COLLECTOR TO EMITTER VOLTAGE

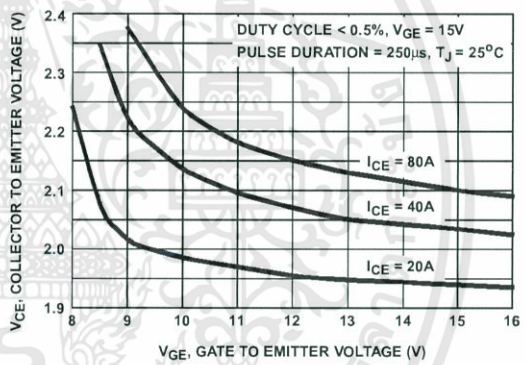


FIGURE 18. COLLECTOR TO EMITTER ON-STATE VOLTAGE vs GATE TO EMITTER VOLTAGE

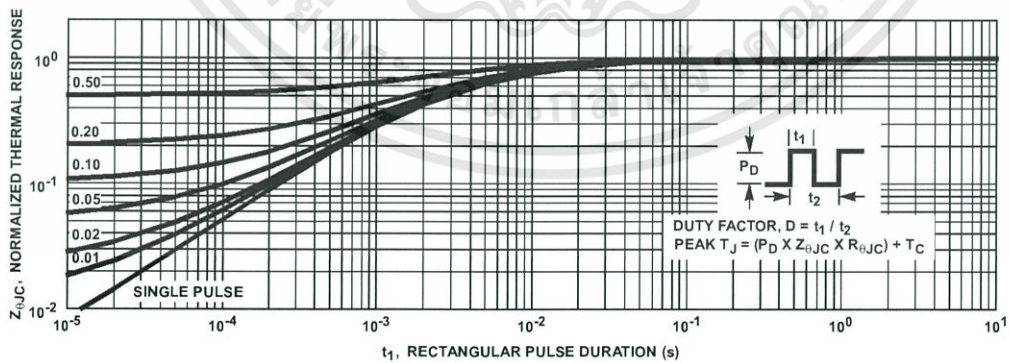


FIGURE 19. NORMALIZED TRANSIENT THERMAL RESPONSE, JUNCTION TO CASE

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

HGTG40N60A4

Test Circuit and Waveforms

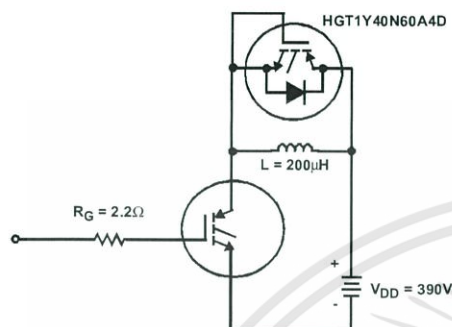


FIGURE 20. INDUCTIVE SWITCHING TEST CIRCUIT

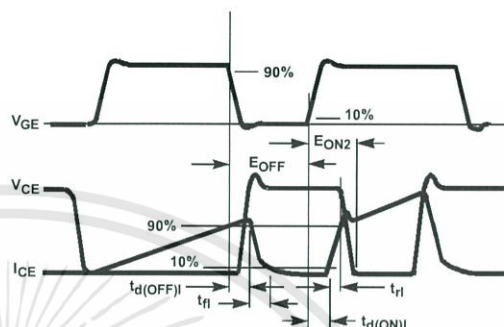


FIGURE 21. SWITCHING TEST WAVEFORMS

Handling Precautions for IGBTs

Insulated Gate Bipolar Transistors are susceptible to gate-insulation damage by the electrostatic discharge of energy through the devices. When handling these devices, care should be exercised to assure that the static charge built in the handler's body capacitance is not discharged through the device. With proper handling and application procedures, however, IGBTs are currently being extensively used in production by numerous equipment manufacturers in military, industrial and consumer applications, with virtually no damage problems due to electrostatic discharge. IGBTs can be handled safely if the following basic precautions are taken:

1. Prior to assembly into a circuit, all leads should be kept shorted together either by the use of metal shorting springs or by the insertion into conductive material such as "ECCOSORB™ LD26" or equivalent.
2. When devices are removed by hand from their carriers, the hand being used should be grounded by any suitable means - for example, with a metallic wristband.
3. Tips of soldering irons should be grounded.
4. Devices should never be inserted into or removed from circuits with power on.
5. **Gate Voltage Rating** - Never exceed the gate-voltage rating of V_{GEM} . Exceeding the rated V_{GE} can result in permanent damage to the oxide layer in the gate region.
6. **Gate Termination** - The gates of these devices are essentially capacitors. Circuits that leave the gate open-circuited or floating should be avoided. These conditions can result in turn-on of the device due to voltage buildup on the input capacitor due to leakage currents or pickup.
7. **Gate Protection** - These devices do not have an internal monolithic Zener diode from gate to emitter. If gate protection is required an external Zener is recommended.

Operating Frequency Information

Operating frequency information for a typical device (Figure 3) is presented as a guide for estimating device performance for a specific application. Other typical frequency vs collector current (I_{CE}) plots are possible using the information shown for a typical unit in Figures 6, 7, 8, 9 and 11. The operating frequency plot (Figure 3) of a typical device shows f_{MAX1} or f_{MAX2} ; whichever is smaller at each point. The information is based on measurements of a typical device and is bounded by the maximum rated junction temperature.

f_{MAX1} is defined by $f_{MAX1} = 0.05 / (t_d(OFF) + t_d(ON))$. Deadtime (the denominator) has been arbitrarily held to 10% of the on-state time for a 50% duty factor. Other definitions are possible. $t_d(OFF)$ and $t_d(ON)$ are defined in Figure 21. Device turn-off delay can establish an additional frequency limiting condition for an application other than T_{JM} . $t_d(OFF)$ is important when controlling output ripple under a lightly loaded condition.

f_{MAX2} is defined by $f_{MAX2} = (P_D - P_C) / (E_{OFF} + E_{ON2})$. The allowable dissipation (P_D) is defined by $P_D = (T_{JM} - T_{C}) / R_{\theta JC}$. The sum of device switching and conduction losses must not exceed P_D . A 50% duty factor was used (Figure 3) and the conduction losses (P_C) are approximated by $P_C = (V_{CE} \times I_{CE}) / 2$.

E_{ON2} and E_{OFF} are defined in the switching waveforms shown in Figure 21. E_{ON2} is the integral of the instantaneous power loss ($I_{CE} \times V_{CE}$) during turn-on and E_{OFF} is the integral of the instantaneous power loss ($I_{CE} \times V_{CE}$) during turn-off. All tail losses are included in the calculation for E_{OFF} ; i.e., the collector current equals zero ($I_{CE} = 0$).

Glass Passivated Bridge Rectifiers

FEATURES

- Glass passivated junction
- Ideal for printed circuit board
- Reliable low cost construction
- UL Recognized File # E-326243
- Compliant to RoHS Directive 2011/65/EU and in accordance to WEEE 2002/96/EC
- Halogen-free according to IEC 61249-2-21 definition



KBL



MECHANICAL DATA

Case: KBL

Molding compound, UL flammability classification rating 94V-0

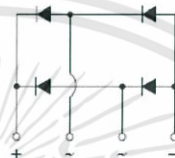
Base P/N with suffix "G" on packing code - halogen-free

Terminal: Matte tin plated leads, solderable per JESD22-B102

Meet JESD 201 class 1A whisker test

Polarity: Polarity as marked on the body

Weight: 5.6 g (approximately)



MAXIMUM RATINGS AND ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_A=25°C unless otherwise noted)

PARAMETER	SYMBOL	KBL 401G	KBL 402G	KBL 403G	KBL 404G	KBL 405G	KBL 406G	KBL 407G	Unit
Maximum repetitive peak reverse voltage	V _{RRM}	50	100	200	400	600	800	1000	V
Maximum RMS voltage	V _{RMS}	35	70	140	280	420	560	700	V
Maximum DC blocking voltage	V _{DC}	50	100	200	400	600	800	1000	V
Maximum average forward rectified current	I _{F(AV)}	4							A
Peak forward surge current, 8.3 ms single half sine-wave superimposed on rated load	I _{FSM}	150							A
Rating for fusing (t<8.3ms)	I ² t	93							A ² s
Maximum instantaneous forward voltage (Note 1) I _F = 2A I _F = 4A	V _F	1.0 1.1							V
Maximum DC reverse current at rated DC blocking voltage T _J =25 °C T _J =125 °C	I _R	10 500							μA
Typical thermal resistance	R _{θJL} R _{θJA}	2.4 19							°C/W
Operating junction temperature range	T _J	- 55 to +150							°C
Storage temperature range	T _{STG}	- 55 to +150							°C

Note 1: Pulse Test with PW=300μs, 1% Duty Cycle

ORDERING INFORMATION				
PART NO.	PACKING CODE	GREEN COMPOUND CODE	PACKAGE	PACKING
KBL40xG (Note 1)	T0	Suffix "G"	KBL	500 / Tray

Note 1: "x" defines voltage from 50V (KBL401G) to 1000V (KBL407G)

EXAMPLE				
PREFERRED P/N	PART NO.	PACKING CODE	GREEN COMPOUND CODE	DESCRIPTION
KBL407G T0	KBL407G	T0		
KBL407G T0G	KBL407G	T0	G	Green compound

RATINGS AND CHARACTERISTICS CURVES

($T_A=25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

FIG. 1 FORWARD CURRENT DERATING CURVE

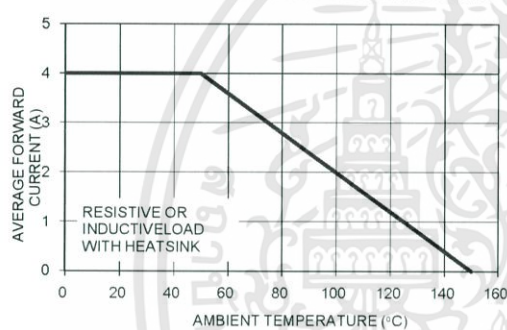


FIG. 2 TYPICAL REVERSE CHARACTERISTICS

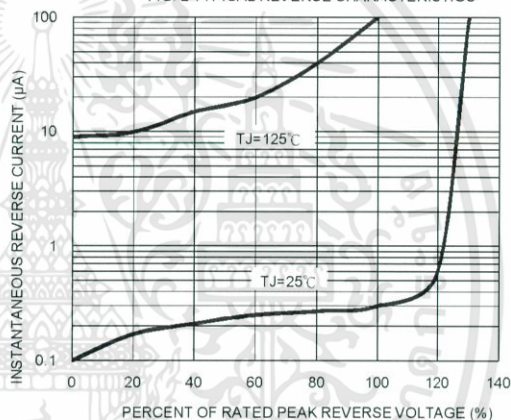


FIG. 3 MAXIMUM NON-REPETITIVE FORWARD SURGE CURRENT

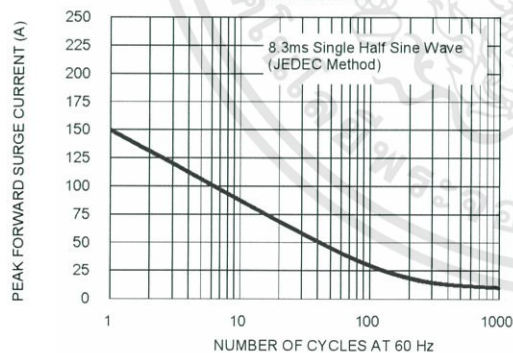


FIG. 4 TYPICAL FORWARD CHARACTERISTICS

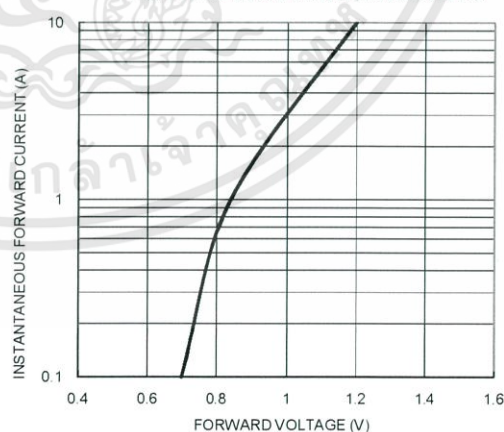
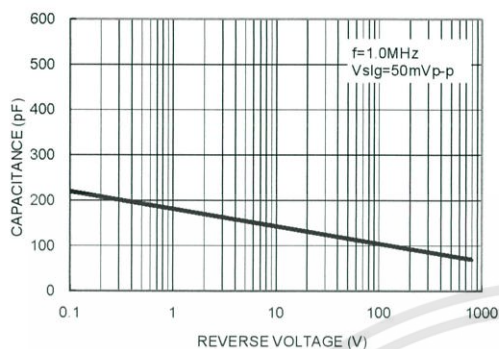
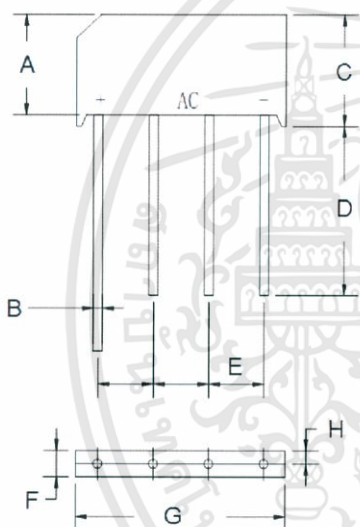


FIG. 5 TYPICAL JUNCTION CAPACITANCE



PACKAGE OUTLINE DIMENSIONS



DIM.	Unit (mm)		Unit (inch)	
	Min	Max	Min	Max
A	13.70	14.70	0.539	0.579
B	1.20	1.30	0.047	0.051
C	15.20	16.30	0.598	0.642
D	19.00	-	0.748	-
E	4.60	5.60	0.181	0.220
F	5.50	6.50	0.217	0.256
G	18.50	19.50	0.728	0.768
H	2.1 (TYP)		0.083 (TYP)	

MARKING DIAGRAM



P/N = Specific Device Code
 G = Green Compound
 YWW = Date Code
 F = Factory Code

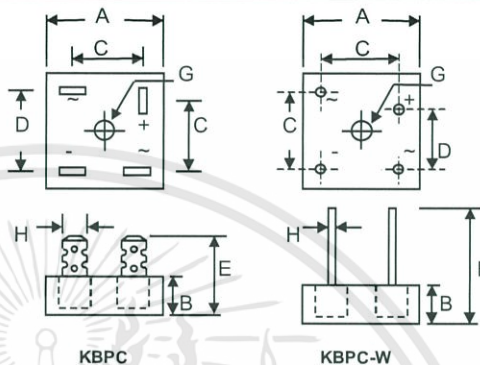


KBPC40, 50/W SERIES

40, 50A HIGH CURRENT BRIDGE RECTIFIER

Features

- Diffused Junction
- Low Reverse Leakage Current
- Low Power Loss, High Efficiency
- Electrically Isolated Metal Case for Maximum Heat Dissipation
- Case to Terminal Isolation Voltage 2500V
- UL Recognized File # E157705



Mechanical Data

- Case: Metal Case with Electrically Isolated Epoxy
- Terminals: Plated Leads Solderable per MIL-STD-202, Method 208
- Polarity: Symbols Marked on Case
- Mounting: Through Hole for #10 Screw
- Weight: KBPC 31.6 grams (approx.)
KBPC-W 28.5 grams (approx.)
- Marking: Type Number

"W" Suffix Designates Wire Leads
No Suffix Designates Faston Terminals

Dim	KBPC		KBPC-W	
	Min	Max	Min	Max
A	28.40	28.70	28.40	28.70
B	10.97	11.23	10.97	11.23
C	15.70	16.70	17.10	19.10
D	17.50	18.50	10.90	11.90
E	22.86	25.40	30.50	—
G	Hole for #10 screw, 5.08Ø Nominal			
H	6.35 Typical	0.97Ø	1.07Ø	—
All Dimension in mm				

Maximum Ratings and Electrical Characteristics @ $T_A=25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified

Single Phase, half wave, 60Hz, resistive or inductive load.
For capacitive load, derate current by 20%.

Characteristics	Symbol	-00/W	-01/W	-02/W	-04/W	-06/W	-08/W	-10/W	Unit
Peak Repetitive Reverse Voltage	V_{RRM}								V
Working Peak Reverse Voltage	V_{RWM}	50	100	200	400	600	800	1000	V
DC Blocking Voltage	V_R								V
RMS Reverse Voltage	$V_{R(RMS)}$	35	70	140	280	420	560	700	V
Average Rectifier Output Current @ $T_C = 55^\circ\text{C}$	I_o				40				A
					50				A
Non-Repetitive Peak Forward Surge Current 8.3ms single half sine-wave Superimposed on rated load (JEDEC Method)	I_{FSM}				400				A
					400				A
Forward Voltage Drop (per element)	V_{FM}				1.2				V
Peak Reverse Current @ $T_C = 25^\circ\text{C}$	I_{RM}				10				μA
At Rated DC Blocking Voltage @ $T_C = 125^\circ\text{C}$					1.0				mA

Maximum Ratings and Electrical Characteristics @ $T_A=25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified

Typical Junction Capacitance (per element) (Note 1)	C_j	300	pF
Typical Thermal Resistance Junction to Case (per element) (Note 2) KBPC40 KBPC50	$R_{\theta JC}$	1.5	K/W
RMS Isolation Voltage from Case to Lead	V_{iso}	2500	V
Operating and Storage Temperature Range	T_j, T_{stg}	-65 to +150	$^\circ\text{C}$

* Glass passivated forms are available upon request.

Note: 1. Measured at 1.0 MHz and applied reverse voltage of 4.0V D.C.

2. Thermal resistance junction to case mounted on heatsink.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

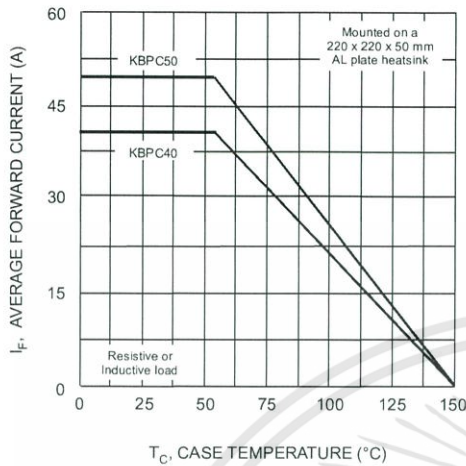


Fig. 1 Forward Current Derating Curve

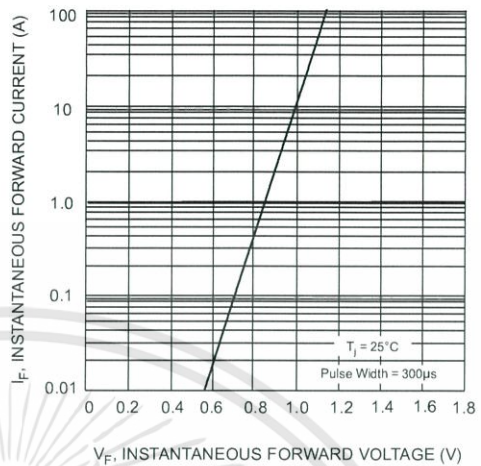


Fig. 2 Typical Forward Characteristics (per element)

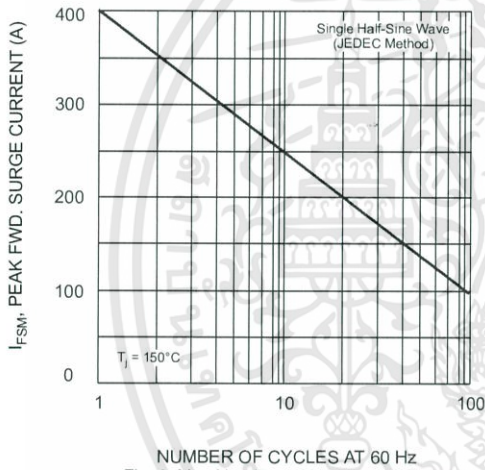


Fig. 3 Max Non-Repetitive Surge Current

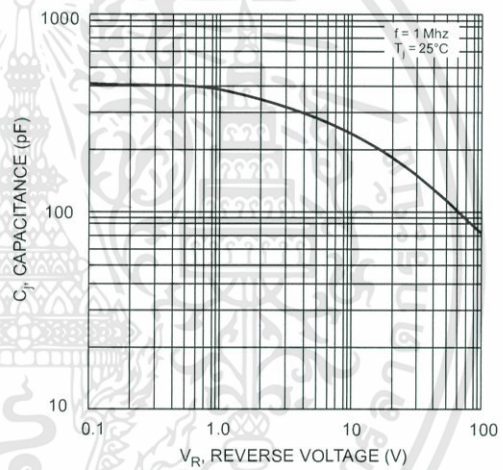


Fig. 4 Typical Junction Capacitance (per element)

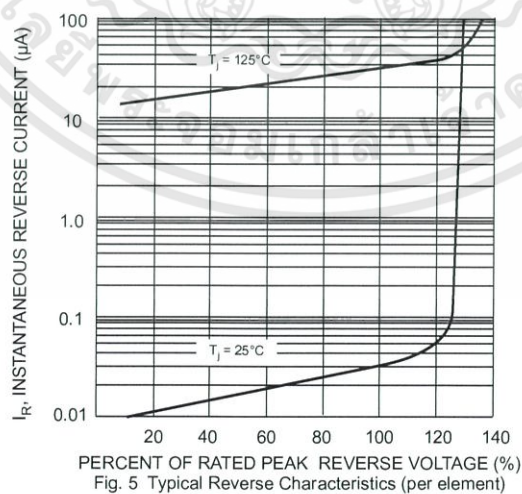


Fig. 5 Typical Reverse Characteristics (per element)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TLP250(INV)

TRANSISTOR INVERTER
 INVERTERS FOR AIR CONDITIONER
 IGBT GATE DRIVE
 POWER MOS FET GATE DRIVE

The TOSHIBA TLP250(INV) consists of a GaAIAs light emitting diode and a integrated photodetector.
 This unit is 8-lead DIP.
 TLP250(INV) is suitable for gate driving circuit of IGBT or power MOS FET.

- Input Threshold Current : $I_F=5\text{mA(MAX)}$
- Supply Current(I_{CC}) : 11mA(MAX)
- Supply Voltage(V_{CC}) : $10\sim 35\text{V}$
- Output Current(I_O) : $\pm 2.0\text{A(MAX)}$
- Switching Time(t_{pLH}/t_{pHL}) : $0.5\mu\text{s(MAX)}$
- Isolation Voltage : 2500Vrms
- UL Recognized : UL1577, File No. E67349
- Option(D4)

VDE Approved : DIN VDE0884/06.92 Certificate No. 76823
 Maximum Operating Insulation Voltage : 630V_{PK}
 Highest Permissible Over Voltage : 4000V_{PK}

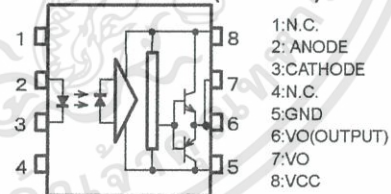
(Note):When a VDE0884 approved type is needed,
 Please designate the "Option(D4)"

- Creepage Distance : 6.4mm(MIN)
- Clearance : 6.4mm(MIN)

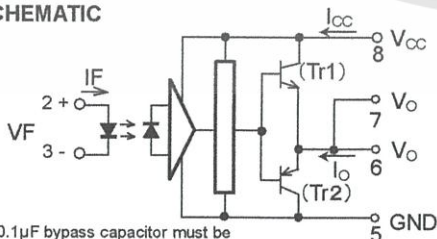
TRUTH TABLE

		Tr 1	Tr 2
INPUT LED	ON	ON	OFF
	OFF	OFF	ON

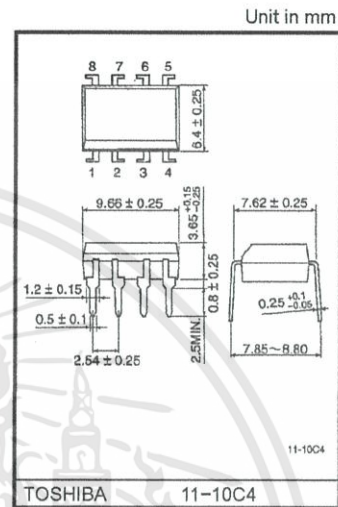
PIN CONFIGURATION(TOP VIEW)



SCHEMATIC



A $0.1\mu\text{F}$ bypass capacitor must be connected between pin 8 and 5(See Note 5).



TOSHIBA 11-10C4
 Weight: 0.54 g

TOSHIBA

TLP250(INV)

MAXIMUM RATINGS (Ta=25°C)

CHARACTERISTIC		SYMBOL	RATING	UNIT	
LED	Forward Current	I_F	20	mA	
	Forward Current Derating (Ta≥70°C)	$\Delta I_F / \Delta T_a$	-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	PW ≤2.5μs , f≤15 kHz	I_{OPH}	-1.5	A
				PW≤1.0μs , f≤15 kHz	
	"L" Peak Output Current	PW≤2.5μs , f≤15 kHz	I_{OPL}	+1.5	A
				PW ≤1.0μs , f≤15 kHz	
	Output Voltage	(Ta≤70°C)	V_O	35	V
		(Ta=85°C)		24	
	Supply Voltage	(Ta≤70°C)	V_{CC}	35	V
		(Ta=85°C)		24	
	Output Voltage Derating (Ta≥70°C)		$\Delta V_O / \Delta T_a$	-0.73	V / °C
	Supply Voltage Derating (Ta≥70°C)		$\Delta V_{CC} / \Delta T_a$	-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(10s)		T_{sol}	260	°C	
Isolation Voltage (AC,1min., R.H. ≤60%,Ta=25°C) (Note 4)		BV_S	2500	Vrms	

(Note 1) : Pulse width PW≤1μs,300pps

(Note 2) : Exponential Waveform

(Note 3) : Exponential Waveform $I_{OPH} \leq -1.0A (\leq 2.5\mu s)$, $I_{OPL} \leq +1.0A (\leq 2.5\mu s)$

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

(Note 5) : 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	$I_{F(ON)}$	7	8	10	mA
Input Voltage, OFF	$V_{F(OFF)}$	0	—	0.8	V
Supply Voltage	V_{CC}	15	—	30	V
Peak Output Current	I_{OPH} / I_{OPL}	—	—	±0.5	A
Operating Temperature	T_{opr}	-20	25	70	°C

TOSHIBA

TLP250(INV)

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Ta = -20~70°C, Unless otherwise specified)

CHARACTERISTIC		SYMBOL	TEST CIRCUIT	TEST CONDITION	MIN	TYP.	MAX	UNIT	
Input Forward Voltage		V_F	—	$I_F = 10 \text{ mA}$, $T_a = 25^\circ\text{C}$	—	1.6	1.8	V	
Temperature Coefficient of Forward Voltage		$\Delta V_F / \Delta T_a$	—	$I_F = 10 \text{ mA}$	—	-2.0	—	mV / °C	
Input Reverse Current		I_R	—	$V_R = 5 \text{ V}$, $T_a = 25^\circ\text{C}$	—	—	10	μA	
Input Capacitance		C_T	—	$V = 0$, $f = 1 \text{ MHz}$, $T_a = 25^\circ\text{C}$	—	45	250	pF	
Output Current	"H" Level	I_{OPH}	2	$V_{CC} = 30 \text{ V}$ $I_F = 10 \text{ mA}$ $V_{B-E} = 4 \text{ V}$	-1.0	-1.5	—	A	
	"L" Level	I_{OPL}	1	(**1) $I_F = 0$ $V_{B-E} = 2.5 \text{ V}$	1.0	2	—		
Output Voltage	"H" Level	V_{OH}	3	$V_{CC1} = +15 \text{ V}$ $V_{EE1} = -15 \text{ V}$ $R_L = 200\Omega$, $I_F = 5 \text{ mA}$	11	12.8	—	V	
	"L" Level	V_{OL}	4	$V_{CC1} = +15 \text{ V}$ $V_{EE1} = -15 \text{ V}$ $R_L = 200\Omega$, $V_F = 0.8 \text{ V}$	—	-14.2	-12.5		
Supply Current	"H" Level	I_{CCH}	—	$V_{CC} = 30 \text{ V}$	$I_F = 10 \text{ mA}$ $T_a = 25^\circ\text{C}$	—	7	—	mA
					$I_F = 10 \text{ mA}$	—	—	11	
	"L" Level	I_{CCL}	—	$V_{CC} = 30 \text{ V}$	$I_F = 0 \text{ mA}$ $T_a = 25^\circ\text{C}$	—	7.5	—	mA
					$I_F = 0 \text{ mA}$	—	—	11	
Threshold Input Current	L→H	I_{FLH}	—	$V_{CC1} = +15 \text{ V}$ $V_{EE1} = -15 \text{ V}$ $R_L = 200\Omega$, $V_O > 0\text{V}$	—	1.2	5	mA	
Threshold Input Voltage	H→L	V_{FHL}	—	$V_{CC1} = +15 \text{ V}$ $V_{EE1} = -15 \text{ V}$ $R_L = 200\Omega$, $V_O < 0\text{V}$	0.8	—	—	V	
Supply Voltage		V_{CC}	—	—	10	—	35	V	
Capacitance (Input-Output)		C_S	—	$V_S = 0$, $f = 1 \text{ MHz}$, $T_a = 25^\circ\text{C}$	—	1.0	2.0	pF	
Resistance (Input-Output)		R_S	—	$V_S = 500 \text{ V}$, $T_a = 25^\circ\text{C}$ R.H. $\leq 60\%$	1×10^{12}	10^{14}	—	Ω	

(*) : All typical values are at $T_a = 25^\circ\text{C}$ (**1) : Duration of IO time $\leq 50\mu\text{s}$

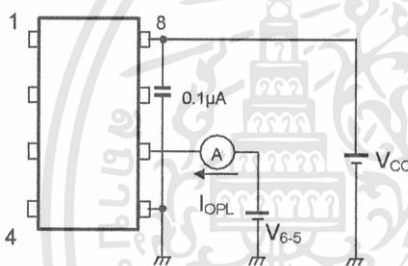
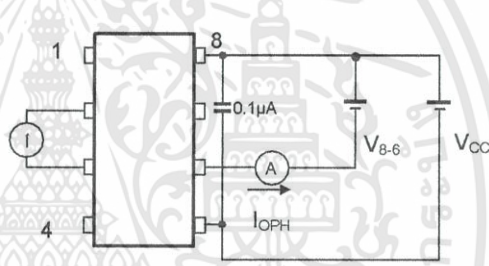
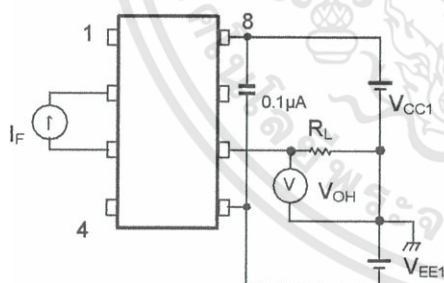
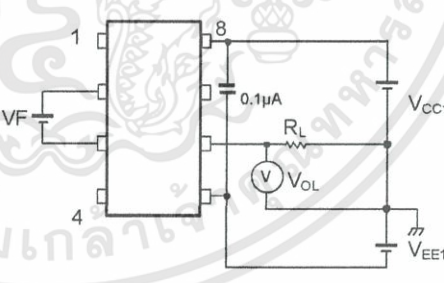
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TOSHIBA

TLP250(INV)

SWITCHING CHARACTERISTICS (Ta = -20~70°C, Unless otherwise specified)

CHARACTERISTIC		SYMBOL	TEST CIRCUIT	TEST CONDITION	MIN	TYP.	MAX	UNIT	
Propagation Delay Time	L→H	t_{pLH}	5	$I_F = 8 \text{ mA}$, $V_{CC} = 15 \text{ V}$ $R_L = 20\Omega$, $C_L = 10\text{nF}$	0.05	0.15	0.5	μs	
	H→L	t_{pHL}			0.05	0.15	0.5		
Switching Time Dispersion between ON and OFF		$ t_{pHL} - t_{pLH} $			—	—	0.45		
Output Rise Time		t_r			—	—	—		
Output Fall Time		t_f			—	—	—		
Common Mode Transient Immunity at High Level Output		CM_H	6	$V_{CM} = 1000 \text{ V}$, $I_F = 8 \text{ mA}$ $V_{CC} = 30 \text{ V}$, $T_a = 25^\circ\text{C}$	-15000	—	—	$\text{V}/\mu\text{s}$	
Common Mode Transient Immunity at Low Level Output		CM_L			15000	—	—	$\text{V}/\mu\text{s}$	

Fig.1 I_{OPL} TEST CIRCUITFig.2 I_{OPH} TEST CIRCUITFig.3 V_{OH} TEST CIRCUITFig.4 V_{OL} TEST CIRCUIT

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Fig.5 tpLH, tpHL, tr, tf TEST CIRCUIT

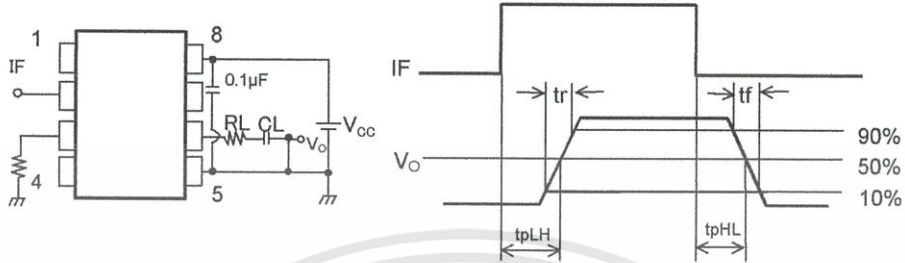
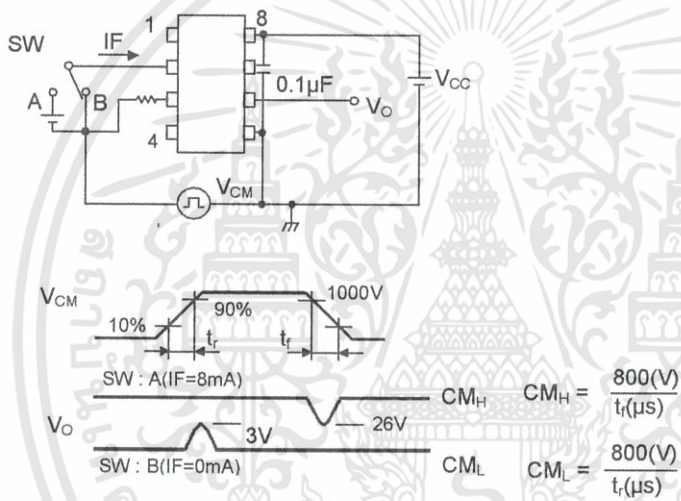


Fig.6 CM_H, CM_L TEST CIRCUIT



CML(CMH) 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.

ประวัติผู้เขียน



นาย วิชاکกร จันทรประเสริฐ เกิดเมื่อวันที่ 7 พฤษภาคม พ.ศ. 2538 ที่จังหวัดชลบุรี สำเร็จการศึกษาระดับมัธยมศึกษาจาก โรงเรียนชลราษฎรอำรุง และ สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรีบัณฑิตจากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
Email: wichakorn.jun@gmail.com
สถานที่ฝึกงาน: Industrial Provision Co. Ltd.



นาย วิชญ์พล มุลวงศ์ เกิดเมื่อวันที่ 24 ธันวาคม พ.ศ.2537 ที่จังหวัด เพชรบูรณ์ สำเร็จการศึกษาระดับมัธยมศึกษาจาก โรงเรียนหล่มเก่า พินายาคม และสำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรีบัณฑิตจากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
Email: friendlm24@gmail.com
สถานที่ฝึกงาน: PRP Electric & Machinery Co. Ltd.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้