

การออกแบบและสร้างเครื่องกำเนิดกระแสตรงแรงดันสูงแบบพกพาที่ง่าย  
A PORTABLE 10 kV DC HIGH VOLTAGE GENERATOR

ผู้จัดทำ      พูนบ้านฉาย  
พงศ์ปอง      ชัยแก้ว  
เพชร      จินต์กาน  
พิรญา      วิจิตรชนนกุล

ปริญญาโท ทัศนเป็น ส่วนหนึ่งของ การศึกษา ตาม ทศมัตต ปริญญา วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต  
สาขา วิชา วิศวกรรม ไฟฟ้า คณะ วิศวกรรมศาสตร์  
สถาบัน เทคโนโลยี รัตนโกสินทร์ ภาควิชา วิศวกรรม ควบคุม  
ปีการศึกษา 2556

การออกแบบและสร้างเครื่องกำเนิดกระแสตรงแรงดันสูงแบบกะทัดรัด  
A PORTABLE 10 kV DC HIGH VOLTAGE GENERATOR

โดย

ปดิภัทร์	พูนบำนาญ
พงศ์ปณิต	อู่แก้ว
เพชร	ชินอ่อน
พีรยา	วิจักขณพูล

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต  
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
ปีการศึกษา 2556

# A PORTABLE 10 kV DC HIGH VOLTAGE GENERATOR

PITIPHAT	POONBUMNAN
PONGPRANOD	UKAEW
PHACHARA	CHIN-ONN
PEERAYA	VIJUKKANATOOL

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

2013

ปีการศึกษา 2556

การออกแบบและสร้างเครื่องกำเนิดกระแสตรงแรงดันสูงแบบกะทัดรัด  
A PORTABLE 10 KV DC HIGH VOLTAGE GENERATOR

โดย

นายปิติภัทร์	พูนบ้านาญ
นายพงศ์ปณิต	อู่แก้ว
นายเพชร	ชินอ่อน
นางสาวพีรยา	วิจักขณกุล

อาจารย์ที่ปรึกษา

ผศ.ดร.พีรวุฒิ ยุทธโกวิท

ปริญญาานิพนธ์ปีการศึกษา 2556

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง การออกแบบและสร้างเครื่องกำเนิดกระแสตรงแรงดันสูงแบบกะทัดรัด

ผู้จัดทำ

- |                  |            |
|------------------|------------|
| 1. นาย ปิติภัทร์ | พูนบ้านาญ  |
| 2. นาย พงศ์ปณต   | อู่แก้ว    |
| 3. นาย พชร       | ชินอ่อน    |
| 4. นางสาว พีรยา  | วิจักขณพูล |



..... อาจารย์ที่ปรึกษา  
( ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร. พีรวุฒิ ยุทธโกวิท )

## การออกแบบและสร้างเครื่องกำเนิดกระแสตรงแรงดันสูงแบบกะทัดรัด

นาย	ปิติภัทร์	พูนบำนาญ
นาย	พงศ์ปณต	อู่แก้ว
นาย	เพชร	ชินอ่อน
นางสาว	พีรยา	วิจักขณกุล
ผศ.ดร.	พีรวุฒิ	ยุทธโกวิท อาจารย์ที่ปรึกษา
ปีการศึกษา 2556		

### บทคัดย่อ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอการออกแบบและสร้างเครื่องกำเนิดกระแสตรงแรงดันสูงแบบกะทัดรัดพิกัด 10 kV เครื่องกำเนิดแรงดันกระแสตรงประกอบด้วยวงจรเรียงกระแส วงจรอินเวอร์เตอร์ หม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูง และวงจรทวีแรงดันในลักษณะวงจรขั้นบันไดแบบสมมาตรเป็นจำนวน 2 ชั้น โดยใช้ตัวเก็บประจุ 50 nF และไดโอดประกอบเข้าด้วยกันสำหรับเป็นเครื่องต้นแบบในการศึกษาและพัฒนาระดับแรงดันให้สูงขึ้นเพื่อใช้ในการทดสอบฉนวนทางไฟฟ้าได้จริงในอนาคต จากการทดสอบกับโหลด 2 M $\Omega$  เครื่องกำเนิดแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงสามารถสร้างแรงดันที่ 10 kV กระแส 5 mA แรงดันกระแสตรงที่ได้จากการทดสอบนี้มีค่าแรงดันระลอกและแรงดันตกใกล้เคียงผลการจำลองด้วยโปรแกรมทางคอมพิวเตอร์

## A PORTABLE 10 kV DC HIGH VOLTAGE GENERATOR

Pitiphat            Poonbumnan  
Pongpranod        Ukaew  
Phachara            Chin-onn  
Peeraya              Vijukkanatool  
Asst.Prof.Dr.Peerawut Yutthagowit    Supervisor  
Year 2013

### ABSTRACT

This senior project presents design and construction of a portable 10 kV DC high voltage generator. The generator is composed of a rectifier circuit, a high-frequency inverter circuit, a high-voltage and high-frequency transformer, and a 2-step symmetrical double circuit. The double circuit is composed of 50 nF capacitors and diodes. A generator can be used as a prototype model and it is high possibility to increase voltage rating test for electrical insulation testing in the near future. From testing with load 2 M $\Omega$  in a HV laboratory, the generator can produce voltage of 10 kV and current of 5 mA. From the experimental results, the ripple voltage and voltage drop are agreed well with the computer program simulation.

## กิตติกรรมประกาศ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี ด้วยการช่วยจากหลายท่าน โดยเฉพาะอย่างยิ่งต้องขอขอบคุณ ผู้ช่วยศาสตราจารย์ดร.พีรภูมิ ยุทธโกวิท อาจารย์ที่ปรึกษารวมไปถึงคุณบุญยวีร์ ฉายศิริ ที่ได้กรุณาให้ข้อเสนอแนะและข้อคิดเห็นต่างๆ ที่เป็นประโยชน์ต่อโครงการมาด้วยดีตลอด และได้กรุณาตรวจแก้ไข ปริญญานิพนธ์จนสำเร็จเรียบร้อยเป็นอย่างดี

ขอขอบคุณวุฒิชัย วุฒิกิตติวงศ์ ที่คอยเป็นที่เลี้ยงและให้คำปรึกษาในทุกปัญหา

ขอขอบคุณ พี่ๆ ป.โท ในห้องปฏิบัติการไฟฟ้าแรงสูงที่ให้ความช่วยเหลือในการออกแบบประกอบสร้างและทดสอบมาโดยตลอด

ขอขอบคุณเพื่อนๆ น้องๆ ในห้องปฏิบัติการไฟฟ้าแรงสูงทุกคน ที่ช่วยแก้ปัญหาด้วยดีมาโดยตลอด

นอกจากนั้นผู้จัดทำต้องขอขอบคุณ คุณนครศักดิ์ เจ้าหน้าที่ห้องปฏิบัติการที่ให้เบิกใช้เครื่องมือ ตลอดจนคุณกมลวรรณเจ้าหน้าที่ห้องธุรการที่ให้คำแนะนำเกี่ยวกับการเบิกใบเสร็จของโครงการ

ท้ายนี้คณะผู้จัดทำ ขอกราบขอบพระคุณ บิดามารดา และครอบครัวซึ่งให้การสนับสนุนในด้านการเงินและให้กำลังใจอีกทั้งเพื่อนๆ พี่ๆ น้องๆ ที่ให้ความช่วยเหลือในด้านการจัดหาอุปกรณ์ต่างๆ ในการทำโครงการครั้งนี้จนสำเร็จได้ด้วยดี จึงขอขอบคุณไว้ ณ ที่นี้ด้วย

คณะผู้จัดทำ

# สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ	I
ABSTRACT	II
กิตติกรรมประกาศ	III
สารบัญ	IV
สารบัญรูปภาพ	VII
สารบัญตาราง	X
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา	1
1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย	1
1.3 ขอบเขตของโครงการ	1
1.4 ขั้นตอนและวิธีการดำเนินงาน	2
1.5 ผลที่คาดว่าจะได้รับ	3
บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง	4
2.1 วงจรเรียงกระแส	4
2.1.1 ค่ากระแสกระชาก	4
2.1.2 ค่ากระแสเฉลี่ยเมื่อถูกไบแอสตรง (Nonrepetitive Peak Surge Current ( $I_{FRM}$ ))	5
2.1.3 อัตราทวนแรงดันไบแอสกลับสูงสุด (Average Rectified Forward Current ( $I_{F(AV)}$ ))	5
2.2 มอสเฟต	5
(MOSFET; Metal Oxide Semiconductor Effect Transistor)	
2.2.1 ประเภทของ MOSFET แบ่งตามโครงสร้าง	5
2.2.2 ประเภทของ MOSFET แบ่งตามชนิดของทรานซิสเตอร์	6
2.2.3 ลักษณะการทำงานของ MOSFET	8
2.2.4 วงจรที่ใช้ในการขับมอสเฟต	10
2.2.5 ลักษณะสมบัติการสวิตชิง	11
2.2.6 วงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ (Full Bridge Inverter)	13
2.3 วงจรกรองความถี่แบบ LC Filter	20
2.4 หม้อแปลงไฟฟ้า	20
2.4.1 การออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้าแบบผลคูณพื้นที่ (Area Product)	22
2.4.2 ขดลวดเหนี่ยวนำ	26
2.4.3 กำลังไฟฟ้าสูญเสียในหม้อแปลงความถี่สูง	28
2.4.4 การคำนวณค่าประสิทธิภาพของหม้อแปลงไฟฟ้า	30

## สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
2.5 วงจรชั้นบันไดแรงดันสูงกระแสตรง	31
2.5.1 วงจรชั้นบันไดสร้างแรงดันสูงกระแสตรงแบบไม่สมมาตร (Asymmetrical Cascade Circuit)	31
2.5.2 วงจรชั้นบันไดสร้างแรงดันสูงกระแสตรงแบบสมมาตร (Symmetrical Cascade Circuit)	34
บทที่ 3 การออกแบบและประกอบสร้าง	39
3.1 วงจรเรียงกระแส (Rectifier)	39
3.1.1 ฟูลบริดจ์ไดโอดเรียงกระแส	39
3.1.2 ตัวเก็บประจุกรองแรงดัน	40
3.2 วงจรอินเวอร์เตอร์ (Inverter)	41
3.2.1 มอสเฟตกำลัง (Power MOSFET)	41
3.2.2 ชุดควบคุมการสวิตช์ของวงจรอินเวอร์เตอร์	42
3.2.3 วงจรกรองความถี่แบบ LC Filter	44
3.3 หม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูง	45
3.4 วงจรชั้นบันไดแบบสมมาตร	52
3.4.1 จำนวนชั้นที่เหมาะสม ( $n_{opt}$ )	52
3.4.2 ค่าตัวเก็บประจุกรองกระแสที่เหมาะสม (C)	53
3.4.3 แรงดันตก ( $V_{drop}$ )	53
3.4.5 แรงดันที่ตกคร่อมโหลด ( $U_{out}$ )	54
3.4.6 แรงดันระลอก ( $\delta V$ )	54
บทที่ 4 การทดสอบและวิเคราะห์ผล	58
4.1 การทดสอบรูปคลื่นแรงดันกระแสสลับที่ออกมาจากวงจรอินเวอร์เตอร์	59
4.1.1 ผลการจำลองจากโปรแกรมคอมพิวเตอร์	59
4.1.2 ผลการทดสอบจริงที่วัดได้ด้วยออสซิลโลสโคป	61
4.2 การทดสอบรูปคลื่นแรงดันที่ออกมาจากหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงด้านทุติยภูมิ	62
4.2.1 ผลการจำลองจากโปรแกรมคอมพิวเตอร์	62
4.2.2 ผลการทดสอบจริงที่วัดได้ด้วยออสซิลโลสโคป	65
4.3 การทดสอบรูปคลื่นแรงดันกระแสตรงและกระแสโหลดที่ออกมาจากวงจร ชั้นบันไดแบบสมมาตร 2 ชั้น (ภาระโหลดความต้านทาน 2 M $\Omega$ )	67
4.3.1 ผลการจำลองทางโปรแกรมคอมพิวเตอร์	67
4.3.2 ผลการทดสอบจริงที่วัดด้วยออสซิลโลสโคป	71

## สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
บทที่ 5 สรุปและวิเคราะห์ผลการทดลอง	75
5.1 สรุปผลการดำเนินงานโครงการ	75
5.2 ปัญหาที่พบและข้อเสนอแนะ	75
5.3 แนวทางในการพัฒนา	76
เอกสารอ้างอิง	77
ภาคผนวก	78
ภาคผนวก ก มาตรฐานที่ใช้ในการทดสอบ	79
ภาคผนวก ข ข้อมูลอุปกรณ์	88
ภาคผนวก ค บทความวิชาการ	117
ภาคผนวก ง ไปสเตอร์	122
ประวัติผู้เขียน	124

## สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 วงจรเรียงกระแส	4
2.2 สัญลักษณ์ของมอสเฟต	5
2.3 MOSFET แบบ Depletion	6
2.4 MOSFET แบบ Enhancement	6
2.5 Enhancement MOSFET ประเภทแชนแนล n และ แชนแนล p	7
2.6 Depletion MOSFET ประเภทแชนแนล n และ แชนแนล p	7
2.7 วงจรสมมูลของมอสเฟตแบบดีพลีชัน (dep) และแบบเอ็นฮานซ์เมนต์ (enh)	8
2.8 โมเดลอย่างง่ายของมอสเฟต	8
2.9 กราฟ I – V curve ของมอสเฟต	9
2.10 ลักษณะการทำงานของมอสเฟต	9
2.11 วงจรขับมอสเฟต	11
2.12 โมเดลแฝงของ Enhancement – type MOSFET	12
2.13 กราฟการทำงานของ N – channel Enhancement MOSFET	12
2.14 สัญญาณในการสวิตซ์ของมอสเฟต	12
2.15 วงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์	13
2.16 Mode 1 Regenerative Mode	14
2.17 คลื่นแรงดันและกระแสทางด้านออกของอินเวอร์เตอร์ Regenerative Mode	14
2.18 Mode 2 Powering Mode	15
2.19 คลื่นแรงดันและกระแสทางด้านออกของอินเวอร์เตอร์ Powering Mode	15
2.20 Mode 3 Freewheeling Mode	16
2.21 คลื่นแรงดันและกระแสทางด้านออกของอินเวอร์เตอร์ Freewheeling Mode	16
2.22 Mode 4 Regenerative Mode	17
2.23 คลื่นแรงดันและกระแสทางด้านออกของอินเวอร์เตอร์ Regenerative Mode	17
2.24 Mode 2 Powering Mode	18
2.25 คลื่นแรงดันและกระแสทางด้านออกของอินเวอร์เตอร์ Powering Mode	18
2.26 Mode 3 Freewheeling Mode	19
2.27 คลื่นแรงดันและกระแสทางด้านออกของอินเวอร์เตอร์ Freewheeling Mode	19
2.28 วงจรกรองแบบ LC Filter	20
2.29 วงจรหม้อแปลงไฟฟ้า	21
2.30 C Core	23
2.31 EI Core	23
2.32 Pot Core	24
2.33 Toroidal Core	24
2.34 Powder Core	24

## สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
2.35 ผลของกระแสไหลวนในอุปกรณ์แม่เหล็ก	28
2.36 กราฟเปรียบเทียบระหว่างกำลังไฟฟ้าสูญเสียเนื่องจากกระแสไหลวนและฮิสเตอร์ซิสที่ความถี่ต่างๆ	29
2.37 วงจรแรงดันสองเท่าเบื้องต้น	31
2.38 วงจรขึ้นบันไดหลายขั้น	32
2.39 วงจรขึ้นบันไดอย่างง่าย	35
2.40 การต่อเครื่องกำเนิดไฟฟ้าแบบขึ้นบันไดสมมาตร	36
3.1 คลื่นแรงดันและกระแสทางด้านออกของอินเวอร์เตอร์ Regenerative Mode	39
3.2 ไดโอดเบอร์ RHRG30120	40
3.3 วงจรเรียงกระแสและตัวเก็บประจุกรองแรงดัน	40
3.4 มอสเฟตกำลังเบอร์ IRFP460	41
3.5 วงจรมอสเฟตกำลัง	41
3.6 วงจรไอซีเบอร์ UC3879N	42
3.7 วงจรขับไอซีเบอร์ TLP250	43
3.8 วงจรควบคุมและวงจรถับมอสเฟตกำลัง	43
3.9 วงจรควบคุมและวงจรถับมอสเฟตกำลัง	44
3.10 วงจรกรองความถี่	45
3.11 ขนาดของแกนเฟอร์ไรต์ No EE-80	46
3.12 หม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูง	52
3.13 การจำลองวงจรขึ้นบันไดแบบสมมาตรด้วยโปรแกรม PSpice	55
3.14 ผลจำลองวงจรขึ้นบันไดทวีแรงดันแบบสมมาตรด้วยโปรแกรม PSpice	55
4.1 วงจรที่ใช้ในการจำลองรูปคลื่นแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับที่ออกมาจากอินเวอร์เตอร์	59
4.2 รูปคลื่นแรงดันกระแสสลับที่ออกมาจากอินเวอร์เตอร์ที่ได้จากโปรแกรมคอมพิวเตอร์	59
4.3 วงจรสร้างแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับจากอินเวอร์เตอร์	60
4.4 คลื่นแรงดันกระแสสลับที่ออกมาจากอินเวอร์เตอร์ที่ได้จากการวัดด้วยออสซิลโลสโคป	60
4.5 วงจรที่ใช้ในการจำลองรูปคลื่นแรงดันระหว่างด้านปฐมภูมิและด้านทุติยภูมิ	61
4.6 คลื่นแรงดันที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรมทางคอมพิวเตอร์ที่แรงดันด้านเข้า 80 V	62
4.7 คลื่นแรงดันที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรมทางคอมพิวเตอร์ที่แรงดันด้านเข้า 120 V	62
4.8 คลื่นแรงดันที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรมทางคอมพิวเตอร์ที่แรงดันด้านเข้า 160 V	63
4.9 หม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูง	64
4.10 คลื่นแรงดันที่วัดได้จากออสซิลโลสโคปที่แรงดันด้านเข้า 80 V	64
4.11 คลื่นแรงดันที่วัดได้จากออสซิลโลสโคปที่แรงดันด้านเข้า 120 V	65
4.12 คลื่นแรงดันที่วัดได้จากออสซิลโลสโคปที่แรงดันด้านเข้า 160 V	65
4.13 วงจรที่ใช้ในการจำลองรูปคลื่นแรงดันกระแสตรงที่ออกมาจากวงจรขึ้นบันได 2 ขั้น	67

## สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.14 แรงดันทางด้านทุติยภูมิหม้อแปลงและแรงดันกระแสตรงที่แรงดันด้านเข้า 40 V วัดได้จากโปรแกรม PSpice	67
4.15 แรงดันทางด้านทุติยภูมิหม้อแปลงและแรงดันกระแสตรงที่แรงดันด้านเข้า 80 V วัดได้จากโปรแกรม PSpice	68
4.16 แรงดันทางด้านทุติยภูมิหม้อแปลงและแรงดันกระแสตรงที่แรงดันด้านเข้า 120 V วัดได้จากโปรแกรม PSpice	68
4.17 แรงดันทางด้านทุติยภูมิหม้อแปลงและแรงดันกระแสตรงที่แรงดันด้านเข้า 160 V วัดได้จากโปรแกรม PSpice	69
4.18 แรงดันทางด้านทุติยภูมิหม้อแปลงและแรงดันกระแสตรงที่แรงดันด้านเข้า 220 V วัดได้จากโปรแกรม PSpice	69
4.19 วงจรชั้นบันได 2 ชั้น	70
4.20 แรงดันทางด้านทุติยภูมิหม้อแปลงและแรงดันกระแสตรงที่แรงดันด้านเข้า 40 V วัดได้จากออสซิลโลสโคป	71
4.21 แรงดันทางด้านทุติยภูมิหม้อแปลงและแรงดันกระแสตรงที่แรงดันด้านเข้า 80 V วัดได้จากออสซิลโลสโคป	71
4.22 แรงดันทางด้านทุติยภูมิหม้อแปลงและแรงดันกระแสตรงที่แรงดันด้านเข้า 120 V วัดได้จากออสซิลโลสโคป	72
4.23 แรงดันทางด้านทุติยภูมิหม้อแปลงและแรงดันกระแสตรงที่แรงดันด้านเข้า 160 V วัดได้จากออสซิลโลสโคป	72
4.24 แรงดันทางด้านทุติยภูมิหม้อแปลงและแรงดันกระแสตรงที่แรงดันด้านเข้า 40 V วัดได้จากออสซิลโลสโคป	73

## สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
1.1 วิธีการดำเนินงาน	2
2.1 ค่าคงที่ของแกนแบบต่างๆ	26
3.1 พิกัดการทำงานของไดโอดเบอร์ RHRG30120	39
3.2 พิกัดการทำงานของมอสเฟตกำลังเบอร์ IRFP460	41
3.3 Partial Standard EE Ferrite	46
3.4 ค่า K factor	49
4.1 ข้อมูลผลการจำลองรูปคลื่นแรงดันกระแสสลับที่ออกมาจากอินเวอร์เตอร์จาก PSpice	60
4.2 ข้อมูลผลการจำลองรูปคลื่นแรงดันกระแสสลับที่ออกมาจากอินเวอร์เตอร์จากออสซิลโลสโคป	61
4.3 ข้อมูลผลการจำลองรูปคลื่นแรงดันกระแสสลับที่หม้อแปลงไฟฟ้าทางด้านปฐมภูมิและด้านทุติยภูมิจาก PSpice	63
4.4 ข้อมูลผลการจำลองรูปคลื่นแรงดันกระแสสลับที่หม้อแปลงไฟฟ้าทางด้านปฐมภูมิและด้านทุติยภูมิจากออสซิลโลสโคป	66
4.5 ข้อมูลผลกจำลองรูปคลื่นแรงดันกระแสตรงและกระแสที่ออกมาจากวงจรขึ้นบันไดแบบสมมาตร 2 ชั้นจาก PSpice	70
4.6 ข้อมูลผลการจำลองรูปคลื่นแรงดันกระแสตรงและกระแสที่ออกมาจากหม้อแปลงแบบสมมาตร 2 ชั้น ที่ได้จากการวัดออสซิลโลสโคป	73
5.1 ค่าองค์ประกอบและอุปกรณ์ของวงจรสร้างเครื่องกำเนิดกระแสตรงแรงดันสูงแบบกะทัดรัด (A Portable 10 kV DC High Voltage Generator)	75

# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในปัจจุบันในห้องปฏิบัติการไฟฟ้าแรงสูง สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง มีเครื่องกำเนิดกระแสตรงแรงดันสูงขนาด 600 kV ที่ถูกนำมาใช้ในการทดลองและทดสอบความคงทนของอุปกรณ์ต่างๆ แต่มีข้อเสียคือตัวเครื่องกำเนิดแรงดันกระแสดังกล่าวนั้นมีขนาดใหญ่และเคลื่อนย้ายลำบาก ไม่สามารถที่จะนำออกไปใช้งานนอกห้องปฏิบัติการได้ จึงมีแนวคิดในการทำการออกแบบและสร้างเครื่องกำเนิดกระแสตรงแรงดันสูงแบบกะทัดรัด (A Portable 10 kV DC High Voltage Generator) ขึ้นมาเพื่อเป็นเครื่องต้นแบบสำหรับการพัฒนามาใช้ในการทดสอบความคงทนของฉนวน (Hi-pot Test) ของอุปกรณ์ที่ไม่สามารถนำเข้ามาทดสอบในห้องปฏิบัติการไฟฟ้าแรงสูงได้ นอกจากนี้เครื่องกำเนิดกระแสตรงแรงดันสูงแบบกะทัดรัดต้นแบบดังกล่าวยังสามารถนำไปใช้ในงานวิจัยทางด้านวิศวกรรมไฟฟ้าแรงสูงอื่นๆ ได้อีกด้วย

สำหรับการพัฒนาเทคโนโลยีการออกแบบและสร้างอุปกรณ์ไฟฟ้าแรงสูงนั้น ห้องปฏิบัติการไฟฟ้าแรงสูง สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง มีศักยภาพเพียงพอที่จะศึกษาและพัฒนาสร้างเครื่องกำเนิดกระแสตรงแรงดันสูงแบบกะทัดรัดได้ อีกทั้งเครื่องกำเนิดกระแสตรงแรงดันสูงแบบกะทัดรัดยังไม่เคยมีการออกแบบและพัฒนาในสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบังมาก่อน จึงเป็นประโยชน์ที่จะมีการออกแบบและสร้างขึ้น

### 1.2 วัตถุประสงค์ของโครงการ

1. เพื่อทำการออกแบบและสร้างเครื่องกำเนิดกระแสตรงแรงดันสูงแบบกะทัดรัด (A Portable 10 kV DC High Voltage Generator) สำหรับเป็นเครื่องต้นแบบในห้องปฏิบัติการไฟฟ้าแรงสูง
2. เพื่อออกแบบชุดควบคุมสำหรับวงจรสวิตซ์ความถี่สูง
3. เพื่อส่งเสริมการวิจัยและพัฒนาเทคโนโลยีด้านวิศวกรรมไฟฟ้าแรงสูง
4. เพื่อใช้งานในด้านการวิจัยและทดสอบความคงทนของฉนวน

### 1.3 ขอบเขตของโครงการ

1. ทำการออกแบบและสร้างอุปกรณ์สวิตซ์ความถี่สูงแปลงความถี่ของไฟฟ้ากระแสสลับในย่านความถี่ 30 - 40 kHz
2. ทำการออกแบบและสร้างหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูง
3. ทำการออกแบบและสร้างวงจรขั้วบับไดแบบสมมาตรเพื่อทวีแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง 10 kV 5 mA

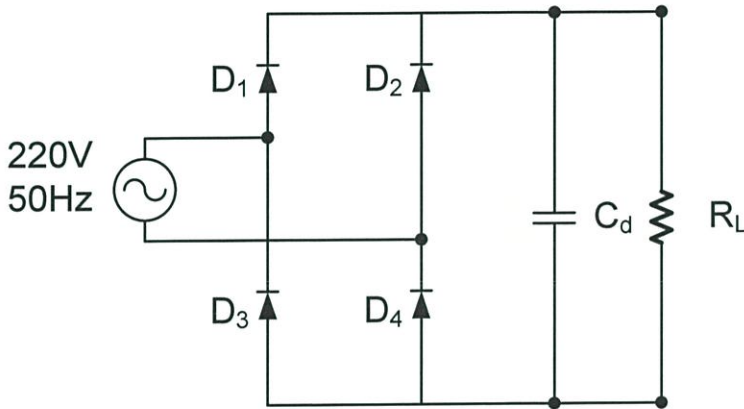




## บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

### 2.1 วงจรเรียงกระแส

วงจรเรียงกระแสมีวัตถุประสงค์เพื่อแปลงผันกำลังไฟฟ้า จากไฟฟ้ากระแสสลับเป็นกระแสตรง โดยต้องการให้ได้แรงดันไฟฟ้าด้านออกมีค่าแรงดันระลอกต่ำที่สุด โดยในวงจรประกอบไปด้วย ไดโอดเรียงกระแสและตัวเก็บประจุกรองแรงดัน [2] ดังรูปที่ 2.1



รูปที่ 2.1 วงจรเรียงกระแส

หลักการการทำงานของวงจรเรียงกระแสมีดังนี้ คือ

1. การทำงานของไดโอดจะนำกระแสเป็นคู่โดยไดโอด  $D_1$  และ  $D_4$  จะทำงานคู่กัน และไดโอด  $D_2$  และ  $D_3$  จะทำงานคู่กัน เป็นผลทำให้กระแสไฟฟ้าที่ผ่านโหลดมีค่าเป็นบวกหรือเป็นศูนย์ ไม่มีโอกาสเป็นลบ
2. เมื่อไดโอด  $D_1$  และ  $D_4$  นำกระแสไฟฟ้า แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมโหลดจะเท่าแรงดันไฟฟ้าของแหล่งจ่าย และเมื่อไดโอด  $D_2$  และ  $D_3$  นำกระแสไฟฟ้า แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมโหลดจะตรงข้ามกันกับแรงดันของแหล่งจ่าย
3. ค่าแรงดันไฟฟ้าไบอัสย้อนกลับสูงสุดที่ตกคร่อมไดโอด  $D_2$  และ  $D_3$  จะเท่ากับค่ายอดของแรงดันไฟฟ้าจากแหล่งจ่ายเมื่อไดโอด  $D_1$  และ  $D_4$  นำกระแสไฟฟ้า
4. การต่อตัวเก็บประจุกรองแรงดันไฟฟ้าจะช่วยลดแรงดันระลอกด้านออกของวงจรเรียงกระแส ทำให้ลักษณะแรงดันไฟฟ้าด้านออกมีความเรียบมากขึ้น

ในการเลือกไดโอดเรียงกระแสไฟฟ้ามาใช้งานนั้น เพื่อให้ไดโอดเกิดการเสียหายจึงควรคำนึงถึงค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ดังนี้

#### 2.1.1. ค่ากระแสกระชาก (Nonrepetitive Peak Surge Current ( $I_{FRM}$ ))

กระแสกระชากสูงสุดที่ผ่านไดโอดเรียงกระแสขณะทำการขึ้นแรงดันไฟฟ้าจะเกิดเมื่อตัวเก็บประจุกรองกระแสยังไม่มีประจุสะสมอยู่ ดังนั้นการเลือกไดโอดเรียงกระแสจะต้องให้ม้ค่าอัตราการทำนกระแสกระชากประมาณ 20 - 30 เท่าของพิกัดกระแสเฉลี่ยขณะถูกไบอัสตรง

### 2.1.2 ค่ากระแสเฉลี่ยเมื่อถูกไบแอสตรง (Average Rectified Forward Current ( $I_{F(AV)}$ ))

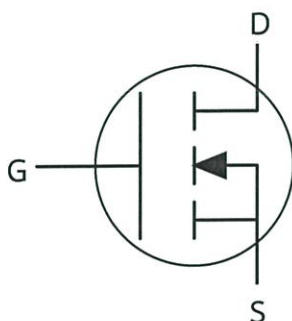
ค่ากระแสเฉลี่ยขณะไดโอดเรียงกระแสทำงาน ควรมีการเผื่อไว้ประมาณ 1.5 - 2 เท่าของกระแสที่คำนวณได้ในวงจร เพื่อความปลอดภัยและยืดอายุการใช้งาน

### 2.1.3 อัตราทนแรงดันไบแอสกลับสูงสุด (Peak Repetitive Reverse Voltage ( $V_{RPM}$ ))

อัตราทนแรงดันไบแอสกลับสูงสุดของไดโอดจะต้องมีค่าไม่ต่ำกว่าแรงดันยอดสูงสุด ( $V_{peak}$ ) ของแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับทางด้านเข้า และต้องมีการเผื่อค่าไว้มากกว่าแรงดันค่ายอดสูงสุดของแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับด้วยเพื่อป้องกันสภาวะทรานเซียนต์

## 2.2 มอสเฟต (MOSFET; Metal Oxide Semiconductor Effect Transistor)

มอสเฟต (MOSFET; Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor) คือทรานซิสเตอร์ที่ใช้อิทธิพลสนามไฟฟ้าในการควบคุมสัญญาณไฟฟ้า [2]



รูปที่ 2.2 สัญลักษณ์มอสเฟต

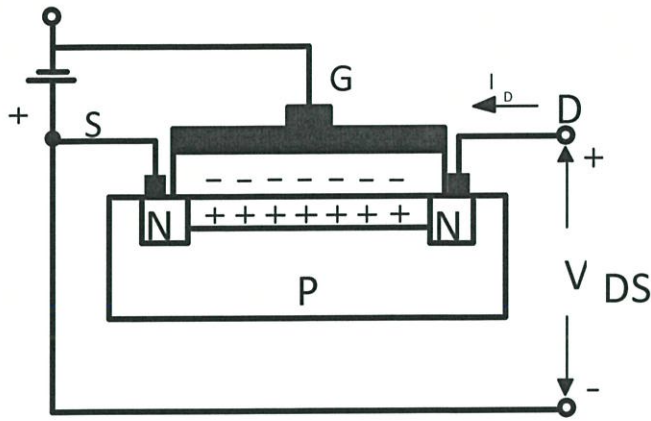
จากรูปที่ 2.2 มอสเฟตประกอบด้วย 3 ส่วน คือ

1. เกต (GATE) เป็นส่วนที่ทำมาจากออกไซด์ของโลหะ โดยสร้างให้เกิดความต่างศักย์ตกคร่อมระหว่างแผ่นสองแผ่นเพื่อสร้างสนามไฟฟ้าเพื่อควบคุมการเข้าออกของสัญญาณไฟฟ้า
2. ซอร์ส (SOURCE) เป็นส่วนด้านเข้าของสัญญาณ
3. เดรน (DRAIN) เป็นส่วนด้านออกของสัญญาณ

### 2.2.1 ประเภทของ MOSFET แบ่งโดยตามโครงสร้างสามารถแบ่งออกได้เป็น 2 ชนิดคือ

#### 2.2.1.1 ดีพลีชัน (Depletion)

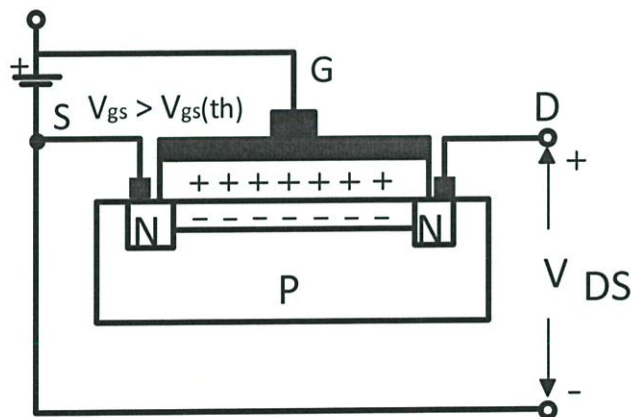
การทำงานของมอสเฟตแบบดีพลีชัน พิจารณาจากรูปที่ 2.3 ให้ขาเกตมีแรงดันเป็นลบเมื่อเทียบกับขาซอร์ส จะทำให้มีประจุลบเกิดขึ้นที่ขาเกต และเกิดประจุบวกปรากฏขึ้นทางด้านที่ติดฉนวนซิลิกอนออกไซด์ ส่งผลให้เนื้อสารเอ็นที่มีอยู่น้อยมีขนาดลดลง ทำให้ช่องว่างระหว่างขาเดรน และขาซอร์สมียิ่งมากขึ้น กระแสจึงไหลได้น้อยลง



รูปที่ 2.3 MOSFET แบบ Depletion

### 2.2.1.2 เอนฮานซ์เมนต์ (Enhancement)

การทำงานของมอสเฟตแบบเอนฮานซ์เมนต์แตกต่างจากมอสเฟตตีพลีชั่นคือ ที่ชาเดรนเป็นสารเอ็นและชาซอร์สเป็นสารพี ทำให้เมื่อป้อนแรงดันบวกเข้าที่ชาเกตจะเกิดประจุลบขึ้นทำให้อิเล็กตรอนเคลื่อนที่จากสารเอ็นที่ชาซอร์สมายังชาเดรนได้ ส่งผลให้มอสเฟตทำงานได้ ดังนั้นมอสเฟตแบบนี้จะทำงานได้ก็ต่อเมื่อป้อนแรงดันที่ชาเกตเป็นแรงดันบวกเท่านั้น และแรงระหว่างชาเกตและซอร์ส ( $V_{gs}$ ) ที่ป้อนให้ต้องมีค่ามากกว่า  $V_{gs(th)}$  (Gate Source threshold voltage) สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.4



รูปที่ 2.4 MOSFET แบบ Enhancement

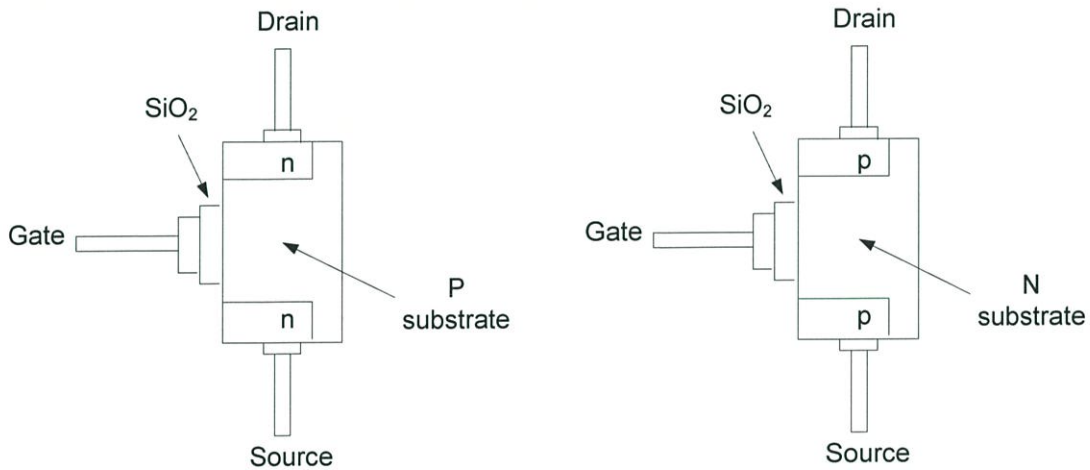
2.2.2 ประเภทของ MOSFET แบ่งโดยตามชนิดของทรานซิสเตอร์สามารถแบ่งออกได้เป็น 2 ชนิดคือ

#### 2.2.2.1 nMOS (negative MOSFET)

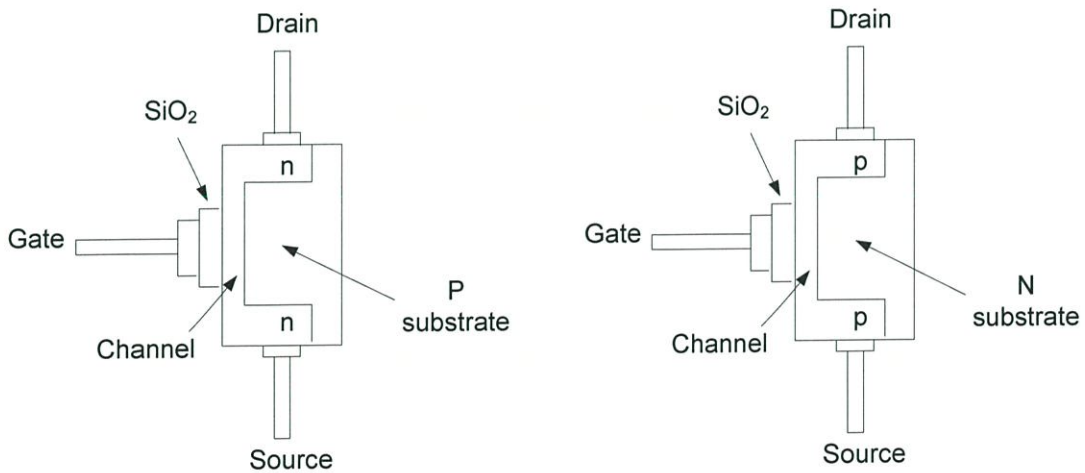
ทรานซิสเตอร์ประเภทเอ็นพีเอ็น (NPN) เมื่อปล่อยความต่างศักย์สูง จะเกิดสนามไฟฟ้าในทิศลงอย่างแรง โอลใน p - type จะถูกผลักลงมาอยู่ด้านล่าง ประกอบกับมีอิเล็กตรอนอิสระบางส่วนถูกดูดขึ้นไปด้านบน ส่งผลให้บริเวณด้านบนมีอิเล็กตรอนอิสระมากจนเป็น n - type ได้เรียกว่าแชนแนล (channel) สัญญาณไฟฟ้าก็จะไหลผ่านช่วงแชนแนลนี้ซึ่งเป็น n - type เหมือนกับเดรนและซอร์สได้ โดยใช้อิเล็กตรอนอิสระเป็นพาหะแสดงดังรูปที่ 2.5 และ 2.6

### 2.2.2.2 pMOS (positive MOSFET)

ทรานซิสเตอร์ประเภทพีเอ็นพี (PNP) เมื่อมีความต่างศักย์ไฟฟ้าต่ำหรือเป็นลบ (สนามไฟฟ้าอ่อน) สัญญาณไฟฟ้าจะไหลจากขาซอร์สไปขาเดรนได้ การทำงานของ pMOS จะทำงานกลับกันกับ nMOS โดยเมื่อปล่อยความต่างศักย์ต่ำ (โดยมากมักจะติดลบ) จะเกิดสนามไฟฟ้าในทิศขึ้นอย่างแรง อิเล็กตรอนอิสระใน n - type จะถูกผลักลงมาอยู่ด้านล่าง ประกอบกับมีโฮลบางส่วนถูกดูดขึ้นไปด้านบน ส่งผลให้บริเวณด้านบนมีโฮลมากจนเป็น p - type ได้เรียกว่าแชนแนล สัญญาณไฟฟ้าก็จะไหลผ่านช่วงแชนแนลนี้ซึ่งเป็น p - type เหมือนกับเดรนและซอร์สได้ โดยใช้โฮลเป็นพาหะแสดงดังรูปที่ 2.5 และ 2.6

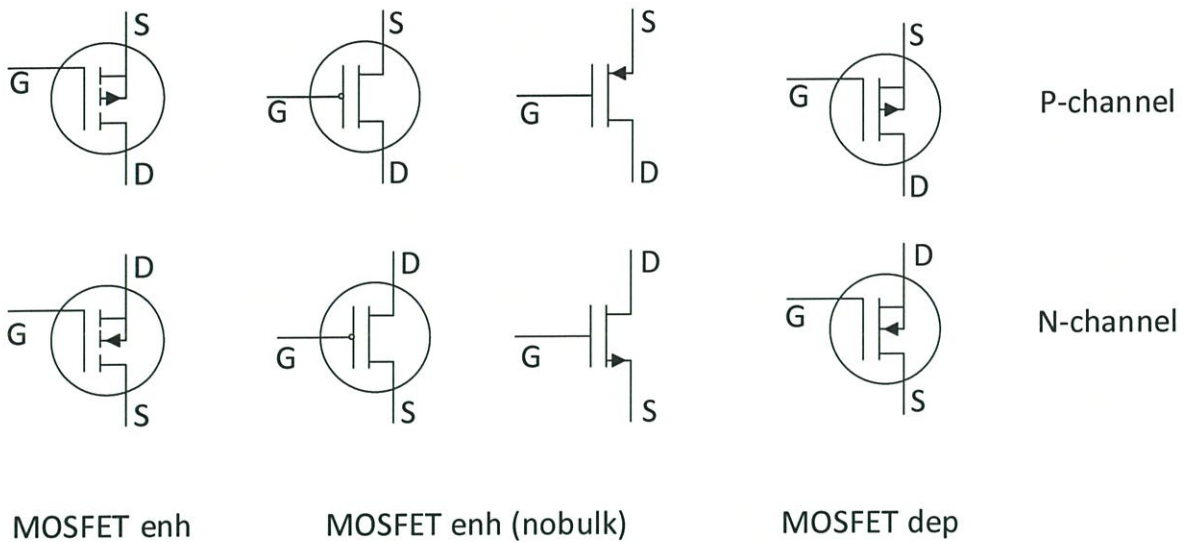


รูปที่ 2.5 Enhancement MOSFET ประเภทแชนแนล n และ แชนแนล p



รูปที่ 2.6 Depletion MOSFET ประเภทแชนแนล n และ แชนแนล p

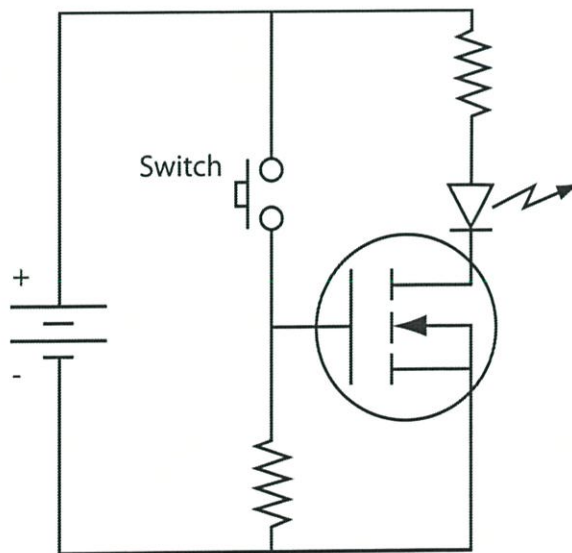
หากแบ่งประเภทของมอสเฟตโดยใช้เกณฑ์การแบ่งทั้ง 2 แบบ คือแบ่งตามโครงสร้างและแบ่งตามชนิดของทรานซิสเตอร์แล้วจะสามารถแบ่งได้หลายชนิดโดยวงจรมูลแต่ละชนิดได้แสดงในรูปที่ 2.7



รูปที่ 2.7 วงจรสมมูลของมอสเฟตแบบดีพลีชัน (dep) และแบบเอ็นฮานซ์เมนต์ (enh)

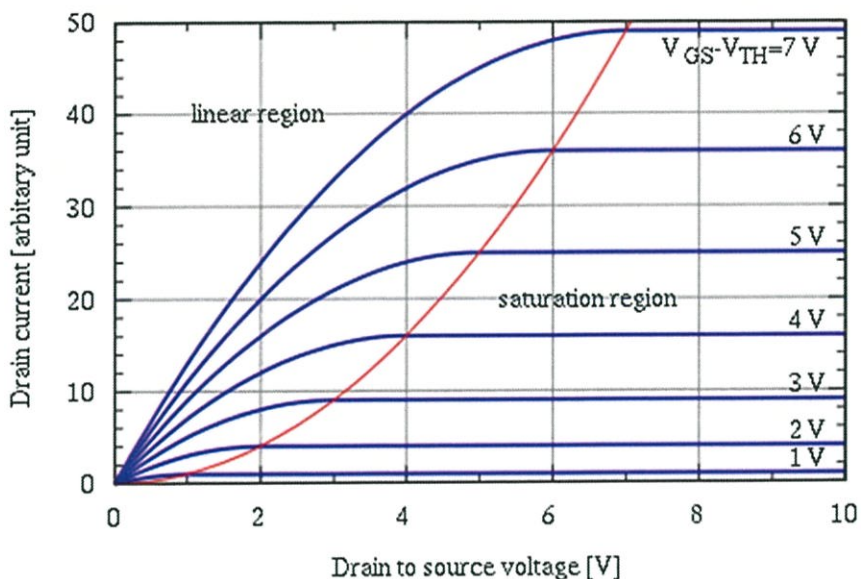
### 2.2.3 ลักษณะการทำงานของ MOSFET

ลักษณะการทำงานต่อจากนี้จะใช้โมเดลอย่างง่ายของมอสเฟต ประเภท n - channel enhancement mode แสดงดังรูปที่ 2.8 เพื่อความง่ายต่อการเข้าใจ ซึ่งในความเป็นจริงจะมีความซับซ้อนมากกว่านี้

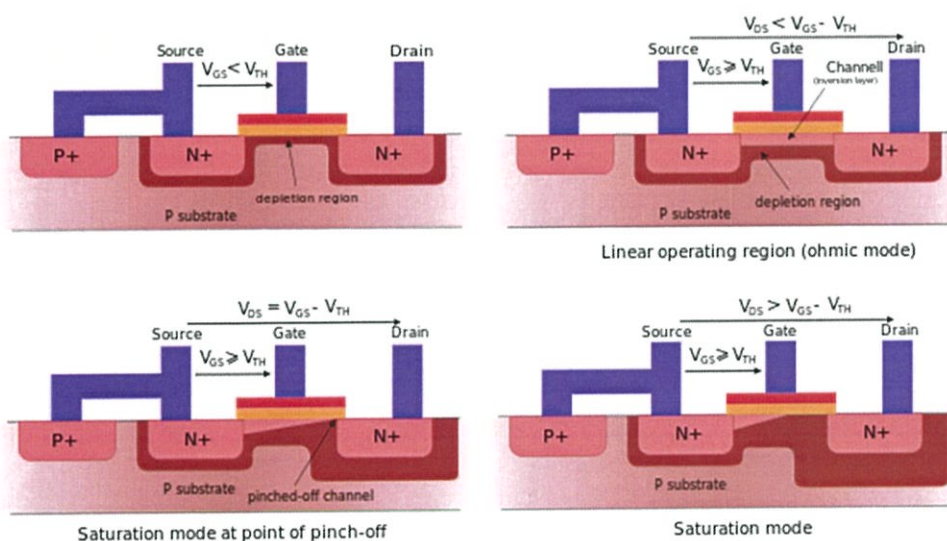


รูปที่ 2.8 โมเดลอย่างง่ายของมอสเฟต

การทำงานของมอสเฟตนั้นสามารถแยกออกได้เป็น 3 ช่วงการทำงานด้วยกันคือ ช่วง Cut off, ช่วง Linear region และช่วง Saturate ซึ่งจะขึ้นอยู่กับระดับแรงดันที่ขั้วแสดงดังรูปที่ 2.9 และ 2.10



รูปที่ 2.9 กราฟ I - V curve ของมอสเฟต



รูปที่ 2.10 ลักษณะการทำงานของมอสเฟต

### 2.2.3.1 การทำงานช่วงคัตออฟ (cut off)

จะเกิดเมื่อ  $V_{GS} < V_{th}$  โดย  $V_{GS}$  คือแรงดันระหว่างขาเกตและขาซอร์ส และ  $V_{th}$  คือแรงดัน threshold ของอุปกรณ์ ในช่วงการทำงานนี้พบว่าทรานซิสเตอร์จะไม่ทำงาน และไม่มีการนำกระแสระหว่างขาเดรนและขาซอร์ส ในโมเดลที่มีความซับซ้อนมากขึ้นจะพิจารณาผลของพลังงานความร้อนของพลังงานไฟฟ้าที่ทำให้ไอเล็กตรอนที่ขาซอร์สมีพลังงานมากขึ้นก่อนจะผ่านไปยังขาเดรน ผลที่ได้คือค่ากระแส threshold จะเป็นฟังก์ชันเอ็กโปเนนเชียลของแรงดันระหว่างขาเกตและขาซอร์ส ในทางอุดมคติแล้วกระแสระหว่างขาเกตและขาเดรนจะต้องมีค่าเป็นศูนย์เมื่อทรานซิสเตอร์ไม่ทำงาน แต่ในทางปฏิบัติกลับมีกระแสไหลย้อนกลับเล็กน้อยซึ่งบางครั้งถูกเรียกว่า sub - threshold leakage กระแสไหลย้อนกลับนี้สามารถประมาณได้ดังสมการที่ 2.1

$$I_D \approx I_{D0} e^{\frac{V_{GS} - V_{th}}{nV_T}} \quad (2.1)$$

โดย  $I_{D0}$  คือ ค่ากระแสเมื่อ  $V_{GS} = V_{th}$   
และแรงดันที่ขั้ว  $V_T = kT/q$  และค่าตัวประกอบความชัน ( $n$ ) หาได้ดังสมการที่ 2.2

$$n = 2 + C_D/C_{OX} \quad (2.2)$$

โดย  $C_D$  คือ ค่าความจุไฟฟ้าของชั้น depletion  
 $C_{OX}$  คือ ค่าความจุไฟฟ้าของชั้นออกไซด์

### 2.2.3.2 การทำงานช่วง Linear region

จะเกิดเมื่อ  $V_{GS} > V_{th}$  และ  $V_{DS} < (V_{GS} - V_{th})$  ทรานซิสเตอร์มีการทำงานและมีการสร้างแซนแนลให้กระแสสามารถไหลผ่านขาเดรนและขาซอร์สได้ มอสเฟตจะทำงานคล้ายกับตัวต้านทานตัวหนึ่งซึ่งถูกควบคุมโดยแรงดันขาเกต ค่าของกระแสที่ไหลระหว่างขาเดรนและขาซอร์สสามารถคำนวณดังสมการที่ 2.3

$$I_D = \mu_n C_{OX} \frac{W}{L} \left[ (V_{GS} - V_{th}) V_{DC} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right] \quad (2.3)$$

โดย  $\mu_n$  คือ charge - carrier effective mobility  
 $W$  คือ ความกว้างของขาเกต  
 $L$  คือ ความยาวของขาเกต  
 $C_{OX}$  คือ ค่าความจุไฟฟ้าออกไซด์ที่ขาเกตต่อหนึ่งหน่วยพื้นที่

### 2.2.3.3 การทำงานช่วง Saturation

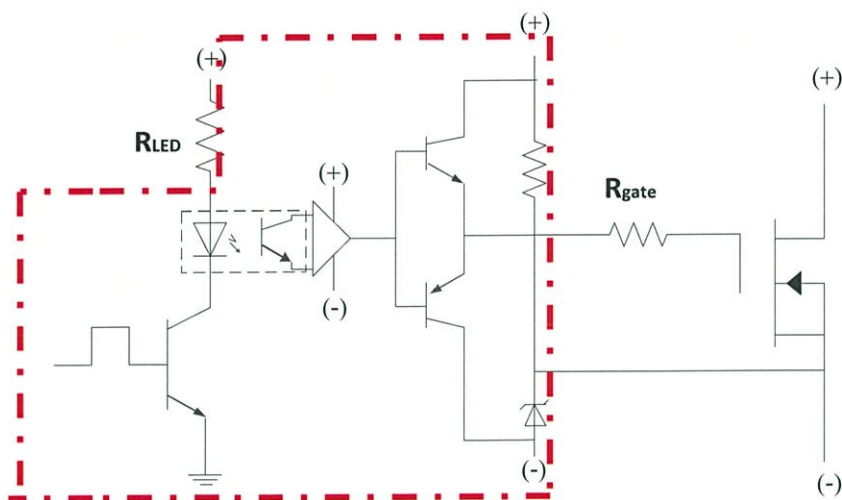
จะเกิดเมื่อ  $V_{GS} > V_{th}$  และ  $V_{DS} \geq (V_{GS} - V_{th})$  ในกรณีนี้สวิตช์จะทำงานและมีการสร้างแซนแนลขึ้น เพื่อให้กระแสไหลผ่านระหว่างขาเดรนและซอร์ส เมื่อแรงดันที่ขาเดรนมีค่ามากกว่าที่ขาเกต อิเล็กตรอนจะแพร่กระจายตัวออกไป การนำไฟฟ้าจะไม่ผ่านเพียงในแซนแนลแคบๆแต่จะกว้างขึ้น เหตุการณ์นี้เรียกว่า pitch - off ในกรณีนี้กระแสเดรนจะมีค่าต่ำขึ้นอยู่กับแรงดันที่ขาเดรนและการควบคุมขั้วต้นซึ่งสามารถคำนวณได้ดังสมการที่ 2.4

$$I_D = \frac{\mu_n C_{OX} W}{2L} (V_{GS} - V_{th})^2 (1 + \lambda (V_{DS} - V_{DSat})) \quad (2.4)$$

โดย  $\lambda$  คือ channel-length modulation parameter

## 2.2.4 วงจรที่ใช้ในการขับมอสเฟต

อุปกรณ์เชื่อมต่อทางแสง (Opto-Isolator) หรือที่เรียกว่าออปโตคัปเปิลเลอร์ (Opto - Coupler) แสดงดังรูปที่ 2.11



รูปที่ 2.11 วงจรขับมอสเฟต

#### 2.2.4.1 อุปกรณ์เชื่อมต่อทางแสง (Opto - Isolator)

จากรูปที่ 2.11 แสดงอุปกรณ์เชื่อมต่อทางแสง (Opto - Isolator) หรือออปโตคัปเปิลเลอร์ (Opto - Coupler) เป็นอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้ในการเชื่อมต่อทางแสงโดยใช้หลักการเปลี่ยนสัญญาณไฟฟ้าเป็นสัญญาณแสง และเปลี่ยนกลับจากแสงเป็นไฟฟ้าตามเดิม ใช้สำหรับการเชื่อมต่อสัญญาณระหว่างสองวงจรที่ต้องการแยกทางไฟฟ้าอย่างเด็ดขาดเพื่อป้องกันการรบกวนกันทางไฟฟ้า แบ่งออกเป็นหลายชนิดแต่ละชนิดจะประกอบด้วยหลอดแอลอีดี (LED) ทำหน้าที่ส่องแสงซึ่งปกติจะเป็นชนิดอินฟราเรดและตัวรับแสงที่เป็นโฟโตทรานซิสเตอร์หรือโฟโตไดโอด ถูกผลิตรวมอยู่ในตัวเดียวกัน

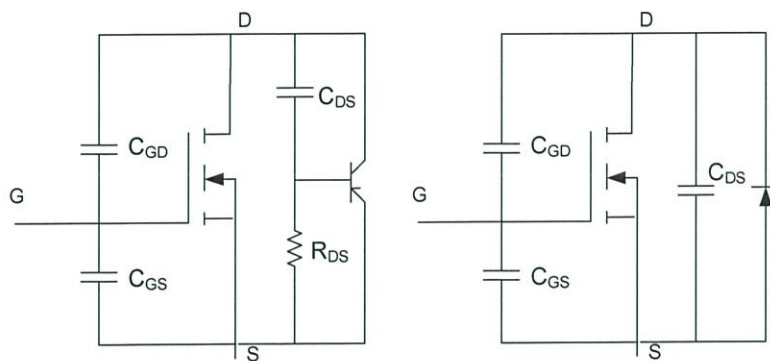
เนื่องจากสัญญาณจากควบคุมจากไมโครคอนโทรลเลอร์ไม่สามารถขับมอสเฟตกำลังได้โดยตรงในการขับเคลื่อนของมอสเฟตกำลัง (Power Mosfet) จะต้องมีการจ่ายกระแส (Sourcing) และ ดึงกระแส (sinking) อย่างรวดเร็ว เพื่อให้มอสเฟตสามารถทำงานได้ที่ความถี่สูงๆ จึงจำเป็นต้องใช้วงจรอิมิตเตอร์ตาม (double emitter - follower) ซึ่งประกอบด้วยทรานซิสเตอร์เอ็นพีเอ็นและพีเอ็นพี ดังรูป 2.11 โดยหลักการของวงจรในการขับมอสเฟตกำลัง มีดังต่อไปนี้

1. เมื่อทรานซิสเตอร์ได้รับสัญญาณพัลส์ จากไมโครคอนโทรลเลอร์ จะทำให้ทรานซิสเตอร์นำกระแส (turn on) จะทำให้ไดโอดเปล่งแสงทำงาน และส่งสัญญาณไปยังออปแอมป์เพื่อทำการขยายสัญญาณที่ได้
2. เมื่อแรงดันด้านเข้าของวงจรขับมีแรงดันสูง (high) ทรานซิสเตอร์ตัวบนจะทำงาน ส่วนตัวด้านล่างจะไม่ทำงาน ทำให้สามารถมอสเฟตสามารถนำกระแสได้
3. เมื่อแรงดันเข้าวงจรขับมีค่าต่ำ (low) ทรานซิสเตอร์ตัวล่างจะทำงาน ส่วนตัวด้านบนจะไม่ทำงาน ทำให้มอสเฟตไม่สามารถนำกระแสได้

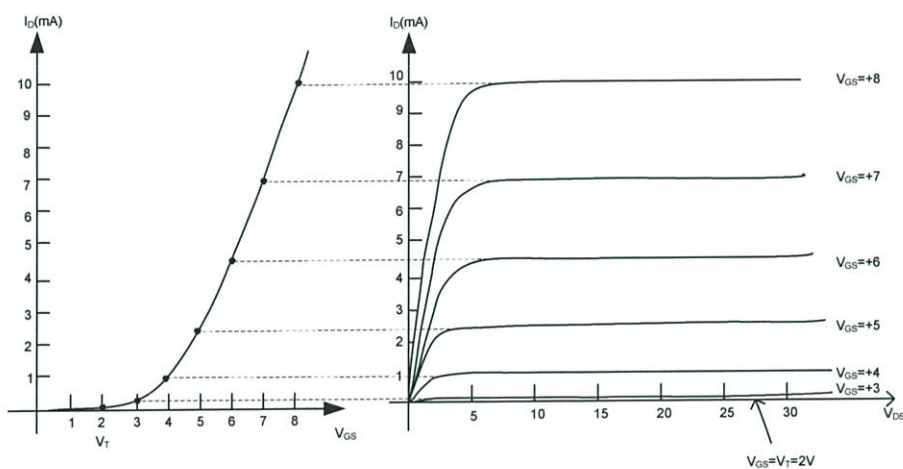
#### 2.2.5 ลักษณะสมบัติการสวิตชิง

ในกรณีที่ปราศจากสัญญาณที่ขาเกต (Gate) มอสเฟตเอ็นอาร์เอ็นจะถูกพิจารณาเป็นไดโอด 2 ตัวต่อกัน มีลักษณะคล้ายทรานซิสเตอร์ชนิด NPN โดยโครงสร้างของขาเกตจะมีความจุไฟฟ้าแฝงกับขา S

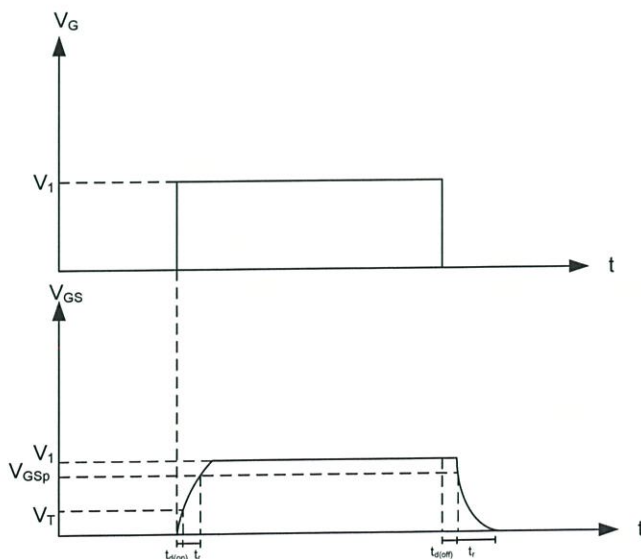
(Source) และขา D (Drain) เป็น  $C_{GS}$  และ  $C_{GD}$  ตามลำดับ และจะมีทรานซิสเตอร์ต่อไบแอสกลับจากขา D (Drain) ไปยัง S (Source) มีความจุไฟฟ้าเป็น  $C_{DS}$  ดังแสดงในรูปที่ 2.12 และ 2.13



รูปที่ 2.12 โมเดลแฝงของ Enhancement - type MOSFET



รูปที่ 2.13 กราฟการทำงานของ N - channel Enhancement MOSFET

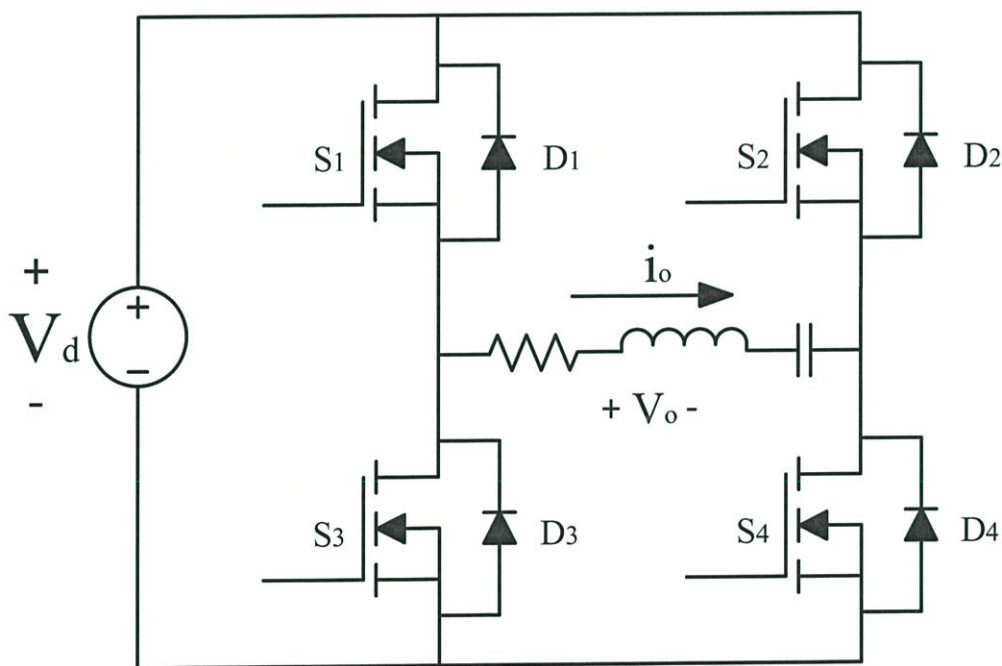


รูปที่ 2.14 สัญญาณในการสวิตชิงของมอสเฟต

จากรูปที่ 2.14 Turn - on Delay Time,  $t_{d(on)}$  เป็นเวลาที่ใช้ในการชาร์จประจุ  $C_{GS}$  จนแรงดันถึงระดับ Threshold Voltage ( $V_T$ ) และ  $t_r$  เป็นเวลาที่ใช้ในการชาร์จประจุเกตจากแรงดันที่  $V_T$  จนถึงแรงดันเกตสูงสุด  $V_{GSp}$  ซึ่งเป็นแรงดันไฟฟ้าที่ใช้ในการขับเคลื่อน MOSFET ให้อยู่ในบริเวณเชิงเส้น ส่วนเวลา Turn - off Ready Time,  $t_{d(off)}$  นั้นเป็นเวลาที่ใช้ในการคายประจุเกตจากระดับแรงดันเกต ( $V_1$ ) จน MOSFET ทำงานที่บริเวณ Pinch - off Fall Time และ  $t_f$  เป็นเวลาที่ใช้ในการคายประจุเกตจากบริเวณ Pinch - off จนถึงระดับแรงดัน Threshold Voltage โดยถ้า  $V_{GSp} < V_T$  MOSFET จะหยุดนำกระแส

### 2.2.6 วงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ (Full Bridge Inverter)

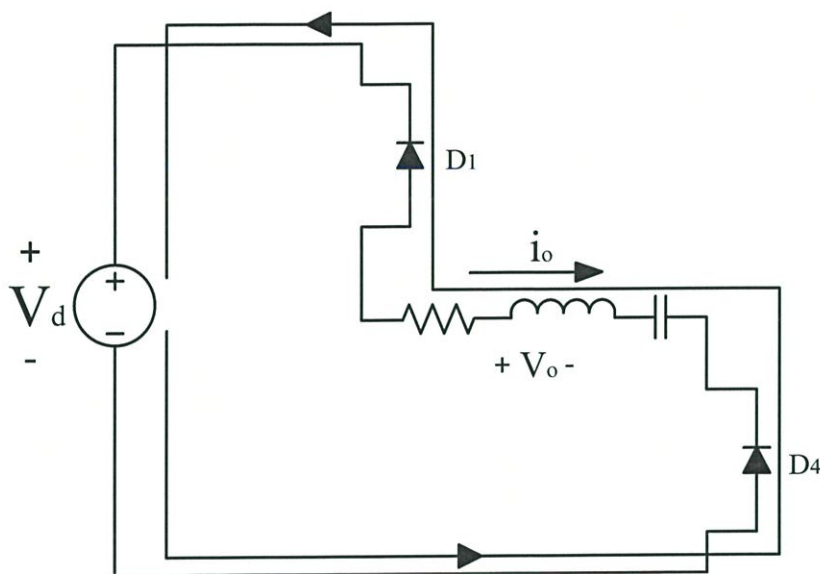
วงจรอินเวอร์เตอร์เป็นวงจรแปลงผันแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสสลับ สำหรับวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์นั้นจะประกอบไปด้วย MOSFET กาลัง 4 ตัวดังแสดงในรูปที่ 2.15 โดยเงื่อนไขสำคัญของการทำงานของฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์คือ การทำงานของสวิตช์  $S_1$  และ  $S_3$  ต้องไม่ทำงานพร้อมกันในทุกช่วงเวลา มิฉะนั้นแล้วจะมีการลัดวงจรอาจเกิดขึ้น ในอุดมคติการสวิตช์ของ  $S_1$  และ  $S_3$  จะตรงข้ามกัน แต่ในทางปฏิบัติจะต้องการช่วงเวลาที่ยาวขึ้นที่สวิตช์ทั้งคู่ไม่นำกระแส ซึ่งเรียกว่าเดดไทม์ (deadtime) โดยเดดไทม์จะอยู่ในช่วงเวลาก่อนจะเปลี่ยนสถานะการสวิตช์ จากนำกระแสเป็นไม่นำกระแสหรือจากไม่นำกระแสเป็นนำกระแส [3]



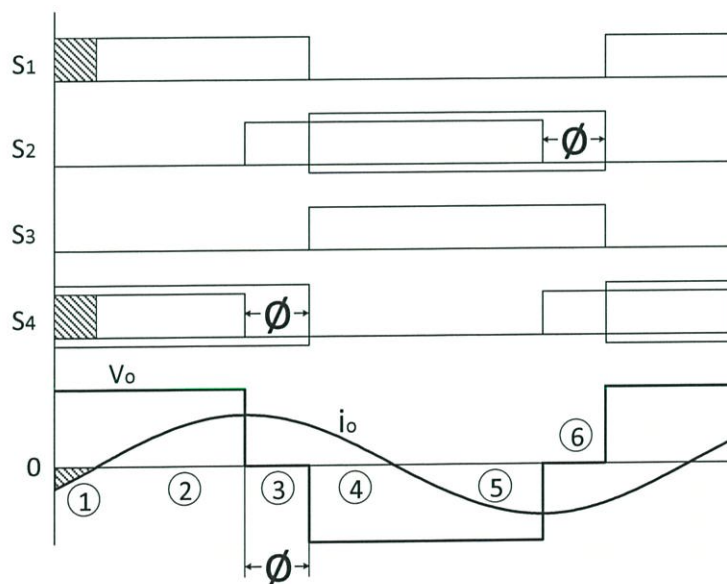
รูปที่ 2.15 วงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์

สำหรับหลักการทำงานของวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์จะเป็นดังนี้

- หลักการทำงานของโหมดการทำงานที่ 1 Regenerative Mode



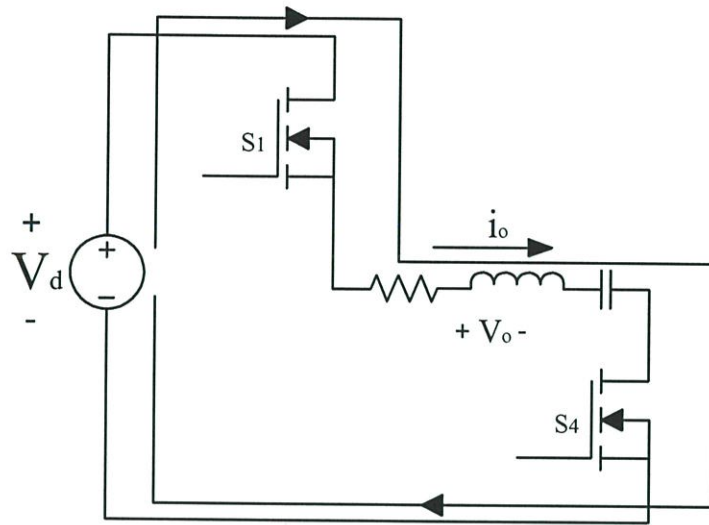
รูปที่ 2.16 Mode 1 Regenerative Mode



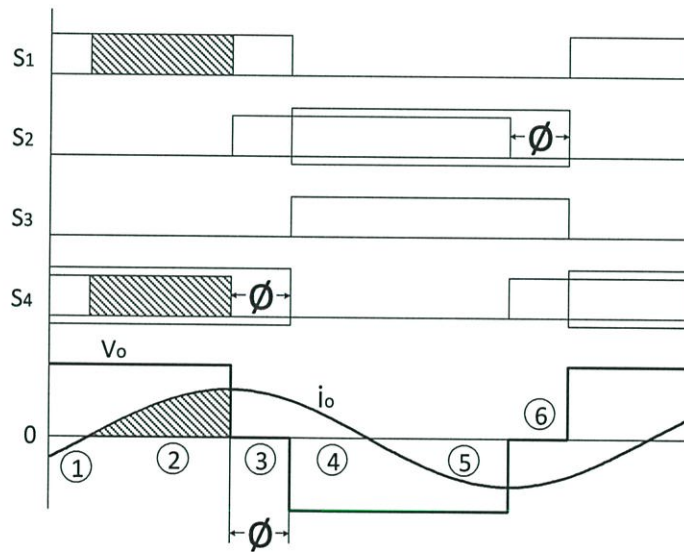
รูปที่ 2.17 คลื่นแรงดันและกระแสทางด้านออกของอินเวอร์เตอร์ Regenerative Mode

โหมดการทำงานที่ 1 โหลดคืนพลังงานเข้าสู่แหล่งจ่าย ( Regenerative Mode ) จากรูปที่ 2.16 ขณะที่สวิตช์  $S_2$  และ  $S_3$  OFF อยู่แต่มีสัญญาณ ON รออยู่ที่ขาเกตของสวิตช์  $S_1$  และ  $S_4$  ดังรูปที่ 2.17 เนื่องจากไดโอด  $D_1$  และ  $D_4$  ทำการ ON ทำให้สวิตช์  $S_1$  และ  $S_4$  เป็น Reverse bias จึงไม่สามารถทำการ ON ได้ กำลังไฟฟ้าที่สะสมไว้ในโหลดกระแสสลับจะถูกป้อนคืนสู่แหล่งจ่ายกระแสตรงผ่านไดโอด  $D_1$  และ  $D_4$  ในโหมดการทำงานนี้แรงดันด้านออก  $V_o$  จะเป็นบวกแต่กระแสด้านออก  $i_o$  จะเป็นลบ

- หลักการทำงานของโหมดการทำงานที่ 2 Powering Mode



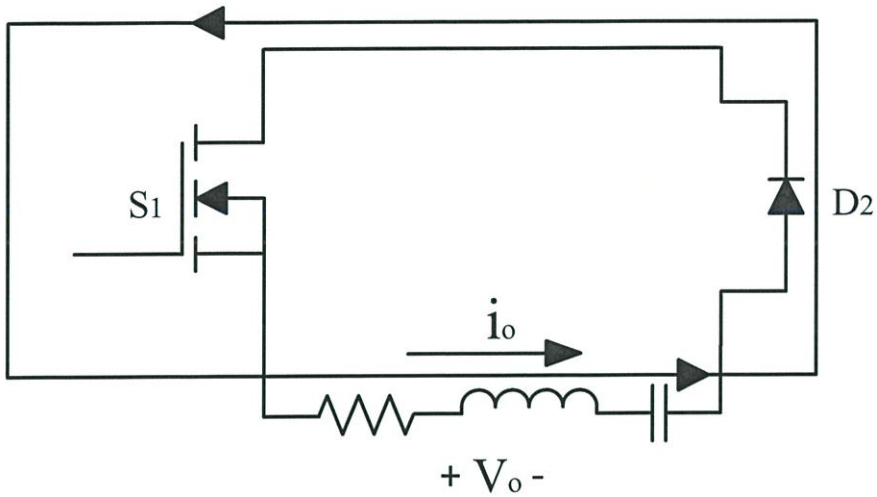
รูปที่ 2.18 Mode 2 Powering Mode



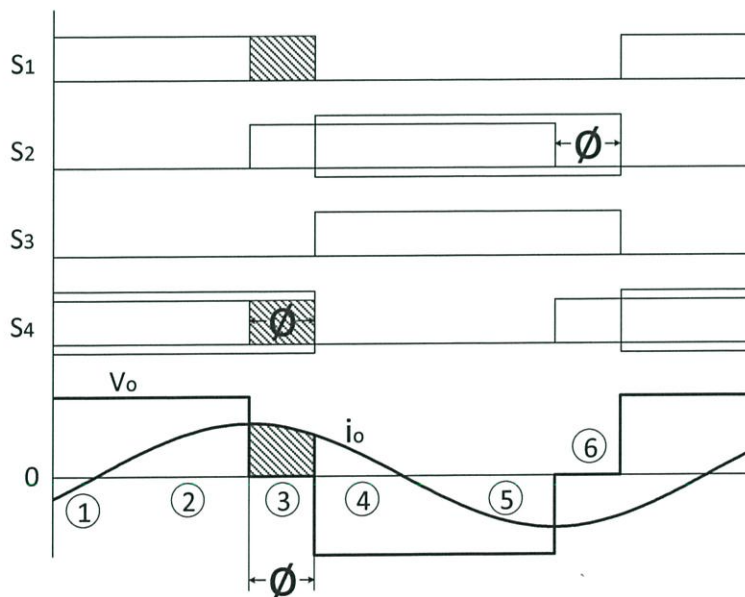
รูปที่ 2.19 คลื่นแรงดันและกระแสทางด้านด้านออกของอินเวอร์เตอร์ Powering Mode

โหมดการทำงานที่ 2 โหลดได้รับพลังงานจากแหล่งจ่าย ( Powering Mode ) จากรูปที่ 2.18 ขณะที่ สวิตช์  $S_2$  และ  $S_3$  OFF อยู่ แต่สวิตช์  $S_1$  และ  $S_4$  ทำการ ON ดังรูปที่ 2.19 กำลังไฟฟ้าจากแหล่งจ่ายกระแสตรง จะจ่ายไปยังโหลดผ่านสวิตช์  $S_1$  และ  $S_4$  ในโหมดการทำงานนี้แรงดันและกระแสทางด้านออก  $V_o$  ,  $i_o$  จะมีค่าเป็นบวก

- หลักการทำงานของโหมดการทำงานที่ 3 Freewheeling Mode



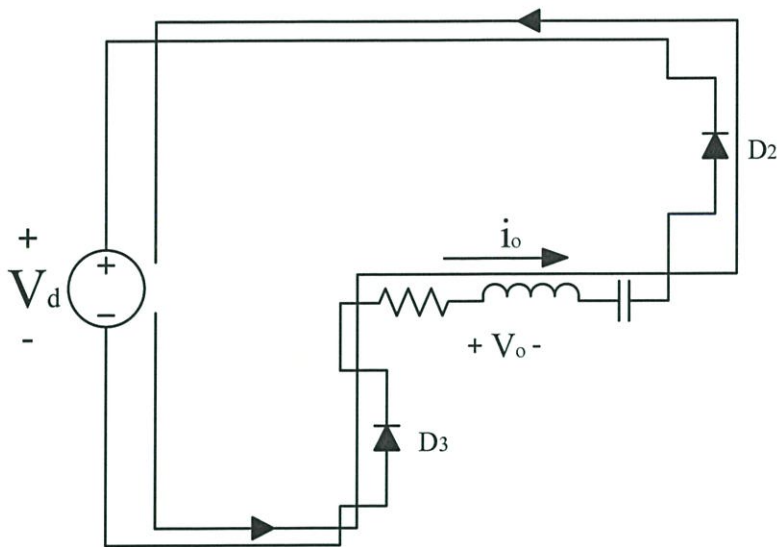
รูปที่ 2.20 Mode 3 Freewheeling Mode



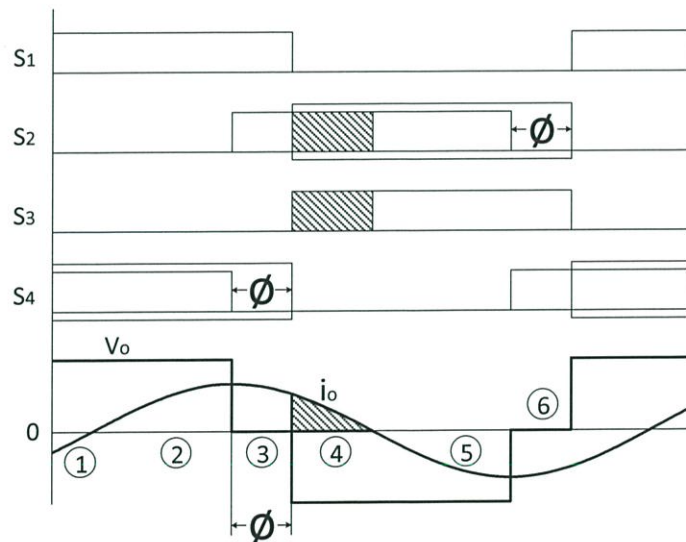
รูปที่ 2.21 คลื่นแรงดันและกระแสทางด้านออกของอินเวอร์เตอร์ Freewheeling Mode

โหมดการทำงานที่ 3 (Freewheeling Mode) จากรูปที่ 2.20 จะไม่มีการถ่ายโอนกำลังไฟระหว่างแหล่งจ่ายไฟกระแสตรงและโหลดกระแสสลับ แต่พลังงานที่สะสมไว้ในโหลดกระแสตรงจะถูกสลายโดยกระแสไหลวนผ่านความต้านทานของวงจร โดยกระแสนี้จะผ่านสวิตช์  $S_1$  และไดโอด  $D_2$  จากรูปที่ 2.21 กระแสที่ได้จะมีค่าเป็นบวก ส่วนแรงดันจะมีค่าเป็นศูนย์จึงไม่เกิดกำลังไฟที่โหมดการทำงานนี้

- หลักการทำงานของโหมดการทำงานที่ 4 Regenerative Mode



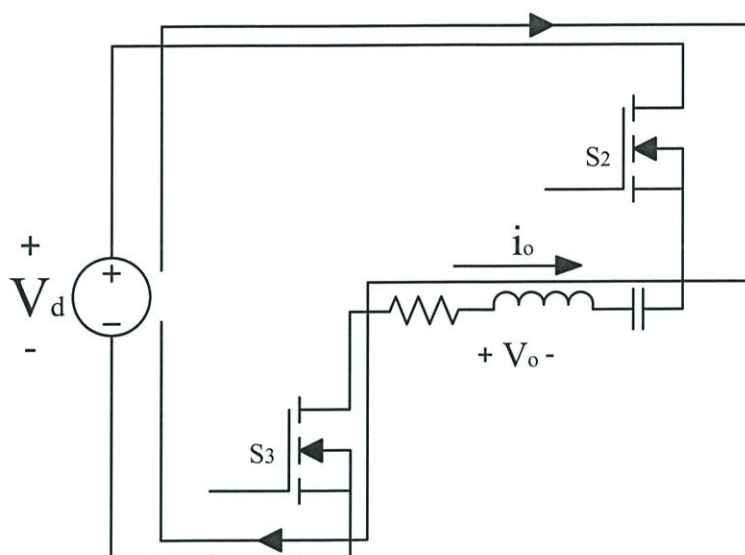
รูปที่ 2.22 Mode 4 Regenerative Mode



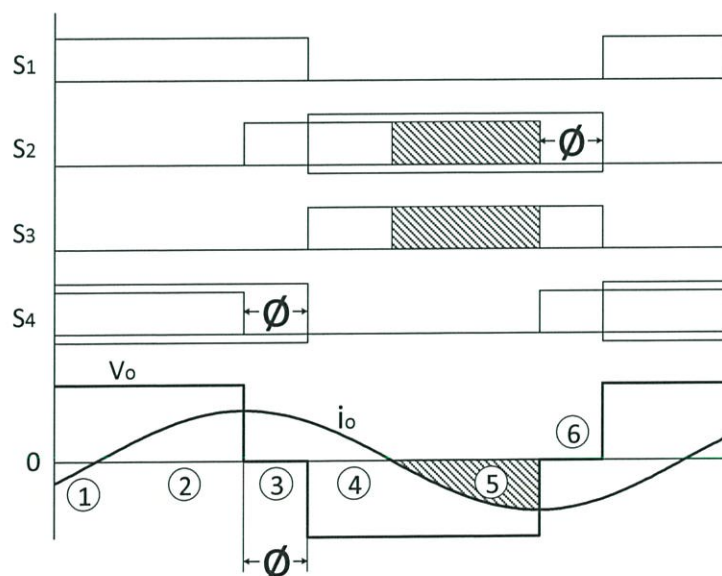
รูปที่ 2.23 คลื่นแรงดันและกระแสทางด้านออกของอินเวอร์เตอร์ Regenerative Mode

โหมดการทำงานที่ 4 โหลดคืนพลังงานเข้าสู่แหล่งจ่าย ( Regenerative Mode ) จากรูปที่ 2.22 ขณะที่สวิตช์  $S_1$  และ  $S_4$  OFF อยู่แต่มีสัญญาณ ON รออยู่ที่ขาเกตของสวิตช์  $S_2$  และ  $S_3$  อยู่ ดังรูปที่ 2.23 เนื่องจากไดโอด  $D_2$  และ  $D_3$  ทำการ ON ทำให้สวิตช์  $S_2$  และ  $S_3$  เป็น Reverse bias จึงไม่สามารถทำการ ON ได้ กำลังไฟฟ้าที่สะสมไว้ในโหลดกระแสสลับจะถูกป้อนคืนสู่แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงผ่านไดโอด  $D_2$  และ  $D_3$  ซึ่งในโหมดการทำงานนี้แรงดันด้านออก  $V_o$  จะเป็นลบแต่กระแสด้านออก  $i_o$  เป็นบวก

- หลักการทำงานของโหมดการทำงานที่ 5 Powering Mode



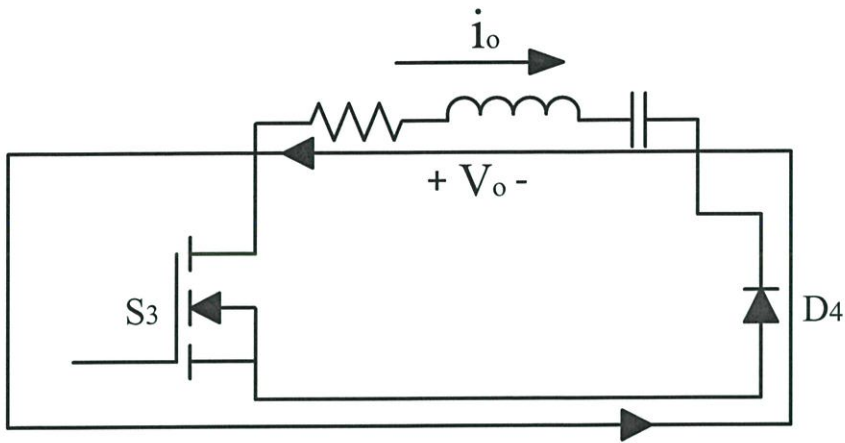
รูปที่ 2.24 Mode 5 Powering Mode



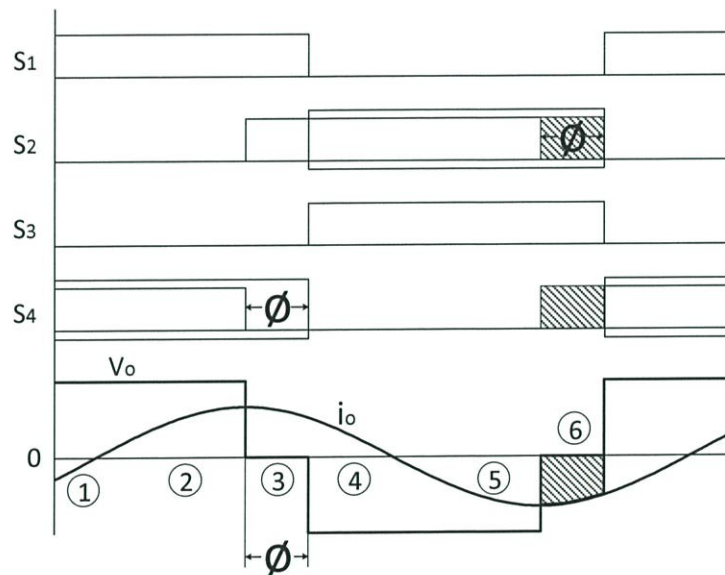
รูปที่ 2.25 คลื่นแรงดันและกระแสทางด้านออกของอินเวอร์เตอร์ Powering Mode

โหมดการทำงานที่ 5 โหลดได้รับพลังงานจากแหล่งจ่าย (Powering Mode) จากรูปที่ 2.24 ขณะที่ สวิตช์  $S_1$  และ  $S_4$  OFF อยู่ แต่สวิตช์  $S_2$  และ  $S_3$  ทำการ ON ดังรูปที่ 2.25 กำลังจ่ายไฟฟ้าจากแหล่งจ่ายไฟฟ้า กระแสตรงจะจ่ายไปยังโหลดผ่านสวิตช์  $S_2$  และ  $S_3$  ในโหมดการทำงานนี้แรงดันและกระแสทางด้านออก  $V_o$  ,  $i_o$  เป็นลบ

- หลักการทำงานของโหมดการทำงานที่ 6 Freewheeling Mode



รูปที่ 2.26 Mode 6 Freewheeling Mode



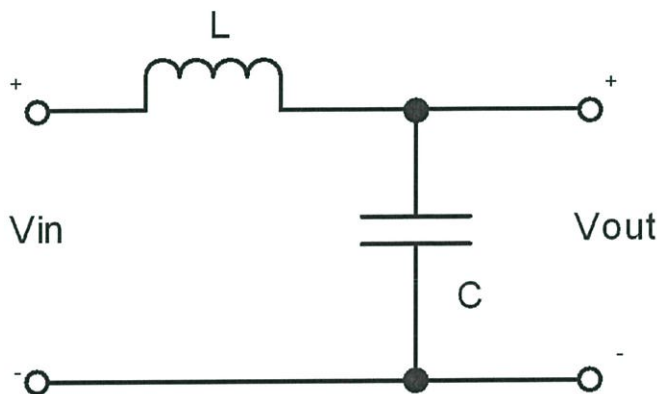
รูปที่ 2.27 คลื่นแรงดันและกระแสทางด้านออกของอินเวอร์เตอร์ Freewheeling Mode

โหมดการทำงานที่ 6 (Freewheeling Mode) จากรูปที่ 2.26 ไม่มีการส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าระหว่างแหล่งจ่ายไฟฟ้าระแสตรงและโหลดกระแสสลับแต่พลังงานที่สะสมไว้ในโหลดกระแสตรงจะถูกสลายโดยกระแสไหลวนผ่านความต้านทานของวงจร โดยกระแสนี้จะผ่านสวิทช์  $S_3$  และไดโอด  $D_4$  จากรูปที่ 2.27 กระแสที่ได้จะมีค่าเป็นลบส่วนแรงดันจะมีค่าเป็นศูนย์ จึงไม่เกิดกำลังไฟฟ้ที่โหมดการทำงานนี้

### 2.3 วงจรกรองความถี่แบบ LC Filter

วงจรกรองความถี่หรือฟิลเตอร์ (Filter) คือวงจรไฟฟ้าที่ยอมให้สัญญาณไฟฟ้าที่ความถี่ใด ๆ ความถี่หนึ่งหรือช่วงความถี่ใดความถี่หนึ่งเท่านั้นผ่านไปได้ ส่วนช่วงความถี่อื่น ๆ นอกเหนือจากที่กำหนด จะถูกลดทอนไป ซึ่งจะเป็นช่วงความถี่ใดนั้นขึ้นอยู่กับารออกแบบวงจร

วงจรกรองความถี่ทุกชนิดจะใช้คุณสมบัติของขดลวดเหนี่ยวนำ (L) ที่ให้ความถี่ต่ำผ่านได้ดีและคุณสมบัติของตัวเก็บประจุ (C) ที่ให้ความถี่สูงผ่านได้ดี มาออกแบบเป็นวงจรกรองความถี่ ซึ่งโดยทั่วไป ออกแบบโดยใช้ขดลวดเหนี่ยวนำเป็นหลัก ไม่นิยมใช้ตัวต้านทาน (R) เพื่อหลีกเลี่ยงการสูญเสียกำลังไฟฟ้าที่ตกคร่อมตัวต้านทานซึ่งสูญเสียไปในรูปของความร้อน [4]



รูปที่ 2.28 วงจรกรอง LC Filter

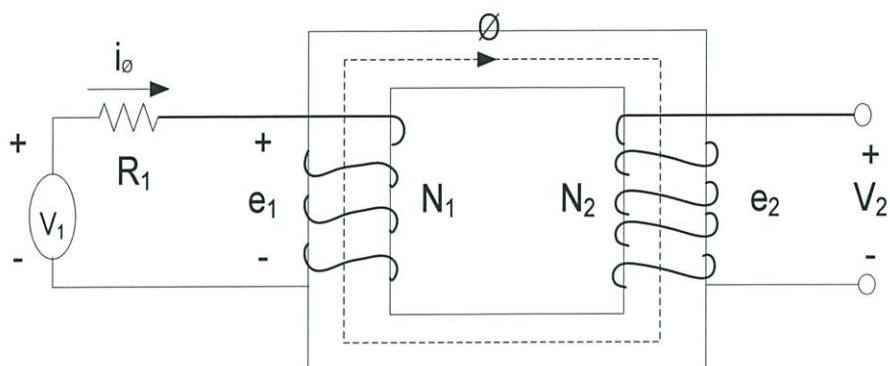
การออกแบบวงจรกรองความถี่แบบ LC Filter สามารถคำนวณหา Cut off Frequency ( $f_c$ ) ได้จากสมการดังต่อไปนี้

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (2.5)$$

โดย	$f_c$	คือ ความถี่คัตออฟ
	L	คือ ขดลวดเหนี่ยวนำในวงจรกรอง
	C	คือ ตัวเก็บประจุในวงจรกรอง

### 2.4 หม้อแปลงไฟฟ้า

หม้อแปลงไฟฟ้าเป็นอุปกรณ์ที่ใช้สำหรับส่งผ่านกำลังไฟฟ้าจากแรงดันไฟฟ้าระดับหนึ่งไปยังแรงดันไฟฟ้าอีกระดับหนึ่ง หลักการทำงานของหม้อแปลงไฟฟ้าจะอาศัยการเหนี่ยวนำของขดลวดทำให้สนามแม่เหล็กที่การเปลี่ยนแปลงอยู่ตลอดเวลา ส่วนประกอบสำคัญของหม้อแปลงไฟฟ้าประกอบด้วยแกนเหล็กและมีขดลวดจำนวนสองชุด ชุดหนึ่งเป็นด้านป้อนแรงดันเข้า ส่วนอีกชุดหนึ่งเป็นด้านจ่ายแรงดันออก รวมถึงต้องมีฉนวนซึ่งถือเป็นส่วนประกอบสำคัญในอุปกรณ์ไฟฟ้าแรงสูง [5]



รูปที่ 2.29 วงจรหม้อแปลงไฟฟ้า

เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของสนามแม่เหล็กจะทำให้เกิดแรงดันเหนี่ยวนำในขดลวดเป็นไปตามกฎของฟาราเดย์

$$e(t) = -N \frac{d\phi}{dt} \quad (2.6)$$

โดย  $N$  คือ จำนวนรอบ  
 $\phi$  คือ เส้นฟลักซ์แม่เหล็ก

เมื่อป้อนแรงดันกระแสสลับรูปคลื่นไซน์ให้กับขดลวดทางด้านกำลังไฟฟ้าเข้าจะทำให้เกิดฟลักซ์แม่เหล็กเป็นรูปคลื่นไซน์ด้วย

$$\phi(t) = \phi_{\max} \sin \omega t \quad (2.7)$$

แรงดันเหนี่ยวนำที่เกิดขึ้นในขดลวดอีกชุดหนึ่งด้านจ่ายกำลังไฟฟ้าออกเปลี่ยนไปตามเวลาคือ

$$e(t) = -N\omega\phi_{\max} \cos \omega t \quad (2.8)$$

แรงดันเหนี่ยวนำ  $e(t)$  จะนำหน้าเส้นฟลักซ์แม่เหล็ก  $\phi(t)$  เป็นมุมทางไฟฟ้า  $\frac{\pi}{2}$  แรงดันเหนี่ยวนำประสิทธิภาพ (RMS) มีค่าเท่ากับ

$$E = 4.44fN\phi_{\max} \quad (2.9)$$

จาก 
$$\phi_{\max} = B_{\max}A \quad (2.10)$$

ดังนั้นสมการพื้นฐานของแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำในขดลวดของหม้อแปลงคือ

$$E = 4.44fNB_{\max}A \quad (2.11)$$

โดย	E	คือ แรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำ ( $V_{\text{rms}}$ )
	f	คือ ความถี่ไฟฟ้า
	N	คือ จำนวนรอบของขดลวด
	$B_{\max}$	คือ สนามแม่เหล็กสูงสุด
	A	คือ พื้นที่หน้าตัดของแกน

สารแม่เหล็กที่นิยมใช้ทำเป็นแกนแม่เหล็กชนิดต่างๆ แบ่งออกได้เป็น 3 ชนิดด้วยกัน [8] ได้แก่

1. เฟอร์โรแมกเนติกหรือโลหะแม่เหล็ก (magnetic metals) มีค่าความหนาแน่นสนามแม่เหล็กอิ่มตัวสูง จึงนิยมใช้ในอุปกรณ์แม่เหล็กที่ใช้ความถี่ต่ำ (50 - 400 Hz) และมีค่าความซึมซาบสนามแม่เหล็กสัมพัทธ์สูง รวมถึงค่าความนำไฟฟ้าก็มีความสูงด้วย ทำให้เกิดกำลังไฟฟ้าสูญเสียเนื่องจากกระแสไหลวน จึงไม่สามารถใช้ในงานที่ความถี่สูงได้ แก้ไขได้โดยทำให้เป็นแผ่นเหล็กบางๆ นำมาประกอบกัน (laminated or tape form) เพื่อลดกำลังสูญเสียที่เกิดจากกระแสไหลวน

2. เฟอร์ไรต์ (ferrite) มีความต้านทานไฟฟ้าสูงทำให้แกนเฟอร์ไรต์มีกระแสไหลวนต่ำที่ความถี่สูง

3. ซูเปอร์พาราแมกเนติก (superparamagnetic) หรือผงโลหะอัด (powdered metal) มีค่าความซึมซาบสนามแม่เหล็กสัมพัทธ์ต่ำ ใช้กับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงได้จึงนิยมใช้งานเป็นตัวเหนี่ยวนำของวงจรกรอง

#### 2.4.1 การออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้าแบบผลคูณพื้นที่ (Area Product)

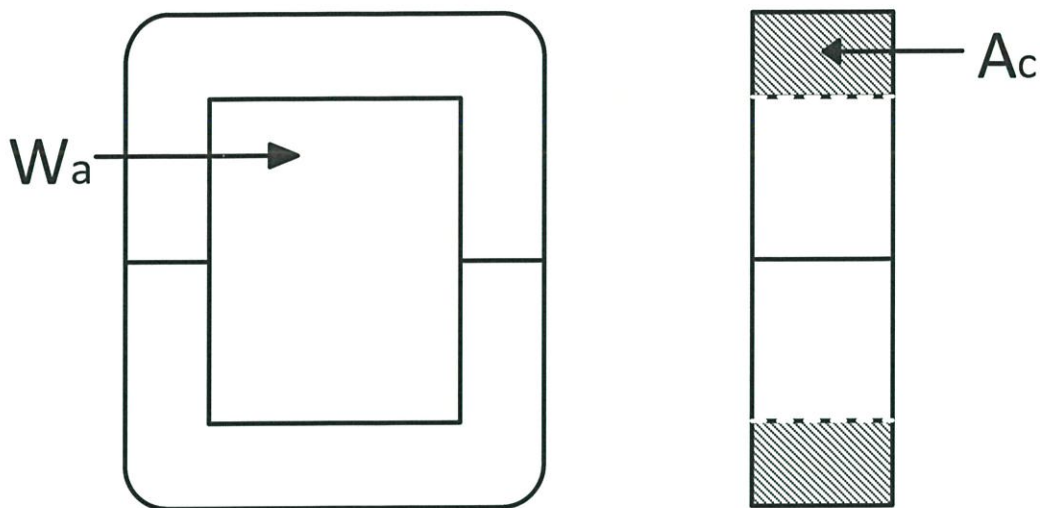
การออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงโดยวิธีผลคูณพื้นที่เพื่อปรับเปลี่ยนแรงดันจากวงจรด้านอิเล็กทรอนิกส์กำลังโดยประยุกต์กระบวนการออกแบบหม้อแปลงความถี่สูงจากความสัมพันธ์ระหว่างกำลังไฟฟารวมทางด้านปฐมภูมิและทุติยภูมิ ( $P_{\text{primary}} + P_{\text{secondary}}$ ) กับผลคูณพื้นที่ของพื้นที่หน้าตัดของแกนเฟอร์ไรต์ ( $A_c$ ) และพื้นที่หน้าตัดของช่องหน้าต่างของแกนเฟอร์ไรต์ที่ใช้บรรจุขดลวดด้านปฐมภูมิและขดลวดด้านทุติยภูมิ ( $W_a$ )

ผลคูณพื้นที่ ( $A_p$ ) ของแกนเฟอร์ไรต์หม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูง คือผลคูณระหว่างพื้นที่หน้าตัดของช่องหน้าต่างของแกนหม้อแปลงที่ใช้บรรจุขดลวดปฐมภูมิและทุติยภูมิ ( $W_a$ ) ซึ่งเป็นพื้นที่ที่มีกระแสไฟฟ้าทั้งด้านปฐมภูมิและทุติยภูมิไหลผ่าน มีหน่วยเป็นตารางเซนติเมตร กับพื้นที่หน้าตัดของแกนหม้อแปลง ( $A_c$ ) ซึ่งเป็นพื้นที่ที่มีฟลักซ์แม่เหล็กไหลผ่านมีหน่วยเป็นตารางเซนติเมตร จะได้สมการดังนี้

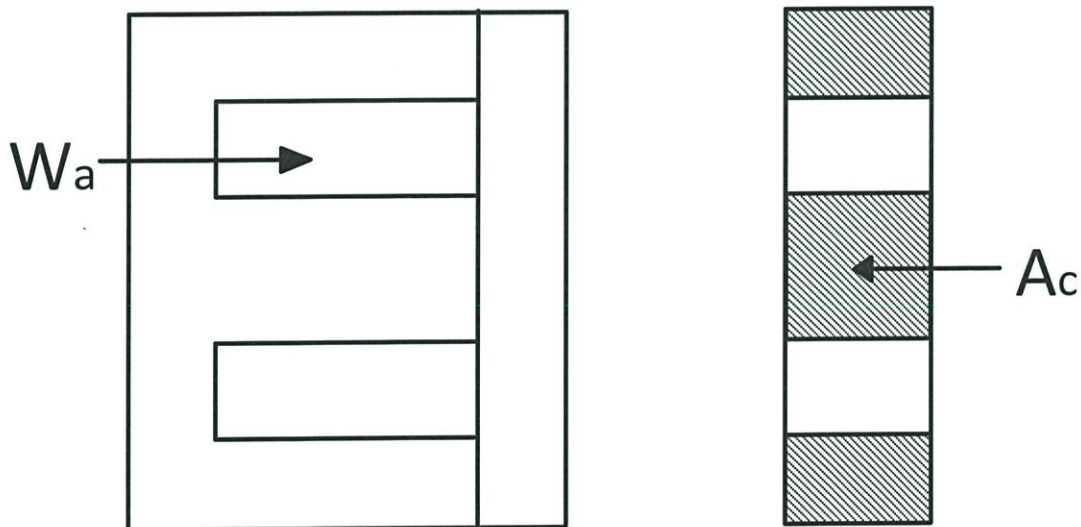
$$A_p = W_a A_c \quad (2.12)$$

โดย	$A_p$	คือ ผลคูณพื้นที่
	$W_a$	คือ พื้นที่ช่องว่างหน้าต่าง
	$A_c$	คือ พื้นที่ขนาดของแกนเฟอร์ไรต์

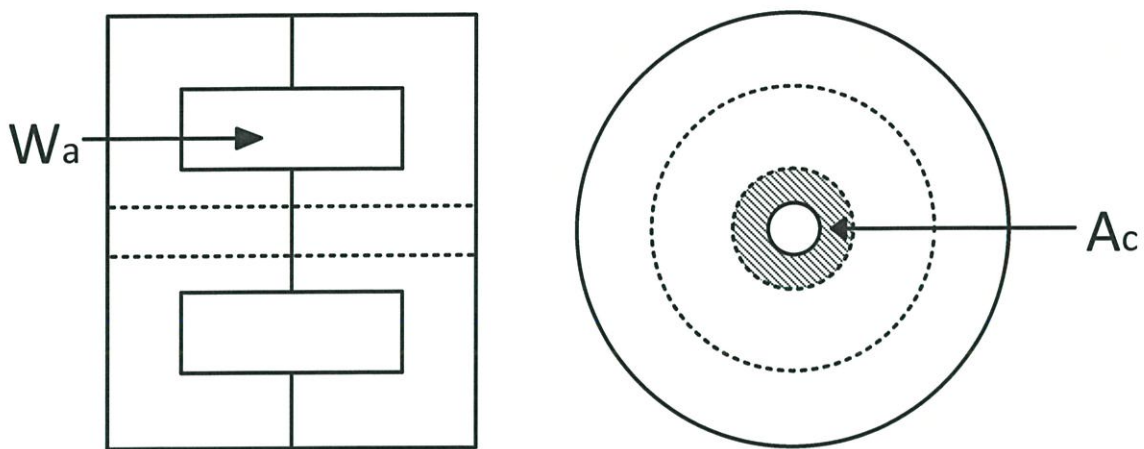
โดยในรูปที่ 2.30 ถึงรูปที่ 2.34 แสดงรูปทรงของแกนหม้อแปลงไฟฟ้าชนิดต่างๆ พร้อมทั้งระบุพื้นที่หน้าตัดของช่องหน้าต่างและพื้นที่หน้าตัดของแกนหม้อแปลงไฟฟ้า



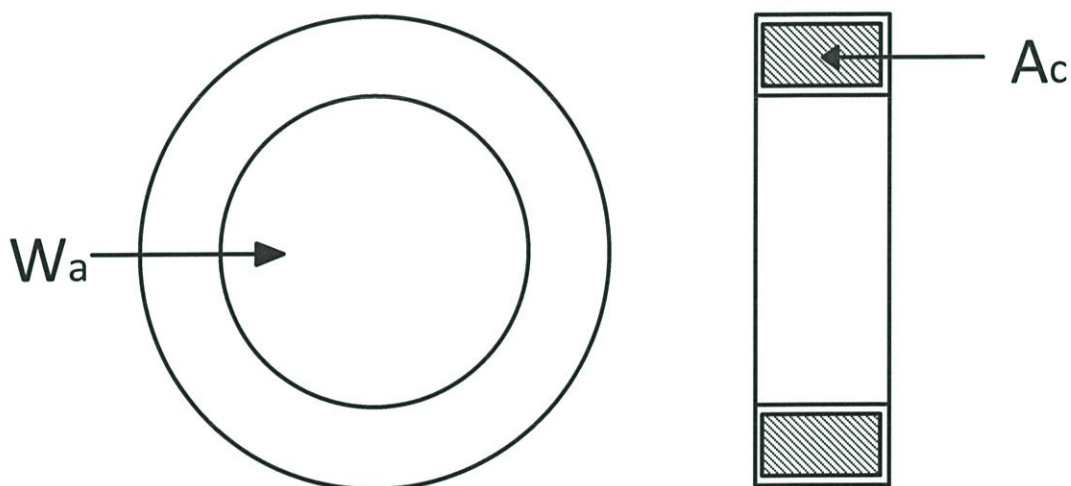
รูปที่ 2.30 C core



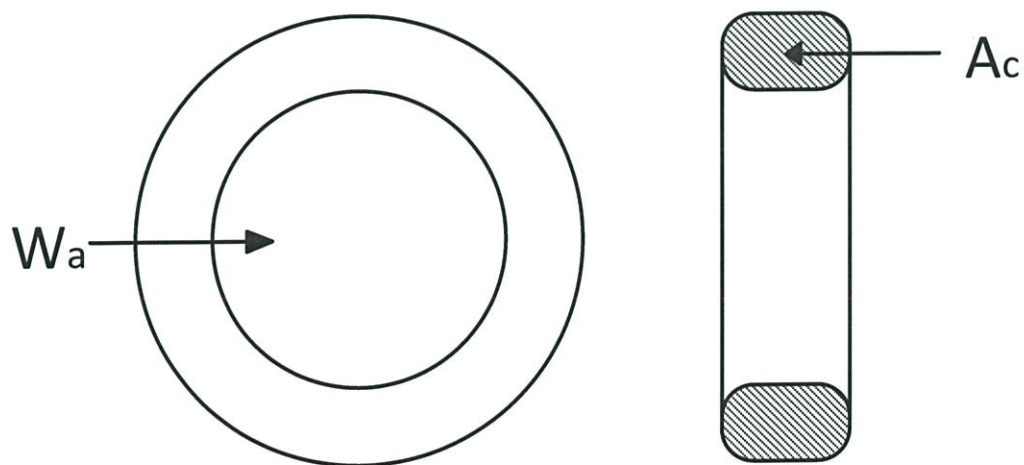
รูปที่ 2.31 EI core



รูปที่ 2.32 Pot core



รูปที่ 2.33 Toroidal core



รูปที่ 2.34 Powder core

ซึ่งสมการผลคูณพื้นที่ ( $A_p$ ) หาได้จากความสัมพันธ์ระหว่างค่ากำลังไฟฟ้ารวม ( $P_{total}$ ) กับผลคูณพื้นที่ ( $A_p$ ) ดังนี้

$$A_p = \left( \frac{P_{total} \times 10^4}{K_f B_m f K_u K_j} \right)^x \quad (2.13)$$

เมื่อ	$A_p$	คือ ผลคูณพื้นที่
	$P_{total}$	คือ กำลังไฟฟ้า
	$K_j$	คือ ค่าคงที่ความหนาแน่นกระแสไฟฟ้าที่ 50 °C
	$K_f$	คือ ค่าสัมประสิทธิ์รูปคลื่น
	$B_m$	คือ ความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กสูงสุด
	$f$	คือ ความถี่ใช้งาน
	$K_u$	คือ ค่าคงที่การใช้พื้นที่หน้าตัดสำหรับแกนแบบต่างๆ
	$x$	คือ ค่าคงที่ตามตารางที่ 2.1

และ  $J = K_j A_p^y \quad (2.14)$

$$Vol = K_v A_p^{0.75} \quad (2.15)$$

$$W_t = K_w A_p^{0.75} \quad (2.16)$$

$$A_t = K_s A_p^{0.50} \quad (2.17)$$

เมื่อ	$J$	คือ ความหนาแน่นกระแสไฟฟ้า
	$A_p$	คือ ผลคูณพื้นที่
	$K_j$	คือ ค่าคงที่ความหนาแน่นกระแสไฟฟ้าที่ 50 °C
	$Vol$	คือ ปริมาตรของหม้อแปลงไฟฟ้า
	$K_v$	คือ ค่าคงที่เกี่ยวกับปริมาตร
	$W_t$	คือ น้ำหนักรวมของหม้อแปลงไฟฟ้า
	$K_w$	คือ ค่าคงที่เกี่ยวข้อกับน้ำหนัก
	$A_t$	คือ พื้นผิวรวมของหม้อแปลงไฟฟ้า
	$K_s$	คือ ค่าคงที่เกี่ยวข้อกับพื้นที่ผิว
	$y$	คือ ค่าคงที่ตามตารางที่ 2.1

ตารางที่ 2.1 ค่าคงที่ของแกนแบบต่างๆ

Core	Losses	$K_j$ (25 °C)	$K_j$ (50 °C)	(x)	(y)	$K_s$	$K_w$	$K_v$
C core	$P_{cu} = P_{fe}$	323	468	1.16	- 0.14	39.2	66.6	17.9
Ecore	$P_{cu} = P_{fe}$	366	534	1.14	- 0.12	41.3	68.2	19.7
Pot core	$P_{cu} = P_{fe}$	433	632	1.20	- 0.17	33.8	48.0	14.5
Toroidal core	$P_{cu} = P_{fe}$	250	365	1.15	- 0.13	50.9	82.3	25.0
Powder core	$P_{cu} \gg P_{fe}$	403	590	1.14	- 0.12	32.5	58.8	13.1

หมายเหตุ  $P_{cu}$ ,  $P_{fe}$  หมายถึง กำลังไฟฟ้าสูญเสียจากทองแดงและกำลังไฟฟ้าสูญเสียจากแกนหม้อแปลงตามลำดับ โดยค่าจากตารางที่ 2.1 ค่า (x) และ (y) เป็นเลขยกกำลังของสมการ  $A_p$  และ  $J$

#### 2.4.2 ขดลวดเหนี่ยวนำ

เมื่อขดลวดปฐมภูมิได้รับแรงดัน  $V_1$  และขดลวดทุติยภูมิอยู่ในสภาพเปิดวงจรจะทำให้เกิดค่ากระแสปริมาณหนึ่งไหลในขดลวดปฐมภูมิ เรียกว่ากระแสกระตุ้น  $i_0$  (Exciting Current) และจะมีผลทำให้เกิดแรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำ (Induced Voltage ( $V_{rms}$ )) ขึ้นที่ขดลวดทั้งสองดังนี้

$$\text{จาก} \quad E_1 = 4.44fN_1B_mA_c \quad (2.18)$$

$$E_2 = 4.44fN_2B_mA_c \quad (2.19)$$

เมื่อ	$E_1$	คือ แรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำด้านปฐมภูมิ
	$N_1$	คือ จำนวนรอบขดลวดด้านปฐมภูมิ
	$E_2$	คือ แรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำด้านทุติยภูมิ
	$N_2$	คือ จำนวนรอบขดลวดด้านทุติยภูมิ
	$B_m$	คือ ค่าสนามแม่เหล็กสูงสุด
	$A_c$	คือ พื้นที่หน้าตัดของแกนเฟอร์ไรต์

จะได้ความสัมพันธ์ของแรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำในรูปแรงดันไฟฟ้า (Turns ratio : a) ดังนี้

$$\frac{E_1}{E_2} = \frac{N_1}{N_2} = a \quad (2.20)$$

สามารถเขียนสมการแรงดันไฟฟ้าประสิทธิผล ( $V_{rms}$ ) ทางด้านปฐมภูมิ ( $V_1$ ) และทุติยภูมิ ( $V_2$ ) ได้ดังนี้

$$v_1 = R_1 i_\phi + E_1 \quad (2.21)$$

เมื่อ	$v_1$	คือ แรงดันด้านปฐมภูมิ
	$R_1$	คือ ความต้านทานภายในหม้อแปลงด้านปฐมภูมิ
	$i_\phi$	คือ กระแสสร้างฟลักซ์แม่เหล็กที่ไหลในขดลวดด้านปฐมภูมิ
	$E_1$	คือ แรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำด้านปฐมภูมิ

ในทางปฏิบัตินั้นจะพบว่าค่า  $R_1$  และ  $i_\phi$  มีค่าน้อยมาก จึงประมาณได้ว่า

$$v_1 = E_1 \quad (2.22)$$

$$v_2 = E_2 \quad (2.23)$$

ดังนั้นจะได้ความสัมพันธ์ของค่าอัตราส่วนแรงดันไฟฟ้าจากสมการ

$$\frac{v_1}{v_2} \approx \frac{E_1}{E_2} = \frac{N_1}{N_2} = a \quad (2.24)$$

ขณะมีภาระโหลด (Transformer Under Load) จะได้ว่า

$$N_2 i_2 = N_1 i'_2 \quad (2.25)$$

เมื่อ	$i_2$	คือ กระแสทางด้านทุติยภูมิ
	$i'_2$	คือ กระแสทางด้านทุติยภูมิที่ทำการแปลงมาด้านปฐมภูมิ
	$N_1$	คือ จำนวนรอบขดลวดด้านปฐมภูมิ
	$N_2$	คือ จำนวนรอบขดลวดด้านทุติยภูมิ

ดังนั้นจะได้ความสัมพันธ์ของค่าอัตราส่วนกระแสไฟฟ้า (Current Ratio) ดังนี้

$$\frac{i_2}{i_1} = \frac{N_2}{N_1} = \frac{1}{a} \quad (2.26)$$

และจะได้ 
$$i_1 = i_\phi + i'_2 \quad (2.27)$$

ดังนั้นถ้ากำหนดให้ค่ากระแสกระตุ้น  $I_0$  มีค่าน้อยมาก (ไม่เกิน 5 % ของกระแสพิกัด) จะสามารถประมาณได้ว่าเป็นหม้อแปลงทางอุดมคติ

$$I_1 \approx I'_2 = \frac{N_2}{N_1} I_2 \quad (2.28)$$

และ

$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{N_2}{N_1} = \frac{1}{a} \quad (2.29)$$

จากความสัมพันธ์ของค่าอัตราส่วนแรงดันไฟฟ้าสมการ (2.24)

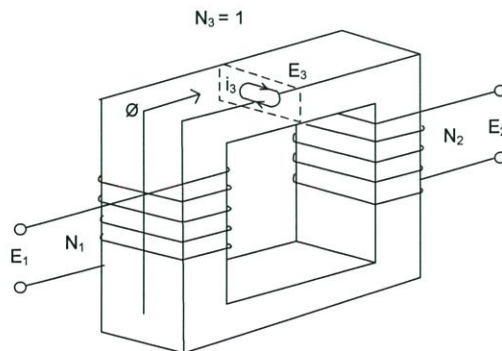
$$\frac{V_1}{V_2} \approx \frac{E_1}{E_2} = \frac{N_1}{N_2} = \frac{I_2}{I_1} = a \quad (2.30)$$

เมื่อ	$V_1$	คือ แรงดันไฟฟ้าประสิทธิผล ( $V_{rms}$ ) ทางด้านปฐมภูมิ
	$V_2$	คือ แรงดันไฟฟ้าประสิทธิผล ( $V_{rms}$ ) ทางด้านทุติยภูมิ
	$E_1$	คือ แรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำด้านปฐมภูมิ
	$E_2$	คือ แรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำด้านทุติยภูมิ
	$I_1$	คือ กระแสทางด้านปฐมภูมิ
	$I_2$	คือ กระแสทางด้านทุติยภูมิ
	$N_1$	คือ จำนวนรอบขดลวดด้านปฐมภูมิ
	$N_2$	คือ จำนวนรอบขดลวดด้านทุติยภูมิ

### 2.4.3 กำลังไฟฟ้าสูญเสียในหม้อแปลงความถี่สูง

#### 2.4.3.1 กำลังไฟฟ้าสูญเสียเนื่องจากฮิสเตอรีซิส

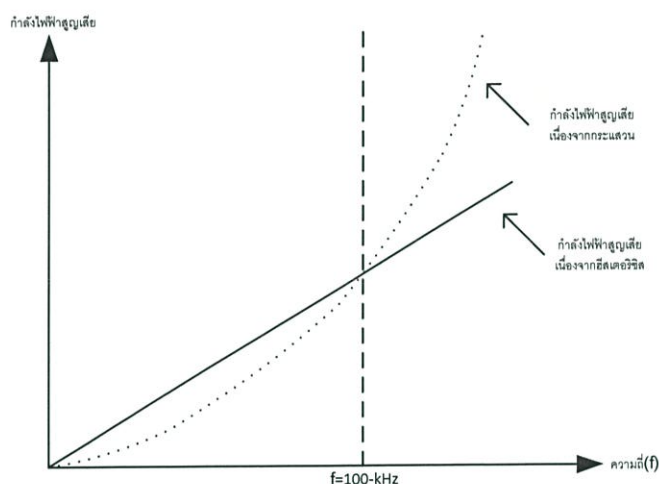
กำลังไฟฟ้าสูญเสียเนื่องจากฮิสเตอรีซิสจะขึ้นกับค่าความซึมซาบแม่เหล็ก ( $\mu$ ) โดยถ้าเลือกแกนเฟอร์ไรต์ที่มีค่าความซึมซาบแม่เหล็กสูงๆ จะทำให้ค่าความสูญเสียเนื่องจากฮิสเตอรีซิสมีค่าต่ำ และในทำนองกลับกันถ้าเลือกแกนเฟอร์ไรต์ที่มีค่าความซึมซาบแม่เหล็กต่ำ ก็จะทำให้ค่าความสูญเสียจากฮิสเตอรีซิส มีค่าสูง



รูปที่ 2.35 ผลของกระแสไหลวนในอุปกรณ์แม่เหล็ก

### 2.4.3.2 กำลังไฟฟ้าสูญเสียเนื่องจากกระแสไหลวน

กระแสไหลวนทำให้เกิดความร้อนขึ้นภายในแกนเหล็กของหม้อแปลงไฟฟ้า ดังแสดงในรูปที่ 2.35 ดังนั้นเมื่อต้องการใช้งานที่ความถี่สูงจึงนิยมเลือกใช้แกนที่มีคุณสมบัติความต้านทานไฟฟ้าสูง เช่น แกนเฟอร์ไรต์ (Ferrite cores) ซึ่งสามารถใช้งานได้ตั้งแต่ย่านความถี่ 10 kHz จนถึง 10 MHz แต่อย่างไรก็ตามส่วนใหญ่บริษัทผู้ผลิตจะระบุค่ากำลังไฟฟ้าสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์มีหน่วยวัดต่อปริมาตรของแกนเฟอร์ไรต์ (Watt per unit volume) หรือวัดต่อหน่วยน้ำหนักแกนเฟอร์ไรต์ (Watt per unit weight) ที่ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กของความถี่สูงสุดและอุณหภูมิใช้งานที่บริษัทผู้ผลิตกำหนด



รูปที่ 2.36 กราฟเปรียบเทียบระหว่างกำลังไฟฟ้าสูญเสียเนื่องจากกระแสไหลวนและฮิสเตอร์ซิสที่ความถี่ต่างๆ

จากรูปที่ 2.36 แสดงการเปรียบเทียบผลของกำลังไฟฟ้าสูญเสียเนื่องจากฮิสเตอร์ซิสกับกำลังไฟฟ้าสูญเสียเนื่องจากกระแสไหลวนต่อความถี่ใช้งาน ซึ่งโดยทั่วไปที่ความถี่ต่ำกว่า 100 kHz กำลังไฟฟ้าสูญเสียที่เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์ส่วนใหญ่จะเกิดจากกำลังไฟฟ้าสูญเสียเนื่องจากฮิสเตอร์ซิส ในขณะที่ความถี่ใช้งานสูงกว่า 100 kHz กำลังไฟฟ้าสูญเสียที่เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์ส่วนใหญ่จะเกิดจากการสูญเสียเนื่องจากกระแสไหลวน

### 2.4.3.3 กำลังไฟฟ้าสูญเสียในตัวนำทองแดง

กำลังไฟฟ้าสูญเสียในตัวนำทองแดงสามารถแบ่งออกได้เป็น กำลังไฟฟ้าสูญเสียเนื่องจากความต้านทานไฟฟ้าต่อค่าไฟฟ้ากระแสตรง (Winding DC loss) และกำลังไฟฟ้าสูญเสียจากความต้านทานไฟฟ้ากระแสสลับ (Winding AC loss) ซึ่งมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

#### 2.4.3.3.1 กำลังไฟฟ้าสูญเสียเนื่องจากความต้านทานไฟฟ้าต่อค่าไฟฟ้ากระแสตรง

กำลังไฟฟ้าสูญเสียเนื่องจากความต้านทานไฟฟ้าต่อค่าไฟฟ้ากระแสตรง หมายถึงกำลังไฟฟ้าสูญเสียที่เกิดจากความต้านทานไฟฟ้าต่อค่าไฟฟ้ากระแสตรง ( $R_{dc}$ ) ในสายตัวนำทองแดง สำหรับค่าความต้านทานไฟฟ้ากระแสตรงสามารถหาได้ดังนี้

$$R_{dc} = \rho \frac{l}{A} \quad (2.31)$$

เมื่อ	$R_{dc}$	คือ ความต้านทานไฟฟ้ากระแสตรงของขดลวดตัวนำ
	$l$	คือ ความยาวของลวดตัวนำ
	$\rho$	คือ ค่าความต้านทานไฟฟ้าจำเพาะของลวดตัวนำ
	$A$	คือ พื้นที่หน้าตัดของลวดตัวนำ

#### 2.4.3.4.2 กำลังไฟฟ้าสูญเสียจากความต้านทานไฟฟ้ากระแสสลับ

ความต้านทานไฟฟ้ากระแสสลับจะแตกต่างจากความต้านทานไฟฟ้าของตัวนำทองแดงที่ใช้เฉพาะกับไฟฟ้ากระแสตรง เพราะสนามแม่เหล็กที่เกิดจากไฟฟ้ากระแสสลับจะเหนี่ยวนำทำให้เกิดแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำภายในตัวนำทองแดง ซึ่งเป็นผลทำให้เกิดกระแสไหลวนภายในตัวนำทองแดงดังกล่าว เกิดปรากฏการณ์ที่กระแสไฟฟ้าจะไหลวนเฉพาะบริเวณผิวตัวนำทองแดง ซึ่งนิยามได้ว่า “ปรากฏการณ์ทางผิว (Skin effect)” หรือผลจากกระแสไหลวนภายในตัวนำทองแดงอื่นที่อยู่ใกล้เคียงกับตัวนำทองแดงนั้น เรียกปรากฏการณ์ดังกล่าวว่า “ปรากฏการณ์ความใกล้เคียง (Proximity effect)” โดยที่ปรากฏการณ์ทั้งสองเปรียบเสมือนกับการเพิ่มค่าความต้านทานในขดลวดทองแดง แต่ค่าความต้านทานที่เพิ่มขึ้นดังกล่าวจะเกิดขึ้นเฉพาะเมื่อใช้กับไฟฟ้ากระแสสลับเท่านั้น จึงนิยามว่าเป็นค่าความต้านทานไฟฟ้ากระแสสลับ โดยที่ค่าความต้านทานไฟฟ้ากระแสสลับจะทำให้เกิดกำลังไฟฟ้าสูญเสียเพิ่มขึ้นในระบบมากกว่ากรณีที่ใช้ตัวนำกับกระแสตรงเพียงอย่างเดียว

#### 2.4.4 การคำนวณค่าประสิทธิภาพของหม้อแปลงไฟฟ้า (Calculation of Transformer Efficiency)

ความแตกต่างระหว่างกำลังไฟฟ้าป้อนเข้าและกำลังไฟฟ้าจ่ายออก คือกำลังไฟฟ้าสูญเสีย ซึ่งจะถูกเปลี่ยนไปเป็นความร้อน กำลังไฟฟ้าสูญเสียนี้ประกอบด้วย 2 ส่วน คือกำลังไฟฟ้าสูญเสียในแกนเหล็ก (core loss,  $P_{fe}$ ) และกำลังไฟฟ้าสูญเสียในลวดทองแดง (copper loss,  $P_{cu}$ ) กำลังไฟฟ้าสูญเสียในแกนเหล็กเป็นกำลังไฟฟ้าสูญเสียที่คงที่ (fixed loss) ส่วนกำลังไฟฟ้าสูญเสียในลวดทองแดงเป็นกำลังไฟฟ้าสูญเสียที่แปรเปลี่ยนได้ ซึ่งจะสัมพันธ์กับความถี่ของกระแสของโหลด โดยกำลังไฟฟ้าสูญเสียในลวดทองแดงคำนวณได้จาก

$$P_{cu} = I_1^2 R_1 + I_2^2 R_2 \quad (2.32)$$

เมื่อ	$P_{cu}$	คือ กำลังไฟฟ้าสูญเสียในลวดทองแดง
	$I_1$	คือ กระแสทางด้านปฐมภูมิ
	$I_2$	คือ กระแสทางด้านทุติยภูมิ
	$R_1$	คือ ความต้านทานของขดลวดปฐมภูมิ
	$R_2$	คือ ความต้านทานของขดลวดทุติยภูมิ

ดังนั้นประสิทธิภาพของหม้อแปลง ( $\eta$ ) หาค่าได้ดังนี้

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = \frac{P_{\text{output}}}{P_{\text{input}}} = \frac{P_{\text{output}}}{P_{\text{output}} + P_c + P_{\text{cu}}} \quad (2.33)$$

หรือ

$$\eta = \frac{P_{\text{input}} - P_c - P_{\text{cu}}}{P_{\text{input}}} \quad (2.34)$$

เมื่อ  $P_{\text{input}}$  คือ กำลังไฟฟ้าด้านเข้า  
 $P_c$  คือ กำลังไฟฟ้าสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ของหม้อแปลงไฟฟ้า  
 $P_{\text{cu}}$  คือ กำลังไฟฟ้าสูญเสียในลวดทองแดง

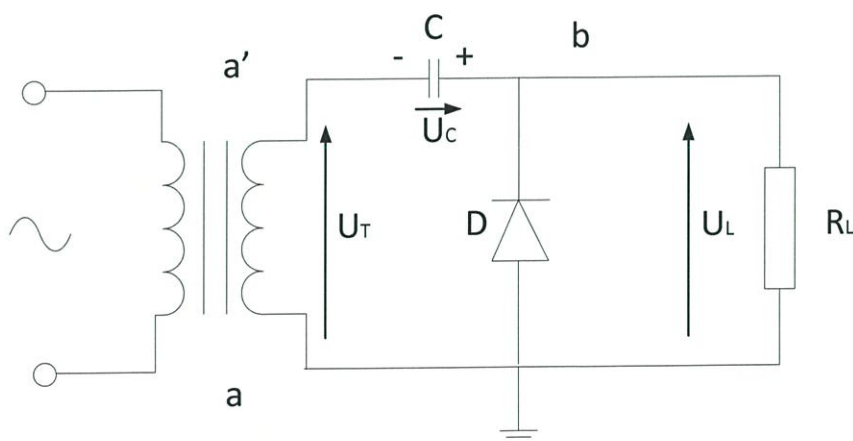
ดังนั้นถ้าต้องการเพิ่มประสิทธิภาพของหม้อแปลงให้ดีขึ้นสามารถทำได้โดยการลดค่ากำลังไฟฟ้าสูญเสียต่างๆ เช่น เลือกใช้สาร Ferromagnetic ที่มีกำลังไฟฟ้าสูญเสียในแกนเหล็กต่ำๆ และออกแบบลวดตัวนำให้มีขนาดใหญ่ขึ้นเพื่อลดค่าความต้านทานของลวดลง ทั้งนี้เพราะกำลังไฟฟ้าสูญเสียในลวดทองแดง ( $P_{\text{cu}}$ ) นั้นจะขึ้นอยู่กับค่าความต้านทานของขดลวดทองแดง

## 2.5 วงจรชั้นบันไดสร้างกระแสตรงแรงดันสูง (Cascade Circuit)

### 2.5.1 วงจรชั้นบันไดสร้างแรงดันสูงกระแสตรงแบบไม่สมมาตร (Asymmetrical cascade circuit)

#### 2.5.1.1 วงจรแรงดันสองเท่า (Voltage Doubler Circuit)

วงจรแรงดันสองเท่าเป็นวงจรเรียงกระแสที่ประกอบด้วยไดโอด และตัวเก็บประจุอย่างละตัวมาต่อร่วมกัน โดยสามารถสร้างแรงดันขึ้นเป็น 2 เท่าของค่ายอดแรงดันด้านจ่ายออกของหม้อแปลงไฟฟ้า ( $U_T$ ) [9]



รูปที่ 2.37 วงจรแรงดันสองเท่าเบื้องต้น

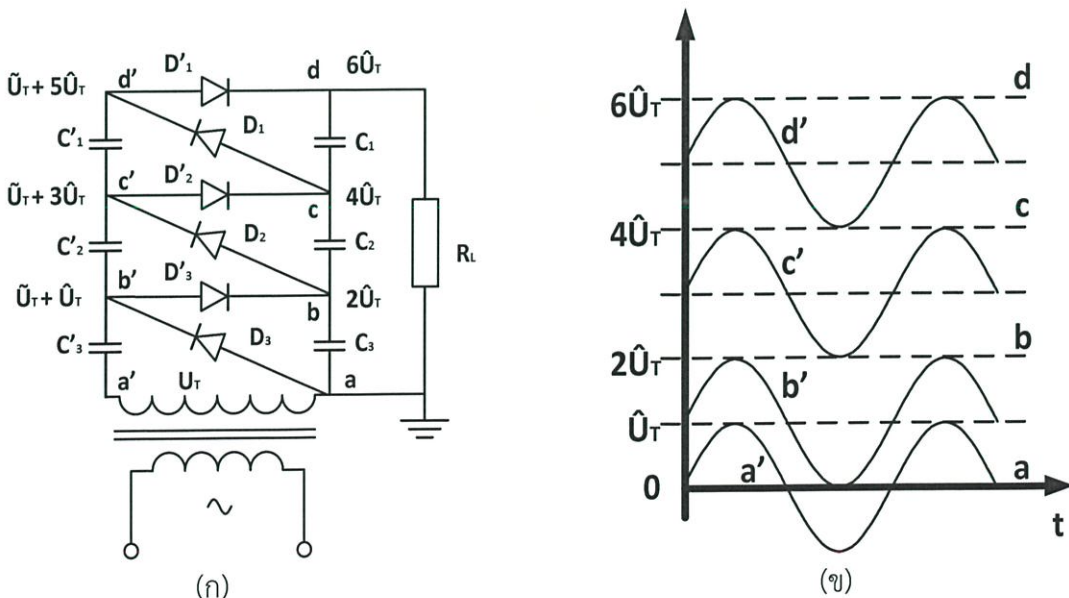
จากรูปที่ 2.37 เมื่อจุด a' เป็นลบ (ครึ่งไซเคิลลบ) ตัวเก็บประจุ C จะอัดประจุจนถึงค่ายอดของแรงดันหม้อแปลงไฟฟ้า คือ  $U_c = U_T$  เมื่อจุด a' เป็นศูนย์และเพิ่มขึ้น (ในครึ่งไซเคิลบวก) จะทำให้แรงดันจุด b' ซึ่งเท่ากับผลรวมของแรงดันหม้อแปลงไฟฟ้ากับแรงดันคร่อม C ถ้าแรงดันหม้อแปลงไฟฟ้าเพิ่มจนถึงค่ายอด  $U_T$  แรงดันที่จุด b' คือ  $U_L$  จะมีค่าสูงสุดเป็นสองเท่า คือ  $2U_T$  ดังนั้นไดโอดจะต้องทนแรงดันได้

อย่างน้อยเท่ากับ  $2U_T$  แรงดันที่โหลดจะแปรค่าตั้งแต่ 0 ถึง  $2U_T$  ฉะนั้นถ้าเอาแรงดันนี้ไปผ่าน วงจรเรียงกระแสและตัวเก็บประจุกรองกระแส ก็จะทำให้ได้แรงดันกระแสตรงสูงขึ้นเป็นสองเท่าของแรงดัน ค่ายอดของหม้อแปลงไฟฟ้าด้านจ่ายกำลังออก

2.5.1.2 วงจรชั้นบันได (Cascaade Circuit)

ตามวงจรในรูปที่ 2.38 แสดงถึงวงจรชั้นบันไดที่ได้จากการเอาวงจรแรงดันสองเท่ามาต่อซ้อนกันสามชั้น คือ แต่ละชั้นจะประกอบด้วยตัวเก็บประจุสองตัวและไดโอดสองตัว โดยที่ตัวเก็บประจุตัวหนึ่งเป็นตัวเก็บประจุพัก และอีกตัวหนึ่งเป็นตัวกรองให้ได้แรงดันกระแสตรง ดังเช่นวงจร a a' b b' เป็นวงจรแรงดันสองเท่าหนึ่งชั้น  $C_1, C_2, C_3$  และ  $C_1, C_2, C_3$  เป็นตัวเก็บประจุพักประจุและตัวเก็บประจุกรองกระแสตามลำดับ แต่ละชั้นจะสร้างแรงดันได้สองเท่าของค่ายอดแรงดันที่ได้จากหม้อแปลงไฟฟ้าตัวจ่าย คือ เป็น  $2U_T$  ขั้วของไดโอดที่ต่อไว้ในวงจร  $D_1, D_2, D_3$  จะนำกระแสในช่วงคลื่นครึ่งบวก และ  $D_1, D_2, D_3$  จะนำกระแสในช่วงคลื่นครึ่งลบ ศักย์ไฟฟ้าที่จุด b' เมื่อเทียบกับดินจะเปลี่ยนแปลงระหว่างศูนย์กับ  $2U_T$  และ  $C_3$  จะได้รับแรงดันอัดประจุเป็น  $2U_T$  ผ่านไดโอด  $D_3$  จุด b จะมีศักย์ไฟฟ้าคงตัว  $2U_T$  และแรงดันอัดประจุ  $C_2$  ผ่านไดโอด  $D_2$  จะเปลี่ยนแปลงระหว่าง  $2U_T$  กับศูนย์ ฉะนั้น  $C_2$  จะได้รับแรงดันอัดประจุถึง  $2U_T$  คือ ศักย์ไฟฟ้าที่จุด c' จะเปลี่ยนแปลงระหว่าง  $2U_T$  ถึง  $4U_T$  และ  $C_2$  จะได้รับแรงดันอัดประจุผ่านไดโอด  $D_2$  เท่ากับ  $2U_T$  ซึ่งจะทำให้ c มีศักย์ไฟฟ้าสูงถึง  $4U_T$  เมื่อเทียบกับดิน วงจรชั้นที่สาม ตัวเก็บประจุแต่ละตัวก็จะได้รับแรงดันอัดประจุถึง  $2U_T$  เช่นกัน นั่นคือจุด d จะมีศักย์ไฟฟ้าเมื่อเทียบกับดินจะเท่ากับ  $6U_T$

จะเห็นได้ว่าเมื่อใช้หลายๆ ชั้นต่อกัน จะช่วยให้สามารถสร้างแรงดันสูงมากๆ ได้ โดยที่ตัวเก็บประจุและไดโอดแต่ละตัวจะต้องทนแรงดันเพียงสองเท่าของค่ายอดแรงดันหม้อแปลงตัวจ่าย ยกเว้นตัวเก็บประจุตัวล่างสุด (ในที่นี้คือ  $C_3$ ) จะได้รับแรงดันสูงสุดเพียง  $U_T$  เท่านั้น แรงดัน ณ จุดต่างๆ ในขณะที่ไม่มีโหลดแสดงอยู่ในเทอมของของเวลาจะได้ ดังในรูป 2.38 (ข)



รูปที่ 2.38 วงจรชั้นบันไดหลายชั้น

(ก) รูปวงจรชั้นบันได

(ข) รูปคลื่นแรงดัน ณ จุดต่างๆ ขณะที่ไม่มีโหลด

แรงดันกระแสตรงที่ได้จากการเรียงกระแสจากแรงดันกระแสสลับ โดยใช้ไดโอดเรียงกระแส และมีตัวเก็บประจุกรองกระแสเพื่อให้ได้รูปคลื่นที่เรียบ แต่รูปคลื่นที่ได้ยังคงมีค่าแรงดันระลอกอยู่ ซึ่งมีความสัมพันธ์คือ

$$\delta U = \frac{I_d}{2fC} \quad (2.35)$$

เมื่อ	$I_d$	คือ กระแสตรงที่จ่ายให้โหลด
	$f$	คือ ความถี่ของแรงดันกระแสสลับที่จะแปลงเป็นกระแสตรง
	$C$	คือ ความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุกรองกระแส

ในกรณีวงจรชั้นบันไดดังรูปที่ 2.31 มีตัวเก็บประจุกรองกระแส  $C_1$ ,  $C_2$  และ  $C_3$  ซึ่งมีประจุไฟฟ้าทุกตัวเท่ากับ  $C$  สมมติว่าทุกๆ ไช้เก็ลวงจรจ่ายกระแสให้กับโหลดที่ปลายแรงสูง จุด  $d$  เท่ากับ  $I_d$  นั่นคือ  $C_2$  จะจ่ายประจุออกไปเท่ากับ  $Q = I_d/f$  จึงทำให้เกิดแรงดันตก คือ

$$\delta U_2 = \frac{I_d}{2fC_1} \quad (2.36)$$

ในขณะเดียวกัน  $C_2$  ต้องจ่ายประจุให้กับโหลดเท่ากับ  $Q$  และถ่ายทอดประจุให้ตัวเก็บประจุ  $C_1$  เท่ากับ  $Q$  ฉะนั้น  $C_2$  จะจ่ายประจุออกไปเท่ากับ  $2Q = 2I_d/f$  จึงทำให้แรงดันตกไป

$$\delta U_2 = \frac{2I_d}{2fC_2} \quad (2.37)$$

และ  $C_3$  ก็ต้องถ่ายทอดประจุให้กับโหลดเท่ากับ  $Q$  ให้กับ  $C_2$  เท่ากับ  $Q$  และถ่ายทอดให้  $C_2$  เท่ากับ  $Q$  ฉะนั้นแรงดันจะตกใน  $C_3$  คือ

$$\delta U_3 = \frac{3I_d}{2fC_3} \quad (2.38)$$

แรงดันตกในตัวเก็บประจุกรองกระแสเหล่านี้ทำให้แรงดันระลอกทั้งหมดรวมเป็น

$$\delta U = \delta U_1 + \delta U_2 + \delta U_3 \quad (2.39)$$

$$\delta U = \frac{I_d}{2f} \left( \frac{1}{C_1} + \frac{2}{C_2} + \frac{3}{C_3} \right) \quad (2.40)$$

ถ้าตัวเก็บประจุทุกตัวมีค่าความจุไฟฟ้าเท่ากับ  $C$  ฉะนั้น

$$\delta U = \frac{I_d}{2fC} (1+2+3) \quad (2.41)$$

ถ้ามีจำนวน  $n$  ชั้นแรงดันระลอกมีค่าเท่ากับ

$$\delta U = \frac{n(n+1) I_d}{4 fC} \quad (2.42)$$

ในขณะที่วงจรจ่ายโพลตกระแส  $I_d$  หรือประจุ  $Q = I_d/f$  ทุกๆ ไซเคิลจะมีการถ่ายประจุระหว่างตัวเก็บประจุพิกกับตัวเก็บประจุรองกระแสทำให้เกิดแรงดันตก ดังนั้นตัวเก็บประจุทุกตัวจะได้รับแรงดันอัดประจุน้อยกว่าค่าอุดมคติ ยกเว้นตัวเก็บประจุพิกตัวกลางสุดที่มีโอกาสได้รับแรงดันอัดประจุเท่ากับค่ายอดของแรงดันจ่ายออกของหม้อแปลงตัวจ่ายดังนั้น

$$U_{C_2(\max)} = 2U_T - \frac{6I_d}{fC} - \frac{2I_d}{fC} \quad (2.43)$$

$$U_{C_2(\min)} = 2U_T - \frac{8I_d}{fC} - \frac{2I_d}{fC} \quad (2.44)$$

ดังนั้น แรงดันตกทั้งหมดจะเท่ากับผลรวมของแรงดันตก ( $\Delta U$ ) ในตัวเก็บประจุแต่ละตัว ถ้าวงจรชั้นบันไดมี  $n$  ชั้นจะได้

$$\Delta U = \frac{I_d}{fC} \left( \frac{2}{3} n^3 + \frac{1}{2} n^2 - \frac{1}{6} n \right) \quad (2.45)$$

ถ้าจำนวนชั้นของวงจรชั้นบันไดมีมากพอ  $n^3 > n^2$  ค่าแรงดันตกอาจคำนวณจาก

$$\Delta U = \frac{I_d}{fC} \left( \frac{2}{3} n^3 \right) \quad (2.46)$$

ดังนั้นแรงดันกระแสตรงที่ได้จากวงจรชั้นบันไดคือ

$$U_d = 2nU_T - \frac{2}{3} n^3 \frac{I_d}{fC} \quad (2.47)$$

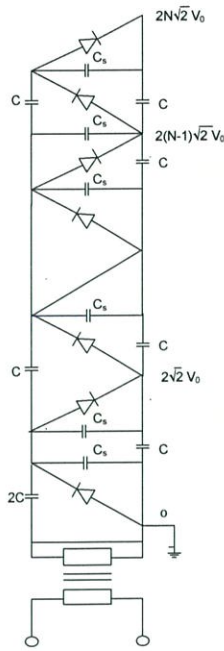
### 2.5.2 วงจรชั้นบันไดสร้างแรงสูงกระแสตรงแบบสมมาตร (Symmetrical Cascade Circuit)

วงจรชั้นบันไดอย่างง่ายที่แสดงในรูปที่ 2.39 เป็นวงจรที่สร้างกระแสตรงแรงดันสูงโดยใช้การแปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับแรงดันต่ำเป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงโดยผ่านวงจรเรียงกระแสแล้วทวีแรงดันขึ้นตามจำนวนชั้นของวงจรชั้นบันได [12] เมื่อไม่มีโพลตของวงจรชั้นบันไดสร้างกระแสตรงแรงดันสูง สามารถคำนวณได้จาก

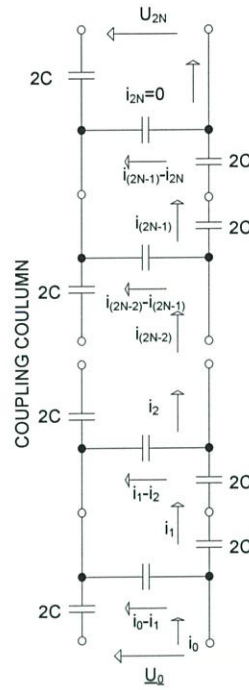
$$U = 2\sqrt{2}NU_T \quad (2.48)$$

เมื่อ  $N$  คือ จำนวนชั้น

$U_T$  คือ แรงดันด้านขาออกของหม้อแปลง ( $V_{rms}$ )



(ก)



(ข)

**รูปที่ 2.39** วงจรชั้นบันไดอย่างง่าย

(ก) การต่อวงจรชั้นบันไดอย่างง่าย

(ข) วงจรแสดงกระแสในส่วนของฟิลเตอร์เมื่อ  $n = 2N$

การหาแรงดันตกและแรงดันระลอกเนื่องจากตัวเก็บประจุสามารถหาได้โดยวงจรชั้นบันได  $N$  ชั้นจากรูปที่ 2.39 (ก) สามารถแปลงเป็นวงจรแสดงกระแสในส่วนของฟิลเตอร์  $n = 2N$  ได้ดังรูปที่ 2.39 (ข) โดย  $C_s$  คือผลรวมของค่าความเก็บประจุระหว่างชั้น (Stray Capacitance) และ  $C$  คือ ค่าความเก็บประจุคัปปลิงหรือค่าตัวเก็บประจุกรองกระแส แรงดันตกจะเกิดเมื่ วงจรไม่มีโหลด ซึ่งก็คือวงจรไม่มีกระแสไหลในแต่ละชั้นนั่นเอง

แรงดันกระแสตรง  $U_T'$  ที่เกิดขึ้นที่วงจรชั้นบันไดในขณะไม่มีโหลดหาได้จากสมการ

$$U_T' = \frac{\sqrt{2}}{j\omega C_s} [(i_0 - i_1) + (i_1 - i_2) + \dots + (i_{2N-1} - i_{2N})] \tag{2.49}$$

กรณีเปิดวงจร ค่า  $i_{2N} = 0$  แรงดันกระแสตรงหาได้อย่างง่ายดายโดย

$$U_T = \frac{\sqrt{2}}{j\omega C_s} i_0 \tag{2.50}$$

และ

$$i_0 = \frac{V_0}{Z} \tanh 2Ng \tag{2.51}$$

อัตราส่วนค่าจริงกับค่าอุดมคติของแรงดันกระแสตรงขณะเปิดวงจร

$$\frac{U_T'}{U_T} = \frac{1}{2N\sqrt{\frac{C_s}{C}}} \tanh 2N \sqrt{\frac{C_s}{C}} \quad (2.52)$$

จากสมการที่ 2.52 จะเห็นว่าเกิดแรงดันตกที่วงจรชั้นบันได ดังนั้นจำเป็นต้องให้แรงดันที่ออกจากหม้อแปลงความถี่สูงมีค่ามากกว่าแรงดันที่ต้องการ เพื่อเป็นการลดค่าแรงดันระลอก

รูปที่ 2.39 (ข) แสดงให้เห็นว่าค่าแรงดันระลอก  $\delta U_T'$  เกิดจากผลรวมของแรงดันตกที่เกิดขึ้นเนื่องจากกระแสเกินที่ผ่านตัวเก็บประจุตั้งสมการนี้

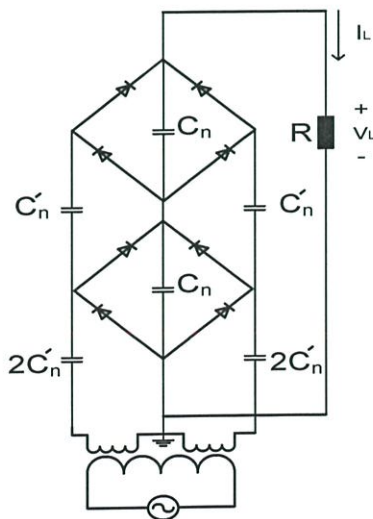
$$\delta U_T' = \frac{2\sqrt{2}}{j\omega C} (i_1 + i_3 + \dots + i_{2N-1}) \quad (2.53)$$

โดยแรงดันตกและแรงดันระลอกจะขึ้นอยู่กับโหลดที่จ่าย ถ้าทำการต่อวงจรชั้นบันไดกับโหลด แรงดันตกจะขึ้นอยู่กับกระแสโหลดสามารถคำนวณได้จาก

$$\Delta U_{T1} = \frac{I}{fC} \frac{N}{3} (2N^2 + 1) \quad (2.54)$$

เมื่อ  $I$  คือ กระแสที่ผ่านโหลด  
 $f$  คือ ความถี่ทำงาน

ในการสร้างแรงดันกระแสตรงด้วยวงจรชั้นบันได สามารถสร้างแรงดันสูงขึ้นได้โดยการเพิ่มจำนวนชั้น แต่อาจพบว่าถ้ายังเพิ่มจำนวนชั้นสูงมากเกินไปจะทำให้แรงดันตกมากขึ้น แรงดันที่ได้ออกมาที่โหลดกลับต่ำลง แสดงว่าจำนวนชั้นของวงจรมีขีดจำกัดหรือมีค่าที่พอเหมาะเพื่อสร้างแรงดันได้สูงสุดเพียงบางค่าเท่านั้น



รูปที่ 2.40 การต่อเครื่องกำเนิดไฟฟ้าแบบชั้นบันไดแบบสมมาตร

แรงดันระลอกที่ไหลของวงจรขึ้นบันไดหาได้จากสมการ

$$\delta U_T = \frac{1}{f_c} \cdot \frac{1}{2} N \quad (2.55)$$

แรงดันระลอกในวงจรขึ้นบันไดสมมาตรในแต่ละชั้น  $\delta U_{Tn}$  หาได้จากสมการ

$$\delta U_{Tn} = \frac{1}{f_c} \cdot \frac{1}{2} \quad (2.56)$$

เมื่อวัดค่าแรงดันระลอกระหว่างค่าแรงดันสูงสุดของตัวเก็บประจุแฝง ( $C_{stray}$ ) ระหว่างจุดต่อต้านแรงสูงกับกราวด์จะถูกรวมเข้ากับค่าความเก็บประจุรวม  $C/N$  โดยคิดว่าแต่ละตัวมีขนาดเท่ากัน ทำให้แรงดันตกของวงจรที่มีไหลคือ

$$\Delta U = \frac{1}{6f} (n^3 + 2n) \quad (2.57)$$

สมการที่ 2.57 เป็นจุดที่เหมาะสมในการออกแบบวงจรขึ้นบันไดแบบสมมาตรให้มีกระแสหรือแรงดันที่สูงได้ตามต้องการ เป็นที่น่าสังเกตว่าเมื่อกระแส  $I$  หรือจำนวนชั้น  $N$  มีจำนวนมากขึ้น ขนาดของความถี่หรือตัวเก็บประจุคัปปลิงที่เป็นตัวหารก็จะเพิ่มขึ้นด้วยเหมือนกัน เพื่อให้แรงดันตกที่เกิดจากไหลอยู่ในช่วงที่เหมาะสม

2.5.2.1 คุณสมบัติของแรงดันไหลของวงจรขึ้นบันไดแบบสมมาตร (load characteristics of the voltage multiplier)

สำหรับวงจรขึ้นบันไดแบบสมมาตร  $N$  ชั้น ที่มีแรงดันด้านเข้าเป็น  $\sqrt{2}U_T \sin \omega t$  จะได้แรงดันที่ไหลคือ

$$U = (2NU_T - \Delta U)F \quad (2.58)$$

เมื่อ  $2NU_T$  คือ แรงดันเมื่อไม่มีไหล  
 $F$  คือ ประสิทธิภาพของวงจร  
 $\Delta U$  คือ แรงดันตกเนื่องจากกระแสของไหลซึ่งแสดงได้เป็น

$$U = [2NU_T - \frac{1}{6f} (n^3 + 2n)]F \quad (2.59)$$

และสามารถหาจำนวนชั้นที่เหมาะสมได้จากสมการ

$$N = 0.521 \left( \frac{U}{U_T} \right) \quad (2.60)$$

สำหรับวงจรชั้นบันได N ชั้น ประสิทธิภาพแรงดันหาได้จากสมการดังนี้

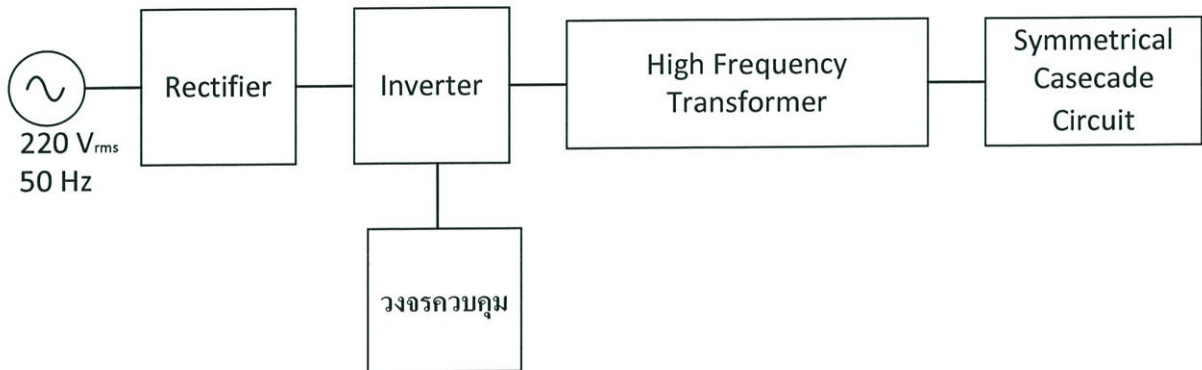
$$F = \frac{\sqrt{B/2}}{N} \tanh\left(\frac{N}{\sqrt{B/2}}\right) \quad (2.61)$$

เมื่อ B คือ อัตราส่วนระหว่างตัวเก็บประจุแต่ละชั้นต่อค่าตัวเก็บประจุแฝง

### บทที่ 3

#### การออกแบบและประกอบสร้าง

เนื้อหาในบทนี้จะกล่าวถึงหลักการสร้างเครื่องกำเนิดกระแสตรงแรงดันสูงแบบกะทัดรัด (A Portable 10 kV DC High Voltage Generator) ซึ่งแยกออกได้เป็น 4 ส่วน คือ วงจรเรียงกระแส (Rectifier) วงจรอินเวอร์เตอร์ (Inverter) หม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูง (High Frequency Transformer) และวงจรชั้นบันไดแบบสมมาตร (Symmetrical Cascade Circuit)



รูปที่ 3.1 โครงสร้างของเครื่องกำเนิดกระแสตรงแรงดันสูงแบบกะทัดรัด

#### 3.1 วงจรเรียงกระแส (Rectifier)

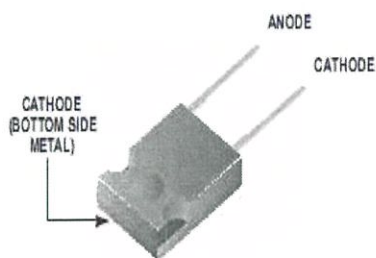
วงจรในส่วนนี้จะทำการต่อไดโอดในลักษณะฟูลบริดจ์ดังหัวข้อที่ 2.1 เพื่อเปลี่ยนแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ 220 V ความถี่ 50 Hz เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง รวมไปถึงมีการต่อตัวเก็บประจุเพื่อกรองแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่ได้ให้มีค่าของแรงดันระลอกที่ลดน้อยลง

##### 3.1.1 ฟูลบริดจ์ไดโอดเรียงกระแส

ในวงจรเรียงกระแสทำการเลือกใช้ไดโอดเบอร์ RHRG30120 ดังรูปที่ 3.2 มาต่อร่วมกัน 4 ตัว โดยค่าพารามิเตอร์พิกัดต่างๆ ของไดโอดเบอร์ RHRG30120 ที่นำมาพิจารณามีค่าดังตารางที่ 3.1

ตารางที่ 3.1 พิกัดการทำงานของไดโอดเบอร์ RHRG30120

	RHRG30120	UNIT
Nonrepetitive Peak Surge Current ( $I_{FRM}$ )	300	A
Average Rectified Forward Current ( $I_{F(AV)}$ )	30	A
Peak Repetitive Reverse Voltage ( $V_{RPM}$ )	1200	V



รูปที่ 3.2 ไดโอดเบอร์ RHRG30120

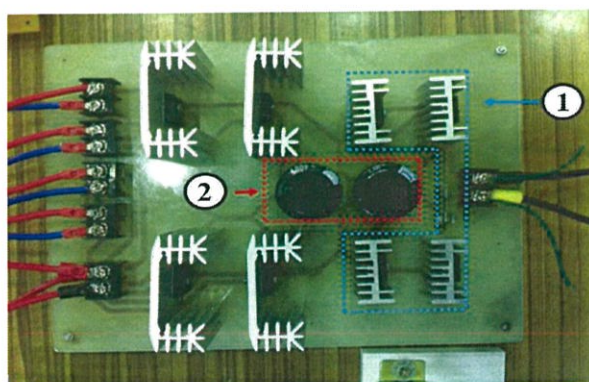
### 3.1.2 ตัวเก็บประจุกรองแรงดัน

การเลือกใช้ตัวเก็บประจุกรองแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่ได้จากวงจรเรียงกระแสให้มีค่าแรงดันระลอกลดลง สามารถทำการออกแบบได้จากสมการ (3.1)

$$C_{\text{filter}} = \frac{1}{2Rf_{\text{line}} \frac{\Delta V}{V_m}} \quad (3.1)$$

โดย	R	คือ	ความต้านทานโหลดเท่ากับ 780 $\Omega$
	$f_{\text{line}}$	คือ	ความถี่ของแหล่งจ่ายไฟฟ้าเท่ากับ 50 Hz
	$\Delta V$	คือ	ผลต่างของแรงดันที่ต้องการเท่ากับ 9.3 V
	$V_m$	คือ	ค่ายอดของแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับด้านอินพุทเท่ากับ 310 V

จากสมการ (3.1) เมื่อทำการแทนค่าต่างๆ จะได้ค่าตัวเก็บประจุเท่ากับ 427  $\mu\text{F}$  และเพื่อให้แรงดันระลอกมีค่าลดลงไปอีก จึงเลือกใช้ค่าตัวเก็บประจุมีค่าเท่ากับ 330  $\mu\text{F}$  สองตัวทำการต่อขนานกัน มีค่าเป็น 660  $\mu\text{F}$  จากนั้นทำการต่อวงจรเรียงกระแสและตัวเก็บประจุกรองแรงดัน ดังรูปที่ 3.3



รูปที่ 3.3 วงจรเรียงกระแสและตัวเก็บประจุกรองแรงดัน

1. วงจรเรียงกระแส
2. ตัวเก็บประจุกรองแรงดัน

### 3.2 วงจรอินเวอร์เตอร์ (Inverter)

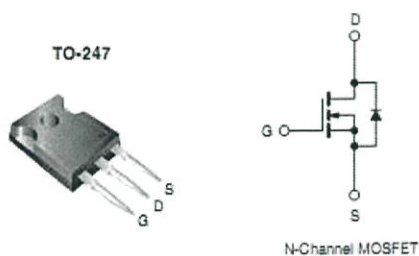
แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่ผ่านมาจากวงจรเรียงกระแสจะถูกนำมาผ่านวงจรอินเวอร์เตอร์เพื่อเปลี่ยนเป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับอีกครั้งหนึ่ง แต่ทำการเพิ่มความถี่จาก 50 Hz เป็น 30 kHz โดยผ่านวงจรฟูลบริดจ์ที่มีมอสเฟตกำลังเป็นอุปกรณ์สวิตช์ดังหัวข้อที่ 2.2.3 สำหรับจุดประสงค์ของการเพิ่มความถี่คือการลดแรงดันตกคร่อมอุปกรณ์ในวงจรขึ้นบันไดแบบสมมาตรที่จะออกแบบต่อไป

#### 3.2.1 มอสเฟตกำลัง (Power MOSFET)

ในวงจรอินเวอร์เตอร์ทำการเลือกใช้มอสเฟตกำลังเบอร์ IRFP460 ดังรูปที่ 3.4 โดยพิจารณาค่าพารามิเตอร์พิกัดต่างๆ ของมอสเฟตกำลังเบอร์ IRFP460 ดังตารางที่ 3.2

ตารางที่ 3.2 พิกัดการทำงานของมอสเฟตกำลังเบอร์ IRFP460

		RHRG30120	UNIT
Drain-Source Voltage ( $V_{DS}$ )		500	V
Gate-Source Voltage ( $V_{GS}$ )		+20 , -20	V
Continuous Drain Current ( $I_D$ )	$T_C=25^{\circ}\text{C}$	20	A
	$T_C=100^{\circ}\text{C}$	13	A



รูปที่ 3.4 มอสเฟตกำลังเบอร์ IRFP460



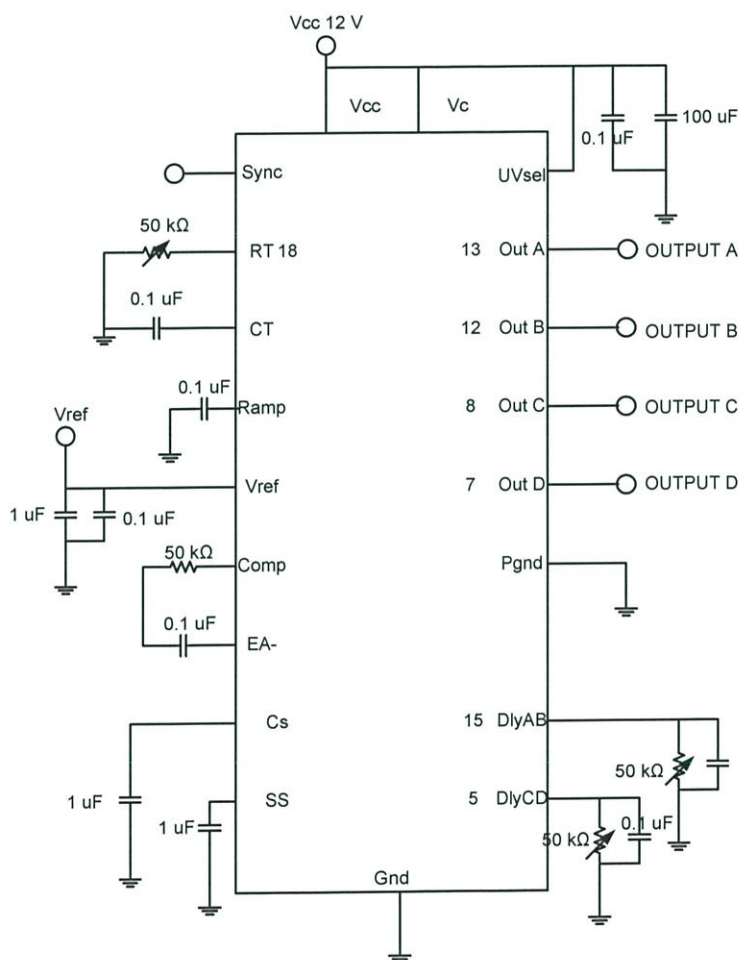
รูปที่ 3.5 วงจรมอสเฟตกำลัง

### 3.2.2 ชุดควบคุมการสวิตช์ของวงจรถับมอเตอร์

ชุดควบคุมการสวิตช์ของมอเตอร์ในวงจรถับมอเตอร์จะแบ่งออกเป็น 2 ส่วน คือ

#### 3.2.2.1 วงจรถับควบคุม (Control Circuit)

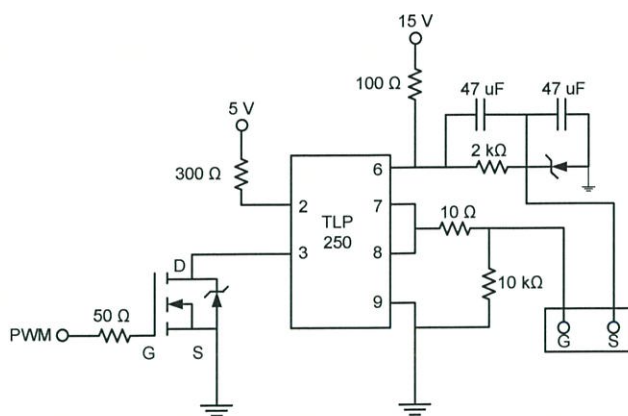
วงจรถับควบคุมจะทำหน้าที่ในการกำเนิดสัญญาณพัลส์รูปสี่เหลี่ยม (Square Wave) ซึ่งสัญญาณนี้จะนำมาใช้ในการจุดชนวนขาเกตของมอเตอร์กำลัง โดยใช้ไอซีเบอร์ UC3879N ซึ่งเป็นไอซีขนาด 20 ขาในการสร้างสัญญาณ ไอซีเบอร์นี้สามารถควบคุมได้ทั้งความถี่และวัฏจักรงาน (Duty Cycle) การควบคุมความถี่สามารถทำได้ด้วยการปรับค่าความต้านทานที่ขา 18 ส่วนการควบคุมวัฏจักรงานสามารถทำได้โดยการปรับเฟสของสัญญาณพัลส์รูปสี่เหลี่ยมตั้งแต่มุม  $0^\circ - 180^\circ$  ด้วยการปรับค่าความต้านทานที่ขา 5 และ 15



รูปที่ 3.6 วงจรไอซีเบอร์ UC3879N

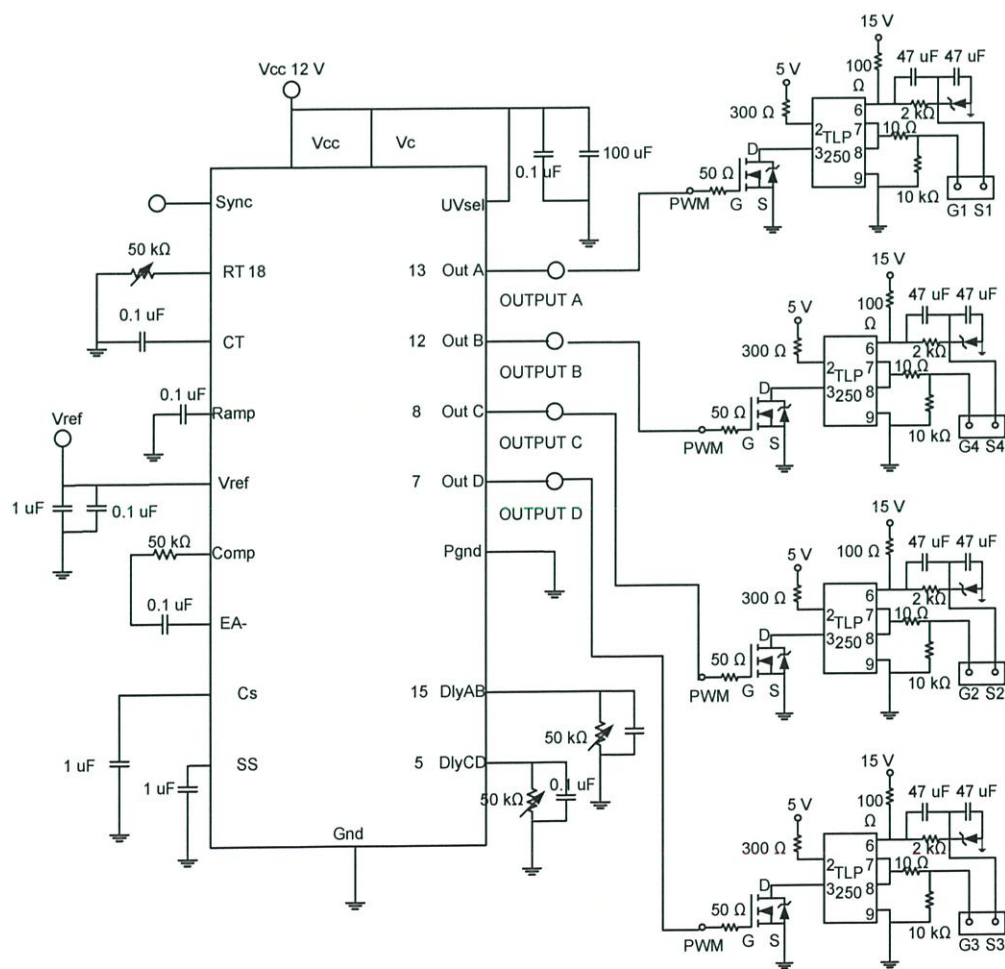
#### 3.2.2.2 วงจรขับมอเตอร์กำลัง (Drive Circuit)

สัญญาณพัลส์รูปสี่เหลี่ยมที่ได้จากวงจรถับควบคุมจะถูกส่งมายังชุดวงจรถับมอเตอร์กำลัง โดยชุดวงจรมอเตอร์นี้จะใช้ไอซีเบอร์ TLP250 ในการขับมอเตอร์และแยกกราวด์ของสัญญาณขับมอเตอร์แต่ละตัวออกจากกัน ดังรูปที่ 3.7

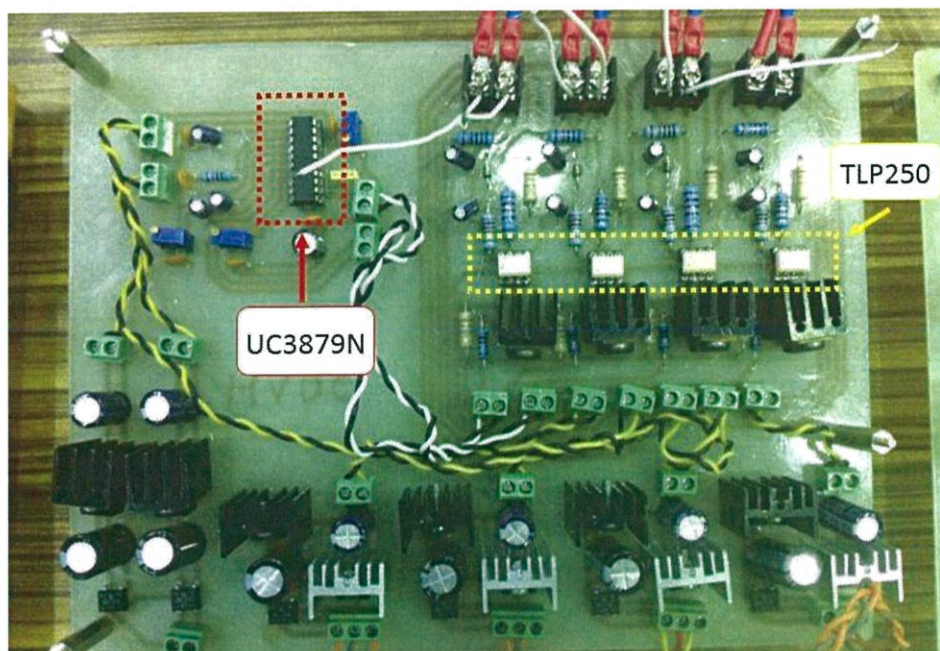


รูปที่ 3.7 วงจรขับไอซีเบอร์ TLP250

ในรูปที่ 3.8 แสดงถึงการต่อวงจรควบคุมเข้ากับวงจรขับมอสเฟตกำลัง เพื่อควบคุมการสวิทชิงของมอสเฟตกำลังในวงจรอินเวอร์เตอร์



รูปที่ 3.8 วงจรควบคุมและวงจรขับมอสเฟตกำลัง



รูปที่ 3.9 วงจรควบคุมและวงจรขับมอเตอร์กำลัง

### 3.2.3 วงจรกรองความถี่แบบ LC Filter

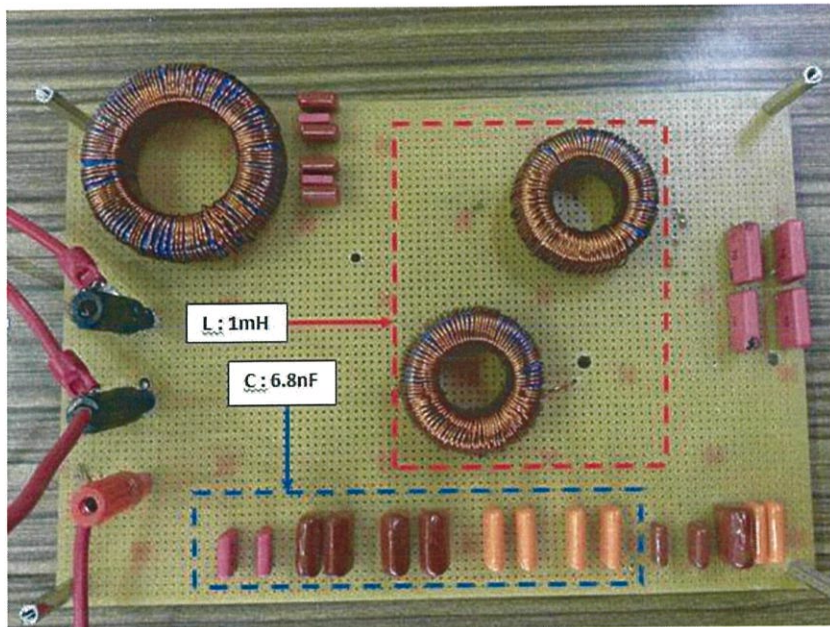
แรงดันไฟฟ้ากระแสสลับที่ออกมาจากวงจรอินเวอร์เตอร์นั้นมีลักษณะเป็นรูปคลื่นสัญญาณแรงดันสี่เหลี่ยม ซึ่งมีฮาร์โมนิกส์สูงอาจทำให้เกิดกำลังสูญเสียในหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงในส่วนถัดไป เพื่อเป็นการลดกำลังไฟฟ้าสูญเสียนี้จึงทำการต่อวงจรกรองความถี่เข้าไปกรองรูปคลื่นสัญญาณแรงดันสี่เหลี่ยมให้เป็นสัญญาณแรงดันที่มีลักษณะใกล้เคียงรูปคลื่นไซน์มากขึ้น โดยทำการกรองความถี่ที่สูงเกินความถี่คัตออฟออกไป

ค่าตัวเก็บประจุ (C) และค่าตัวเหนี่ยวนำ (L) ในวงจรกรองความถี่สามารถทำการออกแบบได้จากสมการที่ 3.2

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

โดย	$f_c$	คือ ความถี่คัตออฟ
	L	คือ ตัวเหนี่ยวนำเท่ากับ 1 mH
	C	คือ ตัวเก็บประจุเท่ากับ 6.8 nF

เมื่อทำการแทนค่าต่างๆ จะได้ค่าความถี่คัตออฟเท่ากับ 61.03 kHz และนำค่าตัวเก็บประจุ (C) และค่าตัวเหนี่ยวนำ (L) ไปออกแบบวงจรกรองความถี่ได้ดังรูปที่ 3.10



รูปที่ 3.10 วงจรกรองความถี่

### 3.3 หม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูง

การออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูง โดยมีแรงดันด้านปฐมภูมิ 220 V แรงดันด้านทุติยภูมิ 2.0 kV ความถี่ 30 kHz จะมีขั้นตอนดังนี้

ขั้นตอนที่ 1 คำนวณหาค่ากำลังไฟฟ้าด้านทุติยภูมิ  $P_{\text{secondary}}$

$$\begin{aligned} P_{\text{secondary}} &= V_s I_s \cos \theta_2 \\ &= 2.0 \times 10^3 \times 300 \times 10^{-3} \times 1 \\ &= 600 \text{ Watts} \end{aligned} \quad (3.3)$$

ขั้นตอนที่ 2 คำนวณหาค่ากำลังไฟฟารวม  $P_{\text{total}}$

$$\begin{aligned} P_{\text{total}} &= P_{\text{secondary}} \left( \frac{1}{\eta} + 1 \right) \\ &= 600 \left( \frac{1}{0.95} + 1 \right) \\ &= 1,232 \text{ Watts} \end{aligned} \quad (3.4)$$

กำลังไฟฟารวม ( $P_{\text{total}}$ ) เป็นส่วนประกอบที่ใช้ในการคำนวณ ไม่ใช่กำลังไฟฟ้าที่หม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงสามารถจ่ายกับโหลดได้

ขั้นตอนที่ 3 คำนวณหาค่าผลคูณพื้นที่  $A_p$  จากสมการ

$$A_p = \left( \frac{P_{\text{total}} \times 10^4}{K_f B_m f K_u K_j} \right)^x \quad (3.5)$$

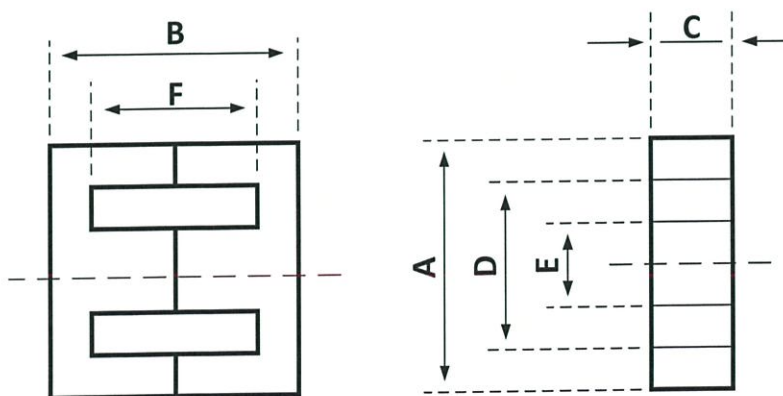
กำหนดให้  $K_f$  คือ Sine waveform coefficient เท่ากับ 4.44  
 $B_m$  คือ Maximum flux density  
 $K_u$  คือ Core window utilization factor  
 $K_j$  คือ Current density constant ที่ 50 °C จากตารางที่ 2.1  
 $x$  คือ ค่าคงที่จากตารางที่ 2.1  
 $f$  คือ Operating frequency

จะได้ 
$$A_p = \left( \frac{1232 \times 10^4}{4.44 \times 0.1 \times 30 \times 10^3 \times 0.4 \times 534} \right)^{1.14} = 5.32 \text{ cm}^4 \quad (3.6)$$

ขั้นตอนที่ 4 เลือกแกนเฟอร์ไรต์หม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงโดยนำค่าผลคูณพื้นที่ ที่คำนวณได้บวกเพิ่ม 10% จะมีค่าเท่ากับ 5.85 cm<sup>4</sup> แล้วนำค่าที่ได้เลือกขนาดของแกนเฟอร์ไรต์หม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูง โดยเลือก Part No EE-80 ซึ่งมีรายละเอียดดังตารางที่ 3.3

ตารางที่ 3.3 Partial Standard EE Ferrite

ITEM	DIMENSIONS(mm)					
	A	B	C	D	E	F
EE-80	80.0 ± 0.8	76.1 ± 0.8	20.0 ± 0.8	60.0 ± 0.8	20.0 ± 0.4	56.1 ± 0.6



รูปที่ 3.11 ขนาดของแกนเฟอร์ไรต์ No EE - 80

จะได้ค่า	Mean Length Turn (MLT)	เท่ากับ 16.00 cm
	Core sectional Area ( $A_c$ )	เท่ากับ 4.00 cm <sup>2</sup>
	Window Area ( $W_a$ )	เท่ากับ 11.22 cm <sup>2</sup>
	$A_p$	เท่ากับ 44.88 cm <sup>4</sup>

ขั้นตอนที่ 5 คำนวณหาค่าจำนวนรอบขดลวดด้านปฐมภูมิ

$$\begin{aligned}
 N_p &= \left( \frac{V_p \times 10^4}{K_f B_m f A_c} \right) & (3.7) \\
 &= \left( \frac{220 \times 10^4}{4.44 \times 0.1 \times 30 \times 10^3 \times 4.00} \right) \\
 &= 41.29 \text{ รอบ}
 \end{aligned}$$

เลือกใช้จำนวนรอบขดลวดด้านปฐมภูมิเท่ากับ 50 รอบ

ขั้นตอนที่ 6 คำนวณหาค่ากระแสไฟฟ้าด้านปฐมภูมิ

$$\begin{aligned}
 I_p &= \frac{P_{\text{secondary}}}{V_p \eta} & (3.8) \\
 &= \frac{600}{220 \times 0.95} \\
 &= 2.87 \text{ A}
 \end{aligned}$$

ขั้นตอนที่ 7 คำนวณหาค่าความหนาแน่นกระแสไฟฟ้า

$$J = K_j A_p^y \quad (3.9)$$

โดย  $y$  เป็นค่าคงที่จากตารางที่ 2.1 จะได้  $J = 534 \times 44.88^{-0.12} = 338.29 \text{ A/cm}^2$

ขั้นตอนที่ 8 คำนวณพื้นที่หน้าตัดลวดทองแดงของขดลวดด้านปฐมภูมิ

$$\begin{aligned}
 A_{pw(B)} &= \frac{I_p}{J} & (3.10) \\
 &= \frac{2.87}{338.29} \\
 &= 0.0085 \text{ cm}^2
 \end{aligned}$$

เลือกขนาดลวดด้านปฐมภูมิเบอร์ SWG#16 มีพื้นที่หน้าตัดของลวดเท่ากับ  $0.0255 \text{ cm}^2$  ทั้งนี้ในการพิจารณาเลือกขนาดขดลวดนั้น ถ้าเลือกเส้นบางเกินไปพบปัญหาการเปราะหักของเส้นลวด จึงจำเป็นต้องเลือกขนาดเบอร์ลวดที่เหมาะสมคือเบอร์ 16 เพื่อหลีกเลี่ยงไม่ให้เกิดเงื่อนไขดังกล่าว

ขั้นตอนที่ 9 คำนวณค่าความต้านทานขดลวดด้านปฐมภูมิ

$$R_{p,dc \ 20^\circ\text{C}} = \frac{(MLT)(N_p)(\rho)}{A_{pw(B)}} \quad (3.11)$$

$$= \frac{(16.00)(50)(17.23 \times 10^{-7})}{0.0255}$$

$$= 0.05 \ \Omega \ \text{ที่ } 20^\circ\text{C}$$

โดยที่  $\gamma_{20}$  คือ Temperature constant for copper wire เท่ากับ 0.00393  
 $T_1$  คือ อุณหภูมิเริ่มต้น  
 $T_2$  คือ อุณหภูมิสุดท้าย

$$R_{p,dc \ 70^\circ\text{C}} = R_{p,dc \ 20^\circ\text{C}} [1 + \gamma_{20} (T_2 - T_1)] \quad (3.12)$$

$$= 0.05 [1 + 0.00393 (70 - 20)]$$

$$= 0.06 \ \Omega \ \text{ที่ } 70^\circ\text{C}$$

หาค่าสัมประสิทธิ์ Skin Effect

$$k_s = \frac{R_{ac}}{R_{dc}} = H + K \left( \frac{N_L D_1}{D_0} \right)^2 G \quad (3.13)$$

โดยที่  $G = \left( \frac{D_1 \sqrt{f}}{10.44} \right)^4 \quad (3.14)$

$k_{sp}$  คือ ค่าสัมประสิทธิ์ Skin Effect ของขดลวดด้านปฐมภูมิ

$k_{ss}$  คือ ค่าสัมประสิทธิ์ Skin Effect ของขดลวดด้านทุติยภูมิ

$R_{ac}$  คือ ค่าความต้านทานกระแสสลับ

$R_{dc}$  คือ ค่าความต้านทานกระแสตรง

$H$  คือ อัตราส่วนความต้านทานกระแสสลับต่อกระแสตรงของขดลวดตัวนำเส้นเดียว (ที่ความถี่น้อยกว่า 350 kHz เท่ากับ 1)

$N_L$  คือ จำนวนของขดลวดตัวนำใน Litz Wire

- $D_1$  คือ เส้นผ่าศูนย์กลางกลางของขดลวดตัวนำใน Litz Wire (inch)  
 $D_0$  คือ เส้นผ่าศูนย์กลางกลางของ Litz Wire (inch)  
 $G$  คือ Eddy-current basis factor  
 $K$  คือ ค่าคงที่ขึ้นกับจำนวนขดลวดตัวนำใน Litz Wire

ตารางที่ 3.4 ค่า K factor

N	3	9	27	Infinity
K	1.55	1.84	1.92	2

จะได้ค่า

$$D_1 = 0.10 \text{ cm} = 0.04 \text{ inch}$$

$$G = \left( \frac{0.04 \sqrt{30000}}{10.44} \right)^4 = 0.19$$

$$k_{sp} = 1 + 1.45 \left( \frac{1 \times 0.04^2}{0.04} \right) \times 0.19 = 1.28$$

$$R_{p,ac} = R_{p,dc} \times k_{sp} = 0.06 \times 1.28 = 0.08 \text{ } \Omega$$

ขั้นตอนที่ 10 คำนวณค่า Copper loss ของขดลวดด้านปฐมภูมิ

$$\begin{aligned} P_{cu,p} &= I_p^2 R_{p,ac} & (3.15) \\ &= 2.87^2 \times 0.08 \\ &= 0.66 \text{ Watts} \end{aligned}$$

ขั้นตอนที่ 11 คำนวณหาค่าจำนวนรอบขดลวดด้านทุติยภูมิ

$$\begin{aligned} N_s &= N_p \times \frac{V_s}{V_p} & (3.16) \\ &= 42 \times \frac{2 \times 10^3}{220} \\ &= 381.82 \text{ รอบ} \end{aligned}$$

เลือกใช้จำนวนรอบขดลวดด้านทุติยภูมิเท่ากับ 382 รอบ

ขั้นตอนที่ 12 คำนวณพื้นที่หน้าตัดเส้นลวดทองแดงของขดลวดด้านทุติยภูมิ

$$\begin{aligned}
 A_{sw(B)} &= \frac{I_s}{J} \\
 &= \frac{300 \times 10^{-3}}{338.29} \\
 &= 0.00089 \text{ cm}^2
 \end{aligned} \tag{3.17}$$

เลือกขนาดขดลวดด้านทุติยภูมิเบอร์ SWG#26 มีพื้นที่หน้าตัดของขดลวดเท่ากับ  $0.00159 \text{ cm}^2$

ขั้นตอนที่ 13 คำนวณค่าความต้านทานขดลวดด้านทุติยภูมิ

$$\begin{aligned}
 R_{p,dc \ 20^\circ\text{C}} &= \frac{(MLT)(N_p)(\rho)}{A_{pw(B)}} \\
 &= \frac{(16.00)(382)(17.23 \times 10^{-7})}{0.00159} \\
 &= 6.62 \ \Omega \text{ ที่ } 20^\circ\text{C}
 \end{aligned} \tag{3.18}$$

$$\begin{aligned}
 R_{s,dc \ 70^\circ\text{C}} &= 6.62[1 + 0.00393(70 - 20)] \\
 &= 7.92 \ \Omega \text{ ที่ } 70^\circ\text{C}
 \end{aligned}$$

จาก  $D_1 = 0.03 \text{ cm} = 0.01 \text{ inch}$  จะได้

$$G = \left( \frac{0.01 \sqrt{30000}}{10.44} \right)^4 = 7.58 \times 10^{-4}$$

$$\begin{aligned}
 k_{ss} &= 1 + 0.52 \left( \frac{1 \times 0.01^2}{0.01} \right) \times 7.58 \times 10^{-4} \\
 &= 1.00
 \end{aligned}$$

$$R_{s,ac} = R_{s,dc} \times k_{ss} = 7.92 \times 1.00 = 7.92 \ \Omega$$

ขั้นตอนที่ 14 คำนวณค่า Copper loss ด้านทุติยภูมิ

$$\begin{aligned} P_{cu,s} &= I_s^2 R_{s,ac} & (3.19) \\ &= (300 \times 10^{-3})^2 \times 7.92 \\ &= 0.71 \text{ Watts} \end{aligned}$$

ขั้นตอนที่ 15 คำนวณค่า Copper loss รวม ( $P_{cu}$ )

$$\begin{aligned} P_{cu} &= P_{cu,p} + P_{cu,s} & (3.20) \\ &= 0.66 + 0.71 \\ &= 1.37 \text{ Watts} \end{aligned}$$

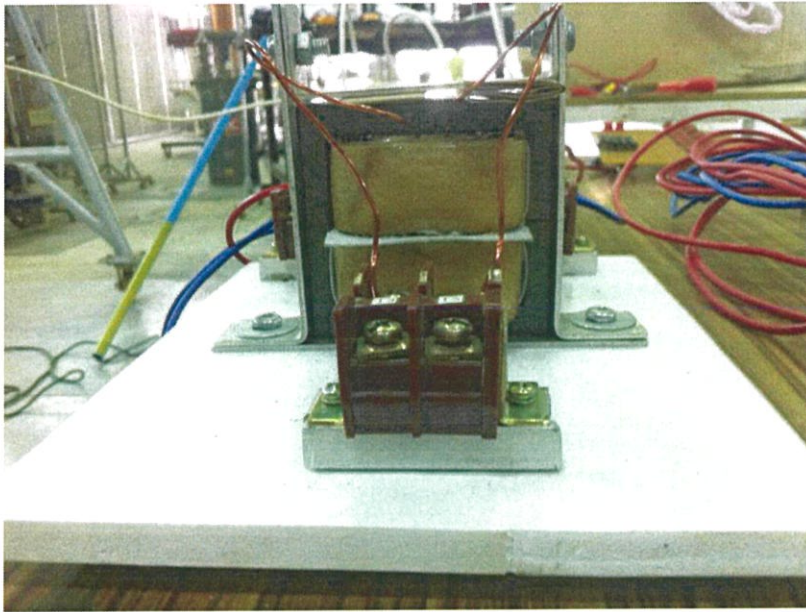
ขั้นตอนที่ 16 คำนวณค่า Core loss จาก  $P_{total,loss}$

$$\begin{aligned} P_{total,loss} &= \frac{P_{secondary}}{\eta} - P_{secondary} & (3.21) \\ &= \frac{600}{0.95} - 600 \\ &= 31.58 \text{ Watts} \end{aligned}$$

จะได้ Core loss ( $P_c$ ) ดังนี้

$$\begin{aligned} P_c &= P_{total,loss} - P_{cu} & (3.22) \\ &= 31.58 - 1.37 \\ &= 30.21 \text{ Watts} \end{aligned}$$

เมื่อคำนวณค่าพารามิเตอร์ต่างๆ แล้ว จึงทำการประกอบสร้างหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงได้  
ดังรูปที่ 3.12



รูปที่ 3.12 หม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูง

### 3.4 วงจรชั้นบันไดแบบสมมาตร

วงจรชั้นบันไดแบบสมมาตรเป็นวงจรที่สร้างไฟฟ้ากระแสตรงแรงดันสูง โดยรับไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูงจากหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงมาแปลงเป็นไฟฟ้ากระแสตรงแล้วทวีแรงดันให้สูงขึ้นตามจำนวนการต่อแบบชั้นบันไดดังหัวข้อที่ 2.5

#### 3.4.1 จำนวนชั้นที่เหมาะสม ( $n_{opt}$ )

คำนวณจำนวนชั้นที่เหมาะสมได้จาก

$$n_{opt} = 0.521 \frac{U_{out}}{U_T} \quad (3.22)$$

โดย  $n_{opt}$  คือ จำนวนชั้นที่เหมาะสม

$U_{out}$  คือ แรงดันที่ตกคร่อมโหลด เท่ากับ 10 kV

$U_T$  คือ แรงดันสูงสุดที่ออกจากหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงในฝั่งทุติยภูมิ เท่ากับ  $2000\sqrt{2}$  V

ดังนั้น

$$n_{opt} = 0.521 \times \frac{10 \times 10^3}{2000\sqrt{2}} = 2 \text{ ชั้น}$$

### 3.4.2 ค่าตัวเก็บประจุรองกระแสที่เหมาะสม (C)

สามารถคำนวณค่าตัวเก็บประจุรองกระแสที่เหมาะสมได้จาก

$$U_{out} = 2n_{opt}U_T - \left[ \frac{I_{Load}}{6fC}(n_{opt}^3 + 2n_{opt}) \right] \quad (3.23)$$

โดย	$n_{opt}$	คือ จำนวนชั้นที่เหมาะสม เท่ากับ 2 ชั้น
	$U_T$	คือ แรงดันสูงสุดที่ออกจากหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงฝั่งทุติยภูมิ เท่ากับ $2000\sqrt{2}$ V
	$f$	คือ ความถี่ เท่ากับ 30 kHz
	$I_{load}$	คือ กระแสของโหลด เท่ากับ 5 mA
	C	คือ ค่าตัวเก็บประจุรองแรงดันที่เหมาะสม

$$C = \frac{I_{Load}[n_{opt}^3 + 2n_{opt}]}{6f[2n_{opt}U_T - U_{out}]} \quad (3.24)$$

$$C = \frac{(5 \times 10^{-3})[2^3 + (2 \times 2)]}{(6 \times 30 \times 10^3)[(2 \times 2 \times 2000\sqrt{2}) - (100 \times 10^3)]}$$

$$C = 0.25 \text{ nF}$$

เนื่องจากการออกแบบเพื่อไม่ให้เกิดแรงดันตกคร่อมที่ตัวเก็บประจุจึงทำการเพิ่มขนาดของตัวเก็บประจุ โดยเลือกใช้ตัวเก็บประจุขนาด 50 nF

### 3.4.3 แรงดันตก ( $V_{drop}$ )

คำนวณแรงดันตกได้จาก

$$V_{drop} = \frac{I_{Load}}{6fC}(n_{opt}^3 + 2n_{opt}) \quad (3.25)$$

โดย	$n_{opt}$	คือ จำนวนชั้นที่เหมาะสม เท่ากับ 2 ชั้น
	$U_T$	คือ แรงดันสูงสุดที่ออกจากหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงฝั่งทุติยภูมิ เท่ากับ $2000\sqrt{2}$ V
	$f$	คือ ความถี่ เท่ากับ 30 kHz
	$I_{load}$	คือ กระแสของโหลด เท่ากับ 5 mA
	C	คือ ค่าตัวเก็บประจุรองแรงดันที่เหมาะสม

$$\begin{aligned}
 V_{\text{drop}} &= \frac{5 \times 10^{-3}}{6 \times 30 \times 10^3 \times 50 \times 10^{-9}} [2^3 + (2 \times 2)] \\
 &= 6.67 \text{ V}
 \end{aligned}$$

### 3.4.5 แรงดันที่ตกคร่อมโหลด ( $U_{\text{out}}$ )

$$\begin{aligned}
 U_{\text{out}} &= 2n_{\text{opt}} U_T - V_{\text{drop}} & (3.26) \\
 &= (2 \times 2 \times 1800 \sqrt{2}) - 6.67 \\
 &= 10,175 \text{ V}
 \end{aligned}$$

### 3.4.6 แรงดันระลอก ( $\delta V$ )

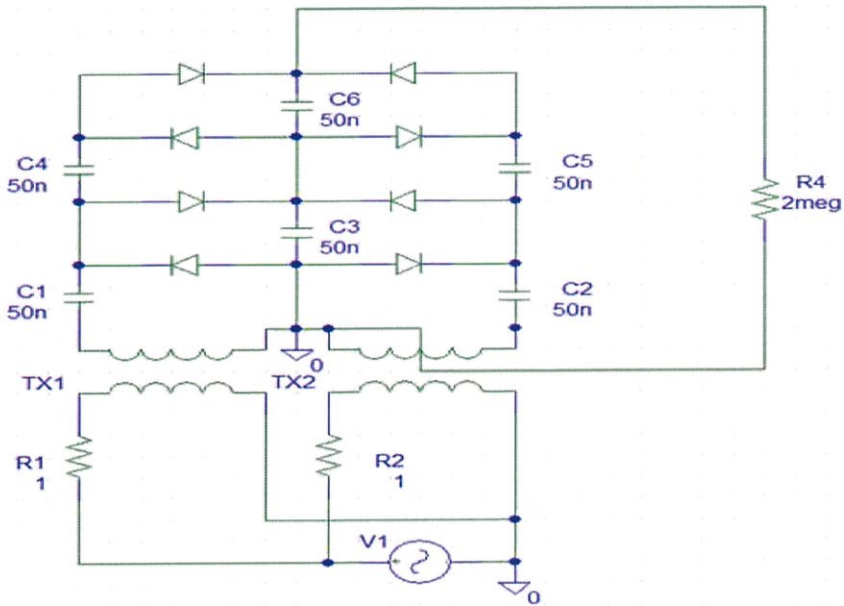
คำนวณหาแรงดันระลอกได้จาก

$$\delta V = \left[ \frac{I_{\text{Load}}}{2fC} \right] n_{\text{opt}} \quad (3.27)$$

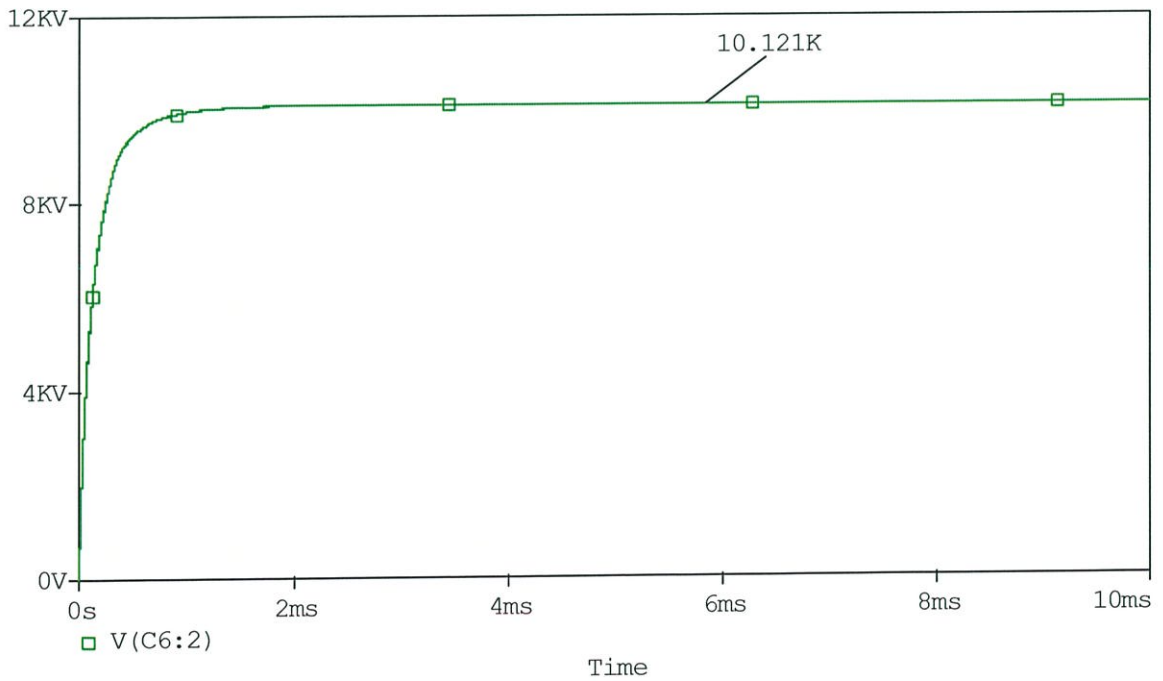
โดย	$n_{\text{opt}}$	คือ	จำนวนชั้นที่เหมาะสม
	$f$	คือ	ความถี่ เท่ากับ 30 kHz
	$I_{\text{Load}}$	คือ	กระแสของโหลด เท่ากับ 5 mA
	$C$	คือ	ค่าตัวเก็บประจุกรองแรงดันที่เหมาะสม เท่ากับ 50 nF

$$\begin{aligned}
 \delta V &= \frac{5 \times 10^{-3}}{2 \times 30 \times 10^3 \times 50 \times 10^{-9}} \times 2 \\
 &= 3.33 \text{ V}
 \end{aligned}$$

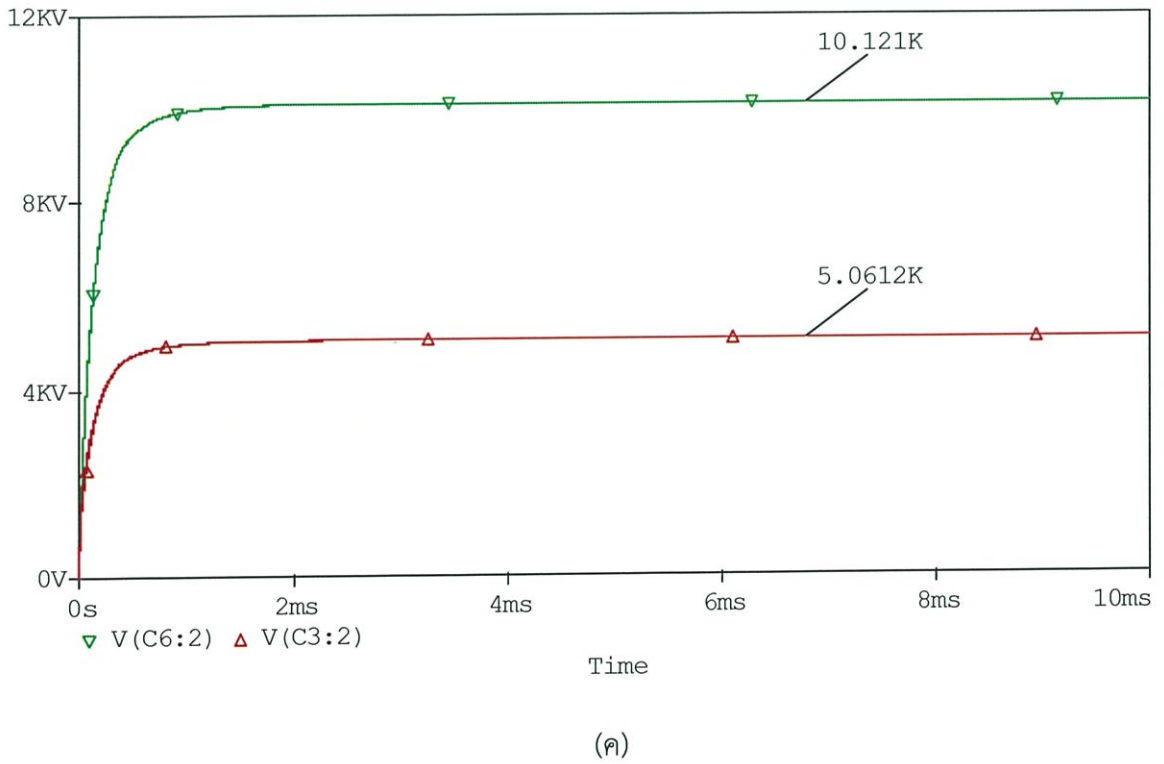
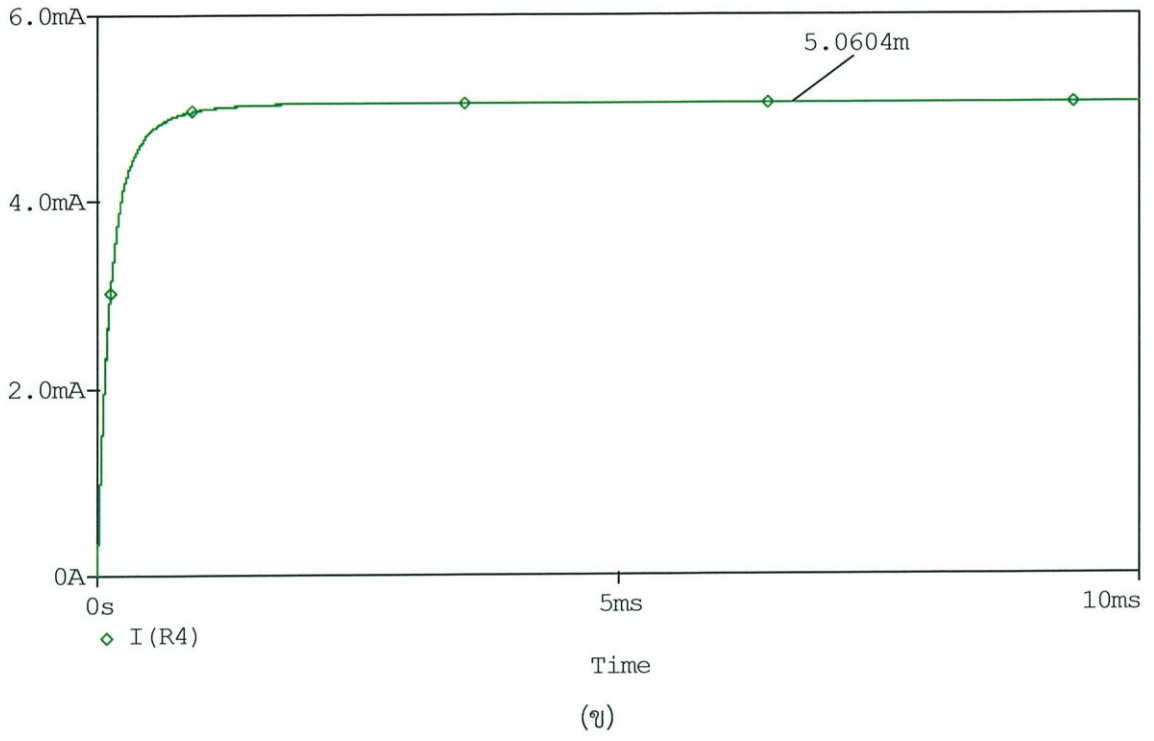
จำลองการทำงานของวงจรขั้วบันไดแบบสมมาตรด้วยโปรแกรมทางคอมพิวเตอร์แสดงดังรูปที่ 3.13 และผลการจำลองแสดงดังรูปที่ 3.14

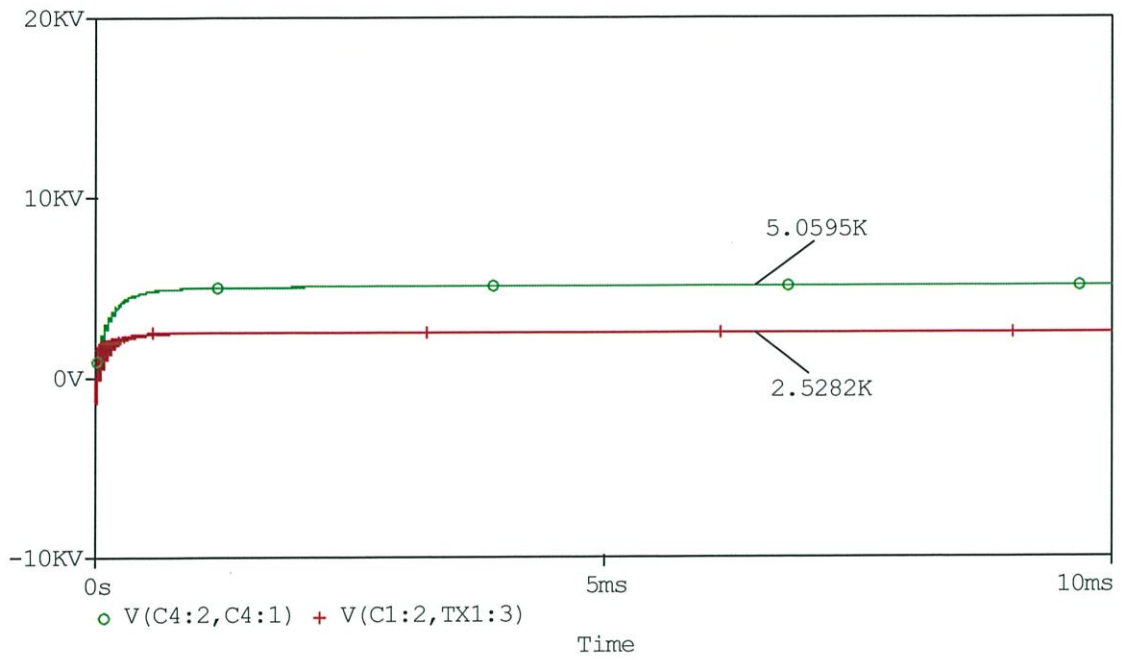


รูปที่ 3.13 การจำลองวงจรขั้วบันไดแบบสมมาตรด้วยโปรแกรม PSpice

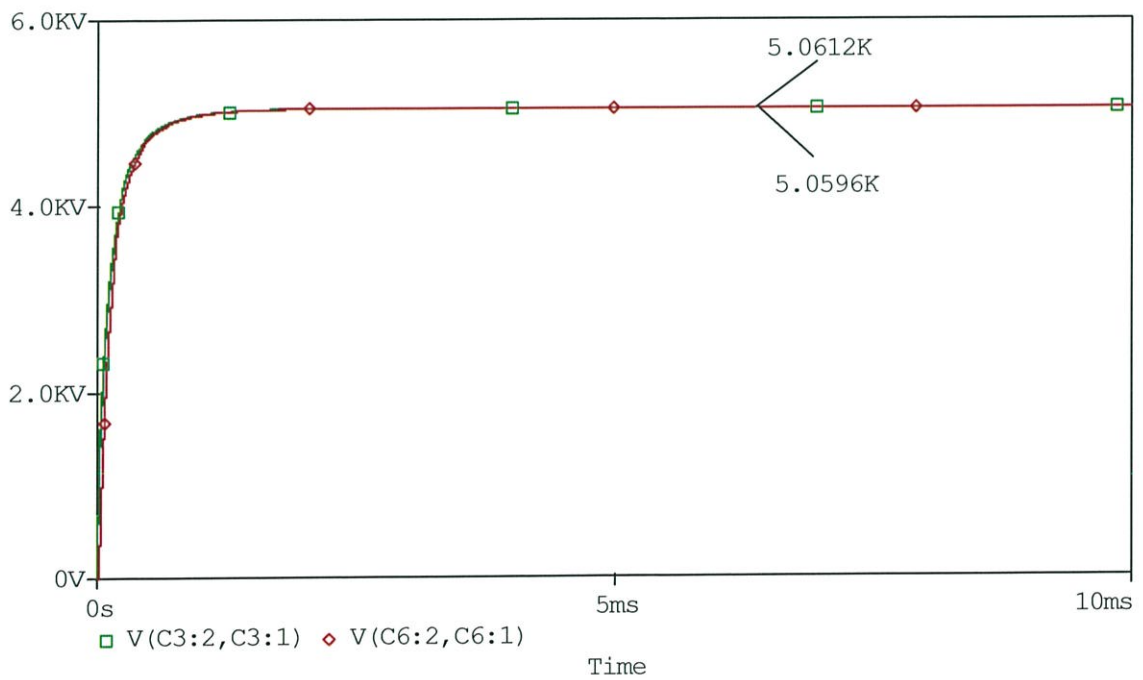


(ก)





(ง)



(จ)

รูปที่ 3.14 ผลจำลองวงจรชั้นบันไดทวีแรงดันแบบสมมาตรด้วยโปรแกรม PSpice

(ก) แรงดันที่โหลด

(ข) กระแสที่โหลด

(ค) แรงดันขาออกแต่ละชั้น (ชั้นที่ 1 และ 2)

(ง) แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุพักประจุ (ชั้นที่ 1 และ 2)

(จ) แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุกรองแรงดัน (ชั้นที่ 1 และ 2)

## บทที่ 4

### การทดสอบและวิเคราะห์ผล

เพื่อเป็นการยืนยันหลักการและทฤษฎีที่ใช้ในการออกแบบ เครื่องกำเนิดกระแสตรงแรงดันสูงแบบ กะทัดรัด (A Portable 10 kV DC High Voltage Generator) จึงมีความจำเป็นต้องทำการทดสอบเพื่อ วิเคราะห์ผลที่ได้ โดยจะทำการแบ่งการทดสอบออกเป็น 3 ส่วนหลักๆ ดังนี้

1. การทดสอบรูปคลื่นแรงดันกระแสสลับที่ออกมาจากวงจรอินเวอร์เตอร์
  - 1.1 ผลการจำลองจากโปรแกรมคอมพิวเตอร์
  - 1.2 ผลการทดสอบจริงที่วัดด้วยออสซิลโลสโคป
2. การทดสอบรูปคลื่นแรงดันที่ออกมาจากหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงด้านปฐมภูมิและทุติยภูมิ
  - 2.1 ผลการจำลองจากโปรแกรมคอมพิวเตอร์
  - 2.2 ผลการทดสอบจริงที่วัดด้วยออสซิลโลสโคป
3. การทดสอบรูปคลื่นแรงดันกระแสตรงและกระแสไหลตที่ออกมาจากวงจรชั้นบันไดแบบสมมาตร 2 ชั้น
  - 3.1 ผลการจำลองจากโปรแกรมคอมพิวเตอร์
    - 3.1.1 การจำลองในลักษณะมีไหลตความต้านทาน 2 M $\Omega$
  - 3.2 ผลการทดสอบจริงที่วัดด้วยออสซิลโลสโคป
    - 3.2.1 การจำลองในลักษณะมีไหลตความต้านทาน 2 M $\Omega$
    - 3.2.2 การจำลองในลักษณะไม่มีไหลตความต้านทาน

#### 4.1 การทดสอบรูปคลื่นแรงดันกระแสสลับที่ออกมาจากวงจรอินเวอร์เตอร์

ตัวแปรที่ใช้ในการเปรียบเทียบผลการทดสอบ โดยใช้การจำลองโปรแกรมทางคอมพิวเตอร์กับการ ทดสอบจริงนั้น จะมีอยู่ด้วยกัน 2 ตัวแปร คือ

1. ค่ายอดแรงดันของสัญญาณสี่เหลี่ยม จะต้องมียอดประมาณ 310 V
2. ช่วง 1 คาบเวลาของสัญญาณแรงดันสี่เหลี่ยม จะต้องมียอดประมาณ 1/30 kHz หรือประมาณ 33  $\mu$ s

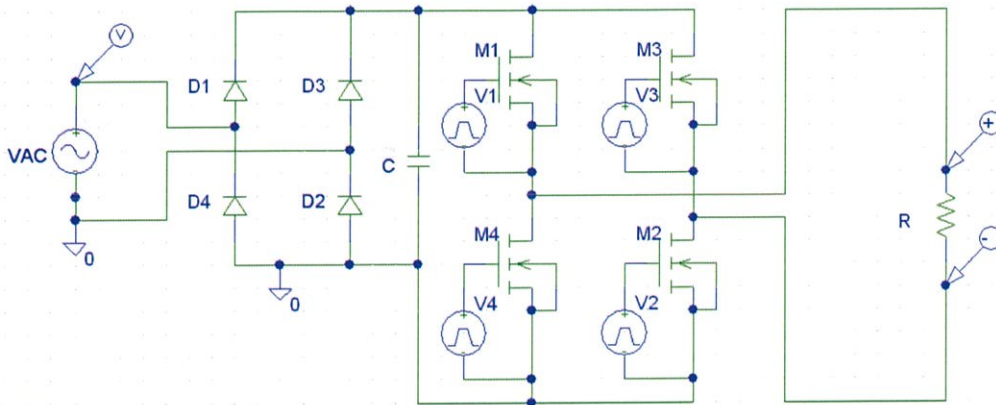
##### 4.1.1 ผลการจำลองจากโปรแกรมคอมพิวเตอร์

จากข้อมูลการออกแบบในบทที่ 3 นั้น เมื่อนำมาจำลองด้วยโปรแกรมทางคอมพิวเตอร์ดังรูปที่ 4.1 จะได้ผลของการจำลองด้วยโปรแกรมทางคอมพิวเตอร์ดังรูปที่ 4.2

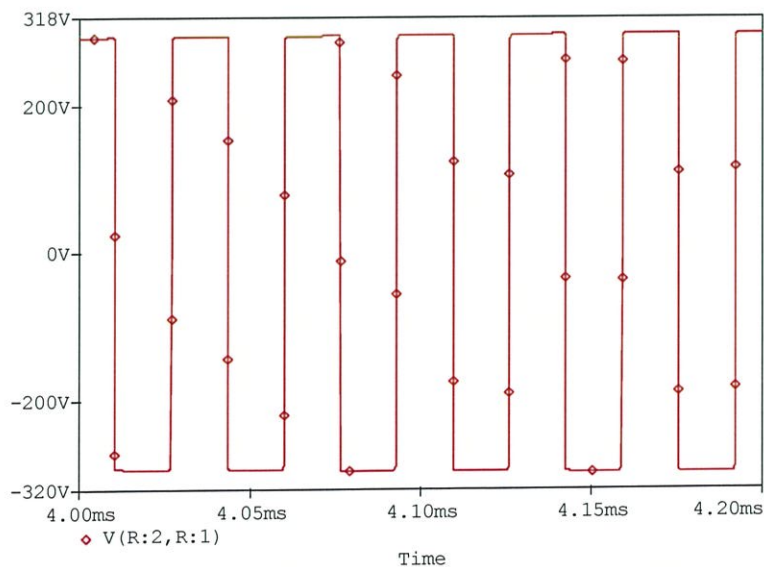
ข้อมูลของค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองด้วยโปรแกรมทางคอมพิวเตอร์

- แหล่งกำเนิดแรงดันกระแสสลับ (VAC) เท่ากับ 310 V, ความถี่ เท่ากับ 50 Hz
- ตัวเก็บประจุกรองรูปคลื่นแรงดัน (C) เท่ากับ 660  $\mu$ F

- ค่าพารามิเตอร์ของสัญญาณควบคุม ( $V_1, V_2$ ) Input Voltage (V) เท่ากับ 5 V, Dead Time (TD) เท่ากับ 0 S, Pulse Width (PW) เท่ากับ  $16 \mu\text{S}$ , Period (PER) เท่ากับ  $33 \mu\text{S}$
- ค่าพารามิเตอร์ของสัญญาณควบคุม ( $V_3, V_4$ ) Input Voltage (V) เท่ากับ 5 V, Dead Time (TD) เท่ากับ  $17 \mu\text{S}$ , Pulse Width (PW) เท่ากับ  $16 \mu\text{S}$ , Preiod (PER) เท่ากับ  $33 \mu\text{S}$
- ค่าความต้านทาน ( $R$ ) เท่ากับ  $20 \times 10^6 \Omega$



รูปที่ 4.1 วงจรที่ใช้ในการจำลองรูปคลื่นแรงดันกระแสสลับที่ออกมาจากอินเวอร์เตอร์

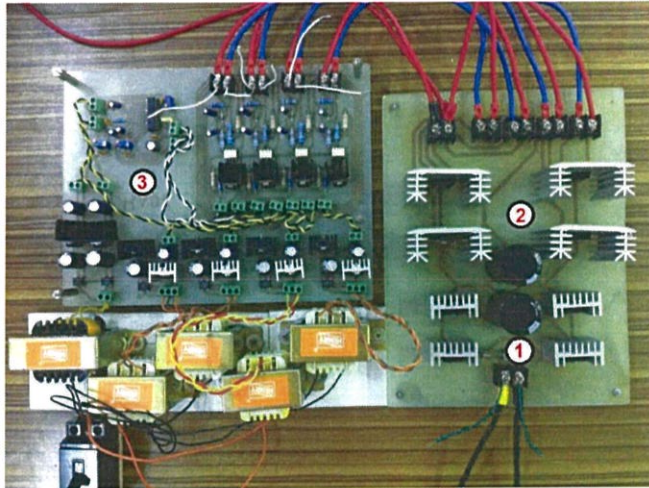


รูปที่ 4.2 รูปคลื่นแรงดันกระแสสลับที่ออกมาจากอินเวอร์เตอร์ที่ได้จากโปรแกรมคอมพิวเตอร์

ตารางที่ 4.1 ข้อมูลผลการจำลองรูปคลื่นแรงดันกระแสสลับที่ออกมาจากอินเวอร์เตอร์จาก PSpice

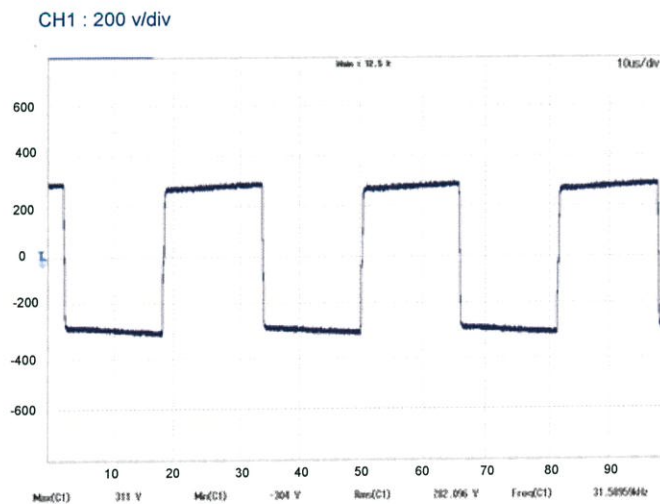
แรงดันค่ายอด	310 V : -310 V
ช่วง 1 คาบเวลา	33.33 $\mu$ S

4.1.2 ผลการทดสอบจริงที่วัดได้ด้วยออสซิลโลสโคป  
 วงจรจริงที่ได้ทำการออกแบบและประกอบสร้าง ดังรูปที่ 4.3



รูปที่ 4.3 วงจรสร้างแรงดันกระแสสลับจากอินเวอร์เตอร์

1. จุดวงจรเรียงกระแส
2. จุดวงจรอินเวอร์เตอร์
3. จุดวงจรควบคุมอินเวอร์เตอร์



รูปที่ 4.4 คลื่นแรงดันกระแสสลับที่ออกมาจากอินเวอร์เตอร์ที่ได้จากการวัดด้วยออสซิลโลสโคป

ตารางที่ 4.2 ข้อมูลผลการจำลองรูปคลื่นแรงดันกระแสสลับที่ออกมาจากอินเวอร์เตอร์จากออสซิลโลสโคป

แรงดันค่ายอด	312 V : -312 V
ช่วง 1 คาบเวลา	31.65 $\mu$ S

จากผลการทดสอบจะเห็นว่าถึงแม้ลักษณะรูปร่างของรูปคลื่นที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์กับการทดสอบจริงนั้นจะแตกต่างกันไปบ้าง แต่ตัวแปรสำคัญที่ใช้ในการพิจารณาคือ แรงดันค่ายอดและช่วง 1 คาบเวลามีความใกล้เคียงกันดังจะเห็นได้จากข้อมูลในตารางที่ 4.1 และ 4.2 จึงเป็นการยืนยันความถูกต้องของการออกแบบวงจรอินเวอร์เตอร์ของเครื่องกำเนิดกระแสตรงแรงดันสูงแบบกะทัดรัดได้เป็นอย่างดี

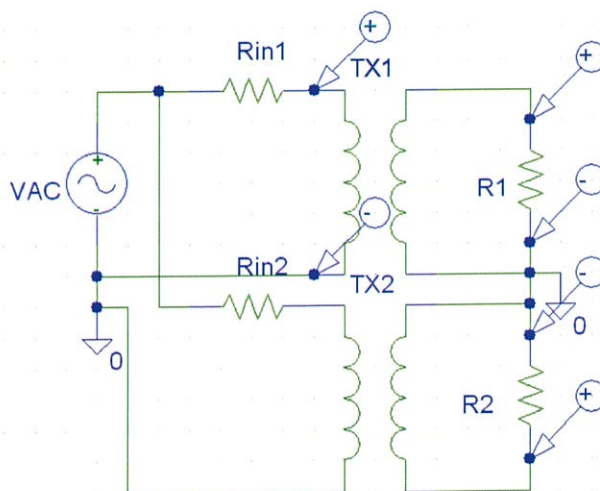
#### 4.2 การทดสอบรูปคลื่นแรงดันที่ออกมาจากหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงด้านทุติยภูมิ (ไม่มีภาระโหลด)

ตัวแปรที่ใช้พิจารณาผลการทดสอบ โดยใช้การจำลองโปรแกรมทางคอมพิวเตอร์กับการทดสอบจริงคืออัตราส่วนแรงดันทางด้านทุติยภูมิต่อแรงดันทางด้านปฐมภูมิ เพื่อพิจารณาว่าเป็นไปตามการออกแบบในหัวข้อที่ 3.3

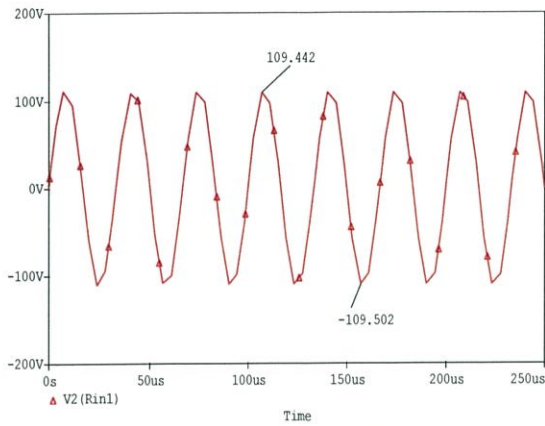
##### 4.2.1 ผลการจำลองจากโปรแกรมคอมพิวเตอร์

ข้อมูลของค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองด้วยโปรแกรมทางคอมพิวเตอร์

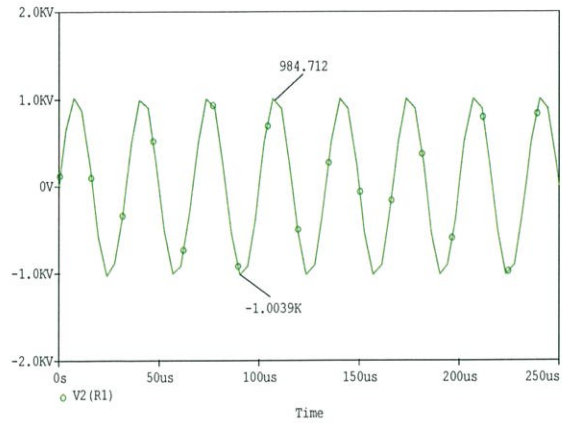
- แหล่งกำเนิดแรงดันกระแสสลับ (VAC) เท่ากับ 220 Volt, FREQ เท่ากับ 30 kHz
- ค่าความต้านทานภายในหม้อแปลง ( $R_{in1}, R_{in2}$ ) เท่ากับ 1  $\Omega$
- ค่าพารามิเตอร์ของหม้อแปลง COUPLING เท่ากับ 1, L1 เท่ากับ 2500, L2 เท่ากับ 211600
- ค่าความต้านทาน ( $R_1, R_2$ ) เท่ากับ  $20 \times 10^6 \Omega$



รูปที่ 4.5 วงจรที่ใช้ในการจำลองรูปคลื่นแรงดันระหว่างด้านปฐมภูมิและด้านทุติยภูมิ



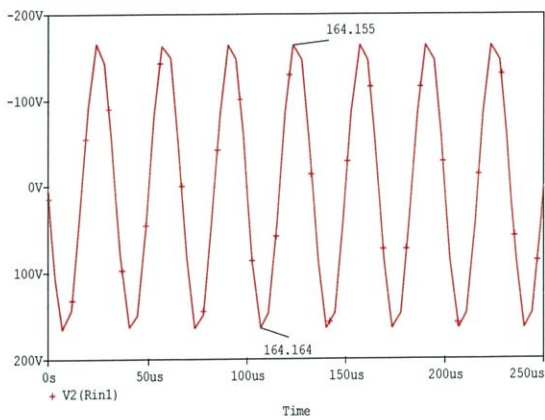
(ก)



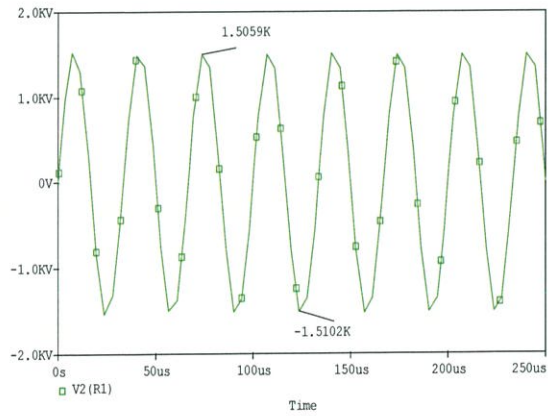
(ข)

รูปที่ 4.6 คลื่นแรงดันที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรมทางคอมพิวเตอร์ที่แรงดันด้านเข้า 80 V

- (ก) รูปคลื่นแรงดันที่ออกมาจากหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงทางด้านปฐมภูมิ  
 (ข) รูปคลื่นแรงดันที่ออกมาจากหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงทางด้านทุติยภูมิ



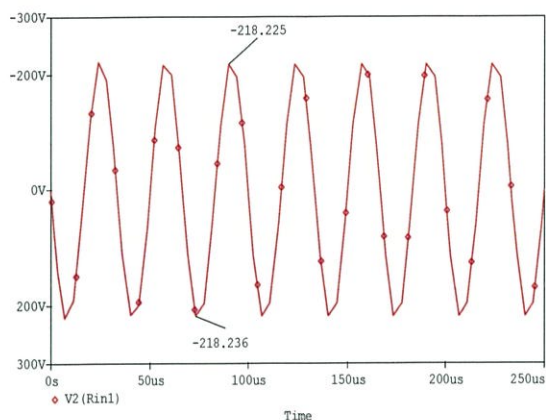
(ก)



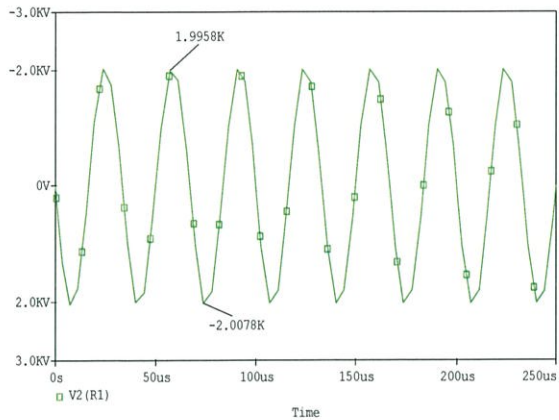
(ข)

รูปที่ 4.7 คลื่นแรงดันที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรมทางคอมพิวเตอร์ที่แรงดันด้านเข้า 120 V

- (ก) รูปคลื่นแรงดันที่ออกมาจากหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงทางด้านปฐมภูมิ  
 (ข) รูปคลื่นแรงดันที่ออกมาจากหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงทางด้านทุติยภูมิ



(ก)



(ข)

รูปที่ 4.8 คลื่นแรงดันที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรมทางคอมพิวเตอร์ที่แรงดันด้านเข้า 160 V

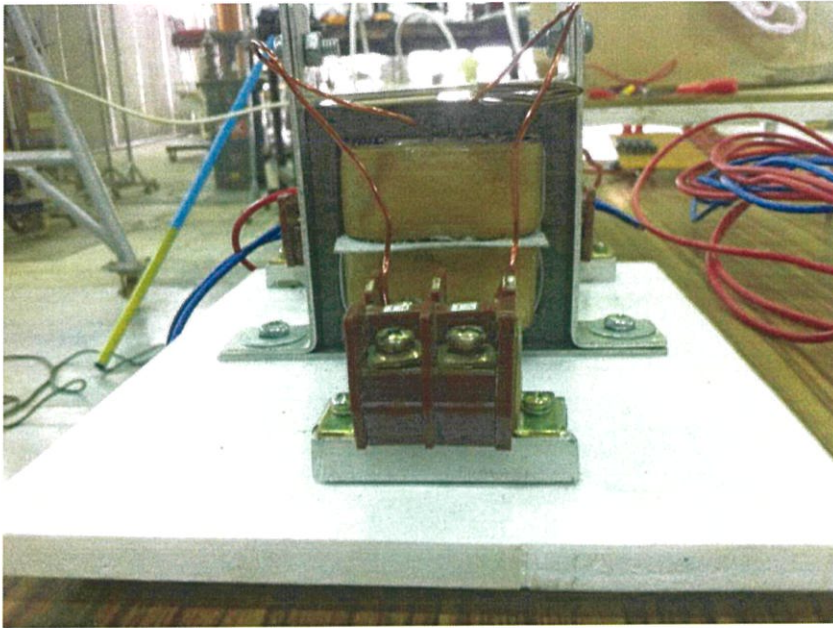
- (ก) รูปคลื่นแรงดันที่ออกมาจากหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงทางด้านปฐมภูมิ
- (ข) รูปคลื่นแรงดันที่ออกมาจากหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงทางด้านทุติยภูมิ

ตารางที่ 4.3 ข้อมูลผลการจำลองรูปคลื่นแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับที่ออกมาจากหม้อแปลงไฟฟ้าทางด้านปฐมภูมิและด้านทุติยภูมิ

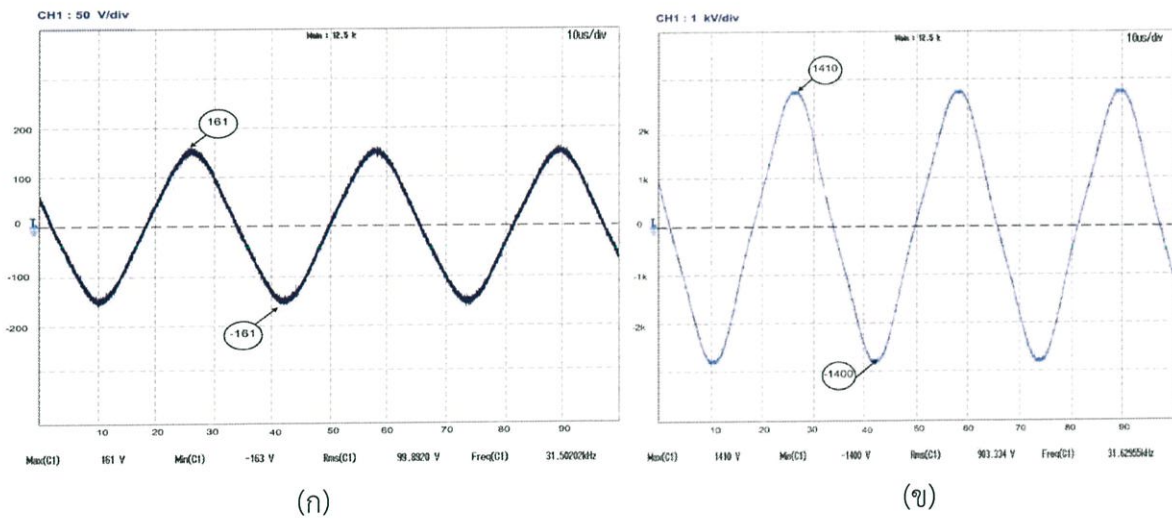
VAC (Volt-RMS)	V <sub>R1</sub> (Volt-RMS)			V <sub>R2</sub> (Volt-RMS)		
	Primary	Secondary	Ratio	Primary	Secondary	Ratio
20	20	184	9.2	20	-184	9.2
40	40	366.6	9.165	40	-366.6	9.165
60	60	552	9.2	60	-552	9.2
80	80	736	9.2	80	-736	9.2
100	100	919.97	9.2	100	-919.97	9.2
120	120	1104	9.2	120	1104	9.2
140	140	1285	9.18	140	-1285	9.18
160	160	1472	9.2	160	-1472	9.2
180	180	1656	9.2	180	-1656	9.2
200	200	1840	9.2	200	-1840	9.2
220	220	2024	9.2	220	-2024	9.2
เฉลี่ย			9.19	เฉลี่ย		9.19

#### 4.2.2 ผลการทดสอบจริงที่วัดได้ด้วยออสซิลโลสโคป

รูปภาพวงจรจริงที่ได้ทำการออกแบบและสร้าง ดังรูปที่ 4.9



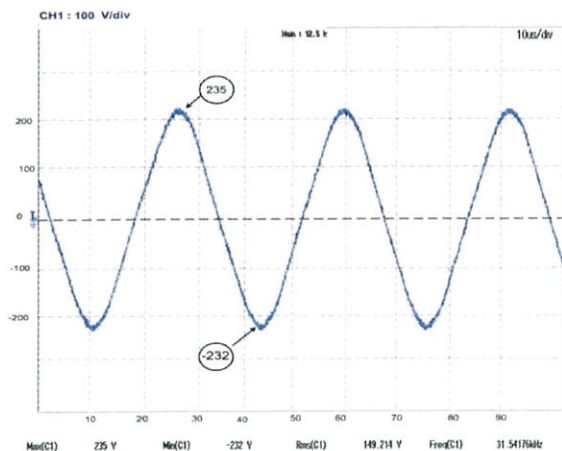
รูปที่ 4.9 หม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูง



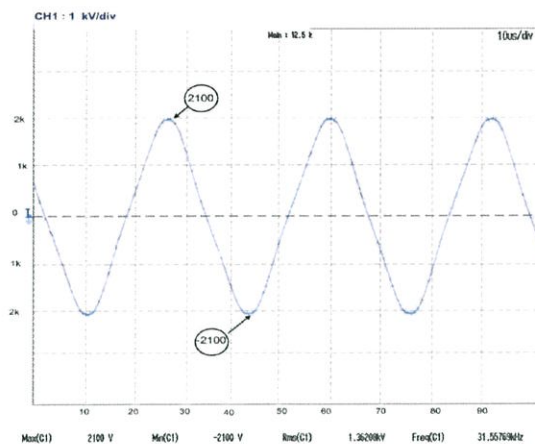
รูปที่ 4.10 คลื่นแรงดันที่วัดได้จากออสซิลโลสโคปที่แรงดันด้านเข้า 80 V

(ก) รูปคลื่นแรงดันที่ออกมาจากหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงทางด้านปฐมภูมิ

(ข) รูปคลื่นแรงดันที่ออกมาจากหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงทางด้านทุติยภูมิ



(ก)

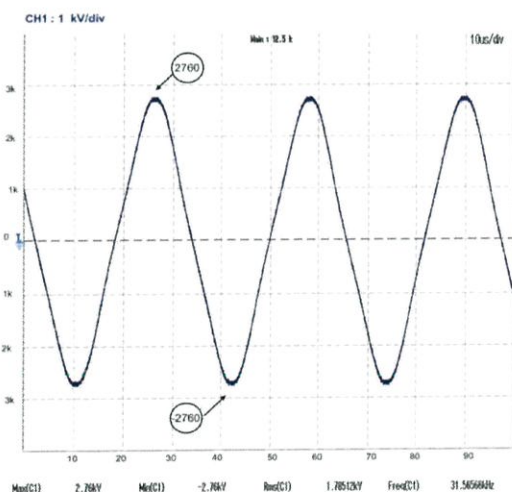


(ข)

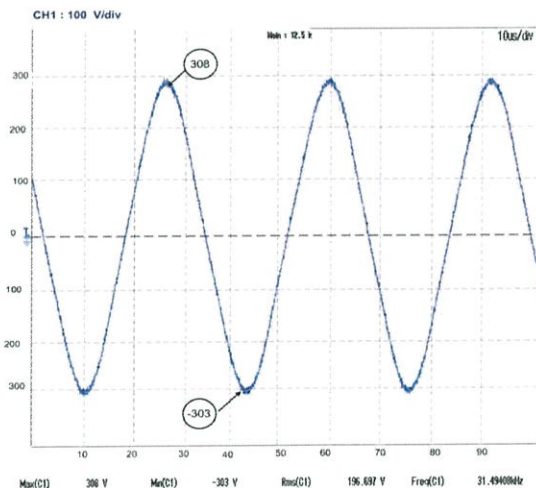
รูปที่ 4.11 คลื่นแรงดันที่วัดได้จากออสซิลโลสโคปที่แรงดันด้านเข้า 120 V

(ก) รูปคลื่นแรงดันที่ออกมาจากหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงทางด้านปฐมภูมิ

(ข) รูปคลื่นแรงดันที่ออกมาจากหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงทางด้านทุติยภูมิ



(ก)



(ข)

รูปที่ 4.12 คลื่นแรงดันที่วัดได้จากออสซิลโลสโคปที่แรงดันด้านเข้า 160 V

(ก) รูปคลื่นแรงดันที่ออกมาจากหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงทางด้านปฐมภูมิ

(ข) รูปคลื่นแรงดันที่ออกมาจากหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงทางด้านทุติยภูมิ

#### ตารางที่ 4.4 ข้อมูลผลการจำลองรูปคลื่นแรงดันกระแสสลับที่ออกมาจากหม้อแปลงไฟฟ้าทางด้านปฐมภูมิและด้านทุติยภูมิ

VAC (Volt-RMS)	V <sub>R1</sub> (Volt-RMS)			V <sub>R2</sub> (Volt-RMS)		
	Primary	Secondary	Ratio	Primary	Secondary	Ratio
20	25.7	226.1	8.79	24.9	-225.6	9.06
40	49.2	462	9.39	50.0	-460.4	9.21
60	74.5	674	9.04	75.6	-672.6	8.89
80	96.3	918	9.53	95.4	-915.9	9.60
100	120.3	1140	9.47	121.4	1138.7	9.38
120	143.4	1370	9.55	142.6	1368.2	9.59
140	166.5	1580	9.48	165.5	1575.8	9.52
160	190.1	1810	9.52	191.0	1802.5	9.44
180	-	-	-	-	-	-
200	-	-	-	-	-	-
220	-	-	-	-	-	-
	เฉลี่ย		9.35	เฉลี่ย		9.34

จากผลการทดสอบจะเห็นได้ว่าหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงที่ได้ทำการออกแบบและประกอบสร้างมีอัตราส่วนแรงดันไฟฟ้าด้านทุติยภูมิต่อด้านปฐมภูมิมีค่าใกล้เคียงกับผลที่ได้จากโปรแกรมคอมพิวเตอร์ แต่หม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงที่ทำการสร้างนั้นไม่สามารถจ่ายแรงดันด้านทุติยภูมิได้มากกว่า 1.8 kV ซึ่งน้อยกว่าที่ออกแบบไว้ เนื่องจากการทดสอบเมื่อเพิ่มแรงดันด้านเข้า (VAC) ขึ้นไปมากกว่า 160 V จะมีผลทำให้หม้อแปลงไฟฟ้าเกิดการสั้น และเกิดโคโรนาขึ้น จนถึงนำไปสู่การเบรกดาวน์ของหม้อแปลงไฟฟ้าในที่สุด

#### 4.3 การทดสอบรูปคลื่นแรงดันกระแสตรงและกระแสไหลตที่ออกมาจากวงจรชั้นบันไดแบบสมมาตร 2 ชั้น (ภาระโหลดความต้านทาน 2 M $\Omega$ )

ตัวแปรที่ใช้พิจารณาผลการทดสอบโดยใช้การจำลองโปรแกรมทางคอมพิวเตอร์กับการทดสอบจริงนั้นคือ แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่ออกมาจากวงจรชั้นบันไดแบบสมมาตร 2 ชั้น ค่ากระแสไหลตและค่าระลอกของแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง เพื่อพิจารณาว่าเป็นไปตามการออกแบบในหัวข้อที่ 3.4 และค่าแรงดันกระแสตรงที่ได้มีค่าตามมาตรฐาน คือมีระลอกของแรงดันไฟฟ้าไม่เกิน 3 % [12]

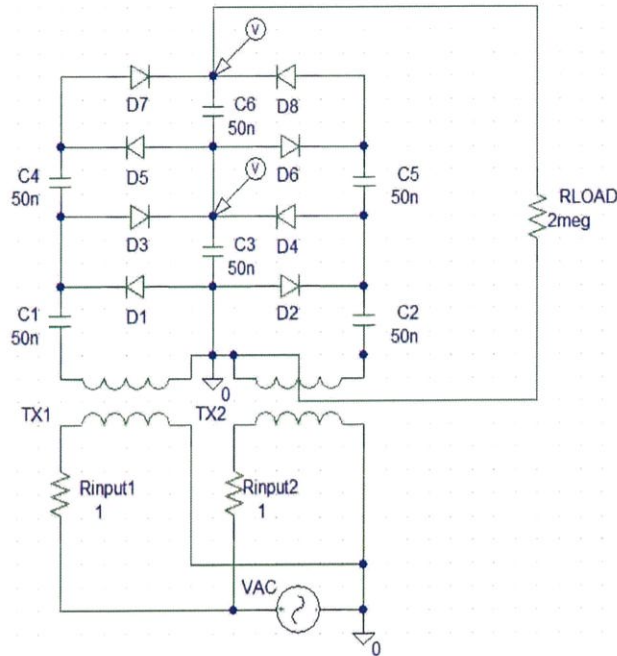
##### 4.3.1 ผลการจำลองทางโปรแกรมคอมพิวเตอร์

##### 4.3.1.1 การจำลองในลักษณะมีโหลดความต้านทาน 2 M $\Omega$

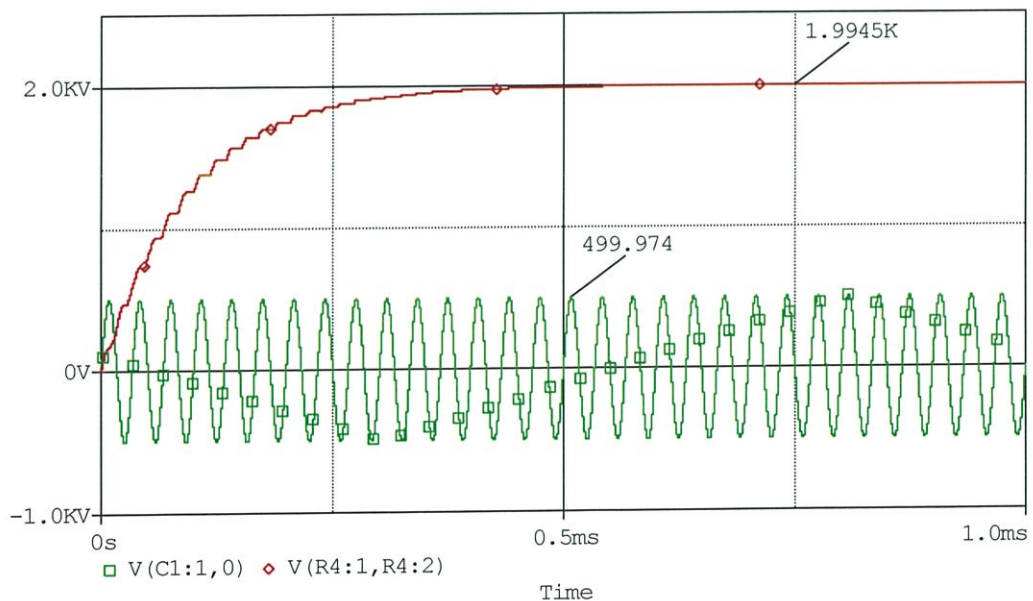
ข้อมูลของค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองด้วยโปรแกรมทางคอมพิวเตอร์

- แหล่งกำเนิดแรงดันกระแสสลับ (VAC) เท่ากับ 0-310 Volt, FREQ เท่ากับ 30 kHz
- ค่าความต้านทานภายในหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูง ( $R_{input1}, R_{input2}$ ) เท่ากับ 1  $\Omega$

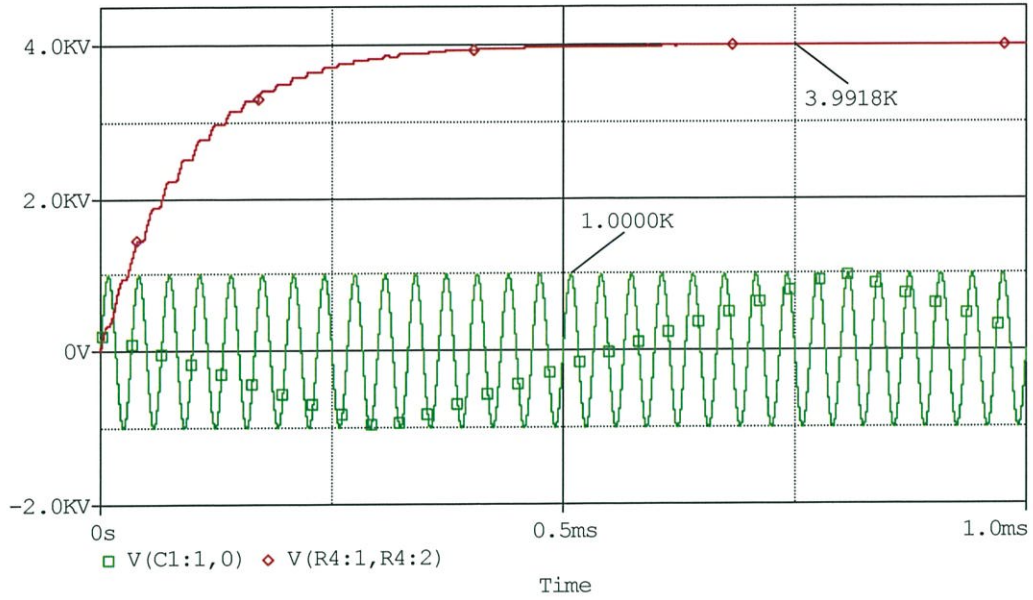
- ค่าพารามิเตอร์ของหม้อแปลง COUPLING เท่ากับ 1, L1 เท่ากับ 2500, L2 เท่ากับ 211600
- ค่าความต้านทาน ( $R_1, R_2$ ) เท่ากับ  $2\text{ M}\Omega$



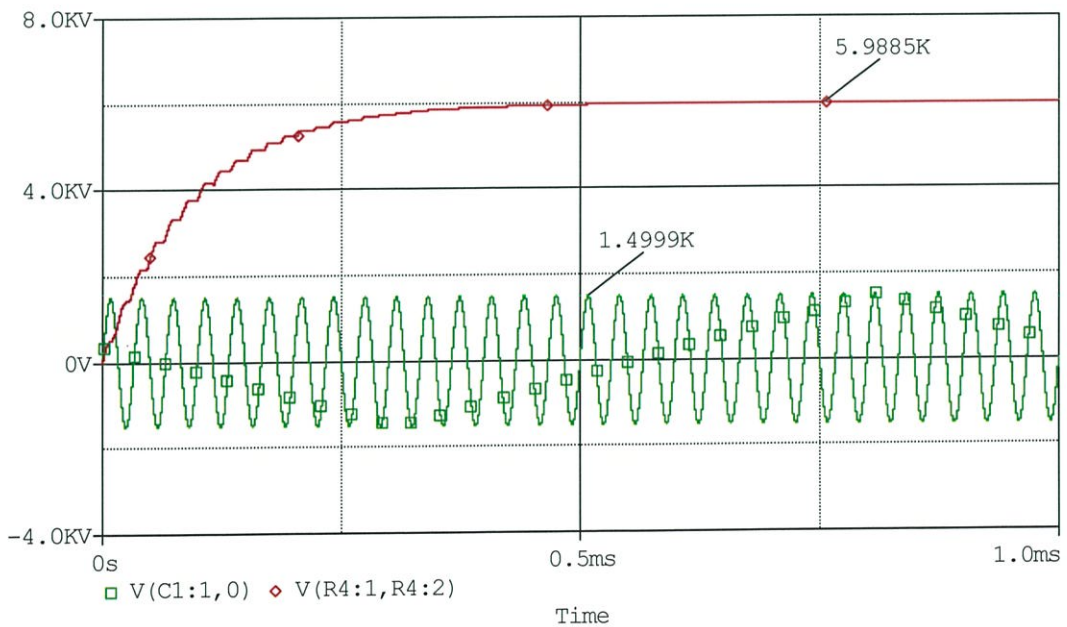
รูปที่ 4.13 วงจรที่ใช้ในการจำลองรูปคลื่นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่ออกมาจากวงจรชั้นบันได 2 ชั้น



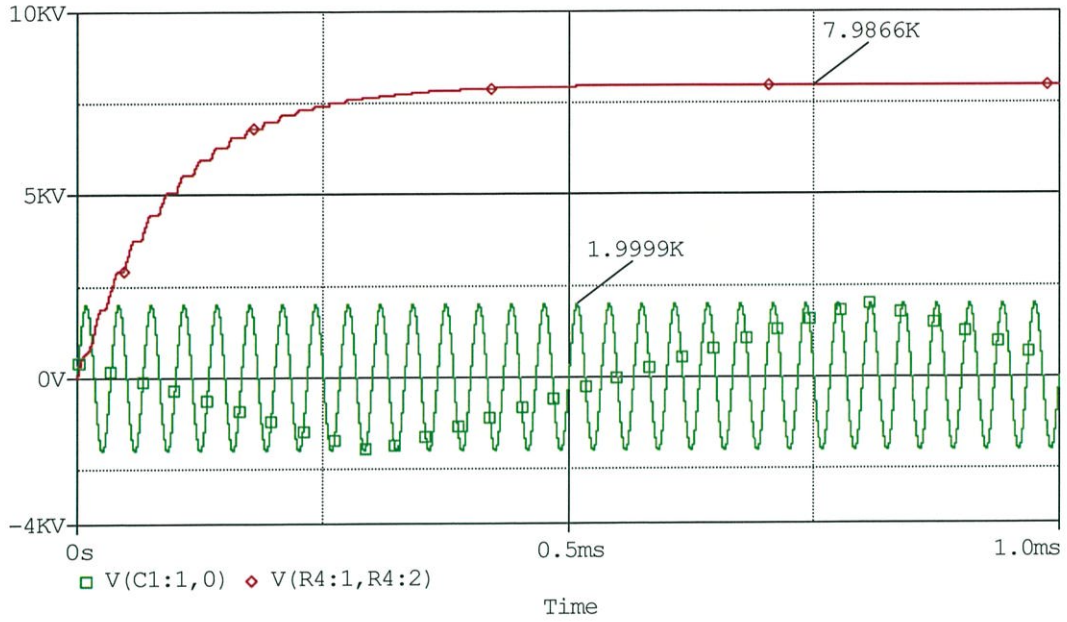
รูปที่ 4.14 แรงดันทางด้านทุติยภูมิหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงและแรงดันกระแสตรงที่แรงดันด้านเข้า 40 V วัดได้จากโปรแกรม PSpice



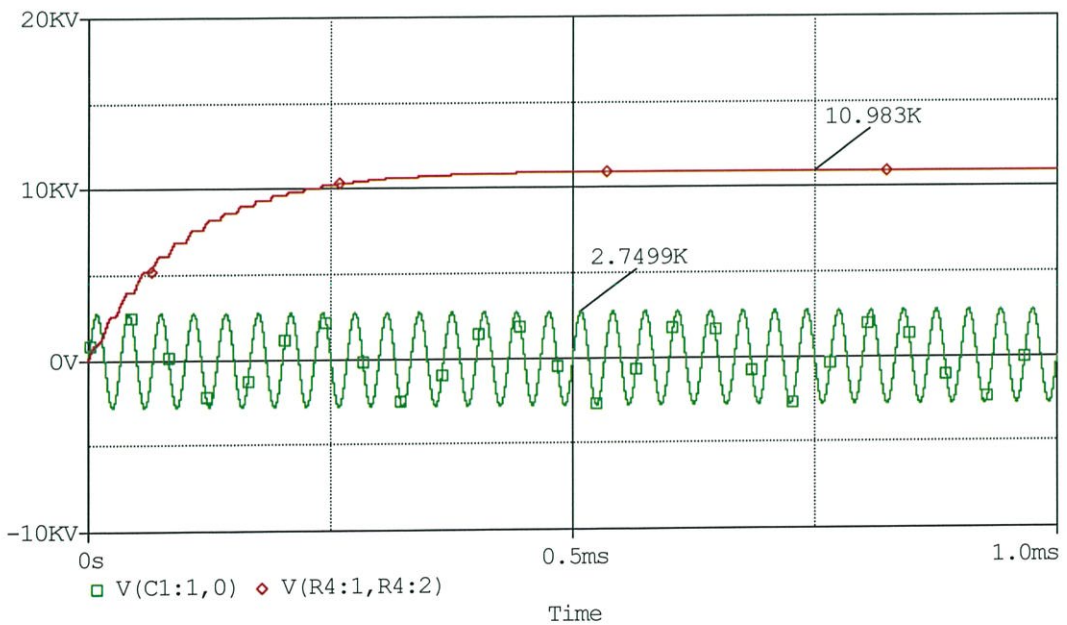
รูปที่ 4.15 แรงดันทางด้านทุติยภูมิหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงและแรงดันกระแสตรง  
ที่แรงดันด้านเข้า 80 V วัดได้จากโปรแกรม PSpice



รูปที่ 4.16 แรงดันทางด้านทุติยภูมิหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงและแรงดันกระแสตรง  
ที่แรงดันด้านเข้า 120 V วัดได้จากโปรแกรม PSpice



รูปที่ 4.17 แรงดันทางด้านทุติยภูมิหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงและแรงดันกระแสตรง  
ที่แรงดันด้านเข้า 160 V วัดได้จากโปรแกรม PSpice

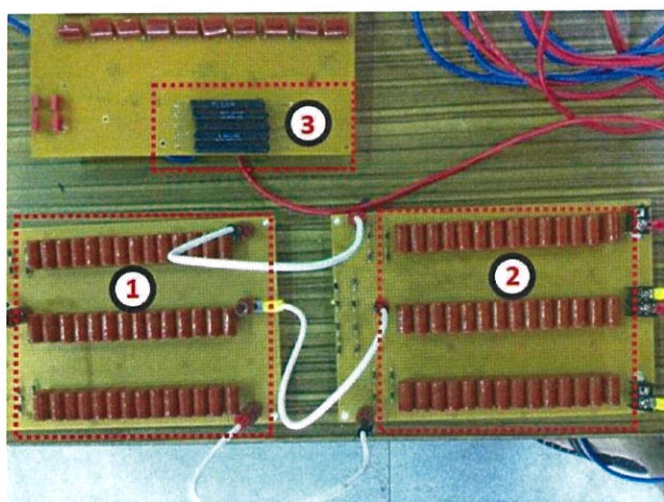


รูปที่ 4.18 แรงดันทางด้านทุติยภูมิหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงและแรงดันกระแสตรง  
ที่แรงดันด้านเข้า 220 V วัดได้จากโปรแกรม PSpice

ตารางที่ 4.5 ข้อมูลผลการจำลองรูปคลื่นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงและกระแสไหลดที่ออกมาจากวงจรชั้นบันไดแบบสมมาตร 2 ชั้น จากโปรแกรม PSpice

แรงดัน ด้านเข้า ( $V_{AC,rms}$ ) [V]	แรงดัน ทางด้าน ปฐมภูมิ ( $V_{pri,rms}$ ) [V]	แรงดัน ทางด้าน ทุติยภูมิ ( $V_{sec,rms}$ ) [V]	แรงดัน กระแสตรง ( $V_{DC}$ ) [V]	แรงดัน กระแสตรง สูงสุด ( $V_{DC,Max}$ ) [V]	แรงดัน กระแสตรง ต่ำสุด ( $V_{DC,Min}$ ) [V]	เปอร์เซ็นต์ แรงดัน ระลอก ( $\%V_{ripple}$ ) [V]	กระแส ไหลด ( $I_{LOAD}$ ) [mA]
20	16.21	170.50	950.48	960.87	960.56	1.11	0.42
40	38.72	352.42	1995.23	1995.46	1994.84	0.01	1.12
60	55.11	520.54	3028.21	3109.23	2938.33	2.68	1.43
80	75.15	702.11	3991.05	3993.76	3902.41	0.01	1.97
100	95.02	846.00	4870.57	4893.00	4751.45	0.46	2.33
120	119.37	1165.00	5988.60	6091.43	5889.33	1.72	3.02
140	135.41	1290.00	7010.00	7090.86	6988.45	1.12	3.77
160	155.12	1452.00	7987.20	8102.44	7899.38	1.43	3.99
180	169.80	1580.00	8827.62	8927.33	8924.5	1.14	4.35
200	189.23	1774.00	10033.00	10124.00	10020.00	0.94	4.96
220	209.44	1926.00	10983.00	11088.08	10884.00	0.95	5.49

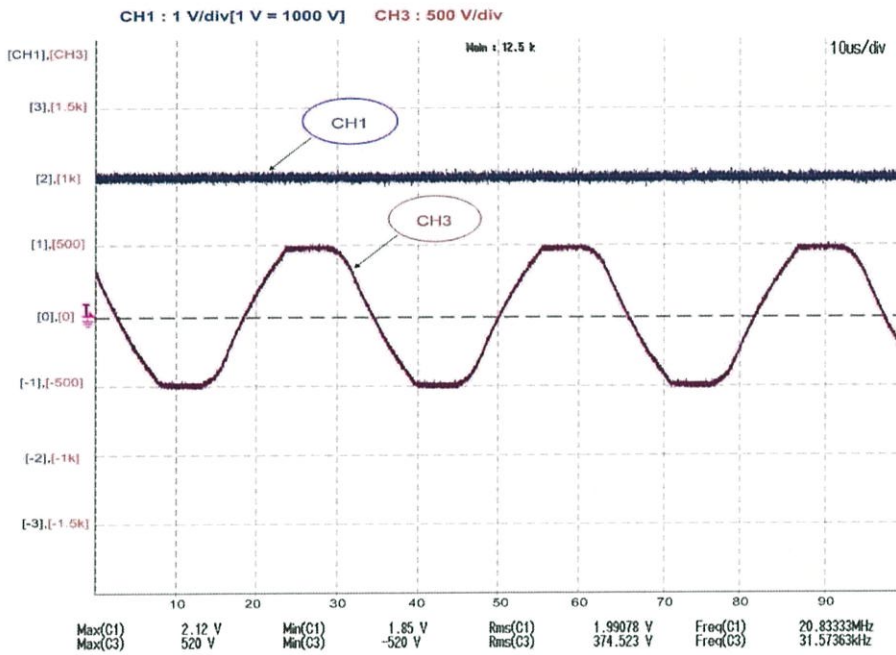
#### 4.3.2 ผลการทดสอบจริงที่วัดด้วยออสซิลโลสโคป



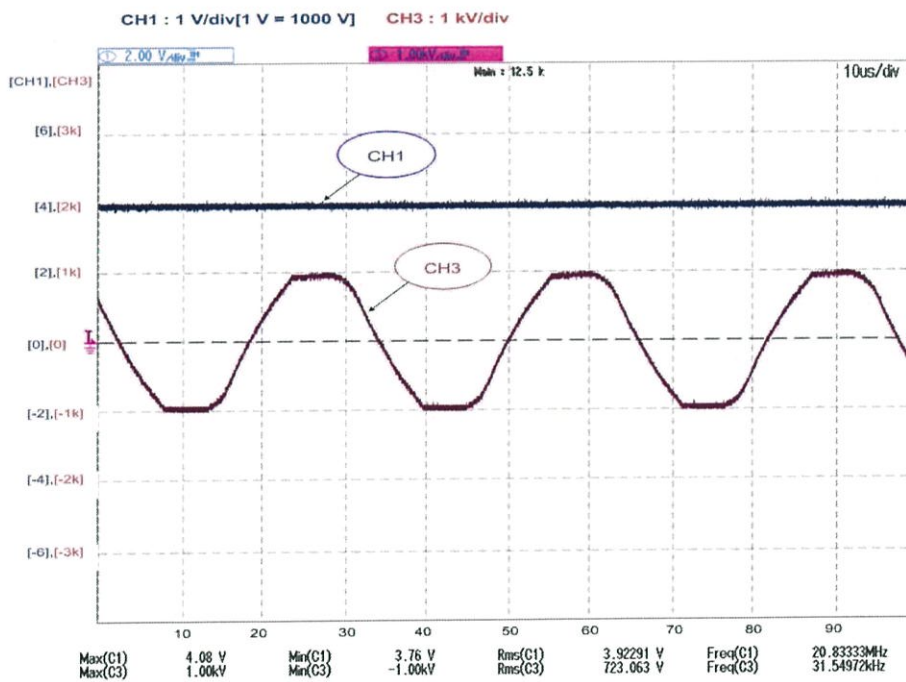
รูปที่ 4.19 วงจรชั้นบันได 2 ชั้น

1. วงจรชั้นบันไดขั้นที่ 1
2. วงจรชั้นบันไดขั้นที่ 2
3. โหลดความต้านทาน 20 M $\Omega$

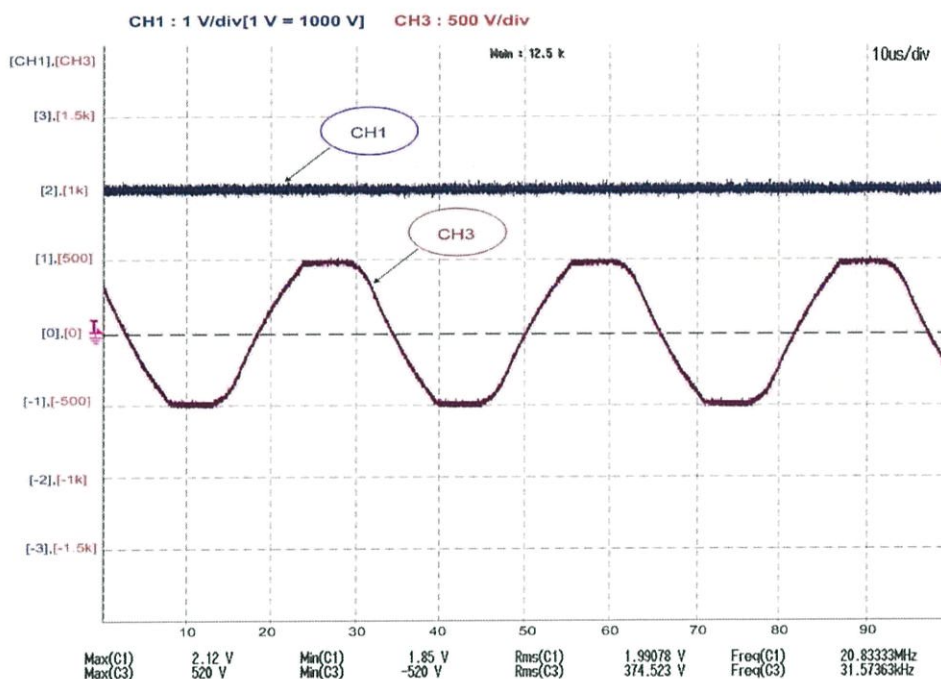
#### 4.3.2.1 การจำลองในลักษณะมีโหลดความต้านทาน $2\text{ M}\Omega$



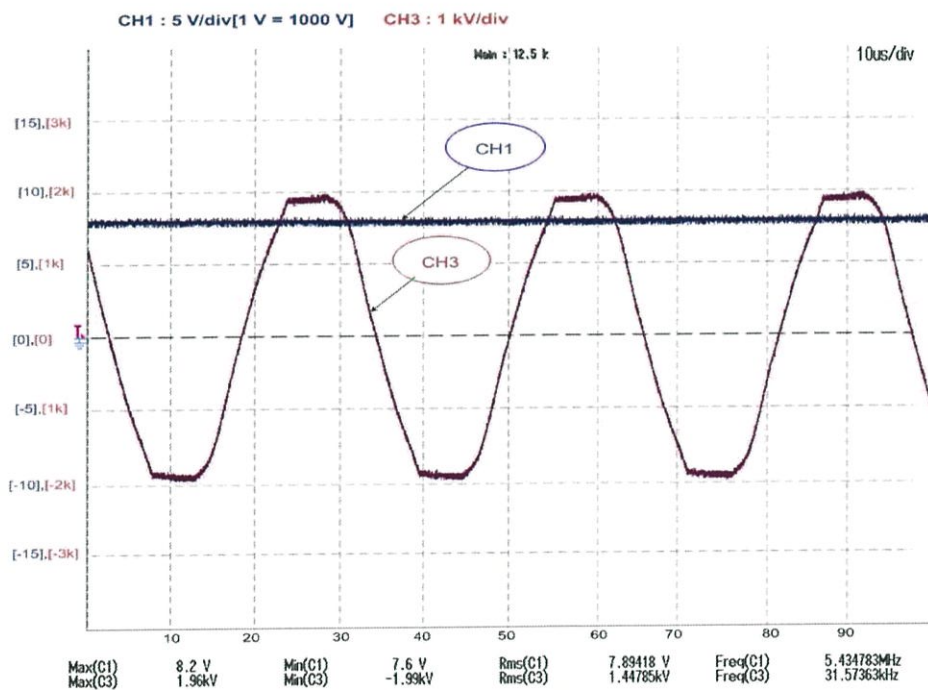
รูปที่ 4.20 แรงดันทางด้านทุติยภูมิหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงและแรงดันกระแสตรง  
ที่แรงดันด้านเข้า 40 V วัดได้จากออสซิลโลสโคป



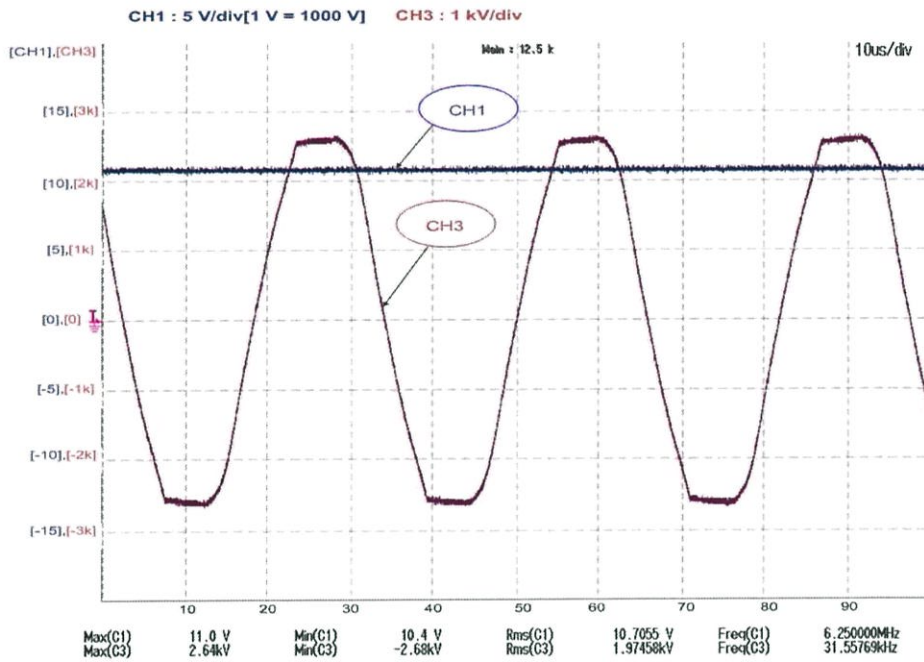
รูปที่ 4.21 แรงดันทางด้านทุติยภูมิหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงและแรงดันกระแสตรง  
ที่แรงดันด้านเข้า 80 V วัดได้จากออสซิลโลสโคป



รูปที่ 4.22 แรงดันทางด้านทุติยภูมิหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงและแรงดันกระแสตรง  
ที่แรงดันด้านเข้า 120 V วัดได้จากออสซิลโลสโคป



รูปที่ 4.23 แรงดันทางด้านทุติยภูมิหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงและแรงดันกระแสตรง  
ที่แรงดันด้านเข้า 160 V วัดได้จากออสซิลโลสโคป



รูปที่ 4.24 แรงดันทางด้านทุติยภูมิหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงและแรงดันกระแสตรง  
ที่แรงดันด้านเข้า 220 V วัดได้จากออสซิลโลสโคป

ตารางที่ 4.6 ข้อมูลผลการจำลองรูปคลื่นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงและกระแสไหลที่ออกมาจากวงจรชั้นบันได  
แบบสมมาตร 2 ชั้น ที่ได้จากการวัดผ่านออสซิลโลสโคป

แรงดัน ด้านเข้า ( $V_{AC,rms}$ ) [V]	แรงดัน ทางด้าน ปฐมภูมิ ( $V_{pri,rms}$ ) [V]	แรงดัน ทางด้าน ทุติยภูมิ ( $V_{sec,rms}$ ) [V]	แรงดัน กระแสตรง ( $V_{DC}$ ) [V]	แรงดัน กระแสตรง สูงสุด ( $V_{DC,Max}$ ) [V]	แรงดัน กระแสตรง ต่ำสุด ( $V_{DC,Min}$ ) [V]	เปอร์เซ็นต์ แรงดัน รบกวน ( $\%V_{ripple}$ ) [V]	กระแส โหลด ( $I_{LOAD}$ ) [mA]
20	18.71	173.21	961.58	999.60	959.58	1.56	0.48
40	38.72	352.42	1993.17	2041.34	1918.84	2.49	1.00
60	57.10	526.51	3028.21	3096.80	2940.00	2.26	1.51
80	75.15	702.14	4018.00	4165.00	3920.00	2.27	2.00
100	96.12	876.00	4900.12	5003.84	4695.18	2.11	2.45
120	115.27	1063.18	5801.60	5925.00	5716.34	2.12	2.90
140	131.43	1240.34	6909.00	7045.18	6737.50	1.97	3.46
160	150.12	1412.10	7977.20	8166.34	7757.68	2.39	3.99
180	169.83	1580.09	8937.60	9187.50	8778.84	2.54	4.47
200	189.21	1774.97	10033.00	10208.37	9595.83	2.95	4.96
220	209.41	1926.23	10893.00	11025.00	10616.34	1.96	5.41

จากผลการทดสอบจะเห็นได้ว่า ถึงแม้ลักษณะรูปร่างของรูปคลื่นที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์กับการทดสอบจริงนั้นจะแตกต่างกันไปบ้าง แต่ตัวแปรที่สำคัญที่ใช้ในการพิจารณาคือ แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงและกระแสที่ไหลผ่านโหลดมีความใกล้เคียงกัน ดังจะเห็นได้จากข้อมูลในตารางที่ 4.6 และ 4.7 ซึ่งสามารถจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงด้านออกได้เท่ากับที่ได้ทำการออกแบบไว้ในหัวข้อที่ 3.4 ส่วนกระแสมีค่าประมาณ 5 mA และในที่สุดท้ายระลอกแรงดันไฟฟ้าที่เกิดขึ้นมีค่าไม่เกิน 3 % ซึ่งอยู่ในมาตรฐาน IEC 60-2 จึงเป็นการยืนยันความถูกต้องของการออกแบบวงจรชั้นบันไดแบบสองชั้นของเครื่องกำเนิดกระแสตรงแรงดันสูงแบบกะทัดรัดได้เป็นอย่างดี

## บทที่ 5

### สรุปและวิเคราะห์ผลการทดลอง

#### 5.1 สรุปผลการดำเนินงานโครงการ

เครื่องกำเนิดกระแสตรงแรงดันสูงแบบกะทัดรัด (A Portable 10 kV DC High Voltage Generator) ประกอบขึ้นด้วยวงจรเรียงกระแส วงจรอินเวอร์เตอร์ หม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูง และวงจรขั้นบันไดแบบสมมาตรที่เกิดจากตัวเก็บประจุและไดโอดต่อกันตามลักษณะดังหัวข้อ 3.4 เป็นจำนวน 2 ชั้น เพื่อสร้างแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง 10 kV กระแส 5 mA การทวีแรงดันอาศัยการต่อวงจรขั้นบันไดแบบสมมาตรและลดจำนวนชั้นวงจรขั้นบันไดแบบสมมาตรลงโดยใช้หม้อแปลงไฟฟ้าในการทวีแรงดัน การใช้วงจรอินเวอร์เตอร์เปลี่ยนความถี่จาก 50 Hz เป็น 30 kHz เพื่อลดแรงดันตกคร่อมอุปกรณ์ในวงจรขั้นบันได และการใช้ตัวเก็บประจุขนาดประมาณ 50 nF สำหรับเป็นตัวเก็บประจุพักประจุ และตัวเก็บประจุกรองแรงดัน จะมีผลทำให้แรงดันระลอกมีค่าน้อยลง โดยเครื่องกำเนิดกระแสตรงแรงดันสูงแบบกะทัดรัดที่ได้ทำการออกแบบและประกอบสร้างนี้สามารถสร้างแรงดันกระแสตรงได้ 10.893 kV กระแส 5.4 mA ซึ่งคาดหวังว่าเครื่องกำเนิดกระแสตรงแรงดันสูงแบบกะทัดรัดนี้จะมีประโยชน์ต่อการประกอบสร้างเครื่องกำเนิดกระแสตรงแรงดันสูงแบบกะทัดรัดที่มีพิกัดแรงดันที่สูงกว่า 10 kV จนถึงการนำไปสู่สามารถทำการทดสอบบนนวนทางไฟฟ้าได้จริงในอนาคต

ตารางที่ 5.1 ค่าองค์ประกอบและอุปกรณ์ของวงจรสร้างเครื่องกำเนิดกระแสตรงแรงดันสูงแบบกะทัดรัด (A 10 kV Portable DC High Voltage Generator)

เบอร์ไดโอดในวงจรเรียงกระแส	RHG30120
เบอร์มอสเฟตกำลังในวงจรอินเวอร์เตอร์	IRFP460
ขนาดและประเภทแกนหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูง	EE 80 (Ferrite Core)
เบอร์ไดโอดในวงจรขั้นบันได	BY8006
ขนาดตัวเก็บประจุในวงจรขั้นบันได	680 nF อนุกรมกัน 14 ตัว

#### 5.2 ปัญหาที่พบและข้อเสนอแนะ

จากการประกอบสร้างเครื่องกำเนิดกระแสตรงแรงดันสูงแบบกะทัดรัด (A Portable 10 kV DC High Voltage Generator) พบว่ามีองค์ประกอบหลายอย่างที่มีผลต่อระดับแรงดันกระแสตรงและปริมาณกระแสที่ได้ดังนี้ คือ

1. ย่านความถี่ที่หม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงสามารถใช้ได้มีค่าประมาณ 30 - 40 kHz ถ้าความถี่สูงมากกว่าค่าดังกล่าว จะทำให้หม้อแปลงไฟฟ้าไม่สามารถทวิแรงดันได้ถึง 1.8 kV รวมไปถึงเกิดโคโรน่าของหม้อแปลงไฟฟ้า และนำไปสู่การเบรกดาวน์ในที่สุด เพราะฉะนั้นควรจะคงค่าความถี่ไว้ที่ 30 kHz โดยสามารถปรับความถี่ได้จากวงจรควบคุมการสวิตช์ของมอสเฟตกำลังในวงจรอินเวอร์เตอร์

2. เนื่องจากแรงดันตกคร่อมไดโอดและตัวเก็บประจุในวงจรชั้นบันไดมีค่าสูง อาจทำให้ไดโอดและตัวเก็บประจุเกิดการเสียหายได้ เพราะฉะนั้นจึงควรทำการเลือกพิกัดแรงดันและกระแสที่ไดโอดและตัวเก็บประจุสามารถรับได้

3. การวัดแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่ 10 kV ไม่สามารถทำได้จากการวัดโดยออสซิลโลสโคปโดยตรง เพราะฉะนั้นจึงทำการวัดผ่านโวลต์เตจดีไวเดอร์ที่มีอัตราส่วนของแรงดัน 1 : 980 แล้วจึงนำเข้าออสซิลโลสโคป

4. เมื่อทำการป้อนแรงดันไฟฟ้าด้านเข้า 220 V จะได้แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงถึง 10 kV ถ้าจะทำการขึ้นแรงดันทดสอบอีกครั้ง ควรทำการคายประจุสะสมที่อยู่ในตัวเก็บประจุออกให้หมดก่อนที่จะทำการขึ้นแรงดันใหม่

### 5.3 แนวทางในการพัฒนา

ในการพัฒนาเครื่องกำเนิดกระแสตรงแรงดันสูงแบบกะทัดรัด (A Portable 10 kV DC High Voltage Generator) เพื่อให้สามารถทวิแรงดันได้มากกว่า 10 kV ต้องทำการต่อวงจรชั้นบันไดที่มีจำนวนชั้นมากกว่า 2 ชั้น และควรลดขนาดอุปกรณ์ลงโดยใช้ตัวเก็บประจุและไดโอดที่สามารถทนแรงดันและกระแสที่สูงขึ้นเพื่อลดจำนวนตัวเก็บประจุที่จำเป็นต้องมาต่ออนุกรมกันหรือจำนวนไดโอดที่จำเป็นต้องมาต่อขนานกัน ในการรับแรงดันและกระแสที่สูง

ในส่วนของหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงต้องใช้ฉนวนในการพันหม้อแปลงที่มีความสามารถทนแรงดันไฟฟ้าที่สูงได้ รวมไปถึงการยึดหม้อแปลงไฟฟ้าต้องมีความแข็งแรง ทนทาน สามารถเคลื่อนย้ายได้โดยไม่เกิดการเสียหาย

ในส่วนของอินเวอร์เตอร์ควรใช้อินเวอร์เตอร์ที่สามารถปรับแรงดันด้านเข้าได้จากวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลัง ทดแทนการใช้การปรับแรงดันจากหม้อแปลงปรับแรงดันไฟฟ้า (Variac) เพื่อลดขนาดของอุปกรณ์ให้เล็กลง

## เอกสารอ้างอิง

- [1] N. Mohan, T .M. Underland, and W.P. Robins, **Power Electronics Converter, Application and Design**, John Wiley & Sons, Inc., 1989.
- [2] วีระเชษฐ์ ชันเงิน และ วุฒิพล ธาราธีรเศรษฐ์, **อิเล็กทรอนิกส์กำลัง Power Electronics**, ห้างหุ้นส่วนจำกัด วิ.เจ. พรินติ้ง, พิมพ์ครั้งที่ 11, 2554.
- [3] ทรงวุฒิ กันตังกุล, มานะ ปานสมบุญ, ราเชนทร์ เพชรคง และ วุฒิชัย วุฒิกิตติวงษ์, “**เอซีชอปเปอร์ สวิตซ์ที่ความถี่สูงสำหรับปรับความเร็วคาปาซิเตอร์-รัน อินดักชั่นมอเตอร์**,” ปรียญานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต, สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2550.
- [4] Arthur B. Williams and Fred J. Taylor, **Electronic Filter Design Handbook**, 2<sup>nd</sup> Ed, Mcgraw-Hill, Inc., 1988.
- [5] ธวัชชัย นัยสภิต และ วิริยะ พิเชฐจำเริญ , “ **การออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้า 50-kHz โดยใช้วิธีผลคูณพื้นที่**” วิศวกรรมลาดกระบัง, ปีที่ 25, ฉบับที่ 2, 2551, หน้า 31-37.
- [6] Ekekwe N. Ndubah, J.E. White K. and Oni Ben O, “ **Practical process In high frequency distribution Transformer Design**,” in **2003 IEEE** , 2003, pp. 121-128.
- [7] Colonel Wm. T. McLyman, **Transformer and Inductor Design Handbook**, Mercel Dekker, Inc., New York., 1988.
- [8] Colonel Wm. T. McLyman, **Magnetic Core selection for transformer and Inductor**, Mercel Dekker, Inc., New York., 1997.
- [9] สำรวย สังข์สะอาด, **วิศวกรรมไฟฟ้าแรงสูง**, พิมพ์ครั้งที่ 3, กรุงเทพมหานคร, 2549.
- [10] กิตติพงษ์ ตันมิตร และ อำนาจ สุขศรี , “ **เครื่องกำเนิดไฟฟ้าแรงสูงกระแสตรงแบบไปโพลาร์ขนาด ±100 กิโลโวลต์ 5 มิลลิแอมป์**,” วิศวกรรมสาร ม.ช., ปีที่ 31, ฉบับที่ 4, 2547, หน้า 361-375.
- [11] กิตติพงษ์ ตันมิตร ชัยพร อัดโคตตร และ อำนาจ สุขศรี , “ **เครื่องกำเนิดไฟฟ้าแรงสูงกระแสตรงแบบบริดจ์ที่ป้อนโดยแหล่งจ่ายกระแสจากวงจรรีโซแนนซ์อนุกรม**,” วิศวกรรมสาร ม.ช., ปีที่ 32, ฉบับที่ 3, 2548, หน้า 391-400.
- [12] G. Reinhold, “ **Ultra-high voltage DC power supplies for large current**,” EMILE HAEFELY & CO.LTD.,1987.
- [13] Ekekwe N. Ndubah, J.E. White K. and Oni Ben O, “ **Norme Internationale international standard**,” CIE IEC 60-1 , 1989, pp. 43-49.

ภาคผนวก

ภาคผนวก ก  
มาตรฐานที่ใช้ในการทดสอบ

**NORME  
INTERNATIONALE  
INTERNATIONAL  
STANDARD**

**CEI  
IEC  
60-2**

1994

**AMENDEMENT 1  
AMENDMENT 1**

1996-03

**Amendement 1**

**Techniques des essais à haute tension**

**Partie 2:  
Systèmes de Mesure**

**Amendment 1**

**High-voltage test techniques**

**Part 2:  
Measuring Systems**

© CEI 1996 Droits de reproduction réservés — Copyright — all rights reserved

Bureau Central de la Commission Electrotechnique Internationale 3, rue de Varembe Genève, Suisse



Commission Electrotechnique Internationale  
International Electrotechnical Commission  
Международная Электротехническая Комиссия

CODE PRIX  
PRICE CODE

**N**

*Pour prix, voir catalogue en vigueur  
For price, see current catalogue*

## 7 Measurement of direct voltage

### 7.1 Requirements for an Approved Measuring System

The general requirement is to measure the value (arithmetic mean) of the test voltage with an overall uncertainty within  $\pm 3\%$ .

The uncertainty limits shall not be exceeded in the presence of ripple, the magnitude of which is within the limits given in IEC 60-1.

NOTE – Attention is drawn to the possible presence of alternating voltages coupled to the Measuring System and affecting the reading of the measuring instrument.

#### 7.1.1 Stability of the scale factors

The scale factors of the converting device and the transmission system shall not vary by more than  $\pm 1\%$  within the ranges of the ambient temperature and humidity given in the Record of Performance.

A converting device for direct voltage shall be constructed so as to conduct directly to earth all leakage current on its external surfaces and to keep internal leakage current negligible relative to the measuring current.

NOTE – To maintain a low ratio between the leakage and measuring currents, a measuring current as high as 0,5 mA at the rated voltage may be necessary.

Measuring instruments shall comply with the requirements of class 0,5 of IEC 51 or shall be tested according to this standard.

#### 7.1.2 Dynamic behaviour for measuring rising voltages

The experimental response time  $T_N$  of an Approved Measuring System shall not be larger than 0,5 s. This will permit measurement with the accuracy required by 7.1 when the voltage is increased at the rate specified for dielectric tests in IEC 60-1.

#### NOTES

1 In some cases the response time of a converting device is kept much lower than 0,5 s to improve its behaviour in case of flashover in the test circuit. However, to avoid ripple on the high-voltage source affecting the measured value, the response time of the Measuring System (which includes the measuring instrument) should be greater than  $5/f$  where  $f$  is the fundamental frequency of the ripple.

2 In certain cases, for example, in pollution tests, it may be necessary to detect and measure transient components. No requirements for this are given here, but some guidance may be obtained from clause 9.

### 7.2 Acceptance tests on components for an Approved Measuring System

The requirements of the type tests can be met by tests on a unit of the same type or sometimes from manufacturer's data. Routine tests shall be performed on each unit. See clause 5 for details and 4.4.2 for exceptions.

The components of a Measuring System shall meet the requirements of the following type and routine tests:

Type tests:

- temperature effect on the converting device and the transmission system and on their Scale Factors (5.6),
- long-term stability (5.5),
- wet or polluted withstand test on the converting device (if required) (5.9),
- dynamic behaviour (5.8).

Routine tests:

- determination of the scale factors (5.2),
- linearity test (5.3, additional alternative methods 7.2.1),
- short-term stability (5.4),
- dry withstand test on the converting device (5.9).

#### 7.2.1 *Linearity test: requirements and additional alternative methods*

The linearity test shall be made according to 5.3 using each polarity with which the system is to be approved.

Additional alternative methods are:

##### a) *Comparison with a rod/rod gap*

The Measuring System shall be checked against a rod/rod gap, as shown in figure 19 of IEC 60-1, and within the limits of gap spacing and humidity given in clause C.2 of the same publication. The test shall be made with gap spacings corresponding to the minimum and maximum values of the operating voltage range and at three approximately equally spaced gap settings between these extremes.

The complete linearity test shall be made in a short time so that atmospheric conditions do not change and hence no corrections need be applied.

The procedure given in clause C.3 of IEC 60-1 is used except that no atmospheric corrections need be applied. If each of the five ratios of the disruptive discharge voltage of the gap to the corresponding output of the system under test is within  $\pm 1\%$  of their mean value then the system can be considered linear.

##### b) *Specific test for multi-section devices*

For a converting device made of several identical high-voltage units, the test shall be made by first checking the linearity of each unit as described in 5.3 and then by checking the assembled units at Rated Measuring Voltage by comparing the current into the high-voltage end of the device with that out of its low-voltage end. The measured values shall not differ by more than  $\pm 1\%$ .

c) *Comparison with input voltage of a linear a.c./d.c. converter*

The output of the Measuring System shall be checked against the peak value of the alternating voltage input to the rectifier network. Tests shall be made at the minimum and maximum values of the operating voltage range and at three approximately equally spaced voltages between these extremes.

If each of the five ratios of the measured voltage to the corresponding peak value of the alternating voltage input to the rectifier is within  $\pm 1\%$  of their mean value then the Measuring System can be considered linear.

### 7.3 *Performance Test on Measuring Systems*

The Assigned Scale Factor shall be determined according to 6.2.

### 7.4 *Performance Check*

The scale factor of an Approved Measuring System shall be checked by one of the following methods.

a) *Check of the scale factors of its components*

The scale factor(s) of each component shall be checked, using internal or external calibrators having an uncertainty within  $\pm 1\%$ . If the difference of each scale factor from its previous value is not larger than  $\pm 1\%$ , the Assigned Scale Factor is taken as still valid. If any difference exceeds  $1\%$ , then a new value of the Assigned Scale Factor shall be determined (see third paragraph of 4.2).

b) *Check of the scale factor of the Measuring System*

A comparison shall be made with another Approved Measuring System with the procedure of 6.2 a) or with an IEC Standard Measuring Device used according to appendix C of IEC 60-1. When the difference between the two measured values is within  $\pm 3\%$ , the Assigned Scale Factor is taken as valid. When the difference is larger, then a new value of the Assigned Scale Factor shall be determined (see third paragraph of 4.2).

### 7.5 *IEC Standard Measuring Device*

The rod/rod gap, designed and used in accordance with appendix C of IEC 60-1, is an IEC Standard Measuring Device for direct voltage with an uncertainty within  $\pm 3\%$  (see E.3).

### 7.6 *Measurement of ripple amplitude*

#### 7.6.1 *Requirements for an Approved Measuring System*

The ripple amplitude shall be measured with an overall uncertainty within  $\pm 10\%$  of the ripple amplitude or  $\pm 1\%$  of the arithmetic mean value of the direct voltage, whichever is larger.

Separate Measuring Systems may be used to measure the mean value of the voltage and the ripple amplitude, or the same converting device can be used with two separate instruments.

The tests specified in 7.6.2 and 7.6.3 shall be applied only to systems used to measure the ripple amplitude and are Performance Tests.

#### 7.6.2 *Measurement of the scale factor at the ripple frequency*

The scale factor of the Measuring System shall be determined at the fundamental frequency  $f$  of the ripple, with an uncertainty within  $\pm 3\%$ . This scale factor may be determined as the product of the scale factors of the components.

#### 7.6.3 *Dynamic behaviour*

The upper limit frequency  $f_2$  of the amplitude/frequency response of the Measuring System shall be greater than 10 times the fundamental frequency  $f$  of the ripple.

## 8 Measurement of alternating voltage

### 8.1 Requirements for an Approved Measuring System

The general requirement is to measure the peak or the r.m.s. value of a test voltage at its rated frequency with an overall uncertainty within  $\pm 3\%$ .

#### 8.1.1 Stability of the scale factor

The scale factors of the converting device and the transmission system shall not vary by more than  $\pm 1\%$  for the ranges of the ambient temperature and clearances given in the Record of Performance.

Measuring instruments shall comply with the requirements of class 0,5 of IEC 51 or shall be tested according to this standard. If a peak voltmeter is used, its uncertainty shall be within  $\pm 1\%$ .

#### 8.1.2 Dynamic behaviour

The amplitude/frequency response of the Measuring System shall not vary by more than  $\pm 2\%$  between 0,2 times and seven times the frequency of the test voltage. When the presence of the test object enhances the harmonic content above the seventh harmonic the amplitude/frequency response shall not vary by more than  $\pm 2\%$  up to the frequency of the highest significant harmonic. Special requirements may be specified by the relevant technical committee.

#### NOTES

- 1 In certain cases, it may be necessary to measure voltage transients superimposed on an alternating voltage. No requirements for this are given here but some guidance may be obtained from clause 9.
- 2 Some sources do not generate harmonics (for example, series resonant test sets).

### 8.2 Acceptance tests on components for an Approved Measuring System

The requirements of the type tests can be met by tests on a unit of the same type or sometimes from manufacturer's data. Routine tests shall be performed on each unit. See clause 5 for details and 4.4.2 for exceptions.

The components of a Measuring System shall meet the requirements of the following type and routine tests:

Type tests:

- temperature effect on the converting device and the transmission system and on their scale factors (5.6),
- long-term stability (5.5),
- proximity effect (if required) (5.7),
- wet or polluted withstand test on the converting device (if required) (5.9),
- dynamic behaviour (5.8).

**Routine tests:**

- determination of the scale factors (5.2),
- linearity test (5.3, additional alternative methods 8.2.1),
- short-term stability (5.4),
- dry withstand test on the converting device (5.9).

**8.2.1 Linearity test: requirements and additional alternative methods**

The linearity test shall be made according to 5.3.

Additional alternative methods are:

**a) Comparison with a sphere-gap**

The Measuring System shall be checked against a sphere-gap used according to 8.5 of IEC 52. Tests shall be made with gap spacings corresponding to the minimum and maximum values of the operating voltage range and at three approximately equally spaced gap settings between these extremes.

The complete linearity test shall be made in a short time so that atmospheric conditions do not change and hence corrections need not be applied. If each of the five ratios of the disruptive discharge voltage of the gap to the corresponding output of the system under test is within  $\pm 1\%$  of their mean value then the system can be considered linear.

**b) Method for multi-section capacitor converting devices**

For a converting device consisting of several identical high-voltage units a test consisting of the following three steps shall be made:

- a type test on an equivalent complete converting device (equipped with its electrodes) as specified in 5.3,
- measurement of the capacitance of each high-voltage unit at the five voltages specified in 5.3. The capacitance of each unit shall not change over the voltage range by more than  $\pm 1\%$ ,
- the assembled converting device shall be free from visible and audible corona at the Rated Measuring Voltage.

**c) Comparison with the input voltage of a transformer or a transformer cascade**

The Measuring System shall be connected to measure the output of the transformer. The output of the Measuring System shall be checked against the input voltage of the transformer. Tests shall be made at the minimum and maximum values of the operating voltage range and at three approximately equally spaced voltages between these extremes. If each of the five ratios of the measured voltage to the corresponding input voltage is within  $\pm 1\%$  of their mean value then the Measuring System is considered linear.

NOTE – Attention should be paid to the possible variation of the voltage ratio of the transformer because of the load and non-linear characteristics of the magnetic circuit.

d) *Comparison with the output of an electric-field measuring instrument*

The Measuring System shall be checked against an electric-field measuring instrument which is so located that it measures a field proportional to the voltage being measured. The electric-field measuring instrument is used according to the relevant requirements of IEC 833. The test shall be made at the minimum and maximum values of the operating voltage range and at three approximately equally spaced voltages between these extremes. If each of the five ratios of the measured voltage to the corresponding measured electric field is within  $\pm 1\%$  of their mean value then the Measuring System is considered linear.

### 8.2.2 *Determination of the scale factor of a peak voltmeter*

The scale factor shall be determined using a known sinusoidal voltage of rated frequency.

NOTE – Indicating instruments other than peak voltmeters are calibrated according to IEC 51.

### 8.3 *Performance Test on Measuring Systems*

The Assigned Scale Factor shall be determined according to 6.2.

#### 8.4 *Performance Check*

The scale factor(s) of an Approved Measuring System can be checked by one of the following methods.

a) *Check of the scale factors of the components*

The scale factor(s) of each component can be checked using internal or external calibrators having an uncertainty within  $\pm 1\%$ . If each scale factor differs from its previous value by not more than  $\pm 1\%$ , the Assigned Scale Factor is taken as still valid. If any difference exceeds  $\pm 1\%$  then a new value of the Assigned Scale Factor shall be determined (see third paragraph of 4.2).

b) *Check of the scale factor of the Measuring System*

A comparison shall be made with another Approved Measuring System with the procedure of 6.2 a) or with an IEC Standard Measuring Device according to IEC 52.

When the difference between the two measured values is within  $\pm 3\%$ , the Assigned Scale Factor is taken as still valid. When the difference is larger, then the Assigned Scale Factor shall be determined again (see third paragraph of 4.2).

### 8.5 *IEC Standard Measuring Device*

The sphere-gap, used according to IEC 52, is an IEC Standard Measuring Device for the peak value with an uncertainty within  $\pm 3\%$ .

ภาคผนวก ข  
ข้อมูลอุปกรณ์



## FEATURES

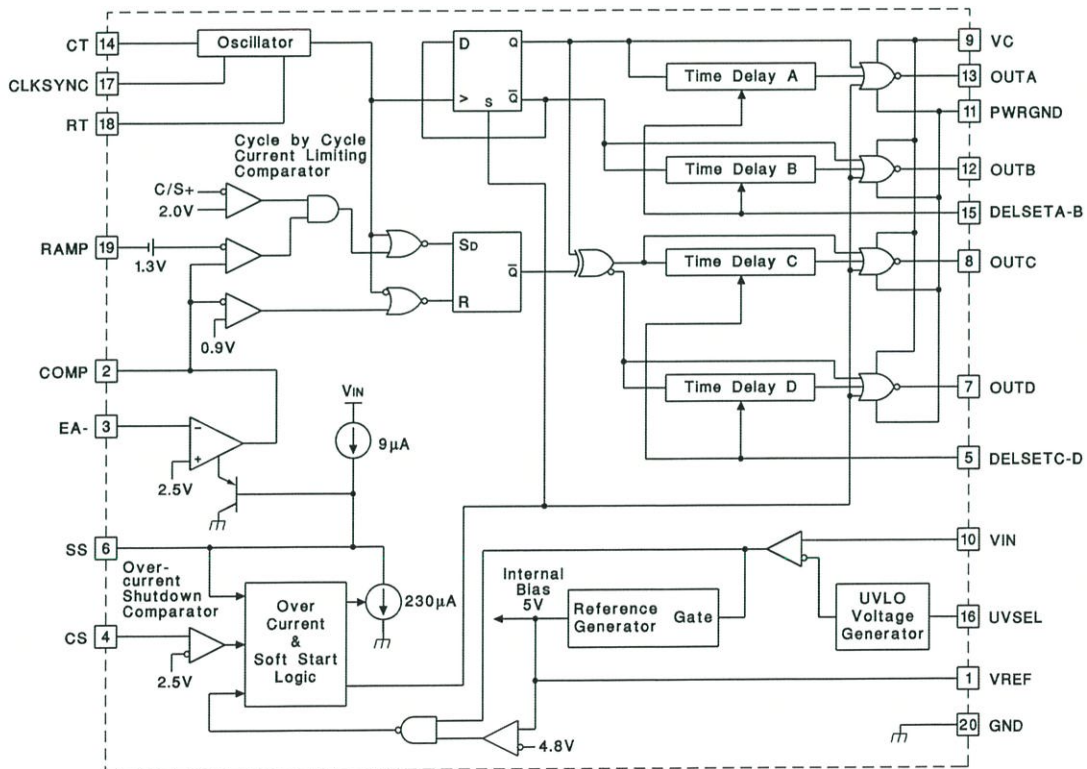
- Programmable Output Turn On Delay; Zero Delay Available
- Compatible with Voltage Mode or Current Mode Topologies
- Practical Operation at Switching Frequencies to 300 kHz
- 10-MHz Error Amplifier
- Pin Programmable Undervoltage Lockout
- Low Startup Current – 150  $\mu$ A
- Soft Start Control
- Outputs Active Low During UVLO

## DESCRIPTION

The UC3879 controls a bridge power stage by phase shifting the switching of one half-bridge with respect to the other. This allows constant frequency pulse width modulation in combination with resonant, zero-voltage switching for high efficiency performance. The UC3879 can be configured to provide control in either voltage mode or current mode operation, with overcurrent shutdown for fast fault protection.

Independently programmable time delays provide dead-time at the turn-on of each output stage, allowing time for each resonant switching interval.

## BLOCK DIAGRAM



Please be aware that an important notice concerning availability, standard warranty, and use in critical applications of Texas Instruments semiconductor products and disclaimers thereto appears at the end of this data sheet.

UC1879  
UC2879  
UC3879



SLUS230B–JUNE 1998–REVISED JUNE 2007

## DESCRIPTION (CONTINUED)

With the oscillator capable of operating in excess of 600 kHz, overall output switching frequencies to 300 kHz are practical. In addition to the standard free running mode, with the CLKS<sub>SYNC</sub> pin, the user may configure the UC3879 to accept an external clock synchronization signal. Alternatively, up to three units can be locked together with the operational frequency determined by the fastest device.

Protective features include an undervoltage lockout and overcurrent protection. Additional features include a 10-MHz error amplifier, a 5-V precision reference, and soft start. The UC3879 is available in 20 pin N, J, DW, and Q and 28 pin L packages.

## ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS<sup>(1)</sup>

PARAMETER	VALUE	UNIT
Supply voltage (V <sub>C</sub> , V <sub>IN</sub> )	20	V
Output current, source or sink, dc	20	mA
Output current, source, sink peak for 0.1 μs at max frequency of 300 kHz	100	
Analog inputs		
(Pins 1, 2, 3, 4, 5, 6, 14, 15, 17, 18, 19)	–0.3 to 5.3	V
(Pin 16)	–0.03 to V <sub>IN</sub>	
Analog outputs		
(Pins 7, 8, 12, 13)	–0.3 to V <sub>C</sub> to 0.3	V
Storage temperature range	–65°C to 150°C	°C
Junction temperature	–55°C to 150°C	
Lead temperature (soldering, 10 sec)	300°C	

- (1) Pin references are to 20-pin DIL and SOIC packages. All voltages are with respect to ground unless otherwise stated. Currents are positive into, negative out of the specified terminal.

## THERMAL CHARACTERISTICS

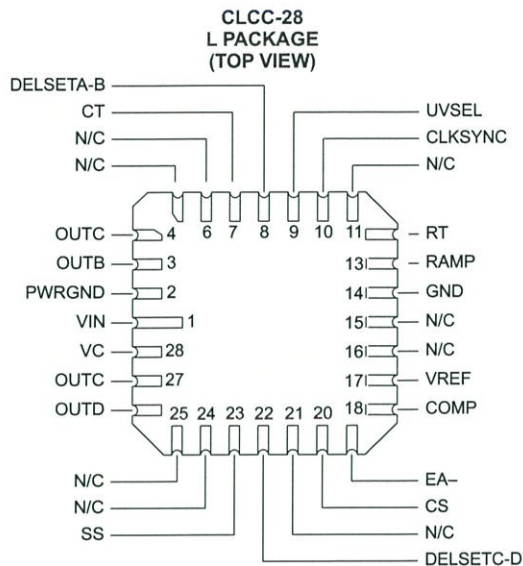
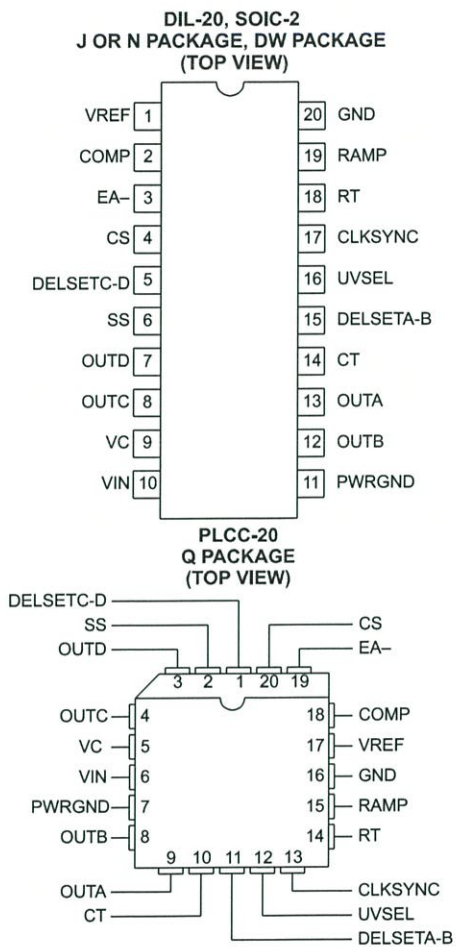
over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

PACKAGE	θ <sub>JA</sub>	θ <sub>JC</sub>
J-20	70-85	28 <sup>(1)</sup>
N-20	80 <sup>(2)</sup>	35
DW-20 SOIC	45-95 <sup>(2)</sup>	25
PLCC-20	43-75 <sup>(2)</sup>	34
CLCC-20	N/A	5-8 <sup>(2)(3)</sup>

- (1) θ<sub>JC</sub> data values stated were derived from MIL-STD-1835B. MIL-STD-1835B states "The baseline values shown are worst case (mean +2s) for a 60 x 60 mil microcircuit device silicon die and applicable for devices with die sizes up to 14400 square mils. For devices die sizes greater than 14400 square mils use the following values; dual-in-line, 11°C/W; flat pack 10°C/W; pin grid array, 10°C/W".
- (2) Specified θ<sub>JA</sub> (junction-to-ambient) is for devices mounted to 5-in<sup>2</sup> FR4 PC board with one ounce copper wire where noted. When resistance range is given, lower values are for 5-in<sup>2</sup> aluminum PC board. Test PWB was 0.062 in thick and typically used 0.635-mm trace widths for power packages and 1.3-mm trace widths for non-power packages with a 100 x 100 mil probe land area at the end of each trace.
- (3) θ<sub>JC</sub> estimated for backside of device, through the metalized thermal conduction pads.

**Product Selection Guide**

	TEMPERATURE RANGE	AVAILABLE PACKAGES
UCC1879	−55°C to 125°C	J, L
UCC2879	−40°C to 85°C	N, DW, Q, J, L
UCC3879	0°C to 70°C	N, DW, Q



UC1879  
UC2879  
UC3879



SLUS230B–JUNE 1998–REVISED JUNE 2007

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Unless specified;  $V_C = V_{IN} = V_{UVSEL} = 12\text{ V}$ ,  $C_T = 470\text{ pF}$ ,  $R_T = 9.53\text{ k}$ ,  $R_{DELSETA-B} = R_{DELSEC-D} = 4.8\text{ k}$ ,  $C_{DELSETA-B} = C_{DELSETC-D} = 0.01\text{ }\mu\text{F}$ ,  $T_A = T_J$ .

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
<b>Undervoltage Lockout</b>					
Start threshold	$V_{UVSEL} = V_{IN}$	9	10.75	12.5	V
	$V_{UVSEL} = \text{Open}$	12.5	15.25	16.5	
UVLO hysteresis	$V_{UVSEL} = V_{IN}$	1.15	1.75	2.15	
	$V_{UVSEL} = \text{Open}$	5.2	6	7.4	
Input bias, UVSEL pin	$V_{UVSEL} = V_{IN} = 8\text{ V}$		30		$\mu\text{A}$
<b>Supply Current</b>					
$I_{VIN}$ startup	$V_{IN} = V_{UVSEL} = 8\text{ V}$ , $V_C = 18\text{ V}$ , $I_{DELSETA-B} = I_{DELSETC-D} = 0$		150	600	$\mu\text{A}$
$I_{VC}$ startup	$V_{IN} = V_{UVSEL} = 8\text{ V}$ , $V_C = 18\text{ V}$ , $I_{DELSETA-B} = I_{DELSETC-D} = 0$		10	100	
$I_{VIN}$ operating	UC3879, UC2879		23	35	mA
	UC1879		23	36	
$I_{VC}$ operating			4	8	
<b>Voltage Reference</b>					
Output voltage	$T_J = 25^\circ\text{C}$	4.92	5	5.08	V
Line regulation	$11\text{ V} < V_{IN} < 18\text{ V}$		1	10	mV
Load regulation	$I_{VREF} = -10\text{ mA}$		5	20	
Total variation	Line, Load, Temperature	4.875		5.125	V
Short circuit current	$V_{REF} = 0\text{ V}$ , $T_J = 25^\circ\text{C}$		-60	-15	mA
<b>Error Amplifier</b>					
Error amplifier input voltage		2.4	2.5	2.6	V
Input bias current			0.6	3	$\mu\text{A}$
AVOL	$1\text{ V} < V_{COMP} < 4\text{ V}$	60	90		dB
PSRR	$11\text{ V} < V_{IN} < 18\text{ V}$	85	100		
Output sink current	$V_{COMP} = 1\text{ V}$	1	2.5		mA
Output source current	$V_{COMP} = 4\text{ V}$		-1.3	-0.5	
Output voltage high	$I_{COMP} = -0.5\text{ mA}$	4	4.7	5	V
Output voltage low	$I_{COMP} = 1\text{ mA}$	0	0.5	1	
Slew rate	$T_A = 25^\circ\text{C}$	6	11		$\text{V}/\mu\text{s}$

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)**

Unless specified;  $V_C = V_{IN} = V_{UVSEL} = 12\text{ V}$ ,  $C_T = 470\text{ pF}$ ,  $R_T = 9.53\text{ k}$ ,  $R_{DELSETA-B} = R_{DELSEC-D} = 4.8\text{ k}$ ,  $C_{DELSETA-B} = C_{DELSETC-D} = 0.01\text{ }\mu\text{F}$ ,  $T_A = T_J$ .

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
<b>PWM Comparator</b>					
RAMP offset voltage	$T_J = 25^\circ\text{C}^{(1)}$	1.1	1.25	1.4	V
PWM phase shift, $T_{DELSETA-B}, T_{DELSETC-D} = 0^{(2)}$	$V_{COMP} > V_{RAMPpeak} + V_{RAMPoffset}$	98%	99.7%	102%	
	$V_{COMP} < \text{Zero Phase Shift Voltage}$	0%	0.3%	2%	
Output skew, $T_{DELSETA-B}, T_{DELSETC-D} = 0^{(2)}$	$V_{COMP} > V_{RAMPpeak} + V_{RAMPoffset}$		10		ns
	$V_{COMP} < \text{Zero Phase Shift Voltage}$		10		
Ramp to output delay, $T_{DELSETA-B} = 0, T_{DELSETC-D} = 0$	UC3879, UC2879		115	250	
	UC1879		115	300	
<b>Oscillator</b>					
Initial accuracy	$T_A = 25^\circ\text{C}$	180	200	220	kHz
Voltage stability	$11\text{ V} < V_{IN} < 18\text{ V}$		1	2	%
Total variation	Line, Temperature	160	200	240	kHz
CLKSYNC threshold		2.3	2.5	2.7	V
Clock out high		2.8	4		
Clock out low		0.5	1	1.5	ns
Clock out pulse width			400	600	
Ramp valley voltage			0.2	0.4	V
Ramp peak voltage		2.8	2.9	3.2	
<b>Current Limit</b>					
Input bias	$V_{CS} = 3\text{ V}$		2	10	$\mu\text{A}$
Threshold voltage		2.35	2.5	2.65	V
Delay to OUTA, B, C, D			160	300	ns
<b>Cycle-by-Cycle Current Limit</b>					
Input bias	$V_{CS} = 2.2\text{ V}$		2	10	$\mu\text{A}$
Threshold voltage		1.85	2	2.15	V
Delay to output zero phase			110	300	ns

(1) Ramp offset voltage has a temperature coefficient of about  $-4\text{ mV}/^\circ\text{C}$ .

$$\theta = \frac{200}{T} \phi \%$$

(2) Phase shift percentage (0% = 0, 100% = 180) is defined as where  $\theta$  is the phase shift, and  $T$  are defined in Figure 1. At 0% phase shift,  $\theta$  is the output skew.

UC1879  
UC2879  
UC3879

SLUS230B–JUNE 1998–REVISED JUNE 2007

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

Unless specified; VC = VIN = V<sub>UVSEL</sub> = 12 V, CT = 470 pF, RT = 9.53k, R<sub>DELSETA-B</sub> = R<sub>DELSEC-D</sub> = 4.8k, C<sub>DELSETA-B</sub> = C<sub>DELSETC-D</sub> = 0.01 μF, T<sub>A</sub> = T<sub>J</sub>.

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
<b>Soft Start/Reset Delay</b>					
Charge current	V <sub>SS</sub> = 0.5 V	-20	-9	-3	μA
Discharge current	V <sub>SS</sub> = 1 V	120	230		
Restart threshold		4.3	4.7		V
Discharge level			300		mV
<b>Output Drivers</b>					
Output Low level	I <sub>OUT</sub> = 10 mA		0.3	0.4	V
Output High level	I <sub>OUT</sub> = -10 mA, Referenced to VC		2.2	3	
<b>Delay Set <sup>(3)</sup></b>					
Delay time <sup>(4)</sup>	R <sub>DELSETA-B</sub> = R <sub>DELSETC-D</sub> = 4.8k	250	370	520	ns
Delay time <sup>(4)</sup>	R <sub>DELSETA-B</sub> = R <sub>DELSETC-D</sub> = 1.9k	100	155	220	
Zero delay <sup>(5)</sup>	V <sub>DELSETA-B</sub> = V <sub>DELSETC-D</sub> = 5 V		5		

(3) Delay time can be programmed via resistors from the delay set pins to ground.

$$\text{Delay Time} = (0.89 \cdot 10^{-10} \cdot R_{\text{DELAY}}) \text{sec}$$

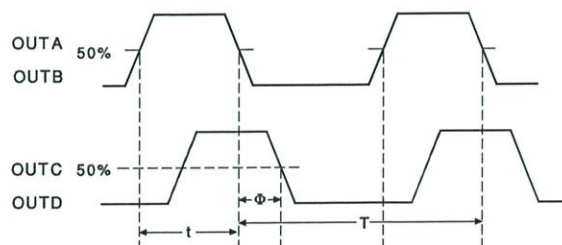
The recommended range for R<sub>DELAY</sub> is 1.9 kΩ to 10 kΩ.

(4) Delay time is defined as:

$$\text{delay} = T \cdot \left( \frac{1}{2} - \text{duty cycle} \right)$$

where T is defined in Figure 1.

(5) The zero phase shift voltage is the voltage measured at COMP which forces zero phase shift. This condition corresponds to zero effective output power. Zero phase shift voltage has a temperature coefficient of about -2 mV/°C.



$$\text{DutyCycle} = \frac{t}{T}$$

$$\text{Period} = T$$

$$T_{\text{DHL}}(\text{A to C}) = T_{\text{DHL}}(\text{B to D}) =$$

Figure 1. Phase Shift, Output Skew and Delay Time Definitions

## PIN DESCRIPTIONS

**CLKSYNC** (Bi-directional Clock and Synchronization): Used as an output, CLKSINC provides a clock signal. As an input, this pin provides a synchronization point. Multiple UC3879s, each with their own local oscillator frequency, may be connected together by the CLKSINC pin, and they will synchronize to the fastest oscillator. This pin may also be used to synchronize the UC3879 to an external clock, provided the frequency of the external signal is higher than the frequency of the local oscillator. CLKSINC is internally connected to an emitter follower pull-up and a current source pull-down (300  $\mu$ A typical). Therefore, an external resistor to GND can be used to improve the CLKSINC pin's ability to drive capacitive loads.

**COMP** (Error Amplifier Output): This pin is the output of the gain stage for overall feedback control. Error amplifier output voltage levels below 0.9 V forces zero phase shift. Since the error amplifier has a relatively low current drive capability, the output may be overridden by driving it with a sufficiently low impedance source.

**CT** (Oscillator Frequency Set): After choosing RT to set the required upper end of the linear duty cycle range, the timing capacitor (CT) value is calculated to set the oscillator frequency as follows:

$$CT = \frac{D_{lin}}{1.08 \cdot RT \cdot f}$$

Connect the timing capacitor directly between CT and GND. Use a high quality ceramic capacitor with low ESL and ESR for best results. A minimum CT value of 200 pF insures good accuracy and less susceptibility to circuit layout parasitics. The oscillator and PWM are designed to provide practical operation to 600 kHz.

**CS** (Current Sense): This pin is the non-inverting input to the two current fault comparators whose references are set internally to fixed values of 2 V and 2.5 V. When the voltage at this pin exceeds 2 V, and the error amplifier output voltage exceeds the voltage on the ramp input, the phase shift limiting overcurrent comparator will limit the phase shifting on a cycle-by-cycle basis. When the voltage at this pin exceeds 2.5 V, the current fault latch is set, the outputs are forced OFF, and a soft start cycle is initiated. If a constant voltage above 2.5 V is applied to this pin the outputs are disabled and held low. When CS is brought below 2.5 V, the outputs will begin switching at 0 degrees phase shift before the SS pin begins to rise. This condition will not prematurely deliver power to the load.

**DELSETA-B, DELSETC-D** (Output Delay Control): The user programmed currents from these pins to GND set the turn on delay for the corresponding output pair. This delay is introduced between the turn off of one switch and the turn on of another in the same leg of the bridge to allow resonant switching to take place. Separate delays are provided for the two half-bridges to accommodate differences in the resonant capacitor charging currents.

**EA-** (Error Amplifier Inverting Input): This is normally connected to the voltage divider resistors which sense the power supply output voltage level. The loop compensation components are connected between this pin and COMP.

**GND** (Signal Ground): All voltages are measured with respect to GND. The timing capacitor on CT, and bypass capacitors on VREF and VIN should be connected directly to the ground plane near GND.

**OUTA – OUTD** (Outputs A-D): The outputs are 100-mA totem pole output drivers optimized to drive FET driver devices. The outputs operate as pairs with a nominal 50% duty cycle. The A-B pair is intended to drive one half-bridge in the external power stage and is synchronized to the clock waveform. The C-D pair drives the other half-bridge with switching phase shifted with respect to the A-B outputs.

**PWRGND** (Power Ground): VC should be bypassed with a ceramic capacitor from VC to the section of the ground plane that is connected to PWRGND. Any required bulk reservoir capacitor should be connected in parallel. PWRGND and GND should be connected at a single point near the chip to optimize noise rejection and minimize DC voltage drops.

**RAMP** (Voltage Ramp): This pin is the input to the PWM comparator. Connect it to CT for voltage mode control. For current mode control, connect RAMP to CS and also to the output of the current sense transformer circuit. Slope compensation can be achieved by injecting a portion of the ramp voltage from CT to RAMP.

### PIN DESCRIPTIONS (continued)

**RT** (Clock/Sync Duty Cycle Set Pin): The UC3879 oscillator produces a sawtooth waveform. The rising edge is generated by connecting a resistor from RT to GND and a capacitor from CT to GND (see CT pin description). During the rising edge, the modulator has linear control of the duty cycle. The duty cycle jumps to 100% when the voltage on COMP exceeds the oscillator peak voltage. Selection of RT should be done first, based on the required upper end of the linear duty cycle range ( $D_{lin}$ ) as follows:

$$RT = \frac{2.5}{10 \text{ mA} \cdot (1 - D_{lin})}$$

Recommended values for RT range from 2.5 k $\Omega$  to 100 k $\Omega$ .

**SS**: Connect a capacitor between this pin and GND to set the soft start time. The voltage at SS will remain near zero volts as long as VIN is below the UVLO threshold. Soft start will be pulled up to about 4.8 V by an internal 9- $\mu$ A current source when VIN and VREF become valid (assuming a non-fault condition). In the event of a current fault (CS voltage exceeding 2.5 V), soft start will be pulled to GND and then ramp to 4.8 V. If a fault occurs during the soft start cycle, the outputs will be immediately disabled and soft start must fully charge prior to resetting the fault latch. For paralleled controllers, the soft start pins may be paralleled to a single capacitor, but the charge currents will be additive.

**UVSEL**: Connecting this pin to VIN sets a turn on voltage of 10.75 V with 1.5 V of UVLO hysteresis. Leaving the pin open-circuited programs a turn on voltage of 15.25 V with 6 V of hysteresis.

**VC** (Output Switch Supply Voltage): This pin supplies power to the output drivers and their associated bias circuitry. The difference between the output high drive and VC is typically 2.1 V. This supply should be bypassed directly to PWRGND with a low ESR/ESL capacitor.

**VIN** (Primary Chip Supply Voltage): This pin supplies power to the logic and analog circuitry on the integrated circuit that is not directly associated with driving the output stages. Connect VIN to a stable source above 12 V for normal operation. To ensure proper functionality, the UC3879 is inactive until VIN exceeds the upper undervoltage lockout threshold. This pin should be bypassed directly to GND with a low ESR/ESL capacitor.

#### NOTE:

When VIN exceeds the UVLO threshold the supply current ( $I_{IN}$ ) jumps from about 100 A to greater than 20 mA. If the UC3879 is not connected to a well bypassed supply, it may immediately enter the UVLO state again. Therefore, sufficient bypass capacity must be added to ensure reliable startup.

**VREF**: This pin provides an accurate 5 V voltage reference. It is internally short circuit current limited. VREF is disabled while VIN is below the UVLO threshold. The circuit is also disabled until VREF reaches approximately 4.75 V. For best results bypass VREF with a 0.1  $\mu$ F, low ESR/ESL capacitor.

### ADDITIONAL INFORMATION

Please refer to the following Unitrode publications for additional information. The following three topics are available in the Applications Handbook.

1. Application Note U-154, *The New UC3879 Phase- Shifted PWM Controller Simplifies the Design of Zero Voltage Transition Full-Bridge Converters*, by Laszlo Balogh.
2. Application Note U-136, *Phase Shifted, Zero Voltage Transition Design Considerations and the UC3875 PWM Controller*, by Bill Andreyckak.
3. Design Note DN-63, *The Current-Doubler Rectifier: An Alternative Rectification Technique for Push-Pull and Bridge Converters*, by Laszlo Balogh.

**PACKAGING INFORMATION**

Orderable Device	Status (1)	Package Type	Package Drawing	Pins	Package Qty	Eco Plan (2)	Lead/Ball Finish	MSL Peak Temp (3)	Op Temp (°C)	Top-Side Markings (4)	Samples
UC1879J	OBSOLETE	CDIP	J	20		TBD	Call TI	Call TI	-55 to 125		
UC1879J883B	OBSOLETE	CDIP	J	20		TBD	Call TI	Call TI	-55 to 125		
UC2879DW	ACTIVE	SOIC	DW	20	25	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-2-260C-1 YEAR	-40 to 85	UC2879DW	<a href="#">Samples</a>
UC2879DWG4	ACTIVE	SOIC	DW	20	25	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-2-260C-1 YEAR	-40 to 85	UC2879DW	<a href="#">Samples</a>
UC2879DWTR	ACTIVE	SOIC	DW	20	2000	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-2-260C-1 YEAR	-40 to 85	UC2879DW	<a href="#">Samples</a>
UC2879DWTRG4	ACTIVE	SOIC	DW	20	2000	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-2-260C-1 YEAR	-40 to 85	UC2879DW	<a href="#">Samples</a>
UC2879J	OBSOLETE	CDIP	J	20		TBD	Call TI	Call TI	-40 to 85		
UC2879N	ACTIVE	PDIP	N	20	20	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	N / A for Pkg Type	-40 to 85	UC2879N	<a href="#">Samples</a>
UC2879NG4	ACTIVE	PDIP	N	20	20	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	N / A for Pkg Type	-40 to 85	UC2879N	<a href="#">Samples</a>
UC3879DW	ACTIVE	SOIC	DW	20	25	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-2-260C-1 YEAR	0 to 70	UC3879DW	<a href="#">Samples</a>
UC3879DWG4	ACTIVE	SOIC	DW	20	25	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-2-260C-1 YEAR	0 to 70	UC3879DW	<a href="#">Samples</a>
UC3879DWTR	ACTIVE	SOIC	DW	20	2000	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-2-260C-1 YEAR	0 to 70	UC3879DW	<a href="#">Samples</a>
UC3879DWTRG4	ACTIVE	SOIC	DW	20	2000	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-2-260C-1 YEAR	0 to 70	UC3879DW	<a href="#">Samples</a>
UC3879J	OBSOLETE	CDIP	J	20		TBD	Call TI	Call TI	0 to 70		
UC3879N	ACTIVE	PDIP	N	20	20	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	N / A for Pkg Type	0 to 70	UC3879N	<a href="#">Samples</a>
UC3879NG4	ACTIVE	PDIP	N	20	20	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	N / A for Pkg Type	0 to 70	UC3879N	<a href="#">Samples</a>

(1) The marketing status values are defined as follows:

**ACTIVE:** Product device recommended for new designs.

**LIFEBUY:** TI has announced that the device will be discontinued, and a lifetime-buy period is in effect.

**NRND:** Not recommended for new designs. Device is in production to support existing customers, but TI does not recommend using this part in a new design.

**PREVIEW:** Device has been announced but is not in production. Samples may or may not be available.

**OBSOLETE:** TI has discontinued the production of the device.

<sup>(2)</sup> Eco Plan - The planned eco-friendly classification: Pb-Free (RoHS), Pb-Free (RoHS Exempt), or Green (RoHS & no Sb/Br) - please check <http://www.ti.com/productcontent> for the latest availability information and additional product content details.

**TBD:** The Pb-Free/Green conversion plan has not been defined.

**Pb-Free (RoHS):** TI's terms "Lead-Free" or "Pb-Free" mean semiconductor products that are compatible with the current RoHS requirements for all 6 substances, including the requirement that lead not exceed 0.1% by weight in homogeneous materials. Where designed to be soldered at high temperatures, TI Pb-Free products are suitable for use in specified lead-free processes.

**Pb-Free (RoHS Exempt):** This component has a RoHS exemption for either 1) lead-based flip-chip solder bumps used between the die and package, or 2) lead-based die adhesive used between the die and leadframe. The component is otherwise considered Pb-Free (RoHS compatible) as defined above.

**Green (RoHS & no Sb/Br):** TI defines "Green" to mean Pb-Free (RoHS compatible), and free of Bromine (Br) and Antimony (Sb) based flame retardants (Br or Sb do not exceed 0.1% by weight in homogeneous material)

<sup>(3)</sup> MSL, Peak Temp. -- The Moisture Sensitivity Level rating according to the JEDEC industry standard classifications, and peak solder temperature.

<sup>(4)</sup> Only one of markings shown within the brackets will appear on the physical device.

**Important Information and Disclaimer:** The information provided on this page represents TI's knowledge and belief as of the date that it is provided. TI bases its knowledge and belief on information provided by third parties, and makes no representation or warranty as to the accuracy of such information. Efforts are underway to better integrate information from third parties. TI has taken and continues to take reasonable steps to provide representative and accurate information but may not have conducted destructive testing or chemical analysis on incoming materials and chemicals. TI and TI suppliers consider certain information to be proprietary, and thus CAS numbers and other limited information may not be available for release.

In no event shall TI's liability arising out of such information exceed the total purchase price of the TI part(s) at issue in this document sold by TI to Customer on an annual basis.

#### **OTHER QUALIFIED VERSIONS OF UC1879, UC3879 :**

• Catalog: [UC3879](#)

• Military: [UC1879](#)

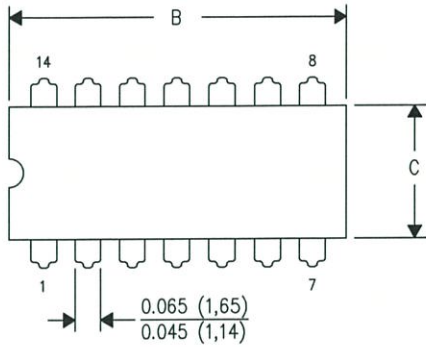
NOTE: Qualified Version Definitions:

- Catalog - TI's standard catalog product
- Military - QML certified for Military and Defense Applications

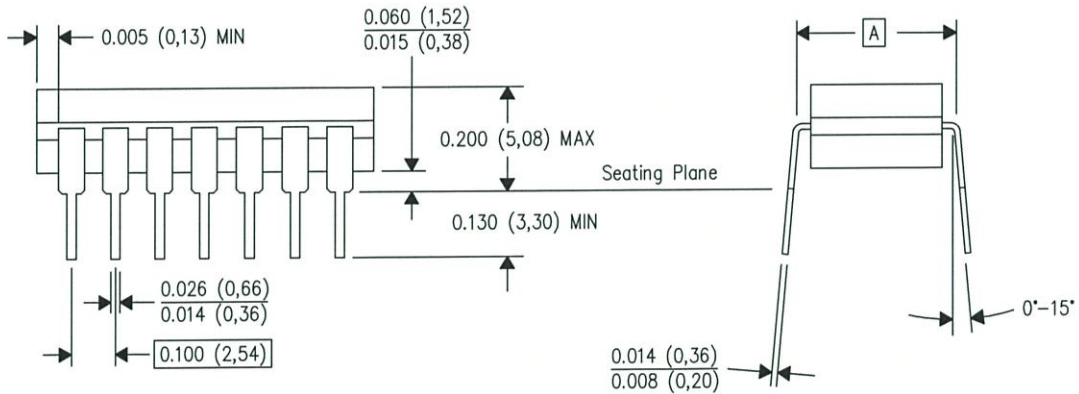
J (R-GDIP-T\*\*)

CERAMIC DUAL IN-LINE PACKAGE

14 LEADS SHOWN



DIM	PINS **			
	14	16	18	20
A	0.300 (7,62) BSC	0.300 (7,62) BSC	0.300 (7,62) BSC	0.300 (7,62) BSC
B MAX	0.785 (19,94)	.840 (21,34)	0.960 (24,38)	1.060 (26,92)
B MIN	—	—	—	—
C MAX	0.300 (7,62)	0.300 (7,62)	0.310 (7,87)	0.300 (7,62)
C MIN	0.245 (6,22)	0.245 (6,22)	0.220 (5,59)	0.245 (6,22)



4040083/F 03/03

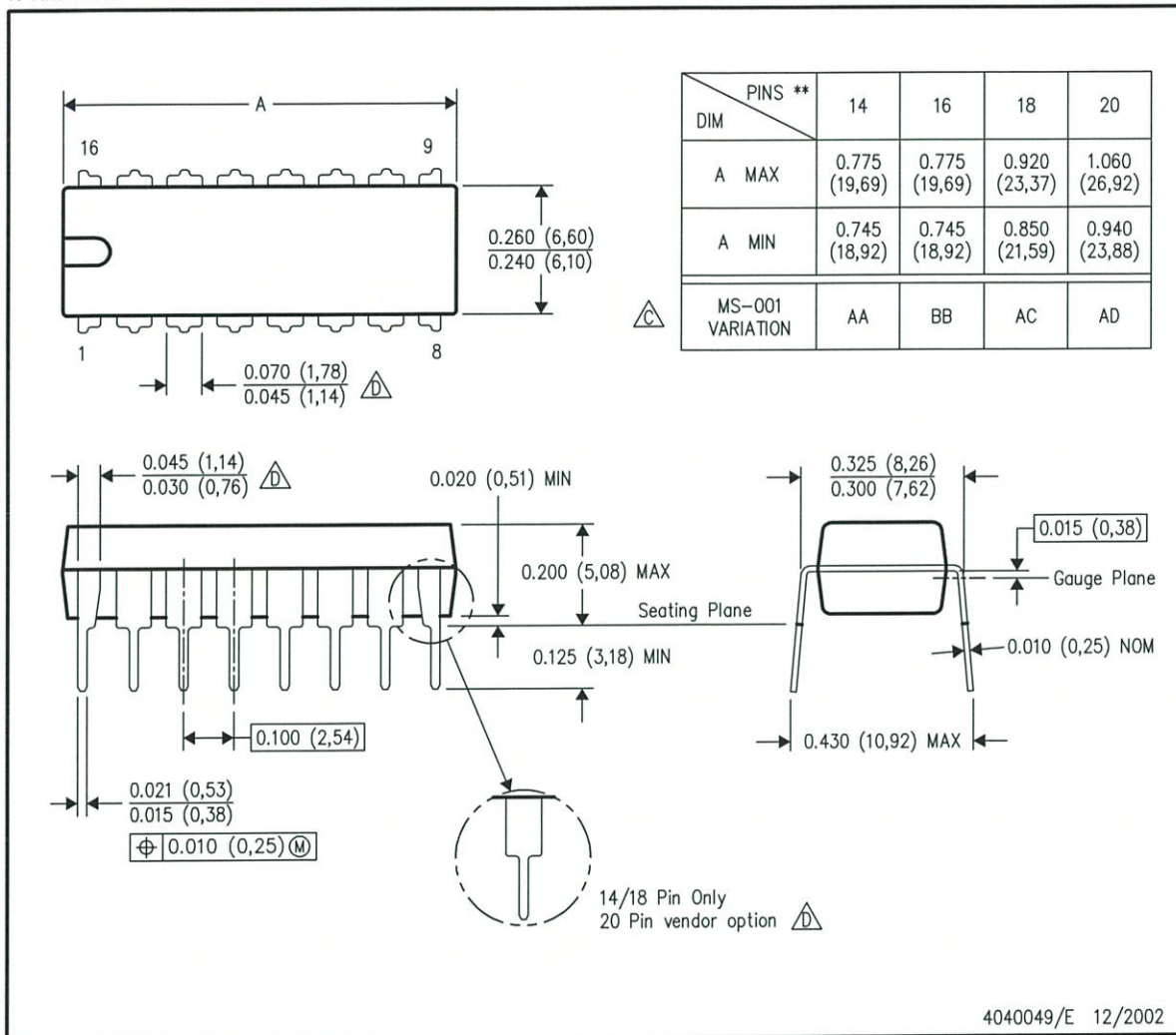
- NOTES:
- A. All linear dimensions are in inches (millimeters).
  - B. This drawing is subject to change without notice.
  - C. This package is hermetically sealed with a ceramic lid using glass frit.
  - D. Index point is provided on cap for terminal identification only on press ceramic glass frit seal only.
  - E. Falls within MIL STD 1835 GDIP1-T14, GDIP1-T16, GDIP1-T18 and GDIP1-T20.

MECHANICAL DATA

N (R-PDIP-T\*\*)

PLASTIC DUAL-IN-LINE PACKAGE

16 PINS SHOWN

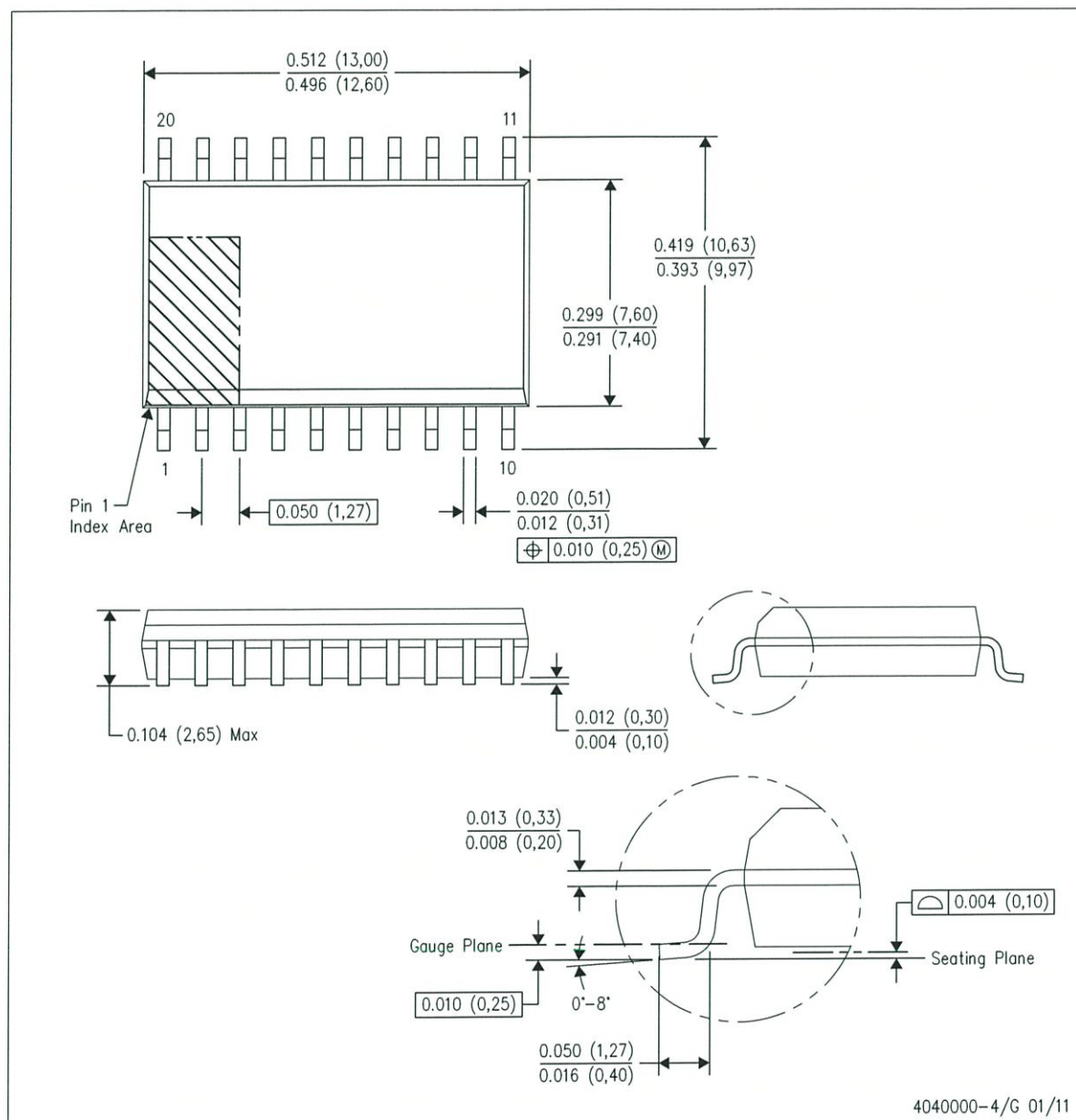


- NOTES:
- A. All linear dimensions are in inches (millimeters).
  - B. This drawing is subject to change without notice.
  - Falls within JEDEC MS-001, except 18 and 20 pin minimum body length (Dim A).
  - The 20 pin end lead shoulder width is a vendor option, either half or full width.

## MECHANICAL DATA

DW (R-PDSO-G20)

PLASTIC SMALL OUTLINE

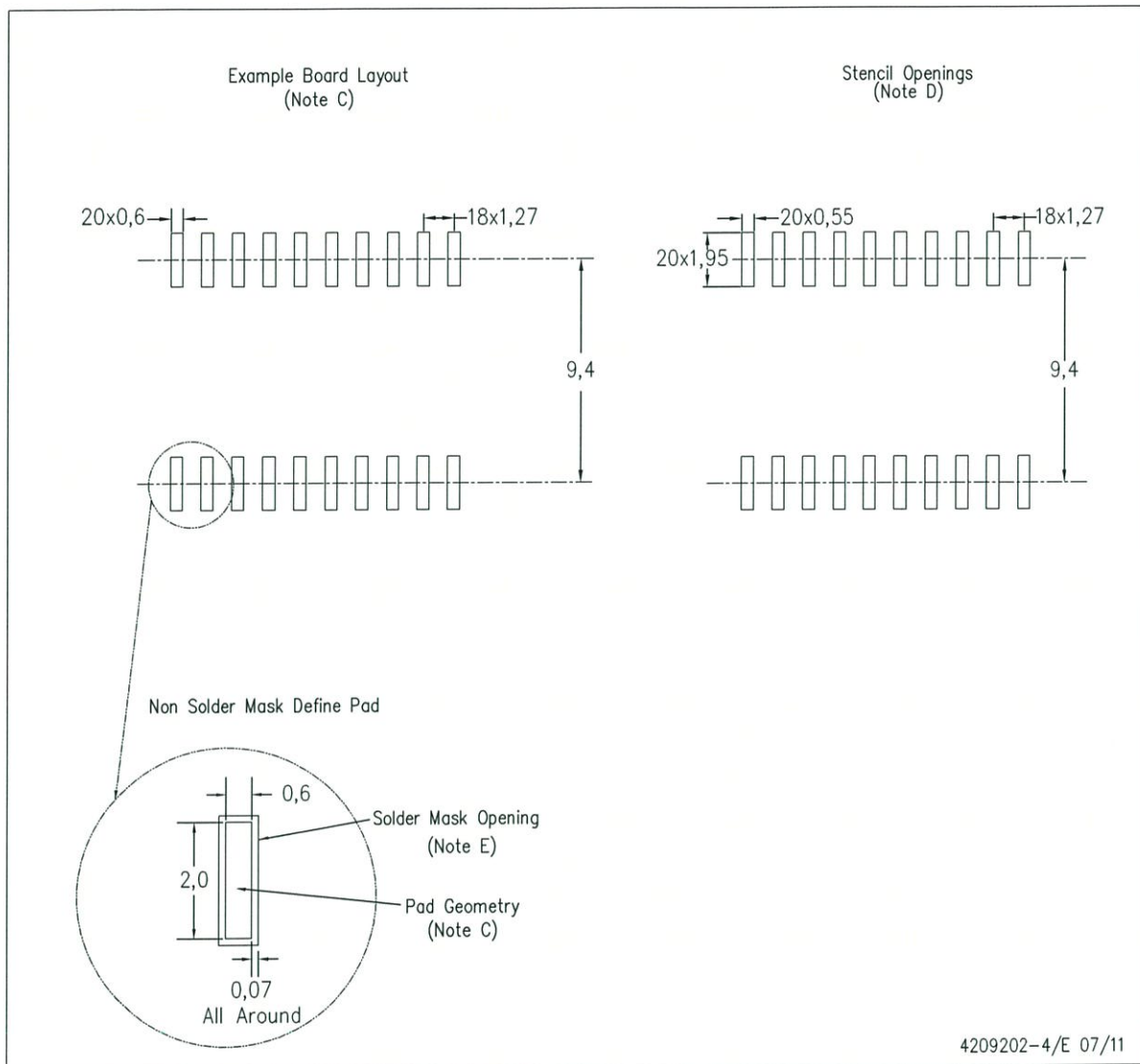


- NOTES:
- All linear dimensions are in inches (millimeters). Dimensioning and tolerancing per ASME Y14.5M-1994.
  - This drawing is subject to change without notice.
  - Body dimensions do not include mold flash or protrusion not to exceed 0.006 (0,15).
  - Falls within JEDEC MS-013 variation AC.

## LAND PATTERN DATA

DW (R-PDSO-G20)

PLASTIC SMALL OUTLINE



- NOTES:
- All linear dimensions are in millimeters.
  - This drawing is subject to change without notice.
  - Refer to IPC7351 for alternate board design.
  - Laser cutting apertures with trapezoidal walls and also rounding corners will offer better paste release. Customers should contact their board assembly site for stencil design recommendations. Refer to IPC-7525
  - Customers should contact their board fabrication site for solder mask tolerances between and around signal pads.

## IMPORTANT NOTICE

Texas Instruments Incorporated and its subsidiaries (TI) reserve the right to make corrections, enhancements, improvements and other changes to its semiconductor products and services per JESD46, latest issue, and to discontinue any product or service per JESD48, latest issue. Buyers should obtain the latest relevant information before placing orders and should verify that such information is current and complete. All semiconductor products (also referred to herein as "components") are sold subject to TI's terms and conditions of sale supplied at the time of order acknowledgment.

TI warrants performance of its components to the specifications applicable at the time of sale, in accordance with the warranty in TI's terms and conditions of sale of semiconductor products. Testing and other quality control techniques are used to the extent TI deems necessary to support this warranty. Except where mandated by applicable law, testing of all parameters of each component is not necessarily performed.

TI assumes no liability for applications assistance or the design of Buyers' products. Buyers are responsible for their products and applications using TI components. To minimize the risks associated with Buyers' products and applications, Buyers should provide adequate design and operating safeguards.

TI does not warrant or represent that any license, either express or implied, is granted under any patent right, copyright, mask work right, or other intellectual property right relating to any combination, machine, or process in which TI components or services are used. Information published by TI regarding third-party products or services does not constitute a license to use such products or services or a warranty or endorsement thereof. Use of such information may require a license from a third party under the patents or other intellectual property of the third party, or a license from TI under the patents or other intellectual property of TI.

Reproduction of significant portions of TI information in TI data books or data sheets is permissible only if reproduction is without alteration and is accompanied by all associated warranties, conditions, limitations, and notices. TI is not responsible or liable for such altered documentation. Information of third parties may be subject to additional restrictions.

Resale of TI components or services with statements different from or beyond the parameters stated by TI for that component or service voids all express and any implied warranties for the associated TI component or service and is an unfair and deceptive business practice. TI is not responsible or liable for any such statements.

Buyer acknowledges and agrees that it is solely responsible for compliance with all legal, regulatory and safety-related requirements concerning its products, and any use of TI components in its applications, notwithstanding any applications-related information or support that may be provided by TI. Buyer represents and agrees that it has all the necessary expertise to create and implement safeguards which anticipate dangerous consequences of failures, monitor failures and their consequences, lessen the likelihood of failures that might cause harm and take appropriate remedial actions. Buyer will fully indemnify TI and its representatives against any damages arising out of the use of any TI components in safety-critical applications.

In some cases, TI components may be promoted specifically to facilitate safety-related applications. With such components, TI's goal is to help enable customers to design and create their own end-product solutions that meet applicable functional safety standards and requirements. Nonetheless, such components are subject to these terms.

No TI components are authorized for use in FDA Class III (or similar life-critical medical equipment) unless authorized officers of the parties have executed a special agreement specifically governing such use.

Only those TI components which TI has specifically designated as military grade or "enhanced plastic" are designed and intended for use in military/aerospace applications or environments. Buyer acknowledges and agrees that any military or aerospace use of TI components which have **not** been so designated is solely at the Buyer's risk, and that Buyer is solely responsible for compliance with all legal and regulatory requirements in connection with such use.

TI has specifically designated certain components as meeting ISO/TS16949 requirements, mainly for automotive use. In any case of use of non-designated products, TI will not be responsible for any failure to meet ISO/TS16949.

### Products

Audio	<a href="http://www.ti.com/audio">www.ti.com/audio</a>
Amplifiers	<a href="http://amplifier.ti.com">amplifier.ti.com</a>
Data Converters	<a href="http://dataconverter.ti.com">dataconverter.ti.com</a>
DLP® Products	<a href="http://www.dlp.com">www.dlp.com</a>
DSP	<a href="http://dsp.ti.com">dsp.ti.com</a>
Clocks and Timers	<a href="http://www.ti.com/clocks">www.ti.com/clocks</a>
Interface	<a href="http://interface.ti.com">interface.ti.com</a>
Logic	<a href="http://logic.ti.com">logic.ti.com</a>
Power Mgmt	<a href="http://power.ti.com">power.ti.com</a>
Microcontrollers	<a href="http://microcontroller.ti.com">microcontroller.ti.com</a>
RFID	<a href="http://www.ti-rfid.com">www.ti-rfid.com</a>
OMAP Applications Processors	<a href="http://www.ti.com/omap">www.ti.com/omap</a>
Wireless Connectivity	<a href="http://www.ti.com/wirelessconnectivity">www.ti.com/wirelessconnectivity</a>

### Applications

Automotive and Transportation	<a href="http://www.ti.com/automotive">www.ti.com/automotive</a>
Communications and Telecom	<a href="http://www.ti.com/communications">www.ti.com/communications</a>
Computers and Peripherals	<a href="http://www.ti.com/computers">www.ti.com/computers</a>
Consumer Electronics	<a href="http://www.ti.com/consumer-apps">www.ti.com/consumer-apps</a>
Energy and Lighting	<a href="http://www.ti.com/energy">www.ti.com/energy</a>
Industrial	<a href="http://www.ti.com/industrial">www.ti.com/industrial</a>
Medical	<a href="http://www.ti.com/medical">www.ti.com/medical</a>
Security	<a href="http://www.ti.com/security">www.ti.com/security</a>
Space, Avionics and Defense	<a href="http://www.ti.com/space-avionics-defense">www.ti.com/space-avionics-defense</a>
Video and Imaging	<a href="http://www.ti.com/video">www.ti.com/video</a>

### TI E2E Community

[e2e.ti.com](http://e2e.ti.com)

Mailing Address: Texas Instruments, Post Office Box 655303, Dallas, Texas 75265  
Copyright © 2013, Texas Instruments Incorporated

TOSHIBA Photocoupler GaAlAs Ired & Photo-IC

# TLP250

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

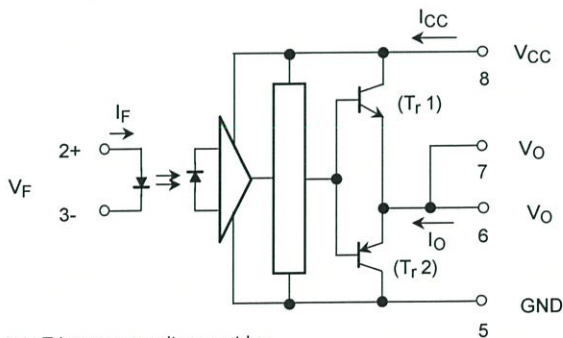
The TOSHIBA TLP250 consists of a GaAlAs light emitting diode and a integrated photodetector.  
 This unit is 8-lead DIP package.  
 TLP250 is suitable for gate driving circuit of IGBT or power MOS FET.

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

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

- Creepage distance:  $6.4\text{mm}(\text{min.})$   
 Clearance:  $6.4\text{mm}(\text{min.})$

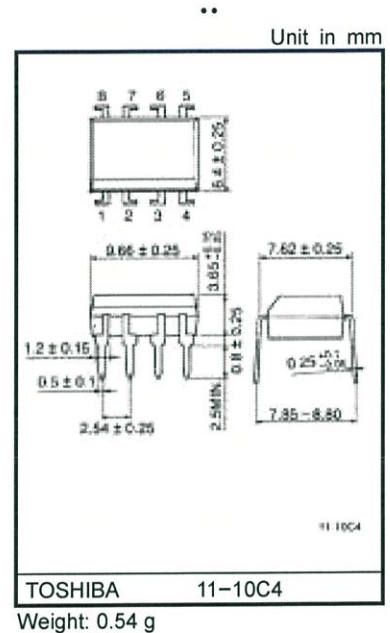
### Schematic



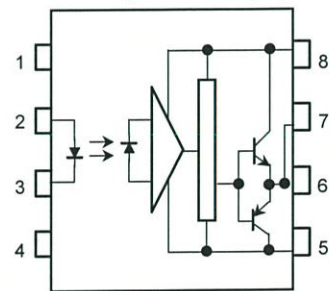
A  $0.1\mu\text{F}$  bypass capacitor must be connected between pin 8 and 5 (See Note 5).

### Truth Table

	Tr1	Tr2
Input LED On	On	Off
Input LED Off	Off	On



### Pin Configuration (top view)



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

## Absolute Maximum Ratings (Ta = 25°C)

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

Note 1: Pulse width P<sub>W</sub> ≤ 1μs, 300pps

Note 2: Exponential waveform

Note 3: Exponential waveform, I<sub>OPH</sub> ≤ -1.0A (≤ 2.5μs), I<sub>OPL</sub> ≤ +1.0A (≤ 2.5μs)

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

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

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

## Recommended Operating Conditions

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

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

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

Characteristic		Symbol	Test Circuit	Test Condition	Min.	Typ.*	Max.	Unit
Input forward voltage		V <sub>F</sub>	—	I <sub>F</sub> = 10 mA, Ta = 25°C		1.6	1.8	V
Temperature coefficient of forward voltage		ΔV <sub>F</sub> / ΔTa	—	I <sub>F</sub> = 10 mA	—	-2.0	—	mV / °C
Input reverse current		I <sub>R</sub>	—	V <sub>R</sub> = 5V, Ta = 25°C		—	10	μA
Input capacitance		C <sub>T</sub>	—	V = 0, f = 1MHz, Ta = 25°C	—	45	250	pF
Output current	"H" level	I <sub>OPH</sub>	3	V <sub>CC</sub> = 30V (*1) I <sub>F</sub> = 10 mA V <sub>8-6</sub> = 4V I <sub>F</sub> = 0 V <sub>6-5</sub> = 2.5V	-0.5	-1.5	—	A
	"L" level	I <sub>OPL</sub>	2		0.5	2	—	
Output voltage	"H" level	V <sub>OH</sub>	4	V <sub>CC1</sub> = +15V, V <sub>EE1</sub> = -15V R <sub>L</sub> = 200Ω, I <sub>F</sub> = 5mA	11	12.8	—	V
	"L" level	V <sub>OL</sub>	5	V <sub>CC1</sub> = +15V, V <sub>EE1</sub> = -15V R <sub>L</sub> = 200Ω, V <sub>F</sub> = 0.8V	—	-14.2	-12.5	
Supply current	"H" level	I <sub>CCH</sub>	—	V <sub>CC</sub> = 30V, I <sub>F</sub> = 10mA Ta = 25°C	—	7	—	mA
				V <sub>CC</sub> = 30V, I <sub>F</sub> = 10mA	—	—	11	
	"L" level	I <sub>CCL</sub>	—	V <sub>CC</sub> = 30V, I <sub>F</sub> = 0mA Ta = 25°C	—	7.5	—	
				V <sub>CC</sub> = 30V, I <sub>F</sub> = 0mA	—	—	11	
Threshold input current	"Output L→H"	I <sub>FLH</sub>	—	V <sub>CC1</sub> = +15V, V <sub>EE1</sub> = -15V R <sub>L</sub> = 200Ω, V <sub>O</sub> > 0V	—	1.2	5	mA
Threshold input voltage	"Output H→L"	I <sub>FHL</sub>	—	V <sub>CC1</sub> = +15V, V <sub>EE1</sub> = -15V R <sub>L</sub> = 200Ω, V <sub>O</sub> < 0V	0.8	—	—	V
Supply voltage		V <sub>CC</sub>	—		10	—	35	V
Capacitance (input-output)		C <sub>S</sub>	—	V <sub>S</sub> = 0, f = 1MHz Ta = 25°C	—	1.0	2.0	pF
Resistance(input-output)		R <sub>S</sub>	—	V <sub>S</sub> = 500V, Ta = 25°C R.H. ≤ 60%	1×10 <sup>12</sup>	10 <sup>14</sup>	—	Ω

\* All typical values are at Ta = 25°C (\*1): Duration of I<sub>O</sub> time ≤ 50μs

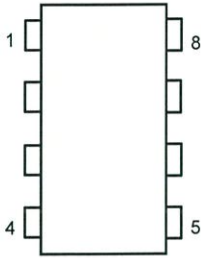
**Switching Characteristics (Ta = -20~70°C , unless otherwise specified)**

Characteristic	Symbol	Test Cir-cuit	Test Condition	Min.	Typ.*	Max.	Unit
Propagation delay time	L→H	$t_{pLH}$	$I_F = 8\text{mA}$ (Note 7) $V_{CC1} = +15\text{V}$ , $V_{EE1} = -15\text{V}$ $R_L = 200\Omega$	—	0.15	0.5	$\mu\text{s}$
	H→L	$t_{pHL}$		—	0.15	0.5	
Output rise time	$t_r$	6		—	—	—	
Output fall time	$t_f$			—	—	—	
Common mode transient immunity at high level output	$C_{MH}$	7	$V_{CM} = 600\text{V}$ , $I_F = 8\text{mA}$ $V_{CC} = 30\text{V}$ , $T_a = 25^\circ\text{C}$	-5000	—	—	V / $\mu\text{s}$
Common mode transient immunity at low level output	$C_{ML}$	7	$V_{CM} = 600\text{V}$ , $I_F = 0\text{mA}$ $V_{CC} = 30\text{V}$ , $T_a = 25^\circ\text{C}$	5000	—	—	V / $\mu\text{s}$

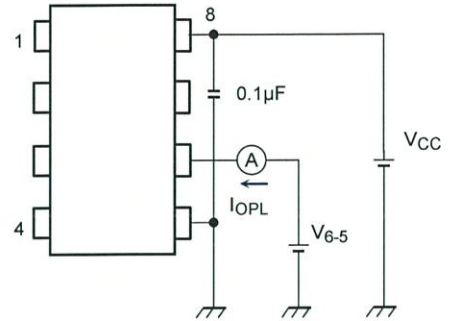
\* All typical values are at  $T_a = 25^\circ\text{C}$

Note 7: Input signal rise time (fall time) < 0.5  $\mu\text{s}$ .

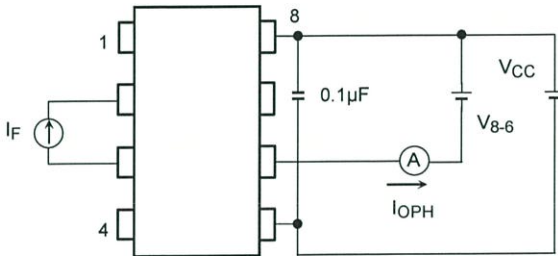
Test Circuit 1 :



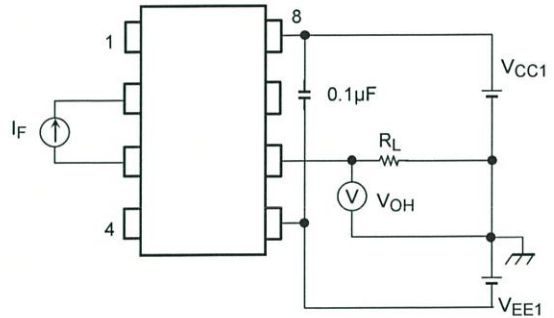
Test Circuit 2 : IOPL



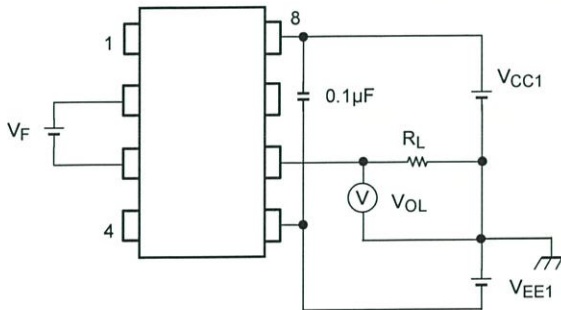
Test Circuit 3 : IOPH



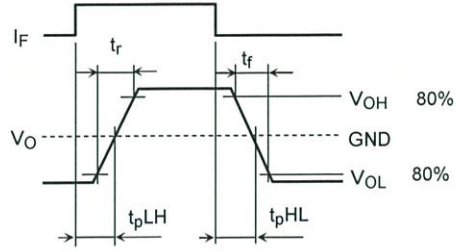
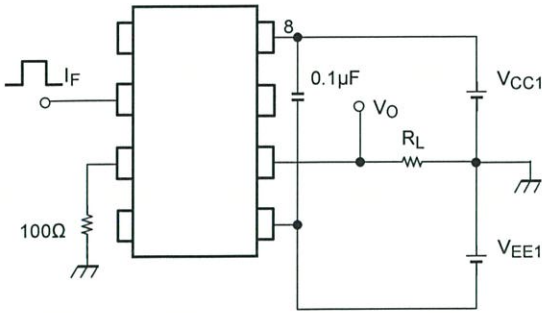
Test Circuit 4 : VOH



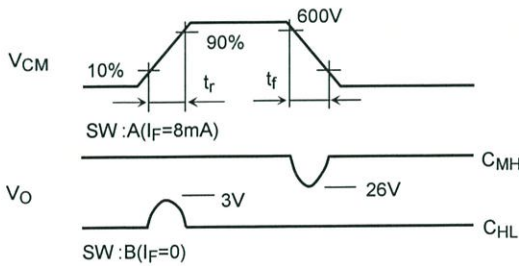
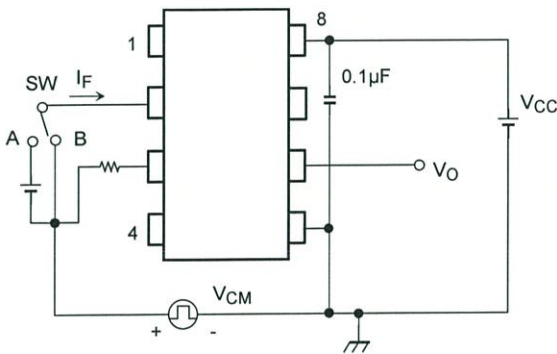
Test Circuit 5 : VOL



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



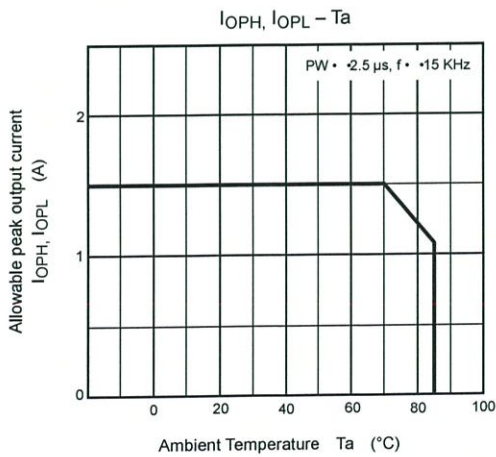
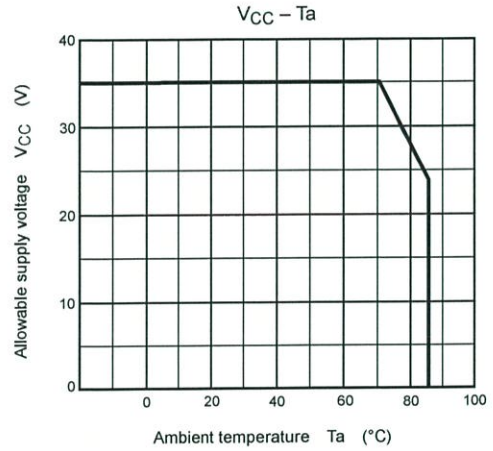
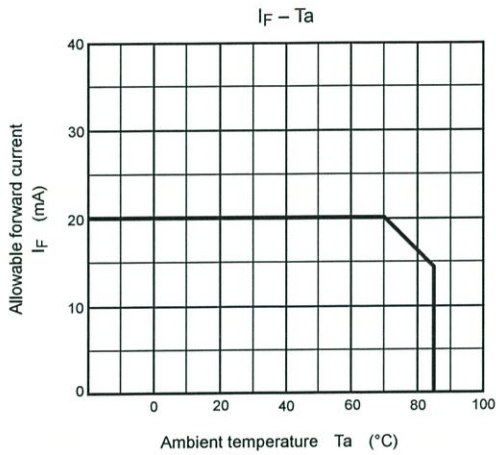
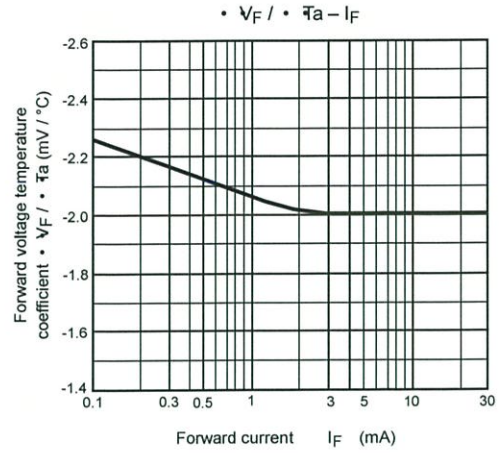
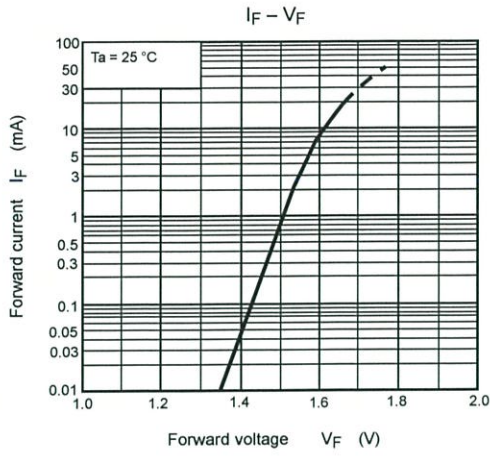
Test Circuit 7:  $C_{MH}$ ,  $C_{ML}$



$$C_{ML} = \frac{480 (V)}{t_r (\mu s)}$$

$$C_{MH} = \frac{480 (V)}{t_f (\mu s)}$$

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



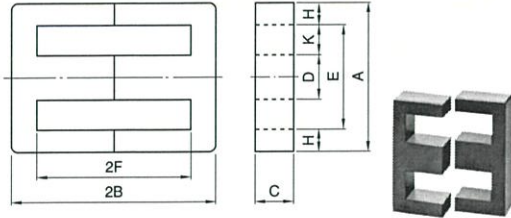
**RESTRICTIONS ON PRODUCT USE**

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

## EE Series

### EE CORE

#### CORE SHAPES AND DIMENSIONS/CHARACTERISTICS



#### PRODUCT IDENTIFICATION

PE22	EE	320 × 250 × 20		
(1)	(2)	(3)	(4)	(5)

- (1) Material name
- (2) Shape
- (3) Dimension A
- (4) Dimension 2B
- (5) Dimension C

Part No.	AL*(nH/N <sup>2</sup> ) ±25%	Dimensions (mm)										
		A	2B	C	D	E	2F	H	R	K	K×2F(mm <sup>2</sup> )	
PE22 EE70×91×19	3930											
PC40 EE70×91×19	4910	70.0±1.5	91.0±1.0	19.5±0.5	19.5±0.5	48.5min.	71.0±1.0	10.0±0.5	0	15.3	1086	
PE90 EE70×91×19	4697											
PE22 EE80×76×20	4590											
PC40 EE80×76×20	5720	80.0±1.5	76.0±1.0	20.0±0.5	20.0±0.5	58.5min.	55.0±0.8	10.0±0.5	0.5max.	20.0	1100	
PE90 EE80×76×20	5471											
PE22 EE90×56×16	5960											
PC40 EE90×56×16	7380	90.0±2.0	56.4±1.0	16.5±0.5	25.0±1.0	63.0min.	30.4±1.0	12.5±0.5	0.5max.	20.0	608	
PE90 EE90×56×16	7059											
PE22 EE70×108×31N	6360											
PC40 EE70×108×31N	7970	70.0±1.5	108.0±1.0	31.6±0.5	22.2±0.5	46.3min.	85.6±1.0	11.1±0.5	2.0max.	12.8	1096	
PE90 EE70×108×31N	7623											

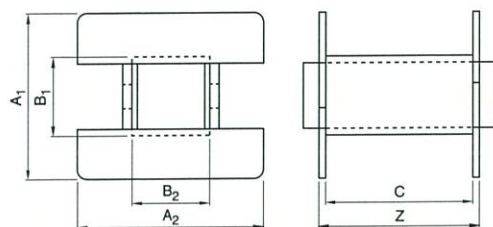
\* Measuring condition: T=23°C, f=1kHz, H<sub>m</sub>=0.4A/m

Part No.	Core factor					Weight (g)
	C <sub>1</sub> (mm <sup>-1</sup> )	C <sub>2</sub> ×10 <sup>-2</sup> (mm <sup>-3</sup> )	A <sub>e</sub> (mm <sup>2</sup> )	ℓ <sub>e</sub> (mm)	V <sub>e</sub> (mm <sup>3</sup> )	
PE22 EE70×91×19						394
PC40 EE70×91×19	0.52779	0.13669	386	204	78690	394
PE90 EE70×91×19						402
PE22 EE80×76×20						372
PC40 EE80×76×20	0.44878	0.11058	406	182	73910	372
PE90 EE80×76×20						380
PE22 EE90×56×16						306
PC40 EE90×56×16	0.33583	0.08009	419	141	59050	306
PE90 EE90×56×16						312
PE22 EE70×108×31N						815
PC40 EE70×108×31N	0.32992	0.04695	703	232	162900	815
PE90 EE70×108×31N						832

(18/28)



### EE CORE BOBBIN



Bobbin is optional parts.

### EE CORE BOBBIN

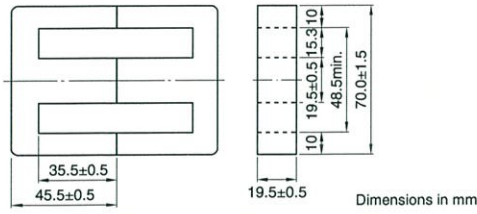
Part No.	Dimensions (mm)						Cross-sectional winding area $A_w(\text{mm}^2)$	Average winding length $l_w(\text{mm})$	Weight (g)	Material
	A <sub>1</sub>	A <sub>2</sub>	B <sub>1</sub>	B <sub>2</sub>	C	Z				
BE-80-S	56.5±0.5	61.0±0.5	25.2±0.5	25.2±0.5	47.5±2.5	51.5±2.5	747	168	32	PBT
BE-80-W	56.5±0.5	81.5±0.7	25.2±0.5	45.8±0.5	47.5±2.5	51.5±2.5	747	209	41	PBT

• All specifications are subject to change without notice.

005-03 / 20130104 / e16\_2



EE70X91X19



Parameter

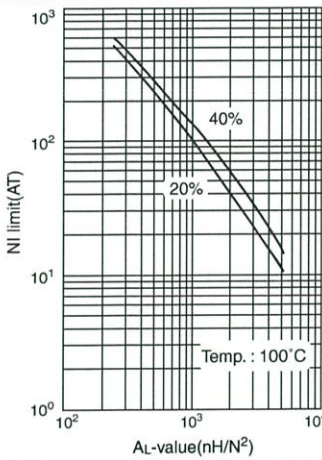
Core constant	$C_1$	mm <sup>-1</sup>	0.5278
	$C_2 \times 10^{-2}$	mm <sup>-3</sup>	0.1367
Effective magnetic path length	$\ell_e$	mm	204
Effective cross-sectional area	$A_e$	mm <sup>2</sup>	386
Effective core volume	$V_e$	mm <sup>3</sup>	78690
Cross-sectional center leg area	$A_c$	mm <sup>2</sup>	380
Minimum cross-sectional area	$A_{min.}^*$	mm <sup>2</sup>	380C*
Winding cross-sectional area	$A_{cw}$	mm <sup>2</sup>	1086
Weight(approx.)		g	394

\* The symbol followed A min. value shows minimum cross-sectional area part. C is center pole part, L is outer pole part, B is the back part.

Part No.	AL-value*(nH/N <sup>2</sup> )	Calculated output power(kW) (forward converter mode)
PE22 EE70X91X19	3930±25%	1.4(100kHz)
PC40 EE70X91X19	4910±25%	1.6(100kHz)

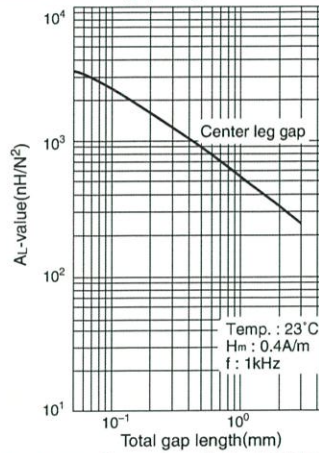
\* AL-value: T=23°C, f=1kHz, H<sub>m</sub>=0.4A/m

NI limit vs. AL-value for PE22 EE70X91X19

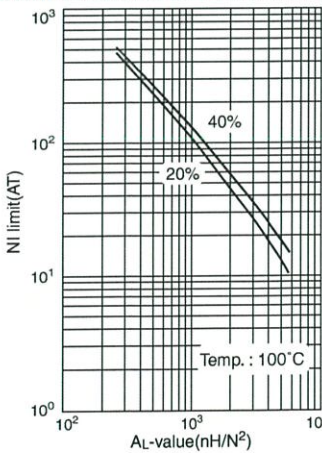


When applied magnetic field providing NI to a setting core for arbitrary AL-value, show each NI value when decreased 20% and 40% from initial AL-value.

AL-value vs. Air gap length for PE22 EE70X91X19

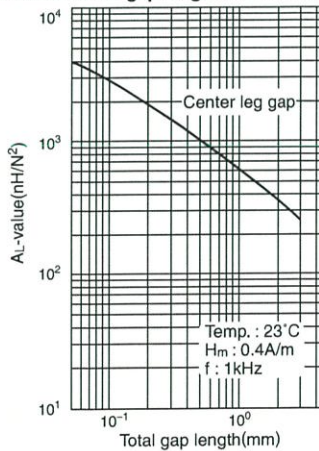


NI limit vs. AL-value for PC40 EE70X91X19



When applied magnetic field providing NI to a setting core for arbitrary AL-value, show each NI value when decreased 20% and 40% from initial AL-value.

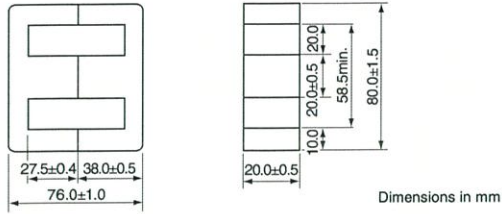
AL-value vs. Air gap length for PC40 EE70X91X19



• All specifications are subject to change without notice.



**EE80X76X20**



**Parameter**

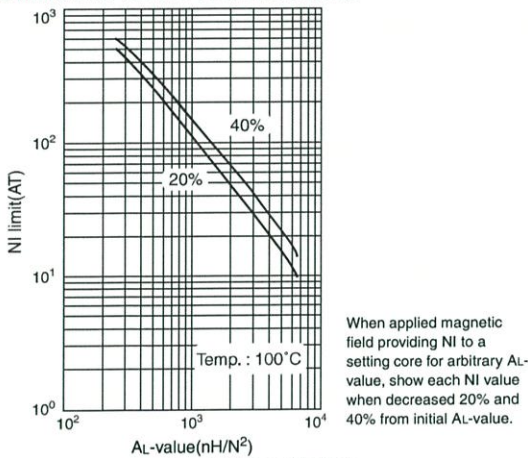
Core constant	$C_1$	$\text{mm}^{-1}$	0.44878
	$C_2 \times 10^{-2}$	$\text{mm}^{-3}$	0.1106
Effective magnetic path length	$l_e$	mm	182
Effective cross-sectional area	$A_e$	$\text{mm}^2$	406
Effective core volume	$V_e$	$\text{mm}^3$	73910
Cross-sectional center leg area	$A_c$	$\text{mm}^2$	400
Minimum cross-sectional area	$A_{\text{min.}^*}$	$\text{mm}^2$	400LC*
Winding cross-sectional area	$A_{\text{cw}}$	$\text{mm}^2$	1100
Weight(approx.)		g	372

\* The symbol followed A min. value shows minimum cross-sectional area part. C is center pole part, L is outer pole part, B is the back part.

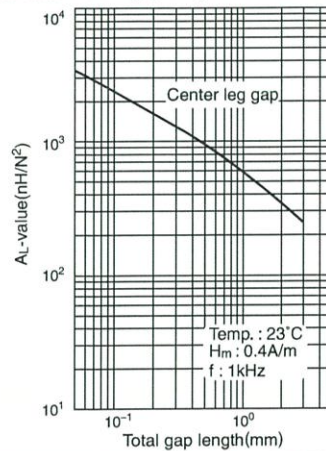
Part No.	AL-value*(nH/N <sup>2</sup> )	Calculated output power(kW) (forward converter mode)
PE22 EE80X76X20	4590±25%	1.4(100kHz)
PC40 EE80X76X20	5720±25%	1.5(100kHz)

\* AL-value: T=23°C, f=1kHz, H<sub>m</sub>=0.4A/m

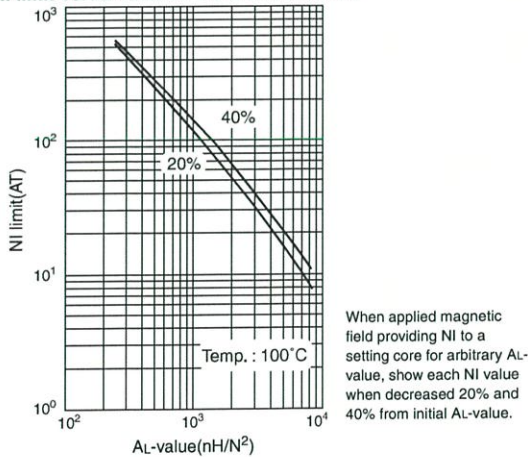
**NI limit vs. AL-value for PE22 EE80X76X20**



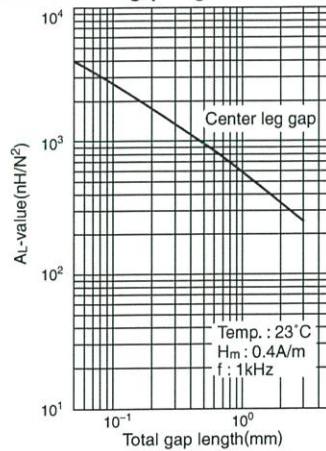
**AL-value vs. Air gap length for PE22 EE80X76X20**



**NI limit vs. AL-value for PC40 EE80X76X20**



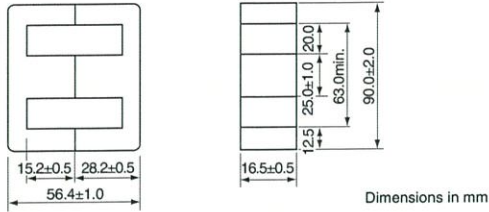
**AL-value vs. Air gap length for PC40 EE80X76X20**



• All specifications are subject to change without notice.



EE90X56X16



Parameter

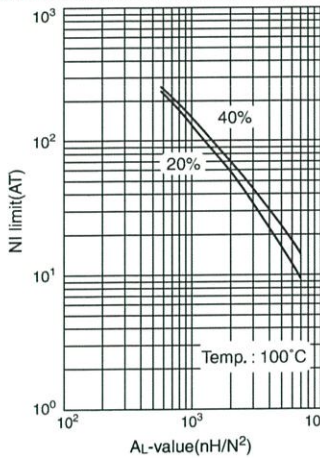
Core constant	$C_1$	$\text{mm}^{-1}$	0.33583
	$C_2 \times 10^{-2}$	$\text{mm}^{-3}$	0.0801
Effective magnetic path length	$\ell_e$	mm	141
Effective cross-sectional area	$A_e$	$\text{mm}^2$	419
Effective core volume	$V_e$	$\text{mm}^3$	59050
Cross-sectional center leg area	$A_c$	$\text{mm}^2$	413
Minimum cross-sectional area	$A_{\text{min.}}^*$	$\text{mm}^2$	413LC*
Winding cross-sectional area	$A_{\text{cw}}$	$\text{mm}^2$	608
Weight(approx.)		g	306

\* The symbol followed A min. value shows minimum cross-sectional area part. C is center pole part, L is outer pole part, B is the back part.

Part No.	AL-value*(nH/N <sup>2</sup> )	Calculated output power(kW) (forward converter mode)
PE22 EE90X56X16	5960±25%	1.2(100kHz)
PC40 EE90X56X16	7380±25%	1.3(100kHz)

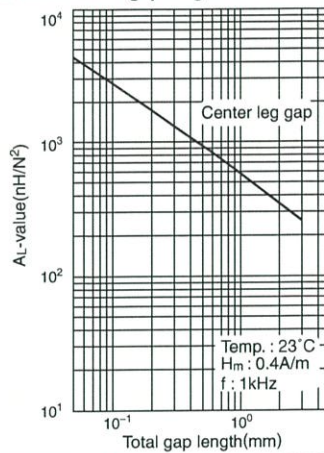
\* AL-value: T=23°C, f=1kHz, Hm=0.4A/m

NI limit vs. AL-value for PE22 EE90X56X16

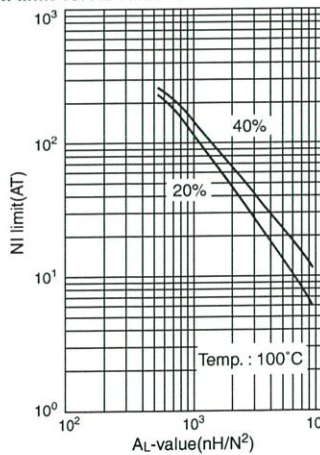


When applied magnetic field providing NI to a setting core for arbitrary AL-value, show each NI value when decreased 20% and 40% from initial AL-value.

AL-value vs. Air gap length for PE22 EE90X56X16

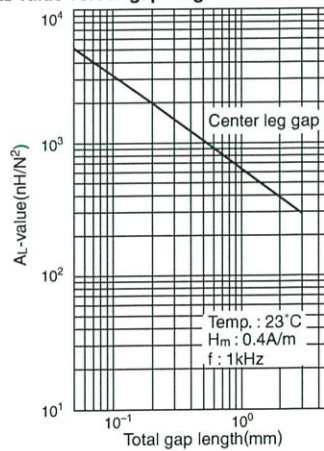


NI limit vs. AL-value for PC40 EE90X56X16



When applied magnetic field providing NI to a setting core for arbitrary AL-value, show each NI value when decreased 20% and 40% from initial AL-value.

AL-value vs. Air gap length for PC40 EE90X56X16



• All specifications are subject to change without notice.

ภาคผนวก ค  
บทความวิชาการ

# เครื่องกำเนิดกระแสตรงแรงดันสูงแบบกะทัดรัด

## A Portable 10 kV DC High Voltage Generator

ปิติกัณฑ์ พูนบ้านาญ<sup>1</sup> พงศ์ปมด อู่แก้ว<sup>1</sup> พชร จินอ่อน<sup>1</sup> และ พีรชา วิจักขณกุล<sup>4</sup>

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

1 ซอย คลองกรุง 1 ลาดกระบัง กรุงเทพมหานคร 10520 โทรศัพท์ 02-329-8000 ต่อ 3925 Email:plao.pluem@hotmail.com

### บทคัดย่อ

ปริญญาโทฉบับนี้นำเสนอการออกแบบและสร้างเครื่องกำเนิดกระแสตรงแรงดันสูงแบบกะทัดรัดพิกัด 10 kV เครื่องกำเนิดกระแสตรงประกอบด้วยวงจรเรียงกระแส วงจรอินเวอร์เตอร์ หม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูง และวงจรทวีแรงดันในลักษณะวงจรขั้นบันไดแบบสมมาตรเป็นจำนวน 2 ชั้น โดยใช้ตัวเก็บประจุ 50 nF และไดโอดประกอบเข้าด้วยกัน สำหรับเป็นเครื่องต้นแบบในการศึกษาและพัฒนา ระดับแรงดันให้สูงขึ้นเพื่อใช้ในการทดสอบฉนวนทางไฟฟ้าได้จริงในอนาคต จากการทดสอบกับโหลด 2 MΩ เครื่องกำเนิดแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงสามารถสร้างแรงดันที่ 10 kV กระแส 5 mA แรงดันกระแสตรงที่ได้จากการทดสอบนี้มีค่าแรงดันระลอกและแรงดันตกใกล้เคียงผลการจำลองด้วยโปรแกรมทางคอมพิวเตอร์

**คำสำคัญ:** วงจรอินเวอร์เตอร์, หม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูง, วงจรขั้นบันไดแบบสมมาตร

### Abstract

This senior project presents design and construction of a portable 10 kV DC high voltage generator. The generator is composed of a rectifier circuit, a high-frequency inverter circuit, a high-voltage and high-frequency transformer, and a 2-step symmetrical double circuit. The double circuit is composed of 50 nF capacitors and diodes. A generator can be used as a prototype model and it is high possibility to increase voltage rating test for electrical insulation testing in the near future. From testing with load 2 MΩ in a HV laboratory, the generator can produce voltage of 10 kV and current of 5 mA. From the experimental results, the ripple voltage and voltage drop are agreed well with the computer program simulation.

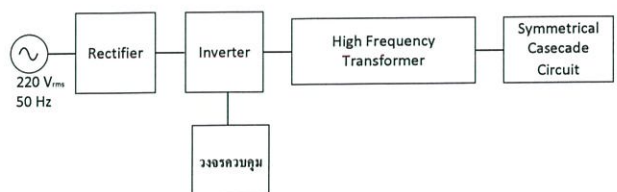
**Keywords:** Inverter, High Frequency Transformer, Symmetrical Cascade Circuit

### 1. บทนำ

ในปัจจุบันเนื่องจากในห้องปฏิบัติการไฟฟ้าแรงสูง สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง มีเครื่องกำเนิดกระแสตรงแรงดันสูงขนาด 600 กิโลโวลต์ ที่ถูกนำมาใช้ในการทดลองและทดสอบความทนของอุปกรณ์ต่างๆ แต่มีข้อเสียคือเครื่องกำเนิดแรงดันกระแสตรงนี้มีขนาดใหญ่และเคลื่อนย้ายลำบาก ไม่สามารถนำออกไปใช้งานนอกห้องปฏิบัติการได้ จึงมีแนวคิดในการทำการออกแบบและสร้างเครื่องกำเนิดกระแสตรงแรงดันสูงแบบกะทัดรัด (A Portable 10 kV DC High Voltage Generator) ขึ้นมา เพื่อเป็นเครื่องต้นแบบสำหรับพัฒนามาใช้ในการทดสอบความทนของฉนวน (Hi-pot Test) ของอุปกรณ์ที่ไม่สามารถนำเข้ามาทดสอบในห้องปฏิบัติการไฟฟ้าแรงสูงได้ นอกจากนี้เครื่องกำเนิดกระแสตรงแรงดันสูงแบบกะทัดรัดต้นแบบดังกล่าวยังสามารถนำไปใช้งานวิจัยทางด้านวิศวกรรมไฟฟ้าแรงสูงอื่นๆ ได้อีกด้วย

สำหรับการพัฒนาเทคโนโลยีการออกแบบและสร้างอุปกรณ์ไฟฟ้าแรงสูงนั้น ห้องปฏิบัติการไฟฟ้าแรงสูง สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง มีศักยภาพเพียงพอที่จะศึกษาและพัฒนาสร้างเครื่องกำเนิดกระแสตรงแรงดันสูงแบบกะทัดรัดได้ อีกทั้งเครื่องกำเนิดกระแสตรงแรงดันสูงแบบกะทัดรัดยังไม่เคยมีการออกแบบและพัฒนาในสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบังมาก่อน จึงเป็นประโยชน์ที่จะออกแบบและสร้างขึ้น

### 2. การออกแบบสร้างเครื่องกำเนิดกระแสตรงแรงดันสูงแบบกะทัดรัด



รูปที่ 1 โครงสร้างของเครื่องกำเนิดกระแสตรงแรงดันสูงแบบกะทัดรัด

## 2.1 การออกแบบวงจรเรียงกระแส

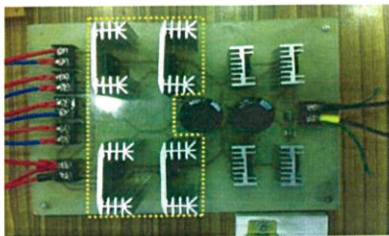
วงจรเรียงกระแสจะใช้ไดโอดจำนวนสี่ตัวต่อเป็นวงจรเรียงกระแสแบบฟูลบริดจ์ และมีตัวเก็บประจุกรองแรงดันขนาด 660 ไมโครฟารัด โดยไดโอดต้องสามารถทนกระแสระลอกและกระแสเฉลี่ยในขณะที่ทำงานได้ ขณะเดียวกันจะต้องทนแรงดันตกคร่อมในขณะที่ไดโอดไม่ทำงานด้วย โดยในที่นี้จะใช้ไดโอดเบอร์ RHRG30120

## 2.2 การออกแบบวงจรอินเวอร์เตอร์

แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่ผ่านมาจากวงจรเรียงกระแสจะถูกนำมาผ่านวงจรอินเวอร์เตอร์เพื่อเปลี่ยนเป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับอีกครั้งหนึ่ง แต่ทำการเพิ่มความถี่จาก 50 เฮิรตซ์ เป็น 30 กิโลเฮิรตซ์ เพื่อต้องการลดแรงดันตกคร่อมอุปกรณ์ในวงจรขึ้นบันไดแบบสมมาตรที่จะออกแบบในส่วนต่อไป โดยวงจรอินเวอร์เตอร์จะแบ่งออกเป็น 2 ส่วน ดังนี้

### 2.2.1 วงจรมอสเฟตกำลัง

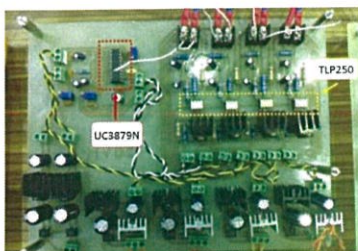
ในการออกแบบจะใช้วงจรอินเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์ โดยมีมอสเฟตกำลังทำหน้าที่เป็นตัวสวิตซ์ ซึ่งในที่นี้จะใช้มอสเฟตกำลังเบอร์ IRFP460



รูปที่ 2 วงจรมอสเฟตกำลัง

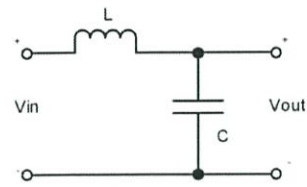
### 2.2.2 วงจรควบคุม

วงจรควบคุมจะทำหน้าที่ในการกำเนิดสัญญาณพัลส์รูปสี่เหลี่ยม (Square Wave) ซึ่งสัญญาณนี้จะถูกนำมาใช้ในการจุดชนวนขาเกตของมอสเฟตกำลัง โดยใช้ไอซีเบอร์ UC3879N ทำการสร้างสัญญาณควบคุมความถี่ที่ 30 กิโลเฮิรตซ์ ร่วมกับวงจรมอนิเตอร์สัญญาณควบคุมแล้วส่งสัญญาณที่ได้ไปยังวงจรขับ ที่มีไอซีเบอร์ TLP250 ทำหน้าที่แยกกราวด์ของสัญญาณขับมอสเฟตกำลังแต่ละตัวออกจากกัน



รูปที่ 3 วงจรควบคุมขับมอสเฟตกำลัง

## 2.3 การออกแบบวงจรกรอง



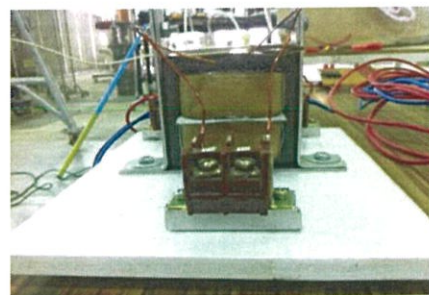
รูปที่ 4 วงจรกรอง

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

เลือกความถี่คัตออฟ ( $f_c$ ) 61.03 กิโลเฮิรตซ์ จะได้ค่า  $L = 1$  มิลลิเฮนรี่ และค่า  $C = 6.8$  นาโนฟารัด

## 2.4 การออกแบบหม้อแปลงความถี่สูง

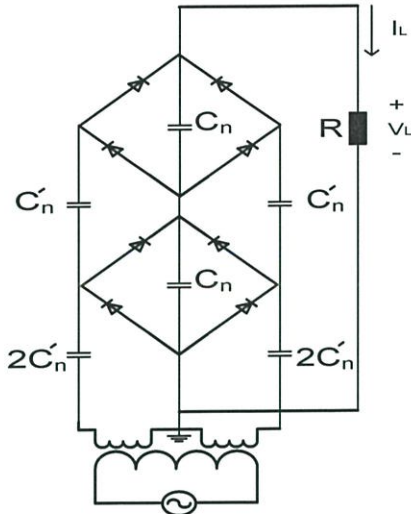
จาก [1] ทำการออกแบบหม้อแปลงความถี่สูงโดยใช้วิธีผลคูณพื้นที่ โดยหม้อแปลงมีแรงดันด้านเข้าเท่ากับ 220 โวลต์ แรงดันด้านออกเท่ากับ 1.8 กิโลโวลต์ และกำลังด้านขาออกของหม้อแปลงเท่ากับ 600 โวลต์แอมป์ จะได้หม้อแปลงไฟฟ้าที่มีจำนวนรอบขดลวดปฐมภูมิเท่ากับ 50 รอบ ใช้ลวดเบอร์ SWG#16 ที่มีพื้นที่หน้าตัดของเส้นลวดเท่ากับ  $0.0255 \text{ ซม}^2$  และจำนวนรอบของขดลวดทุติยภูมิเท่ากับ 460 รอบ ใช้ลวด SWG#26 ที่มีพื้นที่หน้าตัดของเส้นลวดเท่ากับ  $0.00159 \text{ ซม}^2$  โดยพันอยู่บนแกนเฟอร์ไรต์แบบ EE พื้นที่หน้าตัดแกนเท่ากับ  $4.00 \text{ ซม}^2$  และพื้นที่ช่องว่างหน้าต่างเท่ากับ  $11.22 \text{ ซม}^2$



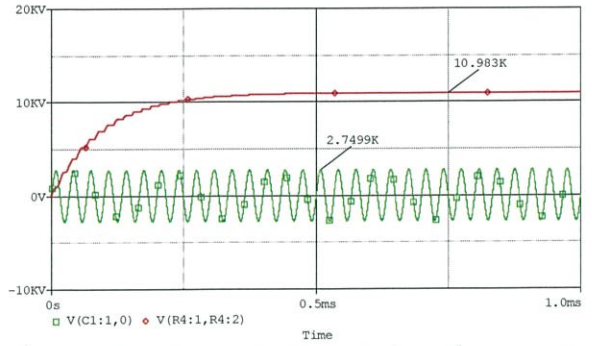
รูปที่ 5 หม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูง

## 2.5 การออกแบบวงจรขึ้นบันไดแบบสมมาตร

จาก [3] จะได้วงจรขึ้นบันไดแบบสมมาตรที่มีค่าตัวเก็บประจุ  $C_n$  และ  $C_{n+1}$  มีค่าเท่ากับ 50 นาโนฟารัด ที่ต้องการแรงดันได้สูงสุด 5 กิโลโวลต์ แต่ในการใช้งานจริงจะใช้ตัวเก็บประจุขนาด 680 นาโนฟารัด 630 โวลต์ อนุกรมกัน 14 ตัว จะได้ค่าความจุเท่ากับ 50 นาโนฟารัด และทนแรงดันได้ 8.8 กิโลโวลต์ มาทำการต่อวงจรขึ้นบันไดแบบสมมาตรจำนวน 2 ชั้น



รูปที่ 6 วงจรขั้วบันไดแบบสมมาตร



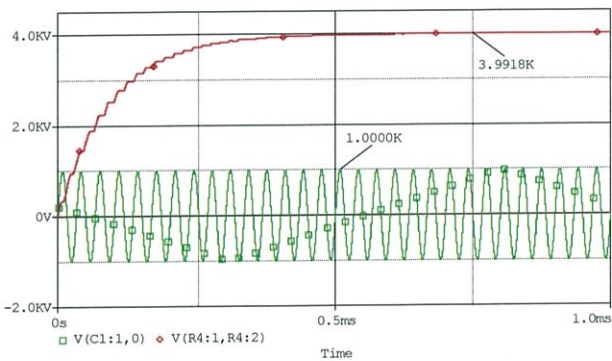
รูปที่ 10 แรงดันทางด้านทุติยภูมิหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงและแรงดันกระแสตรงที่แรงดันด้านเข้า 220 V ที่วัดได้จากโปรแกรม PSpice

ตารางที่ 1 ข้อมูลผลการจำลองรูปคลื่นแรงดันกระแสตรงและกระแสไหลดที่ออกมาจากวงจรขั้วบันไดแบบสมมาตร 2 ขั้ว จาก PSpice

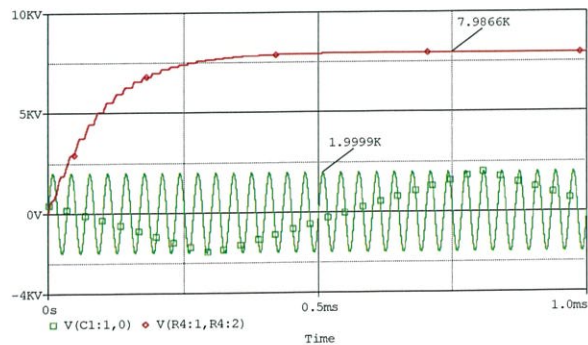
แรงดันด้านเข้า (V <sub>AC</sub> ) [V]	แรงดันปฐมภูมิ (V <sub>primary</sub> ) [Volt]	แรงดันทุติยภูมิ (V <sub>secondary</sub> ) [Volt]	แรงดันกระแสตรง (V <sub>DC</sub> ) [Volt]	กระแสไหลด (I <sub>LOAD</sub> ) [mA]
80	75.15	702.11	3991.05	1.97
160	155.12	1452.00	7987.20	3.99
220	209.44	1926.00	10983.00	5.49

### 3. การทดสอบและผลการทดสอบ

#### 3.1 ผลการจำลองทางโปรแกรมคอมพิวเตอร์

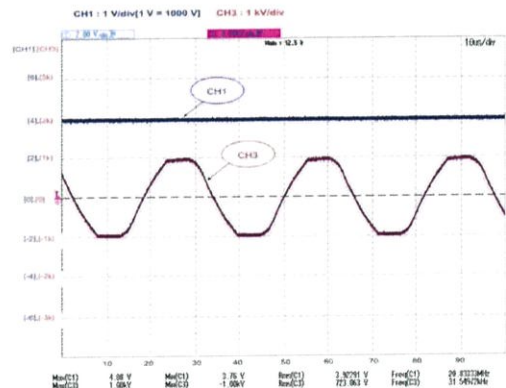


รูปที่ 8 แรงดันทางด้านทุติยภูมิหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงและแรงดันกระแสตรงที่แรงดันด้านเข้า 80 V วัดได้จาก โปรแกรม PSpice

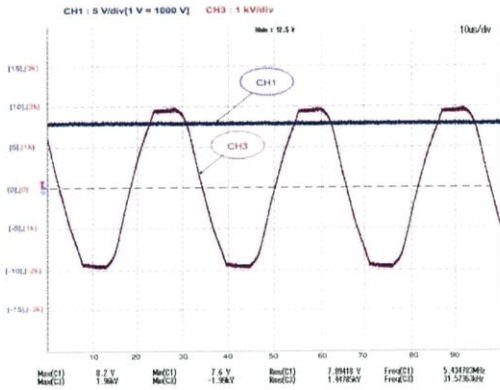


รูปที่ 9 แรงดันทางด้านทุติยภูมิหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงและแรงดันกระแสตรงที่แรงดันด้านเข้า 160 V วัดได้จาก โปรแกรม PSpice

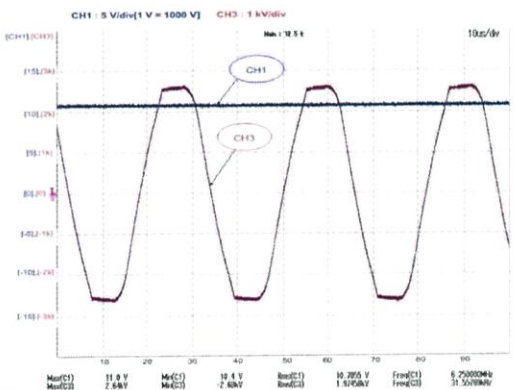
#### 3.2 ผลการทดสอบจริงที่วัดด้วยออสซิลโลสโคป



รูปที่ 11 แรงดันทางด้านทุติยภูมิหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงและแรงดันกระแสตรงที่แรงดันด้านเข้า 80 V วัดได้จากออสซิลโลสโคป



รูปที่ 12 แรงดันทางด้านทุติยภูมิหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงและแรงดันกระแสตรงที่แรงดันด้านเข้า 160 V วัดได้จากออสซิลโลสโคป



รูปที่ 13 แรงดันทางด้านทุติยภูมิหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงและแรงดันกระแสตรงที่แรงดันด้านเข้า 220 V ที่วัดได้จากออสซิลโลสโคป

ตารางที่ 2 ข้อมูลผลการจำลองรูปคลื่นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงและกระแสไหลที่ออกมาจากรวมวงจรขึ้นบันไดแบบสมมาตร 2 ชั้น ที่ได้จากการวัดผ่านออสซิลโลสโคป

แรงดันด้านเข้า ( $V_{AC}$ ) [V]	แรงดันปฐมภูมิ ( $V_{primary}$ ) [Volt]	แรงดันทุติยภูมิ ( $V_{secondary}$ ) [Volt]	แรงดันกระแสตรง ( $V_{DC}$ ) [Volt]	กระแสไหล ( $I_{LOAD}$ ) [mA]
80	75.15	702.14	4018.00	2.00
160	150.12	1412.10	7977.20	3.99
220	209.41	1926.23	10893.00	5.41

ถึงแม้ลักษณะรูปร่างของรูปคลื่นที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์กับการทดสอบจริงนั้นจะแตกต่างกันไปบ้าง แต่ตัวแปรที่สำคัญที่ใช้ในการพิจารณา คือ แรงดันกระแสตรงและกระแสที่ไหลผ่านโหลดมีความใกล้เคียง ดังจะเห็นได้จากข้อมูลในตารางที่ 1 และ 2 ที่สามารถจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงด้านออกได้เท่ากับที่ได้ทำ

การออกแบบไว้ ส่วนกระแสมีค่าประมาณ 5 มิลลิแอมป์ และในส่วนสุดท้ายระลอกแรงดันไฟฟ้าที่เกิดขึ้นมีค่าไม่เกิน 3% ซึ่งอยู่ในมาตรฐาน

#### 4. สรุปผล

เครื่องกำเนิดกระแสตรงแรงดันสูงแบบกะทัดรัด 10 kV (A Portable 10 kV DC High Voltage Generator) ประกอบไปด้วยวงจรเรียงกระแส วงจรอินเวอร์เตอร์ หม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูง และวงจรขึ้นบันไดแบบสมมาตรที่เกิดจากตัวเก็บประจุและไดโอดต่อร่วมกันจำนวน 2 ชั้น เพื่อสร้างแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง 10 กิโลโวลต์ กระแส 5 มิลลิแอมป์ การทวีแรงดันอาศัยการต่อวงจรขึ้นบันไดแบบสมมาตรเพื่อลดขนาดของอุปกรณ์ลงจากการใช้หม้อแปลงไฟฟ้าในการทวีแรงดัน การใช้วงจรอินเวอร์เตอร์เปลี่ยนความถี่จาก 50 เฮิร์ตซ์ เป็น 30 กิโลเฮิร์ตซ์ เพื่อลดแรงดันตกคร่อมอุปกรณ์ในวงจรขึ้นบันได และการใช้ตัวเก็บประจุขนาดประมาณ 50 นาโนฟารัด สำหรับเป็นตัวเก็บประจุพักประจุและตัวเก็บประจุรองแรงดัน ทำให้แรงดันระลอกมีค่าน้อยลง โดยเครื่องกำเนิดกระแสตรงแรงดันสูงแบบกะทัดรัดที่ได้ทำการออกแบบและประกอบสร้างนี้สามารถสร้างแรงดันกระแสตรงได้ 10.893 กิโลโวลต์ กระแส 5.4 มิลลิแอมป์ ซึ่งคาดหวังว่าเครื่องกำเนิดกระแสตรงแรงดันสูงแบบกะทัดรัดนี้จะมีประโยชน์ต่อการประกอบสร้างเครื่องกำเนิดกระแสตรงแรงดันสูงแบบกะทัดรัดที่มีพิกัดแรงดันที่สูงกว่า 10 กิโลโวลต์ จนถึงการทำให้นำไปสู่สามารถทำการทดสอบฉนวนทางไฟฟ้าได้จริง

#### 5. กิตติกรรมประกาศ

ด้วยความอนุเคราะห์คำแนะนำ และคำปรึกษาที่มีคุณค่าจากผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.พีรวุฒิ ยุทธโกวิท คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ขอขอบคุณ คุณปณชวีร์ ฉายศิริ วิศวกรสาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า และคุณวุฒิชัย วุฒิกิตติวงศ์ นักศึกษาปริญญาโท สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ที่ให้คำแนะนำ ความช่วยเหลือ และดูแลเอาใจใส่ตลอดมา

#### 6. เอกสารอ้างอิง

- [1] ธวัชชัย นัยสถิต และ วิริยะ พิเชฐจำเริญ , “ การออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้า 50-kHz โดยใช้วิธีผลคูณพื้นที่” วิศวกรรมลาดกระบัง, ปีที่ 25, ฉบับที่ 2, 2551, หน้า 31-37.
- [2] ตำราฯ สังข์สะอาด, วิศวกรรมไฟฟ้าแรงสูง, พิมพ์ครั้งที่ 3, กรุงเทพมหานคร, 2549.
- [3] G. Reinhold, “ Ultra-high voltage DC power supplies for large current,” EMILE HAEFELY & CO.LTD.,1987

ภาคผนวก ง

โปสเตอร์



## การออกแบบและสร้างเครื่องกำเนิดแรงดันกระแสตรงแบบกะทัดรัด 10 kV A PORTABLE DC HIGH VOLTAGE GENERATOR 10 kV

ปัทมาพร หุ่นบ้านอยู่ พงษ์ปณต อุ่นแก้ว พชร ชินอ่อน พิศยา วิจิตรคุณกุล พิศวุฒิ ยุทธโกวิท  
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

### บทคัดย่อ

โครงการนี้ นำมาจากการออกแบบและสร้างเครื่องกำเนิดแรงดันกระแสตรงแบบกะทัดรัดชนิด 10 กิโลโวลต์ที่อาศัยขั้นตอนการประกอบด้วยวงจรเรียงกระแส วงจรอินเวอร์เตอร์ความถี่สูง หม้อแปลงแรงดันสูง ความถี่สูง และวงจรปรับแรงดันเป็นอีกจุดรวมของขั้นตอนแบบสมมาตรเป็นจำนวน 2 ชั้น โดยให้ตัวเก็บประจุ 50 นาโนฟารัด และใช้โวลต์โปรตอนจำกัดความถี่ สำหรับเป็นเครื่องต้นแบบในการศึกษาและศึกษาระดับต้นขั้นต้นเพื่อใช้ในการทดลองอนุกรมทางไฟฟ้าให้ใช้จริงในอนาคต จากการทดสอบกับโหลด 2 เมกะโห์ม เครื่องกำเนิดแรงดันสามารถรับแรงดันได้ 10 กิโลโวลต์ กระแส 5 มิลลิแอมป์ และด้วยกระแสที่ได้อาจสามารถควบคุมมีแรงดันของกระแสที่โหลดได้คือกระแสที่จ่ายด้วยปริมาณการควบคุมพิเศษ

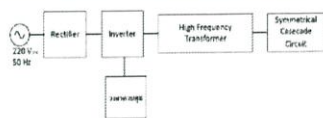
### Abstract

This senior project presents design and construction of a portable DC high voltage generator 10 kV. The generator is composed of a rectifier circuit, a high-frequency inverter circuit, a high-voltage and high-frequency transformer, and a 2-step symmetrical double circuit. The double circuit is composed of 50-nF capacitors and diodes. A generator can be used as a prototype model and it is high possibility to increase voltage rating test for electrical insulation testing in the near future. From testing with load 2 MΩ in a HV Laboratory, the generator can produce voltage of 10 kV and current of 5 mA. From the experimental results, the ripple voltage and voltage drop are agreed well with the computer program simulation.

### 1. บทนำ

ปัจจุบันเนื่องมาจากในข้อปฏิบัติการใช้งานแรงสูง สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง มีเครื่องมือกระแสตรงระดับสูงขนาด 400 กิโลโวลต์ ที่ถูกนำมาใช้ในการทดลองและทดสอบความทนของอุปกรณ์แรงสูง แต่มีข้อเสียคือตัวเครื่องมีขนาดใหญ่และเคลื่อนย้ายลำบาก ไม่สามารถหิ้วมาทดลองได้จึงนำข้อข้อปฏิบัติที่ได้ จึงมีแนวคิดในการทำการออกแบบและสร้างเครื่องกำเนิดแรงดันกระแสตรงแบบกะทัดรัด (A Portable DC High Voltage Generator 10 kV) ขึ้นมาเพื่อเป็นเครื่องต้นแบบสำหรับพัฒนาใช้สำหรับการทดสอบความทนของอุปกรณ์ (Hi-pot Test) และอุปกรณ์ที่ติดตั้งใช้ร่วมกับอุปกรณ์อื่นที่สามารถนำเข้ามาทดสอบในห้องปฏิบัติการที่ทันสมัยได้

### 2. การออกแบบและสร้างเครื่องกำเนิดแรงดันกระแสตรงแบบกะทัดรัด 10 kV



รูปที่ 1 ส่วนประกอบของเครื่องกำเนิดแรงดันกระแสตรง

#### 2.1 วงจรเรียงกระแส

วงจรเรียงกระแสที่ใช้การเชื่อมโดยใช้ไดโอดเบอร์ 1N4007 30120 ทดสอบความถี่ 1,200 ไซเคิล และใช้กระแสโหลด 30 แอมป์ และตัวเก็บประจุที่ต่อกระแสระดับขนาด 660 ไมโครฟารัด เพื่อลดความถี่ของกระแส

#### 2.2 วงจรอินเวอร์เตอร์

##### 2.2.1 วงจรกำลัง

วงจรอินเวอร์เตอร์แบบซิงโครไนซ์ โดยมีส่วนประกอบกำลังที่ทำเป็นตัวอินเวอร์ตอร์ซิงโครไนซ์โดยใช้โมดูลพลาซ่าโมดูล (IPF660) ทดสอบความถี่ 500 ไซเคิล และใช้กระแสโหลด 20 แอมป์

##### 2.2.2 วงจรควบคุม

ใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ (IC3879P) ซึ่งมีการตั้งสัญญาณควบคุมความถี่ 30 กิโลไซเคิล รวมทั้งวงจรปรับสัญญาณควบคุม สัญญาณที่ได้จะส่งไปควบคุมอินเวอร์ตอร์ T P250 นำไปใช้กับโมดูลพลาซ่าโมดูล

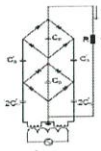
#### 2.3 หม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูง

ตารางที่ 1 ความทนของวัสดุที่ยึดหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูง

หม้อแปลงไฟฟ้า	จำนวนขด	ขนาดหม้อแปลง
ประเภทที่ 1	50 ขด	SWG316
ประเภทที่ 2	400 ขด	SWG228

#### 2.4 วงจรขึ้นบันไดแบบสมมาตร

วงจรขึ้นบันไดแบบสมมาตรที่ใช้การออกแบบมีค่าตัวเก็บประจุ Cn และ Cn มีค่าเท่ากับ 50 นาโนฟารัด ที่แรงดันที่ได้ออก 5.5 กิโลโวลต์ และนำมาใช้ร่วมกับวงจรที่ประกอบด้วย 680 นาโนฟารัด 630 โวลต์อนุกรมกัน 14 ตัว จะใช้ค่าความจุเท่ากับ 50 นาโนฟารัด ทนแรงดันได้ 8.8 กิโลโวลต์



รูปที่ 2 วงจรขึ้นบันไดแบบสมมาตร

### 3. ผลการทดสอบ

ในการทดสอบวงจรขึ้นบันไดแบบสมมาตรใช้แรงดันกระแสตรง 10 กิโลโวลต์และผลการทดสอบสัญญาณภาคไอของซิงโครไนซ์



รูปที่ 3 เครื่องกำเนิดแรงดันกระแสตรง

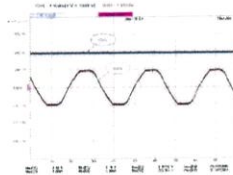
- เมื่อ 1. วงจรอินเวอร์เตอร์  
2. วงจรควบคุมสัญญาณความถี่  
3. หม้อแปลงไฟฟ้า  
4. วงจรขึ้นบันไดแบบสมมาตร 2 ชั้น  
5. โวลต์ความถี่ขนาด 2 เมกะโห์ม



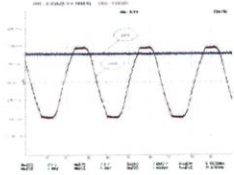
รูปที่ 4 อุปกรณ์แรงดันไฟฟ้า



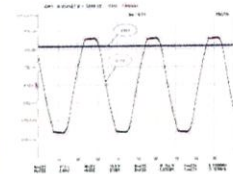
รูปที่ 5 รูปเครื่องวัดสัญญาณไฟฟ้า



(a) CH1 = 1V/div และ CH3 = 1kV/div



(b) CH1 = 5V/div และ CH3 = 1kV/div



(c) CH1 = 5V/div และ CH3 = 1kV/div

รูปที่ 6 แสดงค่าความถี่สัญญาณแรงดันกระแสตรงที่กระแสที่ควบคุมโดยสัญญาณความถี่ 10 เมกะไซเคิล เมื่อ (a) 80 V (b) 160 V (c) 220 V

#### ตารางที่ 2 ผลการทดสอบ

แรงดันออก (V <sub>out</sub> ) [V]	แรงดันตกค้าง (V <sub>residual</sub> ) [V]	แรงดันตกค้าง (V <sub>residual</sub> ) [V]	แรงดันตกค้าง (V <sub>residual</sub> ) [V]	แรงดันตกค้าง (V <sub>residual</sub> ) [V]	แรงดันตกค้าง (V <sub>residual</sub> ) [V]	กระแสที่จ่าย (I <sub>out</sub> ) [mA]
140	131.43	1240.34	4909.00	7045.18	6737.30	1.97
160	150.12	1412.10	7977.20	8166.94	7737.68	2.39
180	169.81	1562.00	8017.00	9187.50	8778.84	2.54
200	189.51	1714.97	10033.00	10098.37	10665.63	2.95
220	209.41	1926.23	10893.00	11020.00	11616.34	3.96

### 4. สรุปผลและการวิเคราะห์

เครื่องกำเนิดแรงดันกระแสตรงแบบกะทัดรัด (A Portable DC High Voltage Generator 10 kV) ประกอบด้วยหม้อแปลงไฟฟ้าอินเวอร์ตอร์ วงจรอินเวอร์ตอร์ หม้อแปลงความถี่สูง และวงจรขึ้นบันไดจำนวน 2 ชั้น เพื่อสร้างแรงดันกระแสตรง 10 กิโลโวลต์ กระแส 5 มิลลิแอมป์ การทำงานในแง่ของตัวการทดลองระบบขึ้นบันไดคือผลของของอุปกรณ์จากการใช้หม้อแปลงกับอุปกรณ์ในการทวนแรงดัน การใช้วงจรอินเวอร์ตอร์เปลี่ยนความถี่จาก 50 เฮิรตซ์ เป็น 30 กิโลเฮิรตซ์ เพื่อลดแรงดันที่ส่งไปกับหม้อแปลงความถี่สูงและใช้กับหม้อแปลงขนาดประมาณ 50 นาโนฟารัด สำหรับเป็นต้นแบบประยุกต์ประยุกต์ และตัวเก็บประจุอนุกรมกัน จะมีผลทำให้แรงดันที่ออกมาไม่แน่นอน โดยเครื่องกำเนิดแรงดันกระแสตรงแบบกะทัดรัด (A Portable DC High Voltage Generator 10 kV) ที่ได้ทำการออกแบบและประกอบสร้างโดยสามารถรับแรงดันกระแสตรงได้ 10.893 กิโลโวลต์ กระแส 5.4 มิลลิแอมป์ ซึ่งหากรับแรงดันที่เกินแรงดันกระแสตรงแบบกะทัดรัด (A Portable DC High Voltage Generator 10 kV) จะมีประโยชน์ต่อการประกอบสร้างเครื่องกำเนิดแรงดันกระแสตรงแบบกะทัดรัดที่ผลิตแรงดันที่สูงกว่า 10 กิโลโวลต์ จนถึงการใช้กับอุปกรณ์การทดสอบอนุกรมทางไฟฟ้าให้ใช้จริงในอนาคต

## ประวัติผู้เขียน



นายพิติภัทร์ พุนบ้านาญ เกิดเมื่อวันที่ 21 มีนาคม พ.ศ.2535 ที่จังหวัดปราจีนบุรี สำเร็จการศึกษาระดับมัธยมศึกษาจากโรงเรียนมารีวิทยาภินทรบุรี เข้าศึกษาที่ คณะวิศวกรรมศาสตร์ สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ในปีการศึกษา 2553

ฝึกงานที่ : บริษัท มิตรแมนมาร์เก็ตติ้งแอนด์เอ็นจิเนียริง จำกัด



นายพงศ์ปณต อู่แก้ว เกิดเมื่อวันที่ 6 พฤษภาคม พ.ศ.2535 ที่จังหวัดกรุงเทพมหานคร สำเร็จการศึกษาระดับมัธยมศึกษาจากโรงเรียนบดินทร์เดชา (สิงห์ สิงหเสนี) ๒ เข้าศึกษาที่คณะวิศวกรรมศาสตร์ สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ในปีการศึกษา 2553

ฝึกงานที่ : บริษัท ระบบขนส่งมวลชนกรุงเทพ จำกัด (มหาชน)



นายพชร ชินอ่อน เกิดเมื่อวันที่ 28 พฤศจิกายน พ.ศ.2534 ที่จังหวัดขอนแก่น สำเร็จการศึกษาระดับมัธยมศึกษาจากโรงเรียนแก่นนครวิทยาลัย เข้าศึกษาที่คณะวิศวกรรมศาสตร์ สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ในปีการศึกษา 2553

ฝึกงานที่ : การไฟฟ้าฝ่ายผลิตแห่งประเทศไทย เชื้อนอุบลรัตน์



นางสาวพริยา วิจักขณกุล เกิดเมื่อวันที่ 18 มิถุนายน พ.ศ.2535 ที่จังหวัดกรุงเทพมหานคร สำเร็จการศึกษาระดับมัธยมศึกษาจากโรงเรียนเตรียมอุดมศึกษาน้อมเกล้า เข้าศึกษาที่คณะวิศวกรรมศาสตร์ สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ในปีการศึกษา 2553

ฝึกงานที่ : บริษัท ระบบขนส่งมวลชนกรุงเทพ จำกัด (มหาชน)