



เครื่องตัดจีด้วยไฟฟ้า

(ELECTROSURGERY UNITS)

โดย

นาย ช่างชัย อางนันทน์

เลขประจำตัว 291037

นาย มั่นสวี อามินี

เลขประจำตัว 291162

อาจารย์ที่ปรึกษา

อาจารย์ พิชัย คูศิริวานิชกร

ภาควิชาอิเล็กทรอนิกส์ ๒/๒๕๕๒

คณะวิศวกรรมศาสตร์ ๒/๒๕๕๒

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2532

ปริญญานิพนธ์ปีการศึกษา 2532

ภาควิชาอิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง เครื่องตัดจี้ด้วยไฟฟ้า (ELECTROSURGERY UNITS)

ผู้จัดทำ 1. นาย ช่างชัย อางนานนท์

2. นาย มั่นสรี อามินี



อาจารย์ที่ปรึกษา

(โดย พิชัย คุณวิภาณี)

เครื่องตัดจี้ด้วยไฟฟ้า

(ELECTROSURGERY UNITS)

นักศึกษา	นาย ช่างชัย อางนานนท์	291037
	นาย มนต์วี อามีนี	291162
อาจารย์ที่ปรึกษา	อาจารย์ พิชัย คูศิริวานิชกร	
ปีการศึกษา	2532	

บทคัดย่อ

การตัดจี้ด้วยไฟฟ้า เป็นเทคนิคอย่างหนึ่งที่ใช้ในการผ่าตัด โดยอาศัยกระแสไฟฟ้าความถี่สูง เพื่อใช้ในการตัดเนื้อเยื่อ การห้ามเลือด และการตัดกับการห้ามเลือดในขณะเดียวกัน เนื่องจากเทคนิคนี้ใช้ในการห้ามเลือดขณะผ่าตัดมีประสิทธิภาพสูง การตัดจี้ด้วยไฟฟ้าจึงถูกนำไปใช้แทนที่หรือใช้พร้อมร่วมกับการผ่าตัดด้วยมีด และมักจะนำไปใช้ในบริเวณร่างกายผู้ป่วยที่การผ่าตัดลำบากและการควบคุมเลือดทำได้ยาก

เทคโนโลยีการสร้างเครื่องตัดจี้ด้วยไฟฟ้ามียุ่ 2 ชนิดคือ เทคโนโลยีแบบเก่าใช้หลอดสุญญากาศที่เรียกว่า Spark gap หรือ Vacuum-tube generators ในการสร้างสัญญาณไฟฟ้าความถี่สูงที่ใช้ในการห้ามเลือด และการตัดกับการห้ามเลือดในขณะเดียวกัน และเทคโนโลยีสมัยใหม่ใช้เทคโนโลยีสารกึ่งตัวนำ (Solid-state technology) ในการสร้างแหล่งกำเนิดสัญญาณไฟฟ้าความถี่สูง คุณสมบัติของสัญญาณที่ได้นี้สามารถใช้ในการตัดเนื้อเยื่อ การห้ามเลือด และการตัดกับการห้ามเลือดพร้อมกัน

เนื่องจากเทคโนโลยีสารกึ่งตัวนำที่ใช้ในการสร้างเครื่องตัดจี้ด้วยไฟฟ้า มีข้อดีหลายประการคือ เครื่องตัดจี้มีขนาดเล็กน้ำหนักเบา สามารถใช้ไมโครโปรเซสเซอร์ในการควบคุมสัญญาณขณะผ่าตัดและสามารถปรับรูปร่างของสัญญาณที่ใช้ในการผ่าตัดตามต้องการ ดังนั้นในปริณญาณิพนธ์ฉบับนี้จึงเสนอวิธีการสร้างสัญญาณไฟฟ้าความถี่สูงโดยใช้เทคโนโลยีสารกึ่งตัวนำ Power MOSFET การสร้างแหล่งกำเนิดสัญญาณจากการผสมคลื่นสองความถี่ วิธีการกรองสัญญาณ Square Wave เป็นสัญญาณ Sine Wave และสรุปผลการทดลองในทางปฏิบัติ

คำนำ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้เสนอผลการพัฒนาเครื่องตัดจี้ด้วยไฟฟ้า (Electrosurgery Units) ซึ่งจะ เริ่มกล่าวถึงส่วนประกอบต่างๆของเครื่องที่จำเป็นต้องใช้ในการตัดจี้ หลักการนำสัญญาณไฟฟ้าความถี่สูงมาใช้ในการตัดจี้ลักษณะของสัญญาณที่จำเป็นต้องใช้ในการตัดจี้ โครงสร้างของเครื่องตัดจี้ การสร้างวงจร Power Supply วงจรสร้างสัญญาณควบคุม วงจรสร้างสัญญาณ High Volt ความถี่สูง วงจรกรองความถี่ และสรุปผลการทดลองในทางปฏิบัติ สุดท้ายนี้ ผู้เขียนขอขอบคุณ อาจารย์ รุ่งพี และเพื่อนทุกท่าน ที่ได้ให้ความแนะนำและกำลังใจมาตลอดเวลา และเอื้ออำนวยความสะดวกต่างๆในการใช้อุปกรณ์ ผลงานการพัฒนาที่ปรากฏอยู่ในปริญญานิพนธ์นี้ผู้เขียนหวังว่าคงจะเป็นประโยชน์ต่อผู้สนใจทุกท่าน และขอมอบความดีนี้แด่ บิดามารดา ครู อาจารย์ และผู้มีพระคุณทุกท่าน

สารบัญ

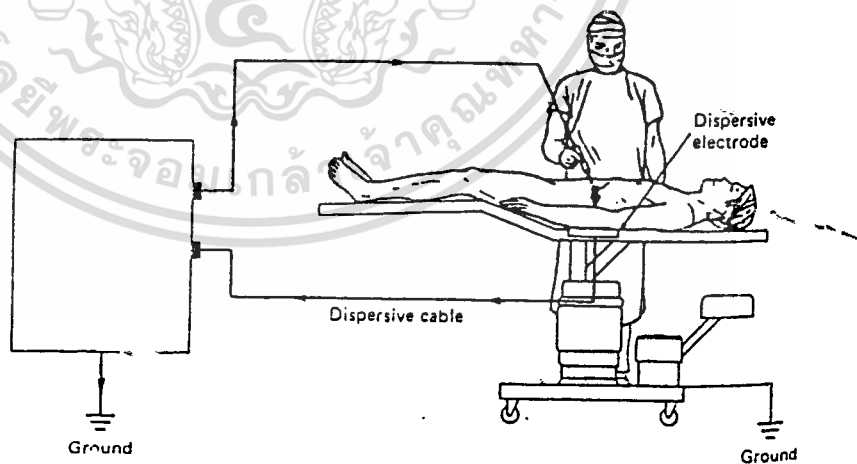
	หน้า
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 หลักการนำสัญญาณไฟฟ้าความถี่สูงมาประยุกต์ใช้ในการตัดจี้	2
1.2 ลักษณะสัญญาณไฟฟ้าที่ใช้ในการตัดจี้	3
บทที่ 2 ทฤษฎีและการประยุกต์	5
2.1 สิ่งประดิษฐ์สารกึ่งตัวนำทาง POWER ELECTRONIC	5
2.1.1 POWER MOSFET	5
2.1.2 ไดโอดกึ่งนำ (POWER SEMICONDUCTOR DIODE)	10
2.2 หม้อแปลง (TRANSFORMER)	14
2.3 วงจรอินเวอร์เตอร์ (INVERTER CIRCUIT)	16
2.4 วงจรสแน็บเบอร์ (SNUBBER CIRCUIT)	19
2.5 PWM (PULSE-WITH MODULATION)	24
2.6 การวิเคราะห์สัญญาณฮาร์โมนิก (HARMONIC ANALYSIS)	26
2.7 วงจรกรองความถี่	29
บทที่ 3 การสร้างวงจรเครื่องตัดจี้ด้วยไฟฟ้า	34
3.1 วงจรกรองความถี่และเรกติไฟาย (FILTER AND RETIFIER SECTION)	34
3.2 วงจรภาคคอนเวอร์เตอร์ (DC-DC CONVERTER)	35
3.3 วงจรอินเวอร์เตอร์ (DC-AC INVERTER)	39
3.4 วงจรกรองสัญญาณฮาร์โมนิก (OUTPUT FILTER)	42
บทที่ 4 การทดลอง	44
4.1 ลักษณะสัญญาณของวงจร SWITCHING REGULATOR	44
4.2 ลักษณะสัญญาณของวงจร HIGH VOLT SWITCHING REGULATOR	46
บทที่ 5 บทวิจารณ์และสรุป	56
กิตติกรรมประกาศ	57
บรรณานุกรม	58
ภาคผนวก วงจรเครื่องตัดจี้ด้วยไฟฟ้า	59

บทที่ 1. บทนำ

การนำความรู้ในสาขาวิชาไฟฟ้าและอิเล็กทรอนิกส์ไปประยุกต์ใช้ในทางการแพทย์ได้รับการวิจัยและพัฒนาอย่างต่อเนื่อง ทั้งนี้เพื่อช่วยให้การวินิจฉัยโรค และการรักษาผู้ป่วยมีประสิทธิภาพเพิ่มขึ้น ประกอบกับในปัจจุบันได้มีการพัฒนาเทคโนโลยีสารกึ่งตัวนำให้สามารถทำงานที่ความถี่สูงๆ ทนต่อกระแสและความต่างศักย์ได้เพิ่มขึ้น ดังนั้นจึงมีการนำเอาความรู้ทาง POWER ELECTRONIC ไปใช้สร้างเครื่องตัดจี้ด้วยไฟฟ้า โดยทิศทางการพัฒนา จะเน้นให้มีความสามารถสร้างรูปคลื่นสัญญาณความถี่สูงแบบต่างๆ สามารถใช้ไมโครโปรเซสเซอร์ควบคุมการทำงานของระบบโดยอัตโนมัติ และมีความปลอดภัยในการใช้งานสูง

เครื่องตัดจี้ด้วยไฟฟ้า เป็นเครื่องมือทางการแพทย์ที่ใช้ช่วยในกระบวนการผ่าตัดโดยอาศัยพลังงานของสัญญาณไฟฟ้าในย่านความถี่วิทยุ (RADIO FREQUENCY) มาใช้ในการตัดเนื้อเยื่อและการห้ามเลือดในการตัดจี้ด้วยกระแสไฟฟ้า พลังงานไฟฟ้าความถี่สูงจะถูกส่งผ่านเข้าไปในเนื้อเยื่อด้วยความเข้มข้นในจุดเล็กๆ จึงทำให้เกิดความร้อนในเนื้อเยื่อ ผลของความร้อนนี้จะทำให้เนื้อเยื่อหดตัวและควบคุมการสูญเสียเลือดในเวลาเดียวกัน

เครื่องตัดจี้ด้วยไฟฟ้าจะสร้างสัญญาณรูปคลื่น SINE WAVE ที่มีพลังงานสูงในย่านความถี่วิทยุโดยทางเอาต์พุตของเครื่องจะถูกส่งไปตามลวดตัวนำไปเข้าอิเล็กโทรดที่ใช้ตัดจี้ (CUTTING ELECTRODE) ซึ่งมีรูปปลายแหลมคล้ายมีดผ่าตัด ผ่านเนื้อเยื่อที่ต้องการตัด แล้วกลับเข้าแผ่นอิเล็กโทรดที่เรียกว่า "DISPERSIVE ELECTRODE" ซึ่งมีพื้นที่ผิวสัมผัสใหญ่มากเมื่อเทียบกับ CUTTING ELECTRODE หลังจากนั้นสัญญาณจะไปตามลวดตัวนำกลับเข้าสู่แหล่งกำเนิดสัญญาณ ดังรูปที่ 1.1

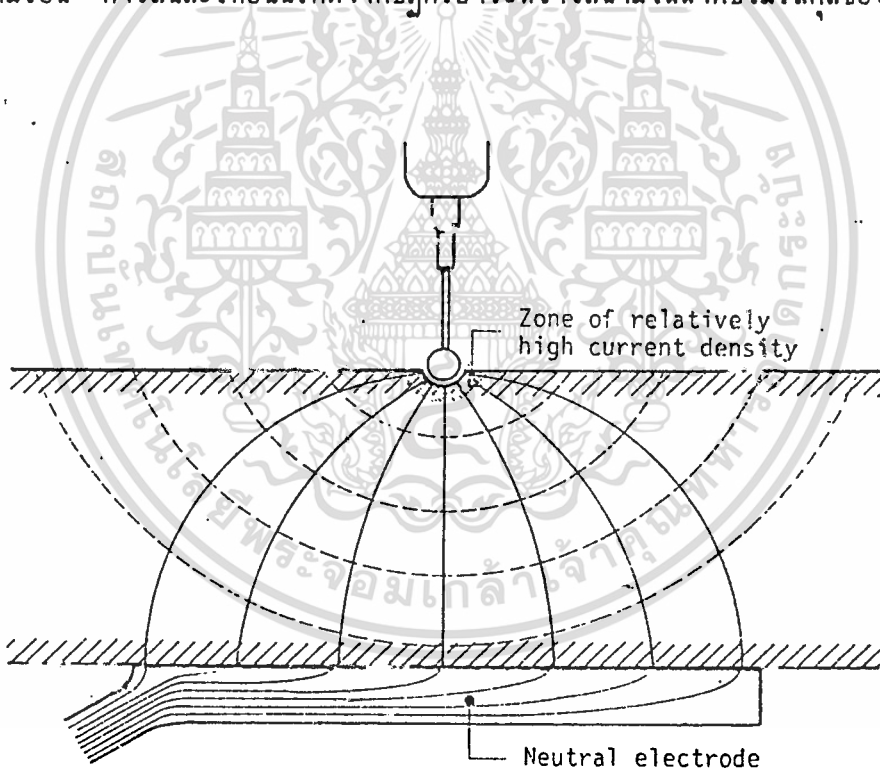


รูปที่ 1.1

1.1 หลักการนำพลังงานไฟฟ้าความถี่สูงมาประยุกต์ใช้ในการตัดจี้ (PRINCIPLE OF HIGH FREQUENCY SURGERY)

เมื่อนำเนื้อเยื่อที่ต้องการตัดไปวางอยู่ระหว่าง CUTTING ELECTRODE กับ DISPERSIVE ELECTRODE ดังรูปที่ 1.2 กระแสไฟฟ้าซึ่งมีความหนาแน่นสูงมากที่ปลายของ CUTTING ELECTRODE จะไหลผ่านเนื้อเยื่อ DISPERSIVE ELECTRODE ทำให้เนื้อเยื่อที่ใกล้กับ CUTTING ELECTRODE เกิดความร้อนอย่างรวดเร็ว ความร้อนที่เกิดขึ้นเกิดจากสาเหตุสองประการคือ

1. กระแสที่ไหลจาก ELECTRODE ผ่านเนื้อเยื่อด้วยวิธีที่เรียกว่า "CONDUCTING PLASMA ARC" ทำให้เกิดการสูญเสียพลังงานในรูปความร้อนเนื่องจากความต้านทานภายในของเนื้อเยื่อที่กระแสไหลผ่าน พลังงานนี้จะมีค่าประมาณ $I^2 R$ เมื่อ R เป็นความต้านทานภายในของเนื้อเยื่อ
2. พลังงานความถี่สูงของสนามไฟฟ้าจะทำให้โมเลกุลของน้ำภายในเนื้อเยื่อสั่นสะเทือน เกิดความร้อน การสั่นสะเทือนนี้เกิดจากปฏิกิริยาระหว่างสนามไฟฟ้ากับโมเลกุลของน้ำ



รูปที่ 1.2

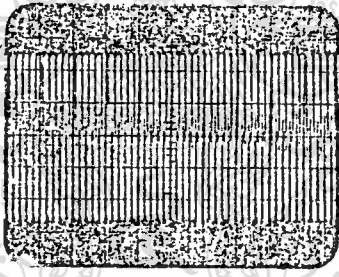
ความร้อนที่เกิดจากสาเหตุทั้งสองนี้ เกิดขึ้นรวดเร็วมากเมื่อเทียบกับอัตราการสูญเสียความร้อนโดยการถ่ายเทไปสู่เซลล์เนื้อเยื่อที่อยู่รอบๆ ความร้อนที่เกิดขึ้นชั่วขณะในเนื้อเยื่อถ้ามากกว่า 100°C น้ำภายในเซลล์เนื้อเยื่อจะเปลี่ยนสถานะเป็นไอน้ำอย่างฉับพลัน ก่อให้เกิดแรงดันสูง เนื้อเยื่อที่บริเวณนี้จึงเกิดการแยกจากกันเป็นรอยตัด แต่ถ้าอุณหภูมิต่ำกว่า 100°C จะทำให้เนื้อเยื่อของเซลล์เกิดการรวมตัว และเลือดจะแข็งตัว

ปลายแหลมของ CUTTING ELECTRODE จะทำให้กระแสที่มีความหนาแน่นสูงพอที่จะทำให้เกิดความร้อนในเนื้อเยื่อใกล้เคียงสัมผัส ส่วนพื้นที่สัมผัสของ DISPERSIVE ELECTRODE มีมากทำให้ความหนาแน่นของกระแสมีค่าต่ำ ดังนั้นจึงเกิดความร้อนต่ำกว่าความถี่ของสัญญาณที่ใช้ต้องมีค่ามากกว่า 500 KHz เพื่อหลีกเลี่ยงผลที่อาจเกิดกับประสาทและกล้ามเนื้อ และเป็นการเพิ่มสภาพการนำไฟฟ้า

1.2 ลักษณะสัญญาณไฟฟ้าที่ใช้ในการตัดจี้

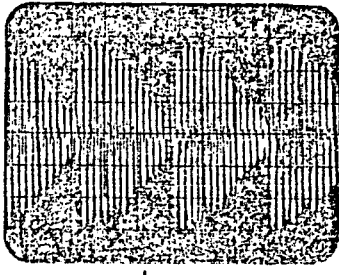
ผลจากการตัดจี้ด้วยไฟฟ้าแยกออกได้เป็น การตัดเนื้อเยื่อ การห้ามเลือด และการตัดพร้อมกับการห้ามเลือดในขณะเดียวกัน ทั้งนี้ขึ้นอยู่กับลักษณะสัญญาณไฟฟ้าที่ใช้ซึ่งแยกออกได้ดังนี้

1.2.1 แบบไม่ผสมคลื่นความถี่ (NON-MODULATED HF CURRENT) ใช้สำหรับการตัดเท่านั้น มีการเกิดประกายไฟ (SPARK) ของสัญญาณไฟฟ้เล็กน้อยขณะตัดจี้ด้วยไฟฟ้า ไม่มีผลต่อการเปลี่ยนแปลงโครงสร้างทางเคมีของเซลล์เนื้อเยื่อที่ถูกตัดจี้ ลักษณะของสัญญาณแสดงในรูปที่ 1.3



รูปที่ 1.3

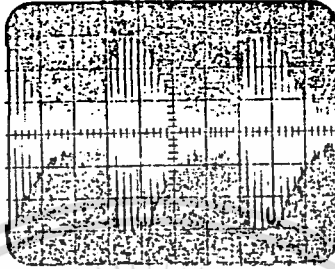
1.2.2 แบบผสมคลื่นความถี่น้อย (SLIGHTLY MODULATED HF CURRENT) ใช้สำหรับการตัดและการควบคุมเลือดให้แข็งตัวในขณะเดียวกัน ความสามารถในการตัดจะมีมากกว่าการห้ามเลือด ลักษณะของสัญญาณแสดงในรูปที่ 1.4



รูปที่ 1.4

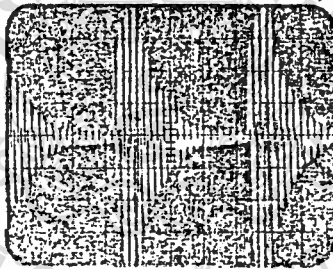
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- 1.2.3 แบบผสมคลื่นความถี่ปานกลาง (STRONGLY MODULATED HF CURRENT) ใช้สำหรับการห้ามเลือดและการตัด ความสามารถในการตัดมีน้อยกว่าการห้ามเลือด อาจเกิดการเปลี่ยนแปลงโครงสร้างทางเคมีของเซลล์ที่ถกตัดจี้ ลักษณะของสัญญาณแสดงในรูปที่ 1.5



รูปที่ 1.5

- 1.2.4 แบบผสมคลื่นความถี่มาก (MODULATED HF CURRENT WITH DAMPED HF OSCILLATIONS) สัญญาณนี้ทำให้เกิดมีประกายไฟมากขณะตัดจี้ เซลล์ที่ถกตัดจี้มีการเปลี่ยนแปลงโครงสร้างทางเคมี ใช้สำหรับการห้ามเลือด ลักษณะของสัญญาณแสดงในรูปที่ 1.6



รูปที่ 1.6

บทที่ 2. ทฤษฎีและการประยุกต์

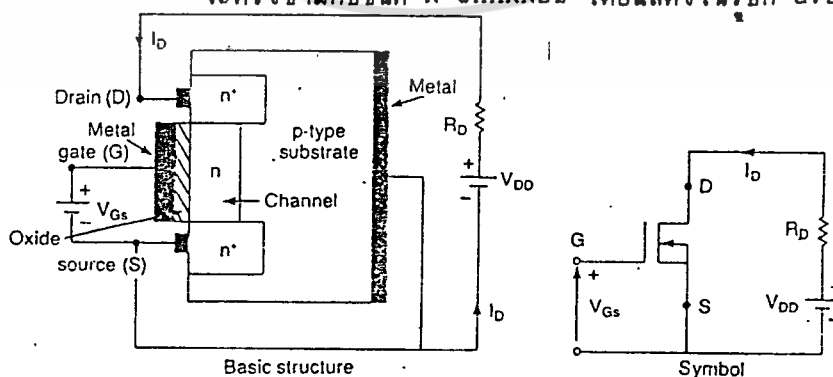
2.1 สิ่งประดิษฐ์สารกึ่งตัวนำทาง POWER ELECTRONIC

2.1.1 POWER MOSFET

POWER MOSFET เป็นอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำที่ควบคุมการทำงานด้วยความต่างศักย์ระหว่างขาเกต (GATE) กับขาซอร์ส (SOURCE) มีความเร็วในการสวิตช์ (SWITCHING SPEED) สูงมาก เวลาที่ใช้อยู่ในช่วง NANOSECOND

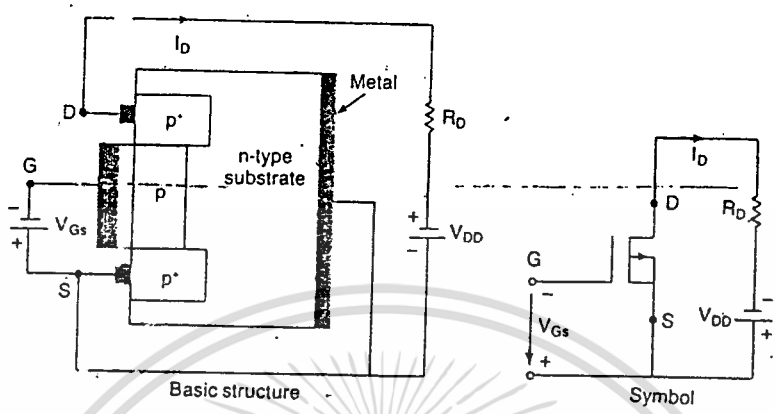
2.1.1.1 ชนิดของ POWER MOSFET มี 2 ชนิดคือ

2.1.1.1.1 DEPLETION MOSFET มีทั้งชนิด N-CHANNEL และ P-CHANNEL สำหรับชนิด N-CHANNEL จะสร้างบนชั้นซิลิโคน (SUBSTRATE) ของสารซิลิกอน (SILICON) ชนิด P ดังแสดงในรูปที่ 2.1 ด้วยการแพร่สารเจือชนิด N^+ ทั้งสองข้าง ในบริเวณดังกล่าวจะเป็นเดรน (DRAIN) กับซอร์ส (SOURCE) ส่วนบริเวณที่เป็นขาเกตจะมีฉนวนออกไซด์ของซิลิกอนเป็นชั้นบางๆ แยกระหว่างโลหะกับช่องทางเดินกระแส (CHANNEL) ซึ่งถูกเจือด้วยสารชนิด N โดยทั่วไปส่วนที่เป็นชั้นซิลิโคนจะต่ออยู่กับซอร์ส ความต่างศักย์ของขาเกตเมื่อเทียบกับซอร์สหรือ V_{GS} อาจจะเป็นบวกหรือลบก็ได้ ถ้า V_{GS} เป็นลบจะทำให้ช่องทางเดินกระแสแคบลง และความต้านทานระหว่างเดรนกับซอร์สหรือ R_{DS} จะมีค่ามาก และถ้าหากค่าที่เป็นลบของศักย์ค่าไฟฟ้านี้มีค่ามากจนกระทั่งช่องทางเดินกระแสถูกปิดสนิท ทำให้ R_{DS} มีค่าสูงมาก และกระแสที่ไหลผ่านจากเดรนไปซอร์สหรือ I_{DS} มีค่าเป็นศูนย์ เราเรียกค่า V_{GS} นี้ว่าแรงดันพินช์ออฟ (PINCH-OFF VOLTAGE) เขียนแทนด้วย $V_{GS(off)}$ แต่ถ้า V_{GS} มีค่าเป็นบวกจะทำให้ช่องทางเดินกระแสกว้างขึ้นทำให้ความต้านทาน R_{DS} ลดลง และกระแส I_{DS} มีค่าเพิ่มสูงขึ้น ส่วนโครงสร้างและคุณสมบัติต่างๆทางไฟฟ้าของ DEPLETION MOSFET ชนิด P-CHANNEL จะตรงข้ามกับชนิด N-CHANNEL โดยแสดงในรูปที่ 2.2



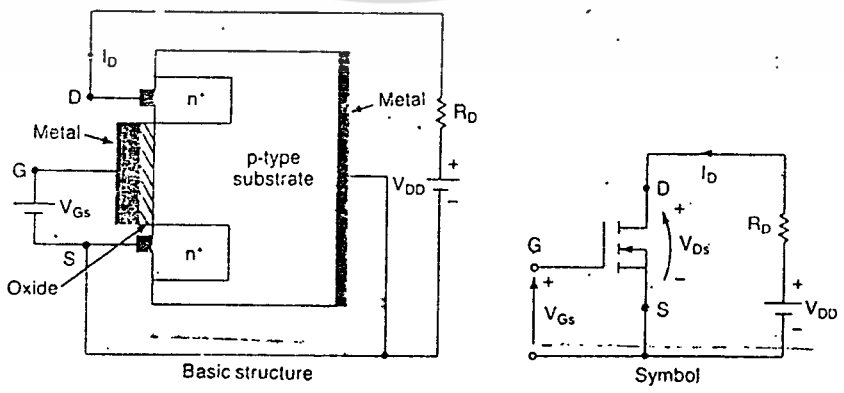
รูปที่ 2.1 n-channel depletion MOSFET โครงสร้างและสัญลักษณ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



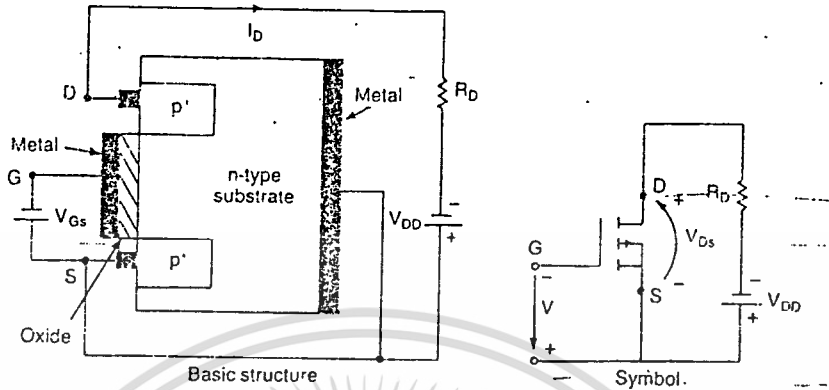
รูปที่ 2.2 p-channel depletion MOSFET โครงสร้างและสัญลักษณ์

2.1.1.1.2 ENHANCEMENT MOSFET เป็นสิ่งประดิษฐ์สารกึ่งตัวนำที่ไม่มีช่องทางเดินกระแส โครงสร้างแสดงอยู่ในรูปที่ 2.3 มีทั้งชนิด N-CHANNEL และ P-CHANNEL เช่นเดียวกัน ชนิด N-CHANNEL จะสร้างบนชั้นสเตรคของสารซิลิกอนชนิด P ด้วยการแพร่สารเจือชนิด N^+ ลงไปที่ทั้งสองข้างซึ่งจะถือเป็นส่วนของเดรนกับซอร์ส และบนชั้นสเตรคระหว่างเดรนกับซอร์สจะมีฉนวนชั้นบางๆที่เป็นออกไซด์ของสารซิลิกอนแยกจากโลหะของขาคาท ถ้า V_{GS} เป็นบวกจะทำให้เกิดช่องทางเดินกระแสระหว่างเดรนกับซอร์ส ทำให้ค่าความต้านทาน R_{DS} ลดลง และมีกระแส I_{DS} ไหลผ่าน ค่าของ V_{GS} จะต้องมีค่ามากกว่าแรงดันวิกฤต (THRESHOLD VOLTAGE) ซึ่งเป็นแรงดันขีดเริ่มที่เหนี่ยวนำให้เกิดช่องทางเดินกระแส และยอมให้มีกระแสไหลผ่าน สำหรับโครงสร้างและคุณสมบัติทางไฟฟ้าของ ENHANCEMENT MOSFET ชนิด P-CHANNEL ซึ่งแสดงในรูปที่ 2.4 จะตรงข้ามกับชนิด N-CHANNEL



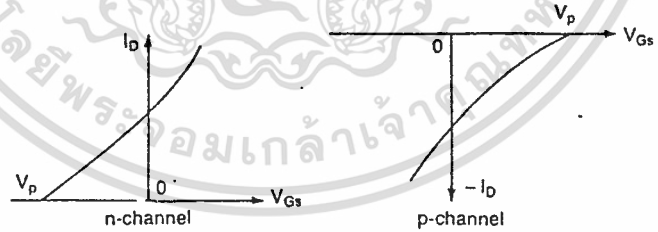
รูปที่ 2.3 n-channel enhancement MOSFET โครงสร้างและสัญลักษณ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

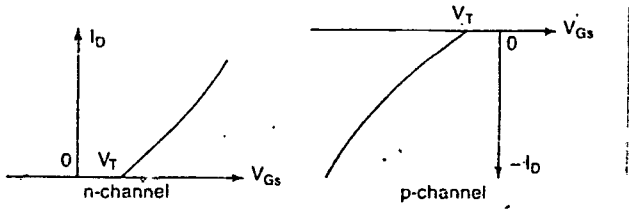


รูปที่ 2.4 p-channel enhancement MOSFET โครงสร้างและสัญลักษณ์
 2.1.1.2 คุณสมบัติในทางสภาวะคงตัว (STEADY-STATE CHARACTERISTIC)

POWER MOSFET เป็นสิ่งประดิษฐ์สารกึ่งตัวนำที่ใช้โวลเตจควบคุมการทำงานมีค่าอิมพีแดนซ์อินพุต (INPUT IMPEDANCE) สูง ขาเกทของ MOSFET จะมีกระแสไหลผ่านน้อยมาก กระแสนี้เรียกว่า LEAKAGE CURRENT มีค่าในช่วงนาโนแอมป์ GAIN การขยายกระแสซึ่งเป็นอัตราส่วนระหว่างกระแสเดรน I_D ต่อกระแสอินพุตเกท I_G จะมีค่าอยู่ในช่วง 10^3 ตัวหนึ่งตัวที่ใช้กำหนดคุณสมบัติในทางสภาวะคงตัว คือค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ (TRANSCONDUCTANCE) ซึ่งเป็นอัตราส่วนระหว่างกระแสเดรน I_D ต่อแรงดันเกท V_{GS} และกราฟความสัมพันธ์ระหว่าง I_D กับ V_{GS} ของ MOSFET ชนิดต่างๆ แสดงในรูปที่ 2.5 และ 2.6



รูปที่ 2.5 Transfer characteristic ของ depletion MOSFET

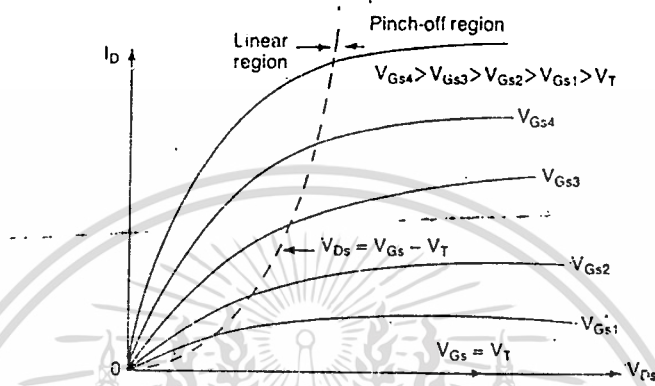


รูปที่ 2.6 Transfer characteristic ของ enhancement MOSFET

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในรูปที่ 2.7 แสดงคุณสมบัติทางเอาต์พุตของ N-CHANNEL ENHANCEMENT MOSFET การทำงานสามารถแยกออกเป็นสามช่วงคือ

- 2.1.1.2.1 ช่วงคัทออฟ (CUTTOFF REGION) เป็นช่วงที่ $V_{ds} < V_T$
- 2.1.1.2.2 ช่วงอิ่มตัว (SATURATION REGION) เป็นช่วงที่ $V_{ds} > V_{ds} - V_T$
- 2.1.1.2.3 ช่วงเชิงเส้น (LINEAR REGION) เป็นช่วงที่ $V_{ds} < V_{ds} - V_T$



รูปที่ 2.7 คุณสมบัติทางเอาต์พุตของ n-channel enhancement MOSFET

การทำงานของ MOSFET ในช่วงเชิงเส้น กระแสเดรน I_{ds} จะเปลี่ยนแปลงไปตาม V_{ds} เนื่องจากในช่วงนี้กระแสเดรนมีค่าสูง ขณะที่แรงดันเดรน V_{ds} มีค่าต่ำ ดังนั้น MOSFET จึงถูกใช้ในการสวิตช์ (SWITCHING ACTION) ในช่วงเชิงเส้น ส่วนในช่วงอิ่มตัวกระแสเดรนมีค่าเกือบจะคงที่สำหรับแต่ละค่าของ V_{gs} ดังนั้นจึงใช้ MOSFET ทำหน้าที่ขยายแรงดัน (VOLTAGE AMPLIFICATION) ในช่วงนี้

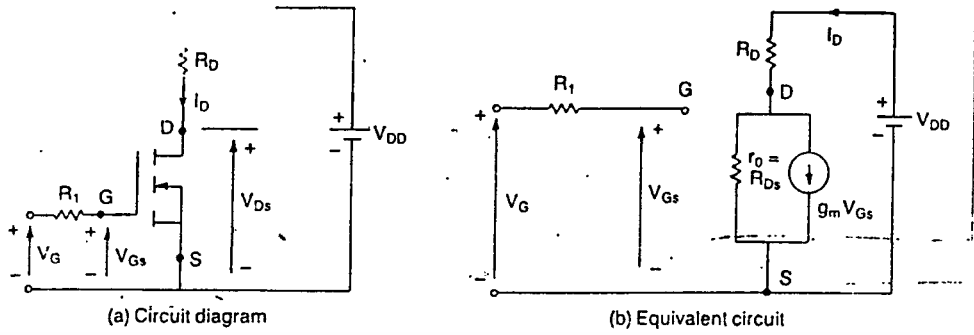
วงจรเสมือนในสถานะคงตัว (STEADY-STATE MODEL) ซึ่งเหมือนกันทั้งชนิด DEPLETION และ ENHANCEMENT MOSFET แสดงในรูปที่ 2.8 ค่าทรานคอนดักแตนซ์ g_m ถูกกำหนดให้มีค่าเป็น

$$g_m = \left. \frac{I_d}{V_{ds}} \right|_{V_{ds} = \text{constant}} \dots (2.1)$$

และเอาต์พุตริซิสแตนซ์ (OUTPUT RESISTANCE) ถูกกำหนดให้มีค่าเป็น

$$R_{ds} = \frac{\Delta V_{ds}}{\Delta I_{ds}} \dots (2.2)$$

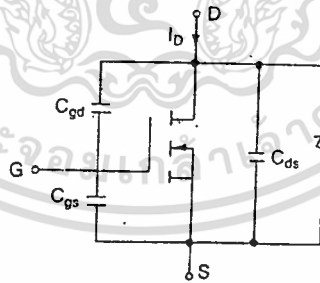
ซึ่งมีค่าสูงมากในช่วงอิ่มตัว โดยมีค่าในช่วงเมกโอห์ม แต่มีค่าน้อยมากในช่วงเชิงเส้นซึ่งมีค่าอยู่ในช่วงมิลลิโอห์ม ค่าความต้านทานนี้จะมีค่าเพิ่มขึ้นเมื่ออุณหภูมิสูงขึ้น โดยมีค่าประสิทธิทางอุณหภูมิประมาณ +0.7 เปอร์เซ็นต์ต่อองศาเซลเซียส ดังนั้นกระแสเดรนจะลดลงเมื่ออุณหภูมิเพิ่มขึ้น จึงทำให้ไม่เกิดปรากฏการณ์แรงดันพังทลายครั้งที่สอง (THE SECONDARY VOLTAGE BREAKDOWN) ซึ่งก่อให้เกิดความเสียหายเหมือนอย่างในทรานซิสเตอร์



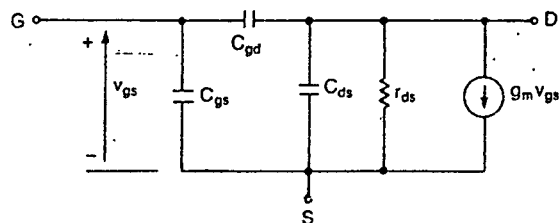
รูปที่ 2.8 Steady-state switching model ของ MOSFET

2.1.1.3 คุณสมบัติในการสวิตช์ (SWITCHING CHARACTERISTIC)

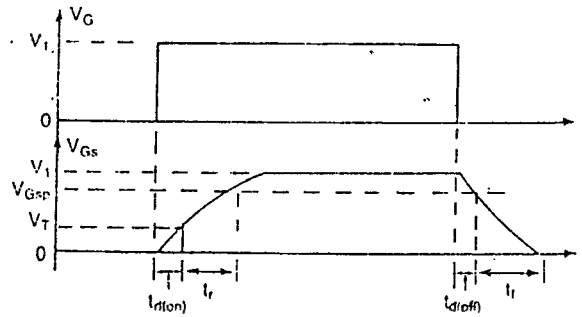
เราอาจพิจารณาโครงสร้างของ POWER MOSFET มีไดโอดและตัวเก็บประจุอยู่ภายในแสดงในรูปที่ 2.9 และวงจรเสมือนในการสวิตช์ (THE SWITCHING MODEL) ของ MOSFET แสดงในรูปที่ 2.10 ส่วนลักษณะรูปคลื่นสัญญาณและเวลาแสดงในรูปที่ 2.11 ช่วงเวลา TURN-ON DELAY เขียนแทนด้วย $t_{d(on)}$ เป็นเวลาที่ใช้ CHARGE ประจุเข้าอินพุตคาปาซิแตนซ์จนกระทั่งถึงแรงดันวิกฤต ช่วงเวลา RISE TIME เขียนแทนด้วย t_r เป็นเวลาที่ CHARGE ประจุที่ขาเกตจากระดับแรงดันวิกฤตถึงแรงดันเกตอินพุต ซึ่งถูกใช้เพื่อทำให้ POWER MOSFET ทำงานในช่วงเชิงเส้น ช่วงเวลา TURN-OFF DELAY เขียนแทนด้วย $t_{d(off)}$ เป็นเวลาที่ใช้เมื่ออินพุตคาปาซิแตนซ์คายประจุจากแรงดันเกตอินพุต จนกระทั่งถึงแรงดันที่ทำให้ MOSFET ทำงานในช่วงอิมพัลส์ และเวลา FALL TIME เขียนแทนด้วย t_f เป็นเวลาที่ใช้คายประจุจากแรงดันในช่วงอิมพัลส์ถึงแรงดันวิกฤต ในกรณี $V_{gs} < V_T$ POWER MOSFET จะอยู่ในสถานะ OFF



รูปที่ 2.9 โครงสร้างของ MOSFET ที่มีไดโอดอยู่ภายใน



รูปที่ 2.10 Switching model ของ MOSFET

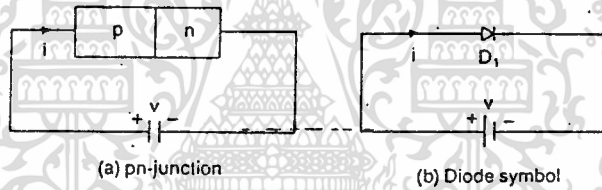


รูปที่ 2.11 Switching waveforms and times

2.1.2 ไดโอดกำลัง (POWER SEMICONDUCTOR DIODE)

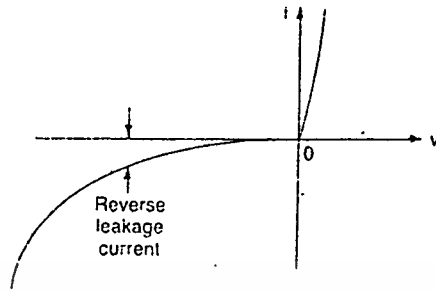
ไดโอดกำลัง เป็นสิ่งประดิษฐ์สารกึ่งตัวนำชนิดหนึ่งที่มีบทบาทสำคัญในวงจรจ่ายไฟเลี้ยง (SUPPLY CIRCUIT) เนื่องจากไดโอดกำลังมีความสามารถส่งผ่านพลังงานได้มาก ใช้กับกระแสและแรงดันได้สูงกว่าไดโอดทั่วไป (SMALL SIGNAL DIODE) ดังนั้นจึงมีผลตอบสนองทางความถี่ (FREQUENCY RESPONSE) ต่ำกว่า

2.1.2.1 คุณสมบัติของไดโอดกำลัง (POWER DIODE CHARACTERISTIC)



รูปที่ 2.12 PN-junction และ สัญลักษณ์ของไดโอด

ไดโอดกำลังเป็นอุปกรณ์ที่มีสองขา ประกอบด้วย P-N JUNCTION ดังรูปที่ 2.12 ทางด้าน P เรียกว่าแอโนด (ANODE) ส่วนทางด้าน N เรียกว่า คาโทด เมื่อแอโนดมีศักดาไฟฟ้าสูงกว่าคาโทด ไดโอดนั้นจะเรียกว่า ถูกไบอัสตรง (FORWARD BIAS) และอยู่ในสภานำกระแสซึ่งมี FORWARD โวลต์ที่แตกคร่อมต่ำ ในทางกลับกันถ้าหากคาโทดมีศักดาไฟฟ้าสูงกว่าแอโนด ไดโอดนั้นจะเรียกว่า ถูกไบอัสย้อนกลับ (REVERSE BIAS) ในสภาวะเช่นนี้จะมีกระแสย้อนกลับ (REVERSE OR LEAKAGE CURRENT) ไหลผ่านน้อยมากซึ่งจะมีค่าในช่วงไมโครแอมป์ถึงมิลลิแอมป์ และกระแสนี้จะมีค่าค่อยๆ เพิ่มขึ้นตามค่าแรงดันไบอัสย้อนกลับจนกระทั่งถึงแรงดันพังทลาย (AVALANCHE VOLTAGE) หรือแรงดันซีเนออร์ (ZENER VOLTAGE) ความสัมพันธ์ระหว่างโวลต์ที่แตกคร่อมและกระแสของไดโอดในสภาวะคงตัวแสดงในรูปที่ 2.13



รูปที่ 2.13 ความสัมพันธ์ระหว่าง โวลต์เตจ v กับ กระแส i ของไดโอด

2.1.2.1.1 คุณสมบัติแบบเปิดวงจร (TURN-OFF CHARACTERISTIC)

กระแสที่ร่อยต่อ P-N ในขณะที่ไบอัสตรงจะเป็นผลรวมของประจุพาหะส่วนใหญ่ (MAJORITY CARRIER) ขณะที่ไดโอดอยู่ในสภาวะเปลี่ยนแปลง (TRANSIENT CONDITION) จากสภาพไบอัสตรงเป็นไบอัสย้อนกลับ กระแส FORWARD จะลงจนเป็นศูนย์ แต่ไดโอดจะยังอยู่ในสภานำกระแสอยู่ระยะเวลาหนึ่ง ทั้งนี้เพราะ เพราะยังมีประจุพาหะส่วนน้อยสะสมอยู่ในรอยต่อ P-N และในเนื้อซิลิกอน ระยะเวลาที่ประจุพาหะส่วนน้อยรวมตัวกับประจุชนิดตรงข้ามจนผลรวมของประจุทั้งหมดเป็นศูนย์เรียกว่า REVERSE RECOVERY TIME ของไดโอดเขียนแทนด้วย t_{rr}

รูปที่ 2.14 แสดงคุณสมบัติทางเวลา t_{rr} ของรอยต่อ P-N จากรูปจะเห็นว่า เวลา t_{rr} นับจากภาวะเริ่มแรกของกระแสที่เป็นศูนย์ถึง 25% ของค่ากระแสย้อนกลับสูงสุด I_{rr} เวลา t_{rr} ประกอบด้วยเวลาสองส่วนคือ t_u และ t_s เวลา t_u เป็นผลของประจุที่สะสมในบริเวณปลอดพาหะ (DEPLETION REGION) ของรอยต่อซึ่งวัดจากกระแสเริ่มต้นศูนย์แอมป์ถึงกระแสย้อนกลับสูงสุด I_{rr} ส่วนเวลา t_s เป็นผลของประจุที่สะสมอยู่ในเนื้อสารกึ่งตัวนำ เวลา t_{rr} จึงถูกกำหนดเป็น

$$t_{rr} = t_u + t_s \quad \dots (2.3)$$

และกระแสย้อนกลับสูงสุดจะเป็น

$$I_{rr} = t_s \cdot \frac{di}{dt} \quad \dots (2.4)$$

ดังนั้นประจุที่สะสมอยู่ทั้งหมดจึงเป็น

$$Q_{rr} \approx \frac{1}{2} I_{rr} \cdot t_u + \frac{1}{2} I_{rr} \cdot t_s = \frac{1}{2} I_{rr} \cdot t_{rr} \quad \dots (2.5)$$

หรือ

$$I_{rr} = \frac{2Q_{rr}}{t_{rr}} \quad \dots (2.6)$$

แทนค่า I_{rr} จากสมการ (2.6) ลงในสมการ (2.4) จะได้

$$\frac{2Q_{rr}}{t_{rr}} = t_s \cdot \frac{di}{dt}$$

$$t_{rr} \cdot t_s = \frac{2Q_{rr}}{di/dt} \quad \dots (2.7)$$

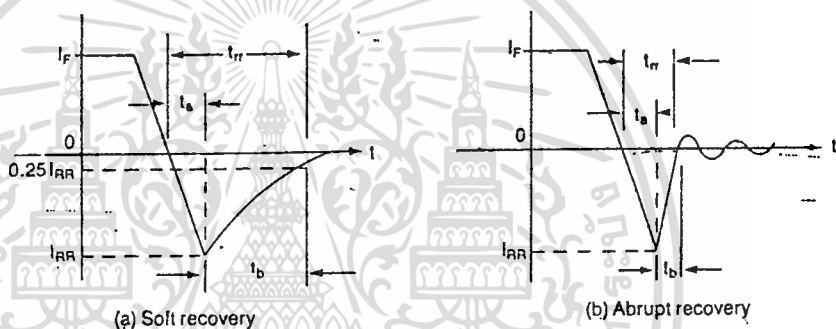
ถ้า t_{rr} มีค่าน้อยมากเมื่อเทียบกับ t_b แล้ว $t_{rr} \approx t_b$ และ

$$t_{rr} = \sqrt{\frac{2Q_{rr}}{di/dt}} \quad \dots (2.8)$$

และ

$$I_{rr} = \sqrt{2Q_{rr} \frac{di}{dt}} \quad \dots (2.9)$$

จากสมการ (2.8) และ (2.9) จะเห็นว่า เวลา t_{rr} และกระแสย้อนกลับสูงสุดจะขึ้นอยู่กับประจุที่สะสมอยู่ในรอยต่อ P-N และอัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแส di/dt โดยประจุที่สะสมจะมีค่าแปรตามกระแสทางตรง (FORWARD CURRENT) I_F ของไดโอด

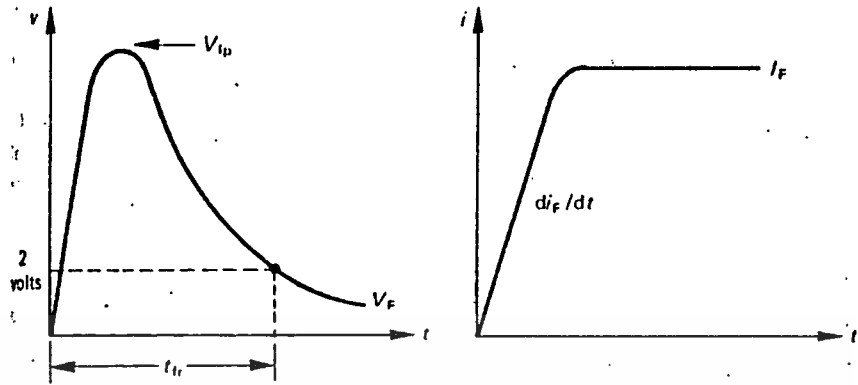


รูปที่ 2.14 Reverse recovery characteristics

2.1.2.1.2 คุณสมบัติแบบปิดวงจร (TURN-ON CHARACTERISTIC)

ในช่วงที่ไดโอดเปลี่ยนสภาพเป็นการนำกระแส (TURN ON) จะเกิดแรงดันโอเวอร์ชอต (OVERSHOOT VOLTAGE) ตกคร่อมไดโอดในทิศทางไบอัสตรง ในขณะที่กระแสกำลังเพิ่มขึ้น คุณสมบัติทางตรง (FORWARD RECOVERY CHARACTERISTIC) ของเวลา t_{rr} และแรงดันสูงสุด แสดงในรูปที่ 2.15

แรงดันโอเวอร์ชอตเกิดจากผลของความต้านทานและตัวเหนี่ยวนำเสมือนในไดโอด ในขณะที่ไดโอดเริ่มนำกระแส ความต้านทานภายในไดโอดจะมีค่ามาก ซึ่งเกิดจากความต้านทานโอห์มมิกของบริเวณที่มีความหนาแน่นของสารเจือตัว ในขณะที่ความหนาแน่นของประจุพาหะส่วนน้อยกำลังเพิ่มขึ้น ในบริเวณ N จะตกเหนี่ยวนำให้มีความต้านทานลดลงอย่างรวดเร็ว ส่วนผลของตัวเหนี่ยวนำเกิดจากการเปลี่ยนแปลงกระแสทางตรง di/dt ทำให้เกิดแรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำเสมือนในไดโอด สำหรับสิ่งประดิษฐ์สารกึ่งตัวนำที่ใช้กับกระแสไฟแรงสูง ตัวเหนี่ยวนำเสมือนนี้ส่วนใหญ่จะเกิดขึ้นในเวเฟอร์ (WAFER INDUCTANCE)



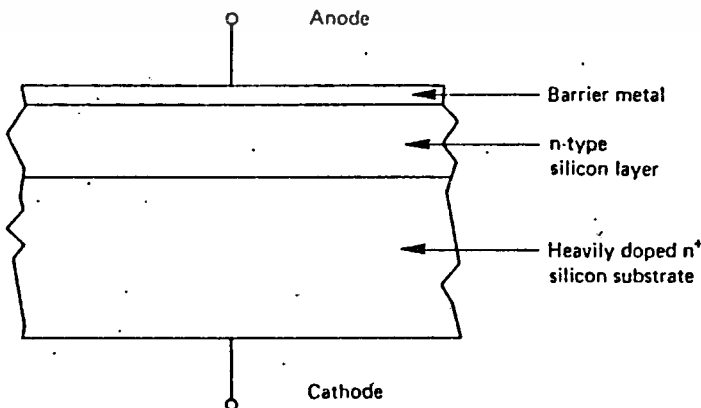
รูปที่ 2.15 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างโวลต์เตจตกคร่อม v และอัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแส di/dt กับเวลา t ในขณะเริ่มนำกระแส

2.1.2.2 ชนิดของไดโอดกำลัง

2.1.2.2.1 ไดโอดทั่วไป มี REVERSE RECOVERY TIME ประมาณ 25 us ใช้เรกติไฟาย (RECTIFY) ในย่านความถี่ต่ำไม่เกิน 1 kHz ไดโอดชนิดนี้มีตั้งแต่ใช้กับกระแส 1 A ถึงหลายร้อยแอมป์ และทนต่อโวลต์เตจตั้งแต่ 50 V ถึง 5 kV

2.1.2.2.2 ไดโอดความเร็วสูง (FAST RECOVERY DIODE) มี REVERSE RECOVERY TIME ต่ำกว่า 5 us มักจะใช้ในวงจรอินเวอร์เตอร์ (INVERTER CIRCUIT) และวงจรชอปเปอร์ (CHOPPER CIRCUIT) ในย่านความถี่สูง ไดโอดชนิดนี้มีใช้กับกระแสตั้งแต่ต่ำกว่า 1 A ถึงหลายร้อยแอมป์ และทนโวลต์เตจตั้งแต่ 50V ถึง 8 kV

2.1.2.2.3 ซีออตกีไดโอด (SCHOTTKY DIODE) ปัญหาต่างๆอันเกิดจากประจุที่สะสมในรอยต่อจะมีน้อยในซีออตกีไดโอด ซึ่งเป็นไดโอดที่ประกอบด้วย รอยต่อระหว่างโลหะกับสารกึ่งตัวนำชนิด N ซึ่งแสดงในรูปที่ 2.16 ข้อเสียของไดโอดชนิดนี้คือทนต่อแรงดันได้ต่ำกว่า 400 V และมีกระแส LEAKAGE ค่อนข้างสูง แต่มีข้อดีคือใช้กับความถี่ได้สูงและมีแรงดันทางตรงตกคร่อมต่ำมาก



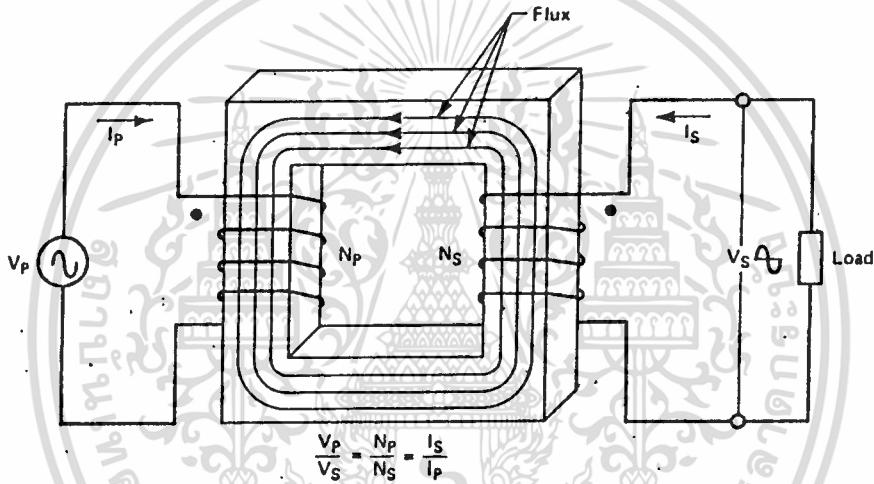
รูปที่ 2.16 โครงสร้างของ Schottky diode

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2 หม้อแปลง (TRANSFORMER)

หม้อแปลง ประกอบด้วยขดลวดปฐมภูมิ (PRIMARY COIL) และขดลวดทุติยภูมิ (SECONDARY COIL) พันอยู่บนแกนเหล็กหรือแกนเฟอร์ไรท์ (FERRITE CORE) ดังแสดงในรูปที่ 2.17 เมื่อมีกระแสไหลผ่านขดลวดปฐมภูมิจะเกิดการเหนี่ยวนำให้เกิดฟลักซ์แม่เหล็ก (MAGNETIZING FLUX) ภายในแกน และผลจากฟลักซ์ที่ไหลในแกนนี้ จะเหนี่ยวนำให้เกิดกระแสไหลในขดลวดทุติยภูมิ ทำให้เกิดความต่างศักย์ทางไฟฟ้าที่ปลายทั้งสองข้างของขดลวดทุติยภูมิ ค่าแรงดันไฟฟ้าจะขึ้นอยู่กับอัตราส่วนระหว่างจำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิต่อขดลวดทุติยภูมิ ซึ่งถูกเรียกว่า TURN RATIO เขียนแทนด้วย a ถูกกำหนดด้วยสมการ

$$a = \frac{N_p}{N_s} = \frac{V_p}{V_s} = \frac{I_s}{I_p} \quad \dots (2.10)$$



รูปที่ 2.17 หม้อแปลง

จำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิหาได้จาก

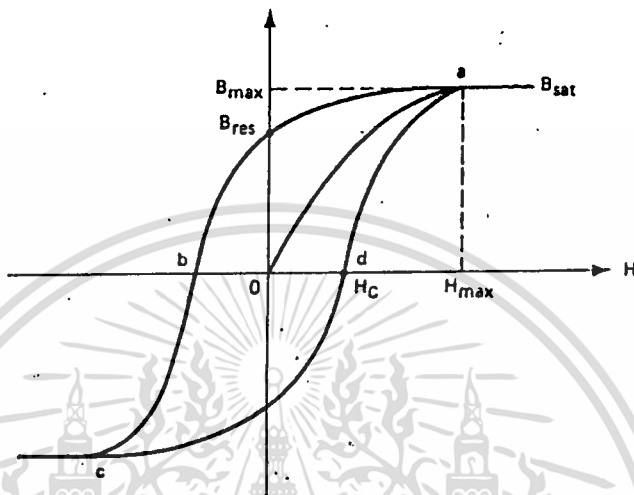
$$N_p = \frac{V_p \cdot 10^8}{k f B_{max} A_c} \quad \dots (2.11)$$

- เมื่อ V_p คือ ขนาดของแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมในขดลวดปฐมภูมิ
- V_s คือ ขนาดของแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมในขดลวดทุติยภูมิ
- f คือ ความถี่ของสัญญาณไฟฟ้า
- N_p คือ จำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิ
- N_s คือ จำนวนรอบของขดลวดทุติยภูมิ
- B_{max} คือ ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก เพื่อให้แน่ใจว่าหม้อแปลงทำงาน ในช่วงเชิงเส้น (LINEAR REGION) ของ B-H CURVE ดังนั้นจึงเลือกค่า

$$B_{max} = B_{sat} / 2 \quad \dots (2.12)$$

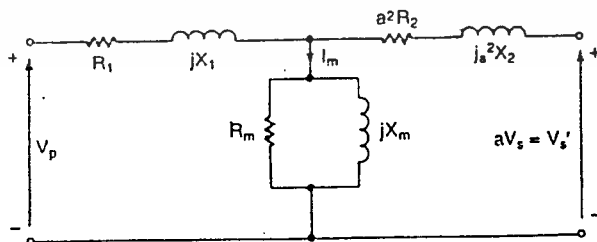
กราฟ B-H CURVE แสดงในรูปที่ 2.18

- A คือ พื้นที่หน้าตัดของแกน
- K คือ ค่าคงที่มีค่าเท่ากับ 4.44 สำหรับสัญญาณ SINE WAVE และมีค่าเท่ากับ 4.00 สำหรับสัญญาณ SQUARE WAVE



รูปที่ 2.18 Hysteresis loop ของแกนเฟอร์ไรท์

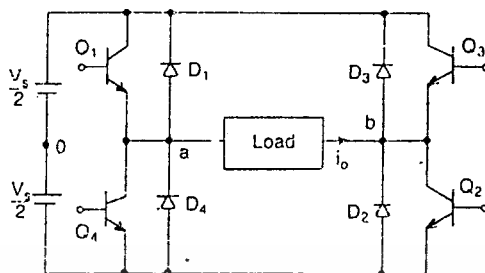
วงจรเสมือนของหม้อแปลง แสดงในรูปที่ 2.19 โดยที่ค่าพารามิเตอร์ต่างๆถูกอ้างอิงจากทางด้านขดลวดปฐมภูมิ การอ้างอิงค่าพารามิเตอร์ของขดลวดทุติยภูมิจากทางด้านปฐมภูมิ ต้องนำค่าพารามิเตอร์นั้นคูณด้วย a^2 สำหรับวงจรเสมือนที่มองจากทางด้านขดลวดทุติยภูมิ ต้องนำค่า a^2 หารพารามิเตอร์ทุกตัวของวงจรในรูปที่ 2.19 ค่าพารามิเตอร์ X_1 และ X_2 เป็น LEAKAGE REACTANCE ของขดลวดปฐมภูมิและทุติยภูมิตามลำดับ R_1 และ R_2 เป็นค่าความต้านทานของขดลวดปฐมภูมิและทุติยภูมิตามลำดับ X_m เป็น MAGNETIZING REACTANCE และ R_m แสดงถึงการสูญเสียภายในแกนที่ใช้พื้นหม้อแปลง



รูปที่ 2.19 วงจรเสมือนของหม้อแปลง

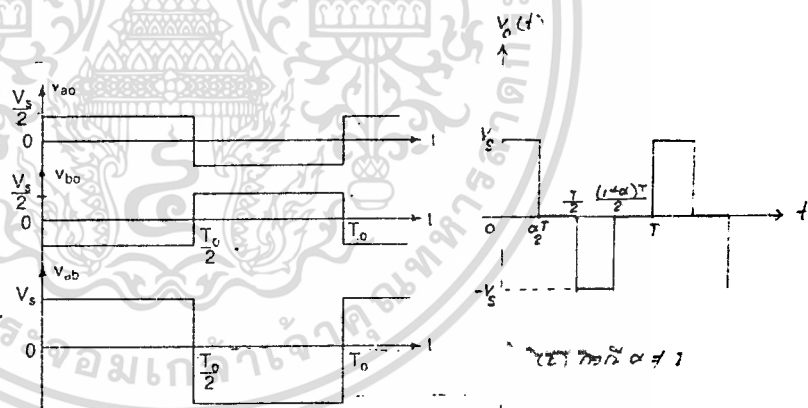
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3 วงจรอินเวอร์เตอร์ (INVERTER CIRCUIT)



รูปที่ 2.20 วงจร Single-phase full-bridge inverter

วงจรอินเวอร์เตอร์มีหน้าที่เปลี่ยนแรงดันไฟตรง (DC) เป็นแรงดันไฟสลับ (AC) ที่มีขนาดและความถี่ตามที่ต้องการ วงจรอินเวอร์เตอร์เฟสเดียวแสดงในรูปที่ 2.20 ซึ่งต่อในลักษณะ FULL-BRIDGE ประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ 4 ตัว เมื่อทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 อยู่ในสภานำกระแส (TURN ON) พร้อมกัน ในขณะที่ทรานซิสเตอร์ Q_3 และ Q_4 อยู่ในสภานำกระแส (TURN OFF) จะมีเอาต์พุตที่เตจ V_s ตกคร่อมโหลด และถ้าทรานซิสเตอร์ Q_3 และ Q_4 กลัยมาอยู่ในสภานำกระแสพร้อมกัน ขณะที่ Q_1 และ Q_2 ไม่นำกระแส จะมีโวลที่เตจตกคร่อมที่โหลดเป็น $-V_s$ เอาท์พุทของสัญญาณไฟที่ไ้แสดงในรูปที่ 2.21 และเขียนในรูปของฟังก์ชันได้เป็น



(a) กรณี $\alpha = 0$

รูปที่ 2.21 สัญญาณของเอาต์พุตโวลที่เตจที่ตกคร่อมโหลด

$$v_o(t) = \begin{cases} V_s & \text{เมื่อ } 0 < t < \alpha T/2 \\ 0 & \text{เมื่อ } \alpha T/2 < t < T/2 \\ -V_s & \text{เมื่อ } T/2 < t < (1+\alpha)T/2 \\ 0 & \text{เมื่อ } (1+\alpha)T/2 < t < T \end{cases} \quad \text{และ } 0 < \alpha < 1 \dots (2.13)$$

หาค่า rms (ROOT MEAN SQUARE) ของคลื่นสัญญาณเอาต์พุทที่เป็นคาบ (PERIODIC WAVE) ในสมการ (2.13) จะได้ดังนี้

$$\begin{aligned}
 V_{rms} &= \left[\frac{1}{T} \int_0^T v_o^2(t) dt \right]^{1/2} \\
 &= \left[\frac{1}{T} \left(\int_0^{\alpha T/2} v_s^2 dt + \int_{\alpha T/2}^{(1+\alpha)T/2} (-v_s)^2 dt \right) \right]^{1/2} \\
 &= \left[\frac{2}{T} \int_0^{\alpha T/2} v_s^2 dt \right]^{1/2} \\
 &= \left[\frac{2}{T} v_s^2 t \Big|_0^{\alpha T/2} \right]^{1/2} \\
 &= v_s \sqrt{\alpha}
 \end{aligned}$$

และเอาทพทโวลท์ที่แตกคร่อมนี้สามารถเขียนในเทอมของอนุกรมฟูรีเยอร์ (FOURIER SERIES) ได้ดังนี้

$$\begin{aligned}
 a_0 &= \frac{1}{T} \int_0^T v_o(t) dt \\
 &= \frac{1}{T} \left[\int_0^{\alpha T/2} v_s dt - \int_{\alpha T/2}^{(1+\alpha)T/2} v_s dt \right] \\
 &= \frac{1}{T} \left[v_s t \Big|_0^{\alpha T/2} - v_s t \Big|_{\alpha T/2}^{(1+\alpha)T/2} \right] \\
 &= \frac{1}{T} \left[\frac{\alpha v_s T}{2} - \frac{(1+\alpha)v_s T}{2} + \frac{v_s T}{2} \right] \\
 &= 0 \\
 b_n &= \frac{2}{T} \int_0^T v_o(t) \cos \frac{2n\pi t}{T} dt \\
 &= \frac{2}{T} \left\{ \int_0^{\alpha T/2} v_s \cos \frac{2n\pi t}{T} dt - \int_{\alpha T/2}^{(1+\alpha)T/2} v_s \cos \frac{2n\pi t}{T} dt \right\} \\
 &= \frac{2}{T} \left\{ \frac{v_s T}{2n\pi} \sin \frac{2n\pi t}{T} \Big|_0^{\alpha T/2} - \frac{v_s T}{2n\pi} \sin \frac{2n\pi t}{T} \Big|_{\alpha T/2}^{(1+\alpha)T/2} \right\} \\
 &= \frac{v_s}{n\pi} \left\{ \sin \alpha n\pi - \sin (1+\alpha)n\pi + \sin n\pi \right\} \\
 &= \frac{v_s}{n\pi} \left\{ \sin \alpha n\pi - \sin (1+\alpha)n\pi \right\} \\
 b_n &= \frac{2}{T} \int_0^T v_o(t) \sin \frac{2n\pi t}{T} dt \\
 &= \frac{2}{T} \left\{ \int_0^{\alpha T/2} v_s \sin \frac{2n\pi t}{T} dt - \int_{\alpha T/2}^{(1+\alpha)T/2} v_s \sin \frac{2n\pi t}{T} dt \right\} \\
 &= \frac{2}{T} \left\{ -\frac{v_s T}{2n\pi} \cos \frac{2n\pi t}{T} \Big|_0^{\alpha T/2} + \frac{v_s T}{2n\pi} \cos \frac{2n\pi t}{T} \Big|_{\alpha T/2}^{(1+\alpha)T/2} \right\} \\
 &= \frac{v_s}{n\pi} \left\{ 1 - \cos \alpha n\pi + \cos (1+\alpha)n\pi - \cos n\pi \right\} \\
 v_o(t) &= a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} \left(a_n \cos \frac{2n\pi t}{T} + b_n \sin \frac{2n\pi t}{T} \right) \\
 &= \sum_{n=1}^{\infty} \left\{ \frac{v_s}{n\pi} (\sin \alpha n\pi - \sin (1+\alpha)n\pi) \cos \frac{2n\pi t}{T} + \right. \\
 &\quad \left. \frac{v_s}{n\pi} (1 - \cos \alpha n\pi + \cos (1+\alpha)n\pi - \cos n\pi) \sin \frac{2n\pi t}{T} \right\} \\
 &= \frac{v_s}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \left\{ (\sin \alpha n\pi \cdot \cos \frac{2n\pi t}{T} - \cos \alpha n\pi \cdot \sin \frac{2n\pi t}{T}) - \right. \\
 &\quad \left. (\sin (1+\alpha)n\pi \cdot \cos \frac{2n\pi t}{T} - \cos (1+\alpha)n\pi \cdot \sin \frac{2n\pi t}{T}) + \right. \\
 &\quad \left. (1 - \cos n\pi) \sin \frac{2n\pi t}{T} \right\} \\
 &= \frac{v_s}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \left\{ (\sin \alpha n\pi \cdot \cos \frac{2n\pi t}{T} - \cos \alpha n\pi \cdot \sin \frac{2n\pi t}{T}) - \right. \\
 &\quad \left. \cos n\pi (\sin \alpha n\pi \cdot \cos \frac{2n\pi t}{T} - \cos \alpha n\pi \cdot \sin \frac{2n\pi t}{T}) + \right. \\
 &\quad \left. (1 - \cos n\pi) \sin \frac{2n\pi t}{T} \right\} \\
 &= \frac{v_s}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \left\{ (1 - (-1)^n) (\sin (\alpha n\pi - \frac{2n\pi t}{T}) + \sin \frac{2n\pi t}{T}) \right\}
 \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้น

$$v_o(t) = \frac{V_s}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \left\{ (1 - (-1)^n) \left[\sin(n\pi t - \frac{2n\pi t}{T}) + \sin \frac{2n\pi t}{T} \right] \right\} \dots (2.14)$$

เมื่อกำหนดให้ $\alpha = 1$ เราจะได้

$$\begin{aligned} v_o(t) &= \frac{V_s}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \left\{ (1 - (-1)^n) \left[\sin(n\pi t - \frac{2n\pi t}{T}) + \sin \frac{2n\pi t}{T} \right] \right\} \\ &= \frac{V_s}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} (1 - (-1)^n) \left[\sin \frac{2n\pi t}{T} - \cos n\pi \sin \frac{2n\pi t}{T} \right] \\ &= \frac{V_s}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} [1 - (-1)^n]^2 \sin \frac{2n\pi t}{T} \\ &= \frac{4V_s}{\pi} \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{1}{n} \sin n\omega t \end{aligned}$$

และถ้ากำหนดให้ $\alpha = 1, n = 1$ จะทำให้

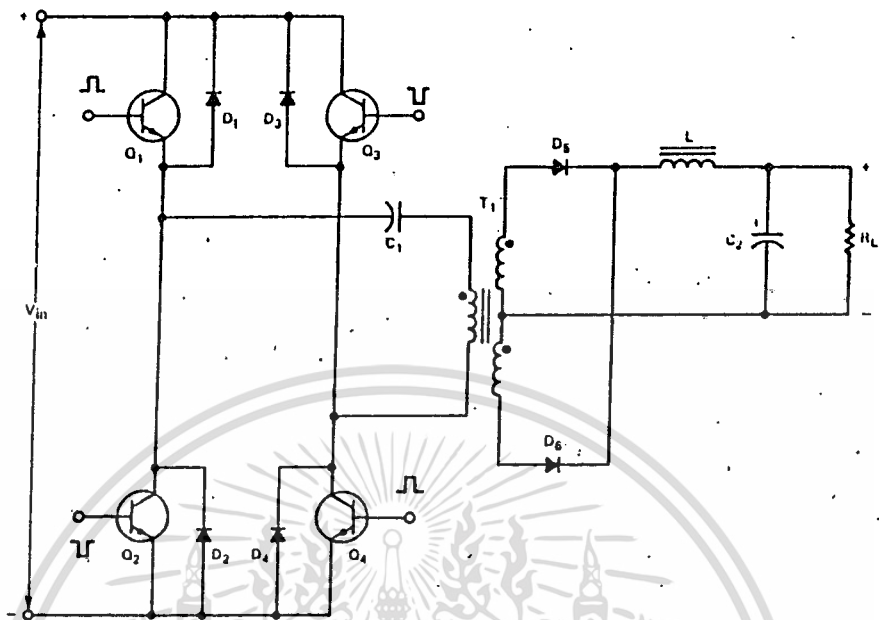
$$v_o(t) = \sin(n t) \dots (2.15)$$

ค่า rms ของสัญญาณในสมการ (2.15) จะหาได้ดังนี้

$$\begin{aligned} v_{rms} &= \left[\frac{1}{T} \int_0^T \left(\frac{4V_s}{\pi} \sin \omega t \right)^2 dt \right]^{1/2} \\ &= \left[\frac{1}{T} \left(\frac{4V_s}{\pi} \right)^2 \int_0^T \sin^2 \omega t dt \right]^{1/2} \\ &= \left[\frac{1}{T} \left(\frac{4V_s}{\pi} \right)^2 \int_0^T \frac{1 - \cos 2\omega t}{2} dt \right]^{1/2} \\ &= \left[\frac{1}{2T} \left(\frac{4V_s}{\pi} \right)^2 \left(\int_0^T dt + \int_0^T \cos 2\omega t dt \right) \right]^{1/2} \\ &= \left[\frac{1}{2T} \left(\frac{4V_s}{\pi} \right)^2 \left(t \Big|_0^T - \frac{\sin 2\omega t}{2\omega} \Big|_0^T \right) \right]^{1/2} \\ &= \frac{4V_s}{\pi\sqrt{2}} \dots (2.16) \end{aligned}$$

ถ้าให้โหลดของวงจรในรูปที่ 2.20 เป็นหม้อแปลงที่มีประสิทธิภาพส่งผ่านพลังงาน 80% มีค่า $\alpha = 0.8$ เอาท์พุทของขดลวดทุติยภูมิต้องการกำลังไฟเท่ากับ P_{out} ดูในรูปที่ 2.22 ดังนั้นกระแสที่จะผ่านทรานซิสเตอร์แต่ละตัวจะคำนวณได้จากสมการ

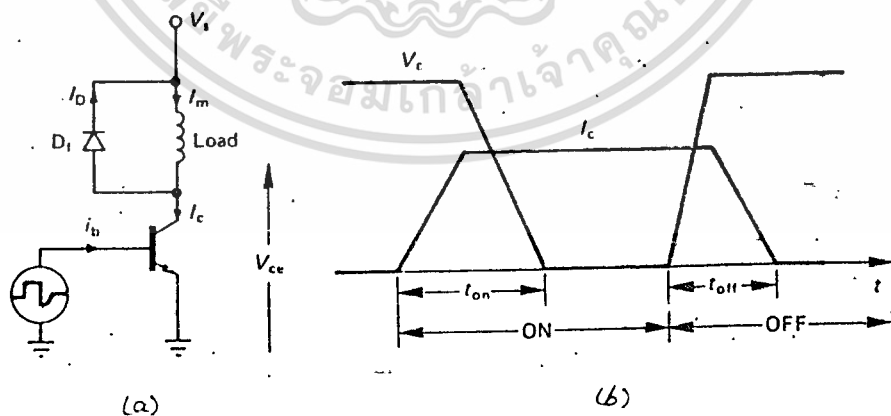
$$I_c = \frac{1.6 P_{out}}{V_{in}} \dots (2.17)$$



รูปที่ 2.22 วงจร Full-bridge converter

2.4 วงจร snubber (SNUBBER CIRCUIT)

วงจรขับเบส (BASE DRIVE CIRCUIT) ที่สามารถช่วยลดการสูญเสียพลังงานความร้อนในทรานซิสเตอร์อันเนื่องมาจากเวลาที่ใช้สวิตช์ (SWITCHING TIMES) นอกจากวิธีนี้แล้วยังมีอีกวิธีหนึ่งที่ใช้ลดการสูญเสียพลังงานในทรานซิสเตอร์คือ การใช้วงจร snubber



รูปที่ 2.23 วงจรสวิตช์กรณีเป็น Inductive load และแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแส I_c และ โวลต์เตจ V_c กับเวลา t

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในกรณีโหลดเป็นตัวเหนี่ยวนำ (INDUCTIVE LOAD) ช่วงที่มีการนำกระแส (TURN ON) และไม่นำกระแส (TURN OFF) จะมีค่าแรงดันสูงสุดตกคร่อม และกระแสสูงสุดผ่านทรานซิสเตอร์พร้อมๆกันในระยะเวลาหนึ่ง แสดงในรูปที่ 2.23 วงจรสับเบสที่ติจะช่วยลดระยะเวลาดังกล่าวข้างต้น แต่ไม่สามารถลดค่าของกำลังสูงสุดที่สูญเสีย (PEAK POWER LOSS) การสูญเสียพลังงานจากการสวิตช์ ในรูปความร้อนที่เกิดขึ้นในทรานซิสเตอร์ สำหรับกรณีโหลดที่เป็นตัวเหนี่ยวนำและไม่มีวงจรสับเบสจะสามารถหาได้จากสมการกรณีนำกระแส

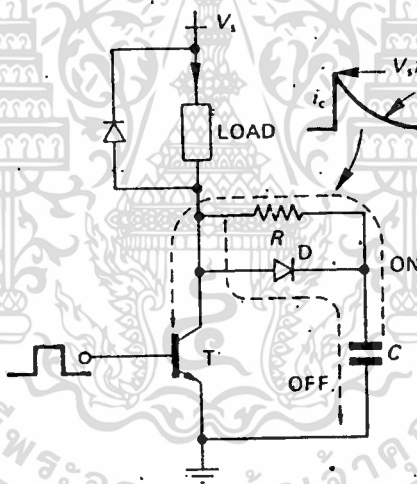
$$W_{on} = \frac{V_s I_m t_{on}}{2} \quad (J) \quad \dots (2.18)$$

กรณีไม่นำกระแส

$$W_{off} = \frac{V_s I_m t_{off}}{2} \quad (J) \quad \dots (2.19)$$

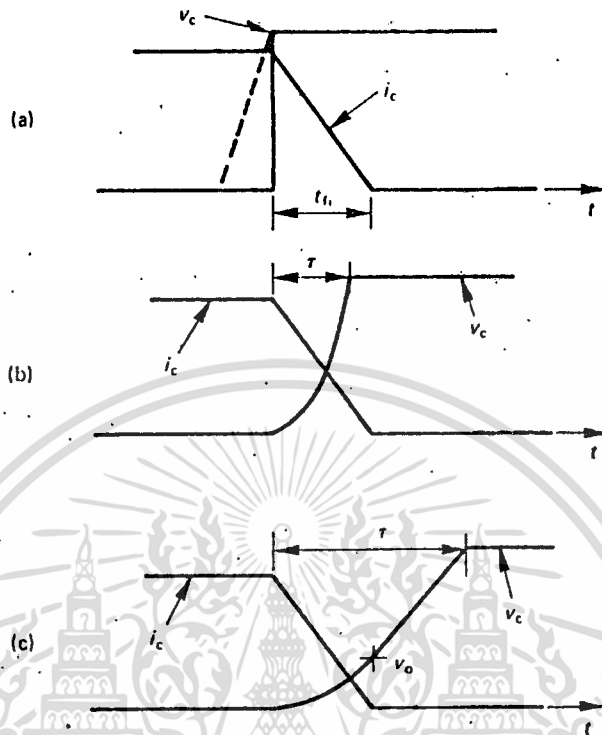
2.4.1 ชนิดของวงจรสับเบส มี 3 ชนิดคือ

2.4.1.1 วงจรสับเบสแบบเปิด (TURN OFF SNUBBER)



รูปที่ 2-24 วงจร Turn-off snubber

วงจรสับเบสแบบเปิด แสดงในรูปที่ 2.24 ซึ่งประกอบด้วยตัวเก็บประจุ ไดโอดและตัวต้านทาน เมื่อทรานซิสเตอร์เปลี่ยนเป็นไม่นำกระแส กระแสที่ผ่านโหลดจะเปลี่ยนทางเดินผ่านไดโอดไป CHARGE ประจุที่ C โวลตเตจที่ตกคร่อมคอลเลคเตอร์ (COLLECTOR) ของทรานซิสเตอร์จะถูกแคลมป์ (CLAMP) ถึงค่าของโวลตเตจที่ตัวเก็บประจุ ถ้าตัวเก็บประจุมีค่ามาก จะทำให้โวลตเตจที่ตกคร่อมคอลเลคเตอร์มีค่าเพิ่มขึ้นช้าๆ ขณะที่มีการสลับผ่านโหลดค่าหนึ่ง จึงทำให้แรงดันสูงสุดและกระแสคอลเลคเตอร์สูงสุดไม่เกิดขึ้นพร้อมๆกันดังแสดงในรูป 2.25 จึงทำให้การสูญเสียพลังงานในทรานซิสเตอร์ลดลงเมื่อเทียบกับเมื่อไม่ได้



รูปที่ 2.25 Transistor turn-off waveform

ในช่วงจรสับเบอร์ พลังงานที่ลดลงนี้จะไปสูญเสียในตัวต้านทานแทนเมื่อทรานซิสเตอร์นำกระแสลง จะทำให้ C คายประจุผ่าน R จะได้

$$W_R = \frac{1}{2} C V^2 \quad \dots(2.20)$$

และ

$$P_R = \frac{1}{2} C V^2 f \quad \dots(2.21)$$

ดังนั้น

$$C = \frac{2 P_R}{V_s^2 f_s} \quad \dots(2.22)$$

เมื่อ f คือความถี่ของการสวิตช์

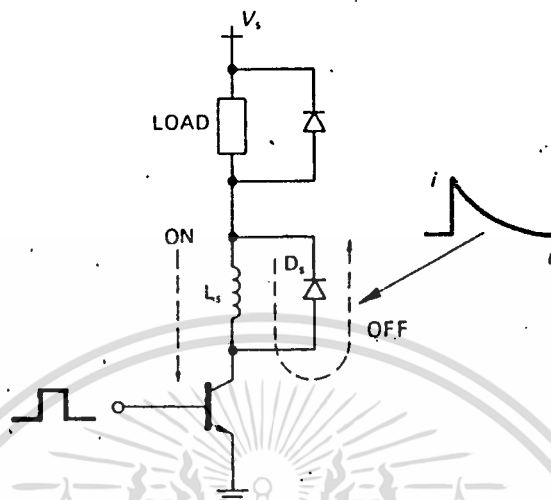
TIME CONSTANT ของวงจรสับเบอร์ R-C จะต้องมิต้านน้อยจนแน่ใจว่า C สามารถคายประจุจนหมดในช่วง TURN ON ก่อนที่จะ TURN OFF ครั้งต่อไป จึงได้กำหนดให้

$$t_{on} = 5R C \quad \dots(2.23)$$

หรือ

$$R = \frac{t_{on}}{5C_s} \quad \dots(2.24)$$

2.4.1.2 วงจรสับเบอ์แบบปิด (TURN ON SNUBBER)



รูปที่ 2.26 วงจร Turn-on snubber

เป็นวงจรที่ประกอบด้วยตัวเหนี่ยวนำ L_s กับไดโอดวงจรอยู่ในรูปที่ 2.26 เมื่อทรานซิสเตอร์นำกระแส L_s จะหน่วงอัตราการเพิ่มของกระแสคอลเลคเตอร์ให้ช้าลง ในขณะที่แรงดันคอลเลคเตอร์ลดลง และถ้าทรานซิสเตอร์หยุดนำกระแส จะมีพลังงานสะสมอยู่ในตัวเหนี่ยวนำซึ่งมีค่าเป็น

$$W = \frac{1}{2} L_s I_m^2 f_m \quad (W) \quad \dots (2.25)$$

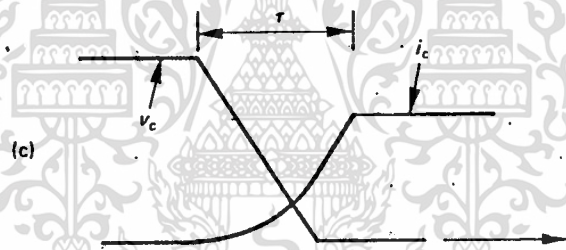
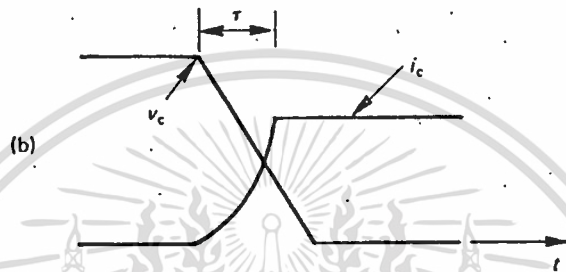
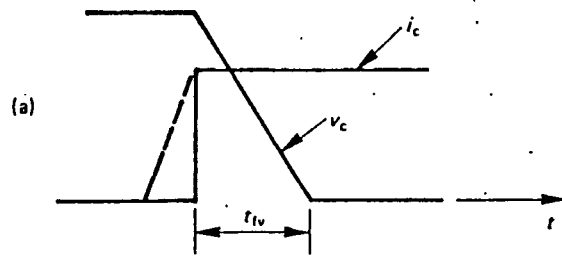
จะถูกลำเลียงด้วยกระแสที่ผ่านไดโอดไปสู่ความต้านทานเสมือนในตัวเหนี่ยวนำและไดโอด ทำให้แรงดันและกระแสสูงสุดที่คอลเลคเตอร์ไม่เกิดขึ้นพร้อมกันดังแสดงในรูปที่ 2.27 ขนาดของกำลังที่สูญเสียไปจะขึ้นอยู่กับความถี่ของการสวิตช์ตามสมการ

$$P_L = \frac{1}{2} L_s I_m^2 f_m \quad (W) \quad \dots (2.26)$$

หรือ

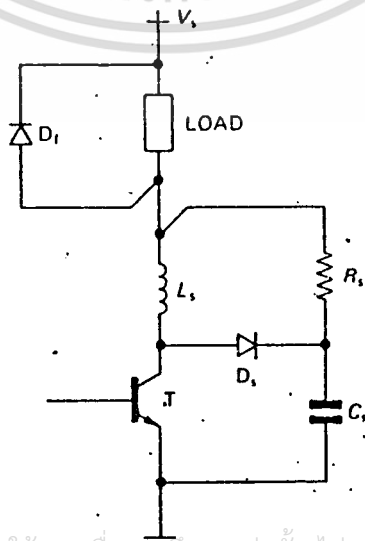
$$L_s = \frac{2 P_L}{I_m^2 f_m} \quad \dots (2.27)$$

เมื่อ I_m เป็นกระแสสูงสุดที่ผ่านคอลเลคเตอร์ของทรานซิสเตอร์



รูปที่ 2.27 Transistor turn-on waveform

2.4.1.3 วงจรสับเบอรรูปผสม (UNIFIED SNUBBER CIRCUIT)



รูปที่ 2.28 วงจร Unified snubber

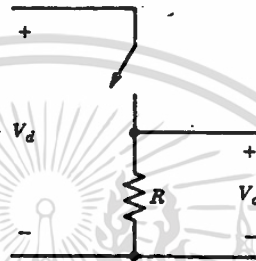
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เป็นวงจรที่รวมเอาข้อดีของวงจรสับเบรแบบปิดและแบบเปิดมาไว้ในวงจรเดียวกันดังแสดงในรูปที่ 2.28 กำลังที่สูญเสียในความต้านทาน R จะเป็นผลรวมของกำลังที่สูญเสียในตัวเหนี่ยวนำ และตัวเก็บประจุคือ

$$P = \frac{1}{2}(L I_{rms}^2 + C V_{rms}^2) f_{sw} \dots (2.28)$$

ค่า R, L และ C สามารถคำนวณจากสมการ (2.24), (2.27) และ (2.22) ตามลำดับ

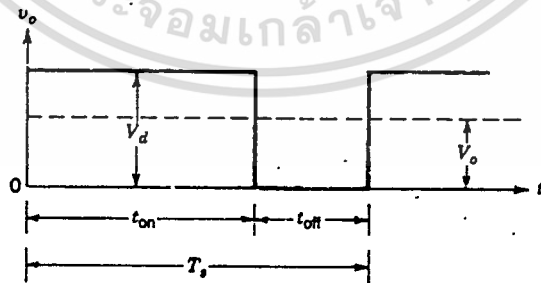
2.5 PWM (PULSE-WITH MODULATION)



รูปที่ 2.29 Switch-mode dc-dc converter

ในวงจร DC-DC CONVERTER ค่าเฉลี่ยของไฟ DC ที่เอาต์พุตจะต้องถูกควบคุมให้อยู่ในระดับคงที่ แม้ว่าโวลต์ที่เอาต์พุตจะเปลี่ยนแปลงไปก็ตาม ให้พิจารณารูปที่ 2.29 เป็นวงจร DC-DC CONVERTER ทางในอุดมคติ ที่อินพุตมีโวลต์เตจตกคร่อม V_d ผ่านสวิตช์ด้วยควาถี่คงที่ เอาต์พุตโวลต์เตจเขียนแทนด้วย $v_o(t)$ เป็น SQUARE WAVE ซึ่งแสดงในรูปที่ 2.30 โดยที่

$$v_o(t) = \begin{cases} V_d & \text{เมื่อ } 0 < t < \alpha T \\ 0 & \text{เมื่อ } \alpha T < t < T \text{ และ } 0 < \alpha < 1 \end{cases} \dots (2.29)$$



รูปที่ 2.30 สัญญาณเอาต์พุต $v_o(t)$

ค่าเฉลี่ยของแรงดันเอาพุท (AVERAGE OUTPUT VOLTAGE) หาได้จาก

$$\begin{aligned} V_{o(ave)} &= \frac{1}{T} \int_0^T i_o(t) dt \\ &= \frac{1}{T} \int_0^{\alpha T} V_d dt \\ &= \frac{1}{T} V_d t \Big|_0^{\alpha T} \\ &= \alpha V_d \end{aligned}$$

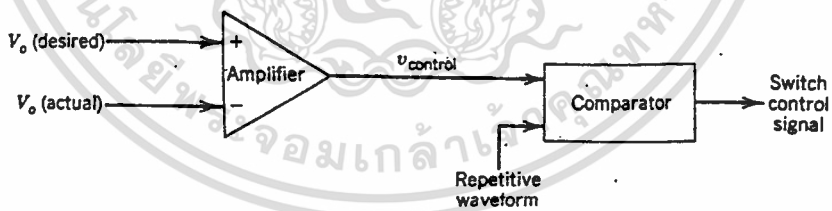
โดยที่ $\alpha = \frac{t_{on}}{T_s} \dots (2.31)$

และ $T = t_{on} + t_{off} \dots (2.32)$

ดังนั้นค่าเฉลี่ยของแรงดันไฟ DC จึงขึ้นอยู่กับเวลา t_{on} และ t_{off} ของคาบเวลาที่ใช้สวิตช์ วิธีการหนึ่งที่สามารถใช้ควบคุมแรงดันไฟที่เอาท์ให้มีค่าคงที่คือ การควบคุมเวลา t_{on} ของสัญญาณคือสี่เหลี่ยมที่มีความถี่คงที่ ซึ่งวิธีการนี้เรียกว่า PULSE-WIDTH MODULATION (PWM) และอัตราส่วนระหว่างช่วงเวลาของการ ON ต่อ เวลาหนึ่งคาบของการสวิตช์ จะเรียกว่า SWITCH DUTY RATIO เขียนแทนด้วย D หรือ

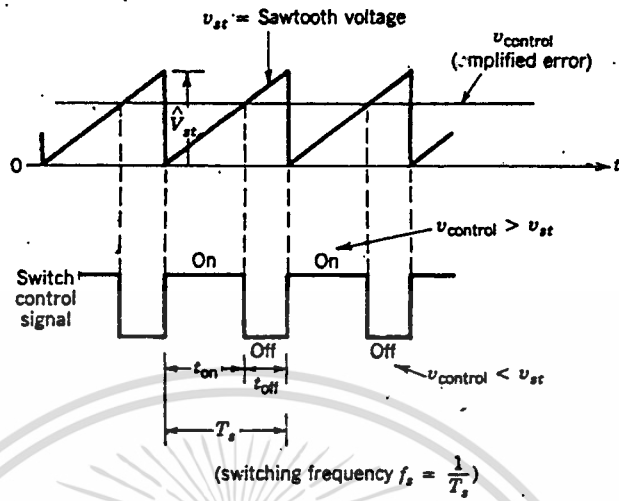
$$D = \frac{t_{on}}{T_s} \dots (2.33)$$

ในระบบ DC-DC CONVERTER ซึ่งสวิตช์ด้วยความถี่ค่าหนึ่ง สัญญาณ PWM สร้างจากการเปรียบเทียบความแตกต่างระหว่างสัญญาณควบคุม (CONTROL VOLTAGE SIGNAL) เขียนแทนด้วย $V_{control}$ กับสัญญาณสามเหลี่ยม (SAWTOOTH VOLTAGE SIGNAL) ซึ่งเขียนแทนด้วย V_{tri} โดยใช้คอมพาราเตอร์ (COMPARATOR) สัญญาณควบคุมเกิดจากการขยายความแตกต่างระหว่างสัญญาณเอาพุทกับสัญญาณอ้างอิงซึ่งใช้ ERROR AMPLIFIER เป็นตัวขยาย ดังในรูปที่ 2.31



รูปที่ 2.31 บล็อกไดอะแกรมของวงจร PWM

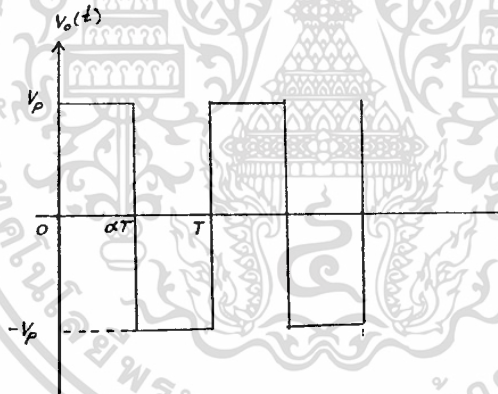
สัญญาณ V_{tri} จะใช้กำหนดความถี่ในการสวิตช์ของ DC-DC CONVERTER ช่วงเวลาที่ $V_{control}$ มีค่ามากกว่า V_{tri} จะเป็นช่วงเวลา t_{on} ของสัญญาณ SQUARE WAVE แสดงในรูป 2.32



รูปที่ 2.32 สัญญาณที่คอมพาราเตอร์

2.6 การวิเคราะห์สัญญาณเอาโมติก (HARMONIC ANALYSIS)

2.6.1



รูปที่ 2.33

$$v_o(t) = \begin{cases} V_p & \text{เมื่อ } 0 < t < \alpha T \\ -V_p & \text{เมื่อ } \alpha T < t < T \end{cases} \quad \text{และ } 0 < \alpha < 1$$

$$\begin{aligned} a_o &= \frac{1}{T} \int_0^T v_o(t) dt \\ &= \frac{1}{T} \left\{ \int_0^{\alpha T} V_p dt - \int_{\alpha T}^T V_p dt \right\} \\ &= \frac{1}{T} \left\{ V_p t \Big|_0^{\alpha T} - V_p t \Big|_{\alpha T}^T \right\} \\ &= \alpha V_p - (1 - \alpha) V_p \\ &= (2\alpha - 1) V_p \end{aligned}$$

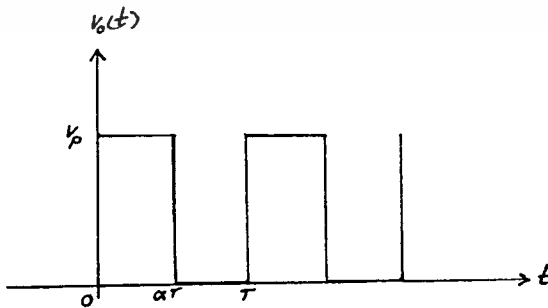
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 a_n &= \frac{2}{T} \int_0^T v(t) \cos \frac{2n\pi t}{T} dt \\
 &= \frac{2}{T} \left\{ \int_0^{\alpha T} V_p \cos \frac{2n\pi t}{T} dt + \int_{\alpha T}^T -V_p \cos \frac{2n\pi t}{T} dt \right\} \\
 &= \frac{2}{T} \left\{ \frac{T}{2n\pi} V_p \sin \frac{2n\pi t}{T} \Big|_0^{\alpha T} - \frac{T}{2n\pi} V_p \sin \frac{2n\pi t}{T} \Big|_{\alpha T}^T \right\} \\
 &= \frac{1}{n\pi} V_p \{ \sin(2\alpha n\pi) + \sin(2\alpha n\pi) \} \\
 &= \frac{2V_p}{n\pi} \sin(2\alpha n\pi) \\
 b_n &= \frac{2}{T} \int_0^T v(t) \sin \frac{2n\pi t}{T} dt \\
 &= \frac{2}{T} \left\{ \int_0^{\alpha T} V_p \sin \frac{2n\pi t}{T} dt + \int_{\alpha T}^T -V_p \sin \frac{2n\pi t}{T} dt \right\} \\
 &= \frac{2}{T} \left\{ -\frac{T}{2n\pi} V_p \cos \frac{2n\pi t}{T} \Big|_0^{\alpha T} + \frac{T}{2n\pi} V_p \cos \frac{2n\pi t}{T} \Big|_{\alpha T}^T \right\} \\
 &= \frac{1}{n\pi} V_p \{ \cos 2n\pi - \cos 2\alpha n\pi - \cos 2\alpha n\pi + \cos 0 \} \\
 &= \frac{2V_p}{n\pi} (1 - \cos 2\alpha n\pi) \\
 v(t) &= a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} \left(a_n \cos \frac{2n\pi t}{T} + b_n \sin \frac{2n\pi t}{T} \right) \\
 &= (2\alpha - 1)V_p + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2V_p}{n\pi} \left\{ \sin 2\alpha n\pi \cos \frac{2n\pi t}{T} + (1 - \cos 2\alpha n\pi) \sin \frac{2n\pi t}{T} \right\} \\
 &= (2\alpha - 1)V_p + \frac{2V_p}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \left\{ \sin 2\alpha n\pi \cos \frac{2n\pi t}{T} - \cos 2\alpha n\pi \sin \frac{2n\pi t}{T} + \right. \\
 &\quad \left. \sin \frac{2n\pi t}{T} \right\} \\
 &= (2\alpha - 1)V_p + \frac{2V_p}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \left\{ \sin(2\alpha n\pi - \frac{2n\pi t}{T}) + \sin \frac{2n\pi t}{T} \right\} \\
 &= (2\alpha - 1)V_p + \frac{2V_p}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \left\{ \sin n\omega t + \sin n\omega(\alpha T - t) \right\} \quad \dots (2.34)
 \end{aligned}$$

เมื่อ $\alpha = 0.5$ จะได้

$$\begin{aligned}
 v(t) &= \frac{2V_p}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \left\{ \sin n\omega t + \sin n\omega(\frac{T}{2} - t) \right\} \\
 &= \frac{2V_p}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \left\{ \sin n\omega t + \sin n\pi \cos n\omega t - \cos n\pi \sin n\omega t \right\} \\
 &= \frac{2V_p}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \left\{ \sin n\omega t - (-1)^n \sin n\omega t \right\} \\
 &= \frac{4V_p}{\pi} \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{1}{n} \sin n\omega t \quad \dots (2.35)
 \end{aligned}$$

2.6.2



รูปที่ 2.34

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$v_o(t) = \begin{cases} V_p & \text{เมื่อ } 0 < t < \alpha T \\ 0 & \text{เมื่อ } \alpha T < t < T \quad \text{และ } 0 < \alpha < 1 \end{cases}$$

$$\begin{aligned} a_0 &= \frac{1}{T} \int_0^T v_o(t) dt \\ &= \frac{1}{T} \int_0^{\alpha T} V_p dt \\ &= \left. \frac{V_p t}{T} \right|_0^{\alpha T} \\ &= \alpha V_p \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} a_n &= \frac{2}{T} \int_0^T v_o(t) \cos \frac{2n\pi t}{T} dt \\ &= \frac{2}{T} \int_0^{\alpha T} V_p \cos \frac{2n\pi t}{T} dt \\ &= \frac{2V_p}{T} \int_0^{\alpha T} \cos \frac{2n\pi t}{T} dt \\ &= \left. \frac{V_p}{n\pi} \sin \frac{2n\pi t}{T} \right|_0^{\alpha T} \\ &= \frac{V_p}{n\pi} \sin 2n\pi\alpha \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} b_n &= \frac{2}{T} \int_0^T v_o(t) \sin \frac{2n\pi t}{T} dt \\ &= \frac{2}{T} \int_0^{\alpha T} V_p \sin \frac{2n\pi t}{T} dt \\ &= \left. -\frac{V_p}{n\pi} \cos \frac{2n\pi t}{T} \right|_0^{\alpha T} \\ &= \frac{V_p}{n\pi} \{1 - \cos(2n\pi\alpha)\} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} v_o(t) &= a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} \left(a_n \cos \frac{2n\pi t}{T} + b_n \sin \frac{2n\pi t}{T} \right) \\ &= \alpha V_p + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{V_p}{n\pi} \left\{ \sin 2n\pi\alpha \cos \frac{2n\pi t}{T} + (1 - \cos 2n\pi\alpha) \sin \frac{2n\pi t}{T} \right\} \\ &= \alpha V_p + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{V_p}{n\pi} \left\{ \sin 2n\pi\alpha \cos \frac{2n\pi t}{T} - \cos 2n\pi\alpha \sin \frac{2n\pi t}{T} + \right. \\ &\quad \left. \sin \frac{2n\pi t}{T} \right\} \\ &= \alpha V_p + \frac{V_p}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \left\{ \sin(2n\pi\alpha - \frac{2n\pi t}{T}) + \sin \frac{2n\pi t}{T} \right\} \\ &= \alpha V_p + \frac{V_p}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \left\{ \sin n\omega t + \sin n\omega(\alpha T - t) \right\} \quad \dots(2.36) \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.7 วงจรกรองความถี่

คลื่นสัญญาณต่างๆทางไฟฟ้าสามารถเขียนในเทอมของฟังก์ชัน SINE และ COSINE โดยใช้อนุกรมฟูรีเยอร์ (Fourier Series) ในการแยกสัญญาณในเทอมต่างๆเหล่านี้ออกมาใช้งานจำเป็นต้องใช้วงจรกรองความถี่



รูปที่ 2.35 วงจร RC Series Resonance

พิจารณาวงจร LC เรโซแนนซ์แบบอนุกรม (SERIES-RESONANCE) ในรูปที่ 2.35 อินพุตอิมพีแดนซ์ของวงจรคือ

$$Z(s) = sL + 1/(sC) = (LCs^2 + 1) / (sC) \dots (2.37)$$

ถ้าให้ $s = j\omega$ แล้ว

$$Z(j\omega) = (-LC\omega^2 + 1) / (sC) \dots (2.38)$$

ที่ความถี่เรโซแนนซ์ $s = j\omega_0$ วงจรในรูปที่ 2.35 จะมีอิมพีแดนซ์เป็น 0 หรือ

$$Z(j\omega_0) = 0$$

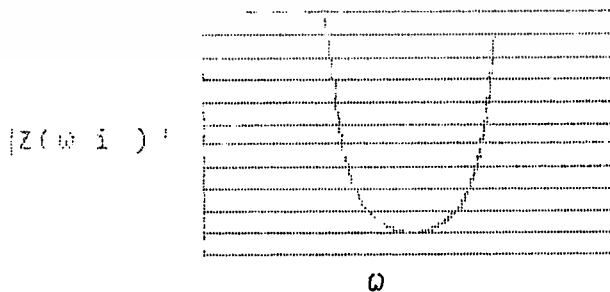
และจากสมการ (2.38) จะได้

$$LC\omega_0^2 = 1$$

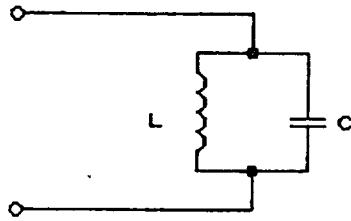
ดังนั้นความถี่เรโซแนนซ์มีค่า

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \dots (2.39)$$

กราฟความสัมพันธ์ระหว่างอิมพีแดนซ์กับความถี่แสดงในรูปที่ 2.36



รูปที่ 2.36 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างอิมพีแดนซ์ $Z(j\omega)$ กับความถี่ ω ของวงจร LC Series Resonance



รูปที่ 2.37 วงจร LC Parallel Resonance

คราวนี้เรามาพิจารณาวงจร LC เรโซแนนซ์แบบขนาน (Parallel-RESONANCE) ซึ่งแสดงในรูปที่ 2.37 อินพุทอิมพีแดนซ์ของวงจรมีค่าเป็น

$$Z(s) = \frac{1}{\frac{1}{sL} + sC} \quad \dots(2.40)$$

$$= sL / (1 + LCs^2) \quad \dots(2.41)$$

ถ้าให้ $s = j\omega$ แล้ว

$$Z(j\omega) = j\omega / (1 - LC\omega^2) \quad \dots(2.42)$$

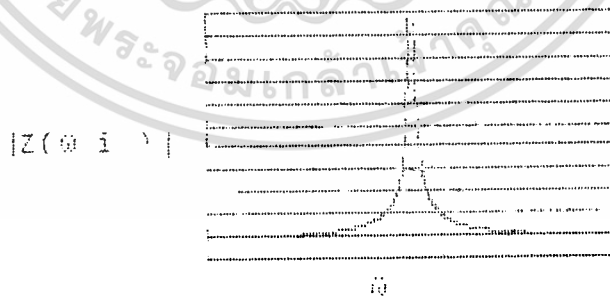
ที่ความถี่เรโซแนนซ์ $s = j\omega_0$ วงจรในรูปที่ 2.37 จะมีอิมพีแดนซ์เป็นอนันต์ นั่นคือ

$$1 - LC\omega_0^2 = 0$$

ดังนั้นความถี่เรโซแนนซ์ในกรณีนี้มีค่าเป็น

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad \dots(2.43)$$

กราฟความสัมพันธ์ระหว่างอิมพีแดนซ์กับความถี่แสดงในรูปที่ 2.38



รูปที่ 2.38 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างอิมพีแดนซ์ $Z(j\omega)$ กับความถี่ ω ของวงจร LC Parallel Resonance

ชนิดของวงจรกรองความถี่แบ่งเป็น 3 ชนิดคือ

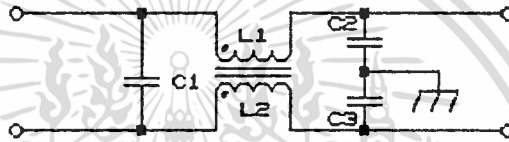
2.7.1 วงจรกรองสัญญาณรบกวน (COMMON-MODE NOISE FILTER)

เป็นวงจรกรองสัญญาณรบกวนต่างที่เกิดจากการสวิตช์ของอุปกรณ์สวิตช์ (SWITCHING DEVICE) เพื่อไม่ให้รบกวนตามแหล่งจ่ายไฟ วงจรอยู่ในรูปที่ 2.39 L_1 และ L_2 จะ COUPLING สัญญาณรบกวนที่เหมือนกัน (COMMON MODE NOISE) ออกทิ้งและจึงถือเป็นการกรองแบบสมตลย์ (BALANCE FILTER) ค่าของอุปกรณ์ต่างๆของวงจรในรูปที่ 2.39 ถูกกำหนดให้ค่าเป็น

$$C_1 : 0.1 \mu F \text{ ถึง } 2 \mu F$$

$$C_2, C_3 : 2200 \text{ pF ถึง } 0.033 \mu F$$

และ $L_1, L_2 : 1.8 \text{ mH ที่กระแส } 25 \text{ A ถึง } 47 \text{ mH ที่กระแส } 0.3 \text{ A}$



รูปที่ 2.39 วงจร Common-mode noise filter

2.7.2 วงจรกรองสัญญาณ AC

วงจรกรองสัญญาณ AC ทำหน้าที่กรองสัญญาณ SINE WAVE ที่ความถี่ต่างๆออกให้เหลือแต่ส่วนที่เป็น DC สัญญาณอินพุตเป็น SQUARE WAVE สามารถเขียนอยู่ในรูปผลบวกของสัญญาณ SINE ที่ความถี่ต่างๆกันตามสมการที่ (2.36) จากสมการนี้เราจะพบว่าส่วนที่เป็น DC จะอยู่ในเทอมของ αV ซึ่งเป็นสัญญาณเอาท์พุทที่ได้ในทางอุดมคติของวงจร ในทางปฏิบัติเราไม่สามารถกำจัดเทอมต่างๆที่เป็น SINE ออกจนหมดสิ้นทางที่เราทำได้คือต้องลดทอน (ATTENUATE) ขนาดของสัญญาณ SINE ที่ความถี่ FUNDAMENTAL f_0 และความถี่ของสัญญาณฮาร์โมนิกที่ $2f_0, 3f_0$ และ $4f_0$ ให้มากที่สุดเท่าที่จะทำได้

วงจรกรองความถี่แสดงในรูปที่ 2.40 L_1 กับ C_1 และ L_2 กับ C_2 ต่อในลักษณะ PARALLEL และ SERIES RESONANCE ตามลำดับ เพื่อลดทอนสัญญาณที่ความถี่ FUNDAMENTAL ส่วน C_3 จะลดทอนสัญญาณที่ความถี่สูงๆ Transfer function ของวงจรหาได้ดังนี้

$$Z_1 = \frac{1}{sC_1 + \frac{1}{sL_1}}$$

$$= \frac{sL_1}{L_1C_1s^2 + 1}$$

$$\begin{aligned}
 Z_2 &= \frac{1}{\frac{1}{sL_2 + \frac{1}{sC_2}} + \frac{1}{R} + sC_3} \\
 &= \frac{1}{\frac{sC_2}{L_2C_2s^2 + 1} + \frac{1}{R} + sC_3} \\
 &= \frac{RL_2C_2s^2 + R}{RL_2C_2C_3s^3 + L_2C_2s^2 + R(C_2 + C_3)s + 1}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 V_o(s)/V_1(s) &= \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} \\
 &= \frac{RL_2C_2s^2 + R}{R_2L_2C_2C_3s^3 + RL_2C_2s^2 + R(C_2 + C_3)s + 1} \\
 &= \frac{sL_1}{L_1C_1s^2 + 1} + \frac{RL_2C_2C_3s^3 + RL_2C_2s^2 + R(C_2 + C_3)s + 1}{RL_2C_2C_3s^3 + RL_2C_2s^2 + R(C_2 + C_3)s + 1}
 \end{aligned}$$

ดังนั้น

$$V_o(s)/V_1(s) = \frac{RL_1L_2C_1C_2s^4 + R(L_1C_1 + L_2C_2)s + R}{RL_1L_2C_2(C_1 + C_3)s^4 + L_1L_2C_2s^3 + R(L_1C_1 + L_2C_2 + L_1C_3 + L_2C_2)s^2 + L_1s + R} \dots (2.44)$$

ให้ความถี่ RESONANCE เท่ากับความถี่ของสัญญาณ $v_1(t)$ นั่นคือ

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_1C_1}} = \frac{1}{\sqrt{L_2C_2}} \dots (2.45)$$

2.7.3 วงจรกรองสัญญาณฮาร์โมนิก

ทำหน้าที่กรองสัญญาณที่ความถี่ฮาร์โมนิกต่างๆ ให้เหลือแต่สัญญาณที่ความถี่ FUNDAMENTAL โดยสัญญาณอินพุตจะมีค่าตามสมการ (2.35) ในทางปฏิบัติเราไม่สามารถที่จะสร้างวงจรกรองสัญญาณที่ต้องการนี้ออกมาเพียงสัญญาณเดียวได้ วิธีที่เราสามารถทำได้คือ จะต้องออกแบบวงจรกรองสัญญาณฮาร์โมนิกต่างๆ ทั้งให้ขนาดของสัญญาณเหล่านี้ผ่านถึงเอาต์พุตน้อยที่สุดโดยเฉพาอย่างยิ่งฮาร์โมนิกที่ 3 และที่ 5

วงจรกรองความถี่แสดงในรูปที่ 2.41 L₁ กับ C₁ และ L₂ กับ C₂ ต่อในลักษณะ SERIES และ PARALLEL RESONANCE ตามลำดับ ทั้งนี้เพื่อให้สัญญาณที่ความถี่ FUNDAMENTAL ผ่านไปได้มากที่สุด แต่จะลดทอนสัญญาณฮาร์โมนิกต่างๆ TRANSFER FUNCTION ของวงจรถาได้ดังนี้

$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{\frac{1}{sC_2 + \frac{1}{R} + \frac{1}{sL_2}}}{sL_1 + \frac{1}{sC_1} + \frac{1}{sC_2 + \frac{1}{R} + \frac{1}{sL_2}}}$$

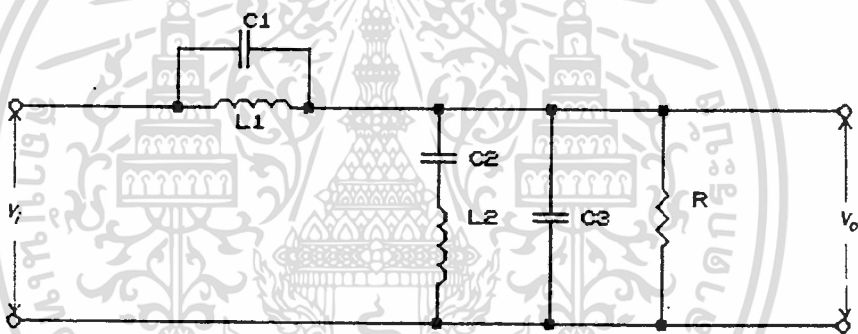
$$= \frac{RC_1L_2s^2}{(L_1C_1s^2 + 1)(RL_2C_2s^2 + L_2s + R) + RC_1L_2s^2}$$

ดังนั้น

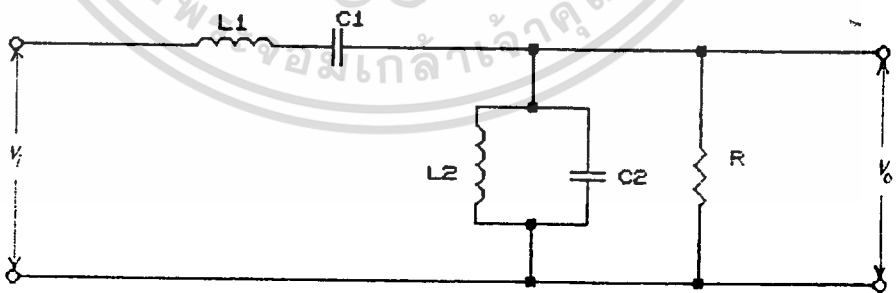
$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{RC_1L_2s^2}{RL_1L_2C_1C_2s^4 + L_1L_2C_1s^3 + R(L_1C_1 + L_2C_2 + L_2C_1)s^2 + L_2s + R} \dots (2.46)$$

โดยกำหนดให้ความถี่ RESONANCE ของวงจรมีค่าเท่ากับความถี่ของสัญญาณ FUNDAMENTAL และ

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_1C_1}} = \frac{1}{\sqrt{L_2C_2}} \dots (2.47)$$



รูปที่ 2.40 วงจรกรองสัญญาณ AC

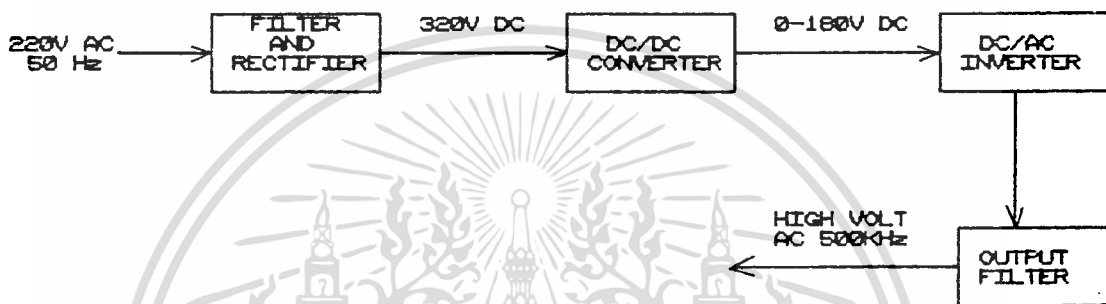


รูปที่ 2.41 วงจรกรองสัญญาณเออาร์ไม่พิก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3 การสร้างวงจรเครื่องตัดจี้ด้วยไฟฟ้า

สัญญาณเอาต์พุตจากเครื่องตัดจี้ด้วยไฟฟ้า จะต้องเป็นสัญญาณ SINE WAVE ความถี่สูง 500 kHz มีขนาดของแรงดันไฟเอาต์พุตตั้งแต่ 1 - 2 kV ลักษณะสัญญาณได้แสดงในบทหน้า ดังนั้นที่เราจึงต้องสร้างวงจรออกซีเลเตอร์ความถี่สูง 500 kHz วงจรออกซีเลเตอร์ความถี่ต่ำประมาณ 10 - 50kHz เพื่อนำสัญญาณเอาต์พุตจากวงจรทั้งสองมาผสมคลื่นความถี่ (MODULATION) แล้วจึงสร้างวงจรแปลงสัญญาณให้มีขนาดและกำลัง (POWER) สูงขึ้น ขลือกโคจรแกรมของวงจรเครื่องตัดจี้ด้วยไฟฟ้าแสดงในรูปที่ 3.1 จากรูปเราสามารถแบ่งวงจรออกเป็น 4 ภาคคือ



รูปที่ 3.1 ขลือกโคจรแกรมของวงจรเครื่องตัดจี้ด้วยไฟฟ้า

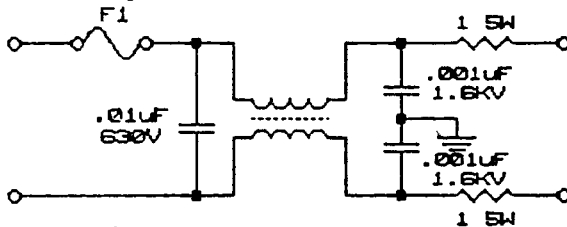
3.1 วงจรภาคกรองความถี่และเรติฟาย (FILTER AND RETIFIER SECTION)

หน้าที่ของวงจรส่วนที่คือแปลงไฟกระแสสลับ AC ให้เป็นไฟกระแสตรง DC และป้องกันสัญญาณรบกวนต่างๆที่เกิดจากการสวิตช์ของวงจรถอนเวอร์เตอร์ (CONVERTER CIRCUIT) ส่วนต่างๆของวงจรในภาคนี้แสดงใน รูปที่ 3.2 จากรูปเราสามารถแบ่งวงจรออกเป็น 2 ส่วนคือ



รูปที่ 3.2 ขลือกโคจรแกรมของวงจรภาคกรองความถี่และเรติฟาย

3.2.1 วงจรกรองสัญญาณรบกวน (RFI FILTER CIRCUIT) เป็นวงจรที่ใช้กรองสัญญาณรบกวน (NOISE) ออกจากเครื่องตัดจี้ เพื่อไม่ให้ออกไปตามแหล่งจ่ายไฟของไฟบ้านค่าของอุปกรณ์ต่างๆและวงจรแสดงในรูปที่ 3.3



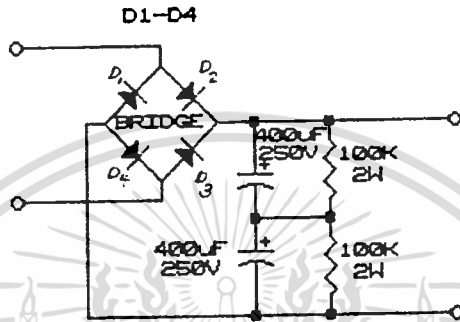
รูปที่ 3.3 วงจรกรองสัญญาณรบกวน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.1.2 วงจรเรกติฟาย (RECTIFY CIRCUIT) วงจรแสดงในรูปที่ 3.4 สัญญาณอินพุตเป็น SINE WAVE ความถี่ 50 Hz สามารถเขียนในรูปสมการทางคณิตศาสตร์คือ

$$V_{in} = V_m \sin(\omega t) \quad \dots(3.1)$$

เมื่อ $V_m \sin(\omega t)$ เป็นบวกไดโอด D_2 และ D_4 จะนำกระแส แต่ถ้า $V_m \sin(\omega t)$ มีค่าเป็นลบไดโอด D_1 และ D_3 จึงจะนำกระแส



รูปที่ 3.4 วงจรเรกติฟาย
ในระบบเครื่องตัดจี้ด้วยไฟฟ้าสมมติใช้ไฟจากแหล่งจ่ายไฟ 220V ความถี่ 50 Hz จะใช้กระแสสูงสุดไม่เกิน 2 A ที่โหลดอินพุตประมาณ 110 โอห์ม ในกรณีจ่ายโหลดเต็มที่มีแรงดันเอาต์พุต หาได้จากสมการ

$$V_o = \frac{V_m}{1 + 1/(4fR_L C)} \quad \dots(3.2)$$

และ RIPPLE FACTOR

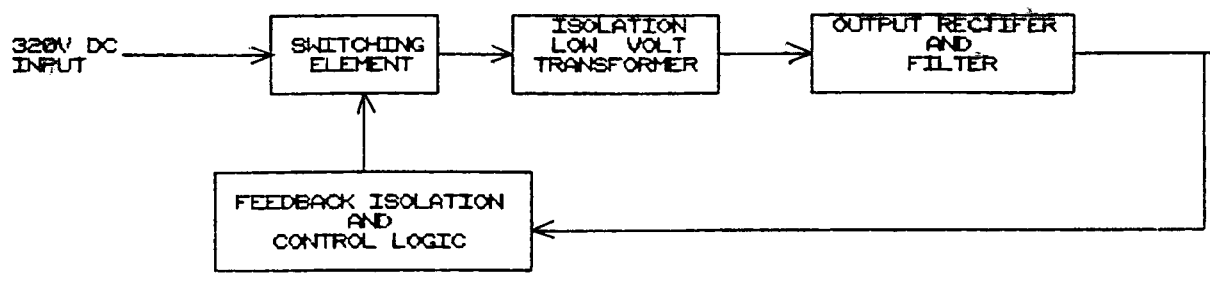
$$Y = \frac{1}{4\sqrt{3} f R_L C} \quad \dots(3.3)$$

ในที่นี้ใช้เรา $V_m = \sqrt{2} \times 220 \text{ V}$
 $R_L = 110$
 $C = 220 \text{ µF}$
 $f = 50 \text{ Hz}$

ดังนั้นแรงดันเฉลี่ยเอาต์พุต $V_o = 257.85 \text{ V}$ และ RIPPLE FACTOR $Y = 11.90\%$

3.2 วงจรภาคคอนเวอร์เตอร์ (DC-DC CONVERTER)

เป็นวงจรที่ทำหน้าที่เปลี่ยนไฟกระแสตรง DC จากระดับหนึ่งไปยังอีกระดับหนึ่งตามวัตถุประสงค์ของการใช้งาน ที่ภาวะโหลดเต็มที่จะมีแรงดันไฟอินพุต 257.85 V เอาท์ที่ออกมาเป็นไฟตรงที่สามารถเปลี่ยนค่าได้ในช่วง 0-180 V จ่ายกระแสสูงสุดไม่เกิน 2 A วงจรในภาคนี้แสดงในบล็อกไดอะแกรมของรูปที่ 3.5



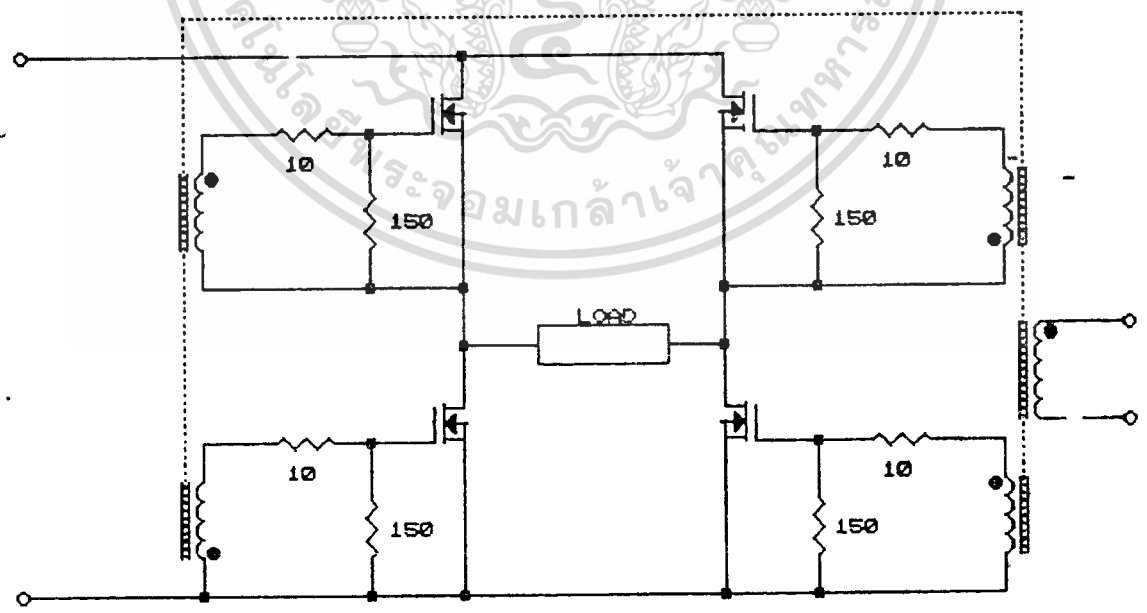
รูปที่ 3.5 บล็อกไดอะแกรมของวงจรภาคคอนเวอร์เตอร์

วงจรในภาคนี้แบ่งออกเป็น

3.2.1 วงจรสวิตช์ (SWITCHING ELEMENT) ทำหน้าที่เปลี่ยนสัญญาณไฟกระแสตรง DC เป็นสัญญาณ SQUARE WAVE ความถี่ประมาณ 10 - 50 kHz วงจรแสดงในรูปที่ 3.6 ในภาวะจ่าย โหลดเต็มที่ จะมีโวลต์ตกคร่อมที่อินพุต 257.85 V โหลดของวงจรนี้คือ หม้อแปลงกำลัง (POWER TRANSFORMER) สมมติให้หตุลวดตียกมีของหม้อแปลงต้องจ่ายกำลังทั้งสิ้น 360 W และหม้อแปลงนี้มีประสิทธิภาพในการส่งผ่านพลังงาน 80% ที่ DUTY CIRCLE ของสัญญาณ SQUARE WAVE เท่ากับ 0.8 ดังนั้นกระแสสลับที่ผ่าน POWER MOSFET ของวงจร FULL-BRIDGE (คำนวณจากสมการ 2.17) จะมีค่าเป็น

$$I_{D(rms)} = 1.6 \times 360 / 257.85 = 2.23 \text{ A}$$

ดังนั้น POWER MOSFET ที่ใช้ จะต้องมี $V_{DS} > 320 \text{ V}$ และ $I_D > 2.23 \text{ A}$



รูปที่ 3.6 วงจรสวิตช์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2.2 หม้อแปลงไฟแรงต่ำ (ISOLATION LOW VOLT TRANSFORMER)

ใช้ส่งผ่านพลังงานของสัญญาณ SQUARE WAVE ความถี่สูง จำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิและทุติภูมิ คำนวณได้จากสมการ (2.11) และ (2.10) ตามลำดับ โดยกำหนดให้

$$V_p = 257.85 \text{ V}$$

$$V_s = 180/0.8 = 225 \text{ V}$$

$$B_{max} = 1650 \text{ G}$$

$$A_e = 1.77 \text{ cm}^2$$

$$f = 27.5 \text{ kHz}$$

ดังนั้น $N_p = 80$ รอบ

และ $N_s = 70$ รอบ CENTER TAP

3.2.3 วงจรออกซีเลเตอร์และวงจรควบคุม (FEEDBACK ISOLATION AND CONTROL LOGIC)

วงจรแสดงในรูปที่ 3.7 วงจรออกซีเลเตอร์จะอยู่ภายใน IC TL494 สัญญาณออกซีเลเตอร์เป็น SAWTOOTH WAVE จากวงจร

$$\text{ความถี่ของสัญญาณออกซีเลเตอร์ } f = 1.1 / (20 \times 10^3 \times 0.001 \times 10^{-6}) = 55 \text{ kHz}$$

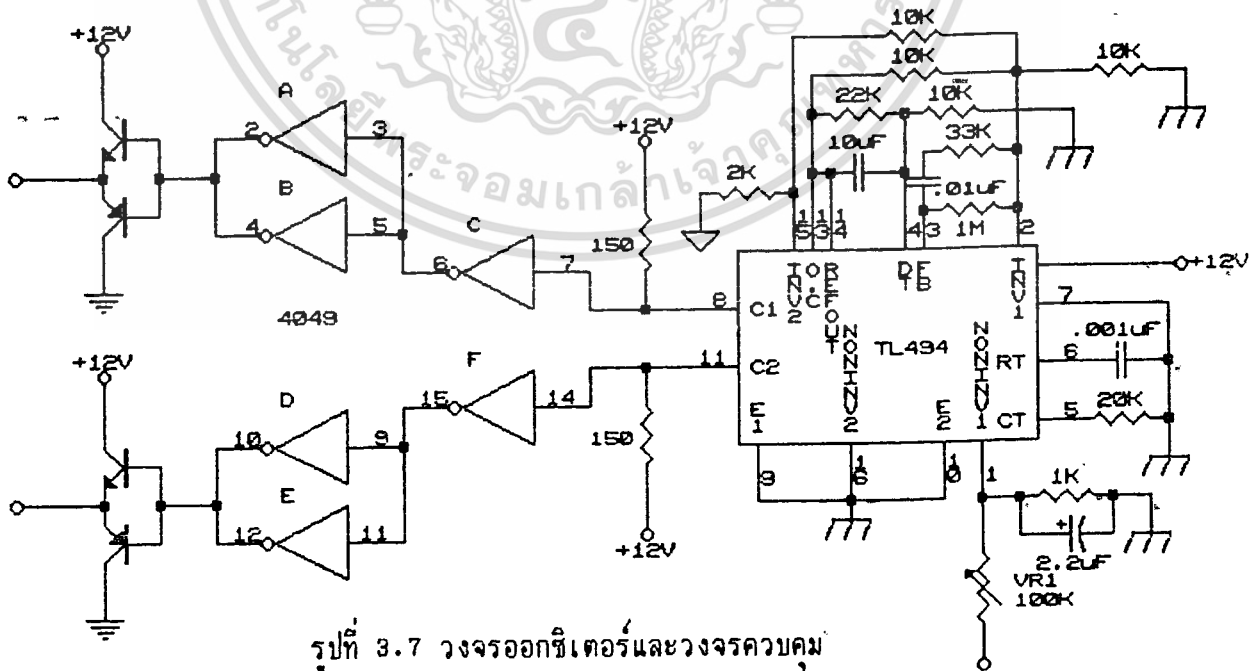
$$\text{Max \% on time} = 45 - 80 \times 10 / 32 = 20 \%$$

$$V_{out} \text{ ที่ขา 2} = 5 \times 5.54 / 15.54 = 1.78 \text{ V}$$

เอาท์พุทโวลต์ที่เจมมีค่าอยู่ระหว่าง

$$1.78 \text{ V} < V_{out} < 1.78 (1 + 100/1) = 179.78 \text{ V}$$

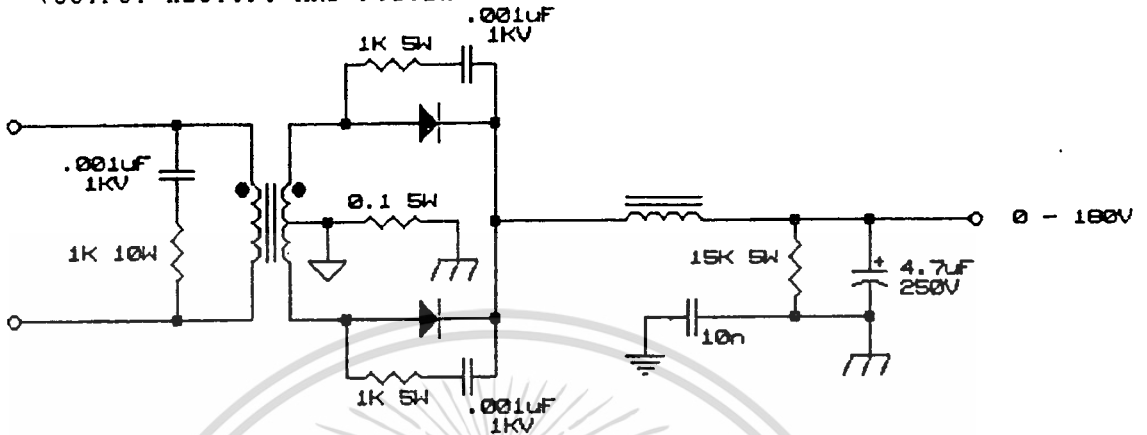
$$\text{CURRENT LIMIT} = (1.78 \times 2) / (10 \times 0.1) = 3.56 \text{ A}$$



รูปที่ 3.7 วงจรออกซีเลเตอร์และวงจรควบคุม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2.4 วงจรเอาต์พุทเรตีไฟและวงจรกรองสัญญาณ AC
(OUTPUT RECTIFY AND FILTER CIRCUIT)



รูปที่ 3.8 วงจรเอาต์พุทเรตีไฟและวงจรกรองสัญญาณ AC

วงจรแสดงในรูปที่ 3.8 การเรตีไฟจะใช้ไดโอดความเร็วสูง (FAST RECOVERY DIODE) ที่ใช้กับแรงดันย้อนกลับ ไม่ต่ำกว่า 225 V ทนกระแสได้ 2 A ค่าตัวเหนี่ยวนำ L_f ที่ใช้กรองสัญญาณคำนวณจากสมการ

$$L_f = \frac{V_o t_{off}}{0.25 I_{out}} \quad \dots (3.4)$$

โดยกำหนดให้ $V_i = 225 \text{ V}$
 $V_o = 180 \text{ V}$
 $I_o = 2 \text{ A}$
 $f = 27.5 \text{ kHz}$

$$t_{off} = \frac{1 - V_o/V_i}{2f} = 3.64 \cdot 10^{-6} \text{ s}$$

ดังนั้น $L_f = 1.31 \text{ mH}$
 และ C_f คำนวณจากสมการ

$$C = \frac{0.25 I_o}{8 f \Delta V_{out}} \quad \dots (3.5)$$

โดยที่ ΔV_{out} คือ ระดับสัญญาณของเอาต์พุท RIPPLE วัดจาก V_{out} ในที่นี้กำหนดให้มีค่าเท่ากับ 9 V

ดังนั้น $C_f = 0.25 \text{ uF}$

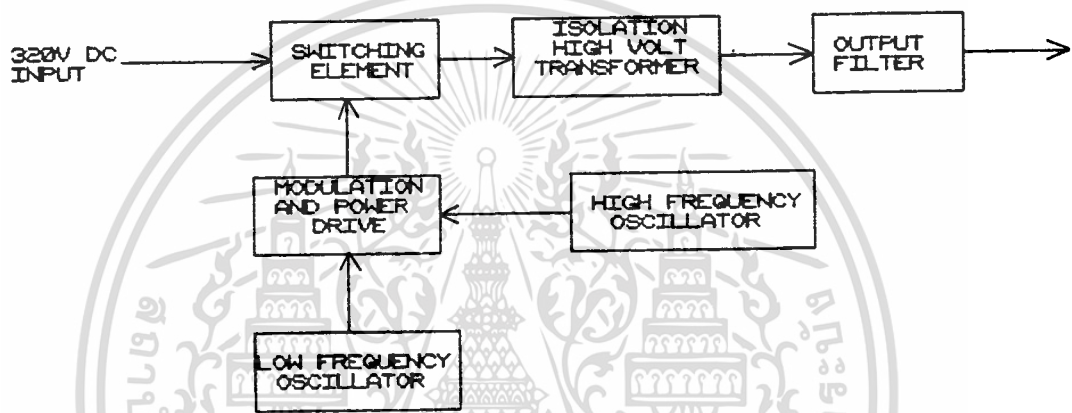
ค่า C และ R ของวงจรสับเบรหาได้จากสมการ (2.22) และ (2.24)

ดังนั้น $C = (2 \times 5) / (225^2 \times 55000) = 3.59 \text{ nF}$

และ $R = 4.54 \times 10^{-6} / (5 \times 3.59 \times 10^{-9}) = 253.23 \Omega$

3.3 วงจรอินเวอร์เตอร์ (DC-AC INVERTER)

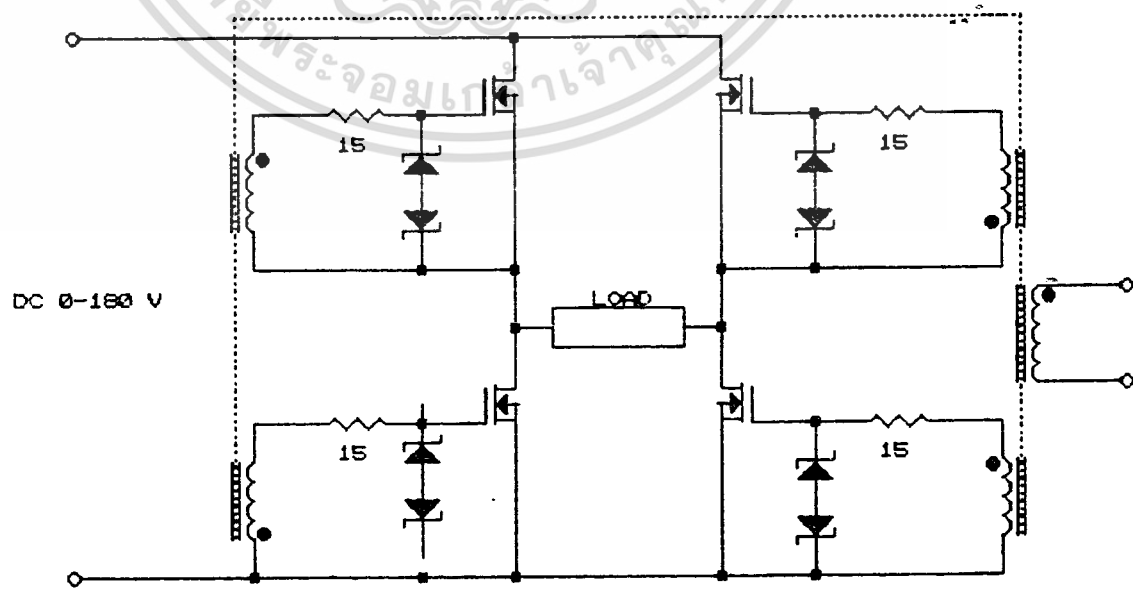
ทำหน้าที่เปลี่ยนสัญญาณไฟ DC เป็นสัญญาณไฟ AC ที่มีขนาดของสัญญาณประมาณ 1 ถึง 2 kV ที่ความถี่ 500 kHz ขลือกโดยแกรมแสดงส่วนต่างๆของวงจรแสดงในรูปที่ 3.9 วงจรในภาคนี้จะมีแหล่งกำเนิดสัญญาณความถี่สูง 2 ความถี่ ความถี่ของทั้งสองสัญญาณจะถูกผสมเป็นสัญญาณเดียวกันแล้วเข้าวงจรขยายกำลังเพื่อใช้ขับขาเกทของ POWER MOSFET



รูปที่ 3.9 วงจรอินเวอร์เตอร์

วงจรในภาคนี้แบ่งออกเป็น

3.3.1 วงจรสวิตช์ (FULL BRIDGE SWITCHING ELEMENT)



รูปที่ 3.10 วงจร Full Bridge Switch

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

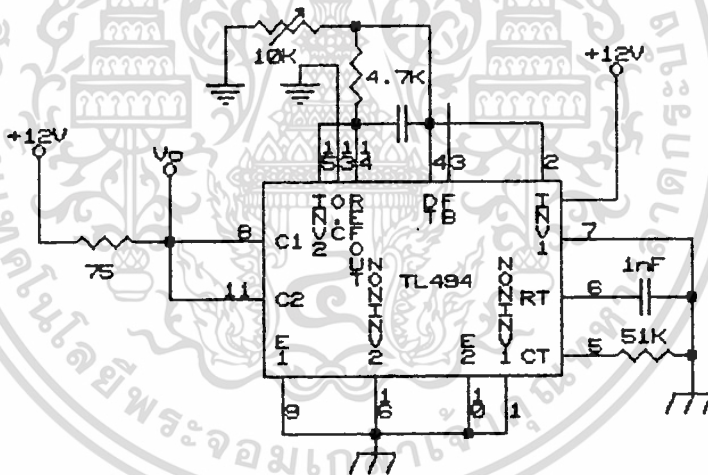
ทำหน้าที่แปลงสัญญาณไฟกระแสตรงเป็นสัญญาณ SQUARE WAVE ความถี่ 500 kHz วงจรแสดงในรูปที่ 3.10 POWER MOSFET ของวงจรนี้ต้องมีค่า $I > 3.56 \text{ A}$ และ มีค่า $V > 200 \text{ V}$ ซีนเนอร์ไดโอดในวงจรขั้วเกทนี้ จะแคมป์โวลต์ที่เตจที่มากกว่า $V + V_{D_{max}}$ เพื่อป้องกันโอเวอร์ชดโวลท์เตจไม่ให้สูงเกินไปจนทำให้ POWER MOSFET เสียหาย ในขณะที่สวิตช์ด้วยความเร็วสูงๆ อินพุทของวงจรเป็นไฟกระแสตรงที่มีค่าอยู่ในช่วง 0-180 V เอาท์พุทเป็นสัญญาณความถี่สูงตกคร่อมที่โหลดซึ่งเป็นหม้อแปลงไฟแรงสูง

3.3.2 หม้อแปลงไฟแรงสูง (ISOLATION HIGH VOLT TRANSFORMER)

ใช้แปลงสัญญาณ SQUARE WAVE ความถี่สูง ให้มีแอมพลิจูด (AMPLITUDE) สูงขึ้นจาก 360 V ไปเป็น 1685 V จากการทดลอง เราขดลวดปฐมภูมิจำนวน 15 รอบและขดลวดทุติยภูมิ 70 รอบ การพันขดลวดทุติยภูมิระหว่างขดลวดต้องมิดนวนกัน

3.3.3 วงจรออกซิเลเตอร์ความถี่ต่ำ (LOW FREQUENCY OSCILLATOR)

ใช้ออกซิเลเตอร์ภายในของ IC TL 494 สร้างสัญญาณ SQUARE WAVE ความถี่ 30 kHz วงจรแสดงในรูปที่ 3.11

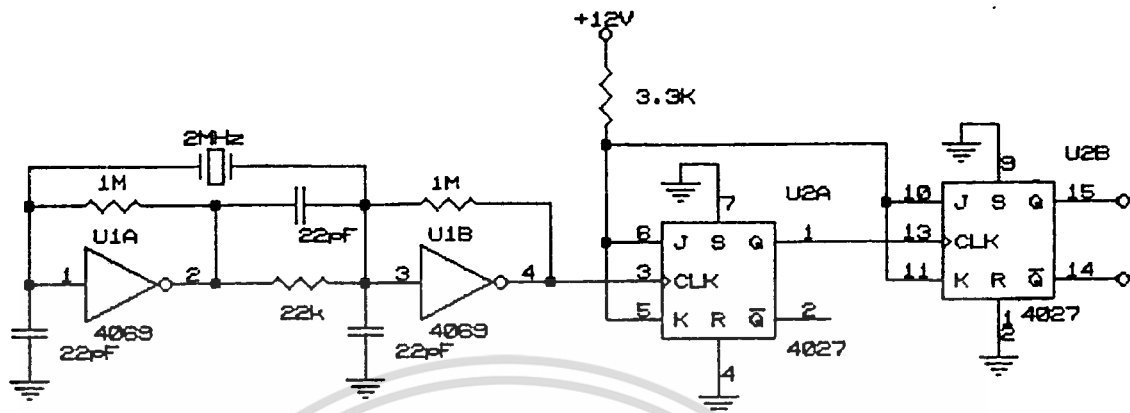


รูปที่ 3.11 วงจรออกซิเลเตอร์ความถี่ต่ำ

3.3.4 วงจรออกซิเลเตอร์ความถี่สูง (HIGH FREQUENCY OSCILLATOR)

ใช้คริสตัลออกซิเลเตอร์ (CRYSTAL OSCILLATOR) สร้างสัญญาณ CLOCK ความถี่ 2 MHz แล้วหารสัญญาณนี้ด้วย วงจร J-K FLIP-FLOP ให้เหลือความถี่ 500 kHz วงจรแสดงในรูปที่ 3.12

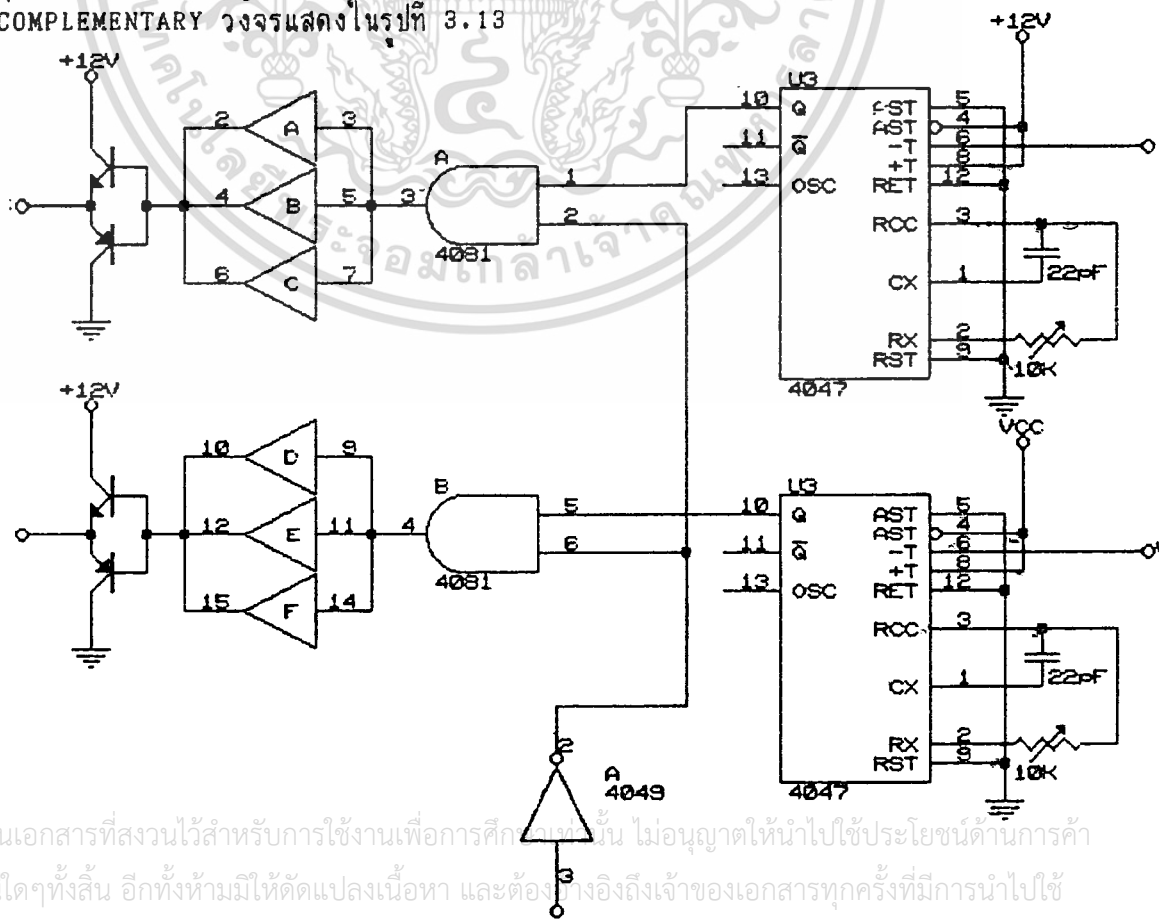
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.12 วงจรออกซิโลเตอร์ความถี่สูง

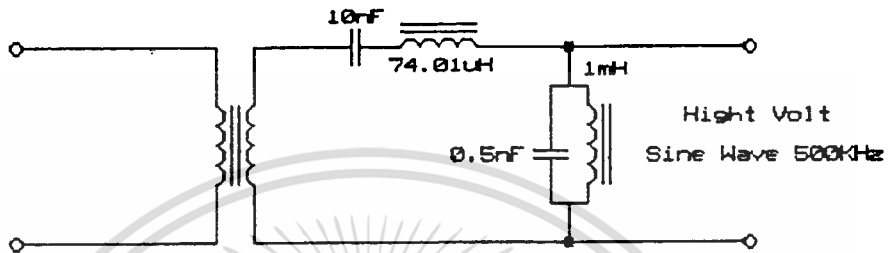
3.3.5 วงจรผสมคลื่นความถี่และวงจรขยายกำลัง (MODULATION AND POWER DRIVER)

เอาท์พุทของสัญญาณจากวงจรออกซิโลเตอร์ความถี่สูงจะผ่านเข้าสู่วงจรโมโนสเตเบิล เพื่อปรับความกว้างของสัญญาณ CLOCK ส่วนสัญญาณเอาท์พุทจากออกซิโลเตอร์ความถี่ต่ำจะเข้าอินพุทของอินเวอร์เตอร์ แล้วจึงจะผสมคลื่นความถี่โดยใช้แอนด์เกต (AND GATE) ส่วนสัญญาณเอาท์พุทจากแอนด์เกต จะถูกขยายกำลังของวงจรที่ใช้ทรานซิสเตอร์ชนิด npn และ pnp ต่อโน้ลลักษณะ COMPLEMENTARY วงจรแสดงในรูปที่ 3.13



3.4 วงจรกรองสัญญาณอาร์โมนิค (OUTPUT FILTER)

พิจารณาวงจรในรูปที่ 3.14 เป็นวงจรสัญญาณอาร์โมนิค TRANSFER FUNCTION แสดงในสมการที่ (2.46) โดยค่าของ L_1 , C_1 , L_2 และ C_2 หาได้ดังนี้



รูปที่ 3.14 วงจรกรองสัญญาณอาร์โมนิค

3.4.1 กำหนดความถี่โซแนนซ์ของวงจรให้มีค่า เท่ากับ ความถี่ของสัญญาณอินพุต 500 kHz

$$f_0 = 500 \text{ kHz}$$

3.4.2 หาค่า ω_0 จาก

$$\omega_0 = 2\pi f = 3.14 \cdot 10^6 \text{ rad/sec}$$

3.4.3 กำหนดค่า R , C_1 , และค่าคงที่ A เท่ากับ 300Ω , 10nF , และ 20 ตามลำดับ

$$\text{และ } C_2 = C_1 / A$$

$$L_2 = A \cdot L_1$$

3.4.4 จากสมการ (2.47) จะได้

$$L_1 = 74.01 \text{ uF}$$

ดังนั้น

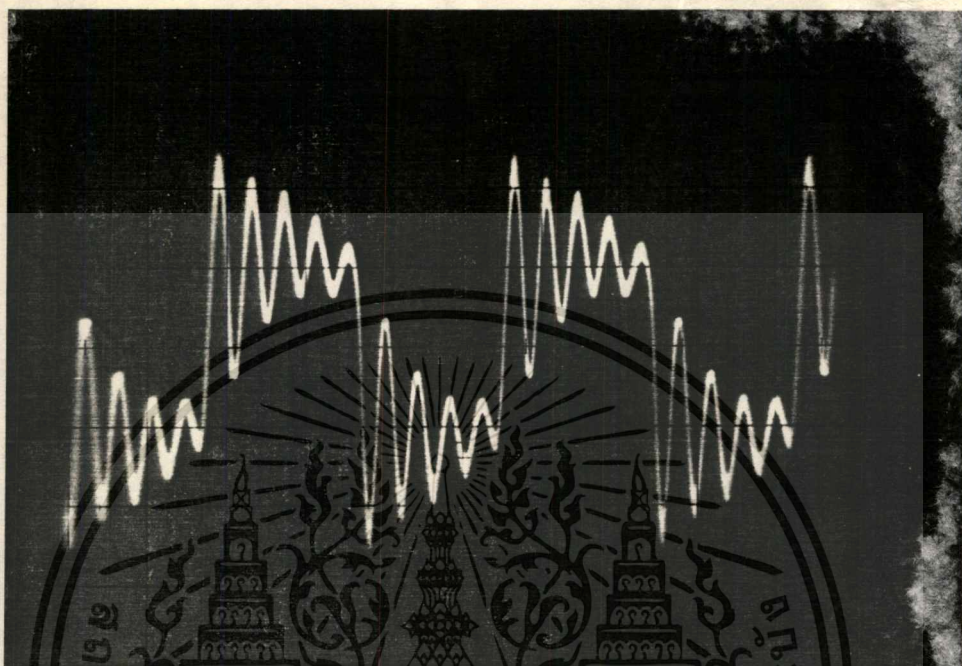
$$C_2 = 0.5 \text{ nF}$$

และ

$$L_2 = 1 \text{ mH}$$

3.4.5 แทนค่าของ R , L_1 , C_1 , L_2 , และ C_2 ลงใน TRANSFER FUNCTION ซึ่งเขียนแทนด้วยของสมการ (2.46) โดยให้ $s = j\omega$ เขียนกราฟความสัมพันธ์ระหว่างขนาดของ $G(j\omega)$ กับความถี่ ω จะกราฟในรูปที่ 3.14

3.4.6 จากกราฟ จะเห็นว่าที่ความถี่ ω_0 ขนาดของ $G(j\omega) = 0 \text{ db}$ และที่ความถี่ $3\omega_0$ ขนาดของ $G(j\omega) = -10 \text{ db}$ แสดงว่าจะวงจร FILTER ยอมให้สัญญาณที่ความถี่ FUNDAMENTAL ผ่านจนหมด แต่จะลดทอนสัญญาณอาร์โมนิคที่ 3, 5, 7, ... ได้ดี ดังนั้นเอาต์พุทของสัญญาณจะเป็น SINE WAVE ที่ความถี่ FUNDAMENTAL 500 kHz



รูปที่ 4.5 ลักษณะของแรงดันไฟที่ตกคร่อมขดลวดเหนี่ยวนำของหม้อแปลงไฟแรงสูง

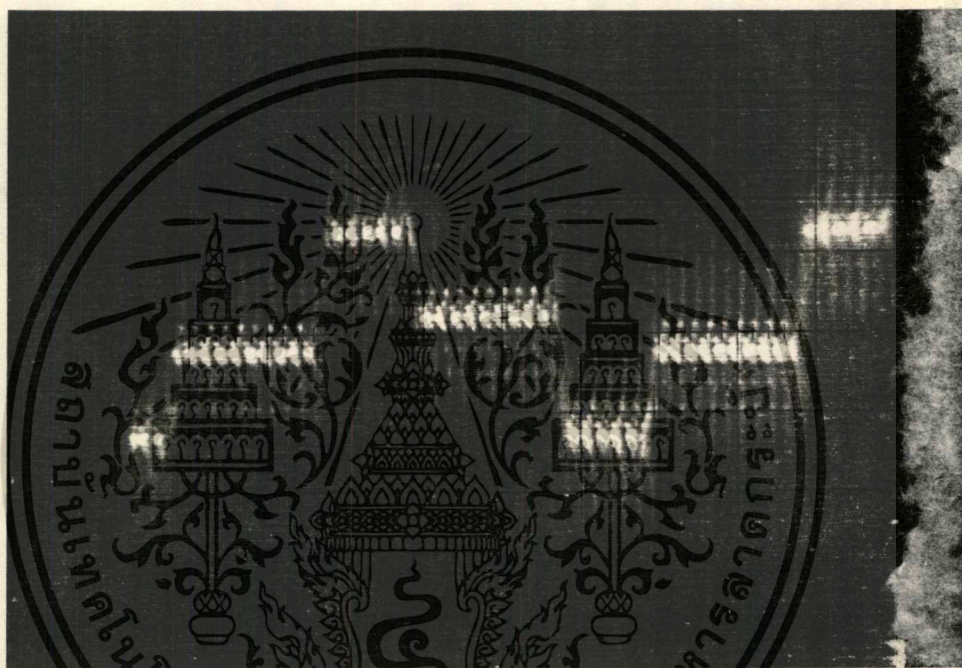
vert. scale: 1000 V / ช่อง

horizont. scale: 0.5 us / ช่อง

บทที่ 4. การทดลอง

วงจรของเครื่องตัดจี้ด้วยไฟฟ้าทั้งหมดแสดงอยู่ใน ภาคผนวกของรูปที่ A.1 วงจร SWITCHING REGULATOR และ A.2 วงจร HIGH VOLT SWITCHING INVERTER ผลการทดลองจึงแบ่งตามวงจรในรูปทั้งสองออกเป็น

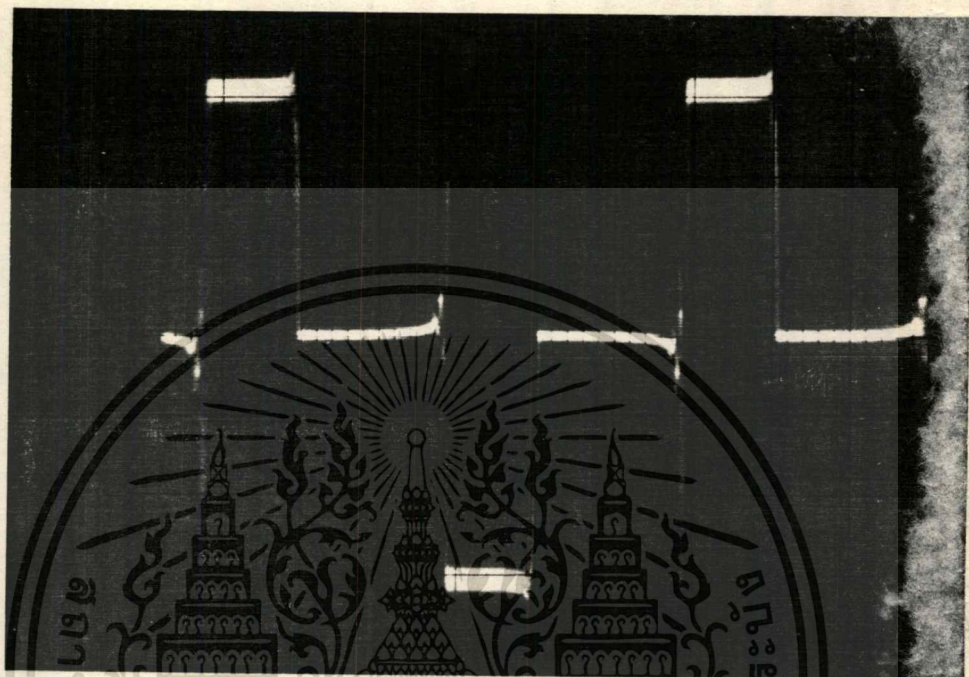
4.1 ลักษณะสัญญาณของวงจรในรูปที่ A.1 วงจร SWITCHING REGULATOR ขณะจ่ายโหลด 166.44 W



รูปที่ 4.1 ลักษณะ ของสัญญาณขั้วเกท V_{gs}

vert. scale: 5 V / ช่อง

horizont. scale: 5 us / ช่อง

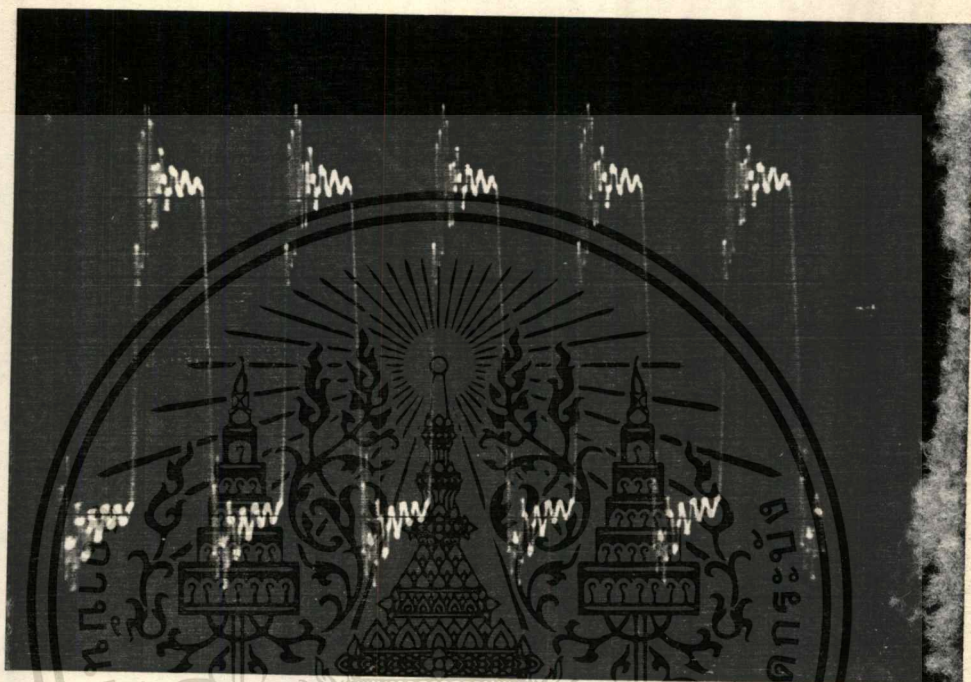


รูปที่ 4.2 ลักษณะของแรงดันไฟที่ตกคร่อมขดลวดปฐมภูมิของหม้อแปลงไฟแรงต่ำ V_{ab}

vert. scale: 100 V / ช่อง

horizont. scale: 5 us / ช่อง

4.2 ลักษณะสัญญาณของวงจรในรูปที่ A.2 วงจร HIGH VOLT SWITCHING INVERTER

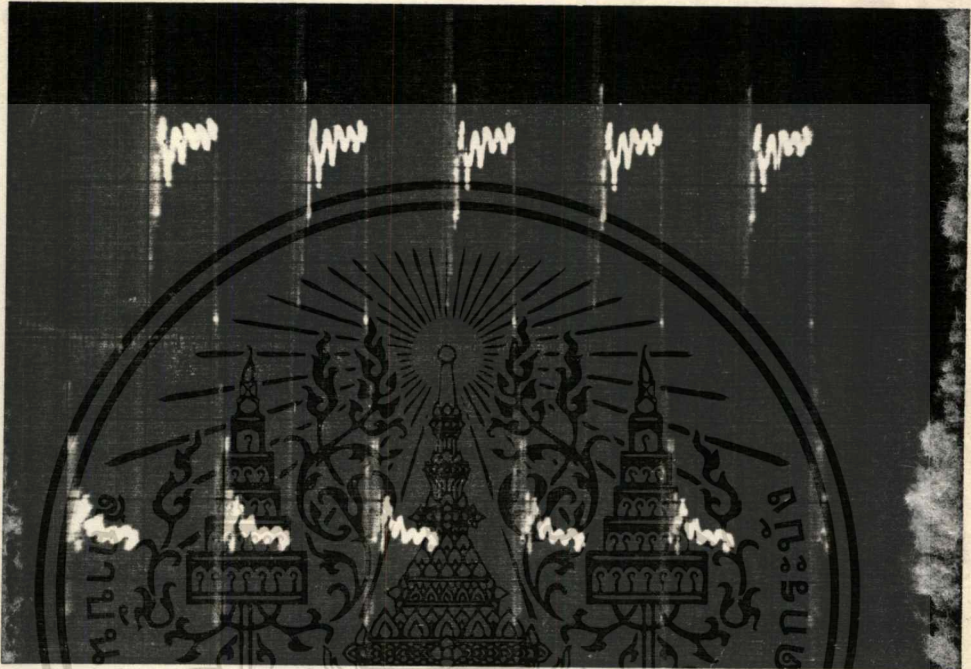


รูปที่ 4.3 ลักษณะ ของสัญญาณขับเกท V_{gs}

vert. scale: 10 V / ช่อง

horizont. scale: 1.0 us / ช่อง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

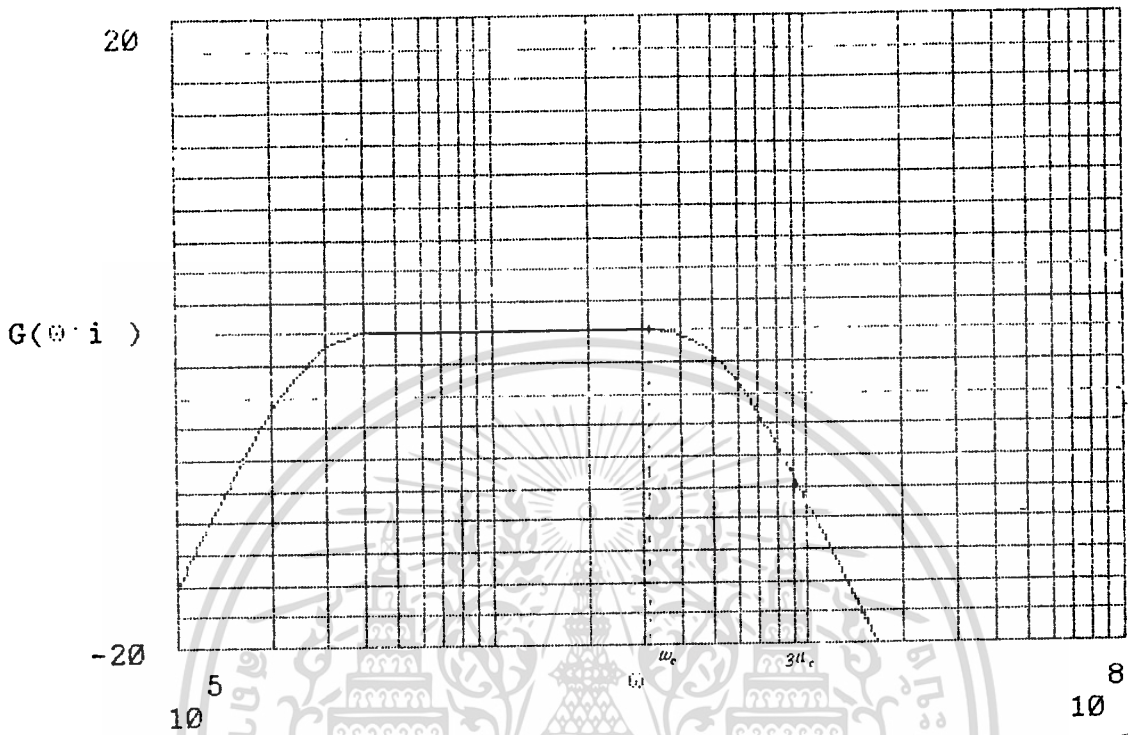


รูปที่ 4.4 ลักษณะของแรงดันไฟที่ตกคร่อมขดลวดปฐมภูมิของหม้อแปลงไฟแรงสูง V_{ab}

vert. scale: 50 V / ช่อง

horizont. scale: 1.0 us / ช่อง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

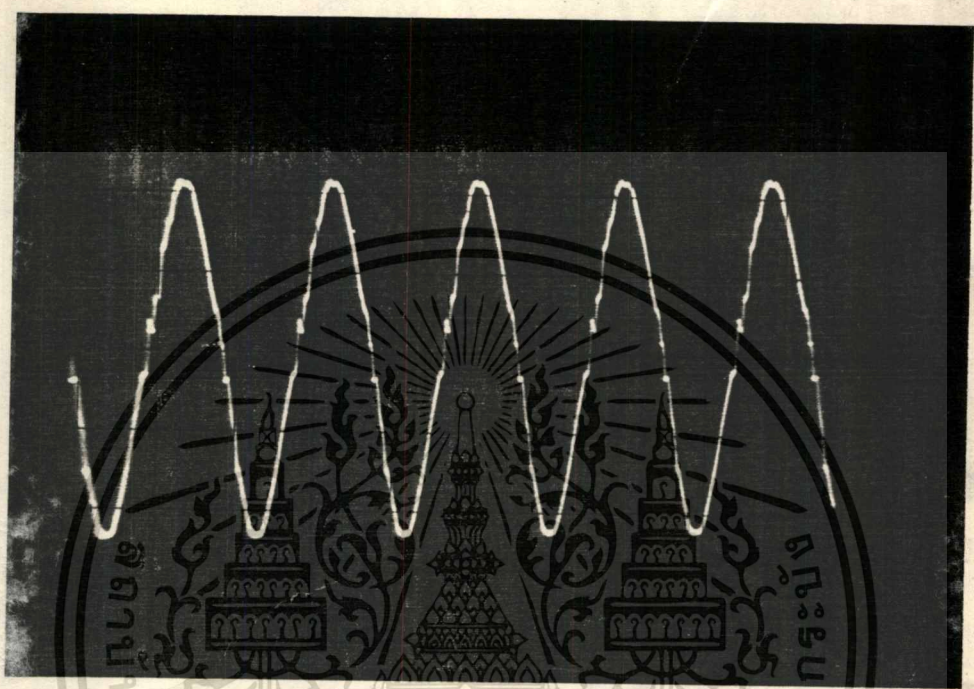


รูปที่ 3.14 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างขนาดของ $G(j\omega)$ กับความถี่ ω

$$G(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{3 \times 10^{-9} s^2}{1.11 \times 10^{-22} s^4 + 2.40 \times 10^{-14} s^3 + 3.37 \times 10^{-7} s^2 + 10^{-5} s + 300}$$

$$= \frac{3.51 \times 10^{13} s^2}{s^4 + 1.67 \times 10^4 s^3 + 3.04 \times 10^{13} s^2 + 9.0 \times 10^{16} s + 2.70 \times 10^{24}}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

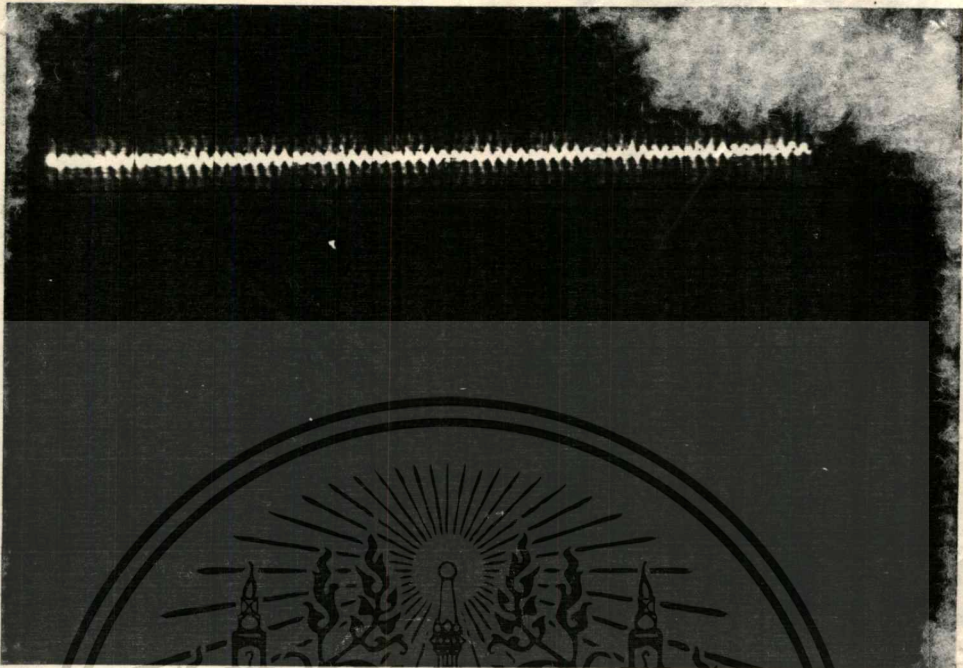


รูปที่ 4.6 ลักษณะของสัญญาณ SINE WAVE ที่ผ่านการกรองสัญญาณแล้ว ณ. เอาท์พุท
ของเครื่องตัดจี้ด้วยไฟฟ้า

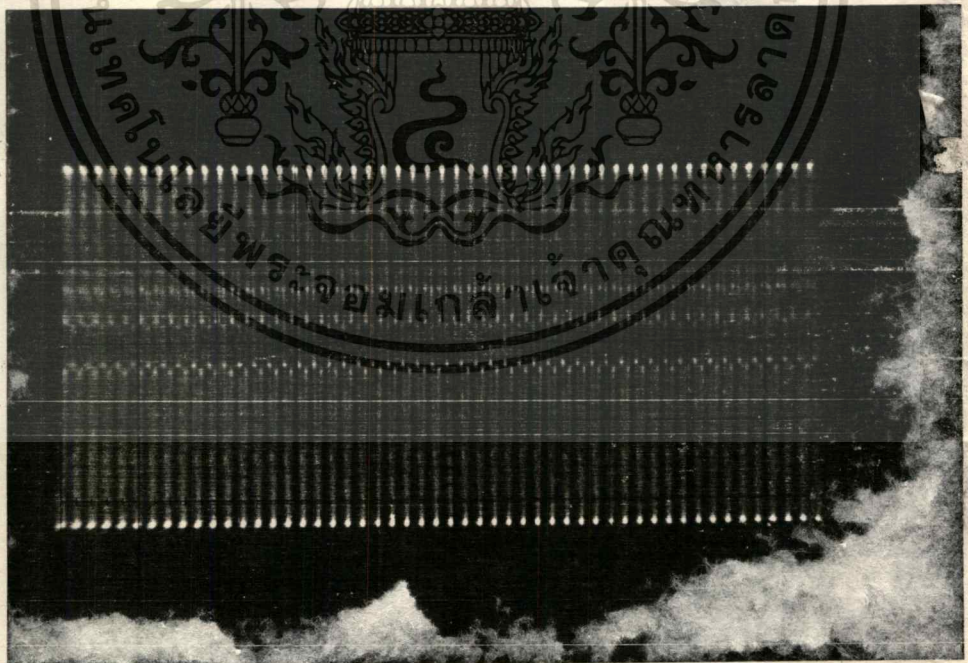
vert. scale: 500 V / ช่อง

horizont. scale: 1.0 us / ช่อง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(a) vert. scale: 5 V / ช่อง



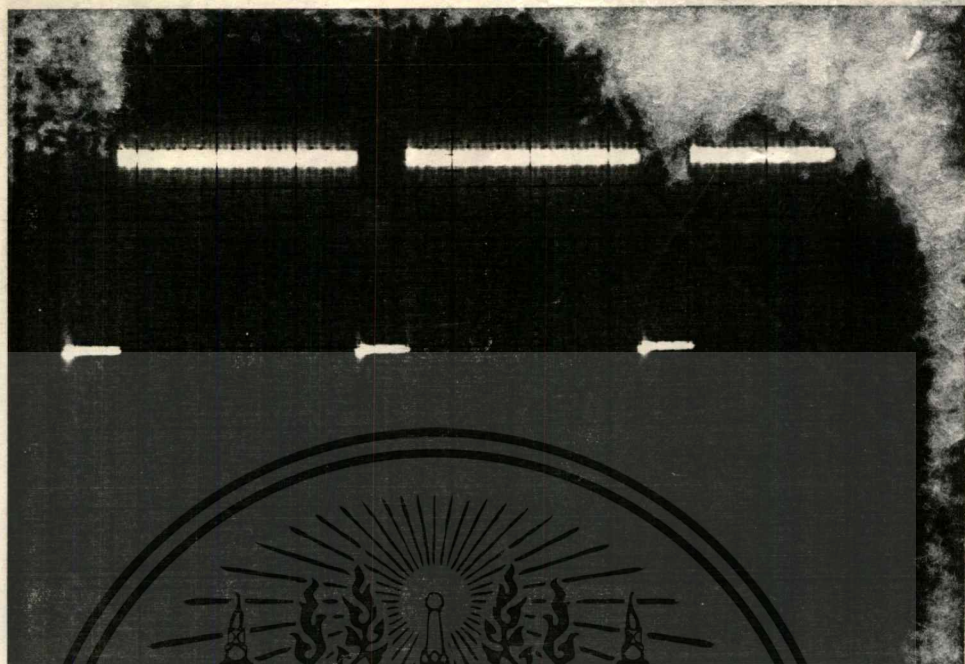
(b) vert. scale: 500 V / ช่อง

รูปที่ 4.7 (a) สัญญาณ V_c เทียบกับกราวด์ กรณีสมี DUTY RATIO = 1.0

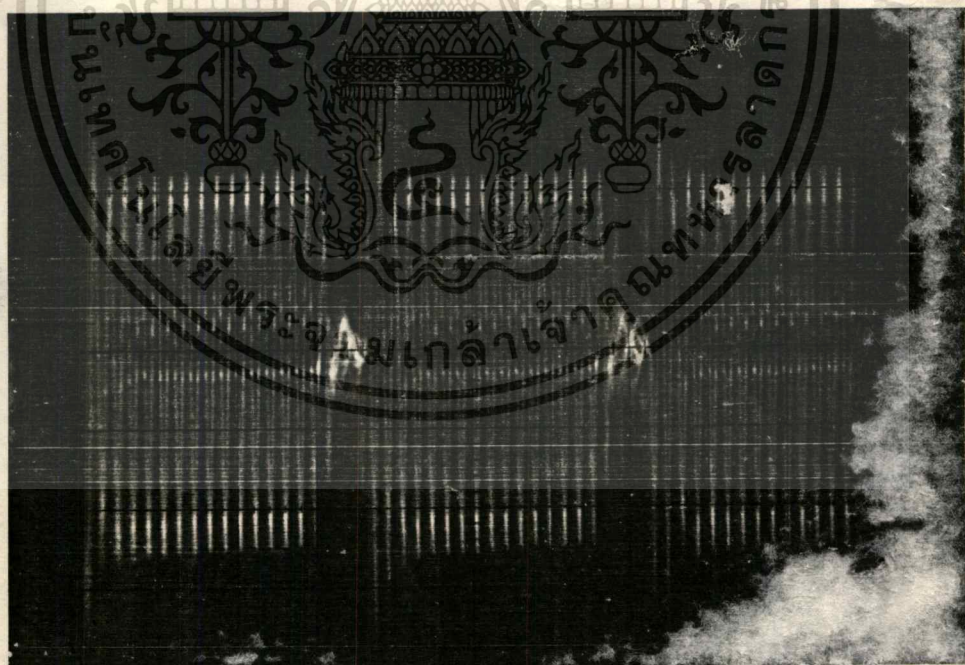
(b) สัญญาณเอาต์พุตจากเครื่องตัดจี้แบบไม่ผสมคลื่นความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้เผยแพร่ต่อผู้อื่นโดยไม่ได้รับอนุญาตจากเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(a) vert. scale: 5 V / ช่อง



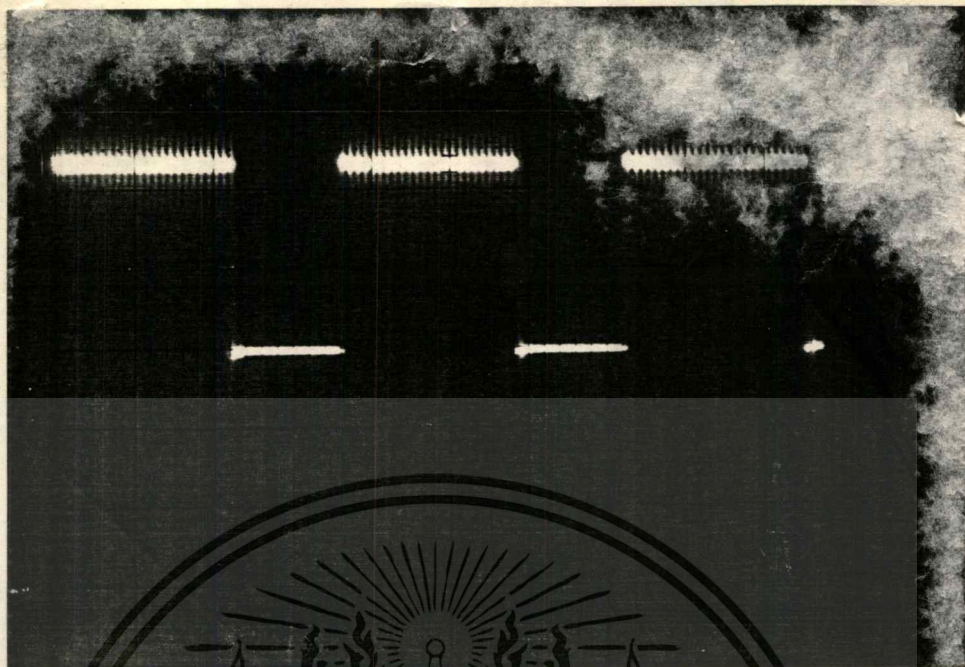
(b) vert. scale: 500 V / ช่อง

รูปที่ 4.8 (a) สัญญาณ V_c เทียบกับกราวด์ กรณีสมี DUTY RATIO = 0.8

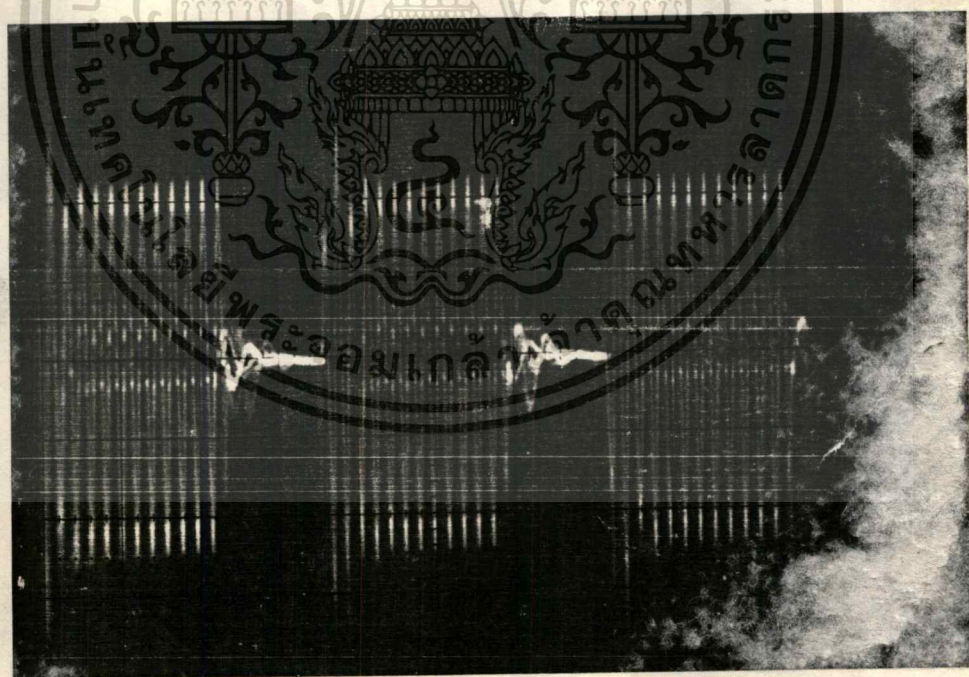
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ (b) สัญญาณเอาต์พุตจากเครื่องตัดจี้แบบผสมคลื่นความถี่น้อย โยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

horizont. scale: 10us / ช่อง



(a) vert. scale: 5 V / ช่อง



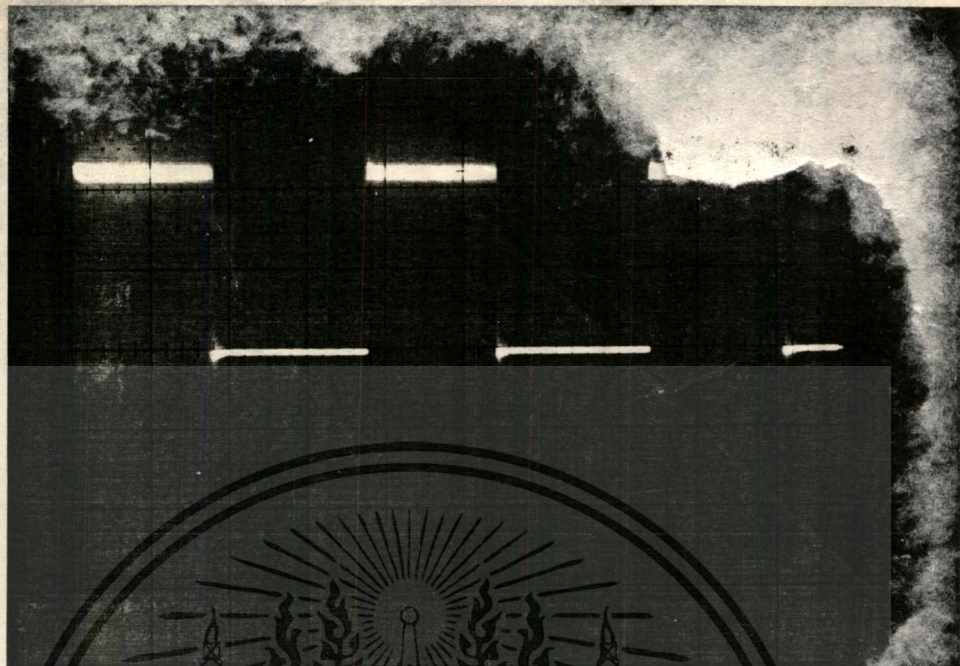
(b) vert. scale: 500 V / ช่อง

รูปที่ 4.9 (a) สัญญาณ V_c เทียบกับกราวด์ กรณีนี้อัตราการกวาดมี DUTY RATIO = 0.6

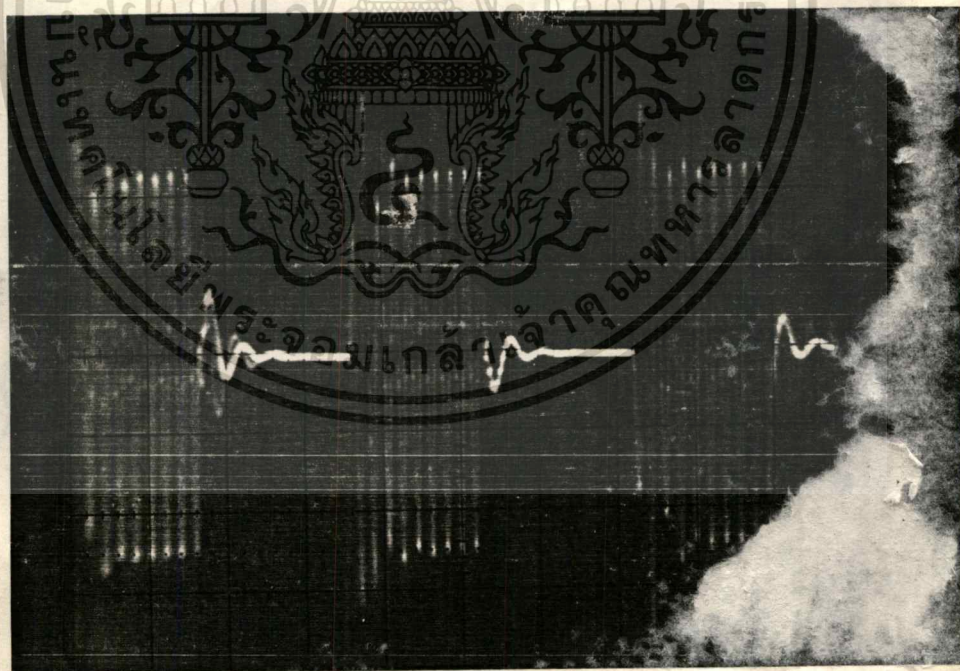
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับ (b) สัญญาณเอาต์พุตจากเครื่องตัดจี้แบบผสมคลื่นความถี่ปานกลาง สำหรับการคำนวณ

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

horizont. scale: 10us / ช่อง



(a) vert. scale: 5 V / ช่อง

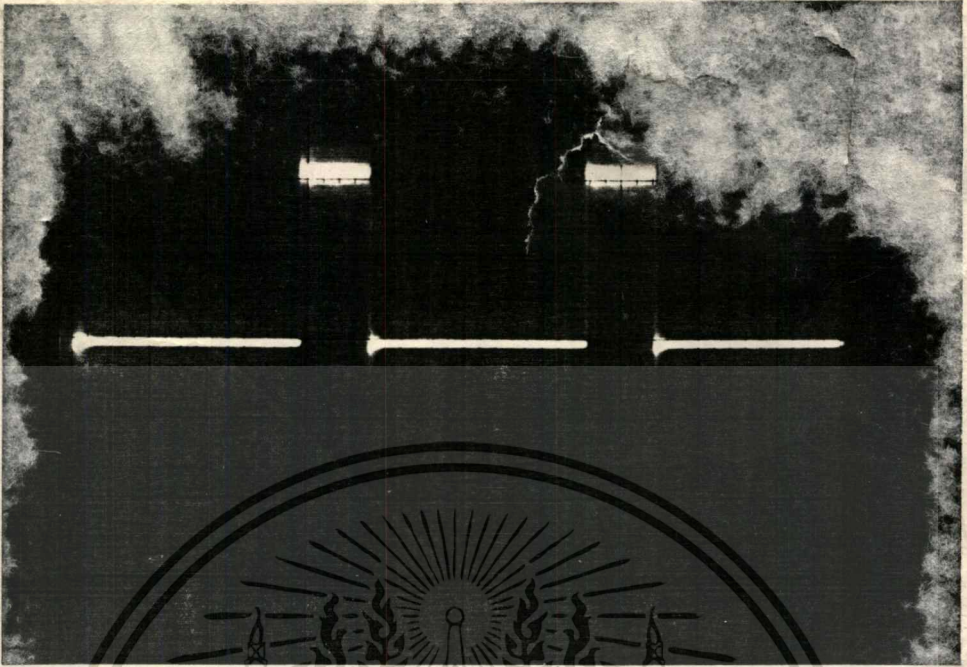


(b) vert. scale: 500 V / ช่อง

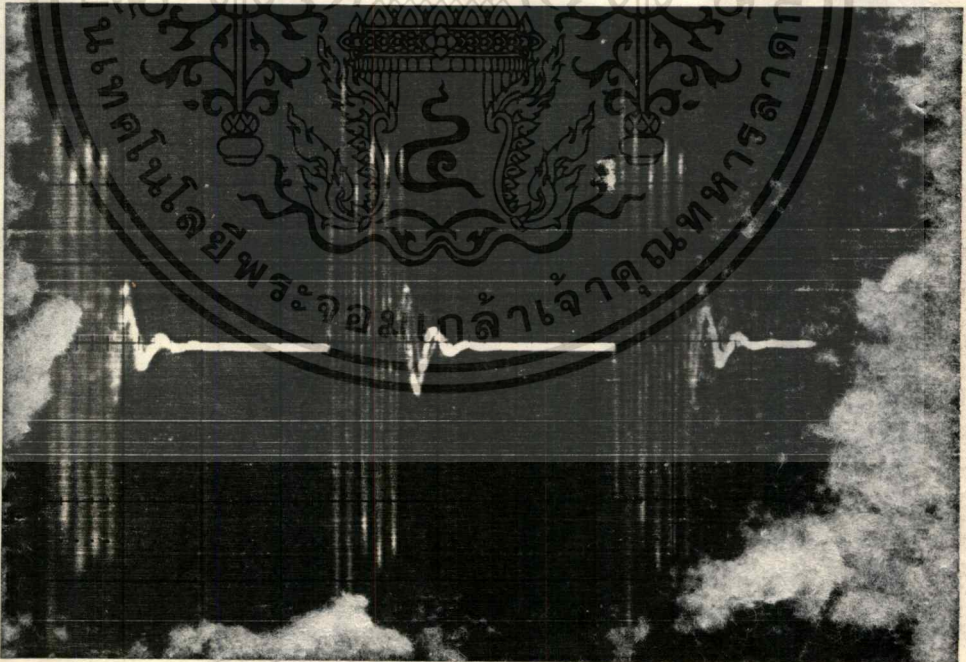
รูปที่ 4.10 (a) สัญญาณ V_c เทียบกับกราวด์ กรณีมี DUTY RATIO = 0.4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ภายในห้องเรียนเท่านั้น การนำเอกสารนี้ไปใช้โดยไม่ได้รับอนุญาต
 (b) สัญญาณเอาต์พุตจากเครื่องตัดจี้แบบผสมคลื่นความถี่ปานกลาง ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

horizont. scale: 10us / ช่อง



(a) vert. scale: 5 V / ช่อง

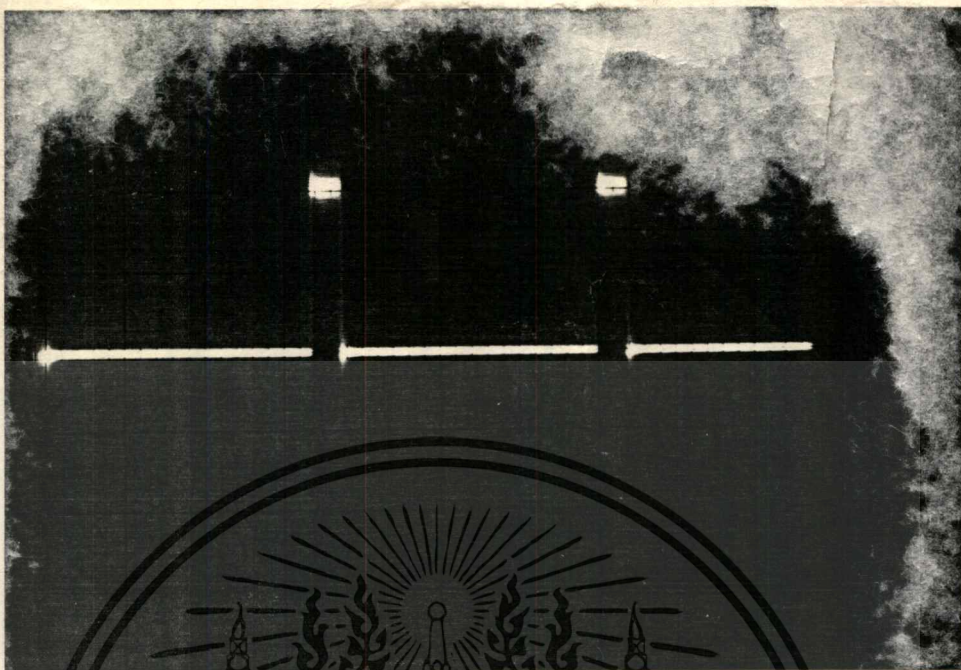


(b) vert. scale: 500 V / ช่อง

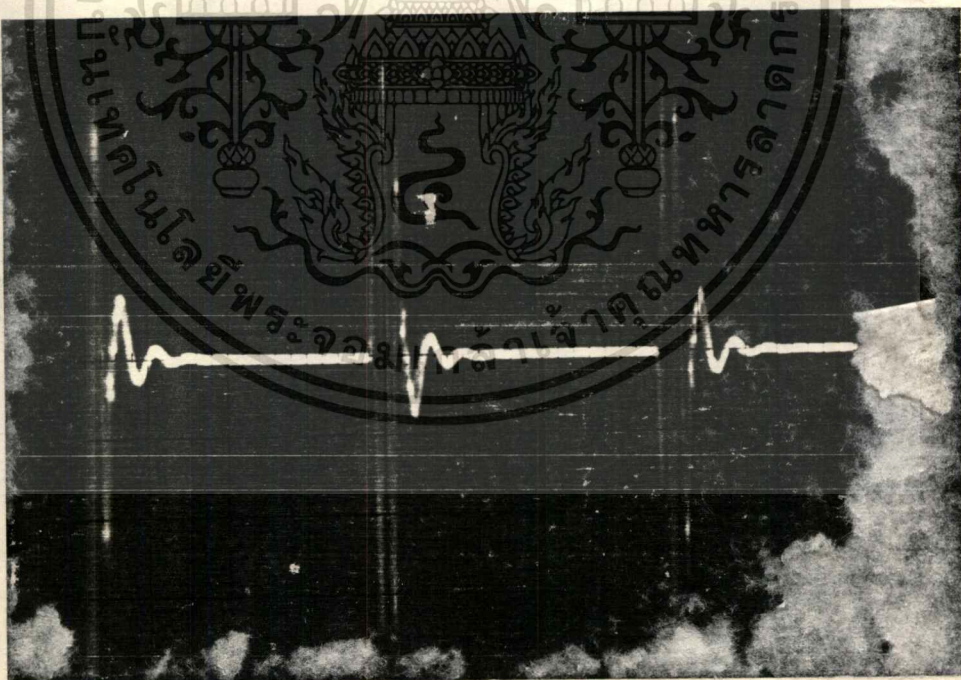
รูปที่ 4.11 (a) สัญญาณ V_c เทียบกับกราวด์ กรณีสมี DUTY RATIO = 0.2

(b) สัญญาณเอาต์พุตจากเครื่องตัดจี้แบบผสมคลื่นความถี่มาก
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

horizont. scale: 10us / ช่อง



(a) vert. scale: 5 V / ช่อง



(b) vert. scale: 500 V / ช่อง

รูปที่ 4.12 (a) สัญญาณ V_c เทียบกับกราวด์ กรณีสมี DUTY RATIO = 0.1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับงานวิจัยเท่านั้น การนำเอกสารนี้ไปใช้โดยไม่ได้รับอนุญาตถือว่าผิดกฎหมาย
 (b) สัญญาณเอาต์พุตจากเครื่องตัดจี้แบบผสมคลื่นความถี่มากับขั้วด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
 horizont. scale: 10us / ช่อง

บทที่ 5 บทวิจารณ์และสรุป

จากการทดลองใช้เครื่องตัดจี้ด้วยไฟฟ้า ผลปรากฏว่าสามารถใช้ตัดเนื้อเยื่อให้แยกจากกันได้ กำลังไฟฟ้าที่ใช้ตัดถ้ามีมากเกินไปจะทำให้เนื้อเยื่อที่เยาะออกมีรอยไหม้ แต่ถ้ามีน้อยเกินไปจะไม่สามารถใช้ตัดเนื้อเยื่อได้ ดังนั้นในขณะที่ทำการตัดจริงต้องปรับระดับแรงดันไฟ DC ของวงจร SWITCHING REGULATOR ที่แสดงในภาคผนวกของรูปที่ A.1 ให้จ่ายกำลังไฟพอเหมาะในการทำงาน

อิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้จะมีผลต่อลักษณะของรอยแผลที่ถูกตัดจี้ อิเล็กทรอนิกส์ที่หาจากโลหะที่เนื้อเยื่อไม่ติดง่าย มีความสามารถนำไฟฟ้าสูง ปลายมีลักษณะแหลม รอยตัดที่ได้จะมีลักษณะคมและลื่น รอยไหม้ของเนื้อเยื่อน้อย

ถ้าหากได้มีการวิจัยและพัฒนาเครื่องต้นแบบนี้ต่อไป โดยเฉพาะในส่วนของวงจรป้องกันความปลอดภัยให้กับผู้ป่วยขณะใช้เครื่อง และการใช้ไมโครโปรเซสเซอร์ควบคุมการจ่ายกำลังไฟและลักษณะของสัญญาณแล้ว การสร้างเครื่องตัดจี้ด้วยไฟฟ้าเพื่อใช้ในทางการแพทย์จะสามารถเป็นจริงได้ในอนาคต



กิตติกรรมประกาศ

ในการหาปริมาณพันธะเรื่อง เครื่องตัดจี้ด้วยไฟฟ้า ผู้จัดทำได้รับความช่วยเหลือเป็นอย่างมาก ทั้งทางด้านกำลังใจ ความแนะนำ ข้อมูล ความรู้ และอุปกรณ์เครื่องมือใช้ จากบุคคลต่อไปนี้

1. รองศาสตราจารย์ มนัส สังวรศิลป์
2. อาจารย์ พิชัย คูศิริวานิชกร
3. อาจารย์ ประภากร สุวรรณะ
4. อาจารย์ ยุทธนา คิดใจเดียว
5. รุ่นพี่นักศึกษาปริญญาโท แผนกชีวอิเล็กทรอนิกส์ ภาควิชาอิเล็กทรอนิกส์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหาร ลาดกระบัง

จึงขอแสดงความขอบคุณเป็นอย่างสูงไว้ ณ. ที่นี้

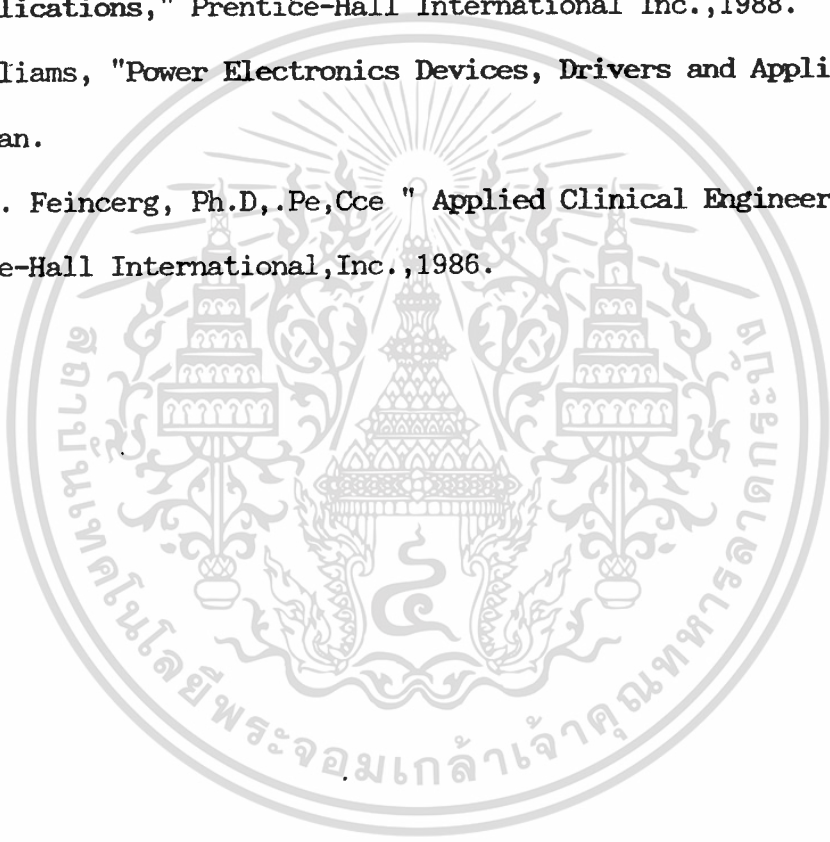
ชาญชัย อางนันทน์

มนัสวี อามีนี

(ผู้จัดทำ)

บรรณานุกรม

1. George C. Chryssis, "High-frequency switching power supplies: theory and design," McGraw-Hill, 1984.
2. Ned Mohan, Tore M. Undeland and William P. Robbins, "Power electronics: Converters, Applications, and Design," John Wiley & Sons, 1989.
3. Muhammad Harunur Rashid Ph.D., "power Electronics Curcuits, Devices, and Applications," Prentice-Hall International Inc.,1988.
4. B.W.Williams, "Power Electronics Devices, Drivers and Applications," Macmillan.
5. Barry N. Feincerg, Ph.D., .Pe,Cce " Applied Clinical Engineering," Prentice-Hall International, Inc.,1986.



ภาคผนวก ๖ วจรเครื่องตัดจีด้วยไฟฟ้า



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้