



เครื่องจ่ายไฟแรงดันสูงกระแสตรงสำหรับการสร้างพลาสมา
**HIGH VOLTAGE DC POWER SUPPLY FOR PLASMA
GENERATION**

นายเกริกเกียรติ พานิชการ
นายภาณุพงศ์ สุวรรณกิจ
นายรัฐกานต์ หว่างเพียร

โครงการวิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า แขนงวิชาวิศวกรรมไฟฟ้ากำลัง
คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยศรีนครินทรวิโรฒ
ปีการศึกษา 2557

เครื่องจ่ายไฟแรงดันสูงกระแสตรงสำหรับกระบวนการสร้างพลาสมา
HIGH VOLTAGE DC POWER SUPPLY FOR PLASMA GENERATION



นายเกริกเกียรติ พานิชการ
นายภาณุพงศ์ สุวรรณกิจ
นายรัฐกานต์ หว่างเพียร

โครงการวิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า แขนงวิชาวิศวกรรมไฟฟ้ากำลัง
คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยศรีนครินทรวิโรฒ
ปีการศึกษา 255

หัวข้อโครงการวิศวกรรมสาขาวิศวกรรมไฟฟ้า

เรื่อง เครื่องจ่ายไฟแรงดันสูงกระแสตรงสำหรับการสร้างพลาสมา

โดย

นายเกริกเกียรติ พานิชการ

นายภาณุพงศ์ สุวรรณกิจ

นายรัฐกานต์ หว่างเพียร

วิศวกรรมไฟฟ้า

ภาควิชา

อาจารย์ที่ปรึกษา

อาจารย์ ดร.กณิศร์ มาตรา

คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยศรีนครินทรวิโรฒ อนุมัติให้นับ โครงการงานวิศวกรรมไฟฟ้า

เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษา ตามหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต



คณบดีคณะวิศวกรรมศาสตร์

(รองศาสตราจารย์ ดร. เวศิน ปิยรัตน์)

คณะกรรมการสอบโครงการวิศวกรรม



ประธานกรรมการ

(ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร. วุฒิพล ธาราชธีรเศรษฐ์)



กรรมการ

(ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ทินิจ เทพสาธร)



กรรมการ

(อาจารย์ ดร.กณิศร์ มาตรา)

เครื่องจ่ายไฟฟ้าแรงดันสูงกระแสตรงสำหรับการสร้างพลาสมา

ปีการศึกษา 2557

จัดทำโดย

นายเกริกเกียรติ พานิชการ
นายภาณุพงษ์ สุวรรณกิจ
นายรัฐกานต์ หว่างเพียร

อาจารย์ที่ปรึกษา

อาจารย์ ดร.คณิตร์ มาตรา

บทคัดย่อ

ในปัจจุบันเทคโนโลยีพลาสมากำลังได้รับความสนใจเป็นอย่างมาก ดังจะเห็นได้จากการนำเอาเทคโนโลยีพลาสมาไปประยุกต์ใช้งานในหลายๆ ด้าน เช่น อุตสาหกรรมเซมิคอนดักเตอร์ การรักษาทางการแพทย์ และ การศึกษาเกี่ยวกับปฏิกิริยาเคมี เป็นต้น ซึ่งในกระบวนการการสร้างพลาสมานั้น แหล่งจ่ายไฟฟ้าแรงดันสูงถือว่ามีความสำคัญเป็นอย่างมากต่อการให้พลังงานแก่แก๊สเพื่อให้โมเลกุลของแก๊สที่เป็นกลางเกิดการแตกตัว (Breakdown) กลายเป็นพลาสมา ด้วยเหตุนี้โครงการนี้จะได้นำเสนอการศึกษาออกแบบ การสร้างเครื่องจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงแรงดันสูงและการนำไปประยุกต์เพื่อการสร้างพลาสมา โดยใช้ทฤษฎีของวงจรเรียงกระแส (Rectifier) และใช้หลักการของวงจรแปลงผันฟลายแบค (Fly-back converter) ควบคุมกันในการออกแบบ ซึ่งแหล่งจ่ายไฟที่ได้ทำการออกแบบสามารถสร้างแรงดันได้อยู่ในช่วงระหว่าง 1 กิโลโวลต์ ถึง 15 กิโลโวลต์ และสามารถนำไปประยุกต์ใช้ในกระบวนการสร้างพลาสมาได้อย่างมีประสิทธิภาพ

คำสำคัญ: เครื่องจ่ายไฟฟ้า/ พลาสมา

HIGH VOLTAGE DC POWER SUPPLY FOR PLASMA GENERATION

Academic Year 2014

By

Mr.Kroekkiat Panitchakarn

Mr.Panupong Suwannakit

Mr.Ratthakarn Wangpean

Advisor

Dr. Khanit Matra

ABSTRACT

Recently, plasma technology has attracted a great interest in many fields. Owing to its special properties, plasma technology has been applied in many ways; such as ceramic conductor industry, medical treatment and chemical reaction. In plasma generation process, high voltage power supply is very important for applying energy to neutral gas molecules. If neutral gas molecules gain sufficient energy, gas molecules will be ionized and become plasma. Consequently, a study on design and the construction of high voltage DC power supply for plasma generation is proposed in this project. Rectifiers and the principles of fly back converter are applied in the designing process. The designed high voltage DC power supply can supply voltage in the range of 1 kV to 15 kV. In the last section, it could be confirmed that the designed high voltage DC power supply could be applied for plasma generation successfully.

Keywords: Plasma/ DC power supply/ High Voltage DC power supply

กิตติกรรมประกาศ

โครงการเรื่อง เครื่องจ่ายไฟฟ้าแรงดันสูงกระแสตรงสำหรับการสร้างพลาสมาสำเร็จขึ้นได้ด้วยความกรุณาอย่างสูงจาก อาจารย์ ดร.คณิศร์ มาตรา อาจารย์ที่ปรึกษาโครงการ เป็นบุคคลที่ริเริ่มความรู้ทั้งหมดจนทำให้เกิดโครงการขึ้นนี้ขึ้นมาพร้อมทั้งยังเป็นทีปรึกษาคนสำคัญของโครงการขึ้นนี้ ในการให้ข้อมูลทางด้านพลาสมาเวอรีเอเบิลอิเล็กทรอนิกส์และทางด้านพลาสมา รวมถึงกระบวนการทำงานตลอดจนช่วยศึกษาและหาข้อมูลอีกทั้งยังช่วยในเรื่องของอุปกรณ์ที่นำมาใช้ในการทดลองที่ระดับแรงดันสูง เพื่อให้ไม่เป็นอันตรายต่อการทดลอง พร้อมทั้งตรวจแก้ไขงานวิจัยทั้งหมด จนกระทั่งผู้จัดทำได้จัดทำงานวิจัยเล่มนี้จนสมบูรณ์ ผู้จัดทำขอขอบพระคุณเป็นอย่างสูงไว้ ณ โอกาสนี้

ขอขอบพระคุณ ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.วุฒิพล ธาราธิรเศรษฐ์ ที่ให้คำปรึกษาปัญหาเกี่ยวกับวงจรพลาสมาเวอรีเอเบิลอิเล็กทรอนิกส์ ตั้งแต่การออกแบบและปัญหาที่พบเกี่ยวกับในส่วนของวงจรแบ่งแรงดันเป็นอย่างดี ทั้งยังชี้แนะข้อผิดพลาดในโครงการขึ้นนี้

ขอขอบพระคุณ อาจารย์กนก สุขพล ที่ช่วยให้คำปรึกษาเรื่องพื้นฐานของวงจรโดยทั่วไป และยังช่วยให้คำแนะนำเกี่ยวกับอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ต่างๆ

ขอขอบพระคุณอาจารย์ในคณะวิศวกรรมศาสตร์ทุกท่านที่เป็นผู้ประสิทธิ์ประสาทวิชาความรู้ต่างๆ เพื่อเป็นแนวทางในการทำงานโครงการครั้งนี้ จนเสร็จสมบูรณ์

สุดท้ายนี้ขอกราบขอบพระคุณ บุคคลที่ให้ความเอื้อเฟื้อในการศึกษาและความช่วยเหลือในด้านต่างๆ ตลอดจนผู้จัดทำคํารากเอกสาร ข้อมูลอ้างอิงอุปกรณ์ต่างๆ รวมถึงเว็บไซต์ ที่ผู้จัดทำได้ค้นคว้าศึกษาข้อมูลมาใช้ประโยชน์ หากงานวิจัยนี้มีข้อผิดพลาดประการใดทางคณะผู้จัดทำขออภัยเป็นอย่างสูงในข้อบกพร่องนั้น ผู้จัดทำหวังเป็นอย่างยิ่งว่างานวิจัยนี้จะเป็นประโยชน์แก่ผู้ที่ต้องการศึกษาหาความรู้ และนำความรู้ในงานวิจัยนี้ไปประยุกต์ใช้เกี่ยวกับงานประเภทอื่นๆ ได้

สารบัญ

หน้าที่

บทคัดย่อภาษาไทย	ก
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	ข
กิตติกรรมประกาศ	ค
สารบัญเนื้อหา	ง
สารบัญตาราง	ฉ
สารบัญรูปภาพ	ช
บทที่ 1 บทนำ	
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของ โครงการงาน	1
1.2 วัตถุประสงค์ของโครงการงาน	2
1.3 ขอบเขตของโครงการงาน	2
1.4 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ	2
บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง	
2.1 พลาสมา	3
2.2 ตัวอย่างกระบวนการสร้างพลาสมา	4
2.3 ทฤษฎีและกระบวนการสร้างพลาสมาที่ได้ทำการศึกษา	7
2.4 แหล่งจ่ายไฟฟ้า	11
2.5 ไมโครคอนโทรลเลอร์	22
2.6 การใช้งานจอแสดงผลแบบ LCD (Liquid Crystal Display)	29
บทที่ 3 หลักการออกแบบ	
3.1 การออกแบบแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงแรงดันสูง	31
3.2 วงจรเรียงกระแส วงจรกรอง และวงจรรักษาระดับแรงดัน	34
3.3 วงจรขับนำสวิตช์	38
3.4 วงจรควบคุมและการทดสอบหม้อแปลงใช้งาน	41
3.5 วงจรภาคแสดงผลและจอแสดงผล	48

บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง	
4.1 การทดสอบสมรรถนะเครื่องจ่ายไฟกระแสตรงแรงดันสูง	53
4.2 การทดลองใช้เครื่องจ่ายไฟกระแสตรงแรงดันสูงที่สร้างขึ้นในกระบวนการ สร้างพลาสมา	69
บทที่ 5 สรุปผลการทดลอง	
5.1 สรุปผล	84
5.2 ปัญหาและอุปสรรค	86
5.3 ข้อเสนอแนะ	86
เอกสารอ้างอิง	87
ภาคผนวก	88
ประวัติผู้จัดทำโครงการ	145



สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้าที่
2.1 ประเภทของลำพลาสมาตามอุณหภูมิของพลาสมา	8
2.2 แสดงอุปกรณ์และหน้าที่ที่เป็นส่วนประกอบของเครื่องสร้างลำพลาสมา	9
2.3 คุณสมบัติของไมโครคอนโทรลเลอร์ชนิดต่างๆ	24
3.1 เกณฑ์ในการออกแบบโดยรวมของแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงแรงสูง	31
3.2 คุณสมบัติของมอสเฟตกำลังเบอร์ IRFP460	42
3.3 องค์ประกอบในการพิจารณาเลือกหม้อแปลงพลาสมาแบบความถี่สูง	42
3.4 แสดงผลการทดสอบหม้อแปลงพลาสมาแบบทั้ง 5 รุ่น	45
3.5 คุณสมบัติของไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 เบอร์ AT89C52	48
3.6 คุณสมบัติของจอแสดงผล LCD Module No : ABC016002A07-GHY-R	49
4.1 ตารางแสดงตัวอย่างแรงดันที่เกิดพลาสมา 3 แรงดัน โดยเริ่มจากค่าเริ่มต้นของแรงดันที่ทำให้เกิดพลาสมาของการต่ออิเล็กทรอนิกส์หรือแคโทดด้านใน โดยใช้ขั้วแอโนดแบบเข็มและเพิ่มแรงดันครั้งละ 500 โวลต์ ของทั้งสองแหล่งจ่าย	73
4.2 ตารางแสดงตัวอย่างแรงดันที่เกิดพลาสมา 3 แรงดัน โดยเริ่มจากค่าเริ่มต้นของแรงดันที่ทำให้เกิดพลาสมาของการต่ออิเล็กทรอนิกส์หรือแคโทดด้านนอก โดยใช้ขั้วแอโนดแบบเข็มและเพิ่มแรงดันครั้งละ 1000 โวลต์ ของทั้งสองแหล่งจ่าย	78
4.3 ตารางแสดงตัวอย่างแรงดันที่เกิดพลาสมา 3 แรงดัน โดยเริ่มจากค่าเริ่มต้นของแรงดันที่ทำให้เกิดพลาสมาของการต่ออิเล็กทรอนิกส์หรือแคโทดด้านนอก โดยใช้ขั้วแอโนดแบบหลอดแดงและเพิ่มแรงดันครั้งละ 400 โวลต์ ของทั้งสองแหล่งจ่าย	82

สารบัญรูป

รูปที่	หน้าที่
2.1 แผนผังอุปกรณ์	4
2.2 พลาสมาที่มนุษย์สามารถสัมผัสได้	5
2.3 กราฟแรงดันที่มีผลต่อความถี่ ผลของกระแสเมื่อปรับเปลี่ยนแรงดัน	6
2.4 จานเพาะเชื้อที่ได้รับการบำบัดโดยพลาสมา	7
2.5 โครงสร้างเครื่องสร้างลำพลาสมา	10
2.6 บล็อกไดอะแกรมของแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง	13
2.7 วงจรเรียงกระแส	14
2.8 วงจรพื้นฐานของไอซีรักษาระดับแรงดัน	16
2.9 ไดอะแกรมของไอซีรักษาระดับแรงดัน	17
2.10 วงจรภายในตัวไอซีรักษาระดับแรงดัน เบอร์ LM385	18
2.11 โครงสร้างของไอซีรักษาระดับแรงดันที่ใช้ในปัจจุบัน	19
2.12 ไดอะแกรมของวงจรรักษาระดับแรงดันแบบสวิตชิ่ง	19
2.13 วงจรพื้นฐานของวงจรแปลงผันฟลายแบค	21
2.14 กราฟแสดงลักษณะกระแสและแรงดันในขณะวงจรทำงาน	22
2.15 โครงสร้างพื้นฐานการทำงานของไมโครคอนโทรลเลอร์	23
2.16 ลักษณะการทำงานของการทำงานการแปลงด้วยการนับ	26
2.17 กราฟของแรงดันขาออก	27
2.18 การทำงานของการแปลงโดยใช้ค่าความชัน	27
2.19 การทำงานของการแปลงแบบเฟลช	28
2.20 แสดงลักษณะของ LCD Module	30
3.1 วงจรของแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงแรงดันสูง	32
3.2 ลำดับขั้นตอนการทำงานของแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงแรงดันสูง	33
3.3 รูปวงจรของแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงแรงดันสูง	33
3.4 วงจรจ่ายไฟให้ไมโครคอนโทรลเลอร์และพัดลมระบายความร้อน	34
3.5 ไดอะแกรมของโครงสร้างภายในไอซี LM350T	37
3.6 โครงสร้างภายในของไอซี เบอร์ TL494	38
3.7 ลักษณะสัญญาณของไอซี TL494	39

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้าที่
3.8 วงจรควบคุมสัญญาณพัลส์	40
3.9 วงจรควบคุมหม้อแปลงความถี่สูง	41
3.10 แสดงไดอะแกรมการต่อวงจรทดสอบสมรรถนะของหม้อแปลงฟลายแบค	43
3.11 แสดงอุปกรณ์การทดสอบสมรรถนะของหม้อแปลงฟลายแบค	44
3.12 ไดอะแกรมควบคุมและวงจรของหม้อแปลงฟลายแบคของ BSC รุ่น 23-N0107	46
3.13 โครงสร้างขาใช้งานของหม้อแปลงฟลายแบคของ BSC รุ่น 23-N0107	47
3.14 หม้อแปลงฟลายแบคของ BSC รุ่น 23-N0107	47
3.15 ลักษณะขาใช้งานของไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 เบอร์ AT89C52	49
3.16 บล็อกไดอะแกรมของจอแสดงผล	50
3.17 ไดอะแกรมลักษณะการต่ออุปกรณ์กับไมโครคอนโทรลเลอร์	50
3.18 แผนผังการทำงานของส่วนแสดงผล	52
4.1 การทดสอบเปรียบเทียบรอบการทำงาน (Duty Cycle) ของวงจรที่สร้างขึ้น	54
4.2 แสดงการเปรียบเทียบสัญญาณพัลส์จากการปรับรอบการทำงาน (Duty Cycle) ระหว่าง วงจรจ่ายสัญญาณและความถี่ที่สร้างขึ้นกับเครื่องจ่ายสัญญาณและความถี่ (Function Generator) ที่ค่าต่างๆ	55
4.3 การทดสอบและวงจรปรับความถี่ที่สร้างขึ้น	58
4.4 แสดงการเปรียบเทียบสัญญาณพัลส์จากการปรับความถี่ระหว่างวงจรที่สร้างขึ้น กับเครื่องจ่ายสัญญาณและความถี่ (Function Generator) ที่รอบการทำงาน (Duty Cycle) 50% และที่ความถี่ต่างๆ	59
4.5 การทดสอบปรับแรงดันใช้งานของวงจร	61
4.6 การทดสอบปรับรอบแรงดันขาเข้าจากวงจรที่สร้างขึ้น เพื่อจ่ายให้หม้อแปลงฟลายแบค ให้ได้แรงดัน 5, 10 และ 15 กิโลโวลต์ ตามลำดับ โดยคงที่รอบการทำงานที่ 50% และความถี่ที่ 30 กิโลเฮิรตซ์	63
4.7 กราฟแรงดันขาออกจากเครื่องจ่ายไฟกระแสตรงแรงดันสูงที่สร้างขึ้นที่ 5 กิโลโวลต์ (เส้นสีแดง), 10 กิโลโวลต์ (เส้นสีน้ำเงิน) และ 15 กิโลโวลต์ (เส้นสีเขียว) โดยใช้ ออสซิลโลสโคปของ SIGLENT รุ่น SDS2304	65

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้าที่
4.8 รูปแบบของวงจรแบ่งแรงดัน (Voltage Divider)	66
4.9 วงจรแบ่งแรงดันไฟฟ้าที่สร้างขึ้น (Voltage Divider)	67
4.10 แสดงการเปรียบเทียบแรงดันขาออกที่วัดได้ระหว่างโพรบวัดไฟแรงสูง (High Voltage Probe) และ วงจรแบ่งแรงดัน (Voltage Divider)	68
4.11 อุปกรณ์และระยะห่างระหว่างท่อสแตนเลสและท่อทองแดงภายในหลอดแก้วของการต่อแบบอเล็กโตรดหรือแคโทดด้านใน โดยใช้ขั้วแอโนดแบบเข็ม	69
4.12 ไอโซแกรมการต่ออุปกรณ์การสร้างพลาสมาแบบการต่ออเล็กโตรดหรือแคโทดด้านใน โดยใช้ขั้วแอโนดแบบเข็ม	70
4.13 ลำพลาสมาที่ได้จากการต่ออเล็กโตรดหรือแคโทดด้านในโดยใช้ขั้วแอโนดแบบเข็ม	71
4.14 กราฟแรงดันดิสชาร์จและกระแสดิสชาร์จที่ได้จากเครื่องจ่ายไฟกระแสตรงแรงดันสูงที่สร้างขึ้นที่ระดับแรงดันต่างๆ ในรูปแบบของการต่ออเล็กโตรดหรือแคโทดด้านใน โดยใช้ขั้วแอโนดแบบเข็ม	72
4.15 กราฟแรงดันดิสชาร์จและกระแสดิสชาร์จที่ได้จากเครื่องจ่ายไฟกระแสตรงแรงดันสูงของ MATSUSADA ที่ระดับแรงดันต่างๆ ในรูปแบบของการต่ออเล็กโตรดหรือแคโทดด้านในโดยใช้ขั้วแอโนดแบบเข็ม	73
4.16 กราฟแรงดันดิสชาร์จและกระแสดิสชาร์จที่ได้จากเครื่องจ่ายไฟกระแสตรงแรงดันสูงที่สร้างขึ้นเปรียบเทียบกับเครื่องจ่ายไฟกระแสตรงแรงดันสูงของ MATSUSADA ที่ระดับแรงดันต่างๆ ในรูปแบบของการต่ออเล็กโตรดหรือแคโทดด้านใน โดยใช้ขั้วแอโนดแบบเข็ม	74
4.17 แสดงอุปกรณ์และรูปแบบการสร้างอุปกรณ์การทดลองแบบการต่ออเล็กโตรดหรือแคโทดด้านนอกโดยใช้ขั้วแอโนดแบบเข็ม	75
4.18 ไอโซแกรมการต่ออุปกรณ์การสร้างพลาสมาแบบการต่ออเล็กโตรดหรือแคโทดด้านนอกโดยใช้ขั้วแอโนดแบบเข็ม	75
4.19 ลำพลาสมาที่ได้จากการต่ออเล็กโตรดหรือแคโทดด้านนอกโดยใช้ขั้วแอโนดแบบเข็ม	76
4.20 กราฟแรงดันดิสชาร์จและกระแสดิสชาร์จที่ได้จากเครื่องจ่ายไฟกระแสตรงแรงดันสูงที่สร้างขึ้นที่ระดับแรงดันต่างๆ ในรูปแบบของการต่ออเล็กโตรดหรือแคโทดด้านนอกโดยใช้ขั้วแอโนดแบบเข็ม	77

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้าที่
4.21 อุปกรณ์และรูปแบบการสร้างอุปกรณ์การทดลองแบบการต่ออิเล็กทรอนิกส์หรือแคโทด ด้านนอกโดยใช้ขั้วแอโนดแบบลวดทองแดง	79
4.22 ไลอะแกรมการต่ออุปกรณ์การสร้างพลาสมาแบบการต่ออิเล็กทรอนิกส์หรือแคโทด ด้านนอกโดยใช้ขั้วแอโนดแบบลวดทองแดง	79
4.23 ลำพลาสมาที่ได้จากการต่ออิเล็กทรอนิกส์หรือแคโทดด้านนอกโดยใช้ขั้วแอโนดแบบ ลวดทองแดง	80
4.24 กราฟแรงดันดีสชาร์จและกระแสดีสชาร์จที่ได้จากเครื่องจ่ายไฟกระแสตรงแรงดันสูง ที่สร้างขึ้นที่ระดับแรงดันต่างๆ ในรูปแบบของการต่ออิเล็กทรอนิกส์หรือแคโทดด้านนอก โดยใช้ขั้วแอโนดแบบลวดทองแดง	81
4.25 กราฟแรงดันดีสชาร์จและกระแสดีสชาร์จที่ได้จากเครื่องจ่ายไฟกระแสตรงแรงดันสูง ของ MATSUSADA ที่ระดับแรงดันต่างๆ ในรูปแบบของการต่ออิเล็กทรอนิกส์หรือแคโทด ด้านนอก โดยใช้ขั้วแอโนดแบบลวดทองแดง	82
4.26 กราฟแรงดันดีสชาร์จและกระแสดีสชาร์จที่ได้จากเครื่องจ่ายไฟกระแสตรงแรงดันสูง ของ MATSUSADA ที่ระดับแรงดันต่างๆ ในรูปแบบของการต่ออิเล็กทรอนิกส์หรือแคโทด ด้านนอกโดยใช้ขั้วแอโนดแบบลวดทองแดง	83

รายการสัญลักษณ์

C	ค่าความจุไฟฟ้า	F
f	ความถี่	Hz
I_e	กระแสขาเข้า	A
I_{peak}	กระแสสูงสุด	A
P_{out}	กำลังไฟฟ้าขาออก	W
R	ค่าความต้านทานไฟฟ้า	Ω
T	คาบเวลา	S
T_i	อุณหภูมิของไอออน	C
T_e	อุณหภูมิอิเล็กตรอน	C
T_g	อุณหภูมิของแก๊ส	C
T_p	อุณหภูมิของพลาสมา	C
t_{on}	ช่วงเวลาที่ขาขึ้น	S
t_{off}	ช่วงเวลาที่ขาลง	S
ΔT	ช่วงเวลาที่ตัวเก็บประจุคายประจุ	
U	แรงดันขาเข้า	V
V_{in}	แรงดันขาเข้า	V
V_r	ค่าแรงดันที่กระเพื่อมอยู่บนแรงดันไฟกระแสตรง	V
V_z	แรงดันที่ตกคร่อมซีเนอร์ไดโอด	V
ΔV_{ripple}	ค่ายอดของแรงดันกระเพื่อม	F

ประมวลคำศัพท์และคำย่อ

A	แอมแปร์ (หน่วยของกระแสไฟฟ้า)
C	เซลเซียส (หน่วยวัดอุณหภูมิ)
CFU/mL	โคโลนีต่อมิลลิเมตร (หน่วยวัดจำนวนแบคทีเรียในจานเพาะเชื้อ)
F	ฟารัด (หน่วยของความจุไฟฟ้า)
Hz	เฮิรตซ์ (หน่วยของความถี่)
mm	มิลลิเมตร (หน่วยของความยาว)
V	โวลต์ (หน่วยของแรงดันไฟฟ้า)
W	วัตต์ (หน่วยของกำลังไฟฟ้า)
Ω	โอห์ม (หน่วยของความต้านทานไฟฟ้า)



บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของโครงการ

พลาสมา จัดเป็น 1 ใน 4 ของสถานะของสสาร ซึ่งในทางวิทยาศาสตร์ พลาสมาถูกสร้างขึ้นโดยให้พลังงานกับแก๊ส เพื่อให้เกิดกระบวนการไอออไนเซชันและทำให้แก๊สเปลี่ยนคุณสมบัติจากฉนวนเป็นตัวนำไฟฟ้า จะเห็นได้ว่ากระบวนการสร้างพลาสมานั้น แหล่งจ่ายพลังงานที่ถูกนำมาใช้ในการป้อนพลังงานให้กับแก๊สนั้นมีความสำคัญมาก ซึ่งแหล่งพลังงานที่ให้พลังงานกับพลาสมา ก็คือ แหล่งจ่ายไฟฟ้า (power supply) นั่นเอง

พลาสมา ในทางฟิสิกส์และเคมี คือแก๊สที่ถูกไอออไนซ์ และถูกจัดเป็นสถานะหนึ่งของสสาร การมีสภาพดังกล่าวนี้หมายความว่า จะมีอิเล็กตรอนและไอออน ถูกดึงออกจากโมเลกุล ประจุไฟฟ้าอิสระทำให้พลาสมามีสภาพการนำไฟฟ้าเกิดขึ้น พลาสมาประกอบด้วยอนุภาคที่มีประจุทั้งประจุบวกและประจุลบ ในสัดส่วนที่ทำให้ประจุสุทธิเป็นศูนย์ การอยู่ร่วมกันของอนุภาคเหล่านี้เป็นแบบประหนึ่งเป็นกลาง (quasi neutral) ซึ่งหมายความว่าอิเล็กตรอนและไอออนในบริเวณนั้นโดยรวมแล้วมีจำนวนเท่าๆกัน พลาสมานั้นเกิดได้โดย การทำให้เกิดสนามไฟฟ้า (จ่ายแรงดัน) ปริมาณมากแก่แก๊สที่เป็นกลาง เมื่อพลังงานส่งผ่านไปยังอิเล็กตรอนอิสระมากพอ จะทำให้อิเล็กตรอนอิสระชนกับอะตอม และทำให้อิเล็กตรอนหลุดออกจากโมเลกุลแก๊สที่เป็นกลาง กระบวนการนี้เรียกว่า กระบวนการแตกตัวเป็นไอออน (ionization) ซึ่งจะเกิดขึ้นอย่างรวดเร็ว ทำให้จำนวนอิเล็กตรอนที่หลุดออกมาเพิ่มจำนวนขึ้นอย่างมากซึ่งจะทำให้แก๊ส แตกตัวและกลายเป็นพลาสมาในที่สุด ดังที่กล่าวมาข้างต้นจึงจำเป็นที่จะต้องศึกษาเกี่ยวกับการสร้างแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงแรงดันสูง เพื่อที่จะนำแหล่งจ่ายไฟฟ้านั้นมาจ่ายพลังงานสำหรับกระบวนการสร้างพลาสมาต่อไป

แหล่งจ่ายไฟฟ้า (power supply) เป็นอุปกรณ์ที่จ่ายพลังงานไฟฟ้าให้กับโหลดไฟฟ้า ซึ่งมีหลายขนาดตามการใช้งาน แหล่งจ่ายไฟฟ้าถูกนำมาใช้ในอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์หลายชนิด เช่น คอมพิวเตอร์แบบพกพา คอมพิวเตอร์ส่วนบุคคล เครื่องแฟกซ์ เป็นต้น ซึ่งในปัจจุบัน เครื่องจ่าย

ไฟฟ้าแรงดันสูงกระแสตรงมีราคาค่อนข้างสูง มีขนาดเครื่องที่ใหญ่ตามกำลังไฟฟ้า ยากต่อการพกพาหรือเคลื่อนย้าย ในการศึกษาโครงการวิจัยนี้ได้ทำการศึกษาและออกแบบแหล่งจ่ายไฟกระแสตรงแรงดันสูง โดยใช้ทฤษฎีของวงจรเรียงกระแส วงจรแปลงผันแรงดันกระแสตรง โดยใช้หลักการของวงจรแปลงผันฟลายแบค และไอซีไมโครคอนโทรลเลอร์ เพื่อนำมาสร้างเครื่องจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงที่ให้ค่าแรงดันสูงระหว่าง 1 กิโลโวลต์ ถึง 15 กิโลโวลต์ พร้อมทั้งแสดงค่าแรงดันที่ใช้งานอยู่ ออกแบบให้มีความปลอดภัยสำหรับการใช้งานที่ต้องใช้แรงดันสูงๆ ซึ่งจะง่ายต่อการนำไปใช้งานสำหรับกระบวนการสร้างพลาสมา

1.2 วัตถุประสงค์ของโครงการงาน

- 1.2.1 เพื่อสร้างเครื่องจ่ายไฟกระแสตรงแรงดันสูง
- 1.2.2 สามารถใช้เครื่องจ่ายไฟแรงดันสูงกระแสตรงสร้างพลาสมาได้
- 1.2.3 เพื่อประยุกต์ใช้เครื่องจ่ายไฟกระแสตรงแรงดันสูงกับการทดลองอื่นได้

1.3 ขอบเขตของโครงการงาน

- 1.3.1 ออกแบบและสร้างเครื่องจ่ายไฟกระแสตรงแรงดันสูงที่มีคุณสมบัติปรับค่าแรงดันได้ ซึ่งมีข้อกำหนดและขอบเขตในช่วงการปรับค่าแรงดัน ระหว่าง 1 กิโลโวลต์ ถึง 15 กิโลโวลต์
- 1.3.2 สามารถสร้างเครื่องจ่ายไฟกระแสตรงแรงดันสูง ที่สามารถบอกพิกัดช่วงแรงดันขาออกซึ่งสามารถแสดงบนหน้าจอดิจิทัลได้
- 1.3.3 เครื่องจ่ายไฟกระแสตรงแรงดันสูงที่สร้างขึ้น สามารถประยุกต์ใช้ในกระบวนการสร้างพลาสมาได้

1.4 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

- 1.4.1 มีความรู้ความเข้าใจเกี่ยวกับวงจรแปลงผันแรงดันกระแสตรง แบบแรงดันสูง
- 1.4.2 สามารถสร้างเครื่องจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงแรงดันสูง ที่มีความปลอดภัยสำหรับผู้ใช้งาน
- 1.4.3 มีความรู้ความเข้าใจเกี่ยวกับคุณสมบัติของพลาสมาและสามารถสร้างพลาสมาได้
- 1.4.4 เป็นแนวทางสำหรับผู้สนใจศึกษา ค้นคว้า และต้องการสร้างเครื่องจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงแรงดันสูง

บทที่ 2

ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

ในบทนี้ จะได้กล่าวถึงการออกแบบและความรู้พื้นฐานเกี่ยวกับเครื่องจ่ายไฟกระแสตรงแรงดันสูงสำหรับกระบวนการสร้างพลาสมา เพื่อให้เข้าใจถึงกระบวนการสร้างพลาสมาด้วย ดังนั้นหลักการพื้นฐานที่เกี่ยวกับพลาสมา จะได้ทำการอธิบายในหัวข้อต่อไป

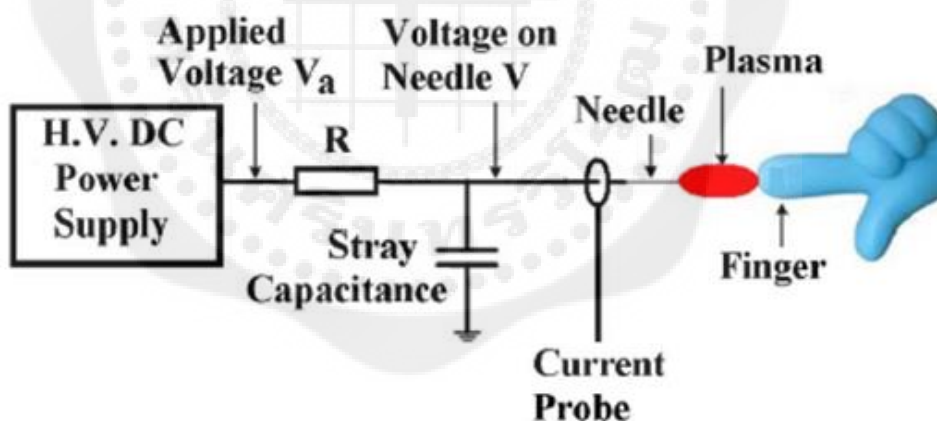
2.1 พลาสมา (Plasma)

ในทางฟิสิกส์และเคมี พลาสมา คือแก๊สที่มีสภาพเป็นไอออน และถูกจัดเป็นสถานะที่ 4 ของสสาร การมีสภาพเป็นไอออนดังกล่าวนี้หมายความว่า จะมีอิเล็กตรอนอย่างน้อย 1 ตัว ถูกดึงออกจากโมเลกุล ประจุไฟฟ้าอิสระทำให้พลาสมามีสภาพการนำไฟฟ้าเกิดขึ้น พลาสมาจัดได้ว่าเป็นสถานะที่ 4 ของสสารเนื่องจากมีลักษณะเฉพาะที่แตกต่างไปจากสถานะอื่นอย่างชัดเจน พลาสมาประกอบด้วยอนุภาคที่มีประจุทั้งประจุบวกและประจุลบ ในสัดส่วนที่ทำให้ประจุสุทธิเป็นศูนย์ การอยู่ร่วมกันของอนุภาคเหล่านี้เป็นแบบประหนึ่งเป็นกลาง (quasi neutral) ซึ่งหมายความว่า อิเล็กตรอนและไอออนในบริเวณนั้น โดยรวมแล้วมีจำนวนเท่าๆกัน และแสดงพฤติกรรมร่วม (collective behavior) คาดว่าพฤติกรรมร่วมนี้หมายถึง การเคลื่อนที่ของอนุภาคในพลาสมา ไม่เพียงแต่จะขึ้นอยู่กับเงื่อนไขในบริเวณนั้นๆ เท่านั้น แต่เป็นผลโดยรวมจากพลาสมาส่วนใหญ่ มากกว่าจะเป็นผลมาจากการชนกันของอนุภาคที่อยู่ใกล้เคียงกัน เนื่องจากอนุภาคในพลาสมาที่สถานะสมดุล จะมีการสั่นด้วยความถี่ที่สูงกว่าความถี่ในการชนกันของอนุภาค 2 ตัวที่อยู่ใกล้กัน ดังนั้นอาจกล่าวได้ว่าพฤติกรรมร่วมนี้เป็นพฤติกรรมที่กลุ่มพลาสมาแสดงออกมา ร่วมกัน พลาสมานั้นเกิดได้โดย การทำให้สนามไฟฟ้า (นั่นคือแรงดัน เนื่องจากแรงดันทำให้เกิดสนามไฟฟ้า กระแสทำให้เกิดสนามแม่เหล็ก) ปริมาณมากแก่แก๊สที่เป็นกลาง เมื่อพลังงานส่งผ่านไปยังอิเล็กตรอนอิสระมากพอ จะทำให้อิเล็กตรอนอิสระชนกับอะตอม และทำให้อิเล็กตรอนหลุดออกจากกระบวนการนี้เรียกว่า กระบวนการแตกตัวเป็นไอออน (ionization) ซึ่งจะเกิดขึ้นอย่างรวดเร็ว ทำให้จำนวนอิเล็กตรอนที่หลุดออกมานี้เพิ่มจำนวนขึ้นอย่างมากซึ่งจะทำให้แก๊ส แตกตัว

และกลายเป็นพลาสมาในที่สุด พลาสมามีความแตกต่างจากสถานะของแข็ง สถานะของเหลว และสถานะแก๊ส โดยมีเงื่อนไข 3 ประการ คือ ความยาวคลื่นเดบาย (Debye length) จำนวนอนุภาค และความถี่พลาสมา ซึ่งทำให้พลาสมามีความจำเพาะเจาะจงที่แตกต่างออกไปจากสถานะอื่น (www.wikipedia.org/wiki/พลาสมา_(สถานะของสสาร))

2.2 ตัวอย่างกระบวนการสร้างพลาสมา

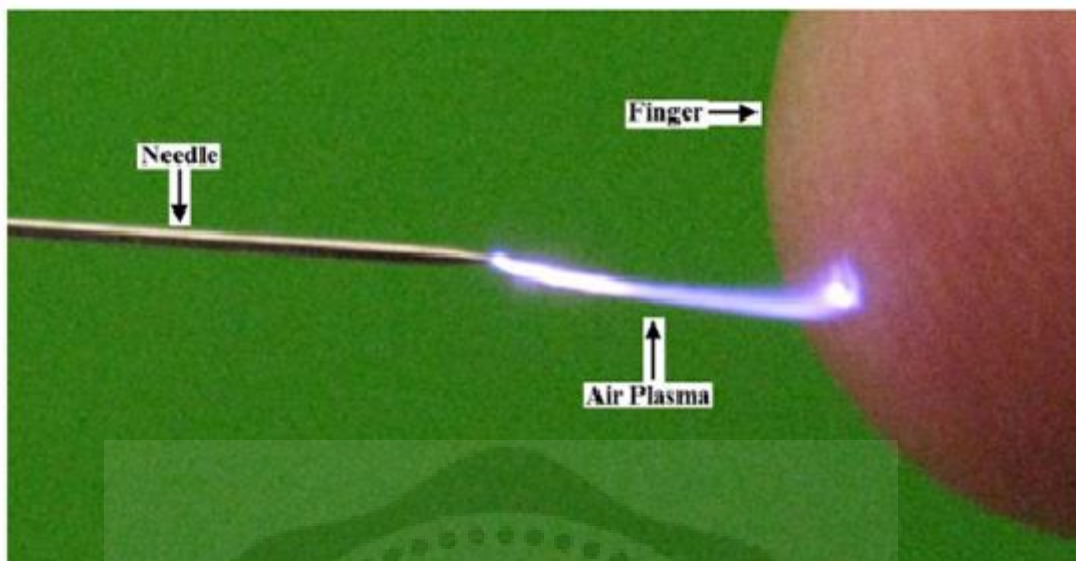
เนื่องจากการจะสร้างแหล่งจ่ายไฟฟ้าแรงดันสูงกระแสตรงสำหรับการสร้างพลาสมา (Plasma) ที่มนุษย์สามารถสัมผัสได้โดยไม่เป็นอันตรายนั้น ตัวแหล่งจ่ายต้องมีการจ่ายแรงดันที่คงที่อยู่ตลอดเวลา และกระแสที่จ่ายมีค่าต่ำ เพราะเนื่องจาก กระแสที่ต่ำบริเวณที่เกิดพลาสมา จะทำให้มนุษย์สามารถสัมผัสได้โดยไม่เป็นอันตราย ShuQun Wu, XinPei Lu และคณะได้ทำการทดลองสร้างแหล่งจ่ายไฟกระแสตรงแรงดันสูงที่สามารถ ปรับเปลี่ยนแรงดันได้ถึง 20 กิโลโวลต์ แรงดันขาออกของแหล่งจ่ายเชื่อมต่อกับเข็มอิเล็กโทรด (stainless steel needle electrode) มีความต้านทาน (R) 120 เมกะ โอห์ม มีรัศมียาว 50 ไมโครเมตร เมื่อ แกนต่ออิเล็กโทรด (counter electrode) วางอยู่ใกล้กับเข็ม ก็จะเกิดพลาสมาขึ้น



รูปที่ 2.1 แผนผังอุปกรณ์

ที่มา : ShuQun Wu , 2010

ในการทดลองนี้เมื่อมีการจ่ายไฟจากแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง พลาสมาจะถูกสร้างขึ้นระหว่างเข็มและนิ้ว พลาสมาที่คล้ายกับการปล่อยจาก โคโรน่านาวก (positive corona discharge) เพียงแต่สามารถสัมผัสกับร่างกายมนุษย์ได้โดยตรงและอุปกรณ์นี้ไม่มีความเสี่ยงของการเกิด glow-arc transition ความยาวสูงสุดของพลาสมาประมาณ 2 เซนติเมตร อุณหภูมิของพลาสมาจะเท่ากับอุณหภูมิห้อง ซึ่งวัดโดยเครื่องวัดความร้อนหรือประมาณจากสเปกตรัม (ShuQun Wu , 2010)

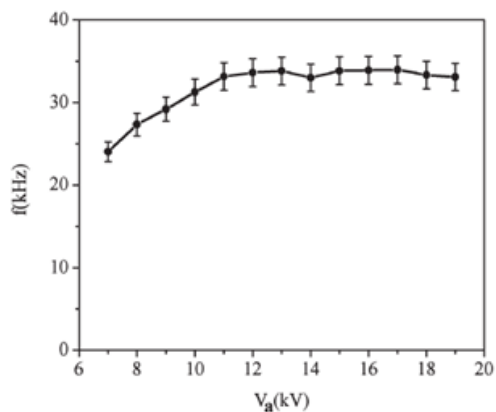


รูปที่ 2.2 พลาสมาที่มนุษย์สามารถสัมผัสได้

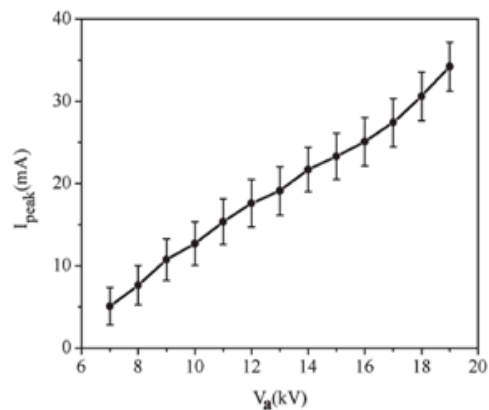
ที่มา : ShuQun Wu , 2010

เพื่อที่จะสร้างพลาสมาที่มนุษย์สัมผัสได้โดยไม่เป็นอันตราย แรงดันไฟฟ้าจะต้องมีการเปลี่ยนแปลงได้จากประมาณ 5 กิโลโวลต์ ถึง 20 กิโลโวลต์ และมีค่าคงที่หลังจากปรับเปลี่ยนแรงดัน อีกทั้งพลาสมาที่เกิดจากบริเวณปลายเข็ม จะต้องมีการเคลื่อนที่ต่ำด้วย ซึ่งระยะห่างระหว่างปลายของเข็มและนิ้วสามารถห่างได้ตั้งแต่ 0 เซนติเมตร ถึงสูงสุดประมาณ 2 เซนติเมตร จากนั้นเพื่อที่จะตรวจสอบว่าแรงดันไฟฟ้าที่ส่งผลกระทบต่อความถี่และค่าสูงสุดของกระแส (I_{peak}) ค่าความถี่และกระแสสูงสุดที่ได้ นำมาใช้สำหรับวัดความแตกต่างของแรงดัน จึงได้ทำการทดลองที่ช่องอากาศ (gap) ระยะ 4 มิลลิเมตร (ShuQun Wu , 2010)

จะเห็นว่าค่าความถี่และค่าสูงสุดของกระแสเปลี่ยนแปลงต่อแรงดันไฟฟ้า รูปที่ 2.3 (ก) แสดงให้เห็นอย่างชัดเจนว่าความถี่ (f) เพิ่มขึ้นเมื่อแรงดันไฟฟ้าเพิ่มขึ้น แต่ต่ำกว่า 12 กิโลโวลต์ และความถี่จะคงอยู่ที่ประมาณ 35 กิโลเฮิรตซ์ (kHz) เมื่อ แรงดันไฟฟ้า มากกว่า 12 กิโลโวลต์ ในอีกทางหนึ่งจะเห็นได้จากรูป 2.3 (ข) ค่าสูงสุดของกระแส จะมีความสัมพันธ์เชิงเส้นกับแรงดันไฟฟ้า (ShuQun Wu , 2010)



(ก)

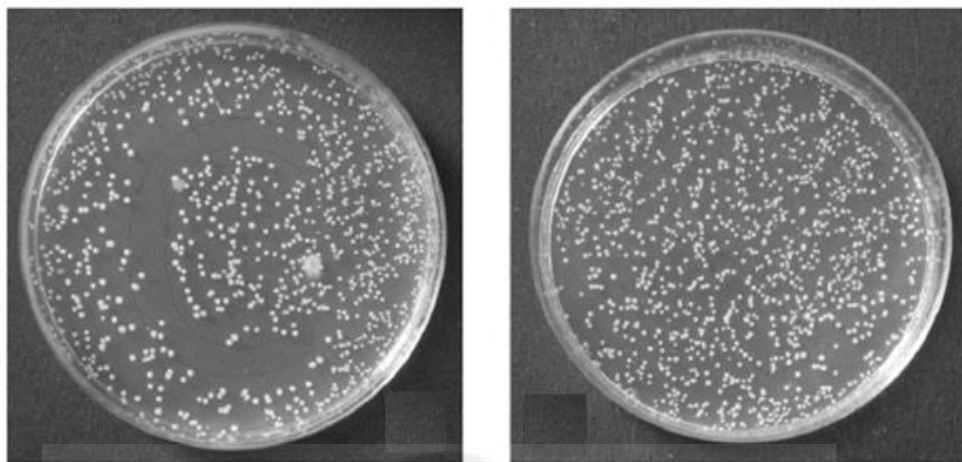


(ข)

รูปที่ 2.3 (ก) แรงดันที่มีผลต่อความถี่ (ข) ผลของกระแสเมื่อปรับเปลี่ยนแรงดัน (ที่ gap 4mm.)

ที่มา : ShuQun Wu , 2010

สุดท้ายจะทำการตรวจสอบวิธีการใช้งานพลาสมาที่สร้างขึ้น โดยนำไปใช้กับ *Enterococcus faecalis* ซึ่งเป็นหนึ่งในประเภทหลักของแบคทีเรียที่ก่อให้เกิดความล้มเหลวของการรักษาช่องรากฟัน (*E.-faecalis*) แบคทีเรียชนิดเข้มข้น 10^4 โคโลนีต่อมิลลิลิตร (CFU/mL) ที่ถูกกระจายอย่างสม่ำเสมอ ในจาน Petri ขนาดเส้นผ่านศูนย์กลาง 6 เซนติเมตร ระยะห่างระหว่างปลายเข็มและแบคทีเรีย ประมาณ 1 เซนติเมตร แรงดันไฟฟ้าที่นำมาใช้เป็น 9 กิโลโวลต์ กลุ่มตัวอย่างที่ได้รับการรักษาทำหน้าที่เป็นแคโทด ในระหว่างการรักษาเข็มพลาสมาเกิดการเคลื่อนไหวด้วยความเร็วประมาณ 3 มิลลิเมตรต่อวินาที (mm/s) ในรูปของตัว "C" เวลาในการรักษาประมาณ 1 นาที ตามที่ปรากฏ ในรูป 2.4 (ก) และ 2.4 (ข) แบคทีเรียจะถูกทำลายอย่างสมบูรณ์ในพื้นที่สัมผัส (ShuQun Wu , 2010)



(ก)

(ข)

รูปที่ 2.4 (ก) จานเพาะเชื้อที่ได้รับการบำบัดโดยพลาสมาแล้ว (ข) จานเลี้ยงเชื้อปกติ
ที่มา : ShuQun Wu , 2010

2.3 ทฤษฎีและกระบวนการสร้างพลาสมาที่ได้ทำการศึกษา

2.3.1 ประเภทของการสร้างพลาสมา

พลาสมาในเชิงทฤษฎี มี 2 ชนิด แบ่งเป็นพลาสมาอุณหภูมิสูง และพลาสมาอุณหภูมิต่ำ ในการแบ่งอุณหภูมิของพลาสมา โดยทั่วไป จะกำหนดความแตกต่างของอุณหภูมิด้วยตัวแปร 3 ตัวแปร ได้แก่ อุณหภูมิอิเล็กตรอน (T_e) อุณหภูมิของไอออน (T_i) อุณหภูมิของแก๊ส (T_g) และอุณหภูมิของพลาสมา (T_p) ซึ่งการแบ่งอุณหภูมิของพลาสมา แสดงดังตารางที่ 2.1 โดยพลาสมาอุณหภูมิสูงทุกประเภท จะอยู่ในสภาพสมดุลความร้อน และพลาสมาอุณหภูมิต่ำ จะอยู่ได้ทั้งในสภาพกึ่งสมดุลความร้อน และไม่สมดุลความร้อน แล้วแต่กรณีของพลาสมาอุณหภูมิต่ำนั้นๆ

ตารางที่ 2.1 ประเภทของลำพลาสมาตามอุณหภูมิของพลาสมา

ที่มา : Lieberman, M.A., &Lichtenberg ,A.J. 1994

พลาสมา	สภาพ	ตัวอย่างพลาสมา
พลาสมาอุณหภูมิสูง (สภาพสมดุลความร้อน)	$T_e \approx T_i \approx T_g, T_p = 10^6 - 10^8 K$ $n_e \geq 10^{20} m^{-3}$	เลเซอร์พลาสมา ฟิวชั่นพลาสมา
พลาสมาอุณหภูมิต่ำ		
พลาสมาร้อน (สภาพกึ่งสมดุลความร้อน)	$T_e \approx T_i \approx T_g \leq 2 \times 10^4 K$ $n_e \geq 10^{20} m^{-3}$	พลาสมาอาร์ก
พลาสมาเย็น (สภาพไม่สมดุลความร้อน)	$T_e \gg T_i \approx T_g = 300 - 10^3 K$ $n_e \approx 10^{10} m^{-3}$	ดิสชาร์จแบบปกติ โคโรนา ดิสชาร์จ ลำพลาสมาอุณหภูมิต่ำ

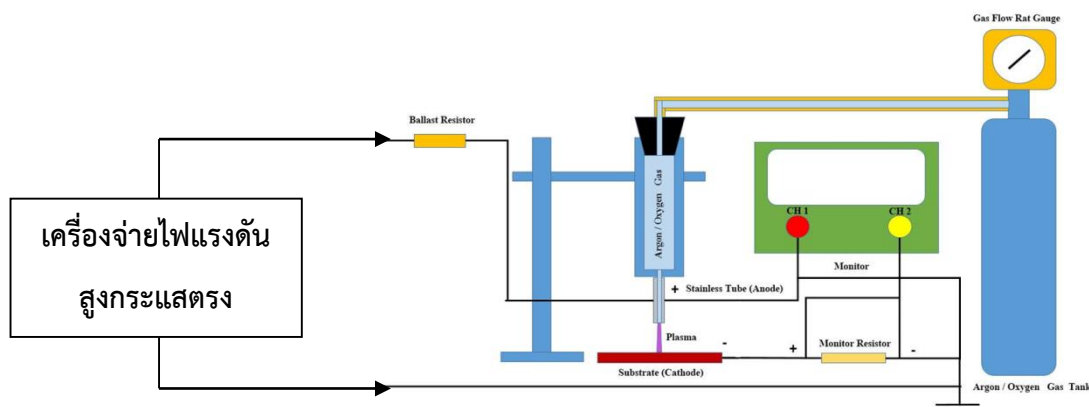
ในการศึกษานี้ จะทำการศึกษาพลาสมาอุณหภูมิต่ำ เนื่องจากพลาสมาอุณหภูมิต่ำนั้นสามารถนำไปใช้ประโยชน์ได้หลายอย่าง เช่น ทางด้านอุตสาหกรรมการเกษตร ด้านสิ่งแวดล้อม ด้านชีวการแพทย์ เป็นต้น โดยพลาสมาอุณหภูมิต่ำนี้ ยังแบ่งออกได้หลายชนิด ซึ่งขึ้นอยู่กับลักษณะของโครงสร้างที่ใช้สร้างพลาสมา เช่น แบบโคอีเล็กทริก แบบไมโครฮอลโลว์แคโทด แบบพลาสมาเจ็ท เป็นต้น

2.3.2 โครงสร้างเครื่องสร้างลำพลาสมา

โครงสร้างเครื่องสร้างลำพลาสมาอุณหภูมิต่ำที่ความดันบรรยากาศโดยใช้แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงแรงดันสูง จะประกอบไปด้วยอุปกรณ์ต่างๆ ซึ่งองค์ประกอบของอุปกรณ์ของโครงสร้างเครื่องสร้างลำพลาสมา และหน้าที่ของอุปกรณ์แต่ละชนิด ได้อธิบายดังตารางที่ 2.2 และได้แสดงตัวอย่างโครงสร้างของเครื่องสร้างลำพลาสมาดังรูป 2.5

ตารางที่ 2.2 แสดงอุปกรณ์และหน้าที่ที่เป็นส่วนประกอบของเครื่องสร้างลำพลาสมา

ชื่ออุปกรณ์	หน้าที่
แหล่งจ่ายไฟฟ้า กระแสตรงแรงดันสูง (High Voltage DC Power Supply)	เป็นอุปกรณ์ที่ใช้สำหรับให้แรงดันไฟฟ้าที่มีค่าความต่างศักย์สูง กับแก๊สอาร์กอน เพื่อให้เกิดกระบวนการแตกตัวเป็นไอออน และอนุภาคอิสระที่มีประจุ ซึ่งหมายถึงแก๊สมีคุณสมบัติเป็น พลาสมา
ตัวต้านทาน (Resister)	เป็นอุปกรณ์ที่ใช้สำหรับจำกัดปริมาณกระแสไฟฟ้าดิซชาร์จ ไม่ให้มีปริมาณมากเกินไป เพื่อไม่ต้องการให้เกิดการ เปลี่ยนแปลงของการดิซชาร์จ
ท่อสแตนเลส (Stainless Tube) หรือเข็มฉีดยา	เป็นอุปกรณ์ที่เชื่อมต่อกับขั้วแรงดันสูงของแหล่งจ่ายไฟฟ้า กระแสตรง โดยกำหนดเป็นขั้วแอโนด การดิซชาร์จของแก๊สขึ้น ที่ตรงปลายของหัวเข็มฉีดยานอกจากนี้ยังใช้เป็นหัวฉีด (Nozzle)
มาตรวัดอัตราการไหลของ แก๊ส (Gas flow meter)	เป็นอุปกรณ์ที่ใช้สำหรับควบคุมปริมาณการไหลของแก๊ส อาร์กอนที่ออกจากถังแก๊ส
ออสซิลโลสโคป (Oscilloscope)	เป็นอุปกรณ์ที่ใช้พิจารณาลักษณะทางไฟฟ้าของลำพลาสมา ได้แก่ ลักษณะของการเสถียรดิซชาร์จและแรงดันดิซชาร์จ



รูปที่ 2.5 โครงสร้างเครื่องสร้างลำพลาสมา

2.3.3 หลักการทำงานของเครื่องสร้างลำพลาสมาที่ได้ทำการศึกษา

วงจรของเครื่องสร้างลำพลาสมาที่ได้ทำศึกษานั้น ได้ออกแบบให้เครื่องจ่ายไฟแรงดันสูงกระแสตรง ขั้วบวกของเครื่องจ่ายไฟที่มีศักย์ไฟฟ้าสูงต่ออยู่กับตัวต้านทานและต่อเข้ากับท่อสแตนเลส ที่เรียกว่าขั้วแอโนด ท่อสแตนเลสนี้ทำหน้าที่เป็นหัวฉีดและเป็นส่วนที่รับแก๊สจากถังแก๊ส และขั้วแคโทดต่ออยู่กับกราวด์มีคุณสมบัติเป็นขั้วศักย์ไฟฟ้าต่ำ โดยแก๊สอาร์กอนจะเกิดไอออไนเซชันเป็นพลาสมาบริเวณปลายหัวฉีด ที่อยู่ระหว่างขั้วอิเล็กโทรด และทำการต่อโพรบแรงสูง ด้านบวกของโพรบแรงสูงต่อเข้ากับขั้วแอโนด ด้านลบของโพรบแรงสูงต่อเข้ากับกราวด์เพื่อดูลักษณะกราฟของแรงดันดิสรจ และทำการต่อโพรบอีกตัวหนึ่งด้านบวกของโพรบต่อเข้ากับตัวต้านทานมอนิเตอร์และด้านลบของโพรบต่อเข้ากับกราวด์ เพื่อดูลักษณะกราฟของกระแสดิสรจ จากออสซิลโลสโคป จากนั้นจะนำกราฟที่ได้จากเครื่องออสซิลโลสโคปมาศึกษากราฟคุณลักษณะของกระแสไฟฟ้าและแรงดันไฟฟ้าของพลาสมาอุณหภูมิต่ำ

การทำงานของเครื่องสร้างลำพลาสมาอุณหภูมิต่ำที่ความดันบรรยากาศโดยใช้เครื่องจ่ายไฟแรงดันสูงกระแสตรงที่สร้างขึ้น ทำการต่อดังรูป 2.5 โดยท่อสแตนเลสจะต่ออยู่กับขั้วศักย์ไฟฟ้าสูงของแหล่งจ่ายไฟกระแสตรง เพื่อรับแรงดันไฟฟ้าที่มีค่าความต่างศักย์สูง โดยแหล่งจ่ายไฟกระแสตรงมีขนาดพิกัดแรงดันสูงสุดที่ 15 กิโลโวลต์ ที่เชื่อมต่ออยู่กับตัวต้านทานที่ทำหน้าที่จำกัดปริมาณกระแสดิสรจไม่ให้มีปริมาณมากเกินไป เพื่อไม่ต้องการให้เกิดการเปลี่ยนแปลงของการดิสรจแบบเรอองแสงปกติไปสู่การดิสรจแบบเรอองแสงไม่ปกติหรือถึงขั้นเกิดอาร์คดิสรจ และ ท่อพลาสติกเชื่อมต่อกับท่อแก๊สที่รับแก๊สอาร์กอนจากถังแก๊ส โดยควบคุมอัตราการไหลของแก๊สด้วยมาตรวัดอัตราการไหลของแก๊ส โดยให้อัตราการไหลของแก๊สเหมาะสม

กับอัตราการคิซซาร์จของแก๊ส เพื่อให้เกิดความสม่ำเสมอของการคิซซาร์จ การคิซซาร์จจะเกิดขึ้นที่ปลายท่อสแตนเลส ซึ่งเป็นพื้นที่เปิดที่ความดันบรรยากาศ

2.4 แหล่งจ่ายไฟฟ้า

แหล่งจ่ายแรงดัน (power supply) เป็นอุปกรณ์ที่จ่ายพลังงานไฟฟ้าให้กับโหลดไฟฟ้า ในการแปลงพลังงานไฟฟ้าจากรูปแบบหนึ่ง ไปเป็นอีกรูปแบบหนึ่ง เช่น พลังงานกล, พลังงานเคมี, พลังงานแสงอาทิตย์ ให้เป็นพลังงานไฟฟ้า แหล่งจ่ายไฟทุกตัวต้องได้รับพลังงานจากแหล่งพลังงานภายนอกเพื่อจ่ายให้โหลดและการบริ โภคพลังงานของตัวเองในขณะที่ปฏิบัติงาน แหล่งพลังงานภายนอกจะขึ้นอยู่กับกรอกแบบ แหล่งจ่ายไฟอาจจะได้รับพลังงาน จาก ระบบสายส่งพลังงานไฟฟ้า อุปกรณ์จัดเก็บพลังงาน เช่น แบตเตอรี่ และ เซลล์เชื้อเพลิง ระบบเครื่องกล พลังงานแสงอาทิตย์ โดยทั่วไปแล้วแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าจะแบ่งออกเป็น 4 ชนิด คือ

- แหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบไม่คงที่

แหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบไม่คงที่ (Unregulated power supply) นั้นเป็นแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบธรรมดา ซึ่งประกอบไปด้วย หม้อแปลง, วงจรเรียงกระแส และ วงจรกรอง โดยทั่วไป แหล่งจ่ายไฟฟ้าชนิดนี้ จะจ่ายค่า แรงดัน ไม่คงที่ และยังมีสัญญาณ มารบกวนในขณะที่จ่ายไฟกระแสตรง ถ้าค่าแรงดันขาเข้าไม่คงที่ ก็จะทำให้ค่าขาออก ที่จ่ายออกมาไม่คงที่ไปด้วย ซึ่งข้อดี ของ แหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบไม่คงที่ ก็คือ ราคาถูก ใช้งานง่าย และมีประสิทธิภาพค่อนข้างดี

- แหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบเชิงเส้น

แหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบเชิงเส้น (Linear regulated supply) ก็คือ แหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบไม่คงที่ (Unregulated power supply) ที่มีวงจรทรานซิสเตอร์ทำงานในโหมด "ต่อเนื่อง" หรือ "เชิงเส้น" ด้วยเหตุนี้จึงได้ชื่อว่า แหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบเชิงเส้น โดยทั่วไป จะถูกออกแบบมาให้จ่ายค่าแรงดันตามที่กำหนดสำหรับแรงดันขาเข้าย่านกว้าง และมันจะลดค่าแรงดันขาเข้าที่เกินมาเพื่อให้สามารถจ่ายค่าแรงดันขาออกสูงสุดให้แก่โหลด ผลจากการลดค่าแรงดันขาเข้าที่เกินมา แสดงออกมาในรูปของความร้อน แต่ถ้าแรงดันขาเข้าลดต่ำลง จะทำให้วงจรทรานซิสเตอร์สูญเสียการควบคุม นั้นหมายถึงว่ามันไม่สามารถรักษาระดับแรงดัน ทำได้เพียงแค่ลดค่าแรงดันที่เกินมาเท่านั้น และได้ถูกออกแบบมาเพื่อแก้ปัญหาเรื่องการลดลงของแรงดันที่มาจากภาควงจร เพราะฉะนั้นต้องรักษาระดับของแรงดันขาเข้าให้สูงกว่าแรงดันขาออก ที่ต้องการอย่างน้อย 1 ถึง 3 โวลต์ทั้งนี้ขึ้นอยู่กับชนิดของวงจรรักษาแรงดัน นั้นหมายถึงว่าพลังงานที่ได้จากวงจรรักษาแรงดัน จะมีค่าเท่ากับอย่างน้อย 1 ถึง 3 โวลต์ คูณกับกระแสของโหลดทั้งหมด และปลดปล่อยความร้อนออกมามาก จากสาเหตุนี้ ทำให้

ไม่ค่อยมีประสิทธิภาพ และจากการที่ต้องระบายความร้อนที่เกิดขึ้นทำให้มันต้องใช้ตัวระบายความร้อนขนาดใหญ่ส่งผลให้มันมีขนาดใหญ่ น้ำหนักมาก และราคาสูง

- แหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบสวิตซิ่ง

แหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบสวิตซิ่ง (Switching power supply) เกิดจากการออกแบบของแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบเชิงเส้น ที่นำมาดัดแปลงให้มีขนาดเล็กลง แต่ได้ประสิทธิภาพสูง และราคาที่แตกต่างกันที่จ่ายออกมามีความเสถียร การทำงานของแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบสวิตซิ่ง ใช้วิธีการปรับค่าของแรงดันกระแสสลับที่เข้ามาให้เป็นกระแสตรง แล้วเปลี่ยนมันให้เป็นสัญญาณสี่เหลี่ยมที่มีความถี่สูง โดยผ่านทรานซิสเตอร์ หรือมอสเฟตที่ทำงานเหมือนสวิตช์เปิด-ปิด แล้วปรับค่าแรงดันกระแสสลับ ขึ้น-ลง โดยใช้หม้อแปลง จากนั้นเปลี่ยนค่าแรงดันกระแสสลับให้เป็นกระแสตรง แล้วกรองสัญญาณก่อนที่จ่ายแรงดันออกไป การปรับค่าแรงดันทำได้โดยการปรับที่หม้อแปลงด้านปฐมภูมิ เหตุผลที่แหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบสวิตซิ่ง มีน้ำหนักเบากว่าชนิดอื่นก็เนื่องมาจากแกนของหม้อแปลงที่มีขนาดเล็กกว่า

- แหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบระลอก

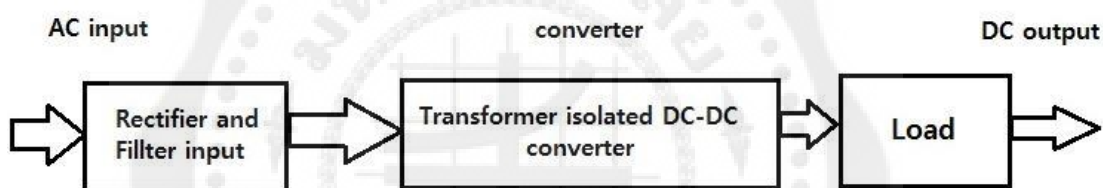
แหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบระลอก (Ripple power supply) เป็นการผสมผสานกันระหว่าง "แหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบเชิงเส้น" กับ "แหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบสวิตซิ่ง" โดยรวมเอาข้อดีของทั้งสองแบบไว้ในตัวมันเอง แหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบระลอก เป็นอีกทางเลือกหนึ่งในการออกแบบวงจรแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบเชิงเส้น (หม้อแปลงไฟฟ้า, วงจรเรียงกระแส, และวงจรกรอง) ประกอบไปด้วย ส่วนหน้าของวงจร แต่ทรานซิสเตอร์ก็ทำงานในโหมด เปิด/ปิด โดยทำหน้าที่ส่งผ่านกำลังไฟฟ้ากระแสตรงไปยังขนาดใหญ่เพื่อรักษาระดับแรงดันขาออกให้อยู่ในช่วงสูงและต่ำของค่าที่กำหนด เช่นเดียวกับในแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบสวิตซิ่งเมื่ออยู่ในโหมด "ปกติ" หรือ "เชิงเส้น" ทรานซิสเตอร์ที่อยู่ในแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบระลอกนั้นไม่ยอมให้กระแสผ่านไปได้อธิบายว่า จะมีพลังงานเพียงเล็กน้อยที่จะสูญเสียออกมาในรูปของความร้อน อย่างไรก็ตามอุปสรรคที่ใหญ่ที่สุดของวงจรควบคุมแรงดัน คือ การกระเพื่อมของแรงดันที่จ่ายออกไปซึ่งหลีกเลี่ยงไม่ได้ เช่น แรงดันกระแสตรงผันผวนระหว่างค่าแรงดันที่ตั้งไว้สองค่า รวมถึงการกระเพื่อมของแรงดันที่แปรผันไปตามความถี่ของกระแสของโหลด ซึ่งจะส่งผลให้การกรองสัญญาณเป็นไปได้ยาก วงจรแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบระลอก เมื่อเทียบกับแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบสวิตซิ่งแล้วจะดูไม่ซับซ้อนเท่า และไม่มีควมจำเป็นจะต้องรองรับแรงดันสูงๆ เหมือนกับที่ทรานซิสเตอร์ของแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบสวิตซิ่ง ทำให้มันปลอดภัยในการใช้งาน

2.4.1 แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง

แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าเป็นอุปกรณ์พื้นฐานที่สำคัญที่สุดอย่างหนึ่งในงานอิเล็กทรอนิกส์ วงจรของแหล่งจ่ายแรงดันนี้มีมากมายหลายแบบขึ้นอยู่กับระดับราคาของเครื่องและเทคนิคของผู้ผลิตรวมทั้งลักษณะของงานที่จะนำไปใช้ ว่าต้องการความละเอียดเพียงใด

แหล่งจ่ายไฟฟ้า ทำหน้าที่แปลงแรงดันไฟฟ้าจากระบบไฟฟ้ากระแสสลับ 220 โวลต์ ให้เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงค่าต่ำ โดยผ่านหม้อแปลงและวงจรเรียงกระแส เพื่อนำไปใช้งานในวงอิเล็กทรอนิกส์ แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าจะมีส่วนประกอบหลักดังแสดงในรูป คือ

- (1) วงจรเรียงกระแสและกรองแรงดันไฟฟ้าด้านเข้า
- (2) วงจรแปลงผันแรงดันกระแสตรง ที่ประกอบไปด้วย หม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูง วงจรกรองแรงดันไฟฟ้าทางด้านออก
- (3) วงจรควบคุมรักษาระดับแรงดันด้านออก

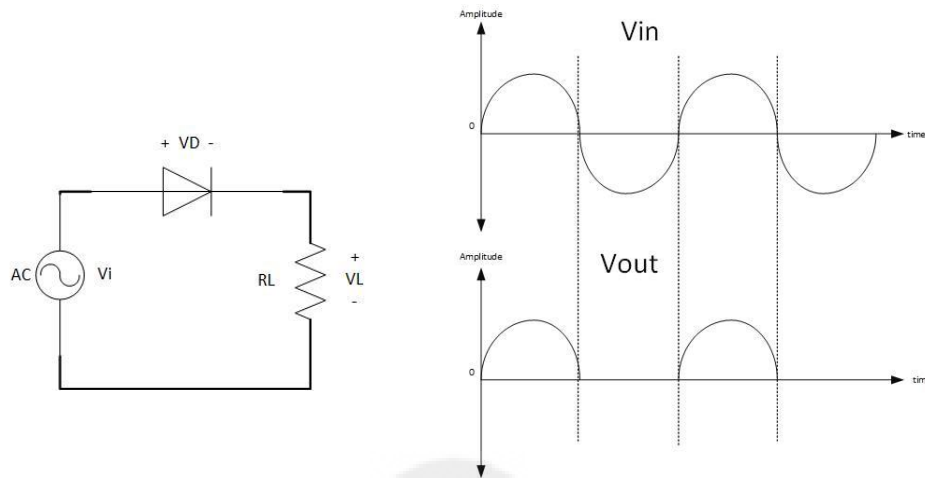


รูปที่ 2.6 บล็อกไดอะแกรมของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรง

2.4.1.1 วงจรเรียงกระแส(Rectifier)

วงจรเรียงกระแสทำหน้าที่เปลี่ยนกระแสสลับให้เป็นกระแสตรง ประกอบด้วย ไดโอด (Diode) ตั้งแต่ 1 ถึง 2 ตัวขึ้นไป ต่อเข้าด้วยกันในลักษณะต่าง ๆ แบ่งได้เป็น 3 แบบ

วงจรในรูป 2.7 (ก) เป็นวงจรแบบครึ่งคลื่น (Half Wave) ซึ่งมีประสิทธิภาพต่ำ แรงดันขาออก ที่ได้มีความเรียบน้อย

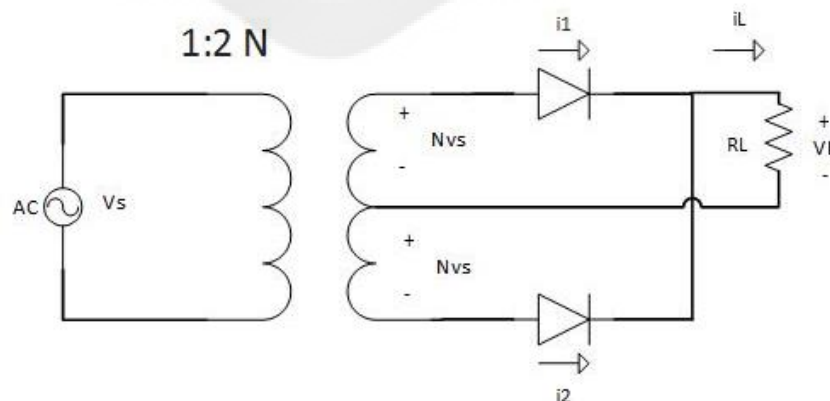


รูปที่ 2.7 (ก) วงจรเรียงกระแสแบบครึ่งคลื่น (Half -wave Rectifier)

พร้อมรูปสัญญาณขาเข้า และ ขาออก

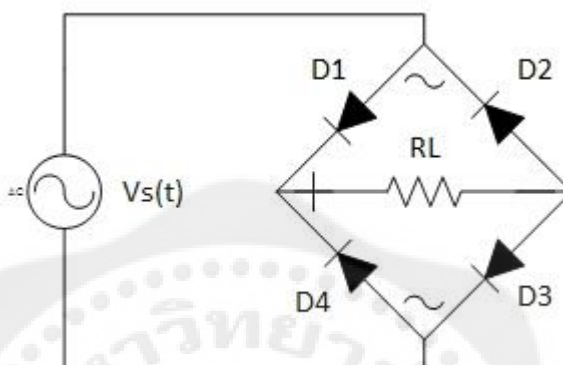
จากรูป 2.7 (ก) วงจรเรียงกระแสแบบครึ่งคลื่น จะเห็นว่าเมื่อจ่ายไฟเข้ามา ครึ่งไซเคิลบวก จะมีกระแสไฟไหลตกคร่อมไดโอด โดยไหลจากแอนโนดไปแคโทด ทำให้มีสัญญาณที่ขาออก หลังจากนั้นจะเป็นครึ่งไซเคิลลบ แต่กระแสไฟไม่สามารถไหลผ่านได้เนื่องจาก ข้อจำกัดของไดโอด ที่จะไหลจากบวกไปลบเท่านั้น ทำให้ไม่มีสัญญาณขาออก ในรูปจะเห็นว่าเป็นเส้นตรง สลับกับเส้นโค้ง

วงจรในรูป 2.7 (ข) เป็นวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น (Full Wave) วงจรนี้จะมีรูปคลื่นที่คล้ายแบบ ครึ่งคลื่น (Half Wave) แต่จะต้องใช้ หม้อแปลง (Transformer) ที่มีจำนวนรอบของขดลวดเพิ่มขึ้นเป็นสองเท่าและเป็นหม้อแปลงที่มีแท่งตรงกลางเพื่อต่อลงกราวด์ (Ground)



รูปที่ 2.7 (ข) วงจร Full Wave Rectifier

วงจรในรูป 2.7 (ค) เป็นวงจรแบบเรียงกระแสเต็มคลื่นแบบบริดจ์ (Bridge) เป็นแบบที่มีประสิทธิภาพดีที่สุด คือจะมีรูปคลื่นด้านขาออกเป็นแบบเต็มคลื่น (Full Wave) แต่ใช้หม้อแปลงที่มีจำนวนขดลวดเท่ากับแบบครึ่งคลื่น (Half Wave)



รูปที่ 2.7 (ค) วงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นแบบบริดจ์ (Bridge Rectifier)

จากรูป เมื่อจ่ายกระแสไฟเข้ามา ที่ครึ่งไซเคิลบวก จะมีกระแสไฟไหลผ่านไดโอด D1, RL และ D3 ตามลำดับ จะได้สัญญาณขาออก ที่ครึ่งไซเคิลลบ จะมีกระแสไฟไหลผ่านไดโอด D4, RL และ D2 ตามลำดับ ทำให้ได้สัญญาณที่ครึ่งไซเคิลลบเช่นกัน แต่ไม่ต้องใช้หม้อแปลงแบบมีแท่งปตรงกลาง จึงสะดวกต่อการใช้งาน และเป็นที่ยอมรับมากกว่า

2.4.1.2 ตัวกรองกระแส (Filter)

วงจรกรองกระแสในแหล่งจ่ายแรงดันกระแสตรงส่วนใหญ่จะประกอบด้วยตัวเก็บประจุ โดยหน้าที่ของตัวเก็บประจุฟิเตอร์นี้คือเก็บประจุเอาไว้แล้วจ่ายออกในช่วงที่ไม่มีแรงดันออกมาซึ่งจะทำให้แรงดันขาออกที่ได้มีความราบเรียบยิ่งขึ้น โดยค่าความเรียบของรูปคลื่นนี้จะบอกเป็นตัวประกอบค่าระลอก (Ripple Factor) โดยที่

$$\text{Ripple Factor (r)} = V_r/V_{in}$$

เมื่อ V_r คือ ค่าแรงดันที่กระเพื่อมอยู่บนแรงดันไฟกระแสตรง แต่ในทางปฏิบัตินั้นจะเลือกใช้ค่าตัวเก็บประจุจาก สมการ (2.1)

$$C = I_e \times \Delta T / \Delta V_{\text{ripple}} \quad (2.1)$$

โดยที่ I_e : ค่ากระแสขาเข้า
 ΔT : ช่วงเวลาที่ตัวเก็บประจุคายประจุ ($\Delta T = 10^{-3}$)
 ΔV_{ripple} : ค่ายอดของแรงดันกระเพื่อม (คิดจาก 10% ของแรงดันขาเข้า)

2.4.1.3 วงจรรักษาระดับแรงดัน (Voltage Regulator)

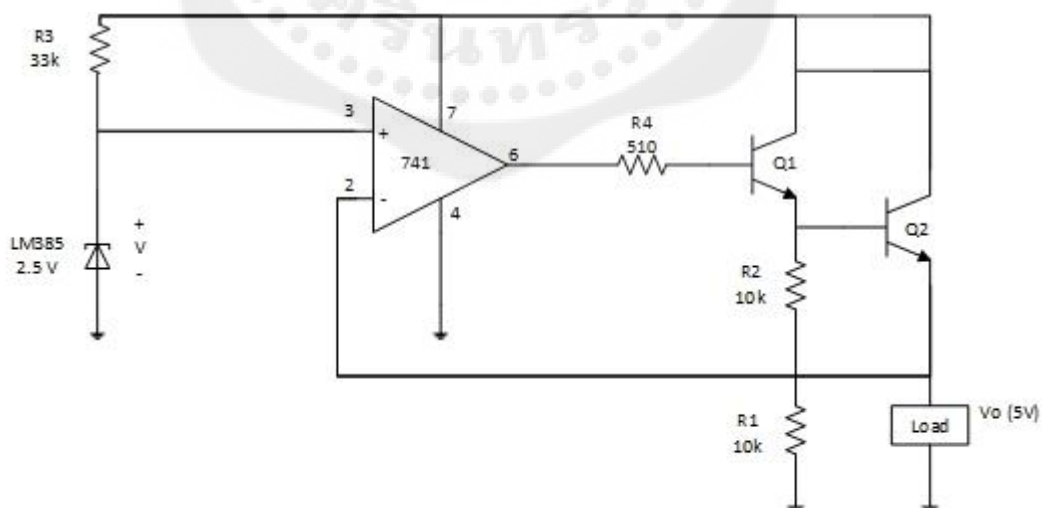
วงจรรักษาระดับแรงดัน มีหน้าที่รักษาระดับแรงดันไฟตรงที่จ่ายให้โหลดมีค่าคงที่ ไม่เปลี่ยนแปลงไปตามสภาพโหลด โดยทั่วไป สามารถแบ่งชนิดของ วงจรรักษาระดับแรงดันได้ 2 ชนิด คือ วงจรรักษาระดับแรงดันแบบอนุกรม กับ วงจรรักษาระดับแรงดันแบบสวิตซ์ซิ่ง

1) วงจรรักษาระดับแรงดันแบบอนุกรม

วงจรรักษาระดับแรงดันแบบอนุกรม : วงจรรักษาระดับแรงดันแบบอนุกรมนี้จะควบคุมแรงดันเอาต์พุตให้คงที่โดยใช้ตัวเปรียบเทียบแรงดันกับแรงดันเอาต์พุตที่ย้อนกลับมา โดยทั่วไปจะเป็น ไอซี (Integrated Circuit : IC) และจะมี 3 ประเภท คือ

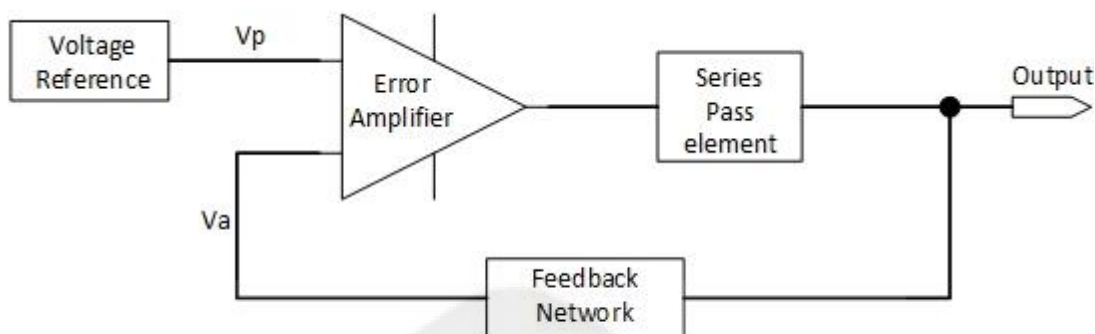
- ตระกูล 78XX ใช้สำหรับจ่ายแรงดันกระแสตรงด้านบวก
- ตระกูล 79XX ใช้สำหรับจ่ายแรงดันกระแสตรงด้านลบ
- วงจรรักษาแรงดันแบบปรับค่าแรงดันขาออกได้

วงจรพื้นฐานของไอซีรักษาระดับแรงดัน



รูปที่ 2.8 วงจรพื้นฐานของไอซีรักษาระดับแรงดัน

จากวงจรเบื้องต้นของวงจรรักษาระดับแรงดันแบบอนุกรมเพื่อให้่ายในการทำ ความเข้าใจสามารถจำลองออกมาเป็นไดอะแกรมได้ดังนี้



รูปที่ 2.9 ไดอะแกรมของไอซีรักษาระดับแรงดัน

จากไดอะแกรม แรงดันอ้างอิง (Voltage Reference) เป็นจุดเริ่มต้นซึ่งกำหนดแรงดันอ้างอิงขึ้นมา เพื่อใช้เปรียบเทียบกับแรงดันขาออกที่ป้อนกลับเข้ามายังวงจรขยายความต่าง (Error Amplifier) ซึ่งวงจรรูปที่ 2.8 ก็คือส่วนของ R_3 และไอซีเบอร์ LM385 จะให้แรงดันอ้างอิงออกมา 2.5 โวลต์ และแรงดันนี้ไม่ขึ้นกับอุณหภูมิขณะใช้งาน ในส่วนของวงจรขยายความต่าง จากรูปที่ 2.10 ทำหน้าที่รับสัญญาณแรงดัน (V_p) คือ แรงดันอ้างอิง (V_{ref}) และ V_n คือ แรงดันที่ผ่านมาจากวงจรป้อนกลับ(Feedback Network) ซึ่งรับมาจากแรงดันขาออก (V_o) โดยแรงดันขาออก หาได้จากสมการ (2.2)

$$V_o = (1 + R_2/R_1)V_{ref} \quad (2.2)$$

แรงดันขาเข้าของวงจรขยายความต่างคือ $V_d = V_p - V_n$

ในส่วนของวงจรป้อนกลับคือวงจรแบ่งแรงดัน R_1 และ R_2 จาก ทำหน้าที่แบ่งแรงดันให้เหมาะสมในการเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิงโดยวงจรขยายความต่าง และในส่วนสุดท้ายคือทรานซิสเตอร์ Q1 และ Q2 ที่ทำหน้าที่ขยายกระแสให้เพียงพอที่จะจ่ายให้โหลดได้ตามต้องการ

วงจรป้องกันของไอซีรักษาระดับแรงดัน

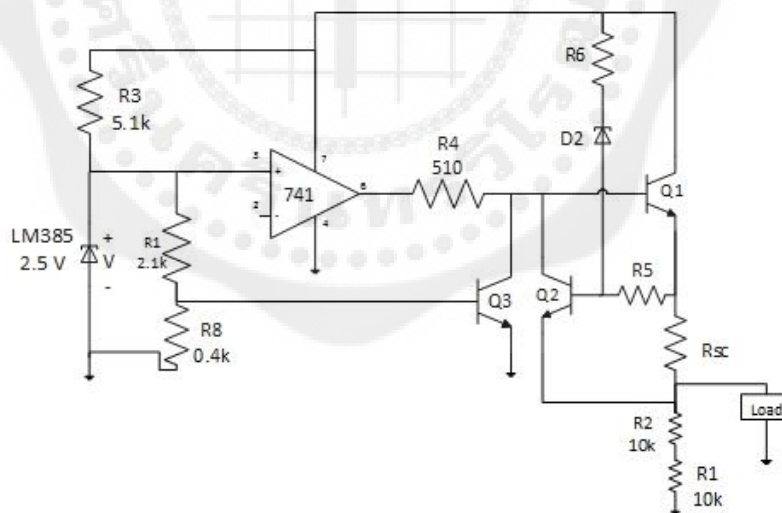
วงจรของไอซีรักษาระดับแรงดันเมื่อนำมาใช้งานจะต้องมีการป้องกันความเสียหายที่เกิดขึ้นกับวงจรเองและโหลดที่นำมาต่อ การป้องกันที่นิยมใช้กันอยู่ 3 วิธีดังนี้

1. การป้องกันโหลดเกิน (Overload Protection) การป้องกันในส่วนนี้ ก็เพื่อป้องกันไม่ให้กระแสไหลผ่านโหลด ซึ่งต้องผ่าน ทรานซิสเตอร์ 2 ตัวที่ต่ออนุกรมกันอยู่ไหลผ่านมากเกินไป ซึ่งจะทำให้ทรานซิสเตอร์ เสียหายได้

2. พื้นที่ทำงานที่ปลอดภัย (Safe Operating Area : SOA) หมายถึง บริเวณที่ทำงานปลอดภัยของกำลังไฟฟ้าที่จ่ายออกไป ในทรานซิสเตอร์ที่นำมาใช้จ่ายกระแสในวงจรรักษาระดับแรงดันจากสมการ (2.3)

$$\text{Power Dissipation, } P_D = I_C V_{CE} \tag{2.3}$$

โดยทั่วไปแล้วค่ากำลังไฟฟ้าที่จ่ายออกไปจะระบุมาในแผ่นข้อมูลของทรานซิสเตอร์แต่ละเบอร์ด้วย ในขณะที่ใช้งาน ค่ากำลังไฟฟ้าที่จ่ายออกไปจะต้องไม่เกินค่าสูงสุดที่กำหนดไว้ เพราะทรานซิสเตอร์ จะร้อนและเกิดความเสียหายได้

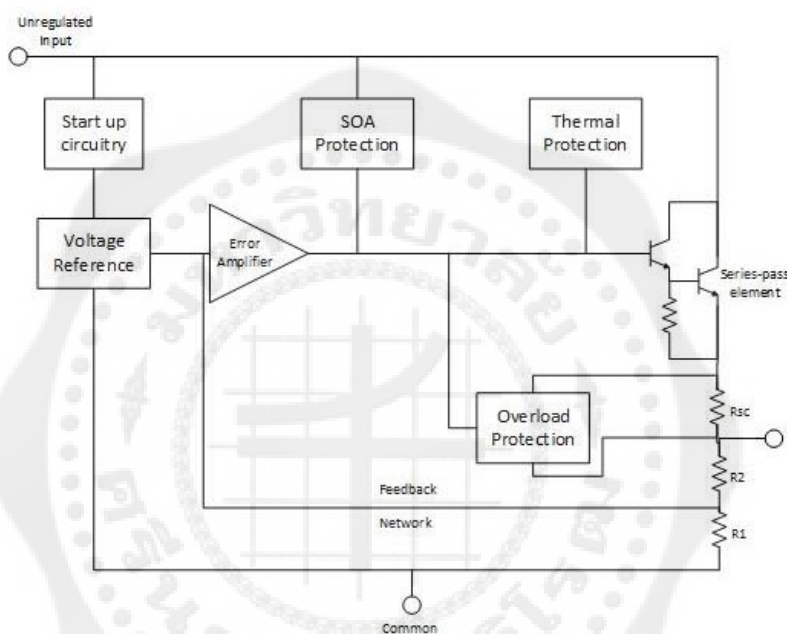


รูปที่ 2.10 วงจรภายในตัวไอซีรักษาระดับแรงดัน เบอร์ LM385

จากวงจร ส่วนที่ทำหน้าที่ป้องกันบริเวณความปลอดภัย (SOA Protection) คือ D_2 , R_5 และ R_6 เมื่อ V_i ยังมีค่าปกติ ซีเนอร์ไดโอด D_2 ก็ไม่สามารถที่จะทำงานได้ จึงไม่มีผลต่อวงจรโดยรวมแต่เมื่อ V_i มีค่าสูงมากซีเนอร์ไดโอด D_2 จะทำงานซึ่งมีผลทำให้ทรานซิสเตอร์ Q_2 ทำงานชุดป้องกันกระแสจึงทำงาน เพื่อลดกระแสลงเป็นการป้องกันไม่ให้ทรานซิสเตอร์ Q_1 เสียหาย

3. ป้องกันความร้อน ในการใช้งานไอซีรักษาระดับแรงดันเป็นเวลานาน อาจจะทำให้เกิดความร้อนสูง จึงอาจส่งผลให้อุปกรณ์เสียหายเนื่องจากความร้อนได้จึงอาศัยหลักการ ลดการปล่อยพลังงานออกไปเมื่ออุณหภูมิสูงขึ้น

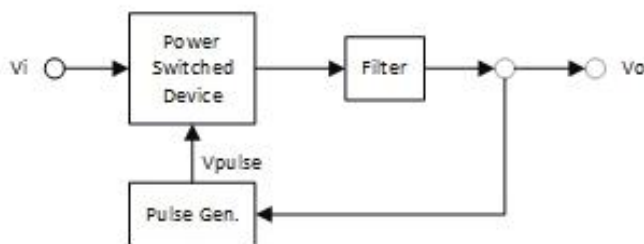
ในส่วนของวงจรป้องกันความร้อนก็คือ Q_3 , R_7 และ R_8 เมื่ออุณหภูมิสูงขึ้นถึง 175 องศาเซลเซียส ทรานซิสเตอร์ Q_3 จะดึงกระแสเบสจากทรานซิสเตอร์ Q_1 ทำให้การจ่ายพลังงานของทรานซิสเตอร์ Q_1 ลดลง ก็จะส่งผลให้อุณหภูมิที่ทรานซิสเตอร์ Q_1 ลดลงตาม



รูปที่ 2.11 โครงสร้างของไอซีรักษาระดับแรงดันที่ใช้ในปัจจุบัน

2) วงจรรักษากระดับแรงดันแบบสวิตซ์ซิ่ง

วงจรรักษากระดับแรงดันแบบสวิตซ์ซิ่ง : วงจรรักษากระดับแรงดันแบบสวิตซ์ซิ่งนี้จะทำงานในลักษณะ เปิด-ปิด อย่างรวดเร็ว และควบคุมแรงดันขาออกให้คงที่ โดยการปรับค่าช่วงเวลาขาขึ้น (t_{on})



รูปที่ 2.12 ไคอะแกรมของวงจรรักษากระดับแรงดันแบบสวิตซ์ซิ่ง

จากไดอะแกรมรูปที่ 2.12 แสดงถึงการทำงานพื้นฐานของไอซีรักษาระดับแรงดันแบบสวิทช์ซึ่ง โดยที่ V_i เป็นแรงดันที่ไม่คงที่ ที่ขาเข้าของไอซี ส่วน V_o เป็นแรงดันที่คงที่ บล็อกไดอะแกรมข้างต้นประกอบด้วย 4 ส่วนคือ

1. แหล่งจ่าย (V_i) โดยที่ (V_i) ที่นำมาต่อจะต้องมีค่าสูงกว่าแรงดันขาออกที่ต้องการ
2. พาวเวอร์สวิทช์ ส่วนใหญ่จะนิยมใช้ ทรานซิสเตอร์ หรือ ไทริสเตอร์ เพื่อที่จะทำการตัดต่อ แรงดันขาเข้าไปยังภาคกรองแรงดัน (Filter) โดยที่การตัด-ต่อ นี้สามารถควบคุมจากภาคสร้างสัญญาณพัลส์ (Pulse Generator)

3. ภาคสร้างสัญญาณพัลส์ (Pulse Generator) ภาคนี้จะผลิตแรงดัน ซึ่งเป็นสัญญาณสี่เหลี่ยมแบบไม่สมมาตร (Asymmetrical Square Wave) ซึ่งสามารถปรับความถี่ หรือค่าความกว้างสัญญาณพัลส์ ได้จากแรงดันขาออก ที่ส่งสัญญาณกลับเข้ามาที่ ภาคสร้างสัญญาณพัลส์

การปรับรูปคลื่นสี่เหลี่ยมนี้ มีอยู่ 2 วิธีที่นิยมดังนี้

- ปรับความถี่ (Frequency Modulation) วิธีนี้เมื่อโหลดมากขึ้น แรงดันขาออกจะตกลง ภาคสร้างสัญญาณพัลส์จะสร้างสัญญาณสี่เหลี่ยมที่มีความถี่ต่ำลง โดยที่ความกว้างสัญญาณยังคงเดิม ดังนั้นจะได้แรงดันขาออกที่ผ่านการกรองสูงขึ้น ซึ่งหมายความว่าแรงดันขาออก จะไม่ต่ำลงตามโหลดนั่นเอง

- ปรับความกว้างของสัญญาณ วิธีนี้จะมีความถี่ที่คงที่ แต่จะอาศัยการปรับความกว้างของสัญญาณพัลส์ แทนเมื่อมีการเปลี่ยนแปลง โหลดเป็นวิธีที่นิยมใช้มากที่สุด

$$\text{Duty Cycle} = t_{\text{on}} / (t_{\text{on}} + t_{\text{off}}) = t_{\text{on}} / T = t_{\text{on}} f \quad (2.4)$$

เมื่อ t_{on} คือ ช่วงเวลาขาขึ้น

t_{off} คือ ช่วงเวลาขาลง

T คือ คาบเวลา

ส่วนความถี่ที่นิยมมากที่สุดจะอยู่ในช่วง 10 กิโลเฮิร์ตซ์ – 50 กิโลเฮิร์ตซ์

4. วงจรกรอง ทำหน้าที่เปลี่ยนจากสัญญาณพัลส์จากอุปกรณ์สวิทช์ให้เป็นแรงดันกระแสตรงโดยที่ แรงดันขาออก จะเป็นสัดส่วนของค่าความกว้างสัญญาณพัลส์ กับ แรงดันขาเข้าตามสมการที่ (2.5)

$$V_o = t_{\text{on}} / T \times V_{\text{in}} \quad (2.5)$$

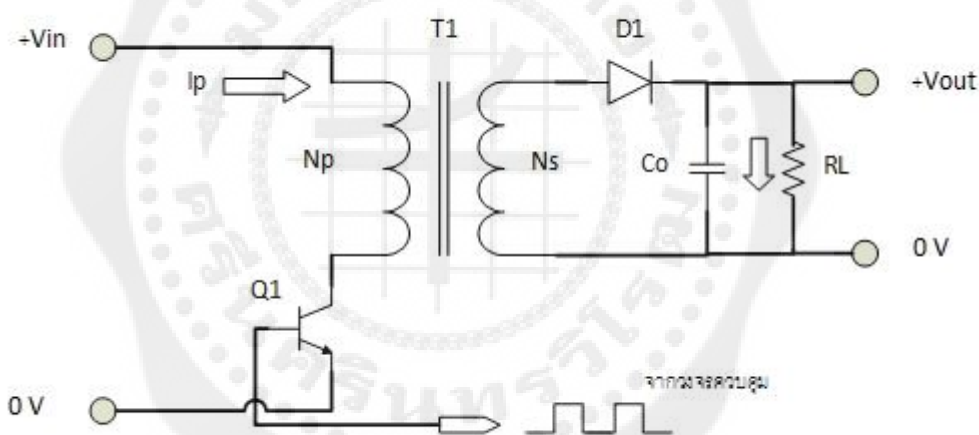
จากสมการ (2.5) ถ้าลองพิจารณาว่า คาบเวลามีค่าคงที่ แรงดันขาออกก็จะมีค่าแปรผันตรงกับช่วงเวลาขาขึ้น ซึ่งก็คือการปรับแรงดันขาออก โดยการเปลี่ยนช่วงเวลาขาขึ้น

ในทำนองเดียวกัน ถ้าช่วงเวลาขาขึ้นมีค่าคงที่ แรงดันขาออกก็จะแปรผกผันกับค่าคาบเวลา หรือแปรผกผันกับค่าของความถี่

2.4.1.4 วงจรแปรผันแรงดันกระแสตรง

วงจรแปรผันแรงดันกระแสตรง (DC-DC converter) มีหน้าที่ลดทอนแรงดันหรือเพิ่มแรงดัน ขึ้นอยู่กับลักษณะการนำไปใช้งานและพิกัดกำลังของโหลดที่ต้องการจะจ่ายให้ โดยจะแบ่งออกเป็น 5 แบบดังนี้

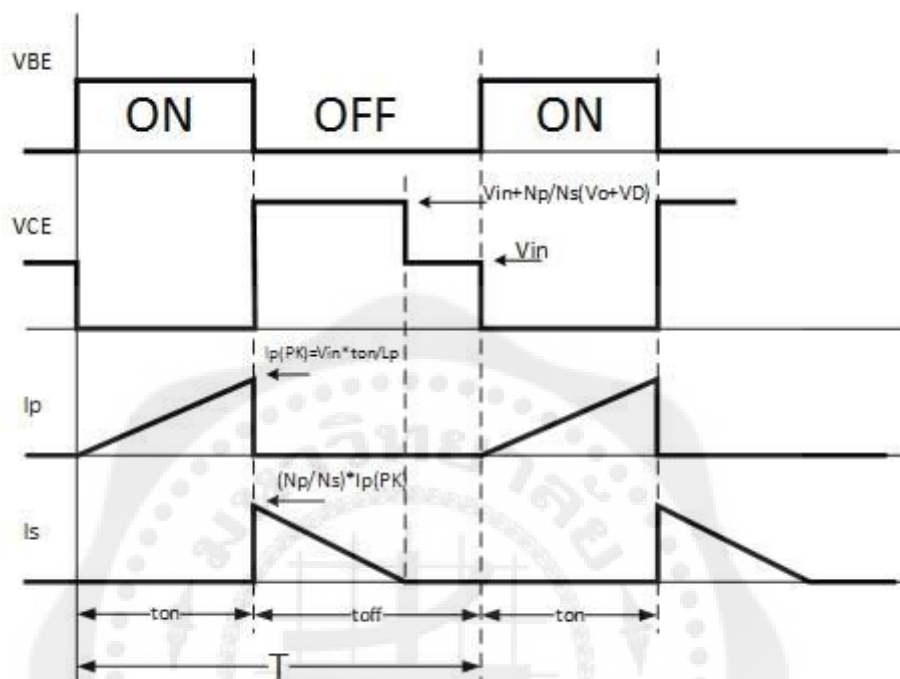
วงจรแปลงผันฟลายแบค (Fly back converter)



รูปที่ 2.13 วงจรพื้นฐานของวงจรแปลงผันฟลายแบค

จากรูป 2.13 จะเห็นว่า ทรานซิสเตอร์ Q1 จะทำหน้าที่เป็นสวิตช์ และจะนำกระแสตามสัญญาณของพัลส์สี่เหลี่ยมที่ได้จากวงจรควบคุม ที่ถูกป้อนให้ทางขาเบสของทรานซิสเตอร์ เนื่องจากหม้อแปลง T1 ขดลวดฝั่งปฐมภูมิกับขดลวดฝั่งทุติยภูมิให้มีลักษณะกลับเฟสกันอยู่ ดังนั้นเมื่อทรานซิสเตอร์ Q1 นำกระแส ไดโอด D1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับให้ไม่นำกระแส จึงมีการสะสมพลังงานที่ขดลวดฝั่งปฐมภูมิของหม้อแปลง เมื่อทรานซิสเตอร์ Q1 หยุดนำกระแส สนามแม่เหล็กของหม้อแปลงจะเกิดการยุบตัวลง ทำให้เกิดการกลับขั้วแรงดันที่ขดลวดฝั่งปฐมภูมิ และทุติยภูมิ ไดโอด D1 ก็จะอยู่ในลักษณะไบแอสตรง พลังงานที่ถูกสะสมในขดลวดฝั่งปฐมภูมิ ก็จะถูกถ่ายเทออกไปยังขดลวดทุติยภูมิ และมีกระแสไหลผ่านไดโอด D1 ไปยังตัวเก็บประจุ (C_o)

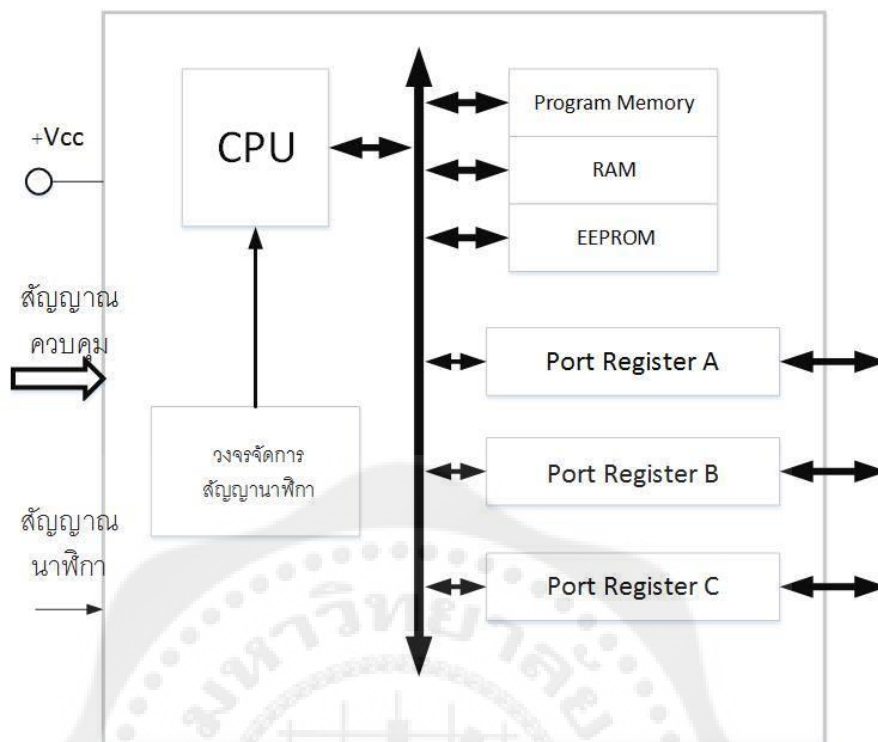
และโหลดได้ ค่าแรงดันขาออกจะขึ้นอยู่กับความถี่การทำงานของ Q1 ช่วงเวลานำกระแสของ Q1 อัตราส่วนจำนวนรอบของหม้อแปลงไฟฟ้า และค่าแรงดันขาเข้า



รูปที่ 2.14 กราฟแสดงลักษณะกระแสและแรงดันในขณะวงจรทำงาน

2.5 ไมโครคอนโทรลเลอร์

ไมโครคอนโทรลเลอร์ (Microcontroller) มาจากคำ 2 คำ คำหนึ่งคือไมโคร (Micro) หมายถึงขนาดเล็ก และคำว่าคอนโทรลเลอร์ (controller) หมายถึงตัวควบคุมหรืออุปกรณ์ควบคุม ดังนั้น ไมโครคอนโทรลเลอร์ จึงหมายถึงอุปกรณ์ควบคุมขนาดเล็ก



รูปที่ 2.15 โครงสร้างพื้นฐานการทำงานของไมโครคอนโทรลเลอร์

ภายในไมโครคอนโทรลเลอร์จะประกอบไปด้วย

- หน่วยประมวลผลกลางหรือซีพียู (CPU : Central Processing Unit)
- หน่วยความจำ (Memory)
 - RAM (Read Only Memory)
 - EEPROM (Erasable Electrically Read Only Memory)
- ส่วนติดต่อกับอุปกรณ์ภายนอกหรือพอร์ต (Port)
- ช่องทางเดินของสัญญาณ หรือบัส (BUS)
- วงจรกำเนิดสัญญาณนาฬิกา

ไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูลต่างๆ

- MCS-51 (Intel 8051)
- PIC (Peripheral Interface Controller)
- AVR
- ARM (Advance RISC Machine)

ตารางที่ 2.3 คุณสมบัติของไมโครคอนโทรลเลอร์ชนิดต่างๆ

เบอร์	หน่วยความจำ ข้อมูล	หน่วยความจำ โปรแกรม	จำนวน I/O	ความเร็ว	จำนวนขา
AT89C251	128 Ram	2 K flash	15	12 MHz	20
AT89C451	128 Ram	4 K flash	15	24 MHz	20
AT89C51	128 Ram	4 K flash	32	24 MHz	40
AT89C52	256 Ram	8 K flash	32	24 MHz	40
AT89C55WD	256 Ram	20 K flash	32	24 MHz	40
AT89C51RC	512 Ram	32 K flash	32	24 MHz	40
AT89C51ED2	2K Ram	64 K flash	34	60 MHz	40

ในงานวิจัยนี้ได้เลือกใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ เบอร์ AT89C52 มาใช้งาน

คุณสมบัติของไมโครคอนโทรลเลอร์ เบอร์ AT89C52

- เป็นไมโครคอนโทรลเลอร์ที่มี CPU ขนาด 8 บิต
- มีหน่วยความจำข้อมูล (RAM) ขนาด 256 ไบต์
- มีหน่วยความจำโปรแกรม (ROM) แบบแฟลชขนาด 8 กิโลไบต์ สามารถเขียน/ลบ
ได้ 1000 ครั้ง และเก็บข้อมูลได้ถึง 10 ปี
- มีพอร์ตขาเข้า/ขาออกทั้งหมด 4พอร์ต พอร์ตละ 8 บิตรวม 32 บิต โดยแต่ละบิต
สามารถเป็นทั้งขาเข้าและขาออกได้
- ไทม์เมอร์/เคาน์เตอร์ขนาด 16 บิต 3 ตัวคือ ไทม์เมอร์ 0, ไทม์เมอร์ 1 และ ไทม์
เมอร์ 2
- สามารถรองรับแหล่งกำเนิดอินเตอร์รัพต์ได้ 8 แหล่ง คือ
- มีวงจรสื่อสารอนุกรมแบบสองทิศทาง (Full Duplex)
- ทำงานที่สัญญาณนาฬิกา 0-24 เมกกะเฮิร์ตซ์

2.5.1 วงจรแปลงอะนาลอกเป็นดิจิตอล

ในวงจรอิเล็กทรอนิกส์ จะต้องมีการเชื่อมโยงกันระหว่างสัญญาณอนาลอกและสัญญาณดิจิตอล เนื่องจากอุปกรณ์ตรวจจับต่างๆ เช่น การตรวจจับสัญญาณอุณหภูมิ เป็นต้น และจะต้องใช้

อุปกรณ์ตรวจจับต่างๆ ซึ่งอุปกรณ์ ดังกล่าวนี้ทำหน้าที่แปลงปริมาณทางฟิสิกส์เป็นแรงดัน ไฟฟ้า เช่น ตัวแปลงสัญญาณอุณหภูมิเป็นแรงดัน สามารถแปลงอุณหภูมิ 1 ต่อ 10 มิลลิโวลต์ เป็นต้น

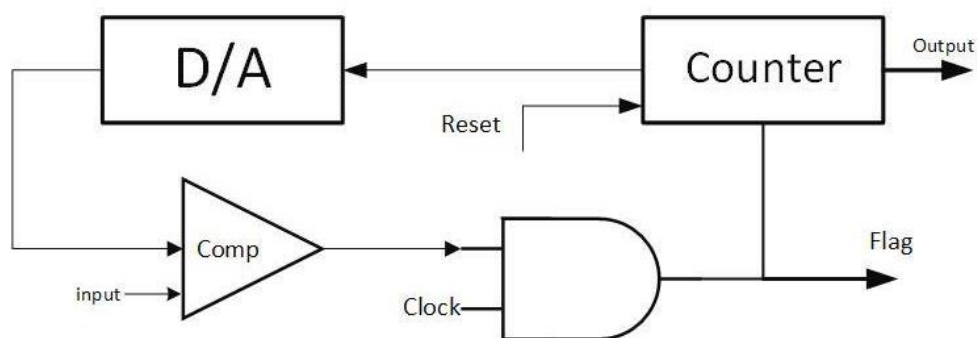
แรงดันไฟฟ้าที่ได้จากตัวตรวจจับก็คือสัญญาณอนาล็อก เมื่อนำมาประมวลผลด้วยเครื่องคอมพิวเตอร์จะต้องมีการแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิทัล เพื่อให้คอมพิวเตอร์ประมวลผลได้ และเมื่อคอมพิวเตอร์ประมวลผลแล้ว ต้องการจะส่งสัญญาณกลับออกมาเป็นอนาล็อก จึงต้องมีวงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นอนาล็อก

ในปัจจุบันไมโครโปรเซสเซอร์ และไมโครคอนโทรลเลอร์ เข้ามาช่วยในการควบคุมอุปกรณ์ต่างๆ มากมาย ซึ่งทำให้การควบคุมนั้นทำได้ง่ายและรวดเร็วยิ่งขึ้น แต่ในการควบคุมนั้น จำเป็นต้องใช้ สัญญาณดิจิทัลในการติดต่อกับไมโครโปรเซสเซอร์ หรือไมโครคอนโทรลเลอร์ แต่ในความเป็นจริงนั้น ใช้สัญญาณอนาล็อกในการควบคุม ดังนั้นจึงจำเป็นต้องมีการเปลี่ยนสัญญาณอนาล็อก เป็นสัญญาณดิจิทัล แล้วจึงนำสัญญาณนั้นเข้ามาสู่ไมโครโปรเซสเซอร์ หรือไมโครคอนโทรลเลอร์ เพื่อใช้ควบคุมระบบต่อไป

แม้ว่าสัญญาณอนาล็อกนั้นมีความแน่นอนและแม่นยำสูง แต่สัญญาณอนาล็อกนั้นควบคุมได้ยาก เนื่องจากในสภาพแวดล้อมมีสัญญาณรบกวนอยู่มาก และการกระทำที่จะทำให้การควบคุมแบบอนาล็อก มีความสามารถควบคุม เท่ากับการควบคุมแบบดิจิทัลนั้นทำได้ยาก เนื่องจากวงจรควบคุมแบบ อนาล็อกจะต้องมีความซับซ้อนสูง อย่างไรก็ตาม สัญญาณดิจิทัลก็ไม่สามารถทดแทนความละเอียดของสัญญาณอนาล็อกได้อย่างสมบูรณ์ แต่ทำให้การควบคุมนั้นทำได้ง่าย และสะดวกยิ่งขึ้น วงจรแปลงอนาล็อกเป็นดิจิทัลนั้นจะแบ่งออกเป็น 4 ประเภท

2.5.1.1 การแปลงด้วยการนับ (Counting Converter)

การแปลงด้วยการนับเป็นวิธีที่ง่ายที่สุดของการแปลงสัญญาณอนาล็อก เป็นสัญญาณดิจิทัลโดยใช้อัลกอริทึม การนับค่าเพิ่มขึ้นเรื่อยๆ แล้วนำผลที่ได้จากการนับไปเปรียบเทียบกับค่าที่ต้องการที่ตั้งไว้ ลักษณะการทำงานเป็นดังรูป 2.16

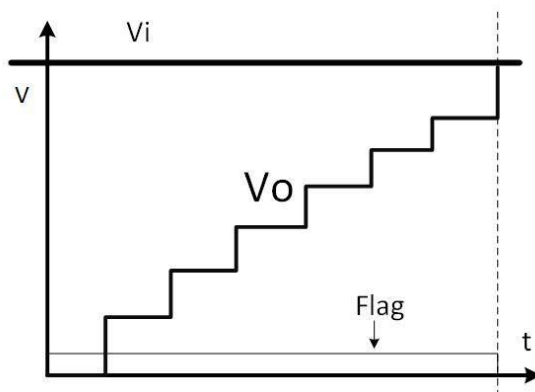


รูปที่ 2.16 ลักษณะการทำงานของเครื่องแปลงด้วยกรนับ

จากรูปที่ 2.16 เป็นอุปกรณ์นับค่าที่เพิ่มขึ้นทีละหนึ่ง แล้วส่งค่าที่ได้ให้ D/A มีขาริเซ็ทรับสัญญาณรีเซ็ท เมื่อต้องการให้เริ่มนับใหม่

D/A เมื่อรับค่าที่นับเพิ่มขึ้นทีละหนึ่งจากตัวนับ ก็แปลงค่าให้เป็นสัญญาณ อนุลอกที่มีค่าความต่างศักย์ค่าๆ หนึ่ง แล้วส่งต่อเข้าไปที่อุปกรณ์ตัวเปรียบเทียบ (Comparator)

ตัวเปรียบเทียบจะเป็นอุปกรณ์ตัวเปรียบเทียบค่าความต่างศักย์ ของขาเข้า และค่าจากที่ตัวนับ ถ้าหากทั้งสองสัญญาณมีค่าเท่ากันส่งค่าความต่างศักย์ 0 โวลต์ออกมา (ลอจิก 0) ถ้าไม่เท่ากันก็จะส่งความต่างศักย์ที่ไม่ใช่ 0 โวลต์ออกมา (ลอจิก 1) ซึ่งค่าความต่างศักย์ที่ออกมา จะนำมาเข้าลอจิก “และ” (AND gate) กับ สัญญาณนาฬิกา จะได้ค่าลอจิกออกมา ถ้าผลลัพธ์ออกมาเป็นสัญญาณนาฬิกาแสดงว่ายังไม่ได้ผลลัพธ์ที่ต้องการ สัญญาณนาฬิกาจะไปทำให้ตัวนับเพิ่มขึ้นต่อไป และเมื่อได้ค่าผลลัพธ์ดิจิทัลที่ต้องการแล้ว ค่าที่ได้จากตัวเปรียบเทียบจะให้ค่าความต่างศักย์เป็น 0 (ลอจิก 0) ซึ่งเมื่อนำมาเข้าลอจิกเกต “และ” กับสัญญาณนาฬิกาแล้ว ก็จะทำให้ลอจิก 0 ซึ่งทำให้ตัวนับไม่นับเพิ่มอีก ก็จะได้ค่าลอจิกจากตัวนับที่ต้องการ จากคำอธิบายข้างต้นจะได้กราฟของแรงดันขาออก (V_o)

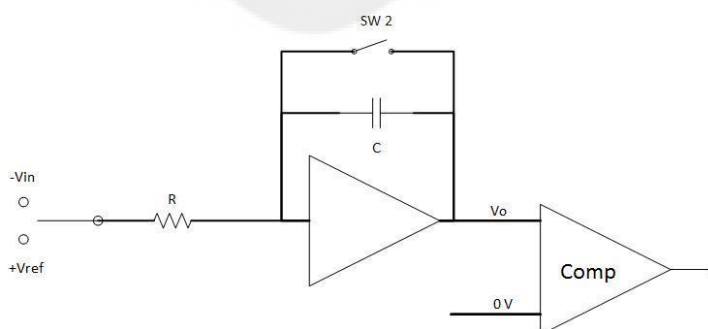


รูปที่ 2.17 กราฟของแรงดันขาออก

2.5.1.2 การแปลงแบบประมาณค่าใกล้เคียง (Successive Approximation)

การแปลงแบบประมาณค่าใกล้เคียงใช้หลักการของ การหาค่าไบนารี ในการหาคำตอบ โดยนำค่าผลลัพธ์มาเปรียบเทียบกับค่ากึ่งกลางของช่วง เพื่อให้ทราบว่า ค่านั้น มากกว่า หรือ น้อยกว่า โดยจะปรับช่วงให้แคบลงมาเรื่อยๆ แล้วเปรียบเทียบผลลัพธ์กับค่ากึ่งกลางของช่วงไปเรื่อยๆ จนได้ผลลัพธ์ที่ต้องการ เช่น เลขที่เป็นคำตอบคือ 3 จากช่วง ของคำตอบที่ 0-7 ครั้งแรกเอาค่า $(0+7)/2 = 4$ มาเปรียบเทียบ ได้ผลว่า คำตอบที่ต้องการอยู่ในช่วงที่น้อยกว่า 4 ครั้งที่ 2 ก็เลือกค่า $(0+4)/2 = 2$ มาเปรียบเทียบ ได้ผลว่าคำตอบที่ต้องการอยู่ในช่วงที่มากกว่า 2 แต่น้อยกว่า 4 ครั้งที่ 3 ก็เลือกค่า $(2+4)/2 = 3$ มาเปรียบเทียบ ได้ผลว่าคำตอบที่ต้องการ การใช้การแปลงลักษณะนี้ มีข้อดีคือ เวลาที่ใช้ในการหาคำตอบ n รอบแน่นอน (โดยที่ n คือ จำนวนบิต) จะใช้เวลาน้อยกว่าการแปลงด้วยการนับ

2.5.1.3 การแปลงโดยใช้ค่าความชัน (Dual-Slope ADC)

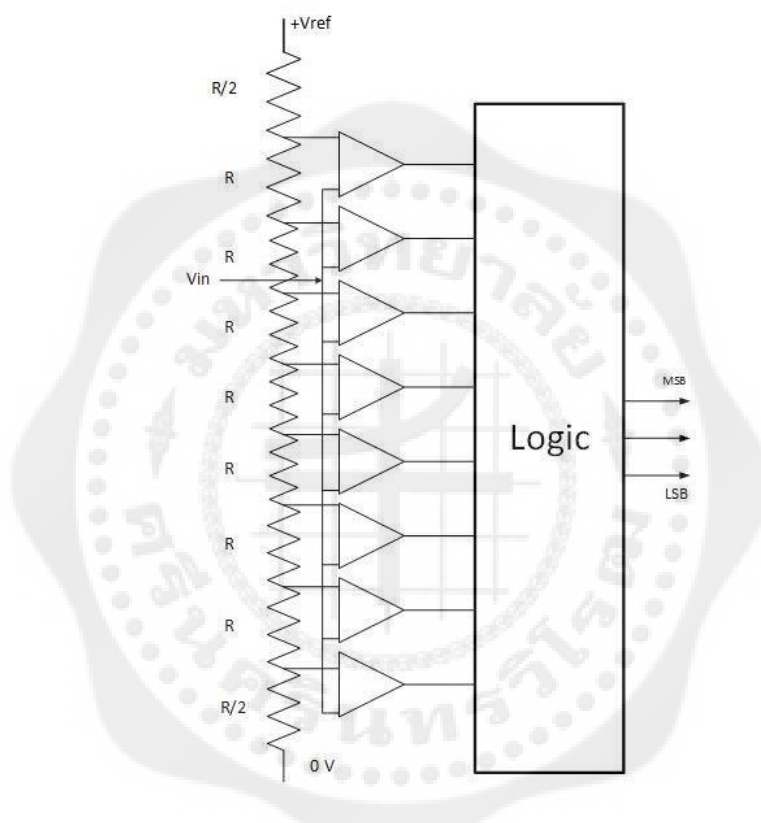


รูปที่ 2.18 การทำงานของการแปลงโดยใช้ค่าความชัน

แรงดันขาเข้ามี 2 ตัว คือ ค่าความต่างศักย์อนุภาคที่ต้องการแปลงเป็นดิจิทัลและความต่างศักย์ที่คงที่ค่าหนึ่ง และมีสวิตช์ SW1 ซึ่งทำหน้าที่เลือกค่าสัญญาณ

จากวงจรตอนเริ่มต้นสวิตช์ SW2 ทำหน้าที่คายประจุของตัวเก็บประจุ แล้วจึงเปิด สวิตช์ SW2 ออกเมื่อสวิตช์ SW1 สับมาที่แรงดันขาเข้าฝั่งลบ ($-V_{in}$) จากวงจรทำให้ได้ความชันเท่ากับ V_{in}/RC

2.5.1.4 การแปลงแบบแฟลช (Flash Converter)



รูปที่ 2.19 การทำงานของการแปลงแบบแฟลช

หลักการของการแปลงแบบแฟลช คือ การใช้การแบ่งแรงดันเป็นแรงดันหลายๆค่า แล้วเปรียบเทียบกับแรงดันขาเข้า เป็นคู่ๆพร้อมกัน แล้วกระทำการทางลอจิก จากรูปที่ 2.19 มี ค่าแรงดันเปรียบเทียบ 8 บิต นำไปเปรียบเทียบกับแรงดันขาเข้า แล้วมากกว่าก็จะปล่อยลอจิกออกมา ถ้ามากกว่าก็จะให้ลอจิก 1 ถ้าน้อยกว่าหรือเท่ากันก็จะให้ลอจิก 0 การแปลงชนิดนี้จะได้ความรวดเร็วในการทำงานเร็วที่สุด แต่จะใช้อุปกรณ์ในส่วนของวงจรมากกว่าแบบอื่นๆ

2.6 การใช้งานจอแสดงผลแบบ LCD (Liquid Crystal Display)

LCD นี้มีทั้งแบบที่แสดงผลเป็นอักขระเพียงอย่างเดียว (Character LCD) และแบบที่สามารถแสดงผลเป็นรูปภาพหรือสัญลักษณ์อื่นๆ ตามความต้องการได้ (Graphic LCD) โดย LCD Display ที่พบเห็นกันโดยทั่วไปในชีวิตประจำวันนี้อาจมีอยู่หลายแบบ แต่ในที่นี้จะกล่าวถึงเฉพาะ Dot-Matrix LCD ที่มีวางจำหน่ายกันทั่วไปที่สามารถซื้อหามาใช้งานกันได้ง่าย โดยที่พบเห็นกันทั่วไปได้แก่ขนาด 16 ตัวอักษรไปจนถึง 40 ตัวอักษร และมีจำนวนบรรทัดตั้งแต่ 1 บรรทัดไปจนถึง 4 บรรทัด (หรืออาจมากกว่านั้น) โดย LCD เหล่านี้อาจมีหลายผู้ผลิต แต่ส่วนมากแล้วจะมีโครงสร้างการทำงานและชุดคำสั่งที่เหมือนกันเกือบทุกประการ อาจมีแตกต่างกันบ้างในเรื่องของความเร็วในการอ่าน/เขียน (Access Time)

2.6.1 ส่วนประกอบหลักของโมดูล LCD

- ตัวแสดงผล (Display) ภายในเป็นผลึกเหลวที่สามารถแสดงผลให้เห็นโดยอาศัยแสงจากภายนอก ดังนั้นจึงมีมุมมองในการมองข้อมูลที่แสดงบนจอ LCD
- ตัวควบคุม (Controller) เป็นตัวรับข้อมูลจากอุปกรณ์ภายนอกมาควบคุมการทำงานของโมดูล LCD เช่น จอลบภาพ แสดงตัวอักษรหรือเลื่อน Cursor เป็นต้น
- ตัวขับ (Drive) เป็นตัวรับสัญญาณจากตัวควบคุมมาขับให้ตัวแสดงผลข้อมูลตามที่กำหนด

2.6.2 ข้อมูลเบื้องต้นของโมดูล LCD ที่ใช้งาน ขนาด 16 ตัวอักษร 2 บรรทัด

ผู้ใช้งานไม่สามารถจ่ายกระแสไฟฟ้าตรงกับ LCD ค้างไว้ตลอดเวลาเพื่อให้ LCD แสดงผลตามที่ต้องการได้เนื่องจากจะทำให้เกิดปฏิกิริยาไฟฟ้าเคมีขึ้นและจะทำให้อายุการใช้งาน LCD สั้นลง ด้วยเหตุนี้จึงจำเป็นต้องป้อนสัญญาณสลับระหว่างปิดกับเปิด (SCAN) ด้วยความถี่ไม่น้อยกว่า 30 Hz เพื่อไม่ให้หน้าจอกระพริบ LCD โดยทั่วไปจะเป็นแบบที่มีส่วนควบคุม (Controller) รวมไว้ในตัวอยู่แล้ว ผู้ใช้งานเพียงส่งรหัสคำสั่งสำหรับควบคุมการทำงานของ LCD ให้กับ Controller ว่าต้องการใช้ทำงานอย่างไร ซึ่งส่วนใหญ่แล้ว จะมีสัญญาณในการเชื่อมต่อระหว่าง LCD กับ Microcontroller ดังนี้

- ขาที่ 1 VSS เป็น Ground ใช้ต่อระหว่าง Ground ของระบบ Microcontroller กับ LCD
 - ขาที่ 2 VCC เป็นไฟเลี้ยงวงจรที่ต้องป้อนให้กับ LCD มีขนาด +5VDC
 - ขาที่ 3 VO เป็นขาสำหรับปรับความสว่างของหน้าจอ LCD
 - ขาที่ 4 RS (Register Select) เป็นขาขาเข้ารับค่าข้อมูล ใช้สำหรับบอกให้ LCD Controller ทราบว่า Code ที่ส่งให้ทางขา Data เป็นคำสั่งหรือข้อมูล
- RS = 1 เป็นการรับค่าข้อมูลเพื่อส่งออกไปแสดงผลหน้าจอ LCD
- RS = 0 เป็นการรับค่าข้อมูลเพื่อปรับคำสั่งควบคุมการทำงานของตัว LCD

- ขาที่ 5 R/W (Read/Write) เป็นขาขาเข้ารับค่าข้อมูล ใช้สำหรับกำหนดว่าจะอ่านหรือเขียนข้อมูลกับ LCD Controller

RW = 0 เป็นการเลือกเขียนข้อมูลเข้าไปที่ตัวโมดูล LCD

RW = 1 เป็นการเลือกอ่านข้อมูลจากตัวโมดูล LCD

- ขาที่ 6 E เป็นขา Enable หรือ Chips Select เพื่อกำหนดการทำงานให้กับ LCD Controller

- ขาที่ 7-14 เป็นขาสัญญาณ Data Bus ใช้สำหรับเขียนหรืออ่านข้อมูล/คำสั่ง กับ LCD

Controller



รูปที่ 2.20 แสดงลักษณะของโมดูล LCD

ที่มา : Thai Embedded

บทที่ 3

หลักการออกแบบ

ในบทนี้จะได้กล่าวถึงการออกแบบและสร้างแหล่งจ่ายไฟกระแสตรงแรงดันสูงสำหรับกระบวนการสร้างพลาสมา ขนาด 1 ถึง 15 กิโลโวลต์ ชนิดประจุบวก ความถี่ใช้งานในช่วง 10 ถึง 110 กิโลเฮิรตซ์ โดยมีรายละเอียดดังนี้

3.1 การออกแบบแหล่งจ่ายไฟกระแสตรงแรงดันสูง

3.1.1 ความต้องการในการออกแบบ

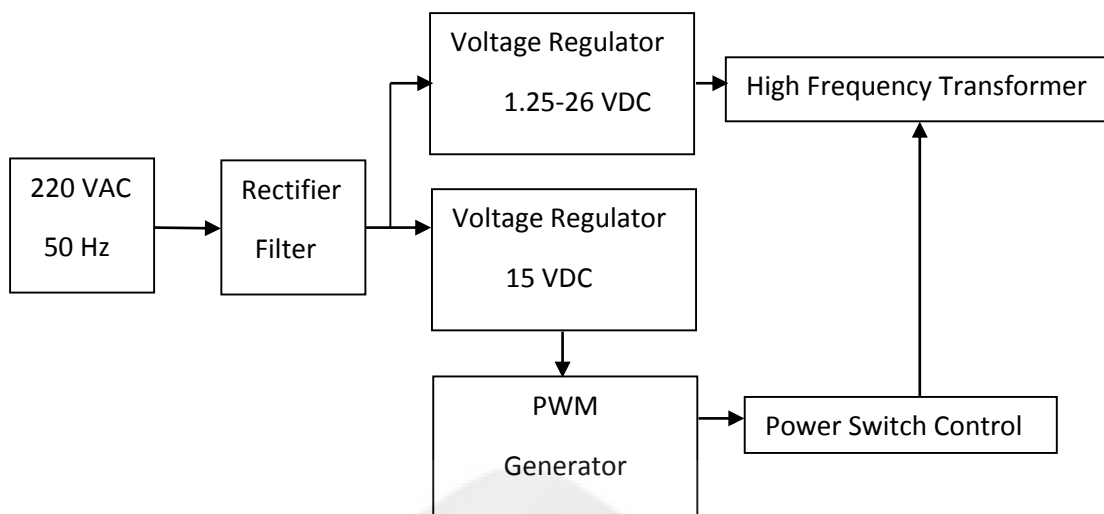
เป้าหมายในงานวิจัยนี้ เพื่อออกแบบสร้างแหล่งจ่ายไฟกระแสตรงแรงดันสูงสำหรับกระบวนการสร้างพลาสมา จึงได้มีการกำหนดรายละเอียดของการออกแบบตามตารางที่ 3.1 ดังนี้

ตารางที่ 3.1 เกณฑ์ในการออกแบบโดยรวมของแหล่งจ่ายไฟกระแสตรงแรงดันสูง

เกณฑ์ในการออกแบบ	คุณสมบัติ
แรงดันไฟฟ้าขาเข้า	แรงดันกระแสตรง 26 โวลต์
แรงดันไฟฟ้าขาออก	1 ถึง 15 กิโลโวลต์
ชนิดประจุ	ประจุบวก
โครงสร้าง	มีขนาดเบา ปลอดภัย ง่ายต่อการบำรุงรักษา

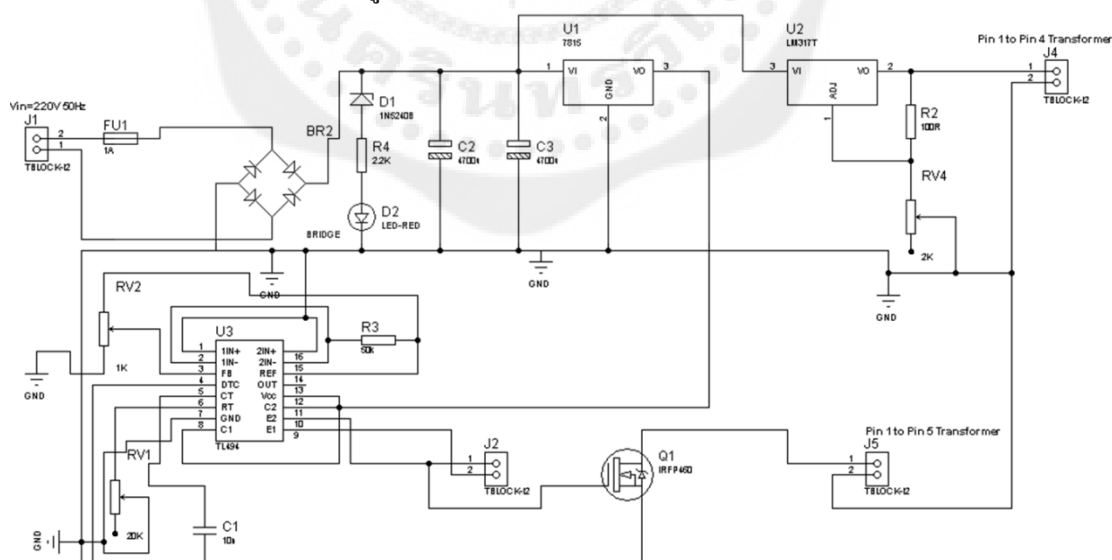
3.1.2 รายละเอียดในการออกแบบ

โครงสร้างของแหล่งจ่ายไฟกระแสตรงแรงดันสูงสำหรับกระบวนการสร้างพลาสมา ที่ได้ ออกแบบแสดงในรูปที่ 3.1 โดยในการศึกษานี้ได้นำหลักการของวงจรแปลงผันฟลายแบคแบบปรับ ระดับแรงดันไฟฟ้ามาทำการประยุกต์ใช้งาน นำเทคนิคของวงจรขั้วนำสวิตช์มาขั้วนำมอสเฟต ผ่าน หม้อแปลงความถี่สูงเพื่อให้ได้แรงดันไฟฟ้าขาออกกระแสตรงแรงสูงขนาด 1 ถึง 15 กิโลโวลต์ จากนั้นจึงนำไปประยุกต์ใช้กับการสร้างพลาสมา มีส่วนวงจรแสดงผลโดยใช้

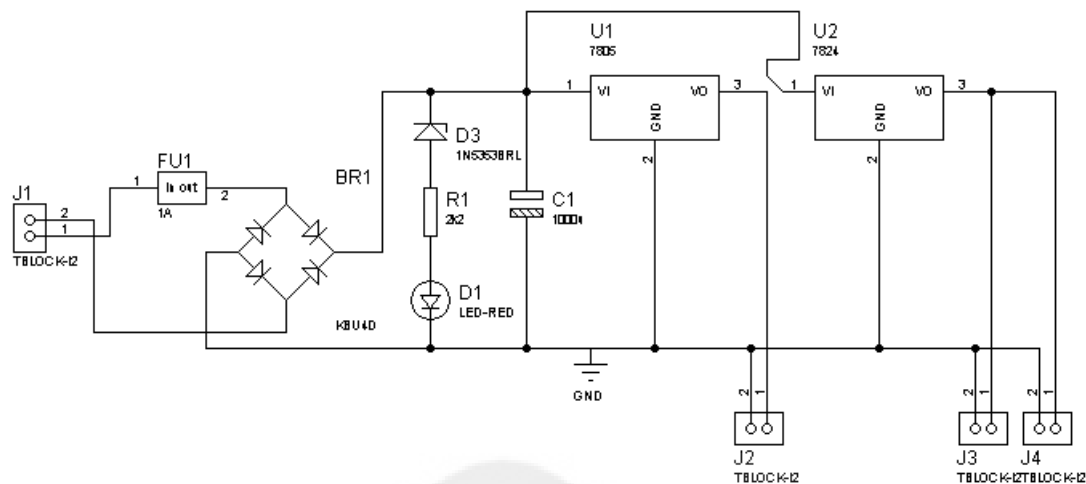


รูปที่ 3.2 ลำดับขั้นตอนการทำงานของแหล่งจ่ายไฟกระแสตรงแรงดันสูง

สำหรับการออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้าของวงจรแปลงผันฟลายแบค ในการวิจัยนี้ได้เลือกใช้หม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงแบบ Flyback Transformer เพื่อลดขนาดหม้อแปลงไฟฟ้าที่ใช้ทำงานลง ซึ่งหม้อแปลงชนิดนี้ได้ออกแบบให้มีฉนวนสำหรับการป้องกันในระดับพิคัดแรงดันไฟฟ้าแรงสูง จึงทำให้สามารถใช้งานได้สะดวกขึ้น ลดความซับซ้อนในการออกแบบการพันหม้อแปลงไฟฟ้า มีราคาถูก และสามารถหาซื้อได้ตามท้องตลาด จึงเหมาะสำหรับนำมาออกแบบและสร้างแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าแรงสูงนี้



รูปที่ 3.3 รูปวงจรของแหล่งจ่ายไฟกระแสตรงแรงดันสูง



รูปที่ 3.4 วงจรจ่ายไฟให้ไมโครคอนโทรลเลอร์และพัดลมระบายความร้อน

จากรูปที่ 3.4 เป็นวงจรจ่ายไฟให้แก่มิโครคอนโทรลเลอร์และพัดลมระบายความร้อน ประกอบไปด้วยไดโอดบริดจ์ตัวเก็บประจุ และไอซีรีกษาาระดับแรงดันเบอร์ 7805 และไอซีรีกษา ระดับแรงดันเบอร์ 7824 สำหรับการเลือกอุปกรณ์ในการใช้งาน จะแสดงการคำนวณในหัวข้อถัดไป

3.2 วงจรเรียงกระแส วงจรกรอง และวงจรรักษาระดับแรงดัน

3.2.1 วงจรเรียงกระแส

3.2.1.1 ส่วนแสดงสถานะการทำงาน

สำหรับส่วนนี้จะใช้หลอดแอลอีดีสีแดงมาเป็นไฟแสดงสถานะของวงจรว่าทำการเปิด วงจรอยู่ โดยใช้ซีเนอร์ไดโอด เบอร์ 1N5353B และตัวต้านทานขนาด 2.2 กิโลโอห์ม

$$\text{กระแสไหลผ่านไดโอด} = V_{in} - V_z/R \quad (3.1)$$

โดย V_z : แรงดันที่ตกคร่อมซีเนอร์ไดโอด (เบอร์ 1N52408 มีแรงดันตกคร่อมเท่ากับ 3.6 โวลต์)

$$\text{กระแสไหลผ่านไดโอด} = 24 - \frac{16}{2.2} \times 10^3 = 3 \text{ มิลลิแอมป์}$$

จากขนาดของกระแสที่ได้ จึงเลือกใช้งานหลอดแอลอีดี ขนาด 5 มิลลิเมตร มาแสดงสถานะ

3.2.1.2 วงจรเรียงกระแส

สำหรับการออกแบบวงจรเรียงกระแส นั้นต้องทราบถึง กระแสขาเข้าก่อน และแรงดันของโหลดที่วงจรเรียงกระแส นั้นจ่ายให้ ซึ่งจากรูป 3.3 ก็คือ ไอซีรีกษาระดับแรงดัน หมายเลข 7815 และ ไอซีรีกษาระดับแรงดันหมายเลข LM350T ซึ่งไอซีทั้งสองตัวสามารถรับแรงดันกระแสตรงได้สูงสุด 36 โวลต์ และต้องจ่ายแรงดันไม่ต่ำกว่า 15 โวลต์และ 1.25 โวลต์ตามลำดับจากสมการ (3.2)

$$V_{dc} = 2V_{max}/\pi = 0.637V_{max} = 0.9V_{RMS} \quad (3.2)$$

แทนค่าแรงดันที่ต้องการนั้นก็คือ 36 โวลต์ลงไปในสมการ (3.2) จะได้ค่า $V_{RMS} = 40$ โวลต์ แต่เมื่อผ่านตัวเก็บประจุที่เป็นวงจรกรองจะต้องหารด้วย 1.414 ทำให้ $V_{RMS} = 28$ โวลต์ ดังนั้นจะได้แรงดันฝั่งทุติยภูมิของหม้อแปลงคือ 28 โวลต์ แต่เนื่องจากหม้อแปลงขนาดแรงดัน 220/28 โวลต์ไม่มีจำหน่าย จึงเลือกใช้ ขนาด 220/24 โวลต์แทน

หลังจากนั้นนำแรงดันฝั่งทุติยภูมิของหม้อแปลงมาหากระแสขาเข้าได้ดังนี้ จากสมการ (3.3) และ (3.4)

$$P_{in} = P_{out} / \eta \quad (3.3)$$

โดย P_{out} : 73 วัตต์ (คิดจากกำลังไฟฟ้าด้านออกที่จ่ายให้ไอซี 4 ตัว ไอซี 7815 กินกำลังไฟ : 16 วัตต์, ไอซี LM350T กินกำลังไฟ : 25 วัตต์, ไอซี 7824 กินกำลังไฟ : 24 วัตต์, ไอซี 7805 กินกำลังไฟ : 8 วัตต์)

η : ประสิทธิภาพของวงจร (เลือก 95%)

แทนค่าลงในสมการ (3.3)

$$P_{in} = 73/0.95 = 76.842 \text{ วัตต์}$$

$$I_{in} = P_{in}/V_{in} \quad (3.4)$$

แทนค่าลงในสมการ (3.4)

$$I_{in} = 76.842/24 = 3.201 \text{ แอมป์}$$

จากค่าที่ได้ทั้งหมด จึงเลือกใช้หม้อแปลงขนาด 220/24 โวลต์ 5 แอมป์ จากค่าแรงดันและกระแสของหม้อแปลง จึงเลือกใช้ไดโอดบริดจ์ขนาด 100 โวลต์ 6 แอมป์

3.2.2 วงจรกรอง

ในส่วนของวงจรกรองนี้ จะใช้ตัวเก็บประจุทำหน้าที่กรองกระแสให้เรียบมากขึ้นโดยคำนวณจากสมการ (3.5)

$$C = I_e \times \Delta T / \Delta V_{\text{ripple}} \quad (3.5)$$

โดย I_e : ค่ากระแสขาเข้า (5 แอมป์)

ΔT : ช่วงเวลาที่ตัวเก็บประจุคายประจุ ($\Delta T = 10^{-3}$)

ΔV_{ripple} : ค่ายอดของแรงดันกระเพื่อม (เลือก 2% ของ V_{in})

แทนค่าลงในสมการ (3.5)

$$C = 5 \times 10^{-3} / 0.48 = 8.333 \times 10^{-3} \text{ ฟารัด}$$

ดังนั้นในงานวิจัยนี้จึงเลือกตัวเก็บประจุแบบอิเล็กโทรไลต์ 4,700 ไมโครฟารัด ขนาด 50 โวลต์ ใช้ 2 ตัวต่อขนานกันดังรูปที่ 3.3 สำหรับวงจรแหล่งจ่ายไฟกระแสตรงแรงดันสูง สำหรับค่าตัวเก็บประจุ ในรูป 3.4 ใช้สมการ (3.5) ในหาค่าตัวเก็บประจุ

โดย I_e : 2 แอมป์ (คิดเผื่อกระแสสูงสุด)

ΔT : ช่วงเวลาที่ตัวเก็บประจุคายประจุ ($\Delta T = 10^{-3}$)

ΔV_{ripple} : ค่ายอดของแรงดันกระเพื่อม (เลือก 10% ของ V_{in})

แทนค่าลงในสมการ (3.5)

$$C = 2 \times 10^{-3} / 2.4 = 833.3 \times 10^{-6} \text{ ฟารัด}$$

ดังนั้นในงานวิจัยนี้จึงเลือกใช้ตัวเก็บประจุแบบอิเล็กโทรไลต์ 1,000 ไมโครฟารัด ขนาด 50 โวลต์

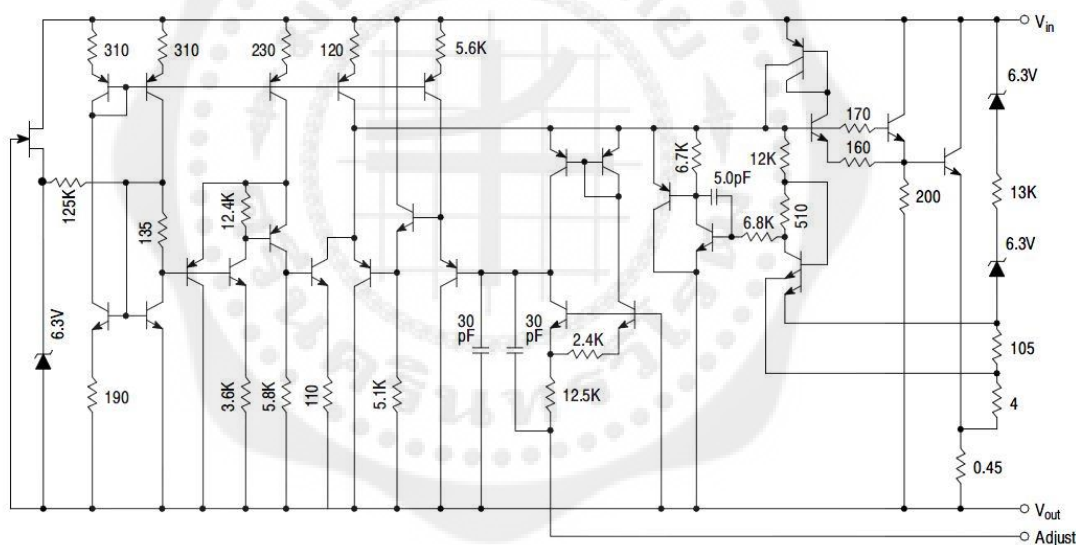
3.2.3 วงจรรักษาระดับแรงดัน

3.2.3.1 วงจรรักษาระดับแรงดัน เบอร์ 7815

วงจรรักษาระดับแรงดัน เบอร์ 7815 จัดเป็นไอซีรักษาระดับแรงดันแบบคงที่ (Three Terminal Fixed voltage Regulators) เป็นไอซีที่ให้จ่ายแรงดันขาออกตามตัวเลข 2 ตัวท้ายของเบอร์ไอซี ในงานวิจัยนี้ใช้ไอซีรักษาระดับแรงดัน เบอร์ 7815 นั่นก็คือแรงดันของไอซีรักษาระดับแรงดันเท่ากับ 15 โวลต์ ในงานวิจัยนี้เหลือใช้ ไอซี เบอร์ 7815 มาเพื่อจ่ายแรงดันกระแสตรง 15 โวลต์ให้กับไอซีสร้างสัญญาณขั้วนำสวิตช์ เบอร์ TL494

3.2.3.2 วงจรรักษาระดับแรงดัน แบบปรับค่าได้ เบอร์ LM350T

วงจรรักษาระดับแรงดัน เบอร์ LM350T จัดเป็นไอซีรักษาระดับแรงดันแบบปรับค่าได้ (Three Terminal Adjustable Regulators) ซึ่งมีจุดที่เตรียมไว้สำหรับการต่อตัวต้านทานภายนอก (External Resistor) นั่นก็คือขาที่ 2 ของตัวไอซี เพื่อปรับแรงดันขาออก



รูปที่ 3.5 โค้ดแกรมของโครงสร้างภายในไอซี LM350T

ที่มา : Thai Embedded

จากรูป 3.5 จะเห็นว่าค่าแรงดันอ้างอิงของไอซี มีค่า 1.25 โวลต์ และมีกระแสไหลผ่านขณะทำงานคือ 50 ไมโครแอมป์ ซึ่งมาจาก แหล่งจ่ายกระแส(current source)ในตัวไอซีเอง วงจรในส่วนนี้จะทำงานเป็นอิสระต่ออุณหภูมิ นอกจากนี้ไอซี LM350T จะมีวงจรป้องกันเหมือนกับไอซีอื่นทั่วไป ซึ่งสามารถหาค่าแรงดันขาออกได้จากสมการ (3.6)

$$V_o = (1 + R_2/R_1)1.25 \quad (3.6)$$

และไอซี LM350T นั้นจากข้อมูลของไอซีมีข้อจำกัดว่าห้ามจ่ายแรงดันกระแสตรงเกิน 40 โวลต์ และสามารถจ่ายแรงดันขาออกได้มากที่สุดแค่ 37 โวลต์เท่านั้น

แต่ต้องการแรงดันขาออกสูงสุดอยู่ที่ 26 โวลต์ จึงกำหนดค่าตัวต้านทาน $R_1 = 100$ โอห์ม เพื่อหาค่าของตัวต้านทานตัวที่ 2 จึงแทนค่าลงในสมการ (3.6) จะได้

$$R_2 = (V_o/1.25 - 1) \times R_1 = (26/1.25 - 1) \times 100 = 1,980 \text{ โอห์ม}$$

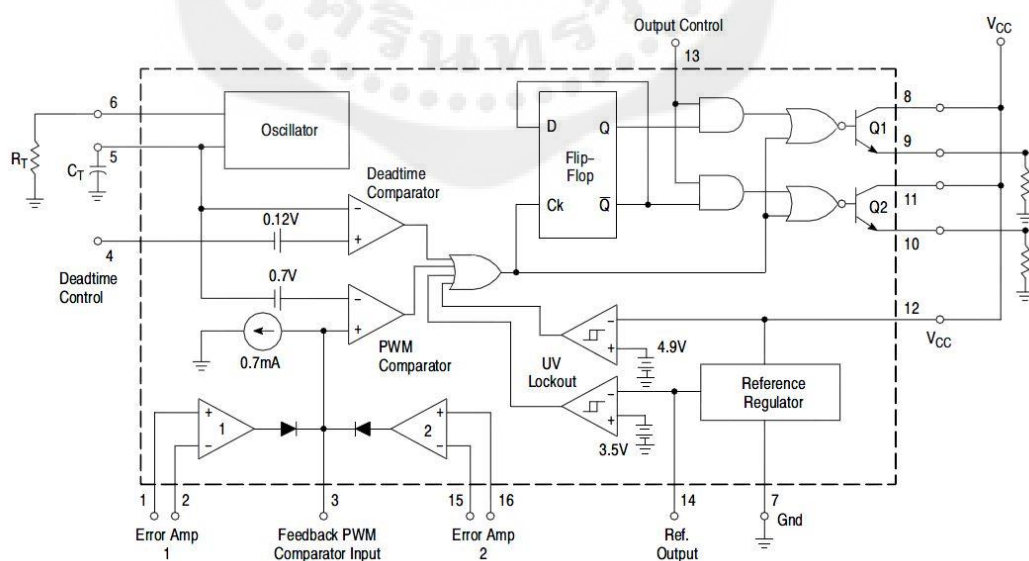
จากการคำนวณ จะได้ค่าตัวต้านทานขนาด 1.98 กิโลโอห์ม จึงเลือกใช้ตัวต้านทานแบบปรับค่าได้ ขนาด 2 กิโลโอห์ม และเลือกใช้ตัวต้านทานแบบวอลลุ่ม เพื่อให้ง่ายต่อการหมุนปรับค่า

3.3 วงจรจับนำสวิตช์

ภาคควบคุมสัญญาณพัลส์ ในการออกแบบสำหรับงานวิจัยนี้ วงจรสร้างสัญญาณพัลส์ที่นำมาขับเคลื่อนของมอสเฟตแบบใช้แรงดันควบคุม คือ สัญญาณที่ได้มาจาก ไอซี เบอร์ TL494 ซึ่งทำงานด้วยโหมดควบคุมจากแรงดันไฟฟ้าตามไดอะแกรมคิงรูปที่ 3.6 ค่าความต้านทานและตัวเก็บประจุที่จะนำมาใช้ในการเลือกย่านความถี่สามารถหาได้จากสมการ (3.7) และสมการ (3.8)

$$f_{osc} = 1/(R_T \times C_T) \quad \text{ในโหมดเดี่ยว} \quad (3.7)$$

$$f_{osc} = 1/2(R_T \times C_T) \quad \text{ในโหมดพุช-พูล} \quad (3.8)$$

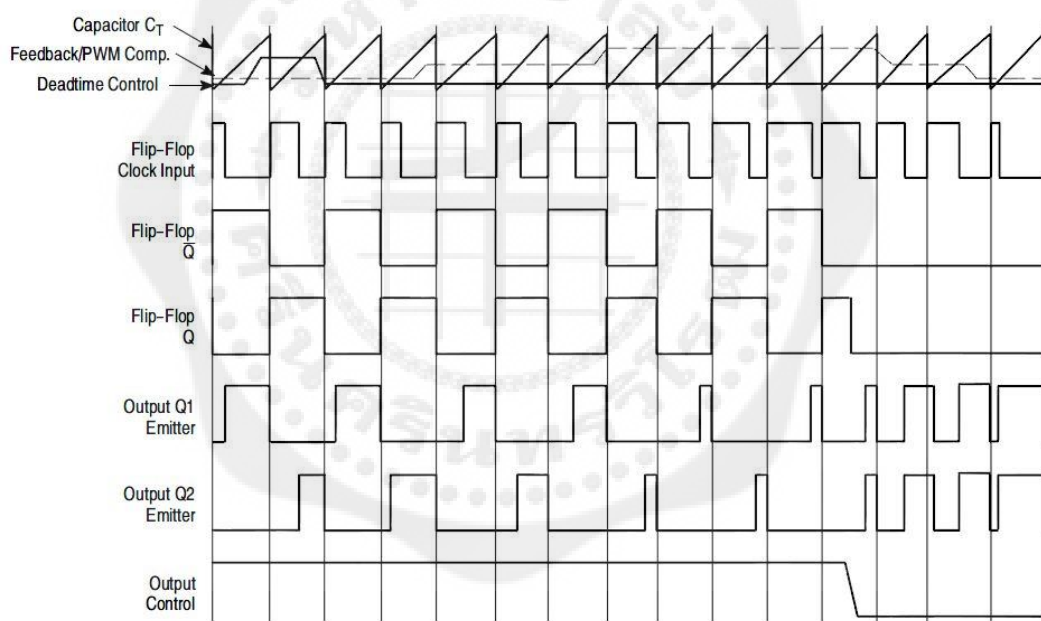


รูปที่ 3.6 โครงสร้างภายในของไอซี เบอร์ TL494

ที่มา : Thai Embedded

จากข้อมูลของตัวไอซีนี้จะเห็นได้ว่า ไอซีเบอร์ TL494 สามารถทำงานได้ 2 โหมดการทำงาน นั่นคือ 1. โหมดเดี่ยว 2. พุช-พูล ซึ่ง 2 โหมดนี้มีลักษณะการทำงานที่ต่างกันคือ สำหรับโหมดเดี่ยว นั้นค่าความกว้างสูงสุดของสัญญาณพัลส์ (Duty cycle) สามารถปรับได้ถึง 97% ส่วนโหมดพุช-พูล จะนำไปใช้กับวงจรแปลงผันที่ใช้ฟาวเวอร์ทรานซิสเตอร์ หรือมอสเฟต 2 ตัวที่นำมาเป็นสวิตช์ โดยในโหมดนี้ไอซีจะทำงานสลับกันใน 1 รอบ (1 Machine cycle)

สำหรับการทำงานของวงจรภายในของไอซีได้นำหลักการโหมดควบคุมจากแรงดันมาใช้งาน จะอาศัยการป้อนกลับค่าแรงดันเอาต์พุตและเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิงของวงจร ค่าความแตกต่างที่ได้จะถูกขยายโดยวงจรขยายความต่าง (error amplifier) ก่อนที่จะส่งไปยังวงจรพีดับบลิวเอ็ม โดยค่าแรงดันที่ได้จากวงจรขยายความต่างจะถูกเปรียบเทียบกับแรงดันรูปฟันเลื่อยอีกครั้ง ดังนั้นแรงดันเอาต์พุตที่ได้จากวงจรพีดับบลิวเอ็มจะมีลักษณะเป็นพัลส์สี่เหลี่ยม



รูปที่ 3.7 ลักษณะสัญญาณของไอซี TL494

ที่มา : Thai Embedded

ไอซี TL494 ต้องการแรงดันในการทำงานในช่วง 7 – 40 โวลต์ มีแรงดันไฟฟ้าอ้างอิงภายในไอซี (V_{ref}) เท่ากับ 5 โวลต์ และสามารถจ่ายกระแสไฟฟ้าได้ถึง 10 มิลลิแอมป์ เพื่อใช้ร่วมกับวงจรภายนอกได้ โดยมีค่าความถูกต้อง $\pm 1.5\%$

การออกแบบสำหรับงานวิจัยนี้เลือกใช้ในโหมดเดี่ยว เนื่องมาจากว่าวงจรที่ออกแบบข้างต้นที่เป็นวงจรแปลงผันฟลายแบคนั้นใช้มอสเฟตเป็นสวิตช์เพียงตัวเดียวจึงไม่จำเป็นที่จะต้องใช้ในโหมดพุช-พูล ที่สามารถขับมอสเฟตสลับกันได้ 2 ตัว อย่างวงจรเช่น วงจรแปลงผันพุช-พูล วงจรแปลงผันฮาร์ฟบริดจ์ และวงจรแปลงผันฟูลบริดจ์

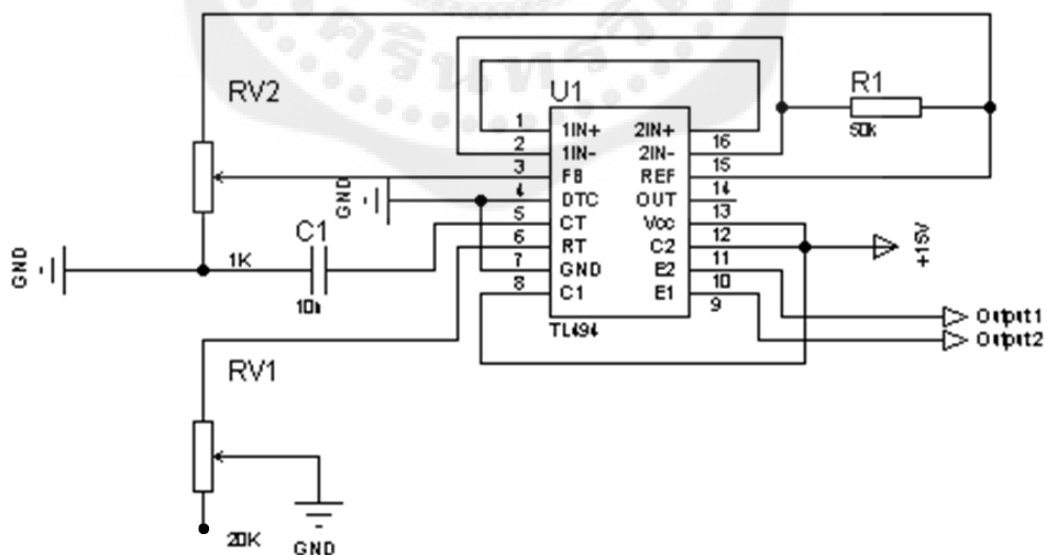
ดังนั้น จากสมการ (3.7) กำหนดค่า $C_T = 0.01$ ไมโครฟารัด และ $f_{osc} = 5$ กิโลเฮิร์ตซ์ (เป็นความถี่ต่ำสุด) แทนค่าลงในสมการ (3.7)

จาก
$$R_T = 1/f_{osc} \times C_T$$

แทนค่าจะได้

$$R_T = \frac{1}{5} \times 10^3 \times 0.01 \times 10^{-6} = 20 \text{ กิโลโอห์ม}$$

จากการคำนวณจะได้ $R_T = 2$ กิโลโอห์ม และ $C_T = 0.01$ ไมโครฟารัด และเลือกใช้ตัวต้านทานแบบปรับค่าได้ชนิดทริมพอด (Trimpot) ขนาด 20 กิโลโอห์ม จำนวน 15 รอบ ซึ่งจะทำการปรับความถี่ได้ในช่วง 5 – 110 กิโลเฮิร์ตซ์ แต่จะเลือกใช้เพียงช่วง 10 – 110 กิโลเฮิร์ตซ์ เพื่อประโยชน์ในการปรับแต่งความถี่ในการสวิตช์ และได้ความละเอียดที่มากกว่าสำหรับการปรับค่า

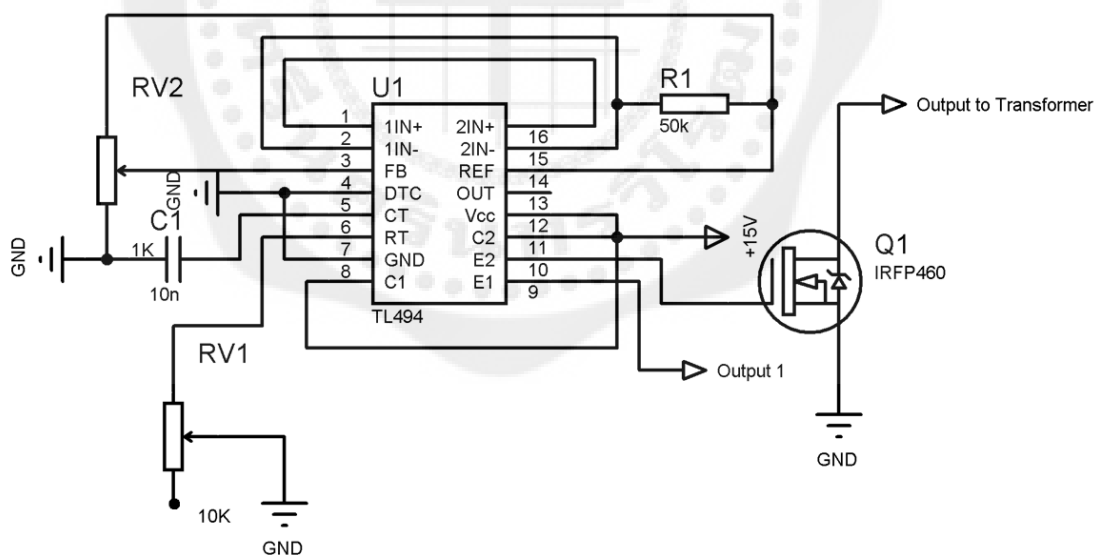


รูปที่ 3.8 วงจรควบคุมสัญญาณพีดับบลิวเอ็ม

จากรูปที่ 3.8 จะเห็นว่า ขาที่ 4 ของ ไอซี TL494 ต่อลงกราวด์เอาไว้ ดังนั้นค่าเวลาเพื่อ (dead-time) ของวงจรจะอยู่ที่ประมาณ 3% คือความกว้างสูงสุดของพัลส์ (Duty cycle) จะอยู่ที่ 97% การปรับความกว้างพัลส์ (ค่า Duty cycle) ใช้วิธีปรับค่าแรงดันที่ป้อนให้ขาที่ 3 ในวงจรนี้ ใช้ค่าแรงดันอ้างอิง 5 โวลต์ ของไอซีที่ขา 14 เริ่มจากแรงดันที่ขา 3 เท่ากับ 0.7 โวลต์(ค่า Duty cycle สูงสุด) ไปจนถึง 5 โวลต์(ค่า Duty cycle ต่ำสุด) จากรูป 3.8 จะเห็นว่าที่ขา 14 ต่อกับตัวต้านทานขนาด 50 กิโลโอห์ม และต่ออนุกรมกับตัวต้านทานปรับค่าได้ขนาด 1 กิโลโอห์ม และขากลางของตัวต้านทานปรับค่าได้มาต่อเข้ากับขาที่ 3 ทำให้สามารถปรับค่าความกว้างพัลส์ (Duty cycle) ได้ตั้ง 0-97%

3.4 วงจรควบคุม และการทดสอบหม้อแปลงใช้งาน

การออกแบบ จะใช้วงจรควบคุมสัญญาณขับเคลื่อนหรือสัญญาณพีดับบลิวเอ็ม โดยมีไอซีเบอร์ TL494 เป็นตัวสร้างสัญญาณขับเคลื่อนหรือสัญญาณพีดับบลิวเอ็ม เพื่อขับเคลื่อนมอสเฟตกำลัง (Power MOSFET) ซึ่งในที่นี้ จะเลือกใช้มอสเฟตกำลังเบอร์ IRFP460 สำหรับควบคุมหม้อแปลงความถี่สูง ซึ่งแสดงการออกแบบวงจรและไดอะแกรมดังรูป 3.9 โดยคุณสมบัติของมอสเฟตกำลังเบอร์ IRFP460 แสดงดังตารางที่ 3.2



รูปที่ 3.9 แสดงวงจรควบคุมหม้อแปลงความถี่สูง

ตารางที่ 3.2 คุณสมบัติของมอสเฟตกำลังเบอร์ IRFP460

องค์ประกอบ	ขนาดพิกัดใช้งาน
สวิตช์ควบคุม	Power MOSFET เบอร์ IRFP460
พิกัดแรงดัน	500 โวลต์
พิกัดกระแส	20 แอมแปร์
ความต้านทาน $R_{DS(on)}$	0.27 โอห์ม

ในการเลือกใช้อุปกรณ์แปลงความถี่สูงนั้น จะเลือกใช้อุปกรณ์แปลงฟลายแบค ซึ่งเป็นหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูง ที่รับสัญญาณไฟฟ้าแบบพัลส์ ซึ่งหม้อแปลงฟลายแบคประเภทนี้ หาได้โดยทั่วไปจากจอตโรทิสัน หรือจอฟีซี โดยหม้อแปลงฟลายแบค จะทำหน้าที่จ่ายแรงดันให้หลอดภาพ ซึ่งหลอดภาพนั้นจะใช้แรงดันที่สูง ดังนั้น การพิจารณาเลือกหม้อแปลงฟลายแบคสำหรับนำมาสร้างเครื่องจ่ายไฟแรงดันสูงกระแสตรงที่ต้องการ ต้องคำนึงถึงองค์ประกอบต่างๆของหม้อแปลง ฟลายแบค ดังตารางที่ 3.3 ดังนี้

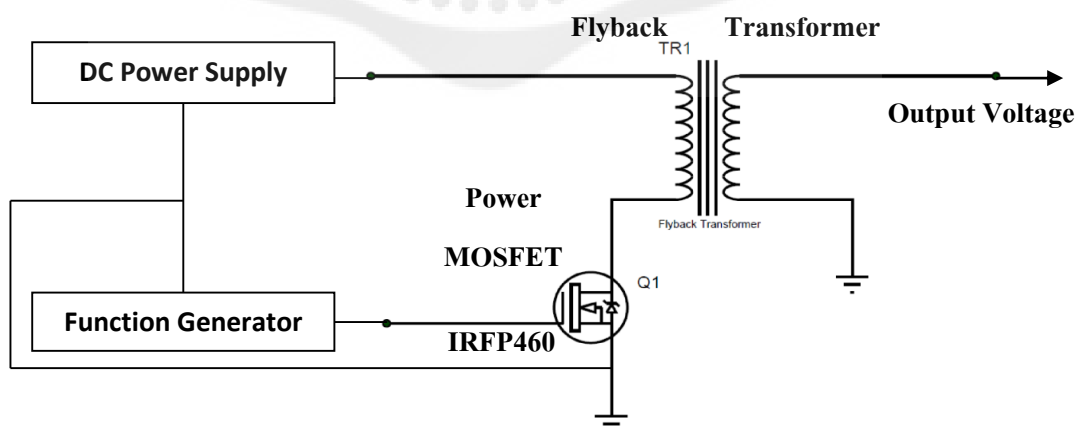
ตารางที่ 3.3 องค์ประกอบในการพิจารณาเลือกหม้อแปลงฟลายแบคความถี่สูง

องค์ประกอบ	ค่าที่ต้องการ
ชนิดของหม้อแปลง	Flyback Transformer
แรงดันไฟฟ้าขาเข้า	กระแสตรง ≤ 15 โวลต์
แรงดันไฟฟ้าขาออก	กระแสตรง ≥ 10 กิโลโวลต์
กระแสไฟฟ้าในระบบ	≤ 1 มิลลิแอมป์
ช่วงความถี่ที่ใช้	10 ถึง 50 กิโลเฮิรตซ์

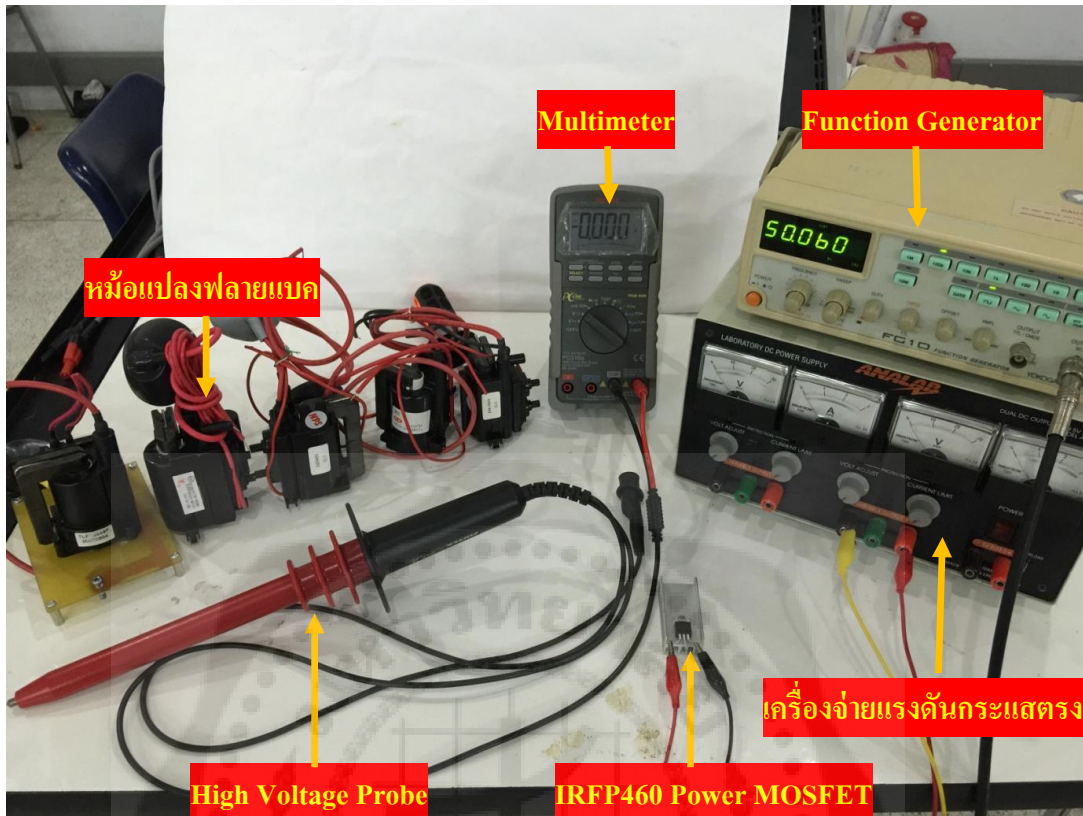
ในการทดสอบหม้อแปลงฟลายแบคที่จะนำมาใช้ในการสร้างเครื่องจ่ายไฟแรงดันสูงกระแสตรง ให้ได้ขนาดพิกัดแรงดันตามที่ต้องการนั้น นอกจากจะต้องคำนึงตามตารางที่ 3.3 แล้ว ยังต้องคำนึงถึงองค์ประกอบของหม้อแปลงชนิดนั้นๆด้วย เนื่องจากหม้อแปลงฟลายแบคแต่ละรุ่น และแต่ละยี่ห้อ นั้นมีคุณลักษณะของขาใช้งาน และข้อจำกัดในการจ่ายแรงดันไฟฟ้าขาออกที่แตกต่างกัน

ดังนั้น จึงต้องมีการทดสอบก่อนนำไปสร้างเครื่องจ่ายไฟแรงดันสูงกระแสตรง เพื่อให้ได้ขนาดหม้อแปลง และพิกัดหม้อแปลงตามที่ต้องการ

สำหรับการทดสอบ จะทำการทดสอบโดยจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงปรับค่าได้ในช่วง 0 ถึง 12 โวลต์ โดยจ่ายให้กับหม้อแปลงฟลายแบค และนำเครื่องจ่ายสัญญาณและความถี่ (Function Generator) ของ YOKOGAWA รุ่น FC10 ซึ่งสามารถปรับความถี่ได้ตามช่วงที่ต้องการคือ 10 กิโลเฮิร์ตซ์ ถึง 50 กิโลเฮิร์ตซ์ มาสร้างสัญญาณพัลส์เพื่อไปขับเกตของมอสเฟตกำลัง (Power MOSFET) เบอร์ IRFP460 ซึ่งขาจ่ายสัญญาณเกตของมอสเฟต (Drain) จะส่งผ่านไปยังหม้อแปลงฟลายแบคโดยตรง แรงดันขาออกหรือแรงดันที่ได้จากการทดสอบ จะขึ้นอยู่กับพิกัดคุณลักษณะของขา ชนิดของหม้อแปลงดังที่กล่าวไปแล้วข้างต้น ซึ่งการทดสอบสมรรถนะของหม้อแปลงฟลายแบคความถี่สูงนี้ มีไคอะแกรมวงจรการทดสอบดังรูปที่ 3.10 ซึ่งแสดงการต่อวงจรการทดสอบสมรรถนะของหม้อแปลง โดยอุปกรณ์ทดสอบประกอบไปด้วยเครื่องจ่ายสัญญาณและความถี่ (Function Generator) เครื่องจ่ายไฟกระแสตรงแบบปรับค่าได้ (DC Power Supply) โดยทำการวัดค่าแรงดันขาออก ของการทดสอบหม้อแปลงฟลายแบค โดยใช้โพรบวัดไฟแรงสูง (High Voltage Probe) ของ PINTEK ซึ่งมีอัตราส่วน 1 กิโลโวลต์ : 1 โวลต์ และสามารถวัดไฟแรงดันสูงได้ในช่วง 1 กิโลโวลต์ ถึง 40 กิโลโวลต์ มีค่าความถูกต้อง $\pm 1\%$ มาต่อเข้ากับมัลติมิเตอร์ของ SANWA รุ่น PC510a เพื่อให้แสดงค่าพิกัดแรงดันกระแสตรงที่ได้จากการทดสอบ โดยอุปกรณ์ทดสอบสมรรถนะของหม้อแปลงฟลายแบค แสดงได้ดังรูปที่ 3.11 สำหรับการทดสอบหม้อแปลงฟลายแบค จะทำการทดสอบจำนวน 5 รุ่น ซึ่งได้ผลการทดสอบดังแสดงในตารางที่ 3.4



รูปที่ 3.10 แสดงไคอะแกรมการต่อวงจรการทดสอบสมรรถนะของหม้อแปลงฟลายแบค



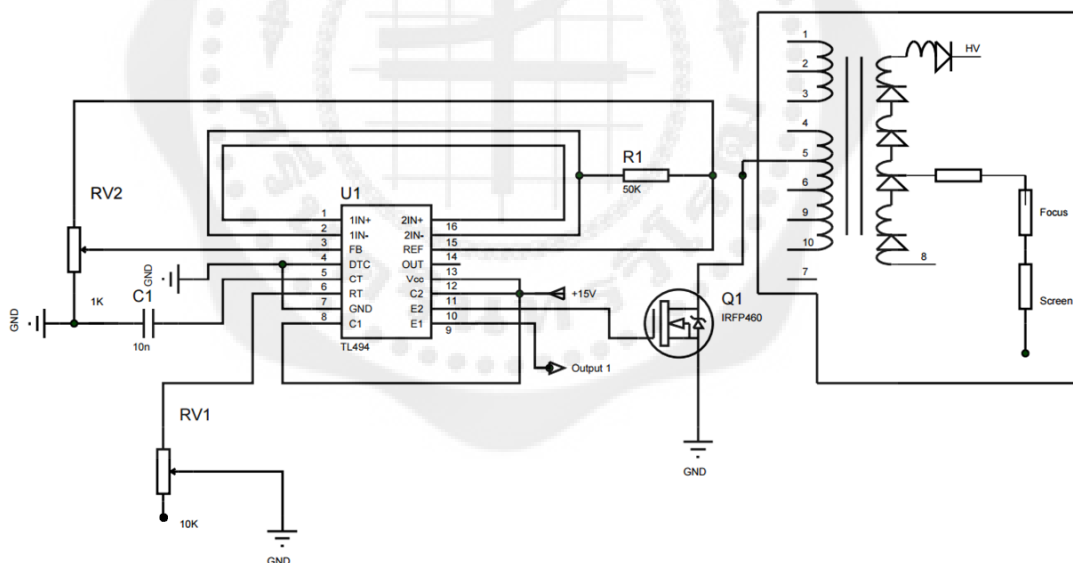
รูปที่ 3.11 แสดงอุปกรณ์การทดสอบสมรรถนะของหม้อแปลงฟลายแบค

ตารางที่ 3.4 แสดงผลการทดสอบหม้อแปลงฟลายแบคทั้ง 5 รุ่น

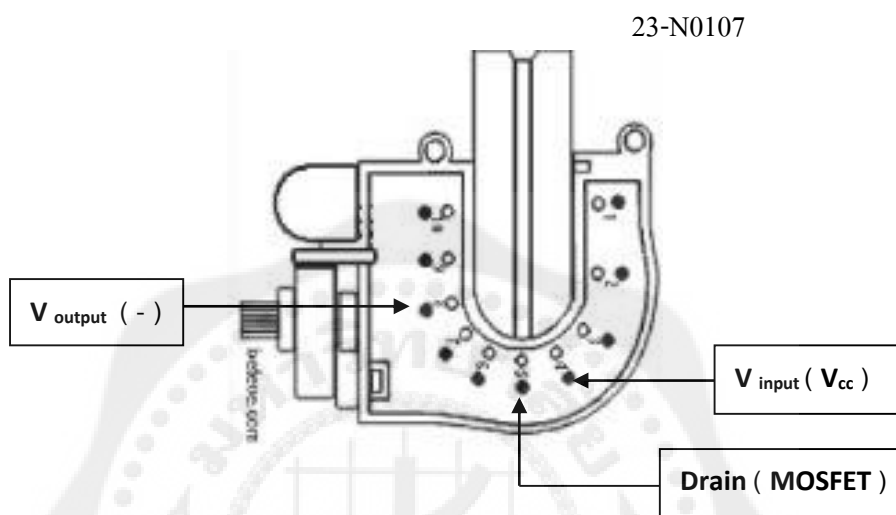
ชนิดหม้อแปลงทดสอบ	แรงดันไฟฟ้าขาออก (กิโลโวลต์) (โดยอ้างอิงพิกัดจากตารางที่ 3.3)	คุณสมบัติใช้งาน
PANASONIC รุ่น TLF14649F	มากกว่า 10 kV _{peak}	สามารถใช้งานได้ โดยไม่มี กระแสรั่วไหล และไม่เกิด การอาร์ค ซึ่งสามารถปรับได้ สูงสุด \approx 14 kV
BSC รุ่น 29-0167H	มากกว่า 10 kV _{peak}	สามารถใช้งานได้ แต่เมื่อ ปรับแรงดันมากกว่า 12 kV เกิดการอาร์ค และมีกระแส รั่วไหล
ELX รุ่น 154-164A	มากกว่า 10 kV _{peak}	สามารถใช้งานได้โดยไม่มี กระแสรั่วไหล แต่ปรับได้ ค่าสูงสุดที่ 12.5 kV ซึ่งต่ำกว่า ขอบเขตที่กำหนด
BSC รุ่น 23-N0107	มากกว่า 10 kV _{peak}	สามารถใช้งานได้ แต่เกิดการ อาร์คระหว่างขาของหม้อ แปลงเล็กน้อยถ้าแรงดัน มากกว่า 16 kV พิกัดแรงดัน สูงสุดที่ 22 kV
ELX รุ่น 2434451	ประมาณ 8 kV _{peak}	สามารถใช้งานได้ โดยไม่มี กระแสรั่วไหล แต่แรงดันที่ ได้ต่ำกว่าขอบเขตที่กำหนด

จากผลการทดสอบหม้อแปลงฟลายแบคทั้ง 5 รุ่น พบว่า หม้อแปลงฟลายแบคของ BSC รุ่น 23-N0107 จะให้ค่าแรงดันตรงตามพิกัดที่ต้องการที่สุด และไม่มีกระแสรั่วไหลขณะใช้งานที่แรงดันสูงๆ (หรือน้อยกว่า 16 กิโลโวลต์) โดยให้ค่าแรงดันขาออกหรือแรงดันขาออกได้มากกว่า 10 กิโลโวลต์ สูงสุดประมาณ 22 กิโลโวลต์ เมื่อนำมาเปรียบเทียบกับหม้อแปลงฟลายแบครุ่นอื่นๆแล้ว ซึ่งสามารถทำงานได้ที่พิกัดแรงดันมากกว่า 10 กิโลโวลต์เช่นกัน แต่แรงดันสูงสุด อาจจะไม่ถึง 15 กิโลโวลต์ตามที่กำหนดไว้ บางรุ่นเกิดกระแสรั่วไหล ซึ่งอาจจะสร้างความเสียหายให้กับหม้อแปลงได้ หรือบางรุ่นค่าแรงดัน ไม่ได้ตามที่กำหนดไว้ (ประมาณ 15 กิโลโวลต์)

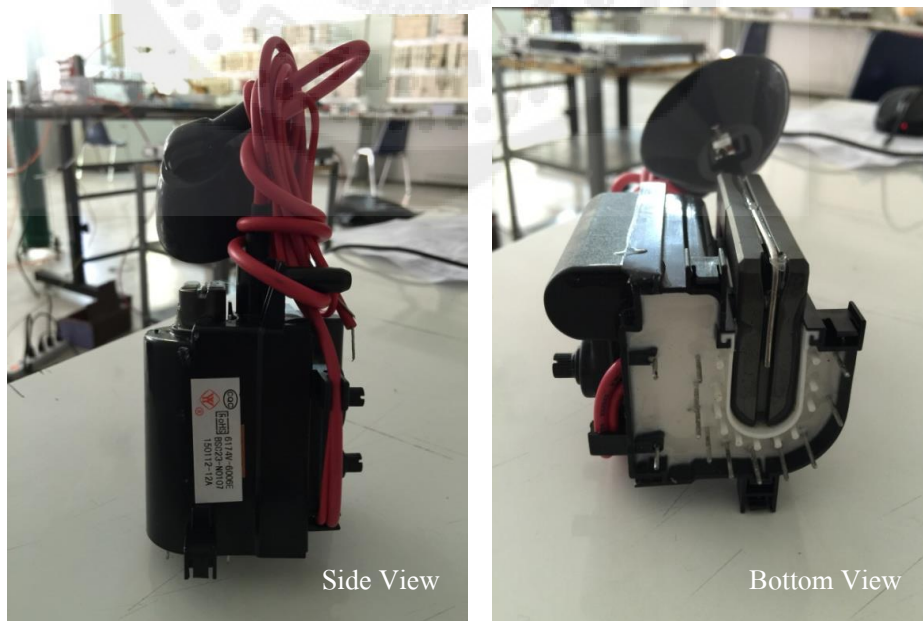
ดังนั้น ในการศึกษานี้ จึงทำการเลือกหม้อแปลงฟลายแบคของ BSC รุ่น 23-N0107มาใช้ในการสร้างเครื่องจ่ายไฟกระแสตรงแรงดันสูง ซึ่งวงจรของหม้อแปลงฟลายแบคของ BSC รุ่น 23-N0107 และไดอะแกรมวงจรควบคุมหม้อแปลงฟลายแบค แสดงได้ดังรูปที่ 3.12 โดยรายละเอียดของโครงสร้างของขาใช้งาน แสดงได้ดังรูปที่ 3.13 และลักษณะรูปร่าง โครงสร้างของหม้อแปลงฟลายแบคของ BSC รุ่น 23-N0107F แสดงได้ดังรูปที่ 3.14



รูปที่ 3.12 ไดอะแกรมควบคุมและวงจรของหม้อแปลงฟลายแบคของ BSC รุ่น 23-N0107



รูปที่ 3.13 แสดงโครงสร้างการใช้งานของหม้อแปลงฟลายแบคของ BSC รุ่น 23-N0107
ที่มา : www.amazon.com



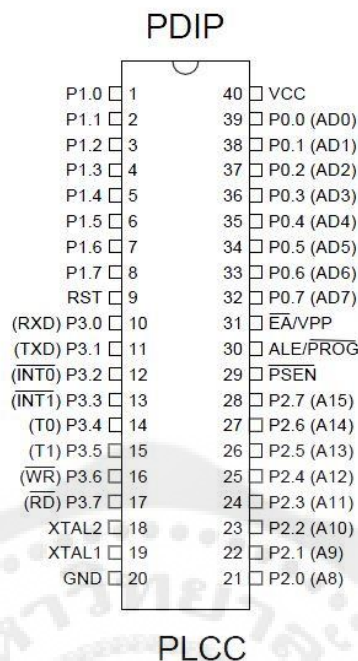
รูปที่ 3.14 หม้อแปลงฟลายแบคของ BSC รุ่น 23-N0107

3.5 วงจรภาคแสดงผลและจอแสดงผล

การออกแบบภาคแสดงผลได้เลือกใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล MCS-51 เบอร์ AT89C52 สำหรับส่วนที่นำมาใช้เป็นจอแสดงผลเลือกใช้จอ LCD Module 16x2 ตัวอักษร โดยแสดงผลในรูปแบบของดิจิทัล ซึ่งคุณสมบัติของไมโครคอนโทรลเลอร์แสดงในตาราง 3.5 และมีลักษณะการใช้งานจำนวน 40 ขา ดังแสดงในรูป 3.15

ตารางที่ 3.5 คุณสมบัติของไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 เบอร์ AT89C52

องค์ประกอบ	พิกัดใช้งาน
ขนาดมิติ (กว้างxยาวxสูง)	13.84 x 52.26 x 3.81 มิลลิเมตร
จำนวนขาใช้งาน	40 ขา
ความเร็วในการทำงาน	24 เมกกะเฮิร์ตซ์
หน่วยความจำในการทำงาน	256 ไบต์
หน่วยความจำสำหรับเขียนโปรแกรม	8 กิโลไบต์
ชนิดหน่วยความจำสำหรับเขียนโปรแกรม	แบบ Flash
ขาเข้า/ขาออก	32 ช่อง
แรงดันไฟฟ้าสำหรับใช้งาน	5 โวลต์



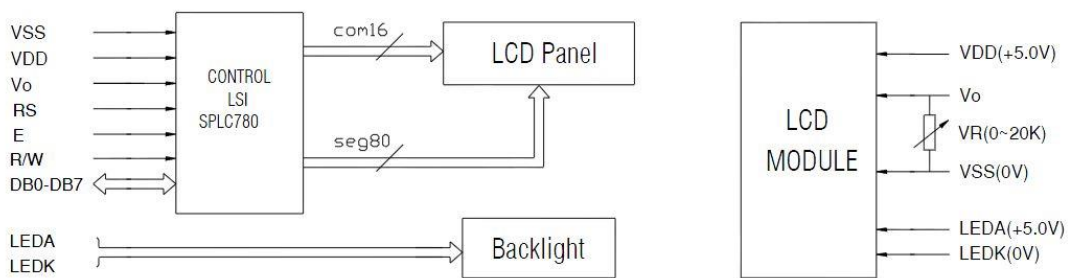
รูปที่ 3.15 ลักษณะการใช้งานของไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 เบอร์ AT89C51

ที่มา : ทรงชัย วีระทวีมาศ.2553

การออกแบบส่วนแสดงผลได้เลือกจอแสดงผล LCD Module No: ABC016002A07-GHY-R ขนาด 16x2 ตัวอักษร มาใช้งาน โดยมีการแสดงผลในรูปแบบของดิจิทัลมีคุณสมบัติตามตารางที่ 3.6

ตารางที่ 3.6 คุณสมบัติของจอแสดงผล LCD Module No: ABC016002A07-GHY-R

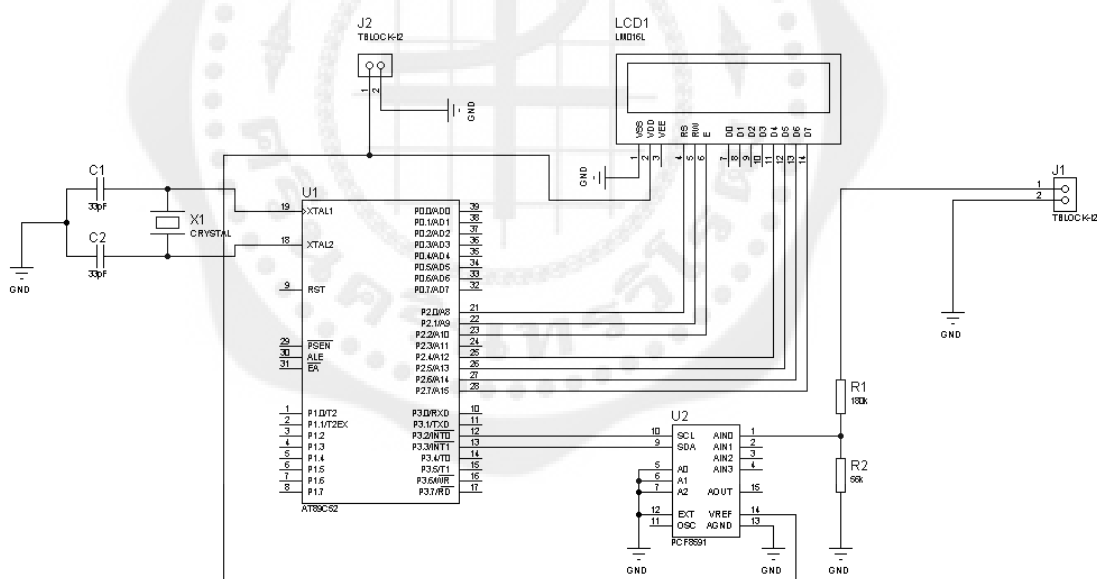
องค์ประกอบ	พิกัดใช้งาน
ขนาดจอแสดงผล	16 x 2 ตัวอักษร
ขนาดมิติ(กว้างxยาวxสูง)	80 x 36 x 14.5 มิลลิเมตร
พื้นที่หน้าจอแสดงผล (กว้างxยาว)	62.2 x 17.9 มิลลิเมตร
ขนาดตัวอักษรสำหรับแสดงผล (กว้างxยาว)	3 x 5.60 มิลลิเมตร
ขนาดของ Dot size	0.55 x 0.65 มิลลิเมตร
แรงดันไฟฟ้าใช้งาน (V_{DD})	5 โวลต์
แสงของพื้นหลังหน้าจอ (Backlight color)	Yellow-Green



รูปที่ 3.16 บล็อกโคะแกรมของจอแสดงผล

ที่มา : ทรงชัย วีระทวีมาศ.2553

การรับข้อมูลของจอแสดงผล สำหรับนำมาประมวลผลและแสดงผล ดังที่แสดงในรูป 3.16 โดยรับข้อมูลทางขาเข้าคือ ขา DB0-DB7 ที่ส่งผ่านข้อมูลจากไมโครคอนโทรลเลอร์มาทางขาใช้งานพอร์ตอนุกรม พอร์ตที่ 2

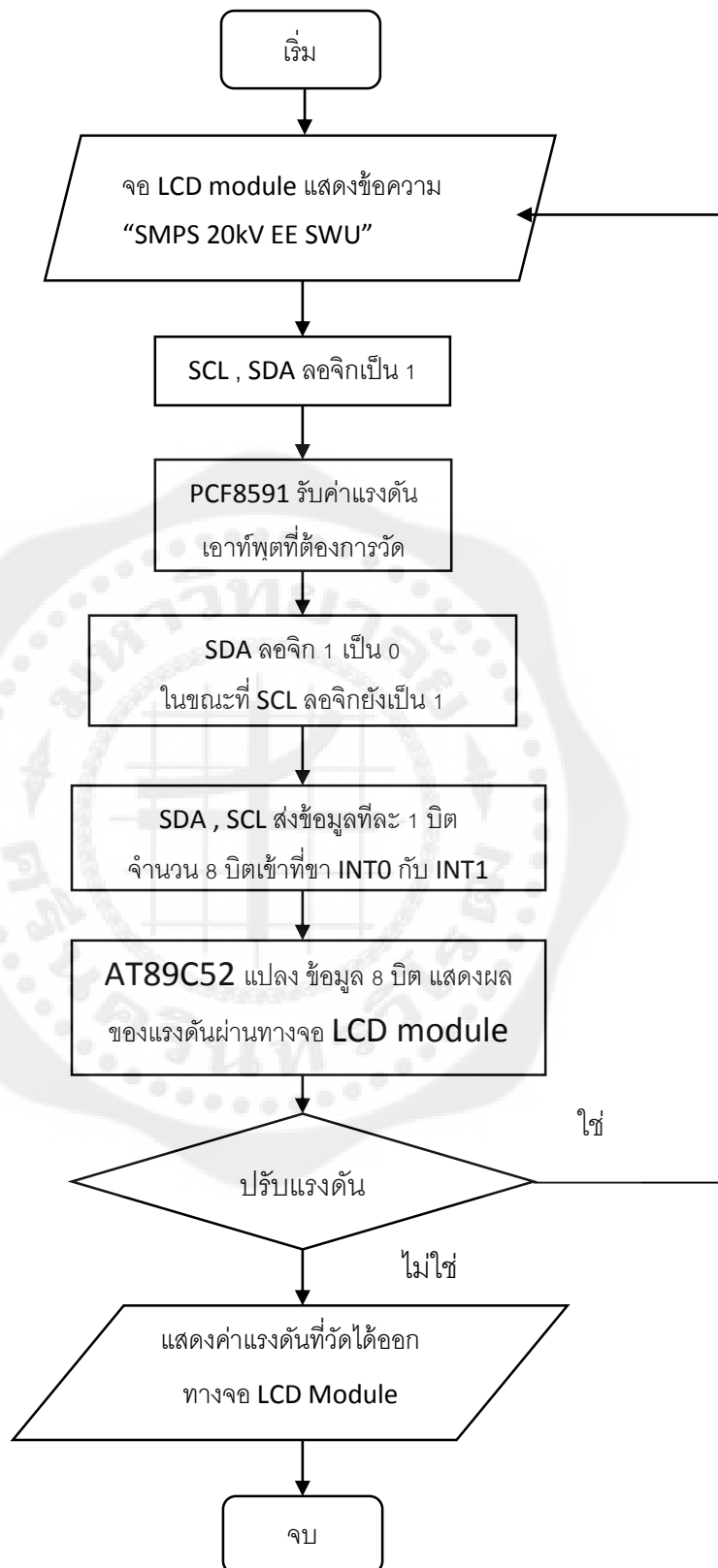


รูปที่ 3.17 โคะแกรมลักษณะการต่ออุปกรณ์กับไมโครคอนโทรลเลอร์

รายละเอียดในการออกแบบแสดงดังรูปที่ 3.17 โคะแกรมวงจรภาคแสดงผลและจอแสดงผล ประกอบไปด้วย ไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 เบอร์ AT89C52 ทำหน้าที่เป็นหน่วยประมวลผลและบันทึกข้อมูล จอแสดงผล LCD ขนาด 16 x 2 ตัวอักษรสำหรับแสดงผลประกอบด้วย (1) ชื่อผลงาน (2) แรงดันขาออก สำหรับภาคแสดงผลนี้จะมีการรับสัญญาณอนาล็อกจากแหล่งจ่าย

ที่สร้างขึ้นมีขนาด 1 ถึง 15 กิโลโวลต์ เข้ามาสู่ไมโครคอนโทรลเลอร์เพื่อทำการแปลงผันสัญญาณอนาล็อกให้เป็นสัญญาณดิจิทัล (Analog to digital converter) เบอร์ PCF8591 แล้วจึงนำสัญญาณที่ได้มาทำการประมวลผลและนำค่าที่ได้ไปแสดงผ่านทางจอ LCD ในรูปแบบดิจิทัลต่อไป แผนผังการทำงานของส่วนแสดงผลดังรูปที่ 3.18





รูปที่ 3.18 แสดงแผนผังการทำงานของส่วนแสดงผล

บทที่ 4

การทดสอบและการทดลอง

ในบทนี้จะกล่าวถึงการทดสอบสมรรถนะการทำงานของเครื่องจ่ายไฟกระแสตรงแรงดันสูงที่สร้างขึ้นสำหรับกระบวนการสร้างพลาสมา โดยจะอธิบายถึงวิธีการทดสอบค่าต่างๆของเครื่องจ่ายไฟกระแสตรงแรงดันสูง และการทดลองการใช้เครื่องจ่ายไฟกระแสตรงแรงดันสูงที่สร้างขึ้นในกระบวนการสร้างพลาสมา ซึ่งมีรายละเอียดดังนี้

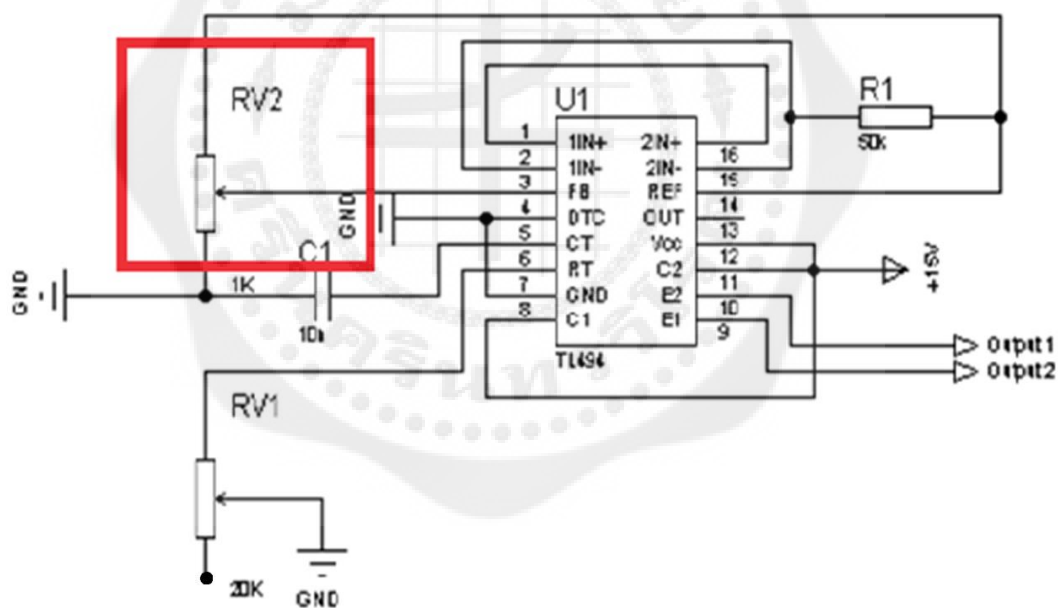
4.1 การทดสอบสมรรถนะเครื่องจ่ายไฟกระแสตรงแรงดันสูง

ในการศึกษานี้ จะทำการทดสอบสมรรถนะเครื่องจ่ายไฟกระแสตรงแรงดันสูง จากการทดสอบสมรรถนะของหม้อแปลงฟลายของ BSC รุ่น 23-N0107 ข้างต้น นำมาซึ่งการทดสอบสมรรถนะของเครื่องจ่ายไฟกระแสตรงแรงดันสูง โดยการทดสอบวงจรจ่ายสัญญาณและความถี่ของเครื่องจ่ายไฟกระแสตรงแรงดันสูงที่สร้างขึ้นจะได้นำมาเปรียบเทียบกับเครื่องจ่ายสัญญาณและความถี่ (Function Generator) ของ YOKOGAWA รุ่น FC10 ซึ่งการทดสอบ จะวัดสัญญาณด้วยออสซิลโลสโคปของ SIGLENT รุ่น SDS2304 มัลติมิเตอร์ของ SANWA รุ่น PC510a และโพรบวัดไฟแรงสูง (High Voltage Probe) ของ PINTEK มาทำการบันทึกค่าและรูปสัญญาณ โดยแบ่งเป็นการทดสอบดังนี้

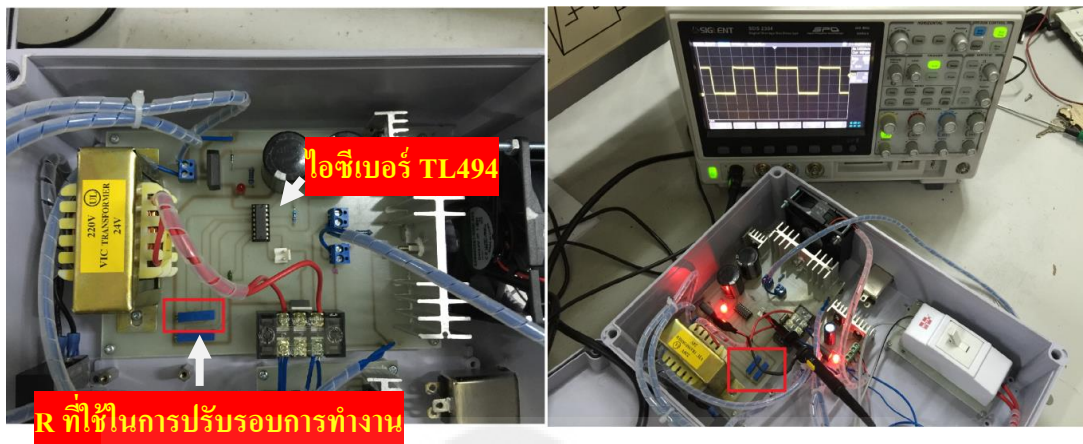
- 4.1.1 การทดสอบปรับรอบการทำงาน (Duty cycle)
- 4.1.2 การทดสอบปรับความถี่ของวงจร
- 4.1.3 การทดสอบการปรับแรงดันใช้งาน
- 4.1.4 การทดสอบวัดค่าแรงดันขาออกโดยวงจรแบ่งแรงดันที่สร้างขึ้น (Voltage Divider) สำหรับขั้นตอนการทดสอบ มีดังนี้

4.1.1 การทดสอบปรับรอบการทำงาน (Duty cycle)

ในการทดสอบปรับรอบการทำงาน จะเป็นการปรับความกว้างของพัลส์ โดยการจ่ายสัญญาณพัลส์จากวงจรจ่ายสัญญาณและความถี่ที่สร้างขึ้น เปรียบเทียบกับเครื่องจ่ายสัญญาณและความถี่ (Function Generator) โดยตัวที่สร้างสัญญาณพัลส์ของวงจรที่สร้างขึ้น จะใช้ไอซีเบอร์ TL494 การปรับรอบการทำงานจะสามารถปรับค่าความกว้างของสัญญาณพัลส์ที่ได้จากการปรับค่าความต้านทาน (R-adjust) ได้ตั้งแต่ 0 ถึง 1 กิโลโอห์ม จากนั้นทำการวัดสัญญาณพัลส์ดังกล่าวที่ขา 9 และขา 10 ด้วยออสซิลโลสโคปของ SIGLENT รุ่น SDS2304 บันทึกข้อมูลของสัญญาณรูปคลื่นพัลส์ที่ได้จากการทดสอบปรับค่าความต้านทานผ่านทางพอร์ตยูเอสบี ดังแสดงในรูป 4.1 สำหรับผลการทดสอบปรับค่าความต้านทาน จะทำให้ทราบถึงข้อจำกัดของความกว้างสัญญาณพัลส์สูงสุด (Maximum) และต่ำสุด (Minimum) สำหรับนำมาเลือกใช้งานของเครื่องจ่ายไฟกระแสตรงแรงดันสูงที่เหมาะสมต่อไป



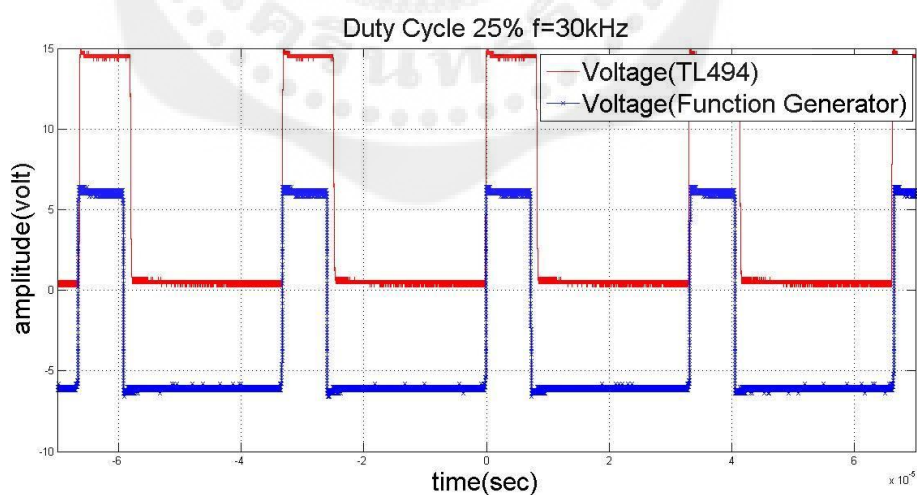
(ก.) ไดอะแกรมของวงจรปรับรอบการทำงาน (Duty Cycle) ของวงจรที่สร้างขึ้น



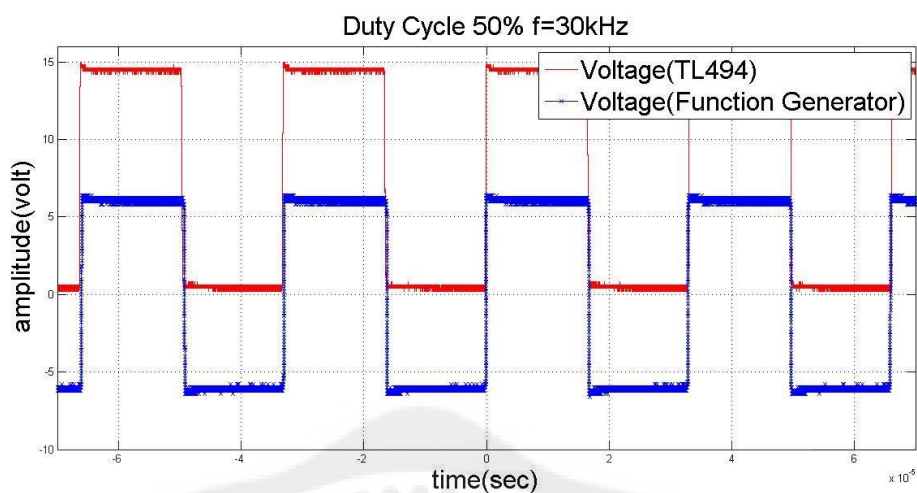
(ข.) อุปกรณ์การทดสอบและวงจรปรับรอบการทำงาน (Duty Cycle) ที่สร้างขึ้น

รูปที่ 4.1 การทดสอบปรับรอบการทำงาน (Duty Cycle) ของวงจรที่สร้างขึ้น

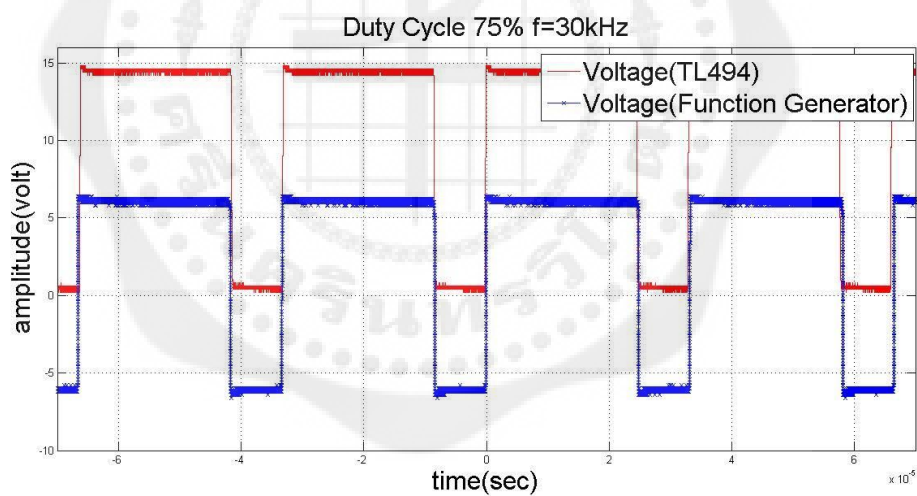
ในการศึกษานี้ กำหนดให้วงจรการทดสอบปรับรอบการทำงาน (Duty Cycle) ที่ 25% , 50% , 75% และ 90% โดยใช้ความถี่ที่ 30 กิโลเฮิร์ตซ์ ซึ่งมีอุปกรณ์การทดสอบดังรูป 4.1(ข.) โดยค่าสัญญาณที่ได้ เมื่อนำมาเปรียบเทียบกับกรทดสอบด้วยเครื่องจ่ายสัญญาณและความถี่ (Function Generator) ของ YOKOGAWA รุ่น FC10 จะแสดงได้ดังรูป 4.2



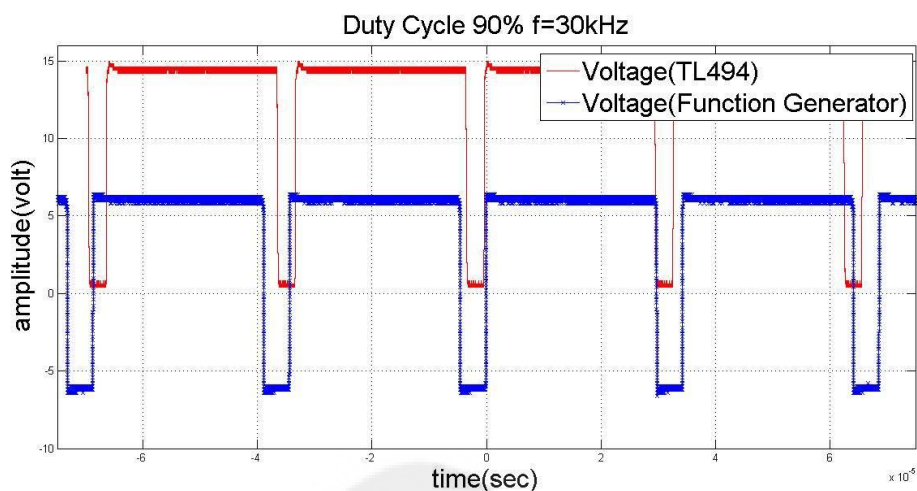
ก. สัญญาณพัลส์ของการปรับรอบการทำงาน (Duty Cycle) ระหว่างวงจรที่สร้างขึ้น (เส้นสีแดง) กับเครื่องจ่ายสัญญาณและความถี่ (Function Generator) (เส้นสีน้ำเงิน) ที่ 25%



ข. สัญญาณพัลส์ของการปรับรอบการทำงาน (Duty Cycle) ระหว่างวงจรที่สร้างขึ้น (เส้นสีแดง) กับเครื่องจ่ายสัญญาณและความถี่ (Function Generator) (เส้นสีน้ำเงิน) ที่ 50%



ค. สัญญาณพัลส์ของการปรับรอบการทำงาน (Duty Cycle) ระหว่างวงจรที่สร้างขึ้น (เส้นสีแดง) กับเครื่องจ่ายสัญญาณและความถี่ (Function Generator) (เส้นสีน้ำเงิน) ที่ 75%



ง. สัญญาณพัลส์ของการปรับรอบการทำงาน (Duty Cycle) ระหว่างวงจรที่สร้างขึ้น (ง1.) กับ เครื่องจ่ายสัญญาณและความถี่ (Function Generator) (ง2.) ที่ 90%

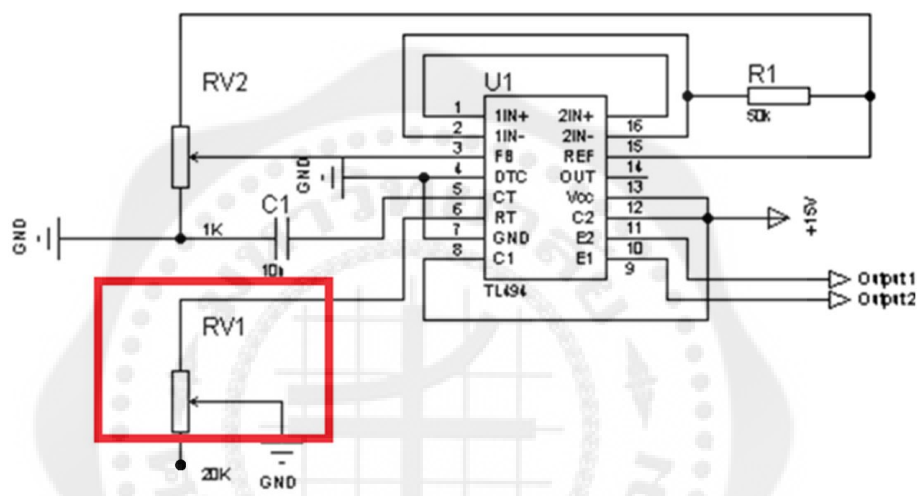
รูปที่ 4.2 แสดงการเปรียบเทียบสัญญาณพัลส์จากการปรับรอบการทำงาน (Duty Cycle) ระหว่าง วงจรจ่ายสัญญาณและความถี่ที่สร้างขึ้นกับ เครื่องจ่ายสัญญาณและความถี่ (Function Generator) ที่ค่าต่างๆ

จากรูปที่ 4.2 ผลการทดสอบการปรับรอบการทำงานของวงจรสร้างสัญญาณพัลส์ที่สร้างขึ้นเปรียบเทียบกับเครื่องจ่ายสัญญาณและความถี่ วงจรสร้างสัญญาณพัลส์ที่สร้างขึ้นสามารถปรับรอบการทำงานได้มากที่สุดถึง 90 เปอร์เซ็นต์ โดยจากคุณลักษณะของตัวไอซี เบอร์ TL494 การปรับรอบการทำงานเกิดจากการปรับค่าแรงดันที่ขา 3 ของไอซีโดยใช้ค่าแรงดันอ้างอิงที่ขา 14 ของวงจร เทียบเท่ากับเครื่องจ่ายสัญญาณและความถี่ที่สามารถปรับรอบการทำงานได้มากที่สุด 90 เปอร์เซ็นต์ เท่ากัน

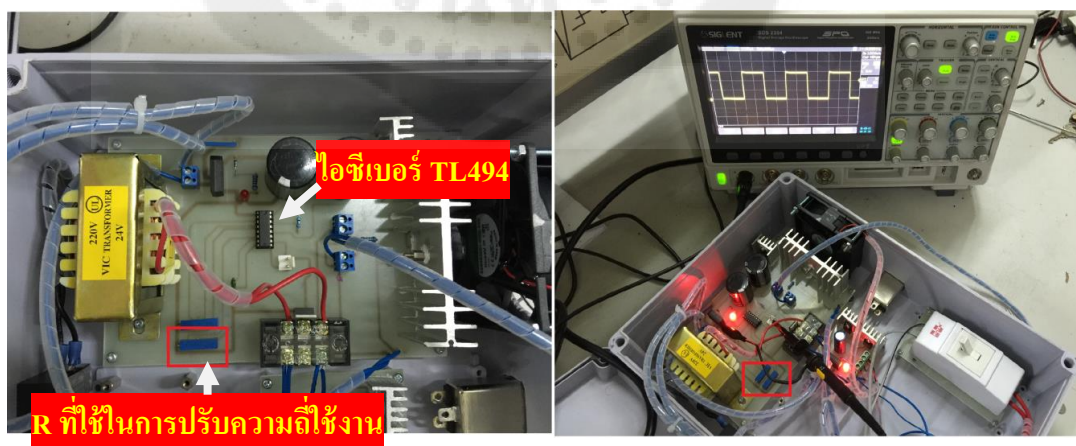
4.1.2 การทดสอบปรับความถี่ของวงจร

การปรับความถี่ของวงจรเครื่องจ่ายไฟกระแสตรงแรงดันสูงที่สร้างขึ้น กำหนดได้ด้วยการปรับค่าความต้านทาน R_T และตัวเก็บประจุใช้งาน C_T จากภายนอกที่ขา 6 และขา 5 ของวงจร ไอซีเบอร์ TL494 ซึ่งเป็นวงจรสำหรับสร้างสัญญาณพัลส์ หรือพีดีบีลิวเอ็ม (PWM) ที่มีความถี่คงที่ และสามารถทำการปรับเปลี่ยนได้จากคาบเวลาการทำงานของขาออกพัลส์ โดยในการทดสอบครั้งนี้ จะทำการปรับค่าความต้านทาน (R-trim) ซึ่งจะใช้ตัวต้านทานปรับค่าได้ขนาด 20 กิโลโอห์ม จากการทดสอบมาแล้วข้างต้น (บทที่ 3) สามารถปรับความถี่ได้อยู่ในช่วงความถี่สูง โดยมีขนาด

ความถี่ระหว่าง 5 กิโลเฮิรตซ์ ถึง 110 กิโลเฮิรตซ์ จากนั้นทำการวัดค่าสัญญาณของรูปคลื่นพัลส์ขาออกที่ขา 9 และขา 10 ด้วยออสซิลโลสโคปของ SIGLENT รุ่น SDS2304 โดยบันทึกข้อมูลสัญญาณผ่านทางพอร์ต USB จากนั้นทำการวัดค่าความต้านทานในช่วงขนาดต่างๆ โดยความต้านทาน (R-trim) อยู่ในช่วง 0 กิโลโอห์ม ถึง 20 กิโลโอห์ม เพื่อจะนำไปใช้ปรับความต้านทานให้ได้ตามขนาดความถี่ใช้งานต่อไป การทดสอบนี้ ได้กำหนดวงจรการควบคุมความถี่ โดยมีตำแหน่งของความต้านทาน (R-trim) ที่ใช้สำหรับปรับความถี่ดังรูป 4.3



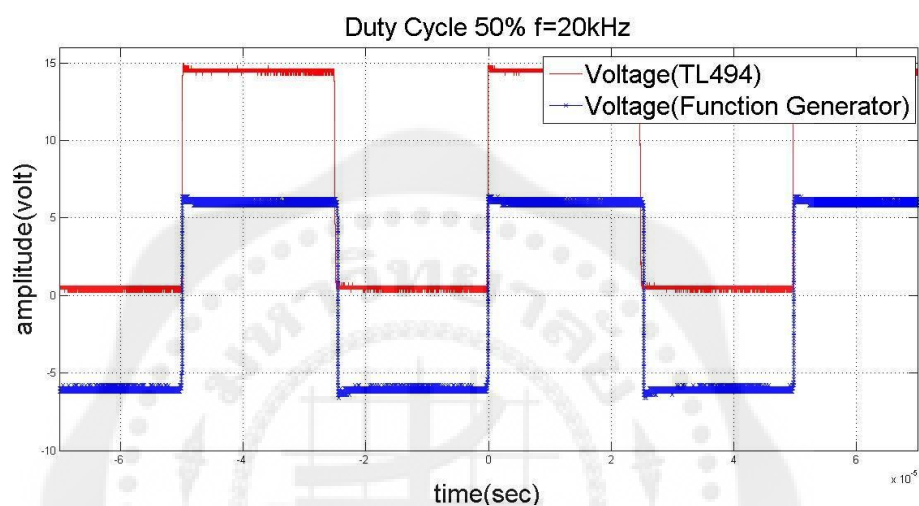
(ก.) ไดอะแกรมของวงจรปรับความถี่ ของวงจรที่สร้างขึ้น



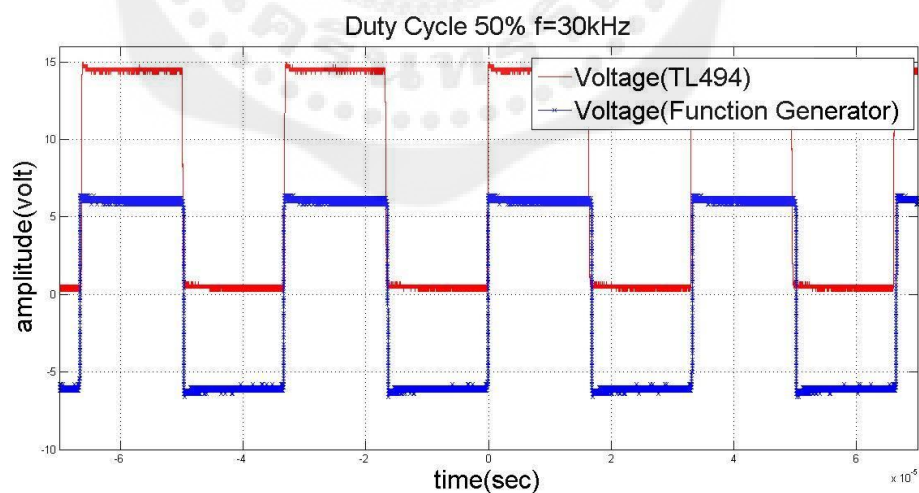
(ข.) อุปกรณ์การทดสอบและวงจรปรับความถี่ ที่สร้างขึ้น

รูปที่ 4.3 การทดสอบปรับความถี่ของวงจรที่สร้างขึ้น

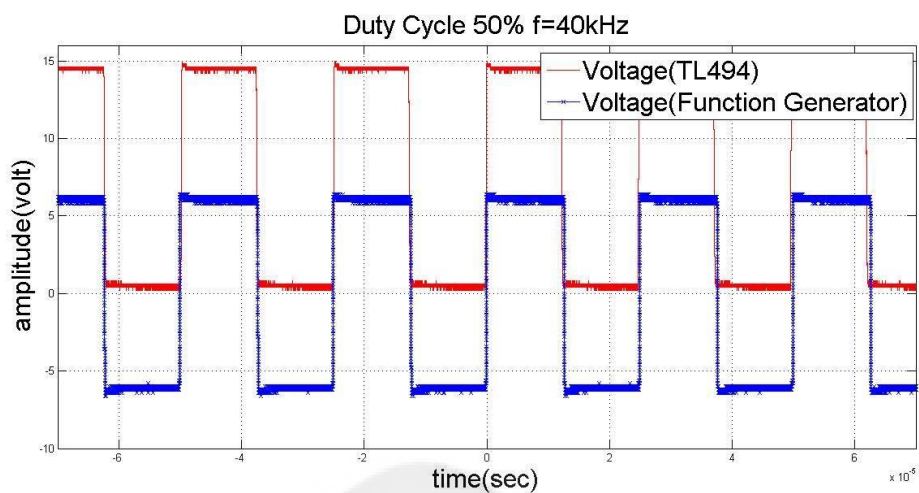
ในการศึกษานี้ กำหนดให้วงจรการทดสอบปรับความถี่ใช้งาน ดังรูป 4.3 (ก.) ซึ่งค่าสัญญาณความถี่ที่ได้ เมื่อนำมาเปรียบเทียบกับ การทดสอบด้วยเครื่องจ่ายสัญญาณและความถี่ (Function Generator) ของ YOKOGAWA รุ่น FC10 ซึ่งกำหนดความถี่ตัวอย่างไว้ที่ 20 กิโลเฮิร์ตซ์ 30 กิโลเฮิร์ตซ์ , 40 กิโลเฮิร์ตซ์ และ 50 กิโลเฮิร์ตซ์ ที่รอบการทำงาน (Duty Cycle) 50% ดังแสดง ในรูป 4.4



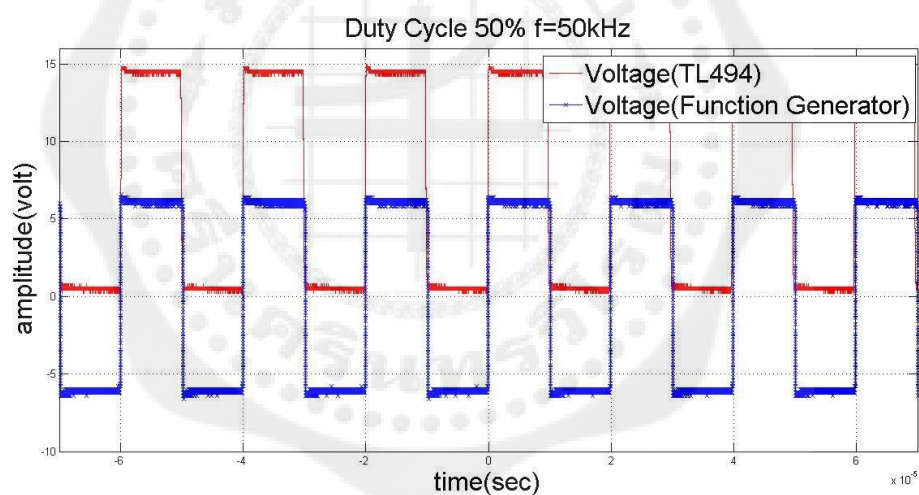
ก. สัญญาณพัลส์ของการปรับความถี่ ระหว่างวงจรที่สร้างขึ้น (เส้นสีแดง) กับเครื่องจ่ายสัญญาณ และความถี่ (Function Generator) (เส้นสีน้ำเงิน) ที่ความถี่ 20 กิโลเฮิร์ตซ์



ข. สัญญาณพัลส์ของการปรับความถี่ ระหว่างวงจรที่สร้างขึ้น (เส้นสีแดง) กับเครื่องจ่ายสัญญาณ และความถี่ (Function Generator) (เส้นสีน้ำเงิน) ที่ความถี่ 30 กิโลเฮิร์ตซ์



ค. สัญญาณพัลส์ของการปรับความถี่ ระหว่างวงจรที่สร้างขึ้น (ค1.) กับเครื่องจ่ายสัญญาณและความถี่ (Function Generator) (ค2.) ที่ความถี่ 40 กิโลเฮิร์ตซ์



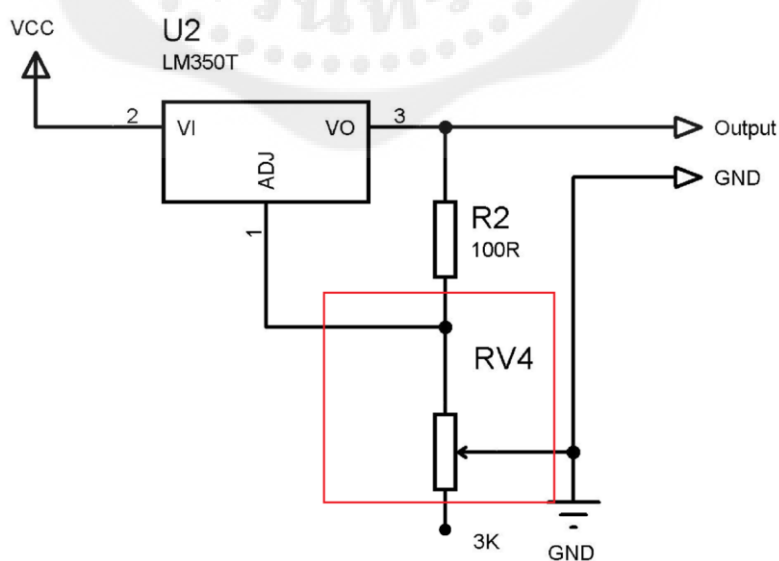
ง. สัญญาณพัลส์ของการปรับความถี่ ระหว่างวงจรที่สร้างขึ้น (ง1.) กับเครื่องจ่ายสัญญาณและความถี่ (Function Generator) (ง2.) ที่ความถี่ 50 กิโลเฮิร์ตซ์

รูปที่ 4.4 แสดงการเปรียบเทียบสัญญาณพัลส์จากการปรับความถี่ ระหว่างวงจรที่สร้างขึ้น กับเครื่องจ่ายสัญญาณและความถี่ (Function Generator) ที่รอบการทำงาน (Duty Cycle) 50% และที่ความถี่ต่างๆ

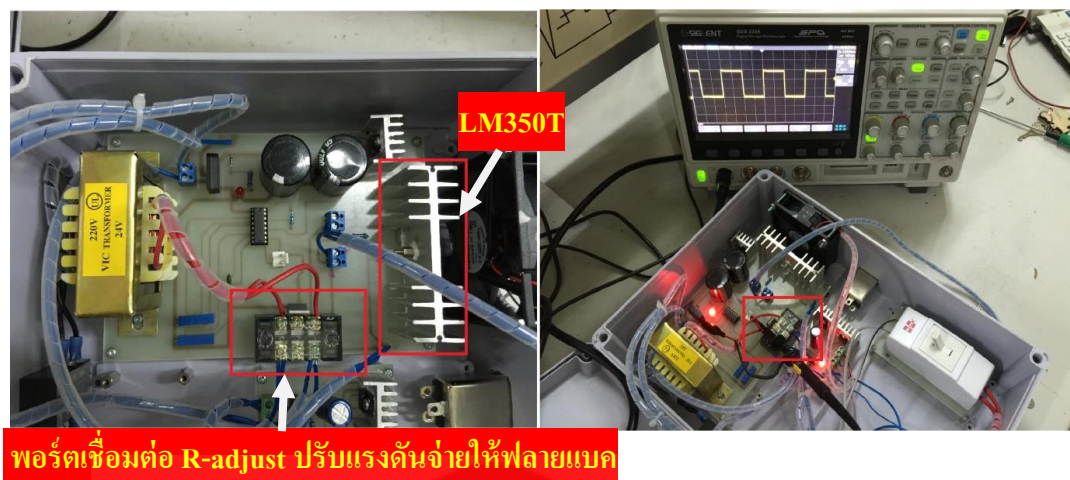
จากรูปที่ 4.4 ผลการทดสอบการปรับความถี่ในการสวิตช์ของวงจร วงจรสร้างสัญญาณพัลส์ที่สร้างขึ้นสามารถปรับรอบความถี่ได้ในช่วง 10 กิโลเฮิร์ต ถึง 110 กิโลเฮิร์ต แต่นำมาทดสอบเปรียบเทียบกับเครื่องสร้างสัญญาณและความถี่ ในช่วง 20 กิโลเฮิร์ต ถึง 50 กิโลเฮิร์ต เท่านั้น เนื่องจากว่าในช่วงความถี่ 20 กิโลเฮิร์ตถึง 50 กิโลเฮิร์ตเป็นความถี่ที่นำมาใช้งานในวงจรสร้างสัญญาณพัลส์ จากผลการเปรียบเทียบ สัญญาณพัลส์ที่เกิดขึ้นมาค่าเท่ากันทุกช่วงของการทดสอบแสดงให้เห็นว่าวงจรสร้างสัญญาณพัลส์ที่สร้างขึ้นมีประสิทธิภาพเทียบเท่ากับเครื่องจ่ายสัญญาณและความถี่

4.1.3 การทดสอบการปรับแรงดันใช้งาน

การทดสอบโดยการปรับแรงดันใช้งาน จะทำการทดสอบหลังจากที่ได้ทำการทดสอบปรับรอบการทำงาน (Duty Cycle) และปรับรอบความถี่ ที่มีค่าเหมาะสมแล้ว กล่าวคือจะทำการทดสอบหลังจากที่ได้ค่าความถี่และรอบการใช้งานที่เหมาะสมต่อการนำมาใช้ร่วมกับการปรับแรงดันใช้งาน เพื่อให้ได้แรงดันขาออกของเครื่องจ่ายไฟกระแสตรงแรงดันสูง มีค่าตั้งแต่ 1 ถึง 20 กิโลโวลต์ ซึ่งจากการทดสอบการปรับรอบการทำงาน (Duty Cycle) และการปรับความถี่ใช้งาน ที่ดีที่สุดและมีประสิทธิภาพที่สุดคือ ปรับรอบการทำงานที่ 50% และความถี่ใช้งาน 30 กิโลเฮิร์ตซ์ ที่ได้ทำการทดสอบข้างต้นแล้วนั้น ซึ่งนำมาใช้ร่วมกับการปรับค่าแรงดันใช้งานจากวงจร โดยสามารถออกแบบให้ปรับค่าแรงดันขาเข้าได้ตั้งแต่ 1 ถึง 10 โวลต์ จ่ายให้กับหม้อแปลงฟลายแบค เพื่อให้ได้แรงดันขาออกสูงสุด ตั้งแต่ 1 ถึง 15 กิโลโวลต์ต่อไป



(ก.) ไตอะแกรมของวงจรปรับแรงดันที่สร้างขึ้น



พอร์ตเชื่อมต่อ R-adjust ปรับแรงดันจ่ายให้ฟลายแบค

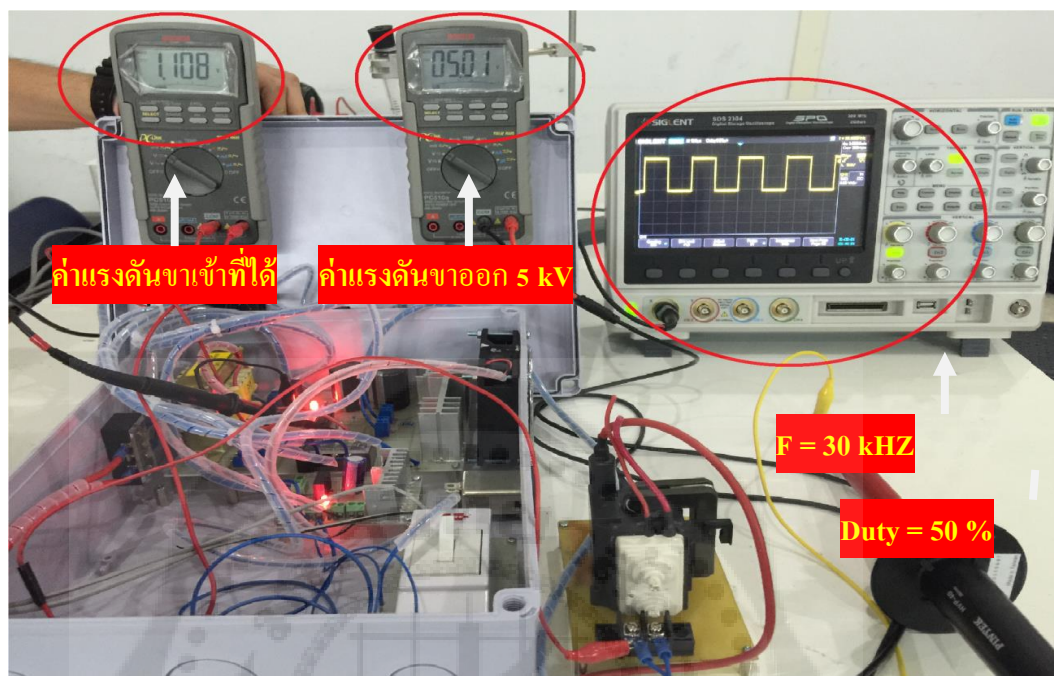
(ข.) อุปกรณ์การทดสอบ และวงจรปรับแรงดันที่สร้างขึ้น

รูปที่ 4.5 การทดสอบปรับแรงดันใช้งานของวงจร

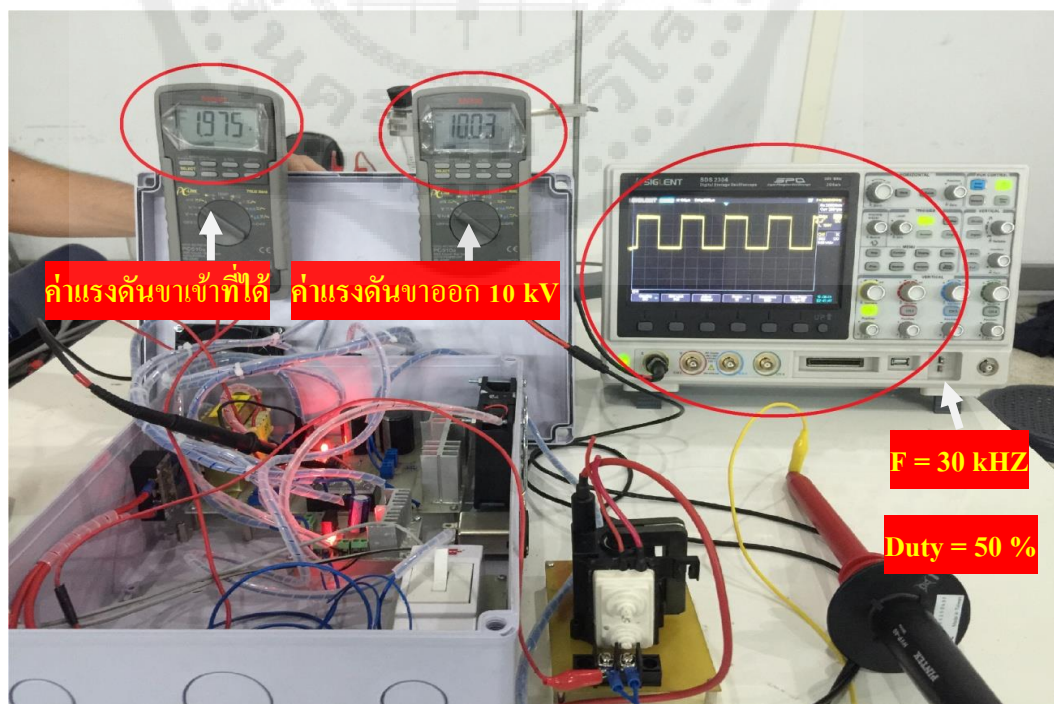
ในการศึกษานี้ กำหนดให้วงจรทดสอบปรับรอบการทำงาน ปรับความถี่ และปรับแรงดัน แสดงดังรูป 4.5 (ข.) จะทำการปรับค่าแรงดันขาเข้า (ปรับรอบแรงดันการใช้งาน) ซึ่งจะทำการวัดแรงดันขาออกหรือแรงดันขาออกจากหม้อแปลงฟลายแบคโดยการใช้โพรบวัดไฟแรงสูง (High Voltage Probe) ของ PINTEK ซึ่งสามารถวัดไฟแรงสูงกระแสตรงได้ตั้งแต่ช่วง 1 ถึง 40 กิโลโวลต์ เชื่อมต่อกับมัลติมิเตอร์ของ SANWA รุ่น PC510a และแสดงค่าไฟแรงสูงในมัลติมิเตอร์ โดยมีอัตราส่วนแรงดัน (Ratio) เท่ากับ 1 กิโลโวลต์ : 1 โวลต์ ซึ่งแสดงในมัลติมิเตอร์ และวัดค่าแรงดันขาเข้า โดยจะทดสอบปรับแรงดันขาเข้า เพื่อให้ได้แรงดันขาออกที่ 5 , 10 และ 15 กิโลโวลต์ ตามลำดับ โดยกำหนดค่าคงที่ของรอบการทำงาน (Duty Cycle) ที่ 50 % และความถี่ใช้งานที่ 30 กิโลเฮิรตซ์ ซึ่งเป็นค่าที่ได้จากการทดสอบที่ดีที่สุดที่กล่าวมาแล้วข้างต้น ผลที่ได้จากการทดสอบมีดังนี้

- ที่แรงดันขาออก 5 กิโลโวลต์ จะได้ค่าแรงดันขาเข้าที่จ่ายให้หม้อแปลงฟลายแบคประมาณ 1.108 โวลต์
- ที่แรงดันขาออก 10 กิโลโวลต์ จะได้ค่าแรงดันขาเข้าที่จ่ายให้หม้อแปลงฟลายแบคประมาณ 1.975 โวลต์
- ที่แรงดันขาออก 15 กิโลโวลต์ จะได้ค่าแรงดันขาเข้าที่จ่ายให้หม้อแปลงฟลายแบคประมาณ 5.02 โวลต์

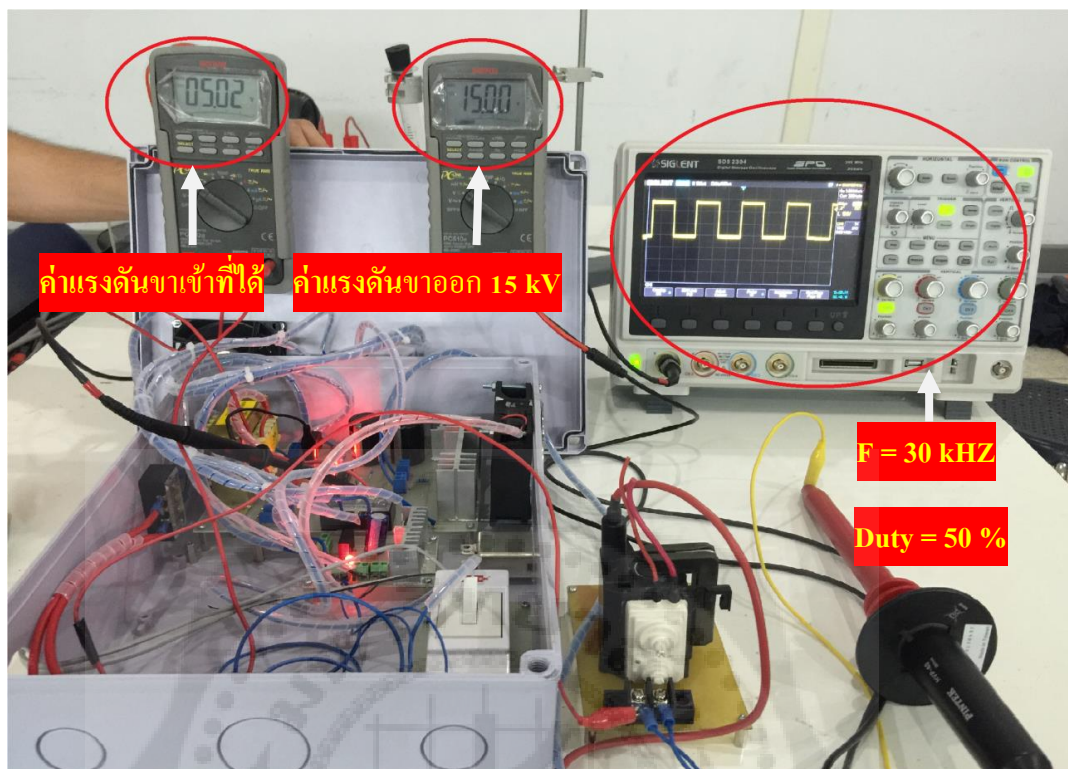
จากการทดสอบข้างต้น แสดงผลได้ดังรูปที่ 4.6



ก. ค่าแรงดันขาเข้า ที่จ่ายให้หม้อแปลงฟลายแบคเพื่อให้ได้แรงดันขาออกที่ 5 กิโลโวลต์



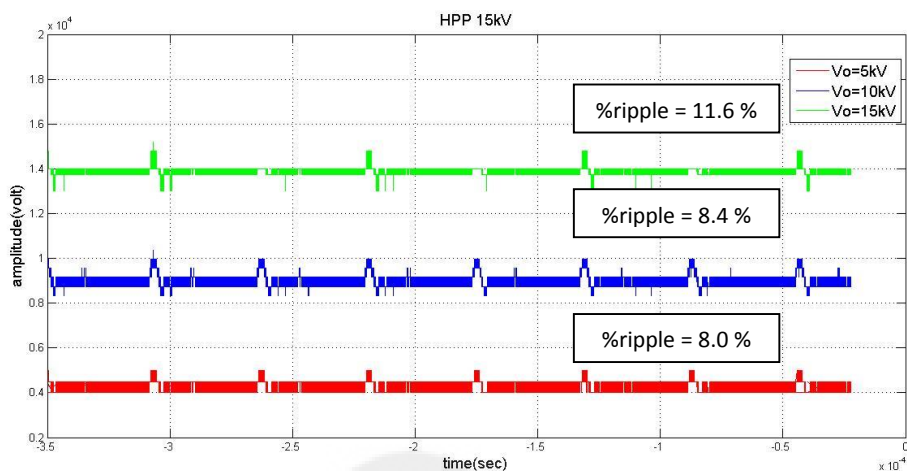
ข. ค่าแรงดันขาเข้า ที่จ่ายให้หม้อแปลงฟลายแบคเพื่อให้ได้แรงดันขาออกที่ 10 กิโลโวลต์



ค. ค่าแรงดันขาเข้า ที่จ่ายให้หม้อแปลงฟลายแบคเพื่อให้ได้แรงดันขาออกที่ 15 กิโลโวลต์

รูปที่ 4.6 การทดสอบปรับรอบแรงดันขาเข้าจากวงจรที่สร้างขึ้น เพื่อจ่ายให้หม้อแปลงฟลายแบคให้ได้แรงดัน 5 , 10 และ 15 กิโลโวลต์ ตามลำดับ โดยคงที่รอบการทำงานที่ 50 % และความถี่ 30 กิโลเฮิรตซ์

จากการทดสอบการปรับแรงดันข้างต้น ทำให้ทราบว่า ที่พิกัดแรงดันขาออกหรือแรงดันขาออกเมื่อใช้โพรบวัดไฟแรงสูง (High Voltage Probe) วัดค่าออกมา ซึ่งแสดงค่าที่ 5 กิโลโวลต์ , 10 กิโลโวลต์ และ 15 กิโลโวลต์นั้น จะต้องใช้แรงดันขาเข้าจ่ายให้หม้อแปลงฟลายแบคของ BSC รุ่น 23-N0107 จำนวนกี่โวลต์ ถึงจะได้ค่าแรงดันขาออกตามที่กำหนดข้างต้น และจะวัดกราฟแรงดันขาออกของเครื่องจ่ายไฟกระแสตรงแรงดันสูงที่สร้างขึ้นนี้ โดยใช้แรงดัน 5 , 10 และ 15 กิโลโวลต์ โดยมีค่าระลอกของแรงดันที่ 8 , 8.4 และ 11.6 เปอร์เซ็นต์ ตามลำดับ และคงที่รอบการทำงานที่ 50 % และความถี่ 30 กิโลเฮิรตซ์ โดยใช้ออสซิลโลสโคปของ SIGLENT รุ่น SDS2304 แสดงกราฟแรงดันขาออกทั้ง 3 แรงดัน โดยจะแสดงกราฟดังรูป 4.7 ตามลำดับ ดังนี้

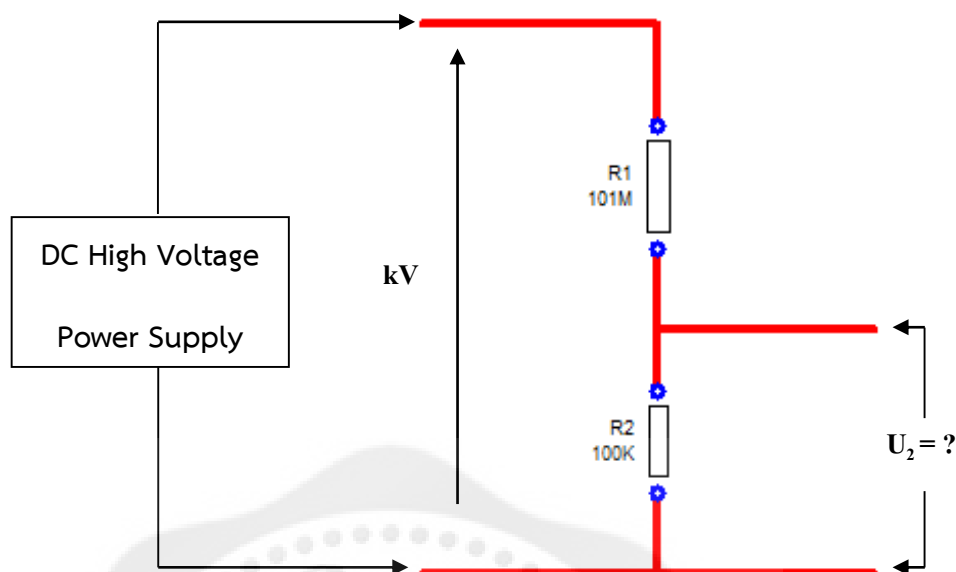


รูปที่ 4.7 กราฟแรงดันขาออกจากเครื่องจ่ายไฟกระแสตรงแรงดันสูงที่สร้างขึ้น ที่ 5 กิโลโวลต์ (เส้นสีแดง) , 10 กิโลโวลต์ (เส้นสีน้ำเงิน) และ 15 กิโลโวลต์ (เส้นสีเขียว) โดยใช้ฮอสซิลโลสโคปของ SIGLENT รุ่น SDS2304

4.1.4 การออกแบบและทดสอบวัดค่าแรงดันขาออกโดยวงจรแบ่งแรงดันที่สร้างขึ้น

(Voltage Divider)

ในการทดสอบวัดค่าแรงดันขาออกโดยใช้วงจรแบ่งแรงดันที่สร้างขึ้นนี้ เนื่องจาก ค่าแรงดันขาออกนั้นมีค่าแรงดันไฟฟ้าที่สูง จึงจำเป็นต้องสร้างวงจรแบ่งแรงดันไฟฟ้า (Voltage Divider) ขึ้น เพื่อให้สามารถแบ่งแรงดันไฟฟ้าที่สูง ให้มีค่าเพียงพอที่มัลติมิเตอร์สามารถวัดค่าได้ (น้อยกว่า 1,000 โวลต์) โดยการออกแบบวงจรแบ่งแรงดัน (Voltage Divider) ซึ่งแสดงดังรูป 4.8 ประกอบด้วยความต้านทานภาคแรงสูง R_1 และความต้านทานภาคแรงต่ำ R_2 ซึ่งแรงดันที่วัด ขึ้นอยู่กับค่าความต้านทานทั้งสอง



รูปที่ 4.8 รูปแบบของวงจรแบ่งแรงดัน (Voltage Divider)

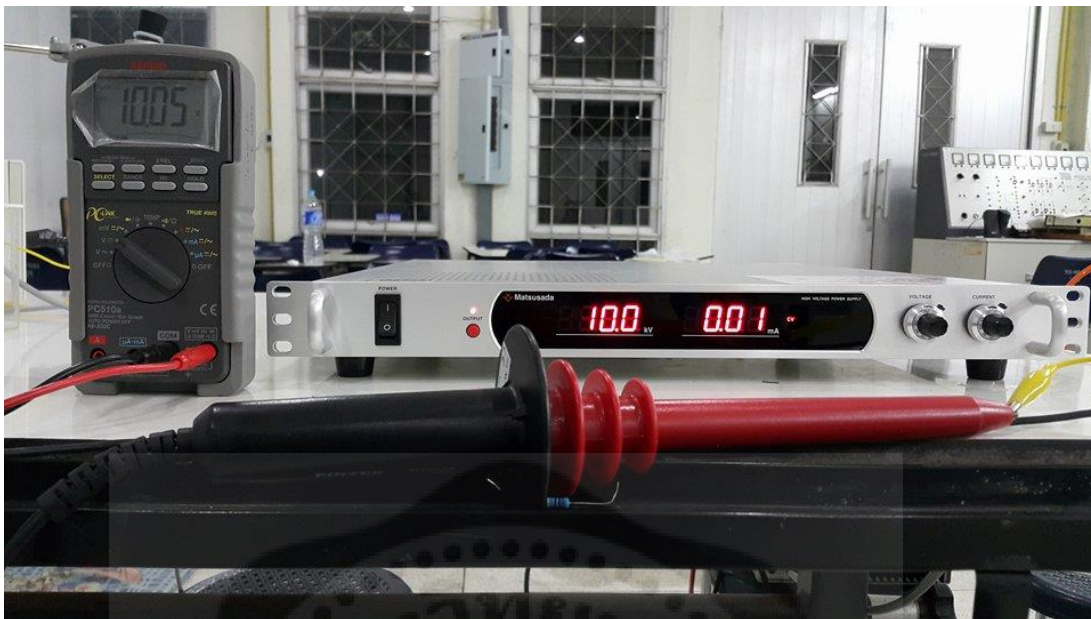
โดยการออกแบบวงจรแบ่งแรงดัน (Voltage Divider) จะทำการออกแบบโดยกำหนดให้แรงดันขาเข้า (U_1) มีค่าเท่ากับ 1 กิโลโวลต์ ความต้านทานด้านแรงสูง $R_1 = 101$ เมกะโอห์ม และความต้านทานด้านแรงต่ำ $R_2 = 100$ กิโลโอห์ม ซึ่งจะคำนวณอัตราส่วนอัตราส่วนของแรงดันได้จากสมการดังนี้

$$U_2 = U_1 \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

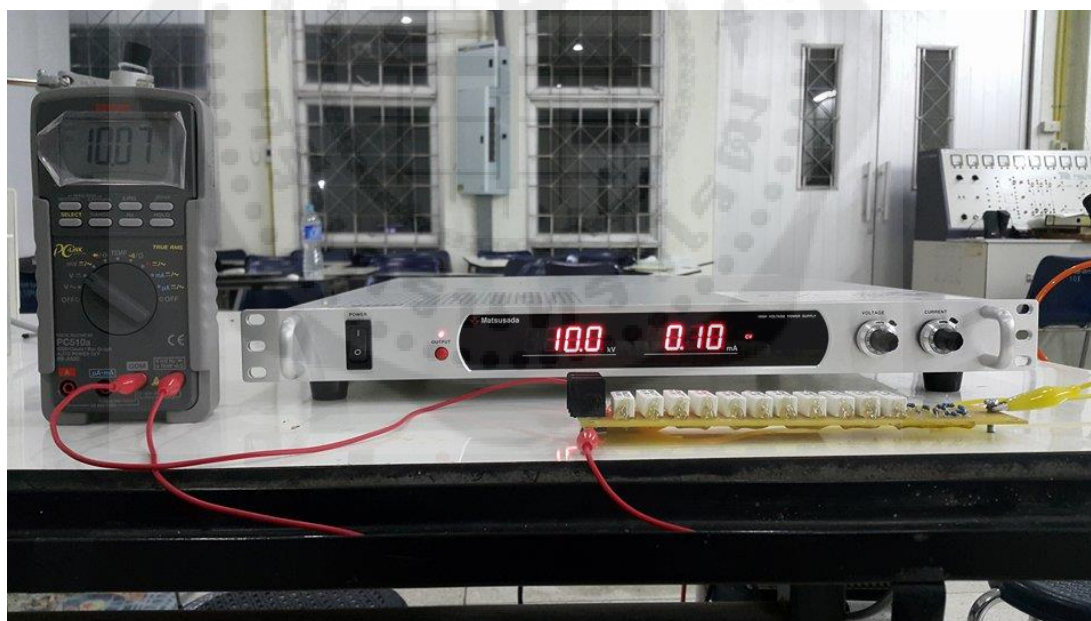
$$U_2 = 1 \times 10^3 \times \frac{100 \times 10^3}{(101 \times 10^6) + (100 \times 10^3)}$$

ดังนั้น $U_2 \approx 1$ โวลต์

ดังนั้น อัตราส่วนของแรงดันที่ได้คำนวณ $U_1 : U_2$ มีค่าเท่ากับ 1 กิโลโวลต์ : 1 โวลต์ เมื่อได้อัตราส่วนแรงดันตามกำหนดแล้ว จึงนำมาสร้างวงจรแบ่งแรงดัน (Voltage Divider) ซึ่งแสดงดังรูปที่ 4.9



ก. แรงดันที่วัดได้จากโพรบวัดไฟแรงสูง (High Voltage Probe)



ข. แรงดันที่วัดได้จากวงจรแบ่งแรงดันที่สร้างขึ้น (Voltage Divider)

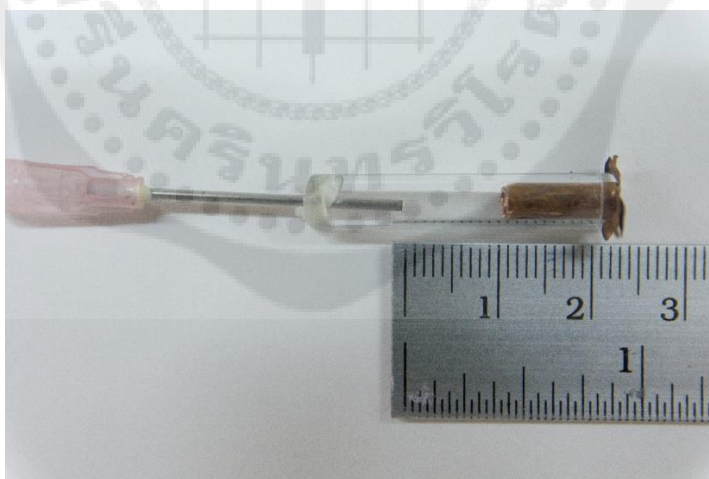
รูปที่ 4.10 แสดงการเปรียบเทียบแรงดันขาออกที่วัดได้ระหว่างโพรบวัดไฟแรงสูง (High Voltage Probe) (ก.) และวงจรแบ่งแรงดัน (Voltage Divider) ที่สร้างขึ้น (ข.)

4.2 การทดลองใช้เครื่องจ่ายไฟกระแสตรงแรงดันสูงที่สร้างขึ้นในกระบวนการสร้างพลาสมา

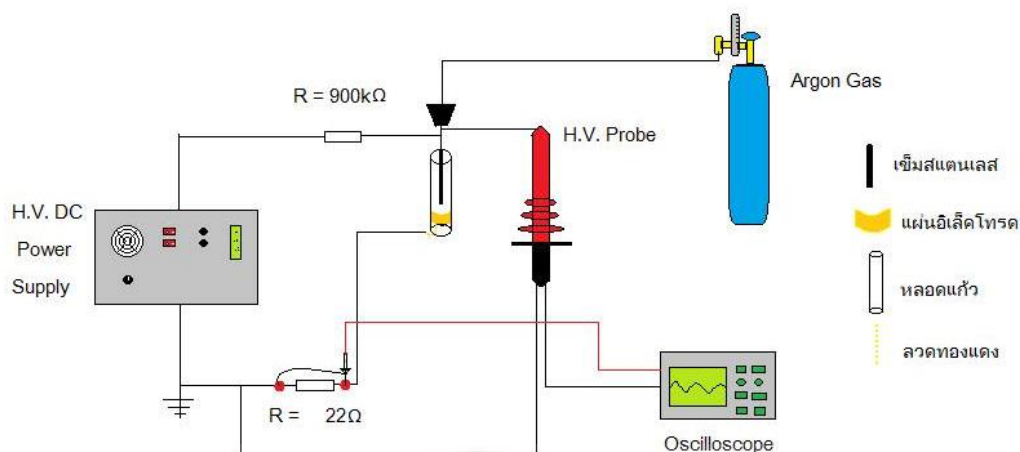
ในหัวข้อนี้ จะกล่าวถึงการทดลองนำเครื่องจ่ายไฟกระแสตรงแรงดันสูงที่สร้างขึ้น ไปใช้ในกระบวนการสร้างพลาสมาอุณหภูมิต่ำ โดยจะทำการทดสอบโดยการใช้เครื่องจ่ายไฟกระแสตรงแรงดันสูงที่สร้างขึ้น ว่าสามารถนำมาใช้ในกระบวนการสร้างพลาสมาได้ตามที่กำหนดไว้หรือไม่ โดยการทดสอบการสร้างพลาสมาที่อุณหภูมิต่ำนี้ จะใช้เครื่องจ่ายไฟกระแสตรงแรงดันสูงที่สร้างขึ้น ต่อเข้ากับอุปกรณ์สร้างลำพลาสมาอุณหภูมิต่ำ โดยจะทำการทดลอง 3 กรณี ดังนี้

4.2.1 การต่ออิเล็กทรอนิกส์หรือแคโทดด้านใน โดยใช้หัวแอโนดแบบเข็ม (Plasma Jet)

การสร้างพลาสมาอุณหภูมิต่ำโดยการต่ออิเล็กทรอนิกส์ด้านในนั้น เป็นการศึกษาช่วงการสร้างลำพลาสมาที่ได้ทำการสร้างขึ้น โดยออกแบบให้เกิดลำพลาสมาภายในหลอดแก้ว ซึ่งจะใช้ท่อ สแตนเลส (หรือเข็มฉีดยา) เป็นหัวแอโนด และใช้ท่อทองแดงเป็นหัวแคโทด ซึ่งท่อสแตนเลส มีขนาดเส้นผ่านศูนย์กลาง 1.2 มิลลิเมตร ทำหน้าที่เป็นหัวฉีดแก๊ส ซึ่งจะอยู่ในหลอดแก้วส่วนบน และท่อทองแดงที่เป็นหัวแคโทดจะอยู่ส่วนล่างของหลอดแก้ว ซึ่งระยะห่างระหว่างท่อทองแดงและท่อสแตนเลส จะวางห่างกันที่ 1 เซนติเมตร แสดงดังรูป 4.11 และไดอะแกรมการต่ออุปกรณ์การสร้างพลาสมาของการต่อแบบการต่ออิเล็กทรอนิกส์หรือแคโทดด้านใน โดยใช้หัวแอโนดแบบเข็ม แสดงดังรูปที่ 4.12

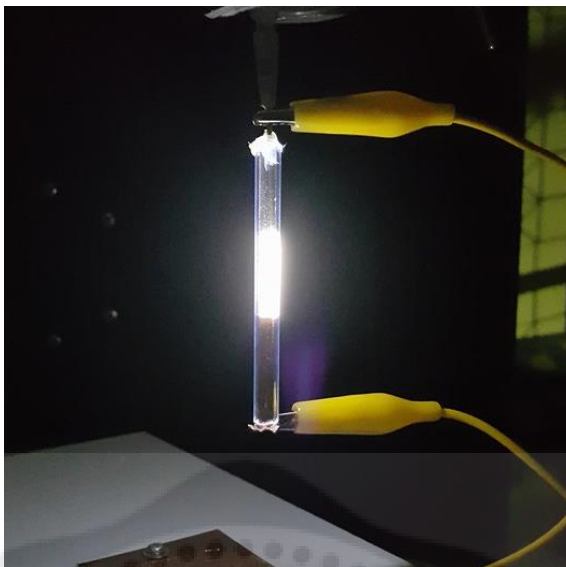


รูปที่ 4.11 อุปกรณ์และระยะห่างระหว่างท่อสแตนเลสและท่อทองแดงภายในหลอดแก้วของการต่อแบบการต่ออิเล็กทรอนิกส์หรือแคโทดด้านใน โดยใช้หัวแอโนดแบบเข็ม



รูปที่ 4.12 ไดอะแกรมการต่ออุปกรณ์การสร้างพลาสมาแบบการต่ออิเล็กโทรดหรือแคโทดด้านใน โดยใช้ขั้วแอโนดแบบเข็ม

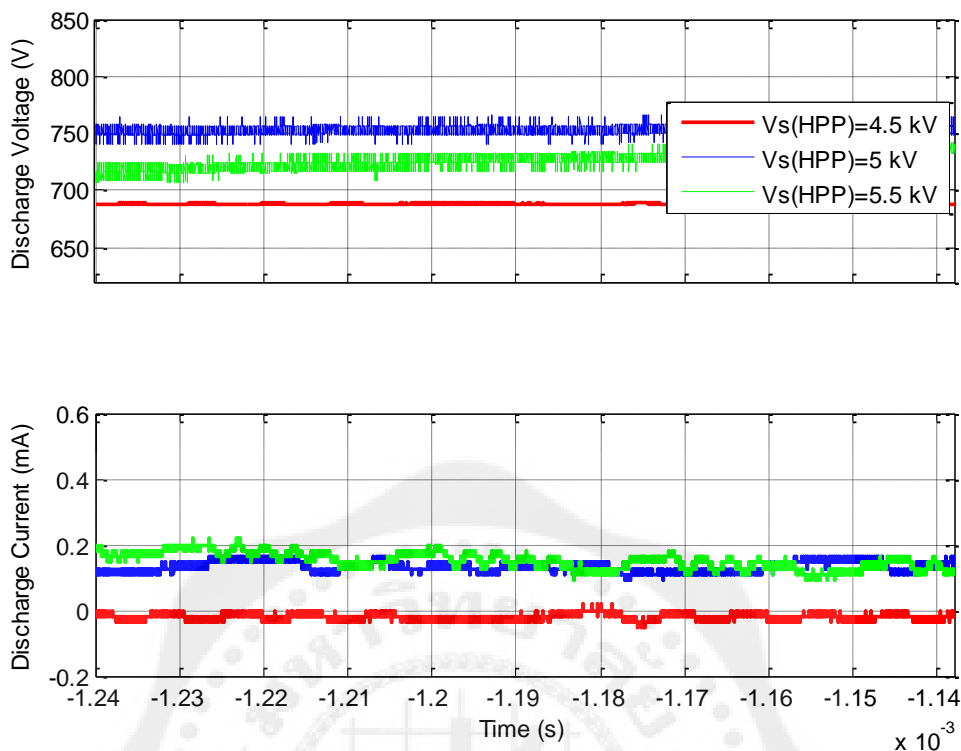
เมื่อให้แรงดันไฟฟ้าไหลผ่านตัวต้านทาน 900 กิโลโอห์ม เข้าขั้วแอโนดที่แรงดันขนาด 4.5 กิโลโวลต์ และให้อัตราการไหลของแก๊ส 5 ลิตรต่อนาที จะทำให้เกิดพลาสมา ซึ่งแรงดัน 4.5 กิโลโวลต์นี้ เป็นแรงดันที่ต่ำที่สุดที่ทำให้เกิดพลาสมาที่อุณหภูมิต่ำที่สามารถมองเห็นได้ ในรูปแบบของการต่ออุปกรณ์การสร้างลำพลาสมาแบบการต่ออิเล็กโทรดหรือแคโทดด้านใน โดยใช้ขั้วแอโนดแบบเข็ม โดยการปล่อยแรงดันแก๊ส 10 ลิตรต่อนาที ไหลผ่านหลอดเข็มหรือท่อสแตนเลสขนาดเส้นผ่านศูนย์กลาง 1.2 มิลลิเมตร ซึ่งอยู่ภายในหลอดแก้วขนาดเส้นผ่านศูนย์กลาง 5 มิลลิเมตร และที่ระยะห่างของท่อสแตนเลสและท่อทองแดงหรืออิเล็กโทรดภายในหลอดแก้วที่ 1 เซนติเมตร ซึ่งลำพลาสมาที่ได้ แสดงดังรูป 4.13



รูปที่ 4.13 ลำพลาสมาที่ได้จากการต่ออิเล็กทรอนิกส์หรือแคโทดด้านใน โดยใช้ขั้วแอโนดแบบเข็ม

จากการทดลองข้างต้น จะทำการทดลองโดยการปรับแรงดันเพิ่ม เนื่องจากพลาสมาที่เกิดขึ้นข้างต้น เกิดที่แรงดันที่ต่ำสุดที่ 4.5 กิโลโวลต์ ดังนั้น จะทำการทดลองโดยการปรับแรงดันเพิ่มจำนวน 2 ครั้ง โดยปรับเพิ่มครั้งละ 500 โวลต์ จะได้แรงดัน 5 กิโลโวลต์ และ 5.5 กิโลโวลต์ เพื่อแสดงการเปรียบเทียบกราฟการเกิดพลาสมาที่ได้สร้างขึ้นในรูปแบบของการต่ออิเล็กทรอนิกส์หรือแคโทดด้านใน โดยใช้ขั้วแอโนดแบบเข็ม ดังแสดงในรูป 4.14

- โดยกำหนดให้ $V_{d(HPP)}$ คือ แรงดันดิสชาร์จของเครื่องจ่ายไฟกระแสตรงแรงดันสูงที่สร้างขึ้น
 $V_{d(CM)}$ คือ แรงดันดิสชาร์จของเครื่องจ่ายไฟแรงดันสูงของ MATSUSADA
 $V_{s(HPP)}$ คือ แรงดันแหล่งจ่ายของเครื่องจ่ายไฟกระแสตรงแรงดันสูงที่สร้างขึ้น
 $V_{s(CM)}$ คือ แรงดันแหล่งจ่ายของเครื่องจ่ายไฟแรงดันสูงของ MATSUSADA
 $I_{d(HPP)}$ คือ กระแสดิสชาร์จของเครื่องจ่ายไฟกระแสตรงแรงดันสูงที่สร้างขึ้น
 $I_{d(CM)}$ คือ กระแสดิสชาร์จของเครื่องจ่ายไฟแรงดันสูงของ MATSUSADA

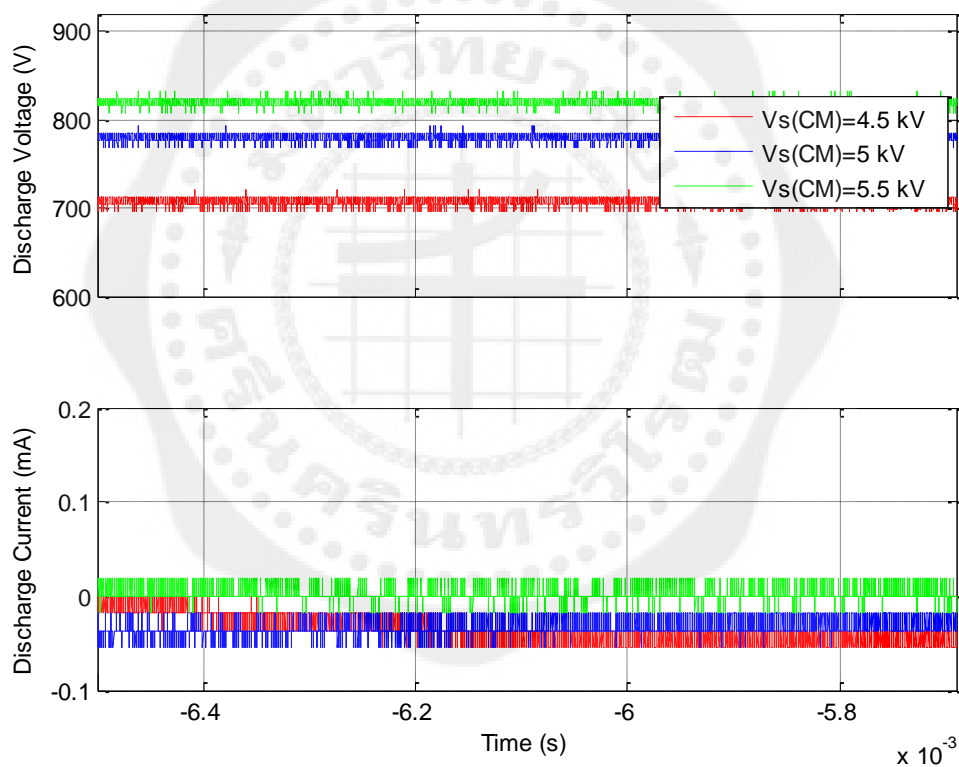


รูปที่ 4.14 กราฟแรงดันดิสชาร์จและกระแสดิสชาร์จที่ได้จากเครื่องจ่ายไฟกระแสตรงแรงดันสูงที่สร้างขึ้นที่ระดับแรงดันต่างๆ ในรูปแบบของการต่ออิเล็กทรอนิกส์หรือแคโทดด้านใน โดยใช้ขั้วแอโนดแบบเข็ม

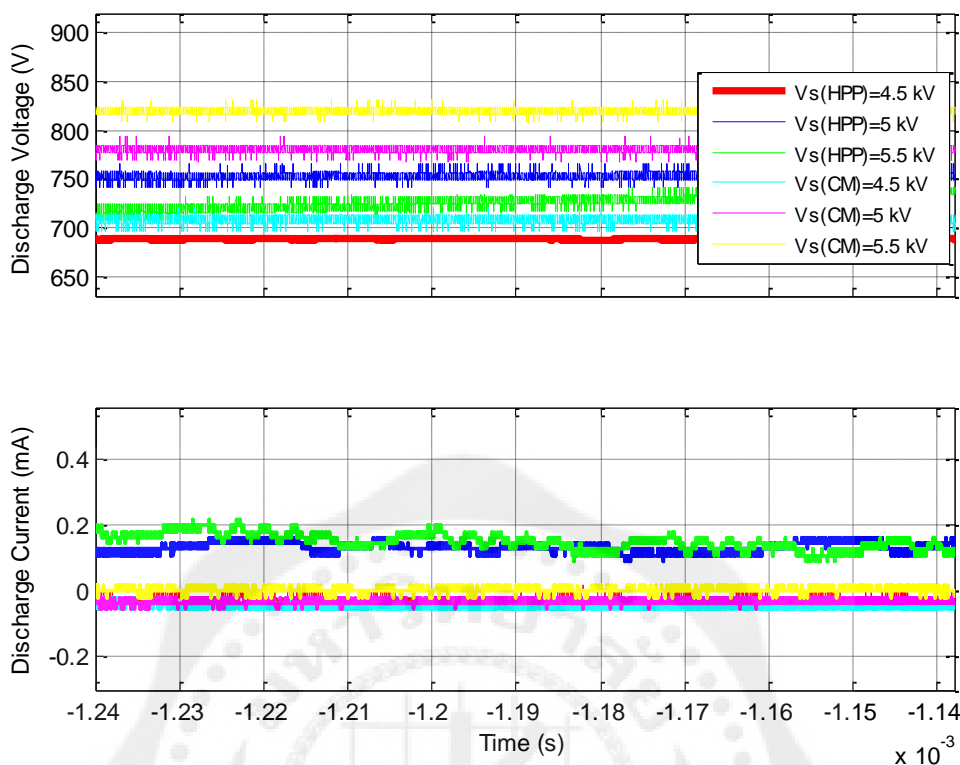
เนื่องจากเครื่องจ่ายไฟกระแสตรงแรงดันสูงที่สร้างขึ้น เป็นแบบต่อเนื่อง ที่มีค่าระลอกสูง (ripple) ดังทดสอบไปแล้วในบทที่ 3 ดังนั้นจะทำการเปรียบเทียบกราฟที่เกิดขึ้น ระหว่างการใช้แหล่งจ่ายเครื่องจ่ายไฟกระแสตรงแรงดันสูงที่สร้างขึ้น (รูปที่ 4.15) กับเครื่องจ่ายไฟกระแสตรงแรงดันสูงแบบต่อเนื่อง (Continuous High Voltage DC Power Supply) ของ MATSUSADA ซึ่งแสดงได้ดังรูปที่ 4.15 และแสดงตารางเปรียบเทียบแรงดันขาเข้าตั้งแต่แรงดันเริ่มต้นที่ใช้ในกระบวนการสร้างพลาสมา ดังตารางที่ 4.1

ตารางที่ 4.1 ตารางแสดงตัวอย่างแรงดันที่เกิดพลาสมา 3 แรงดัน โดยเริ่มจากค่าเริ่มต้นของแรงดันที่ทำให้เกิดพลาสมาของการต่ออิเล็กทรอนิกส์โทดหรือแคโทดด้านในโดยใช้ขั้วแอโนดแบบเข็มและเพิ่มครั้งละ 500 โวลต์ ของทั้งสองแหล่งจ่าย

$V_{s(HPP)}$ (กิโลโวลต์)	$V_{d(HPP)}$ (โวลต์)	$I_{d(HPP)}$ (mA)	$V_{s(CM)}$ (กิโลโวลต์)	$V_{d(CM)}$ (โวลต์)	$I_{d(CM)}$ (mA)
4.5	688	0.018	4.5	712	0.016
5	752	0.163	5	784	0.018
5.5	744	0.218	5.5	824	0.020



รูปที่ 4.15 กราฟแรงดันดิสชาร์จและกระแสดิสชาร์จที่ได้จากเครื่องจ่ายไฟกระแสตรงแรงดันสูงของ MATSUSADA ที่ระดับแรงดันต่างๆ ในรูปแบบของการต่ออิเล็กทรอนิกส์โทดหรือแคโทดด้านในโดยใช้ขั้วแอโนดแบบเข็ม



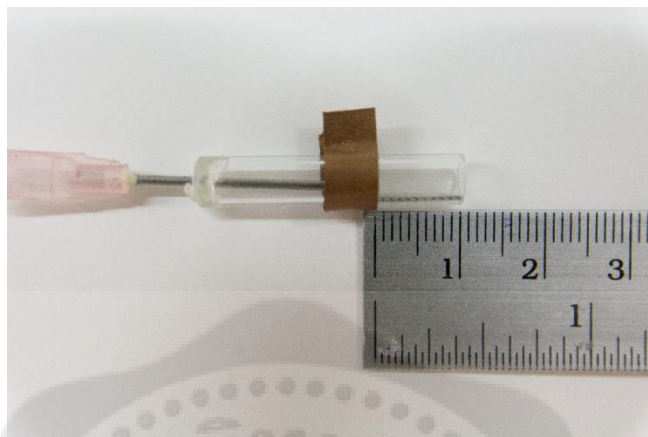
รูปที่ 4.16 กราฟแรงดันดิสชาร์จและกระแสดิสชาร์จที่ได้จากเครื่องจ่ายไฟกระแสตรงแรงดันสูงที่สร้างขึ้นเปรียบเทียบกับเครื่องจ่ายไฟกระแสตรงแรงดันสูงของ MATSUSADA ที่ระดับแรงดันต่างๆ ในรูปแบบของการต่ออิเล็กทรอนิกส์ทรานซิสเตอร์หรือแคโทดด้านใน โดยใช้แอโนดแบบเข็ม

จากรูปที่ 4.14, 4.15 และรูปที่ 4.16 จะเห็นได้ว่าเครื่องจ่ายไฟแรงดันสูงกระแสตรงที่สร้างขึ้นกับเครื่องจ่ายไฟแรงดันสูงกระแสตรงของ MATSUSADA สามารถสร้างพลาสมาได้ที่ระดับแรงดันเริ่มเกิดที่มีขนาดแรงดันเท่ากัน

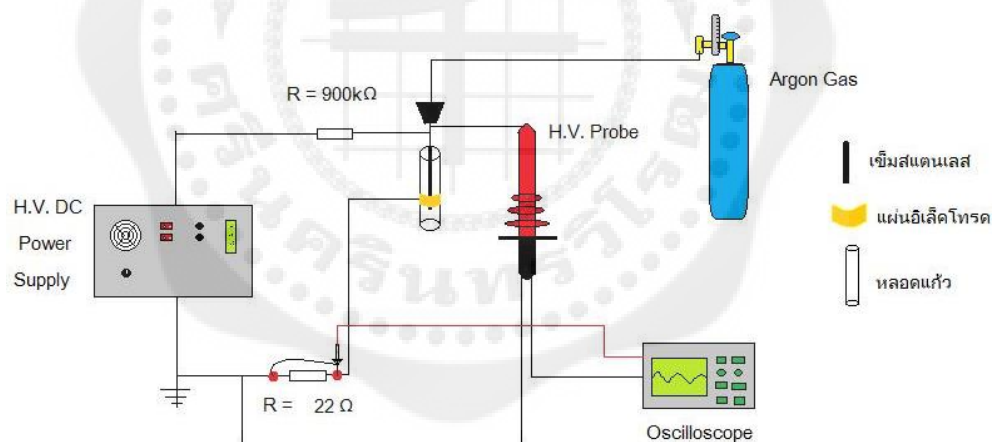
4.2.2 การต่ออิเล็กทรอนิกส์ทรานซิสเตอร์หรือแคโทดด้านนอก โดยใช้ขั้วแอโนดแบบเข็ม (Dielectric Barrier Discharge , DBD)

การสร้างพลาสมาอุณหภูมิต่ำ โดยการต่ออิเล็กทรอนิกส์ทรานซิสเตอร์หรือแคโทดด้านนอก จะทำการศึกษาช่วงการเกิดลำพลาสมาที่สร้างขึ้น ซึ่งลำพลาสมาจะเกิดภายในหลอดแก้ว ซึ่งเป็นลำพลาสมาอุณหภูมิต่ำ ไม่มีความร้อน และสามารถสัมผัสได้โดยไม่เป็นอันตราย ซึ่งการทดลอง จะออกแบบให้เกิดลำพลาสมาพุ่งออกมา และสัมผัสได้ โดยใช้ขั้วแอโนดแบบเข็มหรือท่อสแตนเลส เช่นเดียวกับการทดลองที่ 4.2.1 แต่จะให้ขั้วอิเล็กทรอนิกส์ทรานซิสเตอร์หรือขั้วแคโทดที่เป็นทองแดงพันอยู่รอบนอกหลอดแก้ว

โดยระยะของท่อทองแดงที่พันอยู่ภายนอกหลอดแก้ว เป็นระนาบเดียวกันกับปลายท่อ สแตนเลสที่อยู่ภายในหลอดแก้ว ดังแสดงในรูป 4.17



รูปที่ 4.17 อุปกรณ์และรูปแบบการสร้างอุปกรณ์การทดลองแบบการต่ออิเล็กทรอนิกส์หรือแคโทดด้านนอก โดยใช้ขั้วแอโนดแบบเข็ม



รูปที่ 4.18 ไลอะแกรมการต่ออุปกรณ์การสร้างพลาสมาแบบการต่ออิเล็กทรอนิกส์หรือแคโทดด้านนอก โดยใช้ขั้วแอโนดแบบเข็ม

เมื่อให้แรงดันไฟฟ้าไหลผ่านตัวต้านทาน 900 กิโลโอห์ม เข้าขั้วแอโนดที่แรงดันขนาด 8 กิโลโวลต์ และให้อัตราการไหลของแก๊ส 5 ลิตรต่อนาที จะทำให้เกิดพลาสมา ซึ่งแรงดัน 8 กิโลโวลต์นี้ เป็นแรงดันที่ต่ำที่สุดที่ทำให้เกิดพลาสมาที่อุณหภูมิต่ำ ในรูปแบบของการต่ออุปกรณ์การสร้างลำพลาสมาแบบการต่ออิเล็กทรอนิกส์หรือแคโทดด้านนอก โดยใช้ขั้วแอโนดแบบเข็ม โดยการ

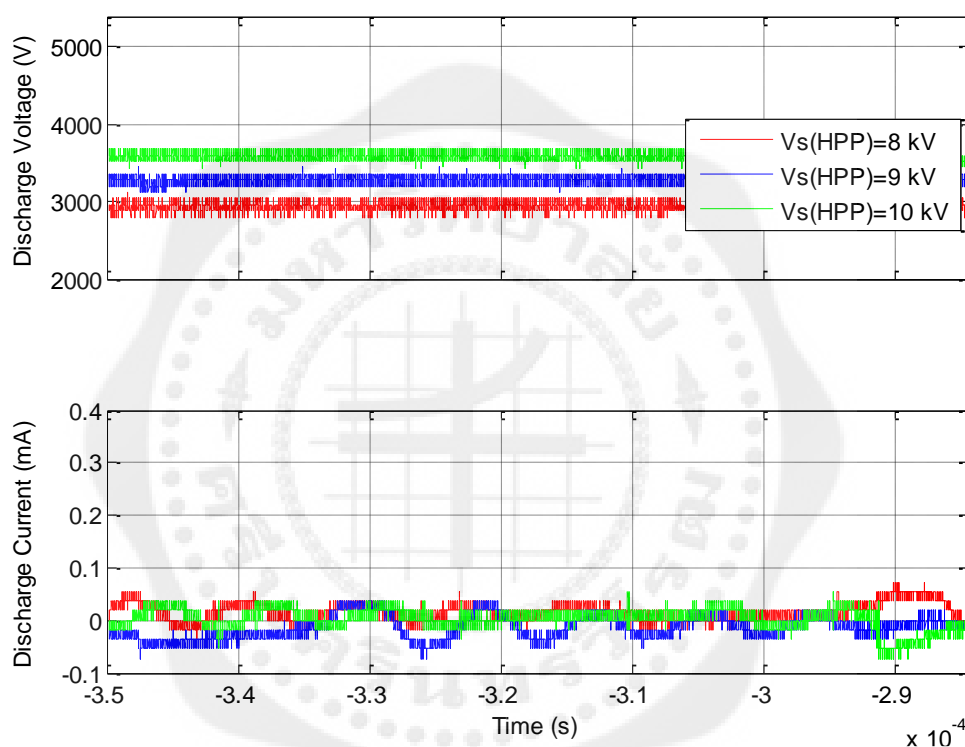
ปล่อยแรงดันแก๊ส 5 ลิตรต่อนาที ไหลผ่านหลอดเข็มหรือท่อสแตนเลสขนาดเส้นผ่านศูนย์กลาง 1.2 มิลลิเมตร ซึ่งอยู่ภายในหลอดแก้วขนาดเส้นผ่านศูนย์กลาง 5 มิลลิเมตร และพันอิเล็กโทรดหรือขั้วแอโนดให้มีระนาบเดียวกันกับเข็มภายในหลอดแก้ว ซึ่งถ้าพลาสมาที่ได้ แสดงดังรูปที่ 4.19



รูปที่ 4.19 ถ้าพลาสมาที่ได้จากการต่ออิเล็กโทรดหรือแคโทดด้านนอก โดยใช้ขั้วแอโนดแบบเข็ม

จากการทดลองข้างต้น จะทำการทดลองโดยการปรับแรงดันเพิ่ม เนื่องจากพลาสมาที่เกิดขึ้นข้างต้น เกิดที่แรงดันที่ต่ำที่สุดที่ 8 กิโลโวลต์ ดังนั้น จะทำการทดลองโดยการปรับแรงดันเพิ่มจำนวน 2 ครั้ง โดยปรับเพิ่มครั้งละ 1 กิโลโวลต์ (โดยต่างจากการทดลอง ที่ 4.2.1 เนื่องจากการต่ออิเล็กโทรดหรือแคโทดด้านใน โดยใช้ขั้วแอโนดแบบเข็ม ถ้าใช้แรงดันที่สูงมากเกินไป จะทำให้กระแสมากขึ้น และเกิดความร้อน ซึ่งทำให้เกิดการอาร์กได้ แต่การต่อแบบการต่ออิเล็กโทรดหรือแคโทดด้านนอก โดยใช้ขั้วแอโนดแบบเข็มนั้น เนื่องจากมีหลอดแก้วเป็นฉนวนกัน ดังนั้น จึงต้องใช้แรงดันที่มากกว่า) จะได้แรงดัน 9 กิโลโวลต์ และ 10 กิโลโวลต์ เพื่อแสดงการเปรียบเทียบกราฟการเกิดพลาสมาที่ได้สร้างขึ้นในรูปแบบของการต่ออิเล็กโทรดหรือแคโทดด้านนอก โดยใช้ขั้วแอโนดแบบเข็ม ซึ่งแสดงได้ดังรูป 4.20

โดยกำหนดให้ $V_{d(HPP)}$ คือ แรงดันคิซาร์จของเครื่องจ่ายไฟกระแสตรงแรงดันสูงที่สร้างขึ้น
 $V_{d(CM)}$ คือ แรงดันคิซาร์จของเครื่องจ่ายไฟแรงดันสูงของ MATSUSADA
 $V_{s(HPP)}$ คือ แรงดันแหล่งจ่ายของเครื่องจ่ายไฟกระแสตรงแรงดันสูงที่สร้างขึ้น
 $V_{s(CM)}$ คือ แรงดันแหล่งจ่ายของเครื่องจ่ายไฟแรงดันสูงของ MATSUSADA
 $I_{d(HPP)}$ คือ กระแสคิซาร์จของเครื่องจ่ายไฟกระแสตรงแรงดันสูงที่สร้างขึ้น
 $I_{d(CM)}$ คือ กระแสคิซาร์จของเครื่องจ่ายไฟแรงดันสูงของ MATSUSADA



รูปที่ 4.20 กราฟแรงดันคิซาร์จและกระแสคิซาร์จที่ได้จากเครื่องจ่ายไฟกระแสตรงแรงดันสูงที่สร้างขึ้นที่ระดับแรงดันต่างๆ ในรูปแบบของการต่ออเล็กโทรดหรือแคโทดด้านนอกโดยใช้ขั้วแอโนดแบบเข็ม

เนื่องจากเครื่องจ่ายไฟกระแสตรงแรงดันสูงที่สร้างขึ้น เป็นแบบพัลส์ (Pulse High Voltage DC Power Supply) และจากการทดลอง เมื่อทำการสร้างพลาสมาแบบการต่ออเล็กโทรดหรือแคโทดด้านนอก โดยใช้ขั้วแอโนดแบบเข็มกับเครื่องจ่ายไฟกระแสตรงแรงดันสูงของ MATSUSADA ซึ่งเป็นแบบต่อเนื่อง (Continuous High Voltage DC Power Supply) ไม่สามารถทำได้ ดังนั้น ตารางแสดงการเปรียบเทียบแรงดันขาเข้าตั้งแต่แรงดันเริ่มต้นที่ใช้ในกระบวนการ

สร้างพลาสมา ของการสร้างพลาสมาแบบการต่ออิเล็กโทรดหรือแคโทดด้านนอก โดยใช้ขั้วแอโนดแบบเข็ม แสดงได้ดังตารางที่ 4.2

ตารางที่ 4.2 ตารางแสดงตัวอย่างแรงดันที่เกิดพลาสมา 3 แรงดัน โดยเริ่มจากค่าเริ่มต้นของแรงดันที่ทำให้เกิดพลาสมาของการต่ออิเล็กโทรดหรือแคโทดด้านนอกโดยใช้ขั้วแอโนดแบบเข็ม และเพิ่มแรงดันครั้งละ 1,000 โวลต์ ของทั้งสองแหล่งจ่าย

$V_{s(HPP)}$ (กิโลโวลต์)	$V_{a(HPP)}$ (กิโลโวลต์)	$I_{s(HPP)}$ (mA)	$V_{s(CM)}$ (กิโลโวลต์)	$V_{a(CM)}$ (โวลต์)	$I_{s(CM)}$ (mA)
8	2.88	0.01818			
9	3.36	0.03636			ไม่สามารถสร้างได้
10	3.60	0.05450			

จากตารางที่ 4.2 จะเห็นว่า เครื่องจ่ายไฟกระแสตรงแรงดันสูง ยี่ห้อ MATSUSADA ไม่สามารถสร้างพลาสมาได้เลย เนื่องจากประสิทธิภาพของเครื่องจ่ายไฟ ที่ทางโรงงานได้ออกแบบไว้ มีค่าระลอกคลื่นเพียงแค่ 5 เปอร์เซ็นต์ จึงส่งผลให้การเกิดพลาสมา แบบที่อิเล็กโทรดหรือแคโทดที่อยู่ด้านนอกนั้น ไม่เกิดพลาสมา แต่เครื่องจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงแรงดันสูงที่สร้างขึ้นนั้นมีค่าระลอกคลื่น 10 เปอร์เซ็นต์ ค่าระลอกคลื่น 10 เปอร์เซ็นต์ที่เกิดขึ้นนั้นส่งผลให้เกิดพลาสมาได้ที่ระดับแรงดันดังตารางข้างต้น

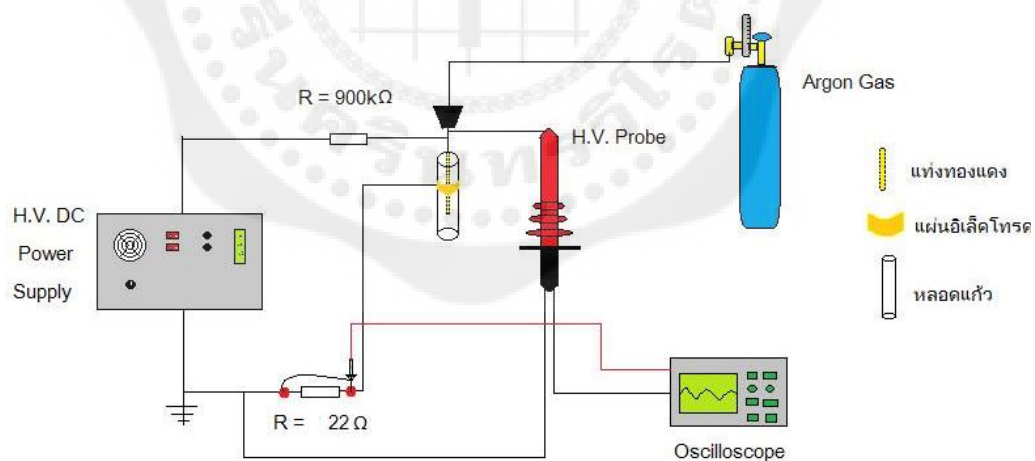
4.2.3 การต่ออิเล็กโทรดหรือแคโทดด้านนอก โดยใช้ขั้วแอโนดแบบลวดทองแดง

(Dielectric Barrier Discharge , DBD)

การสร้างพลาสมาอุณหภูมิต่ำ โดยการต่ออิเล็กโทรดหรือแคโทดด้านนอก โดยใช้ขั้วแอโนดแบบลวดทองแดง จำทำการศึกษาช่วงการเกิดพลาสมาที่ได้สร้างขึ้น ภายในหลอดแก้ว และฟุ้งสู่บรรยากาศภายนอก เกิดเป็นพลาสมาอุณหภูมิต่ำ ไม่มีความร้อน และสามารถสัมผัสได้ โดยไม่เป็นอันตราย ซึ่งจากการทดลอง จะออกแบบให้พลาสมา ฟุ้งออกมาภายนอกและสัมผัสได้ โดยใช้ขั้วแอโนดเป็นลวดทองแดง และพันอิเล็กโทรดหรือขั้วแคโทดที่เป็นทองแดงพันอยู่รอบนอกหลอดแก้ว ซึ่งทำการทดลองเช่นเดียวกับ 4.2.2 ข้างต้น โดยให้ปลายลวดทองแดงที่เป็นขั้วแอโนดที่อยู่ด้านใน อยู่ในระนาบเดียวกันกับท่อทองแดงที่พันอยู่ด้านนอก ดังแสดงในรูป 4.2.1

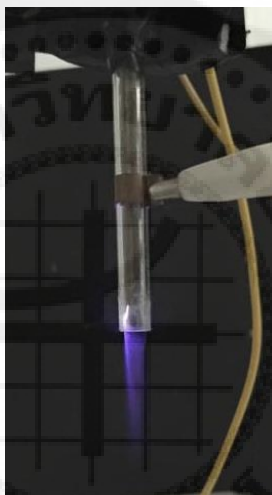


รูปที่ 4.21 อุปกรณ์และรูปแบบการสร้างอุปกรณ์การทดลองแบบการต่ออิลีกโทรดหรือแคโทดด้านนอก โดยใช้ขั้วแอโนดแบบลวดทองแดง.



รูปที่ 4.22 ไคอะแกรมการต่ออุปกรณ์การสร้างพลาสมาแบบการต่ออิลีกโทรดหรือแคโทดด้านนอก โดยใช้ขั้วแอโนดแบบลวดทองแดง

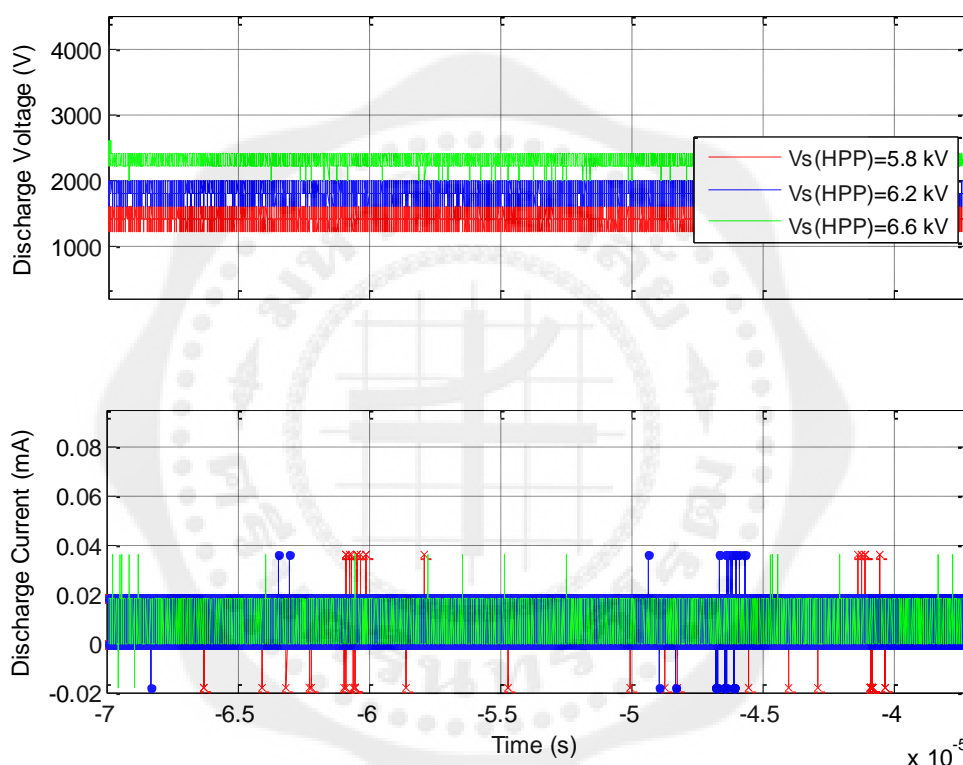
เมื่อให้แรงดันไฟฟ้าไหลผ่านตัวต้านทาน 900 กิโลโอห์ม เข้าขั้วแอโนดที่แรงดันขนาด 5.8 กิโลโวลต์ และให้อัตราการไหลของแก๊ส 10 ลิตรต่อนาที จะทำให้เกิดพลาสมา ซึ่งแรงดัน 5.8 กิโลโวลต์นี้ เป็นแรงดันที่ต่ำที่สุดที่ทำให้เกิดพลาสมาที่อุณหภูมิต่ำที่สามารถมองเห็นได้ ในรูปแบบของการต่ออิเล็กทรอนิกส์หรือแคโทดด้านนอก โดยใช้ขั้วแอโนดแบบหลอดทองแดง โดยการปล่อยแรงดันแก๊ส 10 ลิตรต่อนาที ไหลผ่านหลอดแก้วขนาดเส้นผ่านศูนย์กลาง 0.625 มิลลิเมตร ซึ่งมีหลอดทองแดงอยู่ภายใน และจะให้ขั้วอิเล็กโทรดหรือขั้วแคโทดที่เป็นทองแดงพันอยู่รอบนอกหลอดแก้ว โดยระยะของท่อทองแดงที่พันอยู่ภายนอกหลอดแก้ว อยู่ที่ระยะครึ่งหนึ่งของขนาดหลอดทองแดงที่อยู่ภายในหลอดแก้ว ซึ่งถ้าพลาสมาที่ได้ แสดงดังรูป 4.23



รูปที่ 4.23 ถ้าพลาสมาที่ได้จากการต่ออิเล็กทรอนิกส์หรือแคโทดด้านนอก โดยใช้ขั้วแอโนดแบบหลอดทองแดง

จากการทดลองข้างต้น จะทำการทดลองโดยการปรับแรงดันเพิ่ม เนื่องจากพลาสมาที่เกิดขึ้นข้างต้น เกิดที่แรงดันที่ต่ำสุดที่ 5.8 กิโลโวลต์ ดังนั้น จะทำการทดลองโดยการปรับแรงดันเพิ่มจำนวน 2 ครั้ง โดยปรับเพิ่มครั้งละ 400 โวลต์ เช่นเดียวกับกรณี 4.2.2 ซึ่งจะได้แรงดัน 6.2 กิโลโวลต์ และ 6.6 กิโลโวลต์ เพื่อแสดงการเปรียบเทียบกราฟการเกิดพลาสมาที่ได้สร้างขึ้นในรูปแบบของการต่ออิเล็กทรอนิกส์หรือแคโทดด้านนอก โดยใช้ขั้วแอโนดแบบหลอดทองแดง ดังแสดงในรูป 4.24

โดยกำหนดให้ $V_{d(HPP)}$ คือ แรงดันดิสชาร์จของเครื่องจ่ายไฟกระแสตรงแรงดันสูงที่สร้างขึ้น
 $V_{d(CM)}$ คือ แรงดันดิสชาร์จของเครื่องจ่ายไฟแรงดันสูงของ MATSUSADA
 $V_{s(HPP)}$ คือ แรงดันแหล่งจ่ายของเครื่องจ่ายไฟกระแสตรงแรงดันสูงที่สร้างขึ้น
 $V_{s(CM)}$ คือ แรงดันแหล่งจ่ายของเครื่องจ่ายไฟแรงดันสูงของ MATSUSADA
 $I_{d(HPP)}$ คือ กระแสดิสชาร์จของเครื่องจ่ายไฟกระแสตรงแรงดันสูงที่สร้างขึ้น
 $I_{d(CM)}$ คือ กระแสดิสชาร์จของเครื่องจ่ายไฟแรงดันสูงของ MATSUSADA



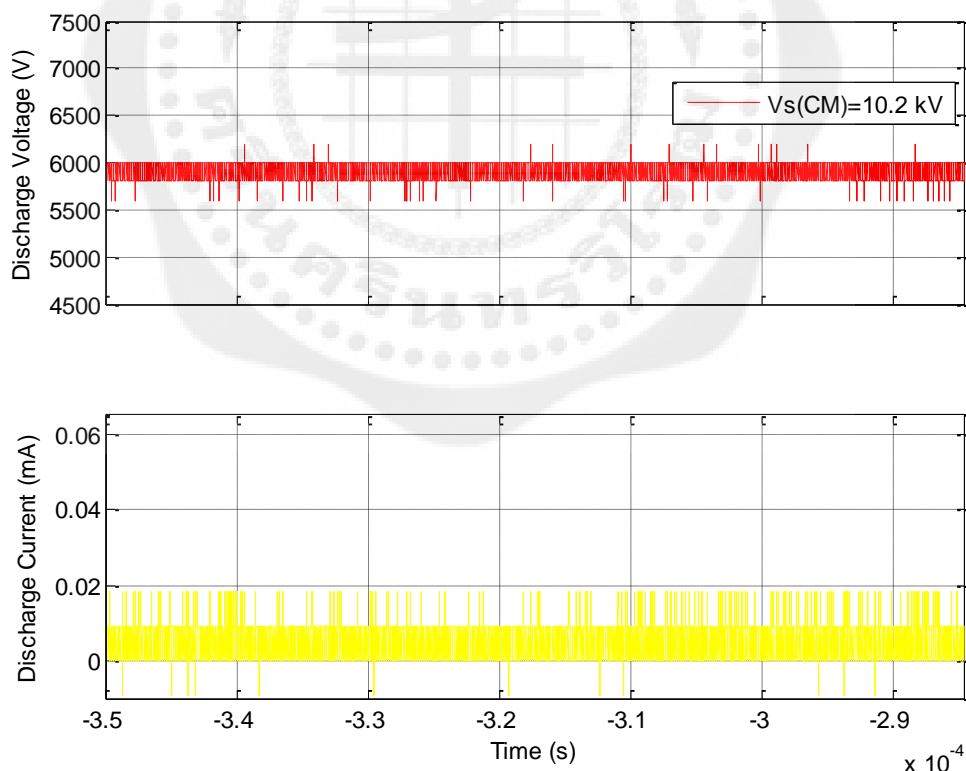
รูปที่ 4.24 กราฟแรงดันดิสชาร์จและกระแสดิสชาร์จที่ได้จากเครื่องจ่ายไฟกระแสตรงแรงดันสูงที่สร้างขึ้นที่ระดับแรงดันต่างๆ ในรูปแบบของการต่ออิล็กโทรดหรือแคโทดด้านนอก โดยใช้ขั้วแอโนดแบบลวดทองแดง

เนื่องจากเครื่องจ่ายไฟกระแสตรงแรงดันสูงที่สร้างขึ้น เป็นแบบต่อเนื่อง (Continuous High Voltage DC Power Supply) ดังนั้น จะทำการเปรียบเทียบกราฟที่เกิดขึ้น ระหว่างการใช้แหล่งจ่ายเครื่องจ่ายไฟกระแสตรงแรงดันสูงที่สร้างขึ้นที่เป็นแบบต่อเนื่อง (Continuous High Voltage DC Power Supply) (รูปที่ 4.24) กับเครื่องจ่ายไฟกระแสตรงแรงดันสูงแบบต่อเนื่อง (Continuous High Voltage DC Power Supply) ของ MATSUSADA ซึ่งแสดงได้ดังรูปที่ 4.25 และ

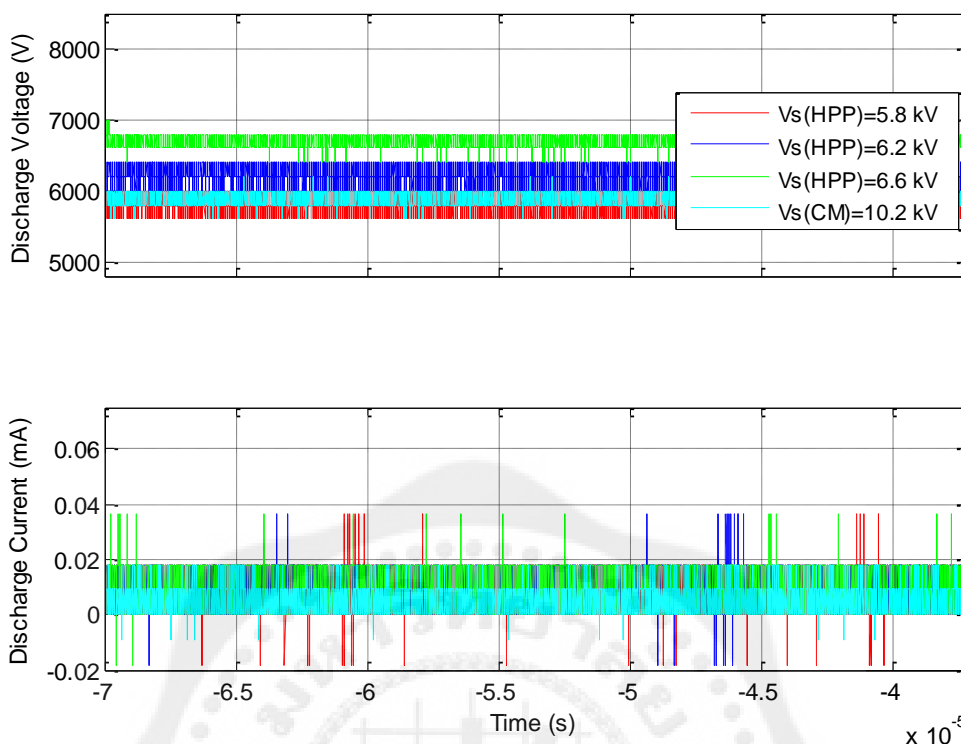
แสดงตารางเปรียบเทียบแรงดันขาเข้าตั้งแต่แรงดันเริ่มต้นที่ใช้ในกระบวนการสร้างพลาสมา ดังตารางที่ 4.3

ตารางที่ 4.3 ตารางแสดงตัวอย่างแรงดันที่เกิดพลาสมา 3 แรงดัน โดยเริ่มจากค่าเริ่มต้นของแรงดันที่ทำให้เกิดพลาสมาของการต่ออิเล็กทรอนิกส์ทรานซิสเตอร์หรือแคโทดด้านนอก โดยใช้ขั้วแอโนดแบบหลอดทองแดง และเพิ่มครั้งละ 400 โวลต์ ของทั้งสองแหล่งจ่าย

$V_{s(HPP)}$ (กิโลโวลต์)	$V_{a(HPP)}$ (กิโลโวลต์)	$I_{s(HPP)}$ (mA)	$V_{s(CM)}$ (กิโลโวลต์)	$V_{a(CM)}$ (กิโลโวลต์)	$I_{s(CM)}$ (mA)
5.8	1.4	0.018			
6.2	1.8	0.025	10.2	5.8	0.018
6.6	2.2	0.03636			



รูปที่ 4.25 กราฟแรงดันดีสชาร์จและกระแสดีสชาร์จที่ได้จากเครื่องจ่ายไฟกระแสตรงแรงดันสูงของ MATSUSADA ที่ระดับแรงดันต่างๆ ในรูปแบบของการต่ออิเล็กทรอนิกส์ทรานซิสเตอร์หรือแคโทดด้านนอก โดยใช้ขั้วแอโนดแบบหลอดทองแดง



รูปที่ 4.26 กราฟแรงดันดีสชาร์จและกระแสดีสชาร์จที่ได้จากเครื่องจ่ายไฟกระแสตรงแรงดันสูงของ MATSUSADA ที่ระดับแรงดันต่างๆ ในรูปแบบของการต่ออิเล็กโทรดหรือแคโทดด้านนอกโดยใช้ขั้วแอดโนดแบบลวดทองแดง

จากรูปที่ 4.24, 4.25 และรูปที่ 4.26 จะเห็นว่า เครื่องจ่ายไฟแรงดันสูงกระแสตรงที่สร้างขึ้นซึ่งมีค่าระลอกคลื่นของแรงดันขาออกที่ 10 เปอร์เซ็นต์ เมื่อเทียบกับเครื่องจ่ายไฟแรงดันสูงกระแสตรงของ MATSUSADA ที่มีค่าระลอกคลื่นของแรงดันขาออกที่ 5 เปอร์เซ็นต์ จากค่าระลอกคลื่นดังกล่าวนี้ ส่งผลต่อการเกิดพลาสมาอย่างเห็นได้ชัดว่า การเกิดค่าระลอกคลื่นของแรงดันขาออกนั้น ส่งผลต่อการเกิดพลาสมา จากตารางที่ 4.3 เครื่องจ่ายไฟแรงดันสูงกระแสตรงที่สร้างขึ้นใช้แรงดันเริ่มต้นที่ 5.8 กิโลโวลต์ แต่เครื่องจ่ายไฟแรงดันสูงกระแสตรงของ MATSUSADA ใช้แรงดันเริ่มต้นที่ 10.2 กิโลโวลต์ ดังนั้นค่าระลอกคลื่นที่เกิดขึ้นทำให้เกิดพลาสมาได้ง่าย และจ่ายแรงดันที่น้อยกว่า

บทที่ 5

สรุปผลการทดลอง

ในบทนี้จะกล่าวสรุปผลการศึกษา การออกแบบ การสร้าง และทดสอบสมรรถนะของ เครื่องจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงแรงดันสูงสำหรับการสร้างพลาสมา และข้อเสนอแนะสำหรับการทำวิจัยต่อไปในอนาคต เพื่อเป็นแนวทางในการพัฒนาและประยุกต์ใช้ให้มีประสิทธิภาพต่อไป

5.1 สรุปผล

5.1.1 งานวิจัยนี้ได้ทำการออกแบบและสร้างเครื่องจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงแรงดันสูงขนาด 1 ถึง 15 กิโลโวลต์ ใช้กับแรงดันขาเข้ากระแสตรงขนาด 26 โวลต์ โดยใช้เทคนิควิธีการควบคุม สัญญาณพัลส์สวิตซ์แรงดันไฟฟ้าผ่านวงจรแปลงผันฟลายแบคแบบเพิ่มระดับแรงดันไฟฟ้า โดยนำ หม้อแปลงไฟฟ้าฟลายแบคของ BSC รุ่น 23-N0107 เลือกใช้สวิตซ์ความถี่สูง พาวเวอร์มอสเฟต เบอร์ IRFP460 มีหน่วยประมวลผลไมโครคอนโทรลเลอร์เบอร์ AT89C52 และจอแสดงผลแบบ LCD ที่มีขนาด 16×2 ตัวอักษร ซึ่งโครงสร้างของเครื่องจ่ายดันไฟฟ้ากระแสตรงแรงดันสูงที่สร้างขึ้นมีขนาดมิติ (กว้าง×ยาว×สูง) เท่ากับ 32×48×15 เซนติเมตร น้ำหนัก 8.6 กิโลกรัม ซึ่งมีขนาดและ น้ำหนักที่น้อย สะดวกต่อการนำไปใช้งาน

5.1.2 ผลการทดสอบสมรรถนะของวงจรสร้างสัญญาณพัลส์เปรียบเทียบกับเครื่องจ่ายสัญญาณ และความถี่ (Function Generator)

5.1.2.1 ผลการทดสอบการปรับรอบการทำงาน สามารถปรับรอบการทำงานได้มากที่สุดถึง 90 เปอร์เซ็นต์ โดยจากคุณลักษณะของตัวไอซี เบอร์ TL494 การปรับรอบการทำงานเกิดจากการปรับ ค่าแรงดันที่ขา 3 ของไอซีโดยใช้ค่าแรงดันอ้างอิงที่ขา 14 ของวงจร เทียบเท่ากับเครื่องจ่ายสัญญาณ และความถี่ที่สามารถปรับรอบการทำงานได้มากที่สุด 90 เปอร์เซ็นต์เท่ากัน

5.1.2.2 ผลการทดสอบการปรับความถี่ในการสวิตซ์ของวงจร วงจรสร้างสัญญาณพัลส์ที่สร้างขึ้นสามารถปรับรอบความถี่ได้ในช่วง 10 กิโลเฮิรตซ์ ถึง 110 กิโลเฮิรตซ์ แต่นำมาทดสอบเปรียบเทียบกับเครื่องสร้างสัญญาณและความถี่ ในช่วง 20 กิโลเฮิรตซ์ ถึง 50 กิโลเฮิรตซ์ เท่านั้น เนื่องจากกว่าในช่วงความถี่ 20 กิโลเฮิรตซ์ ถึง 50 กิโลเฮิรตซ์ เป็นความถี่ที่นำมาใช้งานในวงจร

สร้างสัญญาณพัลส์ จากผลการเปรียบเทียบ สัญญาณพัลส์ที่เกิดขึ้นมาค่าเท่ากันทุกช่วงของการทดสอบ

5.1.3 ผลการทดสอบสมรรถนะที่แรงดันขาออกของเครื่องจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงแรงดันสูงที่สร้างขึ้นกับเครื่องจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงแรงดันสูง ยี่ห้อ MATSUSADA

5.1.3.1 ผลการทดสอบที่แรงดันขาออกที่ระดับแรงดัน 5 กิโลโวลต์, 10 กิโลโวลต์ และ 15 กิโลโวลต์ แสดงให้เห็นว่าเครื่องจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงแรงดันสูงที่สร้างขึ้น มีค่าระลอกคลื่นของแรงดัน 8, 8.4 และ 11.06 เปอร์เซ็นต์ ตามลำดับ แต่เครื่องจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงแรงดันสูง ยี่ห้อ MATSUSADA มีค่าระลอกคลื่นเพียง 5 เปอร์เซ็นต์

5.1.3.2 จากค่าระลอกคลื่นข้างต้นแสดงให้เห็นว่าเครื่องจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงแรงดันสูงที่สร้างขึ้นนั้นมีสมรรถนะที่ดีกว่าเครื่องจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง ยี่ห้อ MATSUSADA เพียงเล็กน้อย ซึ่งที่ระดับการใช้งานที่กำหนดไว้ในช่วง 1 กิโลโวลต์ ถึง 15 กิโลโวลต์ นั้นจะไม่ส่งผลเสียต่อการนำไปใช้งาน

5.1.4 ผลการทดสอบสมรรถนะในการสร้างพลาสมาของเครื่องจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่สร้างขึ้นกับเครื่องจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง ยี่ห้อ MATSUSADA

5.1.4.1 การทดสอบการสร้างพลาสมาโดยต่อแบบ อิเล็กโทรดหรือแคโทดด้านใน โดยใช้ขั้วแอโนดแบบเข็ม (Plasma Jet)

จากผลการทดลองแสดงให้เห็นว่าที่ระดับแรงดันเริ่มเกิด คือ 4.5 กิโลโวลต์ จนกระทั่งถึงระดับแรงดันไปที่ละ 500 โวลต์ ได้ 5 กิโลโวลต์ และ 5.5 กิโลโวลต์ ตามลำดับ ก็ยังคงเกิดพลาสมาตลอดช่วงแรงดัน ดังนั้นเครื่องจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงแรงดันสูงทั้งสองเครื่องที่นำมาทดสอบสามารถสร้างพลาสมาได้ที่ระดับแรงดันเท่ากัน

5.1.4.2 การทดสอบการสร้างพลาสมาโดยต่อแบบ อิเล็กโทรดหรือแคโทดด้านนอก โดยใช้ขั้วแอโนดแบบเข็ม (Dielectric Barrier Discharge, DBD)

จากผลการทดสอบเห็นได้ชัดว่าเครื่องจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงแรงดันสูงที่สร้างขึ้นนั้นสามารถสร้างพลาสมาได้โดยที่ระดับแรงดันเริ่มต้นอยู่ที่ 8 กิโลโวลต์ 9 กิโลโวลต์ และ 10 กิโลโวลต์ ตามลำดับ แต่เครื่องจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงแรงดันสูง ยี่ห้อ MATSUSADA ที่นำมาเปรียบเทียบนั้นไม่สามารถสร้างได้ ซึ่งเป็นข้อจำกัดของเครื่องจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงแรงดันสูง ยี่ห้อ MATSUSADA ที่จ่ายแรงดันแบบต่อเนื่องมีค่าระลอกคลื่นเพียง 5 เปอร์เซ็นต์ดังที่ได้กล่าวไปข้างต้น ซึ่งอาจทำให้ปัจจัยการเกิดพลาสมานั้นลดลง

5.1.4.3 การทดสอบการสร้างพลาสมาโดยต่อแบบ อิเล็กโทรดหรือแคโทดด้านนอก โดยใช้ ขั้วแอโนดแบบลาวทองแดง (Dielectric Barrier Discharge , DBD)

จากผลการทดสอบแสดงให้เห็นถึงค่าระดับแรงดันเริ่มเกิดพลาสมา จากเครื่องจ่ายไฟฟ้า กระแสตรงแรงดันสูงที่สร้างขึ้น เริ่มที่แรงดันขนาด 5.8 กิโลโวลต์ 6.2 กิโลโวลต์ และ 6.6 กิโลโวลต์ ตามลำดับ ส่วนเครื่องจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงแรงดันสูง ยี่ห้อ MATSUSADA ที่นำมาเปรียบเทียบ สามารถสร้างพลาสมาได้เช่นกัน แต่สามารถทำได้เพียงระดับแรงดันเดียว ระดับแรงดันที่เริ่มเกิดพลาสมาคือ 10.2 กิโลโวลต์ แสดงให้เห็นว่าค่าระลอกคลื่นของแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงแรงดันสูง ของเครื่องที่สร้างขึ้น นั้นสามารถสร้างพลาสมาได้ตามขอบเขตที่ได้กำหนดไว้

5.1.5 จากการทดสอบทั้งหมดข้างต้น แสดงให้เห็นถึงสมรรถนะของเครื่องจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง แรงดันสูงที่ได้สร้างขึ้น มีค่าระลอกคลื่นที่ 10 เปอร์เซ็นต์ สามารถปรับรอบการทำงานได้ สามารถปรับความถี่ในการสวิตซ์ได้ และยังสามารถนำไปสร้างพลาสมาได้

5.2 ปัญหาและอุปสรรค

5.2.1 อุปกรณ์ที่ใช้ในการวัดระดับแรงดันนั้นไม่มีเพียงพอต่อการทดลอง เนื่องจากว่าการทดลองนั้นใช้ระดับแรงดันที่สูงหลักกิโลโวลต์

5.2.2 ความพร้อมของห้องทดลองและอุปกรณ์ป้องกันสำหรับผู้ทดลอง ดังที่กล่าวไปแล้วข้างต้นว่าการทดลองนั้นใช้ระดับแรงดันที่สูงระดับกิโลโวลต์ จะเกิดสนามแม่เหล็กไฟฟ้ารบกวนอุปกรณ์ต่างๆ โดยเฉพาะอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ขนาดเล็ก และเกิดสนามแม่เหล็กไฟฟ้าวาบไปตามผิวของโต๊ะ อาจส่งผลให้เกิดอันตรายต่อผู้ที่ทำการทดลอง

5.3 ข้อเสนอแนะ

5.3.1 เทคนิคที่ใช้ในการออกแบบและสร้างแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงแรงดันสูง หากต้องการระดับแรงดันไฟฟ้าสูงกว่านี้จำเป็นที่จะต้องทำการเปลี่ยนวัสดุและทำการฉนวนที่ทำงานของหม้อแปลงฟลายแบคเพื่อป้องกันการเกิดกระแสไฟฟ้ารั่วไหลได้

5.3.2 สำหรับในส่วนของวงจรแปลงผันฟลายแบค มีข้อควรระวังเมื่อเพิ่มแรงดันไฟฟ้าขาเข้าทำให้แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตซ์มีค่าสูงขึ้นตาม จะส่งผลทำให้สวิตซ์มอสเฟตกำลังเกิดการพังเสียหายได้ ดังนั้นจึงต้องมีการเลือกใช้สวิตซ์มอสเฟตกำลังที่เหมาะสม

5.3.3 ใช้อุปกรณ์ป้องกันฉนวนสำหรับผู้ทดลอง เนื่องจากการทดลองนั้นใช้ระดับแรงดันที่สูงทำให้เกิดสนามไฟฟ้าตามสายไฟที่ใช้งานอยู่ ถ้าจำเป็นต้องจับสายไฟขณะเปิดเครื่อง จ่ายไฟ จำเป็นจะต้องใช้อุปกรณ์ฉนวนในการทดลองด้วยเพื่อความปลอดภัยของผู้ใช้งาน

เอกสารอ้างอิง

- ShuQun Wu, XinPei Lu, Senior Member, IEEE, ZiLan Xiong, and Yuan Pan “**IEEE TRANSACTIONS ON PLASMA SCIENCE.**” VOL. 38, DECEMBER 12, 2010.
- “**High Voltage Power Supply**”, Ammar Ahmed Khan , Muhammad Wasif , Muhammad Sabieh Anwar
- P. Chu, “**Plasma-treated biomaterials,**” IEEE Trans. Plasma Sci., vol.35,no. 2, pp. 181–187, Apr. 2007
- M. Laroussi, “**Interaction of microwaves with atmospheric-pressure plasmas,**” Int. J. Infrared Millim. Waves, vol. 16, no. 12, pp. 2069– 2083, Dec. 1995.
- สำราญ สังข์สะอาด.(2549) วิศวกรรมไฟฟ้าแรงสูง . พิมพ์ครั้งที่ 3. กรุงเทพฯ : จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย
- สุวัฒน์ แซ่ตัน.(2537) เทคนิคและการออกแบบสวิตชิงพาวเวอร์ซัพพลาย . พิมพ์ครั้งที่ 1. กรุงเทพฯ : เอนเทอไทย
- วีระเชษฐ ชันเงิน, วุฒิพล ธาราธิรเศรษฐ์.(2550) อิเล็กทรอนิกส์กำลัง . พิมพ์ครั้งที่ 6. กรุงเทพฯ : วี.เจ.พรินติ้ง
- ทรงชัย วีระทวิมาศ.(2553) ไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 และการประยุกต์ . พิมพ์ครั้งที่ 2. กรุงเทพฯ : งานบริการการ เรียนการสอน คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
- เดชฤทธิ์ มณีธรรม.(2553) คัมภีร์ไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 . พิมพ์ครั้งที่ 1. กรุงเทพฯ : เคทีพี คอมพ์ แอนด์ คอนซัลท์
- ประจัน พลังสันติกุล.(2551) ปฏิบัติการไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 กับ Keil C51 คอมไพเลอร์ . พิมพ์ครั้งที่ 2. กรุงเทพฯ : อินโนเวตีฟ เอ็กเพอริเมนต์
- Maniktala, Sanjaya. 2005. **Switching power supply design & optimization.** New York. McGraw-Hill
- Pressman, Abraham. 2001. **Switching power supply design**
- สมบูรณ์ มาลานนท์.(2541) แหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิง . พิมพ์ครั้งที่ 7. กรุงเทพฯ : ฟิสิกส์เซ็นเตอร์
- นายวิสูตร อาสนวิจิตร . วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต (วิศวกรรมไฟฟ้า) , การสร้างแหล่งจ่ายไฟฟ้า กระแสตรงแรงดันสูงแบบพัลส์ สำหรับเครื่องตกตะกอนแบบไฟฟ้าสถิต



ภาคผนวก

ภาคผนวก ก ชุดคำสั่งของไมโครคอนโทรลเลอร์

```

#include <REGX52.H>
#include <stdio.h>
#include <intrins.h>
#define CH0  0x41
#define CH1  0x42
#define CH2  0x43
#define CH3  0x44
// LCD PIN
sbit RS = P2^0;
sbit RW = P2^1;
sbit En = P2^2;
sbit D1 = P2^4;
sbit D2 = P2^5;
sbit D3 = P2^6;
sbit D4 = P2^7;
sbit XXSCL = P3^2;
sbit XXSDA = P3^3;
unsigned char BUFVOLT[10];
void enable_lcd(int t){
    int i;
    En = 1;
    for(i=0;i<t;i++) i=i;
    En = 0;
    for(i=0;i<t;i++) i=i;
}
void port_data (unsigned char dat){
    D1 = dat & 0x01;
    D2 = dat & 0x02;

```

```
D3 = dat & 0x04;
D4 = dat & 0x08;
}
void lcd_command(unsigned char command){
    port_data (command>>4);
    enable_lcd(150);
    port_data (command);
    enable_lcd(150);
}
void lcd_clear(void){
    RS = 0;
    port_data (0x01>>4);
    enable_lcd(150);
    port_data (0x01);
    enable_lcd(150);
    RS = 1;
}
void lcd_xy(unsigned char x,y){
    unsigned char row;
    if(x==1) row = 0x80;
    else if(x==2) row = 0xc0;
    else return;
    row = row+y;
    RS = 0;
    port_data (row>>4);
    enable_lcd(150);
    port_data (row);
    enable_lcd(150);
    RS = 1;
}
```

```
void putl(unsigned char dat){
    port_data (dat>>4);
    enable_lcd(50);
    port_data(dat);
    enable_lcd(50);
}

void printl_xy(unsigned char *dat,x,y){
    lcd_xy(x,y);
    while(*dat){
        putl(*dat++);
    }
}

void lcd_init(void){
    RW = 0;
    RS = 0;
    lcd_command(0x33);
    lcd_command(0x32);
    lcd_command(0x28);
    lcd_command(0x0c);
    lcd_command(0x06);
    lcd_command(0x01);
    RS = 1;
    lcd_clear();
}

void ipdel(void)
{
    _nop_ ();
    _nop_ ();
    _nop_ ();
    _nop_ ();
}
```

```
    _nop_ ();
}

void xxchigh(void)
{
    XXSCL = 1;
    ipdel ();
}

void xxclow(void)
{
    XXSCL = 0;
    ipdel ();
}

void xxstart(void)
{
    XXSDA = 1;
    XXSCL = 1;
    XXSDA = 0;
    ipdel();
    XXSCL = 0;
    XXSDA = 1;
}

void xxstop(void)
{
    XXSDA = 0;
    XXSCL = 1;
    ipdel ();
    XXSDA = 1;
}

bit xxwrbyte(unsigned dat)
{
```

```
    unsigned char i;
    bit outbit;
    for(i=1;i<=8;i++)
        {
        outbit = dat & 0x80;
        XXSDA = outbit;
        dat = dat << 1;
        xxchigh();
        xxclow();
        }
    XXSDA = 1;
    xxchigh();
    outbit = XXSDA;
    xxclow();
    return(outbit);
}
unsigned char xxrdbyte(void)
{
    unsigned char i,dat;
    bit inbit;
    dat = 0;
    for(i=1;i<=8;i++)
        {
        xxchigh ();
        inbit = XXSDA;
        dat = dat << 1;
        dat = dat | inbit;
        xxclow();
        }
    XXSDA = 1;
```



```
xxchigh ();
inbit = XXSDA;
xxclow ();
if (~inbit) dat = 0xff;
return(dat);
}
unsigned char ADC(unsigned char channel)
{
    unsigned char temp;
    xxstart();
    xxwrbyte(0x90);
    xxwrbyte(0x40|channel);
    xxstop();
    xxstart();
    xxwrbyte(0x91);
    temp = xxrdbyte();
    xxstop();
    return(temp);
}
void delay_ms (unsigned int count)
{
    unsigned int i;
    while (count) {
        i = 115; while (i>0) i--;
        count--;
    }
}
void readVolt(void)
{
    float v;
```

```
unsigned char a,b,c,d;
a = ADC(CH0);
b = ADC(CH1);
c = ADC(CH2);
d = ADC(CH3);
v = a * (0.1171875);
if(v > 20.0) sprintf(BUFVOLT,">20.00 V ",v);
else sprintf(BUFVOLT,"%0.2f V ",v);
printf_xy(BUFVOLT,2,6);
}
void main(void)
{
  lcd_init();
  printf_xy("SMPS 20kV EE SWU",1,0);
  printf_xy("V<DC>=",2,0);
  while(1)
  {
    readVolt();
    delay_ms(1000);
  }
}
```



IRFP460, SiHFP460

Vishay Siliconix

Power MOSFET

PRODUCT SUMMARY		
V _{DS} (V)	500	
R _{DS(on)} (Ω)	V _{GS} = 10 V	0.27
Q _g (Max.) (nC)	210	
Q _{gs} (nC)	29	
Q _{gd} (nC)	110	
Configuration	Single	

FEATURES

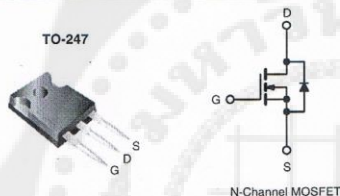
- Dynamic dV/dt Rating
- Repetitive Avalanche Rated
- Isolated Central Mounting Hole
- Fast Switching
- Ease of Paralleling
- Simple Drive Requirements
- Lead (Pb)-free Available



DESCRIPTION

Third generation Power MOSFETs from Vishay provide the designer with the best combination of fast switching, ruggedized device design, low on-resistance and cost-effectiveness.

The TO-247 package is preferred for commercial-industrial applications where higher power levels preclude the use of TO-220 devices. The TO-247 is similar but superior to the earlier TO-218 package because its isolated mounting hole. It also provides greater creepage distances between pins to meet the requirements of most safety specifications.



ORDERING INFORMATION	
Package	TO-247
Lead (Pb)-free	IRFP460PbF SiHFP460-E3
SnPb	IRFP460 SiHFP460

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS T _C = 25 °C, unless otherwise noted			
PARAMETER	SYMBOL	LIMIT	UNIT
Drain-Source Voltage	V _{DS}	500	V
Gate-Source Voltage	V _{GS}	± 20	
Continuous Drain Current	I _D	V _{GS} at 10 V, T _C = 25 °C	20
		T _C = 100 °C	13
Pulsed Drain Current ^a	I _{DM}	80	A
Linear Derating Factor		2.2	W/°C
Single Pulse Avalanche Energy ^b	E _{AS}	960	mJ
Repetitive Avalanche Current ^a	I _{AR}	20	A
Repetitive Avalanche Energy ^a	E _{AR}	28	mJ
Maximum Power Dissipation	P _D	280	W
Peak Diode Recovery dV/dt ^c	dV/dt	3.5	V/ns
Operating Junction and Storage Temperature Range	T _J , T _{stg}	- 55 to + 150	°C
Soldering Recommendations (Peak Temperature)		300 ^d	
Mounting Torque	6-32 or M3 screw	for 10 s	10
			1.1

- Notes**
- Repetitive rating; pulse width limited by maximum junction temperature (see fig. 11).
 - V_{DD} = 50 V, starting T_J = 25 °C, L = 4.3 mH, R_G = 25 Ω, I_{AS} = 20 A (see fig. 12).
 - I_{SD} ≤ 20 A, dI/dt ≤ 160 A/μs, V_{DD} ≤ V_{DS}, T_J ≤ 150 °C.
 - 1.6 mm from case.



* Pb containing terminations are not RoHS compliant, exemptions may apply

IRFP460, SiHFP460

Vishay Siliconix



THERMAL RESISTANCE RATINGS				
PARAMETER	SYMBOL	TYP.	MAX.	UNIT
Maximum Junction-to-Ambient	R_{thJA}	-	40	°C/W
Case-to-Sink, Flat, Greased Surface	R_{thCS}	0.24	-	
Maximum Junction-to-Case (Drain)	R_{thJC}	-	0.45	

SPECIFICATIONS $T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$, unless otherwise noted						
PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
Static						
Drain-Source Breakdown Voltage	V_{DS}	$V_{GS} = 0\text{ V}, I_D = 250\text{ }\mu\text{A}$	500	-	-	V
V_{DS} Temperature Coefficient	$\Delta V_{DS}/T_J$	Reference to $25\text{ }^\circ\text{C}, I_D = 1\text{ mA}$	-	0.63	-	V/°C
Gate-Source Threshold Voltage	$V_{GS(th)}$	$V_{DS} = V_{GS}, I_D = 250\text{ }\mu\text{A}$	2.0	-	4.0	V
Gate-Source Leakage	I_{GSS}	$V_{GS} = \pm 20\text{ V}$	-	-	± 100	nA
Zero Gate Voltage Drain Current	I_{DSS}	$V_{DS} = 500\text{ V}, V_{GS} = 0\text{ V}$	-	-	25	μA
		$V_{DS} = 400\text{ V}, V_{GS} = 0\text{ V}, T_J = 125\text{ }^\circ\text{C}$	-	-	250	
Drain-Source On-State Resistance	$R_{DS(on)}$	$V_{GS} = 10\text{ V}, I_D = 12\text{ A}^b$	-	-	0.27	Ω
Forward Transconductance	g_{fs}	$V_{DS} = 50\text{ V}, I_D = 12\text{ A}^b$	13	-	-	S
Dynamic						
Input Capacitance	C_{iss}	$V_{GS} = 0\text{ V}, V_{DS} = 25\text{ V}, f = 1.0\text{ MHz}$, see fig. 5	-	4200	-	pF
Output Capacitance	C_{oss}		-	870	-	
Reverse Transfer Capacitance	C_{rss}		-	350	-	
Total Gate Charge	Q_g	$V_{GS} = 10\text{ V}, I_D = 20\text{ A}, V_{DS} = 400\text{ V}$ see fig. 6 and 13 ^b	-	-	210	nC
Gate-Source Charge	Q_{gs}		-	-	29	
Gate-Drain Charge	Q_{gd}		-	-	110	
Turn-On Delay Time	$t_{d(on)}$	$V_{DD} = 250\text{ V}, I_D = 20\text{ A}, R_G = 4.3\text{ }\Omega, R_D = 13\text{ }\Omega$, see fig. 10 ^b	-	18	-	ns
Rise Time	t_r		-	59	-	
Turn-Off Delay Time	$t_{d(off)}$		-	110	-	
Fall Time	t_f		-	58	-	
Internal Drain Inductance	L_D	Between lead, 6 mm (0.25") from package and center of die contact 	-	5.0	-	nH
Internal Source Inductance	L_S		-	13	-	
Drain-Source Body Diode Characteristics						
Continuous Source-Drain Diode Current	I_S	MOSFET symbol showing the integral reverse p-n junction diode 	-	-	20	A
Pulsed Diode Forward Current ^a	I_{SM}		-	-	80	
Body Diode Voltage	V_{SD}	$T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}, I_S = 20\text{ A}, V_{GS} = 0\text{ V}^b$	-	-	1.8	V
Body Diode Reverse Recovery Time	t_{rr}	$T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}, I_F = 20\text{ A}, di/dt = 100\text{ A}/\mu\text{s}^b$	-	570	860	ns
Body Diode Reverse Recovery Charge	Q_{rr}		-	5.7	8.6	
Forward Turn-On Time	t_{on}	Intrinsic turn-on time is negligible (turn-on is dominated by L_S and L_D)				

Notes

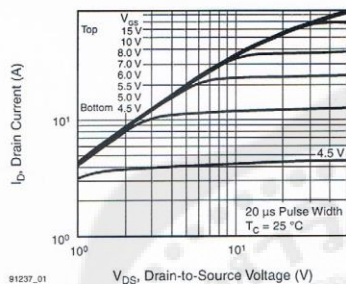
- a. Repetitive rating; pulse width limited by maximum junction temperature (see fig. 11).
 b. Pulse width $\leq 300\text{ }\mu\text{s}$; duty cycle $\leq 2\%$.



IRFP460, SiHFP460

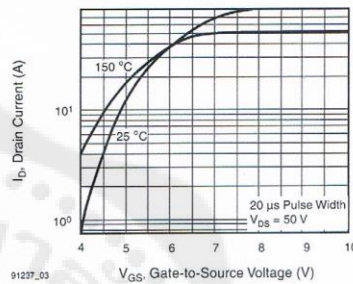
Vishay Siliconix

TYPICAL CHARACTERISTICS 25 °C, unless otherwise noted



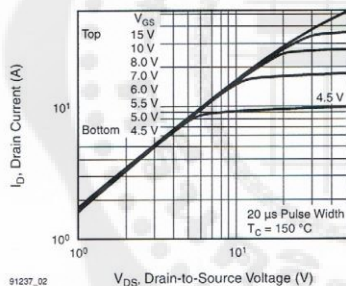
91237_01

Fig. 1 - Typical Output Characteristics, $T_C = 25\text{ }^\circ\text{C}$



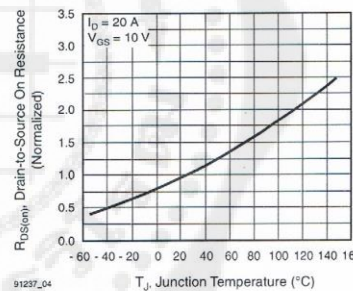
91237_03

Fig. 3 - Typical Transfer Characteristics



91237_02

Fig. 2 - Typical Output Characteristics, $T_C = 150\text{ }^\circ\text{C}$

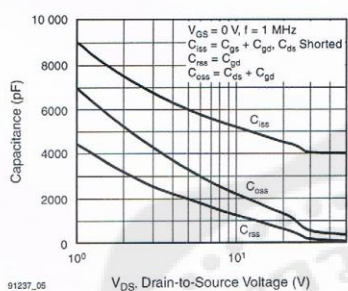


91237_04

Fig. 4 - Normalized On-Resistance vs. Temperature

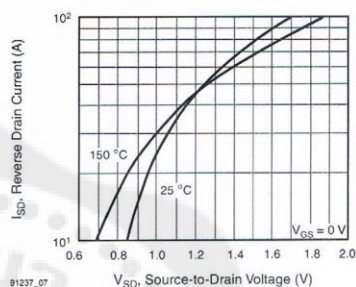
IRFP460, SiHFP460

Vishay Siliconix



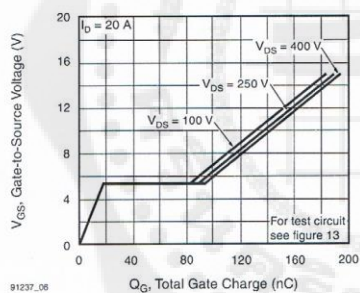
91237_05

Fig. 5 - Typical Capacitance vs. Drain-to-Source Voltage



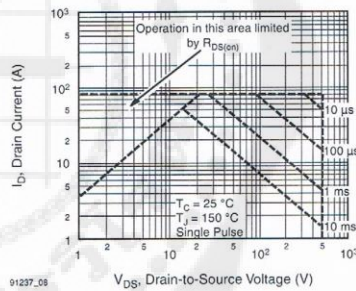
91237_07

Fig. 7 - Typical Source-Drain Diode Forward Voltage



91237_06

Fig. 6 - Typical Gate Charge vs. Gate-to-Source Voltage



91237_08

Fig. 8 - Maximum Safe Operating Area



IRFP460, SiHFP460

Vishay Siliconix

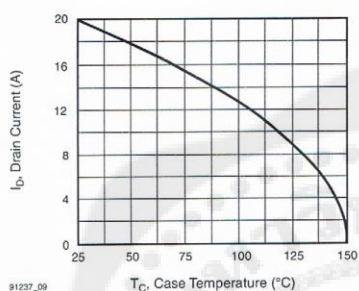


Fig. 9 - Maximum Drain Current vs. Case Temperature

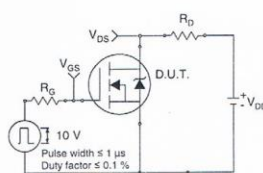


Fig. 10a - Switching Time Test Circuit

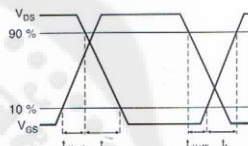


Fig. 10b - Switching Time Waveforms

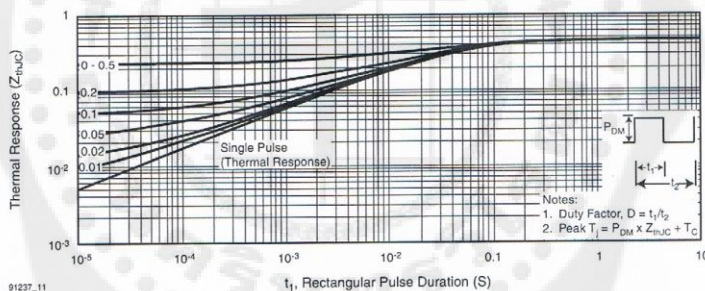


Fig. 11a - Maximum Effective Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case

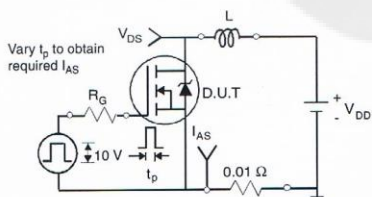


Fig. 12a - Unclamped Inductive Test Circuit

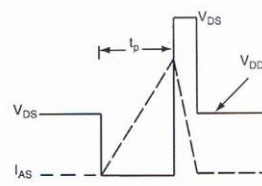
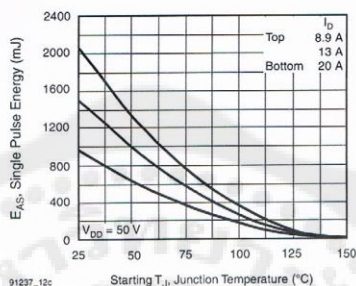


Fig. 12b - Unclamped Inductive Waveforms

IRFP460, SiHFP460

Vishay Siliconix



91237_12c
Fig. 12c - Maximum Avalanche Energy vs. Drain Current

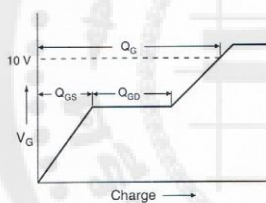


Fig. 13a - Basic Gate Charge Waveform

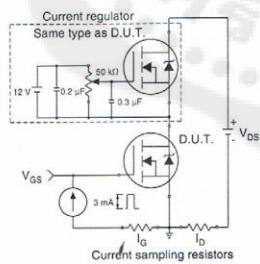


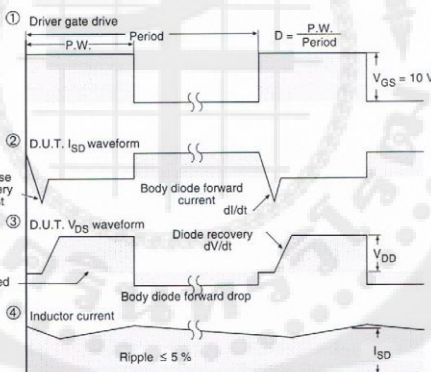
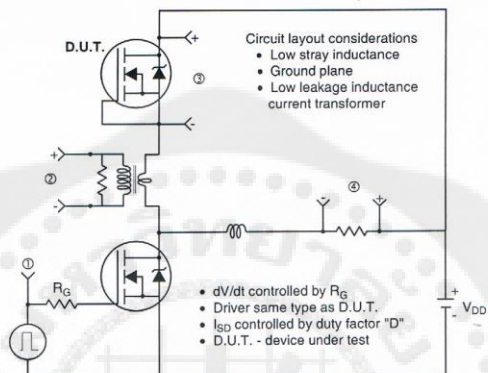
Fig. 13b - Gate Charge Test Circuit



IRFP460, SiHFP460

Vishay Siliconix

Peak Diode Recovery dV/dt Test Circuit



* $V_{GS} = 5\text{ V}$ for logic level devices

Fig. 14 - For N-Channel

Vishay Siliconix maintains worldwide manufacturing capability. Products may be manufactured at one of several qualified locations. Reliability data for Silicon Technology and Package Reliability represent a composite of all qualified locations. For related documents such as package/tape drawings, part marking, and reliability data, see <http://www.vishay.com/ppg791237>.

TL494, NCV494

SWITCHMODE™ Pulse Width Modulation Control Circuit

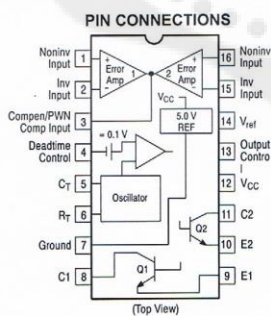
The TL494 is a fixed frequency, pulse width modulation control circuit designed primarily for SWITCHMODE power supply control.

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

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

Rating	Symbol	Value	Unit
Power Supply Voltage	V _{CC}	42	V
Collector Output Voltage	V _{C1} , V _{C2}	42	V
Collector Output Current (Each transistor) (Note 1)	I _{C1} , I _{C2}	500	mA
Amplifier Input Voltage Range	V _{IR}	-0.3 to +42	V
Power Dissipation @ T _A ≤ 45°C	P _D	1000	mW
Thermal Resistance, Junction-to-Ambient	R _{θJA}	80	°C/W
Operating Junction Temperature	T _J	125	°C
Storage Temperature Range	T _{stg}	-55 to +125	°C
Operating Ambient Temperature Range	T _A	-40 to +125 0 to +70 -40 to +85 -40 to +125	°C
Derating Ambient Temperature	T _A	45	°C

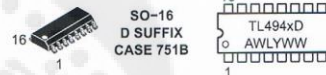
1. Maximum thermal limits must be observed.



ON Semiconductor®

<http://onsemi.com>

MARKING DIAGRAMS



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

*This marking diagram also applies to NCV494.

ORDERING INFORMATION

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

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

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

TL494, NCV494

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

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

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{CC} = 15$ V, $C_T = 0.01$ μ F, $R_T = 12$ k Ω , unless otherwise noted.)For typical values $T_A = 25^\circ\text{C}$, for min/max values T_A is the operating ambient temperature range that applies, unless otherwise noted.

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

REFERENCE SECTION

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

OUTPUT SECTION

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

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

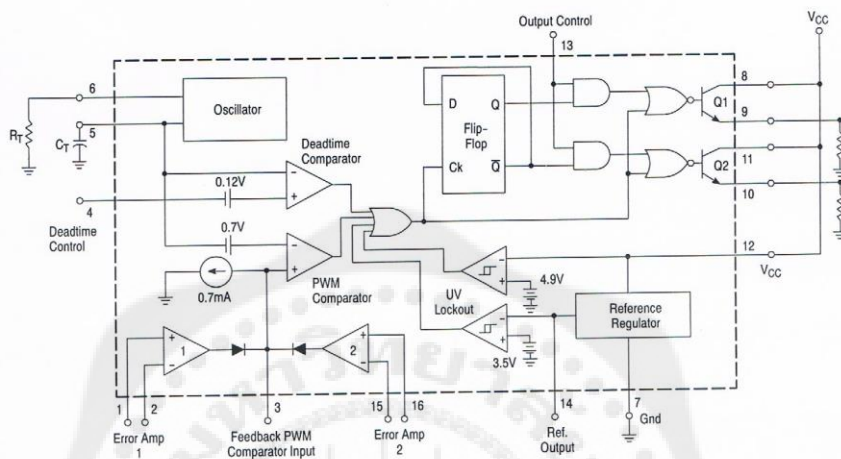
TL494, NCV494

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{CC} = 15\text{ V}$, $C_T = 0.01\ \mu\text{F}$, $R_T = 12\ \text{k}\Omega$, unless otherwise noted.)For typical values $T_A = 25^\circ\text{C}$, for min/max values T_A is the operating ambient temperature range that applies, unless otherwise noted.

Characteristics	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
ERROR AMPLIFIER SECTION					
Input Offset Voltage (V_O (Pin 3) = 2.5 V)	V_{IO}	-	2.0	10	mV
Input Offset Current (V_O (Pin 3) = 2.5 V)	I_{IO}	-	5.0	250	nA
Input Bias Current (V_O (Pin 3) = 2.5 V)	I_{IB}	-	-0.1	-1.0	μA
Input Common Mode Voltage Range ($V_{CC} = 40\ \text{V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$)	V_{ICR}	-0.3 to $V_{CC}-2.0$			
Open Loop Voltage Gain ($\Delta V_O = 3.0\ \text{V}$, $V_O = 0.5\ \text{V}$ to $3.5\ \text{V}$, $R_L = 2.0\ \text{k}\Omega$)	A_{VOL}	70	95	-	dB
Unity-Gain Crossover Frequency ($V_O = 0.5\ \text{V}$ to $3.5\ \text{V}$, $R_L = 2.0\ \text{k}\Omega$)	f_c	-	350	-	kHz
Phase Margin at Unity-Gain ($V_O = 0.5\ \text{V}$ to $3.5\ \text{V}$, $R_L = 2.0\ \text{k}\Omega$)	ϕ_m	-	65	-	deg.
Common Mode Rejection Ratio ($V_{CC} = 40\ \text{V}$)	CMRR	65	90	-	dB
Power Supply Rejection Ratio ($\Delta V_{CC} = 33\ \text{V}$, $V_O = 2.5\ \text{V}$, $R_L = 2.0\ \text{k}\Omega$)	PSRR	-	100	-	dB
Output Sink Current (V_O (Pin 3) = 0.7 V)	I_{O-}	0.3	0.7	-	mA
Output Source Current (V_O (Pin 3) = 3.5 V)	I_{O+}	2.0	-4.0	-	mA
PWM COMPARATOR SECTION (Test Circuit Figure 11)					
Input Threshold Voltage (Zero Duty Cycle)	V_{TH}	-	2.5	4.5	V
Input Sink Current ($V_{Pin\ 3} = 0.7\ \text{V}$)	I_{-}	0.3	0.7	-	mA
DEADTIME CONTROL SECTION (Test Circuit Figure 11)					
Input Bias Current (Pin 4) ($V_{Pin\ 4} = 0\ \text{V}$ to $5.25\ \text{V}$)	$I_{IB(DT)}$	-	-2.0	-10	μA
Maximum Duty Cycle, Each Output, Push-Pull Mode ($V_{Pin\ 4} = 0\ \text{V}$, $C_T = 0.01\ \mu\text{F}$, $R_T = 12\ \text{k}\Omega$) ($V_{Pin\ 4} = 0\ \text{V}$, $C_T = 0.001\ \mu\text{F}$, $R_T = 30\ \text{k}\Omega$)	DC_{max}	45 -	48 45	50 50	%
Input Threshold Voltage (Pin 4) (Zero Duty Cycle) (Maximum Duty Cycle)	V_{th}	- 0	2.8 -	3.3 -	V
OSCILLATOR SECTION					
Frequency ($C_T = 0.001\ \mu\text{F}$, $R_T = 30\ \text{k}\Omega$)	f_{osc}	-	40	-	kHz
Standard Deviation of Frequency* ($C_T = 0.001\ \mu\text{F}$, $R_T = 30\ \text{k}\Omega$)	$\sigma_{f_{osc}}$	-	3.0	-	%
Frequency Change with Voltage ($V_{CC} = 7.0\ \text{V}$ to $40\ \text{V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$)	$\Delta f_{osc}(\Delta V)$	-	0.1	-	%
Frequency Change with Temperature ($\Delta T_A = T_{low}$ to T_{high}) ($C_T = 0.01\ \mu\text{F}$, $R_T = 12\ \text{k}\Omega$)	$\Delta f_{osc}(\Delta T)$	-	-	12	%
UNDERVOLTAGE LOCKOUT SECTION					
Turn-On Threshold (V_{CC} increasing, $I_{ref} = 1.0\ \text{mA}$)	V_{th}	5.5	6.43	7.0	V
TOTAL DEVICE					
Standby Supply Current (Pin 6 at V_{ref} , All other inputs and outputs open) ($V_{CC} = 15\ \text{V}$) ($V_{CC} = 40\ \text{V}$)	I_{CC}	- -	5.5 7.0	10 15	mA
Average Supply Current ($C_T = 0.01\ \mu\text{F}$, $R_T = 12\ \text{k}\Omega$, $V_{(Pin\ 4)} = 2.0\ \text{V}$) ($V_{CC} = 15\ \text{V}$) (See Figure 12)		-	7.0	-	mA

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

TL494, NCV494



This device contains 46 active transistors.

Figure 1. Representative Block Diagram

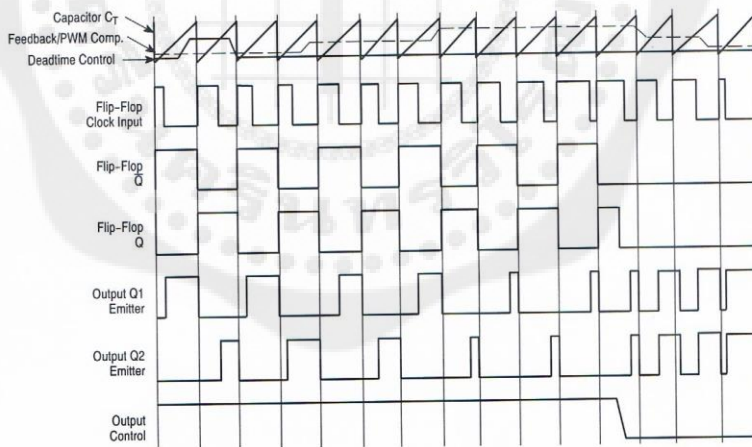


Figure 2. Timing Diagram

TL494, NCV494

APPLICATIONS INFORMATION

Description

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

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

For more information refer to Figure 3.

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

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

Functional Table

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

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

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

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

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

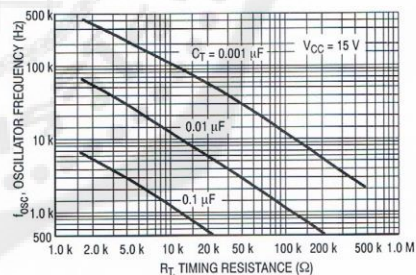


Figure 3. Oscillator Frequency versus Timing Resistance

TL494, NCV494

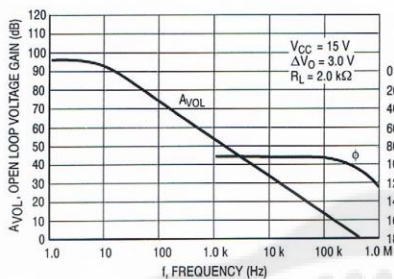


Figure 4. Open Loop Voltage Gain and Phase versus Frequency

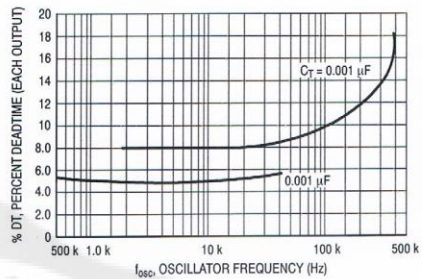


Figure 5. Percent Deadtime versus Oscillator Frequency

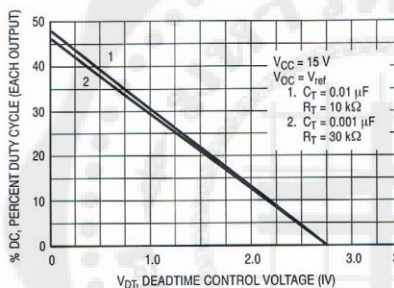


Figure 6. Percent Duty Cycle versus Deadtime Control Voltage

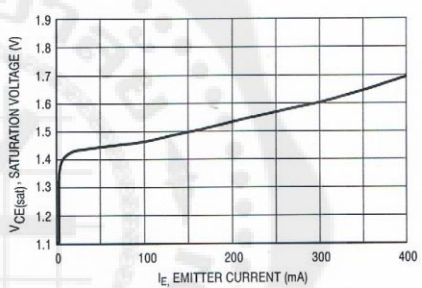


Figure 7. Emitter-Follower Configuration Output Saturation Voltage versus Emitter Current

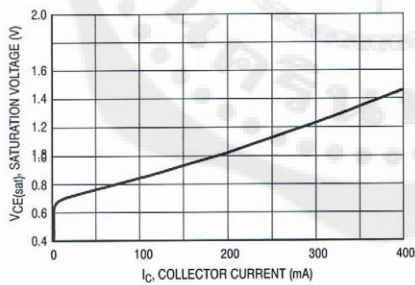


Figure 8. Common-Emitter Configuration Output Saturation Voltage versus Collector Current

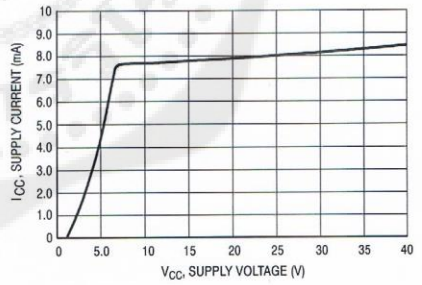


Figure 9. Standby Supply Current versus Supply Voltage

TL494, NCV494

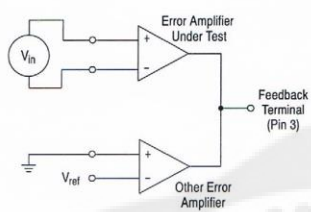


Figure 10. Error-Amplifier Characteristics

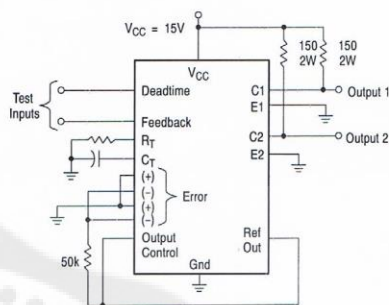


Figure 11. Deadtime and Feedback Control Circuit

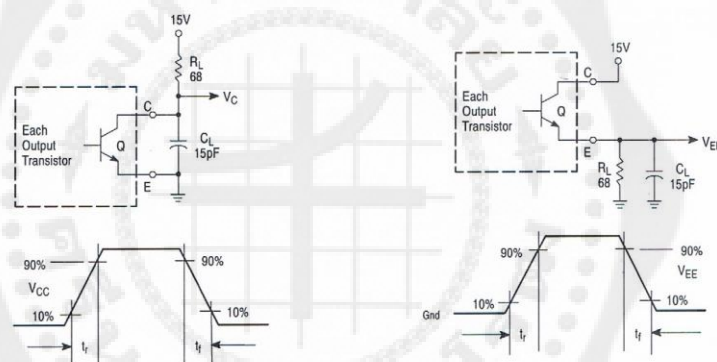


Figure 12. Common-Emitter Configuration Test Circuit and Waveform

Figure 13. Emitter-Follower Configuration Test Circuit and Waveform

TL494, NCV494

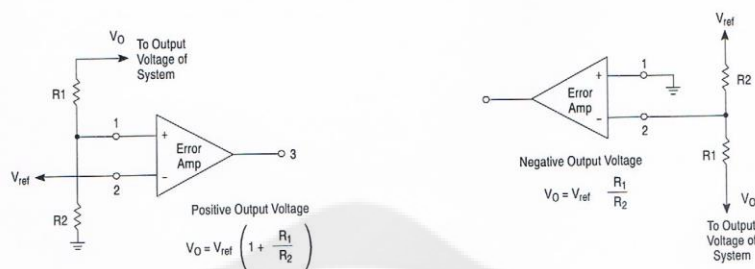
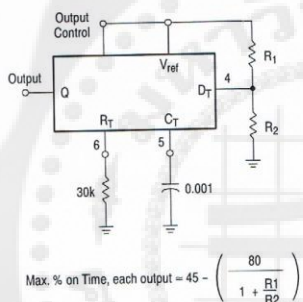


Figure 14. Error-Amplifier Sensing Techniques



$$\text{Max. \% on Time, each output} = 45 - \left(\frac{80}{1 + \frac{R_1}{R_2}} \right)$$

Figure 15. Deadtime Control Circuit

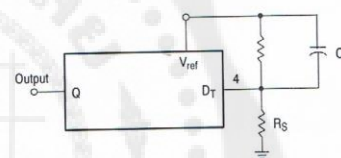


Figure 16. Soft-Start Circuit

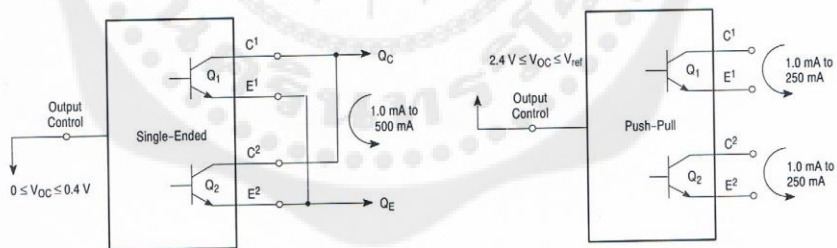


Figure 17. Output Connections for Single-Ended and Push-Pull Configurations



LM150, LM350-N, LM350A

www.ti.com

SNVS772B –MAY 1998–REVISED MARCH 2013

LM150/LM350A/LM350 3-Amp Adjustable Regulators

Check for Samples: LM150, LM350-N, LM350A

FEATURES

- Adjustable Output Down to 1.2V
- Guaranteed 3A output Current
- Guaranteed Thermal Regulation
- Output is Short Circuit Protected
- Current Limit Constant with Temperature
- P* Product Enhancement Tested
- 86 dB Ripple Rejection
- Ensured 1% Output Voltage Tolerance (LM350A)
- Ensured Max. 0.01%/V Line Regulation (LM350A)
- Ensured Max. 0.3% Load Regulation (LM350A)

APPLICATIONS

- Adjustable Power supplies
- Constant Current Regulators
- Battery Chargers

DESCRIPTION

The LM150 series of adjustable 3-terminal positive voltage regulators is capable of supplying in excess of 3A over a 1.2V to 33V output range. They are exceptionally easy to use and require only 2 external resistors to set the output voltage. Further, both line and load regulation are comparable to discrete designs. Also, the LM150 is packaged in standard transistor packages which are easily mounted and handled.

In addition to higher performance than fixed regulators, the LM150 series offers full overload protection available only in IC's. Included on the chip are current limit, thermal overload protection and safe area protection. All overload protection circuitry remains fully functional even if the adjustment terminal is accidentally disconnected.

Normally, no capacitors are needed unless the device is situated more than 6 inches from the input filter capacitors in which case an input bypass is needed. An output capacitor can be added to improve transient response, while bypassing the adjustment pin will increase the regulator's ripple rejection.

Besides replacing fixed regulators or discrete designs, the LM150 is useful in a wide variety of other applications. Since the regulator is "floating" and sees only the input-to-output differential voltage, supplies of several hundred volts can be regulated as long as the maximum input to output differential is not exceeded, i.e., avoid short-circuiting the output.

By connecting a fixed resistor between the adjustment pin and output, the LM150 can be used as a precision current regulator. Supplies with electronic shutdown can be achieved by clamping the adjustment terminal to ground which programs the output to 1.2V where most loads draw little current.

The part numbers in the LM150 series which have a NDS suffix are packaged in a standard Steel TO-3 package, while those with a NDE suffix are packaged in a TO-220 plastic package. The LM150 is rated for $-55^{\circ}\text{C} \leq T_j \leq +150^{\circ}\text{C}$, while the LM350A is rated for $-40^{\circ}\text{C} \leq T_j \leq +125^{\circ}\text{C}$, and the LM350 is rated for $0^{\circ}\text{C} \leq T_j \leq +125^{\circ}\text{C}$.

Connection Diagram

Case is Output

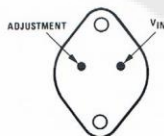


Figure 1. (TO-3 STEEL) Metal Can Package
Bottom View
See Package Number NDS0002A

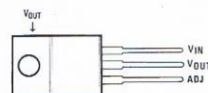


Figure 2. (TO-220) Plastic Package
Front View
See Package Number NDE0003B



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.
All trademarks are the property of their respective owners.

PRODUCTION DATA information is current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of the Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.

Copyright © 1998–2013, Texas Instruments Incorporated

LM150, LM350-N, LM350A



SNVS772B – MAY 1998 – REVISED MARCH 2013

www.ti.com



These devices have limited built-in ESD protection. The leads should be shorted together or the device placed in conductive foam during storage or handling to prevent electrostatic damage to the MOS gates.

Absolute Maximum Ratings⁽¹⁾⁽²⁾⁽³⁾

Power Dissipation	Internally Limited	
Input-Output Voltage Differential	+35V	
Storage Temperature	-65°C to +150°C	
Lead Temperature	Metal Package (Soldering, 10 sec.)	300°C
	Plastic Package (Soldering, 4 sec.)	260°C
ESD Tolerance	TBD	
Operating Temperature Range	LM150	-55°C ≤ T _J ≤ +150°C
	LM350A	-40°C ≤ T _J ≤ +125°C
	LM350	0°C ≤ T _J ≤ +125°C

- (1) Absolute Maximum Ratings indicate limits beyond which damage to the device may occur. Operating Ratings indicate conditions for which the device is intended to be functional, but do not ensure specific performance limits. For ensured specifications and test conditions, see the Electrical Characteristics.
- (2) Refer to RETS150K drawing for military specifications of the LM150K.
- (3) If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the Texas Instruments Sales Office/ Distributors for availability and specifications.

Electrical Characteristics

Specifications with standard type face are for T_J = 25°C, and those with **boldface type** apply over full Operating Temperature Range. Unless otherwise specified, V_{IN} - V_{OUT} = 5V, and I_{OUT} = 10 mA⁽¹⁾

Parameter	Conditions	LM150			Units
		Min	Typ	Max	
Reference Voltage	3V ≤ (V _{IN} - V _{OUT}) ≤ 35V, 10 mA ≤ I _{OUT} ≤ 3A, P ≤ 30W	1.20	1.25	1.30	V
Line Regulation	3V ≤ (V _{IN} - V _{OUT}) ≤ 35V ⁽²⁾		0.005	0.01	%/V
			0.02	0.05	%/V
Load Regulation	10 mA ≤ I _{OUT} ≤ 3A ⁽²⁾		0.1	0.3	%
			0.3	1	%
Thermal Regulation	20 ms Pulse		0.002	0.01	%/W
Adjustment Pin Current			50	100	μA
Adjustment Pin Current Change	10 mA ≤ I _{OUT} ≤ 3A, 3V ≤ (V _{IN} - V _{OUT}) ≤ 35V		0.2	5	μA
Temperature Stability	T _{MIN} ≤ T _J ≤ T _{MAX}		1		%
Minimum Load Current	V _{IN} - V _{OUT} = 35V		3.5	5	mA
Current Limit	V _{IN} - V _{OUT} ≤ 10V	3.0	4.5		A
	V _{IN} - V _{OUT} = 30V	0.3	1		A
RMS Output Noise, % of V _{OUT}	10 Hz ≤ f ≤ 10 kHz		0.001		%
Ripple Rejection Ratio	V _{OUT} = 10V, f = 120 Hz, C _{ADJ} = 0 μF		65		dB
	V _{OUT} = 10V, f = 120 Hz, C _{ADJ} = 10 μF	66	86		dB
Long-Term Stability	T _J = 125°C, 1000 hrs		0.3	1	%
Thermal Resistance, Junction to Case	NDS Package		1.2	1.5	°C/W
Thermal Resistance, Junction to Ambient (No Heat Sink)	NDS Package		35		°C/W

- (1) These specifications are applicable for power dissipations up to 30W for the TO-3 (NDS) package and 25W for the TO-220 (NDE) package. Power dissipation is ensured at these values up to 15V input-output differential. Above 15V differential, power dissipation will be limited by internal protection circuitry. All limits (i.e., the numbers in the Min. and Max. columns) are ensured to AOQL (Average Outgoing Quality Level).
- (2) Regulation is measured at a constant junction temperature, using pulse testing with a low duty cycle. Changes in output voltage due to heating effects are covered under the specifications for thermal regulation.



LM150, LM350-N, LM350A

www.ti.com

SNVS772B –MAY 1998–REVISED MARCH 2013

Electrical Characteristics

Specifications with standard type face are for $T_J = 25^\circ\text{C}$, and those with **boldface type** apply over full Operating Temperature Range. Unless otherwise specified, $V_{IN} - V_{OUT} = 5\text{V}$, and $I_{OUT} = 10\text{ mA}$.⁽¹⁾

Parameter	Conditions	LM350A			LM350			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Reference Voltage	$I_{OUT} = 10\text{ mA}$, $T_J = 25^\circ\text{C}$ $3\text{V} \leq (V_{IN} - V_{OUT}) \leq 35\text{V}$, $10\text{ mA} \leq I_{OUT} \leq 3\text{A}$, $P \leq 30\text{W}$	1.238	1.250	1.262				V
		1.225	1.250	1.270	1.20	1.25	1.30	V
Line Regulation	$3\text{V} \leq (V_{IN} - V_{OUT}) \leq 35\text{V}^{(2)}$	0.005	0.01		0.005	0.03		%/V
		0.02	0.05		0.02	0.07		%/V
Load Regulation	$10\text{ mA} \leq I_{OUT} \leq 3\text{A}^{(2)}$	0.1	0.3		0.1	0.5		%
		0.3	1		0.3	1.5		%
Thermal Regulation	20 ms Pulse	0.002	0.01		0.002	0.03		%/W
Adjustment Pin Current		50	100		50	100		μA
Adjustment Pin Current Change	$10\text{ mA} \leq I_{OUT} \leq 3\text{A}$, $3\text{V} \leq (V_{IN} - V_{OUT}) \leq 35\text{V}$	0.2	5		0.2	5		μA
Temperature Stability	$T_{MIN} \leq T_J \leq T_{MAX}$	1			1			%
Minimum Load Current	$V_{IN} - V_{OUT} = 35\text{V}$	3.5	10		3.5	10		mA
Current Limit	$V_{IN} - V_{OUT} \leq 10\text{V}$	3.0	4.5		3.0	4.5		A
	$V_{IN} - V_{OUT} = 30\text{V}$	0.3	1		0.25	1		A
RMS Output Noise, % of V_{OUT}	$10\text{ Hz} \leq f \leq 10\text{ kHz}$		0.001			0.001		%
Ripple Rejection Ratio	$V_{OUT} = 10\text{V}$, $f = 120\text{ Hz}$, $C_{ADJ} = 0\text{ }\mu\text{F}$		65			65		dB
	$V_{OUT} = 10\text{V}$, $f = 120\text{ Hz}$, $C_{ADJ} = 10\text{ }\mu\text{F}$	66	86		66	86		dB
Long-Term Stability	$T_J = 125^\circ\text{C}$, 1000 hrs		0.25	1		0.25	1	%
Thermal Resistance, Junction to Case	NDS Package				1.2	1.5		$^\circ\text{C/W}$
	NDE Package		3	4	3	4		$^\circ\text{C/W}$
Thermal Resistance, Junction to Ambient (No Heat Sink)	NDS Package				35			$^\circ\text{C/W}$
	NDE Package		50		50			$^\circ\text{C/W}$

(1) These specifications are applicable for power dissipations up to 30W for the TO-3 (NDS) package and 25W for the TO-220 (NDE) package. Power dissipation is ensured at these values up to 15V input-output differential. Above 15V differential, power dissipation will be limited by internal protection circuitry. All limits (i.e., the numbers in the Min. and Max. columns) are ensured to AOQL (Average Outgoing Quality Level).

(2) Regulation is measured at a constant junction temperature, using pulse testing with a low duty cycle. Changes in output voltage due to heating effects are covered under the specifications for thermal regulation.

Typical Performance Characteristics

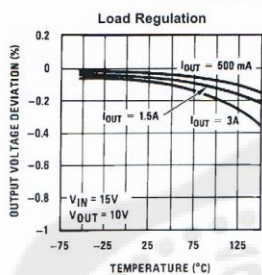


Figure 3.

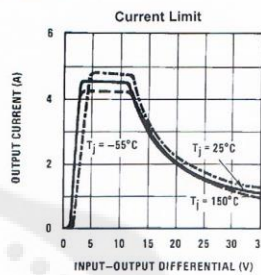


Figure 4.

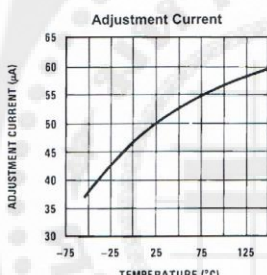


Figure 5.

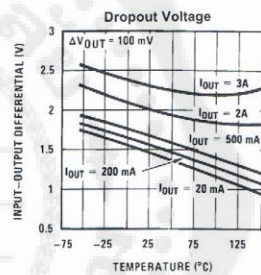


Figure 6.

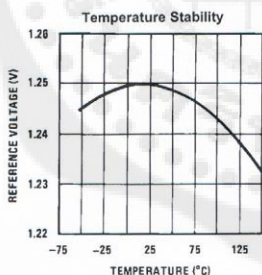


Figure 7.

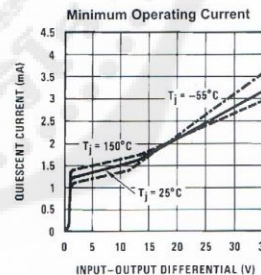


Figure 8.

Typical Performance Characteristics (continued)

Ripple Rejection

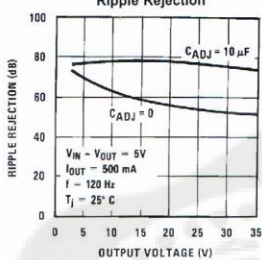


Figure 9.

Ripple Rejection

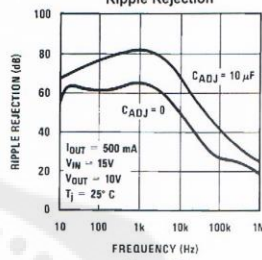


Figure 10.

Ripple Rejection

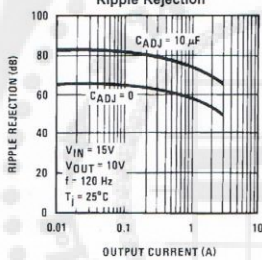


Figure 11.

Output Impedance

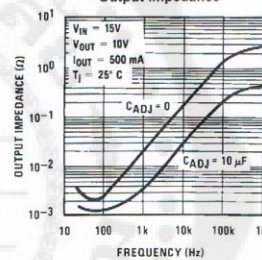


Figure 12.

Line Transient Response

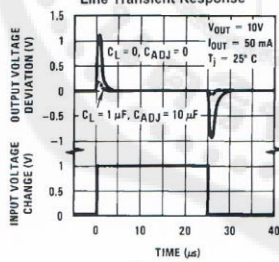


Figure 13.

Load Transient Response

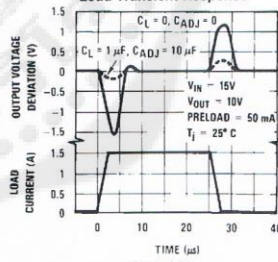


Figure 14.

LM150, LM350-N, LM350A



SNVS772B –MAY 1998–REVISED MARCH 2013

www.ti.com

APPLICATION HINTS

In operation, the LM150 develops a nominal 1.25V reference voltage, V_{REF} , between the output and adjustment terminal. The reference voltage is impressed across program resistor R1 and, since the voltage is constant, a constant current I_1 then flows through the output set resistor R2, giving an output voltage of

$$V_{OUT} = V_{REF} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + I_{ADJ} R_2. \quad (1)$$

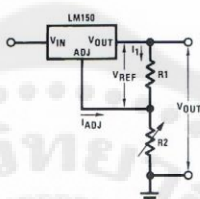


Figure 15.

Since the 50 μ A current from the adjustment terminal represents an error term, the LM150 was designed to minimize I_{ADJ} and make it very constant with line and load changes. To do this, all quiescent operating current is returned to the output establishing a minimum load current requirement. If there is insufficient load on the output, the output will rise.

EXTERNAL CAPACITORS

An input bypass capacitor is recommended. A 0.1 μ F disc or 1 μ F solid tantalum on the input is suitable input bypassing for almost all applications. The device is more sensitive to the absence of input bypassing when adjustment or output capacitors are used but the above values will eliminate the possibility of problems.

The adjustment terminal can be bypassed to ground on the LM150 to improve ripple rejection. This bypass capacitor prevents ripple from being amplified as the output voltage is increased. With a 10 μ F bypass capacitor 86 dB ripple rejection is obtainable at any output level. Increases over 10 μ F do not appreciably improve the ripple rejection at frequencies above 120 Hz. If the bypass capacitor is used, it is sometimes necessary to include protection diodes to prevent the capacitor from discharging through internal low current paths and damaging the device.

In general, the best type of capacitors to use is solid tantalum. Solid tantalum capacitors have low impedance even at high frequencies. Depending upon capacitor construction, it takes about 25 μ F in aluminum electrolytic to equal 1 μ F solid tantalum at high frequencies. Ceramic capacitors are also good at high frequencies, but some types have a large decrease in capacitance at frequencies around 0.5 MHz. For this reason, 0.01 μ F disc may seem to work better than a 0.1 μ F disc as a bypass.

Although the LM150 is stable with no output capacitors, like any feedback circuit, certain values of external capacitance can cause excessive ringing. This occurs with values between 500 pF and 5000 pF. A 1 μ F solid tantalum (or 25 μ F aluminum electrolytic) on the output swamps this effect and insures stability.

LOAD REGULATION

The LM150 is capable of providing extremely good load regulation but a few precautions are needed to obtain maximum performance. The current set resistor connected between the adjustment terminal and the output terminal (usually 240 Ω) should be tied directly to the output (case) of the regulator rather than near the load. This eliminates line drops from appearing effectively in series with the reference and degrading regulation. For example, a 15V regulator with 0.05 Ω resistance between the regulator and load will have a load regulation due to line resistance of $0.05\Omega \times I_{OUT}$. If the set resistor is connected near the load the effective line resistance will be $0.05\Omega (1 + R_2/R_1)$ or in this case, 11.5 times worse.

Figure 16 shows the effect of resistance between the regulator and 240 Ω set resistor.

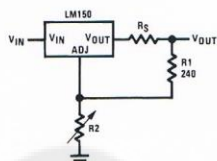


Figure 16. Regulator with Line Resistance in Output Lead

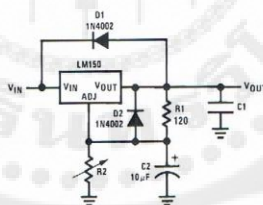
With the TO-3 package, it is easy to minimize the resistance from the case to the set resistor, by using two separate leads to the case. The ground of R2 can be returned near the ground of the load to provide remote ground sensing and improve load regulation.

PROTECTION DIODES

When external capacitors are used with *any* IC regulator it is sometimes necessary to add protection diodes to prevent the capacitors from discharging through low current points into the regulator. Most 10 μ F capacitors have low enough internal series resistance to deliver 20A spikes when shorted. Although the surge is short, there is enough energy to damage parts of the IC.

When an output capacitor is connected to a regulator and the input is shorted, the output capacitor will discharge into the output of the regulator. The discharge current depends on the value of the capacitor, the output voltage of the regulator, and the rate of decrease of V_{IN} . In the LM150, this discharge path is through a large junction that is able to sustain 25A surge with no problem. This is not true of other types of positive regulators. For output capacitors of 25 μ F or less, there is no need to use diodes.

The bypass capacitor on the adjustment terminal can discharge through a low current junction. Discharge occurs when *either* the input or output is shorted. Internal to the LM150 is a 50 Ω resistor which limits the peak discharge current. No protection is needed for output voltages of 25V or less and 10 μ F capacitance. Figure 17 shows an LM150 with protection diodes included for use with outputs greater than 25V and high values of output capacitance.



D1 protects against C1
D2 protects against C2

Figure 17. Regulator with Protection Diodes

$$V_{OUT} = 1.25V \left(1 + \frac{R2}{R1} \right) + I_{ADJ}R2 \quad (2)$$

LM150, LM350-N, LM350A



SNVS772B – MAY 1998 – REVISED MARCH 2013

www.ti.com

Schematic Diagram

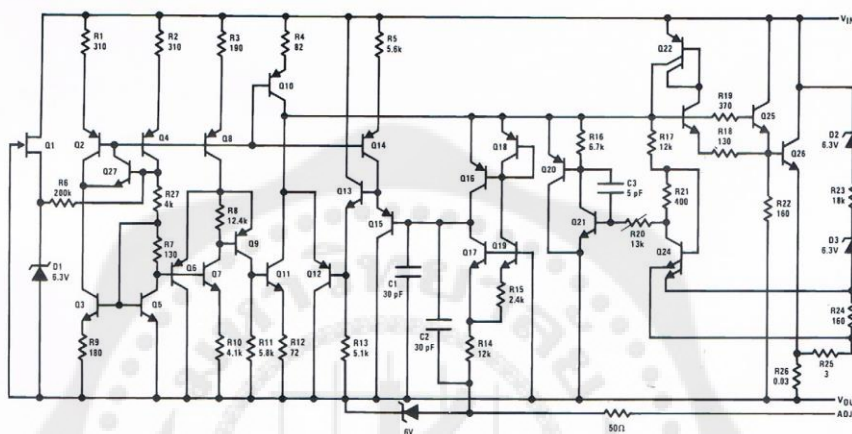
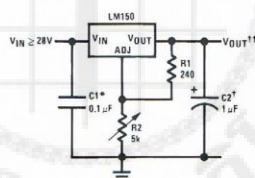


Figure 18. Schematic Diagram

Typical Applications



Full output current not available at high input-output voltages.

†Optional—improves transient response. Output capacitors in the range of 1 µF to 1000 µF of aluminum or tantalum electrolytic are commonly used to provide improved output impedance and rejection of transients.

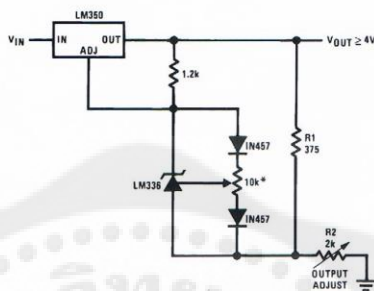
*Needed if device is more than 6 inches from filter capacitors.

Figure 19. 1.2V–25V Adjustable Regulator

$$V_{OUT} = 1.25V \left(1 + \frac{R2}{R1} \right) + I_{ADJ}(R2)$$

Note: Usually R1 = 240Ω for LM150 and R1 = 120Ω for LM350.

(3)



*Adjust for 3.75V across R1

Figure 20. Precision Power Regulator with Low Temperature Coefficient

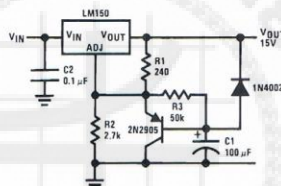
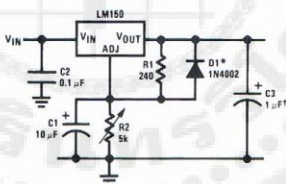


Figure 21. Slow Turn-ON 15V Regulator



†Solid tantalum

*Discharges C1 if output is shorted to ground

Figure 22. Adjustable Regulator with Improved Ripple Rejection

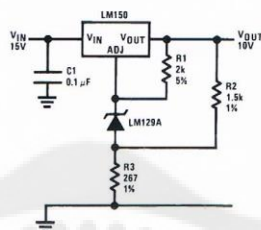
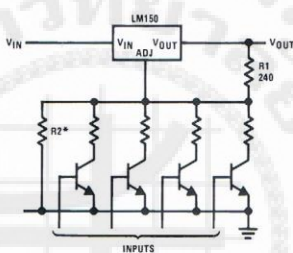


Figure 23. High Stability 10V Regulator



*Sets maximum V_{OUT}

Figure 24. Digitally Selected Outputs

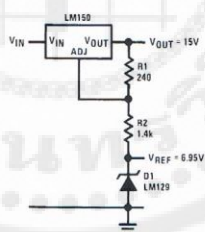
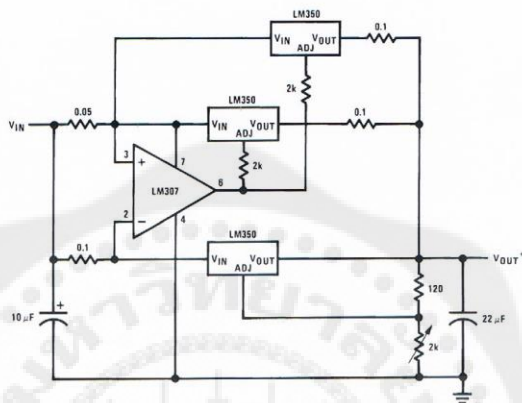
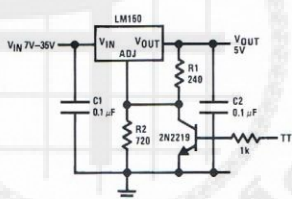


Figure 25. Regulator and Voltage Reference



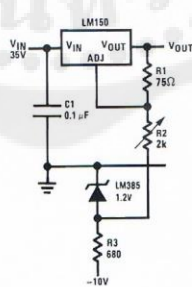
*Minimum load current 50 mA

Figure 26. 10A Regulator



*Min output = 1.2V

Figure 27. 5V Logic Regulator with Electronic Shutdown*



Full output current not available at high input-output voltages

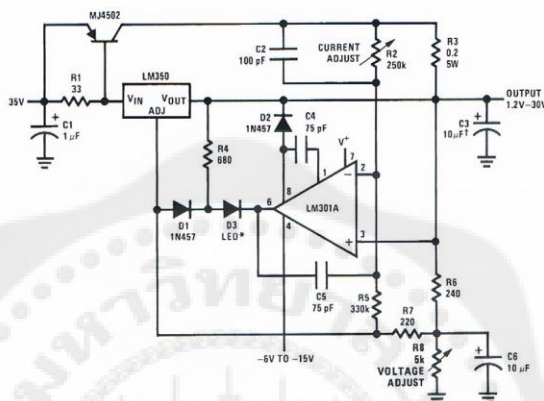
Figure 28. 0 to 30V Regulator

LM150, LM350-N, LM350A



SNVS772B –MAY 1998–REVISED MARCH 2013

www.ti.com



†Solid tantalum
*Lights in constant current mode

Figure 29. 5A Constant Voltage/Constant Current Regulator

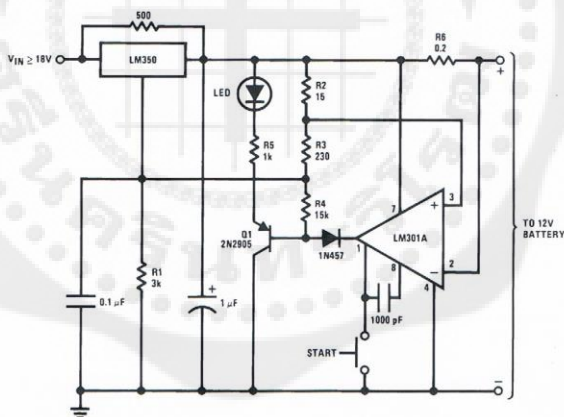


Figure 30. 12V Battery Charger

* $0.4 \leq R_1 \leq 120\Omega$

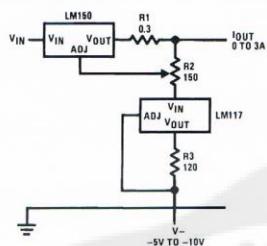


Figure 31. Adjustable Current Regulator

*Minimum output current = 4 mA

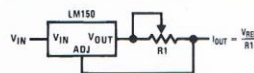


Figure 32. Precision Current Limiter

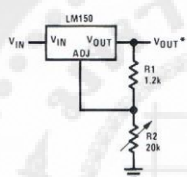


Figure 33. 1.2V–20V Regulator with Minimum Program Current

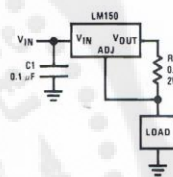


Figure 34. 3A Current Regulator

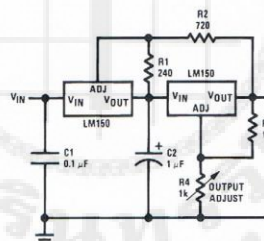
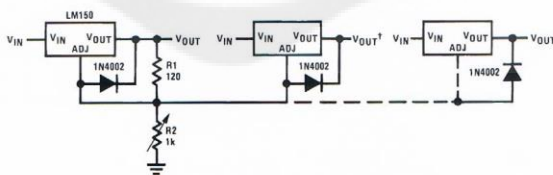


Figure 35. Tracking Preregulator



†Minimum load—10 mA
*All outputs within ±100 mV

Figure 36. Adjusting Multiple On-Card Regulators with Single Control*

LM150, LM350-N, LM350A



SNVS772B – MAY 1998 – REVISED MARCH 2013

www.ti.com

* R_S —sets output impedance of charger: $Z_{OUT} = R_S \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)$

Use of R_S allows low charging rates with fully charged battery.

**1000 μ F is recommended to filter out any input transients

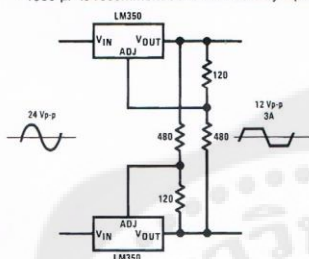


Figure 37. AC Voltage Regulator

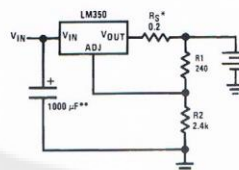


Figure 38. Simple 12V Battery Charger

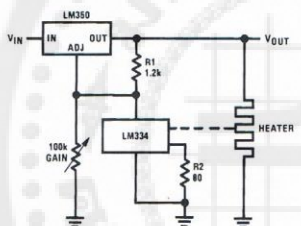


Figure 39. Temperature Controller

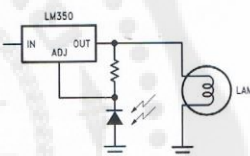


Figure 40. Light Controller

*Sets peak current (2A for 0.3 Ω)

**1000 μ F is recommended to filter out any input transients.

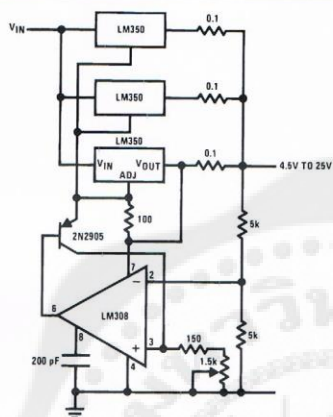


Figure 41. Adjustable 10A Regulator

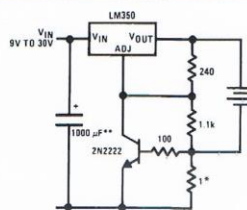


Figure 42. Current Limited 6V Charger

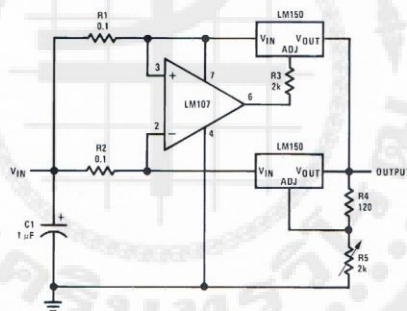


Figure 43. 6A Regulator

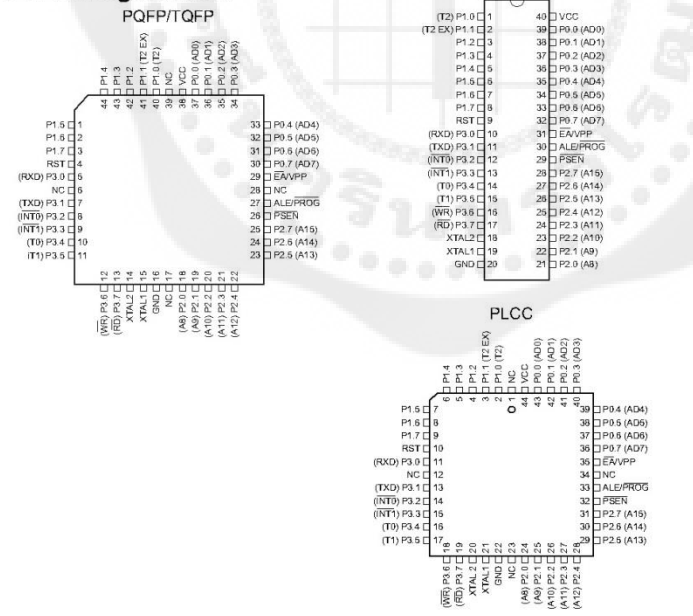
Features

- Compatible with MCS-51™ Products
- 8K Bytes of In-System Reprogrammable Flash Memory
- Endurance: 1,000 Write/Erase Cycles
- Fully Static Operation: 0 Hz to 24 MHz
- Three-level Program Memory Lock
- 256 x 8-bit Internal RAM
- 32 Programmable I/O Lines
- Three 16-bit Timer/Counters
- Eight Interrupt Sources
- Programmable Serial Channel
- Low-power Idle and Power-down Modes

Description

The AT89C52 is a low-power, high-performance CMOS 8-bit microcomputer with 8K bytes of Flash programmable and erasable read only memory (PEROM). The device is manufactured using Atmel's high-density nonvolatile memory technology and is compatible with the industry-standard 80C51 and 80C52 instruction set and pinout. The on-chip Flash allows the program memory to be reprogrammed in-system or by a conventional nonvolatile memory programmer. By combining a versatile 8-bit CPU with Flash on a monolithic chip, the Atmel AT89C52 is a powerful microcomputer which provides a highly-flexible and cost-effective solution to many embedded control applications.

Pin Configurations



**8-bit
Microcontroller
with 8K Bytes
Flash**

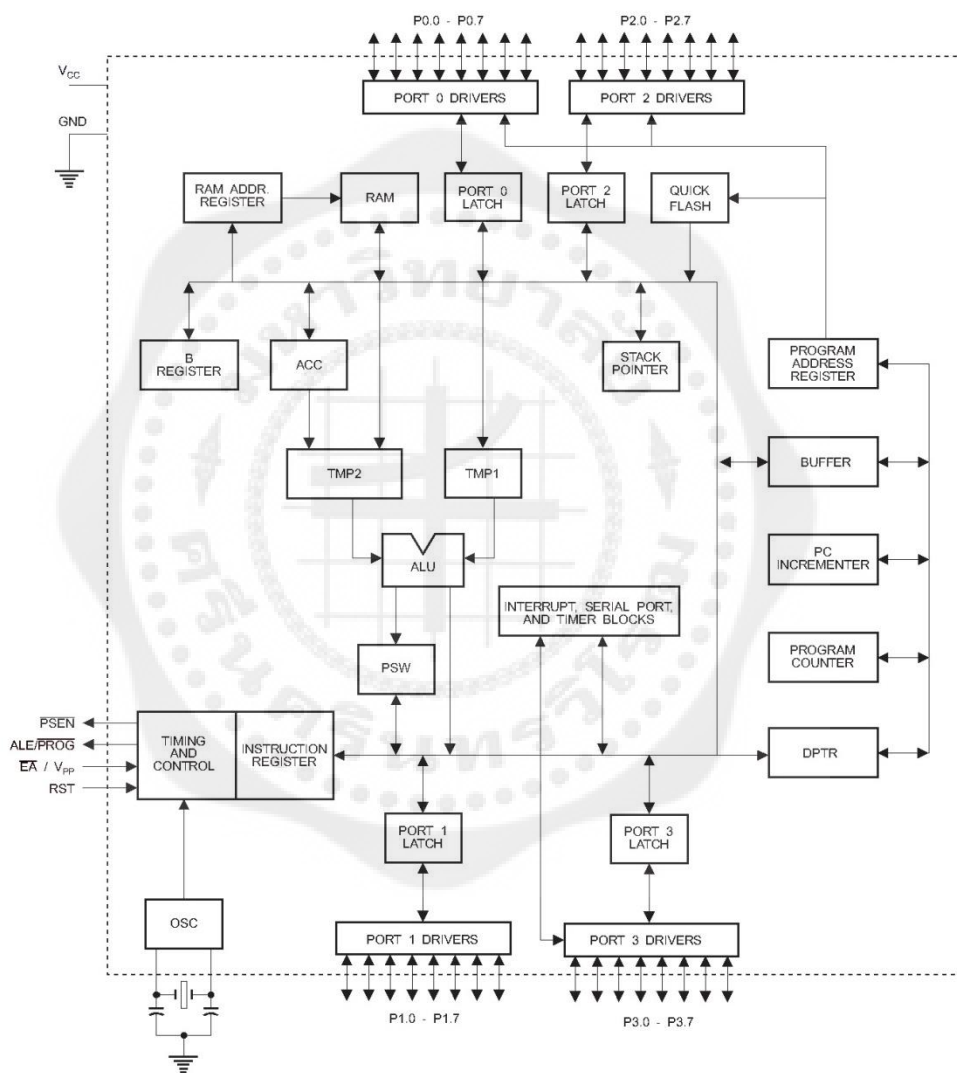
AT89C52

**Not Recommended
for New Designs.
Use AT89S52.**





Block Diagram



AT89C52

The AT89C52 provides the following standard features: 8K bytes of Flash, 256 bytes of RAM, 32 I/O lines, three 16-bit timer/counters, a six-vector two-level interrupt architecture, a full-duplex serial port, on-chip oscillator, and clock circuitry. In addition, the AT89C52 is designed with static logic for operation down to zero frequency and supports two software selectable power saving modes. The Idle Mode stops the CPU while allowing the RAM, timer/counters, serial port, and interrupt system to continue functioning. The Power-down mode saves the RAM contents but freezes the oscillator, disabling all other chip functions until the next hardware reset.

Pin Description

VCC

Supply voltage.

GND

Ground.

Port 0

Port 0 is an 8-bit open drain bi-directional I/O port. As an output port, each pin can sink eight TTL inputs. When 1s are written to port 0 pins, the pins can be used as high-impedance inputs.

Port 0 can also be configured to be the multiplexed low-order address/data bus during accesses to external program and data memory. In this mode, P0 has internal pullups.

Port 0 also receives the code bytes during Flash programming and outputs the code bytes during program verification. External pullups are required during program verification.

Port 1

Port 1 is an 8-bit bi-directional I/O port with internal pullups. The Port 1 output buffers can sink/source four TTL inputs. When 1s are written to Port 1 pins, they are pulled high by the internal pullups and can be used as inputs. As inputs, Port 1 pins that are externally being pulled low will source current (I_{IL}) because of the internal pullups.

In addition, P1.0 and P1.1 can be configured to be the timer/counter 2 external count input (P1.0/T2) and the timer/counter 2 trigger input (P1.1/T2EX), respectively, as shown in the following table.

Port 1 also receives the low-order address bytes during Flash programming and verification.

Port Pin	Alternate Functions
P1.0	T2 (external count input to Timer/Counter 2), clock-out
P1.1	T2EX (Timer/Counter 2 capture/reload trigger and direction control)

Port 2

Port 2 is an 8-bit bi-directional I/O port with internal pullups. The Port 2 output buffers can sink/source four TTL inputs. When 1s are written to Port 2 pins, they are pulled high by the internal pullups and can be used as inputs. As inputs, Port 2 pins that are externally being pulled low will source current (I_{IL}) because of the internal pullups.

Port 2 emits the high-order address byte during fetches from external program memory and during accesses to external data memory that use 16-bit addresses (MOVX @ DPTR). In this application, Port 2 uses strong internal pullups when emitting 1s. During accesses to external data memory that use 8-bit addresses (MOVX @ RI), Port 2 emits the contents of the P2 Special Function Register.

Port 2 also receives the high-order address bits and some control signals during Flash programming and verification.

Port 3

Port 3 is an 8-bit bi-directional I/O port with internal pullups. The Port 3 output buffers can sink/source four TTL inputs. When 1s are written to Port 3 pins, they are pulled high by the internal pullups and can be used as inputs. As inputs, Port 3 pins that are externally being pulled low will source current (I_{IL}) because of the pullups.

Port 3 also serves the functions of various special features of the AT89C51, as shown in the following table.

Port 3 also receives some control signals for Flash programming and verification.

Port Pin	Alternate Functions
P3.0	RXD (serial input port)
P3.1	TXD (serial output port)
P3.2	$\overline{\text{INT0}}$ (external interrupt 0)
P3.3	$\overline{\text{INT1}}$ (external interrupt 1)
P3.4	T0 (timer 0 external input)
P3.5	T1 (timer 1 external input)
P3.6	$\overline{\text{WR}}$ (external data memory write strobe)
P3.7	$\overline{\text{RD}}$ (external data memory read strobe)

RST

Reset input. A high on this pin for two machine cycles while the oscillator is running resets the device.

ALE/PROG

Address Latch Enable is an output pulse for latching the low byte of the address during accesses to external memory. This pin is also the program pulse input ($\overline{\text{PROG}}$) during Flash programming.

In normal operation, ALE is emitted at a constant rate of 1/6 the oscillator frequency and may be used for external



timing or clocking purposes. Note, however, that one ALE pulse is skipped during each access to external data memory.

If desired, ALE operation can be disabled by setting bit 0 of SFR location 8EH. With the bit set, ALE is active only during a MOVX or MOVC instruction. Otherwise, the pin is weakly pulled high. Setting the ALE-disable bit has no effect if the microcontroller is in external execution mode.

PSEN

Program Store Enable is the read strobe to external program memory.

When the AT89C52 is executing code from external program memory, PSEN is activated twice each machine cycle, except that two PSEN activations are skipped during each access to external data memory.

EA/VPP

External Access Enable. EA must be strapped to GND in order to enable the device to fetch code from external program memory locations starting at 0000H up to FFFFH. Note, however, that if lock bit 1 is programmed, EA will be internally latched on reset.

EA should be strapped to VCC for internal program executions.

This pin also receives the 12-volt programming enable voltage (VPP) during Flash programming when 12-volt programming is selected.

XTAL1

Input to the inverting oscillator amplifier and input to the internal clock operating circuit.

XTAL2

Output from the inverting oscillator amplifier.

Table 1. AT89C52 SFR Map and Reset Values

0F8H								0FFH
0F0H	B 00000000							0F7H
0E8H								0EFH
0E0H	ACC 00000000							0E7H
0D8H								0DFH
0D0H	PSW 00000000							0D7H
0C8H	T2CON 00000000	T2MOD XXXXXX00	RCAP2L 00000000	RCAP2H 00000000	TL2 00000000	TH2 00000000		0CFH
0C0H								0C7H
0B8H	IP XX000000							0BFH
0B0H	P3 11111111							0B7H
0A8H	IE 0X000000							0AFH
0A0H	P2 11111111							0A7H
98H	SCON 00000000	SBUF XXXXXXXX						9FH
90H	P1 11111111							97H
88H	TCON 00000000	TMOD 00000000	TL0 00000000	TL1 00000000	TH0 00000000	TH1 00000000		8FH
80H	P0 11111111	SP 00001111	DPL 00000000	DPH 00000000			PCON 0XX00000	87H

AT89C52

Special Function Registers

A map of the on-chip memory area called the Special Function Register (SFR) space is shown in Table 1.

Note that not all of the addresses are occupied, and unoccupied addresses may not be implemented on the chip. Read accesses to these addresses will in general return random data, and write accesses will have an indeterminate effect.

User software should not write 1s to these unlisted locations, since they may be used in future products to invoke

new features. In that case, the reset or inactive values of the new bits will always be 0.

Timer 2 Registers Control and status bits are contained in registers T2CON (shown in Table 2) and T2MOD (shown in Table 4) for Timer 2. The register pair (RCAP2H, RCAP2L) are the Capture/Reload registers for Timer 2 in 16-bit capture mode or 16-bit auto-reload mode.

Interrupt Registers The individual interrupt enable bits are in the IE register. Two priorities can be set for each of the six interrupt sources in the IP register.

Table 2. T2CON – Timer/Counter 2 Control Register

T2CON Address = 0C8H						Reset Value = 0000 000B		
Bit Addressable								
Bit	TF2	EXF2	RCLK	TCLK	EXEN2	TR2	C/T2	CP/RL2
	7	6	5	4	3	2	1	0

Symbol	Function
TF2	Timer 2 overflow flag set by a Timer 2 overflow and must be cleared by software. TF2 will not be set when either RCLK = 1 or TCLK = 1.
EXF2	Timer 2 external flag set when either a capture or reload is caused by a negative transition on T2EX and EXEN2 = 1. When Timer 2 interrupt is enabled, EXF2 = 1 will cause the CPU to vector to the Timer 2 interrupt routine. EXF2 must be cleared by software. EXF2 does not cause an interrupt in up/down counter mode (DCEN = 1).
RCLK	Receive clock enable. When set, causes the serial port to use Timer 2 overflow pulses for its receive clock in serial port Modes 1 and 3. RCLK = 0 causes Timer 1 overflow to be used for the receive clock.
TCLK	Transmit clock enable. When set, causes the serial port to use Timer 2 overflow pulses for its transmit clock in serial port Modes 1 and 3. TCLK = 0 causes Timer 1 overflows to be used for the transmit clock.
EXEN2	Timer 2 external enable. When set, allows a capture or reload to occur as a result of a negative transition on T2EX if Timer 2 is not being used to clock the serial port. EXEN2 = 0 causes Timer 2 to ignore events at T2EX.
TR2	Start/Stop control for Timer 2. TR2 = 1 starts the timer.
C/T2	Timer or counter select for Timer 2. C/T2 = 0 for timer function. C/T2 = 1 for external event counter (falling edge triggered).
CP/RL2	Capture/Reload select. CP/RL2 = 1 causes captures to occur on negative transitions at T2EX if EXEN2 = 1. CP/RL2 = 0 causes automatic reloads to occur when Timer 2 overflows or negative transitions occur at T2EX when EXEN2 = 1. When either RCLK or TCLK = 1, this bit is ignored and the timer is forced to auto-reload on Timer 2 overflow.

Data Memory

The AT89C52 implements 256 bytes of on-chip RAM. The upper 128 bytes occupy a parallel address space to the Special Function Registers. That means the upper 128 bytes have the same addresses as the SFR space but are physically separate from SFR space.

When an instruction accesses an internal location above address 7FH, the address mode used in the instruction

specifies whether the CPU accesses the upper 128 bytes of RAM or the SFR space. Instructions that use direct addressing access SFR space.

For example, the following direct addressing instruction accesses the SFR at location 0A0H (which is P2).

```
MOV 0A0H, #data
```





Instructions that use indirect addressing access the upper 128 bytes of RAM. For example, the following indirect addressing instruction, where R0 contains 0A0H, accesses the data byte at address 0A0H, rather than P2 (whose address is 0A0H).

```
MOV @R0, #data
```

Note that stack operations are examples of indirect addressing, so the upper 128 bytes of data RAM are available as stack space.

Timer 0 and 1

Timer 0 and Timer 1 in the AT89C52 operate the same way as Timer 0 and Timer 1 in the AT89C51.

Timer 2

Timer 2 is a 16-bit Timer/Counter that can operate as either a timer or an event counter. The type of operation is selected by bit C/T2 in the SFR T2CON (shown in Table 2). Timer 2 has three operating modes: capture, auto-reload (up or down counting), and baud rate generator. The modes are selected by bits in T2CON, as shown in Table 3. Timer 2 consists of two 8-bit registers, TH2 and TL2. In the Timer function, the TL2 register is incremented every machine cycle. Since a machine cycle consists of 12 oscillator periods, the count rate is 1/12 of the oscillator frequency.

Table 3. Timer 2 Operating Modes

RCLK +TCLK	CP/RL2	TR2	MODE
0	0	1	16-bit Auto-reload
0	1	1	16-bit Capture
1	X	1	Baud Rate Generator
X	X	0	(Off)

In the Counter function, the register is incremented in response to a 1-to-0 transition at its corresponding external

input pin, T2. In this function, the external input is sampled during S5P2 of every machine cycle. When the samples show a high in one cycle and a low in the next cycle, the count is incremented. The new count value appears in the register during S3P1 of the cycle following the one in which the transition was detected. Since two machine cycles (24 oscillator periods) are required to recognize a 1-to-0 transition, the maximum count rate is 1/24 of the oscillator frequency. To ensure that a given level is sampled at least once before it changes, the level should be held for at least one full machine cycle.

Capture Mode

In the capture mode, two options are selected by bit EXEN2 in T2CON. If EXEN2 = 0, Timer 2 is a 16-bit timer or counter which upon overflow sets bit TF2 in T2CON. This bit can then be used to generate an interrupt. If EXEN2 = 1, Timer 2 performs the same operation, but a 1-to-0 transition at external input T2EX also causes the current value in TH2 and TL2 to be captured into RCAP2H and RCAP2L, respectively. In addition, the transition at T2EX causes bit EXF2 in T2CON to be set. The EXF2 bit, like TF2, can generate an interrupt. The capture mode is illustrated in Figure 1.

Auto-reload (Up or Down Counter)

Timer 2 can be programmed to count up or down when configured in its 16-bit auto-reload mode. This feature is invoked by the DCEN (Down Counter Enable) bit located in the SFR T2MOD (see Table 4). Upon reset, the DCEN bit is set to 0 so that timer 2 will default to count up. When DCEN is set, Timer 2 can count up or down, depending on the value of the T2EX pin.

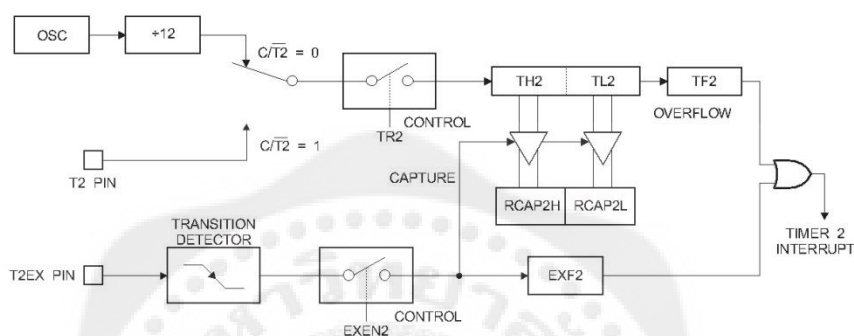
AT89C52
Figure 1. Timer in Capture Mode


Figure 2 shows Timer 2 automatically counting up when DCEN = 0. In this mode, two options are selected by bit EXEN2 in T2CON. If EXEN2 = 0, Timer 2 counts up to 0FFFFH and then sets the TF2 bit upon overflow. The overflow also causes the timer registers to be reloaded with the 16-bit value in RCAP2H and RCAP2L. The values in Timer in Capture Mode RCAP2H and RCAP2L are preset by software. If EXEN2 = 1, a 16-bit reload can be triggered either by an overflow or by a 1-to-0 transition at external input T2EX. This transition also sets the EXF2 bit. Both the TF2 and EXF2 bits can generate an interrupt if enabled. Setting the DCEN bit enables Timer 2 to count up or down, as shown in Figure 3. In this mode, the T2EX pin controls

the direction of the count. A logic 1 at T2EX makes Timer 2 count up. The timer will overflow at 0FFFFH and set the TF2 bit. This overflow also causes the 16-bit value in RCAP2H and RCAP2L to be reloaded into the timer registers, TH2 and TL2, respectively.

A logic 0 at T2EX makes Timer 2 count down. The timer underflows when TH2 and TL2 equal the values stored in RCAP2H and RCAP2L. The underflow sets the TF2 bit and causes 0FFFFH to be reloaded into the timer registers.

The EXF2 bit toggles whenever Timer 2 overflows or underflows and can be used as a 17th bit of resolution. In this operating mode, EXF2 does not flag an interrupt.



Figure 2. Timer 2 Auto Reload Mode (DCEN = 0)

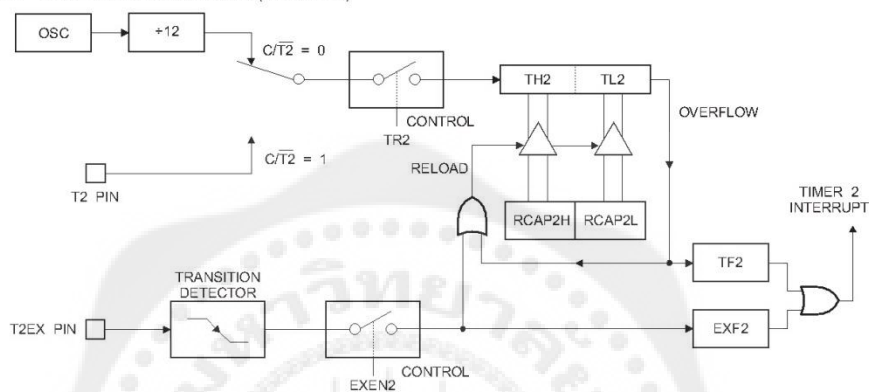


Table 4. T2MOD – Timer 2 Mode Control Register

T2MOD Address = 0C9H							Reset Value = XXXX XX00B	
Not Bit Addressable								
Bit	7	6	5	4	3	2	1	0
	–	–	–	–	–	–	T2OE	DCEN

Symbol	Function
–	Not implemented, reserved for future
T2OE	Timer 2 Output Enable bit.
DCEN	When set, this bit allows Timer 2 to be configured as an up/down counter.

AT89C52

Figure 3. Timer 2 Auto Reload Mode (DCEN = 1)

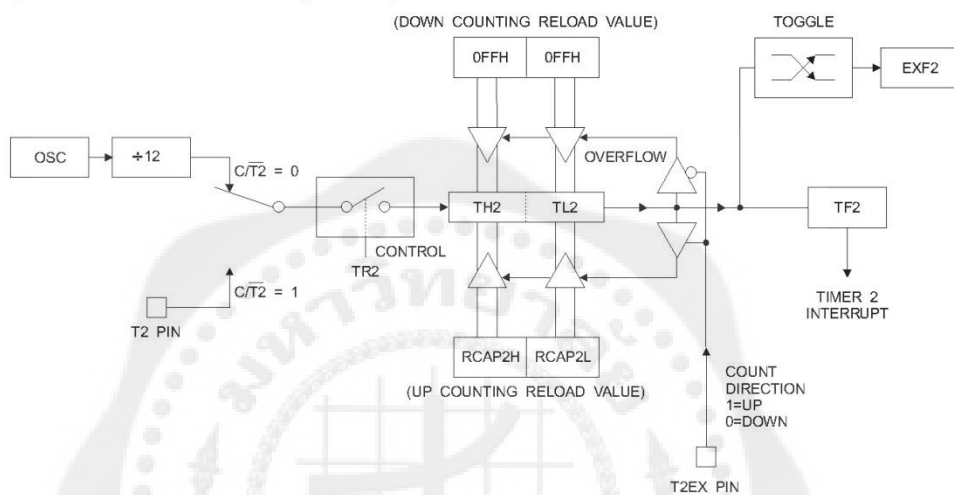
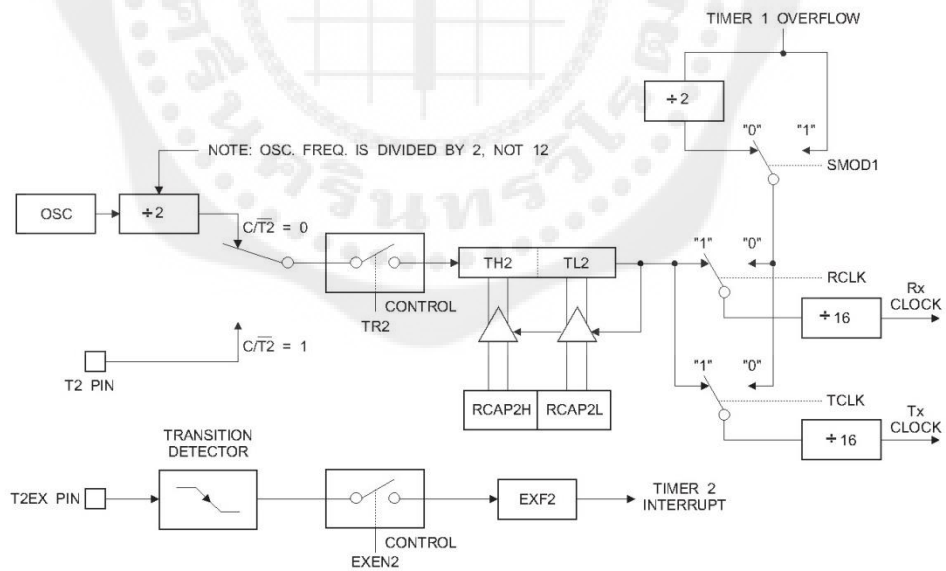


Figure 4. Timer 2 in Baud Rate Generator Mode





Baud Rate Generator

Timer 2 is selected as the baud rate generator by setting TCLK and/or RCLK in T2CON (Table 2). Note that the baud rates for transmit and receive can be different if Timer 2 is used for the receiver or transmitter and Timer 1 is used for the other function. Setting RCLK and/or TCLK puts Timer 2 into its baud rate generator mode, as shown in Figure 4.

The baud rate generator mode is similar to the auto-reload mode, in that a rollover in TH2 causes the Timer 2 registers to be reloaded with the 16-bit value in registers RCAP2H and RCAP2L, which are preset by software.

The baud rates in Modes 1 and 3 are determined by Timer 2's overflow rate according to the following equation.

$$\text{Modes 1 and 3 Baud Rates} = \frac{\text{Timer 2 Overflow Rate}}{16}$$

The Timer can be configured for either timer or counter operation. In most applications, it is configured for timer operation (CP/T2 = 0). The timer operation is different for Timer 2 when it is used as a baud rate generator. Normally, as a timer, it increments every machine cycle (at 1/12 the oscillator frequency). As a baud rate generator, however, it

increments every state time (at 1/2 the oscillator frequency). The baud rate formula is given below.

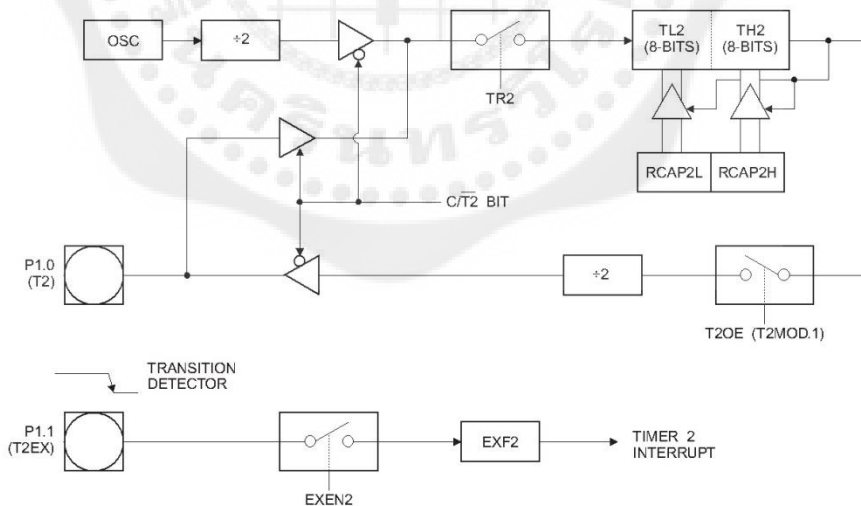
$$\frac{\text{Modes 1 and 3}}{\text{Baud Rate}} = \frac{\text{Oscillator Frequency}}{32 \times [65536 - (\text{RCAP2H}, \text{RCAP2L})]}$$

where (RCAP2H, RCAP2L) is the content of RCAP2H and RCAP2L taken as a 16-bit unsigned integer.

Timer 2 as a baud rate generator is shown in Figure 4. This figure is valid only if RCLK or TCLK = 1 in T2CON. Note that a rollover in TH2 does not set TF2 and will not generate an interrupt. Note too, that if EXEN2 is set, a 1-to-0 transition in T2EX will set EXF2 but will not cause a reload from (RCAP2H, RCAP2L) to (TH2, TL2). Thus when Timer 2 is in use as a baud rate generator, T2EX can be used as an extra external interrupt.

Note that when Timer 2 is running (TR2 = 1) as a timer in the baud rate generator mode, TH2 or TL2 should not be read from or written to. Under these conditions, the Timer is incremented every state time, and the results of a read or write may not be accurate. The RCAP2 registers may be read but should not be written to, because a write might overlap a reload and cause write and/or reload errors. The timer should be turned off (clear TR2) before accessing the Timer 2 or RCAP2 registers.

Figure 5. Timer 2 in Clock-out Mode



AT89C52

Programmable Clock Out

A 50% duty cycle clock can be programmed to come out on P1.0, as shown in Figure 5. This pin, besides being a regular I/O pin, has two alternate functions. It can be programmed to input the external clock for Timer/Counter 2 or to output a 50% duty cycle clock ranging from 61 Hz to 4 MHz at a 16 MHz operating frequency.

To configure the Timer/Counter 2 as a clock generator, bit C/T2 (T2CON.1) must be cleared and bit T2OE (T2MOD.1) must be set. Bit TR2 (T2CON.2) starts and stops the timer.

The clock-out frequency depends on the oscillator frequency and the reload value of Timer 2 capture registers (RCAP2H, RCAP2L), as shown in the following equation.

$$\text{Clock-Out Frequency} = \frac{\text{Oscillator Frequency}}{4 \times [65536 - (\text{RCAP2H}, \text{RCAP2L})]}$$

In the clock-out mode, Timer 2 roll-overs will not generate an interrupt. This behavior is similar to when Timer 2 is used as a baud-rate generator. It is possible to use Timer 2 as a baud-rate generator and a clock generator simultaneously. Note, however, that the baud-rate and clock-out frequencies cannot be determined independently from one another since they both use RCAP2H and RCAP2L.

UART

The UART in the AT89C52 operates the same way as the UART in the AT89C51.

Interrupts

The AT89C52 has a total of six interrupt vectors: two external interrupts (INT0 and INT1), three timer interrupts (Timers 0, 1, and 2), and the serial port interrupt. These interrupts are all shown in Figure 6.

Each of these interrupt sources can be individually enabled or disabled by setting or clearing a bit in Special Function Register IE. IE also contains a global disable bit, EA, which disables all interrupts at once.

Note that Table shows that bit position IE.6 is unimplemented. In the AT89C51, bit position IE.5 is also unimplemented. User software should not write 1s to these bit positions, since they may be used in future AT89 products.

Timer 2 interrupt is generated by the logical OR of bits TF2 and EXF2 in register T2CON. Neither of these flags is cleared by hardware when the service routine is vectored to. In fact, the service routine may have to determine whether it was TF2 or EXF2 that generated the interrupt, and that bit will have to be cleared in software.

The Timer 0 and Timer 1 flags, TF0 and TF1, are set at S5P2 of the cycle in which the timers overflow. The values are then polled by the circuitry in the next cycle. However,

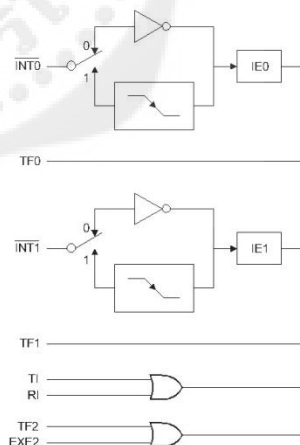
the Timer 2 flag, TF2, is set at S2P2 and is polled in the same cycle in which the timer overflows.

Table 5. Interrupt Enable (IE) Register

Symbol	Position	Function
EA	IE.7	Disables all interrupts. If EA = 0, no interrupt is acknowledged. If EA = 1, each interrupt source is individually enabled or disabled by setting or clearing its enable bit.
-	IE.6	Reserved.
ET2	IE.5	Timer 2 interrupt enable bit.
ES	IE.4	Serial Port interrupt enable bit.
ET1	IE.3	Timer 1 interrupt enable bit.
EX1	IE.2	External interrupt 1 enable bit.
ET0	IE.1	Timer 0 interrupt enable bit.
EX0	IE.0	External interrupt 0 enable bit.

User software should never write 1s to unimplemented bits, because they may be used in future AT89 products.

Figure 6. Interrupt Sources





Oscillator Characteristics

XTAL1 and XTAL2 are the input and output, respectively, of an inverting amplifier that can be configured for use as an on-chip oscillator, as shown in Figure 7. Either a quartz crystal or ceramic resonator may be used. To drive the device from an external clock source, XTAL2 should be left unconnected while XTAL1 is driven, as shown in Figure 8. There are no requirements on the duty cycle of the external clock signal, since the input to the internal clocking circuitry is through a divide-by-two flip-flop, but minimum and maximum voltage high and low time specifications must be observed.

Idle Mode

In idle mode, the CPU puts itself to sleep while all the on-chip peripherals remain active. The mode is invoked by software. The content of the on-chip RAM and all the special functions registers remain unchanged during this mode. The idle mode can be terminated by any enabled interrupt or by a hardware reset.

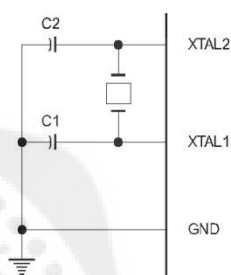
Note that when idle mode is terminated by a hardware reset, the device normally resumes program execution from where it left off, up to two machine cycles before the internal reset algorithm takes control. On-chip hardware inhibits access to internal RAM in this event, but access to the port pins is not inhibited. To eliminate the possibility of an unexpected write to a port pin when idle mode is terminated by a reset, the instruction following the one that invokes idle mode should not write to a port pin or to external memory.

Power-down Mode

In the power-down mode, the oscillator is stopped, and the instruction that invokes power-down is the last instruction executed. The on-chip RAM and Special Function Registers retain their values until the power-down mode is terminated. The only exit from power-down is a hardware reset. Reset redefines the SFRs but does not change the on-chip RAM. The reset should not be activated before V_{CC}

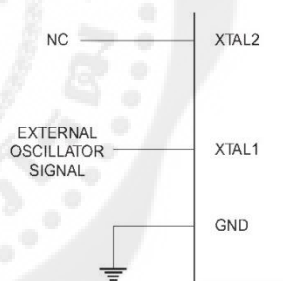
is restored to its normal operating level and must be held active long enough to allow the oscillator to restart and stabilize.

Figure 7. Oscillator Connections



Note: C1, C2 = 30 pF \pm 10 pF for Crystals
= 40 pF \pm 10 pF for Ceramic Resonators

Figure 8. External Clock Drive Configuration



Status of External Pins During Idle and Power-down Modes

Mode	Program Memory	ALE	$\overline{\text{PSEN}}$	PORT0	PORT1	PORT2	PORT3
Idle	Internal	1	1	Data	Data	Data	Data
Idle	External	1	1	Float	Data	Address	Data
Power-down	Internal	0	0	Data	Data	Data	Data
Power-down	External	0	0	Float	Data	Data	Data

AT89C52

Program Memory Lock Bits

The AT89C52 has three lock bits that can be left unprogrammed (U) or can be programmed (P) to obtain the additional features listed in the following table.

Lock Bit Protection Modes

Program Lock Bits				Protection Type
LB1	LB2	LB3		
1	U	U	U	No program lock features.
2	P	U	U	MOV _C instructions executed from external program memory are disabled from fetching code bytes from internal memory, \overline{EA} is sampled and latched on reset, and further programming of the Flash memory is disabled.
3	P	P	U	Same as mode 2, but verify is also disabled.
4	P	P	P	Same as mode 3, but external execution is also disabled.

When lock bit 1 is programmed, the logic level at the \overline{EA} pin is sampled and latched during reset. If the device is powered up without a reset, the latch initializes to a random value and holds that value until reset is activated. The latched value of \overline{EA} must agree with the current logic level at that pin in order for the device to function properly.

Programming the Flash

The AT89C52 is normally shipped with the on-chip Flash memory array in the erased state (that is, contents = FFH) and ready to be programmed. The programming interface accepts either a high-voltage (12-volt) or a low-voltage (V_{CC}) program enable signal. The Low-voltage programming mode provides a convenient way to program the AT89C52 inside the user's system, while the high-voltage programming mode is compatible with conventional third-party Flash or EPROM programmers.

The AT89C52 is shipped with either the high-voltage or low-voltage programming mode enabled. The respective top-side marking and device signature codes are listed in the following table.

	$V_{PP} = 12V$	$V_{PP} = 5V$
Top-side Mark	AT89C52 xxxx yyww	AT89C52 xxxx - 5 yyww

	$V_{PP} = 12V$	$V_{PP} = 5V$
Signature	(030H) = 1EH (031H) = 52H (032H) = FFH	(030H) = 1EH (031H) = 52H (032H) = 05H

The AT89C52 code memory array is programmed byte-by-byte in either programming mode. To program any non-blank byte in the on-chip Flash Memory, the entire memory must be erased using the Chip Erase Mode.

Programming Algorithm Before programming the AT89C52, the address, data and control signals should be set up according to the Flash programming mode table and Figure 9 and Figure 10. To program the AT89C52, take the following steps.

1. Input the desired memory location on the address lines.
2. Input the appropriate data byte on the data lines.
3. Activate the correct combination of control signals.
4. Raise \overline{EA}/V_{PP} to 12V for the high-voltage programming mode.
5. Pulse $\overline{ALE}/\overline{PROG}$ once to program a byte in the Flash array or the lock bits. The byte-write cycle is self-timed and typically takes no more than 1.5 ms. Repeat steps 1 through 5, changing the address and data for the entire array or until the end of the object file is reached.

Data Polling The AT89C52 features \overline{Data} Polling to indicate the end of a write cycle. During a write cycle, an attempted read of the last byte written will result in the complement of the written data on PO.7. Once the write cycle has been completed, true data is valid on all outputs, and the next cycle may begin. \overline{Data} Polling may begin any time after a write cycle has been initiated.

Ready/Busy The progress of byte programming can also be monitored by the $\overline{RDY}/\overline{BSY}$ output signal. P3.4 is pulled low after \overline{ALE} goes high during programming to indicate \overline{BUSY} . P3.4 is pulled high again when programming is done to indicate \overline{READY} .

Program Verify If lock bits LB1 and LB2 have not been programmed, the programmed code data can be read back via the address and data lines for verification. The lock bits cannot be verified directly. Verification of the lock bits is achieved by observing that their features are enabled.

Chip Erase The entire Flash array is erased electrically by using the proper combination of control signals and by holding $\overline{ALE}/\overline{PROG}$ low for 10 ms. The code array is written with all 1s. The chip erase operation must be executed before the code memory can be reprogrammed.





Reading the Signature Bytes The signature bytes are read by the same procedure as a normal verification of locations 030H, 031H, and 032H, except that P3.6 and P3.7 must be pulled to a logic low. The values returned are as follows.

- (030H) = 1EH indicates manufactured by Atmel
- (031H) = 52H indicates 89C52
- (032H) = FFH indicates 12V programming
- (032H) = 05H indicates 5V programming

Programming Interface

Every code byte in the Flash array can be written, and the entire array can be erased, by using the appropriate combination of control signals. The write operation cycle is self-timed and once initiated, will automatically time itself to completion.

All major programming vendors offer worldwide support for the Atmel microcontroller series. Please contact your local programming vendor for the appropriate software revision.

Flash Programming Modes

Mode	RST	PSEN	ALE/PROG	$\bar{E}A/V_{pp}$	P2.6	P2.7	P3.6	P3.7
Write Code Data	H	L		H/12V	L	H	H	H
Read Code Data	H	L	H	H	L	L	H	H
Write Lock	Bit - 1	H	L		H/12V	H	H	H
	Bit - 2	H	L		H/12V	H	H	L
	Bit - 3	H	L		H/12V	H	L	L
Chip Erase	H	L	(1)	H/12V	H	L	L	L
Read Signature Byte	H	L	H	H	L	L	L	L

Note: 1. Chip Erase requires a 10 ms PROG pulse.

AT89C52

Figure 9. Programming the Flash Memory

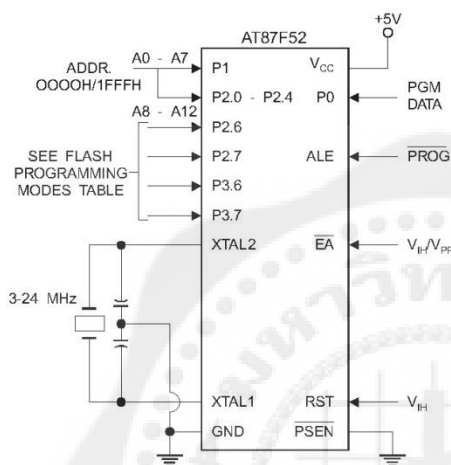
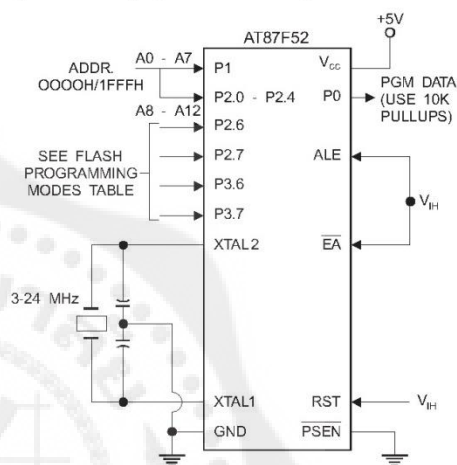


Figure 10. Verifying the Flash Memory



Flash Programming and Verification Characteristics

T_A = 0°C to 70°C, V_{CC} = 5.0 ± 10%

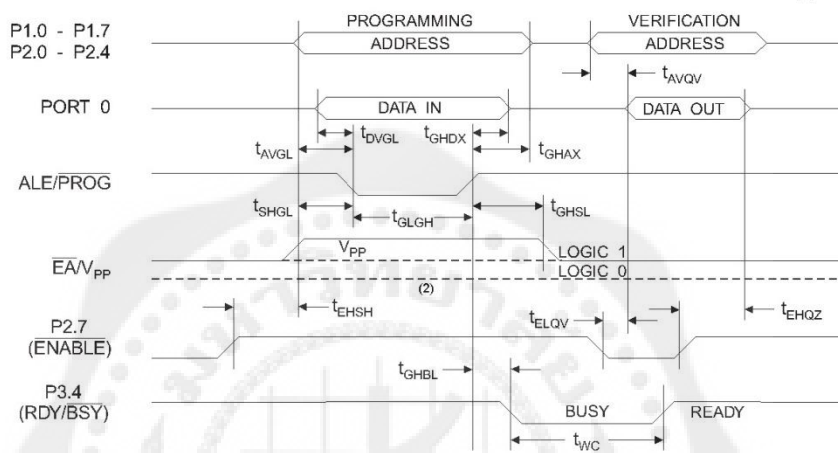
Symbol	Parameter	Min	Max	Units
V _{PP} ⁽¹⁾	Programming Enable Voltage	11.5	12.5	V
I _{PP} ⁽¹⁾	Programming Enable Current		1.0	mA
1/f _{CLCL}	Oscillator Frequency	3	24	MHz
t _{AVGL}	Address Setup to $\overline{\text{PROG}}$ Low	48t _{CLCL}		
t _{GHAX}	Address Hold after $\overline{\text{PROG}}$	48t _{CLCL}		
t _{DVGL}	Data Setup to $\overline{\text{PROG}}$ Low	48t _{CLCL}		
t _{GHDX}	Data Hold After $\overline{\text{PROG}}$	48t _{CLCL}		
t _{EHS}	P2.7 (ENABLE) High to V _{PP}	48t _{CLCL}		
t _{SHGL}	V _{PP} Setup to $\overline{\text{PROG}}$ Low	10		μs
t _{GHSL} ⁽¹⁾	V _{PP} Hold after $\overline{\text{PROG}}$	10		μs
t _{GLGH}	$\overline{\text{PROG}}$ Width	1	110	μs
t _{AVQV}	Address to Data Valid		48t _{CLCL}	
t _{ELQV}	ENABLE Low to Data Valid		48t _{CLCL}	
t _{EHQZ}	Data Float after $\overline{\text{ENABLE}}$	0	48t _{CLCL}	
t _{GHBL}	$\overline{\text{PROG}}$ High to $\overline{\text{BUSY}}$ Low		1.0	μs
t _{WC}	Byte Write Cycle Time		2.0	ms

Note: 1. Only used in 12-volt programming mode.

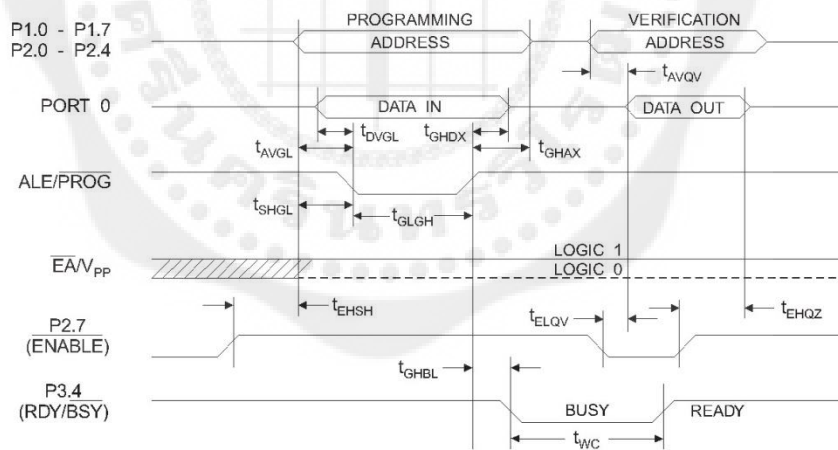




Flash Programming and Verification Waveforms - High-voltage Mode ($V_{PP}=12V$)



Flash Programming and Verification Waveforms - Low-voltage Mode ($V_{PP}=5V$)



AT89C52

Absolute Maximum Ratings*

Operating Temperature.....	-55°C to +125°C
Storage Temperature.....	-65°C to +150°C
Voltage on Any Pin with Respect to Ground.....	-1.0V to +7.0V
Maximum Operating Voltage.....	6.6V
DC Output Current.....	15.0 mA

*NOTICE: Stresses beyond those listed under "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. This is a stress rating only and functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated in the operational sections of this specification is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

DC Characteristics

The values shown in this table are valid for $T_A = -40^\circ\text{C}$ to 85°C and $V_{CC} = 5.0\text{V} \pm 20\%$, unless otherwise noted.

Symbol	Parameter	Condition	Min	Max	Units	
V_{IL}	Input Low-voltage	(Except \overline{EA})	-0.5	$0.2 V_{CC}-0.1$	V	
V_{IL1}	Input Low-voltage (\overline{EA})		-0.5	$0.2 V_{CC}-0.3$	V	
V_{IH}	Input High-voltage	(Except XTAL1, RST)	$0.2 V_{CC}+0.9$	$V_{CC}+0.5$	V	
V_{IH1}	Input High-voltage	(XTAL1, RST)	$0.7 V_{CC}$	$V_{CC}+0.5$	V	
V_{OL}	Output Low-voltage ⁽¹⁾ (Ports 1,2,3)	$I_{OL} = 1.6 \text{ mA}$		0.45	V	
V_{OL1}	Output Low-voltage ⁽¹⁾ (Port 0, ALE, \overline{PSEN})	$I_{OL} = 3.2 \text{ mA}$		0.45	V	
V_{OH}	Output High-voltage (Ports 1,2,3, ALE, \overline{PSEN})	$I_{OH} = -60 \mu\text{A}$, $V_{CC} = 5\text{V} \pm 10\%$	2.4		V	
		$I_{OH} = -25 \mu\text{A}$	$0.75 V_{CC}$		V	
		$I_{OH} = -10 \mu\text{A}$	$0.9 V_{CC}$		V	
V_{OH1}	Output High-voltage (Port 0 in External Bus Mode)	$I_{OH} = -800 \mu\text{A}$, $V_{CC} = 5\text{V} \pm 10\%$	2.4		V	
		$I_{OH} = -300 \mu\text{A}$	$0.75 V_{CC}$		V	
		$I_{OH} = -80 \mu\text{A}$	$0.9 V_{CC}$		V	
I_{IL}	Logical 0 Input Current (Ports 1,2,3)	$V_{IN} = 0.45\text{V}$		-50	μA	
I_{TL}	Logical 1 to 0 Transition Current (Ports 1,2,3)	$V_{IN} = 2\text{V}$, $V_{CC} = 5\text{V} \pm 10\%$		-650	μA	
I_{LI}	Input Leakage Current (Port 0, \overline{EA})	$0.45 < V_{IN} < V_{CC}$		± 10	μA	
RRST	Reset Pulldown Resistor		50	300	$\text{K}\Omega$	
C_{IO}	Pin Capacitance	Test Freq. = 1 MHz, $T_A = 25^\circ\text{C}$		10	pF	
I_{CC}	Power Supply Current	Active Mode, 12 MHz		25	mA	
		Idle Mode, 12 MHz		6.5	mA	
	Power-down Mode ⁽¹⁾	$V_{CC} = 6\text{V}$			100	μA
		$V_{CC} = 3\text{V}$			40	μA

Notes: 1. Under steady state (non-transient) conditions, I_{OL} must be externally limited as follows:

Maximum I_{OL} per port pin: 10 mA

Maximum I_{OL} per 8-bit port:

Port 0: 26 mA Ports 1, 2, 3: 15 mA


Maximum total I_{OL} for all output pins: 71 mA

If I_{OL} exceeds the test condition, V_{OL} may exceed the related specification. Pins are not guaranteed to sink current greater than the listed test conditions.

2. Minimum V_{CC} for Power-down is 2V.



รายละเอียดคุณสมบัติของหม้อแปลงฟลายแบค

<p>Datasheet Flyback Transformer</p> <p>PART NO. : 6174V-6006E BSC23-N0107 150112-12A</p> <p>TYPE : Flyback Transformer for LG MC-019A</p>	
<p>Place Of Origin : Anhui,China(Mainland)</p> <p>Brand Name : SHANGHAI</p>	

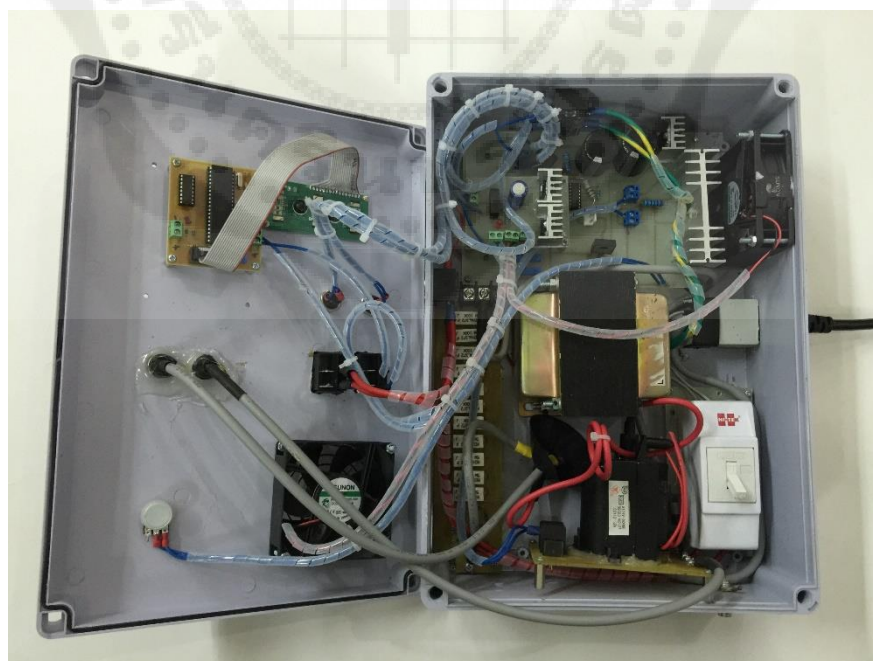
Pin NO.	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
	COL	185V	B+	GND	-14V	+14V	NC	ABL	H/T	AFC

INSTRUM.	MAT	+	COL	⊥ A	⊥ 1	⊥ 2	⊥ 3	TYPE
STVDST-01	36.6	3	1	8	4			110

รูปเครื่องจ่ายไฟกระแสตรงแรงดันสูงที่สร้างขึ้น



รูปที่ 1 ภาคผนวก ข ภายนอกกล่องเครื่องจ่ายไฟกระแสตรงแรงดันสูงที่สร้างขึ้น



รูปที่ 2 ภาคผนวก ข ภายในกล่องเครื่องจ่ายไฟกระแสตรงแรงดันสูงที่สร้างขึ้น

ประวัติย่อ นิสิตผู้ทำโครงการ

ชื่อ-สกุล นายเกริกเกียรติ พานิชการ
 วัน เดือน ปีเกิด 15 กุมภาพันธ์ 2536
 สถานที่เกิด นนทบุรี
 สถานที่อยู่ปัจจุบัน 337/198 ซอย 20 หมู่บ้านเศรษฐศิริ
 สนามบินน้ำ ต.ท่าทราย อ.เมือง
 จ.นนทบุรี 11200
 โทรศัพท์ 090-0178366
 E-mail cp-swu_009@hotmail.com



ประวัติการศึกษา

พ.ศ.2548 ประถมศึกษา โรงเรียนบูรณวิทยาคม
 พ.ศ.2551 มัธยมศึกษาตอนต้น โรงเรียนสวนกุหลาบวิทยาลัยนนทบุรี
 พ.ศ.2554 มัธยมศึกษาตอนปลาย โรงเรียนสวนกุหลาบวิทยาลัยนนทบุรี
 พ.ศ.2557 กำลังศึกษาระดับปริญญาตรี สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า
 คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยศรีนครินทรวิโรฒ

ประวัติย่อ นิสิตผู้ทำโครงการ

ชื่อ-สกุล นายภาณุพงษ์ สุวรรณกิจ
 วัน เดือน ปีเกิด 7 ตุลาคม 2535
 สถานที่เกิด กระบี่
 สถานที่อยู่ปัจจุบัน 91/6 ถ.ป่านุราช ต.ปากน้ำ
 อ.เมือง จ.กระบี่ 81000
 โทรศัพท์ 080-2715251
 E-mail panupong_25119@hotmail.com



ประวัติการศึกษา

พ.ศ.2548 ประถมศึกษา โรงเรียน โทคาพานิชย์อนุกุล มูลนิธิ
 พ.ศ.2551 มัธยมศึกษาตอนต้น โรงเรียนอำมาตย์พานิชกุล
 พ.ศ.2554 มัธยมศึกษาตอนปลาย โรงเรียนอำมาตย์พานิชกุล
 พ.ศ.2557 กำลังศึกษาระดับปริญญาตรี สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า
 คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยศรีนครินทรวิโรฒ

ประวัติย่อประวัติผู้ทำโครงการ

ชื่อ-สกุล นายรัฐกานต์ หว่างเพียร
 วัน เดือน ปีเกิด 30 พฤศจิกายน 2535
 สถานที่เกิด นครนายก
 สถานที่อยู่ปัจจุบัน 36 ม.1 ต.หนองแสง อ.ปากพลี
 จ.นครนายก 26130
 โทรศัพท์ 089-6644939
 E-mail pax_sr71@hotmail.com



ประวัติการศึกษา

พ.ศ.2548 ประถมศึกษา โรงเรียนอนุบาลนครนายก
 พ.ศ.2551 มัธยมศึกษาตอนต้น โรงเรียนนครนายกวิทยาคม
 พ.ศ.2554 มัธยมศึกษาตอนปลาย โรงเรียนนครนายกวิทยาคม
 พ.ศ.2557 กำลังศึกษาระดับปริญญาตรี สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า
 คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยศรีนครินทรวิโรฒ