สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

แหล่งจ่ายไฟแรงดันสูงสำหรับฮีเลียม-นีออนเลเซอร์

นายชัชวาลย์ ไทยอุบุญ

นายสุรเกียรติ อุตตมชัย

ปพ.
ป358ช
2535
เลขหมู่.....
เลขทะเบียน.....
วัน.เดือน.ปี.....

b12554443

โครงงานพิเศษนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรวิทยาศาสตรบัณฑิต

ภาควิชา ฟิสิกส์ประยุกต์

คณะวิทยาศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2535

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

HIGH VOLTAGE POWER SUPPLY FOR HELIUM-NEON LASER

Mr. Chatchavarn Thaiuboon

Mr. Surakiat Uttamachai

A Special Project Submitted in Partial Fulfillment of the

Requirement for the Degree of Bachelor of Science

Department of Applied Physics

Faculty of Science

King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang

1992

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อโครงงานพิเศษ แหล่งจ่ายไฟแรงดันสูงสำหรับยีเลียม-นีออนเลเซอร์

โดย นายชัชวาลย์ ไทยอุบุญ

นายสุรเกียรติ อุตตมชัย

ภาควิชา ฟิสิกส์ประยุกต์

อาจารย์ที่ปรึกษา ดร.อารีย์ วิเชียรฉาย

อ.วิชิต ศิริโชติ

ภาควิชาฟิสิกส์ประยุกต์ คณะวิทยาศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง อนุมัติให้นับโครงงานพิเศษนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรวิทยาศาสตร์บัณฑิต

(ดร.เสน่ห์ เอกะวิภาต) หัวหน้าภาควิชาฟิสิกส์ประยุกต์

คณะกรรมการโครงงานพิเศษ

(ดร.บุญส่ง ศิวโมกษธรรม) ประธานกรรมการ

(ดร.อารีย์ วิเชียรฉาย) กรรมการ (อาจารย์ที่ปรึกษา)

(อ.วิชิต ศิริโชติ) กรรมการ (อาจารย์ที่ปรึกษา)

(อ.วิชาญ กกกนทา) กรรมการ

ลิขสิทธิ์ของภาควิชาฟิสิกส์ประยุกต์ คณะวิทยาศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทคัดย่อ

หัวข้อโครงงานพิเศษ	แหล่งจ่ายไฟแรงดันสูงสำหรับฮีเลียม-นีออนเลเซอร์
นักศึกษา	นายชัชวาลย์ ไทยอุบุญ
	นายสุรเกียรติ อุตตมชัย
อาจารย์ที่ปรึกษา	ดร.อารีย์ วิเชียรฉาย
	อ.วิชิต ศิริโชติ
ภาควิชา	ฟิสิกส์ประยุกต์
ปีการศึกษา	พ.ศ.2535

บทคัดย่อ

แหล่งจ่ายไฟแรงดันสูงที่ได้สร้างขึ้นนี้ เป็นแหล่งจ่ายไฟที่ใช้หลักการของสวิตชิ่งอาศัยการปิด - เปิดของสวิตช์ เป็นพัลซ์รูปสี่เหลี่ยม โดยความถี่ในการปิด-เปิดนั้นสูงถึง 25 กิโลเฮิรต์ ซึ่งนำมาทำการแปลงผันไฟตรง ที่มีแรงดันด้านอินพุทต่ำ 12-15 โวลต์ ให้มีแรงดันเอาท์พุทที่สูงประมาณ 500 โวลต์ และผ่านวงจรเรียงกระแสเพื่อเปลี่ยนให้เป็นกระแสตรง โดยที่แหล่งจ่ายไฟนี้ จะมีการควบคุมกระแสด้านเอาท์พุทไม่ให้เกิน 5.1 มิลลิแอมป์ โดยเปลี่ยนเป็นแรงดันกลับไปควบคุมที่ IC ซึ่งทำงานที่ความถี่คงที่ที่ 25 กิโลเฮิรต์ โดยแหล่งจ่ายไฟตรงที่มีการจำกัดกระแส ซึ่งอาศัยหลักการมอดูเลตความกว้างของพัลส์ (Pulse - Width Modulation, PWM) โดยการป้อนกลับกระแสขาออก ทำให้สามารถคงค่ากระแสขาออกที่หม้อแปลงด้านทุติยภูมิให้คงที่ที่ 5.1 มิลลิแอมป์ จากนั้นผ่านวงจรขยายแรงดันขึ้นถึง 4 กิโลโวลต์ เพื่อให้สามารถไปจุดหลอดเลเซอร์ฮีเลียม-นีออนได้ และมีล่าแสงเลเซอร์ออกมา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ABSTRACT

Special Project Title	High voltage power supply for Helium - Neon Laser
Name	Mr.Chatchavarn Thaiuboon Mr.Surakait Uttamachai
Special Project Advisor	Dr.Aree Wichainchai Mr.Wichit Sirichort
Department	Applied Physics
Acadamic Year	1992

Abstract

Switching power supply is power supply using high frequency switching principle. PWM control circuit generates high frequency signal to drive power transistor of converter circuit. Then we obtain high frequency 25 KHz , low voltage AC 12 volts is transferred by the step-up high frequency transformer. High voltage AC 500 volts is rectified by the output rectifier , to DC output high voltage , and feedback to PWM control circuit to control output current (5.1 mA). Then through multiplier circuit for step -up voltage to 4 kilovolts . Helium - Neon Laser was operated.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

ขอขอบพระคุณอาจารย์ทุกท่านที่ได้ให้คำแนะนำต่าง ๆ ในการทำงานโครงงานพิเศษนี้ ซึ่งคำแนะนำต่าง ๆ ที่ได้รับเป็นประโยชน์ต่อโครงงานพิเศษนี้ และขอขอบคุณคณะกรรมการ ที่กรุณาช่วยตรวจทานแก้ไขข้อบกพร่องของรายงานฉบับนี้ให้ถูกต้องยิ่งขึ้น

ขอบคุณอาจารย์วิชิต ศิริโชติ ที่ให้คำแนะนำและช่วยเหลืออย่างมากในหลาย ๆ ด้าน

ขอบคุณอาจารย์อารีย์ วิเชียรฉาย ที่ให้คำแนะนำในแนวทางการทำรายงานและการหาข้อมูล

และขอขอบคุณเป็นพิเศษโดยเฉพาะ คุณธานี และคุณรงค์ แสงแก้ว ที่ช่วยในการแก้ปัญหาที่เกิดขึ้นในการทำโครงงานพิเศษนี้

ขอขอบคุณเพื่อนทุกคนที่ให้กำลังใจและเอื้อเฟื้ออุปกรณ์ที่จำเป็นแก่การทำโครงงานพิเศษนี้

ขอบคุณเป็นอย่างสูง

ชัชวาลย์ ไทยอุบุญ

สุรเกียรติ อุตตมชัย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อไทย	ก
บทคัดย่ออังกฤษ	ข
กิตติกรรมประกาศ	ค
สารบัญ	ง
สารบัญรูป	จ
สารบัญตาราง	ฉ
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 ทฤษฎีความรู้เบื้องต้น	4
2.1 ทรานซิสเตอร์	4
2.1.1 โครงสร้างของทรานซิสเตอร์แบบสองรอยต่อ	4
2.1.2 สวิตชิ่งทรานซิสเตอร์ในทางอุดมคติ	6
2.1.3 สวิตช์ทรานซิสเตอร์ที่ใช้งาน	9
2.1.4 การเปิด-ปิด สวิตช์ทรานซิสเตอร์ในทางอุดมคติ	11
2.1.5 การวิเคราะห์วงจรสวิตช์	11
2.1.6 การเปิด-ปิด สวิตช์ทรานซิสเตอร์ในทางปฏิบัติ	13
2.1.7 ทรานซิสเตอร์สวิตช์เมื่อโหลดเป็นตัวเหนี่ยวนำ	18
2.2 หม้อแปลงกำลังความถี่สูง	19
2.2.1 ทฤษฎีแม่เหล็กไฟฟ้า	21
2.2.2 ฮีสเทอร์เรซิสหลูป	23
2.2.3 ทฤษฎีหม้อแปลง	26
2.2.4 การสูญเสียในแกนเหล็ก	30
2.3 เรคติไฟเออร์	30
2.4 หลักการเบื้องต้นของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิง	34
2.4.1 ดีซีทูดีซีคอนเวอร์เตอร์	36

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หน้า

2.4.2 เทคนิคการแยกระบบรักษาแรงดันคงที่แบบสวิตชิ่ง 42

2.4.3 การมอดูเลตความกว้างของพัลส์ 44

บทที่ 3 การวิจัยและการดำเนินการ 51

3.1 ส่วนจ่ายไฟกระแสตรง 52

3.2 อินเวอร์เตอร์ความถี่สูง 53

3.2.1 ขั้นตอนการออกแบบหม้อแปลง 54

3.3 ส่วนควบคุม 56

3.4 ส่วนเอาท์พุทแรงดันสูง 59

3.4.1 วงจรเพิ่มแรงดันสองเท่าแบบฟูลเวฟ 59

3.4.2 วงจรทวีแรงดันสี่เท่าแบบฮาล์ฟเวฟ 60

3.5 การทำงานของวงจรรวม 61

บทที่ 4 ผลการวิจัยและวิจารณ์ 64

4.1 ส่วนแหล่งจ่ายไฟกระแสตรงแรงดันต่ำ 64

4.2 ส่วนควบคุม 64

4.3 ส่วนทำงานสวิตช์ 67

4.4 ผลการทดลองประสิทธิภาพของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย 70

บทที่ 5 สรุปผลการวิจัย 75

ภาคผนวก ก (วงจรขจัดการอิ่มตัวของทรานซิสเตอร์)

ภาคผนวก ข (เครื่องประจุแบตเตอรีนิเกิลแคดเมียม)

ภาคผนวก ค

หนังสืออ้างอิง

ประวัติผู้เขียน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

	หน้า
รูปที่ 2.1(ก) แผนภาพโครงสร้างทรานซิสเตอร์แบบ BJT	6
รูปที่ 2.1(ข) สัญญลักษณ์ของทรานซิสเตอร์	6
รูปที่ 2.2 แสดงการทำงานเป็นสวิตช์ของทรานซิสเตอร์	7
รูปที่ 2.3 กราฟแสดงคุณสมบัติของทรานซิสเตอร์ที่ใช้สวิตช์	10
รูปที่ 2.4 แสดงคุณสมบัติการทำงานของทรานซิสเตอร์ทางอุดมคติ	12
รูปที่ 2.5 แสดงคุณสมบัติการทำงานของทรานซิสเตอร์ทางปฏิบัติ	15
รูปที่ 2.6 แสดงรูปคลื่นเปรียบเทียบคุณสมบัติทรานซิสเตอร์ที่ใช้สวิตช์	15
รูปที่ 2.7 แสดงวงจรเสมือนของวงจรสวิตช์	16
รูปที่ 2.8 แสดงรูปแบบคลื่นสมบัติของช่วงเวลาตกเมื่อใช้ทรานซิสเตอร์ สวิตช์โหลดที่เป็นตัวเหนี่ยวนำ	19
รูปที่ 2.9 แสดงฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดจากการผ่านกระแสเข้าขดลวด	21
รูปที่ 2.10 การวางแท่งวัสดุที่เป็นแม่เหล็กตรงกลางทำให้เกิดฟลักซ์เพิ่มขึ้น	21
รูปที่ 2.11 แสดงฟลักซ์เมื่อใช้แกนปลายปิด	22
รูปที่ 2.12 แสดงคุณสมบัติของฮีสเทอร์เรซิสบนแกน B-H	23
รูปที่ 2.13 แสดงคุณสมบัติของฮีสเทอร์เรซิสบนแกน B-H เมื่อใช้แกนมีช่อง	25
รูปที่ 2.14 แสดงลักษณะการเป็นแม่เหล็กในช่วงเป็นเส้นตรงและอิ่มตัว	25
รูปที่ 2.15 แสดงหม้อแปลงแบบสองขด	26
รูปที่ 2.16 เรคติไฟเออร์	31
รูปที่ 2.17 แสดงแรงดันตกคร่อมขณะไบแอสตรงที่ระดับกระแสต่าง ๆ	34
รูปที่ 2.18 บล็อกไดอะแกรมแสดงการทำงานแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิง	35
รูปที่ 2.19 หลักการของคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็ค	37
รูปที่ 2.20 หลักการของคอนเวอร์เตอร์แบบฟอร์เวิร์ด	37
รูปที่ 2.21 วงจรพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์แบบพุช-พูล	37

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หน้า

รูปที่ 2.22 วงจรพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็คชนิดแบ่งแยก 41

รูปที่ 2.23(ก) แสดงการแยกด้วยหม้อแปลง 42

รูปที่ 2.23(ข) แสดงการแยกด้วยอุปกรณ์ทางแสง 43

รูปที่ 2.24 แสดงคลื่น PWM แบบสองระดับ 45

รูปที่ 2.24 แสดงคลื่น PWM แบบสามระดับ 45

รูปที่ 2.26 ตัวอย่างการสร้างรูปคลื่น PWM โดยการใช้วงจรเปรียบเทียบ 46

รูปที่ 2.27 แสดงการมอดูเลตความกว้างของพัลส์ 47

รูปที่ 2.28 แผนภาพบล็อกของวงจรคงค่าแรงดันแบบสวิตชิง 48

รูปที่ 2.29 วงจรอย่างง่ายที่มีการควบคุมการสวิตช์ 48

รูปที่ 3.1 แผนผังส่วนการทำงานของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิง 51

รูปที่ 3.2 แสดงวงจรภาคเรียงกระแสเข้า 52

รูปที่ 3.3 วงจรส่วนควบคุมความกว้างของพัลส์ 58

รูปที่ 3.4 วงจรเพิ่มแรงดันสองเท่าแบบฟูลเวฟ 59

รูปที่ 3.5 แสดงรูปคลื่นที่ถูกเรคติไฟของการเพิ่มศักดาเป็นสองเท่า 59

รูปที่ 3.6 วงจรเพิ่มแรงดันสี่เท่าแบบฮาล์ฟเวฟ 61

รูปที่ 3.7 แสดงวงจรรวมของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิง 63

รูปที่ 4.1 กราฟแสดงการเปลี่ยนแปลงความถี่เมื่อเปลี่ยนความต้านทาน R_T 65

รูปที่ 4.2 กราฟแสดงการเปลี่ยนแปลงความถี่เมื่อเปลี่ยนค่าตัวเก็บประจุ 66

รูปที่ 4.3 แสดงการวัดแรงดันที่เปลี่ยนแปลงเมื่อเปลี่ยนความถี่ 68

รูปที่ 4.4 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างความถี่กับแรงดันเมื่อต่อหม้อแปลง 69

รูปที่ 4.5 กราฟการเปลี่ยนแปลงของแรงดันเอาท์พุทเมื่อเทียบกับเวลา 71

รูปผนวก ก แสดงวงจรป้องกันการอิ่มตัวของทรานซิสเตอร์

รูปผนวก ข1 กราฟแสดงการคายประจุของเซลเปรียบเทียบระหว่างเซลแห้งธรรมดากับเซลแบบนิแคด

รูปผนวก ข2 รูปแสดงการประจุเซลแบบนิแคด โดยวิธีง่าย ๆ

รูปผนวก ข3 แสดงวงจรที่ใช้การประจุแบบกระแสและแรงดันคงที่

เอกสารนี้มีลิขสิทธิ์ สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

หน้า

ตารางที่ 2.1 สภาวะที่เกิดจากการไบแอสรอยต่ออิมิตเตอร์และคอลเลคเตอร์ 5

ตารางที่ 2.2 แสดงแกนเฟอร์ไรต์ของบริษัทต่าง ๆ 28

ตารางที่ 2.3 แสดงแผ่นข้อมูลที่ใช้พันหม้อแปลง 29

ตารางที่ 2.4 แสดงการเปรียบเทียบความแตกต่างของเรคติไฟเออร์ 32

ตารางที่ 3.1 แสดงขนาดและกำลังของแกนแต่ละรุ่น 55

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1
บทนำ

แหล่งจ่ายไฟแรงดันสูงแบบสวิตชิง

ในปัจจุบันเทคโนโลยีต่าง ๆ ได้พัฒนาก้าวหน้าไปกว่าแต่ก่อนมาก โดยเฉพาะด้านอิเลคทรอนิกส์การพัฒนาในด้านต่าง ๆ ล้วนมีจุดประสงค์หลักคือ ทำให้มีขนาดกระทัดรัดเล็กลง น้ำหนักเบาและราคาถูกในขณะที่ประสิทธิภาพสูงขึ้น ซึ่งรวมไปถึงการพัฒนาเพาเวอร์ซัพพลายด้วย จากยุคของลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลายก็มาถึงยุคของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย เพื่อรองรับเทคโนโลยีใหม่ทางด้านอิเลคทรอนิกส์ ซึ่งเป็นเทคโนโลยีที่น่าสนใจในการที่จะนำไปศึกษา

ดังนั้นในโครงงานพิเศษนี้จะเป็นการศึกษาเกี่ยวกับแหล่งจ่ายไฟแรงดันสูงแบบสวิตชิง ที่มีแรงดันไฟขาเข้าต่ำประมาณ 12 โวลต์ และทำการเปลี่ยนเป็นแรงดันไฟขาออกสูงประมาณ 1 กิโลโวลต์

ซึ่งจะแตกต่างไปจากแหล่งจ่ายไฟแบบลิเนียร์ ที่ประกอบไปด้วยหม้อแปลงความถี่ต่ำ ซึ่งทำหน้าที่เปลี่ยนไฟสลับแรงดันสูงให้มีแรงดันต่ำลง หรือเปลี่ยนให้มีแรงดันสูงขึ้นตามต้องการ จากนั้นส่งต่อเข้าวงจรเรกติไฟร์และฟิลเตอร์ ขั้นสุดท้ายก็จะผ่านวงจรเรกูเลเตอร์ เพื่อรักษาเสถียรภาพของแรงดัน ส่วนแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิงนั้น ไม่ต้องใช้หม้อแปลงกำลังไฟสลับแรงดันสูง จะต่อเข้ากับวงจรเรกติไฟร์และฟิลเตอร์ เพื่อแปลงกลับเป็นไฟสลับความถี่สูง แรงดันไฟสลับนี้จะผ่านวงจรเรกติไฟร์ และฟิลเตอร์ จะสะสมพลังงานไว้ในตัวเก็บประจุทางเอาต์พุตพร้อมใช้งาน นอกจากนี้ยังสามารถที่จะควบคุมและจำกัดกระแสได้ง่ายโดยผ่านวงจรควบคุม ที่กล่าวมาข้างต้นเป็นข้อแตกต่างเล็กน้อยระหว่างแหล่งจ่ายไฟแบบลิเนียร์กับแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิง

โดยโครงงานพิเศษนี้ให้ชื่อว่า *แหล่งจ่ายไฟแรงดันสูงสำหรับฮีเลียม-นีออนเลเซอร์ (HIGH VOLTAGE POWER SUPPLY FOR HELIUM-NEON LASER)*

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปัญหาใหญ่เลย ในการทำแหล่งจ่ายไฟแรงดันสูงแบบสวิตชิงที่มีความถี่สูง ๆ นั้น คือหาหม้อแปลงความถี่สูงให้ได้ตามสเปคนั้นทำได้ยากเหลือเกิน หม้อแปลงไฟฟ้าที่ใช้เพิ่ม หรือลดแรงดันไฟสลับ โดยทั่วไปแล้ววิธีการออกแบบไม่ยุ่งยากเหมือนกับหม้อแปลงที่ใช้กับแหล่งจ่ายแบบสวิตชิง เนื่องจากแหล่งจ่ายไฟแบบหลังนี้มีรูปคลื่นเป็นสี่เหลี่ยมมีความถี่สูงถึง 25 กิโลเฮิร์ตซ์ หรือกว่าและยังให้กำลังไฟสูงด้วย สำหรับสิ่งที่จะกล่าวในบทต่อไปเป็นทฤษฎีเบื้องต้นของหม้อแปลง และวิธีการออกแบบหม้อแปลงสำหรับแหล่งจ่ายแบบสวิตชิง

หม้อแปลงใช้หลักการของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าในการส่งผ่านพลังงาน จึงควรทำความเข้าใจเรื่องแม่เหล็กไฟฟ้าโดยเบื้องต้น

<u>ข้อดีของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิง</u>

ข้อแรก ในเรกูเลเตอร์แบบลิเนียร์ไม่ว่าจะเป็นแบบอนุกรมหรือแบบขนานจะน่ากระแสตลอดเวลาทำงาน กำลังสูญเสียที่อยู่ในรูปความร้อนจึงมีมาก ทำให้ประสิทธิภาพต่ำประมาณ 40 % ถึง 50 % ส่วนเรกูเลเตอร์แบบสวิตชิงหรือที่เรียกว่า ดีซีทูดีซีคอนเวอร์เตอร์นั้น อุปกรณ์จะไม่น่ากระแสตลอด จะทำงานในลักษณะสวิตช์คือ ทำงานในช่วงอิ่มตัว และคัตออฟ อุปกรณ์สวิตชิงพวกนี้จะมีแรงดันตกคร่อมตัวมันน้อยมาก จึงมีกำลังงานสูญเสียต่ำมากประสิทธิภาพจึงสูงประมาณ 60 % ถึง 90 % ซึ่งมากกว่าเรกูเลเตอร์แบบลิเนียร์

ข้อสอง ด้วยเหตุที่แหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิงทำงานที่ความถี่สูงหม้อแปลง, โช้ค และตัวเก็บประจุที่ใช้จึงมีขนาดเล็กน้ำหนักเบา เมื่อเทียบกับแหล่งจ่ายไฟตรงแบบลิเนียร์ โดยมีค่าสั่งออกเท่ากัน

<u>ข้อเสียของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิง</u>

แหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิงมีความซับซ้อนกว่าแบบลิเนียรมาก ทำให้การทำความเข้าใจค่อนข้างยาก ทั้งออกแบบและซ่อม นอกจากนี้แหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิงยังเป็นตัวสร้างสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าและความถี่วิทยุ (EMI/RFI) มีความถี่ของการรบกวนอยู่ในช่วง 10 kHz ถึง 30 kHz เกิดจากการสวิตช์ในภาคอิน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ในเชิงพาณิชย์ ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เวอร์เตอร์ ขณะทำการเปลี่ยนไฟตรงแรงดันสูงเป็นพัลส์สี่เหลี่ยมแรงดันสูง ซึ่งการเปลี่ยนแปลงแรงดันอย่างรวดเร็วนี้ จะเป็นรูปแบบของฮาร์โมนิกความถี่สูงอย่างโดดเด่น และความถี่เหล่านี้สามารถรบกวนการทำงานของเครื่องใช้ไฟฟ้าต่าง ๆ ได้

1.1 วัตถุประสงค์ในการทำโครงงานพิเศษ

(1) เพื่อศึกษาแหล่งจ่ายไฟตรงแรงดันสูงแบบสวิตชิง

(2) เพื่อศึกษาหม้อแปลงความถี่สูง

(3) เพื่อนำสามารถนำไปเป็นแหล่งจ่ายไฟให้กับหลอดเลเซอร์ได้

1.2 ขั้นตอนการดำเนินงาน

(1) ศึกษาการทำงานของ IC PWM และวงจรสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย

(2) ศึกษาการทำงานของสวิตช์ทรานซิสเตอร์

(3) ศึกษาคุณสมบัติของหม้อแปลงความถี่สูง

(4) ศึกษาการทำหม้อแปลงความถี่สูง

(5) ทดสอบวงจรพัลส์วิดมอดูเลชั่น

(6) ทดสอบวงจรเมื่อต่อภาคเอาท์พุทแรงดันสูง

(7) ทดสอบกับหลอดเลเซอร์

1.3 ประโยชน์ที่ได้รับจากการทำโครงงานพิเศษ

(1) เข้าใจเพิ่มเติมถึงระบบของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิง

(2) เป็นประสบการณ์ในด้านการค้นคว้า

(3) เข้าใจถึงปัญหาในการทำโครงงานพิเศษ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2
ทฤษฎีความรู้เบื้องต้น

2.1 ทรานซิสเตอร์

ก่อนที่จะนำไปสู่หลักการของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย จะขอกล่าวถึงคุณสมบัติของทรานซิสเตอร์และสภาวะการทำงานของทรานซิสเตอร์ ที่ใช้ในการสวิตชิ่ง เป็นความรู้พื้นฐานที่สำคัญในการทำแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่ง ซึ่งเป็นส่วนประกอบที่สำคัญในการสร้างพัลซ์

2.1.1 โครงสร้างของทรานซิสเตอร์แบบสองรอยต่อ ขบวนการสร้าง BJT อาจทำได้หลายแบบแตกต่างกันไป แต่โครงสร้างทั่วไปของแต่ละแบบเป็นเช่นเดียวกัน กล่าวคือประกอบด้วยสารกึ่งตัวนำชั้นบาง ๆ ที่ได้รับการโด๊ปชนิดหนึ่งอยู่ตรงกลาง และมีสารกึ่งตัวนำอีกสองชนิดประกบอยู่ ซึ่งสารทั้งสองชั้นนี้ถูกโด๊ปเป็นชนิดตรงข้ามกับชั้นกลาง ดังนั้นทรานซิสเตอร์ BJT แบ่งได้เป็น 2 ชนิดคือ

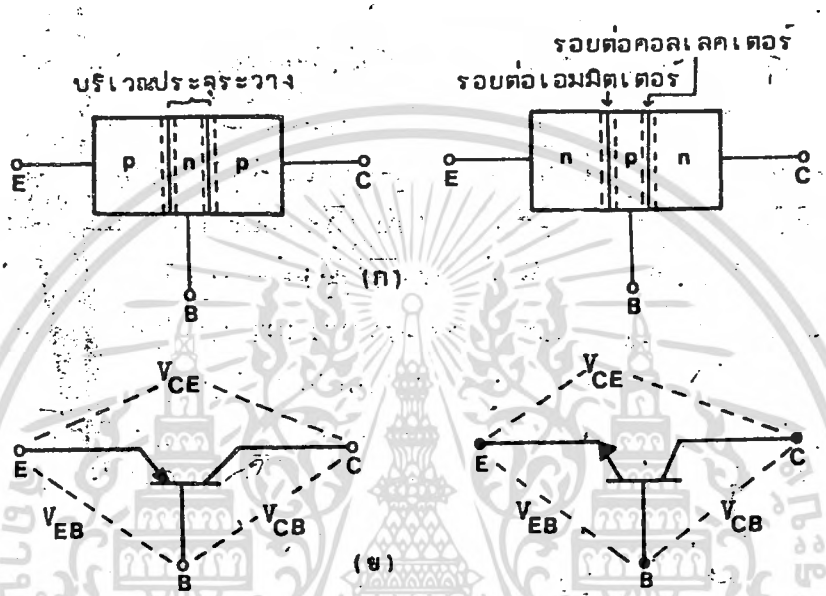
(1) ทรานซิสเตอร์ พีเอ็นพี (pnp) มีสารกึ่งตัวนำชนิด n เป็นชั้นกลางอีกสองชั้นที่ประกบเป็นสารกึ่งตัวนำชนิด p

(2) ทรานซิสเตอร์ เอ็นพีเอ็น (npn) มีส่วนประกอบตรงข้ามกับชนิดแรก

สารกึ่งตัวนำชั้นกลางเรียกเป็นเบส (base) และอีกสองชั้นที่ประกบเรียกชื่อเป็นอิมิตเตอร์ (emitter) และคอลเลคเตอร์ (collector) ซึ่งเป็นสารกึ่งตัวนำชนิด n หรือ p เหมือนกันทั้งอิมิตเตอร์และคอลเลคเตอร์ ต่างกันที่การโด๊ป ซึ่งมีผลทำให้สภาพการนำไฟฟ้าของทั้งสองส่วนนั้นต่างกัน รูป 2.1(ก) แสดงแผนภาพของทรานซิสเตอร์ทั้งสองแบบ แต่ตามความเป็นจริงแล้วบริเวณเบสจะบางมาก ที่รอยต่อเข็บทั้งสองของสารกึ่งตัวนำ จะเกิดมีบริเวณประจุระวาง (space-charge region) หรือเรียกเป็นบริเวณดีเพลชัน (depletion)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรลัด (short circuit) และในสภาวะคัตออฟ (cutoff) จะเป็นวงจรเปิด (open circuit) ลักษณะเช่นนี้ จึงถูกนำไปใช้ในวงจรปิดเปิด (switching circuit)



รูป 2.1 (ก) แผนภาพโครงสร้างทรานซิสเตอร์แบบ BJT มีสองรอยต่อของสารกึ่งตัวนำ

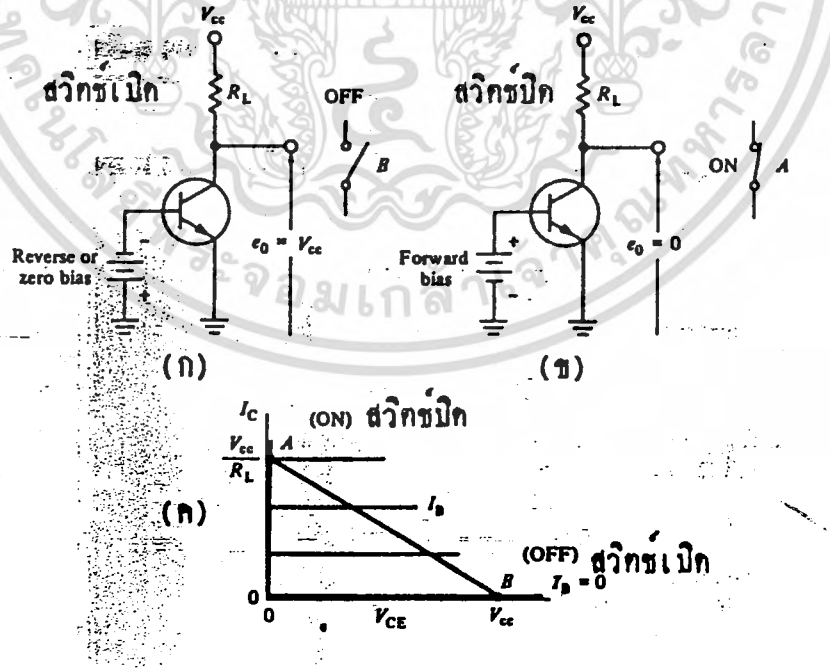
(ข) สัญญลักษณ์ของทรานซิสเตอร์ที่ใช้ในวงจรไฟฟ้า

2.1.2 สวิตช์ทรานซิสเตอร์ในทางอุดมคติ

ทรานซิสเตอร์สามารถนำมาใช้แทนสวิตช์ได้ กล่าวคือ ขณะที่ทรานซิสเตอร์อยู่ในภาวะที่ไม่ทำงาน (ได้รับแรงดันไบแอสย้อนกลับ) ซึ่งจะไม่ยอมให้กระแสไหลผ่านนั้น ทรานซิสเตอร์ก็คล้ายกับเป็นสวิตช์ซึ่งเปิดออกดังรูปที่ 2.2 (ก) ในภาวะนี้จะตรงกับตำแหน่ง B ในกราฟคุณสมบัติความสัมพันธ์ระหว่างกระแส และแรงดันของทรานซิสเตอร์ ดังแสดงในรูป 2.2 (ค) ภาวะนี้เกิดขึ้นได้เนื่องจากรอยต่อ

เอกสารนี้มีลิขสิทธิ์ ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ระหว่างอิมิตเตอร์ และเบสของทรานซิสเตอร์ ได้รับแรงดันไบแอสย้อนกลับจากภายนอก ทำให้กระแสคอลเลคเตอร์มีค่าเป็นศูนย์ (ไม่มีกระแสไหลผ่านทรานซิสเตอร์) แต่เมื่อรอยต่อระหว่างอิมิตเตอร์ และเบสของทรานซิสเตอร์ได้รับแรงดันไบแอสตรงแล้ว จะทำให้ทรานซิสเตอร์ทำงานได้ กล่าวคือยอมให้กระแสผ่านได้ และถ้าหากขนาดของแรงดันไบแอสนี้ มีค่ามากพอทรานซิสเตอร์ก็จะยอมให้กระแสไหลผ่านได้มากขึ้น กระทั่งอยู่ในภาวะอิ่มตัวดังแสดง ในรูปที่ 2.2 (ข) นั่นคือ กระแสคอลเลคเตอร์ จะถูกกำหนดได้ด้วย ขนาดค่าความต้านทานภายนอก R_L เนื่องจากในภาวะนี้ ค่าความต้านทานของทรานซิสเตอร์มีค่าเป็นศูนย์ (หรือน้อยมากกระทั่งพิจารณาได้ว่าเป็นศูนย์) ดังนั้นแรงดันที่ตกคร่อมทรานซิสเตอร์จากคอลเลคเตอร์ถึงอิมิตเตอร์ก็จะมีค่าเท่ากับศูนย์ด้วย และจะไม่ขึ้นอยู่กับ กระแสคอลเลคเตอร์ ดังนั้นทรานซิสเตอร์ จึงแสดงตัวคล้ายกับเป็นสวิตช์ที่ปิด เพื่อให้กระแสไหลผ่านได้ ดังแสดงในรูป 2.2 (ข) และในภาวะนี้จะตรงกับตำแหน่ง A ในกราฟคุณสมบัติของทรานซิสเตอร์ดังในรูป 2.2 (ค)



รูปที่ 2.2 แสดงการทำงานเป็นสวิตช์ในทางอุดมคติของทรานซิสเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับในกรณีที่ทรานซิสเตอร์ (ประเภทรอยต่อ) ถูกต่ออยู่ในวงจรลักษณะอิมิตเตอร์ร่วม (common emitter) กระแสเบส I_B จะทำหน้าที่ควบคุมขนาดของกระแสคอลเลคเตอร์ I_C ทั้งนี้โดย ที่ $I_C = \beta I_B$ (β : อัตราการขยายของทรานซิสเตอร์นี้) ดังนั้นในทางอุดมคติอาจกล่าวได้ว่ากระแสเบสขนาดเล็กน้อย อาจควบคุมให้ได้กระแสคอลเลคเตอร์จำนวนมากได้ ขนาดของกระแสเบสกำหนดได้โดยแรงดันที่ตกคร่อมรอยต่อระหว่างอิมิตเตอร์และเบส เมื่อแรงดันอินพุทมีค่าเป็นศูนย์ หรือทำให้รอยต่อระหว่างอิมิตเตอร์และเบสอยู่ในลักษณะย้อนกลับ (reverse biased) กระแสคอลเลคเตอร์ I_C จะมีค่าเป็นศูนย์ และเมื่อแรงดันอินพุททำให้รอยต่อระหว่างอิมิตเตอร์ และเบสอยู่ในลักษณะไบแอสตรง (forward biased) (จะต้องมีค่าราว 0.7 โวลต์ สำหรับทรานซิสเตอร์ที่ทำจากซิลิกอน) แล้วทรานซิสเตอร์จะทำงานอยู่ในภาวะอิ่มตัว (saturation) ดังนั้นการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุทเพียงเล็กน้อย (จาก 0 - 0.7 โวลต์ ในซิลิกอนทรานซิสเตอร์) จะมีผลทำให้กระแสคอลเลคเตอร์ที่เอาท์พุท มีการเปลี่ยนแปลงอย่างมากมายได้

จากรูปที่ 2.2 (ค) ที่จุด A บนเส้นโหลด (load line) กระแสคอลเลคเตอร์จะมีค่าสูง โดยที่แรงดันที่ตกคร่อมระหว่างคอลเลคเตอร์ และอิมิเตอร์มีค่าเป็นศูนย์ ดังนั้นจึงไม่มีการสูญเสียกำลังงานใด ๆ ในทรานซิสเตอร์เลย และเมื่อพิจารณาที่จุด B บนเส้นโหลด จะเห็นว่ากระแสคอลเลคเตอร์มีค่าเป็นศูนย์ แต่แรงดันระหว่างคอลเลคเตอร์ และอิมิตเตอร์ มีค่าเท่ากับ V_{cc} ดังนั้นจึงไม่มีการสูญเสียกำลังงานใด ๆ ในทรานซิสเตอร์อีกเช่นเดียวกัน ซึ่งสำหรับทรานซิสเตอร์ในอุดมคติ เมื่อมีกระแสไหลผ่านทรานซิสเตอร์กำลังงานส่วนใหญ่ จะปรากฏที่โหลด R_L และทรานซิสเตอร์จะมีการสูญเสียกำลังเพียงเล็กน้อย และกำลังงานจะสูญเสียที่ทรานซิสเตอร์ เฉพาะช่วงของการเปลี่ยนแปลงภาวะการทำงาน ของทรานซิสเตอร์ จากลักษณะของสวิตช์ปิด (ON) ไปเป็นลักษณะของสวิตช์เปิด (OFF) เท่านั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1.3 สวิตช์ทรานซิสเตอร์ที่ใช้งาน

รูปที่ 2.3 เป็นรูปที่แสดงคุณสมบัติลักษณะความสัมพันธ์ระหว่างกระแสและแรงดัน ของทรานซิสเตอร์ที่ใช้งานจริง ๆ ในวงจรแบบอิมิตเตอร์ร่วม ซึ่งจะเห็นได้ว่า แตกต่างจากคุณสมบัติของทรานซิสเตอร์ในทางอุดมคติ กล่าวคือพื้นที่ส่วนที่ I แสดงย่านที่ทรานซิสเตอร์ทำงานอยู่ในภาวะอิ่มตัว (Saturation region) ซึ่งในย่านนี้ทั้งรอยต่อระหว่างอิมิเตอร์กับเบส และคอลเลคเตอร์กับเบสจะได้รับแรงดันไบแอสตรง ในพื้นที่ส่วนที่ II แสดงย่านที่ทรานซิสเตอร์ทำงานอยู่ในภาวะแอคทีฟ (active region) ซึ่งเป็นย่านการทำงานของทรานซิสเตอร์ในวงจรขยายสัญญาณ ซึ่งรอยต่อระหว่างอิมิตเตอร์กับเบส จะได้รับแรงดันไบแอสตรง แต่รอยต่อระหว่างคอลเลคเตอร์กับเบสจะได้รับแรงดันไบแอสย้อนกลับ ในส่วนที่ III แสดงย่านคัตออฟ (cut off region) ของทรานซิสเตอร์ในย่านนี้รอยต่อระหว่างอิมิตเตอร์กับเบส และคอลเลคเตอร์กับเบส จะได้รับแรงดันไบแอสย้อนกลับ

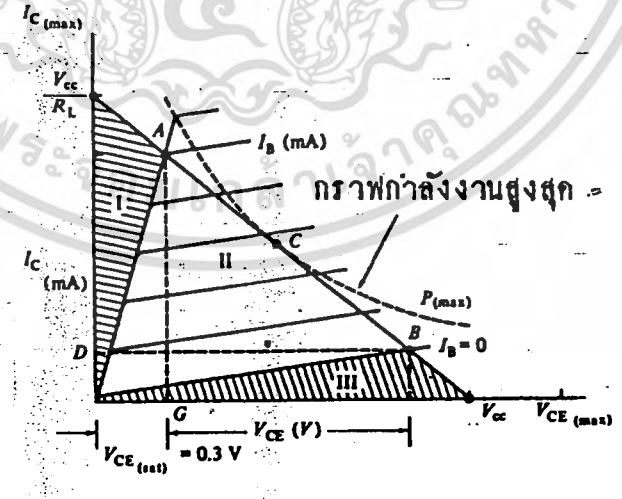
นอกจากนี้เส้นกราฟ ซึ่งแสดงค่ากำลังงานสูงสุดที่จะสูญเสียในทรานซิสเตอร์ได้ (maximum power dissipation) ดังแสดงในรูปที่ 2.3 และเขียนแทนด้วน P_{max} นั้นก็คือ ค่าสูงสุดของกำลังงานที่ทรานซิสเตอร์จะทนได้ ซึ่งก็คือ ผลคูณของแรงดันสูงสุดระหว่างคอลเลคเตอร์ และอิมิตเตอร์ $V_{CE\ max}$ ที่ทรานซิสเตอร์จะทนได้ กับค่ากระแสสูงสุดของคอลเลคเตอร์ $I_{C\ max}$ ที่สามารถไหลผ่านทรานซิสเตอร์ได้ ทรานซิสเตอร์ซึ่งถูกนำไปใช้งานใด ๆ ก็ตาม เช่น เป็นตัวขยายสัญญาณหรือทำหน้าที่สวิตช์ ค่าของกระแสหรือแรงดัน หรือกำลังงานที่ทรานซิสเตอร์ได้รับ จะต้องมีค่าไม่เกินกว่าค่าสูงสุดเหล่านี้

ในรูปที่ 2.3 ซึ่งเป็นกราฟความสัมพันธ์ของกระแส และแรงดันของทรานซิสเตอร์ที่ใช้งานจริง และถูกต่ออยู่ในวงจรแบบอิมิตเตอร์ร่วม จะเห็นว่าที่จุด A บนเส้นโหลด แรงดันระหว่างคอลเลคเตอร์และอิมิตเตอร์ (V_{CE}) จะไม่เป็นศูนย์เหมือนในรูปที่ 2.2 แต่จะมีค่าราว 0.3 โวลต์ แรงดันนี้เรียกว่า " แรงดันตกคร่อมคอลเลคเตอร์ และอิมิตเตอร์ในภาวะอิ่มตัว " (collector-emitter voltage at saturation) และเขียนแทนด้วย $V_{CE\ sat}$ สำหรับซิลิกอนทราน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ชิสเตอร์ค่า $V_{CE\ sat}$ มีค่าราว 0.3 โวลต์ ซึ่งค่าที่แท้จริงของทรานชิสเตอร์แต่ละตัวนั้น จะขึ้นอยู่กับ กระแสคอลเลคเตอร์และอาจมีค่าอยู่ในช่วง 0.1-0.5 โวลต์ ถึงแม้ว่ากระแสเบสซึ่งเป็นกระแสอินพุทจะมีค่าเป็นศูนย์ก็ตาม แต่กระแสคอลเลคเตอร์หรือกระแสเอาท์พุทจะไม่เป็นศูนย์ กระแสคอลเลคเตอร์ดังกล่าวนี้เกิดขึ้นจากกระแสอิ่มตัวย้อนกลับของรอยต่อคอลเลคเตอร์ซึ่งเขียนแทนด้วย I_{CBO}

กระแสคอลเลคเตอร์ ซึ่งไหลขณะที่อิมิตเตอร์ถูกเปิดวงจรออก และรอยต่อระหว่างคอลเลคเตอร์กับเบส ได้รับแรงดันไบแอสย้อนกลับนี้เราเรียกว่า "กระแสย้อนกลับของรอยต่อคอลเลคเตอร์" (reverse collector - Saturation current) เขียนแทนด้วย I_{co} หรือ I_{CBO} กระแสนี้จะประกอบด้วยกระแสย่อยสองส่วนคือ กระแสรั่วที่เกิดบริเวณรอบ ๆ รอยต่อคอลเลคเตอร์ (ไม่ไหลผ่านรอยต่อ) และกระแสอิ่มตัว ซึ่งเกิดขึ้นเนื่องจากความร้อน สำหรับขนาดกระแสรั่วจะขึ้นอยู่กับแรงดันไบแอส ส่วนขนาดกระแสอิ่มตัวจะขึ้นอยู่กับอุณหภูมิเป็นส่วนใหญ่ ในทางปฏิบัติขนาดของกระแส I_{co} จะเพิ่มขึ้นเป็นสองเท่าทุก ๆ 10 องศาเซลเซียส ที่เพิ่มขึ้น



<u>รูปที่ 2.3</u> แสดงลักษณะคุณสมบัติความสัมพันธ์ระหว่างกระแส และแรงดันของทรานชิสเตอร์ที่ใช้งานจริง และถูกต่ออยู่ในวงจรแบบอิมิตเตอร์ร่วม

เอกสารนี้เป็นเอกสาร... ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในวงจรขณะที่ทรานซิสเตอร์ ถูกต่อแบบอิมิตเตอร์ร่วม และกระแสเบสมีค่า I_B กระแสคอลเลคเตอร์มีค่า I_C อัตราการขยายกระแสตรง ของทรานซิสเตอร์ในภาวะนี้เขียนแทนด้วย h_{FE}

$$\text{โดยที่} \quad h_{FE} = I_C / I_B$$

ในช่วงของการเปลี่ยนแปลงของกระแสเบส ΔI_B ทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงของกระแสคอลเลคเตอร์ ΔI_C อัตราส่วนนี้ จะแสดงอัตราการขยายกระแสสลับของทรานซิสเตอร์ ซึ่งเขียนแทนด้วย h_{fe} โดยที่

$$h_{fe} = \Delta I_C / \Delta I_B$$

ดังนั้นจะเห็นว่าค่าของ h_{FE} ที่ตำแหน่งของ I_C ค่าต่าง ๆ อาจมีค่าแตกต่างกันได้

2.1.4 การเปิด - ปิด สวิตช์ของทรานซิสเตอร์ในทางอุดมคติ

จากวงจรของทรานซิสเตอร์ในรูปที่ 2.2(ก) และ (ข) ซึ่งแสดงการทำงานของทรานซิสเตอร์คล้ายกับสวิตช์ซึ่งเปิดและปิดตามลำดับ ดังนั้นหากวงจรทางด้านอินพุท มีแหล่งจ่ายแรงดันสัญญาณพัลซ์สี่เหลี่ยมมุมฉาก (rectangular voltage pulse) ต่ออยู่แทนแบตเตอรี่ แล้วสัญญาณพัลซ์อินพุทดังแสดงในรูปที่ 2.4 (ก) นี้สามารถที่จะควบคุมให้ทรานซิสเตอร์ทำงานเป็นสวิตช์เปิดและปิดได้

2.1.5 การวิเคราะห์วงจรสวิตช์ของทรานซิสเตอร์ในทางอุดมคติ

วงจรสวิตช์ของทรานซิสเตอร์อย่างง่าย ๆ แสดงได้ในรูปที่ 2.4(ก) ถ้าหากต้องการให้ขนาดของพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของวงจรเป็นดังนี้

$$e_o = 20\ V_{peak}$$

$$e_{in} = 5\ V_{peak} \quad (0 \sim +5)$$

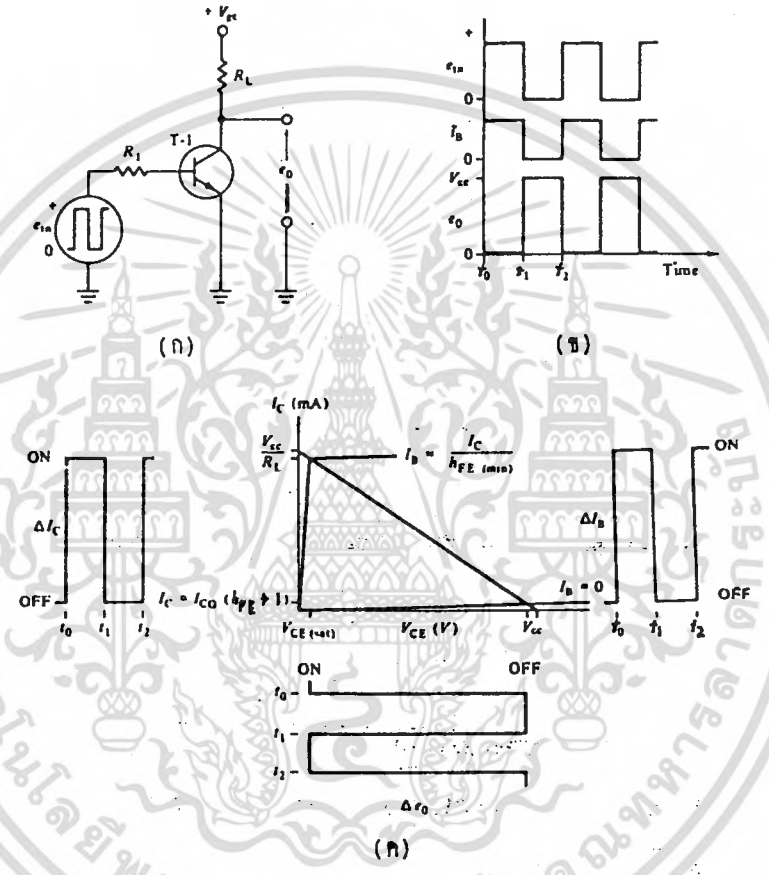
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

I_c = 20 mA

โดยสมมุติว่าทรานซิสเตอร์นี้เป็นแบบ ซิลิกอน NPN ซึ่งมีคุณสมบัติดังนี้

h_{FE} = 40

V_{BE} = 0 (ในทางอุดมคติ)



รูปที่ 2.4 แสดงคุณสมบัติการทำงานของทรานซิสเตอร์ ในวงจรสวิตช์ในทางอุดมคติ

$V_{CE\ sat}$ = 0 (ในทางอุดมคติ)

I_{CBO} = 0 (ในทางอุดมคติ)

การวิเคราะห์

เนื่องจากทรานซิสเตอร์ทำหน้าที่เป็นสวิตช์ ดังนั้นค่าของ V_{cc} จะเป็นตัวกำหนดขนาดของแรงดันที่เอาท์พุท ดังนั้นค่าของ V_{cc} จะต้องเป็น + 20 โวลต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้าหากค่าของกระแสคอลเลคเตอร์ I_c = 20 mA ในขณะที่ทรานซิสเตอร์ทำงานในภาวะอิ่มตัว ค่าของตัวความต้านทาน R_L จะต้องมีค่าดังนี้

$$R_L = V_{cc} / I_c = 20/20 \text{ mA} = 1 \text{ กิโลโอหม์}$$

ในภาวะอิ่มตัวกระแสคอลเลคเตอร์ I_c = 20 mA และ h_{FE} = 40 ดังนั้นกระแสเบสที่ทำให้ทรานซิสเตอร์อยู่ในภาวะอิ่มตัวก็คือ

$$I_B = I_c / h_{FE} = 20 \text{ mA} / 40 = 0.5 \text{ mA}$$

ดังนั้นที่เวลา t_0 แรงดันของสัญญาณอินพุท = +5 โวลต์ (ไบแอสตรง) จากกฎแรงดันของเคอร์ชอฟร์เมื่อพิจารณาวงจรทางด้านอินพุทจะได้ว่า

$$e_{in} = E_{R1} + V_{BE}$$

$$= I_B R_1 + V_{BE}$$

และถ้าหากสมมุติว่าเป็นทรานซิสเตอร์ในทางอุดมคติ V_{BE} = 0 โวลต์

ดังนั้น $e_{in} = I_B R_1$

หรือ $R_1 = e_{in}/I_B = 5/ 5.0 \text{ mA} = 10$ กิโลโอหม์

นั่นคือค่า V_{cc} = +20 โวลต์, R_L = 1 กิโลโอหม์ , R_1 = 10 กิโลโอหม์

เมื่อสัญญาณอินพุทมีค่า +5 โวลต์ ทรานซิสเตอร์จะทำงานในภาวะอิ่มตัว มีกระแสไหลเต็มที่ 20 mA ทรานซิสเตอร์จึงทำตัวคล้ายกับเป็นสวิตช์ปิด และเมื่อเวลา t_1 สัญญาณอินพุทจะเป็นศูนย์ ทรานซิสเตอร์จะไม่ทำงาน ขณะนี้จะไม่มีกระแสไหลผ่านทรานซิสเตอร์ ทำให้แรงดันที่เอาท์พุทมีค่าสูงสุด +20 โวลต์ ทรานซิสเตอร์จึงทำตัวคล้ายกับเป็น สวิตช์เปิด

2.1.6 การเปิด - ปิดสวิตช์ของทรานซิสเตอร์ในทางปฏิบัติ

จากการพิจารณาวงจรสวิตชิ่งดังแสดงรูปที่ 2.5 เมื่อพัลท์ทางอินพุทถูกป้อนเข้าไปในวงจร โดยทำให้รอยต่อระหว่างอิมิตเตอร์และเบส ได้รับแรงดันไบแอสตรงก็ตาม แต่ทรานซิสเตอร์ จะไม่สามารถทำงานได้อย่างทันทีทันใด แต่จะต้องใช้เวลาช่วงหนึ่ง ซึ่งเวลานี้เราเรียกว่า "ออนไทม์" (ON time) เขียนแทนด้วย t_{on} อีกนัยหนึ่งอาจนิยามได้ว่า **ช่วงเวลาออนไทม์** หมายถึง เวลาที่ใช้เพื่อให้ค่าของแรงดันที่คอลเลคเตอร์ ของทรานซิสเตอร์ เปลี่ยนแปลงไป 90 %

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ของแรงดัน V_{cc} ช่วงเวลา t_{on} นี้พิจารณาได้ว่าประกอบด้วยเวลาย่อยสองส่วนคือ

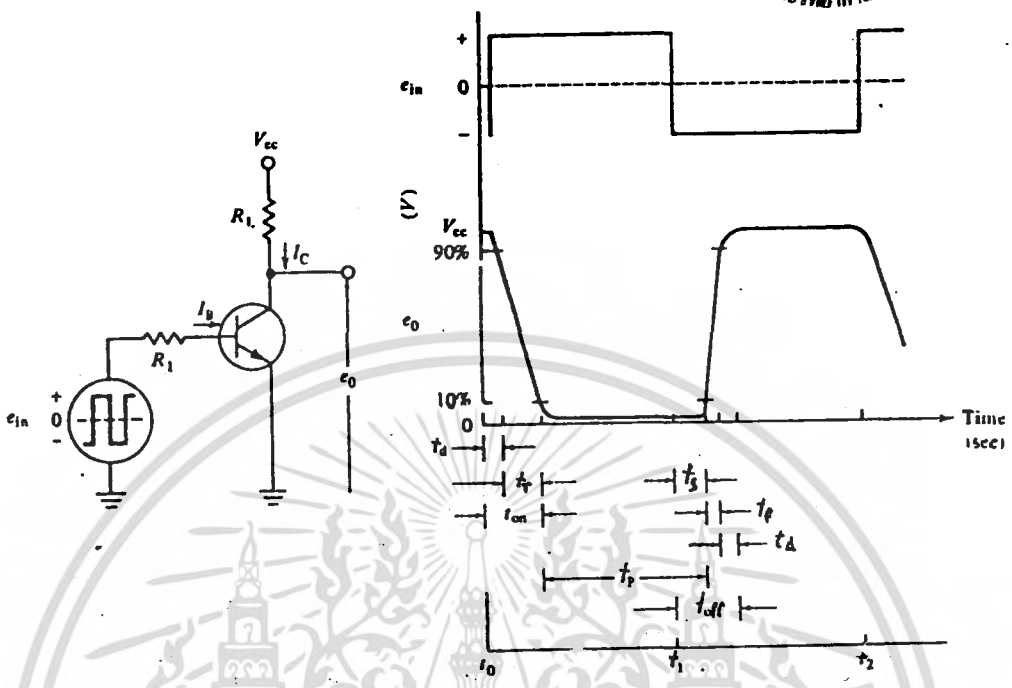
- ช่วงเวลาล่าช้า (delay time) ซึ่งเขียนแทนด้วย t_d
- ช่วงเวลาไต่ขึ้น (rise time) ซึ่งเขียนแทนด้วย t_r

ช่วงเวลาล่าช้า คือ ช่วงเวลาจากที่ขาเบสเริ่มขับกระแส I_B และทำให้แรงดันที่เอาท์พุทหรือ V_{CE} เปลี่ยนแปลงไป 10 % จากแรงดันค่าเริ่มแรกหรือ V_{cc}

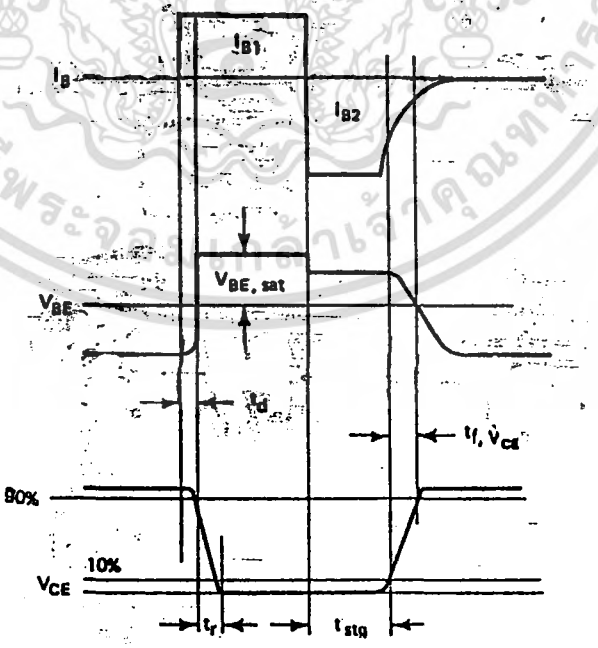
ช่วงเวลาไต่ขึ้น คือ ช่วงเวลาที่แรงดันเอาท์พุท หรือ V_{CE} เปลี่ยนแปลง โดยลดลงจาก 90 % ไปถึง 10 % ของแรงดันค่าเริ่มแรกหรือ V_{cc}

และเมื่อพิจารณาจากรูปที่ 2.7 ซึ่งเป็นรูปแสดงวงจรเสมือนของวงจรสวิตช์ในรูปที่ 2.5 จะเห็นว่า ที่เวลา t_{-o} แรงดันอินพุทจะมีค่าเป็นลบซึ่งทำให้รอยต่อระหว่างอิมิตเตอร์และเบส ได้รับแรงดันไบแอสย้อนกลับ ดังนั้นรอยต่อนี้จึงทำตัวคล้ายกับเป็นตัวความต้านทาน ที่มีค่าสูงต่อขนานอยู่กับตัวเก็บประจุไฟฟ้า ที่รอยต่อ (ดูรูปที่ 2.7(ก)) ดังนั้นในขณะนี้ตัวเก็บประจุที่รอยต่อจะทำการประจุผ่านตัวความต้านทาน R_1 ที่เวลา t_{+o} แรงดันอินพุทจะมีค่าเป็นบวกทำให้รอยต่ออิมิตเตอร์และเบสได้รับแรงดันไบแอสตรง ดังแสดงในรูปที่ 2.7(ข) ก่อนที่รอยต่อนี้จะได้รับแรงดันไบแอสตรงอย่างเต็มที่ จะต้องกินเวลาช่วงหนึ่ง ซึ่งเราเรียกว่า ช่วงเวลาล่าช้า t_d นั่นเอง ในรูป 2.7(ค) ซึ่งแสดงวงจรสวิตช์ที่เหมือนกับวงจรในรูปที่ 2.5 และวงจรเสมือนขณะที่เวลา t_{-o} จะเห็นว่าขณะนี้ทั้งรอยต่อของอิมิตเตอร์กับเบส และรอยต่อของคอลเลคเตอร์กับเบส จะได้รับแรงดันไบแอสย้อนกลับ ดังนั้นตัวเก็บประจุไฟฟ้าที่เกิดขึ้นบริเวณรอยต่ออิมิตเตอร์กับเบส จะทำการประจุเพื่อให้แรงดันตกคร่อมเป็น $-e_{in}$ โวลต์ และที่รอยต่อคอลเลคเตอร์กับเบสก็เช่นเดียวกันจะเกิดตัวเก็บประจุที่รอยต่อนี้ขึ้น และทำหน้าที่ประจุเพื่อให้มีแรงดันตกคร่อมเป็นผลรวมระหว่างค่า V_{cc} และ e_{in} เมื่อเวลาผ่านไปเป็น t_{+o} กระแสคอลเลคเตอร์ จะยังคงไม่มีจนกว่าที่รอยต่ออิมิตเตอร์กับเบส จะได้รับแรงดันไบแอสตรงอย่างเต็มที่ (ต้องใช้เวลา t_d) และกระแสคอลเลคเตอร์จะไม่สามารถเพิ่มขึ้นจนถึงภาวะอิ่มตัวได้อย่างทันทีทันใด

เอกสารนี้ใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

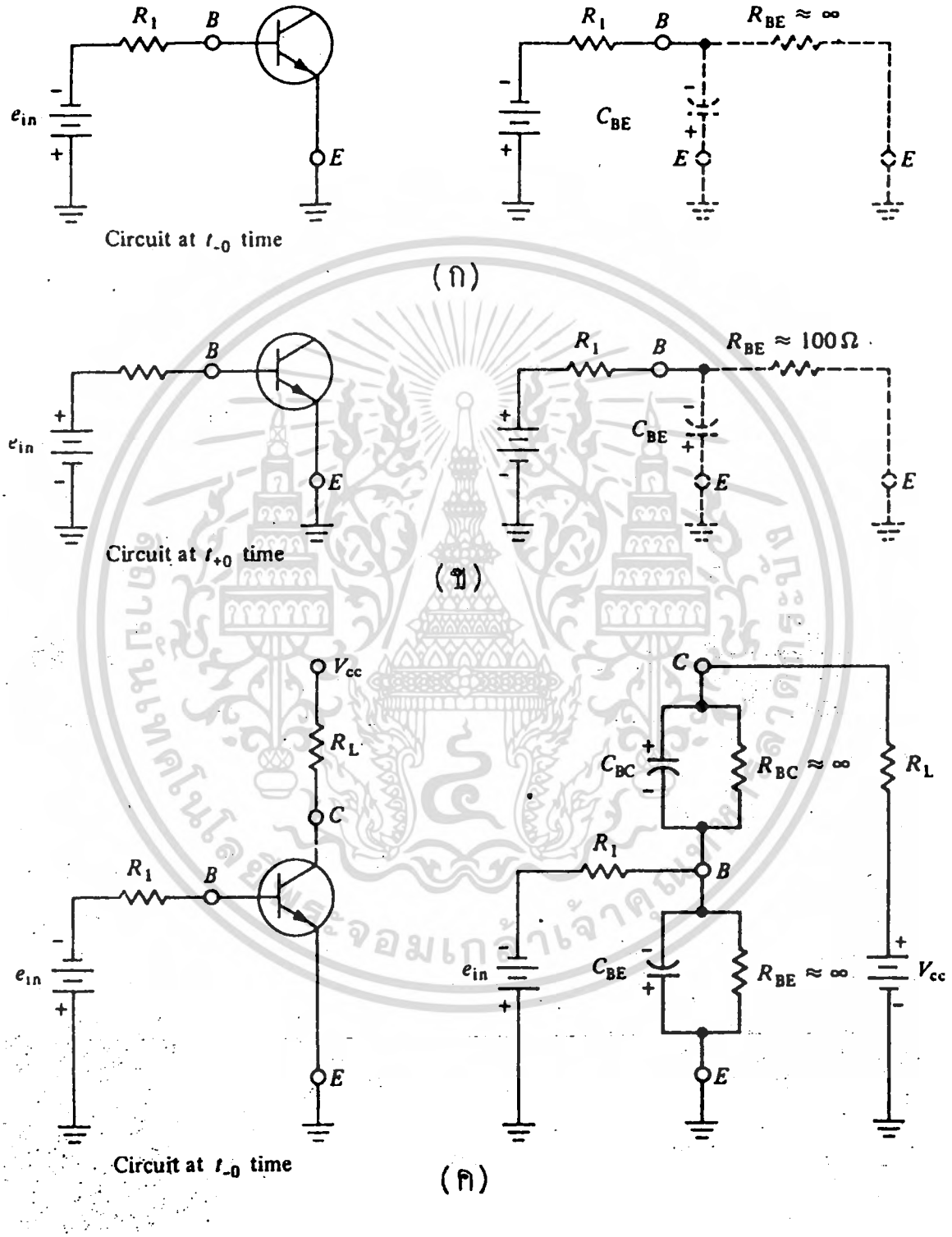


รูปที่ 2.5 แสดงคุณสมบัติของวงจรสวิตช์ซึ่งใช้ทรานซิสเตอร์ในทางปฏิบัติ



รูปที่ 2.6 แสดงรูปคลื่นเปรียบเทียบคุณสมบัติของทรานซิสเตอร์ที่ใช้สวิตช์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.7 แสดงวงจรเสมือนของวงจรสวิตช์โดย (ก) ที่เวลา t_{-0} (ข) ที่เวลา t_{+0} และ(ค) ที่เวลา t_{-0}

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

เนื่องจากตัวเก็บประจุของรอยต่อของคอลเลคเตอร์กับเบสจะทำการคายประจุโดยการแพร่ของพาหะผ่านส่วนของเบส ดังนั้นกระแสคอลเลคเตอร์จึงค่อย ๆ เพิ่มขึ้นจนถึงภาวะอิ่มตัว (ใช้เวลา t_r)

จากรูปที่ 2.5 ขณะที่เวลา t_{+1} แรงดันอินพุทจะมีค่าเป็นลบจะทำให้ที่รอยต่ออิมิตเตอร์ และเบสได้รับแรงดันไบแอสย้อนกลับอีกครั้งหนึ่ง แต่ค่าแรงดันที่เอาท์พุทจะไม่เปลี่ยนแปลงอย่างทันทีทันใด กล่าวคือจะยังคงมีกระแสคอลเลคเตอร์ไหลอยู่ และทำให้แรงดันที่เอาท์พุทยังคงมีค่าเป็นศูนย์หรือใกล้เคียงศูนย์ ที่เป็นเช่นนี้อธิบายได้ว่าขณะที่เวลา t_{-1} ทรานซิสเตอร์ทำงานอยู่ในภาวะอิ่มตัว กระแสคอลเลคเตอร์ไหลเต็มที่ และกำหนดได้ด้วยความต้านทาน R_L ที่ต่ออยู่ภายนอก และเมื่อแรงดันอินพุทมีค่าลดลงเป็นศูนย์ หรือเป็นลบแล้วก็ตาม แต่จะมีประจุพาหะอิเลคตรอนสะสมอยู่บริเวณเบส (กรณี NPN ทรานซิสเตอร์) และตราบใดที่ประจุเหล่านี้ยังมีอยู่ จะทำให้มีกระแสคอลเลคเตอร์ไหลได้ เมื่อพาหะนี้หมดไปกระแสคอลเลคเตอร์จึงจะหยุดไหล ช่วงเวลาที่ทำให้ประจุพาหะที่เบสนี้หมดไปถูกเรียกว่า "ช่วงเวลาสะสม " (storage time) เขียนแทนด้วย t_s หรือ t_{stg} ดังแสดงในรูปที่ 2.5 และ 2.6

และเนื่องจากการเกิดของ t_s นี้เองทำให้ความกว้างของพัลซ์ที่เอาท์มีค่ามากกว่าพัลซ์ที่อินพุท ซึ่งแสดงในรูปที่ 2.5 คือช่วง t_s และภายหลังจากที่แรงดันอินพุทเป็นลบแล้ว ช่วงเวลาที่ทำให้แรงดันเอาท์พุทมีค่าเพิ่มขึ้น จนกระทั่งเป็น $+V_{cc}$ (ในกรณี NPN) ถูกเรียกว่า "เวลาเทินออฟ" (turn off) เขียนแทนด้วย t_{off} ประกอบด้วยเวลาย่อย ๆ สามส่วนคือ t_s , t_f และ t_d ซึ่งอาจกล่าวสรุปได้ว่า

ช่วงเวลาสะสม (storage time) t_s คือ เวลาที่ใช้ในการทำให้ประจุพาหะที่สะสมอยู่บริเวณเบสหมดไป โดยอาศัยขบวนการรวมตัวของพาหะ (carrier recombination process) หลังจากที่แรงดันอินพุทลดลงเป็นศูนย์โวลต์ ดังนั้นช่วงเวลานี้จะดำเนินไปถึงที่ V_{CE} เท่ากับ 10 % ของแรงดัน V_{cc} และช่วงเวลา t_s จึงขึ้นอยู่กับ ขบวนการรวมตัวของพาหะและขนาดของแรงดันไบแอสย้อนกลับที่อินพุท

เอกสารนี้สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ช่วงเวลาตก (fall time) t_f คือ ช่วงเวลาที่ใช้ในการทำให้แรงดันที่เอาท์พุท (ของทรานซิสเตอร์แบบ NPN) มีค่าเพิ่มขึ้นจาก 10 % ของค่าแรงดัน V_{cc} จนถึง 90 % ของค่าแรงดัน V_{cc}

ช่วงเวลาล่าช้า (delay time) t_d คือ ช่วงเวลาต่อจากเวลาตกเพื่อทำให้ทรานซิสเตอร์อยู่ในภาวะไม่ทำงานอย่างสมบูรณ์ กล่าวคือ แรงดันที่เอาท์พุทจะมีค่าเท่ากับแรงดัน V_{cc}

ในความเป็นจริงแล้วช่วงเวลาเหล่านี้มีค่าน้อยมากเช่นราว 10^{-9} วินาที และโดยสรุปแล้ว

$$t_{on} = t_d + t_r$$

และ $$t_{off} = t_s + t_f + t_d$$

2.1.7 การใช้ทรานซิสเตอร์ในการสวิตช์โดยมีตัวเหนี่ยวนำเป็นโหลด

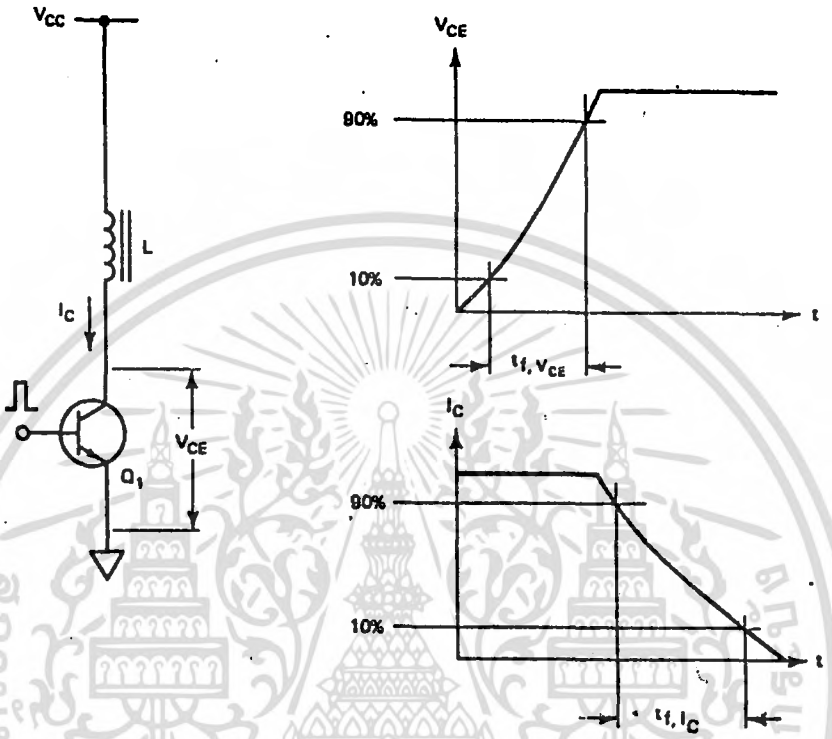
ในส่วนแรกค่าจำกัดความสำหรับ เวลาในการสวิตช์ ของ ไบโพล่าร์ทรานซิสเตอร์ถูกแสดง ในเทอมของความต่างศักย์ระหว่างคอลเลคเตอร์ และอิมิตเตอร์ เมื่อใช้โหลดเป็นตัวความต้านทาน แต่ในส่วนนี้จะกล่าวถึงเฉพาะเมื่อใช้โหลดเป็นตัวเหนี่ยวนำ (inductor)รูปแบบของคลื่นแรงดันคอลเลคเตอร์ และกระแส จะแตกต่างกันไปเมื่อใช้โหลดต่างกัน

ซึ่งกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ จะไม่ไหลอย่างชั่วขณะ เมื่อป้อน แรงดันระหว่างที่สวิตช์เปิด (turn-off) จะเห็นว่า V_{CE} ของทรานซิสเตอร์ จะมีค่าเพิ่มขึ้นจนมีค่าเท่ากับ V_{cc} ก่อนที่กระแสเริ่มตกลง ดังนั้นช่วงเวลา 2 ช่วงที่กล่าวถึง คือ ช่วงแรกของ V_{CE} คือ ช่วงเวลา $t_{f,Vce}$ และ ช่วงเวลาในการเปลี่ยนแปลง I_c คือ $t_{f,Ic}$ ดังแสดงในรูป 2.8

ช่วงเวลาที่ตกลงของ V_{CE} ($t_{f,Vce}$) มีลักษณะเหมือนกับกรณีใช้ตัวความต้านทานเป็นโหลด ขณะที่ $t_{f,Ic}$ เป็นช่วงเวลาที่กระแส I_c ลดลงจาก 90 % ลงถึง 10 % ของค่ากระแส I_c เมื่อสวิตช์ปิดอยู่ โดยปกติแล้ว ตัวเหนี่ยวนำ (L) จะประพฤติตัวเหมือน current source จึงมีการประจุให้ระหว่างรอยต่อเบสและคอลเลคเตอร์ ของทรานซิสเตอร์ได้เร็วกว่า เมื่อใช้ตัวความต้านทานเป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โหลด ช่วงเวลาตกลงของ I_c และ V_{CE} จะสั้นกว่าสำหรับวงจรที่ใช้ตัวเหนี่ยวนำ



รูปที่ 2.8 แสดงรูปแบบคลื่นคุณสมบัติของช่วง "เวลาตก" เมื่อใช้ทรานซิสเตอร์สวิตช์โหลดที่เป็นตัวเหนี่ยวนำ (คลื่นกระแส I_c ช้ากว่า คลื่น V_{CE})

2.2 หม้อแปลงกำลังความถี่สูง (High frequency power transformer)

โดยหลักการหม้อแปลงคือเครื่องมือทางไฟฟ้าชนิดหนึ่ง เปลี่ยนพลังงานไฟฟ้ากระแสสลับวงจรหนึ่งไปอีกวงจรหนึ่งที่ความถี่เท่าเดิม โดยใช้สนามแม่เหล็กเป็นตัวเชื่อมติดต่อกันของวงจรทั้งสอง เมื่อหม้อแปลงรับพลังงานไฟฟ้าที่แรงดันไฟฟ้าหนึ่ง แล้วมันจะส่งพลังงานไฟฟ้าไปอีกวงจรหนึ่งด้วยแรงดันไฟฟ้าที่สูงขึ้น เท่าเดิม หรือต่ำลงก็ได้ ซึ่งเราเรียกหม้อแปลงชนิดเพิ่มแรงดัน (step up) , เท่าเดิม (one-to-one) และลดแรงดัน (step down) เนื่องจากหม้อแปลงไม่มีส่วนที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะต้องหมุนเหมือนมอเตอร์หรือเครื่องกำเนิดไฟฟ้า จึงทำให้การบำรุงรักษาง่าย และราคาถูกกว่า นอกจากนั้นราคาต่อกิโลวัตต์ของหม้อแปลงก็ถูกกว่าเครื่องมือทางไฟฟ้าอื่น ๆ ที่ใช้งานในประเภทเดียวกัน หม้อแปลงไม่เพียงแต่ใช้ในระบบไฟฟ้ากำลังเท่านั้น แต่ยังใช้ในระบบอิเลคทรอนิกส์ ระบบสื่อสาร และควบคุม เช่น การ matching อิมพีแดนซ์ เพื่อให้เกิดการถ่ายเทพลังงานสูงสุดจากแหล่งกำเนิดไฟฟ้ากับโหลด การ insulate วงจรหนึ่งกับอีกวงจรหนึ่ง หรือ isolate ไฟฟ้ากระแสตรงออกจากวงจรหนึ่ง ในขณะที่ไฟฟ้ากระแสสลับของทั้งสองวงจรยังคงมีการเปลี่ยนย้ายพลังงานได้ เป็นต้น

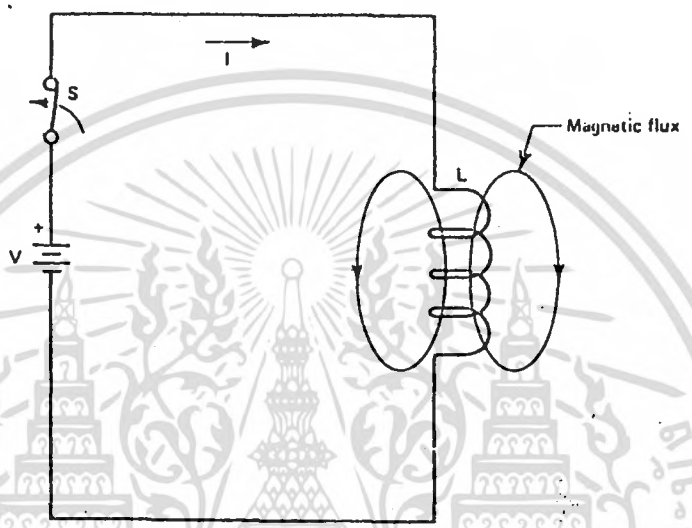
หม้อแปลงไฟฟ้าที่ใช้เพิ่มหรือลดแรงดันไฟฟ้าสลับ โดยทั่วไปแล้ววิธีการออกแบบไม่ยุ่งยากเหมือนกับหม้อแปลงที่ใช้กับแหล่งจ่ายแบบสวิตชิง เนื่องจากแหล่งจ่ายไฟแบบหลังนี้มีรูปคลื่นเป็นสี่เหลี่ยมมีความถี่สูงถึง 20 กิโลเฮิรตซ์ หรือมากกว่านั้น และยังให้กำลังสูง และที่จะกล่าวต่อไปเป็นทฤษฎีเบื้องต้นของหม้อแปลง และวิธีการออกแบบหม้อแปลงสำหรับแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิง ซึ่งหม้อแปลงใช้หลักการของสนามแม่เหล็กไฟฟ้า ในการส่งผ่านพลังงาน

หม้อแปลงอุดมคติมีลักษณะและสมบัติดังนี้

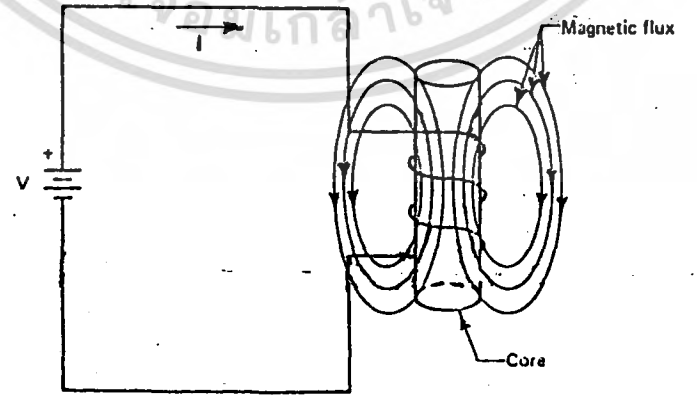
1. ไม่มีการสูญเสียพลังงาน คือขดลวดไม่มีความต้านทาน ไม่มีการสูญเสียในแกนเหล็ก
2. ไม่มีฟลักซ์รั่ว (leakage flux) นั่นคือสัมประสิทธิ์ของการคับปลิง; k = 1 เส้นแรงแม่เหล็กทั้งหมดอยู่ในแกน และเชื่อมโยงขดลวดทั้งสองเท่านั้น
3. ความเหนี่ยวนำตัวเอง (self inductance) ของแต่ละขดลวดมีค่าเป็นอนันต์ ความซาบซึมได้ของแกนมีค่าเป็นอนันต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2.1 ทฤษฎีแม่เหล็กไฟฟ้า รูปที่ 2.9 แสดงการนำลวดตัวนำมาพันเป็นขดลวด มีแหล่งจ่ายไฟส่งกำลังงานผ่านสวิตช์ เมื่อสวิตช์ต่อวงจรกระแสไฟไหลผ่านขดลวด ทำให้เกิดสนามแม่เหล็กรอบตัวนำสนามแม่เหล็กรอบขดลวดนี้เรียกว่า ฟลักซ์ (flux)



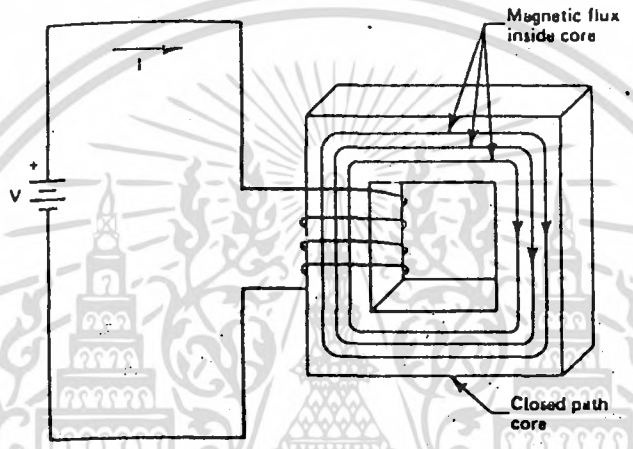
รูปที่ 2.9 แสดงฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดจากการผ่านกระแสเข้าขดลวด



รูปที่ 2.10 การวางแท่งวัสดุที่เป็นแม่เหล็กตรงกลางทำให้ฟลักซ์เพิ่มขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.10 แสดงการพันขดลวดรอบแท่งวัสดุที่กลายเป็นแม่เหล็กได้ (เช่น เหล็ก, นิกเกิ้ล ,โคบอลต์ เรียกรวม ๆ ว่าเฟอโรแมกเนติก) แท่งวัสดุนี้ทำให้เกิดการเหนี่ยวนำ สนามแม่เหล็กผลจึงทำให้ฟลักซ์หนาแน่นกว่า ฟลักซ์จะวิ่งอยู่ในแท่งวัสดุ ถ้าให้แท่งวัสดุต่อถึงกันตลอด การเหนี่ยวนำแม่เหล็กจะสูงขึ้น ดังแสดงในรูปที่ 2.11



รูปที่ 2.11 ถ้าใช้แกนแบบปลายปิดฟลักซ์จะวิ่งอยู่ภายใน

ฟลักซ์แม่เหล็ก จะถูกระบุเป็นความหนาแน่น (flux density) มีสัญลักษณ์ เป็น B มีหน่วยเป็นเกาส์ (ปัจจุบันนิยมใช้หน่วยเป็นเวเบอร์ต่อตารางเมตร)

ความเข้มของสนามแม่เหล็ก (magnetic field intensity) มีสัญลักษณ์เป็น H มีหน่วยเป็นเออร์สเตด (ปัจจุบันนิยมใช้แอมป์ต่อเมตร) โดย

$$H = 0.4\pi NI / l_1 \qquad \text{.....(2.1)}$$

เมื่อ N คือ จำนวนรอบของขดลวด

I คือ กระแสที่ไหลผ่านขดลวด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

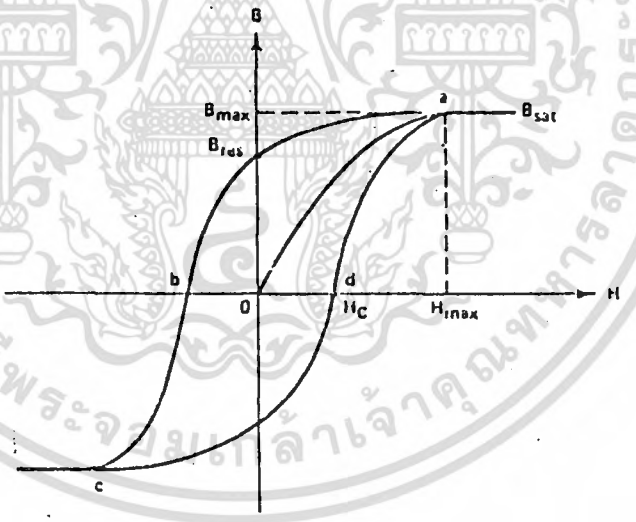
l_1 คือ ความยาวของแกน

ความสัมพันธ์ระหว่างความหนาแน่นของฟลักซ์ต่อความเข้มของสนามแม่เหล็ก จะเป็น

$$\mu = B/H \qquad .....(2.2)$$

μ (มิว) คือ เพอร์มิอบิลิตี้ (permeability) ของแกนหมายถึง คุณสมบัติของวัตถุในอันที่ยอมให้อำนาจแม่เหล็กผ่านไปได้มากหรือน้อย สำหรับอากาศมี $\mu = 1$

2.2.2 ฮีสเทอร์เรซิสหลูป ฮีสเทอร์เรซิสหลูป (hysteresis) คือ คุณสมบัติการเป็นแม่เหล็กของวัสดุ โดยใช้ความสัมพันธ์ของความหนาแน่นของฟลักซ์แม่เหล็ก (B) และความเข้มของเส้นแรงแม่เหล็ก (H) สามารถหาคุณสมบัตินี้ได้โดยใช้ B-H curve จากรูปที่ 2.12



รูปที่ 2.12 แสดงคุณสมบัติของฮีสเตอร์รีซิสบนแกน B-H

สมมุติเริ่มที่จุดศูนย์ เมื่อเพิ่มความเข้มของสนามแม่เหล็กค่าของความหนาแน่นฟลักซ์ เพิ่มขึ้นเป็นเชิงเส้น จนกระทั่งถึงจุด a ที่ความหนาแน่นของฟลักซ์ไม่เพิ่มขึ้นเรียกว่า ***ฟลักซ์อิ่มตัว*** (B_{sat}) หลังจากลดความเข้มของสนามแม่เหล็กจนกระทั่งเป็นศูนย์ความหนาแน่นของฟลักซ์ จะไม่ตกเป็นศูนย์ตาม

เอกสารนี้สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่า B_{rem} ที่จุด H = 0 จะเรียกว่า **ความหนาแน่นฟลักซ์ตกค้าง** (remanence หรือ retentivity หรือ residual flux density) ถ้าให้ความเข้มสนามแม่เหล็กกลับทาง ด้วยค่า $-H_c$ ซึ่งเรียกว่า **แรงข่มบังคับ** (coercive force) ความหนาแน่นของฟลักซ์จะลดลงเป็นศูนย์ และมีคุณสมบัติในทางตรงข้ามเหมือนกัน จึงได้เส้นโค้งลักษณะตัว S รูปที่ 2.14 แสดงคุณสมบัติของแกนที่ใช้งาน ปกติจะให้ทำงานในช่วงที่เป็นเส้นตรงเพื่อลดการสูญเสีย และถ้าหากว่าแกนวัสดุมีช่องว่างของอากาศ คือแกนไม่ต่อถึงกันตลอด ซึ่งด้วยเหตุนี้จะมีผลต่อความยาวของทางเดินของฟลักซ์แม่เหล็ก โดยความยาวที่เกิดจากผลอันนี้คือ

$$l_e = l_1 + \mu_1 l_2 \qquad .....(2.3)$$

โดยที่ l_1 คือ ความยาวของแกน

l_2 คือ ความยาวของช่องว่าง

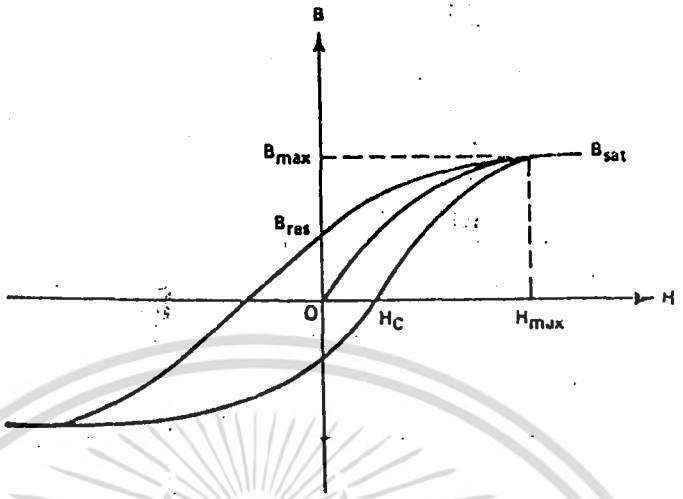
μ_1 คือ ค่าซอมรับของแกนวัสดุ

และฟลักซ์แม่เหล็กของแกนเขียนใหม่ได้คือ

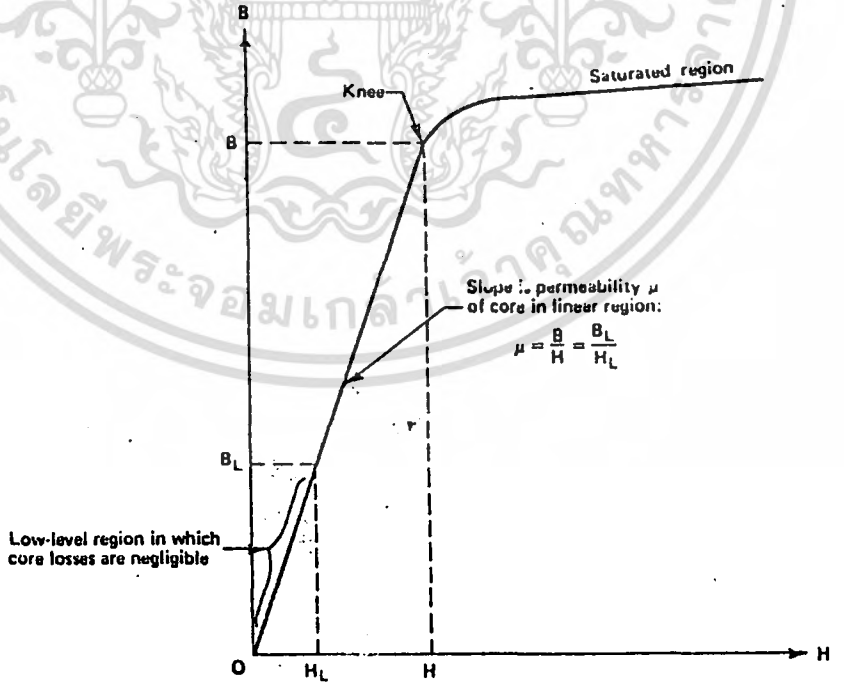
$$B_1 = 0.4\pi NI\mu_1 / (l_1 + \mu_1 l_2) \qquad .....(2.4)$$

จากสมการที่ 2.4 จะเห็นว่า ความหนาแน่นของฟลักซ์ของแกนที่มีช่องว่างนั้น น้อยกว่า แกนที่ไม่มีช่องว่าง หรืออีกความหมายหนึ่งก็คือ B_{sat} ของแกนที่มีช่องว่างนั้นน้อยกว่า B_{sat} ของแกนที่ไม่มีช่องว่าง และฮีสเตอร์รีซิสหลูปของแกนนี้แสดงในรูปที่ 2.13

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

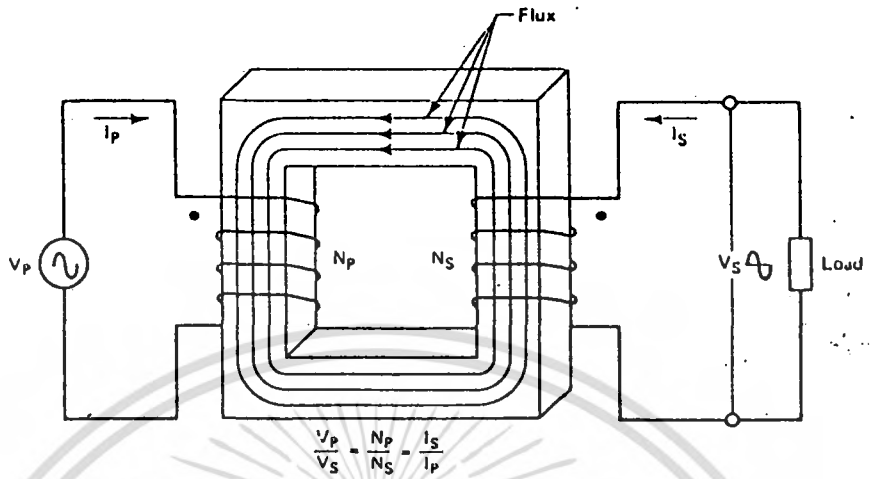


รูปที่ 2.13 แสดงคุณสมบัติของฮีสเตอร์รีซิสหลุปบนแกน B-H ของแกนวัสดุที่มีช่องว่าง (และการลดลงของ B_{sat} เมื่อเทียบกับแกนที่ไม่มีช่องว่าง)



รูปที่ 2.14 แสดงลักษณะของการเป็นแม่เหล็กในช่วงเป็นเส้นตรงและอิ่มตัว

เอกสารนี้สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.15 แสดงหม้อแปลงแบบสองขด

2.2.3 ทฤษฎีหม้อแปลง จากที่ได้กล่าวมาแล้วว่า เมื่อมีกระแสไหลผ่านขดลวดที่พันรอบแกนปิด จะเกิดฟลักซ์เหนี่ยวนำในแกน ถ้ากระแสที่จ่ายให้มีการเปลี่ยนแปลงไปมาฟลักซ์จะเปลี่ยนไปมาด้วย ถ้าเรานำขดลวดอีกขดมาพันรอบแกนนี้จะเกิดแรงดันและกระแสเหนี่ยวนำเราเรียกว่า หม้อแปลง

รูปที่ 2.15 แสดงลักษณะหม้อแปลงแบบง่าย ๆ ขดลวดทางอินพุทเรียกว่าขดปฐมภูมิ และทางเอาท์พุทเรียกว่า ทุติยภูมิ ความสัมพันธ์ของจำนวนรอบขดลวดและแรงดัน จะมีอัตราส่วนคงที่คือ

$$N_p/N_s = V_p/V_s \qquad .....(2.5)$$

N_p และ V_p คือจำนวนรอบขดลวดและแรงดันด้านปฐมภูมิ

N_s และ V_s คือจำนวนรอบขดลวดและแรงดันด้านทุติยภูมิ

แรงดันเหนี่ยวนำจะเป็นไปตามการเปลี่ยนแปลงของความหนาแน่นของฟลักซ์ ถ้าให้ B อยู่ในช่วงที่เป็นเส้นตรงจะได้

$$B_{max} = V_p \times 10^8 / KfN_pA_e \qquad .....(2.6)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ B_{max} คือ ความหนาแน่นของฟลักซ์สูงสุด

V_p คือ แรงดันด้านปฐมภูมิ เป็นโวลต์

f คือ ความถี่ เป็นเฮิรตซ์

Np คือ จำนวนรอบขดลวดปฐมภูมิ

A_c คือ พื้นที่หน้าตัดของแกน เป็นตารางเซนติเมตร

K คือ ค่าคงที่มีค่า 4.44 สำหรับแรงดันรูปซายน์ และ 4.0 สำหรับแรงดันรูปสี่เหลี่ยม

โดยปกติค่า B_{max} จะเลือกที่ค่า $B_{sat}/2$ เพื่อให้แน่ใจว่าทำงานในช่วงที่เป็นเส้นตรง

ความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็กมีหน่วยเป็น เกาส์ (Gauss)

$$1 \text{ Gauss} = 10^{-4} \text{ Wb/m}^2$$

ตัวประกอบที่สำคัญอีกสิ่งหนึ่งคือ พื้นที่สำหรับการวางเส้นลวดตัวนำ ซึ่งปกติจะพันอยู่บนตัวบ๊อบบิ้น (Bobbin) ค่านี้จะต้องเลือกให้เหมาะสมด้วย สำหรับความสามารถในการจ่ายกำลังของแกนเหล็กคำนวณจาก

$$P_{out} = (1.16\ B_{max}\ fd\ A_c A_c) \times 10^{-5} \quad .....(2.7)$$

เมื่อ P_{out} คือ กำลังที่จ่ายให้เป็นวัตต์

d คือ ความหนาแน่นของกระแสไฟในลวดตัวนำ เป็นแอมป์ต่อตารางเมตร

A_c คือ พื้นที่หน้าตัดของแกน เป็นตารางเซนติเมตร

A_c คือ พื้นที่สำหรับพันขดลวดบนบ๊อบบิ้น เป็นตารางเซนติเมตร

บางบริษัทพื้นที่ของบ๊อบบิ้นใช้สัญลักษณ์ W_a หรือหน้าต่างบ๊อบบิ้น และความหนาแน่นของกระแสในสายใช้หน่วยเซอร์คูลาร์มิลล์ต่อแอมป์ (c.m./A)ใช้สัญลักษณ์ D โดย

$$d = 1.27 \times 10^6 / D \quad .....(2.8)$$

นำค่า d แทนลงในสมการ 2.7 จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$P_{out} = (1.47\ fB_{max}A_eA_c) \times 10^{-3} / D \quad .....(2.9)$$

ค่า D จะเทียบกับค่า 1000 เซอร์คูลาร์มิลล์ต่อแอมป์ ในทางปฏิบัติจะใช้ค่าเพียง 200-400 เพื่อความปลอดภัยของสาย

สมการที่ 2.9 นี้ ใช้สำหรับคำนวณและเลือกหาขนาดของแกนที่ใช้พันขดลวด

การเลือกลักษณะแกนและชนิดของวัสดุ

วัสดุที่ทำเป็นแกนหม้อแปลงทั่วไป สามารถทำเป็นแกนหม้อแปลงความถี่สูงได้ แต่ที่นิยมใช้มากที่สุดคือ วัสดุเฟอร์ไรต์ เพราะความหนาแน่นของฟลักซ์ อยู่ในช่วง 3000-5000 เกาส์ มีการสูญเสียต่ำ ประกอบง่าย แกนเฟอร์ไรต์มีรูปร่าง และขนาดมากมายมีทั้งลักษณะแกนที่เป็น EE, EI, EC ซึ่งใช้กับกำลังไฟสูง ๆ และแกนพอต (POT) เหมาะสำหรับใช้กับกำลังไฟปานกลาง (20-200 วัตต์) ตารางที่ 2.2 แสดงแกนเฟอไรต์ของบริษัทต่าง ๆ ตารางที่ 2.3 แสดงขนาดของสายที่ใช้พันตามมาตรฐาน AWG(American Wire Gauge)

ตารางที่ 2.2 แกนเฟอร์ไรต์ของบริษัทต่าง ๆ

Material	Manufacturer
3C8	Ferroxcube
24B	Stackpole
77	Fair-Rite Products
F,T	Magnetics, Inc
H7C1	TDK
N27	Siemens

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 2.3 แสดงแผ่นข้อมูลของสายที่ใช้พันหม้อแปลง

AWG	Diameter over insulation (inches) Min.	Max.	Nominal circular mil area	Resistance per 1000 ft	Current capacity in milliamperes based on 1000 c.m./A	AWG
8	0.130	0.133	16510	0.6281	16510	8
9	0.116	0.119	13090	0.7925	13090	9
10	0.104	0.106	10380	0.9985	10380	10
11	0.0928	0.0948	8230	1.261	8226	11
12	0.0829	0.0847	6530	1.588	6529	12
13	0.0741	0.0757	5180	2.001	5184	13
14	0.0667	0.0682	4110	2.524	4109	14
15	0.0595	0.0609	3260	3.181	3260	15
16	0.0532	0.0545	2580	4.020	2581	16
17	0.0476	0.0488	2050	5.054	2052	17
18	0.0425	0.0437	1620	6.386	1624	18
19	0.0380	0.0391	1290	8.046	1289	19
20	0.0340	0.0351	1020	10.13	1024	20
21	0.0302	0.0314	812	12.77	812.3	21
22	0.0271	0.0281	640	16.20	640.1	22
23	0.0244	0.0253	511	20.30	510.8	23
24	0.0218	0.0227	404	25.67	404	24
25	0.0195	0.0203	320	32.37	320.4	25
26	0.0174	0.0182	253	41.02	252.8	26
27	0.0157	0.0164	202	51.44	201.6	27
28	0.0141	0.0147	159	65.31	158.8	28
29	0.0127	0.0133	128	81.21	127.7	29
30	0.0113	0.0119	100	103.7	100	30
31	0.0101	0.0108	79.2	130.9	79.21	31
32	0.0091	0.0098	64	162	64	32
33	0.0081	0.0088	50.4	205.7	50.41	33
34	0.0072	0.0078	39.7	261.3	39.69	34
35	0.0064	0.0070	31.4	330.7	31.36	35

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2.4 การสูญเสียในแกนเหล็ก (Core Loss)

เครื่องมือเครื่องใช้ทางไฟฟ้าที่ใช้วงจรแม่เหล็ก เช่น หม้อแปลง มอเตอร์ และเครื่องกำเนิดไฟฟ้า เป็นต้น ถ้าหากเครื่องมือเหล่านี้ทำงานโดยที่เส้นแรงแม่เหล็กคงที่ไม่เปลี่ยนตามเวลา ก็จะไม่มีความร้อนเกิดขึ้นที่แกนเหล็ก แต่ถ้ามีการเปลี่ยนแปลงของเส้นแรงแม่เหล็กตามเวลา ก็จะทำให้เกิดการสูญเสียกำลังในแกนเหล็กขึ้น เราจึงสรุปได้ว่าการสูญเสียกำลังในแกนเหล็กจะเกิดขึ้นก็ต่อเมื่อกระแสไฟฟ้าที่ไหลในเส้นลวดตัวนำเปลี่ยนตามเวลาเท่านั้น ดังนั้นเมื่อป้อนไฟฟ้ากระแสสลับให้กับขดลวดในวงจรแม่เหล็ก ก็จะทำให้เส้นแรงแม่เหล็กเปลี่ยนแปลงตามเวลา ทำให้เกิดการสูญเสียกำลังในแกนเหล็กขึ้นสองชนิดด้วยกัน คือ

(1) สมบัติของสารแม่เหล็กที่จะรักษาความเป็นแม่เหล็ก หรือต่อต้านความเป็นแม่เหล็ก ซึ่งเรียกว่า ฮีสเทอร์เรซิสแม่เหล็ก (magnetic hysteresis) การสูญเสียกำลังชนิดนี้เรียกว่า **การสูญเสียจากฮีสเทอร์เรซิส** (hysteresis loss)

(2) เกิดการเปลี่ยนแปลงของเส้นแรงแม่เหล็กทำให้เกิดกระแสเหนี่ยวนำในแกนเหล็ก และกำลังที่สูญเสียไปจะเท่ากับ i^2R ในรูปของความร้อน การสูญเสียชนิดนี้เรียกว่า **การสูญเสียจากกระแสเอดดี** (eddy current loss) เป็นกระแสที่ เกิดจากการเปลี่ยนแปลงของเส้นแรงแม่เหล็กอันเนื่องมาจากแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำในแกนเหล็ก กระแสเหล่านี้จะไหลในแกนเหล็กเป็นวงรอบทำให้เกิดการสูญเสียกำลังไป

2.3 เรคติไฟเออร์

โดยทั่วไปส่วน เอาท์พุทของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิง จะเป็นไฟกระแสตรงโดยการเปลี่ยนกระแสสลับเป็นกระแสตรงโดยผ่านเรคติไฟล์ และวงจรกรอง ซึ่งแรงดันด้านทุติยภูมิของหม้อแปลง จะเป็นคลื่นสี่เหลี่ยมมีความถี่สูง ดังนั้นอุปกรณ์ที่ใช้ในการเรคติไฟล์ต้องเป็นอุปกรณ์ที่พิเศษ เช่น ชอตกี้(schttky) หรือ fast recovery rectifiers

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

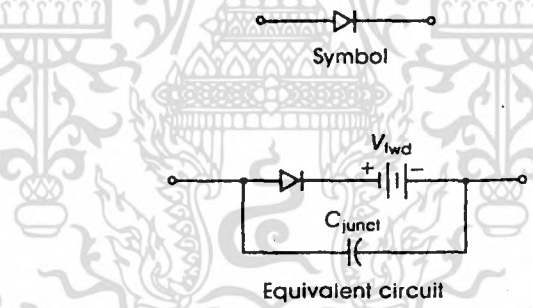
พารามิเตอร์ที่สำคัญสำหรับเรคติไฟล์ในการออกแบบแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่ง

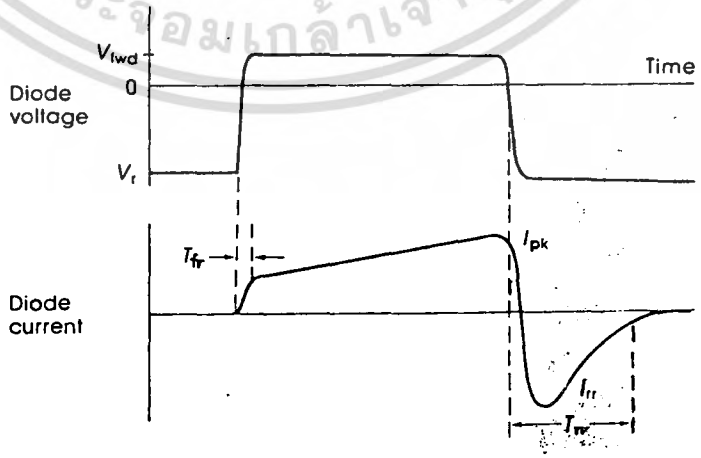
1. *Forward voltage drop* แรงดันตกคร่อมไดโอดไปข้างหน้า เมื่อกระแสไหลผ่าน ควรมีค่าต่ำ ๆ

2. *Reverse recovery time* เป็นเวลารวมของไดโอด ในการที่จะเปิดวงจรหลังจากเลิกป้อนแรงดันตรงให้ และเป็นช่วงเวลาจำกัดที่ให้กระแสหยุดหลังจากให้แรงดันย้อนกลับ ระยะเวลานี้จะเกิดอย่างทันทีทันใด เห็นได้ว่าช่วงเวลานี้ควรสั้นมากเพื่อให้การสูญเสียกำลังภายในไดโอดน้อย ๆ

3. *Forward recovery time* เป็นช่วงเวลาที่ว่านานเท่าไหร่ ที่เรคติไฟเออร์เริ่มนำกระแสหลังจากที่ให้แรงดันตรง

4. *Reverse blocking voltage* นี้คือ แรงดันย้อนกลับสูงสุดที่เรคติไฟเออร์จะทนได้ก่อนที่จะพัง (breaking down) ค่านี้นักออกแบบต้องไม่ดูที่รูปคลื่นเพียงอย่างเดียวแต่แต่ต้องคำนึงถึงค่าแรงดันกระตุกขึ้นสูงด้วย





รูปที่ 2.16 เรคติไฟเออร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 2.4 แสดงการเปรียบเทียบความแตกต่างของเรคติไฟเออร์

parameter	Schottky	Ultrafast	Fast recovery	Standard recovery
Forward voltage, V_{fwd}	0.5-0.6 V	0.9-1.0 V	1.2-1.4 V	1.2-1.4 V
Reverse recovery time, T_{rr}	< 10 nsec	25-100 nsec	150 nsec	1μsec
ลักษณะ T_{rr}	ช้ากว่า	ทันทีทันใด	ช้ากว่า	ช้ากว่า
DC blocking voltage, V_r	20-100 V	50-1000 V	50-1000 V	50-1000 V

<---------> <----------------------> <---------->

เอาท์พุทแรงดันต่ำ, กระแสสูง | เอาท์พุท แรงดันสูงกว่า, กระแสต่ำถึงสูง | AC line

<---------->

แคมป์ไดโอด

ประสิทธิภาพสูง<----------->ประสิทธิภาพน้อย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ไดโอดที่จะนำมาใช้ในแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่งนั้น ต้องมี

- มีแรงดันตกคร่อมขณะไบแอสตรง ต่ำ ๆ
- มีคุณสมบัติเป็น fast recovery
- มีประสิทธิภาพในการรักษาก่าลังที่เหมาะสม

ไดโอดที่ไม่เหมาะสมสำหรับการประยุกต์ใช้ในงานสวิตช์คือ slow recovery และประสิทธิภาพต่ำ

ไดโอดเรคติไฟล์ทั่ว ๆ ไปที่ใช้อยู่มี

(1) Schottky barrier rectifier จากรูปที่ 2.17 แสดงให้เห็นว่าชอตกี มีแรงดันตกคร่อมขณะไบแอสตรงน้อยที่สุด ประมาณ 0.5 V และมีกระแสไบแอสตรงสูง มีความสามารถทนแรงดันย้อนกลับต่ำประมาณ 100 V และมีกระแสรั่วไหลย้อนกลับสูง ซึ่งเหมาะสำหรับเอาท์พุทที่ต้องการแรงดันต่ำ ๆ ประมาณ 5 โวลต์, กระแสสูง ๆ

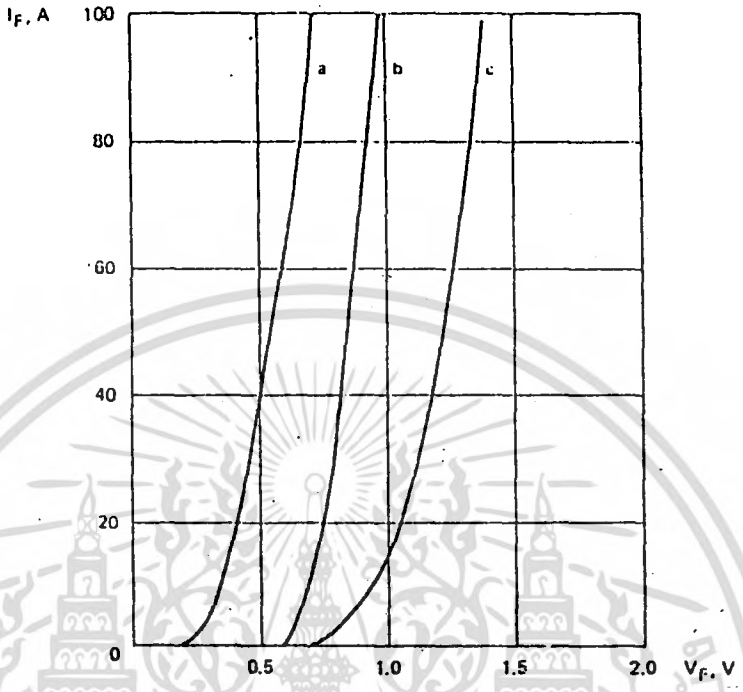
การที่มีกระแสรั่วไหลย้อนกลับสูงกว่าแบบอื่น ทำให้เปลี่ยนแปลงต่ออุณหภูมิง่ายกว่าแบบอื่น

(2) Ultra-fast-recovery rectifier มีแรงดันตกคร่อมขณะไบแอสตรงประมาณ 0.9 V และมี fast recovery time ประมาณ 35 ถึง 50 nsec อุปกรณ์นี้ สามารถใช้กับแรงดันย้อนกลับสูงกว่า 1000 V ขึ้นไปได้

(3) Fast-recovery rectifier ไดโอดชนิดนี้มีแรงดันตกคร่อมขณะไบแอสตรงสูงกว่า และ reverse recovery time น้อยกว่า Ultra-recovery rectifier (1.4 V และ 200 nsec) ราคาก็ถูกกว่า

(4) Standard-recovery rectifier ไม่เหมาะสำหรับใช้ในแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่ง เหมาะสำหรับใช้ที่ความถี่ 50-60 Hz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.17 *แสดงคุณสมบัติแรงดันตกคร่อมขณะไบแอสตรงที่ระดับกระแสต่าง ๆ*
(a) Schottky barrier rectifier
(b) very fast recovery rectifier
(c) fast recovery rectifier ธรรมดา

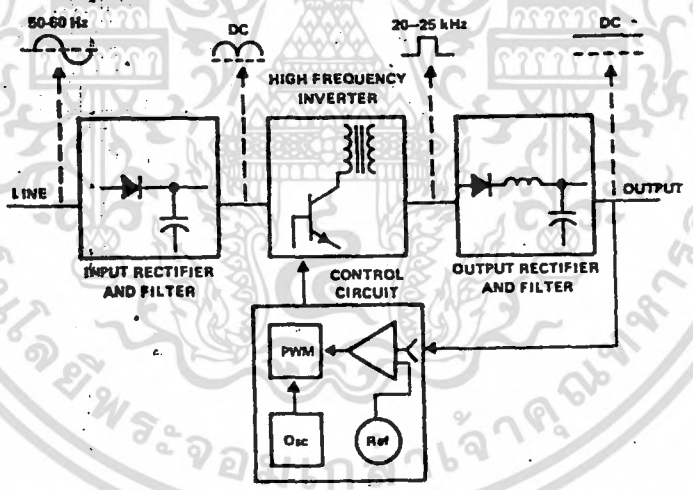
2.4 หลักการเบื้องต้นของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิง

ตามรูปที่ 2.18 เป็นแผนผังการทำงานของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่งทั่ว ๆไป ซึ่งมีส่วนประกอบหลัก 4 ส่วนด้วยกันคือ

- ภาคเรคติไฟล์และฟิลเตอร์ด้านอินพุท
- ภาคอินเวอร์เตอร์ความถี่สูง
- ภาคเรคติไฟล์และฟิลเตอร์ด้านเอาท์พุท
- วงจรภาคควบคุม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ไฟสลับแรงดันสูง จะต่อเข้ากับภาคเรคติไฟล์และฟิลเตอร์ทางด้านอินพุทเป็นไฟกระแสตรงแรงดันสูง จากนั้นวงจรอินเวอร์เตอร์จะทำการสวิตช์เปลี่ยนแรงดันไฟตรงเป็นพัลส์สี่เหลี่ยมความถี่สูงอยู่ในช่วง 20 kHz - 500 kHz ซึ่งในวงจรสวิตชิ่งนี้อาจจะสร้างได้จากอุปกรณ์หลายชนิด เช่นเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เพาเวอร์มอสเฟต เอสซีอาร์และอื่นๆ พัลส์สี่เหลี่ยมแรงดันสูงจากวงจรสวิตชิง จะส่งเข้าหม้อแปลงความถี่สูงเพื่อให้ได้แรงดันเอาท์พุท ตามต้องการ และแยกกราวด์ไปในตัว แรงดันที่ได้นี้จะส่งเข้าภาคเรคติไฟล์ และฟิลเตอร์ด้านเอาท์พุทอีกครั้งเป็นไฟตรงตามระดับแรงดันที่ต้องการ ส่วนหนึ่งจะถูกส่งกลับมาเข้าวงจรควบคุมเพื่อคอยตรวจสอบ และควบคุมแรงดันเอาท์พุทให้คงที่ ไม่ว่าแรงดันไฟสลับด้านอินพุทหรือโหลดที่เอาท์พุทจะเปลี่ยนแปลงไปบ้างก็ตาม



รูปที่ 2.18 บล็อกไดอะแกรมแสดงการทำงานของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิง

ในส่วนของวงจรควบคุมประกอบไปด้วย วงจรกำเนิดความถี่เพื่อป้อนแก่วงจรพัลส์มอดูเลเตอร์ (PWM) วงจรขยายความผิดพลาด และแรงดันอ้างอิงที่เที่ยงตรง เมื่อแรงดันเอาท์พุทเปลี่ยนแปลง วงจรขยายความผิดพลาดจะทำการเปรียบเทียบแรงดันเอาท์พุทกับแรงดันอ้างอิง แล้วส่งค่าความผิดพลาดนั้น ไปทำการปรับปรุงความกว้างของพัลส์ ของ PWM ขบวนพัลส์ที่ได้จะส่งมาควบคุมวงจรสวิตชิ่งใน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สวิตช์ปิด-เปิด ปล่อยกำลังไฟฟ้าเฉลี่ยไปสู่โหลด ให้มีค่าเปลี่ยนแปลงตามไปด้วย เพื่อรักษาระดับแรงดันเอาท์พุทให้คงที่

นอกจากนี้สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายยังต้องมีส่วนประกอบอื่น ๆ อีก เช่น วงจรกรอง RFI วงจรป้องกันไฟกระชาก วงจรจำกัดกระแส วงจรป้อนแรงดันเอาท์พุทเกิน ฯลฯ

ในส่วนต่อไปที่จะกล่าวถึงในหัวข้อนี้จะเป็นส่วนของ ดีซีทูดีซีคอนเวอร์เตอร์ (DC-DC Converter) ซึ่งเป็นส่วนที่สำคัญจากไดอะแกรมการทำงานของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย

2.4.1 ดีซีทูดีซีคอนเวอร์เตอร์

ในรูปที่ 2.18 จะเห็นได้ว่าในส่วนของดีซีทูดีซีคอนเวอร์เตอร์ประกอบด้วย

- อินเวอร์เตอร์ความถี่สูง
- ภาคเรคติไฟล์และฟิลเตอร์ด้านเอาท์พุท
- วงจรควบคุม

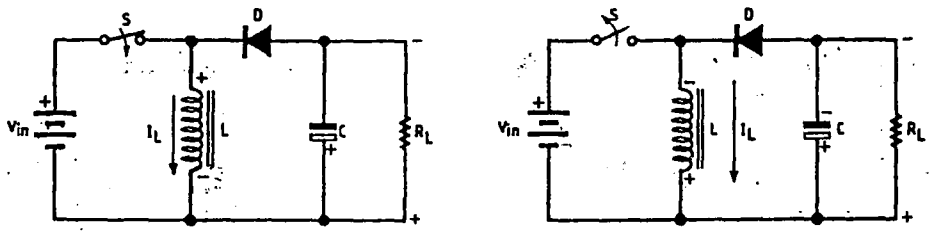
วงจรควบคุมทำหน้าที่ป้อนพัลส์สี่เหลี่ยมความถี่สูง (20 kHz - 500 kHz) ที่สามารถควบคุมความกว้างของพัลส์ ให้กับภาคอินเวอร์เตอร์ ในส่วนสำคัญของดีซีทูดีซีคอนเวอร์เตอร์ นั้นคือ อินเวอร์เตอร์ความถี่สูงกับวงจรเรคติไฟล์และฟิลเตอร์ด้านเอาท์พุท รวมเรียกสั้น ๆว่า คอนเวอร์เตอร์

แม้ว่าคอนเวอร์เตอร์มีอยู่หลายรูปแบบ แต่ก็ล้วนมีพื้นฐานมาจากวงจร 3 แบบคือ

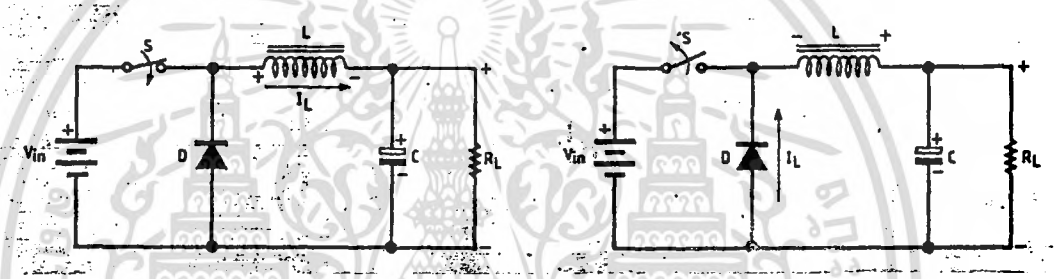
- ฟลายแบ็คหรือบั๊คบูสต์ (Flyback or Buck-Boost)
- ฟอร์เวิร์ดหรือบั๊ค (Forward or Buck)
- พุช-พูลหรือบั๊คดีไรฟ์ (Push-Pull or Buck-Derived)

รูปที่ 2.19 แสดงลักษณะของคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็คเมื่อสวิตช์ S ปิด รูป 2.19 (ก) กระแสจะไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L สะสมพลังงานในรูปของสนามแม่เหล็กไดโอด D จะถูกไบแอสกลับ จึงยังไม่มีแรงดันตกคร่อมโหลด R_L ขณะนี้ต่อมาเมื่อสวิตช์เปิด รูปที่ 2.19(ข) ตัวเหนี่ยวนำก็จะคายพลังงานออกมา

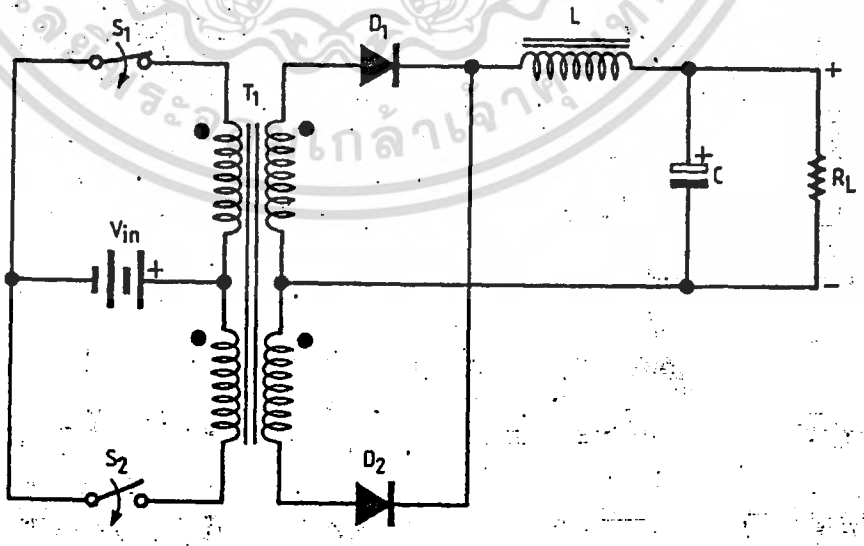
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.19 หลักการของคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็ค



รูปที่ 2.20 หลักการของคอนเวอร์เตอร์แบบฟอร์เวิร์ด



รูปที่ 2.21 วงจรพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์แบบพุช-พูล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(เนื่องจากสนามแม่เหล็กยุบตัว) แต่ขั้วของแรงดันจะกลับกันกับที่ป้อนเข้ามา (ซึ่งเป็นไปตามธรรมชาติของตัวเหนี่ยวนำ) ทำให้ไดโอดได้รับไบแอสตรง นำกระแสจากการคายพลังงานกลับของตัวเหนี่ยวนำ ไปสู่โหลดและจะมีขั้วแรงดันตรงข้ามกับแรงดันอินพุท ถ้าสวิตช์ปิด-เปิดเป็นจังหวะอย่างต่อเนื่องกระแสอินพุทและเอาท์พุทก็จะมี ลักษณะเป็นพัลส์อย่างต่อเนื่องด้วย จึงพอสรุปได้ว่าในคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็คนั้น พลังงานจะถูกเก็บในตัวเหนี่ยวนำในระหว่างที่สวิตช์ปิด และพลังงานจะถูกปล่อยไปสู่โหลดในระหว่างสวิตช์เปิดหรือฟลายแบ็คนั่นเอง

รูปที่ 2.20 แสดงการทำงานของคอนเวอร์เตอร์แบบฟอร์เวิร์ด เมื่อสวิตช์ปิดกระแสจะไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำไปสู่โหลด ทำให้มีแรงดันตกคร่อมโหลด และมีขั้วเหมือนกับอินพุท ดังแสดงในรูปที่ 2.20(ก) ไดโอดจะถูกไบแอสกลับในตอนนี้ และเมื่อสวิตช์เปิด สนามแม่เหล็กที่ตัวเหนี่ยวนำจะยุบตัวคายพลังงานออกมาในรูปกระแส และมีขั้วแรงดันดังรูปที่ 2.20(ข) ทำให้ไดโอดได้รับไบแอสตรงนำกระแสไหลผ่านตัวเก็บประจุและโหลด แรงดันที่ตกคร่อมโหลดจึงยังมีขั้วเหมือนเดิม ไดโอดในวงจรนี้มักเรียกว่า "ไดโอดฟรี-วิลลิ่ง หรือไดโอดฟลายวิล "(free-wheeling or wheel diode) เพราะการทำงานด้วกล่าวกระแสเอาท์พุทที่ได้จะต่อเนื่องถึงแม้ขณะที่กระแสอินพุทจะมีลักษณะเป็นพัลส์

รูปที่ 2.21 เป็นวงจรพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์แบบพุช-พูล ซึ่งที่จริงก็คือ การนำคอนเวอร์เตอร์แบบฟอร์เวิร์ด 2 วงจรมาทำงานร่วมกัน โดยให้ผลัดกันนำกระแส ผลของการเหนี่ยวนำทางที่ด้านปฐมภูมิ (primary) จะไปปรากฏที่ด้านทุติยภูมิ (secondary) ของหม้อแปลง ข้อดีของวงจรแบบนี้คือ สามารถทำการควบคุมได้โดยง่าย แต่ก็มีข้อเสียหลายประการคือ การใช้ทรานซิสเตอร์ที่ไม่เต็มพิกัด เนื่องจากวงจรแบบนี้ ทำให้แรงดันที่ตกคร่อมทรานซิสเตอร์เป็นสองเท่าของแรงดันที่ปรากฏที่หม้อแปลง และที่สำคัญคือ การไม่เท่ากันของขดลวดด้านปฐมภูมิ ทำให้เกิดฟลักซ์รั่ว (Leakage flux) ซึ่งผลทำให้เกิดการอิ่มตัวของแกนหม้อแปลง เกิดความร้อน และยังทำให้เกิด แรงดันรบกวน (spike voltage) จึงจำเป็นต้องมีวงจรป้องกันทรานซิสเตอร์ เช่น วงจรสนับเบอร์ (Snubber)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในโครงงานพิเศษนี้เป็นวงจรแบบฟลายแบ็คจึงขอกล่าวเพิ่มเติมเฉพาะ

คอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็ค รูปแบบพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์ที่แสดงในรูปที่ 2.19, 2.20 และ 2.21 นั้นไม่ได้รับการแยกจากกันทางไฟฟ้าระหว่างอินพุทกับเอาท์พุท จึงไม่ค่อยปลอดภัยเท่าไรนัก ดังนั้นแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่งที่ใช้กันในทางปฏิบัติ จึงต้องมีหม้อแปลงแยกจากกันทางไฟฟ้าระหว่างไฟตรง กับเอาท์พุท เป็นหม้อแปลงความถี่สูงซึ่งมีขนาดเล็ก

คอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็คที่ใช้กันในทางปฏิบัติรูปที่ 2.22 พร้อมด้วยรูปคลื่นของสัญญาณตามจุดต่าง ๆ เมื่อทรานซิสเตอร์ Q_1 กระแส กระแสจะไหลผ่านขดปฐมภูมิ และสะสมพลังงานไว้ แต่แรงดันที่เกิดขึ้นที่ขดทุติยภูมิจะมีขั้วตรงกันข้ามกับขดปฐมภูมิ (สังเกตจากจุดที่ขดปฐมภูมิและทุติยภูมิ) ดังนั้นจึงไม่มีพลังงานปล่อยไปยังโหลดเพราะไดโอดถูกไบแอสกลับ และเมื่อ Q_1 หยุดนำกระแส ขดปฐมภูมิของหม้อแปลงจะคายพลังงานออกมา แต่ขั้วแรงดันจะกลับกัน ทำให้ไดโอดด้านทุติยภูมิได้รับไบแอสตรงนำกระแสผ่านไปยังโหลด และเก็บประจุที่ C แม้ว่าหม้อแปลงจะทำหน้าที่แยกจากกันทางไฟฟ้าแล้ว ยังกระทำตัวเป็นโช้คอีกด้วย ซึ่งในทางทฤษฎี ไม่จำเป็นต้องใส่ตัวเหนี่ยวนำที่เอาท์พุทอีก แต่ในทางปฏิบัติจำเป็นต้องใส่ตัวเหนี่ยวนำค่าน้อย ๆ ไว้ ตรงระหว่างไดโอดและตัวเก็บประจุ เพื่อทำการกำจัดสัญญาณรบกวน EMI/RFI ที่เกิดจากการสวิตช์ของคอนเวอร์เตอร์เอง

ขนาดของอุปกรณ์สวิตชิงที่ใช้ในคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็ค อุปกรณ์สวิตชิงในที่นี้หมายถึง เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เพาเวอร์มอสเฟต ฯลฯ ซึ่งจะต้องทนแรงดันตกคร่อมได้สูง เมื่อตัวมันหยุดนำกระแส และจะต้องทนกระแสได้สูงเมื่อมันนำกระแส เช่น เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ จะต้องทราบพิกัดที่สำคัญคือ $V_{CE(max)}$ และ $I_{C(max)}$ แต่ถ้าเป็นเพาเวอร์มอสเฟตก็คือ $V_{DSS(max)}$ และ $I_{D(max)}$ ฯลฯ

ในส่วนนี้จะกล่าวเฉพาะเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เท่านั้น เพราะง่ายต่อการทำความเข้าใจ จากวงจรรูปที่ 2.22 $V_{CE(max)}$ ที่เกิดขึ้นในวงจรเมื่อ Q_1

เอกสารนี้สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ต้องทนได้ ในขณะไม่น่ากระแส สำหรับวงจร step down เมื่อภาคอินพุทมีแรงดันสูง ประมาณ 300 โวลท์คือ

$$V_{CE(max)} = 2 \times V_{in} + V_s \times (N_s/N_p) \quad ....(2.10)$$

โดยที่ V_{in} คือ แรงดันไฟตรงที่ได้รับจากภาคเรคติไฟล์และฟิลเตอร์ด้านอินพุท

V_s คือ แรงดันที่ขดทุติยภูมิ ($V_{out} - 0.7 \sim V_{out}$)

N_s/N_p คือ อัตราส่วนของจำนวนรอบระหว่างขดทุติยภูมิกับปฐมภูมิ

แต่จากทฤษฎีหม้อแปลง

$$N_s/N_p = V_s/V_p$$

$$V_{CE(max)} = 2V_{in} + V_s \times (V_s/V_p)$$

$$= 2V_{in} + V_o^2/V_{in} \quad ....(2.11)$$

แต่ถ้าเป็นกรณีทั่วไปของฟลายแบ็คคอนเวอร์เตอร์จะได้

$$V_{CE(max)} = V_{in} / (1 - d_{max}) \quad ....(2.12)$$

โดยที่ d_{max} คือ ค่าดิวตี้ไซเกิลสูงสุดของสัญญาณพัลส์จากวงจรควบคุม

คือ (ความกว้างของพัลส์ / คาบเวลาของพัลส์)

อีกจุดที่สำคัญคือ ทรานซิสเตอร์ที่ใช้จะต้องทนกระแสคอลเลคเตอร์ I_c ในขณะทำงานด้วยคือ

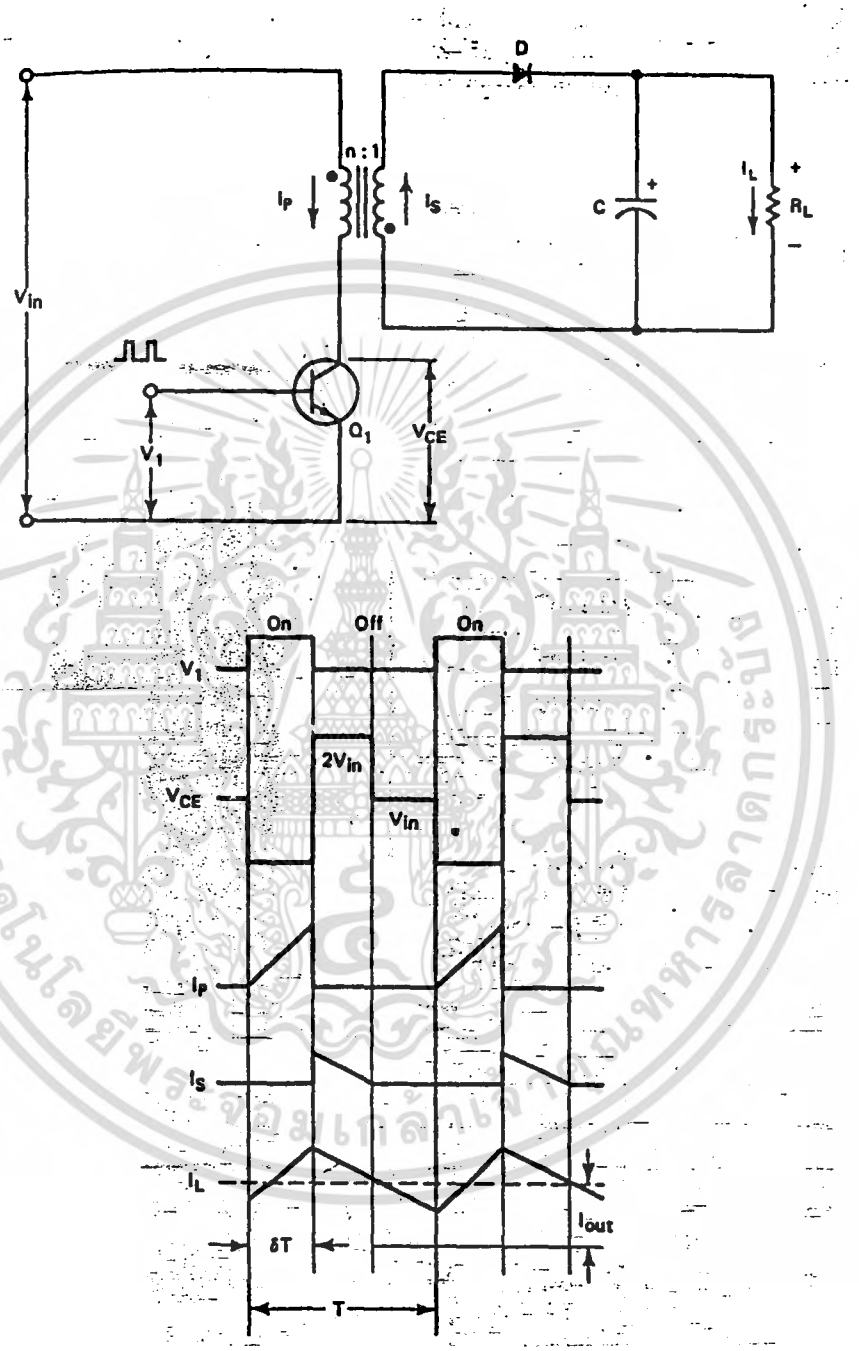
$$I_c = I_L \times (N_s/N_p) \quad ....(2.13)$$

เมื่อ I_L คือ กระแสที่ไหลผ่านโหลดสูงสุด

นอกจากนี้อาจหา I_c ได้จาก

$$I_c = 2P_{out} / \eta V_{in} d_{(max)} \quad ....(2.14)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.22 *วงจรพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็คชนิดแบ่งแยก (Isolated Flyback)*

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่ η (eta) คือ ประสิทธิภาพของคอนเวอร์เตอร์ (อยู่ในช่วง 60%-90%)

d_{max} คือ ค่าดิวตี้ไซเกิลสูงสุดของสัญญาณพัลส์จากวงจรควบคุม

คือ (ความกว้างของพัลส์ / คาบเวลาของพัลส์)

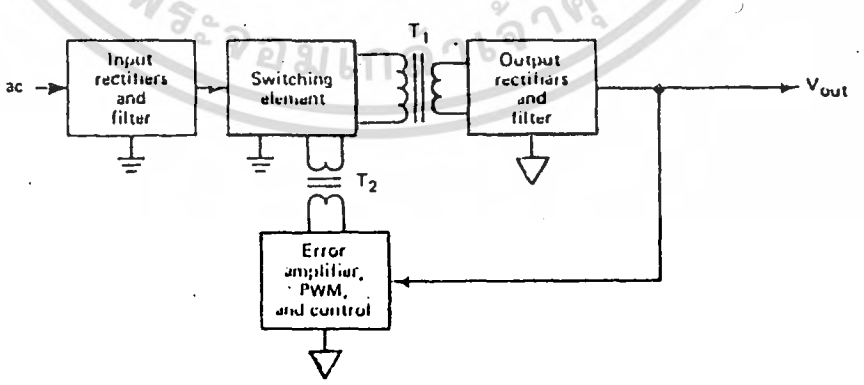
ซึ่งโดยทั่วไป d_{max} จะมีค่าต่ำกว่า 0.5 (~0.4) แล้วแต่จะออกแบบ เช่น ถ้าสมมุติให้คอนเวอร์เตอร์มีประสิทธิภาพ n เป็น 0.8 และ d_{max} เป็น 0.4 ก็จะได้

$$I_c = 6.25 \times P_{out}/V_{in} \quad ....(2.15)$$

2.4.2 เทคนิคการแยกระบบรักษาแรงดันคงที่แบบสวิตชิ่ง

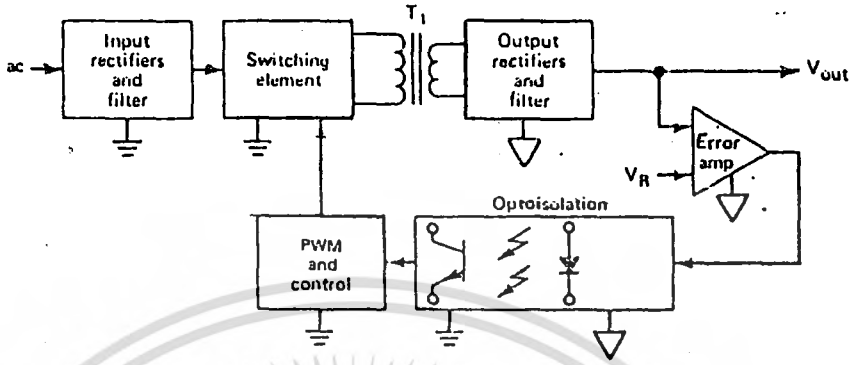
ในแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่งชนิด พัลส์วิดมอดูเลชั่น (PWM) เทคนิคนี้ใช้ควบคุมช่วงเวลาที่มีการนำกระแสของสวิตช์ทรานซิสเตอร์ ในคาบหนึ่ง ๆ เพื่อควบคุมและกำหนดแรงดันเอาท์พุทให้คงที่ และรักษาเสถียรภาพ ระหว่างที่อุณหภูมิมีการเปลี่ยนแปลง

ในการแยกแรงดันขาเข้าสูง ๆ กับแรงดันขาออก หรือว่าจะเป็นแรงดันขาออกสูง ๆ เพื่อป้องกันผู้ใช้จาก แรงดันสูง หรือกระแสรั่วไหลและป้องกันวงจรด้านแรงดันต่ำเสียหาย



(ก)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ข)

รูปที่ 2.23 (ก) การแยกด้วยหม้อแปลง

(ข) การแยกด้วยอุปกรณ์ทางแสง

ในรูปที่ 2.23 (ก) ส่วน error-amplifier, PWM และวงจรควบคุม มีกราวด์ร่วมกับภาคเรคติไฟล์ด้านเอาท์พุท และฟิลเตอร์ ส่วนอินพุทกับเอาท์พุทถูกแยกออกจากกันโดย หม้อแปลงกำลัง T_1 และหม้อแปลงควบคุม T_2

ในรูปที่ 2.23 (ข) วงจรควบคุมและ PWM มีกราวด์ร่วมกับส่วนสวิตชิ่ง และเรคติไฟล์และฟิลเตอร์ด้านอินพุท โดยอินพุทและเอาท์พุทถูกแยกออกจากกันโดย หม้อแปลงกำลัง T_1 และ ออปโตไอโซเลเตอร์ (optoisolator)

เทคนิคการแยกทั้ง 2 วิธี ในรูปที่ 2.23 ให้ผลตอบสนองที่ดี แม้ว่าจะต้องระมัดระวังในการออกแบบ ซึ่งโดยทั่วไป วงจรแยกด้วยหม้อแปลง ในรูปที่ 2.23 (ก) สามารถใช้ได้กับการออกแบบคอนเวอร์เตอร์ ที่มีกำลังต่างกันทั้งหมด ขณะที่ออปโตไอโซเลชั่น ในรูปที่ 2.23 (ข) โดยทั่ว ๆไปจะใช้ในการออกแบบคอนเวอร์แบบฟลายแบ็ค และฟอร์เวิร์ด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4.3 การมอดูเลตความกว้างของพัลส์ (pulse-width modulation)

พัลส์วิดท์มอดูเลชั่น เป็นการสร้างสัญญาณสวิตชิ่ง (Switching) เพื่อใช้ในการปิด-เปิด ทรานซิสเตอร์ในวงจรหลัก โดยใช้เทคนิคการแบ่งคลื่นใน 1 คาบ ออกเป็นพัลส์ย่อย ๆ หลายพัลส์ ซึ่งแต่ละพัลส์อาจมีความกว้างของพัลส์ไม่เท่ากันก็ได้และรูปคลื่นพีดับบลิวเอ็ม (PWM) สามารถสร้างขึ้นได้โดยใช้รูปแบบ และเทคนิคการสร้างหลายวิธี เช่น Equal pulsewidth , sine or sinusoidal pulsewidth modulation , inverted sine modulation , trapzoidal modulation , square wave modulation and delta modulation

2.4.3.1 ลักษณะรูปคลื่นพีดับบลิวเอ็ม (PWM)

รูปคลื่นพีดับบลิวเอ็มมีอยู่ 2 ลักษณะ ได้แก่

(1) คลื่นพีดับบลิวเอ็มแบบ 2 ระดับ เป็นรูปคลื่นที่มีการสวิตช์ระหว่างระดับอ้างอิง 2 ระดับ คือ +A และ -A ดังรูปที่ 2.24

(2) คลื่นพีดับบลิวเอ็มแบบ 3 ระดับ เป็นรูปคลื่นที่มีการสวิตช์ระหว่างระดับอ้างอิง 3 ระดับ คือ +A, 0 และ -A ดังรูปที่ 2.25

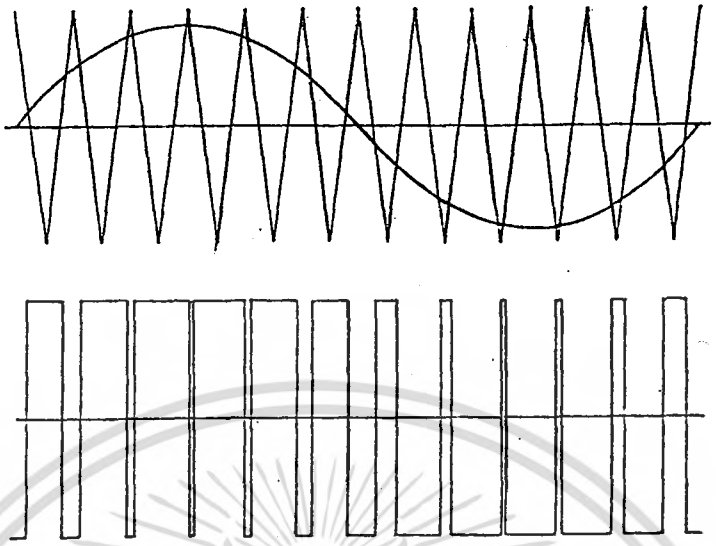
2.4.3.2 การสร้างรูปคลื่นพีดับบลิวเอ็ม (PWM)

การสร้างรูปคลื่น PWM สามารถสร้างขึ้นมาโดยวิธีต่าง ๆ ได้แก่

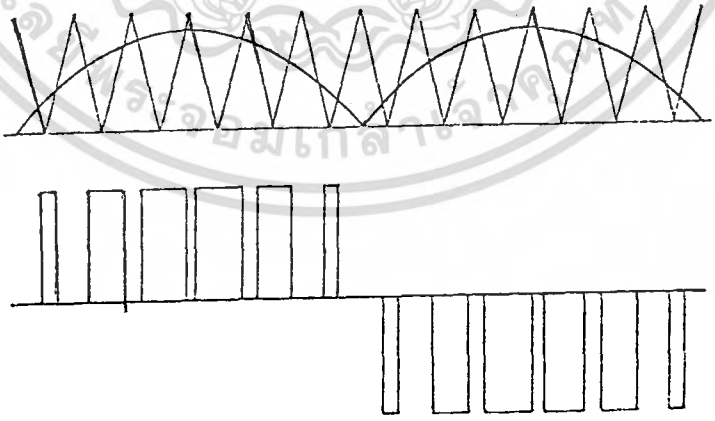
(1) โดยการใช้ไมโครโปรเซสเซอร์ ซึ่งสามารถกระทำได้ โดยการโปรแกรมให้ไมโครโปรเซสเซอร์ ส่งสัญญาณซึ่งสอดคล้องกับมุมสวิตช์ผ่านทางเอาท์พุทพอร์ท (output port) ซึ่งจะต้องมีการคำนวณค่ามุมสวิตชิ่งต่าง ๆ ออกมาเสียก่อน แล้วจึงเก็บไว้ในหน่วยความจำ ไมโครโปรเซสเซอร์จะอาศัยข้อมูลจากหน่วยความจำนั้น เพื่อสร้างแพทเทอร์น (pattern) สัญญาณ PWM ขึ้นมาแล้วจึงส่งผ่านเอาท์พุทพอร์ทออกมา

(2) โดยการใช้วงจรอิเลคทรอนิกส์ ซึ่งจะสะดวกมากเพื่อใช้วงจรเปรียบเทียบ (Comparator) เช่น ไอซี LM 339 เป็นต้น โดยจะทำการป้อนสัญญาณอินพุท 2 สัญญาณเข้าสู่วงจรเปรียบเทียบ คือ สัญญาณอ้างอิง หรือ สัญญาณมอดูเลติ้ง (Modulating Signal) ซึ่งจะมีความถี่เท่ากับรูปคลื่น PWM ที่ต้องการกับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



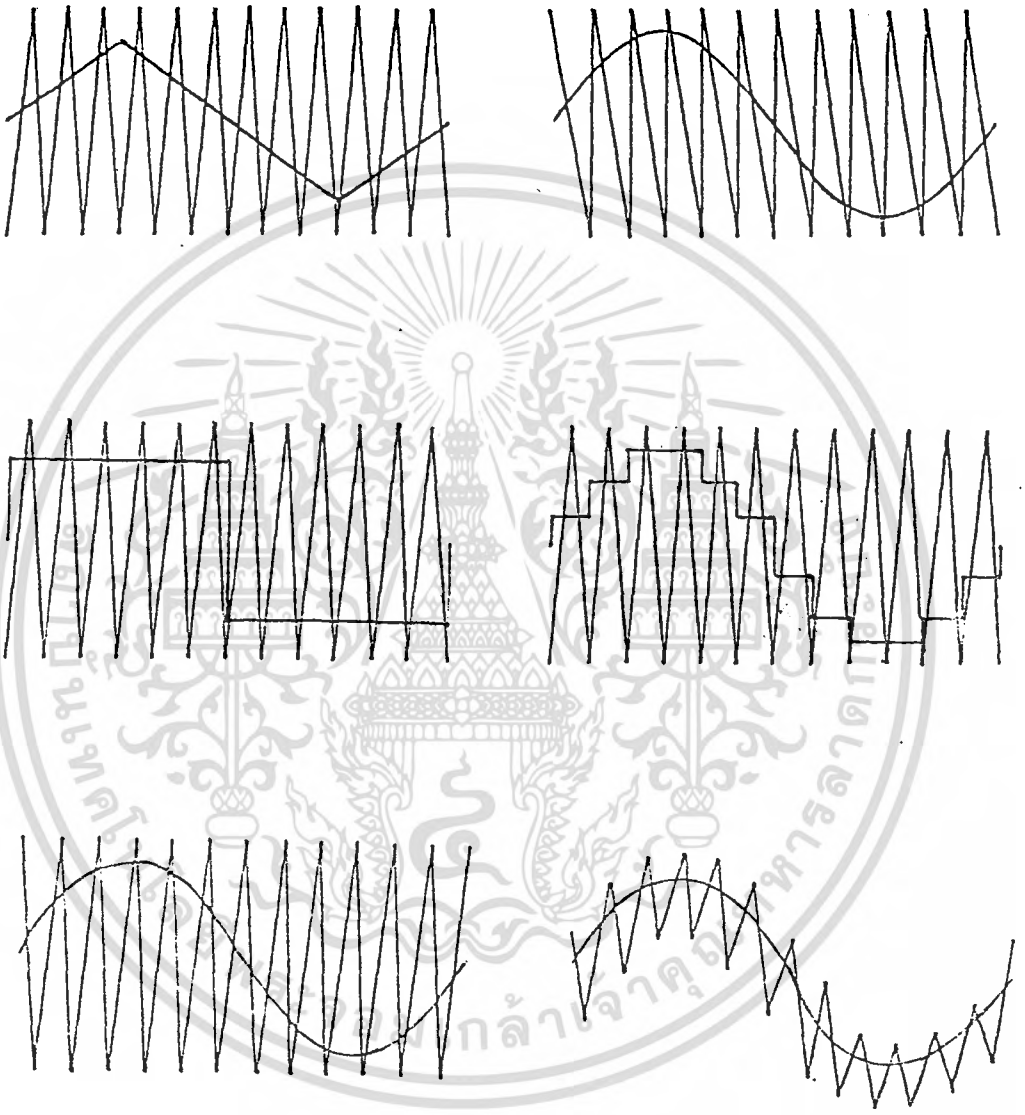
รูปที่ 2.24



รูปที่ 2.25

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณแคเรียร์ (Carrier) ที่มีความถี่สูงกว่า มุมสวิตช์ของรูปคลื่น PWM คือจุดตัดของสัญญาณทั้งสอง การสร้างโดยอาศัยวงจรเปรียบเทียบนี้ สามารถเลือกสัญญาณที่ใช้เปรียบเทียบได้หลายลักษณะ ดังแสดงในรูปที่ 2.26

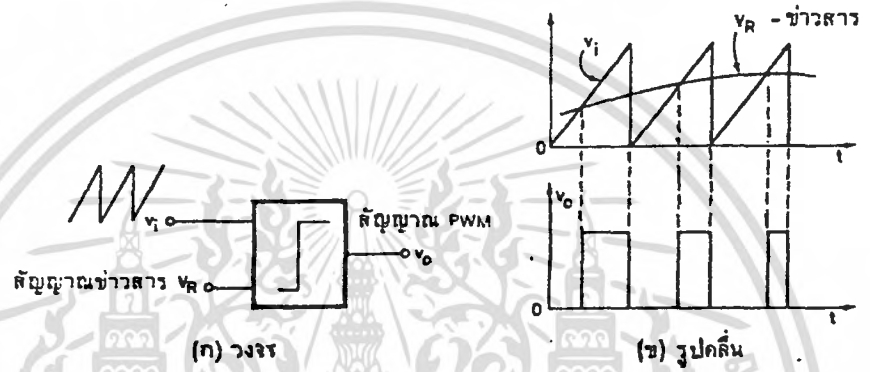


<u>รูปที่ 2.26</u> ตัวอย่างการสร้างรูปคลื่น PWM โดยการใช้วงจรเปรียบเทียบ

โดยสรุปแล้ว เป็นการที่นำเอาสัญญาณสองสัญญาณมาเปรียบเทียบกัน โดยถ้าให้แรงดันขาเข้าของวงจรเปรียบเทียบ เป็นแรงดันฟันเลื่อยความถี่สูง ส่วนแรงดันอ้างอิงของวงจรเปรียบเทียบไม่ได้มีค่าคงตัว หากเป็นสัญญาณข่าวสารซึ่งแปร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผันไปช้า ๆ (เมื่อเปรียบเทียบกับคาบของแรงดันฟันเลื่อย) แรงดันขาออกของวงจรเปรียบเทียบจะเป็นพัลส์ซึ่งมีค่าความถี่เท่ากับสัญญาณฟันเลื่อย แต่ความกว้างของพัลส์จะขึ้นอยู่กับสัญญาณข่าวสารจากรูป 2.27 เราสามารถใช้หลักการนี้ได้ในระบบสื่อสารที่เรียกว่า การมอดูเลตความกว้างพัลส์ (PWM)

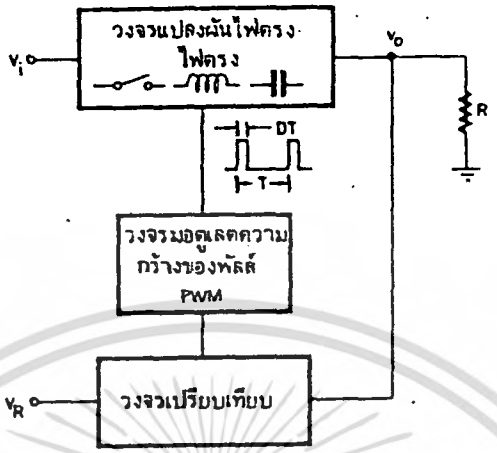


รูปที่ 2.27 แสดงการมอดูเลตความกว้างของพัลส์ (PWM)

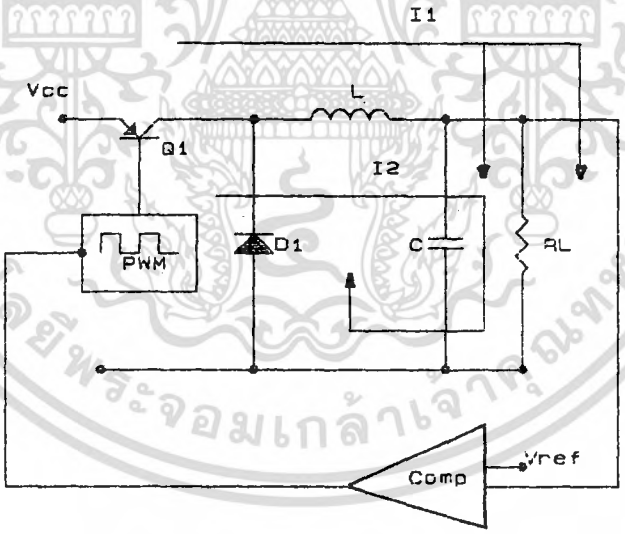
ซึ่งจากหลักการมอดูเลตความกว้างของพัลส์ สามารถที่จะนำไปใช้ในการรักษาค่าแรงดันให้คงที่ได้จากรูปที่ 2.28

แรงดันขาออก V_o ของวงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรง จะถูกป้อนกลับมาเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิง V_R สัญญาณคลาดเคลื่อนที่ได้จากการเปรียบเทียบจะนำไปควบคุมวงจรมอดูเลตความกว้างพัลส์ เพื่อให้กำเนิดพัลส์ที่มีขนาดตามต้องการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.28 แผนภาพบล็อกของวงจรคงค่าแรงดันแบบสวิตชิง



รูปที่ 2.29 วงจรอย่างง่ายที่มีการควบคุมการสวิตช์

ในรูปที่ 2.29 ตัวอย่างวงจรอย่างง่าย ที่ใช้ทรานซิสเตอร์ทำหน้าที่เป็นสวิตช์ปิดเปิดโดยวงจร PWM ลักษณะของ Q_1 ในสภาวะ "ON" จะนำกระแสเต็มที่และไม่มีแรงดันตกคร่อมตัวมันเลย Q_1 เป็นทรานซิสเตอร์ชนิด PNP จะนำกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ได้ก็ต่อเมื่อแรงดันที่เบสของมันลดลงมาเป็นศูนย์โวลท์ กระแสที่ผ่าน Q_1 จะจ่ายให้แก่คอยล์ L ตัวเก็บประจุ C และโหลด R_L จะเห็นว่าตอนนี้ไดโอด D_1 จะอยู่ในสภาวะไบแอสกลับ กระแสที่ผ่าน L คือ I_1 จะทำให้เกิดพลังงานสะสมในรูปของสนามแม่เหล็ก [$W = (1/2)LI^2$] เมื่อแรงดันที่ขาเบสของ Q_1 สูงขึ้นจะทำให้ Q_1 หยุดทำงานทันที (กระแสไม่สามารถจะผ่าน Q_1 ได้) พลังงานที่สะสมอยู่ในขดลวด L จะถูกจ่ายออกมาเป็นกระแส I_2 ผ่านโหลดและย้อนกลับสู่ L_1 ทางD_1 ทำนองเดียวกัน C ก็จะคายประจุให้แก่โหลดจนทรานซิสเตอร์ Q_1 ทำงานอีกครั้งหนึ่ง จะเห็นว่าคอยล์ L_1 และตัวเก็บประจุ C จะประกอบกันเป็นวงจรฟิลเตอร์ทำให้ได้แรงดันไฟตกคร่อม ความต้านทานโหลด ซึ่งปริมาณของแรงดัน ก็ขึ้นอยู่กับคาบเวลาการทำงานของทรานซิสเตอร์ Q_1 ถ้าช่วงเวลาที่สวิตช์ปิดเปิดเปลี่ยนแปลงต่างกัน ก็จะทำให้แรงดันที่โหลดเปลี่ยนแปลง ซึ่งค่าแรงดันเฉลี่ยจะมีความสัมพันธ์กับแรงดันไฟฟ้าดังนี้

T_{on} = ระยะเวลาที่ปิดสวิตช์

T_{off} = ระยะเวลาที่เปิดสวิตช์

T = ระยะเวลาในหนึ่งไซเคิล = $T_{on} + T_{off}$

$$V_o = 1/T \int V_1(t)\, dt$$

$$= 1/T \int V_s\, dt$$

$$= V_s/T \cdot T_{on}$$

$$= V_s / (T_{on} + T_{off}) \cdot T_{on} \quad ....(2.16)$$

และ Q_1 มีดิวตี้แฟกเตอร์ (d) $= t_{on} f_o = T_{on} / (T_{on} + T_{off})$

จากสมการ 2.16 จะเห็นว่า แรงดันไฟออก (V_o) จะสามารถเปลี่ยนแปลงได้โดยการเปลี่ยน T_{on} และถ้าหากว่ามีวงจรอัตโนมัติที่คอยตรวจจับแรงดัน V_o ให้คงที่อยู่ตลอด เช่นในกรณี V_o เริ่มจะลดลง วงจรนี้จะส่งผลให้ฟิลส์ที่ไปควบคุม Q_1 ตอน "ON" กว้างขึ้นวงจรก็จะรักษา V_o ให้คงที่ตลอด

จากทฤษฎีพื้นฐานนี้ เราพบว่า การที่จะควบคุมให้ V_o มีค่าคงที่นั้นสามารถควบคุมโดยการเปลี่ยนแปลงค่า T_{on}/T เราอาจทำได้หลายวิธี โดยเราอาจ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทำให้คาบเวลาในการสวิตช์มีค่าคงที่ และความกว้างของ T_{on} เปลี่ยน (ความถี่คงที่) หรือจะให้ T_{on} คงที่แต่ให้คาบเวลา T เปลี่ยน (เปลี่ยนความถี่, Frequency modulation)ก็ได้

ซึ่งกล่าวโดยสรุปแล้วลักษณะการปิด-เปิดสวิตช์แบบวิธีการเปลี่ยนแปลงความกว้างของพัลส์ (Pulse width modulation) นั้น T_{on} เปลี่ยนแปลง และ T_{off} เปลี่ยนแปลง แต่ค่า T คงที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

การวิจัยและการดำเนินการ

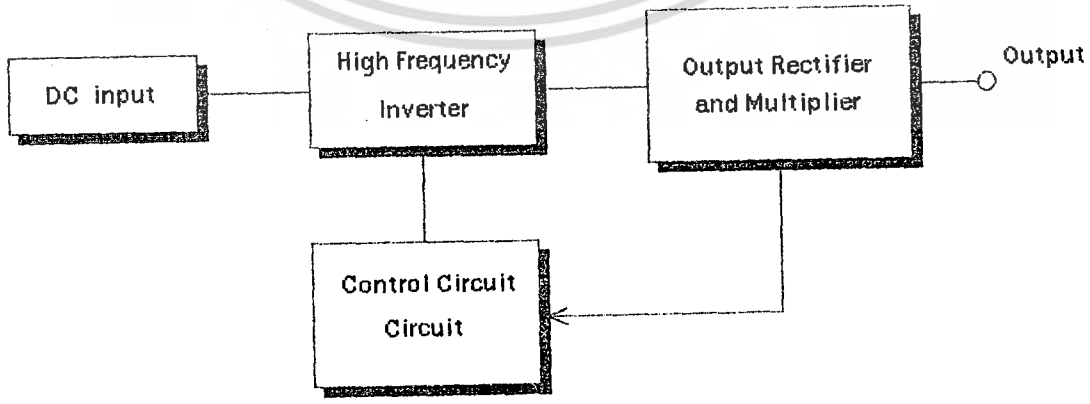
ในโครงงานพิเศษนี้ได้กำหนดคุณลักษณะของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิงไว้ดังนี้

รูปแบบ เป็นสวิตช์โหมด DC-DC converter โดยควบคุมกระแสเอาท์ 5.1 mA โดยนำกระแสที่ภาคเอาท์พุทมาควบคุมความถี่ให้คงที่ โดยใช้ IC เบอร์ 3527 เป็นตัวควบคุม

คุณสมบัติหลัก

ความถี่ของ PWM	25	กิโลเฮิรตซ์
แรงดันขาเข้า	10-15	โวลท์
กำลังขาเข้าสูงสุด	15	วัตต์
กำลังขาออกสูงสุด	10	วัตต์
กระแสขาออก	5.1	มิลลิแอมป์
แรงดันขาออก	1.4-1.5	กิโลโวลท์
แรงดันขาออกสูงสุด	4	กิโลโวลท์

โดยการทำงานของวงจรรวมจะแบ่งการทำงานเป็นส่วน ๆ

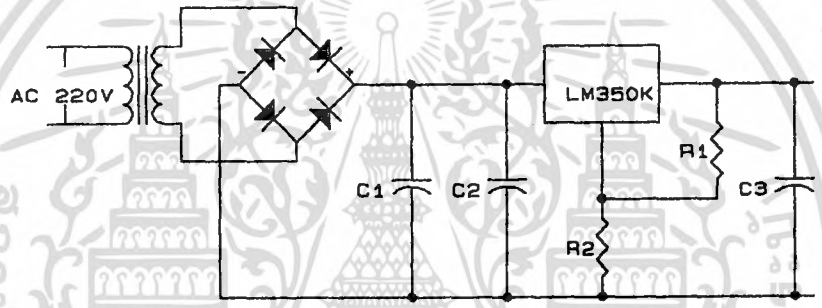


รูป 3.1 แผนผังส่วนการทำงานของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิง

เอกสารนี้เป็นเอกสาร... ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.1 ส่วนจ่ายไฟกระแสตรง

ส่วนจ่ายไฟกระแสตรง ในแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่งนี้เป็นส่วนที่จ่ายพลังงานให้กับวงจร โดยสามารถที่จ่ายได้โดยทำการแปลงไฟบ้านจาก 220 โวลท์ให้เป็น 12 โวลท์ ที่สามารถจ่ายกระแสได้มากกว่า 1แอมป์ และสามารถที่ใช้แหล่งจ่ายไฟอื่น ๆ ได้เช่นใช้ถ่านนิแคด (นิเกิลแคดเมี่ยม) ซึ่งสามารถประจุไฟได้ใหม่ได้ และสามารถจ่ายกระแสได้สูงกว่าถ่านแบบเซลแห้งทั่ว ๆ ไป ในการทดลองใช้การแปลงไฟจากไฟบ้านดังวงจรข้างล่าง



รูป 3.2 แสดงวงจรภาคเรียงกระแสเข้า

โดยในส่วนนี้จะเป็นการเปลี่ยนกระแสสลับให้เป็นกระแสตรง ที่มีแรงดันต่ำเพื่อป้อนให้แก่วงจรรวมในรูป 3.7

- ส่วนของเรคติไฟล์นั้นใช้วงจรบริดจ์ (bridge diode) ซึ่งจะทำให้หม้อแปลงที่ทำหน้าที่แปลงแรงดัน 220 โวลต์เป็นไฟแรงดันต่ำ 15 โวลต์ มีขนาดเล็กลง กว่าเมื่อใช้วงจรเรคติไฟล์แบบเต็มช่วงคลื่นธรรมดา ซึ่งวงจรบริดจ์ที่ใช้จะต้องทนแรงดันได้อย่างน้อยเท่ากับ 15 x 1.4 = 21 โวลต์ และทนกระแสได้มากกว่า 1.25 แอมป์

นอกจากนี้ยังคำนึงถึงกระแสกระชากเมื่อเริ่มเปิดใช้งานด้วย และเพื่อความปลอดภัยและการใช้งานที่คงทน จึงควรเลือกเรคติไฟล์ให้ทนทานมากกว่าพิกัดสองเท่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- ส่วนของตัวเก็บประจุภาคไฟเข้า (Input capacitor) มีหน้าที่กรองให้ศักดาเข้าเป็นไฟกระแสตรงที่เรียบ สามารถคำนวณหาขนาดความจุของตัวเก็บประจุ โดยเป็นไปตามความสัมพันธ์ของ ค่ากระเพื่อมของศักดา (Ripple voltage) ค่ากระแสที่ตัวเก็บประจุต้องจ่ายออก และคาบเวลาของการจ่ายกระแส

จากความสัมพันธ์ของ

$$I_c = C.dV/dT$$

และเมื่อวงจรเป็นวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น

$$C = I_c/(V_R.2f)$$

โดย กระแส I_c = 1.25 แอมป์ โดยเลือกแรงดันกระเพื่อมสูงสุด (V_R) เท่ากับ 15 โวลท์ ความถี่เท่ากับ 50 เฮิรตซ์

$$C = 1.25/ (15*100)$$

$$= 833 \ \mu F$$

เพราะฉนั้น C_1 > 833 μF ควรจะทนแรงดันได้อย่างน้อย 35 โวลต์

ส่วน C_2 = 0.1 μF และ C_3 = 1 μF

ในโครงงานนี้ ใช้โวลต์เตจเลกูเลเตอร์ LM 350K สามารถจ่ายกระแสได้ถึง 3 แอมป์ และสามารถเปลี่ยนแรงดันเอาท์พุท ได้ตั้งแต่ 1.2 ถึง 33 โวลต์ โดยการเปลี่ยนค่าความต้านทาน R_1, R_2 ตามสูตรข้างล่างนี้

เช่นต้องการ V_{out} = 12 โวลต์ ค่า R_1 , R_2 หาได้จาก

$$V_{out} = 1.25 (1 + R_2/R_1)$$

โดยให้ R_1 = 240 โอห์ม , R_2 = 2 กิโลโอห์ม

3.2 อินเวอร์เตอร์ความถี่สูง (High frequency inverter)

ในแหล่งจ่ายไฟนี้ใช้วงจรพื้นฐานแบบฟลายแบ็ค โดยใช้เพาเวอร์ทรานซิส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เตอร์ จึงต้องหาค่าแรงดันตกคร่อมระหว่างคอลเลคเตอร์กับอิมิตเตอร์ที่จะต้องทนได้ และให้ค่าดิวตี้ไซเคิล เท่ากับ 0.4 ได้

$$V_{CE(max)} = V_{in} / (1 - d_{max})$$
$$= 12 / (1 - 0.4)$$
$$= 20 \text{ โวลท์}$$

และหาค่ากระแสคอลเลคเตอร์ที่ทรานซิสเตอร์ต้องทนได้เมื่อนำกระแส

$$I_c = 6.25 \times (P_{out} / P_{in})$$
$$= 6.25 \times (10 / 12)$$
$$= 5.2 \text{ แอมป์}$$

3.2.1 ขั้นตอนการออกแบบหม้อแปลง

โดยต้องการหม้อแปลงกำลังไฟ 10 วัตต์ ทำงานที่ความถี่ 25 กิโลเฮิรตซ์ ทำงานจากไฟกระแสตรง 12 โวลต์ แรงดันที่เอาท์พุท 500 โวลต์ กระแส 20 มิลลิแอมป์

1. เลือกลักษณะแกนเฟอร์ไรต์ ในการทดลองนี้ได้ใช้แกน EE รุ่น EE 77-375 แกนรุ่นนี้สามารถให้กำลังได้ถึง 70 วัตต์

2. เลือก B_{max} จากแผ่นข้อมูล ฟลักซ์อิ่มตัวที่ 200 องศาเซลเซียส , B_{sat} 1,800 เกาส์

$$B_{max} = B_{sat}/2 = 900 \text{ เกาส์}$$

3. คำนวณหากระแสสูงสุดของหม้อแปลงด้านปฐมภูมิ (I_p)

โดย $P_{in} = 15$ วัตต์

$P_{out} = 11$ วัตต์

จากนั้นจะได้

เอกสารนี้มีไว้สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

I_p = 15 วัตต์ / 12 โวลต์ = 1.25 แอมป์

4. เลือกขนาดแกนและบ็อบบิ้น โดยให้

P_{out} = 10 วัตต์, f = 25 กิโลเฮิรตซ์, B_{max} = 900 เกาส์

จากสมการ

$$A_e A_c = (0.68 * P_{out} * D * 10^3) / fB_{max}$$

$$A_e A_c = (0.68 * 10 * 400 * 10^3) / 25\ kHz * 900$$

$$= 0.12\ cm^4$$

การเลือกพื้นที่หน้าตัดของแกนและพื้นที่หน้าต่างบ็อบบิ้น โดยปกติจะให้สูงกว่าค่าที่คำนวณไว้อย่างน้อย 50 % ซึ่งใช้บ็อบบิ้นของแกนขนาดเล็กสุดได้ถึง EI30 และกำลังของแกน สามารถให้ได้เกิน 15 วัตต์ที่เราต้องการ

ตารางที่ 3.1 แสดงถึงขนาดและกำลังของแกนแต่ละโมเดล

โมเดล	$A_w (cm^2)$	$A_c (cm^2)$	P (VA)	P_o (W)
EI 22	0.72	0.42	31	5
EI 30	1.44	1.11	161	20~30
EI 40	3.10	1.48	463	40~60
EI 50	4.78	2.30	1110	100~150

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5. เลือกขนาดของสายและจำนวนรอบขดลวดปฐมภูมิ

จากค่าความหนาแน่นของกระแสในสายเป็น 400 เซอร์คูลาร์มิลล์ ดังนั้น ขนาดสายเป็น 400 x 1.25 = 500 เซอร์คูลาร์มิลล์

คำนวณจำนวนรอบขดลวดปฐมภูมิได้

$$N_p = 12*10^8 / 4*900*25*10^3*0.86$$

$$= 15.5 \text{ รอบ}$$

ซึ่งจะปัดให้เป็น 16 รอบ และขนาดสายใช้ SWG 23

6. คำนวณหา B_{max} ที่ V_{in} สูงสุด = 15 โวลต์

$$B_{max} = 15 *10^8 / 4*25*10^3 *15.5 *0.86$$

$$= 1,125 \text{ เกาส์}$$

ค่าที่ได้ยังต่ำกว่าที่ระบุไว้ในแผ่นข้อมูลของแกนเฟอร์ไรต์ จึงยังใช้ได้

7. คำนวณหาจำนวนรอบขดลวดทุติยภูมิ จาก

$$N_s = N_p V_s / V_p$$

$$= 16*500 / 12$$

$$= 666.67 \text{ รอบ}$$

จำนวนรอบด้านทุติยภูมิประมาณเป็น 666 รอบ

8. การคำนวณหาขนาดของสายด้านทุติยภูมิ จากค่าความหนาแน่นกระแสเป็น 400 เซอร์คูล่าร์มิลล์ต่อแอมป์ และคิดกระแสทางด้านเอาท์พุทเป็น 23 mA ได้ขนาดของสายเป็น 400 x 23 mA = 9.2 เซอร์คูลาร์มิลล์ต่อแอมป์ ซึ่งเป็นค่าที่น้อยมาก ซึ่งสามารถใช้ลวดเส้นเล็กได้ถึง SWG 37

3.3 ส่วนควบคุม

โดยเริ่มแรกจะทำในส่วนวงจรพัลส์วิดมอดูเลชั่น ซึ่ง SG3527 จะเป็นตัวควบคุมโดยที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Reference Regulation ของ SG3527 นี้คือ 5.1 โวลท์ เป็นโวลท์อ้างอิงให้กับerror amplifier ที่ขา noninverting

Oscillator ความถี่ออสซิลเลเตอร์ภายใน ถึงควบคุมด้วยการต่อวงจรกำหนดเวลาเข้าไปด้วยตัวความต้านทาน และตัวเก็บประจุ ต้องการความถี่ออสซิลเลเตอร์ 25 กิโลเฮิรตซ์โดยการคำนวณจาก

$$f = 1 / R_T C_T$$

โดยกำหนดให้ $C_T = 4.7$ นาโนฟารัด

$$R_T = 1 / (25 \times 10^{3} \times 4.7 \times 10^{-9})$$

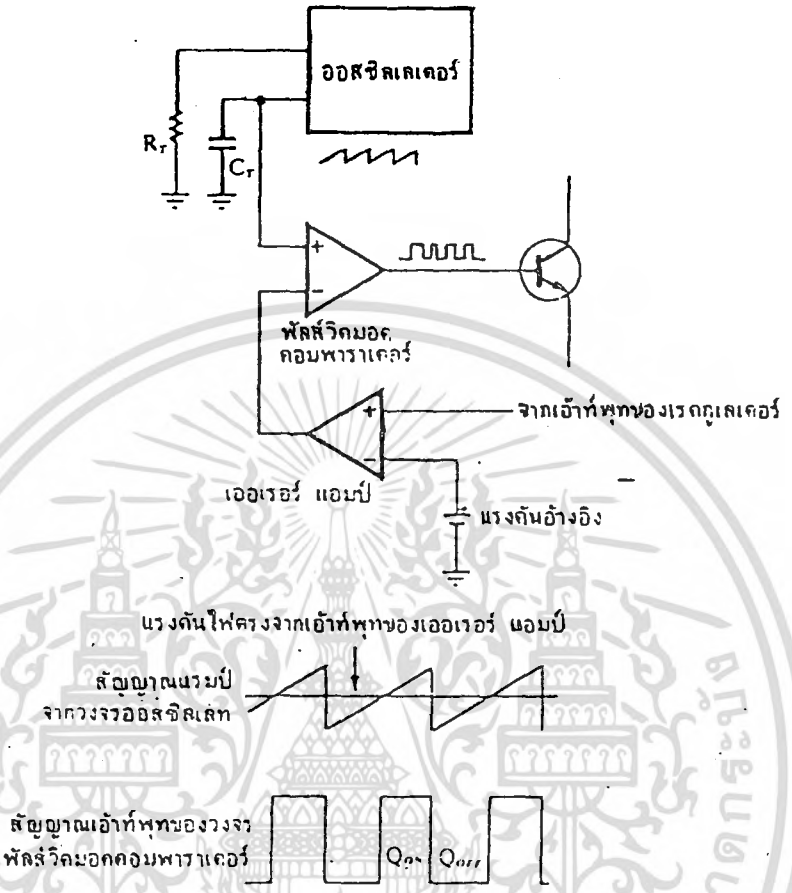
$$= 8.5 \text{ กิโลโอห์ม}$$

Solf-start เป็นวงจรป้องกันกระแสกระตุกระหว่างเปิดเครื่อง และป้องกันสัญญาณผิดพลาดซึ่งอาจเกิดขึ้นโดยวงจรควบคุมเมื่อเริ่มจ่ายกำลังให้

Pulse width modulation ซึ่งเป็นส่วนที่มีอยู่ใน IC SG3527 ซึ่งการทำงานของวงจรนี้จะทำหน้าที่ปิด-เปิดทรานซิสเตอร์ วงจรการทำงานง่าย ๆ ของ PWM แสดงไว้ในรูปที่ 3.3

โดยวงจรออสซิลเลเตอร์จะสร้างความถี่ออกมา โดยความถี่ที่สร้างขึ้นมาจะขึ้นอยู่กับค่า R_T และ C_T จะเป็นลักษณะของสัญญาณรูปฟันเลื่อย (Saw Tooth) หรือสัญญาณแรมป์ (Ramp) สัญญาณนี้จะถูกเปรียบเทียบกับระดับไฟตรง จากเอาท์พุท ของวงจรขยายความแตกต่าง (error amplifier) ผลที่ได้คือสัญญาณพัลส์ทางเอาท์พุทที่มีค่าของ t_{on} จะเปลี่ยนแปลงไปตามระดับไฟตรง ที่เข้ามาทางขาอินเวอร์ติ้งอินพุท ของวงจรคอมพาราเตอร์ ระดับไฟตรงนี้จะเปลี่ยนแปลงเป็นสัดส่วนกับแรงดันทางเอาท์พุท V_{out} ที่จะถูกป้อนเข้าทางนอน -อินเวอร์ติ้งอินพุทของเออร์เรอร์แอมป์ โดยที่ขาอินเวอร์ติ้งอินพุทของเออร์เรอร์แอมป์ จะมีแรงดันอ้างอิง (V_{ref}) อันหนึ่ง ความแตกต่างระหว่างส่วนของ V_{out} และ V_{ref} นี้จะถูกขยายและป้อนเข้าสู่วงจรคอมพาราเตอร์ที่กล่าวแล้ว นั่นคือ ค่าของ T_{on} จะเปลี่ยนไปตามค่า V_{out} ดังนั้นเราจึงสามารถอาศัยความสัมพันธ์นี้ไปควบคุม

เอกสารนี้มีลิขสิทธิ์ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.3 วงจรส่วนควบคุมความกว้างของพัลส์

ระดับศักดาไฟฟ้าออกให้คงที่ได้

นอกจากนี้วงจร Dead Time Comparator (Dead time คือช่วงเวลาที่ทรานซิสเตอร์หยุดนำกระแส) ยังสามารถป้องกันกระแสเกินได้ โดยวงจรป้องกันกระแสเกิน จะทำงานโดยอาศัยแรงดัน ที่เกิดจากกระแสทางเอาท์พุทไหลผ่านตัวต้านทานค่าต่ำ ๆ ที่ต่ออนุกรมไว้ ถ้าหากแรงดันสูงเกินค่าที่ตั้งไว้ เออร์เรอร์แอมป์ส่วนนี้จะส่งผลไปลด T_{on} ของทรานซิสเตอร์ ซึ่งส่วน Dead Time control นี้ ทำงานเช่นเดียวกับ ส่วน Compensation

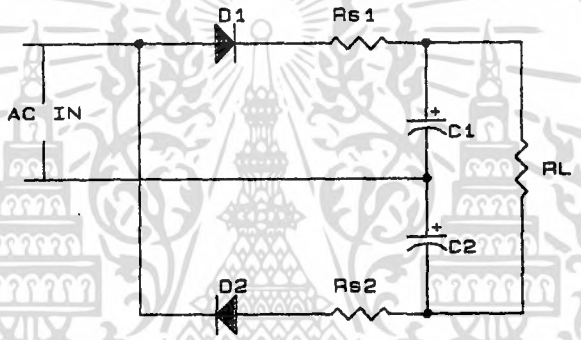
ส่วนลอจิกเกทและฟลิปฟลอป จะทำหน้าที่ควบคุมการทำงานของทรานซิสเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

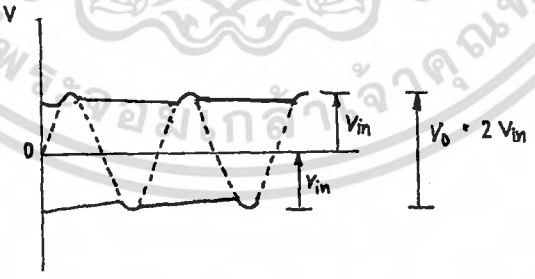
3.4 ส่วนเอาท์พุทแรงดันสูง (High voltage output)

หน้าที่ของการทำงานของส่วนนี้คือ การแปลงไฟกระแสสลับที่ได้จากขดลวดทุติยภูมิของหม้อแปลงความถี่สูง ให้เป็นไฟกระแสตรง เพื่อจ่ายให้แก่โหลดต่อไป

3.4.1 วงจรเพิ่มแรงดันสองเท่าแบบฟูลเวฟ วงจรเพิ่มแรงดันแบบฟูลเวฟให้ข้อดี เนื่องจากวงจรสามารถเพิ่มแรงดันเอาท์พุทได้ตลอดไซเคิลของไฟสลับ โดยเฉพาะอย่างยิ่งตัวเก็บประจุที่เอาท์พุทจะมีสองตัว เพื่อเป็นตัวรับประจุของไฟอินพุทตัวละครึ่งไซเคิล วงจรเพิ่มแรงดันแบบนี้แสดงให้เห็นดังรูปที่ 3.4



รูปที่ 3.4 วงจรเพิ่มแรงดันสองเท่าแบบฟูลเวฟ



รูปที่ 3.5 แสดงรูปคลื่นที่ถูกเรคติไฟล์ของการเพิ่มศักดาเป็นสองเท่า

การทำงานของวงจรเริ่มจากตัวเก็บประจุ C_2 ถูกประจุจนกระทั่งมีค่าแรงดันคร่อม V_D โดยผ่านตัวไดโอด D_2 และความต้านทาน R_{s1} ในช่วงครึ่งไซเคิลที่เป็นลบของแรงดันไฟสลับ แต่เมื่อถึงครึ่งไซเคิลที่เป็นบวกแรงดันไฟสลับจะ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทำหน้าที่ประจุ C_1 โดยผ่านไดโอด D_1 และตัวต้านทาน R_{s1} ดังนั้นแรงดันที่ขั้วเอาท์พุทจึงมีค่าเป็น $2V_p$

ในการใช้งานของวงจรนี้ตัวเก็บประจุทั้งสอง จะต้องมีอัตราทนแรงดันได้สูงกว่า V_p และค่าอัตราสูงสุดของแรงดันขณะไบแอสกลับที่ไดโอดทนได้จะต้องมีค่ามากกว่า $2V_p$

เนื่องจากวงจรนี้จะจ่ายกระแสเป็นพัลซ์เข้าไปประจุให้กับตัวเก็บประจุ และอาจมีค่าสูงมาก ทำให้ไดโอดเกิดการเสียหายได้ ดังนั้นการใส่ตัวต้านทาน R_{s1} และ R_{s2} เพื่อเป็นตัวกำหนดค่ากระแสสูงสุดของการประจุตัวเก็บประจุ แต่ในโครงงานพิเศษนี้ ไม่จำเป็นต้องใส่ R_{s1} และ R_{s2} เพราะกระแสที่ได้จากการเหนี่ยวนำทางด้านทุติยภูมินั้นน้อยมากไม่ถึง 20 มิลลิแอมป์ จึงไม่ทำความเสียหายให้แก่ไดโอดอย่างแน่นอน

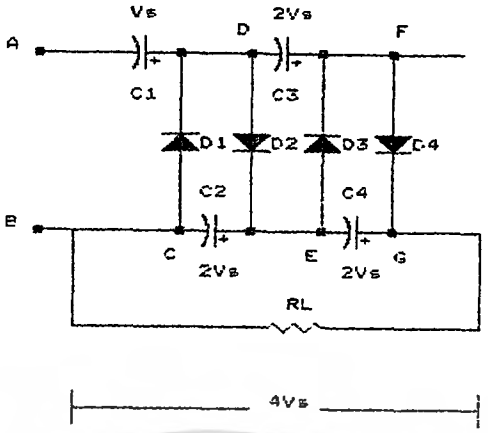
ในส่วนของตัวเก็บประจุ ทำหน้าที่ให้แรงดันเรียบ การเลือกตัวเก็บประจุขึ้นอยู่กับวงจรสวิตชิ่ง ขนาดของกระแสที่ต้องจ่ายออก ซึ่งโดยมากจะเป็นตัวเก็บประจุชนิด อิเลคโทรไลติก ที่มีค่าความต้านทานเสมือน ESR (Equivalent Series Resistance) ต่ำ ค่า ESR มีความสัมพันธ์โดยตรงกับค่าแรงดันกระเพื่อม และค่า ESR นี้เป็นตัวบ่งถึงอายุใช้งานของตัวเก็บประจุ เนื่องจากเป็นตัวบ่งถึงค่าความสูญเสียภายในตัวเก็บประจุ ถ้าค่า ESR สูง ในการใช้งานจะเกิดการสูญเสียมาก ทำให้เกิดความร้อน ทำให้อายุการใช้งานสั้นลง

3.4.2 วงจรทวีคูณแรงดันสี่เท่าแบบฮาล์ฟเวฟ

วงจรเพิ่มแรงดันสี่เท่าแบบฮาล์ฟเวฟแสดงดังรูป 3.6

เมื่อให้ B เป็นบวกก่อน ทำให้ D_1 นำกระแสได้ ทำให้ C_1 ถูกประจุและมีขั้วบวกที่จุด C เมื่อเวลาผ่านไปขั้ว A เปลี่ยนเป็นขั้วบวก และแรงดันที่จุด C จะเป็น 2 เท่า เพราะเป็นแรงดันที่เกิดขึ้นจาก แหล่งจ่ายไฟ V_s รวมกับแรงดันที่ตกคร่อม C_1 ซึ่งเท่ากับ V_s รวมเป็น $2V_s$ ไดโอดซึ่งขณะนี้จะอยู่ในสภาวะนำกระแสทำให้จุด E มีแรงดัน $2V_s$ เช่นกันเมื่อขั้ว B เป็นบวก ทำให้จุด D และ C มีแรงดัน V_s และจุด E และ F มีแรงดันเป็น $3V_s$ เนื่องจากแรงดันที่ถูกคายประจุจาก C_2 รวมกับแรงดันจากแหล่งจ่ายไฟ และทำให้มีแรงดันคล่อม C_2 ซึ่งเท่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.6 วงจรเพิ่มแรงดันสี่เท่าแบบฮาล์ฟเวฟ

กับ $2V_s$ เมื่อแรงดันที่จุด A เป็นขั้วบวกที่จุด G ก็จะมีแรงดันเป็น $4V_s$ เนื่องจากแรงดันที่ตกคร่อมบน C_1 เท่ากับ V_s รวมกับแรงดันตกคร่อม C_3 ซึ่งเท่ากับ $2V_s$ และรวมกับแรงดันจากแหล่งจ่ายไฟ V_s รวมเป็น $4V_s$ โดยที่จะมีแรงดันคล่อม C_4 เท่ากับ $2V_s$ เนื่องจากที่จุด G มีแรงดันเท่ากับ $4V_s$ และที่จุด E มีเท่ากับ $2V_s$ ดังนั้นแรงดันคล่อม C_4 จึงเท่ากับ $2V_s$

ซึ่งในการทดลองตัวเก็บประจุ C_1 ควรทนแรงดันได้มากกว่า V_s ส่วนตัวเก็บประจุที่เหลือควรทนแรงดันได้มากกว่า $2V_s$

3.5 การทำงานของวงจรรวม

จากรูปที่ 3.7 ตัวเก็บประจุ C_5 ต่อกับอินพุทเป็นตัวให้แรงดันแก่ขา V_{cc} ขา 15 ของ SG3527 ไดโอด D_1 เพื่อป้องกันกระแสย้อนกลับ

ทรานซิสเตอร์ BU 406 (NPN) ถูกขับโดย SG3527 ทางด้านและทางด้านขดลวดทุติยภูมิต่อกับเรคติไฟเออร์ซึ่งเป็น fast recovery และวงจรทวีแรงดัน

D_3 เป็นเรคติไฟล์ ครึ่งรอบทางด้านซีกบวก

D_2 เป็นเรคติไฟล์ ครึ่งรอบทางด้านซีกลบ

แรงดันที่ตกคร่อม C_7 และ C_8 เป็นแรงดันทั้ง 2 ซีกลบและบวก ซึ่งเป็นลักษณะการต่อแบบ วงจรทวีแรงดันสองเท่า ของแรงดันที่ขดลวดทุติยภูมิ

สำหรับตัวเก็บประจุ C_6 , C_9 , C_{10} , C_{11} และไดโอด D_4-D_7 เป็น

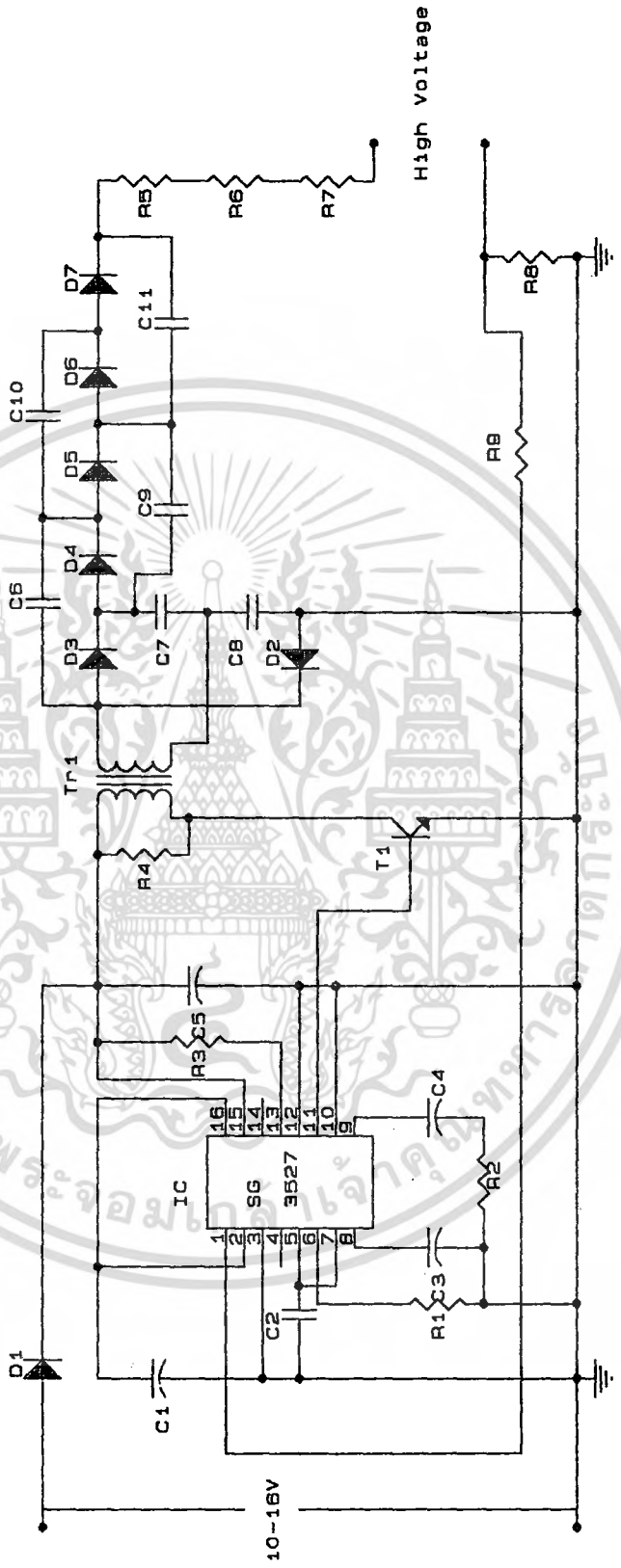
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การต่อเพื่อที่จะทำการมัลติพลายแรงดัน ให้ขึ้นไปอีกสี่เท่า ดังที่ได้กล่าวไปแล้วในหัวข้อ 3.4 แรงดันที่ได้จากขดลวดทุติยภูมิประมาณ 500 โวลต์ เมื่อผ่านวงจรทวีแรงดันแล้ว แรงดันจะเพิ่มขึ้นเป็น 1 กิโลโวลต์ และมัลติพลายจนถึง 4 กิโลโวลต์ ซึ่งเป็นแรงดันประมาณ 8 เท่าของแรงดันที่ขดลวดทุติยภูมิ

จากการใช้วงจรควบคุมแรงดัน จะต้องมีตัวต้านทางไว้จำกัดกระแสในด้านเอาท์พุทแรงดันสูง กระแสที่ผ่านเลเซอร์วัดโดยประมาณ คือวัด แรงดันคร่อม R_s (1 mV = 1V) แรงดันที่ผ่านขา 1 ของ IC ซึ่งเป็นขาอินพุทอินเวอร์ติ้ง ของ error amplifier ผ่านทาง R_g และขา 2 เป็นขานอนอินเวอร์ติ้งโดยป้อนแรงดันอ้างอิงที่ 5.1 V โดยดึงแรงดันจากขา 16 (ref)

แรงดันอินพุทที่ขา 1 และขา 2 จะถูกเปรียบเทียบ และผลต่างนำไปใช้ควบคุมตัวสร้างคลื่นสี่เหลี่ยม เป็นการปรับอัตราส่วนการหยุดและสร้างพัลส์ คือเปลี่ยนดิวตี้แฟกเตอร์ (ช่วงเวลาที่มีพัลส์ / ช่วงเวลาที่ไม่มีพัลส์) ถ้า R_s ไม่มีกระแสไหล ดิวตี้แฟกเตอร์เท่ากับ 1 ได้คลื่น สี่เหลี่ยมจัตุรัส ซึ่งจะได้แรงดันที่ขดลวดทุติยภูมิสูงสุด ซึ่งความถี่ของ PWM จะคงที่ที่ 25 kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.7 แสดงวงจรรวมของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิงโดยใช้ IC SG3527

เอกสารนี้เป็นการเผยแพร่เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4
ผลการวิจัยและวิจารณ์

4.1 ส่วนแหล่งจ่ายไฟกระแสตรงแรงดันต่ำ

โดยการทดสอบใช้ถ่านนิแคดซึ่งมีความจุ 600 มิลลิแอมป์ต่อชั่วโมง ซึ่งสามารถที่จะจ่ายให้แก่วงจรสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายซึ่งกินกระแส 1 แอมป์ ได้ประมาณ 36 นาที

4.2 ส่วนควบคุม (ที่ V_{in} = 12 โวลต์) ในวงจรออสซิลเลเตอร์

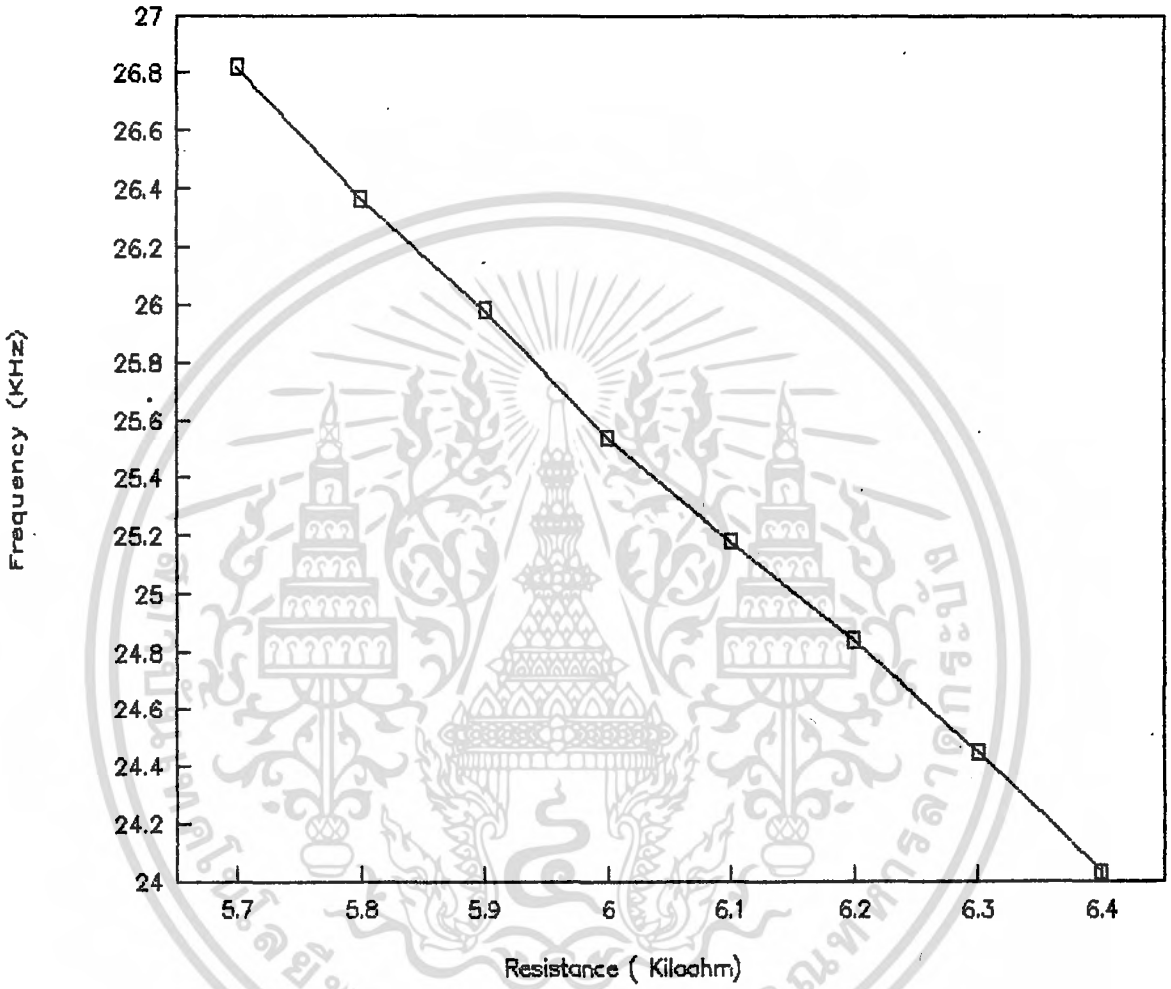
เมื่อต้องการความถี่ 25 กิโลเฮิรตซ์ หาการเปลี่ยนแปลงความถี่เมื่อเปลี่ยนค่า R_T และ C_T

-เมื่อ C_T = 4.7 นาโนฟารัด เป็นค่าคงที่

จากการคำนวณ R_T = 8.5 กิโลโอห์ม และจากการทดลอง

R_T (กิโลโอห์ม)	ความถี่ (kHz)
5.7	26.82
5.8	26.36
5.9	25.98
6.0	25.54
6.1	25.18
6.12	25.1
6.2	24.84
6.3	24.45
6.4	24.03

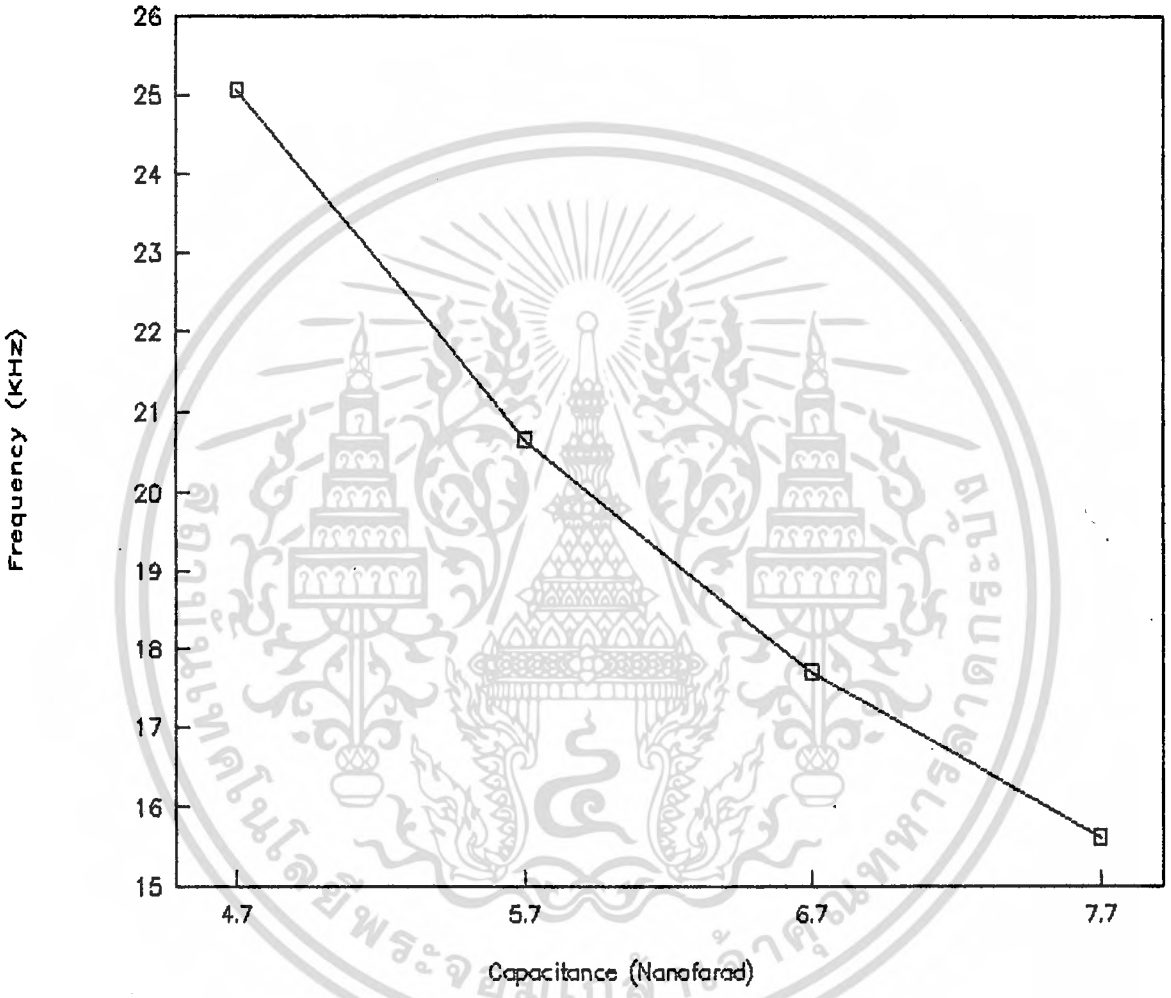
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.1 กราฟแสดงการเปลี่ยนแปลงความถี่เมื่อเปลี่ยนความต้านทาน R_T

C_T = 4.7 นาโนฟารัด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.2 กราฟแสดงการเปลี่ยนแปลงความถี่เมื่อเปลี่ยนค่าตัวเก็บประจุ C_T

R_T = 6.27 กิโลโอห์ม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

-เมื่อ R_T = 6.27 กิโลโอห์ม เป็นค่าคงที่

จากการทดลอง

C_T (นาโนฟารัด)	ความถี่ (kHz)
4.7	25.07
5.7	20.66
6.7	17.78
7.7	15.61

หาดิวตี้แฟกเตอร์ของพัลส์จาก IC SG3527 ได้เท่ากับ 0.5

4.3 ส่วนทำงานสวิตช์

โดยใช้ทรานซิสเตอร์ BU406 เป็นชนิด NPN ซิลิกอน เป็นทรานซิสเตอร์กำลัง แรงดันสูง มีความถี่ในการสวิตช์ถึง 4 MHz

ทนกระแสคอลเลคเตอร์สูงสุดได้ 12 แอมป์

ทนกำลังได้ 100 วัตต์

แรงดันระหว่างคอลเลคเตอร์กับเบส (BV_{CBO}) 700 โวลต์

แรงดันระหว่างคอลเลคเตอร์กับอิมิตเตอร์ (BV_{CEO}) 400 โวลต์

แรงดันระหว่างเบสกับอิมิตเตอร์ (BV_{EBO}) 9 โวลต์

อัตราขยายกระแส h_{FE} = 20

จากนั้นทำการทดลอง

- หาดิวตี้แฟกเตอร์ (duty factor) ที่ขาคอลเลคเตอร์ของ BU406

ได้เท่ากับ $t_{on}/(t_{on}+t_{off})$ = $10\mu s/(10\mu + 30\mu s)$

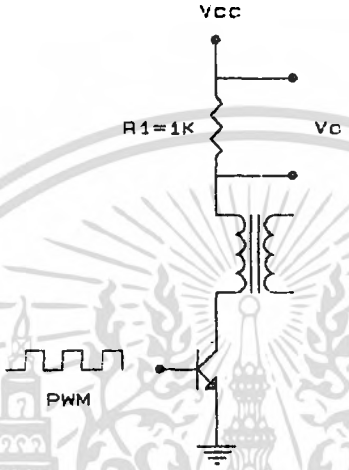
= 0.25

ความสูงของพัลส์วัดเป็นแรงดันได้ 10 โวลต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความถี่ของพัลส์เป็น 25 กิโลเฮิรตซ์

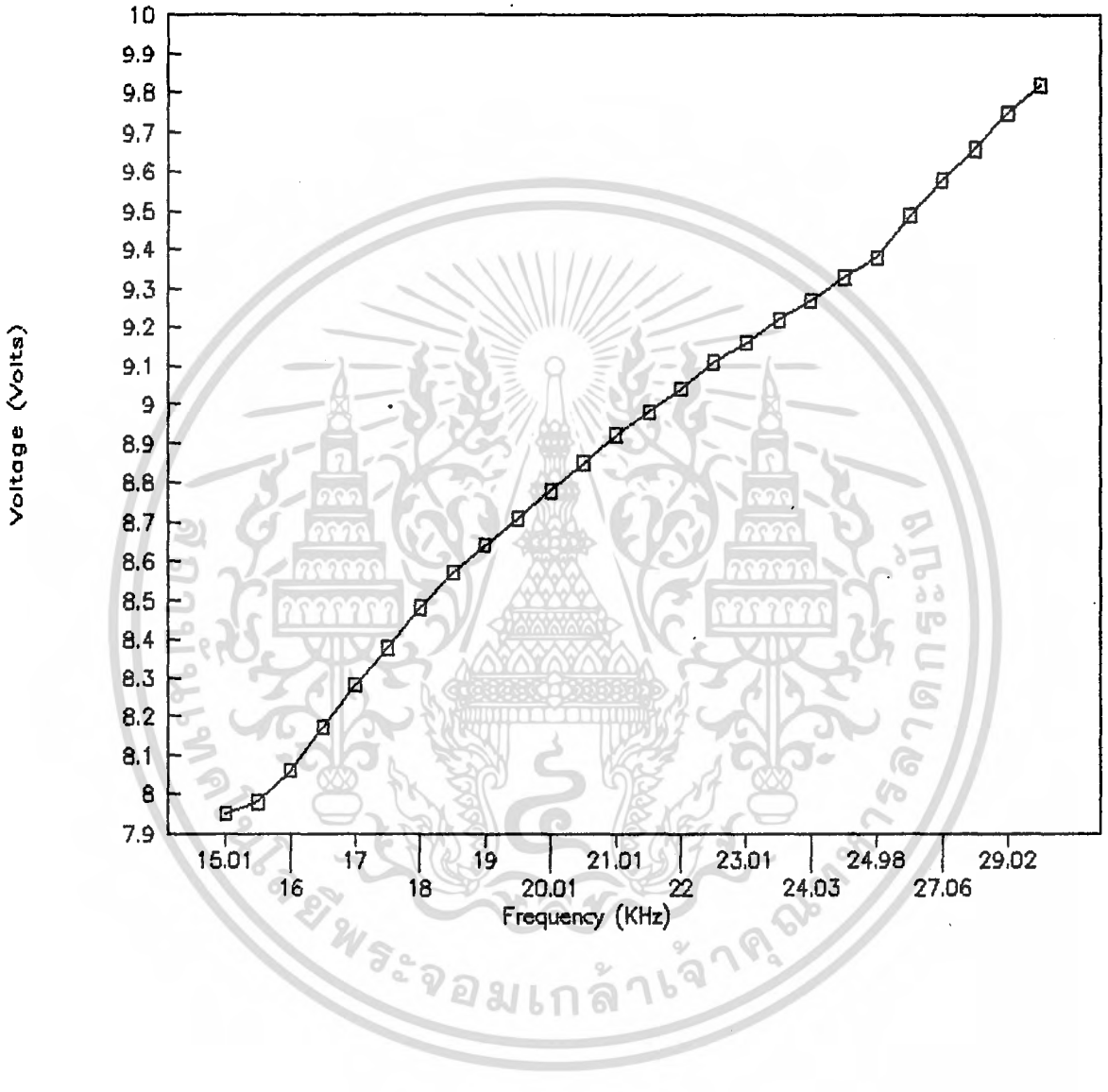
- ทดลองหาแรงดันที่เปลี่ยนแปลงไปเมื่อความถี่เปลี่ยน เมื่อต่อหม้อแปลงแล้ว ดังรูปการทดลองต่อไปนี้



<u>รูปที่ 4.3</u> แสดงการวัดแรงดันที่เปลี่ยนแปลงเมื่อเปลี่ยนความถี่

และได้ผลการทดลองนำมาพล็อตเป็นกราฟดังรูปที่ 4.4 ซึ่งจะเห็นได้ว่ามีการเปลี่ยนแปลงที่เป็นเชิงเส้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.4 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความถี่กับแรงดันเมื่อต่อหม้อแปลง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.4 ผลการทดลองประสิทธิภาพของสวิตช์เพาเวอร์ซัพพลาย

- ประสิทธิภาพเกิดจากอัตราส่วนระหว่าง กำลังด้านขาออก (P_o) ต่อกำลังด้านขาเข้า (P_i)

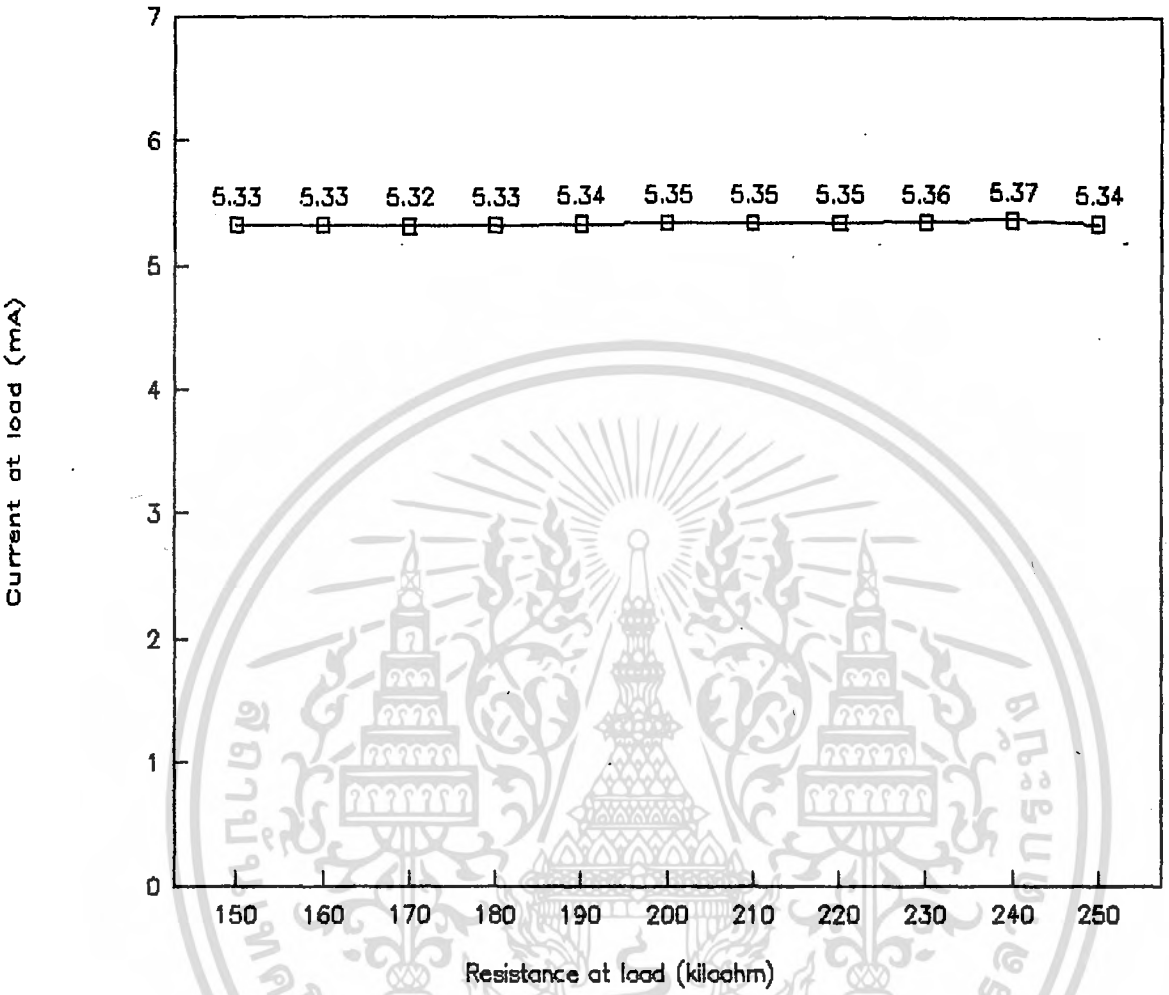
$$n\% = (P_o/P_i) \times 100$$

จากนั้นทำการทดสอบโดยใช้โหลดดังต่อไปนี้

โหลด	ด้านแรงดันไฟฟ้าต่ำ	ด้านแรงดันไฟฟ้าสูง
เลเซอร์	กระแส = 1.04 A แรงดัน = 11.9 V กำลัง = 12.37 W ประสิทธิภาพ = 49.63 %	กระแส = 5.16 mA แรงดัน = 1.2 KV กำลัง = 6.14 W
ความต้านทาน 250 กิโลโอห์ม	กระแส = 0.98 A แรงดัน = 11.81 V กำลัง = 11.57 W ประสิทธิภาพ = 50.73 %	กระแส = 5.09 mA แรงดัน = 1,154 V กำลัง = 5.87 W

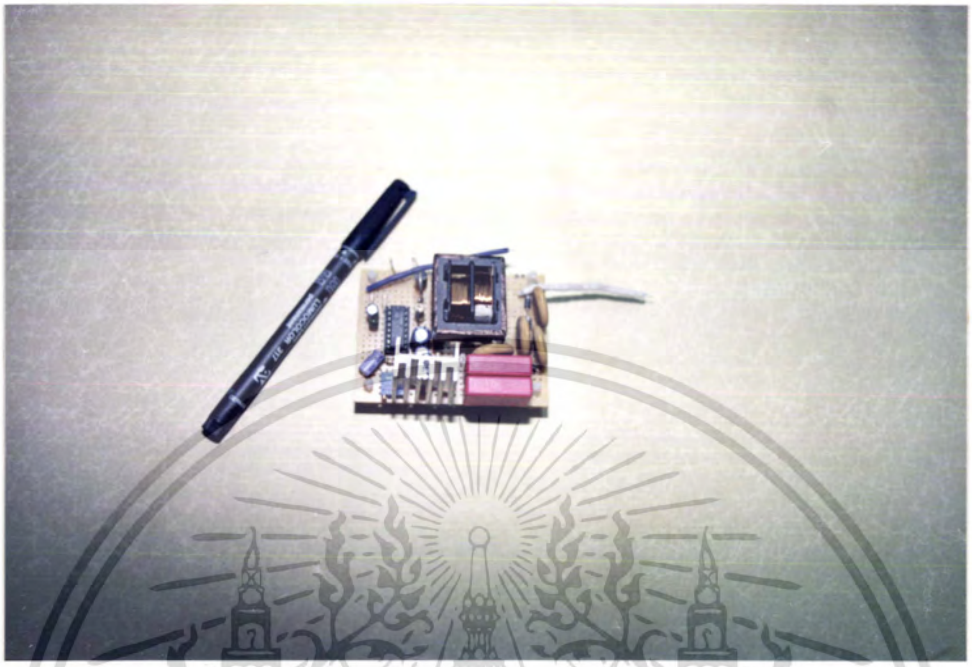
- วัดเซนซิติวิตี้ โดยการหาการเปลี่ยนแปลงของกระแสที่เอาท์พุทของแหล่งจ่ายไฟ เมื่อโหลดที่เป็นตัวต้านทานมีการเปลี่ยนแปลงไป โดยในการทดลองใช้ค่าตั้งแต่ 150 กิโลโอห์มถึง 250 กิโลโอห์ม สังเกตการเปลี่ยนแปลงดังรูปที่ 4.5 จะเห็นว่ามีการเปลี่ยนแปลงเพียงเล็กน้อย อยู่ในช่วง 5.32 - 5.37 mA ในขณะที่ความต้านทานที่โหลดเปลี่ยนไปถึง 100 กิโลโอห์ม จะเห็นได้ว่าแหล่งจ่ายไฟนี้สามารถที่จะคงค่ากระแสที่เอาท์พุทให้คงที่ เมื่อเปลี่ยนค่าโหลด (ค่ากระแสเอาท์พุทอยู่ในช่วง 5.345 mA $\pm$ 0.46 %)

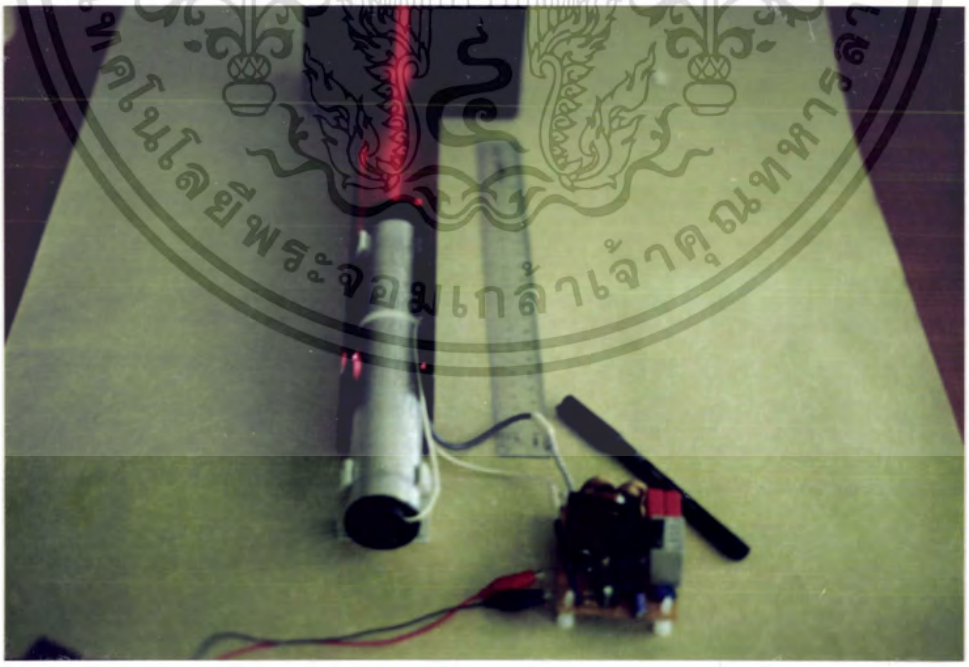
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



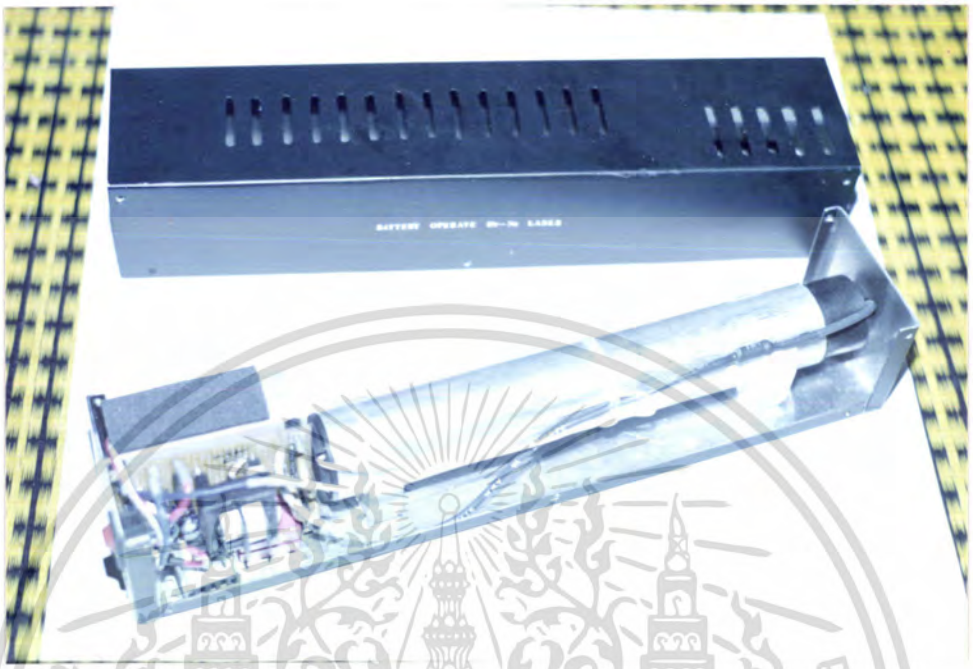
รูปที่ 4.5 *กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างการเปลี่ยนแปลงของกระแสที่โหลดเมื่อเปลี่ยนค่าโหลด*

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

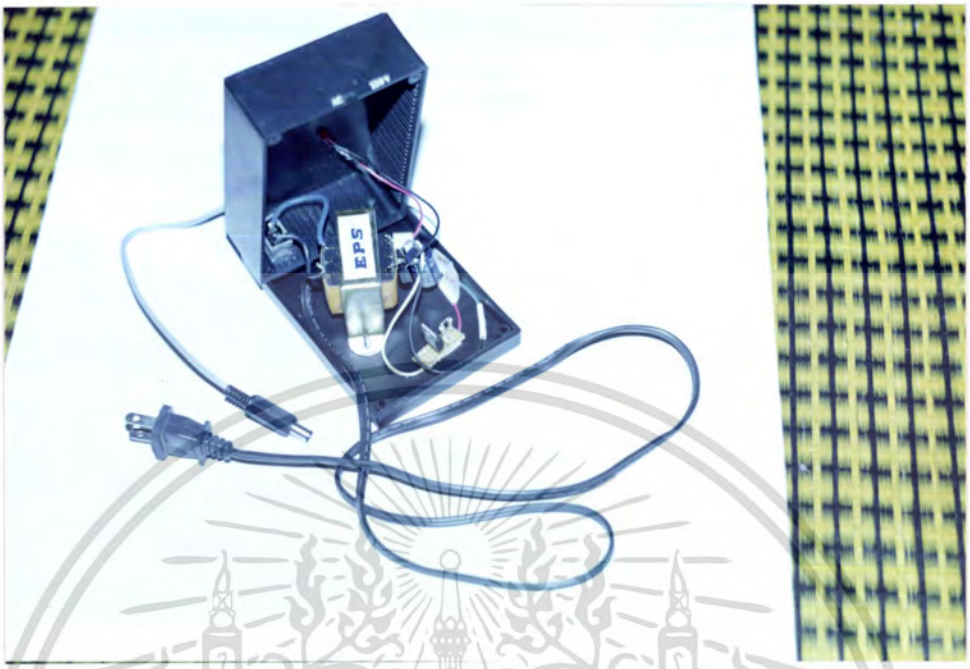




เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

สรุปผลการวิจัย

จากการทดลองสร้างแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิง ทำให้ทราบถึงอุปสรรคและข้อควรระวังต่าง ๆ เป็นจำนวนมาก สิ่งที่ควรคำนึงถึงมากที่สุดคือ การออกแบบหม้อแปลงความถี่สูง ให้ได้ระดับแรงดันตามต้องการ โดยมีฟลักซ์รั่วน้อยที่สุด เพราะเป็นตัวการสำคัญที่ทำให้เกิดสัญญาณรบกวน

แหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิงมีข้อได้เปรียบแหล่งจ่ายไฟแบบลิเนียร์ ดังที่ได้กล่าวไปแล้วในตอนต้นของรายงาน แต่ในส่วนที่เป็นปัญหาในการทำนั้น หลายส่วนมีการทำงานที่ยุ่งยาก และโอกาสที่จะเกิดการเสียหายได้นั้นมีมากถ้าการออกแบบไม่ดี

ปัญหาที่พบในการทำโครงงานพิเศษ

1. ส่วนของหม้อแปลงปัญหาในด้านเทคนิคในการพันหม้อแปลง เพื่อป้องกันการกระโดดของไฟฟ้าแรงดันสูงระหว่างเส้นลวดทองแดงหรือกระแสรั่วไหล

2. ปัญหาของภาคจ่ายไฟฟ้าแรงดันสูง พฤติกรรมของไดโอด เมื่อเกิดไฟกระโดด ซึ่งจุดนี้อาจทำให้เกิดความสับสนในการวิเคราะห์ปัญหา เมื่อวงจรไม่ทำงาน สิ่งสำคัญไดโอดในภาคไฟแรงดันสูงต้องทนแรงดันย้อนกลับได้มากกว่าสองเท่าหรือมากกว่านั้นก็จะดี ป้องกันการที่เกิด spike สูง ๆ อาจทำให้ไดโอดพังได้ที่ แรงดันสูง แต่ที่แรงดันต่ำอาจจะตรวจไม่ชัดเจน

3. ปัญหาการกระโดดของจุดที่มีแรงดันไฟสูงไปจุดที่มีแรงดันไฟต่ำ เมื่อทำการต่อลงในแผ่นวงจรขนาดเล็ก ซึ่งต้องมีการจัดตำแหน่งของอุปกรณ์ให้เหมาะสม และแยกจุดแรงดันไฟต่ำกับจุดแรงดันไฟสูงให้ห่างกัน โดยอัตรา 1 มิลลิเมตรต่อ 1 กิโลโวลต์ หรือไม่ก็ทำการหล่อปิดทั้งวงจรด้วย พาราฟิน หรือ เรซิน ซึ่งปัญหานี้อาจทำให้อุปกรณ์เสียหายได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4. ในการนำมาทดสอบกับหลอดเลเซอร์ฮีเลียม-นีออน นั้นต้องมีแรงดันถึง 4 กิโลโวลต์ เพื่อการจุดหลอด จึงต้องมีการปรับปรุงประสิทธิภาพของหม้อแปลง ซึ่งยังไม่ดีพอ แต่สามารถที่จะจุดหลอดเลเซอร์ให้สว่างได้ แต่เมื่อแรงดันจากแหล่งจ่ายไฟแรงดันต่ำตกลง ถึง 11.5 โวลต์ ทำให้เลเซอร์เริ่มกระพริบ

<u>แนวทางการพัฒนา</u>

1. ปรับปรุงให้สามารถใช้กับแหล่งจ่ายไฟแรงดันต่ำได้ ต่ำกว่า 12 โวลต์ เพื่อลดขนาดของถ่านนิแคด (กรณีที่ใช้)

2. กรณีที่ใช้เป็นแหล่งจ่ายไฟให้กับหลอดฮีเลียม-นีออนนี้ หม้อแปลงสามารถที่จะใช้แกนที่เล็กกว่านี้ได้ โดยดูจากกำลังของแกนที่สามารถ จ่ายให้ได้

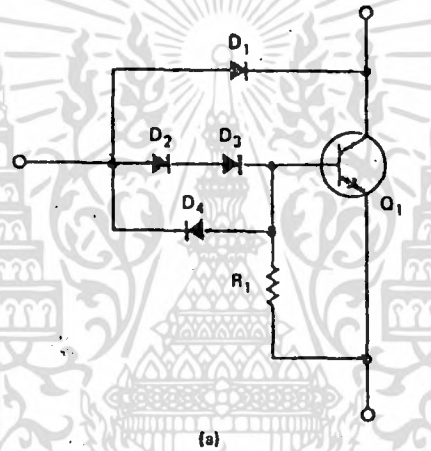
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

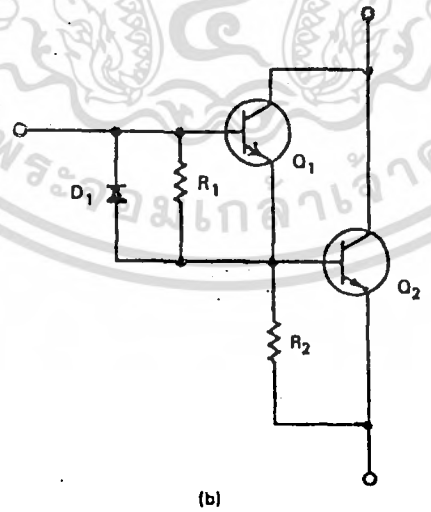
ภาคผนวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรขจัดการอิ่มตัวของทรานซิสเตอร์

จากรูปที่ 2.6 เห็นว่า ช่วงเวลาล่าช้า ที่นานที่สุด คือ storage time (t_{st}) ถ้าสามารถที่จะลด t_{st} นี้ได้ ความเร็วในการสวิตช์ของทรานซิสเตอร์จะดีขึ้นและเทคนิค antisaturation ถูกนำมาใช้เพื่อลด storage time ได้จนเกือบเป็นศูนย์





รูปผนวก ก(a) ไดโอดป้องกันการอิ่มตัวของทรานซิสเตอร์ Q_1 (Baker clamps)

(b) ใช้วงจรดาลิงตันเพื่อให้ Q_1 ไม่อิ่มตัว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ ผนวก ก (a) แสดงการใช้ เบคเกอร์ แคมป์ โดยเชื่อมต่อกับ สวิตช์ทรานซิสเตอร์ เมื่อตรวจสอบในวงจรและสังเกตดูเมื่อทรานซิสเตอร์ทำงาน ที่ขาเบสนั้นถูกไดโอดสองตัวจะทำให้แรงดันอินพุทต่ำลง

โดยสรุปแล้วไดโอด D_2 และ D_3 มีแรงดันไบแอสไปข้างหน้าประมาณ 0.8 โวลท์ ดังนั้นที่ขาเบสจะมี แรงดันต่ำกว่าขาอินพุทอยู่ 1.6 โวลท์ และเพราะว่า D_1 ที่ต่อกับขาคอลเลคเตอร์ตัวเดียวจึงมีแรงดันต่ำกว่าขาอินพุทอยู่ 0.8 โวลท์

ดังนั้นขาคอลเลคเตอร์ จะเป็นบวกมากกว่า ขาเบส อยู่เท่ากับ 1.6-0.8 = 0.8 โวลท์ ซึ่ง ณ.จุดนี้จะทำให้ทรานซิสเตอร์หลุดจาก การอิ่มตัว

เนื่องจาก ทรานซิสเตอร์ โดยปกติจะทำงานที่ความถี่สูง 20 กิโลเฮิร์ทหรือมากกว่า ฉะนั้น antisaturation diodes ต้องเป็นชนิด fast recovery ไดโอด D_2 และ D_3 ควรมีอัตราการบล็อกแรงดันย้อนกลับต่ำ ๆ (PIV) แต่ D_1 ต้องมีอัตราน้อยที่สุด เท่ากับ $2V_{CE}$ โดยปกติในแหล่งจ่ายไฟใช้ 800 โวลท์ (PIV)

ไดโอด D_4 คือ "wrap-around" ซึ่งใช้ในการดึงกระแสเบส ขณะที่ทรานซิสเตอร์หยุดทำงาน เป็นการปล่อยประจุ ที่ขาเบส-อิมิตเตอร์ และลดช่วง storage time

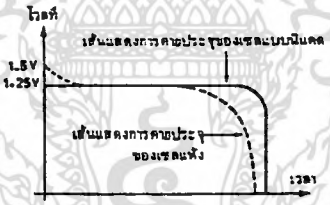
รูปผนวก ก (b) แสดงการต่อดาร์ลิงตัน Q_1 เป็นตัวป้องกัน Q_2 จากการอิ่มตัวอย่างสมบูรณ์ สิ่งที่สำคัญจุดนี้คือ Q_1 ต้องหยุดทำงานก่อน Q_2 จะหยุดทำงาน ไดโอด D_1 ทำให้ส่วนนี้มีอิมพีแด๊นต่ำ สำหรับกระแสย้อนกลับจากขาเบสของ Q_2 ในระหว่าง หยุดทำงาน R_1 และ R_2 มีความต้านทานต่ำ ๆ และเป็นทางผ่านของกระแสรั่วไหลสำหรับ Q_1 และ Q_2 ซึ่งวงจรดาร์ลิงตัน ควรเป็นการใช้อุปกรณ์เป็นส่วนมาประกอบ แม้ว่าดาร์ลิงตันสำเร็จรูปสามารถหาได้จากผู้ผลิต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ข

เครื่องประจุแบตเตอรี่นิเกิลแคดเมี่ยม

ความแตกต่างระหว่างเซลแบบนิแคดกับเซลทั่ว ๆไปที่เห็นได้ชัดคือแรงดันไฟฟ้าของเซลแห้งทั่ว ๆไป จะมีค่าประมาณ 1.5 โวลต์แต่เซลแบบนิแคดจะมีแรงดันประมาณ 1.2 โวลต์ แม้ว่าแรงดันไฟฟ้าจะไม่เท่ากัน แต่สามารถที่จะใช้แทนกันได้ เหตุผลคือในเซลแห้งธรรมดาทั่วไป เมื่อนำไปต่อใช้งานคือมีการจ่ายกระแสให้กับโหลดจะทำให้แรงดันของเซลตกลงเล็กน้อย ยิ่งใช้งานไปเรื่อย ๆ แรงดันก็ยิ่งตกลงตามเวลาที่ใช้ (ปฏิกิริยาเคมีจะลดลงและหมดไปในที่สุด) แต่สำหรับเซลแบบนิแคดจะสามารถจ่ายแรงดันให้คงที่ประมาณ 1.2 โวลต์ ตลอดเวลาที่ใช้งาน และเมื่อพลังงานภายในหมดลงแรงดันก็ตกลงอย่างฮวบฮาบ ดังกราฟต่อไปนี้



<u>รูปผนวก ข1</u> กราฟแสดงการคายประจุของเซลเปรียบเทียบระหว่างเซลแห้งธรรมดากับเซลแบบนิแคด

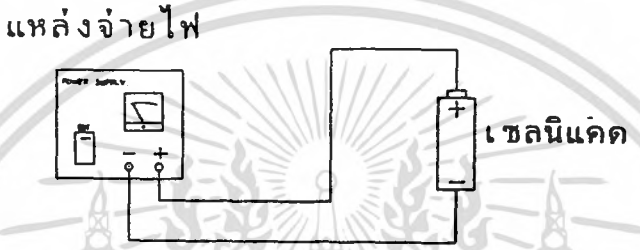
ความสามารถในการจ่ายกระแส จะขึ้นอยู่กับความต้านทานภายในของเซล เซลแบบนิแคดจะมีความต้านทานภายในต่ำกว่าเซลธรรมดา จึงมีความสามารถในการจ่ายกระแสได้ดีกว่า เมื่อความต้านทานภายในต่ำทำให้มีกระแสไหลได้มาก แต่มีข้อเสียคือ เมื่อเกิดการลัดวงจรภายในโหลดที่นำมาต่อ อาจจะทำให้โหลดเกิดความเสียหาย เช่น ไหม้ หรือเซลเกิดความร้อนจนไหม้ได้ (ถ่านนิแคดขนาด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

C ก้อนเดียวสามารถจ่ายกระแสได้ถึง 100A เมื่อเกิดการลัดวงจร)

การประจุไฟเข้าไปใหม่

การประจุเซลแบบง่าย ๆ โดยการป้อน กระแสกลับทางเข้าไปในเซล เพื่อบังคับให้เกิดปฏิกิริยาเคมีขึ้นภายในเซล โดยต่อขั้วบวกของแหล่งจ่ายไฟเข้ากับขั้วบวกของเซล ต่อขั้วลบเข้ากับขั้วลบของเซล ตามรูปข้างล่าง



รูปผนวก ข2 รูปแสดงการประจุเซลแบบนิแคด โดยวิธีง่าย ๆ

การประจุเซลแบบนิแคดมีวิธีการดังนี้

1. ประจุโดยใช้กระแสคงที่ การประจุแบบนี้สามารถหาระยะเวลาการประจุได้จากสูตร

เวลา (ชั่วโมง) = ความจุของเซล / กระแสที่ใช้ในการประจุ

การประจุแบบนี้สามารถแบ่งได้อีก 2 แบบ

1.1 การประจุแบบช้า กระแสที่ใช้ในการประจุมีค่าประมาณ 0.1 เท่า ของค่าความจุของเซล

1.2 การประจุแบบเร็ว การแสที่ใช้ในการประจุมีค่าประมาณ 0.2 - 0.3 เท่าของค่าความจุ การประจุแบบนี้จะต้องมีการตัดกระแสที่ใช้ประจุออกเมื่อเซลได้รับการประจุจนเต็ม ซึ่งสามารถทำได้โดยใช้วงจรตรวจจับแรงดันมาทำหน้าที่ในการตัดกระแสที่ประจุเซลออก เมื่อแรงดันของเซลเพิ่มขึ้นถึงค่าที่กำหนด ถ้าไม่มีการตัดกระแสที่ใช้ประจุออกเมื่อแรงดันเพิ่มมากขึ้น จะทำให้เกิด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความร้อนและความดันขึ้นภายในเซลและจะมีการระบายก๊าซออกมา สารเคมีภายในจะแห้งเป็นผลทำให้ความจุของเซลลดลง

2. ประจุโดยใช้แรงดันคงที่

การประจุวิธีนี้สามารถทำได้โดยใช้แรงดันเท่ากับ หรือมากกว่าแรงดันของเซลที่จะประจุเล็กน้อย มาทำการประจุโดยต่อวงจรตามรูปผนวก ข2 ตามปกติเซลแบบนิแคด เมื่อประจุไฟจนเต็มแล้ว จะมีแรงดันเซลละประมาณ 1.25 - 1.3 โวลต์ เมื่อประจุจนแรงดันของเซลเท่ากับแรงดันของแหล่งจ่ายไฟแล้วก็ จะทำให้ไม่มีกระแสไฟฟ้าไหลไปประจุเซลอีก แต่การประจุโดยวิธีนี้ในตอนเริ่มต้นประจุจะมีกระแสไหลไปประจุเซลสูง เนื่องจากระดับแรงดันระหว่างเครื่องจ่ายไฟกับเซลนิแคดแตกต่างกันมาก ทำให้เกิดกระแสไหลสูงในตอนเริ่มประจุ (ในกรณีที่เซลคายประจุจนหมด) และจะให้เกิดความร้อนขึ้นซึ่งอาจทำให้เสียหาย และอายุการใช้งานสั้นลง

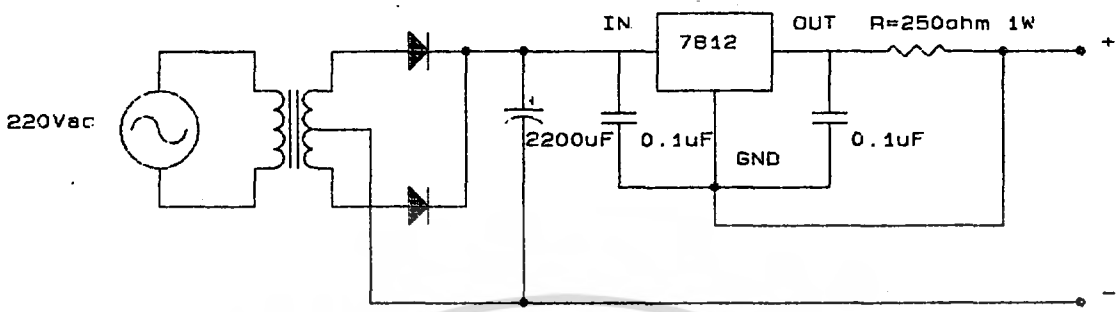
3. ประจุโดยใช้กระแสและแรงดันคงที่

การประจุแบบนี้จะให้ผลที่คุ่มค่ามากกว่า 2 แบบแรก เพราะเป็นวิธีที่มีความปลอดภัยต่อเซลหรือแบตเตอรี่ที่นำมาประจุ โดยจะใช้กระแสในการประจุที่คงที่ไม่ว่าเซลจะคายประจุหมดหรือไม่หมด ก็จะถูกประจุด้วยกระแสที่คงที่ด้วยอัตราที่เหมาะสม และเมื่อเซลถูกประจุจนมีแรงดันเท่ากับแรงดันของเครื่องประจุ ที่กำหนดไว้ให้มีค่าเท่ากับแรงดันของเซลเมื่อถูกประจุจนเต็ม ก็จะไม่มีกระแสไหลไปประจุเซลอีก ทำให้สามารถทิ้งเซลหรือแบตเตอรี่ไว้ในเครื่องประจุได้

วงจรที่ใช้เป็นเครื่องประจุไฟของถ่านนิแคดในโครงงานนี้

ในรูปผนวก ข3 เป็นวงจรที่ใช้การประจุแบบกระแสและแรงดันคงที่ โดยที่นำไฟกระแสสลับ 220 โวลต์ มาผ่านหม้อแปลงแปลงลงให้เหลือประมาณ 15 โวลต์ ผ่านวงจรเรคติไฟล์และฟิลเตอร์ จากนั้นผ่านเรคกูเลต 12 โวลต์ และใช้ ตัวความต้านทาน 250 โอห์ม เป็นตัวจำกัดกระแสให้ได้ 60 mA เพราะถ่านนิแคดที่ใช้ในโครงงานนี้ เป็นขนาด 600 mAh 1.2 โวลต์ จำนวน 10 ก้อน ซึ่งใช้เวลาในการประจุ 10 ชั่วโมง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปผนวก ข3 แสดงวงจรที่ใช้การประจุแบบกระแสและแรงดันคงที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ค

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LT/SG1525A, LT/SG3525A
LT/SG1527A, LT/SG3527A

Regulating Pulse Width Modulators

FEATURES

- Undervoltage Lockout with Hysteresis
- *Guaranteed* 1% 5.1V Reference
- *Guaranteed* 10mV/1000 Hr Long Term Stability
- Latching PWM
- 8V to 35V Operation
- 100Hz to 400kHz Oscillator
- 400mA Source and Sink Current

APPLICATIONS

- Switching Power Supplies
- Motor Speed Control
- Power Converters

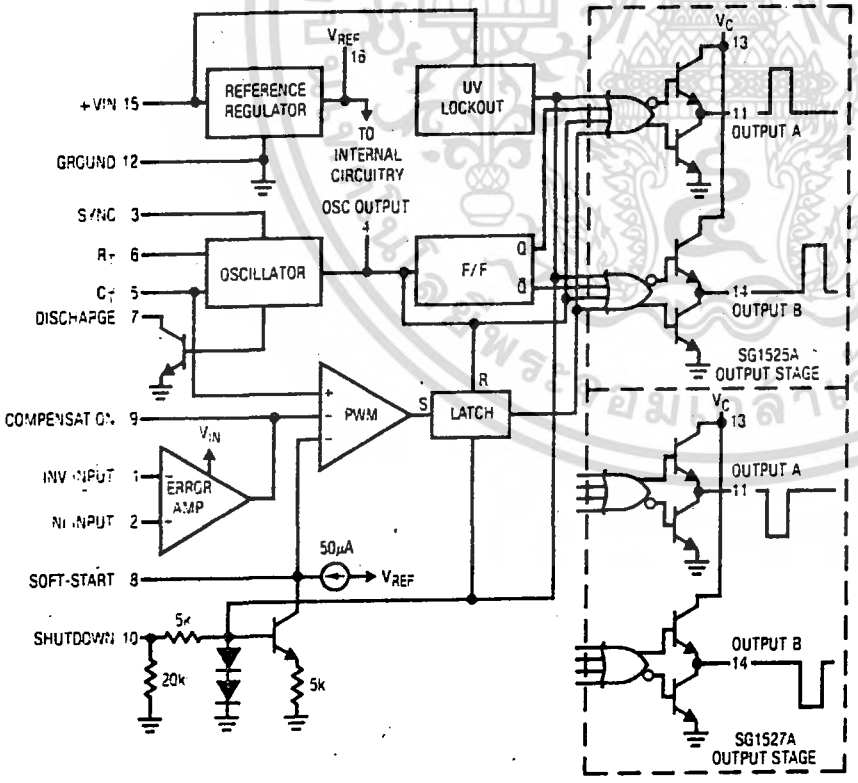
DESCRIPTION

The LT1525A and LT1527A are improved general purpose switching regulator control circuits. Included on the chip are a trimmed 1% voltage subsurface zener reference, oscillator, comparator and high current class B totem pole output drivers. Included in the design of the LT1525A are easy synchronization to an external clock, soft-start and adjustable deadtime control. A shutdown pin allows instantaneous shutdown.

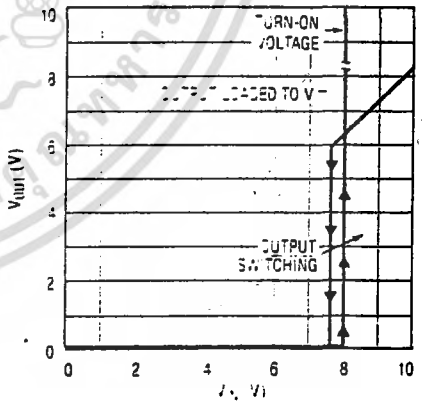
The LT1525A and LT1527A differ only in their output logic phasing. The LT1525A has a low output during the "off" state, while the LT1527A has a high output during the "off" state. Both devices have undervoltage lockout with about 0.5V hysteresis, giving reliable operation even with slowly varying supplies.

The combination of improved features and advanced processing for high reliability make Linear Technology's switching regulators a supreme choice.

BLOCK DIAGRAM



LT1525A Start-Up



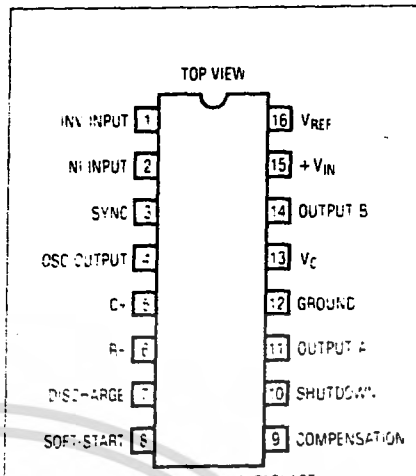
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

(Note 1)

Supply Voltage ($+V_{IN}$) ..... +40V
Logic Inputs ..... −0.3V to +5.5V
Analog Inputs ..... −0.3V to $+V_{IN}$
Output Current, Source or Sink 500mA
Reference Output Current 50mA
Oscillator Charging Current 5mA
Power Dissipation at T_A = +25°C (Note 2) ... 1000mW
Thermal Resistance Junction to Ambient ... 100°C/W
Power Dissipation at T_C = +25°C (Note 3) ... 2000mW
Thermal Resistance Junction to Case ..... 60°C/W
Operating Temperature Range
1525A, 1527A ..... −55°C to 150°C
3525A, 3527A ..... 0°C to 70°C
Storage Temperature Range ..... −65°C to 150°C
Lead Temperature Soldering, 10 sec.) ..... +300°C

PACKAGE/ORDER INFORMATION



ORDER PART NUMBER
LT1525AJ
LT1527AJ
LT3525AJ
LT3527AJ
LT3525AN
LT3527AN
SG1525AJ
SG1527AJ
SG3525AJ
SG3527AJ
SG3525AN
SG3527AN

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

(Note 4)

Input Voltage ($+V_{IN}$) ..... +8V to +35V
Collector Supply Voltage (V_C) ..... +4.5V to +35V
Sink/Source Load Current
(Steady State) ..... 0mA to 100mA
Sink/Source Load Current (Peak) ..... 0mA to 400mA
Reference Load Current ..... 0mA to 20mA
Oscillator Frequency Range ..... 100Hz to 400kHz
Oscillator Timing Resistor ..... 2kΩ to 150kΩ
Oscillator Timing Capacitor ..... 0.001μF to 0.1μF
Deadtime Resistor Range ..... 0Ω to 500Ω

ELECTRICAL CHARACTERISTICS V_{IN} = +20V unless otherwise noted

PARAMETER	CONDITIONS		LT1525A LT1527A MIN	LT1525A LT1527A TYP	LT1525A LT1527A MAX	SG1525A SG1527A MIN	SG1525A SG1527A TYP	SG1525A SG1527A MAX	UNITS
REFERENCE SECTION									
Output Voltage	T_J = 25°C		5.05	5.10	5.15	5.05	5.10	5.15	V
Line Regulation	V_{IN} = 8V to 35V	•		5	10		10	20	mV
Load Regulation	I_L = 0mA to 20mA	•		20	50		20	50	mV
Temperature Stability		•		20	50		20	50	mV
Total Output Variation	Line, Load and Temperature	•	5.0	5.1	5.2	5.0	5.1	5.2	V
Short Circuit Current	V_{REF} = 0, T = 25°C			80	100		80	100	mA
Output Noise Voltage	10Hz ≤ f ≤ 10kHz, T_J = 25°C			40	200		40	200	μVrms
Long Term Stability	T_J = 125°C			1	10		20	50	mV/kHr

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

PARAMETER	CONDITIONS		LT1525A LT1527A			SG1525A SG1527A			UNITS
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
OSCILLATOR SECTION (Note 6)									
Initial Accuracy	$T_J = 25°C$ (Note 6)			2	6		2	6	%
Voltage Stability	$V_{IN} = 8V$ to 35V	•		0.5	1		0.3	1	%
Temperature Stability		•		3	6		3	6	%
Minimum Frequency	$R_T = 150k\Omega$, $C_T = 0.1\mu F$	•			100			100	Hz
Maximum Frequency	$R_T = 2k\Omega$, $C_T = 1nF$	•	400			400			kHz
Current Mirror	$I_{RT} = 2mA$	•	1.7	2.0	2.2	1.7	2.0	2.2	mA
Clock Amplitude		•	3.0	3.5		3.0	3.5		V
Clock Width	$T_J = 25°C$		0.3	0.5	1	0.3	0.5	1	µs
Sync Threshold		•	1.2	2.0	2.8	1.2	2.0	2.8	V
Sync Input Current	Sync Voltage = 3.5V	•		1.0	2.5		1.0	2.5	mA
ERROR AMPLIFIER SECTION (V_{CM} = 5.1V)									
Input Offset Voltage		•		0.5	5		0.5	5	mV
Input Bias Current		•		0.2	3		1	10	µA
Input Offset Current		•			0.5			1	µA
DC Open Loop Gain	$R_L \geq 10M\Omega$	•	70	80		60	75		dB
Gain Bandwidth Product	$A_V = 0dB$, $T_J = 25°C$ (Note 5)		1	2		1	2		MHz
Output Low Level		•		0.2	0.5		0.2	0.5	V
Output High Level		•	3.8	5.6		3.8	5.6		V
Common Mode Rejection	V_{CM} = 1.5V to 5.2V	•	75	90		60	75		dB
Supply Voltage Rejection	V_{IN} = 8V to 35V	•	75	90		50	60		dB
PWM COMPARATOR									
Minimum Duty Cycle		•			0			0	%
Maximum Duty Cycle		•	45	49		45	49		%
Input Threshold	Zero Duty Cycle (Note 6)	•	0.6	0.9		0.6	0.9		V
Input Threshold	Max Duty Cycle (Note 6)	•		3.3	3.6		3.3	3.6	V
Input Bias Current		•		0.05	1.0		0.05	1.0	µA
SOFT-START SECTION									
Soft-Start Current	$V_{SHUTDOWN}$ = 0V	•	25	50	80	25	50	80	µA
Soft-Start Voltage	$V_{SHUTDOWN}$ = 2V	•		0.4	0.6		0.4	0.6	V
Shutdown Input Current	$V_{SHUTDOWN}$ = 2.5V	•		0.4	1.0		0.4	1.0	mA
OUTPUT DRIVERS (Each Output) (V_C = 20V)									
Undervoltage Lockout Hysteresis			0.2	0.6	1	0.2	0.6	1	V
Output Low Level	I_{SINK} = 20mA	•		0.2	0.4		0.2	0.4	V
	I_{SINK} = 100mA	•		1.0	2.0		1.0	2.0	V
Output High Level	I_{SOURCE} = 20mA	•	18	19		18	19		V
	I_{SOURCE} = 100mA	•	17	18		17	18		V
Undervoltage Lockout	V_{COMP} and V_{SS} = High	•	6	7	8	6	7	8	V
Collector Leakage	V_C = 35V (Note 7)	•			200			200	µA
Rise Time	C_L = 1nF, T_J = 25°C (Note 5)			100	600		100	600	ns
Fall Time	C_L = 1nF, T_J = 25°C (Note 5)			50	300		50	300	ns
Shutdown Delay	V_{SD} = 3V, C_S = 0, T_J = 25°C (Note 5)			0.2	0.5		0.2	0.5	µs
TOTAL STANDBY CURRENT									
Supply Current	V_{IN} = 35V	•		14	20		14	20	mA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

PARAMETER	CONDITIONS		LT3525A LT3527A			SG3525A SG3527A			UNITS
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
REFERENCE SECTION									
Output Voltage	$T_j = 25°C$		5.05	5.10	5.15	5.00	5.10	5.20	V
Line Regulation	$V_{IN} = 8V$ to 35V	●		5	10		10	20	mV
Load Regulation	$I_L = 0mA$ to 20mA	●		20	50		20	50	mV
Temperature Stability		●		20	50		20	50	mV
Total Output Variation	Line, Load, and Temperature	●	4.95	5.1	5.25	4.95		5.25	V
Short Circuit Current	$V_{REF} = 0$, $T_j = 25°C$			80	100		80	100	mA
Output Noise Voltage	$10Hz \le f \le 10kHz$, $T_j = 25°C$			40	200		40	200	μVrms
Long Term Stability	$T_j = 125°C$			1	10		20	50	mV/khr
OSCILLATOR SECTION (Note 6)									
Initial Accuracy	$T_j = 25°C$ (Note 6)			2	6		2	6	%
Voltage Stability	$V_{IN} = 8V$ to 35V	●		0.5	2		1	2	%
Temperature Stability		●		3	6		3	6	%
Minimum Frequency	$R_T = 150k\Omega$, $C_T = 0.1\mu F$	●			100			100	Hz
Maximum Frequency	$R_T = 2k\Omega$, $C_T = 1nF$	●	400			400			kHz
Current Mirror	$I_{RT} = 2mA$	●	1.7	2.0	2.2	1.7	2.0	2.2	mA
Clock Amplitude		●	3.0	3.5		3.0	3.5		V
Clock Width	$T_j = 25°C$		0.3	0.5	1.0	0.3	0.5	1.0	μs
Sync Threshold		●	1.2	2.0	2.8	1.2	2.0	2.8	V
Sync Input Current	Sync Voltage = 3.5V	●		1.0	2.5		1.0	2.5	mA
ERROR AMPLIFIER SECTION (V_{CM} = 5.1V)									
Input Offset Voltage		●		2	5		2	10	mV
Input Bias Current		●		1	3		1	10	μA
Input Offset Current		●			0.5			1	μA
DC Open Loop Gain	$R_L \ge 10M\Omega$	●	70	80		60	75		dB
Gain Bandwidth Product	$A_V = 0dB$, $T_j = 25°C$ (Note 5)		1	2		1	2		MHz
Output Low Level		●		0.2	0.5		0.2	0.5	V
Output High Level		●	3.8	5.6		3.8	5.6		V
Common Mode Rejection	$V_{CM} = 1.5V$ to 5.2V	●	75	90		60	75		dB
Supply Voltage Rejection	$V_{IN} = 8V$ to 35V	●	75	90		50	60		dB
PWM COMPARATOR									
Minimum Duty Cycle		●			0			0	%
Maximum Duty Cycle		●	45	49		45	49		%
Input Threshold	Zero Duty Cycle (Note 6)	●	0.6	0.9		0.6	0.9		V
Input Threshold	Max Duty Cycle (Note 6)	●		3.3	3.6		3.3	3.6	V
Input Bias Current		●		0.05	1.0		0.05	1.0	μA
SOFT-START SECTION									
Soft Start Current	$V_{SHUTDOWN} = 0V$	●	25	50	80	25	50	80	μA
Soft Start Voltage	$V_{SHUTDOWN} = 2V$	●		0.4	0.6		0.4	0.6	V
Shutdown Input Current	$V_{SHUTDOWN} = 2.5V$	●		0.4	1.0		0.4	1.0	mA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

PARAMETER	CONDITIONS		LT3525A LT3527A MIN	TYP	MAX	SG3525A SG3527A MIN	TYP	MAX	UNITS
OUTPUT DRIVERS (Each Output) (V_C = 20V)									
Undervoltage Lockout Hysteresis			0.2	0.6		0.2	0.6		V
Output Low Level	I_{SINK} = 20mA	●		0.2	0.4		0.2	0.4	V
	I_{SINK} = 100mA	●		1.0	2.0		1.0	2.0	V
Output High Level	I_{SOURCE} = 20mA	●	18	19		18	19		V
	I_{SOURCE} = 100mA	●	17	18		17	18		V
Undervoltage Lockout	V_{COMP} and V_{SS} = High	●	6	7	8	6	7	8	V
Collector Leakage	V_C = 35V (Note 7)	●			200			200	μA
Rise Time	C_L = 1nF, T_j = 25°C (Note 5)			100	600		100	600	ns
Fall Time	C_L = 1nF, T_j = 25°C (Note 5)			50	300		50	300	ns
Shutdown Delay	V_{SD} = 3V, C_S = 0, T_j = 25°C (Note 5)			0.2	0.5		0.2	0.5	μs
TOTAL STANDBY CURRENT									
Supply Current	V_{IN} = 35V	●		14	20		14	20	mA

The ● denotes the specifications which apply of the full operating temperature range.

Note 1: Values beyond which damage may occur.

Note 2: Derate at 10mW/°C for ambient temperatures above +50°C.

Note 3: Derate at 16mW/°C for case temperatures above +25°C.

Note 4: Range over which the device is functional and parameter limits are guaranteed.

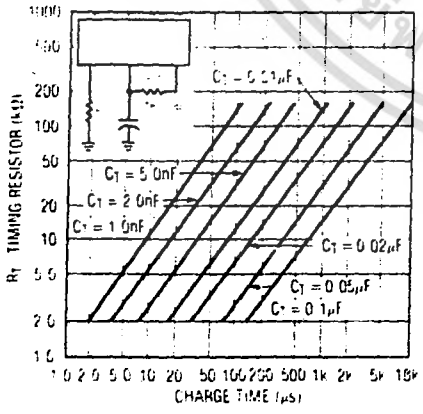
Note 5: These parameters, although guaranteed over the recommended operating conditions, are not 100% tested in production.

Note 6: Tested at f_{OSC} = 40kHz (R_T = 3.6kΩ, C_T = 0.01μF, R_D = 0Ω).

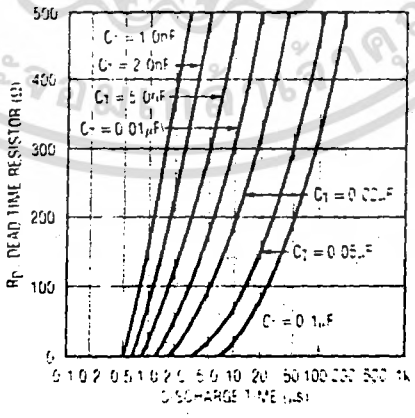
Note 7: Applies to 1525A/3525A only, due to polarity of output pulses.

TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS

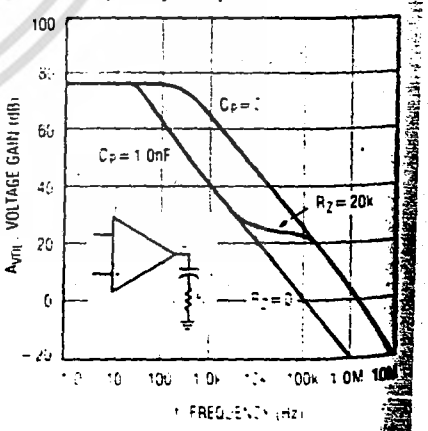
Oscillator Charge Time vs R_T



Oscillator Discharge Time



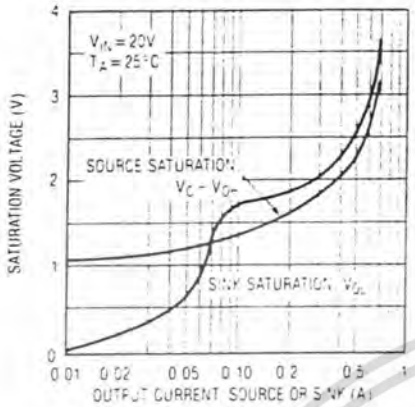
Error Amplifier Open Loop Frequency Response



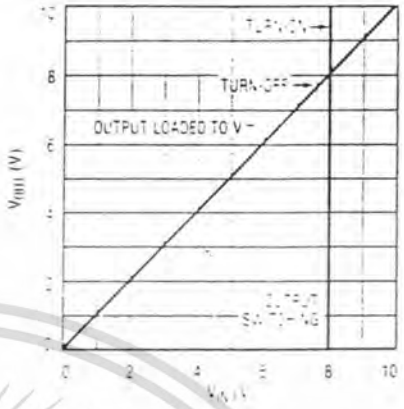
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

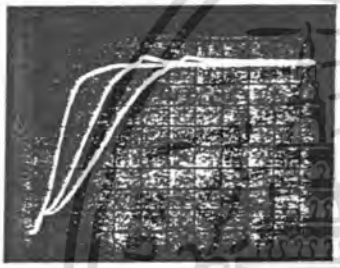
TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS

1525A Output Saturation Characteristics

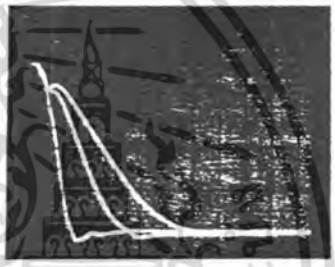


LT1527A Start-Up



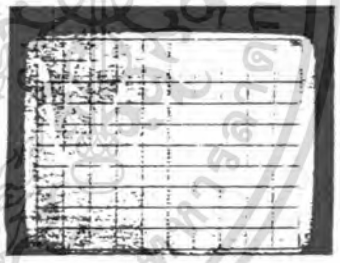


1525A/1527A
C_L = 1kpF
= 5kpF
= 10kpF
V = 2.5V/DIV
H = 100ns/DIV



1525A/1527A
C_L = 1kpF
= 5kpF
= 10kpF
V = 2.5V/DIV
H = 100ns/DIV

OUTPUT CURRENT
100mA/DIV
100ns/DIV



OUTPUT CURRENT
100mA/DIV
100ns/DIV

APPLICATIONS INFORMATION

Shutdown Options

An external open collector comparator or transistor can be used to pull down the compensation pin (9). This will set the PWM latch and turn off both outputs. Pulse-by-pulse protection can be accomplished if the shutdown signal is momentary, since the PWM latch will be reset with each clock pulse.

2. Shutdown can also be accomplished by pulling down on the soft-start pin (8). When using this approach, shutdown will not affect the amplifier compensation network; however, if a soft-start capacitor is used, it must be discharged, possibly slowing shutdown response.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

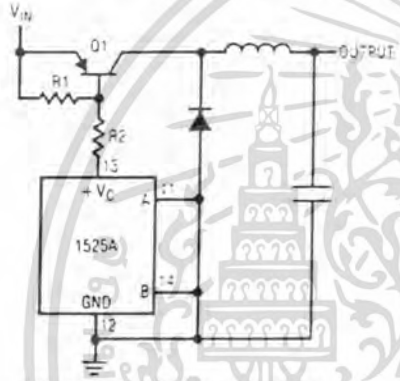
APPLICATIONS INFORMATION

3. Applying a positive-going signal to the shutdown pin (10) will provide the most rapid shutdown of the outputs if a soft-start capacitor is not used at pin 8. An external soft-start capacitor at pin 8 will slow shutdown response due to the discharge time of the soft-start capacitor. Discharge current is approximately twice the charging current.

4. The shutdown terminal can be used to set the PWM latch on a pulse-by-pulse basis if there is no external capacitance on pin 8. Soft-start characteristics may still be achieved by applying an external capacitor, blocking diode and charging resistor to the compensation pin (9).

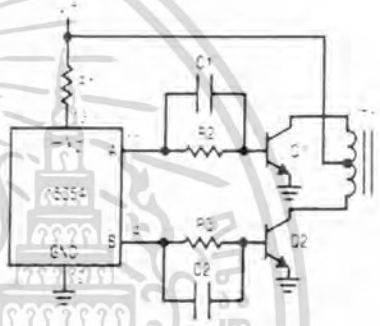
TYPICAL APPLICATIONS

Single Ended Supply



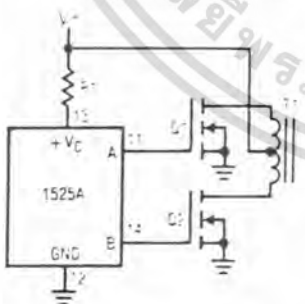
FOR SINGLE ENDED SUPPLIES, THE DRIVER OUTPUTS ARE GROUNDED, THE V_C TERMINAL IS SWITCHED TO GROUND BY THE TOTEM POLE SOURCE TRANSISTORS ON ALTERNATE OSCILLATOR CYCLES.

Bipolar Push-Pull Supply



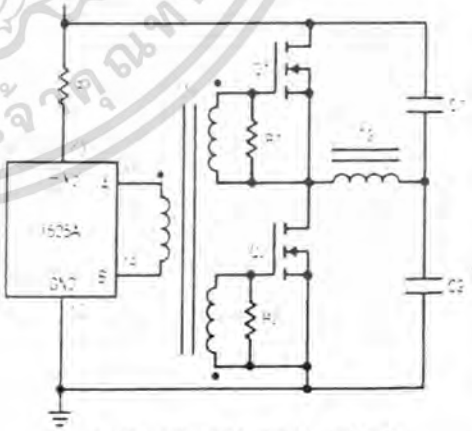
ADDITIONAL PUSH-PULL BIPOLAR OUTPUTS SIMPLIFY BASE DRIVE CONTROLLED PRIMARY RAPID TURN-OFF TIMES OF THE POWER DEVICES ARE ACHIEVED WITH SPEED-UP CAPACITORS C1 AND C2.

Power FETs Push-Pull Supply



THE LOW SOURCE IMPEDANCE OF THE OUTPUT DRIVERS PROVIDES RAPID CHARGING OF POWER FET INPUT CAPACITANCE WHILE MINIMIZING EXTERNAL COMPONENTS.

Driving Transformers Directly



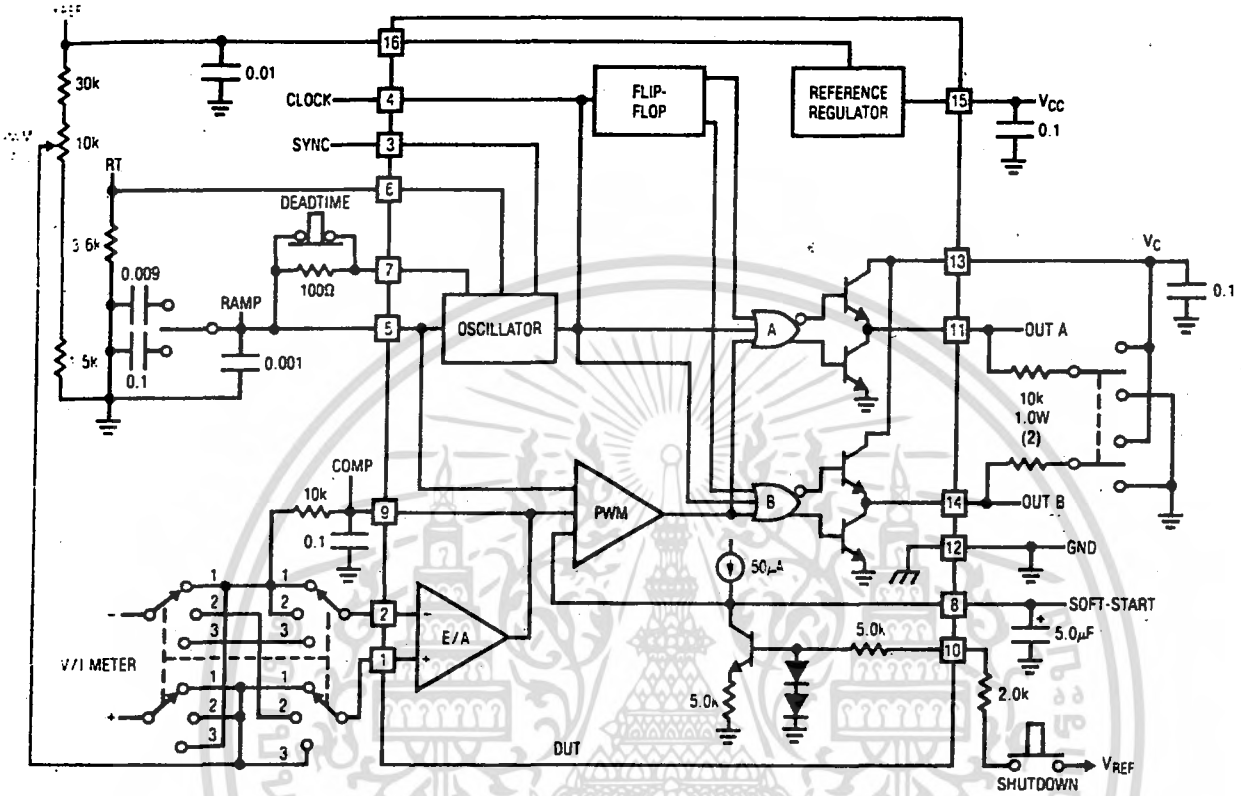
LOW POWER TRANSFORMERS CAN BE DRIVEN DIRECTLY BY THE 1525A. AUTOMATIC RESET OF DRIVE FOR DEADTIME WHEN BOTH ENDS OF THE PRIMARY WINDING ARE SWITCHED TO GROUND.

LINEAR TECHNOLOGY

Information furnished by Linear Technology Corporation is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed for its use. Linear Technology Corporation makes no representation that the interconnection of its circuits as described herein will not infringe on existing patent rights.

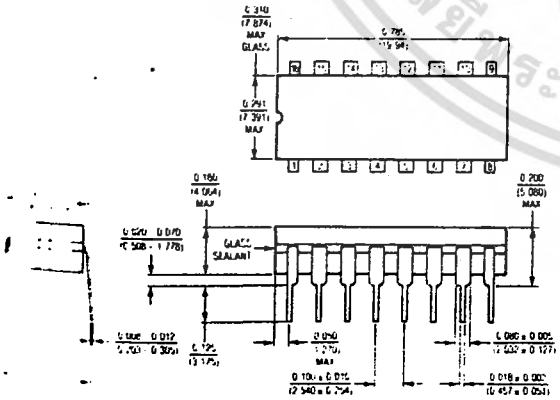
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TEST CIRCUIT



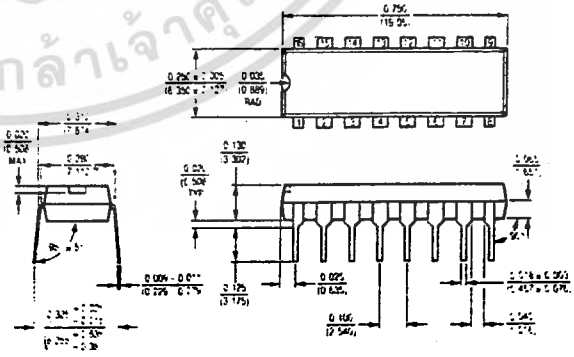
PACKAGE DESCRIPTION

16 Pin Cavity DIP (J)



	$T_j$max	Θ_{JA}	Θ_{JC}
LT/SG1525AJ LT/SG1527AJ	150°C	100°C/W	60°C/W
LT/SG3525AJ LT/SG3527AJ	150°C	100°C/W	60°C/W

16 Pin Molded DIP (N)



	$T_j$max	Θ_{JA}	Θ_{JC}
LT/SG3525AN LT/SG3527AN	105°C	100°C/W	60°C/W

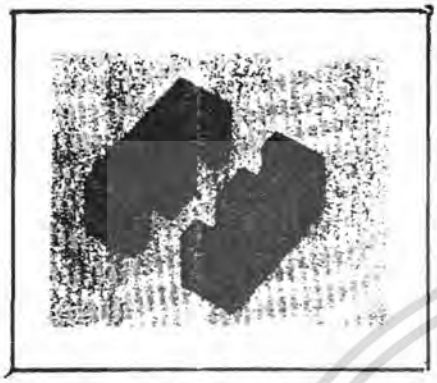
Linear Technology Corporation
1630 McCarthy Blvd., Milpitas, CA 95035-7487 • (408) 942-0810
GP/JM 884 10K
© LINEAR TECHNOLOGY CORPORATION 1984

Manufacturer	Device number	Input voltage range	Output configuration	Output current	OSC frequency range	Duty-cycle adjustment range	Remote on/off	Soft start	Current-fed operation capability	Over current sensing	Cycle-by cycle current limit	Over-voltage sensing	Bulk line sense	Inte: em: am protec
Fairchild	78540	2.5 to 40 V	Single ended	1-A peak	Not applicable	Not applicable	No	No	No	Yes	No	No	No	N
Ferranti	ZN1066	+5 V	Push-pull single	120 mA	0.5 Hz to 500 kHz	0 to 100%	Yes	Yes	No	Yes	Yes	Yes	No	N
Motorola	MC3420	10 to 30 V	Push-pull	50 mA	500 Hz to 100 kHz	0 to 100%	Yes	Accomp Extl	No	Accomp Extl	No	Accomp Extl	No	N
Philips	TDA1060	10 to 30 V*	Single	40 mA	50 Hz to 100 kHz	0 to 98%	Yes	Yes	Yes	Yes	Yes	Yes	No	Ye
Signetics	NE5560	10 to 30 V*	Single	40 mA	50 Hz to 100 kHz	0 to 98%	Yes	Yes	Yes	Yes	Yes	Yes	No	Ye
	NE5561	10 to 30 V*	Single	40 mA	50 Hz to 100 kHz	0 to 98%	No	Accomp Extl	Yes	No	No	No	No	Ye
	NE5562	10 to 30 V*	Single push-pull	40 mA 100mA	50 Hz to 500 kHz	0 to 98%	Yes	Yes	Yes	Yes†	Yes	Yes	Yes	Ye
	NE5563	10 to 30 V*	Single push-pull	40 mA 100 mA	50 Hz to 500 kHz	0 to 98%	Yes	Yes	Yes	Yes†	Yes	Yes	Yes	Ye
Silicon General	SG3524	8 to 40 V	Push-pull	100 mA	300 kHz	0 to 45%	Yes	No	No	Yes	No	No	No	N
	SG3525	8 to 35 V	Push-pull	200 mA	100 Hz to 400 kHz	0 to 45%	Yes	Yes	No	No	No	No	No	N
	SG3526	8 to 35 V	Push-pull single ended	100 mA	1 Hz to 400 kHz	3 to 50%	Yes	Yes	No	Yes	No	No	Yes	N
Texas Instruments	TL494	7 to 40 V	Push-pull single ended	125 mA	Not applicable	Not applicable	No	No	No	Yes	No	Yes	No	N
	TL497	7 to 40 V	Single	500 mA	Not applicable	Not applicable	Yes	Yes	No	Yes	No	Yes	No	No

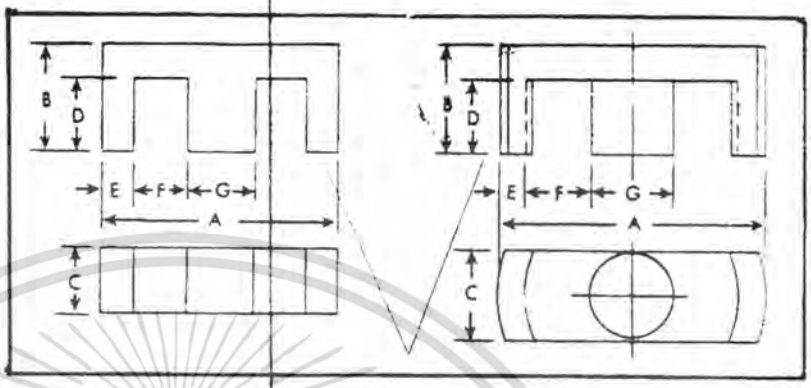
*For V_{cc} greater than 18 V, device must be operated in current-fed mode.
†NE5562 and NE5563 have capability to accumulate number of ove current instances per unit time
‡Accomplish externally

แสดง การ เปรียบ เทียบ ไอซี สำหรับการควบคุม

'E' Cores



TYPE A



TYPE A TYPE B

E-Core Physical Dimensions (inches)

Part number	A	B	C	D	E	F	G	Power
EA-77-188	.760	.318	.187	.225	.093	.192	.187	10 watts
EA-77-250	1.000	.380	.250	.255	.125	.250	.250	20 watts
EA-77-375	1.375	.562	.375	.375	.187	.312	.375	70 watts
EA-77-500	1.625	.650	.500	.405	.250	.312	.500	100 watts
EA-77-625	1.680	.825	.605	.593	.234	.375	.468	200 watts
EB-771656	2.160	.728	.740	.495	.242	.522	.635	250 watts

E-Core Magnetic Properties

Part number	A_e $(mm)^2$	l_e mm	V_e $(mm)^3$	A_s $(mm)^2$	A_w $(mm)^2$	$A_c \times A_w$ $(mm)^4$	A_L value mh / 1000 t
EA-77-188	22.5	40.1	900	1050	55.7	12[illegible]0	1290
EA-77-250	40.4	48.0	1930	1700	80.6	3[illegible]0	1520
EA-77-375	90.3	68.8	6240	3630	151.0	[illegible]00	2540
EA-77-500	160.0	76.7	12300	5410	163.0	26100	4090
EA-77-625	184.0	98.0	18000	7550	287.0	52900	3790
EB-77-656	221.0	102.0	22600	8000	339.0	74900	5210

The 'E' cores listed above are of type #77 Ferrite material having a permeability of 1800. They are ideally suited for power applications up to 250 watts. Their main advantages are reasonably low cost and ease of winding.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

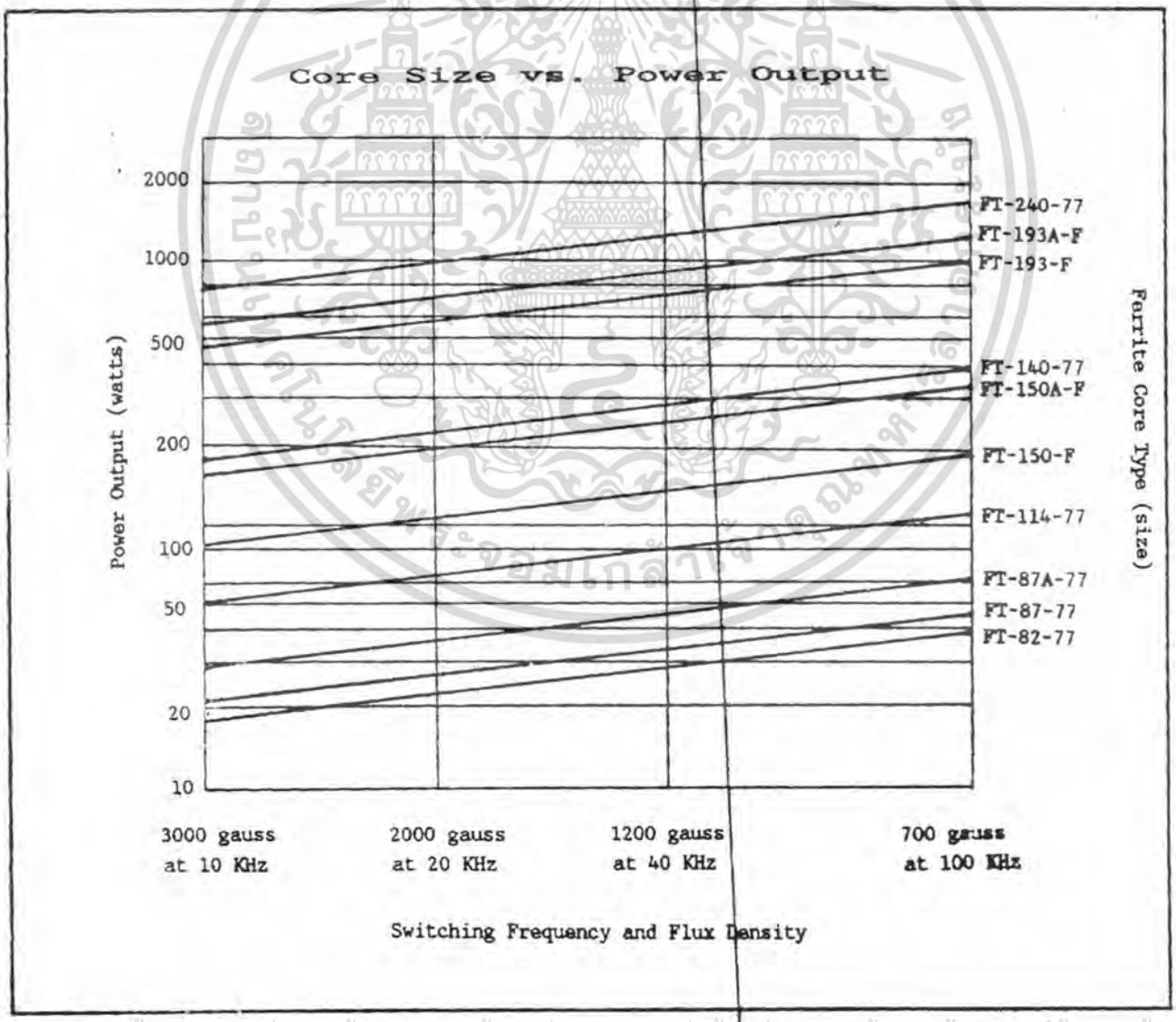
Switched Mode Power Supplies

Guide to select the proper size ferrite core

Switching power supplies require the use of high permeability Ferrite type cores, rather than high permeability Iron Powder cores. High permeability Iron Powder cores will be to lossy.

Toroidal cores may be used, however 'E' type cores are generally preferred because of greater winding ease. We stock both the Toroidal Ferrite cores and the 'E' cores in the #77 material, which is ideal for switching at frequencies of 20 KHz or higher.

See other pages in this brochure on 'E' cores for size vs. power. The chart at the bottom of this page will provide data on an approximate size toroidal core to be used for a given amount of power.



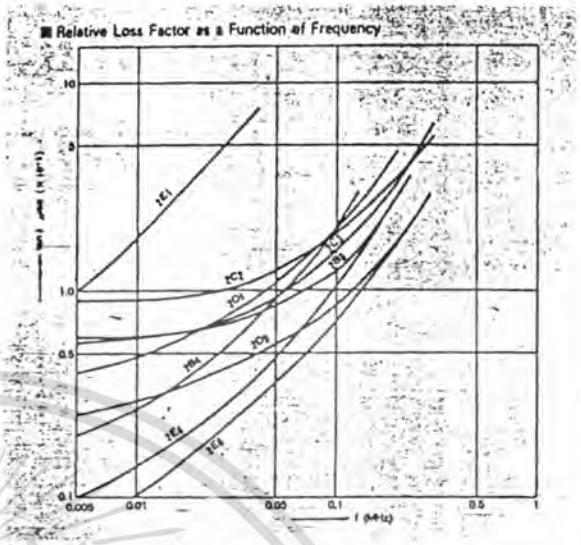
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ออกแบบหม้อแปลงความถี่สูง

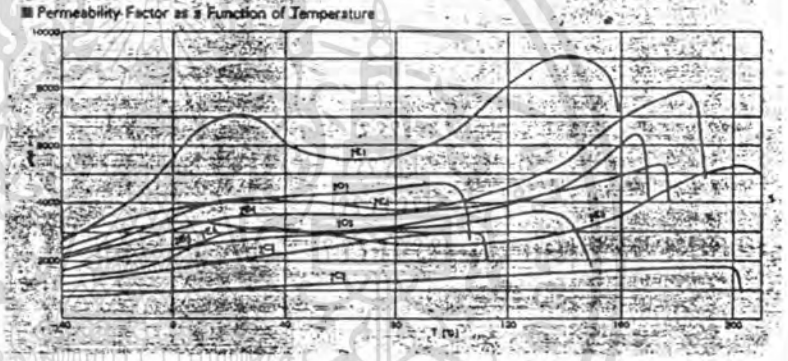
■ Standard Characteristics of Materials — (1)

Materials	μ i ±20%	tanδ / μi ac (×10⁻⁶) 10kHz	α μ i (±10⁻⁶)	TC (°C)	f (MHz)	DF (10⁻⁶) 1~10min	ρ (Ω-cm)	Bms (G)	Hcms (Oe)	d g/cm³
2B3	2700 ±20%	0.6	1.0	140	<0.2	< 3	80	4400 (15Oe)	0.20	4.9
2B4	3500 ±20%	0.3	0.1	170	<0.2	< 1	40	4300 (15Oe)	0.25	4.9
2C2	1100 ±20%	0.5	4	200	<0.3	< 7	20	4200 (15Oe)	0.35	4.8
2C3	2000 ±20%	0.6	3	118	<0.2	< 4	130	3700 (15Oe)	0.20	4.9
2D1	4000 ±25%	0.5	0.3	105	<0.1	< 2	13	3800 (15Oe)	0.15	4.9
2D3	1000 ±20%	0.3	−0.4	160	<0.3	< 2	90	4500 (15Oe)	0.15	4.9
2E1	7000 ±25%	1.8	−0.8	150	<0.1	< 2	1.2	4150 (15Oe)	0.1	4.9
2E4	4000 ±20%	0.15	−0.5	180	<0.2	< 5	10	4500 (15Oe)	0.15	4.8
2E6	3000 ±20%	0.1	−0.5	200	<0.3	—	23	4900 (15Oe)	0.35	4.9

■ Relative Loss Factor as a Function of Frequency

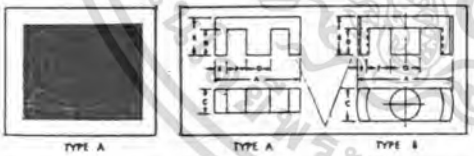


■ Permeability Factor as a Function of Temperature



ตัวอย่างคุณสมบัติของเนื้อสารที่ใช้ทำ
แกนเฟอร์ไรต์ที่มีจำหน่ายที่
ห.จ.ก.ไทยพาราอุตสาหกรรม

'E' Cores



E-Cores Physical Dimensions (Inches)

Part number	A	B	C	D	E	F	G	Power
EA-77-188	.760	.330	.247	....	.093	.197	.187	10 watts
EA-77-250	1.000	.380	.250	....	.125	.250	.250	25 watts
EA-77-375	1.375	.562	.375	.375	.187	.312	.375	70 watts
EA-77-500	1.625	.630	.500	.405	.250	.312	.500	100 watts
EA-77-625	1.680	.825	.605	.593	.234	.375	.468	200 watts
EA-771656	2.160	.728	.740	.495	.343	.322	.635	250 watts

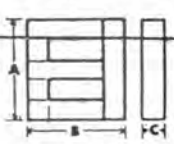
E-Cores Magnetic Properties

Part number	A_e (mm)²	l_e mm	V_e (mm)³	A_{w1} (mm)²	A_{w2} (mm)²	$A_w \cdot A_{w2}$ (mm)²	A_L value mh / 1000 t
EA-77-188	22.5	40.1	900	1050	35.7	1250	1290
EA-77-250	40.4	48.0	1930	1700	80.6	3250	1520
EA-77-375	90.3	68.8	6240	3630	151.0	13700	2540
EA-77-500	160.0	76.7	12300	5410	163.0	26100	4090
EA-77-625	184.0	96.0	18000	7530	287.0	52900	3790
EA-77-656	221.0	102.0	22600	8000	339.0	74900	5210

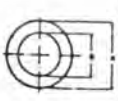
The 'E' cores listed above are of type F77 Ferrite material having a permeability of 1800. They are ideally suited for power applications up to 250 watts. Their main advantages are reasonably low cost and ease of winding.

ตัวอย่างคุณสมบัติของแกนเฟอร์ไรต์ที่มีขายที่ บ.อาณาตรอน

Cores	A	B	C	
EI.50	50.0	42.0	15.0	@ 95.-
EI.44	44.0	34.7	12.0	@ 70.-
EI.35	35.0	28.0	9.5	@ 55.-
EI.33	33.0	26.4	13.0	@ 44.-
EI.30	30.0	24.0	10.0	@ 38.-
EI.28	28.0	21.5	11.0	@ 32.-
EI.25	25.0	20.0	6.56	@ 23.-
EI.19	19.0	15.9	5.1	@ 16.-
EI.16	16.0	14.3	5.1	@ 14.-
EI.22	22.0	18.6	6.0	@ 20.-



TRB Type Cores



TRB 6×3×2	@ 4.-
TRB 9×5×3	@ 5.-
TRB 12×6×4	@ 7.-
TRB 18×10×7	@ 9.-
TRB 22×14×8	@ 12.-
TRB 24×15×10	@ 26.-
TRB 28×16×20	@ 39.-
TRB 36×23×15	@ 60.-
TRB 40×27×15	@ 69.-

รุ่น ขนาด และราคาของแกนเฟอร์ไรต์ที่มีจำหน่ายที่
ห.จ.ก.ไทยพาราอุตสาหกรรม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หนังสืออ้างอิง

1. George C. Chryssis in High - Frequency Switching Power Supplies , McGraw-Hill ,1989.
2. Daniel M. Mitchell in DC-DC Switching Regulator Analysis ,pp. 35-49 , McGraw-Hill ,1988
3. Earl D. Gates in Introduction to Electronics ,pp. 229 ,Delmar Publishers Inc. , 1987
4. Marty Brown in Practical Switching power supplies design , Academic Press Inc , New York , 1990
5. ผ.ศ.สมเกียรติ ศุภเดช และ ผ.ศ.มนัส สังวรศิลป์ ทฤษฎีและการออกแบบวงจรพัลซ์ , พิมพ์ครั้งที่ 2 , หน้า 76 , บริษัทอิเลคทรอนิคส์เวิลด์ จำกัด , พ.ศ. 2526
6. นายอารีเดช จิระบรรจง "เอซี/ดีซี คอนเวอร์เตอร์แบบพีดับบลิวเอ็มโดยใช้ไทริสเตอร์" ปริญญาบัณฑิต ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง 2530
7. บริษัทซีเอ็ดยูเคชั่น "การพันหม้อแปลง/มอเตอร์" บริษัทซีเอ็ดยูเคชั่น, กรุงเทพฯ ,2521
8. นายประสิทธิพร แซ่เฮ้ง "ดีซีทูดีซีคอนเวอร์เตอร์"วารสารเซมิคอนดัคเตอร์อิเลคทรอนิกส์ ฉบับที่ 113 (2535): หน้า 138
9. นายวิสุทธิ์ ศิลาบำเพ็ญ "ดีซีทูดีซีสวิทชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย" ปริญญาบัณฑิต ภาควิชาเทคนิคอุตสาหกรรม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง 2531

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประวัติผู้เขียน

นายชัชวาลย์ ไทยอุบุญ

เกิดเมื่อวันที่ 1 มีนาคม พุทธศักราช 2513 ที่จังหวัดกรุงเทพ ฯ จบการศึกษาระดับชั้นประถมศึกษาปีที่ 6 จากโรงเรียนสมถวิลพระโขนง หลังจากนั้น เข้าศึกษาต่อโรงเรียนเตรียมอุดมศึกษาพัฒนาการ จนสำเร็จชั้นมัธยมศึกษาปีที่ 6 สายวิทย์-พาณิชย์ แล้วเข้าศึกษาต่อในระดับปริญญาตรี ในภาควิชาฟิสิกส์ประยุกต์ คณะวิทยาศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหาร ลาดกระบัง ในปีการศึกษาพุทธศักราช 2531

นายสุรเกียรติ อุตตมชัย

เกิดเมื่อวันที่ 28 เมษายน พ.ศ. 2511 สำเร็จการศึกษาระดับมัธยมต้น และระดับมัธยมศึกษาตอนปลายจากโรงเรียนทวีธาภิเศก และได้เข้าศึกษาต่อระดับปริญญาตรีสาขาฟิสิกส์ประยุกต์ คณะวิทยาศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหารลาดกระบัง ในปี 2531

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้