

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

ชุดทดลองเพื่อการศึกษาวงจรตีซีทุตีซี คอนเวอร์เตอร์

THE EXPERIMENTAL UNIT FOR EDUCATION DC – DC CONVERTERS

โดย

นาย ทวีศักดิ์ชาติสังจะธรรม

นาย กัทรกาญจน์ นิสัยจริยคุณ

นางสาว ประภาพรรณ โหมดชา

นาย อำนวย แก้วคำ

เลขหมู่.....

เลขทะเบียน..... 62753

วัน,เดือน,ปี 21 ส.ค. 2549

b..... 11829666

i.....

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2548

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปีการศึกษา 2548  
ชุดทดลองเพื่อการศึกษาวงจรดีซีทูดีซี คอนเวอร์เตอร์  
THE EXPERIMENTAL UNIT FOR EDUCATION DC – DC CONVERTERS



รศ. ดร. วีระเชษฐ์ ชันเงิน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

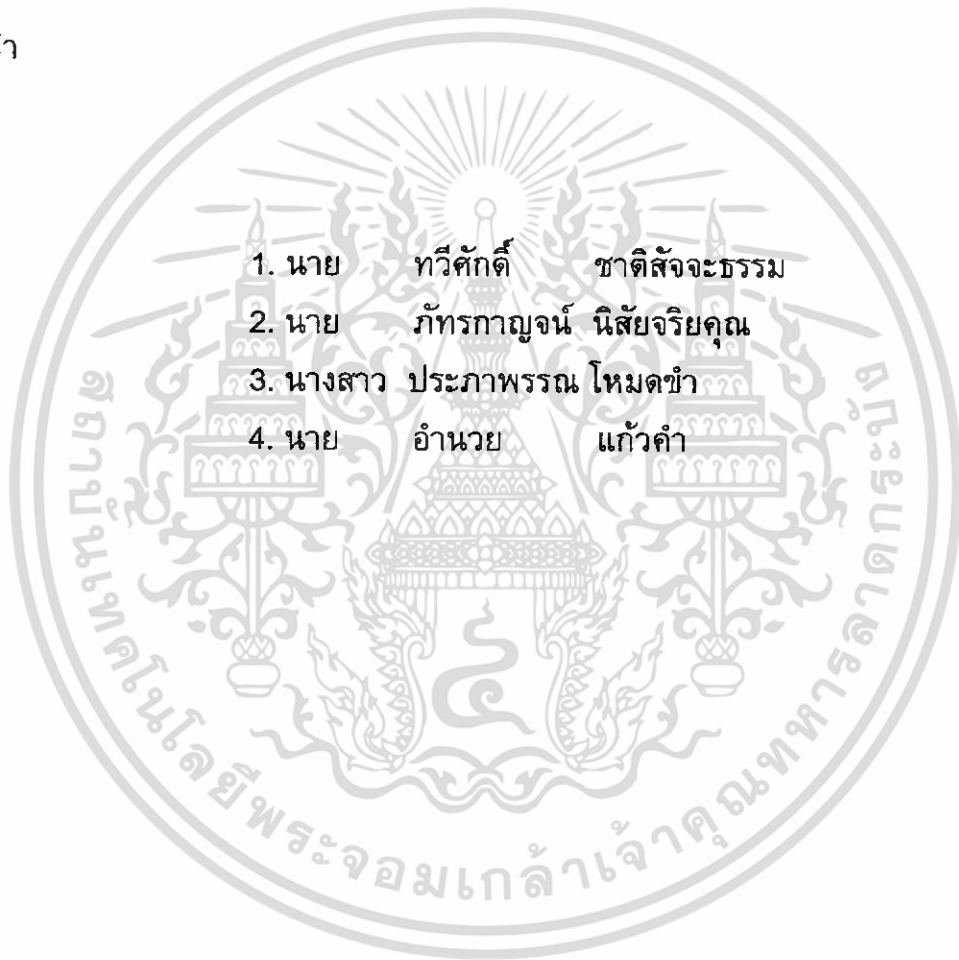
ปริญญาบัตรปีการศึกษา 2548

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง ชุดทดลองเพื่อการศึกษาวงจรดีซีทูดีซี คอนเวอร์เตอร์

ผู้จัดทำ



1. นาย ทวีศักดิ์ชาติสังจะธรรม
2. นาย ภัทรกาญจน์ นิสัยจริยคุณ
3. นางสาว ประภาพรรณ ไหมดขำ
4. นาย อำนวย แก้วคำ

..... อาจารย์ที่ปรึกษา  
( รองศาสตราจารย์ ดร. วีระเชษฐ์ ชันเงิน )

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ชุดทดลองเพื่อการศึกษา ดีซี-ดีซี คอนเวอร์เตอร์

โดย

นาย ทวีศักดิ์ ซาติสัจจะธรรม

นาย ภัทรกาญจน์ นิสัยจริยคุณ

นางสาวประภาพรณ โหมดชา

นาย อำนวย แก้วคำ

รศ. ดร. วีระเชษฐ์ ชันเงิน อาจารย์ที่ปรึกษา

ปีการศึกษา 2548

### บทคัดย่อ

รายงานฉบับนี้เป็นการศึกษาทางด้านอิเล็กทรอนิกส์กำลัง ในเรื่องดีซีทูดีซี คอนเวอร์เตอร์ โดยประกอบด้วยวงจรบัสต์ คอนเวอร์เตอร์ ซึ่งเป็นวงจรเพิ่มระดับแรงดัน วงจรบั๊ก-บัสต์ คอนเวอร์เตอร์ ซึ่งเป็นวงจรเพิ่มหรือลดระดับแรงดัน แต่ละวงจรใช้อุปกรณ์สวิตซ์ในการเพิ่มหรือลดระดับแรงดัน สำหรับโครงการนี้ใช้มอสเฟตเป็นตัวสวิตซ์ทำการสวิตซ์ที่ความถี่ 70 kHz ซึ่งวงจรมีขนาด 100 วัตต์อีกส่วนหนึ่งก็คือสื่อการเรียนรู้ด้วยตนเองทางคอมพิวเตอร์ในเรื่องดีซีทูดีซี คอนเวอร์เตอร์โดยใช้โปรแกรม Macromedia authorware 7, Macromedia Flash MX และ Microsoft Excel ในการสร้างสื่อการเรียนรู้ โดยประกอบด้วยทฤษฎี โปรแกรมการคำนวณ และสื่อวีดิทัศน์ช่วยสอนในการจำลองการทำงานวงจรดีซีทูดีซีคอนเวอร์เตอร์ ด้วยโปรแกรม PSpice

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## The Experimental Unit for Education DC-DC Converters

By

Taweesak           Chartsatjatham

Pattarakarn       Nisaijariyakun

Prapapan           Modkham

Umnuay             Kaewkham

Assoc. Prof. Dr. Werachet Khan-ngern   Advisor

### ABSTRACT

This thesis proposes the power electronic education experimental unit involved with DC-DC converter which includes Boost converter (step-up converter), Buck-Boost converter(step-up / step-down converter). The study shows how to convert dc input into controlled dc output at a desired voltage level by switch-mode technique. DC-DC converters are designed at 100 W using MOSFET as a switching device operating frequency at 70 kHz. Computer self learning unit for DC-DC converter is created by Macromedia Authorware 7, Macromedia Flash MX and Microsoft Excel. This unit includes key learning feature such as theory, calculating program and PSpice-simulation's VDO clip.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### กิตติกรรมประกาศ

ปริญญาานิพนธ์ฉบับนี้สามารถสำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี เพราะได้รับความเมตตากรุณาอย่างสูงจาก รศ.ดร. วีระเชษฐ์ ชันเงิน อาจารย์ที่ปรึกษาที่ได้ให้คำแนะนำ ข้อคิดเห็น ให้ความกรุณาเอื้อเฟื้อสถานที่, อุปกรณ์ที่จำเป็น และความช่วยเหลืออื่นๆแก่คณะผู้จัดทำ

ขอขอบพระคุณอาจารย์ วุฒิพล ธาราธิรเศรษฐ์และพี่ๆ นักศึกษาปริญญาโทของห้องปฏิบัติการ Electromagnetic Compatibility (EMC) ที่ได้คำแนะนำ และให้คำปรึกษา รวมถึงให้ความสนใจถามถึงความคืบหน้าอยู่เสมอ

สุดท้ายนี้ผู้จัดทำขอกราบขอบพระคุณ บิดา มารดา ของคณะผู้จัดทำ ที่ได้ให้การสนับสนุนให้โอกาสผู้จัดทำได้เล่าเรียนจนถึงทุกวันนี้ และเป็นกำลังใจให้แก่ผู้จัดทำตลอดมา อีกทั้ง ขอขอบคุณเพื่อนๆที่คอยให้ความช่วยเหลือและเป็นกำลังใจแก่ผู้จัดทำ จนทำให้ปริญญาานิพนธ์ฉบับนี้เสร็จสมบูรณ์



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	I
ABSTRACT	II
กิตติกรรมประกาศ	III
สารบัญรูป	VII
สารบัญตาราง	XII
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ที่มาและความสำคัญของปัญหา	1
1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย	1
1.3 ขอบเขตและข้อกำหนดในการวิจัย	1
1.4 ขั้นตอนและวิธีการดำเนินงาน	1
1.5 ประโยชน์ที่ได้รับจากการวิจัย	2
บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง	3
2.1 วงจรบัสต์ คอนเวอร์เตอร์	3
2.1.1 เงื่อนไขการทำงาน	3
2.1.2 หลักการทำงานของวงจรบัสต์ คอนเวอร์เตอร์	4
2.1.3 ค่าความเหนี่ยวนำที่เล็กที่สุดที่วงจรบัสต์ คอนเวอร์เตอร์	8
2.1.4 ค่าระลอกคลื่นของแรงดันไฟฟ้าด้านออก	10
2.1.5 วงจรบัสต์ คอนเวอร์เตอร์ (ในโหมดกระแสไม่ต่อเนื่อง)	11
2.1.6 ประสิทธิภาพ	15
2.2 วงจรบัก – บัสต์ คอนเวอร์เตอร์	17
2.2.1 เงื่อนไขการทำงาน	17
2.2.2 หลักการทำงานของวงจรบัก-บัสต์คอนเวอร์เตอร์	18
2.2.3 การหาค่าตัวเหนี่ยวนำที่เล็กที่สุดของวงจรบัก - บัสต์ คอนเวอร์เตอร์	23
2.2.4 ค่าระลอกคลื่นของแรงดันไฟฟ้าด้านออก	25
2.2.5 ขอบเขตระหว่างโหมดกระแสต่อเนื่องและโหมดกระแสไม่ต่อเนื่อง	25
2.2.6 โหมดกระแสไม่ต่อเนื่อง ของวงจรบัก-บัสต์ คอนเวอร์เตอร์	27
2.3 อุปกรณ์หลักในวงจรกำลัง	28
2.3.1 มอสเฟตกำลัง (Power MOSFET)	28
2.3.2 เพาเวอร์ไดโอด	37
2.3.3 หม้อแปลงความถี่สูง	39
2.3.4 แกนแม่เหล็กความถี่สูง	44

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
2.4 วงจรควบคุม	46
2.4.1 การมอดูเลทความกว้างของพัลส์	46
2.4.2 วงจรควบคุมในโหมดควบคุมแรงดัน	49
2.4.3 ไอซีเบอร์ TL 494 สำหรับโหมดควบคุมจากแรงดัน	50
2.4.4 ออปโตคัพเปลอร์	53
2.4.5 วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วย CMOS	55
บทที่ 3 การสร้างสื่อการสอนด้วย Authorware	56
3.1 ลักษณะของ Authorware	56
3.1.1 ความแตกต่างระหว่าง e – Learning และ CAI	57
3.1.2 พื้นฐานการสร้างสื่อการเรียนการสอน CAI	58
3.2 การออกแบบสื่อการสอนด้วยโปรแกรม Authorware	59
3.2.1 กระบวนการสร้างสื่อการเรียนการสอน CAI	59
บทที่ 4 การออกแบบ	69
4.1 ออกแบบวงจรกำลังวงจรบูสต์ คอนเวอร์เตอร์	69
4.2 การเลือกมอสเฟตกำลัง	70
4.3 การเลือกไดโอดกำลัง	70
4.4 การคำนวณจำนวนรอบของการพันตัวเหนี่ยวนำและขนาดของลวดตัวนำ	71
4.5 ออกแบบวงจรกำลังวงจรบีก – บูสต์ คอนเวอร์เตอร์	72
4.6 การคำนวณจำนวนรอบของการพันตัวเหนี่ยวนำและขนาดของลวดตัวนำของ วงจรบีก – บูสต์ คอนเวอร์เตอร์	73
4.7 การออกแบบวงจรควบคุม	74
บทที่ 5 การทดลองและผลการทดลอง	77
5.1 ผลที่ได้จากการจำลองการทำงานและการวัดจริงของวงจรบูสต์ คอนเวอร์เตอร์	80
5.2 ผลที่ได้จากการจำลองและทดลองของวงจรบีก – บูสต์ คอนเวอร์เตอร์	90
บทที่ 6 สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง	101
6.1 สรุปการทดลองในส่วนของวงจรบูสต์ คอนเวอร์เตอร์	101
6.2 สรุปผลการทดลองในส่วนของวงจรบีก – บูสต์ คอนเวอร์เตอร์	103
6.3 สรุปของสื่อการสอนทางคอมพิวเตอร์	104
6.4 บทวิจารณ์	104
6.5 ข้อเสนอแนะ	105
เอกสารอ้างอิง	107

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ (ต่อ )

	หน้า
ภาคผนวก	108
ภาคผนวก ก	109
ภาคผนวก ข	120



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญรูป

	หน้า	
รูปที่ 2.1	ลักษณะของวงจรมูลตัวคอนเวอเตอร์	3
รูปที่ 2.2	วงจรมูลขณะสวิตช์นำกระแส	3
รูปที่ 2.3	(ก) แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ (ข) กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ	5
รูปที่ 2.4	วงจรมูลเมื่อสวิตช์ไม่นำกระแส	5
รูปที่ 2.5	ความสัมพันธ์ระหว่างอัตราขยายแรงดันกับ $D$	8
รูปที่ 2.6	กระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ	10
รูปที่ 2.7	วงจรมูล คอนเวอเตอร์	12
รูปที่ 2.8	waveformของกระแสในตัวเหนี่ยวนำเมื่อโหลดเปลี่ยนแปลง	13
รูปที่ 2.9	กระแสที่ไหลในตัวเหนี่ยวนำแบบไม่ต่อเนื่อง	14
รูปที่ 2.10	พารามิเตอร์ต่างๆ ที่มีผลต่อโหมดกระแสไม่ต่อเนื่อง	15
รูปที่ 2.11	กระแสในตัวเหนี่ยวนำที่ $D$ สูง	16
รูปที่ 2.12	ความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพกับ $D$	16
รูปที่ 2.13	ค่ากระแสในตัวเหนี่ยวนำและกระแสในไดโอดเมื่อ $D$ ต่ำกับ $D$ สูง	17
รูปที่ 2.14	วงจรมูล - บูลต์ คอนเวอเตอร์	18
รูปที่ 2.15	วงจรมูลเมื่อสวิตช์นำกระแส	19
รูปที่ 2.16	กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำขณะสวิตช์ไม่นำกระแส	19
รูปที่ 2.17	วงจรมูลเมื่อสวิตช์ไม่นำกระแส	20
รูปที่ 2.18	อัตราการใช้ประโยชน์ของสวิตช์ (switch utilization) ต่อตัวดีไอซี	23
รูปที่ 2.19	ขอบเขตระหว่างโหมดกระแสต่อเนื่องและโหมดกระแสไม่ต่อเนื่อง ของวงจรมูล - บูลต์ คอนเวอเตอร์	26
รูปที่ 2.20	รูปคลื่นของวงจรมูล - บูลต์ โหมดกระแสไม่ต่อเนื่อง	26
รูปที่ 2.21	คุณลักษณะของวงจรมูล - บูลต์ คอนเวอเตอร์เมื่อ $V_o$ คงที่	27
รูปที่ 2.22	สัญลักษณ์ของ N - MOS และ P - MOS	28
รูปที่ 2.23	การไบอัสให้ N - MOS และ P - MOS สามารถทำงานได้	29
รูปที่ 2.24	กราฟย่านการทำงานของมอสเฟต	29
รูปที่ 2.25	วงจรมูล common source	31
รูปที่ 2.26	ค่าตัวเก็บประจุแฝงภายในมอสเฟต	32
รูปที่ 2.27	กราฟความสัมพันธ์ระหว่าง $V_{GS}$ และประจุ $Q_g$	32
รูปที่ 2.28	SOA curve ของมอสเฟต	33

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญรูป (ต่อ)

	หน้า	
รูปที่ 2.29	ลักษณะกระแสและแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์มอสเฟต ขณะเริ่มนำกระแส และหยุดนำกระแส	35
รูปที่ 2.30	วงจรสมมูลย์ของการถ่ายเทความร้อนของมอสเฟตกำลัง	36
รูปที่ 2.31	ลักษณะของกระแสและแรงดันตกคร่อมไดโอดเมื่อเริ่มหยุดนำกระแส	38
รูปที่ 2.32	การเปรียบเทียบลักษณะการตอบสนองไปกลับของไดโอดแต่ละประเภท	39
รูปที่ 2.33	วิธีการมอดูเลทความกว้างของพัลส์แบบความถี่คงที่	40
รูปที่ 2.34	วิธีการมอดูเลทความกว้างของพัลส์แบบความถี่เปลี่ยนแปลงได้	40
รูปที่ 2.35	การเกิดพัลส์แม่เหล็กในแกนปิด	41
รูปที่ 2.36	ฮิสเตอร์รีซีสของแกนที่ไม่มีช่องอากาศ	43
รูปที่ 2.37	ฮิสเตอร์รีซีสของแกนที่มีช่องอากาศ	43
รูปที่ 2.38	วิธีการมอดูเลทความกว้างของพัลส์แบบความถี่คงที่	47
รูปที่ 2.39	วิธีการมอดูเลทความกว้างของพัลส์แบบความถี่เปลี่ยนแปลงได้	48
รูปที่ 2.40	วงจรพื้นฐานสำหรับควบคุมคอนเวอร์เตอร์ในโหมดควบคุมจากแรงดัน	49
รูปที่ 2.41	ลักษณะความกว้างของเอาท์พุทของ PWM ซึ่งเป็นผลมาจากการมอดูเลทสัญญาณป้อนกลับและสัญญาณพื้นเลื้อยตามรูปที่ 2.40	50
รูปที่ 2.42	ตำแหน่งขาของไอซีเบอร์ TL 494	50
รูปที่ 2.43	การจัดโครงสร้างภายในและการจัดขาของไอซี TL 494	51
รูปที่ 2.44	ความสัมพันธ์ของค่า $R_T C_T$ ในการกำหนดความถี่	51
รูปที่ 2.45	รูปคลื่นลักษณะการทำงานของ TL 494	52
รูปที่ 2.46	ลักษณะการเลือกใช้อาร์ทพุทของ TL 494	53
รูปที่ 2.47	โครงสร้างภายในของออปโตคัพเปลอร์	54
รูปที่ 2.48	การขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยไอซี COMS	55
รูปที่ 3.1	เวอร์ชันของโปรแกรมใหม่ล่าสุด	56
รูปที่ 3.2	การทำงานของโปรแกรม Authorware ที่อยู่บนเส้น flowline	57
รูปที่ 3.3	หน้าต่างแรกของการนำเข้าสู่บทเรียน	60
รูปที่ 3.4	ตัวอย่างหน้าต่างของการเสนอแนะเนื้อหาบทเรียน	60
รูปที่ 3.5	หน้าต่างของโปรแกรม camtasia	61
รูปที่ 3.6	หน้าต่างโปรแกรมช่วยคำนวณวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ที่สร้างด้วยโปรแกรม Microsoft Excel	62

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญรูป (ต่อ)

	หน้า
รูปที่ 3.7 โปรแกรมช่วยคำนวณวงจรบ๊ิก-บูสต์คอนเวอร์เตอร์ที่สร้างด้วยโปรแกรม Microsoft Excel	62
รูปที่ 3.8 การทำงานของวงจรบูสต์ คอนเวอร์เตอร์ที่สร้างด้วยโปรแกรม Authorware	63
รูปที่ 3.9 การทำงานของวงจรบ๊ิก - บูสต์ คอนเวอร์เตอร์ที่สร้างด้วยโปรแกรม Flash	63
รูปที่ 3.10 หน้าต่างแสดงผลที่ได้จากการจำลองการทำงาน	64
รูปที่ 3.11 หน้าต่างแสดงค่าที่ได้วัดจากการทดลอง	64
รูปที่ 3.12 แผนผังการทำงานในการสร้างสื่อการสอนด้วย Authorware	65
รูปที่ 3.13 แผนผังการทำงานโปรแกรมช่วยคำนวณของวงจรบูสต์ คอนเวอร์เตอร์	66
รูปที่ 3.14 แผนผังการทำงานโปรแกรมช่วยคำนวณของวงจรบ๊ิก - บูสต์ คอนเวอร์เตอร์	67
รูปที่ 4.1 วงจรควบคุมทั้ง open loop และ close loop	75
รูปที่ 5.1 วงจรการจำลองการทำงาน	80
รูปที่ 5.2 วงจรบูสต์ คอนเวอร์เตอร์ที่ใช้ในการทดลองจริง	80
รูปที่ 5.3 แรงดันไฟฟ้าด้านเข้าจากการวัดจริง	81
รูปที่ 5.4 ระลอกคลื่นของแรงดันไฟฟ้าด้านเข้าจากการวัดจริง	81
รูปที่ 5.5 แรงดันไฟฟ้าด้านออกจากการจำลองการทำงานที่ $L = 35 \mu\text{H}$	82
รูปที่ 5.6 แรงดันไฟฟ้าด้านออกจากการวัดจริงที่ $L = 35 \mu\text{H}$	82
รูปที่ 5.7 ระลอกคลื่นของแรงดันไฟฟ้าด้านออกจากการจำลองการทำงานที่ $L = 35 \mu\text{H}$	83
รูปที่ 5.8 ระลอกคลื่นของแรงดันไฟฟ้าด้านออกจากการวัดจริงที่ $L = 35 \mu\text{H}$	83
รูปที่ 5.9 กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำจากการจำลองการทำงานที่ $L = 35 \mu\text{H}$	84
รูปที่ 5.10 กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำจากการวัดจริงที่ $L = 35 \mu\text{H}$	84
รูปที่ 5.11 กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำจากการจำลองการทำงานที่ $L = 10 \mu\text{H}$	85
รูปที่ 5.12 กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำจากการวัดจริงที่ $L = 10 \mu\text{H}$	85
รูปที่ 5.13 กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำจากการจำลองการทำงานที่ $L = 72 \mu\text{H}$	86
รูปที่ 5.14 กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำจากการวัดจริงที่ $L = 72 \mu\text{H}$	86
รูปที่ 5.15 แรงดันไฟฟ้าด้านออกจากการจำลองการทำงานที่ $D = 0.2$	87
รูปที่ 5.16 แรงดันไฟฟ้าด้านออกจากการวัดจริงที่ $D = 0.2$	87
รูปที่ 5.17 แรงดันไฟฟ้าด้านออกจากการจำลองการทำงานที่ $D = 0.5$	88
รูปที่ 5.18 แรงดันไฟฟ้าด้านออกจากการวัดจริงที่ $D = 0.5$	88
รูปที่ 5.19 แรงดันไฟฟ้าด้านออกจากการจำลองการทำงานที่ $D = 0.7$	89
รูปที่ 5.20 แรงดันไฟฟ้าด้านออกจากการวัดจริงที่ $D = 0.7$	89

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญรูป (ต่อ)

	หน้า
รูปที่ 5.21 วงจรการจำลองการทำงานวงจรมัก - บูลต์ คอนเวอร์เตอร์	90
รูปที่ 5.22 วงจรมัก - บูลต์ คอนเวอร์เตอร์ที่ใช้ในการทดลองจริง	90
รูปที่ 5.23 แรงดันไฟฟ้าด้านเข้าจากการวัดจริงที่ $L = 31 \mu\text{H}$	91
รูปที่ 5.24 ระลอกคลื่นของแรงดันไฟฟ้าด้านเข้าจากการวัดจริง $L = 31 \mu\text{H}$	91
รูปที่ 5.25 แรงดันไฟฟ้าด้านออกจากการจำลองการทำงานที่ $L = 31 \mu\text{H}$	92
รูปที่ 5.26 แรงดันไฟฟ้าด้านออกจากการวัดจริงที่ $L = 31 \mu\text{H}$	92
รูปที่ 5.27 ระลอกคลื่นของแรงดันไฟฟ้าด้านออกจากการจำลองการทำงานที่ $L = 31 \mu\text{H}$	93
รูปที่ 5.28 ระลอกคลื่นของแรงดันไฟฟ้าด้านออกจากการวัดจริงที่ $L = 31 \mu\text{H}$	93
รูปที่ 5.29 กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำจากการจำลองการทำงานที่ $L = 31 \mu\text{H}$	94
รูปที่ 5.30 กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำจากการวัดจริงที่ $L = 31 \mu\text{H}$	94
รูปที่ 5.31 กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำจากการจำลองการทำงานที่ $L = 8 \mu\text{H}$	95
รูปที่ 5.32 กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำจากการวัดจริงที่ $L = 8 \mu\text{H}$	95
รูปที่ 5.33 กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำจากการจำลองการทำงานที่ $L = 102 \mu\text{H}$	96
รูปที่ 5.34 กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำจากการวัดจริงที่ $L = 102 \mu\text{H}$	96
รูปที่ 5.35 แรงดันไฟฟ้าด้านออกจากการจำลองการทำงานที่ $D = 0.2$	97
รูปที่ 5.36 แรงดันไฟฟ้าด้านออกจากการวัดจริงที่ $D = 0.2$	97
รูปที่ 5.37 แรงดันไฟฟ้าด้านออกจากการจำลองการทำงานที่ $D = 0.5$	98
รูปที่ 5.38 แรงดันไฟฟ้าด้านออกจากการวัดจริงที่ $D = 0.5$	98
รูปที่ 5.39 แรงดันไฟฟ้าด้านออกจากการจำลองการทำงานที่ $D = 0.7$	99
รูปที่ 5.40 แรงดันไฟฟ้าด้านออกจากการวัดจริงที่ $D = 0.7$	99
รูปที่ ก-1 เครื่องวัดค่า impedance ที่ใช้วัดค่าตัวเหนี่ยวนำและค่า self frequency	109
รูปที่ ก-2 ตัวเหนี่ยวนำ $10 \mu\text{H}$ ที่ใช้ในวงจรบูลต์ คอนเวอร์เตอร์	109
รูปที่ ก-3 ค่าตัวเหนี่ยวนำที่วัดได้	110
รูปที่ ก-4 ค่า self frequency ของตัวเหนี่ยวนำ $10 \mu\text{H}$	110
รูปที่ ก-5 ตัวเหนี่ยวนำ $25 \mu\text{H}$ ที่ใช้ในวงจรบูลต์ คอนเวอร์เตอร์	111
รูปที่ ก-6 ค่าตัวเหนี่ยวนำที่วัดได้	111
รูปที่ ก-7 ค่า self frequency ของตัวเหนี่ยวนำ $25 \mu\text{H}$	112
รูปที่ ก-8 ตัวเหนี่ยวนำ $46 \mu\text{H}$ ที่ใช้ในวงจรบูลต์ คอนเวอร์เตอร์	112
รูปที่ ก-9 ค่าตัวเหนี่ยวนำที่วัดได้	113
รูปที่ ก-10 ค่า self frequency ของตัวเหนี่ยวนำ $46 \mu\text{H}$	113

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญรูป (ต่อ)

	หน้า	
รูปที่ ก-11	ตัวเหนี่ยวนำ 8 $\mu\text{H}$	114
รูปที่ ก-12	ค่าตัวเหนี่ยวนำได้วัดได้	114
รูปที่ ก-13	ค่า self frequency ของตัวเหนี่ยวนำ 8 $\mu\text{H}$	115
รูปที่ ก-14	ตัวเหนี่ยวนำ 22 $\mu\text{H}$	115
รูปที่ ก-15	ค่าตัวเหนี่ยวนำได้วัดได้	116
รูปที่ ก-16	ค่า self frequency ของตัวเหนี่ยวนำ 22 $\mu\text{H}$	116
รูปที่ ก-17	ตัวเหนี่ยวนำ 71 $\mu\text{H}$	117
รูปที่ ก-18	ค่าตัวเหนี่ยวนำได้วัดได้	117
รูปที่ ก-19	ค่า self frequency ของตัวเหนี่ยวนำ 71 $\mu\text{H}$	118
รูปที่ ก-20	อุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลอง	118
รูปที่ ก-21	อุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลองเพื่อทดสอบในส่วน close loop (เพิ่มเติม)	119

## สารบัญตาราง

	หน้า	
ตารางที่ 2.1	อัตราขยายแรงดันของวงจรบูสต์ คอนเวอร์เตอร์ เมื่อมีการปรับค่า D	7
ตารางที่ 2.2	เปรียบเทียบการทำงานของวงจรบูสต์ คอนเวอร์เตอร์ ระหว่างโหมดกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำแบบต่อเนื่องกับโหมดกระแสไฟฟ้าไหลผ่านแบบไม่ต่อเนื่อง	13
ตารางที่ 2.3	อัตราขยายแรงดันของในวงจรบูสต์และวงจรบีก – บูสต์คอนเวอร์เตอร์	22
ตารางที่ 2.4	เปรียบเทียบการทำงานของวงจรบูสต์ และ วงจรบีก-บูสต์คอนเวอร์เตอร์	28
ตารางที่ 2.5	การเปรียบเทียบ powder core แบบต่างๆ	45
ตารางที่ 5.1	ผลที่ได้จากการจำลองวงจร และจากการทดลองจริงของวงจรบูสต์ คอนเวอร์เตอร์เมื่อทำการเปลี่ยนค่าตัวเหนี่ยวนำ	78
ตารางที่ 5.2	ผลที่ได้จากการจำลองวงจรและจากการทดลองจริงของวงจรบูสต์ คอนเวอร์เตอร์ที่ค่าตัวเหนี่ยวนำ 72 $\mu$ H และความต้านทานโหลด 40 $\Omega$ เมื่อทำการเปลี่ยนค่า Duty ratio 0.2 ถึง 0.7	78
ตารางที่ 5.3	ผลที่ได้จากการจำลองวงจร และจากการทดลองจริงของวงจรบีก - บูสต์คอนเวอร์เตอร์เมื่อทำการเปลี่ยนค่าตัวเหนี่ยวนำ	79
ตารางที่ 5.4	ผลที่ได้จากการจำลองวงจรและจากการทดลองจริงของวงจรบีก - บูสต์คอนเวอร์เตอร์ที่ค่าตัวเหนี่ยวนำ 72 $\mu$ H และความต้านทานโหลด 40 $\Omega$ เมื่อทำการเปลี่ยนค่า Duty ratio 0.2 ถึง 0.7	79
ตารางที่ 5.5	สรุปผลที่ได้จากการปฏิบัติ วงจรบูสต์ คอนเวอร์เตอร์	100
ตารางที่ 5.6	สรุปผลที่ได้จากการปฏิบัติ วงจรบีก-บูสต์ คอนเวอร์เตอร์	100

# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 ที่มาและความสำคัญของปัญหา

เนื่องจากการศึกษาวงจรดิจิทัลซีทีที คอนเวอร์เตอร์ ในปัจจุบันส่วนมากจะเป็นในรูปแบบของหนังสือเรียน จึงได้จัดทำชุดทดลองเพื่อการศึกษาเกี่ยวกับวงจรดิจิทัลซีทีที คอนเวอร์เตอร์ ซึ่งประกอบด้วยวงจรจริงพร้อมกับสื่อการสอนด้วย โปรแกรม Authorware เพื่อให้นักศึกษาเข้าใจในวงจรมากขึ้น โดยจะสามารถสื่อให้เข้าใจถึงทฤษฎีของวงจร การทำการจำลองการทำงาน พร้อมทั้งการทำวงจรจริงขึ้นมา โดยจะมีรายละเอียดทั้งหมดอยู่ในซีดี สื่อการสอน ทั้งนี้เพื่อการศึกษาที่จะเข้าใจได้ง่ายขึ้นมากกว่าการศึกษาจากในหนังสืออย่างเดียว

### 1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย

1. เพื่อให้เข้าใจถึงหลักการทำงานของวงจรดิจิทัลซีทีที คอนเวอร์เตอร์
2. เพื่อวิเคราะห์ถึงข้อดีและข้อเสียของวงจรดิจิทัลซีทีที คอนเวอร์เตอร์
3. เพื่อให้เกิดความชำนาญในการใช้โปรแกรมจำลองการทำงาน
4. เพื่อให้เกิดความชำนาญในการใช้โปรแกรม Authorware ในการสร้างสื่อการเรียนรู้

### 1.3 ขอบเขตและข้อกำหนดในการวิจัย

ทำการศึกษาลักษณะการทำงานของวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสตรง ทำการออกแบบและสร้างวงจรบูสต์ คอนเวอร์เตอร์ และวงจรบัค – บูสต์ คอนเวอร์เตอร์ โดยมีแรงดันอินพุตเท่ากับ 24 V แรงดันเอาท์พุต 48 Vdc 100 วัตต์ โดยที่กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำอยู่ในโหมดต่อเนื่องและไม่ต่อเนื่อง ใช้ POWER MOSFET เป็นอุปกรณ์ในการสวิตชิง ความถี่ที่ใช้งานเท่ากับ 70 kHz และ % ripple factor ไม่เกิน 0.5 % สามารถเลือกการทำงานได้ทั้ง open loop และ close loop วงจรบัค – บูสต์ คอนเวอร์เตอร์ แล้วทำการทดลองและสรุปผลที่ได้จากการทดลองพร้อมทั้งหาข้อบกพร่องจากการทดลองได้

ทำการนำเสนอโดยใช้โปรแกรม Authorware เพื่อใช้เป็นแหล่งที่ศึกษาของวงจรทั้งในส่วนของทฤษฎีและในการออกแบบวงจร

### 1.4 ขั้นตอนและวิธีการดำเนินงาน

1. ทำการศึกษาวงจรดิจิทัลซีทีที คอนเวอร์เตอร์ ทั้งในโหมดกระแสต่อเนื่องและในโหมดกระแสไม่ต่อเนื่อง
2. ศึกษาในเรื่องการจำลองการทำงาน โดยใช้โปรแกรม PSpice
3. ทำการออกแบบวงจรตามขนาดพิกัดที่ได้กำหนดไว้
4. นำค่าที่ได้จากการคำนวณมาทำการจำลองการทำงาน
5. ทำการเปรียบเทียบค่าที่ได้จากทฤษฎีกับค่าที่ได้จากการคำนวณและการจำลองการทำงาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6. นำค่าที่ได้จากการคำนวณมาเลือกค่าของอุปกรณ์ที่จะใช้งานจริง
7. เมื่อตรวจค่าของอุปกรณ์ที่ใช้ต่าง ๆ ว่าถูกต้อง ก็ทำการออกแบบในส่วนของชุดคอนโทรล
8. ทำการออกแบบลายวงจรทั้งวงจรกำลังและวงจรคอนโทรล
9. ทำการวัดรูปคลื่นต่าง ๆ เปรียบเทียบกับค่าที่ได้จากการจำลองการทำงาน
10. สรุปและวิเคราะห์ผลที่ได้จากการทดลอง
11. จัดทำสื่อการสอนโดยใช้โปรแกรม Authorware โดยจะกล่าวถึงในส่วนของทฤษฎี หลักในการออกแบบและจำลองการทำงาน ผลที่ได้จากการทดลองจริง

### 1.5 ประโยชน์ที่ได้รับจากการวิจัย

1. ทำให้มีความรู้ความเข้าใจการทำงานของวงจรดีซีทูดีซี คอนเวอร์เตอร์
2. สามารถออกแบบวงจรบูสต์ คอนเวอร์เตอร์ วงจรบัค – บูสต์ คอนเวอร์เตอร์
3. สามารถใช้โปรแกรม PSpice ในการจำลองการทำงานได้
4. สามารถเลือกอุปกรณ์ที่จะใช้ในวงจรได้อย่างเหมาะสม
5. มีความรู้ความเข้าใจเกี่ยวกับทางด้านอิเล็กทรอนิกส์กำลังมากขึ้น
6. สามารถที่จะใช้โปรแกรม Authorware ในการทำเป็นสื่อการสอนเกี่ยวกับการศึกษาวงจรดีซีทูดีซี คอนเวอร์เตอร์ได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

### 2.1 วงจรบูสต์ คอนเวอร์เตอร์

วงจรบูสต์ คอนเวอร์เตอร์ หรือวงจรยกระดับแรงดัน (ในโหมดกระแสต่อเนื่อง) คือวงจรที่ทำการเพิ่มระดับแรงดันไฟฟ้าด้านออกให้สูงกว่าแรงดันด้านเข้า ที่เราเรียกว่าวงจรบูสต์ คอนเวอร์เตอร์ (boost converter) ก็เพราะแรงดันไฟฟ้าด้านออกสูงกว่าด้านเข้านั่นเอง

#### 2.1.1 เงื่อนไขการทำงาน

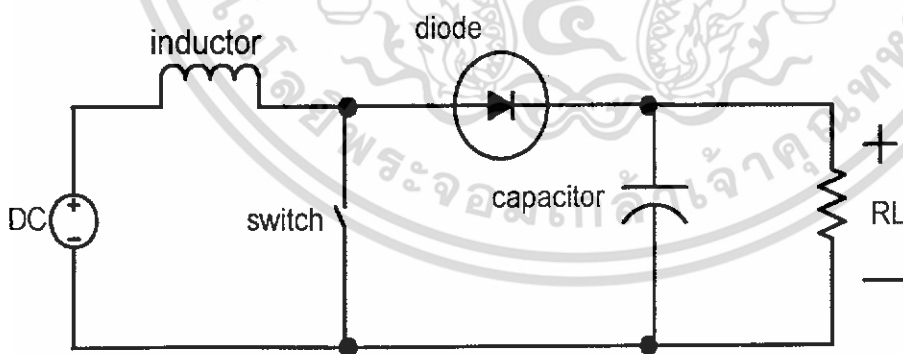
การวิเคราะห์การทำงานของวงจรบูสต์ คอนเวอร์เตอร์ ในช่วงสภาวะอยู่ตัว จะมีการกำหนดเงื่อนไขในการทำงานของวงจรบูสต์ คอนเวอร์เตอร์เพื่อให้ง่ายต่อการวิเคราะห์ดังนี้

1. กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ ณ ตำแหน่งเดียวกันในแต่ละคาบมีค่าเท่ากันและเป็นบวกเสมอ

2. แรงดันเฉลี่ยตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำในแต่ละคาบจะเท่ากับศูนย์ หมายถึงผลรวมของผลคูณระหว่างแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำกับเวลา ในแต่ละคาบจะเท่ากับศูนย์

3. ตัวเก็บประจุขนาดใหญ่ทำให้แรงดันขาออกมีค่าคงที่

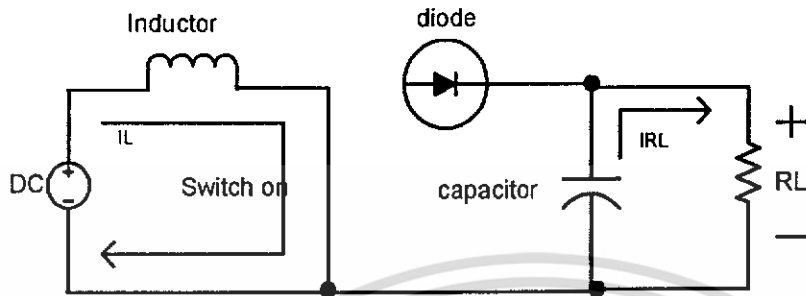
4. กำลังไฟฟ้าด้านเข้าเท่ากับกำลังไฟฟ้าด้านออก กรณีไม่คำนึงถึงการสูญเสียเนื่องจากการทำงานของวงจรโดยกำหนดให้อุปกรณ์ทุกตัวเป็นอุดมคติ ทำให้สรุปได้คือ ประสิทธิภาพวงจรเป็น 100%



รูปที่ 2.1 ลักษณะของวงจรบูสต์ คอนเวอร์เตอร์

## 2.1.2 หลักการทำงานของวงจรบูสต์ คอนเวอร์เตอร์

- ขณะสวิตช์นำกระแส



รูปที่ 2.2 วงจรสมมูลขณะสวิตช์นำกระแส

หลักการทำงานของวงจรบูสต์ คอนเวอร์เตอร์เพื่อให้ได้แรงดันไฟฟ้าด้านออกตามต้องการจะเริ่มต้นจากข้อความที่ว่าแรงดันเฉลี่ยตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำในแต่ละคาบจะเท่ากับศูนย์และสามารถหากระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำได้โดยการวิเคราะห์การทำงานของสวิตช์ในแต่ละโหมด ทั้งนี้การทำงานต้องอยู่ในสภาวะอยู่ตัวดังนี้

$$-V_s + V_L = 0 \quad (2.1)$$

$$V_s = V_L = L \frac{di_L}{dt} \quad (2.2)$$

$$\frac{V_s}{L} = \frac{di_L}{dt}$$

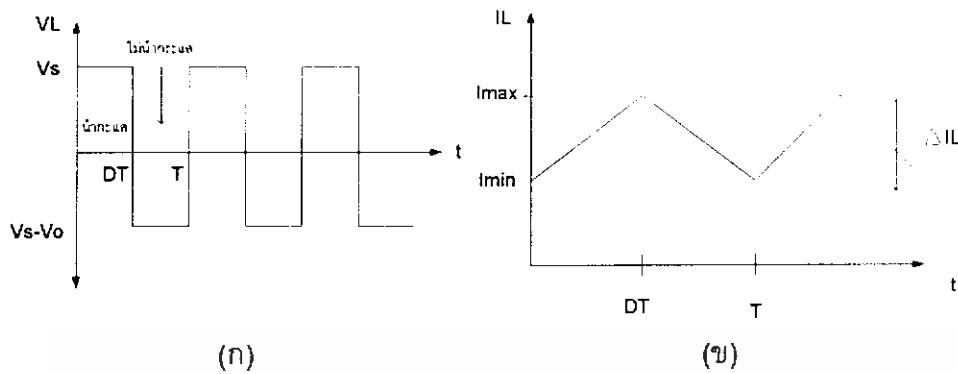
ขณะสวิตช์นำกระแส  $dt = DT$  จะเมื่ออัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแสคงที่ อาจจะถือว่าการเพิ่มขึ้นของกระแสไฟฟ้าเป็นเชิงเส้น ทำให้สามารถคำนวณได้จาก

$$\frac{\Delta i_L}{\Delta t} = \frac{\Delta i_L}{DT} = \frac{V_s}{L} \quad (2.3)$$

$$\Delta i_{L,on} = \frac{V_s DT}{L} \quad (2.4)$$

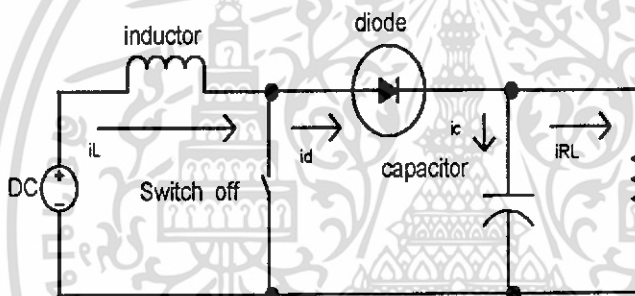
$\Delta i_{L,on}$  หมายถึงอัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแสไฟฟ้าในตัวเหนี่ยวนำขณะสวิตช์นำกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.3 (ก) แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ (ข) กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ

-ขณะสวิตช์ไม่นำกระแส



รูปที่ 2.4 วงจรสมมูลเมื่อสวิตช์ไม่นำกระแส

เมื่อสวิตช์ไม่นำกระแส กระแสไฟฟ้าในตัวเหนี่ยวนำจะเปลี่ยนแปลงทันทีทันใดไม่ได้ ไตโอดจะถูกไบอัสไปข้างหน้าให้นำกระแสทำให้กระแสไฟฟ้าไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำอย่างต่อเนื่อง สมมติแรงดันไฟฟ้าที่ต้านออกมีค่าคงที่ จากกฎของเคอร์ชอฟจะได้สมการแรงดันไฟฟ้าที่คร่อมตัวเหนี่ยวนำ

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

$$V_L = V_s - V_o$$

$$V_L = L \frac{di_L}{dt}$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{(V_s - V_o)}{L} \quad (2.6)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขณะสวิตช์ไม่นำกระแส  $dt=(1-D)T$  อัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแสไฟฟ้าไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำมีค่าคงที่ และจะถือว่าการลดลงของกระแสเป็นเชิงเส้นทำให้สามารถคำนวณได้จาก

$$\Delta i_{L,OFF} = \frac{(V_s - V_o)}{L}(1-D)T \quad (2.7)$$

ที่สภาวะอยู่ตัว การเปลี่ยนแปลงของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำสุทธิมีค่าเท่ากับสุทธิมีค่าเท่ากับศูนย์จากสมการที่ (2.4) และสมการที่ (2.7) ได้ว่า

$$\Delta i_{L,ON} + \Delta i_{L,OFF} = 0 \quad (2.8)$$

$$\frac{V_s DT}{L} + \frac{(V_s - V_o)}{L}(1-D)T = 0 \quad (2.9)$$

$$V_s - V_o(1-D) = 0$$

$$\frac{V_o}{V_s} = \frac{1}{1-D} \quad (2.10)$$

จากการหาความสัมพันธ์ ของอัตราส่วนของแรงดันไฟฟ้าด้านออกต่อแรงดันไฟฟ้าด้านเข้าที่เรียกว่า อัตราการขยายแรงดันสามารถหาได้โดยวิธีง่ายๆ โดยใช้สมการแรงดันไฟฟ้าเฉลี่ยตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำในแต่ละคาบซึ่งจะมีค่าเท่ากับศูนย์และได้ผลเช่นเดียวกับสมการที่ (2.10) ดังนี้

$$V_{L,av} = V_{L,on}(t_{on}) + V_{L,off}(t_{off}) = 0 \quad (2.11)$$

จากสมการที่ (2.2)

$$V_{L,on} = V_s$$

และสมการที่ (2.6)

$$V_{L,off} = V_s - V_o$$

$$V_{L,av} = (V_s)(t_{on}) + (V_s - V_o)(t_{off}) = 0$$

$$(V_s)(DT) + (V_s - V_o)(1-D)T = 0$$

$$V_s D + (V_s - V_o)(1-D) = 0$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_s D + V_s - V_s D - V_o + V_o D = 0$$

$$V_s - V_o(1-D) = 0$$

$$\frac{V_o}{V_s} = \frac{1}{1-D} \quad (2.12)$$

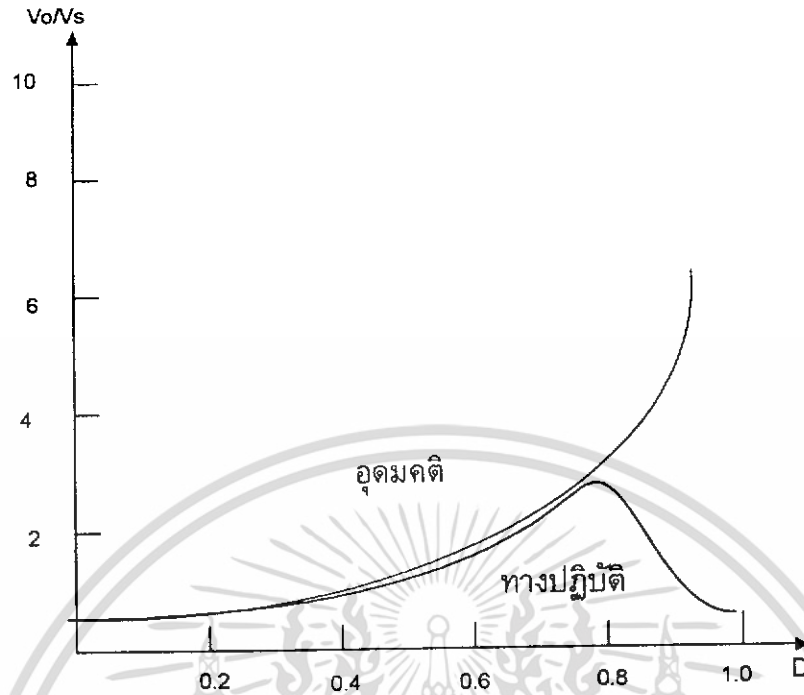
การได้มาซึ่งสมการอัตราส่วนของแรงดันไฟฟ้าด้านออกต่อแรงดันไฟฟ้าด้านเข้า จากสมการที่ (2.10) หรือ (2.12) แท้จริงแล้วมีหลักการทำงานอันเดียวกัน ทำให้สามารถคำนวณค่าอัตราส่วนของแรงดันไฟฟ้าด้านออกต่อแรงดันไฟฟ้าด้านเข้าได้จากการปรับค่า  $D$  ดังแสดงในตารางที่ 2.1

ตารางที่ 2.1 อัตราขยายแรงดันของวงจรบัสต์ คอนเวอร์เตอร์เมื่อมีการปรับค่า  $D$

Duty ratio ( $D$ )	อัตราขยายแรงดัน(voltage gain) $\frac{V_o}{V_s}$
0.0	1.00
0.1	1.10
0.2	1.25
0.3	1.43
0.4	1.67
0.5	2.00
0.6	2.50
0.7	3.33
0.8	5
0.9	10
1.0	infinity

ในทางปฏิบัตินิยมปรับอัตราขยายแรงดันไม่เกิน 4 เท่า เพื่อให้วงจรมีความเสถียรภาพ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.5 ความสัมพันธ์ระหว่างอัตราขยายแรงดันกับ  $D$

2.1.3 ค่าความเหนี่ยวนำที่เล็กที่สุดที่วงจรมอเตอร์คอนเวอร์เตอร์ยังทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่อง สมมติการสูญเสียในวงจรมอเตอร์ คอนเวอร์เตอร์มีค่าเท่ากับศูนย์ กำลังไฟฟ้าที่ออกจากแหล่งจ่าย กำลังไฟฟ้ากระแสตรงจะเท่ากับกำลังไฟฟ้าที่โหลดได้รับ เงื่อนไขนี้ จะได้

$$P_s = P_o = \frac{V_o^2}{R} \quad (2.13)$$

$$P_s = V_s I_s = V_s I_L \quad (2.14)$$

$$V_s I_L = \frac{V_o^2}{R}$$

$$V_o = \frac{V_s}{1-D}$$

$$V_s I_L = \frac{V_s^2}{(1-D)^2 R}$$

$$I_L = \frac{V_s}{(1-D)^2 R} \quad (2.15)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำสูงสุดและต่ำสุด หาได้จากค่าเฉลี่ยและการเปลี่ยนแปลงของกระแสไฟฟ้า ในช่วงเวลาที่สวิตช์นำกระแส ดังในสมการที่ (2.4)

$$\Delta i_{L,ON} = \frac{V_s DT}{L}$$

ดังนั้นกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำสูงสุดและต่ำสุดคือ

$$I_{L,max} = i_L + \frac{\Delta i_L}{2}$$

$$I_{L,max} = \frac{V_s}{(1-D)^2 R} + \frac{1}{2} \left( \frac{V_s DT}{L} \right) \quad (2.16)$$

$$I_{L,min} = \frac{V_s}{(1-D)^2 R} - \frac{1}{2} \left( \frac{V_s DT}{L} \right) \quad (2.17)$$

สมมติให้กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำเป็นแบบต่อเนื่องและเป็นบวก ดังนั้นจะหาค่าตัวเหนี่ยวนำเล็กที่สุด ที่ทำให้วงจรบัสต์ คอนเวอร์เตอร์ทำงานได้ในขอบเขตระหว่างโหมดกระแสต่อเนื่อง และกระแสไม่ต่อเนื่องจะได้สมการ คือ

$$I_{L,min} = \frac{V_s}{(1-D)^2 R} - \frac{1}{2} \left( \frac{V_s DT}{L} \right) \quad (2.18)$$

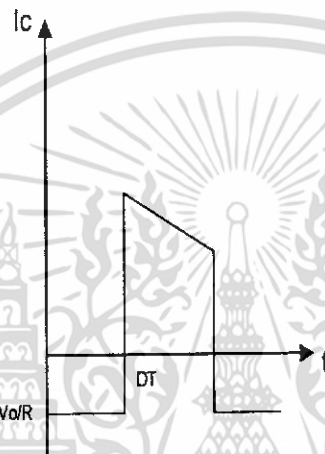
$$\frac{V_s}{(1-D)^2 R} = \frac{1}{2} \left( \frac{V_s DT}{L} \right)$$

$$L_{min} = \frac{D(1-D)^2 R}{2f} \quad (2.19)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การปรับค่าความเหนี่ยวนำเล็กที่สุด จากสมการ (2.19) สามารถปรับที่ค่า  $D$  หรือค่าความต้านทานโหลด  $R$  หรือค่าความถี่สวิตซ์  $f$

2.1.4 ค่าระลอกคลื่นของแรงดันไฟฟ้าด้านออกการที่มีตัวเก็บประจุขนาดใหญ่จะสามารถรักษาแรงดันด้านออกให้คงที่ แต่ในทางปฏิบัติไม่สามารถเลือกใช้ตัวเก็บประจุที่มีขนาดใหญ่มาๆได้ เนื่องจากมีราคาแพงและใช้พื้นที่มาก จึงเลือกตัวเก็บประจุที่มีขนาดเหมาะสมและค่าระลอกคลื่นของแรงดันไฟฟ้าด้านออกอยู่ในระดับที่ยอมรับได้



รูปที่ 2.6 กระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ

$$\Delta Q = C \Delta V_o = I_o \Delta t_{on} \quad (2.20)$$

$$I_o = \frac{V_o}{R}$$

$$\Delta t_{on} = DT$$

$$\Delta V_o = \frac{I_o \Delta t_{on}}{C} = \frac{V_o DT}{RC}$$

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{D}{RCf} \quad (2.21)$$

เมื่อต้องการจะลดอัตราระลอกคลื่นของแรงดันไฟฟ้าด้านออก จะทำได้โดยการลดค่า  $D$  ให้เข้าใกล้ศูนย์หรือการเพิ่มค่าโหลดหรือเพิ่มค่าของตัวเก็บประจุหรือเพิ่มความถี่สวิตซ์ให้สูงขึ้น [1]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.1.5 วงจรบัสต์ คอนเวอร์เตอร์ หรือวงจรทระดับแรงดัน (ในโหมดกระแสไม่ต่อเนื่อง)

วงจรบัสต์ คอนเวอร์เตอร์ที่ทำงานในโหมดกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำแบบไม่ต่อเนื่องจะปรับค่าแรงดันไฟฟ้าด้านออกได้เสถียรภาพมากกว่าในโหมดกระแสไฟฟ้าต่อเนื่อง โดยมีหลักการความสัมพันธ์แรงดันไฟฟ้าด้านออกและด้านเข้า หาได้จากค่าแรงดันเฉลี่ยของตัวเหนี่ยวนำตลอดคาบเป็นศูนย์ และกระแสไฟฟ้าเฉลี่ยที่ไหลในไดโอดจะมีค่าเท่ากับกระแสไฟฟ้าเฉลี่ยที่ไหล

กระแสไฟฟ้าที่ไหลในไดโอดจะมีค่าเท่ากับกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ ขณะทำงานในโหมดกระแสไม่ต่อเนื่อง

ในช่วงการทำงานขณะสวิตช์นำกระแส แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำเท่ากับแรงดันไฟฟ้าของแหล่งจ่าย  $V_s$  และในช่วงการทำงานขณะสวิตช์ไม่นำกระแส แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำจะเท่ากับแรงดันไฟฟ้าจากแหล่งจ่ายกำลังลบด้วยแรงดันไฟฟ้าด้านออก  $V_s - V_o$  จะได้

$$(V_s)(DT) + (V_s - V_o)(DT) = 0 \quad (2.22)$$

$$\frac{V_o}{V_s} = \frac{D + D_1}{D_1} \quad (2.23)$$

กระแสไฟฟ้าเฉลี่ยที่ไหลในไดโอดจะมีค่าเท่ากับ

$$I_D = \frac{1}{T} \left( \frac{1}{2} I_{L,\max} DT \right) = \frac{1}{2} I_{L,\max} D_1 \quad (2.24)$$

$I_{L,\max}$  จะมีค่าเท่ากับการเปลี่ยนแปลงของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำเมื่อสวิตช์นำกระแส

$$I_{L,\max} = \Delta i_L = \frac{V_s DT}{L} \quad (2.25)$$

แทนค่า  $I_{L,\max}$  ลงในสมการที่ (2.24) และกำหนดให้กระแสไฟฟ้าเฉลี่ยเท่ากับกระแสไฟฟ้าที่ไหล

$$\frac{V_o}{R} = I_D = \frac{1}{2} \left( \frac{V_s DT}{L} \right) D_1 \quad (2.26)$$

$$D_1 = \left( \frac{V_o}{V_s} \right) \left( \frac{2L}{RDT} \right) \quad (2.27)$$

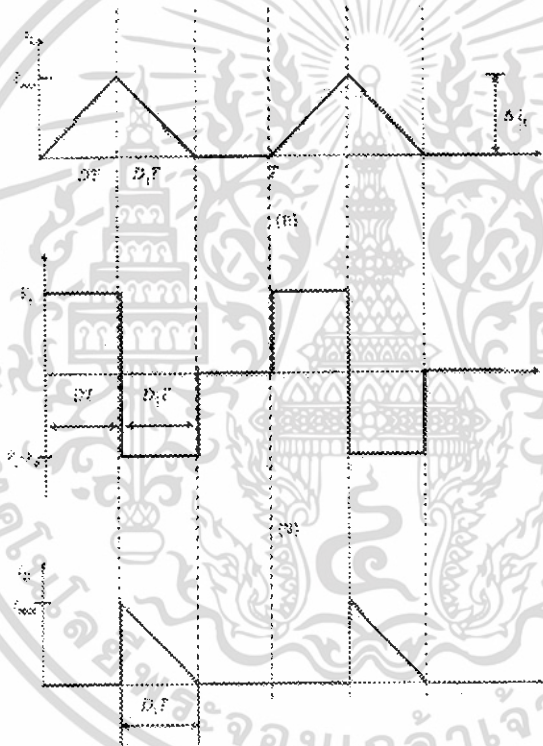
แทนค่า  $D_1$  ในสมการที่ (2.23) และจัดให้อยู่ในรูปยกกำลังสองจะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\left(\frac{V_o^2}{V_s}\right) - \left(\frac{V_o}{V_s}\right) - \frac{D^2 R}{2Lf} = 0 \quad (2.28)$$

$$\frac{V_o}{V_s} = \frac{1}{2} \left( 1 + \sqrt{1 + \frac{2D^2 R}{Lf}} \right) \quad (2.29)$$

สมการที่ (2.29) เป็นอัตราขยายแรงดันไฟฟ้าของวงจรบัสต์ คอนเวอร์เตอร์ เมื่อทำงานในโหมดกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำแบบไม่ต่อเนื่อง ปัจจัยที่มีผลต่อค่า  $D$ , คือค่าตัวดีไซเกิ้ล ค่าความเหนี่ยวนำ ค่าความถี่สวิตช์ และโหลดความต้านทาน [3]

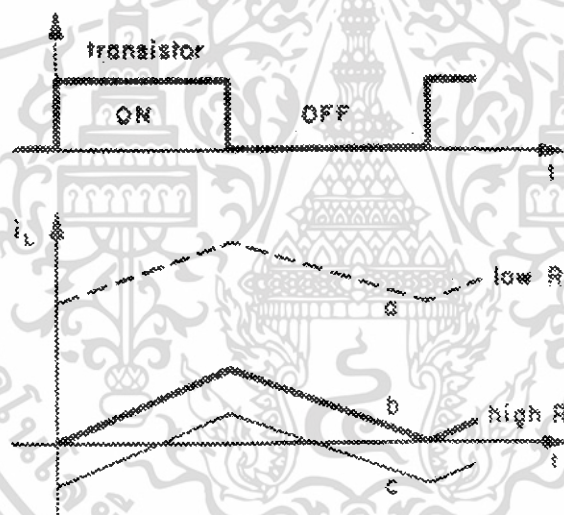


รูปที่ 2.7 การทำงานในโหมดกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำแบบไม่ต่อเนื่องของวงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 2.2 เปรียบเทียบการทำงานของวงจรบัสต์ คอนเวอร์เตอร์ ระหว่างโหมดกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำแบบต่อเนื่องกับโหมดกระแสไฟฟ้าไหลผ่านแบบไม่ต่อเนื่อง

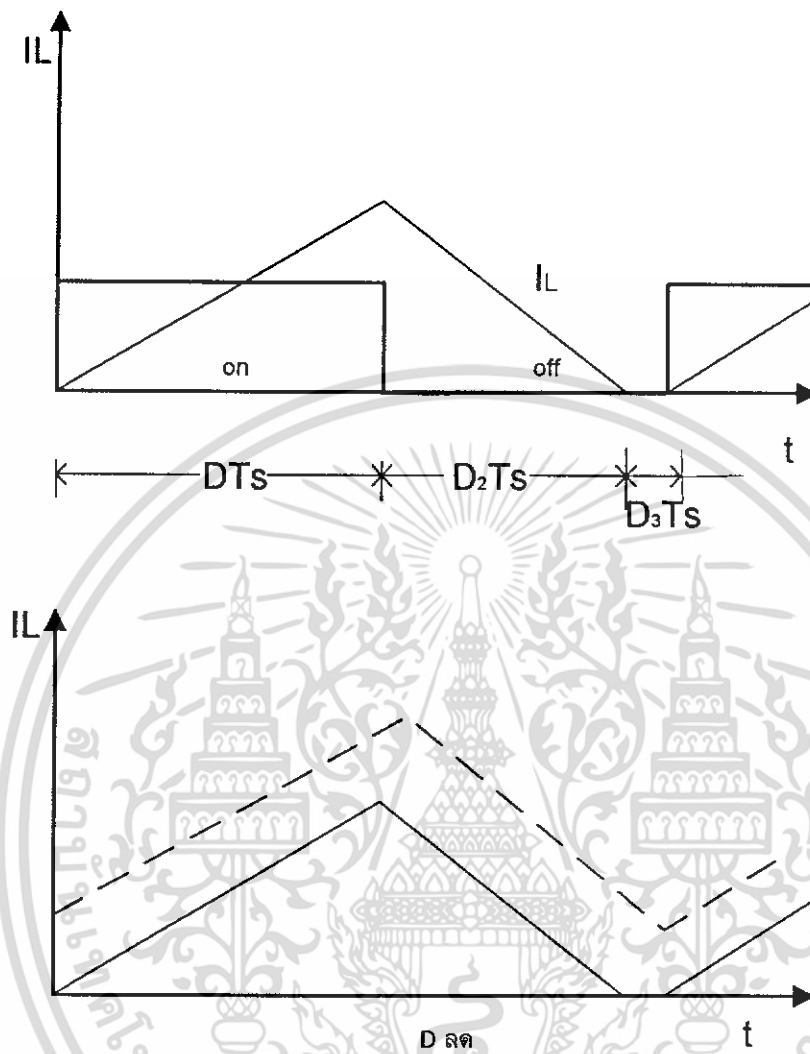
วงจรบัสต์ คอนเวอร์เตอร์ อัตราขยายแรงดัน	วงจรบัสต์ คอนเวอร์เตอร์ โหมดกระแสไฟฟ้าไหลผ่านแบบต่อเนื่อง	วงจรบัสต์ คอนเวอร์เตอร์ โหมดกระแสไฟฟ้าไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำแบบไม่ต่อเนื่อง
อัตราขยายแรงดัน		
$\left(\frac{V_o}{V_s}\right)$	$\frac{1}{1-D}$	$\frac{1}{2}\left(1+\sqrt{1+\frac{2D^2R}{Lf}}\right)$



รูปที่ 2.8 waveform ของกระแสในตัวเหนี่ยวนำเมื่อโหลดเปลี่ยนแปลง

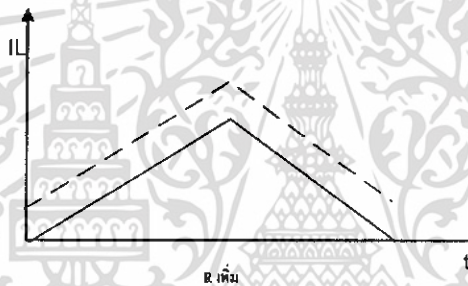
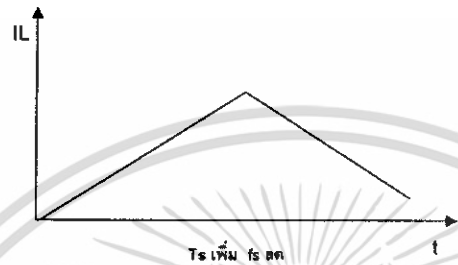
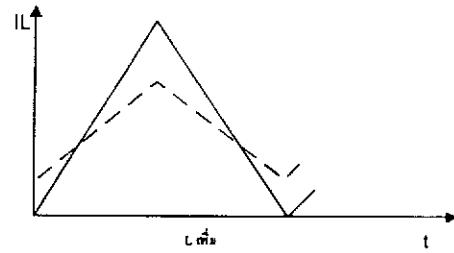
ในทางปฏิบัติกระแสไฟฟ้าที่ไหลต่ออาจมีการเปลี่ยนแปลงมาก เช่น จากกระแส no-load ไปเป็นกระแส full load กล่าวคือการเพิ่มขึ้นของโหลด ซึ่งจะทำให้กระแสไหลลดลงจะทำให้กระแสเฉลี่ยของตัวเหนี่ยวนำมีความต่อเนื่องดัง wave from (a) และ wave from (b) ในรูป 2.8 แต่ถึงกระแสไหลจะลดลงไปเท่าใดก็ตามก็จะไม่สามารถทำให้เกิด wave from (c) ได้ wave from (c) จะเกิดได้ก็ต่อเมื่อกระแสในตัวเหนี่ยวนำลดลงไปถึงศูนย์ในช่วงที่สวิตช์อยู่ในช่วง off อันเนื่องจากใช้ค่าตัวเหนี่ยวนำที่มีค่าน้อยกว่าค่า  $L_{min}$  ที่คำนวณได้ ดังนั้นจึงเกิดโหมดการทำงานแบบไม่ต่อเนื่องขึ้น (discontinuous conduction mode) การลดลงของกระแสไหลในโหมดไม่ต่อเนื่องแสดงในรูปที่ 2.9 ซึ่งจะแสดงในรูปของกระแส  $I_L$  หลังจากทีกระแส  $I_L$  ลดลงคือศูนย์ในช่วง  $D_2T_s$  และจะเป็นศูนย์จนหมดช่วง  $D_3T_s$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.9 กระแสที่ไหลในตัวเหนี่ยวนำแบบไม่ต่อเนื่อง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



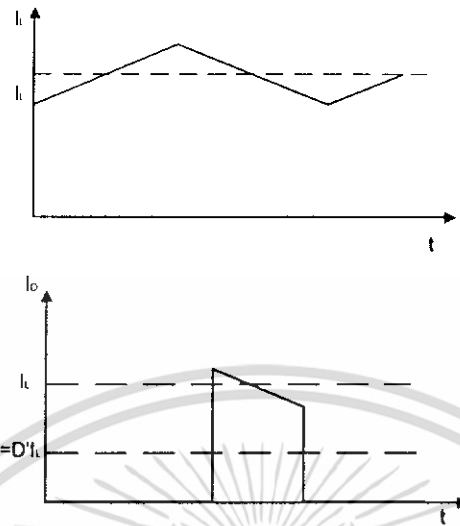
รูปที่ 2.10 พารามิเตอร์ต่างๆ ที่มีผลต่อโหมดกระแสไม่ต่อเนื่อง

ในรูปที่ 2.10 เป็นพารามิเตอร์ต่างๆ ที่มีผลต่อโหมดกระแสไม่ต่อเนื่อง คือ การเพิ่มขึ้นของความต้านทานโหลด ซึ่งก็คือกระแสไหลลดลง  $L$  ลดลงกว่า  $L_{min}$  ความถี่ในการสวิตช์ซึ่งลดลงและ Duty cycle ลดลง

2.1.6 ประสิทธิภาพ ประสิทธิภาพของวงจรบัสต์ คอนเวอร์เตอร์ ไม่ถึง 100% เนื่องจากค่าสูญเสียอุปกรณ์ต่างๆ เช่น ค่าความต้านทานแฝงใน  $L(R_L)$  ซึ่งผลงานสูญเสียคือ  $I_L^2 R_L$  เพราะฉะนั้น ประสิทธิภาพของวงจรคือ

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{out} + P_{loss}} = \frac{\frac{V^2}{R}}{\frac{V^2}{R} + I_L^2 R_L} \quad (2.30)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.11 กระแสในตัวเหนี่ยวนำที่  $D$  สูง

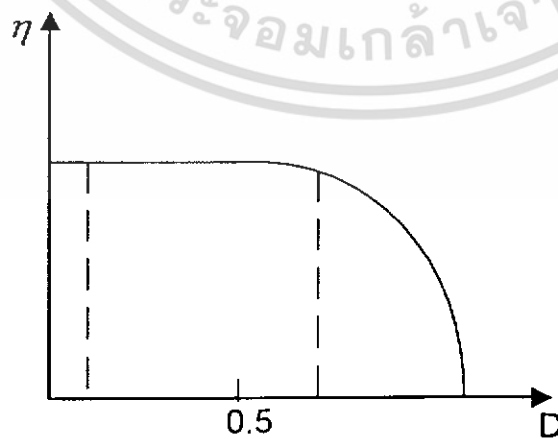
จาก wave form ของกระแสใน  $L(R_L)$  และกระแสไดโอด  $I_D$  ในรูป 2.13 สามารถบอกความสัมพันธ์ระหว่าง  $I_L$  และกระแสโหลด  $I$  ได้ดังนี้

$$\frac{I_L}{I} = \frac{1}{D}$$

เพราะฉะนั้นประสิทธิภาพเท่ากับ

$$\eta = \frac{1}{1 + \frac{\alpha}{(1-D)^2}} \tag{2.31}$$

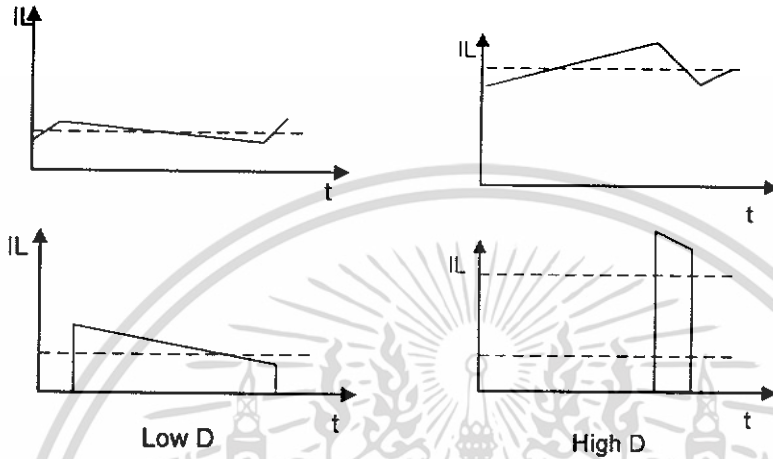
เมื่อ  $\alpha = \frac{R_L}{R}$



รูปที่ 2.12 ความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพกับ  $D$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในรูปที่ 2.12 แสดงถึงประสิทธิภาพ ( $\eta$ ) เมื่อเทียบกับ Duty ratio จะเห็นว่าประสิทธิภาพจะลดลงเมื่อ Duty ratio สูงขึ้น



รูปที่ 2.13 ค่ากระแสในตัวเหนี่ยวนำและกระแสในไดโอดเมื่อ  $D$  ต่ำกับ  $D$  สูง

ในรูปที่ 2.13 เป็นการเปลี่ยนแปลงของกระแสในตัวเหนี่ยวนำกับกระแสไดโอดที่ Duty ratio ต่ำ และ Duty ratio สูง

สำหรับ Duty ratio ต่ำ กระแสไดโอดเฉลี่ย ( $I_D$ ) จะมีค่าใกล้เคียงกับกระแสเฉลี่ยของตัวเหนี่ยวนำด้วยเหตุนี้ค่าสูญเสียจากความเหนี่ยวนำจะเท่ากับ  $P_{loss} = I_L^2 R_L$

สำหรับ Duty ratio สูง กระแสไดโอดจะมีพื้นที่ให้แคบลงจนกลายเป็นสัญญาณ pulse ค่าสูงๆ ดังรูป 2.15 แต่ค่ากระแสเฉลี่ยของกระแสไดโอด จะไม่เปลี่ยนแต่ในกระแสตัวเหนี่ยวนำจะเปลี่ยนแปลงคือจะมีค่ามากขึ้น (มากกว่ากระแสไหล) และจะทำให้เกิดค่าสูญเสียจากความต้านทานในตัวเหนี่ยวนำค่อนข้างมาก เช่น เมื่อ  $D = 0.8$  และ  $\alpha = 0.01$  ค่าสูญเสียจะเท่ากับ [1]

$$\frac{I_L^2 R_L}{I^2 R} = 25\%$$

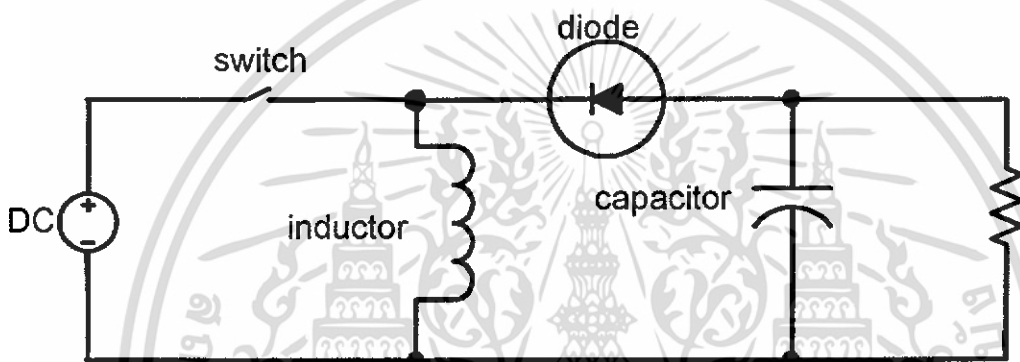
## 2.2 วงจรบั๊ก – บูลสต์ คอนเวอร์เตอร์

วงจรลดทอน - ทบระดับแรงดันไฟฟ้า หรือวงจรบั๊ก - บูลสต์ คอนเวอร์เตอร์คือวงจรที่สามารถทำการลดหรือเพิ่มระดับแรงดันไฟฟ้าต้านออกให้ต่ำกว่าหรือสูงกว่าแรงดันไฟฟ้าต้านเข้าได้

### 2.2.1 เงื่อนไขการทำงานของวงจรบั๊ก – บูลสต์ คอนเวอร์เตอร์

การวิเคราะห์การทำงานของวงจรบั๊ก – บูลสต์ คอนเวอร์เตอร์ในช่วงสภาวะอยู่ตัว จะทำการกำหนดเงื่อนไขการทำงานของวงจรบั๊ก – บูลสต์ คอนเวอร์เตอร์เพื่อให้ง่ายต่อการวิเคราะห์ดังนี้

1. กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ ณ ตำแหน่งเดียวกันในแต่ละคาบ จะมีค่าเท่ากัน และมีค่าเป็นบวกเสมอ
2. แรงดันไฟฟ้าเฉลี่ยตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำในแต่ละคาบจะเท่ากับศูนย์ หมายถึงผลรวมของผลคูณระหว่างแรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำกับเวลา ในแต่ละคาบจะเท่ากับศูนย์
3. ตัวเก็บประจุมีขนาดใหญ่ทำให้แรงดันไฟฟ้าด้านออกมีค่าคงที่
4. กำลังไฟฟ้าด้านเข้าเท่ากับกำลังไฟฟ้าด้านออก กรณีนี้ไม่คำนึงถึงการสูญเสียเนื่องจากการทำงานของวงจร โดยกำหนดให้อุปกรณ์ทุกตัวเป็นอุดมคติ ทำให้สามารถสรุปได้ว่าประสิทธิภาพของวงจรเป็นหนึ่งในร้อยเปอร์เซ็นต์



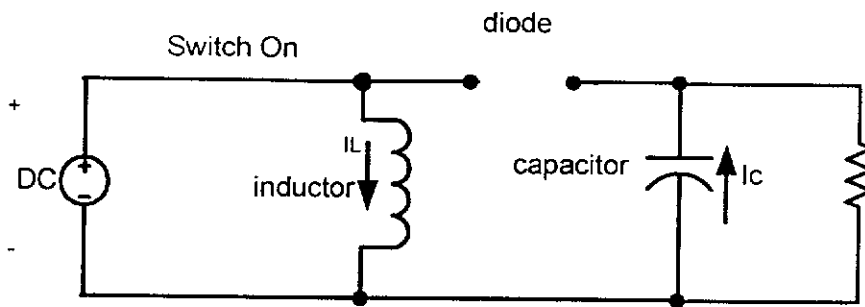
รูปที่ 2.14 วงจรบัก - บูลต์ คอนเวอร์เตอร์

### 2.2.2 หลักการทำงานของวงจรบัก - บูลต์ คอนเวอร์เตอร์

หลักการทำงานของวงจรบัก - บูลต์ คอนเวอร์เตอร์เพื่อให้ได้แรงดันไฟฟ้าด้านออกมีค่าลดลงเพิ่มขึ้นตามต้องการ โดยจะเริ่มต้นจากข้อกำหนดที่ว่า แรงดันไฟฟ้าเฉลี่ยตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำในแต่ละคาบเวลาจะเท่ากับศูนย์ ซึ่งจะสามารถหากระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำได้โดยการวิเคราะห์การทำงานของสวิตช์ในแต่ละโหมด ทั้งนี้การทำงานต้องอยู่ในช่วงสภาวะอยู่ตัวดังนี้

#### ขณะสวิตช์นำกระแส

จากรูปที่ 2.15 กระแสไฟฟ้าจากแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงจะไหลผ่านสวิตช์ และผ่านตัวเหนี่ยวนำในขณะที่ไดโอดจะถูกไบอัสย้อนกลับ จากกฎของเคอร์ชอฟฟ์ จะได้สมการของแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำเท่ากับ



รูปที่ 2.15 วงจรสมมูลเมื่อสวิตช์นำกระแส

$$-V_s + V_L = 0 \tag{2.32}$$

$$V_s = V_L = L \frac{di_L}{dt} \tag{2.33}$$

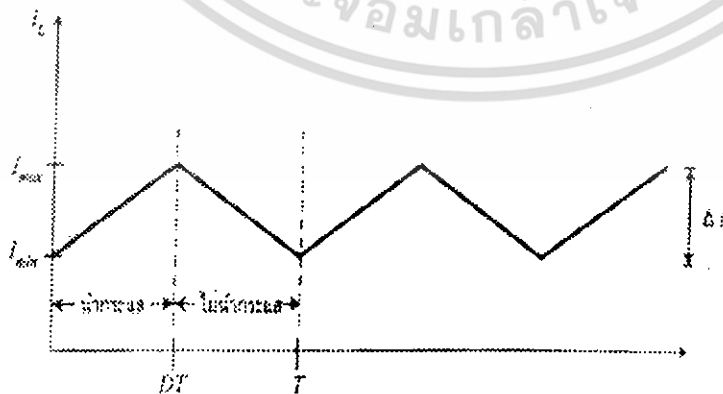
$$\frac{V_s}{L} = \frac{di_L}{dt}$$

ขณะที่สวิตช์นำกระแส  $dt = DT$  อัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำจะมีค่าเพิ่มขึ้นด้วยอัตราคงที่และถือว่าการเพิ่มของกระแสเป็นเชิงเส้น ทำให้สามารถคำนวณได้จาก

$$\frac{\Delta i_L}{\Delta t} = \frac{\Delta i_L}{DT} \tag{2.34}$$

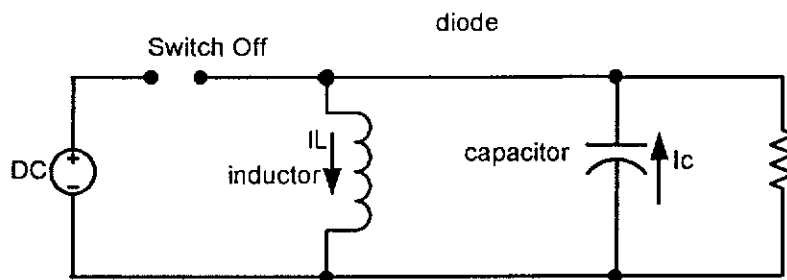
$$\Delta i_{L,on} = \frac{V_s DT}{L} \tag{2.35}$$

$\Delta i_{L,on}$  คือ อัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำในขณะที่สวิตช์นำกระแส



รูปที่ 2.16 กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำขณะสวิตช์ไม่นำกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.17 วงจรสมมูลเมื่อสวิตช์ไม่นำกระแส

เมื่อสวิตช์ไม่นำกระแส กระแสไฟฟ้าในตัวเหนี่ยวนำจะเปลี่ยนแปลงทันทีทันใดไม่ได้ ไดโอดจะถูกไบอัสไปข้างหน้าทำให้นำกระแส ซึ่งกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำจะไหลอย่างต่อเนื่อง สมมติให้แรงดันไฟฟ้าด้านออกคงที่และจากกฎของเคอร์ชอฟฟ์ จะได้สมการของแรงดันไฟฟ้างดังนี้

$$-V_L + V_o = 0 \quad (2.36)$$

$$V_L = V_o$$

$$V_L = L \frac{di}{dt}$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{\Delta i_L}{(1-D)T} = \frac{V_o}{L} \quad (2.37)$$

ขณะที่สวิตช์ไม่นำกระแส  $dt = (1-D)T$  อัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำจะลดลงด้วยอัตราคงที่ โดยอาจจะถือได้ว่าการลดลงของกระแสเป็นเชิงเส้น ดังแสดงในรูปที่ 2.16 ทำให้สามารถคำนวณได้จากสมการที่ (2.38)

$$\Delta i_{L,off} = \left( \frac{V_o}{L} \right) (1-D)T \quad (2.38)$$

ที่สภาวะอยู่ตัว การเปลี่ยนแปลงของกระแสสุทธิที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำจะมีค่าเท่ากับศูนย์ จากสมการที่ (2.35) และสมการที่ (2.38) จะได้ว่า

$$\Delta i_{L,on} + \Delta i_{L,off} = 0 \quad (2.39)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\left(\frac{V_s}{L}\right)DT + \frac{(V_o)(1-D)T}{L} = 0 \quad (2.40)$$

$$\frac{V_o}{V_s} = -\frac{D}{1-D} \quad (2.41)$$

$$\frac{V_o}{V_s} = -(D)\frac{1}{1-D} \quad (2.42)$$

จากสมการที่ (2.41) จัดรูปใหม่เป็นสมการที่ (2.42) พบว่าอัตราขยายแรงดันไฟฟ้าของวงจรบัก - บูลต์ คอนเวอร์เตอร์ เป็นผลคูณของอัตราขยายแรงดันของวงจรบักและวงจรบูลต์ คอนเวอร์เตอร์อย่างไรก็ตามแรงดันไฟฟ้าด้านออกของวงจรบัก - บูลต์ คอนเวอร์เตอร์ จะมีทิศทางตรงกันข้ามกับแรงดันไฟฟ้าด้านเข้า

กำหนดให้  $V_o$  มีเครื่องหมายดังวงจรในรูปที่ 2.17 คือแรงดันไฟฟ้าด้านออกมีขั้วเช่นเดียวกับแรงดันด้านเข้า

$$\frac{V_o}{V_s} = -\frac{D}{1-D} = -(D)\frac{1}{1-D} \quad (2.43)$$

การได้มาของสมการอัตราส่วนของแรงดันไฟฟ้าด้านออกต่อแรงดันไฟฟ้าด้านเข้า ดังแสดงในสมการที่ (2.42) และ (2.43) แท้จริงแล้วมีหลักการทำงานอันเดียวกัน

เมื่อทำการเปรียบเทียบอัตราส่วนของแรงดันไฟฟ้าด้านออกต่อแรงดันไฟฟ้าด้านเข้าของสามวงจรคือ วงจรบัก คอนเวอร์เตอร์ วงจรบูลต์ คอนเวอร์เตอร์และวงจรบัก - บูลต์ คอนเวอร์เตอร์ได้จากการปรับค่า  $D$  จะได้เห็นผลการเปรียบเทียบ ดังแสดงในตาราง 2.3

วงจรบัก คอนเวอร์เตอร์ เมื่อค่า  $D$  เพิ่มขึ้นค่าอัตราขยายแรงดันไฟฟ้าจะเพิ่มขึ้นแบบเป็นเชิงเส้นระหว่างศูนย์ถึงหนึ่งแต่มีค่าไม่เกินหนึ่ง

วงจรบูลต์ คอนเวอร์เตอร์ เมื่อค่า  $D$  เพิ่มขึ้นค่าอัตราขยายแรงดันไฟฟ้าจะเพิ่มขึ้นแบบไม่เป็นเชิงเส้น ค่าน้อยที่สุดคือหนึ่ง

วงจรบัก - บูลต์ คอนเวอร์เตอร์ เมื่อค่า  $D = 0.5$  อัตราขยายแรงดันไฟฟ้าจะเท่ากับหนึ่ง คือไม่เพิ่มหรือลดแรงดันไฟฟ้าที่ด้านออก

เมื่อค่า  $D$  เพิ่มขึ้นระหว่าง 0 - 0.5 วงจรบัก - บูลต์ คอนเวอร์เตอร์จะทำหน้าที่เสมือนวงจรบักคอนเวอร์เตอร์ คือ อัตราขยายแรงดันไฟฟ้าไม่เกินหนึ่ง

เมื่อค่า  $D$  เพิ่มขึ้นระหว่าง 0.5 - 1 วงจรบัก - บูลต์ คอนเวอร์เตอร์จะทำหน้าที่เสมือนวงจรบูลต์คอนเวอร์เตอร์ คือ อัตราขยายแรงดันจะเพิ่มขึ้นแบบไม่เป็นเชิงเส้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

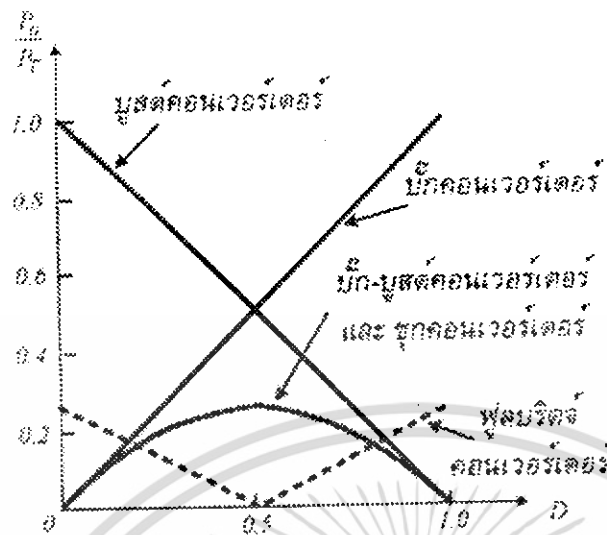
ในวงจรบั๊ก - บูสต์ คอนเวอร์เตอร์แรงดันไฟฟ้าด้านออก จะมีทิศทางตรงกันข้ามกับแรงดันไฟฟ้าด้านเข้าเสมอ ค่าที่ได้จากการคำนวณในตารางที่ 2.3 เป็นผลในทางทฤษฎีเท่านั้น ในทางปฏิบัติแรงดันไฟฟ้าด้านออกจะต่างจากทฤษฎี เนื่องจากแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมอุปกรณ์ต่างๆ และในช่วงในการปรับค่า  $D$  จะไม่สามารถปรับได้ 100% สำหรับวงจรบูสต์และวงจรบูสต์ คอนเวอร์เตอร์

จะสังเกตเห็นได้ว่าแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าของในวงจรบั๊ก - บูสต์ คอนเวอร์เตอร์ จะไม่ต่ออยู่กับตัวต้านทานโหลดโดยตรง เมื่อสวิตช์นำกระแส พลังงานจะถูกเก็บไว้ในตัวเหนี่ยวนำ และเมื่อสวิตช์ไม่นำกระแส พลังงานในตัวเหนี่ยวนำจะถูกส่งผ่านไปยังโหลด ดังนั้นในวงจรบั๊ก-บูสต์คอนเวอร์เตอร์อาจจะเรียกได้ว่า คอนเวอร์เตอร์โดยอ้อม (indirect converter)

ตารางที่ 2.3 อัตราขยายแรงดันของในวงจรบั๊ก บูสต์ และ วงจรบั๊ก-บูสต์คอนเวอร์เตอร์

Duty ratio ( $D$ )	อัตราการขยายแรงดัน (Voltage gain : $\frac{V_o}{V_s}$ )		
	วงจรบั๊กคอนเวอร์เตอร์ $\frac{V_o}{V_s} = D$	วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ $\frac{V_o}{V_s} = \frac{1}{1-D}$	วงจรบั๊ก - บูสต์คอนเวอร์เตอร์ $\frac{V_o}{V_s} = \frac{-D}{1-D}$
0.0	0.00	1.00	-0.00
0.1	0.10	1.10	-0.11
0.2	0.20	1.25	-0.25
0.3	0.30	1.43	-0.43
0.4	0.40	1.67	-0.67
0.5	0.50	2.00	-1.00
0.6	0.60	2.50	-1.50
0.7	0.70	3.33	-2.33
0.8	0.80	5.00	-4.00
0.9	0.90	10.00	-9.00
1.0	1.00	Infinity	Infinity

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.18 อัตราการใช้ประโยชน์ของสวิตช์ (switch utilization) ต่อตัวดีไอเคิล

ในรูปที่ 2.18 เป็นอัตราการใช้ประโยชน์ของสวิตช์ (switch utilization) หมายถึงอัตรากำลังที่โหลด ( $P_o$ ) ต่อกำลังที่สวิตช์สามารถจ่ายได้ ( $P_i$ ) เช่นที่  $D=0.5$  ความสามารถที่สวิตช์ซึ่งต่อตัวดีไอเคิลสำหรับวงจรดีไอเคิล คอนเวอร์เตอร์แบบต่างๆ แนวโน้มของวงจรบัก - บัสต์ คอนเวอร์เตอร์ เมื่อค่า  $D$  เพิ่มขึ้นทำให้อัตรากำลังที่โหลด ( $P_o$ ) ต่อกำลังที่สวิตช์สามารถเพิ่มขึ้นได้เช่นกัน เป็นต้น

### 2.2.3 การหาค่าตัวเหนี่ยวนำที่เล็กที่สุดของวงจรบัก - บัสต์ คอนเวอร์เตอร์

สมมติให้การสูญเสียในวงจรบัก - บัสต์ คอนเวอร์เตอร์เป็นศูนย์ กำลังที่จ่ายจากแหล่งจ่ายจะเท่ากับกำลังที่โหลดได้รับเงื่อนไขจะได้

$$P_s = P_o = \frac{V_o^2}{R} \quad (2.44)$$

$$P_s = V_s I_s \quad (2.45)$$

เนื่องจากกระแสไฟฟ้าเฉลี่ยที่ไหลออกจากแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าจะมีค่าเท่ากับกระแสไฟฟ้าเฉลี่ยที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำดังสมการ (2.46)

$$I_s = I_L D \quad (2.46)$$

$$I_s = \frac{V_o^2}{V_s R D} \quad (2.45)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_L = \frac{V_s D}{R(1-D)^2} \quad (2.47)$$

กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำสูงสุดและต่ำสุดหาได้จากการรวมค่ากระแสไฟฟ้าเฉลี่ยกับค่าการเปลี่ยนแปลงของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำในช่วงเวลาขณะนำกระแส ดังในสมการที่ (2.47)

$$\Delta i_{L, \text{on}} = \frac{V_s D T}{L}$$

ดังนั้นกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำสูงสุดและต่ำสุดคือ

$$I_{L, \text{max}} = \frac{V_s D}{R(1-D)^2} + \frac{1}{2} \left( \frac{V_s D T}{L} \right) \quad (2.48)$$

$$I_{L, \text{min}} = \frac{V_s D}{R(1-D)^2} - \frac{1}{2} \left( \frac{V_s D T}{L} \right) \quad (2.49)$$

สมมติให้กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำเป็นแบบต่อเนื่องและมีค่าเป็นบวกเสมอ ดังนั้นค่าความเหนี่ยวนำเล็กที่สุด ที่ทำให้วงจรบิก-บูสต์ คอนเวอร์เตอร์ทำงานได้ในขอบเขตระหว่างโหมดกระแสต่อเนื่องและไม่ต่อเนื่องคือการกำหนดให้กระแสไฟฟ้าในตัวเหนี่ยวนำมีค่าเป็นศูนย์

$$L_{\text{min}} = \frac{(1-D)^2 R}{2f} \quad (2.50)$$

การปรับค่าตัวเหนี่ยวนำเล็กที่สุด จากสมการ (2.50) สามารถทำได้โดยการปรับค่า  $D$  ความต้านทานโหลด  $R$  หรือความถี่สวิตซิ่ง  $f$

### 2.2.4 ค่าระลอกคลื่นของแรงดันไฟฟ้าด้านออก

ค่าระลอกคลื่นของแรงดันไฟฟ้าด้านออก จะคล้ายกับวงจรบูสต์ คอนเวอร์เตอร์ ยกเว้น การต่อขั้วของตัวเก็บประจุจะกลับตรงกันเพราะแรงดันไฟฟ้าด้านออกมีขั้วตรงกันข้ามกับแรงดันไฟฟ้าด้านเข้า

การคำนวณหาค่าระลอกคลื่นของแรงดันไฟฟ้าด้านออกจากยอดถึงยอด ซึ่งหาได้จาก กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{D}{RCf} \quad (2.51)$$

เมื่อจะลดอัตราระลอกคลื่นของแรงดันไฟฟ้าด้านออก จะทำได้โดยการลดค่า  $D$  หรือ การเพิ่มค่าความต้านทานโหลด ค่าตัวเก็บประจุ หรือค่าความถี่สวิตซ์ให้สูงขึ้น [3]

### 2.2.4 ขอบเขตระหว่างโหมดกระแสต่อเนื่องและโหมดกระแสไม่ต่อเนื่อง ของวงจรบัก - บูสต์ คอนเวอร์เตอร์

จากรูปที่ 2.19 แสดงรูปคลื่นที่โหมดกระแสต่อเนื่อง ของวงจรบัก - บูสต์ คอนเวอร์เตอร์ โดยที่ค่ากระแสไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำจะมีช่วงตกลงถึงศูนย์ จากรูปที่ 2.14

$$I_{LB} = \frac{1}{2} i_{L, peak}$$

$$I_{LB} = \frac{T_s V_a D}{2L} \quad (2.52)$$

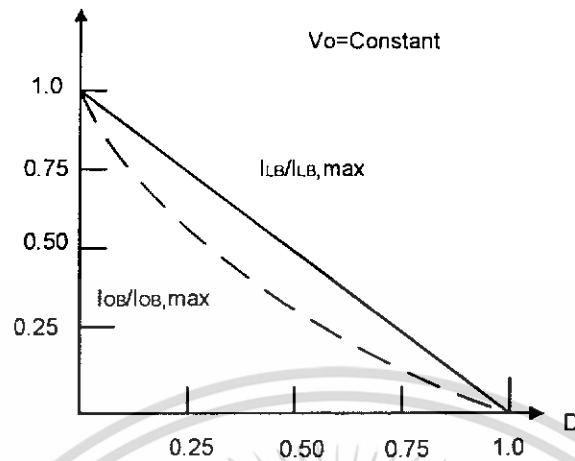
$$I_o = I_L - I_d \quad (2.53)$$

ใช้สมการที่ 2.43 และ 2.61 จะสามารถหากระแสเฉลี่ยที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำและกระแสด้านออกใน เทอมของ  $V_o$  ได้

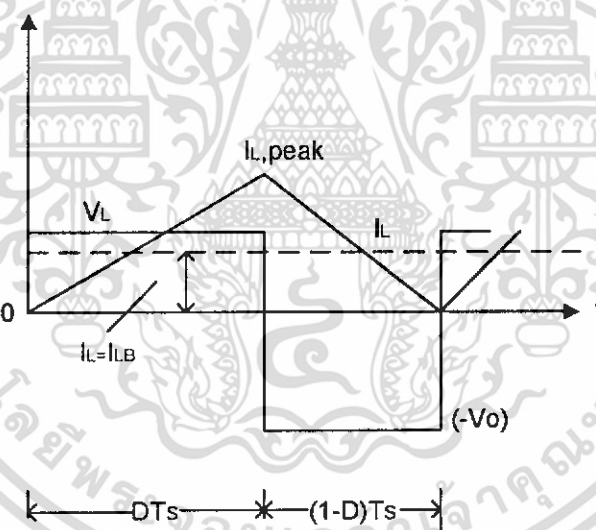
$$I_{LB} = \frac{T_s V_o}{2L} (1-D) \quad (2.54)$$

$$I_{OB} = \frac{T_s V_o}{2L} (1-D)^2 \quad (2.55)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.19 ขอบเขตระหว่างโหมตกระแสต่อเนื่องและโหมตกระแสไม่ต่อเนื่อง ของวงจรบัก - บูสต์ คอนเวอร์เตอร์



รูปที่ 2.20 รูปคลื่นของวงจรบัก - บูสต์ คอนเวอร์เตอร์ในโหมตกระแสไม่ต่อเนื่อง

การประยุกต์ในการใช้งานส่วนใหญ่ของ วงจรบัก - บูสต์ คอนเวอร์เตอร์จะให้แรงดันขาออกเป็นค่าคงที่ และเปลี่ยนแปลงค่า  $V_o$  จะได้สมการ 2.54 และ 2.55 ซึ่งแสดงทั้งค่า  $I_{LB}$  และ  $I_{OB}$  โดยผลลัพธ์ที่ให้ค่าสูงสุดอยู่ที่  $D=0$

$$I_{LB,max} = \frac{T_s V_o}{2L} \tag{2.56}$$

$$I_{LB} = I_{LB,max} (1-D) \tag{2.57}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ใช้สมการ (2.54) กับ (2.57)

$$I_{LB} = I_{LB,max}(1-D) \quad (2.58)$$

$$I_{OB} = I_{OB,max}(1-D)^2 \quad (2.59)$$

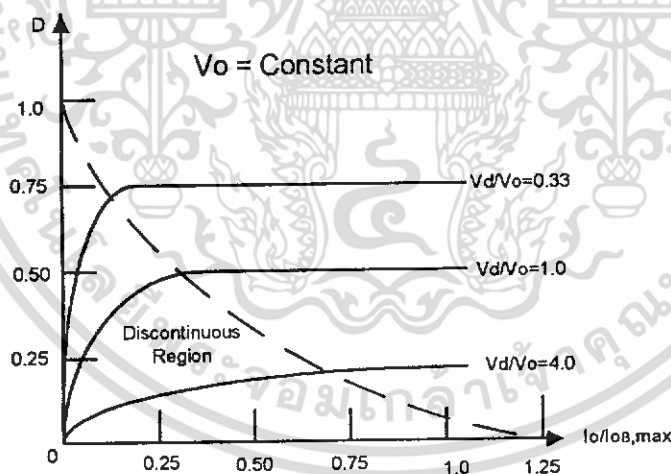
### 2.2.5 โหมดกระแสไม่ต่อเนื่อง ของวงจรบัก - บุสต์ คอนเวอร์เตอร์

จากรูปที่ 2.19 แสดงรูปคลื่นกระแสไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ ซึ่งเป็นแบบไม่ต่อเนื่องถ้ากำหนดให้ผลรวมของแรงดันเฉลี่ยในหนึ่งคาบเวลาเท่ากับศูนย์จะได้

$$V_d DT_S + (-V_O) \Delta_1 T_S = 0 \quad (2.60)$$

$$\frac{I_O}{I_d} = \frac{\Delta_1}{D} \quad (2.61)$$

$$I_L = \frac{V_d}{2L} DT_S (D + \Delta_1) \quad (2.62)$$



รูปที่ 2.21 คุณลักษณะของวงจรบัก - บุสต์ คอนเวอร์เตอร์เมื่อ  $V_O$  คงที่

เนื่องจาก ค่าแรงดันขาออกเป็นค่าคงที่ ฟังก์ชันของกระแสไหล ( $I_o$ ) สำหรับค่าต่างๆ ของ  $\frac{V_o}{V_d}$  เราสามารถหาค่าได้เท่ากับ

$$D = \frac{V_o}{V_d} \sqrt{\frac{I_o}{I_{OB,max}}} \quad (2.63)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 2.21 แสดงค่า Duty ratio ซึ่งอยู่ในฟังก์ชันของ  $\frac{I_o}{I_{O, max}}$  โดยที่ค่าของ  $\frac{V_d}{V_o}$

ขอบเขตระหว่างโหมดกระแสต่อเนื่องกับโหมดกระแสไม่ต่อเนื่องแสดงโดยโค้งเส้นประ [2]

ตารางที่ 2.4 เปรียบเทียบการทำงานของวงจรบัสต์ และวงจรบั๊ก - บัสต์ คอนเวอร์เตอร์

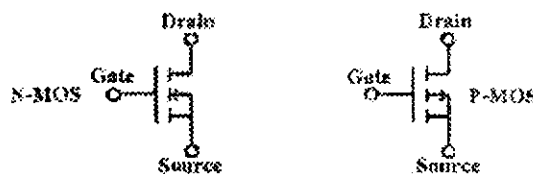
	วงจรบัสต์ คอนเวอร์เตอร์	วงจรบั๊ก-บัสต์ คอนเวอร์เตอร์
อัตราขยายแรงดัน $\left(\frac{V_O}{V_S}\right)$	$\frac{1}{1-D}$	$\frac{D}{1-D}$
อัตราการลอกคลื่นของแรงดันไฟฟ้าด้านออก $\left(\frac{\Delta V_O}{V_O}\right)$	$\frac{D}{RCf}$	$\frac{D}{RCf}$
ค่าตัวเหนี่ยวนำเล็กที่สุด $(L_{min})$	$\frac{D(1-D)^2 R}{2f}$	$\frac{(1-D)^2 R}{2f}$

### 2.3 อุปกรณ์หลักในวงจรกำลัง

#### 2.3.1 มอสเฟตกำลัง (power mosfet)

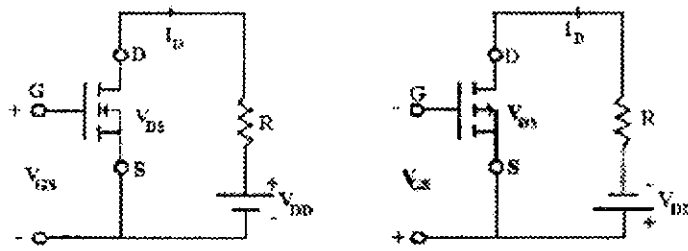
มอสเฟตกำลัง เป็นอุปกรณ์ประเภทเซมิคอนดักเตอร์ชนิดหนึ่งที่ถูกนิยมนำมาใช้กันค่อนข้างมากในปัจจุบัน เนื่องจากอุปกรณ์ชนิดนี้ใช้เวลาในการเปลี่ยนสถานะการทำงานค่อนข้างสั้นจึงสามารถใช้งานได้ดีที่ความถี่สูง ซึ่งมีย่านความถี่สวิตช์สูงสุด 50 kHz และ 400 kHz มอสเฟตกำลังมีค่าพิชิตการทำงานของแรงดันไฟฟ้าได้มากกว่า 1000 โวลต์ แต่มีพิชิตกระแสไฟฟ้าได้ไม่เกิน 100 แอมแปร์ เมื่อต้องการให้มอสเฟตกำลังนำกระแสอย่างต่อเนื่อง จะต้องมีการบิอนแรงดันไฟฟ้าระหว่างขาเกตกับขาซอสอย่างต่อเนื่อง ช่วงเวลาการสวิตช์ซิงของมอสเฟตกำลังจะมีค่าอยู่ระหว่างหลักสิบของนาโนวินาทีถึงหลักร้อยนาโนวินาทีซึ่งจะขึ้นอยู่กับชนิดและขนาดของมอสเฟตกำลัง

-สัญลักษณ์และการไบอัสให้มอสเฟตกำลังทำงาน



รูปที่ 2.22 สัญลักษณ์ของ N - MOS และ P - MOS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

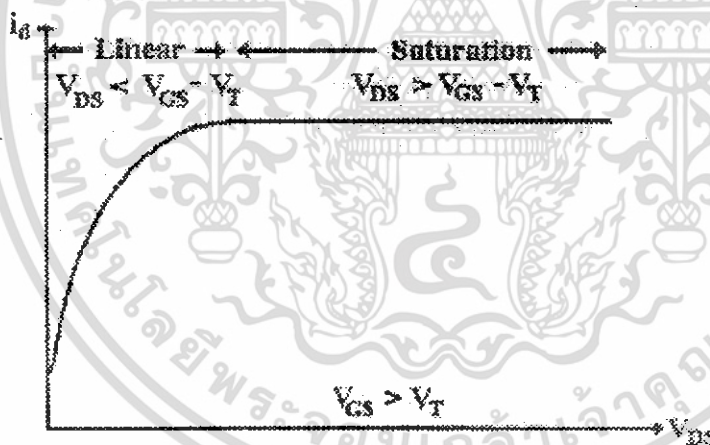


รูปที่ 2.23 การไบอัสให้ N - MOS และ P - MOS สามารถทำงานได้

จากรูปที่ 2.23 แสดงการไบอัสเพื่อให้มอสเฟตสามารถทำงานได้จำเป็นต้องทำให้แรงดัน  $V_{GS}$  มีค่ามากกว่า  $V_T$  (threshold Voltage) จะทำให้มีกระแสไหลระหว่างขาเดรนและขาซอร์สโดยปกติ แล้วย่านการทำงานของมอสเฟต แบ่งออกเป็น 3 บริเวณคือ

Cut- off	เมื่อ $V_{GS} < V_T$
Saturation	เมื่อ $V_{DS} > V_{GS} - V_T$
Linear or Triode	เมื่อ $V_{DS} < V_{GS} - V_T$

ซึ่งสามารถแสดงย่านการทำงานนี้ได้ดังกราฟในรูปที่ 2.24



รูปที่ 2.24 กราฟย่านการทำงานของมอสเฟต

จะเห็นว่าจากกราฟในรูปที่ 2.24 แสดงการทำงานของมอสเฟตหากจะนำมาใช้ในการสวิตช์ซึ่งต้องคำนึงว่าสวิตช์ซึ่งต้องคำนึงว่าสวิตช์ซึ่งนั้นทำงานในลักษณะ on และ off ซึ่งหากเรานำไปเปรียบเทียบกับกราฟและรูปในการไบอัสให้มอสเฟตทำงาน จะพบว่าในช่วงลิเนียร์ แรงดันที่ตกคร่อมระหว่างขาเดรนและขาซอร์สมีค่าต่ำ แต่กระแสที่ไหลผ่านซึ่งก็จะเหมือนกับสวิตช์ on ส่วนในช่วงของสวิตช์ off นั้นก็จะเหมือนการทำงานของมอสเฟตในช่วงคัตออฟ และลิเนียร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการที่จะขับมอสเฟตทำงานนั้นถึงแม้จะทำงานได้ง่ายกว่าการทำให้ทรานซิสเตอร์ทำงาน แต่สิ่งที่เราต้องคำนึงถึงสำหรับวงจรที่ใช้ขับก็คือ แรงดันที่เราใช้ในการขับอิมพีแดนซ์ทางด้านเอาต์พุทของวงจรขับ และแยกจากกันทางไฟฟ้าหรือไม่แยกจากกันทางไฟฟ้าของวงจรขับ

ในการขับมอสเฟตเป็นสิ่งที่จำเป็นมาก ที่เราจะต้องทราบค่าที่เหมาะสมของแรงดัน  $V_{GS}$  ที่จะขับให้มอสเฟตทำงาน ถึงแม้ว่าเราจะป้อนแรงดันที่มีค่ามากกว่าแรงดัน  $V_T$  ของมอสเฟตก็จะนำกระแสได้แต่สิ่งที่เราต้องการอีกสิ่งหนึ่งก็คือกระแสที่เราสามารถป้อนแรงดันที่เหมาะสมเพื่อขับให้มอสเฟตสามารถนำกระแสได้เพียงพอต่อความต้องการของเอาต์พุท นอกจากนี้สิ่งสำคัญในการที่จะเลือกค่าแรงดันขับที่เหมาะสมก็คือความเร็วในการเปลี่ยนสถานะอันเป็นผลเนื่องมาจากประจุสะสมที่ขาเกตซึ่งเป็นผลโดยตรงมาจากแรงดัน  $V_{GS}$  เราสามารถหาค่าแรงดันที่เหมาะสมได้จากกราฟการทำงานของมอสเฟต

ในการขับมอสเฟตให้ทำงานนั้น สิ่งสำคัญก็คือ ผลของแรงดัน  $V_{DS}$  ขณะที่มีการเปลี่ยนแปลงสถานะ จากที่เราทราบมาแล้วว่าแรงดัน  $V_{DS}$  มีผลต่อค่าความจุแฝงในมอสเฟต ดังนั้นในขณะที่มีการเปลี่ยนแปลงสถานะการนำทำงานอย่างรวดเร็ว แรงดันที่เปลี่ยนแปลงที่ขาเดรน ก่อให้เกิดผล  $di/dt$  ซึ่งจะเกิดกระแสประจุให้กับค่าประจุแฝงระหว่างขาเกตและเดรน  $Q_{GD}$  หากในวงจรขับมีเอาต์พุทอิมพีแดนซ์ที่สูงเกินไป กรณีนี้จะก่อให้เกิดแรงดันที่ตกคร่อมระหว่างขาเกตและขาเดรน หากแรงดันนี้มีค่าสูงพอก็จะทำให้มอสเฟตนำกระแสในขณะที่เราไม่ต้องการได้ ดังนั้นเราพอสรุปได้ว่าวงจรขับสำหรับมอสเฟตควรมีเอาต์พุทอิมพีแดนซ์ต่ำ

ในขณะที่มอสเฟตนำกระแสนั้นโดยปกติแล้ว จะมีค่าแรงดันค่าหนึ่งตกคร่อมระหว่างขาเดรนและขาซอสซึ่งเป็นผลมาจากค่าความต้านทาน  $R_{DS(on)}$  ของมอสเฟตเอง โดยที่ความต้านทานนี้จะเพิ่มขึ้นตามอุณหภูมิที่รอยต่อ นี่ก็คือเหตุผลที่ไม่ให้มอสเฟตไม่เกิดปรากฏการณ์ secondary breakdown เหมือนกับทรานซิสเตอร์ที่เมื่อมีอุณหภูมิที่รอยต่อเพิ่มขึ้น กระแสก็จะไหลเพิ่มขึ้นด้วย แต่ค่า  $R_{DS(on)}$  ก็มีผลเสียเช่น ทำให้เกิดการสูญเสียกำลังงานขึ้นที่รอยต่อขณะที่นำกระแส ซึ่งหาได้จากสมการ

$$P = (I_{on})^2 \cdot R_{DS(on)}$$

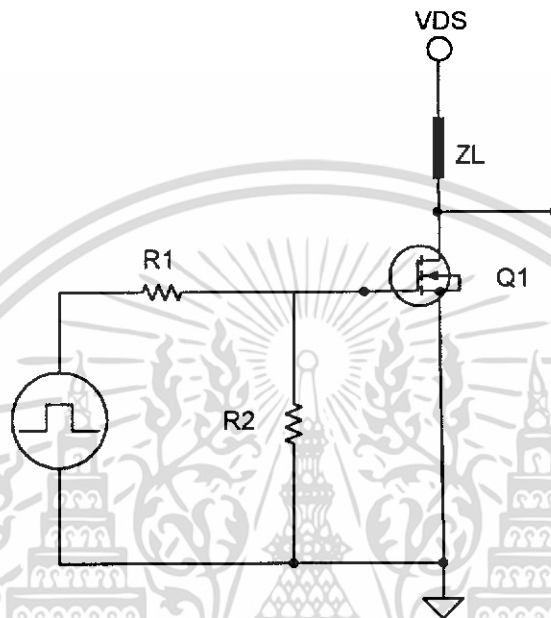
โดยที่  $P$  คือ กำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นที่รอยต่อขณะนำกระแสมีหน่วยเป็นวัตต์ (W)

$I_{on}$  คือ กระแสไหลผ่านขาเดรนและขาซอสขณะมอสเฟตนำกระแส (A)

$R_{DS}$  คือ ค่าความต้านทานระหว่างขาเดรนและขาซอสขณะมอสเฟตนำกระแส  $\Omega$

- การออกแบบวงจรสำหรับขับมอสเฟต

การใช้มอสเฟตเป็นสวิตช์นั้น อาจได้รับความสำเร็จมากกว่าการใช้ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ เพราะมอสเฟตมีคุณสมบัติที่ดี คือ สามารถทำงานได้ที่ความถี่การสวิตช์สูงมาก การออกแบบที่ดีควรจะระวังปัญหาให้เกิดขึ้นน้อยที่สุด โดยเฉพาะ oscillation



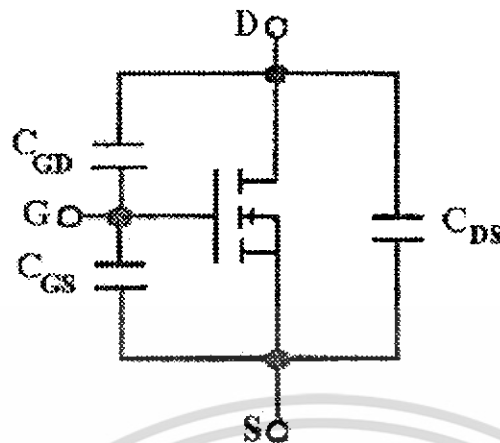
รูปที่ 2.25 วงจร common source

รูปที่ 2.25 แสดงการใช้วงจรขับมอสเฟตโดยใช้โหลดเป็น resistive ทำงานแบบ common source ข้อดีอีกข้อหนึ่งก็คือมีลักษณะเป็น high impedance ทางด้านอินพุตมีอิมพีแดนซ์ซอสต่ำเพื่อหลีกเลี่ยงการป้อนกลับทางบวก ซึ่งจะทำให้เกิดการออสซิลเลชันได้ขณะที่อิมพีแดนซ์ทาง dc ของอินพุตของมอสเฟตสูงมาก ไดนามิกอิมพีแดนซ์ทาง ac จะเปลี่ยนไปตามความถี่ นั้นเวลาขอบขาขึ้นและขอบขาลงของมอสเฟตขึ้นอยู่กับ การสร้างอิมพีแดนซ์ของสัญญาณขับ

ค่า  $t_r$  และ  $t_f$  มีค่าประมาณ

$$t_r \text{ or } t_f = 2.2 R_g C_{iss}$$

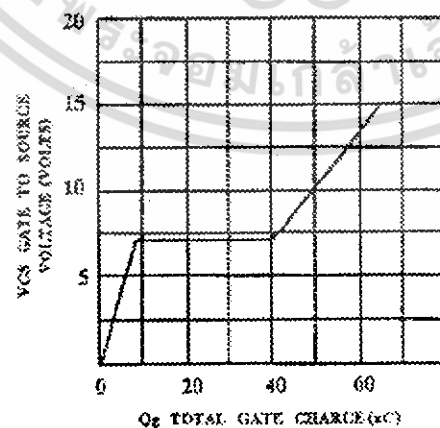
เมื่อ  $t_r$  คือช่วงเวลาขอบขาขึ้นของมอสเฟต



รูปที่ 2.26 ค่าตัวเก็บประจุแฝงภายในโมสเฟต

ในการทำงานของโมสเฟต ที่ความเร็วสูงนั้น พบว่าภายในโมสเฟตเองก็มีค่าความจุแฝงดังรูปที่ 2.26 ที่จะเป็นผลกระทบต่อการเปลี่ยนสถานะจะเห็นได้ว่าโมสเฟตต้องเสียเวลาในการชาร์จแรงดันเข้าสู่ตัวเก็บประจุเสียก่อนเพื่อให้แรงดันที่ตกคร่อมขาเกตมีค่าเท่ากับ  $V_T$  โมสเฟตจึงจะเริ่มนำกระแสในทางกลับกันการที่จะทำให้โมสเฟตหยุดนำกระแสซึ่งตัวเก็บประจุแฝงเหล่านี้ขึ้นอยู่กับค่าแรงดัน  $V_{DS}$

นอกจากค่าความจุแฝงแล้วสิ่งที่มีผลต่อความเร็วในการสวิตช์อีกอย่างหนึ่งก็คือประจุไฟฟ้ามีเกต ( $Q_G$ ) การสะสมของประจุไฟฟ้าเหล่านี้ขึ้นอยู่กับค่าแรงดัน  $V_{GS}$  ซึ่งจะไปเป็นผลต่อช่วงเวลาที่โมสเฟตใช้ในการคายประจุเพื่อให้แรงดันตกคร่อมระหว่างขาเดรน และ ขาซอร์สมีค่าต่ำกว่าแรงดัน  $V_T$  ดังนั้นการเลือกค่าแรงดัน  $V_{GS}$  ที่เหมาะสมจึงมีความสำคัญต่อความเร็วที่ใช้ในการสวิตช์ของโมสเฟต ซึ่งความสัมพันธ์ระหว่างแรงดัน  $V_{GS}$  และประจุไฟฟ้า  $Q_G$  สามารถแสดงดังรูปที่ 2.27



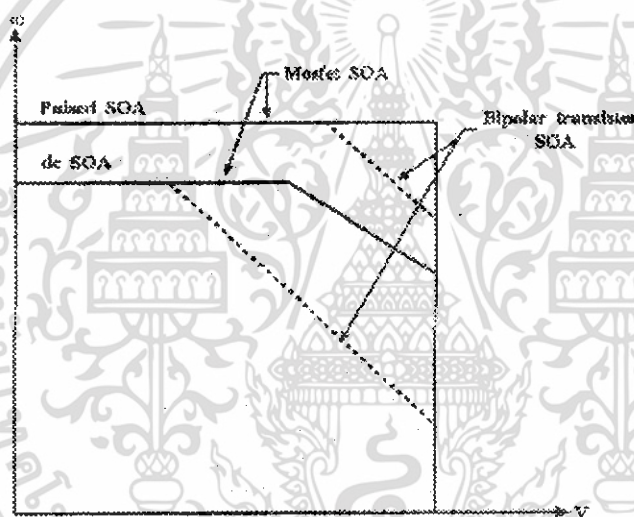
รูปที่ 2.27 กราฟความสัมพันธ์ระหว่าง  $V_{GS}$  และประจุ  $Q_G$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- ช่วงการทำงานที่ปลอดภัยของมอสเฟต

ในการพิจารณาไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์นั้นเพื่อทำการหลีกเลี่ยง secondary breakdown การสูญเสียกำลังของอุปกรณ์ ที่ต้องการรักษาข้อกำหนดโดยเส้นโค้ง SOA ดังนั้น ที่แรงดันคอนสแตนต์สูง กำลังสูญเสียของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ถูกจำกัดโดย secondary breakdown เพื่อให้มีเปอร์เซ็นต์ต่ำๆ กับอัตรากำลังคาบเวลาการสวิตช์สั้นๆ จึงต้องให้เรียบสม่ำเสมอ SOA ไข่ร่วมกับวงจร RC - snubber เพื่อแบ่งเบาภาระให้กับทรานซิสเตอร์และหลีกเลี่ยง secondary breakdown

ในทางตรงกันข้ามมอสเฟตมี SOA คงที่ไม่มีผลจาก secondary breakdown ขณะไบอัสตรงทั้ง DC และ pulse SOA จะอยู่เหนือ SOA ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ดังรูปที่ 2.28 ซึ่งมอสเฟตที่ใช้เป็นสวิตช์จะไม่มีต้องการใช้วงจร RC – snubber



รูปที่ 2.28 SOA curve ของมอสเฟต

ในการที่จะเลือกใช้งานมอสเฟตในการทำงานแบบสวิตช์ซึ่งนั้น สิ่งที่เราต้องคำนึงถึงก็คือขีดจำกัดที่จะใช้งานมอสเฟตในขณะที่นำกระแสและหยุดนำกระแส เพื่อป้องกันการเสียหายของมอสเฟต ซึ่งอาจพอสรุปได้ 4 อย่างคือ

1. ขีดแรงดันตกคร่อมเดรนและซอส  $V_{DS}$  สูงสุด ที่สามารถทนได้
2. ค่ากระแสเดรน สูงสุดที่สามารถไหลผ่านได้ โดยไม่ทำให้โครงสร้างภายในเสียหาย
3. ขีดจำกัดเนื่องจากค่าความต้านทานขณะที่น่ากระแส  $V_{DS(on)}$
4. ขีดจำกัดการระบายความร้อนของตัวถัง

โดยปกติแล้วค่าเหล่านี้จะบอกมาใน Data sheet ของมอสเฟตเบอร์ที่ต้องการใช้งานหรืออาจบอกมาในลักษณะของกราฟของพิกัดความปลอดภัยซึ่งแสดงในรูปที่ 2.28

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

-กำลังงานสูญเสียในรูปของความร้อนเพาเวอร์มอสเฟต

กำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นในเพาเวอร์มอสเฟตขณะทำงาน จะแบ่งเป็นได้ 2 ลักษณะคือ กำลังงานสูญเสียขณะเปลี่ยนสภาวะ และ กำลังงานสูญเสียขณะนำกระแส แต่เพาเวอร์มอสเฟตจะมีช่วงเวลาเริ่มนำกระแสและช่วงเวลาหยุดนำกระแสสั้นกว่าทรานซิสเตอร์มาก และ มีค่าความต้านทานก่อนข้างสูง กำลังงานสูญเสียของเพาเวอร์มอสเฟตขณะทำงานจะมีค่าเท่ากับ

$$P_{sw(on)} = \frac{0.5I_{PK(on)} \times V_{in} \times t_r}{T}$$

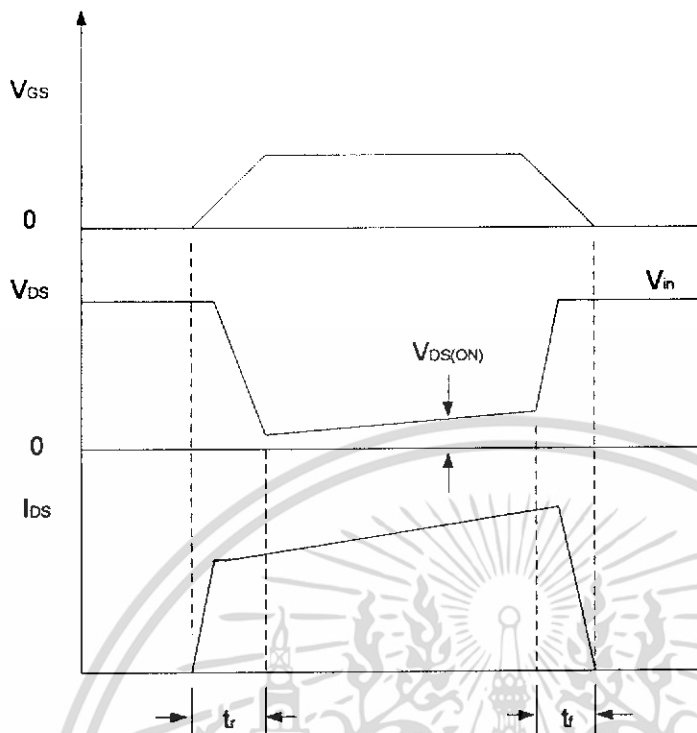
$$P_{sw(off)} = \frac{0.5I_{PK(off)} \times V_{in} \times t_f}{T}$$

$$P_D = P_{sw(on)} + P_{sw(off)} + P_C$$

$$P_C = I_{D(rms)}^2 \times R_{DS(on)} T_j \quad (2.51)$$

โดยที่	$P_D$	คือ	กำลังงานสูญเสียขณะทำงานของเพาเวอร์มอสเฟต (W)
	$P_{sw(on)}$	คือ	กำลังงานสูญเสียขณะเริ่มนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต (W)
	$P_{sw(off)}$	คือ	กำลังงานสูญเสียขณะเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต (W)
	$I_{D(rms)}$	คือ	ค่ากระแสใช้งานที่ไหลผ่านเพาเวอร์มอสเฟตขณะทำงาน (A)
	$R_{DS(on)} T_j$	คือ	ค่าความต้านทานระหว่างขาเดรนและซอสที่อุณหภูมิรอยต่อสูงสุด
	$I_{PK(on)}$	คือ	ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มนำกระแส (A)
	$I_{PK(off)}$	คือ	ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มหยุดนำกระแส (A)
	$t_r$	คือ	ช่วงเวลาเริ่มนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต (sec)
	$t_f$	คือ	ช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต (sec)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.29 ลักษณะกระแสและแรงดันตกคร่อมเฟาเวอร์มอสเฟต ขณะเริ่มนำกระแสและหยุดนำกระแส

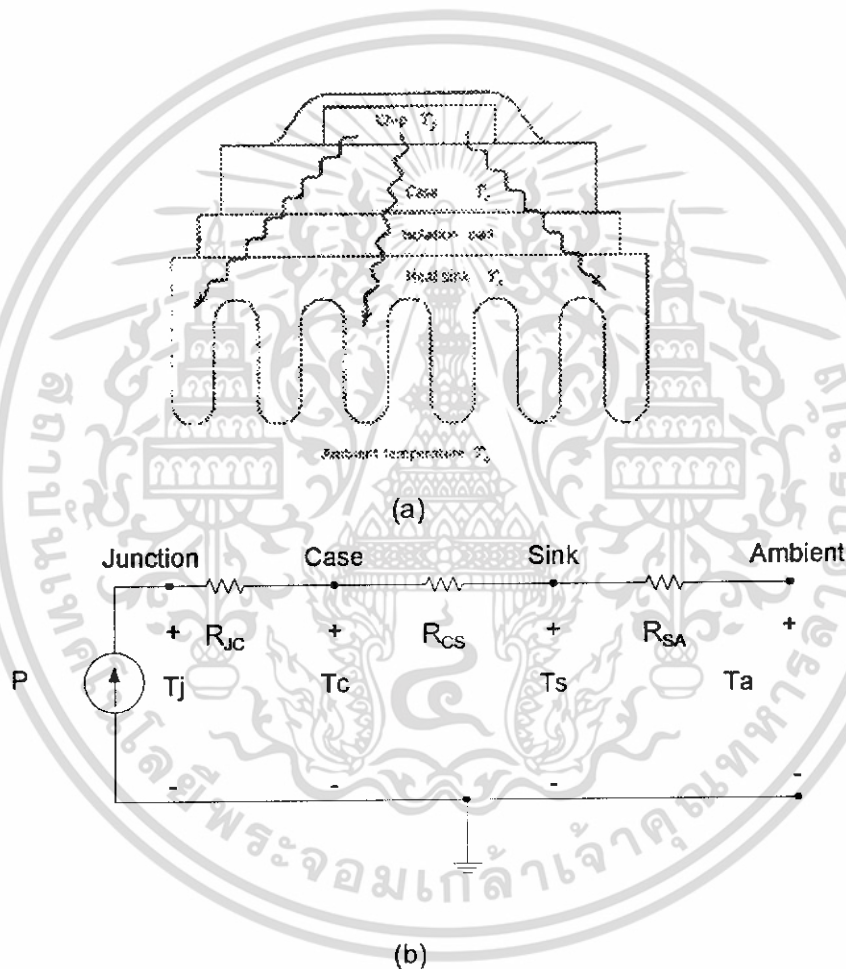
#### - การระบายความร้อนสำหรับมอสเฟตกำลัง

กำลังที่สูญเสียในรูปความร้อนของมอสเฟตกำลังขณะทำงานเป็นสิ่งที่ไม่สามารถหลีกเลี่ยงได้ กำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นภายในมอสเฟตกำลัง จะทำให้เกิดความร้อนที่รอยต่อและอุณหภูมิที่รอยต่อของสารกึ่งตัวนำภายในมอสเฟตกำลังจะมีค่าเพิ่มขึ้นหากไม่มีการระบายความร้อนออกไปจากตัวถึงแล้ว อุณหภูมิที่รอยต่อจะเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็วจนเกินค่าอุณหภูมิสูงสุดที่รอยต่อจะทนได้ทำให้เกิดการพังเสียหายขึ้นในที่สุด

เฟาเวอร์มอสเฟตโดยทั่วไปจะมีค่าอุณหภูมิที่รอยต่อ  $T_j$  สูงสุด ขณะทำงานประมาณ  $150\text{ }^{\circ}\text{C}$  ถึง  $200\text{ }^{\circ}\text{C}$  ขึ้นอยู่กับชนิดของสารกึ่งตัวนำและลักษณะของตัวถึง วิธีที่ง่ายที่สุดในการระบายความร้อนคือการติดแผ่นระบายความร้อนเข้ากับมอสเฟตกำลังโดยตรง การระบายความร้อนออกจากตัวถึงมอสเฟตกำลังจะมีประสิทธิภาพสูงสุด เมื่อเลือกขนาดและชนิดของแผ่นระบายความร้อนได้เหมาะสม แผ่นระบายความร้อนที่มีขนาดใหญ่เกินไปจะสิ้นเปลืองค่าใช้จ่ายและใช้พื้นที่มาก ในทางตรงข้ามแผ่นระบายความร้อนที่มีขนาดเล็กจะไม่สามารถระบายความร้อนได้ไม่เพียงพอ มอสเฟตกำลังจะร้อนและอายุการใช้งานจะสั้นลง

การลดความร้อนที่รอยต่อสามารถทำได้โดยการถ่ายเทความร้อนที่เกิดขึ้น ออกจากรอยต่อผ่านตัวถังของมอสเฟตกำลัง และเมื่อติดแผ่นระบายความร้อนเข้าที่ตัวถัง ความร้อนจะถูกถ่ายเทผ่านแผ่นระบายความร้อนออกไปสู่อากาศรอบข้างจนเกิดสมดุลความร้อน ความร้อนที่รอยต่อจะลดลงได้

เนื่องจากวัสดุแต่ละชนิดมีการระบายความร้อนผ่านตัวมันได้ไม่เท่ากันความสามารถในการระบายความร้อนได้มากหรือน้อยนั้นอาจกล่าวได้ว่า วัสดุมีค่าความต้านทานทางความร้อน หรือ  $R\theta$  ไม่เท่ากันคือเมื่อให้ความร้อนผ่านวัสดุ วัสดุจะสามารถระบายความร้อนผ่านตัวมันโดยไม่มี การต้านทานพลังงานความร้อนไม่ให้ผ่านไปได้ง่ายๆซึ่งจะทำให้ตัวมันมีอุณหภูมิสูงขึ้นดังนั้นการระบายความร้อนของมอสเฟตกำลังผ่านแผ่นระบายความร้อน อาจเขียนเป็นวงจรสมมูลในลักษณะความร้อนได้ดังรูปที่ 2.30



รูปที่ 2.30 วงจรสมมูลของการถ่ายเทความร้อนของมอสเฟตกำลัง

รูปที่ 2.30 แสดงวงจรสมมูลของการถ่ายเทความร้อนของมอสเฟตกำลังด้วยแผ่นระบายความร้อนไปยังอากาศรอบข้าง และ ที่อุณหภูมิที่รอยต่อ  $T_j$  หลังติดแผ่นระบายความร้อนอาจคำนวณได้จากสมการสมมูลได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$T_j = P_D(R_{juc} + R_{ocs} + R_{osa}) + T_A$$

เมื่อ	$P_D$	คือ	ค่ากำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นในตัวมอเตอร์กำลัง (W)
	$T_A$	คือ	ค่าอุณหภูมิแวดล้อมของระบบเป็น °C
	$R_{juc}$	คือ	ค่าความต้านทานความร้อนระหว่างรอยต่อและตัวถังเป็น °C / W
	$R_{ocs}$	คือ	ค่าความต้านทานความร้อนระหว่างตัวถังและแผ่นระบายความร้อนเป็น °C / W
	$R_{osa}$	คือ	ค่าความต้านทานความร้อนระหว่างแผ่นระบายความร้อนและอุณหภูมิแวดล้อมเป็น °C / W

ปกติผู้ผลิตจะระบุค่า  $R_{juc}$ ,  $R_{ocs}$ ,  $R_{osa}$  มาพร้อมกับแผ่น Data sheet ส่วนค่า  $R_{ocs}$  จะขึ้นอยู่กับกริดติดของตัวถังของมอเตอร์กำลังกับแผ่นระบายความร้อนค่า  $R_{osa}$  จะขึ้นอยู่กับวัสดุและขนาดรูปร่างของแผ่นระบายความร้อนที่ใช้ จากสมการจะเห็นได้ว่าค่า  $R_{juc}$  ยังมีค่าน้อยยิ่งดขนาดตัวถัง ลักษณะผิวสัมผัสและแรงกดยึดกับตัวถังเข้ากับแผ่นระบายความร้อนจะมีผลโดยตรงต่อค่า  $R_{ocs}$  การใช้แผ่นฉนวนกันระหว่างตัวถังและแผ่นระบายความร้อนจะทำให้ค่า  $R_{ocs}$  เพิ่มขึ้น แต่อาจจะลดลงได้โดยหาค่าครีมนระบายความร้อน เช่น กรีมซิลิโคน การหาค่าครีมนระบายความร้อนจะทำให้ค่า  $R_{ocs}$  ลดลงได้เนื่องจากกรีมจะช่วยลดช่องว่างระหว่างผิวสัมผัสให้น้อยลง

### 2.3.2 เพาเวอร์ไดโอด

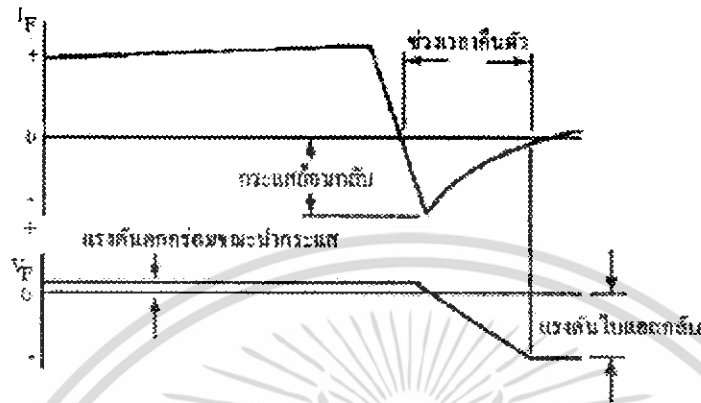
ไดโอดเป็นอุปกรณ์อีกตัวหนึ่งของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย ที่ไม่อาจมองข้ามความสำคัญของมันในวงจรไปได้เนื่องจากต้องทำงานที่ความถี่สูง และในบางตำแหน่งที่ใช้จะต้องทนแรงดันไบอัสกลับที่มีค่าสูงหลายร้อยโวลต์ด้วย การทำงานของไดโอดในวงจรสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย จะเกิดกำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนบนตัวมันได้ในสองลักษณะเช่นเดียวกับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์คือ กำลังงานสูญเสียขณะนำกระแสและกำลังงานสูญเสียขณะเปลี่ยนสถานะ การใช้ไดโอดทำงานที่ความถี่ต่ำๆ กำลังงานสูญเสียส่วนใหญ่จะเกิดจากการสูญเสียขณะนำกระแสแต่ที่ความถี่สูงกำลังงานสูญเสียขณะเปลี่ยนสถานะของไดโอดจะมีค่าสูงขึ้นด้วย และมีผลต่อค่ากำลังงานสูญเสียทั้งหมดที่เกิดขึ้นในไดโอด ดังนั้นจึงจำเป็นต้องเลือกชนิดของไดโอดใช้ในตำแหน่งที่ถูกต้องเพื่อลดการเกิดกำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นทั้ง 2 ลักษณะ

#### -ลักษณะการทำงานของไดโอด

เมื่อให้แรงดันไบอัสตรงกับไดโอดจะเริ่มนำกระแส ขณะที่ไดโอดนำกระแสจะมีแรงดันตกคร่อมที่รอยต่อภายในตัวมันขึ้น ไดโอดจึงมีแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสและมีค่าขึ้นกับค่ากระแสที่ไหลผ่านตัวมันทำให้เกิดกำลังงานสูญเสียขณะนำกระแส แต่ไดโอดจะเกิดกำลังงานสูญเสียได้มากที่สุดขณะเปลี่ยนสถานะเมื่อเริ่มนำกระแส เนื่องจากประจุสะสมที่เกิดขึ้นขณะนำกระแส โดยก่อนที่ไดโอดจะ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตอบสนองต่อแรงดันไบอัสและกันไม่ให้เกิดกระแสย้อนทางได้ ไดโอดจะต้องใช้เวลาในการลดประจุเหล่านี้ออกไปเสียก่อน ประจุสะสมจะมีผลทำให้เกิดกระแสไหลย้อนกลับผ่านตัวไดโอดได้ในขณะที่แรงดันไบอัสกลับตกรวมตัวมันอยู่ดังแสดงในรูปที่ 2.31



รูปที่ 2.31 ลักษณะของกระแสและแรงดันตกคร่อมไดโอดเมื่อเริ่มหยุดนำกระแส

จะเห็นได้ว่าถ้าหากไดโอดมีช่วงเวลาคืนตัวสูง จะเกิดกำลังงานสูญเสียเนื่องจากไดโอดมีกระแสไหลในขณะที่มีแรงดันตกคร่อมสูงและจะเกิดกำลังงานสูญเสียมากขึ้นเมื่อไดโอดทำงานที่ความถี่สูงขึ้น - ชนิดและการเลือกใช้ไดโอด

เนื่องจากคอนเวอร์เตอร์จะมีค่าความถี่ในการทำงานของวงจรตั้งแต่ 5 ถึง 20 kHz ขึ้นไป ไดโอดที่ใช้ในคอนเวอร์เตอร์จึงจำเป็นต้องมีคุณสมบัติทั่วไปดังนี้คือ มีแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสต่ำ มีช่วงเวลาคืนตัวสั้น และสามารถทนกำลังได้สูง ไดโอดสามารถแบ่งออกตามความต้องการในการประยุกต์ใช้งานได้เป็น 3 กลุ่มด้วยกัน

1. Schottky diodes มักจะใช้เมื่อต้องการแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมและเวลาฟื้นตัวย้อนกลับน้อยๆ ในปัจจุบันแรงดันขณะนำกระแสจะมีค่าประมาณ 0.3 โวลต์ ในขณะที่เวลาฟื้นตัวย้อนกลับโดยทั่วไปจะมีค่าอยู่ในหน่วยนาโนวินาที ซึ่งมักจะใช้ในวงจรแรงดันไฟฟ้าด้านออกต่างๆ ไดโอดนี้จะทนระดับแรงดันไฟฟ้าได้ระดับ 50 – 100 โวลต์ และพิกัดกระแสประมาณ 300 แอมแปร์

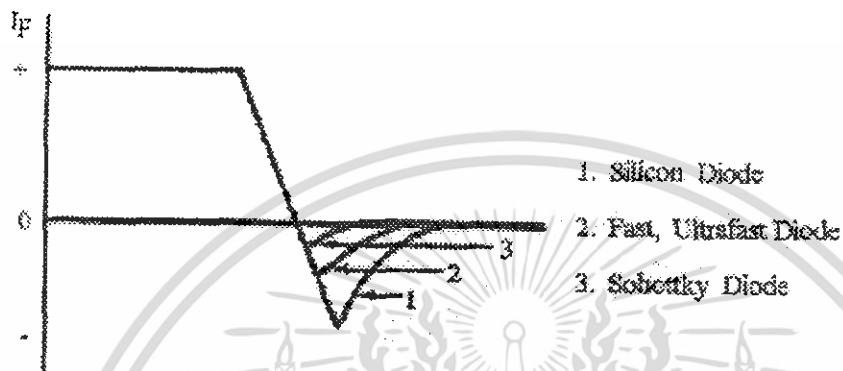
2. ไดโอดฟื้นตัวเร็ว (fast-recovery diodes หรือ high speed diode) มักจะใช้ในวงจรสวิตซ์ซึ่งความถี่สูงสำหรับวงจรแปลงผันกำลัง และใช้คู่กับสวิตซ์แบบควบคุมได้ที่ต้องการเวลาฟื้นตัวย้อนกลับน้อยๆ ไดโอดกำลังขนาดพิกัดแรงดันไฟฟ้า 6000 โวลต์และกระแสไฟฟ้าที่ 1100 แอมแปร์ จะมีค่าเวลาฟื้นตัวย้อนกลับประมาณ 0.1 – 5 ไมโครวินาที

3. ไดโอดความถี่ต่ำ (line-frequency diode หรือ general purpose diode) ไดโอดชนิดนี้ถูกออกแบบสำหรับใช้งานที่ความถี่ต่ำ เช่น ความถี่ไฟฟ้าภายในบ้าน 50 Hz และมีรูปแบบให้แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมไดโอดต่ำที่สุดเท่าที่จะทำได้ ผลของไดโอดใช้งานที่ความถี่ต่ำทำให้มีช่วงเวลาในการฟื้นตัวย้อนกลับยาว แต่ช่วงเวลาคืนตัวของไดโอดดังกล่าวจะสั้นเมื่อเทียบกับคาบเวลาของความถี่ไฟฟ้าในบ้านหรือความถี่ต่ำ ปัจจุบันไดโอดมีพิกัดแรงดันไฟฟ้า 6000 โวลต์ และพิกัด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

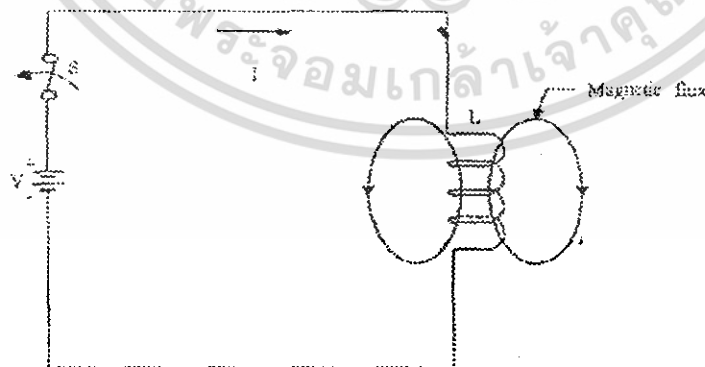
กระแสไฟฟ้า 4500 แอมป์ ซึ่งจะแบ่งออกเป็น 2 ประเภทด้วยกัน คือ ชนิดสติกเกิลิว และชนิดจาน นอกจากนี้สำหรับกรณีไดโอดชนิดสติกเกิลิว ขั้วแอโนดหรือแคโทดอาจจะเป็นส่วนที่เป็นสติกเกิลิวหรืออีกด้านก็ได้



รูปที่ 2.32 การเปรียบเทียบลักษณะการตอบสนองไป้อกลับของไดโอดแต่ละประเภท

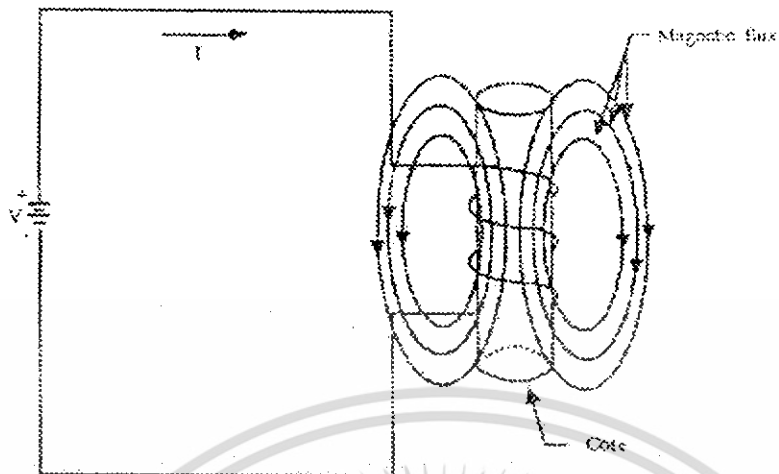
### 2.3.3 หม้อแปลงความถี่สูง

การออกแบบหม้อแปลงความถี่สูงเป็นศาสตร์ที่ละเอียดอ่อน เกิดการผิดพลาดได้ง่ายจึงควรศึกษาทฤษฎีพื้นฐานของแม่เหล็ก จนถึงการออกแบบในการปฏิบัติได้แก่ หม้อแปลงและขดลวด พิจารณาตัวอย่างวงจรไฟฟ้าดังรูปที่ 2.33 ประกอบไปด้วยแหล่งจ่ายแรงดัน  $V$  สวิตช์  $S$  และโหลด  $L$  ในรูป coil อากาศ ถ้าสวิตช์  $S$  ปิดอยู่ กระแส  $I$  จะไหลไปสู่โหลดทำให้เกิดสนามแม่เหล็กรอบตัวนำ ซึ่งเรียกว่า ฟลักซ์แม่เหล็ก (magnetic flux)



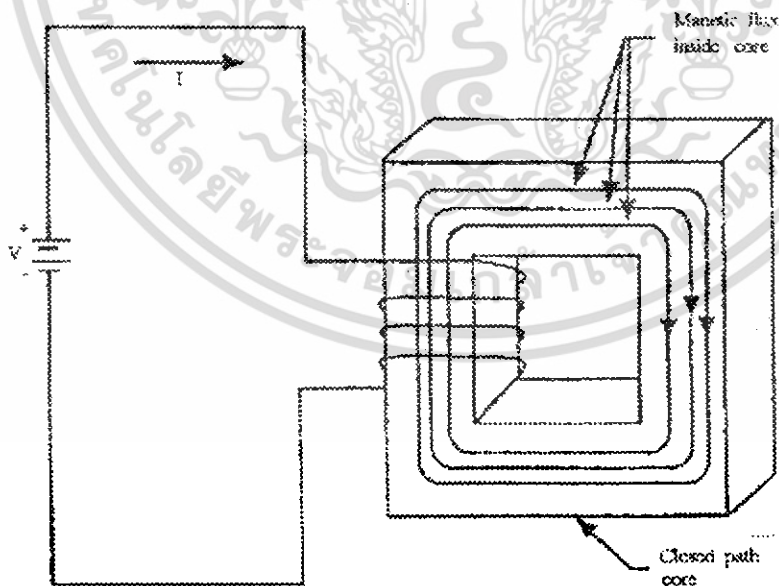
รูปที่ 2.33 การเกิดฟลักซ์แม่เหล็กใน coil แกนอากาศ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.34 การเกิดฟลักซ์แม่เหล็กใน coil ที่ใช้แกนวัสดุแม่เหล็ก

จากรูปที่ 2.34 เป็นการพัฒนาขดลวดรอบแท่งวัสดุแม่เหล็ก (ferromagnetic) ผลรวมของสนามแม่เหล็กที่เหนี่ยวนำรอบแท่งวัสดุ และมันจะกลับทางผ่านรอบข้าง ถ้าแท่งวัสดุแม่เหล็กนี้สร้างในลักษณะให้ฟลักซ์เดินทางได้ต่อเนื่อง สนามแม่เหล็กจะเป็นวงรอบภายในแกน ดังรูปที่ 2.35 อำนาจการเหนี่ยวนำแม่เหล็กจะมีมากขึ้น



รูปที่ 2.35 การเกิดฟลักซ์แม่เหล็กในแกนปิด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปกติฟลักซ์แม่เหล็กจะถูกระบุเป็นความหนาแน่นของฟลักซ์ (flux density) ใช้สัญลักษณ์  $B$  มีหน่วยเป็นเกาส์ (G) ความเข้มของสนามแม่เหล็กใช้สัญลักษณ์  $H$  มีหน่วยเป็นเออร์สเตด (Oe)

$$H = \frac{0.4\pi NI}{li} \quad (2.52)$$

เมื่อ	$N$	คือ	จำนวนรอบของขดลวด (รอบ)
	$I$	คือ	กระแสที่ไหลผ่านขดลวด (A)
	$li$	คือ	ความยาวของแกน (cm)

ความสัมพันธ์ระหว่างความหนาแน่นของฟลักซ์แม่เหล็ก ต่อความเข้มของสนามแม่เหล็กจะเป็น

$$\mu = \frac{B}{H}$$

ค่า  $\mu$  หมายถึง ค่าความซึมซาบของวัสดุ แสดงคุณสมบัติของวัสดุแม่เหล็ก ซึ่งยอมให้สนามแม่เหล็ก เหนี่ยวนำผ่านได้

- ฮิสเตอร์รีซิสลูป

คุณลักษณะของวัสดุแม่เหล็กทุกชนิด แสดงออกมาในรูปของ S – Shape curve ซึ่งฮิสเตอร์รีซิสลูป นั้น เป็นความสัมพันธ์ระหว่าง  $B - H$  ดังรูปที่ 2.36 เป็นกราฟฮิสเตอร์รีซิสลูปของแกนแม่เหล็ก ที่ไม่มีช่องอากาศระหว่างการเดินทางของฟลักซ์แม่เหล็ก ดังนั้นถ้าเราเริ่มต้นที่จุด a บนกราฟแสดงเส้นแรงแม่เหล็กสูงสุด จุด b แสดงเส้นแรงแม่เหล็กเป็นศูนย์ เมื่อถึงจุด c แสดงเส้นแรงแม่เหล็กขึ้นสูงสุดอีกครั้ง และ จุด d แสดงเส้นแรงแม่เหล็กเป็นศูนย์จากนั้นก็ขึ้นไปสู่จุด a อีกครั้งหนึ่งเป็นวัฏจักรที่สมบูรณ์ แม่เหล็กจากรูปกำหนดค่าต่างๆ ดังนี้

$B_{sat}$  คือ จุดที่ฟลักซ์อิ่มตัว

$B_{max}$  คือ จุดที่ฟลักซ์แม่เหล็กมีความหนาแน่นสูงสุด

$H_{max}$  คือ เส้นแรงแม่เหล็กสูงสุด

$B_{res}$  คือ จุดที่ฟลักซ์แม่เหล็กยังเหลืออยู่ เมื่อเส้นแรงแม่เหล็กเป็นศูนย์

$H_c$  คือ จุดที่เส้นแรงแม่เหล็กย้อนกลับ เพื่อให้ฟลักซ์แม่เหล็กยังเหลืออยู่ให้เป็น

ศูนย์

ถ้ายอมให้มีช่องอากาศในแกนแม่เหล็ก เส้นทางของ S – curve จะถูกสร้างขึ้นใหม่ซึ่งเปลี่ยนแปลงผลของเส้นแรงแม่เหล็ก เมื่อช่องอากาศมีค่าความซึมซาบเป็นหนึ่งดังนั้น

$$I_e = I_i + \mu_i l_g \quad (2.53)$$

เมื่อ  $I_i$  คือ ความยาวของเส้นทางเดินของฟลักซ์แม่เหล็กในวัสดุแม่เหล็ก (cm)

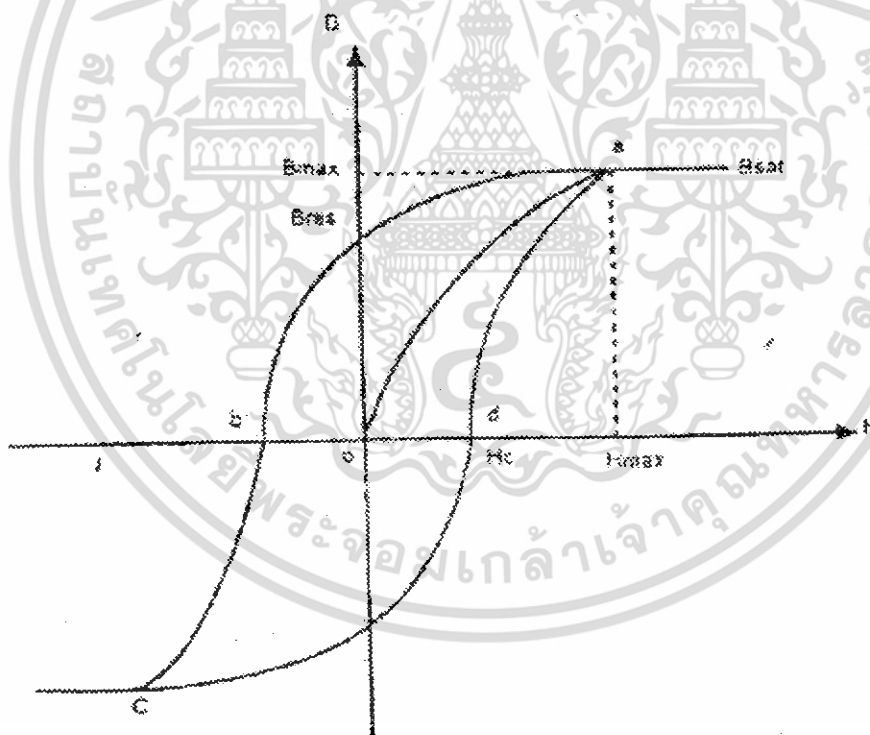
$I_g$  คือ ความยาวของเส้นทางเดินของฟลักซ์แม่เหล็กในช่องอากาศ (cm)

$\mu_i$  คือ ค่าความซึมซาบของวัสดุแม่เหล็ก

ความหนาแน่นของฟลักซ์แม่เหล็กในแกนมีค่า

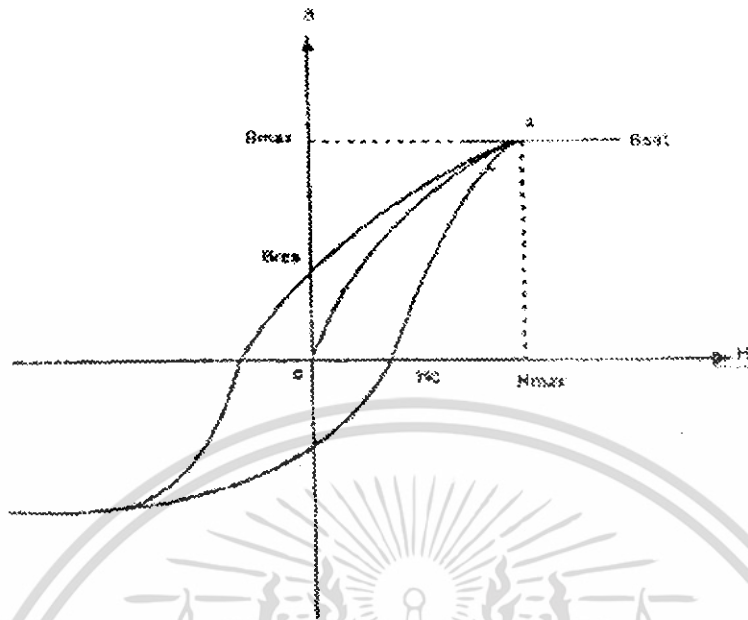
$$B_i = \frac{0.4\pi N I_i \mu_i}{(l_i + l_g \mu_i)} \quad (2.54)$$

ความหนาแน่นของฟลักซ์แม่เหล็กในแกนที่มีช่องอากาศเล็กๆ จะมีค่าน้อยกว่าแกนที่ไม่มีช่องอากาศ ฉะนั้น  $B_{max}$  ในแกนที่ไม่มีช่องอากาศ ดังนั้นช่องอากาศในวงจรแม่เหล็กจะมีฮิสเตอร์รีซิสลูปที่เอียง ดังรูปที่ 2.37 ในการผลิตแกนแม่เหล็ก โดยจุดหลักแล้วพิจารณาส่วนของเส้นโค้ง B - H curve ของวัสดุ



รูปที่ 2.36 ฮิสเตอร์รีซิสลูปของแกนที่ไม่มีช่องอากาศ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.37 ฮิสเตอร์รีซิสลูปของแกนที่มีช่องอากาศ

การออกแบบหาขนาดของแกน

$$A_e A_c = \frac{6.33 \times L I D^2 \times 10^8}{B_{\max}}$$

$$l_g = \frac{0.4 \pi L I^2 \times 10^8}{A_e}$$

และ

$$N = \frac{B_{\max} \times l_g}{0.4 \pi I} \quad (2.55)$$

โดยที่	$A_e$	คือ	พื้นที่หน้าตัดของแกน ( $\text{cm}^2$ )
	$A_c$	คือ	พื้นที่หน้าตัดของบอบบิ้น ( $\text{cm}^2$ )
	$L$	คือ	ค่าความเหนี่ยวนำ (H)
	$I$	คือ	กระแสสูงสุดที่ไหลผ่าน L (A)
	$D$	คือ	เส้นผ่านศูนย์กลางของลวดทองแดง (inch)
	$B_{\max}$	คือ	จุดที่ฟลักซ์แม่เหล็กมีความหนาแน่นสูงสุด เท่ากับ (เกาส์)
	$N$	คือ	จำนวนรอบของขดลวด (รอบ)
	$l_g$	คือ	ระยะแกป (cm)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.3.4 แกนแม่เหล็กความถี่สูง

แกนแม่เหล็กมีหน้าที่หลักคือเป็นเส้นทางเดินหลักสำหรับเส้นแรงแม่เหล็กในการเชื่อมโยงระหว่างอุปกรณ์แม่เหล็ก เช่น สำหรับในกรณีหม้อแปลงไฟฟ้า แหล่งจ่ายพลังงานแม่เหล็กได้แก่ ขดลวดทองแดงด้านปฐมภูมิ ซึ่งหมายถึงแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับและโหลดทางแม่เหล็กจะได้แก่ขดลวดทองแดงด้านปฐมภูมิ

แกนแม่เหล็กสามารถแบ่งตามสารแม่เหล็กที่ใช้ทำได้ 3 ชนิด คือ

1. แกนแม่เหล็กชนิดพันเป็นแถบ (tape wound core) แกนแม่เหล็กชนิดนี้เรียกย่อๆ ว่า TWC จัดว่าเฟอร์โรแมกเนติกแบบอ่อน โดยเกิดจากการใช้อัลลอยด์ เช่น เพอมาลลอยด์ ซึ่งแกนแม่เหล็กที่ทำจากสารดังกล่าว จะมีกราฟคุณลักษณะของ ความหนาแน่นต่อความเข้มสนามแม่เหล็กใกล้เคียงอุดมคติคือเป็นรูปทรงสี่เหลี่ยม ค่าความซึมซาบแม่เหล็กและความหนาแน่นแม่เหล็กสูงสุดมีค่าสูง อย่างไรก็ตามความต้านทานไฟฟ้าภายในแกนแม่เหล็กจะมีค่าต่ำ จึงเป็นที่มาของการแบ่ง TWC ออกเป็นแผ่นบางๆ เพื่อลดค่าความสูญเสียเนื่องจากกระแสวน ภายในแกนแม่เหล็ก โดยส่วนใหญ่แล้ว TWC จะนิยมใช้กับความถี่กำลัง เช่น 50 , 60 และ 400 Hz เป็นต้น แต่ TWC จะไม่นิยมใช้เป็นหม้อแปลงความถี่สูงสำหรับการสวิตชิง เพราะแหล่งจ่ายสวิตชิงจะทำงานที่ความถี่สูงประมาณมากกว่า 70 kHz ถ้าใช้แกนแม่เหล็กชนิดนี้จะทำให้ค่ากำลังไฟฟ้าสูญเสียที่เกิดจากกระแสไหลวนมีค่าสูงนั่นเอง

2. แกนแม่เหล็กชนิดผงโลหะอัด (powder core) การผลิตผงโลหะ จะเกิดจากสารอัลลอยด์ เป็นหลักในการทำเป็นผงแม่ละเอียด จากนั้นนำผงแม่ดังกล่าวผสมกับสารที่มีคุณสมบัติเป็นฉนวนซึ่งทำหน้าที่ในการแยกอนุภาคต่างๆออกจากกัน ซึ่งเปรียบเสมือนกับการเพิ่มค่าความต้านทานไฟฟ้านั่นเอง จากนั้นจะนำมาขึ้นรูปแกนแม่เหล็ก ซึ่งโดยมากแกนแม่เหล็กชนิดนี้จะอยู่ในรูปทรงทอรอยด์ แกนแม่เหล็กชนิดผงโลหะอัดจะมีคุณสมบัติในการสะสมพลังงานได้ดีจึงนิยมใช้ทำเป็นตัวเหนี่ยวนำ และหม้อแปลงไฟฟ้าของวงจรฟลายแบ็ก แกนแม่เหล็กชนิดผงโลหะอัดจะแบ่งออกเป็น 3 ชนิด คือ

2.1) แกนแม่เหล็กชนิดผงโลหะอัดโมลิเพอมาลลอยด์ (molypermalloy powder (MPP) core) MPP จะเกิดจากเพอมาลลอยด์เป็นส่วนผสม ในทำนองเดียวกันกับของกรณี TWC เพียงแต่ว่า MPP จะมีค่าความซึมซาบได้น้อยกว่า โดยจะมีให้เลือกทั้งหมด 10 ค่า ตั้งแต่ 14 ถึงประมาณ 550 ซึ่งจะแตกต่างจากสารโลหะเพอมาลลอยด์ทั่วไปที่จะมีค่าความซึมซาบได้ประมาณตั้งแต่ 10000 ถึงประมาณ 200000 ขึ้นอยู่กับเงื่อนไขของการทดสอบ สาเหตุที่ MPP มีค่าความซึมซาบได้ลดลงก็เพราะเกิดจากการแยกองค์ประกอบของเพอมาลลอยด์ ด้วยสารที่มีคุณสมบัติเป็นฉนวน ซึ่งจะทำให้เกิดช่องอากาศกระจายอยู่ภายในแกน MPP ดังกล่าวและช่องอากาศนี้ทำให้ผงโลหะอัดเพอมาลลอยด์สามารถใช้ได้ดีกับไฟฟ้ากระแสตรง

คุณสมบัติเด่นของแกนแม่เหล็กชนิดนี้คือ กำลังไฟฟ้าสูญเสียในแกนจะมีค่าต่ำมากและสะสมพลังงานได้สูง ทำให้เป็นที่นิยมใช้ทำเป็นตัวเหนี่ยวนำในวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลังความถี่สูง

2.2) แกนแม่เหล็กชนิดผงโลหะอัดไฮฟลักซ์ (high flux powder core) จะเกิดจากการใช้สารที่คล้ายกับ orthonal เป็นส่วนผสมแทนเพอมาลลอยด์ เป็นผลทำให้ค่าความหนาแน่นเส้นแรง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แม่เหล็กสูงที่สุดมีค่าสูงขึ้นกว่ากรณีเฟอมาลอยด์จึงเป็นที่มาของชื่อไฮฟลักซ์ นอกจากนั้นคุณสมบัติก็จะคล้ายกับกรณีเฟอมาลอยด์ คือ สะสมพลังงานได้สูงสามารถใช้กับไฟฟ้ากระแสตรงได้ดี และข้อเด่นของไฮฟลักซ์ที่เหนือกว่าเฟอมาลอยด์ ก็คือมีขนาดเล็กและน้ำหนักเบา แต่มีข้อเสียคือจะมีกำลังไฟฟ้าสูญเสียในแกนมากกว่ากรณีเฟอมาลอยด์

2.3) แกนแม่เหล็กชนิดผงโลหะอัดคูลมิว (kool mu powder core) จะเกิดจากการใช้สารเฟอร์ไรต์ลอยด์เป็นส่วนผสม โดยกำลังไฟฟ้าสูญเสียในแกนมีค่าสูงกว่า MPP แต่มีราคาถูกกว่า ในขณะที่พลังงานสะสมเท่ากัน นอกจากนี้คูลมียังนิยมใช้ทำเป็นวงจรกรองสัญญาณรบกวน ซึ่งตัวเหนี่ยวนำภายในวงจรดังกล่าวจะต้องรองรับกระแสสลับค่าสูงๆ โดยที่แกนแม่เหล็กจะต้องไม่เกิดการอิ่มตัว ซึ่งตัวเหนี่ยวนำที่ได้จะมีขนาดเล็กและใช้จำนวนรอบในการพันน้อยกว่าเมื่อเทียบกรณีใช้แกนเฟอร์ไรต์ นอกจากนี้คูลมียังมีความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กสูง และกำลังไฟฟ้าสูญเสียในแกนต่ำ เป็นผลทำให้คูลมียังนิยมใช้ในการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเพียงหนึ่งทิศทาง และหม้อแปลงไฟฟ้าของวงจรฟลายแบ็ก เป็นต้น

ตารางที่ 2.5 การเปรียบเทียบ Powder core แบบต่างๆ

	MPP	High Flux	Kool Mu
ค่าความสูญเสียในแกน	ต่ำที่สุด	ปานกลาง	ต่ำ
ความขบขี้มได้และการไบอัสกระแสตรง	สูงมาก	สูงที่สุด	สูง
ความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็ก	7500	15000	10500
ส่วนประกอบนิเกิล	80%	50%	0%
ราคา	สูง	ปานกลาง	ต่ำ

2.4. แกนเฟอร์ไรต์ (ferrite core) แกนเฟอร์ไรต์กรรมวิธีในการผลิตแตกต่างจากแกนอื่น เพราะวัตถุดิบที่ใช้จะมาจากออกไซด์ของโลหะชนิดต่างๆ เช่น เหล็ก แมงกานีส สังกะสี ซึ่งโดยทั่วไปออกไซด์จะทำหน้าที่เป็นฉนวน เป็นผลทำให้เฟอร์ไรต์มีค่าความต้านทานสูงกว่ากรณีใช้ไฮลลอยด์ ทำให้เหมาะกับการใช้งานที่ความถี่สูงๆ จนกระทั่งถึงย่านเมกะเฮิรตซ์ และด้วยกรรมวิธีการผลิตโดยการเผาส่วนผสมจากออกไซด์ของเหล็ก ร่วมกับออกไซด์ของแมงกานีสและสังกะสี ทำให้แกนเฟอร์ไรต์มีลักษณะเป็นสารเซรามิก โดยที่ MnZn ferrite จะใช้กับงานที่มีความถี่ใช้งานสูงถึง 1 – 2 เมกะเฮิรตซ์ ในขณะที่ NiZn ferrite ซึ่งจะมีค่าความขบขี้มได้ต่ำและมีค่าความต้านทานไฟฟ้าสูง ทำให้มีกำลังไฟฟ้าสูญเสียในแกนต่ำ ซึ่งนิยมใช้ที่ความถี่ตั้งแต่ 1 MHz จนกระทั่งถึงความถี่หลายร้อยเมกะเฮิรตซ์ โดยทั่วไป ค่าความขบขี้มได้สัมพัทธ์ของเฟอร์ไรต์ จะมีค่าอยู่ระหว่าง 1500 – 3000 เหตุผลที่แกนเฟอร์ไรต์เป็นที่นิยมใช้งานในวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลังเพราะว่า มีราคาถูกและค่ากำลังไฟฟ้าสูญเสียในแกนจะต่ำกว่าแกนที่ทำจากแกนแม่เหล็กชนิดอื่นๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 2.4 วงจรควบคุม

เนื่องจากคอนเวอร์เตอร์เกือบทุกแบบจะคงค่าแรงดันเอาต์พุตได้ด้วยการควบคุมช่วงเวลา นำกระแส ( $t_{on}$ ) ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ดังนั้นวงจรควบคุมการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ โดยทั่วไป จึงนิยมใช้ PWM (pulse width modulation) เป็นหลัก การใช้ PWM เพื่อควบคุมช่วงเวลา นำกระแสของ เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในคอนเวอร์เตอร์ สามารถทำได้ในสองลักษณะคือ การควบคุมในโหมดควบคุม จากแรงดันและโหมดควบคุมจากกระแส

2.4.1 การมอดูเลตความกว้างของพัลส์ (pulse width modulation ; PWM)วิธีการมอดูเลต ความกว้างของพัลส์ เทคนิคการมอดูเลตความกว้างของพัลส์เปิดและปิดเพื่อป้อนให้กับทรานซิสเตอร์ซึ่ง ทำหน้าที่เป็นสวิตช์เรียกว่า การมอดูเลตความกว้างของพัลส์ หรือเรียกสั้น ๆ ว่า PWM วัตถุประสงค์ของ PWM ก็คือการแปรเปลี่ยนรอบการทำงาน (duty cycle :  $D$ )

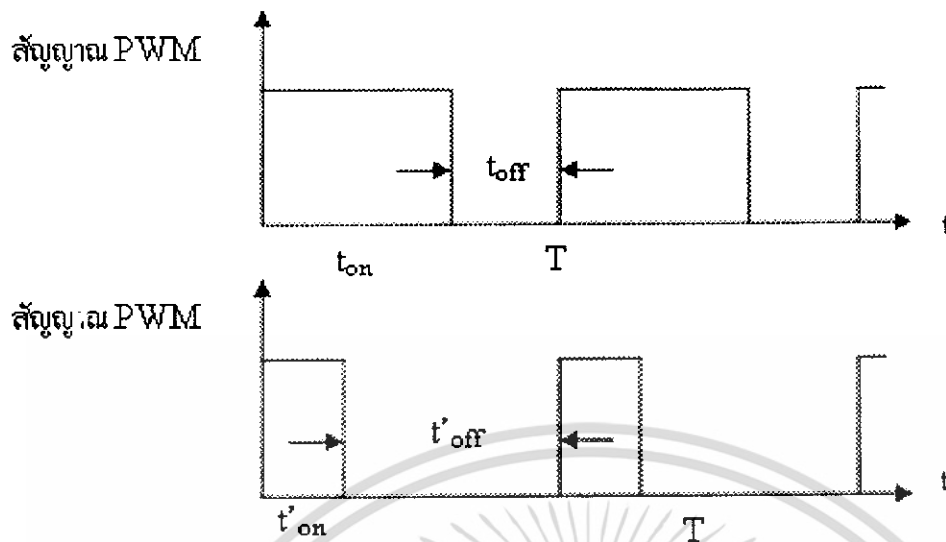
$$D = t_{on} \cdot f_s = \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}} \quad (2.56)$$

ปกติการแปรค่า  $D$  สามารถกระทำได้โดยการมอดูเลตค่า  $t_{on}$  หรือ  $t_{off}$  หรือมอดูเลตทั้ง  $t_{on}$  และ  $t_{off}$  วิธีการมอดูเลตความกว้างของพัลส์มี 2 รูปแบบ

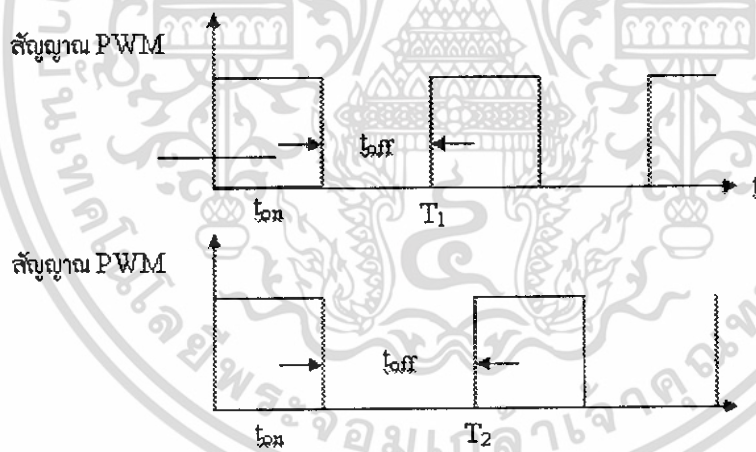
1.ความถี่คงที่ (fixed frequency) โดยการเปลี่ยนแปลงทั้ง  $t_{on}$  และ  $t_{off}$  ในขณะที่ให้ คาบเวลาในการสวิตช์คงที่

2.ความถี่เปลี่ยนแปลงได้ (variable frequency) สามารถกระทำได้โดย

- กำหนดให้  $t_{on}$  คงที่ และแปรเปลี่ยน  $t_{off}$  ดังรูปที่ 2.39 (ก)
- กำหนดให้  $t_{off}$  คงที่ และแปรเปลี่ยน  $t_{on}$  ดังรูปที่ 2.39 (ข)
- แปรเปลี่ยนทั้ง  $t_{off}$  และ  $t_{on}$  ดังรูปที่ 2.39(ค)

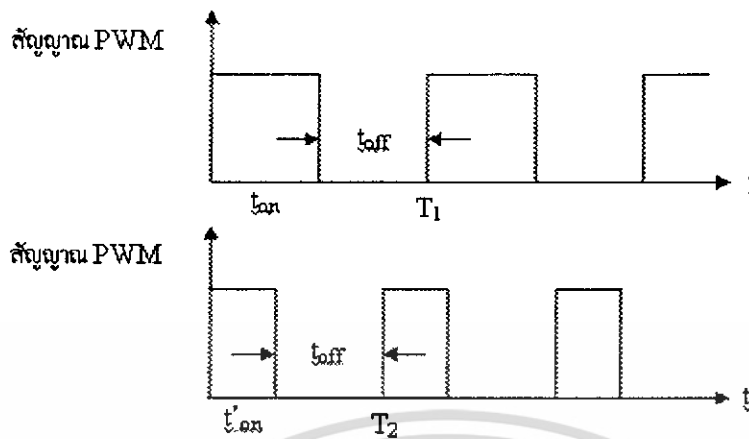


รูปที่ 2.38 วิธีการมอดูเลตความกว้างของพัลส์แบบความถี่คงที่

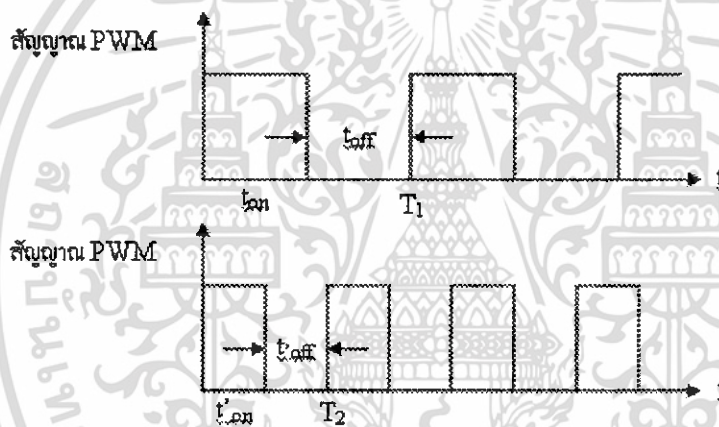


ก.  $t_{on}$  คงที่ แปรเปลี่ยน  $t_{off}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



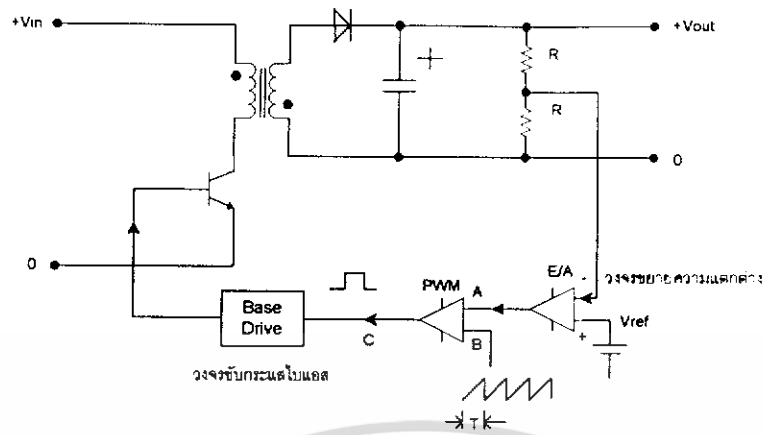
ข.  $t_{off}$  คงที่ และแปรเปลี่ยน  $t_{on}$



ค. แปรเปลี่ยนทั้ง  $t_{off}$  และ  $t_{on}$

รูปที่ 2.39 วิธีการมอดูเลตความกว้างของพัลส์แบบความถี่เปลี่ยนแปลงได้

ปัญหาของวิธีการมอดูเลตความกว้างของพัลส์แบบความถี่เปลี่ยนแปลงได้คือไม่สามารถทราบการรบกวนสนามแม่เหล็กไฟฟ้า (electromagnetic interference) เนื่องจากการเปลี่ยนแปลงความถี่สวิตช์ดังกล่าว รูปแบบวิธีการมอดูเลตความกว้างของพัลส์ที่ได้รับความนิยมส่วนใหญ่ก็คือ วิธีการมอดูเลตความกว้างของพัลส์แบบความถี่คงที่ซึ่งทำให้สะดวกในการออกแบบวงจรกรอง EMI ด้วยเหตุผลดังกล่าวจึงมีการนำไปสร้างวงจรรวมเพื่อความสะดวกและเสถียรภาพสำหรับการใช้งาน

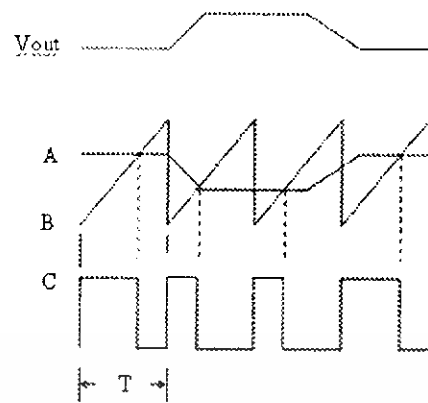


รูปที่ 2.40 วงจรพื้นฐานสำหรับควบคุมคอนเวอร์เตอร์ในโหมดควบคุมจากแรงดัน

2.4.2 วงจรควบคุมในโหมดควบคุมแรงดัน (voltage mode control) การทำงานของวงจรควบคุมในโหมดนี้อาศัยการตรวจจับการเปลี่ยนแปลงของค่าแรงดันเอาท์พุตมาควบคุมช่วงเวลาในการนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เพื่อคงค่าแรงดันเอาท์พุตเป็นหลักวงจรมีพื้นฐานของวงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดันเป็นดังรูปที่ 2.40

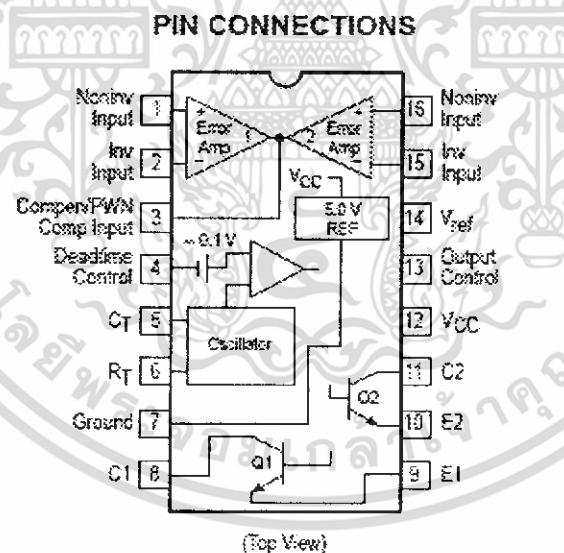
จากรูปที่ 2.40 วงจรควบคุมจะอาศัยการป้อนกลับของค่าแรงดันที่เอาท์พุตและเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิง  $V_{ref}$  ของวงจร เพื่อตรวจจับการเปลี่ยนแปลงที่เอาท์พุต ค่าความแตกต่างที่ได้จะถูกขยายโดยวงจรขยายความแตกต่าง  $E/A$  ก่อนที่จะส่งไปยังวงจร PWM ด้วยค่าแรงดันที่ได้จากวงจรขยายความแตกต่าง  $E/A$  ที่ตำแหน่ง A จะถูกเปรียบเทียบกับแรงดันรูปฟันเลื่อยที่ตำแหน่ง B ของ PWM อีกครั้งหนึ่งเอาท์พุตที่ได้จากวงจร PWM จะมีลักษณะเป็นพัลส์สี่เหลี่ยม ซึ่งมีคาบเวลาคงที่เท่ากับคาบเวลาของแรงดันรูปฟันเลื่อยและความกว้างของพัลส์ ซึ่งเปลี่ยนแปลงไปตามผลของการมอดูเลชันของค่าแรงดันที่ตำแหน่ง A และ B ค่าความของพัลส์นี้เองจะเป็นตัวกำหนดช่วงเวลาการนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในคอนเวอร์เตอร์

เนื่องจากค่าแรงดันป้อนกลับจะถูกส่งมายังวงจรขยายความแตกต่าง  $E/A$  ที่ขาอินเวอร์ตติ้ง (inverting) ผลต่างของแรงดันเอาท์พุตและแรงดันที่จุด A จึงมีลักษณะกลับเฟสอยู่  $180^\circ$  กล่าวคือเมื่อแรงดันเอาท์พุตมีค่ามากขึ้น แรงดันที่จุด A จะมีค่าลดลง ความกว้างของพัลส์ที่เอาท์พุตของวงจร PWM จึงมีค่าลดลงด้วย และช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์  $t_{on}$  ก็จะมีค่าลดลง ถ้าแรงดันเอาท์พุตมีค่าลดลง แรงดันที่จุด A ก็จะมีค่าเพิ่มขึ้น ความกว้างของพัลส์ที่เอาท์พุตของวงจร PWM จึงมีค่าเพิ่มขึ้นทำให้คอนเวอร์เตอร์คงค่าแรงดันของเอาท์พุตไว้ได้ลักษณะรูปคลื่นแรงดันขณะวงจรทำงานจะเป็นดังรูปที่ 2.42 ตัวอย่างไอซีที่ใช้ควบคุมคอนเวอร์เตอร์ในโหมดควบคุมจากแรงดันได้แก่ เบอร์ MC 34060 , MC34166 , SG3524 และ TL494 เป็นต้น



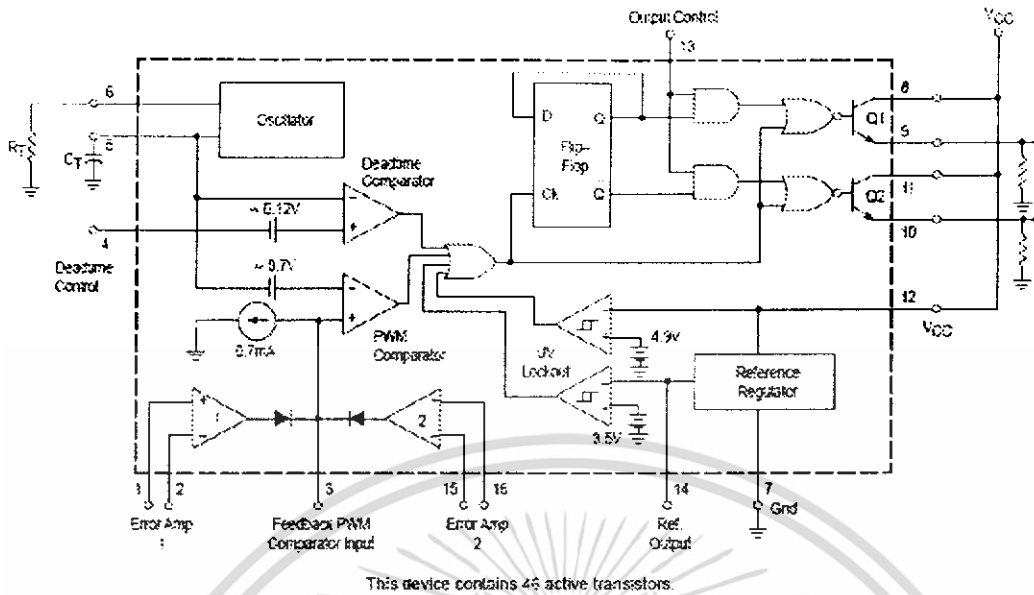
รูปที่ 2.41 ลักษณะความกว้างของเอาต์พุตของ PWM ซึ่งเป็นผลมาจากการมอดูเลตสัญญาณป้อนกลับและสัญญาณพื้นฐานตามรูปที่ 2.40

2.4.3 ไอซีเบอร์ TL 494 สำหรับโหมดควบคุมจากแรงดัน เป็นไอซีที่ออกแบบมาเพื่อใช้ควบคุมการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ โดยทำงานในโหมดควบคุมจากแรงดัน ซึ่งโครงสร้างภายในและการจัดขาของ TL 494 แสดงในรูปที่ 2.42 และ รูปที่ 2.43



รูปที่ 2.42 ตำแหน่งขาของไอซีเบอร์ TL 494

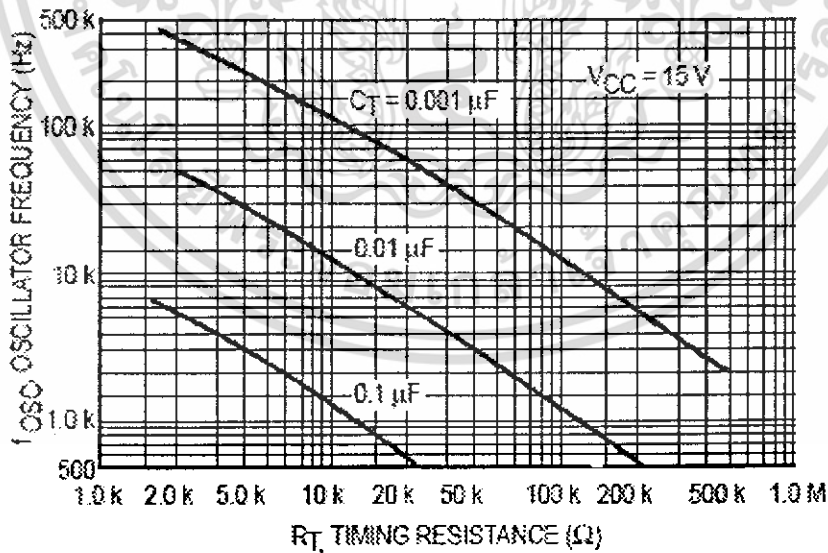
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.43 การจัดโครงสร้างภายในและการจัดขาของไอซี TL 494

การกำหนดความถี่ที่ใช้งานวงจรของ TL 494 เป็น PWM ที่มีความถี่คงที่ ซึ่งสามารถกำหนดความถี่ได้โดยการกำหนดค่าของ  $R_T$  และ  $C_T$  จากภายนอกที่ขา 6 และขา 5 ของไอซี

$$f = \frac{1.1}{R_T \cdot C_T} \quad (2.57)$$



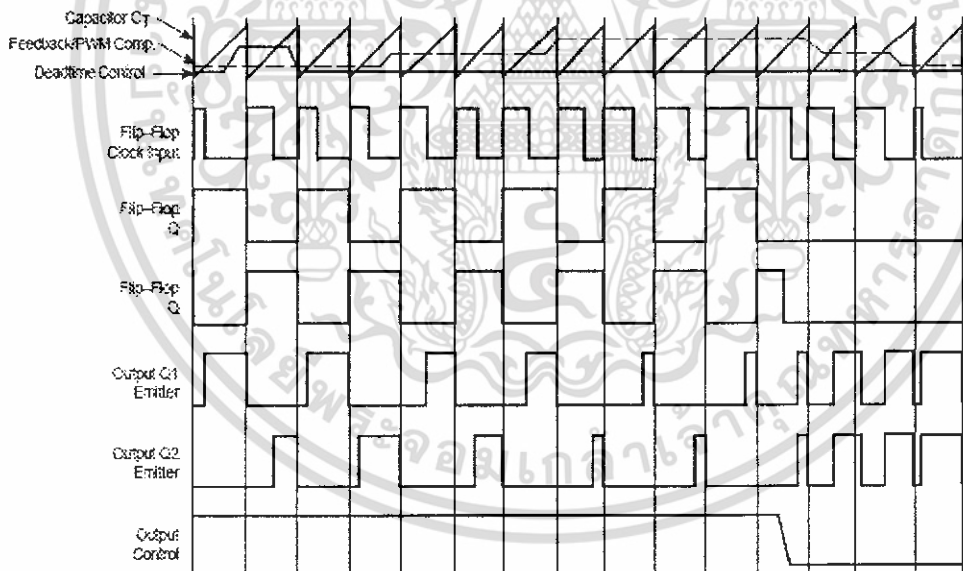
รูปที่ 2.44 ความสัมพันธ์ของค่า  $R_T \cdot C_T$  ในการกำหนดความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

-การทำงานของไอซี TL 494 ในการคงค่าแรงดันของคอนเวอร์เตอร์

ความกว้างเอาต์พุตพัลส์ของไอซี จะได้จากการเปรียบเทียบสัญญาณฟันเลื่อยที่ขา S กับแรงดันที่ได้จากวงจรรขยายความแตกต่าง (error amp) ทั้ง 2 ตัวที่ ตัวเปรียบเทียบส่วน NOR เกทที่ควบคุมทรานซิสเตอร์เอาต์พุต  $Q_1$  และ  $Q_2$  จะทำงานก็ต่อเมื่อแรงดันของสัญญาณฟันเลื่อยมีค่ามากกว่าแรงดันที่มาจากวงจรรขยายความแตกต่างทั้ง 2 ตัว นั่นคือแรงดันป้อนกลับจากเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์หากมีค่าสูงขึ้น ความกว้างเอาต์พุตของไอซีจะลดลง ในทางกลับกันแรงดันป้อนกลับหากมีค่าลดลง ความกว้างเอาต์พุตของพัลส์ของไอซีจะเพิ่มขึ้น

ความกว้างเอาต์พุตของพัลส์ของไอซีสามารถกำหนดให้มีค่ามากที่สุดหรือมีค่าเท่ากับศูนย์ได้ด้วยการเปลี่ยนแปลงแรงดันที่ขา 3 จาก 0.5 โวลต์ จนถึง 3.5 โวลต์ ส่วนวงจรรขยายความแตกต่างทั้ง 2 ตัวจะมีช่วงของอินพุตคอมมอนโหมด ตั้งแต่ 0- 0.3 โวลต์ ถึง  $(V_{cc}-2)$  โวลต์ และสามารถใช้ตรวจจับแรงดันหรือกระแสที่เอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ได้ Error Amp ทั้ง 2 ตัว จะให้เอาต์พุตในลักษณะให้สถานะ "High" (active high) โดยต่อกันอยู่ในลักษณะ OR ที่ขา non-inverting ของ PWM ตัวเปรียบเทียบ การต่อกันในลักษณะนี้ วงจรรขยายความต่างตัวที่ทำให้เกิดความกว้างเอาต์พุตต่ำที่สุด จะเป็นตัวควบคุมความกว้างของเอาต์พุตพัลส์ของไอซี



รูปที่ 2.45 รูปคลื่นลักษณะการทำงานของ TL 494

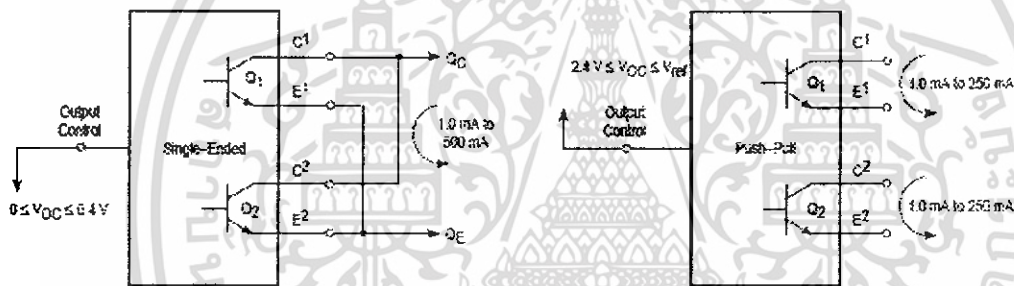
การกำหนดค่าเวลาเมื่อ  $t_b$  TL 494 สามารถให้ผู้ใช้กำหนดค่าเวลาเมื่อ  $t_b$  ของวงจรได้เอง ด้วยการต่อแรงดันระหว่าง 0 ถึง 3.3 โวลต์ที่ขา 4 ของไอซี อย่างไรก็ตามหากแรงดันที่ขา 4 มีค่าเท่ากับ 0 โวลต์ ค่าเวลาเมื่อต่ำสุดของไอซีจะไม่ต่ำกว่า 4 เปอร์เซ็นต์ของค่าคาบเวลาการทำงานเนื่องจากมีแรงดันออฟเซต 120 มิลลิโวลต์ต่ออยู่ภายใน ดังนั้นช่วงเวลา  $t_{on}$  สูงสุดของคอนเวอร์เตอร์ที่ได้จากไอซีจะเท่ากับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

48 % ของคาบเวลาเมื่อต่อขา 13 (output control) เข้ากับขา 14 (+5 V<sub>ref</sub>) และมีค่าเท่ากับ 96 % ของคาบเวลาเมื่อต่อขา 13 ลงกราวด์

-การเลือกใช้ Q<sub>1</sub> และ Q<sub>2</sub> ที่เอาต์พุตของไอซี

เอาต์พุต Q<sub>1</sub> และ Q<sub>2</sub> ของไอซีสามารถทำงานได้ 2 โหมด คือ ทำงานพร้อมกันหรือสลับกันทำงาน ซึ่งสามารถเลือกการทำงานได้ที่ขา 13 (output control) โดยขณะที่ C<sub>T</sub> ดิซชาร์จเอาต์พุตของ Dead-time comparator จะให้พัลส์ออกมา C<sub>k</sub> จะมีสถานะเป็น "High" โดยการต่อเข้ากับขา 14(+5 V<sub>ref</sub>) Q<sub>1</sub> และ Q<sub>2</sub> จะสลับกับทำงานตามจังหวะของ Flip-Flop เพื่อใช้คอนเวอเตอร์แบบพุก-พูล ในกรณีนี้การทำงานจะเป็น 2 เท่าของค่าคาบเวลาสัญญาณฟันเลื่อยของไอซี แต่ถ้ากำหนดให้ขา 13 เป็น "Low" โดยการต่อลงกราวด์ (ยกเล็ก flip-flop) Q<sub>1</sub> และ Q<sub>2</sub> จะทำงานพร้อมกันและสามารถ Q<sub>1</sub> และ Q<sub>2</sub> เข้าด้วยกันได้ ถ้าต้องการนำกระแสได้มากขึ้น ในกรณีนี้คาบเวลาการทำงานจะมีค่าเท่ากับค่าคาบเวลาของสัญญาณฟันเลื่อยของไอซี (ช่วงเวลานำกระแสสูงสุดเท่ากับ 96 % ของค่าคาบเวลา)



รูปที่ 2.46 ลักษณะการเลือกใช้เอาต์พุตของ TL 494

TL 494 ต้องการไฟเลี้ยงในช่วง  $7 \leq V_{cc} \leq 40$  โวลต์ มีแรงดันอ้างอิงภายใน V<sub>ref</sub> เท่ากับ 5 โวลต์และสามารถจ่ายกระแสได้ถึง 10 มิลลิแอมป์เพื่อใช้กับวงจรภายนอกได้ โดยมีค่าความถูกต้อง  $\pm 1.5\%$  ความคลาดเคลื่อนทางอุณหภูมิมีค่าน้อยกว่า 50 มิลลิโวลต์ เมื่อทำงานในช่วง 0° C ถึง 70° C

2.4.4 ออปโตคัพเปลอร์ การเชื่อมโยงทางแสง (optocoupler) สามารถใช้งานที่ต้องการแยกระบบไฟฟ้าของทั้งสองวงจรออกจากกัน ตัวเชื่อมโยงทางแสงอาจจะถูกนำไปใช้งานซึ่งเอาต์พุตที่มีแรงดันสูง อุปกรณ์ที่ใช้ตรวจวัดถูกบิอนเข้าสู่วงจรควบคุม การเริ่มต้นและการสิ้นสุดของการทำงานเมื่อถึงจุดที่ต้องการอย่างอัตโนมัติ

พื้นฐานของตัวเชื่อมโยงทางแสง ตัวเชื่อมโยงทางแสงบางครั้งเรียกว่า ตัวแยกโดยใช้แสง (optoisolate) เป็นอุปกรณ์ตัวเดียวที่ประกอบด้วย แหล่งกำเนิดแสง และตัวตรวจจับแสง โดยที่ทั้ง 2 ชิ้นส่วนทั้งหมดจะถูกบรรจุอยู่ในตัวถังทึบแสง แหล่งกำเนิดสำหรับตัวเชื่อมโยงทางแสงส่วนมากแล้วจะใช้ไดโอดเปล่งแสงอินฟราเรด (infrared emitting diode) ที่ทำจากสารแกเลียมอาร์เซไนด์ (Gallium

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Arsenide : GaAs) ส่วนตัวจับหรืออุปกรณ์ภาคเอาต์พุตนั้นอาจจะเป็นโฟโตทรานซิสเตอร์ โฟโตไดโอดหรือ LED สวิตช์สองทางจะทำงานเมื่อมีแสงมากระตุ้นและ SCR ที่ถูกกระตุ้นด้วยแสงสัญญาณจะถูกส่งระหว่างชั้นส่วนทั้งสองชั้นที่แยกกันทางไฟฟ้า โดยอยู่ในรูปของสัญญาณแสง โดยที่ชั้นส่วนทั้งสองนี้ไม่สามารถสลับหน้าที่กันทำงานได้และไม่มีการเชื่อมโยงทางไฟฟ้าระหว่างชั้นส่วนทั้งสองนี้สัญญาณที่ส่งผ่านจึงมีได้ในทิศทางเดียวเท่านั้น

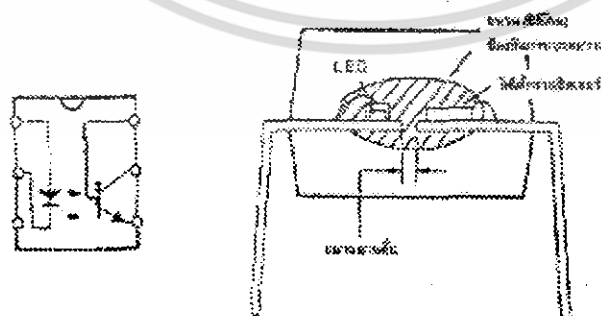
คุณสมบัติต่าง ๆ ที่น่าสนใจ อัตราส่วนของการส่งผ่านกระแสหรือ CTR นั้นเป็นอัตราส่วนระหว่างกระแสอินพุตต่อเอาต์พุตของตัวเชื่อมโยงทางแสงหรือเรียกว่าไบแอส ซึ่งค่านี้จะขึ้นอยู่กับประสิทธิภาพของไดโอดเปล่งแสงอินฟราเรด และช่องว่างระหว่างชั้นส่วนทางอินพุตและเอาต์พุตโดยที่พื้นที่ความ (sensitivity) และอัตราขยายของตัวตรวจจับก็จะมีบทบาทสำคัญเช่นกัน ตัวแปรอินพุตทางด้านไฟฟ้ากระแสตรงซึ่งเป็นตัวกำหนดตัวแปรทางด้านไฟฟ้าของไดโอด 10.6 mA(peak) จะเห็นได้ว่ากระแสไหลในวงจรไม่เกิน 60 mA(peak)

ค่าความต้านทานระหว่างขา 4 กับขา 6 Optoisolate จาก Data sheet วงจรที่ใช้ค่าความต้านทาน 260 โอห์ม ที่แรงดัน 5 โวลต์

ไดโอดเปล่งแสงอินฟราเรดได้แก่ กระโถไดโอดเมื่อได้รับไบแอสตรง (If) แรงดันตกคร่อมไดโอดเมื่อได้รับไบแอสตรง (Vf) และแรงดันสูงสุดที่ทนได้เมื่อได้รับไบแอสกลับ (Vr) ตัวแปรเอาต์พุตทางด้านกระแสตรงตัวแปรส่งถ่าย (transfer parameter) นั้นจะแตกต่างกันโดยขึ้นอยู่กับชนิดของชั้นส่วนที่เป็นตัวตรวจจับที่ใช้ในตัวเชื่อมโยงทางแสง

เมื่อต้องการให้วงจรทางด้านดิจิทัลรับสัญญาณอินพุตจากอุปกรณ์ภายนอก ซึ่งมีค่าแรงดันสูง จึงจำเป็นที่จะต้องเปลี่ยนระดับแรงดันของสัญญาณให้อยู่ในระดับลอจิก 5 โวลต์ ถ้าสัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณไฟตรงก็สามารถที่จะเชื่อมโยงต่อวงจร ลอจิกได้โดยตัวเชื่อมโยงทางแสง โดยไม่ต้องเกี่ยวข้องกันทางไฟฟ้าทั้งสองส่วน (วงจรทั้งสองส่วนจะไม่ใช้กราวด์ร่วมกัน)

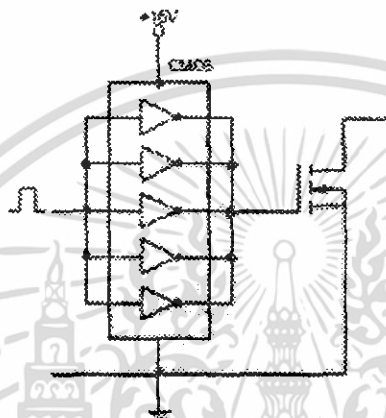
ประโยชน์ที่แยกวงจรทั้งสองออกจากกันนี้ ก็คือสัญญาณรบกวนใด ๆ หรือแรงดันที่เป็นยอดแหลม (spike voltage) ที่เกิดจากสายกราวด์ภายนอกจะไม่เข้าไปเกิดในวงจรลอจิกเลย นอกจากนี้ตัวเชื่อมทางแสงยังสามารถใช้เพื่อแลกเปลี่ยนสัญญาณไฟฟ้ากระแสกลับเป็นสัญญาณลอจิกระดับ 5 โวลต์ได้ แต่ในขณะเดียวกันก็สามารถแยกวงจรลอจิกออกจากไฟฟ้ากระแสกลับที่มีค่าสูงด้วย



รูปที่ 2.47 โครงสร้างภายในของออปโตคัพเปลอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4.5 วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วย CMOS วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตสามารถทำได้โดยตรงเข้ากับไอซีชนิด CMOS ได้ ไอซี CMOS มาตรฐานเช่น ตระกูล 14000 สามารถทำงานได้ที่แรงดันไฟเลี้ยงตั้งแต่ 3 โวลต์ ถึง 18 โวลต์ โดยทั่วไปแรงดันไฟเลี้ยงที่ 12 โวลต์ ถึง 15 โวลต์ จะเหมาะสมสำหรับการใช้ขับเพาเวอร์มอสเฟตสำหรับการขับเพาเวอร์มอสเฟตที่ต้องนำกระแสสูงๆการต่อ CMOS ในลักษณะขนานกันดังรูปที่ 2.48 จะสามารถเพิ่มกระแสที่ขาเกต และทำให้ความเร็วในการเปลี่ยนสถานะเพาเวอร์มอสเฟตเป็นไป得更เร็วขึ้นด้วย [4]



รูปที่ 2.48 การขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยไอซี COMS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 3

### การสร้างสื่อการสอนด้วย Authorware

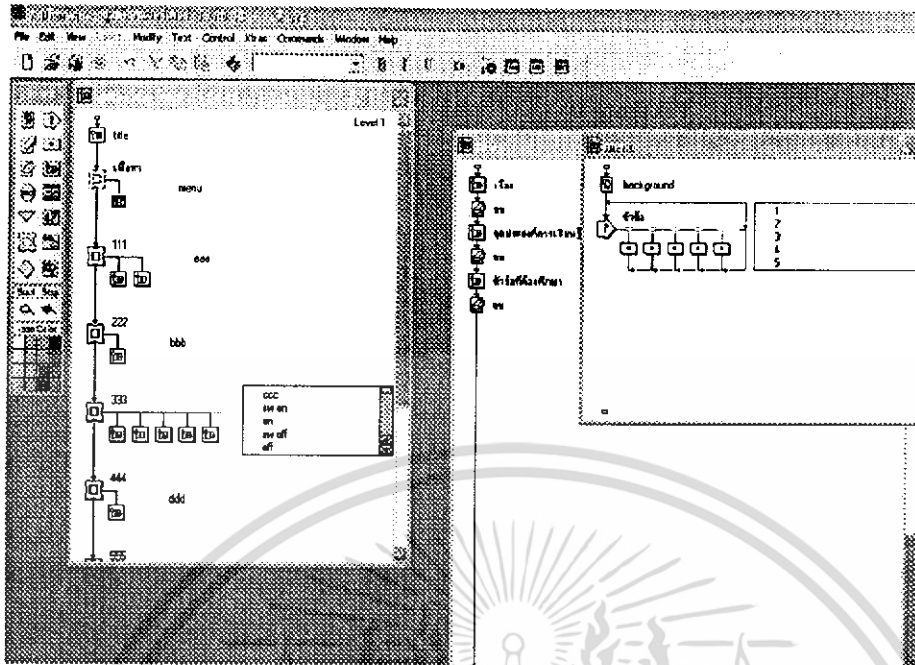
#### 3.1 ลักษณะของ Authorware

Macromedia Authorware เป็นโปรแกรมที่ใช้ในการสร้างสรรค์ผลงานมัลติมีเดียหรืองานนำเสนอต่างๆโดยความสามารถที่เป็นที่รู้จักและนิยมใช้กันทั่วไปคือ การนำมาสร้างเป็นสื่อการสอนคอมพิวเตอร์หรือที่เรียกว่า CAI (computer assisted instruction) ซึ่งลักษณะการทำงานของโปรแกรม Authorware จะคล้ายกับโปรแกรม powerpoint แต่การทำงานของโปรแกรม Authorware จะมีลักษณะที่โดดเด่นกว่า คือ สามารถสร้างการโต้ตอบและวัดประเมินผลของผู้ใช้ได้หลากหลายรูปแบบ โดยที่ผู้สร้างไม่จำเป็นต้องมีความรู้ทางการเขียนโปรแกรมก็สามารถสร้างสรรค์ผลงานในรูปแบบต่างๆขึ้นมาอย่างง่ายดาย โปรแกรม Authorware จะทำงานอยู่ในรูปแบบของเส้น flowline ซึ่งคล้ายกับการเขียนแผนผังหรือการเขียนโฟลวชาร์ต เมื่อต้องการสร้างผลงานก็เพียงแค่แทรกเม้าส์นำไอคอนของออบเจกต์ต่างๆ ไม่ว่าจะเป็นภาพ ข้อความ เสียง วิดีโอ หรือปุ่มโต้ตอบ มาวางไว้บนเส้น flowline จากนั้นก็จะปรากฏผลงานที่ต้องการขึ้นมาทันที ด้วยลักษณะการทำงานดังกล่าวจึงเป็นการช่วยอำนวยความสะดวกทำให้สามารถเข้าใจกระบวนการและพัฒนาสร้างผลงานที่ต้องการได้อย่างรวดเร็วมากยิ่งขึ้น



รูปที่ 3.1 เวอร์ชันของโปรแกรมใหม่ล่าสุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.2 การทำงานของโปรแกรม Authorware ที่อยู่บนเส้น flowline

### 3.1.1 ความแตกต่างระหว่าง e – Learning และ CAI

ดังที่ได้อธิบายรูปแบบการทำงานของโปรแกรม Authorware ไปแล้ว จะเห็นว่าความสามารถของโปรแกรม Authorware เน้นสร้างสื่อการเรียนการสอนเป็นหลัก ซึ่งการสร้างสื่อการเรียนการสอนจะเกี่ยวข้องกับคำหลักอยู่ 2 คำ นั่นคือ e – Learning และ CAI สำหรับรายละเอียดความแตกต่างระหว่างคำทั้ง 2 มีดังต่อไปนี้

e – Learning (electronics - learning ) คือ การเรียนการสอนผ่านทางสื่ออิเล็กทรอนิกส์ต่างๆ ไม่ว่าจะเป็นเว็บไซต์ คอมพิวเตอร์ ซีดีรอม ระบบเครือข่าย สัญญาณโทรทัศน์ สัญญาณดาวเทียม เป็นต้น โดยมีวัตถุประสงค์เพื่อช่วยประหยัดค่าใช้จ่าย สามารถวัดผลได้โดยอัตโนมัติ อีกทั้งยังเป็นการช่วยให้ผู้เรียนที่อยู่ห่างไกลสามารถศึกษาเนื้อหาวิชาที่ต้องการได้ในทุกที่และทุกเวลาที่ต้องการ

รูปแบบของ e – Learning อาจเป็นได้ทั้งสื่อการสอนบนคอมพิวเตอร์ (computer assisted instruction), การสอนผ่านหน้าเว็บเพจ (web based instruction), การเรียนออนไลน์ที่สามารถติดต่อสื่อสารกันได้ทันที (online learning), การเรียนทางไกลผ่านดาวเทียม (satellite broadcast) เป็นต้น

เมื่อมี e – Learning เกิดขึ้นก็จะมีสื่ออุปกรณ์ที่จะเข้ามาช่วยถ่ายทอดเนื้อหาในรูปแบบต่างๆ เช่น e - Book ที่เป็นหนังสืออิเล็กทรอนิกส์ สามารถศึกษาค้นคว้าหาอ่านได้อย่างรวดเร็ว e – Library ห้องสมุดอิเล็กทรอนิกส์ ช่วยในการสืบค้นข้อมูลผ่านทางคอมพิวเตอร์ , Web Based Instruction จัดเป็นการเรียนการสอนผ่านทางหน้าเว็บเพจ Visual Classroom ห้องเรียนจำลอง Visual Lab ห้องปฏิบัติการจำลองที่สามารถเข้ามาทดลองตามคำแนะนำที่ให้ไว้ เป็นต้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

e - Learning สามารถนำเสนอในลักษณะมัลติมีเดียหรือการโต้ตอบก็ได้ ซึ่งจะช่วยให้ผู้เรียนสามารถโต้ตอบพูดคุยกับคนอื่นในรูปแบบเสมือนจริงได้ โดยอาศัยเครื่องมือต่างๆไม่ว่าจะเป็น อีเมลล์ เว็บไซต์ การแชต ไอซีคิว หรือคอนเฟอร์เรนซ์ ด้วยความสามารถดังกล่าวจึงเป็นกระแสผลักดันให้ e - Learning พัฒนาไปเรื่อยๆอย่างไม่มีการสิ้นสุด

CAI (computer assisted instruction) คือ การนำคอมพิวเตอร์มาสร้างเป็นบทเรียนเพื่อใช้ประกอบการเรียนการสอนในวิชาต่างๆไม่ว่าจะเป็น ภาษาไทย ภาษาต่างประเทศ วิทยาศาสตร์ สังคมศึกษา คณิตศาสตร์ พลศึกษา ศิลปะ รวมถึงวิชาคอมพิวเตอร์ โดยมีวัตถุประสงค์เพื่อให้ผู้เรียนสามารถศึกษาทบทวน เพิ่มพูนความรู้จากการเรียนได้ตามต้องการ ซึ่งเนื้อหาที่สอนนั้นสามารถเป็นได้ทั้งความรู้เดิมและความรู้ใหม่เพื่อเพิ่มศักยภาพของผู้เรียนให้มากยิ่งขึ้นก็ได้

ไม่เพียงแต่ใช้ในการศึกษาเพิ่มพูนความรู้เท่านั้น แต่ยังสามารถจำลองสถานการณ์ต่างๆ ที่เสี่ยงอันตรายหรือมีค่าใช้จ่ายสูงมานำเสนอเป็นบทเรียนให้กับผู้เรียนได้อีกด้วย อีกทั้งต้องการเพิ่มความเพลิดเพลินก็ยังสามารถสร้าง CAI ให้กลายเป็นเกมในรูปแบบต่างๆ เช่น เกมคำนวณเลข เกมสอนคำศัพท์ เกมจับคู่ เกมจับผิดภาพ หรือเกมเศรษฐี เกมต่อภาพ ก็สามารถทำได้เช่นกัน

การสร้างผลงาน CAI จะเป็นลักษณะของผลงานมัลติมีเดีย คือ สามารถนำเสนอในรูปแบบต่างๆไม่ว่าจะเป็น ข้อความ ภาพนิ่ง ภาพเคลื่อนไหว เสียง หรือวีดิโอ เข้ามาผสมผสานสร้างเป็นผลงานได้หลากหลายตามต้องการ รูปแบบการทำงานดังกล่าวจึงช่วยดึงดูดเพิ่มความสนใจให้กับผู้เรียนได้เป็นอย่างดี และผู้เรียนก็สามารถเปิดดูศึกษาได้บ่อยตามต้องการอีกด้วย

อีกทั้งยังสามารถสร้างการโต้ตอบระหว่างผู้ใช้กับบทเรียน สร้างแบบทดสอบ และติดตามผลการเรียนของผู้เรียนแต่ละคน หรือนำผลงานที่ได้ไปสร้างเป็นเว็บเพจเพื่อให้ตอบสนองรองรับต่อการทำธุรกิจบนเครือข่ายอินเทอร์เน็ตได้หลากหลายรูปแบบตามต้องการ ไม่ว่าจะเป็นการสร้าง e - Learning , e - Business , e - Commerce , e - Card ดังนั้น CAI จึงจัดเป็น e - Learning ประเภทหนึ่งด้วยเช่นกัน

### 3.1.2 พื้นฐานการสร้างสื่อการเรียนการสอน CAI

การสร้างสื่อการสอนด้วย CAI สามารถทำได้หลากหลายแบบไม่ว่าจะใช้ในการสร้างบทเรียนประกอบการเรียน จำลองสถานการณ์ต่างๆ สร้างเกมส์ หรือจัดทำเป็น CD Training เป็นต้น โดยสามารถแบ่งออกเป็น 6 รูปแบบคือ

1. แบบผู้ช่วยสอน (tutorial instruction) เป็นการสอนเนื้อหาใหม่เพิ่มเติมเพื่อให้ผู้เรียนสามารถศึกษาเรียนรู้ด้วยตนเอง โดยนำเสนอแบ่งเนื้อหาออกเป็นหมวดย่อยๆ และอาจมีการทำแบบทดสอบ วัดประเมินผลทดสอบด้วยก็ได้

2. แบบฝึกฝนทบทวนและฝึกปฏิบัติ (drill and practice) จะไม่มีการนำเสนอในส่วนของเนื้อหาความรู้แต่จะเป็นการผสมผสานนำความรู้ที่ได้มาสร้างเป็นโจทย์ เพื่อให้ผู้เรียนได้สามารถทำแบบฝึกหัดฝึกฝนทบทวนจนเกิดทักษะความเข้าใจและความชำนาญมากยิ่งขึ้น

3. แบบแก้ไขปัญหา (problem solving) เน้นให้ผู้เรียนได้ฝึกกระบวนการคิด การตัดสินใจแก้ปัญหาในเรื่องต่างๆ เพื่อที่จะได้เรียนรู้ทางออก กลยุทธ์ รู้จักวิธีการแก้ปัญหาได้อย่างถูกต้อง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4. แบบจำลองสถานการณ์ (simulation) เป็นการจำลองสถานการณ์ต่างๆ ที่อาจจะมี ความอันตรายก่อให้เกิดความเสียหายต่อชีวิต หรือมีค่าใช้จ่ายสูงมานำเสนอเนื้อหาเป็นบทเรียนให้กับ ผู้เรียน อาจมีการใช้ระบบมัลติมีเดีย โดยการนำไฟล์วิดีโอหรือภาพแอนิเมชันเข้ามาใช้งานเพื่อให้เกิด ความสมจริงมากยิ่งขึ้นได้

5. แบบสาธิตและค้นพบ (demonstration or discovery) ผู้เรียนสามารถศึกษาวิเคราะห์ สืบหาข้อมูลทดลอง หาข้อสรุปตามกระบวนการทางวิทยาศาสตร์ได้

6. แบบเกมการศึกษา (educational game) เน้นให้ผู้เรียนมีการเรียนรู้เกิดการพัฒนา ความคิดโดยอาศัยการเล่นเกมนิรูปแบบต่างๆ เพื่อให้ชนะหรือได้รับคะแนนสูงสุด โดยอาจจะทดสอบ เล่นเกมคนเดียว เล่นประลองฝีมือกับคู่แข่ง หรือประลองฝีมือกับคอมพิวเตอร์ [5]

### 3.2 การออกแบบสื่อการสอนด้วยโปรแกรม Authorware

ภายหลังได้เรียนรู้จักกับรูปแบบการสร้างสื่อการเรียนการสอน CAI ไปแล้วหากต้องการสร้าง ผลงาน CAI ก็ควรทำการออกแบบผลงาน CAI ที่จะสร้างขึ้นมาก่อน เนื่องจากหากมีการวางแผนที่ดีก็จะ ช่วยใช้เวลาในการสร้างและผลงานที่ได้ก็จะมีคุณสมบัติตรงตามความต้องการมากยิ่งขึ้น สำหรับการ ออกแบบผลงาน CAI สามารถแบ่งเป็นขั้นตอนได้ดังต่อไปนี้

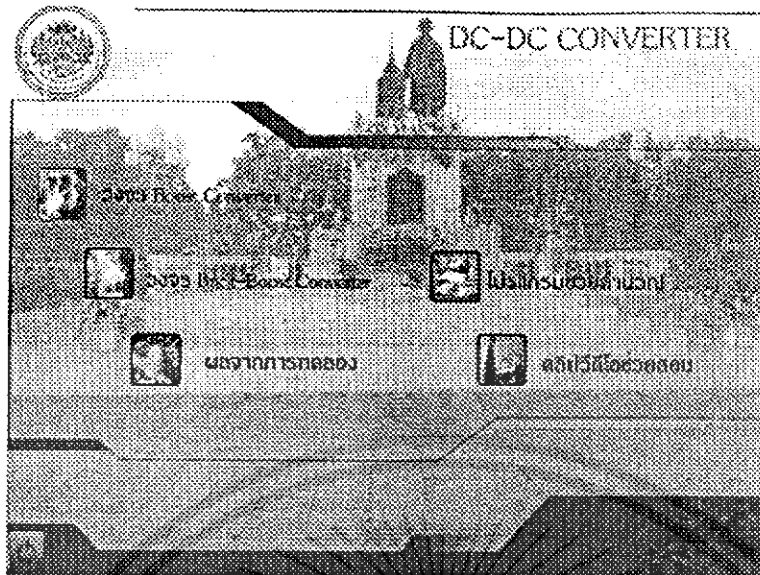
1. ขั้นตอนการศึกษาและรวบรวมข้อมูล ต้องกำหนดหัวเรื่องซึ่งในที่นี้คือ ติชิตูติชี่ คอน เวอร์เตอร์ กลุ่มของผู้เรียน รวมทั้งขอบเขตของงานก่อนว่าต้องการนำเสนอเนื้อหาให้เป็นในลักษณะไหน เพื่อไม่ให้ผลที่ไม่ได้เนื้อหาหรือสั้นเกินไป

2. ขั้นตอนการวางแผนและออกแบบ เป็นการเลือกรูปแบบสื่อการเรียนการสอน CAI ว่าต้องการ สร้างผลงานขึ้นมาในลักษณะใด เมื่อพิจารณาถึงรูปแบบที่ต้องการสร้างเรียบร้อยแล้วจึงวางแผนและ ออกแบบการนำเสนอ เชื่อมโยงข้อมูลในหน้าต่างๆเข้าด้วยกัน

#### 3.2.1 กระบวนการสร้างสื่อการเรียนการสอน CAI

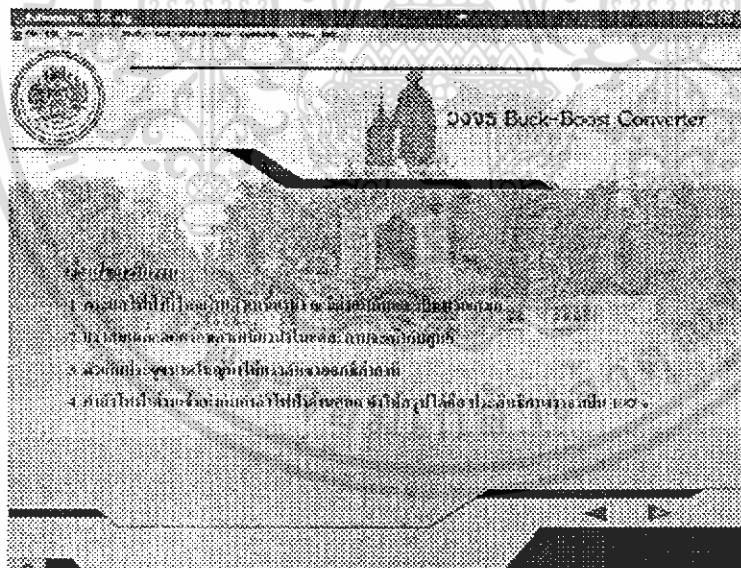
เมื่อได้ศึกษารวบรวมข้อมูล วางแผน และออกแบบสื่อการเรียนการสอน CAI เรียบร้อยแล้วจากนี้ มาถึงขั้นตอนการสร้างผลงาน CAI ในรูปแบบต่างๆ โดยหากต้องการให้ผลงานที่ได้มีความครบถ้วน สมบูรณ์ การสร้างผลงานก็ควรประกอบด้วยกระบวนการหลักต่อไปนี้

1. การนำเข้าสู่บทเรียน เป็นการแสดงหัวข้อทั้งหมดที่ผู้เรียนจะได้ศึกษาในไฟล์ผลงาน โดยอาจมีการอธิบายวิธีการใช้ไฟล์งาน และมีการสร้างเอฟเฟกต์ให้ปรากฏในขณะที่เปิดไฟล์งานขึ้นมาได้



รูปที่ 3.3 หน้าต่างแรกของการนำเข้าสู่บทเรียน

2. การนำเสนอเนื้อหาเป็นขั้นตอนสำคัญในการนำเสนอข้อมูลเนื้อหาบทเรียนในรูปแบบต่างๆ เพื่อให้ผู้เรียนสามารถศึกษา ทบทวน เพิ่มพูนความรู้ความเข้าใจมากขึ้น

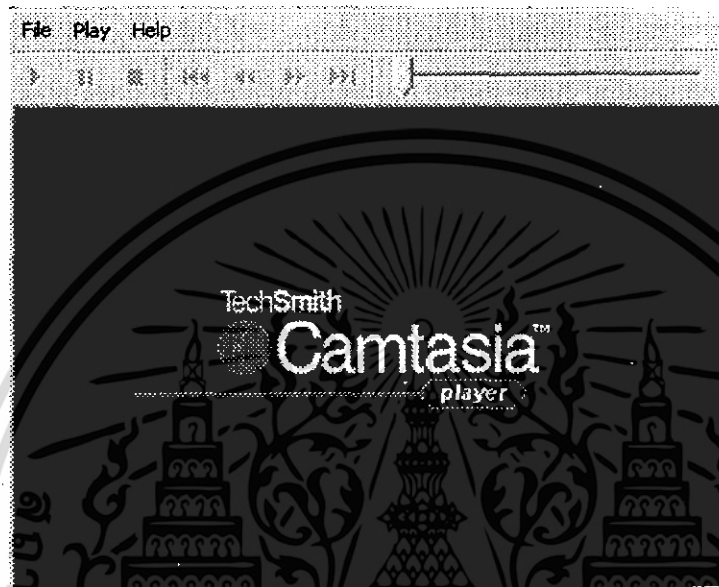


รูปที่ 3.4 ตัวอย่างหน้าต่างของการนำเสนอเนื้อหาบทเรียน

3. วิดีโอคลิป เพื่อสื่อวิธีการปฏิบัติการจำลองการทำงานของวงจรบูสต์ คอนเวอร์เตอร์ และวงจรบัค-บูสต์ คอนเวอร์เตอร์ได้ทำให้ผู้เรียนรู้เห็นภาพและวิธีการต่างๆที่ผู้สอนต้องการสื่อ ได้อย่างครบถ้วนวิดีโอคลิปช่วยสอน การจำลองการทำงานของวงจรดีซีทูดีซี คอนเวอร์เตอร์ด้วยโปรแกรม PSpice ได้ใช้โปรแกรม Camtasia ในการสร้างวิดีโอคลิปซึ่งโปรแกรมนี้มีความสามารถในการจัดการ

ไม่ว่าการณ์ใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ไฟล์วิดีโอที่ทำการบันทึกให้เป็นไฟล์ที่สามารถนำไปเปิดดูที่ไหนก็ได้โดยไม่ต้องมีโปรแกรม Camtasia อยู่ ทำให้สะดวกในการนำมาเชื่อมโยงกับ โปรแกรม Authorware ซึ่งในโครงการนี้ไฟล์วิดีโอจัดทำเป็น 3 ตอนคือ ขั้นตอนการจัดวางอุปกรณ์ ขั้นตอนการตั้งค่าให้อุปกรณ์และขั้นตอนการแสดงผล การจำลองการทำงานของวงจร



รูปที่ 3.5 หน้าต่างของโปรแกรม Camtasia

4. ใช้โปรแกรมช่วยคำนวณซึ่งทำหน้าที่ช่วยคำนวณค่าต่างๆ ที่เราต้องการจากสูตรคำนวณในหนังสือและตำราช่วยในการเรียนรู้เร็วขึ้น โดยจะคำนวณค่าต่างๆ ของวงจรบูสต์ คอนเวอร์เตอร์และวงจรบัค – บูสต์ คอนเวอร์เตอร์ทั้งในโหมดกระแสต่อเนื่องและไม่ต่อเนื่อง โปรแกรมช่วยคำนวณในโครงการนี้ทำการสร้างจากโปรแกรม Microsoft Excel ซึ่งมีความสามารถในการช่วยคำนวณค่าต่างๆ ของวงจรตีทุติยภูมิ คอนเวอร์เตอร์ซึ่งช่วยในการออกแบบวงจรโดยสามารถคำนวณค่าอัตราการขยายแรงดัน ค่าตัวเหนี่ยวนำที่เล็กที่สุดที่ทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่องและค่าของตัวเก็บประจุได้โดยตัวโปรแกรมนี้จะสามารถจำกัดขอบเขตของการใส่ค่าลงไปได้โดยจะอ้างอิงจากทฤษฎี เช่น ห้ามใส่ค่าของ Duty ratio น้อยกว่าศูนย์หรือมากกว่าหนึ่งซึ่งถ้าใส่ค่าที่ไม่ถูกต้องโปรแกรมจะฟ้องข้อผิดพลาดทันที

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การคำนวณค่าต่างๆในวงจร Boost Converter			
แหล่ง $V_s$			
แรงดันขาเข้า ( $V_{in}$ )	Duty ratio (D)	แรงดันขาออก ( $V_o$ )	
24	0.5		
ค่า $L$ Load (33.33 mH)			
ความต้านทาน (R)	ความถี่ (f)	ค่า $L_{min}$	ค่า $L_{max}$
40	70000		
หาค่าตัวประกอบ			
ripple factor	ตัวเก็บประจุ		

รูปที่ 3.6 หน้าต่างโปรแกรมช่วยคำนวณวงจรบูสต์ คอนเวอร์เตอร์ที่สร้างด้วยโปรแกรม Microsoft Excel

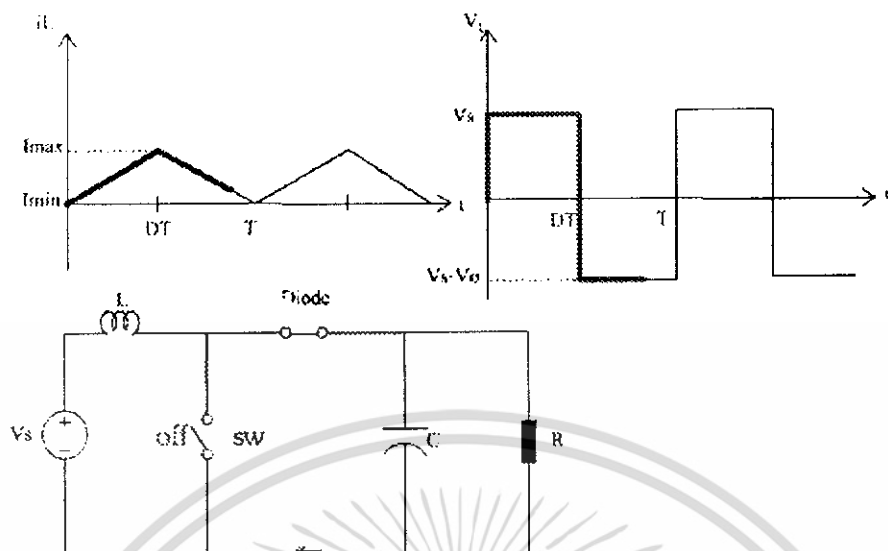
การคำนวณค่าต่างๆในวงจร Buck-Boost Converter			
แหล่ง $V_s$			
แรงดันขาเข้า ( $V_{in}$ )	Duty ratio (D)	แรงดันขาออก ( $V_o$ )	
24	0.66		
ค่า $L$ Load (31.14 mH)			
ความต้านทาน (R)	ความถี่ (f)	ค่า $L_{min}$	ค่า $L_{max}$
40	70000		
หาค่าตัวประกอบ			
ripple factor	ตัวเก็บประจุ		

รูปที่ 3.7 โปรแกรมช่วยคำนวณวงจรบัค - บูสต์ คอนเวอร์เตอร์ที่สร้างด้วยโปรแกรม

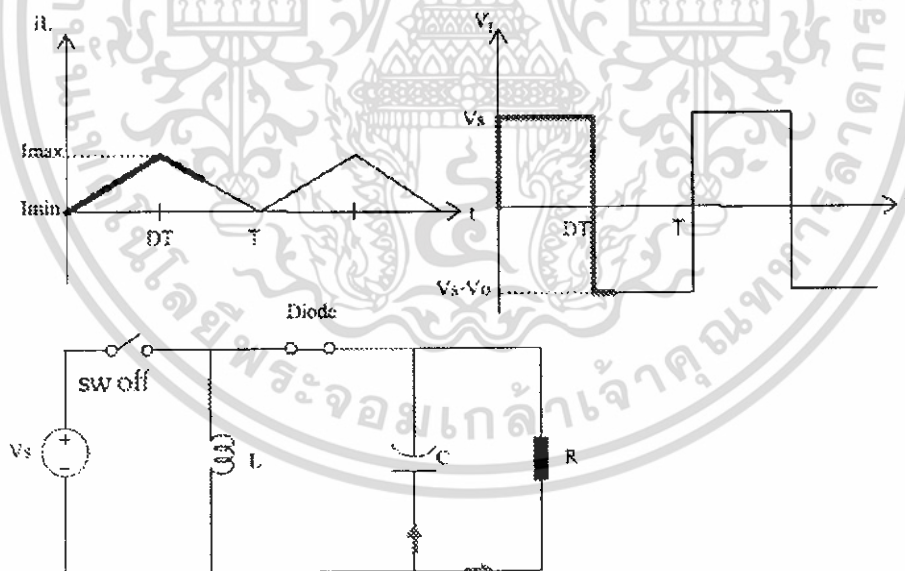
Microsoft Excel

5. รูปเคลื่อนไหวในโปรแกรมสร้างด้วยโปรแกรม Macromedia Flash ซึ่งทำการสร้างเป็นรูปของกระแสไหลในวงจร DC - DC converter ขณะนำกระแสและไม่นำกระแส และจะมีรูปการทำงานโดยรวมของวงจรซึ่งจะแสดงกราฟค่ากระแสไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ และแรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำของวงจรด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



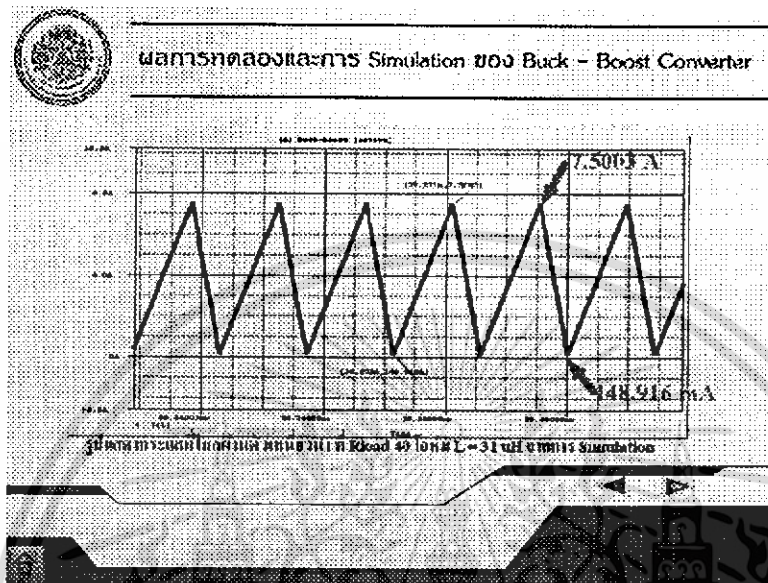
รูปที่ 3.8 การทำงานของวงจรบัสต์ คอนเวอร์เตอร์ที่สร้างด้วยโปรแกรม Macromedia Flash



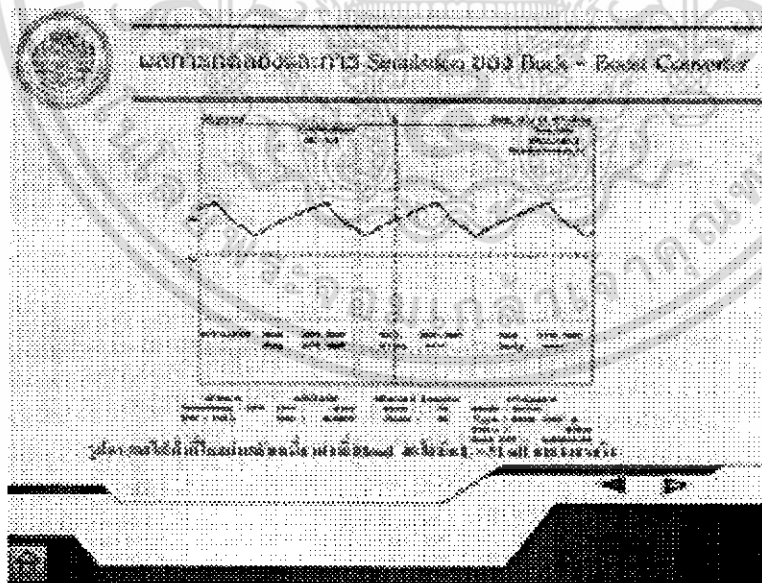
รูปที่ 3.9 การทำงานของวงจรบัสต์-บัสต์ คอนเวอร์เตอร์ที่สร้างด้วยโปรแกรม Macromedia Flash

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6. ทำการนำเสนอการเปรียบเทียบค่าของการจำลองการทำงานกับค่าที่ได้วัดได้จากการทดลองจริง เพื่อให้เห็นถึงความแตกต่างที่เกิดขึ้น



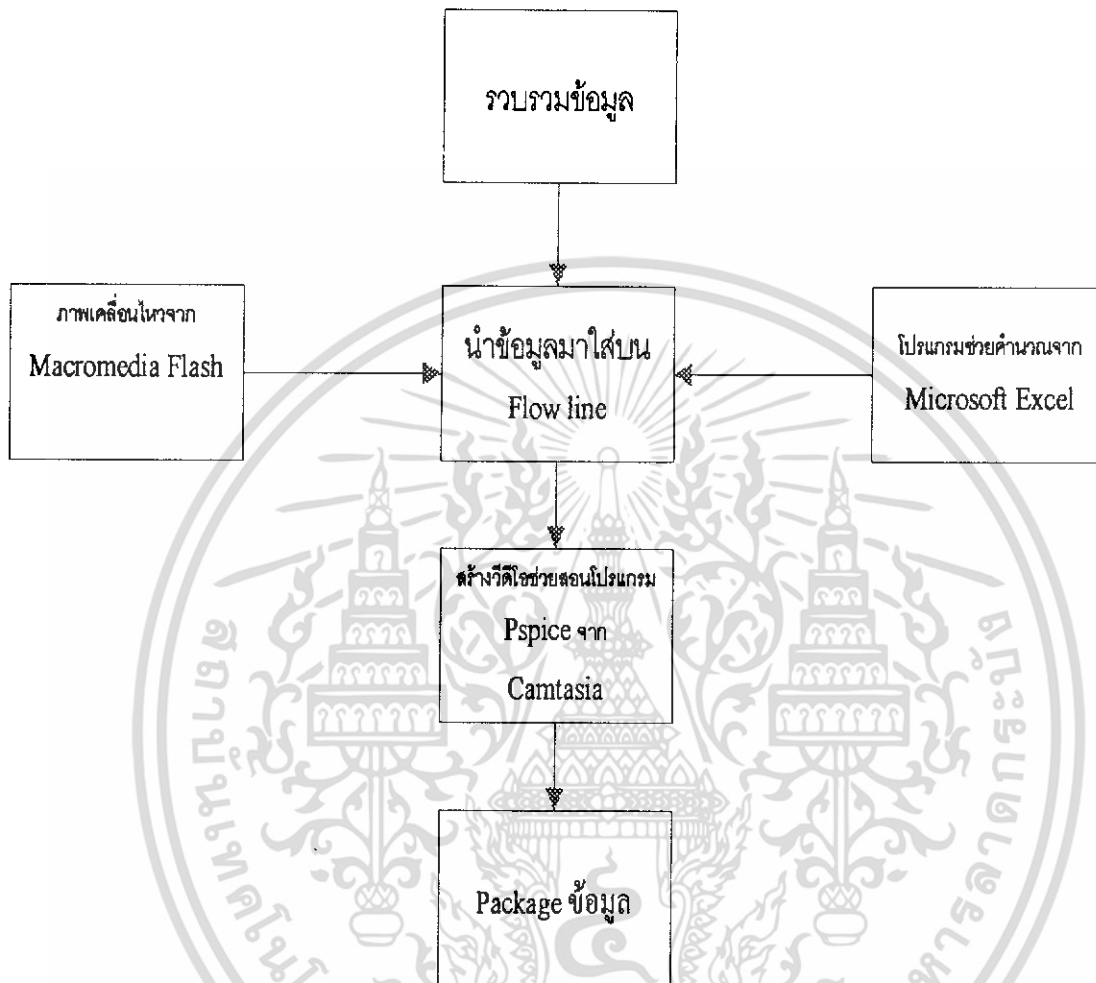
รูปที่ 3.10 หน้าต่างแสดงผลที่ได้จากการจำลองการทำงาน



รูปที่ 3.11 หน้าต่างแสดงค่าที่ได้วัดจากการทดลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

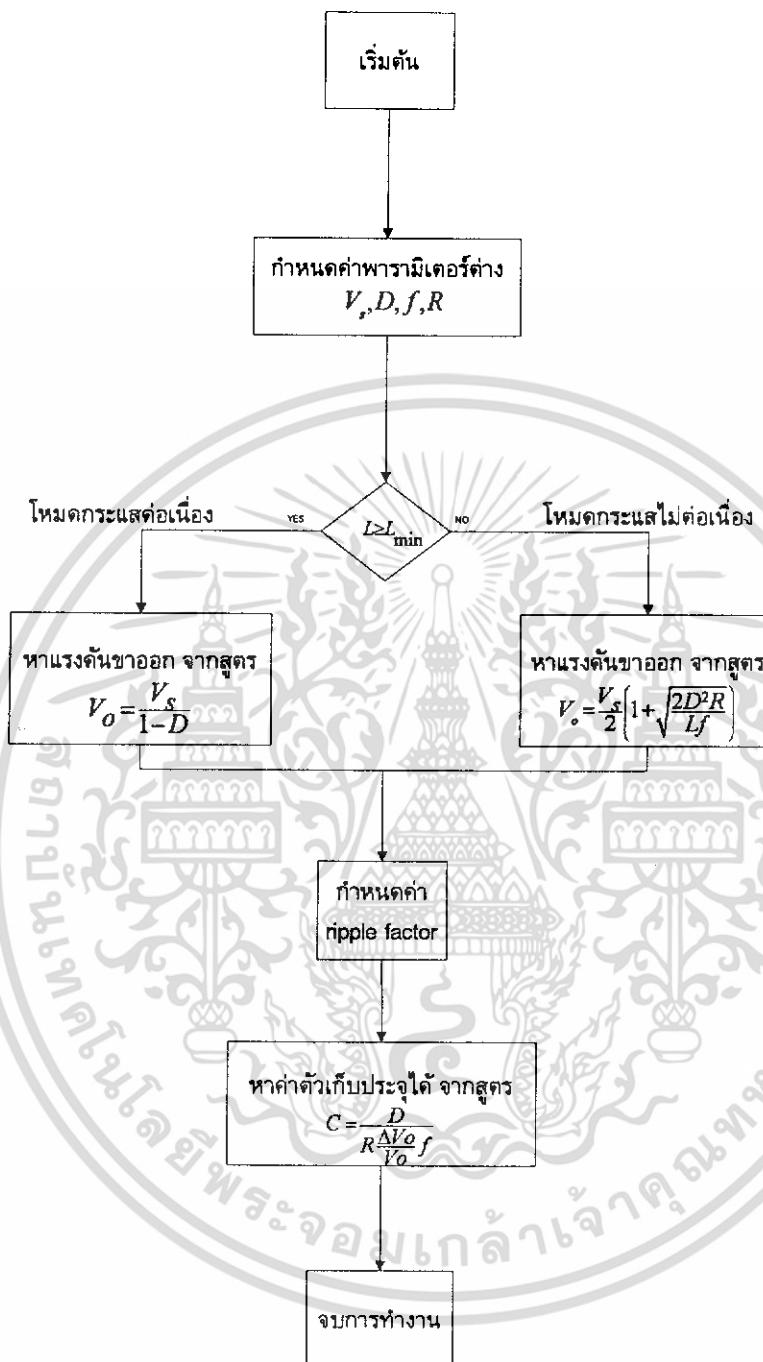
### ขั้นตอนการสร้างสื่อการเรียนการสอนด้วย Authorware



รูปที่ 3.12 แผนผังการทำงานในการสร้างสื่อการเรียนการสอนด้วย Authorware

จากรูปที่ 3.12 เป็นการแสดงขั้นตอนการสร้างสื่อการเรียนรู้อยู่ด้วยโปรแกรม Authorware ขั้นตอนแรกจะเป็นการรวบรวมข้อมูล ของวงจรดีซีทูดีซี คอนเวอร์เตอร์ให้สมบูรณ์จากนั้นก็ทำการสร้างกราฟิกเป็นภาพเคลื่อนไหวเพื่อให้ผู้เรียนรู้ได้เข้าใจถึงหลักการการทำงานของวงจร และสร้างโปรแกรมช่วยคำนวณด้วยโปรแกรม Microsoft Excel เพื่อที่จะนำไปลงบนเส้น flow line ของโปรแกรม Authorware จากนั้นสร้างวิดีโอ คลิป ขั้นตอนการสอนการจำลองการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSpice และสุดท้ายก็ทำการ package ข้อมูลเพื่อนำไปใช้ในการนำเสนอ

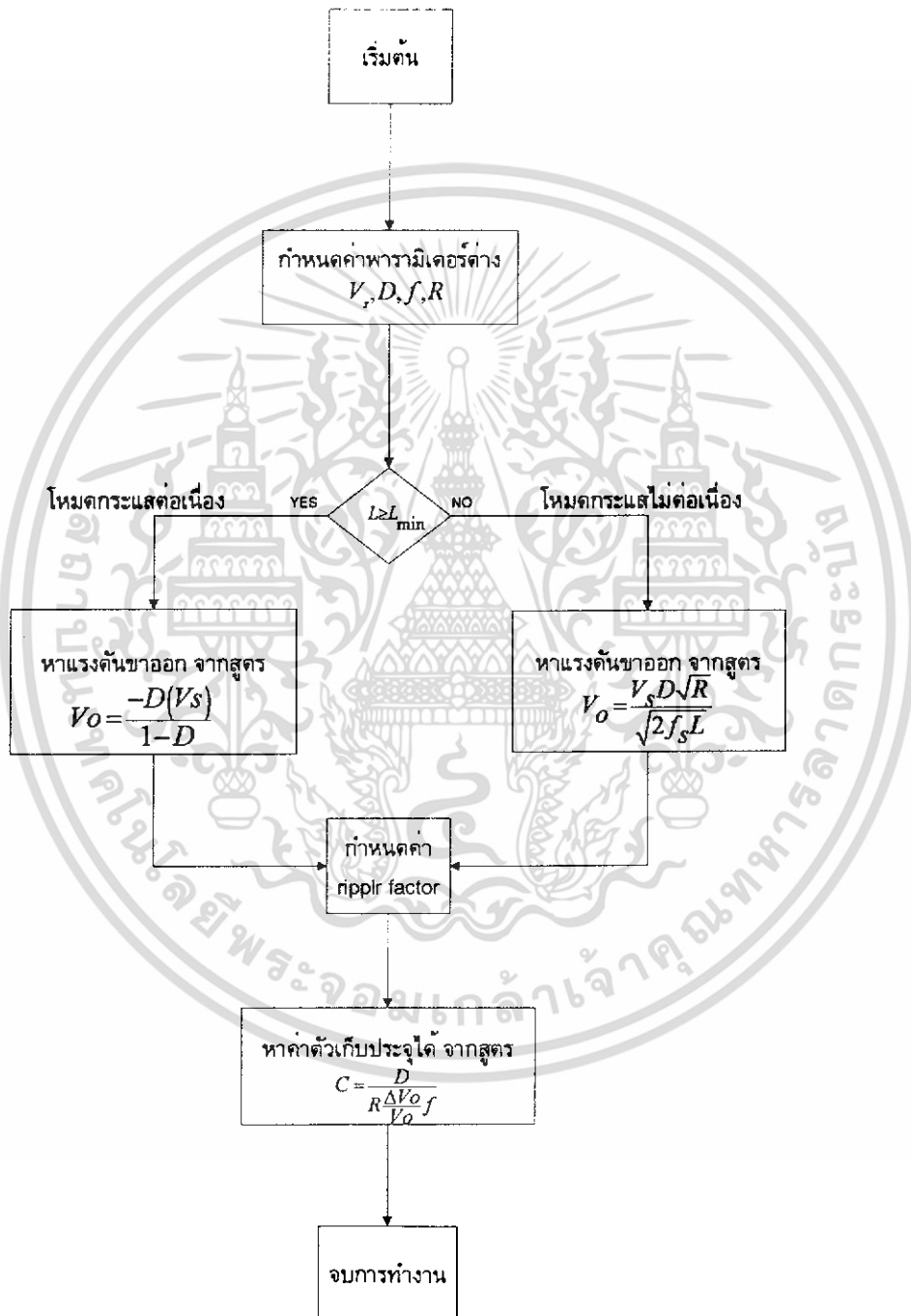
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.13 แผนผังการทำงานโปรแกรมช่วยคำนวณของวงจรบัสต์ คอนเวอร์เตอร์

จากรูปที่ 3.13 เป็นการเขียนโปรแกรมในการช่วยคำนวณของวงจรบัสต์ คอนเวอร์เตอร์ โดยการจะทำการกำหนดค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ในวงจรจากนั้นจะทำการใส่ค่าตัวเหนี่ยวนำเข้าไปแล้วทำการเปรียบเทียบว่าอยู่ในเงื่อนไขใด ถ้าเป็นเงื่อนไขของโหมดกระแสต่อเนื่องก็จะนำค่าไปคำนวณในสูตรของโหมดกระแสต่อเนื่อง แต่ถ้าไม่ใช่ก็จะประมวลว่าอยู่ในโหมดกระแสไม่ต่อเนื่องหรือไม่ ถ้าใช่ก็นำค่าไปทำเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การคำนวณในสูตรของโหมดกระแสไม่ต่อเนื่อง โดยจะมีค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ที่จะเปลี่ยนไป ต่อมาก็ทำการกำหนดค่าของ ripple factor เพื่อที่จะทำการคำนวณค่าของตัวเก็บประจุที่ใช้



รูปที่ 3.14 แผนผังการทำงานโปรแกรมช่วยคำนวณของวงจรบัก - บุสต์ คอนเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 3.14 เป็นการแสดงขั้นตอนการเขียนโปรแกรมในการช่วยคำนวณของวงจรถัก – บูลต์คอนเวอร์เตอร์ ในการที่จะคำนวณค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ในวงจรโดยจะมีเงื่อนไขของการทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่องและโหมดกระแสไม่ต่อเนื่อง โดยใส่ค่าของตัวเหนี่ยวนำลงไปเปรียบเทียบกับค่าดูว่าทำงานในโหมดไหน ถ้าทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่องก็ทำการคำนวณโดยใช้สูตรของโหมดกระแสต่อเนื่อง แต่ถ้าไม่ใช่ก็จะเปรียบเทียบว่าเป็นโหมดกระแสต่อเนื่องหรือไม่ ถ้าใช่ก็นำมาคำนวณในสูตรของโหมดกระแสไม่ต่อเนื่อง ต่อมาก็ทำการหาค่าของตัวเก็บประจุโดยการกำหนดค่าของ ripple factor แล้วประมวลผลค่าของตัวเก็บประจุออกมา



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 4

### การออกแบบ

ในการออกแบบวงจรบัสต์ คอนเวอร์เตอร์และวงจรรีบก – บัสต์ คอนเวอร์เตอร์ซึ่งเป็นแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงส่วนมากจะมีแรงดันที่ไม่สูงมากนัก แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงส่วนใหญ่ที่ใช้กัน เช่น 5 V, 9 V, 12 V, 15 V, 24 V, 48 V ในการออกแบบทั้งสองวงจรจึงออกแบบให้จ่ายได้ถึง 48 V ความถี่ในการสวิตช์ไม่ควรเกิน 75 kHz เนื่องจากความถี่ลำดับที่สองจะเข้าสู่ย่านความถี่ของการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าหรือบางครั้งเรียกว่าการรบกวนทางสายตัวนำ (ความถี่วิทยุ) (conducted radio frequency disturbance) แต่การใช้งานที่ความถี่สูงจะทำให้อุปกรณ์ที่ใช้มีขนาดเล็กลง และต้องกำหนดค่าของ ripple factor ให้เป็นที่ยอมรับได้

#### 4.1 ออกแบบวงจรกำลังวงจรบัสต์ คอนเวอร์เตอร์

ในการออกแบบวงจรให้ แรงดันอินพุต 24 V แรงดันเอาต์พุต 48 V ความถี่ในการสวิตช์ 70 kHz ripple factor 0.5 เปอร์เซนต์ คำนวณหาค่า  $L$  ที่กระแสไหลต่ำสุด โดยใช้ความต้านทานโหลด เท่ากับ 40 โอห์ม

$$\frac{V_o}{V_s} = \frac{1}{1-D}$$

$$\frac{48}{24} = \frac{1}{1-D}$$

$$1-D = \frac{48}{25}$$

จะได้ Duty cycle ( $D$ )

$$D = 0.5$$

จะได้ตัวเหนี่ยวนำต่ำสุด ( $L_{min}$ )

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

$$L_{min} = \frac{0.5(1-0.5)^2 (40)}{2(70 \times 10^3)}$$

$$L_{min} = 35.71 \mu\text{H}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หาค่าตัวเก็บประจุที่ทำให้อัตราระลอกคลื่นเท่ากับ 0.5 %

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{D}{RCf}$$

$$C = \frac{D}{Rf \left( \frac{\Delta V_o}{V_o} \right)}$$

$$C = \frac{0.5}{40 \times 70 \times 10^3 \times 0.005}$$

$$C = 35.71 \mu\text{F}$$

#### 4.2 การเลือกมอสเฟตกำลัง

การเลือกใช้งานมอสเฟตกำลังในการทำงานแบบสวิตช์นั้น สิ่งที่ต้องคำนึงถึงก็คือ ซิดจำกัดที่จะใช้งานมอสเฟตกำลังในขณะนำกระแสและหยุดนำกระแสและหยุดนำกระแส เพื่อป้องกันการเสียหายที่อาจเกิดขึ้น ซึ่งพอจะสรุปได้ 4 อย่างคือ

1. ซิดแรงดันต่ำตกคร่อมและซอร์ส  $V_{ds}$  สูงที่สุดที่สามารถทนได้
2. ค่ากระแส  $I_d$  สูงที่สุดที่สามารถไหลผ่านได้โดยไม่ทำให้โครงสร้างภายในเสียหาย
3. ซิดจำกัดเนื่องจากค่าความต้านทานขณะที่น่ากระแส  $R_{ds(on)}$
4. ซิดจำกัดการระบายความร้อนของตัวถัง

กระแสที่ไหลผ่านมอสเฟตกำลังที่พิกัดเท่ากับ 2 แอมป์ โดยมีแรงดันขาออกสูงสุดของภาคกำลังคือ 48 โวลต์ ดังนั้นต้องเลือกที่พิกัดแรงดันมากกว่า 48 โวลต์

#### 4.3 การเลือกไดโอดกำลัง

เนื่องจากคอนเวอร์เตอร์จะมีความถี่ในการทำงานสูงคือ 70 kHz ดังนั้นไดโอดกำลังที่ใช้ในคอนเวอร์เตอร์จำเป็นต้องมีคุณสมบัติทั่วไปดังนี้คือ

1. มีแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสต่ำ
2. มีเวลาในการคืนตัวสั้น
3. สามารถทนกระแสได้สูง

สรุปเลือกอุปกรณ์

Power Mosfet เบอร์ IRFP 250 พิกัด 200 V 33 A

Power Diode เบอร์ MUR 840 พิกัด 400-600 V 8 A

ตัวเหนี่ยวนำ 35  $\mu\text{H}$

ตัวเหนี่ยวนำ 10  $\mu\text{H}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตัวเหนี่ยวนำ 72  $\mu\text{H}$

Capacitor 470  $\mu\text{F}$

#### 4.4 การคำนวณจำนวนรอบของการพันตัวเหนี่ยวนำและขนาดของลวดตัวนำ

จากสูตร 
$$N^2 = \frac{L}{A_L}$$

เลือกแกนเหล็กผงโลหะอัด (powder core) แบบทอรอยด์เบอร์ T157-26

จากข้อมูลที่ Data sheet ค่า  $A_L = 100 \text{ nH/N}^2$

ต้องการค่าของตัวเหนี่ยวนำ 10  $\mu\text{H}$

$$N^2 = \frac{10 \times 10^{-6}}{100 \times 10^{-9}}$$

$$N = 10 \text{ รอบ}$$

ต้องการค่าของตัวเหนี่ยวนำ 25  $\mu\text{H}$

$$N^2 = \frac{25 \times 10^{-6}}{100 \times 10^{-9}}$$

$$N = 15.8 \text{ รอบ}$$

ต้องการค่าของตัวเหนี่ยวนำ 37  $\mu\text{H}$

$$N^2 = \frac{37 \times 10^{-6}}{100 \times 10^{-9}}$$

$$N = 19.23 \text{ รอบ}$$

คำนวณหาขนาดลวดตัวนำ

จากสูตร 
$$a = \frac{I}{J} \text{ mm}^2$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$J$  หมายถึง ความหนาแน่นกระแส ( $A/mm^2$ )

$a$  หมายถึง พื้นที่หน้าตัดของตัวนำซึ่งกระแสไหลผ่าน ( $mm^2$ )

เมื่อ

$$I = 10 \text{ A}$$

$$J = 3.5 \text{ A/mm}^2$$

ดังนั้น

$$a = \frac{10}{3.5} \text{ mm}^2$$

$$a = 2.85 \text{ mm}^2$$

เลือกลวด SWG เบอร์# 14

#### 4.5 ออกแบบวงจรกำลังวงจรบิก – บูสต์ คอนเวอร์เตอร์

ในการออกแบบวงจรให้ แรงดันอินพุต 24 V แรงดันเอาต์พุต -48 V ความถี่ในการสวิตช์ 70 kHz ripple factor น้อยกว่า 0.5 เปอร์เซนต์ คำนวณหาค่า  $L$  ที่กระแสไหลต่ำสุด โดยเลือกค่าความต้านทานโหลดเท่ากับ 40 โอห์ม

$$\frac{V_o}{V_s} = \frac{-D}{1-D}$$

$$\frac{-48}{24} = \frac{-D}{1-D}$$

$$D = \frac{2}{3}$$

$$D = 0.67$$

หาค่าตัวเหนี่ยวนำที่เล็กที่สุด

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

$$L_{\min} = \frac{(1-0.67)^2 (40)}{2(70 \times 10^3)}$$

$$L_{\min} = 31.14 \mu\text{H}$$

หาค่าตัวเก็บประจุที่ทำให้อัตราระลอกคลื่นเท่ากับ 0.5%

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{D}{RCf}$$

$$C = \frac{D}{Rf \left( \frac{\Delta V_o}{V_o} \right)}$$

$$C = \frac{0.67}{40 \times 70 \times 10^3 \times 0.005}$$

$$C = 47.85 \mu\text{F}$$

สรุปเลือกอุปกรณ์

Power Mosfet เบอร์ IRF 9640 พิกัด -200 V 11 A (2 ตัวขนานกัน)

Power Diode เบอร์ MUR 840 พิกัด 400-600 V 8 A

ตัวเหนี่ยวนำ 31  $\mu\text{H}$

ตัวเหนี่ยวนำ 8  $\mu\text{H}$

ตัวเหนี่ยวนำ 102  $\mu\text{H}$

capacitor 470  $\mu\text{F}$

#### 4.6 การคำนวณจำนวนรอบของการพันตัวเหนี่ยวนำและขนาดของลวดตัวนำของวงจรมอเตอร์คอนเวอร์เตอร์

จากสูตร

$$N^2 = \frac{L}{A_L}$$

เลือกแกนเหล็กผงโลหะอัด (powder core) แบบทอรอยด์เบอร์ T157-26

จากข้อมูลที่ Data sheet ค่า  $A_L = 100 \text{ nH/N}^2$

ต้องการค่าของตัวเหนี่ยวนำ 8  $\mu\text{H}$

$$N^2 = \frac{8 \times 10^{-6}}{100 \times 10^{-9}}$$

$$N = 8.9 \text{ รอบ}$$

ต้องการค่าของตัวเหนี่ยวนำ 23  $\mu\text{H}$

$$N^2 = \frac{23 \times 10^{-6}}{100 \times 10^{-9}}$$

$$N = 15.16 \text{ รอบ}$$

ต้องการค่าของตัวเหนี่ยวนำ 71  $\mu\text{H}$

$$N^2 = \frac{71 \times 10^{-6}}{100 \times 10^{-9}}$$

$$N = 26.64 \text{ รอบ}$$

คำนวณหาขนาดลวดตัวนำ

จากสูตร  $a = \frac{I}{J} \text{ mm}^2$

$J$  หมายถึง ความหนาแน่นกระแส ( $\text{A}/\text{mm}^2$ )

$a$  หมายถึง พื้นที่หน้าตัดของตัวนำซึ่งกระแสไหลผ่าน ( $\text{mm}^2$ )

เมื่อ

$$I = 10 \text{ A}$$

$$J = 3.5 \text{ A}/\text{mm}^2$$

ดังนั้น

$$a = \frac{10}{3.5} \text{ mm}^2$$

$$a = 2.85 \text{ mm}^2$$

เลือกลวด SWG เบอร์ # 14

#### 4.7 การออกแบบวงควบคุม

ความถี่ในการสวิตช์เท่ากับ 70 kHz

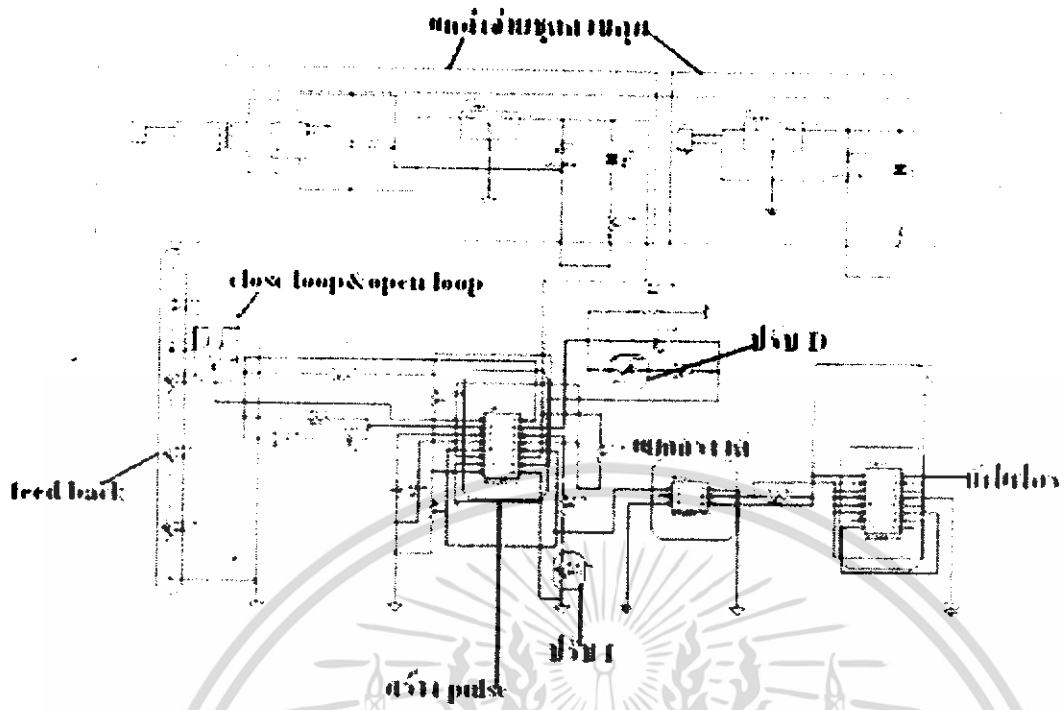
กำหนดให้  $C_T = 0.01 \mu\text{F}$

$$f = \frac{1.1}{R_T \times C_T}$$

ดังนั้นจะได้ค่า  $R_T$

$$R_T = \frac{1.1}{f \times C_T} = \frac{1.1}{70 \times 10^3 \times 0.01 \times 10^{-6}} = 1571.42 \Omega$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.1 วงจรควบคุมทั้ง open loop และ close loop

#### อุปกรณ์ที่ใช้ในวงจรควบคุม

1. หม้อแปลง 220/15 V	1	ตัว
2. ฟูลบริดจ์เรกติไฟร์	1	ตัว
3. TL 494	1	ตัว
4. H11L1	1	ตัว
5. CD 4049UB	1	ตัว
6. ตัวต้านทาน	150 $\Omega$	1 ตัว
	200 $\Omega$	1 ตัว
	1 k $\Omega$	1 ตัว
	2 k $\Omega$	1 ตัว
	5.1 k $\Omega$	2 ตัว
	10 k $\Omega$	2 ตัว
	12 k $\Omega$	1 ตัว
	15 k $\Omega$	1 ตัว
	47 k $\Omega$	1 ตัว
	100 k $\Omega$	1 ตัว
	1 M $\Omega$	1 ตัว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

7. ตัวต้านทานปรับค่าได้	1 k $\Omega$	1	ตัว
	5 k $\Omega$	1	ตัว
	10 k $\Omega$	1	ตัว
	50 k $\Omega$	1	ตัว
	100 k $\Omega$	1	ตัว

5. Capacitor	0.01 $\mu$ F	1	ตัว
	0.1 $\mu$ F	1	ตัว
	10 $\mu$ F	1	ตัว
	2200 $\mu$ F	2	ตัว
	4700 $\mu$ F	2	ตัว



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 5

### การทดลองและผลการทดลอง

#### วัตถุประสงค์

1. เพื่อให้เข้าใจถึงหลักการทำงานของวงจรมอเตอร์ คอนเวอร์เตอร์
2. เพื่อให้ทราบถึงการทำงานในโหมดของกระแสต่อเนื่องและไม่ต่อเนื่อง
3. เพื่อให้ทราบถึงการทำงานแบบ close loop และ open loop

#### เครื่องมือและอุปกรณ์

1. ชุดทดลองเพื่อการศึกษาวงจรมอเตอร์ คอนเวอร์เตอร์
2. ชุดโหลดมีสวิตช์เปลี่ยนค่าได้ระหว่าง 20 โอห์มกับ 40 โอห์ม
3. มิเตอร์สำหรับวัดแรงดันไฟฟ้า
4. scope และ current probe
5. หม้อแปลงไฟฟ้ากระแสตรง

#### ขั้นตอนการทดลอง

1. ทำการจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงเท่ากับ 24 โวลต์ให้วงจรมอเตอร์ คอนเวอร์เตอร์โดยทำการจ่ายโหลดที่โหลด 40 โอห์ม ที่ค่าตัวเหนี่ยวนำเท่ากับ ตัวเหนี่ยวนำที่เล็กที่สุด ให้วงจรทำงานในโหมด open loop เก็บผลการทดลองรูปคลื่นกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ และแรงดันไฟฟ้าด้านออก
2. ทำการเปลี่ยนค่าตัวเหนี่ยวนำมาเป็นค่าตัวเหนี่ยวนำที่น้อยกว่าค่าตัวเหนี่ยวนำที่เล็กที่สุด แล้วทำการเก็บผลค่าของแรงดันไฟฟ้าด้านออกและกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ
3. ทำการเปลี่ยนค่าตัวเหนี่ยวนำเป็นตัวเหนี่ยวนำที่มีค่ามากกว่าตัวเหนี่ยวนำที่เล็กที่สุด แล้วเก็บผลรูปคลื่นของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำและผลของแรงดันไฟฟ้าด้านออกดูความเปลี่ยนแปลงเมื่อทำการเปลี่ยนค่าตัวเหนี่ยวนำ
4. ที่ค่าตัวเหนี่ยวนำมาเป็นตัวเหนี่ยวนำที่มากที่สุด แล้วทำการทดลองเปลี่ยนค่า Duty ratio ตั้งแต่ 0.2 – 0.7 ดูผลของแรงดันไฟฟ้าด้านออก และกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ
5. เปลี่ยนการทำงานมาเป็น close loop ทำการเปลี่ยนโหลดความต้านทานมาเป็น 20 โอห์ม เพื่อดูว่า close loop สามารถทำการรักษาระดับแรงดันได้หรือไม่
7. นำค่าที่ได้จากการทดลองทั้งหมดมาเปรียบเทียบกับค่าจากการจำลองการทำงาน แล้วทำการวิเคราะห์ผล
8. สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 5.1 ผลที่ได้จากการจำลองการทำงาน และจากการทดลองจริงของวงจรบูสต์ คอนเวอร์เตอร์ เมื่อทำการเปลี่ยนค่าตัวเหนี่ยวนำ

เงื่อนไข		แรงดันไฟฟ้า ด้านออก(V)		ripple factor (%)		ค่ากระแสที่ไหล ผ่าน L (A)		Duty ratio	
L ( $\mu\text{H}$ )	R ( $\Omega$ )	จำลอง	ทดลอง	จำลอง	ทดลอง	จำลอง	ทดลอง	จำลอง	ทดลอง
35	40	48.8	48.8	0.038	0.36	2.83	2.45	0.5	0.47
10	40	46.7	48	0.055	0.12	2.62	2.8	0.26	0.36
72	40	48.5	48.4	0.039	0.26	2.80	2.47	0.5	0.48

ตารางที่ 5.2 ผลที่ได้จากการจำลองการทำงาน และจากการทดลองจริงของวงจรบูสต์ คอนเวอร์เตอร์ ที่ค่าตัวเหนี่ยวนำเท่ากับ  $72 \mu\text{H}$  และค่าความต้านทานโหลดเท่ากับ 40 โอห์ม เมื่อทำการเปลี่ยนค่า Duty ratio ตั้งแต่ 0.2 ถึง 0.7

Duty ratio	แรงดันไฟฟ้าด้านออก (V)		ripple factor (%)		ค่ากระแสที่ไหลผ่าน L (A)	
	จำลอง	ทดลอง	จำลอง	ทดลอง	จำลอง	ทดลอง
0.2	33.6	33.18	0.02	0.19	1.2	1.34
0.3	38.79	38.27	0.025	0.63	1.6	1.54
0.4	44.5	42.29	0.033	0.27	2.3	2.01
0.5	48.5	48.53	0.039	0.22	2.8	2.53
0.6	63.93	62.82	0.041	0.54	5.91	5.48
0.7	81.06	78.39	0.056	0.58	8.53	8.72

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 5.3 ผลที่ได้จากการจำลองการทำงาน และจากการทดลองจริงของวงจรบัค-บูสต์ คอนเวอร์เตอร์ เมื่อทำการเปลี่ยนค่าตัวเหนี่ยวนำ

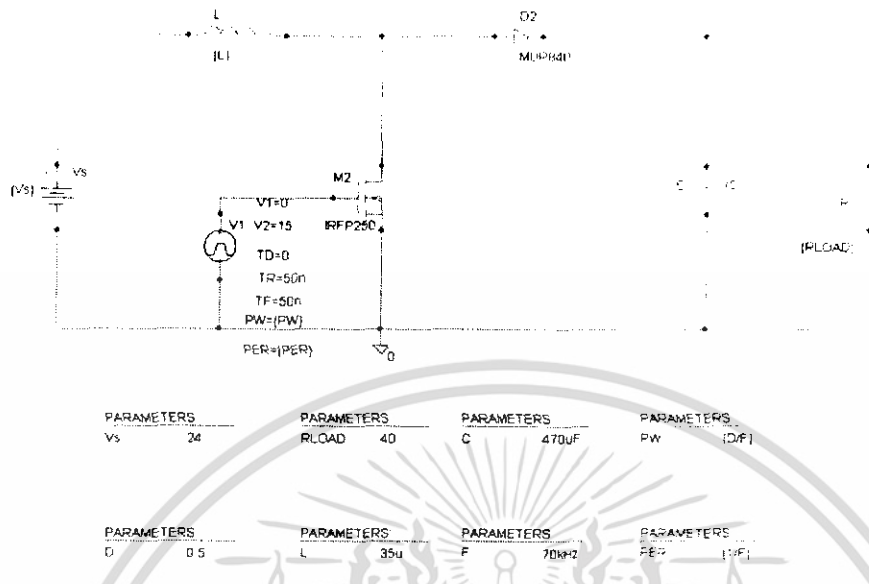
เงื่อนไข		แรงดันไฟฟ้า ต้านออก (V)		ripple factor (%)		ค่ากระแสที่ไหล ผ่าน L (A)		Duty ratio	
L ( $\mu\text{H}$ )	R ( $\Omega$ )	จำลอง	ทดลอง	จำลอง	ทดลอง	จำลอง	ทดลอง	จำลอง	ทดลอง
31	40	48.5	48	0.047	0.19	5.8	4.57	0.67	0.66
8	40	48.0	48.8	0.071	0.06	5.01	5.01	0.38	0.38
102	40	48.9	48.4	0.053	0.16	5.2	4.82	0.67	0.65

ตารางที่ 5.4 ผลที่ได้จากการจำลองการทำงาน และจากการทดลองจริงของวงจรบัค-บูสต์ คอนเวอร์เตอร์ ที่ค่าตัวเหนี่ยวนำเท่ากับ 102  $\mu\text{H}$  และค่าความต้านทานโหลดเท่ากับ 40 โอห์ม เมื่อทำการเปลี่ยนค่า Duty Ratio ตั้งแต่ 0.2 ถึง 0.7

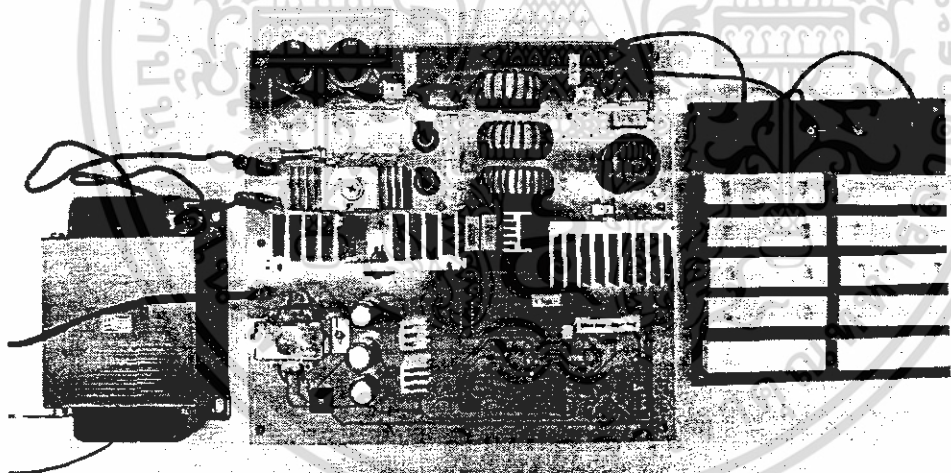
Duty Ratio (D)	แรงดันไฟฟ้าขาออก (V)		ripple factor (%)		ค่ากระแสที่ไหลผ่าน L (A)	
	จำลอง	ทดลอง	จำลอง	ทดลอง	จำลอง	ทดลอง
0.2	10.41	10.46	0.039	0.053	0.44	0.43
0.3	15.22	15.56	0.045	0.067	0.67	0.66
0.4	21.30	21.29	0.043	0.095	1.12	0.98
0.5	30.80	28.37	0.035	0.149	2.10	1.69
0.6	40.00	39.70	0.051	0.240	3.23	2.99
0.7	53.40	53.80	0.054	0.350	6.40	5.98

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 5.1 ผลที่ได้จากการจำลองการทำงานและการวัดจริงของวงจรบูสต์ คอนเวอร์เตอร์



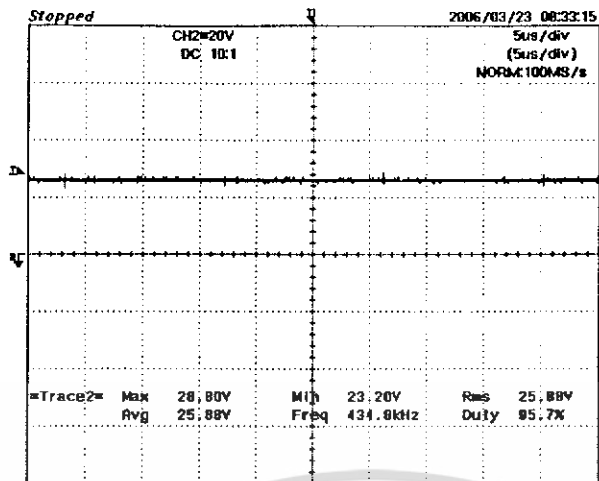
รูปที่ 5.1 วงจรการจำลองการทำงาน



รูปที่ 5.2 วงจรบูสต์ คอนเวอร์เตอร์ที่ใช้ในการทดลองจริง

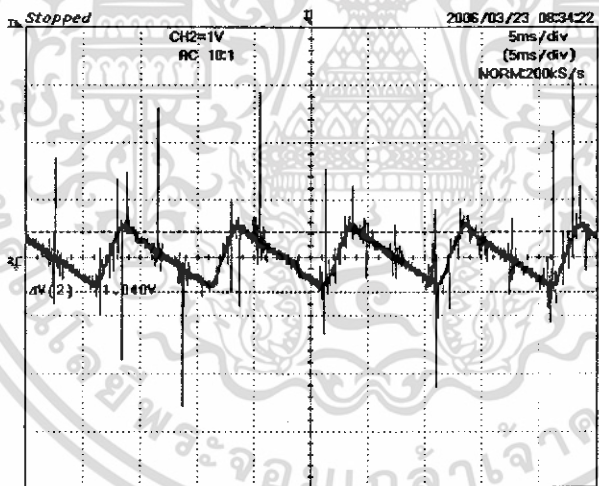
5.1.1 ผลที่ได้จากการจำลองการทำงานและการวัดจริงที่ค่าตัวเหนี่ยวนำเท่ากับ  $35 \mu\text{H}$ ,  $10 \mu\text{H}$  และ  $72 \mu\text{H}$  โดยใช้ R-load 40 โอห์ม ของวงจรบูสต์ คอนเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Filter: Smoothing: OFF, BW: FULL  
 Offset: CH1: 0.00V, CH2: 0.0V  
 Record Length: Main: 5K, Zoom: 5K  
 Trigger: Mode: AUTO, Type: EDGE CH2, Delay: 0.0ms, Hold Off: MINIMUM

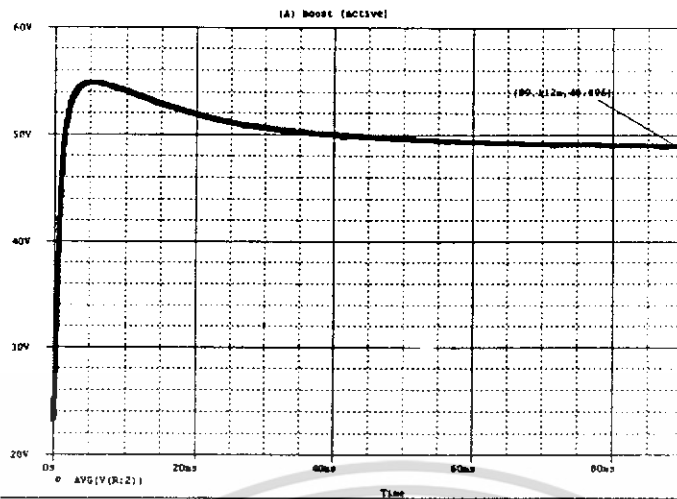
รูปที่ 5.3 แรงดันไฟฟ้าด้านเข้าจากการวัดจริง



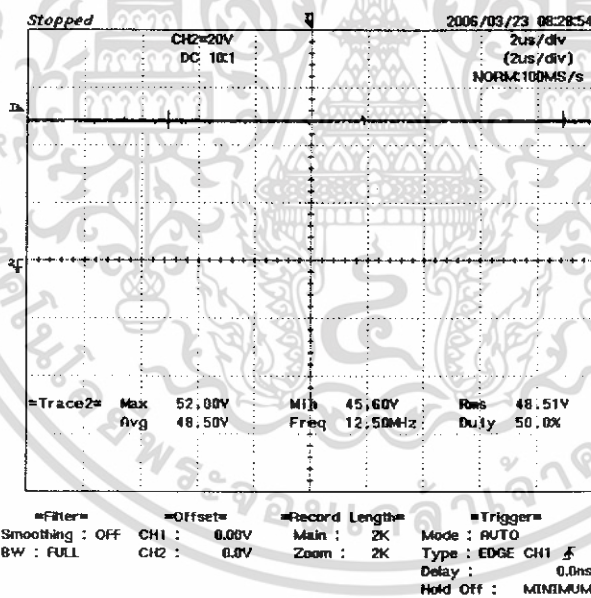
Filter: Smoothing: OFF, BW: FULL  
 Offset: CH1: 0.00V, CH2: -----  
 Record Length: Main: 10K, Zoom: 10K  
 Trigger: Mode: AUTO, Type: EDGE CH2, Delay: 0.0ms, Hold Off: MINIMUM

รูปที่ 5.4 ระลอกคลื่นของแรงดันไฟฟ้าด้านเข้าจากการวัดจริง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

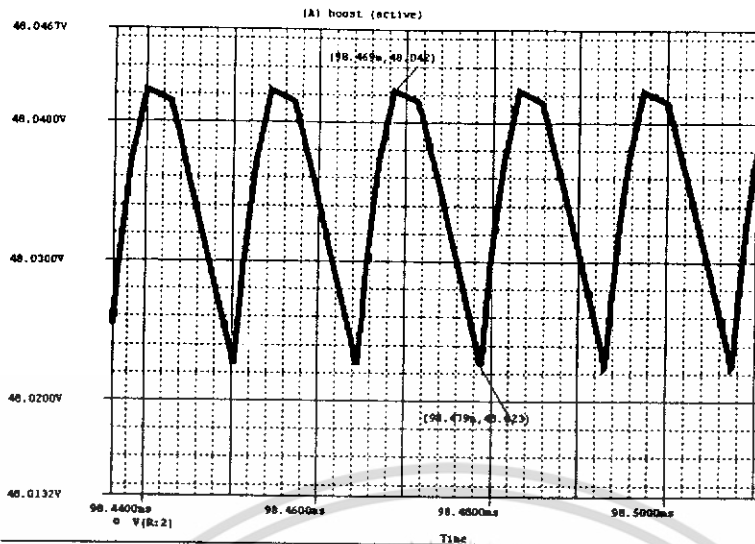


รูปที่ 5.5 แรงดันไฟฟ้าด้านนอกจากการจำลองการทำงานที่  $L = 35 \mu\text{H}$

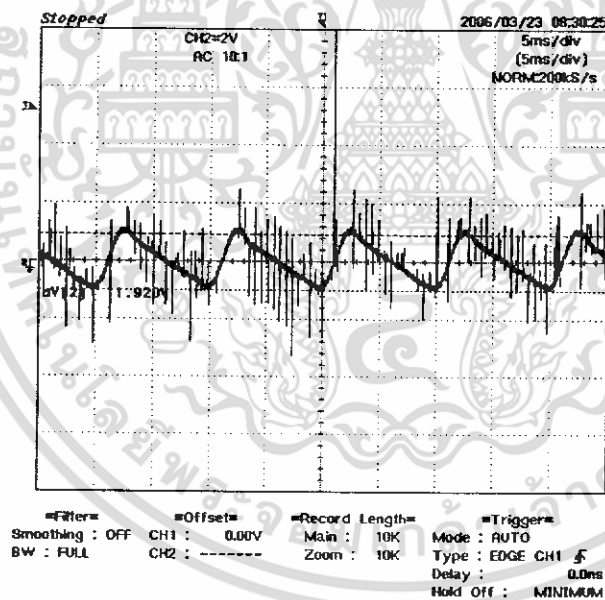


รูปที่ 5.6 แรงดันไฟฟ้าด้านนอกจากการวัดจริงที่  $L = 35 \mu\text{H}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

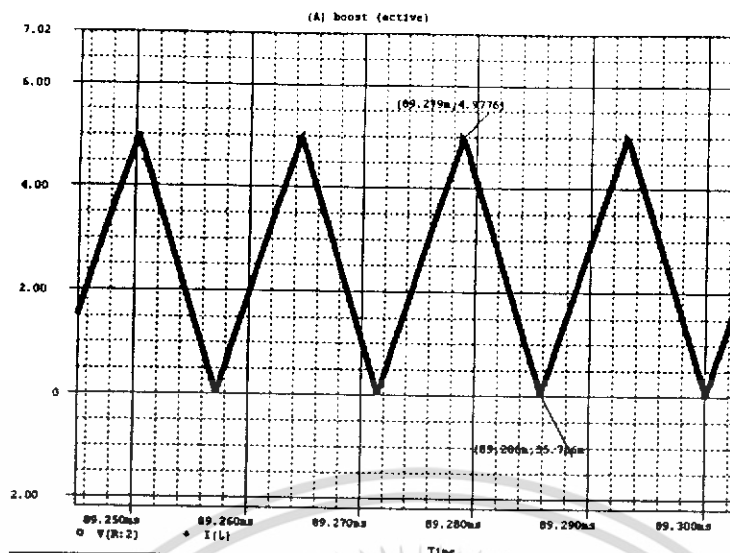


รูปที่ 5.7 ระลอกคลื่นของแรงดันไฟฟ้าด้านนอกจากการจำลองการทำงานที่  $L = 35 \mu\text{H}$

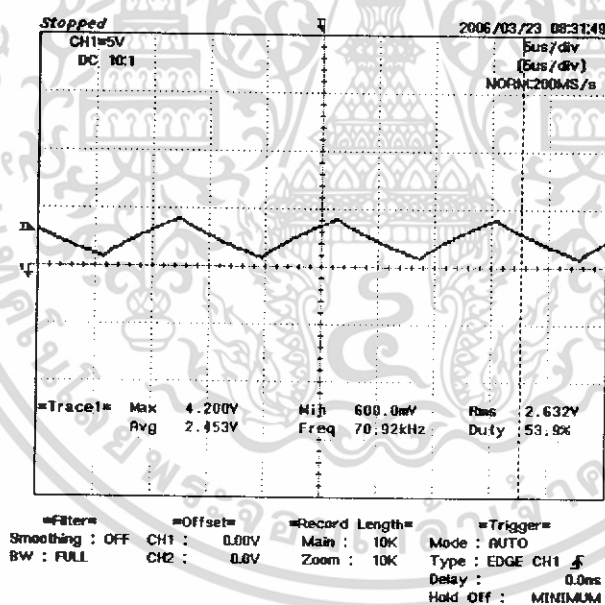


รูปที่ 5.8 ระลอกคลื่นของแรงดันไฟฟ้าด้านนอกจากการวัดจริงที่  $L = 35 \mu\text{H}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

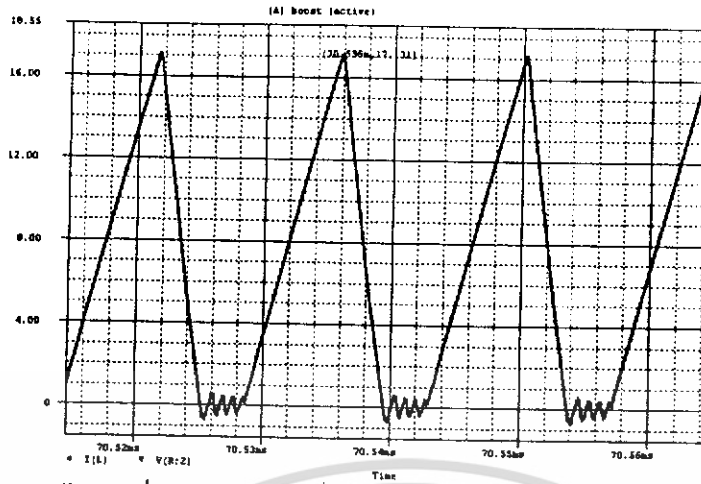


รูปที่ 5.9 กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำจากการจำลองการทำงานที่  $L = 35 \mu\text{H}$

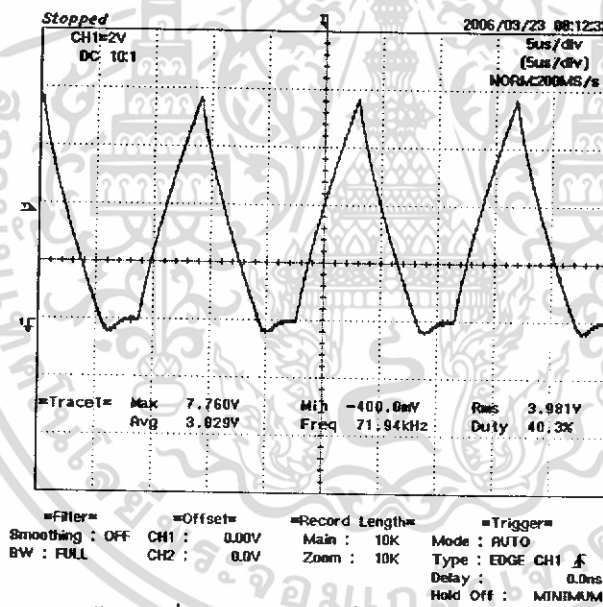


รูปที่ 5.10 กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำจากการวัดจริงที่  $L = 35 \mu\text{H}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

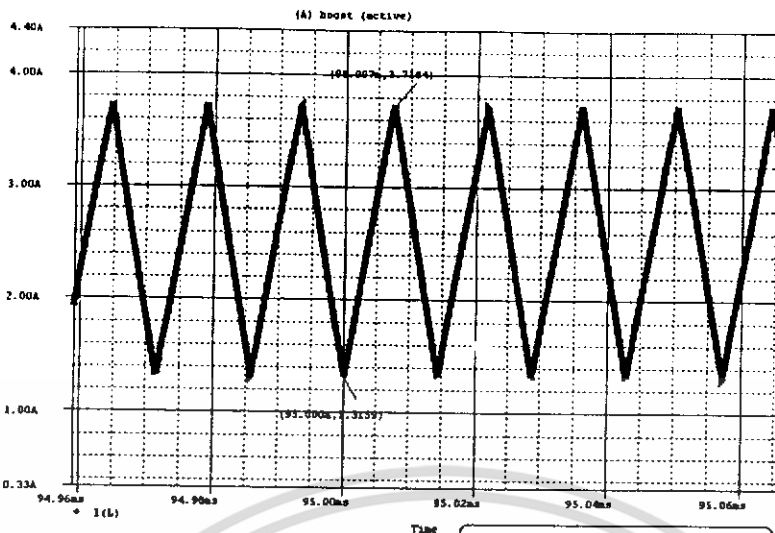


รูปที่ 5.11 กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำจากการจำลองการทำงานที่  $L = 10 \mu\text{H}$

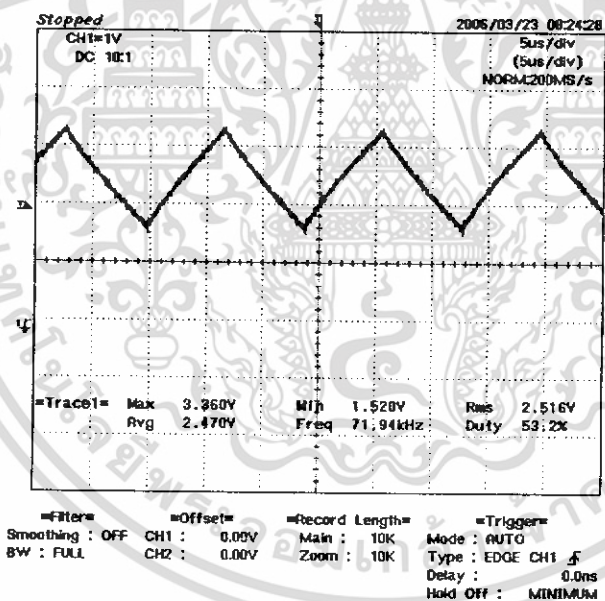


รูปที่ 5.12 กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำจากการวัดจริงที่  $L = 10 \mu\text{H}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.13 กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำจากการจำลองการทำงานที่  $L = 72 \mu\text{H}$

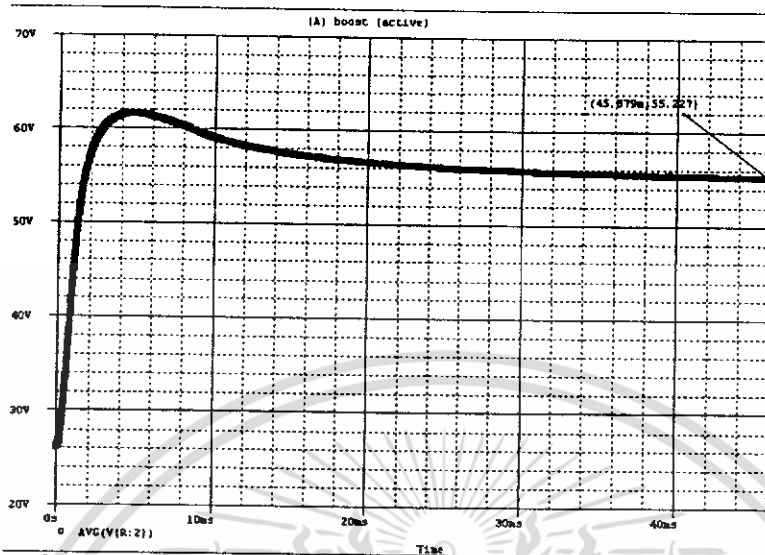


รูปที่ 5.14 กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำจากการวัดจริงที่  $L = 72 \mu\text{H}$

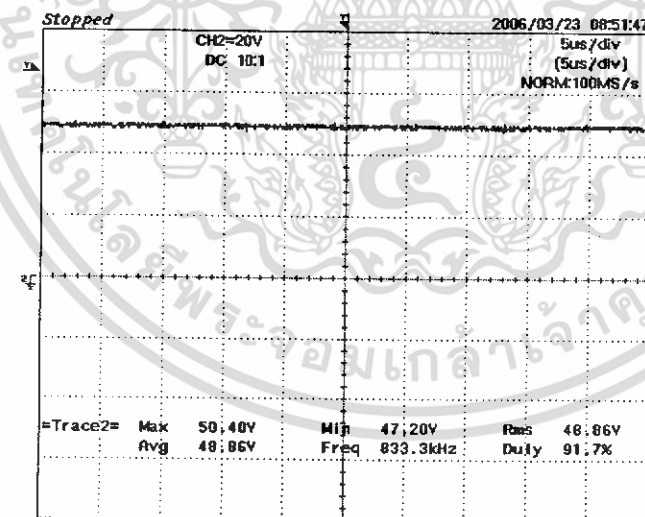
จากรูปที่ 5.3 ถึงรูปที่ 5.8 เป็นการแสดงผลที่ได้จากการจำลองการทำงานและการวัดจริงที่ค่าตัวเหนี่ยวนำเท่ากับ  $35 \mu\text{H}$  เพื่อดูผลของแรงดันไฟฟ้าต้านออกที่พิกัด รูปที่ 5.9 ถึง รูปที่ 5.14 เป็นการแสดงผลของการเปลี่ยนค่าตัวเหนี่ยวนำว่ามีผลอย่างไร โดยผลที่ได้คือที่ค่า  $L = 35 \mu\text{H}$  นั้นกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่อง ซึ่ง  $L = 35 \mu\text{H}$  คือค่าตัวเหนี่ยวนำที่เล็กที่สุดที่ทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่อง ดังแสดงในรูปที่ 5.9 และ รูปที่ 5.10 เมื่อการเปลี่ยนค่า  $L = 10 \mu\text{H}$  ซึ่งเล็กกว่าค่าตัวเหนี่ยวนำที่เล็กที่สุดที่ทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่องนั้น กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำจะทำงานใน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้





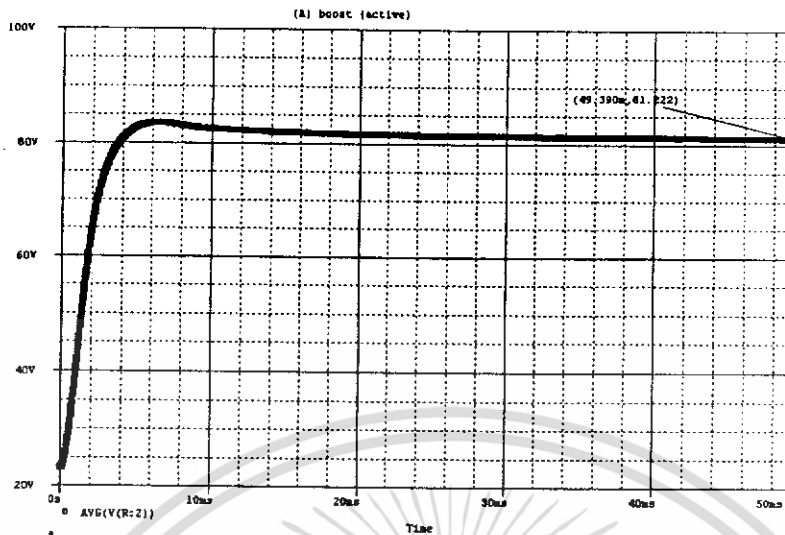
รูปที่ 5.17 แรงดันไฟฟ้าต้านออกจากการจำลองการทำงานที่  $D = 0.5$



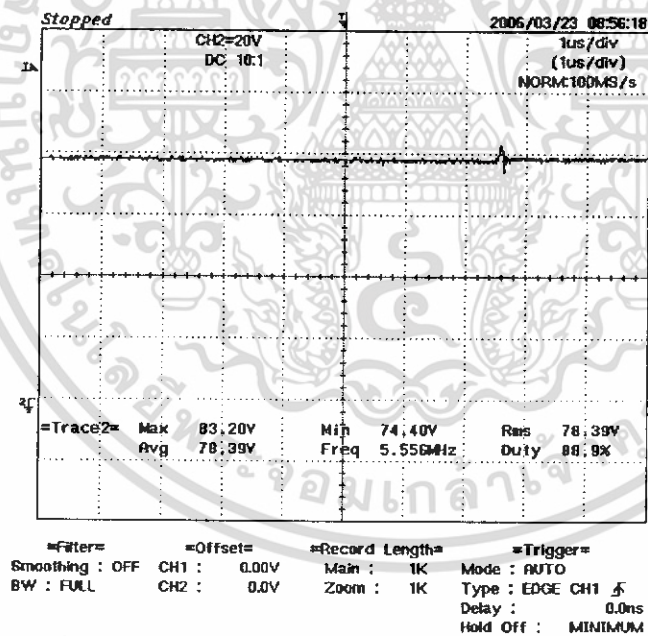
=Filter=      =Offset=      =Record Length=      =Trigger=  
Smoothing : OFF    CH1 : 0.00V    Main : 5K    Mode : AUTO  
BW : FULL    CH2 : 0.0V    Zoom : 5K    Type : EDGE CH1  $\downarrow$   
Delay : 0.0ns  
Hold Off : MINIMUM

รูปที่ 5.18 แรงดันไฟฟ้าต้านออกจากการวัดจริงที่  $D = 0.5$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.19 แรงดันไฟฟ้าด้านออกจากการจำลองการทำงานที่  $D = 0.7$

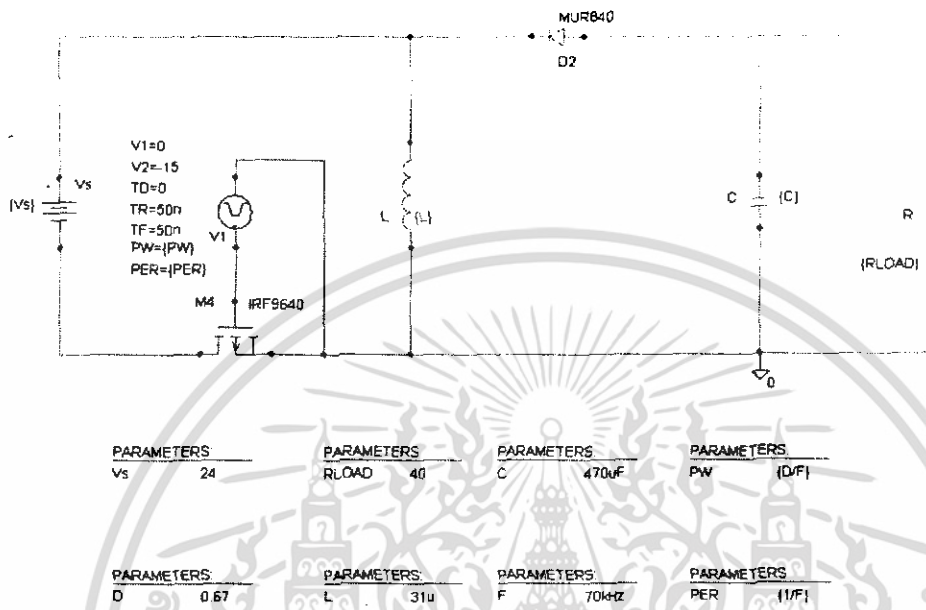


รูปที่ 5.20 แรงดันไฟฟ้าด้านออกจากการวัดจริงที่  $D = 0.7$

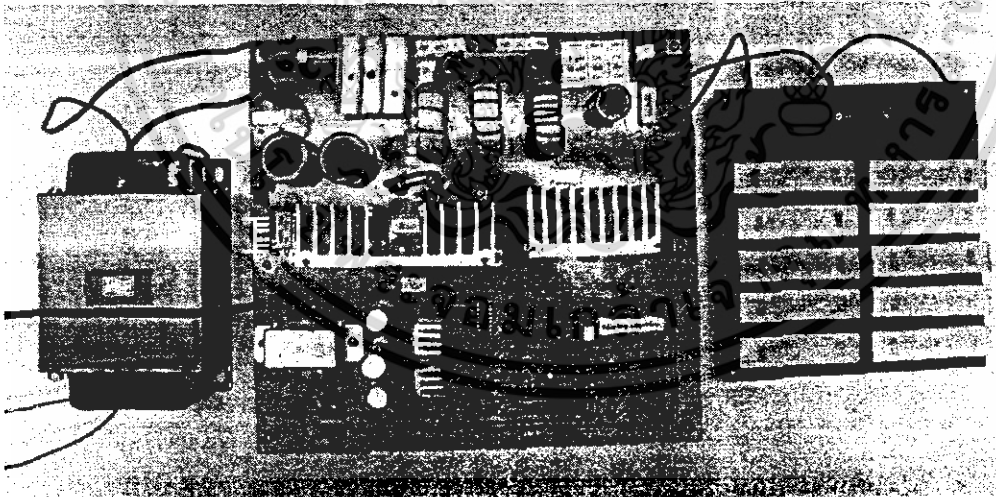
จากรูปที่ 5.15 ถึงรูปที่ 5.20 แสดงค่าแรงดันไฟฟ้าด้านออกจากการจำลองการทำงานและจากการวัดจริงเมื่อทำการปรับค่า Duty ratio ผลที่ได้คือค่า Duty ratio สูงขึ้นแรงดันไฟฟ้าก็สูงขึ้นตามด้วย โดยเมื่อเปรียบเทียบค่าที่ได้จากการจำลองการทำงานนั้นมีค่าใกล้เคียงกันกับค่าที่วัดได้จริง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 5.2 ผลที่ได้จากการจำลองและทดลองของวงจรบัพ – บุสต์ คอนเวอร์เตอร์



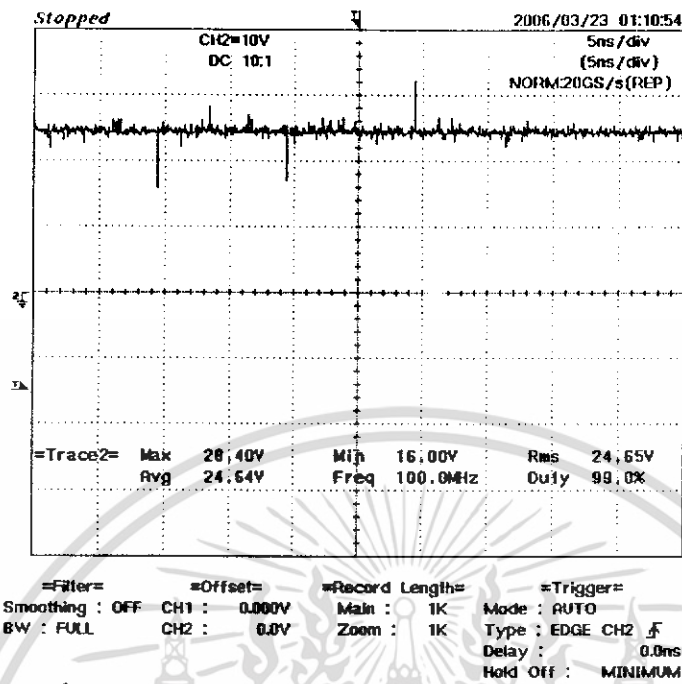
รูปที่ 5.21 วงจรการจำลองการทำงานวงจรบัพ – บุสต์ คอนเวอร์เตอร์



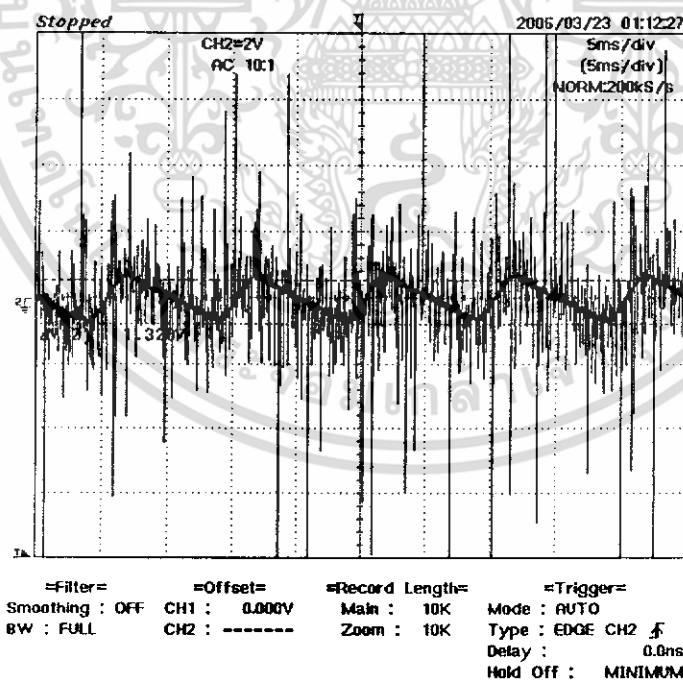
รูปที่ 5.22 วงจรบัพ – บุสต์ คอนเวอร์เตอร์ที่ใช้ในการทดลองจริง

5.2.1 ผลที่ได้จากการจำลองการทำงานและการวัดจริงที่ค่าตัวเหนี่ยวนำเท่ากับ  $31 \mu\text{H}$  ,  $8 \mu\text{H}$  และ  $102 \mu\text{H}$  โดยใช้ R – load 40 โอห์ม ของวงจรบัพ – บุสต์ คอนเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



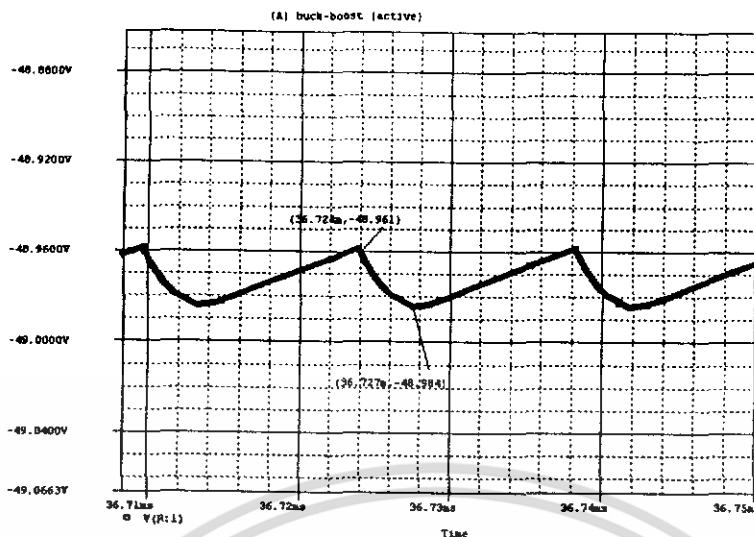
รูปที่ 5.23 แรงดันไฟฟ้าด้านเข้าจากการวัดจริงที่  $L = 31 \mu\text{H}$



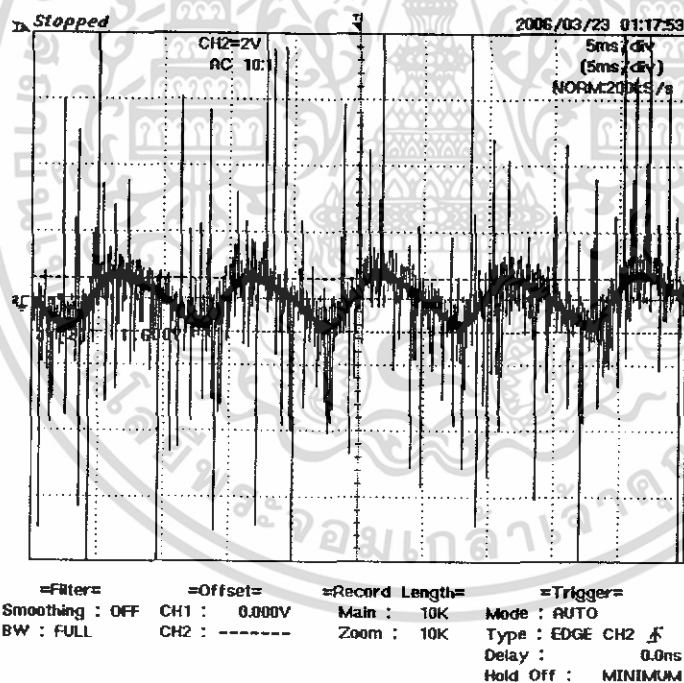
รูปที่ 5.24 ระลอกคลื่นของแรงดันไฟฟ้าด้านเข้าจากการวัดจริง  $L = 31 \mu\text{H}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



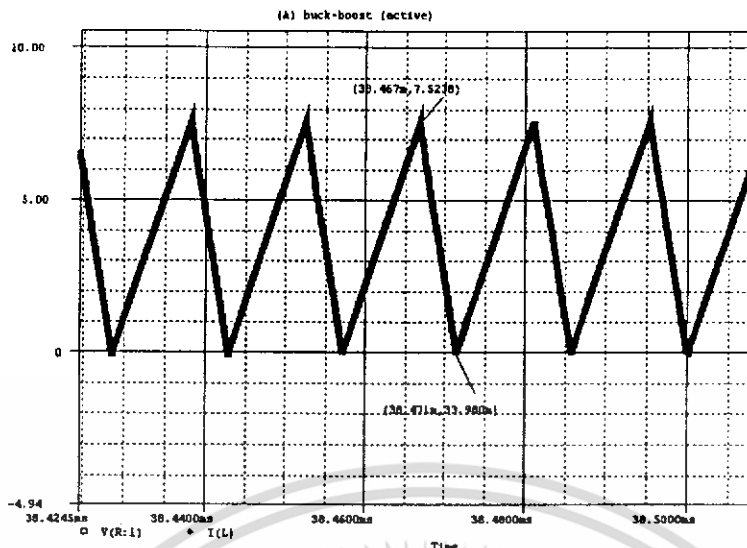


รูปที่ 5.27 ระลอกคลื่นของแรงดันไฟฟ้าต้านออกจากการจำลองการทำงานที่  $L = 31 \mu\text{H}$

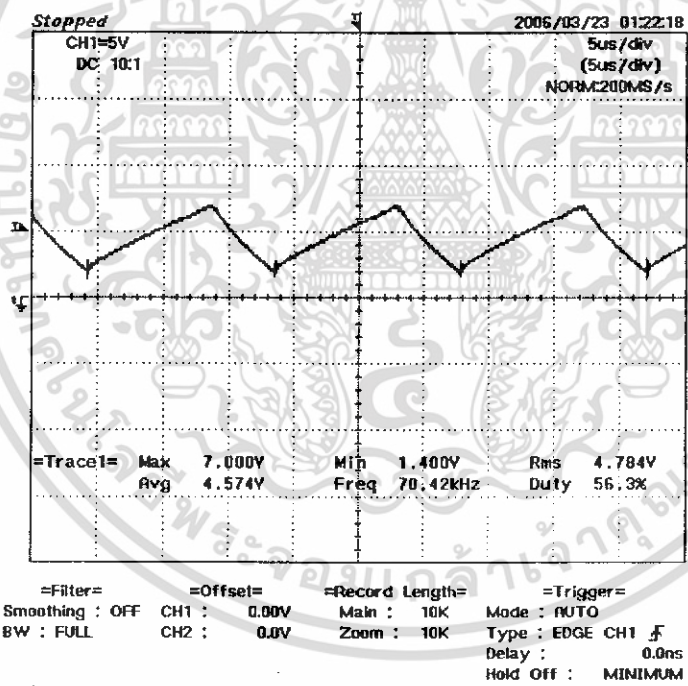


รูปที่ 5.28 ระลอกคลื่นของแรงดันไฟฟ้าต้านออกจากการวัดจริงที่  $L = 31 \mu\text{H}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

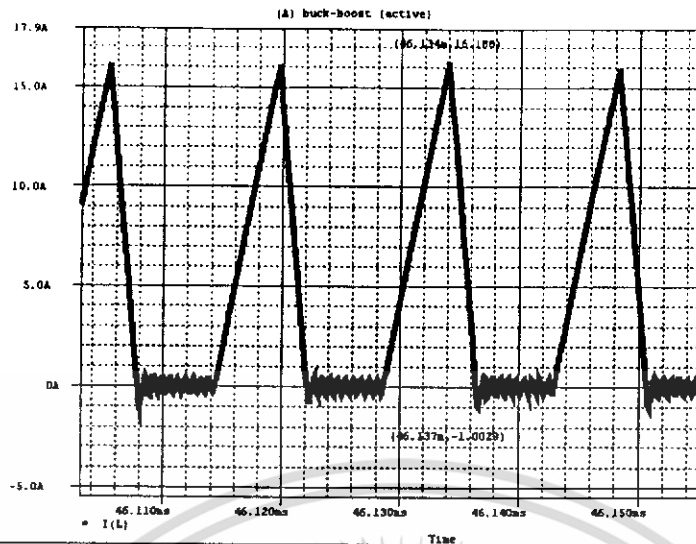


รูปที่ 5.29 กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำจากการจำลองการทำงานที่  $L = 31 \mu\text{H}$

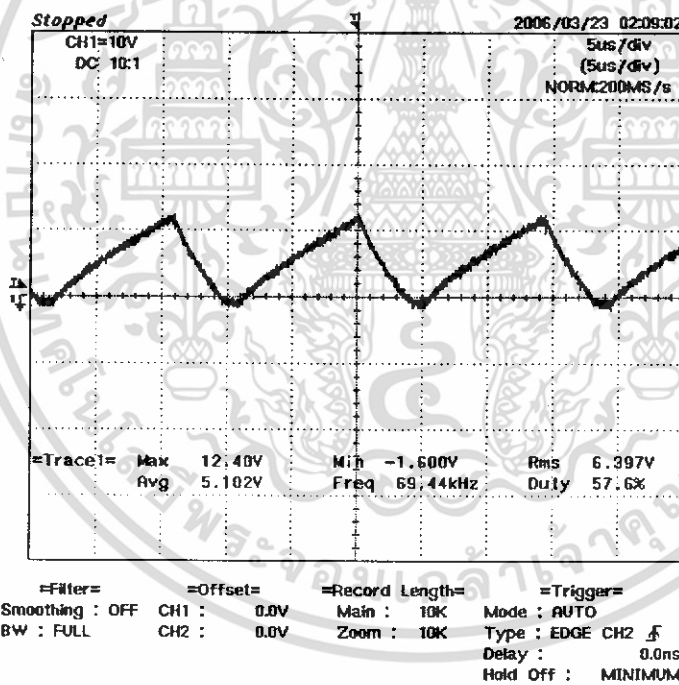


รูปที่ 5.30 กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำจากการวัดจริงที่  $L = 31 \mu\text{H}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

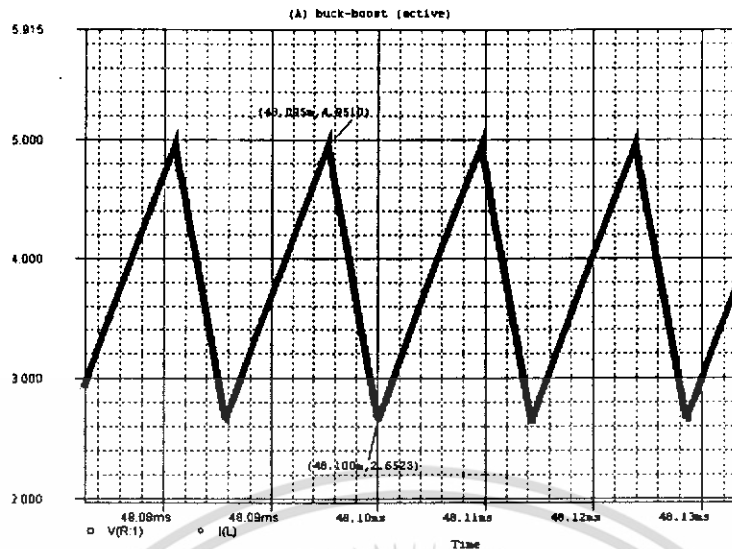


รูปที่ 5.31 กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำจากการจำลองการทำงานที่  $L = 8 \mu\text{H}$

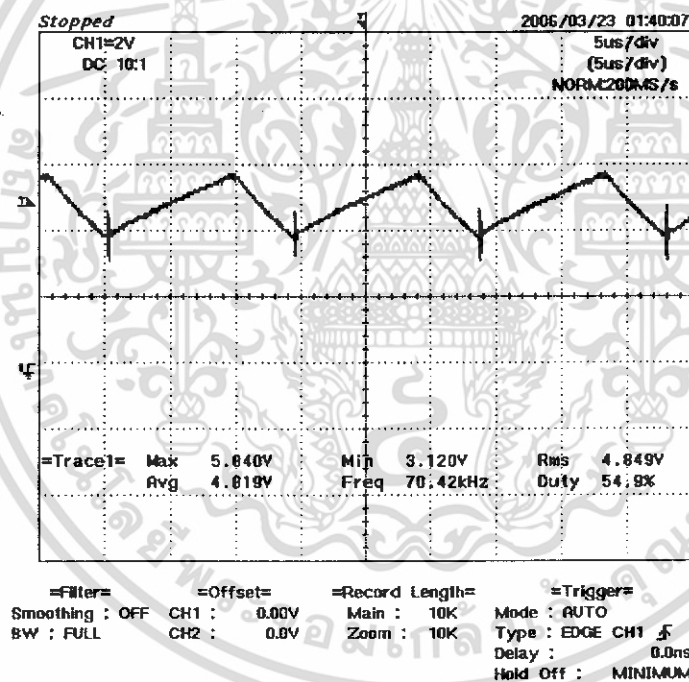


รูปที่ 5.32 กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำจากการวัดจริงที่  $L = 8 \mu\text{H}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.33 กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำจากการจำลองการทำงานที่  $L = 102 \mu\text{H}$



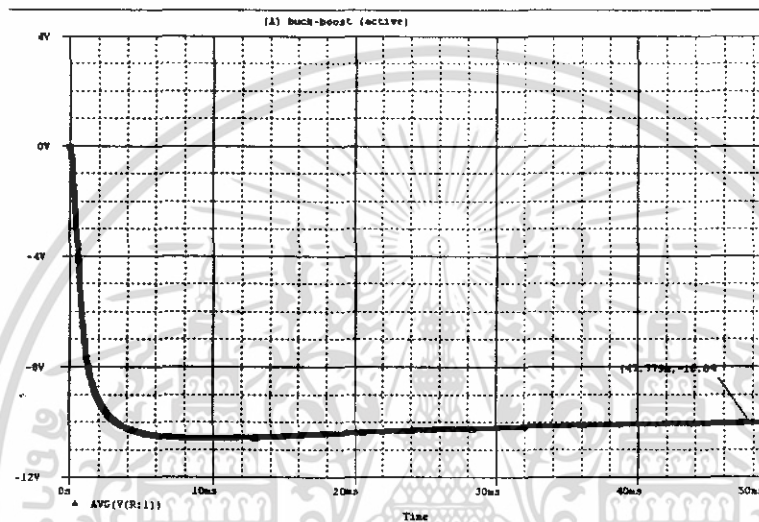
รูปที่ 5.34 กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำจากการวัดจริงที่  $L = 102 \mu\text{H}$

จากรูปที่ 5.23 - 5.28 เป็นการแสดงผลของแรงดันไฟฟ้าด้านเข้าและด้านออกที่ได้จากการจำลองการทำงานและการวัดจริงของวงจรบัพ – บูสต์ คอนเวอร์เตอร์ ที่พิกัดคือที่ค่าตัวเหนี่ยวนำเท่ากับ  $31 \mu\text{H}$  จากรูปที่ 5.29 ถึงรูปที่ 5.34 เพื่อดูผลของการเปลี่ยนค่าตัวเหนี่ยวนำว่ามีผลอย่างไร โดยผลที่ได้คือที่ค่า  $L = 31 \mu\text{H}$  นั้นกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่อง ซึ่ง  $L = 31 \mu\text{H}$  คือค่า  $L$  ที่เล็กที่สุดที่ทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่อง ดังแสดงในรูปที่ 5.29 และ รูปที่ 5.30 เมื่อการเปลี่ยนค่า  $L = 8 \mu\text{H}$  ซึ่งเล็กกว่าค่าตัวเหนี่ยวนำที่เล็กที่สุดที่ทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่องนั้นกระแสที่ไหลผ่าน

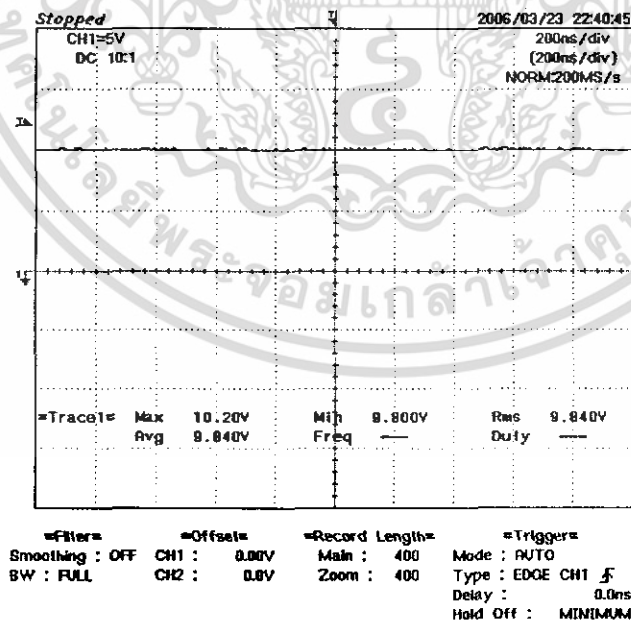
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตัวเหนี่ยวนำจะทำงานในโหมดกระแสไม่ต่อเนื่องดังแสดงในรูปที่ 5.31 และรูปที่ 5.32 และเมื่อทำการเปลี่ยนค่าตัวเหนี่ยวนำมาเป็น  $L = 102 \mu\text{H}$  กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่องดังแสดงในรูปที่ 5.33 และ รูปที่ 5.34

5.2.2 ผลที่ได้จากการจำลองการทำงานและการวัดจริง โดยทำการปรับค่า Duty Ratio โดยใช้ค่าตัวเหนี่ยวนำเท่ากับ  $102 \mu\text{H}$  ของวงจรบัพัก - บุสต์ คอนเวอร์เตอร์ โดยใช้ R – load  $40 \Omega$



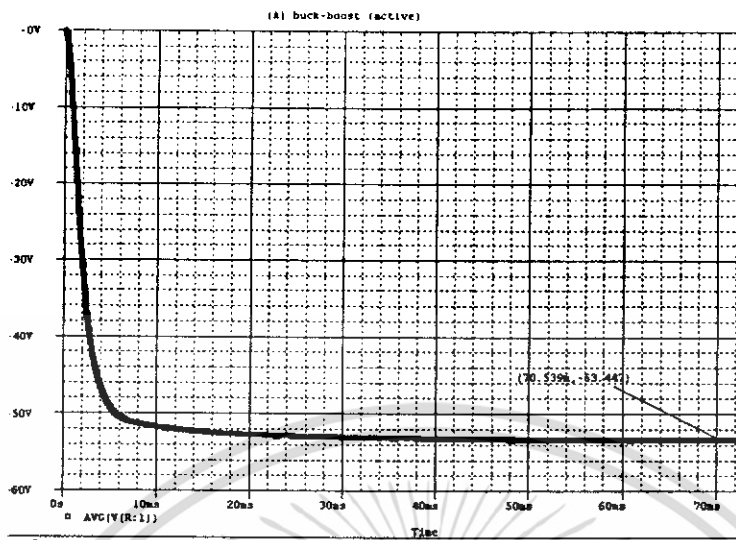
รูปที่ 5.35 แรงดันไฟฟ้าด้านนอกจากการจำลองการทำงานที่  $D = 0.2$



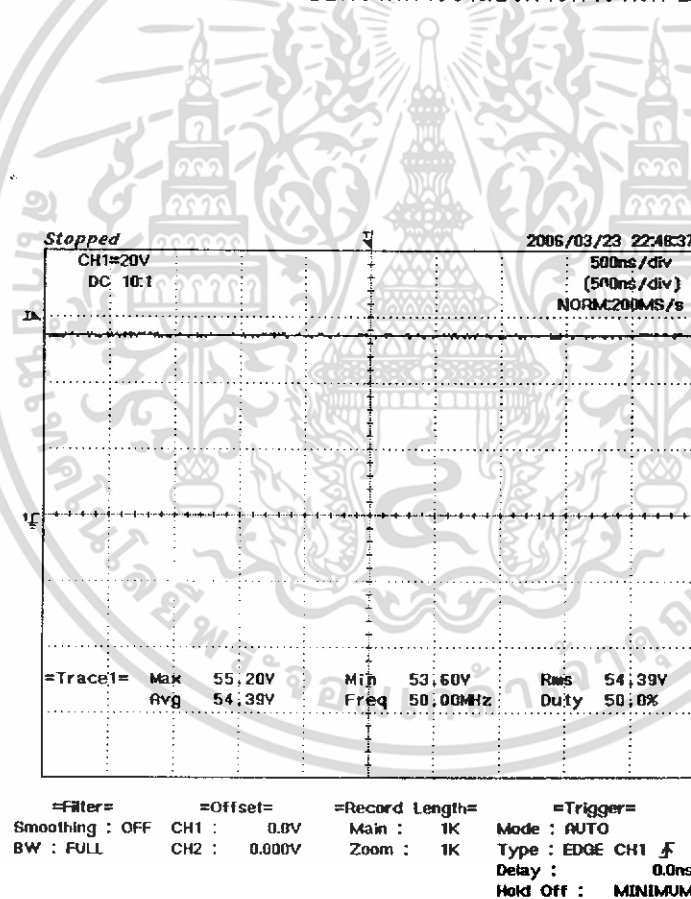
รูปที่ 5.36 แรงดันไฟฟ้าด้านนอกจากการวัดจริงที่  $D = 0.2$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้





รูปที่ 5.39 แรงดันไฟฟ้าต้านออกจากการจำลองการทำงานที่  $D = 0.7$



รูปที่ 5.40 แรงดันไฟฟ้าต้านออกจากการวัดจริงที่  $D = 0.7$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 5.35 ถึงรูปที่ 5.40 เป็นการแสดงผลของการปรับค่า Duty ratio ของวงจรบีก - บูสต์ คอนเวอร์เตอร์ โดยที่ค่า Duty ratio เท่ากับ 0.5 นั้น แรงดันไฟฟ้าด้านออกที่ได้จะมีค่าเท่ากับ แรงดันไฟฟ้าด้านเข้า ดังแสดงในรูปที่ 5.37 และรูปที่ 5.38 เมื่อทำการปรับค่า D เท่ากับ 0.2 แรงดันไฟฟ้าด้านออกลดลงดังแสดงในรูปที่ 5.35 และรูปที่ 5.36 ที่ค่า D เท่ากับ 0.7 แรงดันไฟฟ้าด้านออกมีค่าเพิ่มขึ้นโดยแสดงในรูปที่ 5.39 และ รูปที่ 5.40 เมื่อเปรียบเทียบค่าจากการจำลองการทำงาน และการวัดค่าจริงนั้นมีค่าใกล้เคียงกัน

ตารางที่ 5.5 สรุปผลที่ได้จากการปฏิบัติ วงจรบูสต์ คอนเวอร์เตอร์

หมายเลข	ค่าที่ปรับ		ผลที่ได้จากการทดลอง	
			แรงดันขาออก	โหมดการทำงาน
1	Duty ratio	เพิ่มขึ้น	เพิ่มขึ้น	ทำงานในโหมด กระแสต่อเนื่อง
		ลดลง	ลดลง	ทำงานในโหมด กระแสไม่ต่อเนื่อง
2	ตัวเหนี่ยวนำ	น้อยกว่า ตัวเหนี่ยวนำ ที่เล็กที่สุด	เพิ่มขึ้น	ทำงานในโหมด กระแสไม่ต่อเนื่อง
		มากกว่า ตัวเหนี่ยวนำ ที่เล็กที่สุด	ไม่เปลี่ยนแปลง	ทำงานในโหมด กระแสต่อเนื่อง

ตารางที่ 5.6 สรุปผลที่ได้จากการปฏิบัติ วงจรบีก-บูสต์ คอนเวอร์เตอร์

หมายเลข	ค่าที่ปรับ		ผลที่ได้จากการทดลอง	
			แรงดันขาออก	โหมดการทำงาน
1	Duty ratio	เพิ่มขึ้นมากกว่า 0.5	เพิ่มขึ้น	ทำงานในโหมด กระแสต่อเนื่อง
		ลดลงน้อยกว่า 0.5	ลดลง	ทำงานในโหมด กระแสไม่ต่อเนื่อง
2	ตัวเหนี่ยวนำ	น้อยกว่า ตัวเหนี่ยวนำ ที่เล็กที่สุด	เพิ่มขึ้น	ทำงานในโหมด กระแสไม่ต่อเนื่อง
		มากกว่า ตัวเหนี่ยวนำ ที่เล็กที่สุด	ไม่เปลี่ยนแปลง	ทำงานในโหมด กระแสต่อเนื่อง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 6

### สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง

#### 6.1 สรุปการทดลองในส่วนของวงจรบัสต์ คอนเวอร์เตอร์

จากการทดลองในตารางที่ 5.1 ซึ่งเป็นการเปลี่ยนค่าตัวเหนี่ยวนำทั้ง 3 ค่า ให้จ่ายโหลดได้เท่าเดิมที่แรงดันด้านออกเท่ากับ 48 V ความต้านทานโหลดเท่ากับ 40 โอห์ม ซึ่งจะเห็นได้ว่าเมื่อเปลี่ยนค่าตัวเหนี่ยวนำเป็น 35  $\mu\text{H}$  และ 72  $\mu\text{H}$  จะเห็นได้ว่าค่าของ duty ratio เท่ากับ 0.5 จะมีค่าเท่ากันเนื่องมาจากอยู่ในโหมดกระแสต่อเนื่องตามสมการ

$$V_o = V_{in} \times \left( \frac{1}{1-D} \right)$$

และที่ค่าของตัวเหนี่ยวนำเท่ากับ 10  $\mu\text{H}$  จะเห็นได้ว่าค่าของ duty ratio จะมีค่าลดลงเนื่องจากอัตราขยายในโหมดกระแสไม่ต่อเนื่องมีค่ามากกว่าในโหมดกระแสต่อเนื่อง เพื่อให้แรงดันด้านออกมีค่าเท่าเดิม สังเกตได้จากสมการว่าค่าของตัวเหนี่ยวนำมีค่าลดลงส่งผลให้อัตราขยายมีค่าเพิ่มขึ้นโดยค่าตัวแปรอื่นคงที่

$$V_o = \frac{V_s}{2} \left( 1 + \sqrt{1 + \frac{2D^2 R}{L_f}} \right)$$

จากการทดลอง ในตารางนี้เพื่อทำการให้เห็นว่าค่าตัวเหนี่ยวนำมีผลต่อกระแสว่าเป็นโหมดกระแสต่อเนื่อง หรือ ในโหมดกระแสไม่ต่อเนื่องโดยการเปลี่ยนค่าตัวเหนี่ยวนำให้มีค่ามากกว่าและน้อยกว่าค่าตัวเหนี่ยวนำที่น้อยที่สุดที่ยังอยู่ในโหมดกระแสต่อเนื่องสามารถอธิบายได้จากสมการ

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

ถ้าตัวเหนี่ยวนำมีค่ามากกว่าค่าตัวเหนี่ยวนำที่น้อยที่สุดที่ยังอยู่ในโหมดกระแสต่อเนื่อง ในส่วนของเทอมที่เป็นลบก็จะมีค่าลดลงทำให้อยู่ในโหมดกระแสต่อเนื่อง แต่ถ้าค่าตัวเหนี่ยวนำมีค่าน้อยกว่าค่าตัวเหนี่ยวนำที่น้อยที่สุดที่ยังอยู่ในโหมดกระแสต่อเนื่องทำให้ในเทอมลบมีค่ามากทำให้ค่ากระแสต่ำสุดมากตกอยู่ที่ศูนย์ทำให้อยู่ในโหมดของกระแสไม่ต่อเนื่องซึ่งตัวแปรตัวอื่นก็มีผลต่อค่ากระแสต่ำสุดโดยจะต้องพิจารณาที่ละตัวแปรแล้วให้ตัวแปรตัวอื่นมีค่าคงที่

ในการทดลองตารางที่ 5.2 เราได้ทำการปรับค่า duty ratio จาก 0.2 - 0.7 ซึ่งผลการทดลองเป็นไปตามทฤษฎี คือ เมื่อเราเพิ่มค่าของ duty ratio เพิ่มขึ้นแรงดันไฟฟ้าทางด้านออกก็จะเพิ่มขึ้นตามอัตราขยายของวงจร ซึ่งเป็นไปตามสมการด้านบน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แต่ค่าแรงดันที่ได้ออกทางด้านด้านออกมีค่ามากกว่าค่าที่มาจากการจำลอง อันเนื่องมาจากในการจำลองวงจรใช้แรงดันด้านเข้าเป็นแบตเตอรี่ครั้งที่ 24 V แต่ในการทดลองเราใช้การเรกติไฟร์ออกมาเป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงประมาณ 25 V และอาจจะมีริบเบิลบ้างเล็กน้อย

เมื่อค่า duty ratio เปลี่ยนเป็นผลให้ค่าของค่าแรงดันริบเบิลเปลี่ยนไปด้วย ซึ่งจากโหมดกระแสต่อเนื่องมาอยู่ในโหมดกระแสไม่ต่อเนื่องโดยที่พิกัดทางด้านออกเท่าเดิม ค่า duty ratio ลดลงเป็นผลให้ค่าของแรงดันริบเบิลลดลงพิสูจน์ได้จากสมการโดยให้ตัวแปรอื่นคงที่

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{D}{RCf}$$

ซึ่งเราสามารถดูตัวแปรตัวอื่นที่มีผลต่อแรงดันริบเบิลโดยเราจะพิจารณาที่ละตัวแล้วให้ตัวแปรตัวอื่นมีค่าคงที่

ถ้าเราต้องการเห็นโหมดกระแสต่อเนื่องให้ชัดเจนสามารถทำได้โดยทดลองเริ่มต้นที่ duty ratio เท่ากับ 0.5 แล้วใช้ค่าตัวเหนี่ยวนำค่าที่น้อยที่สุดที่ยังอยู่ในโหมดกระแสต่อเนื่องอยู่จากนั้นให้ลองปรับค่า duty ratio ให้ลดลงแล้วสังเกตกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำจะเริ่มมีลักษณะของกระแสไม่ต่อเนื่อง คือค่ากระแสจะตกลงมาอยู่ที่ศูนย์แต่เมื่อเราทำการปรับ duty ratio ให้เพิ่มมากขึ้นจาก 0.5 จะเป็นผลทำให้กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำลอยขึ้น โดยที่ค่าตัวแปรอื่นมีค่าคงที่ถ้าอยู่ในโหมดกระแสไม่ต่อเนื่องแล้วอัตราส่วนในการขยายแรงดันไฟฟ้าของวงจรมัลติคอนเวอร์เตอร์จะเปลี่ยนเป็น

$$V_o = \frac{V_s}{2} \left( 1 + \sqrt{1 + \frac{2D^2 R}{Lf}} \right)$$

ซึ่งเราสามารถทดสอบว่าค่าตัวแปรที่มีผลต่ออัตราขยายของวงจรหรือไม่ สามารถทำได้โดยกำหนดตัวแปรที่เราสนใจหนึ่งตัวแปรแล้วกำหนดให้ตัวแปรที่เหลือมีค่าคงที่ เช่น เราสนใจค่า duty ratio ให้ตัวแปรอื่นที่ค่าคงที่จากนั้นปรับ duty ratio ให้ลดลงอัตราขยายก็จะลดลงเมื่อ duty ratio เพิ่มขึ้นค่าหนึ่งจะเข้าสู่โหมดกระแสต่อเนื่อง

ทดลองปรับความถี่ในการสวิตชิ่งแล้วให้ตัวแปรตัวอื่นคงที่ ถ้าความถี่มีค่าเพิ่มขึ้นจากโหมดกระแสไม่ต่อเนื่องเมื่อความถี่เพิ่มขึ้นถึงค่าหนึ่งก็จะเข้าสู่โหมดกระแสต่อเนื่องได้เหมือนกันในส่วนของตัวต้านทานกับตัวเหนี่ยวนำก็เช่นเดียวกัน

## 6.2 สรุปผลการทดลองในส่วนของวงจรบัก – บูลต์ คอนเวอร์เตอร์

จากการทดลองในตารางที่ 5.3 ซึ่งเป็นการเปลี่ยนค่าตัวเหนี่ยวนำทั้ง 3 ค่า ให้จ่ายโหลดได้เท่าเดิมที่แรงดันขาออกเท่ากับ 48 V ความต้านทานโหลดเท่ากับ 40 โอห์ม ซึ่งจะเห็นได้ว่าเมื่อเปลี่ยนค่าตัวเหนี่ยวนำเป็น 31  $\mu\text{H}$  และ 102  $\mu\text{H}$  จะเห็นได้ว่าค่าของ duty ratio เท่ากับ 0.67 จะมีค่าเท่ากันเนื่องมาจากอยู่ในโหมดกระแสต่อเนื่องตามสมการ

$$\frac{V_o}{V_s} = -\left(D\right) \frac{1}{1-D}$$

ที่ค่าของตัวเหนี่ยวนำเท่ากับ 8  $\mu\text{H}$  จะเห็นได้ว่าค่าของ duty ratio จะมีค่าลดลงเนื่องจากอัตราขยายในโหมดกระแสไม่ต่อเนื่องมีค่ามากกว่าในโหมดกระแสต่อเนื่อง เพื่อให้แรงดันด้านออกมีค่าเท่าเดิม

จากการทดลองในตารางนี้ เพื่อทำการให้เห็นว่าค่าตัวเหนี่ยวนำมีผลต่อกระแสว่าเป็นโหมดกระแสต่อเนื่องหรือในโหมดกระแสไม่ต่อเนื่อง โดยการเปลี่ยนค่าตัวเหนี่ยวนำให้มีค่ามากกว่าและน้อยกว่าค่าตัวเหนี่ยวนำที่น้อยที่สุดที่ยังอยู่ในโหมดกระแสต่อเนื่องสามารถอธิบายได้จากสมการ

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

ในส่วนของบัก – บูลต์ คอนเวอร์เตอร์ก็เช่นเดียวกัน ถ้าตัวเหนี่ยวนำมีค่ามากกว่าค่าตัวเหนี่ยวนำที่น้อยที่สุดที่ยังอยู่ในโหมดกระแสต่อเนื่อง ในส่วนของเทอมที่เป็นลบก็จะมีค่าลดลงทำอยู่ในโหมดกระแสต่อเนื่อง แต่ถ้าค่าตัวเหนี่ยวนำมีค่าน้อยกว่าค่าตัวเหนี่ยวนำที่น้อยที่สุดที่ยังอยู่ในโหมดกระแสต่อเนื่องทำให้ในเทอมลบมีค่ามากทำให้ค่ากระแสต่ำสุดมากตกอยู่ที่ศูนย์ทำให้อยู่ในโหมดของกระแสไม่ต่อเนื่อง ซึ่งตัวแปรตัวอื่นก็มีผลต่อค่ากระแสต่ำสุดโดยจะต้องพิจารณาที่ละตัวแปรแล้วให้ตัวแปรตัวอื่นมีค่าคงที่

ในการทดลองตารางที่ 5.4 เราได้ทำการปรับค่า duty ratio จาก 0.2-0.7 ซึ่งผลการทดลองเป็นตามทฤษฎี คือ เมื่อเราปรับค่า duty ratio ต่ำกว่า 0.5 แรงดันทางด้านด้านออกจะมีค่าลดลงและเมื่อเราปรับค่า duty ratio มากกว่า 0.5 แรงดันทางด้านด้านออกจะมีค่าแรงดันไฟฟ้าเพิ่มขึ้นและที่ duty ratio เท่ากับ 0.5 แรงดันทางด้านออกจะมีค่าใกล้เคียงกับแรงดันทางด้านเข้า ซึ่งแรงดันทางด้านออกจะเป็นไปตามสมการด้านบน

แต่ค่าแรงดันที่ได้ออกทางด้านออกมีค่ามากกว่าค่าที่มาจากการจำลองอันเนื่องมาจากการจำลองวงจรใช้แรงดันด้านเข้าเป็นแบดเตอร์คิงที่ 24V แต่ในการทดลองเราใช้การเรกติไฟร์ออกมาเป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงประมาณ 25V และอาจจะมีการบิดเบือนบ้างเล็กน้อย

เมื่อค่า duty ratio เปลี่ยนเป็นผลให้ค่าของค่าแรงดันปรับเปลี่ยนไปด้วย ซึ่งจากโหมดกระแสต่อเนื่องมาอยู่ในโหมดกระแสไม่ต่อเนื่องโดยที่พิกัดทางขาออกเท่าเดิม ค่า duty ratio ลดลงเป็นผลให้ค่าของแรงดันปรับเปลี่ยนลดลงพิสูจน์ได้จากสมการโดยให้ตัวแปรอื่นคงที่เช่นเดียวกับบูลต์คอนเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{D}{RCf}$$

ซึ่งเราสามารถดูตัวแปรตัวอื่นที่มีผลต่อแรงดันรีปเปิลโดยเราจะพิจารณาทีละตัวแล้วให้ตัวแปรตัวอื่นมีค่าคงที่ซึ่งสามารถทดสอบเปรียบเทียบกันได้

### 6.3 สรุปของสื่อการสอนทางคอมพิวเตอร์

โปรแกรม Macromedia Authorware 7 เป็นโปรแกรมที่มีลักษณะให้ผู้ใช้สามารถเรียนรู้ด้วยตนเองซึ่งผู้ใช้สามารถศึกษาเนื้อหาได้โดยไม่ต้องมีผู้ใดชี้แนะ การสร้างสื่อการเรียนรู้นั้นจะมีลักษณะเป็นเส้น flowline ซึ่งเราก็นำเอาบล็อกที่มีคุณสมบัติต่างๆที่อยู่ด้านข้างของหน้าจอยกมาใส่เส้น flowline

ในส่วนของโครงการนี้ได้สร้างผลงานที่สามารถนำไปเรียนรู้ด้วยตนเองโดยมีทั้ง ทฤษฎีซึ่งสามารถเข้าใจได้ง่ายขึ้นเนื่องจากมีรูปเคลื่อนไหวแสดงการทำงานของวงจรและกระแสที่ไหลในวงจรได้โดยภาพเคลื่อนไหวนั้นสร้างจากโปรแกรม Macromedia Flash ในส่วนของโปรแกรมช่วยคำนวณซึ่งสร้างจากโปรแกรม Microsoft Excel นั้น ทำให้สามารถคำนวณ ค่าแรงดันขาออก, ค่า L และตัวเก็บประจุได้รวมทั้งยังแสดงโหมดการทำงานว่าเป็นแบบโหมดกระแสต่อเนื่องหรือ โหมดกระแสไม่ต่อเนื่องได้ สุดท้ายคือวีดิโอช่วยสอนการจำลองการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSpice ซึ่งสร้างจากโปรแกรม Camtasia ทำให้ได้เรียนรู้วิธีการใช้งานโปรแกรม PSpice เพื่อจำลองการทำงานของวงจรดีซี-ดีซี คอนเวอร์เตอร์

### 6.4 บทวิจารณ์

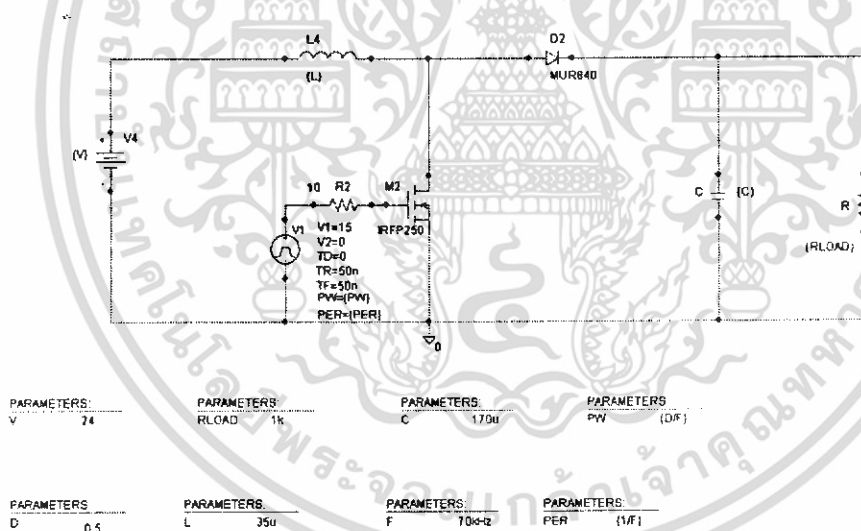
ในงานวิจัยนี้ได้ทำการศึกษาลักษณะการทำงานของบัสต์ คอนเวอร์เตอร์และบิก - บัสต์ คอนเวอร์เตอร์พร้อมทั้งทำการออกแบบ และสร้างชุดทดลองเพื่อทำการศึกษาลักษณะการทำงานจริงโดยในส่วนของวงจรควบคุมจะคล้ายกันแต่จะมีข้อแตกต่างกันตรงที่มอสเฟตของวงจรบัสต์ คอนเวอร์เตอร์จะใช้เป็นแบบ n - channel จึงใช้สัญญาณพัลส์บวกเป็นตัวขับ แต่วงจรบิก - บัสต์ คอนเวอร์เตอร์ จะใช้มอสเฟต แบบ p - channel จึงต้องใช้พัลส์ลบเป็นตัวขับ ซึ่งจากการศึกษาวงจรเรายังได้ใช้โปรแกรม PSpice มาช่วยในการเปรียบเทียบค่าที่ได้จากการทดลอง เข้าใจถึงหลักการทำงานของกระแสในโหมดต่อเนื่องและไม่ต่อเนื่อง เข้าใจถึงตัวแปรต่าง ๆ ที่ผลต่อวงจรทำให้สามารถปรับค่าต่าง ๆ ได้ตามความเหมาะสม และยังได้จัดทำสื่อการเรียนรู้อันใช้โปรแกรม Authorware เพื่อใช้ประกอบในส่วนของการนำเสนอที่ผู้ใช้สามารถนำไปศึกษาเพื่อเพิ่มความเข้าใจเกี่ยวกับหลักการทำงานมากขึ้น

## 6.5 ข้อเสนอแนะ

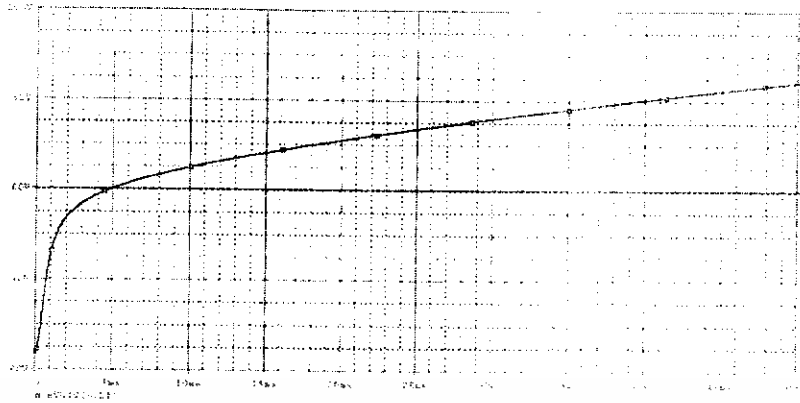
ในชุดการทดลองนี้ไม่สามารถกำหนดค่า Duty ratio ต่ำสุดและสูงสุดได้เนื่องจากในชุดการทดลองนี้จะใช้ในส่วนของ close loop ด้วย ซึ่ง Duty ratio ในส่วนของ close loop กับ open loop จะมีค่าไม่เท่ากันที่แรงดันทางด้านด้านนอกเท่ากัน ในการทดลองจึงไม่ควรจ่ายโหลดเกินพิกัดที่ได้ออกแบบไว้

ในส่วนของวงจร close loop เมื่อต้องการแรงดันด้านนอกค่าใหม่ต้องทำการตั้งค่าในส่วนของ close loop ใหม่

ก่อนที่จะทำการทดลอง ควรทำการตรวจสอบในส่วนของวงจรควบคุมก่อนว่าทำงานได้หรือไม่ จุดที่ใช้วัดค่าต่าง ๆ อาจจะวัดลำบากอาจจะใช้สายต่อออกมาจากจุดที่ต้องการวัดเพื่อความสะดวกถ้าต้องการวัดค่าต่าง ๆ พร้อมกันควรใช้ differential probe เพื่อป้องกันการลัดวงจรในขณะที่ทำการทดลอง ต้องทำการต่อโหลดทุกครั้งเพราะถ้าไม่ต่อโหลดจะเกิดแรงดันที่สูงมากออกมาทางด้านนอกทำให้อุปกรณ์ต่าง ๆ เกิดความเสียหายได้ซึ่งเราสามารถจำลองผลที่ได้ออกมาเป็นดังนี้โดยใช้ค่าที่ออกแบบไว้แต่ทางด้านนอกจะมีตัวต้านทาน  $1\text{ k}\Omega$  ต่ออยู่เพื่อทำการคายประจุให้กับตัวเก็บประจุ



รูปที่ 6.1 ผลการจำลองวงจรบูสต์ คอนเวอร์เตอร์ขณะยังไม่ได้ต่อโหลด



รูปที่ 6.2 ค่าแรงดันทางด้านออกของวงจรมุสดี คอนเวอร์เตอร์ขณะที่ไม่ได้ต่อโหลด

จากรูปที่ 6.2 จะเห็นได้ว่าแรงดันทางด้านออกจะมีค่าเพิ่มขึ้นเรื่อย ๆ จึงเป็นผลให้อุปกรณ์เกิดความเสียหายได้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## เอกสารอ้างอิง

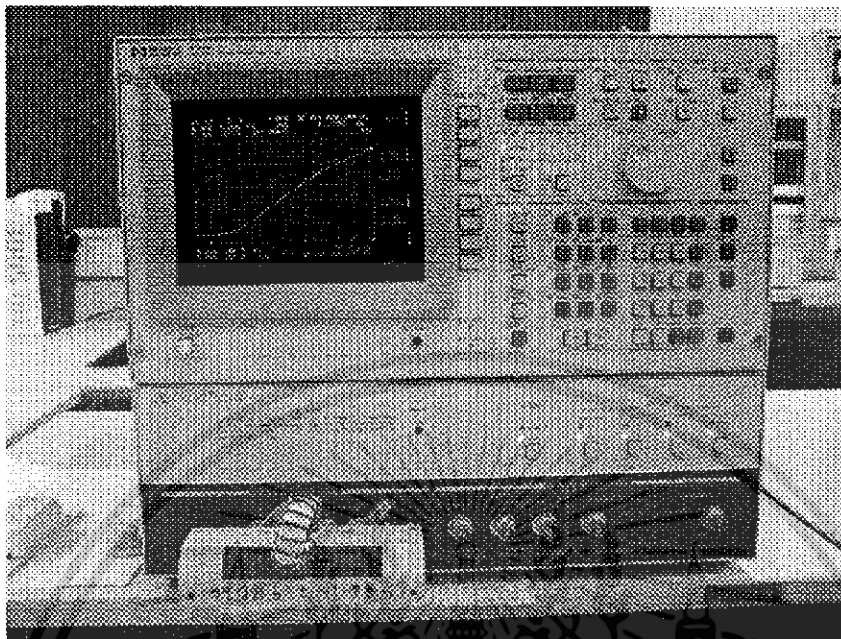
- [1] B.K.Bose, **Modern Power Electronic evolution technology and applications**,IEEE press,New york, 1993
- [2] N.Mohan, T.M.Underland,and W.P.Robins,**Power Electronics converter application and desing**, John Wiley & Sons.,Inc.,1989
- [3] รศ.ดร. วีระเชษฐ ชันเงิน และ วุฒิพล ชาราธิ์เศรษฐ์, อิเล็กทรอนิกส์กำลัง, พิมพ์ครั้งที่ 1, กรุงเทพฯ ,ห้างหุ้นส่วนจำกัด วี.เจ.พรินติ้ง,2547.
- [4] เดชชนะ เดชดี และคณะ, “ เครื่องแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสตรงแบบขยายแรงดัน,” **ปริญญาวิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต,สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า, มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร,** 2543
- [5] ภัททิรา เหลืองวิลาศ, **สร้างสื่อการสอน CAI ด้วย macromedia Authorware 7**, กรุงเทพฯ, สวัสดิ์ ไอที,2547

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

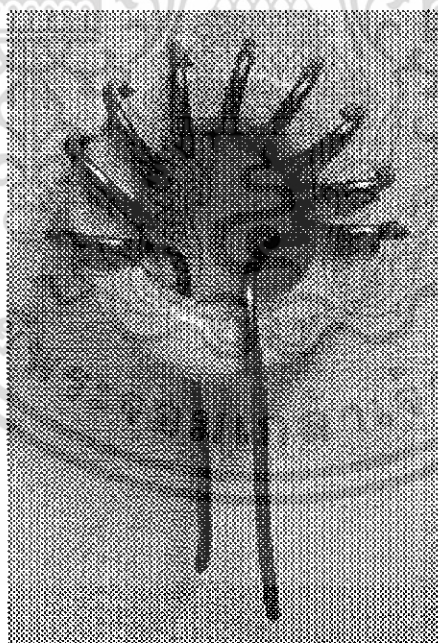


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ภาคผนวก ก

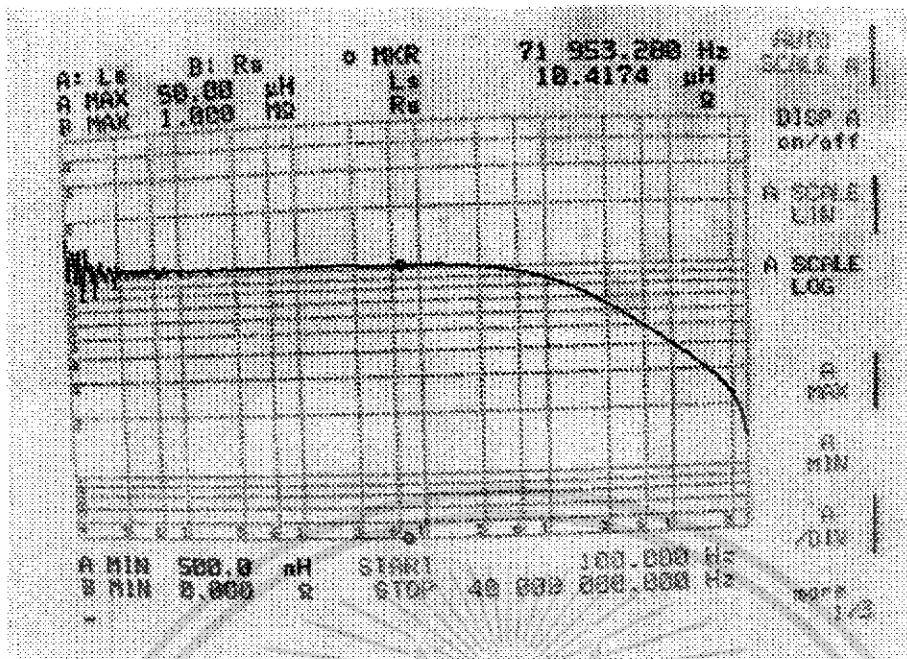


รูปที่ ก -1 เครื่อง impedance analysis ที่ใช้วัดค่าตัวเหนี่ยวนำและค่า self frequency

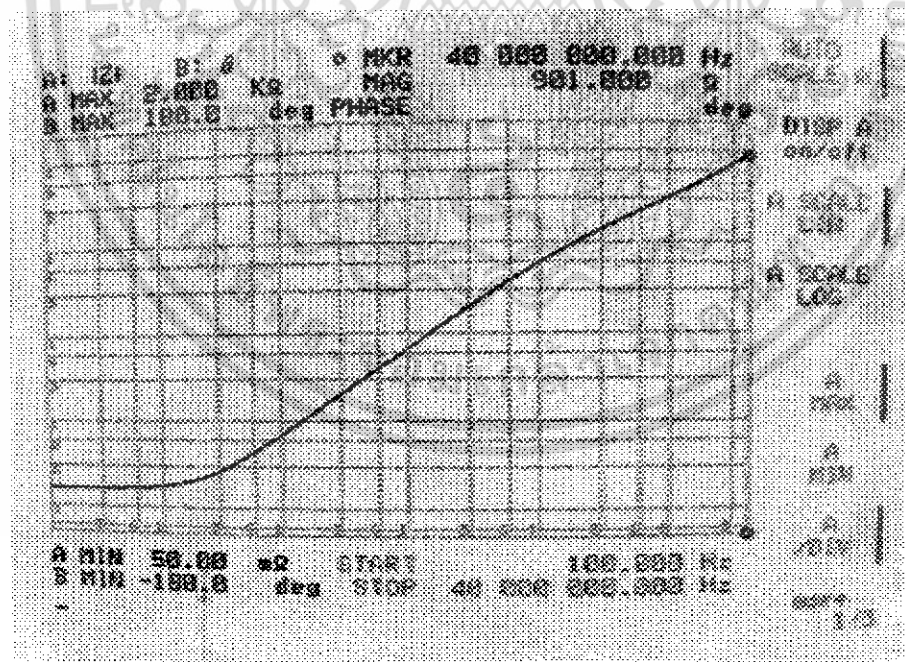


รูปที่ ก -2 ตัวเหนี่ยวนำ 10  $\mu\text{H}$  ที่ใช้ในวงจรบัสต์ คอนเวอร์เตอร์

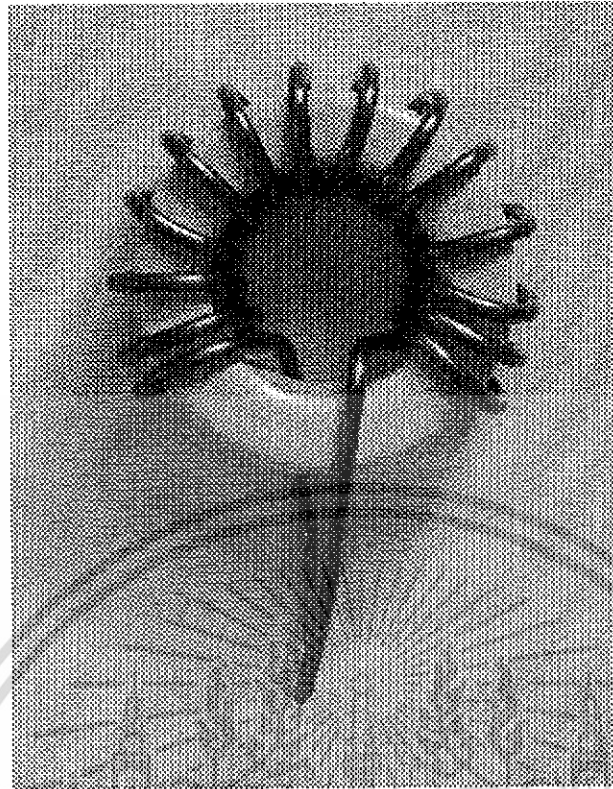
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



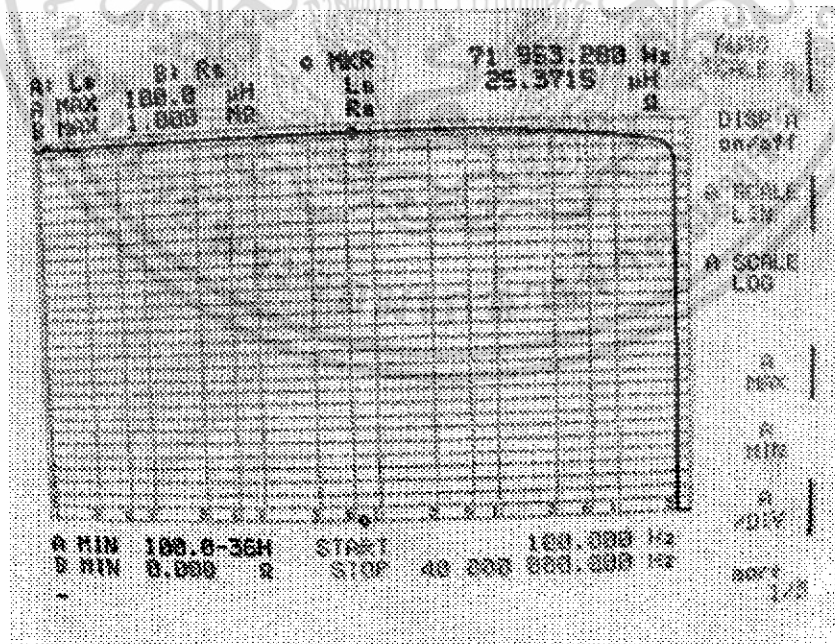
รูปที่ ก-3 ค่าตัวเหนี่ยวนำที่วัดได้

รูปที่ ก-4 ค่า self frequency ของตัวเหนี่ยวนำ 10  $\mu\text{H}$ 

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

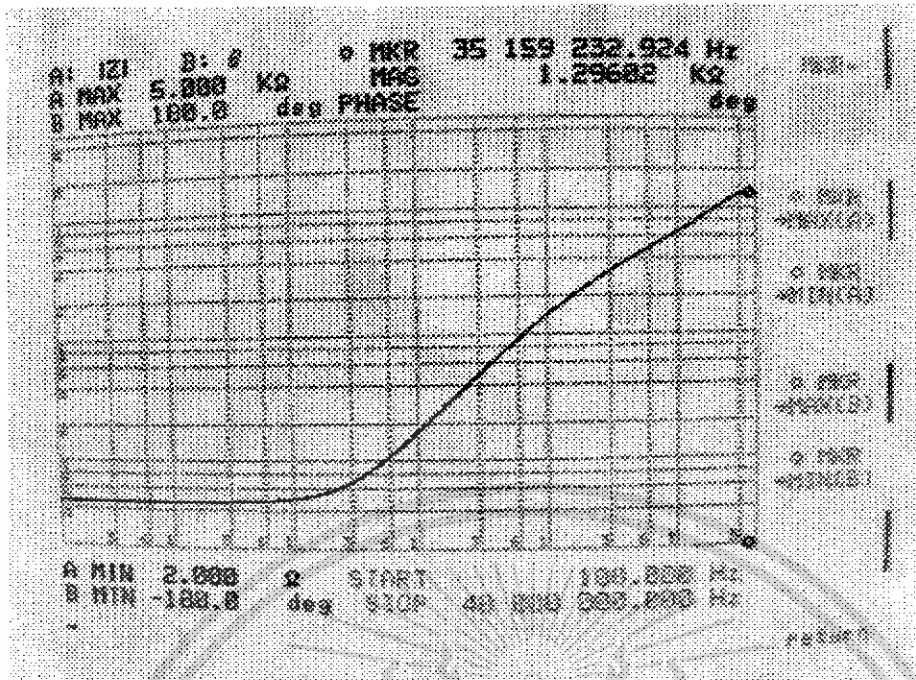


รูปที่ ก-5 ตัวเหนียวหน้า 25  $\mu\text{H}$  ที่ใช้ในวงจรมุสต์ คอนเวอร์เตอร์

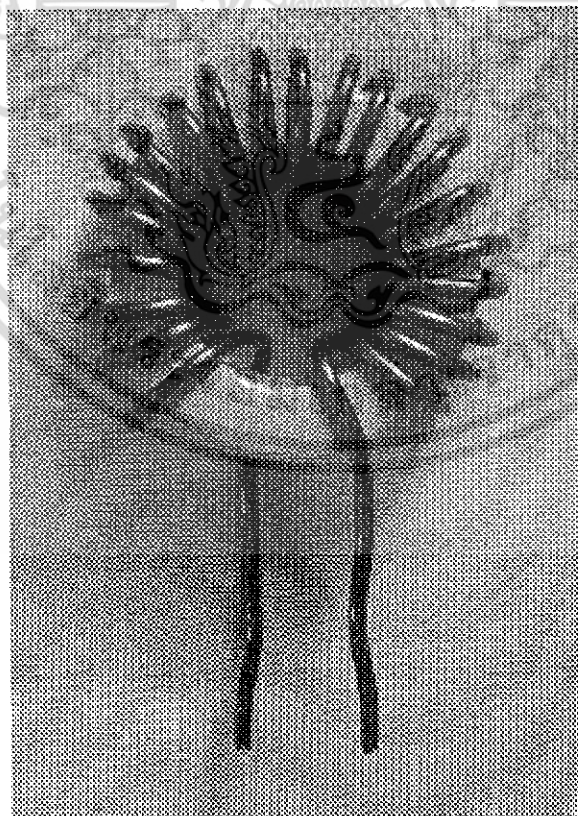


รูปที่ ก-6 ค่าตัวเหนียวหน้าได้วัดได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

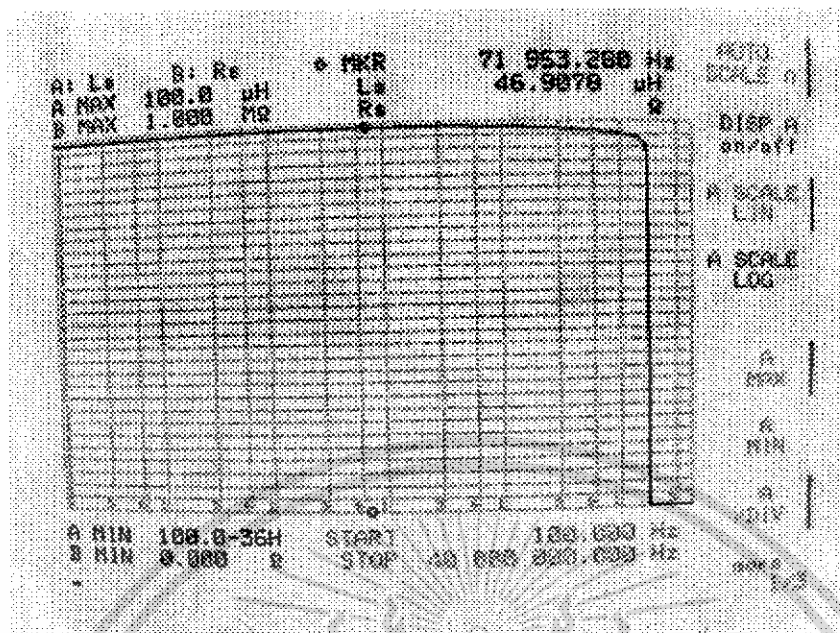


รูปที่ ก-7 ค่า self frequency ของตัวเหนี่ยวนำ 25  $\mu$ H

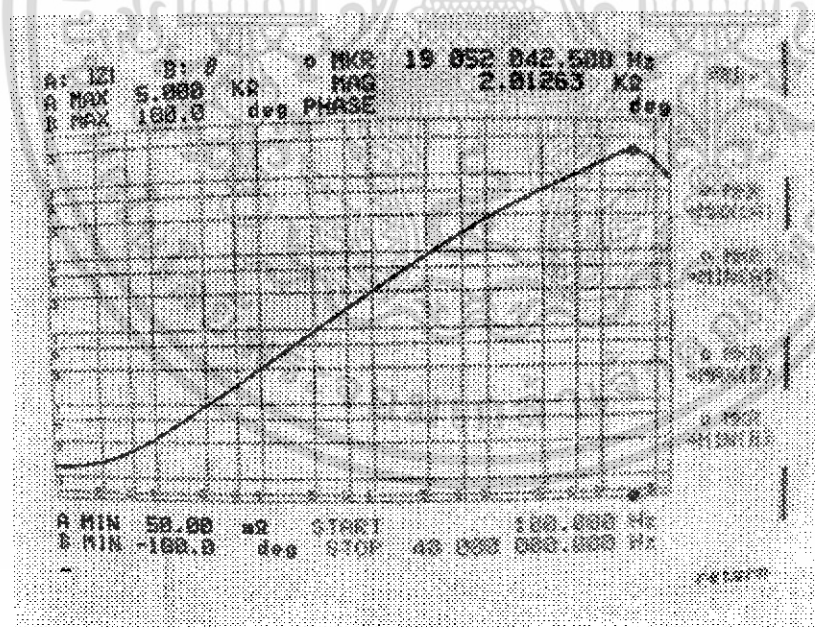


รูปที่ ก-8 ตัวเหนี่ยวนำ 46  $\mu$ H ที่ใช้ในวงจรบูสต์ คอนเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

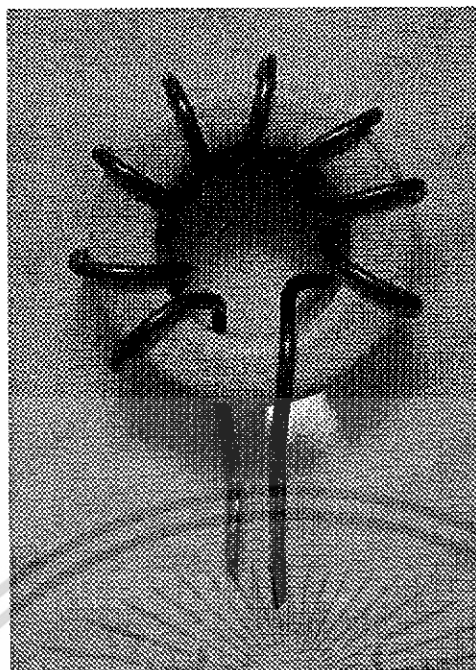


รูปที่ ก-9 ค่าตัวเหนี่ยวนำที่วัดได้

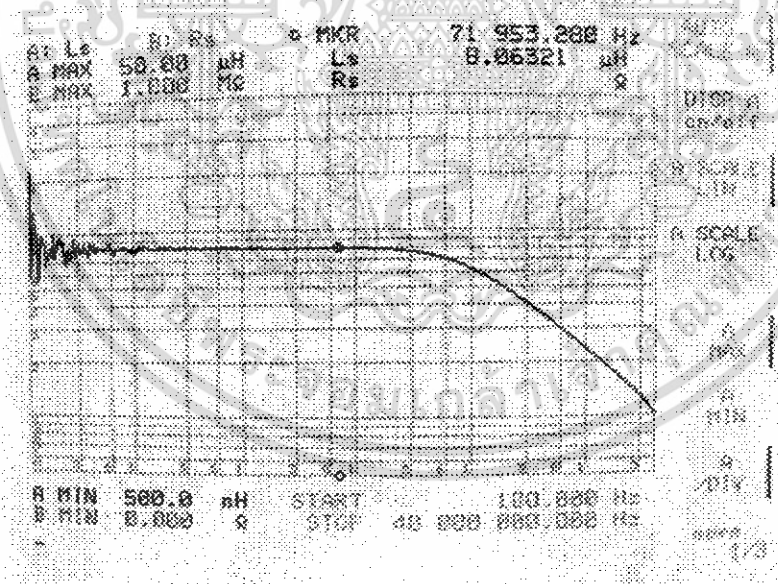


รูปที่ ก-10 ค่า self frequency ของตัวเหนี่ยวนำ 46  $\mu\text{H}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

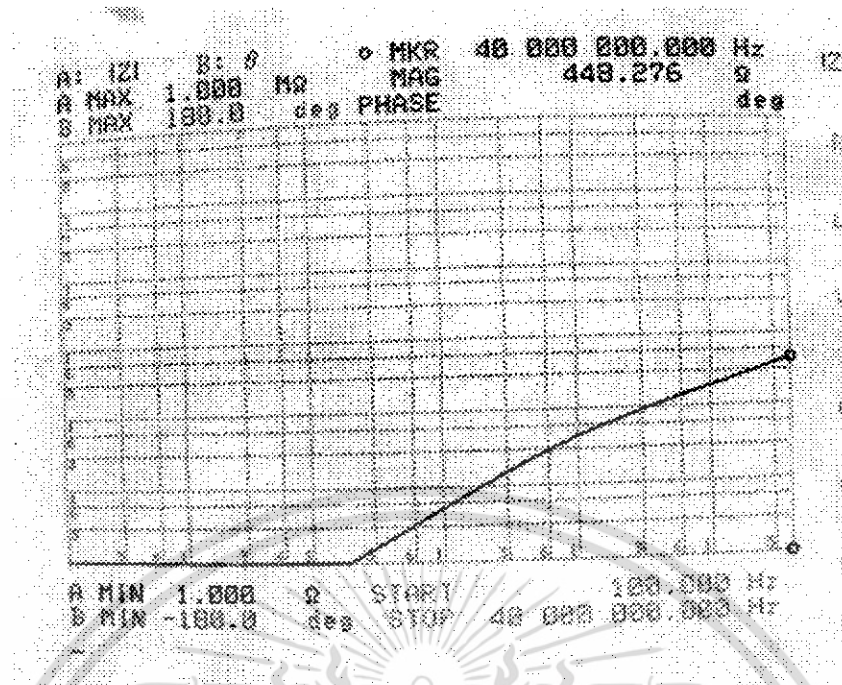


รูปที่ ก-11 ตัวเหนี่ยวนำ 8  $\mu\text{H}$  ที่ใช้ในวงจร บั๊ก บูสต์คอนเวอร์เตอร์



รูปที่ ก-12 ค่าตัวเหนี่ยวนำที่วัดได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

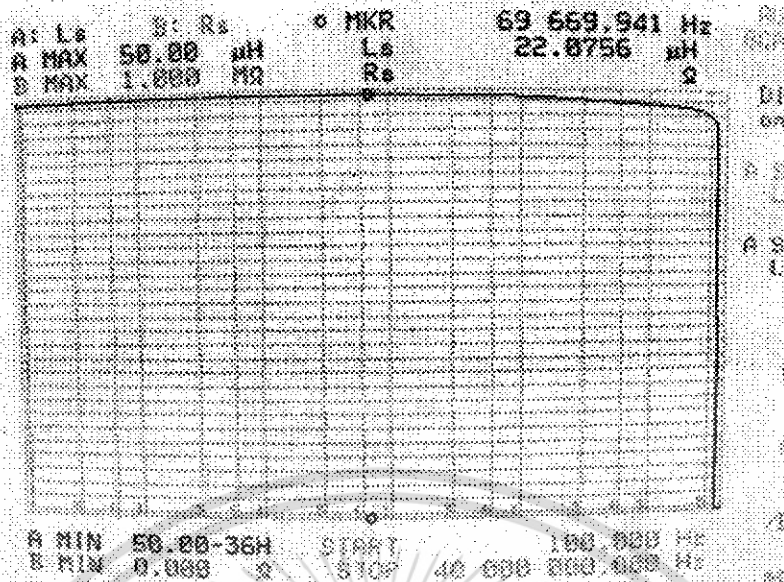


รูปที่ ก-13 ค่า self frequency ของตัวเหนี่ยวนำ 8  $\mu$ H

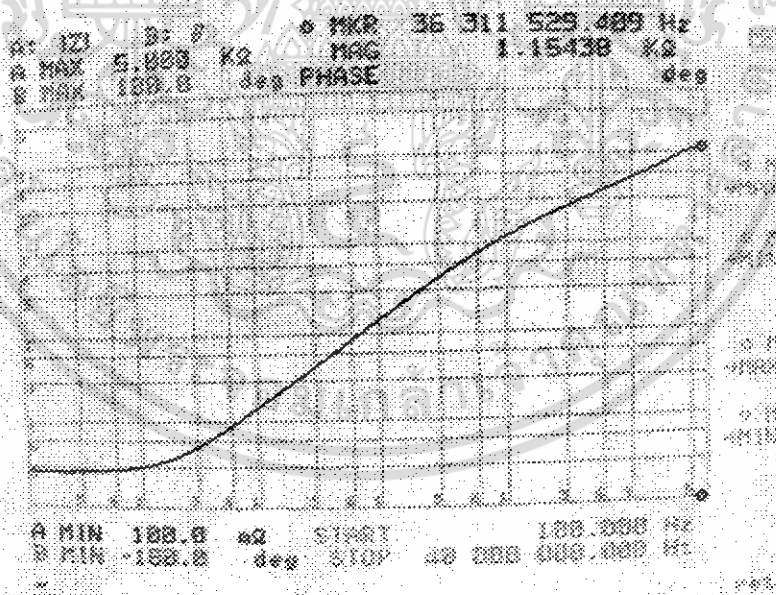


รูปที่ ก-14 ตัวเหนี่ยวนำ 22  $\mu$ H ที่ใช้ในวงจร บิ๊ก บูสต์คอนเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

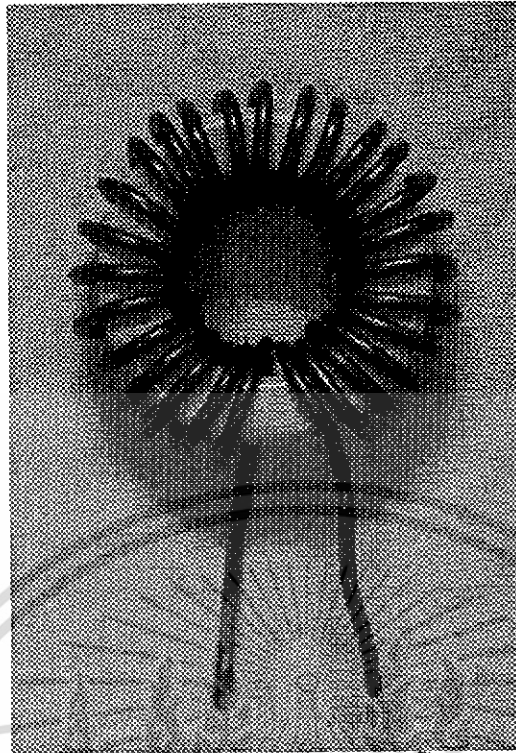


รูปที่ ก -15 ค่าตัวเหนี่ยวนำที่วัดได้

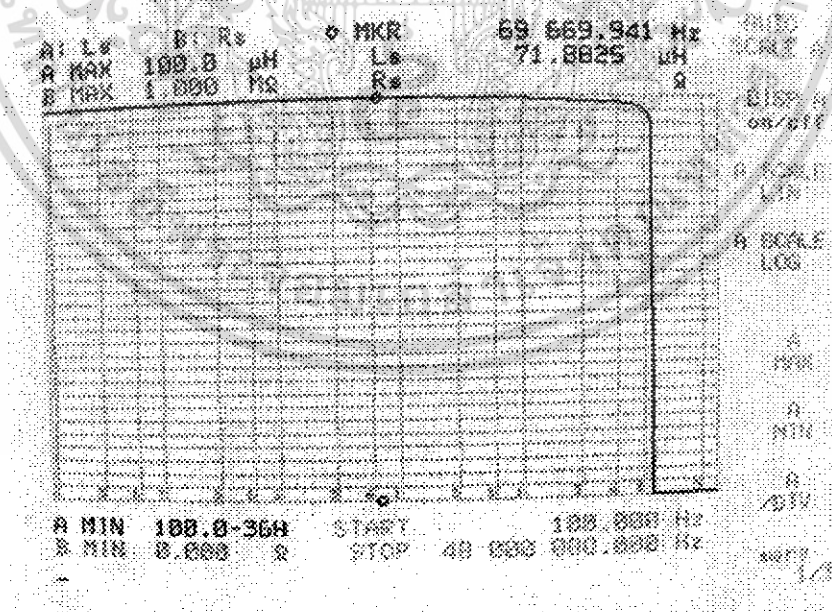


รูปที่ ก -16 ค่า self frequency ของตัวเหนี่ยวนำ 22  $\mu$ H

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

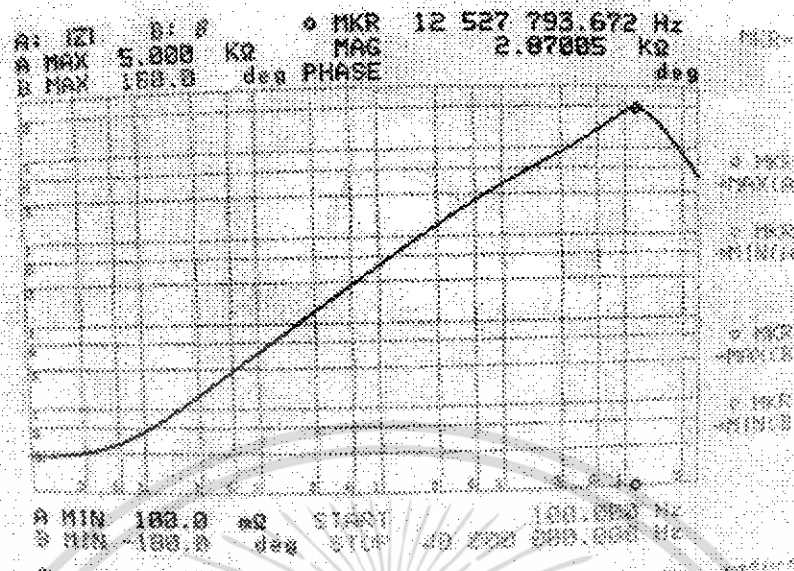


รูปที่ ก -17 ตัวเหนียวน้ำ 71  $\mu\text{H}$  ที่ใช้ในวงจร บิ๊ก บูสต์คอนเวอร์เตอร์

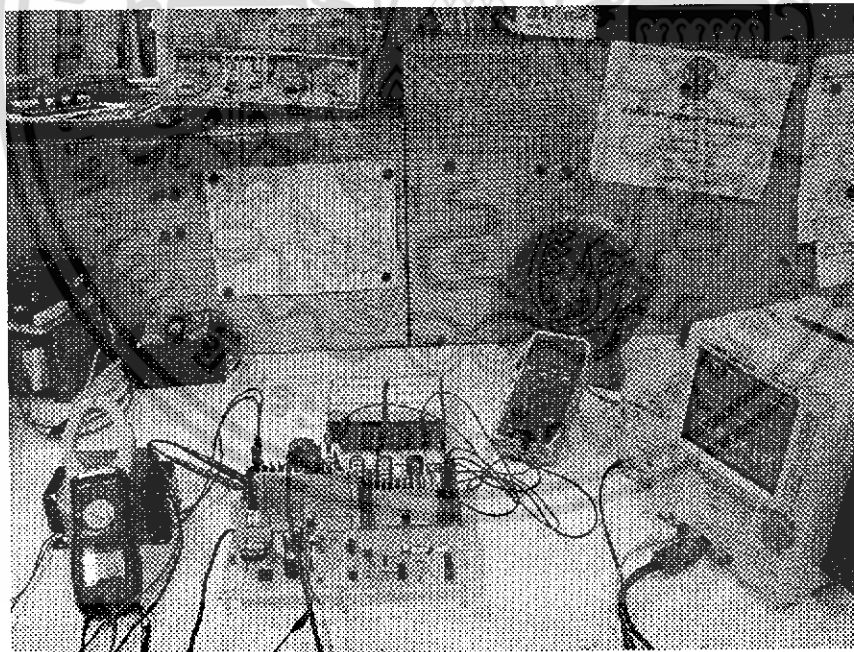


รูปที่ ก - 18 ค่าตัวเหนียวน้ำได้วัดได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

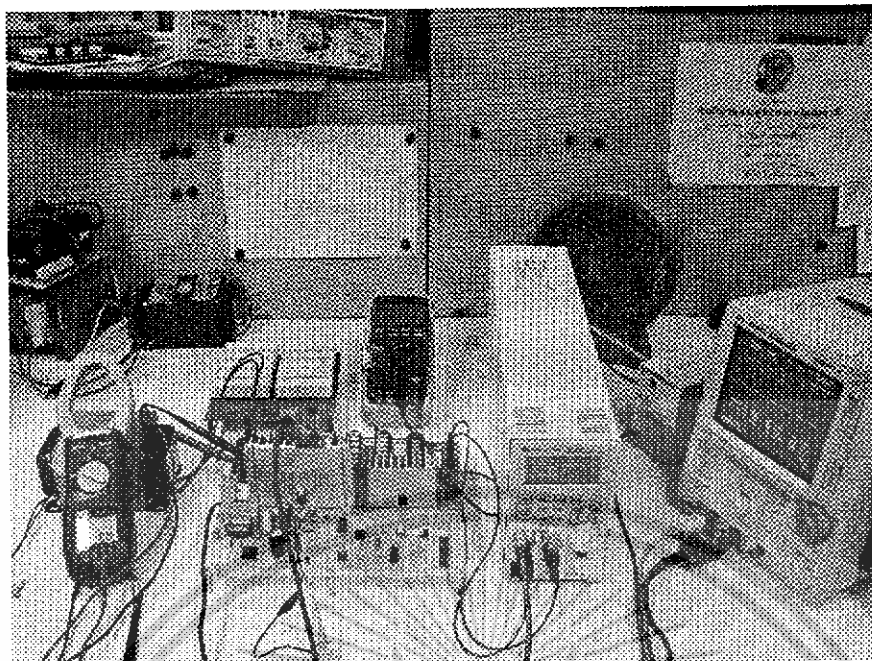


รูปที่ ก - 19 ค่า self frequency ของตัวเหนี่ยวนำ 71  $\mu$ H



รูปที่ ก - 20 อุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ ก - 21 อุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลองเพื่อทดสอบในส่วน close loop (เพิ่มเติม)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ข  
คุณลักษณะของอุปกรณ์ที่ใช้

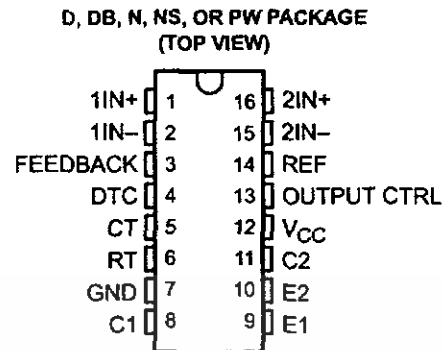


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## PULSE-WIDTH-MODULATION CONTROL CIRCUITS

SLVS074D – JANUARY 1983 – REVISED MAY 2002

- Complete PWM Power-Control Circuitry
- Uncommitted Outputs for 200-mA Sink or Source Current
- Output Control Selects Single-Ended or Push-Pull Operation
- Internal Circuitry Prohibits Double Pulse at Either Output
- Variable Dead Time Provides Control Over Total Range
- Internal Regulator Provides a Stable 5-V Reference Supply With 5% Tolerance
- Circuit Architecture Allows Easy Synchronization



## description

The TL494 incorporates all the functions required in the construction of a pulse-width-modulation (PWM) control circuit on a single chip. Designed primarily for power-supply control, this device offers the flexibility to tailor the power-supply control circuitry to a specific application.

The TL494 contains two error amplifiers, an on-chip adjustable oscillator, a dead-time control (DTC) comparator, a pulse-steering control flip-flop, a 5-V, 5%-precision regulator, and output-control circuits.

The error amplifiers exhibit a common-mode voltage range from  $-0.3\text{ V}$  to  $V_{CC} - 2\text{ V}$ . The dead-time control comparator has a fixed offset that provides approximately 5% dead time. The on-chip oscillator can be bypassed by terminating RT to the reference output and providing a sawtooth input to CT, or it can drive the common circuits in synchronous multiple-rail power supplies.

The uncommitted output transistors provide either common-emitter or emitter-follower output capability. The TL494 provides for push-pull or single-ended output operation, which can be selected through the output-control function. The architecture of this device prohibits the possibility of either output being pulsed twice during push-pull operation.

The TL494C is characterized for operation from  $0^{\circ}\text{C}$  to  $70^{\circ}\text{C}$ . The TL494I is characterized for operation from  $-40^{\circ}\text{C}$  to  $85^{\circ}\text{C}$ .

## AVAILABLE OPTIONS

$T_A$	PACKAGED DEVICES				
	SMALL OUTLINE (D)	PLASTIC DIP (N)	SMALL OUTLINE (NS)	SHRINK SMALL OUTLINE (DB)	THIN SHRINK SMALL OUTLINE (PW)
$0^{\circ}\text{C}$ to $70^{\circ}\text{C}$	TL494CD	TL494CN	TL494CNS	TL494CDB	TL494CPW
$-40^{\circ}\text{C}$ to $85^{\circ}\text{C}$	TL494ID	TL494IN	—	—	—

The D, DB, NS, and PW packages are available taped and reeled. Add the suffix R to device type (e.g., TL494CDR).



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

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

Copyright © 2002, Texas Instruments Incorporated

 TEXAS INSTRUMENTS

POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับองค์กรเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

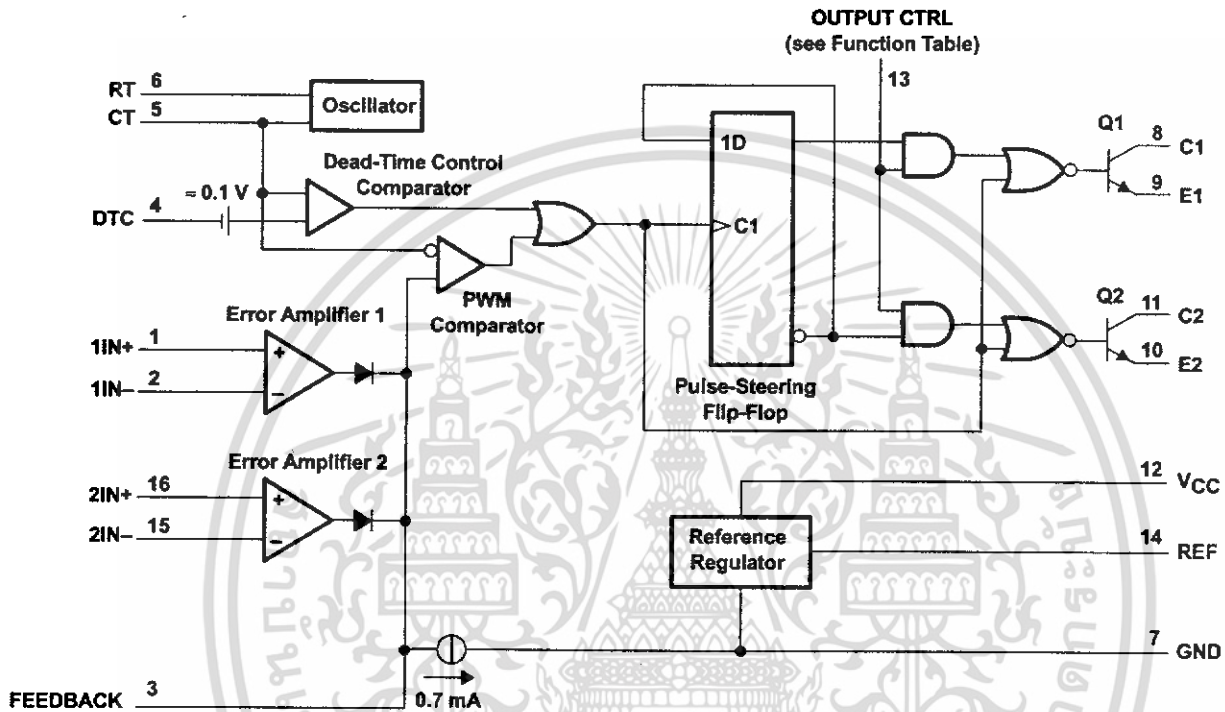
**TL494**  
**PULSE-WIDTH-MODULATION CONTROL CIRCUITS**

SLVS074D – JANUARY 1983 – REVISED MAY 2002

**FUNCTION TABLE**

INPUT TO OUTPUT CTRL	OUTPUT FUNCTION
$V_I = \text{GND}$	Single-ended or parallel output
$V_I = V_{\text{ref}}$	Normal push-pull operation

**functional block diagram**



# TL494

## PULSE-WIDTH-MODULATION CONTROL CIRCUITS

SLVS074D – JANUARY 1983 – REVISED MAY 2002

### absolute maximum ratings over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)†

Supply voltage, $V_{CC}$ (see Note 1)	41 V
Amplifier input voltage, $V_I$	$V_{CC} + 0.3$ V
Collector output voltage, $V_O$	41 V
Collector output current, $I_O$	250 mA
Package thermal impedance, $\theta_{JA}$ (see Note 2 and 3):	
D package	73°C/W
DB package	82°C/W
N package	67°C/W
NS package	64°C/W
PW package	108°C/W
Lead temperature 1,6 mm (1/16 inch) from case for 10 seconds	260°C
Storage temperature range, $T_{stg}$	-65°C to 150°C

† Stresses beyond those listed under "absolute maximum ratings" may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, and functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated under "recommended operating conditions" is not implied. Exposure to absolute-maximum-rated conditions for extended periods may affect device reliability.

- NOTES: 1. All voltage values are with respect to the network ground terminal.  
 2. Maximum power dissipation is a function of  $T_J(\max)$ ,  $\theta_{JA}$ , and  $T_A$ . The maximum allowable power dissipation at any allowable ambient temperature is  $P_D = (T_J(\max) - T_A)/\theta_{JA}$ . Operating at the absolute maximum  $T_J$  of 150°C can affect reliability.  
 3. The package thermal impedance is calculated in accordance with JESD 51-7.

### recommended operating conditions

		MIN	MAX	UNIT	
$V_{CC}$	Supply voltage	7	40	V	
$V_I$	Amplifier input voltage	-0.3	$V_{CC} - 2$	V	
$V_O$	Collector output voltage		40	V	
	Collector output current (each transistor)		200	mA	
	Current into feedback terminal		0.3	mA	
$f_{osc}$	Oscillator frequency	1	300	kHz	
$C_T$	Timing capacitor	0.47	10000	nF	
$R_T$	Timing resistor	1.8	500	k $\Omega$	
$T_A$	Operating free-air temperature	TL494C	0	70	°C
		TL494I	-40	85	



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับวงจร POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265 3

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# TL494 PULSE-WIDTH-MODULATION CONTROL CIRCUITS

124

SLVS074D – JANUARY 1983 – REVISED MAY 2002

electrical characteristics over recommended operating free-air temperature range,  $V_{CC} = 15\text{ V}$ ,  $f = 10\text{ kHz}$  (unless otherwise noted)

## reference section

PARAMETER	TEST CONDITIONS†	TL494C, TL494I			UNIT
		MIN	TYP‡	MAX	
Output voltage (REF)	$I_O = 1\text{ mA}$	4.75	5	5.25	V
Input regulation	$V_{CC} = 7\text{ V to }40\text{ V}$		2	25	mV
Output regulation	$I_O = 1\text{ mA to }10\text{ mA}$		1	15	mV
Output voltage change with temperature	$\Delta T_A = \text{MIN to MAX}$		2	10	mV/V
Short-circuit output current§	REF = 0 V		25		mA

† For conditions shown as MIN or MAX, use the appropriate value specified under recommended operating conditions.

‡ All typical values, except for parameter changes with temperature, are at  $T_A = 25^\circ\text{C}$ .

§ Duration of the short circuit should not exceed one second.

## oscillator section, $C_T = 0.01\ \mu\text{F}$ , $R_T = 12\ \text{k}\Omega$ (see Figure 1)

PARAMETER	TEST CONDITIONS†	TL494, TL494I			UNIT
		MIN	TYP‡	MAX	
Frequency			10		kHz
Standard deviation of frequency¶	All values of $V_{CC}$ , $C_T$ , $R_T$ , and $T_A$ constant		100		Hz/kHz
Frequency change with voltage	$V_{CC} = 7\text{ V to }40\text{ V}$ , $T_A = 25^\circ\text{C}$		1		Hz/kHz
Frequency change with temperature#	$\Delta T_A = \text{MIN to MAX}$			10	Hz/kHz

† For conditions shown as MIN or MAX, use the appropriate value specified under recommended operating conditions.

‡ All typical values, except for parameter changes with temperature, are at  $T_A = 25^\circ\text{C}$ .

¶ Standard deviation is a measure of the statistical distribution about the mean as derived from the formula:

$$\sigma = \sqrt{\frac{\sum_{n=1}^N (x_n - \bar{X})^2}{N - 1}}$$

# Temperature coefficient of timing capacitor and timing resistor are not taken into account.

## error-amplifier section (see Figure 2)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	TL494, TL494I			UNIT
		MIN	TYP‡	MAX	
Input offset voltage	$V_O (\text{FEEDBACK}) = 2.5\text{ V}$		2	10	mV
Input offset current	$V_O (\text{FEEDBACK}) = 2.5\text{ V}$		25	250	nA
Input bias current	$V_O (\text{FEEDBACK}) = 2.5\text{ V}$		0.2	1	$\mu\text{A}$
Common-mode input voltage range	$V_{CC} = 7\text{ V to }40\text{ V}$	-0.3 to $V_{CC}-2$			V
Open-loop voltage amplification	$\Delta V_O = 3\text{ V}$ , $R_L = 2\ \text{k}\Omega$ , $V_O = 0.5\text{ V to }3.5\text{ V}$	70	95		dB
Unity-gain bandwidth	$V_O = 0.5\text{ V to }3.5\text{ V}$ , $R_L = 2\ \text{k}\Omega$		800		kHz
Common-mode rejection ratio	$\Delta V_O = 40\text{ V}$ , $T_A = 25^\circ\text{C}$	65	80		dB
Output sink current (FEEDBACK)	$V_{ID} = -15\text{ mV to }-5\text{ V}$ , $V (\text{FEEDBACK}) = 0.7\text{ V}$	0.3	0.7		mA
Output source current (FEEDBACK)	$V_{ID} = 15\text{ mV to }5\text{ V}$ , $V (\text{FEEDBACK}) = 3.5\text{ V}$	-2			mA

‡ All typical values, except for parameter changes with temperature, are at  $T_A = 25^\circ\text{C}$ .



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

## PULSE-WIDTH-MODULATION CONTROL CIRCUITS

SLVS074D – JANUARY 1983 – REVISED MAY 2002

electrical characteristics over recommended operating free-air temperature range,  $V_{CC} = 15\text{ V}$ ,  
 $f = 10\text{ kHz}$  (unless otherwise noted)

## output section

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP†	MAX	UNIT
Collector off-state current	$V_{CE} = 40\text{ V}$ , $V_{CC} = 40\text{ V}$		2	100	$\mu\text{A}$
Emitter off-state current	$V_{CC} = V_C = 40\text{ V}$ , $V_E = 0$			-100	$\mu\text{A}$
Collector-emitter saturation voltage	Common emitter $V_E = 0$ , $I_C = 200\text{ mA}$		1.1	1.3	V
	Emitter follower $V_O(C1\text{ or }C2) = 15\text{ V}$ , $I_E = -200\text{ mA}$		1.5	2.5	
Output control input current	$V_I = V_{ref}$			3.5	mA

† All typical values except for temperature coefficient are at  $T_A = 25^\circ\text{C}$ .

## dead-time control section (see Figure 1)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP†	MAX	UNIT
Input bias current (DEAD-TIME CTRL)	$V_I = 0$ to $5.25\text{ V}$		-2	-10	$\mu\text{A}$
Maximum duty cycle, each output	$V_I$ (DEAD-TIME CTRL) = 0, $C_T = 0.01\ \mu\text{F}$ , $R_T = 12\text{ k}\Omega$		45%		
Input threshold voltage (DEAD-TIME CTRL)	Zero duty cycle		3	3.3	V
	Maximum duty cycle		0		

† All typical values except for temperature coefficient are at  $T_A = 25^\circ\text{C}$ .

## PWM comparator section (see Figure 1)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP†	MAX	UNIT
Input threshold voltage (FEEDBACK)	Zero duty cycle		4	4.5	V
Input sink current (FEEDBACK)	$V$ (FEEDBACK) = $0.7\text{ V}$	0.3	0.7		mA

† All typical values except for temperature coefficient are at  $T_A = 25^\circ\text{C}$ .

## total device

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP†	MAX	UNIT
Standby supply current	$R_T = V_{ref}$ , All other inputs and outputs open	$V_{CC} = 15\text{ V}$	6	10	mA
		$V_{CC} = 40\text{ V}$	9	15	
Average supply current	$V_I$ (DEAD-TIME CTRL) = $2\text{ V}$ , See Figure 1		7.5		mA

† All typical values except for temperature coefficient are at  $T_A = 25^\circ\text{C}$ .

switching characteristics,  $T_A = 25^\circ\text{C}$ 

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP†	MAX	UNIT
Rise time	Common-emitter configuration, See Figure 3		100	200	ns
Fall time			25	100	
Rise time	Emitter-follower configuration, See Figure 4		100	200	ns
Fall time			40	100	

† All typical values except for temperature coefficient are at  $T_A = 25^\circ\text{C}$ .



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับ POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265 ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า 5

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

PARAMETER MEASUREMENT INFORMATION

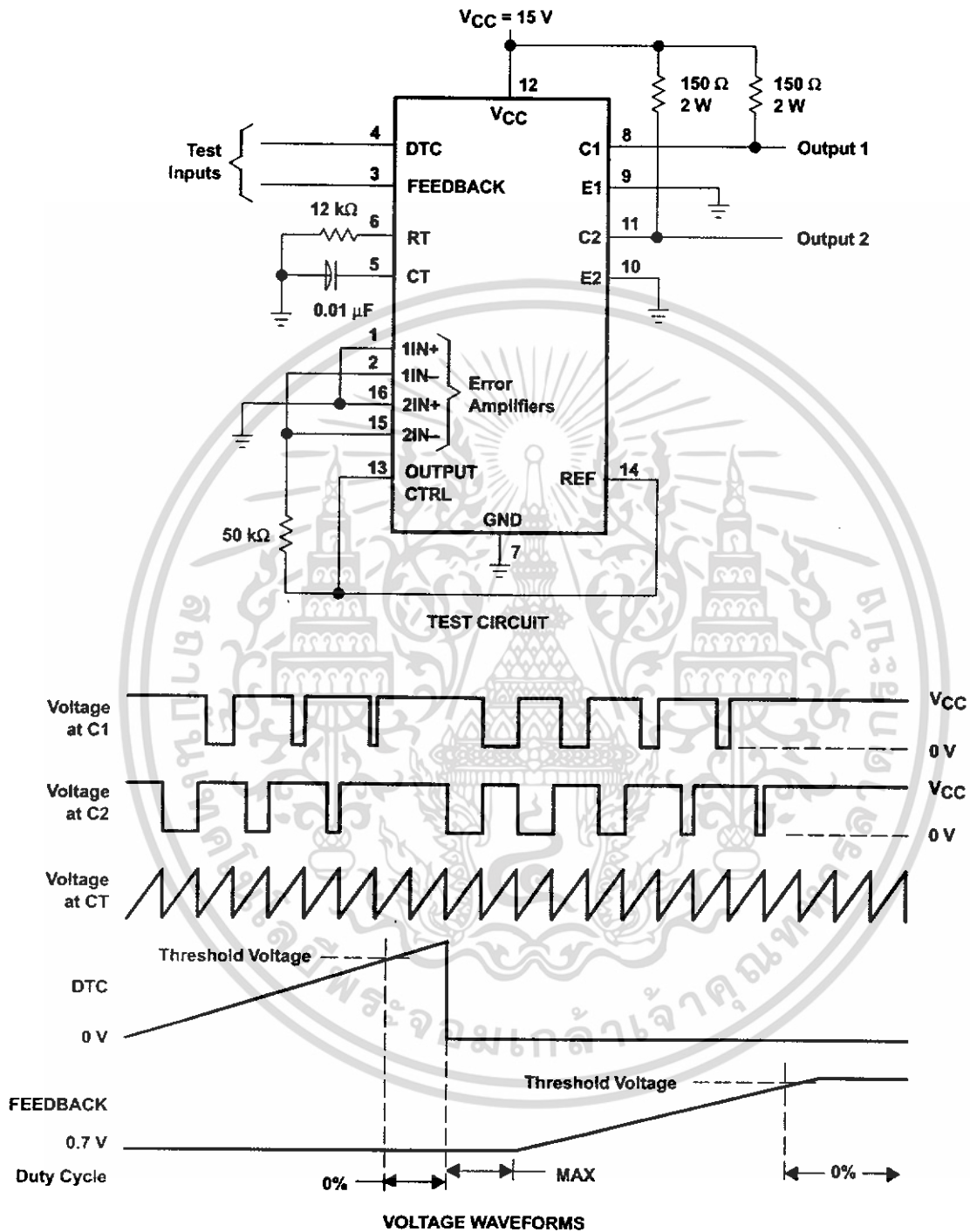


Figure 1. Operational Test Circuit and Waveforms



PARAMETER MEASUREMENT INFORMATION

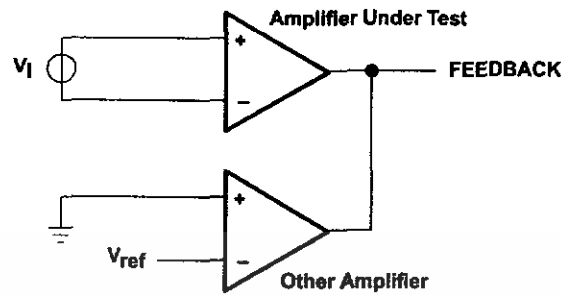
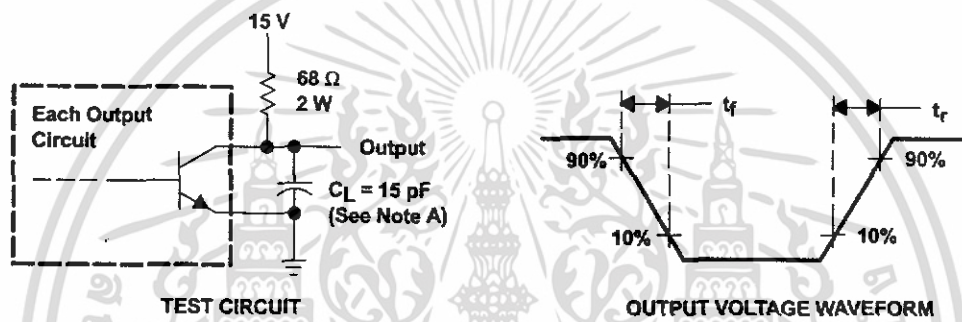
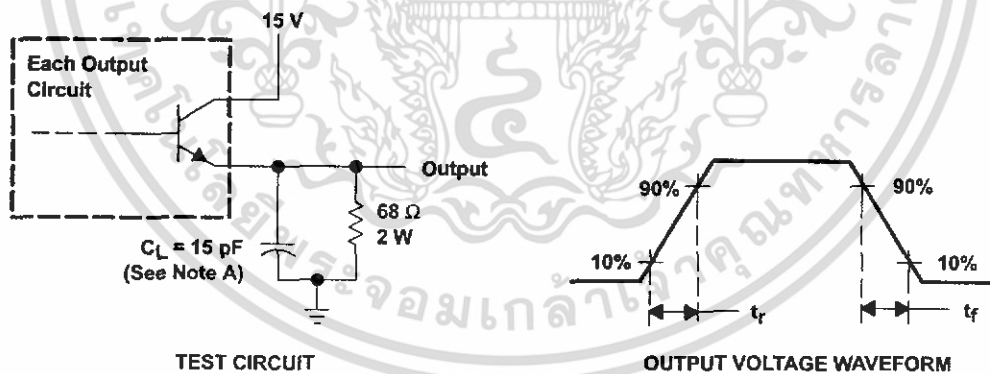


Figure 2. Amplifier Characteristics



NOTE A:  $C_L$  includes probe and jig capacitance.

Figure 3. Common-Emitter Configuration



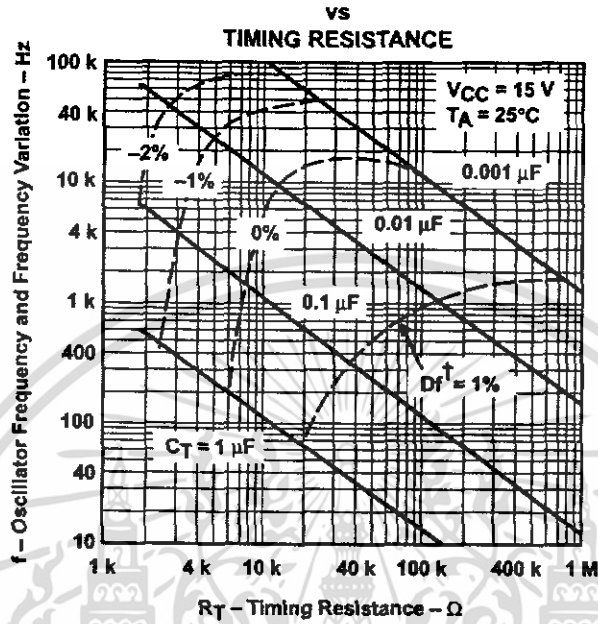
NOTE A:  $C_L$  includes probe and jig capacitance.

Figure 4. Emitter-Follower Configuration

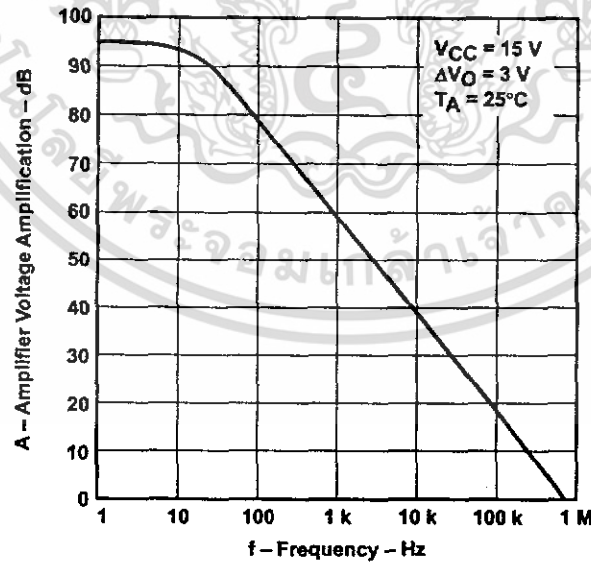


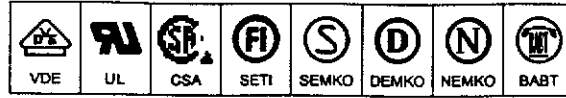
TYPICAL CHARACTERISTICS

OSCILLATOR FREQUENCY AND  
FREQUENCY VARIATION†



AMPLIFIER VOLTAGE AMPLIFICATION  
vs  
FREQUENCY





## 6-Pin DIP Optoisolators Logic Output

The H11L1 and H11L2 have a gallium arsenide IRED optically coupled to a high-speed integrated detector with Schmitt trigger output. Designed for applications requiring electrical isolation, fast response time, noise immunity and digital logic compatibility.

- Guaranteed Switching Times —  $t_{on}$ ,  $t_{off} < 4 \mu s$
- Built-In On/Off Threshold Hysteresis
- High Data Rate, 1 MHz Typical (NRZ)
- Wide Supply Voltage Capability
- Microprocessor Compatible Drive
- *To order devices that are tested and marked per VDE 0884 requirements, the suffix "V" must be included at end of part number. VDE 0884 is a test option.*

### Applications

- Interfacing Computer Terminals to Peripheral Equipment
- Digital Control of Power Supplies
- Line Receiver — Eliminates Noise
- Digital Control of Motors and Other Servo Machine Applications
- Logic to Logic Isolator
- Logic Level Shifter — Couples TTL to CMOS

### MAXIMUM RATINGS ( $T_A = 25^\circ C$ unless otherwise noted)

Rating	Symbol	Value	Unit
<b>INPUT LED</b>			
Reverse Voltage	$V_R$	6	Volts
Forward Current — Continuous	$I_F$	60	mA
— Peak		1.2	Amp
Pulse Width = 300 $\mu s$ , 2% Duty Cycle			
LED Power Dissipation @ $T_A = 25^\circ C$	$P_D$	120	mW
Derate above $25^\circ C$		1.41	mW/ $^\circ C$

### OUTPUT DETECTOR

Output Voltage Range	$V_o$	0–16	Volts
Supply Voltage Range	$V_{CC}$	3–16	Volts
Output Current	$I_o$	50	mA
Detector Power Dissipation @ $T_A = 25^\circ C$	$P_D$	150	mW
Derate above $25^\circ C$		1.76	mW/ $^\circ C$

### TOTAL DEVICE

Total Device Dissipation @ $T_A = 25^\circ C$	$P_D$	250	mW
Derate above $25^\circ C$		2.94	mW/ $^\circ C$
Maximum Operating Temperature <sup>(2)</sup>	$T_A$	–40 to +85	$^\circ C$
Storage Temperature Range <sup>(2)</sup>	$T_{stg}$	–55 to +150	$^\circ C$
Soldering Temperature (10 s)	$T_L$	260	$^\circ C$
Isolation Surge Voltage (Pk ac Voltage, 60 Hz, 1 Second Duration) <sup>(1)</sup>	$V_{ISO}$	7500	Vac(pk)

1. Isolation surge voltage is an internal device dielectric breakdown rating.  
For this test, Pins 1 and 2 are common, and Pins 4, 5 and 6 are common.
  2. Refer to Quality and Reliability Section In Opto Data Book for information on test conditions.
- Preferred devices are Motorola recommended choices for future use and best overall value.  
GlobalOptoisolator is a trademark of Motorola, Inc.

**H11L1\***  
[IF(on) = 1.6 mA Max]  
**H11L2**  
[IF(on) = 10 mA Max]  
\*Motorola Preferred Device

**STYLE 5 PLASTIC**

**STANDARD THRU HOLE  
CASE 730A-04**

**SCHEMATIC**

PIN 1. ANODE  
2. CATHODE  
3. NC  
4. OPEN COLLECTOR OUTPUT  
5. GND  
6. VCC

REV 1

© Motorola, Inc. 1995



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**H11L1 H11L2**

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS** ( $T_A = 25^\circ\text{C}$  unless otherwise noted)<sup>(1)</sup>

Characteristic	Symbol	Min	Typ <sup>(1)</sup>	Max	Unit
----------------	--------	-----	--------------------	-----	------

**INPUT LED**

Reverse Leakage Current ( $V_R = 3\text{ V}, R_L = 1\text{ M}\Omega$ )	$I_R$	—	0.05	10	$\mu\text{A}$
Forward Voltage ( $I_F = 10\text{ mA}$ ) ( $I_F = 0.3\text{ mA}$ )	$V_F$	— 0.75	1.2 0.95	1.5	Volts
Capacitance ( $V_R = 0\text{ V}, f = 1\text{ MHz}$ )	$C$	—	18	—	pF

**OUTPUT DETECTOR**

Operating Voltage	$V_{CC}$	3	—	15	Volts
Supply Current ( $I_F = 0, V_{CC} = 5\text{ V}$ )	$I_{CC(off)}$	—	1	5	mA
Output Current, High ( $I_F = 0, V_{CC} = V_O = 15\text{ V}$ )	$I_{OH}$	—	—	100	$\mu\text{A}$

**COUPLED**

Supply Current ( $I_F = I_{F(on)}, V_{CC} = 5\text{ V}$ )	$I_{CC(on)}$	—	1.6	5	mA
Output Voltage, Low ( $R_L = 270\ \Omega, V_{CC} = 5\text{ V}, I_F = I_{F(on)}$ )	$V_{OL}$	—	0.2	0.4	Volts
Threshold Current, ON ( $R_L = 270\ \Omega, V_{CC} = 5\text{ V}$ )	$I_{F(on)}$	— —	1.2 —	1.6 10	mA
Threshold Current, OFF ( $R_L = 270\ \Omega, V_{CC} = 5\text{ V}$ )	$I_{F(off)}$	0.3 0.3	0.75 —	— —	mA
Hysteresis Ratio ( $R_L = 270\ \Omega, V_{CC} = 5\text{ V}$ )	$\frac{I_{F(off)}}{I_{F(on)}}$	0.5	0.75	0.9	
Isolation Voltage <sup>(2)</sup> 60 Hz, AC Peak, 1 second, $T_A = 25^\circ\text{C}$	$V_{ISO}$	7500	—	—	Vac(pk)
Turn-On Time	$t_{on}$	—	1.2	4	$\mu\text{s}$
Fall Time	$t_f$	—	0.1	—	
Turn-Off Time	$t_{off}$	—	1.2	4	
Rise Time	$t_r$	—	0.1	—	

1. Always design to the specified minimum/maximum electrical limits (where applicable).
2. For this test, IRED Pins 1 and 2 are common and Output Gate Pins 4, 5, 6 are common.
3.  $R_L$  value effect on switching time is negligible.

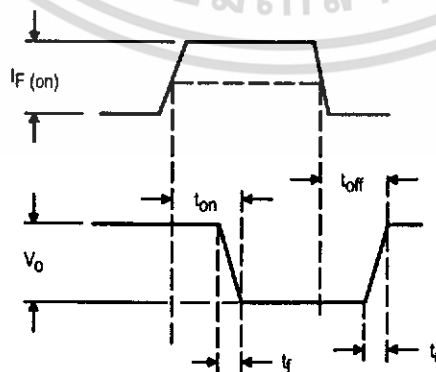
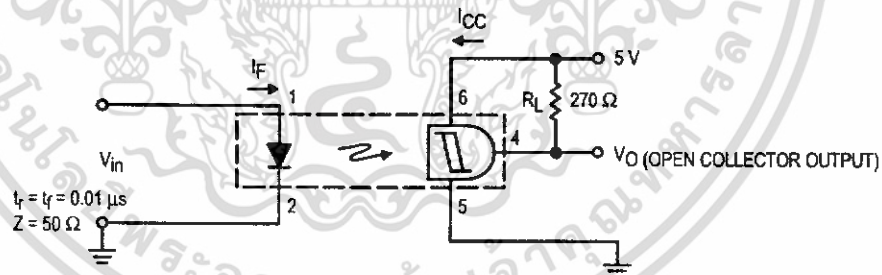


Figure 1. Switching Test Circuit

<sup>2</sup> เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่หรือใช้โดยไม่ได้รับอนุญาตจาก Motorola Optoelectronics Device Data  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TYPICAL CHARACTERISTICS

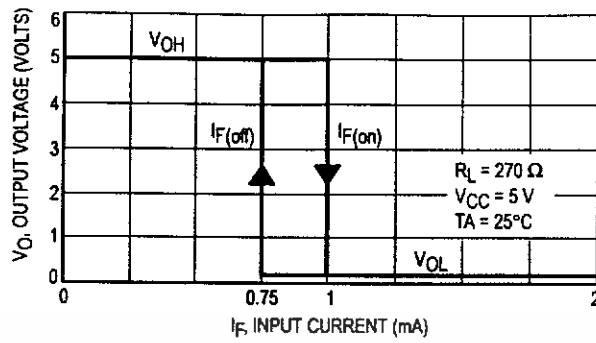


Figure 2. Transfer Characteristics for H11L1

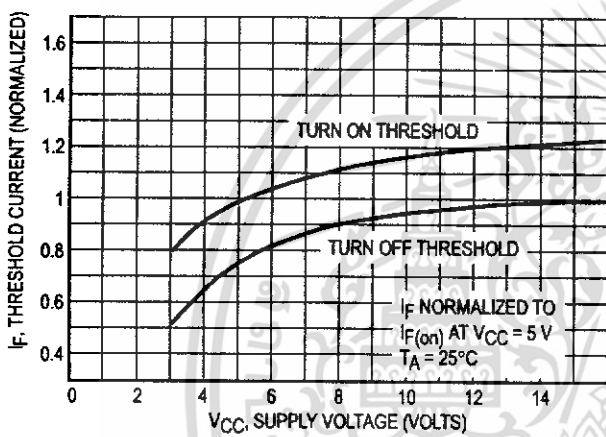


Figure 3. Threshold Current versus Supply Voltage

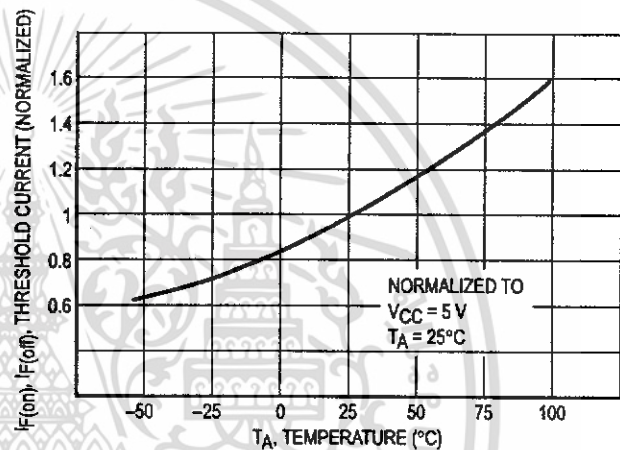


Figure 4. Threshold Current versus Temperature

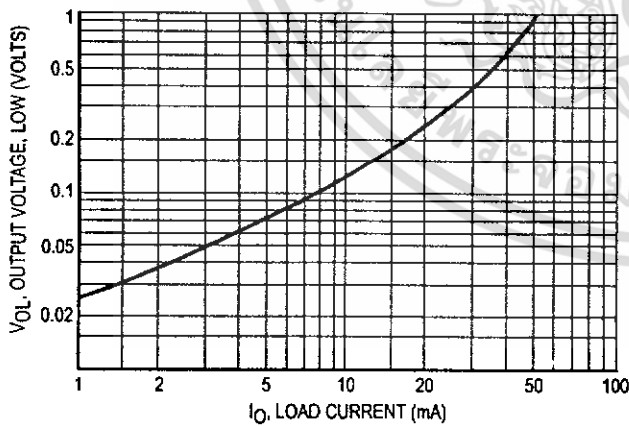


Figure 5. Output Voltage, Low versus Load Current

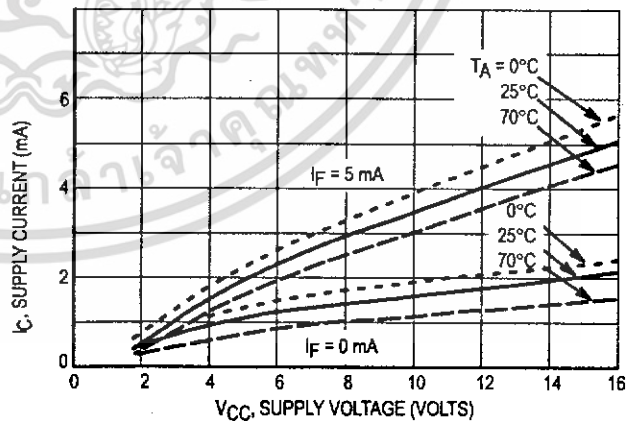
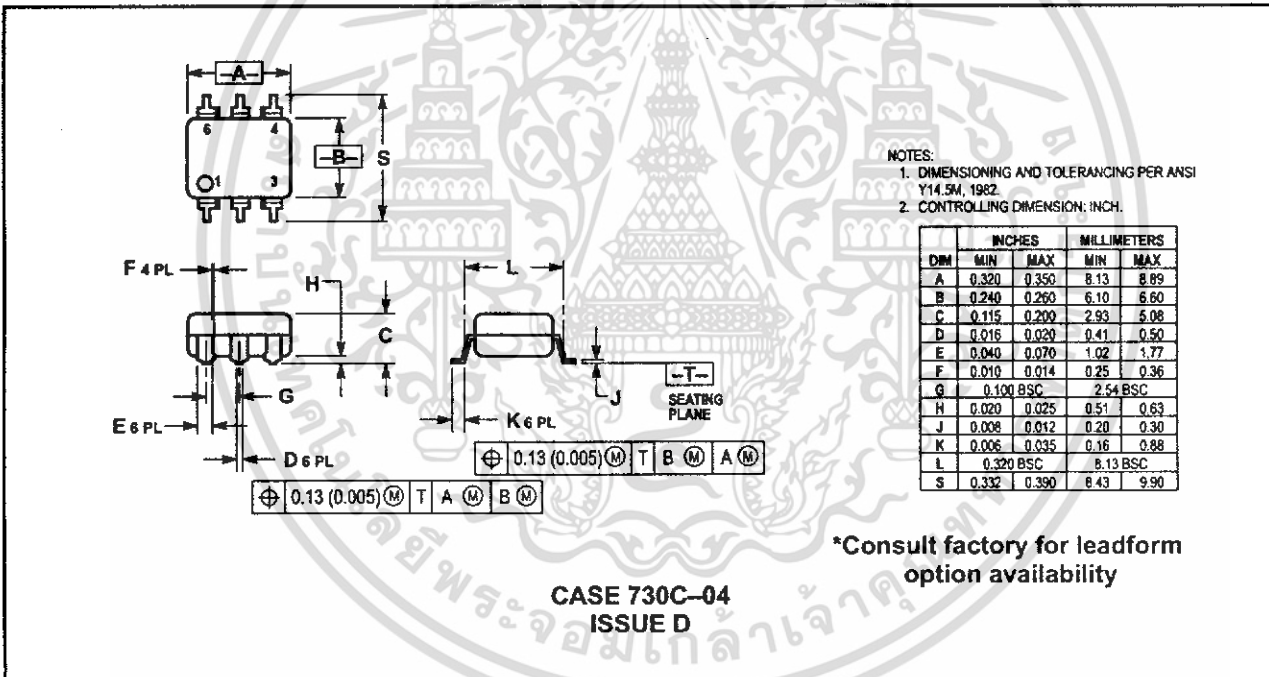
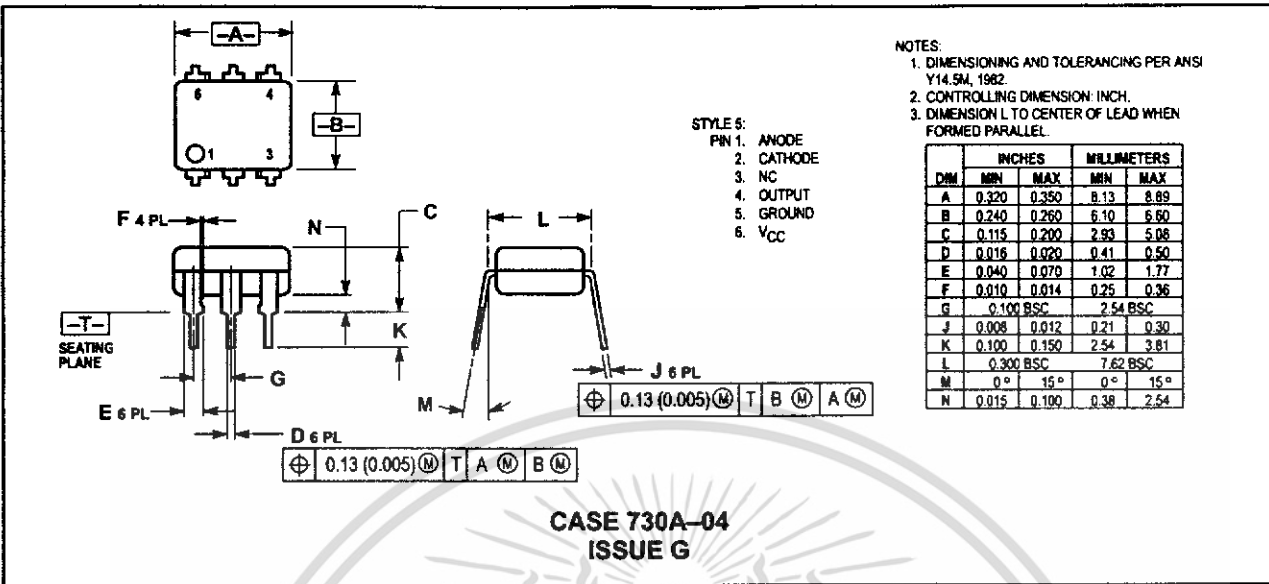
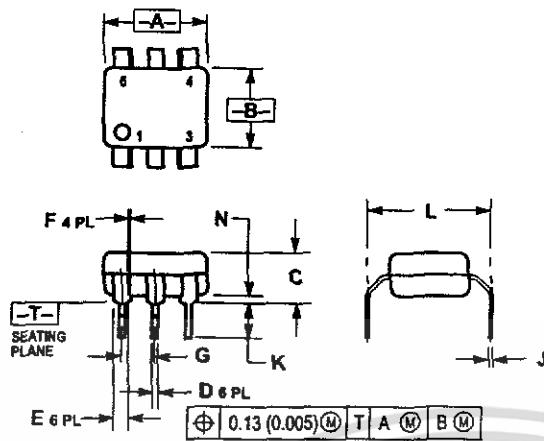


Figure 6. Supply Current versus Supply Voltage

H11L1 H11L2

PACKAGE DIMENSIONS



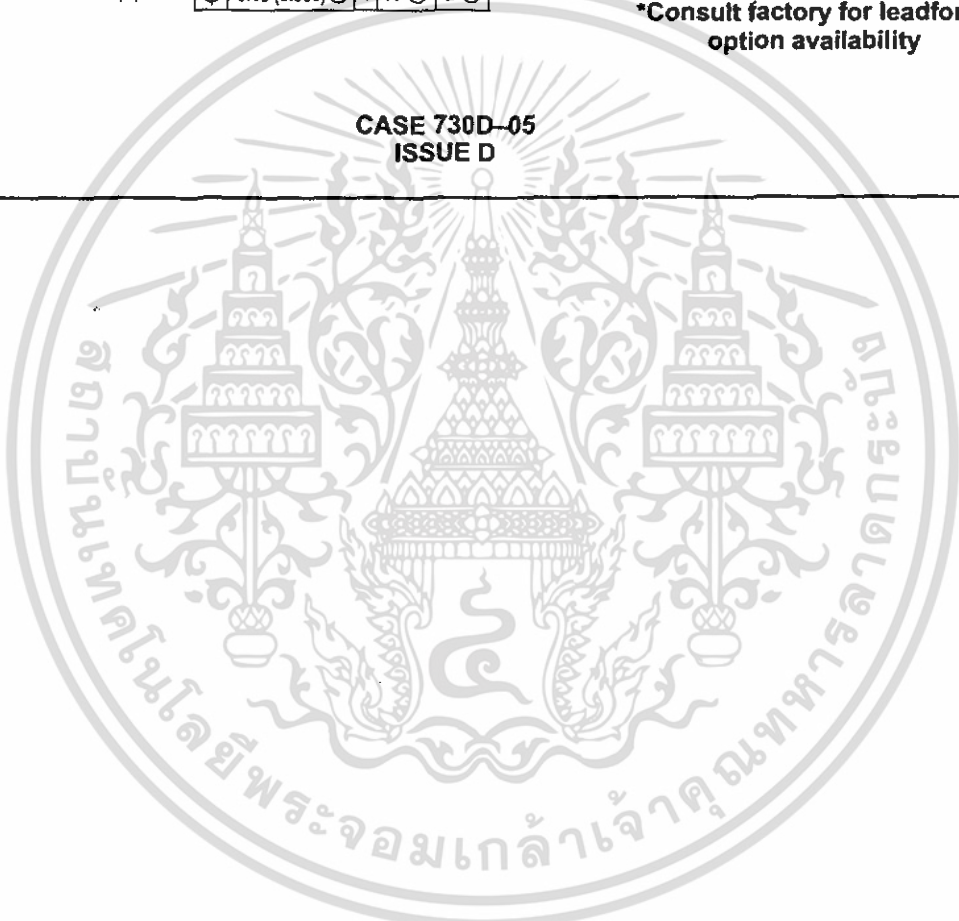


- NOTES:
1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
  2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.
  3. DIMENSION L TO CENTER OF LEAD WHEN FORMED PARALLEL.

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.320	0.350	8.13	8.89
B	0.240	0.260	6.10	6.60
C	0.115	0.200	2.93	5.08
D	0.016	0.020	0.41	0.50
E	0.040	0.070	1.02	1.77
F	0.010	0.014	0.25	0.36
G	0.100 BSC		2.54 BSC	
J	0.008	0.012	0.21	0.30
K	0.100	0.150	2.54	3.81
L	0.400	0.425	10.16	10.80
M	0.015	0.040	0.38	1.02

\*Consult factory for leadform option availability

CASE 730D-05  
ISSUE D



### CMOS Hex Buffer/Converters

The CD4049UB and CD4050B devices are inverting and non-inverting hex buffers, respectively, and feature logic-level conversion using only one supply voltage ( $V_{CC}$ ). The input-signal high level ( $V_{IH}$ ) can exceed the  $V_{CC}$  supply voltage when these devices are used for logic-level conversions. These devices are intended for use as CMOS to DTL/TTL converters and can drive directly two DTL/TTL loads. ( $V_{CC} = 5V$ ,  $V_{OL} \leq 0.4V$ , and  $I_{OL} \geq 3.3mA$ .)

The CD4049UB and CD4050B are designated as replacements for CD4009UB and CD4010B, respectively. Because the CD4049UB and CD4050B require only one power supply, they are preferred over the CD4009UB and CD4010B and should be used in place of the CD4009UB and CD4010B in all inverter, current driver, or logic-level conversion applications. In these applications the CD4049UB and CD4050B are pin compatible with the CD4009UB and CD4010B respectively, and can be substituted for these devices in existing as well as in new designs. Terminal No. 16 is not connected internally on the CD4049UB or CD4050B, therefore, connection to this terminal is of no consequence to circuit operation. For applications not requiring high sink-current or voltage conversion, the CD4069UB Hex Inverter is recommended.

### Features

- CD4049UB Inverting
- CD4050B Non-Inverting
- High Sink Current for Driving 2 TTL Loads
- High-To-Low Level Logic Conversion
- 100% Tested for Quiescent Current at 20V
- Maximum Input Current of  $1\mu A$  at 18V Over Full Package Temperature Range;  $100nA$  at 18V and  $25^\circ C$
- 5V, 10V and 15V Parametric Ratings

### Applications

- CMOS to DTL/TTL Hex Converter
- CMOS Current "Sink" or "Source" Driver
- CMOS High-To-Low Logic Level Converter

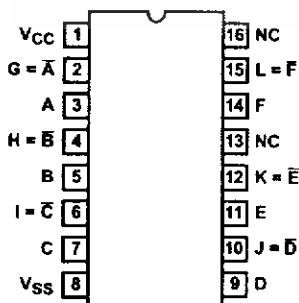
### Ordering Information

PART NUMBER	TEMP. RANGE ( $^\circ C$ )	PACKAGE
CD4049UBF3A	-55 to 125	16 Ld Cerdip
CD4050BF3A	-55 to 125	16 Ld Cerdip
CD4049UBD	-55 to 125	16 Ld SOIC
CD4049UBDR	-55 to 125	16 Ld SOIC
CD4049UBDT	-55 to 125	16 Ld SOIC
CD4049UBDW	-55 to 125	16 Ld SOIC
CD4049UBDWR	-55 to 125	16 Ld SOIC
CD4049UBE	-55 to 125	16 Ld PDIP
CD4049UBNSR	-55 to 125	16 Ld SOP
CD4049UBPW	-55 to 125	16 Ld TSSOP
CD4049UBPWR	-55 to 125	16 Ld TSSOP
CD4050BD	-55 to 125	16 Ld SOIC
CD4050BDR	-55 to 125	16 Ld SOIC
CD4050BDT	-55 to 125	16 Ld SOIC
CD4050BDW	-55 to 125	16 Ld SOIC
CD4050BDWR	-55 to 125	16 Ld SOIC
CD4050BE	-55 to 125	16 Ld PDIP
CD4050NSR	-55 to 125	16 Ld SOP
CD4050BPW	-55 to 125	16 Ld TSSOP
CD4050BPWR	-55 to 125	16 Ld TSSOP

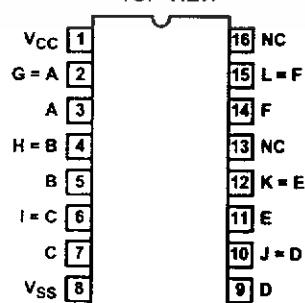
NOTE: When ordering, use the entire part number. The suffix R denotes tape and reel. The suffix T denotes a small-quantity reel of 250.

### Pinouts

CD4049UB (PDIP, Cerdip, SOIC, SOP, TSSOP)  
TOP VIEW

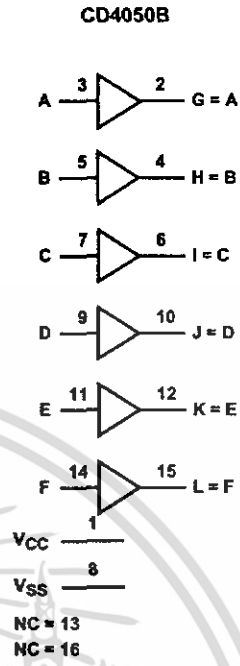
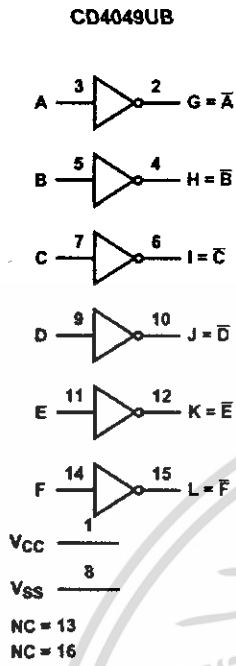


CD4050B (PDIP, Cerdip, SOIC, SOP)  
TOP VIEW



CD4049UB, CD4050B

Functional Block Diagrams



Schematic Diagrams

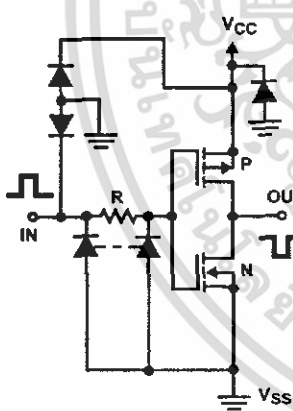


FIGURE 1A. SCHEMATIC DIAGRAM OF CD4049UB, 1 OF 6 IDENTICAL UNITS

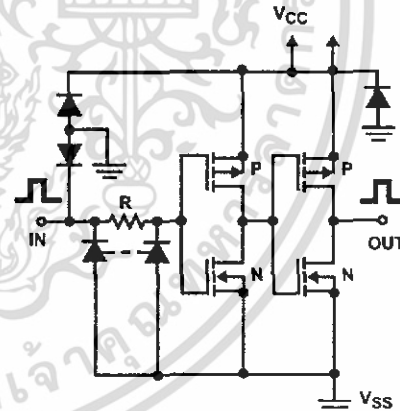


FIGURE 1B. SCHEMATIC DIAGRAM OF CD4050B, 1 OF 6 IDENTICAL UNITS

**CD4049UB, CD4050B****Absolute Maximum Ratings**

Supply Voltage (V+ to V-), ..... -0.5V to 20V  
 DC Input Current, Any One Input, .....  $\pm 10\text{mA}$

**Operating Conditions**

Temperature Range, ..... -55°C to 125°C

**Thermal Information**

Package Thermal Impedance,  $\theta_{JA}$  (see Note 1):

E (PDIP) Package ..... 67°C/W  
 D (SOIC) Package ..... 73°C/W  
 DW (SOIC) Package ..... 57°C/W  
 NS (SOP) Package ..... 64°C/W  
 PW (TSSOP) Package ..... 108°C/W  
 Maximum Junction Temperature (Plastic Package) ..... 150°C  
 Maximum Storage Temperature Range ..... 65°C to 150°C  
 Maximum Lead Temperature (Soldering 10s) ..... 265°C  
 SOIC - Lead Tips Only

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

**NOTE:**

1. The package thermal impedance is calculated in accordance with JESD 51-7.

**DC Electrical Specifications**

PARAMETER	TEST CONDITIONS			LIMITS AT INDICATED TEMPERATURE (°C)							UNITS
	V <sub>O</sub> (V)	V <sub>IN</sub> (V)	V <sub>CC</sub> (V)	25				MIN			
				-55	-40	85	125	MIN	TYP	MAX	
Quiescent Device Current I <sub>DD</sub> (Max)	-	0.5	5	1	1	30	30	-	0.02	1	$\mu\text{A}$
	-	0.10	10	2	2	60	60	-	0.02	2	$\mu\text{A}$
	-	0.15	15	4	4	120	120	-	0.02	4	$\mu\text{A}$
	-	0.20	20	20	20	600	600	-	0.04	20	$\mu\text{A}$
Output Low (Sink) Current I <sub>OL</sub> (Min)	0.4	0.5	4.5	3.3	3.1	2.1	1.8	2.6	5.2	-	mA
	0.4	0.5	5	4	3.8	2.9	2.4	3.2	6.4	-	mA
	0.5	0.10	10	10	9.6	6.6	5.6	8	16	-	mA
	1.5	0.15	15	26	25	20	18	24	48	-	mA
Output High (Source) Current I <sub>OH</sub> (Min)	4.6	0.5	5	-0.81	-0.73	-0.58	-0.48	-0.65	-1.2	-	mA
	2.5	0.5	5	-2.6	-2.4	-1.9	-1.55	-2.1	-3.9	-	mA
	9.5	0.10	10	-2.0	-1.8	-1.35	-1.18	-1.65	-3.0	-	mA
	13.5	0.15	15	-5.2	-4.8	-3.5	-3.1	-4.3	-8.0	-	mA
Output Voltage Low Level V <sub>OL</sub> (Max)	-	0.5	5	0.05	0.05	0.05	0.05	-	0	0.05	V
	-	0.10	10	0.05	0.05	0.05	0.05	-	0	0.05	V
	-	0.15	15	0.05	0.05	0.05	0.05	-	0	0.05	V
Output Voltage High Level V <sub>OH</sub> (Min)	-	0.5	5	4.95	4.95	4.95	4.95	4.95	5	-	V
	-	0.10	10	9.95	9.95	9.95	9.95	9.95	10	-	V
	-	0.15	15	14.95	14.95	14.95	14.95	14.95	15	-	V
Input Low Voltage, V <sub>IL</sub> (Max) CD4049UB	4.5	-	5	1	1	1	1	-	-	1	V
	9	-	10	2	2	2	2	-	-	2	V
	13.5	-	15	2.5	2.5	2.5	2.5	-	-	2.5	V
Input Low Voltage, V <sub>IL</sub> (Max) CD4050B	0.5	-	5	1.5	1.5	1.5	1.5	-	-	1.5	V
	1	-	10	3	3	3	3	-	-	3	V
	1.5	-	15	4	4	4	4	-	-	4	V

## CD4049UB, CD4050B

## DC Electrical Specifications (Continued)

PARAMETER	TEST CONDITIONS			LIMITS AT INDICATED TEMPERATURE (°C)							UNITS
				25							
	V <sub>O</sub> (V)	V <sub>IN</sub> (V)	V <sub>CC</sub> (V)	-55	-40	85	125	MIN	TYP	MAX	
Input High Voltage, V <sub>IH</sub> Min CD4049UB	0.5	-	5	4	4	4	4	4	-	-	V
	1	-	10	8	8	8	8	8	-	-	V
	1.5	-	15	12.5	12.5	12.5	12.5	12.5	-	-	V
Input High Voltage, V <sub>IH</sub> Min CD4050B	4.5	-	5	3.5	3.5	3.5	3.5	3.5	-	-	V
	9	-	10	7	7	7	7	7	-	-	V
	13.5	-	15	11	11	11	11	11	-	-	V
Input Current, I <sub>IN</sub> Max	-	0.18	18	±0.1	±0.1	±1	±1	-	±10 <sup>-5</sup>	±0.1	µA

AC Electrical Specifications T<sub>A</sub> = 25°C, Input t<sub>r</sub>, t<sub>f</sub> = 20ns, C<sub>L</sub> = 50pF, R<sub>L</sub> = 200kΩ

PARAMETER	TEST CONDITIONS		LIMITS (ALL PACKAGES)		UNITS
	V <sub>IN</sub>	V <sub>CC</sub>	TYP	MAX	
Propagation Delay Time Low to High, t <sub>pLH</sub> CD4049UB	5	5	60	120	ns
	10	10	32	65	ns
	10	5	45	90	ns
	15	15	25	50	ns
	15	5	45	90	ns
Propagation Delay Time Low to High, t <sub>pLH</sub> CD4050B	5	5	70	140	ns
	10	10	40	80	ns
	10	5	45	90	ns
	15	15	30	60	ns
	15	5	40	80	ns
Propagation Delay Time High to Low, t <sub>pHL</sub> CD4049UB	5	5	32	65	ns
	10	10	20	40	ns
	10	5	15	30	ns
	15	15	15	30	ns
	15	5	10	20	ns
Propagation Delay Time High to Low, t <sub>pHL</sub> CD4050B	5	5	55	110	ns
	10	10	22	55	ns
	10	5	50	100	ns
	15	15	15	30	ns
	15	5	50	100	ns
Transition Time, Low to High, t <sub>TLH</sub>	5	5	80	160	ns
	10	10	40	80	ns
	15	15	30	60	ns
Transition Time, High to Low, t <sub>THL</sub>	5	5	30	60	ns
	10	10	20	40	ns
	15	15	15	30	ns

CD4049UB, CD4050B

AC Electrical Specifications  $T_A = 25^\circ\text{C}$ , Input  $t_r, t_f = 20\text{ns}$ ,  $C_L = 50\text{pF}$ ,  $R_L = 200\text{k}\Omega$  (Continued)

PARAMETER	TEST CONDITIONS		LIMITS (ALL PACKAGES)		UNITS
	$V_{IN}$	$V_{CC}$	TYP	MAX	
Input Capacitance, $C_{IN}$ CD4049UB	-	-	15	22.5	pF
Input Capacitance, $C_{IN}$ CD4050B	-	-	5	7.5	pF

Typical Performance Curves

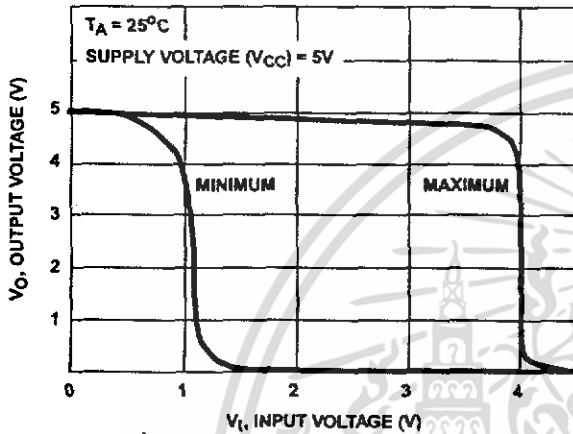


FIGURE 2. MINIMUM AND MAXIMUM VOLTAGE TRANSFER CHARACTERISTICS FOR CD4049UB

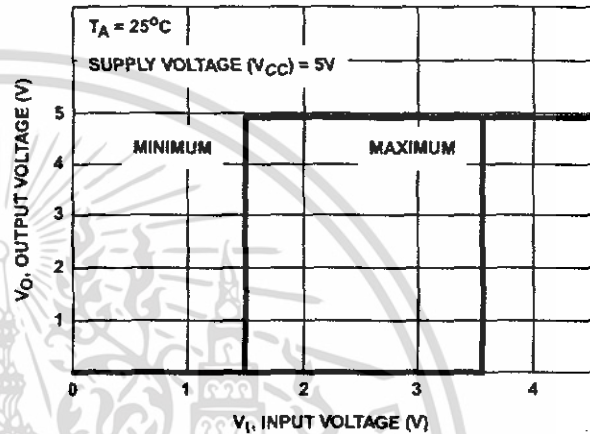


FIGURE 3. MINIMUM AND MAXIMUM VOLTAGE TRANSFER CHARACTERISTICS FOR CD4050B

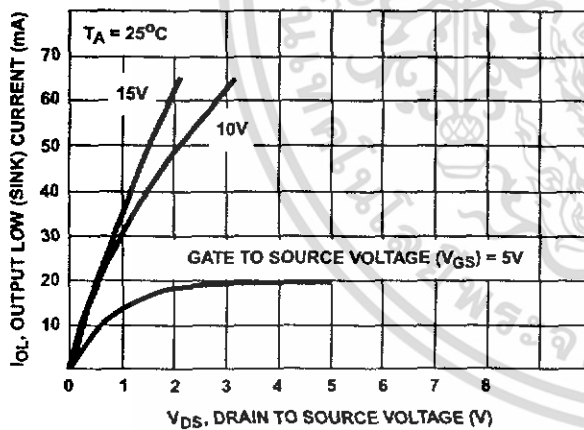


FIGURE 4. TYPICAL OUTPUT LOW (SINK) CURRENT CHARACTERISTICS

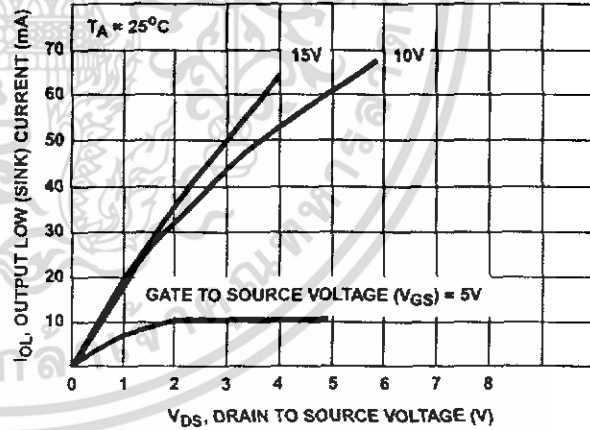


FIGURE 5. MINIMUM OUTPUT LOW (SINK) CURRENT DRAIN CHARACTERISTICS

CD4049UB, CD4050B

Typical Performance Curves (Continued)

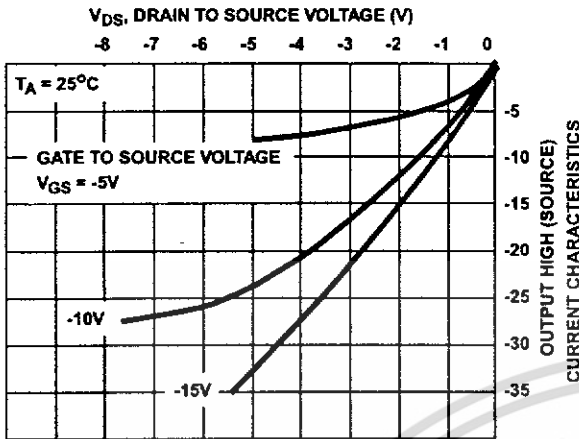


FIGURE 6. TYPICAL OUTPUT HIGH (SOURCE) CURRENT CHARACTERISTICS

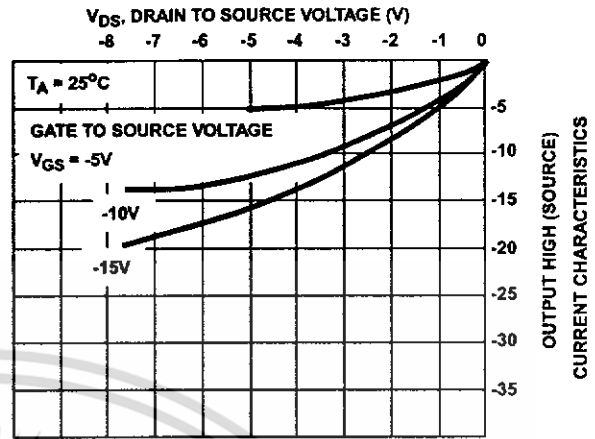


FIGURE 7. MINIMUM OUTPUT HIGH (SOURCE) CURRENT CHARACTERISTICS

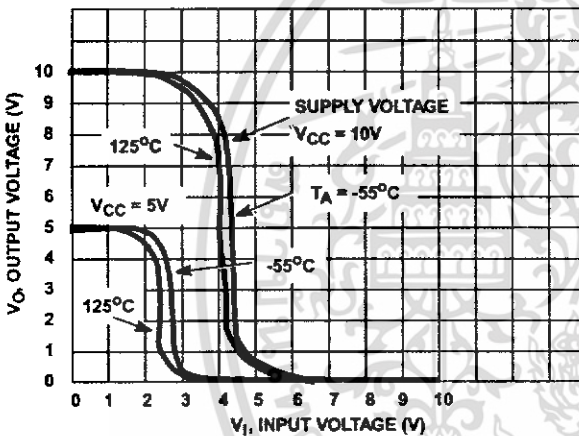


FIGURE 8. TYPICAL VOLTAGE TRANSFER CHARACTERISTICS AS A FUNCTION OF TEMPERATURE FOR CD4049UB

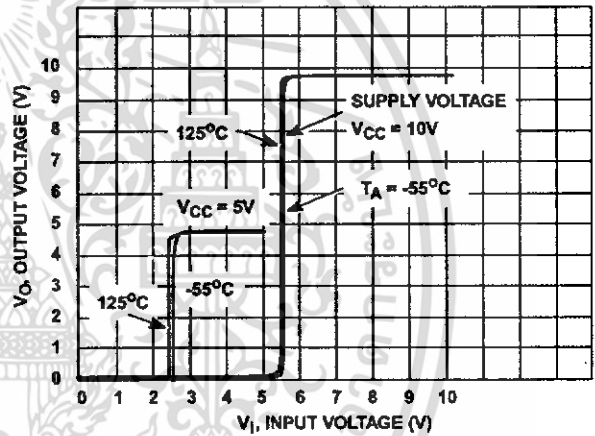


FIGURE 9. TYPICAL VOLTAGE TRANSFER CHARACTERISTICS AS A FUNCTION OF TEMPERATURE FOR CD4050B

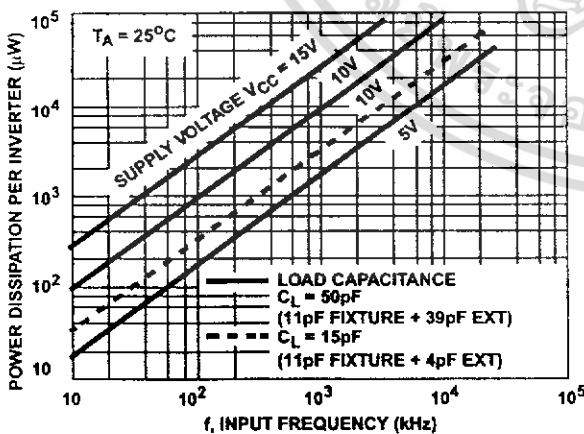


FIGURE 10. TYPICAL POWER DISSIPATION vs FREQUENCY CHARACTERISTICS

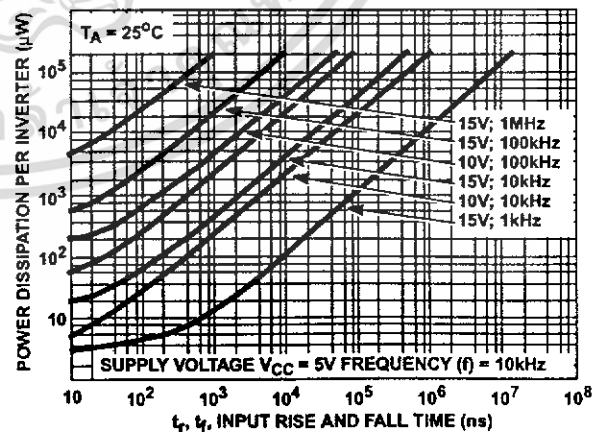


FIGURE 11. TYPICAL POWER DISSIPATION vs INPUT RISE AND FALL TIMES PER INVERTER FOR CD4049UB

CD4049UB, CD4050B

Typical Performance Curves (Continued)

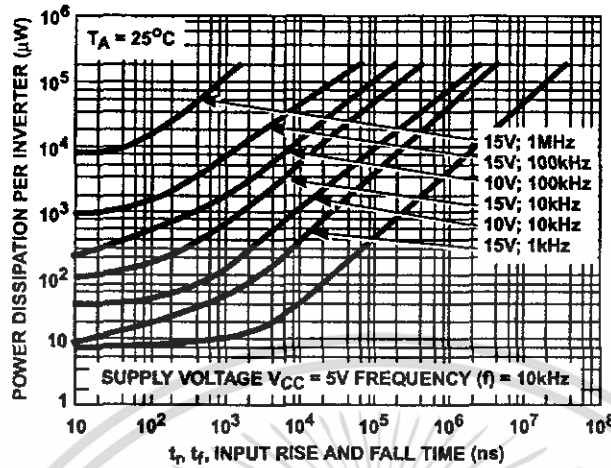


FIGURE 12. TYPICAL POWER DISSIPATION vs INPUT RISE AND FALL TIMES PER INVERTER FOR CD4050B

Test Circuits

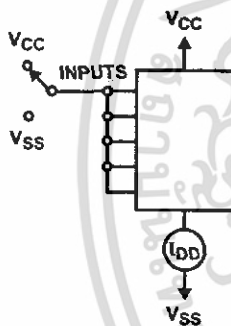
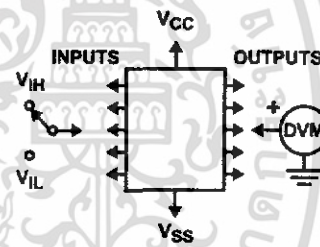
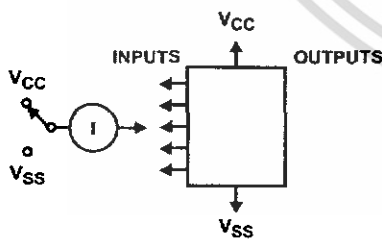


FIGURE 13. QUIESCENT DEVICE CURRENT TEST CIRCUIT



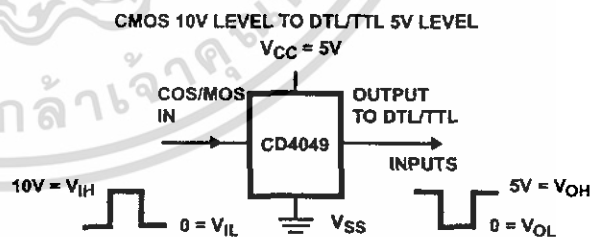
NOTE: Test any one input with other inputs at V<sub>CC</sub> or V<sub>SS</sub>.

FIGURE 14. INPUT VOLTAGE TEST CIRCUIT



NOTE: Measure inputs sequentially, to both V<sub>CC</sub> and V<sub>SS</sub> connect unused inputs to either V<sub>CC</sub> or V<sub>SS</sub>.

FIGURE 15. INPUT CURRENT TEST CIRCUIT

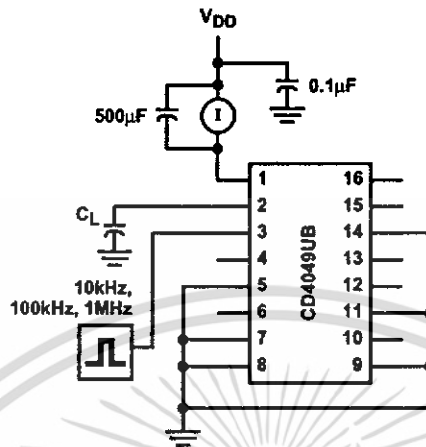


In Terminal - 3, 5, 7, 9, 11, or 14  
Out Terminal - 2, 4, 6, 10, 12 or 15  
V<sub>CC</sub> Terminal - 1  
V<sub>SS</sub> Terminal - 8

FIGURE 16. LOGIC LEVEL CONVERSION APPLICATION

## CD4049UB, CD4050B

## Test Circuits (Continued)

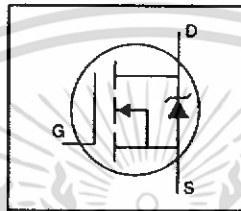


$C_L$  INCLUDES FIXTURE CAPACITANCE

FIGURE 17. DYNAMIC POWER DISSIPATION TEST CIRCUITS

**HEXFET® Power MOSFET**

- Dynamic dv/dt Rating
- Repetitive Avalanche Rated
- Isolated Central Mounting Hole
- Fast Switching
- Ease of Paralleling
- Simple Drive Requirements



$$V_{DSS} = 200V$$

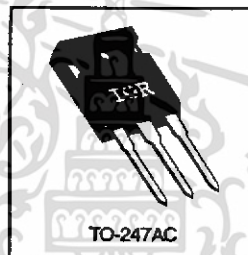
$$R_{DS(on)} = 0.085\Omega$$

$$I_D = 30A$$

**Description**

Third Generation HEXFETs from International Rectifier provide the designer with the best combination of fast switching, ruggedized device design, low on-resistance and cost-effectiveness.

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


 DATA  
SHEETS

**Absolute Maximum Ratings**


	Parameter	Max.	Units
$I_D$ @ $T_C = 25^\circ\text{C}$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10\text{ V}$	30	A
$I_D$ @ $T_C = 100^\circ\text{C}$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10\text{ V}$	19	
$I_{DM}$	Pulsed Drain Current ①	120	
$P_D$ @ $T_C = 25^\circ\text{C}$	Power Dissipation	190	W
	Linear Derating Factor	1.5	W/°C
$V_{GS}$	Gate-to-Source Voltage	$\pm 20$	V
$E_{AS}$	Single Pulse Avalanche Energy ②	410	mJ
$I_{AR}$	Avalanche Current ③	30	A
$E_{AR}$	Repetitive Avalanche Energy ④	19	mJ
dv/dt	Peak Diode Recovery dv/dt ⑤	5.0	V/ns
$T_J$	Operating Junction and	-55 to +150	°C
$T_{STG}$	Storage Temperature Range		
	Soldering Temperature, for 10 seconds	300 (1.6mm from case)	
	Mounting Torque, 6-32 or M3 screw	10 lbf-in (1.1 N-m)	

**Thermal Resistance**


	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case	—	—	0.65	°C/W
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, Flat, Greased Surface	—	0.24	—	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient	—	—	40	

## IRFP250

Electrical Characteristics @  $T_J = 25^\circ\text{C}$  (unless otherwise specified)

Parameter	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
$V_{(BR)DSS}$	Drain-to-Source Breakdown Voltage	200	—	—	V	$V_{GS}=0V, I_D=250\mu A$
$\Delta V_{(BR)DSS}/\Delta T_J$	Breakdown Voltage Temp. Coefficient	—	0.27	—	V/°C	Reference to $25^\circ\text{C}, I_D=1mA$
$R_{DS(on)}$	Static Drain-to-Source On-Resistance	—	—	0.085	$\Omega$	$V_{GS}=10V, I_D=18A$ ①
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	2.0	—	4.0	V	$V_{DS}=V_{GS}, I_D=250\mu A$
$g_{fs}$	Forward Transconductance	12	—	—	S	$V_{DS}=50V, I_D=18A$ ①
$I_{DSS}$	Drain-to-Source Leakage Current	—	—	25	$\mu A$	$V_{DS}=200V, V_{GS}=0V$
		—	—	250	$\mu A$	$V_{DS}=160V, V_{GS}=0V, T_J=125^\circ\text{C}$
$I_{GSS}$	Gate-to-Source Forward Leakage	—	—	100	nA	$V_{GS}=20V$
	Gate-to-Source Reverse Leakage	—	—	-100	nA	$V_{GS}=-20V$
$Q_g$	Total Gate Charge	—	—	140	nC	$I_D=30A$
$Q_{gs}$	Gate-to-Source Charge	—	—	28	nC	$V_{DS}=160V$
$Q_{gd}$	Gate-to-Drain ("Miller") Charge	—	—	74	nC	$V_{GS}=10V$ See Fig. 6 and 13 ①
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	—	16	—	ns	$V_{DD}=100V$
$t_r$	Rise Time	—	86	—	ns	$I_D=30A$
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	70	—	ns	$R_G=6.2\Omega$
$t_f$	Fall Time	—	62	—	ns	$R_D=3.2\Omega$ See Figure 10 ①
$L_D$	Internal Drain Inductance	—	5.0	—	nH	Between lead, 6 mm (0.25in.) from package and center of die contact 
$L_S$	Internal Source Inductance	—	13	—	nH	
$C_{iss}$	Input Capacitance	—	2800	—	pF	$V_{GS}=0V$
$C_{oss}$	Output Capacitance	—	780	—	pF	$V_{DS}=25V$
$C_{riss}$	Reverse Transfer Capacitance	—	250	—	pF	$f=1.0MHz$ See Figure 5

## Source-Drain Ratings and Characteristics

Parameter	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
$I_S$	Continuous Source Current (Body Diode)	—	—	30	A	MOSFET symbol showing the integral reverse p-n junction diode. 
$I_{SM}$	Pulsed Source Current (Body Diode) ①	—	—	120	A	
$V_{SD}$	Diode Forward Voltage	—	—	2.0	V	$T_J=25^\circ\text{C}, I_S=30A, V_{GS}=0V$ ②
$t_{rr}$	Reverse Recovery Time	—	360	540	ns	$T_J=25^\circ\text{C}, I_F=30A$
$Q_{rr}$	Reverse Recovery Charge	—	4.6	6.9	$\mu C$	$di/dt=100A/\mu s$ ③
$t_{on}$	Forward Turn-On Time	Intrinsic turn-on time is negligible (turn-on is dominated by $L_S+L_D$ )				

## Notes:

- ① Repetitive rating; pulse width limited by max. junction temperature (See Figure 11)
- ②  $I_{GS} \leq 30A, di/dt \leq 190A/\mu s, V_{DS} \leq V_{(BR)DSS}, T_J \leq 150^\circ\text{C}$
- ③  $V_{DD}=50V, \text{starting } T_J=25^\circ\text{C}, L=683\mu H, R_G=25\Omega, I_{AS}=30A$  (See Figure 12)
- ④ Pulse width  $\leq 300\mu s$ ; duty cycle  $\leq 2\%$ .

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



IRFP250

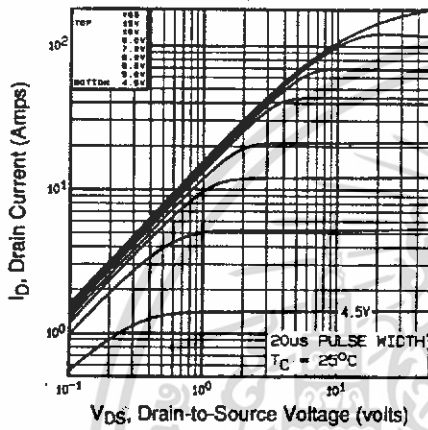


Fig 1. Typical Output Characteristics, Tc=25°C

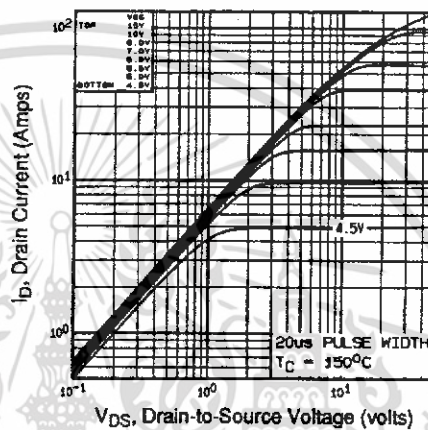


Fig 2. Typical Output Characteristics, Tc=150°C

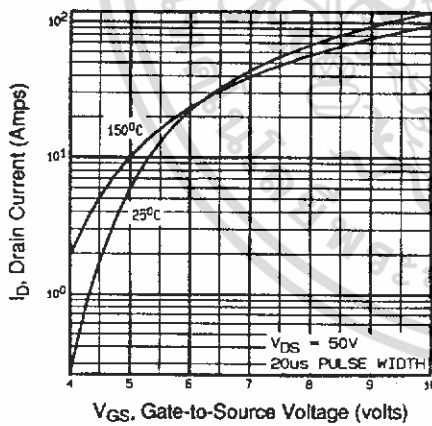


Fig 3. Typical Transfer Characteristics

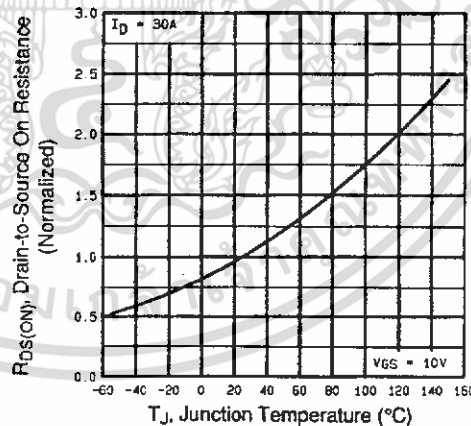


Fig 4. Normalized On-Resistance Vs. Temperature

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IRFP250

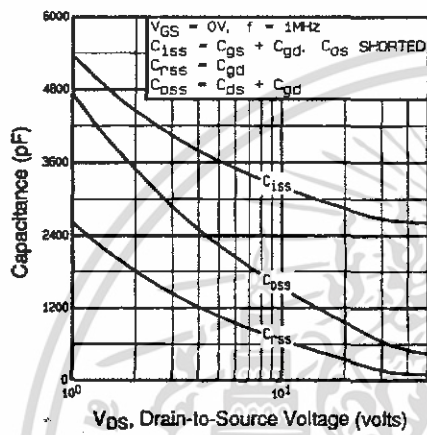


Fig 5. Typical Capacitance Vs. Drain-to-Source Voltage

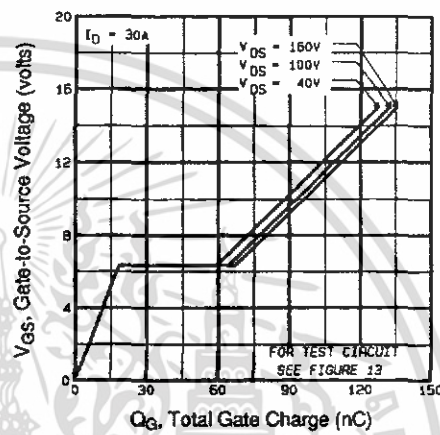


Fig 6. Typical Gate Charge Vs. Gate-to-Source Voltage

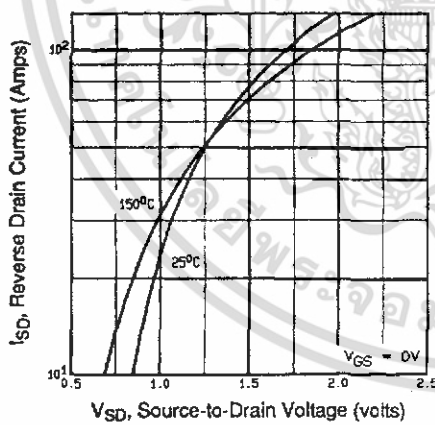


Fig 7. Typical Source-Drain Diode Forward Voltage

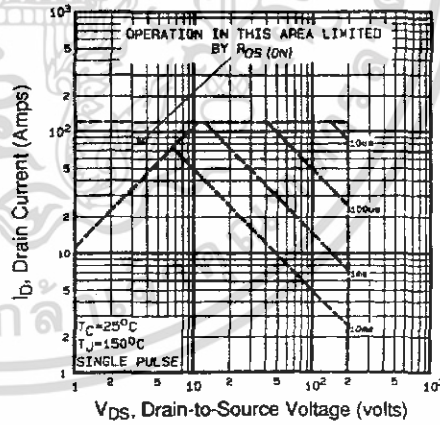


Fig 8. Maximum Safe Operating Area

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



IRFP250

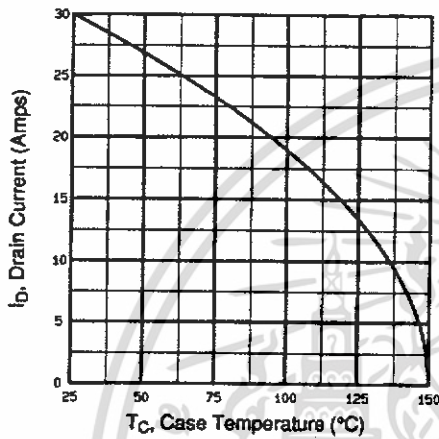


Fig 9. Maximum Drain Current Vs. Case Temperature

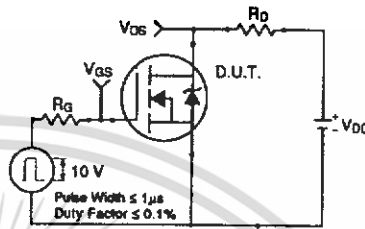


Fig 10a. Switching Time Test Circuit

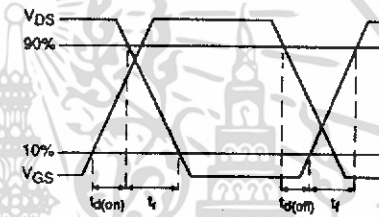


Fig 10b. Switching Time Waveforms

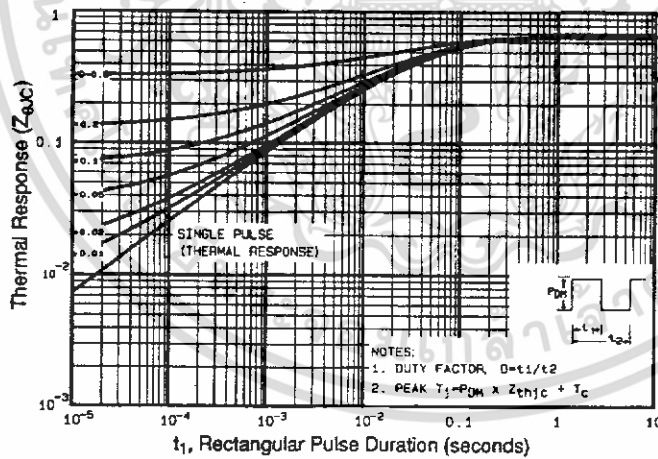


Fig 11. Maximum Effective Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IRFP250

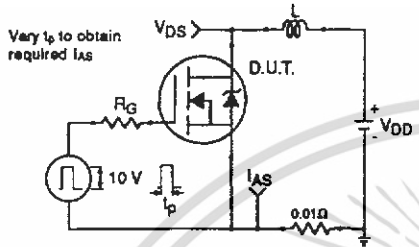


Fig 12a. Unclamped Inductive Test Circuit

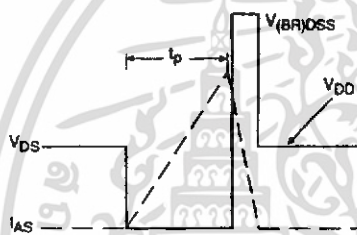


Fig 12b. Unclamped Inductive Waveforms

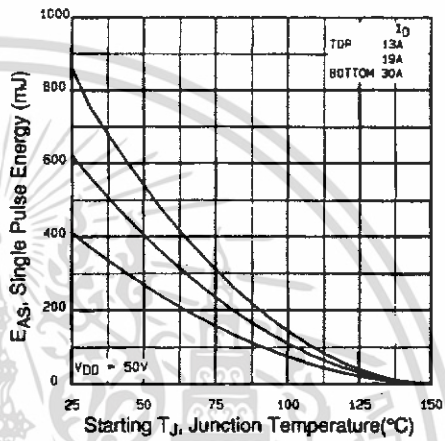


Fig 12c. Maximum Avalanche Energy Vs. Drain Current

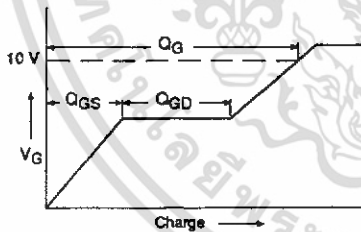


Fig 13a. Basic Gate Charge Waveform

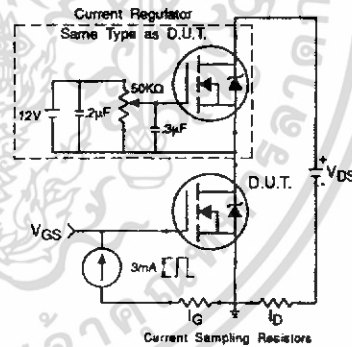


Fig 13b. Gate Charge Test Circuit

Appendix A: Figure 14, Peak Diode Recovery  $dv/dt$  Test Circuit – See page 1505

Appendix B: Package Outline Mechanical Drawing – See page 1511

Appendix C: Part Marking Information – See page 1517



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

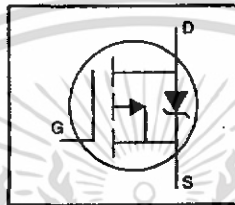
**International  
IR Rectifier**

PD-9.422B

**IRF9640**

HEXFET® Power MOSFET

- Dynamic  $dv/dt$  Rating
- Repetitive Avalanche Rated
- P-Channel
- Fast Switching
- Ease of Paralleling
- Simple Drive Requirements

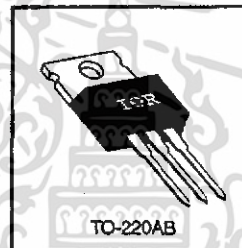


$V_{DSS} = -200V$
$R_{DS(on)} = 0.50\Omega$
$I_D = -11A$

**Description**

Third Generation HEXFETs from International Rectifier provide the designer with the best combination of fast switching, ruggedized device design, low on-resistance and cost-effectiveness.

The TO-220 package is universally preferred for all commercial-industrial applications at power dissipation levels to approximately 50 watts. The low thermal resistance and low package cost of the TO-220 contribute to its wide acceptance throughout the industry.



DATA SHEETS

**Absolute Maximum Ratings**

	Parameter	Max.	Units
$I_D$ @ $T_C = 25^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} \text{ @ } -10 V$	-11	A
$I_D$ @ $T_C = 100^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} \text{ @ } -10 V$	-6.8	
$I_{DM}$	Pulsed Drain Current ①	-44	
$P_D$ @ $T_C = 25^\circ C$	Power Dissipation	125	W
	Linear Derating Factor	1.0	W/°C
$V_{GS}$	Gate-to-Source Voltage	$\pm 20$	V
$E_{AS}$	Single Pulse Avalanche Energy ②	700	mJ
$I_{AR}$	Avalanche Current ①	-11	A
$E_{AR}$	Repetitive Avalanche Energy ①	13	mJ
$dv/dt$	Peak Diode Recovery $dv/dt$ ③	-5.0	V/ns
$T_J$ $T_{STG}$	Operating Junction and Storage Temperature Range	-55 to +150	°C
	Soldering Temperature, for 10 seconds	300 (1.6mm from case)	
	Mounting Torque, 6-32 or M3 screw	10 lbf-in (1.1 N-m)	

**Thermal Resistance**

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case	—	—	1.0	°C/W
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, Flat, Greased Surface	—	0.50	—	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient	—	—	62	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## IRF9640

Electrical Characteristics @  $T_J = 25^\circ\text{C}$  (unless otherwise specified)

Parameter	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
$V_{(BR)DSS}$	Drain-to-Source Breakdown Voltage	-200	—	—	V	$V_{GS}=0V, I_D=-250\mu A$
$\Delta V_{(BR)DSS}/\Delta T_J$	Breakdown Voltage Temp. Coefficient	—	-0.20	—	V/°C	Reference to $25^\circ\text{C}$ , $I_D=-1mA$
$R_{DS(on)}$	Static Drain-to-Source On-Resistance	—	—	0.50	$\Omega$	$V_{GS}=-10V, I_D=-6.6A$ ①
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	-2.0	—	-4.0	V	$V_{DS}=V_{GS}, I_D=-250\mu A$
$g_{fs}$	Forward Transconductance	4.1	—	—	S	$V_{DS}=-50V, I_D=-6.6A$ ①
$I_{DSS}$	Drain-to-Source Leakage Current	—	—	-100	$\mu A$	$V_{GS}=-200V, V_{DS}=0V, T_J=125^\circ\text{C}$
$I_{GSS}$	Gate-to-Source Forward Leakage	—	—	-100	nA	$V_{DS}=-20V$
	Gate-to-Source Reverse Leakage	—	—	100	nA	$V_{GS}=20V$
$Q_g$	Total Gate Charge	—	—	44	nC	$I_D=-11A$
$Q_{gs}$	Gate-to-Source Charge	—	—	7.1	nC	$V_{GS}=-160V$
$Q_{gd}$	Gate-to-Drain ("Miller") Charge	—	—	27	nC	$V_{GS}=-10V$ See Fig. 6 and 13 ②
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	—	14	—	ns	$V_{DD}=100V$
$t_r$	Rise Time	—	43	—		$I_D=-11A$
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	39	—		$R_G=9.1\Omega$
$t_f$	Fall Time	—	38	—		$R_D=8.6\Omega$ See Figure 10 ③
$L_D$	Internal Drain Inductance	—	4.5	—	nH	Between lead, 6 mm (0.25in.) from package and center of die contact
$L_S$	Internal Source Inductance	—	7.5	—		
$C_{iss}$	Input Capacitance	—	1200	—	pF	$V_{GS}=0V$
$C_{oss}$	Output Capacitance	—	370	—		$V_{DS}=-25V$
$C_{res}$	Reverse Transfer Capacitance	—	81	—		$f=1.0MHz$ See Figure 5

## Source-Drain Ratings and Characteristics

Parameter	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
$I_S$	Continuous Source Current (Body Diode)	—	—	-11	A	MOSFET symbol showing the integral reverse p-n junction diode.
$I_{SM}$	Pulsed Source Current (Body Diode) ①	—	—	-44		
$V_{SD}$	Diode Forward Voltage	—	—	-5.0	V	$T_J=25^\circ\text{C}, I_S=-11A, V_{GS}=0V$ ②
$t_{rr}$	Reverse Recovery Time	—	250	300	ns	$T_J=25^\circ\text{C}, I_S=-11A$
$Q_{rr}$	Reverse Recovery Charge	—	2.9	3.6	$\mu C$	$di/dt=100A/\mu s$ ③
$t_{on}$	Forward Turn-On Time	Intrinsic turn-on time is negligible (turn-on is dominated by $L_S+L_D$ )				

## Notes:

- ① Repetitive rating; pulse width limited by max. junction temperature (See Figure 11)
- ②  $V_{DD}=-50V$ , starting  $T_J=25^\circ\text{C}$ ,  $L=8.7mH$ ,  $R_G=25\Omega$ ,  $I_{AS}=-11A$  (See Figure 12)
- ③  $I_{SD}\leq 11A$ ,  $di/dt\leq 150A/\mu s$ ,  $V_{DD}\leq V_{(BR)DSS}$ ,  $T_J\leq 150^\circ\text{C}$
- ④ Pulse width  $\leq 300\mu s$ ; duty cycle  $\leq 2\%$ .

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



IRF9640

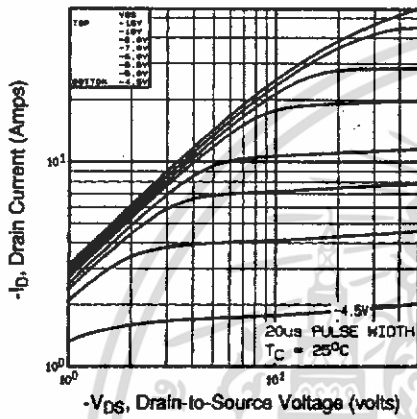


Fig 1. Typical Output Characteristics,  $T_C=25^\circ\text{C}$

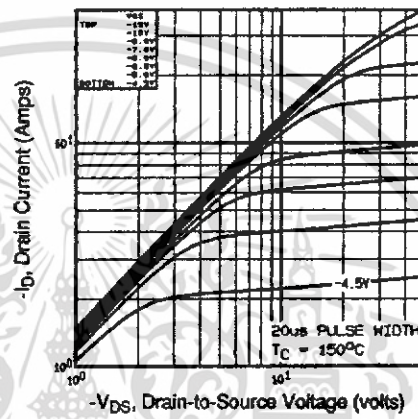


Fig 2. Typical Output Characteristics,  $T_C=150^\circ\text{C}$

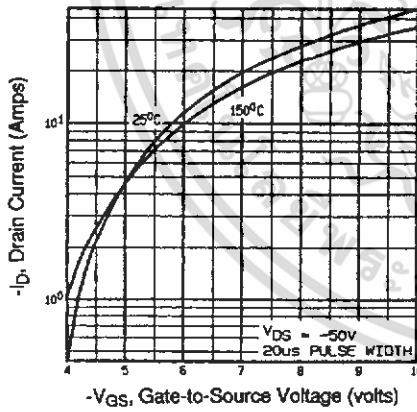


Fig 3. Typical Transfer Characteristics

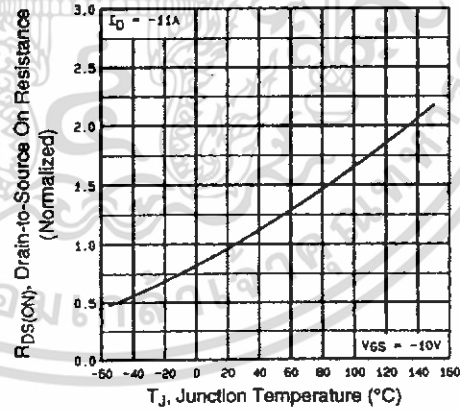


Fig 4. Normalized On-Resistance Vs. Temperature

DATA SHEETS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IRF9640

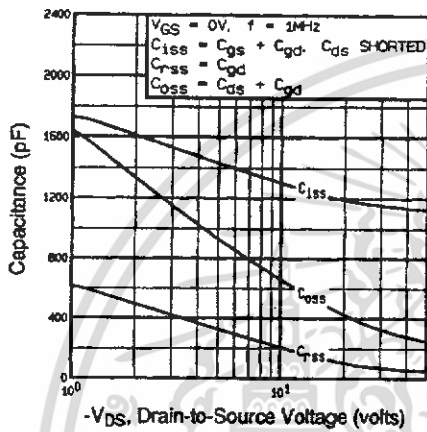


Fig 5. Typical Capacitance Vs. Drain-to-Source Voltage

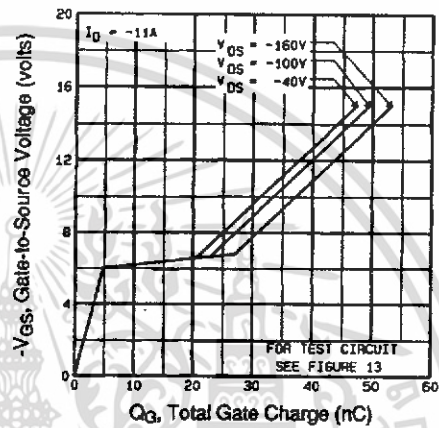


Fig 6. Typical Gate Charge Vs. Gate-to-Source Voltage

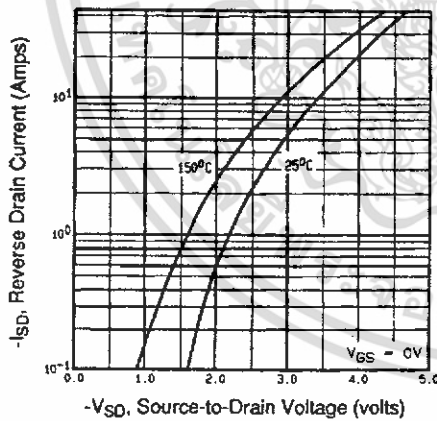


Fig 7. Typical Source-Drain Diode Forward Voltage

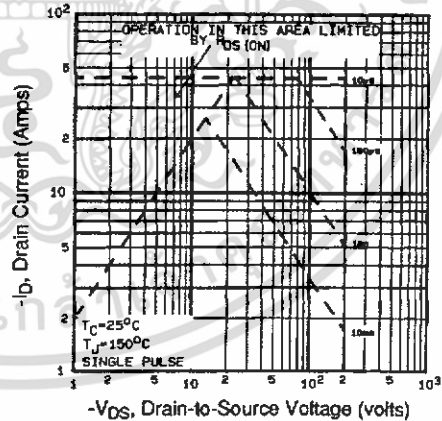


Fig 8. Maximum Safe Operating Area

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



IRF9640

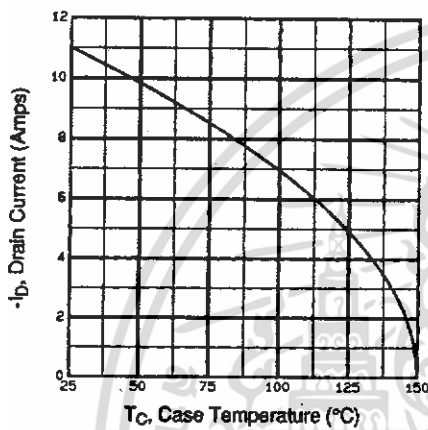


Fig 9. Maximum Drain Current Vs. Case Temperature

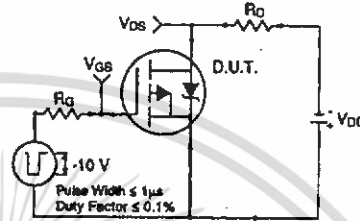


Fig 10a. Switching Time Test Circuit

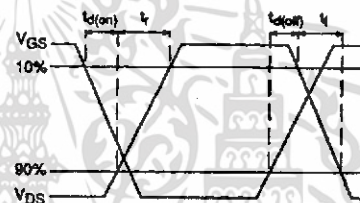


Fig 10b. Switching Time Waveforms

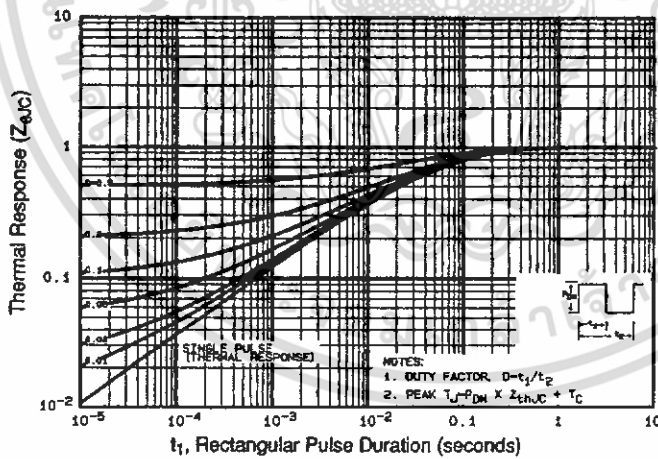


Fig 11. Maximum Effective Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# IRF9640

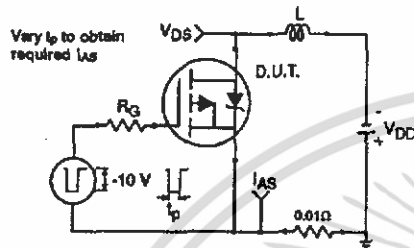


Fig 12a. Unclamped Inductive Test Circuit

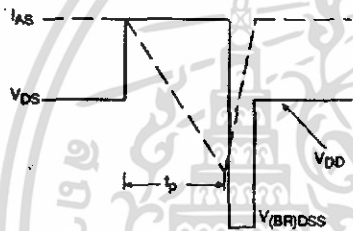


Fig 12b. Unclamped Inductive Waveforms

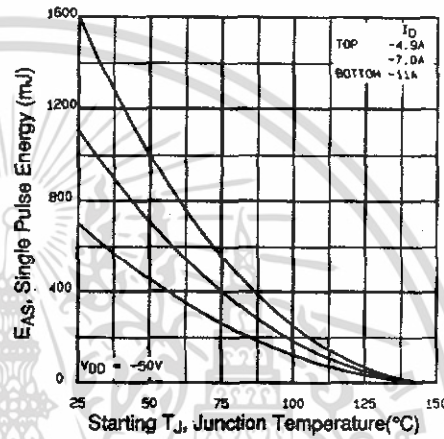


Fig 12c. Maximum Avalanche Energy Vs. Drain Current

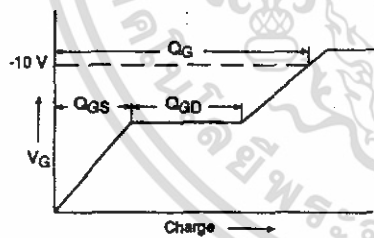


Fig 13a. Basic Gate Charge Waveform

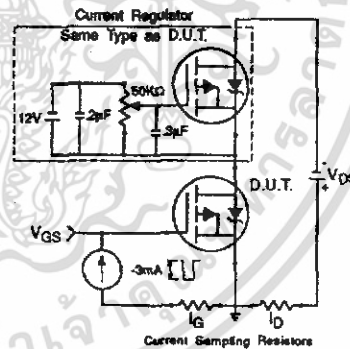


Fig 13b. Gate Charge Test Circuit

Appendix A: Figure 14, Peak Diode Recovery  $dv/dt$  Test Circuit – See page 1506

Appendix B: Package Outline Mechanical Drawing – See page 1509

Appendix C: Part Marking Information – See page 1516

Appendix E: Optional Leadforms – See page 1525



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# SWITCHMODE™ Power Rectifiers

... designed for use in switching power supplies, inverters and as free wheeling diodes, these state-of-the-art devices have the following features:

- Ultrafast 25, 50 and 75 Nanosecond Recovery Time
- 175°C Operating Junction Temperature
- Popular TO-220 Package
- Epoxy Meets UL94, VO @ 1/8"
- Low Forward Voltage
- Low Leakage Current
- High Temperature Glass Passivated Junction
- Reverse Voltage to 600 Volts

**Mechanical Characteristics:**

- Case: Epoxy, Molded
- Weight: 1.9 grams (approximately)
- Finish: All External Surfaces Corrosion Resistant and Terminal Leads are Readily Solderable
- Lead Temperature for Soldering Purposes: 260°C Max. for 10 Seconds
- Shipped 50 units per plastic tube
- Marking: U820, U840, U860

**MUR820**  
**MUR840**  
**MUR860**

Motorola Preferred Devices

**ULTRAFAST**  
**RECTIFIERS**  
**8 AMPERES**  
**200-400-600 VOLTS**

CASE 221B-03  
TO-220AC

**MAXIMUM RATINGS**

Rating	Symbol	MUR			Unit
		820	840	860	
Peak Repetitive Reverse Voltage Working Peak Reverse Voltage DC Blocking Voltage	V <sub>RRM</sub> V <sub>RWM</sub> V <sub>R</sub>	200	400	600	Volts
Average Rectified Forward Current Total Device, (Rated V <sub>R</sub> ), T <sub>C</sub> = 150°C	I <sub>F(AV)</sub>	8.0			Amps
Peak Repetitive Forward Current (Rated V <sub>R</sub> , Square Wave, 20 kHz), T <sub>C</sub> = 150°C	I <sub>FM</sub>	16			Amps
Nonrepetitive Peak Surge Current (Surge applied at rated load conditions halfwave, single phase, 60 Hz)	I <sub>FSM</sub>	100			Amps
Operating Junction Temperature and Storage Temperature	T <sub>J</sub> , T <sub>stg</sub>	-65 to +175			°C

**THERMAL CHARACTERISTICS**

Maximum Thermal Resistance, Junction to Case	R <sub>θJC</sub>	3.0	2.0	°C/W
--	------------------	-----	-----	------

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS**

Maximum Instantaneous Forward Voltage (1) (I <sub>F</sub> = 8.0 Amps, T <sub>C</sub> = 150°C) (I <sub>F</sub> = 8.0 Amps, T <sub>C</sub> = 25°C)	V <sub>F</sub>	0.895 0.975	1.00 1.30	1.20 1.50	Volts
Maximum Instantaneous Reverse Current (1) (Rated dc Voltage, T <sub>J</sub> = 150°C) (Rated dc Voltage, T <sub>J</sub> = 25°C)	I <sub>R</sub>	250 5.0	500 10		µA
Maximum Reverse Recovery Time (I <sub>F</sub> = 1.0 Amp, di/dt = 50 Amps/µs) (I <sub>F</sub> = 0.5 Amp, I <sub>R</sub> = 1.0 Amp, I <sub>REC</sub> = 0.25 Amp)	t <sub>rr</sub>	35 25	60 50		ns

(1) Pulse Test: Pulse Width = 300 µs, Duty Cycle ≤ 2.0%.

SWITCHMODE is a trademark of Motorola, Inc.

Preferred devices are Motorola recommended choices for future use and best overall value.

Rev 3

ไม่ว่าการมีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างถึงเจ้าของ



MUR820

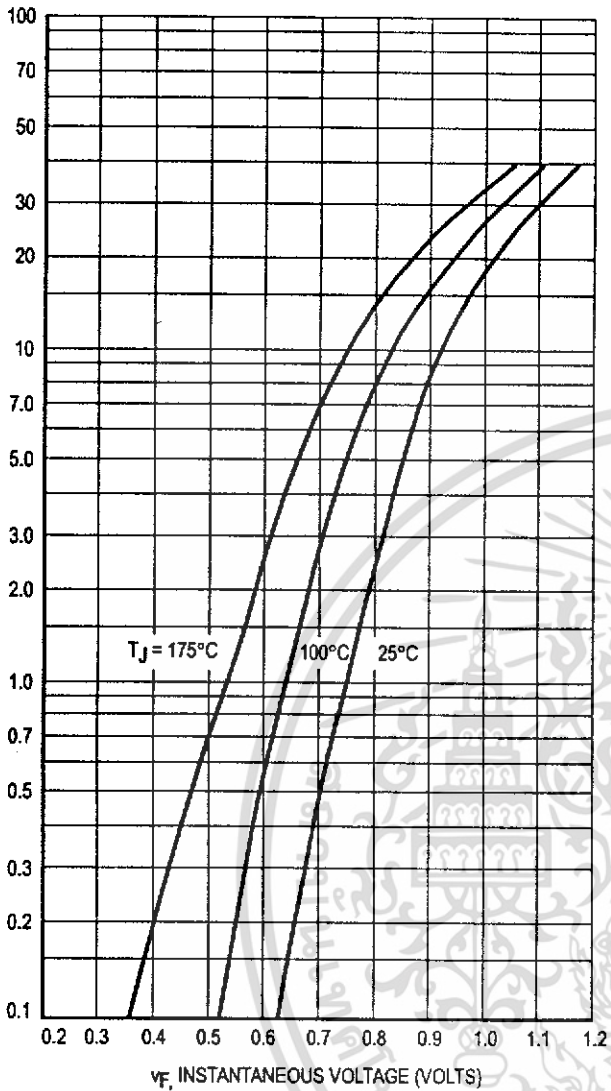


Figure 1. Typical Forward Voltage



Figure 2. Typical Reverse Current\*

\* The curves shown are typical for the highest voltage device in the grouping. Typical reverse current for lower voltage selections can be estimated from these same curves if  $V_R$  is sufficiently below rated  $V_R$ .

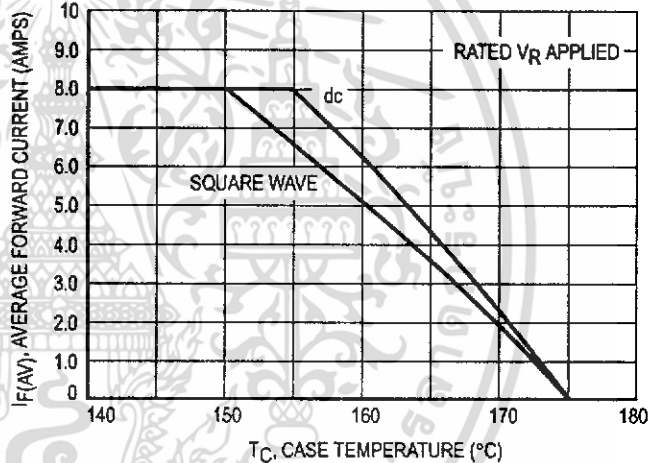


Figure 3. Current Derating, Case

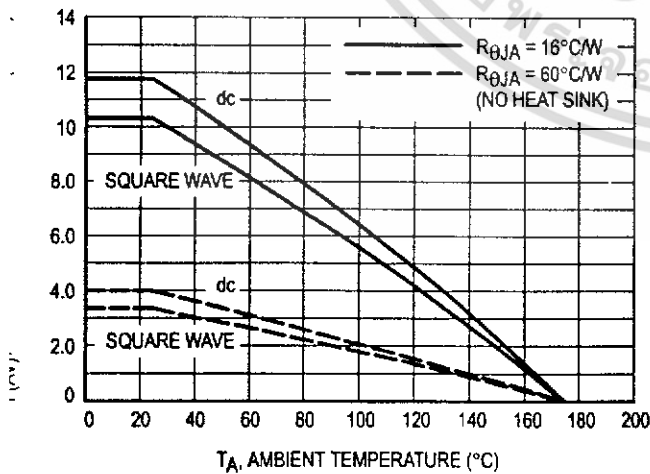


Figure 4. Current Derating, Ambient

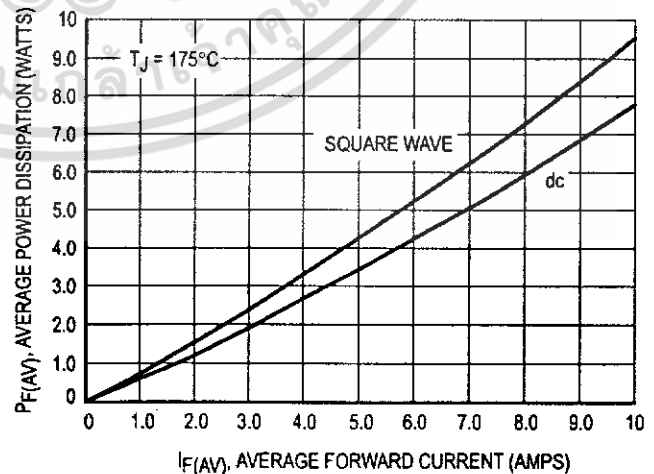


Figure 5. Power Dissipation

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่มีกรรมสิทธิ์ พังสน์ อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องขออนุญาตใช้ของเอกสารที่พิมพ์ที่สิทธิประโยชน์ใช้

MUR840

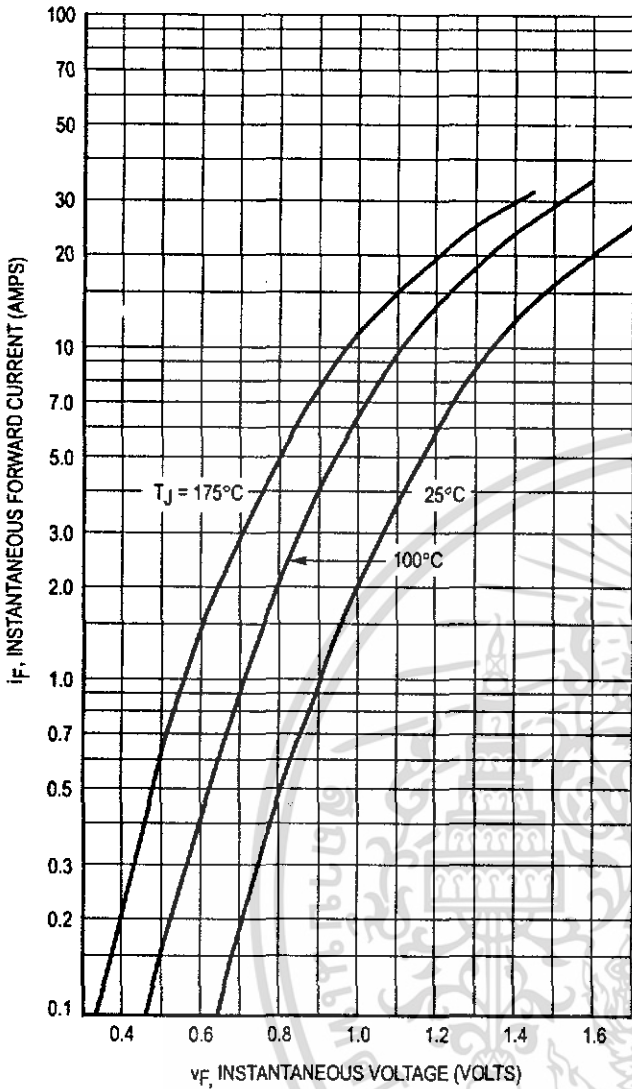


Figure 6. Typical Forward Voltage

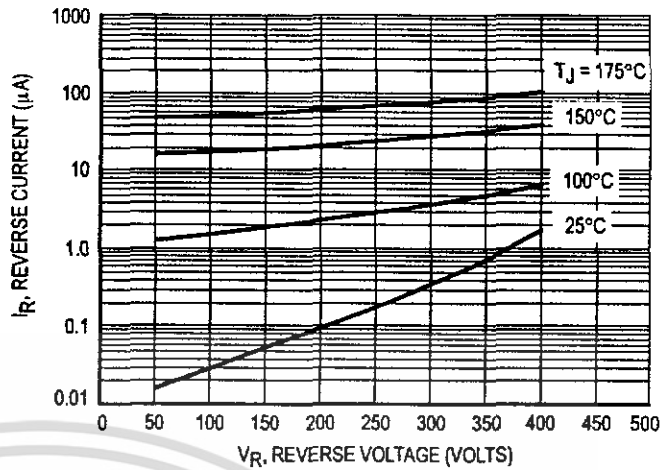


Figure 7. Typical Reverse Current\*

\* The curves shown are typical for the highest voltage device in the grouping. Typical reverse current for lower voltage selections can be estimated from these same curves if  $V_R$  is sufficiently below rated  $V_R$ .

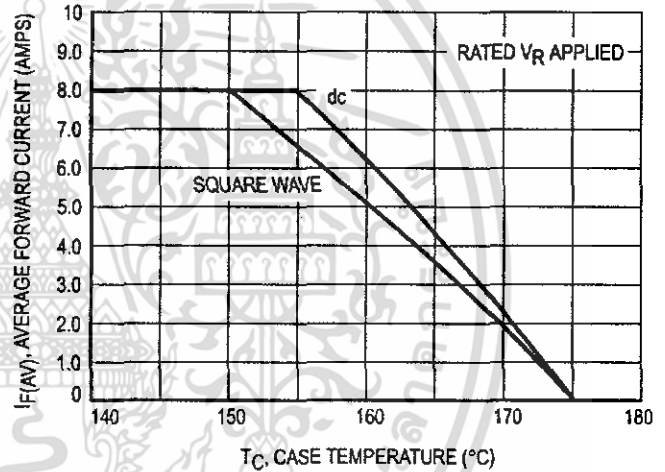


Figure 8. Current Derating, Case

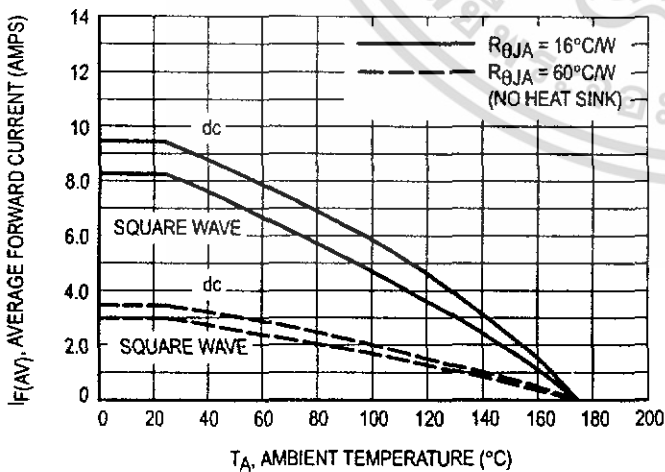


Figure 9. Current Derating, Ambient

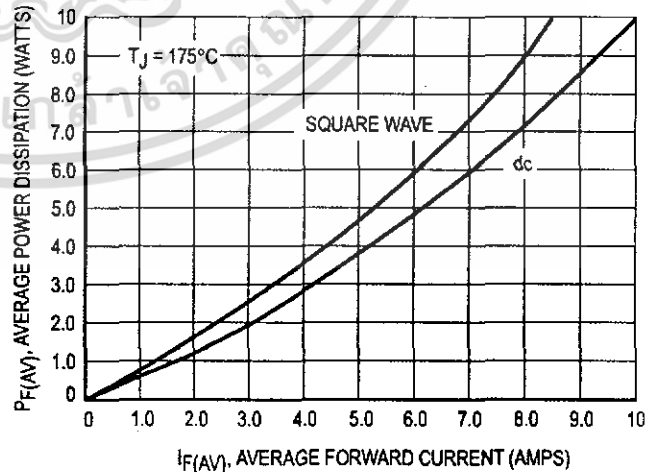


Figure 10. Power Dissipation

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

MUR860

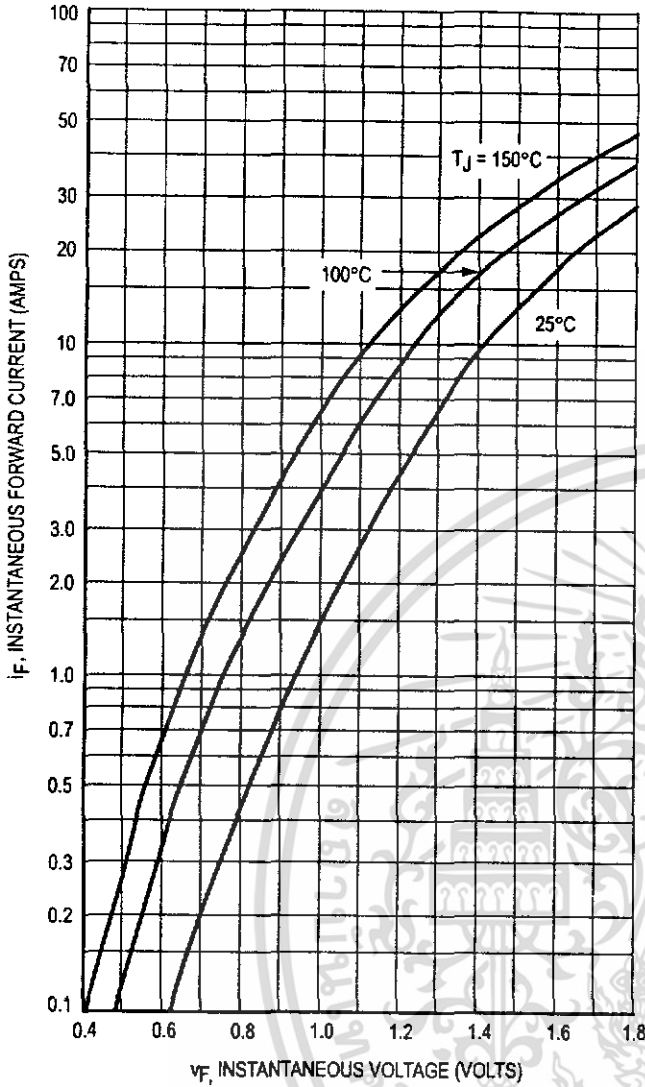


Figure 11. Typical Forward Voltage

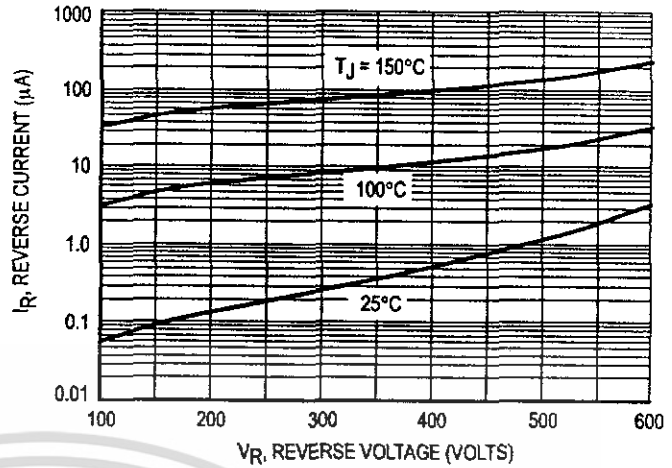


Figure 12. Typical Reverse Current\*

\* The curves shown are typical for the highest voltage device in the grouping. Typical reverse current for lower voltage selections can be estimated from these same curves if  $V_R$  is sufficiently below rated  $V_R$ .

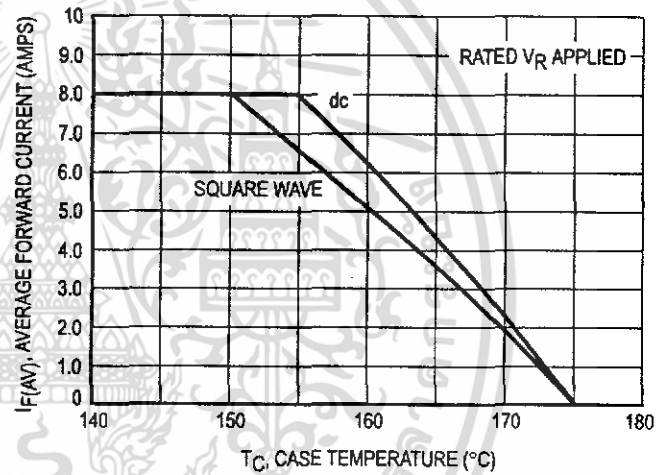


Figure 13. Current Derating, Case

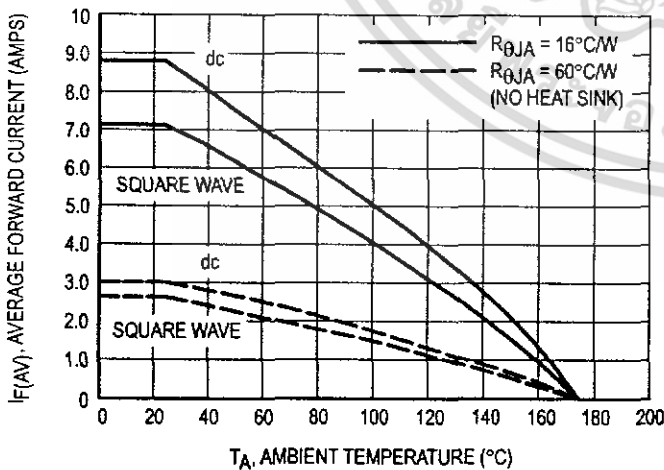


Figure 14. Current Derating, Ambient

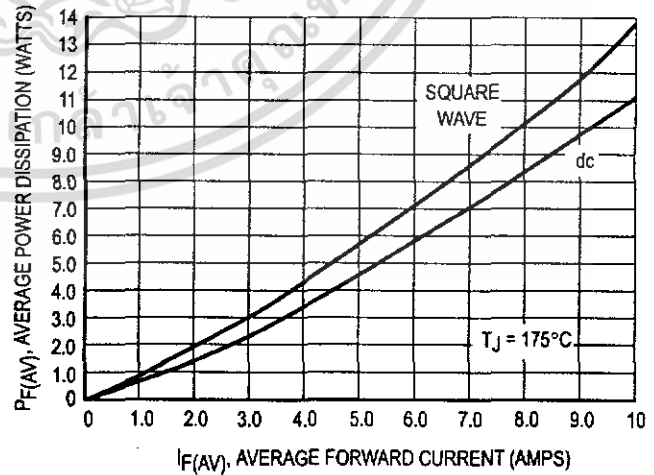


Figure 15. Power Dissipation

MUR820, MUR840, MUR860

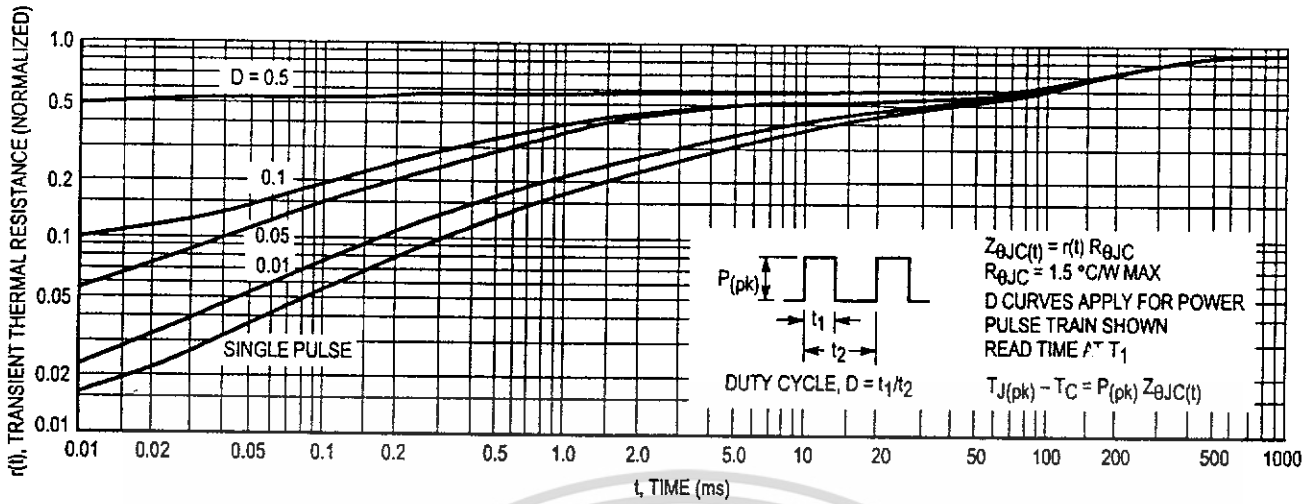


Figure 16. Thermal Response

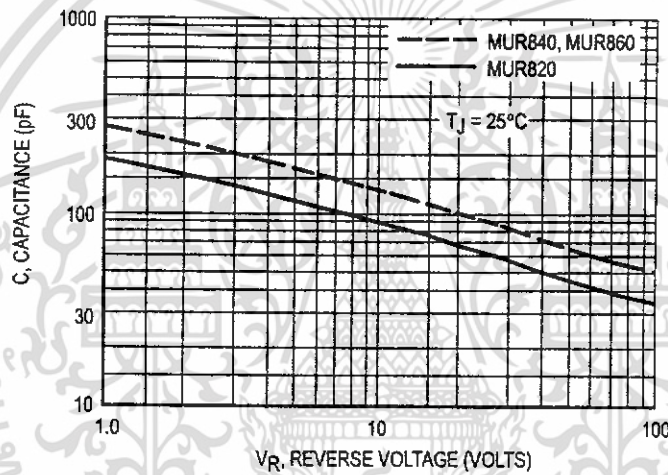
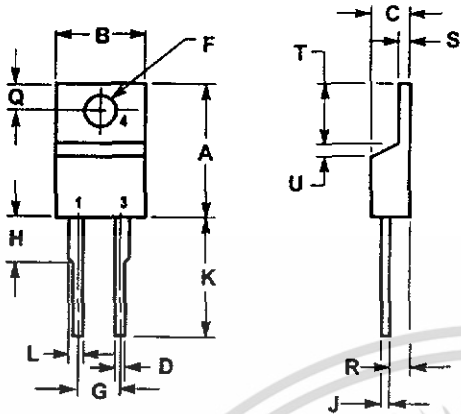


Figure 17. Typical Capacitance

PACKAGE DIMENSIONS



- NOTES:  
 1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.  
 2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.595	0.620	15.11	15.75
B	0.390	0.405	9.95	10.29
C	0.160	0.190	4.06	4.82
D	0.025	0.035	0.64	0.89
F	0.142	0.147	3.61	3.73
G	0.190	0.210	4.83	5.33
H	0.110	0.130	2.79	3.30
J	0.018	0.025	0.46	0.64
K	0.500	0.562	12.70	14.27
L	0.045	0.060	1.14	1.52
Q	0.100	0.120	2.54	3.04
R	0.080	0.110	2.04	2.79
S	0.045	0.055	1.14	1.39
T	0.235	0.255	5.97	6.48
U	0.000	0.050	0.000	1.27

CASE 221B-03  
 (TO-220AC)  
 ISSUE B

Motorola reserves the right to make changes without further notice to any products herein. Motorola makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of its products for any particular purpose, nor does Motorola assume any liability arising out of the application or use of any product or circuit, and specifically disclaims any and all liability, including without limitation consequential or incidental damages. \*Typical\* parameters which may be provided in Motorola data sheets and/or specifications can and do vary in different applications and actual performance may vary over time. All operating parameters, including "Typicals" must be validated for each customer application by customer's technical experts. Motorola does not convey any license under its patent rights nor the rights of others. Motorola products are not designed, intended, or authorized for use as components in systems intended for surgical implant into the body, or other applications intended to support or sustain life, or for any other application in which the failure of the Motorola product could create a situation where personal injury or death may occur. Should Buyer purchase or use Motorola products for any such unintended or unauthorized application, Buyer shall indemnify and hold Motorola and its officers, employees, subsidiaries, affiliates, and distributors harmless against all claims, costs, damages, and expenses, and reasonable attorney fees arising out of, directly or indirectly, any claim of personal injury or death associated with such unintended or unauthorized use, even if such claim alleges that Motorola was negligent regarding the design or manufacture of the part. Motorola and are registered trademarks of Motorola, Inc. Motorola, Inc. is an Equal Opportunity/Affirmative Action Employer.

Mfax is a trademark of Motorola, Inc.

How to reach us:

USA/EUROPE/Locations Not Listed: Motorola Literature Distribution;  
 P.O. Box 5405, Denver, Colorado 80217. 1-303-675-2140 or 1-800-441-2447

JAPAN: Nippon Motorola Ltd.: SPD, Strategic Planning Office, 4-32-1,  
 Nishi-Gotanda, Shinagawa-ku, Tokyo 141, Japan. 81-3-5487-8488

Customer Focus Center: 1-800-521-6274

Mfax™: RMFAX0@email.sps.mot.com – TOUCHTONE 1-602-244-6609  
 Motorola Fax Back System – US & Canada ONLY 1-800-774-1848  
 –http://sps.motorola.com/mfax/

ASIA/PACIFIC: Motorola Semiconductors H.K. Ltd.; 8B Tai Ping Industrial Park,  
 51 Ting Kok Road, Tai Po, N.T., Hong Kong. 852-26629298

HOME PAGE: <http://motorola.com/sps/>



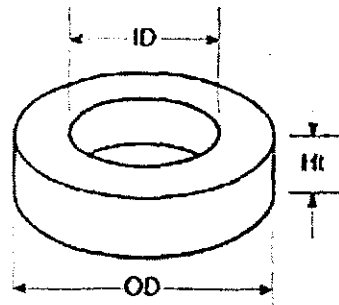
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่าการณีใดๆ ทั้งสิ้น ยกเว้นกรณีที่เกิดข้อผิดพลาด และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้  
 CODELINE TO BE PLACED HERE

MUR820/D

# Toroidal Cores T130 thru T175

### COLOR CODE

- 2 Red/Clear
- 8 Yellow/Red
- 14 Black/Red
- 18 Green/Red
- 19 Red/Green
- 26 Yellow/White
- 30 Green/Gray
- 34 Gray/Blue
- 35 Yellow/Gray
- 38 Gray/Black
- 40 Green/Yellow
- 45 Black/Black
- 52 Green/Blue



### TYPICAL PART NO.

T106-26

OD in 100th inches  
 Micrometals Min. No.  
 Letter Indicates Alternate Height  
 Code Area For Other Characteristics

MICROMETALS		MAGNETIC DIMENSIONS					
Part No.	$A_c$ nH/N <sup>2</sup>	OD In/mm	ID In/mm	Ht In/mm	$l$ cm	$A$ cm <sup>2</sup>	$V$ cm <sup>3</sup>
T130-2	11.0	1.300/33.0	.780/19.8	.437/11.1	8.28	.698	5.78
T130-8/90	35.0						
T130-14	14.0						
T130-18	58.0						
T130-19	58.0						
T130-26	81.0						
T130-30	25.0						
T130-34	33.5						
T130-35	33.5						
T130-38	90.0						
T130-40	69.0						
T130-45	105.0						
T130-52	79.0						
T130-26A	41.0	1.300/33.0	.780/19.8	.225/5.72	8.28	.361	2.99
T130-40A	34.0						
T131-8/90	52.5	1.300/33.0	.640/16.3	.437/11.1	7.72	.825	6.84
T131-18	79.0						
T131-19	79.0						
T131-26	116.0						
T131-34	46.5						
T131-35	46.5						
T131-40	93.0						
T131-52	108.0						
T132-26	103.0	1.300/33.0	.700/17.8	.437/11.1	7.96	.805	6.41
T132-40	83.0						
T132-52	95.0						
T141-8/90	65.0	1.415/35.9	.880/22.4	.412/10.5	9.14	.674	6.16
T141-26	75.0						
T141-40	60.0						
T141-52	69.0						
T150-18	65.0	1.510/38.4	.845/21.5	.437/11.1	9.38	.667	8.31
T150-26	96.0						
T150-40	78.0						
T150-52	89.0						
T150-26A	66.0	1.510/38.4	.845/21.5	.325/8.26	9.38	.657	6.16
T150-38A	74.5						
T150-45A	84.0						
T157-2	14.0	1.570/39.9	.950/24.1	.570/14.5	10.1	1.06	10.7
T157-8/90	42.0						
T157-14	17.5						
T157-18	73.0						
T157-19	73.0						
T157-26	100.0						
T157-30	31.5						
T157-34	43.5						
T157-35	43.5						
T157-38	112.0						
T157-40	86.0						
T157-45	130.0						
T157-52	99.0						
T175-2	15.0						
T175-8/90	48.0						
T175-18	82.0						