



ปีการศึกษา 2533

บาลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ (กระแสลับ และกระแสดร่ง)



อาจารย์ที่ปรึกษา

อ. สิงห์ทอง พัฒนเศรษฐานนท์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

027869

1 2 ก.ค. 2534



ปริญญาบัตรปีการศึกษา 2533

เรื่อง บาลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ (กระแสสลับ และกระแสตรง)

ผู้จัดทำ

1. นาย นรกีจ ล้อจิตติกุล
2. นาย ยงศักดิ์ เกษมกรกิจ

อาจารย์ที่ปรึกษา

( อ.สิงห์ทอง พัฒนเศรษฐานนท์ )

เลขหมู่ T33036 พ A  
เลขทะเบียน 027869  
วัน, เดือน, ปี 12 ก.ค. 34

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

027869

เรื่อง. ขालาสต์อิเล็กทรอนิกส์ (กระแสลับ และกระแสตรง)

โดย 1. นาย พรกิจ ล้อจิตติกุล

2. นาย ยงศักดิ์ เกษมกรกิจ

อ.สิงห์ทอง นัฒนเศรษฐานนท์ อาจารย์ที่ปรึกษา

ปีการศึกษา 2533

บทคัดย่อ

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นการออกแบบขาลาสต์(กระแสลับ และกระแสตรง) ให้แก่ รถยนต์ ,ในภาวะฉุกเฉิน หรือแหล่งจ่ายไฟที่ถือติดตัว หลอด fluorescent แต่ละหลอดจะมีวงจรมอเตอร์(driver circuit)ในตัว แสดงให้เห็นว่ามีประสิทธิภาพสูง(มากกว่า 80 เปอร์เซ็นต์) ตัวขั้ววงจรมอเตอร์ใหม่นี้ทำงานที่ความถี่สูง (150K Hz) และมีการควบคุมขาลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ ,สัดส่วนการขับหลอด, และ การจุดหลอดแบบ Semi Resonance ที่กล่าวมาเป็นการกระทำในสภาวะสูงสุด และทำให้หลอดมีอายุการใช้งานที่ยาวนาน และมีความส่องสว่างสูง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ELECTRONIC BALLBST

BY MR. PORNKIT LORCHITTIKUL

MR. YONGSAK KASEMKORNKIT

MR. SINGTHONG PATTANSETTANON ADVISOR

1990

Abstract

This paper presents a design of ballast (AC and DC) fluorescent lamp for automotive, emergency, or portable light sources. Each fluorescent tube has its own driver circuit that exhibits high efficiency (over 80 percent), simple design, and low cost. The described new driver circuit operates on a high frequency (150K Hz) and has an electronic ballast control, symmetrical tube driving, and semiresonance ignition. These operating conditions - and they provide a long tube life and high illumination.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ

บทคัดย่อ	หน้า
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 ลักษณะการทำงานของ Ballast ทัวไป	3
บทที่ 3 Switching Power Supply	8
3.1 ประโยชน์ของ Switching Power Supply	8
3.2 ชนิด An Off-the line Switching Power Supply	9
3.2.1 The Flyback Converter	9
3.2.2 The Forward Converter	11
3.2.3 The Push Pull Converter	14
3.2.3.1 The Half-Bridge Converter	14
3.2.3.2 The Full-bridge Converter	15
3.3 หลักการ Switching Power Supply	16
3.3.1 ภาค T/P Rectifiers and Filter	17
3.3.2 ภาค Switching Element	17
3.3.3 ภาค I/P Rectifiers and Filter	17
บทที่ 4 ภาค Control	19
4.1 Oscillator	19
4.2 Dead-time and PWM comparator	20
4.3 Error Amepifiers	21
4.4 Output logic Control	22
4.5 The output Driver Stages	22
4.6 Soft Stsrt	22

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

	หน้า
บทที่ 5 Pulse Transformer	24
5.1 Pulse Response Characteristics	25
5.1.1 Flat-top Response	25
5.1.2 Leading-edge Response	32
5.1.3 Trailing-edge Response	37
5.2 Source and Load Effects	39
บทที่ 6 6.1 การวิเคราะห์ และการออกแบบวงจร	42
6.2 รูปแบบวงจร	44
6.3 การจุดหลอด	49
6.4 การออกแบบการสกรีน	51
บทที่ 7 ประสิทธิภาพของ Ballast	56
บทที่ 8 การทดลองและผลการทดลอง	59
บทที่ 9 สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง	63
ภาคผนวก	
กิตติกรรมประกาศ	
หนังสืออ้างอิง	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**บทนำ**

ในปัจจุบันมีความต้องการในการใช้พลังงานเพิ่มขึ้นเป็นอย่างมาก ซึ่งเป็นผลมาจากการพัฒนาของการพัฒนาประเทศ ทั้งที่พลังงานที่มีให้ใช้อย่างสะดวกสบายนั้นคือน้ำมัน นับวันก็จะหมดไปจากโลกทุกทีทุกที ทางหนึ่งที่จะชดเชยให้พลังงานไว้ใช้ได้นานๆ ขึ้นคือการประหยัดพลังงาน ตลอดจนการหาพลังงานที่ได้จากแหล่งอื่นเข้ามาทดแทน

หากได้มีการใช้พลังงานเพื่อใช้ในการกำเนิดแสงสว่างอย่างมีประสิทธิภาพก็จะสามารถประหยัดพลังงานได้เป็นอย่างมากในวันหนึ่งๆ จึงได้มีการนำหลอดฟลูออเรสเซนต์ (หลอดเรืองแสง) ซึ่งรู้จักดีโดยทั่วไปว่าหลอดนีออน จะให้ความสว่างมากกว่าหลอดธรรมดาถึง 3-5 เท่า เทคโนโลยีทางด้านอิเล็กทรอนิกส์กำลัง เป็นการแปรผันพลังงานอย่างมีประสิทธิภาพ (บางครั้งมากกว่า 95%) ในประเทศไทยได้มีการขยายตัวไปอย่างรวดเร็ว อันเนื่องมาจากมีบุคคลากรและผู้ให้ความสำคัญมากขึ้นและดูได้จากการแผ่เข้ามาในรูปของ

การขั้บนำและควบคุมมอเตอร์

เครื่องมือกล

เครื่องผลิตผลิตภัณฑ์พลาสติก

เครื่องพิมพ์

เครื่องยก นั้ดลม

รถไฟฟ้้า

วงจรขั้บนำรถ วงจรควบคุมการสตาร์ท-

การเบรค-ความเร็ว วงจรอัตโนมัติ

ระบบส่งพลังงานและการประหยัดพลังงาน

ระบบเชื่อมโยงระหว่างขั้บส่งพลังงาน

ระบบส่งพลังงานไฟ้ตรง การแก้ตัว

ประกอบกำลัง การปรับความถี่-กำลัง

เครื่องมือกล

การควบคุมแบบอัตโนมัติ

การควบคุมแบบตัว เลข

กระบวนการผลิตทางเคมีและโลหะการ

แหล่งจ่ายไฟ้สำหรับเตาอบ ควบคุม

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาปฏิกิริยาเคมี การทำความร้อนนี้ขั้บการนำไปใช้

เห็นยวนำ

แหล่งจ่ายพลังงาน

UPS แหล่งจ่ายพลังงานในที่ห่างไกล  
แหล่งจ่ายไฟตรงแบบสวิตช์ชิ่ง

ซึ่งรวมถึงการใช้กับหลอดฟลูออเรสเซนต์ เพื่อที่จะลดความสูญเสีย ตลอดจนลักษณะ  
ภายนอกให้ขนาดและน้ำหนัก ลดลงได้อย่างมาก



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 2. หลักการทำงานทั่วไปของหลอดฟลูออเรสเซนต์และบัลลาสต์

หลอดฟลูออเรสเซนต์ ประกอบด้วยหลอดแก้วยาวโดยที่ด้านในฉาบด้วยสารฟอสเฟอร์ซึ่งบรรจุด้วยไอปรอท ที่ปลายหัวท้ายทั้งสองข้างของหลอดมีขั้วต่อของไส้หลอด(อิเล็กโทรด) ในแต่ละอิเล็กโทรดจะประกอบด้วยคาโทด และอิเล็กโทรด ทำด้วยทั้งสแตนเลสเส้นเล็กๆ ปลอ่ยให้มีกระแสไหลผ่านไส้หลอด จะทำให้เกิดความร้อนทำให้อุณหภูมิของไอปรอทแตกตัว เป็นผลให้เกิดการแผ่รังสีเหนือม่วง ไปกระทบกับสารฟอสเฟอร์ที่เคลือบอยู่จนเกิดแสงสว่างตามที่ได้เห็น ในการเลือกสีที่ถูกต้องก็จะทำให้ประสิทธิภาพและบรรยากาศในการทำงานดีขึ้น

เนื่องจากหลอดนี้อาศัยหลักการแตกตัวของไอออนในไอปรอท และความดันของไอปรอทก็ขึ้นอยู่กับอุณหภูมิ ซึ่งก็ยังมีผลให้ความสว่างเปลี่ยนไปด้วย

ในการใช้กับหลอดชนิดนี้ จำเป็นต้องมีอุปกรณ์ที่เกี่ยวกับการเริ่มจุดหลอดให้หลอดสว่างได้แก่

๑. บัลลาสต์
๒. สตาร์ทเตอร์

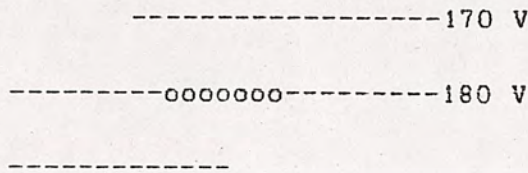
บัลลาสต์ ถูกสร้างออกเป็น ๒ แบบ คือ

๑. สร้างแบบใช้คคอยล์ ทำหน้าที่ลดแรงดันไฟฟ้าจากสาย line เช่นบัลลาสต์ใช้กับหลอด 20W110V หลอดต้องการเพียง 70 - 80 V เท่านั้น หรือบัลลาสต์ใช้กับหลอด 40W220V หลอดต้องการเพียง 170 - 180

110V-----75V  
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไมอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

220V-----180V

๒, สร้างแบบโอโตทรานสเฟอเมอร์ ทำหน้าที่เพิ่มแรงดันไฟฟ้าจากสายline ให้สูงขึ้นเช่น จาก 110V เป็น 170 - 180 V



หน้าที่ของบาลาสต์ คือ

๑. ลดแรงดันไฟฟ้าให้ต่ำลง คือเนื่องจากตัวมันเองมี Induction Reactance จึงสามารถจำกัดขนาดแรงดันไฟฟ้าลดลงให้เหลือเท่ากับความต้องการของหลอด

๒. จะทำหน้าที่จำกัดค่ากระแสไฟฟ้าในขณะที่หลอดติดแล้ว คือ เมื่อหลอดติดสว่างแล้วแก๊สภายในหลอดจะกลายเป็นสื่อให้ไฟฟ้าผ่านไป ถ้าให้อุณหภูมิของแก๊สสูงขึ้น ค่าความต้านทานของหลอดจะต่ำลงค่ากระแสในหลอดจะสูงขึ้นเรื่อยๆ จนกระทั่งไส้หลอดทานไม่ได้ แต่ถ้ามีบาลาสต์ ต่อร่วมอยู่ในวงจร มันจะทำหน้าที่จำกัดค่าของกระแสไม่ให้ไหลผ่านหลอดเกินกำหนด

๓. บาลาสต์ ในบางกรณีจะทำหน้าที่เพิ่มแรงดันให้สูงขึ้น เช่นหลอด 40W 110V บาลาสต์จะต้องทำหน้าที่เพิ่มแรงดันในตอนเริ่มสตาร์ท ให้สูงกว่า 110V เป็น 170 - 180V

เพื่อช่วยให้หลอดติดเร็วขึ้น (จังหวะเปิดของสตาร์ทเตอร์ ประมาณ 2-10 วินาที)

บาลาสต์ที่วางขายตามท้องตลาดเป็นแบบ Low Power Factor เมื่อนำมาใช้ทำให้เกิดผลเสียเกี่ยวกับการจ่ายพลังงานไฟฟ้า การไฟฟ้าจึงไม่อนุญาตให้ใช้ แต่สามารถแก้ power factor ของบาลาสต์ได้โดยต่อคาปาซิเตอร์เข้าไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับใช้ภายในอาคารเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ในการค้า  
สตาร์ทเตอร์ แปลว่า เริ่มต้น ทำหน้าที่เริ่มต้นจุดหลอดทำหน้าที่เป็นสวิตช์อัตโนมัติ  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้  
ต่ออันดับหรือม่วงไว้กับวงจรของไส้หลอด เพื่อให้กระแสไฟฟ้าเข้าจุดไส้หลอด กระแสไปจำ

นวนนี้ ก็จะไหลผ่านสตาร์ทเตอร์ด้วย พอไล่หลอดทั้งสองร้อน สตาร์ทเตอร์จะทำหน้าที่ตัดวงจรของมันโดยอัตโนมัติ ทำให้หลอดสว่างได้ เราอาจจะต่อสวิตช์กริ่งแทนสตาร์ทเตอร์ได้

หลอดฟลูออเรสเซนต์ แบ่งเป็น ๒ ชนิดคือ

๑. แบบคาโทดเย็น

๒. แบบคาโทดร้อน

๑. หลอดแบบคาโทดเย็น เรียกอีกอย่างว่า หลอดอินสแตนท์สตาร์ท หลอดแบบนี้ไม่ค่อยนิยมใช้เพราะใช้ลำบาก เป็นแบบที่ไม่ต้องสตาร์ทเตอร์ ใช้สตาร์ทด้วยแรงดันสูงๆ เช่น 400 - 1000v เมื่อหลอดจุดติดแล้ว แรงดันก็ลดลงตามปกติได้ เพราะกระแสที่ไหลเป็นเพียงอุ่นไล่หลอดเท่านั้น

๒. หลอดแบบคาโทดร้อน มีอยู่ ๒ แบบ คือ หลอดแบบปรือท กับหลอดแบบแรงปิดสตาร์ท

หลอดแบบปรือท เป็นหลอดแบบที่เราใช้กันทั่วไป ตามอาคารบ้านเรือน โรงเรียน ฯลฯ ซึ่งมีส่วยประกอบเพิ่มเติม คือ ขาลาสท์ และสตาร์ทเตอร์ มีหลักการทำงานดังนี้

ปกติสตาร์ทเตอร์จะเปิดวงจรอยู่ คือ กระแสไหลไม่ได้ (ภายในตัวสตาร์ทเตอร์บรรจุก๊าซเฉื่อยเอาไว้) เมื่อเราป้อนแรงดันเข้าไปในวงจรแรงดันทั้งหมดนี้จะคร่อมอยู่ที่สตาร์ทเตอร์จะทำให้สตาร์ทเตอร์เพิ่มสว่าง เมื่อสตาร์ทเตอร์สว่างก็จะเกิดความร้อนขึ้น ความร้อนจะทำให้โลหะไบเมทัลล ซึ่งอยู่ภายในสตาร์ทเตอร์ขยายตัว บิดงอมาแตะกับอิเล็กโทรดตัวที่อยู่กับที่ ขณะนี้สตาร์ทเตอร์ก็เหมือนลัดวงจร ฉะนั้น กระแสจึงไหลผ่านขาลาสท์และไล่หลอดทั้งสองข้าง เป็นการจุดไล่หลอด กำเนิดอิเล็กตรอนของไล่หลอด ขณะที่สตาร์ทเตอร์ปิดวงจรลงนี้เองความร้อนที่เกิดภายในสตาร์ทเตอร์ก็ค่อยเย็นลง พอเย็นได้ที่หน้าสัมผัสก็ถกออก จังหวะนี้เองที่ทุกอย่างพร้อมที่จะหลอดฟลูออเรสเซนต์คือ ไล่หลอดก็ร้อนได้ที่ และการเปิดวงจรของสตาร์ทเตอร์กระชกกันหันนี้ จะทำให้เกิดแรงดันสูงมากคร่อมหลอดหลอดก็จะติดสว่าง

ขึ้นมาทันที ถ้าจังหวะแรกนี้ยังไม่ติดอีก สตาร์ทเตอร์ก็พร้อมที่จะทำงาน จังหวะ ๒, ๓ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไมอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า จนกว่าหลอดจะติดแล้ว เมื่อหลอดติดแล้วแรงดันคร่อมจะต่ำลงมาก จนสตาร์ทเตอร์ไม่สามารถทำงานได้อีกต่อไป เราจึงสามารถถอดสตาร์ทเตอร์ออกได้ หลังจากหลอดไปติดสว่างแล้ว

บาลาสท์ในวงจรจะทำหน้าที่ ๒ ประการคือ

๑. กำเนิดแรงให้สูงในจังหวะสตาร์ทหลอด
๒. ควบคุมกระแสในวงจรให้คงที่ไม่มากเกินไปจะเป็นอันตรายกับหลอด

หลอดแบบแรปิดสตาร์ท เป็นแบบที่กำลังนิยมใช้มากตามอาคารหลายๆแห่ง เพราะให้ผลดีในด้านอายุการใช้งาน จังหวะการสตาร์ทที่รวดเร็วสามารถใช้ในที่ชื้นได้ดีกว่าหลอดปรอทธรรมดา รวมทั้งสามารถนำไปใช้ในที่ที่มีอุณหภูมิต่ำถึง  $-18\text{ F}$  ได้ ซึ่งถ้าเป็นหลอดแบบปรอทก็จะดับไปแล้ว โดยที่วงจรจะมีขดลวดพิเศษ ทำหน้าที่ให้แรงดันไฟฟ้าสลับต่ำๆ มาเลี้ยงไส้หลอดอยู่ตลอดเวลา

การเสื่อมหรือเสียของหลอดฟลูออโรเรสเซนต์

๑. จุดติดยาก อาจเป็นเพราะโวลท์ในสายต่ำเกินไป หรือสตาร์ทเตอร์เสีย หรือเป็นเพราะขาสัมผัสของหลอดและสตาร์ทเตอร์ไม่แน่น
๒. อย่าเปิดใช้และดับบ่อยๆ จะทำให้อายุของหลอดสั้น เพราะวัตถุเคมีที่ทำไว้ที่คาโทดจะเสื่อมคุณภาพเร็ว
๓. ใช้บาลาสท์ผิดขนาดจะทำให้หลอดเสียเร็วหรือ จุดไม่ติด หรือ หลอดเสียเพราะกระแสไหลผิดขนาดที่หลอดต้องการ
๔. ที่ขั้วหลอดยังติดไฟอยู่ ถ้าเป็นหลอดใหม่เป็นเพราะต่อวงจรผิด ถ้าเป็นหลอดเก่าเป็นเพราะสตาร์ทเตอร์ ลัดวงจรภายใน
๕. หลอดกระพริบ เป็นเครื่องหมายแสดงว่าหลอดหมดอายุแล้ว ถ้าเป็นหลอดใหม่ อาจเป็นเพราะสตาร์ทเตอร์ ให้เปลี่ยนเสียใหม่ หรืออาจเป็นเพราะหลอดไม่ติ แรงโวลท์ต่ำมากหลอดกระพริบหรือมีอากาศเย็นเป่าอยู่ที่หลอดมากเกินไปก็กระพริบ ไม่ติดสว่างอย่าปล่อยให้หลอดกระพริบนาน บาลาสท์อาจใหม่
๖. ปลายหลอดดำ อาจเป็นได้ ทั้งปลายเดียว หรือทั้งสองปลาย ค่อยๆขยายออกไป
๗. แสงหม่นเป็นเกลียวๆ ต้นเหตุมักพบกับหลอดใหม่ บางหลอดอาการเช่นนี้จะหาย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไมอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

2 - 3 นิ้ว แสดงว่าหลอดเสื่อมคุณภาพแล้ว

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

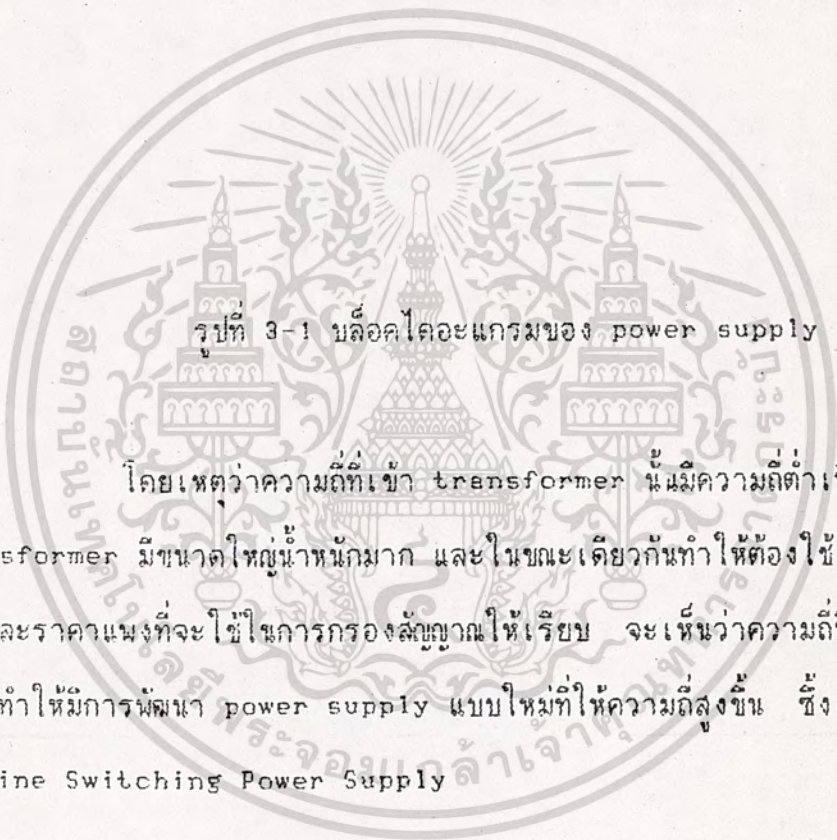
ไปเอง เมื่อเปิดหลอดไฟไปนานพอสมควร เหตุที่แสงเป็นเกลียว เพราะการอันคาโทรด  
ให้อิเล็กตรอนกระจายภายในหลอดน้อยไป เนื่องจากสาร์ทเตอร์ทำงานผิดปกติ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SWITCHING POWER SUPPLY

โดยหลักการของ power supply แบบปกติสามารถอธิบายได้โดย  
บล็อกไดอะแกรมดังนี้



รูปที่ 3-1 บล็อกไดอะแกรมของ power supply แบบปกติ

โดยเหตุที่ความถี่ที่เข้า transformer นี้มีความถี่ต่ำเพียง 50 Hz ทำให้ transformer มีขนาดใหญ่ น้ำหนักมาก และในขณะเดียวกันทำให้ต้องใช้ capacitor ขนาดใหญ่ และราคาแพงที่จะใช้ในการกรองสัญญาณให้เรียบ จะเห็นว่าความถี่นี้เป็นต้นเหตุสำคัญ ที่ทำให้มีการพัฒนา power supply แบบใหม่ที่มีความถี่สูงขึ้น ซึ่งเรียกว่า An Off-the line Switching Power Supply

3.1 ประโยชน์ของ Switching Regulator

(Advantages of a Switching Regulator)

ประโยชน์เบื้องต้นของ switching regulators คือ มีประสิทธิภาพ

สูงมาก และขนาดเล็ก การทำงานตามแบบ linear series และ shunt regulators เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ในลักษณะการเนื้อม้าคงที่ ทำให้เกิดการสูญเสียจำนวนมากที่ power ประสิทธิภาพ



ของ linear regulators ธรรมดา มีราว 50 เปอร์เซ็นต์ ดังนั้นความแตกต่างแรงดัน input-to-output มาก ทำให้ผลลัพท์ประสิทธิภาพน้อยกว่า 40 เปอร์เซ็นต์

Switching Regulators มีประสิทธิภาพทั่วไป 60 ถึง 90 % ซึ่งสูงกว่าทั้ง 2 แบบ คือ linear series หรือ shunt regulator ความสำเร็จของ Switching Regulators ที่มีประสิทธิภาพสูง ตั้งผลลัพท์ที่เป็นตัวประกอบ 3 ข้อ

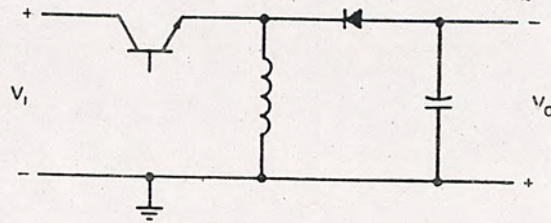
1. switch power transistor จะทำการเปลี่ยนแปลงตลอดเวลา และสมบูรณ์ คือ on หรือ off, ยกเว้นเมื่อมันเป็น switch อยู่ระหว่าง 2 สภาวะ, ที่ให้ผลทั้งแรงดันต่ำ หรือ กระแสต่ำ ตลอดเวลามันทำงาน
2. แหล่งจ่ายแรงดันที่ดี สามารถทำให้ความกว้างที่เหนือกว่าย่านของ input voltage
3. ประสิทธิภาพที่สูง สามารถรักษาความกว้างที่เหนือกว่า range ของกระแส load

3.2 ชนิดของ An Off-the line Switching Power Supply

- 3.2.1) The Flyback Converter
- 3.2.2) The Forward Converter
- 3.2.3) The Push Pull Converter
  - 3.2.3.1 The Half-Bridge Converter
  - 3.2.3.2 The Full-Bridge Converter
- 3.2.4) A New Zero Output Ripple Converter

เอกสารนี้เป็นเอกสาร 3.2.1 THE FLYBACK CONVERTER เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้  
The inverting regulator หรือ Flyback regulator

เป็นวงจรที่แตกต่างจาก step-up หรือ boost regulator แสดงให้เห็นในรูปที่ 3-3



รูปที่3-2 inverting or "flyback" switching regulator circuit

flyback regulators, ซึ่งเป็นสิ่งที่ประติษฐ์มาจาก boost regulators



รูปที่3-3 step-up or "boost" switching regulator circuit

การส่งพลังงานที่มาจาก inductor ไปยัง load วงจร flyback regulator เป็นแบบที่สามารถจะให้ input voltage up หรือ down ก็ได้ เมื่อ switch ปิดวงจร, ขดลวดจะทำการ charge, แต่ไม่มีกระแสไปขับที่ load เพราะไดโอดเป็นแบบ reverse biased เมื่อ switch เปิดวงจรเป็นการกลับไดโอดให้เป็นแบบ forward-biased และพลังงานที่สะสมไว้ในขดลวดเป็นตัวส่งพลังงานไปยัง load

flyback circuit เป็นสิ่งประดิษฐ์ที่ fixed จำนวน power ที่ส่งไปยัง load โดยไม่คำนึงถึง load impedance มันเป็นความกว้างที่ใช้ใน photo fl-

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ash capacitor discharge การจذبวงจร และ การขารท battery

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การกำหนด output voltage ของ electronic ที่จัดหามาให้

กับ supply load (R1) เป็นอันว่ารู้ว่าจะต้องใช้เท่าไร ถ้ารู้ load (R1) output (o) voltage สามารถคำนวณได้โดยสมการ

$$V_o = P_o \cdot R_1 = \frac{1}{2} L \cdot f \cdot R_1$$

2

เมื่อ.

$V_o$  = voltage output

$P_o$  = power output

$R_1$  = load resistance

$I$  = inductor current

$f$  = operating frequency

$L$  = inductance

กระแส inductor เป็นสัดส่วนในการ on line (ตลอด cycle) ของ switch และ regulation เป็นความสำเร็จโดยการเปลี่ยนแปลงตลอด cycle อย่างไรก็ตาม, output จะขึ้นอยู่กับ load resistance

ผลตอบสนองชั่วขณะเดียว ที่การเปลี่ยนแปลงทันทีทันใดใน load เป็น การยากที่จะวิเคราะห์ วิธีการที่ปฏิบัติใน clude limiting load ต่ำสุด และใช้เกี่ยวกับจำนวนของ filter capacitance ที่ให้เวลา regulator ในการตอบสนองที่เป็นการเปลี่ยนแปลง วงจร flyback เป็นการใช้ระดับ power สูงที่ 100 W

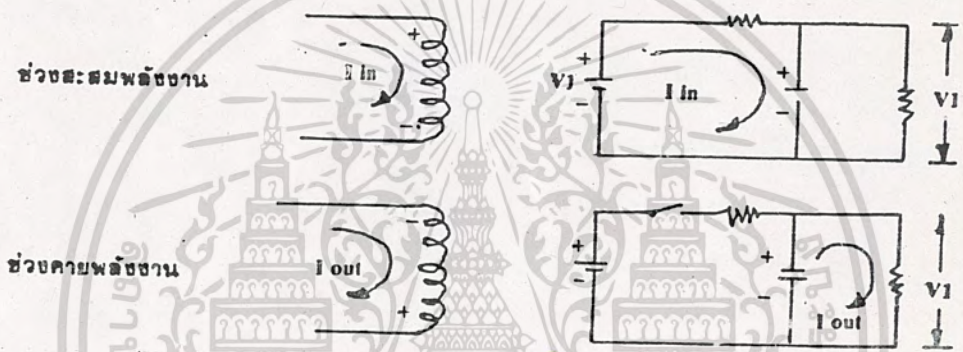
### 3.2.2 THE FORWARD CONVERTER

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไมออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้  
เนื่องจากวงจรต่างๆของ power supply ชนิดนี้ จะต้องมีส่วน

เกี่ยวข้องกับตัว L และ Transformer ดังนั้นเราควรพิจารณาและทำความเข้าใจการทำงานของมันก่อน

"L" เป็นอุปกรณ์ทางไฟฟ้าชนิดหนึ่ง ซึ่งทำจากการนำเอาขดลวดทองแดงมาขดรวมกันเป็นวงกลม โดยมีคุณสมบัติดังนี้

เมื่อกระแสที่ไหลผ่านเป็นไฟ DC ค่าอิมพีแดนซ์ของมันจะเป็นศูนย์ แต่ถ้าเป็นกระแสที่มีการเปลี่ยนแปลง เช่น ไฟ AC Square Wave จะมีการสะสมพลังงานในตัวมันเช่นเดียวกับตัว C โดยมีทิศทางการกระจายกระแสดังรูป 3-4

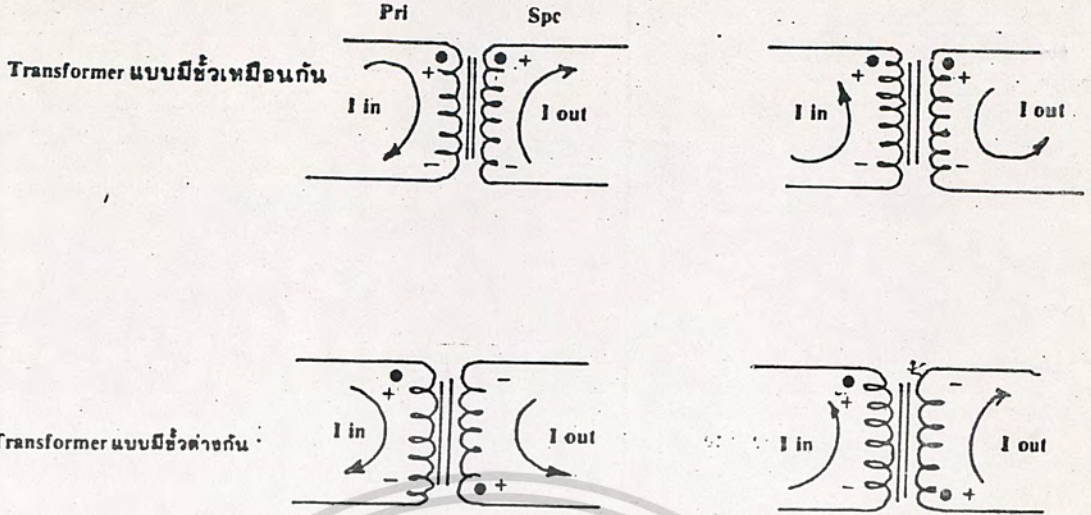


รูปที่ 3-4 การสะสมพลังงาน

จะเห็นว่า L มีการกักขังก่อน จากนั้นมันจะทำตัวเองเป็นแหล่งจ่ายกระแสไฟเช่นเดียวกับตัว C

"Transformer" เป็นอุปกรณ์อย่างหนึ่งที่ใช้ในการ Step Voltage ขึ้นหรือลงตามความต้องการ โดยทั้ง I/P (ด้าน Pri) และ O/P (ด้าน Sce) จะเป็นไฟ AC การดูสัญลักษณ์ของ Transformer จะสังเกตจาก ( . ) ที่จุดเอาไว้นขดลวดทั้งทางด้าน Primary และ Secondary โดยขั้วที่จุดจะหมายถึง เป็นขั้ว (+) สังเกตทิศทางการกระแสดังรูป 3-5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไมออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



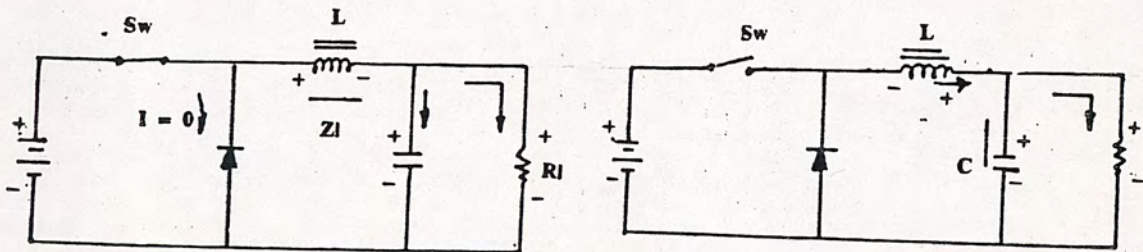
รูปที่ 3-5 สัญลักษณ์ขั้ว Transformer

จะเห็นว่าไม่ว่า Transformer แบบใดก็ตาม

$I(in)$  เข้าที่ขั้วบวกด้าน Pri  $I(out)$  ก็จะมีออกที่ขั้วบวกด้าน Sec

$I(in)$  เข้าที่ขั้วลบด้าน Pri  $I(out)$  ก็จะมีออกที่ขั้วลบด้าน Sec

สำหรับ The Forward Converter ถ้าจะพิจารณาเปรียบเทียบกับ Power Supply แบบกบติ ก็เหมือนกับ Half wave ที่มีการจ่ายกระแส Load โดยตรงและจ่ายเพียงครึ่ง cycle เท่านั้น

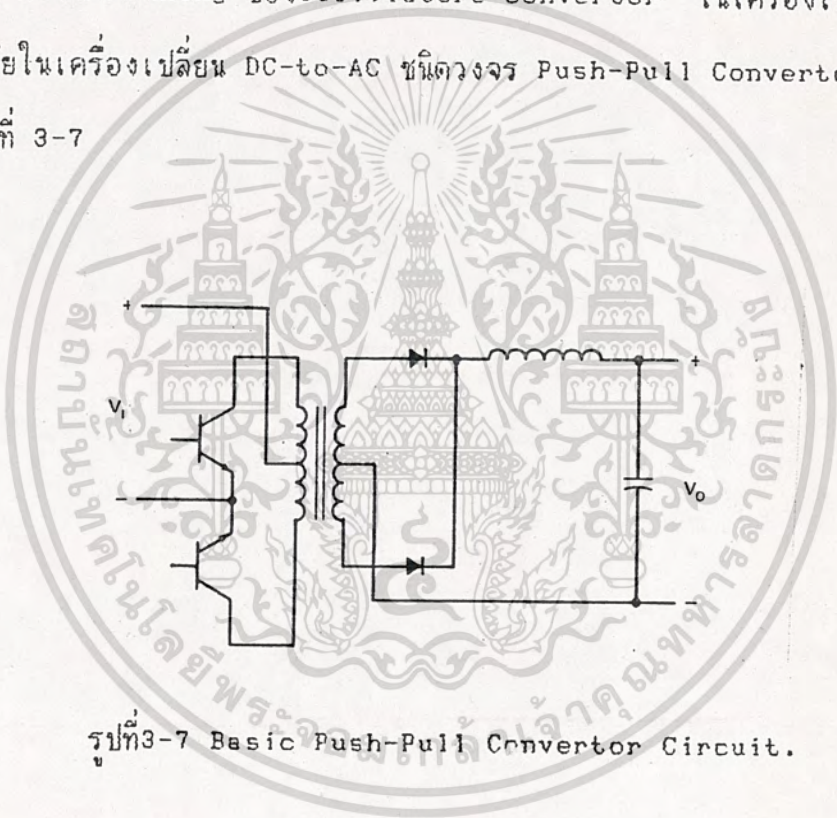


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไมออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 3-6 วงจรพื้นฐานของ The Forward Converter

### 3.2.3 PUSH-PULL CONVERTOR

Push-Pull convertor เป็นปัญหาหนึ่งของวงจรแบบเก่าของ Switching Regulator มันเป็นครั้งแรกที่ใช้ในปี 1930, ด้วยหน้าที่การเปลี่ยนแปลง เครื่องกลเหมือนกับ switch เมื่อหม้อแปลงกับมาที่มีการเปลี่ยนแปลง, Push-Pull Convertor ได้ถูกนำมาใช้ใน free-running oscillator ในขดลวด Primary ของ เครื่องกลต่างๆที่มีการติดต่อเปลี่ยนแปลงบางอย่าง ของโครงสร้างที่เป็นเหล็กได้ถูกสร้างขึ้นใหม่ ใช้แบบ free-running ของ oscillatore convertor ในเครื่องเปลี่ยน AC to DC คล้ายกับในเครื่องเปลี่ยน DC-to-AC ชนิดวงจร Push-Pull Convertor ได้แสดงให้เห็นในรูปที่ 3-7



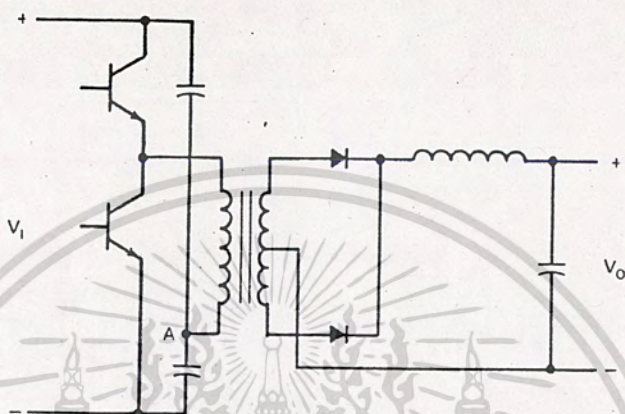
รูปที่3-7 Basic Push-Pull Converter Circuit.

#### 3.2.3.1 HALF-BRIDGE CONVERTOR

เป็นแบบที่นิยมมากของ High-Power Convertor เป็นวงจร Hafe-Bridge แสดงในรูปที่3-8

Half-Bridge Convertor มีการนำมาประยุกต์และปรับปรุง ออกสารใช้เป็นวงจรที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไมออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า หลายครั้ง ทำให้เห็นอกวาวจร Push-Pull หนึ่ง, ตรงกลางระหว่าง capacitor ไมวากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้ (จุดA) สามารถ Charge ได้  $V_i/2$  นี้เป็นตัวอย่างที่ใช้ Transistor ด้วยแรงดัน break

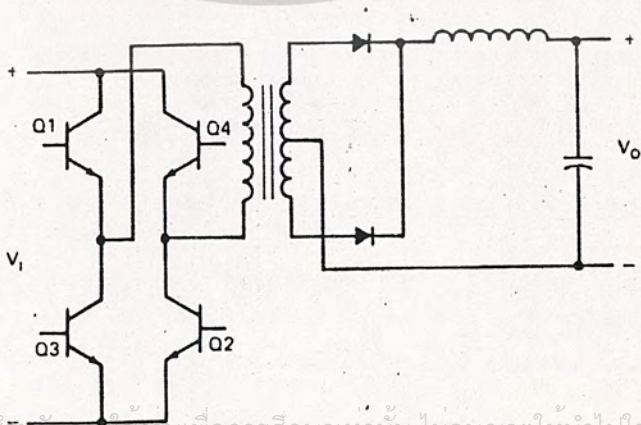
down ที่ต่ำ สอง, เพราะขดลวด Primary เป็นตัวขับเคลื่อนสองทิศทาง (Push-Pull), การ Rectifier Full-Wave และ Filter นำมาใช้ให้เป็นประโยชน์, จะทำให้ Core หม้อแปลงที่ใช้มีประสิทธิภาพมาก



รูปที่ 3.8 Half-Bridge Converter Circuit

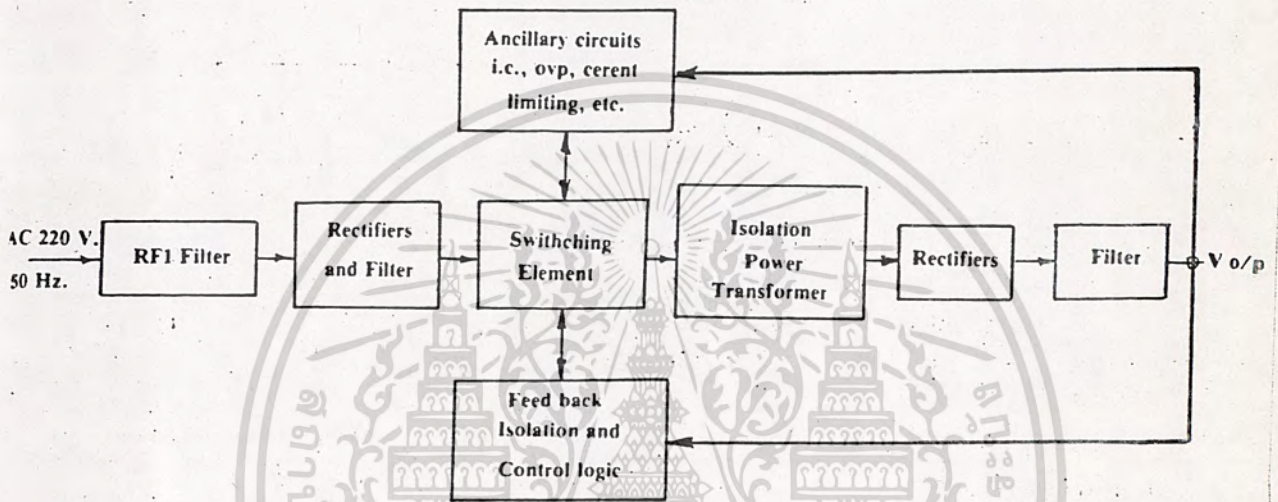
### 3.2.3.2 FULL-BRIDGE CONVERTOR

ในความแตกต่างระหว่าง Half-Bridge และ Full-Bridge (หรือ F-Bright) เป็น Converter ที่ใช้ Transistors 4 ตัว แสดงในรูปที่ 3-9



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไมอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้  
รูปที่ 3-9 Full-Bright Converter Circuit

ในวงจร Full-Bridge Transistor ที่ตรงข้ามทางทะแยงมุม (Q1กับQ2 หรือ Q3กับQ4) จะเปลี่ยนแปลงในครึ่งคาบเวลาตลอดเวลาในเครื่องกำเนิดกระแสสลับ แรงดันสูงของ Transistor ทุกตัวจะทำให้เกิด  $V_i$  และค่อนข้างสูงถึง  $2.V_i$  เหมือนแบบวงจร Push-Pull Converter วงจร Full-Bridge เป็นวงจรที่เชื่อถือได้มากเพราะการแบ่งเบา voltage และ current จะถูกควบคุมใน Transistors



รูปที่ 3-10 หลักการ Switching Power Supply

### 3.3 หลักการของ Power Supply ชนิดนี้ดังนี้

I/P ของเครื่องจะเป็นไฟ AC ที่ใช้ตามบ้านคือ 220v 50 Hz. จากนั้นจะเข้าสู่ภาค RF1 ซึ่งจะกรองสัญญาณความถี่สูงจากเครื่อง ซึ่งอาจรบกวนเครื่องมีออื่นๆ ที่ใช้ AC line เดียวกัน จะสังเกตได้ง่ายเมื่อเราเปิดเครื่องคอมพิวเตอร์ภาพในทีวี. จะไม่ชัดเจน ต่อจากนั้นก็ทำการ Rectifiers และ Filter ซึ่งก็จะได้ DC High Voltage ประมาณ 310V (p) จากนั้นเข้าสู่ภาค Switching Element ซึ่งจะทำการ Switch DC ให้เป็น Square Wave เข้าสู่ Transformer จากนั้นเข้าสู่ภาค Rectifiers และ Filter เช่นเดียวกับ Power Supply แบบปกติ นอกจากนี้ยังมีการนำสัญญาณไม่วารณีใดๆ ทั้งสิ้น ก็ทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต่ออ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้ V (o/p) ป้อนกลับไปยังภาค control logic ซึ่งจะ control ความกว้างของ Pulse

Width ของภาค Switching Element ให้  $V(out)$  เป็นไปตามสเปคที่กำหนด

### 3.3.1 ภาค I/P Rectifiers and Filter

เป็นภาคที่แปลง AC ให้เป็น DC โดยใช้วงจร Bridge Rectifier ซึ่งจะได้ไฟ DC ประมาณ 310 Vp

### 3.3.2 ภาค Switching Element

เป็นภาคที่ทำการ Switch ไฟ DC ให้เป็น AC Square Wave 50K Hz. ส่งไปให้ Transformer โดย  $V(ceo) > 2$  เท่าของ  $V(in)$  ก็คือ ประมาณ  $2.2 * 310$  ประมาณ 682 หรือ 700 V เป็นอย่างน้อย และกระแส  $I_c (max)$  จะต้องมากกว่า

$$I_c = 6.2 P(out) / V(in) \\ = 6.2 I(out) V(out) / V(in)$$

ในภาค Switching Element เนื่องจากต้องการแยกออกจากภาค Control โดยเด็ดขาด ดังนั้นจำเป็นต้องใช้ Transformer Drive Base

### 3.3.3 ภาค I/P Rectifiers and Filter

ในภาคนี้ตัวที่สำคัญคือ L และ C สามารถคำนวณได้ดังนี้

การหาค่า Rectifiers

$$L = E(out) t(off) / 0.25 I(out)$$

เมื่อ.

$E(out)$  : Voltage output

$I(out)$  : Current output

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับเวลาที่ใช้ TR off โดยพิจารณาที่ 10% จนถึง 90% ไม่ว่าการณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### การหาค่า Filter

$$C(\text{out}) = I(\text{out}) / Bf V(\text{out})$$

เมื่อ.

$I(\text{out})$  : 0.25  $I(L)$  (  $I(L)$  คือ กระแสที่ผ่าน load )

$V(\text{out})$  : Peak-to-Peak Voltage Ripple

$f$  : ความถี่ที่ใช้งาน

โดยปกติแล้วจะใช้ตัว C ค่าสูงๆเข้าไปเลย



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### ภาค CONTROL

ในภาค Control นี้ใช้ IC 494. เป็นตัว Control จะมีสัญญาณไปควบคุม Switching Element เพื่อทำให้เกิดไฟ AC Square Wave ความถี่ 50K Hz. สามารถปรับ Push Width เพื่อไปควบคุมแรงดันที่จ่ายให้กับหลอด fluorescent ซึ่งทำให้สามารถปรับความสว่างได้ตามที่เราต้องการ

#### 4.1 OSCILATER

ธรรมชาติ Oscillator จะให้รูปคลื่น Sawtooth ช่วงบวกรอกมาที่ Dead-Time and PWM Comparaters จะทำการเปรียบเทียบกับสัญญาณควบคุมต่างๆ ความถี่ Oscillator เป็นความถี่ที่ออกมาอย่างสม่ำเสมอ สัญญาณนี้สามารถนำไปใช้งานได้ ความถี่ที่ออกมาได้แก่ Push-Pull สามารถนำไปใช้เป็น One-Half Oscillator Frequency

ความถี่นี้สามารถเปลี่ยนแปลงได้ระหว่าง 5 เปอร์เซ็นต์ เครื่องจะกำหนดการผสมภายใน Oscillator จะถูกเปลี่ยนแปลงด้วยเวลาการ Charges ของ Capacitor,  $C_i$  ด้วยกระแสคงที่ นั้นเป็นการกำหนดการเปลี่ยนแปลงโดยเวลาภายใน Resistor  $R_1$ , นี้เป็นวงจรที่ผลิตแรงดันรูปคลื่น Ramp ที่เป็นเชิงเส้น เมื่อแรงดันที่เปลี่ยนไปตามเวลาของ Capacitor ประมาณ 3.0 V, วงจรจะทำการ discharges และจะเริ่มทำงานใหม่อีกที่ด้วยการ Charging

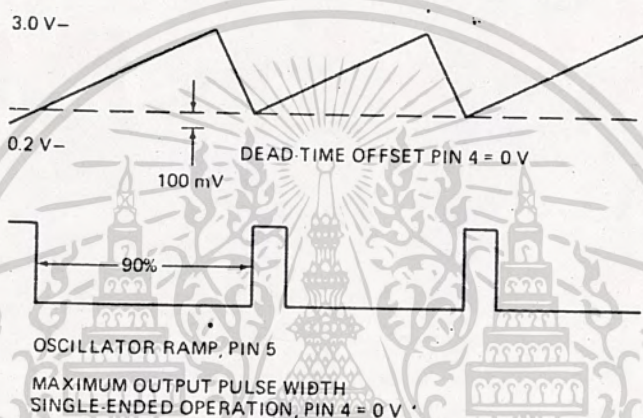
ภายในวงจร Oscillator เราสามารถปรับความถี่ได้จาก  $C(t)$  และ  $R(t)$

$$\text{Freq} = 1.1 / R(t) \cdot C(t)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 4.2 Dead-Time and PWM Comparator

หน้าที่ของ Dead-Time และ PWM Comparator ใช้สัญญาณ Logic เป็นตัวเปรียบเทียบด้วยสภาวะ Parallel input output ของตัว Comparator จะเป็นสัญญาณ Push-Width-Modulator ซึ่งความกว้าง (Width) จะกำหนดโดยการเปรียบเทียบด้วยรูปคลื่น Oscillator Ramp output ของตัว Comparator จะเป็น ตัวขับ output control



รูปที่ 4-1 Dead-time comparator

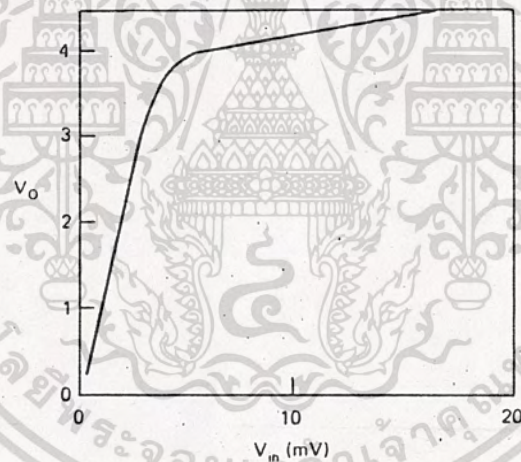
Fixed 100 mV. Offset Voltage input ที่ตัวเปรียบเทียบ Dead-Time ระหว่าง output pulse ที่มีการปรับปรุง เมื่อ Dead-Time Control input เป็น grounded

Pulse-Width Control จะมีย่านเต็มที (0 ถึง 90 เปอร์เซ็นต์) เป็นการปรับแต่ง เมื่อแรงดัน Dead-Time Control มีค่าระหว่าง 3 และ 0 volt ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันควบคุม และ สัญญาณ output สูงสุดที่สำคัญ Pulse-Width มีความเป็นเชิงเส้น

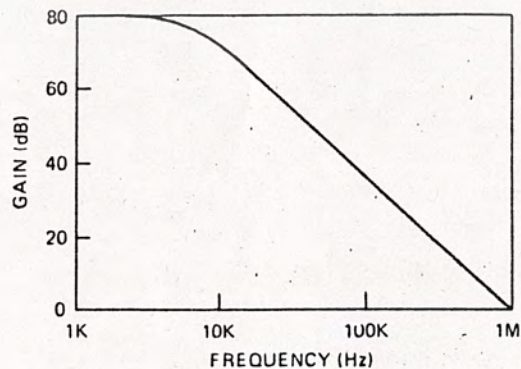
PWM Comparator input เป็นการควบคุมของ output ของ 2 Error Amplifiers ภายใน กับการสัญญาณที่ output Pulse-Width สามารถเปลี่ยนแปลงได้ 90 เปอร์เซ็นต์ ของคาบเวลาที่ 0 (รูปที่ 4-1)

### 4.3 ERROR AMPLIFIERS

Error Amplifiers ทั้ง 2 ตัว เป็นอัตรขยายแบบ High-Gain การทำงานจะเป็นระบบ Single-Ended , Single-Supply การขยายในแต่ละ output จะทำงาน Active High อย่างเดียว output ที่ออกมาจาก Error Amplifier แต่ละตัว จะให้ Pull-Up ที่อิสระแก่การเพิ่ม output Pulse-Width ตามที่เราต้องการ ด้วย output OR ตัวอื่นๆ , ส่วนที่สำคัญหรือจุดเด่น การขยายด้วยระดับ Higher output Open-loop-Gain ของการขยาย 60 dB. Error Amplifiers ทั้งสองได้แสดงการตอบสนองของเวลาประมาณ 400 n sec. ซึ่งแสดงในกราฟรูปที่ 3-2



AMPLIFIER TRANSFER CHARACTERISTICS



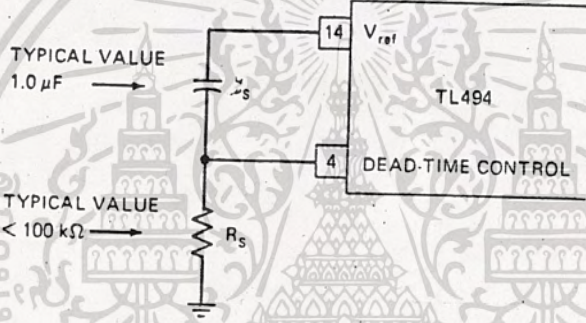
AMPLIFIER BODE PLOT

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 4-2 Amplifier performance curves



เครื่องในวงจร Soft-Start เป็นการใช้ความล้ามันซ์ของตัวอย่าง  
มาใช้ให้เป็นประโยชน์ โดยใช้ Dead-Time ควบคุม input (รูปที่3-3) ได้แสดงให้เห็น  
การเริ่มต้นการทำงาน, Capacitor  $C_s$ , มีอำนาจทำให้ Deat-  
-Time Control input ที่มีในวงจร Reference 5-V. ที่อยู่ภายใน, ดังนั้นข้อเสียของ  
output ทั้ง 2 (100 เปอร์เซ็นต์ของ Deed-Time) เหมือน Capacitor Charges ผ่าน  
ไปยัง  $R_s$ , สัญญาณ Pulse-Width ทาง output จะเพิ่มขึ้นจน Control Loop นำ  
เข้าสู่จุดที่ต้องการ



รูปที่ 4-3 soft-start circuit

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### PULSE TRANSFORMER VS OPTOCOUPERS

The optocouplers ยังเป็นสิ่งใหม่ที่มีการแข่งขันด้วย Pulse Transformer ในการมาใช้ให้เป็นประโยชน์ ชนิดของ optocoupler ประกอบด้วย light emitting (LED) input end ของมัน และซิลิกอน phototransistor หรือ photodiode ที่ output สุดท้าย The LED เป็นอุปกรณ์ที่ต่อเกี่ยวกับสายตา ที่เครื่อง photo โดยตัวมันจะปิดอย่างใกล้ชิดในการเก็บบรรจุ แต่มันเป็น electrically ที่แยกจากเครื่อง photo รูปแบบ photocouplers ซึ่งแรงดันแตกต่างกันถึง 6 Kv

ขณะที่ optocoupler มีความสามารถของการเปลี่ยนแปลง pulse ในรูปแบบของจรรยาหรือหลายวงจรรด้วยความแตกต่างกันออกไป ในกรณีของ pulse transformer, เหล่านี้เป็นความแตกต่างพื้นฐานระหว่าง 2 สิ่ง พวกนี้เป็นหัวข้อที่รวบรวม

1) จุดสำคัญความแตกต่างระหว่าง pulse transformer และ optocoupler เป็นรูปแบบที่สามารถใช้ในการเปลี่ยนรูปของ pulse power และเนื่องจากพลัง, ในข้อหลังนี้สามารถใช้ได้เพียงการเปลี่ยนรูป pulse มาตรฐาน pulse transformer สามารถเปลี่ยนพลังขึ้นไปต่ำกว่า 1%

2) An Optocoupler เป็นอุปกรณ์ที่มีด้านเดียว, ขณะที่ pulse transformer มี 2 ด้านในหนึ่งตัว

3) Impedance matching เป็นไปได้ด้วย pulse transformer แต่เป็นไปได้ด้วย An Optocoupler

4) A pulse transformer เป็นอุปกรณ์ passive ในขณะที่ Optocoupler เป็นอุปกรณ์ Active (ในการสั่งมันต้อง power supply )

5) แรงดันที่อยู่ภายนอกนั้น สามารถรับได้ด้วย pulse transformer ซึ่งมีแรงดันสูง เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้ากว่าการได้รับจาก Optocoupler

6) การนำเข้าสู่ Technology ในกรณีของ An Optocoupler เป็นเทคโนโลยีแบบ

sine conductor ที่ pulse transformer ไม่ต้องการเทคโนโลยีที่มีการไม่แน่นอน

7) Pulse Transformer เป็นการใ้การเปรียบเทียบที่ Optocouplers

8) Pulse Transformer มีความไวในการตอบสนองการเปรียบเทียบด้วย Optocoupler ที่ดี

9) Pulse Transformer เป็นวงจรที่เป็นเชิงเส้น, ขณะที่ Optocoupler นั้นไม่เป็นเชิงเส้น

ทั้งหมดที่กล่าวมา, Pulse Transformer ประกอบด้วยส่วนสำคัญของรูปแบบ Digital Electronic ทาง Hardward

### 5.1 PULSE RESPONSE CHARACTERISTICS

คุณสมบัตการตอบสนอง pulse transformer สามารถแบ่งออกเป็น 3 ส่วน คือ

- 1) การตอบสนอง Flst-top ให้คุณสมบัตการทาง voltage-time
- 2) การตอบสนอง leading-edge ให้คุณสมบัตการทาง rise-time และ
- 3) การตอบสนอง trailing-edge

#### 5.1.1 การตอบสนอง Flat-Top

การตอบสนอง Flst-top ของ Pulse Transformer เป็นการได้รับโดยการพิจารณาที่ความถี่ต่ำ วงจรสมมูลย์ของรูปที่ 5-1 ที่ความถี่ต่ำ,  $L_p$  เป็นการเปรียบเทียบเล็กน้อยที่  $1/\omega_c$  เหมือนกับ,  $w_6$  เป็นการเปรียบเทียบเล็กน้อยที่  $R_1$  ดังนั้น, วงจรของรูปที่ 5-2(a) ได้บรรลุโดยขาดประลิตธิภาพของการร้วที่ปลักแม่เหล็ก  $G$  และตัวเก็บประจุที่ขนานกัน  $C$

จากทฤษฎี Thevenin, รูปที่ 5-2(a) สามารถเปลี่ยนเป็นรูปที่ 5-2(b) ดังนั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับใช้ในงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 และไม่หวังกำไร ทั้งนี้หากมีผู้ใดนำเอกสารนี้ไปเผยแพร่หรือทำซ้ำโดยไม่ได้รับอนุญาต กรุณาแจ้งเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่ instant  $t$ , แรงแค่นคร่อม  $L_p$  ในรูปที่ 5-2(b) เป็นการให้โดย

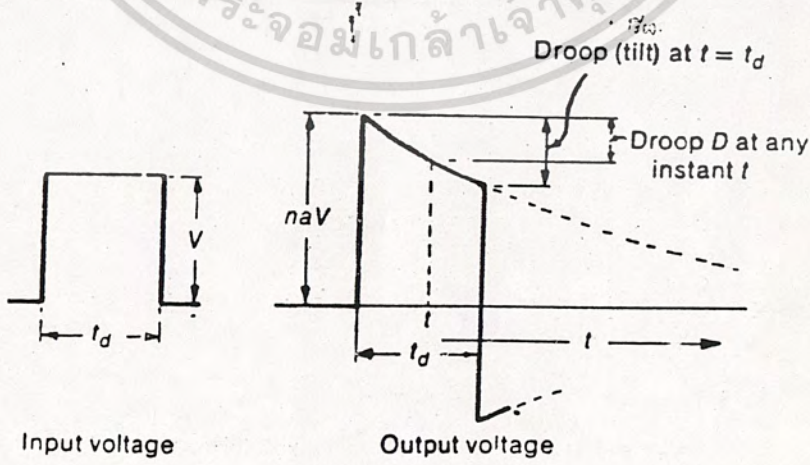
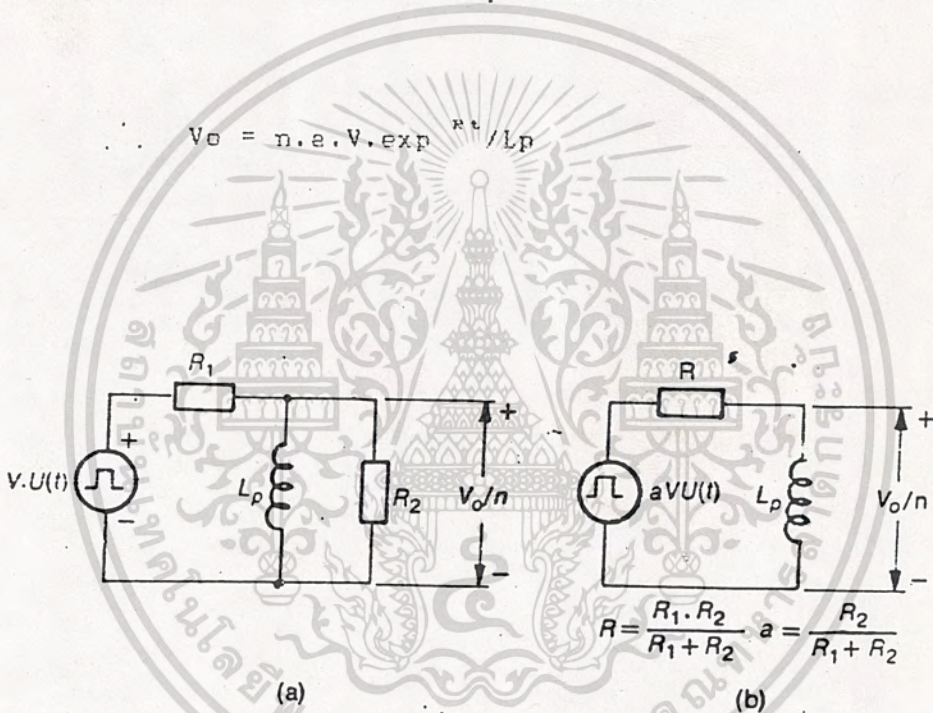
$$\begin{aligned} v_o/n &= a.v.u(t) \exp -t/T \\ &= a.v.\exp -t/t \end{aligned} \quad (1)$$

เมื่อ

$T = L_p/R$  : เวลาคงที่ของวงจร

$V$  : ขนาดของ step-function

$U(t) = 1$  : unit step function



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไมออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้  
รูปที่ 5-2 (a) วงจรลมนครวของ pulse transformer ผลตอบสนองแบบ

Flat-top

- (b) วงจรสมมูลของ Thevenin จากรูป (a)
- (c) รูปแบบคลื่น input และ output ของ pulsetransformer

ในรูปแบบนี้, The droop (D) จำนวน instant  $t$ . เป็นการให้โดย (อ้างอิงจากรูปที่ 5-2(c) )

$$D = n.a.V (1 - \exp^{-Rt/Lp}) \quad (2.a)$$

ถ้าเวลาคงที่  $Lp/R$  เป็นการกำหนดของรายระเอียดค่าของ droop, ที่  $t=td$

สมการ (2.a) สามารถเขียนได้

$$Lp/R = td / \ln [1 / (1-D)] \quad (2.b)$$

ที่  $D_u$  เป็น droop-ratio,  $D/naV$ , หาโดย  $D_u = 1 - \exp(-Rtd/Lp)$

ที่ droop ของ 50%, 10% และ 20%, ตามค่าของ  $Rtd/Lp$  เป็น 0.05, 0.11 และ 0.22 เรียงลำดับกัน

ถ้า  $t \ll Lp/R$ , ดังนั้น  $Rtd/Lp \ll 1$  ดังนั้น, สมการ (1) สามารถแก้ไขได้ง่ายได้

$$Vo = naV (1 - Rtd/Lp) \quad (3)$$

ดังนั้น, ค่าสูงสุดของ pulse จะกำหนดต่ำสุดโดย  $\frac{n.a.V.R.t}{Lp}$  ที่ instant

เปอร์เซ็นต์ของการเอียง P เป็นการหา (ความยาวของมันไม่น้อยกว่า 30%) โดย

$$p = Rtd/Lp * 100 \quad (4)$$

เมื่อ  $t_p$  เป็นระยะระหว่าง pulse

#### 5.1.1.1 SATURATION OF THE CORE

ในการวิเคราะห์ในที่นี้ เป็นการสมมติเกี่ยวกับ Magnetizing Inductance  $L_m$  เป็นค่าคงที่ การสมมตินี้เป็นสาเหตุที่ยาวมากที่ทำให้ core ไม่ทำให้อากาศเคลื่อนที่

เกิด saturate ทันใดที่ core เริ่ม saturating, ค่าการซึมซาบ(permeability)จะ ตกลง, ด้วยเหตุนี้  $L_p$  จะลดลง และทำให้เกิดค่าลดลงต่ำมากๆ เมื่อ Ferrite Core ใช้ใน pulse transformer นั้น, ความซึมซาบเป็นค่าคงที่ ความหนาแน่น flux ใช้ใน ย่าน 3000-5000 Gauss (คือ  $0.3-0.5 \text{ Wb/m}^2$ ) นี้คือการเปรียบเทียบคุณสมบัติใน data sheet ของคู่มือการใช้งาน ตามที่  $B_{sat}$  Saturation เกิดขึ้น ถ้า flux density ใน core มากกว่า  $B_{sat}$  เป็นการพบที่จะป้องกัน core ที่จะทำให้เกิดการ saturation, นำ มาใช้ให้เป็นประโยชน์ของ pulse transformer เป็นการพิจารณา

- 1) การใช้ประโยชน์สัญญาณ pulse (หรือใช้ pulse ที่มี duty cycle เล็กมากๆ)
- 2) การใช้ประโยชน์ระยะของ pulse
  - a) ใช้ pulse ด้วยค่าเฉลี่ยเท่ากับ 0 ในกรณีของ symmetric pulse, และ
  - b) ใช้ pulse ด้วยค่าเฉลี่ยสุดท้าย

5.1.1.1.1) การใช้ประโยชน์ Pulse

- ถ้า  $N_p$  = จำนวนรอบทางด้านทุติยภูมิ  
 $\phi$  = magnetic flux ใน core  
 $n$  = อัตราส่วน step-up  
 $N_s$  = จำนวนรอบทางด้านปฐมภูมิ  
 $A_c$  = พื้นที่หน้าตัดของ core

ดังนั้นแรงดันที่ออกมา

$$V_o = N_p \frac{d\phi}{dt}$$

$$= n \cdot N_s \cdot A_c \frac{dB}{dt} \tag{5}$$

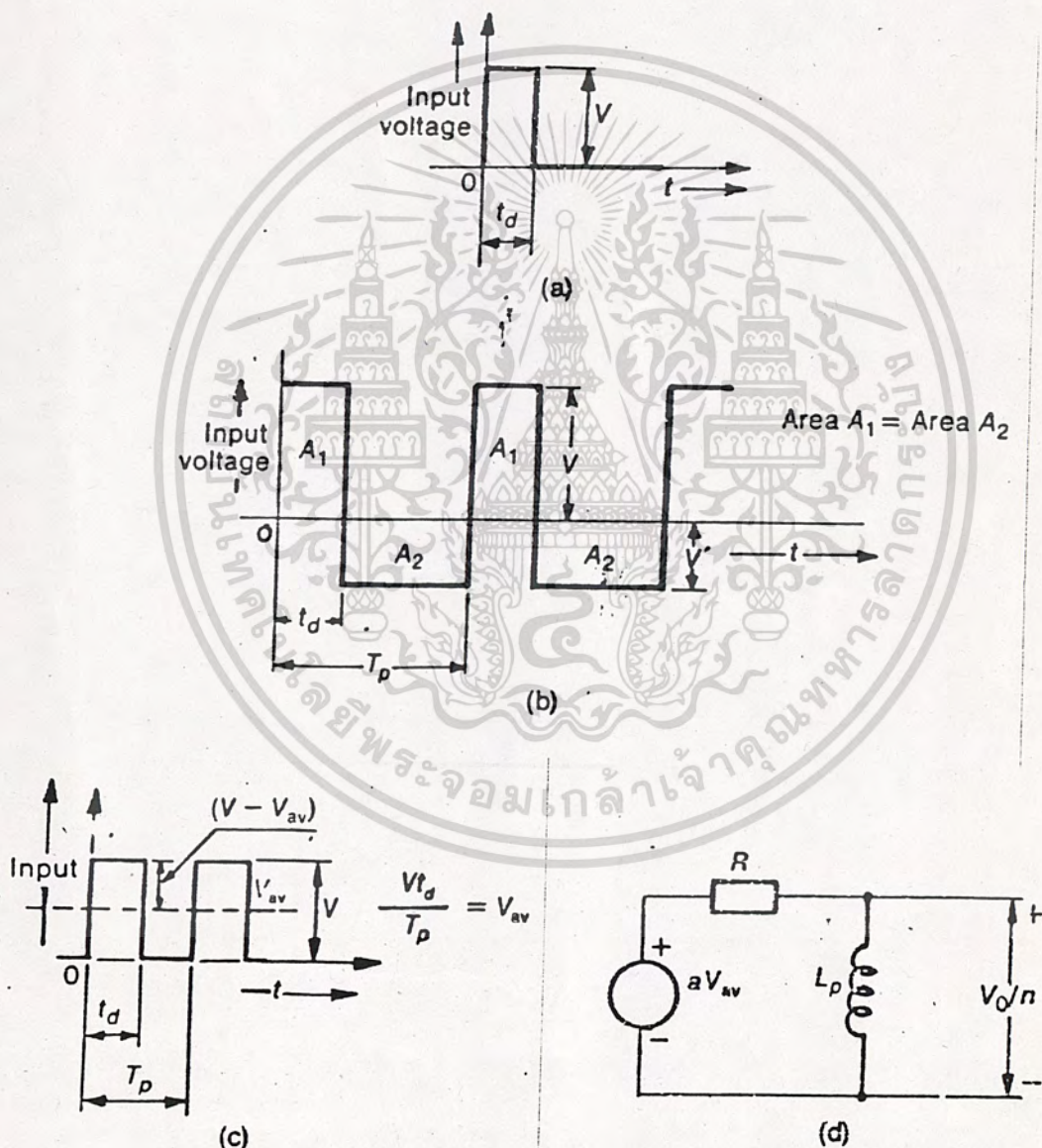
สมมติค่าสูงสุดของ pulse output ที่ทำให้เรียบด้วยสมการ voltage ที่  $n \text{ aV}$ , flux density ที่สุดท้ายของสัญญาณ pulse (อ้างอิงจากรูปที่ 5-3(a)) ของ duration  $t_d$  เป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับใช้ในการศึกษาเท่านั้น ไม่สามารถนำออกจำหน่ายหรือทำซ้ำโดยไม่ได้รับอนุญาต (6)

$$B = \frac{1}{n \cdot N_s \cdot A_c} \int_0^{t_d} V_o dt$$

5.1.1.1.2) การใช้ประโยชน์ Periodic Pulse

(a) ด้วยสมการค่าเฉลี่ยที่ 0 เมื่อ pulse transformer เป็นการใช้ในการเชื่อมด้วยสัญญาณค่าเฉลี่ยที่ 0 (ได้แสดงไว้ในรูปที่ 5-3(b)), มีพื้นที่เป็นบวกและลบ ส่วนสมการ pulse, ทิศทางของเส้น magnetic flux จะกระจายสลับกันในทิศที่เป็นบวก และลบ เพราะฉะนั้น, core ไม่สามารถจะไปถึงการ saturation, ตามสถานะที่ได้ปฏิบัติมา



รูปที่ 5-3 ชนิด input pulse ที่ pulse transformer:

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไมอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดต่อลงมือทำและต่อวงจรดังที่กล่าวมาและลงเผยแพร่ทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(c) periodic pulse ด้วยค่าเฉลี่ยสุดท้าย

(d) วงจรของการประมาณกระแสเฉลี่ยที่ผ่าน magnetizing

inductance  $L_p$

flux density ได้มาที่จุดสุดท้ายของแต่ละ pulse  $< B_{sat}$  คือ

$$B = \frac{I}{n \cdot N_p \cdot A_e} \int_0^{t_d} V_o dt = \frac{v \cdot t_d}{N_p \cdot A_e} < B_{sat} \quad (7)$$

ดังนั้น  $A_1 = A_2$  (อ้างอิงจากรูปที่ 4-3 (e))

$$v \cdot t_d = v' (T_p - t_d)$$

เมื่อ

$v =$  ขนาดที่เป็นบวก

$v' =$  ขนาดที่เป็นลบ

สมการ (7) สามารถเขียนด้วย

$$\frac{v \cdot v' (T_p - t_d)}{N_p \cdot A_e} < B_{sat} \quad (8)$$

6) Periodic Pulse ด้วยค่าเฉลี่ยสุดท้าย

นี่เป็นชนิดเมื่อ pulse transformer ใช้ในการเปลี่ยนแปลงของ

ทิศทาง เดียวของ periodic pulse train การพิจารณา periodic pulse train

ของรูปที่ 5-3

(c) มีข้อยกเว้นของ  $v$  และ duty cycle ของ  $t_d / T_p$  ค่าเฉลี่ยของแต่ละ pulse train เป็นไปโดย

$$\begin{aligned}
 V_{av} &= 1/T_p \int_0^{T_p} V dt \\
 &= 1/T_p \int_0^{T_p} V dt + 0 dt \\
 &= 1/T_p (V t_d) = V_{dc} / T_p \quad (9)
 \end{aligned}$$

$$\therefore V - V_{av} = V - V_{dc} / T_p = V_{ac} \quad (10)$$

เมื่อ  $V_{ac}$  เป็นส่วนประกอบในค่าทั้งหมด  $V$

ค่าเฉลี่ย  $V_{av}$  เหนี่ยวนำ dc flux ใน core ของหม้อแปลง ดังนั้นการเพิ่มที่ ac flux generat โดยส่วนประกอบ ac  $V_{ac}$  ให้ค่าสูงมากของ flux ทั้งหมดใน core ตามดังนี้

$$\begin{aligned}
 \text{flux รวม} &= \text{dc flux } \phi_{av} + \text{ac flux } (\phi_{ac}) \\
 \therefore \text{flux density รวม } B &= \text{dc density} + \text{ac flux} \\
 &= [ \phi_{av} / A_c + \phi_{ac} / A_c ] \\
 \phi_{ac} &= \frac{n \cdot V_{ac} \cdot t_d}{N_p} \quad (11)
 \end{aligned}$$

ใช้สมการ (10) และ (11)

$$B = \frac{\phi_{av}}{A_c} + \frac{n \cdot t_d}{N_p A_c} [ V - \frac{V \cdot t_d}{T_p} ] \quad (12)$$

อ้างอิงรูปที่ (5-3(d)) และพิจารณา inductance สามารถแสดง flux

linkage ampere (คือ  $L = N \phi / I$ )

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_{av} = \frac{e \cdot v_{av}}{R} = \frac{V}{R_L} \quad (13)$$

จากสมการ(9), (12), และ(13)

$$B = \frac{V \cdot t_d}{N_p A_e} \left[ \frac{L_p}{R_L T_p} + a(1 - t_d) \right] \quad (14)$$

core จะไม่ saturate, ค่าของ flux density B หาโดยสมการ(14) จะน้อยกว่าค่า  $B_{sat}$  ของ magnetic material, ดังนั้น

$$\frac{V \cdot t_d}{N_p A_e} \left[ \frac{L_p}{R_L T_p} + a(1 - t_d) \right] < B_{sat} \quad (15)$$

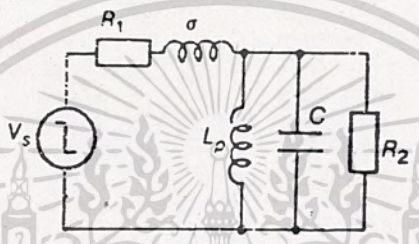
### 5.1.2 การตอบสนอง Leading-Edge

การตอบสนอง leading-reponse ของ pulse transformer เป็นสิ่งสำคัญแก่เหตุผลที่จะเกิดตามมา

- 1) rise-time เปลี่ยนแปลงการกำหนดในค่าสูงสุดของ pulse อัตราที่ซ้ำๆกัน ซึ่งสามารถควบคุมโดย pulse transformer
- 2) ในเวลา และการ triggering วงจร, ต.ย ในระบบคมนาคม, rise-time เพิ่มตามerror จำนวนนี้ทำให้ค่าที่เป็นไปได้ต่ำ วงจรที่กำเนิดpulses จะมี rise-time ในตัว และมันเป็นสิ่งที่ไม่ปรารถนาแก่ coupling transformer ที่รู้สึกเพิ่มขึ้นใน rise-time การนี้เป็นสิ่งประดิษฐ์ที่ต้องการการเปรียบเทียบการตอบสนองที่ไวของ transformer

3) ใน pulse transformer ซึ่งจะใช้ SCR และ switching transformer, rise time ที่สูงมากสามารถเพิ่มขึ้นตามอุณหภูมิที่จุดต่ออุปกรณ์สามารถเสียหายได้ ฉะนั้น, การตอบสนอง leading-edge ที่เร็ว เป็นสิ่งที่ต้องการในทั้งหมดของ pulse transformer

การตอบสนองแก่ leading edge ของ pulse เป็นการหาโดยพิจารณา ที่ความถี่สูง วงจรสมมูลรูปที่ 5-4 (ที่ความถี่สูง, reactance  $\omega L$  ใหญ่เมื่อเทียบกับ  $1/\omega C$ ) วงจรที่ปรับปรุงเป็นในรูปที่ 5-5(a)



รูปที่ 5-4 วงจรสมมูลของ Transformer including resistance และ total shunt capacitance

$$G(s) = \frac{R_2}{R_2^2 C^2 s^2 + (R_1 R_2 C + L_2) s + (R_1 + R_2)}$$

$$= \frac{a}{s^2 (a^2 C) + sa (L_2/R_2 + R_1 C) + 1}$$

เมื่อ a เป็นตัวประกอบ กำหนดได้

$$a = \frac{R_2}{(R_1 + R_2)}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไมออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น สัมภาษณ์ของ transfer function G(s) เป็นการบรรลุโดย

สมการเท่ากับ 0 คือ

$$s^2 (6C_u) + sa(6/R_2 + R_1C) + 1 = 0 \quad (16)$$

รูปแบบปกติของสมการคุณสมบัตินี้ คือ

$$s^2/w_0^2 + (2b/w_0)s + 1 = 0 \quad (17)$$

สมการนี้มาจากสมการ (16) และ (17)

$$w_0 = \frac{1}{c} \quad (18)$$

และ

$$\begin{aligned} b &= \frac{R_1}{C} + \frac{1}{4C} \cdot \frac{1}{R_2} \cdot T_0 \\ &= (1/2) (a)^{1/2} \left( \frac{R_1}{C} + \frac{Z_0}{R_2} \right) \end{aligned} \quad (19)$$

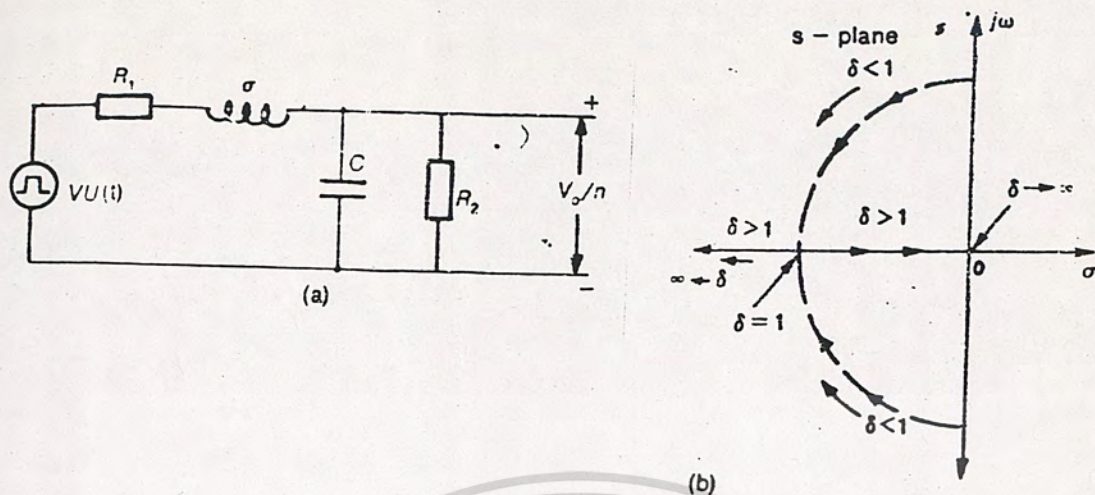
เมื่อ  $Z = \frac{6}{c}$  เป็นคณสมบัตินี้ impedance ของ pulse transformer และ

$b$  เป็น damping ratio

$T_0$  เป็นคาบเวลา undamped rinosoid ด้วย  $w_0 = 2/T_0$  , และ  $1/T_0$

$1/T_0 =$  undamped natural

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

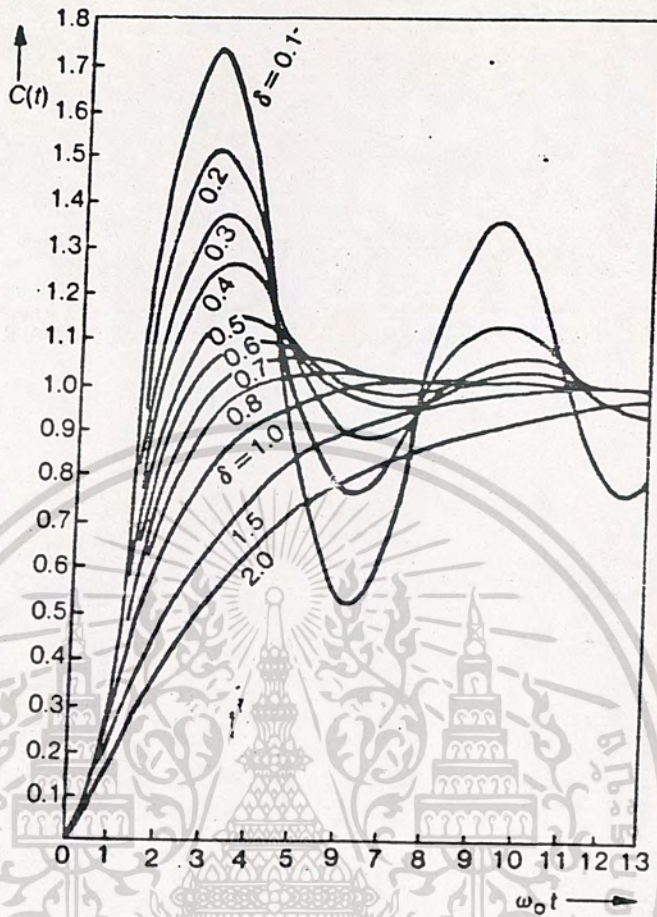


รูปที่ 5-5 (a) วงจรประมาณของ pulse transformer แก่ค่าประมาณของการตอบสนอง rise-time

(b) Locus ของ root ของสมการ (17), เมื่อ damping constant  $\delta$  เป็นการเปลี่ยนแปลงจาก 0 ถึง  $\infty$  ด้วย  $\omega_0$  held constant.

ในรูปที่ 5-6, การเปลี่ยนแปลงของการตอบสนอง output เป็นเค้าโคจรเรื่องแก่ค่าที่แตกต่างของ  $b$ . เหมือน function ของเวลาปกติ  $\omega_0$ , มันสามารถเห็นผลตอบสนองที่กลับมามากกว่า Oscillator เหมือน  $b$  ลดลงในค่า เมื่อ  $\delta=1$ , มันจะไม่ over shoot ในการตอบสนอง รูปที่ 5-7 แสดง graph เปอร์เซ็นต์ของ over shoot ดั้งหน้าที่ของ damping ratio ค่าผลลัพธ์ของ over shoot แสดงไว้ในตารางที่ 1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

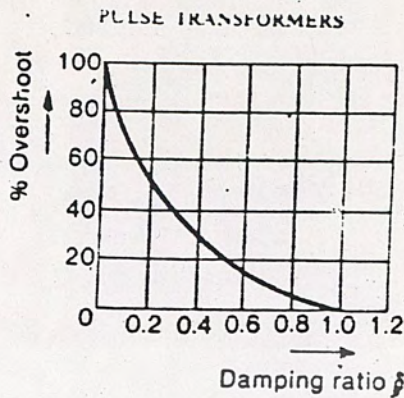


รูปที่ 5-6 การตอบสนองการเริ่มต้นของ pulsar transformer ที่ unit step function

ตารางที่ 1 เปอร์เซ็นต์ของ over shoot ของค่าแตกต่าง damping ratio

Damping ratio $\delta$	$x'$	Percentage of overshoot $p$	$\frac{p}{\delta}$ (av)
1.0	0.53	0	1.000
0.9	0.43	-	1.0
0.8	0.37	1.5	1.015
0.7	0.32	4.5	1.045
0.6	0.27	9.1	1.091
0.5	0.26	16.5	1.165
0.4	0.23	25.7	1.257
0.3	0.21	37.2	1.372
0.2	0.19	53.3	1.533
0.1	0.18	72.6	1.726
0	0.16	100	2.000

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม้ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



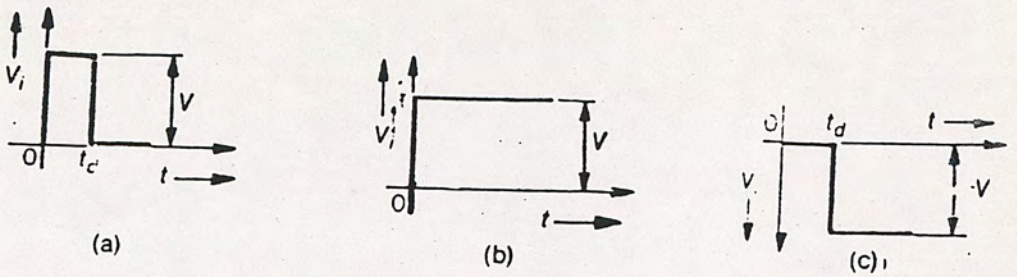
รูปที่ 5-7 เปอร์เซ็นต์ over shoot ค้างหน้าทีของ damping ratio แก่ระดับการตอบสนองของ pulse transformer

### 5.1.3 การตอบสนอง Trailing-edge

ในการเลือก, การตอบสนองของ Trailing edge ของ pulse และรูปร่าง และขนาดเป็นการพิจารณา Back Swing เหล่านี้เป็นการบรรจุโดยการพิจารณาการตอบสนองแก่  $t > t_d$ , เหมือนกับ pulse สามารถพิจารณาที่การรวมระดับ voltage  $+V$  ซึ่งเกิดการหยุดขึ้นที่  $t=0$  และที่ระดับอื่นของ voltage  $-V$  ซึ่งเกิดการหยุดขึ้นที่  $t=t_d$  (ดังเห็นในรูปที่ 5-8) ถ้าการตอบสนองหม้อแปลงที่ระดับ  $+V$  ที่  $t=0$ , เป็น  $V_o = n.e.V \exp^{-Rt/L_p}$ , ดังนั้น output เมื่อ  $t > t_d$  เป็น

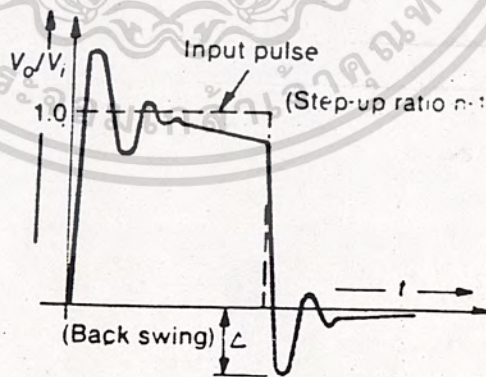
$$\begin{aligned}
 V_o &= n.a.V \exp^{-Rt/L_p} - n.a.V \exp^{-R(t-t_d)/L_p} \\
 &= n.a.V (1 - e^{-R \cdot t_d / L_p}) \exp^{-Rt/L_p} \quad (20)
 \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5-8 (a) A pulse of amplitude  $V$   
 (b), (c) The step voltage ซึ่งผลิต pulse ขึ้นมาจากรูป(a)

มันสามารถแสดงเห็นการตอบสนองที่เป็น exponential ด้วยบางเวลา ที่คงที่  $T = L/R$  , เหมือนการตอบสนอง flat-top ของ pulse ในการเพิ่มจะเหมือน exponential -trailing edge ของรูปคลื่น output จะบรรจุ oscillations ความถี่สูง นั้นเป็นเปอร์เซ็นต์ใน leading edge นี้เป็นการแสดงในรูปที่ 4-9 การตอบสนอง trailing-edge ของ pulse



รูปที่ 5-9 การตอบสนอง pulse transformer ที่มุมของ pulse

ขึ้นอยู่กับ  $L_p$  และ  $C$  โดยค่า  $C$  ต่ำสุด,  $f_{max}$  เป็นอัตราของ  $V_o/V_i$  ที่ค่อยๆลด  
 ไม่สามารถป้องกันได้ทั้งนี้ถ้ามีให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้  
 ลง การประมาณวงจรบังคับ trailing-edge ของ pulse transformer เป็นการแสดง

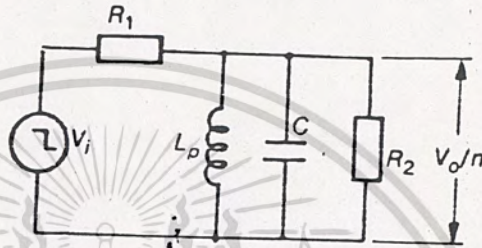
ในรูปที่ 5-10 เป็นความประสงค์ในการปฏิบัติ, ขนาดของbackswing อาจจะมีค่าที่สัมพันธ์กับการที่ค่าสูงสุด  $\Delta$  แสดงเป็นเปอร์เซ็นต์ดังนี้

$$\Delta = R_2 / R.P = (R_2.t_d) / L_p \cdot 100$$

(211)

$L_p$

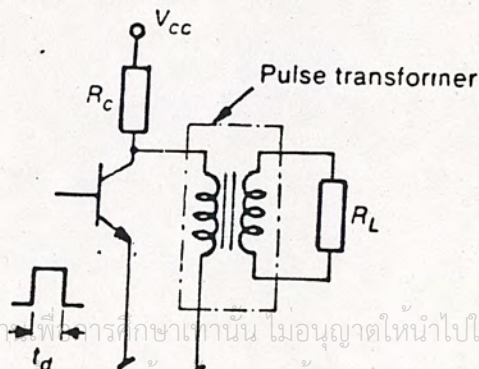
เมื่อ  $P =$  เปอร์เซนต์ของ droop และ  $R = R_1/R_2$



รูปที่ 5-10 การประมาณวงจรสมมูลของ pulse transformer บังคับการตอบสนอง trailing-edge

### 5.2 แหล่งจ่าย และ ผลของ LOAD

มันเป็นความสำคัญ ความสำคัญในทางปฏิบัติ, output impedance ของเครื่องกำเนิดกระแสสลับ (หรือแหล่งจ่าย) การป้อน pulse transformer อาจจะมีการเปลี่ยนแปลงมากที่สุด pulse ลื่นสุดลง และสมมติค่าความแตกต่างรวมค่าหนึ่ง ตลอดระยะเวลาของ pulse มีค่าเป็น  $T_d$  นี้เป็นตัวอย่างกรณีที transistor switch ไปขับ pulse transformer ได้แสดงไว้ในรูปที่ 5-11

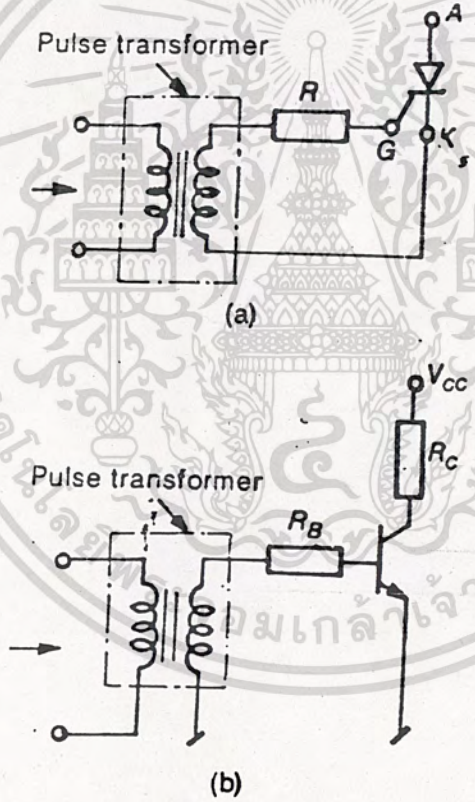


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานที่ การศึกษาเท่านั้น ไมอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 5-11 ต.ย. ของแหล่งจ่าย non-linear (transistor switch)

ไปขับ load  $R_L$  ผ่าน pulse transformer

เมื่อ  $R_L$  มีค่า  $t > t_d$  (คือ transistor ในสภาวะ off) ผลอย่างเดียวกัน  
เป็นการพบเมื่อใช้ non-linear load, ซึ่งอาจจะใช้ transistor, SCR, หรือ อนุกรม  
/ขนาน Diode ในกรณี, load impedance ระยะเวลาที่ pulse มีความแตกต่างมากๆ  
ความแตกต่างที่ pulse กำลังจะสิ้นสุดลง รูปที่ 5-12(a) และ (b) แสดงตัวอย่าง, ที่ pulse  
transformer การใช้ trigger SCR และ transistor



รูปที่ 5-12 ต.ย. ของ non-linear load

(a) pulse transformer ใช้ triggering SCR

(b) pulse transformer ใช้ขับ transistor switch

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ตรงนี้, ประสิทธิภาพ load,  $R_L$  ด้วย  $t > t_d$  (คือ gate ที่ cathode ของ diode ไม่ใช้  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น ยกเว้นหากมีข้อตกลงเป็นอย่างอื่น) ขอสงวนสิทธิ์ในเอกสารนี้  
น้ำกระแส) ดังนั้น, ทางปฏิบัติ non-linear ของแหล่งจ่าย และ load สามารถทำได้

โดยพิจารณา switch transistor ซึ่งมีการเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็วตลอดระยะเวลา off ความต้องการเวลาการเปลี่ยนแปลงใน transistance เป็นการสมมุติเวลาน้อยกว่า fall-time ของ transformer เทอมของ "linear source" หรือ "linear load" เป็นการในการวิเคราะห์ที่อ้างอิงค่าคงที่ของแหล่งจ่าย และ load resistance ตลอดระยะเวลา ON และ OFF ; เทอม "non-linear" หรือ "non-linear" เป็นการอ้างอิงที่การเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็วใน resistance ตลอดระยะเวลา OFF

การตอบสนองที่ทางออกของ pulse transformer ตลอดระยะเวลา OFF (คาบเวลากำลังจะหมดไป) จะขึ้นอยู่กับค่าการบังคับของแหล่งจ่าย และ load-resistance สามารถรวบรวมได้ดังนี้

- 1) linear source และ linear load
- 2) linear source และ non-linear load
- 3) non-linear source และ linear load
- 4) non-linear source และ non-linear load

บทที่ 6

หลอด fluorescent ที่ใช้แหล่งจ่ายไฟจาก AC หรือ BATTERY จะประกอบหลอด fluorescent แหล่งจากไฟ AC หรือ BATTERY และวงจรขั้วที่มีความสัมพันธ์และเท่าเทียมกับแหล่งจ่ายไฟให้กับหลอด fluorescent หลอด fluorescent มีการนำเอาไปใช้อย่างกว้างขวางในเครื่องบิน, รถไฟ , และรถยนต์ และยังสามารถนำไปใช้ในยามฉุกเฉินและใช้ในแหล่งจ่ายไฟที่สามารถนำติดตัวไปได้

เป็นที่รู้กันดีแล้วว่าหลอด fluorescent มีประโยชน์มากกว่าแบบหลอดไส้เพราะหลอด fluorescent ให้ประสิทธิภาพมากกว่า 3 ถึง 5 เท่าของหลอดแบบไส้ แต่มีข้อเสีย, หลอด fluorescent มีความต้านทานเป็นลบ ในการจุดไส้หลอดที่ต้องใช้แรงดันสูง ข้อดี, ในส่วนของการขั้วที่ให้กระแสเท่ากันทั้งสองข้างแก่หลอด fluorescent ตลอดการทำงาน

คุณสมบัติของหลอดได้พบสิ่งที่ต้องการหลักใหญ่ 3 ข้อ ของวงจรขั้วหลอด fluorescent

แลสลับ

1. สัดส่วนการขั้วของหลอด fluorescent ที่ใช้เครื่องกำเนิดไฟฟ้ากระแสสลับ
2. การจำกัดจำนวนกระแสของหลอด fluorescent
3. การทำให้ร้อนของหลอด fluorescent (การจุดไส้หลอด)

เป็นข้อดี, วงจรขั้วหลอด fluorescent เป็นสิ่งที่แก้ไขได้ง่ายและเป็นเครื่องเปลี่ยนพลังงานที่มีประสิทธิภาพสูง

เป็นที่รู้จักกันว่าวงจรขั้วเป็นสิ่งที่ต้องการก่อนมีการค้นพบ มีความสำเร็จในการค้นคว้ามากขางน้อยบาง ส่วนของ oscillator เป็นความถี่ที่ใช้มีราคาต่ำ และตัวขั้วหลอด fluorescent มีการทำให้ง่ายขึ้น

วงจรที่ผลิตสัญญาณ out put มีอัตราส่วน mark-to-space ต่ำ

เนื่องจาก, แรงดันด้านจ่ายไฟของหม้อแปลง มีความแตกต่างทางด้านขนาดได้แก่ ขั้วและหลอด fluorescent ไม่สามารถที่จะมีส่วนสัดกับการขั้ว หลอดสามารถจุด

(จุดไล่หลอด) ได้หลายครั้งในทิศทางเดียวกันด้วยตัวมันเอง ความยากลำบากทั้งหมดสามารถหลีกเลี่ยงได้โดยใช้ push-pull เปลี่ยน dc ให้เป็น ac (ในกรณีที่ใช้ battery) โดยวงจรขับ ข้อเสีย, ปัญหาของการจำกัดกระแสของหลอด ทำให้มีความต้านทานเป็นลบดังที่เกิดขึ้น การแก้ไขที่ดีได้แก่การจำกัดกระแสที่ขา based บนตัวนำ ballast ซึ่งเป็นตัวเชื่อมในการต่อเข้ากับหลอด fluorescent , มีประสิทธิภาพกำลังต่ำ

วงจรขับหลอด fluorescent ที่คิดขึ้นมาใหม่นี้มีคุณสมบัติ 3 ข้อหลักตามที่เรากำลังจะเป็นลักษณะที่กล่าวข้างต้นแล้ว สัดส่วนการขับเป็นการจัดให้โดยใช้สัญญาณ push-pull ที่มีประสิทธิภาพสูงที่สุดในการจำกัดกระแสเป็นไปได้ โดยใช้การ feedback control, และปัญหาการจุดไล่หลอดในทางปฏิบัติ โดยเราใช้ semiresonance-teschique ความถี่ที่ใช้งานของตัวขับประมาณ 150 kHz. เป็นความถี่ที่หลอด fluorescent ให้แสงสว่างสูง และกำจัดการกระพริบของหลอด fluorescent

ในการทดลองเป็นการรวบรวมขึ้นจาก 2 ส่วน ในส่วนที่ 1, เป็นข้อเสนองานวงจรขับ และแบบที่เป็นลักษณะของวงจรขับ ผลการทดลองจะเป็นในส่วนที่ 2

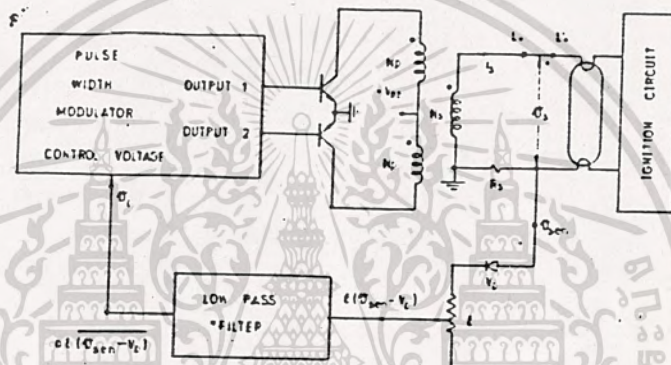
6.1 การวิเคราะห์และออกแบบวงจรขับ

block diagram ของวงจรขับหลอด fluorescent แสดงในรูปที่

1 เป็นระบบที่มีการป้อนกลับแบบลบ (negative-feedback) กำลังของหลอดที่ตั้งเอาไว้จะเป็นตัวควบคุมโดย pulse-width modulation (pwm) output push-pull เป็นตัวขับโดยเกิดจาก pulse-width modulation pulse ที่เกิดจะไม่ซ้อนทับกัน ความกว้างของ pulse T เป็นสัดส่วนที่มาจาก control voltage  $V_c$ . pulse ของขั้วทั้งสอง (push-pull) จะมีขนาดคงที่และเท่ากัน  $N_s \cdot V_{bb} / N_p$  และค่า pulse width T ที่แปรเปลี่ยนไปจะมีผลทาง transformer secondary ถ้าหลอด fluorescent เป็นการจุดไล่หลอด, กระแสที่ใช้ในการจุดไล่หลอดมีการสร้าง voltage จาก transformer secondary, แรงดันนี้จะมีขนาดคงที่ทั้ง 2 ขั้ว และการเปลี่ยนแปลง pulse

width T เนื่องจาก, กำลังเฉลี่ยของหลอด fluorescent เป็นสัดส่วนที่ผลิต pulse width T และ กระแสของหลอดและขนาดแรงดัน

ในเรื่องส่วนที่เกี่ยวข้องอื่นๆ control voltage  $V_c$  จะถูกสร้าง โดยกระแสของหลอดที่ตกลงที่รับเข้ามาจากตัวต้านทาน  $R_s$  และในช่วงนั้นได้มีการ rectifying และกรองด้วย low-pass filter ฉะนั้น, control voltage เป็นสัดส่วนที่ กำลังเฉลี่ยของหลอด เมื่อแรงดันของ transformer secondary มีขนาดที่คงที่  $N_s V_{bb} / N_p$  สภาวะเหล่านี้จะเป็นไปตลอด ถ้าแหล่งจ่ายแรงดันมีการจ่ายที่คงที่มากๆ



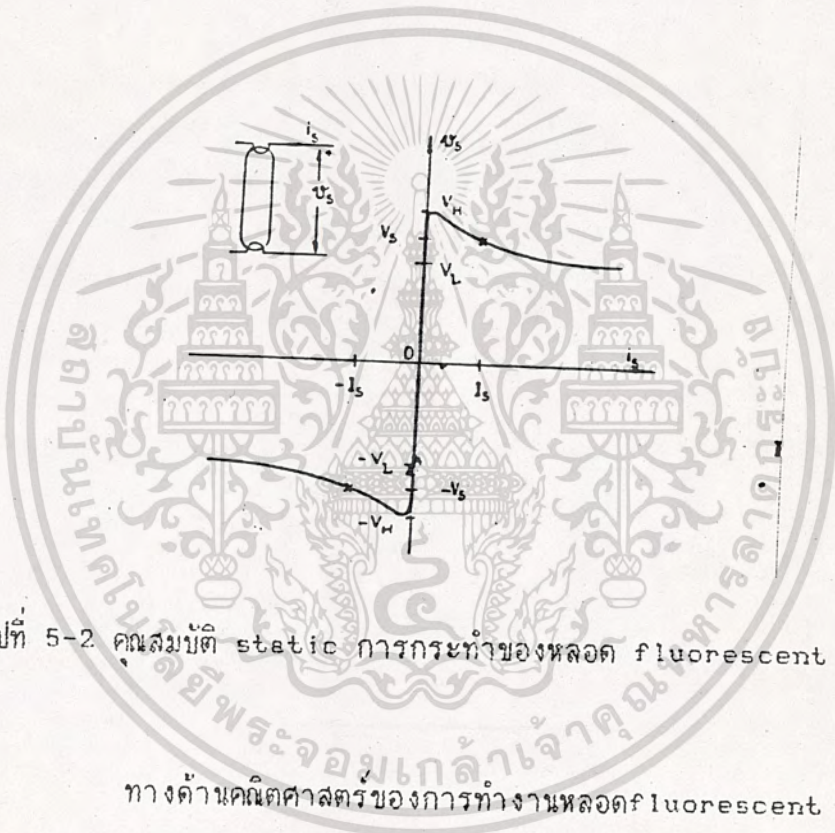
รูปที่ 5-1 block-diagram ของวงจรหลอด fluorescent

### 6.2 รูปแบบวงจร (THE CIRCUIT MODEL)

หลอด fluorescent เป็นอุปกรณ์ที่มีสัดส่วนไม่เป็นเชิงเส้น หลอด fluorescent สามารถเป็นแหล่งจ่ายแสงสว่าง เมื่อมีการกระทำในรูปส่วนโค้งของการ discharge หลอด fluorescent ที่ทำงานอยู่มี hyperbolic-voltage (ส่วนโค้งของแรงดัน) ที่เป็นลักษณะของกระแสสถิต (current-static)  $V_s = f(I_s)$

ทั้ง 2 ทิศทางได้แสดงคุณลักษณะในรูปที่ 5-2 คุณลักษณะที่เห็นได้แก่ส่วนโค้งในการ discharge และสามารถวัดการทำงานของหลอด fluorescent ได้อย่างเดียว การเริ่มต้นของส่วนโค้งการ discharge เป็นการแยกจากปัญหาที่รู้จักในการจุดไส้หลอด ตลอดเวลาใน

การจุดไส้หลอด, หลอด fluorescent มีกระแสที่ต่ำมาก เพราะหลอด fluorescent ไม่สามารถทำให้ gas เกิดการแตกตัว (ionization) การแตกตัว (ionization) สามารถทำได้โดยใช้ high voltages, ซึ่งจะเกิดการผลิตสนามแม่เหล็กที่ใหญ่ในหลอด การแตกตัว (ionization) จะให้ผลมากขึ้นโดยอนุกรม electron ที่สูง ในกรณีนี้, electrons จะมีมากที่ขั้วที่ emitted ในรูปของ electrodes, และจำนวนในการชนกันจะมากขึ้น เนื่องจาก, หลอดที่มีการจุดไส้หลอดเป็นการได้รับโดยการเพิ่มแรงดันหลอด และการอุ่น electrode



รูปที่ 5-2 คุณสมบัติ static การกระทำของหลอด fluorescent

ทางด้านคณิตศาสตร์ของการทำงานหลอด fluorescent สามารถ

แสดงดังรูปที่ 5-2 ใช้ค่าประมาณของคุณสมบัติ static ของ hyperbolic

$$V_s = \frac{V_h \cdot (1 + B_{is}) \cdot V_1 / V + 1}{1 + B_{is}} \quad (1)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไมอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งค่าคงที่ที่  $V_h$  และ  $V_1$  เป็นขั้วต่อและหัวของแรงดัน ดังแสดงใน

รูปที่ 5-2 มาตรฐานตัวประกอบ B จะวัดหลอด fluorescent แต่ละหลอดแยกจากกัน

การวิเคราะห์ตัวขับหลอด fluorescent เป็นการเริ่มต้นจากกราฟ เวลาของ PWM output (pulse with modulator output) กระแสของหลอด fluorescent และรูปคลื่นแรงดัน, ดังที่แสดงในรูปที่ 5-3 โดยใช้รูปที่ 5-1 และ 5-3, หาค่าเฉลี่ยของกำลังหลอด fluorescent สามารถแสดงในสมการ

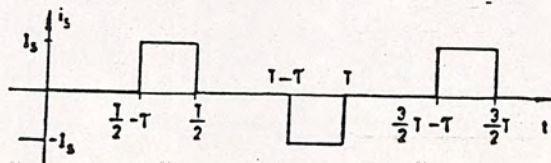
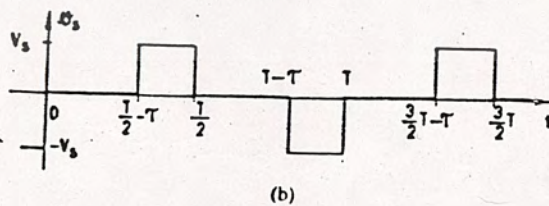
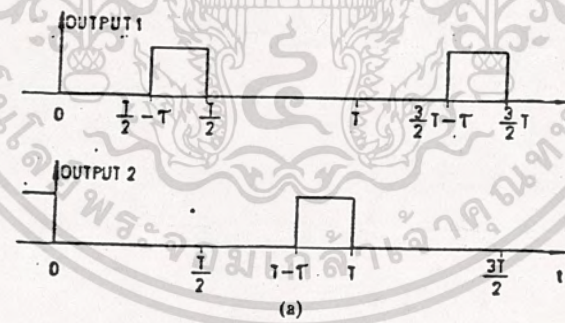
$$P_{fl} (\text{mean}) = \frac{V_s \cdot I_s \cdot T}{t/2}$$

$$t/2$$

$V_s$  และ  $I_s$  เป็นค่ายอดของแรงดันหลอด fluorescent และกระแสที่กระทำจุดเดียวกัน,

$T$  เป็น pulse width ที่ output

$t$  เป็นค่าคงที่ของคาบเวลาที่ทำงาน



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อ (c) ศึกษาเท่านั้น ไมออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีรูปที่ 5-3 อีกซ้ำให้ดูที่ต้นแปลของเอกสารต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

PWM control voltage  $V_c$ , ซึ่งเป็นการกำเนิดโดย low pass filtering ของการ rectifier กระแสของหลอด, มีค่า

$$V_c = aE (V_{sen} - V_d) = \frac{aE \cdot (R_s \cdot I_s - V_d) \cdot T}{t} \quad (3)$$

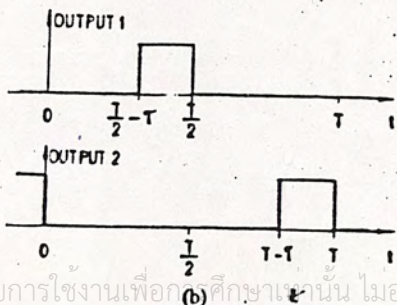
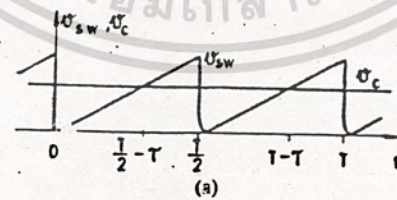
$a$  เป็น filter band pass gain

$E$  เป็น attenuator loss (ตัวประกอบที่ทำให้เกิดการสูญเสีย)

$V_{sen}$  เป็น peak voltage ของการรับจากตัวต้านทาน  $R_s$  ในรูปที่ 5-1 และ  $V_d$  เป็นแรงดันที่ตกคร่อม rectifying diode

ในส่วนอื่นๆ, control voltage  $V_c$  จะผลิต PWM ออกมา pulse นี้จะมีอัตราส่วน mark-to-space  $T/t$  ตามที่ได้แสดง PWM diagrams ในรูปที่ 5-4 รูปคลื่น saw tooth มีความยาวเท่ากับ  $t/2$  และความชัน  $k$  เป็นการเปรียบเทียบกับ control voltage  $V_c$ , ซึ่งเป็นการหา pulse ของตลอดระยะเวลา  $T$  กำหนดโดย

$$V_c = k(t/2 - T) = kt/2 (1 - \frac{T}{t}) \quad (4)$$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไมออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่าวิธีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้  
รูปที่ 5-4 กราฟเวลาของ PWM (a) เปรียบเทียบสัญญาณ input (b) สัญญาณ PWM ที่ออกมา

negative feedback ของวงจรขั้วที่แสดงในรูปที่ 5-1 ค่า control voltage กำหนดโดยสมการ (3) และ (4).

ซึ่งเป็นการหาอัตราส่วน mark-to-space ของ output pulses

$$\frac{T}{t/2} = \frac{1}{1 + \frac{\alpha E}{kt} (R_s I_s - V_d)}$$

ใช้สมการ (2) และ (5), ค่าเฉลี่ยของกำลังหลอดสามารถแสดงในเทอมของกระแส และแรงดัน ที่จุดหลอดทำงาน ( $I_s, V_s$ ) และตัวแปรวงจรขั้ว ( $\alpha, E, k, R_s, t$ )

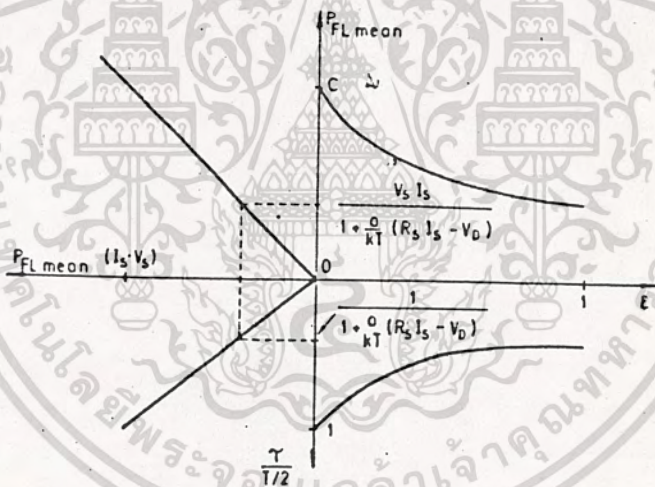
$$P_{fb}(\text{mean}) = \frac{V_s I_s}{1 + \frac{\alpha E}{kt} (R_s I_s - V_d)} \quad (6)$$

สมการ (6) แสดงการวนของวงจรขั้วที่มีกำลังเฉลี่ยของหลอดคงที่ ถ้าทั้งวงจรและจุดที่ parameter หลอด fluorescent ทำงานมีค่าคงที่ จุดที่หลอดทำงานเป็นการกำหนดโดยแรงดันทางทุติยภูมิของหม้อแปลง  $V_{sek}$  และค่าของ sensing-resistor  $R_s$ . แรงดันทุติยภูมิเป็นการกำหนดโดยแรงจ่ายแรงดัน (Ac or BATTERY)  $V_{bb}$  และ อัตราส่วนของหม้อแปลง  $n = N_s / N_p$  ในการจุดไส้หลอด fluorescent, แรงดันทุติยภูมิของหม้อแปลง  $V_{sek}$  จะมากกว่าแรงดันสูงสุดของหลอด  $V_h$  (ตามรูปที่ 5-2) ความแตกต่างระหว่างแรงดันทุติยภูมิ และแรงดันของหลอดที่จุดทำงาน ( $V_{sek} - V_s$ ) จะมีแรงดันดันตกคร่อม sensing resistor  $R_s$  (ตามรูปที่ 5-1) ใช้เนื่องจาก, ค่าความต้านทานเป็นการกำหนดโดยอัตราส่วน  $(V_{sek} - V_s) / I_s$  เมื่อ  $I_s$  เป็นกระแส

ที่หลอดทำงาน

ในการวิเคราะห์แต่ก่อน, การวิเคราะห์แสดงให้เห็นเกี่ยวกับกำลังของหลอดเป็นการรับรู้โดยค่าเฉลี่ยของการ rectified กระแสของหลอด, สมมติที่จุดทำงานเป็นการยึดถือค่าคงที่โดยแรงจ่ายแรงดันคงที่ อย่างไรก็ตาม, ในการใช้ให้เป็นประโยชน์อย่างเต็มที่, แหล่งจ่ายแรงดันจะตกลงเมื่อแหล่งจ่าย discharge และกำลังหลอดลดลง ข้อบกพร่องสามารถแก้ไขได้โดยใช้กำลังหลอดที่มีความรับรู้อัตราต่ำ ในการเพิ่มจำนวนของแรงดันหลอด และความกว้างของ pulse (pulse width) (ดู(2)) จะเห็นว่านั่นเป็นการนำไปสู่วงจรที่มีความซับซ้อนมาก

สมการ (2), (5) และ (6) เป็นการแสดงให้เห็นในรูปที่ 5-5



รูปที่ 5-5 Dependence of mean tube power on control parameter

### 6.3 การจุดหลอด (TUBE IGNITION)

ขบวนการการจุดไส้หลอด fluorescent สามารถทำได้ง่ายโดยการ  
ใช้แรงดันสูงๆ และ โดยให้ความร้อนที่ cathodes เหล่านี้เป็นวิธีการจุดไส้หลอดที่มีการ  
ไม่ยากอะไร โดย ทั้งสิ้น ก็กำหนดให้มีให้ตัดแปลงที่อุณหภูมิและต้องอ้างอิงถึงวงจรของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้  
เผยแพร่ตีพิมพ์ หนึ่งในวิธีการ start ที่ไม่มีใครใช้, ซึ่งเป็นที่รู้จักกันดีคือ เทคนิคการจุด

หลอดแบบ semiresonant, เป็นวิธีหนึ่งที่เลือกในตัวขับนี้ วิธีการจัดการอุ่น cathode ทั้งสองข้าง และตัวขับที่แรงดันสูง ในราคาที่ไม่แพงและวิธีทำไม่ยุ่งยาก

เป็นที่รู้จักกันดี, แรงดันการจุดหลอดขึ้นอยู่กับกระแสที่ให้ความร้อน cathode เมื่อกระแสที่ให้ความร้อนต่ำกว่าค่า threshold  $I_e$ , ขั้ว cathode จะมีการอุ่นไม่เพียงพอในการกระจาย electron, และแรงดันที่ใช้จุดหลอดต้องการแรงดันสูงมาก กระแสที่ให้แก่ cathode มากกว่า  $I_e$ , อุณหภูมิจะเป็นตัวที่ทำให้ cathode มีการแพร่กระจาย และ แรงดันที่จุดหลอดอยู่ใกล้กับส่วนโค้งของแรงดันที่ทำงาน ดังนั้นวงจรนี้เป็นการใช้ semiresonant ในการจุดหลอด วงจรการจุดหลอดในรูปที่ 1 นั้น บรรจุ capacitor  $C_0$ , ตัวเดียว เชื่อมต่ออนุกรมด้วย cathode ของหลอดทั้งสองข้าง และ ขดลวดเล็ก ๆ  $L_0$  ที่บรรจุระหว่างจุด  $L_0, L'_0$  เมื่อหลอดไม่ได้มีการจุด, กระแส cathode เป็นตัวควบคุมโดยตัวขับจะป้อนกลับ ค่าเฉลี่ย rectifier ของกระแส  $I_w$  จะเท่ากับที่ค่า rectified เฉลี่ย ของกระแสหลอดตอนทำงาน

การเตรียมการจุดหลอดที่เชื่อถือได้, กระแส  $I_w$  จะมากกว่ากระแส threshold cathode  $I_e$ . ภายหลังการจุดหลอด, วงจร series resonant มี damper จำนวนมากโดย impedance ที่ต่ำของการทำงานหลอด fluorescent ให้มีการลดในกระแส capacitor และป้องกัน cathodes ไม่ให้ความร้อนมาก เมื่อหลอด fluorescent ทำงานทำให้ประสิทธิภาพกำลังสูง, impedance ของ capacitor  $C_0$  มากกว่า impedance หลอดตอนทำงาน

การจัดอย่างจำกัดแก่ค่าสูงสุด capacitance มันมีค่าต่ำสุดเป็นการกำหนดโดยกระแสที่อุ่นขั้ว cathode นั้นเป็นที่ต้องการในการจัดการจุดหลอดที่เชื่อถือได้  $I_w > I_e$

ในแบบการจุดหลอดที่ประสบความสำเร็จ, การจุดเป็นความสละดวกที่เพิ่มแรงดันหลอดที่สูงกว่าค่าที่ให้จากหม้อแปลง นี้เป็นการจัดหาโดย inductor  $L_0$ , ที่ใส่อนุกรมด้วย capacitor ในการจุดหลอด  $C_0$ . ที่เอาวงจร series resonant โดยการค่า  $C_0$  (ตามรูปที่ 1) เมื่อตัวต้านทานวิเคราะห์  $R_c = \sqrt{L_0/C_0}$  ของวงจร serie-

sresonant เป็นวงจรที่ใหญ่กว่าวงจรรวม resistance ทั้งหมด  $R_t$ , แรงดัน capacitor มีส่วนประกอบ damped-oscillating ทับกันอยู่ในแรงดันตกขุมของหม้อแปลง ประการเช่นนี้ , แรงดันยอดของหลอดเป็นการเพิ่มขึ้น และจะช่วยขบวนการการจุดหลอด, ต.ย . ถ้าสภาพ  $1 < R_c/R_t < 2$  เป็นไปตามที่ต้งเอาไว้, แรงดัน capacitor จะสูงขึ้นไปได้ระหว่าง 20 ถึง 50 เปอร์เซ็นต์

ลักษณะวิธีการจุดไส้หลอดเป็นการสะดวกมาก ๆ ในการอุ่นเพื่อ start หลอด fluorescent จึงมีอายุในการใช้งานที่ยาวขึ้น เพราะการล้าสั๊กที่ทำให้ความเสียหายแก่ขั้ว cathode สามารถหลีกเลี่ยงได้ เปรียบการจุดหลอดด้วยขั้ว cathode ที่เย็น ลักษณะวิธีการอุ่นเพื่อ start นี้ เป็นการให้ประโยชน์

#### 6.4 การออกแบบการสร้าง

การดำเนินงานต่อไปที่ต้องพิจารณา, การออกแบบของการทำงานในระบบ AC และ BATTERY ที่ให้กับหลอด fluorescent ให้เป็นไปตามที่กล่าวมาแล้ว ขึ้นอยู่กับว่าต้องการความเข้มแสงสว่างเท่าไร เป็นการเลือกใช้ตามหลอด fluorescent ให้เหมาะสม โดยอาศัยข้อมูลสิ่งที่จะประคินธุ์, หลอดจะเป็นตัวกำหนดการทำงานที่จุด  $I_s, V_s$  ถัดจากการออกแบบที่ละเอียด step เป็นการเลือกแหล่งจ่ายแรงดัน (AC หรือ BATTERY)  $V_{bb}$  เมื่อแรงดันเป็นแรงดันที่สูง, กระแสใน transistor switche จะต่ำ ในการเพิ่ม, แหล่งจ่ายแรงดัน (AC หรือ BATTERY) ให้สูงขึ้น  $V_{bb}$ . ก่อให้เกิดประสิทธิภาพกำลังที่สูงขึ้น โดยให้แรงดันที่เข้ามา swing สูง  $V_p$  ในขดลวด primary ของหม้อแปลง เมื่อมีการเลือกแรงดัน  $v_{bb}$  อัตราส่วนของหม้อแปลงสามารถคำนวณได้ดังนี้

$$N = V_{sek} / V_p \quad (7)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งแรงดันตกขุม  $V_{sek}$  จะใหญ่กว่าแรงดันยอด (voltage peak)

ของหลอด Vh ในเบื้องต้นตามรูปที่ 5-2

การเลือก sensing resistor Rs สามารถกำหนดได้โดย

$$R_s = (V_{sek} - V_s) / I_s \quad (8)$$

แรงดันที่ตกคร่อม resistor  $R_s \cdot I_s$  จะสูงกว่าแรงดันที่ตกคร่อม diode ที่ให้ค่าเป็นบวกของแรงดันควบคุม (ดูในสมการที่ 3) เป็นที่แน่นอนใจว่า, แรงดันที่ตกคร่อม resistor จะต่ำกว่าแรงดันหลอด  $V_s$  ทำให้เกิดประสิทธิภาพกำลังที่ดี

ตัวขั้วความถี่ขณะทำงาน  $1/t$  ความถี่สูงจะทำให้หลอด fluorescent สว่างมากและ กำจัดการกระพริบอย่างแรง

ความถี่ที่สูงอย่างจำกัด เป็นการกำหนดโดยคุณสมบัติมาตรฐานของ ferritecore ความถี่ที่ 50k Hz. เป็นความถี่ที่ดีจากการทดลอง

pulse-width modulation (PWM) ค่าคงที่ K ขึ้นอยู่กับการเลือกวงจร contron integrated และมีค่าคงที่ ในช่วงการทำงานของ filter bandpass การขยาย  $\epsilon$  ขึ้นอยู่กับการปฏิบัติของวงจรที่ effective มันเป็นการหักล้าง coefficient, c. น้อยลงอยู่ในระหว่าง 0 และ 1 ในที่สุด, กำลังเฉลี่ยของหลอด fluorescent สามารถปรับได้ง่ายโดยตัวประกอบ ee (ดูในสมการที่ (6))

low-pass filter มีลักษณะที่เปลี่ยนให้เป็นที่ต้องการได้ โดยสมการ(3) การลดทอนค่าเฉลี่ยของการ rectified กระแสหลอด, การ cut off frequency จะต่ำมากๆ พร้อมกระนั้น cut-off frequency ต่ำนี้จะให้มีการ loop pass band ป้อนมาอย่างจำกัด, ซึ่งเป็นการให้เสถียรภาพแก่วงจรขับ การออกแบบของการ low pass ด้วย band-width ของความถี่ต่ำๆ เช่นเดียวกับขดลวดหม้อแปลง และ การเลือกขอลวด, เป็นมาตรฐานการผลิตอย่างเดียวกัน การทำงานของ pulse-width modu-

lator (PWM) เป็นคุณสมบัติที่รู้จักกันดี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งแล้วมีการออกแบบที่ละเอียด step มีความเกี่ยวข้องกับวงจรจุดหลอด

มันเป็นเหตุผล, ค่า capacitor Co ที่ใช้ในการจุดหลอดเป็นตัวเลือกที่ให้ขั้ว cathode มีการอุ่น กระแสเฉลี่ย  $I_w$ . ใหญ่กว่าค่า theshold  $I_e$ . กระแสนี้สามารถวิเคราะห์ไปถึง การตอบสนองของวงจร L-C ที่ก่อให้เกิดแรงดันเคลื่อนขึ้น โดยขอตติยภูมิของหม้อแปลง หรือ กำหนดโดยจากการทดลอง

การจุดหลอดให้ลุกสูงมากๆ ค่า capacitor Co ไม่สามารถรับได้ เพราะว่ามันจะทำให้ขั้ว cathode มีความร้อนสูง และประสิทธิภาพที่เปลี่ยนไปนั้นลดลง การใส่ inductance, Lo (ตามรูปที่ 5-1) เป็นการเลือกให้เหมาะสมกับแรงดัน capacitor ที่ overshoot ตลอดเวลาในการจุดที่ 30 ถึง 50 เปอร์เซ็นต์ของการ overshoot, Lo. ที่ใช้ในทางปฏิบัติมีสภาพเป็น

$$1 < \sqrt{L_o/C_o} < 2$$

Rt

การใส่ค่าของ inductance Lo. ต่ำ และสามารถปฏิบัติได้จริงขณะ ที่มีการรั่วในขดลวดของหม้อแปลง

#### 6.4.1 การออกแบบหม้อแปลง

ปกติจะใช้ขั้วกรัดแม่เหล็กในแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิง มีน้อยที่หันไปใช้คาปาซิเตอร์ โดยมักใช้ขั้วกรัดหม้อแปลงและขดลวดในเกือบทุกภาคการเชื่อมโยงในระบบ แหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิงนี้ การเลือกใช้ขั้วกรัดแม่เหล็ก เช่นแกนหม้อแปลงความถี่สูงได้แก่การคำนึงถึงสิ่งต่อไปนี้

- ช่วงความถี่การทำงาน
- ความถี่สูงสุดของเส้นแรงแม่เหล็ก
- สัมประสิทธิ์การสูญเสียกำลังที่ความถี่การทำงาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ในเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น - อีพีทีของจังหวัดลพบุรีที่ต๋องให้ และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- ตัวเลขการค้ำปลั่งระหว่างไพรมารีกับเซคกันดารี  
โดยทั่วไปนิยมใช้แกนเฟอร์ไรท์

การออกแบบหม้อแปลงที่ทำงานที่ความถี่สูง วงจร Half-Bridge

ขั้นที่ 1 เลือกสารของแกนแม่เหล็กที่เหมาะสมกับการทำงานที่ความถี่สูง แล้วหาขนาดแกน  
ที่ต้องใช้

ขั้นที่ 2 คำนวณจำนวนรอบขดไพรมารีที่ต้องการโดยไม่เกิดจุดอิ่มตัวในแกนหม้อแปลงและ  
ไม่ทำให้เกิดอุณหภูมิสูงเกินขีดปกติในแกนเหล็ก แล้วตรวจดูว่าพื้นที่ขดลวดมีพอในการพันหรือ  
ไม่ ตรวจดูว่ากระแสในแกนเหล็กมีไม่เกิน 10% ของกระแสไหล

ทั้งนี้ไหลตสูงสุดเกิดขึ้นเมื่อแรงดันอินพุทสูงสุด ( $V_{in\ max}$ ) และควิต์ไซเคิลมีค่าสูง  
สุด ( $\alpha_{max}$ ) โดยใช้สูตร

$$V_{in\ max} \cdot \frac{\alpha}{f_o} = B \cdot Ae \cdot n$$

- $f_o$  = ความถี่การทำงาน
- $B$  = ความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็กที่มีได้ในแกน = 200mT
- $Ae$  = พื้นที่หน้าตัดของแกน (ตารางมิลลิเมตร)
- $n$  = จำนวนรอบขดสูงสุดทางอินพุทของหม้อแปลง
- $V_{in\ max}$  = แรงดันสูงสุดทางอินพุทของหม้อแปลง

หาความเหนี่ยวนำของขดลวดไพรมารีในหม้อแปลง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับบุคลากรในศูนย์วิจัยและพัฒนาเทคโนโลยีพลังงานทดแทน  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$L_m$  = อินдукแตนซ์ ( H )

$\mu_0 = 4 \times 10^{-7}$  เฮนรี่/เมตร (ค่าคงที่)

$\mu_r = 1000$  (แล้วแต่ชนิดของแกน)

$I_m$  = เส้นกรรขแสไหลในแกน

$$I_m = \frac{V_{in\ min.} \cdot \sigma_{max}}{4 \cdot L_m \cdot f_0} \quad (A)$$

ขั้นที่ 3 หาอัตราส่วนจำนวนรอบ

สูตร  $(V_x - V_0) = (V_u + V_f)$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประสิทธิภาพของบาลาสต์

แหล่งจ่ายที่ใช้เป็นแรงดัน 220 V และยังสามารถใช้กับแรงดัน 110 V ด้วยการผ่านวงจรทวิแรงดันให้เป็น 2 เท่า โดยใช้วงจรตรวจสอบแรงดันที่ขั้วพร้อมกันนี้ยังมีแรงดันจาก แบตเตอรี่ มาใช้จ่ายกระแสยามไฟดับด้วย แต่เนื่องจากวงจรมีขนาดเล็กจึงไม่เหมาะสมที่จะนำมาใช้เพื่ออัตราระแสให้กับแบตเตอรี่ใหม่ อีกทั้งยังเกิดก๊าซในระหว่างอัดด้วย จึงใส่วงจรตรวจสอบแรงดันของแบตเตอรี่ หากพบว่าแรงดันที่ขั้วต่ำกว่า 10 % ของแรงดันที่ประจุในแบตเตอรี่ถูกอัดไว้เต็ม จะต้องนำแบตเตอรี่นั้นมาอัดประจุภายนอก หากในยามปกติก็จะถูกอัด ให้เต็มเพื่อที่จะสามารถนำมาใช้ได้ทันที ซึ่งอัตราในการอัดเป็นการอัดแบบอ่อนจะยังผลเป็นการให้กับหม้อแปลงเพียงเล็กน้อย

พลังงานที่ใช้ได้จากสาย 220 Vac จะผ่านวงจรเรียงกระแส และกรองให้เรียบจะได้ไฟขนาด 311Vdc จากนั้นจะเข้าวงจรแปลง DC-AC (INVERTER) ทั้งใช้ IC มาสร้างพัลส์ เพื่อสามารถส่งผ่านออกหม้อแปลงได้ ถ้าหากแรงดันลดลงถึง 155 Vdc หลอดก็ยังคง ติดสว่างอยู่ แต่ความสว่างจะลดลง ดังนั้นจึงต้องวงจร ตรวจสอบแรงดันต่ำ เพื่อที่จะรอจังหวะเพิ่มแรงดันขึ้น อีกทั้งยังสามารถนำไปใช้ในระบบไฟ 110 vac ได้อย่างไรก็ตาม หากเกิดกรณีที่มีแรงดันกระเพิ่ม ก็จะต้องตัดวงจรทวิแรงดันนั้นออก อะไรเป็นข้อดีในการใช้ความถี่สูงผ่านหม้อแปลง

จากสมการ

$$4 K f N A B_{max} = 100000000 V$$

จะเห็นว่า ถ้าให้ความถี่เพิ่มขึ้น ก็จะสามารถลดขนาดพื้นที่หน้าตัดของแกน และจำนวนรอบของขดลวด ในอัตราส่วนเดียวกันเหตุผลอื่น ก็อาจจะพบในวงจรเรียงกระแส คือทำให้ขนาดของอุปกรณ์มีขนาดเล็ก และมีน้ำหนักเบา แต่อย่างไรก็ตาม ไม่มีอะไรที่สมบูรณ์แบบไปหมดทุกอย่าง ทั้งนี้เนื่องจากมาตรฐานของแกนที่มีอยู่ ซึ่งส่วนผลสมที่เติมเข้าเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษานี้ เมื่อผู้จัดทำเอกสารนี้เห็นว่าการนำเอกสารนี้ไปใช้ในส่วนที่มีความเหมาะสมกับงานบางอย่างเท่านั้น ต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากนั้นหม้อแปลงจะทำการลดระดับแรงดันลงมาเหลือ 12 Vac และจะผ่านวงจรไล้เรียงกระแส แล้วกรองกระแส เพื่อใช้เลี้ยงวงจรควบคุม และจะมีแรงดันไฟ DC จากแบตเตอรี่มาต่อร่วมอยู่ด้วย ซึ่งต้องมีวงจรตัดไฟให้กับแบตเตอรี่ จากไฟที่ได้จากการเรียงกระแสทั้งนี้จะต้องไม่ไปเป็นภาระแก่หม้อแปลงมากจนเกินไป ในที่นี้จะใช้แรงดันอ้างอิง เท่ากับ 10 v หากต่ำกว่านี้ก็จะไม่ทำการอัดประจุอีกต่อไป

ในส่วนของวงจรหลอดอาจจะต้องมีคอยล์มาต่ออนุกรมที่ขั้ว หากมีคาร์บอนแคโทดขึ้นเพียงพอ ที่จะจำกัดกระแสให้กับหลอด ทั้งนี้ทั้งนั้นจะต้องมีการอุ่นไส้หลอด เพื่อให้ไม่ต้องขึ้นแรงดันมีค่ามากจนเกินไป โดยใช้ตัวเก็บประจุอนุกรมกับ ความต้านทานที่มีค่าน้อย ( เป็นส่วนที่ยอมให้เกิดความสูญเสีย เพื่อใช้ในการอุ่นไส้หลอด )

เนื่องจากวงจรประกอบด้วยแหล่งจ่ายหลายระดับ ( 220 AC & 12 DC ) ซึ่งมีค่าศักดาต่างกันมาก จึงแยกวงจรที่มีศักดาสูงไว้ส่วนหนึ่ง และที่มีศักดาต่ำไว้อีกส่วนหนึ่ง โดยที่มีส่วนอ้างอิงถึงกันโดยผ่านหม้อแปลง และเป็นที่รู้กันดีโดยทั่วไปอยู่แล้วว่า หลอดฟลูออเรสเซนต์ มีประสิทธิภาพในการส่องสว่างดีกว่า หลอดธรรมดา ถึง 5 - 8 เท่า และวงจรที่ใช้เป็นพื้นฐานเดิมใช้ บาลาสต์ต่อร่วมกับสตาร์ทเตอร์ เพื่อให้แรงดันที่จะมาจุดหลอด และจะต้องประกอบด้วยลักษณะดังนี้

- วงจรจ่ายกระแสต่อเนื่อง
- วงจรจำกัดการไหลของกระแส
- การจุดไส้หลอด

วงจรที่ได้กล่าวถึงข้างต้นมีพร้อมอย่างเหมาะสม หากจะพิจารณาข้อเด่นๆ ดังนี้  
ประหยัดพลังงานประมาณ 30 % อันเนื่องมาจากไม่มีคอยล์แกนเหล็ก  
หลอดยังคงสามารถติดอยู่ได้ แม้ว่าไฟจะตก  
ให้คุณภาพของแสงที่นุ่มนวลกว่า อันเนื่องมาจากการใช้ความถี่สูง  
หลอดจะติดทันทีเมื่อเปิดสวิตช์ ด้วยการจุดความสว่างอย่างรวดเร็ว  
ติดต่อสายตา อันเนื่องมาจากการให้แสงอย่างต่อเนื่อง  
ไม่ต้องใช้ สตาร์ทเตอร์ ทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ยึดอายุการใช้งาน ของหลอดฟลูออเรสเซนต์ให้นานกว่าปกติ  
พลังงานที่เกิดจากการสูญเสียน้อยกว่า (ประสิทธิภาพมากกว่า)  
ความถูกต้องในการให้ความส่องสว่าง มีความเชื่อถือได้สูง  
ความร้อนที่กระจายออกไปมีน้อยกว่าขาลาสต์ทั่วไป  
ใช้กับหลอดฟลูออเรสเซนต์ ที่ขั้วหลอดขาดหนึ่งขั้วได้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทดลองและผลการทดลอง

การทดลองบาลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ ภาค Control ใช้ IC 494 เป็นตัวควบคุมการทำงานเพาเวอร์มอสเฟตในภาค driver power ซึ่งภาค driver power ใช้วงจร คือ Half-Bright , Full-Bright และใช้แรงจ่ายแรงดันจากไฟกระแสสลับ 220 โวลต์ และกระแสไฟตรง 12 โวลต์ จากแบตเตอรี่

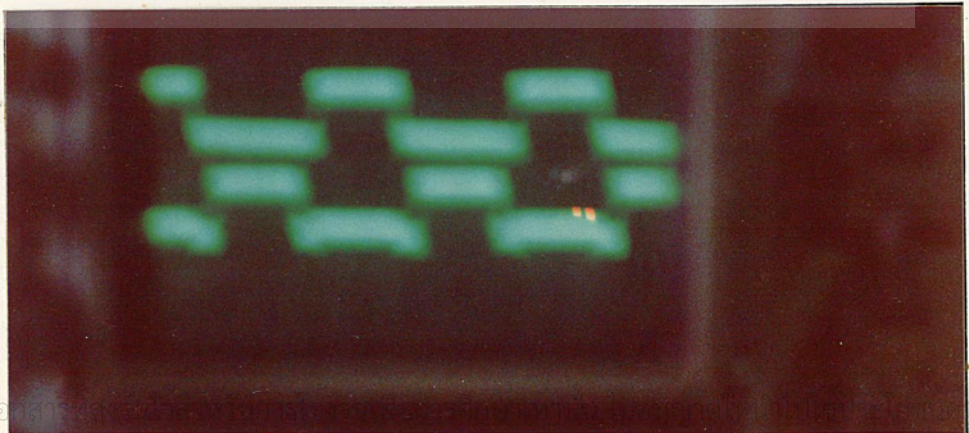
ถ้าเป็น AC 220 โวลต์ การทดลองใช้วงจร Half-Bright จะทำให้เกิด square wave 400 โวลต์ ความถี่ 150K Hz เพื่อป้อนให้แก่หลอดฟลูออเรสเซนต์ ส่วน DC 12 โวลต์ จากแบตเตอรี่ การทดลองใช้ Full-Bright ทำการ step-up แรงดันจาก 12 โวลต์ ขึ้นไปประมาณ 400โวลต์ ดังนั้นการสร้างหม้อแปลงควรมีกระดาดขากว้างไว้ระหว่างขดปฐมภูมิและขดทุติยภูมิ เนื่องจากมีแรงดันต่างกันมาก

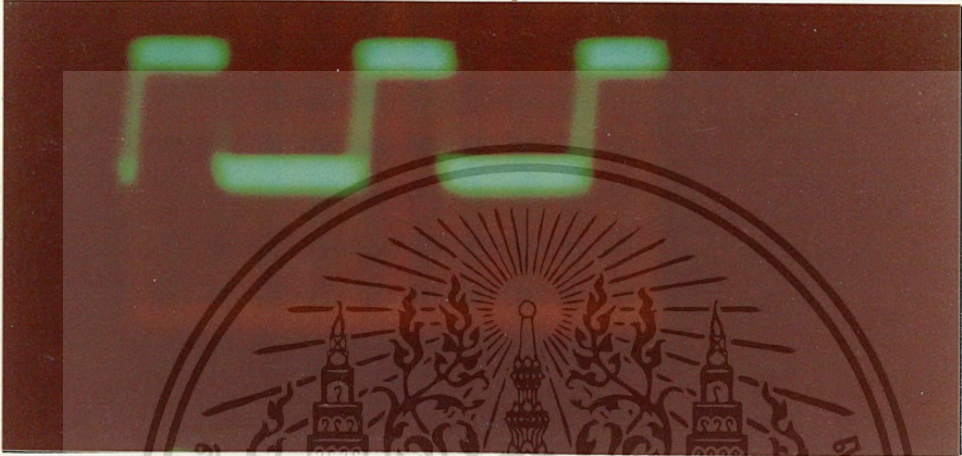
การสร้างหม้อแปลง เมื่อคำนวณได้ขนาดเส้นลวดทองแดงแล้ว เราจะใช้ลวดทองแดงอีกเส้นหนึ่งซึ่งมีขนาดเล็กกว่าครึ่งหนึ่งของเส้นที่คำนวณได้พันคู่กันไป เพื่อเป็นการลดความต้านทาน และความร้อนในสาย

ความต้านทานในสายมีค่าเท่ากับ  $XL = 2 \pi fL$  , จะเห็นได้ว่าถ้าใช้ความถี่สูงความต้านทานจะยิ่งมาก ทำให้เกิดแรงดันตกคร่อมที่ขอลวดมากมีการสูญเสียมาก แรงดันที่จ่ายให้หลอดไม่เพียงพอหลอดจึงไม่สว่างไม่ค่อยมาก การแก้ไขเราจะใช้สายทองแดงในการพันหม้อแปลงตั้งแต่ 2 สายขึ้นไปตีคู่พันกันไป เพื่อให้อิเล็กทรอนิกส์รอนวิ่งผ่านสายได้สะดวก หรือจะลดอัตราส่วนโวลต์ ต่อรอบของหม้อแปลงให้น้อยลง เพื่อที่จะลดจำนวนขอลวดทองแดง



รูปสัญญาณความถี่ภาค driver power ที่ออกจาก IC 494





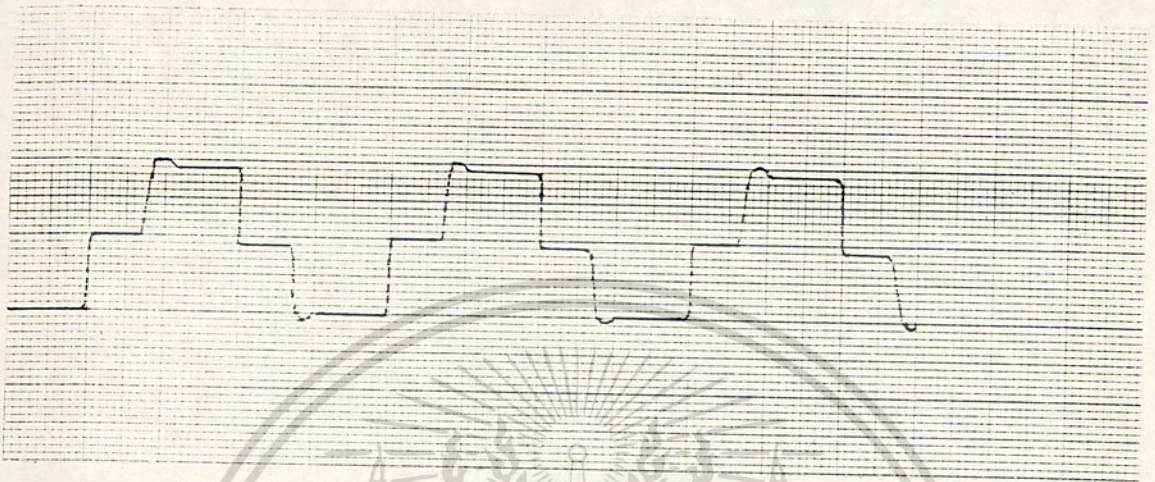
รูปปลีญชาน ค้าดิวตีไซเกิลตอนความสว่างสูงสุด



เอกสารนี้

ขึ้นด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง

ตัวหลอดฟลูออเรสเซนต์นั้น ภายในจะบรรจุปรอท และก๊าซอาร์กอนเล็กน้อย และผิวด้านในหลอดเคลือบด้วยสารเรืองแสง ขั้วหลอดที่ปลายทั้งสองข้างต่อเข้ากับไส้หลอด ซึ่งเป็นขดลวดทั้งสแตนเลสเคลือบด้วยส่วนผสมของแบเรียม และสตรอนเทียมออกไซด์ ในการทำให้หลอดฟลูออเรสเซนต์สว่างได้นั้น ไส้หลอดต้องร้อนเพื่อให้อิเล็กตรอนอิสระวิ่งผ่านขั้วหลอดทั้งสองข้างได้ แรงดันในช่วงแรก (ทรานเซียน) ที่ทำให้ก๊าซอาร์กอนแตกตัวเป็นไอออนประมาณ 1200 โวลต์ อิเล็กตรอนอิสระที่ไส้หลอด E-E จึงสามารถวิ่งผ่านกันได้กระแสไหลผ่านตลอด และเมื่อหลอดสว่างแรงดันตกคร่อมหลอดประมาณ 100 โวลต์

ตั้งนั้นมาหลอดที่มีไส้ที่สร้างแรงดันสูงในช่วงแรก และจำกัดกระแสให้กับหลอดฟลูออเรสเซนต์ แต่บลาสต์อิเล็กตรอนิกส์ที่ทดลองนี้ไม่สามารถสร้างแรงดันสูงได้ เนื่องจากเราได้ลดจำนวนขดลวด ดังนั้นจะต้องใช้วิธีใหม่ในการจุดหลอดเพื่อให้อิเล็กตรอนวิ่งผ่านระหว่างขั้วได้ จึงใช้วิธีการจุดหลอดด้วยความถี่สูง คือให้แรงดัน square wave ช่วงบวกที่ขั้วหนึ่ง และแรงดัน square wave ช่วงลบที่อีกขั้วหนึ่งสลับกันด้วยความถี่สูง จะทำให้แรงดันระหว่างขั้วสูง อิเล็กตรอนจะวิ่งจากขั้วหนึ่ง

การสร้างแรงดัน square wave ความถี่สูง ในภาค driver power เราใช้วงจร Half-Bright , Full-Bright เป็นตัว Convertor จากไฟ DC เป็น square wave โดยมีภาค Control เป็นตัวควบคุมการทำงาน ในภาค Control นี้เราใช้ IC 494 หรือ 495 สัญญาณที่ออกมาจะเป็น pulse ซึ่งออกจากขา Emitter ของ Transister 2 ตัว ภายใน IC สัญญาณ pulse ที่ออกมา 2 สัญญาณจะทำงานต่างเวลา  $T/2$  และมีช่วงเวลา Dead Time Control เพื่อป้องกัน short ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ การปรับหรือทำได้โดยควบคุม PWM (pulse wide modulation) จะทำให้ pulse แคม

ลงแรงดันจะลดลง กระแสที่ไหลผ่านหลอดก็จะลดลง เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไมอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การนำสัญญาณจากขา Emitter ของ Transistor ใน IC ไปใช้ขับเพาเวอร์มอสเฟตนั้น สัญญาณนั้นอาจจะเพี้ยน และการควบคุมการทำงานเพาเวอร์มอสเฟตไม่ดี เนื่องจากเพาเวอร์มอสเฟตต่ออนุกรมกัน ดังนั้นกราวด์ของสัญญาณที่ควบคุมต้องเป็นกราวด์รวม การแก้ไขเราจะนำสัญญาณ pulse นี้ไปขับภาค drive power โดยใช้ Transformer เพื่อให้ได้สัญญาณออกมา 2 สัญญาณกราวด์แยกกัน แล้วนำสัญญาณที่ได้ไปควบคุมภาค drive power

หลอดจะสว่างสูงสุดค่าตัวที่ไซเกิ้ลจะมีค่า 50% และที่ความสว่างน้อยลง มาค่าตัวที่ไซเกิ้ลน้อยกว่า 50%



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไมอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## หนังสืออ้างอิง

1. ชุมชนอิเล็กทรอนิกส์, "switching power supply", วิศวกรรมลาดกระบัง, ปีที่ 9, ฉบับที่ 4, หน้า 78-96, 2532
2. DRAGAN M. VASILJEVIC, "The Design of a Battery-Operated Fluorescent Lamp", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol 36, No 4, pp. 499-503, 1989
3. M.A. Nadkarni and S.Ramesh Bhat, "Pulse Transformer", pp 7-45
4. Frank Pugh and Wes Poniek, "theory and Design of Modern Switching Power Supplies" "Student Work book for Switching Power Supplies Videocassette " pp 10-16

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**MOTOROLA**  
**SEMICONDUCTOR**  
 TECHNICAL DATA

**IRF840**  
**IRF841**  
**IRF842**  
**IRF843**

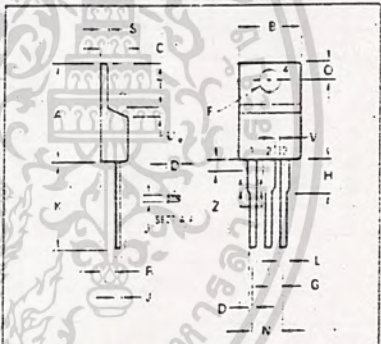
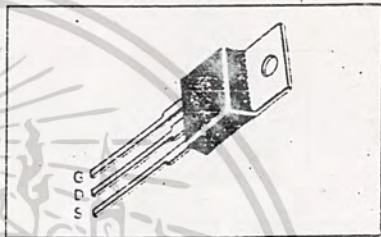
**N-CHANNEL ENHANCEMENT MODE SILICON GATE  
 TMOS POWER FIELD EFFECT TRANSISTOR**

These TMOS Power FETs are designed for high voltage, high speed power switching applications such as switching regulators, converters, solenoid and relay drivers.

- Silicon Gate for Fast Switching Speeds
- Low  $r_{DS(on)}$  to Minimize On-Losses. Specified at Elevated Temperature
- Rugged — SOA is Power Dissipation Limited
- Source-to-Drain Diode Characterized for Use with Inductive Loads



Part Number	V <sub>DS</sub>	r <sub>DS(on)</sub>	I <sub>D</sub>
IRF840	500 V	0.85 Ω	8.0 A
IRF841	450 V	0.85 Ω	8.0 A
IRF842	500 V	1.10 Ω	7.0 A
IRF843	450 V	1.10 Ω	7.0 A



NOTES:  
 1. DIMENSION H APPLIES TO ALL LEADS.  
 2. DIMENSION L APPLIES TO LEADS 1 AND 2.  
 3. DIMENSION Z DIFINES A ZONE WHERE ALL BODY AND LEAD IRREGULARITIES ARE ALLOWED.  
 4. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M-1987.  
 CONTROLLING DIMENSION: INCH.

STYLE:  
 PIN 1 GATE  
 2 DRAIN  
 3 SOURCE  
 4 DRAIN

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	14.61	15.75	.73	0.62
B	9.61	10.27	0.38	0.40
C	4.01	4.6	0.16	0.18
D	0.64	0.8	0.025	0.031
F	3.6	3.75	0.142	0.147
G	2.4	2.6	0.095	0.102
H	2.75	3.5	0.11	0.138
J	0.38	0.51	0.014	0.02
K	12.7	14.2	0.501	0.562
L	1.14	1.25	0.045	0.05
N	4.8	5.3	0.19	0.21
O	2.54	3.04	0.101	0.12
R	2.04	2.25	0.08	0.11
S	1.14	1.25	0.045	0.05
T	5.5	6.4	0.21	0.25
U	0.6	1.2	0.02	0.05
V	1.14	0.04		
Z	2	2.0	0.08	

CASE 221A-02  
 TO-220AB

**MAXIMUM RATINGS**

Rating	Symbol	IRF				Unit
		840	841	842	843	
Drain-Source Voltage	V <sub>DS</sub>	500	450	500	450	Vdc
Drain-Gate Voltage (R <sub>GS</sub> = 1.0 mΩ)	V <sub>DG</sub>	500	450	500	450	Vdc
Gate-Source Voltage	V <sub>GS</sub>	± 20				Vdc
Drain Current, Continuous	I <sub>D</sub>	8.0				A
Pulse	I <sub>DM</sub>	27				A
Total Power Dissipation, T <sub>C</sub> = 25°C	P <sub>D</sub>	12				Watts
Derate above 25°C		1.0				
Operating and Storage Temperature Range	T <sub>J</sub> , T <sub>stg</sub>	-55 to 150				°C

**THERMAL CHARACTERISTICS**

Thermal Resistance Junction to Case	R <sub>θJC</sub>	1.0	°C/W
Junction to Ambient	R <sub>θJA</sub>	62.5	
Maximum Lead Temp. for Soldering Purposes, 1" from Case for 5 Seconds	T <sub>L</sub>	275	°C

See the MTP8N45 Designer's Data Sheet for a complete set of design curves for the product on this data sheet.  
 The Designer's Data Sheet permits the design of most circuits entirely from the information presented. Limit curves — representing boundaries on device characteristics — are given to facilitate "worst case" design.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T<sub>C</sub> = 25°C unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Max	Unit
<b>OFF CHARACTERISTICS</b>				
Drain-Source Breakdown Voltage (V <sub>GS</sub> = 0, I <sub>D</sub> = 0.25 mA)	V <sub>(BR)DSS</sub>	450	—	Vdc
	IRF841, IRF843 IRF840, IRF842	500	—	
Zero Gate Voltage Drain Current (V <sub>DS</sub> = Rated V <sub>DSS</sub> , V <sub>GS</sub> = 0) (V <sub>DS</sub> = 0.8 Rated V <sub>DSS</sub> , V <sub>GS</sub> = 0, T <sub>J</sub> = 125°C)	I <sub>DSS</sub>	—	0.25 1.00	mAdc
Gate-Body Leakage Current, Forward (V <sub>GSF</sub> = 20 Vdc, V <sub>DS</sub> = 0)	I <sub>GSSF</sub>	—	500	nAdc
Gate-Body Leakage Current, Reverse (V <sub>GSR</sub> = 20 Vdc, V <sub>DS</sub> = 0)	I <sub>GSSR</sub>	—	500	nAdc

**ON CHARACTERISTICS\***

Gate Threshold Voltage (V <sub>DS</sub> = V <sub>GS</sub> , I <sub>D</sub> = 0.25 mA)	V <sub>GS(th)</sub>	2.0	4.0	Vdc
Static Drain-Source On-Resistance (V <sub>GS</sub> = 10 Vdc, I <sub>D</sub> = 4.0 Adc)	r <sub>DS(on)</sub>	—	0.85 1.0	Ohm
	IRF840, IRF841 IRF842, IRF843			
On-State Drain Current (V <sub>GS</sub> = 10 V) (V <sub>DS</sub> ≥ 6.8 Vdc) (V <sub>DS</sub> ≥ 7.0 Vdc)	I <sub>D(on)</sub>	8.0 7.0	—	Adc
	IRF840, IRF841 IRF842, IRF843			
Forward Transconductance (V <sub>DS</sub> ≥ 6.8 V, I <sub>D</sub> = 4.0 A) (V <sub>DS</sub> ≥ 7.0 V, I <sub>D</sub> = 4.0 A)	g <sub>FS</sub>	4.0 4.0	—	mhos
	IRF840, IRF841 IRF842, IRF843			

**DYNAMIC CHARACTERISTICS**

Input Capacitance	(V <sub>DS</sub> = 25 V, V <sub>GS</sub> = 0, f = 1.0 MHz)	C <sub>iss</sub>	—	1600	pF
Output Capacitance		C <sub>oss</sub>	—	350	
Reverse Transfer Capacitance		C <sub>rss</sub>	—	150	

**SWITCHING CHARACTERISTICS\***

Turn-On Delay Time	(V <sub>DD</sub> = 200 V, I <sub>D</sub> = 4.0 Apk, R <sub>gen</sub> = 4.7 Ohms)	t <sub>d(on)</sub>	—	35	ns
Rise Time		t <sub>r</sub>	—	15	
Turn-Off Delay Time		t <sub>d(off)</sub>	—	90	
Fall Time		t <sub>f</sub>	—	30	
Total Gate Charge	(V <sub>GS</sub> = 10 V, V <sub>DS</sub> = 0.8 × Rated V <sub>DSS</sub> , I <sub>D</sub> = Rated I <sub>D</sub> )	Q <sub>g</sub>	40 (Typ)	60	nC
Gate-Source Charge		Q <sub>gs</sub>	20 (Typ)	—	
Gate-Drain Charge		Q <sub>gd</sub>	20 (Typ)	—	

**SOURCE DRAIN DIODE CHARACTERISTICS\***

Forward On-Voltage	(I <sub>S</sub> = Rated I <sub>D</sub> , V <sub>GS</sub> = 0)	V <sub>SD</sub>	—	1.9 (1)	Vdc
Forward Turn-On Time		t <sub>on</sub>	Limited by stray inductance		
Reverse Recovery Time		t <sub>rr</sub>	600 (Typ)	—	ns

**INTERNAL PACKAGE INDUCTANCE (TO-220)**

Internal Drain Inductance (Measured from the contact screw on tab to center of die) (Measured from the drain lead 0.25" from package to center of die)	L <sub>d</sub>	3.5 (Typ) 4.5 (Typ)	—	nH
Internal Source Inductance (Measured from the source lead 0.25" from package to source bond pad)	L <sub>s</sub>	7.5 (Typ)	—	

\*Pulse Test: Pulse Width < 300 μs, Duty Cycle < 2.0%.  
(1) Add 0.1 V for IRF840 and IRF841.



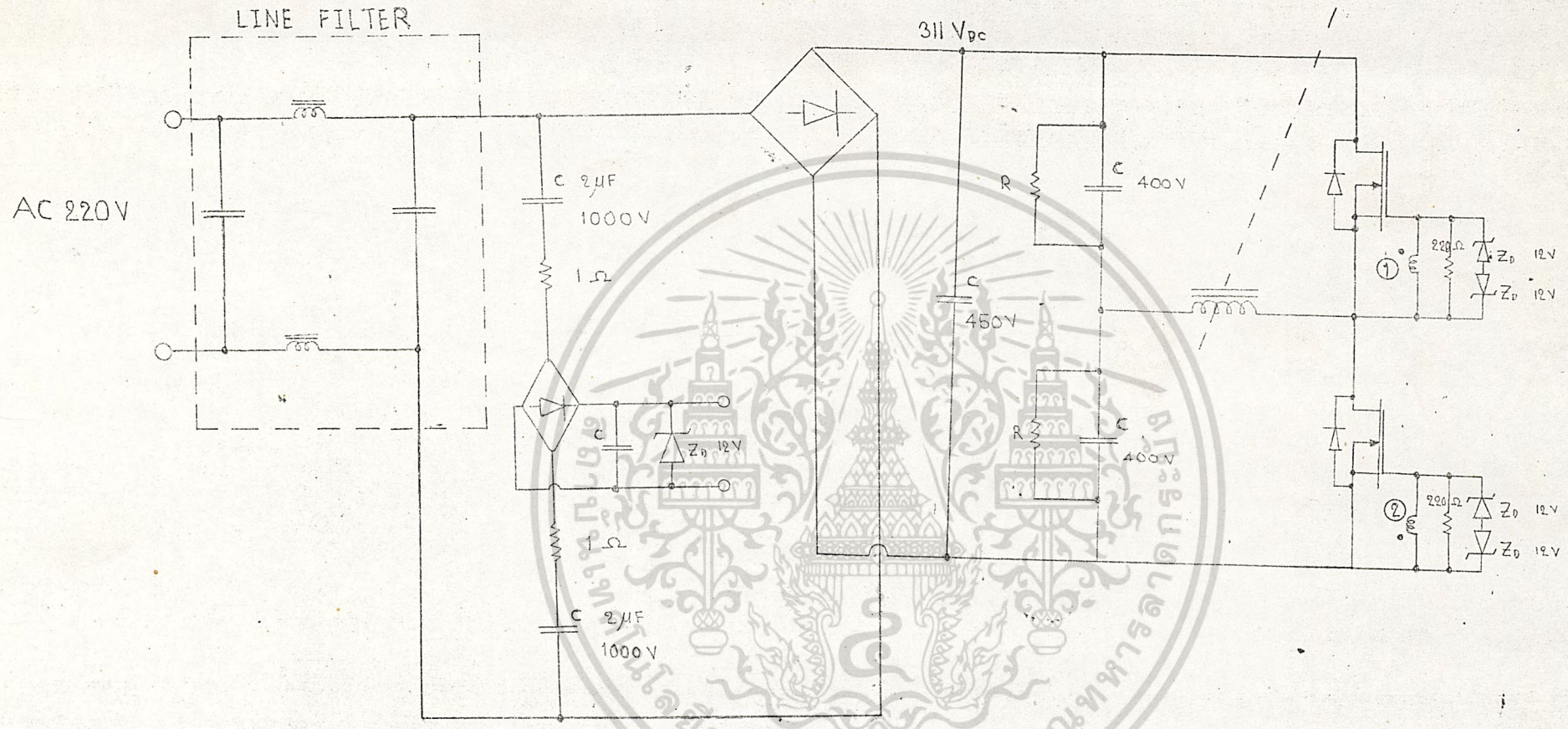
330-333/430-433/730-733/830-833

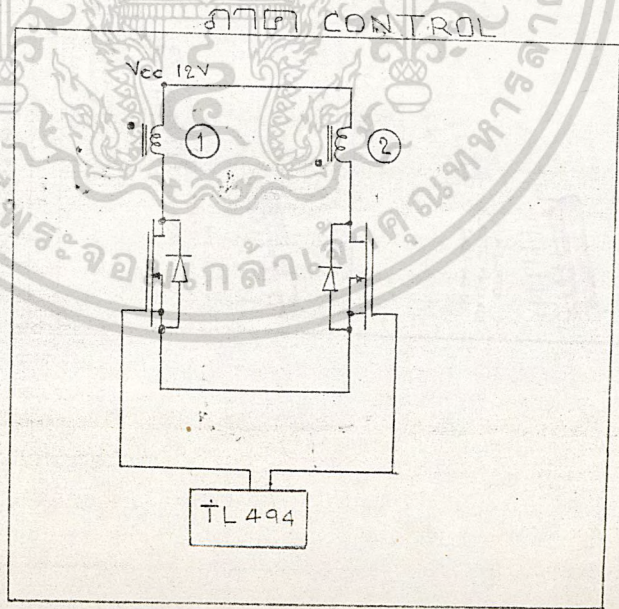
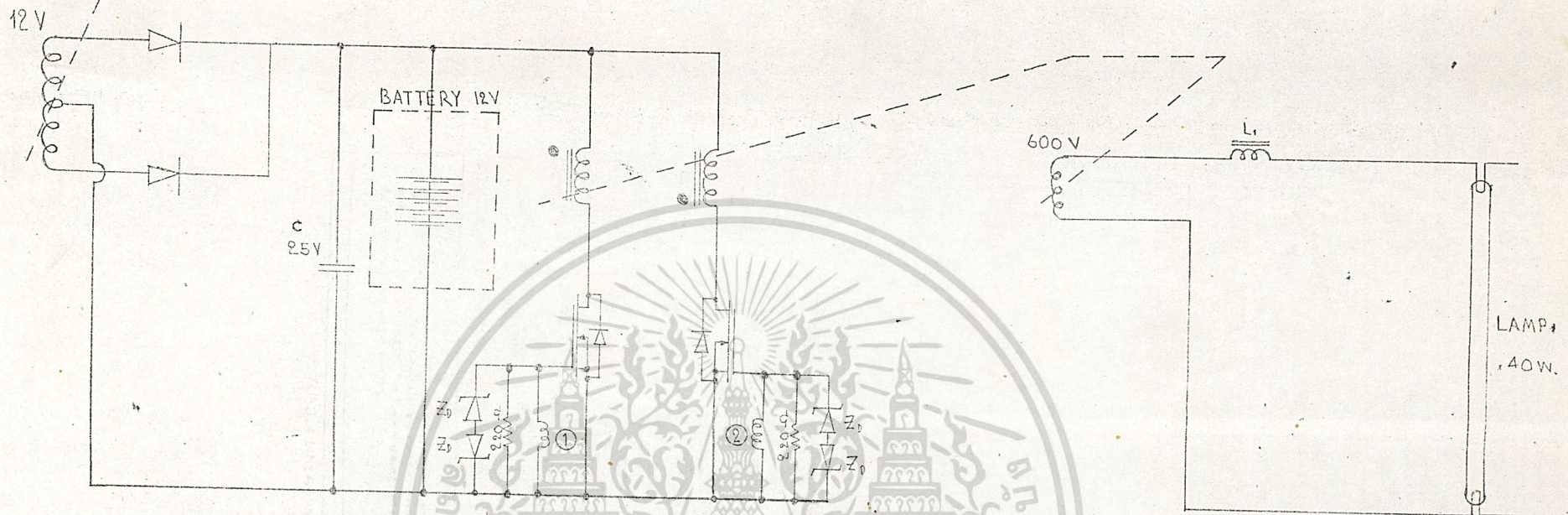
TABLE 2 — TO-204AA (Formerly TO-3)

Device	MAXIMUM RATINGS		ELECTRICAL CHARACTERISTICS						
	V <sub>DS</sub> (Volts)	I <sub>D</sub> (Amp)	r <sub>DS(on)</sub> (Ohm) Max	I <sub>D</sub> (Amp) @	V <sub>GS(th)</sub> (Volts) Min/Max	g <sub>fs</sub> (mho) Min	t <sub>on</sub> (ns) Max	t <sub>off</sub> (ns) Max	I <sub>D</sub> (Amp) @
IRF330	400	5.5	1.0	3.0	2.0/4.0	3.0	110	85	3.0
IRF331	350								
IRF332	400	4.5	1.5	2.5		2.5	90	85	2.5
IRF333	350								
IRF430	500	4.0	2.0	2.5	2.5	90	85	2.5	
IRF431	450								
IRF432	500								
IRF433	450								

TABLE 3 — TO-220AB

Device	MAXIMUM RATINGS		ELECTRICAL CHARACTERISTICS						
	V <sub>DS</sub> (Volts)	I <sub>D</sub> (Amp)	r <sub>DS(on)</sub> (Ohm) Max	I <sub>D</sub> (Amp) @	V <sub>GS(th)</sub> (Volts) Min/Max	g <sub>fs</sub> (mho) Min	t <sub>on</sub> (ns) Max	t <sub>off</sub> (ns) Max	I <sub>D</sub> (Amp) @
IRF730	400	5.5	1.0	3.0	2.0/4.0	3.0	110	85	3.0
IRF731	350								
IRF732	400	4.5	1.5	2.5		2.5	90	85	2.5
IRF733	350								
IRF830	500	4.0	2.0	2.5	2.5	90	85	2.5	
IRF831	450								
IRF832	500								
IRF833	450								







# TL494 TL495

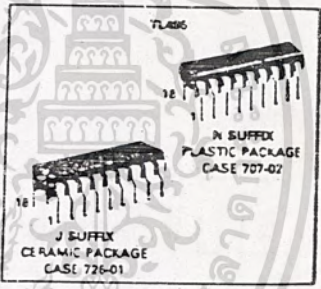
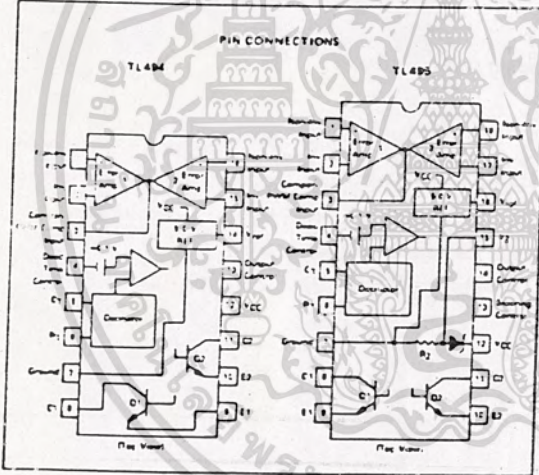
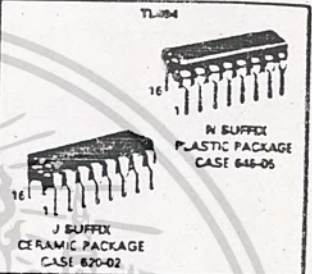
## Specifications and Applications Information

### SWITCHMODE PULSE WIDTH MODULATION CONTROL CIRCUITS

The TL494 and TL495 are fixed frequency, pulse width modulation control circuits designed primarily for Switchmode power supply control. These devices feature:

- Complete Pulse Width Modulation Control Circuitry
- On-Chip Oscillator With Master Or Slave Operation
- On-Chip Error Amplifiers
- On-Chip 5 Volt Reference
- Adjustable Dead-Time Control
- Uncommitted Output Transistors For 200 mA Source Or Sink
- Output Control For Push-Pull Or Single-Ended Operation
- On-Chip 39 Volt Zener (TL495 Only)
- Output Steering Control (TL495 Only)

SWITCHMODE PULSE WIDTH MODULATION CONTROL CIRCUITS  
SILICON MONOLITHIC INTEGRATED CIRCUITS



The TL494C/495C are specified over the commercial operating range of 0°C to 70°C. The TL494I/495I are specified over the industrial range of -25°C to 85°C. The TL494M is specified over the full military range of -55°C to 125°C.

### ORDERING INFORMATION

Device	Temperature Range	Package
TL494CN	0 To 70°C	Plastic DIP
TL494CJ	0 To 70°C	Ceramic DIP
TL494IN	-25 To 85°C	Plastic DIP
TL494IJ	-25 To 85°C	Ceramic DIP
TL494MJ	-55 To 125°C	Ceramic DIP
TL495CN	0 To 70°C	Plastic DIP
TL495CJ	0 To 70°C	Ceramic DIP
TL495IN	-25 To 85°C	Plastic DIP
TL495IJ	-25 To 85°C	Ceramic DIP

MOTOROLA LINEAR/INTERFACE DEVICES

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งหวัมนให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FIGURE 1 — BLOCK DIAGRAM

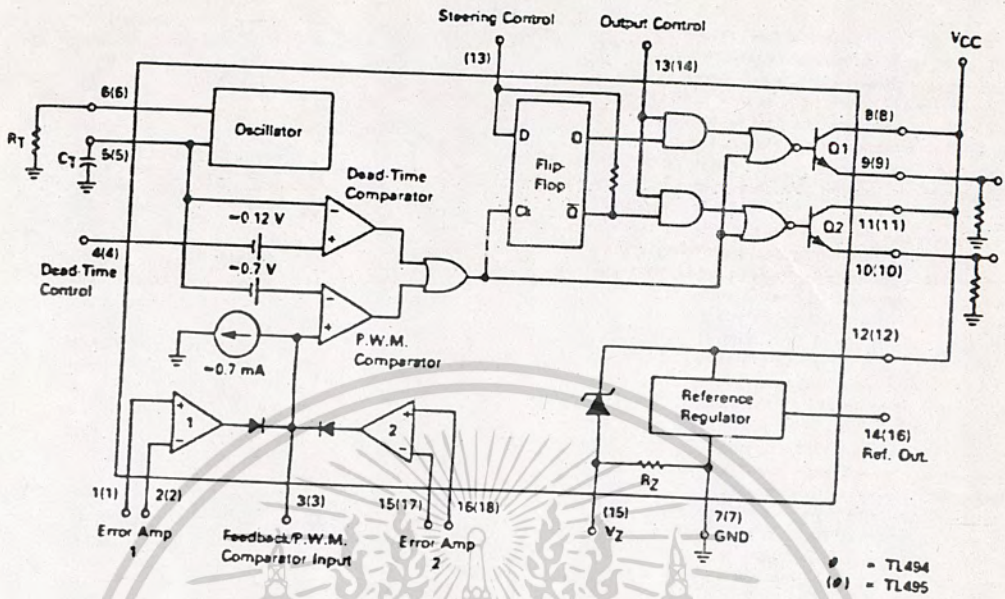
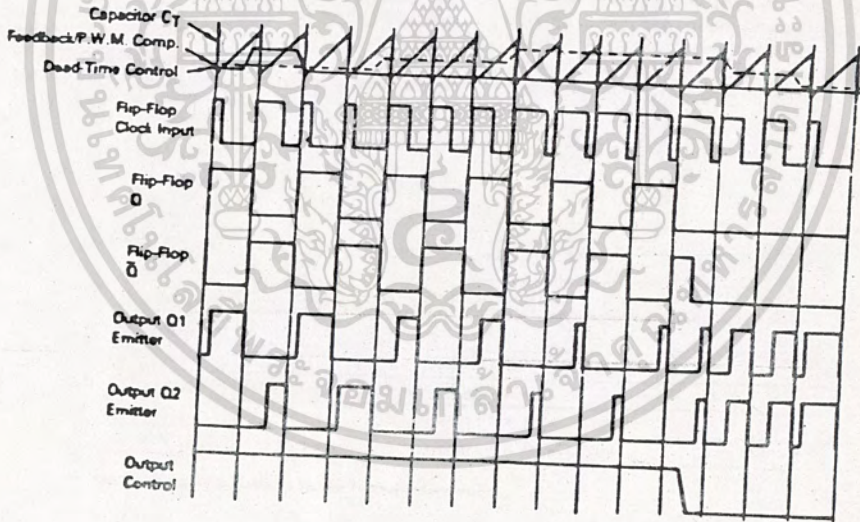


FIGURE 2 — TIMING DIAGRAM



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### Description

The TL494 495 are fixed-frequency pulse width modulation control circuit, incorporating the primary building blocks required for the control of a switching power supply. (See Figure 1.) An internal-linear sawtooth oscillator is frequency-programmable by two external components,  $R_T$  and  $C_T$ . The oscillator frequency is determined by:

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

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

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

The pulse width modulator comparator provides a means for the error amplifiers to adjust the output pulse width from the maximum percent on-time, established by the dead time control input, down to zero, as the

voltage at the feedback pin varies from 0.5 to 3.5 V. Both error amplifiers have a common-mode input range from -0.3 V to  $(V_{CC} - 2V)$ , and may be used to sense power-supply output voltage and current. The error-amplifier outputs are active high and are ORed together at the non-inverting input of the pulse-width modulator comparator. With this configuration, the amplifier that demands minimum output on time, dominates control of the loop.

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

The TL494 495 has an internal 5.0 V reference capable of sourcing up to 10 mA of load current for external bias circuits. The reference has an accuracy of  $\pm 5\%$  with a thermal drift of less than 50 mV over an operating temperature range of 0 to 70°C.

The TL495 contains an on-chip 39 volt zener diode for high voltage applications where  $V_{CC}$  is greater than 40 volts, and an output steering control that overrides the internal control of the pulse-steering flip-flop. (Refer to the functional table shown in Figure 3.)

FIGURE 3 — FUNCTIONAL TABLE

Inputs		Output Function	$\frac{f_{out}}{f_{osc}} =$
Output Control	Steering Control		
Grounded	Open	Single-ended P.W.M. at Q1 and Q2	1
At $V_{ref}$	Open	Push-pull operation	0.5
At $V_{ref}$	$V1 < 0.4V$	Single-ended P.W.M. at Q1 only	1
At $V_{ref}$	$V1 > 2.4V$	Single-ended P.W.M. at Q2 only	1

See Engineering Bulletin EB100 for further information.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

Rating	Symbol	TL494M	TL494/TL495I	TL494C/TL495C	Unit
Power Supply Voltage	VCC	42	42	42	V
Collector Output Voltage	VC1, VC2	42	42	42	V
Collector Output Current (each transistor)	IC1, IC2	250	250	250	mA
Amplifier Input Voltage	Vin	VCC + 3.0	VCC + 3.0	VCC + 3.0	V
Power Dissipation @ TA = 45°C	PD	1000	1000	1000	mW
Operating Junction Temperature	TJ	150	150	150	°C
Operating Ambient Temperature Range	TA	-55 to 125	-25 to 85	0 to 70	°C
Storage Temperature Range	Tstg	-65 to +150	-65 to +150	-65 to +150	°C

**THERMAL CHARACTERISTICS**

Characteristics	Symbol	J Suffix Ceramic Package	N Suffix Plastic Package	Unit
Thermal Resistance, Junction to Ambient	RAJA	100	80	°C/W
Power Derating Factor	1/RAJA	10.0	12.5	mW/°C
Derating Ambient Temperature	TA	50	65	°C

**RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS**

Condition/Value	Symbol	TL494/TL495			Unit
		Min	Typ	Max	
Power Supply Voltage	VCC	7.0	15	40	V
Collector Output Voltage	VC1, VC2	—	30	40	V
Collector Output Current (each transistor)	IC1, IC2	—	—	200	mA
Amplifier Input Voltage	Vin	-0.3	—	VCC - 2.0	V
Current into Feedback Terminal	fb	—	—	0.3	mA
Reference Output Current	Iref	—	—	10	mA
Timing Resistor	RT	1.8	30	500	kΩ
Timing Capacitor	CT	0.47	1.0	10,000	nF
Oscillator Frequency	fosc	1.0	40	200	kHz

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS** (VCC = 15 V, fosc = 10 kHz unless otherwise noted.)

For typical values TA = 25°C, for min/max values TA is the operating ambient temperature range that applies unless otherwise noted.

Characteristic	Symbol	TL494M			TL494C, TL495CJ			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
<b>REFERENCE SECTION</b>								
Reference Voltage (IO = 1.0 mA)	Vref	4.75	5.0	5.25	4.75	5.0	5.25	V
Reference Voltage Change with Temperature (ΔTA = Min to Max)	ΔVref (ΔT)	—	0.2	2.0	—	1.3	2.6	%
Input Regulation (VCC = 7.0 V to 40 V)	Regline	—	2.0	25	—	2.0	25	mV
Output Regulation (IO = 1.0 mA to 10 mA)	Regload	—	3.0	15	—	3.0	15	mV
Short-Circuit Output Current (Vref = 0 V, TA = 25°C)	ISC	10	35	50	—	35	—	mA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอญญาตให้ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS** ( $V_{CC} = 15\text{ V}$ ,  $f_{osc} = 10\text{ kHz}$  unless otherwise noted.)

For typical values  $T_A = 25^\circ\text{C}$ , for min/max values  $T_A$  is the operating ambient temperature range that applies unless otherwise noted.

Characteristic	Symbol	TL494M			TL494C, I TL495C, I			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
<b>OUTPUT SECTION</b>								
Collector Off-State Current ( $V_{CC} = 40\text{ V}$ , $V_{CE} = 40\text{ V}$ )	$I_{C(off)}$	—	2.0	100	—	2.0	100	$\mu\text{A}$
Emitter Off-State Current ( $V_{CC} = 40\text{ V}$ , $V_C = 40\text{ V}$ , $V_E = 0\text{ V}$ )	$I_{E(off)}$	—	—	-150	—	—	-100	$\mu\text{A}$
Collector-Emitter Saturation Voltage Common-Emitter ( $V_E = 0\text{ V}$ , $I_C = 200\text{ mA}$ ) Emitter-Follower ( $V_C = 15\text{ V}$ , $I_E = -200\text{ mA}$ )	$V_{sat(C)}$	—	1.1	1.5	—	1.1	1.3	V
	$V_{sat(E)}$	—	1.5	2.5	—	1.5	2.5	V
Output Control Pin Current Low State ( $V_{OC} = 0.4\text{ V}$ ) High State ( $V_{OC} = V_{ref}$ )	$I_{OCL}$	—	10	—	—	10	—	$\mu\text{A}$
	$I_{OCH}$	—	0.2	3.5	—	0.2	3.5	mA
Output Voltage Rise Time ( $T_A = 25^\circ\text{C}$ ) Common-Emitter (See Figure 13) Emitter-Follower (See Figure 14)	$t_r$	—	100	200	—	100	200	ns
		—	100	200	—	100	200	ns
Output Voltage Fall Time ( $T_A = 25^\circ\text{C}$ ) Common-Emitter (See Figure 13) Emitter-Follower (See Figure 14)	$t_f$	—	25	100	—	25	100	ns
		—	40	100	—	40	100	ns

Characteristic	Symbol	TL494/TL495			Unit
		Min	Typ	Max	
<b>ERROR AMPLIFIER SECTIONS</b>					
Input Offset Voltage ( $V_O$ (Pin 3) = 2.5 V)	$V_{IO}$	—	2.0	10	mV
Input Offset Current ( $V_O$ (Pin 3) = 2.5 V)	$I_{IO}$	—	5.0	250	nA
Input Bias Current ( $V_O$ (Pin 3) = 2.5 V)	$I_{IB}$	—	0.1	1.0	$\mu\text{A}$
Input Common-Mode Voltage Range ( $V_{CC} = 7.0\text{ V}$ to $40\text{ V}$ )	$V_{ICR}$	-0.3	—	$V_{CC} - 2.0$	V
Open-Loop Voltage Gain ( $\Delta V_O = 3.0\text{ V}$ , $V_O = 0.5$ to $3.5\text{ V}$ , $R_L = 2.0\text{ k}\Omega$ )	$A_{VOL}$	70	—	—	dB
Unity-Gain Crossover Frequency ( $V_O = 0.5$ to $3.5\text{ V}$ , $R_L = 2.0\text{ k}\Omega$ )	$f_c$	—	300	—	kHz
Phase Margin at Unity-Gain ( $V_O = 0.5$ to $3.5\text{ V}$ , $R_L = 2.0\text{ k}\Omega$ )	$\theta_m$	—	65	—	deg.
Common-Mode Rejection Ratio ( $V_{CC} = 40\text{ V}$ )	CMRR	65	90	—	dB
Power Supply Rejection Ratio ( $\Delta V_{CC} = 33\text{ V}$ , $V_O = 2.5\text{ V}$ , $R_L = 2.0\text{ k}\Omega$ )	PSRR	—	100	—	dB
Output Sink Current ( $V_O$ (Pin 3) = 0.7 V)	$I_{O-}$	0.3	0.7	—	mA
Output Source Current ( $V_O$ (Pin 3) = 3.5 V)	$I_{O+}$	-2.0	-4.0	—	mA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอญูญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS** ( $V_{CC} = 15\text{ V}$ ,  $f_{osc} = 10\text{ kHz}$  unless otherwise noted.)

For typical values  $T_A = 25^\circ\text{C}$ , for min/max values  $T_A$  is the operating ambient temperature range that applies unless otherwise noted.

Characteristic	Symbol	TL494/TL495			Unit
		Min	Typ	Max	
<b>PWM COMPARATOR SECTION</b> (See Circuit Figure 12)					
Input Threshold Voltage (Zero duty cycle)	$V_{TH}$	—	3.5	4.5	V
Input Sink Current ( $V_{in} = 0.7\text{ V}$ )	$I_{-}$	0.3	0.7	—	mA
<b>DEAD-TIME CONTROL SECTION</b> (See Circuit Figure 12)					
Input Bias Current (Pin 4) ( $V_{in} = 0$ to $5.25\text{ V}$ )	$I_B$ (DT)	—	-2.0	-10	$\mu\text{A}$
Maximum Duty Cycle, Each Output, Push-Pull Mode ( $V_{in} = 0\text{ V}$ , $C_T = 0.1\text{ }\mu\text{F}$ , $R_T = 12\text{ k}\Omega$ ) ( $V_{in} = 0\text{ V}$ , $C_T = 0.001\text{ }\mu\text{F}$ , $R_T = 30\text{ k}\Omega$ )	$DC_{max}$	45	48 45	50 50	%
Input Threshold Voltage (Pin 4) (Zero Duty Cycle) (Maximum Duty Cycle)	$V_{TH}$	— 0	2.8	3.3	V
<b>OSCILLATOR SECTION</b>					
Frequency ( $C_T = 0.001\text{ }\mu\text{F}$ , $R_T = 30\text{ k}\Omega$ )	$f_{osc}$	—	40	—	kHz
Standard Deviation of Frequency* ( $C_T = 0.001\text{ }\mu\text{F}$ , $R_T = 30\text{ k}\Omega$ )	$\sigma_{f_{osc}}$	—	3.0	—	%
Frequency Change with Voltage ( $V_{CC} = 7.0\text{ V}$ to $40\text{ V}$ , $T_A = 25^\circ\text{C}$ )	$\Delta f_{osc}(\Delta V)$	—	0.1	—	%
Frequency Change with Temperature ( $\Delta T_A = T_{low}$ to $T_{high}$ ) ( $T = 0.01\text{ }\mu\text{F}$ , $R_T = 12\text{ k}\Omega$ )	$\Delta f_{osc}(\Delta T)$	—	—	12	%

Characteristic	Symbol	TL495			Unit
		Min	Typ	Max	
<b>STEERING CONTROL</b>					
Input Current Low ( $V_{in} = 0.4\text{ V}$ )	$I_{STL}$	—	-25	-200	$\mu\text{A}$
Input Current High ( $V_{in} = 2.4\text{ V}$ ) ( $V_{in} = V_{ref}$ )	$I_{STH}$	—	25 75	200	$\mu\text{A}$
<b>ZENER CHARACTERISTICS</b>					
Zener Breakdown Voltage ( $I_Z = 2.0\text{ mA}$ )	$V_Z$	—	39	—	V
Sink Current ( $V_{in} = 1.0\text{ V}$ )	$I_{RZ}$	—	0.3	—	mA
<b>TOTAL DEVICE</b>					
Standby Supply Current (Pin 6 at $V_{ref}$ , All Other Inputs and Outputs Open) ( $V_{CC} = 15\text{ V}$ ) ( $V_{CC} = 40\text{ V}$ )	$I_{CC}$	— —	5.5 7.0	10 15	mA
Average Supply Current ( $V_{in} = 2.0\text{ V}$ ) (See Figure 12.) ( $C_T = 0.001$ , $R_T = 1\text{ }\Omega$ , $V_{CC} = 15\text{ V}$ )		—	7.0	—	mA

\* Standard deviation is a measure of the statistical distribution about the mean as derived from the formula,  $\sigma =$

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FIGURE 4 — OSCILLATOR FREQUENCY  
VERSUS TIMING RESISTANCE

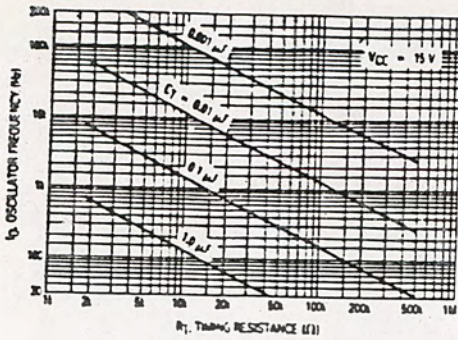


FIGURE 5 — OPEN LOOP VOLTAGE GAIN AND PHASE  
VERSUS FREQUENCY

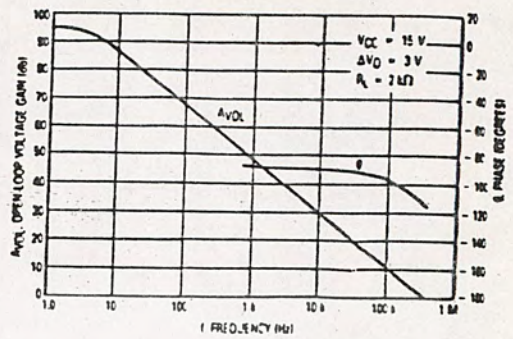


FIGURE 6 — PERCENT DEAD TIME VERSUS  
OSCILLATOR FREQUENCY

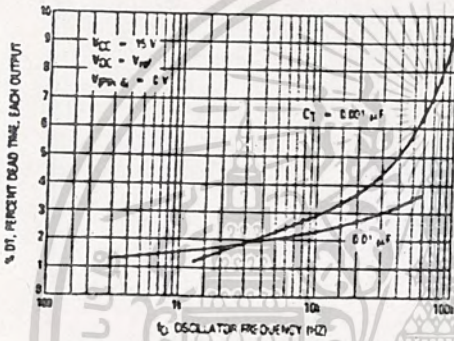


FIGURE 7 — PERCENT DUTY CYCLE VERSUS  
DEAD TIME CONTROL VOLTAGE

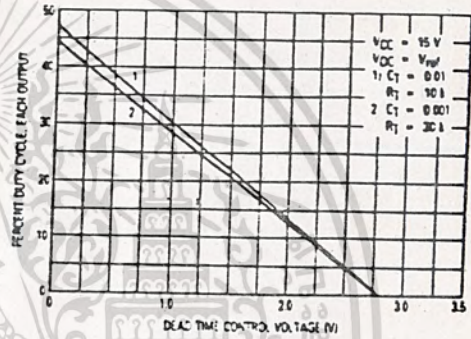


FIGURE 8 — EMITTER-FOLLOWER CONFIGURATION,  
OUTPUT-SATURATION VOLTAGE  
VERSUS EMITTER CURRENT

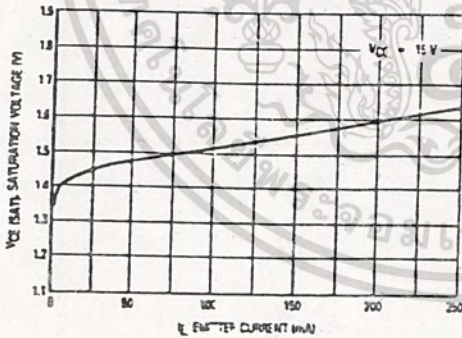
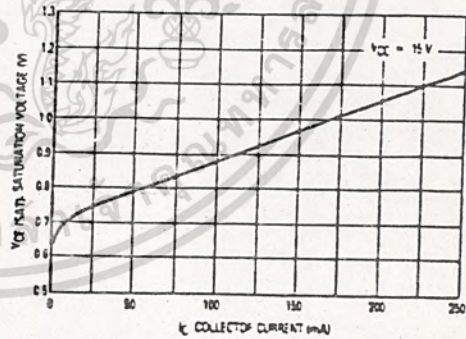


FIGURE 9 — COMMON-EMITTER CONFIGURATION,  
OUTPUT-SATURATION VOLTAGE  
VERSUS COLLECTOR CURRENT



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FIGURE 10 — STANDBY-SUPPLY CURRENT  
versus SUPPLY VOLTAGE

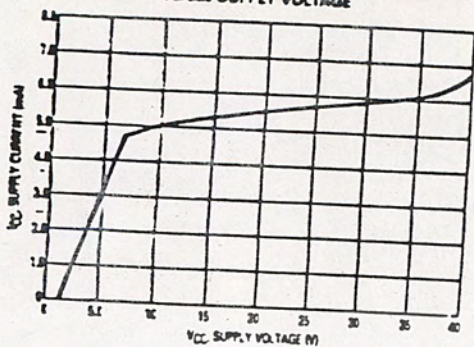


FIGURE 11 — ERROR AMPLIFIER CHARACTERISTICS

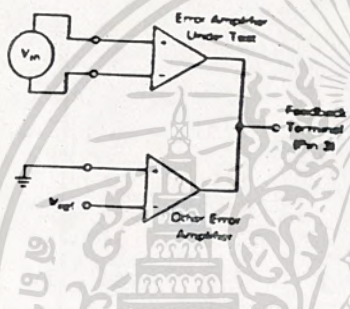


FIGURE 12 — DEAD-TIME AND FEEDBACK CONTROL  
TEST CIRCUIT

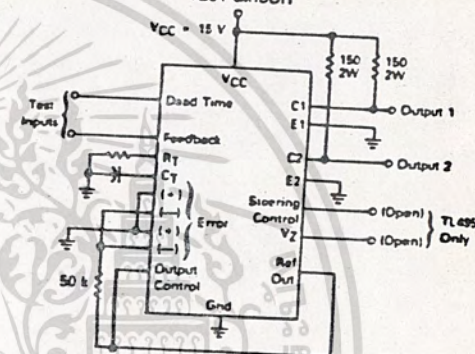


FIGURE 13 — COMMON-EMITTER CONFIGURATION  
TEST CIRCUIT AND WAVEFORM

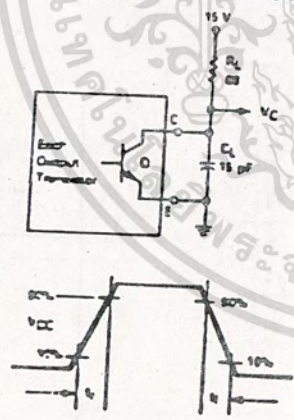
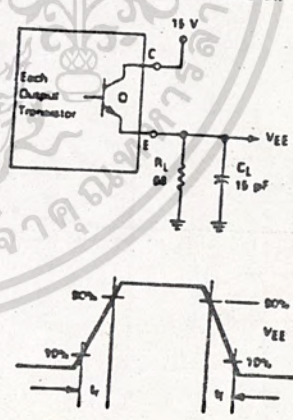


FIGURE 14 — EMITTER-FOLLOWER CONFIGURATION  
TEST CIRCUIT AND WAVEFORM



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FIGURE 16 — ERROR-AMPLIFIER SENSING TECHNIQUES

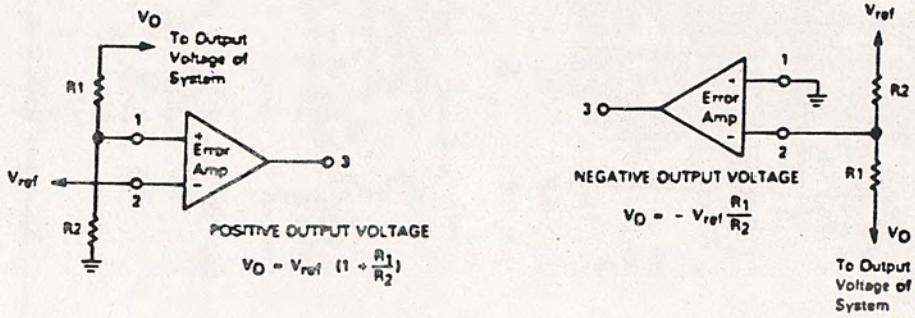


FIGURE 18 — DEAD-TIME CONTROL CIRCUIT

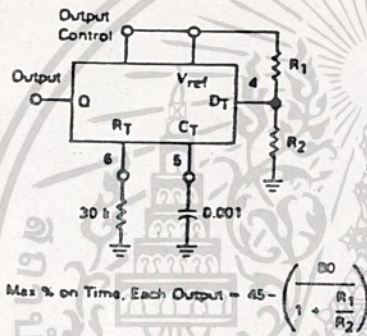


FIGURE 17 — SOFT-START CIRCUIT

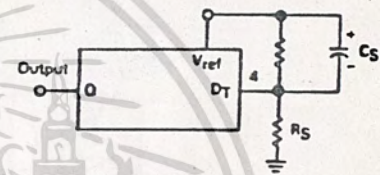
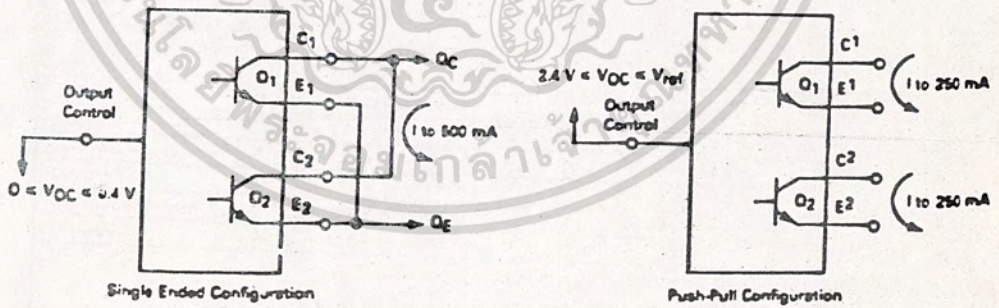


FIGURE 19 — OUTPUT CONNECTIONS FOR SINGLE-ENDED AND PUSH-PULL CONFIGURATIONS



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FIGURE 19 — SLAVING TWO OR MORE CONTROL CIRCUITS

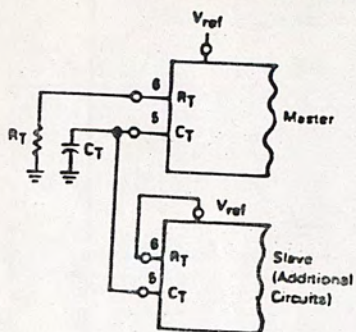


FIGURE 20 — OPERATION WITH  $V_{in} > 40$  V USING INTERNAL ZENER (TL685 ONLY)

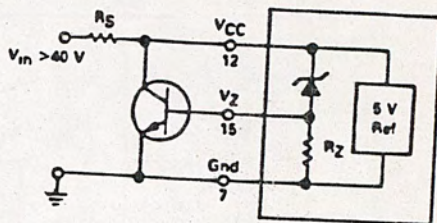
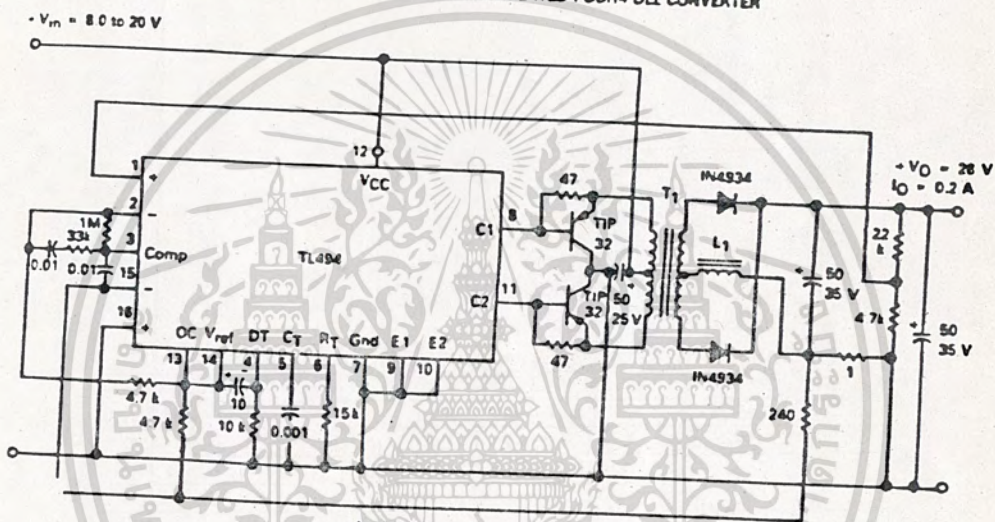


FIGURE 21 — PULSE-WIDTH MODULATED PUSH-PULL CONVERTER



- L1 — 15 mH @ 0.3 A  
 T1 — Primary: 20T C.T. #28 AWG  
 Secondary: 120T C.T. #36 AWG  
 Core: Ferroxcube 1408P-L00-3C3

TEST	CONDITIONS	RESULTS
Line Regulation	$V_{in} = 80$ to $20$ V	30 mV 0.01%
Load Regulation	$V_{in} = 12.6$ V, $I_O = 0.2$ to $200$ mA	50 mV 0.02%
Output Ripple	$V_{in} = 12.6$ V, $I_O = 200$ mA	40 mV P-P P.A.R.D.
Short Circuit Current	$V_{in} = 12.6$ V, $R_L = 0.1 \Omega$	250 mA
Efficiency	$V_{in} = 12.6$ V, $I_O = 200$ mA	72%

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

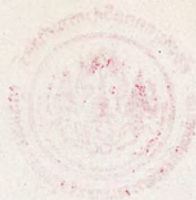
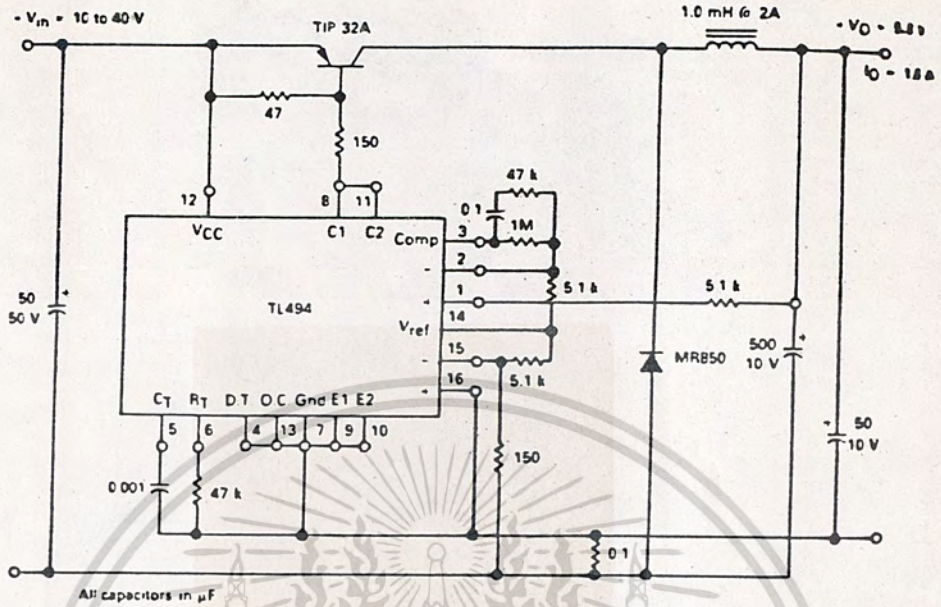


FIGURE 22 — PULSE-WIDTH MODULATED STEP-DOWN CONVERTER



TEST	CONDITIONS	RESULTS
Line Regulation	$V_{in} = 10 \text{ V to } 40 \text{ V}$	14 mV 0.28%
Load Regulation	$V_{in} = 28 \text{ V, } I_O = 1.0 \text{ mA to } 1.0 \text{ A}$	3.0 mV 0.06%
Output Ripple	$V_{in} = 28 \text{ V, } I_O = 1.0 \text{ A}$	65 mV P-P P.A.R.D.
Short Circuit Current	$V_{in} = 28 \text{ V, } R_L = 0.1 \Omega$	1.6 amps
Efficiency	$V_{in} = 28 \text{ V, } I_O = 1.0 \text{ A}$	71%

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไมออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้