



ADJUSTABLE VOLTAGE SWITCH MODE POWER SUPPLY SYSTEM

แหล่งจ่ายศักดาไฟฟ้าแบบสวิตช์โหมดปรับค่าแรงดันได้

ภาคการศึกษาที่ 2 ปีการศึกษา 2535

โดย

นาย	บุญจง	ครุศรี	รหัส	34131155
นาย	วราพันธ์	นทร์ประเสริฐ	รหัส	34131169
นาย	ศิวิลาภรณ์	หาญณรงค์	รหัส	34131174

อาจารย์ที่ปรึกษา

อาจารย์ สมศักดิ์ เขียวศรีกุล

อาจารย์ ทากิต เญจางคประเสริฐ

ปริญญาโท ศึกษาศาสตร์ 2535

ภาควิชา เทคโนโลยีอุตสาหกรรม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง แหล่งจ่ายศักดาไฟฟ้าแบบสวิตช์โหมดปรับค่าแรงดันได้

ผู้จัดทำ

1. นาย บุญจง ตรีศรี เลขประจำตัว 34131155
2. นาย ารพัฒน์ เภสัชประเสริฐ เลขประจำตัว 34131169
3. นาย ศิวะสาสร์ หาญรงค์ เลขประจำตัว 34131174

----- อาจารย์ที่ปรึกษา

(อาจารย์ สมศักดิ์ เข็ยร์ศรีกุล)



----- อาจารย์ที่ปรึกษา

(อาจารย์ ขวดีศ เภสัชประเสริฐ)

แหล่งจ่ายศักดาไฟฟ้าแบบสวิทช์โหมดปรับค่าแรงดันได้

นักศึกษา	นาย บุญจง	ครูศรี	34131155
	นาย วรพีณเ	นทร์ประเสริฐ	34131169
	นาย ศิวะศาสน์	หาญณรงค์	34131174

อาจารย์ที่ปรึกษา อาจารย์ สมศักดิ์ เขียวศิริกุล
อาจารย์ ชวลิต เบญจางคประเสริฐ

ปีการศึกษา 2535

บทคัดย่อ

แหล่งจ่ายศักดาไฟฟ้าแบบสวิทช์โหมดปรับค่าแรงดันได้ เป็นเครื่องมือที่ใช้จ่ายพลังงาน เป็นศักดาไฟฟ้ากระแสสลับที่มีความถี่ 50 Hz . ซึ่งสามารถปรับค่าแรงดันได้ เพื่อใช้เป็น แหล่งจ่ายพลังงานให้แก่เครื่องใช้ไฟฟ้ากำลังสูง เช่น อินдукชัน ฮีทติ้ง (induction heating) เครื่องฟิงเกเซอร์ ส่วนสำคัญของเครื่องมือชนิดนี้ คือภาคคอนเวอร์เตอร์ และ อินเวอร์เตอร์ โดยที่ภาคคอนเวอร์เตอร์ จะทำการแปลงศักดาไฟฟ้ากระแสสลับเป็นศักดาไฟฟ้ากระแสตรง ที่ปรับค่าได้ ระหว่าง $0 - 400 \text{ v}$. เพื่อจ่ายให้กับเพาเวอร์มอสเฟตของ ภาคอินเวอร์เตอร์ และ ภาคอินเวอร์เตอร์ จะทำการแปลงจากศักดาไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสสลับ ซึ่งสัญญาณทริกเกทของเพาเวอร์มอสเฟตนี้เป็น PWM (พัลส์วิดธมอดูเลชัน) โดยการมอดูเลทกันของ สัญญาณสามเหลี่ยม 10 kHz (สัญญาณแครี่เรี่ยรี่) กับ สัญญาณขาเข้า 50 Hz (สัญญาณอ้างอิง) ซึ่งความถี่ดังกล่าวถูกสร้างโดย วงจรคริสตอล ออสซิลเลเตอร์ ก่อนที่จะส่งไปยังโหนดจะตั้งถ่วงวงจรโพลฟิลเตอร์ (LPF) เพื่อให้เหลือเพียงความถี่ พื้นตาเมนทอล (Fundamental) 50 Hz ขยายแอมพลิจูด เท่านั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ADJUSTABLE VOLTAGE SWITCH MODE POWER SUPPLY SYSTEM

Mr. Boonjong Krusri 34131155
Mr. Vorapat Nontprasert 34131169
Mr. Siwasant Hannarong 34131174

Advisor

Mr. Somsak Cheersirikul

Mr. Chawalit Benchangkapraser

ABSTRACT

Adjustable voltage switch mode power supply system is an equipment used for supplying AC voltage (50 Hz) to high power equipments such as induction heating , laser device.

The advantage of this equipment have two sections , i . e . converter and inverter . The converter is used for converting AC voltage to DC . adjustable voltage (0 - 400 v .) to supply power MOSFET of inverter section . The inverter is used for converting DC to AC voltage , which is varied along with the DC adjustable voltage from converter section . The signal to trig gate of this power MOSFET have to come from PWM , which are 2 modulated signals these signals are triangle signal (10 KHz) and sine wave signal (50 Hz) . before power supplying to load , it must pass the low pass filter circuit in order to maintain only the fundamental frequency sine wave 50 Hz .

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คำนำ

รายงานนี้เป็นส่วนหนึ่งของวิชาประเจ็ดของนักศึกษาชั้นปีที่ 2 ประจำปีการศึกษา 2535 โดยมีชื่อโครงการว่า ADJUSTABLE VOLTAGE SWITCH MODE POWER SUPPLY SYSTEM จุดประสงค์ของโครงการนี้เพื่อนำไปใช้ เป็น เครื่องจ่ายพลังงานให้กับ อินดักชั่น ฮีทติ้ง , เครื่องยิงเลเซอร์ ซึ่งต้องการพลังงานสูง และ นอกจากนี้ยังสามารถนำไปประยุกต์ ใช้แทนวาริแอด ได้อย่างมีประสิทธิภาพ เนื่องจากมีขนาดเล็ก ใช้น้ำหนักเบา และ ราคาถูก กว่า POWER SUPPLY ทั่ว ๆ ไปที่มีกำลังงานเท่ากัน โดยส่วนเสาคณิตในโครงการนี้ คือ ภาค คอนเวอร์เตอร์ (AC to DC) และอินเวอร์เตอร์ (DC to AC) ซึ่งคณะผู้จัดทำ หวังเป็นอย่างยิ่งว่า ปัญหาที่พบแล้วบ้างก็คงมีประโยชน์แก่ผู้ที่ศึกษาบ้างไม่มากก็น้อย

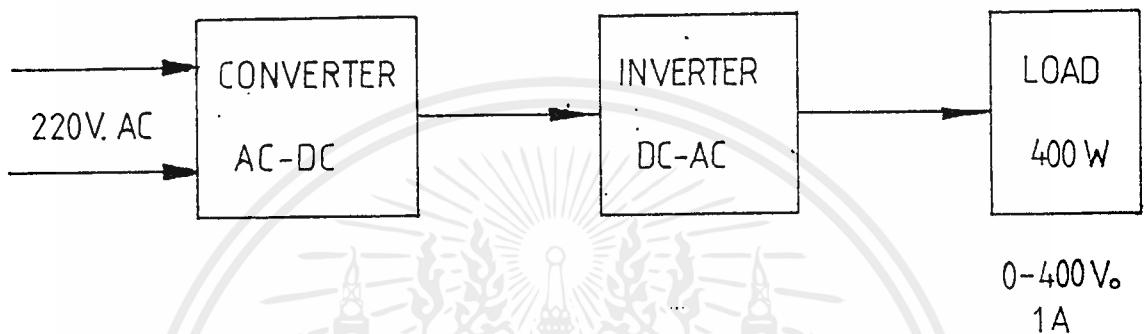
คณะผู้จัดทำ

สารบัญ

บทที่ 1. ทฤษฎีและหลักการของแหล่งจ่ายศักดาไฟฟ้าแบบสวิตช์รวมดปรับค่าแรงดันได้	1
บทที่ 2. ระบบ CONVERTER	
ภาค INPUT RECTIFIER AND FILTER	3
ภาค SWITCHING ELEMENT	4
ภาค FEEDBACK AND CONTROL	7
ภาค OUTPUT RECTIFIERS AND FILTER	12
บทที่ 3. ระบบ INVERTER	
วงจร INVERTER	14
ภาคกำลัง (POWER)	15
ภาคควบคุม (CONTROL)	19
พัลส์วิตมอดูเลชัน (PULSE WIDTH MODULATION)	21
การสร้าง PWM	21
องค์ประกอบในการสร้างรูปคลื่น PWM	22
-	
บทที่ 4. หลักการใช้เพาเวอร์มอสเฟต	24
วงจร ADJUSTABLE VOLTAGE SWITCH MODE POWER SUPPLY CIRCUIT	28
สรุป	30
กิตติกรรมประกาศ	31
ภาคผนวก	50
หนังสืออ้างอิง	51

บทที่ 1.

ทฤษฎีและหลักการของแหล่งจ่ายศักดาไฟฟ้าแบบสวิตซ์โหมดปรับค่าแรงดันได้



รูปแสดง Block Diagram ของแหล่งจ่ายศักดาไฟฟ้าแบบสวิตซ์โหมดปรับค่าแรงดันได้

จากรูป แหล่งจ่ายศักดาไฟฟ้าแบบสวิตซ์โหมดปรับค่าแรงดันได้ ประกอบด้วย

1. ภาค CONVERTER (แปลงจาก AC voltage เป็น DC voltage ที่ปรับค่าแรงดันได้ระหว่าง 0 - 400 v.)
2. ภาค INVERTER (แปลงจาก DC voltage เป็น AC voltage โดย AC voltage มีการเปลี่ยนแปลงขนาดตามการปรับแรงดัน DC voltage ที่ภาคคอนเวอร์เตอร์

1. ภาค คอนเวอร์เตอร์ (AC to DC)

เป็นส่วนที่ทำการแปลงกระแสไฟ AC เป็น DC โดยสามารถปรับค่าแรงดัน DC ได้ใน ระหว่าง 0 - 400 V . เพื่อจ่ายให้กับเพาเวอร์มอสเฟส ในภาคอินเวอร์เตอร์ ให้สวิตซ์ได้ตามขนาด AC ที่ต้องการ โดยในภาคคอนเวอร์เตอร์นี้มีระบบ

บ่งชี้การลัดวงจรอันเนื่องมาจากการทำงานผิดพลาดของภาคอินเวอร์เตอร์ หรือ เกิดจากการที่โหลดดึงกระแสมากเกินไป

2. ภาค อินเวอร์เตอร์ (DC to AC)

วงจรอินเวอร์เตอร์มีหน้าที่เปลี่ยนกระแสไฟฟ้า DC เป็น AC โดยเปลี่ยนแปลงขนาดตามแรงดัน DC ที่มาจาก ภาคคอนเวอร์เตอร์ โดยวงจรอินเวอร์เตอร์ประกอบด้วยภาคที่สำคัญ 3 ภาค คือ ภาคกำลัง , ภาคควบคุม , และ ภาคกรองสัญญาณ

- ภาคกำลัง มีหน้าที่ตัดต่อไฟตรงตามคำสั่งของภาคควบคุม
- ภาคควบคุม ทำหน้าที่ผลิตสัญญาณ PWM โดยสัมพันธ์กับสัญญาณชายน้ําเวฟ 50 Hz เพื่อควบคุมการสวิทช์ของภาคกำลัง ให้เป็นสัญญาณ AC sine wave 50 Hz ได้เมื่อผ่านวงจร low pass filter เพื่อกำจัดความถี่ฮาร์มอนิกออกจากความถี่ พ้นคาบเวลา
- ภาคกรองสัญญาณ ทำหน้าที่ให้สัญญาณแรงดันที่ออกจาก ภาคกำลังมีลักษณะสัญญาณใกล้เคียงกับสัญญาณชายน้ําเวฟมากขึ้น โดยใช้ L-C Low pass filter หรือ Resonance filter

ระบบ Converter

ระบบ Converter จะเป็นระบบที่ใช้ในการแปลงไฟสลับให้เป็นไฟตรง โดยที่
จะนำไฟตรงนี้ไปจ่ายให้กับ MOSFET เพื่อที่จะจ่ายไฟให้กับระบบ Inverter ได้
ภายในระบบ Converter เราเอาไฟจากไลน์ขนาด 220 V. AC
มาแปลงเป็นไฟ DC จะได้ไฟ DC ขนาด 310 V.

ระบบ Converter ประกอบไปด้วย ภาคต่าง ๆ ดังนี้

1. ภาค Input rectifier and filter

มีลักษณะการ rectifier แบบ bridge rectifier ทั่ว ๆ ไปโดย
จะ rectifier ไฟ AC ขนาด 220 V. เป็นไฟ DC 310 V. เพื่อป้อน
ให้กับภาค Switching Element ซึ่งใช้ MOSFET เป็นตัว Switching
ไฟ DC ที่ผ่านการ rectifier จะต้องทำการ filter ให้อิ
ripple น้อยที่สุด โดยใช้ Capacitor ซึ่งจะหาค่าได้จาก

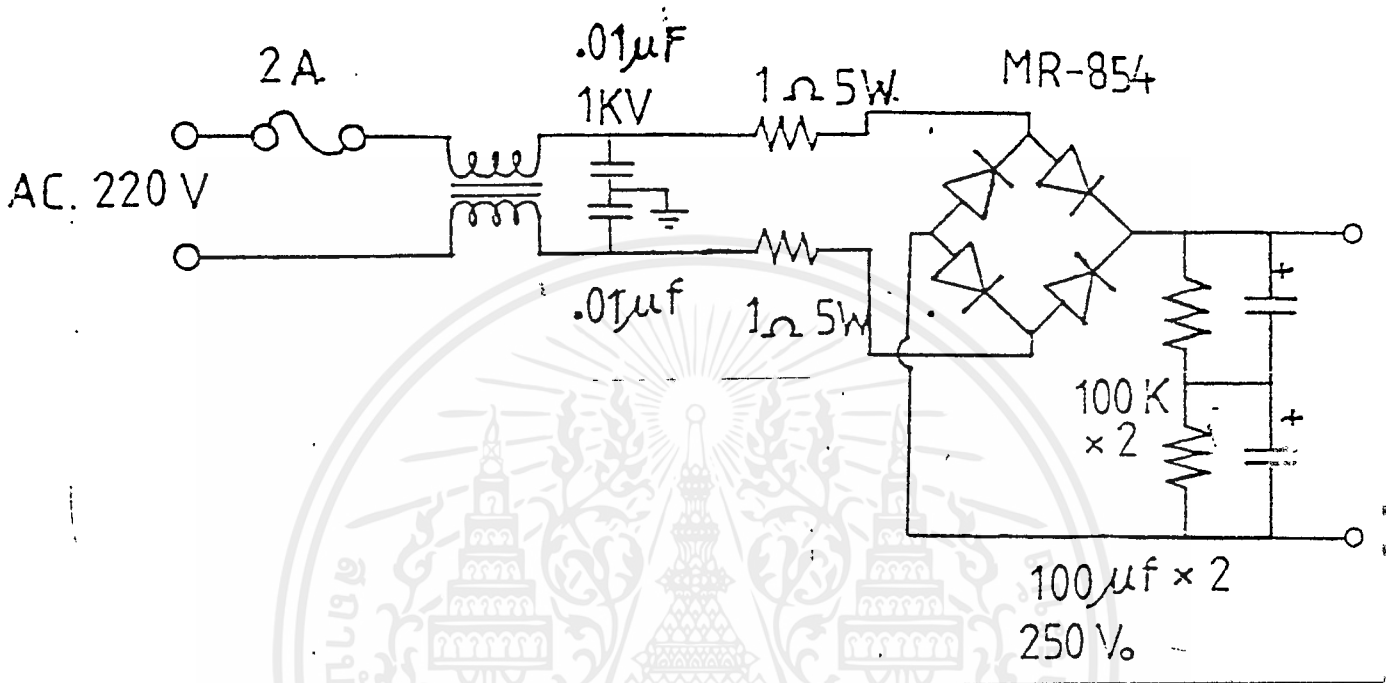
$$t_c = I t / \Delta v$$

c = Capacitor ; F

I = Load Current ; A

t = Time of capacitor supply current ; ms

ΔV = Voltage peak to peak ripple ; V.



รูปแสดงภาค Input rectifier and filter

2. Switching element

- ที่ใช้งานด้วยกัน หลายแบบ เช่น
- Flyback Converter
 - Push Pull Circuit

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งแบบที่กล่าวมาข้างบนนี้ มีทั้ง ข้อดี และข้อเสีย เมื่อพิจารณาเฉพาะ
แบบ Push Pull Circuit แล้วจะพบว่าสามารถออกแบบได้เป็น

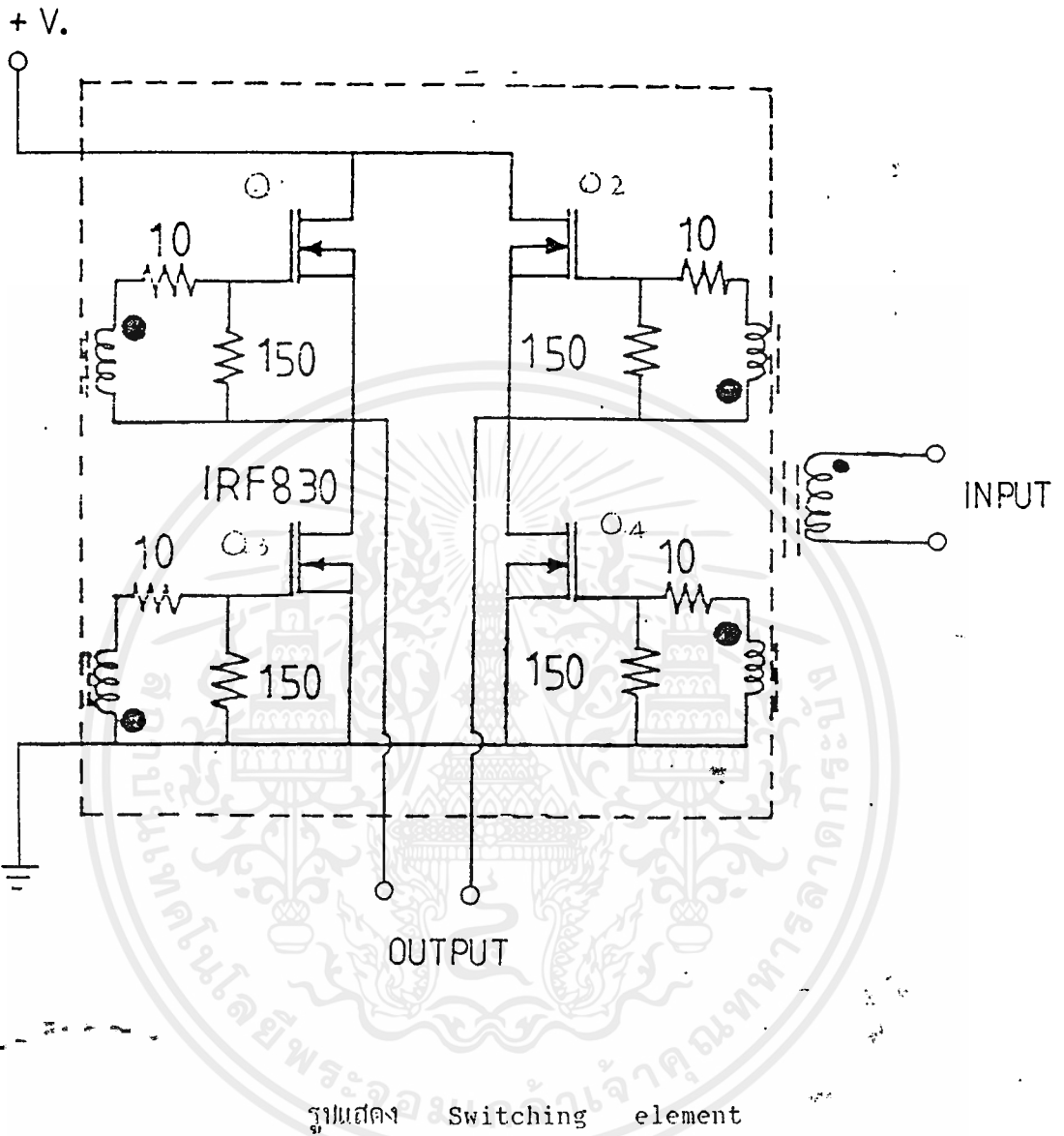
- Half Bridge Circuit
- Full Bridge Circuit

ในโครงงานนี้จะใช้แบบ Full Bridge Circuit ซึ่งมีข้อดีกว่าแบบอื่น
ดังนี้

- ไม่จำเป็นต้องใช้ High Voltage Transister
- Power Transformer ไม่จำเป็นต้องมี Gapping

วงจรมอเตอร์ จะใช้ MOSFET เป็นตัว Switching โดยจะทำงานเป็น

คู่ ดังรูปข้างล่าง



เมื่อเกิด Induce Voltage จากขดลวดทางด้าน Primary จะทำ
 ให้ Q₁ และ Q₄ On พร้อมกับ ส่วน Q₂ และ Q₃ จะ Off จากนั้น Q₁

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และ Q_4 จะ Off ทำให้ Q_2 และ Q_3 On โดยที่การ On และ Off ของ MOSFET จะทำให้ได้ out put signal ที่นำไปข้อนาให้ Transformer เพื่อทำการ Rectifier ว่าเป็นไฟ DC อีกครั้ง เพื่อข้อนาให้กับภาค Inverter ต่อไป

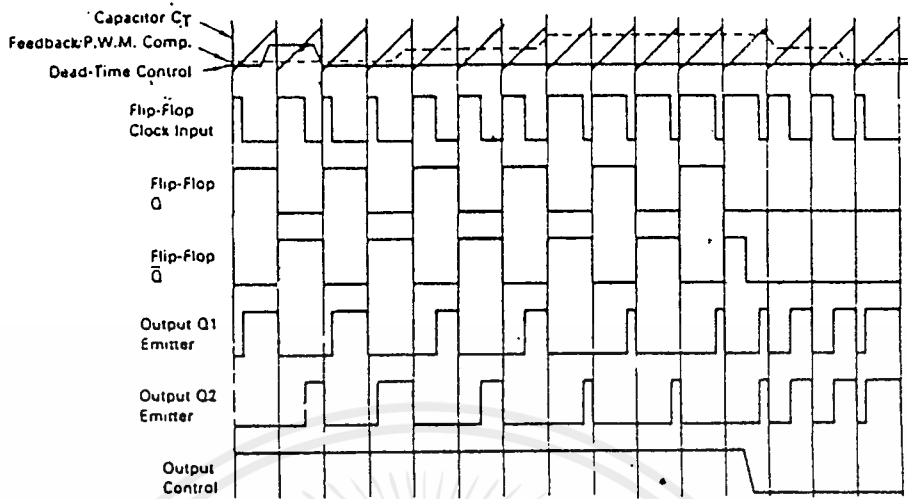
3. Feedback and Control

ใช้ IC เบอร์ TL 494 ซึ่งเป็น IC สำเร็จรูป ใช้งานการสร้าง PWM (Pulse Width Modulation) Frequency

ภายใน IC TL 494 จะสร้างคลื่นแบบ Programmable ซึ่งสัญญาณ เป็นสัญญาณ SawTooth โดยควบคุมจากอุปกรณ์ภายนอก 2 ตัว ได้แก่ R_T และ C_T ซึ่งต่อที่ขา 6 และ 5 ตามลำดับ และความถี่ของ Oscillating หาได้จาก

$$f_{OSC} = 1.1/R_T C_T$$

output ของ pulse width modulation ได้จากการเปรียบเทียบกับรูปคลื่น สัญญาณ sawtooth ที่เป็นบวกคร่อม C_T กับสัญญาณควบคุม, NOR gate จะทำหน้าที่ขับ เข้าที่พู่ทธานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 เมื่อสัญญาณนาฬิกา ที่ข้อนาให้กับ Flip-Flop มีสถานะเป็น Low เท่านั้น และที่สภาวะนี้จะเกิดขึ้นเมื่อแรงดัน ของ สัญญาณ sawtooth มีขนาดสูงกว่าสัญญาณควบคุม ดังนั้นเมื่อมีการเพิ่มขนาดของสัญญาณ ควบคุมจะทำให้ความกว้างของ Pulse ลดลง ซึ่งแสดงได้ดังรูป Timing diagram

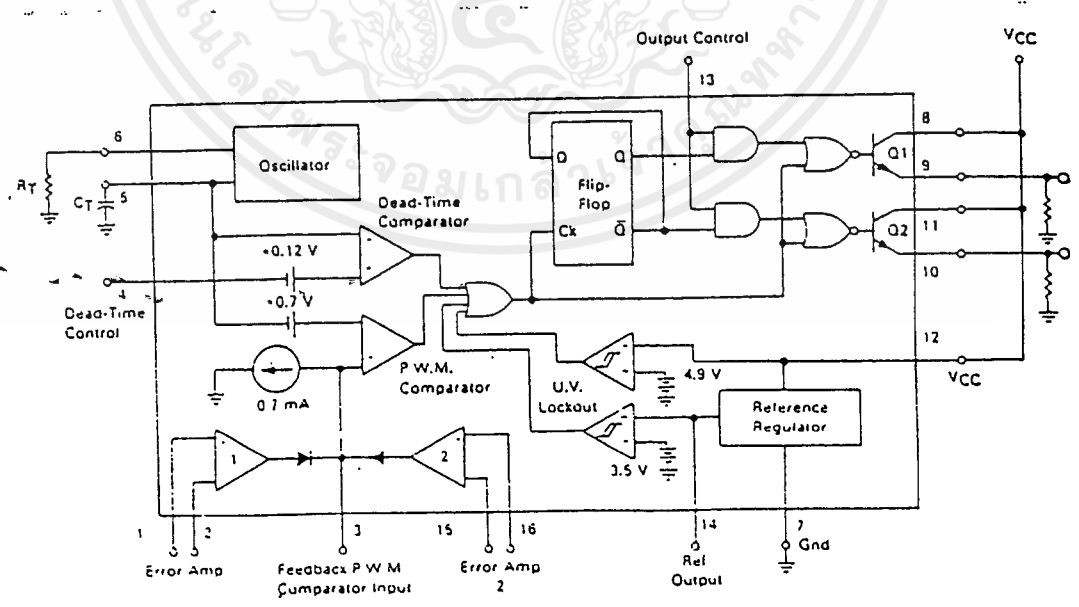


รูปแสดง Timing diagram ของ TL 494

สัญญาณควบคุมนั้นได้จากสัญญาณภายนอก ซึ่งสามารถที่จะป้อนเข้าไปที่ขา dead time control ที่ขา 1, 2, 15, และ 16 เป็น input ของ error amplifier และ input offset มีค่าประมาณ 120 mV. ซึ่งเป็นค่าต่ำสุดของ output ของ dead time คือประมาณ 1 ใน 4 เปอร์เซ็นต์ของช่วงเวลาสัญญาณ sawtooth โดยมี dead time สูงสุด 96 เปอร์เซ็นต์ ที่เข้าที่พุกของ mode control ที่ขา 13 เมื่อเทียบกับ ground และจะมีค่า 48 เปอร์เซ็นต์ ที่ขาเดียวกันเมื่อเข้าไปต่อกับ reference line และยังสามารถเพิ่ม dead time ที่เข้าที่พุก ได้โดยการปรับ dead time control ที่ขา 4 โดยมี fixed voltage อยู่ในช่วง 0 - 3.3 V. การปรับ PWM ทำได้โดยการปรับที่ error amplifier จะทำให้ความกว้างของ pulse มีค่าสูงสุดโดยการปรับที่ขา dead time control ให้มีค่าเป็น 0 โดยที่เข้าที่พุกที่ป้อนกลับมาขา dead time control เปลี่ยนแปลงจาก 0.5 - 3.5 V. Error amplifier มี common mode input อยู่ในย่าน $-0.3 - (V_{CC}-2)$ V. โดยจะนำมาใช้ตรวจสอบ output voltage และ output current ของ power supply

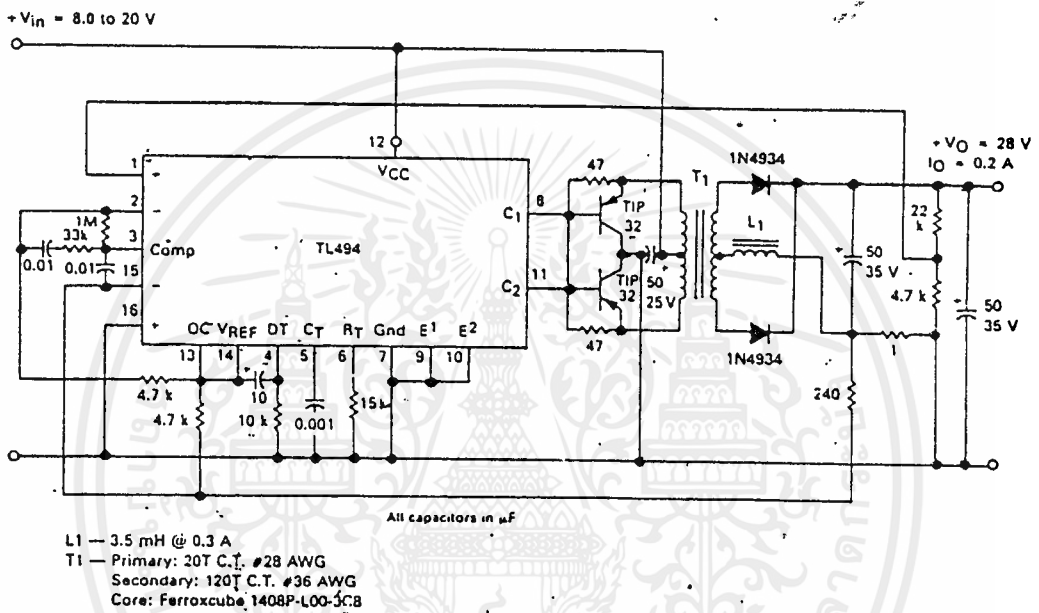
output ของ error amplifier จะทำหน้าที่เป็น high และน้ำหนัก OR
 กันที่ input inverting ของ PWM comparator การจัดวงจรในลักษณะนี้เพื่อต้องการ
 ให้นำ amplifier นี้เข้าที่พหุค่าสุดในช่วงเวลาวิกฤตที่ช่วงการควบคุม loop เมื่อ C_T
 discharge จะสร้าง pulse ขึ้นที่เข้าที่พหุ ของ dead time comparator ซึ่ง
 pulse ของสัญญาณนี้จะควบคุม flip flop และป้องกัน output transistor
 Q_1 และ Q_2 เมื่อ output mode control ขา 13 ต่อเข้ากับ reference line
 pulse จะควบคุม flip flop โดยตรง ทำให้การ modulated ของ pulse ออก
 มาที่เข้าที่พหุของ transistor แต่ละตัว โดยมีการทำงานแบบ push-pull และความ
 ถี่ที่เข้าที่พหุ จะมีค่าเท่ากับครึ่งหนึ่งของ oscillator ที่เข้าที่พหุ ที่นำมาขับ

และยังสามารถต่อเข้าที่พหุโดยตรงจาก Q_1 และ Q_2 ได้เมื่อใช้งานแบบ
 single - ended ด้วยค่า duty cycle ที่มีค่าน้อยกว่า 50 เปอร์เซ็นต์ เมื่อต้องการ
 กระแสทางด้าน output ที่สูงสำหรับการทำงานแบบ single - ended ก็สามารถใช้
 Q_1 และ Q_2 มาต่อขนานกันก็ได้โดยที่ขาของ output mode control จะต้องต่อลง
 ground เพื่อที่จะ disable flip flop และความถี่ที่เข้าที่พหุจะมีค่าเท่ากับความถี่ที่
 oscillator สร้างขึ้น



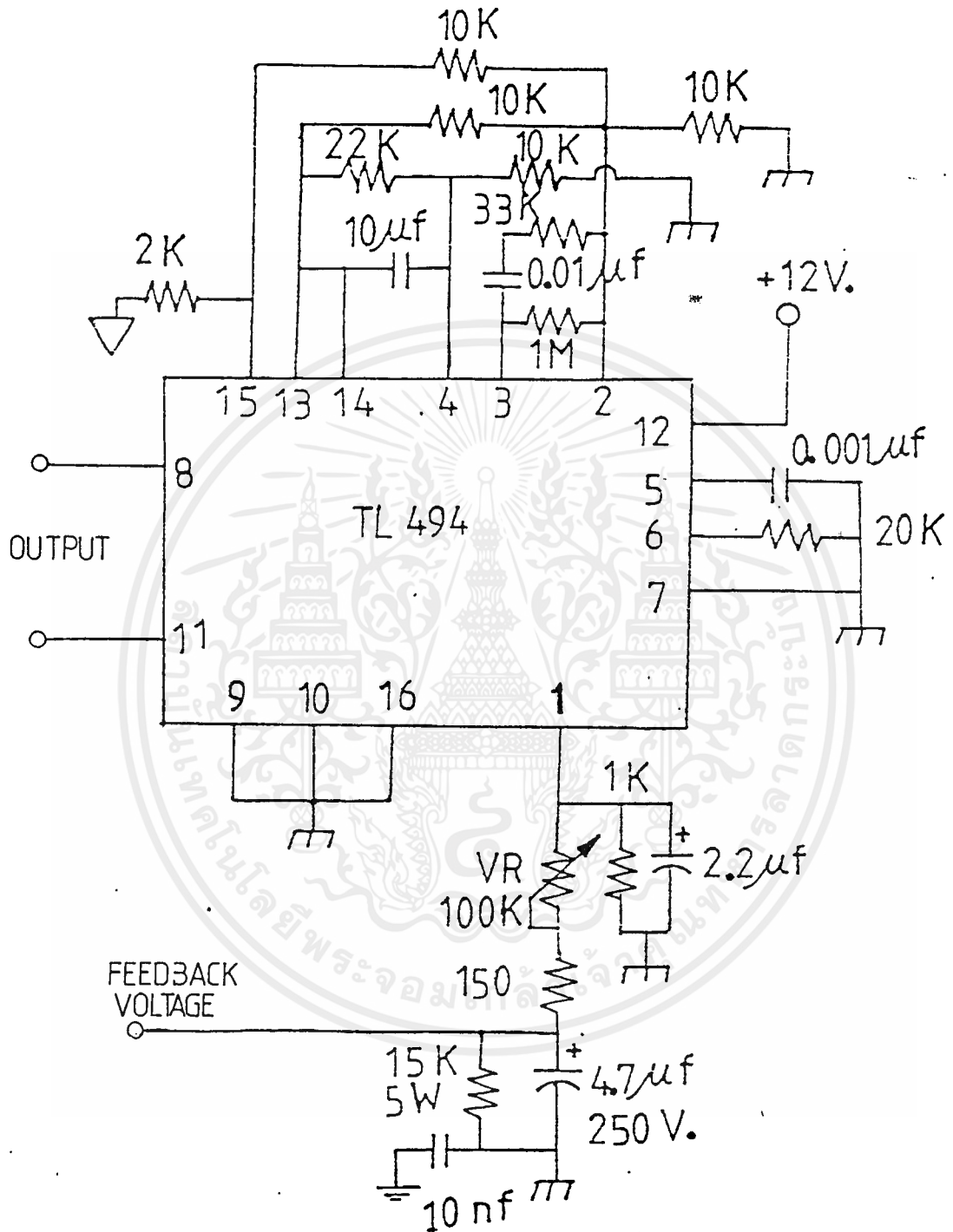
รูปแสดง Block diagram ภายใน IC TL 494

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปแสดงการใช้ TL 494 ในลักษณะ push pull converter

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปแสดงวงจร Feed back and control

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4. Output rectifier and filter

ใน Switching power supply นั้นต้องการ Power diode ที่ใช้ในการ rectifier ที่มีค่า forward voltage drop ค่าต่ำ ๆ และโดยทั่วไปจะใช้ diode ที่มีลักษณะดังนี้

- High efficiency fast recovery
- High efficiency very fast recovery

จากคุณสมบัติต่าง ๆ จะพบว่า Schottky barrier rectifier มีค่า forward voltage drop ต่ำ และมีประสิทธิภาพสูง โดยมี forward voltage drop ประมาณ 0.5 V. ที่ high forward current

Output capacitor filter

การคัดเลือก capacitor filter ขึ้นอยู่กับชนิดของ converter ที่นำมาใช้งาน เช่นค่ากระแสสูงสุด และ ความถี่ที่นำมาใช้ในการ switch ซึ่งในปัจจุบัน capacitor จะใช้แบบ electrolytic และควรเลือกใช้แบบที่มี ESR (equivalent series resistance) ต่ำ ๆ เราสามารถหาค่าของ capacitor ได้จาก

$$C_{out} = \Delta I_{out} / 8 \cdot f \cdot \Delta V_{out}$$

ซึ่ง V_{out} = peak to peak output voltage ripple

f = operating frequency

Output inductance filter

ใน switching power supply ทั่วไปจะใช้ inductor เป็น output filter เนื่องจากสาเหตุ 2 อย่างคือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1. พลังงานที่สะสมใน inductor ในช่วง off time หรือเรียกว่า " Netch periods inductor " จะรักษากระแสที่ป้อนให้กับ load ให้ความต่อเนื่องตลอดเวลา
2. จะ reduce ripple ที่ output ให้ความน้อยลง

การใช้ switching power supply ที่เป็นแบบ PWM full bridge converter สามารถหาค่าของ inductor ได้จากสมการข้างล่าง

$$L = \frac{E_{out} \cdot t_{off}}{0.25 \cdot I_{out}}$$



ระบบอินเวอร์เตอร์

ระบบอินเวอร์เตอร์

เป็นระบบที่เป็นการเปลี่ยนกำลังไฟทางด้านอินพุต ซึ่งเป็นไฟกระแสตรง DC ให้เป็นไฟกระแสสลับ AC ที่มีแรงดันและความถี่ตามต้องการโดยในที่นี่ต้องการความถี่ 50 Hz แรงดันไฟ AC จะมีลักษณะเป็นสัญญาณที่ใกล้เคียงกับคลื่นไซน์และมีขนาดคิกคาที่ปรับค่าได้ระหว่าง 0 - 400 v. โดยในโครงการนี้จะใช้ เพาเวอร์ MOSFET เป็นอุปกรณ์สวิตชิง

วงจรอินเวอร์เตอร์

วงจรอินเวอร์เตอร์นั้น สัญญาณที่ออกมาจาก output ของ power MOSFET ยังไม่ได้เป็นคลื่นไซน์ ถ้าหากยังไม่ได้มีการกรองความถี่ รูปคลื่นที่ได้จากวงจรอินเวอร์เตอร์ จะมีลักษณะประกอบไปด้วย ผลรวมระหว่าง ความถี่หลักมูล (Fundamental) กับความถี่ฮาร์โมนิกส์ (Harmonics) ที่มีความถี่เป็นจำนวนเท่าของความถี่หลักมูล

วงจรสวิตชิงอินเวอร์เตอร์ ที่นิยมใช้กันมีหลายแบบแต่ละแบบจะมีคุณสมบัติที่ต่างกัันไปรวมทั้งคุณสมบัติของอุปกรณ์ในแต่ละวงจร และ ขนาดของอุปกรณ์ก็จะต่างกัันไปด้วย วงจรสวิตชิงอินเวอร์เตอร์ ที่นำมาใช้ในโครงการนี้ คือวงจรฟูลบริดจ์ (Full Bridge)

วงจรฟูลบริดจ์ (Full Bridge Circuit)

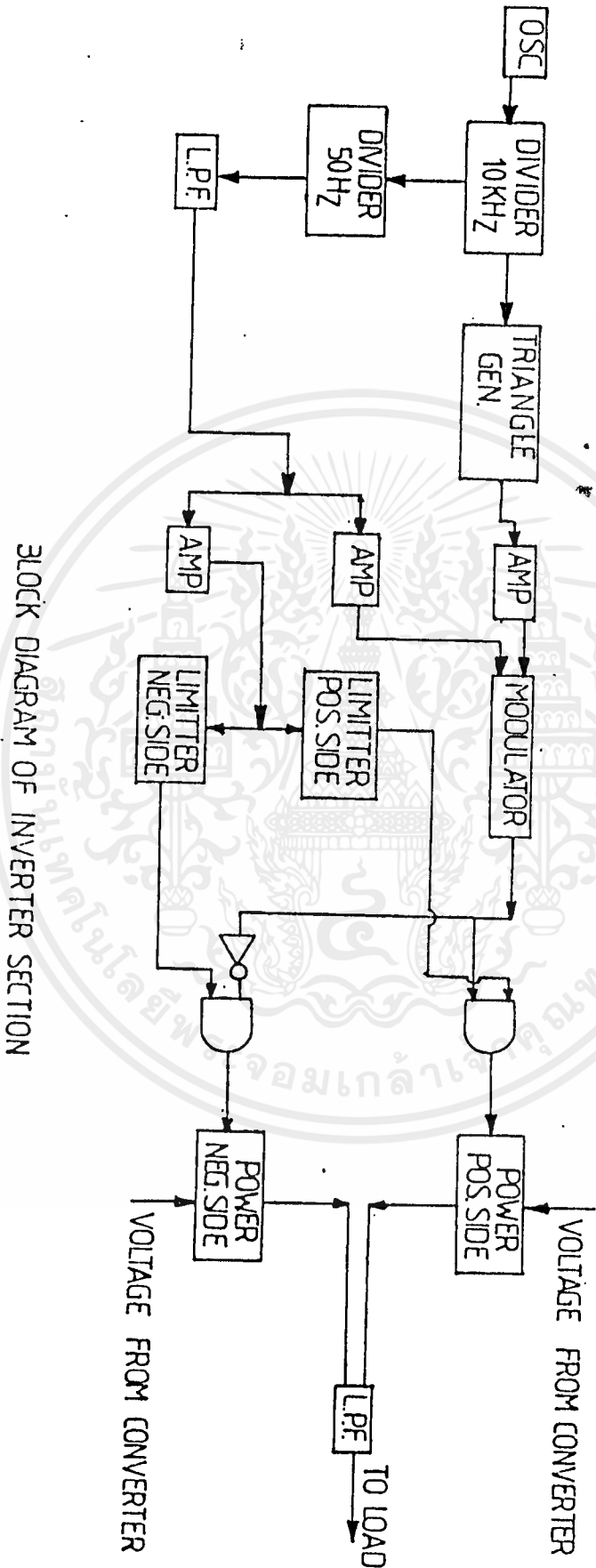
วงจรฟูลบริดจ์ เป็นวงจรที่เหมาะสมสำหรับการสวิตชิงที่พิกัดสูงขึ้น เพราะถ้าใช้วงจรฮาล์ฟบริดจ์ หรือ ฮาร์ฟบริดจ์ ปัญหาจะมีมากกว่า ลักษณะการทำงานเบื้องต้น

ภาคนี้จึงเป็นรูปคลื่นซายน์ เมื่อถูกขยายสัญญาณแล้วจึงส่งให้ภาค modulator สัญญาณนี้จะ เป็นสัญญาณอ้างอิงเพื่อทำการ modulation กับสัญญาณแคร์เรียร์ สัญญาณที่ออกจากภาค modulator นี้เรียกว่า สัญญาณ PWM (PULSE WIDTH MODULATION) ส่วนสัญญาณ 50 Hz อีกส่วนหนึ่งจะถูกขยายขยายแล้วป้อนให้กับภาค limiter positive side กับ limiter negative side เพื่อที่จะ detected เอาสัญญาณซีกบวก และสัญญาณซีกลบของสัญญาณ sine 50 Hz ออกมาใช้ในการควบคุม AND Gate ใช้ในการ select ขบวนพัลส์ (PWM) ที่มีความสัมพันธ์กับสัญญาณ sine ให้นำออกมา synchronous กับสัญญาณ PWM แล้วจึงส่งไปให้กับภาคกำลัง ซึ่งใช้การ switch แบบ full bridge เพื่อให้ได้ขนาดและกำลังตามต้องการ สัญญาณที่ออกจากภาคกำลังนี้ก็มีลักษณะ เป็นพัลส์ (PWM) อยู่ดังนั้นจึงต้องกำจัดความถี่ Harmonics ออกจากความถี่หลัก (Fundamental) โดยการผ่าน LPF เพื่อให้ได้สัญญาณคลื่นซายน์ จะเห็นว่าขนาดของสัญญาณทาง output สามารถเปลี่ยนแปลงได้โดยการเปลี่ยนแปลงแรงดันที่ source และ drain ซึ่งแรงดันนี้เข้ามาจากภาค converter

ภาคกำลัง (POWER)

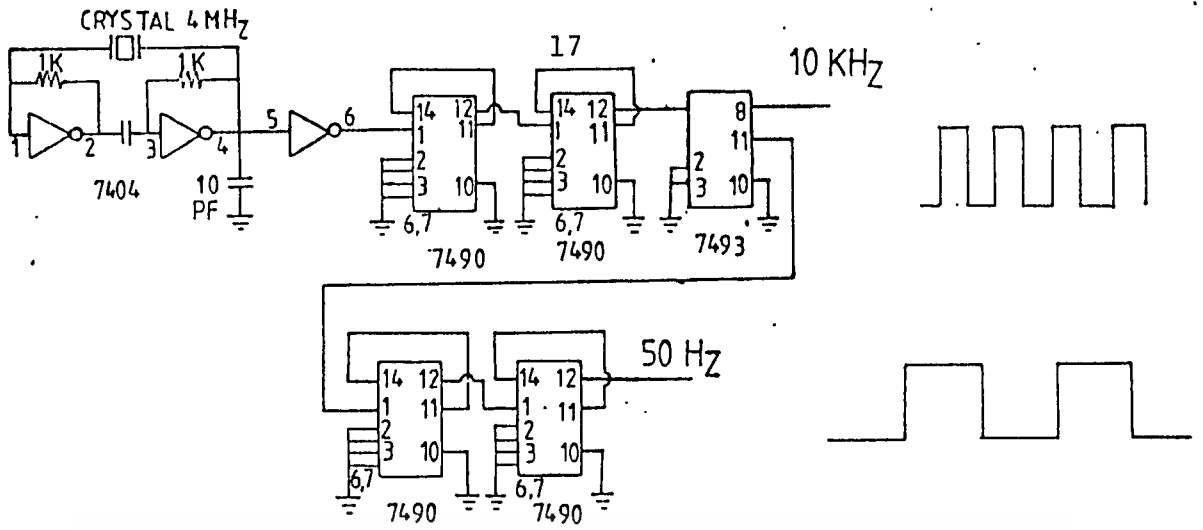
ประกอบด้วยวงจรซึ่งทำหน้าที่ตัดต่อไฟตรงตามคำสั่งของภาคควบคุมในที่นี้ใช้ Full Bridge ลักษณะการทำงานของวงจร คือ จะผลัดกันนำกระแสที่ละคู่ ในที่นี้ Q_1 จะทำงานพร้อมกับ Q_4 และ Q_3 ทำงานพร้อมกับ Q_2 สลับกันไปทีละครึ่งไซเคิล โดยที่ Q_1 และ Q_2 จะทำงานพร้อมกันไม่ได้ เช่นเดียวกับ Q_3 และ Q_4 เพราะจะเกิดการ short through สัญญาณที่จะนำมาทริกให้ power MOSFET นำกระแสคือสัญญาณ PWM (Pulse width modulation)

พัลส์วิดท์มอดูเลชัน (Pulse width modulation) เป็นเทคนิคการแบ่งรูปคลื่นใน 1 คาบ ออกเป็นพัลส์ย่อย ๆ ทยอย ๆ พัลส์ โดยแต่ละพัลส์จะมีความกว้างไม่เท่ากัน

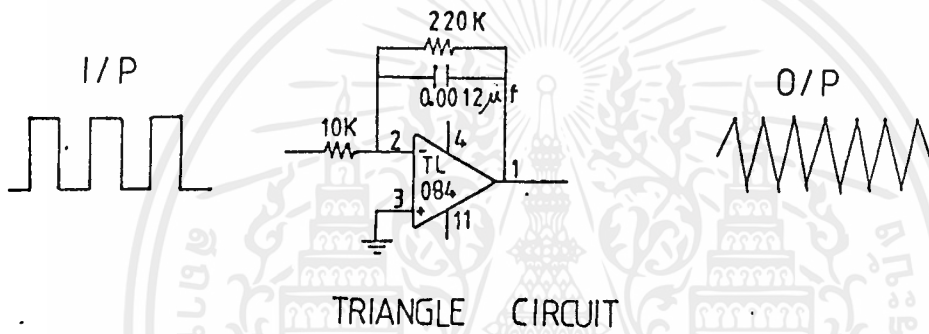


BLOCK DIAGRAM OF INVERTER SECTION

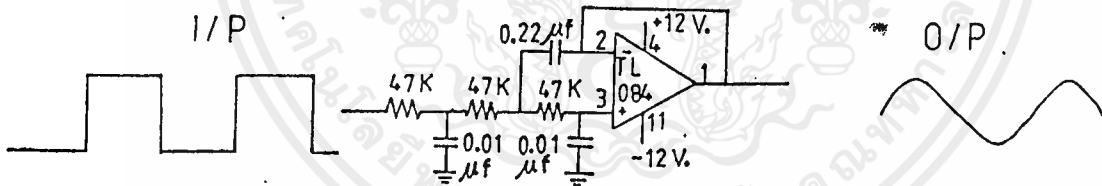
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



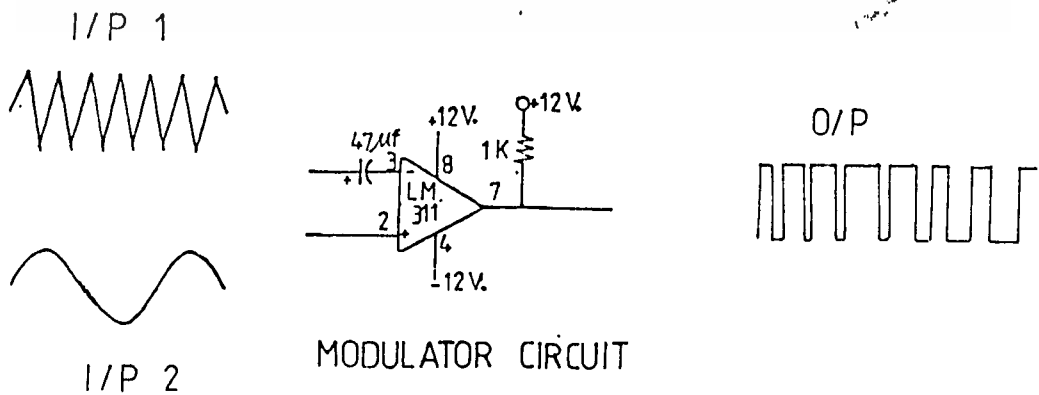
CRYSTAL OSCILLATOR AND DIVIDER CIRCUIT



TRIANGLE CIRCUIT

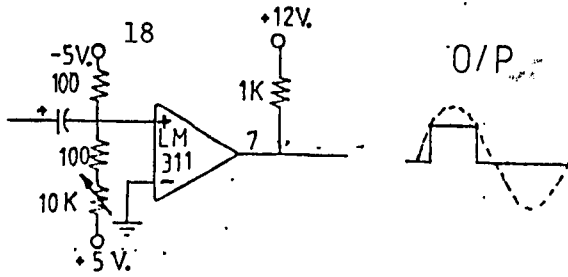
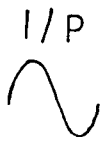


LOWPASS BUTTERWORTH FILTER

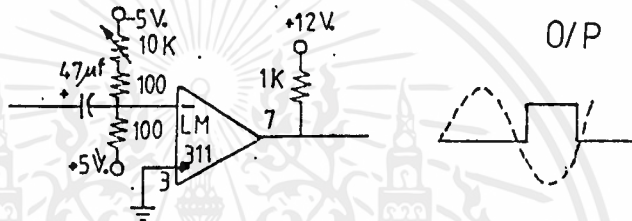
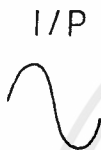


MODULATOR CIRCUIT

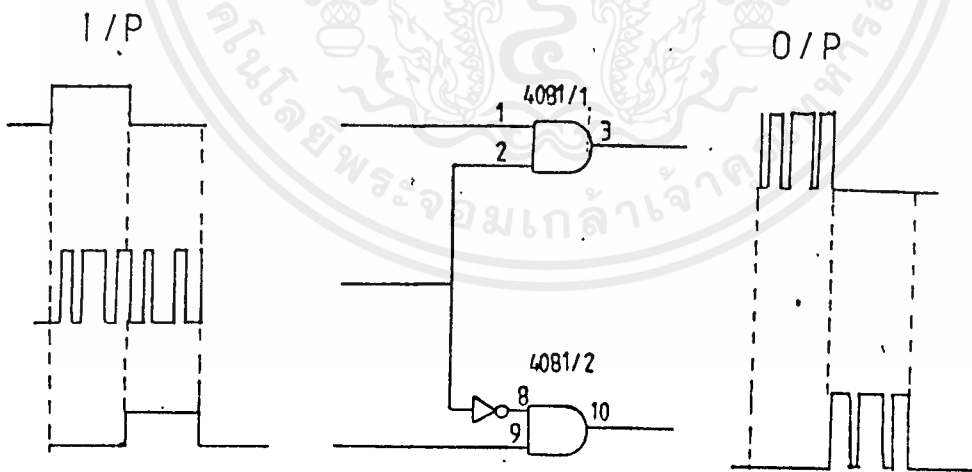
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



LIMITER POS. SIDE
CIRCUIT



LIMITER NEG. SIDE
CIRCUIT



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คือเมื่อมี Induce Voltage จากขดลวดทางด้าน Primary จะทำให้ Q_1 และ Q_4 ON พร้อมกัน ส่วน Q_2 และ Q_3 จะ OFF จากนั้น Q_1 และ Q_4 จะ OFF ทำให้ Q_2 และ Q_3 ON โดยที่การ ON และ OFF ของ Transistor จะถูกกำหนดโดยเฟสซึ่งได้จากการพันขดลวด

ทั้งนี้ จะเห็นได้ว่าลักษณะการต่อ Inverter แบบ पुलบริดจ์ ให้เพาเวอร์ ได้มากที่สุด ในขณะที่อินพุตเท่ากัน ดังนั้นในระบบนี้จึงใช้ อินเวอร์เตอร์แบบ पुलบริดจ์ และ การสร้างสัญญาณทริกจะใช้แบบ ฟัลส์วิดมอดดูเลชัน

วงจร INVERTER ประกอบด้วยภาคต่าง ๆ ดังนี้

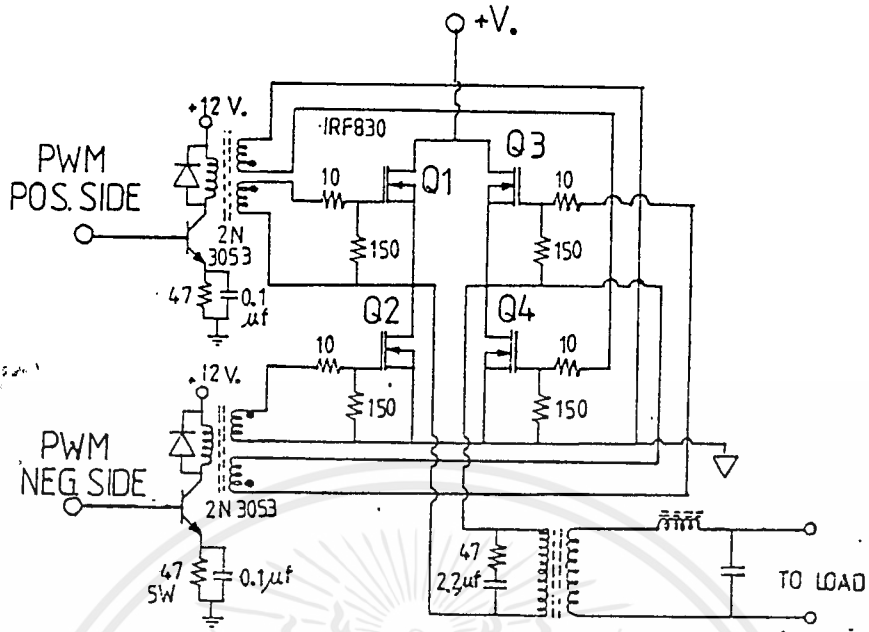
1. ภาคควบคุม (CONTROL)
2. ภาคกำลัง (POWER)
3. ภาคกรองสัญญาณ (FILTER)

ภาคควบคุม (CONTROL)

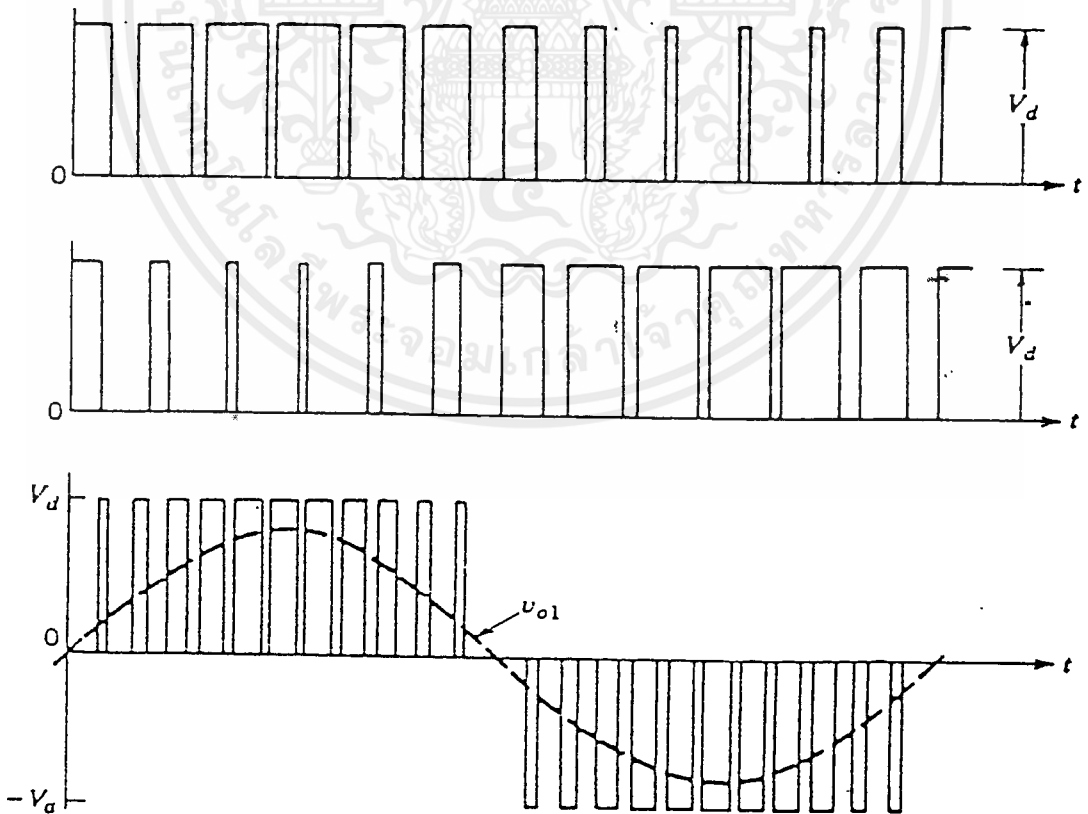
โดยการสร้างสัญญาณ pulse ที่มีความกว้างไม่เท่ากัน (PWM) ไปควบคุมการสวิตช์ ของภาคกำลัง จาก Block diagram oscillator สร้างความถี่ขึ้นมาโดยใช้ crystal oscillator ความถี่ที่ผลิตได้ถูกนำมาทราให้เหลือ 10 kHz แล้วส่งให้ภาค Triangle generator เพื่อเปลี่ยนจากสัญญาณพัลส์เป็นรูปคลื่นสามเหลี่ยม แล้วขยายสัญญาณ ให้มีขนาดตามที่ต้องการแล้วจึงป้อนเข้าภาค Modulator โดยใช้วงจร Comparator สัญญาณ นี้ จะเป็นสัญญาณแครร์เรีย (CARRIER)

อีกส่วนหนึ่งของสัญญาณความถี่ 10 kHz ถูกนำมาทราให้เหลือ 50 Hz ส่งเข้า วงจร low pass filter แบบ second order BUTTERWORTH low pass filter เพื่อกำจัดความถี่ harmonics ออกจากความถี่หลักมูล (FUNDAMENTAL) รูปคลื่นที่ ออกจาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปแสดงภาคกำลังของ Inverter

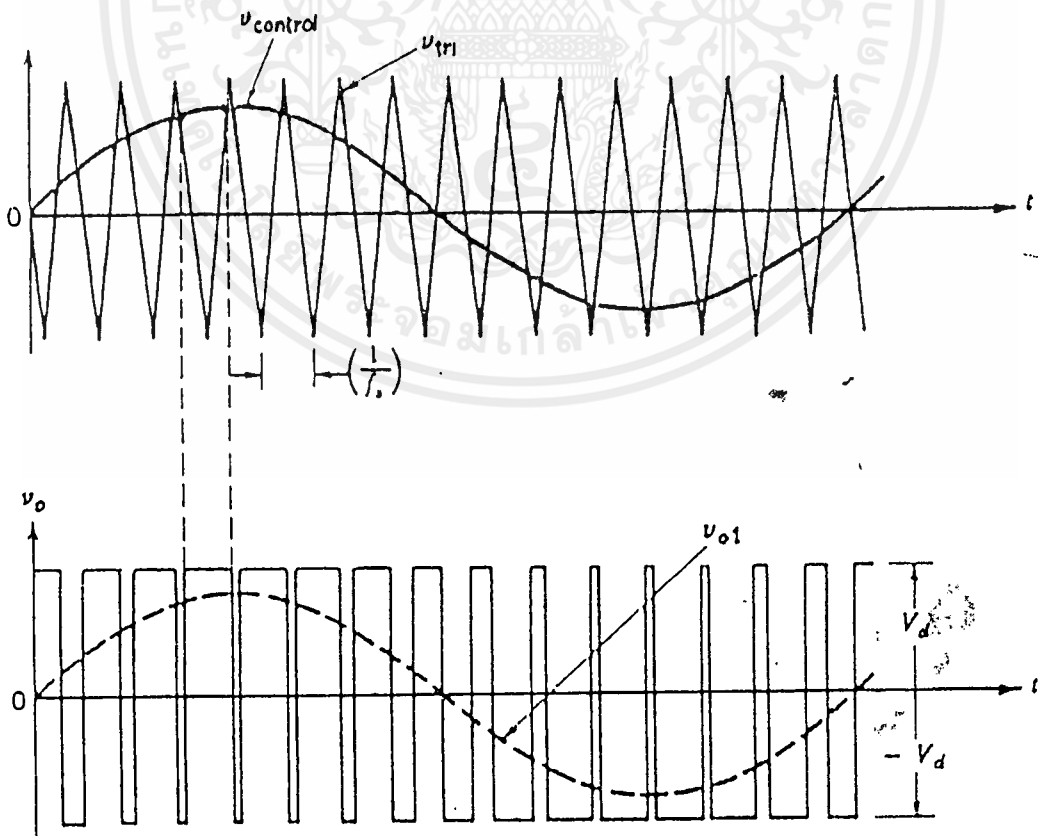


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ลักษณะรูปคลื่นทางเข้าที่พุกของ Power MOSFET ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปคลื่น PWM ีอยู่หลายชนิด แต่ชนิดที่นำมาซึ่งมากที่สุดและเป็นชนิดพื้นฐานมากที่สุด ได้แก่ แบบ 2 ระดับ และ 3 ระดับ

- PWM แบบ 2 ระดับ เป็นรูปคลื่นที่มีการสวิตช์ระหว่างระดับอ้างอิงสองระดับคือ E , $-E$
- PWM แบบ 3 ระดับ เป็นรูปคลื่นที่มีการสวิตช์ระหว่างระดับอ้างอิงสามระดับคือ E , 0 , $-E$ ดังแสดงดังรูป ซึ่งในที่นี้ใช้ PWM แบบ 3 ระดับ

การสร้างคลื่น PWM โดยการนำช่วงจอร์เจ็ดทรานซิสต์ ซึ่งอาศัยวงจรเปรียบเทียบ (comparator) ในที่นี้ใช้ IC LM311 โดยการนำสัญญาณสองสัญญาณคือ สัญญาณอ้างอิง (reference signal) กับสัญญาณแครี่เรียร์ (carrier signal) สัญญาณอ้างอิงจะมีความถี่เท่ากับ 50 Hz ส่วนสัญญาณ Carrier จะมีความถี่สูงกว่านี้ที่เท่ากับ 10 KHz มา modulate กัน จะได้ PWM ตามต้องการ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ **รูปแสดงสัญญาณ PWM** ไม่นานจะให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

องค์ประกอบในการสร้างรูปคลื่น PWM โดยการใช่วงจรเปรียบเทียบกับ 2 ประการ

1. อัตราส่วนความถี่ของสัญญาณแคร์เรียร์ต่อสัญญาณอ้างอิง . (Frequency Ratio)
2. อัตราส่วนแอมป์ลิจูดของสัญญาณอ้างอิงต่อสัญญาณแคร์เรียร์ หรืออัตราส่วนมอดูเลชัน

(Modulatio Ratio ; K)

โดยปกติแล้วค่าอัตราส่วนการมอดูเลชันจะใช้ค่าอยู่ในช่วงเกิน 1



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

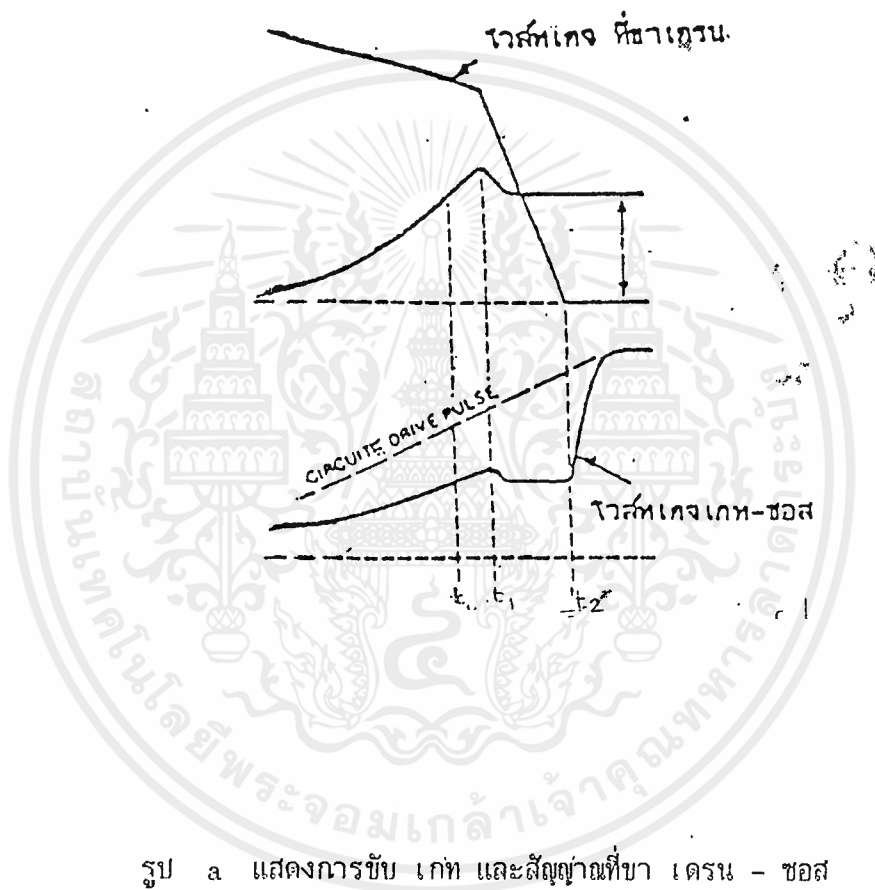
หลักการใช้เพาเวอร์มอสเฟต

เพาเวอร์มอสเฟต มีคุณสมบัติหลายประการแตกต่างไปจากอุปกรณ์อื่น ซึ่งปกติอุปกรณ์อื่นต้องการสัญญาณในลักษณะแรงดันต่ำแต่กระแสสูง ในขณะที่เพาเวอร์มอสเฟตต้องการสัญญาณแรงดันสูงโดยดึงกระแสอินพุตต่ำมาก (ไม่กี่นาโนแอมป์) อีกประการหนึ่งแหล่งจ่ายสัญญาณไฟสถิตต้องสามารถ charge และ Discharge แก่ตัวเก็บประจุไฟฟ้าทางขาเกต ทั้งนี้ เนื่องจาก Power MOSFET มีค่าความจุทางขาเกตสูง เอาท์พุทอินพีแดนซ์ของวงจรรีบเกตก็เป็นแหล่งก่อให้เกิดปัญหา หากว่ามีค่าสูงเกินไปการสั่งให้มอสเฟตเปิด ปิดวงจรอาจทำได้ไม่แน่นอน การใส่ zener ป้องกันไว้ทางขาเกตในลักษณะวงจรแคดดิ้งไป จะช่วยได้พอสมควรแต่แนวทางป้องกันที่ดีที่สุด คือ ต้องระวังเรื่องการออกแบบวงจรรีบเกต

จะเกิดอะไรขึ้น หากว่าวงจรรีบเกตมีค่าเอาท์พุทอินพีแดนซ์สูงเกินไป พิจารณารูปคลื่นต่าง ๆ ในรูปข้างล่าง โดยในรูปข้างล่างเป็นกรณีเลวร้ายที่สุด โดยยังจจะมีโหลดที่เป็นแบบขดลวดที่ถูกเคลือบไว้ด้วยไอซอด และมีค่าความเหนี่ยวนำหลงเหลืออยู่ด้วยในวงจรถือความง่ายเข้า จะพูดถึงในกรณีที่มีอินพีแดนซ์ของวงจรรีบเกตเป็นความต้านทานบริสุทธิ์

ที่เวลาสั่งปิดวงจร T_0 ช่วงแรงดันจากภาคขาเกตจะเริ่มไต่แรงดันสูงขึ้น ที่เวลา T_1 จะไต่สูงจนเท่ากับแรงดันจุดเริ่มทำงานของมอสเฟต และกระแสเดรนจะเริ่มมีค่าสูงขึ้น ในขณะที่รูปของแรงดัน เกต-ซอส จะเอียงไปจากทิศทางที่ควรจะเป็น ประการแรกขดลวดที่อนุกรมกับขาซอสจะสร้างแรงดันเหนี่ยวนำขึ้นเนื่องมาจากการเพิ่มขึ้นของกระแสซอส แรงดันนี้จะไปหักล้างกับแรงดันขาเกตทำให้อัตราการเพิ่มของแรงดันเดรนของขาเกต-ซอส ช้าลง ส่งผลให้อัตราการเพิ่มกระแสซอสสูงขึ้นแล้วไปสร้างแรงดันให้หักล้างกับแรงดันเกต เกิดการต้านความเปลี่ยนแปลงของกระแสดังกล่าว

องค์ประกอบที่สำคัญอีกอย่าง ที่เกี่ยวกับแรงดัน เกต-ซอส คือ ผลของมิลเลอร์



รูป a แสดงการขับ เกท และสัญญาณที่ขา เดรน - ซอส

ในช่วงเวลา t_1 ถึง t_2 จะเกิดแรงดันตกคร่อมแก่ขดลวดทองเหลืองในวงจร ซึ่งอนุกรมกับขาเดรน ทำให้แรงดัน เดรน-ซอส มีแนวโน้มลดลงอันนี้จึงส่งผลต่อค่าความจุไฟฟ้าในระหว่าง เดรน-เกท โดยตรงโดยจะดึงเอาประจุไฟฟ้าผ่านตัวมัน จึงส่งผลให้เกิด

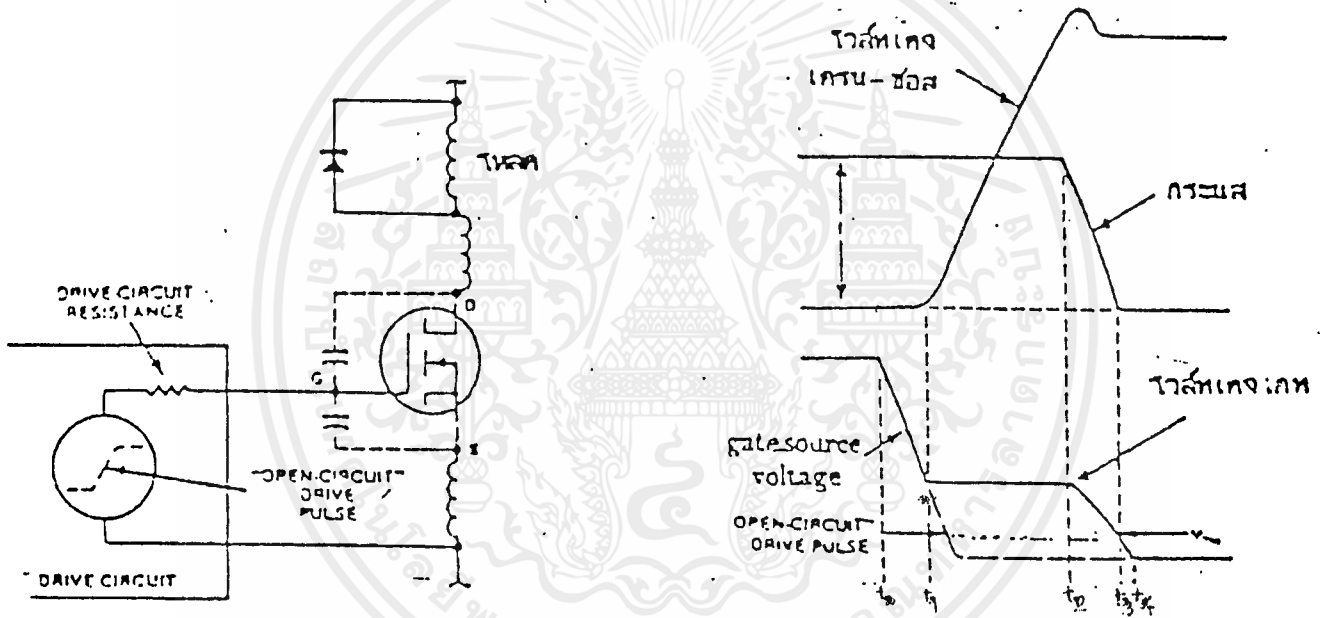
คาปาซีที่พหุคูณสูงขึ้นแก่วงจรขั้วเกท ซึ่งก็ส่งผลให้แรงดันตกคร่อมอิมพีแดนซ์ของวงจรถั้วเกทสูง และไปลดอัตราการใช้แรงดันที่ปรากฏระหว่างขาเกทกับซอส โดยแท้จริงแล้วหากอิมพีแดนซ์ของภาคขั้วเกทต่ำลงผลดังกล่าวก็จะน้อยลง การเพิ่มกระแสในแคเรนทำให้แรงดัน แคเรน-ซอส ลดลง เป็นผลทำให้แรงดัน เกท-ซอส เพิ่มขึ้นอย่างช้า ๆ และจึงไปดำเนินการเพิ่มของกระแส แคเรน

ปรากฏการณ์เช่นนี้ จะเกิดอย่างต่อเนื่องตลอดช่วงพีเรียด t_2 ถึง t_3 กระแส จะสูงขึ้นถึงระดับ \max และไหลผ่านไดโอด ปัญหาที่จะยังคงต่อเนื่องมาจนถึงช่วงพีเรียด t_2 ถึง t_3 กระแสจะสูงขึ้นด้วยเนื่องจากแบ่งผ่านส่วนหนึ่งไปบนไดโอดมากขึ้น

ที่เวลา t_3 เมื่อไดโอดมีแรงดันสูงถึงจุดทำงาน กระแสแคเรนในโหมดเพท และแรงดันแคเรนจะเริ่มลดลง ขณะที่โมดของมิลเลอร์จะมากเกี่ยวกับอัตราการลดของแรงดันแคเรน จนวงจรเข้าสู่สภาวะสมดุลย์แรงดันแคเรนจะตกลงในอัตราที่จำเป็น เพียงเพื่อให้แรงดันระหว่างขั้ว เกท-ซอส ไปควบคุมกระแสที่ไหลผ่านโหลด จริง ๆ แล้วหากอิมพีแดนซ์ของวงจรถั้วเกทมีค่าต่ำลงก็จะ ทำให้เกิด กระแสคิซาร์จใหญ่กว่าผ่านทาง ค่าความจุไฟฟ้าระหว่างแคเรน-เกท และทำช่วงเวลาตก (fall time) ของแรงดันแคเรนสั้นกว่า

จุดสุดท้าย คือ t_4 เป็นกรณีที่มีโหมดเพทเอาไฟฟ้าโดยสมบูรณ์ แรงดัน เกท-ซอส จะสูงขึ้นอย่างรวดเร็ว เข้าใกล้ค่าที่เกิดขึ้นในขณะเปิดวงจร

ในทางเองเดียวกัน อาจพิจารณาช่วงเวลาตั้ง off ได้ในรูป b_v ที่เวลา t_0 แรงดันขั้วเกทจะเริ่มลดลงจนกระทั่ง แรงดันเกทจะเท่ากับระดับที่คงค่ากระแสแคเรน ไว้พอดี ทำให้อุปกรณั้โหมดเพททำงานแบบดีเนียร์ จากนั้นแรงดัน แคเรน-ซอส ไว้ในระดับกระแสแคเรนค่าหนึ่ง ๆ และก็เช่นเดียวกับกรณีอื่น ๆ หากลดอิมพีแดนซ์ของวงจรถั้วเกทลงกระแสชาร์จ ใหญ่ขึ้น เวลาการใช้ขั้วของแรงดันแคเรนจะสั้นลง ที่เวลา t_3 แรงดันเกทกับกระแสแคเรนจะลดลงในอัตราหนึ่งจากัดไว้โดยค่าอิมพีแดนซ์ของวงจรถั้วเกท-ซอส



รูป ๖b แสดงช่วงการ off ของ MOSFET

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จุดประสงค์ทั้งหมดที่กล่าวมาของวงจร CONVERTER คือ การสร้างไฟ DC 0-400 V. เพื่อนำไปใช้กับเพาเวอร์ MOSFET (MOSFET) ร่วมกับภาคอินเวอร์เตอร์ โดยสามารถควบคุมกระแส และเปลี่ยนแปลงขนาดสัญญาณ AC ในภาคเอาต์พุตได้ โดยมีหลักการดังนี้

เริ่มต้นจากภาค Converter โดยต่อไฟ 220 โวลท์ AC ผ่านเข้าสู่ภาคเรกติฟาย เพื่อทำเป็นไฟ DC 310 V. หลังจากนั้นจะผ่านเข้าสู่วงจรสวิตช์ซึ่งใช้ MOSFET 4 ตัว ทำหน้าที่เป็นสวิตช์ โดยต่อแบบ พูชพูล (Push-pull) แบบฟูลบริดจ์ (Full bridge) ผลิตกันสวิทช์ โดยมีสัญญาณคอนเทรล ซึ่งมาจาก TL 494 ซึ่งเป็นตัวควบคุมวงจรให้จ่าย โวลท์ เตจ ตามที่ต้องการโดยเปลี่ยนค่า ดิวตี้ไซเคิล (Duty cycle) ซึ่งมีความถี่ที่กำหนดค่าคงที่ไว้ประมาณ 25 kHz หลังจากทำการสวิตช์ DC ให้ออกมาเป็นรูป AC แล้วยังนำสัญญาณไปผ่าน Transformer ที่เป็นแกนเฟอร์ไรท์ จะได้สัญญาณ PWM จากนั้นนำไป Rectifier อีกครั้งเพื่อให้ได้แรงดันไฟ DC จากนั้นนำไปฟิลเตอร์โดยใช้วงจร L-C low pass filter เพื่อให้ได้ ripple น้อยที่สุดจากนั้นนำเอาที่พุทที่ได้ feedback ไปยังวงจรควบคุมก็จะได้แรงดันไฟ DC ที่ปรับค่าได้ตามต้องการ

และในภาค Inverter นี้เป็นการแปลงจากไฟ DC ไปเป็น AC โดยใช้ไฟ DC จากวงจร converter ซึ่งปรับค่าได้จาก 0-400 V. ไปให้อิสต์ให้กับ เพาเวอร์ MOSFET ซึ่งมีสัญญาณ PWM ควบคุมการสวิตช์ที่ขาเกตทำให้ได้สัญญาณ PWM ที่เอาต์พุทของ เพาเวอร์ MOSFET เมื่อนำเอาสัญญาณที่ได้จากเอาต์พุทของเพาเวอร์ MOSFET ไป Filter จะได้สัญญาณไฟ AC 50 Hz ที่ปรับค่าได้ตามสัญญาณ DC ที่ Converter บ้อนให้

สัญญาณ control ที่ขาเกตจะมีช่วง Dead-time เพื่อป้องกันการ short through โดยสัญญาณทริกเกตของ Q_1, Q_4 และ Q_2, Q_3 จะต้องมียะห่างที่เหมาะสม (ถ้าหากช่วง Dead-Time ห่างมากเกินไปเพื่อนำไป filter แล้วจะได้สัญญาณ sine ที่ไม่สมบูรณ์) และในส่วน Filter จะใช้ L-C Filter โดยใช้ L-C ต่ออนุกรมกัน โดยคำนวณจากสูตร

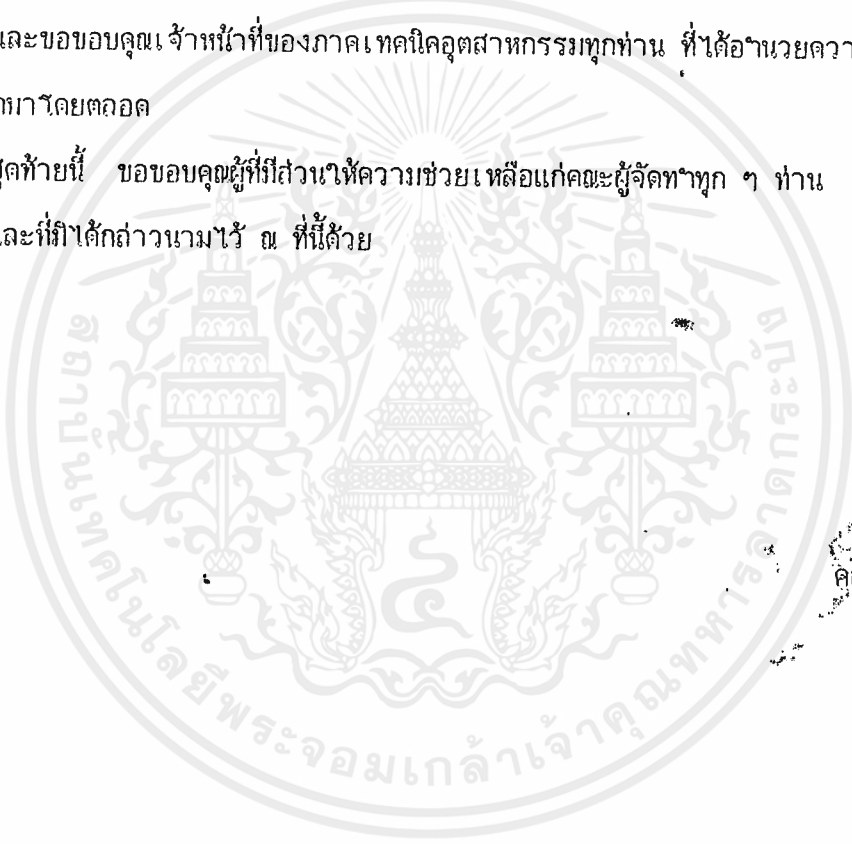
เมื่อเราให้ค่า $C = 100\mu\text{F}$ เราจะคำนวณค่า L จากสูตรได้ 101.3 mH ซึ่งความถี่ 50 Hz นั้นผ่านได้ ซึ่งเมื่อผ่านวงจร filter แล้วเราจะได้สัญญาณ AC (sine wave) 50 Hz ที่รับค่าแรงดันได้ตามแรงดันไฟ DC จากภาค converter



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คณะผู้จัดทำขอกราบขอบพระคุณ อาจารย์สมศักดิ์ เขียวศิริกุล และอาจารย์ชวลิต เบญจางคประเสริฐ ไร่ ณ ที่นี้ ที่ท่านกรุณาให้คำแนะนำ และคำปรึกษา รวมทั้งช่วยเหลือในด้านอุปกรณ์ในการทำโครงการครั้งนี้แก่คณะผู้จัดทำโดยตลอด จนกระทั่งสำเร็จลงได้ และขอขอบคุณเจ้าหน้าที่ของภาคเทคโนโลยีอุตสาหกรรมทุกท่าน ที่ได้อำนวยความสะดวกแก่คณะผู้จัดทำโดยตลอด

สุดท้ายนี้ ขอขอบคุณผู้ที่มีส่วนให้ความช่วยเหลือแก่คณะผู้จัดทำทุก ๆ ท่าน ทั้งท่านที่กล่าวนามและที่มิได้กล่าวนามไว้ ณ ที่นี้ด้วย



คณะผู้จัดทำ

LM111/LM211/LM311



National Semiconductor Corporation

LM111/LM211/LM311 Voltage Comparator General Description

The LM111, LM211 and LM311 are voltage comparators that have input currents nearly a thousand times lower than devices like the LM106 or LM710. They are also designed to operate over a wider range of supply voltages: from standard $\pm 15V$ or amp supplies down to the single 5V supply used for IC logic. Their output is compatible with RTL, DTL and TTL as well as MOS circuits. Further, they can drive lamps or relays, switching voltages up to 50V at currents as high as 50 mA.

Both the inputs and the outputs of the LM111, LM211 or the LM311 can be isolated from system ground, and the output can drive loads referred to ground, the positive supply or the negative supply. Offset balancing and strobe capability are provided and outputs can be wire OR'ed. Although slower than the LM106 and LM710 (200 ns response time vs

40 ns) the devices are also much less prone to spurious oscillations. The LM111 has the same pin configuration as the LM106 and LM710.

The LM211 is identical to the LM111, except that its performance is specified over a $-25^{\circ}C$ to $+85^{\circ}C$ temperature range instead of $-55^{\circ}C$ to $+125^{\circ}C$. The LM311 has a temperature range of $0^{\circ}C$ to $+70^{\circ}C$.

Features

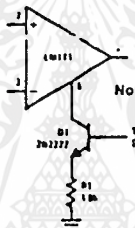
- Operates from single 5V supply
- Input current: 150 nA max. over temperature
- Offset current: 20 nA max. over temperature
- Differential input voltage range: $\pm 30V$
- Power consumption: 135 mW at $\pm 15V$

Typical Applications**

Offset Balancing



Strobing



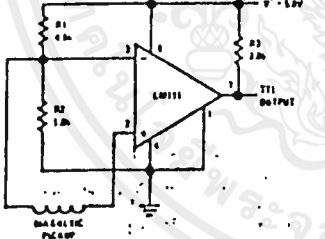
**Note: Pin connections shown on schematic diagram and typical applications are for TO-5 package.

Increasing Input Stage Current*

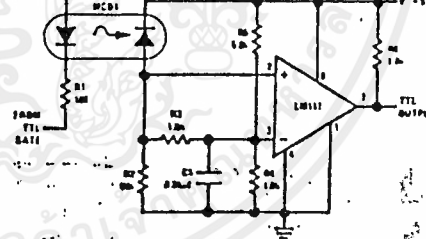


*Increases typical common mode slew from 7.0V/ μs to 18V/ μs

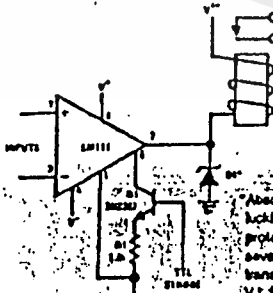
Detector for Magnetic Transducer



Digital Transmission Isolator

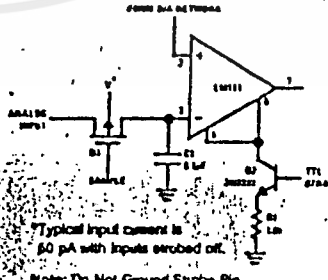


Relay Driver with Strobe



Note: Do Not Ground Strobe Pin.

Strobing off Both Input* and Output Stages



*Typical input current is 60 pA with inputs strobed off.

Note: Do Not Ground Strobe Pin.

TL145704-1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Absolute Maximum Ratings for the LM111/LM211

If Military/Aerospace specified devices are required, contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications. (Note 7)

Total Supply Voltage (V_{B+})	36V
Output to Negative Supply Voltage (V_{74})	50V
Ground to Negative Supply Voltage (V_{14})	30V
Differential Input Voltage	$\pm 30V$
Input Voltage (Note 1)	$\pm 15V$
Power Dissipation (Note 2)	500 mW
Output Short Circuit Duration	10 sec

Operating Temperature Range LM111	-55°C to 125°C
LM211	-25°C to 85°C

Storage Temperature Range	-65°C to 150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 sec)	260°C
Voltage at Strobe Pin	$V^+ - 5V$

Soldering Information	
Dual-In-Line Package	
Soldering (10 seconds)	260°C
Small Outline Package	
Vapor Phase (60 seconds)	215°C
Infrared (15 seconds)	220°C

See AN-450 "Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability" for other methods of soldering surface mount devices.

ESD rating to be determined.

Electrical Characteristics for the LM111 and LM211 (Note 3)

Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
Input Offset Voltage (Note 4)	$T_A = 25^\circ C, R_S \geq 50k$		0.7	3.0	mV
Input Offset Current (Note 4)	$T_A = 25^\circ C$		4.0	10	nA
Input Bias Current	$T_A = 25^\circ C$		60	100	nA
Common-Mode Voltage	$T_A = 25^\circ C$	40	200		V/V
Response Time (Note 5)	$T_A = 25^\circ C$		200		ns
Saturation Voltage	$V_{IN} = -5 mV, I_{OUT} = 50 mA$ $T_A = 25^\circ C$		0.75	1.5	V
Strobe ON Current (Note 6)	$T_A = 25^\circ C$	2.0	3.0	5.0	mA
Output Leakage Current	$V_{IN} = 5 mV, V_{OUT} = 35V$ $T_A = 25^\circ C, I_{STROBE} = 3 mA$		0.2	10	nA
Input Offset Voltage (Note 4)	$R_S = 50k$			4.0	mV
Input Offset Current (Note 4)				20	nA
Input Bias Current				150	nA
Input Voltage Range	$V^+ = 15V, V^- = -15V, Pin 7$ Pull-Up May Go To 5V	-14.5	13.8, 14.7	13.0	V
Saturation Voltage	$V^+ \geq 4.5V, V^- = 0$ $V_{IN} = -6 mV, I_{SINK} \leq 8 mA$		0.23	0.4	V
Output Leakage Current	$V_{IN} \leq 5 mV, V_{OUT} = 35V$		0.1	0.5	μA
Positive Supply Current	$T_A = 25^\circ C$		5.1	6.0	mA
Negative Supply Current	$T_A = 25^\circ C$		4.1	5.0	mA

Note 1: This rating applies for ± 16 supplies. The positive input voltage limit is 30V above the negative supply. The negative input voltage limit is equal to the negative supply voltage or 30V below the positive supply, whichever is less.

Note 2: The maximum junction temperature of the LM111 is 150°C, while that of the LM211 is 110°C. For operating at elevated temperatures, derating in the TO-5 package must be based on a thermal resistance of 150°C/W junction to ambient, or 45°C/W junction to case. The thermal resistance of the dual in-line package is 110°C/W junction to ambient.

Note 3: These specifications apply for $V_S = \pm 15V$ and Ground pin at ground, and $-55^\circ C \leq T_A \leq 125^\circ C$, unless otherwise stated. With the LM211, however, all temperature specifications are limited to $-25^\circ C \leq T_A \leq +85^\circ C$. The offset voltage, offset current and bias current specifications apply for any supply voltage from a single 5V supply up to $\pm 15V$ supplies.

Note 4: The offset voltages and offset currents given are the maximum values required to drive the output within a volt of either supply with a 1 mA load. Thus, these parameters define an error band and take into account the worst-case effects of voltage gain and input impedance.

Note 5: The response time specified (see distributors) is for a 100 mV input step with 5 mV overdrive.

Note 6: Do not short the strobe pin to ground. It should be current driven at 3 to 5 mA.

Note 7: Refer to HETS111X for the LM111H, LM111J and LM111J-S military specifications.

Absolute Maximum Ratings for the LM311

If Military/Aerospace specified devices are required, contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

Total Supply Voltage (V_{B4})	36V
Output to Negative Supply Voltage (V_{74})	40V
Ground to Negative Supply Voltage (V_{14})	30V
Differential Input Voltage	$\pm 30V$
Input Voltage (Note 1)	$\pm 15V$
Power Dissipation (Note 2)	500 mW

Output Short Circuit Duration	10 sec
Operating Temperature Range	0° to $70^\circ C$
Storage Temperature Range	$-65^\circ C$ to $150^\circ C$
Lead Temperature (soldering, 10 sec)	$260^\circ C$
Voltage at Strobe Pin	$V^+ - 5V$
Soldering Information	
Dual-In-Line Package	
Soldering (10 seconds)	$250^\circ C$
Small Outline Package	
Vapor Phase (60 seconds)	$215^\circ C$
Infrared (15 seconds)	$220^\circ C$

See AN-450 "Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability" for other methods of soldering surface mount devices.

Electrical Characteristics for the LM311 (Note 3)

Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
Input Offset Voltage (Note 4)	$T_A = 25^\circ C, R_S \leq 50k$		2.0	7.5	mV
Input Offset Current (Note 4)	$T_A = 25^\circ C$		6.0	50	nA
Input Bias Current	$T_A = 25^\circ C$		100	250	nA
Voltage Gain	$T_A = 25^\circ C$	40	200		V/mV
Response Time (Note 5)	$T_A = 25^\circ C$		200		ns
Saturation Voltage	$V_{IN} \leq -10 mV, I_{OUT} = 50 mA$ $T_A = 25^\circ C$		0.75	1.5	V
Strobe ON Current	$T_A = 25^\circ C$	1.5	3.0		mA
Output Leakage Current	$V_{IN} \geq 10 mV, V_{OUT} = 35V$ $T_A = 25^\circ C, I_{STROBE} = 3 mA$ $V^- = V_{GRND} = -5V$		0.2	50	nA
Input Offset Voltage (Note 4)	$R_S \leq 50K$			0	mV
Input Offset Current (Note 4)				70	nA
Input Bias Current				300	nA
Input Voltage Range		-14.5	13.8, -14.7	13.0	V
Saturation Voltage	$V^+ \geq 4.5V, V^- = 0$ $V_{IN} \leq -10 mV, I_{SINK} \leq 8 mA$		0.23	0.4	V
Positive Supply Current	$T_A = 25^\circ C$		5.1	7.5	mA
Negative Supply Current	$T_A = 25^\circ C$		4.1	5.0	mA

Note 1: This rating applies for $\pm 15V$ supplies. The positive input voltage limit is 30V above the negative supply. The negative input voltage limit is equal to the negative supply voltage or 30V below the positive supply, whichever is less.

Note 2: The maximum junction temperature of the LM311 is $110^\circ C$. For operating at elevated temperature, devices in the TO-5 package must be derated based on a thermal resistance of $150^\circ C/W$, junction to ambient, or $45^\circ C/W$, junction to case. The thermal resistance of the dual-in-line package is $100^\circ C/W$, junction to ambient.

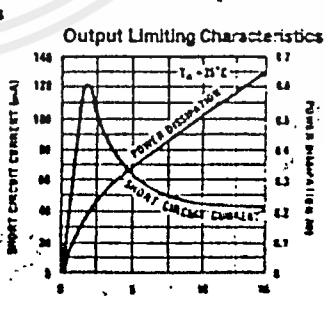
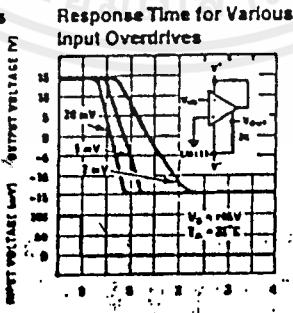
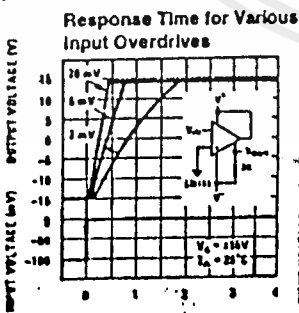
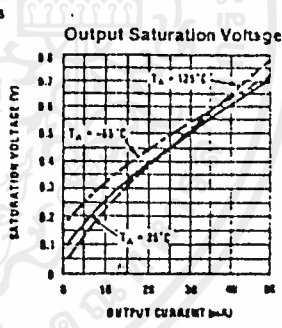
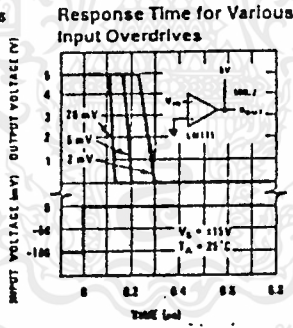
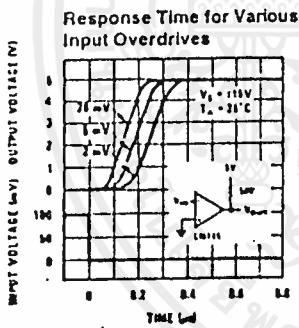
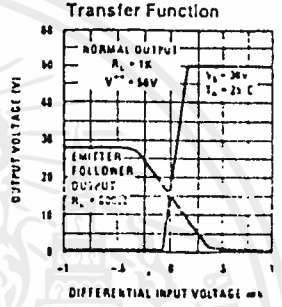
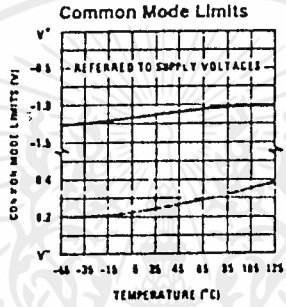
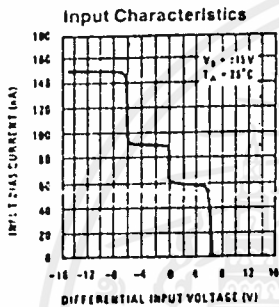
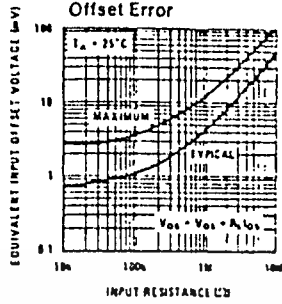
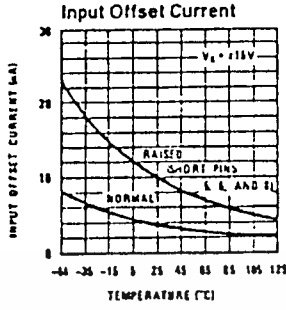
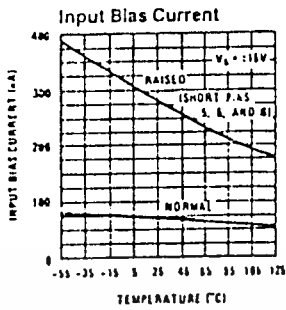
Note 3: These specifications apply for $V_S = \pm 15V$ and the Ground pin at ground, and $0^\circ C < T_A < +70^\circ C$, unless otherwise specified. The offset voltage, offset current and bias current specifications apply for any supply voltage from a single 5V supply up to $\pm 15V$ supplies.

Note 4: The offset voltages and offset currents given are the maximum values required to drive the output within a volt of either supply with 1 mA load. Thus, these parameters define an error band and take into account the worst-case effects of voltage gain and input impedance.

Note 5: The response time specified (see definitions) is for a 100 mV input step with 5 mV overdrive.

Note 6: Do not short the strobe pin to ground; it should be current driven at 3 to 5 mA.

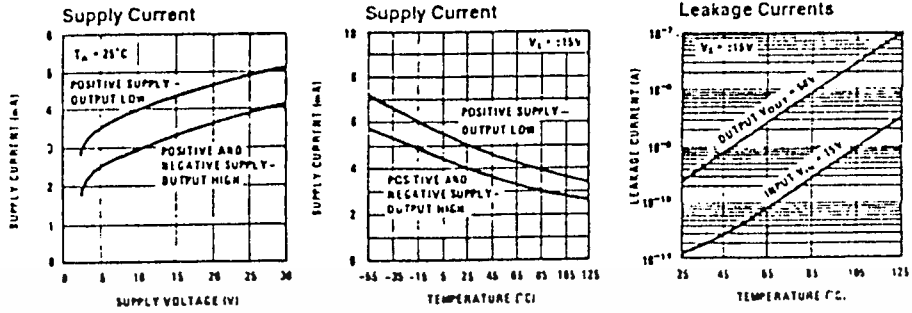
LM111/LM211 Typical Performance Characteristics



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

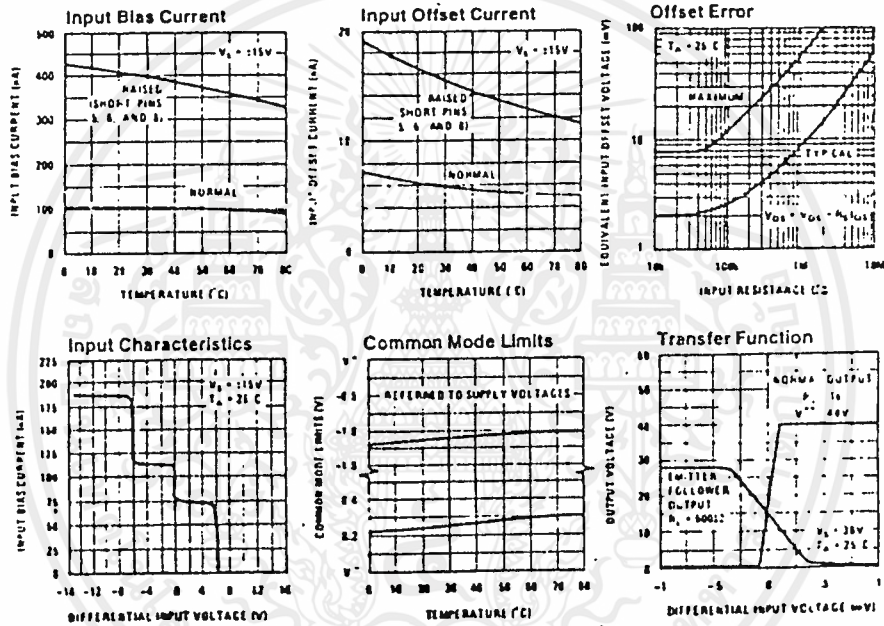
LM111/LM211/LM311

LM111/LM211 Typical Performance Characteristics (Continued)



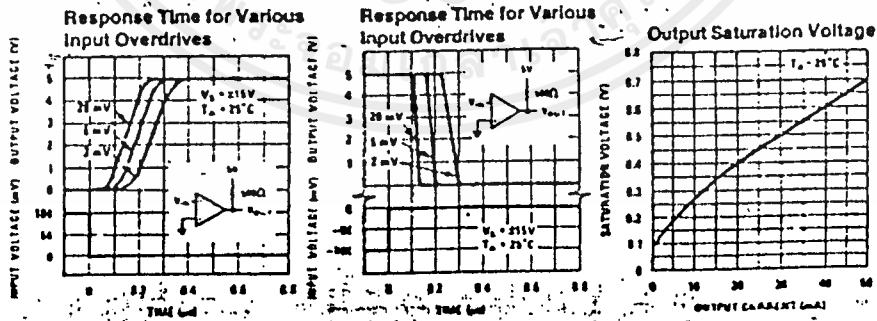
TL/H 5704-3

LM311 Typical Performance Characteristics



TL/H 5704-8

TL/H 5704-8

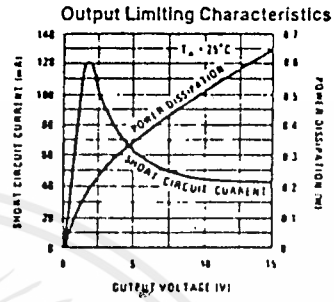
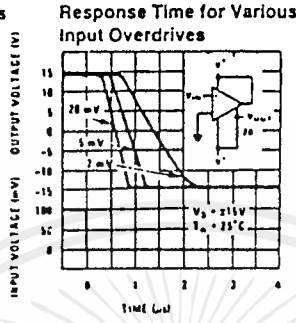
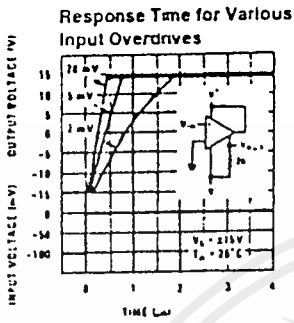


TL/H 5704-8

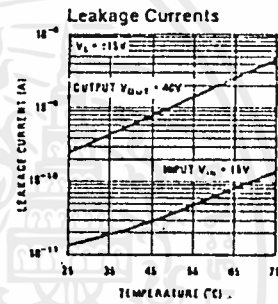
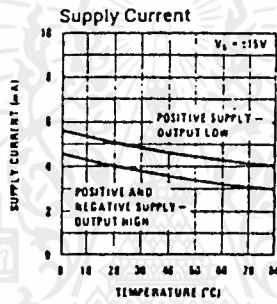
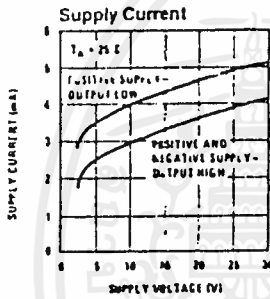
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LM311 Typical Performance Characteristics (Continued)

LM111/LM211/LM311



TLH/5704-11

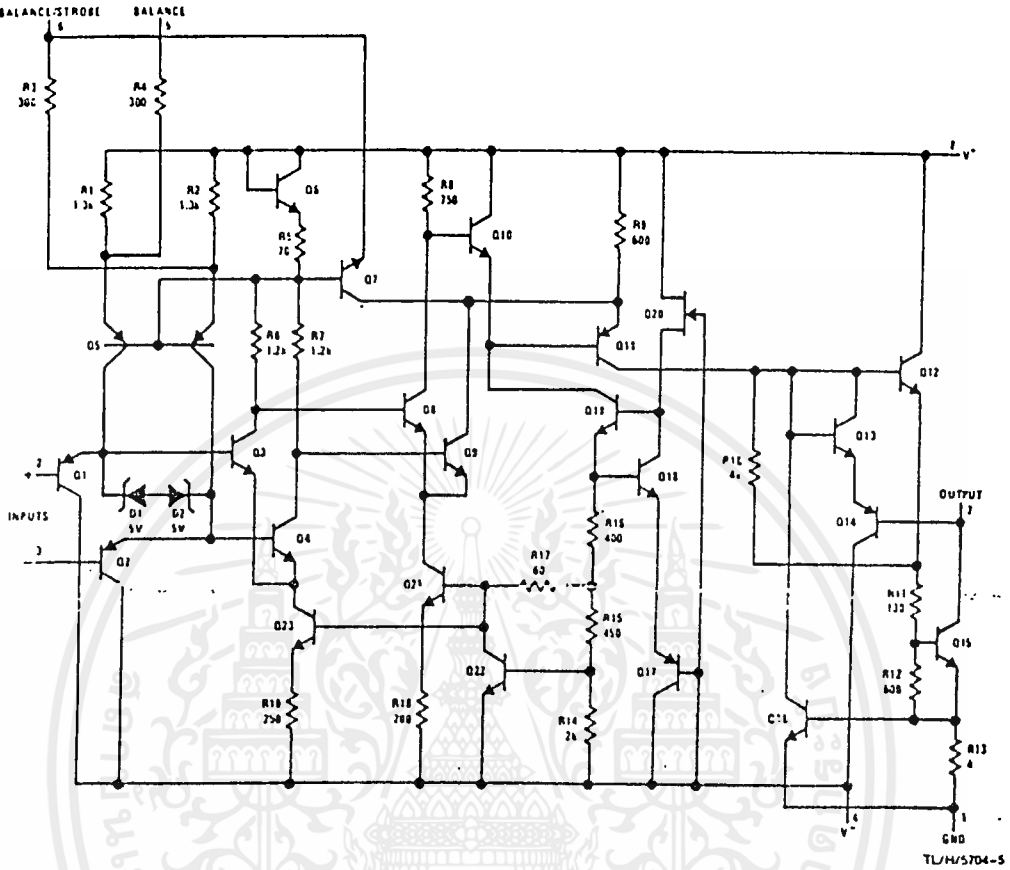


TLH/5704-12

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

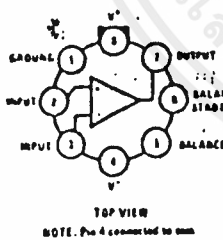
LM111/LM211/LM311

Schematic Diagram

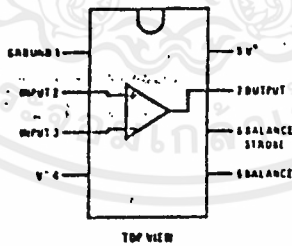


Connection Diagrams*

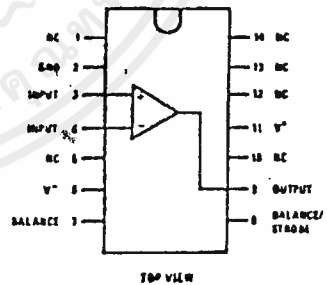
Metal Can Package



Dual-In-Line Package



Dual-In-Line Package



Order Number LM111H,
LM211H or LM311H
See NS Package Number H08C

Order Number LM111J-8, LM211J-8,
LM311J-8, LM311M or LM311N
See NS Package Number J08A,
M08A or N08E

Order Number LM111J, LM211J,
LM311J or LM311N-14
See NS Number Package
J14A or N14A

*Pin connections shown on schematic diagrams are for TO-8 package.

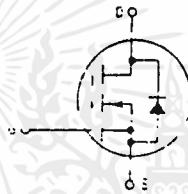
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MOTOROLA
SEMICONDUCTOR
 TECHNICAL DATA

Power Field Effect Transistor
N-Channel Enhancement Mode
Silicon Gate TMOS

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



IRF830
IRF831
IRF832
IRF833

TMOS POWER FETs
 4 and 4.5 AMPERES
 $r_{DS(on)} = 1.5 \text{ OHMS}$
 450 and 500 VOLTS
 $r_{DS(on)} = 2 \text{ OHMS}$
 450 and 500 VOLTS



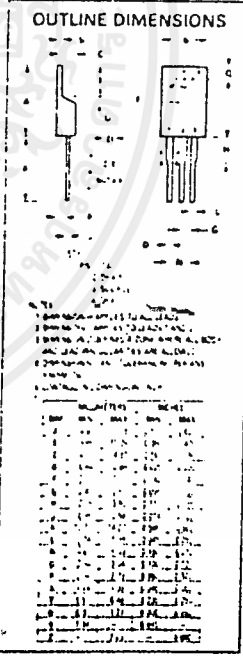
MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	IRF				Unit
		830	831	832	833	
Drain-Source Voltage	V_{DS}	500	450	500	450	Vd.
Drain-Gate Voltage ($R_{GS} \geq 20 \text{ k}\Omega$)	V_{DGR}	500	450	500	450	Vd.
Gate-Source Voltage	V_{GS}	20				Vd.
Drain Current Continuous, $T_C = 25^\circ\text{C}$ $T_C = 100^\circ\text{C}$ Peak, $T_C = 25^\circ\text{C}$	I_D	4.5 3 18	4 2.5 16			Am.
Total Power Dissipation — $T_C = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D	75 0.6				Watts W/°C
Operating and Storage Temperature Range	T_J, T_{stg}	-55 to 150				°C

THERMAL CHARACTERISTICS

Thermal Resistance — Junction to Case	$R_{\theta JC}$	1.67	°C/W
— Junction to Ambient	$R_{\theta JA}$	62.5	°C/W
Maximum Lead Temp for Soldering Purposes 1 B' from Case for 5 Seconds	T_L	300	°C

See the MTP4N45 Designer's Data Sheet for a complete set of design curves for the product on this data sheet. Design curves of the MTP4N45 are applicable for this series of product.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_C = 25 °C unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Max	Unit
OFF CHARACTERISTICS				
Drain Source Breakdown Voltage (V _{GS} = 0, I _D = 0.25 mA)	IRFB31, IRFB33 IRFB30, IRFB32	V _{BR(DSS)}	450 500	V _{DC}
Zero Gate Voltage Drain Current (V _{DS} = Rated V _{DSS} , V _{GS} = 0) (V _{DS} = 0.8 Rated V _{DSS} , V _{GS} = 0, T _J = 125 °C)		I _{DSS}	— 0.2 1	mA mA
Gate-Body Leakage Current, Forward (V _{GSF} = 20 V _{DC} , V _{DS} = 0)		I _{GSSF}	—	100 nA
Gate-Body Leakage Current, Reverse (V _{GSR} = 20 V _{DC} , V _{DS} = 0)		I _{GSSR}	—	100 nA
ON CHARACTERISTICS*				
Gate Threshold Voltage (V _{DS} = V _{GS} , I _D = 0.25 mA)		V _{GS(th)}	2	4 V _{DC}
Static Drain Source On-Resistance (V _{GS} = 10 V _{DC} , I _D = 2.5 A)	IRFB30, IRFB31 IRFB32, IRFB33	r _{DS(on)}	— —	15 2 mΩ
On State Drain Current (V _{GS} = 10 V) (V _{DS} = 6.75 V, V _{GS} = 10 V) (V _{DS} = 8 V, V _{GS} = 10 V)	IRFB30, IRFB31 IRFB32, IRFB33	I _{D(on)}	—	— — — A
Forward Transconductance (V _{DS} = 6.75 V, I _D = 2.5 A) (V _{DS} = 8 V, I _D = 2.5 A)	IRFB30, IRFB31 IRFB32, IRFB33	g _{FS}	2.5 2.5	— — S
DYNAMIC CHARACTERISTICS				
Input Capacitance		C _{iss}	—	600 pF
Output Capacitance	(V _{DS} = 25 V, V _{GS} = 0, f = 1 MHz)	C _{oss}	—	20 pF
Reverse Transfer Capacitance		C _{rss}	—	60 pF
SWITCHING CHARACTERISTICS*				
Turn-On Delay Time		t _{d(on)}	—	30 ns
Rise Time	(V _{DD} = 200 V, I _D = 2.5 A, R _{gen} = 15 Ohms)	t _r	—	3 ns
Turn Off Delay Time		t _{d(off)}	—	55 ns
Fall Time		t _f	—	30 ns
Total Gate Charge		Q _g	22 (Typ)	50 nC
Gate-Source Charge	(V _{DS} = 0.8 Rated V _{DSS} , V _{GS} = 10 V _{DC} , I _D = Rated I _D)	Q _{gs}	12 (Typ)	— nC
Gate-Drain Charge		Q _{gd}	10 (Typ)	— nC
SOURCE DRAIN DIODE CHARACTERISTICS*				
Forward On-Voltage	(I _S = Rated I _D , V _{GS} = 0)	V _{SD}	1.1 (Typ)	1.5 (1) V _{DC}
Forward Turn-On Time		t _{on}	Limited by stray inductance	
Reverse Recovery Time		t _{rr}	450 (Typ)	— ns
INTERNAL PACKAGE INDUCTANCE				
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 _d	3.5 (Typ) 4.5 (Typ)	— — nH
Internal Source Inductance (Measured from the source lead 0.25" from package to source bond pad)		L _s	7.5 (Typ)	— nH

*Pulse Test: Pulse Width < 300 μs, Duty Cycle < 2%
(1) Add 0.1 V for IRFB30 and IRFB31

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หนังสืออ้างอิง

- Alan H. Weinberg and Jan Scgreuders. A HIGH-POWER HIGH VOLTAGE DC-DC Converter for Space Application. IEEE transaction and electronics vol PE.1, No.3 , July 1986.
- Abraham I. Pressman. SWITCHING POWER SUPPLY DESIGN. McGRAW HILL, 1992
- George Chryssis. HIGH-FREQUENEY SWICTHING POWER SUPPLY: THEORY AND DESIGN. McGRAW HILL in the UNITED STATE, 1989.
- Net Mohan. POWER ELECTRONIC: CONVERTER APPLICATION AND DESIGN. John Wiley & Sons, 1989.
- Otmar Kilgenftien. SWITCHED-MODE POWER SUPPLY IN PRACTICE. John Wiley & Sons, 1976.
- Phoivos D. Zilogus and Guy Dliver. A HIGH-FREQUENCY OFF LINE SMR CONVRETER WITH IMPROVE CHARACTERISTIC. IEEE transaction on industrial application vol 25, No.6, November/December, 1989.