



แหล่งจ่ายไฟสวิตติงแบบปรับค่าได้
VARIABLE SWITCHING POWER SUPPLY



โดย
นางสาว นุชนางค์ จัตรเทียนชัย
นาย สว่าง เลิศกิริสุนทร

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิศวกรรมระบบควบคุม
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหาร ลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2535

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีก 032628



ปริญญาโท ศึกษาศาสตร์ 2535

ภาควิชา ระบบควบคุม

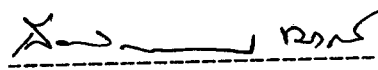
คณะ วิศวกรรมศาสตร์

สถาบัน เทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

โครงการ แหล่งจ่ายไฟสวิทชิงแบบปรับค่าได้
(VARIABLE SWITCHING POWER SUPPLY)

ผู้จัดทำ

1. นางสาวนุชนางค์ ฉัตร เขื่อนชัย
2. นายสว่าง เลิศศิริสุนทร

 (อาจารย์ที่ปรึกษา)

(อาจารย์เกษียรทิวรรณ ทรงลักษณ์)

นางสาวนุชนางค์ ฉัตรเขียนชัย 321152

นายสว่าง เลิศศิริสุนทร 331010

อาจารย์เกษียรธรรม ทรงสิทธิ์, อาจารย์ที่ปรึกษา
ปีการศึกษา 2535

บทคัดย่อ

หลักการทางานของโครงงานนี้ แบ่งออกเป็น 2 ส่วนคือ ส่วนพาวเวอร์ และส่วนควบคุม โดยส่วนพาวเวอร์ประกอบด้วย วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฮาล์ฟบริดจ์ มีความถี่สวิตช์ 100 kHz มีแรงดันเอาต์พุต 0-50 โวลต์ ส่วนควบคุมประกอบด้วย ส่วนสร้างสัญญาณชั๊ปขาของมอสเฟต ใช้งาน IC TL 494 ทำหน้าที่เป็น PWM และส่วนที่ทำหน้าที่รับระดับแรงดันเอาต์พุตเห็นเป็นค่าได้ 0-50 โวลต์ ซึ่งได้ใช้ THUMB WHEEL SWITCH (TWS) เป็นอินพุตเพื่อกำหนดค่าแรงดันเอาต์พุตให้ได้ตามต้องการ โดยแรงดันต่างที่เกิดจาก TWS กับแรงดันเอาต์พุต จะถูกนำไปเปรียบเทียบกับสัญญาณฟันเลื่อย TL 494 เพื่อปรับสัดส่วนเคิลของ PWM ก็จะสามารถควบคุมแรงดันเอาต์พุตได้

Miss Nushnapang Chadtianchai 321152

Mr. Sawang Lertthirasuntorn 331010

Mr. Keatiwan Songsat, Advisor

1992

Abstract

The principal operation of this project fits into two main parts: power part and control part. The power part comprises a half bridge converter circuit with a switching frequency at 100 KHz and output voltage 0-50 volts.

The control part is also composed of two parts: one generating signals to drive MOSFET by exploit a TL494 integrated circuit to function as PWM, one adjusting the output voltage to range from 0-50 volts. A "THUMP WHEEL SWITCH" is applied as an input to regulate the output voltage to be as desired. Specifically, the voltage derived from the difference between the "THUMP WHEEL SWITCH" voltage and the output voltage is to be compared with a sawtooth voltage from TL494, varying the value of duty cycle of PWM. The output voltage is then controlled by this way.

กิตติกรรมประกาศ

โครงการนี้สามารถสร้างไปได้ด้วยดี ด้วยความอนุเคราะห์จากอาจารย์
เกียรติวรรณ ทรงสิทธิ์ ที่ให้คำปรึกษา คำนะน่านการแก้ปัญหาค่าง ๆ
และชี้แนะแนวทางตลอดการทำงาน อีกทั้งยังให้ความสนับสนุนในด้านเครื่องมือ
และวัสดุอุปกรณ์ด้วยดีตลอดมา

ขอขอบคุณ อาจารย์ทุก ๆ ท่านที่ให้คำปรึกษา

ขอขอบคุณ เพื่อน ๆ ที่ให้ความช่วยเหลือทุกอย่าง

ขอขอบคุณ คุณพ่อ คุณแม่ ที่คอยเป็นห่วงและให้การส่งเสริมมา

	หน้า
บทคัดย่อ	i
Abstract	ii
กิตติกรรมประกาศ	iii
 บทที่ 1 บทนำ	 1-1
การทํางานของสวิตชิงพาวเวอร์ซัพพลาย	
- บล็อกไดอะแกรม	1-2
- ข้อดี	1-3
- ข้อเสีย	1-4
วงจรคอนเวอร์เตอร์	1-5
- ฟลายแบ็ค หรือ บัค-บูส คอนเวอร์เตอร์	1-7
- ฟอร์เวิร์ด หรือ บูลคอนเวอร์เตอร์	1-9
- พุช-พูล คอนเวอร์เตอร์	1-12
- ฮาล์ฟบริดจ์ คอนเวอร์เตอร์	1-14
- ฟูลบริดจ์ คอนเวอร์เตอร์	1-16
การเลือกใช้อุปกรณ์วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบต่าง ๆ	1-17
 บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการออกแบบวงจรฮาล์ฟบริดจ์ คอนเวอร์เตอร์	
- ภาคเรียงกระแสขาเข้า (Input section)	2-1
- ชุดวงจรเรียงกระแสสลับ (Switcher circuit)	2-3
- หม้อแปลงความถี่สูง (High frequency transformer)	2-6
- ภาคเรียงกระแสขาออก (Output section)	2-7
- ส่วนผลิตสัญญาณควบคุม (Switching control circuit)	2-10
- ส่วนป้อนกลับ (Feedback part)	2-13
- ชุดวงจรแยกและขยายสัญญาณควบคุม	2-14

บทที่ 3 การคำนวณ การประมาณค่า และการเลือกอุปกรณ์

- ภาคเรียงกระแสเข้า	3-1
- ชุดวงจรเรียงกระแสกลับ	3-2
- หน่วยแปลงความถี่สูง	3-3
- ภาคเรียงกระแสขาออก	3-5
- ส่วนผลิตสัญญาณควบคุม (Switching control circuit)	3-6

บทที่ 4 คอนโทรลเลอร์

- รีเลย์พอร์ชั่นนัล คอนโทรล	4-1
- อินทิกรัล คอนโทรล	4-3
- รีเลย์พอร์ชั่นนัล-อินทิกรัล คอนโทรล	4-7
- คิริเวทท์ คอนโทรล	4-11
- รีเลย์พอร์ชั่นนัล-คิริเวทท์ คอนโทรล	4-14
- รีเลย์พอร์ชั่นนัล อินทิกรัล คิริเวทท์ คอนโทรล	4-17

บทที่ 5 การออกแบบ

5-1

บทที่ 6 ผลการทดลอง

6-1

บทที่ 7 บทสรุปและวิจารณ์

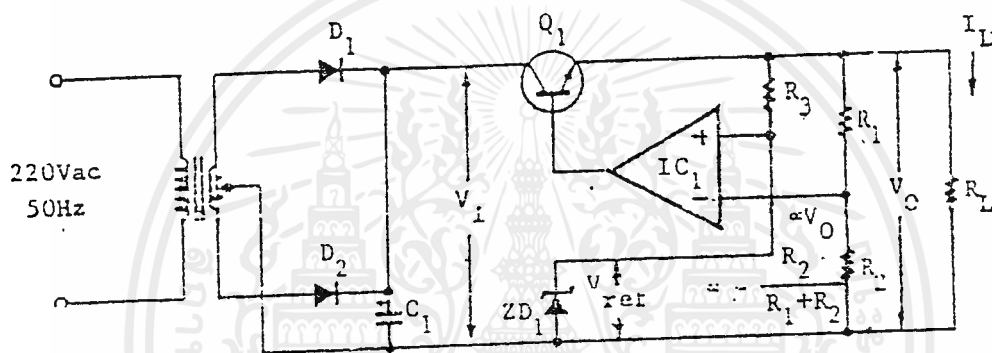
7-1

ภาคผนวก

หนังสืออ้างอิง

บทนำ

ปัจจุบันนี้อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ส่วนมาก มักจะต้องการ DC POWER SOURCE มากกว่าหนึ่งระดับ ซึ่งวิธีที่จะได้ DC ชัฟฟลาย นั้น จะได้มาจากการเปลี่ยน AC ชัฟฟลาย เป็น DC ชัฟฟลาย ซึ่งการรักษาระดับ DC ที่ได้นั้น จะต้องมีการ รีเกิลูเลต ซึ่งมีอยู่ด้วยกัน 2 แบบ คือ ลิเนียร์ รีเกิลูเลเตอร์ และ สวิตชิ่ง รีเกิลูเลเตอร์



รูปที่ 1 วงจรพื้นฐานของลิเนียร์รีเกิลูเลเตอร์

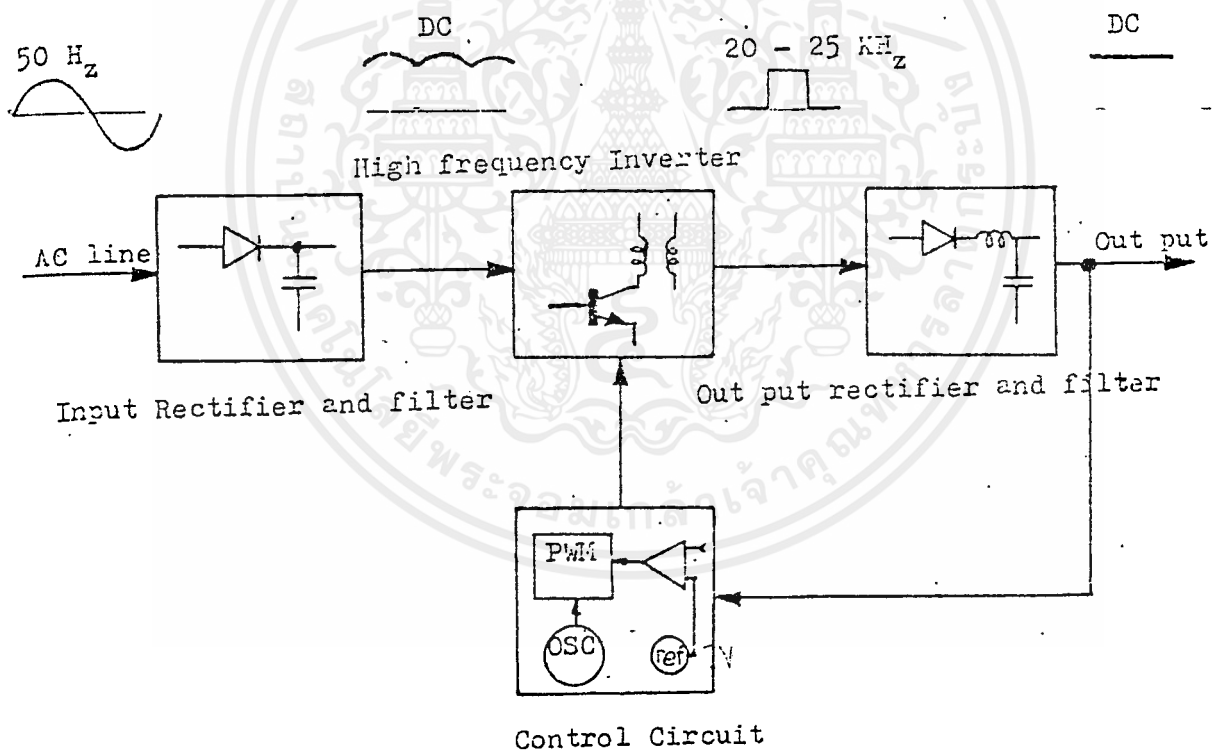
เนื่องจากวงจรลิเนียร์รีเกิลูเลเตอร์ ทั่ว ๆ ไปที่ใช้กัน ดังรูปที่ 1 นั้นเราพบว่าแรงดันที่จ่ายออกแก่โหลด (V_o) จะได้จากทรานซิสเตอร์ Q_1 โดยที่ Q_1 จะถูกควบคุมด้วย ERROR AMP อีกที่ ERROR AMP นี้ จะคอยชดเชยระดับความแตกต่าง ของแรงดันขาออกกับแรงดันอ้างอิง (V_{ref}) ซึ่งเป็นการป้อนกลับแบบลบนั่นเอง จุดอ่อนของวงจรแบบนี้ ก็คือ หากแรงดันด้านเข้า (V_{in}) ซึ่งยังไม่ได้รีเกิลูเลต มีค่าสูงกว่าแรงดันขาออก (V_o) จะทำให้เกิดแรงดันคร่อมทรานซิสเตอร์สูง ($V_{ce\text{สูง}}$) และหากกระแสที่จ่ายออกไปโหลดมีค่าสูง ทำให้ I_c มีค่าสูง จะก่อให้เกิดกำลังงานสูญเสียมากที่ทรานซิสเตอร์ ($P_{loss} = I_c V_{ce}$) กำลังงานสูญเสียนี้ จะก่อให้เกิดความร้อนที่ตัวทรานซิสเตอร์ซึ่งสูงเกินไป จึงมักจะให้แรงดันขาเข้าสูงกว่าแรงดันขาออกไม่มากนัก แต่ในขณะเดียวกันก็ต้องมากพอที่จะให้ระบบรีเกิลูเลตทำงานได้ จึงจะได้แรงดันขาออกได้ตามต้องการ

ลักษณะการทำงานของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิง

หลักของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิง ก็คือ สวิตช์ทรานซิสเตอร์กำลังให้ ON และ OFF เต็มที่ สลับไปมาเพื่อลดกำลังงานสูญเสียให้ต่ำที่สุด และใช้ตัวเหนี่ยวนำกับตัวเก็บประจุเพื่อเก็บพลังงาน สำหรับการถ่ายเทให้แก่โหลดในระดับที่เหมาะสม

จะขออธิบายการทำงานของสวิตชิงพาวเวอร์ซัพพลาย โดยใช้น็อดโคอะแกรมของสวิตชิง พาวเวอร์ซัพพลายชนิดหนึ่ง ดังแสดงในรูปที่ 2 ซึ่งประกอบด้วย 4 ภาคหลัก คือ

1. Input rectifier and filter
2. High frequency Inverter
3. Output rectifier and filter
4. control circuit



รูปที่ 2 น็อดโคอะแกรม ของ basic Switching power supply

ลักษณะการทำงานตามบล็อกไดอะแกรม คือ AC line voltage จะเข้ามาทาง Input rectifier และ filter circuit จะทำให้เกิด DC โวลต์เตจ ขึ้น และจะถูกเชื่อมโดยทรานซิสเตอร์ ด้วยความถี่สูง (10K - 100KHz) ในส่วนของวงจร High frequency inverter และพลังงานจะถูกส่งผ่านโดย High frequency transformer ซึ่งจะได้อะพุทท์โวลต์เตจ ตามต้องการ เอาท์พุทท์จากวงจร High frequency จะส่งผ่านเข้าไปในส่วนของเอาท์พุทท์ rectifier และ filter ซึ่งในส่วนนี้จะมีการตรวจสอบแรงดัน เพื่อส่งไปยังวงจรควบคุม

สำหรับวงจรควบคุมจะประกอบไปด้วย วงจร oscillator, วงจร pulse width modulator(PWM), วงจร error amplifier, วงจร precision voltage reference และเอาท์พุทท์จาก error amplifier จะถูกเปรียบเทียบกับ Input reference voltage ซึ่งได้มาจากส่วนของ output rectifier และ filter เมื่อโวลต์เตจมีค่ามากขึ้น โวลต์เตจจะลดลง error amplifier sensor จะมีค่าลดลง ซึ่งจะทำการสร้าง PWM สร้างพัลส์ที่มีความยาวขึ้น ทำให้ช่วงของการ ON ของทรานซิสเตอร์นานขึ้น ส่งผลให้สามารถยกระดับ DC เอาท์พุทท์ขึ้นมาได้ ดังนั้น เอาท์พุทท์ของวงจรจะมีค่าคงเดิม

ข้อดีของสวิตชิงเร็กกูเลเตอร์

1. มีประสิทธิภาพสูงขึ้น เนื่องจากการสูญเสีย ในรูปของความร้อนจะลดน้อยลง ซึ่งเร็กกูเลเตอร์ แบบลิเนียร์ (ทั้งแบบขนานและอนุกรม) นั้น การทำงานของทรานซิสเตอร์จะอยู่ในโหมดของแอคทีฟ คือ มีกระแสไหลต่อเนื่องตลอดเวลา ทำให้เกิดการสูญเสียมาก จึงมีประสิทธิภาพประมาณ 40% ถึง 50% และหากโวลต์เตจระหว่างอินพุทท์และเอาท์พุทท์ต่างกันมาก ประสิทธิภาพอาจต่ำกว่า 40% ก็ได้ แต่สวิตชิงเร็กกูเลเตอร์จะมีประสิทธิภาพอยู่ในช่วง 60% ถึง 90% ซึ่งสูงกว่าลิเนียร์เร็กกูเลเตอร์ การที่สวิตชิงเร็กกูเลเตอร์มีประสิทธิภาพสูงเกิดจากองค์ประกอบ 3 อย่าง คือ

- พาวเวอร์ทรานซิสเตอร์ จะทำงานเป็นสวิตช์ คือ ON และ OFF ตลอดเวลา ซึ่งทั้งสองสภาวะนี้ คือช่วง ON จะมีโวลต์เตจตกคร่อมต่ำมาก (เท่ากับ $V_{CE(sat)}$) และช่วง OFF จะมีกระแสไหลผ่านตัวมันต่ำ ทำให้พาวเวอร์ที่สูญเสียในตัวทรานซิสเตอร์ต่ำ

- มีค่าเร็กกูเลชันดีและสามารถใช้กับอินพุตที่มีช่วงกว้างได้
- ประสิทธิภาพสูงจากการที่มันสามารถรักษาแรงดันให้คงที่ เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของ

กระแสไหล

2. มีขนาดเล็ก ทำให้น้ำหนักเบา เพราะ ทรานซิสเตอร์และคาปาซิเตอร์มีขนาดเล็กลง รวมทั้งแผ่นระบายความร้อนก็จะมีขนาดเล็กลงด้วย
3. ง่ายต่อการออกแบบวงจร
4. ราคาถูก เมื่อเทียบกับลิเนียร์เร็กกูเลเตอร์ที่ระดับพาวเวอร์เดียวกัน

ข้อเสียของสวิตชิ่งเร็กกูเลเตอร์

1. อุปกรณ์บางอย่าง เช่น สวิตชิ่งทรานซิสเตอร์ ในประเทศไทยยังไม่แพร่หลายนัก ทำให้หายากและราคาค่อนข้างสูง
2. สวิตชิ่งเร็กกูเลเตอร์จะก่อให้เกิด Electromagnetic Interference (EMI) และ Radio Frequency Interference (RFI) Noise ระหว่างที่ช่วงสวิตช์ความเร็วสูง และช่วงขาขึ้นและขาลงของพัลส์ใช้เวลาสั้นๆ ทำให้เกิดความถี่สูงขึ้นกว่าเดิม (100 KHz ถึง 500 KHz)

แต่ในการใช้งานจริง ๆ จะมีค่าอิมพีแดนซ์สูงระหว่างซัพพลายและตัวเร็กกูเลเตอร์ เมื่อเกิดการเปลี่ยนแปลงของกระแสอย่างรวดเร็ว ส้อมจะเกิดนอยซ์ขึ้นอย่างรุนแรง ซึ่งปัญหาที่เกิดขึ้นนี้ เราสามารถแก้ไขหรือลดนอยซ์ลงได้ตามลำดับ ดังนี้

- ลดค่าของ series impedance
- เพิ่มเวลาของการสวิตชิ่ง
- ทำการฟิลเตอร์ที่อินพุตและเอาต์พุตของตัวเร็กกูเลเตอร์

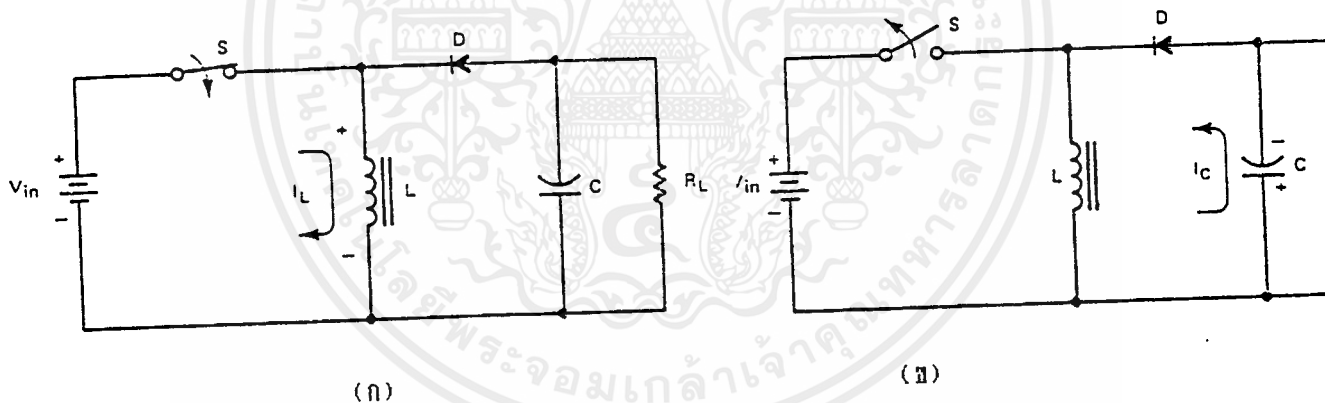
สวิตชิ่งเร็กกูเลเตอร์ ที่มีความถี่ที่ง่ายต่อการฟิลเตอร์ มากกว่าวงจรที่สามารถปรับความถี่ได้ เพราะวอนอยซ์ที่เกิดขึ้นจะเกิดขึ้นแน่นอนที่ความถี่ใดความถี่หนึ่ง วงจรเร็กกูเลเตอร์ที่ปรับความถี่ได้ แต่คงที่ช่วงเวลา ON การเพิ่มหรือลดความถี่ให้เหมาะสมกับโหลด ที่เปลี่ยนแปลง สำหรับวิธีนี้ จะเป็นการยากในการฟิลเตอร์นอยซ์

วงจรพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์

ในตอนนี้จะกล่าวถึงส่วนสำคัญส่วนหนึ่งของสวิตช์เร็กกูเลเตอร์ นั่นคือ คอนเวอร์เตอร์ แม้ว่าคอนเวอร์เตอร์จะมีอยู่หลายแบบ แต่ก็ล้วนมีพื้นฐานมาจากวงจร 3 แบบ คือ

- Flyback or Buck-Boost converter
- Forward or Buck converter
- Push-Pull or Buck-Derived converter

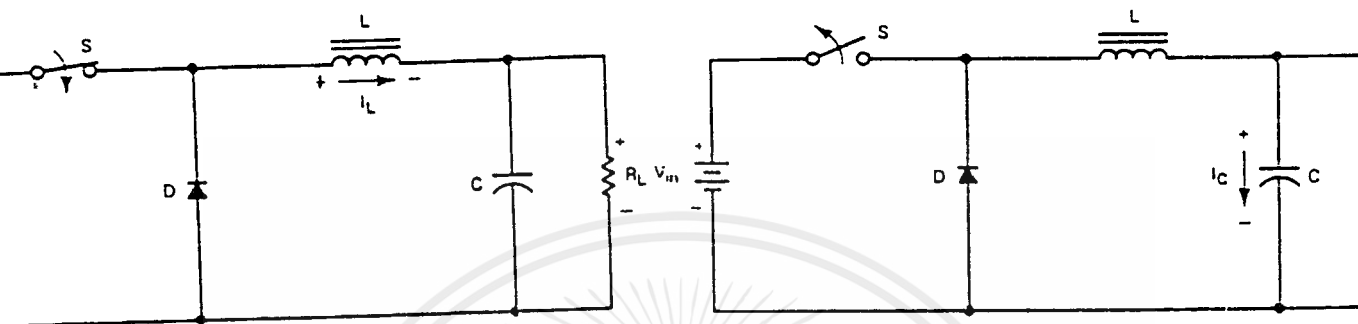
ซึ่งวงจรทั้งสามแบบนี้ จะเป็นการนำเอาหม้อแปลงมาคัปปลิง ซึ่งมีข้อดีในแง่ที่เราสามารถเพิ่มหรือลดแรงดันเอาต์พุตได้ง่าย และเมื่อใช้หม้อแปลงในวงจร จะทำให้ลักษณะของวงจรมีการแยกส่วนของเอาต์พุตออกจากอินพุต ในบางครั้งถ้าเราต้องการเอาต์พุตที่เป็นลบเราก็สามารถทำได้โดยการกลับขั้วไดโอดเสีย เราก็จะได้แรงดันลบตามต้องการ และถ้าเราต้องการมีเอาต์พุตหลาย ๆ เอาต์พุตซึ่งมีค่าแตกต่างกัน เราก็สามารถทำได้โดยเพิ่มขดลวดทุติยภูมิ แล้วทำการเร็กกูเลตเอาต์พุตแต่ละเอาต์พุต เราก็จะได้แหล่งจ่ายไฟที่มีหลายค่า ปัญหาสำคัญของวงจรแบบหม้อแปลงคัปปลิง คือ ราคาและขนาดของตัวหม้อแปลงเอง



รูปที่ 3 หลักการของคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็ค

รูปที่ 3 แสดงหลักการของคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็ค เมื่อสวิตช์ S ปิด รูป (ก) กระแสจะไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L สะสมพลังงานในรูปของสนามแม่เหล็ก ไดโอด D จะถูกไบแอสกลับ จึงยังไม่มีแรงดันตกคร่อมโหลด R_L ในขณะนี้ ต่อมาเมื่อสวิตช์เปิด รูป (ข) ตัวเหนี่ยวนำก็จะคายพลังงานออกมา (เนื่องจากสนามแม่เหล็กยุบตัว) แต่ขั้วของแรงดันจะกลับกันกับที่ป้อนเข้ามา (ซึ่งเป็นไปตามธรรมชาติของตัวเหนี่ยวนำ) ทำให้ไดโอดได้รับไบแอสตรง นำ

กระแสจากการคายพลังงานกลับของตัวเหนี่ยวนำไปสู่โหลด และจะมีชั่วแรงแรงดันตรงข้ามกับแรงดันอินพุท ถ้าสวิตช์ปิด-เปิดเป็นจังหวะอย่างต่อเนื่อง กระแสอินพุทและเอาต์พุทก็จะมีลักษณะเป็นพัลส์อย่างต่อเนื่องด้วย จึงพอสรุปได้ว่า ในคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็คนั้น พลังงานจะถูกเก็บในตัวเหนี่ยวนำในระหว่างที่สวิตช์ปิด และพลังงานจะถูกปล่อยไปสู่โหลด ในระหว่างสวิตช์เปิดหรือฟลายแบ็ค นั่นเอง



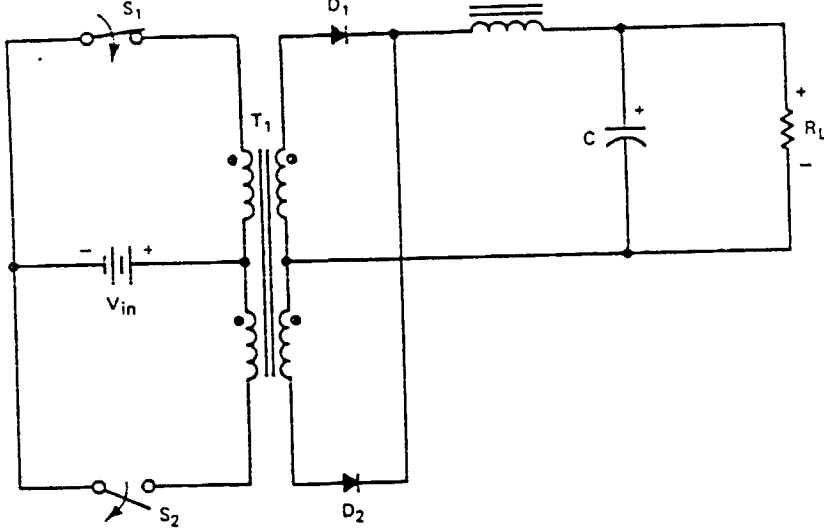
(ก)

(ข)

รูปที่ 4 หลักการของคอนเวอร์เตอร์แบบฟรียูว์ด์

รูปที่ 4 แสดงการทำงานของคอนเวอร์เตอร์แบบฟรียูว์ด์ เมื่อสวิตช์ปิด กระแสจะไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำไปสู่โหลด ทำให้มีแรงดันตกคร่อมโหลด และมีชั่วเหมือนอินพุทดังแสดงในรูปที่ 4 (ก) ไดโอดจะถูกไบแอสกลับในตอนนี้ และเมื่อสวิตช์เปิด สนามแม่เหล็กที่ตัวเหนี่ยวนำจะสับตัว คายพลังงานออกมาในรูปกระแสและมีชั่วแรงแรงดันดังรูปที่ 4 (ข) ทำให้ไดโอดได้รับไบแอสตรง นำกระแสไหลผ่านตัวเก็บประจุและโหลด แรงดันที่ตกคร่อมโหลด จึงยังมีชั่วเหมือนเดิม ไดโอดในวงจรนี้มักจะถูกเรียกว่า ไดโอดฟรี-วีลิ่งหรือไดโอดฟลายวีล (Freewheeling or fly wheel diode) เพราะการทำงานดังกล่าว กระแสเอาต์พุทจะมีลักษณะเป็นพัลส์

ส่วนในรูปที่ 5 เป็นวงจรพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์ แบบพุช-พูล ซึ่งแท้จริงก็คือ การนำคอนเวอร์เตอร์แบบฟรียูว์ด์ 2 วงจรมาทำงานร่วมกัน โดสให้ผลัดกันทำงาน นั่นเอง

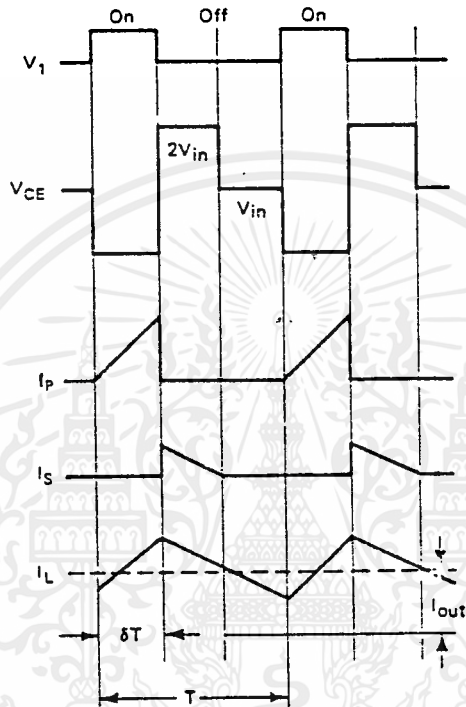
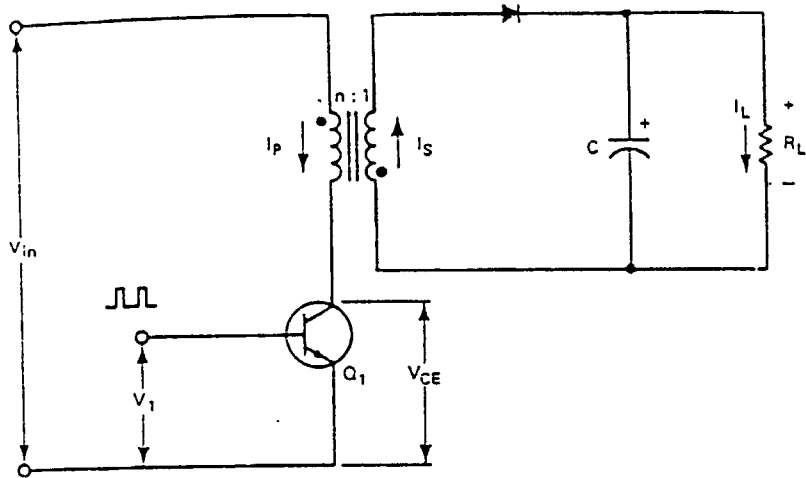


รูปที่ 5 วงจรพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์แบบพุช-พูล

คอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็ค

รูปแบบพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์ที่แสดงไว้ในรูปที่ 3, 4 และ 5 นั้น ไม่ได้รับการแยกจากกันทางไฟฟ้าระหว่างอินพุตกับเอาต์พุต จึงไม่ค่อยปลอดภัยเท่าไรนัก ดังนั้น แหล่งจ่ายไฟแบบสวิตช์ซึ่งที่ใช้กันในการปฏิบัติ จึงต้องมีหม้อแปลงแยกจากกันทางไฟฟ้า ระหว่างไฟตรง 300 โวลต์กับเอาต์พุต เป็นหม้อแปลงความถี่สูงซึ่งมีขนาดเล็ก

คอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็คที่ใช้กันในการปฏิบัติ รูปที่ 4 พร้อมด้วยรูปคลื่นของสัญญาณตามจุดต่าง ๆ เมื่อทรานซิสเตอร์ Q_1 นำกระแส กระแสจะไหลผ่านขดปฐมภูมิและสะสมพลังงานไว้ แต่แรงดันที่เกิดขึ้นที่ขดทุติยภูมิ จะมีขั้วตรงกันข้ามกับขดปฐมภูมิ (สังเกตจากจุดที่ขดปฐมภูมิและทุติยภูมิ) ดังนั้นจึงไม่มีพลังงานปล่อยไปยังโหลด เพราะไดโอดถูกไบแอสกลับ และเมื่อ Q_1 หยุดนำกระแสขดปฐมภูมิของหม้อแปลงจะคายพลังงานออกมา แต่ขั้วแรงดันจะกลับกันทำให้ไดโอดด้านทุติยภูมิได้รับไบแอสตรง นำกระแสผ่านไปยังโหลดและเก็บประจุที่ C แม้ว่าหม้อแปลงจะทำหน้าที่แยกจากกันทางไฟฟ้า แล้วยังกระทำตัวเป็นรีเลย์อีกด้วย ซึ่งในทางทฤษฎีไม่จำเป็นต้องใส่ตัวเหนี่ยวนำค่าน้อย ๆ ไว้ ตรงระหว่างไดโอดและตัวเก็บประจุ เพื่อทำการกำจัดสัญญาณรบกวน EMI/RFI ที่เกิดจากการสวิตช์ของคอนเวอร์เตอร์เอง

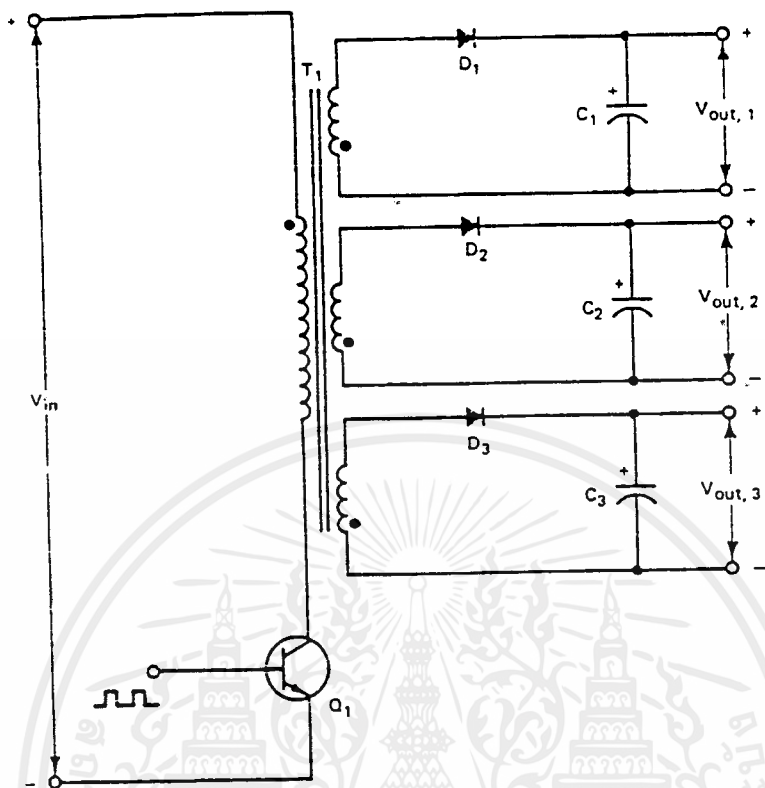


รูปที่ 6 วงจรพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็ค

คอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็คในรูปแบบอื่น

จากที่กล่าวมาแล้วว่าอุปกรณ์สวิตชิง เช่น พาวเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่ใช้ จะต้องทนแรงดันได้ประมาณ 800 โวลต์ ในขณะที่ไม่ทำงาน ซึ่งพาวเวอร์ทรานซิสเตอร์หรือพาวเวอร์มอสเฟตที่ทนแรงดันได้สูงมักมีราคาแพง จึงได้มีการปรับปรุงรูปแบบของวงจร โดยใช้ทรานซิสเตอร์ 2 ตัวให้ทำงานพร้อมกัน ใช้ไดโอดทำหน้าที่เป็นแคลมป์ไบโอด (clamping diode) จำกัดแรงดัน V_{CE} ของทรานซิสเตอร์ให้ไม่เกิน V_{in} ดังนั้น จึงสามารถใช้พาวเวอร์ทรานซิสเตอร์ ที่ทนแรงดันเพียง 400 โวลต์ก็พอ

นอกจากนี้ ถ้าต้องการแรงดันเอาต์พุตเป็นคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็กหลาย ๆ ระดับ ก็สามารถทำได้ง่าย ๆ โดยการเพิ่มชุดตัวเก็บประจุที่เพิ่มเป็นรูปที่ 7 ดังแสดงในรูปที่ 7

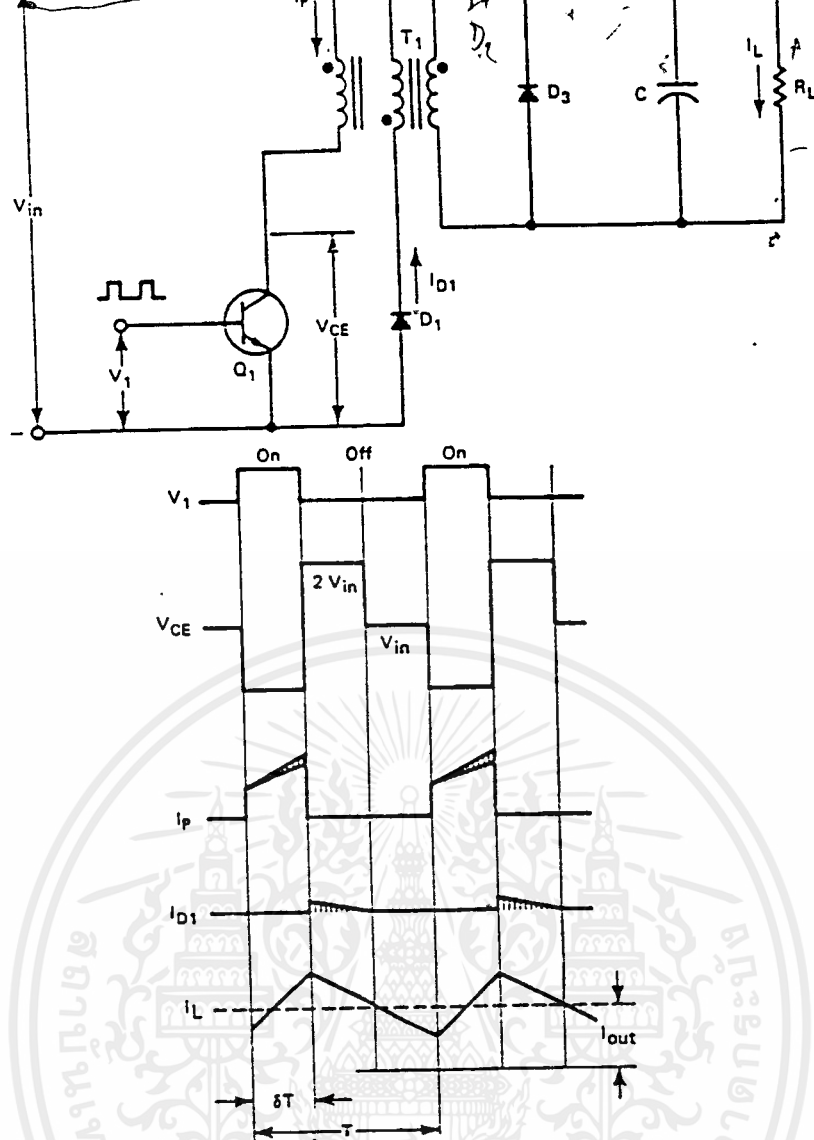


รูปที่ 7 คอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็กที่ให้แรงดันได้หลายระดับ

คอนเวอร์เตอร์แบบฟอร์เวิร์ด

มีลักษณะวงจรและรูปคลื่นสัญญาณตามจุดต่าง ๆ ดังแสดงในรูปที่ 8 เมื่อ Q_1 ทำงาน จะมีกระแสไหลผ่านขดปฐมภูมิ (ด้านซ้าย) ของหม้อแปลง และเก็บพลังงานไว้ในรูปสนามแม่เหล็ก และยังส่งสนามแม่เหล็กบางส่วนไปคล้องเก็วอีก 2 ขดที่เหลือ โดยแรงดันที่จุดของขดปฐมภูมิและทุติยภูมิจะมีขั้วเหมือนกันตลอด ดังนั้นในขณะนี้จะมีการไหลผ่านไดโอด D_2 ไปสะสมพลังงานในตัวเหนี่ยวนำ และส่งต่อไปยังโหลด R_L ส่วน D_3 จะถูกไบแอสกลับ

เมื่อ Q_1 หยุดทำงาน สนามแม่เหล็กในหม้อแปลงจะยุบตัว ทำให้ขั้วแรงดันที่จุดทางด้านทุติยภูมิเปลี่ยนเป็นลบ D_2 จึงถูกไบแอสกลับ ดังนั้นตัวเหนี่ยวนำจึงคายพลังงานโดยผ่าน R_L และ D_3

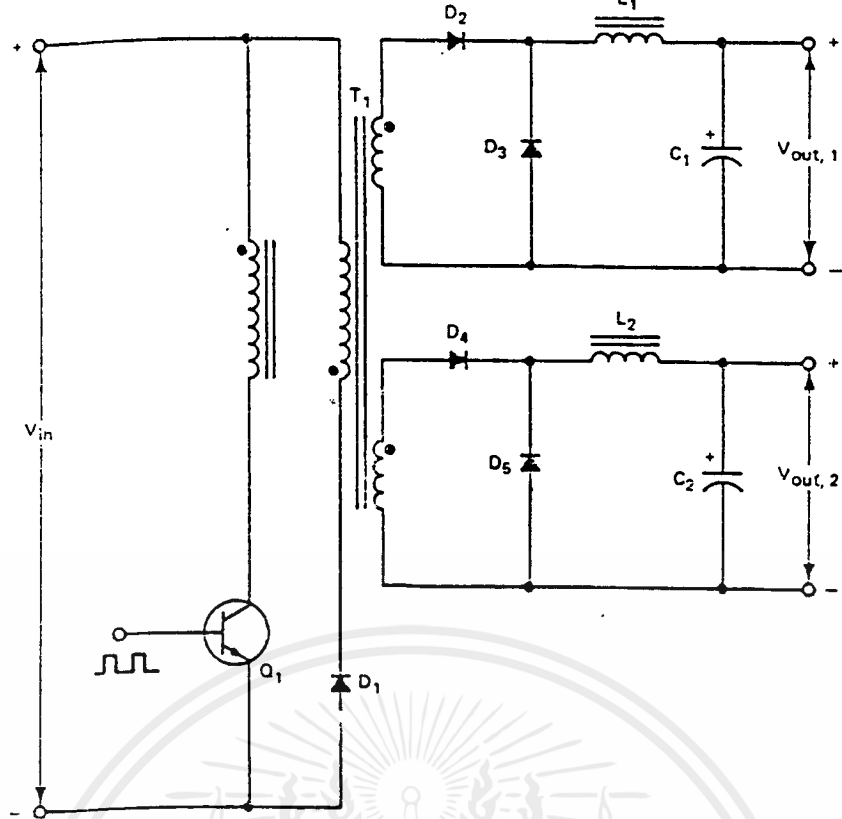


รูปที่ 8 วงจรพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์แบบฟอร์เวิร์ด

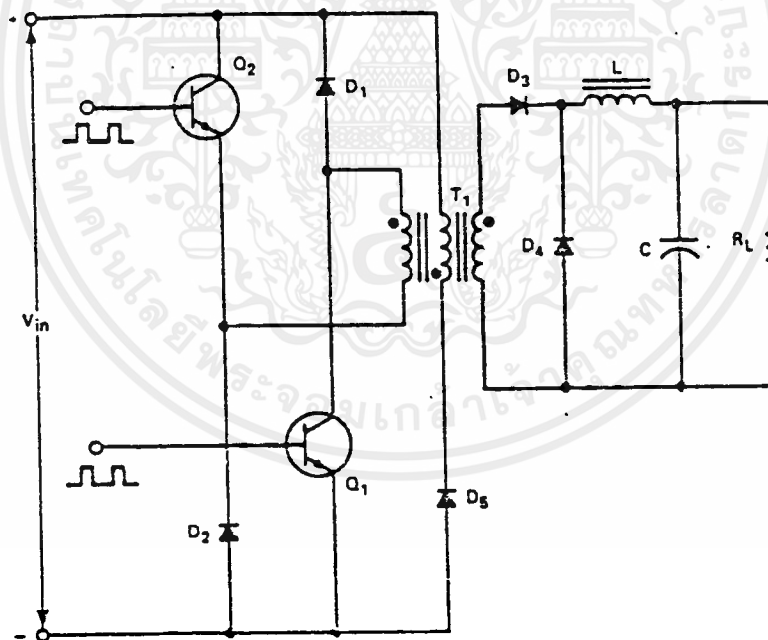
สำหรับขดลวดกกลาง (ดีแมกนีไทเซชัน) ของหม้อแปลง T_1 จะทำหน้าที่หักล้างสนามแม่เหล็กตกค้าง เมื่อ Q_1 หยุดทำงาน โดยจะส่งพลังงานแม่เหล็กต้านกลับจากทิศทางเดิมในรูปของกระแส ซึ่งก็คือพื้นที่ส่วนที่แรเงาบนรูปคลื่น I_P และ I_{D1} นั้นเอง และไดโอด D_1 ควรเป็นแบบ fast recovery ที่ทนแรงดันย้อนกลับได้

คอนเวอร์เตอร์แบบฟอร์เวิร์ดในรูปแบบอื่น

ในกรณีที่ใช้แรงดันไฟตรงสูงขึ้น อาจจะใช้ทราแซคเตอร์ 2 ตัว ต่อกันเพื่อแบ่งแรงดันเช่นเดียวกับคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็ค ดังแสดงในรูปที่ 9 โดยให้ Q_1 และ Q_2 สวิตช์พร้อม ๆ กัน และถ้าต้องการแรงดันที่เอาต์พุตหลายระดับ ก็สามารถทำได้ดังรูปที่ 10



รูปที่ 9 คอนเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์ที่ถูกดัดแปลงให้ใช้ทรานซิสเตอร์ที่ทนแรงดันต่ำลง



รูปที่ 10 คอนเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์ที่ให้แรงดันเอาต์พุตหลายระดับ

คอนเวอร์เตอร์แบบซิงเกิล-สวิตช์

ดังที่กล่าวไว้ตอนต้นแล้วว่าคอนเวอร์เตอร์แบบนี้ เป็นการนำคอนเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์

2 วงจรมาต่อร่วมกัน โดยให้ทำงานแบบผลัดกันส่งพลังงานไปยังโหลดในแต่ละครึ่งไซเคิล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
1-11
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังรูปที่ 11 เมื่อ Q_1 นำกระแส ก็จะมีกระแสไหลผ่านขดปฐมภูมิของ T_1 จากจุด 2 ไปยังจุด 1 ดังนั้นจุด 5 และ 7 ทางด้านขดทุติยภูมิจึงมีศักย์เป็นลบ เมื่อเทียบกับจุด 6 และ 8 ตามลำดับ D_1 จึงถูกไบแอสกลับ ในขณะที่ D_2 ได้รับไบแอสตรง นำกระแส I_{O2} ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำและโหลด เช่นเดียวกันเมื่อ Q_2 นำกระแส ก็จะมีกระแสไหลผ่านจากจุด 3 ไปจุด 4 ของขดปฐมภูมิ ทำให้ที่จุด 5 และ 7 มีศักย์เป็นบวก เมื่อเทียบกับจุด 6 และ 8 ตามลำดับ D_1 จึงนำกระแส I_{O1} ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำและโหลด ในขณะที่ D_2 ถูกไบแอสกลับ

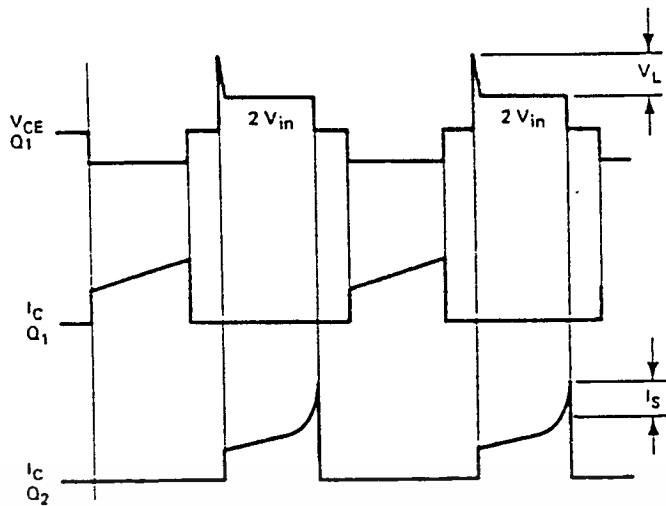
ข้อเสียของวงจรพช-พช

แม้ว่าคอนเวอร์เตอร์ แบบพช-พช จะมีข้อดีหลายอย่าง เช่น ปริมาตรของแกนเล็กลง กระแสคอลเล็กเตอร์สูงสุดที่ทรานซิสเตอร์แต่ละตัวค่า ทรานซิสเตอร์ทั้งสองถูกขับเคลื่อนด้วยกราวด์เดียวกัน ทำให้วงจรรับเบสไม่ยุ่งยาก ฯลฯ แต่ก็ยังมีข้อเสียบางอย่างที่ทำให้ไม่นิยมนำมาใช้

ข้อเสียอย่างแรกก็คือ พาวเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่ใช้จะต้องทนแรงดันได้มากกว่า 2 เท่าของแรงดันอินพุต บวกกับแรงดันสเปค ซึ่งเกิดจากความเหนี่ยวนำรีวไหลของหม้อแปลง ดังแสดงในรูปที่ 11 นั้น หมายถึงพาวเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่ใช้จะต้องทนแรงดันได้มากกว่า 800 โวลต์ ในกรณีใช้ไฟ 220 Vac ซึ่งสิ่งนี้อาจเป็นปัญหาในการนำไปใช้กับโหลดที่ต้องการกำลังสูง เพราะพาวเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่ทนกระแสและแรงดันสูง ๆ หาากและราคาแพงมาก

นอกจากนั้น รูปที่ 11 ยังแสดงถึงปัญหาข้อที่ 2 ของคอนเวอร์เตอร์แบบนี้ นั่นคืออันตรายจากการอิ่มตัวของแกนหม้อแปลง ซึ่งจะทำให้ทรานซิสเตอร์พังเสียหายได้

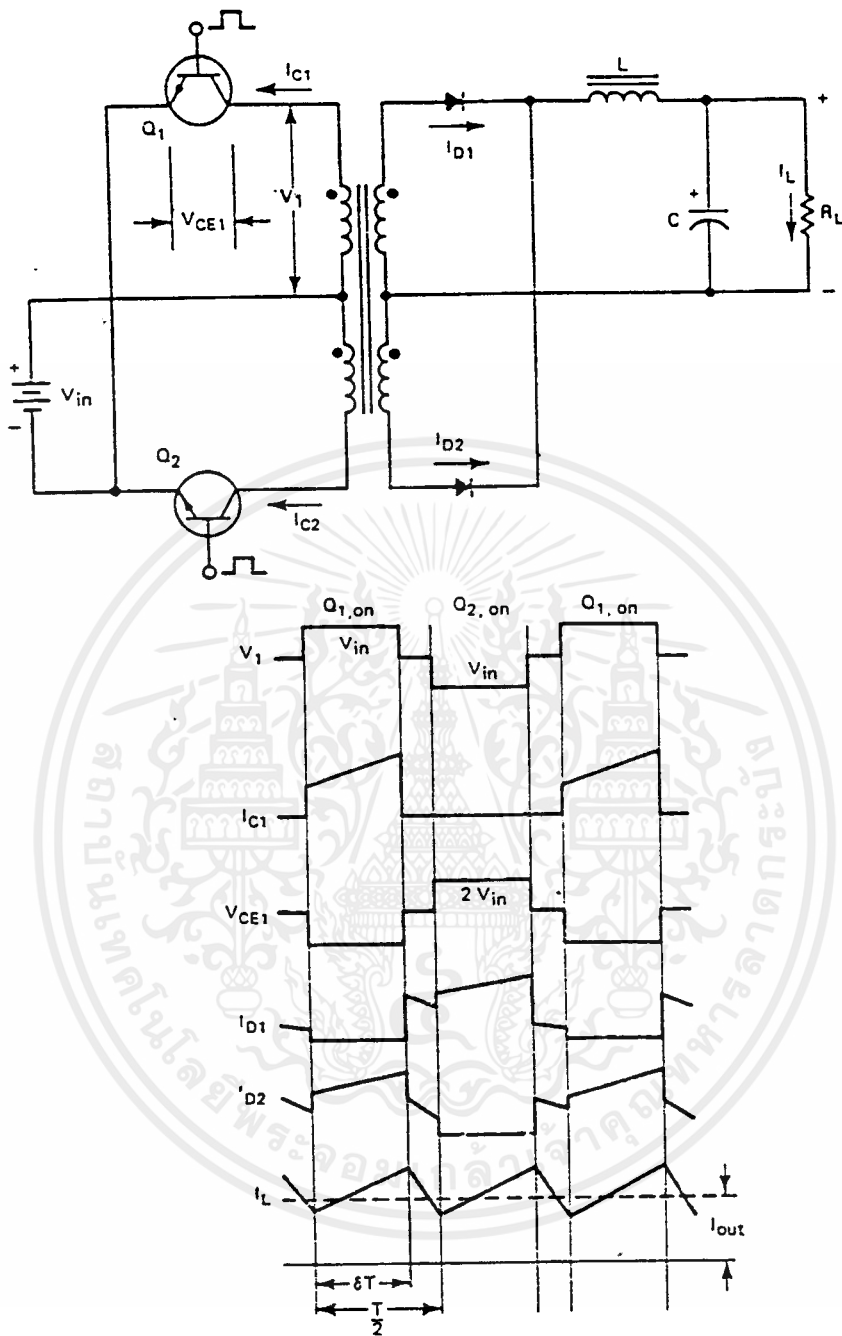
ในแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่งทุกวันนี้ ได้มีการนำแกนเฟอร์ไรต์มาใช้กันอย่างกว้างขวาง เพราะมีการสูญเสียในแกนต่ำ (ที่ความถี่สูง) แต่ข้อคร่ำยที่มันมีความไวต่อการอิ่มตัวของแกนสูง เพราะว่ามีค่าความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็ก (B) ต่ำ ดังนั้นไฟตรงเพียงเล็กน้อยก็สามารถขับให้แกนอิ่มตัวได้ ซึ่งสิ่งนี้จะเกิดขึ้นอย่างแน่นอนในวงจรพช-พช



รูปที่ 11 กราฟแสดงผลที่เกิดจากค่าเหนี่ยวนำรีวไหลในวงจรพุช-พูล

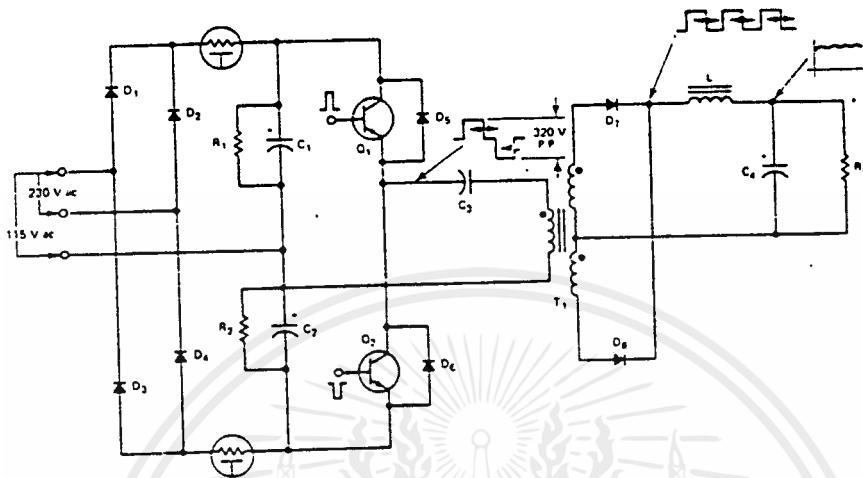
เมื่อ Q_1 นำกระแสและ Q_2 ไม่ทำงาน เส้นแรงแม่เหล็กที่หม้อแปลงจะสวิงไปในทิศทางหนึ่งของกราฟ B-H และจะกลับทิศไปอีกทางหนึ่ง เมื่อ Q_2 นำกระแสแทน Q_1 และเพื่อให้ 2 พื้นที่ของกราฟ B-H ที่เกิดจากการสวิทช์ของ Q_1 และ Q_2 เท่ากัน คุณสมบัติของทรานซิสเตอร์ทั้งสองจะต้องเท่ากัน และต้องอยู่ภายใต้ภาวะการทำงานและอุณหภูมิเดียวกัน ถ้าไม่เป็นดังที่กล่าว ก็จะทำให้เกิดเส้นแรงแม่เหล็กตกค้าง ในทิศทางใดทิศทางหนึ่งของกราฟ B-H ซึ่งเปรียบเสมือนการป้อนไฟตรงให้แก่หม้อแปลงตลอดเวลา แกนของหม้อแปลงจึงอิ่มตัวเร็วขึ้นทำให้เกิดกระแสสไปค์ ดังแสดงในรูปที่ 11 กระแสสไปค์ที่เกิดขึ้นนี้ จะทำให้เกิดกำลังสูญเสียเป็นจำนวนมากในทรานซิสเตอร์ จนทำให้อุณหภูมิสูงขึ้น ซึ่งจะยิ่งทำให้คุณสมบัติของทรานซิสเตอร์แตกต่างกันมากขึ้นไปอีก ซึ่งสภาวะอย่างนี้จะรุนแรงขึ้นเรื่อย ๆ จนทรานซิสเตอร์พังในที่สุด

แต่ข้อเสียดังกล่าวก็อาจกำจัดไปได้ โดยการพัฒนามาอยู่ในรูปของ คอนเวอร์เตอร์แบบฮาล์ฟบริดจ์หรือฟูลบริดจ์ โดยเฉพาะแบบฮาล์ฟบริดจ์นี้ เป็นที่นิยมใช้กันมากในการออกแบบสวิทชิงพาวเวอร์ซัพพลาย



คอนเวอร์เตอร์แบบพุช-พูลและรูปคลื่นสัญญาณตามจุดต่าง ๆ

คอนเวอร์เตอร์แบบฮาล์ฟบริดจ์จัดว่าเป็นตระกูลเดียวกับพช-พล เพราะใช้หลักการเดียวกันคือ ใช้อุปกรณ์สวิทซ์ 2 ตัว ช่วยกันส่งพลังงานไปที่โหลด ดูได้จากรูปที่ 12



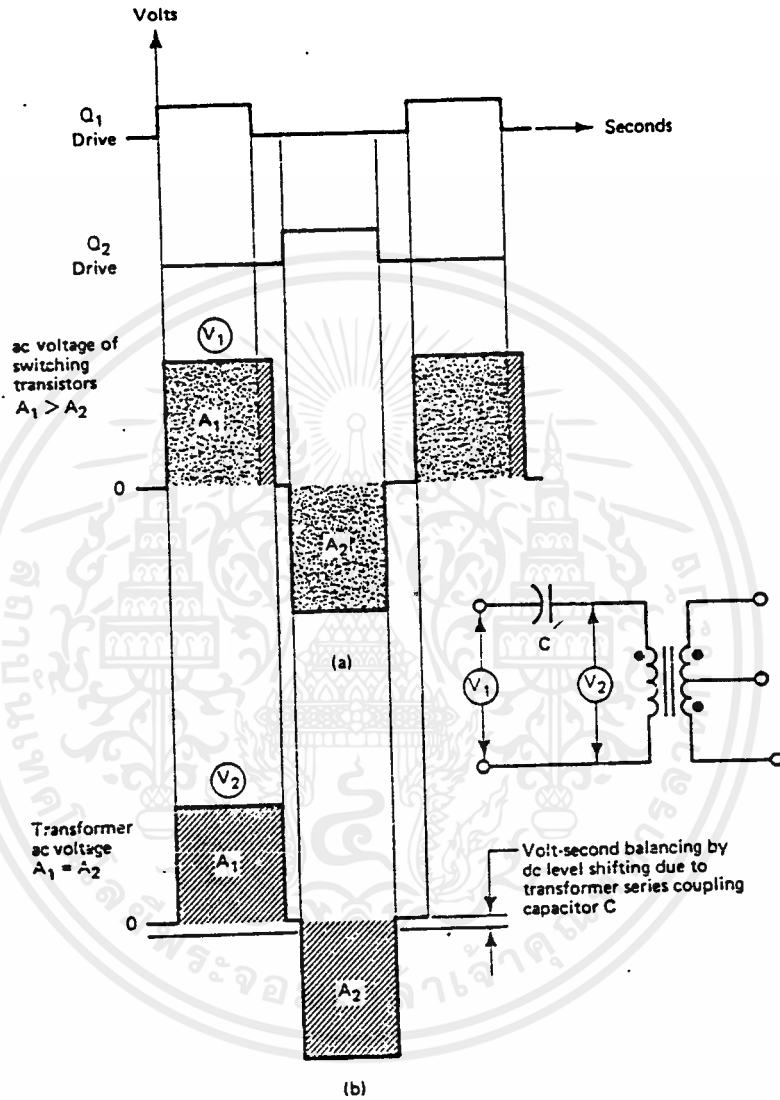
รูปที่ 12 วงจรพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์แบบฮาล์ฟบริดจ์

จากรูปสังเกตได้ว่า ขดปฐมภูมิแต่ละด้านของหม้อแปลง จะถูกต่ออยู่กับจุดที่มีแรงดันไฟตรงเป็นครึ่งหนึ่ง หรือประมาณ 160 Vdc ที่มีขั้วต่างกัน โดยมีทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 เป็นตัวสวิทซ์ตัดต่อ ทำให้ได้คลื่นสี่เหลี่ยมที่มีขนาดแรงดัน 320 V_{PP} ป้อนแก่ขดปฐมภูมิของหม้อแปลง จากนั้นจึงทำการเรกติไฟร์และฟิลเตอร์ แรงดันทางเอาต์พุตของขดทุติยภูมิด้วย D_1 , D_2 , L และ C_L ได้เป็นไฟกระแสตรงป้อนแก่โหลด

ลักษณะการทำงานของวงจรดังนี้ แรงดันที่ตกคร่อม Q_1 และ Q_2 ขณะไม่ทำงานมีค่าน้อยกว่าแรงดันอินพุตครึ่งหนึ่ง จึงสามารถใช้ทรานซิสเตอร์ที่ทนแรงดันไม่สูงนักได้ แต่ในลักษณะการทำงานเช่นนี้ก็มีข้อเสียเช่นกัน คือ กระแสที่ไหลผ่านทรานซิสเตอร์ขณะทำงานจะมีค่าเป็น 2 เท่าของแบบพช-พล

จุดประสงค์หนึ่งของวงจรนี้คือ ทำให้พื้นที่ทั้ง 2 ทิศทางของกราฟ B-H เท่ากัน โดยอัตรามิติเพื่อหลีกเลี่ยงไม่ให้แกนของหม้อแปลงอิ่มตัว จากรูปที่ 13 แสดงให้เห็นว่าทรานซิสเตอร์ (Q_1 และ Q_2) ที่มีคุณสมบัติการสวิทซ์ที่ไม่เท่ากัน เช่น Q_1 หยุดทำงานช้ากว่า Q_2 ก็จะเกิดเป็นพื้นที่ C ดังรูปที่ 13 (a) ซึ่งแสดงแรงดันที่เกินขึ้นมา ถ้าปล่อยแรงดันซึ่งมีคลื่นรูปสี่เหลี่ยมและลบ

ไม่เท่ากันนี้ไปขับหม้อแปลง ก็จะทำให้เกิดเส้นแรงแม่เหล็กตกค้างขึ้นมาได้ ทำให้แกนของหม้อแปลงอิ่มตัวและทรานซิสเตอร์อาจจะพังในที่สุด วงจรนี้จึงแก้ไขโดยใส่ตัวเก็บประจุ C_3 ไว้คัปปลิงสัญญาณก่อนป้อนแก่ชุดปฐมภูมิของหม้อแปลง C_3 จะทำการเลื่อนระดับไฟตรงของสัญญาณเพื่อชดเชยให้พื้นที่ A_1 และ A_2 เท่ากัน ดังรูปที่ 13 (b)



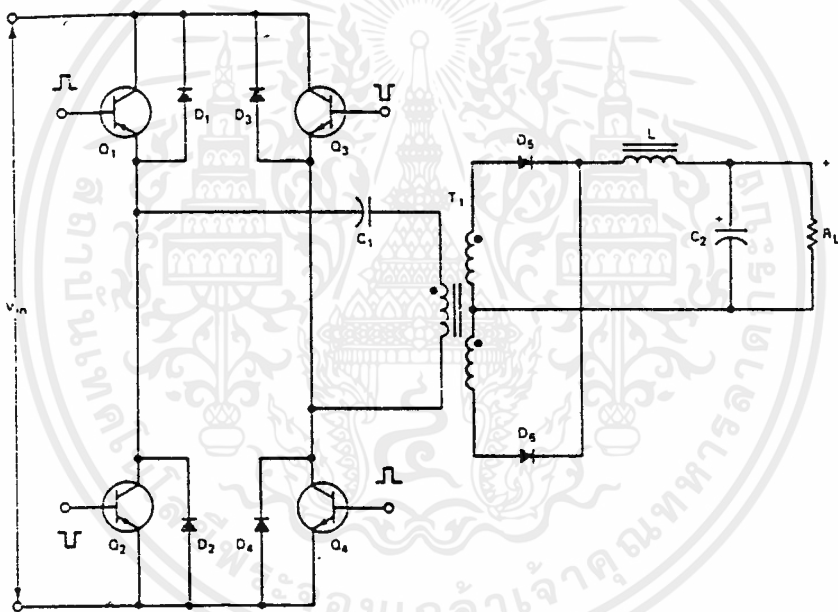
รูปที่ 13 กราฟแสดงผลที่เกิดจากการใส่ตัวเก็บประจุในวงจรสลับพัลส์

คอนเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์

แม้ว่าจะประสบความสำเร็จจากวงจรสลับพัลส์ ในการลดแรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์ลงมาครึ่งหนึ่งของ V_{ce} และป้องกันไม่ให้แกนของหม้อแปลงอิ่มตัวแล้ว แต่ว่ากระแสที่ไหลผ่านทรานซิสเตอร์ขณะทำงานกลับเพิ่มขึ้นเป็น 2 เท่าของแบบพุช-พูล ดังนั้นจึงมักใช้คอนเวอร์เตอร์เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แบบฮาล์ฟบริดจ์ในงานที่ใช้กำลังต่ำและปานกลางไม่สูงมากนัก เพราะว่าพาวเวอร์ทรานซิสเตอร์ หรือพาวเวอร์มอสเฟตที่ทนแรงดันประมาณ 400 ถึง 500 โวลท์ แต่ทนกระแสสูง ๆ หายากและมีราคาแพง ด้วยเหตุนี้จึงได้เกิดวงจรฟูลบริดจ์ ซึ่งรวมลักษณะเด่นของด้านแรงดันของวงจรฮาล์ฟบริดจ์ และด้านกระแสของวงจรพุช-พูลไว้ ดังแสดงในรูปที่ 14 โดยการทำงานของทรานซิสเตอร์ Q_1 ซึ่งนำกระแสพร้อมกับ Q_4 และ Q_2 นำกระแสพร้อมกับ Q_3 โดยแต่ละคู่จะผลัดกันทำงาน

จากการทำงานเช่นนี้ จึงทำให้แรงดันที่ขั้วประมุขของหม้อแปลงมีแรงดันเปลี่ยนแปลงอยู่ระหว่าง $+V_{in}$ และ $-V_{in}$ ดังนั้น แรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์ (V_{CE}) ขณะไม่นำกระแสจึงมีไม่มากไปกว่า V_{in} อีกทั้งกระแสที่ไหลผ่านก็ยังเท่ากับวงจรพุช-พูลด้วย



รูปที่ 14 วงจรพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์

แต่ข้อเสียของวงจรนี้ก็คือ ต้องใช้ทรานซิสเตอร์ถึง 4 ตัว และเนื่องจากต้องให้คู่ทรานซิสเตอร์ทำงานไม่พร้อมกัน ดังนั้น จึงต้องแยกใช้วงจรขับเบสของทรานซิสเตอร์แต่ละคู่ออกจากกันโดยเด็ดขาด

นอกจากนี้ คุณสมบัติอื่น ๆ ของวงจรและการหาค่าตัวเก็บประจุคัปปลิง ก็ยังคงเหมือนกับคอนเวอร์เตอร์แบบฮาล์ฟบริดจ์ ส่วนการใช้งานมักนิยมนำมาใช้งานกำลังปานกลางไปถึงสูง

การเลือกใช้งานจรวจคอนเวอร์เตอร์แบบต่าง ๆ

ข้อควรจำที่ควรระลึกถึงเสมอเมื่อเราทำการออกแบบวงจร คือ ควรพิจารณาแรงดันและกระแสสูงสุดที่เกิดขึ้นบนทรานซิสเตอร์และไดโอด เพื่อที่จะแน่ใจได้ว่าอุปกรณ์เหล่านั้นทำงานอยู่ในช่วงที่อุปกรณ์เหล่านั้นทนได้ และทำงานได้โดยไม่เกิดความเสียหายขึ้น เมื่อใช้เป็นระยะเวลา นาน บัคคอนเวอร์เตอร์จะมีกระแสไฟฟ้าสูงสุด (peak current) ต่ำสุด เมื่อเทียบกับคอนเวอร์เตอร์แบบอื่น ๆ เพราะผลจากการกรองของตัวเหนี่ยวนำ กระแสสูงสุดของทรานซิสเตอร์และไดโอดมีค่าเท่ากับกระแสเอาท์พุท ส่วนแรงดันสูงสุดนั้นมีค่าเท่ากับแรงดันอินพุท

ในบัสคอนเวอร์เตอร์ กระแสสูงสุดของทรานซิสเตอร์และไดโอด, I_{pk} , มีค่าเท่ากับ $I_{pk} = I_{out} \times (V_{out}/V_{in})$ แรงดันสูงสุดมีค่าเท่ากับแรงดันเอาท์พุท ส่วนในบัค-บัสคอนเวอร์เตอร์กระแส I_{pk} มีค่าเท่ากับ $I_{pk} I_{out} / 1-Duty Cycle$ แรงดันสูงสุดมีค่าเท่ากับผลบวกของแรงดันอินพุทกับแรงดันเอาท์พุท

ปัญหาข้อหนึ่งของบัสคอนเวอร์เตอร์ก็คือ อินพุทของวงจรบัสนั้นถูกต่อเข้ากับเอาท์พุทโดยผ่านตัวเหนี่ยวนำและไดโอด จึงเป็นไปได้ที่จะใช้ short circuit limiting ในวงจร

วงจรฟลายแบ็คคอนเวอร์เตอร์แบบ Transformer-coupled เป็นวงจรที่นำมาใช้มากที่สุดเมื่อต้องการวงจรที่มีลักษณะง่าย ๆ, วงจรมีราคาถูก และต้องการกำลังงานประมาณสิบกว่าวัตต์ กระแสสวิทช์สูงสุด I_{pk} มีค่าเท่ากับ

$$I_{pk} = I_{out} \times (N \times V_{in} + V_{out}) / V_{in}$$

ฟอร์เวิร์ดและพุช-พูลคอนเวอร์เตอร์ เหมาะที่จะใช้สำหรับเป็นตัวเร็กกูเลเตอร์กำลังงานสูง การแยกอินพุท-เอาท์พุทอาจจะมีหรือไม่ก็ได้ การพันขดลวด, ตัวเหนี่ยวนำ และวงจรทั้ง 2 วงจรก็มีลักษณะพิเศษแตกต่างกันออกไป แต่อย่างไรก็ตามวงจรทั้ง 2 แบบนี้ ก็ใช้หม้อแปลงไฟฟ้าและให้กระแสไฟฟ้าที่สมดุล ฟอร์เวิร์ดและพุช-พูลคอนเวอร์เตอร์ ทั้งคู่สามารถผลิตเอาท์พุทรีปเปิ้ลออกมาต่ำกว่าเอาท์พุทรีปเปิ้ลของวงจรฟลายแบ็ค และเราสามารถให้หม้อแปลงอุปกรณ์ของตัวกรองที่มีขนาดเล็กได้อินพุทสูงสุด และกระแสเอาท์พุทรีปเปิ้ลของฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์มีค่าสูงมาก เนื่องจากค่าดีซีไบสของมันถูกจำกัดไว้ต่ำกว่า 50 % ทั้งฟอร์เวิร์ดและพุช-พูลคอนเวอร์เตอร์ นิยมใช้ในวงจรที่ต้องการกำลังงาน ตั้งแต่สิบกว่า-ร้อยกว่าวัตต์แต่ถ้าต้องการกำลังงานสูง ๆ แล้ว (ประมาณ 100 วัตต์) เราจะนิยมใช้วงจรพุช-พูลคอนเวอร์เตอร์มากกว่า

เนื่องจากในโครงการนี้ เราต้องการออกแบบสวิทชิงพาวเวอร์ซัพพลาย ขนาด 250 วัตต์ 50 โวลต์ 5 แอมป์ ใช้งานที่ความถี่ 100 KHz ดังนั้น เราจึงเลือกใช้ วงจรพุช-พูลแบบฮาล์ฟบริดจ์

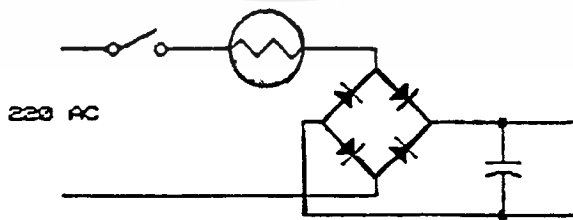
บทที่ 2

เพื่อง่ายต่อการทำความเข้าใจ เราจะแบ่งหลักการทำงานของสวิตชิงพาวเวอร์ซัพพลายออกเป็นส่วนต่าง ๆ ดังต่อไปนี้ ✓

1. ภาคเรียงกระแสขาเข้า (Input section)
2. ชุดวงจรเรียงไฟกระแสสลับ (Switcher circuit)
3. หม้อแปลงความถี่สูง (High frequency transformer)
4. ภาคเรียงกระแสขาออก (Output section)
5. ส่วนผลิตสัญญาณควบคุม (Switching control circuit)
6. ส่วนป้อนกลับ (Feedback part)
7. ชุดวงจรแยกและขยายสัญญาณควบคุม

การทำงานเริ่มจาก การนำเอาไฟฟ้ากระแสสลับความถี่ต่ำ 50 เฮิร์ตซ์ มาแปลงให้เป็นไฟฟ้าสัปดาห์เรียบ จากนั้นทำการแปลงไฟฟ้าสัปดาห์เรียบที่ได้ ให้เป็นไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูง เพื่อผ่านหม้อแปลงความถี่สูง ทำให้สามารถลดขนาดและน้ำหนักของพาวเวอร์ซัพพลายลงได้มาก การผ่านหม้อแปลงความถี่เพื่อเปลี่ยนระดับแรงดัน จากนั้นจึงทำการเปลี่ยนให้เป็นไฟฟ้าสัปดาห์เรียบอีกครั้งหนึ่ง เพื่อนำไปใช้ตามความต้องการต่อไป การทำงานของส่วนต่าง ๆ สามารถอธิบายได้ดังนี้

1 ภาคเรียงกระแสขาเข้า



รูปที่ 1 ภาคเรียงกระแสขาเข้า

ในส่วนวงจรชุดนี้ เป็นวงจรที่ทำหน้าที่แปลงไฟกระแสสลับ ให้เป็นไฟกระแสตรงที่เรียบ จะแบ่งการทำงานของส่วนประกอบต่าง ๆ ดังนี้

1. ไดโอดเรียงกระแส (Rectifier bridge diode) ทำหน้าที่ เรียงกระแสแบบ เต็มคลื่น (Full wave rectifier)

2. ตัวเก็บประจุภาคไฟเข้า (Input capacitor) เป็นตัวเก็บประจุขนาดใหญ่ มีหน้าที่กรองให้สัปดาห์เข้าเป็นไฟกระแสตรงที่เรียบ สามารถคำนวณหาขนาดความจุของตัวเก็บประจุ โดยเป็นไปตามความสัมพันธ์ของ ค่ากระเพื่อมของสัปดาห์ (Ripple voltage) ค่ากระแสที่ตัว เก็บประจุต้องจ่ายออก และคาบเวลาของการจ่ายกระแส จากความสัมพันธ์ของ

$$I_c = C \times dV/dt \quad (1)$$

และเมื่อวงจรเป็นวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น

$$C = I_c / (V_r \cdot 2f) \quad (2)$$

3. ส่วนป้องกันกระแสกระชาก และป้องกันสัปดาห์เกิน (Input protection) จาก สมการ (1) เราจะเห็นได้ว่ากระแสกระชากมีความสัมพันธ์โดยตรงกับ dV/dt และค่าความจุ ของตัวเก็บประจุ ช่วงเวลาที่จะเกิดกระแสกระชากสูงสุดคือ ช่วงเริ่มต้นของการทำงาน ซึ่ง ค่าของกระแสกระชากอาจทำความเสียหายให้แก่วงจรได้ มีหลักป้องกันใหญ่ ๆ ดังนี้

- การป้องกันโดยใช้ตัวต้านทานที่เปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิ (Thermistor) ซึ่งเป็น แบบความต้านทานผกผันกับอุณหภูมิ (NTC Thermistor) เพื่อจำกัดกระแสเริ่มต้น และค่าความ ต้านทานจะลดลง เมื่ออุณหภูมิสูงขึ้น จึงทำให้เวลาวงจรทำงานปกติมีการสูญเสีย (loss) ต่ำ

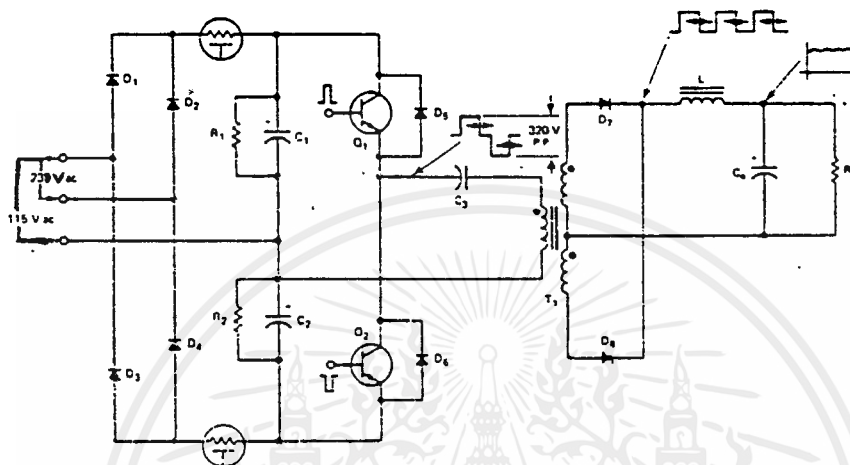
- การป้องกันโดยใช้ชุดวงจรหน่วงเวลา เมื่อเริ่มต้นให้กระแสไหลผ่านความต้านทานค่า หนึ่ง แล้วลดวงจรตัวต้านทานเมื่อวงจรทำงานในภาวะปกติ (steady state)

- การป้องกันโดยใช้สวิตช์ศูนย์ (Zero switch) จากสมการ (1) เราจะเห็นว่า ถ้า สัปดาห์เริ่มต้นเป็นศูนย์กระแสกระชากจะไม่เกิดขึ้น เราจึงอาศัยหลักการนี้มาใช้ เนื่องจากสัปดาห์ เข้าเป็นคลื่นรูปไซน์ จึงเลือกช่วงเวลาที่สัปดาห์เป็นศูนย์ ทำการปิดวงจร

การป้องกันสัปดาห์เข้าเกิน จะใช้เมทัลออกไซด์คาร์ไบด์ (MOV) ซึ่งมีลักษณะคล้ายกับ ซีเนอร์ไดโอดสองตัวต่อกลับหัวกันอยู่ เมื่อสัปดาห์เกิน MOV จะนำกระแส ทำให้สัปดาห์ถูกจำกัดอยู่ ที่ค่าหนึ่ง

2 สวิตจอร์เรืงไฟกระแสดับ (SWITCHER OR POWER CONVERTER CIRCUIT)

เป็นวงจรที่แปลงไฟฟ้าสัปดาห์เรียบ ให้เป็นไฟฟ้ากระแสดับความถี่สูง เพื่อผ่านหม้อแปลงความถี่สูง (High frequency transformer) เราได้เลือกใช้วงจรพุก-พุก แบบส่วลัฟบริจ ดังที่ได้กล่าวไปในบทที่ 1 แล้ว



หลักการทำงานของวงจรเราได้กล่าวไปแล้วในบทที่ 1 จะเห็นได้ว่า อุปกรณ์ที่สำคัญที่ต้องคำนวณหาค่าอยู่ 3 ตัวคือ

ตัวเก็บประจุปลั่ง

ตัวเก็บประจุ C_u ที่ใช้ในวงจร โดยทั่วไปจะใช้ชนิดฟิล์มแบบไม่มีขั้ว และควรใช้แบบที่มีค่าความต้านทานแฝง (ESR) ต่ำ ๆ

การหาค่า C_u ก็พอจะมีกฎเกณฑ์อยู่บ้าง คือ ค่าแรงดันที่ตกคร่อมตัวมัน (V_{C_u}) จะต้องมีค่าอยู่ในช่วง 10% ถึง 20% ของแรงดัน $V_{in}/2$ ซึ่งถ้าแรงดันที่ตกคร่อมตัวมันมีค่ามากเกินไปจะทำให้เรื่กเกเลชั่นของแหล่งจ่ายไฟแอ่เมื่อไฟตก โดยค่า C_u สามารถหาได้จากสูตร

$$C_u = I dt/dV_{C_u}$$

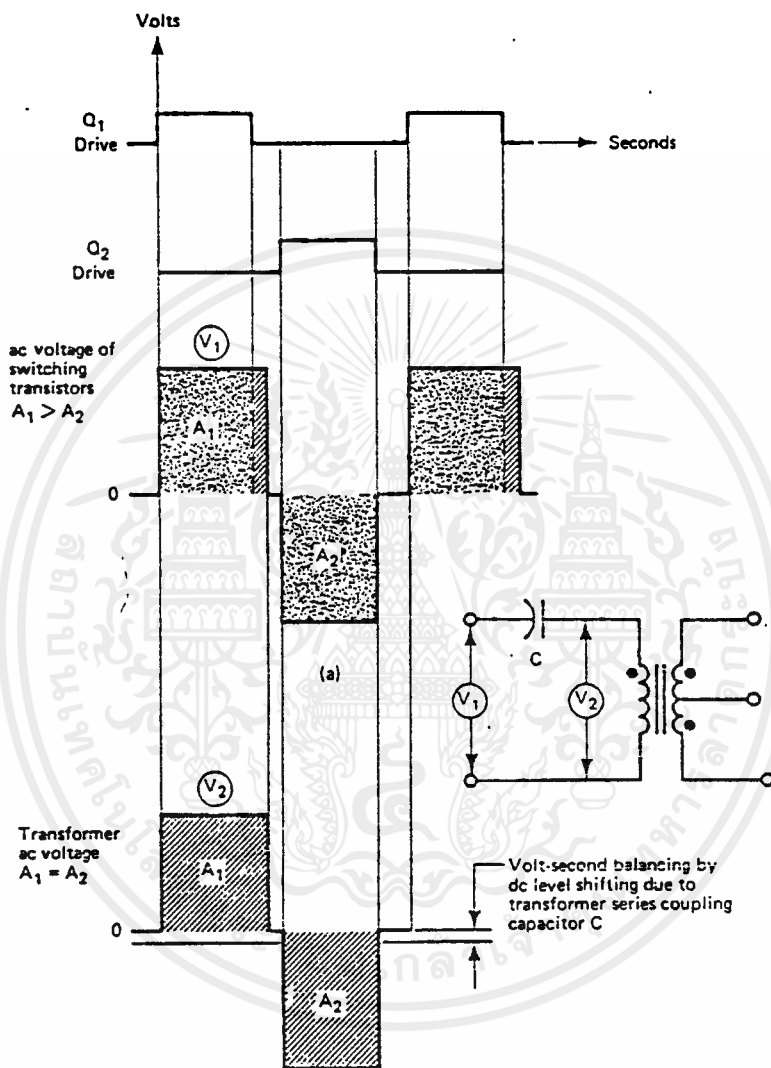
เมื่อ I คือ กระแสเฉลี่ยที่ผ่าน C_u ซึ่งก็คือ I_c

dt คือ ช่วงเวลาที่ C_u ทำการเก็บประจุ = $T \delta_{max}/2$

$$= (1 \times \delta_{max})/2f$$

f คือ ความถี่ในการสวิตช์

dV_{cs} คือ แรงดันตกคร่อม C_s ซึ่งอยู่ในช่วง 10% ถึง 20% ของ $V_{in}/2$ โดยจะเลือกค่าให้เป็นเท่าไรก็ได้ที่อยู่ในช่วงนี้ ทำการหาค่า C_s มีความยืดหยุ่นมาก สามารถหาค่าที่ใกล้เคียงกับค่าที่คำนวณก็ได้ ถ้าค่าที่คำนวณไม่มีขาย



รูปที่ 2 กราฟแสดงผลที่เกิดจากการใส่ตัวเก็บประจุในวงจรฮาล์ฟบริดจ์

ไดโอดคอมมิวนิเคชัน

ก็คือไดโอด D_u และ D_o ซึ่งต่อคร่อม Q_1 และ Q_2 ตามลำดับ มีหน้าที่อยู่ 2 อย่าง คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึ 2-4 เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1. เมื่อทรานซิสเตอร์หยุดนำกระแส ไดโอดจะชักนำพลังงานจากค่าความเหนี่ยวนำในหม้อแปลงกลับคืนสู่ภาคเรกติไฟร์และฟิลเตอร์ทางด้านอินพุต ด้วยเหตุนี้แรงดันนี้ ที่เคยเกิดขึ้นในวงจร พุช-พูล จึงไม่เกิดขึ้นในวงจรแบบฮาล์ฟบริดจ์

2. ป้องกันคอลเล็คเตอร์ของทรานซิสเตอร์จากการสวิงที่เป็นลบ อันเนื่องมาจากการเพิ่มขึ้นของเส้นแรงแม่เหล็กในหม้อแปลงอย่างรวดเร็ว ซึ่งเป็นการป้องกันทรานซิสเตอร์ไม่ให้พังเสียหายจากแรงดันย้อนกลับ

ไดโอดคอมมิวเตดิ่งมักเป็นแบบ Fast recovery หรือ Ultra fast recovery และต้องทนแรงดันย้อนกลับได้อย่างน้อยที่สุดเป็น 2 เท่าของแรงดัน V_{CE} ขณะที่ทรานซิสเตอร์หยุดนำกระแส

3 หม้อแปลงความถี่สูง (HIGH FREQUENCY POWER TRANSFORMER)

กล่าวถึงความสัมพันธ์เบื้องต้นของหม้อแปลงคือ

$$N_p/N_s = V_p/V_s \quad (1)$$

และความสัมพันธ์ของสนามแม่เหล็ก

$$e = 10^{-8} N \cdot A_e \cdot dB/dt \quad (2)$$

ความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็กหน่วยเป็นเกาส์ (Gauss)

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

และค่าของพื้นที่อยู่ในหน่วย ตารางเซนติเมตร

และจากสมการที่ได้จากการประมาณค่า

$$B_{max} = 10^8 (V_p \cdot T) / (N \cdot A_e) \quad (3)$$

ในกรณีของคลื่นรูปสี่เหลี่ยม มีช่วงคาบ 50%

$$B_{max} = 10^8 V_p / (4 \cdot N \cdot f \cdot A_e) \quad (4)$$

โดยที่ B_{max} หน่วยเป็นเกาส์ และ A_e หน่วยเป็น ซม²

วัสดุที่ใช้ทำแกนหม้อแปลงความถี่สูง

มีวัสดุหลายชนิด ที่สามารถใช้ทำแกนหม้อแปลงความถี่สูง แต่ที่นิยมใช้ในปัจจุบัน ได้แก่ เฟอร์ไรต์ (FERRITE) ซึ่งมีค่าความหนาแน่นฟลักซ์ ประมาณ 3000-5000 เกาส์ และมีการ

สูญเสียในแกน (core loss) ต่ำ เมื่อความถี่สูงและยังง่ายต่อการพันลวดและการประกอบ ลักษณะรูปร่างของแกนที่นิยมใช้ ได้แก่ แกนรูป E-E, E-I, E-C พอทคอร์ (pot core) สำหรับ แกนพอทคอร์ นิยมใช้กับระดับการจ่ายกำลังต่ำ 20-200 วัตต์ เนื่องจากมีฟลักซ์รั่วต่ำ แต่มีการ ระบายความร้อนที่ไม่ค่อยดีนัก ส่วนแกนรูปอื่นจะใช้ในระดัปลำกำลังที่สูงกว่านี้ การออกแบบหม้อ แปลงความถี่สูง นอกจากการเลือกแกน ยังต้องออกแบบการพันขดลวดด้วย การออกแบบอาจ แบ่งเป็นขั้นตอนย่อยเพื่อความสะดวกเข้าใจ ดังนี้

1. เลือกชนิดของแกนและขนาดของแกนที่จะใช้

2. เลือกระดับความหนาแน่นฟลักซ์ (Flux density) ที่จะใช้งานโดยที่ไม่ทำให้แกนอิ่มตัว สำหรับเฟอร์ไรท์อยู่ที่ B_{max} ต่ำกว่า 3000 เกาส์

3. คำนวณกระแสด้านปฐมภูมิสูงสุด

4. คำนวณขนาดแกนพันขดลวด (Bobbin) ว่ามีขนาดเพียงพอหรือไม่ จากสูตรคำนวณ

$$A_e A_c = 0.68 P_{out} D \cdot 10^3 / (f \cdot B_{max}) \quad (5)$$

พื้นที่หน้าตัดหน่วยเป็นตารางเซนติเมตร ความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กหน่วยเป็นเกาส์ ค่า D เป็นค่าความหนาแน่นของกระแส หน่วยเป็นเชอควิลาร์มิลต่อแอมป์ ซึ่งค่าที่ปลอดภัยควรสูงกว่า 200 c.m./A

ค่า D นี้เราเป็นผู้เลือกเองใส่ในสูตร ซึ่งค่าทางซ้ายของสมการควรสูงกว่าค่าทางขวา อย่างน้อย 50% จึงจะถือว่าพอเพียง

5. คำนวณจำนวนรอบของขดลวดด้านปฐมภูมิ ก่อนอื่นจะต้องหาขนาดของลวดก่อน ตัวอย่างเช่น กำหนดค่า $D = 400$ c.m./A กระแส 1.19 A ดังนั้นต้องการลวดขนาด $1.19 \times 400 = 476$ c.m./A ซึ่งดูจากตารางขนาดขดลวดมาตรฐาน เป็นลวดเบอร์ AWG 23 จากนั้นคำนวณจำนวนรอบจากสมการ

$$N_p = 10^3 V_p / (4f \cdot B_{max} \cdot A_e) \quad (6)$$

6. ตรวจสอบค่า B_{max} และ V_{in-max} เพื่อไม่ให้เกิดการอิ่มตัวของแกนจากสมการ (4)

$$B_{max} = 10^3 V_{in-max} / (4N \cdot f \cdot A_e)$$

7. คำนวณชั้นของการพันขดลวด ตัวอย่างเช่น ความกว้างของแกนพันลวด = 0.509 นิ้ว ขนาดลวดเบอร์ AWG 23 เฉลี่ย 0.025 นิ้ว จะพันได้ชั้นละ $0.509 / 0.025 = 20$ รอบ ถ้าจำนวนรอบเท่ากับ 40 รอบ จะพันได้เท่ากับ 2 ชั้น

8. คำนวณจำนวนรอบของขดลวดด้านทุติยภูมิ จากความสัมพันธ์

$$N_s = N_p \cdot V_p / V_s$$

9. คำนวณขนาดลวดด้านทุติยภูมิ และจำนวนชั้นของการพัน
10. ตรวจสอบว่าแกนพันลวด สามารถพันลวดทั้งหมดได้หรือไม่

4 ส่วนประกอบภาคไฟออก (OUTPUT SECTION)

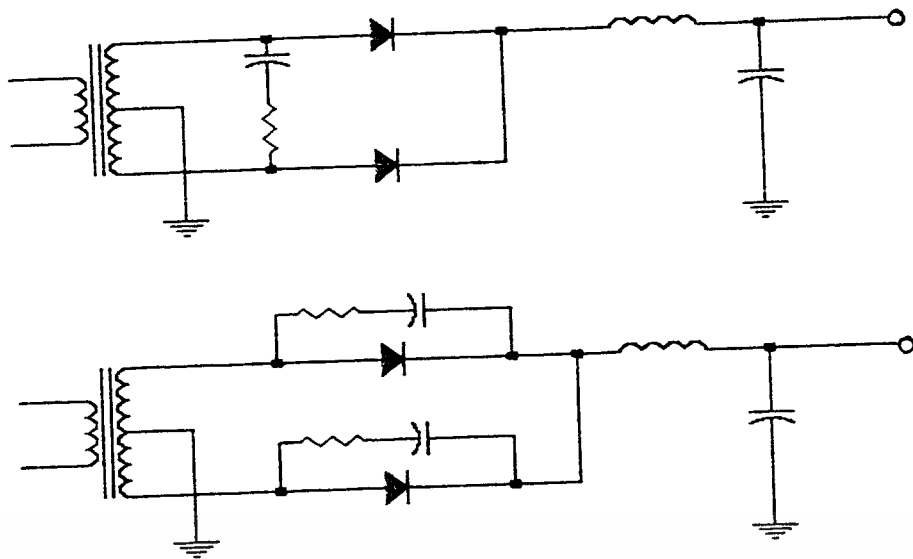
หน้าที่การทำงานของส่วนนี้คือ การแปลงไฟกระแสสลับที่ได้จากขดลวดทุติยภูมิของหม้อแปลง ความถี่สูง ให้เป็นไฟกระแสตรงเพื่อจ่ายให้แก่โหลดต่อไป เพื่อความสะดวกความเข้าใจ จะแบ่งออกเป็นส่วนตัวต่าง ๆ ดังนี้

1 ไดโอดเรียงกระแส ทำหน้าที่เรียงกระแส และจะต้องมีช่วงเวลาเริ่มนำกระแส (Recovery time) ต่ำ และมีแรงดันตกคร่อมเมื่อฟอร์เวิร์ดไบแอสต่ำ ทำให้ไดโอดธรรมดาไม่สามารถนำมาใช้งานได้ ไดโอดที่ใช้เป็นไดโอดพวกไดโอดนำกระแสเร็ว ไดโอดนำกระแสเร็วมาก (Fast and very fast recovery diode) และช็อตกี้ไดโอด (Schottky diode)

- ไดโอดนำกระแสเร็วมาก ไดโอดชนิดนี้มีแรงดันตกคร่อม เมื่อฟอร์เวิร์ดไบแอสประมาณ 0.8-1.2 โวลต์ มักใช้งานที่ระดับแรงดันสูงกว่า 12 โวลต์ และกระแสต่ำ ช่วงเวลาเริ่มนำกระแสอยู่ในช่วงนาโนวินาที การเลือกใช้ไดโอด ให้มีช่วงเวลาเริ่มนำกระแสต่ำกว่าของทรานซิสเตอร์จ่ายกำลัง (Power transistor) ประมาณ 3 เท่า ไดโอดชนิดนี้สามารถทนอุณหภูมิที่รอยต่อพีเอ็น (PN junction) ได้สูงถึง 175 องศาเซลเซียส

- ช็อตกี้ไดโอด ค่าแรงดันตกคร่อมเมื่อฟอร์เวิร์ดไบแอสต่ำ ประมาณ 0.5 โวลต์ ช่วงเวลาเริ่มนำกระแสมีน้อยมากจนละเลยได้ เหมาะสมที่จะใช้งานที่กระแสสูง, แรงดันต่ำ ตัวของมันเมื่ออุณหภูมิสูงขึ้น แรงดันตกคร่อมเมื่อฟอร์เวิร์ดไบแอสจะลดลง ข้อเสียของไดโอดชนิดนี้คือไม่สามารถทนแรงดันรีเวิร์สไบแอสได้สูง เท่าที่ทำได้ในปัจจุบันประมาณ 100 โวลต์ และมีกระแสรั่ว (Leakage current) มาก โดยเฉพาะอย่างยิ่ง เมื่ออุณหภูมิรอยต่อสูงขึ้น จึงเกิดภาวะหนีงเพราะอุณหภูมิ (Thermal runaway) ได้ง่าย

เนื่องจากการนำกระแสอย่างรวดเร็ว ของไดโอดทั้งสองชนิดดังที่กล่าวมาแล้ว ทำให้เกิดภาวะทรานส์เซียน (Transient voltage) ของแรงดัน เมื่อไดโอดหยุดนำกระแส สามารถแก้ไขได้โดยการใส่ snubber เบอร์ (Snubber circuit) เพื่อป้องกันภาวะนี้ในวงจร สำหรับกระแสต่ำจะใส่คร่อมลวดทุติยภูมิ ส่วนกระแสสูงจะใส่คร่อมตัวไดโอด ดังรูป



รูปที่ 3 สนิบเบอร์ (Snubber circuit) ป้องกันไดโอด

เราสามารถคำนวณค่าของตัวต้านทานและตัวเก็บประจุ ของวงจร snubber ได้ ดังนี้

$$R_s^2 = L_r / (C_j \cdot n^2) \quad (1)$$

ส่วนค่าของตัวเก็บประจุ จะเลือกอยู่ระหว่าง 0.01-0.1 μF ค่ากำลังที่สูญเสียในตัวต้านทาน (Power dissipated) สามารถหาได้จาก

$$P_r = C_j (V_{in}/n)^2 f / 2 \quad (2)$$

การเลือกค่าตัวเก็บประจุ เป็นตัวแปรสำคัญที่จะบ่งบอกถึงกำลังสูญเสียในวงจร snubber

2 ตัวเหนี่ยวนำ ทำหน้าที่สองประการ คือ หน้าที่หนึ่งกระแสให้กระแสไหลอย่างต่อเนื่อง และหน้าที่ในการช่วยให้อำนาจดันที่ได้เรียบขึ้น มีวัสดุหลายชนิดที่สามารถใช้ทำตัวเหนี่ยวนำได้ ที่ใช้มาก ได้แก่ แกนเฟอร์ไรท์ (Ferrite core) แกนผงเหล็ก (Iron powder) และแกนโมลิเพอมาลอย (Molypermalloy) MPP แกนผงเหล็ก และ MPP มักอยู่ในรูปทอรัส (Toroid) และสามารถใช้งานได้ดี เนื่องจาก

- มีค่าความอิ่มตัวของแกนสูง B_{sat} มากถึง 8000 เกาส์
- สามารถกักเก็บพลังงานได้มาก
- ไม่จำเป็นต้องมีช่องว่างอากาศ (Air gap)
- มีขนาดให้เลือกมากมาย

สำหรับแกนเฟอร์ไรท์ จำเป็นต้องมีช่องว่างอากาศ เนื่องจากมีค่าความอิ่มตัวของแกนต่ำ (Bsat ประมาณ 3000-5000 เกาส์) และยังไวต่อการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิ แต่ก็ยังคงนิยมใช้โดยเฉพาะพอกคอร์ (Pot core) ซึ่งมีการป้องกันการรบกวนของสนามแม่เหล็กได้ดี และง่ายต่อการพันขดลวด จากความสัมพันธ์

$$V_L = L di/dt \quad (3)$$

$$V_L = E_{in} - E_{out} \quad (4)$$

โดยการประมาณค่า $di = \Delta I_L$ ดังนั้น สามารถเขียนความสัมพันธ์ใหม่ได้ดังนี้

$$L = [(E_{in} - E_{out}) \Delta t] / \Delta I_L \quad (5)$$

ในวงจรที่มีหม้อแปลงแบบมีจุดต่อกลาง (Center tap) E_{in} จะเป็นสองเท่าของ E_{out} ค่า Δt คือช่วงเวลาที่ไม่มีแรงดัน ΔI_L คือ ผลต่างของกระแสไหล และ สามารถเขียน Δt ในรูปของ E_{in} และ E_{out} ได้ดังนี้

$$\Delta t = t_{off} = (1 - E_{out}/E_{in}) / 2f \quad (6)$$

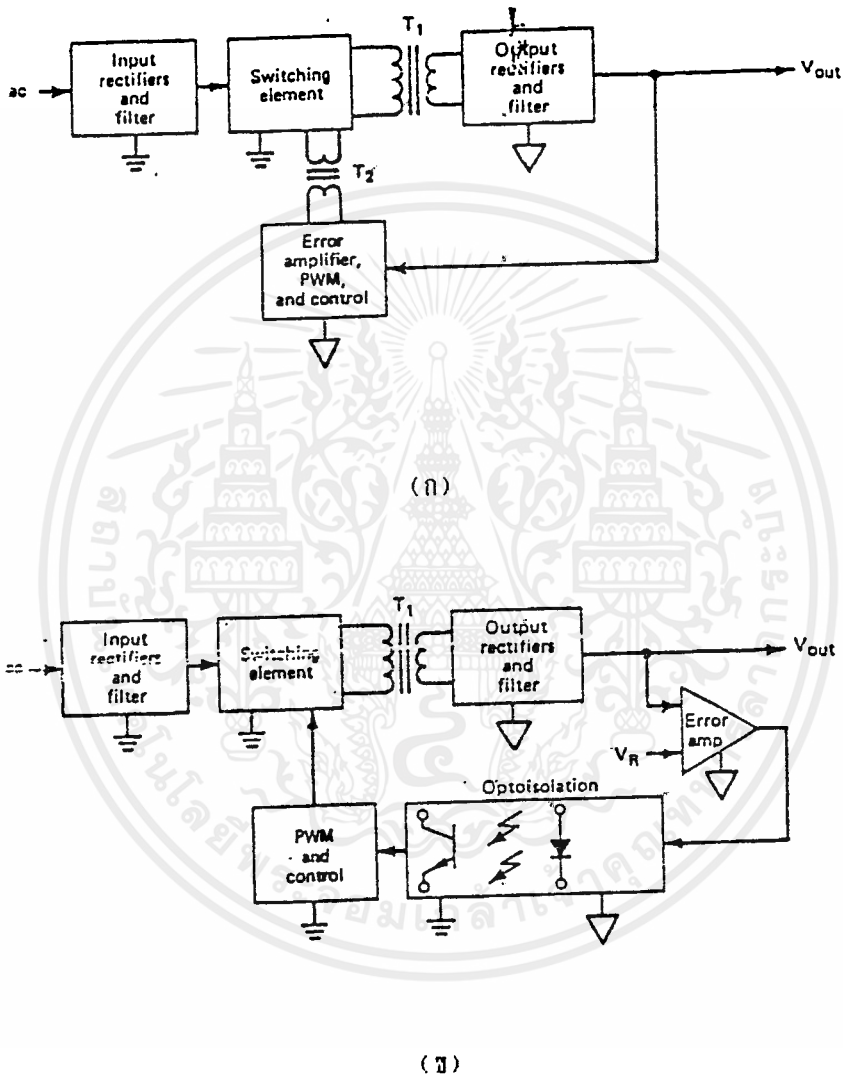
ค่ากระแสโดยประมาณสามารถแทนได้ด้วย $\Delta I_L = 0.25 I_{out}$

$$\text{ดังนั้น} \quad L = E_{out} \cdot t_{off} / 0.25 I_{out} \quad (7)$$

3 ตัวเก็บประจุ ทำหน้าที่ทำให้แรงดันเรียบ การเลือกตัวเก็บประจุ ขึ้นอยู่กับวงจร สวิตซ์ ขนาดของกระแสที่ต้องจ่ายออก ซึ่งโดยมากจะเป็นตัวเก็บประจุชนิดอิเล็กโทรไลติก (Electrolytic) ที่มีค่าความต้านทานเสมือน ESR (Equivalent Series Resistance) ต่ำ ค่า ESR มีความสัมพันธ์โดยตรงกับค่าแรงดันกระเพื่อม และค่า ESR นี้ เป็นตัวบ่งบอกถึง อายุการใช้งานของตัวเก็บประจุ เนื่องจากเป็นตัวบ่งถึงค่าความสูญเสียภายในตัวเก็บประจุ ถ้า ค่า ESR สูง ในการใช้งานจะเกิดการสูญเสีย (loss) มาก ทำให้เกิดความร้อน ทำให้อายุการใช้งานสั้นลง

5 ส่วนสร้างสัญญาณควบคุม (SWITCHING REGULATOR CONTROL CIRCUIT)

ปัจจุบันส่วนสร้างสัญญาณควบคุมมักจะใช้เทคนิคของ Pulse width modulation และ เทคโนโลยีการผลิตไอซีได้พัฒนาไปมาก สามารถผลิตไอซีสร้างสัญญาณควบคุมได้ในอุปกรณ์ชิ้นเดียว เราสามารถเขียนบล็อกไดอะแกรมของส่วนต่าง ๆ ของวงจรสวิตชิงพาวเวอร์ซัพพลายได้ดังนี้



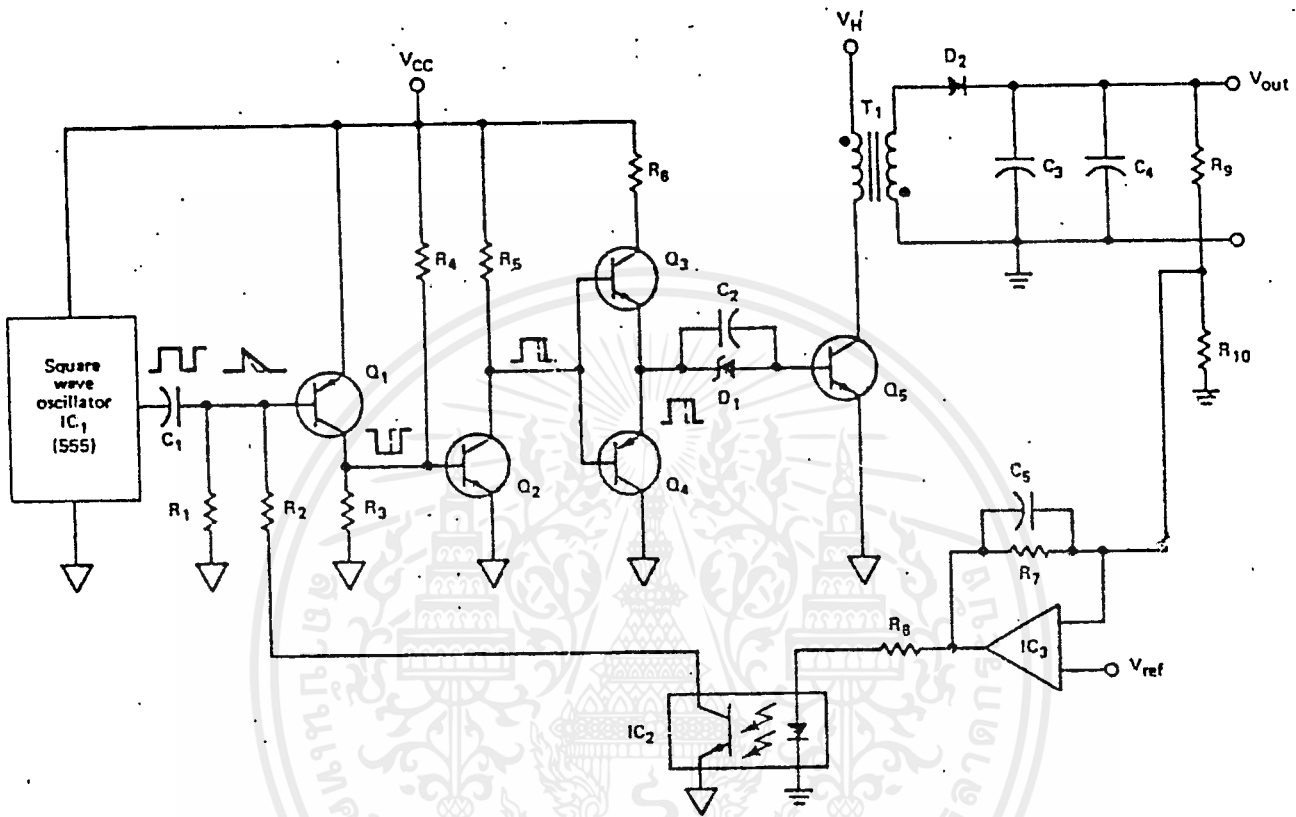
รูปที่ 4 แสดงบล็อกไดอะแกรมของสวิตชิงพาวเวอร์ซัพพลาย

ก. แบบใช้หม้อแปลงแยกส่วน

ข. แบบใช้อุปกรณ์แบ่งแยกอิเล็กทรอนิกส์

1 การควบคุมอย่างง่ายโดยใช้ไอซี LM 555

ใช้ควบคุมนาฬิกาเวอร์ทรากรอสเตอร์เพียงตัวเดียว เมื่อทำการตั้งความถี่ใช้งาน โดยไม่มี
การเปลี่ยนแปลง โดยทำการขยายสัญญาณควบคุมเป็นช่วงจาก Q_1 , Q_2 , Q_3-Q_4 เพื่อควบคุม Q_5

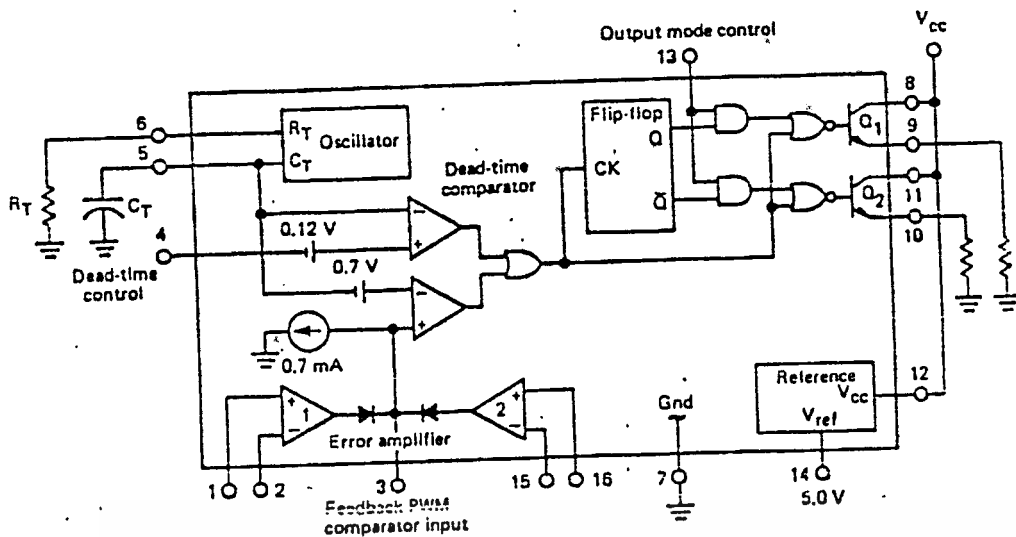


รูปที่ 5

วงจรที่ใช้ LM 555 สร้างสัญญาณควบคุม

2 สวิตชิงเรกกูเลเตอร์ ทีแอล 494 (TL 494)

ใช้ควบคุมโดยมีสัญญาณควบคุมออกจากตัวมันสองชุด การควบคุมและส่วนประกอบต่าง ๆ
เป็นดังรูป



รูปที่ 6 สวิตชิ่งเรกกูเลเตอร์ TL 494

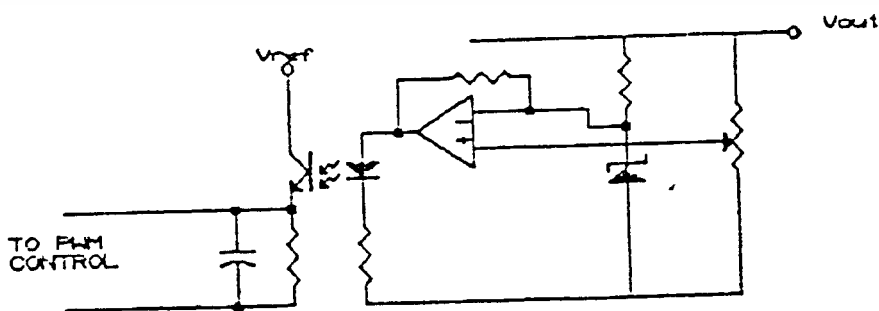
การควบคุมความถี่ใช้งาน สามารถกำหนดได้จากการจัดค่า R_T C_T ดังนี้

$$f_{osc} = 1.1 / (R_T \cdot C_T)$$

6 ส่วนป้อนกลับ (FEEDBACK PART)

การป้อนกลับเพื่อทำการควบคุมความกว้างของสัญญาณควบคุม ซึ่งเป็นตัวกำหนดแรงดันขาออก เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของโหลด เมื่อมีการดึงกระแสเพิ่มขึ้นส่วนป้อนกลับ จะส่งสัญญาณกลับไปยังขาสความกว้างของสัญญาณควบคุม หรือเมื่อโหลดดึงกระแสลดลง ความกว้างของสัญญาณควบคุมจะแคบลง อาจแยกวัตถุประสงค์ของการป้อนกลับออกเป็นสองอย่าง คือ

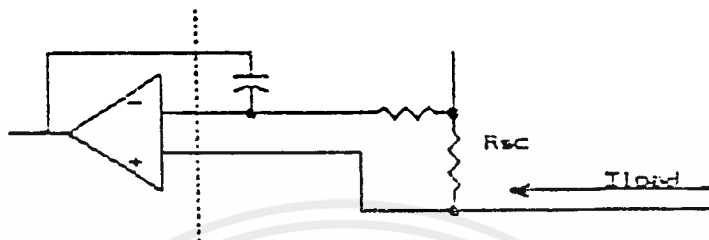
1 การป้อนกลับเพื่อวัตถุประสงค์การควบคุมแรงดัน



รูปที่ 7 แสดงตัวอย่างวงจรป้อนกลับเพื่อควบคุมแรงดัน

เมื่อแรงดันเปลี่ยนแปลง จะทำให้เกิดการเปลี่ยนแรงดันผลต่างที่ออปแอมป์ ส่งผลให้ระดับแรงดันที่ป้อนสู่ส่วนกำเนิดสัญญาณควบคุมเปลี่ยนแปลงไป ทำให้ความกว้างของสัญญาณควบคุมเปลี่ยนแปลง

2 การป้อนกลับเพื่อป้องกันการใช้กระแสเกินและลัดวงจร



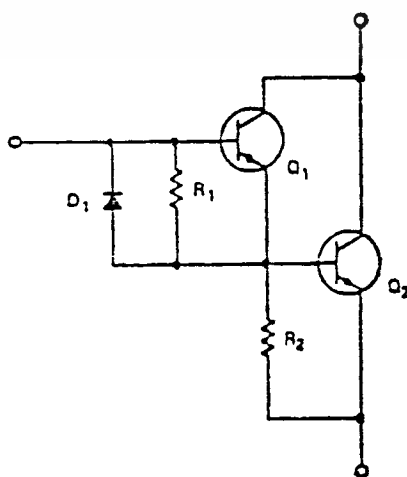
รูปที่ 8 ตัวอย่างวงจรป้องกันการลัดวงจร

เมื่อกระแสไหลเกินค่าที่กำหนด จะทำให้วงจรควบคุมสร้างสัญญาณ

7 ส่วนขยายสัญญาณควบคุม

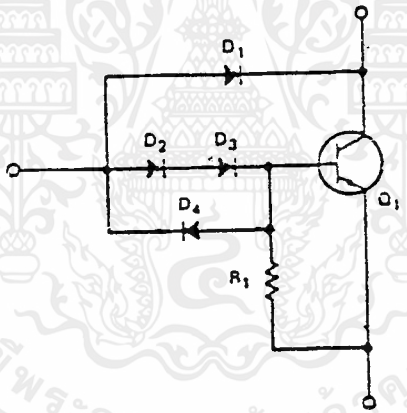
เนื่องจากสัญญาณควบคุมที่ได้จากส่วนสร้างสัญญาณควบคุม อาจมีกำลังไม่เพียงพอที่จะขับให้พาวเวอร์ทรานซิสเตอร์ทำงานได้ จึงอาจต้องขยายสัญญาณควบคุมให้มีกำลังสูงขึ้น

1 การต่อทรานซิสเตอร์แบบคาร์ลิงตัน (Darlington)



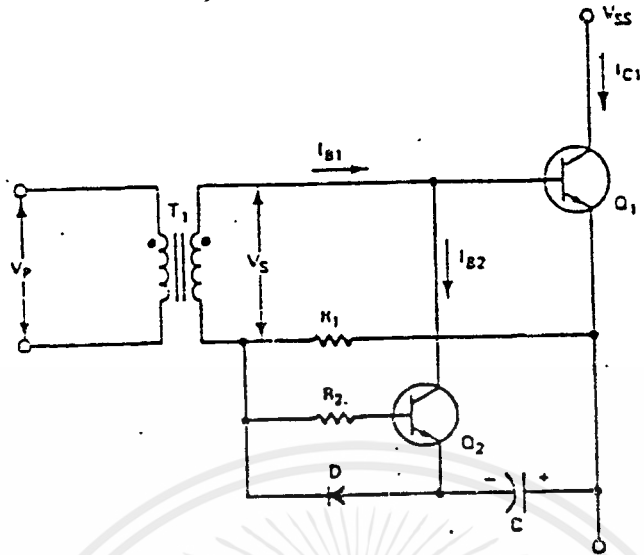
การต่อทรานซิสเตอร์แบบคาร์ลิงตัน มักจะใช้กับพาวเวอร์ทรานซิสเตอร์ เป็นการเพิ่มเกน (Gain) หรืออัตราขยายกระแส $I_c : I_g$ ของทรานซิสเตอร์ เนื่องจากทรานซิสเตอร์กำลังสูงมักมีอัตราขยายต่ำ ในอุปกรณ์พาวเวอร์ทรานซิสเตอร์บางตัว จะมีการต่อแบบคาร์ลิงตันสำเร็จรูปมาแล้ว

เนื่องจากทรานซิสเตอร์กำลังเมื่อนำกระแส และมีการอิ่มตัวอย่างเต็มที่ (Deep saturation) การทำให้หยุดนำกระแส สามารถทำได้โดยการดึงกระแสเบสออก แต่การอิ่มตัวอย่างเต็มที่ ทำให้การหยุดนำกระแสทำได้ช้า การแก้ไขให้ทรานซิสเตอร์อิ่มตัวแต่น้อย (Quasi-saturation) โดยใช้วงจรเบสแคลมป์ (Baker clamp) สามารถทำให้ทรานซิสเตอร์หยุดนำกระแสได้เร็วขึ้น โดยไดโอดที่ต่อเข้าไปทำให้แรงดันขณะอิ่มตัวมีค่าเท่ากับตกคร่อมไดโอด ซึ่งทรานซิสเตอร์จะอิ่มตัวไม่เต็มที่

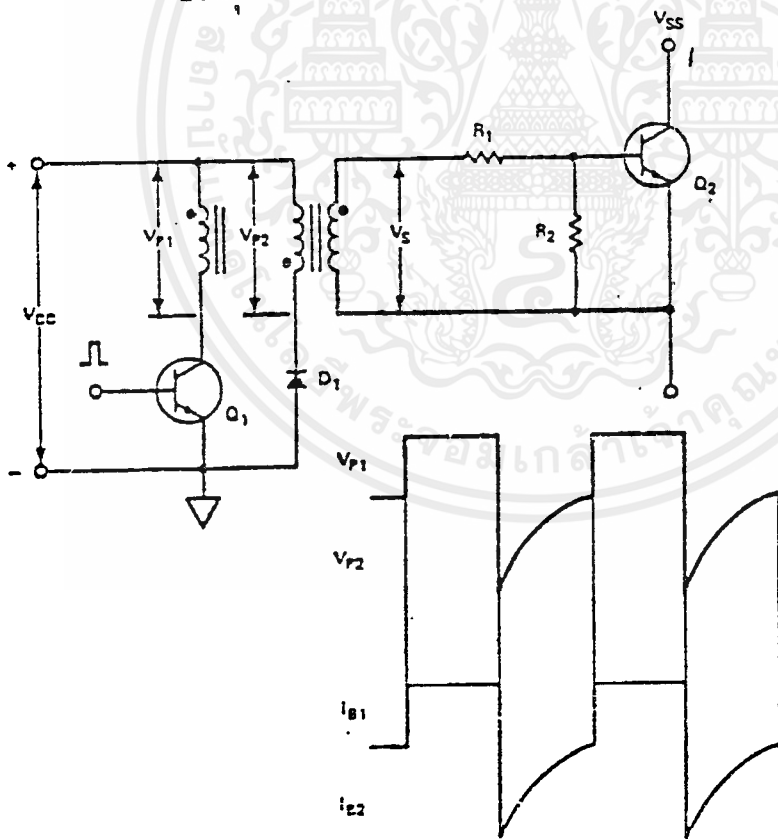


รูปที่ 9 วงจรเบสแคลมป์ (Baker clamp)

2 ตัวอย่างการขยายสัญญาณความคมสำหรับทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์

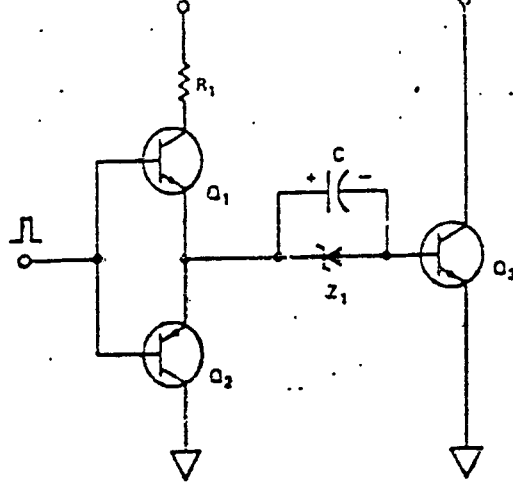


รูปที่ 10 แสดงวงจรขยายกระแสเบสโดยการใช้อัตราแปลงแยกส่วนแบบหนึ่ง ตัวเก็บประจุที่ต่อเข้าไปเพื่อให้ได้กระแสเบสออกมากขึ้น



รูปที่ 11 แสดงวงจรควบคุมโดยใช้อัตราแปลงขดลวดเหนี่ยวนำ (Coupled transformer) พลังงานสะสมในขดลวด ทำให้ได้กระแสเบสออกมากขึ้น

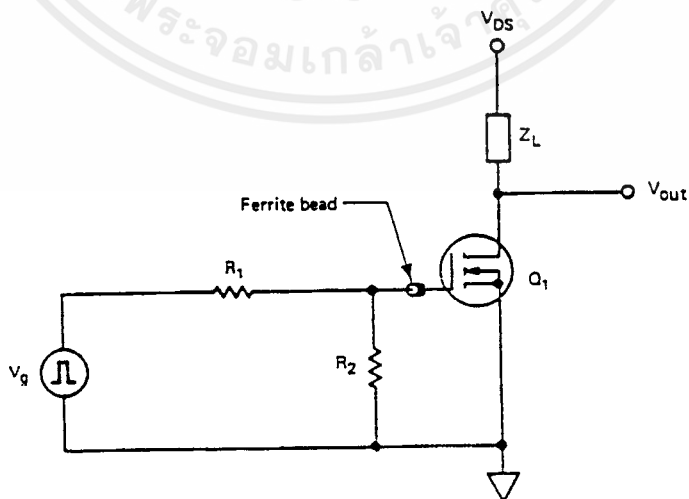
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 12 แสดงวงจรขับเคลื่อนกระแสแบบสแต็ค โดยใช้ตัวเก็บประจุทำหน้าที่ช่วยดึงกระแสกลับมากขึ้น

3 การควบคุมทรานซิสเตอร์ชนิดมอสเฟต (MOSFET)

ทรานซิสเตอร์ชนิดนี้สามารถทำการควบคุมได้ด้วย แรงดันที่ตกคร่อมระหว่าง Gate และ Source หรือ V_{gs} จึงง่ายต่อการควบคุมมากกว่าทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ การควบคุมมอสเฟต จะต้องคำนึงถึงข้อสำคัญสองประการ คือ



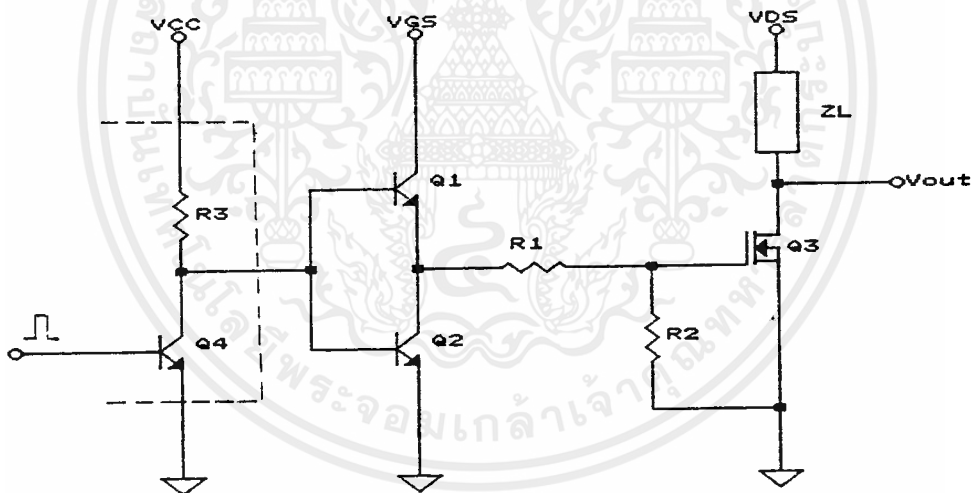
รูปที่ 13 การใช้เฟอร์ไรต์บีทเพื่อลดสัญญาณรบกวน

1 เพื่อป้องกันการออสซิลเลชัน (Oscillation) เมื่อใช้งานที่ความถี่สูง จะต้องทำให้สายที่ต่อมาจากส่วนควบคุม มาถึงขาเกตของมอสเฟตสั้นที่สุด ถ้าไม่สามารถทำได้ ให้ใช้เฟอร์ไรท์บีท (Ferrite bead) หรือใช้ค่า R_1 ที่ต่ออนุกรมอยู่กับเกตให้มีค่าต่ำ

2 เนื่องจากทรานซิสเตอร์ชนิดนี้มี อินพุทอิมพีแดนซ์ (Input impedance) สูง ค่าอิมพีแดนซ์ของส่วนขับ (Driving source impedance) จะต้องมีความต่ำ เพื่อป้องกันการเกิดป้อนกลับแบบบวก (Positive feedback) ซึ่งจะทำให้เกิดออสซิลเลชัน ค่าอิมพีแดนซ์อินพุทอิมพีแดนซ์ของมอสเฟตมีค่าสูงมาก แต่ค่าอิมพีแดนซ์จะมีค่าเปลี่ยนแปลงไปตามความถี่ นั่นคือ ค่าเวลาไต่ขึ้น (Rise time) ค่าเวลาไต่ลง (Fall time) ขึ้นอยู่กับค่าอินพุทอิมพีแดนซ์

1 การขับมอสเฟตด้วยไอซีทีทีแอล (TTL)

การขับมอสเฟตด้วยไอซีตระกูลทีทีแอลโดยตรงไม่เป็นที่แนะนำให้ใช้ แต่ให้ใช้ทรานซิสเตอร์เป็นบัฟเฟอร์ (Buffer) เสียก่อน



รูปที่ 14 การขับมอสเฟตด้วยไอซีตระกูลทีทีแอล (TTL)

มอสเฟตมีอินพุทอิมพีแดนซ์สูง สามารถขับด้วยไอซีตระกูลมอสได้โดยตรง โดยมีช่วงเวลาไต่ขึ้น ช่วงเวลาไต่ลงประมาณ 60 นาโนวินาที แต่ถ้าต้องการความเร็วสูงกว่านี้ สามารถใช้อิมิตเตอร์ฟอลโลเวอร์บัฟเฟอร์ (Emitter follower buffer) ได้ การใช้มอสหลายตัวต่อขนานกันก็สามารถทำได้ เมื่อต้องการกระแสในการขับสูงขึ้น

3 การรับมอสเฟตด้วยไอซีตระกูลลิเนียร์ (Linear)

ไอซีตระกูลลิเนียร์ เช่น ไอซีจังก์ชันออปแอมป์ (OP Amp) สามารถทำการขับได้โดยตรง แต่มีข้อจำกัดทางด้านความถี่ คือ สามารถใช้ได้ในช่วงความถี่ไม่เกิน 25 kHz การต่อผ่านบัฟเฟอร์ก็สามารถทำได้

4 การรับมอสเฟตในวงจรพัลบริค์และฮาล์ฟบริค์

เนื่องจากวงจรเหล่านี้ ขาเกทของมอสเฟตอยู่ในระดับแรงดันที่ต่างกัน การรับมอสเฟตในวงจรเหล่านี้ จึงจำเป็นต้องต่อหม้อแปลงแยกส่วน (Isolated transformer or pulse transformer)



บทที่ 3

ในบทนี้เราจะทำการออกแบบสวิทชิงพาวเวอร์ซัพพลาย ขนาด 50 โวลต์ 5 แอมป์ 250 วัตต์ โดยจะต้องคำนวณหาค่าของอุปกรณ์ต่าง ๆ ที่ใช้ ดังต่อไปนี้

- ภาคเรียงกระแสขาเข้า

คำนวณหาค่า C ที่เป็นเรกติไฟร์

จากสมการ $P_o = V_{in} \times I_{in}$

$$P_o = 250 \text{ วัตต์}, V_{in} = 1.4 \times 220 = 320 \text{ V}_{dc}$$

และให้มีประสิทธิภาพเป็น 70 % ดังนั้น

$$250 = (320 \times I_{in}) \times 0.7$$

$$I_{in} = 250 / (0.7 \times 320) = 1.12 \text{ แอมป์}$$

จากสมการ $C = It / \Delta V$

I_{in} คือ กระแสที่ไหลเข้าตัว C = 1.12 แอมป์

t คือ เวลาที่ประจุ (ที่ความถี่ไฟบ้าน = 50Hz)

ΔV คือ แรงดันริปเปิ้ลที่เราสมมติให้มี = 10 โวลต์

$$t = (1 / (50)) / 2 = 0.01 \text{ วินาที}$$

(หาร 2 เนื่องจากมีการประจุทุก ๆ ครึ่งไซเคิล)

$$C = (1.12 \times 0.01) / 10$$

$$= 1100 \mu F$$

แต่จากวงจรฮาล์ฟบริดจ์ C จะต่อแบบอนุกรม ดังนั้น C หนึ่งตัวที่ใช้จะมีค่า 2200 μF เพราะฉะนั้น จึงเลือก C ขนาด 2200 μF 2 ตัว ทนแรงดัน 400 โวลต์

เลือกค่า R ที่ต่อคร่อม C เรกติไฟร์

จาก $\tau = RC$

$$16 \text{ s} = 2200 \mu F \times R$$

$$R = 16 / 2200 \mu F = 7.3 \text{ k โอห์ม}$$

เลือก R ขนาด 8 k โอห์ม

โวลต์ที่คร่อม R มีค่า 160 โวลต์ ดังนั้นกระแสที่ไหลผ่าน คือ $160/8k = 0.02$ แอมป์

$$P = I^2 \times R$$

$$= (0.02)^2 \times 8K$$

$$= 3.2 \quad \text{วัตต์}$$

ดังนั้น เลือก R ขนาด 8k โอห์ม พิกัด 5 วัตต์

- ชุดวงจรเร้ากระแสกลับ

คำนวณหาค่า C คัปปลิงระหว่างมอสเฟตกับหม้อแปลง

$$\text{จากสมการ } C = I \times dt / dV$$

$$dt = T/2 \times \rho, \quad T = 1/f = 1/(100K) = 10^{-5} \text{ วินาที}$$

$$dt = 5 \times 10^{-6} \times 0.8 = 4 \times 10^{-6} \text{ วินาที}$$

$$I = 2.3 + (2.3 \times 0.2) = 2.8 \text{ แอมป์, ให้ } \Delta V \text{ เป็น 28 โวลต์}$$

$$\text{จะได้ } C = 2.8 \times 4 \times 10^{-6} / (28) = 0.4 \mu F$$

ดังนั้น เลือก C ขนาด 0.4 μF ทนแรงดัน 200 โวลต์

คำนวณหา มอสเฟตที่ใช้

$$\text{จากสมการ } P_o = V_{in} \times I_{in}$$

และให้มีประสิทธิภาพเป็น 70 %

$$\text{ดังนั้น } P_o = (V_{in} \times I_{in}) \times 0.7$$

$$250 = (160 \times I) \times 0.7$$

$$I = 250 / (160 \times 0.7)$$

จากพิกัดที่ได้คือ $I = 2.3$ แอมป์ และ $V_{in} = 160$ โวลต์ จึงเลือกมอสเฟต IRF 840

คำนวณหาค่า R, C ในสลับเบส ของ มอสเฟต

$$\text{จากสมการ } C = \frac{I_c \times (t_r + t_f)}{V_{CE}}$$

จาก DATA SHEET $t_r = 15 \text{ ns}$, $t_f = 30 \text{ ns}$

$$C = \frac{2.4(15+30) \times 10^{-12}}{160}$$

$$= 0.675 \text{ nF}$$

ดังนั้น เลือกใช้ C ขนาด 0.7 nF ทนแรงดัน 200 โวลต์

เลือกค่า R จาก สมการ $R = t_{on} / (3 \times C)$

ให้ t_{on} เป็น 40% ของคาบการทำงาน ($T = 1/100K$)

$$t_{on} = (0.4 \times 10^{-3}) / (100) = 4 \times 10^{-6} \text{ วินาที}$$

$$R = 4 \times 10^{-6} / (3 \times 0.7 \times 10^{-9})$$

$$= 1904.76$$

$$= 1.9k \text{ โอห์ม}$$

ค่า R ที่คำนวณได้จะต้องให้กระแส discharge น้อยกว่า $0.25I_c$ จึงจะใช้ได้

$$I_{dis} = V_{ce} / R = 160 / 1.9k = 0.084 \text{ แอมป์}$$

$$0.25 \times I_c = 0.25 \times 2.4 = 0.6$$

$$I_{dis} = 0.084 < 0.25 \times I_c = 0.6 \text{ แอมป์}$$

ดังนั้น $R = 1.9k$ โอห์ม จึงใช้ได้

เลือกชนิด R จากสมการ

$$P_R = 0.5 \times C \times (V_{ce})^2 \times f$$

$$= 0.5 \times 0.7 \text{ nF} \times (160)^2 \times 100k$$

$$= 0.896 \text{ วัตต์}$$

ดังนั้น เลือก R ขนาด 1.9k โอห์ม นิเกิ้ล 2 วัตต์

-หม้อแปลงความถี่สูง

คำนวณหาขนาดนิเกิ้ลของหม้อแปลง

จากค่าที่คำนวณไปแล้ว ทราบว่า $V_{in} = 160$ โวลต์ , $I_{in} = 2.3$ แอมป์ ,

$V_o = 50$ โวลต์ , $I_o = 5$ แอมป์

เมื่อเปิด DATA SHEET เลือกแกนแบบ EE42 H45 โดยมี $B_m = 4700$ Gauss

$$A_c A_m = \frac{0.68 \times 250 \times 500 \times 10^3}{100 \times 1500}$$

$$A_c = 0.567$$

จากการเปิด DATA SHEET $A_c = 1.8 \text{ cm}^2$ ดังนั้นแกนที่เลือกสามารถใช้ได้

คำนวณจำนวนรอบด้านปฐมภูมิ

$$N_p = \frac{V_p \times 10^8}{k \times f \times B_{max} \times A_c} = \frac{160 \times 10^8}{4 \times 100 \times 1500 \times 1.79}$$

$$= 15 \text{ รอบ}$$

เลือกขนาดเส้นลวดด้านปฐมภูมิ = 2.4×500

$$= 1200 \quad 1000 \text{ c.m./A}$$

จากตารางขดลวด AWG จะเลือกขดลวดได้ เบอร์ 19

คำนวณจำนวนรอบด้านทุติยภูมิ

$$N_s = N_p \times (V_p / V_s)$$

$$= 15 \times (100 / 160)$$

$$= 9.375 = 10 \text{ รอบ}$$

เลือกขนาดเส้นลวดด้านทุติยภูมิ = 5×500

$$= 2500 \quad 1000 \text{ c.m./A}$$

จากตารางขดลวด AWG จะเลือกขดลวดได้ เบอร์ 16

เพื่อป้องกันการเกิด skin effect ด้านปฐมภูมิ จึงใช้ลวดเบอร์ 22 2 เส้นพันเป็นเกลียว แล้วจึงพันบนแกน ส่วนด้านทุติยภูมิ ใช้ลวดเบอร์ 19 2 เส้นพันเป็นเกลียวเกลียวแล้วจึงพันบนแกน และเพื่อป้องกันการเกิด approximate effect ให้พันขดลวดเป็นแบบแซนวิช ทดสอบว่าแกนที่เลือกมีจุด B_{max} มากกว่าจุด B_{max} ที่เราต้องการ เพื่อป้องกันการอิ่มตัวของหม้อแปลง

$$B_{max} = \frac{(V_p + 20V) \times 10^8}{k \times f \times N_p \times A_c}$$

$$= \frac{(160 + 20) \times 10^8}{4 \times 100 \times 15 \times 1.79} = 1676$$

จะเห็นว่าค่า B_{max} (1676) ที่เราเลือกน้อยกว่า B_{max} (4700) ถือว่าใช้ได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อ 3-4 วิชาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คำนวณหาไดโอดภาคเอาต์พุต

กำหนด $V_o = 50$ โวลต์ , $I_o = 5$ แอมป์

แรงดัน reverse ที่ ไดโอดทนได้อย่างต่ำสุด

$$\begin{aligned} &= 2.4 \times V_o \times (V_{i.e.max} / V_{i.e.min}) \\ &= 2.4 \times (160 / 150) \\ &= 128 \quad \text{โวลต์} \end{aligned}$$

เลือก ULTRA FAST DIODE

หา R, C สำหรับสับเบอร์ดไดโอด

คำนวณหาค่า C

จากสมการ $\alpha f_c = 0.02$

ดังนั้น เลือก C ขนาด $0.01 \mu F$ ทนแรงดัน 50 โวลต์

คำนวณหาค่า R

$$R = \frac{0.02 \times 10^{-6}}{0.01 \mu F} = 2 \text{ โอห์ม}$$

$$\begin{aligned} P_r &= 0.5 \times C_u \times (V_{i.e.}/n)^2 \times 100k \\ &= 5 \quad \text{วัตต์} \end{aligned}$$

ดังนั้น เลือก R ขนาด 2 โอห์ม วัตต์ 5 วัตต์

คำนวณหา L, C FILTER

คำนวณหาค่า L

$$\text{จากสมการ } L = \frac{E_o \times t_{off}}{0.25 \times I_o}$$

$$t_{off} = \frac{1 - (E_o / E_{i.e.})}{2f} = \frac{1 - (50 / 100)}{2 \times 100k} = 2.5 \times 10^{-6} \text{ วินาที}$$

$$L = \frac{50 \times 2.5 \times 10^{-6}}{0.25 \times 5} = 0.1 \text{ mH}$$

$$\begin{aligned}
 \text{จากสมการ พลังงาน (จูล)} &= 1/2 \times L \times I^2 \\
 &= 1/2 \times 0.1 \text{mH} \times 5^2 \\
 &= 1.25 \times 10^{-7}
 \end{aligned}$$

จากการเปิด DATA SHEET เลือกแกน TOROID ชนิด POWDER IRON

จะได้ 215 แอมป์/รอบ และแกนที่ใช้เป็น T106-26

คำนวณจำนวนรอบ

$$\text{จาก} \quad NI = 215$$

$$N = 215/5 = 43 \quad \text{รอบ}$$

เมื่อเปิดตารางใน DATA SHEET เลือกใช้ลวดเบอร์ 16 AWG พันแบบ FULL WINDING

คำนวณหาค่า C

$$\begin{aligned}
 \text{จาก} \quad C &= \frac{0.25 \times I_L}{8 \times f \times \Delta V} \\
 &= \frac{0.25 \times 5}{8 \times 100 \text{k} \times 50 \text{mV}} = 31.25 \mu\text{F}
 \end{aligned}$$

- ส่วน CONTROL

ใช้ IC เบอร์ TL 494 เป็นตัวสร้าง PWM ให้แก่มอสเฟต โดยมีความถี่ = 100 kHz

$$f_{osc} = 1.1 / (R_T \times C_T)$$

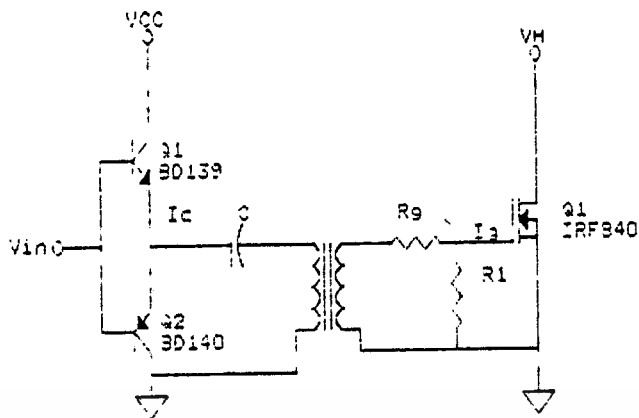
และเนื่องจากเป็นวงจรที่ใช้มีการทำงานแบบพัลส์-พูล คือ $f_{out}/f_{osc} = 0.5$

$$f_{out} = 0.5 \times 1.1 / (R_T \times C_T)$$

เลือก C = 0.001 μF

$$100 \text{k} = 0.5 \times 1.1 / (R \times 0.001 \mu\text{F})$$

เพราะฉะนั้น $R = 5.5 \text{ k} \quad \text{โอห์ม}$



ใช้วงจรดังรูปข้างบนเป็นตัวขับขา G ให้ มอสเฟต

$$I_{gs} = C_{iss} \times dv/dt$$

$$= 1600\text{pF} \times (12/100\text{nF}) = 192 \text{ mA}$$

$$R_{gs} = t_r / (2.2 \times C_{iss})$$

$$= 15 \text{ nF} / (2.2 \times 1600\text{pF})$$

$$= 5 \text{ โอห์ม}$$

$V_{gs} = 3 \text{ v}$ ดังนั้น $I_c = 3/5 = 600 \text{ mA}$ $I_{R1} = (600 - 192) = 408 \text{ mA}$

จากรูป $R_1 = 12 \text{ v} / 408 \text{ mA} = 30 \text{ โอห์ม}$

ดังนั้น เลือก R_{gs} ขนาด 5 โอห์ม วัตต์ 0.5 วัตต์

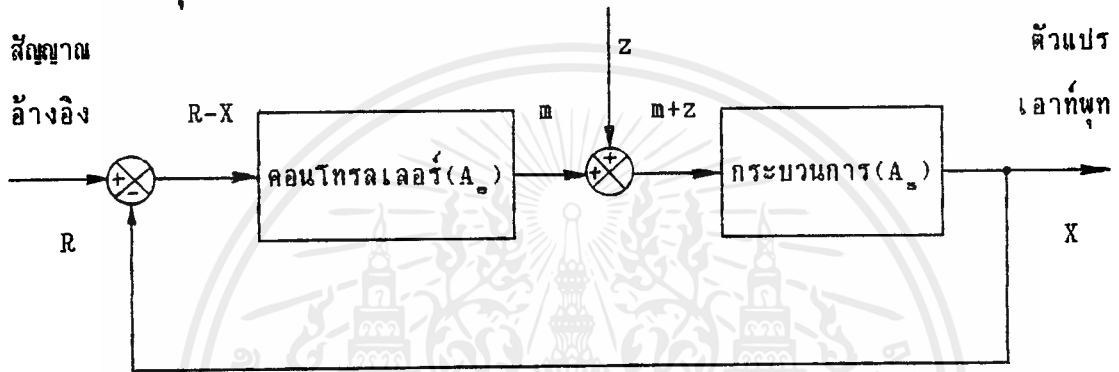
R_1 ขนาด 30 โอห์ม วัตต์ 5 วัตต์

บทที่ 4

คอนโทรลเลอร์

จุดมุ่งหมายของตัวคอนโทรลเลอร์ คือ การควบคุมตัวแปรเอาต์พุตให้เข้าสู่ค่าที่กำหนดไว้ และรักษาให้มันอยู่ที่ค่านี้ จุดประสงค์นี้จะเป็นไปได้ ตัวคอนโทรลเลอร์จะต้องแก้ไขอิทธิพลของสัญญาณรบกวนในวิถีทางที่เหมาะสมด้วย

วงจรคอนโทรลเลอร์ง่าย ๆ แสดงดังในรูปที่ 1 ตัวคอนโทรลเลอร์จะควบคุมตัวแปรเอาต์พุต (X) ด้วยสัญญาณควบคุม (m) เพื่อทำให้สัญญาณเอเรอร์ (R-X) มีค่าน้อยที่สุดเท่าที่จะทำได้ และยังมีคุณสมบัติการตอบสนองของระบบที่ดีด้วย



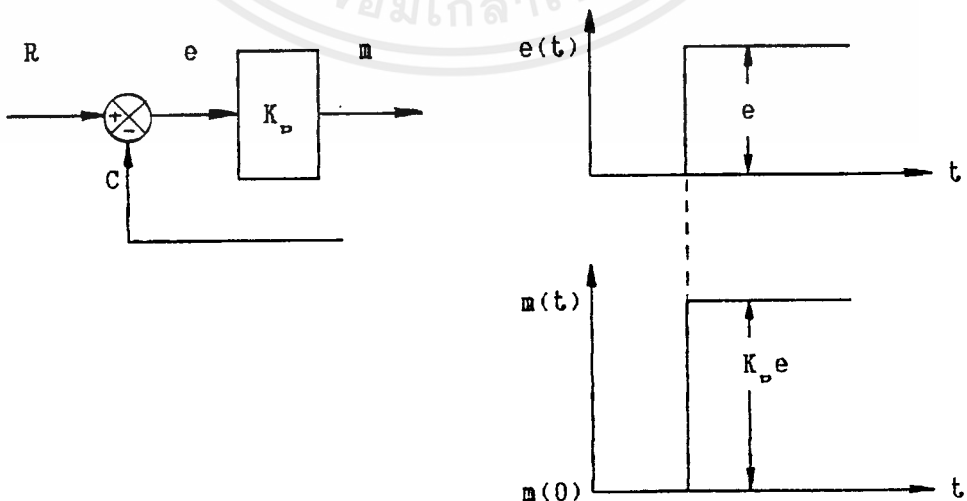
รูปที่ 1 บล็อกไดอะแกรมของลูปคอนโทรลป้อนกลับ

คุณสมบัติของตัวคอนโทรลเลอร์

1. พร็อบพอร์ชันนัล คอนโทรล (Proportional Control : P)

สัญญาณตัวแปรเพื่อการแก้ไขของตัวคอนโทรลเลอร์ จะเป็นสัดส่วนกับสัญญาณเอเรอร์ ดัง

รูปที่ 2



รูปที่ 2 ตัวคอนโทรลเลอร์แบบ พร็อบพอร์ชันนัล

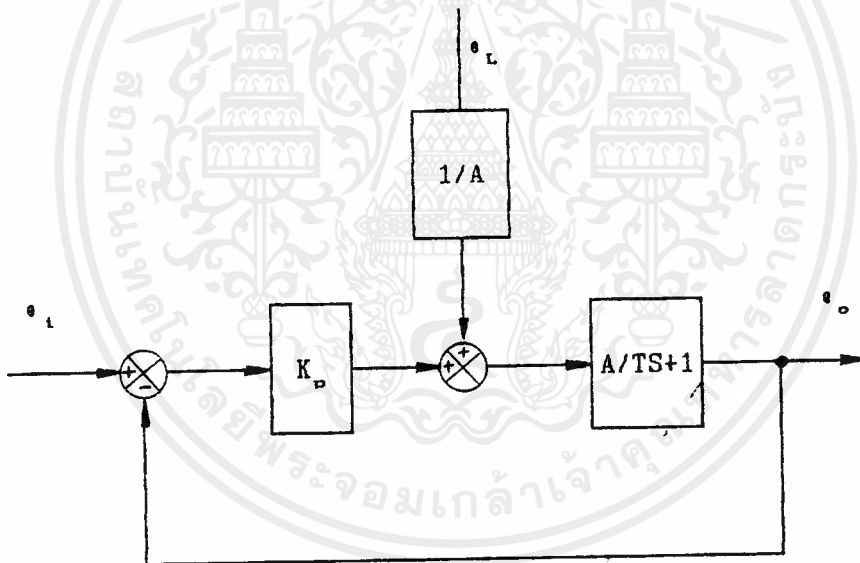
$$m = K_p e + m(0)$$

เมื่อ K_p คือ กำลังขยายของตัวคอนโทรลเลอร์แบบ พร็อบพอร์ตชันนัล

$m(0)$ คือ เอาท์พุทของตัวคอนโทรลเลอร์เมื่อสัญญาณเอเรอร์ เป็นศูนย์

การคอนโทรลแบบนี้มักจะแสดงอยู่ในรูปของ พร็อบพอร์ตชันนัล แบนด์ (PB) ค่า PB คือค่าสัญญาณเอเรอร์ ที่ทำให้สัญญาณควบคุมเปลี่ยนไปร้อยละเปอร์เซ็นต์ [$PB = 1/K_p \times 100 \%$] ค่า PB จะเป็นตัวบอกความไวของการแก้ความผิดพลาด ดังนั้น จึงอาจเรียกค่า K_p ว่าความไวของพร็อบพอร์ตชันนัลคอนโทรลได้อีกชื่อหนึ่ง

ข้อเสียของการคอนโทรลแบบพร็อบพอร์ตชันนัล คือ กรณีที่มีการเปลี่ยนแปลงโพลจะเกิดค่าออฟเซต (ค่าผิดพลาด) ของสัญญาณกระบวนการ (C) ที่สถานะคงที่ โดยเฉพาะกับกระบวนการที่มีไทม์แล็ก มาก ๆ การแก้ไขด้วยการลดค่า PB ก็ยังไม่สามารถกำจัดค่าได้หมด เพราะถ้าค่า K_p สูงเกินไป การควบคุมจะเกิดการออสซิลเลทและเกิดเฟสชิฟ (phase shift) อีกด้วย

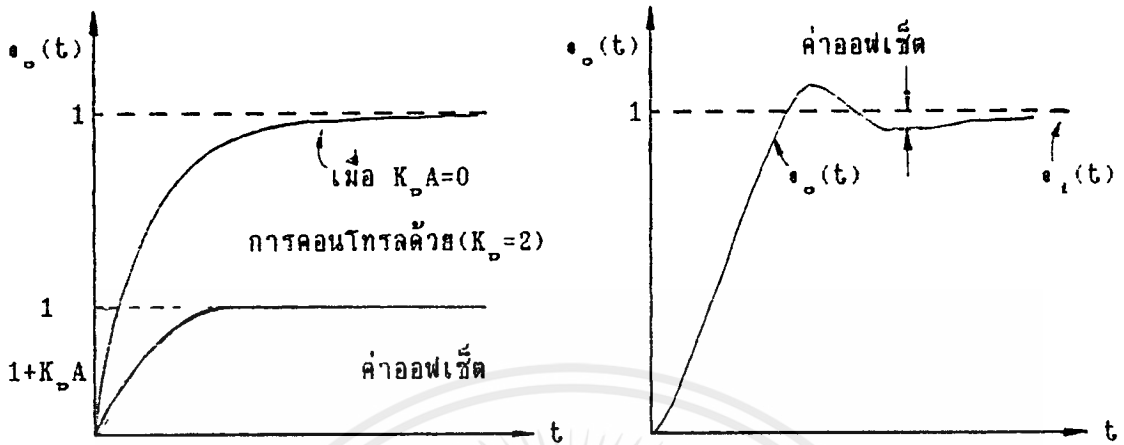


รูปที่ 3 โพลเปลี่ยนแปลงในระบบคอนโทรลแบบ พร็อบพอร์ตชันนัล

$$\frac{e_o}{e_L} = \frac{1/(TS+1)}{1+K_p/(TS+1)} = \frac{1}{TS+1+K_p A} = \frac{A_e}{T_i S+1}$$

$$\text{เมื่อ } A_e = \frac{1}{1+K_p A} \quad ; \quad T_i = \frac{T}{1+K_p A}$$

$$\text{ค่าออฟเซต} = e_i(\alpha) - e_o(\alpha) = 0 - \frac{1}{1+K_D A} = \frac{-1}{1+K_D A}$$



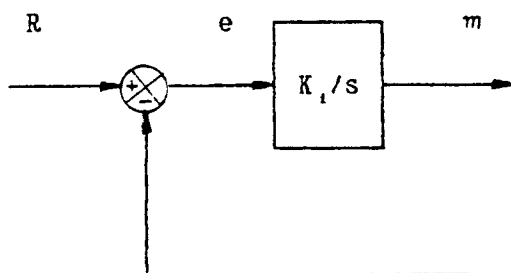
รูปที่ 4 ผลการตอบสนองของระบบ P-คอนโทรล รูปที่ 5 ผลการตอบสนองของระบบ P-คอนโทรล
ต่อการเปลี่ยนแปลงโหลดแบบขั้นบันได ต่อการเปลี่ยนแปลงของอินพุตแบบขั้นบันได

ออฟเซต เอเรอร์ จะเป็นตัวจำกัดการใช้งานของระบบการคอนโทรลแบบพรีอพออร์ชันนัล และการคอนโทรลแบบนี้จะใช้งานได้ในบางกรณีเท่านั้น

พรีอพออร์ชันนัลคอนโทรล จะใช้งานได้เฉพาะในระบบที่ไม่มีการเปลี่ยนแปลงโหลดมากนัก หรือระบบที่มีกระบวนการที่มีไทม์แล็กเล็กน้อย หมายถึง ระบบจะต้องมี PB น้อย (K_D มีค่ามาก) ซึ่งจะทำให้ค่าออฟเซตเอเรอร์ลดลง

2. อินทิกรัล คอนโทรล (Integral Control : I)

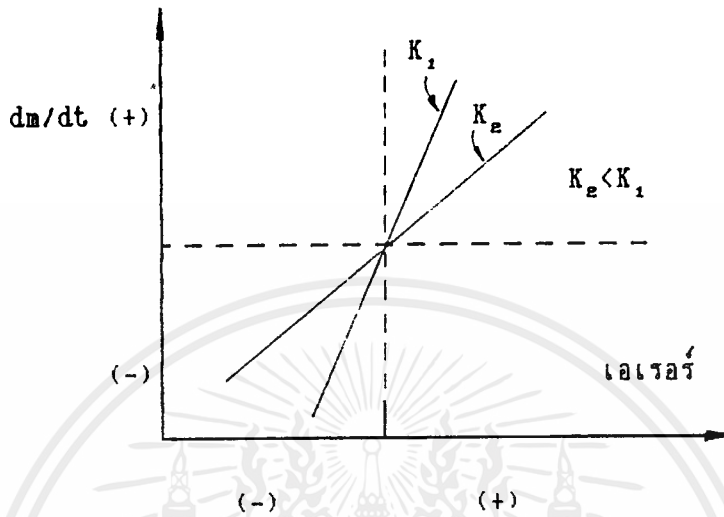
การควบคุมแบบอินทิกรัลนี้ ค่าสัญญาณควบคุม (m) จะเป็นสัดส่วนโดยตรงกับค่าอินทิกรัลของสัญญาณเอเรอร์ (e) จึงสามารถแก้ค่าออฟเซตได้ การควบคุมแบบนี้บางทีเรียกว่า รีเซ็ต แอคชั่น (Reset Action)



$$dm/dt = K_I e$$

เมื่อ K_1 คือ ค่าคงที่มีหน่วย (%/วินาที/%)

$T_1 = 1/K_1$ คือ อินทิกรัลไทม์ มีหน่วยเป็นวินาที



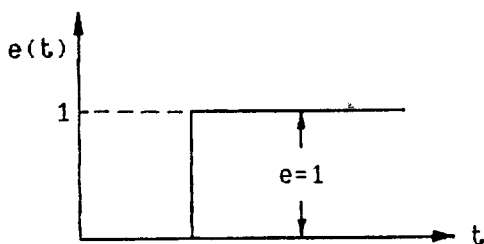
รูปที่ 6 แสดงอัตราการเปลี่ยนแปลงของเอ็กพทซ์ขึ้นอยู่กับกำลังขยายและเอเรอร์

เราหาเอ็กพทซ์ของตัวคอนโทรลเลอร์ได้ดังนี้

$$m = \frac{1}{T_1} \int_0^t e(t) dt + m(0)$$

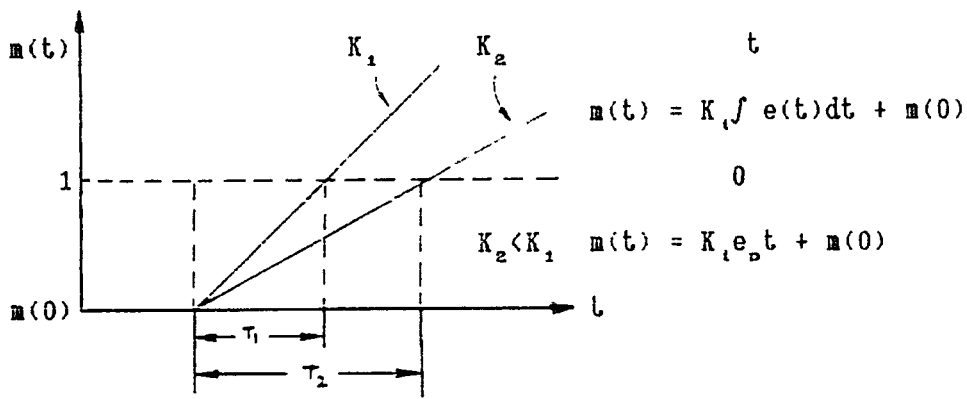
$$m = \frac{1}{T_1} \times e/s + m(0) = K_1 e/s + m(0)$$

เมื่อ $m(0)$ = เอ็กพทซ์ของคอนโทรลเลอร์ที่เวลา $t=0$



$$m_1 = K_1 t + m(0)$$

$$m_2 = K_2 t + m(0)$$



รูปที่ 7 แสดงผลตอบสนองของ I-คอนโทรล ต่อเอเรอร์ที่มีค่าคงที่

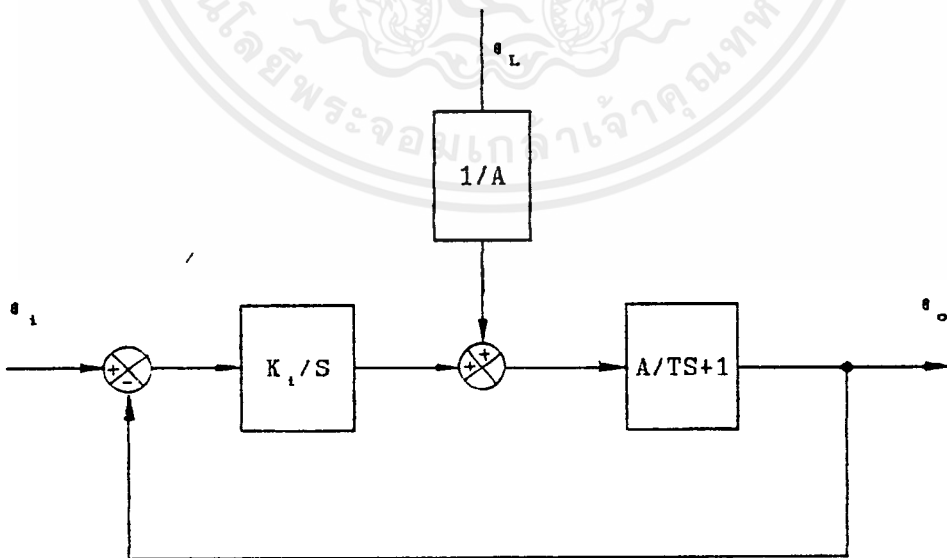
เมื่อ เอเรอร์ คงที่ m เอาท์พุทของคอนโทรลเลอร์จะเป็นฟังก์ชันกับเวลา

ถ้าระบบมี $K_c = K_1$ จะมี อินทิกรัล ไทม์ $= T_1$

.. .. $K_c = K_2$ $= T_2$

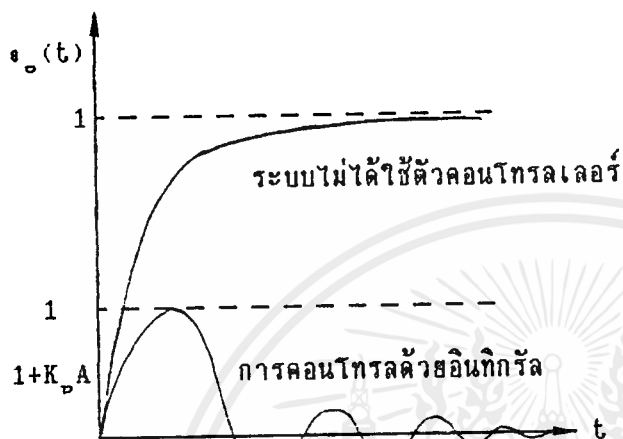
T_1 (อินทิกรัล ไทม์) คือ เวลาที่ใช้ในการเพิ่มค่าของสัญญาณควบคุม (m) จนกว่าสัญญาณผลต่างจะหมดไป ถ้าค่า T_1 น้อย รีเซ็ตแอดชั่น จะเกิดเร็ว ทำให้สัญญาณ $e = 0$ เร็ว แต่มีข้อเสียคือ ถ้าค่า T_1 น้อยเกินไปจะทำให้ค่าอัตราหน่วง (damping ratio) ของกระบวนการมีค่าต่ำ อาจทำให้ระบบขาดเสถียรภาพได้ แต่ถ้าให้ T_1 มากเกินไป ค่า stabilizing time ของกระบวนการจะยาวนานเกินไป

ผลตอบสนองของระบบอินทิกรัลคอนโทรลต่อการเปลี่ยนแปลงของโหลด

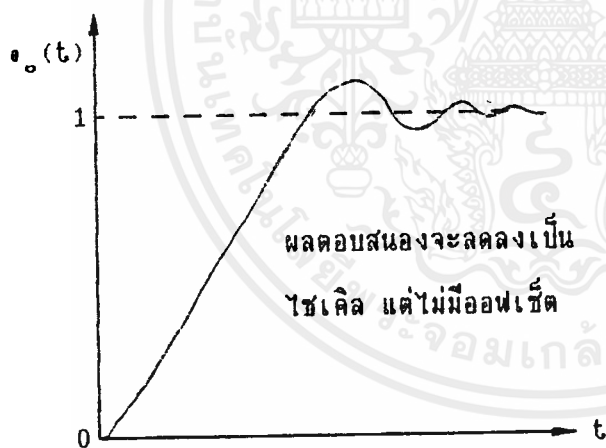


$$\frac{e_o}{e_L} = \frac{1/(TS+1)}{1+K_1A/S(TS+1)} = \frac{S}{S(TS+1)+K_1A} = \frac{s}{TS^2+S+K_1A}$$

$$\text{ค่าออฟเซต} = e_1(\alpha) - e_o(\alpha) = 0 - 0 = 0$$



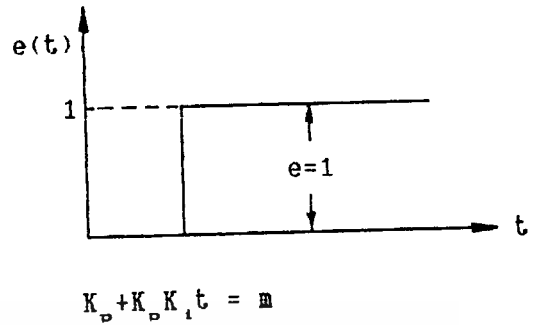
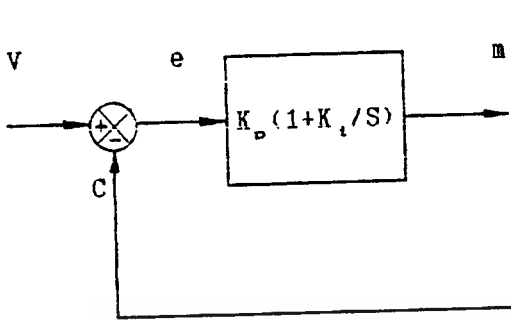
รูปที่ 8 ผลตอบสนองของระบบ I-คอนโทรล ต่อการเปลี่ยนแปลงของโหลด ในลักษณะขั้นบันได



รูปที่ 9 ผลตอบสนองของระบบ I-คอนโทรล ต่อการเปลี่ยนแปลงของอินพุต (e_1) ในลักษณะขั้นบันได

ถ้ากระบวนการที่มีไทม์ แล็กมีค่ามาก จะทำให้ผลตอบสนองของระบบ เกิดออสซิลเลชันได้ ดังนั้น อินทิกรัลคอนโทรลจะไม่ถูกนำไปใช้โดดเดี่ยว แต่ถ้านำไปใช้ก็จะใช้กับกระบวนการที่มีไทม์ แล็กเล็กน้อย

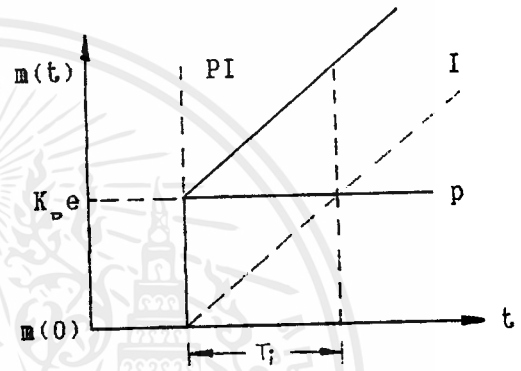
3. พรีอพรอร์ชันนัล-อินทิกรัล คอนโทรล (Proportional-Integral Control : PI)



การคอนโทรลแบบนี้เราจะหาสัญญาณควบคุม

(m) ได้ดังนี้

$$m = K_p e + K_p K_i \int_0^t e dt + m(0)$$

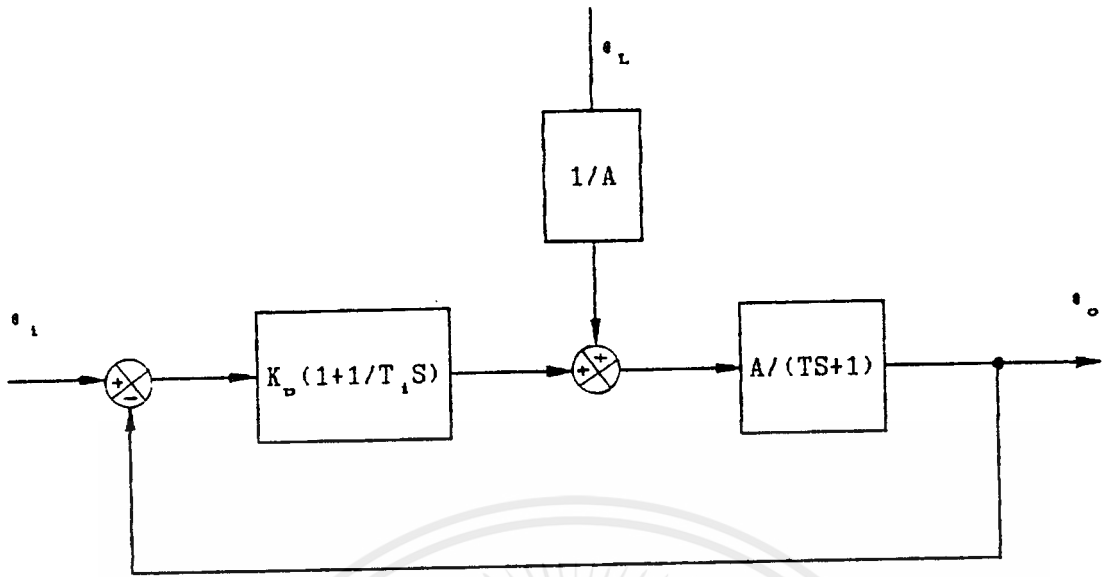


ข้อดีของ PI-คอนโทรล คือการคอนโทรลแบบนี้จะให้คุณสมบัติของทั้งแบบ พรีอพรอร์ชันนัล และแบบอินทิกรัล ซึ่งสามารถทำให้ค่าออฟเซตในแบบพรีอพรอร์ชันนัลหมดไป และ K_i กำลังขยายของการอินทิเกรตสามารถจะปรับค่าได้อย่างอิสระ

ข้อเสียของ PI-คอนโทรล คือระบบอาจจะไม่เสถียรภาพกรณีค่า T_i น้อย และไม่เหมาะสมกับกระบวนการที่มีไทม์ แล็ก มาก ๆ เพราะ การตอบสนองของตัวแปรกระบวนการ (C) ช้ามาก ไม่สามารถแก้ข้อผิดพลาดได้ทันเวลา

ระบบ PI คอนโทรล จะใช้ได้กับระบบที่มีการเปลี่ยนแปลงโพลคมก ๆ ได้ แต่โพลคควรจะต้องเปลี่ยนแปลงอย่างช้า ๆ เมื่อเทียบกับ T_i เพื่อป้องกันไม่ให้เกิดการออสซิลเลท เนื่องจากโอเวอร์ชูทของการอินทิกรัล และระบบมักจะทำให้โอเวอร์ชูทสูงก่อนที่จะเข้าสู่เซตติงใหม่

ผลตอบสนองของระบบ PI คอนโทรลต่อการเปลี่ยนแปลงโหลด



$$\begin{aligned} \frac{e_o}{e_L} &= \frac{1/(1+TS)}{1+[K_p A/(TS+1)][1+1/T_i S]} \\ &= \frac{(T_i/K_p A)S}{(T_i T K_p A)S^2 + T_i(1+1/K_p A)S + 1} \\ &= \frac{A_i S}{\tau_1^2 S^2 + 2\zeta_1 S + 1} \end{aligned}$$

เมื่อ

$$A_i = T_i/K_p A$$

$$\zeta_1 = \sqrt{T_i T/(K_p A)}$$

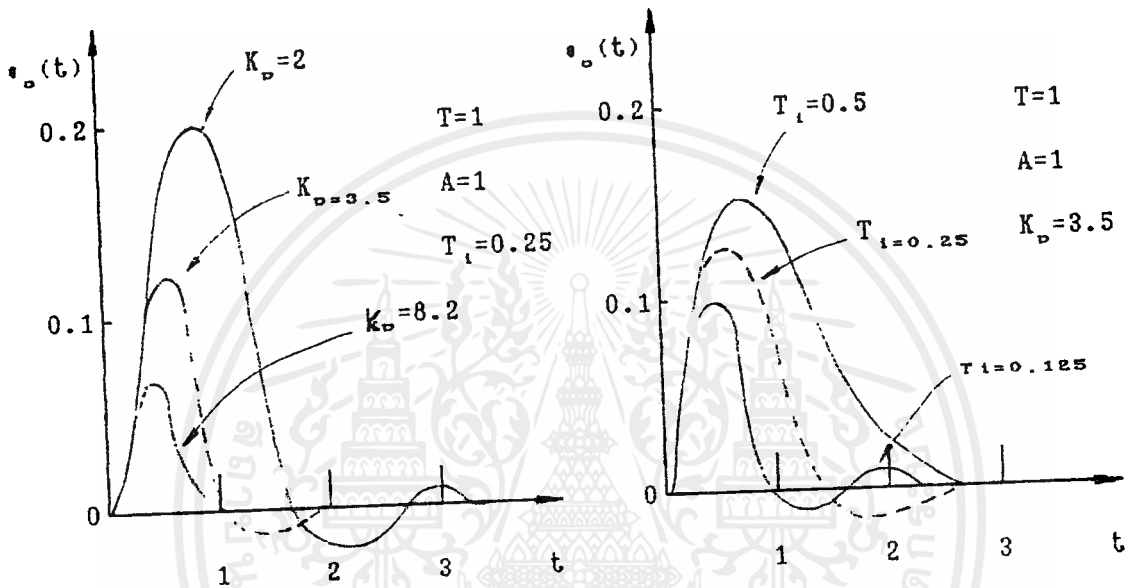
$$\xi = 0.5 \sqrt{T_i/T [(1+K_p A)/\sqrt{K_p A}]}$$

กำหนดให้ $e_L(S) = 1/S$

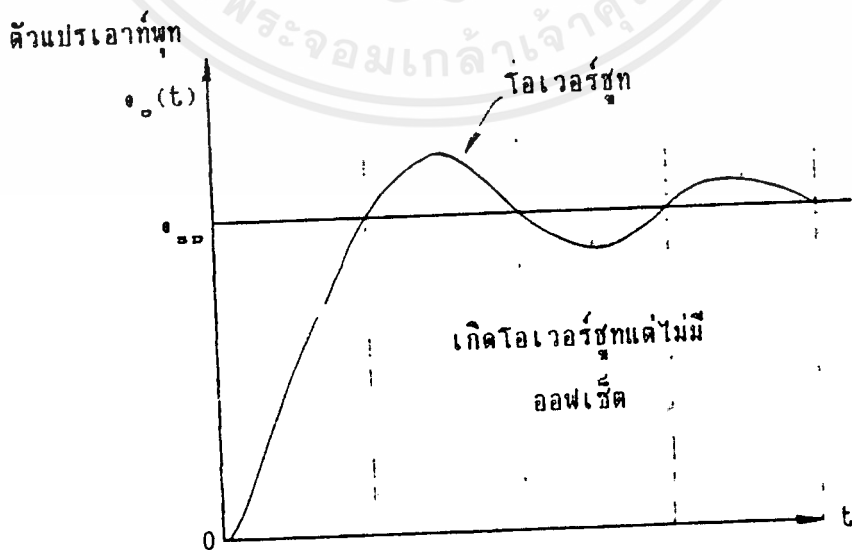
$$e_o(s) = \frac{A_i}{\tau_1^2 s^2 + 2\zeta\tau_1 s + 1}$$

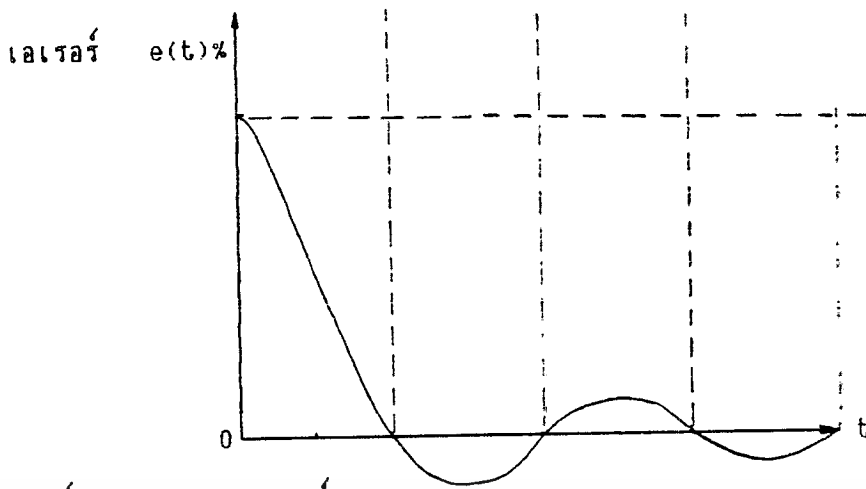
$$e_o(t) = A_i [1/\tau_1 \sqrt{1-\zeta^2} \cdot e^{-\zeta t/\tau_1} \sin \sqrt{1-\zeta^2} \cdot t/\tau_1]$$

$$\text{ค่าออฟเซต} = e_i(\infty) - e_o(\infty) = 0 - 0 = 0$$

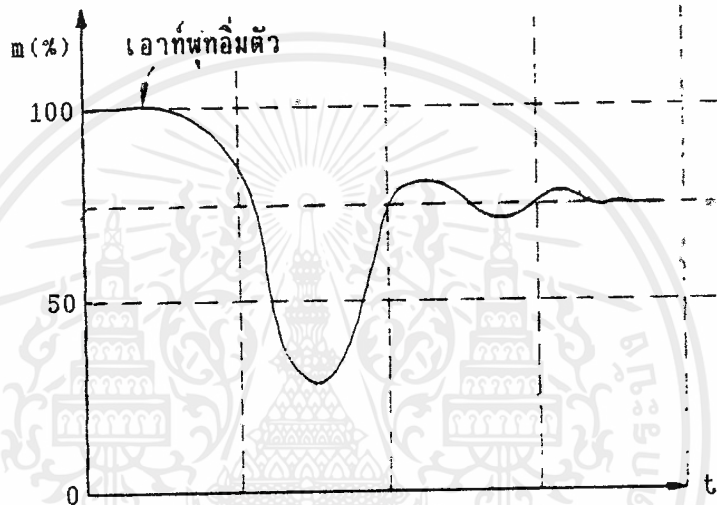


รูปที่ 8 ผลตอบสนองของระบบ PI-คอนโทรลต่อการเปลี่ยนแปลงของโหลดแบบ สติต สเต็ป

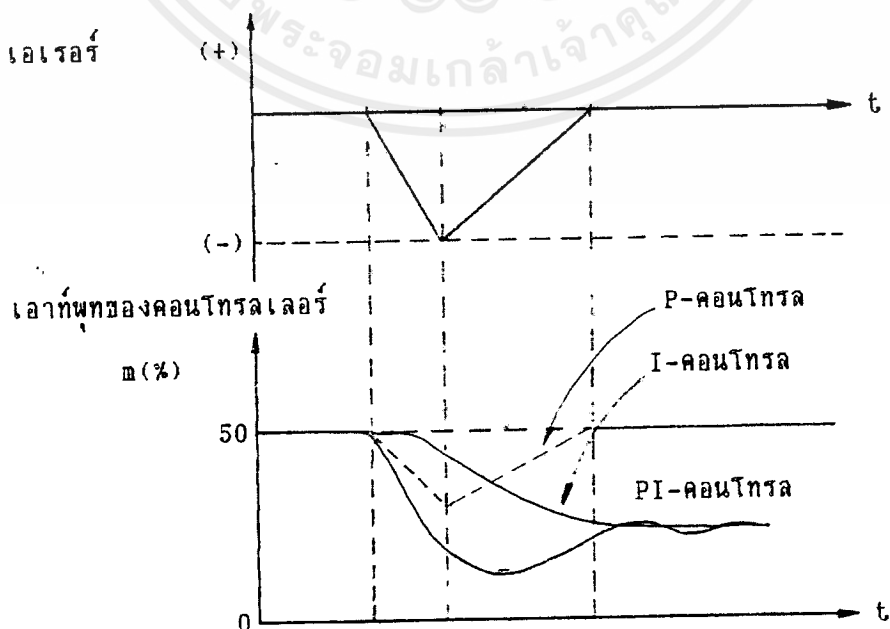




เอาต์พุตของคอนโทรลเลอร์



รูปที่ 9 ผลตอบสนองของระบบ PI-คอนโทรลต่อการเปลี่ยนแปลงของ สเต็ป อินพุต (e_r)

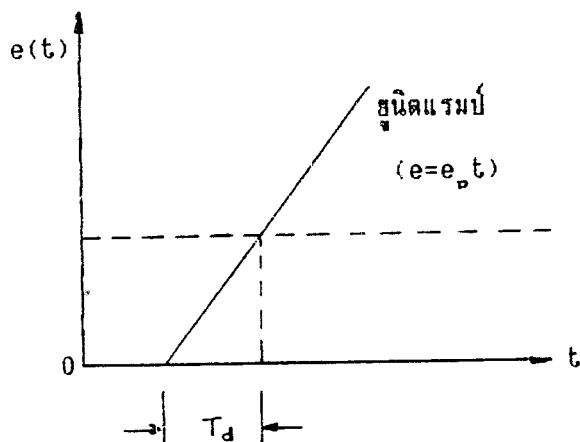
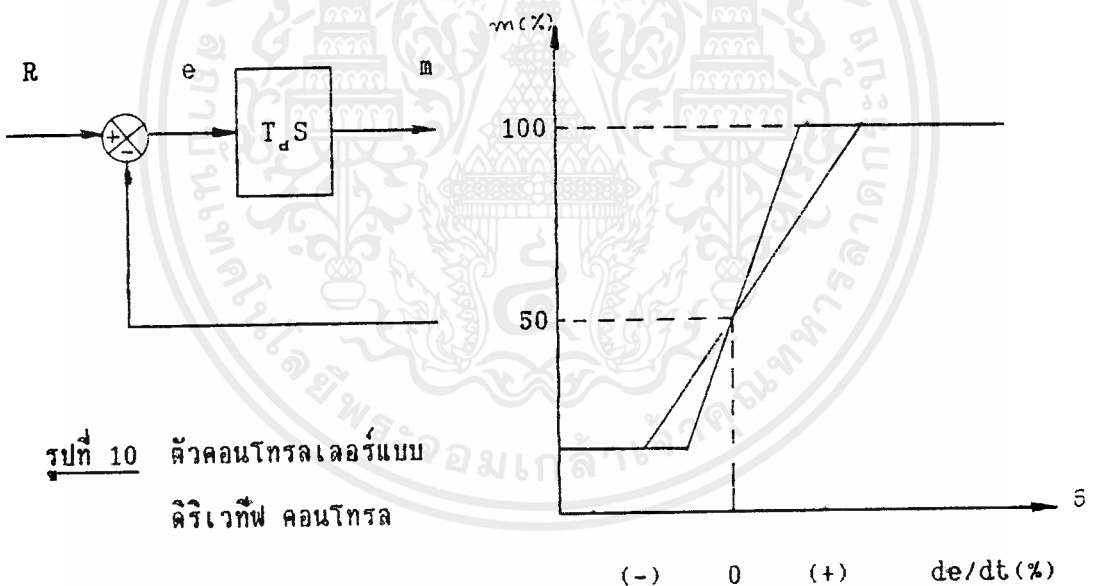


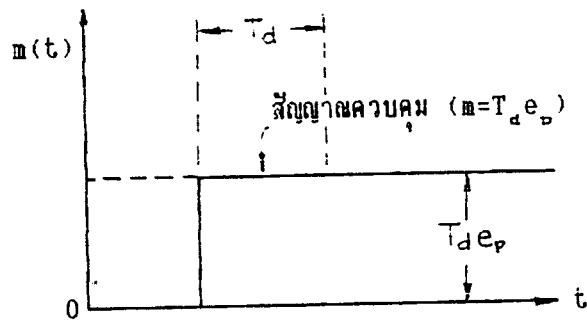
4. คิริเวทึฟคอนโทรล (Derivative Control : D)

การควบคุมแบบนึ้เหมาะกั้กับกระบวนการที่มึ่ ไทม์แล็กมาก ๆ เพราะสามารถแก้ค่าผิดพลาดโดยการกระทำล่วงหน้าก่อนที่จะมีความผิดพลาดเกิดขึ้น สัญญาณควบคุมจะแปรตามอัตราการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณเอเรอร์ (e) ดังรูปที่ 10 การคอนโทรลแบบคิริเวทึฟหรือเรตคอนโทรล (Rate Control) นึ้ ไม่สามารถนำไปใช้งานแบบเดีวโดด ๆ ได้ เพราะว่าเมื่อเอเรอร์เป็นศูนย์หรือมีค่าคงที่ คอนโทรลเลอร์จะไม่ให้สัญญาณเอาต์พุตเลย (หมายถึง = 0) ดังนั้นสมการของ m หาได้ดังนี้

$$m = T_d \, de/dt + m(0)$$

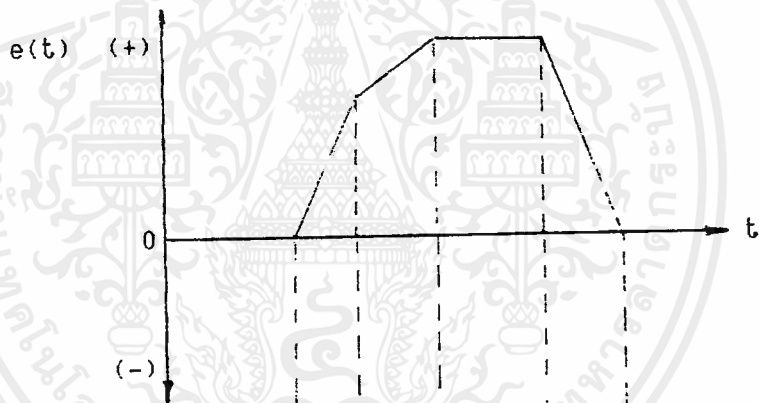
เมื่อ T_d = ก่าลึงขยาสค่งทึ้ของ D-คอนโทรล หรืออาจเรียกอีกอย่างหนึ่งว่า K_d



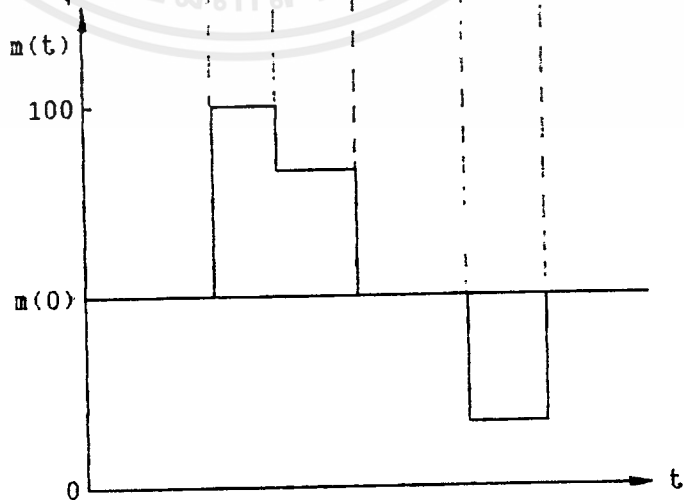


T_d คือเวลาที่สัญญาณควบคุมนำหน้า (lead) สัญญาณผลต่างอยู่ ค่าสัญญาณเอเรอร์ (e) ที่เป็นศูนย์แบบเป็นผลต่างที่เกิดจากกระบวนการที่มีไทม์แล็กเล็กมาก ๆ D-แอกชั่น จะมีผลต่อเมื่อสัญญาณเอเรอร์ มีการเปลี่ยนแปลงเท่านั้น ถ้าสัญญาณเอเรอร์คงที่ D-แอกชั่นจะหมดปฏิกิริยาทันที

เอเรอร์ (error)

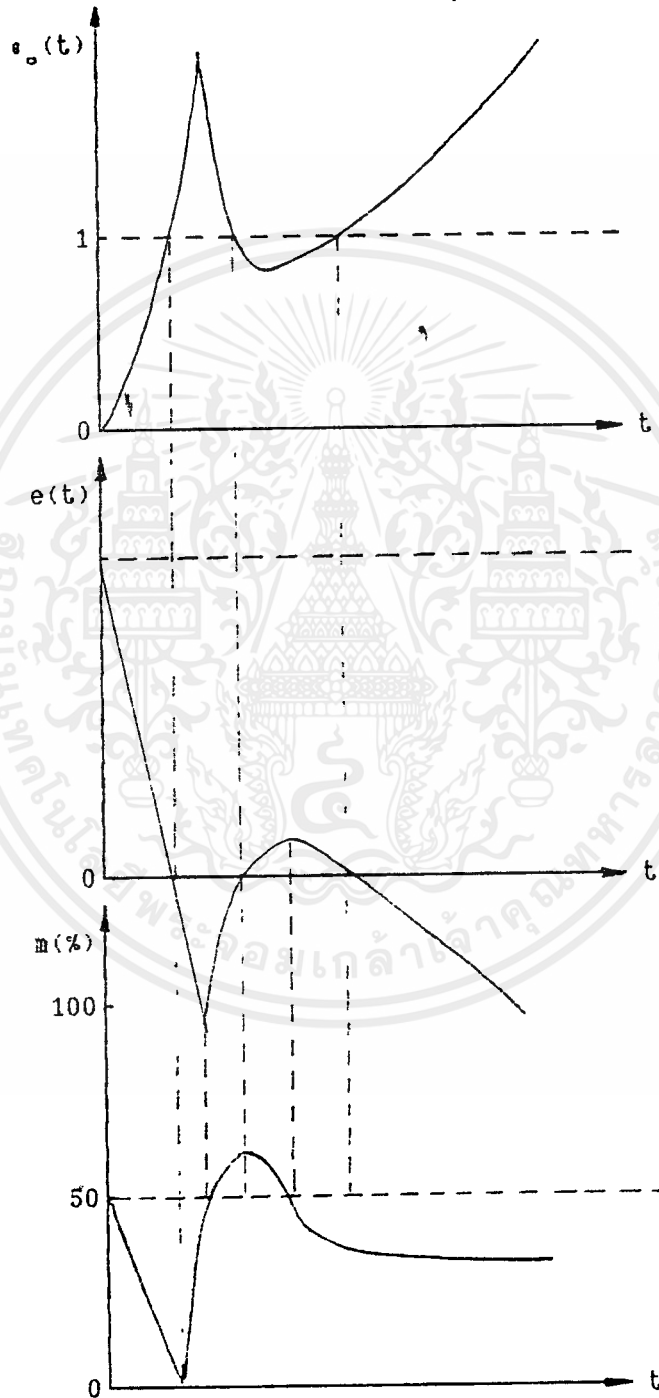


คอนโทรลเลอร์ เอาท์พุท



เอาที่พหุของคอนโทรลเลอร์จะขึ้นอยู่กับอัตราการเปลี่ยนแปลงของเอเรอร์ และจะไม่ขึ้นกับค่าเอเรอร์ที่ไม่มีการเปลี่ยนแปลง

ข้อเสียของ D-คอนโทรล คือ มีความไวต่อสัญญาณเอเรอร์ (e) มาก โดยเฉพาะกรณี T_d มีค่ามากจะทำให้ระบบไม่เสถียรภาพ จึงไม่เหมาะกับการควบคุมการที่มีค่าไทม์แล็กเล็กน้อย และกระบวนการที่มีการเปลี่ยนแปลงได้ง่าย เช่น ระบบควบคุมการไหลหรือระบบควบคุมแรงดัน

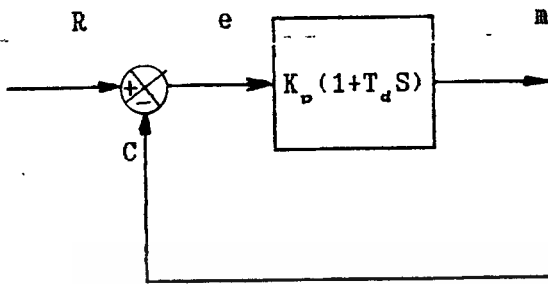


รูปที่ 11 ผลตอบสนองของระบบ D-คอนโทรล ต่อการเปลี่ยนแปลงของ สเต็ป อินพุต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

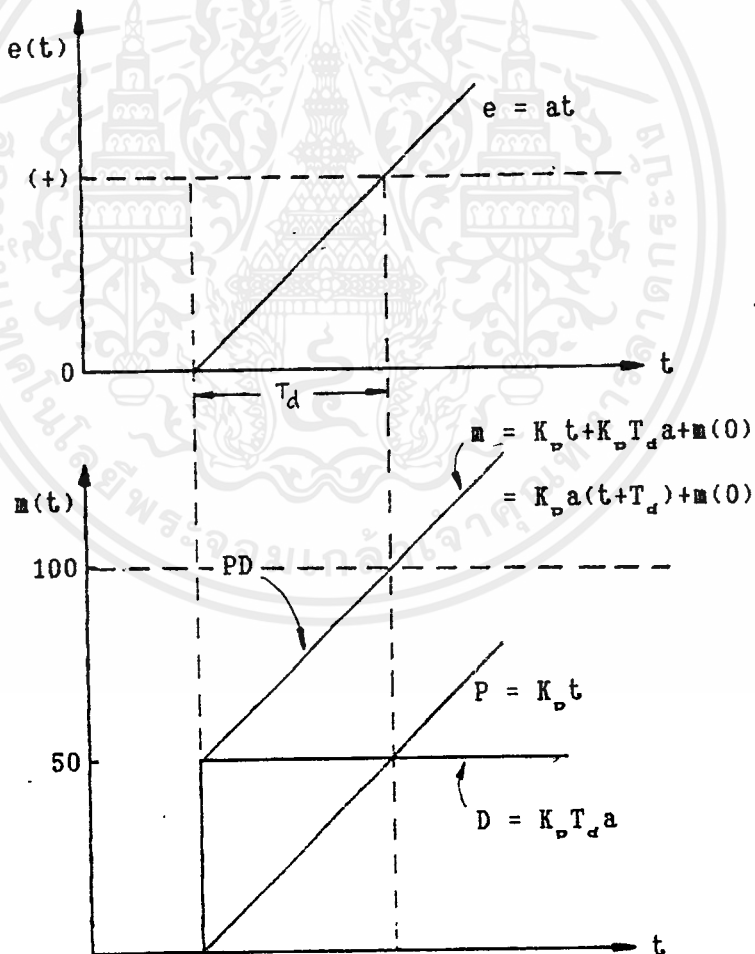
5. พร็อลพอร์ชันนัล-ดีริเวทีฟ (Proportional-Derivative Control : PD) :-

PD-คอนโทรล เป็นการรวมระหว่าง P และ D-แอคชั่น ดังแสดงในรูปที่ 12.



$$m = K_p e + K_p T_d \frac{de}{dt} + m(0)$$

รูปที่ 12 ตัวคอนโทรลเลอร์แบบ PD-คอนโทรล



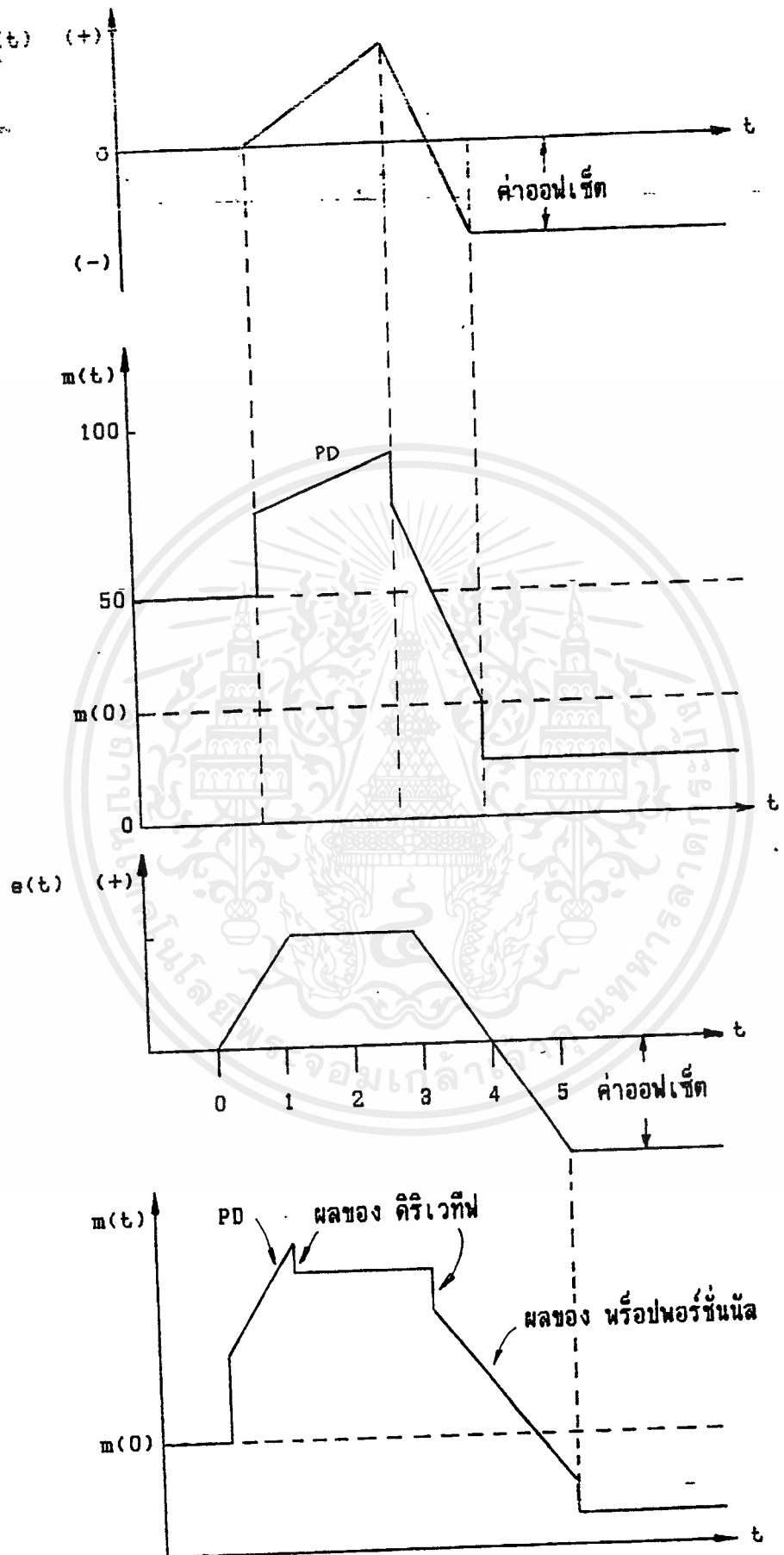
ถ้ากำหนดสัญญาณเอเรอร์ (e) ที่เวลา t

สัญญาณควบคุม (m) จะมีเวลาเท่ากับ $(t + T_d)$ คือ สัญญาณควบคุมจะนำหน้า (lead)

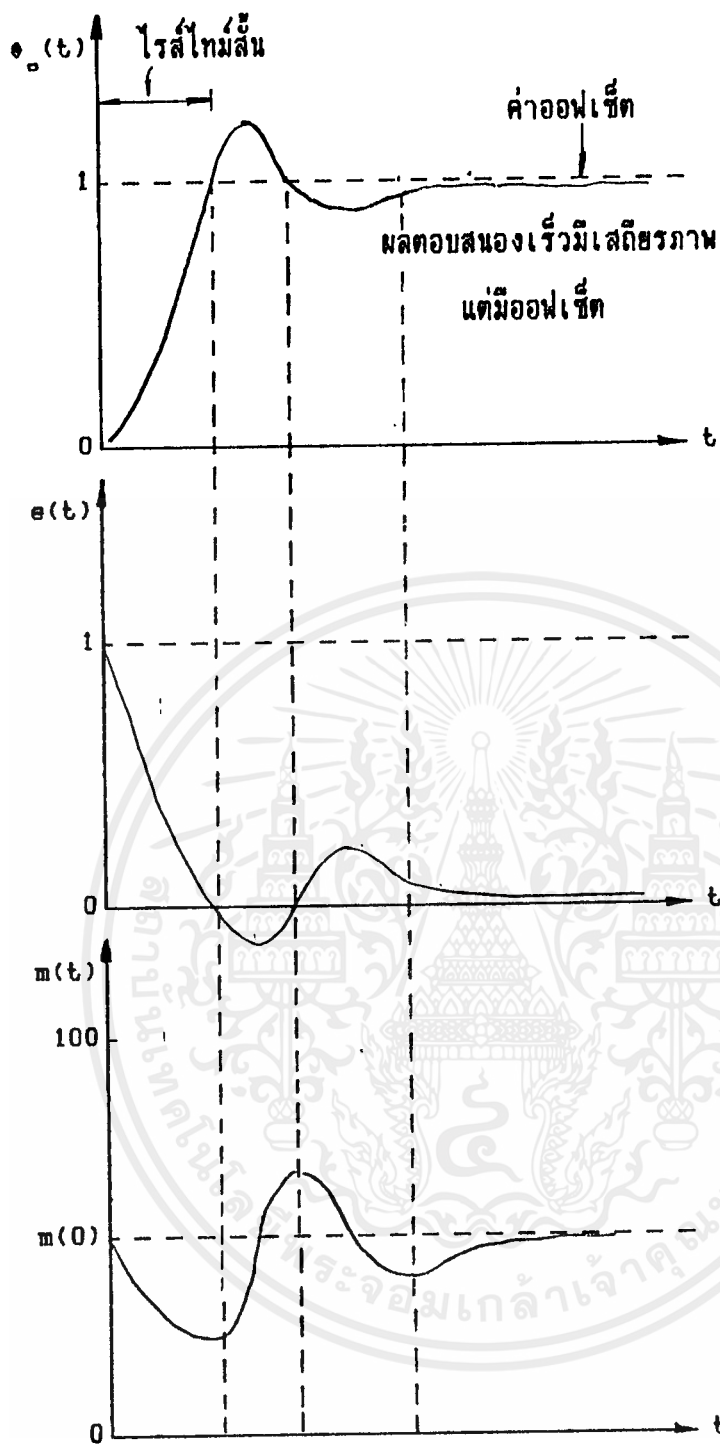
สัญญาณเอเรอร์ (e) อยู่เท่ากับ T_d

เอกรอร์

เอกรอร์



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษา 4-15 นั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



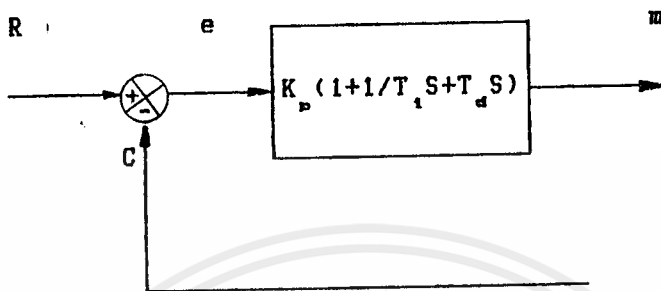
รูปที่ 12 ผลตอบสนองของระบบ PD-คอนโทรลต่อการเปลี่ยนแปลงของสเต็ปอินพุต (e_u)

PD-คอนโทรล การคอนโทรลแบบนี้ ไม่สามารถแก้ไขออฟเซตของร็อบพอร์ตขั้นนัลคอนโทรลเลอร์ได้ แต่สามารถควบคุมระบบที่มีโพลเปลี่ยนแปลงรวดเร็วได้

6. หรีอพอรชั่นัล อินทิกรัล ดิริเวทิฟ คอนโทรล (Proportional-Integral-Derivative

Control : PID)

PID-คอนโทรล คือ การรวมระหว่างการควบคุมแบบ P-คอนโทรล, I-คอนโทรล และ D-คอนโทรล เข้าด้วยกัน ดังแสดงได้ในรูปที่ 13



รูปที่ 13 PID-คอนโทรลเลอร์

$$m = K_p / T_i \int_0^t e dt + K_p e + K_p T_d \frac{de}{dt} + m(0)$$

การคอนโทรลแบบ PID สามารถแก้ข้อเสียของ หรีอพอรชั่นัลคอนโทรล และลดโอเวอร์ชุตที่จะทำให้เกิดการออสซิลเลท เนื่องจาก อินทิกรัลคอนโทรล และจะให้ผลตอบสนองได้อย่างรวดเร็ว ตามคุณสมบัติของดิริเวทิฟคอนโทรล

(1) เมื่อ $e = e_u(t)$

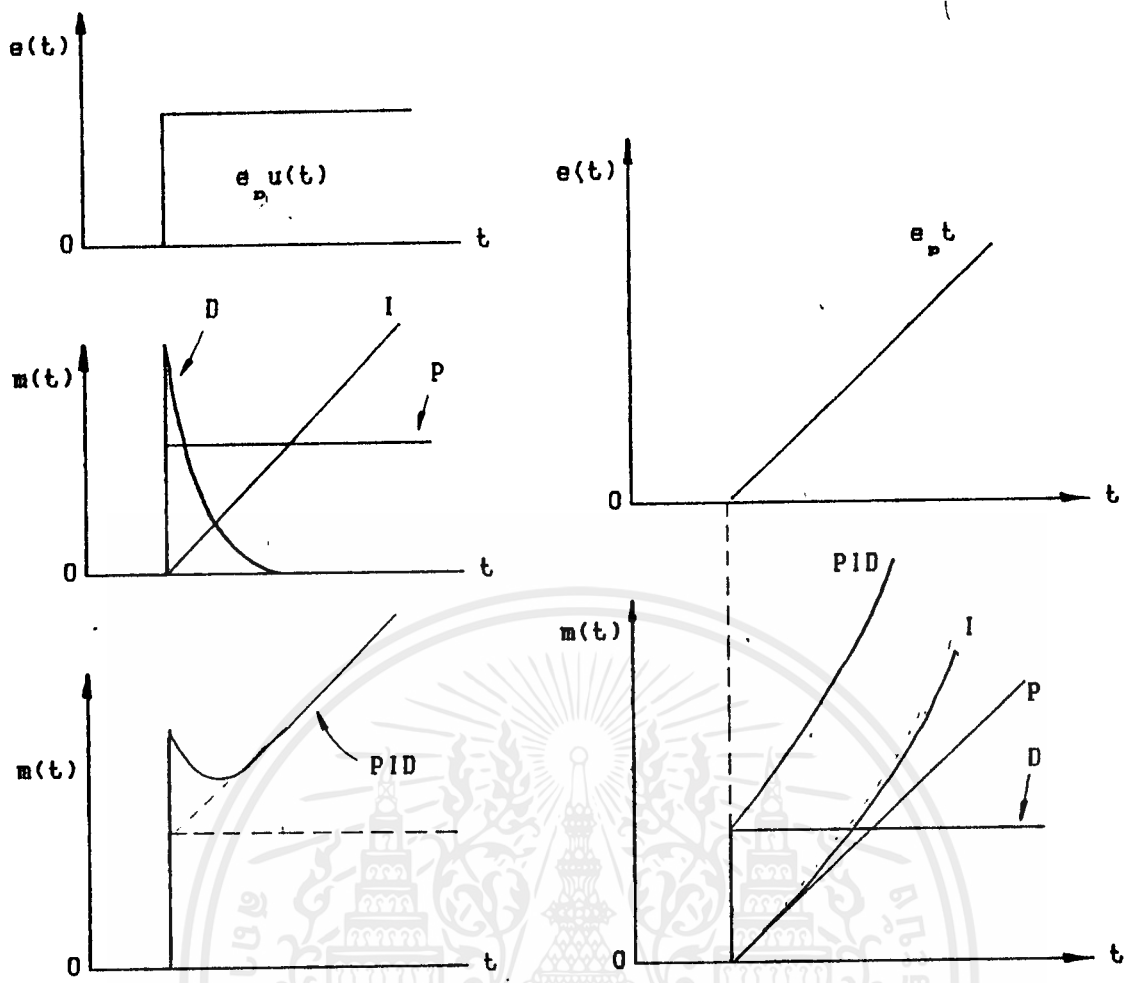
$$m = K_p e_u / T_i \int_0^t u(t) dt + K_p e_u(t) + K_p T_d \frac{du(t)}{dt}$$

$$m = K_p e_u [t/T_i + 1 + T_d \dot{e}(t)] , m(0) = 0$$

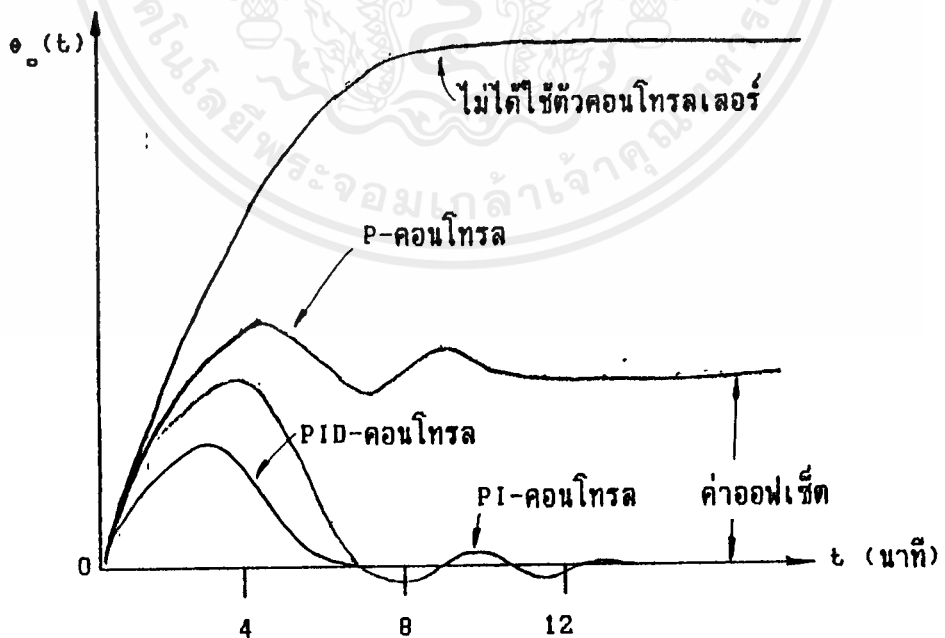
(2) เมื่อ $e = e_d t$

$$m = K_p e_d / T_i \int_0^t t dt + K_p e_d t + K_p e_d T_d \frac{dt}{dt}$$

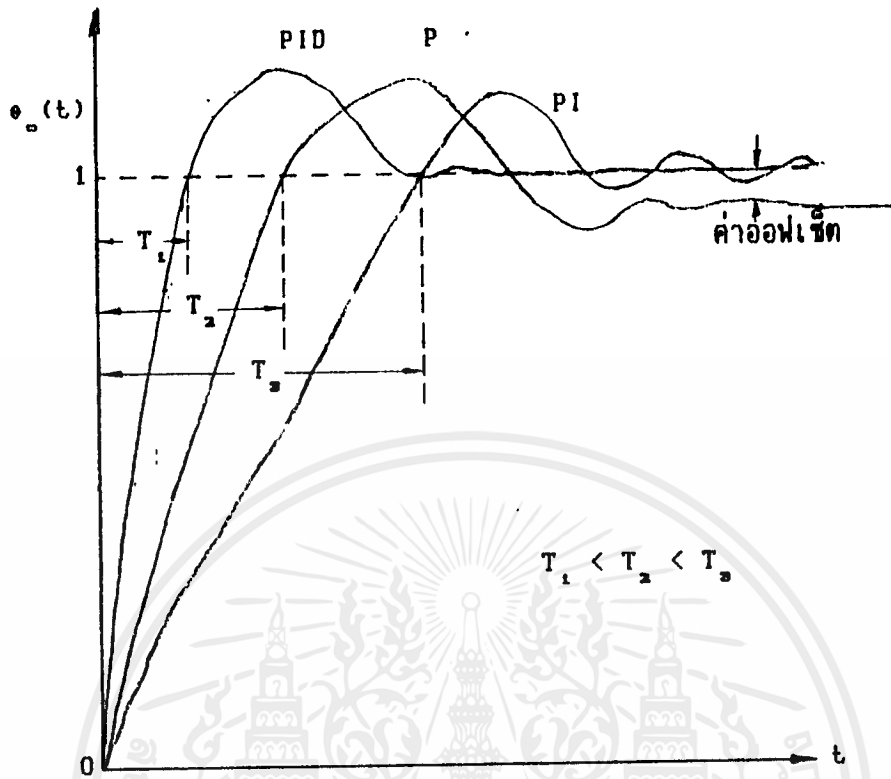
$$m = K_p e_d [t^2/2T_i + t + T_d] , m(0) = 0$$



เปรียบเทียบผลตอบสนองของระบบการคอนโทรลแบบต่าง ๆ P-คอนโทรล , PI-คอนโทรล และ PID-คอนโทรล ต่อการเปลี่ยนแปลงของโหลด

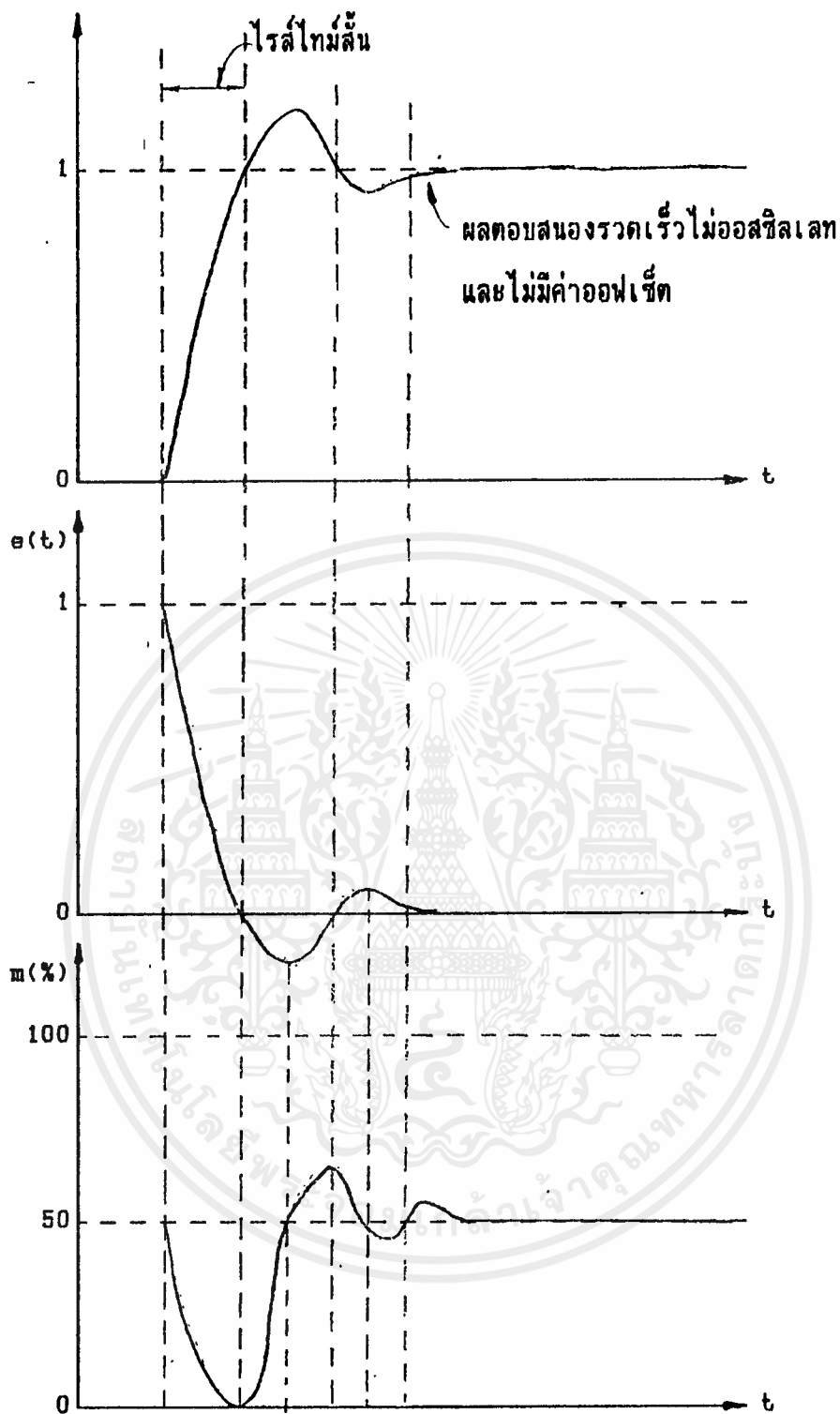


รูปที่ 14 เปรียบเทียบผลตอบสนองของระบบการคอนโทรลแบบต่าง ๆ
ต่อการเปลี่ยนแปลงของโหลด



PID-คอนโทรล ผลตอบสนองเร็ว ไม่ออสซิลเลตและไม่มีออฟเซต
P-คอนโทรล ไรส์ไทม์ปานกลางและมีออฟเซต
PI-คอนโทรล เกิดโอเวอร์ชhootแต่ไม่มีออฟเซต

รูปที่ 15 เปรียบเทียบผลตอบสนองของระบบการคอนโทรลต่าง ๆ
ต่อการเปลี่ยนแปลงของสเต็มอินพุต (o_i)



รูปที่ 16 ผลตอบสนองของระบบ PID-คอนโทรลต่อการเปลี่ยนแปลงของสแต็ปอินพุท (๑.)

สำหรับโครงการนี้ เลือกใช้การคอนโทรลแบบ PI-คอนโทรล เนื่องจากมีประสิทธิภาพที่ดี และวงจรมีความยุ่งยากน้อยกว่าการคอนโทรลแบบ PID-คอนโทรล

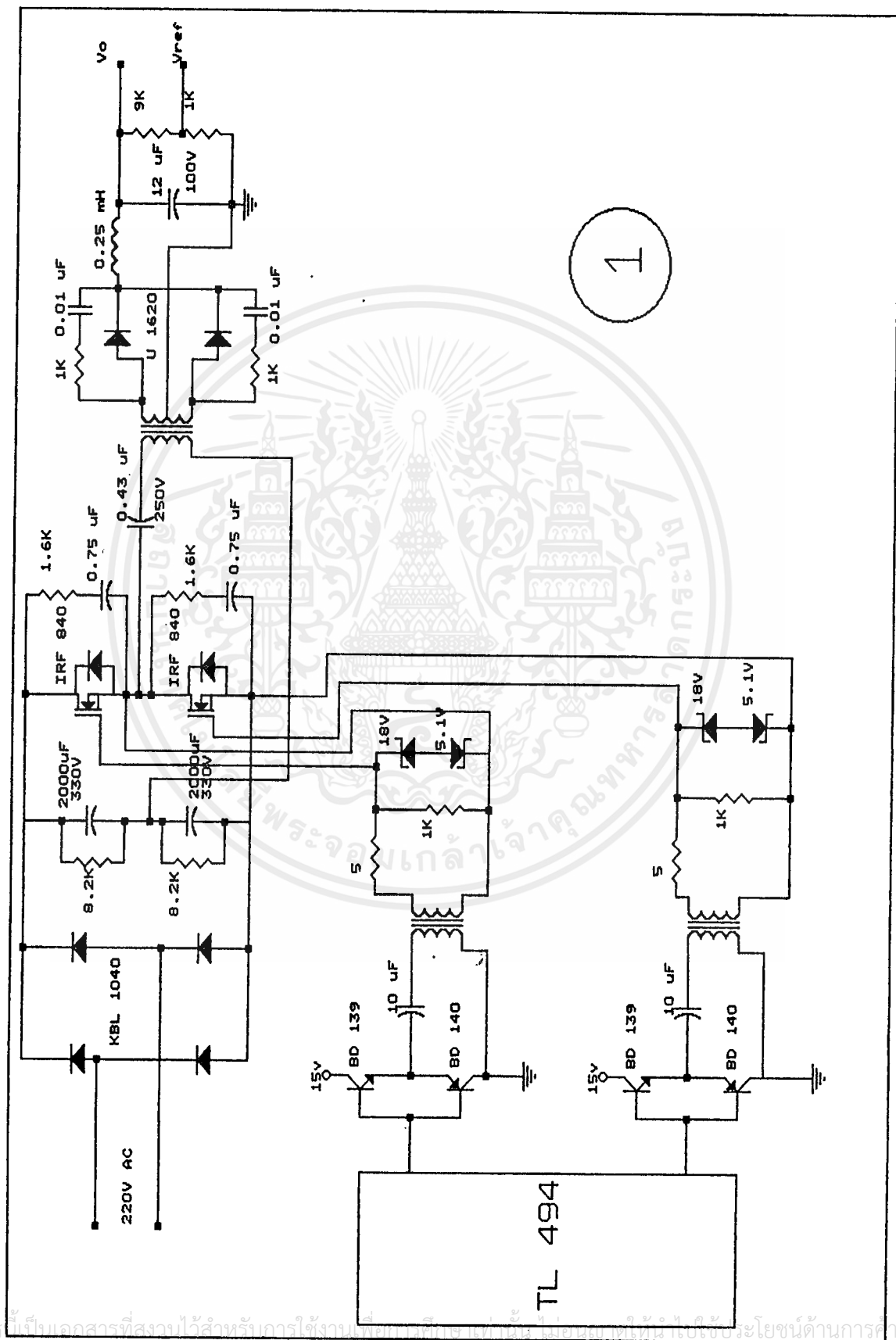
การออกแบบ

ในบทนี้เราจะทำการออกแบบวงจรสวิทช์พาวเวอร์ชั้นพลาย จากหลักการที่ได้ทราบมาแล้ว ซึ่งวงจรจะเป็นดังรูปที่ 1

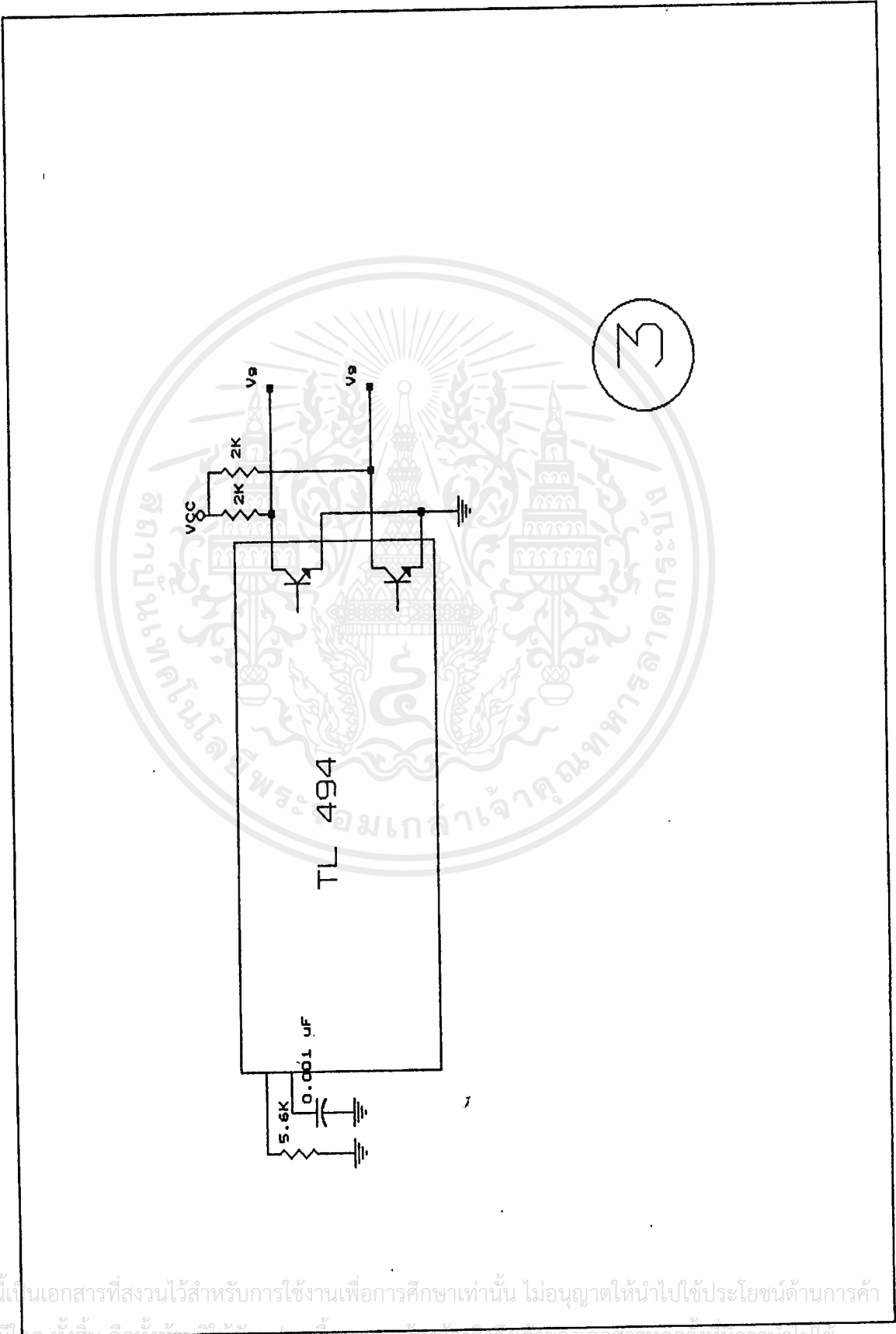
หลักการทำงานของวงจรควบคุมในรูปที่ 2 คือ จะใช้ THUMB WHEEL SWITCH (TSW) 2 หลัก เป็นตัวกำหนดค่าแรงดันอินพุตให้กับ LM 741 ซึ่ง TSW จะส่งค่า binary ให้แก่ D/A ผ่าน I/V เป็นค่าแรงดันที่สามารถแปรค่าได้ตั้งแต่ 0-5 โวลต์ เพื่อเปรียบเทียบกับค่า V_{ref} ที่ได้จาก V_o ของชุดพาวเวอร์ ผลของแรงดันต่างที่ได้จะถูกนำไปเปรียบเทียบกับสัญญาณฟันเลื่อยใน TL 494 เพื่อเปลี่ยนแปลงค่าดิวตี้ไซเคิล ซึ่งก็สามารถคอนโทรลโวลต์เตจเอาท์พุทได้ตามต้องการ

ตอนแรกเราได้เลือกใช้ตัวคอนโทรลเลอร์แบบ PI-คอนโทรล แต่เมื่อทำการทดลองแล้วปรากฏว่า คอนโทรลเลอร์แบบ PI นั้น มีผลทำให้เกิดการออสซิลเลชันที่หม้อแปลงความถี่สูง ดังนั้น จึงเปลี่ยนมาใช้ตัวคอนโทรลเลอร์แบบ P แทน ซึ่งสามารถแก้ไขปัญหการออสซิลเลชันได้

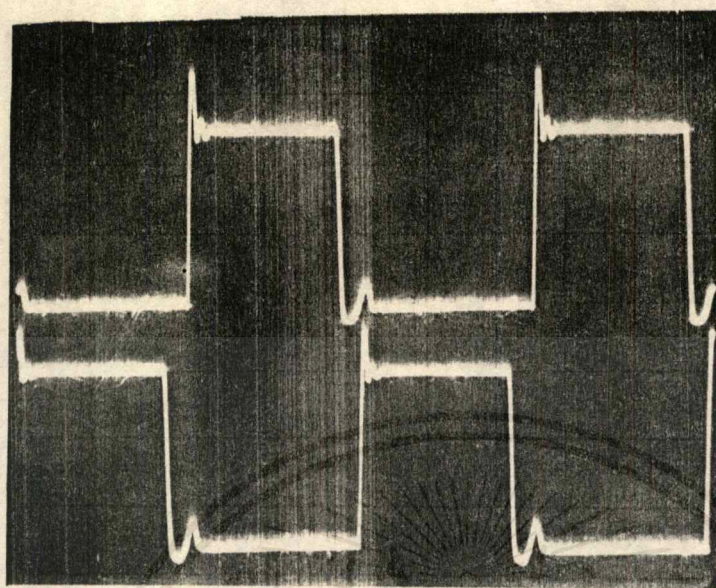
ตัว TL 494 จะเป็นตัวสร้างสัญญาณ PWM ความถี่ 100 kHz เพื่อไปขับขาเกทของมอสเฟต โดยที่ความถี่ที่สร้างขึ้นสามารถกำหนดได้จาก R และ C ดังรูปที่ 3



1



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปะลงเนื้อหา และต้องยังสงวนลิขสิทธิ์ของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

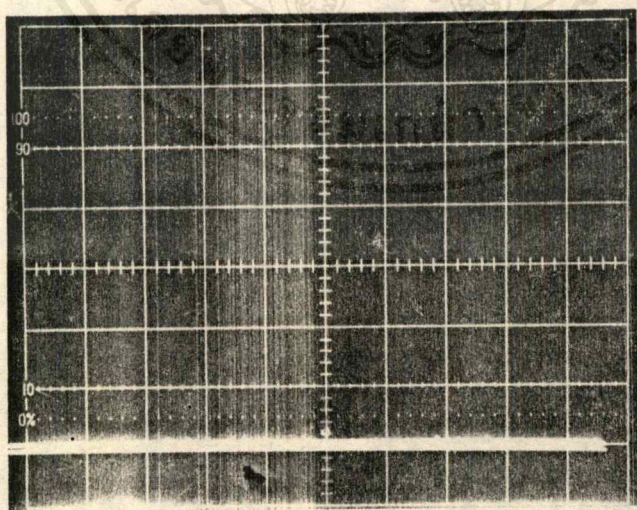


2 μ s / DIV

5V / DIV

ผลของคิวที่เซเคิลของ V_g เมื่อปรับค่าแก่ THUMB WHEEL SWITCH เป็น 50 จวลท์

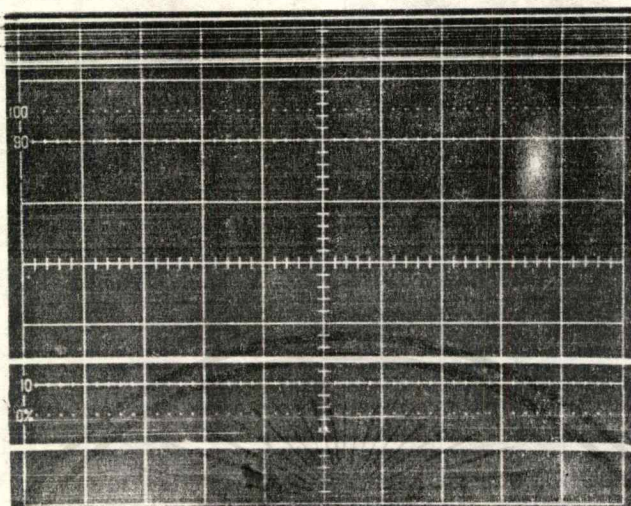
3. วัดผลของเอ๊าท์พุทที่เกิดจากการเปลี่ยนแปลงคิวที่เซเคิล อันเนื่องมาจากการปรับค่า THUMB WHEEL SWITCH ตั้งแต่ 10-50 จวลท์ (เอ๊าท์พุทที่ต้องการ) ผลที่ได้เป็นดังนี้



2 μ s / DIV

10V / DIV

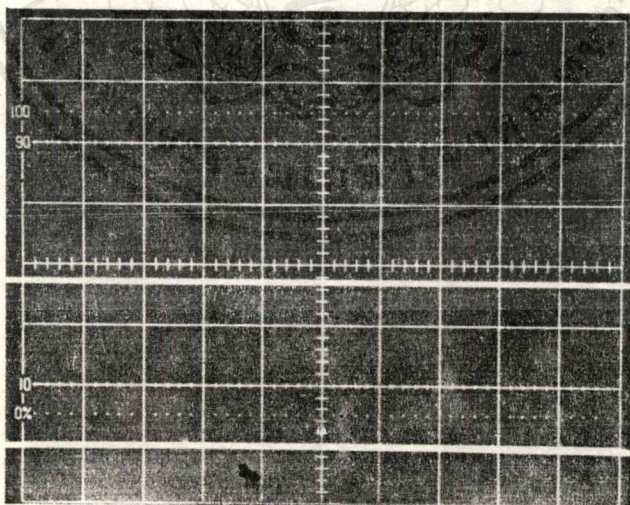
ปรับค่า THUMB WHEEL SWITCH เป็น 00 จวลท์



2 μ s / DIV

10 V / DIV

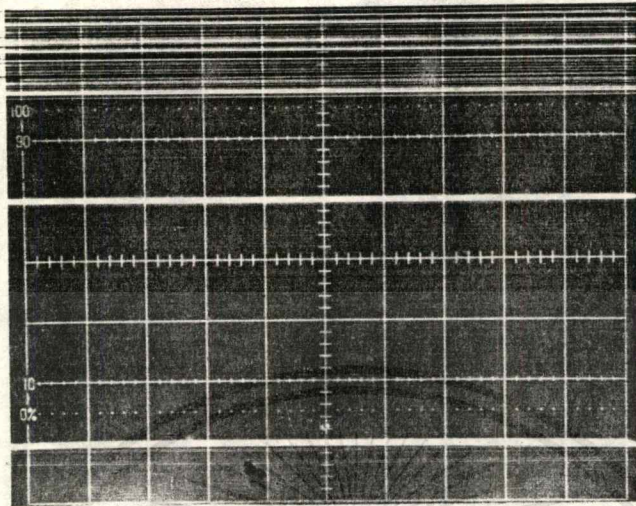
ปรับค่า THUMB WHEEL SWITCH เป็น 10 จวลท์



2 μ s / DIV

10 V / DIV

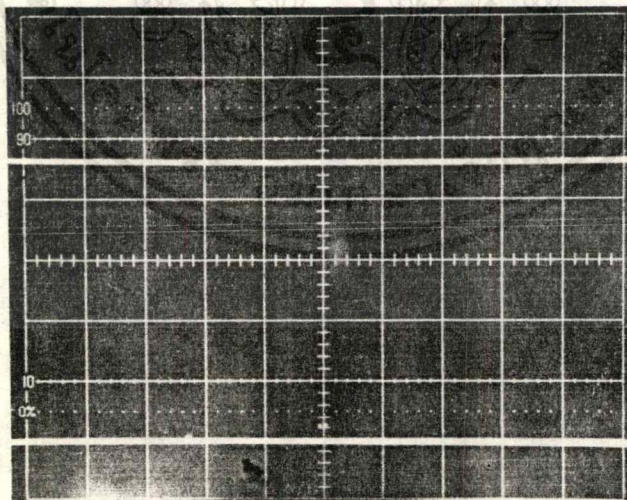
ปรับค่า THUMB WHEEL SWITCH เป็น 20 จวลท์



2 μ s / DIV

5V / DIV

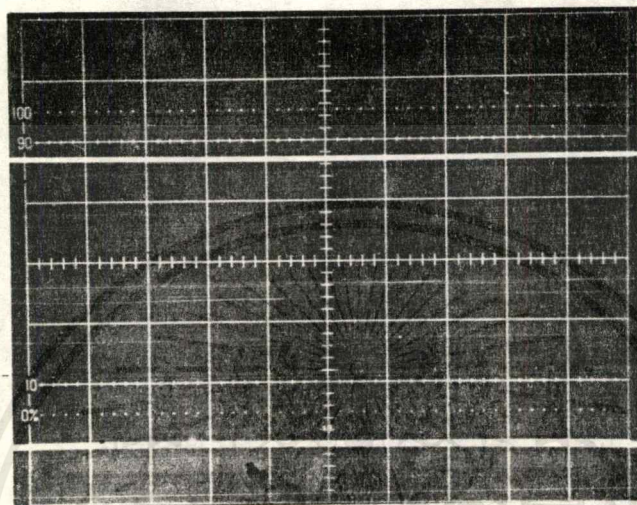
ปรับค่า THUMB WHEEL SWITCH เป็น 30 วอลต์



2 μ s / DIV

5V / DIV

ปรับค่า THUMB WHEEL SWITCH เป็น 40 วอลต์



2 μ s / DIV

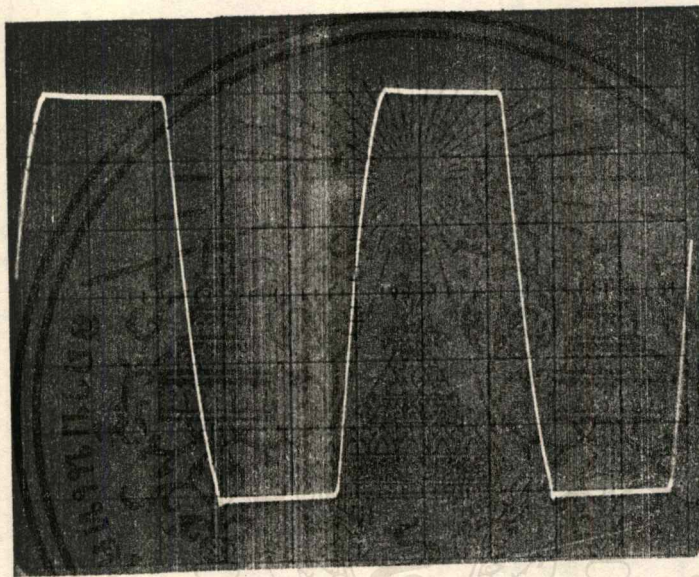
10V / DIV

ปรับค่า THUMB WHEEL SWITCH เป็น 50 โวลต์

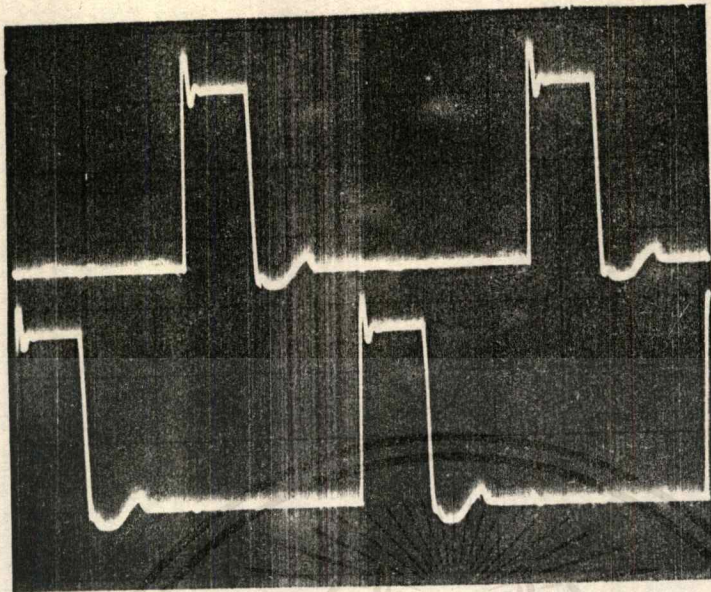
บทที่ 6

ผลการทดลอง

1. เมื่อทดลองจ่ายแรงดัน V_{ac} 300 V_{p-p} เพื่อตรวจสอบประสิทธิภาพของหม้อแปลงที่ออกแบบ และวัดลักษณะของแรงดันค้ำดันปฐมภูมิ จากรูปแสดงว่า หม้อแปลงที่ออกแบบสามารถทำงานได้ตรงตามที่คำนวณไว้



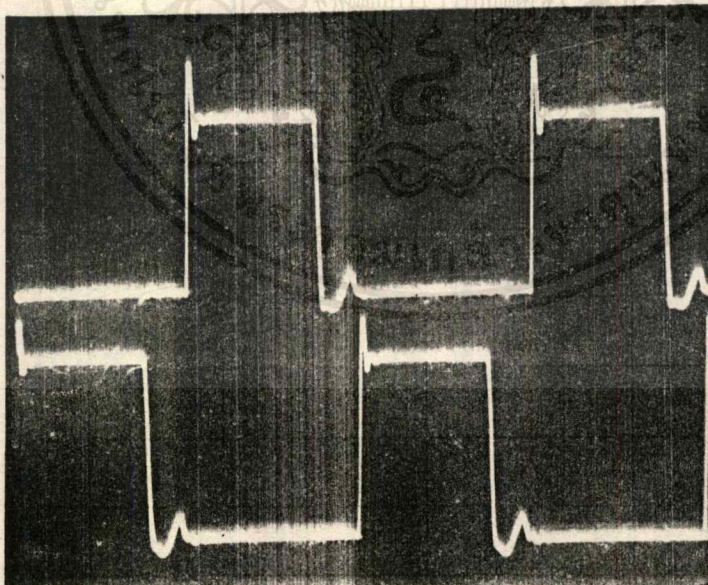
2. ทว่าการเปลี่ยนแปลงตัวต้านทานของแรงดันที่เบี่ยงเบนของมอสเฟต ซึ่งตัวต้านทานจะถูกรับค่าจาก THUMB WHEEL SWITCH โดยการป้อนค่าเป็นสแต็ป ๗ ละ 10 โวลต์ ผลที่ได้จะเป็นไปตามรูปดังต่อไปนี้



2 μ S / DIV

5V / DIV

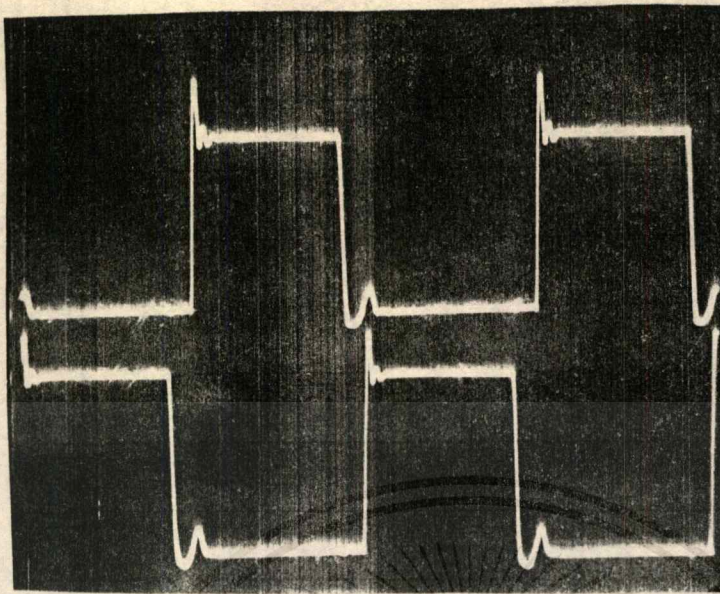
ผลของคิวคัสเซลล์ของ V_g เมื่อบ้อนค่าแก่ THUMB WHEEL SWITCH เป็น 10 จาวลท์



2 μ S / DIV

5V / DIV

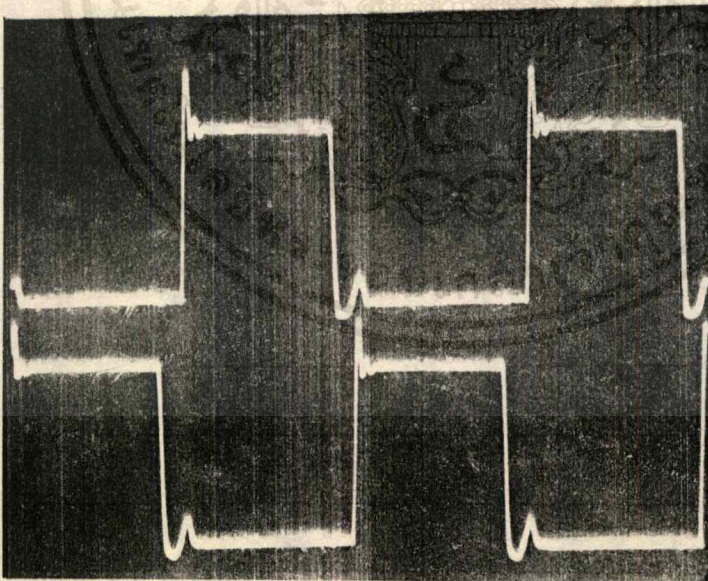
ผลของคิวคัสเซลล์ของ V_g เมื่อบ้อนค่าแก่ THUMB WHEEL SWITCH เป็น 20 จาวลท์



2 μ s / DIV

5V / DIV

ผลของคิวทึบเคลของ V_g เมื่อป้อนค่าแก่ THUMB WHEEL SWITCH เป็น 30 จวลท์



2 μ s / DIV

5V / DIV

ผลของคิวทึบเคลของ V_g เมื่อป้อนค่าแก่ THUMB WHEEL SWITCH เป็น 40 จวลท์

บทสรุปและวิจารณ์

จากการทดลองสร้างสวิตชิงพาวเวอร์ซัพพลาย ทำให้ทราบถึงอุปสรรคและข้อควรระวังต่าง ๆ ในการออกแบบ อันได้แก่ การออกแบบเพื่อแปลงความถี่สูง ให้ทำงานได้ตามที่กำหนด การเลือกใช้อุปกรณ์ให้ถูกต้องตามหลัก การป้องกันการเสียหายของมอสเฟต และการออกแบบวงจรขับมอสเฟต

ผลการทดลองที่ได้แสดงว่า เครื่องงานนี้สามารถทำการปรับค่าแรงดันขึ้นลงได้ตาม ทีวีซีเคิล ของ PWM ที่ต้องการ โดยอาศัยหลักการ การนำแรงดันต่างที่ได้จากทรีมเวลสวิต และแรงดันเอาต์พุตของส่วนพาวเวอร์ ไปเปรียบเทียบกับสัญญาณที่สร้างขึ้นจาก TL494 เพื่อแปรค่าความกว้างของ PWM ที่นำไปขับ มอสเฟต

จากเครื่องงานสวิตชิงพาวเวอร์ซัพพลายที่สร้างขึ้นโดยให้เพาเวอร์ 250 วัตต์ จะมีขนาดของเครื่องงานที่เล็กและน้ำหนัก เบามาก เมื่อเทียบกับเพาเวอร์ซัพพลายแบบ ลิเนียร์ เร็กกูเลเตอร์ แต่ข้อเสียของซัพพลายชนิดนี้คือจะมีสัญญาณรบกวนเกิดขึ้น

แรงดันเอาต์พุตที่มีค่าทีวีซีเคิลมากที่สุดจะมีค่าไม่ถึง 50 โวลต์ เนื่องจากผู้ทดลองป้อนแรงดันอินพุตเพียง 300 โวลต์ p-p เท่านั้นหากต้องการให้ได้แรงดันเอาต์พุต 50 โวลต์ ก็สามารถทำได้โดยป้อนเพ เอช 220 โวลต์(rms) ให้แก่วงจร



ภาคผนวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TABLE 5-2 HEAVY FILM-INSULATED MAGNET WIRE SPECIFICATIONS

AWG	Diameter over insulation (inches)		Nominal circular mil area	Resistance per 1000 ft	Current capacity in milliamperes based on 1000 c.m.A	AWG
	Min.	Max.				
8	0.130	0.133	16510	0.6281	16510	8
9	0.116	0.119	13090	0.7925	13090	9
10	0.104	0.106	10380	0.9985	10380	10
11	0.0928	0.0948	8230	1.261	8226	11
12	0.0829	0.0847	6530	1.558	6529	12
13	0.0741	0.0757	5180	2.001	5184	13
14	0.0667	0.0682	4110	2.524	4109	14
15	0.0595	0.0609	3260	3.181	3260	15
16	0.0532	0.0545	2580	4.020	2581	16
17	0.0476	0.0488	2050	5.054	2052	17
18	0.0425	0.0437	1620	6.386	1624	18
19	0.0380	0.0391	1290	8.046	1289	19
20	0.0340	0.0351	1020	10.13	1024	20
21	0.0302	0.0314	812	12.77	812.3	21
22	0.0271	0.0281	640	16.20	640.1	22
23	0.0244	0.0253	511	20.30	510.8	23
24	0.0218	0.0227	404	25.67	404	24
25	0.0195	0.0203	320	32.37	320.4	25
26	0.0174	0.0182	253	41.02	252.8	26
27	0.0157	0.0164	202	51.44	201.6	27
28	0.0141	0.0147	159	65.31	158.8	28
29	0.0127	0.0133	128	81.21	127.7	29
30	0.0113	0.0119	100	103.7	100	30
31	0.0101	0.0108	79.2	130.9	79.21	31
32	0.0091	0.0098	64	162	64	32
33	0.0081	0.0088	50.4	205.7	50.41	33
34	0.0072	0.0078	39.7	261.3	39.69	34
35	0.0064	0.0070	31.4	330.7	31.36	35

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

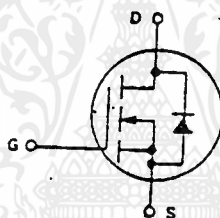
MOTOROLA SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA

**IRF840
IRF841
IRF842
IRF843**

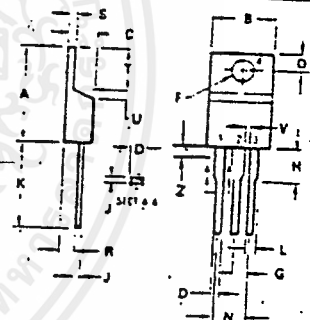
N-CHANNEL ENHANCEMENT MODE SILICON GATE TMOS POWER FIELD EFFECT TRANSISTOR

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_{DS}	$r_{DS(on)}$	I_D
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 "A" APPLIES TO ALL LEADS
 2. DIMENSION "I" APPLIES TO LEADS 1 & 2
 3. DIMENSION "Z" DEFINES A ZONE WHERE ALL BODY AND LEAD IRREGULARITIES ARE ALLOWED
 4. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M 1982
 5. CONTROLLING DIMENSION: INCH

DIM.	MIL	MIN	MAX	MIL	MIN	MAX
A	14.60	15.75	0.675	0.670		
B	5.65	16.79	0.380	0.405		
C	4.06	4.87	0.160	0.180		
D	0.64	0.69	0.075	0.075		
E	3.61	3.73	0.147	0.147		
F	7.41	2.67	0.085	0.105		
G	2.75	3.93	0.110	0.155		
H	0.36	0.36	0.014	0.027		
I	12.70	14.27	0.530	0.567		
J	1.14	1.35	0.045	0.055		
K	4.83	5.53	0.160	0.210		
L	7.54	3.04	0.100	0.170		
M	7.64	2.79	0.080	0.110		
N	1.14	1.29	0.045	0.055		
O	5.57	6.46	0.235	0.255		
P	0.05	1.77	0.030	0.050		
Q	1.14		0.045			
R		7.03	0.660			

CASE 221A-02
TO-220AB

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	IRF				Unit
		840	841	842	843	
Drain-Source Voltage	V_{DS}	500	450	500	450	Vdc
Drain-Gate Voltage ($R_{GS} = 1.0 \text{ m}\Omega$)	V_{DGR}	500	450	500	450	Vdc
Gate-Source Voltage	V_{GS}	= 20				Vdc
Drain Current Continuous	I_D	8.0		7.0		Adc
Pulsed	I_{DM}	32		28		
Total Power Dissipation " $T_C = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D	125 1.0				Watts W/°C
Operating and Storage Temperature Range	T_J, T_{stg}	-55 to 150				°C

THERMAL CHARACTERISTICS

Thermal Resistance Junction to Case	$R_{\theta JC}$	1.0	°C/W
Junction to Ambient	$R_{\theta JA}$	62.5	
Maximum Lead Temp. for Soldering Purposes, 1" from Case for 5 Seconds	T_L	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.



MOTOROLA

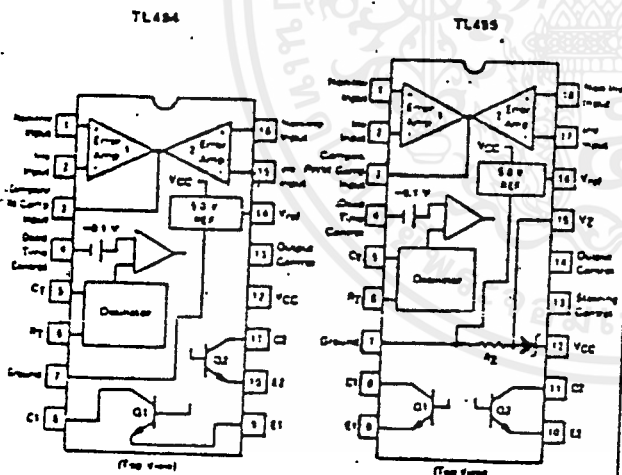
Specifications and Applications Information

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 28 Volt Zener (TL495 Only)
- Output Steering Control (TL495 Only)

PIN CONNECTIONS



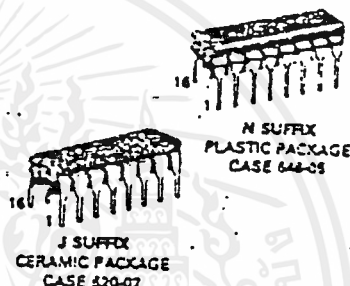
The TL494C/495C are specified over the commercial operating range of 0°C to 70°C. The TL494L/495L are specified over the industrial range of -25°C to 85°C. The TL494M is specified over the full military range of -55°C to 125°C.

TL494
TL495

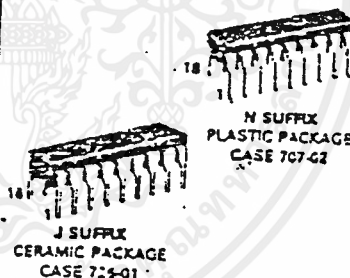
SWITCHMODE PULSE WIDTH MODULATION CONTROL CIRCUITS

SILICON MONOLITHIC
INTEGRATED CIRCUITS

TL494



TL495



ORDERING INFORMATION

Device	Temperature Range	Package
TL494CN	0 To 70°C	Plastic DIP
TL494CJ	0 To 70°C	Ceramic DIP
TL494N	-25 To 85°C	Plastic DIP
TL494LJ	-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
TL495N	-25 To 85°C	Plastic DIP
TL495LJ	-25 To 85°C	Ceramic DIP

MOTOROLA LINEAR/INTERFACE DEVICES

TL494, TL495

TL 94 TL 95

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

Rating	Symbol	TL494M	TL494, TL495	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

Characteristic	Symbol	J Suffix Ceramic Package	N Suffix Plastic Package	Unit
Thermal Resistance, Junction to Ambient	RAJA	100	50	°C/W
Power Derating Factor	1/RAJA	10.0	12.5	mW/°C
Derating Ambient Temperature	TA	50	45	°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	I _{fb}	—	—	0.3	mA
Reference Output Current	I _{ref}	—	—	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

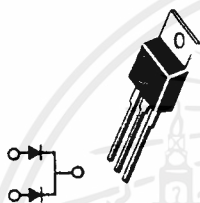
ELECTRICAL CHARACTERISTICS (VCC = 15 V, fosc = 10 kHz unless otherwise noted.)

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, TL495C			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
REFERENCE SECTION	Vref	4.75	5.0	5.25	4.75	5.0	5.25	V
Reference Voltage (IO = 1.0 mA)	ΔVref (ΔT)	—	0.2	2.0	—	1.3	2.3	%
Reference Voltage Change with Temperature (ΔTA = Min to Max)	Regline	—	2.0	25	—	2.0	25	mV
Input Regulation (VCC = 7.0 V to 40 V)	Regload	—	3.0	15	—	3.0	15	mV
Output Regulation (IO = 1.0 mA to 10 mA)	ISC	10	35	50	—	35	—	mA
Short-Circuit Output Current (Vref = 0 V, TA = 25°C)								

MOTOROLA LINEAR/INTERFACE DEVICES

503

V_{RRM} (Volts)	** I_O , AVERAGE RECTIFIED FORWARD CURRENT (Amperes)							
	15	16		25	30		50	
	221B-01 (TO-220AC) 	221A-06 (TO-220AB) 		56-03 (DO-203AA) 	340E-01 (TO-218) 	340D-01 (TO-218AC) 	257-01 (DO-257-01) 	
50	MUR1505	MUR1605CT	MUR1605CTR	MUR2505		R710XPT	MUR3005PT	MUR5005
100	MUR1510	MUR1610CT	MUR1610CTR	MUR2510		R711XPT	MUR3010PT	MUR5010
150	MUR1515	MUR1615CT	MUR1615CTR	MUR2515			MUR3015PT	MUR5015
200	MUR1520	MUR1620CT	MUR1620CTR	MUR2520	MUR3020	R712XPT	MUR3020PT	MUR5020
300	MUR1530	MUR1630CT			MUR3030		MUR3030PT	
400	MUR1540	MUR1640CT			MUR3040	R714XPT	MUR3040PT	
500	MUR1550	MUR1650CT					MUR3050PT	
600	MUR1560	MUR1660CT					MUR3060PT	
700								
800								
900								
1000					MUR30100E			
I_{FSM} (Amperes)	200	200	100	500	300	150	400	600
t_{rr} nsec	35/60	35	35	50	100	100	35	50
T_J (Max) °C	175	175	175	175	175	150	175	175

** I_O is total device output current.

Standard Characteristics of Materials

Standard

Average Value

Materials	μ_{iac}	$\tan \delta \mu_{iac}$	$\alpha \mu_{iac}$	B-s	Hc	Tc	ρ	d
	10KHz	10KHz $\times 10^{-3}$	20°C~60°C $\times 10^{-6}$	1000A/m (mT)	(A/m)	(°C)	($\Omega \cdot m$)	(kg/m ³) $\times 10^3$
2C2	1100	0.9	4.0	420	27.9	200	0.23	4.8
2C3	2000	0.6	3.0	370	15.9	110	0.30	4.9
2D1	4000	0.5	0.3	380	11.9	105	0.13	4.9
2D3	3000	0.3	-0.4	450	11.9	160	0.9	4.9
2D3C	4000	0.1	0.2	410	8.0	140	0.1	4.9
2E1	7000	1.8	-0.8	415	8.0	150	0.012	4.9
2E1C	7000	1.1	0.15	400	6.4	120	0.02	4.95
2E2	10000	1.5	0.1	370	4.0	120	0.024	4.9
2E3	4300	0.11	0.4	430	11.1	160	0.3	4.9
2E4	4000	0.15	-0.5	450	11.9	160	0.1	4.8
2F1	3500	0.2	1.0	370	7.2	120	0.13	4.8

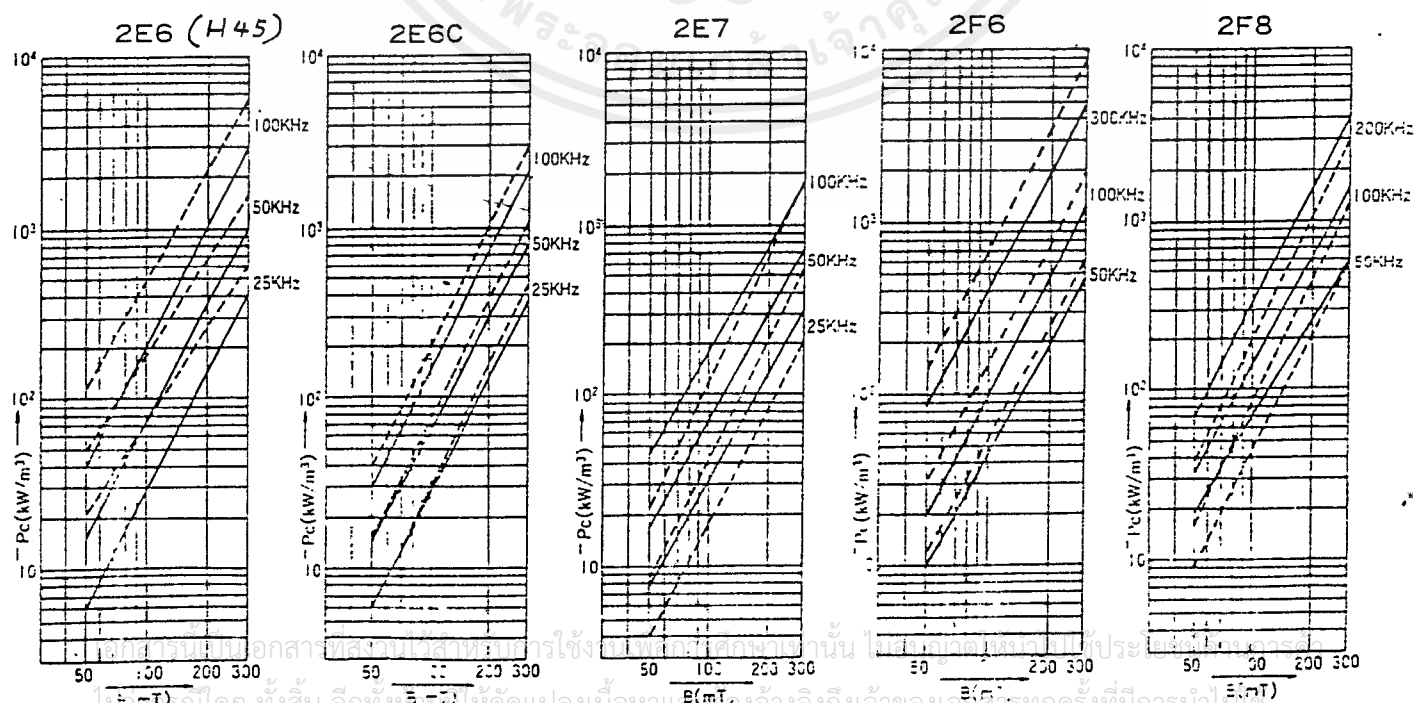
Standard Characteristics of Materials (For Power Applications)

Average Value

Materials	μ_{iac}	$\tan \delta \mu_{iac}$	$\alpha \mu_{iac}$	Pc				Bms		Hc	Tc	ρ	d
	10KHz	10KHz $\times 10^{-5}$	20°C~30°C $\times 10^{-6}$	20°C (KW m ³)	100°C (KW m ³)	f (Sine Wave) (KHz)	B (mT)	20°C (mT)	100°C (mT)	20°C (A m)	(°C)	(Ω -m)	(kg m ³) $\times 10^3$
2E6	3000	0.1	-0.5	160	260	25	200	450	370	18.8	> 200	9.23	4.9
2E6C	2000	0.16	7.5	140	164	25	200	510	390	22.6	> 230	0.37	4.8
2E7	2400	0.15	1.25	800	600	100	200	450	360	18.8	190	3	4.8
2F6	3300	0.07	2.65	475	735	100	200	470	340	11.9	> 200	2.1	4.8
2F8	2200	0.1	6.3	650	460	100	200	450	370	9.5	> 200	8	4.8

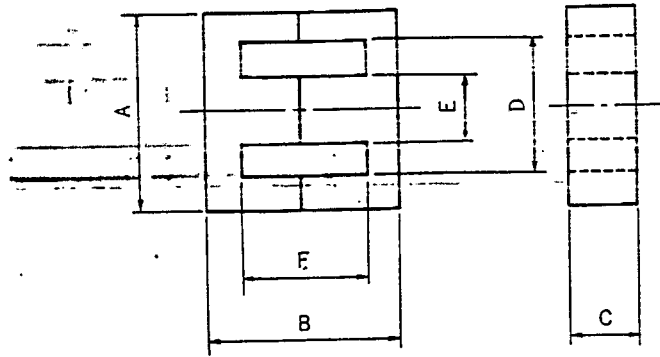
Power Loss at High Flux Density

Average Value — 20°C
----- 100°C



EE Type Cores

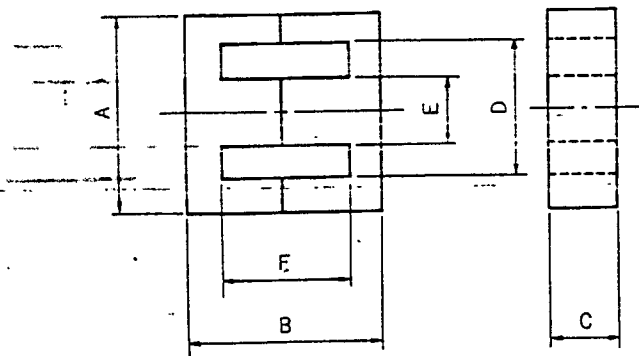
EE Type Cores



Dimensions and Magnetic Parameter

Cores	Dimensions (mm)						Parameter					Bobbin Available
	A	B	C	D	E	F	Ci(mm ⁻¹)	Ae(mm ²)	le(mm)	Ve(mm ³)	Aw(mm ²)	
EE-5	5.25±0.1	5.3±0.16	1.95±0.1	3.85±0.1	1.35±0.08	4.0±0.16	4.78	2.64	12.6	33.2	5.0	
EE-8.3S	8.3±0.2	5.5±0.2	3.9±0.15	6.0±0.3	2.0±0.3	3.6±0.15	1.93	7.55	14.5	109.8	7.8	
EE-8.3×3.9	8.3±0.35	8.0±0.2	3.9±0.15	6.0±0.3	2.0±0.3	6.0±0.2	2.57	7.55	19.4	146.0	12.9	6p
EE-8.9	8.9±0.6	8.12±0.02	1.9±0.13	5.3±0.3	1.9±0.13	4.32±0.26	3.13	5.01	15.7	78.4	7.3	
EE-10	10.0±0.3	11.0±0.2	4.9±0.3	7.7±0.3	2.4±0.2	8.4±0.2	2.33	11.1	26.0	288.7	22.9	8p
EE-10.2×5	10.2±0.2	11.0±0.2	5.0±0.3	7.8±0.2	2.4±0.15	8.5±0.2	2.27	11.6	26.4	306.9	23.2	
EE-10.2×5A	10.2±0.2	10.5±0.4	5.0±0.35	7.8±0.2	2.4±0.15	8.0±0.4	2.28	11.1	25.3	280.4	22.1	
EE-10.2×5C	10.2±0.2	8.9±0.4	5.0±0.35	7.8±0.2	2.4±0.15	6.45±0.2	1.94	11.3	21.9	248.4	17.4	
EE-12S	11.75±0.25	9.14±0.3	4.8±0.2	8.25±0.25	2.8±0.2	5.6±0.3	1.40	15.5	21.7	336.1	15.3	
EE-12ZT	12.0±0.3	15.2±0.4	5.0±0.4	8.0±0.3	3.0±0.4	11.2±0.6	2.01	16.1	32.5	523	29.1	
EE-12K	12.5±0.3	12.0±0.3	3.5±0.15	8.5±0.5	3.0±0.4	7.5±0.2	2.19	12.0	26.4	317.4	22.6	6p
EE-12.5	12.5±0.3	11.3±0.3	4.8±0.2	9.4±0.25	2.4±0.2	8.1±0.3	2.03	13.5	27.4	370.6	28.4	6p
EE-12.5C	12.5±0.15	7.75±0.145	6.3±0.3	9.9±0.2	3.28±0.2	5.41±0.2	1.34	15.9	21.4	340.4	18.2	
EE-12.5×11T	12.5±0.2	11.1±0.3	4.8±0.2	9.5±0.4	2.3±0.2	8.1±0.3	2.15	12.8	27.5	352.5	29.6	
EE-12.6	12.6±0.5	13.0±0.4	3.7±0.3	8.9±0.6	3.7±0.3	9.0±0.6	2.39	12.4	29.7	369.5	26.3	
EE-12.6×11.1/4.8	12.6±0.2	11.1±0.2	4.8±0.2	9.2±0.15	3.0±0.15	7.7±0.2	1.71	15.6	26.7	415.9	23.9	
EE-12.7	12.7±0.15	7.95±0.14	6.5±0.3	10.1±0.2	3.18±0.1	5.75±0.15	1.38	16.0	22.0	350.9	19.9	6p
EE-12.7K	12.7±0.35	7.84±0.1	6.5±0.3	10.1±0.2	3.18±0.1	5.75±0.15	1.44	15.0	21.6	325.3	19.9	
EE-12.8	12.8±0.7	11.2±0.4	6.4±0.3	9.9±0.2	3.2±0.3	8.3±0.4	1.43	19.3	27.5	529.9	27.1	
EE-13×6.3	13.0±0.3	12.0±0.4	6.3±0.3	10.5±0.3	2.95±0.35	9.3±0.3	1.87	16.3	30.5	496	35.9	10p
EE-13S	13.0±0.3	12.0±0.3	6.4±0.7	10.2±0.7	3.8±0.25	8.3±0.2	1.34	20.8	28.0	583.6	27.4	
EE-13K	13.0±0.2	12.0±0.3	6.3±0.3	10.2±0.2	2.8±0.2	9.2±0.2	1.77	17.1	30.2	517.3	34.3	
EE-13.13/7	12.95±0.2	13.0±0.4	7.1±0.4	8.9±0.5	3.7±0.3	9.3±0.6	1.19	25.0	29.8	743.9	26.0	
EE-14	14.0±0.3	11.2±0.4	5.0±0.2	10.55±0.3	3.5±0.2	7.7±0.3	1.60	17.4	27.9	486.4	27.1	
EE-14.5	14.5±0.2	14.4±0.2	4.4±0.2	10.5±0.2	4.0±0.2	10.4±0.2	1.91	17.6	33.6	591.1	33.8	
EE-15.2	15.2±0.2	15.25±0.4	2.9±0.2	10.2±0.2	5.4±0.2	10.7±0.2	2.34	14.3	33.5	479.5	25.7	
EE-16	16.0±0.3	14.3±0.4	5.0±0.3	12.0±0.3	4.05±0.25	10.2±0.3	1.79	19.4	34.8	675.9	41.2	
EEL-16	16.0±0.3	24.5±0.4	5.0±0.3	12.0±0.3	4.2±0.4	20.4±0.6	2.83	19.5	55.2	1075	81.6	
EES-16×7	16.0±0.3	14.3±0.4	7.0±0.4	13.0±0.3	3.2±0.4	11.9±0.3	1.76	21.0	36.9	775.2	55.0	

EE Type Cores



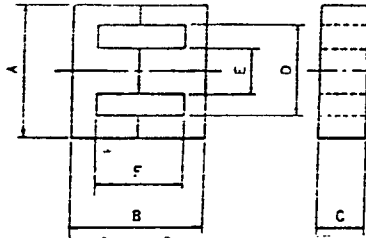
■ Dimensions and Magnetic Parameter

Cores	Dimensions (mm)						Parameter					Bobbin Available
	A	B	C	D	E	F	Ci(mm ²)	Ae(mm ²)	le(mm)	Ve(mm ³)	Aw(mm ²)	
EE-5	5.25±0.1	5.3±0.16	1.95±0.1	3.85±0.1	1.35±0.08	4.0±0.16	4.78	2.64	12.6	33.2	5.0	
EE-8.3S	8.3±0.2	5.5±0.2	3.9±0.15	6.0 ^{+0.3} _{-0.3}	2.0 ^{+0.3} _{-0.3}	3.6 ^{+0.2} _{-0.15}	1.93	7.55	14.5	109.8	7.8	
EE-8.3×3.9	8.3 ^{+0.3} _{-0.35}	8.0±0.2	3.9±0.15	6.0 ^{+0.3} _{-0.3}	2.0 ^{+0.3} _{-0.3}	6.0±0.2	2.57	7.55	19.4	146.0	12.9	6p
EE-8.9	8.9±0.6	8.12±0.82	1.9±0.13	5.3±0.3	1.9±0.13	4.32±0.26	3.13	5.01	15.7	78.4	7.3	
EE-10	10.0±0.3	11.0±0.2	4.9 ^{+0.3} _{-0.3}	7.7 ^{+0.3} _{-0.3}	2.4±0.2	8.4±0.2	2.33	11.1	26.0	288.7	22.9	8p
EE-10.2×5	10.2±0.2	11.0±0.2	5.0 ^{+0.3} _{-0.3}	7.8±0.2	2.4±0.15	8.6±0.2	2.27	11.6	26.4	306.9	23.2	
EE-10.2×5A	10.2±0.2	10.5 ^{+0.4} _{-0.4}	5.0 ^{+0.35} _{-0.35}	7.8±0.2	2.4±0.15	8.0 ^{+0.4} _{-0.4}	2.28	11.1	25.3	280.4	22.1	
EE-10.2×5C	10.2±0.2	8.9 ^{+0.4} _{-0.4}	5.0 ^{+0.35} _{-0.35}	7.8±0.2	2.4±0.15	6.45±0.2	1.94	11.3	21.9	248.4	17.4	
EE-12S	11.75±0.25	9.14±0.3	4.8±0.2	8.25±0.25	2.8±0.2	5.6±0.3	1.40	15.5	21.7	336.1	15.3	
EE-12ZT	12.0±0.3	15.2±0.4	5.0 ^{+0.4} _{-0.4}	8.0±0.3	3.0 ^{+0.4} _{-0.4}	11.2 ^{+0.6} _{-0.6}	2.01	16.1	32.5	523	29.1	
EE-12K	12.5±0.3	12.0±0.3	3.5±0.15	8.5 ^{+0.5} _{-0.5}	3.0 ^{+0.4} _{-0.4}	7.6±0.2	2.19	12.0	26.4	317.4	22.6	6p
EE-12.5	12.5±0.3	11.3±0.3	4.8±0.2	9.4±0.25	2.4±0.2	8.1±0.3	2.03	13.5	27.4	370.6	28.4	6p
EE-12.5C	12.5 ^{+0.15} _{-0.2}	7.75±0.145	6.3 ^{+0.3} _{-0.3}	9.9±0.2	3.28 ^{+0.2} _{-0.2}	5.41±0.2	1.34	15.9	21.4	340.4	18.2	
EE-12.5X11T	12.5±0.2	11.1±0.3	4.8±0.2	9.5 ^{+0.4} _{-0.4}	2.3±0.2	8.1±0.3	2.15	12.8	27.5	352.5	29.6	
EE-12.6	12.6 ^{+0.5} _{-0.4}	13.0 ^{+0.4} _{-0.4}	3.7 ^{+0.3} _{-0.3}	8.9 ^{+0.6} _{-0.6}	3.7 ^{+0.3} _{-0.3}	9.0 ^{+0.6} _{-0.6}	2.39	12.4	29.7	369.5	26.3	
EE-12.6/11.1/4.8	12.6±0.2	11.1±0.2	4.8±0.2	9.2±0.15	3.0±0.15	7.7±0.2	1.71	15.6	26.7	415.9	23.9	
EE-12.7	12.7 ^{+0.15} _{-0.2}	7.65±0.14	6.5 ^{+0.3} _{-0.3}	10.1±0.2	3.18±0.1	5.75±0.15	1.38	16.0	22.0	350.9	19.9	6p
EE-12.7K	12.7 ^{+0.35} _{-0.35}	7.64 ^{+0.1} _{-0.2}	6.5 ^{+0.3} _{-0.3}	10.1±0.2	3.18±0.1	5.75±0.15	1.44	15.0	21.6	325.3	19.9	
EE-12.8	12.8 ^{+0.1} _{-0.2}	11.2 ^{+0.4} _{-0.4}	6.4 ^{+0.3} _{-0.3}	9.9±0.2	3.2 ^{+0.3} _{-0.3}	8.0 ^{+0.4} _{-0.4}	1.43	19.3	27.5	529.9	27.1	
EE-13×6.3	13.0±0.3	12.0±0.4	6.3 ^{+0.3} _{-0.3}	10.5±0.3	2.95 ^{+0.35} _{-0.35}	9.3±0.3	1.87	16.3	30.5	496	35.9	10p
EE-13S	13.0±0.3	12.0±0.3	6.4 ^{+0.2} _{-0.1}	10.2 ^{+0.3} _{-0.1}	3.8 ^{+0.95} _{-0.25}	8.3±0.2	1.34	20.8	28.0	583.6	27.4	
EE-13K	13.0±0.2	12.0±0.3	6.3 ^{+0.3} _{-0.3}	10.2±0.2	2.8 ^{+0.1} _{-0.2}	9.2±0.2	1.77	17.1	30.2	517.3	34.3	
EE-13 13/7	12.95±0.2	13.0 ^{+0.4} _{-0.4}	7.1 ^{+0.4} _{-0.4}	8.9 ^{+0.5} _{-0.5}	3.7 ^{+0.3} _{-0.3}	9.0 ^{+0.6} _{-0.6}	1.19	25.0	29.8	743.9	26.0	
EE-14	14.0±0.3	11.2±0.4	5.0±0.2	10.55±0.3	3.5±0.2	7.7±0.3	1.60	17.4	27.9	486.4	27.1	
EE-14.5	14.5±0.2	14.4±0.2	4.4±0.2	10.5±0.2	4.0±0.2	10.4±0.2	1.91	17.6	33.6	591.1	33.8	
EE-15.2	15.2±0.2	15.25 ^{+0.4} _{-0.4}	2.9±0.2	10.2±0.2	5.4±0.2	10.7±0.2	2.34	14.3	33.5	479.5	25.7	
EE-16	16.0±0.3	14.3±0.4	5.0 ^{+0.3} _{-0.3}	12.0±0.3	4.05 ^{+0.25} _{-0.25}	10.2±0.3	1.79	19.4	34.8	675.9	41.2	
EEL-16	16.0±0.3	24.5±0.4	5.0 ^{+0.3} _{-0.3}	12.0±0.3	4.2 ^{+0.4} _{-0.4}	20.4 ^{+0.6} _{-0.6}	2.83	19.5	55.2	1075	81.6	
EES-16×7	16.0±0.3	14.3±0.4	7.0 ^{+0.4} _{-0.4}	13.0±0.3	3.2 ^{+0.4} _{-0.4}	11.0±0.3	1.76	21.0	36.9	775.2	55.0	

Electrical Characteristics

Cores	AL-Value (nH N ²) ±25% Without air gap					
EE-5	2E1: 450	2E7: 200min.				
EE-8.3S	2E1: 1200	2E6: 900				
EE-8.3×3.9	2E1: 1200	2E6: 730				
EE-8.9	2E2: 1100min.	2E1: 900	2D3: 700			
EE-10	2E1: 1500	2E6: 1000				
EE-10.2×5	2E1: 1480	2E4: 1200	2E6: 1100			
EE-10.2×5A	2E1: 1400	2E4: 1150	2E6: 1050			
EE-10.2×5C	2E1: 1650	2E4: 1350	2E6: 1150	2E7: 1050		
EE-12S	2E6C: 1600					
EE-12ZT	2E1: 1650	2E4: 1550				
EE-12K	2E1: 1450	2E3: 1170	2E6: 1000			
EE-12.5	2E1: 1600	2E4: 1400	2E6: 1100			
EE-12.5C	2E1: 2300	2E6: 1500				
EE-12.5×11T	2E1: 1550	2E4: 1250				
EE-12.6	2E1: 1500	2E4: 1200	2E6: 1060			
EE-12.6 11.1/4.8	2E4: 1450					
EE-12.7	2E1: 2450	2E4: 1875	2E6: 1775			
EE-12.7K	2E1: 2375	2E4: 2200	2E7: 1700			
EE-12.8	2E1: 2250	2E4: 2000	2E6: 1750			
EE-13×6.3	2E1: 1950	2E6: 1400	2E7: 1200			
EE-13S	2E1: 2580					
EE-13K	2E6: 1500					
EE-13 13 7	2E6: 1800					
EE-14	2E1: 2200	2E6C: 1400				
EE-14.5	2E6: 1500					
EE-15.2	2E5: 1200					
EE-16	2E2: 3500min.	2E1: 2100	2E6: 1500	2E6C: 1300	2E7: 350	
EEL-16	2E1: 1800	2E4: 1500	2E6: 1200			
EES-16×7	2E1: 2100	2E6: 1600	2E7: 1250			

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Dimensions and Magnetic Parameter

Cores	Dimensions (mm)						Parameter					Bobbin Available
	A	B	C	D	E	F	Cr(mm ⁻¹)	Ae(mm ²)	le(mm)	Ve(mm ³)	Aw(mm ²)	
EE-16.7	16.7±0.7	14.2±0.6	3.5±0.15	10.7±0.4	3.5±0.15	8.±0.3	1.84	16.3	30.1	491.5	29.6	
EE-18 14.9 3.3	18.0±0.1	14.9±0.2	3.3±0.1	12.5±0.2	6.2±0.2	5.4±0.3	1.85	18.4	34.1	628.4	30.6	
EE-19-15.1 7.85	19.0±0.3	15.1±0.4	7.85±0.4	14.0±0.3	5.0±0.2	10.1±0.4	0.99	37.6	37.3	1401	46.7	
EE-19	19.0±0.3	15.9±0.4	5.1±0.5	14.0±0.3	5.1±0.5	11.3±0.3	1.68	23.3	39.2	914.2	51.7	7p
EE-19G	19.1±0.3	15.6±0.6	5.2±0.4	14.5±0.3	4.7±0.3	11.1±0.4	1.72	23.1	39.6	914.7	55.7	
EE-19H	19.3±0.33	16.16±0.36	4.75±0.17	14.5±0.3	4.75±0.22	11.4±0.25	1.79	22.4	40.1	898.2	56.2	
EEL-19	19.0±0.3	27.1±0.4	5.1±0.5	14.0±0.3	5.1±0.5	22.8±0.6	2.64	23.4	61.7	1443	103.4	
EEL-19B	19.0±0.3	26.8±0.3	5.2±0.4	14.5±0.3	4.7±0.5	22.1±0.3	2.72	22.7	61.7	1401	111.6	
EE-19×9.6	19.15±0.5	15.8±0.5	5.6±0.5	14.75±0.3	4.65±0.15	11.2±0.3	0.91	43.5	39.7	1726	56.6	
EE-20	20.0±0.6	27.6±0.9	5.2±0.4	14.8±0.4	4.7±0.3	22.1±0.6	2.48	25.4	62.8	1594	115.4	
EEL-19-23	19.0±0.3	23.0±0.3	5.1±0.5	14.0±0.3	5.1±0.5	15.4±0.3	2.22	23.5	53.4	1253	84.2	
EE-22	22.0±0.4	18.6±0.4	6.3±0.6	4.0±0.3	6.0±0.6	16.8±0.3	1.02	39.6	40.2	1592	44.0	10p
EEL-22AT	22.0±0.3	28.6±0.4	5.7±0.2	15.75±0.5	5.7±0.2	21.6±0.4	1.80	35.4	63.6	2246	111.2	
EE-22B	22.0±0.4	20.0±0.2	5.5±0.25	17.5±0.3	4.0±0.2	15.1±0.2	2.07	24.4	50.5	1233	101.6	
EE-22C	22.0±0.3	18.6±0.4	5.7±0.2	15.75±0.5	5.7±0.2	16.8±0.3	1.16	36.4	42.0	1529	55.6	10p
EE-22T	22.0±0.3	25.5±0.4	1.4±0.2	15.75±0.5	5.7±0.2	21.6±0.4	0.90	70.7	63.6	4492	111.2	
EE-24	24.0±0.4	18.2±0.4	5.85±0.4	18.0±0.4	6.0±0.2	12.3±0.3	0.80	57.6	45.9	2842	73.8	
EE-25	25.0±0.4	20.0±0.4	6.55±0.3	18.6±0.3	6.55±0.3	13.6±0.3	1.17	42.2	49.4	2084	81.9	8p
EE-25C	25.0±0.4	25.6±0.6	7.5±0.6	17.5±0.8	7.5±0.3	17.4±0.3	1.11	51.8	57.8	2994	95.3	
FEE-25	25.3±0.4	31.9±0.6	7.0±0.5	19.3±0.3	6.5±0.25	25.6±0.4	1.75	42.3	74.0	3134	164.5	
EEL-25	25.0±0.4	33.6±0.5	6.55±0.3	18.6±0.3	6.55±0.3	27.2±0.5	1.81	42.3	76.6	3238	163.9	
EE-25.4	25.4±0.4	19.0±0.5	6.35±0.25	19.0±0.3	6.35±0.3	12.7±0.3	1.19	40.3	48.0	1935	80.3	
EEL-25.4	25.4±0.4	31.7±0.6	6.35±0.25	19.0±0.3	6.35±0.3	25.4±0.5	1.82	40.4	73.4	2963	160.7	
EE-25.4-25.4	25.4±0.4	25.4±0.4	6.35±0.25	19.0±0.3	6.35±0.25	19.1±0.4	1.51	40.3	63.8	2453	120.8	
EE-25.6	25.6±0.3	20.0±0.3	6.6±0.2	19.2±0.3	6.4±0.3	13.6±0.4	1.23	41.1	50.4	2072	89.4	
EE-28	28.0±0.4	21.0±0.5	11.5±0.7	19.3±0.3	8.0±0.6	11.4±0.5	0.90	96.2	48.1	4626	66.1	
EEL-28	28.0±0.4	34.0±0.6	11.0±0.5	18.6±0.5	7.5±0.5	25.0±0.5	0.84	88.3	74.3	6556	145.0	
EE-28-25	28.0±0.25	25.0±0.4	10.9±0.4	20.0±0.6	8.0±0.3	17.0±0.5	0.71	83.3	59.0	4914	106.6	
EE-29A	29.0±0.3	25.0±0.4	10.9±0.4	21.0±0.3	8.0±0.3	17.0±0.5	0.72	83.8	60.0	5025	113.3	
EE-29	25.7±0.4	31.6±0.4	7.0±0.5	22.7±0.4	6.6±0.25	25.2±0.4	1.79	42.6	76.4	3251	202.9	
EEL-30A	30.0±0.2	42.0±0.2	11.0±0.2	20.0±0.7	11.0±0.2	32.0±0.2	0.84	108.6	90.7	9855	166.1	
EE-30	30.0±0.5	25.0±0.5	11.0±0.6	20.0±0.4	10.0±0.6	16.0±0.3	0.60	96.0	57.9	5555	82.4	
EE-30 15 7	30.0±0.6	30.4±0.8	7.0±0.5	19.5±0.8	7.2±0.5	15.4±0.2	1.39	59.9	65.5	3926	129.5	
EE-35	35.0±0.7	25.35±0.4	9.5±0.3	25.6±0.5	9.5±0.3	15.35±0.3	0.78	69.9	69.7	6268	155.8	
EE-35D	35.0±0.3	28.5±0.4	12.4±0.5	25.5±0.6	9.5±0.3	19.0±0.2	0.62	111.9	69.5	7774	159.3	
EE-40	40.0±0.5	34.7±0.6	12.0±0.4	27.5±0.5	12.0±0.7	20.4±0.3	0.52	147.9	77.0	11320	151.7	10p
EE-42×15	42.0±0.5	42.0±0.6	13.2±0.3	29.5±0.2	12.2±0.5	29.5±0.2	0.54	179.7	97.2	17480	274.1	
EE-42×20	42.0±0.5	42.0±0.6	13.2±0.3	29.5±0.2	12.2±0.5	29.5±0.2	0.41	234.7	97.2	22820	274.1	
EE-50	50.0±0.3	42.0±0.6	13.2±0.3	35.0±0.6	15.0±0.8	25.0±0.2	0.42	225.7	95.1	21460	255.0	
EE-55	55.0±0.6	55.6±0.2	21.0±0.2	37.5±0.2	17.2±0.5	37.0±0.2	0.35	353.0	123.6	43640	399.7	
EE-60	60.0±0.9	44.0±0.8	15.0±0.2	44.5±0.7	16.0±0.8	28.0±0.3	0.45	245.1	109.7	26680	404.6	

Electrical Characteristics

Cores	AL-Value (nH/N ²) ±25% Without air gap					
EE-16.7	2E1:1850	2E4:1500				
EE-18/14.9/3.3	2E7:1150					
EE-19/15.1/7.85	2E4:3000					
EE-19	2E2:3640min.	2E1:2400	2E6:1700	2E7:1550	2D3:1900	
EE-19G	2E1:2300	2E6:1650	2E7:1400			
EE-19H	2E1:2300	2E6:1650				
EEL-19	2E1:1750	2D3:1350	2E6:1200			
FEL-19-B	2E1:1830	2E6:1330	2E6C:1000			
EE-19×9.6	2E6:3000	2E7:2400				
EE-20	2E6:1450					
EEL-19-23	2E6:1500					
EE-22	2E1:3800	2E6:2600	2E7:2200	2D3:3000		
EEL-22AT	2E1:2300	2E6:1800	2E6C:1250			
EE-22B	2E1:2200min.	2E6:2050				
EE-22C	2E1:3300	2E6:2500	2E6C:1700			
EE-22T	2E1:4500	2E4:4000	2E6C:2600			
EE-24	2E6:3800					
EE-25	2E2:5880min.	2E1:3500	2E6:2400	2E7:2100		
EE-25C	2E1:3800	2E6:2800	2E6C:2300			
FEE-25	2E1:2660	2E4:2250	2E6:1950			
EEL-25	2E1:2600	2E4:2100	2E6:1800			
EE-25.4	2E1:3400	2E6:2500	2E6C:1900			
EEL-25.4	2E1:2500	2E6:1900				
EE-25.4-25.4	2E1:3000	2E6:2100				
EE-25.6	2E6:2400	2E6C:1900				
EE-28	2E1:7300	2E6:5800	2D3:6300			
EEL-28	2E4:4400	2E6:3900	2E7:3300	2E6C:2800		
EE-28-25	2E6:4000					
EE-29A						
EE-29	2E1:2810	2E4:2230				
EEL-30A	2E6:4000	2E7:2500				
EE-30	2E1:6800	2E6:5600				
EE-30 15 7	2E1:4200	2E6:2900				
EE-35	2E1:5600	2E6:4400	2E7:3800			
EE-35D	2E6:5000					
EE-40	2E1:8000	2E6:6300	2E6C:4400			
EE-42×15	2E6:5800					
EE-42×20	2E6:7500					
EE-50	2E6:7400					
EE-55	2E6:11000					
EE-60	2E6:7500					

หนังสืออ้างอิง

- 1 George Chrysis, "High-frequency switching power supply",
McGraw-Hill, 1989
- 2 ABRAHAM I. Pressman, "Switching and Linear Power Supply, Power
Converter Design", Hayden Book Company, 1977
- 3 Ralph E. Tarter, "Principle of Solid-State Power Conversion",
Howard W. Sams & Co., 1985
- 4 Keith Biccings, Switch Mode Power Supply Handbook, McGraw-Hill,