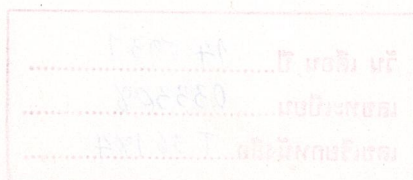


การศึกษา ดีซี-ดีซี คอนเวอร์เตอร์ และการประยุกต์ใช้งาน
THE STUDY OF DC-DC CONVERTER AND APPLICATION



โดย

นาย ปิยะ จันฮวบ
นาย พลากร แก่นทิพย์

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขา เทคโนโลยีอิเล็กทรอนิกส์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2536

หัวข้อวิทยานิพนธ์

THE STUDY OF DC-DC CONVERTER AND APPLICATION

โดย

นาย ปิยะ จันทวาท

นาย พลากร แก่นทิพย์

ภาควิชา

เทคนิคอุตสาหกรรม

อาจารย์ที่ปรึกษา

อาจารย์ ประดิษฐ์ วัชรพิบูลย์

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหาร ลาดกระบัง
อนุมัติให้นับวิทยานิพนธ์ ฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของ การศึกษาตามหลักสูตร วิทยาศาสตร
บัณฑิต สาขาวิชา วิศวกรรมศาสตร์

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์

.....อาจารย์ที่ปรึกษา
(.....)

.....กรรมการ
(.....)

.....กรรมการ
(.....)

.....กรรมการ
(.....)

.....กรรมการ
(.....)

การศึกษา ดีซี-ดีซี คอนเวอร์เตอร์ และการประยุกต์ใช้งาน
THE STUDY OF DC-DC CONVERTER AND APPLICATION

โดย นาย ปิยะ จันสวบ 35102013
นาย พลากร แก่นทิพย์ 35102016

อาจารย์ที่ปรึกษา อาจารย์ ประดิษฐ์ วัชรพิบูลย์

บทคัดย่อ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้เป็นการศึกษาถึง การแปลงแรงดันตรงให้เป็นแรงดันตรงที่มีระดับแรงดันสูงกว่า โดยใช้หลักการของเทคนิคสวิตชิ่งและการมอดดูเลทแบบความกว้างของพัลส์ (PULSE WIDTH MODULATION, PWM)

ซึ่งในปริญญานิพนธ์นี้ได้ให้แรงดันตรงจากแบตเตอรี่ ขนาด 12 โวลต์ ทำการแปลงระดับแรงดันให้สูงขึ้น (STEP UP) เป็นแรงดันทางด้านบวกและลบขนาด 48 โวลต์ โดยใช้เพาเวอร์มอสเฟทกระแสสูงต่อขนานกัน

ในส่วนของการกรองกระแส (FILTER) จะเป็นการต่อแบบ พาสร์ แอล (LC PI CONNECTION) เพื่อจะทำให้ได้ ริปเปิลเร็กกูเลชั่น (RIPPLE REGULATION) ที่เหมาะสม นอกจากนี้วงจรคอนเวอร์เตอร์ดังกล่าวที่เสนอนี้ยังมีส่วนของวงจรป้องกันทั้งทางด้านอุณหภูมิ, วงจรป้องกันขนาดของแรงดันที่ต่ำหรือสูงเกินไป

ABSTRACT

This project is the studying of DC to DC CONVERTER using the principle of switching technique and Pulse Width Modulation (PWM) for voltage regulation. In this project the DC voltage from 12V. Battery is step up to \pm 48 V.DC by high current power MOSFET. This high current pulses are driven to the ferrite core transformer. The filter section is LC pi connection for better ripple regulation. This converter including with the circuit of thermal protection, low or high voltage protection, etc.

สารบัญ

บทที่ 1	บทนำ	
-	ความเป็นมาของปัญหา	1
-	ความหมายของคำว่าสวิตชิง	1
-	เทคโนโลยีกับการใช้งานของแหล่งจ่ายไฟตรงแบบสวิตชิง	2
-	แหล่งจ่ายไฟตรงแบบเชิงเส้น	3
-	แหล่งจ่ายไฟตรงแบบสวิตชิง	4
-	วงจรพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์	6
-	บล็อกไดอะแกรมของ DC-DC แบบสวิตชิง	8
บทที่ 2	ทฤษฎี	
-	คอนเวอร์เตอร์	10
-	หม้อแปลงกำลังแกนเฟอร์ไรท์	39
-	วงจรควบคุมการทำงานแบบพัลส์วิดท์มอดดูเลชั่น	59
-	วงจรเร็กติไฟร์และฟิลเตอร์	62
-	การใช้เพาเวอร์มอสเฟตในวงจรสวิตชิง	69
บทที่ 3	การสร้างวงจร	
-	หลักการเบื้องต้น	73
-	วงจรควบคุม PWM	74
-	วงจรและรายละเอียดการทำงาน	76
-	รายการอุปกรณ์	81
-	การสร้างและประกอบ	82
บทที่ 4	ผลการทดลอง	84
บทที่ 5	สรุปและวิจารณ์	88

กิตติกรรมประกาศ

เอกสารอ้างอิง

ภาคผนวก

บทที่ 1 บทนำ

ความเป็นมาของปัญหา

เป็นเวลานานหลายปีมาแล้วที่รู้กันว่าการแบ่งแยกออกเป็น 2 ภาค ในขบวนการสัญญาณทางด้านอิเล็กทรอนิกส์นั้นคือ สำหรับแต่ละปัญหาดูเหมือนว่าจะมองกันให้อยู่แห่งของดิจิตอล(Digital)และอนาลอก (Analog) สำหรับนักประดิษฐ์เมื่อเผชิญกับปัญหาทางด้านการออกแบบวงจรแหล่งจ่ายไฟ การแก้ไขแบบง่ายที่ง่ายที่สุดคือการใช้ไอ.ซี. รักษาไฟตรงแบบต่อเนื่องชนิด 3 ขา เป็นตัวอย่างที่มองเห็นได้ ไอ.ซี. ซึ่งอยู่บน Chip เดียวกันนี้ทำให้การออกแบบแหล่งจ่ายไฟเป็นไปได้ง่ายขึ้นแหล่งจ่ายไฟชนิดอนุกรม(Series-pass) หรือชาน (Shunt)หรือลิเนียร์ (Linear) ง่ายต่อการใช้และยังมีสัญญาณรบกวน(Noise) กับริพเพิล(Ripple)ที่ด้านเอาพุท(Output) ต่ำมากด้วยเหตุผล เหล่านี้เองทำให้สามารถครอบครองอยู่ในท้องตลาดได้เป็นเวลานาน

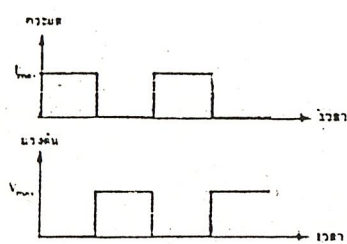
ใน ไอ.ซี. รักษาศักดาไฟตรงแบบต่อเนื่อง เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ (Power Transistor) จะต้องทำงานโดยตลอดไม่มีการหยุดพัก ดังนั้น จะสิ้นเปลืองพลังงานสูงถ้าต้องการกระแสไฟสูงสุด ประสิทธิภาพของเครื่องจะขึ้นอยู่กับอัตราส่วนของ V_{out}/V_{in} สำหรับกรณี V_{out} คงที่ประสิทธิภาพจะลดลง ในขณะที่แรงเคลื่อนอินพุท (Input) เพิ่มขึ้น และเมื่อเกิดความแตกต่างระหว่าง V_{out} กับ V_{in} จะทำให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ต้องสิ้นเปลืองพลังงานเพิ่มขึ้น ดังนั้นจึงมีความจำเป็นที่จะต้องให้ทรานซิสเตอร์และ แผ่นระบายความร้อน(Heat sink)ที่มีขนาดใหญ่ นอกจากนี้ ใน ไอ.ซี. รักษาศักดาไฟตรงแบบต่อเนื่อง ยังมีความจำเป็นที่ว่าแรงเคลื่อนขาออกจะต้องอยู่ระหว่าง ศักดากราวด์ (Ground potential)และระดับไฟขาเข้า(Input level)ทำให้ซีรีส์พาสทรานซิสเตอร์(Series-pass Transistor)ต้องการหม้อแปลงไฟและคาปาซิเตอร์ สำหรับกรองกระแส ที่มีขนาดใหญ่

ความหมายของคำว่า "สวิตซิ่ง" (Switching)

การเข้าใจความหมายของคำว่า "สวิตซิ่ง" ในขั้นพื้นฐานอย่างตรงไปตรงมาก็คือ ให้นักถึงสวิตซ์ไฟฟ้าที่ใช้ตามบ้านทั่วๆไปเช่น สวิตซ์เปิด-ปิด เครื่องเสียงเป็นต้นจะ เห็นว่า สวิตซ์นั้นทำงานอยู่ 2 สถานะ คือเปิดไฟ(ON) และปิดไฟ(OFF) สวิตซ์จะไม่อยู่ระหว่างกึ่งเปิดกึ่งปิด (นอกจากเสีย)

ถ้ามองสวิตซ์ในแง่ของกระแสก็เป็น 2 สถานะ คือขณะเปิดไฟกระแสจะไหลเต็มที่ขณะที่เปิดไฟกระแสจะเป็นศูนย์ถ้ามองสวิตซ์ในแง่แรงดันไฟฟ้าก็จะเป็น 2 สถานะเช่น

เดียวกันคือขณะเปิดแรงดันไฟคร่อมสวิตช์เป็นศูนย์ ขณะเปิดไฟแรงดันคร่อมสวิตช์จะ เท่ากับแรงดันแหล่งจ่ายไฟ เช่น สวิตช์เปิด-ปิดไฟฟ้าที่ใช้ในบ้าน ขณะเปิดไฟแรงดันคร่อมสวิตช์จะเป็นศูนย์ แต่ขณะปิดไฟแรงดันคร่อมสวิตช์จะเป็น 220 โวลต์จะเห็นว่าภาวะของกระแสและสภาวะของแรงดันจะมีลักษณะตรงข้ามคือขณะกระแสมาก แรงดันเป็นศูนย์แรงดันจะมากตามกราฟในรูป



รูปที่ 1 ภาวะกระแสและแรงดันที่สวิตช์ไฟฟ้า

ดังนั้นอุปกรณ์ใดก็ตามที่ทำงานสองสภาวะเหมือนสวิตช์คือมี ON-OFF เราเรียกอุปกรณ์นั้นว่าเป็นตัวสวิตช์ เช่น รีเลย์ เลเซอร์ที่ปล่อยกระแสเป็นช่วงๆ หรือเป็นจังหวะๆ ไม่ปล่อยอย่างต่อเนื่องเราเรียกว่า สวิตซ์ รีเลย์ เลเซอร์ ทรานซิสเตอร์ ที่ทำหน้าที่เหมือนสวิตช์ คือเป็นตัวควบคุมกระแสให้ ผ่านตัวมันเป็นช่วงๆ เราเรียกว่า สวิตซ์ ทรานซิสเตอร์ ทรานซิสเตอร์ที่จะทำหน้าที่ได้ดีขึ้นจะต้องมีความถี่ทรานซิสชัน (Transition Frequency = $F_T \times$ สูงมากและมักมีราคาแพงตามไปด้วย)

เทคโนโลยีกับการใช้งานของแหล่งจ่ายไฟตรงแบบสวิตซ์

แนวความคิดในยุคต้นๆของแหล่งจ่ายไฟกระแสตรงเฟืองประกอบด้วยหม้อแปลงไฟฟ้าเพื่อเป็นตัวลดระดับแรงดันไฟฟ้าลงตามที่ต้องการและยังเป็นการแยกกันทางไฟฟ้าของวงจรออกจากระบบไฟฟ้าหลักและมีส่วนประกอบอื่นคือวงจรเรียงกระแสและวงจรกรองแรงดันเพื่อให้ได้แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่เรียบเท่านั้นแต่ ในทางปฏิบัติแล้วแรงดันไฟตรงเอาต์พุตที่เรียบนั้นอาจจะไม่สามารถรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าให้คงที่ตลอดได้ เนื่องจากสาเหตุ 2 ประการคือ

1. แรงดันไฟฟ้าหลักไม่คงที่ ซึ่งมักจะเกิดขึ้นเสมอๆ และยากที่ตรวจสอบ หรือ แก้ไข
2. ภาวะของโหลดมีการเปลี่ยนแปลง เนื่องจากบางครั้งโหลดดึงกระแสมาก

จนทำให้แรงดันเอาต์พุตตกลงมา

แหล่งจ่ายไฟชนิดนี้จึงถูกจัดว่าเป็นแหล่งจ่ายไฟฟ้าที่ไม่มีการรักษาเสถียรภาพของแรงดันเอาต์พุต (Unregulation) การรักษาเสถียรภาพของแรงดันเอาต์พุตจัดเป็น สิ่งที่สำคัญมากในการจ่ายพลังงานไฟฟ้า ซึ่งจะขึ้นอยู่กับองค์ประกอบให้แก่โหลดเหล่านี้คือ

- เสถียรภาพทางแรงดันขาออกซึ่งต้องพยายามรักษาให้คงที่ หรืออยู่ในช่วงที่ยอมรับได้
- การแยกจากกันทางไฟฟ้าระหว่างอินพุตกับเอาต์พุตในแหล่งจ่ายไฟ เพื่อป้องกันอันตรายที่อาจเกิดขึ้นระหว่างการใช้งานและเป็นการป้องกันความเสียหาย ที่อาจเกิดกับอุปกรณ์ที่ทำหน้าที่สวิตซ์ได้ (ทรานซิสเตอร์, มอเตอร์ ฯลฯ)
- มีแรงดันเอาต์พุตหลายค่า (multiple output) เพื่อการใช้งานหนึ่งอาจให้ทั้งไฟบวกและไฟลบที่ต่างระดับแรงดันกัน
- ขนาดและน้ำหนักของแหล่งจ่ายไฟ ต้องมีประหยัดเนื้อที่และน้ำหนักซึ่ง แนวโน้มของเทคโนโลยีสมัยใหม่สามารถทำให้ขนาดเล็กลง
- ประสิทธิภาพต้องพยายามให้เกิดการสูญเสียให้น้อยที่สุด เพื่อจะได้ใช้กำลังงานอย่างคุ้มค่าที่สุด

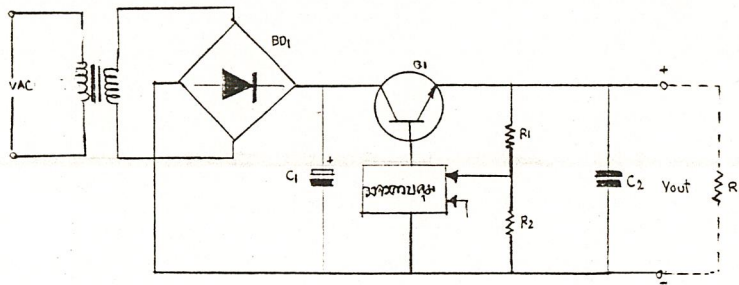
แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงที่มีใช้กันในปัจจุบัน ซึ่งสามารถแบ่งได้ 2 ชนิดใหญ่ๆ คือ

1. แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงแบบเชิงเส้น
2. แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงแบบสวิตซ์

แหล่งจ่ายไฟตรงแบบเชิงเส้น

แหล่งจ่ายไฟชนิดนี้มีส่วนประกอบดังรูปที่ 2 จะเห็นว่ามีส่วนที่เพิ่มเข้ามาคือทรานซิสเตอร์, วงจรควบคุมกระแสเบส, วงจรป้อนกลับ และวงจรกรองกระแสแรงดันโดยมีการทำงานคือ ทรานซิสเตอร์ จะทำหน้าที่ในการจ่ายกระแสไฟให้กับโหลดซึ่งจะมากหรือน้อยนั้นขึ้นอยู่กับวงจรป้อนกลับและวงจรควบคุม โดยเป็นการเพิ่มหรือลดกระแสเบส เพื่อให้แรงดันเอาต์พุตคงที่ตามต้องการ ทรานซิสเตอร์ที่ใช้ในแหล่งจ่ายไฟแบบนี้จะทำงานให้เป็นเชิงเส้นอยู่ในย่านแอกทีฟ แรงดันเอาต์พุตค่อนข้างเสถียรภาพดีกว่าแบบสวิตซ์ และมีการแพร่กระจายของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าเพียงเล็กน้อย วงจรการทำงานไม่ซับซ้อนอุปกรณ์ได้ง่ายจึงถูกสำหรับเครื่องขนาดเล็ก

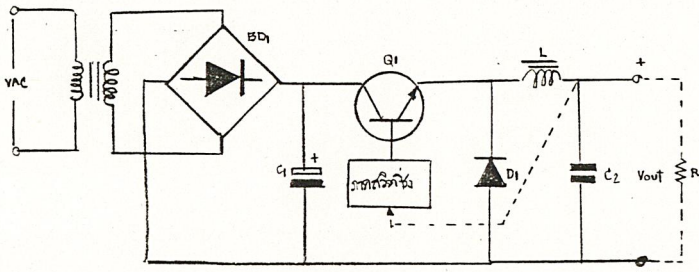
แต่ข้อเสียที่ต้องการแก้ไขมากก็ได้แก่การใช้หม้อแปลงความถี่ต่ำซึ่งจะมีขนาดใหญ่และน้ำหนักมากกว่าหม้อแปลงที่ใช้ในความถี่สูงและอีกอันหนึ่งคือทรานซิสเตอร์และหม้อแปลงมีการดูดซับพลังงานเป็นผลของกระแสที่ไหลผ่านตัวมัน ฉะนั้นแหล่งจ่ายไฟแบบเชิงเส้น มักมีประสิทธิภาพอยู่ในช่วง 30% - 50%



รูปที่ 2 วงจรพื้นฐานของแหล่งจ่ายไฟตรงแบบเชิงเส้น

แหล่งจ่ายไฟตรงแบบสวิตซิ่ง

ความแตกต่างจากแหล่งจ่ายไฟแบบลิเนียร์อยู่ในส่วนเอาต์พุตของหม้อแปลงดังรูปที่ 3 จะเห็นว่าส่วนที่แตกต่างกันคือ มีทรานซิสเตอร์, ภาคนวิตซิ่ง, ไดโอดที่ใช้ในช่วงความถี่สูง และวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน ซึ่งประกอบด้วยขดลวด (L) และตัวเก็บประจุ (C_2) เพื่อทำหน้าที่เก็บพลังงานและทำให้กระแสและแรงดันของโหลดมีการกระเพื่อม (ripple) น้อยลง



รูปที่ 3 วงจรพื้นฐานของแหล่งจ่ายไฟตรงแบบสวิตซิ่ง

ส่วนทรานซิสเตอร์และภาคนวิตซิ่งนั้นจะทำงานต่างจากแบบเชิงเส้นโดยทรานซิสเตอร์จะทำงานแบบสวิตซิ่งที่ความถี่สูงมีการทำงาน 2 ช่วงคือช่วงไม่ทำกระแสซึ่ง มีความต้านทานสูงมากเสมือนสวิตช์ถูกเปิดกับช่วงนำกระแสเมื่อตัวมีความต้านทานต่ำเสมือนปิดวงจรการสวิตซิ่งด้วยความถี่นี้เป็นการบังคับกระแสเอาต์พุตด้วย

โดยในภาคนวิตซิ่งจะมีวงจรควบคุมการสวิตซิ่งเป็นการควบคุมแรงดันเอาต์พุตให้คงที่และวงจรควบคุมนี้จะให้เทคนิคการมอดูเลตทางความกว้างของพัลส์ (PWM) เป็นส่วนใหญ่ซึ่งจะแบ่งการทำงานออกเป็น 2 ส่วนคือ ส่วนขยายความผิดพลาดของ แรงดันเอาต์พุต

โดยรับสัญญาณความแตกต่างของแรงดันเอาต์พุตที่ต่อกับโหลดกับแรงดันที่ตั้งเอาไว้ นำไปขยายและนำไปยังส่วนที่สองคือส่วนเปรียบเทียบแล้วนำไปเปรียบเทียบกับสัญญาณรูปฟันเลื่อยนั้นเองซึ่งสัญญาณที่จะได้นำไปเป็นสัญญาณสำหรับการสวิตช์ในภาคสวิตซ์

เนื่องจากใช้ความถี่ในการสวิตซ์สูงประมาณ 200 kHz หม้อแปลงที่ใช้มักแกนเฟอร์ไรต์ที่มีขนาดเล็กและเบา ทั้งยังเป็นส่วนที่แยกทางไฟฟ้าระหว่างอินพุตกับเอาต์พุตด้วย ในการออกแบบบางครั้งอาจไม่ใช้หม้อแปลงลดแรงดันไปสลับที่อินพุต เพราะหม้อแปลงความถี่สูงจะมีราคาสูงตามไปด้วย

ทรานซิสเตอร์ที่ใช้ทำงานเป็นแบบสวิตซ์ ทำให้เกิดความสูญเสียย่อยลงกว่า แบบเชิงเส้นมาก ทั้งยังสามารถจ่ายกำลังงานเอาต์พุตได้สูงกว่าด้วย ประสิทธิภาพของแหล่งจ่ายไฟสวิตซ์สูงขึ้นอยู่กับช่วง 70%- 80%

ถึงแม้ว่าจะมีข้อดีทางคุณสมบัติอยู่มาก แต่ก็ต้องสนใจในจุดด้อยของมันที่ว่าวงจรมีความซับซ้อนและอุปกรณ์ต่างๆ ที่ใช้กันมักมีราคาสูงและหาซื้อได้ยากในประเทศและจากการสวิตซ์ที่ความถี่สูงจึงเกิดการรบกวนของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า (EMI) กับอุปกรณ์ไฟฟ้าอื่นๆ ได้

จากโครงสร้างพื้นฐานและหลักการทำงานของแหล่งจ่ายไฟตรงทั้ง 2 แบบนั้นเราสามารถนำมาเปรียบเทียบจุดดีจุดเสียกับดังแสดงในตารางที่ 1

ข้อมูล	แบบเชิงเส้น	แบบสวิตซ์
โครงสร้างของวงจร	ง่าย	ยุ่งยาก, ซับซ้อน
ส่วนที่เป็นแม่เหล็ก	ขนาดใหญ่, ราคาถูก	ขนาดเล็ก, ราคาแพง
ขนาดและน้ำหนัก	มาก	น้อย
ประสิทธิภาพ	ต่ำ	สูง
การกระเพื่อมของแรงดันและสัญญาณรบกวน	น้อย	มาก
RFI และ EMI	น้อย	มาก
ความเชื่อถือได้ในการทำงาน	สูง	ต่ำ
การตอบสนองผลทรานเซียนต์	เร็ว	ช้า
การแยกจากกันทางไฟฟ้าของอินพุตกับเอาต์พุต	ปกติมีอยู่แล้ว	ขึ้นอยู่กับโครงสร้างของวงจร
เสถียรภาพในการทำงาน	ดีมาก	ค่อนข้างช้า
ราคา	ต่ำ	สูง

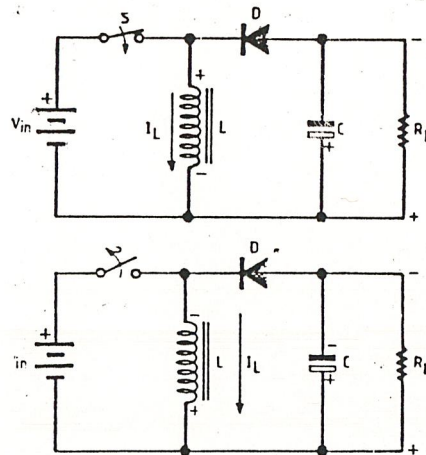
ตารางที่ 1 แสดงการเปรียบเทียบข้อมูลทางด้านต่าง ๆ ของแหล่งจ่ายไฟแบบเชิงเส้นและสวิตซ์

วงจรพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์

วงจรพื้นฐานที่สำคัญของ DC-DC Converter จะประกอบไปด้วยวงจรอินเวอร์เตอร์ความถี่สูง กับวงจรเรกติไฟร์และฟิลเตอร์จะมีอยู่หลายแบบ แต่ที่ล้วนมีพื้นฐานมาจากวงจร 3 แบบ คือ

- ฟลายแบ็ค หรือ บัคบูสต์ (Flyback or Buck-Boost)
- ฟอว์เวิร์ด หรือ บัค (Forward or Buck)
- พูช-พูล หรือ บัคดีไรฟ์ (Push - Pull or Buck-Derived)

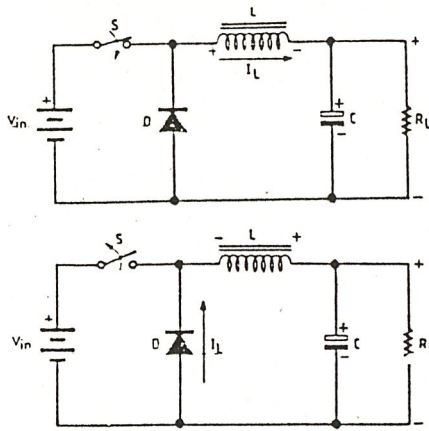
1. ฟลายแบ็ค หรือ บัคบูสต์ (Flyback or Buck-Boost)



รูปที่ 4 วงจรพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็ค

รูปที่ 4 แสดงลักษณะของคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็คเมื่อสวิตช์ s ปิดรูป (ก) กระแสจะไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L สะสมพลังงานในรูปของสนามแม่เหล็กไดโอด D จะถูกไบแอสกลับจึงยังไม่มีแรงดันตกคร่อมโหลด R_L ในขณะนี้ ต่อมาเมื่อสวิตช์เปิดรูป (ข) ตัวเหนี่ยวนำจะคายพลังงานออกมา (เนื่องจากสนามแม่เหล็กยุบตัว) แต่ขั้วของแรงดันจะกลับกันกับที่ป้อนเข้ามา (ซึ่งเป็นไปตามธรรมชาติของตัวเหนี่ยวนำ) ทำให้ไดโอดได้รับ ไบแอสตรง นำกระแสจาก การคายพลังงานกลับของตัวเหนี่ยวนำไปสู่โหลดและจะมีขึ้นแรงดันตรงข้ามกับแรงดันอินพุต ถ้าสวิตช์ปิด-เปิดเป็นจังหวะอย่างต่อเนื่อง กระแสอินพุต และเอาต์พุตก็จะมีลักษณะเป็นพัลส์ อย่างต่อเนื่องด้วย จึงพอสรุปได้ว่าในคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็คนี้พลังงานจะถูกเก็บในตัวเหนี่ยวนำในระหว่างที่สวิตช์ปิดและพลังงานจะถูกปล่อยไปสู่ไดโอดในระหว่างสวิตช์เปิดหรือฟลายแบ็คนั่นเอง

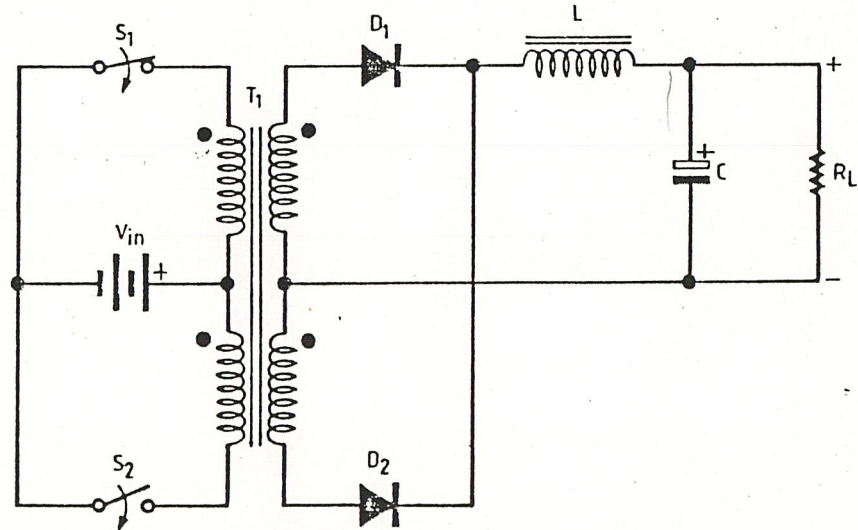
2. ฟอว์เวิร์ด หรือบัค (Forward or Buck)



รูปที่ 5 วงจรพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์แบบฟอว์เวิร์ด

เมื่อสวิตช์ปิดกระแสจะไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำไปสู่โหลดทำให้กระแสแรงดันตกคร่อม โหลดและมีขั้วเหมือนกับอินพุต ดังแสดงในรูป(ก) ไดโอดจะถูกไบแอสกลับในตอนนี้และ เมื่อ สวิตช์เปิดสนามแม่เหล็ก ที่ตัวเหนี่ยวนำจะยุบตัวคายพลังงานออกมา ในรูปกระแสและมี ขั้ว แรงดันดังรูป(ข) ทำให้ไดโอดได้รับไบแอสตรงนำกระแสไหลผ่านตัวเก็บประจุและโหลดแรง ดันที่ตกคร่อมโหลดจึงยังมีขั้วเหมือนเดิมไดโอดในวงจรนี้มักจะถูกเรียกว่า ไดโอดฟรี-วิลลิง หรือไดโอดฟลายวีล (Free Wheeling or Fly Wheel Diode) เพราะการทำงานดัง กล่าวกระแสเอาต์พุตที่ได้จะต่อเนื่องถึงแม้ขณะที่กระแสอินพุตจะมีลักษณะเป็นพัลส์

3. พูช-พูล หรือบัคต์ไرف (Push - Pull or Buck-Derived)



รูปที่ 6 วงจรพื้นฐานคอนเวอร์เตอร์แบบพูช-พูล

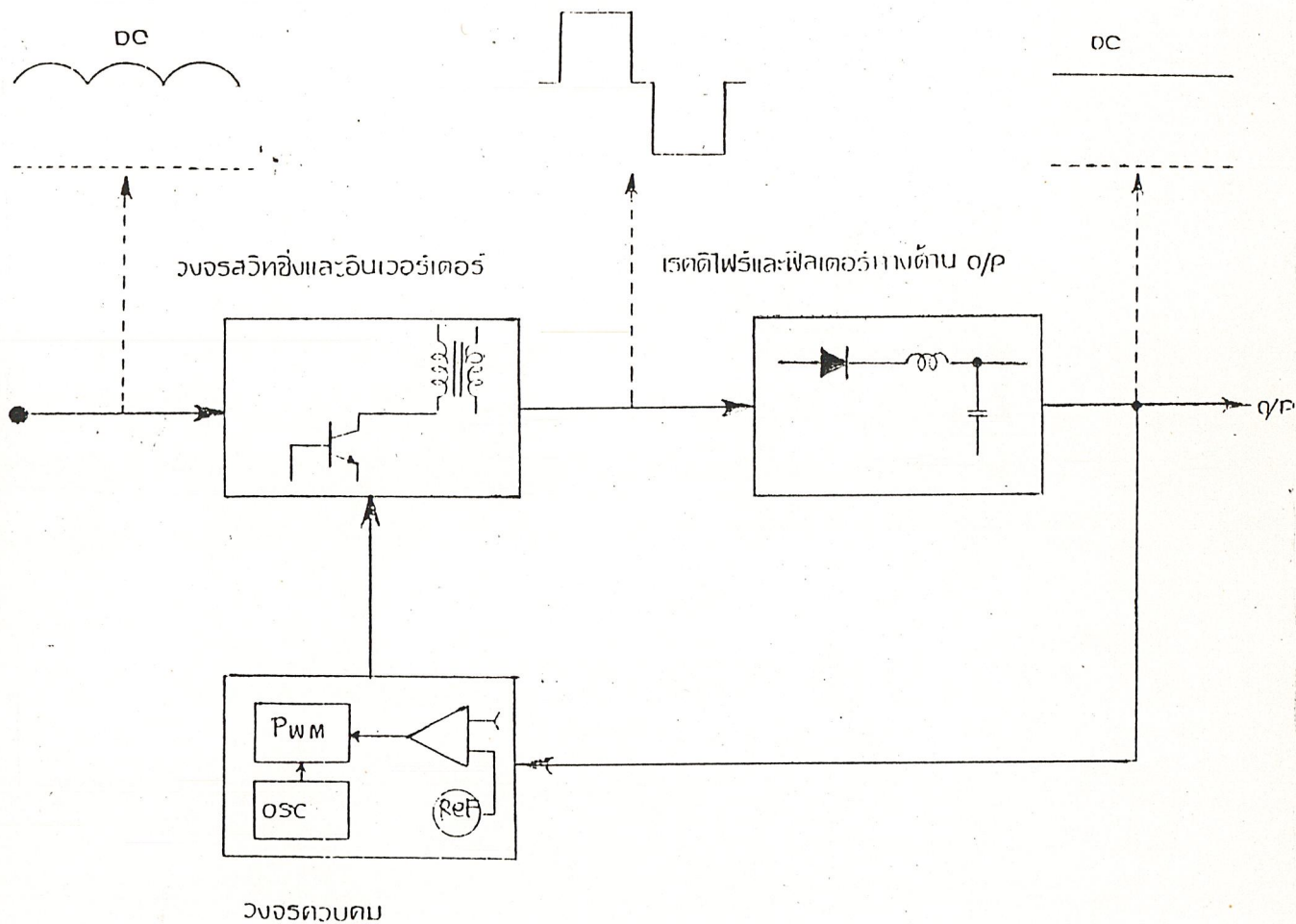
จากรูปจะเห็นได้ว่าเป็นการนำคอนเวอร์เตอร์แบบฟอว์เวิร์ด 2 วงจรมาทำงาน ร่วมกันโดยให้ผลัดกันทำงานนั่นเองในทางทฤษฎีไม่จำเป็นต้องใส่ตัวเหนี่ยวนำที่เอาต์พุต อีก

แต่ในทางปฏิบัติจำเป็นต้องใส่ ตัวเหนี่ยวนำค่าน้อยๆไว้ตรงระหว่างไดโอดและตัวเก็บประจุ เพื่อทำการกำจัดสัญญาณรบกวน EMI (Electromagnetic Interference) ที่เกิดจากการสวิตช์ของคอนเวอร์เตอร์

Block Diagram แสดงการทำงานของแหล่งจ่าย DC-DC แบบสวิตชิง

การทำงานของ DC-DC Converter อาศัยหลักการของวงจรสวิตชิง คือทำงานในช่วงอิมพัลส์และคัทออฟ สามารถอธิบายการทำงานได้จากรูปแสดงบล็อกไดอะแกรมดังนี้

20-25 kHz



รูปที่ 7 แสดงบล็อกไดอะแกรมแสดงการทำงานของแหล่งจ่าย DC-DC แบบสวิตชิง

เมื่อทำการต่อไปกระแสตรงทางด้านอินพุตของวงจรคอนเวอร์เตอร์วงจรอินเวอร์เตอร์ก็จะทำการสวิตช์เปลี่ยนแรงดันไฟตรงเป็นพัลส์สี่เหลี่ยมความถี่สูงในช่วง 20 kHz - 500 kHz ซึ่งในวงจรสวิตชิงนี้อาจสร้างได้จากอุปกรณ์หลายชนิด เช่น เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์, เพาเวอร์มอสเฟต, เอสทีอาร์และอื่นๆ พัลส์สี่เหลี่ยมแรงดันสูงจากวงจรสวิตชิงจะส่งเข้าหม้อแปลงความถี่สูงเพื่อให้ได้แรงดันเอาต์พุตความต้องการและแยกกราวด์ไปในตัว



แรงดันที่ได้นี้ จะส่งเข้าภาคเร็กติไฟร์และฟิลเตอร์ด้านเอาต์พุตอีก ครั้งเป็นไฟตรงตาม ระดับ แรงดันที่ต้องการส่วนหนึ่งจะถูกส่งกลับเข้าวงจรควบคุม เพื่อคอยตรวจสอบและ ควบคุม แรงดันเอาต์พุตให้คงที่ไม่ว่าแรงดันไฟตรงด้านอินพุต หรือโหลด ที่เอาต์พุตจะ เปลี่ยนแปลง ไปบ้างก็ตาม

ในส่วนของวงจรควบคุมประกอบด้วยวงจรถ้าเกิดความถี่เพื่อป้อน แก่วงจร PWM (Pulse Width Modulation) วงจรขยายความผิดพลาดจะทำการเปรียบเทียบ แรงดัน เอาต์พุตกับแรงดันอ้างอิงแล้วส่งค่าความผิดพลาดนั้น ไปทำการปรับความกว้างของพัลส์ของ PWM ขบวนการพัลส์ที่ได้จะส่งมาควบคุมวงจรสวิตซ์ให้สวิตซ์เปิด-ปิด ปล่อยกำลังไฟฟ้า ไปสู่ โหลดให้มีความเปลี่ยนแปลงตามไปด้วยเพื่อรักษาระดับแรงดันทางเอาต์พุตให้คงที่

#####

บทที่ 2

ทฤษฎี

คอนเวอร์เตอร์

สำหรับแหล่งจ่ายไฟตรงแบบสวิตชิ่งหรือเรียกอีกแบบว่า สวิตซ์โหมด เพาเวอร์ ซัพพลาย (Switched Mode Power Supplies, SMPS) นั้นสามารถแบ่งตามชนิด ของ คอนเวอร์เตอร์ได้ 2 ชนิดคือ

- สวิตซ์โหมดคอนเวอร์เตอร์
- เรโซแนนซ์โหมดคอนเวอร์เตอร์

1. สวิตซ์โหมดคอนเวอร์เตอร์ (SMC)

SMC ประกอบด้วย อุปกรณ์สามส่วนใหญ่ๆ เช่นเดียวกับโครงสร้างพื้นฐาน ของ แหล่งจ่ายไฟสวิตชิ่งทั่วไปที่มี สวิตซ์, ไดโอดความถี่สูง และวงจรกรองความถี่ต่ำและสามารถแบ่งชนิดของ SMC ได้โดยหม้อแปลงที่แยกอินพุตกับเอาต์พุต ซึ่งก็จะเหมาะกับการใช้งานแตกต่างกันไป

1.1 SMC ชนิดไม่มีหม้อแปลงเฟอไรต์

SMC แบบนี้จะใช้ขดลวดเป็นตัวเก็บพลังงานแม่เหล็กได้ และเหมาะสมกับ การควบคุมอุปกรณ์ไฟฟ้ากระแสตรง เช่น มอเตอร์ ซึ่งมีการจัดแบ่งวงจรได้ 2 ชนิดตามลักษณะการวางของขดลวด (L) ดังนี้

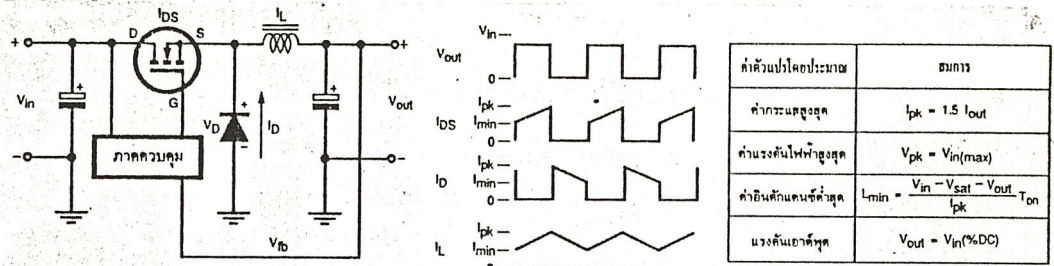
- บัคเรกูเลเตอร์ (Buck Regulator)

ดังรูปที่ 1 (ก) เป็นเรกูเลเตอร์ที่ผลิตแรงดันเอาต์พุตเฉลี่ย (V_{out}) มี ค่าต่ำกว่าแรงดันอินพุต (V_{in}) เสมอ เมื่อสวิตซ์ปิดไดโอดทำงานในสภาวะป้อนกลับ ขดลวดมีกระแสไหลผ่านไปยังโหลดและสะสมพลังงานในรูปแบบแม่เหล็กไว้

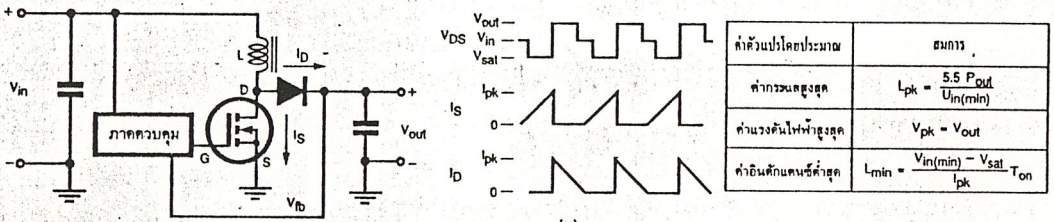
จนวงจรป้อนกลับตรวจสอบว่าแรงดันขาออกถึง ระดับที่ตั้งไว้วงจรควบคุม จึงจะสั่งให้เปิดสวิตซ์เส้นแรงแม่เหล็กที่ขดลวดขยับตัวและ ยังคงรักษากระแส ให้ไหลไปยังโหลดเช่นเดิม แต่จะกลับทิศทางกัน นำไปไบแอสให้ไดโอดนำกระแสทำให้การทำงานครบวงจร ในทางทฤษฎีเราถือว่าแรงดันเอาต์พุตเรียบมาก ดังนั้นแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุเอาต์พุตจึงเป็นค่าคงที่และจากสมการ

จึงได้ว่าไม่มีกระแสไหลผ่านตัวเก็บประจุนั้น เพราะฉะนั้นกระแสเฉลี่ยที่ไหลผ่านขดลวดก็เป็นกระแสเดียวกันกับกระแสเฉลี่ยที่ไหลผ่านโหลด ทำให้แรงดันเอาต์พุต น้อย

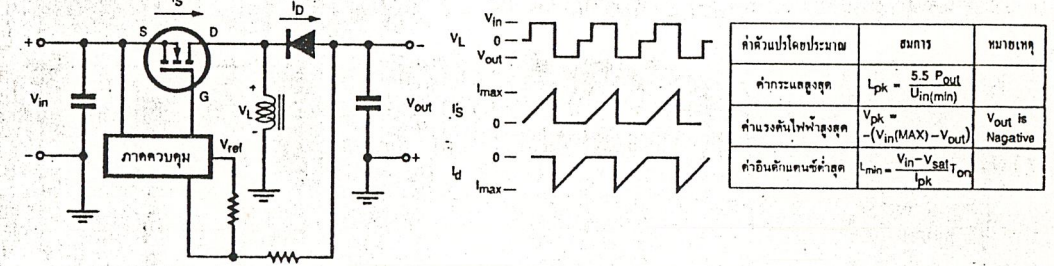
กว่าอินพุตเสมอ



(ก)



(ข)



(ค)

รูปที่ 1 (ก) บัคเรกูเลเตอร์ (ข) บัสต์เรกูเลเตอร์ (ค) บัค-บัสต์เรกูเลเตอร์

-บัสต์เรกูเลเตอร์ (Boost Regulator)

ในรูปที่ 1 (ข) อุปกรณ์ต่างๆ ของเรกูเลเตอร์แบบนี้ ก็คล้ายกับแบบแรก แต่มีการสลับตำแหน่งกันเล็กน้อย หลักการทำงานก็คล้ายคลึงกัน

เมื่อสวิตช์เปิดหรือมอสเฟตทำงานขดลวดสะสมพลังงานจากกระแส ที่เพิ่มขึ้นอย่างเชิงเส้น จนกระทั่งสวิตช์เปิดตามคาบเวลาที่ตั้งเอาไว้ที่ภาคควบคุม ขั้วแรงดันที่กลับกันนี้เองทำให้เป็นการยกระดับแรงดันอินพุตให้สูงขึ้น ทำให้ V_{DS} จึงมีค่าเท่ากับ $V_{in} + V_L$ หรือเท่ากับ $V_{diode} + V_{out}$ จะเห็นว่าแรงดันเอาต์พุตของเรกูเลเตอร์แบบนี้มีขนาดแรงดันที่สูงขึ้นกว่าอินพุตเสมอ

ส่วนกระแสที่ไหลผ่านขดลวดนั้นสามารถแบ่งได้เป็น 2 ลักษณะคือ ลักษณะแรกเป็นการไหลอย่างไม่ต่อเนื่อง เกิดได้เนื่องจากการที่ขดลวดคายพลังงานหมดก่อนเวลาที่จะถึงช่วงสะสมพลังงานอีกครั้งดังรูป I_{r1} และ I_{r2} ในรูป 1 (ข) อีกลักษณะคือ

การไหลอย่างต่อเนืองเกิดเนื่องมาจากยังมีพลังงานส่วนหนึ่งสะสมอยู่ในขดลวด หลังจากการคายพลังงานแล้ว ดังเช่นรูปคลื่น I_L ในรูป 1 (ก) และผลรวมของรูปคลื่น I_{Σ} กับ I_D ในรูป 1 (ข) ซึ่งในรูปนี้เป็นการไหลที่ต่อเนื่องพอดี

การประยุกต์ของเรกเลเตอร์ทั้ง 2 ชนิดนี้มีมากมายตามแต่การใช้งานของเรา อย่างเช่น บัค-บูสต์เรกเลเตอร์ในรูปที่ 1 (ค) ซึ่งเป็นการผสมรูปแบบการทำงานของ 2 วงจรพื้นฐาน ซึ่งขดลวดสะสมพลังงานช่วงเปิดสวิตช์ พอเมื่อเปิดสวิตช์จะคายพลังงาน ผ่านกราวด์ไปยังตัวเก็บประจุและไดโอด ทำให้เกิดแรงดันเอาต์พุตเป็นลบ ทั้งขนาดที่สูงกว่าหรือต่ำกว่าแรงดันอินพุตก็ได้ขึ้นอยู่กับวงจรควบคุม

1.2 SMC ชนิดมีหม้อแปลงเฟอร์ไรต์

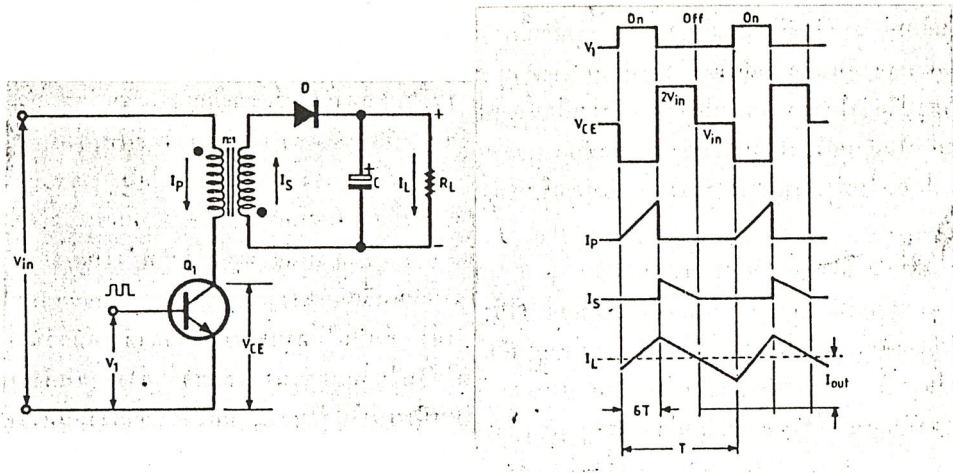
จากชนิดที่ไม่มีหม้อแปลงเฟอร์ไรต์จะมีข้อเสียที่ว่า มีเพียงแต่ อุปกรณ์สารกึ่งตัวนำที่แยกเอาต์พุตออกจากอินพุต หากผลทางทรานเซียนต์อาจทำให้อุปกรณ์สวิตช์เสียหายได้ จึงทำการเพิ่มหม้อแปลงเฟอร์ไรต์ในวงจรเพื่อแก้ปัญหาดังกล่าวซึ่งโครงสร้างและหลักการทำงานต่างก็เป็นการตัดแปลงจากแบบแรกเล็กน้อย และยังเป็นตัวเก็บพลังงานแทนขดลวด

เหตุที่ใช้แกนเฟอร์ไรต์เพราะเป็นการสวิตซ์ความถี่สูง ซึ่งไม่เหมาะสมกับการใช้แกนเหล็ก ซึ่งส่วนใหญ่จะใช้วัสดุผสมกันระหว่างแมกนีเซียมกับสังกะสี (MnZn) และนิกเกิลกับสังกะสี (NiZn) ซึ่งทั้งสองชนิดนี้สามารถทำงานได้ถึงในย่านความถี่ 1-3 MHz

-คอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็คกับขนาดของอุปกรณ์สวิตซ์ที่ใช้

อุปกรณ์สวิตซ์ในที่นี้หมายถึง เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เพาเวอร์มอสเฟต ฯลฯ ซึ่งจะต้องทนแรงดันตกคร่อมได้สูงเมื่อตัวมันหยุดนำกระแส และจะต้องทนกระแสได้สูงเมื่อมันนำกระแส เช่น เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ จะต้องทราบพิกัดที่สำคัญคือ $V_{CE(max)}$ และ $I_{C(max)}$ แต่ถ้าเป็นเพาเวอร์มอสเฟตก็คือ $V_{DS(max)}$ และ $I_D(max)$ ฯลฯ

ในบทความตอนนี้จะกล่าวถึงอุปกรณ์สวิตซ์ที่เป็นเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เท่านั้น เพราะง่ายต่อการทำความเข้าใจและเป็นที่คุ้นเคยกันดีสำหรับผู้อ่านอยู่แล้ว จากวงจรในรูปที่ 2



รูปที่ 2 วงจรพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็ค

$V_{CE(max)}$ ที่เกิดขึ้นในวงจรเมื่อ Q_t ต้องทนได้ในขณะไม่นำกระแสคือ

$$V_{CE(max)} = 2 * V_{in} + V_s * (N_s / N_p)$$

โดยที่ V_{in} คือ แรงดันไฟตรงที่ได้รับจากภาคเรกติไฟร์และฟิลเตอร์ด้านอินพุต ประมาณ 300 V

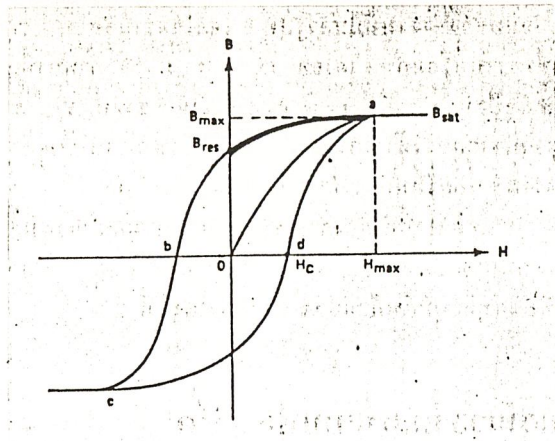
V_s คือ แรงดันที่ขดทุติยภูมิ ($V_{out} - 0.7 = V_{out}$)

N_s / N_p คือ อัตราส่วนของจำนวนรอบระหว่างขดทุติยภูมิกับปฐมภูมิ

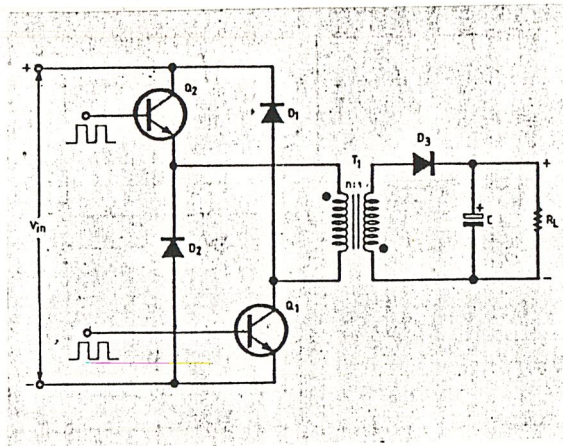
แต่จากทฤษฎีของหม้อแปลง $N_s / N_p = V_s / V_p$

$$\begin{aligned} V_{CE(max)} &= 2 V_{in} + V_s * (V_s / V_p) = 2 V_{in} + (V_o)^2 / V_{in} \\ &= 600 + (V_o)^2 / 300 \end{aligned}$$

จากสมการเห็นได้ว่า $V_{CE(max)}$ มีค่ามากกว่า 600 โวลต์ขึ้นกับแรงดันเอาต์พุตในทางปฏิบัติทรานซิสเตอร์หรือมอสเฟตที่นำมาใช้จะต้องทนแรงดันตกคร่อมมากกว่าที่ คำนวณได้สักประมาณ 800 โวลต์



รูปที่ 3 กราฟ B-H ของหม้อแปลงในคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็ค



รูปที่ 4 คอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็คที่ดัดแปลงใช้ทรานซิสเตอร์ที่ทนแรงดันต่ำลง
อีกจุดที่สำคัญคือ ทรานซิสเตอร์ที่ใช้จะต้องทนกระแสคอลเล็กเตอร์ I_c ในขณะที่ทำงานด้วยคือ

$$I_c = I_L * (N_p / N_s)$$

เมื่อ I_L คือ กระแสที่ไหลผ่านโวลต์สูงสุด
นอกจากนี้อาจหา I_c ได้จาก

$$I_c = 2 P_{out} / \eta V_{in} \delta_{(max)}$$

โดยที่ η คือ ประสิทธิภาพของคอนเวอร์เตอร์ (อยู่ในช่วง 60%-90%)
 δ_{max} คือ ค่าตัวตัดไซเคิลสูงสุดของสัญญาณพัลส์จาก

$$\text{วงจรถอบคุม} = \frac{\text{(ความกว้างของพัลส์)}}{\text{คาบเวลาของพัลส์}}$$

ซึ่งโดยทั่วไป δ_{max} จะมีค่าต่ำกว่า 0.5 (0.4) แล้วแต่จะออกแบบ เช่นถ้าสมมุติให้คอนเวอร์เตอร์มีประสิทธิภาพ ; η เป็น 0.8 และ δ_{max} เป็น 0.4 ก็จะได้

- หม้อแปลงในคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็ค

จากลักษณะการทำงานดังที่กล่าวมาจะเห็นได้ว่าหม้อแปลงในคอนเวอร์เตอร์แบบนี้จะถูกขับเพียงทิศทางที่เป็นบวกทิศทางเดียวดังกราฟ B-H ในรูปที่ 3 ดังนั้นแกนที่ใช้จึงต้องมีขนาดปริมาตรใหญ่เป็นพิเศษ ปริมาตรของแกนสามารถหาได้จากสูตรต่อไปนี้

$$\text{ปริมาตรของแกน} = \mu_0 \mu_r (I_{L_{\text{max}}})^2 L_{\text{out}} / (B_{\text{max}})^2$$

เมื่อ μ_0 คือ $4\pi \times 10^{-7}$

μ_r คือ ค่าความซึมซาบทางแม่เหล็กสัมพัทธ์เทียบกับ

I_L คือ กระแสที่จ่ายแก่โหลดสูงสุด (แอมป์)

L_{out} คือ ค่าความเหนี่ยวนำทางด้านเอาต์พุต (ไมโครเฮนรี่)

B_{max} คือ ค่าความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็กสูงสุด (เวเบอร์/ตารางเมตร)

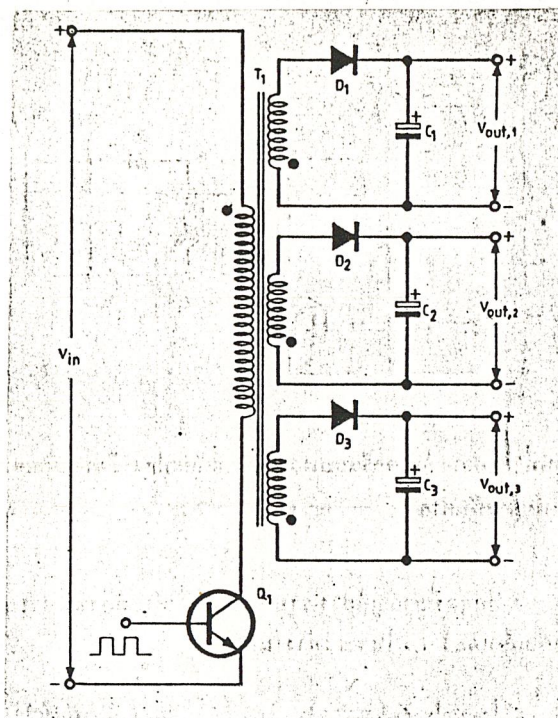
การเลือกใช้แกนจะต้องเลือกวัสดุที่มาทำแกนที่มีค่า μ_r มาก เพื่อลดขนาดเทอะทะของแกนและจำนวนรอบของขดลวดลง อันจะเป็นเหตุให้เกิดเป็นความร้อนสะสมขึ้นได้

- คอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็คในรูปแบบอื่น

จากที่กล่าวมาแล้วว่าอุปกรณ์สวิตซ์ ซึ่ง เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่ใช้จะต้องทนแรงดันได้ประมาณ 800 โวลต์ในขณะที่ไม่ทำงาน ซึ่งเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ หรือ เพาเวอร์มอสเฟตที่ทนแรงดันได้สูงมักมีราคาแพง จึงได้มีการปรับปรุง รูปแบบของวงจรมาเป็นดังรูปที่ 4 โดยให้ทรานซิสเตอร์ 2 ตัวให้ทำงานพร้อมกัน ไดโอด D_1 และ D_2 จะทำหน้าที่เป็นแคลมป์ปิ้งไดโอด (Clamping diode) จำกัดแรงดัน V_{CE} ของทรานซิสเตอร์ให้ไม่เกิน V_{ce} ดังนั้นจึงสามารถใช้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่ทนแรงดันเพียง 400 โวลต์ก็พอ

นอกจากนี้ถ้าต้องการแรงดันเอาต์พุตจากคอนเวอร์เตอร์แบบ ฟลายแบ็คหลายๆ

ระดับก็สามารถทำได้ง่าย ๆ โดยการเพิ่มขดทุติยภูมิที่หม้อแปลง ดังแสดงในรูปที่ 5



รูปที่ 5 คอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็คที่ให้แรงดันได้หลายระดับ

- คอนเวอร์เตอร์แบบฟอร์เวิร์ด

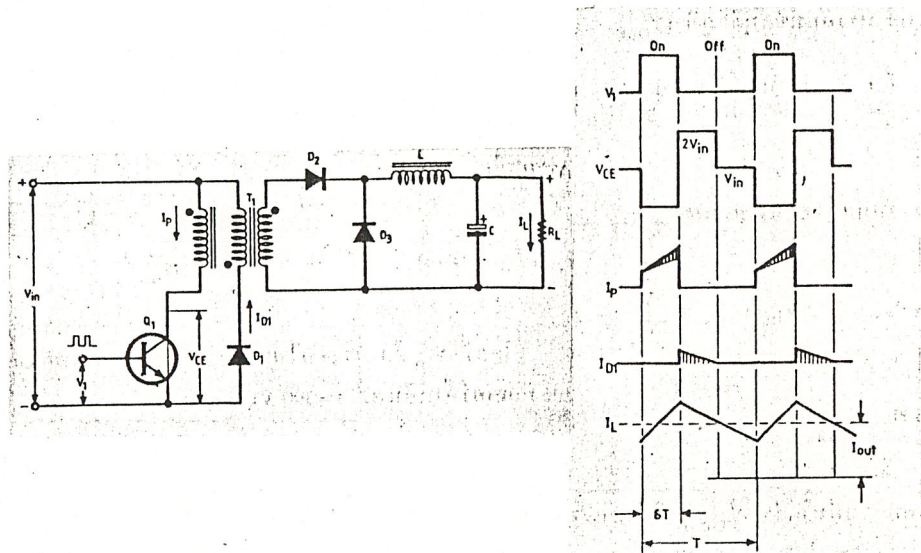
มีลักษณะวงจรและรูปคลื่นสัญญาณตามจุดต่างๆ ดังแสดงในรูปที่ 6 เมื่อ Q_1 ทำงานจะมีกระแสไหลผ่านขดปฐมภูมิ (ด้านซ้าย) ของหม้อแปลง และเก็บพลังงานไว้ในรูปสนามแม่เหล็ก และยังส่งสนามแม่เหล็กบางส่วนไปคล้องเกี่ยวอีก 2 ขดที่เหลือ โดยแรงดันที่จุดของขดปฐมภูมิและทุติยภูมิขึ้นเหมือนกันตลอด ดังนั้นในขณะนี้จึงมีกระแสไหลผ่านไดโอด D_2 ไปสะสมพลังงานในตัวเหนี่ยวนำ และส่งต่อไปยังโหลด R_L ส่วน D_3 จะถูกไบแอสกลับ

เมื่อ Q_1 หยุดทำงานสนามแม่เหล็กในหม้อแปลงจะยุบตัวทำให้ขั้วแรงดันที่จุดทางด้านทุติยภูมิเปลี่ยนเป็นลบ D_2 จึงถูกไบแอสกลับ ดังนั้นตัวเหนี่ยวนำจึงคายพลังงานโดยผ่าน R_L และ D_3

สำหรับขดลวดขดกลาง (ดีแมกนีไทเซชั่น) ของหม้อแปลง T_1 นั้นจะทำหน้าที่หักล้างสนามแม่เหล็กตกค้าง เมื่อ Q_1 หยุดทำงาน โดยจะส่งพลังงานแม่เหล็กด้านกลับจากทิศทางเดิมในรูปของกระแส ซึ่งก็คือพื้นที่ส่วนที่แรงงานรูปคลื่น I_p และ I_{D1} นั้นเอง คำนวณหาได้จาก

$$I_{max} = T \delta_{(max)} V_{in} / L$$

เมื่อ $T \delta_{(max)}$ คือ ช่วงเวลาที่ Q_1 นำกระแส และ L คือ ค่าของตัวเหนี่ยวนำที่เอาต์พุต (ไมโครเฮนรี่) ไดโอด D_2 ควรเป็นแบบฟาสต์รีคัฟเวอรี่ที่ทนแรงดันย้อนกลับได้สูง



รูปที่ 6 แสดงคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็ก

- เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่ใช้ในคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็ก

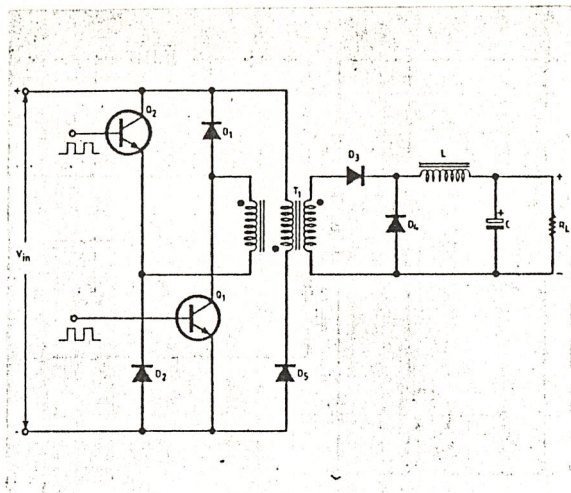
เนื่องจากการใส่ขดลวดตีแมกนิโตเซชั่นในหม้อแปลงและไดโอด D_2 จึงทำให้แรงดันตกคร่อม Q_1 (V_{CE}) ขณะหยุดนำกระแสถูกจำกัดเพียง 2 เท่าของแรงดันอินพุตเท่านั้น ดังแสดงให้เห็นในรูปคลื่น

เมื่อ Q_1 นำกระแสจะมีกระแส I_C ไหลผ่านเท่ากับกระแส I_C จากที่เคยคำนวณได้จากคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็กพร้อมกับกระแสเนื่องจากสนามแม่เหล็กต้านกลับ ดังนี้

$$I_C = I_L * (N_s / N_p) + T \delta_{(max)} V_{in} / L$$

$$I_C = I_L * (N_s / N_p) + n_p T V_{out} / n_s L$$

เมื่อ T คือคาบเวลาการสวิทช์ของ Q_1



รูปที่ 7 คอนเวอร์เตอร์แบบฟอร์เวิร์ดที่ถูกตัดแปลงให้ใช้ทรานซิสเตอร์ที่ทนแรงดันต่ำลง

โดยปกติค่ากระแสจากสนามแม่เหล็กจะมีค่าน้อย เมื่อเทียบกับกระแส I_C สูงสุด ซึ่งโดยทั่วไปในทางปฏิบัติสามารถตัดทิ้งไปได้นั่นคือให้ $I_C = I_L * N_s / N_p$ ก็ได้

- หม้อแปลงที่ใช้ในคอนเวอร์เตอร์แบบฟอร์เวิร์ด

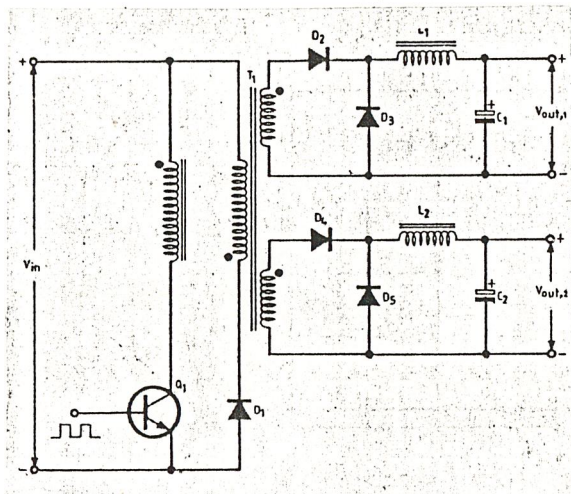
ปริมาตรแกนหม้อแปลงที่ใช้ในคอนเวอร์เตอร์แบบฟอร์เวิร์ดหาได้จากสูตร

$$\begin{aligned} \text{ปริมาตรของแกน} &= \mu_0 \mu_r I_{(max)}^2 L / B_{(max)}^2 \\ \text{เมื่อ } I_{max} &= n_p T V_{out} / n_s \end{aligned}$$

ข้อพึงระวังสำหรับฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์นี้จะต้องกำหนดให้ค่าตัวตีไซเกิล จะต้องต่ำกว่า 0.5 เพื่อไม่ให้หม้อแปลงถูกขั้วจนอิมตัว ซึ่งจะทำให้เกิดกระแสส่วนเกินที่เรียกว่า กระแสสไปค์ ซึ่งมีค่าสูงไหลผ่านทรานซิสเตอร์นานเกินไปจนอาจจะทำให้ทรานซิสเตอร์พังเสียหายได้

- คอนเวอร์เตอร์แบบฟอร์เวิร์ดในรูปแบบอื่น

ในกรณีที่ใช้แรงดันไฟตรงสูงขึ้น อาจจะใช้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ 2 ตัวต่อกัน เพื่อแบ่งแรงดันเช่นเดียวกันกับคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็ค ดังแสดงในรูปที่ 7 โดยให้ Q_1 และ Q_2 สวิตช์พร้อมๆ กัน และถ้าต้องการแรงดันที่เอาต์พุตหลายระดับ ก็สามารถทำได้ดังรูปที่ 8



รูปที่ 8 คอนเวอร์เตอร์แบบฟอร์เวิร์ดที่ให้แรงดันเอาต์พุตหลายระดับ

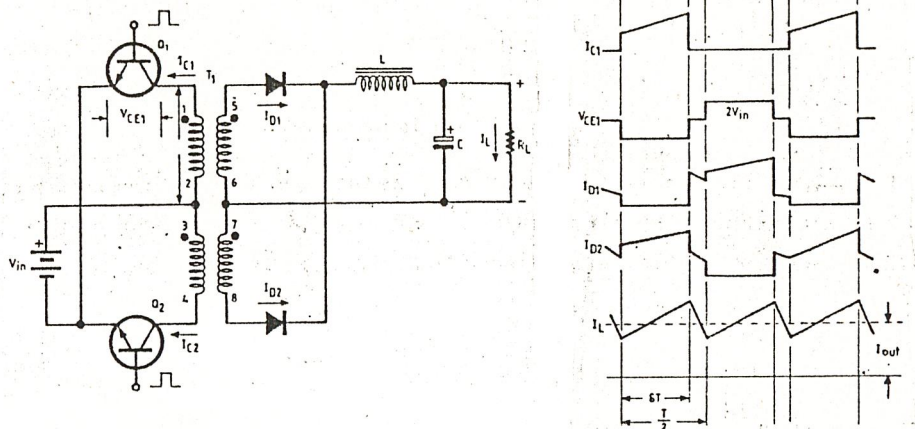
- คอนเวอร์เตอร์แบบพุช-พูล

ดังที่กล่าวไว้ตอนต้นแล้วว่าคอนเวอร์เตอร์แบบนี้ เป็นการนำคอนเวอร์เตอร์แบบฟอร์เวิร์ด 2 วงจรมาต่อร่วมกันโดยให้ทำงานแบบผลัดกันส่งพลังงานไปยังโหลด ในแต่ละครึ่งไซเคิล

ลักษณะวงจรเบื้องต้นของคอนเวอร์เตอร์แบบพุช-พูลและรูปคลื่นสัญญาณ ตามจุดต่างๆ แสดงดังรูปที่ 9 เมื่อ Q_1 นำกระแสก็จะมีการไหลผ่านขดปฐมภูมิของ T_1 จากจุด 2 ไปยังยังจุด 1 ดังนั้นจุด 5 และ 7 ทางด้านขดทุติยภูมิ จึงมีศักย์เป็นลบ เมื่อเทียบกับจุด 6 และ 8 ตามลำดับ D_1 จึงถูกไบแอสกลับ ในขณะที่ D_2 ได้รับไบแอสตรงนำกระแส I_{D2} ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ และโหลด

เช่นเดียวกันเมื่อ Q_2 นำกระแสก็จะมีการไหลผ่านจากจุด 3 ไปจุด 4 ของขดปฐมภูมิทำให้ที่จุด 5 และ 7 มีศักย์เป็นบวก เมื่อเทียบกับจุด 6 และ 8 ตามลำดับ D_1 จึงนำกระแส I_{D1} ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำและโหลด ในขณะที่ D_2 ถูกไบแอสกลับ แรงดันเอาต์พุตที่ตกคร่อมโหลด R_L สามารถหาได้จากสูตร

$$V_{out} = 2 \delta_{(max)} V_{in} (N_s / N_p)$$



รูปที่ 9 คอนเวอร์เตอร์แบบพุช-พูลและรูปคลื่นสัญญาณตามจุดต่างๆ

โดยที่ค่า δ_{max} จะต้องมีค่าต่ำกว่า 0.5 เพื่อไม่ให้ทรานซิสเตอร์ทั้งสองนำ กระแสพร้อมกัน ซึ่งจะทำให้พังทั้งคู่ ดังนั้น

ถ้าสมมติให้ $\delta_{max} = 0.4$ จะได้ $V_{out} = 0.8 V_{in} (N_s / N_p)$

- หม้อแปลงที่ใช้ในคอนเวอร์เตอร์แบบพุช-พูล

จากการพิจารณาที่ผ่านมาทั้งคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็คและแบบฟอร์เวิร์ดหม้อแปลงที่ใช้จะถูกขับเพียงทิศทางเดียวของกราฟ B-H จึงทำให้มีขนาดใหญ่และต้องมีช่องว่างระหว่างแกน แต่ในพุช-พูลคอนเวอร์เตอร์นี้ ถ้าให้ช่วงการนำกระแสที่ทรานซิสเตอร์ทั้งสองเท่ากัน หม้อแปลงที่ใช้จะถูกขับทั้งสองทิศทางของกราฟ B-H ในพื้นที่ที่เท่ากัน (ดูรูปที่ 10) ดังนั้นปริมาตรของแกนจึงสามารถลดลงได้ครึ่งหนึ่งและไม่จำเป็นต้องมีช่องว่างระหว่างแกน

$$\text{ปริมาตรของแกน} = 4 \mu_0 \mu_e I_{(max)}^2 L / B_{(max)}^2$$

$$\text{เมื่อ } I_{max} = n_p T V_{out} / n_s 4L$$

การพิจารณานี้สามารถใช้ได้กับคอนเวอร์เตอร์แบบอื่นๆ ในตระกูลพุช-พูลได้เช่น แบบฮาล์ฟบริดจ์ และแบบฟูลบริดจ์ ฯลฯ

- เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในคอนเวอร์เตอร์แบบพช-พล

เนื่องจากในแต่ละครึ่งของคอนเวอร์เตอร์แบบพช-พล ก็คือฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ ดังนั้นแรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์แต่ละตัวขณะไม่ทำงานคือ $V_{CE(max)} = 2 V_{in}$ ส่วนกระแส I_C สูงสุดที่ผ่านทรานซิสเตอร์แต่ละตัวขณะนำกระแสคือ

$$I_C = P_{out} / \eta \delta_{t(max)} V_{in}$$

โดย $\delta_{t(max)}$ คือ ค่าดีวีดีไซเกิลรวมของทรานซิสเตอร์ทั้งสอง เช่น ค่าดีวีดีไซเกิลของฟิลส์ที่ป้อนแก่ทรานซิสเตอร์แต่ละตัวเป็น 0.4 ดังนั้น $\delta_{t(max)} = 0.8$ ฯลฯ และถ้าสมมติให้ประสิทธิภาพ $\eta = 0.8$ (80%) และ $\delta_{t(max)} = 0.8$ ดังนั้น

$$I_C = 1.6 * P_{out} / V_{in}$$

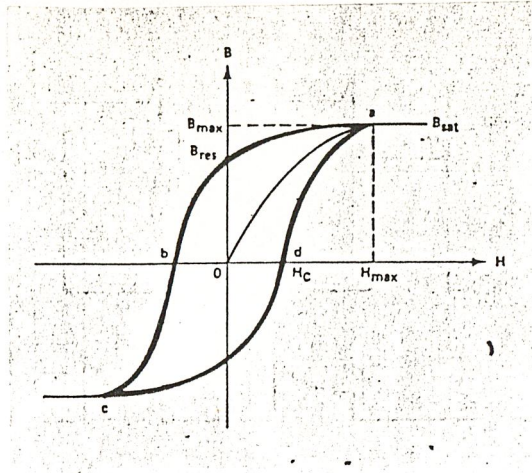
- ข้อเสียของวงจรพช-พล

แม้ว่าคอนเวอร์เตอร์แบบพช-พลจะมีข้อดีหลายอย่าง เช่น ปริมาตรของแกนเล็กลง กระแสคอลเล็กเตอร์สูงสุดที่ทรานซิสเตอร์แต่ละตัวต่ำ ทรานซิสเตอร์ทั้งสองถูกขับด้วยกราวด์เตี๊ยมกันทำให้วงจรขับเบสไม่ยุ่งยาก ฯลฯ แต่ก็ยังมีข้อเสียบางอย่างที่ทำให้ไม่นิยมเท่าที่ควร

ข้อเสียอย่างแรกก็คือ เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่ใช้จะต้องสามารถทน แรงดันได้มากกว่า 2 เท่าของแรงดันอินพุต บวกกับแรงดันสไปค์ซึ่งเกิดจากค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหลของหม้อแปลง ดังแสดงในรูปที่ 11 นั้นหมายถึงเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่ใช้จะต้องทนแรงดันได้มากกว่า 800 โวลต์ ในกรณีให้ไฟ 220 Vac ซึ่งสิ่งนี้อาจจะเป็นปัญหาในการนำไปใช้กับโพลต์ที่ต้องการกำลังสูงๆ เพราะ เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่ทนกระแสและแรงดันสูงๆ หายากและราคาแพงมาก

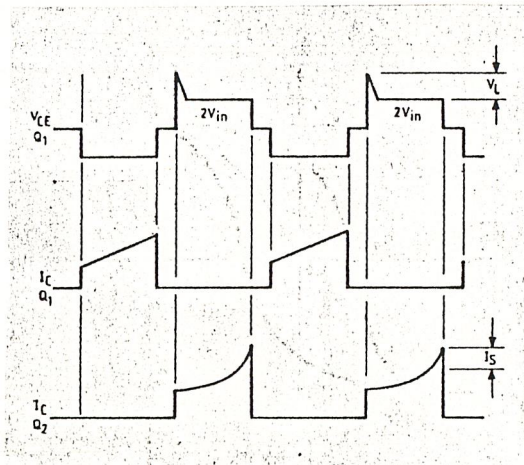
นอกจากนี้รูปที่ 11 ยังแสดงถึงปัญหาข้อที่ 2 ของคอนเวอร์เตอร์แบบนี้ นั่นก็คืออันตรายจากการอิ่มตัวของแกนหม้อแปลงซึ่งจะทำให้ทรานซิสเตอร์พังเสียหายได้

ในแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่งทุกวันนี้ ได้มีการนำแกนเฟอร์ไรต์ มาใช้กันอย่างกว้างขวาง เพราะว่ามี การสูญเสียในแกนต่ำที่ความถี่สูง แต่โชคร้ายที่มันมีความไวต่อการอิ่มตัวของแกนสูง เพราะว่ามีค่าความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็ก (B) ต่ำ ดังนั้นไฟตรงเพียงเล็กน้อยก็สามารถขับให้แกนอิ่มตัวได้ซึ่งสิ่งนี้จะเกิดขึ้นอย่างแน่นอนในวงจรพช-พล



รูปที่ 10 กราฟ B-H ของหม้อแปลงในคอนเวอร์เตอร์พุ่ม-พล

เมื่อ Q_1 นำกระแสและ Q_2 ไม่ทำงาน เส้นแรงแม่เหล็กที่หม้อแปลงจะสวิงไปในทิศทางหนึ่งของกราฟ B-H และจะกลับทิศไปอีกทางหนึ่ง เมื่อ Q_2 นำกระแสแทน Q_1 และเพื่อให้ 2 พื้นที่ของกราฟ B-H ที่เกิดจากการสวิตช์ของ Q_1 และ Q_2 เท่ากัน คุณสมบัติของทรานซิสเตอร์ทั้งสองจะต้องเท่ากันและต้องอยู่ภายใต้ภาวะการทำงานและอุณหภูมิเดียวกัน ถ้าไม่เป็นดังกล่าวก้จะเกิดเส้นแรงแม่เหล็กตกค้าง ในทิศทางใดทิศทางหนึ่งของกราฟ B-H ซึ่งเปรียบเสมือนการป้อนไฟตรง



รูปที่ 11 กราฟแสดงผลที่เกิดจากค่าเหนี่ยวนำรีวไหลในวงจรมุม-พล

ให้แก่หม้อแปลงตลอดเวลา แกนของหม้อแปลงจึงอิ่มตัวเร็วขึ้นทำให้เกิดกระแสไปค์ ดังแสดงในรูปที่ 13 กระแสไปค์ที่เกิดขึ้นนี้จะทำให้เกิดกำลังสูญเสีย เป็นจำนวนมากในทรานซิสเตอร์จนทำให้อุณหภูมิสูงขึ้นซึ่งจะยิ่งทำให้คุณสมบัติของทรานซิสเตอร์แตกต่างกันมากขึ้นไปอีก ซึ่งสภาวะอย่างนี้จะรุนแรงขึ้นเรื่อยๆ จนทรานซิสเตอร์พังในที่สุด

แต่ข้อเสียดังกล่าวก็อาจกำจัดไปได้ โดยการพัฒนามาอยู่ในรูปของ คอนเวอร์

เตอร์แบบฮาล์ฟบริดจ์หรือฟูลบริดจ์ โดยเฉพาะแบบฮาล์ฟบริดจ์นี้เป็นที่นิยมใช้กันมากในการ ออกแบบสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย

- คอนเวอร์เตอร์แบบฮาล์ฟบริดจ์

คอนเวอร์เตอร์แบบฮาล์ฟบริดจ์จัดว่าเป็นตระกูลเดียวกับพช-พล เพราะใช้หลัก การเดียวกันคือ ใช้อุปกรณ์สวิตชิ่ง 2 ตัวช่วยกันส่งพลังงานไปที่โหลด ดูได้จากรูปที่ 12 จากรูปสังเกตเห็นได้ว่าขาตบัสสมภูมิแต่ละด้านของหม้อแปลงจะถูกต่ออยู่กับจุดที่มีแรงดัน ไฟตรงเป็นครึ่งหนึ่ง หรือประมาณ 160 Vdc ที่มีขั้วต่างกัน โดยมีทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 เป็นตัวสวิตช์ตัดต่อ ทำให้ได้คลื่นสี่เหลี่ยมที่มีขนาดแรงดัน 320 Vp-p ป้อน แก่ขาตบัสสมภูมิของหม้อแปลง จากนั้นจึงทำการเรกตีไฟร์และฟิลเตอร์แรงดันทางเอาต์พุตของ ขดทุติยภูมิด้วย D_T , D_S , L และ C_u ได้เป็นไฟกระแสตรงป้อนแก่โหลด

ลักษณะการทำงานของวงจรดังนี้ แรงดันที่ตกคร่อม Q_1 และ Q_2 ขณะ ไม่ทำงานมีค่าน้อยกว่าแรงดันอินพุตครึ่งหนึ่งจึงสามารถให้ทรานซิสเตอร์ที่ทนแรงดันไม่สูงนัก ได้ แต่ในลักษณะการทำงานเช่นนี้ก็ยังมีข้อเสียเช่นกันคือ กระแสที่ไหลผ่าน ทรานซิสเตอร์ ขณะทำงานจะมีค่าเป็น 2 เท่าของแบบพช-พล

จุดประสงค์หนึ่งของวงจรมีคือ ทำให้พื้นที่ทั้ง 2 ทิศทางของกราฟ B-H เท่ากัน โดยอัตโนมัติเพื่อหลีกเลี่ยงไม่ให้แกนของหม้อแปลงอิ่มตัว จากรูปที่ 13 แสดงให้เห็นว่า ทรานซิสเตอร์ (Q_1 และ Q_2) ที่มีคุณสมบัติการสวิตช์ที่ไม่เท่ากัน เช่น Q_1 หยุดทำงาน ช้ากว่า Q_2 ก็จะเกิดเป็นพื้นที่ C ดังรูปที่ 13 (ก) ซึ่งแสดงแรงดันที่เกินขึ้นมา ถ้าปล่อย แรงดันซึ่งมีรูปคลื่นทึบกวและลบไม่เท่ากันนี้ไปขับหม้อแปลง ก็จะทำให้เกิดเส้นแรงแม่เหล็ก ตกค้างขึ้นมาได้ ทำให้แกนของหม้อแปลงอิ่มตัวและทรานซิสเตอร์อาจจะพังในที่สุด วงจร นี้จึงให้วิธีแก้โดยใส่ตัวเก็บประจุ C_u ไว้คาบปลีงสัญญาณก่อนป้อนแก่ขาตบัสสมภูมิของ หม้อแปลง C_u จะทำการเลื่อนระดับไฟตรงของสัญญาณเพื่อชดเชยให้พื้นที่ A_1 และ A_2 เท่ากัน ดัง รูปที่ 13 (ข)

- ตัวเก็บประจุคัปปลิง

ตัวเก็บประจุ C_u ที่ใช้ในรูปที่ 12 โดยทั่วไปจะใช้ชนิดฟิล์มแบบไม่มีขั้วและ ควรใช้แบบที่มีค่าความต้านทานแฝง (ESR) ต่ำๆ

การหาค่า C_u ก็พอจะมีกฎเกณฑ์อยู่บ้างคือ ค่าแรงดันที่ตกคร่อมตัวมัน (V_{C_u}) จะต้องมีค่าอยู่ในช่วง 10% ถึง 20% ของแรงดัน $V_{in}/2$ ซึ่งถ้าแรงดันที่ตกคร่อมตัวมัน มี ค่ามากเกินไป จะทำให้เรกูลेशनของแหล่งจ่ายไฟแย่มากเมื่อไฟตก โดยค่า C_u สามารถได้ จากสูตร

$$C_u = I (dt/dV_{c_u})$$

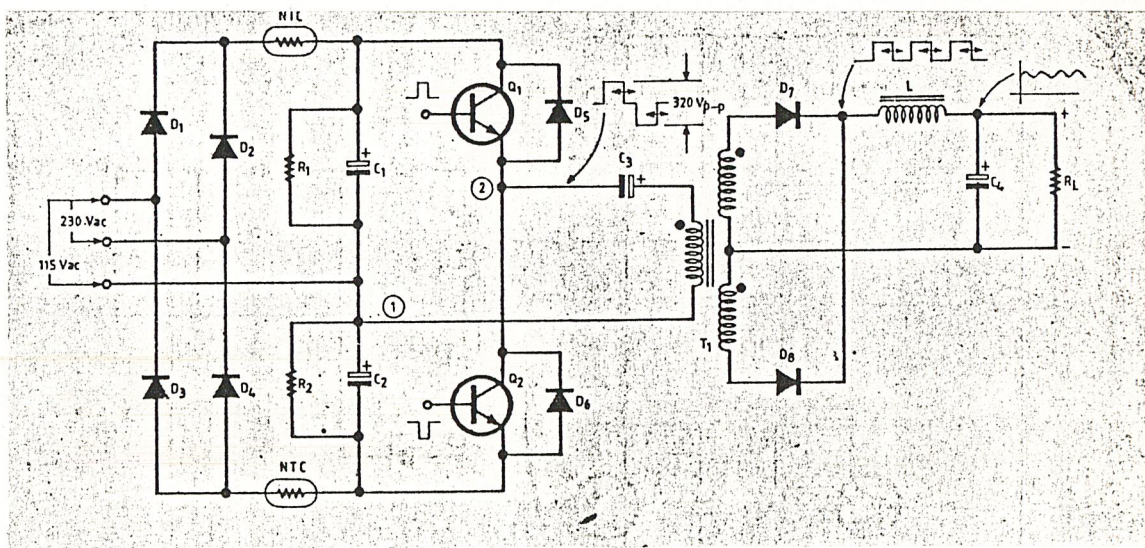
เมื่อ I คือ กระแสเฉลี่ยที่ผ่าน C_u ซึ่งก็คือ I_c

$$dt \text{ คือ ช่วงเวลาที่ } C_u \text{ ทำการเก็บประจุ} = \frac{I \delta_{t(max)}}{2}$$

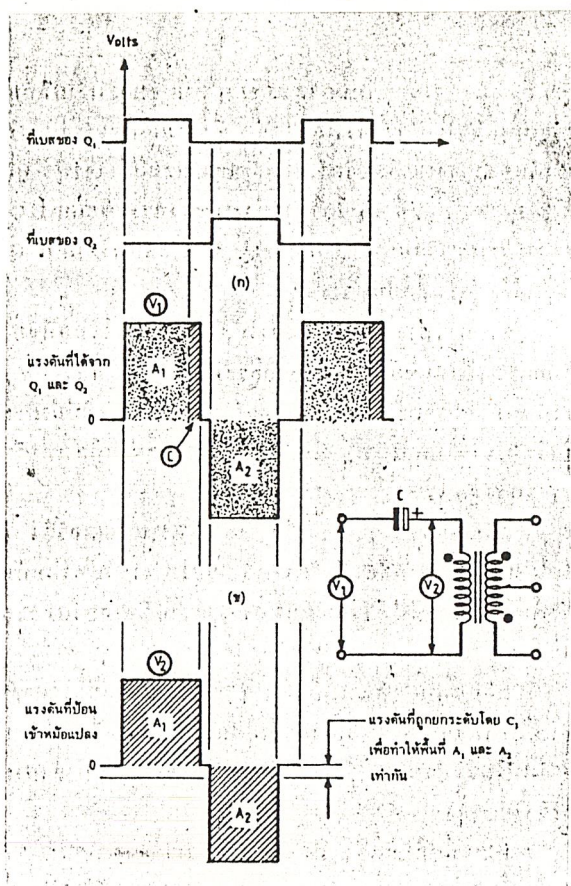
$$= \frac{1 \times \delta_{t(max)}}{2f}$$

f คือ ความถี่ในการสวิตช์

dV_{c_u} คือ แรงดันตกคร่อม C_u ซึ่งอยู่ในช่วง 10%-20% ของ $V_{in}/2$ โดยจะเลือกค่าให้เป็นเท่าไรก็ได้ที่อยู่ในช่วงนี้ ทำให้การหาค่า C_u มีความยืดหยุ่นมาก สามารถหาค่าที่ใกล้เคียงกับค่าที่คำนวณก็ได้ ถ้าค่าที่คำนวณไม่มีขาย



รูปที่ 12 วงจรพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์แบบอัลฟาบรีดจ์



รูปที่ 13 กราฟแสดงผลที่เกิดจากการใส่ตัวเก็บประจุในวงจรฮาล์ฟบริดจ์

ตัวอย่าง จงหาค่าของตัวเก็บประจุกำลัง ในคอนเวอร์เตอร์แบบฮาล์ฟบริดจ์ โดยที่

คอนเวอร์เตอร์มีขนาด 200 วัตต์ ทำงานที่ 20 kHz มีค่า $\delta_{c(max)}$ เป็น 80%

วิธีทำ ช่วงเวลาที่ C ทำการเก็บประจุ ; $dt = \delta_{c(max)} / 2f$

$$= \frac{0.8}{2 \times 20 \times 10^3} = 20 \mu s$$

กระแสเฉลี่ยที่ผ่าน $C_g = I_c$

$$\frac{3.2 P_{out}}{V_{in}} = \frac{3.2 \times 200 W}{320 V} = 2 A$$

แต่จะถือว่าคอนเวอร์เตอร์อาจมีการเปลี่ยนแปลงของ $V_{in} \pm 20\%$ ซึ่งทำให้กระแสไหลสูงขึ้นเมื่อไฟตกมากและในกรณีนี้

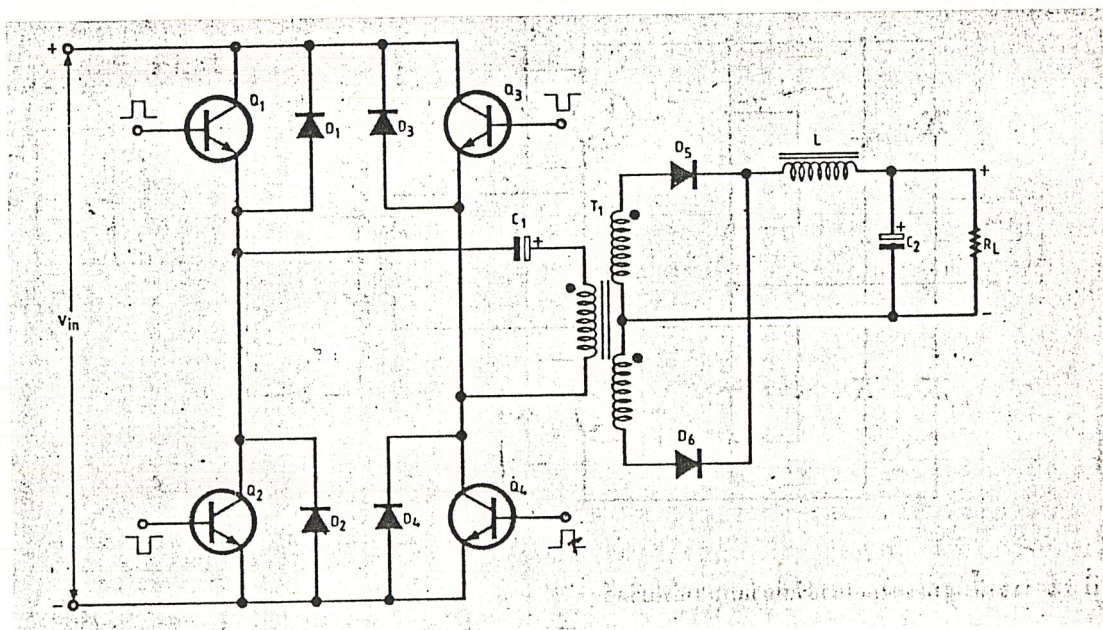
$$I_c = 2 + 0.2(2) = 2.4 \text{ A}$$

โดยการเลือกค่าแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ (dVc) เป็น 32 โวลต์ (20% ของ $V_{in}/2$)

$$C = I \frac{dt}{dVc} = \frac{2.4 \times 20 \times 10^{-6}}{32} = 1.5 \mu\text{F}$$

- ไดโอดคอมมิวเตตติ้ง

ก็คือไดโอด D_5 และ D_6 ในรูปที่ 12 ซึ่งต่อคร่อม Q_1 และ Q_2 ตามลำดับ มีหน้าที่อยู่ 2 อย่างคือ



รูปที่ 14 วงจรพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์

1) เมื่อทรานซิสเตอร์หยุดนำกระแส ไดโอดจะชักนำพลังงานจาก ค่าความเหนี่ยวนำในหม้อแปลงกลับคืนสู่ภาคเรกติไฟร์และฟิลเตอร์ทางด้านอินพุต ด้วยเหตุนี้แรงดันนี้ที่เคสเกิดขึ้นในวงจรชุก-พล จึงไม่เกิดขึ้นในวงจรแบบฮาล์ฟบริดจ์

2) ป้องกันคอลเล็กเตอร์ของทรานซิสเตอร์จากการสวิงที่เป็นลบอันเนื่องมาจากการเพิ่มขึ้นของเส้นแรงแม่เหล็กในหม้อแปลงอย่างรวดเร็ว ซึ่งเป็นการป้องกัน ทรานซิสเตอร์ไม่ให้พังเสียหายจากแรงดันย้อนกลับ

ไดโอดคอมมิวเตติงมักจะเป็นแบบฟอสฟอรัสโด๊ป หรืออัลตราฟอสฟอรัสโด๊ป และต้องทนแรงดันย้อนกลับได้อย่างน้อยที่สุดเป็น 2 เท่าของแรงดัน V_{CE} ขณะที่ ทรานซิสเตอร์หยุดนำกระแส

- คอนเวอร์เตอร์แบบฟลูวิดิค

แม้ว่าจะประสบความสำเร็จจากวงจรฮัลฟบริดจ์ในการลดแรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์ลงมาครึ่งหนึ่งของ V_{in} และป้องกันไม่ให้แกนของหม้อแปลงอิ่มตัวแล้ว แต่ว่ากระแสที่ไหลผ่านทรานซิสเตอร์ขณะทำงานกลับเพิ่มขึ้นเป็น 2 เท่าของแบบพุช-พูล ดังนั้นจึงมักใช้คอนเวอร์เตอร์แบบฮัลฟบริดจ์ ในงานที่ใช้กำลังต่ำและปานกลางไม่สูงมากนัก เพราะว่าเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์หรือเพาเวอร์มอสเฟตที่ทนแรงดันประมาณ 400 ถึง 500 โวลต์ แต่ทนกระแสสูงๆ หายากและมีราคาแพงด้วยเหตุนี้จึงได้เกิดวงจรฟลูวิดิค ซึ่งรวมลักษณะเด่นด้านแรงดันของวงจรฮัลฟบริดจ์ และด้านกระแสของวงจรพุช-พูลไว้ ดังแสดงในรูปที่ 14 โดยการทำงานของทรานซิสเตอร์ Q_1 ซึ่งนำกระแสพร้อมกับ Q_2 และ Q_2 นำกระแสพร้อมกับ Q_1 โดยแต่ละคู่จะผลัดกันทำงาน

จากการทำงานเช่นนี้จึงทำให้แรงดันที่ขดปฐมภูมิของหม้อแปลง มีแรงดันเปลี่ยนแปลงอยู่ระหว่าง $+V_{in}$ และ $-V_{in}$ ดังนั้นแรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์ (V_{CE}) ขณะไม่นำกระแสจึงไม่มากไปกว่า V_{in} อีกทั้งกระแสที่ไหลผ่านก็ยังเท่ากับวงจรพุช-พูลด้วย

แต่ข้อเสียของวงจรนี้คือ ต้องใช้ทรานซิสเตอร์ถึง 4 ตัว และเนื่องจากต้องให้คู่ทรานซิสเตอร์ทำงานไม่พร้อมกันดังนั้นจึงต้องแยกใช้วงจรขับเบสของทรานซิสเตอร์แต่ละคู่ออกจากกันโดยเด็ดขาด

นอกจากนี้ คุณสมบัติอื่นๆ ของวงจรและการหาค่าตัวเก็บประจุคัปปลิง ก็ยังคงเหมือนกับคอนเวอร์เตอร์แบบฮัลฟบริดจ์ ส่วนการใช้งานมักนิยมนำมาใช้ในงานกำลังปานกลางไปถึงสูง

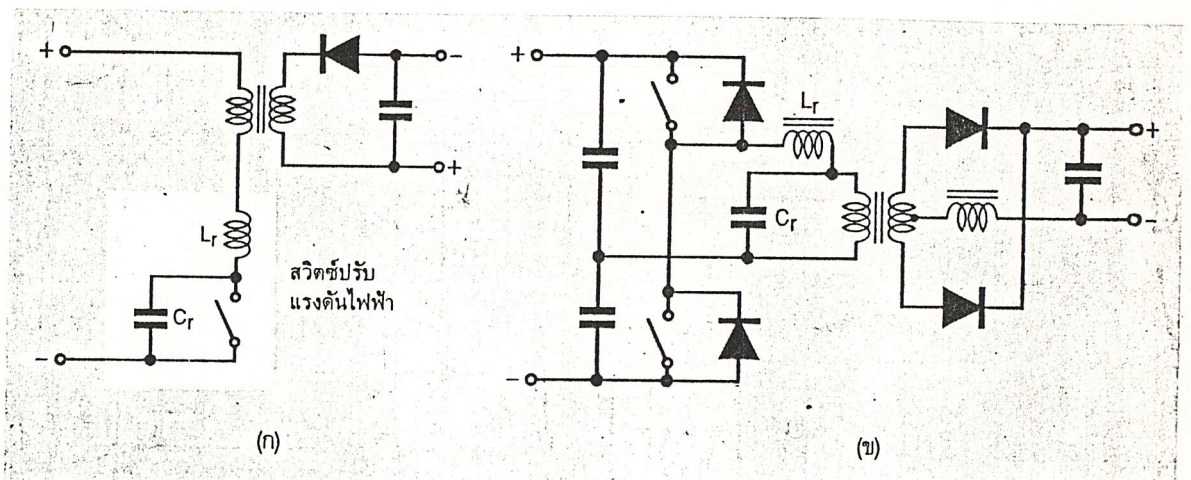
2. เรโซแนนซ์คอนเวอร์เตอร์ (RMC)

จากหลักการของ SMC จะพบว่าอุปกรณ์สวิตช์ต้องทำงานปิด-เปิด วงจรที่ความถี่สูง ถ้าหากมีแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมอุปกรณ์สวิตช์อยู่เมื่อทำการสับสวิตช์ทันทีทันใด ก็จะทำให้เกิดการกระชากของทั้งแรงดันและกระแสของสวิตช์อย่างรวดเร็ว หรือเรียกว่าเป็นผล ทรานเซียนต์ยิ่งถ้าเกิดที่ความถี่สูงมากๆ จะเป็นต้นเหตุทำให้เกิดคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้ารบกวน (EMI)

และคลื่นวิทยุรบกวน (RFI) ทั้งยังเป็นการสูญเสียกำลังไฟฟ้าบางส่วนไปด้วย

การแก้ไขเป็นไปได้ถ้าสามารถทำการเปิด-ปิดสวิตช์ขณะที่แรงดันหรือกระแสเป็นศูนย์พอดี โดยเพียงการเพิ่มวงจรเรโซแนนซ์แบบแทงค์ (tank circuit) ที่ประกอบด้วย L_r กับ C_r เข้าไปในวงจร SMC ซึ่งเทคนิคนี้กำลังเป็นที่สนใจอย่างมากในปัจจุบัน เพราะสามารถทำงานที่ความถี่สูงมากตั้งแต่ 1 MHz ขึ้นไป สามารถจ่ายกำลังงานไฟฟ้าได้สูงกว่าแบบเดิม ที่สำคัญคือ มีประสิทธิภาพสูงกว่าแหล่งจ่ายไฟตรงชนิดอื่นคือ ประมาณ 85%-90%

วงจรแทงค์มีการต่อใช้งาน 2 แบบคือ แบบอนุกรมกับขดปฐมภูมิของ หม้อแปลงเฟอร์ไรต์ ดังในรูป 15 (ก) กับแบบขนานกับขดปฐมภูมิ ดังรูป 15 (ข)



รูปที่ 15 (ก) RMC แบบอนุกรมกับโพลต์ (ข) RMC แบบขนานกับโพลต์

- คอนเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนซ์

คอนเวอร์เตอร์ชนิดนี้ได้รับความนิยมมากในปัจจุบันไม่ว่าจะเป็นแบบขนาน หรืออนุกรม สามารถให้มันทำงานที่ความถี่สูงกว่า 100 kHz ได้ ซึ่งจะทำให้แหล่งจ่าย

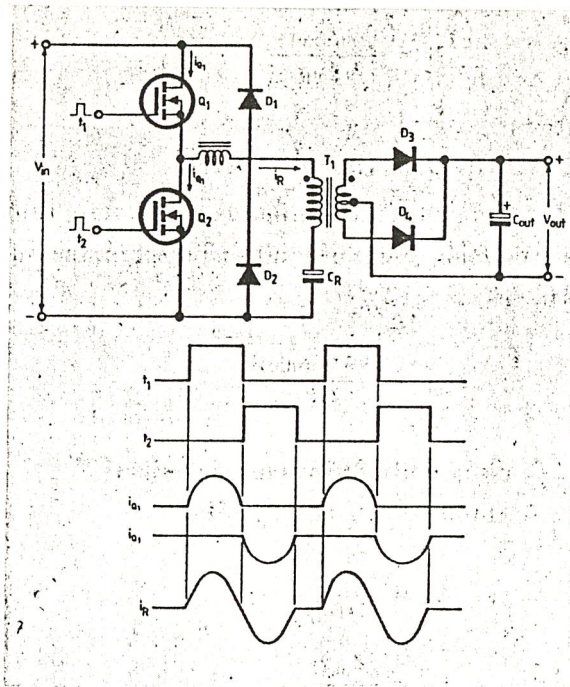
ไฟมีขนาดเล็กลง นอกจากนั้นคอนเวอเตอร์แบบนี้ยังมีสัญญาณรบกวน EMI/RFI ต่ำมาก และสามารถทำงานได้ดีแม้จะทำงานที่ความถี่สูง

วงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรมก็เป็นแบบหนึ่งที่น่าสนใจอย่างกว้างขวาง เพราะมีข้อได้เปรียบกว่าคอนเวอเตอร์แบบอื่นตรงที่ให้ประสิทธิภาพที่สูงกว่าในระดับกำลังเอาต์พุตที่เท่าๆ กัน เพราะว่ามี การสูญเสียที่เกิดจากการสวิตช์ต่ำมาก (ที่เพาเวอร์มอสเฟตและไดโอดเรียงกระแส) จึงทำให้แผ่นระบายความร้อนที่ติดกับเพาเวอร์มอสเฟตมีขนาดเล็กลง จึงเป็นการลดขนาดและน้ำหนักรวมของแหล่งจ่ายไฟลงไปด้วย ที่เป็นเช่นนี้ได้ก็ เนื่องจากลักษณะการทำงานของคอนเวอเตอร์แบบนี้จะสวิตช์แรงดันไฟตรงเมื่อกระแสตรงของเพาเวอร์มอสเฟตลดลงจนเป็นศูนย์ ดังนั้นจึงสามารถทำงานที่ความถี่สูงได้ เป็นผลให้อุปกรณ์พวกหม้อแปลงและตัวเก็บประจุมีขนาดเล็กลง เพราะกระแสที่เกิดขึ้นในคอนเวอเตอร์แบบอนุกรมนี้จะเปลี่ยนรูปสายอย่างแท้จริง จึงไม่มีการเปลี่ยนแปลงของกระแสอย่างรวดเร็ว ดังเช่นที่เกิดขึ้นในคอนเวอเตอร์แบบอื่นๆ ที่มีลักษณะกระแสเป็นคลื่นเหลี่ยม ทำให้การแพร่กระจายของสัญญาณรบกวน EMI และ RFI มีระดับต่ำมากในตอนนี้จะ พิจารณาเฉพาะคอนเวอเตอร์แบบเรโซแนนซ์อนุกรมเท่านั้น

- คอนเวอเตอร์แบบเรโซแนนซ์อนุกรม

มีรูปแบบวงจรและสัญญาณที่เกี่ยวข้อง ดังแสดงในรูปที่ 16 ในสภาวะ เริ่มแรก สมมุติให้มอสเฟต Q_1 และ Q_2 ยังไม่ทำงาน และตัวเก็บประจุ C_R ไม่มีประจุอยู่เลย ต่อมาไอออนพัลส์ t_1 เข้าขาเกตของ Q_1 ก็จะนำกระแส I_{Q1} ไหลผ่านขดปฐมภูมิของ T_1 และวงจรเรโซแนนซ์อนุกรม L_R C_R โดยที่ I_{Q1} จะค่อยมีค่าเพิ่มขึ้นจากศูนย์ในลักษณะซายไปประจุไว้ที่ C_R และส่งพลังงานหม้อแปลง T_1 ไปยังโหนด และเมื่อ C_R เก็บประจุจนถึงค่าสูงสุด (กระแสเกตหยุดจ่าย) แรงดันที่ตกคร่อม L_R ก็จะยุติการเพิ่มขึ้นและเริ่มลดลง ทำให้ C_R พร้อมทั้งจะคายพลังงานที่สะสมออกมาผ่าน หม้อแปลง T_1 และ L_R ทันทีที่ Q_2 ได้รับการทริกเกต

เมื่อ Q_2 ได้รับการทริกก็จะมีกระแส I_R ผ่าน Q_2 เป็น I_{Q2} ซึ่งกระแส I_R จะมีทิศทางกลับกันจากเดิมด้วยลักษณะเดียวกัน ดังนั้นกระแส I_R จึงมีลักษณะเป็นคลื่นซายดังแสดงในรูปที่ 16 ทำให้แรงดันที่ขดทุติยภูมิเป็นคลื่นซายเช่นกัน และจะถูกนำมาเรียงกระแสและกรองไฟโดย C_{out} เป็นแรงดันไฟตรง V_{out}



รูปที่ 16 วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนซ์อนุกรมและรูปคลื่นสัญญาณ

- การเลือกใช้เพาเวอร์มอสเฟต

กระแสสูงสุด $I_{(max)}$ ในคอนเวอร์เตอร์แบบนี้จะเกิดขึ้นเมื่อแรงดัน V_{in} มีค่าสูงสุด $V_{in(max)}$ และกระแสไหลผ่าน Q_1 และ Q_2 โดยตรง ดังนั้นจึงต้องเลือกเพาเวอร์มอสเฟต Q_1 และ Q_2 ให้สามารถทนกระแสได้อย่างต่ำดังสมการ

$$I_{(max)} = [(2V_{in(max)} / V_{in(min)}) - 1] I_{low}$$

เมื่อ I_{low} คือ ค่ากระแสในขณะที่แรงดัน V_{in} มีค่าต่ำสุด ($V_{in(min)}$)
โดยที่

$$I_{low} = (\pi/2) I_{prf}$$

เมื่อ I_{prf} คือ กระแสที่ขดปฐมภูมิของหม้อแปลง T_1 โดยที่

$$I_{prf} = (2P_{in} / V_{in(min)})$$

นอกจากนี้เพาเวอร์มอสเฟตที่ใช้จะต้องทนแรงดันได้มากกว่า $V_{in(max)}$ ด้วย

- การออกแบบหม้อแปลงกำลัง

ขั้นแรกหาค่าอัตราส่วนจำนวนรอบของขดปฐมภูมิและทุติยภูมิ (N) ก่อน โดยที่

$$N = [V_{in(max)} / 2V_{out}]$$

- การออกแบบวงจรเรโซแนนซ์

จากคุณสมบัติด้านอิมพีแดนซ์ของวงจรเรโซแนนซ์อนุกรม จะได้ความสัมพันธ์ของแรงดันอินพุตและกำลังเอาต์พุตดังนี้

$$Z_{out} = [\eta(V_{in(max)})^2] / 2\pi P_{out}$$

เมื่อ η คือประสิทธิภาพของคอนเวอร์เตอร์
จากนั้นหาค่า C_R และ L_R ได้โดย

$$C_R = 1 / 2\pi f Z_{out}$$

$$L_R = Z_{out} / 2\pi f$$

เมื่อ f คือความถี่ให้คอนเวอร์เตอร์ทำงาน

- การออกแบบตัวเหนี่ยวนำในวงจรเรโซแนนซ์ (L_R)

ขั้นแรกคำนวณหาพลังงานสูงสุด $W_{(max)}$ ที่สะสมในวงจรก่อนโดย

$$W_{(max)} = [L_R I_{(max)}^2] / 2$$

ต่อมาคำนวณหาความสามารถในการเก็บพลังงานแกน H_{le} ที่ให้พื้น L_R โดย

$$H_{le} = [2W_{(max)} / BA_R] * 10^5$$

เมื่อ B คือ ค่าความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็กของแกนมีหน่วยเป็นเกาส์ หรือเวเบอร์/ตารางเซนติเมตร แต่เนื่องจาก

$$H_{le} = N I_{(max)}$$

$$N = H_{le} / I_{(max)}$$

และเพื่อเป็นการป้องกันการอิ่มตัวของแกน จึงให้มีช่องว่างระหว่างแกน (air gap ; l_g) ซึ่งหาได้โดย

$$l_g = NI_{(max)} / H = \mu NI_{(max)} / B = NI_{(max)} / (B/\mu)$$

เมื่อ μ คือ ค่าความซึมซาบทางแม่เหล็ก (permeability) ของแกนที่เลือกใช้ และ l_g มีหน่วยเป็นมิลลิเมตร

ตัวอย่าง จงออกแบบคอนเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนซ์อนุกรมขนาด 200 วัตต์ ให้ทำงานที่ความถี่ 200 kHz ประสิทธิภาพ 85% และมีแรงดันอินพุตอยู่ในช่วง 200 ถึง 240 Vac วิธีทำ ขั้นแรกต้องหาไฟตรงสูงสุดและต่ำสุดหลังจากผ่านการเรกติไฟร์และฟิลเตอร์สูงสุด

$$V_{in(max)} = 1.4 \times 200 = 280 \text{ Vdc}$$

$$V_{in(max)} = 1.4 \times 240 = 336 \text{ Vdc}$$

เนื่องจากกำลังเอาต์พุต ; P_{out} = 200 W และประสิทธิภาพ ; $\eta = 0.85$ ดังนั้น

$$P_{in} = 200 / 0.85 = 235 \text{ W}$$

กระแสเฉลี่ยที่ขดปฐมภูมิหาได้จากสมการ

$$I_{pri} = \frac{2P_{in}}{V_{in(min)}} = \frac{2 \times 235}{280} = 1.68 \text{ A}$$

ดังนั้น

$$I_{low} = \frac{(r)}{2} I_{pri} = \frac{(3.14)}{2} \times 1.68 = 2.64 \text{ A}$$

และ

$$\begin{aligned} I_{(max)} &= [(2V_{in(max)} / V_{in(min)} - 1)] * I_{low} \\ &= [2 * (336 / 280) - 1] * 2.64 \\ &= 3.7 \text{ A} \end{aligned}$$

ดังนั้นเพาเวอร์มอสเฟตที่ใช้จะต้องทนกระแสเดรน (I_{D(max)}) ได้อย่างน้อย 3.7

แอมป์ และมีค่าแรงดัน ($V_{DSS(max)}$) อย่างต่ำ 340 V
 ต่อมาคำนวณหาค่า L_R และ C_R จาก

$$Z_{out} = [nV_{in(min)}^2 / 2\pi P_{out}] = [0.85 * 280^2] / (6.28 * 235) \\ = 45$$

$$\therefore C_R = 1/[2\pi f Z_{out}] = 1/[6.28 * 200 * 10^3 * 45] \\ = 18 \text{ nF}$$

และ

$$L_R = 45/[2\pi * 200 * 10^3] \\ = 35.8 \text{ }\mu\text{F}$$

เนื่องจากพลังงานสะสมสูงสุดที่เก็บใน L_R จะเกิดขึ้นที่แรงดันอินพุตสูงสุด ดังนั้น
 พลังงานที่สะสมในวงจรหาได้จากสมการ

$$W_{(max)} = (1/2) * L_R * I_{(max)}^2 \\ = (1/2) * 35.8 * 10^{-6} * 3.7^2 \\ = 243.7 \text{ }\mu\text{J}$$

ใช้แกนเฟอร์ไรต์ในการพัน L_R ซึ่งมีค่า $B = 1500 \text{ Wb/m}^2$ และ $A_c = 0.9 \text{ cm}^2$

$$H_{Le} = [2 * 243.7 * 10^{-6} * 10^3] / (1500 * 0.9) \\ = 36.1 \text{ แอมป์-รอบ}$$

ต่อมาหาจำนวนรอบของ L_R ด้วยสมการ

$$N = H_{Le} / I_{max} = 36.1 / 3.69 = 10 \text{ รอบ}$$

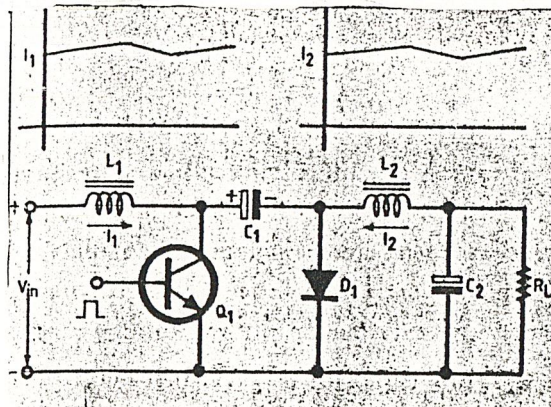
และช่องว่างระหว่างแกน :

$$l_g = NI_{(max)} / [B/\mu] = 36.1 / [0.15 / 4\pi * 10^{-7}] \\ = 0.3 \text{ มิลลิเมตร}$$

เนื่องจากคอนเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนซ์อินกรมทำงานที่ความถี่สูง จึงต้องเลือกอุปกรณ์ที่ใช้งานเป็นพิเศษ เช่น ลวดที่ใช้พันตัวเหนี่ยวนำและหม้อแปลงควรใช้ลวดแบบลิทซ์ (Litz wire) เพื่อให้เกิดสกิน เอฟเฟกต์ (skin effect) ต่ำที่สุด นอกจากนี้ตัวเก็บประจุที่ใช้ควรเป็นแบบที่มีค่า ESR และ ESL ต่ำ และทนกระแสกระเพื่อมได้ดี โดยมากจะใช้แบบโพลีโพรไพลีน

คอนเวอร์เตอร์แบบซึก (CUK)

คอนเวอร์เตอร์แบบต่างๆ ที่ผ่านมากในตอนที่แล้ว จะมีคุณลักษณะของกระแสและแรงดันเอาต์พุตที่มีการกระเพื่อมอยู่ด้วย แต่เมื่อไม่กี่ปีที่ผ่านมาได้มีการพัฒนา คอนเวอร์เตอร์แบบใหม่ที่ให้คุณสมบัติพิเศษคือ ไม่มีการกระเพื่อมของแรงดันและ กระแสที่เอาต์พุตเลย เรียกว่าคอนเวอร์เตอร์แบบใหม่นี้ว่าซึก ซึ่งเป็นชื่อที่ตั้งตามชื่อผู้คิดค้นคือ ดีอกเตอร์ เอลซซึก (Dr.S CUK)

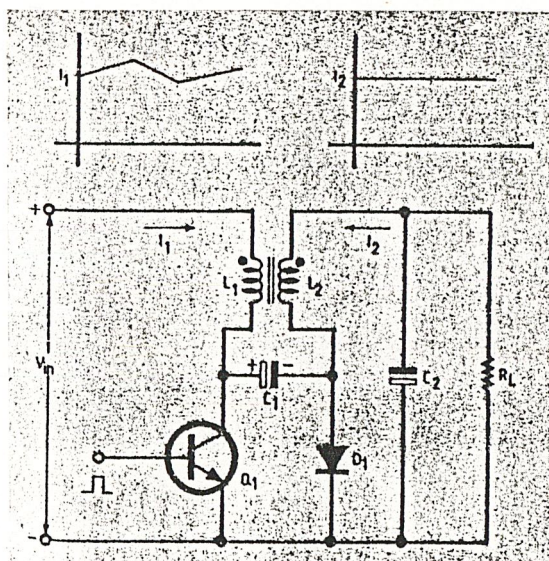


รูปที่ 17 วงจรพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์แบบซึก และกราฟของกระแสอินพุตเอาต์พุต

วงจรพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์แบบซึกจะเป็นดังรูปที่ 17 และการทำงานของวงจรเป็นดังนี้

ถ้าเริ่มแรกทรานซิสเตอร์ Q_1 ยังไม่ทำงาน ไดโอด D_1 จะได้รับไบแอสตรงนำกระแสอินพุต I_1 ไหลผ่าน L_1 มาทำการประจุที่ C_1 และเมื่อ Q_1 นำกระแสไดโอด D_1 จะถูกไบแอสกลับ ตัวเก็บประจุ C_1 ก็จะคายประจุเป็นกระแส I_2 ไหลผ่าน Q_1 , C_2 , R_L และ L_2 ทำให้เกิดแรงดันเอาต์พุตที่ไหลกลับเป็นลบ ส่วนกระแส I_1 จะไหลผ่าน L_1 และ Q_1 เมื่อ Q_1 หยุดนำกระแสอีกครั้ง L_2 จะ

คายพลังงานเป็นกระแส I_2 ไหลผ่าน D_1 , C_2 และ R_L ทำให้เกิดแรงดันที่เอาต์พุต ส่วนกระแส I_1 ก็จะไหลผ่าน L_1 , C_1 และ D_1 ซึ่งจะสังเกตเห็นว่ากระแสอินพุตและเอาต์พุตจะไหลอย่างต่อเนื่องตลอดเวลา และมีลักษณะใกล้เคียงกับกระแสไฟตรงมาก โดยจะมีแค่การกระเพื่อมเนื่องจากการสวิตชิ่งเพียงเล็กน้อย แต่ก็สามารถทำให้หมดไปได้ ถ้าได้แรงดันเฉลี่ยที่ตกคร่อม L_1 และ L_2 พ้นอยู่บนแกนเดียวกันและมีจำนวนรอบเท่ากัน ดังแสดงให้เห็นในวงจรในรูปที่ 18

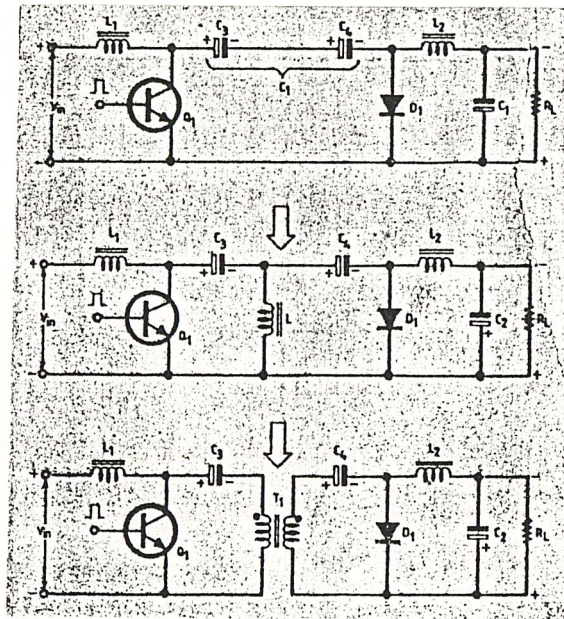


รูปที่ 18 การปรับปรุงโครงสร้างของ L_1 และ L_2 ในคอนเวอร์เตอร์แบบชั้ค เพื่อผลทางด้านกระแสอินพุต/เอาต์พุต

แม้ว่าวงจรนี้จะบรรลุจุดประสงค์ที่ต้องการ แต่การใช้งานของมันก็ยังอันตรายอยู่ เพราะไม่มีการแยกจากกันทางไฟฟ้าระหว่างอินพุตกับเอาต์พุต ดังนั้นเพื่อความปลอดภัยจึงต้องทำการแยกโดยมีขั้นตอนพื้นฐานอยู่ 3 ขั้นตอน ดังแสดงในรูปที่ 19

ในขั้นแรกจัดการแบ่ง C_1 ออกเป็น 2 ตัวคือ C_3 และ C_4 ดังแสดง ในรูปที่ 19 (ก) แต่เนื่องจากการทำเช่นนี้จะทำให้ที่จุดต่อของ C_3 และ C_4 มีแรงดัน

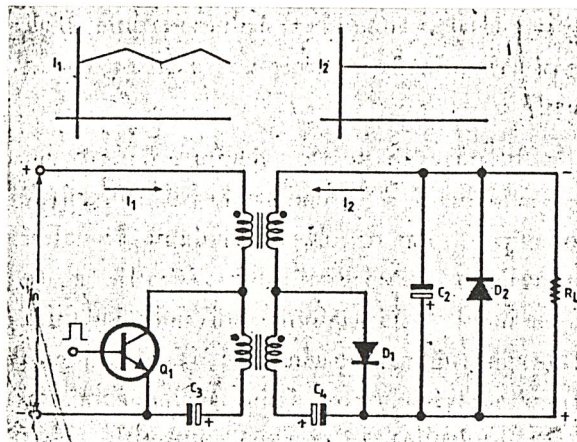
ไม่แน่นอน จึงต้องใส่ตัวเหนี่ยวนำ L ระหว่างจุดนี้กับกราวด์ดังรูปที่ 19 (ข) เมื่อทดลองให้ L มีค่ามากขึ้นกระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุทั้งสองเกิดการเบี่ยงเบนเพียงเล็กน้อย ไม่กระทบกระเทือนการทำงานของวงจรแต่อย่างใด ดังนั้นถ้าจะเปลี่ยนตัวเหนี่ยวนำ L ให้เป็นหม้อแปลง T_1 เพื่อแยกจากกันทางไฟฟ้าดังในรูปที่ 19 (ค) ก็น่าจะทำให้คุณสมบัติอะไรที่ไม่แตกต่างจากวงจรเดิมนัก



รูปที่ 19 การปรับปรุงโครงสร้างวงจรของคอนเวอร์เตอร์แบบชุกซ์ให้มีความปลอดภัยมากขึ้น

ในรูปที่ 20 เป็นคอนเวอร์เตอร์แบบชุกซ์ที่ใช้งานจริง จะสังเกตได้ว่าวงจรนี้จะย้าย C_3 และ C_4 มาไว้อีกด้านหนึ่งของหม้อแปลง ซึ่งต่างจากในรูปที่ 19 (ค) แต่ไม่มีผลต่อการทำงานของคอนเวอร์เตอร์

แม้ว่าการใส่ L_1 และ L_2 จะช่วยลดกระแสกระเพื่อมที่เอาต์พุต แต่ก็ทำให้เกิดผลข้างเคียงที่ไม่ดีอยู่เหมือนกันคือเมื่อเริ่มจ่ายไฟเข้าวงจร แรงดันที่เอาต์พุตจะกลับขึ้นกับเมื่อตอนทำงาน สภาวะนี้จะเกิดขึ้นในช่วงระยะเวลาสั้นๆ แต่ก็อาจจะสร้างความเสียหายกับอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ที่มีความไวได้จึงแก้ไขโดยการใส่ไดโอด D_2 เพื่อจำกัดแรงดันนี้ไม่ให้เกิน 0.7 โวลต์



รูปที่ 20 วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบชั๊ตที่ใช้งานจริง และรูปคลื่นกระแสอินพุต/เอาต์พุต

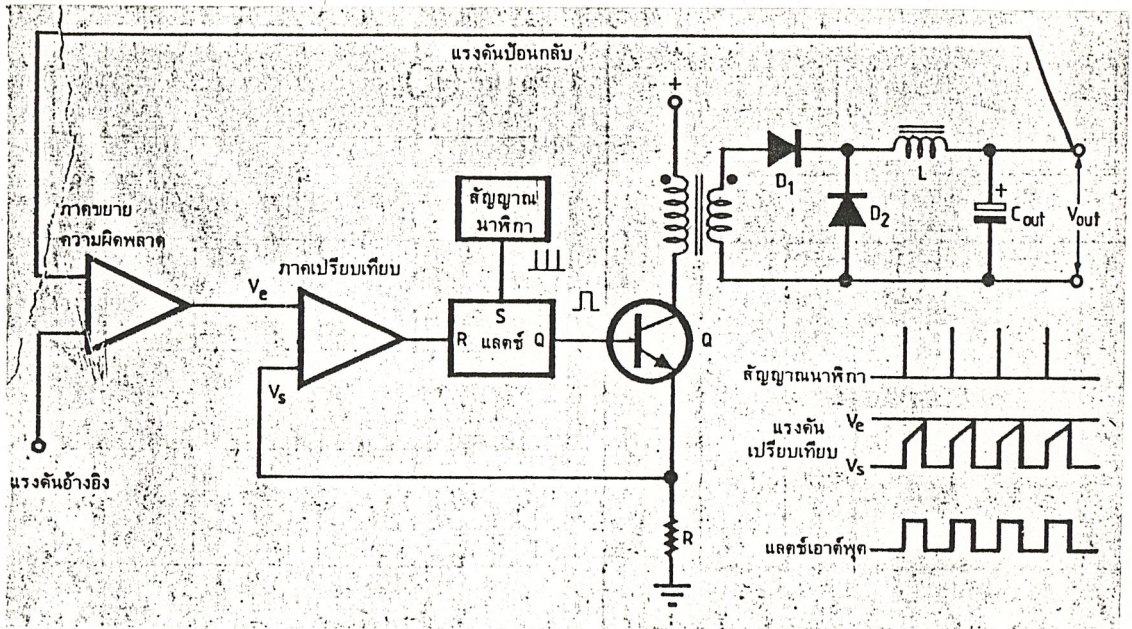
คอนเวอร์เตอร์แบบควบคุมกระแส

คอนเวอร์เตอร์แบบนี้มีลักษณะที่แตกต่างจาก คอนเวอร์เตอร์ทั่วไปที่ใช้ PWM คือ คอนเวอร์เตอร์แบบนี้จะใช้ส่วนหนึ่งของสัญญาณที่เอาต์พุตย้อนกลับมาควบคุมกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L โดยตรง จะไม่ใช้การควบคุมดิวิตีไซเกิลเช่นในคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้ PWM ต่อไป

ในรูปที่ 21 แสดงบล็อกไดอะแกรมของคอนเวอร์เตอร์แบบควบคุมกระแสชนิดฟอว์เวิร์ดที่มีความถี่คงที่ โดยที่ภาคขยายความผิดพลาด จะทำการเปรียบเทียบผลของกระแสเอาต์พุตที่ผิดพลาดไปกับแรงดันอ้างอิง จะได้แรงดัน V_e เพื่อมาควบคุมกระแสสวิทช์สูงสุด ซึ่งเป็นสัดส่วนกับกระแสเอาต์พุตเฉลี่ยที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L

คอนเวอร์เตอร์แบบนี้มีข้อดีกว่าคอนเวอร์เตอร์แบบ PWM ทั่วไปคือ

- สามารถแก้ไขปรับปรุงเรกูเลชั่นในไลน์ได้ โดยอัตโนมัติและรวดเร็ว
- ควบคุมการจำกัดกระแสโดยอัตโนมัติ
- สามารถชดเชยลูปได้ง่าย



รูปที่ 21 บล็อกไดอะแกรมของคอนเวอร์เตอร์แบบควบคุมกระแสชนิดเฟิร์ด

- มีการตอบสนองต่อสภาวะทรานแซียนต์ที่ดีขึ้น
- สามารถนำเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์หลายๆ ตัวมาต่อขนานกัน เพื่อให้ช่วยจ่ายกระแสแก่โหลดต่างๆ กันได้ง่ายแต่วงจรแบบนี้ก็มีข้อเสียที่สำคัญมากดังนี้
- ลูปจะไม่มีเสถียรภาพเมื่อคัตออฟเฟรควเ้นี้เกินค่ามากกว่า 50 เปอร์เซ็นต์
- การตอบสนองในลูปน้อยกว่าที่เป็นจริง
- อาจเกิดการออสซิลเลตสร้างฮาร์โมนิกส์ย่อยได้
- ไวต่อสัญญาณรบกวน

อย่างไรก็ตาม ถ้าออกแบบด้วยความระมัดระวังและเลือกใช้อุปกรณ์ที่ดี ปัญหาดังกล่าวอาจลดลงเหลือหรือไม่มีเลยก็ได้ การใช้คอนเวอร์เตอร์แบบควบคุมกระแส จึงเป็นทางเลือกอีกทางหนึ่งที่อยู่ใความสนใจของผู้ออกแบบแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตซิ่ง

หม้อแปลงกำลังแกนเฟอร์ไรท์ (Ferrite core power transformer)

ในการออกแบบให้ได้ Power output สูงสุดนั้นเราได้ข้อบังคับเกิดขึ้นเนื่องจากการอิ่มตัว (saturation) หรือความร้อนที่เกิดขึ้นในแกน (core) หรือ ในขดลวด (winding) ดังนั้น จึงเป็นการดี หากเราเลือกใช้แกนเฟอร์ไรท์ซึ่งได้เฉพาะความถี่สูงๆ เท่านั้น แทนการใช้แกนเหล็ก (iron core) ซึ่งโดยทั่วไปการเหนี่ยวนำ ให้เกิด emf (electromotive force) บนขดลวดที่พันอยู่รอบแกน (core) นั้นเราสามารถแทนได้ว่า

$$e = -10^{-8} N A_F \frac{dB}{dt}$$

- เมื่อ
- N : number of Turn
 - A_F : cross sectional area of core (cm^2)
 - B : the flux density in line per cm^2
 - t : time (second)

ถ้าเราทราบว่า B เป็น sinusoidal ดังนั้น

$$E = [10^{-8} / 2] \omega B_m A_F N \quad \text{Volt.}$$

- เมื่อ
- E : induced voltage
 - ω : angular frequency
 - B_m : maximum flux density (line per cm^2)

เราสมมติว่า transformer ไม่มีการสูญเสียกำลังแต่อย่างใด เราจะได้ว่ากำลังงานทางด้านปฐมภูมิจะประมาณเท่ากับกำลังงานทางด้านทุติยภูมิ นั่นคือ

$$N_p I_p = N_s I_s$$

$$I_p V_p = I_s V_s$$

- เมื่อ
- N_p : primary turns
 - N_s : secondary turns
 - I_p : primary current
 - I_s : secondary current

V_p : primary voltage

V_s : secondary voltage

แต่ในทางปฏิบัติ $\omega B_m A_F N_p$ ขนาดเล็กนี้จะถูกกำหนดโดยวัสดุ (material) เป็นตัวเลือกขนาดและพื้นที่หน้าตัดของแกนเฟอร์ไรท์ (Ferrite core) และพื้นที่หน้าตัดของแกนนี้จะต้องมากพอที่จะทำให้เกิด Fixed Flux Density B_m ได้ซึ่งโดยปกติแล้วเรากำหนดความสัมพันธ์ระหว่าง parameter และ primary voltage โดย

$$[10^{-8}/\sqrt{2}] \omega B_m A_F N_p \geq V_p \quad \text{Volt.}$$

เมื่อ B_m : maximum flux density (line per cm^2)

A_F : cross sectional area of ferrite core (cm^2)

ในทำนองเดียวกันเราให้ A_{cu} ของทองแดงมีค่ามากพอ ขดลวดทองแดงทั้งหมดจะถูกกำหนดโดย ครึ่งหนึ่งของขดลวดทางปฐมภูมิและขดลวดทางทุติยภูมิ สำหรับค่าคงที่ของความหนาแน่นกระแส (Fixed current density) ซึ่งเราเขียนกระแสทางด้านปฐมภูมิเป็น I_p ดังนั้น

$$A_{cu} J / 2N_p \geq I_p \quad \text{Amp.}$$

เมื่อ J : current density

A_{cu} : cross sectional area of copper

N : number of turn

ถ้า B เป็น sinusoidal จะได้ว่า

$$B = B_m \sin t$$

รวมสมการ (1.5) และ (1.6) เข้าด้วยกัน

$$B_m J A_{cu} A_F / (2\sqrt{2} * 10^8) \geq P_{max} \quad \text{watt.}$$

แต่ถ้า B เป็น square wave จะทำให้สมการ (1.8) ถูกเปลี่ยนเป็น

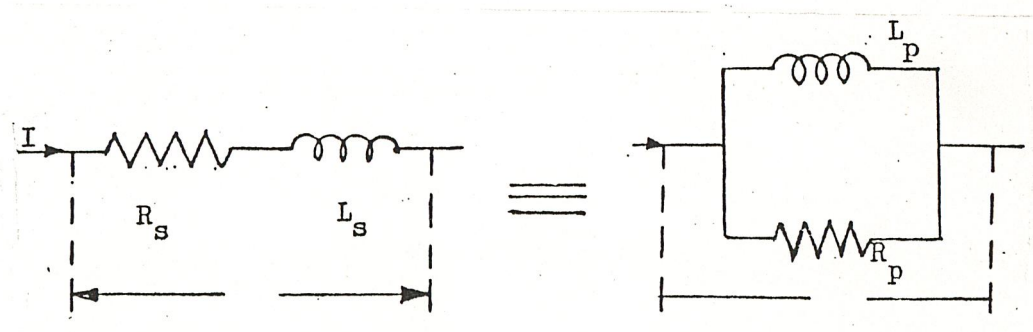
$$B_m J A_F A_{cu} / (2 * 10^8) \geq P_{max} \text{ watt.}$$

ซึ่งโดยปกตินั้นปริมาตรของแกนเฟอร์ไรท์และปริมาตรของทองแดงจะต้อง น้อยที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้ โดยที่ flux density และ current density จะต้อง มีค่ามากพอ แต่อย่างไรก็ตามค่าของ flux density ไม่สามารถเพิ่มขึ้นได้มากกว่าจุดอิ่มตัวซึ่งประมาณ 3000 line per cm² และค่ากระแสไฟฟ้าไม่สามารถมีค่าสูงจนกระทั่งเป็นสาเหตุให้อุณหภูมิเกินขอบเขตที่สามารถจะทำงานได้ซึ่งสิ่งเหล่านี้ จะเป็นตัวกำหนดคุณภาพของ ferrite material เพราะฉะนั้น ferrite material ที่มีคุณภาพสูง จะทำให้จุดอิ่มตัวของแกนมีค่าสูงเช่นกัน

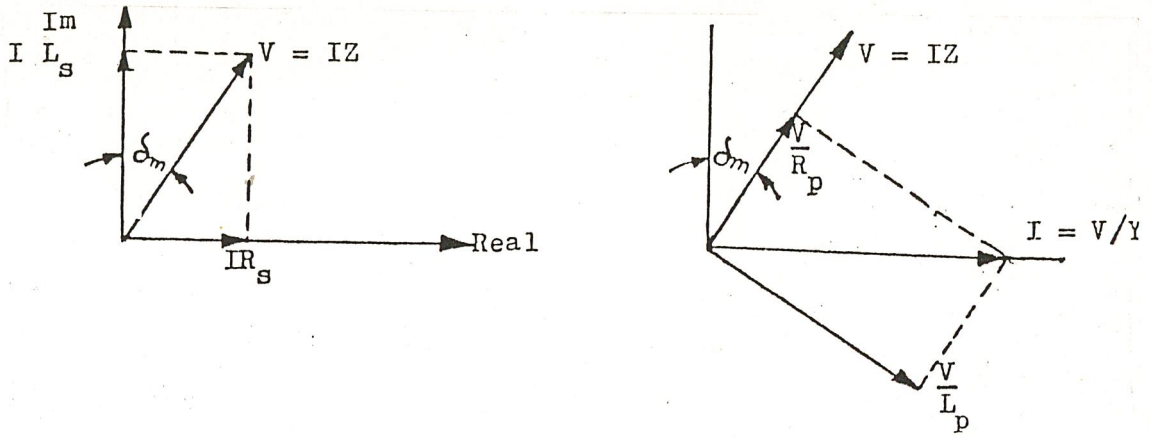
ในกรณีที่แกนเฟอร์ไรท์ (Ferrite core) มีการสูญเสียภายในด้วย จะได้ว่า การสูญเสียของแม่เหล็ก (magnetic loss) จาก impedance สามารถกำหนดได้เป็น

$$Z = j\omega L_s + R_s$$

- เมื่อ z : impedance
- j : index of imaginary part = $\sqrt{-1}$
- L_s : series loss of inductance
- R_s : series loss of resistance



รูปที่ 22 An equivalent circuit of the impedance magnetic loss



รูปที่ 23 Vector diagram of magnetic loss

เพราะฉะนั้นจะได้ว่า

$$Y = 1/j\omega L_p + 1/R_p$$

$$\tan \delta_m = R_p / \omega L_p = \omega L_p / R_p$$

เมื่อ δ_m : loss angle

$$L_p = \mu_0 \mu N^2 A_f / l_e$$

μ_0 : permeability of air (Henry per cm²)

μ : permeability of ferrite material

N : number of turn

l_e : effective length of the magnetic circuit

ดังนั้น

$$\tan \delta_m = \omega \mu_0 \mu N^2 A_f / R_p l_e$$

$$R_p = \omega \mu_0 \mu N^2 A_f / l_e \tan \delta_m$$

$$P_m = [B_m^2 A_f l_e / \mu_0] * [\tan \delta_m / \mu]$$

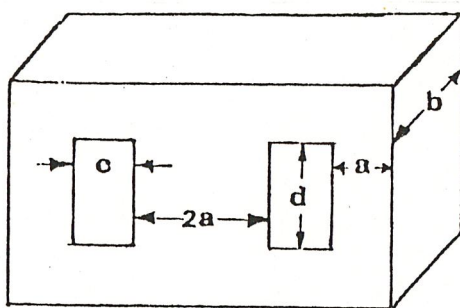
เมื่อ

P_m : core loss

ในกรณีของ copper loss นั้นค่า ohmic loss สามารถแทนได้ด้วยเทอมของความหนาแน่นกระแส (current density ; J), resistivity ρ และปริมาตรทองแดง V_{cu} (cm^3) เราจะได้ว่า

$$P = \rho J^2 V_{cu}$$

จะพบว่าค่า นี้จะเป็นตัวบังคับให้สมการต้องให้ high frequency ferrite transformer ซึ่งจากการแสดงต่อไปนี้ จะทราบได้ว่า



รูปที่ 24 แสดงขนาดของแกน

พื้นที่หน้าตัดของแกน ferrite ; $A_F = ab$ (cm^2)

total area of the window ; $A_w = cd$ (cm^2)

แต่พื้นที่หน้าตัดของทองแดงมีค่าประมาณ A_w ดังนั้นเราจะได้

$$A_{cu} = cd$$
 (cm^2)

ปริมาตรของแกนเฟอร์ไรท์ ; $V_F = L_F A_F$ (cm^3)

$$L_F = 2(c + d + 2a)$$
 (cm)

เมื่อ

A_F : cross sectional area of ferrite core

$$V_{cu} = L_{cu} A_{cu}$$
 (cm^3)

เมื่อ

L_{cu} : copper wire length

$$L_{cu} = 2\pi(2a + c) \quad (\text{cm}^2)$$

และในกรณีของ transformer loss นั้น parameter ตัวนี้จะมีอิทธิพล ต่อ การตัดสินใจในการออกแบบที่จะจำกัดขนาดของหม้อแปลง (transformer size) ว่าจะ มีขนาดเล็กที่สุดที่เป็นไปได้ มีขนาดเท่าไร

เพราะฉะนั้นสมการ (1.9) สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$\omega B_m J_{ab} cd / (2 * 10^4) \geq P_{max}$$

และ

$$2\omega B_m^2 (c+d+2a) ab \tan \delta_m / \mu_0 \mu 10^{16} = P_m$$

และ

$$2\omega B_m^2 (c+d+2a) ab \tan \delta_m / \mu_0 \mu 10^{16} \leq P_{sm}$$

เมื่อ

P_{max} : maximum power require

P_m : core loss

P_{sm} : a guarantee core loss

ดังนั้น

$$P_{cu} = 2\rho J^2 cd\pi(2a+c)$$

โดยที่ P_{cu} นี้ใช้ในการออกแบบซึ่งจะต้องมีค่าสูงกว่ากรณีของ guarantee design case

เมื่อ

P_{cu} : guarantee copper loss

ปัญหาของการออกแบบเพื่อจะให้ขนาดของแกน (core size) และลวดทองแดง (copper size) มีขนาดเล็กที่สุดได้นั้นเราใช้ weighting factor เป็นตัวจัดปัญหาเหล่านี้ในโปรแกรมคอมพิวเตอร์แบบ geometric programming โดยมีค่าของ K_1 และ K_2 เป็นเลขบวกและมีค่ามากกว่าหนึ่งซึ่งผลรวมของค่าเหล่านี้ เราเขียนแทนได้เป็น

$$\text{optimize } Z = K_1 V_{cu} + K_2 V_F$$

แต่เราทราบว่า

$$\omega B_m J_{abcd} / (2 \times 10^8) \geq P_{max}$$

ดังนั้นจะได้ว่า

$$2\omega B_m^2 (c+d+2a)ab \tan \delta_m / \mu_0 \mu = P_{sm}$$

$$2\rho_g^2 cd(2a+c)\pi \leq P_g$$

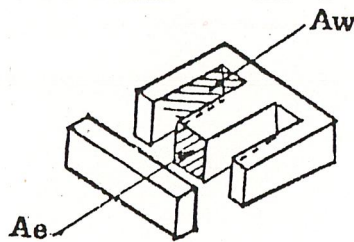
เมื่อ

K_1 & K_2 = weighting factor

โดยที่เรารู้ค่า

$B_m, \omega, \rho, \tan \delta_m, \mu$ and μ_0

- การออกแบบหม้อแปลงแกนเฟอร์ไรท์ (Ferrite Transformer Design)



รูปที่ 25 แสดงลักษณะของแกนเฟอร์ไรท์ชนิด EI

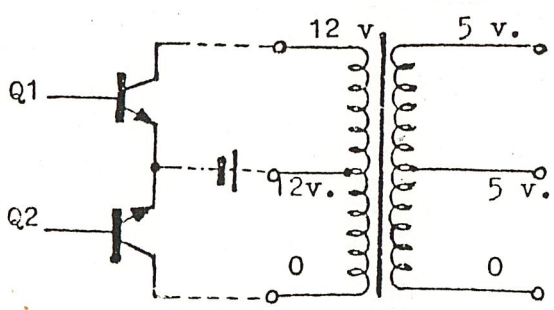
Model	Aw (cm ²)	Ae (cm ²)	P(VA)	po(w)
EI 22	0.72	0.42	31	5
EI 30	1.44	1.11	161	20 30
EI 40	3.10	1.48	463	40 60
EI 50	4.78	2.30	1110	100 150

ตารางแสดงถึงขนาดและ power ของแกนแต่ละ Model

ตัวอย่างการคำนวณและออกแบบทรานเฟอร์เมอร์แกนเฟอร์ไรต์

ตัวอย่างที่ 1 ออกแบบหม้อแปลงแกนเฟอร์ไรต์โดยใช้ทรานซิสเตอร์ 2 ตัวต่อลักษณะ push - pull ดังวงจร

- $V_{in} = 12 \text{ VDC}$
- $f = 20 \text{ KHz}$ (ความถี่ที่ใช้ในการทำงานของทรานซิสเตอร์)
- $B = 1500 \text{ Gause}$
- $V_{out} = 5 \text{ V}_{(peak)}$ (Fulx Density) ซึ่งคิดที่ 70% ของ Fulx Density ตอนเกิดการ (Saturation)
- $I_{out} = 0.1 \text{ A}_{(peak)}$



รูปที่ 26 แสดงลักษณะวงจร push-pull

ลำดับขั้นการคำนวณและออกแบบ

1. หา Model ของแกนเฟอร์ไรต์ที่ใช้

$$P_o = E_o I_o$$

$$= 5 \times 0.1$$

$$P_o = 0.5 \text{ w.}$$

ใช้แกน EI-22 ซึ่งมีค่า $P_o = 5 \text{ w.}$ มีขนาด

$$A_u = 0.42 \text{ cm}^2$$

$$A_w = 0.72 \text{ cm}^2$$

2. หาจำนวนรอบของลวดทองแดงที่หัด primary ได้จาก

$$V_{in} = 4 \cdot f \cdot B \cdot A_u \cdot N_p \cdot 10^{-8}$$

เมื่อ

$$V_{in} = \text{Voltage DC}$$

f = ความถี่ที่ใช้

B = ค่า flux Density

A_p = พื้นที่หน้าตัดของแกนเฟอร์ไรท์

N_p = จำนวนรอบทางด้าน primary

แทนค่าสูตร

$$N_p = V_{in} * 10^3 / 4 * f * B * A_p = 12 * 10^3 / 4 * 20 * 10^3 * 1500 * 0.42$$

ขด primary จะต้องพัน 24 รอบ

3. หาจำนวนรอบของขดทองแดงที่ขด Secondary ได้จาก

$$N_s = N_p * V_s / V_p = 24 * 5 / 1.2$$

$$N_s = 10 \text{ รอบ}$$

ขด secondary จะต้องพัน 10 รอบ

4. หาขนาดของขดทองแดงที่ใช้โดยดูจากตารางเบอร์ลวดกับขนาดของกระแสที่ขดลวดนั้นๆ สามารถทนได้

ต้องการกระแส Output 0.1 A เมื่อดูจากตารางเลือกใช้ลวดที่มีพื้นที่หน้าตัด

$$D_s = D_p = 0.23 \text{ } \phi \text{ (mm)}$$

ซึ่งสามารถทนกระแสได้ 0.106 A

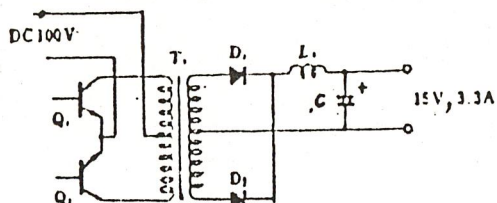
จากการคำนวณเราจะสรุปได้ดังนี้

$$N_p = 24 \text{ รอบ}$$

$$N_s = 10 \text{ รอบ}$$

$$D_p = D_s = 0.23 \text{ } \phi \text{ (mm)}$$

ตัวอย่างที่ 2 จากวงจรออกแบบทรานเฟอร์เมอร์แกนเฟอร์ไรท์



$V_{in} = DC\ 100\ V.$

$f = 20\ KH_z$

$B = 1500\ Gauss$

$V_o = 15\ v.$

$I_o = 3.3\ A.$

1. หา Model ของแกนเฟอร์ไรท์ที่จะใช้

$$P_o = E_o \cdot I_o$$

$$= 15 \times 3.3$$

$$= 49.5$$

เลือกใช้แกน EI - 40

ซึ่งมีขนาด $A_o = 1.48\ cm^2$

$A_w = 3.10\ cm^2$

2. หาจำนวนรอบของลวดทองแดงที่ขด primary ได้จาก

$V_{in} = 4 \cdot f \cdot B \cdot A_o \cdot N_p \cdot 10^8$

$N_p = V_{in} \cdot 10^8 / 4 \cdot f \cdot B \cdot A_o = 100 \cdot 10^8 / 4 \cdot 20 \cdot 10^3 \cdot 1500 \cdot 1.48$

$N_p = 56.3\ รอบ$

$N_p = 56\ รอบ$

ขดลวด primary จะต้องพัน 56 รอบ

3. หา Voltage ที่ขด secondary (V_s) จะต้องนำเอาค่าของ Voltage ที่ตกคร่อมขด rectifier และ filter มาด้วย จะได้ว่า

$V_F + I_o \cdot r_L + I_{ine(drop)} = 1.8\ V$

$V_o = V_s \cdot \gamma / (T/2) - 1.8 \quad [\gamma = T/2\ 80\%]$

แทนค่า

$$15 = V_s \cdot \frac{20}{25} - 1.8$$

$$V_s = 21 \text{ V.}$$

4. หาจำนวนรอบของลวดทองแดงทางด้าน secondary

$$N_s = N_p \cdot V_s / V_p = 56 \cdot 21 / 100 = 11.76$$

$$N_s = 12 \text{ รอบ}$$

จะต้องพันลวดทองแดง secondary จำนวน 12 รอบ

5. หาขนาดของลวดทองแดงทางด้าน primary (D_p) ก่อนอื่นต้องทราบกระแสทางขด primary ก่อนซึ่งจะหาได้จาก

$$I_{(n(s))} = V_o \cdot I_o / V_{in} \cdot n$$

$$= 15 \cdot 3.3 / 100 \cdot 0.9 = 0.55 \text{ A}$$

เมื่อได้จากตารางลวดเลือกใช้ $D_p = 0.550 \phi$ (mm)

6. หาขนาดของลวดทองแดงทางด้านขด secondary (D_s) โดยที่เรารู้ค่า $I_o = 3.3 \text{ A}$ เมื่อได้จากตารางลวดทองแดงเราจะต้องใช้ลวดขนาด

$$D_s = 1.44 \phi \text{ (mm)}$$

หรือใช้ $D_s = 0.55 \text{ (mm)} \times 3$ เส้น

จากการคำนวณจะสรุปได้ดังนี้

แกนเฟอร์ไรท์ EI - 40

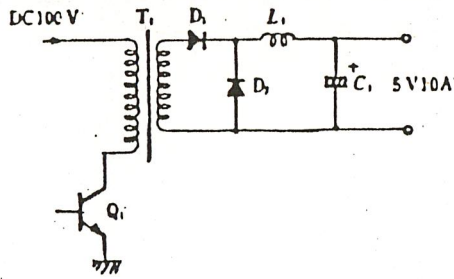
$$N_p = 56 \text{ รอบ}$$

$$D_p = 0.55 \text{ (mm)}$$

$$N_s = 12 \text{ รอบ}$$

$$D_s = 1.4 \text{ (mm)} \times 1 \text{ หรือ } 0.55 \text{ (mm)} \times 3$$

ตัวอย่างที่ 3 จากวงจรออกแบบทรานเฟอร์เมอร์



$$V_{IN} = DC \ 95 \text{ V (คิดที่ 95\%)}$$

$$f = 20 \text{ KH}_z$$

$$B = 1500 \text{ Gauss}$$

$$V_o = 5 \text{ V}$$

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

1. เลือกขนาดของแกนเฟอร์ไรท์จาก

$$\begin{aligned} P_o &= E_o \cdot I_o \\ &= 5 \times 10 \\ &= 50 \text{ W} \end{aligned}$$

ใช้แกนรุ่น EI - 40 ที่สามารถให้ Power ได้ 40 - 60 W.

$$A_w = 1.48 \text{ (cm}^2\text{)}$$

$$A_w = 3.10 \text{ (cm}^2\text{)}$$

2. หาจำนวนรอบของขด primary (N_p) ได้จาก

$$V_{IN} = 4 \cdot f \cdot B \cdot A_w \cdot N_p \cdot 10^{-8}$$

$$N_p = V_{IN} \cdot 10^8 / 4 \cdot f \cdot B \cdot A_w = 95 \cdot 10^8 / 4 \cdot 20 \cdot 10^3 \cdot 1500 \cdot 1.48$$

$$N_p = 53.4 \text{ รอบ}$$

ขด primary จะต้องพัน 53 รอบ

3. หาค่า Voltage ที่ขด secondary ก่อนจะผ่านวงจร rectifier และ filter voltage ที่ตกคร่อมภาค rectifier และ filter ได้จาก

$$V_p + I_o \cdot r_L + \text{line (drop)} = 1.5 \text{ V.}$$

หาค่า V_o

$$V_o = V_s \cdot \frac{D}{T} - 1.5 \quad (* T \text{ หาได้จาก } V_{IN}/2)$$

$$5 = V_s \cdot \frac{20}{25} - 1.5$$

$$V_s = 16.25 \text{ V}$$

4. หาจำนวนรอบทางขด secondary

$$N_s = N_p \cdot \frac{V_s}{V_p}$$

$$N_s = 53 \times \frac{16.25}{95} = 9.066 \text{ รอบ}$$

ขด secondary จะต้องพัน 9 รอบ

5. หาขนาดของขดลวดทางด้าน primary ก่อนอื่นต้องหา $I_{IN(av)}$ ก่อน

$$I_{IN(av)} = \frac{V_o - I_o}{V_{in}}$$

$$\frac{5-10}{95 \times 0.9} = 0.585 \text{ A.}$$

เมื่อตารางลวดทองแดงเลือกใช้ลวดขนาด $D_p = 0.550 \text{ } \phi \text{ (mm)}$

6. หาขนาดลวดทองแดงทางด้าน secondary ได้จากที่เรารู้ค่ากระแส output = 10 A

เมื่อตารางลวด จะต้องใช้ลวดขนาด

$$D_s = 2.3 \text{ } \phi \text{ (mm) หรือ}$$

$$= 0.5 \text{ (mm) } \times 12 \text{ เส้น ขนานกันและพันไปพร้อมกัน}$$

จากการคำนวณสรุปได้ดังนี้

ใช้แกน EI-40

$$N_p = 53 \text{ รอบ}$$

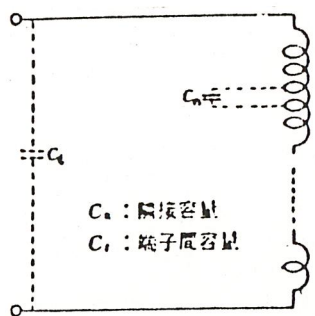
$$D_p = 0.550$$

$$N_s = 9 \text{ รอบ}$$

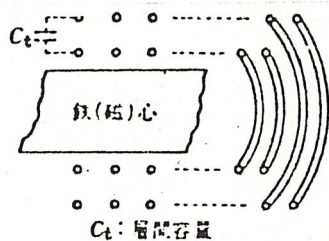
$$D_{\text{ข}} = 2.3 \text{ (mm) หรือ } 0.5 \text{ (mm) } \times 12 \text{ เส้น}$$

- วิธีการพัน Transformer

โดยทั่วไปอุปกรณ์ที่ใช้กับ driver ของ pulse transformer กรณีที่มีค่า Impedance สูงเหมือนอย่าง Vacuum (สูญญากาศ) นั้น จะต้องเน้น ทำให้มี equivalent capacitance น้อย คำว่า equivalent capacitance รวมของ adjacent capacitance terminal capacitance (รูปที่ 27), layer capacitance (รูปที่ 28) และ capacitance ระหว่างเส้นลวดที่พันของทางด้าน primary และ secondary



รูปที่ 27 แสดงค่า capacitance ที่เกิดขึ้นระหว่างขดลวด

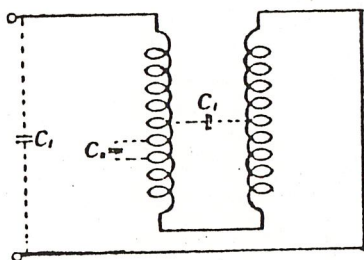


รูปที่ 28 แสดงค่า capacitance ระหว่างชั้น

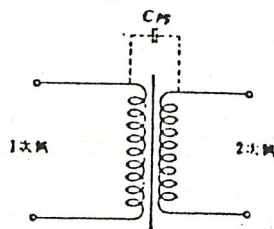
สำหรับ pulse transformer นั้นเนื่องจากการพันเส้นลวดแต่ละรอบเป็นสิ่งสำคัญมาก (และจะไม่ทำการพันในลักษณะพันกลับไปวกมาหลายๆ ชั้น) ค่า equivalent capacitance ส่วนใหญ่จะขึ้นอยู่กับค่า capacitance ระหว่างขด primary กับขด secondary ค่า capacitance ระหว่างขด primary กับขด secondary นี้เรียกว่า capacitance ระหว่างเส้นลวด

ในที่นี้จะขอกล่าวถึง capacitance แต่ละชนิดโดยย่อ ดังนี้ adjacent capacitance (C_{adj}) เนื่องจากว่ามันต่อกันอยู่อย่างอนุกรม จึงมีผลทำให้มีค่าเป็นส่วนกลับกับจำนวนรอบและมีค่าน้อย ดังนั้น กรณีของ pulse transformer จะมีค่าน้อยมากจนสามารถ

รถตัดทิ้งไปได้ Terminal capacitance (C_t) มีค่าน้อยมากเมื่อเปรียบเทียบกับค่า capacitance ระหว่างเส้นลวด แต่ค่า capacitance ระหว่าง layer (C_l) มีค่ามาก เมื่อหม้อแปลงมีโครงสร้างแบบพันกลับไปกลับมา ดังรูป 29 จึงไม่สามารถตัดทิ้งได้ ดังนั้น ถ้าหากไม่มีการพันกลับไปมาแล้ว สามารถตัดค่า C_l ทิ้งได้ เพราะฉะนั้น equivalent capacitance จึงคิดเฉพาะแต่ค่า capacitance ระหว่างเส้นลวดระหว่างขด primary กับขด secondary ดังรูป 30



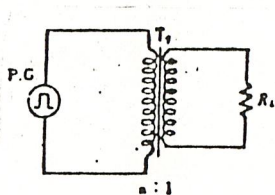
รูปที่ 29 แสดงค่า C_l ที่เกิดขึ้นเนื่องจากการพันกลับไปกลับมา



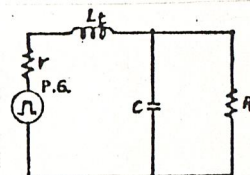
รูปที่ 30 แสดงค่า C_{ps} ที่เกิดขึ้นระหว่างขด primary กับขด secondary

กรณีที่ driver ของ transformer เป็นทรานซิสเตอร์ ค่า Impedance จะต่ำ การทำให้ leak inductance มีค่าน้อยจะเป็นสิ่งสำคัญมากกว่า การทำให้ equivalent capacitance มีค่าน้อย

ค่า leak inductance แสดงด้วย equivalent circuit ได้ดังรูป 31



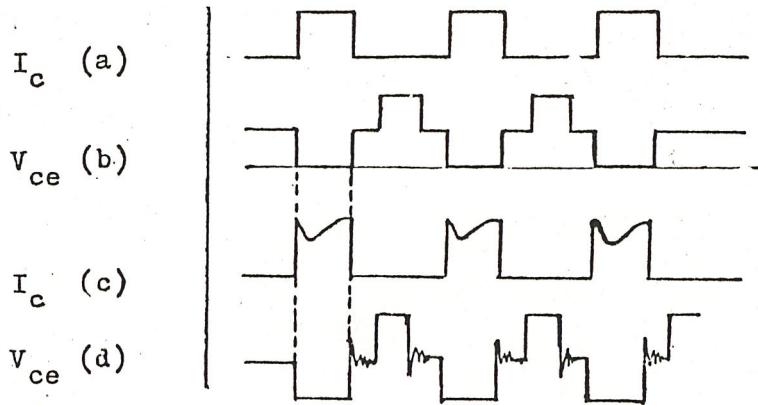
(a) Basic Circuit



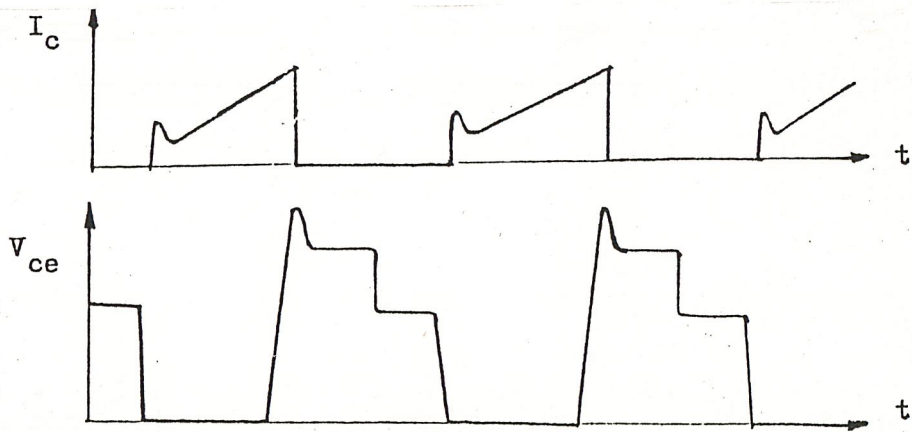
(b) equivalent Circuit ที่ทำการเปลี่ยน (a) ให้เป็นด้าน primary

รูปที่ 31

Leak Inductance L_1 ถ้าหากมีค่าเท่ากับ 0 จะเป็นการดี ค่า leak Inductance L_1 นี้จะทำให้เกิด back swing เช่นเดียวกับกับ equivalent capacitance C รูปคลื่น spike ของรูป 32,33 นั้นเกิดจาก leak inductance นั้นเอง leak inductance L_1 จะเป็น 0 ถ้าหากว่าเส้นแรง



รูปที่ 32

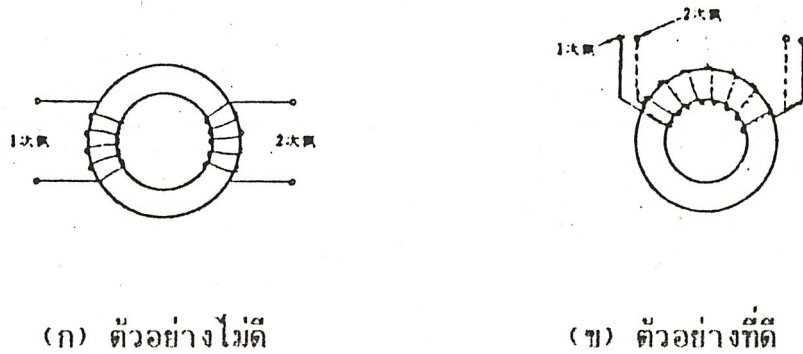


รูปที่ 33

แม่เหล็กที่เกิดจากด้าน primary ส่งไปให้ secondary 100% แต่ในทางปฏิบัติแล้ว จากเหตุหลายๆ อย่างไม่สามารถทำการ coupling ได้ 100% ส่วนที่หายไปจะเป็นเส้นแรงที่รั่วออกไป เส้นแรงที่รั่วออกไปนี้แบ่งออกเป็นพวกใหญ่ๆ ได้ 2 พวก ดังนี้

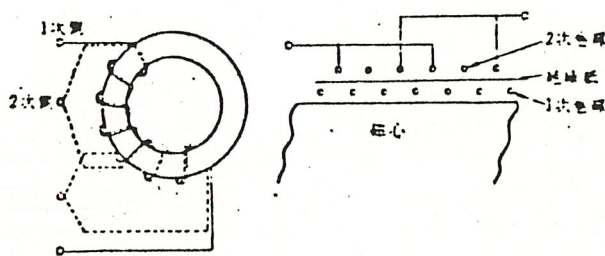
- (1) เส้นแรงที่ผ่านช่องว่างระหว่างขดลวด primary กับ secondary แล้วไปเชื่อมต่อกับขดลวด secondary แต่จะย้อนกลับผ่านแกนของหม้อแปลง
- (2) เส้นแรงที่ผ่านช่องว่างระหว่างขดลวด primary กับ secondary แล้วไม่ไปเชื่อมต่อกับขดลวด secondary แต่จะย้อนกลับผ่านช่องว่าง

ดังนั้นจึงสรุปได้ว่า leak inductance L_1 ขึ้นอยู่กับ ระยะห่างของขดลวด primary กับ secondary ถ้าหากระยะห่างของขดลวด primary กับ secondary ห่างมากเท่าใด ค่าของ leak inductance ก็จะเพิ่มมากขึ้น การพันขดลวดของ pulse transformer เพื่อให้ leak inductance น้อยนั้น จะต้องทำให้ระยะห่างของ primary กับ secondary มีค่าน้อยมากที่สุด เพราะจะเป็นการทำให้การเชื่อมต่อของเส้นแรงดี วิธีการพันแสดงดังรูป 34 และ 35



รูป 34

รูป (ก) ของรูป 34 จะเห็นว่าระยะห่างของ primary กับ secondary ห่างกันมาก เป็นเหตุให้ leak inductance มีค่ามาก (ข) ของรูป 34 primary กับ secondary พันคั่นกันไป ทำให้ leak inductance มีค่าน้อย



รูป 35 แสดงวิธีการพันที่ทำให้ leak inductance มีค่าน้อย

รูป 35 แสดงวิธีการพันขดลวดของกรณีที่มีอัตราส่วนของจำนวนรอบ n ของ primary กับ secondary มีค่ามาก กรณีที่ค่า n มีค่ามาก จำเป็นต้องใช้วิธีทำให้ leak inductance น้อยโดยการพัน secondary ที่มีโครงสร้างเหมือนกันหลายๆ อันแล้วนำมาต่อขนานกัน

การคำนวณค่าเหนี่ยวนำกำลังสำหรับเอาต์พุต (output power inductor design)

switching power supply ส่วนใหญ่จะใช้ตัวเหนี่ยวนำเป็นส่วนหนึ่งของวงจร
กรองไฟเอาต์พุต เหตุผลในการใช้ตัวเหนี่ยวนำมี 2 ประการ ประการแรกมันจะเก็บสะสม
พลังงานไว้สำหรับจ่ายให้แก่โหลด ประการที่ 2 มันช่วยกรองไฟเอาต์พุตในเรียบ และ
เฉลี่ยแรงดันเอาต์พุตให้อยู่ในระหว่างที่ยอมรับได้ ซึ่งมีสูตรในการคำนวณดังต่อไปนี้

พิจารณาภาคเอาต์พุตของ pwm half converter ในรูป จะมีลักษณะคลื่น
เอาต์พุต E_{in} และ E_{out} ดังแสดงในรูป โดยมีกระแสไหลเฉลี่ย I_{out} มีการกระเพื่อม
 ΔI จากทฤษฎีทางไฟฟ้า คำนวณคร่อมตัวเหนี่ยวนำมีค่า

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

แต่ $V_L = E_{in} - E_{out}$

และ $dI = \Delta I_L$

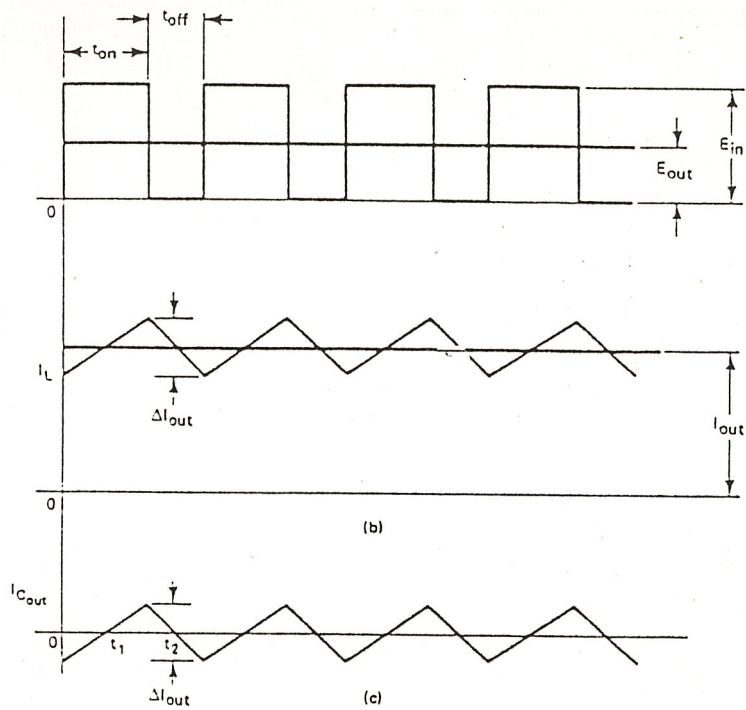
และต้องอ้างอิงถึงสมการ

$$P = V_f \times I_{out} \times I_{max}$$

ดังนั้น

$$L = \frac{(E_{in} - E_{out}) \Delta t}{I_L}$$

ในกรณีของ pwm half bridge หรือ full bridge converter คำนวณ
 E_{in} จะมีค่าประมาณ 2 เท่าของ E_{out} ที่ค่านับสูงสุดทางปฏิกิริยา V_{in} (จากรูป) ดังนั้น
ส่วนในเวลา t เท่ากับ dead time สูงสุด T_{off} ซึ่งเกิดขึ้นระหว่างการสับเปลี่ยนครึ่ง
ของ cycle ในการ switch T_{off} สูงสุดเกิดขึ้นเมื่อค่านับอินพุตมีค่าสูงสุด เนื่องจาก
เวลาในการนำกระแส



รูปที่ 36 แสดงวงจรและ wave form ของกระแสและแรงดันที่ภาคเอาต์พุต

ภาพแสดงวงจรและ wave form ของกระแสและแรงดันที่ภาคเอาต์พุต ของทรานซิสเตอร์ต่ำสุด ดังนั้น ตัวเหนี่ยวนำจะต้องสามารถสะสมพลังงานให้เพียงพอที่จะจ่ายกระแสเอาต์พุตในช่วงเวลาที่ทรานซิสเตอร์หยุดนำกระแส (notch time) ได้ซึ่ง สามารถเขียน t ในเทอมของคิกคัทที่หาค่าที่ E_{in} และ E_{out} ดังนี้

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

เมื่อ f คือความถี่ของ sonverter เป็น KHz เพื่อเป็นการรักษาค่ากระแส peak ของตัวเหนี่ยวนำ และให้ได้เอาต์พุตที่มี ripple น้อย ควรกำหนดให้หิมค่าไม่เกิน $0.25 I_{out}$ ดังนั้นคำนวณค่า L จาก

$$L = (E_{in} - E_{out}) \times t / I_t$$

$$= (E_{out} \times t_{off} / 0.25 I_{out})$$

ดังนั้นค่า L สามารถคำนวณได้จาก

$$t_{off} = [1/2 \times [1 - E_{out} / E_{in}]] / f$$

$$= 1/2 \times [1 - 1/2] / 2 \times 10^3$$

$$= 9.26 \mu s \text{ แล้วนำไปคำนวณค่า } L$$

การคำนวณค่าตัวเก็บประจุสำหรับกรองเอาต์พุต

การเลือกตัวเก็บประจุสำหรับกรองเอาต์พุตขึ้นอยู่กับชนิดของ converter ที่ใช้ รวมทั้งขนาดกระแสใช้งาน และความถี่ในการ switch ในปัจจุบันจะใช้ ตัวเก็บประจุชนิด esr ต่ำๆ ซึ่งค่า esr นี้มีผลโดยตรงกับขนาดกระเพื่อม และอายุการใช้งานของตัวมันเองด้วยเพราะ esr เป็นตัวกำหนดขนาดของการสูญเสียในรูปของความร้อนที่ ตัวเก็บประจุสูญเสียไป ทำให้อายุการใช้งานต่ำลง

พิจารณาจากรูปที่ 36 จะเห็นว่า I_{out} มีจุดกึ่งกลางประมาณศูนย์ และมีขนาดแอมปลิจูด I สังเกตได้ว่า wave form ตัดจุดศูนย์กลางในทิศทางบวกที่ t_1 ซึ่งเป็นจุดกึ่งกลางของ on time และที่ t_2 ซึ่งเป็นจุดกึ่งกลางของ off time กราฟจะตัดแกนศูนย์ในทิศทางลบ จะมีการกระเพื่อมของศักดาเป็น V ดังสมการ

$$V_{out} = I/C_{out} \int dt$$

แต่ค่าเฉลี่ยระหว่างช่วงเวลา t_1 และ t_2 คือ $(\Delta I_{out}/2)/2$ หรือ $\Delta I_{out}/4$ ดังนั้นจะได้

$$\begin{aligned} V_{out} &= (I_{out}/4 * C_{out}) * T/2 \\ &= \Delta I_{out}/8 * f * C_{out} \end{aligned}$$

โดยที่ T คือ ผลบวกของ t_1 และ t_2 จัดเทอมใหม่จะได้ค่าต่ำสุดของ ตัวเก็บประจุคือ

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

โดยที่

$$I_{out} = 0.25 I_L$$

$$V_{out} = \text{ค่าศักดา } V_{out} \text{ ของเอาต์พุท}$$

$$f = \text{ความถี่ที่ทำงาน}$$

ในการรับประกันว่าได้ศักดากระเพื่อมต่ำที่สุด ค่า ESR ของตัวเก็บประจุ สามารถคำนวณโดยสมการต่อไปนี้

$$ESR_{(max)} = \Delta V_{out} / \Delta I_{out}$$

การเลือก C ฟิลเตอร์ที่เหมาะสมเป็นหัวใจสำคัญเพราะจะมีผลต่อ พารามิเตอร์ที่สำคัญต่อการทำงานของ switching power supply เนื่องจากอุปกรณ์ไอซี

นี้จะมีผลกระทบโดยตรงต่อเสถียรภาพของระบบ และค่า L ต่ำๆ และ C สูงๆ จะทำให้ อิมพีแดนซ์ขณะกระชากของภาคเอาท์พุท นั้นหมายความว่า จะทำให้ power supply มี transient response ที่ดีต่อโหลดที่เป็น step change ในทางปฏิบัติ การวัดผลตอบสนองชั่วขณะของ switching supply สิ่งสำคัญไม่ใช่ระยะเวลาในการเข้าสู่ set point เมื่อมี step load แต่สิ่งที่สำคัญคือจะทำอย่างไรที่จะทำให้ค่า output ตกกลงไปจากค่าที่กำหนดไว้ให้น้อยที่สุด เช่น สำหรับเอาท์พุท 5 โวลต์ ถ้ามีการผิดพลาดเกิน 5 โวลต์ จะไม่เหมาะแก่การนำไปใช้กับไอซี TTL ในทางปฏิบัติควรคำนึงไว้เสมอว่า โหลดจะมีการเปลี่ยนแปลงอยู่ในช่วงประมาณ 25%

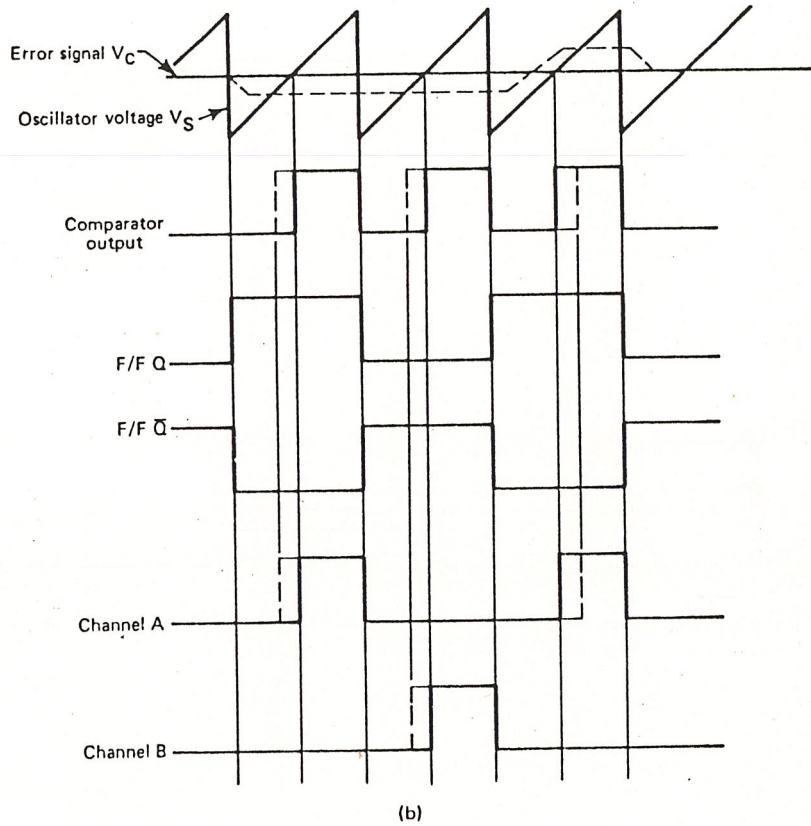
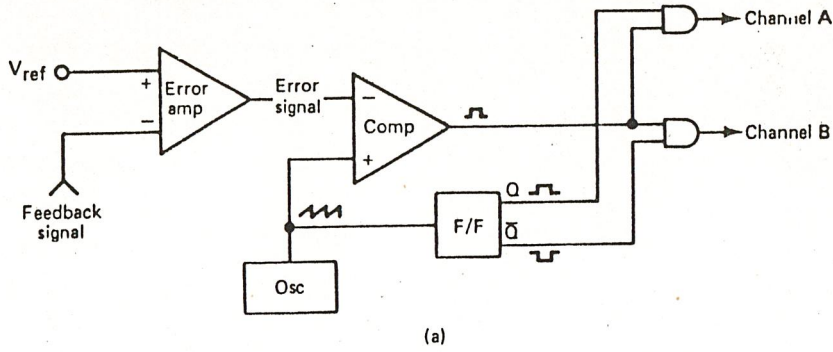
วงจรรควบคุมการทำงานแบบพัลส์วidthมอดูเลชั่น (Pulse Width Modulator)

- Basic PWM

ในส่วนของชุดควบคุมนี้ถือว่าเป็นหัวใจของวงจรทั้งหมด เพราะสัญญาณที่จะนำไปกระตุ้น Power transistor นั้นต้องไม่มีโอกาสที่จะทำให้ทรานซิสเตอร์เสียหายได้ และการทำงานของวงจรมีดีหรือไม่ ก็ขึ้นอยู่กับชุดควบคุมนี้ทั้งนั้น เราจึงใช้ ชุดควบคุม แบบ Pulse Width Modulator ซึ่งแสดงในรูปที่ 37

การทำงานของวงจรรควบคุม (PWM) ซึ่งแสดงดังรูป จะประกอบด้วย ชุดสร้างสัญญาณฟันเลื่อย (saw tooth wave form) ซึ่งจะนำเอาสัญญาณ saw tooth มาทำการเปรียบเทียบกับ error voltage ซึ่งได้มาจากวงจรมขยายความผิดพลาด (Error amplifier) สัญญาณเอาต์พุทที่ได้จาก PWM Comparator จะเป็น Square wave ที่มีความกว้างของพัลส์เปลี่ยนแปลงไปตามสัญญาณควบคุม (control signal)

Error Amplifier ในวงจร PWM จะทำหน้าที่เหมือนกับวงจร error amplifier ใน linear regulator power supply คือเอาแรงดันที่เอาต์พุตมา เปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิง (reference voltage) จะทำให้ได้ error voltage ขึ้นค่าหนึ่ง ซึ่ง error voltage นี้จะถูกขยายโดย error amplifier และมีระดับไฟตรงเปลี่ยนแปลงไปตามระดับของสัญญาณที่นำมาเปรียบเทียบ นำระดับของสัญญาณไฟตรงมาเปรียบเทียบกับสัญญาณ saw tooth ใน PWM comparator เมื่อสัญญาณ saw tooth มีระดับสูงกว่า error amplifier ทรานซิสเตอร์ก็จะ ON และในทางตรงกันข้ามเมื่อระดับของสัญญาณ error amplifier มีระดับสูงกว่าทรานซิสเตอร์ก็จะ OFF ซึ่งดูได้จาก Timing Diagram

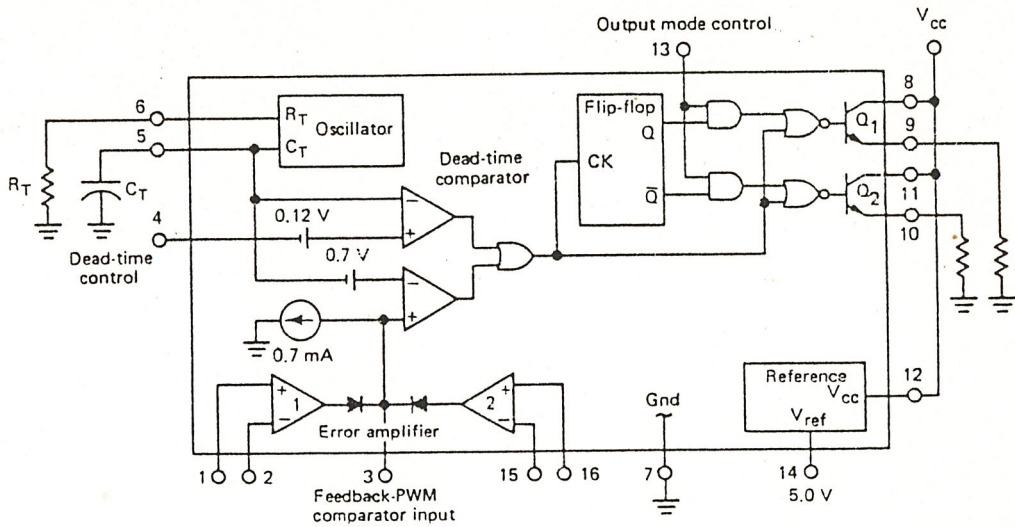


รูปที่ 37 PWM Control Circuit

- TL 494CN PWM Control Circuit

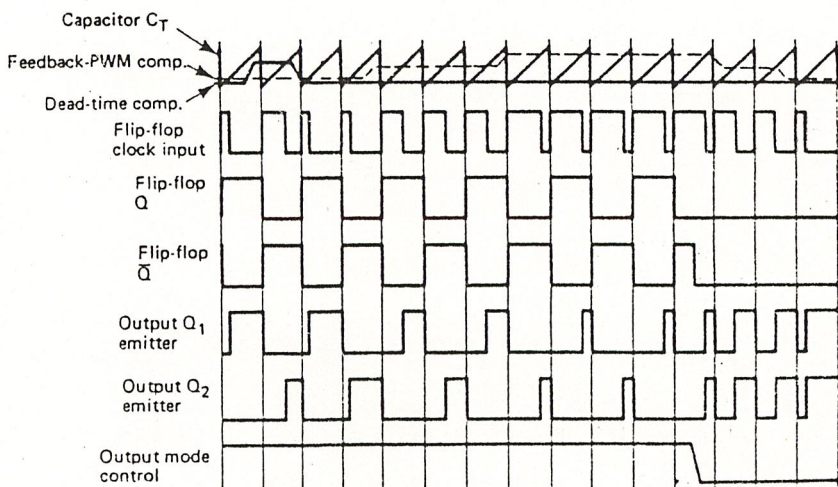
IC เบอร์ TL 494 ถูกสร้างขึ้นมาเพื่อให้ทางนี้ PWM โดยเฉพาะรูปที่ 38 จะแสดงส่วนประกอบภายในและบล็อกไดอะแกรมของ TL 494 การควบคุมความถี่ PWM จะใช้ควบคุมความถี่คงที่ โดยผลิตความถี่ saw tooth ขึ้นภายในตัว IC ความถี่จะขึ้นอยู่กับส่วนประกอบภายนอก 2 ตัว คือ R_T และ C_T ซึ่งจะต่อยุ่กับขา 6 และขา 5 ความถี่นี้สามารถหาได้จาก

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



รูปที่ 38 ส่วนประกอบภายใน TL 494

แรงดันตกคร่อม C_T จะเป็นลักษณะของรูป saw tooth หรือบางที่เรียกว่า สัญญาณแรมป์ (ramp) สัญญาณนี้จะถูกเปรียบเทียบกับสัญญาณจาก error amplifier และสัญญาณจาก dead time control Nor gate เป็นตัวนับทรานซิสเตอร์ที่เอาต์พุต Q_1 และ Q_2 ซึ่งทั้ง 2 จะทำงานได้ก็ต่อเมื่อสัญญาณ clock ที่อินพุตของฟลิป-ฟลอปอยู่สถานะต่ำ ซึ่งจะเกิดได้เมื่อแรงดัน saw tooth มีค่ามากกว่าสัญญาณ error amplifier และสัญญาณ dead time control ดังนั้นการเพิ่มขนาดของสัญญาณควบคุมทั้งสองนี้จะทำให้ความกว้างของพัลส์ที่เอาต์พุตลดลง ดังแสดงในรูปที่ 39



รูปที่ 39 Timing diagram waveform ของ TL 494

ที่ขา dead time control จะมีแรงดันต่ออยู่ประมาณ 0.1 V แรงดัน off set อันนี้จะป้อนเข้าที่ขาอินเวอร์ตติ้งอินพุตของวงจร dead time comparator ดังนั้นเมื่อแรงดันตกคร่อม C_T สูงกว่า 0.1 V Comparator จะให้ เอาต์พุตเป็น high และทุกไซเคิลการออสซิเลต C_T จะคายประจุ และแรงดันต่ำกว่านี้ในตอนต้นของสัญญาณ ramp ทุกลูก ทางเอาต์พุตของ comparator จะมีช่วงเป็น low เสมอทำให้ทรานซิสเตอร์หยุดทำงาน (dead time) และด้วยคุณสมบัติทางฟิสิกส์ของทรานซิสเตอร์ จะทำงานแบบสวิตช์ทุกตัวในช่วง on จะมีการสะสมประจุในเบส ถ้าหากว่าช่วง off ไม่นานพอที่จะทำให้ประจุนี้ลดลงได้ ทรานซิสเตอร์จะทำตัวเสมือนลัดวงจรซึ่งเป็นลักษณะที่เราไม่ต้องการ วงจร PWM comparator ได้รับการออกแบบมาให้เปรียบเทียบแรงดันตกคร่อม C_C ซึ่งจะรวมกับแรงดัน off-set อีก

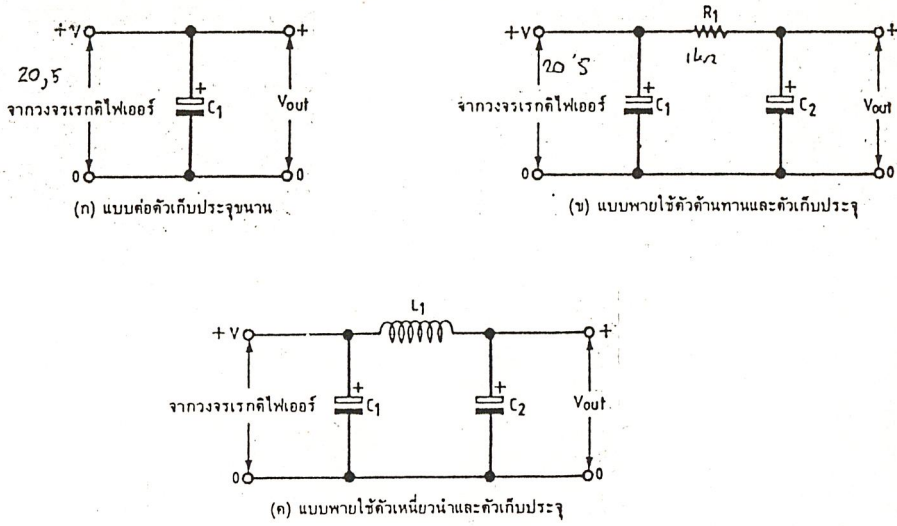
วงจรเรกติไฟร์และฟิลเตอร์ (Rectifier and Filter)

แรงดันไฟตรงที่ผ่านวงจรเรกติไฟร์เออร์มาแล้วจะยังไม่เป็นไฟตรงที่แท้จริง ยังมีองค์ประกอบของรูปคลื่นกระแสสลับปนออกมาอยู่บ้างที่เรียกกันว่า การกระเพื่อมของแรงดัน (ripple factor) โดยเฉพาะ วงจรเรกติไฟร์เออร์แบบครึ่งคลื่นจะมีอัตราการกระเพื่อมสูงกว่าแบบอื่นๆ ดังนั้นเพื่อให้ได้แรงไฟตรงสม่ำเสมอ จึงต้องมีวงจรกรองกระแส (Filter) เพิ่มเข้ามา โดยวงจรกรองกระแสที่นิยมใช้กันในปัจจุบัน และเป็นแบบง่ายที่สุดเห็นจะเป็นแบบที่มีตัวเก็บประจุต่อขนานกับแรงดันขาออก ซึ่งเป็นวงจรขาออกซึ่งเป็นวงจรที่ถูกออกแบบมาพร้อมกับวงจรอิเล็กทรอนิกส์ทั้งหลายเพราะสามารถจ่ายกระแสได้สูงสุดเท่าที่หม้อแปลงจะจ่ายได้

อีกแบบหนึ่งที่ใช้กันมากและพบเห็นบ่อยๆ คือแบบพายใช้ตัวต้านทานและตัวเก็บประจุ (RC Pi-section filter) วงจรกรองกระแสแบบนี้ จะพบเห็นได้ในวงจรปริแอมป์และวงจรที่และวงจรที่ต้องการอัตราการกระเพื่อมของแรงดันน้อยที่สุด แต่ข้อเสียของวงจรนี้คือกระแสจะถูกจำกัดด้วยค่าของตัวต้านทานที่ต่อเพิ่มเข้ามา โดยมีสัดส่วนของกระแสเท่ากับแรงดันที่ออกจากวงจรเรกติไฟร์เออร์หารด้วยค่าความต้านทาน ($I = V/R$) ตามกฎของโอห์ม

นอกจากนี้ ยังมี แบบพายใช้ตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุ (LC Pi-section filter) วงจรกรองกระแสแบบนี้มักจะไม่นิยมเท่าไร เนื่องจากต้องใช้ตัวเหนี่ยวนำที่มีขนาดใหญ่มากๆ เพื่อต้องการให้มีค่าความต้านทานต่ำและไม่ไปโหลดกระแสมากเกินไป นอกจากนี้ยังมีผลเนื่องจากสนามแม่เหล็กที่เกิดจากตัวเหนี่ยวนำเพราะการ กระเพื่อม

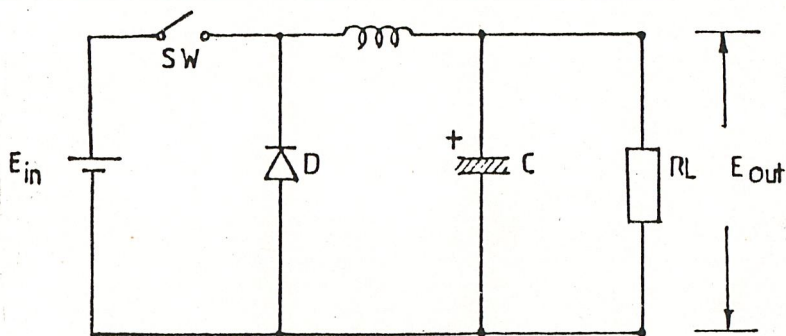
ของแรงดันจากอินพุท โดยส่วนใหญ่จะพบเห็นในวงจรเครื่องขยายเสียง และทีวีรุ่นเก่าๆ เพราะสามารถจ่ายกระแสได้สูง ในรูปที่ 40 แสดงวงจรกรองกระแสทั้ง 3 แบบดังกล่าวข้างต้น



รูปที่ 40 แสดงวงจรกรองกระแสแบบต่างๆ

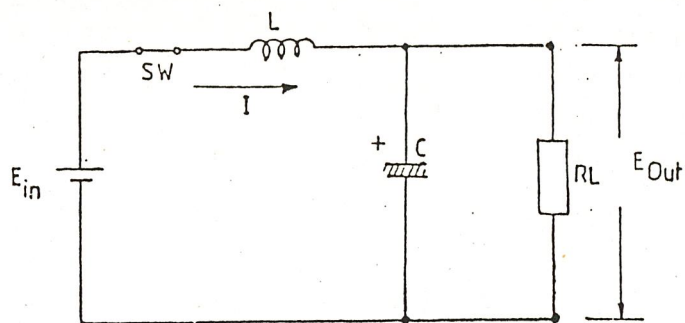
- การวิเคราะห์ห้วงจร Output Filter

การทำงานของ switching power supply ซึ่งอาศัยการ on-off ของ อุปกรณ์สวิทซ์ซึ่ง ป้อนสัญญาณ ให้กับทรานเฟอร์เมอร์สวิทซ์ ทางด้าน primary และ induce ไปยังขด secondary ดังนั้นสัญญาณเอาต์พุท ที่ขด secondary จึงมีลักษณะเป็น pulse ตามจังหวะการ on-off ของ อุปกรณ์สวิทซ์ซึ่ง การทำงานของวงจร rectifier และ filter จึงขึ้นอยู่กับสัญญาณ pulse input นี้ด้วยซึ่งเปรียบเสมือนการ on-off ของสวิทซ์



รูปที่ 41 แสดงการทำงานของวงจรฟิลเตอร์

พิจารณาช่วงที่ สวิตซ์ on



รูปที่ 42 ช่วงที่สวิตซ์ on

เป็นช่วงที่มี pulse เข้ามา diode ทำตัวเหมือนเปิดวงจร

$$E_{in} = L \frac{di}{dt} + E_{out} \tag{1}$$

เมื่อ E_{in} ; input voltage

L ; inductance filter

I ; current in circuit at SW. on

E_{out} ; dc output voltage

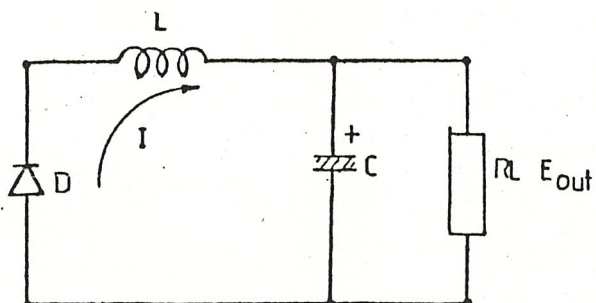
จากสมการที่ (1)

$$\frac{di}{dt} = \frac{E_{in} - E_{out}}{L} \tag{2}$$

จากสมการที่ (2)

$$I = \frac{E_{in} - E_{out}}{L} * t_{on} \tag{3}$$

พิจารณาช่วงที่สวิตซ์ off



รูปที่ 43 ช่วงที่สวิตซ์ off

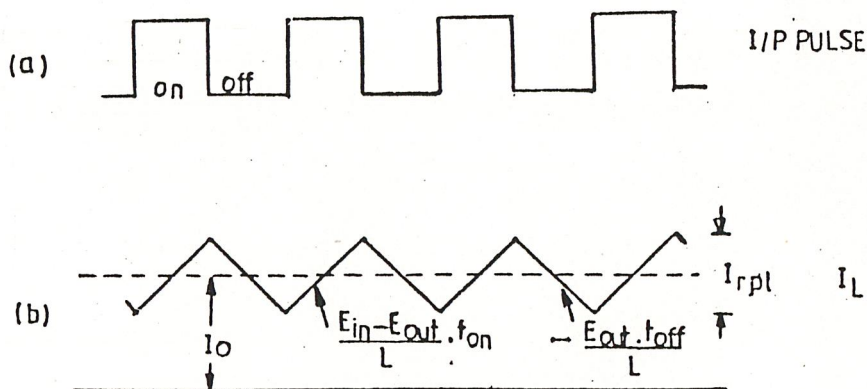
คือช่วงที่ไม่มี pulse เข้ามา diode ซึ่งทำตัวเสมือนตัดวงจร

$$L \frac{di}{dt} + E_{out} = 0 \tag{4}$$

$$\frac{di}{dt} = - \frac{E_{out}}{L} \tag{5}$$

$$I = - \frac{E_{out}}{L} * t_{off} \tag{6}$$

- การหาค่า L



รูปที่ 44 แสดง wave form ของสัญญาณ output

จากรูป 44 (b) และสมการที่ (3)

$$I_{pk} = \frac{E_{in} - E_{out}}{L} * t_{on} \tag{7}$$

เมื่อ

I_{pk} : peake current ที่ผ่าน L ,

t_{on} : ช่วงเวลาที่สวิตช์ on

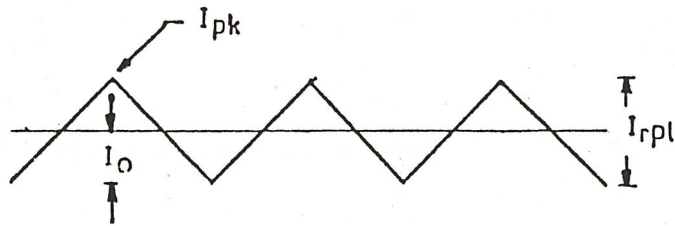
$$I_{ul} = \frac{I_{rpl}}{2} \quad (= I_o) \tag{8}$$

เมื่อ

 I_{rpl} ; peak ripple current I_{ul} ; average peak ripple current I_o ; output current

จากรูป 45

$$I_o = \frac{I_{rpl}}{2} \quad (=I_{ul}), I_{pk}=I_{rpl} \quad (9)$$



ผลของกระแสเนื่องจาก L

รูปที่ 45 แสดง wave form ของ ripple filter

จากสมการ (8) และ (9)

$$I_{pk} = I_{rpl} = 2I_{ul} \quad (10)$$

จากสมการ (7) และ (10)

$$2I_{ul} = \frac{E_{in} - E_{out}}{L} * t_{on} \quad (11)$$

จะได้ว่า

$$I_{ul} = \frac{E_{in} - E_{out}}{2L} * t_{on}$$

หรือ

$$I_{ul} = \frac{1}{5} I_{o(max)} \quad \text{ถึง} \quad \frac{1}{20} I_{o(max)} \quad (12)$$

จากสมการ (11) และ (12)

$$L \geq (2.5-10) \frac{E_{in} - E_{out}}{I_{o(max)}} * t_{on} \quad (13)$$

เมื่อ

$$E_{out} = (t_{on}/T) * E_{in} \quad (14)$$

$$T = \frac{1}{f} \quad (15)$$

จากสมการ (13) และ (14)

$$L \geq (2.5-10) \frac{E_{in} - E_{out}}{I_{o(max)}} * \frac{E_{out}}{E_{in}} * t_{on} \quad (16)$$

-การหาค่า C

การจะหาค่า C ได้เราจะต้อง ripple voltage peak to peak ($4E_o$)

ก่อน จากสูตร

$$E_o = \frac{1}{C} \int i dt \quad (17)$$

$$E_o = \frac{I_{rpl} * t_{off}}{C} \quad (18)$$

เมื่อ $I_{rpl} = I_{pk}$ ดังนั้น

$$E_o = \frac{I_{pk} * t_{off}}{C} \quad (19)$$

$$C = \frac{I_{pk} * t_{off}}{E_o} \quad (20)$$

จากสมการ (10) และ (20)

$$C = \frac{(E_{in} - E_{out}) * t_{off}}{L} * \frac{t_{off}}{E_o} \quad (21)$$

จากสมการ (9) และ (14)

$$I = \frac{(t_{on} * E_{in}) * t_{off}}{T * L} \quad (22)$$

จาก $\delta = \frac{t_{on}}{T}$ และสมการ (22)

$$I = -\delta * \frac{E_{in} * T * (1 - \delta)}{L} \quad (23)$$

ถ้า $\delta = \frac{1}{2}$, $t_{on} = t_{off} = \frac{1}{2} T$

แทนในสมการ (22)

$$C = \frac{E_{in} - E_{out}}{4 E_o * L} * T^2 \quad (24)$$

การคำนวณหาจำนวนรอบของ inductor filter

จากสูตร $L = A L * N^2 * 10^{-9}$ (25)

$$N = \sqrt{\frac{L * 10^{-9}}{A L}} \quad \text{turn} \quad (26)$$

เมื่อ

N ; จำนวนรอบ (T)

AL; ปริมาตรของขดลวด (nH/T²)

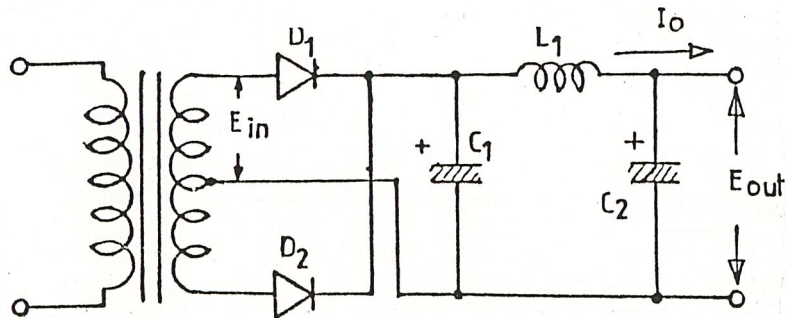
L ; inductance (H)

การออกแบบวงจร filter

ในการออกแบบวงจร filter นั้น สิ่งที่ต้องทราบคือ Eout แรงดันทางด้านเอาต์พุท (DC output voltage) Io(max) กระแสสูงสุดทางด้านเอาต์พุท (maximum output current) Ein แรงดันสูงสุดทางด้านอินพุท (input voltage peak to peak) แรงดันกระเพื่อมสูงสุดที่เอาต์พุท (ripple voltage peak to peak) และ f ความถี่ในการสวิตช์ (switching frequency)

ตัวอย่างในการออกแบบวงจร filter

- ความถี่ 20 kHz
- แรงดันเอาต์พุท 5 V
- แรงดันอินพุท 7.5 V
- กระแสเอาต์พุท 30 A
- แรงดัน ripple 50 mV



รูปที่ 46 full wave π filter

1 หาค่า L1

$$\begin{aligned}
 L &= (2.5-10) \frac{E_{in}-E_{out}}{I_o(max)} * \frac{E_{out}}{E_{in}} * t_{on} \\
 &= 10 \frac{(7.5-5)}{30} * \frac{5}{7.5} * \frac{1}{40 * 1000} \\
 &= 14 \mu H
 \end{aligned}$$

2 หาค่า C1

$$C = \frac{E_{in} - E_{out}}{4E_0 * L} * T^2$$

$$= \frac{7.5 - 5}{4 * 50 * 10^{-3} * 14 * 10^{-6}} * (1)^2$$

$$= 558 \mu F$$

3 หาค่า C2

$$C2 = C1$$

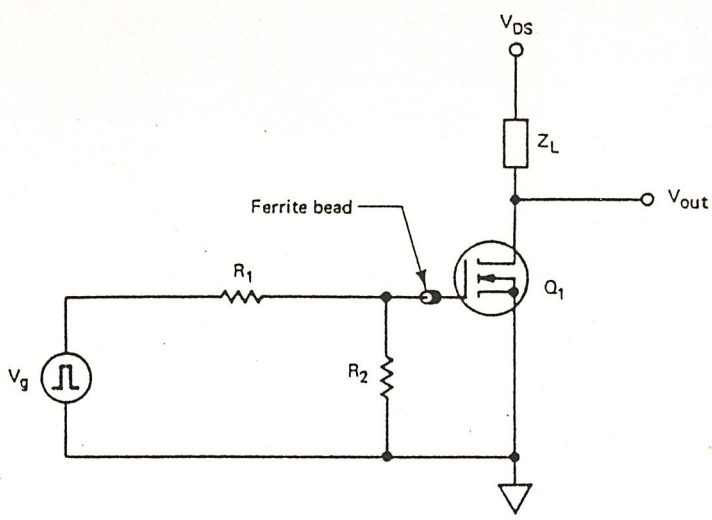
$$= 558 \mu F$$

การใช้เพาเวอร์มอสเฟตในวงจรสวิทชิง

วงจรสวิทชิงเพาเวอร์ที่พบหลาย นี้ถูกออกแบบให้เพาเวอร์มอสเฟตเป็นอุปกรณ์สวิทชิงซึ่งมีข้อดีว่าการใช้ไบโพล่าทรานซิสเตอร์มาก เพราะเพาเวอร์มอสเฟตสามารถทำงานที่ความถี่สูงได้ดีกว่า (สำหรับวงจรมอสเฟตให้ความถี่ประมาณ 40 kHz) จึงไม่ต้องกังวลข้อจำกัดเหมือนการใช้ ไบโพล่าทรานซิสเตอร์ และการทำงานที่ความถี่สูง switching power supply มีขนาดเบาและน้ำหนักน้อยลงนอกจากข้อดีในด้าน ความเร็ว แล้ว ยังไม่มีปรากฏการณ์ thermal runaway อีกด้วย

-การพิจารณาในการออกแบบวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟต

เพาเวอร์มอสเฟตเป็นอุปกรณ์ที่ควบคุมโดยศักดาไฟฟ้าที่ขาเกต และขาซอสเพื่อที่จะทำให้กระแสที่ไหลผ่านขาเดรน ซึ่งขาเกตของเพาเวอร์มอสเฟต จะถูกแบ่งแยกจากซอสโดยชั้น SiO₂ ดังนั้นมันจึงมีเกนและอินพุทอิมพีแดนซ์สูงมาก ในการเปิดเพาเวอร์มอสเฟต ให้นำกระแสได้ จำเป็นต้องมีกระแสไป ชาร์จ ตัวเก็บประจุ อินพุทภายในเวลาที่ต้องการ ซึ่งค่าความเก็บประจุนี้เป็นผลรวมของความเก็บประจุที่ขาเกตกับขาซอส และความเก็บประจุของขาเกตกับเดรน ดังนั้นแหล่งจ่ายศักดาสำหรับขั้วควรมีอิมพีแดนซ์ (Rx) ต่ำๆ เพื่อจะทำให้ เพาเวอร์มอสเฟตสามารถทำงานได้ด้วยความเร็วสูง แต่การทำงานที่ความถี่สูงๆ นั้น จำเป็นต้องมีการออกแบบที่ดีเพื่อลดปัญหาต่างๆ ที่อาจเกิดขึ้น โดยเฉพาะการเกิดออสซิลเลท รูปต่อไปนี้แสดงการขับเพาเวอร์มอสเฟต ทั่วๆ ไป ในโหมด common source

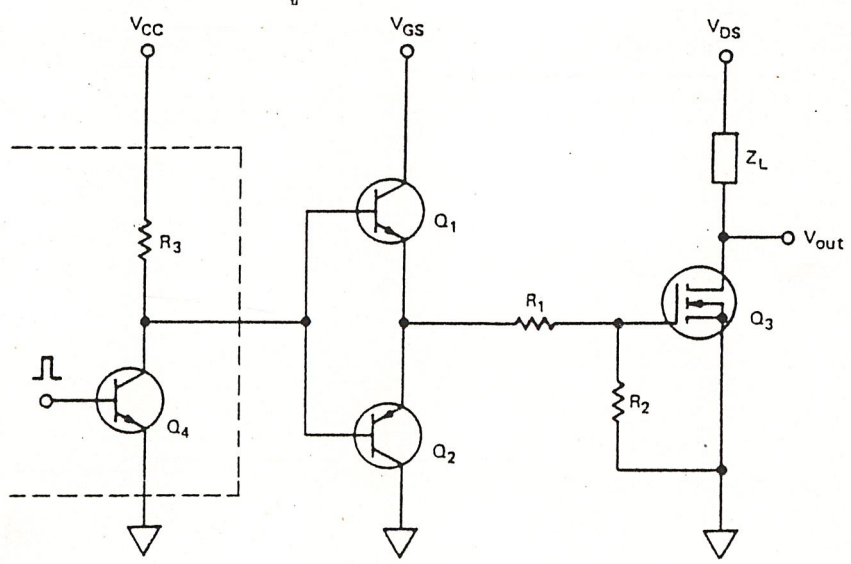


รูปที่ 47 แสดงการใช้เพาเวอร์มอสเฟตเป็นสวิตช์ในลักษณะ common source

จากรูปความต้านทาน R_1 ค่าต่ำๆ ที่ต่ออนุกรมกับเพาเวอร์มอสเฟตนั้นเพื่อเป็นการป้องกันการออสซิลเลท ส่วน R_2 มีไว้สำหรับช่วยในการ turn-off ของเพาเวอร์มอสเฟต และป้องกันไม่ให้มีแรงดันกระชากไปทำลายขาเกต ของเพาเวอร์มอสเฟต เนื่องจาก stray inductance

- วงจรที่ใช้กับเพาเวอร์มอสเฟต

การขับเพาเวอร์มอสเฟตจาก TTL โดยใช้ร่วมกับวงจร complementary emitter follower แสดงในรูปที่ 48



รูปที่ 48 อิมิตเตอร์ฟอลโลเวอร์ขับเพาเวอร์มอสเฟตใช้ร่วมกับ TTL และ เพาเวอร์มอสเฟตทำให้การสวิตช์ดีขึ้น

ทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 ต้องเลือกที่มีค่าเกนและรับกระแสได้สูง สมการต่อไปนี้จะใช้ในการคำนวณกระแสที่ไหลในทรานซิสเตอร์ที่ on (Q_1) และทรานซิสเตอร์ที่ off (Q_2) กระแสขาร์ที่คำนวณได้ดังนี้

$$I_{charge} = \frac{C_{gs} * V_{gs}}{t_r}$$

และ
โดยที่

$$C_{gs} = C_{iss} - C_{rss}$$

- C_{gs} ; ค่าความเก็บประจุระหว่างเกตกับซอส, pF
- C_{iss} ; ค่าความเก็บประจุอินพุท, pF
- C_{rss} ; ค่าความเก็บประจุส่งกลับ (reverse transfer capacitance: pF)
- V_{gs} ; ค่าศักดาประหว่างเกตกับซอส, V
- t_r ; rise time ของพัลส์อินพุท, nS

ถ้าเราสมมติว่า rise time มีค่าเท่ากับ fall time กระแส discharge จะเป็นดังนี้

$$I_{dis} = \frac{C_{rss} * V_{ds}}{t_r}$$

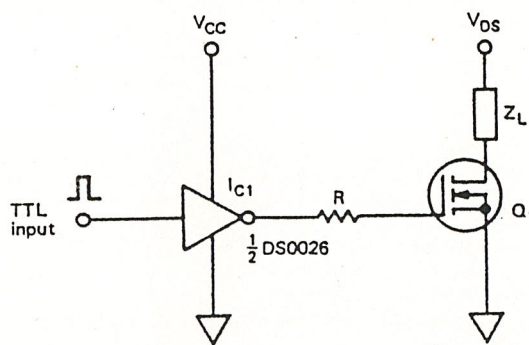
เมื่อ V_{ds} ; เป็นศักดาจากเดรนไปซอส, V

การคำนวณพลังงานสูญเสียใน buffer transistor แต่ละตัวมีสูตรดังนี้

$$P = V_{ce} * I_c * t_r * f$$

- โดยที่ V_{ce} ; ศักดาอิมิตัวของ buffer, V
- I_c ; กระแสคอลเลคเตอร์ของ buffer transistor, A
- f ; ความถี่ที่ transistor สวิตช์, kHz

และทางเลือกอื่นในการขับเพาเวอร์มอสเฟต ก็ทำได้โดยการใช้วงจรรวมชนิดมี buffer พิเศษดังรูปที่ 49



รูปที่ 49 แสดงการใช้วงจรรวม buffer ในการช่วย TTL ขับเพาเวอร์มอสเฟต

ส่วนวงจรที่ใช้ในโครงงานนี้เป็นการนำเอาที่พหุจาก TL 494cn ซึ่งมี R-pull up มาขับเคลื่อน complementary emitter follower ให้สามารถสวิตช์ได้ดีมี rise time น้อย จากนั้นผ่านการ isolate ด้วยหม้อแปลง แล้วจะถูกรักษาระดับแรงดันโดย zener diode ซึ่งการต่อในลักษณะนี้จะทำให้การขับเคลื่อนของเพาเวอร์มอสเฟตมีความปลอดภัยมากขึ้นเพราะสามารถรักษาระดับแรงดันได้ทั้งไฟบวกและไฟลบสำหรับขับเพาเวอร์มอสเฟต จึงเป็นการรับรองอีกชั้นหนึ่งว่าจะไม่มีการ on เพาเวอร์มอสเฟต พร้อมกันทุกตัว เป็นการออกแบบวงจรที่ดีมีการป้องกันการเสียหายที่อาจจะเกิดขึ้น หลังจากนั้นสัญญาณการสวิตช์นี้จะถูกส่งไปยัง power transformer เพื่อส่งกำลังไปยังภาคเอาต์พุตต่อไป

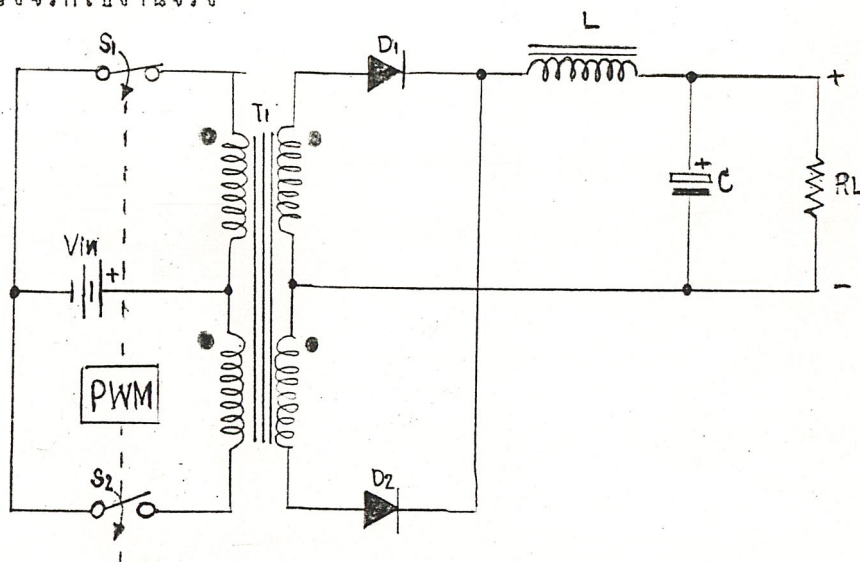
#####

บทที่ 3 การสร้างวงจร

ในการสร้างวงจร จะใช้หลักการและทฤษฎี เริ่มต้นจากบทแรกๆ ที่ได้กล่าวไว้แล้ว ซึ่งในบทนี้จะเป็น การอธิบายถึงลักษณะ และรายละเอียด ของวงจรสำหรับโครงการนี้ โดยเฉพาะส่วนสำคัญของวงจรมันก็คือ วงจรควบคุมแบบ PWM (Pulse Width Modulator) โดยใช้ไอซีเบอร์ TL 494 CN ซึ่งเป็นวงจร PWM ที่สมบูรณ์คือ มีทั้งออสซิลเลเตอร์ , คอมพาราเตอร์ , ไดรฟ์เวอร์ , เคอร์เรนทลิมิต , เดทไทม์คอนโทรลซึ่งทั้งหมดอยู่ในตัวไอซี

หลักการเบื้องต้น

ในโครงการนี้จะใช้วงจรพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์แบบ พุช-พูล ในการสร้าง วงจรที่ใช้งานจริง



รูปที่ 1 วงจรพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์แบบ พุช-พูล

จากรูปทรานส์ฟอร์มเมอร์จะมามีการทำงานสลับกัน โดยการ on และ off สวิตช์ 1 และ 2 โดยเมื่อ S1 ปิด กระแสจะไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำไปสู่โหลด ทำให้กระแสแรงดัน ตกคร่อมโหลด และมีขั้วเหมือนกับอินพุท และ D1 จะถูกไบอัสกลับในตอนนั้นและเมื่อสวิตช์เปิด สนามแม่เหล็กที่ตัวเหนี่ยวนำจะยุบตัว คายพลังงานออกมาในรูปกระแสทำให้ไดโอดได้รับไบอัสตรง นำกระแสไหลผ่านตัวเก็บประจุและโหลด แรงดันที่ตกคร่อมโหลด จึงยังมีขั้วเหมือนเดิม ไดโอดในวงจรมักจะถูกเรียกว่า ไดโอดฟรีวิลลิง หรือ ไดโอดฟลายวิล

เพราะการทำงานดังกล่าว กระแสเอาต์พุตที่ได้จะต่อเนื่องถึงแม้ขณะที่กระแสอินพุตจะมีลักษณะเป็นพัลส์ และในทำนองเดียวกัน เมื่อ S1 off และ S2 on ก็จะมีการทำงานในลักษณะเดียวกันนี้ สำหรับการ on และ off ของสวิทช์นี้สามารถควบคุมได้โดยใช้พัลส์จรรยาควบคุม (PWM) จากรูปที่หนึ่งจะเห็นว่าตัวเหนี่ยวนำ L และตัวเก็บประจุ C ประกอบกันเป็นวงจรฟิลเตอร์ ทำให้ได้แรงดันตกคร่อมโหลด RL ซึ่งปริมาณของแรงดันนี้ก็จะขึ้นอยู่กับคาบเวลาทำงานของวงจร PWM โดย

$$V_{out} = V_{in} * t_{on} / (t_{on} + t_{off})$$

- เมื่อ V_{in} : แรงดันทางด้านอินพุต
- V_{out} : แรงดันทางด้านเอาต์พุต
- t_{on} : ช่วงเวลาที่นำกระแส
- t_{off} : ช่วงเวลาที่หยุดนำกระแส

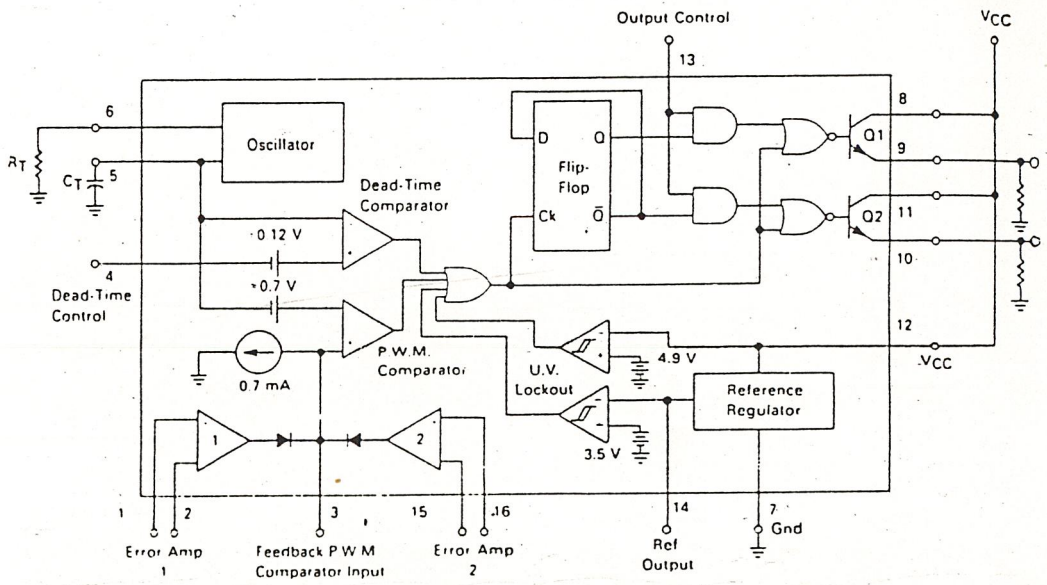
จากสมการนี้จะเห็นว่าแรงดันทางด้านเอาต์พุตจะสามารถเปลี่ยนแปลงได้ โดยการเปลี่ยน t_{on} และ t_{off} ของวงจรควบคุมซึ่งเมื่อโหลด RL มีค่ามากขึ้น V_{out} จะลดลงดังนั้นจึงต้องมีวงจรคอยตรวจสอบระดับแรงดัน V_{out} ให้คงที่อยู่ตลอดเวลาโดยใช้วงจร error amplifier sensor ที่อยู่ในไอซี TL 494CN เป็นวงจรเปรียบเทียบโดยเมื่อ V_{out} ลดลง วงจรนี้จะส่งสัญญาณไปให้วงจร PWM ผลิตสัญญาณ Pulse ให้มี period ยาวนานขึ้น ทำให้ช่วง t_{on} ของสวิทช์ นานขึ้น ส่งผลให้สามารถยกระดับ V_{out} ขึ้นมาได้ ดังนั้น V_{out} ของวงจรก็จะมีค่าคงเดิม

วงจรควบคุม PWM (Pulse Width Modulator)

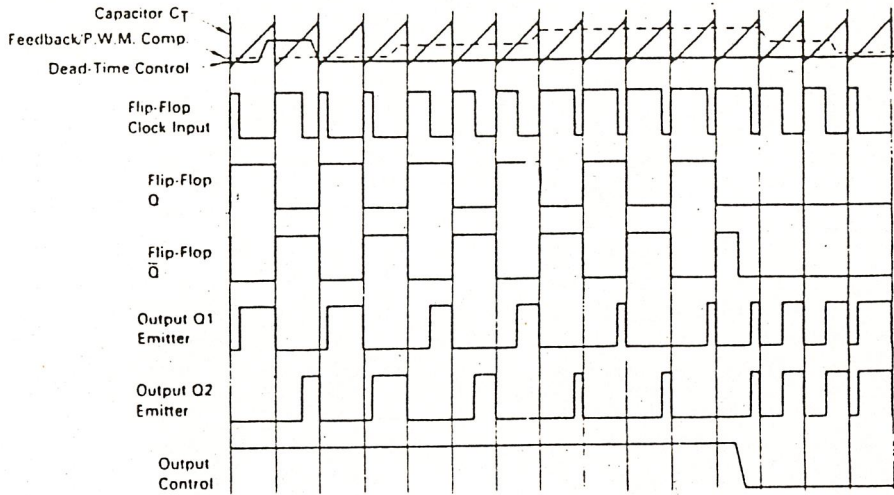
วงจรควบคุมภายใน IC PWM (U1) พิจารณาจากรูปที่ 2 ประกอบจะสร้างความถี่ออกมาโดยความถี่ที่สร้างจะขึ้นอยู่กับ R_T (R_u) และ C_T (C_u) แรงดันคร่อม C_T จะเป็นสัญญาณรูปฟันเลื่อย (SAWTOOTH) หรือบางทีก็เรียกว่าสัญญาณแรมป์ (RAMP) สัญญาณแรมป์นี้จะถูกเปรียบเทียบกับระดับของไฟตรงจากเอาต์พุตของวงจรขยายความแตกต่าง (ERROR AMP) ผลที่ได้ ก็คือสัญญาณพัลส์ทางเอาต์พุตที่มีค่า T_{on} เปลี่ยนแปลงไปตามระดับไฟตรงที่เข้ามาทางขา INVERTING อินพุตของวงจรคอมพาราเตอร์ ระดับไฟตรงนี้เปลี่ยนแปลงเป็นสัดส่วนกับแรงดันทางเอาต์พุต (V_{out}) ที่จะถูกป้อนเข้าทางขา NON - INVERTING อินพุตของ ERROR AMP โดยที่ขา INVERTING

อินพุทของ ERROR AMP จะมีแรงดันอ้างอิง (V_{ref}) อันหนึ่ง ความแตกต่างระหว่าง ส่วนของ V_{out} และ V_{ref} นี้จะถูกลบขายแล้วป้อนเข้าสู่วงจรคอมพาราเตอร์ที่กล่าว แล้ว วงจรต่างๆ ที่กล่าวมาแล้วนี้จะอยู่ในไอซี TL494 CN ดังรูปที่ 2 จะแสดงบล็อกไดอะแกรม ภายในส่วนรูปที่ 3 นี้จะแสดง TIMING DIAGRAM ต่าง ๆ ไอซี TL494 ด้รับการออกแบบมาสำหรับเรื่องนี้โดยเฉพาะในส่วนของเอาต์พุท คือ ทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 นั้น สามารถจะควบคุมได้ (โดยขาเอาต์พุทคอนโทรล) ถ้าหากขาควบคุมเป็น "High" ทั้ง Q_1 และ Q_2 ก็จะทำงานสลับกัน (ใช้สำหรับวงจรแบบ PUSH PULL) หรือถ้าขาควบคุมเป็น "LOW" ทั้ง Q_1 และ Q_2 ก็จะทำงานในแบบที่ขนานกัน

นอกจากนี้ก็ยังมียังมีวงจรเพิ่มเติมอีกบางส่วน เพื่อให้ไอซีมีฟังก์ชันการทำงานที่สมบูรณ์มากกว่านี้ คือ วงจร DEAD TIME COMPARATOR เพื่อป้องกันกระแสเกิน วงจรป้องกัน กระแสเกินจะทำงานโดยอาศัยแรงดันซึ่งเกิดจากกระแสสูงถึงค่าที่ตั้งไว้ ERROR AMP ส่วนนี้ จะส่งผลไปลด t_{on} ของทรานซิสเตอร์ส่วนลอจิกเกตและฟลิปฟลอป จะทำหน้าที่ควบคุมการทำงานของทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 ภายในไอซี



รูปที่ 2 Block Diagram ของ TL 494CN



รูปที่ 3 Timing Diagram

วงจรและรายละเอียดการทำงาน

จากรูปที่ 4 แสดงวงจรของ DC-DC CONVERTER U_1 ทำหน้าที่เป็นวงจร PWM คอยควบคุมการทำงานโดยจะส่งพัลส์สี่เหลี่ยมออกมาทางขา 9 และขา 10 ของ U_1 ที่มีรูปร่างของสัญญาณเหมือนกับแต่กลับเฟสกัน เพื่อเป็นการสวิตช์ให้ TRANSISTOR Q_5 และ Q_6 ทำงานสลับกันในหนึ่ง CYCLE เมื่อ TRANSISTOR Q_5 นำกระแส ก็จะมีสัญญาณไปทริกที่ขาเกตของเพาเวอร์มอสเฟต $Q_7, Q_{10}, Q_{12}, Q_{14}$ ที่ต่อขนานกันอยู่เป็นผลทำให้เพาเวอร์มอสเฟตทำงาน และมีกระแสไหลผ่าน TRANSFORMER T_1 ทำให้มีการส่งผ่านพลังงานไปยังขด SECONDARYต่อไปในทำนองเดียวกันเมื่อ TRANSISTOR Q_6 นำกระแสก็จะมีสัญญาณไปทริกที่ขาเกตของเพาเวอร์มอสเฟต Q_8, Q_9, Q_{11}, Q_{13} ที่ต่อขนานกันอยู่ ทำให้เพาเวอร์มอสเฟตทำงานทำให้มีการส่งผ่านกำลังไปให้ T_1 เช่นเดียวกัน ส่วนซีเนอร์ไดโอด ZD_1, ZD_2 ที่ถูกต่ออยู่ระหว่างขา DRAIN กับขา SOURCE ของ เพาเวอร์มอสเฟตเพื่อป้องกันการคายพลังงานสะสมที่ออกมาจากหม้อแปลง T_1 เนื่องจากการคายประจุของคอนเดนเซอร์ทางเอาต์พุตในช่วงที่เพาเวอร์มอสเฟตหยุดนำกระแส

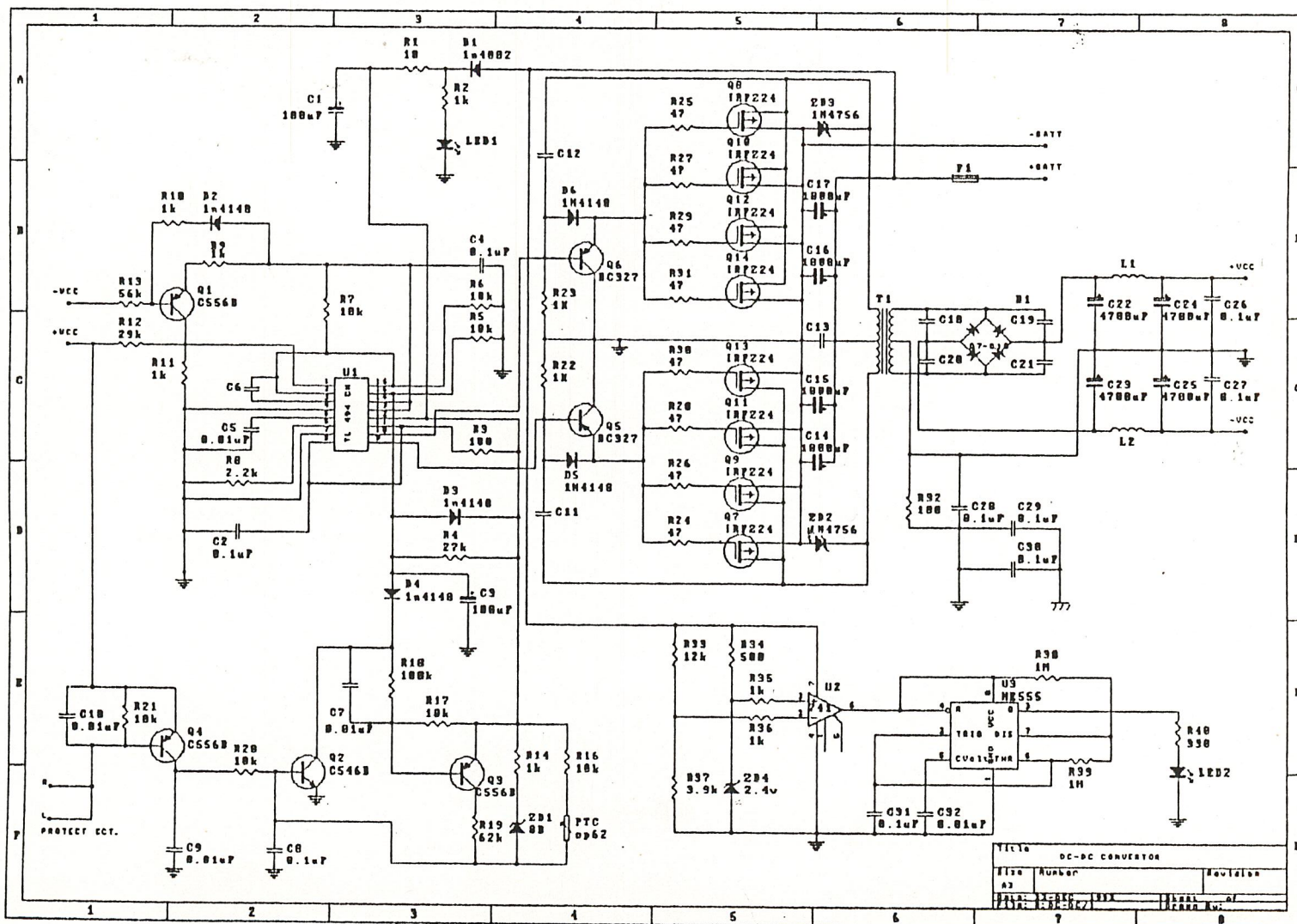
ในส่วนของเอาพุตจะทำการ RECTIFIER โดย D7, D8, D9, D10 จะต่อกันแบบบริดจ์เนื่องจาก PULSE มีขนาดแปรเปลี่ยนไปตามการควบคุมเพื่อให้สัญญาณบวกและ

ดบนสมมาตรกัน ส่วนวงจรกรองกระแส ให้วงจรกรองกระแสแบบพาส (LC PI - SECTION FILTER) เพราะสามารถจ่ายกระแสได้สูง โดยใช้ตัวเหนี่ยวนำ $L1$ ละเอียดเก็บประจุ C_{22}, C_{24} กรองกระแสในซีกบวกส่วน $L2, C23, C25$ ทำการกรองกระแสในซีกลบ

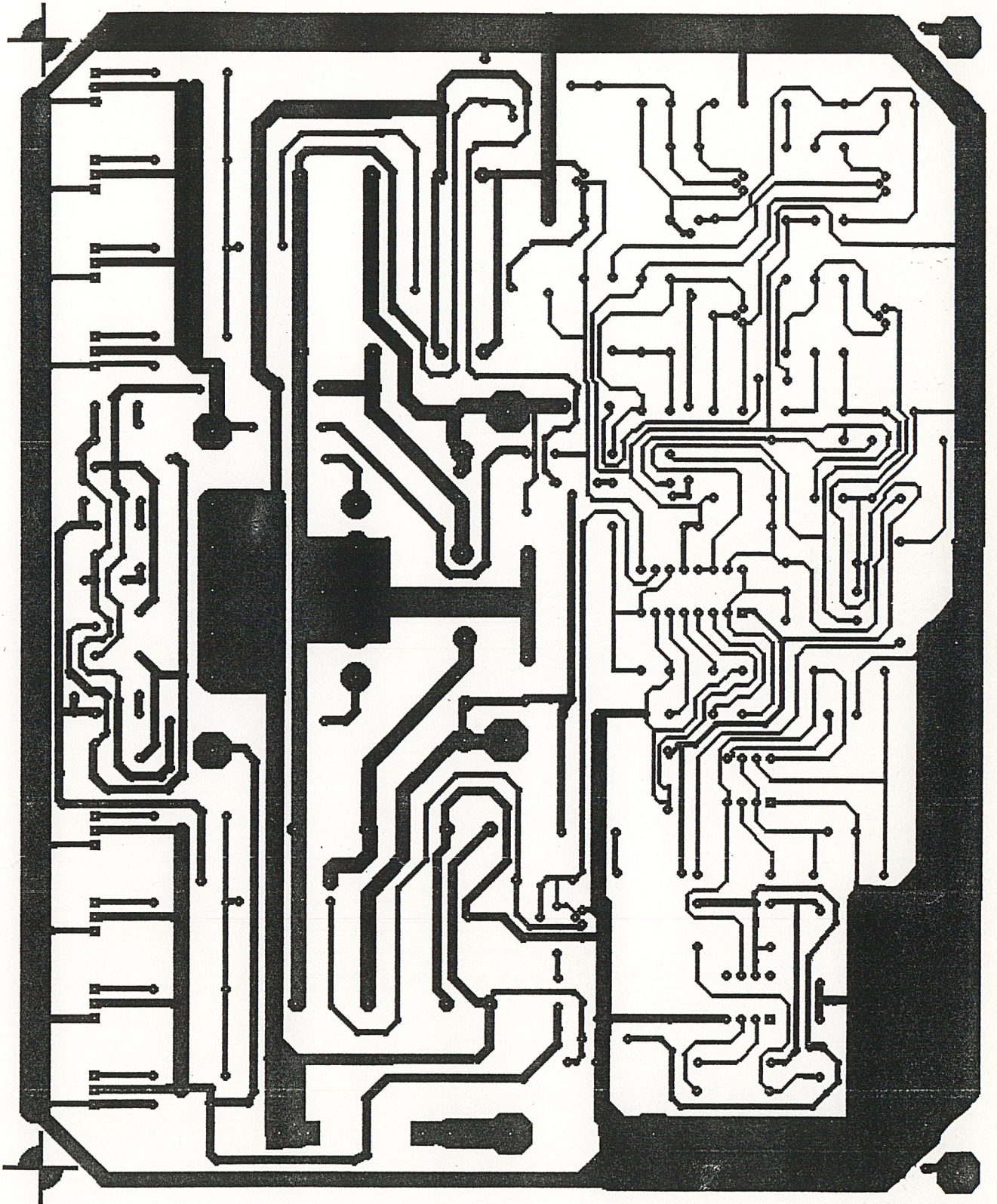
ในส่วนของวงจรป้องกันจะประกอบไปด้วยวงจรป้องกันเครื่องร้อนเกินไปโดยใส่ PTC (POSITIVE TEMPERATURE COEFFICIENT) เป็นตัวควบคุมโดยเมื่ออุณหภูมิสูงขึ้นค่าความต้านทานของ PTC ก็จะสูงตามไปด้วย ทำให้แรงดันตกคร่อมตัวมันสูงขึ้น เป็นผลทำให้ ZD_1 ทำงาน จึงมีกระแสไหลไปที่ขา BASE ของ Q_2 ทำให้ TRANSISTOR Q_2 ทำงานเป็นผลให้วงจร ERROR AMP ภายใน IC หยุดการสร้างสัญญาณ PULSE ที่ขา 9 และ ขา 10 ทั้งนี้ ส่วนวงจรป้องกันเมื่อไปจากแบตเตอรี่สูงเกินไปหรือต่ำเกินไปจะใช้ Q_3 เป็นสวิทช์โดยเมื่อมีไฟสูงเกินค่าที่ตั้งไว้ด้วย ZD_1 ซีเนอร์ไดโอดก็จะเริ่มทำงาน เช่นเดียวกันถ้าไฟต่ำกว่าค่าที่ตั้งไว้ด้วย R_{16}, R_{17}, R_{19} TRANSISTOR Q_3 ก็จะทำงานโดยจะมีสัญญาณไฟไบเอลลให้กับ Q_2 เหมือนกัน นอกจากนี้ยังสามารถต่อวงจร PROTECTION ของเครื่องขยายเสียงมาควบคุมการทำงานได้โดยที่เมื่อมีสัญญาณจากวงจร PROTECTION oct ก็จะทำให้ Q_4 ได้รับการไบเอลล ทำให้มีกระแสไปไบอัสให้กับทรานซิสเตอร์ Q_2 และทรานซิสเตอร์ Q_2 ก็จะทำการควบคุมวงจร ERROR AMP ให้หยุดการส่งสัญญาณ PULSE ที่ขา 9 และขา 10 ทั้งนี้

นอกจากวงจรป้องกันต่าง ๆ ที่กล่าวมาแล้วนั้น ยังได้เพิ่มเติมวงจรเตือนเมื่อไฟจากแบตเตอรี่ต่ำลงกว่าที่ตั้งไว้ด้วย $R33, R37$ โดยไอซี U_2 จะทำการเปรียบเทียบสัญญาณแล้วส่งสัญญาณไปที่ไอซี U_3 เพื่อผลิตสัญญาณไฟกระพริบมีเขี้ยวเตือนให้ทราบว่าจะควรจะนำแบตเตอรี่ไปทำการชาร์ตแบตเตอรี่ต่อไป

3114 4 1400000000 DC-DC converter



TITLE		
DC-DC CONVERTOR		
Rev	Number	Revision
A2		
Drawn	Checked	Approved
DATE	BY	DATE
11/11/87	SK	11/11/87
Drawn	Checked	Approved
DATE	BY	DATE
11/11/87	SK	11/11/87



รูปที่ 5 ลายทองแดงของแผ่นวงจรพิมพ์

รายการอุปกรณ์

ตัวต้านทาน 1/4 W \pm 5%

R1-10	1 ตัว
R2, R3, R10, R11, R22-1k	7 ตัว
R23, R14	
R12-29k	1 ตัว
R13-56k	1 ตัว
R8-22k	1 ตัว
R24, R31-47	2 ตัว
R20, R21, R17-10k	7 ตัว
R16, R5, R6, R7	
R19-62k	1 ตัว
R18-100k	1 ตัว
R3, R32-100	2 ตัว
R4-27k	1 ตัว
R33-12k	1 ตัว
R34-500	1 ตัว
R35-1k	1 ตัว
R36-1k	1 ตัว
R37-3.9k	1 ตัว
R38-1M	1 ตัว
R39-1M	1 ตัว
R40-330	1 ตัว
PTC-OP62	1 ตัว

ตัวเก็บประจุ

C1, C3-100 μ F/16V	2 ตัว
C2, C13-0.1 μ	2 ตัว
C6-100H	1 ตัว
C5-0.01 μ F	1 ตัว
C26, C27-0.1k100	2 ตัว

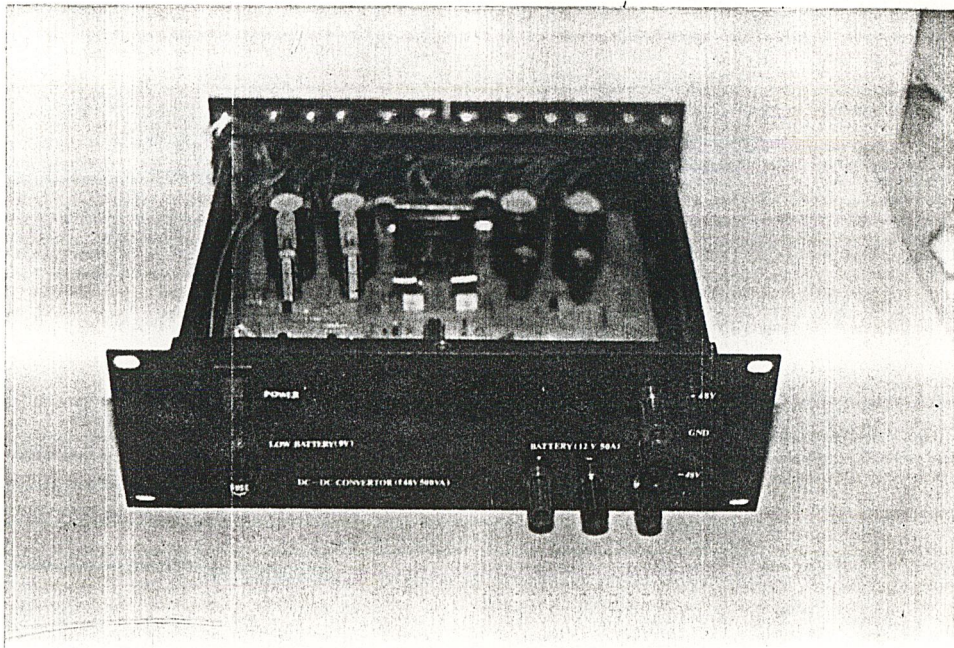
C22, C23, C24-4700 μ F/50V	4 ตัว
C25	
C18, C19, C20, C21-680H	4 ตัว
C10, C9, C7-0.01 μ F	3 ตัว
C8, C4, C28-0.1 μ	3 ตัว
C11, C12-330	2 ตัว
C14, C12-1000 μ F/35V	4 ตัว
C16, C17	
C29, C30-0.1k100	2 ตัว
C31-0.1 μ F	1 ตัว
C32-0.01 μ F	1 ตัว

อุปกรณ์สารกึ่งตัวนำ

IC-TL494cn, 741, 555	3 ตัว
Q1, Q3, Q4-BC556	3 ตัว
Q2-BC546	1 ตัว
Q5, Q6-BC327	2 ตัว
Q7, Q8, Q9, Q10, -IRFZ24	8 ตัว
Q11, Q12, Q13, Q14	
D1-1N4002	1 ตัว
D2, D3, D4, D5, D6-1N4148	5 ตัว
D7, D8, D9, D10-BYV29	4 ตัว
ZD1-8B(motorola)	1 ตัว
ZD2, ZD3-1N4756	2 ตัว
ZD4-2.4V 1W	1 ตัว
L1, L2 -5 μ H	2 ตัว
อื่นๆ	
F1-ฟิวส์ 5 A พร้อมกระบอก	1 ชุด
T1-หม้อแปลง EI-50	1 ตัว
LED-แดง, เขียว	2 ตัว

การสร้างและประกอบ

ในส่วนของวงจรพิมพ์คงไม่มีอะไรยุ่งยาก เริ่มต้นด้วยการลงอุปกรณ์ตัวเล็กๆ ก่อนจากนั้นจึงค่อยลงอุปกรณ์ตัวใหญ่ๆ สำหรับอุปกรณ์ที่มีขั้วควรตรวจทานให้ถูกต้องเสียก่อน เพราะหากวางกลับขั้วกันอาจทำให้เกิดผลหลายอย่าง เช่น วงจรไม่ทำงาน, แรงดัน-กระแสไม่ตรงตามต้องการ หรืออาจจะร้ายแรงถึงขั้นอุปกรณ์เสียหายไปเลยก็ได้ โดยเฉพาะไอซี, จุดต่อสายต่างๆ ต้องบัดกรีให้แน่นและยึดให้มั่นคง ป้องกันการโยกคลอนเมื่อใช้งาน ทำให้ต้องระวังเป็นพิเศษ ในการติดตั้งตัวเพาเวอร์มอสเฟตและเพาเวอร์ไดโอด ต้องทำการติดตั้งลงบนแผ่นระบายความร้อน โดยลากสายไฟออกมาจากแผ่นวงจร



รูปที่ 7 แสดงเครื่องที่สร้างเสร็จแล้ว

การเดินสายไฟภายในและการวางอุปกรณ์ต่างๆ สามารถดูรูปที่ 7 ประกอบ
เพื่อให้เข้าใจดียิ่งขึ้น ซึ่งในการเดินสายไฟและการลงอุปกรณ์ควรระมัดระวังเป็นพิเศษอย่า
ให้มีการลัดวงจรโดยเด็ดขาด เพราะวงจรนี้ต่ออยู่กับ แบตเตอรี่ขนาด 12 V 50 A ซึ่งมี
กระแสสูงมาก

#####

บทที่ 4

ผลการทดลอง

วัตถุประสงค์

- 1 เพื่อทดสอบประสิทธิภาพในการทำงานของภาคต่างๆ ภายในวงจร
- 2 เพื่อศึกษาและเปรียบเทียบผลการคำนวณในทางทฤษฎีและภาคปฏิบัติ ว่ามีความแตกต่างมากน้อยแค่ไหน

เครื่องมือที่ใช้ในการทดลอง

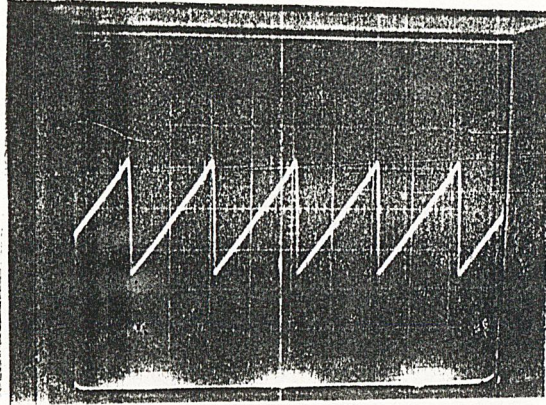
- | | |
|----------------------------|-----------|
| 1 แบตเตอรี่ขนาด 12V, 70A | 1 เครื่อง |
| 2 Oscilloscope | 1 เครื่อง |
| 3 Multimeter | 1 เครื่อง |
| 4 เครื่อง DC-DC Converter | |
| 5 ความต้านทาน (DUMMY LOAD) | |

ขั้นตอนการทดลอง

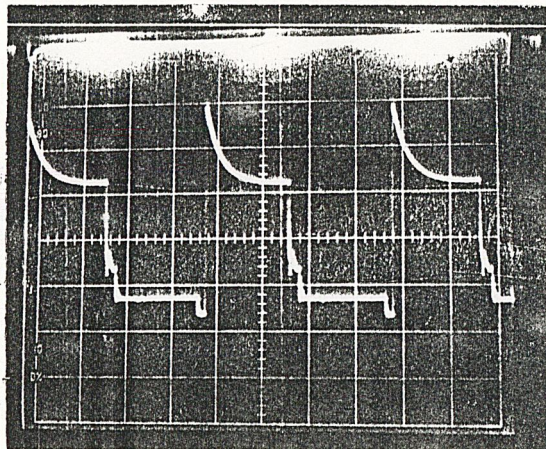
- 1 ทำการติดตั้งอุปกรณ์ต่างๆ ให้ถูกต้องเรียบร้อย
- 2 นำ Oscilloscope วัดสัญญาณที่ขาต่างๆ ของไอซี TL494cn แล้วบันทึกผลการทดลอง
- 3 วัดรูปสัญญาณที่เอาท์พุทของ ทรานส์ฟอร์มเมอร์ ในขณะที่ไม่มีโหลด แล้วบันทึกผลการทดลอง
- 4 ทำการทดลองเหมือนข้อ 3 โดยต่อโหลดเข้าไปแล้วบันทึกผลการทดลอง
- 5 วัดรูปสัญญาณที่เอาท์พุทของเครื่อง DC-DC CONVERTER ในขณะที่ไม่มีโหลด แล้วบันทึกผลการทดลอง
- 6 ทำการทดลองเหมือนข้อ 4 โดยต่อโหลดเข้าไปแล้วบันทึกผลการทดลอง

ผลการทดลอง

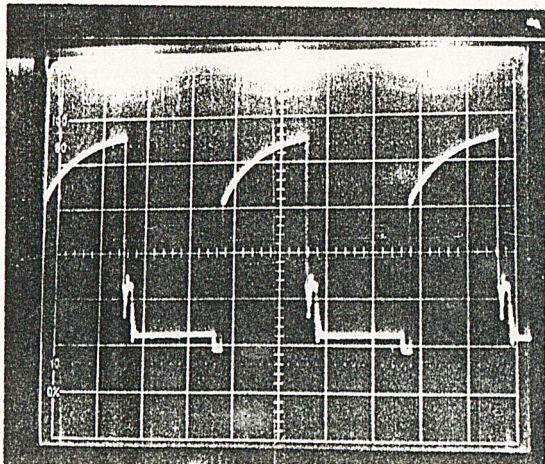
2 รูปสัญญาณที่ขาต่างๆ ของไอซี TL494cn ขณะต่อโหลดที่เอาท์พุท



รูปสัญญาณที่ขา 5

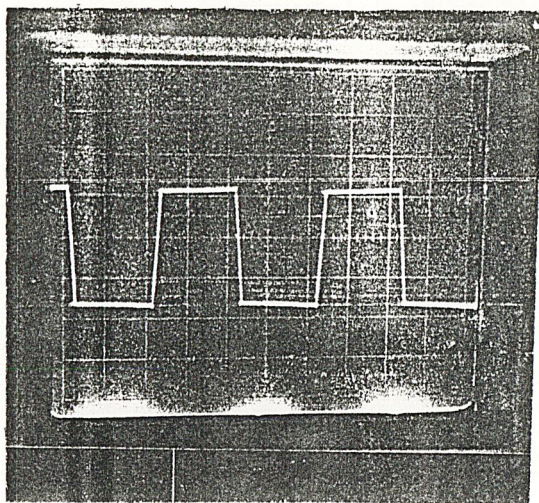


รูปสัญญาณที่ขา 9

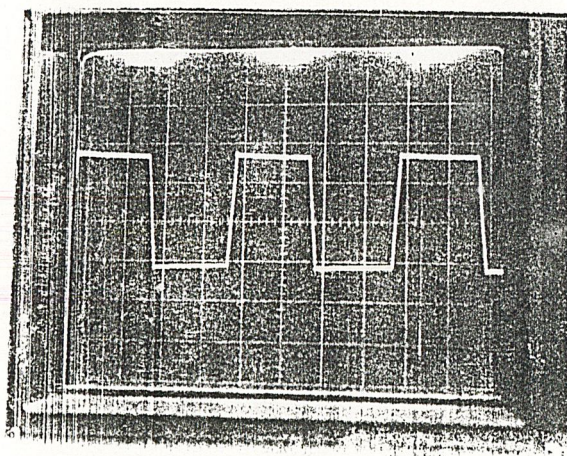


รูปสัญญาณที่ขา 10

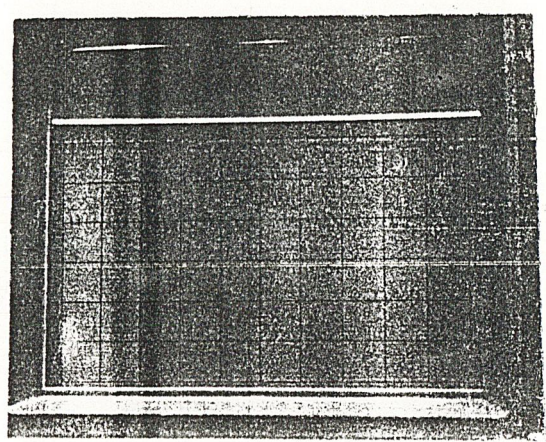
3 รูปสัญญาณที่เอาท์พุทของ ทรานเฟอร์มเมอร์ ในขณะที่ไม่มีโหลด



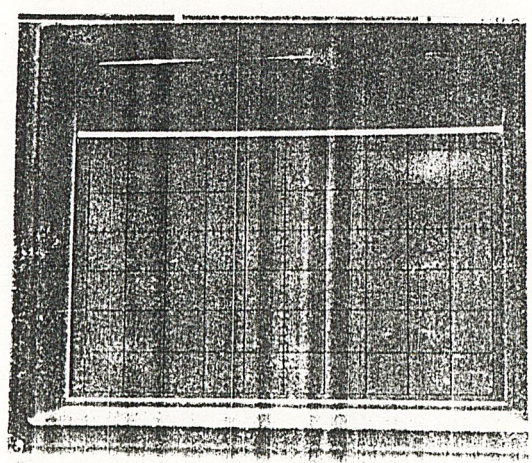
4 รูปสัญญาณที่เอาท์พุทของ ทรานเฟอร์มเมอร์ ในขณะที่มีโหลด



5 รูปสัญญาณเอาต์พุตขณะที่ไม่มีโหลด (no load)



6 รูปสัญญาณที่เอาต์พุตขณะที่ต่อโหลด (full load)



#####

บทที่ 5

สรุปและวิจารณ์

จากผลการทดลองที่ได้ทดลองไปแล้วได้ผลเป็นที่พอใจในระดับหนึ่ง สามารถให้แรงดันทางด้านเอาต์พุท ได้คงที่คือ ± 48 V, 500 VA ขณะที่โหลดซึ่ง DC-DC Converter ในโครงการนี้ สามารถนำแบตเตอรี่ขนาด 12 V, 50 A หรือ 24 V, 25 A มาจ่ายแรงดันทางด้านอินพุท ก็ได้ ซึ่งเหมาะสมอย่างยิ่งสำหรับนำไปติดตั้งภายในรถยนต์ เพื่อไปจ่ายให้เครื่องขยายเสียงและลำโพงติดรถที่มีกำลังสูง

ในโครงการ DC-DC Converter นี้ ใช้เทคนิคสวิทช์ซึ่งในการทำงานจึงให้ประสิทธิภาพสูงถึง 80% ควบคุมการทำงานโดยไอซี PWM (Pulse Width Modulator) TL494cn ความถี่สูง 40 kHz ภาคกำลังใช้เพาเวอร์มอสเฟตกระแสสูงขนานกันหลายตัว อีกทั้งยังมีวงจรป้องกันเมื่อแรงดันไฟจากแบตเตอรี่ สูงเกินไปหรือต่ำเกินไป , วงจรป้องกันเมื่อเครื่องร้อนเกินไปและสามารถต่อ วงจร protection ของเครื่องขยายเสียงมาควบคุมการทำงานได้ด้วย ในส่วนของวงจรฟิลเตอร์ได้ใช้คอนเดนเซอร์ฟิลเตอร์ทั้งไฟเข้าและไฟออก ซึ่งมีค่าสูงขนานกัน ประกอบกับระบบควบคุมโดย PWM จึงมั่นใจได้ว่าไฟออกไม่มีการกระเพื่อม

การทดลองวงจรซึ่งได้ดำเนินการมาอย่างเป็นขั้นตอน โดยเริ่มตั้งแต่การเก็บรวบรวมข้อมูล ในส่วนต่างๆ แล้วนำมาทำการศึกษาและวิเคราะห์วงจร จนกระทั่งการออกแบบและการประกอบสร้างจนเป็นที่เรียบร้อยซึ่งก็ได้ ทำการทดลอง ปรับปรุงแก้ไขมาโดยตลอด พบว่ามีปัญหาเกิดขึ้นมากมาย เช่น อุปกรณ์บางอย่างหาซื้อยากและมีราคาแพง , แบตเตอรี่ ที่ใช้สำหรับทดลองวงจรมีราคาแพงและจัดหาได้ลำบาก เป็นต้นแต่ปัญหาเหล่านี้ก็สามารถสำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี

#####

กิติกรรมประกาศ

ปริญญาโทชั้นบัณฑิตศึกษา สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดีเพราะได้รับคำปรึกษาและแนะนำ
จาก อาจารย์ ประดิษฐ์ วัชรพิบูลย์ และ อาจารย์ อุทัย ศรีธีระวิโรจน์ ซึ่งเป็นอา
จารย์ที่ปรึกษาและหัวหน้าภาควิชาเทคนิคอุตสาหกรรมตามลำดับ คณะผู้จัดทำขอขอบพระ
คุณ ท่านอาจารย์ที่ได้ให้คำปรึกษาแนะนำ และขอขอบคุณ ทุกท่านที่ได้ให้ความช่วยเหลือ คณะ
ผู้จัดทำ ในการจัดทำปริญญาโทชั้นบัณฑิตศึกษา

เอกสารอ้างอิง

- 1 ดร.มงคล เดชนครินทร์, ดร.ชาติรี ศรีไพพรรณ "อิเล็กทรอนิกส์พื้นฐาน" , คณะวิศวกรรมศาสตร์ , จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย
- 2 ประสิทธิ์พร แซ่แข็ง, สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย, วารสารเซมิคอนดักเตอร์อิเล็กทรอนิกส์ ฉบับที่ 112, หน้า 84-91; ฉบับที่ 113 หน้า 138-145
- 3 ทศพร สุขยศ, เทคโนโลยีกับการใช้งานแหล่งจ่ายไฟตรงแบบสวิตชิง, วารสารเซมิคอนดักเตอร์อิเล็กทรอนิกส์ ฉบับที่ 127, หน้า 90-96
- 4 R. J HAVER, "SWITCHED MODE POWER SUPPLY", SECOUND EDITION, MOTORORA NEW YOURK, 1974
- 5 MOTOROLA, "LINEAR/SWITCHMODE VOLTAGE REGULATOR HANDBOOK", FOURTH EDITION

ภาคผนวก



MOTOROLA

TL494

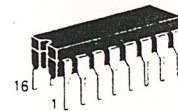
**SWITCHMODE
PULSE WIDTH MODULATION
CONTROL CIRCUITS**

The TL494 is a fixed frequency, pulse width modulation control circuit designed primarily for Switchmode power supply control. This device features:

- 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 Rated to 500 mA Source Or Sink
- Output Control For Push-Pull Or Single-Ended Operation
- Undervoltage Lockout

**SWITCHMODE
PULSE WIDTH MODULATION
CONTROL CIRCUITS**

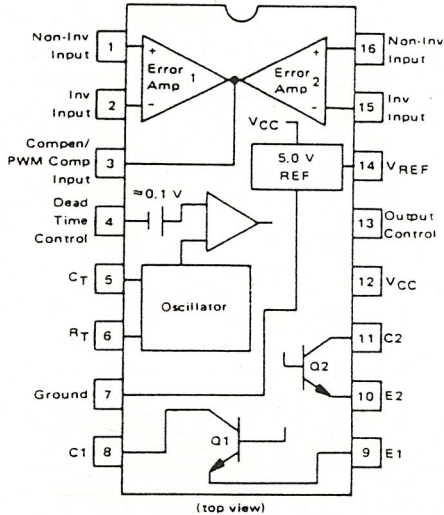
**SILICON MONOLITHIC
INTEGRATED CIRCUITS**



**J SUFFIX
CERAMIC PACKAGE
CASE 620-10**



**N SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 648-08**



(top view)

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

ORDERING INFORMATION

Device	Temperature Range	Package
TL494CN	0° to +70°C	Plastic DIP
TL494CJ	0° to +70°C	Ceramic DIP
TL494IN	-25° to +85°C	Plastic DIP
TL494IJ	-25° to +85°C	Ceramic DIP
TL494MJ	-55° to +125°C	Ceramic DIP

TL494

FIGURE 1 — BLOCK DIAGRAM

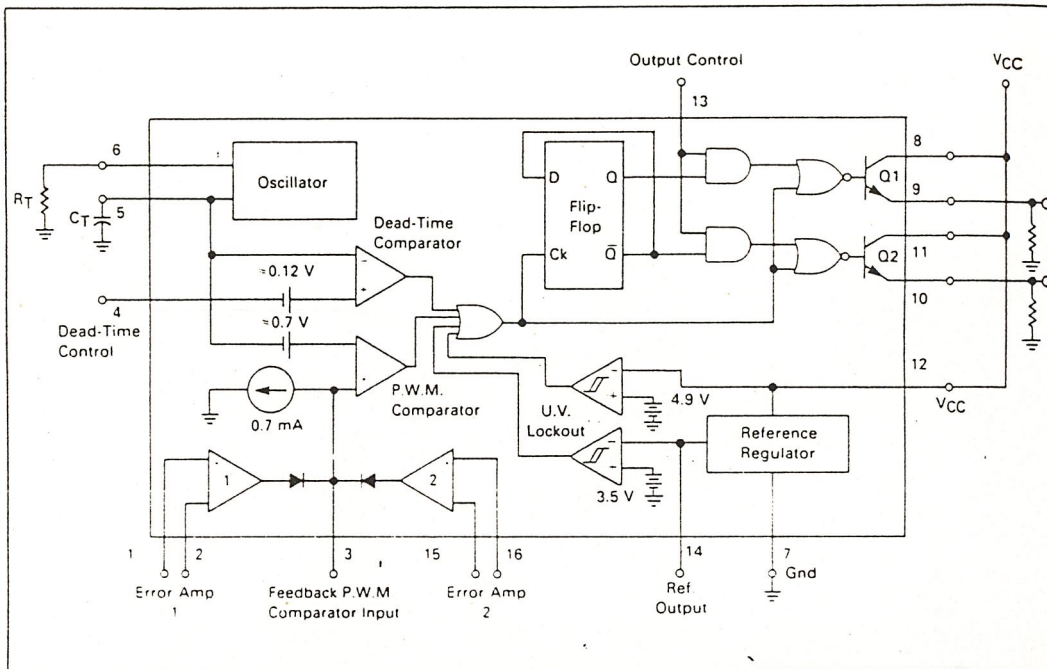
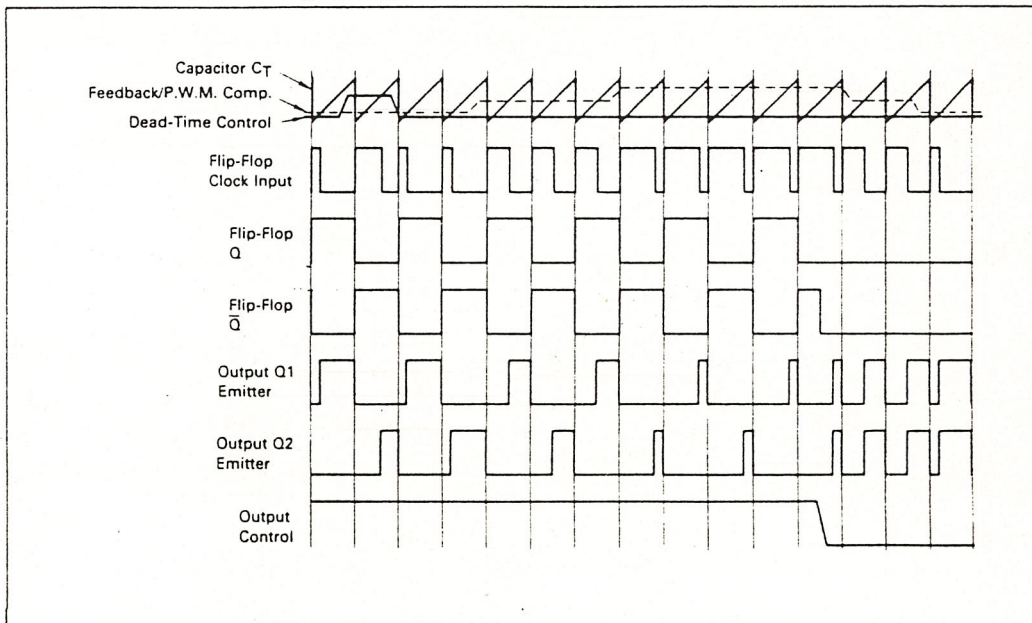


FIGURE 2 — TIMING DIAGRAM



TL494

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

Rating	Symbol	TL494C	TL494I	TL494M	Unit
Power Supply Voltage	V_{CC}	42	42	42	V
Collector Output Voltage	V_{C1}, V_{C2}	42	42	42	V
Collector Output Current (each transistor) (1)	I_{C1}, I_{C2}	500	500	500	mA
Amplifier Input Voltage Range	V_{IR}	-0.3 to 42	-0.3 to 42	-0.3 to 42	V
Power Dissipation ($T_A \leq 45^\circ\text{C}$)	P_D	1000	1000	1000	mW
Operating Junction Temperature	T_J				$^\circ\text{C}$
Plastic Package		125	125	—	$^\circ\text{C}$
Ceramic Package		150	150	150	$^\circ\text{C}$
Operating Ambient Temperature Range	T_A	0 to 70	-25 to 85	-55 to 125	$^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range	T_{stg}				$^\circ\text{C}$
Plastic Package		-55 to 125	-55 to 125	—	$^\circ\text{C}$
Ceramic Package		-65 to 150	-65 to 150	-65 to 150	$^\circ\text{C}$

NOTE 1: Maximum thermal limits must be observed.

THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristics	Symbol	N Suffix Plastic Package	J Suffix Ceramic Package	Unit
Thermal Resistance, Junction to Ambient	$R_{\theta JA}$	80	100	$^\circ\text{C/W}$
Derating Ambient Temperature	T_A	45	50	$^\circ\text{C}$

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

Condition/Value	Symbol	TL494			Unit
		Min	Typ	Max	
Power Supply Voltage	V_{CC}	7.0	15	40	V
Collector Output Voltage	V_{C1}, V_{C2}	—	30	40	V
Collector Output Current (each transistor)	I_{C1}, I_{C2}	—	—	200	mA
Amplifier Input Voltage	V_{in}	-0.3	—	$V_{CC} - 2.0$	V
Current Into Feedback Terminal	I_{fb}	—	—	0.3	mA
Reference Output Current	I_{ref}	—	—	10	mA
Timing Resistor	R_T	1.8	30	500	k Ω
Timing Capacitor	C_T	0.0047	0.001	10	μF
Oscillator Frequency	f_{osc}	1.0	40	200	kHz

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{CC} = 15\text{ V}$, $C_T = 0.01\ \mu\text{F}$, $R_T = 12\ \text{k}\Omega$ unless otherwise noted.)

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

*Characteristic	Symbol	TL494C,I			TL494M			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	

REFERENCE SECTION

Reference Voltage ($I_O = 1.0\ \text{mA}$)	V_{ref}	4.75	5.0	5.25	4.75	5.0	5.25	V
Line Regulation ($V_{CC} = 7.0\ \text{V}$ to $40\ \text{V}$)	Reg_{line}	—	2.0	25	—	2.0	25	mV
Load Regulation ($I_O = 1.0\ \text{mA}$ to $10\ \text{mA}$)	Reg_{load}	—	3.0	15	—	3.0	15	mV
Short-Circuit Output Current ($V_{ref} = 0\ \text{V}$)	I_{SC}	15	35	75	15	35	75	mA

TL494

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{CC} = 15\text{ V}$, $C_T = 0.01\ \mu\text{F}$, $R_T = 12\ \text{k}\Omega$ unless otherwise noted.)

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

Characteristic	Symbol	TL494C,I			TL494M			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	

OUTPUT SECTION

Collector Off-State Current ($V_{CC} = 40\text{ V}$, $V_{CE} = 40\text{ V}$)	$I_{C(off)}$	—	2.0	100	—	2.0	100	μA
Emitter Off-State Current ($V_{CC} = 40\text{ V}$, $V_C = 40\text{ V}$, $V_E = 0\text{ V}$)	$I_{E(off)}$	—	—	-100	—	—	-150	μA
Collector-Emitter Saturation Voltage (2) Common-Emitter ($V_E = 0\text{ V}$, $I_C = 200\text{ mA}$)	$V_{SAT(C)}$	—	1.1	1.3	—	1.1	1.5	V
Emitter-Follower ($V_C = 15\text{ V}$, $I_E = -200\text{ mA}$)	$V_{SAT(E)}$	—	1.5	2.5	—	1.5	2.5	V
Output Control Pin Current Low State ($V_{OC} \leq 0.4\text{ V}$)	I_{OCL}	—	10	—	—	10	—	μA
High State ($V_{OC} = V_{ref}$)	I_{OCH}	—	0.2	3.5	—	0.2	3.5	mA
Output Voltage Rise Time Common-Emitter (See Figure 13)	t_r	—	100	200	—	100	200	ns
Emitter-Follower (See Figure 14)		—	100	200	—	100	200	ns
Output Voltage Fall Time Common-Emitter (See Figure 13)	t_f	—	25	100	—	25	100	ns
Emitter-Follower (See Figure 14)		—	40	100	—	40	100	ns

Characteristic	Symbol	TL494			Unit
		Min	Typ	Max	

ERROR AMPLIFIER SECTIONS

Input Offset Voltage (V_O (Pin 3) = 2.5 V)	V_{IO}	—	2.0	10	mV
Input Offset Current (V_O (Pin 3) = 2.5 V)	I_{IO}	—	5.0	250	nA
Input Bias Current (V_O (Pin 3) = 2.5 V)	I_{IB}	—	-0.1	-1.0	μA
Input Common-Mode Voltage Range ($V_{CC} = 40\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$)	V_{ICR}	-0.3 to $V_{CC} - 2.0$	—	—	V
Open-Loop Voltage Gain ($\Delta V_O = 3.0\text{ V}$, $V_O = 0.5$ to 3.5 V , $R_L = 2.0\ \text{k}\Omega$)	A_{VOL}	70	95	—	dB
Unity-Gain Crossover Frequency ($V_O = 0.5$ to 3.5 V , $R_L = 2.0\ \text{k}\Omega$)	f_C	—	350	—	kHz
Phase Margin at Unity-Gain ($V_O = 0.5$ to 3.5 V , $R_L = 2.0\ \text{k}\Omega$)	ϕ_m	—	65	—	deg.
Common-Mode Rejection Ratio ($V_{CC} = 40\text{ V}$)	CMRR	65	90	—	dB
Power Supply Rejection Ratio ($\Delta V_{CC} = 33\text{ V}$, $V_O = 2.5\text{ V}$, $R_L = 2.0\ \text{k}\Omega$)	PSRR	—	100	—	dB
Output Sink Current (V_O (Pin 3) = 0.7 V)	I_O	0.3	0.7	—	mA
Output Source Current (V_O (Pin 3) = 3.5 V)	I_O	2.0	4.0	—	mA

NOTE 2: Low duty cycle pulse techniques are used during test to maintain junction temperature as close to ambient temperatures as possible.

TL494

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{CC} = 15\text{ V}$, $C_T = 0.01\ \mu\text{F}$, $R_T = 12\ \text{k}\Omega$ unless otherwise noted.)

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

Characteristic	Symbol	TL494			Unit
		Min	Typ	Max	
PWM COMPARATOR SECTION (Test Circuit Figure 12)					
Input Threshold Voltage (Zero duty cycle)	V_{TH}	—	3.5	4.5	V
Input Sink Current ($V_{Pin\ 3} = 0.7\ \text{V}$)	I_{I-}	0.3	0.7	—	mA
DEAD-TIME CONTROL SECTION (Test Circuit Figure 12)					
Input Bias Current (Pin 4) ($V_{Pin\ 4} = 0\ \text{to}\ 5.25\ \text{V}$)	$I_{IB}\ (DT)$	—	-2.0	-10	μA
Maximum Duty Cycle, Each Output, Push-Pull Mode ($V_{Pin\ 4} = 0\ \text{V}$, $C_T = 0.01\ \mu\text{F}$, $R_T = 12\ \text{k}\Omega$) ($V_{Pin\ 4} = 0\ \text{V}$, $C_T = 0.001\ \mu\text{F}$, $R_T = 30\ \text{k}\Omega$)	DC_{max}	45 —	48 45	50 50	%
Input Threshold Voltage (Pin 4) (Zero Duty Cycle) (Maximum Duty Cycle)	V_{TH}	— 0	2.8 —	3.3 —	V
OSCILLATOR SECTION					
Frequency ($C_T = 0.001\ \mu\text{F}$, $R_T = 30\ \text{k}\Omega$)	f_{osc}	—	40	—	kHz
Standard Deviation of Frequency* ($C_T = 0.001\ \mu\text{F}$, $R_T = 30\ \text{k}\Omega$)	$\sigma_{f_{osc}}$	—	3.0	—	%
Frequency Change with Voltage ($V_{CC} = 7.0\ \text{V}\ \text{to}\ 40\ \text{V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$)	$\Delta f_{osc}\ (\Delta V)$	—	0.1	—	%
Frequency Change with Temperature ($\Delta T_A = T_{low}\ \text{to}\ T_{high}$) ($C_T = 0.01\ \mu\text{F}$, $R_T = 12\ \text{k}\Omega$)	$\Delta f_{osc}\ (\Delta T)$	—	—	12	%
UNDERVOLTAGE LOCKOUT SECTION					
Turn-On Threshold (V_{CC} Increasing, $I_{ref} = 1.0\ \text{mA}$)	V_{th}	5.5	6.43	7.0	V
TOTAL DEVICE					
Standby Supply Current (Pin 6 at V_{ref} , All Other Inputs and Outputs Open) ($V_{CC} = 15\ \text{V}$) ($V_{CC} = 40\ \text{V}$)	I_{CC}	— —	5.5 7.0	10 15	mA
Average Supply Current ($V_{Pin\ 4} = 2.0\ \text{V}$) (See Figure 12) ($C_T = 0.01\ \mu\text{F}$, $R_T = 12\ \text{k}\Omega$, $V_{CC} = 15\ \text{V}$)	—	—	7.0	—	mA

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

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

TL494

FIGURE 4 — OSCILLATOR FREQUENCY versus TIMING RESISTANCE

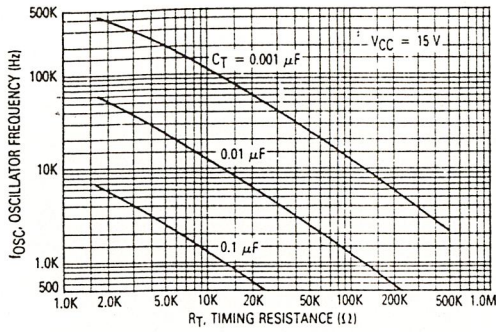


FIGURE 5 — OPEN-LOOP VOLTAGE GAIN AND PHASE versus FREQUENCY

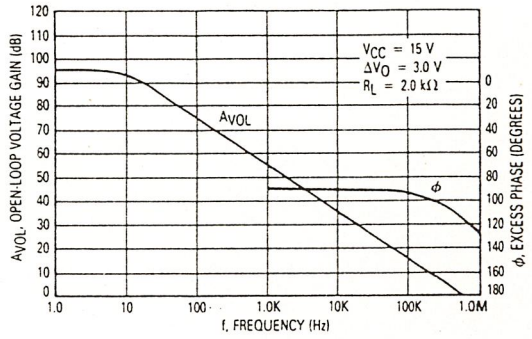


FIGURE 6 — PERCENT DEAD-TIME versus OSCILLATOR FREQUENCY

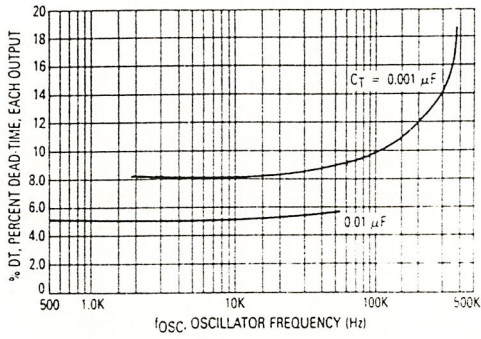


FIGURE 7 — PERCENT DUTY CYCLE versus DEAD-TIME CONTROL VOLTAGE

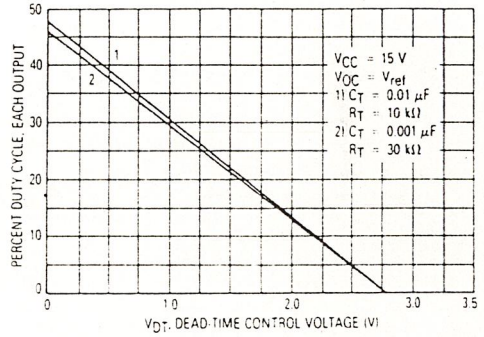


FIGURE 8 — EMITTER FOLLOWER CONFIGURATION OUTPUT SATURATION VOLTAGE versus EMITTER CURRENT

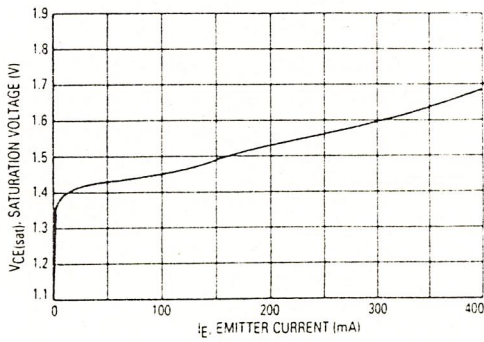
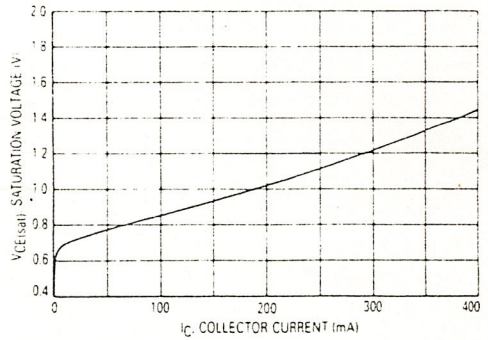


FIGURE 9 — COMMON EMITTER CONFIGURATION OUTPUT SATURATION VOLTAGE versus COLLECTOR CURRENT



TL494

FIGURE 10 — STANDBY SUPPLY CURRENT versus SUPPLY VOLTAGE

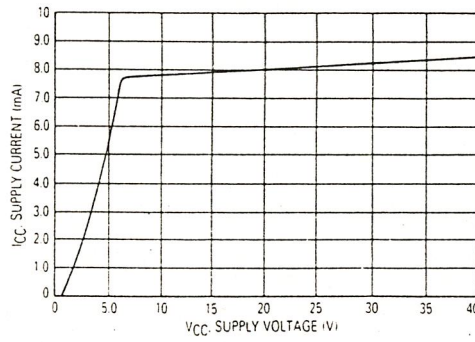


FIGURE 11 — ERROR AMPLIFIER CHARACTERISTICS

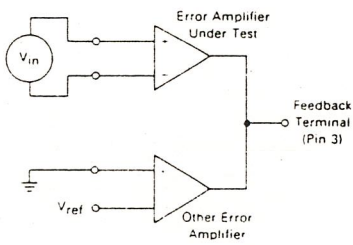


FIGURE 12 — DEAD-TIME AND FEEDBACK CONTROL TEST CIRCUIT

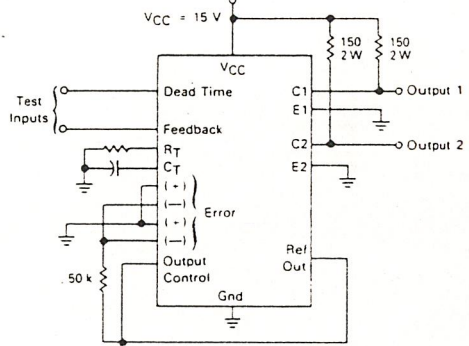


FIGURE 13 — COMMON-EMITTER CONFIGURATION TEST CIRCUIT AND WAVEFORM

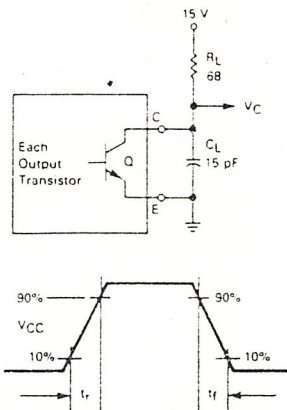
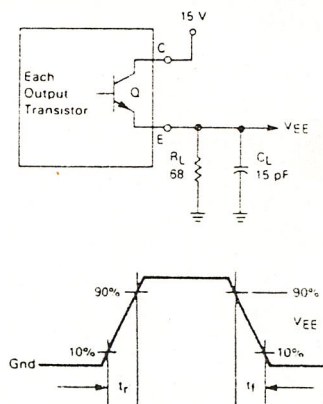


FIGURE 14 — EMITTER-FOLLOWER CONFIGURATION TEST CIRCUIT AND WAVEFORM



TL494

FIGURE 15 — ERROR-AMPLIFIER SENSING TECHNIQUES

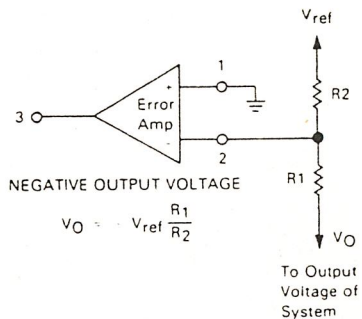
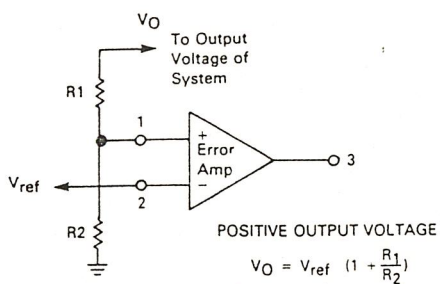


FIGURE 16 — DEAD-TIME CONTROL CIRCUIT

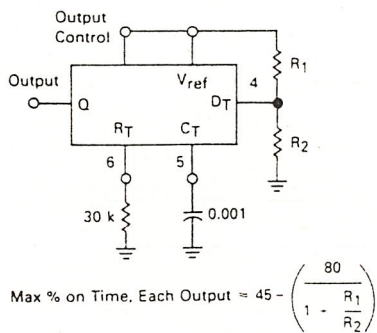


FIGURE 17 — SOFT-START CIRCUIT

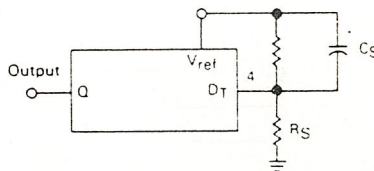
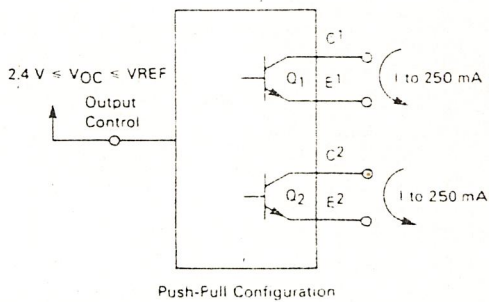
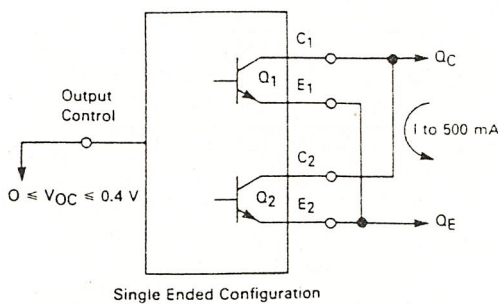


FIGURE 18 — OUTPUT CONNECTIONS FOR SINGLE-ENDED AND PUSH-PULL CONFIGURATIONS



TL494

FIGURE 19 — SLAVING TWO OR MORE CONTROL CIRCUITS

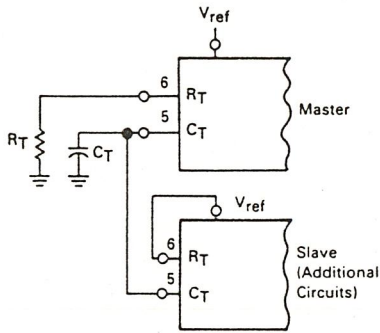


FIGURE 20 — OPERATION WITH $V_{IN} > 40$ V USING EXTERNAL ZENER

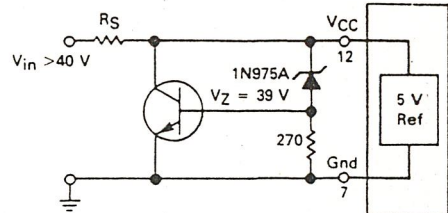
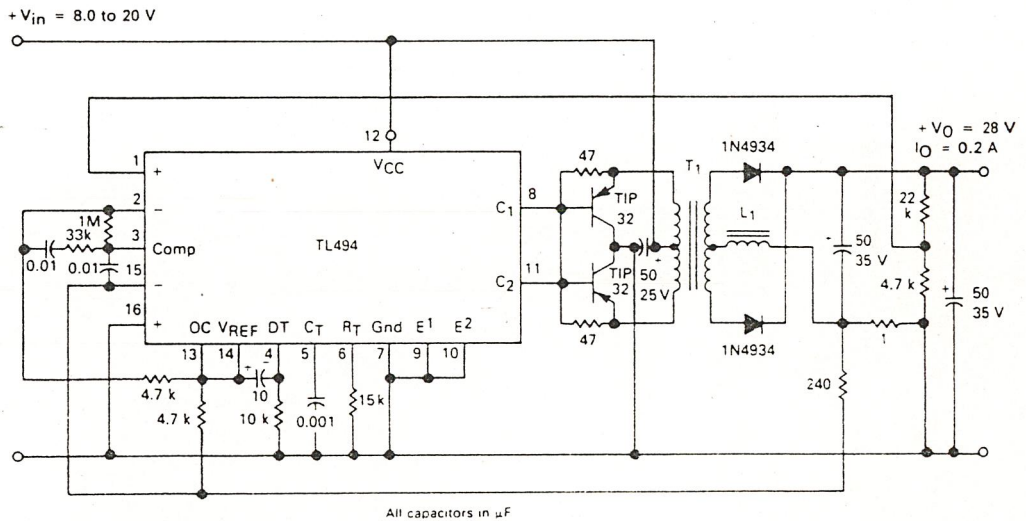


FIGURE 21 — PULSE-WIDTH MODULATED PUSH-PULL CONVERTER



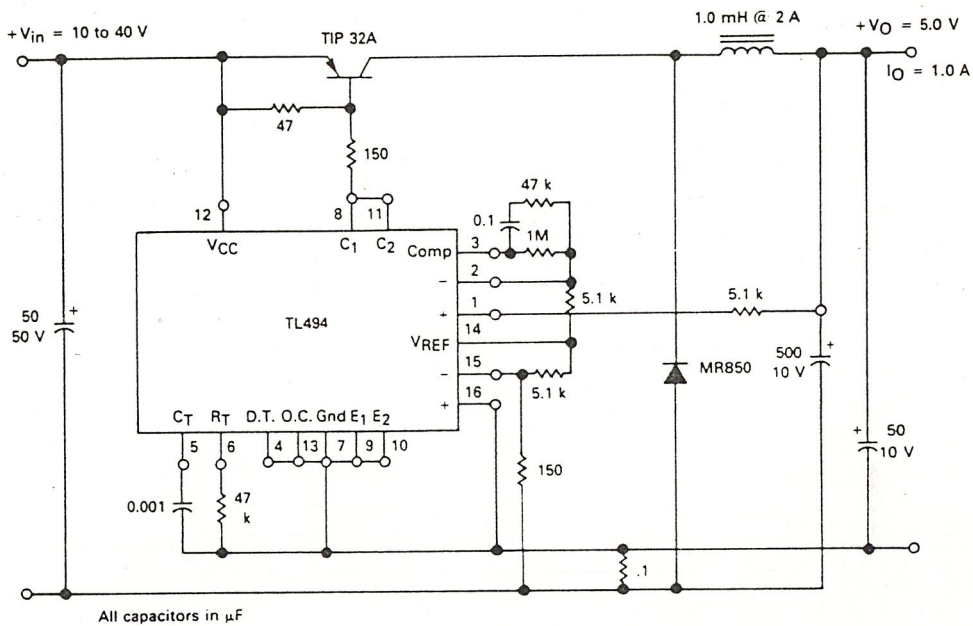
All capacitors in μ F

- L1 — 3.5 mH @ 0.3 A
- T1 — Primary: 20T C.T. #28 AWG
Secondary: 120T C.T. #36 AWG
Core: Ferroxcube 1408P-L00-3C8

TEST	CONDITIONS	RESULTS
Line Regulation	$V_{in} = 10$ V to 40 V	14 mV 0.28%
Load Regulation	$V_{in} = 28$ V, $I_O = 1$ mA to 1 A	3.0 mV 0.06%
Output Ripple	$V_{in} = 28$ V, $I_O = 1.0$ A	65 mV P-P P.A.R.D.
Short Circuit Current	$V_{in} = 28$ V, $R_L = 0.1 \Omega$	1.6 amps
Efficiency	$V_{in} = 28$ V, $I_O = 1$ A	71%

TL494

FIGURE 22 — PULSE-WIDTH MODULATED STEP-DOWN CONVERTER



TEST	CONDITIONS	RESULTS
Line Regulation	$V_{in} = 8.0 \text{ to } 40 \text{ V}$	3.0 mV 0.01%
Load Regulation	$V_{in} = 12.6 \text{ V}, I_O = 0.2 \text{ to } 200 \text{ mA}$	5.0 mV 0.02%
Output Ripple	$V_{in} = 12.6 \text{ V}, I_O = 200 \text{ mA}$	40 mV p-P P.A.R.D.
Short Circuit Current	$V_{in} = 12.6 \text{ V}, R_L = 0.1 \Omega$	250 mA
Efficiency	$V_{in} = 12.6 \text{ V}, I_O = 200 \text{ mA}$	72%

TL494

Description

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

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

For more information refer to Figure 4.

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

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

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

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

The TL494 has an internal 5 V reference capable of sourcing up to 10 mA of load current for external bias circuits. The reference has an internal accuracy of $\pm 1.5\%$ with a typical thermal drift of less than 50 mV over an operating temperature range of 0 to 70°C.

FIGURE 3 — FUNCTIONAL TABLE

Input	Output Function	$\frac{f_{out}}{f_{osc}} =$
Output Control		
Grounded	Single-ended P.W.M. at Q1 and Q2	1
At V_{ref}	Push-pull operation	0.5

GENERAL PURPOSE OPERATIONAL AMPLIFIER

MC1458/MC1558/ μ A741/ μ A741C

μ A741/741C.
MC1458/1558-F,N,H

DESCRIPTION

The μ A741 is a high performance operational amplifier with high open loop gain, internal compensation, high common mode range and exceptional temperature stability. The μ A741 is short-circuit protected and allows for nulling of offset voltage.

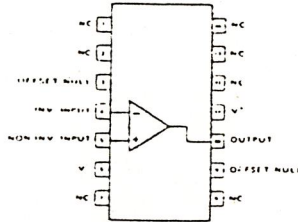
The MC1558/MC1458/SA1458 consist of a pair of 741 operational amplifiers on a single chip.

FEATURES

- Internal frequency compensation
- Short circuit protection
- Excellent temperature stability
- High input voltage range
- No latch-up
- 558/1458 are 2 "op amps" in space of the 741 package
- MC1558 Mil std 883A,B,C available
- A741 Mil std 883A,B,C available

PIN CONFIGURATIONS

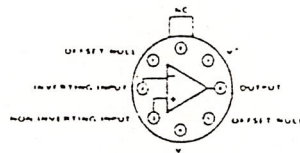
F,N-14 PACKAGE



ORDER PART NO.

μ A741F
 μ A741N-14
 μ A741CF
 μ A741CN-14

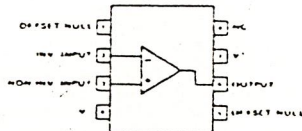
H PACKAGE



ORDER PART NO.

μ A741H
 μ A741CH

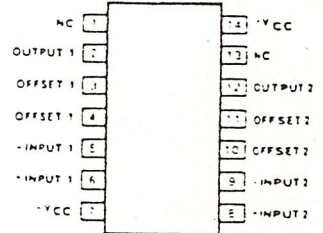
N PACKAGE



ORDER PART NO.

μ A741N
 μ A741CN

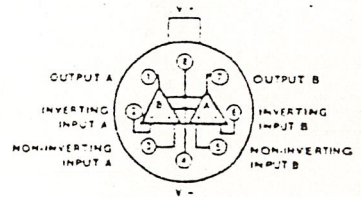
F,N-14 PACKAGE



ORDER PART NO.

MC1458F
MC1558F
MC1458N-14
MC1558N-14

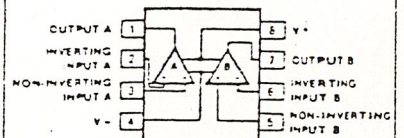
H PACKAGE



ORDER PART NO.

MC1458H
MC1558H

N PACKAGE



ORDER PART NO.

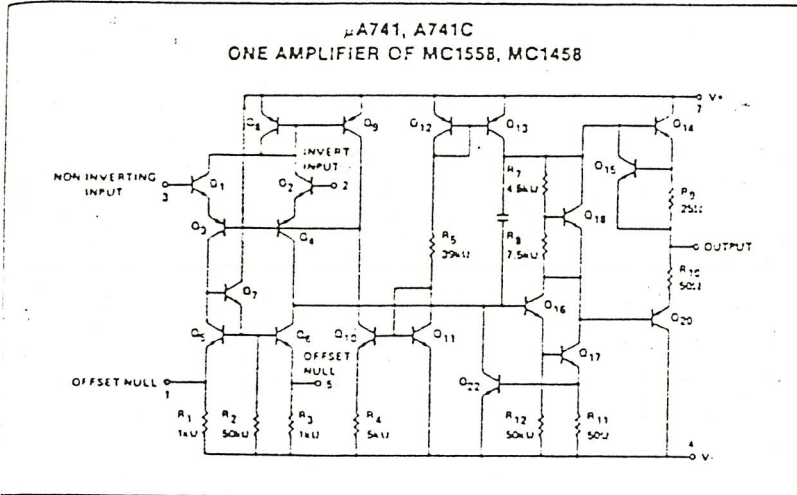
MC1458N
MC1558N

GENERAL PURPOSE OPERATIONAL AMPLIFIER

MC1458/MC1558/ μ A741/ μ A741C

μ A741/741C,
MC1458/1558-F.N.H

EQUIVALENT SCHEMATIC



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

PARAMETER	RATING	UNIT
Supply voltage		
μ A741C	± 18	V
MC1458	± 22	V
Internal power dissipation, N-14	600	mW
N package	500	mW
H package ¹	800	mW
F package	1000	mW
Differential input voltage	± 30	V
Input voltage ²	± 15	V
Output short-circuit duration	Continuous	
Operating temperature range		
μ A741C, MC1458	0 to +70	$^{\circ}$ C
	-40 to +85	$^{\circ}$ C
μ A741, MC1558	-55 to +125	$^{\circ}$ C
Storage temperature range	-65 to +150	$^{\circ}$ C
Lead temperature (soldering 60sec)	300	$^{\circ}$ C

NOTES

¹Ratings based on thermal resistances, junction to ambient, of 208 $^{\circ}$ C/W, 240 $^{\circ}$ C/W, 150 $^{\circ}$ C/W, 110 $^{\circ}$ C/W for N-14, N, H and F packages respectively, and a maximum junction temperature of 150 $^{\circ}$ C.
²For supply voltages less than ± 15 V, the absolute maximum input voltage is equal to the supply voltage.

GENERAL PURPOSE OPERATIONAL AMPLIFIER

MC1458/MC1558/ μ A741/ μ A741C

μ A741/741C
MC1458/1558-F,N,H

DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS $T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_S = \pm 15\text{V}$, unless otherwise specified.

PARAMETER	TEST CONDITIONS	μ A741			μ A741C			UNIT
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
V_{OS} Offset voltage	$R_S = 10\text{k}\Omega$ $R_S = 10\text{k}\Omega$, over temp.		1.0 1.0	5.0 6.0		2.0 6.0 7.5	mV mV	
I_{OS} Offset current	Over temp. $T_A = +125^\circ\text{C}$ $T_A = -55^\circ\text{C}$		20 7.0 20	200 200 500		20 200 300	nA nA nA nA	
I_{BIAS} Input bias current	Over temp. $T_A = +125^\circ\text{C}$ $T_A = -55^\circ\text{C}$		80 30 300	500 500 1500		80 500 800	nA nA nA nA	
V_{OUT} Output voltage swing	$R_L = 10\text{k}\Omega$ $R_L = 2\text{k}\Omega$, over temp.	± 12 ± 10	± 14 ± 13		± 12 ± 10	± 14 ± 13	V V	
A_{VOL} Large signal voltage gain	$R_L = 2\text{k}\Omega$, $V_O = \pm 10\text{V}$ $R_L = 2\text{k}\Omega$, $V_O = \pm 10\text{V}$, over temp.	50 25	200		20 15	200	V/mV V/mV	
Offset voltage adjustment range			± 30			± 30	mV	
$PSRR$ Supply voltage rejection ratio	$R_S \leq 10\text{k}\Omega$ $R_S \leq 10\text{k}\Omega$, over temp.		10	150		10 150	$\mu\text{V}/\text{V}$ $\mu\text{V}/\text{V}$	
$CMRR$ Common mode rejection ratio	Over temp.	70	90				dB dB	
I_{CC} Supply current	$T_A = +125^\circ\text{C}$ $T_A = -55^\circ\text{C}$		1.4 1.5 2.0	2.8 2.5 3.3		1.4 2.8	mA mA mA	
V_{IN} Input voltage range	(μ A741, over temp.)	± 12	± 13		± 12	± 13	V	
R_{IN} Input resistance		0.3	2.0		0.3	2.0	M Ω	
P_d Power consumption	$T_A = +125^\circ\text{C}$ $T_A = -55^\circ\text{C}$		50 45 45	85 75 100		50 85	mW mW mW	
R_{OUT} Output resistance			75			75	Ω	
I_{SC} Output short-circuit current			25			25	mA	

GENERAL PURPOSE OPERATIONAL AMPLIFIER

MC1458/MC1558/ μ A741/ μ A741C

μ A741/741C.
MC1458/1558-F,N,H

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Cont'd) $T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_S = \pm 15\text{V}$, unless otherwise specified.

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MC1558			UNIT
		Min	Typ	Max	
V_{OS} Offset voltage	$R_S = 10\text{k}\Omega$ $R_S = 10\text{k}\Omega$, over temp.		1.0	5.0 5.0	mV mV
I_{OS} Offset current	Over temp.		20	200 500	nA nA
I_{BIAS} Input bias current	Over temp.		80	500 1500	nA nA
V_{OUT} Output voltage swing	$R_L = 10\text{k}\Omega$ $R_L = 2\text{k}\Omega$, over temp.	± 12 ± 10	± 14 ± 13		V V
A_{VOL} Large signal voltage gain	$R_L = 2\text{k}\Omega$, $V_O = \pm 10\text{V}$ $R_L = 2\text{k}\Omega$, $V_O = \pm 10\text{V}$, over temp.	50 25	100		V/mV V/mV
Offset voltage adjustment range			± 30		mV
$PSRR$ Supply voltage rejection ratio	$R_S \leq 10\text{k}\Omega$		30	150	$\mu\text{V/V}$
$CMRR$ Common mode rejection ratio			70	90	dB
I_{CC} Supply current			2.3	5.6	mA
V_{IN} Input voltage range	(μ A741, over temp.)	± 12	± 13		V
R_{IN} Input resistance					M Ω
P_d Power consumption			70	150	mW
Channel separation			120		dB
R_{OUT} Output resistance					Ω
I_{SC} Output short-circuit current			25		mA

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Cont'd) $T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_S = \pm 15\text{V}$, unless otherwise specified.

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MC1458			UNIT
		Min	Typ	Max	
V_{OS} Offset voltage	$R_S = 10\text{k}\Omega$ $R_S = 10\text{k}\Omega$, over temp.		2.0	6.0 7.5	mV mV
I_{OS} Offset current	Over temp.		20	200 300	nA nA
I_{BIAS} Input bias current	Over temp.		80	500 800	nA nA
V_{OUT} Output voltage swing	$R_L = 10\text{k}\Omega$ $R_L = 2\text{k}\Omega$, over temp.	± 12 ± 10	± 14 ± 13		V V
A_{VOL} Large signal voltage gain	$R_L = 2\text{k}\Omega$, $V_O = \pm 10\text{V}$ $R_L = 2\text{k}\Omega$, $V_O = \pm 10\text{V}$, over temp.	25 15	200		V/mV V/mV
Offset voltage adjustment range			± 30		mV
$PSRR$ Supply voltage rejection ratio	$R_S \leq 10\text{k}\Omega$		30	170	$\mu\text{V/V}$
$CMRR$ Common mode rejection ratio			70	90	dB
I_{CC} Supply current			2.3	5.0	mA
V_{IN} Input voltage range	(μ A741, over temp.)	± 12	± 13		V
R_{IN} Input resistance					M Ω
P_d Power consumption			70	170	mW
Channel separation			120		dB
I_{SC} Output short-circuit current			25		mA

GENERAL PURPOSE OPERATIONAL AMPLIFIER

MC1458/MC1558/ μ A741/ μ A741C

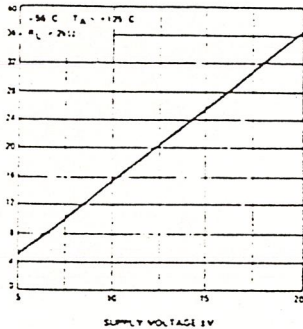
μ A741/741C,
MC1458/1558-F.N.H

ELECTRICAL CHARACTERISTICS $T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_S = \pm 15\text{V}$, unless otherwise specified.

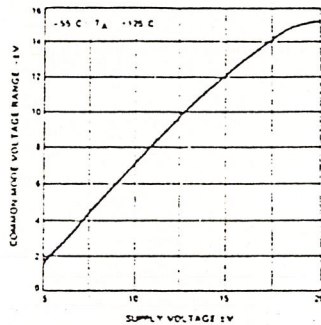
PARAMETER	TEST CONDITIONS	μ A741, μ A741C			MC1558, MC1458			UNIT
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
parallel input resistance	Open loop, $f = 20\text{Hz}$		1.4		0.3			M Ω
parallel input capacitance	Open loop, $f = 20\text{Hz}$							pF
common mode input impedance	$f = 20\text{Hz}$				200			M Ω
equivalent input noise voltage	$A_V = 100$, $R_S = 10\text{k}\Omega$, $BW = 1.0\text{kHz}$ $f = 1.0\text{kHz}$				45			nV $\sqrt{\text{Hz}}$
corner frequency bandwidth	$A_V = 1$, $R_L = 2.0\text{k}\Omega$, $\text{THD} \leq 5\%$ $V_{\text{OUT}} = 20\text{Vp-p}$				14			kHz
phase margin					65			degrees
gain margin					11			dB
unity gain crossover frequency	Open loop		1.0		1.0			MHz
transient response unity gain	$V_{\text{IN}} = 20\text{mV}$, $R_L = 2\text{k}\Omega$, $C_L \leq 100\text{pF}$							
Rise time			0.3		0.3			μs
Overshoot			5.0		5.0			%
Slew rate	$C \leq 100\text{pF}$, $R_L \geq 2\text{k}$, $V_{\text{IN}} = \pm 10\text{V}$		0.5		0.8			V/ μs

TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS

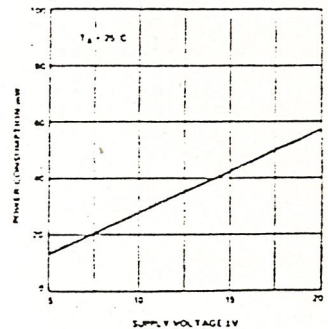
OUTPUT VOLTAGE SWING AS A FUNCTION OF SUPPLY VOLTAGE



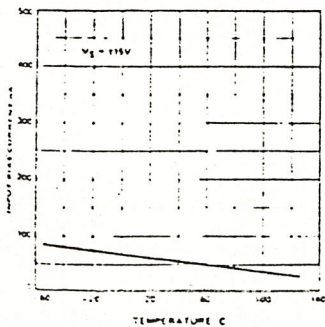
INPUT COMMON MODE VOLTAGE RANGE AS A FUNCTION OF SUPPLY VOLTAGE



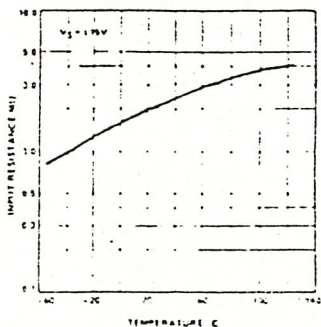
POWER CONSUMPTION AS A FUNCTION OF SUPPLY VOLTAGE



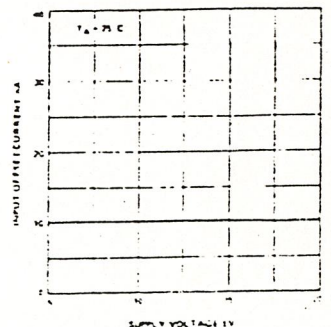
INPUT BIAS CURRENT AS A FUNCTION OF AMBIENT TEMPERATURE



INPUT RESISTANCE AS A FUNCTION OF AMBIENT TEMPERATURE

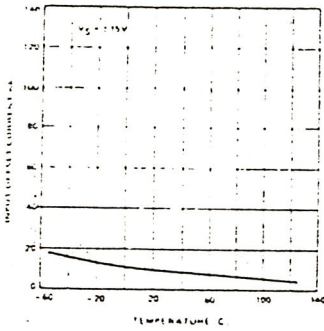


INPUT OFFSET CURRENT AS A FUNCTION OF SUPPLY VOLTAGE

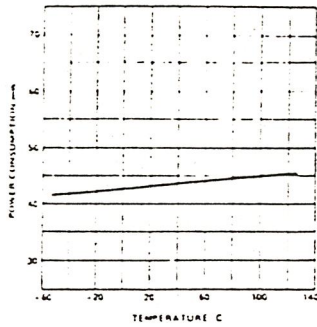


TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS (Cont'd)

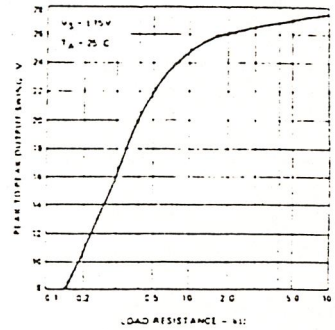
INPUT OFFSET CURRENT AS A FUNCTION OF AMBIENT TEMPERATURE



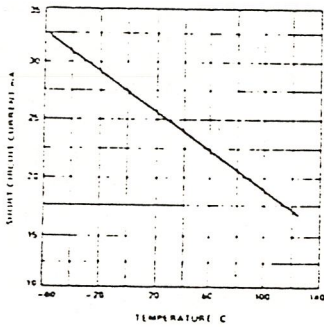
POWER CONSUMPTION AS A FUNCTION OF AMBIENT TEMPERATURE



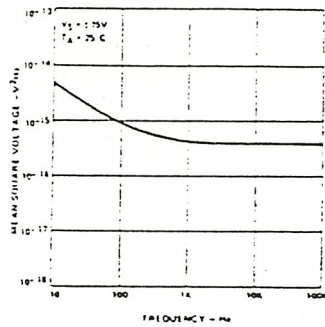
OUTPUT VOLTAGE SWING AS A FUNCTION OF LOAD RESISTANCE



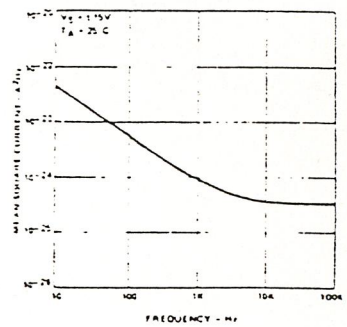
OUTPUT SHORT-CIRCUIT CURRENT AS A FUNCTION OF AMBIENT TEMPERATURE



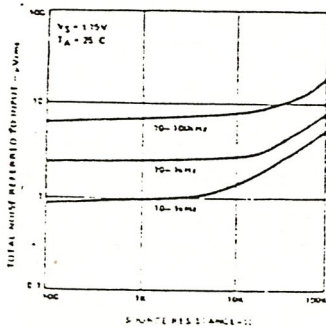
INPUT NOISE VOLTAGE AS A FUNCTION OF FREQUENCY



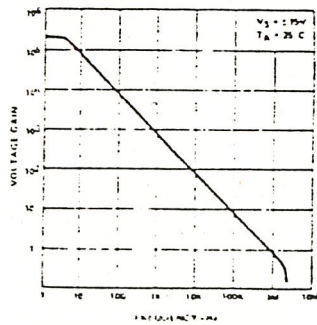
INPUT NOISE CURRENT AS A FUNCTION OF FREQUENCY



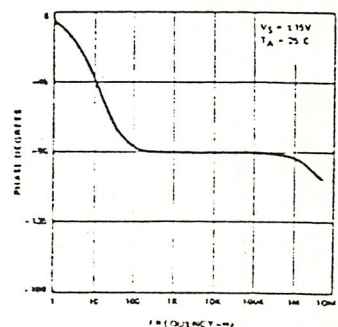
BROADBAND NOISE FOR VARIOUS BANDWIDTHS



OPEN LOOP VOLTAGE GAIN AS A FUNCTION OF FREQUENCY

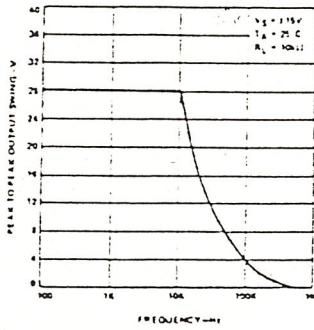


OPEN LOOP PHASE RESPONSE AS A FUNCTION OF FREQUENCY

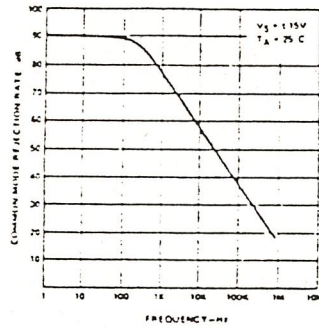


TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS (Cont'd)

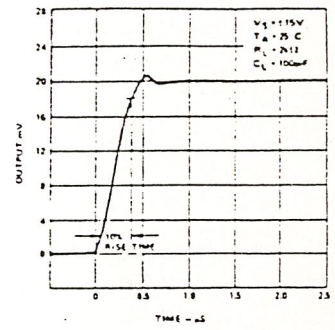
OUTPUT VOLTAGE SWING AS A FUNCTION OF FREQUENCY



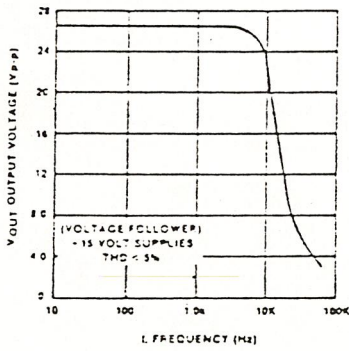
COMMON MODE REJECTION RATIO AS A FUNCTION OF FREQUENCY



TRANSIENT RESPONSE



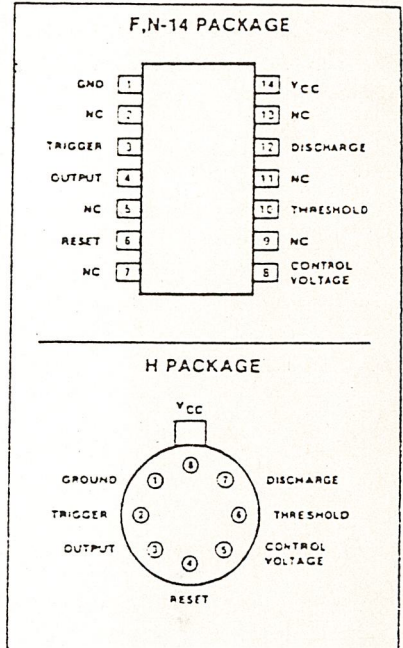
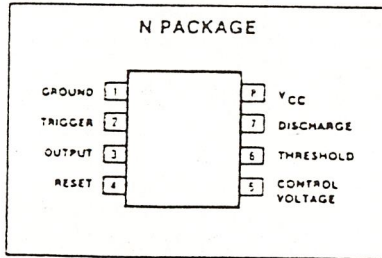
POWER BANDWIDTH (Large Signal Swing vs Frequency)



FEATURES

- Turn off time less than 2μs
- Maximum operating frequency greater than 500kHz
- Timing from microseconds to hours
- Operates in both astable and monostable modes
- High output current
- Adjustable duty cycle
- TTL compatible
- Temperature stability of 0.005% per °C
- SE555 MIL std 883A,B,C available M38510 (JAN) approved, M38510 processing available.

PIN CONFIGURATIONS



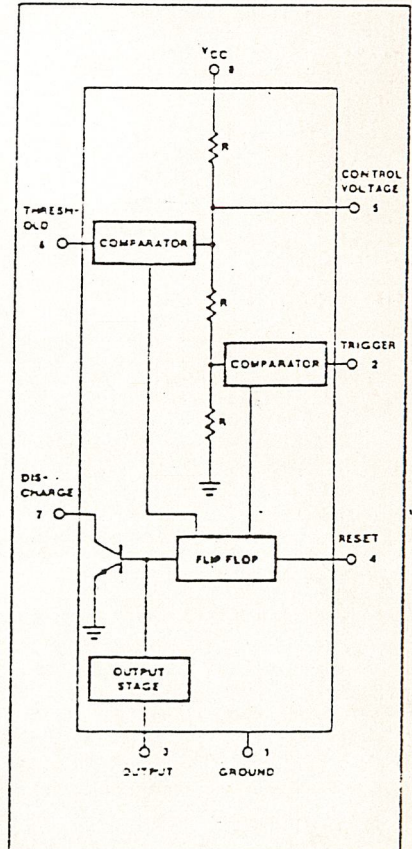
APPLICATIONS

- Precision timing
- Pulse generation
- Sequential timing
- Time delay generation
- Pulse width modulation
- Pulse position modulation
- Missing pulse detector

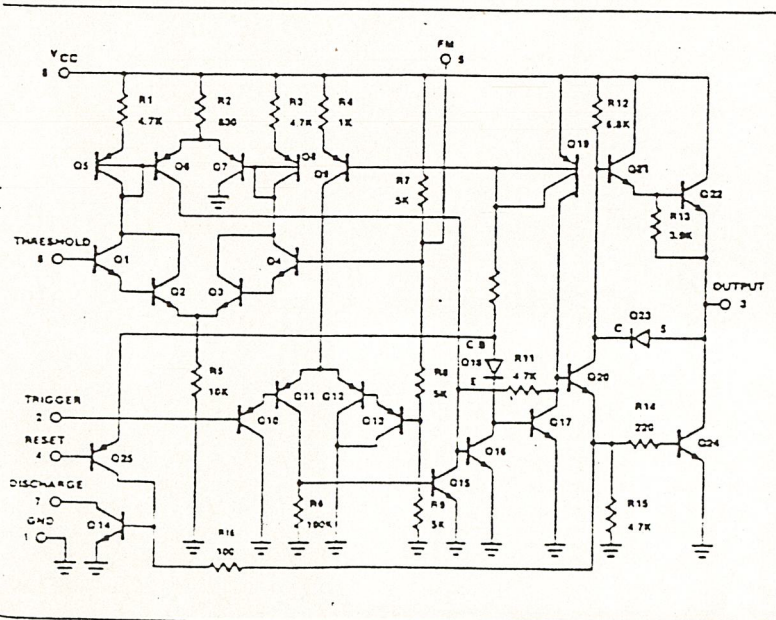
ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

PARAMETER	RATING	UNIT
Supply voltage SE555	+18	V
NE555, SE555C,	+16	V
Power dissipation	600	mW
Operating temperature range NE555	0 to +70	°C
SE555, SE555C	-55 to +125	°C
Storage temperature range	-65 to +150	°C
Lead temperature (soldering, 60sec)	300	°C

BLOCK DIAGRAM



EQUIVALENT SCHEMATIC



ELECTRICAL CHARACTERISTICS $T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_{CC} = +5\text{V}$ to $+15$ unless otherwise specified.

PARAMETER	TEST CONDITIONS	SE555			NE555/SE555C			UNIT
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Supply voltage		4.5		18	4.5		16	V
Supply current (low state) ¹	$V_{CC} = 5\text{V } R_L = \infty$ $V_{CC} = 15\text{V } R_L = \infty$		3 10	5 12		3 10	6 15	mA mA
Timing error (monostable)	$R_A, R_B = 2\text{k}\Omega$ to $100\text{k}\Omega$ $C = 0.1\mu\text{F}$		0.5 30 0.05	2.0 100 0.2		1.0 50 0.1	3.0 -	% ppm/ $^\circ\text{C}$ %/V
Timing error (astable)	$R_A, R_B = 1\text{k}\Omega$ to $100\text{k}\Omega$ $C = 0.1\mu\text{F}$ $V_{CC} = 15\text{V}$		1.5 90 0.15			2.25 150 0.3		% ppm/ $^\circ\text{C}$ %/V
Control voltage level	$V_{CC} = 15\text{V}$ $V_{CC} = 5\text{V}$	9.6 2.9	10.0 3.33	10.4 3.8	9.0 2.6	10.0 3.33	11.0 4.0	V V
Threshold voltage	$V_{CC} = 15\text{V}$ $V_{CC} = 5\text{V}$	9.4 2.7	10.0 3.33	10.6 4.0	8.8 2.4	10.0 3.33	11.2 4.2	V V
Threshold current ³			0.1	0.25		0.1	0.25	μA
Trigger voltage	$V_{CC} = 15\text{V}$ $V_{CC} = 5\text{V}$	4.8 1.45	5.0 1.67	5.2 1.9	4.5 1.1	5.0 1.67	5.6 2.2	V V
Trigger current	$V_{TRIG} = 0\text{V}$		0.5	0.9		0.5	2.0	μA
Reset voltage ⁴		0.4	0.7	1.0	0.4	0.7	1.0	V
Reset current			0.1	0.4		0.1	0.4	mA
Reset current	$V_{RESET} = 0\text{V}$		0.4	1.0		0.4	1.5	mA
Output voltage (low)	$V_{CC} = 15\text{V}$ $I_{SINK} = 10\text{mA}$ $I_{SINK} = 50\text{mA}$ $I_{SINK} = 100\text{mA}$ $I_{SINK} = 200\text{mA}$ $V_{CC} = 5\text{V}$ $I_{SINK} = 8\text{mA}$ $I_{SINK} = 5\text{mA}$		0.1 0.4 2.0 2.5	0.15 0.5 2.2		0.1 0.4 2.0 2.5	0.25 0.75 2.5	V V V V
Output voltage (high)	$V_{CC} = 15\text{V}$ $I_{SOURCE} = 200\text{mA}$ $I_{SOURCE} = 100\text{mA}$ $V_{CC} = 5\text{V}$ $I_{SOURCE} = 100\text{mA}$	13.0	12.5 13.3		12.75	12.5 13.3	-	V V
Turn off time ⁵	$V_{RESET} = V_{CC}$		0.5	2.0		0.5		μs
Rise time of output			100	200		100	300	ns
Fall time of output			100	200		100	300	ns
Discharge leakage current			20	100		20	100	na

¹ Supply current when output high typically 1mA less.
² Measured at $V_{CC} = 5\text{V}$ and $V_{CC} = 15\text{V}$.
³ Will determine the maximum value of $R_A + R_B$, for 15V operation, the max total is 1.2 megohm, and for 5V operation, the max total $R = 3.4$ megohm.
⁴ Measured with trigger input high.
⁵ Measured from a positive going input pulse from 0 to 0.5 V_{CC} into the threshold. The drop from high to low of the output. Trigger is tied to threshold.