

ชุดแปลงไฟฟ้าจากกระแสตรงเป็นกระแสตรงจาก 12 โวลต์เป็น 50 โวลต์

DC-DC CONVERTER 12V. - 50V.



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต

ภาควิชา เทคนิคอุตสาหกรรม

สาขา เทคโนโลยี โทรคมนาคม

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2541

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่าวิธีใดก็ตาม หากมีข้อผิดพลาดหรือต้องการแจ้งถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เลขที่.....
เลขที่.....
วัน, เดือน, ปี 20 ก.ย. 2542

DC – DC CONVERTER 12V. – 50V.



Project Report Submitted in Partial Fulfillment of the requirement

For the Bachelor's Degree

Department of Industrial Technology

Faculty of Engineering

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
King Mongkul's Institute of Technology Ladkabang
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อปริญญานิพนธ์ ชุดแปลงไฟฟ้าจากกระแสตรงเป็นกระแสตรง จาก 12โวลต์ เป็น 50โวลต์
DC – DC CONVERTER 12 V. – 50 V.

โดย นายวีรวัฒน์ เนียมเกต
นาย อุดิษฐ์ ทองชื่นจิต

ภาควิชา เทคนิคอุตสาหกรรม
อาจารย์ที่ปรึกษา อาจารย์วิชัย สุรพัฒน์

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง อนุมัติให้
นับปริญญานิพนธ์ ฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของ การศึกษาตามหลักสูตร ปริญญาอุตสาหกรรมศาสตร
บัณฑิต

คณะกรรมการสอบปริญญานิพนธ์

.....อาจารย์ที่ปรึกษา
(.....)

.....กรรมการ
(.....)

.....กรรมการ
(.....)

.....กรรมการ
(.....)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

เรื่อง	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	ก
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	ข
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ความเป็นมาของโครงการ	1
1.2 วัตถุประสงค์ของโครงการ	2
1.3 ขอบเขตของโครงการ	2
บทที่ 2 ทฤษฎี	3
2.1 ความหมายของคำว่า “สวิตชิง”(Switching)	3
2.2 แหล่งจ่ายไฟตรงแบบเชิงเส้น	4
2.3 แหล่งจ่ายไฟตรงแบบสวิตชิง	4
2.4 วงจรพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์	6
2.4.1 ฟลายแบ็ค หรือ บัคบูสต์ (Flyback or Buck-Boost)	7
2.4.2 ฟอว์เวิร์ด หรือ บัก (Forward or Back)	8
2.4.3 พูชพูล หรือ บัคดีริฟ (Push-Pull or Buck-Derived)	9
2.5 Block Diagram แสดงการทำงานของแหล่งจ่าย DC-DC แบบสวิตชิง	10
2.6 คอนเวอร์เตอร์	11
2.6.1 สวิตโทมคคอนเวอร์เตอร์ (SMC)	11
2.6.2 เรโซแนนซ์คอนเวอร์เตอร์	29
2.7 หม้อแปลงกำลังแกนเฟอร์ไรท์ (Ferrite core power transformer)	39
2.7.1 การออกแบบหม้อแปลงแกนเฟอร์ไรท์ (Ferrite Transformer Design)	46
2.7.2 วิธีการพัน Transformer	52
2.8 การคำนวณค่าเหนี่ยวนำกำลังสำหรับเอาต์พุต (Output power inductor design)	57
2.9 การคำนวณค่าตัวเก็บประจุสำหรับกรองเอาต์พุต	59
2.10 วงจรควบคุมการทำงานแบบพัลส์วิดท์มอดูเลชัน (Pulse Width Modulator)	61
2.11 วงจรเรกติไฟร์และฟิลเตอร์ (Rectifier and Filter)	64

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เรื่อง	หน้า
2.11.1 การวิเคราะห์ห้วงจร Output Filter	65
2.11.2 การออกแบบวงจรฟิลเตอร์	71
2.12 การใช้เพาเวอร์มอสเฟตในวงจรสวิตชิง	72
2.12.1 การพิจารณาในการออกแบบวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟต	72
2.12.2 วงจรที่ใช้ขับเพาเวอร์มอสเฟต	73
2.13 การเลือกแผ่นระบายความร้อน	75
บทที่ 3 การสร้างวงจร	81
3.1 หลักการเบื้องต้น	81
3.2 วงจรควบคุม (Pulse Width Modulator)	82
3.3 วงจรและรายละเอียดการทำงาน	84
3.4 รายการอุปกรณ์	88
บทที่ 4 การทดลอง	90
4.1 วัตถุประสงค์	90
4.2 เครื่องมือที่ใช้ในการทดลอง	90
4.3 ขั้นตอนการทดลอง	90
4.4 ผลการทดลอง	91
บทที่ 5 สรุปผล และปัญหาในการทำโครงการ	94
กิตติกรรมประกาศ	ค
บรรณานุกรม	ง
ภาคผนวก	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

เรื่อง	หน้า
รูปที่ 2.1 ภาวะกระแสและแรงดันที่สวิตช์ไฟฟ้า	3
รูปที่ 2.2 วงจรพื้นฐานของแหล่งจ่ายไฟตรงแบบเชิงเส้น	4
รูปที่ 2.3 วงจรพื้นฐานของแหล่งจ่ายไฟตรงแบบสวิตซ์	5
รูปที่ 2.4 วงจรพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็ค	7
รูปที่ 2.5 วงจรพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์แบบฟอร์เวิร์ด	8
รูปที่ 2.6 วงจรพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์แบบพุก-พุก	9
รูปที่ 2.7 แสดงบล็อกไดอะแกรมแสดงการทำงานของแหล่งจ่าย DC-DC แบบสวิตซ์	11
รูปที่ 2.8 (ก) บั๊กเรกูเลเตอร์ (ข) บูสต์เรกูเลเตอร์ (ค) บั๊ก-บูสต์เรกูเลเตอร์	12
รูปที่ 2.9 วงจรพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็ค	14
รูปที่ 2.10 กราฟ B-H ของหม้อแปลงในคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็ค	15
รูปที่ 2.11 คอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็คที่ดัดแปลงใช้ทรานซิสเตอร์ที่ทนแรงดันต่ำลง	15
รูปที่ 2.12 คอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็คที่ให้แรงดันได้หลายระดับ	17
รูปที่ 2.13 แสดงคอนเวอร์เตอร์แบบฟอร์เวิร์ด	18
รูปที่ 2.14 คอนเวอร์เตอร์แบบฟอร์เวิร์ดที่ถูกดัดแปลงให้ใช้ทรานซิสเตอร์ที่ทนแรงดันต่ำลง	19
รูปที่ 2.15 คอนเวอร์เตอร์แบบฟอร์เวิร์ดที่ให้แรงดันเอาต์พุตหลายระดับ	20
รูปที่ 2.16 คอนเวอร์เตอร์พุก-พุก และรูปคลื่นสัญญาณตามจุดต่างๆ	21
รูปที่ 2.17 กราฟ B-H ของหม้อแปลงในคอนเวอร์เตอร์พุก-พุก	23
รูปที่ 2.18 (ก) กราฟแสดงผลที่เกิดจากค่าเหนี่ยวนำรีวไหลในวงจรพุก-พุก	24
รูปที่ 2.18 (ข) วงจรพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์แบบฮาล์ฟบริดจ์	26
รูปที่ 2.19 กราฟแสดงผลที่เกิดจากการใส่ตัวเก็บประจุในวงจรฮาล์ฟบริดจ์	26
รูปที่ 2.20 วงจรพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์แบบฟลูบริดจ์	27
รูปที่ 2.21 (ก) RMC แบบอนุกรมกับโหลด (ข) RMC แบบขนานกับโหลด	29
รูปที่ 2.22 วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนซ์อนุกรมและรูปคลื่นสัญญาณ	31
รูปที่ 2.23 วงจรพื้นฐานของวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบซึกและกราฟของกระแสอินพุตเอาต์พุต	35
รูปที่ 2.24 การปรับปรุงโครงสร้างของ L1 และ L2 ในคอนเวอร์เตอร์แบบซึกเพื่อผลทางด้านกระแสอินพุต/เอาต์พุต	36

เรื่อง	หน้า
รูปที่ 2.25 การปรับปรุง โครงสร้างของคอนเวอร์เตอร์แบบซึก ให้มีความปลอดภัยมากขึ้น	37
รูปที่ 2.26 วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบซึกที่ใช้งานจริง และรูปคลื่นกระแสอินพุต/เอาต์พุต	37
รูปที่ 2.27 บล็อกไดอะแกรมของคอนเวอร์เตอร์แบบควบคุมกระแส ชนิดฟอร์เวิร์ด	38
รูปที่ 2.28 An equivalent circuit of the impedance magnetic loss	42
รูปที่ 2.29 Vector diagram of magnetic loss	42
รูปที่ 2.30 แสดงขนาดของแกน	43
รูปที่ 2.31 แสดงลักษณะของแกนเฟอร์ไรท์ชนิด EI	46
รูปที่ 2.32 แสดงลักษณะวงจรพช-พช	47
รูปที่ 2.33 แสดงค่า Capacitance ที่เกิดขึ้นระหว่างขดลวด	53
รูปที่ 2.34 แสดงค่า Capacitance ระหว่างชั้น	53
รูปที่ 2.35 แสดงค่า C_1 ที่เกิดขึ้นเนื่องจากการพันกลับไปกลับมา	54
รูปที่ 2.36 แสดงค่า C_{pm} ที่เกิดขึ้นระหว่างขด Primary กับขด Secondary	54
รูปที่ 2.37 Equivalent Capacitance	54
รูปที่ 2.38 แสดงรูปคลื่น Equivalent Capacitance	55
รูปที่ 2.39 แสดงรูปคลื่น Equivalent Capacitance ระหว่าง I_C กับ V_{CE}	55
รูปที่ 2.40 แสดงการพันขดลวดของ Pulse Transformer	56
รูปที่ 2.41 แสดงวิธีการพันที่ทำให้ leak Inductance มีค่าน้อย	57
รูปที่ 2.42 แสดงวงจรและ wave form ของกระแสและแรงดันที่ภาคเอาต์พุต	58
รูปที่ 2.43 แสดงรูปวงจร และ Timing Diagram ของ Basic PWM	61
รูปที่ 2.44 ส่วนประกอบภายใน TL 494	63
รูปที่ 2.45 Timing Diagram waveform ของ TL 494	63
รูปที่ 2.46 แสดงวงจรกรองกระแสแบบต่าง ๆ	65
รูปที่ 2.47 แสดงวงจรการทำงานของวงจรฟิลเตอร์	65
รูปที่ 2.48 ช่วงที่สวิทช์ On	66
รูปที่ 2.49 ช่วงที่สวิทช์ Off	67
รูปที่ 2.50 แสดง wave form ของสัญญาณเอาต์พุต	67
รูปที่ 2.51 แสดง wave form ของ ripple filter	68

เรื่อง	หน้า
รูปที่ 2.52 Full wave filter	71
รูปที่ 2.53 แสดงการใช้พาเวอร์มอสเฟตเป็นสวิทช์ ในลักษณะ Common source	73
รูปที่ 2.54 อิมิตเตอร์ฟอลโลเวอร์บัฟเฟอร์ใช้ร่วมกับ TTL และพาเวอร์มอสเฟตทำให้สวิทช์ขึ้น	73
รูปที่ 2.55 แสดงการใช้วงจรรวม Buffer ในการช่วย TTL ขับพาเวอร์มอสเฟต	75
รูปที่ 2.56 ตัวอย่างแผ่นระบายความร้อนแบบต่าง ๆ	76
รูปที่ 2.57 แสดงกำลังงานสูญเสียสูงสุดแปรค่ากับอุณหภูมิที่ตัวถัง	77
รูปที่ 2.58 สมดุลย์วงจรที่ใช้แทน โมเดลการระบายความร้อน	78
รูปที่ 2.59 โมโนแกรมแสดงการหาขนาดแผ่นระบายความร้อน	79
รูปที่ 3.1 วงจรพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์แบบพวช-พวล	81
รูปที่ 3.2 บล็อกไดอะแกรม ของ TL 494	83
รูปที่ 3.3 Timing Diagram	83
รูปที่ 3.4 รูปวงจร ดิซี-ดิซี คอนเวอร์เตอร์	86
รูปที่ 3.5 รูปลายวงจร ดิซี-ดิซี คอนเวอร์เตอร์	87
รูปที่ 4.1 แสดงการทำงานของ IC-TL 494 CN ขาที่ 5	91
รูปที่ 4.2 แสดงการทำงานของ IC-TL 494 CN ขาที่ 9	91
รูปที่ 4.3 แสดงการทำงานของ IC-TL 494 CN ขาที่ 10	92
รูปที่ 4.4 แสดงการทำงานของ IC-TL 494 CN ขาที่ 9 กับ ขาที่ 10	92
รูปที่ 4.5 แสดงบค่าเอาต์พุต ขณะไม่ต่อโหลด	93
รูปที่ 4.6 แสดงบค่าเอาต์พุต ขณะต่อ โหลด	93

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อปริญญานิพนธ์ ชดแปลงไฟฟ้าจากกระแสตรงเป็นกระแสตรงจาก 12 โวลต์ เป็น 50 โวลต์
DC-DC CONVERTER 12 V. – 50V.

โดย

นายวีรวัฒน์ เนียมเกต 40012062

นาย อุดิศร์ ทองชื่นจิต 40012075

อาจารย์ที่ปรึกษา

อาจารย์วิชัย สุรพัฒน์

บทคัดย่อ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้เป็นการศึกษาถึง การแปลงแรงดันตรงให้เป็นแรงดันตรงที่มีระดับแรงดันสูงกว่า โดยใช้หลักการของเทคนิคสวิตชิงและการมอดูเลตแบบความกว้างของพัลส์ (PULSE WIDTH MODULATION, PWN)

ซึ่งในปริญญานิพนธ์นี้ได้ใช้แรงดันตรงจากแบตเตอรี่ ขนาด 12 โวลต์ ทำการแปลงระดับแรงดันให้สูงขึ้น (STEP UP) เป็นแรงดันทางด้านบวกและลบขนาด 50 โวลต์ โดยใช้เพาเวอร์มอสเฟทกระแสสูงต่อขนานกัน

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

DC-DC CONVERTER 12 V. – 50V.

By Mr. VEERAVAT NAEMKET
Mr. UPPADIT THONGCHUENJIT

Advisor ASSOCIATE VICHAI SURAPAT

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 ± 50 V.DC by high current power MOSFET. This high current pulses are driven to the ferite core transformer. The filter section is LC pi connection for better ripple regulation. This converter including with the circuit of themal protection, low or high voltage protection,etc.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาของโครงการ

แนวความคิดในยุคต้น ๆ ของแหล่งจ่ายไฟกระแสตรงเพิ่งประกอบด้วยหม้อแปลงไฟฟ้า เพื่อเป็นตัวลดระดับแรงดัน ไฟฟ้าลงตามที่ต้องการและยังเป็นการแยกกันทางไฟฟ้าของวงจรออกจากระบบไฟฟ้าหลักและมีส่วนประกอบอื่นคือวงจรเรียงกระแสและวงจรกรองแรงดัน เพื่อให้ได้แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่เรียบเท่านั้นแต่ ในทางปฏิบัติแล้วแรงดัน ไฟตรงเอาต์พุตที่เรียบนั้นอาจจะไม่สามารถรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าให้คงที่ตลอดได้ เนื่องจากสาเหตุ 2 ประการคือ

1. แรงดัน ไฟฟ้าหลักไม่คงที่ ซึ่งมักจะเกิดขึ้นเสมอ ๆ และยากที่ตรวจสอบ หรือแก้ปัญหา
2. ภาวะของโหลดมีการเปลี่ยนแปลง เนื่องจากบางครั้งโหลดดึงกระแสมาจนทำให้แรงดันเอาต์พุตตกลงมา

แหล่งจ่ายไฟชนิดนี้จึงถูกจัดว่าเป็นแหล่งจ่ายไฟฟ้าที่ไม่มีการรักษาเสถียรภาพของแรงดันเอาต์พุต (Unregulation) การรักษาเสถียรภาพของแรงดันเอาต์พุต จัดว่าเป็นสิ่งที่สำคัญมากในการจ่ายพลังงานไฟฟ้า ซึ่งจะขึ้นอยู่กับองค์ประกอบให้แก่โหลดเหล่านี้คือ

- เสถียรภาพทางแรงดันขาออกซึ่งต้องพยายามรักษาให้คงที่ หรืออยู่ในช่วงที่ยอมรับได้
- การแยกจากกันทางไฟฟ้าระหว่างอินพุตกับเอาต์พุตในแหล่งจ่ายไฟ เพื่อป้องกันอันตรายที่อาจเกิดขึ้นระหว่างการใช้งานและเป็นการป้องกันความเสียหาย ที่อาจเกิดกับอุปกรณ์ที่ทำหน้าที่ สวิตชิงได้ (ทรานซิสเตอร์, มอเตอร์ ฯลฯ)
- มีแรงดันเอาต์พุตหลายค่า (multiple output) เพื่อการใช้งานหนึ่งอาจใช้ทั้งไฟบวกและไฟลบที่ต่างระดับแรงดันกัน
- ขนาดและน้ำหนักของแหล่งจ่ายไฟ ต้องมีประหยัดเนื้อที่และน้ำหนักซึ่งแนวโน้มของเทคโนโลยีสมัยใหม่สามารถทำให้ขนาดเล็กลง
- ประสิทธิภาพต้องพยายามให้เกิดการสูญเสียให้น้อยที่สุดเพื่อจะได้ใช้กำลังงานอย่างคุ้มค่าที่สุด

เพื่อที่จะรักษาแรงดัน ให้มีความเสถียรภาพที่ดี จึงใช้หลักการของสวิตชิงมาควบคุมแรงดันที่เอาต์พุตให้คงที่ และชุดควบคุมจะใช้เทคนิคการมอดูเลตทางความกว้างของพัลส์ (PWM) เป็นส่วนสำคัญวิธีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.2 วัตถุประสงค์ของโครงการ

เพื่อศึกษาและตัดแปลงวงจร DC-DC converter โดยใช้ไอซีพีดับบลิ้วเอ็มควมคุม อีกทั้งมีวงจรป้องกันไฟฟ้าเบตเตอร์รี่สูงเกิน หรือ ต่ำเกินไปซึ่งเหมาะสำหรับใช้ในรถยนต์ เพื่อนำไปใช้กับเครื่องขยายเสียงที่มีกำลังสูง

1.3 ขอบเขตของโครงการ

สามารถศึกษาและติดตั้งวงจร DC-DC converter จาก 12 โวลต์ เป็น 50 โวลต์ 500 VA โดยใช้ไอซีพีดับบลิ้วเอ็มควมคุม โดยภาคกำลังใช้เพาเวอร์มอสเฟตขนานกัน และมีวงจรป้องกัน ไฟฟ้าจากเบตเตอร์รี่สูงหรือต่ำเกินไป



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

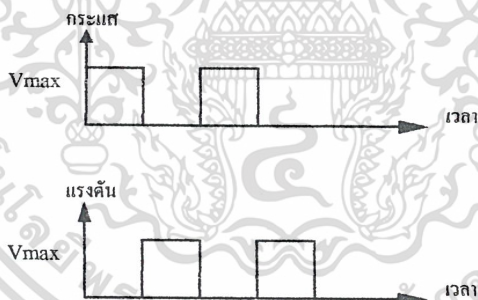
บทที่ 2

ทฤษฎี

2.1 ความหมายของคำว่า “สวิตชิง” (Switching)

การเข้าใจความหมายของคำว่า “สวิตชิง” ในขั้นพื้นฐานอย่างตรงไปตรงมาก็คือให้นึกถึง สวิตซ์ไฟฟ้าที่ใช้ตามบ้านทั่ว ๆ ไป เช่น สวิตซ์เปิด-ปิด เครื่องเสียงเป็นต้น จะเห็นว่าสวิตซ์นั้นทำงานอยู่ 2 สถานะ คือเปิดไฟ (ON) และปิดไฟ (OFF) สวิตซ์จะไม่อยู่ระหว่างกึ่งเปิดกึ่งปิด (นอกจากเสียบ)

ถ้ามองสวิตซ์ในแง่ของกระแสก็เป็น 2 สถานะ คือขณะเปิดไฟกระแสจะไหลเต็มที่ขณะปิดไฟ กระแสจะเป็นศูนย์ถ้ามองสวิตซ์ในแง่แรงดันไฟฟ้าก็จะเป็น 2 สถานะ เช่นเดียวกันคือขณะเปิดแรงดันไฟคร่อมสวิตซ์เป็นศูนย์ ขณะปิดไฟแรงดันคร่อมสวิตซ์จะเท่ากับแรงดันแหล่งจ่ายไฟ เช่น สวิตซ์เปิด-ปิดไฟฟ้าที่ใช้ในบ้าน ขณะเปิดไฟแรงดันคร่อมสวิตซ์จะเป็นศูนย์ แต่ขณะปิดไฟแรงดันคร่อมสวิตซ์จะเป็น 220 โวลท์จะเห็นว่าสถานะของกระแสและสถานะของแรงดันจะมีลักษณะตรงข้ามคือขณะกระแสมาก แรงดันเป็นศูนย์แรงดันจะมากตามกราฟในรูป



รูปที่ 2.1 ภาวะกระแสและแรงดันที่สวิตซ์ไฟฟ้า

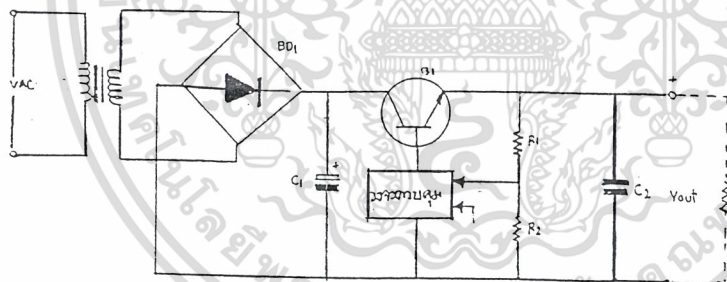
ดังนั้นอุปกรณ์ใดก็ตามที่ทำงานสองสถานะเหมือนสวิตซ์คือ มี ON-OFF เราเรียกอุปกรณ์นั้นว่าเป็นตัวสวิตซ์ เช่น รีเลย์เคลเตอร์ที่ปล่อยกระแสเป็นช่วงๆ หรือเป็นจังหวะ ๆ ไม่ปล่อยอย่างต่อเนื่องเราเรียกว่า สวิตซ์รีเลย์เคลเตอร์ทรานซิสเตอร์ที่ทำหน้าที่เหมือนสวิตซ์ คือเป็นตัวควบคุมกระแสให้ผ่านตัวมันเป็นช่วง ๆ เราเรียกว่า สวิตซ์ทรานซิสเตอร์ ทรานซิสเตอร์ที่จะทำหน้าที่ได้ดีขึ้นจะต้องมีความถี่ทรานซิสชัน (Transition Frequency = $F_T X$ สูงมากและมักมีราคาแพงตามไปด้วย)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2 แหล่งจ่ายไฟตรงแบบเชิงเส้น

แหล่งจ่ายไฟชนิดนี้มีส่วนประกอบดังรูปที่ 2.2 จะเห็นว่ามีส่วนที่เพิ่มเข้ามาคือ ทรานซิสเตอร์, วงจรควบคุมกระแสเบส, วงจรป้อนกลับ และวงจรกรองกระแสแรงดันโดยมีการทำงานคือ ทรานซิสเตอร์ จะทำหน้าที่ในการจ่ายกระแสไฟให้กับโหลดซึ่งจะมากหรือน้อยนั้นขึ้นอยู่กับวงจรถูกควบคุม โดยเป็นการเพิ่มหรือลดกระแสเบส เพื่อให้แรงดันเอาต์พุตคงที่ตามต้องการ ทรานซิสเตอร์ที่ใช้ในแหล่งจ่ายไฟแบบนี้จะทำงานให้เป็นเชิงเส้นอยู่ในย่านแอกทีฟแรงดันเอาต์พุตค่อนข้างเสถียรภาพดีกว่าแบบสวิตชิง และมีการแพร่กระจายของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าเพียงเล็กน้อย วงจรการทำงานไม่ซับซ้อนอุปกรณ์ได้ง่ายจึงถูกสำหรับเครื่องขนาดเล็ก

แต่ข้อเสียที่ต้องการแก้ไขมากก็ได้แก่การใช้หม้อแปลงความถี่ต่ำ ซึ่งจะมีขนาดใหญ่ และน้ำหนักมากกว่าหม้อแปลงที่ใช้ในความถี่สูงและอีกอันหนึ่งคือทรานซิสเตอร์และหม้อแปลงมีการดูดซับพลังงานเป็นผลของกระแสที่ไหลผ่านตัวมัน ฉะนั้นแหล่งจ่ายไฟแบบเชิงเส้น มักมีประสิทธิภาพอยู่ในช่วง 30% - 50%

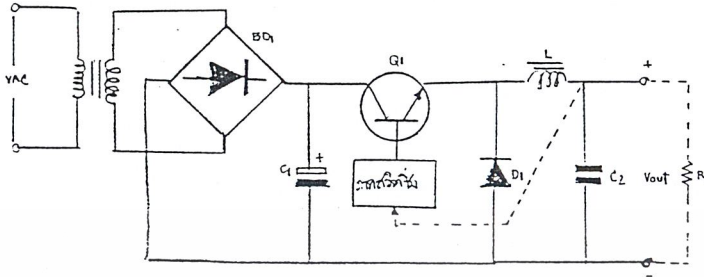


รูปที่ 2.2 วงจรพื้นฐานของแหล่งจ่ายไฟตรงแบบเชิงเส้น

2.3 แหล่งจ่ายไฟตรงแบบสวิตชิง

ความแตกต่างจากแหล่งจ่ายไฟแบบลิเนียร์อยู่ในส่วนเอาต์พุตของหม้อแปลงดังรูปที่ 2.3 จะเห็นว่าส่วนที่แตกต่างกันคือ มีทรานซิสเตอร์, ภาคสวิตชิง, ไดโอดที่ใช้ในช่วงความถี่สูง และวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน ซึ่งประกอบด้วยขดลวด (L) และตัวเก็บประจุ (C_2) เพื่อทำหน้าที่เก็บพลังงานและทำให้กระแสและแรงดันของโหลดมีการกระเพื่อม (ripple) น้อยลง

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.3 วงจรพื้นฐานของแหล่งจ่ายไฟตรงแบบสวิตชิง

ส่วนทรานซิสเตอร์และภาคสวิตชิ่งนั้นจะทำงานต่างจากแบบเชิงเส้น โดยทรานซิสเตอร์จะทำงานแบบสวิตชิ่งที่ความถี่สูงมีการทำงาน 2 ช่วง คือช่วงไม่นำกระแสซึ่ง มีความต้านทานสูงมากเหมือนสวิตช์ถูกเปิดกับช่วงนำกระแสเต็มตัวมีความต้านทานต่ำเสมือนปิดวงจรการสวิตชิ่งด้วยความถี่นี้เป็นการบังคับแรงดันเอาต์พุตด้วย

โดยในภาคสวิตชิ่งจะมีวงจรควบคุมการสวิตช์เป็นการควบคุมแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ และวงจรควบคุมนี้จะใช้เทคนิคการมอดูเลตทางความกว้างของพัลส์ (PWM) เป็นส่วนใหญ่ซึ่งจะแบ่งการทำงานออกเป็น 2 ส่วนคือ ส่วนขยายความผิดพลาดของ แรงดันเอาต์พุตโดยรับสัญญาณความแตกต่างของแรงดันเอาต์พุตที่ต่อกับโหนดกับแรงดันที่ตั้งเอาไว้ นำไปขยายและนำไปยังส่วนที่สองคือส่วนเปรียบเทียบแล้วนำไปเปรียบเทียบกับสัญญาณรูปฟันเลื่อยนั่นเอง ซึ่งสัญญาณที่จะได้นำไปเป็นสัญญาณสำหรับการสวิตช์ในภาคสวิตชิ่ง

เนื่องจากใช้ความถี่ในการสวิตช์สูงมากประมาณ 200 kHz หม้อแปลงที่ใช้มักแกนเฟอร์ไรต์ที่มีขนาดเล็กและเบา ทั้งยังเป็นส่วนที่แยกทางไฟฟ้าระหว่างอินพุตกับเอาต์พุตด้วย ในการออกแบบบางครั้งอาจไม่ใช้หม้อแปลงลดแรงดันไฟสลับที่อินพุต เพราะหม้อแปลงความถี่สูงจะมีราคาสูงตามไปด้วย

ทรานซิสเตอร์ที่ใช้ทำงานเป็นแบบสวิตช์ ทำให้เกิดความสูญเสียน้อยกว่า แบบเชิงเส้นมาก ทั้งยังสามารถจ่ายกำลังงานเอาต์พุตได้สูงกว่าด้วย ประสิทธิภาพของแหล่งจ่ายไฟสวิตชิ่งสูงขึ้นไปอยู่ในช่วง 70% - 80%

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถึงแม้ว่าจะมีข้อดีทางคุณสมบัติอยู่มาก แต่ก็ต้องสนใจในจุดด้อยของมันที่ว่าวงจรมีความซับซ้อนและอุปกรณ์ต่าง ๆ ที่ใช้กันมักมีราคาสูงและหาซื้อได้ยากในประเทศและจากการสวิตซ์ที่ความถี่สูงจึงเกิดจากการรบกวนของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า(EMI) กันอุปกรณ์ไฟฟ้าอื่น ๆ ได้

จากโครงสร้างพื้นฐานและหลักการทํางานของแหล่งจ่ายไฟตรงทั้ง 2 แบบนั้นเราสามารถนำมาเปรียบเทียบจุดดีจุดเสียกับดังแสดงในตารางที่ 2.1

ตารางที่ 2.1 แสดงการเปรียบเทียบข้อมูลทางด้านต่างๆ ของแหล่งจ่ายไฟแบบเชิงเส้นและสวิตซ์

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
การตอบสนองผลทรานแซียนต์	เร็ว	ช้า
การแยกจากกันทางไฟฟ้าของอินพุตกับเอาต์พุต	ปกติมีอยู่แล้ว	ขึ้นอยู่กับ โครงสร้างของวงจร
เสถียรภาพในการทำงาน	ดีมาก	ค่อนข้างช้า
ราคา	ต่ำ	สูง

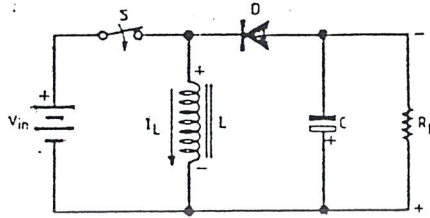
2.4 วงจรพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์

วงจรพื้นฐานที่สำคัญของ DC-DC Converter จะประกอบไปด้วยวงจรอินเวอร์เตอร์ ความถี่สูง กับวงจรเรกติไฟร์และฟิลเตอร์จะมีอยู่หลายแบบ แต่ก็ล้วนมีพื้นฐานมาก จากวงจร 3 แบบคือ

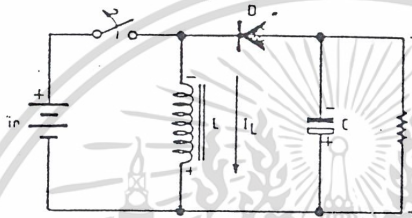
- ฟลายแบ็ค หรือบัคบูสต์ (Flyback or Buck-Boost)
- ฟอว์เวิร์ด หรือบัค (Forward or Buck)
- พูช-พูล หรือบัคคูลิไฟ (Push-Pull or Buck-Boost)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ในงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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



ก



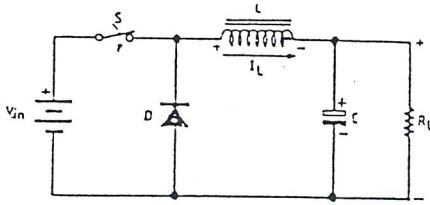
ข

รูปที่ 2.4 วงจรพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็ค

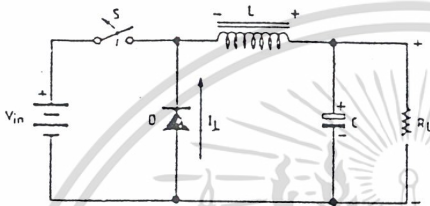
รูปที่ 2.4 แสดงลักษณะของคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็คเมื่อสวิตช์ S ปิดรูป (ก) กระแสจะไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L สะสมพลังงานในรูปของสนามแม่เหล็ก ไดโอด D จะถูกไบแอสกลับจึงยังไม่มีแรงดันตกคร่อมโหลด R_L ในขณะนี้ ต่อมาเมื่อสวิตช์เปิดรูป (ข) ตัวเหนี่ยวนำจะคายพลังงานออกมา (เนื่องจากสนามแม่เหล็กยุบตัว) แต่ขั้วของแรงดันจะกลับกันกับที่ป้อนเข้ามา (ซึ่งเป็นไปตามธรรมชาติของตัวเหนี่ยวนำ) ทำให้ไดโอดได้รับ ไบแอสตรงนำกระแสจาก การคายพลังงานกลับของตัวเหนี่ยวนำไปสู่โหลดและจะมีขึ้นแรงดันตรงข้ามกับแรงดันอินพุต ถ้าสวิตช์ปิด-เปิดเป็นจังหวะอย่างต่อเนื่องกระแสอินพุตและเอาต์พุตก็จะมีลักษณะเป็นพัลส์ อย่างต่อเนื่องด้วย จึงพอสรุปได้ว่าในคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็คนั้นพลังงานจะถูกเก็บในตัวเหนี่ยวนำในระหว่างที่สวิตช์ปิดและพลังงานจะถูกปล่อยไปสู่ไดโอดในระหว่างสวิตช์เปิดหรือฟลายแบ็คนั่นเอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4.2. ฟอว์เวิร์ด หรือบั๊ก (Forward or Back)



ก

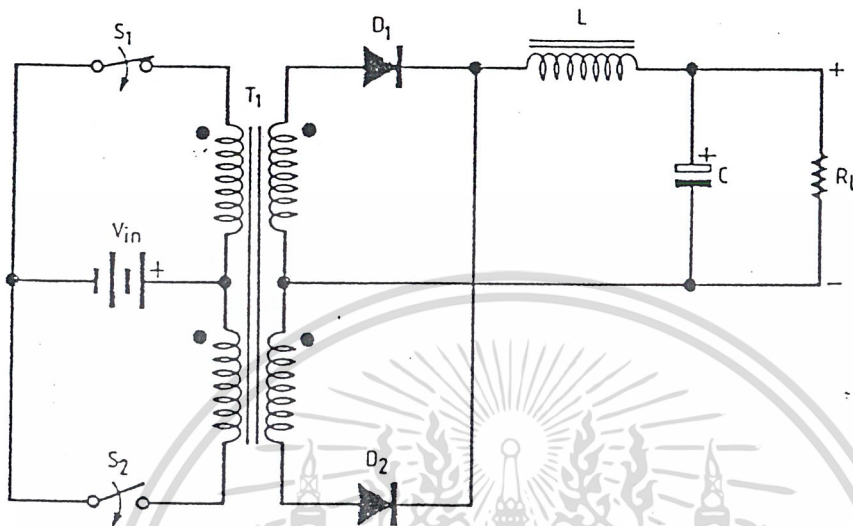


ข

รูปที่ 2.5 วงจรพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์แบบฟอว์เวิร์ด

เมื่อสวิตช์ปิดกระแสไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำไปสู่โหลดทำให้กระแสแรงดันตกคร่อมโหลดและมีขั้วเหมือนกับอินพุต ดังแสดงในรูป (ก) ไดโอดจะถูกไบแอสกลับในตอนนี้และเมื่อสวิตช์เปิดสนามแม่เหล็กที่ตัวเหนี่ยวนำและขั้วตัวคายพลังงานออกมา ในรูปกระแสและมี ขั้วแรงดันดังรูป (ข) ทำให้ไดโอดได้รับไบแอสตรงนำกระแสไหลผ่านตัวเก็บประจุและโหลดแรงดันที่ตกคร่อมโหลดจึงยังมีขั้วเหมือนเดิมไดโอดในวงจรนี้มักจะถูกเรียกว่า ไดโอดฟรี-วิลลิง หรือไดโอดฟลายวีล (Free Wheeling or Fly Wheel Diode) เพราะการทำงานดังกล่าวกระแสเอาต์พุตที่ได้จะต่อเนื่องถึงแม้ขณะที่กระแสอินพุตจะมีลักษณะเป็นพัลส์

2.4.3. พูช-พูล หรือบัคคิโรไฟ (Push-Pull or Buck-Derived)



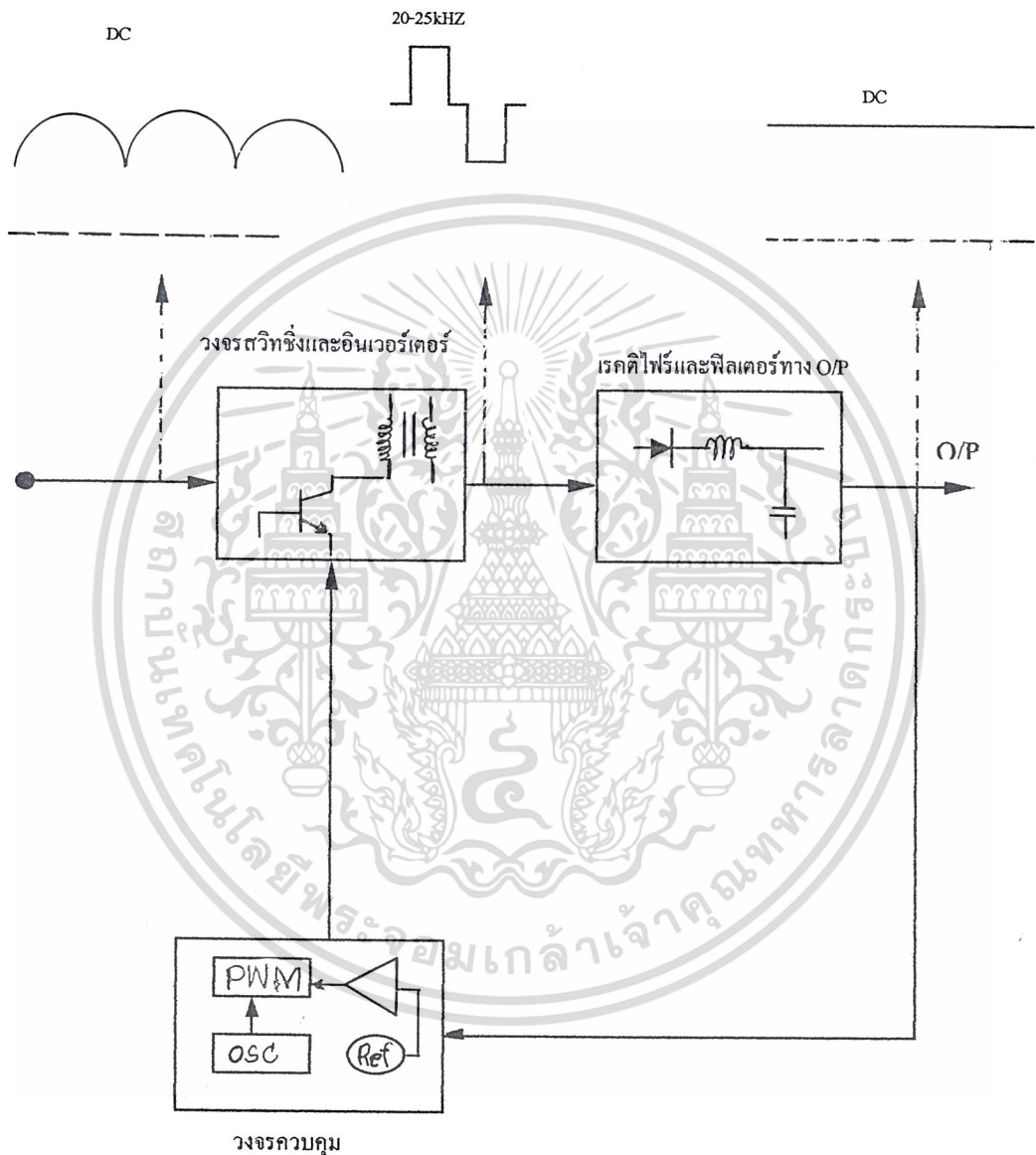
รูปที่ 2.6 วงจรพื้นฐานคอนเวอร์เตอร์แบบพูช-พูล

จากรูปจะเห็นได้ว่าเป็นการนำคอนเวอร์เตอร์แบบฟอร์เวิร์ด 2 วงจรมาทำงานร่วมกันโดยให้ผลัดกันทำงานนั่นเอง ในทางทฤษฎีไม่จำเป็นต้องใส่ตัวเหนี่ยวนำที่เอาต์พุต อีก แต่ในทางปฏิบัติจำเป็นต้องใส่ ตัวเหนี่ยวนำค่าน้อย ๆ ไว้ตรงระหว่างไดโอดและตัวเก็บประจุ เพื่อทำการกำจัดสัญญาณรบกวน EMI (Electromagnetic Interference) ที่เกิดจากการสวิตช์ของคอนเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.5 Block Diagram แสดงการทำงานของแหล่งจ่าย DC-DC แบบสวิตชิ่ง

การทำงานของ DC-DC Converter อาศัยหลักการของวงจรสวิตชิ่ง คือ ทำงานในช่วงอิมพัลส์และกัทออฟ สามารถอธิบายการทำงานได้จากรูปแสดงบล็อกไดอะแกรมดังนี้



รูปที่ 2.7 แสดงบล็อกไดอะแกรมแสดงการทำงานของแหล่งจ่าย DC-DC แบบสวิตชิ่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อทำการต่อไปกระแสดรทางด้านอินพุตของวงจรคอนเวอร์เตอร์วงจรอินเวอร์เตอร์ก็จะทำการสวิตช์เปลี่ยนแรงดันไฟตรงเป็นพัลส์ที่เหลี่ยมความถี่สูงในช่วง 20 kHz - 500 kHz ซึ่งในวงจรสวิตช์นี้อาจสร้างได้จากอุปกรณ์หลายชนิด เช่น เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์, เพาเวอร์มอสเฟต, เอสซีอาร์และอื่นๆ พัลส์ที่เหลี่ยมแรงดันสูงจากวงจรสวิตช์จะส่งเข้าหม้อแปลงความถี่สูงเพื่อให้ได้แรงดันเอาต์พุตตามต้องการและแยกกราวด์ไป ในตัวแรงดันที่ได้นี้ จะส่งเข้าภาคเรกติไฟและฟิลเตอร์ด้านเอาต์พุตอีกครั้งเป็นไฟตรงตาม ระดับแรงดันที่ต้องการส่วนหนึ่งจะถูกส่งกลับเข้าวงจรควบคุม เพื่อคอยตรวจสอบและควบคุมแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ไม่ว่าแรงดันไฟตรงด้านอินพุต หรือ โหลดที่เอาต์พุตจะเปลี่ยนแปลงไปบ้างก็ตาม

ในส่วนของวงจรควบคุมประกอบด้วยวงจรถ้าเนติกความถี่เพื่อป้อนแก่วงจร PWM (Pulse Width Modulation) วงจรขยายความผิดพลาดจะทำการเปรียบเทียบแรงดันเอาต์พุตกับแรงดันอ้างอิงแล้วส่งค่าความผิดพลาดนั้น ไปทำการปรับความกว้างของพัลส์ของ PWM ขบวนการพัลส์ที่ได้จะส่งมาควบคุมวงจรสวิตช์ให้สวิตช์เปิด-ปิด ปล่อยกำลังไฟฟ้าไปสู่โหลดให้มีค่าเปลี่ยนแปลงตามไปด้วย เพื่อรักษาระดับแรงดันทางเอาต์พุตให้คงที่

2.6 คอนเวอร์เตอร์

สำหรับแหล่งจ่ายไฟตรงแบบสวิตช์หรือเรียกอีกแบบว่า สวิตช์โหมด เพาเวอร์ซัพพลาย (Switched Mode Power Supplies, SMPS) นั้นสามารถแบ่งตามชนิด ของคอนเวอร์เตอร์ได้ 2 ชนิด คือ

- 1 สวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์
- 2 เรโซแนนซ์โหมดคอนเวอร์เตอร์

2.6.1. สวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์ (SMC)

SMC ประกอบด้วย อุปกรณ์สามส่วนใหญ่ ๆ เช่นเดียวกับ โครงสร้างพื้นฐาน ของแหล่งจ่ายไฟสวิตช์ซึ่งทั่วไปที่มี สวิตช์, ไดโอดความถี่สูง และวงจรรองความถี่ต่ำและสามารถแบ่งชนิดของ SMC ได้โดยหม้อแปลงที่แยกอินพุตกับเอาต์พุต ซึ่งก็จะเหมาะกับการใช้งานแตกต่างกันไป

2.6.1.1.1 SMC ชนิดไม่มีหม้อแปลงเฟอไรต์

SMC แบบนี้จะใช้ขดลวดเป็นตัวเก็บพลังงานแม่เหล็กได้ และเหมาะสมกับการควบคุมอุปกรณ์ไฟฟ้ากระแสตรง เช่น มอเตอร์ ซึ่งมีการจัดแบ่งวงจรได้ 2 ชนิดตามลักษณะการวางของขดลวด (L) ดังนี้

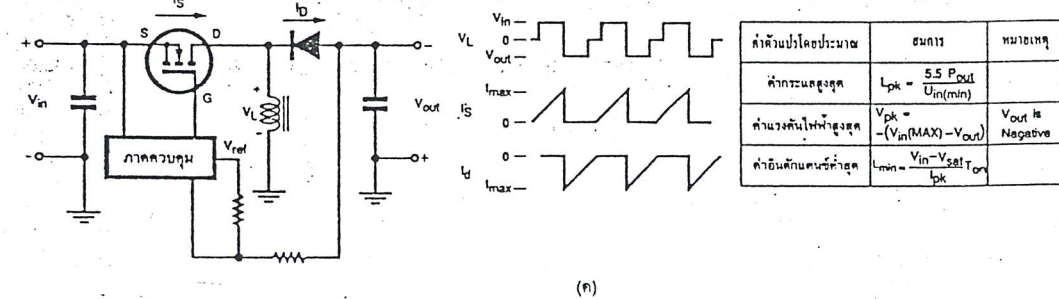
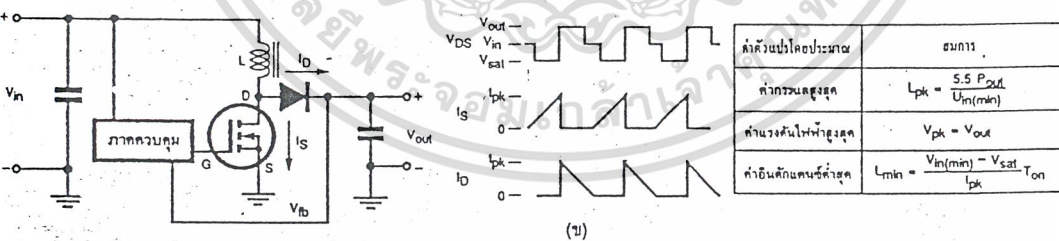
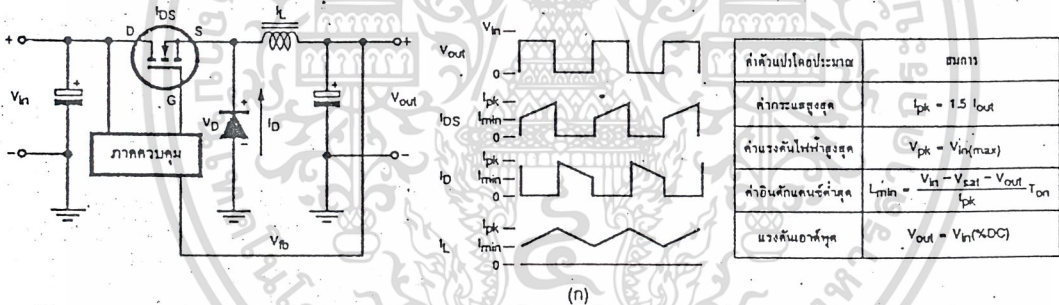
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1 บั๊กเรกูเลเตอร์ (Buck Regulator)

ดังรูปที่ 2.8 (ก) เป็นเรกูเลเตอร์ที่ผลิตแรงดันเอาต์พุตเฉลี่ย (V_{out}) มี ค่าต่ำกว่าแรงดันอินพุต (V_{in}) เสมอ เมื่อสวิตช์ปิด ไดโอดทำงานในสภาวะป้อนกลับ ขดลวดมีกระแสไหลผ่านไปยังโหลดและสะสมพลังงานในรูปสนามแม่เหล็กไว้

จนวงจรป้อนกลับตรวจสอบว่าแรงดันขาออกถึงระดับที่ตั้งไว้วงจรควบคุมจึงจะสั่งให้เปิดสวิตช์เส้นแรงแม่เหล็กที่ขดลวดขยุตัวและยังคงรักษากระแส ให้ไหลไปยังโหลดเช่นเดิม แต่จะกลับทิศทางการไหลไปไบแอสให้ไดโอดนำกระแสทำให้การทำงานครบวงจร ในทางทฤษฎีเราถือว่าแรงดันเอาต์พุตเรียบมาก ดังนั้นแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุเอาต์พุตจึงเป็นค่าคงที่และจากสมการ

จึงได้ว่าไม่มีกระแสไหลผ่านตัวเก็บประจุนั้น เพราะฉะนั้นกระแสเฉลี่ยที่ไหลผ่านขดลวดก็เป็นกระแสเดียวกันกับกระแสเฉลี่ยที่ไหลผ่านโหลด ทำให้แรงดันเอาต์พุต น้อยกว่าอินพุตเสมอ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้เพื่อให้บริการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า รูปที่ 2.8 (ก) บั๊กเรกูเลเตอร์ (ข) บูสต์เรกูเลเตอร์ (ค) บั๊ก-บูสต์เรกูเลเตอร์ ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2 บุสต์เรกูเลเตอร์ (Boost Regulator)

ในรูปที่ 2.8(จ) อุปกรณ์ต่างๆ ของเรกูเลเตอร์แบบนี้ ก็คล้ายกับแบบแรกแต่มีการสลับตำแหน่งกันเล็กน้อย หลักการทำงานก็คล้ายคลึงกัน

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

ส่วนกระแสที่ไหลผ่านขดลวดนั้นสามารถแบ่งได้เป็น 2 ลักษณะคือ ลักษณะแรกเป็นการไหลอย่างไม่ต่อเนื่อง เกิดได้เนื่องจากการที่ขดลวดคายพลังงานหมดก่อนเวลาที่จะถึงช่วงสะสมพลังงานอีกครั้งดังรูป I และ I_D ในรูป 2.8 (ข) อีกลักษณะคือการไหลอย่างต่อเนื่องเกิดเนื่องจากยังมีพลังงานส่วนหนึ่งสะสมอยู่ในขดลวด หลังจากการคายพลังงานแล้ว ดังเช่นรูปคลื่น I_L ในรูป 2.8 (ก) และผลรวมของรูปคลื่น I_S กับ I_D ในรูป 2.8 (จ) ซึ่งในรูปนี้เป็นการไหลที่ต่อเนื่องพอดี

การประยุกต์ของเรกูเลเตอร์ทั้ง 2 ชนิดนี้มีมากมายตามแต่การใช้งานของเราอย่างเช่น บั๊ก-บูสต์เรกูเลเตอร์ในรูปที่ 2.8 (ค) ซึ่งเป็นการผสมรูปแบบการทำงานของ 2 วงจรพื้นฐาน ซึ่งขดลวดสะสมพลังงานช่วงปิดสวิตช์ พอเมื่อเปิดสวิตช์จะคายพลังงาน ผ่านกราด์ไปยังตัวเก็บประจุและไดโอด ทำให้เกิดแรงดันเอาต์พุตเป็นลบ ทั้งขนาดที่สูงกว่าหรือต่ำกว่าแรงดันอินพุตก็ได้ขึ้นกับวงจรควบคุม

2.6.1.2 SMC ชนิดมีหม้อแปลงเฟอร์ไรต์

จากชนิดที่ไม่มีหม้อแปลงเฟอร์ไรต์จะมีข้อเสียที่ว่า มีเพียงแต่อุปกรณ์สารกึ่งตัวนำที่แยกเอาต์พุตออกจากอินพุต หากผลทางทรานเซียนต์อาจจะทำให้อุปกรณ์สวิตช์เสียหายได้ จึงทำการเพิ่มหม้อแปลงเฟอร์ไรต์ในวงจรเพื่อแก้ปัญหาดังกล่าวซึ่ง โครงสร้างและหลักการทำงานต่างก็เป็นการดัดแปลงจากแบบแรกเล็กน้อย และยังเป็นตัวเก็บพลังงานแทนขดลวด

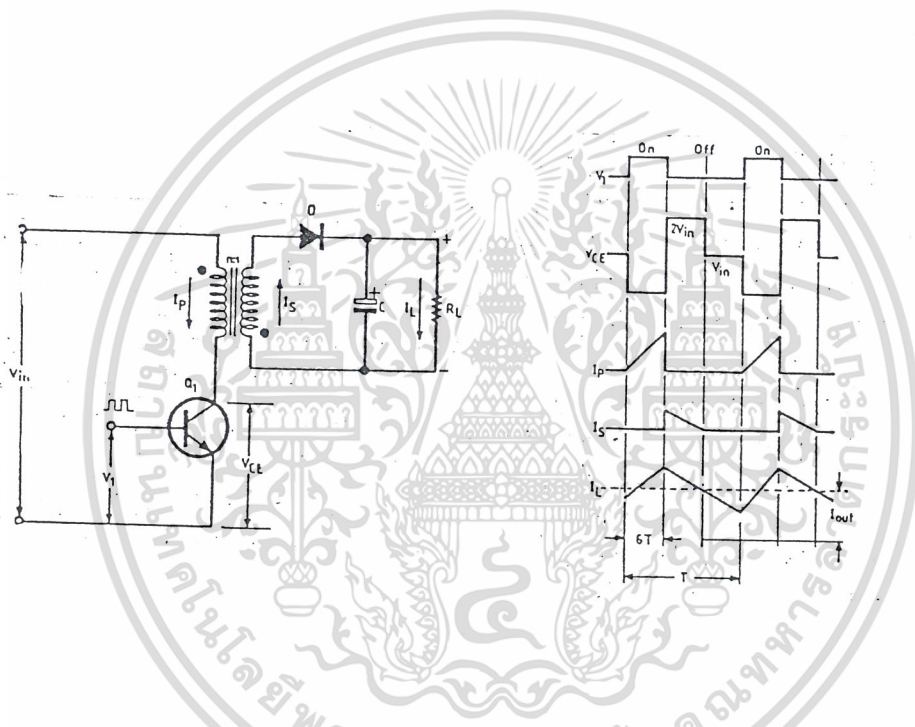
เหตุที่ใช้แกนเฟอร์ไรต์เพราะเป็นการสวิตซ์ซึ่งความถี่สูง ซึ่งไม่เหมาะสมกับการใช้แกนเหล็ก ซึ่งส่วนใหญ่จะใช้วัสดุผสมกันระหว่างแมกนีเซียมกับสังกะสี (MnZn) และนิกเกิลกับสังกะสี (NiZn) ซึ่งทั้งสองชนิดนี้สามารถทำงานได้ถึงในย่านความถี่ 1-3 MHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.6.1.3 คอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็กกับขนาดของอุปกรณ์สวิทช์ที่ใช้

อุปกรณ์สวิทช์ในที่นี้หมายถึง เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เพาเวอร์มอสเฟต ฯลฯ ซึ่งจะต้องทนแรงดันตกคร่อมได้สูงเมื่อตัวมันหยุดนำกระแส และจะต้องทนกระแสได้สูงเมื่อมันนำกระแส เช่น เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ จะต้องทราบพิกัดที่สำคัญคือ $V_{CE(max)}$ และ $I_{C(max)}$ แต่ถ้าเป็นเพาเวอร์มอสเฟตก็คือ $V_{DSS(max)}$ และ $I_{D(max)}$ ฯลฯ

ในบทความตอนนี้จะกล่าวถึงอุปกรณ์สวิทช์ที่เป็นเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เท่านั้น เพราะง่ายต่อการทำความเข้าใจและเป็นที่ยึดกันดีสำหรับผู้อ่านอยู่แล้ว จากวงจรในรูปที่ 2.9



รูปที่ 2.9 วงจรพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็ก

$V_{CE(max)}$ ที่เกิดขึ้นในวงจรเมื่อ Q_1 ต้องทนได้ในขณะไม่นำกระแสคือ

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

โดยที่ V_m คือ แรงดันไฟตรงที่ได้รับจากภาคเรกติไฟร์และฟิลเตอร์ด้านอินพุตประมาณ 300 v

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

N_s/N_p คือ อัตราส่วนของจำนวนรอบระหว่างขดทุติยภูมิกับปฐมภูมิ
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

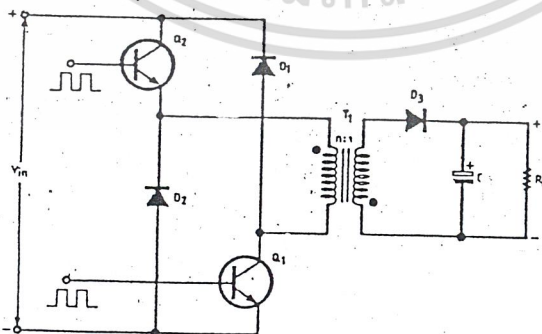
$$\text{แต่จากทฤษฎีของหม้อแปลง } N_s/N_D = V_s/V_p$$

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

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



รูปที่ 2.10 กราฟ B-H ของหม้อแปลงในคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็ค



รูปที่ 2.11 คอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็คที่คิดแปลงใช้ทรานซิสเตอร์ที่ทนแรงดันต่ำลง
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อีกจุดที่สำคัญคือ ทรานซิสเตอร์ที่ใช้จะต้องทนกระแสคอลเล็กเตอร์ I_C ในขณะที่ทำงานด้วยคือ

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

เมื่อ I_L คือ กระแสที่ไหลผ่านโหลดสูงสุด

นอกจากนี้อาจหา I_C ได้จาก

$$I_C = 2 P_{out} / \eta v_{in} \delta_{(max)}$$

โดยที่ η คือ ประสิทธิภาพของคอนเวอร์เตอร์ (อยู่ในช่วง 60%-90%)

δ_{max} คือ ค่าควิตซ์ไซเกิลสูงสุดของสัญญาณพัลส์จาก

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

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

หม้อแปลงในคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็ก

จากลักษณะการทำงานดังที่กล่าวมาจะเห็นได้ว่าหม้อแปลงในคอนเวอร์เตอร์แบบนี้จะถูกขับเพียงทิศทางที่เป็นบวกทิศทางเดียวดังกราฟ B-H ในรูปที่ 2.10 ดังนั้นแกนที่ใช้จึงต้องมีขนาดปริมาตรใหญ่เป็นพิเศษ ปริมาตรของแกนสามารถได้จากสูตรต่อไปนี้

$$\text{ปริมาตรของแกน} = \mu_o \mu_s (I_{Lmax})^2 L_{out} / (B_{max})^2$$

เมื่อ μ_o คือ $4\pi \times 10^{-7}$

μ_s คือ ค่าความซึมซาบทางแม่เหล็กสัมพัทธ์

I_L คือ กระแสที่จ่ายแก่โหลดสูงสุด (แอมป์)

L_{out} คือ ค่าความเหนี่ยวนำทางด้านเอาต์พุต (ไมโครเฮนรี่)

B_{max} คือ ค่าความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็กสูงสุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า (เวเบอร์/ตารางเมตร)

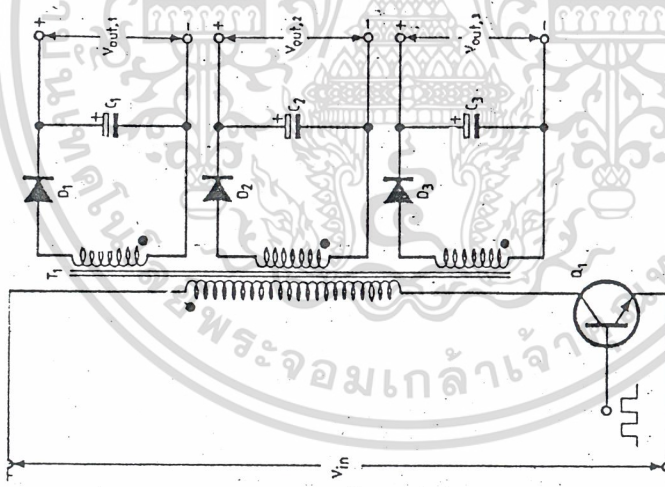
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การเลือกใช้แกนจะต้องเลือกวัสดุที่ทำแกนที่มีค่า μ_0 มาก เพื่อลดขนาดของแกนและจำนวนรอบของขดลวดลง อันจะเป็นเหตุให้เกิดเป็นความร้อนสะสมขึ้นได้

คอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็กในรูปแบบอื่น

จากที่กล่าวมาแล้วว่าอุปกรณ์สวิตซ์ชิ่ง เช่น เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่ใช้จะต้องทนแรงดันได้ประมาณ 800 โวลต์ในขณะที่ไม่ทำงาน ซึ่งเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ หรือ เพาเวอร์มอสเฟตที่ทนแรงดันได้สูงมักมีราคาแพง จึงได้มีการปรับปรุง รูปแบบของวงจรมาเป็นดังรูปที่ 2.11 โดยใช้ทรานซิสเตอร์ 2 ตัวให้ทำงานพร้อมกัน ไดโอด D_1 และ D_2 จะทำหน้าที่เป็นแคลมป์ไบ่งไดโอด (Clamping diode) จำกัดแรงดัน V_{ce} ของทรานซิสเตอร์ให้ไม่เกิน V_{in} ดังนั้นจึงสามารถใช้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่ทนแรงดันเพียง 400 โวลต์ก็พอ

นอกจากนี้ถ้าต้องการแรงดันเอาต์พุตจากคอนเวอร์เตอร์แบบ ฟลายแบ็กหลายๆ ระดับก็สามารถทำได้ง่ายๆ โดยการเพิ่มขดลวดทุติยภูมิที่หม้อแปลง ดังแสดงในรูปที่ 2.12



รูปที่ 2.12 คอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็กที่ให้แรงดันได้หลายระดับ

2.6.1.4 คอนเวอร์เตอร์แบบฟอร์เวิร์ด

มีลักษณะวงจรและรูปคลื่นสัญญาณตามจุดต่างๆ ดังแสดงในรูปที่ 6 เมื่อ Q_L ทำงานจะมีกระแสไหลผ่านขดปฐมภูมิ (ด้านซ้าย) ของหม้อแปลง และเก็บพลังงานไว้ในรูปสนามแม่เหล็ก และยังส่งสนามแม่เหล็กบางส่วน ไปคล้องเกี่ยวอีก 2 ขดที่เหลือ โดยแรงดันที่จุดของขดปฐมภูมิและเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทุกขณามีขั้วเหมือนกันตลอด ดังนั้นในขณะที่จึงมีกระแสไหลผ่านไอโอด D_2 ไปสะสมพลังงานในตัวเหนี่ยวนำ และส่งต่อไปยังโหลด R_L ส่วน D_3 จะถูกไบแอสกลับ

เมื่อ Q_1 หยุดทำงานสนามแม่เหล็กในหม้อแปลงจะยุบตัวทำให้ขั้วแรงดันที่จุดทางด้านทุกขณามีเปลี่ยนเป็นลบ D_2 จึงถูกไบแอสกลับ ดังนั้นตัวเหนี่ยวนำจึงคาย พลังงาน โดยผ่าน R_L และ D_3

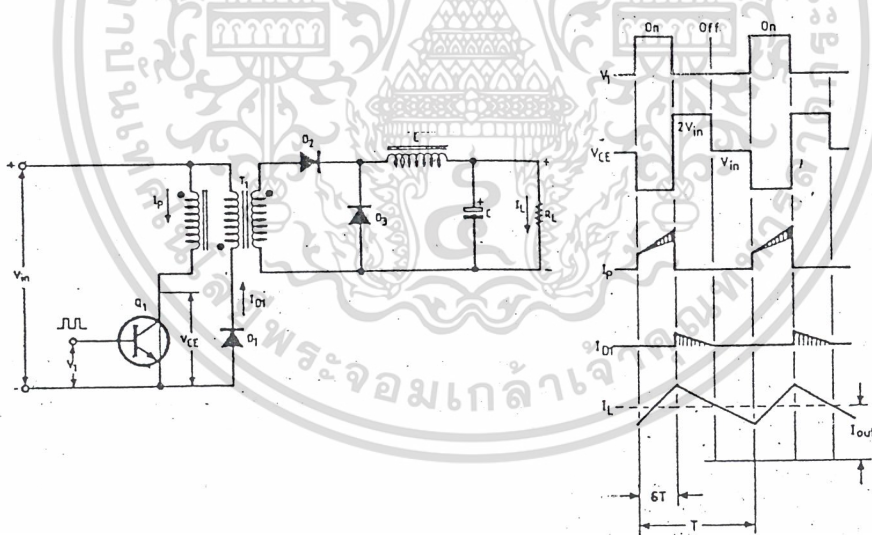
สำหรับขดลวดขดกลาง (ดีแมกนีไตเซชัน) ของหม้อแปลง T_1 นั้นจะ ทำหน้าที่หักล้างสนามแม่เหล็กคค้าง เมื่อ Q_1 หยุดทำงาน โดยจะส่งพลังงานแม่เหล็กคืนกลับจากทิศทางเดิมในรูปของกระแส ซึ่งก็คือพื้นที่ส่วนที่แรงาบนรูปคลื่น I_p และ I_{Dr} นั้นเอง กำหนดหาได้จาก

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

เมื่อ $T \delta_{(max)}$ คือ ช่วงเวลาที่ Q_1 นำกระแส

และ L คือ ค่าของตัวเหนี่ยวนำที่เอาต์พุต (ไมโครเฮนรี่)

ไอโอด D_1 ควรเป็นแบบฟาสต์รีคัฟเวอร์ที่ทนแรงดันย้อนกลับ ได้สูง



รูปที่ 2.13 แสดงคอนเวอร์เตอร์แบบฟอร์เวิร์ด

เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่ใช้ในคอนเวอร์เตอร์แบบฟอร์เวิร์ด

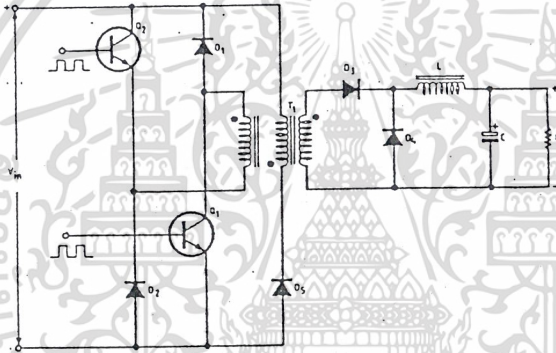
เนื่องจากการใส่ขดลวดดีแมกนีไตเซชันในหม้อแปลงและไอโอด D_1 จึงทำให้แรงดันตกคร่อม Q_1 (V_{ce}) ขณะหยุดนำกระแสถูกจำกัดเพียง 2 เท่าของแรงดันอินพุตเท่านั้น ดังแสดงให้เห็นในรูปคลื่น เอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ Q_1 นำกระแสจะมีกระแส I_C ไหลผ่านเท่ากับกระแส I_C จากที่เคยคำนวณได้จาก
คอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็ครวมกับกระแสเนื่องจากสนามแม่เหล็กด้านกลับดังนี้

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

$$I_C = I_L * (N_S / N_P) + n_n T V_{out} / n_s L$$

เมื่อ T คือคาบเวลาการสวิทช์ของ Q_1



รูปที่ 2.14 คอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็คที่ถูกดัดแปลงให้ใช้ทรานซิสเตอร์ที่ทนแรงดันต่ำลง

โดยปกติค่ากระแสจากสนามแม่เหล็กจะมีค่าน้อย เมื่อเทียบกับกระแส I_C สูงสุด ซึ่งโดย
ทั่วไปในทางปฏิบัติสามารถตัดทิ้งไปได้นั้นคือให้ $I_C = I_L * N_S / N_P$ ก็ได้

หม้อแปลงที่ใช้ในคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็ค

ปริมาตรแกนหม้อแปลงที่ใช้ในคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็คหาได้จากสูตร

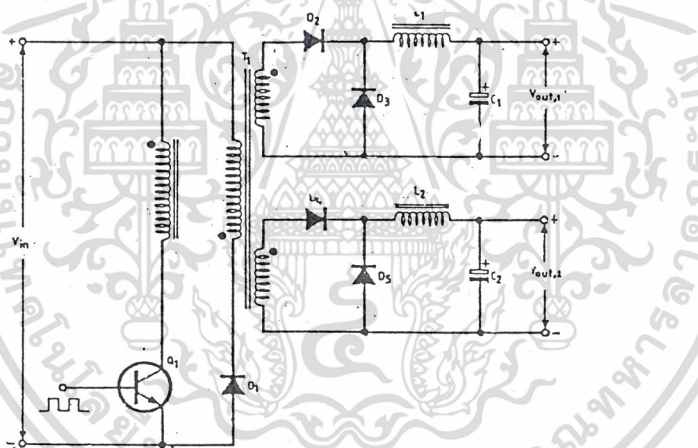
ปริมาตรของแกน = $\mu_o \mu_s I_{(max)}^2 L / B_{(max)}^2$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
เมื่อ I_{max} ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ข้อพึงระวังสำหรับฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์นี้จะต้องกำหนดให้ค่าควิตีไซเกิล จะต้องต่ำกว่า 0.5 เพื่อไม่ให้หม้อแปลงถูกขับจนอิ่มตัว ซึ่งจะทำให้เกิดกระแสส่วนเกินที่เรียกว่า กระแสไปค้ ซึ่งมีค่าสูงไหลผ่านทรานซิสเตอร์นานเกินไปจนอาจจะทำให้ทรานซิสเตอร์พังเสียหายได้

คอนเวอร์เตอร์แบบฟอร์เวิร์ดในรูปแบบอื่น

ในกรณีที่ใช้แรงดันไฟตรงสูงขึ้น อาจจะใช้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ 2 ตัวต่อกัน เพื่อแบ่งแรงดันเช่นเดียวกันกับคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็ค ดังแสดงในรูปที่ 7 โดยให้ Q_1 และ Q_2 สวิตช์พร้อม ๆ กัน และถ้าต้องการแรงดันที่เอาต์พุตหลายระดับ ก็สามารถทำได้ดังรูปที่ 2.15



รูปที่ 2.15 คอนเวอร์เตอร์แบบฟอร์เวิร์ดที่ให้แรงดันเอาต์พุตหลายระดับ

2.6.1.5 คอนเวอร์เตอร์แบบพุก-พุก

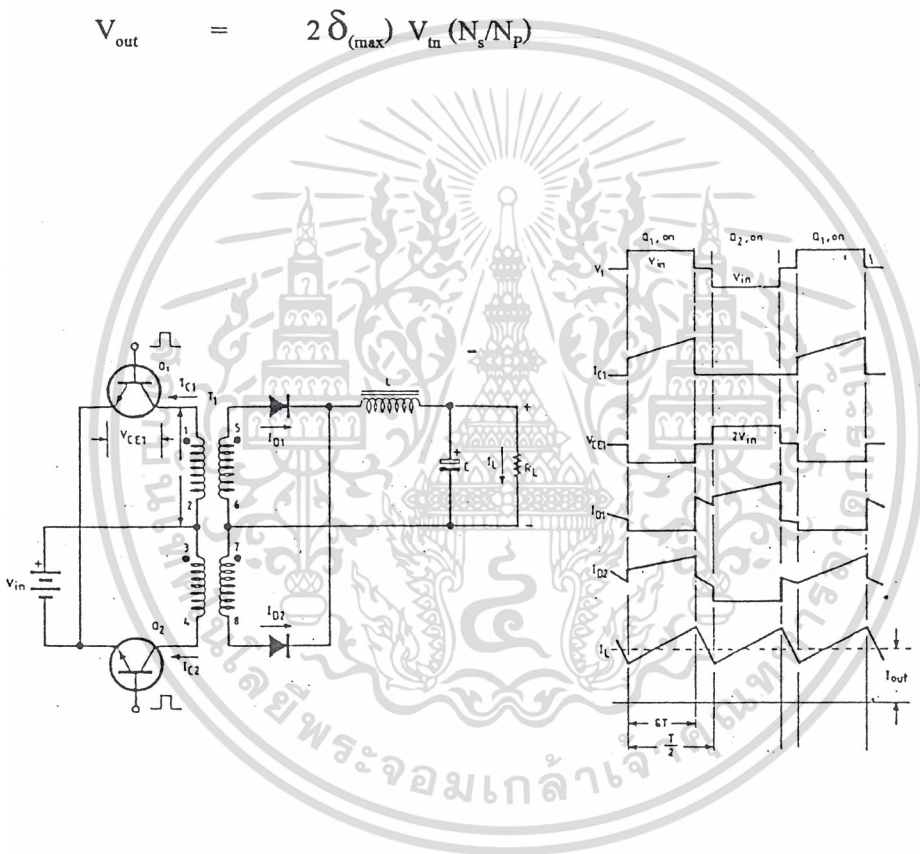
ดังที่ได้กล่าวไว้ตอนต้นแล้วว่าคอนเวอร์เตอร์แบบนี้ เป็นการนำคอนเวอร์เตอร์แบบฟอร์เวิร์ด 2 วงจรมาต่อรวมกัน โดยให้ทำงานแบบสลับกันส่งพลังงานไปยังโหลด ในแต่ละครึ่งไซเกิล

ลักษณะวงจรเบื้องต้นของคอนเวอร์เตอร์แบบพุก-พุกและรูปคลื่นสัญญาณ ตามจุดต่างๆ แสดงดังรูปที่ 9 เมื่อ Q_1 นำกระแสก็จะมีกระแสไหลผ่านขดปฐมภูมิของ T_1 จากจุด 2 ไปยังยังจุด 1 ในกรณีที่ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นจุด 5 และ 7 ทางด้านขดทุติยภูมิ จึงมีศักย์เป็นลบ เมื่อเทียบกับจุด 6 และ 8 ตามลำดับ D_1 จึงถูกไบแอสกลับ ในขณะที่ D_2 ได้รับไบแอสตรงนำกระแส I_{D2} ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ และ โหลด

เช่นเดียวกันเมื่อ Q_2 นำกระแสก็จะมีกระแสไหลผ่านจากจุด 3 ไปจุด 4 ของขดปฐมภูมิ ทำให้ที่จุด 5 และ 7 มีศักย์เป็นบวก เมื่อเทียบกับจุด 6 และ 8 ตามลำดับ D_1 จึงนำกระแส I_{D1} ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำและ โหลด ในขณะที่ D_2 ถูกไบแอสกลับแรงดันเอาต์พุตที่ตกคร่อมโหลด R_L สามารถหาได้จากสูตร

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



รูปที่ 2.16 คอนเวอร์เตอร์แบบพุช-พูลและรูปคลื่นสัญญาณตามจุดต่าง ๆ

โดยที่ค่า δ_{max} จะต้องมีค่าต่ำกว่า 0.5 เพื่อไม่ให้ทรานซิสเตอร์ทั้งสองนำ กระแสพร้อมกัน ซึ่งจะทำให้พังทั้งคู่ ดังนั้น

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หม้อแปลงที่ใช้ในคอนเวอร์เตอร์แบบพุก-พุล

จากการพิจารณาที่ผ่านมาทั้งคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็คและแบบฟอร์เวิร์คหม้อแปลงที่ใช้จะถูกขับเพียงทิศทางเดียวของกราฟ B-H จึงทำให้มีขนาดใหญ่และต้องมีช่องว่างระหว่างแกนแต่ในพุก-พุลคอนเวอร์เตอร์นี้ ถ้าให้ช่วงการนำกระแสที่ทรานซิสเตอร์ทั้งสองเท่ากัน หม้อแปลงที่ใช้จะถูกขับทั้งสองทิศทางของกราฟ B-H ในพื้นที่ที่เท่ากัน (ดูรูปที่ 2.16) ดังนั้นปริมาตรของแกนจึงสามารถลดลงได้ครึ่งหนึ่งและไม่จำเป็นต้องมีช่องว่างระหว่างแกน

$$\begin{aligned} \text{ปริมาตรของแกน} &= 4 \mu_o \mu_c I_{(max)}^2 L / B_{(max)}^2 \\ \text{เมื่อ } I_{max} &= \eta_n T V_{out} / n 4L \end{aligned}$$

การพิจารณาสามารถใช้ได้กับคอนเวอร์เตอร์แบบอื่น ๆ ในตระกูลพุก-พุลได้เช่น แบบฮาล์ฟบริดจ์ และแบบฟูลบริดจ์ ฯลฯ

เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในคอนเวอร์เตอร์แบบพุก-พุล

เนื่องจากในแต่ละครึ่งของคอนเวอร์เตอร์แบบพุก-พุล ก็คือฟอร์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์ ดังนั้นแรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์แต่ละตัวขณะไม่ทำงานคือ $V_{CE(max)} = 2 V_{in}$ ส่วนกระแส I_C สูงสุดที่ผ่านทรานซิสเตอร์แต่ละตัวขณะนำกระแสคือ

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

โดย $\delta_{(max)}$ คือ ค่าคิวดีไซ์เกิดรวมของทรานซิสเตอร์ทั้งสอง เช่น ค่าคิวดีไซ์เกิดของพัลส์ที่ป้อนแก่ทรานซิสเตอร์แต่ละตัวเป็น 0.4 ดังนั้น $\delta_{t_{max}} = 0.8$ ฯลฯ

และถ้าสมมติให้ประสิทธิภาพ : $\eta = 0.8$ (80%) และ $\delta_{(max)} = 0.8$ ดังนั้น

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

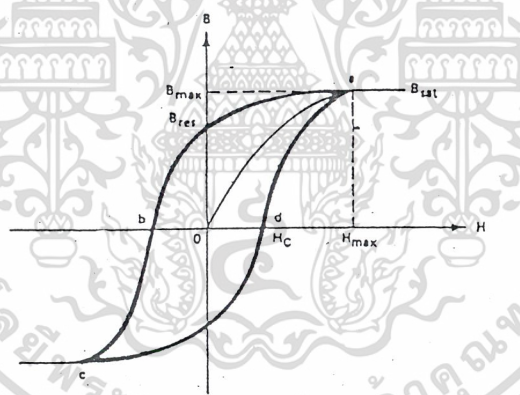
ข้อเสียของวงจรพุก-พุล

แม้ว่าคอนเวอร์เตอร์แบบพุก-พุลจะมีข้อดีหลายอย่าง เช่น ปริมาตรของแกนเล็กลง กระแสคอลเล็กเตอร์สูงสุดที่ทรานซิสเตอร์แต่ละตัวต่ำ ทรานซิสเตอร์ทั้งสองถูกขับด้วยกราวด์เดียวกันทำให้วงจรขับเบสไม่ยุ่งยาก ฯลฯ แต่ก็ยังมีข้อเสียบางอย่างที่ทำให้ไม่นิยมเท่าที่ควร ข้อประโยชน์ด้านการคำนวณว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ข้อเสียอย่างแรกก็คือ เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่ใช้จะต้องสามารถทน แรงดันได้มากกว่า 2 เท่าของแรงดันอินพุต บวกกับแรงดันสไปค์ซึ่งเกิดจากค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหลของหม้อแปลง ดังแสดงในรูปที่ 2.18 นั้นหมายถึงเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่ใช้จะต้องทนแรงดันได้มากกว่า 800 โวลต์ ในกรณีใช้ไฟ 220 Vac ซึ่งสิ่งนี้อาจจะเป็นปัญหาในการนำไปใช้กับโหลดที่ต้องการกำลังสูง ๆ เพราะเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่ทนกระแสและแรงดันสูง ๆ หายากและราคาแพงมาก

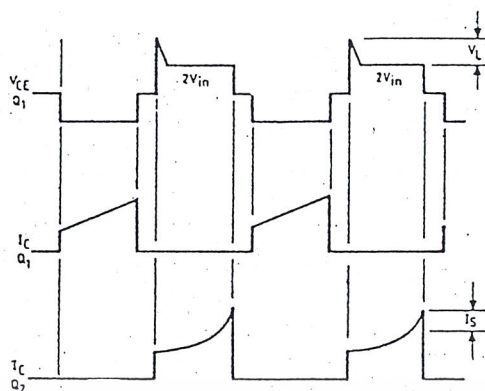
นอกจากนั้นรูปที่ 2.18 ยังแสดงถึงปัญหาข้อที่ 2 ของคอนเวอร์เตอร์แบบนี้ นั่นก็คือ อันตรายจากการอิมพัลส์ของแกนหม้อแปลงซึ่งจะทำให้ทรานซิสเตอร์พังเสียหายได้

ในแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิงทุกวันนี้ ได้มีการนำแกนเฟอร์ไรต์ มาใช้กันอย่างกว้างขวาง เพราะว่ามีค่าความสูญเสียในแกนต่ำที่ความถี่สูง แต่โชคร้ายที่มันมีความไว ต่อการอิมพัลส์ของแกนสูง เพราะว่ามีค่าความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็ก (B) ต่ำ ดังนั้น ไฟตรงเพียงเล็กน้อยก็สามารถขับให้แกนอิมพัลส์ได้ซึ่งสิ่งนี้จะเกิดขึ้นอย่างแน่นอนในวงจรพุก-พุล



รูปที่ 2.17 กราฟ B-H ของหม้อแปลงในคอนเวอร์เตอร์พุก-พุล

เมื่อ Q_1 นำกระแสและ Q_2 ไม่ทำงาน เส้นแรงแม่เหล็กที่หม้อแปลงจะสวิงไปในทิศทางหนึ่งของกราฟ B-H และจะกลับทิศไปอีกทางหนึ่ง เมื่อ Q_2 นำกระแสแทน Q_1 และเพื่อให้ 2 พื้นที่ของกราฟ B-H ที่เกิดจากการสวิตซ์ของ Q_1 และ Q_2 เท่ากัน คุณสมบัติของทรานซิสเตอร์ทั้งสองจะต้องเท่ากันและต้องอยู่ภายใต้สภาวะ การทำงานและอุณหภูมิเดียวกัน ถ้าไม่เป็นดังกล่าวก็จะเกิดเส้นแรงแม่เหล็กตกค้าง ในทิศทางใดทิศทางหนึ่งของกราฟ B-H ซึ่งเปรียบเสมือนการป้อนไฟตรง เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นับญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.18 กราฟแสดงผลที่เกิดจากค่าเหนี่ยวนำรั่วไหลในวงจรพุช-พูล

ให้แก่หม้อแปลงตลอดเวลา แกนของหม้อแปลงจึงอึดตัวเร็วขึ้นทำให้เกิดกระแสไปค้ดแสดงในรูปที่ 2.19 กระแสไปค้ดที่เกิดขึ้นนี้จะทำให้เกิดกำลังสูญเสีย เป็นจำนวนมากในทรานซิสเตอร์จนทำให้อุณหภูมิสูงขึ้นซึ่งจะยิ่งทำให้คุณสมบัติของทรานซิสเตอร์แตกต่างกันมากขึ้นไปอีก ซึ่งสภาวะอย่างนี้จะรุนแรงขึ้นเรื่อย ๆ จนทรานซิสเตอร์พังในที่สุด

แต่ข้อเสียดังกล่าวก็อาจกำจัดไปได้ โดยการพัฒนามาอยู่ในรูปของ คอนเวอร์เตอร์แบบฮาล์ฟบริดจ์หรือฟูลบริดจ์ โดยเฉพาะแบบฮาล์ฟบริดจ์นี้เป็นที่นิยมใช้กันมากในการออกแบบสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย

2.6.1.6 คอนเวอร์เตอร์แบบฮาล์ฟบริดจ์

คอนเวอร์เตอร์แบบฮาล์ฟบริดจ์จัดว่าเป็นตระกูลเดียวกับพุช-พูล เพราะใช้หลักการเดียวกันคือ ใช้อุปกรณ์สวิตชิง 2 ตัวช่วยกันส่งพลังงานไปที่โหลด ดูได้จากรูปที่ 2.18

จากรูปสังเกตได้ว่าขดปฐมภูมิแต่ละด้านของหม้อแปลงจะถูกต่ออยู่กับจุดที่มีแรงดันไฟตรงเป็นครึ่งหนึ่ง หรือประมาณ 160 Vdc ที่มีขั้วต่างกัน โดยมีทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 เป็นตัวสวิตซ์ตัดต่อ ทำให้ได้คลื่นสี่เหลี่ยมที่มีขนาดแรงดัน 320 Vp-p ป้อนแก่ขดปฐมภูมิของหม้อแปลง จากนั้นจึงทำการเร็คตีไฟร์และฟิลเตอร์แรงดันทางเอาต์พุตของขดทุติยภูมิด้วย D_7 , D_5 , L และ C_4 ได้เป็น ไฟกระแสตรงป้อนแก่โหลด

ลักษณะการทำงานของวงจรดังนี้ แรงดันที่ตกคร่อม Q_1 และ Q_2 ขณะไม่ทำงานมีค่าน้อยกว่าแรงดันอินพุตครึ่งหนึ่งจึงสามารถใช้ทรานซิสเตอร์ที่ทนแรงดันไม่สูงนักได้ แต่ในลักษณะทำงานเช่นนี้ก็ยังมีข้อเสียเช่นกัน คือ กระแสที่ไหลผ่านทรานซิสเตอร์ขณะทำงานจะมีค่าเป็น 2 เท่าของแบบพุช-พูล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จุดประสงค์หนึ่งของวงจรนี้คือ ทำให้พื้นที่ทั้ง 2 ทิศทางของกราฟ B-H เท่ากัน โดยอัตโนมัติเพื่อหลีกเลี่ยงไม่ให้แกนของหม้อแปลงอิ่มตัว จากรูปที่ 2.19 แสดงให้เห็นว่าทรานซิสเตอร์ (Q_1 และ Q_2) ที่มีคุณสมบัติการสวิตช์ที่ไม่เท่ากัน เช่น Q_1 หยุดทำงานช้ากว่า Q_2 ก็จะเกิดเป็นพื้นที่ C ดังรูปที่ 2.19 (ก) ซึ่งแสดงแรงดันที่เกินขึ้นมา ถ้าปล่อยแรงดันซึ่งมีรูปคลื่นซิกบวกและลบไม่เท่ากันนี้ไปขับหม้อแปลง ก็จะทำให้เกิดเส้นแรงแม่เหล็กตกค้างขึ้นมาได้ ทำให้แกนของหม้อแปลงอิ่มตัว และทรานซิสเตอร์อาจจะพังในที่สุด วงจรนี้จึงให้วิธีแก้โดยใส่ตัวเก็บประจุ C_3 ไว้ค้ำปลีงสัญญาณก่อนป้อนแก่ขดปฐมภูมิของ หม้อแปลง C_3 จะทำการเลื่อนระดับไฟตรงของสัญญาณเพื่อชดเชยให้พื้นที่ A_1 และ A_2 เท่ากัน ดังรูปที่ 2.19 (ข)

ตัวเก็บประจุค้ำปลีง

ตัวเก็บประจุ C_3 ที่ใช้ในรูปที่ 2.18 โดยทั่วไปจะใช้ชนิดฟิล์มแบบไม่มีขั้วและควรใช้แบบที่มีค่าความต้านทานแฝง (ESR) ต่ำ ๆ

การหาค่า C_3 ก็พอจะมีกฎเกณฑ์อยู่บ้างคือ ค่าแรงดันที่ตกคร่อมตัวมัน (V_{C_3}) จะต้องมีความอยู่ในช่วง 10% ถึง 20% ของแรงดัน $V_m/2$ ซึ่งถ้าแรงดันที่ตกคร่อมตัวมัน มีค่ามากเกินไป จะทำให้เรกูเลชันของแหล่งจ่ายไฟแย่มากขึ้น โดยค่า C_3 สามารถได้จากสูตร

$$C_3 = I (dt/dV_{C_3})$$

เมื่อ I คือ กระแสเฉลี่ยที่ผ่าน C_3 ซึ่งก็คือ I_c

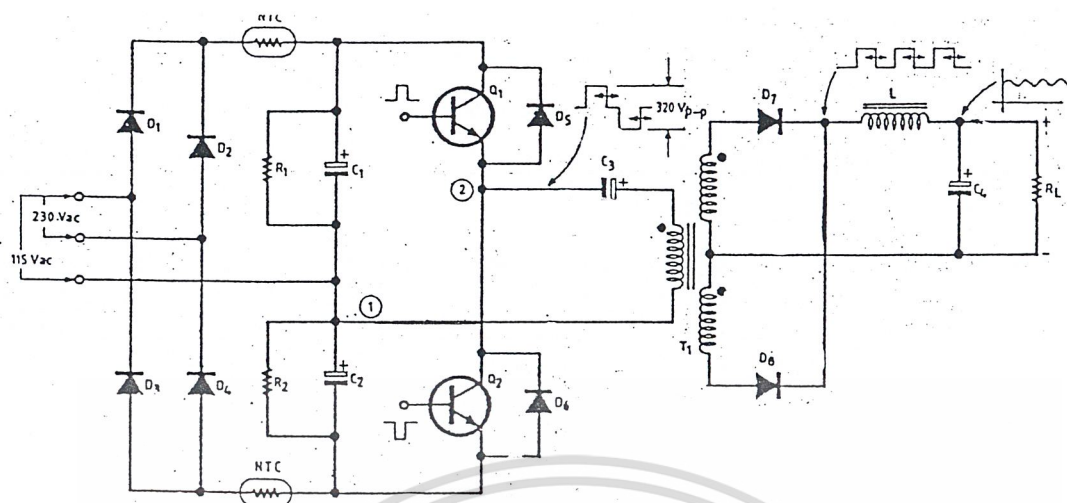
$$dt \text{ คือ } \text{ช่วงเวลา} \text{ที่ } C_3 \text{ ทำการเก็บประจุ} = \frac{T}{2} \delta_{t(\max)}$$

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

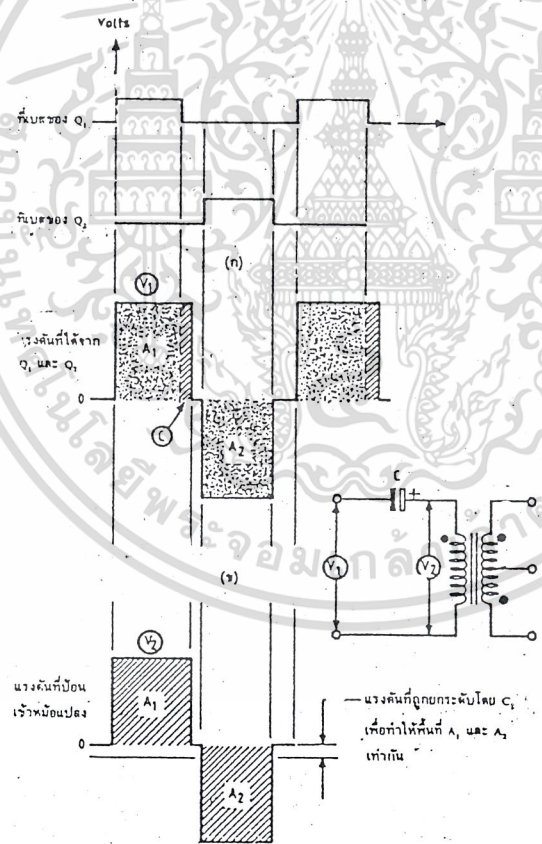
f คือ ความถี่ในการสวิตช์

dV_{C_3} คือ แรงดันตกคร่อม C_3 ซึ่งอยู่ในระหว่าง 10%-20% ของ $V_m/2$ โดยจะเลือกค่าให้เป็นเท่าไรก็ได้ที่อยู่ในช่วงนี้ ทำให้การหาค่า C_3 มีความยืดหยุ่นมาก สามารถหาค่าที่ใกล้เคียงกับค่าที่คำนวณก็ได้ ถ้าค่าที่คำนวณ ไม่มีขาย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.18 วงจรพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์แบบฮาล์ฟบริดจ์



รูปที่ 2.19 กราฟแสดงผลที่เกิดจากการใส่ตัวเก็บประจุในวงจรฮาล์ฟบริดจ์

ตัวอย่าง 2.1 จงหาค่าของตัวเก็บประจุที่ป้อน ในคอนเวอร์เตอร์แบบฮาล์ฟบริดจ์ โดยที่คอนเวอร์เตอร์มีขนาด 200 วัตต์ ทำงานที่ kHz มีค่า $\delta_{(max)}$ เป็น 80%

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

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

กระแสเฉลี่ยที่ผ่าน $C_3 = I_C$

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

แต่จะเผื่อไว้ว่าคอนเวอร์เตอร์อาจมีการเปลี่ยนแปลงของ $V_m \pm 20\%$ ซึ่งทำให้มีกระแสไหลสูงขึ้นเมื่อไฟตกมากและในกรณีนี้

$$I_c = 2 + 0.2(2) = 2.4A$$

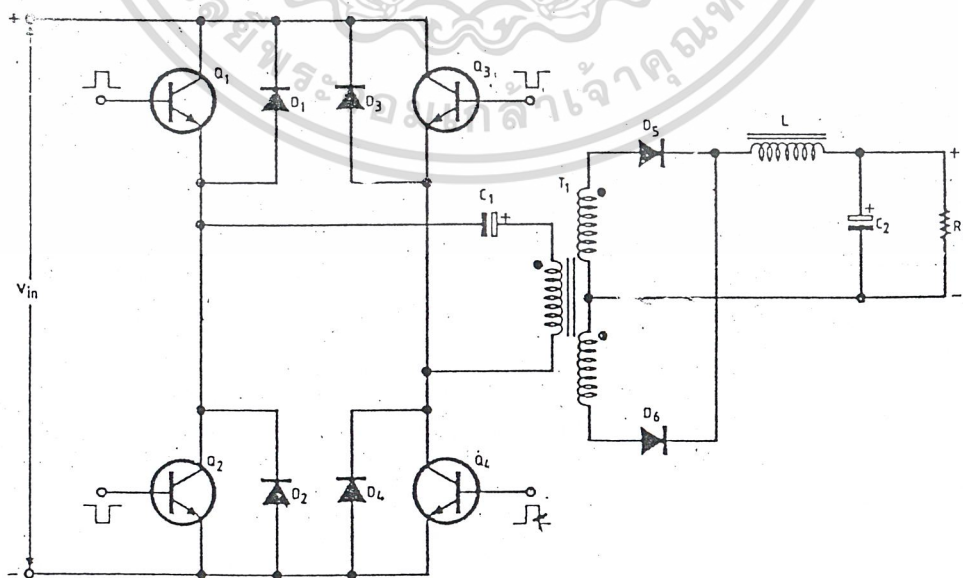
โดยการเลือกค่าแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ (dVc) เป็น 32 โวลต์ (20% ของ $V_m/2$)

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

ไดโอดคอมมิวเตตติ้ง

ก็คือ ไดโอด D_5 และ D_6 ในรูปที่ 12 ซึ่งต่อคร่อม Q_1 และ Q_2 ตามลำดับ มีหน้าที่อยู่ 2

อย่างคือ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
รูปที่ 2.20 วงจรพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์แบบฟลูบริดจ์

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น ข้าพเจ้าไม่รับผิดชอบใดๆ และต้องขออนุญาตทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1) เมื่อทรานซิสเตอร์หยุดนำกระแส ไคโอดจะชักนำพลังงานจาก ค่าความเหนี่ยวนำใน หม้อแปลงกลับคืนสู่ภาคเรกติไฟร์และฟิลเตอร์ทางด้านอินพุต ด้วยเหตุนี้แรงดันนี้ที่เคยเกิดขึ้นในวงจรพุ่ม-พูล จึงไม่เกิดขึ้นในวงจรแบบฮาล์ฟบริดจ์

2) ป้องกันคอลเล็กเตอร์ของทรานซิสเตอร์จากการสวิงที่เป็นลบอันเนื่องมาจากการเพิ่มขึ้นของเส้นแรงแม่เหล็กในหม้อแปลงอย่างรวดเร็ว ซึ่งเป็นการป้องกัน ทรานซิสเตอร์ไม่ให้พังเสียหายจากแรงดันย้อนกลับ

ไคโอดคอมมิวเตดิ่งมักจะเป็นแบบฟาสต์รีคัฟเวอร์ หรืออัลตราฟาสต์รีคัฟเวอร์และต้องทนแรงดันย้อนกลับได้อย่างน้อยที่สุดเป็น 2 เท่าของแรงดัน V_{CE} ขณะที่ ทรานซิสเตอร์หยุดนำกระแส

2.6.1.7 คอนเวอร์เตอร์แบบฟลูบริดจ์

แม้ว่าจะประสบความสำเร็จจากวงจรฮาล์ฟบริดจ์ในการลดแรงดันตกคร่อม ทรานซิสเตอร์ลงมารั้งหนึ่งของ V_m และป้องกันไม่ให้แกนของหม้อแปลงอิ่มตัวแล้ว แต่ว่ากระแสที่ไหลผ่านทรานซิสเตอร์ขณะทำงานกลับเพิ่มขึ้นเป็น 2 เท่าของแบบพุ่ม-พูล ดังนั้นจึงมักใช้คอนเวอร์เตอร์แบบฮาล์ฟบริดจ์ ในงานที่ใช้กำลังต่ำและปานกลาง ไม่สูงมากนัก เพราะว่าเพาเวอร์ ทรานซิสเตอร์หรือเพาเวอร์มอสเฟตที่แรงดันประมาณ 400 ถึง 500 โวลต์ แต่ทนกระแสสูงๆ หายาก และมีราคาแพงด้วยเหตุนี้จึงได้เกิดวงจรฟลูบริดจ์ ซึ่งรวมลักษณะเด่นด้านแรงดันของวงจรฮาล์ฟบริดจ์ และด้านกระแสของวงจรพุ่ม-พูลไว้ ดังแสดงในรูปที่ 2.20 โดยการทำงานของทรานซิสเตอร์ Q_1 ซึ่งนำกระแสพร้อมกับ Q_4 และ Q_2 นำกระแสตรงพร้อมกับ Q_3 โดยแต่ละคู่จะผลัดกันทำงาน

จากการทำงานเช่นนี้จึงทำให้แรงดันที่ขดปฐมภูมิของหม้อแปลง มีแรงดันเปลี่ยนแปลงอยู่ระหว่าง $+V_m$ และ $-V_m$ ดังนั้นแรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์ (V_{ce}) ขณะไม่นำกระแสจึงไม่มากไปกว่า V_m อีกทั้งกระแสที่ไหลผ่านก็ยังเท่ากับวงจรพุ่ม-พูลด้วย

แต่ข้อเสียของวงจรก็คือ ต้องใช้ทรานซิสเตอร์ถึง 4 ตัว และเนื่องจากต้องให้คู่ ทรานซิสเตอร์ทำงานไม่พร้อมกันดังนั้นจึงต้องแยกใช้วงจรขับเบสของทรานซิสเตอร์แต่ละคู่ออกจากกันโดยเด็ดขาด

นอกจากนี้ คุณสมบัติอื่น ๆ ของวงจรและการหาค่าตัวเก็บประจุคัปปลิง ก็ยังคงเหมือนกับ คอนเวอร์เตอร์แบบฮาล์ฟบริดจ์ ส่วนการใช้งานมักนิยมนำมาใช้ในงานกำลังปานกลางไปถึงสูง

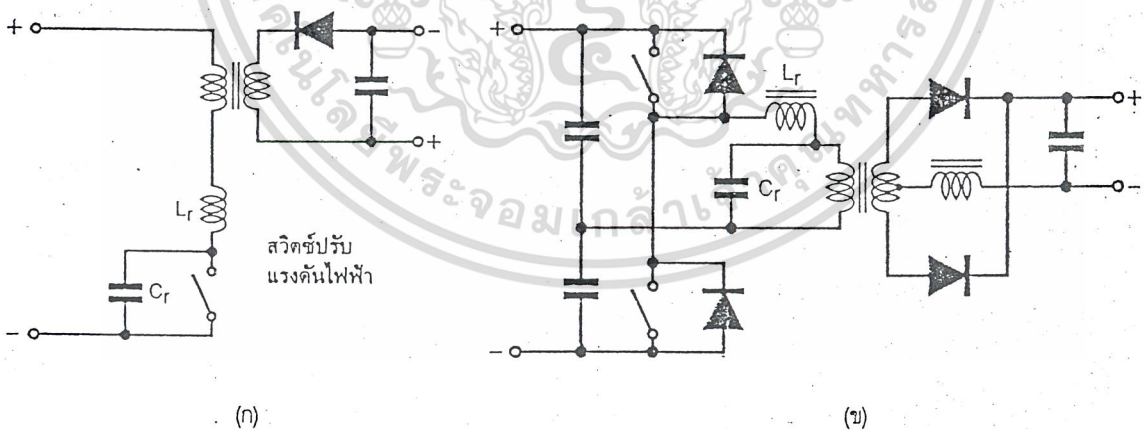
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.6.2 เรโซแนนซ์คอนเวอร์เตอร์ (RMC)

จากหลักการของ SMC จะพบว่าอุปกรณ์สวิตช์ต้องทำงานปิด-เปิด วงจรที่ความถี่สูง ถ้าหากมีแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมอุปกรณ์อยู่เมื่อทำการสับสวิตช์ทันทีทันใด ก็จะทำให้เกิดการกระชากของทั้งแรงดันและกระแสของสวิตช์อย่างรวดเร็ว หรือเรียกว่าเป็นผลทรานเซียนต์ยิ่งถ้าเกิดที่ความถี่สูงมาก ๆ จะเป็นต้นเหตุทำให้เกิดคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้ารบกวน (EMI) และคลื่นวิทยุรบกวน (RFI) ทั้งยังเป็น การสูญเสียกำลังไฟฟ้าบางส่วนไปด้วย

การแก้ไขเป็นไปได้ถ้าสามารถทำการเปิด-ปิดสวิตช์ขณะที่แรงดันหรือกระแสเป็นศูนย์พอดี โดยเพียงการเพิ่มวงจรเรโซแนนซ์แบบแทงค์ (Tank circuit) ที่ประกอบด้วย L_r กับ C_r เข้าไปในวงจร SMC ซึ่งเทคนิคนี้กำลังเป็นที่น่าสนใจอย่างมากในปัจจุบัน เพราะสามารถทำงานที่ความถี่สูงมากตั้งแต่ 1 MHz ขึ้นไป สามารถจ่ายกำลังงานไฟฟ้าได้สูงกว่าแบบเดิมที่สำคัญคือ มีประสิทธิภาพสูงกว่าแหล่งจ่ายไฟตรงชนิดอื่นคือ ประมาณ 85%-90%

วงจรแทงค์มีการต่อใช้งาน 2 แบบคือ แบบอนุกรมกับขดปฐมภูมิของ หม้อแปลงเฟอร์ไรต์ ดังในรูป 2.21(ก) กับแบบขนานกับขดปฐมภูมิ ดังรูป 2.21 (ข)



รูปที่ 2.21 (ก) RMC แบบอนุกรมกับโหลด (ข) RMC แบบขนานกับโหลด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์หรือการเชิงพาณิชย์เพื่อการศึกษาเท่านั้น มิได้อนุญาตให้เผยแพร่หรือใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.6.2.1 คอนเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนซ์ขนาน

คอนเวอร์เตอร์ชนิดนี้ได้รับความนิยมมากในปัจจุบัน ไม่ว่าจะ เป็นแบบขนานหรืออนุกรม สามารถให้มันทำงานที่ความถี่สูงกว่า 100 kHz ได้ ซึ่งจะทำให้แหล่งจ่ายไฟมีขนาดเล็กลง นอกจากนี้ คอนเวอร์เตอร์แบบนี้ยังมีสัญญาณรบกวน EMI/RFI ต่ำมากและสามารถทำงานได้ดีแม้จะทำงานที่ความถี่สูง

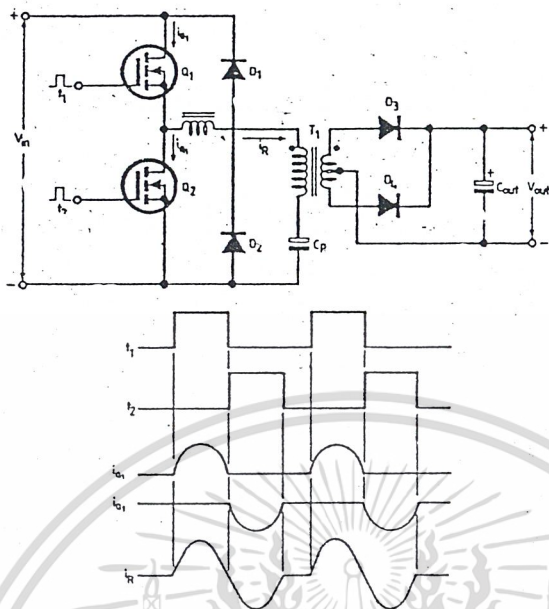
วงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรมก็เป็นแบบหนึ่งที่น่ามาใช้กันอย่างกว้างขวาง เพราะมีข้อได้เปรียบกว่าคอนเวอร์เตอร์แบบอื่นตรงที่ประสิทธิภาพที่สูงกว่าในระดับกำลังเอาต์พุตที่เท่าๆ กัน เพราะว่ามี การสูญเสียที่เกิดจากการสวิตช์ต่ำมาก (ที่เพาเวอร์มอสเฟตและไดโอดเรียงกระแส) จึงทำให้แผ่นระบายความร้อนที่ติดกับเพาเวอร์มอสเฟตมีขนาดเล็กลง จึงเป็นการลดขนาดและน้ำหนัก รวมของแหล่งจ่ายไฟลงไปด้วยที่เป็นเช่นนี้ได้ก็ เนื่องจากลักษณะการทำงานของคอนเวอร์เตอร์แบบนี้จะสวิตช์แรงดันไฟตรงเมื่อกระแสครนของเพาเวอร์มอสเฟตลดลงจนเป็นศูนย์ ดังนั้นจึงสามารถทำงานที่ความถี่สูงได้ เป็นผลให้อุปกรณ์พวกหม้อแปลงและตัวเก็บประจุมีขนาดเล็กลง เพราะกระแสที่เกิดขึ้นในคอนเวอร์เตอร์แบบอนุกรมนี้จะเป็นคลื่นรูปซายน์อย่างแท้จริง จึงไม่มีการเปลี่ยนแปลงของกระแสอย่างรวดเร็ว ดังเช่นที่เกิดขึ้นในคอนเวอร์เตอร์แบบอื่นๆ ที่มีลักษณะกระแสเป็นคลื่นเหลี่ยม ทำให้การแพร่กระจายของสัญญาณรบกวน EMI และ RFI มีระดับต่ำมากในตอนนี้ จะพิจารณาเฉพาะคอนเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนซ์อนุกรมเท่านั้น

2.6.2.2 คอนเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนซ์อนุกรม

มีรูปแบบวงจรและสัญญาณที่เกี่ยวข้อง ดังแสดงในรูปที่ 2.22 ในสถานะ เริ่มแรกสมมติให้มอสเฟต Q_1 และ Q_2 ยังไม่ทำงาน และตัวเก็บประจุ C_R ไม่มีประจุอยู่เลย ต่อมาป้อนพัลส์ t_1 เข้าขาเกตของ Q_1 ก็จะนำกระแส I_{Q1} ไหลผ่านขดปฐมภูมิของ T_1 และวงจรเรโซแนนซ์อนุกรม L_R C_R โดยที่ I_{Q1} จะค่อยมีค่าเพิ่มขึ้นจากศูนย์ในลักษณะซายน์ประจุไว้ที่ C_R และส่งพลังงานหม้อแปลง T_1 ไปยังโหลด และเมื่อ C_R เก็บประจุจนถึงค่าสูงสุด (กระแสเกิดหยุดจ่าย) แรงดันที่ตกคร่อม L_R ก็จะยุติการเพิ่มขึ้นและเริ่มลดลง ทำให้ C_R พร้อมทั้งจะคายพลังงานที่สะสมออกมาผ่านหม้อแปลง T_1 และ L_R ทันทีที่ Q_2 ได้รับการทริกเกต

เมื่อ Q_2 ได้รับการทริกก็ จะชักนำกระแส I_R ผ่าน Q_2 เป็น I_{Q2} ซึ่งกระแส I_R จะมีทิศทางกลับกันจากเดิมด้วยลักษณะเดียวกัน ดังนั้นกระแส I_R จึงมีลักษณะเป็นคลื่นซายน์ดังแสดงในรูปที่ 16 ทำให้แรงดันที่ขดทุติยภูมิเป็นคลื่นซายน์ เช่นกันและจะถูกนำมาเรียงกระแสและกรองไฟโดย C_{out} เป็นแรงดันไฟตรง V_{out}

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะ ใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.22 วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนซ์อนุกรมและรูปคลื่นสัญญาณ

การเลือกใช้เพาเวอร์มอสเฟต

กระแสสูงสุด $I_{(max)}$ ในคอนเวอร์เตอร์แบบนี้จะเกิดขึ้นเมื่อแรงดัน V_{in} มีค่าสูงสุด $V_{in(max)}$ และกระแสนี้จะไหลผ่าน 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

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

เมื่อ I_{Pri} คือ กระแสที่ขดปฐมภูมิของหม้อแปลง T_1 โดยที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า นอกจากนี้เพาเวอร์มอสเฟตที่ใช้จะต้องทนแรงดันได้มากกว่า $V_{in(max)}$ ด้วย

การออกแบบวงจรเรโซแนนซ์

จากคุณสมบัติด้านอิมพีแดนซ์ของวงจรเรโซแนนซ์อนุกรม จะได้ความสัมพันธ์ของแรงดันอินพุตและกำลังเอาต์พุตดังนี้

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

เมื่อ η คือประสิทธิภาพของคอนเวอร์เตอร์
จากนั้นหาค่า C_p และ L_R ได้โดย

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

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

เมื่อ f คือความถี่ที่ให้คอนเวอร์เตอร์ทำงาน

การออกแบบตัวเหนี่ยวนำในวงจรเรโซแนนซ์ (L_R)

ขั้นแรกคำนวณหาพลังงานสูงสุด $W_{(max)}$ ที่สะสมในวงจรก่อน โดย

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

ต่อมาคำนวณหาความสามารถในการเก็บพลังงานแกน H_{lc} ที่ใช้พัน L_R โดย

$$H_{lc} = [2 W_{(max)} / BA_c] * 10$$

เมื่อ B คือ ค่าความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็กของแกนมีหน่วยเป็นเกาส์หรือเวเบอร์/ตารางเซนติเมตร แต่เนื่องจาก

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

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

และเพื่อเป็นการป้องกันการอิ่มตัวของแกน จึงให้มีช่องว่างระหว่างแกน (air gap ; l_g) ซึ่งหาได้โดย
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

เมื่อ μ คือ ค่าความซึมซาบทางแม่เหล็ก (permeabilit) ของแกนที่เลือกใช้และ I_c มีหน่วยเป็นมิลลิเมตร

ตัวอย่าง 2.2 จงออกแบบคอนเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนซ์อนุกรมขนาด 200 วัตต์ ให้ทำงานที่ความถี่ 200 kHz ประสิทธิภาพ 85% และมีแรงดันอินพุตอยู่ในช่วง 200 ถึง 240 Vac

วิธีทำ ขั้นแรกต้องหาไฟตรงสูงสุดและต่ำสุดหลังจากผ่านการเรกติไฟร์และฟิลเตอร์สูงสุด

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

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

เนื่องจากกำลังเอาต์พุต ; $P_{out} = 200 \text{ w}$ 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

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

และ

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

ดังนั้นเพาเวอร์มอสเฟตที่ใช้จะต้องทนกระแสครน ($I_{D(max)}$) ได้อย่างน้อย 3.7 แอมป์ และมีค่าแรงดัน ($V_{DSS(max)}$) อย่างต่ำ 340V. ต่อมาคำนวณหาค่า L_R และ C_R จากไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

$$\begin{aligned} C_R &= 1/[2\pi f Z_{out}] = 1/[6.28 \cdot 200 \cdot 10^3 \cdot 45] \\ &= 18 \text{ nF} \end{aligned}$$

และ

$$\begin{aligned} L_R &= 45/[2\pi \cdot 200 \cdot 10^3] \\ &= 35.8 \text{ }\mu\text{F} \end{aligned}$$

เนื่องจากพลังงานสะสมสูงสุดที่เก็บใน L_R จะเกิดขึ้นที่แรงดันอินพุตสูงสุด ดังนั้นพลังงานที่สะสมในวงจรหาได้จากสมการ

$$\begin{aligned} W_{(max)} &= (1/2) \cdot L_R \cdot I^2 \\ &= (1/2) \cdot 35.8 \cdot 10^{-6} \cdot 3.7^2 \\ &= 243.7 \text{ }\mu\text{J} \end{aligned}$$

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

$$\begin{aligned} H_{tc} &= [2 \cdot 243.7 \cdot 10^{-6} \cdot 10^6]/(1500 \cdot 0.9) \\ &= 36.1 \text{ แอมป์-รอบ} \end{aligned}$$

ต่อมาหาจำนวนรอบของ L_R ด้วยสมการ

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

และช่องว่างระหว่างแกน ;

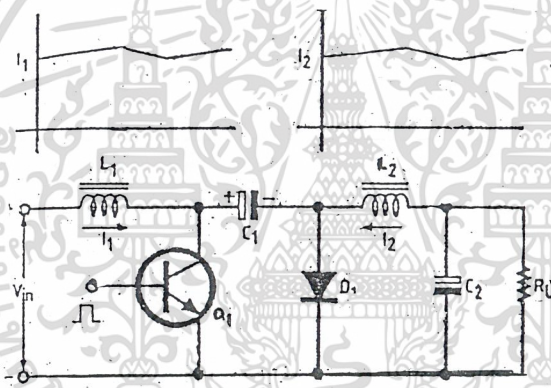
$$I_g = N I_{(max)} / [B/\mu] = 36.1/[0.15/4\pi \cdot 10^{-7}]$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับ 0.3 มิติเมตร ใช้ในการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เนื่องจากคอนเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนซ์อนุกรมทำงานที่ความถี่สูง จึงต้องเลือกอุปกรณ์ที่ใช้งานเป็นพิเศษ เช่น ลวดที่ใช้พันตัวเหนี่ยวนำและหม้อแปลงควรรใช้ลวดแบบลิตซ์ (Litz wire) เพื่อให้เกิดสกิน เอฟเฟกต์ (skin effect) ต่ำที่สุด นอกจากนี้ตัวเก็บประจุที่ใช้ควรรเป็นแบบที่มีค่า ESR และ ESL ต่ำ และทนกระแสกระเพื่อมได้ดี โดยมากจะใช้แบบโพลีโพรไพลีน

2.6.2.3 คอนเวอร์เตอร์แบบชุก (CUK)

คอนเวอร์เตอร์แบบต่างๆ ที่ผ่านมาก่อนหน้านี้ จะมีคุณลักษณะของกระแสและแรงดันเอาต์พุตที่มีการกระเพื่อมอยู่ด้วย แต่เมื่อไม่กี่ปีที่ผ่านมาได้มีการพัฒนา คอนเวอร์เตอร์แบบใหม่ที่ทำให้คุณสมบัติพิเศษคือ ไม่มีการกระเพื่อมของแรงดันและกระแสที่เอาต์พุตเลย เรียกว่าคอนเวอร์เตอร์แบบใหม่นี้ว่าชุก ซึ่งเป็นชื่อที่ตั้งตามชื่อผู้คิดค้นคือ ด็อกเตอร์ เอสชุก (Dr.S Cuk)

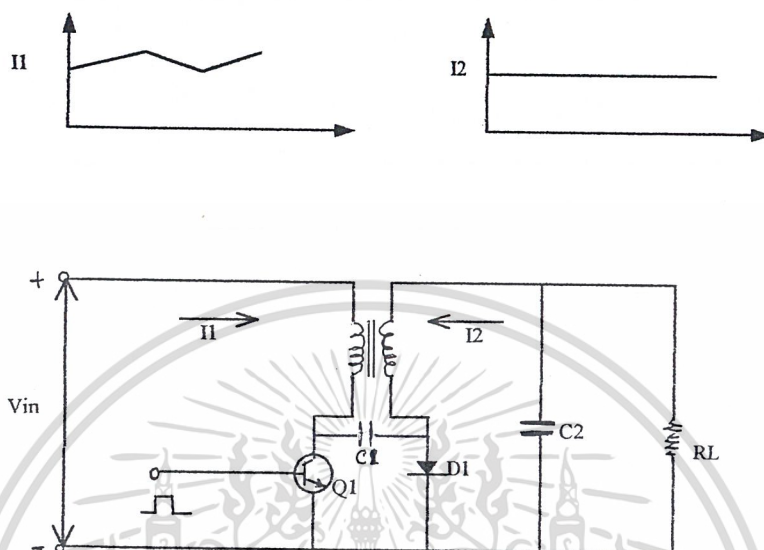


รูปที่ 2.23 วงจรพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์แบบชุก และกราฟของกระแสอินพุตเอาต์พุต

วงจรพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์แบบชุกจะเป็นดังรูปที่ 2.23 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 หยุคนำกระแสอีกครั้ง L_2 จะคายพลังงานเป็นกระแส I_2 ไหลผ่าน D_1 , C_2 และ R_L ทำให้เกิดแรงดันที่เอาต์พุต ส่วนกระแส I_1 ก็จะไหลผ่าน L_1 , C_1 และ D_1 ซึ่งจะสังเกตได้ว่ากระแสอินพุตและเอาต์พุตจะไหลอย่างต่อเนื่องตลอดเวลา และมีลักษณะใกล้เคียงกับกระแสไฟตรงมาก โดยจะมีค่าการกระเพื่อมเนื่องจากการสวิตซ์ซึ่งเพียงเล็กน้อย แต่ก็ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สามารถทำให้หมดไปได้ ถ้าได้แรงดันเฉลี่ยที่ตกคร่อม L_1 และ L_2 พ้นอยู่บนแกนเดียวกันและมีจำนวนรอบเท่ากัน ดังแสดงให้เห็นในวงจรในรูปที่ 2.24

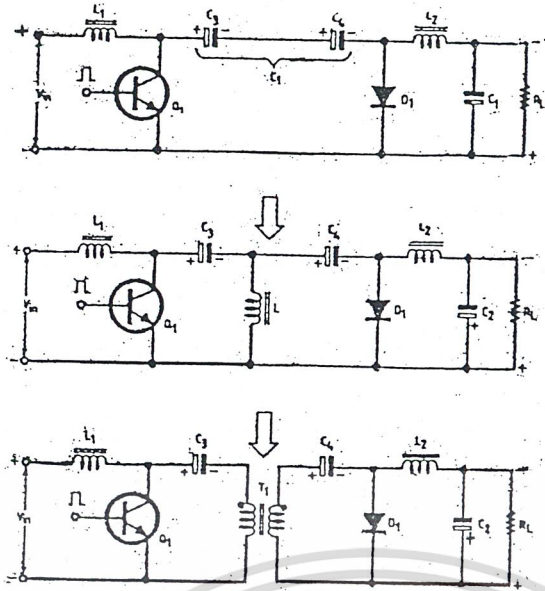


รูปที่ 2.24 การปรับปรุงโครงสร้างของ L_1 และ L_2 ในคอนเวอร์เตอร์แบบชั๊ต เพื่อผลทางด้านกระแส อินพุต/เอาต์พุต

แม้ว่าวงจรนี้จะบรรลุดูดประสงค์ที่ต้องการ แต่การใช้งานของมันก็ยังอันตรายอยู่ เพราะไม่มีการแยกจากกันทางไฟฟ้าระหว่างอินพุตกับเอาต์พุต ดังนั้นเพื่อความปลอดภัยจึงต้องทำการแยกโดยมีชั้นคอนพันฐานอยู่ 3 ชั้นตอน ดังแสดงในรูปที่ 2.25

ในขั้นแรกจะจัดการแบ่ง C_1 ออกเป็น 2 ตัวคือ C_3 และ C_4 ดังแสดงในรูปที่ 2.25 (ก) แต่เนื่องจากการทำเช่นนี้จะทำให้ที่จุดต่อของ C_3 และ C_4 มีแรงดันไม่แน่นอน จึงต้องใส่ตัวเหนี่ยวนำ L ระหว่างจุดนี้กับกราวด์ดังรูปที่ 2.25 (ข) เมื่อทดลองให้ L มีค่ามากขึ้นกระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุทั้งสองเกิดการเบี่ยงเบนเพียงเล็กน้อยไม่กระทบกระเทือนการทำงานของวงจรแต่อย่างใด ดังนั้นถ้าจะเปลี่ยนตัวเหนี่ยวนำ L ให้เป็นหม้อแปลง T_1 เพื่อแยกจากกันทางไฟฟ้างดังในรูปที่ 2.25 (ค) ก็น่าจะให้คุณสมบัติอะไรที่ไม่แตกต่างจากวงจรเดิมนัก

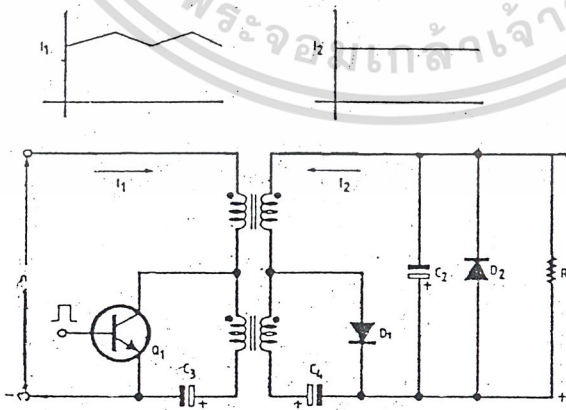
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.25 การปรับปรุง โครงสร้างวงจรของคอนเวอร์เตอร์แบบชู้ตให้มีความปลอดภัยมากขึ้น

ในรูปที่ 2.26 เป็นคอนเวอร์เตอร์แบบชู้ตที่ใช้งานจริง จะสังเกตได้ว่าวงจรนี้จะย้าย C_3 และ C_4 มาไว้อีกด้านหนึ่งของหม้อแปลง ซึ่งต่างจากในรูปที่ 2.25 (ค) แต่ไม่มีผลต่อการทำงานของคอนเวอร์เตอร์

แม้ว่าการใส่ L_1 และ L_2 จะช่วยลดกระแสกระแทกกระทั้นที่เอาต์พุต แต่ก็ทำให้เกิดผลข้างเคียงที่ไม่ดีอยู่เหมือนกันคือเมื่อเริ่มจ่ายไฟเข้าวงจรแรงดันที่เอาต์พุตจะกลับขั้วกับเมื่อตอนทำงาน สถานะนี้จะเกิดขึ้นในช่วงระยะเวลาสั้นๆ แต่ก็อาจจะสร้างความเสียหายกับอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ที่มีความไวได้จึงแก้ไขโดยการใส่ไดโอด D_2 เพื่อจำกัดแรงดันนี้ไม่ให้เกิน 0.7 โวลต์



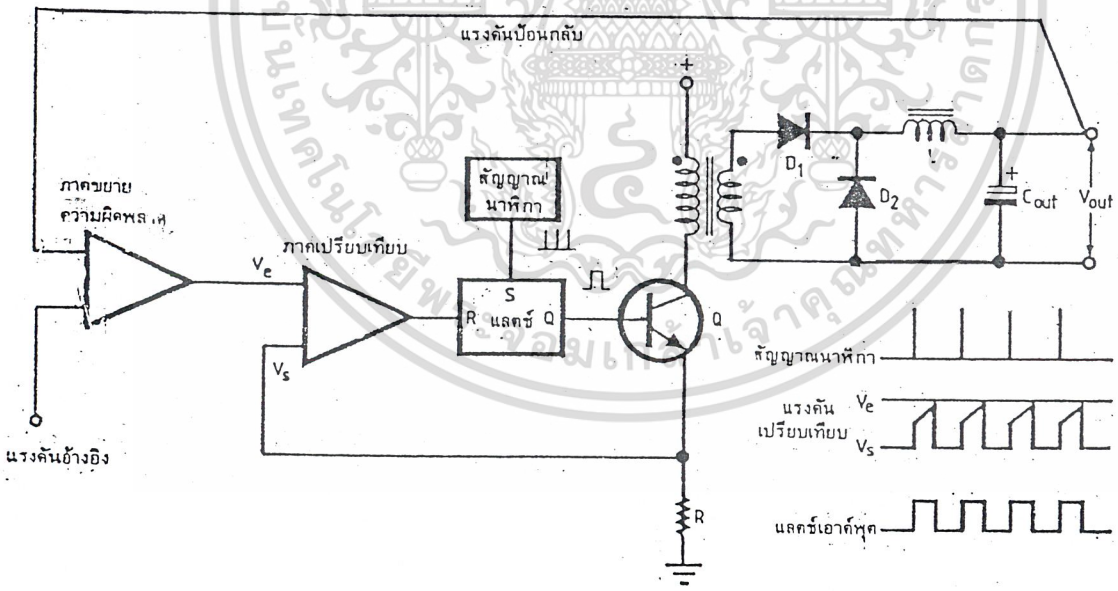
เอกสารรูปที่ 2.26 วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบชู้ตที่ใช้งานจริง และรูปคลื่นกระแสอินพุต/เอาต์พุต โดยขึ้นด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.6.2.4 คอนเวอร์เตอร์แบบควบคุมกระแส

คอนเวอร์เตอร์แบบนี้มีลักษณะที่แตกต่างจาก คอนเวอร์เตอร์ทั่วไปที่ใช้ PWM คือ คอนเวอร์เตอร์แบบนี้จะใช้ส่วนหนึ่งของสัญญาณที่เอาต์พุตย้อนกลับมาควบคุมกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L โดยตรง จะไม่ใช้การควบคุมความถี่ไซเคิลเช่นในคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้ PWM ต่อไป

ในรูปที่ 2.27 แสดงบล็อกไดอะแกรมของคอนเวอร์เตอร์แบบควบคุมกระแสสวิตช์โหมดเฟิร์ดที่มีความถี่คงที่ โดยที่ภาคขยายความผิดพลาด จะทำการเปรียบเทียบผลของกระแสเอาต์พุตที่ผิดพลาดไปกับแรงดันอ้างอิง จะได้แรงดัน V_e เพื่อมาควบคุมกระแสสวิตช์สูงสุด ซึ่งเป็นสัดส่วนกับกระแสเอาต์พุตเฉลี่ยที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L

- คอนเวอร์เตอร์แบบนี้มีข้อดีกว่าคอนเวอร์เตอร์แบบ PWM ทั่วไปคือ
- สามารถแก้ไขปรับปรุงเรกูเลชันในไลน์ได้ โดยอัตโนมัติและรวดเร็ว
- ควบคุมการจำกัดกระแสโดยอัตโนมัติ
- สามารถชดเชยรูปได้ง่าย



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
รูปที่ 2.27 บล็อกไดอะแกรมของคอนเวอร์เตอร์แบบควบคุมกระแสสวิตช์โหมดเฟิร์ดที่มีความถี่คงที่
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- มีการตอบสนองต่อสภาวะทรานเซียนต์ที่ดีขึ้น
- สามารถนำเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์หลาย ๆ ตัวมาต่อขนานกันเพื่อให้ช่วยจ่ายกระแสแก่โหลดต่างๆ กัน ได้ง่ายแต่วงจรแบบนี้ก็มีข้อเสียที่สำคัญมากดังนี้
- รูปจะไม่มีเสถียรภาพเมื่อคิวตีไซเกิลมีค่ามากกว่า 50 เปอร์เซนต์
- การตอบสนองในรูปน้อยกว่าที่เป็นจริง
- อาจเกิดการออสซิลเลตสร้างฮาร์โมนิกส์ย่อยได้
- ไวต่อสัญญาณรบกวน

อย่างไรก็ตาม ถ้าออกแบบโดยความระมัดระวังและเลือกใช้อุปกรณ์ที่ดี ปัญหาดังกล่าว อาจลดลงเหลือหรือไม่มีเลยก็ได้ การใช้คอนเวอร์เตอร์แบบควบคุมกระแส จึงเป็นทางเลือกอีกทางหนึ่งที่อยู่ในความสนใจของผู้ออกแบบแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิง

2.7 หม้อแปลงกำลังแกนเฟอร์ไรท์ (Ferrite core power transformer)

ในการออกแบบให้ได้ Power output สูงสุดนี้เราได้ข้อบ่งชี้เกิดขึ้นเนื่องจากการอิ่มตัว (saturation) หรือความร้อนที่เกิดขึ้นในแกน (core) หรือ ในขดลวด (winding) ดังนั้น จึงเป็นการดีหากเราเลือกใช้แกนเฟอร์ไรท์ซึ่งได้เฉพาะความถี่สูง ๆ เท่านั้น แทนการใช้แกนเหล็ก (iron core) ซึ่งโดยทั่ว ๆ ไปการเหนี่ยวนำให้เกิด emf (electromotive force) บนขดลวดที่พันอยู่รอบแกน (core) นั้นเราสามารถแทนได้ว่า

$$e = -10^{-6} N A_F \frac{dB}{dt}$$

เมื่อ	N	;	number of Turn
	A_F	;	cross sectionaal area of core (cm) ²
	B	;	the flux density in line per cm ²
	t	;	time (second)

ถ้าเราทราบว่า B เป็น sinsoidal ดังนั้น

$$E = [10^{-6}/2] \omega B_m A_F N \quad \text{Volt.}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีเมื่อ ทั้ง E อีกหนึ่งห้ามมิ induced voltage และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- ω ; angular frequency
 B_m ; maximum flux density (line per cm²)

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

แต่ในทางปฏิบัตินี้ power transformer ขนาดเล็กนี้จะถูกกำหนดโดยวัสดุ (material) เป็นตัวเลือกขนาดและพื้นที่หน้าตัดของแกนเฟอร์ไรท์ (Ferrite core) และพื้นที่หน้าตัดของแกนนี้จะต้องมากพอที่จะทำให้เกิด Fixed Flux Density B . ได้ซึ่งโดยปกตินี้เรากำหนดความสัมพันธ์ระหว่าง parameter และ primary voltage โดย

$$[10^{-6} / \sqrt{2}] \omega B_m A_F N_p \geq V_p \quad \text{Volt.}$$

- เมื่อ
- B_m : maximum flux density (line per cm²)
 - A_F : cross sectional area of ferrite core (cm²)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการทำงานเดียวกันเราให้ A_F ของทองแดงมีค่ามากพอ ขดลวดทองแดงทั้งหมดจะถูกกำหนดโดย ครึ่งหนึ่งของขดลวดทางปฐมภูมิและขดลวดทางทุติยภูมิ สำหรับค่าคงที่ของความหนาแน่นกระแส (Fixed current density) ซึ่งเราเขียนกระแสทางด้านปฐมภูมิเป็น I_p ดังนั้น

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

เมื่อ J : current density
 A_{cu} : cross sectional area of copper

ถ้า B เป็น sinusoidal จะได้ว่า

$$B = B_m \sin t$$

แต่ถ้า B เป็น square wave จะทำให้สมการ (1.8) ถูกเปลี่ยนเป็น

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

ซึ่งโดยปกตินั้นปริมาตรของแกนเฟอร์ไรท์ และปริมาตรของทองแดงจะต้อง น้อยที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้ โดยที่ flux density และ current density จะต้อง มีค่ามากพอ แต่อย่างไรก็ตามค่าของ flux density ไม่สามารถเพิ่มขึ้น ได้มากกว่าจุดอิ่มตัวซึ่งประมาณ 3000 line per ² และค่ากระแสนั้น ไม่สามารถมีค่าสูงจนกระทั่งเป็นสาเหตุให้อุณหภูมิเกินขอบเขตที่สามารถจะทำงาน ได้ซึ่งเหล่านี้จะเป็นตัวกำหนดคุณภาพของ ferrite material เพราะฉะนั้น ferrite material ที่มีคุณภาพสูง จะทำให้จุดอิ่มตัวของแกนที่มีค่าสูงเช่นกัน

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

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

เมื่อ

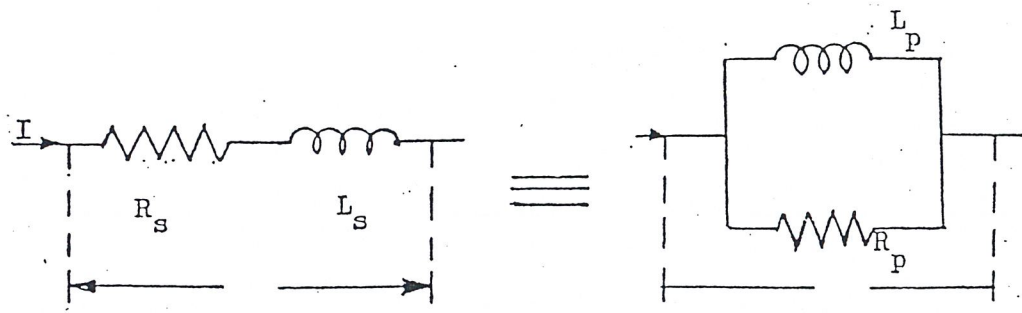
z : impedance

j : index of imaginary part =

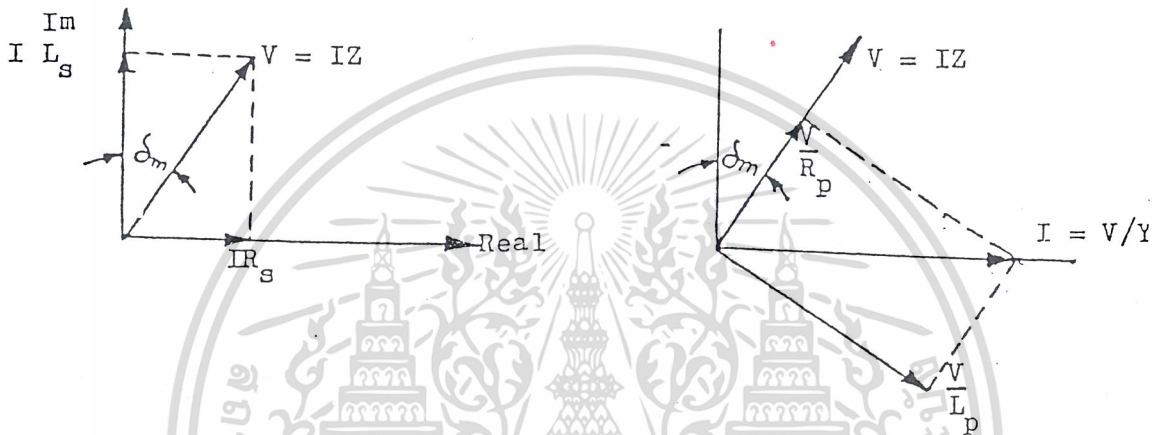
L_s : series loss of inductance

R_s : series loss of resistance

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.28 An equivalent circuit of the impedance magnetic loss



รูปที่ 2.29 Vector diagram of magnetic loss

เพราะฉะนั้นจะได้ว่า

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

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

เมื่อ δ_m : loss angle

$$L_p = \mu_p \mu N^2 A_p / l$$

μ_s : permeability of air (Henry per)

μ : permeability of ferrite material

N : number of turn

le : effective length of the magnetic circuit

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้น

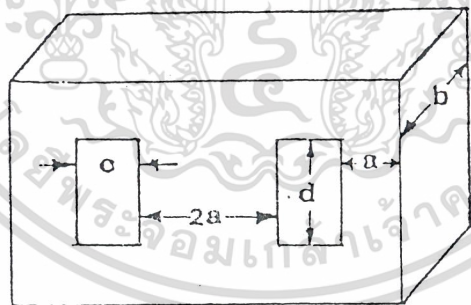
$$\begin{aligned} \tan \delta_m &= \omega \mu_0 \mu N^2 A_F / R_F l_e \\ R_p &= \omega \mu_0 \mu N^2 A_F / l_e \tan m \\ P_m &= [B^2 m A_F l_e / \mu_0] * [\tan \delta_m / \mu] \end{aligned}$$

เมื่อ P_m : core loss

ในกรณี copper loss นั้นค่า ohmic loss สามารถแทนได้ ด้วยเทอมของความหนาแน่นกระแส (current_density ; J), resistivity และปริมาตรทองแดง V_{cu} (cm³) เราจะได้ว่า

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

จะพบว่า นี่จะเป็นตัวบังคับให้สมการต้องใช้ high frequency ferrite transformer ซึ่งจากการแสดงต่อไปนี้ จะทราบได้ว่า



รูปที่ 2.30 แสดงขนาดของแกน

พื้นที่หน้าตัดของแกน Ferrite ; $A_r = ab$ (cm²)

total area of the window ; $A_w = cd$ (cm²)

แต่พื้นที่หน้าตัดของทองแดงมีค่าประมาณ A_w ดังนั้นเราจะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 $A_{cu} = cd$ (cm²)
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริมาตรของแกนเฟอร์ไรท์; $V_F = L_F A_F \text{ (cm}^3\text{)}$

$$L_F = 2(c + d + 2a) \text{ (cm}^2\text{)}$$

เมื่อ

A_F : cross sectional area offerrite core

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

เมื่อ

L_{cu} : copper wire length

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

และในกรณีของ transformer loss นั้น parameter ตัวนี้จะมีอิทธิพลต่อการตัดสินใจในการออกแบบที่จะจำกัดขนาดของหม้อแปลง (transformer size) ว่าจะมีขนาดเล็กที่สุดที่เป็นไปได้ มีขนาดเท่าไร

เพราะฉะนั้นสมการ (1.9) สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$\omega B_m^2 J^2 a b c d / (2 * 10^8) \geq P_{max}$$

และ

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

และ

$$2 \omega B_m^2 (c + d + 2a) a b \tan \delta_m / \mu_0 \mu^{15} \leq P_m$$

เมื่อ

P_{max} : maximum power require

P_m : core loss

P_{am} : a guarantee core loss

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 คำนวณ $P = 2\rho J^2 c d \pi (2a + c)$
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่ P นี้ใช้ในการออกแบบซึ่งจะต้องมีค่าสูงกว่ากรณีของ *guarantee design case*

เมื่อ

p_g : *guarantee copper loss*

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

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

แต่เราทราบว่า

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

ดังนั้นจะได้ว่า

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

$$2\rho J^2 (2a+c) \pi \leq P_g$$

เมื่อ

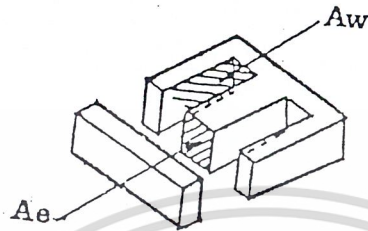
K_1 & K_2 = *weighting factor*

โดยที่เรารู้ค่า

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.7.1 การออกแบบหม้อแปลงแกนเฟอร์ไรท์ (Ferrite Transformer Design)



รูปที่ 2.31 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

ตารางที่ 2.2 แสดงถึงขนาดและ power ของแกนแต่ละ Model

ตัวอย่างการคำนวณและออกแบบทรานเฟอร์เมอร์แกนเฟอร์ไรท์

ตัวอย่างที่ 2.3 ออกแบบหม้อแปลงแกนเฟอร์ไรท์โดยใช้ทรานซิสเตอร์ 2 ตัวคัลลักษณะ push- pull ดังวงจร

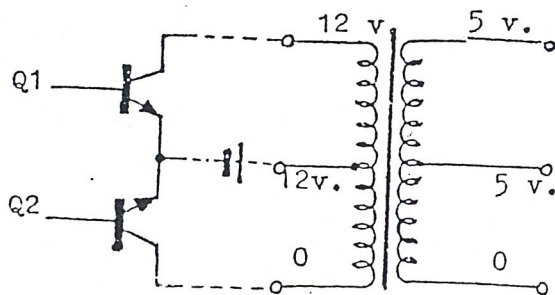
$V_{in} = 12 \text{ VDC}$

$f = 20 \text{ Khz}$ (ความถี่ที่ใช้ในการทำงานของทรานซิสเตอร์)

$B = 1500 \text{ Gause}$

$V_{out} = 5 \text{ V}_{(peak)}$ (Fulx Density) ซึ่งคิดที่ 70% ของ

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ไม่อนุญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใด I_{out} ทั้งสี่ = อีก 0.1 A_(peak) มีให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.32 แสดงลักษณะวงจร push-pull

ลำดับขั้นตอนการคำนวณและการออกแบบ

1. หา Model ของแกนเฟอร์ไรท์ที่ใช้

$$P_o = E_o I_o$$

$$= 5 \times 0.1$$

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

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

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

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

2. หาจำนวนรอบของลวดทองแดงที่ขด primary ได้จาก

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

เมื่อ

V_{in} = voltage DC

f = ความถี่ที่ใช้

B = flux Density

A_c = พื้นที่หน้าตัดของแกนเฟอร์ไรท์

N_p = จำนวนรอบทางด้าน primary

แทนค่าสูตร

$$N_p = V_{in} \cdot 10^4 / 4 \cdot f \cdot B \cdot A_c = 12 \cdot 10^4 / 4 \cdot 20 \cdot 10^3 \cdot 1500 \cdot 0.42$$

ขด primary จะต้องพัน 24 รอบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. หาจำนวนรอบของขดทองแดงที่ขด Secondary ได้จาก

$$N_s = N_p * V_s / v_p = 24 * 5 / t_z$$

$$N_s = 10 \text{ รอบ}$$

ขด secondary จะต้องมีพัน 10 รอบ

4.หาขนาดของลวดทองแดงที่ใช้โดยดูจากตารางเบอร์ลวดกับขนาดของกระแสที่ขดลวดนั้นๆ สามารถทนได้

ต้องการกระแส Output 0.1 A เมื่อดูจากตารางเลือกใช้ลวดที่มีพื้นที่หน้าตัด

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

ซึ่งสามารถทนกระแสได้ 0.106 A

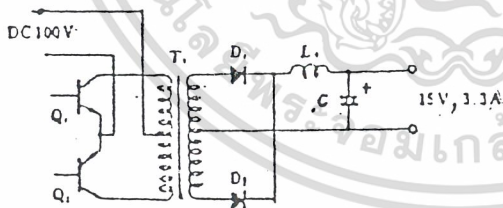
จากการคำนวณเราจะสรุปได้ดังนี้

$$N_p = 24 \text{ รอบ}$$

$$N_s = 10 \text{ รอบ}$$

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

ตัวอย่างที่ 2.4 จากวงจรออกแบบทรานเฟอร์เมอร์แกนเฟอร์ไรท์



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

$$f = 20 \text{ Khz}$$

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

$$V_0 = 15 \text{ V.}$$

$$I_0 = 3.3 \text{ A.}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1. หา Model ของแกนเฟอร์ไรท์ที่ใช้

$$\begin{aligned} P_0 &= E_0 I_0 \\ &= 15 \times 3.3 \\ &= 49.5 \text{ w.} \end{aligned}$$

ใช้แกน EI-40

ซึ่งมีขนาด

$$\begin{aligned} A_0 &= 1.48 \text{ cm}^2 \\ A_w &= 3.10 \text{ cm}^2 \end{aligned}$$

2. หาจำนวนรอบของลวดทองแดงที่ขด primary ได้จาก

$$\begin{aligned} V_{in} &= 4.f.B.A_c.N_p \cdot 10^{-8} \\ N_p &= V_{in} \cdot 10^8 / 4 \cdot f \cdot B \cdot A_c = 100 \cdot 10^8 / 4 \cdot 20 \cdot 10^3 \cdot 1500 \cdot 1.48 \\ N_p &= 56.3 \text{ รอบ} \\ N_p &= 56 \text{ รอบ} \end{aligned}$$

ขด primary จะต้องพัน 56 รอบ

3. หา Voltage ที่ขด secondary (V_s) จะต้องนำเอาค่าของ Volt age ที่ตกกร่อมชุด rectifier และ filter มาด้วย จะได้ว่า

$$\begin{aligned} V_F + I \cdot r_L + tne(drop) &= 1.6 \text{ v} \\ V_o &= V_s \cdot \gamma / (R/2) - 1.9 \quad [\gamma = T/2 \quad 80\%] \end{aligned}$$

$$\text{แทนค่า} \quad 15 = V_m \cdot \frac{20}{25} - 1.8$$

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

4. หาจำนวนรอบของลวดทองแดงทางด้าน secondary

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

$$N_s = 12 \text{ รอบ}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
จะต้องพันลวดทางขด secondary จำนวน 12 รอบ
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5. หาขนาดของลวดทองแดงทางขด primary (D_p) ก่อนอื่นต้องทราบกระแสทางขด primary ก่อนซึ่งจะหาได้จาก

$$\begin{aligned} L_{in(av)} &= V_o \cdot I_o / V_{in} \cdot n \\ &= 15 \cdot 3.3 / 100 \cdot 0.9 = 0.55 \text{ A} \end{aligned}$$

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

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

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

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

จากการคำนวณจะสรุปได้ดังนี้

แกนเฟอร์ไรท์ EI-40

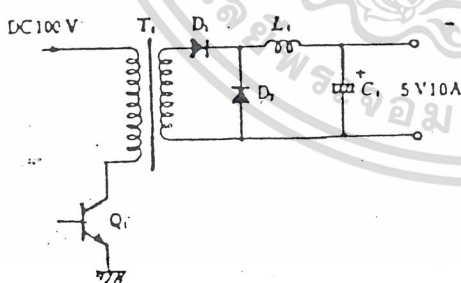
$$N_p = 56 \text{ รอบ}$$

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

$$N_s = 12 \text{ รอบ}$$

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

ตัวอย่างที่ 2.5 จากวงจรออกแบบทรานเฟอร์เมอร์



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

$$f = 20 \text{ Khz}$$

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

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

เอกสารนี้เป็น $I_o = 10 \text{ A}$ ส่งวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1. หา Model ของแกนเฟอร์ไรท์ที่ใช้

$$\begin{aligned} P_0 &= E_0 I_0 \\ &= 5 \times 10 \\ &= 50 \text{ w.} \end{aligned}$$

ใช้แกน EI-40 ซึ่งสามารถให้ Power ได้ 40-60 W.

ซึ่งมีขนาด

$$\begin{aligned} A_0 &= 1.48 \text{ cm}^2 \\ A_w &= 3.10 \text{ cm}^2 \end{aligned}$$

2. หาจำนวนรอบของขด primary (N_p) ได้จาก

$$\begin{aligned} V_{in} &= 4.f.B.A_c.N_p.10^{-8} \\ N_p &= V_{in} \cdot 10^8 / 4 \cdot f \cdot B \cdot A_c = 95 \cdot 10^8 / 4 \cdot 20 \cdot 10^3 \cdot 1500 \cdot 1.48 \\ N_p &= 53.4 \text{ รอบ} \end{aligned}$$

ขด primary จะต้องพัน 53 รอบ

3. หา Voltage ที่ขด secondary ก่อนจะผ่านวงจร rectifier และ filter ที่ตกคร่อมภาค rectifier และ filter ได้จาก

$$\begin{aligned} V_p + I_o \cdot r + \text{line}_{(dron)} &= 1.5 \text{ V} \\ V_o &= V_s \cdot \frac{\gamma}{T} - 1.5 \quad (* \text{หาได้จาก } V_{in} / 2) \\ S &= V_s \cdot \frac{20}{25} - 1.5 \\ V &= 16.25 \text{ V} \end{aligned}$$

4. หาจำนวนรอบทางขด secondary

$$\begin{aligned} N_s &= N_p \cdot \frac{V_s}{V_p} \\ N_s &= 53 \times \frac{16.25}{95} = 9.066 \text{ รอบ} \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ขด secondary จะต้องพัน 9 รอบ

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

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

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

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

6. หาขนาดของลวดทองแดงทางด้านขด secondary ได้จากที่เรารู้ค่ากระแส output =

10 A

เมื่อดูตารางลวด จะต้องใช้ลวดขนาด

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

หรือใช้ $D_s = 0.55 (\text{mm}) \times 12$ เส้น ขนาดกันและพันไปพร้อมกัน

จากการคำนวณจะสรุปได้ดังนี้

แกน EI-40

$$N_p = 53 \text{ รอบ}$$

$$D_s = 0.550$$

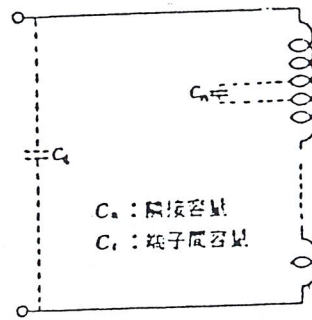
$$N_s = 9 \text{ รอบ}$$

$$D_s = 2.3 (\text{mm}) \text{ หรือ } 0.55 (\text{mm}) \times 12 \text{ เส้น}$$

2.7.2 วิธีการพัน Transformer

โดยทั่วไปอุปกรณ์ที่ใช้กัน driver ของ pulse transformer กรณีที่มีค่า Impedance สูง เหมือนอย่าง Vacuum (สูญญากาศ) นั้น จะต้องเน้น ทำให้มี equivalent capacitance น้อย คำว่า equivalent capacitance รวมของ adjacent capacitance terminal capacitance (รูปที่ 2.33) , layer capacitance (รูปที่ 2.34) และ capacitance ระหว่างเส้นลวดที่พันของทางด้าน primary และ secondary

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.33 แสดงค่า capacitance ที่เกิดขึ้นระหว่างขดลวด

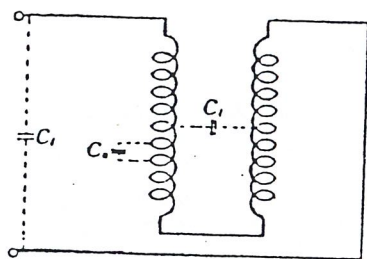


รูปที่ 2.34 แสดงค่า capacitance ระหว่างชั้น

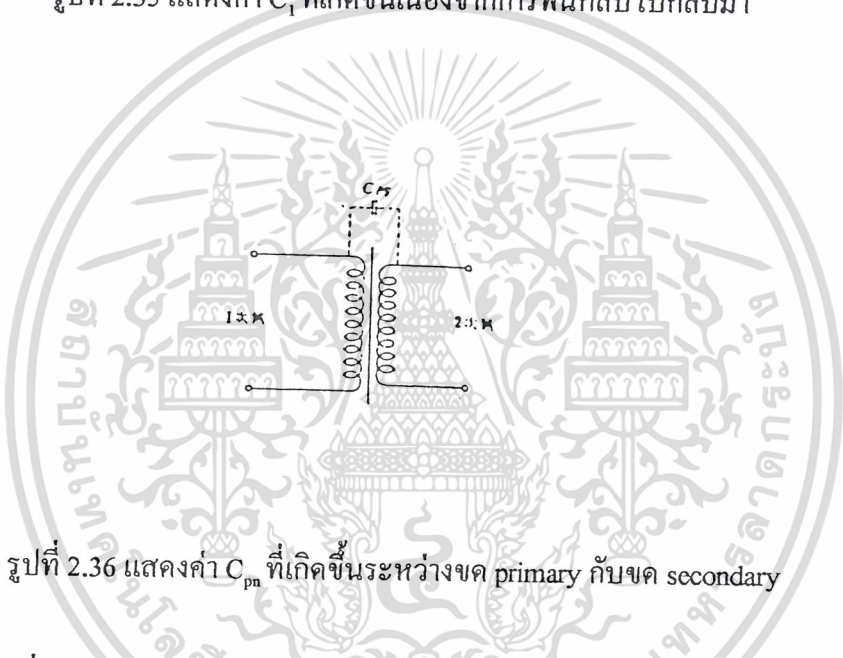
สำหรับ pulse transformer นั้นเนื่องจากการพันเส้นลวดแต่ละรอบเป็นสิ่งสำคัญมาก (และจะไม่ทำการพันในลักษณะพันกลับ ไปกลับมาหลาย ๆ ชั้น) ค่า equivalent capacitance ส่วนใหญ่จะขึ้นอยู่กับค่า capacitance ระหว่างขด primary กับขด secondary ค่า capacitance ระหว่างขด primary กับขด secondary นี้เรียกว่า capacitance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

ในที่นี้จะขอกล่าวถึง capacitance แต่ละชนิดโดยย่อ ดังนี้ adjacent capacitance (C_n) เนื่องจากว่ามันต่อกันอยู่อย่างอนุกรม จึงมีผลทำให้มีค่าเป็นส่วนกลับกับจำนวนรอบและมีค่าน้อย ดังนั้นกรณีของ pulse transformer จะมีค่าน้อยมากจนสามารถตัดทิ้งไปได้ Terminal capacitance (C_t) มีค่าน้อยมากเมื่อเปรียบเทียบกับค่า capacitance ระหว่างเส้นลวด แต่ค่า capacitance ระหว่าง layer (C_l) มีค่ามาก เมื่อหม้อแปลงมีโครงสร้างแบบพันกลับ ไปกลับมา ดังรูป 2.35 จึงไม่สามารถตัดทิ้งได้ ดังนั้น ถ้าหากไม่มีการพันกลับ ไปกลับมาแล้ว สามารถตัดค่า C_l ทิ้งได้ เพราะฉะนั้น equivalent capacitance จึงคิดเฉพาะแต่ค่า capacitance ระหว่างเส้นลวดระหว่างขด primary กับขด secondary ดังรูป 2.36

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

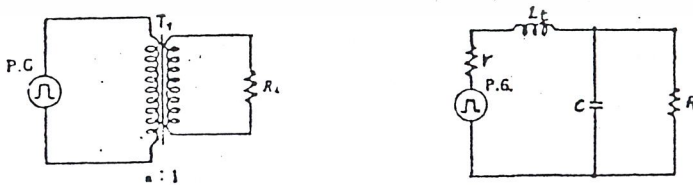


รูปที่ 2.35 แสดงค่า C_1 ที่เกิดขึ้นเนื่องจากการพันกลับไปที่กลับมา



รูปที่ 2.36 แสดงค่า C_{pn} 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 capacitance ได้ด้วยรูป 2.37

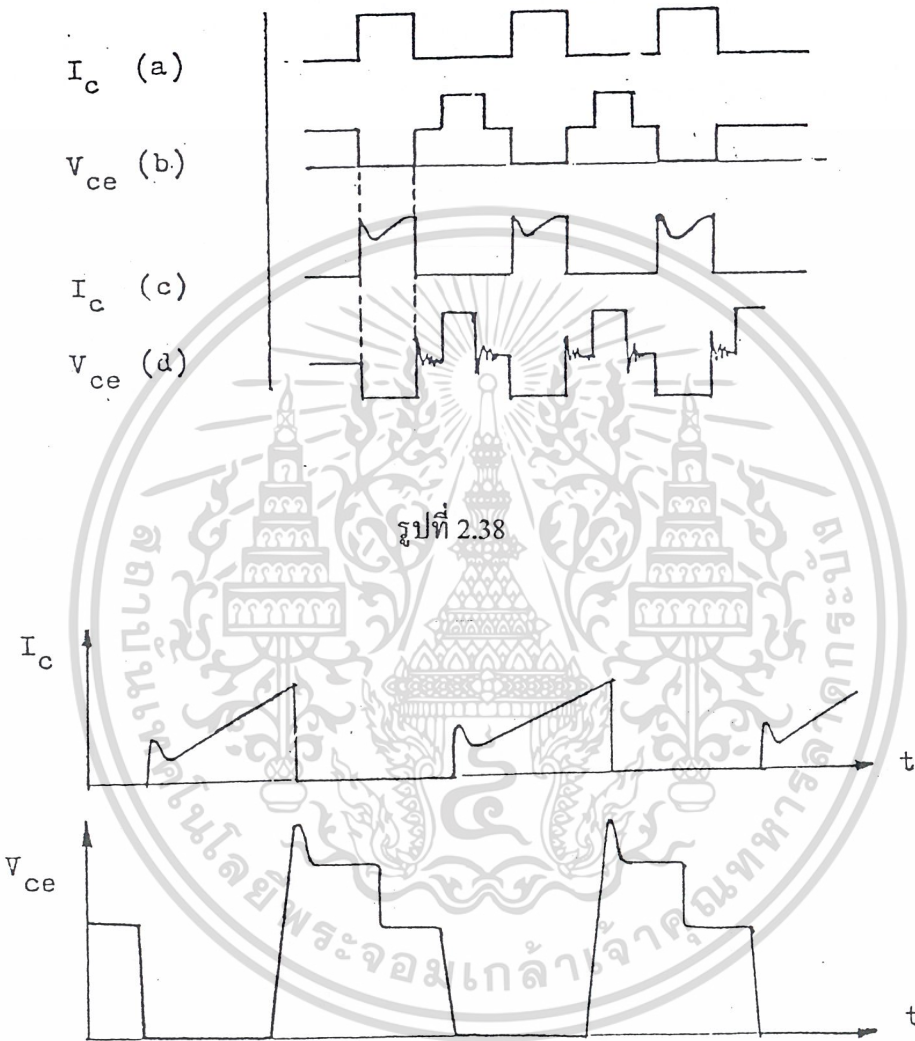


(a) Basic Circuit (b) equivalent capacitance ที่ทำการเปลี่ยน (a) ให้เป็นด้าน primary

รูปที่ 2.37

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

leak inductance L_1 ถ้าหากมีค่าเท่ากับ 0 จะเป็นการดี ค่า leak inductance L_1 นี้จะทำให้เกิด back swing เช่นเดียวกับ equivalent capacitance C รูปคลื่น spike ของรูป 2.38, 2.39 นั้นเกิดจาก leak inductance นี้มันเอง leak inductance L_1 จะเป็น 0 ถ้าหากว่าสั้นแรง



รูปที่ 2.39

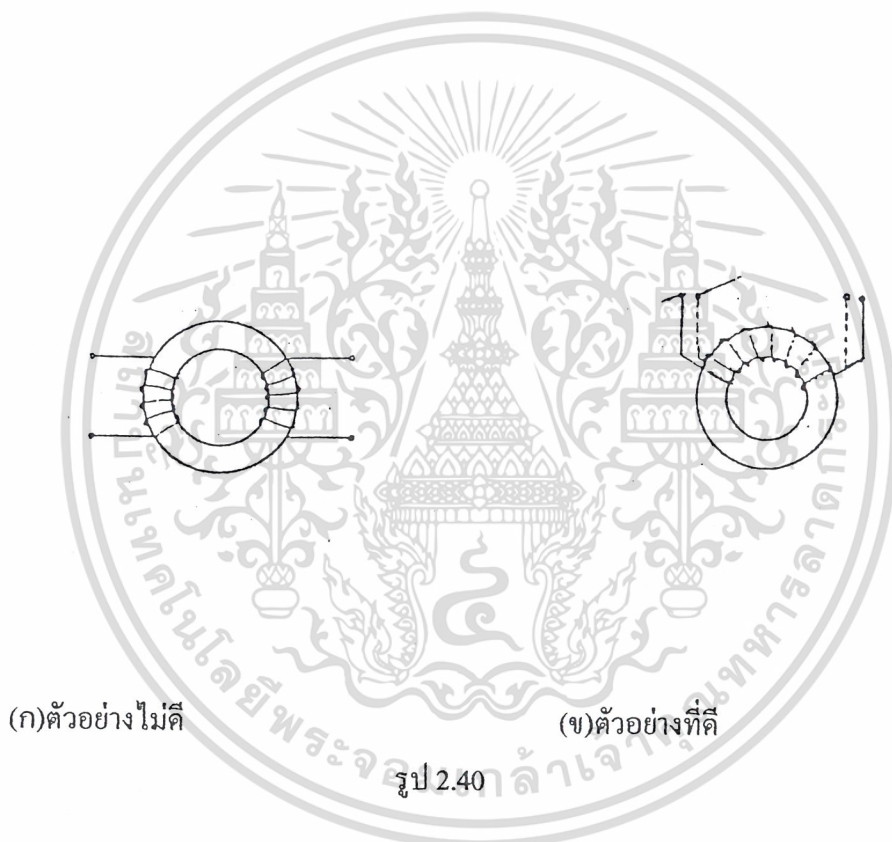
แม่เหล็กที่เกิดจากด้าน primary ส่งไปให้ secondary 100% แต่ในทางปฏิบัติแล้วจากเหตุหลาย ๆ อย่างไม่สามารถทำการ coupling ได้ 100% ส่วนที่หายไปจะเป็นเส้นแรงที่รั่วออกไป เส้นแรงที่รั่วออกไปนี้แบ่งออกเป็นพวกใหญ่ ๆ ได้ 2 พวก ดังนี้

1. เส้นแรงที่ผ่านช่องว่างระหว่างขดลวด primary กับ secondary แล้วไปเชื่อมต่อกับขดลวด secondary แต่จะย้อนกลับผ่านแกนของหม้อแปลง

เมื่อก่อนนี้... (faint text at the bottom of the page)

2. เส้นแรงที่ผ่านช่องว่างระหว่าง primary กับ secondary แล้วไปเชื่อมต่อกับขดลวด secondary แต่จะย้อนกลับผ่านช่องว่าง

คั้งนั้นจึงสรุปได้ว่า leak inductance L_1 ขึ้นอยู่กับ ระยะห่างของขดลวด primary กับ secondary ถ้าหากระยะห่างของขดลวด primary กับ secondary ห่างมากเท่าใด ค่าของ leak inductance ก็จะเพิ่มมากขึ้น การพันขดลวดของ pulse transformer เพื่อให้ leak inductance น้อย นั้นจะต้องทำให้ระยะห่างของ primary กับ secondary มีค่าน้อยมากที่สุด เพราะจะเป็นการทำให้เกิดการเชื่อมต่อของเส้นแรงดี วิธีการพันแสดงดังรูป 2.40 และ 2.41



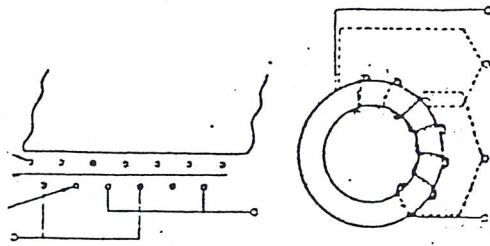
(ก)ตัวอย่างไม่ดี

(ข)ตัวอย่างที่ดี

รูป 2.40

รูป (ก) ของรูป 2.40 จะเห็นว่าระยะห่าง primary กับ secondary ห่างกันมาก เป็นเหตุให้ leak inductance มีค่ามาก (ข) ของรูป 34 primary กับ secondary พันคู่กัน ไป เป็นเหตุให้ leak inductance มีค่าน้อย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 2.41 แสดงวิธีการพันที่ทำให้ leak inductance มีค่าน้อย

รูป 2.41 แสดงวิธีการพันขดลวดของกรณีที่มีอัตราส่วนของจำนวนรอบ n ของ primary กับ secondary มีค่ามาก กรณีที่ค่า n มีค่ามาก จำเป็นต้องใช้วิธีทำให้ leak inductance น้อยโดยการพัน secondary ที่มีโครงสร้างเหมือนกันหลายๆ อันแล้วนำมาต่อขนานกัน

2.8 การคำนวณค่าเหนี่ยวนำกำลังสำหรับเอาต์พุต (output power inductor design)

switching power supply ส่วนใหญ่จะใช้ตัวเหนี่ยวนำเป็นส่วนหนึ่งของวงจรกรองไฟเอาต์พุต เหตุผลในการใช้ตัวเหนี่ยวนำมี 2 ประการ ประการแรกมันจะเก็บสะสมพลังงานไว้สำหรับจ่ายให้แก่โหลด ประการที่ 2 มันช่วยกรองไฟเอาต์พุตให้เรียบและเฉลี่ยแรงดันเอาต์พุตให้อยู่ในระหว่างที่ยอมรับได้ ซึ่งมีสูตรในการคำนวณดังต่อไปนี้

พิจารณาภาคเอาต์พุตของ pwm half converter ในรูป จะมีลักษณะคลื่นเอาต์พุต E_{in} และ E_{out} ดังแสดงในรูป โดยมีกระแสโหลดเฉลี่ย I_{out} มีการกระเพื่อม ΔI ทางทฤษฎีทางไฟฟ้า คัดลวดคกร้อมตัวเหนี่ยวนำมีค่า

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

แต่ $V_L = E_{in} - E_{out}$

และ $di = \Delta I_L$

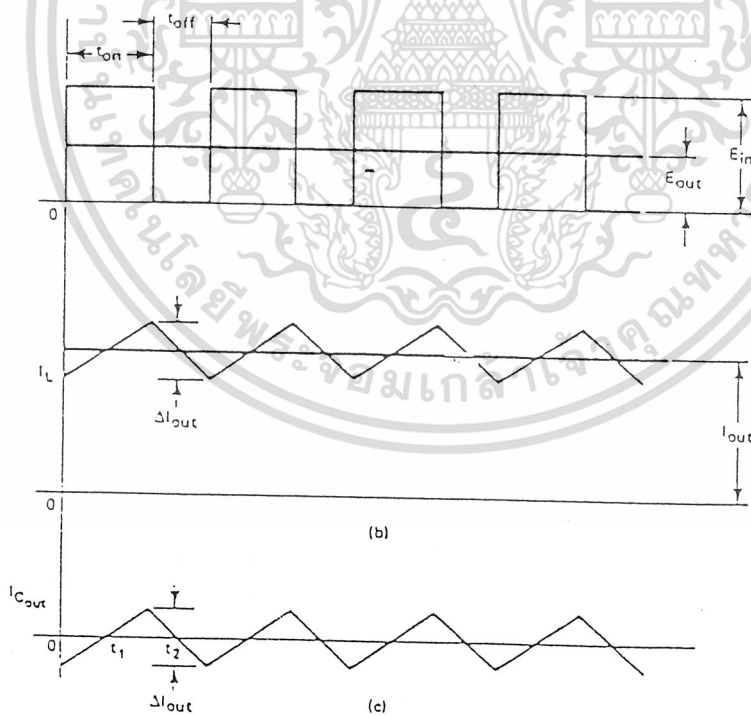
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า และต้องอ้างอิงถึงที่มา
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้น

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

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

ในกรณีของ pwm half bridge หรือ full bridge converter ศักดิ์คา E_{in} จะมีค่าประมาณ 2 เท่าของ E_{out} ที่ศักดิ์คาสูงสุดทางปฐมภูมิ V_{in} (จากรูป) ดังนั้นส่วนในเวลา t เท่ากับ dead time สูงสุด T_{off} ซึ่งเกิดขึ้นระหว่างการสับเปลี่ยนครึ่งของ cycle ในการ switch T_{off} สูงสุดเกิดขึ้นเมื่อศักดิ์คาอินพุตที่มีค่าสูงสุด เนื่องจากเวลาในการนำกระแส



รูปที่ 2.42 แสดงวงจรและ wave form ของกระแสและแรงดันที่ภาคเอาต์พุต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาพแสดงวงจรและ wave form ของกระแสและแรงดันที่ภาคเอาต์พุตของทรานซิสเตอร์ต่ำสุด ดังนั้น ตัวเหนี่ยวนำจะต้องสามารถสะสมพลังงานให้เพียงพอที่จะจ่ายกระแสเอาต์พุตในช่วงเวลาที่ทรานซิสเตอร์หยุดนำกระแส (notch time) ได้ซึ่ง สามารถเขียน t ในเทอมของศักดาที่ทุติยภูมิ E_{in} และ E_{out} ดังนี้

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

เมื่อ f คือความถี่ของ converter เป็น kHz เพื่อเป็นการรักษาค่ากระแส peak ของตัวเหนี่ยวนำ และให้ได้เอาต์พุตที่มี ripple น้อย ควรกำหนดให้มีค่าไม่เกิน $0.25 I_{out}$ ดังนั้นคำนวณค่า L จาก

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

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

ดังนั้นค่า L สามารถคำนวณได้จาก

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

$$= 1/2 \times [1 - 1/2] / 2 \times 10^4$$

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

2.9 การคำนวณค่าตัวเก็บประจุสำหรับกรองเอาต์พุต

การเลือกตัวเก็บประจุสำหรับกรองเอาต์พุตขึ้นอยู่กับชนิดของ converter ที่ใช้รวมทั้งขนาดกระแสใช้งาน และความถี่ในการ switch ในปัจจุบันจะใช้ตัวเก็บประจุชนิด esr ต่ำ ๆ ซึ่งค่า esr นี้มีผลโดยตรงกับขนาดกระเพื่อม และอายุการใช้งานของตัวมันเองด้วยเพราะ esr เป็นตัวกำหนดขนาดของการสูญเสียในรูปของความร้อนที่ตัวเก็บประจุสูญเสียไป ทำให้อายุการใช้งานต่ำลง

พิจารณาจากรูปที่ 36 จะเห็นว่า I_{out} มีจุดกึ่งกลางประมาณศูนย์ และมีขนาดแอมพลิจูด I ดังเหตุได้ว่า wave form ตัดจุดศูนย์ในทิศทางบวกที่ t_1 ซึ่งเป็นจุดกึ่งกลางของ on time และที่ t_2 ซึ่งเป็นจุดกึ่งกลางของ off time กราฟจะตัดแกนศูนย์ในทิศทางลบ จะมีการกระเพื่อมของศักดาเป็น V ดังสมการใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_{out} = 1 / C_{out} \int i dt$$

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 คือผลบวกของ t_1 และ t_2 จัดเทอมใหม่จะได้ค่าต่ำสุดของ ตัวเก็บประจุคือ

โดยที่

$$\begin{aligned} C_{out} &= \Delta I_{out} / 8 * f * \Delta V_{out} \\ I_{out} &= 0.25 I_L \\ V_{out} &= \text{ค่าศักดา } V_{n-n} \text{ ของเอาต์พุต} \\ f &= \text{ความถี่ที่ทำงาน} \end{aligned}$$

ในการรับประกันว่าได้ศึกษาระเพื่อมค่าที่สุด ค่า E_{sr} ของตัวเก็บประจุ สามารถคำนวณโดยสมการต่อไปนี้

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

การเลือก C ฟิลเตอร์ที่เหมาะสมเป็นหัวใจสำคัญเพราะจะมีผลต่อ พารามิเตอร์ที่สำคัญต่อการทำงานของ switching power supply เนื่องจากอุปกรณ์ไอซีนี้จะมีผลกระทบโดยตรงต่อเสถียรภาพของระบบ และค่า L ต่ำ ๆ และ C สูง ๆ จะทำให้อิมพีแดนซ์ขณะกระชากของภาคเอาต์พุต นั้นหมายความว่า จะทำให้ Power supply มี transient response ที่ดีต่อ โหลดที่เป็น step change ในทางปฏิบัติ การวัดผลตอบสนองชั่วขณะของ switching supply สิ่งสำคัญไม่ใช่ระยะเวลาในการเข้าสู่ set point เมื่อมี step load แต่สิ่งที่สำคัญคือจะทำอย่างไรที่จะทำให้ศักดา output ตกลงไปจากค่าที่กำหนดไว้ให้น้อยที่สุด เช่น ถ้าสำหรับเอาต์พุต 5 โวลต์ ถ้ามีการผิดพลาดเกิน 5 โวลต์ จะไม่เหมาะแก่การนำไปใช้กับไอซี TTL ในทางปฏิบัติควรคำนึงไว้เสมอว่า โหลดจะมีการเปลี่ยนแปลงอยู่ในช่วงประมาณ 25%

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

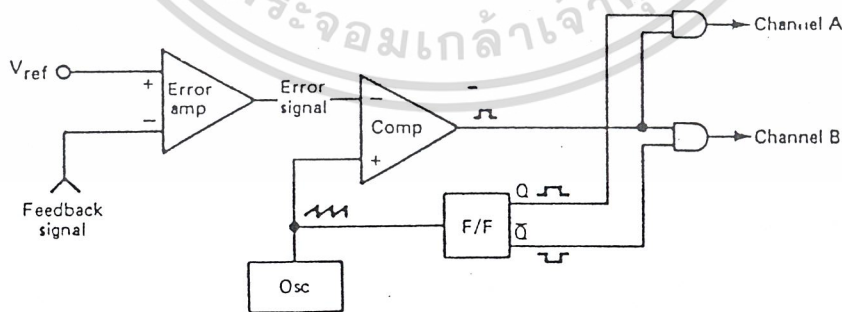
2.10 วงจรควบคุมการทำงานแบบพัลส์วิตซ์มอดเลชัน (Pulse Width Modulator)

Basic PWM

ในส่วนของชุดควบคุมนี้ถือว่าเป็นหัวใจของวงจรทั้งหมดเพราะสัญญาณที่จะนำไปกระตุ้น Power transistor นั้นต้องไม่มีโอกาสที่จะทำให้ทรานซิสเตอร์เสียได้ และการทำงานของวงจรจะดีหรือไม่ ก็ขึ้นอยู่กับชุดควบคุมนี้ทั้งนั้น เราจึงใช้ชุดควบคุม แบบ Pulse Width Modulator ซึ่งแสดงในรูปที่ 37

การทำงานของวงจรควบคุม (PWM) ซึ่งแสดงดังรูป จะประกอบด้วย ชุดสร้างสัญญาณฟันเลื่อย (saw tooth wave form) ซึ่งจะนำเอาสัญญาณ saw tooth มาทำการเปรียบเทียบกับ error voltage ซึ่งได้มาจากวงจรขยายความผิดพลาด (Error amplifier) สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จาก PWM Comparator จะเป็น Square wave ที่มีความกว้างของพัลส์เปลี่ยนแปลงไปตามสัญญาณควบคุม (control signal)

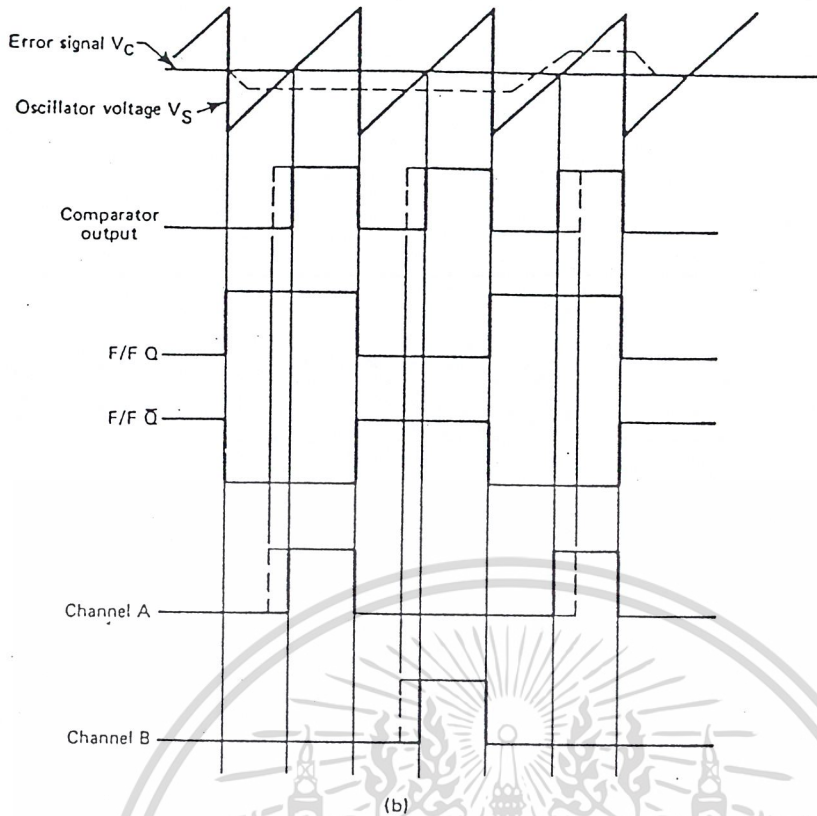
Error Amplifier ในวงจร PWM จะทำหน้าที่เหมือนกับวงจร error amplifier ใน linear regulator power supply คือเอาแรงดันที่เอาต์พุตมา เปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิง (reference voltage) จะทำให้ได้ error voltage ขึ้นค่าหนึ่ง ซึ่ง error voltage นี้จะถูกขยายโดย error amplifier และมีระดับไฟตรงเปลี่ยนแปลงไปตามระดับของสัญญาณที่นำมาเปรียบเทียบกับระดับของสัญญาณไฟตรงมาเปรียบเทียบกั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



(a)

รูปที่ 2.43 (a)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



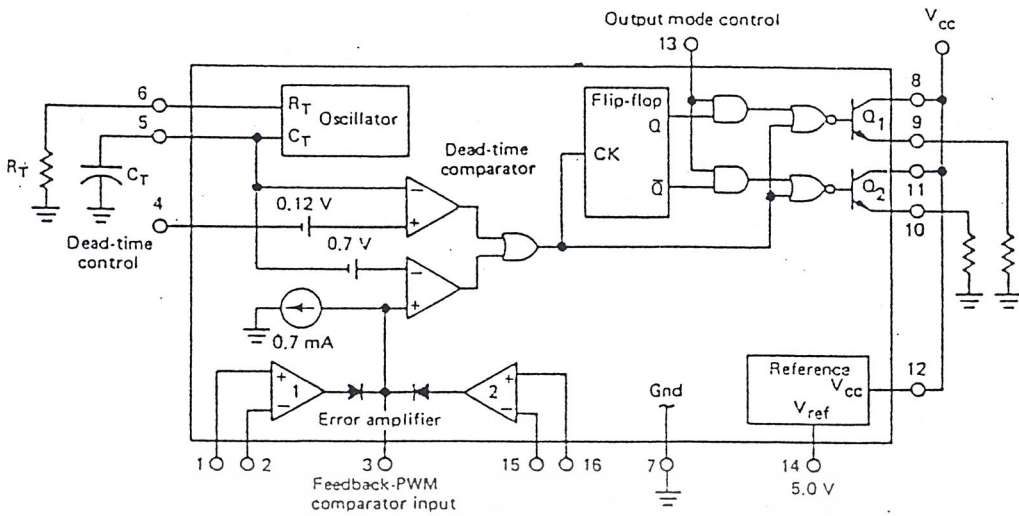
รูปที่ 2.43 (b) PWM Control Circuit

TL 494CN PWM Control Circuit

IC เบอร์ TL 494 ถูกสร้างขึ้นมาเพื่อใช้ทาง PWM โดยเฉพาะรูปที่ 2.44 จะแสดงส่วนประกอบภายในและบล็อกไดอะแกรมของ TL 494 การควบคุมความถี่ PWM จะใช้ควบคุมความถี่คงที่ โดยผลิตความถี่ saw tooth ขึ้นภายในตัว IC ความถี่จะขึ้นอยู่กับส่วนประกอบภายนอก 2 ตัว คือ R_T และ C_T ซึ่งจะต่ออยู่กับขา 6 และขา 5 ความถี่นี้สามารถหาได้จาก

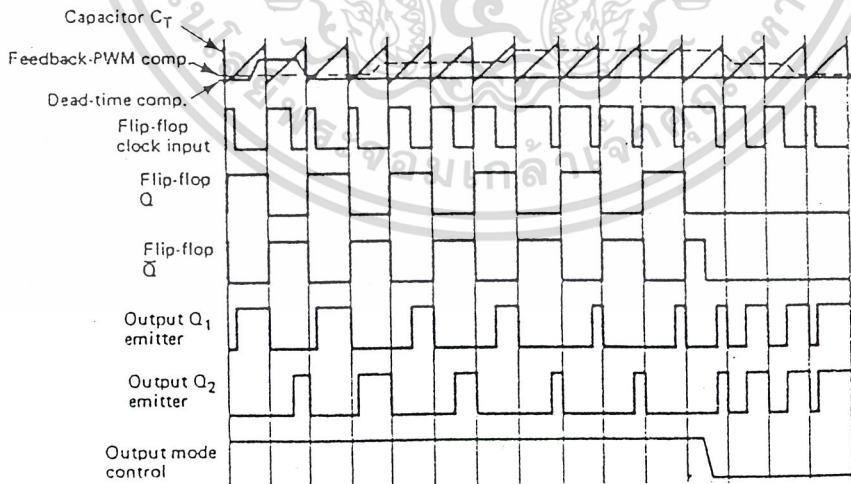
$$f_{OEC} = \frac{1.1}{R_T \cdot C_T}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.44 ส่วนประกอบภายใน TL 494

แรงดันตกคร่อม C_T จะเป็นลักษณะของรูป saw tooth หรือบางทีเรียกว่าสัญญาณเรมปี (ramp) สัญญาณนี้จะถูกเปรียบเทียบกับสัญญาณจาก error amplifier และสัญญาณจาก dead time control Nor gate เป็นตัวขับทรานซิสเตอร์ที่เอาต์พุต Q_1 และ Q_2 ซึ่งทั้ง 2 จะทำงานได้ต่อเมื่อสัญญาณ clock ที่อินพุตของฟลิป-ฟลอปอยู่สถานะต่ำ ซึ่งจะเกิดได้เมื่อแรงดัน saw tooth มีค่ามากกว่าสัญญาณ error amplifier และสัญญาณ dead time control ดังนั้นการเพิ่มขนาดของสัญญาณควบคุมทั้งสองนี้จะทำให้ความกว้างของพัลส์ที่เอาต์พุตลดลง ดังแสดงในรูปที่ 2.45



รูปที่ 2.45 Timing diagram waveform ของ TL 494

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่มา dead time control จะมีแรงดันต่ออยู่ประมาณ 0.1 V แรงดัน off set อันนี้จะป้อนเข้าที่ขาอินเวอร์ตอินพุตของวงจร dead time comparator ดังนั้นเมื่อแรงดันตกคร่อม C_T สูงกว่า 0.1V. Comparator จะให้ เอาต์พุตเป็น high และทุกไซเคิลเกิดการอสซิลเลท C_T จะคายประจุ และแรงดันต่ำกว่านี้ในตอนต้นของสัญญาณ ramp ทุกลูก ทางเอาต์พุตของ comparator จะมีช่วงเป็น low เสมอทำให้ทรานซิสเตอร์หยุดทำงาน (dead time) และด้วยคุณสมบัติทางฟิสิกส์ของทรานซิสเตอร์ จะทำงานแบบสวิตช์ทุกตัวในช่วง on จะมีการสะสมประจุในเบส ถ้าหากว่าช่วง off ไม่นานพอที่จะทำให้ประจุนี้ลดลงได้ ทรานซิสเตอร์จะทำตัวเสมือนหลอดวงจรซึ่งเป็นลักษณะที่เราไม่ต้องการ วงจร PWM comparator ได้รับการออกแบบมาให้เปรียบเทียบแรงดันตกคร่อม C_T ซึ่งจะรวมกับแรงดัน off-set อีก

2.11 วงจรเรกติไฟร์และฟิลเตอร์ (Rectifier and Filter)

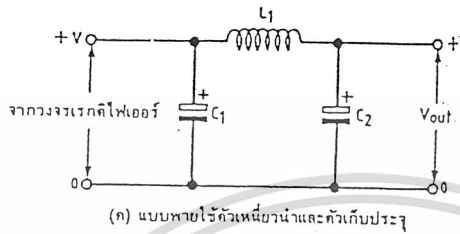
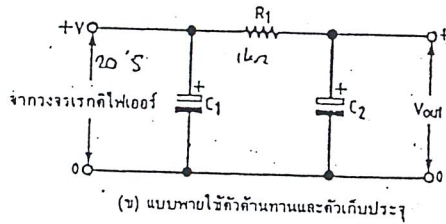
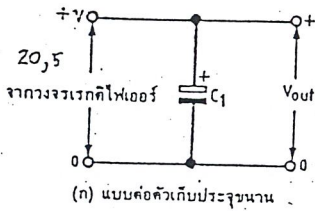
แรงดัน ไฟตรงที่ผ่านวงจรเรกติไฟร์เฮอร์มาแล้วจะยังไม่เป็นไปตรงที่แท้จริง ยังมีองค์ประกอบของรูปคลื่นกระแสกลับป้อนออกมาอยู่บ้างที่เรียกกันว่า การกระเพื่อมของ แรงดัน (ripple factor) โดยเฉพาะ วงจรเรกติไฟร์เฮอร์แบบครึ่งคลื่นจะมีอัตราการกระเพื่อมสูงกว่าแบบอื่นๆ ดังนั้นเพื่อให้ได้แรงไฟตรงสม่ำเสมอ จึงต้องมีวงจรกรองกระแส (Filter) เพิ่มเข้ามา โดยวงจรกรองกระแสที่นิยมใช้กันในปัจจุบัน และเป็นแบบง่ายที่สุดเห็นจะเป็นแบบที่มีตัวเก็บประจุต่อขนานกับแรงดันขาออก ซึ่งเป็นวงจรขาออกซึ่งเป็นวงจรที่ถูกออกแบบมาพร้อมกับวงจรอิเล็กทรอนิกส์ทั้งหลาย เพราะสามารถจ่ายกระแสได้สูงสุด เท่าที่หม้อแปลงจะจ่ายได้

อีกแบบหนึ่งที่ใช้กันมากและพบเห็นบ่อย ๆ คือแบบพายใช้ตัวต้านทานและตัวเก็บประจุ (RC Pi-section filter) วงจรกรองกระแสแบบนี้ จะพบเห็นได้ในวงจรปริแอมป์และวงจรที่เลาะวงจรที่ต้องการอัตราการกระเพื่อมของแรงดันน้อยที่สุด แต่ข้อเสียของวงจรนี้คือกระแสจะถูกจำกัดด้วยค่าของตัวต้านทานที่ต่อเพิ่มเข้ามา โดยมีสัดส่วนของกระแสเท่ากับแรงดันที่ออกจากวงจรเรกติไฟร์เฮอร์หารด้วยค่าความต้านทาน ($I = V/R$) ตามกฎของโอห์ม

นอกจากนี้ ยังมี แบบพายใช้ตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุ (LC Pi-section filter) วงจรกรองกระแสแบบนี้มักจะ ไม่ค่อยเป็นที่นิยมเท่าไร เนื่องจากต้องใช้ตัวเหนี่ยวนำที่มีขนาดใหญ่ มากๆ เพื่อต้องการให้มีค่าความต้านทานต่ำและไม่ไปโหลดกระแสมากเกินไป นอกจากนี้ยังมีผลเนื่องจากสนามแม่เหล็กที่เกิดจากตัวเหนี่ยวนำเพราะการ กระเพื่อมของแรงดันจากอินพุต โดยส่วนใหญ่จะพบเห็นในวงจรเครื่องขยายเสียง และทีวีรุ่นเก่า ๆ เพราะสามารถจ่ายกระแสได้สูง ในรูปที่

2.46 แสดงวงจรกรองกระแสทั้ง 3 แบบดังกล่าวข้างต้น

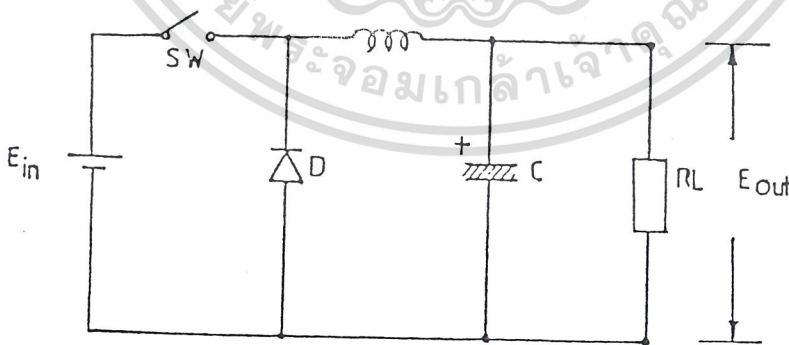
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.46 แสดงวงจรกรองกระแสแบบต่างๆ

2.11.1 การวิเคราะห์ห้วงจร Output Filter

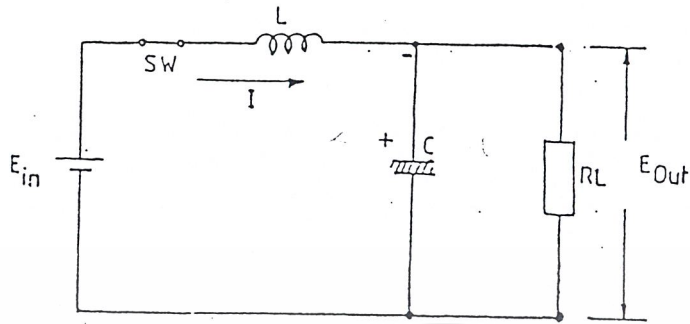
การทำงานของ switching power supply ซึ่งอาศัยการ on-off ของอุปกรณ์สวิตซ์ซึ่ง ป้อน สัญญาณ ให้กับทรานส์ฟอร์มเมอร์สวิตซ์ ทางด้าน primary และ induce ไปยังขด secondary ดังนั้น สัญญาณเอาต์พุต ที่ขด secondary จึงมีลักษณะเป็น pulse ตามจังหวะการ on-off ของ อุปกรณ์สวิตซ์ ซึ่ง การทำงานของวงจร rectifier และ filter จึงขึ้นอยู่กับสัญญาณ pulse input นี้ด้วยซึ่งเปรียบเสมือน การ on-off ของสวิตซ์



รูปที่ 2.47 แสดงการทำงานของวงจรฟิลเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พิจารณาช่วงที่ สวิตช์ on



รูปที่ 2.48 ช่วงที่สวิตช์ on

เป็นช่วงที่มี pulse เข้ามา diode ทำตัวเหมือนเปิดวงจร

$$E_{in} = L \frac{di}{dt} + E_{out} \quad (1)$$

เมื่อ

E_{in} ; input voltage

L ; inductance filter

I ; current in circuit at SW. on

E_{out} ; do output voltage

จากสมการที่ (1)

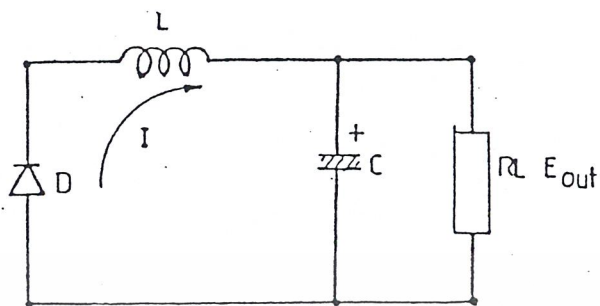
$$\frac{di}{dt} = \frac{E_{in} - E_{out}}{L} \quad (2)$$

จากสมการที่ (2)

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พิจารณาช่วงที่สวิตช์ off



รูปที่ 2.49 ช่วงที่สวิตช์ off

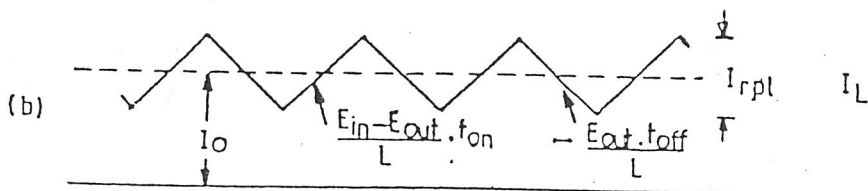
คือช่วงที่ไม่มี pulse เข้ามา diode จึงทำตัวเสมือนตัววงจร

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

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

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

การหาค่า L



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 รูปที่ 2.50 แสดง wave form ของสัญญาณ output
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามเผยแพร่ต่อผู้อื่นโดยไม่ได้รับอนุญาตจากเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูป 2.50 (b) และสมการที่ (3)

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

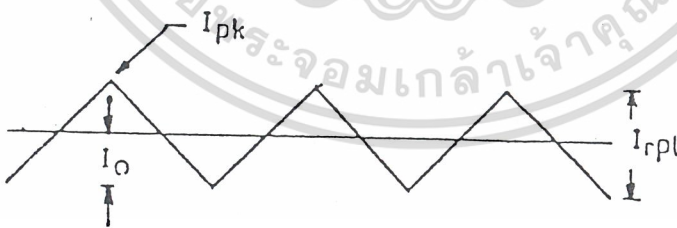
เมื่อ I_{pk} ; peak current ที่ผ่าน L_1
 t_{on} ; ช่วงเวลาที่สวิตช์ on

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

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

จากรูป 2.51

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



รูปที่ 2.51 แสดง wave form ของ ripple filter

จากสมการ (8) และ (9)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับครูใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_{pk} = \frac{I_{rpl}}{2} (=I_{ul}), I_{pk} = I_{rpl} \tag{10}$$

จากสมการ (7) และ (10)

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

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

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

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)

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

- การหาค่า C

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

$$E_o = \frac{1}{c} \int idt \quad (17)$$

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับบุคลากรใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ $I_{rpl} = I_{pk}$ ค้างนั้น

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

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

จากสมการ (10) และ (20)

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

จากสมการ (9) และ (14)

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

จาก $\gamma = \frac{t_{on}}{T}$ จากสมการ (22)

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

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

แทนในสมการ (22)

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การคำนวณหาจำนวนรอบของ inductor filter

$$\text{จากสูตร } L = AL * N^2 * 10^{-9} \quad (25)$$

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

เมื่อ N ; จำนวนรอบ (T)

AL ; ปริมาตรของขดลวด (nH/T²)

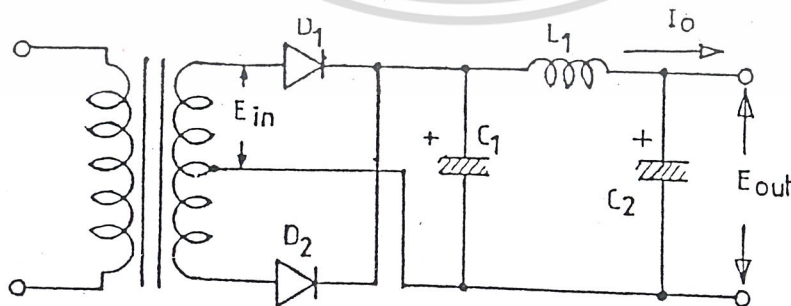
L ; inductance (H)

2.11.2 การออกแบบวงจร filter

ในการออกแบบวงจร filter นั้น สิ่งที่ต้องทราบคือ E_{out} แรงดันทางด้านเอาต์พุต (DC output voltage) I_o(max) กระแสสูงสุดทางด้านเอาต์พุต (maximum output current) E_{in} แรงดันสูงสุดทางด้านอินพุต (input voltage peak to peak) แรงดันกระเพื่อมสูงสุดที่เอาต์พุต (ripple voltage peak to peak) และ f ความถี่ในการสวิตช์ (switching frequency)

ตัวอย่าง 2.6 ในการออกแบบวงจร filter

- ความถี่ 20 kHz
- แรงดันเอาต์พุต 5 V
- แรงดันอินพุต 7.5 V
- กระแสเอาต์พุต 30 A
- แรงดัน ripple 50 mV_{n-p}



รูปที่ 2.52 full wave filter

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1. หาค่า L1

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

2. หาค่า C1

$$\begin{aligned}
 C &= \frac{E_{in} - E_{out}}{4E_o * L} * T^2 \\
 &= \frac{7.5 - 5}{4 * 50 * 10^{-3} * 14 * 10^{-6}} * \frac{(1)^2}{40 * 10^3} \\
 &= 558 \mu\text{F}
 \end{aligned}$$

3. หาค่า C2

$$\begin{aligned}
 C2 &= C1 \\
 &= 558 \mu\text{F}
 \end{aligned}$$

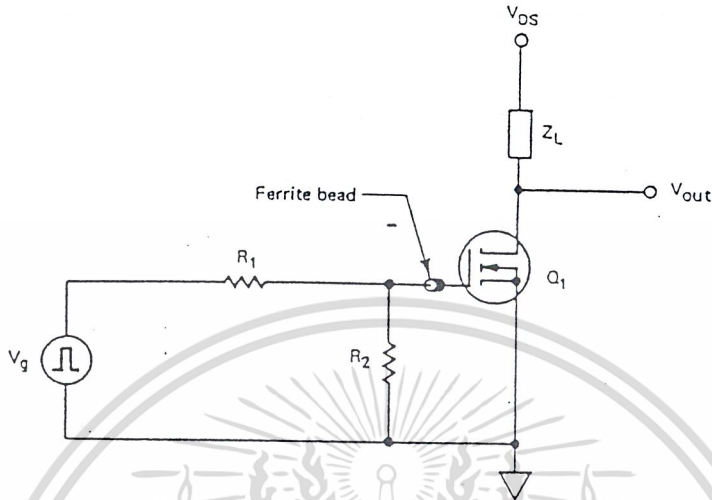
2.12 การใช้เพาเวอร์มอสเฟตในวงจรสวิทชิง

วงจรสวิทชิงเพาเวอร์ซัพพลาย นี้ถูกออกแบบให้เพาเวอร์มอสเฟตเป็นอุปกรณ์สวิทชิงซึ่งมีข้อดีกว่าการใช้ไบโพล่าทรานซิสเตอร์มาก เพราะเพาเวอร์มอสเฟตสามารถทำงานที่ความถี่สูงได้ดีกว่า (สำหรับวงจรนี้ใช้ความถี่ประมาณ 40 kHz) จึงไม่ต้องกังวลข้อจำกัดเหมือนการใช้ไบโพล่าทรานซิสเตอร์ และการทำงานที่ความถี่สูง switching power supply มีขนาดเบาและน้ำหนักน้อยลง นอกจากนี้ข้อดีในด้าน ความเร็ว แล้วยังไม่มีปรากฏการณ์ thermal runaway อีกด้วย

2.12.1 การพิจารณาในการออกแบบวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟต

เพาเวอร์มอสเฟตเป็นอุปกรณ์ที่ควบคุมโดยศักดาไฟฟ้าที่ขาเกต และขาซอสเพื่อที่ว่า จะทำให้กระแสที่ไหลผ่านขาเดรน ซึ่งขาเกตของเพาเวอร์มอสเฟต จะถูกแบ่งแยกจากซอสโดยชั้น SiO_2 ดังนั้นมันจึงมีเกนและอินพุทอิมพีแดนซ์สูงมาก ในการเปิดเพาเวอร์มอสเฟต ให้นำกระแสได้ จำเป็นต้องมีกระแสไปชาร์จ ตัวเก็บประจุ อินพุทภายในเวลาที่ต้องการ ซึ่งค่าความเก็บประจุนี้เป็นผลรวมของความเก็บประจุที่ขาเกตกับขาซอสและความเก็บประจุของขาเกตกับเดรน ดังนั้นแหล่งจ่ายศักดาควรมีอิมพีแดนซ์ (R_s) ค่า ๆ เพื่อจะทำให้ เพาเวอร์มอสเฟตสามารถทำงานได้ด้วยความเร็วไม่ช้าเกินไป

สูงแต่การทำงานที่ความถี่สูง ๆ นั้น จำเป็นต้องมีการออกแบบที่ดี ที่อาจเกิดขึ้นโดยเฉพาะการเกิดออสซิลเลท รูปต่อไปนี้แสดงการขับเพาเวอร์มอสเฟต ทั่ว ๆ ไป ในโหมด common source

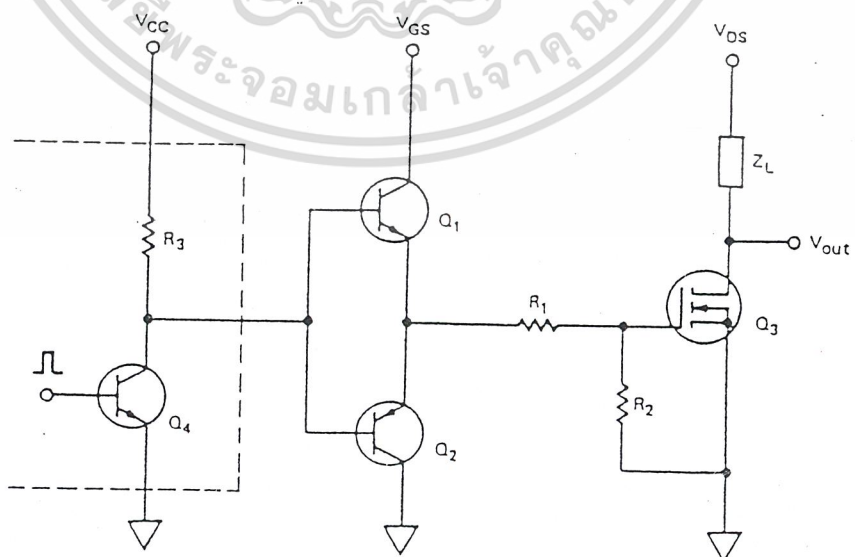


รูปที่ 2.53 แสดงการใช้เพาเวอร์มอสเฟตเป็นสวิทช์ในลักษณะ common source

จากรูปความต้านทาน R_1 ค่าต่ำ ๆ ที่ต่ออนุกรมกับเพาเวอร์มอสเฟตนั้นเพื่อเป็นการป้องกันการออสซิลเลท ส่วน R_2 มีไว้สำหรับช่วยในการ turn-off ของเพาเวอร์มอสเฟต และป้องกันไม่ให้มีแรงดันกระชากไปทำลายขาเกตของเพาเวอร์มอสเฟต เนื่องจาก stray inductance

2.12.2 วงจรที่ใช้ขับเพาเวอร์มอสเฟต

การขับเพาเวอร์มอสเฟตจาก TTL โดยใช้ร่วมกับวงจร complementary emitter follower แสดงในรูปที่ 2.54.



รูปที่ 2.54 อิมิตเตอร์ฟอลโลเวอร์บีฟเฟอร์ใช้ร่วมกับ TTL และเพาเวอร์มอสเฟตทำให้การสวิทช์ขึ้นไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทรานซิสเตอร์ Q1 และ Q2 ต้องเลือกที่มีค่าเกนและรับกระแสได้สูง สมการต่อไปนี้จะใช้
ในการคำนวณกระแสที่ไหลในทรานซิสเตอร์ที่ on (Q1) และทรานซิสเตอร์ที่ off (Q2) กระแสชาร์ท
คำนวณได้ดังนี้

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

และ
โดยที่

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

- C_{gs} ; ค่าความเก็บประจุระหว่างเกตกับซอส, pF
 C_{iss} ; ค่าความเก็บประจุอินพุท, pF
 C_{rss} ; ค่าความเก็บประจุตั้งกลับ (reverse transfer capacitance; pF)
 V_{gs} ; ค่าศักรระหว่างเกตกับซอส, V
 t_r ; rise time ของพัลส์อินพุท, ns

ถ้าเราสมมติว่า rise time มีค่าเท่ากับ fall time กระแส discharge จะเป็นดังนี้

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

เมื่อ

$$V_{\text{ds}} ; \text{ เป็นศักจจากครนไปซอส, V}$$

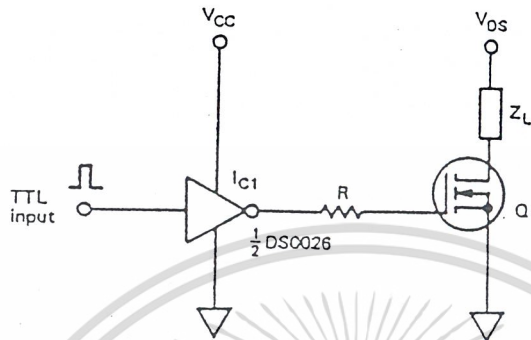
การคำนวณพลังงานสูญเสียใน buffer transistor แต่ละตัวมีสูตรดังนี้

$$P = V_{\text{ce}} * I_{\text{c}} * t_r * f$$

- โดยที่
- V_{ce} ; ศักคาอิมตัวของ buffer, V
 I_{c} ; กระแสคอลเลคเตอร์ของ buffer transistor, A
 F ; ความถี่ที่ transistor สวิทช์ kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และทางเลือกอื่นในการขับเพาเวอร์มอสเฟต ก็ทำได้โดยการใช้วงจรรวมชนิดมี buffer พิเศษดังรูปที่ 2.55



รูปที่ 2.55 แสดงการใช้วงจรรวม buffer ในการช่วยTTL ขับเพาเวอร์มอสเฟต

ส่วนวงจรที่ใช้ในโครงการนี้เป็นการนำเอาทพุทจาก TL 494cn ซึ่งมี R-pull up มาขับคู่ complementary emitter follower ให้สามารถสวิทช์ได้คือมี rise time น้อย จากนั้นผ่านการ isolate ด้วยหม้อแปลง แล้วจะถูกรักษาระดับแรงดัน โดย zener diode ซึ่งการต่อในลักษณะนี้ทำให้การขับ เกทของเพาเวอร์มอสเฟตมีความปลอดภัยมากขึ้นเพราะสามารถรักษาระดับแรงดันได้ทั้งไฟบวก และไฟลบสำหรับขับเพาเวอร์มอสเฟต จึงเป็นการรับรองอีกชั้นหนึ่งว่าจะไม่มีการ on เพาเวอร์ มอสเฟต พร้อมกันทุกตัว เป็นการออกแบบวงจรที่ดีมีการป้องกันการเสียหายที่อาจจะเกิดขึ้น หลังจากนั้นสัญญาณการสวิทช์จะถูกส่งไปยัง power transformer เพื่อส่งกำลัง ไปยังภาคเอาต์พุตต่อไป

2.13 การเลือกแผ่นระบายความร้อน

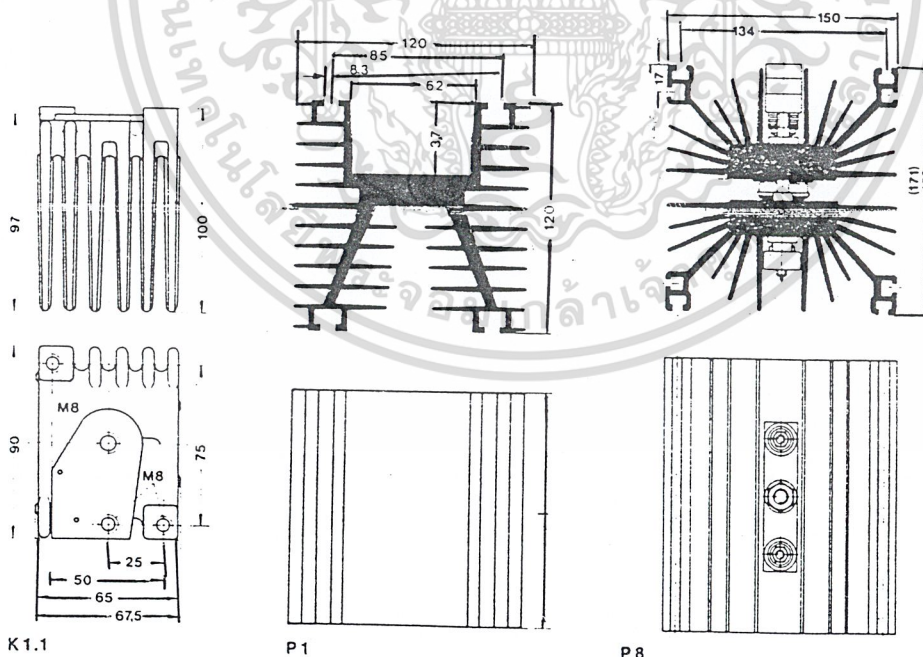
แผ่นระบายความร้อน (heat sink) มีโครงสร้างหน้าที่เป็นตัวรับความร้อนจาก แหล่งกำเนิดแล้วระบายความร้อนเหล่านั้นไปยังสิ่งแวดล้อม ความร้อนที่รับมานั้นควรจะรับมาได้ มากและถ่ายเทออกไปได้รวดเร็ว แผ่นระบายความร้อนที่ใช้ทางอิเล็กทรอนิกส์ทั่วไปมักทำให้มีพื้นที่ ผิวมากเพื่อความร้อนที่สะสมไว้จะได้ระบายออกสู่อากาศได้ดีและรวดเร็วขึ้น แผ่นระบายความร้อนจะต้องเป็นตัวนำความร้อนที่ดี โลหะที่นำความร้อนได้ดีได้แก่เงิน แต่โลหะเงินก็แพงเกินไป เกินกว่าที่เราจะใช้เป็นแผ่นระบายความร้อนได้ ทองแดงก็เป็นโลหะที่นำความร้อนได้ดีและก็ได้มีการใช้ทองแดงเป็นแผ่นระบายความร้อนในบางกรณีเช่น ที่ต้องการระบายความร้อนปริมาณมาก

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทองแดงสามารถนำความร้อนได้ดีกว่าอลูมิเนียมถึง 2 เท่า แต่ทองแดงมีราคาแพงกว่าอลูมิเนียม และหนักกว่าอลูมิเนียม และเมื่อเปรียบเทียบในแง่ราคาและน้ำหนักแล้ว อลูมิเนียมจะให้ข้อดีกว่าหลายประการ ดังนั้นแผ่นระบายความร้อนจึงมักใช้แต่อลูมิเนียม

ปริมาณความร้อนที่เกิดขึ้นในสารกึ่งตัวนำจะขึ้นอยู่กับลักษณะการทำงานของทรานซิสเตอร์หรือ ไดโอดในวงจร จุดหรือสภาวะการทำงาน ขนาดและรูปร่างของสัญญาณที่ป้อนเข้ามา ตัวอย่างเช่นทรานซิสเตอร์ที่กำลังทำงานเป็นสวิทช์คือ ออนออฟตลอดเวลา จะให้ความร้อนน้อยกว่าทรานซิสเตอร์กำลังที่ทำหน้าที่ขยายคลื่นรูปไซน์ทั้งนี้เพราะว่าทรานซิสเตอร์กำลังทำงานสภาวะคัทออฟจะมีกระแสไหลได้ต่ำมาก ส่วนสภาวะอิ่มตัวจะมีกระแสไหลได้สูงแต่แรงดันค่อนข้างต่ำ ดังนั้นความร้อนที่เกิดขึ้นจึงไม่สูงมากนัก

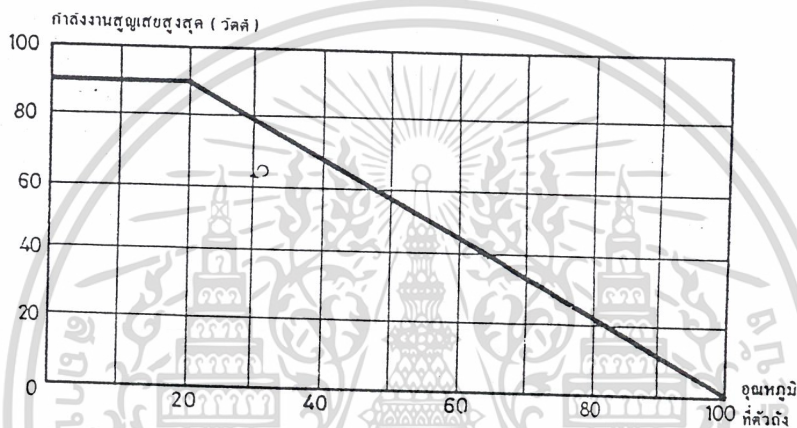
อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังที่ทำงานด้วยกระแสไฟสูง สามารถทนความร้อนได้สูงเกิน 100 ° เซลเซียส ตามปกติแล้วผู้ผลิตจะบอกค่าของกระแสและแรงดันที่ทนได้เมื่อใช้แผ่นระบายความร้อนที่เหมาะสมครบครันตัวทรานซิสเตอร์ไว้ ถ้าไม่มีแผ่นระบายความร้อนอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังจะไม่สามารถทนแรงดันและกระแสได้สูงเท่าที่บ่งไว้ในสเปค เพราะว่ามันจะมีอุณหภูมิที่ขั้วต่อสูงเกินขีดจำกัดแล้ว นอกจากนี้อุณหภูมิภายนอกที่ใช้ต้องต่ำกว่าอุณหภูมิสูงสุดที่ขั้วต่อของตัวอุปกรณ์ ซึ่งเป็นแหล่งกำเนิดความร้อน เพื่อให้ระบายความร้อนได้รวดเร็ว



รูปที่ 2.56 ตัวอย่างแผ่นระบายความร้อนแบบต่าง ๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นในตัวอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังที่จะกลายเป็นความร้อนนี้เป็นสิ่งที่จะต้องนำมาคำนึงถึงในการออกแบบ ค่ากำลังงานสูญเสียที่จะกลายเป็นความร้อนนี้ ถ้าเป็นทรานซิสเตอร์ก็จะมีค่า $P_D = I_C V_{CE}$ ถ้าเป็นไดโอด ก็จะมีค่าเป็น $I_D V_D$ ถ้าเป็น VMOS ก็จะเป็น $I_D V_{DS}$ ในกรณีของความร้อนที่เกิดขึ้นจะต้องถ่ายเทออกมาภายนอก คุณสมบัติในการระบายความร้อนที่ดีจะต้องทำให้ อุณหภูมิภายนอกกับตัวถังต่างกันมาก เพื่อพลังงานความร้อนจะได้ถ่ายเทได้ดี ดังนั้นผู้ผลิตจึงกำหนดเป็นกราฟแสดงกำลังงานสูญเสียแปรผันกับอุณหภูมิที่ตัวถังของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลัง

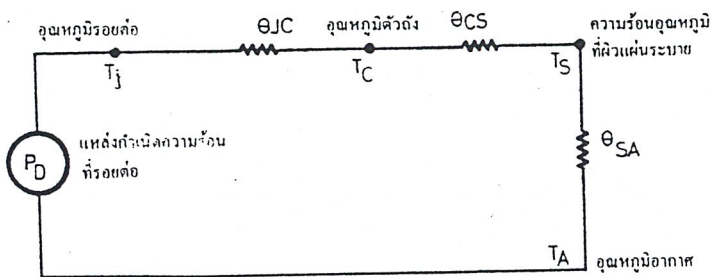


รูปที่ 2.57 แสดงกำลังงานสูญเสียสูงสุดแปรค่ากับอุณหภูมิที่ตัวถัง

จากกราฟแสดงลักษณะกำลังงานสูญเสียสูงสุดที่แปรค่ากับอุณหภูมิที่ตัวถังพอสรุปได้ดังนี้ คือ ถ้าหากคงรักษาอุณหภูมิที่ตัวถังไว้ที่ 20 เซลเซียส เราก็สามารถใช้ให้ทรานซิสเตอร์ทำงานจนมีกำลังงานสูญเสียได้ 90 วัตต์ หรือความร้อนเกิดขึ้นภายในมีค่าเป็นปริมาณพลังงาน 90 วัตต์นั่นเอง และถ้าหากที่ตัวถังร้อนขึ้นการใช้งานให้กำลังงานสูญเสียได้สูงสุดก็จะลดลงตามลักษณะของเส้นกราฟ

การระบายความร้อนในตัวอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังจะดำเนินเป็นขั้น ๆ จากข้อต่อของทรานซิสเตอร์ ซึ่งเป็นแหล่งกำเนิดความร้อนจะระบายความร้อนมายังตัวถัง แล้วถ่ายเทความร้อนไปสู่แผ่นระบายความร้อนแล้วจึงระบายความร้อนออกไปยังอากาศรอบนอกในที่สุด อุณหภูมิในแต่ละชั้นคอนจะมีความแตกต่างกัน ถ้าเราเปรียบเทียบแหล่งจ่ายความร้อนเปรียบเสมือนแหล่งแรงดัน ความร้อนที่ไหลจะเสมือนกระแสและค่าอุณหภูมิที่จุดต่าง ๆ จะเสมือนศักดาไฟฟ้าและจะมีความต้านทานทางความร้อนเกิดขึ้น ซึ่งเขียนเป็น โคอะแกรมวงจรสมมูลย์ได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.58 สมดุลย์วงจรที่ใช้แทนโมเดลการระบายความร้อน

ค่าอุณหภูมิผลต่างที่เกิดขึ้นจะเสมือนมีตัวต้านทานทางความร้อน ซึ่งมีหน่วยเป็น องศาเซนติเกรดต่อวัตต์ ($^{\circ}C/W$) ถ้าพิจารณาว่าที่รอยต่อมีอุณหภูมิ T_j และที่สิ่งแวดล้อมคืออากาศมีอุณหภูมิ T_A จากวงจรสมดุลย์เราเขียนสมการได้เป็น

$$T_j - T_A = \theta P_D$$




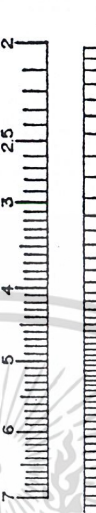



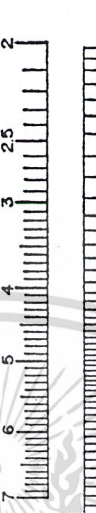
เมื่อ

- P_D คือกำลังงานสูญเสียที่ขั้วต่อ
- θ คือความต้านทานความร้อนจากขั้วต่อถึงอากาศรอบนอก
- T_A คืออุณหภูมิของอากาศรอบนอก
- T_j คืออุณหภูมิที่ขั้วต่อทรานซิสเตอร์

เมื่อพิจารณาในแง่ของตัวต้านทานของความร้อนจะเห็นว่าเป็นตัวต้านทานความร้อนทั้งวงจรจะประกอบด้วย

- θ_{JC} คือความต้านทานความร้อนจากขั้วถึงตัวถัง
- θ_{CS} คือความต้านทานความร้อนจากตัวถังถึงแผ่นระบายความร้อน
- θ_{SA} คือความต้านทานความร้อนจากแผ่นระบายความร้อนถึงอากาศรอบนอก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วัสดุ	ทองแดง				อลูมิเนียม			
	แนวราบ		แนวตั้ง		แนวราบ		แนวตั้ง	
ความหนา	3/16	3/32	3/16	3/32	3/16	3/32	3/16	3/32
พื้นที่								
								

รูปที่ 2.59 โนโมแกรมแสดงการหาขนาดของแผ่นระบายความร้อน

ตัวอย่างในการออกแบบสมมติว่ากำลังงานสูญเสียของทรานซิสเตอร์ซึ่งค่าคำนวณมาได้เท่ากับ 15 วัตต์ ในการใช้งานนั้นอุณหภูมิที่เกิดขึ้นที่รอยต่อมีค่า 125° เซลเซียส อุณหภูมิรอบนอกของอากาศมีค่า 50° เซลเซียส ค่าความต้านทานความร้อนจากรอยต่อมายังตัวถัง $\theta_{JC} = 0.8^{\circ} \text{C/W}$ ค่าความต้านทานความร้อนจากตัวถังมาแผ่นระบายความร้อน $\theta_{CS} = 0.1^{\circ} \text{C/W}$ จงแสดงการหาขนาดแผ่นระบายความร้อน

จากสมการ

$$T_J - T_A = (\theta_{JC} + \theta_{CS} + \theta_{SA}) P_D$$

$$125 - 50 = (0.8 + 0.1 + \theta_{SA}) 15$$

$$\theta_{SA} = 4.1$$

จากโนโมแกรมเมื่อทราบค่า θ สามารถนำมาหาขนาดของแผ่นระบายความร้อนได้ดังนี้
 ถ้าใช้แผ่นอลูมิเนียมขนาด 3/16" วางในแนวราบจะใช้ประมาณ 9 ตารางนิ้ว
 ถ้าใช้แผ่นอลูมิเนียมขนาด 3/32" วางในแนวราบจะใช้ประมาณ 14 ตารางนิ้ว

โดยปกติค่า θ_{JC} ผู้ผลิตจะเป็นผู้กำหนดให้ส่วน θ_{CS} นั้นขึ้นอยู่กับรูปร่างของอุปกรณ์
 เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ใดๆ และค่าโนโมแกรมที่หาออกมาได้นี้เราถือว่าแผ่นอลูมิเนียมหรือทองแดงที่ใช้เป็น
 ไม่วากรณใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แผ่นเรียบ ในกรณีแผ่นเรียบอาจจะต้องใช้พื้นที่ผิวมาก ผู้ผลิตแผ่นระบายความร้อนจึงมักจะทำแผ่นระบายความร้อนขึ้นเป็นพิเศษ ให้มีครีบและพื้นผิวเมื่อสัมผัสกับอากาศเป็นจำนวนมากเพื่อลดขนาดของแผ่นระบายความร้อนลง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

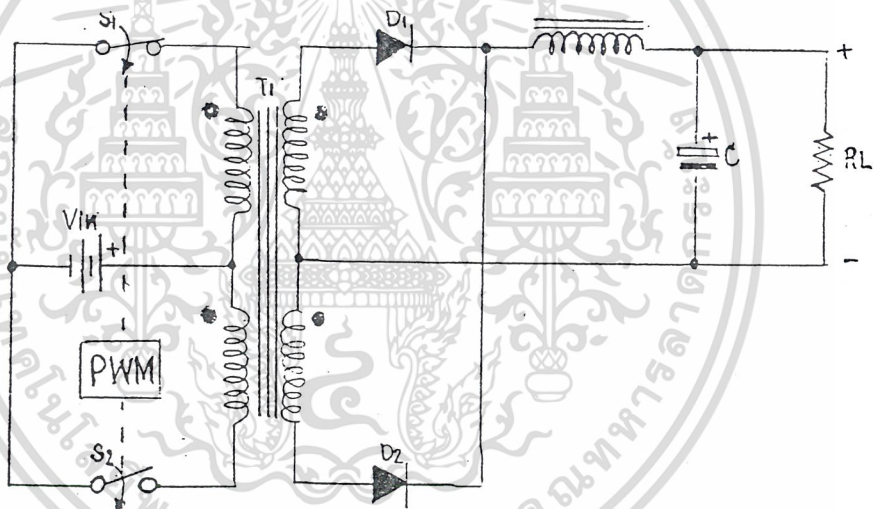
บทที่ 3

การสร้างวงจร

ในการสร้างวงจร จะใช้หลักการและทฤษฎีเบื้องต้นจากบทแรก ๆ ที่ได้กล่าวไว้แล้ว ซึ่งในบทนี้จะเป็น การอธิบายถึงลักษณะ และรายละเอียด ของวงจรสำหรับโครงการนี้ โดยเฉพาะส่วนสำคัญของวงจรมันก็คือวงจรควบคุมแบบ PWM (Pulse width Modulator) โดยใช้ ไอซีเบอร์ TL 494 CN ซึ่งเป็นวงจร PWM ที่สมบูรณ์คือ มีทั้งออสซิลเลเตอร์, คอมพาราเตอร์, ไครฟ์เวอร์, เคอร์เรนทลิมิต, เดทไทม์คอนโทรลซึ่งทั้งหมดอยู่ในตัวไอซี

3.1 หลักการเบื้องต้น

ในโครงการนี้จะใช้วงจรพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์แบบ พุช-พูล ในการสร้างวงจรที่ใช้งานจริง



รูปที่ 3.1 วงจรพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์แบบ พุช-พูล

จากรูปทรานฟอเมอร์จะมีการทำงานสลับกัน โดยการ on และ off สวิตช์ 1 และ 2 โดยเมื่อ S1 ปิด กระแสจะไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำไปสู่โหลด ทำให้กระแสแรงดัน ตกคร่อมโหลด และมีขั้วเหมือนกับอินพุท และ D1 จะถูกไบอัสกลับในตอนนี้และเมื่อสวิตช์เปิด สนามแม่เหล็กที่ตัวเหนี่ยวนำจะยุบตัวคายพลังงานออกมาในรูปกระแสทำให้ไดโอดได้รับไบอัสตรง นำกระแสไหลผ่านตัวเก็บประจุและโหลด แรงดันที่ตกคร่อมโหลด จึงยังมีขั้วเหมือนเดิม ไดโอดในวงจรนี้มักจะ ถูกเรียกว่า ไดโอดฟรีวิลลิ่ง หรือ ไดโอดฟลายบิล

เพราะการทำงานดังกล่าว กระแสเอาท์พุทที่ได้จะต่อเนื่องถึงแม้ขณะที่กระแสอินพุทจะมีลักษณะเป็นพัลส์ และในทำนองเดียวกัน เมื่อ S1 off และ S2 on ก็จะมีการทำงานในไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ลักษณะเดียวกันนี้ สำหรับการ on และ off ของสวิทช์นี้สามารถควบคุมได้โดยใช้วงจรควบคุม (PWM) จากรูปที่หนึ่งจะเห็นว่าตัวเหนี่ยวนำ L และตัวเก็บประจุ C ประกอบกันเป็นวงจรฟิลเตอร์ ทำให้ได้แรงดันตกคร่อมโหลด RL ซึ่งปริมาณของแรงดันนี้ก็ขึ้นอยู่กับคาบเวลาทำงานของวงจร (PWM) โดย

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

เมื่อ V_{in} ; แรงดันทางด้านอินพุท
 V_{out} ; แรงดันทางด้านเอาต์พุท
 t_{on} ; ช่วงเวลาที่นำกระแส
 t_{off} ; ช่วงเวลาที่หยุดนำกระแส

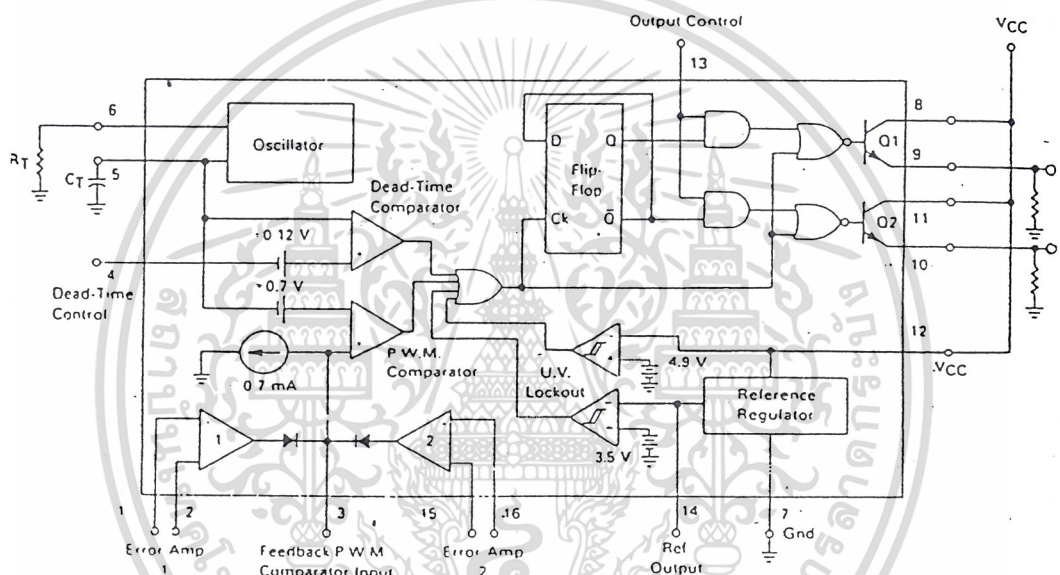
จากสมการนี้จะเห็นว่าแรงดันทางด้านเอาต์พุทจะสามารถเปลี่ยนแปลงได้ โดยการเปลี่ยน t_{on} และ t_{off} ของวงจรควบคุมซึ่งเมื่อโหลด RL มีค่ามากขึ้น V_{out} จะลดลงดังนั้นจึงต้องมีวงจรตรวจสอบระดับแรงดัน V_{out} ให้คงที่อยู่ตลอดเวลาโดยใช้วงจร error amplifier sensor ที่อยู่ในไอซี TL 494CN เป็นวงจรเปรียบเทียบโดยเมื่อ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

3.2 วงจรควบคุม PWM (Pulse Width Modulator)

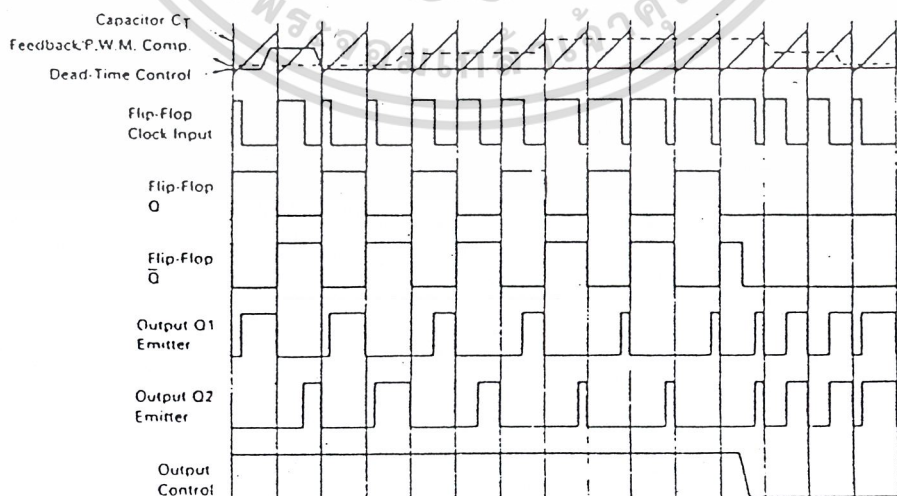
วงจรควบคุมภายใน IC PWM (UI) พิจารณาจากรูปที่ 2 ประกอบจะสร้างความถี่ออกมาโดยความถี่ที่สร้างจะขึ้นอยู่กับ R_T (R_s) และ C_T (C_s) แรงดันคร่อม C_T จะเป็นสัญญาณรูปฟันเลื่อย (SAWTOOTH) หรือบางทีก็เรียกว่าสัญญาณแรมป์ (RAMP) สัญญาณแรมป์นี้จะถูกเปรียบเทียบกับระดับของไฟตรงจากเอาต์พุทของวงจรขยายความแตกต่าง (ERROR AMP) ผลที่ได้ก็คือสัญญาณพัลส์ทางเอาต์พุทที่มีค่า T_{on} เปลี่ยนแปลงไปตามระดับไฟตรงที่เข้ามาทางขา INVERTING อินพุทของวงจรคอมพาราเตอร์ ระดับไฟตรงนี้เปลี่ยนแปลงเป็นสัดส่วนกับแรงดันทางเอาต์พุท (V_{out}) ที่จะถูกป้อนเข้าทางขา NON-INVERTING อินพุทของ ERROR AMP โดยที่ขา INVERTING อินพุทของ ERROR AMP จะมีแรงดันอ้างอิง (V_{ref}) อันหนึ่ง ความแตกต่างระหว่างส่วนของ (V_{out}) และ (V_{ref}) นี้จะถูกขยายแล้วป้อนเข้าสู่วงจรคอมพาราเตอร์ที่กล่าวมาแล้ว วงจรต่าง ๆ ที่กล่าวมาแล้วนี้จะอยู่ในไอซี TL494 CN ดังรูปที่ 2 จะแสดงบล็อกไดอะแกรมภายในส่วนรูปที่ 3 นั้นจะแสดง TIMING DIAGRAM ต่าง ๆ ไอซี TL494 ได้รับการออกแบบมาสำหรับเรื่องนี้โดยเฉพาะในส่วนของเอาต์พุท คือทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 นั้น สามารถจะควบคุมไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คุมได้ (โดยเอาที่พุกอนโทรล) ถ้าหากควบคุมเป็น “High” ทั้ง Q_1 และ Q_2 ก็จะทำงานสลับกัน (ใช้สำหรับวงจรแบบ PUSH PULL) หรือถ้าควบคุมเป็น “LOW” ทั้ง Q_1 และ Q_2 ก็จะทำงานในแบบที่ขนานกัน

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



รูปที่ 3.2 Block Diagram ของ TL 494 CN



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับรูปที่ 3.3 Timing Diagram นั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3 วงจรและรายละเอียดการทำงาน

จากรูปที่ 3.4 แสดงวงจรของ DC-DC CONVERTER U_1 ทำหน้าที่เป็นวงจร PWM ควบคุมการทำงานโดยจะส่งพัลส์สี่เหลี่ยมออกมาทางขา 9 และขา 10 ของ U_1 ที่มีรูปร่างของสัญญาณเหมือนกับแต่กลับเฟสกัน เพื่อเป็นการสวิตช์ให้ TRANSISTOR Q_5 และ Q_6 ทำงานสลับกันในหนึ่ง CYCLE เมื่อ TRANSISTOR Q_6 นำกระแส ก็จะมีสัญญาณไปทริกที่ขาเกตของเพาเวอร์มอสเฟต $Q_8, Q_{10}, Q_{12}, Q_{14}$ ที่ต่อขนานกันอยู่เป็นผลทำให้เพาเวอร์มอสเฟตทำงาน และมีกระแสไหลผ่าน TRANSFORMER T_1 ทำให้มีการส่งผ่านพลังงานไปยังขด SECONDARY ต่อไปในทำนองเดียวกันเมื่อ TRANSISTOR Q_5 นำกระแสก็จะมีสัญญาณไปทริกที่ขาเกตของเพาเวอร์มอสเฟต Q_7, Q_9, Q_{11}, Q_{13} ที่ต่อขนานกันอยู่ ทำให้เพาเวอร์มอสเฟตทำงานทำให้มีการส่งผ่านกำลังไปให้ T_1 เช่นเดียวกัน ส่วนซีเนอร์ไดโอด ZD_3, ZD_2 ที่ถูกต่ออยู่ระหว่างขา DRAIN กับขา SOURCE ของเพาเวอร์มอสเฟตเพื่อป้องกันการคายพลังงานสะสมที่ออกมาจากหม้อแปลง T_1 เนื่องจากการคายประจุของคอนเดนเซอร์ทางเอาต์พุทในช่วงที่เพาเวอร์มอสเฟตหยุดนำกระแส

ในส่วนของเขาพุทจะทำการ RECTIFIER โดย D_7, D_8, D_9, D_{10} จะต่อกันแบบบริดจ์เนื่องจาก PULSE มีขนาดแปรเปลี่ยนไปตามการควบคุมเพื่อให้สัญญาณบวกและลบสลับมาตรงกัน ส่วนวงจรกรองกระแส ให้วงจรกรองกระแสแบบพาย (LC PI -SECTION FILTER) เพราะสามารถจ่ายกระแสได้สูงโดยใช้ตัวเหนี่ยวนำ L_1 ใสตัวเก็บประจุ C_{22}, C_{24} กรองกระแสในซีกบวก ส่วน L_2, C_{23}, C_{25} ทำการกรองกระแสในซีกลบ

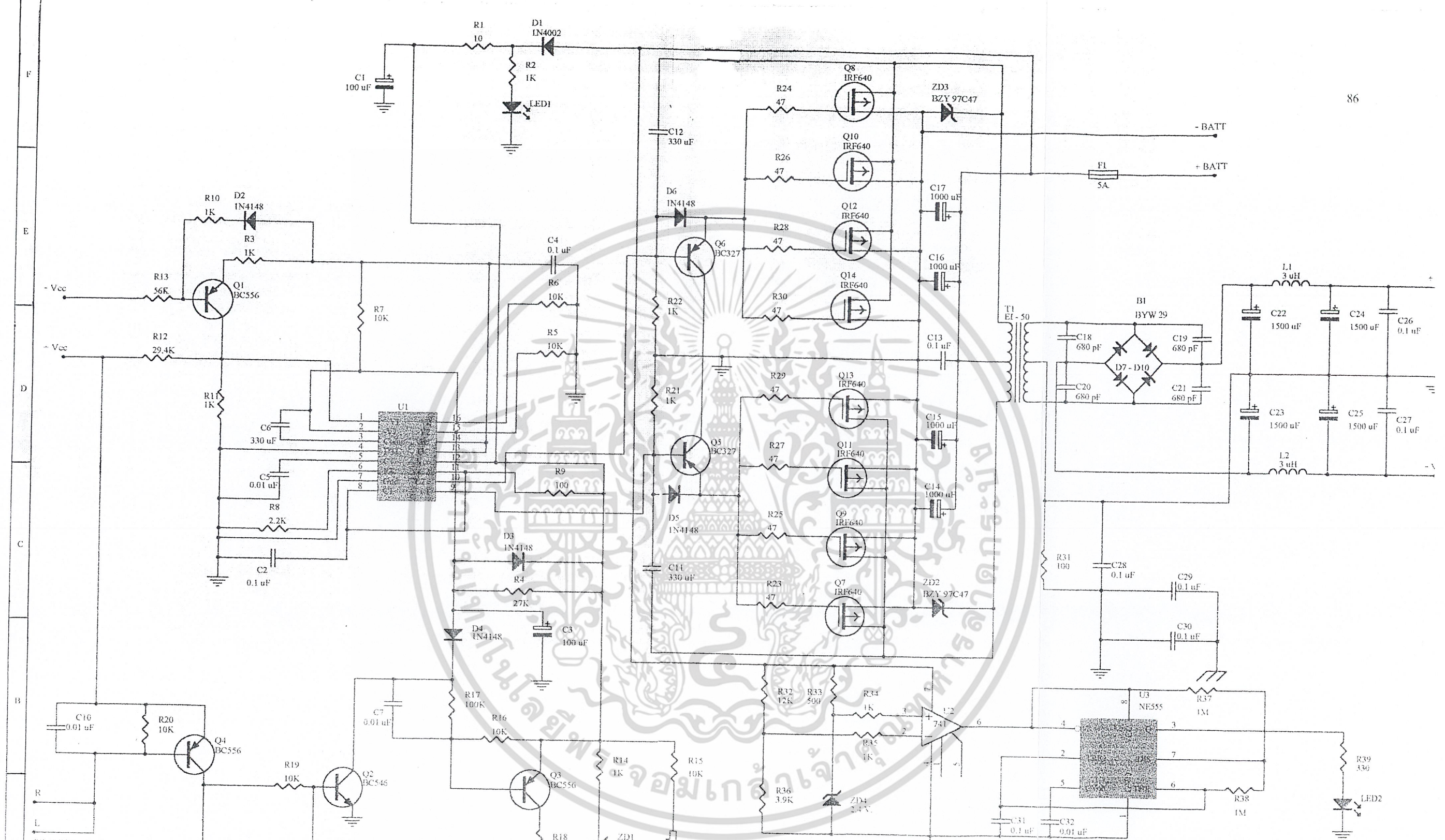
ในส่วนของวงจรป้องกันจะประกอบไปด้วยวงจรป้องกันเครื่องร้อนเกินไปโดยใส่ PTC (POSITIVE TEMPERATURE COEFFICIENT) เป็นตัวควบคุม โดยเมื่ออุณหภูมิสูงขึ้นค่าความต้านทานของ PTC ก็จะสูงตามไปด้วย ทำให้แรงดันตกคร่อมตัวมันสูงขึ้น เป็นผลทำให้ ZD_1 ทำงาน จึงมีกระแสไหลไปที่ขา BASE ของ Q_2 ทำให้ TRANSISTOR Q_2 ทำงานเป็นผลให้วงจร ERROR AMP ภายใน IC หยุดการสร้างสัญญาณ PULSE ที่ขา 9 และ 10 ทันที ส่วนวงจรป้องกันเมื่อไปจากแบตเตอรี่ สูงเกินไปหรือต่ำเกินไปจะใช้ Q_3 เป็นสวิตช์โดยเมื่อมีไฟสูงเกินค่าที่ตั้งไว้ด้วย ZD_1 ซีเนอร์ไดโอดก็จะเริ่มทำงาน เช่นเดียวกันถ้าไฟต่ำกว่าค่าที่ตั้งไว้ด้วย R_{10}, R_{17}, R_{19} TRANSISTOR Q_3 ก็จะทำงานโดยจะมีสัญญาณไฟไบแอสให้กับ Q_2 เหมือนกัน นอกจากนี้ยังสามารถต่อวงจร PROTECTION ของเครื่องขยายเสียงมาควบคุมการทำงานได้โดยที่เมื่อมีสัญญาณจากวงจร PROTECTION จะทำให้ Q_4 ได้รับการไบแอส ทำให้มีกระแสไปไบแอสให้กับทรานซิสเตอร์ Q_2 และทรานซิสเตอร์ Q_2 ก็จะทำการควบคุมวงจร ERROR AMP ให้หยุดการสร้างสัญญาณ PULSE ที่ขา 9 และ ขา 10 ทันที

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นอกจากวงจรป้องกันต่าง ๆ ที่กล่าวมาแล้วนั้น ยังได้เพิ่มเติมวงจรเตือนเมื่อไฟจากแบตเตอรี่ต่ำกว่าที่ตั้งไว้ด้วย R33 ,R37 โดยไอซี U₂ จะทำการเปรียบเทียบสัญญาณแล้วส่งสัญญาณไปที่ไอซี U₃ เพื่อผลิตสัญญาณไฟกระพริบมีเขียวเตือนให้ทราบว่าควรจะนำแบตเตอรี่ไปทำการชาร์จแบตเตอรี่ต่อไป

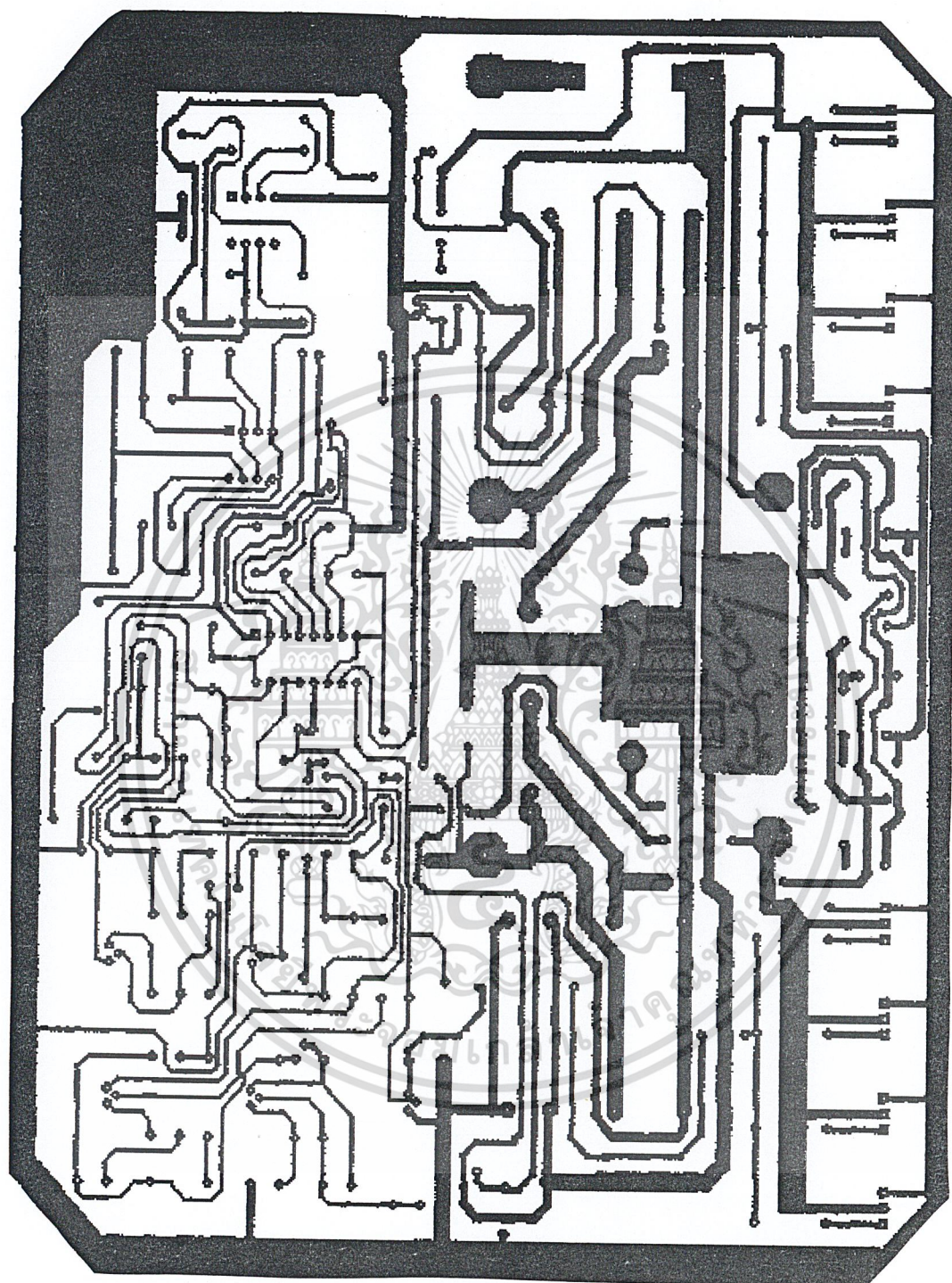


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Title			DC-DC CONVERTER		
Size	Number	Revision			
B	A4	1	KMIT'L PRO		
Date:	4-May-1999	Sheet of	1		
File:	A-DIP1.SCH	Drawn by:	KAMWAT.DIGUN		

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้เผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต และต้องยึดถือเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.5 แสดงลายวงจร ดีซี - ดีซี คอนเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.4 รายการอุปกรณ์

R1	= 10 Ω
R2,R3,R10,R14,R22,R23,R35,R36	= 1k
R4	= 27k
R8	=2.2k
R12	= 29.4k
R13	= 56k
R24,RR25,R26,R27,R28,R29,R30	
R31	= 47 Ω
R5,R6,R7,R16,R17,R20,R21	= 10k
R18	= 100k
R19	= 62k
R9,R32	= 100 Ω
R33	= 12k
R34	= 3.9k
R38,R39	= 1M
R40	= 330 Ω
PTC	OP62

ตัวเก็บประจุ

C1,C3	= 100 μ F
C2,C13	= 0.1 μ F
C4,C8,C28	= 0.1 μ F
C5	= 0.01 μ F
C6,C11,C12	= 330 μ F
C7,C9,C10	= 0.01 μ F
C14,C15,C16,C17	= 1000 μ F

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

C22,C23,C24,C25	= 1500 μ F / 70V.
C26,C27	= 0.1kF
C29,C30,C31	= 0.1 μ F
C32	= 0.01 μ F

อุปกรณ์ตัวนำ

IC - TL494 CN , IC -741 , IC - 555	
Q1,Q3,Q4	= BC556
Q2	= BC546
Q5,Q6	= BC327
Q7,Q8,Q9,Q10,Q11,Q12,Q13,Q14	= IRF640
D1	- 1N4002
D1,D2,D3,D4,D5,D6	- 1N4148
D7,D8,D9,D10	BYW 29
ZD ₁	1N4747 A
ZD ₂ ,ZD ₃	BZY 97C47
ZD4	= 2.4V. 1W.
L1 , L2	= 3 μ H

อุปกรณ์เพิ่มเติมอื่นๆ

F1 - ฟิวส์ 5A. พร้อมกระบอกฟิวส์	1ชุด
T1 - หม้อแปลง EI - 50	1ชุด
LED สีแดง,สีเขียว	2ดวง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

การทดลอง

4.1 วัตถุประสงค์

1. เพื่อทดสอบประสิทธิภาพในการทำงานของภาคต่าง ๆ ภายในวงจร
2. เพื่อศึกษาและเปรียบเทียบผลการคำนวณในทางทฤษฎีและภาคปฏิบัติ ว่ามีความแตกต่างกันน้อยแค่ไหน

4.2 เครื่องมือที่ใช้ในการทดลอง

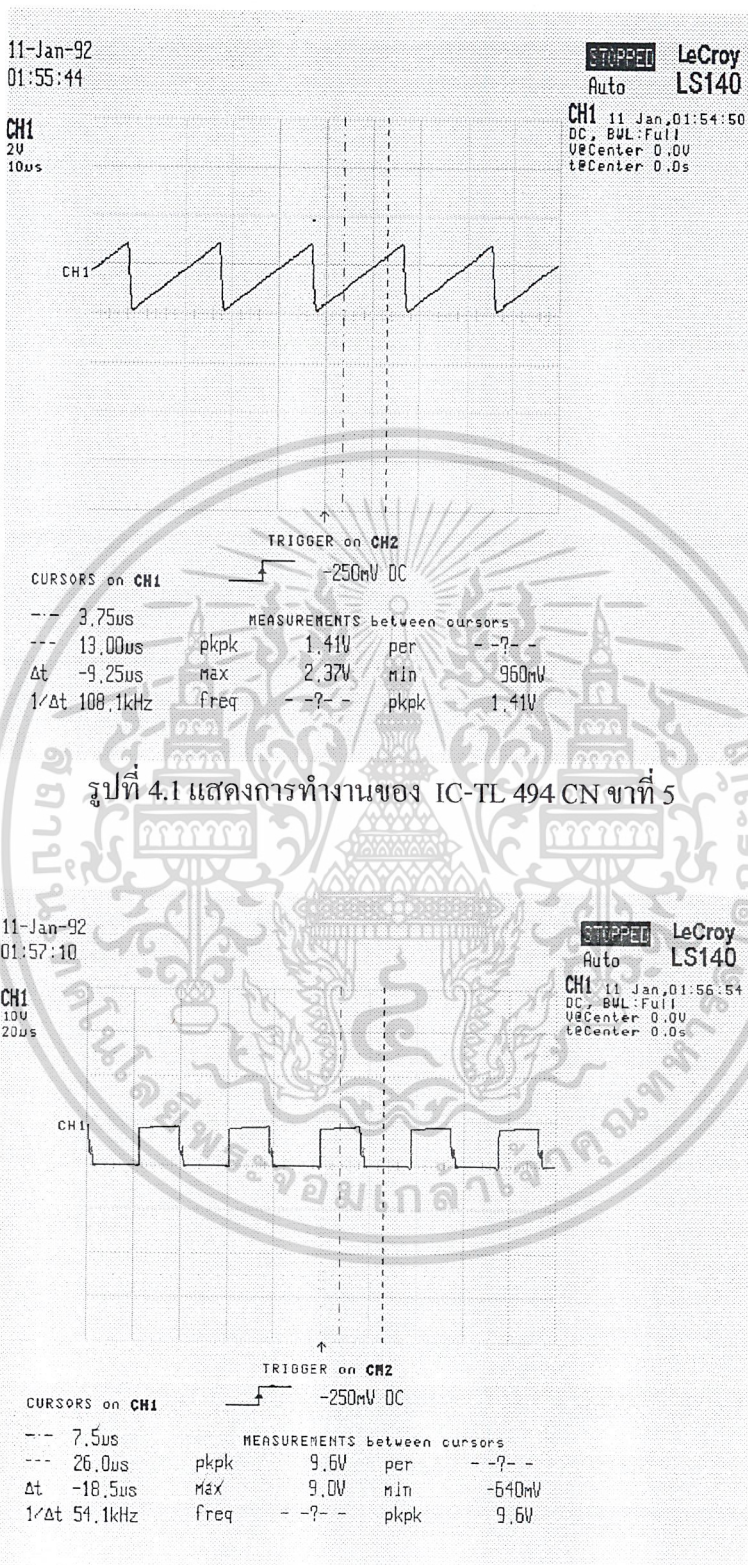
1. แบตเตอรี่ขนาด 12V,70A 1 เครื่อง
2. Oscilloscope 1 เครื่อง
3. Multimeter 1 เครื่อง
4. เครื่อง DC-DC Converter
5. ความต้านทาน (DUMMY LOAD)

4.3 ขั้นตอนการทดลอง

1. ทำการติดตั้งอุปกรณ์ต่าง ๆ ให้ถูกต้องเรียบร้อย
2. นำ Oscilloscope วัดสัญญาณที่ขาต่าง ๆ ของไอซี TL494cn แล้วบันทึกผลการทดลอง
3. วัดรูปสัญญาณที่เอาต์พุทของ ทรานส์ฟอร์มเมอร์ ในขณะที่ไม่มีโหลด แล้วบันทึกผลการทดลอง
4. ทำการทดลองเหมือนข้อ 3 โดยต่อโหลดเข้าไปแล้วบันทึกผลการทดลอง
5. วัดรูปสัญญาณที่เอาต์พุทของเครื่อง DC-DC Converter ในขณะที่ไม่มีโหลดแล้วบันทึกผลการทดลอง
6. ทำการทดลองเหมือนข้อ 4 โดยต่อโหลดเข้าไปแล้วบันทึกผลการทดลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.4 ผลการทดลอง



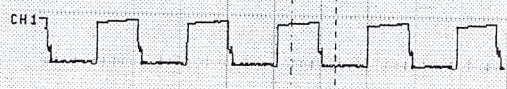
รูปที่ 4.2 แสดงการทำงานของ IC-TL 494 CN ขาที่ 9

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

11-Jan-92 01:58:18 STOPPED LeCroy LS140 Auto

CH1 10U 20us

CH1 11 Jan,01:58:06 DC, BVL:Full VeCenter 0.0U t#Center 0.0s



TRIGGER on CH2 -250mV DC

CURSORS on CH1

CURSORS on CH1		MEASUREMENTS between cursors			
--	7.5us	pkpk	9.6V	per	--?--
--	26.0us	max	9.0V	min	-640mV
Δt	-18.5us	freq	--?--	pkpk	9.6V
1/Δt	54.1kHz				

รูปที่ 4.3 แสดงการทำงานของ IC-TL 494 CN ขาที่ 10

11-Jan-92 02:01:12

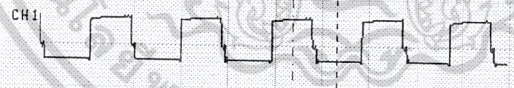
STOPPED LeCroy LS140 Auto

CH1 10U 20us

CH1 11 Jan,02:00:56 DC, BVL:Full VeCenter -17.3U t#Center 0.0s

CH2 10U 20us

CH2 11 Jan,02:00:56 DC, BVL:Full VeCenter 20.5U t#Center 0.0s



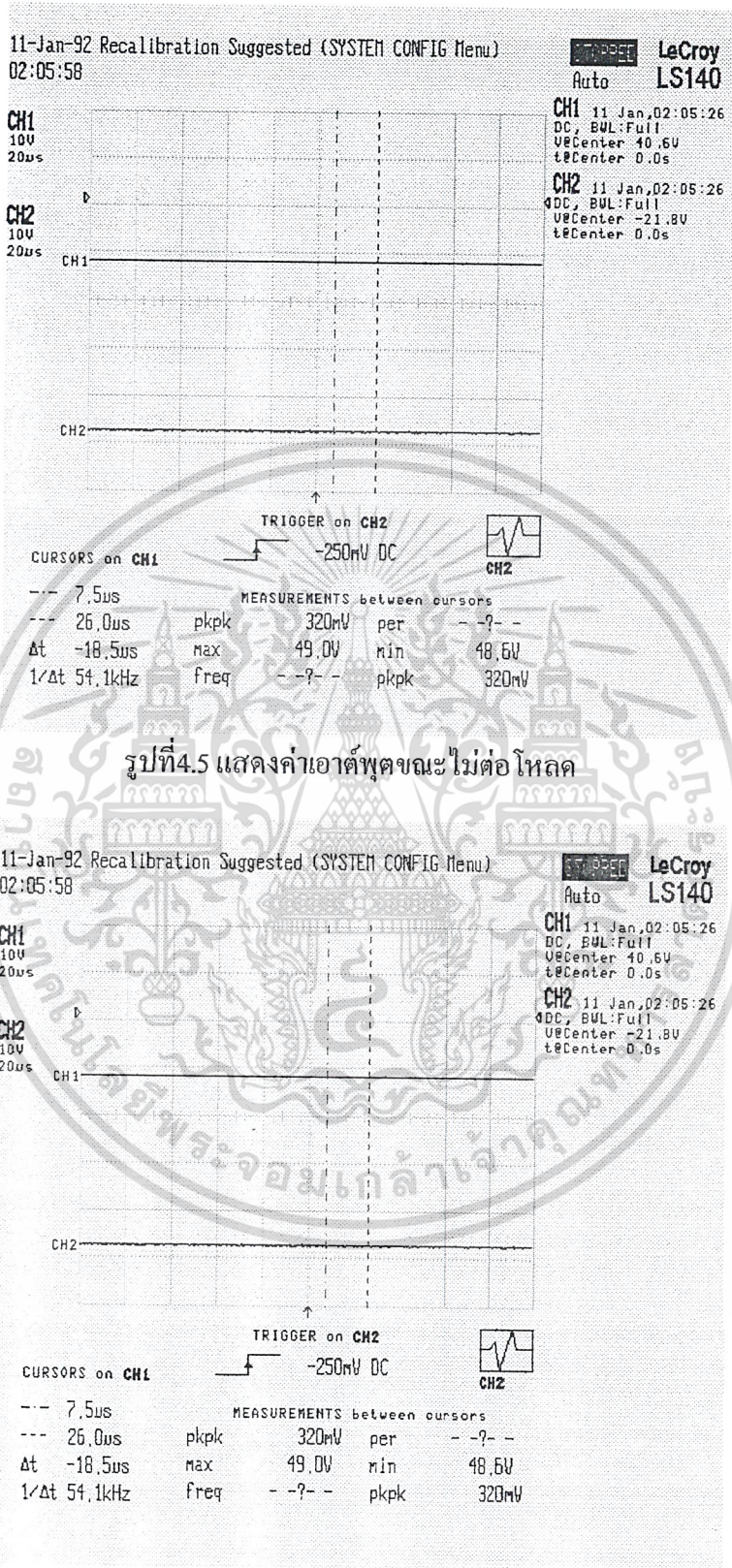
TRIGGER on CH2 -250mV DC

CURSORS on CH1

CURSORS on CH1		MEASUREMENTS between cursors			
--	7.5us	pkpk	9.9V	per	--?--
--	26.0us	max	9.0V	min	-960mV
Δt	-18.5us	freq	--?--	pkpk	9.9V
1/Δt	54.1kHz				



เอกสารนี้เป็นรูปที่ 4.4 แสดงการเปรียบเทียบการทำงานของ IC-TL 494 CN ขาที่ 9 กับขาที่ 10 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.5 แสดงค่าเอาต์พุตขณะไม่ต่อโหลด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับรูปที่ 4.6 แสดงค่าเอาต์พุตขณะต่อโหลด กรุณาได้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

สรุปผลและปัญหาในการทำโครงการ

สรุปผล

จากผลการทดลองที่ได้ทดลองไปแล้วได้ผลเป็นที่พอใจในระดับหนึ่ง สามารถให้แรงดันทางด้านเอาต์พุต ได้คงที่คือ ± 50 V, 500 VA ขณะต่อโหลดซึ่ง DC-DC Converter ในโครงการนี้สามารถนำแบตเตอรี่ขนาด 12 V., 50 A. มาจ่ายแรงดันทางด้านอินพุตก็ได้ ซึ่งเหมาะสมอย่างยิ่งสำหรับนำไปติดตั้งภายในรถยนต์ เพื่อไปจ่ายให้เครื่องขยายเสียงและลำโพงติดรถที่มีกำลังสูง

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

ปัญหาในการทำโครงการ

การทดลองวงจรซึ่งได้ดำเนินการอย่างเป็นขั้นตอน โดยเริ่มตั้งแต่การเก็บรวบรวมข้อมูล ในส่วนต่างๆ แล้วนำมาทำการศึกษาและวิเคราะห์วงจร จนกระทั่งการออกแบบและการประกอบสร้างจนเป็นที่เรียบร้อยซึ่งก็ได้ทำการทดลอง ปรับปรุงแก้ไขมาโดยตลอด พบว่ามีปัญหาเกิดขึ้นมากมาย เช่น อุปกรณ์บางอย่างหาซื้อยากและมีราคาแพง , แบตเตอรี่ ที่ใช้สำหรับทดลองวงจรมีราคาแพงและจัดหาได้ลำบาก เป็นต้นแต่ปัญหาเหล่านี้ก็สามารถสำเร็จจุล่งไปได้ด้วยดี

กิตติกรรมประกาศ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ สำเร็จลุล่วงไปด้วยดีทางด้านประสิทธิภาพในการใช้งานทั้งองค์ประกอบอื่นๆอีกมากมาย ด้วยความตั้งใจและความพยายามของบุคคลภายในกลุ่ม หน่วยงาน พร้อมทั้งการให้คำแนะนำจากอาจารย์ที่ปรึกษาทางด้านความรู้และเทคนิคต่างๆ ตลอดจนความร่วมมือจากเพื่อนๆ จึงขอขอบพระคุณไว้ ณ. ที่นี้

ขอขอบพระคุณอาจารย์ วิชัย สุรพัฒน์ อาจารย์ที่ปรึกษาโครงการที่ให้คำแนะนำรายละเอียดของ โครงการ ตลอดจนเอื้อเฟื้อเครื่องมือและอุปกรณ์ในการทำ โครงการ

นาย วิวัฒน์ เนียมเกต

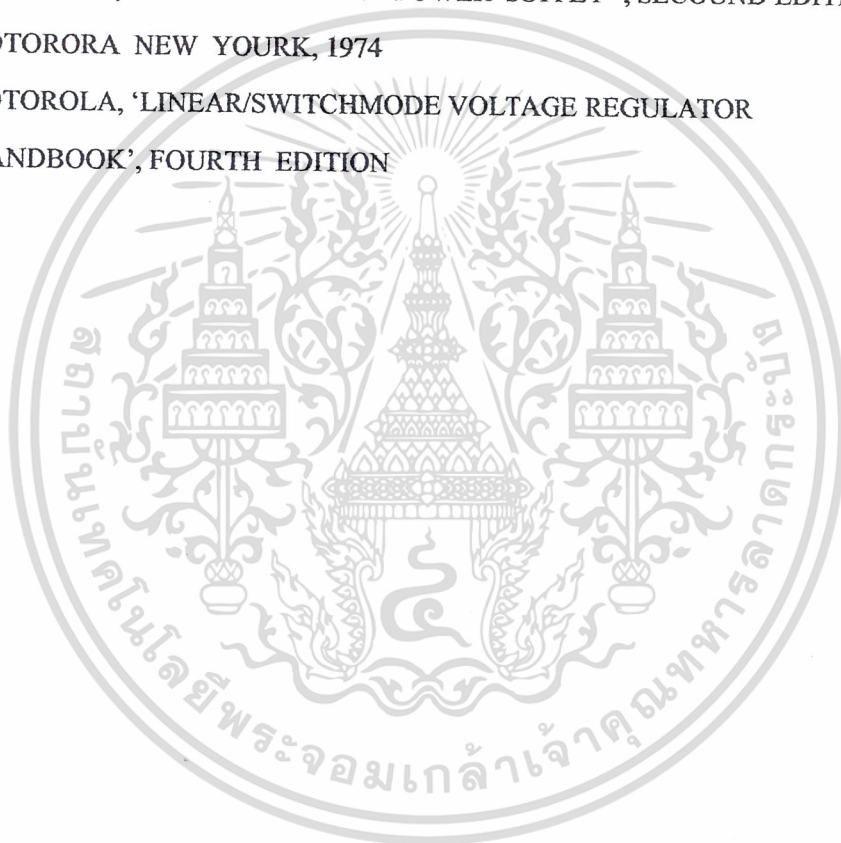
นาย อุปศิษฐ์ ทองชื่นจิต



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บรรณานุกรม

1. ดร.มงคล เดชนครินทร์, ดร.ชาติ ศรีไพพรรณ "อิเล็กทรอนิกส์พื้นฐาน",
คณะวิศวกรรมศาสตร์, จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย
2. ประสิทธิ์พร แซ่เฮ้ง, สวิตซิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย, วารสารเซมิคอนดักเตอร์อิเล็กทรอนิกส์
ฉบับที่ 112, ฉบับที่ 113
3. ทศพร สุขยศ, เทคโนโลยีกับการใช้งานแหล่งจ่ายไฟตรงแบบสวิตซิ่ง,
วารสารเซมิคอนดักเตอร์อิเล็กทรอนิกส์ ฉบับที่ 127
4. R.J. HAVER, 'SWITCHED MODE POWER SUPPLY', SECONUD EDITION,
MOTORORA NEW YOURK, 1974
5. MOTOROLA, 'LINEAR/SWITCHMODE VOLTAGE REGULATOR
HANDBOOK', FOURTH EDITION



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



MOTOROLA

TL494

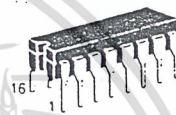
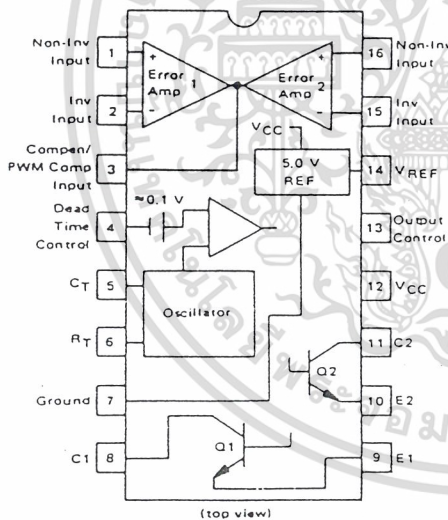
**SWITCHMODE
PULSE WIDTH MODULATION
CONTROL CIRCUITS**

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

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

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.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494

FIGURE 1 — BLOCK DIAGRAM

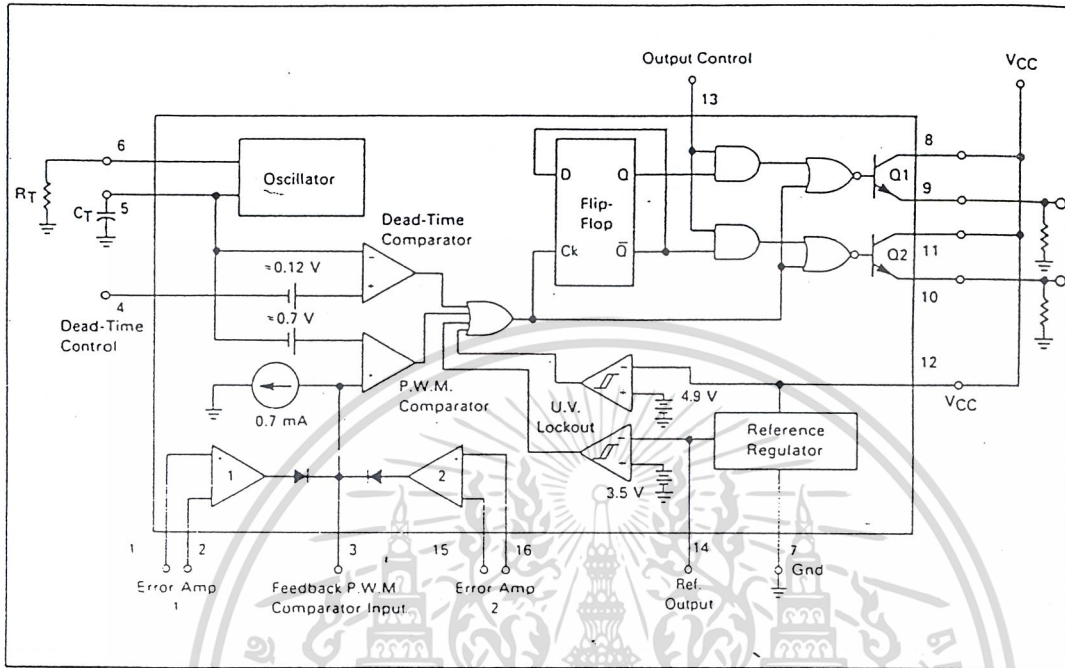
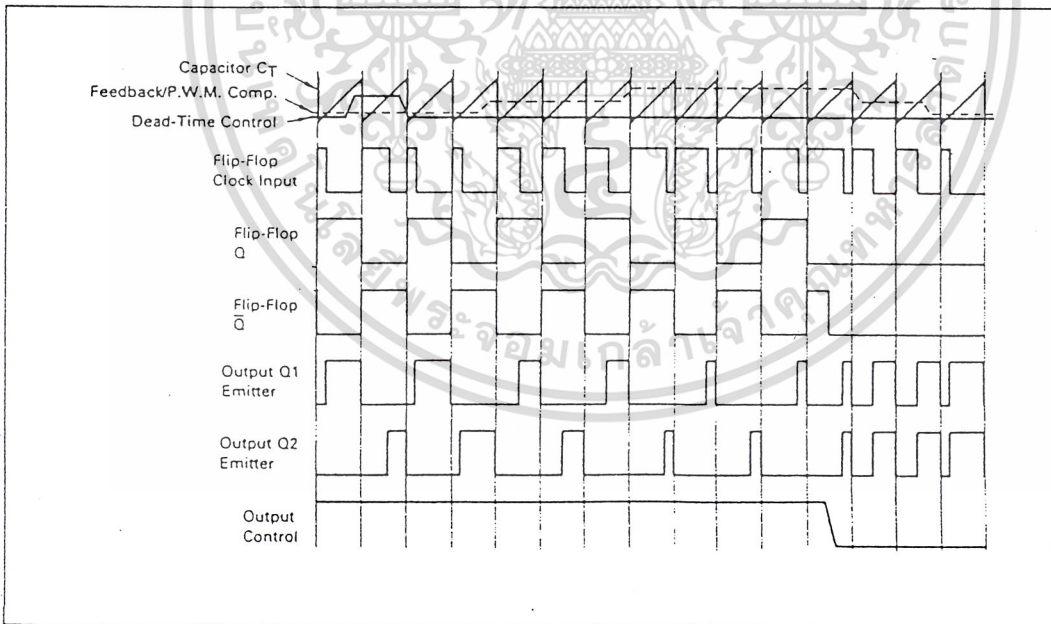


FIGURE 2 — TIMING DIAGRAM



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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 ($\alpha T_A \leq 45^\circ\text{C}$)	P_D	1000	1000	1000	mW
Operating Junction Temperature	T_J	Plastic Package	125	—	$^\circ\text{C}$
		Ceramic Package	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}	Plastic Package	-55 to 125	—	$^\circ\text{C}$
		Ceramic Package	-65 to 150	-65 to 150	-65 to 150

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	$^\circ\text{C}/\text{W}$
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}	10	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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

Characteristic	Symbol	TL494			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	—	55	—	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.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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* ($C_T = 0.001\ \mu\text{F}$, $R_T = 30\ \text{k}\Omega$)	σf_{osc}	—	3.0	—	%
Frequency Change with Voltage ($V_{CC} = 7.0\text{ V to }40\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$)	$\Delta f_{osc}\ (\Delta V)$	—	0.1	—	%
Frequency Change with Temperature ($\Delta T_A = T_{low}\text{ to }T_{high}$) ($C_T = 0.01\ \mu\text{F}$, $R_T = 12\ \text{k}\Omega$)	$\Delta f_{osc}\ (\Delta T)$	—	—	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:

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494

FIGURE 4 — OSCILLATOR FREQUENCY versus TIMING RESISTANCE

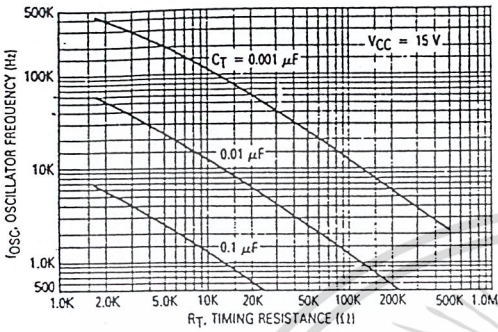


FIGURE 5 — OPEN-LOOP VOLTAGE GAIN AND PHASE versus FREQUENCY

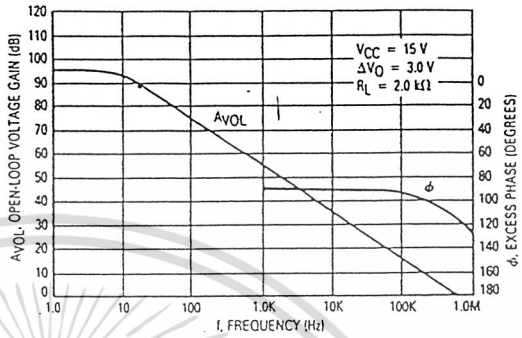


FIGURE 6 — PERCENT DEAD-TIME versus OSCILLATOR FREQUENCY

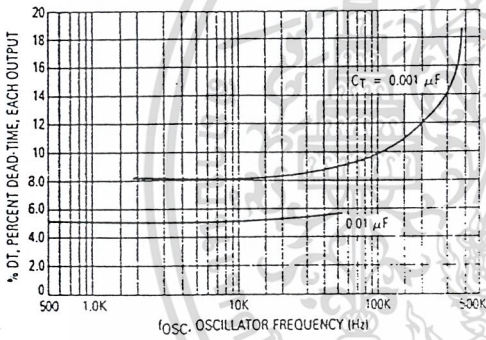


FIGURE 7 — PERCENT DUTY CYCLE versus DEAD-TIME CONTROL VOLTAGE

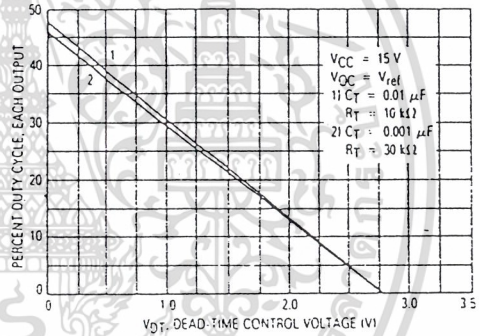


FIGURE 8 — EMITTER FOLLOWER CONFIGURATION OUTPUT SATURATION VOLTAGE versus EMITTER CURRENT

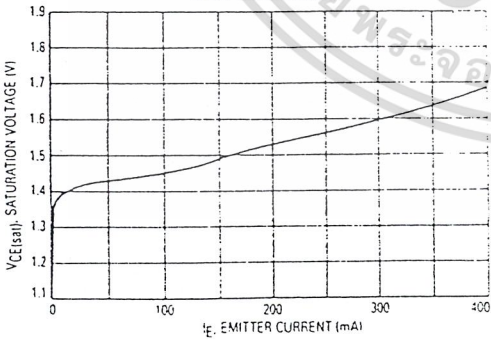
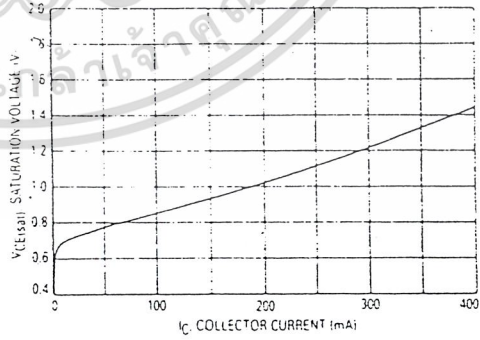


FIGURE 9 — COMMON EMITTER CONFIGURATION OUTPUT SATURATION VOLTAGE versus COLLECTOR CURRENT



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494

FIGURE 10 — STANDBY SUPPLY CURRENT versus SUPPLY VOLTAGE

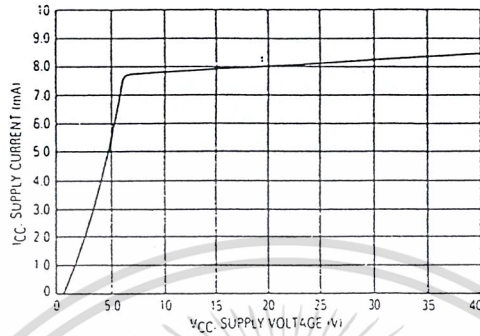


FIGURE 11 — ERROR AMPLIFIER CHARACTERISTICS

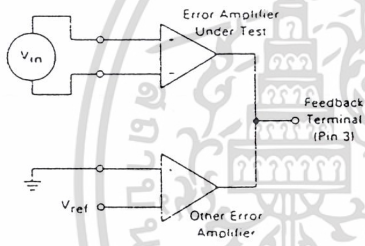


FIGURE 12 — DEAD-TIME AND FEEDBACK CONTROL TEST CIRCUIT

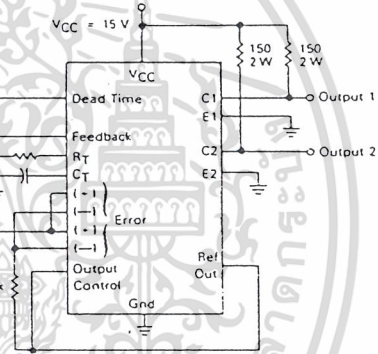


FIGURE 13 — COMMON-EMITTER CONFIGURATION TEST CIRCUIT AND WAVEFORM

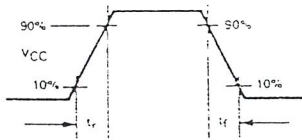
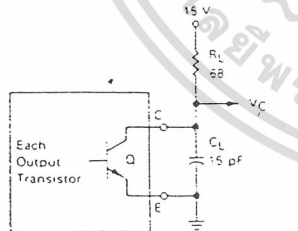
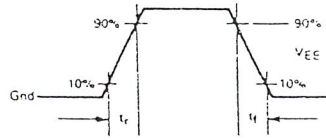
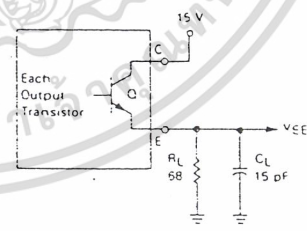


FIGURE 14 — EMITTER-FOLLOWER CONFIGURATION TEST CIRCUIT AND WAVEFORM



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494

FIGURE 15 — ERROR-AMPLIFIER SENSING TECHNIQUES

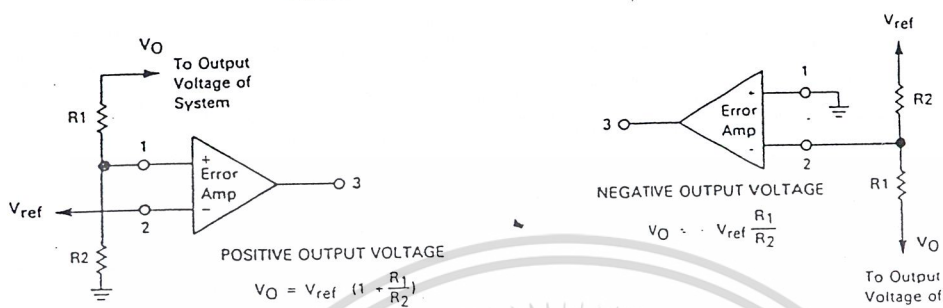


FIGURE 16 — DEAD-TIME CONTROL CIRCUIT

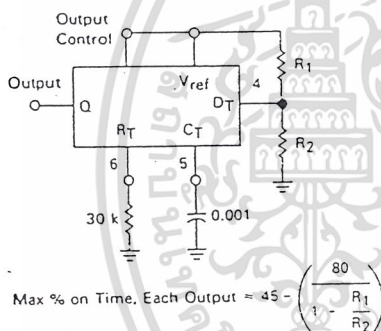


FIGURE 17 — SOFT-START CIRCUIT

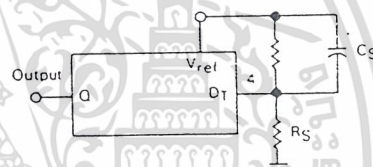
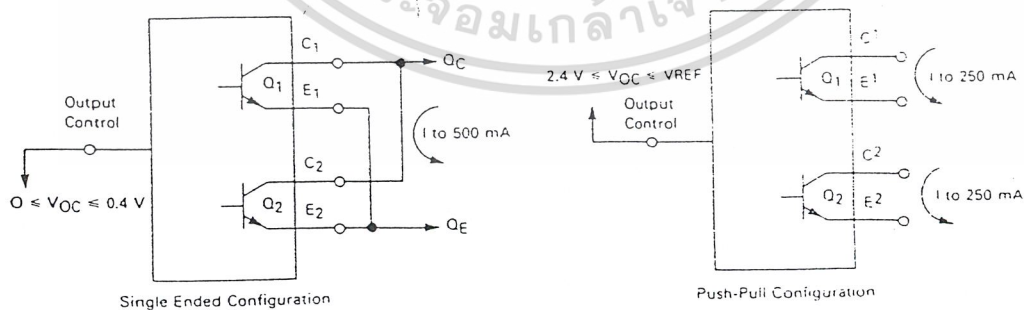


FIGURE 18 — OUTPUT CONNECTIONS FOR SINGLE-ENDED AND PUSH-PULL CONFIGURATIONS



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494

FIGURE 19 — SLAVING TWO OR MORE CONTROL CIRCUITS

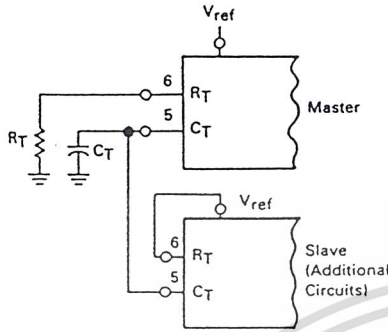


FIGURE 20 — OPERATION WITH $V_{IN} > 40$ V USING EXTERNAL ZENER

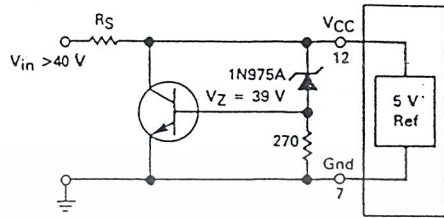
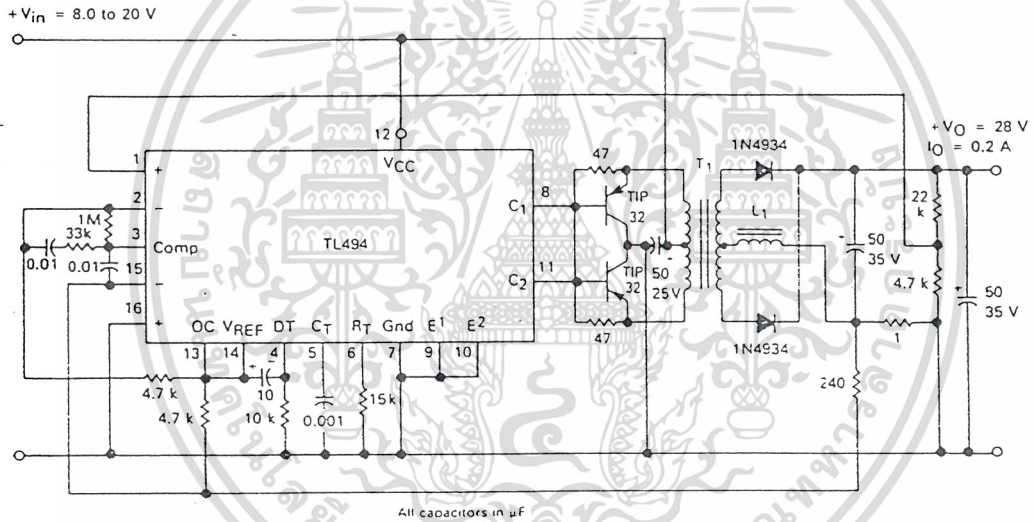


FIGURE 21 — PULSE-WIDTH MODULATED PUSH-PULL CONVERTER



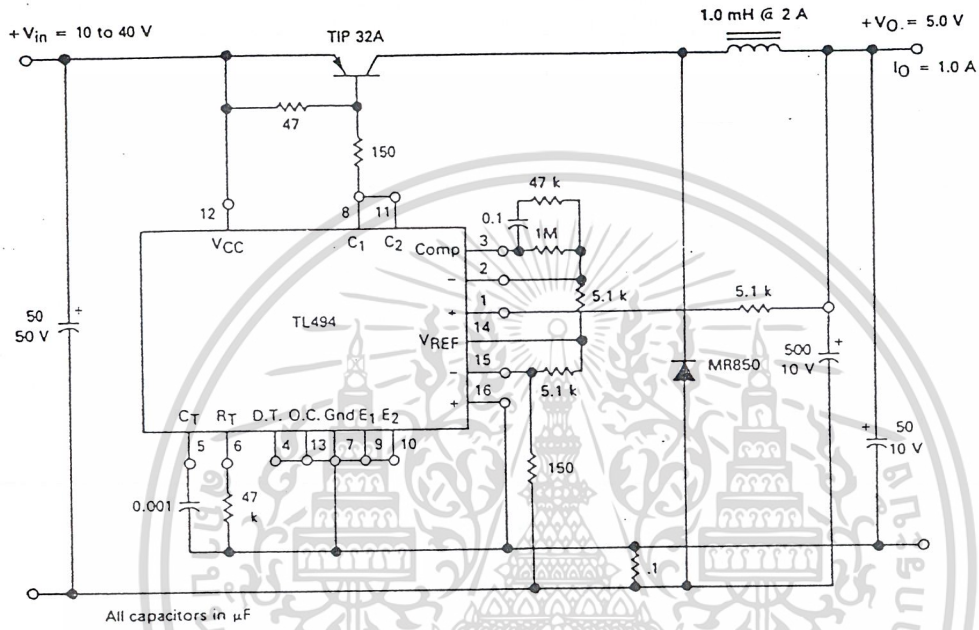
L1 — 3.5 mH @ 0.3 A
 T1 — Primary: 20T C.T. #28 AWG
 Secondary: 120T C.T. #35 AWG
 Core: Ferroxcube 1406P-L00-3C8

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, $R_L = 0.1$ Ω	1.6 amps
Efficiency	$V_{in} = 28$ V, $I_O = 1$ A	71%

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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%

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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:

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

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

.เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

GENERAL PURPOSE OPERATIONAL AMPLIFIER

MC1458/MC1558/ μ A741/ μ A741C

μ A741/741C
MC1458/1558-F,N,H

DESCRIPTION

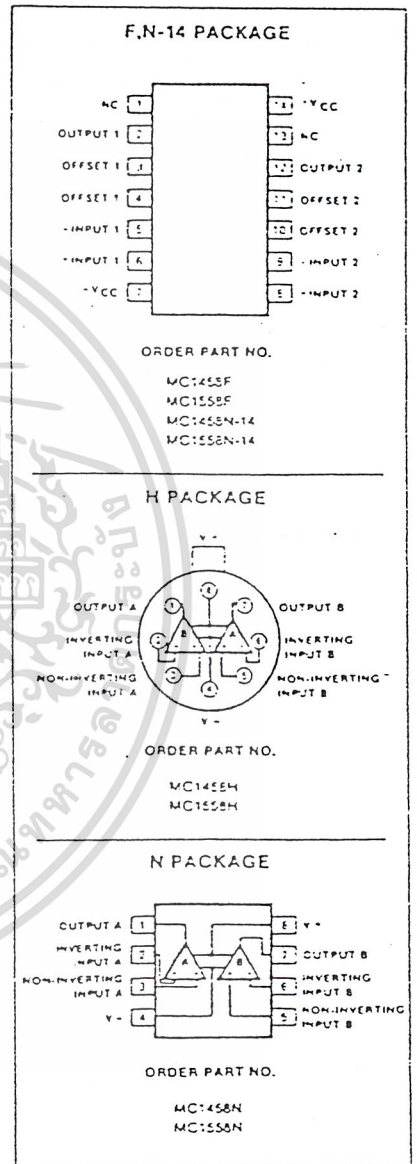
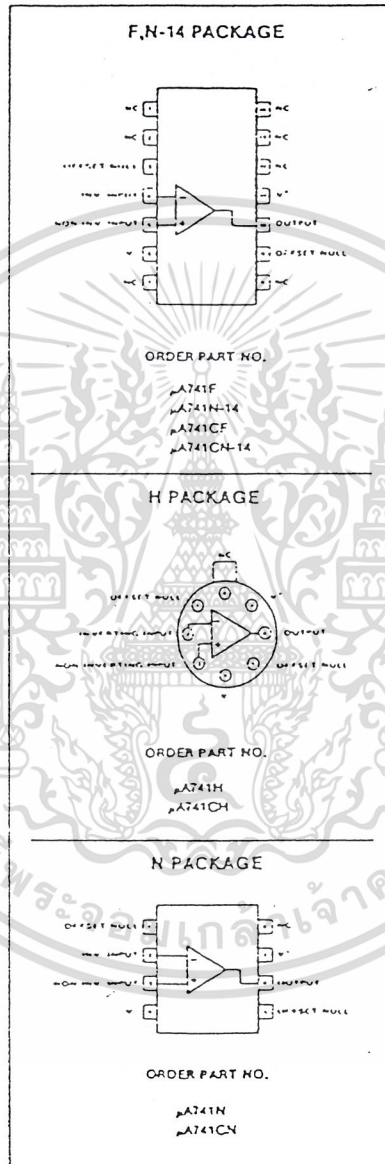
The μ A741 is a high performance operational amplifier with high open loop gain, internal compensation, high common mode range and exceptional temperature stability. The μ A741 is short-circuit protected and allows for nulling of offset voltage.

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
- 1558/1458 are 2 "op amps" in space of one 741 package
- MC1558 Mil std 883A,B,C available
- A741 Mil std 883A,B,C available

PIN CONFIGURATIONS



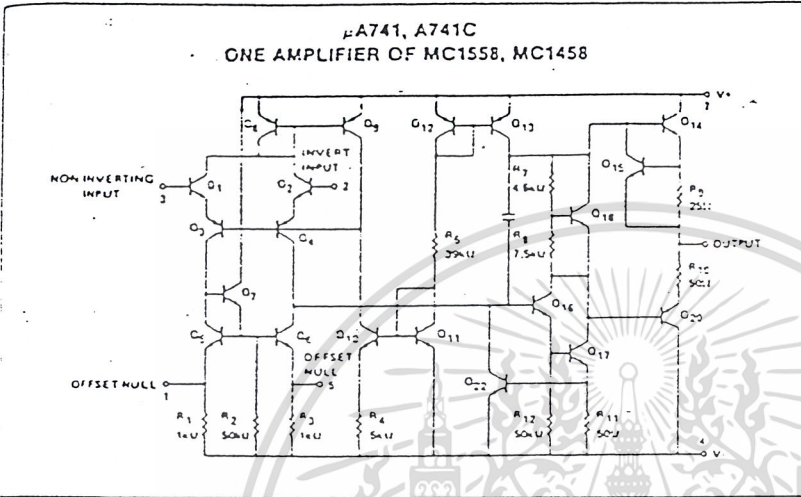
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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
μ A741, MC1558	± 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

Ratings 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.
For supply voltages less than ± 15 V, the absolute maximum input voltage is equal to the supply voltage.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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	5.0		2.0	6.0	mV
			1.0	6.0			7.5	mV
I _{OS} Offset current	Over temp. $T_A = +125^\circ\text{C}$ $T_A = -55^\circ\text{C}$		20	200		20	200	nA
							300	nA
			7.0	200				nA
			20	500				nA
I _{BIAS} Input bias current	Over temp. $T_A = +125^\circ\text{C}$ $T_A = -55^\circ\text{C}$		80	500		80	500	nA
							500	nA
			30	500				nA
			300	1500				nA
V _{OUT} Output voltage swing	$R_L = 10\text{k}\Omega$ $R_L = 2\text{k}\Omega$, over temp.	± 12	± 14		± 12	± 14		V
		± 10	± 13		± 10	± 13		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	200		20	200		V/mV
		25			15			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	$\mu\text{V/V}$ $\mu\text{V/V}$
CMRR Common mode rejection ratio	Over temp.	70	90					cB cB
I _{CC} Supply current	$T_A = +125^\circ\text{C}$ $T_A = -55^\circ\text{C}$		1.4	2.8		1.4	2.8	mA
								mA
			1.5	2.5				mA
			2.0	3.3				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	85		50	85	mW
			45	75				mW
			45	100				mW
R _{OUT} Output resistance			75		75			Ω
I _{SC} Output short-circuit current			25		25			mA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

GENERAL PURPOSE OPERATIONAL AMPLIFIER

MC1458/MC1558/μA741/μA741C

μA741/741C,
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 6.0	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	5.5	mA
V_{IN} R_{IN}	Input voltage range Input resistance	($\mu\text{A}741$, over temp.)	± 12	± 13		V M Ω
P_d	Power consumption			70	150	mW
R_{OUT} I_{SC}	Channel separation Output resistance Output short-circuit current			120 25		dB Ω 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} R_{IN}	Input voltage range Input resistance	($\mu\text{A}741$, over temp.)	± 12	± 13		V M Ω
P_d	Power consumption			70	170	mW
I_{SC}	Channel separation Output short-circuit current			120 25		dB mA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

GENERAL PURPOSE OPERATIONAL AMPLIFIER

MC1458/MC1558/ μ A741/ μ A741C

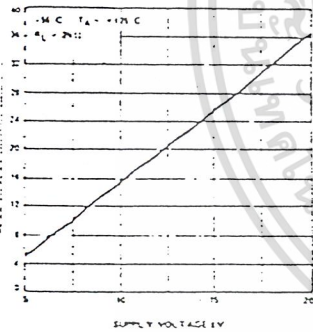
μ A741/ μ A741C.
MC1458/MC1558-F.N.H

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

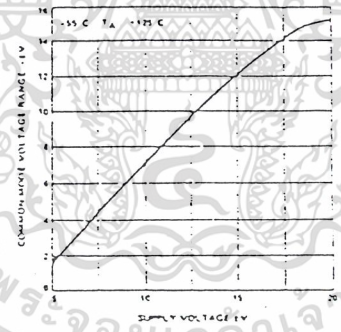
PARAMETER	TEST CONDITIONS	μ A741, μ A741C			MC1558, MC1458			UNIT
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Open loop input resistance	Open loop, $f = 20\text{Hz}$				0.3			M Ω
Open loop input capacitance	Open loop, $f = 20\text{Hz}$		1.4					pF
Common mode input impedance	$f = 20\text{Hz}$				200			M Ω
Differential input noise voltage	$A_V = 100$, $R_S = 10\text{k}\Omega$, $BW = 1.0\text{kHz}$ $f = 1.0\text{kHz}$				45			nV/√Hz
Power bandwidth	$A_V = 1$, $R_L = 2.0\text{k}\Omega$, THD $\leq 5\%$ $V_{OUT} = 20\text{Vp-p}$				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	$V_{IN} = 20\text{mV}$, $R_L = 2\text{k}\Omega$, $C_L \leq 100\text{pF}$		0.3		0.3			μs
Rise time			5.0		5.0			%
Overshoot			0.5		0.8			V/ μs
Slew rate	$C \leq 100\text{pF}$, $R_L \geq 2\text{k}\Omega$, $V_{IN} = \pm 10\text{V}$							

PERFORMANCE CHARACTERISTICS

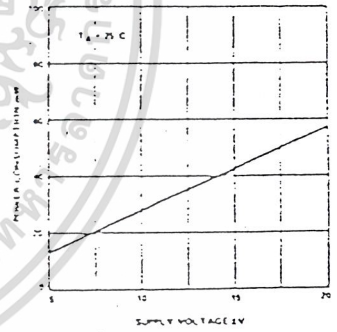
OUTPUT VOLTAGE SWING AS A FUNCTION OF SUPPLY VOLTAGE



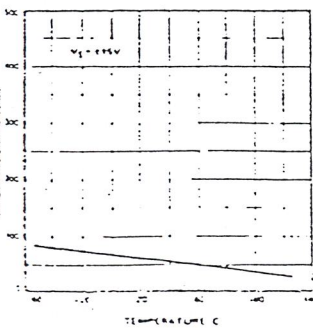
INPUT COMMON MODE VOLTAGE RANGE AS A FUNCTION OF SUPPLY VOLTAGE



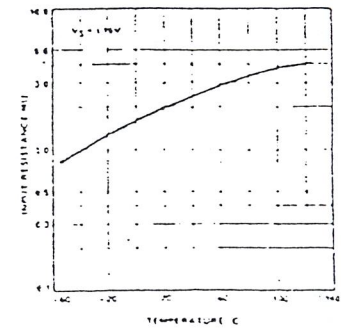
POWER CONSUMPTION AS A FUNCTION OF SUPPLY VOLTAGE



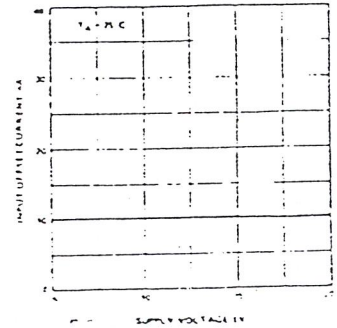
INPUT BIAS CURRENT AS A FUNCTION OF AMBIENT TEMPERATURE



INPUT RESISTANCE AS A FUNCTION OF AMBIENT TEMPERATURE



INPUT OFFSET CURRENT AS A FUNCTION OF SUPPLY VOLTAGE

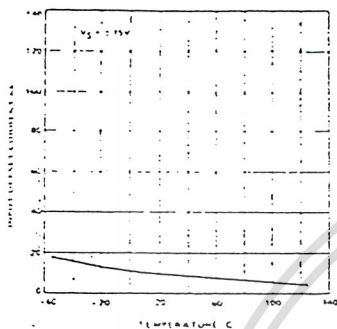


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

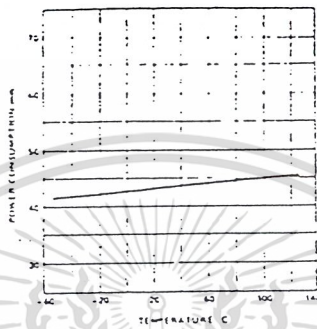
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS (Cont'd)

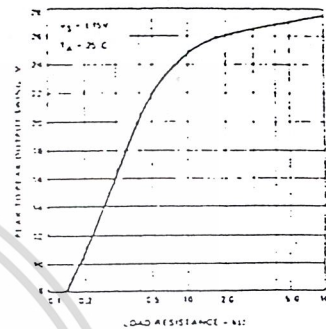
INPUT OFFSET CURRENT AS A FUNCTION OF AMBIENT TEMPERATURE



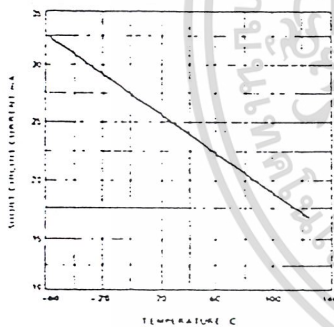
POWER CONSUMPTION AS A FUNCTION OF AMBIENT TEMPERATURE



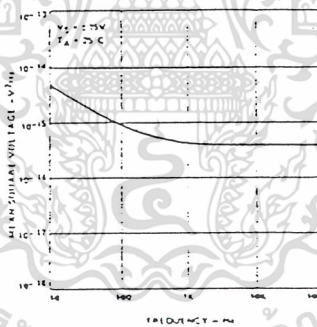
OUTPUT VOLTAGE SWING AS A FUNCTION OF LOAD RESISTANCE



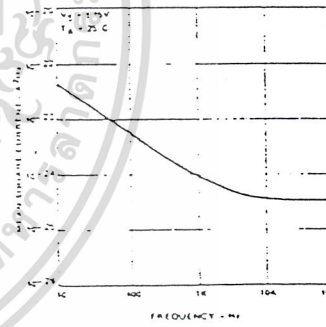
OUTPUT SHORT-CIRCUIT CURRENT AS A FUNCTION OF AMBIENT TEMPERATURE



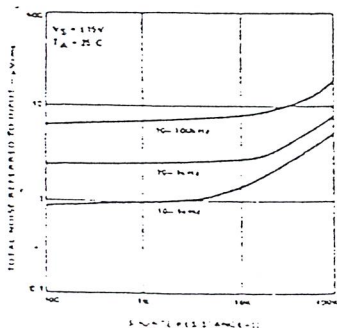
INPUT NOISE VOLTAGE AS A FUNCTION OF FREQUENCY



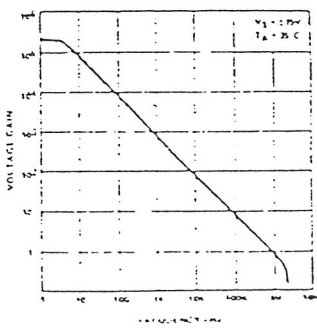
INPUT NOISE CURRENT AS A FUNCTION OF FREQUENCY



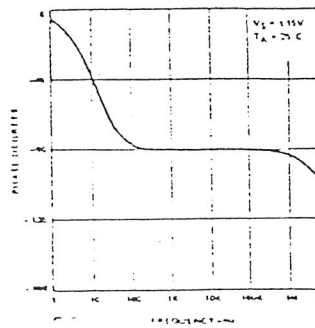
BROADBAND NOISE FOR VARIOUS BANDWIDTHS



OPEN LOOP VOLTAGE GAIN AS A FUNCTION OF FREQUENCY

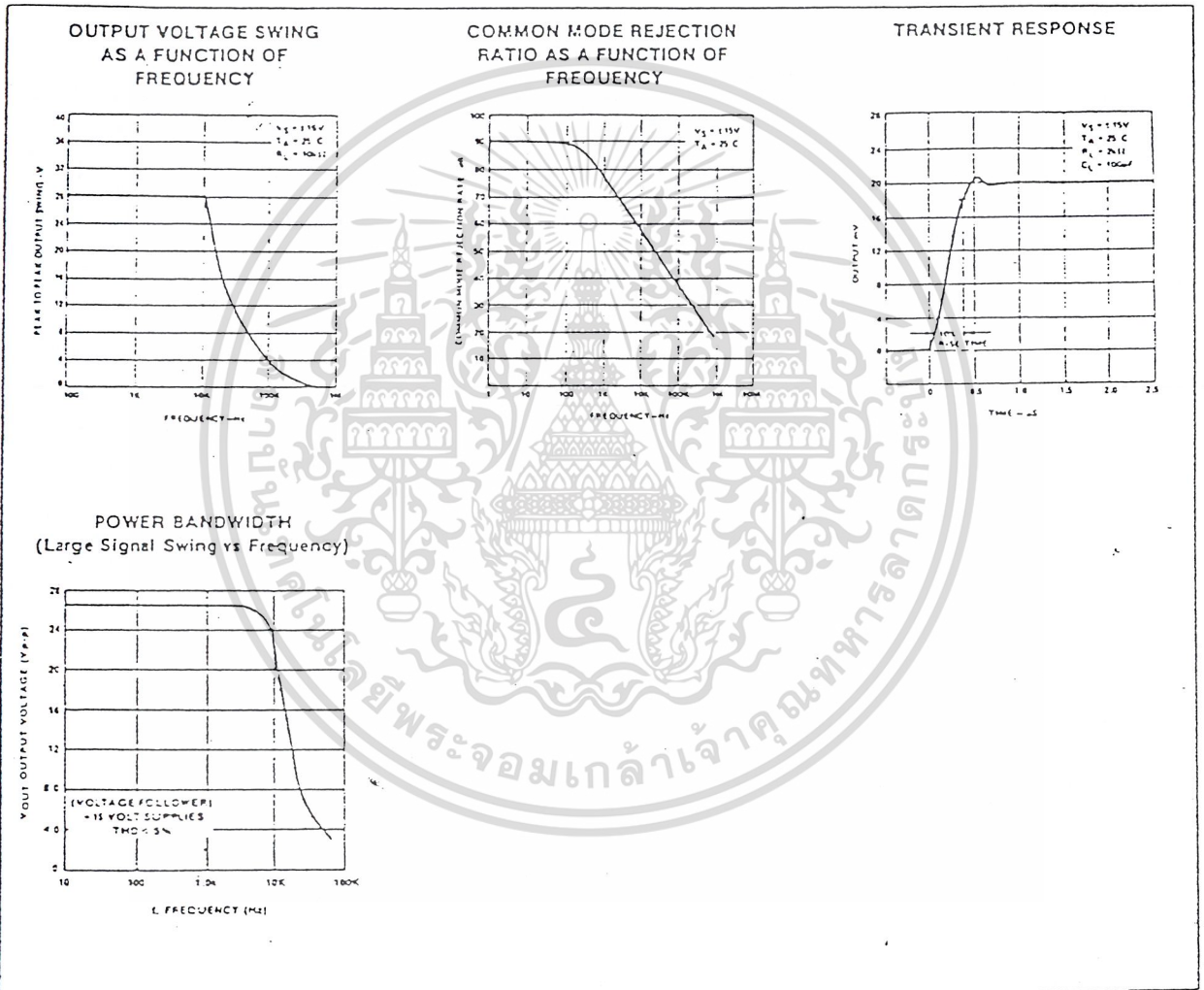


OPEN LOOP PHASE RESPONSE AS A FUNCTION OF FREQUENCY



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้อยย้ง ฟิงอิงเง้ง ของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS (Cont'd)

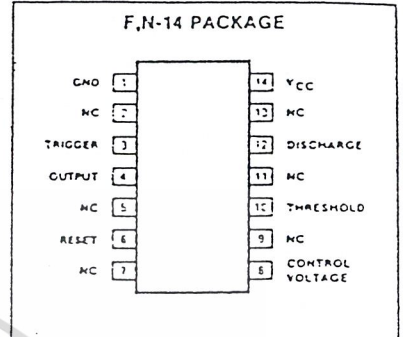
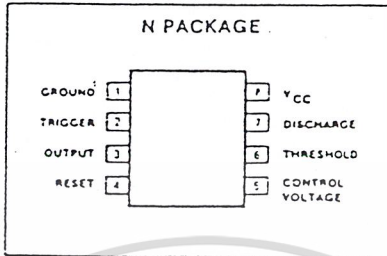


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FEATURES

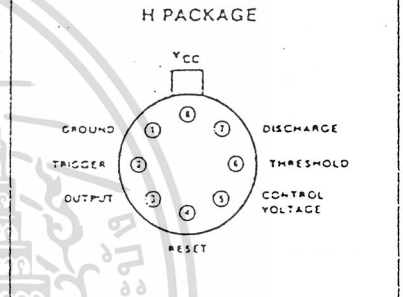
- Turn off time less than 2µs
- Maximum operating frequency greater than 500kHz
- Timing from microseconds to hours
- Operates in both astable and monostable modes
- High output current
- Adjustable duty cycle
- TTL compatible
- Temperature stability of 0.005% per °C
- SE555 Mill std 863A,B,C available M38510 (JAN) approved, M38510 processing available.

PIN CONFIGURATIONS



APPLICATIONS

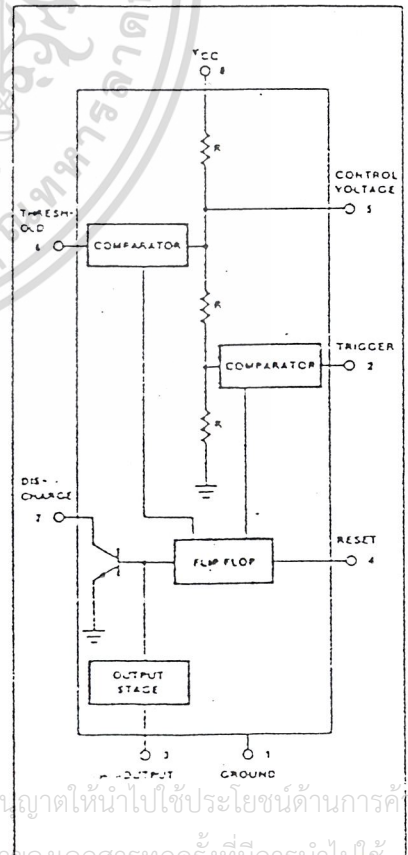
- Precision timing
- Pulse generation
- Sequential timing
- Time delay generation
- Pulse width modulation
- Pulse position modulation
- Missing pulse detector



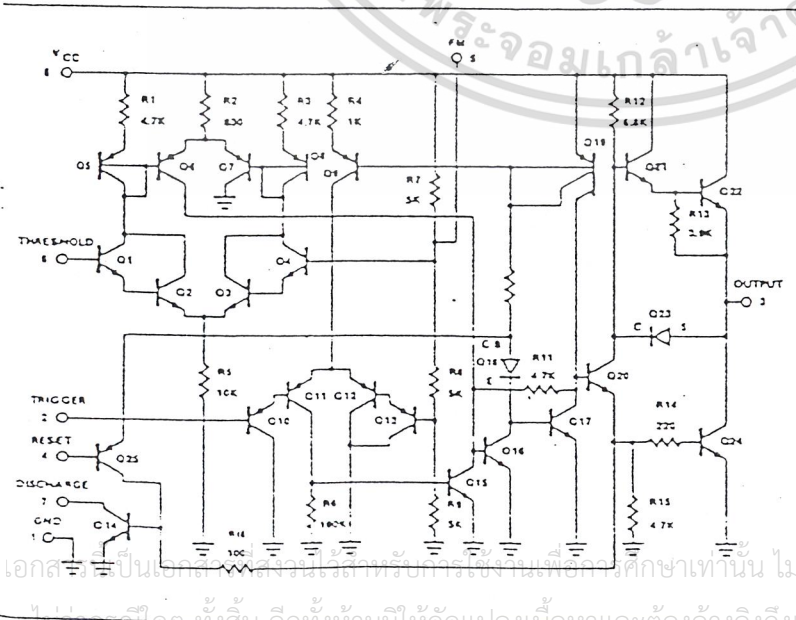
ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

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



เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม้มีการแก้ไขใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีตราหน้าไปใช้

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)	$R_A = 2\text{K}\Omega$ to $100\text{K}\Omega$ $C = 0.1\mu\text{F}$							
Initial accuracy ²			0.5	2.0		1.0	3.0	%
Drift with temperature			30	100		50		ppm/ $^\circ\text{C}$
Drift with supply voltage			0.05	0.2		0.1	0.5	%/V
Timing error (astable)	$R_A, R_B = 1\text{K}\Omega$ to $100\text{K}\Omega$ $C = 0.1\mu\text{F}$ $V_{CC} = 15\text{V}$							
Initial accuracy ²			1.5			2.25		%
Drift with temperature			90			150		ppm/ $^\circ\text{C}$
Drift with supply voltage			0.15			0.3		%/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	$V_{RESET} = 0\text{V}$		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 3.0	12.5 13.3		12.5 13.3	-	V 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 $R_A + R_B$ is 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.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้