



ปีการศึกษา 2531

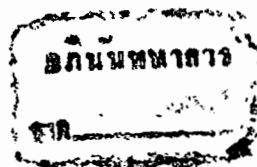
วงจรใบแอสหอดภาพและวงจรรายสัญญาณภาพ

โดย

นาย พิเชษฐ	ซึ่งหทัย	28-1159
นาย ไพโรจน์	ปัญจวรรณท์	28-1168

อาจารย์ที่ปรึกษา

อาจารย์ ประภากร สุวรรณะ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

023124

-8.ลค. 2532

วงจรไบแอสหลอดภาพและวงจรขยายสัญญาณภาพ

พิเชษฐ ชึ่งหทัย
ไพโรจน์ ปัญจวรรณท์
อาจารย์ที่ปรึกษา
อาจารย์ ประภากร สุวรรณะ
ปีการศึกษา 2531

บทคัดย่อ

ปฏิญานิพนธ์นี้ เสนอการนำสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายมาใช้ในการไบแอสหลอดภาพ ซึ่งประกอบไปด้วย ส่วนจ่ายไฟโวลเตจสูง ส่วนควบคุมโฟกัส และส่วนควบคุมความสว่างของภาพ อีกส่วนหนึ่งเป็นวงจรขยายสัญญาณภาพ เพื่อให้ได้สัญญาณภาพที่มากพอที่จะขับหลอดภาพให้สว่าง โดยมีส่วนที่ปรับความมืดสว่างของภาพที่เรียกว่าส่วนควบคุมความแตกต่างของภาพ มีการออกแบบโดยการใช้สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายแบบการผสมความกว้างของพัลส์ ซึ่งทำให้ได้ค่าโวลเตจที่คงที่ เนื่องจากมีการฟีดแบ็คสัญญาณกลับมา มีการออกแบบหม้อแปลงฟลายแบ็คและการทรีคูลโวลเตจ ทำให้สามารถนำไปใช้ในงานอื่นๆได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

The Biasing CRT and Video Amplifier Circuits.

Phichet Suenghathai
Pairoj Punjawaranon
Mr. Prapakorn Suwana;
Advisor.

The Education Year 1989.

Abstract

This Thesis suggests to make the switching power supply so as to use in biasing CRT(Cathode Ray Tube). It consists of a part of high voltage supply, a part of control focus, and a part of control brightness. The rest is a video amplifier circuit, which makes video increased, to larger for driving CRT brightly, which has a part that adjust dark or bright of video, being called that contrast control of video. There is the switching power supply design by the pulse-width-modulated(PWM) type. Which gives voltage constantly. Because it feedbacks signal reverly. There are the flyback transformer design and voltage multiplication, which can to use another circuits.

สารบัญ

	ชื่อเรื่อง	หน้า
1	บทนำ	1
2-1	เรื่องของหลอดภาพ	2
2-2-1	วงจรควบคุมโดยสวิชชิง	3
2-2-2	เทคนิคการแยกของระบบควบคุมสวิชชิง	3
2-2-3	ระบบ PWM	5
2-2-4	ตัวควบคุม PWMรวม	5
2-3	การออกแบบหม้อแปลงของคอนเวอร์เตอร์ฟลายแบ็ค	8
2-4-1	การทรีคูณโวลเตจ	10
2-4-2	การทรีคูณโวลเตจ 2 เท่า	11
2-5-1	วงจรรขยายสัญญาณภาพและวงจรของหลอดภาพ	12
2-5-1-1	ทำไมจึงต้องมีวงจรรขยายสัญญาณภาพ	12
2-5-2	ความสำคัญของส่วนควบคุมความแตกต่างของภาพ	17
2-5-3	ส่วนควบคุมความสว่างของภาพ	17
2-5-4	การปรับค่าของส่วนควบคุมโฟกัส	17
3-1	วงจรควบคุม PWM TL494	18
3-2	การคำนวณหม้อแปลงของคอนเวอร์เตอร์ฟลายแบ็ค	22
3-3	การทรีคูณโวลเตจ 8 เท่า	23
3-4	วงจรรขยายสัญญาณภาพ	25
3-5	การปรับโฟกัสชิง	27
4	การทดลองและผลการทดลอง	28
5	บทวิจารณ์และสรุป	34
	ภาคผนวก	
	กิตติกรรมประกาศ	
	หนังสืออ้างอิง	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1 บทนำ

ในวงจรเครื่องรับทั่วไป จะมีส่วนที่ใช้ในการแสดงสัญญาณที่เข้ามาผ่านการตีเทคเตอร์ โดยเอาตัวพาหะออกมา ทำการสแกนบนจอที่เรียกว่าหลอดภาพ ทำให้สามารถที่จะได้เห็นสัญญาณต่างๆ ที่ผู้ส่งต้องการส่งข้อมูลมายังผู้รับได้ การสื่อความเข้าใจกันระหว่างผู้รับกับผู้ส่ง

หลอดภาพมีส่วนประกอบต่างๆ คือ ซีทเตอร์ แคโทดและแอโนดจอของหลอดภาพฉาบด้วยวัสดุเรืองแสงเอาไว้ มีกริดซึ่งมีลักษณะยาวรีวางขนานกับแกนของจอหลอดภาพ และมีรูเล็กๆที่ปลาย

การที่จอภาพจะแสดงผลได้นั้น จะต้องทำให้แคโทดได้รับความร้อนก็จะปล่อยอิเล็กตรอนออกมา กริดอันที่สองซึ่งโดยปกติมีความต่างศักย์ประมาณ 30 ถึง 400 โวลต์ จะดึงคู่อิเล็กตรอนเหล่านี้และบังคับให้รวมกันเป็นลำอิเล็กตรอนวิ่งผ่านรูเล็กๆ ต่อมาลำอิเล็กตรอน ก็จะมีความเร็วเพิ่มขึ้นด้วยความต่างศักย์ประมาณ 10 ถึง 18 กิโลโวลต์ของกริดอันที่สามและจะพุ่งชนจอภาพ ทำให้เกิดการเรืองแสงขึ้น

ดังนั้นการที่จะทำให้หลอดภาพเกิดการเรืองแสงขึ้น จะต้องประกอบด้วยการจ่ายไฟให้กับ กริดที่หนึ่ง กริดที่สอง และกริดที่สามโดยจากการทำโครงการนี้ ได้ใช้วงจรควบคุมโดยสวิทชิงซัพพลายแบบการผสมความกว้างของพัลส์ เป็นเทคนิคในการนำกระแสของสวิทชิงทรานซิสเตอร์ ในระหว่างการบังคับในช่วงเวลาที่ทำงาน และควบคุมโวลเตจออกมา ให้ได้ค่าตามที่กำหนดมีความเสถียร ไม่เปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิ

มีการออกแบบหม้อแปลงของคอนเวอร์เตอร์ฟลายแบ็ค เพื่อใช้กับงานความถี่สูง โดยใช้ทรานซิสเตอร์เป็นตัวสวิทชิง มีวงจรทวีคูณโวลเตจเพื่อให้ได้โวลเตจที่สูงขึ้น เพื่อจ่ายให้กับจุดโวลเตจสูง

วงจรขยายสัญญาณภาพเพื่อให้สัญญาณแรงพอที่จะขับหลอดภาพซึ่งประกอบด้วยส่วนควบคุมความแตกต่างของภาพ เพื่อเพิ่มหรือลดค่าการขยายสัญญาณของวงจรให้ได้แสงตามที่ต้องการ

ส่วนควบคุมความสว่างของภาพ เพื่อเป็นการเร่งความเร็วของอิเล็กตรอนที่ทำให้เกิดความสว่างที่จอภาพ และส่วนสุดท้ายเป็นการปรับความค่าของส่วนควบคุมโฟกัส ทำให้อิเล็กตรอนวิ่งไปกระทบจอหลอดภาพได้ ที่จุดเดียวกันพร้อมกันพอดี ดังนั้นเราสามารถปรับความคมชัด และให้แสงสว่างของจอภาพตามที่ต้องการ

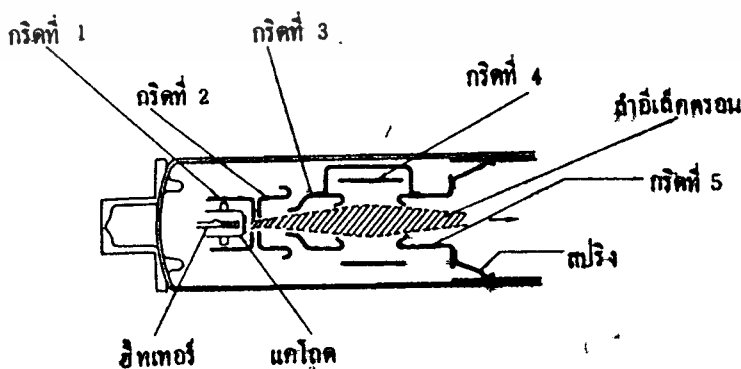
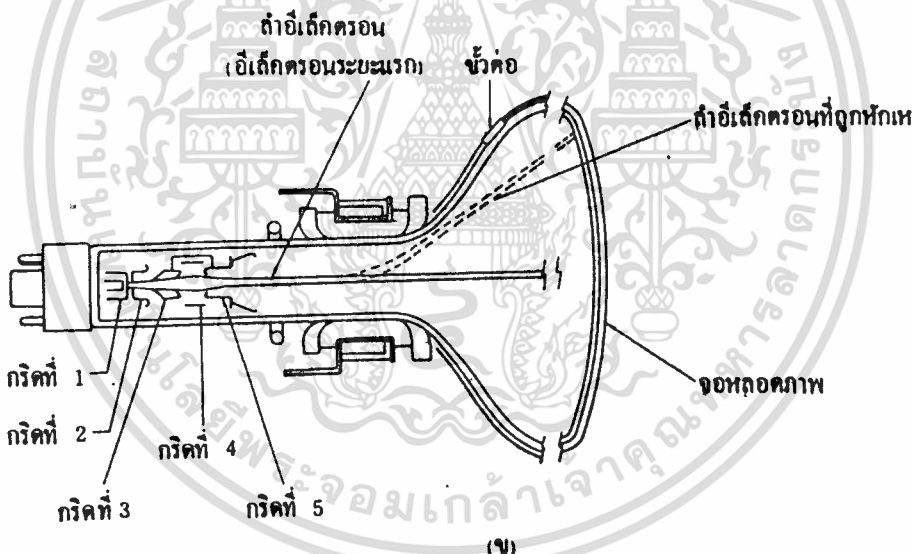
บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการทํางาน

2.1 เรื่องของหลอดภาพ

ในรูปข้างล่าง แสดงให้เห็น ส่วนประกอบของหลอดภาพที่ใช้ในเครื่องรับโทรทัศน์ ส่วนประกอบที่สำคัญภายในหลอดภาพก็คือ ฮีตเตอร์ แคโทด กริด แอโนด และจอหลอดภาพที่ฉาบวัสดุเรืองแสงเอาไว้

เมื่อแคโทดได้รับความร้อนก็จะให้อิเล็กตรอนออกมา กริดอันที่ 2 ซึ่งโดยปกติมีความต่าง ประมาณ 300-400 โวลต์ จะดึงคู่อิเล็กตรอนเหล่านี้และบังคับให้รวมกันเป็นลำอิเล็กตรอนวิ่งผ่านรูเล็กๆที่ปลายทาง ลำอิเล็กตรอนเหล่านี้จะมีความเร็วเพิ่มขึ้น ด้วยความต่างศักย์ที่สูงประมาณ 10 KV โดยกริดอันที่ 3 และก็จะพุ่งเข้าชนจอหลอดภาพ ทำให้เกิดการเรืองแสงขึ้นในที่สุด

เนื่องจากสัญญาณภาพและสัญญาณเสียงก็จะตรงไปยัง แคโทด หรือกริด ของหลอดภาพเพื่อบังคับควบคุมให้มีจำนวนอิเล็กตรอนพุ่งเข้าชนจอหลอดภาพ มากน้อยและเกิดความเข้มของภาพมากน้อยตามขนาดของสัญญาณที่เห็นในท้องส่ง จึงจัดว่าหลอดภาพเป็นส่วนประกอบสำคัญที่ทำให้เรามองเห็นภาพได้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้เพื่อการเรียนการสอนเท่านั้น ไม่ให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2-2-1 วงจรควบคุมโดยสวิทชิง (SWITCHING REGULATOR CONTROL CIRCUIT)

สวิทชิงเพาเวอร์ซัพพลาย (switching power supply) ของแบบการผสมความกว้างของพัลส์ PWM (pulse -width -modulated) เป็นเทคนิคในการเปลี่ยนแปลงเวลาการเหนี่ยวนำของสวิทชิงทรานซิสเตอร์ (conductive time of switching transistor) ในระหว่างการบังคับในช่วงเวลาที่ทำงาน และควบคุมโวลเตจออกมาให้ได้ค่าตามที่กำหนด ถึงแม้ว่าจะมีการบังคับและควบคุมโดยวิธีอื่น แต่วิธี PWM ให้ผลดี เช่น เส้นแคบและควบคุมโหลด (load) และ เสถียร(stability)ไม่เปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิ

ในเร็ว ๆ นี้ จำนวนของวงจรรวม (Integrated Circuit) มีการพัฒนา ซึ่งรวมไปถึงฟังก์ชัน (Function) ที่จำเป็นเพื่อใช้ในการออกแบบสวิทชิงเพาเวอร์ซัพพลาย รวมทั้งอุปกรณ์ภายนอกอื่นๆ ดังนั้นจึงได้แนะนำเทคนิคและวงจรที่ถูกใช้เป็นส่วนประกอบในการควบคุมโดยส่วนของ PWM ในสวิทชิงเพาเวอร์ซัพพลาย และอธิบายวิธีควบคุม

2-2-2 เทคนิคการแยกของระบบควบคุมสวิทชิง (isolation techniques of switching regulator system)

ตามกฎของการเปิดสาย (off-the-line) ควบคุมสวิทชิงเพาเวอร์ซัพพลาย มี 2 กฎ

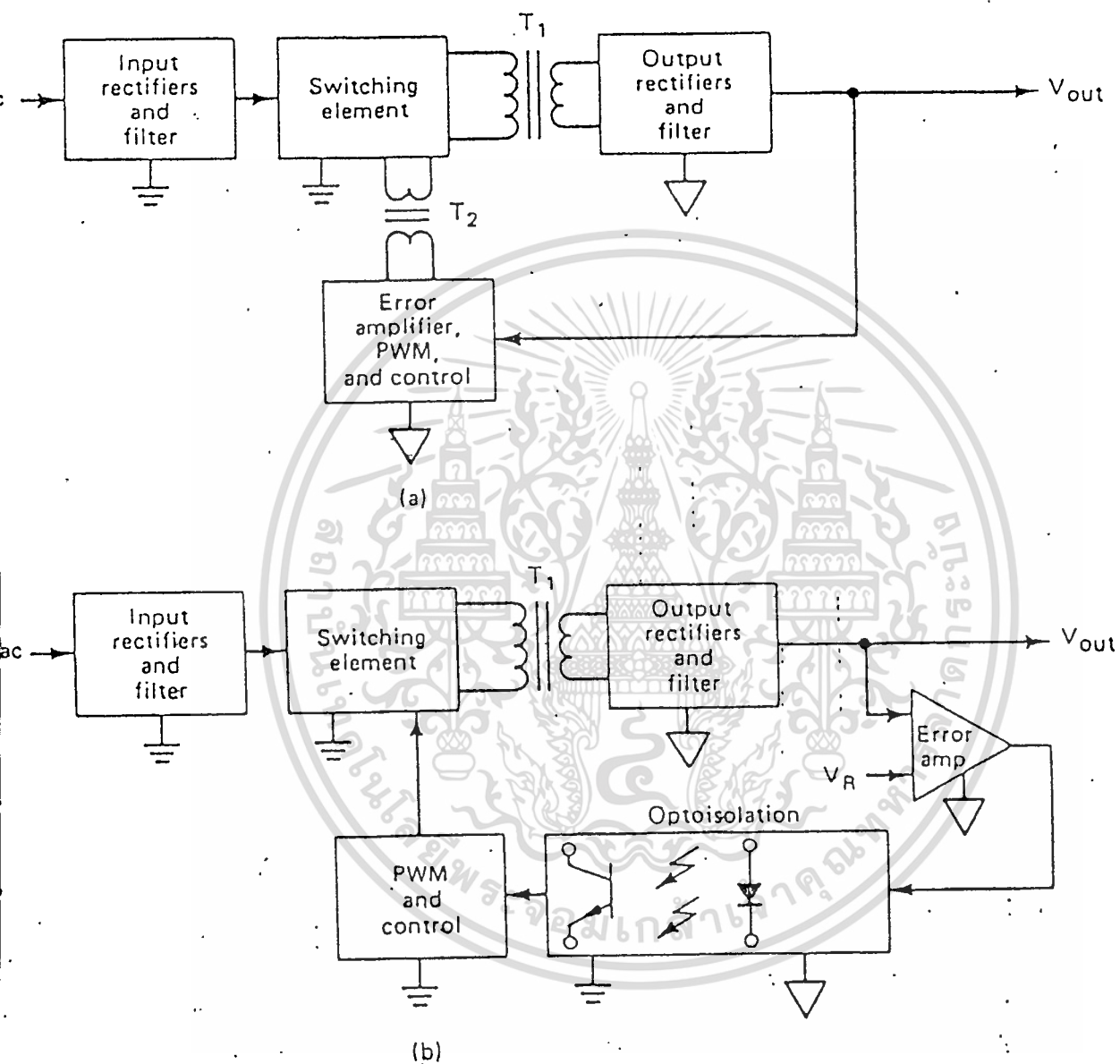
1. ต้องมาจากการควบคุมคือ ระดับเอาพุทโวลเตจค่า ความสามารถของกำลังวงจรอิเล็กทรอนิกส์

2. มันต้องมาจากมีภาคอินพุทสูง และภาคเอาพุทสูงแยกจากกัน เพื่อที่จะป้องกันผู้ใช้จากการช็อกที่อันตราย เพราะโวลเตจสูงหรือกระแสรั่ว

จากรูปที่ 1 บล็อกโคอะแกรม 2 บล็อก แสดงถึงการแยกสายที่สำเร็จในการเปิดสายของสวิทชิงเพาเวอร์ซัพพลาย กราวด์ธรรมดา (common ground) ที่บล็อกเดียวกัน จะใช้กราวด์เหมือนกัน บล็อกโคอะแกรมนี้เป็นที่กว้างขวางใช้ได้กับแบบพื้นฐานของสวิทชิงเพาเวอร์ซัพพลายในการออกแบบ เช่น ฮาล์ฟ-บริดจ์ (half-bridge) ฟูล-บริดจ์ (full-bridge) ฟลาย-แบ็ค (flyback) ,ฟอร์เวิร์ด (forward) ,และอื่นๆ

บล็อกโคอะแกรมของรูปที่ 1 a ส่วนขยายความผิดพลาด (error amplifier) , PWM วงจรควบคุมมีกราวด์ร่วมกับภาคเอาพุทเรกติไฟเออร์ (output rectifier) และฟิลเตอร์ (filter) การแยกอินพุทและเอาพุทโดยเพาเวอร์ทรานส์ฟอร์มเมอร์ (power transformer) T₁ และ ทรานส์ฟอร์มเมอร์ ตัวขับ T₂ โดยทั่วไปทรานส์ฟอร์มเมอร์ T₂ เป็นเบส หรือเกต (gate) ตัวขับ ในบล็อกโคอะแกรมของรูปที่ 1 b วงจรควบคุมและ PWM มีกราวด์ร่วมกับอุปกรณ์สวิทชิงและอินพุทเรกติไฟเออร์และฟิลเตอร์ การแยกอินพุท-เอาพุท สำเร็จโดยการใช้ T₁ และคอลลอกจันออปโตไอโซเลเตอร์ (optoisolator)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามแก้ไขตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 1 a การแยกด้วยทรานส์ฟอร์มเมอร์

b เทคนิคการแยกด้วยอ็อบโต (Optoisolation)

ใช้ใน ออฟ-เคอะ-ไลน์ (off-the-line)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ขอสงวนสิทธิ์ใน (Switching-Power Supply) ทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทั้งสองเทคนิคของการแยกสายให้คุณลักษณะการแสดงที่ติดต่อกันการออกแบบวงจรที่ระมัดระวัง การเลือกวงจรโควงจรหนึ่งขึ้นอยู่กับความประหยัดและชนิดของการออกแบบสวิทชิงเพาเวอร์คอนเวอร์เตอร์ (switching power convertor)

โดยทั่วไป การแยกโดยทรานส์ฟอร์มเมอร์ ดังรูปที่ 1 a จะใช้กับการออกแบบของความแตกต่างการแปลงพลังงาน ส่วนอ็อบโตไอโซเลชัน ในรูปที่ 1 b ใช้ในการออกแบบการแปลงชนิดฟลายแบ็คและฟอร์เวิร์ด

2-2-3 ระบบ PWM (PWM SYSTEM)

ถึงแม้ว่ามีเทคนิคสวิทชิงมากมายที่สามารถถูกนำมาใช้เป็นเครื่องมือสวิทชิง-โหมดเพาเวอร์ซัพพลาย (switching-mode power supply) เทคนิคของPWMในการใช้ความถี่เฉพาะเป็นวิธีที่ใช้การแพร่หลายมากที่สุด ในระบบ PWM คลื่นสี่เหลี่ยม (square wave) ถูกสร้างขึ้นเพื่อให้ทำให้ทรานซิสเตอร์ทำงานและหยุดทำงาน โดยการเปลี่ยนความกว้างของพัลส์ควบคุมเวลาให้ทรานซิสเตอร์ทำงานมากหรือน้อย เพื่อที่จะบังคับเอาพุทโวลเตจ

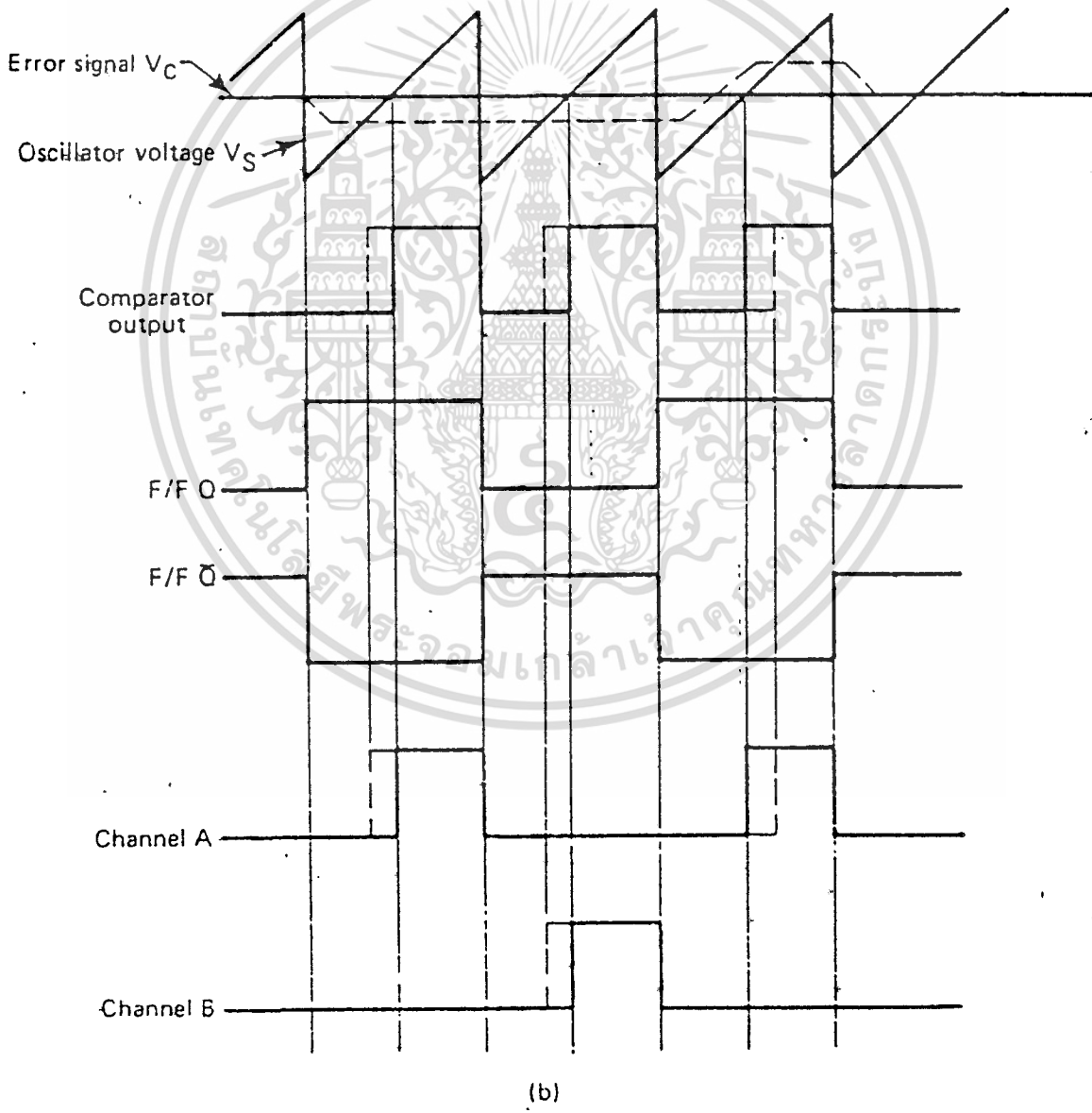
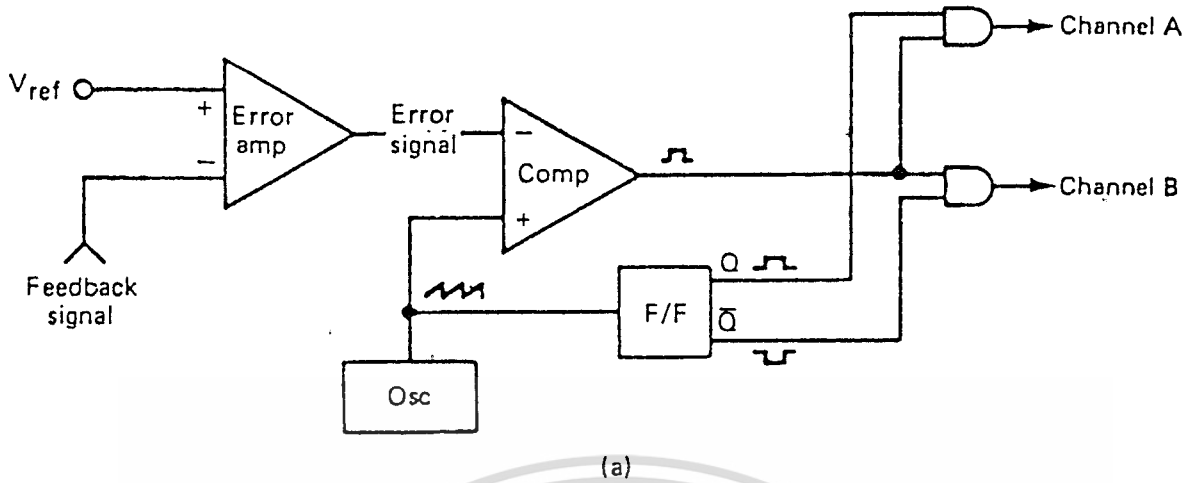
วงจรควบคุม PWM อาจจะเป็น ซิงเกิ้ล-เอนด์ (single-end), ความสามารถของการขับคอนเวอร์เตอร์ทรานซิสเตอร์ตัวเดียว ตัวอย่างเช่น ฟลายแบ็ค และฟอร์เวิร์ด หรือทรานซิสเตอร์ 2 ตัว หรือมากกว่า ถูกขับเช่นวงจรฮาล์ฟ-บริดจ์, ฟูล-บริดจ์ ซึ่งวงจร PWM 2 แชนแนล (channel) เป็นสิ่งที่จำเป็น

2-2-4 ตัวควบคุม PWM รวม (An integrated PWM Contrller)

ในเร็วๆนี้ จำนวนของวงจรรวมมีการพัฒนา ซึ่งรวมทั้งฟังก์ชันทั้งหมดที่จำเป็นเพื่อสร้างPWM สวิทชิงเพาเวอร์ซัพพลายในแพคเกจ (packget) ตัวเดียวรวมกับอุปกรณ์ภายนอกจำนวนหนึ่ง ดังรูปที่ 2 a

บล็อกการสร้างพื้นฐานของตัวควบคุม PWM ธรรมดา และรวมกับรูปคลื่นที่เกี่ยวข้องฟังก์ชันของวงจรเป็นไปตามนี้ ตัวขยายเปรียบเทียบ (op-amp comparator) กับสัญญาณป้อนกลับ (signal feedback) จากเอาพุทของเพาเวอร์ซัพพลายกับโวลเตจอ้างอิงที่กำหนดค่า สัญญาณที่ผิดพลาดจะถูกขยายและป้อนไปสู่ขาอินเวิร์ด (invert) ของตัวเปรียบเทียบ และขาอนอินเวิร์ด (noninvert) ของตัวเปรียบเทียบจะรับรูปคลื่นฟันปลาด้วยความถี่ที่เป็นเส้นตรงถูกสร้างโดยวงจรออสซิลเลเตอร์ความถี่เฉพาะ (fixed frequency oscillator) ออสซิลเลเตอร์เอาพุทจะถูกใช้ที่ทอกเกอน (toggle) ฟลิป-ฟลอป (filp-flop) สร้างคลื่นสี่เหลี่ยมเอาพุท Q และ Q

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยามให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 รูปที่ 2 a วงจรควบคุม PWM รวม
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามเผยแพร่ต่อสาธารณะโดยไม่ได้รับอนุญาตจากเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

b รูปคลื่นที่เกี่ยวข้อง

เอาพุทคลื่นสี่เหลี่ยมที่ออกมาจากตัวเปรียบเทียบ และฟลิป-ฟลอปเอาพุททั้งสองเข้า AND เกท ความสามารถของแต่ละเอาพุทเมื่อสัญญาณเข้าเกททั้งสองเป็น 1 สูง ผลในการเปลี่ยนความกว้างของพัลส์ที่ทรานซิสเตอร์ A และ B

จากรูปที่ 2 b แสดงความกว้างของเอาพุทพัลส์ที่ถูกมอดูเลทเมื่อสัญญาณผิดพลาดเปลี่ยนแปลงขนาดซึ่งถูกเขียนด้วยเส้นประ ปกติเอาพุทของตัวควบคุม PWM จะถูกบัฟเฟอร์ขับทรานซิสเตอร์สวิทชิงในแบบของวงจรนี้จะถูกใช้ขับทรานซิสเตอร์ 2 ตัว หรือทรานซิสเตอร์ตัวเดียว ในกรณีต่อมา เอาพุทอาจจะถูกรวมกันภายนอก หรืออาจจะใช้เพียงช่องเดียวในการขับ

คุณลักษณะของตัวควบคุม PWM นั้นลึกซึ้ง รวมถึงฮอสซิลเลเตอร์ที่สามารถเปลี่ยนแปลงความถี่ได้ ส่วน PWM ที่เป็นเส้นตรงที่คิดคือไซเคิล (duty cycle) จาก 0 - 100 เปอร์เซ็นต์ สามารถปรับเดดไทม์ (dead time) เพื่อป้องกันเอาพุททรานซิสเตอร์ทำงานในดับพลัน และนอกเหนือจากนี้ก็ธรรมดา เชื่อถือได้ และ ราคาถูก

ในบทต่อไปเราจะอธิบายฟังก์ชันของจำนวนของPWM ที่หามาได้เพื่อที่จะได้คุ้นเคยกับผู้อ่านด้วยการอธิบายวงจร การอธิบายในปัจจุบันจะเป็นข้อมูลสั้นๆ และผู้อ่านสามารถอ่านเพิ่มเติมได้จากแผ่นข้อมูล (data sheets) จากผู้ผลิตของวงจรควบคุมPWM เพื่อว่าจะเลือกตัวควบคุมวงจรรวมทั้งที่เหมาะสมจากการนำไปใช้เฉพาะ

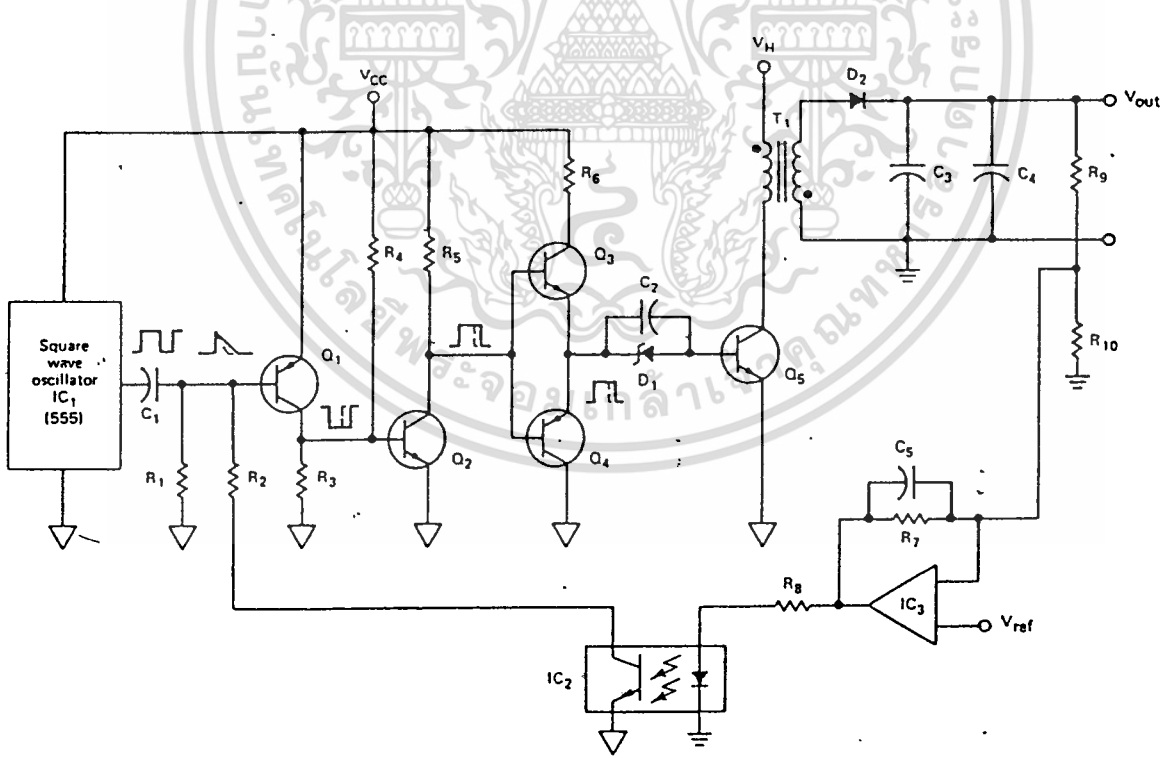


FIGURE 7-2 A PWM control circuit for a flyback switching power supply.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2-3 การออกแบบหม้อแปลงของคอนเวอร์เตอร์ฟลายแบ็ค (THE FLYBACK CONVERTER'S TRANSFORMER DESIGN)

การออกแบบหม้อแปลงกำลังที่มีความถี่สูง (THE HIGH FREQUENCY TRANSFORMER) เราจะออกแบบหม้อแปลงแบบ ฟลายแบ็คคอนเวอร์เตอร์ (flyback converter) ใช้ทรานซิสเตอร์เป็นตัวสวิชชิง เราใช้แกนเหล็กเฟอร์ไรต์ (ferrite core) ใช้เป็นตัวรวมฟลักแม่เหล็ก(flux magnetic) เพื่อจะเหนี่ยวนำค่านทุติยภูมิให้เกิดแรงเคลื่อนทางไฟฟ้า ถือว่าพลังงานทั้งหมดของหม้อแปลงค่านปฐมภูมิ (primary) สามารถแปลง(transfer) ไป ค่านทุติยภูมิอย่างสมบูรณ์

เราจะต้องรู้หรือกำหนดค่าโวลเตจที่เข้าทางหม้อแปลงค่านปฐมภูมิ ออกทางค่านทุติยภูมิ กระแสที่ใช้และเนื่องจากโวลเตจทางค่านปฐมภูมิ นี้เป็นค่าไฟเฉลี่ย ดังนั้นเราต้องคำนวณหาโวลเตจสูงสุดและต่ำสุดโดย

นำค่าไฟเฉลี่ยที่ได้+ 15%จะได้ค่าเท่ากับโวลเตจสูงสุด-Vmaximum

นำค่าไฟเฉลี่ยที่ได้- 15%จะได้ค่าเท่ากับโวลเตจต่ำสุด-Vminimum

ขั้นตอนที่ 1

คำนวณหากระแสสูงสุดทางค่านปฐมภูมิให้คอนเวอร์เตอร์มีค่าคิวดีแฟคเตอร์ {DUTY FACTOR} - Dmax

duty factor-อัตราส่วนของช่วงความกว้างของพัลส์ที่เวลาทำงาน ต่อช่วงความกว้างของคาบเวลา

กระแสสูงสุดทางค่านปฐมภูมิ จะต้องมีค่าไม่เกินกระแสสูงสุดของคอลเล็กเตอร์ในทรานซิสเตอร์

จากพื้นฐานความสัมพันธ์ระหว่างโวลเตจกับอินดักเตอร์ [inductor] จะมีความสัมพันธ์ดังนี้

$$V-L \frac{di}{dT} \dots\dots 3.1$$

เราให้กระแสสูงสุดเพิ่มขึ้นจากศูนย์จนถึงจุดสูงสุด I_{pp} ในช่วงเวลา T_c เป็นเวลาที่สวิชต์ถูกปิด เขียนโวลเตจ อินพุตได้เป็น

$$V_{in}-L \frac{I_{pp}}{T_c} \dots\dots 3.2$$

ความสัมพันธ์ ระหว่าง T_c กับ คิวเตอร์แฟคเตอร์สูงสุด

$$1/T_c -f/D_{max} \dots\dots 3.3$$

เพราะฉะนั้นจะได้

$$V_{in,min} -L_p \frac{I_{pp}f}{D_{max}} \dots\dots 3.4$$

โดย V_{in} -DC อินพุตโวลเตจ

L_p -ค่าอินดักแทนซ์ของขดลวดค่านปฐมภูมิ mm henry

I_{pp} -กระแสสูงสุดของหม้อแปลง amp

D_{max} -Duty circle สูงสุด micro sec

f -ความถี่ที่ใช้ในการสวิช kilo hertz

กำลังทางค่านทุติยภูมินี้มีค่า

$$P_{out} -L I_{pp}^2 f/2 \dots\dots 3.5$$

หน้า 3.5/3.6

เพราะฉะนั้นจะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



$$\frac{P_{out}}{V_{in,min}} = \frac{I_{pp}^2 f D_{max}}{2L_p I_{pp} f} \dots\dots 3.6$$

จะได้ กระแสสูงสุดทางด้านปฐมภูมิ

$$I_{pp} = I_c = \frac{2 P_{out}}{V_{in,min} D_{max}} \dots\dots 3.7$$

ขั้นตอนที่ 2

คำนวณค่าคิวเคอร์แฟคเตอร์ น้อยที่สุด

ความสัมพันธ์ ระหว่าง โวลเตจสูงสุดกับคิวเคอร์แฟคเตอร์สูงสุด

$$D_{min} - D_{max} / (1 - D_{max}) k + D_{max} \dots\dots 3.8$$

$$K = \frac{V_{in,max}}{V_{in,min}} \dots\dots 3.9$$

จะได้ค่าคอนเวอร์เตอร์จะทำงานใน

ช่วง อัตราส่วนของคิวเคอร์แฟคเตอร์

$$D_{min} < d < D_{max}$$

ขั้นตอนที่ 3

คำนวณค่าอินดักแตนซ์ของขดลวดด้านปฐมภูมิ

$$L_p = V_{in,min} D_{max} / I_{pp} f \dots\dots 3.10$$

ขั้นตอนที่ 4

คำนวณค่า A_c และ A_e

A_c - พื้นที่ประสิทธิภาพของแกน (core effective area)

A_e - พื้นที่สำหรับพันแกนขดลวด (bobbin winding area)

ขั้นตอนที่ 5

เราจะหาความยาวของช่องอากาศในแกน

ช่องอากาศนี้มีค่ารีลักแตนซ์แมกเนติก (reluctancemagnetic) ยาวที่สุด

ในเส้นทางของฟลักซ์และมีการเก็บพลังงานมากที่สุด ในหม้อแปลงในช่องว่างอากาศปริมาตร v_g และความยาว l_g

$$L_p I_{pp}^2 / 2 = B_{max} H v_g \times 10^8 / 2 \dots\dots 3.11$$

$$\text{เมื่อ } v_g = A_c l_g \quad \mu_0 H = B_{max} / 0.4 \quad ; \quad B_{max} = B_{sat} / 2$$

μ_0 - ค่าเปอร์มิบิลิตี (permiability) - 1

$$l_g = (0.4 \sqrt{L_p I_{pp}^2}) \cdot 10^8 / A_e B_{max}^2 \dots\dots 3.12$$

ขั้นตอนที่ 6

คำนวณจำนวนรอบของขดลวดด้านปฐมภูมิ

$$N_p = L_p I_{pp} \times 10^8 / A_e B_{max}^2 \dots\dots 3.13$$

ขั้นตอนที่ 7

คำนวณจำนวนรอบของขดลวดด้านทุติยภูมิ

อัตราส่วนความสัมพันธ์ระหว่างโวลเตจด้านปฐมภูมิกับด้านทุติยภูมิ

$$\text{มีค่า} = \frac{\text{จำนวนรอบของขดลวดด้านปฐมภูมิ}}{\text{จำนวนรอบของขดลวดด้านทุติยภูมิ}}$$

$$\text{จะได้ } N_s = N_p \times V_s / V_p \dots\dots 3.14$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

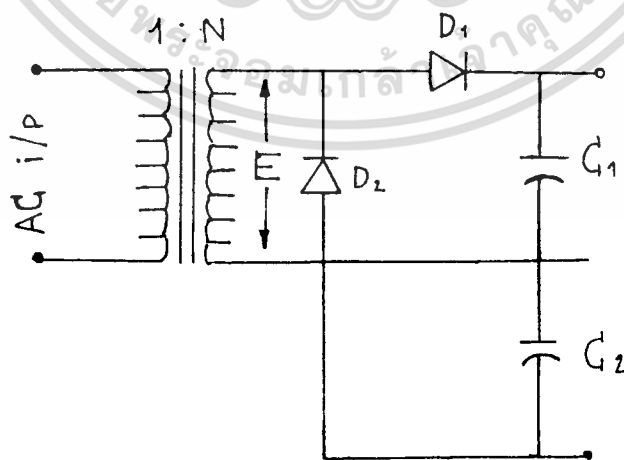
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทวีคูณโวลเตจ 2 เท่าใช้กันกว้างขวางในแหล่งจ่ายไฟโวลเตจสูง หม้อแปลงใช้โวลเตจrms แก่ค่านทุติยภูมิ 6,000 โวลต์ ต้องการการพันมากกว่าธรรมดาบนแกนค่านทุติยภูมิและเมื่อใช้มาตรฐาน คุณลักษณะฟู-เวว์ เซนเตอร์ แทป เรกติไฟเออร์ค่านเหมาะสมกับวงจรฟิลเตอร์ ใช้ให้ประมาณ 3,000 โวลต์dcภายใต้โหลดในขณะที่เอาพุทโวลเตจdc เหมือนกัน วงจรโวลเตจทวีคูณ 2 จะใช้ 1,100 โวลต์rms หม้อแปลงซึ่งขนาดเล็กกว่า และใช้จำนวนรอบค่านทุติยภูมิน้อยและไม่แพง วงจรโวลเตจทวีคูณ 2 ต้องการเพียงคาปาซิเตอร์หรือคาปาซิเตอร์แบงค์(capacitor bank) เมื่อเปรียบเทียบกับวงจรฟู-เวว์ เซนเตอร์ แทป ขนาดทั้งหมดของแหล่งจ่ายกำลังเหมาะสมกว่าและน้ำหนักเบากว่า

ถึงแม้ว่าถ้าหม้อแปลงจ่ายกระแสได้ 1 แอมป์ กระแสdc ที่ออกมาจากวงจรโวลเตจทวีคูณ 2 จะไม่มากกว่าครึ่งหนึ่งของจำนวน และในทางปฏิบัติมันจะมีน้อยกว่าครึ่งหนึ่งที่สูญเสีย เนื่องจากความต้านทานในเรกติไฟเออร์และวงจรฟิลเตอร์

2-4-2 การทวีคูณโวลเตจ 2 เท่า (voltage doublers)

จากรูป ที่ 8 ในวงจรทวีคูณ 2 ฟู-เวว์ ไดโอด D_1 ชาร์จคาปาซิเตอร์ C_1 ระหว่างครึ่งแรกของ ac ไซเคิลระหว่างครึ่งไซเคิลต่อไป D_2 ชาร์จคาปาซิเตอร์ตัวที่สอง C_2 คาปาซิเตอร์ถูกชาร์จ 1.4 เท่าของค่าrms แต่โหลดถูกแทนด้วยตัวต้านทานทางขวามือของวงจร พลังงานจากคาปาซิเตอร์ต่อกันแบบอนุกรม คาปาซิเตอร์แต่ละตัวชาร์จ 1.4 เท่าrms และโหลดได้รับกระแสโดยตรง 2.8 เท่าrms โวลเตจอินพุท คาปาซิเตอร์หนึ่งตัวได้รับกระแสจากหม้อแปลงในระหว่างครึ่งไซเคิล ดังนั้นฟู-เวว์ ทำงานด้วยวิธีนี้ ความถี่ริปปลิง (ripple frequency) เป็น 20,000 เฮิรน์ ดังนั้นจะได้รับ 10,000 เฮิรน์ด้วยการใช้ครึ่งช่วงคลื่น .



วงจรทวีคูณโวลเตจสองเท่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.5 วงจรขยายสัญญาณภาพ และวงจรของหลอดภาพ

วงจรขยายสัญญาณภาพ มีไว้สำหรับการขยายสัญญาณภาพให้สูงเพียงพอที่จะส่งเข้าหลอดภาพได้ โดยปกติเอาพุทโวลเตจของคิเทคเตอร์จะมีค่าประมาณ 1 ถึง 5 โวลท์ (ค่าสูงสุดถึงค่าสูงสุด) เท่านั้นซึ่งยังไม่เพียงพอ จึงจำเป็นต้องมีการขยายอีกประมาณ 20 ถึง 30 เท่า หรือทำให้มีความแรงประมาณ 60 ถึง 80 โวลท์ (ค่าสูงสุดถึงค่าสูงสุด) เสียก่อนจึงจะใช้ได้ ถ้าสัญญาณภาพค่าบวกมากที่สุด ทำให้เกิดภาพค่าที่ลบบนจอหลอดภาพ ระดับสัญญาณแบล็กกิ้ง และระดับของสัญญาณซิงค์ จะอยู่สูงเกินกว่าระดับของสัญญาณภาพ สัญญาณภาพที่ได้รับการขยายแล้วนี้ มักจะนิยมต่อเข้าโดยตรงกับแคโทดของหลอดภาพ ส่วนกริดนั้น รักษาระดับความต่างศักย์ให้คงที่โดยอาจต่อลงดินเสียก็ได้

วงจรขยายสัญญาณนี้ควรสามารถขยายกำลังสัญญาณที่มีความถี่ตั้งแต่ ศูนย์ถึงประมาณ 4 เมกกะเฮิรตซ์ นอกจากนี้จะมีสัญญาณภาพที่แคโทดแล้วยังมีสัญญาณของการหักเหทางแนวนอนและสัญญาณของการหักเหทางแนวตั้ง ที่ส่งเข้ามายังขดลวดของการหักเหทางแนวนอนและขดลวดหักเหทางแนวตั้ง และมีไฟฟ้าแรงสูงส่งเข้ามาที่แอโนดของหลอดภาพ เพื่อดึงดูดลำอิเล็กตรอนให้วิ่งมากระทบจอหลอดภาพ อันจะทำให้เกิดการเรืองแสงและมองเห็นเป็นภาพขาวดำ ตามสัญญาณที่ได้รับเข้ามา ส่วนเส้นสะแกนสะบัดกลับนั้นจะมีสัญญาณแบล็กกิ้งเข้ามาช้มน จนทำให้มองไม่เห็นทางจอหลอดภาพ

2.5.1 วงจรขยายสัญญาณภาพ และวงจรของหลอดภาพ

เมื่อสัญญาณผ่านวงจรคิเทคเตอร์ด้านภาพมาแล้ว สัญญาณทางด้านเอาพุทของคิเทคเตอร์จะเป็นสัญญาณภาพรวม ซึ่งมีส่วนผสมของสัญญาณภาพ สัญญาณซิงค์และสัญญาณแบล็กกิ้ง วงจรขยายสัญญาณภาพมีแบนด์วิดท์ประมาณ 4 เมกกะเฮิรตซ์ซึ่งค่อนข้างจะกว้างมาก จึงจำเป็นต้องมีการเลือกค่า คอนเดนเซอร์ สำหรับใช้ในวงจรเป็นอย่างดี เพื่อผลประโยชน์ในเรื่องการขยายกำลัง ที่ความถี่สูง และ ความถี่ต่ำ

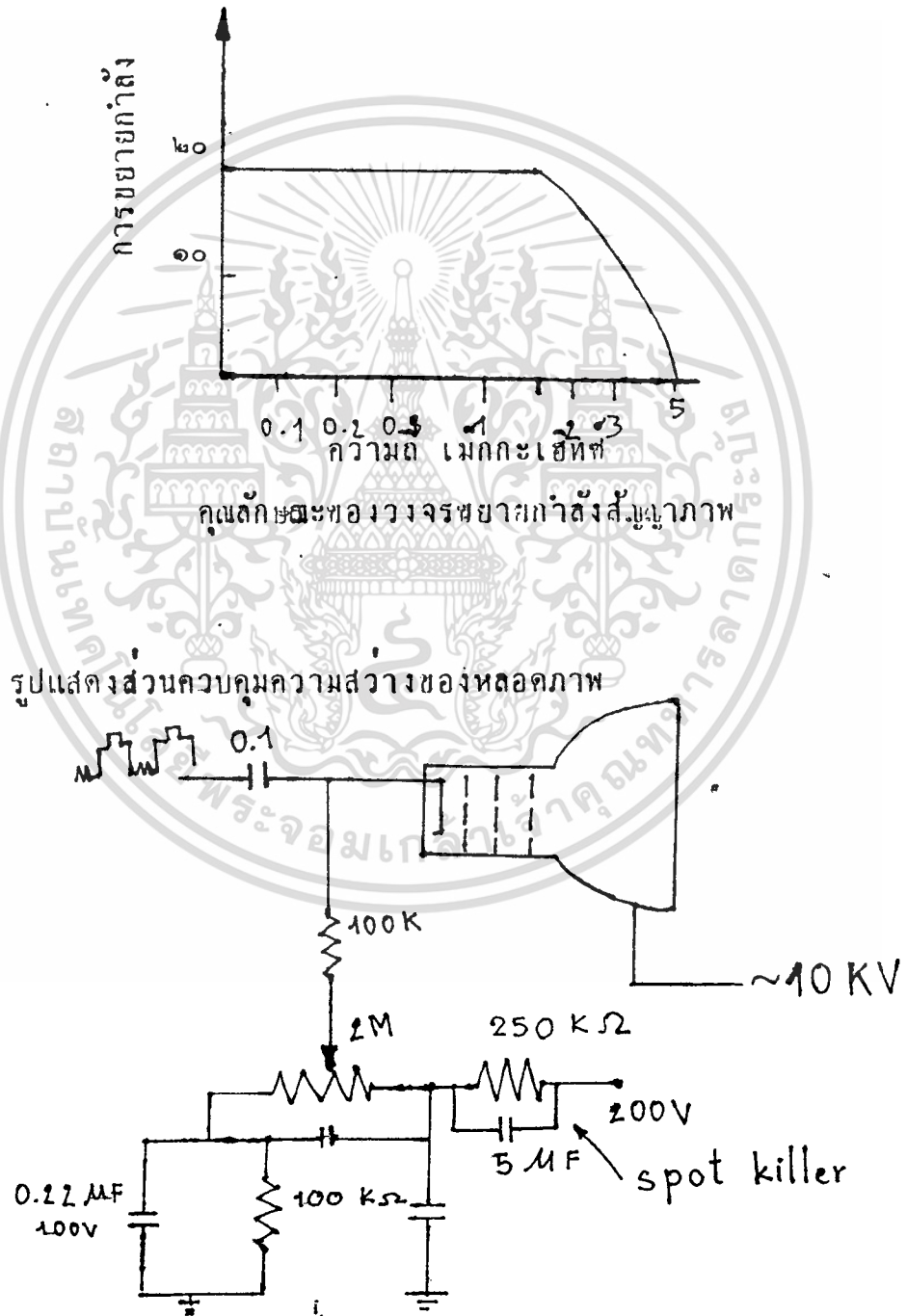
2.5.1.1 ทำไมจึงต้องมีการขยายสัญญาณภาพ

เนื่องจากหลอดภาพต้องการสัญญาณภาพที่มีแรงประมาณ 60-80 โวลท์ (ค่าสูงสุดถึงค่าสูงสุด) ที่วงจรแคโทดกับกริดของหลอด แต่ความต่างศักย์ที่เอาพุทของของคิเทคเตอร์มีประมาณ 5 โวลท์ (ค่าสูงสุดถึงค่าสูงสุด) เท่านั้น จึงจำเป็นต้องขยายกำลังสัญญาณภาพนี้ก็มีลักษณะคล้ายกับวงจรขยายกำลังสัญญาณเสียง แต่ก็มีส่วนที่ต่างกันบ้างดังนี้

ก) แบนด์วิดท์ ของวงจรขยายกำลังสัญญาณเสียงมีเพียงประมาณ 10 กิโลเฮิรตซ์เท่านั้น จึงไม่จำเป็นต้องมีการใช้ส่วนประกอบ เพื่อเพิ่มกำลังขยาย สำหรับความถี่ต่ำๆและความถี่สูงๆ

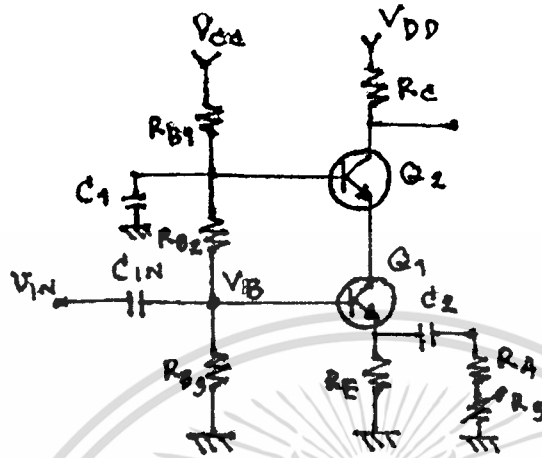
ข) สัญญาณเสียงประกอบด้วยรูปร่างที่มีระเบียบ แต่สัญญาณภาพไม่มีลักษณะเช่นนี้ จึงจำเป็นต้องพิจารณหาทางทำให้สัญญาณทางเอาพุท ของวงจรขยายกำลังสัญญาณภาพ เหมือนกับสัญญาณทางอินพุทมากที่สุด ไม่ให้เกิดการผิดเพี้ยนได้

วงจรขยายกำลังสัญญาณภาพนี้ อาจมีเพียงหนึ่งหรือสองวงจรเล็กๆก็ได้และ อาจจะต่อกับหลอดภาพโดยตรง หรืออาจต่อโดยผ่านทางคอนเดนเซอร์ โดยพิจารณา จากจำนวนวงจรเล็กๆในวงจรขยายกำลังสัญญาณภาพ หากสัญญาณภาพเป็นบวกก็ต่อได้ โดยตรงที่แคโทดของหลอดภาพ แต่ถ้าสัญญาณซึ่งเป็นลบ ก็มักต่อที่กริดของหลอดภาพ คุณลักษณะของวงจรนี้ แสดงดังรูป



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรขยายสัญญาณภาพ



๑. วงจรขยายแบบอิมิตเตอร์ร่วม

$$V_B = \frac{R_{B3}}{R_{B1} + R_{B2} + R_{B3}} V_{CC}$$

$$I_E = \frac{V_B - V_{BE}}{R_E}$$

$$r_{b'e1} = \frac{26 \text{ mV } \beta_1}{I_B}$$



$$Z_{in} = R_{B2} // R_{B3} // (. r_{b'e1} + (R_E // R_A) \beta_1)$$

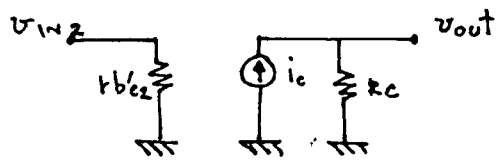
$$Z_{out1} = r_{b'e2}$$

$$v_{out1} = i_e Z_{out1}$$

$$v_{in} = i_b (. r_{b'e1} + (R_E // R_A) \beta_1)$$

$$A_{V1} = \frac{i_c Z_{out1}}{i_b (. r_{b'e1} + (R_E // R_A) \beta_1)} = \frac{Z_{out1} \cdot h_{fe1}}{(. r_{b'e1} + (R_E // R_A) \beta_1)}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



๒. วงจรขยายแบบเบสรวม

$$Z_{in2} \cong r_{b'e2}$$

$$v_{out} = i_{c2} R_C$$

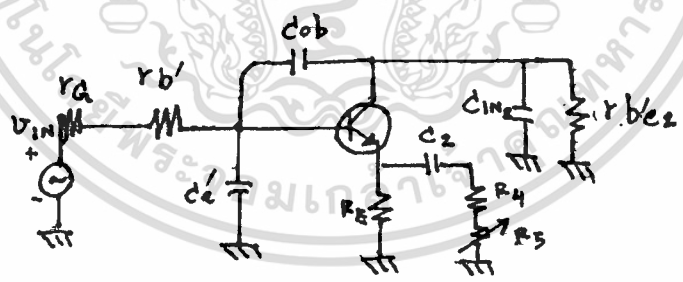
$$v_{in2} = i_{e2} r_{b'e2}$$

$$\frac{v_{out}}{v_{in2}} = \frac{i_{c2} R_C}{i_{e2} r_{b'e2}}$$

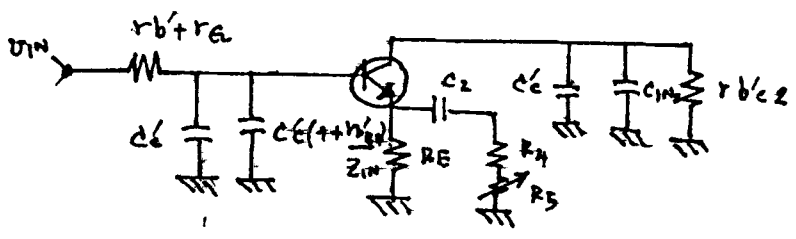
$$A_{v2} \cong \frac{R_C}{r_{b'e2}}$$

$$A_{total} = A_{v1} \cdot A_{v2}$$

Frequency Effects

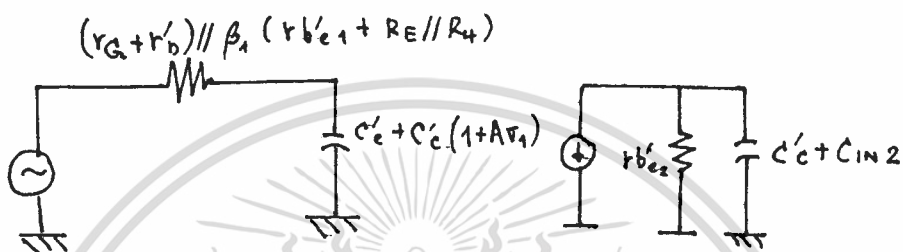
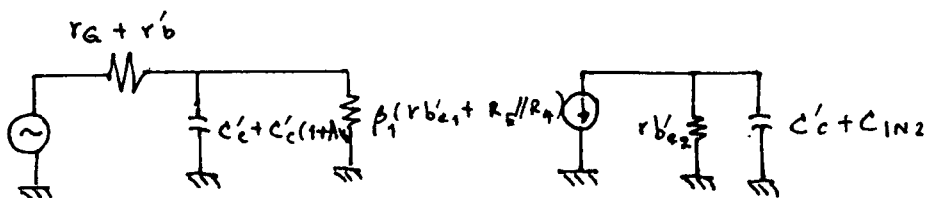


จาก Miller Effect



$$r_a = R_{B2} \parallel R_{B3} \parallel R_G.$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



$$C'_c = \frac{1}{2\pi f_T r_b'e_1}$$

$$C_{in(Miller)} = C'_c(1+A_{v1})$$

$$C_D = C'_c + C'_c(1+A_{v1})$$

ค่าคาปาซิแตนซ์ ที่คอลเลกเตอร์

$$C_c = C'_c + C_{in2}$$

ความต้านทานที่เบสทั้งหมด

$$R_B = (r_G + r_b) // \beta_1(r_b'e_1 + R_E // R_4)$$

ความถี่ cut off

$$f_B = \frac{1}{2\pi R_B C_D}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.5.2 ความสำคัญของส่วนควบคุมความแตกต่างของภาพ

การปรับค่าของส่วนควบคุมความแตกต่างของภาพ ก็คือการเพิ่มหรือลดค่าการขยายสัญญาณของวงจร ซึ่งขึ้นอยู่กับสภาพของสิ่งแวดล้อม หากอยู่ในที่มีคก็อาจเร่งการขยายสัญญาณของวงจร หรือความแรงของภาพขึ้น และหากอยู่ในที่สว่างอาจลดความแตกต่างของภาพลงได้บ้าง แล้วแต่ความพอใจ การปรับค่าของการขยายกำลังสัญญาณภาพนี้อาจทำได้หลายอย่าง เช่น ปรับค่าไบแอสซึ่งโวลเตจของวงจรขยายสัญญาณที่ความถี่ไอ.เอฟ. หรือ ปรับค่าของโวลเตจ ที่แคโทดของวงจรขยายกำลังสัญญาณภาพ หรือปรับค่าไบแอสซึ่งโวลเตจที่สกรีนกริดของหลอดขยายกำลังสัญญาณภาพ หรือไม่ก็อาจปรับค่าเอาพุทโวลเตจของวงจรขยายกำลังสัญญาณภาพที่จะส่งให้แคโทดหรือกริดของหลอดภาพ เป็นต้น

2.5.3 ส่วนควบคุมความสว่างของภาพ

การปรับค่าส่วนควบคุมความสว่างของภาพ ทำได้โดยการปรับค่า ของไบแอสซึ่ง โวลเตจระหว่างวงจรแคโทดกับกริด เพราะไบแอสซึ่งโวลเตจนี้ จะเป็นตัวกำหนดลำอิเล็กตรอนที่วิ่งไปกระทบจอหลอดภาพ และปริมาณความสว่างบนจอหลอดภาพ และปริมาณความสว่างบนจอหลอดภาพ เป็นสัดส่วนโดยตรงกับค่าของลำอิเล็กตรอนที่กล่าวถึงนี้ ส่วนควบคุมความสว่างของภาพนี้ ต่างกับส่วนควบคุมความแตกต่างของภาพอยู่ตรงที่ค่าหลังนี้ขึ้นอยู่กับความเข้ม หรือความแรงของสัญญาณภาพหากสัญญาณภาพแรงก็จะทำให้มีอิเล็กตรอนมาก และภาพบนจอหลอดจะแลดูชัดขึ้น ส่วนค่าประการแรกนั้น เป็นเรื่องของการเร่งความเร็วของอิเล็กตรอนที่ทำให้เกิดความสว่างที่จอเท่านั้น ซึ่งบางครั้งอาจมีจุดสว่างบนจอหลอดภาพนานเกินไป หลังจากปิดเครื่องรับแล้วก็ได้ เพื่อป้องกันเรื่องนี้ จึงนิยมใช้คอนเดนเซอร์ขนาดประมาณ 5 ไมโครฟารัดกับรีซิสเทอร์ประมาณ 250 กิโลโห์มขนานกัน นำไปต่ออย่างอันดับกับส่วนที่ทำหน้าที่เป็นตัวควบคุมความสว่างของภาพซึ่งเรียกส่วนประกอบนี้ว่า สปอตกิลเลอร์ (spotkiller) ตามที่แสดงไว้ในรูป

2.5.4 การปรับค่าของส่วนควบคุมโฟกัส

การปรับค่าของส่วนควบคุมโฟกัส ก็คือการทำให้ลำอิเล็กตรอน วิ่งไปกระทบจอหลอดภาพได้ที่จุดเดียวกันพอดี โดยนิยมใช้ปรับค่าความต่างศักย์ของกริดที่สาม ให้อยู่ในระหว่าง 0 ถึง 500 โวลท์ โดยอาจใช้รีซิสเทอร์เปลี่ยนค่าได้สำหรับควบคุม ในบางกรณีก็ไม่จำเป็นต้องให้โฟกัสคมเกินไป จึงอาจทำเป็นระยะต่อสำหรับเปลี่ยนค่าโวลเตจให้ได้ทีละระดับ

ในบางกรณีไม่นิยมใช้วงจรสำหรับปรับค่าของส่วนควบคุมโฟกัส แต่ใช้แม่เหล็กถาวรรอบๆจอหลอดภาพ พร้อมด้วย โฟกัส คอยล์ สำหรับทำหน้าที่นี้

บทที่ 3

3-1 วงจรควบคุม PWM TL494 (The TL494 PWM Control Circuit)

TL 494 เป็นการกำหนดความถี่เฉพาะของวงจรควบคุม PWM ใช้ในการสร้างบล็อกที่สำคัญควบคุม ซึ่งเกิด-เอ็นด์ หรือ 2 แชนนอลสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย รูปที่ 3 แสดงโครงสร้างภายในของบล็อกโคอะแกรมของตัวควบคุม TL494 ภายในเป็นวง จรอสซิลเลทเตอร์แบบเส้นตรง ใช้ปรับความถี่โดยอุปกรณ์ภายนอก 2 ตัว, R_t และ C_t ต่อเข้าที่ขา 6 และ 5 ตามลำดับ ความถี่ของการออสซิลเลทถูกกำหนด

$$f_{osc} = 1.1 / R_t \cdot C_t$$

ส่วนความกว้างของพัลส์ที่ถูกมอดูเลทขึ้นออกมาโดยการเปรียบเทียบของคลื่นรูปฟันปลาที่บวกเหนือคาปาซิเตอร์ C_t ถึงสัญญาณควบคุม 2 ตัวอินโคอินหนึ่ง NOR เกท ซึ่งขับเอาพุททรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 จะถูกทำงานเพียงเมื่อฟลิป-ฟลอป คล็อก-อินพุท (clock) ในสายมีสภาวะ ค่า เหตุการณ์นี้จะเกิดขึ้นเป็นอัตราส่วนเวลา เมื่อโวลเตจฟันปลามากกว่าสัญญาณควบคุม ดังนั้นการเพิ่มขนาดของสัญญาณควบคุม เป็นสาเหตุให้การตอบสนองของเส้นตรงลดลงของความกว้างของพัลส์เอาพุท ถูกเขียนในรูปคลื่นใหม่โคอะแกรม ที่ 4

สัญญาณควบคุมจากภายนอกอินพุทจะถูกป้อนไปสู่เคคโทม์คอนโทรล ขา 4 และอินพุทส่วนขยายข้อผิดพลาด ที่ขา 1, 2, 15 และ 16 หรือ 120 มิลลิโวลต์ อินพุทออฟเซทซึ่งใช้จำกัดเอาพุทเคคโทม์ประมาณ 4 เปอร์เซ็นต์แรกของคาบเวลาคลื่นฟันปลา ซึ่งทำให้เกิดคาบเวลาสูงสุด 96 เปอร์เซ็นต์กับตัวควบคุมโหมคเอาพุท ขา 13 กับกราวด์ และ 48 เปอร์เซ็นต์กับขาเดียวกันที่ต่อกับเส้นอ้างอิง นอกจากนี้ เคคโทม์ อาจจะถูกวางบนเอาพุทที่ใช้สำหรับคั้งเคคโทม์ควบคุมอินพุทขา 4 ถึงโวลเตจที่กำหนดในช่วง 0 ถึง 3.3 โวลต์

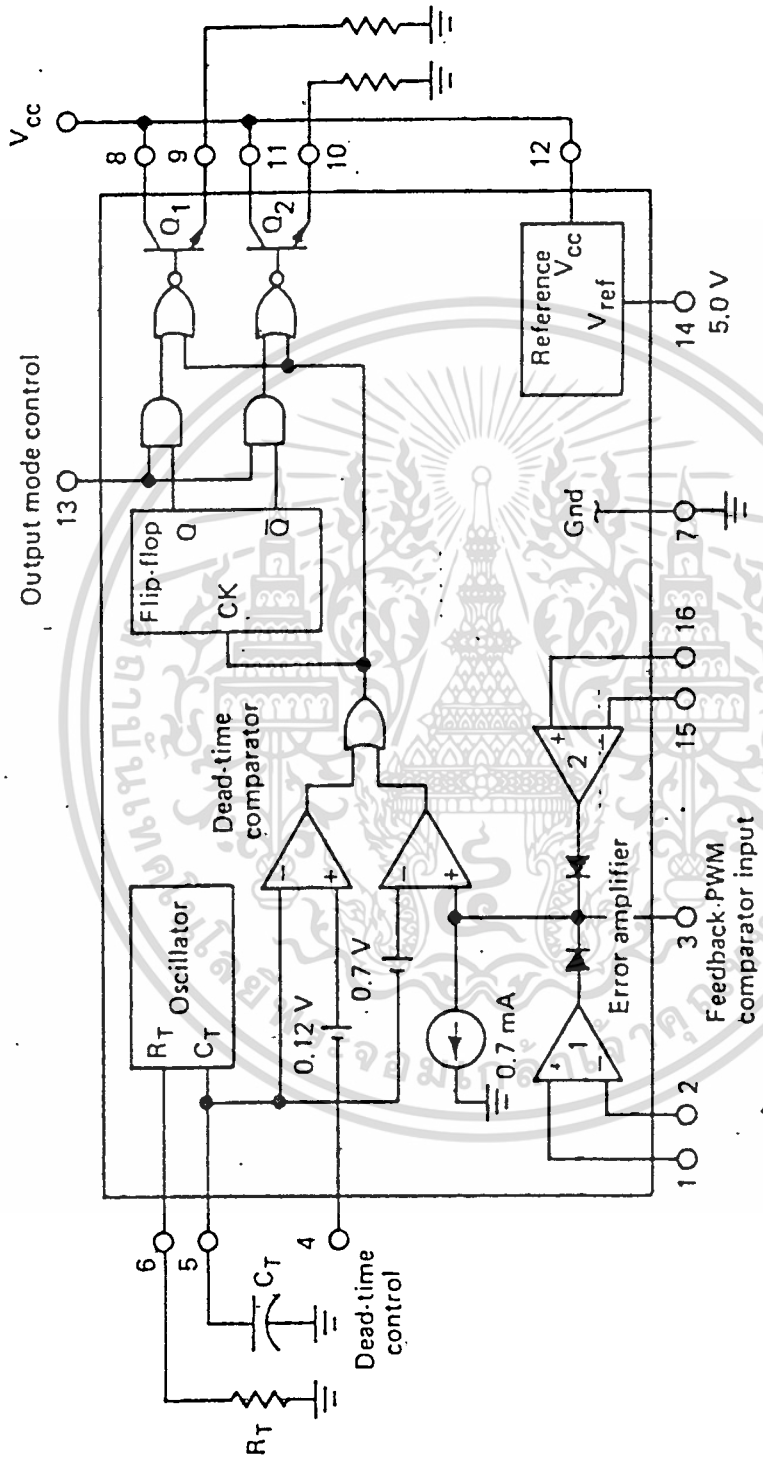
ตัวเปรียบเทียบ PWM ให้ค่าเฉลี่ยสำหรับส่วนขยายข้อผิดพลาดเพื่อปรับความกว้างของพัลส์เอาพุทจากเปอร์เซ็นต์สูงสุดของช่วงเวลาถูกคั้งโดยเคคโทม์คอนโทรลอินพุท ค่าถึงศูนย์ เพราะโวลเตจถูกขยายป้อนกลับเปลี่ยนแปลงจาก 0.5 ถึง 3.5 โวลต์ ทั้งตัวขยายข้อผิดพลาด 2 ตัว มีอินพุทโหมคธรรมชาติ ช่วงจาก -0.3 ถึง ($V_{CC} - 2$) โวลต์ และอาจจะใช้เป็นตัวรับโวลเตจและกระแสจากเพาเวอร์ซัพพลายเอาพุท

ส่วนขยายข้อผิดพลาดจะทำงานสภาวะ สูง และถูกรวมเข้าด้วยกันที่นอนอินเวอร์คอินพุทของตัวเปรียบเทียบ PWM ด้วยคุณลักษณะนี้ ตัวขยายนั้นต้องการเอาพุทค่าที่สุคบนตัวแปรเวลาควบคุมของลูป (loop)

เมื่อคาปาซิเตอร์ C_t ถูกคิสชาร์จ (discharge) พัลส์ที่ถูกสร้างบนเอาพุทของตัวเปรียบเทียบเคคโทม์ ซึ่งสัญญาณนาฬิกาไปกระตุ้นฟลิป-ฟลอป และห้ามเอาพุททรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 ด้วยเอาพุทโหมคคอนโทรลขา 13 คิคต่อกับเส้นอ้างอิง พัลส์กระตุ้นฟลิป-ฟลอปโดยตรงกับพัลส์สมอดูเลทของแต่ละเอาพุทของทรานซิสเตอร์ 2 ตัวเปลี่ยนแปลงการใช้พุท-พูล (push-pull) ความถี่ที่ออกมาจะเท่ากับครึ่งหนึ่งของการออสซิลเลทเตอร์

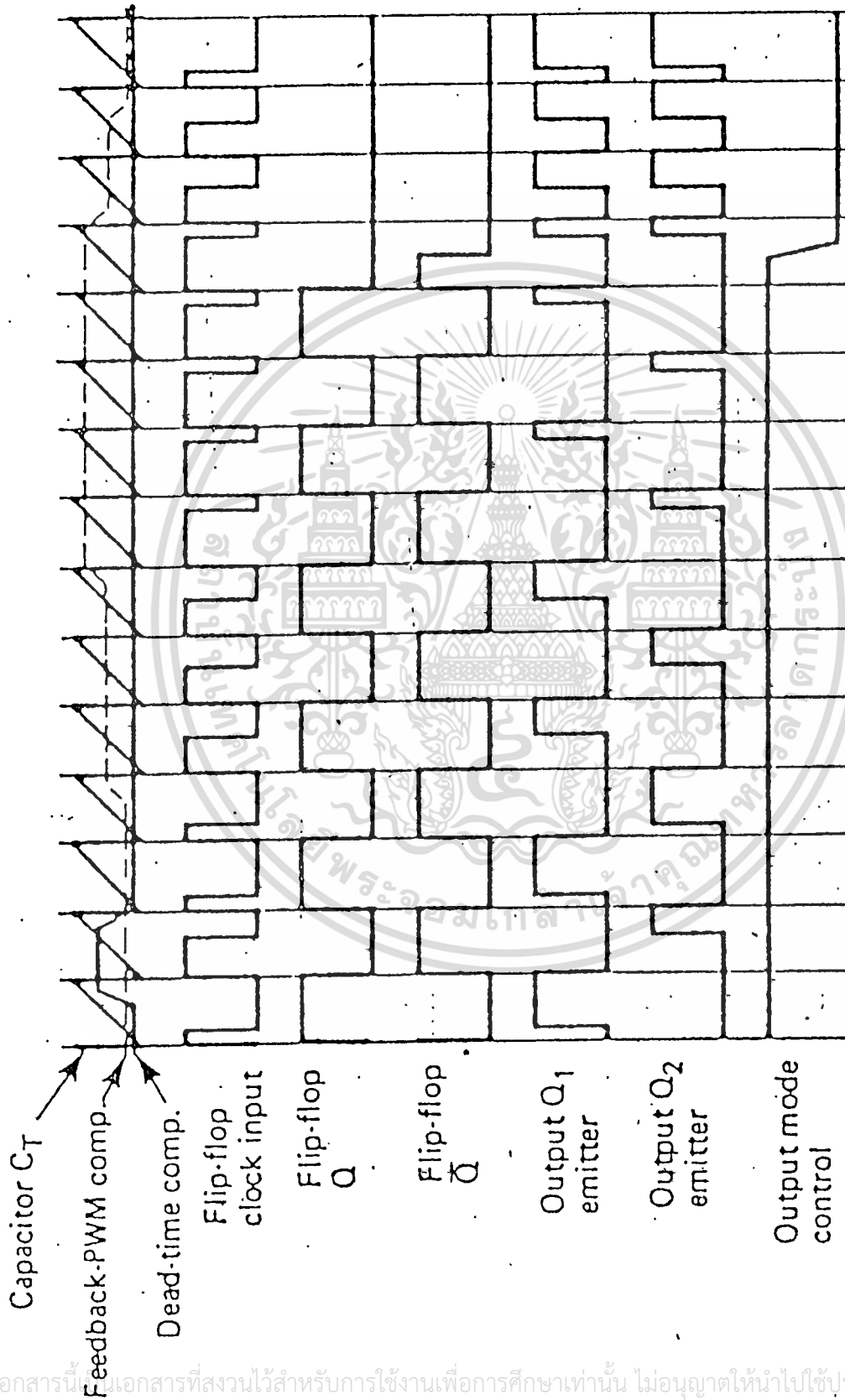
เอาพุทสามารถถูกขับมาจาก Q_1 หรือ Q_2 เมื่อเป็นการใช้ ซึ่งเกิด-เอ็นด์กับความกว้างของช่วงคาบเวลามากที่สุด น้อยกว่า 50 เปอร์เซ็นต์ที่ต้องการ เมื่อกระแสที่ออกมาสูงกว่าที่ต้องการสำหรับการใช้ ซึ่งเกิด-เอ็นด์ Q_1 และ Q_2 อาจจะต่อขนานกัน และขาควบคุมโหมคเอาพุทจะค้องต่อกับกราวด์ เพื่อให้ฟลิป-ฟลอปไม่ทำงาน ความถี่ที่ออกมาจะมีค่าเท่ากับออสซิลเลทเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



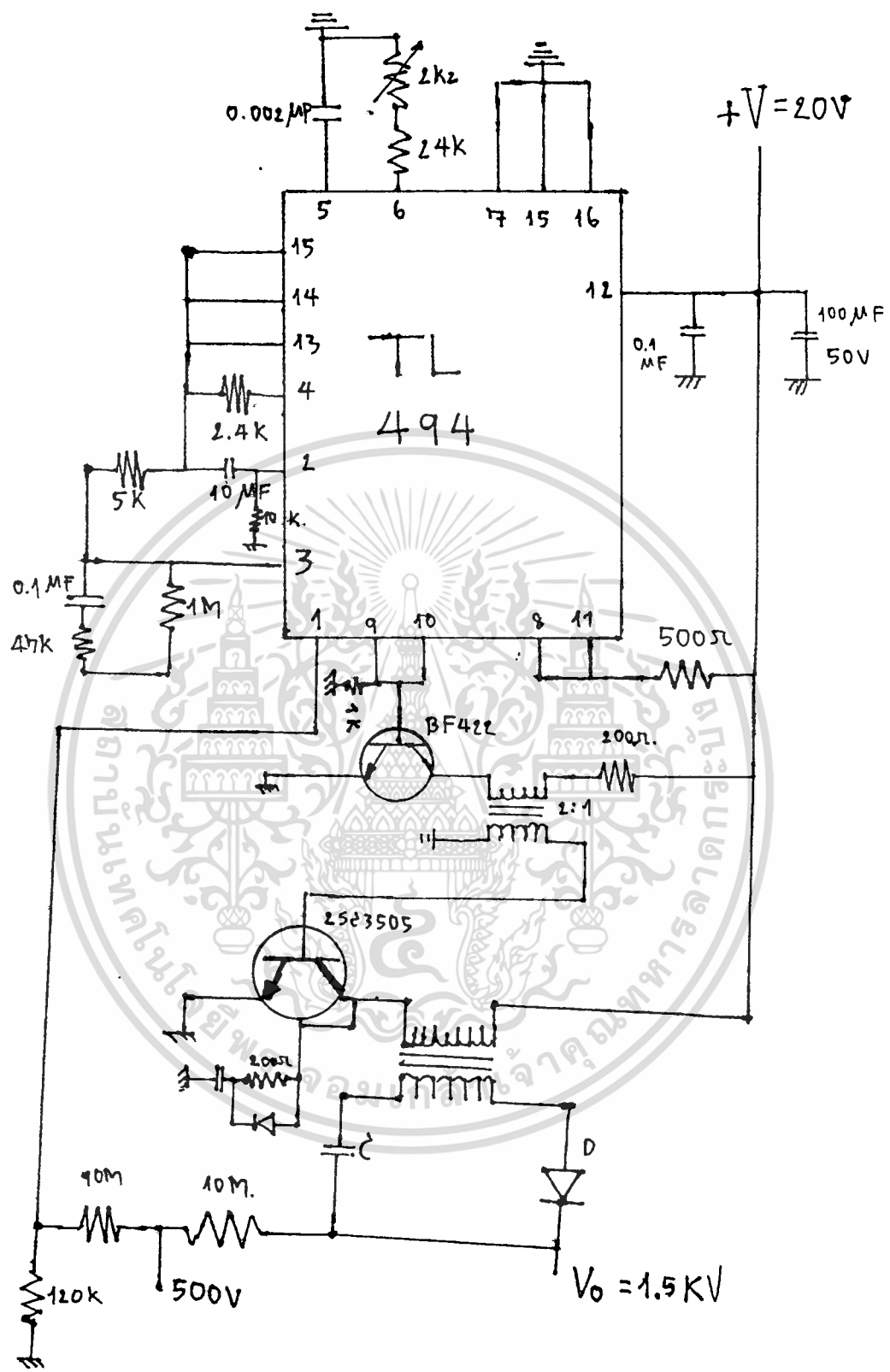
4. บล็อกไดอะแกรม ภายใต้วัดควบคุม TL 494 PWM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปคลื่นตารางเวลาของตัวควบคุม TL 494 PWM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



วงจรควบคุม TL รับเอาต์พุตแบบขนาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3-2 การคำนวณหม้อแปลงของคอนเวอร์เตอร์ฟลายแบ็ค

เรากำหนดค่าโวลเตจที่เข้าทางหม้อแปลงค่านปรุุมภูมิมีค่า-20V โวลเตจนี้เป็นค่าไฟเฉลี่ย ดังนั้นเราต้องคำนวณหาโวลเตจสูงสุดและค่าสุดโดย

$$20+15\% -20+3= 23 = V_{\text{maximum}}$$

$$20-15\% -20-3= 17 = V_{\text{minimum}}$$

ขั้นตอนที่ 1 คำนวณหากะแสสูงสุดทางค่านปรุุมภูมิ

$$I_{pp} = I_c = \frac{2 P_{\text{out}}}{V_{\text{in,min}} D_{\text{max}}}$$

กำหนด $D_{\text{max}}=0.4$ ✓

$$P_{\text{out}}= 1.5\text{kv} \times 10 \text{ mA} = 15 \text{ W}$$

$$I_{pp} = \frac{2 \times 15 / 17 \times 0.4}{1} = 4.41 \text{ A}$$

ขั้นตอนที่ 2 คำนวณค่าคิวตี้แฟคเตอร์ น้อยที่สุด

$$K = \frac{V_{\text{in,max}}}{V_{\text{in,min}}} = 23 / 17 = 1.353$$

$$D_{\text{min}} = D_{\text{max}} / ((1 - D_{\text{max}})K + D_{\text{max}})$$

$$0.4 / ((1 - 0.4)1.353 + 0.4) = 0.33$$

จะได้ค่าคอนเวอร์เตอร์จะทำงานในช่วงอัตราส่วนของคิวตี้แฟคเตอร์

$$0.33 < d < 0.40$$

ขั้นตอนที่3 คำนวณค่าอินดักแตนซ์ของขดลวดค่านปรุุมภูมิ

$$L_p = V_{\text{in,min}} D_{\text{max}} / I_{pp} f$$

$$= 17 \times 0.4 / 4.41 \times 50\text{kHz} = 31 \text{ ไมโครเฮ็นรี่}$$

ขั้นตอนที่ 4 คำนวณค่า A_c และ A_e

A_c, A_e จากสเปค CAR 4125 A

$$A_c = 2.92 \times 1.52 = 4.52 \text{ ตารางเซนติเมตร}$$

$$A_e = 1.4 \times 1.55 = 2.198 \text{ ตารางเซนติเมตร}$$

$$A_c \times A_e = 4.52 \times 2.198 = 9.94 \text{ ตารางเซนติเมตร}$$

หาปริมาณของแกนเหล็กทั้งหมด $= 23.73$ ลูกบาศก์เซนติเมตร

ขั้นตอนที่5 เราจะหาความยาวของช่องอากาศในแกน

$$\mu_0 H = B_{\text{max}} / 0.4 ; B = B_{\text{sat}} / 2 = 3,300 / 2 = 1650 \text{ g}$$

μ_0 -ค่าเปอร์มิบิลิตี (permiability)-1

$$l_g = (0.4 \pi (L_p I_{pp}^2) 10^8 / A_e B_{\text{max}}^2)$$

$$= 0.4 \times 3.14 \times 31 \times 10^{-6} \times 4.41^2 \times 10^8 / 2.198 \times 1650^2$$

$$= .0126541 \text{ CM}$$

ขั้นตอนที่6 คำนวณจำนวนรอบของขดลวดค่านปรุุมภูมิ

$$N_p = L_p I_{pp} \times 10^8 / A_e B_{\text{max}}^2$$

$$= 31 \times 10^{-6} \times 4.41 \times 10^8 / 2.198 \times 1650 = 8 \text{ รอบ}$$

ขั้นตอนที่7 คำนวณจำนวนรอบของขดลวดค่านทุคิยภูมิ

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

$$= 8 \times 1500 / 20 = 600 \text{ รอบ}$$

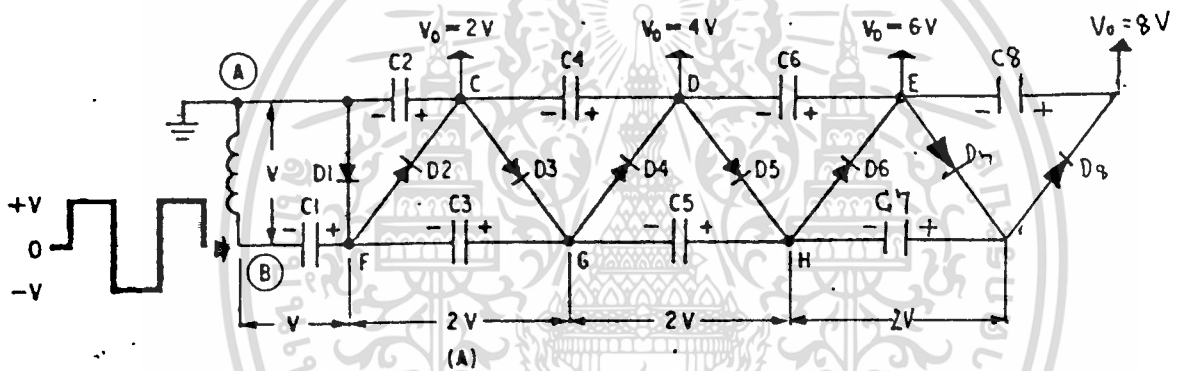
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3-3 การทวีคูณโวลเตจ 8 เท่า (voltage octoblers)

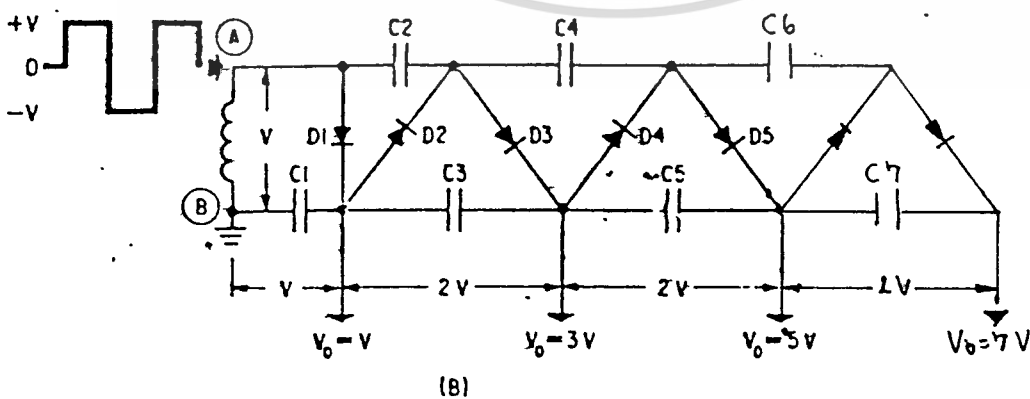
จากรูป ที่ 7 ในวงจรทวีคูณ 8 เท่า พู-เว้ว ไดโอด D1 ชาร์จคาปาซิเตอร์ C1 ระหว่างครึ่งแรกของไซเคิล ส่วนคลื่นอีกส่วนหนึ่งจะผ่านคาปาซิเตอร์ C2 และจะถูกยกระดับให้สูงขึ้น 1.4 เท่าของค่า rms คลื่นลูกนี้จะผ่านไดโอด D3 ไปชาร์จคาปาซิเตอร์ C3 ให้ระดับสูงขึ้น 2.8 เท่าของค่า rms และค่านี้จะโคโอด D4 ไปยกระดับลูกคลื่นที่ผ่านคาปาซิเตอร์ C4 ให้สูงขึ้น และผ่านไปยังไดโอด D5 ไปฟิลเตอร์ C5 ยกกระดับสูงขึ้น $3 \times 1.4 = 4.2$ เท่า rms ยกระดับอย่างนี้ไปเรื่อยๆ ผ่าน D6, C6, D7, C7, D8, C8, D9, C9....D18, C18

ซึ่งจะเป็นการทวีคูณโวลเตจ 8 เท่า แต่ว่ากระแสจากค่านทุติยภูมิก็ถูกหารเป็น 8 เท่าด้วย



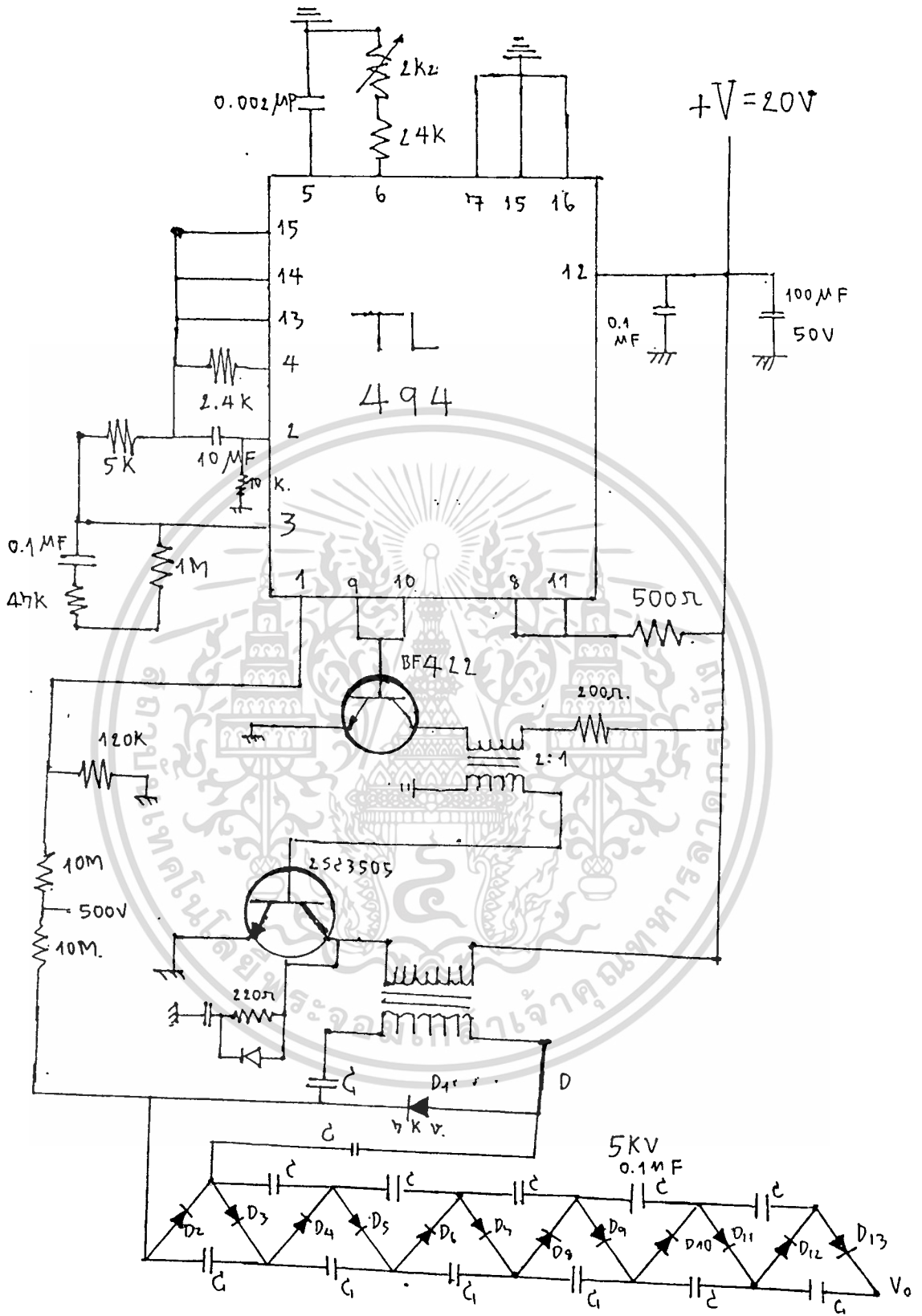
Voltage Octoblers

a) A voltage multiplier multiplying peak at B by even numbers



b) A voltage multiplier multiplying peak voltage at A by odd numbers

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



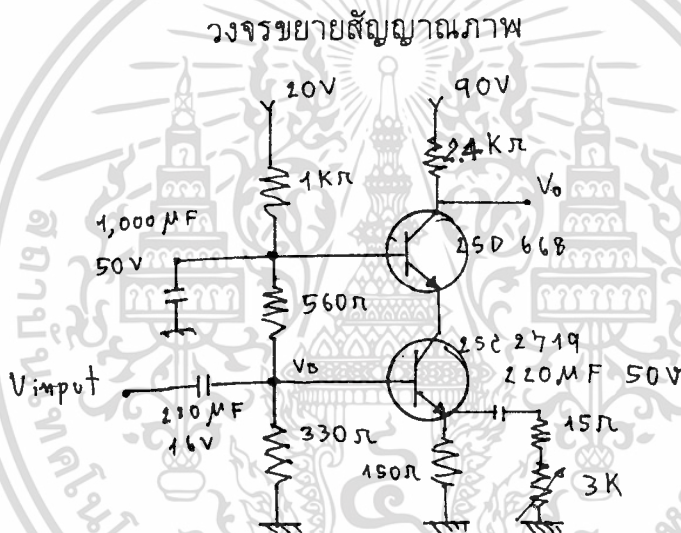
วงจรไฮโวลต์สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย

(High Volt Switching Power Supply)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.4 วงจรขยายสัญญาณภาพ

วงจรขยายสัญญาณภาพเป็นการนำเอาวงจรขยายแบบคาสโคด มาใช้กับสัญญาณที่มีความถี่สูง ประกอบด้วยวงจรขยายแบบอิมิตเตอร์ร่วมเป็นวงจรภาคแรก วงจรขยายแบบเบสร่วม เป็นวงจรขยายภาคที่สองโดยคอลเลกเตอร์ของวงจรอิมิตเตอร์ร่วมเชื่อมต่อโดยตรง กับอิมิตเตอร์ของวงจรเบสร่วม ตามปกติเมื่อสัญญาณมีความถี่สูงวงจรเบสร่วมเป็นวงจรที่มีคุณสมบัติดีกว่าวงจรอื่น แต่วงจรเบสร่วมมีความต้านทานอินพุตต่ำมาก จึงนำไปต่อกับวงจรอิมิตเตอร์ร่วม เพื่อให้ค่าความต้านทานทางอินพุตของวงจรทั้งสองมีค่ามากขึ้น เนื่องจากความต้านทานอินพุตของวงจรอิมิตเตอร์ร่วมมีค่ามากกว่าของวงจรเบสร่วมนั่นเอง



1. วงจรขยายแบบอิมิตเตอร์ร่วม

$$V_B = \frac{330 \times 20}{1000 + 560 + 330}$$

$$= 3.5 \text{ V}$$

$$I_E = \frac{3.5 - 0.7}{150}$$

$$= 18.67 \text{ mA}$$

$$r_{be} = \frac{26 \text{ mV } \beta}{18.67 \text{ mA}}$$

$$= 278.5 \text{ โอห์ม}$$

$$Z_{in} = 560 // 330 // (278.5 + 200(150 // 15))$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 &= 194.23 \text{ โอห์ม} \\
 Z_{out1} &= 278.5 \text{ โอห์ม} \\
 V_{out1} &= 18.67 \text{ mA} \times 278.5 = 5.2 \text{ V} \\
 V_{in} &= i_b \times (r_{b'e1} + 200(150//15)) \\
 A_{v1} &= h_{fe1} \times Z_{out1} = 18.5 \text{ V/V} \\
 &3006
 \end{aligned}$$

2. วงจรขยายแบบเบสร่วม

$$\begin{aligned}
 Z_{in2} &= 278.5 \text{ โอห์ม} \\
 Z_{out2} &= 2.4 \text{ กิโลโอห์ม} \\
 A_{v2} &= 2400 / 278.5 = 8.6 \text{ V/V} \\
 A_{total} &= 18.5 \times 8.6 = 159 \text{ V/V}
 \end{aligned}$$

Frequency Effect

$$\begin{aligned}
 C'_e &= \frac{1}{2\pi f r_{b'e1}} \\
 &= 1 / (2 \times 3.14 \times 140 \text{ M} \times 194.23) \\
 &= 5.86 \text{ pF} \\
 C_{in(Miller)} &= C'_c (1 + A_{v1}) \\
 &= 7 \text{ pF} \times 19.5 \\
 &= 136.5 \text{ pF} \\
 C_B &= C'_e + C_{in} \\
 &= 142.4 \text{ pF} \\
 C_c &= C'_c + C_{in2} \\
 &= 7 + 4 = 11 \text{ pF} \\
 r_B &= Z_{in} \\
 &= 194.23 \text{ โอห์ม}
 \end{aligned}$$

ความถี่คัทออฟที่ความถี่สูงเท่ากับ

$$\begin{aligned}
 f_B &= \frac{1}{2\pi r_B C_B} \\
 &= 1 / (2 \times 3.14 \times 194.23 \times 142.4) \\
 &= 5.7 \text{ MHz}
 \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 f_{c1} &= \frac{1}{2\pi R_{b'e2} C_{c1}} \\
 &= 1/(2 \times 3.14 \times 278.5 \times 11) \\
 &= 52 \text{ MHz} \\
 f_{c2} &= \frac{1}{2\pi R_c C_{c2}} \\
 &= 1/(2 \times 3.14 \times 2400 \times 3.5) \\
 &= 19 \text{ MHz}
 \end{aligned}$$

ความถี่คัทออฟที่ความถี่ต่ำ

$$\begin{aligned}
 f_{in} &= \frac{1}{2\pi(194.23)(220\mu F)} \\
 &= 3.7 \text{ Hz} \\
 f_{out} &= \frac{1}{2\pi(2400 + 100000)(0.9\mu F)} \\
 &= 2 \text{ Hz}
 \end{aligned}$$

3.5 การปรับโฟกัสซิ่ง

คำว่า โฟกัสซิ่ง นั้นหมายถึงการทำให้อิเล็กตรอนบีบรวมตัวกันเป็นจุดเล็กที่สุดที่กระทบกับสกรีนของหลอดภาพแล้ว ทำให้เกิดการเรืองแสงขึ้นโดยเฉพาะบริเวณกลางๆจอหลอดภาพปกติ โฟกัสซิ่งมีอยู่ 2 อย่างคือแมกเนติก โฟกัสซิ่งและอิเล็กโทรสแตติกโฟกัสซิ่ง แต่ในปัจจุบันหลอดภาพ ไม่ว่าจะเป็ขาวดำหรือสี จะใช้เฉพาะอิเล็กโทรสแตติกโฟกัสซิ่งเท่านั้น คือวัดแรงเคลื่อนไฟฟ้ากระแสตรงจำนวนหนึ่งป้อน ให้แก่โฟกัสซิ่งกริด สนามไฟฟ้าซึ่งเกิดจากแรงเคลื่อนไฟฟ้านี้จะเป็นตัวบีบลำอิเล็กตรอนให้มีความเข้มและเล็กสุด กระทบกับสกรีนของหลอดภาพ เกิดเป็นจุดเรืองแสงที่เข้มที่สุด ซึ่งจะทำให้ภาพออกมามีคมชัดที่สุดเช่นเดียวกัน เรียกว่าโฟกัสซิ่ง แรงไฟโฟกัสซิ่งใช้ในหลอดภาพ ขาว-ดำ จะมีแรงเคลื่อนประมาณ 0-500 โวลต์ ส่วนหลอดภาพสีแรงไฟโฟกัสซิ่ง จะเป็น 1/5 เท่าของโวลเตจแอโนด เช่นถ้าหลอดภาพมีโวลเตจแอโนดเป็น 15 กิโลโวลต์ โฟกัสซิ่งจะเท่ากับ 1/5 คูณด้วย 15 กิโลโวลต์ เท่ากับ 3 กิโลโวลต์ เป็นต้น

บทที่ 4

การทดลองและผลการทดลอง

จาก TL 494 ซึ่งภายในมีวงจรรอสซิดเลทเตอร์แบบเส้นตรง ใช้การปรับความถี่โดยอุปกรณ์ภายนอก 2 ตัว R_t และ C_t ความถี่ถูกกำหนดโดย

$$F_{osc} = 1.1/R_t \cdot C_t$$

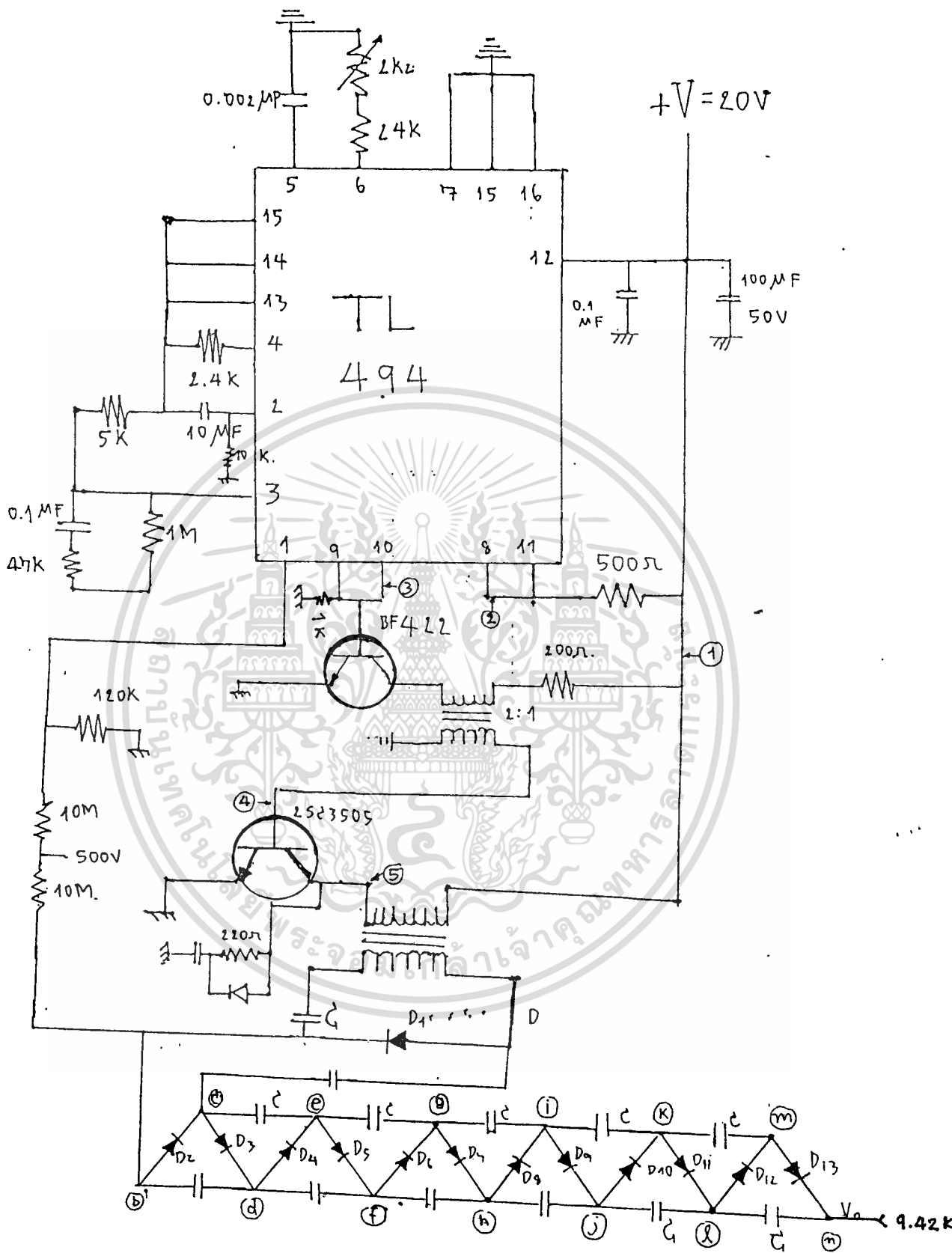
$$= 1.1/24 \text{ k} \times .002 \text{ } \mu\text{F}$$

$$= 20 \text{ kHz}$$

ซึ่งการออกแบบเป็นการทำงานในความถี่สูง ต้องมีการออกแบบหม้อแปลงฟลายแบ็ค ใช้แกนเหล็กเฟอร์ไรต์ เพื่อเหนี่ยวนำให้ด้านทุติยภูมิเกิดแรงดันไฟสูงมากขึ้นประมาณ 2 กิโลโวลต์จากยอดถึงยอด ผ่านการฟิลเตอร์หลังจากนั้นทำการทวีคูณโวลเตจให้สูงขึ้นประมาณ 10 กิโลโวลต์ จากการทำทวีคูณโวลเตจนั้นต้องใช้หลายชั้น ซึ่งแต่ละชั้นการทวีคูณจะลดลง มีการสูญเสียมากขึ้น กระแสที่ได้น้อยลงเป็นจำนวนเท่าตามไปด้วย

จากการทดลองได้ทำการวัด

1. High Voltage ที่จุดต่างๆ หลังทวีคูณ
2. รูปสัญญาณ ณ จุดต่างๆ
3. การขยายสัญญาณที่ความถี่ต่างๆ

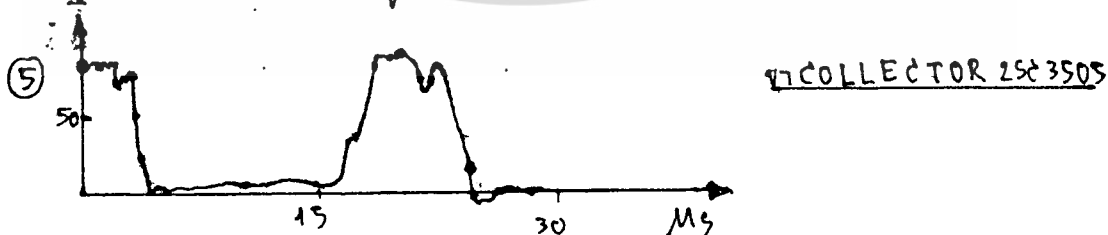
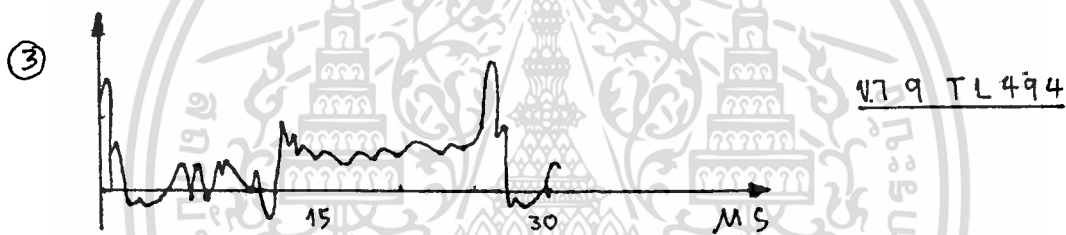
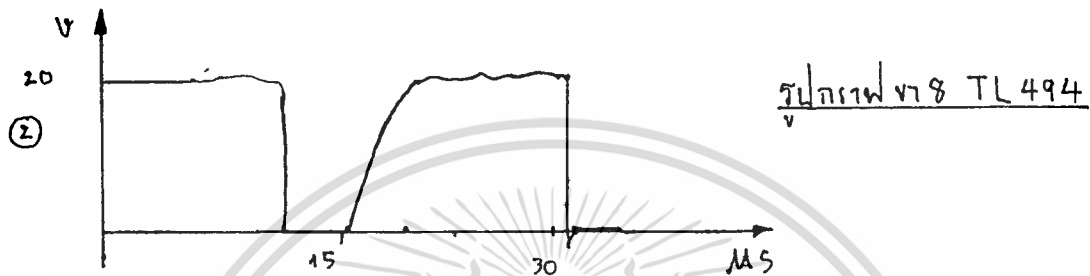
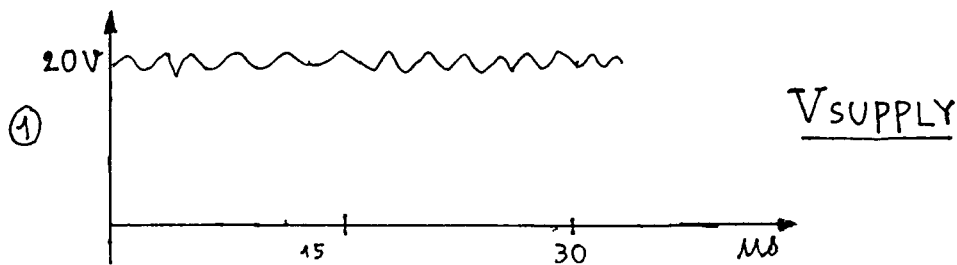


วงจรไฮโวลต์สวิชชิงเพาเวอร์ซัพพลาย

(High Volt Switching Power Supply)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรใช้ภายในภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ไม่อนุญาตให้ไปใช้ประโยชน์ด้านกรอื่น
 BF422 5N PC=970mA V_{CEO}=250V I_{Cmax}=20mA HFE=50 I_C=2.5mA f=60MHz
 2SC3505
 . ไม่วารณิดำทั้งสน อักทั้งหามให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กราฟ ผลการวัด.

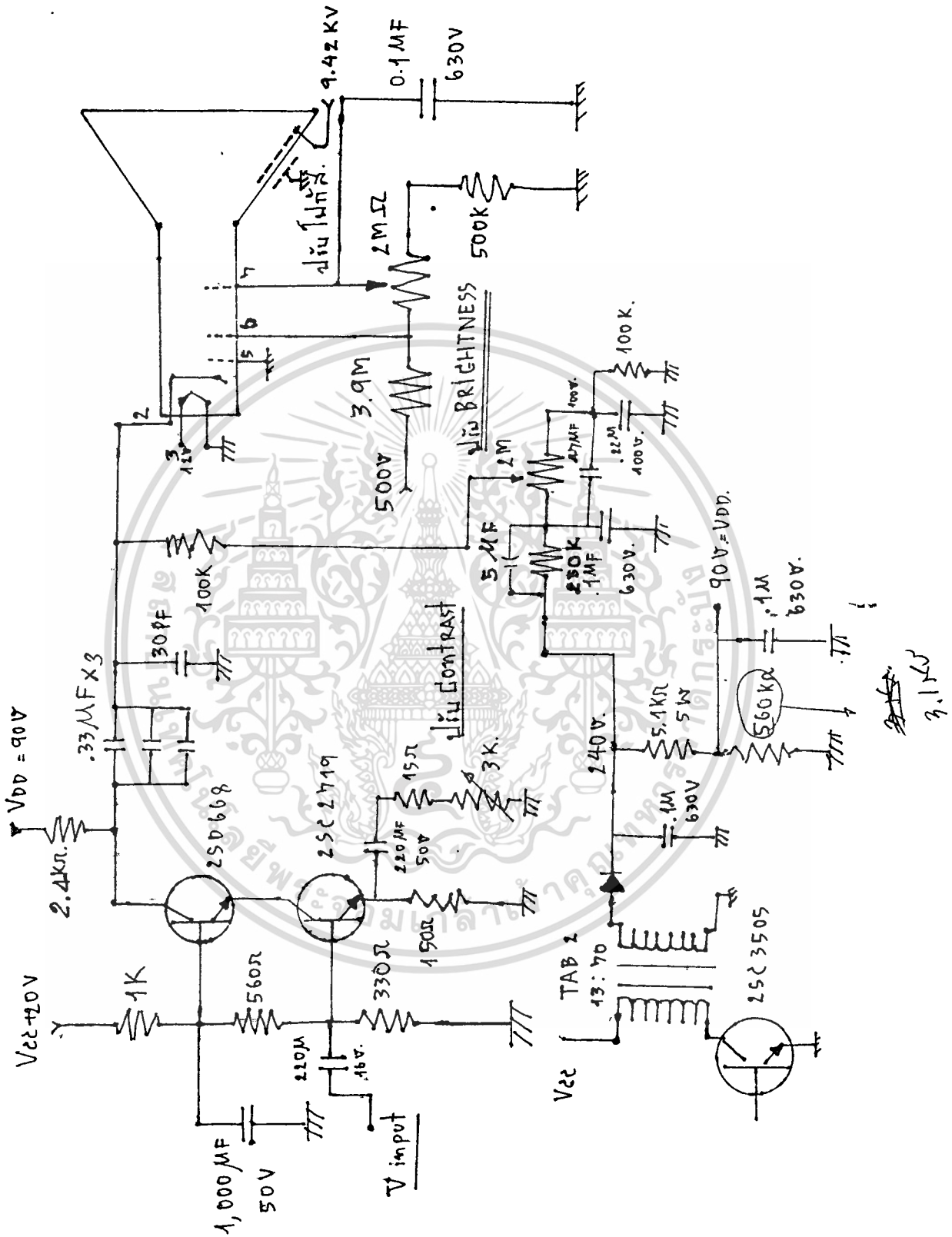


HIGH VOLTAGE ที่จุดต่าง หลักรหัส

๗๖ = 1.66 kV ๘ = 2.17 kV ๘ = 3.52 kV ๘ = 3.9 kV ๘ = 5.02 kV

๘ = 5.29 kV ๘ = 6.29 kV ๘ = 6.42 kV ๘ = 7.5๗ kV ๘ = ๗.๓๘ kV

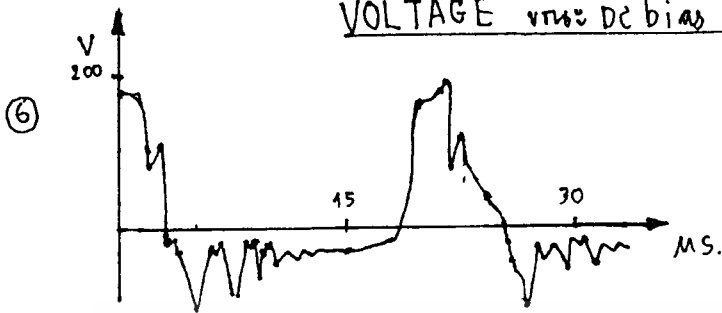
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้ การศึกษาเพื่อนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



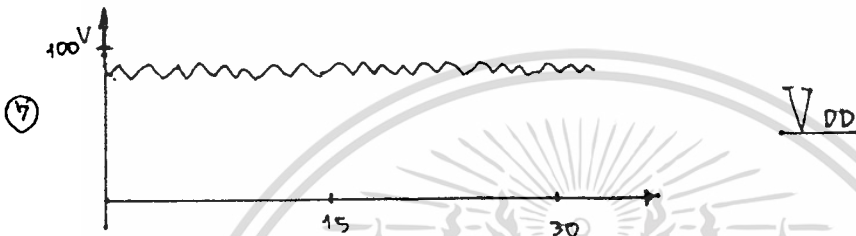
รูป แสดง 14 ขั้ว หลอด CRT 14 นิ้ว แบบหลอดแก้ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

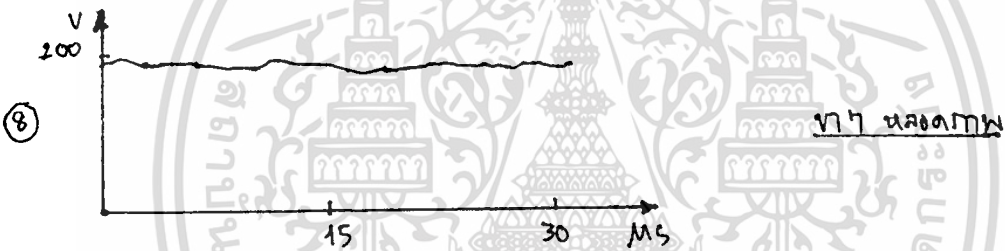
VOLTAGE across de bias ยังไม่มี input



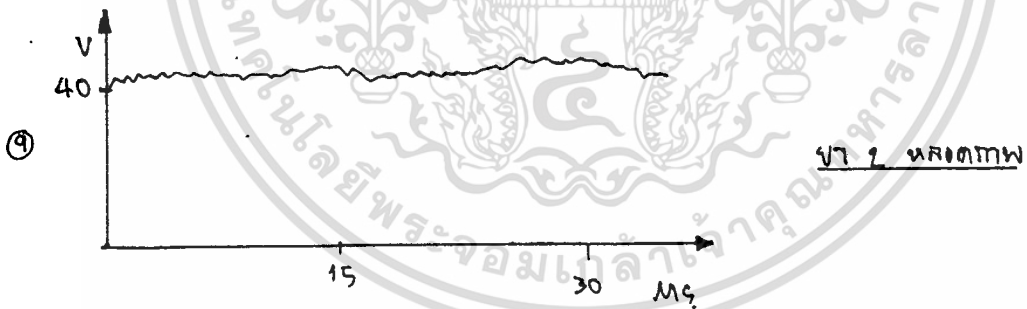
V_{cc} 240V



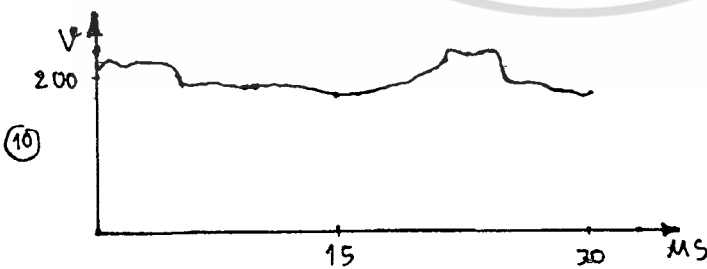
V_{DD}



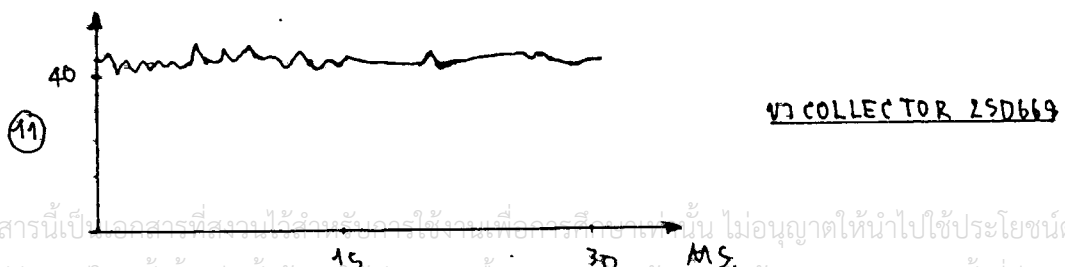
V₁ หลอดภาพ



V₂ หลอดภาพ



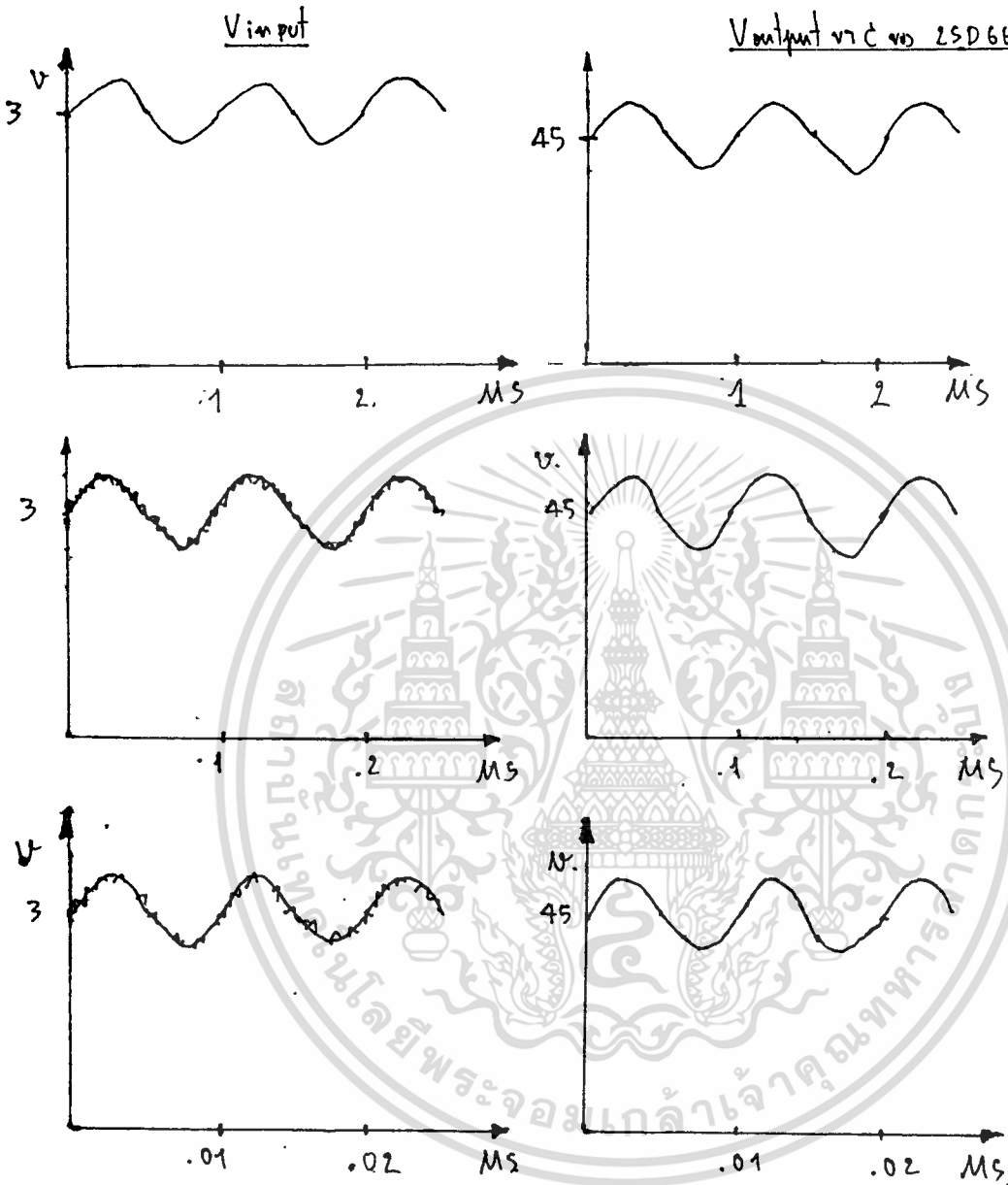
V₆ หลอดภาพ



V₃ COLLECTOR 2SD669

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับใช้ในการเรียนการสอนเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปแสดง เมื่อ สัญญาณ ที่ป้อน มีความถี่ ต่างๆ ซึ่งสามารถขยาย ได้ ถึง 64 เท่า



ความต่ำทาม

ความถี่ (f)	R(f)	0	1.5K	3K
1M	11	69	48	
2M	6	52	34	
3M	4	35	24	
4M	3	25	18	

ตาราง แสดง การขยาย สัญญาณภาพ เมื่อ ปรับ R CONTRAST ที่ความถี่ ต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

บทวิจารณ์และสรุป

1. ภาคไบแอสหลอดภาพนี้ ได้ไฟเลี้ยงจากวงจรควบคุมโดยสวิทช์ ซึ่ง ได้แบ่งออกเป็น 3 ส่วนคือ ส่วนที่ 1 เป็นส่วนจ่ายโวลเตจสูง ส่วนที่ 2 จ่ายไฟให้กับโฟกัส และส่วนสุดท้าย จ่ายให้กับส่วนควบคุมความสว่างของภาพ

เนื่องจากแรงไฟที่จะนำไฟจ่ายให้แก่แอโนด ต้องการโวลเตจที่สูงมาก ซึ่งแรงดันไฟจากเพาเวอร์ซัพพลายต่ำไม่สามารถทำได้ จึงมีการออกแบบวงจรโวลเตจสูงขึ้นเพื่อจ่ายไฟให้แก่หลอดภาพ โดยใช้ TL 494 เป็นตัวสร้างพัลส์และควบคุมให้จ่ายโวลเตจให้คงที่โดยวิธีการผสมความกว้างของพัลส์ หลังจากนั้นมีการสแคป-ออฟ โวลเตจให้สูงโดยการออกแบบหม้อแปลงฟลายแบ็ค เพื่อใช้กับความถี่สูง และใช้หม้อแปลงขนาดเล็กช่วยไครวเบส ให้ได้กระแสเบสที่สูงขึ้น ต่อมาทำการทริคูล์โวลเตจให้สูงพอที่จะจ่ายให้กับหลอดภาพ และนำอีกส่วนหนึ่งฟีดแบ็คกลับมา

2. การออกแบบวงจรขยายแบบคาสโคด ใช้กับสัญญาณที่มีความถี่สูงประกอบไปด้วยวงจรขยายแบบอิมิตเตอร์ร่วมกับวงจรขยายแบบเบสรวม ซึ่งวงจรเบสรวมเป็นวงจรที่ทำงานได้ดีที่ความถี่สูง แต่ว่าอินพุทอิมพีแดนซ์ต่ำ จึงนำเอาวงจรขยายแบบอิมิตเตอร์ร่วมมาช่วย เพื่อจะทำให้ค่าความต้านทานทางอินพุทมีค่าสูงขึ้น

3. ในการออกแบบเพาเวอร์ซัพพลายโดยสวิทช์นั้น จะทำให้ได้เอาพุทที่เส้นแคบและควบคุมการเปลี่ยนแปลงของโหลดได้ มีความเสถียรไม่เปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิ

4. ในการใช้สวิทช์ทรานซิสเตอร์ในฟลายแบ็คคอนเวอร์เตอร์ จะถูกเลือกให้ทนต่อยอดคอลลเลคเตอร์โวลเตจในช่วงเทิร์นออฟและยอดคอลลเลคเตอร์กระแสในช่วงเทิร์นออนเพื่อจำกัดโวลเตจคอลลเลคเตอร์ให้ค่าที่ปลอดภัย คือคือโวลเตจต่ำกว่า 50 เปอร์เซ็นต์ ทำให้ยอดคอลลเลคเตอร์โวลเตจน้อยกว่า 2.2 Vin ดังนั้นทรานซิสเตอร์ที่ใช้งานควรมีโวลเตจได้สูง 800 โวลท์

5. การทริคูล์โวลเตจทำให้สามารถนำวงจรส่วนนี้ไปใช้กับวงจรอื่นๆ ได้โดยต้องการโวลเตจสูง แต่กระแสไม่มากนัก

6. ในการขยายสัญญาณภาพ เพื่อให้ได้แบนด์วิดท์ที่กว้างจะต้องเลือกใช้ทรานซิสเตอร์ที่มีค่า Cob ต่ำและสเตอรีควาปาซิเตอร์ต่ำ จะทำให้ได้วงจรขยายแบบเบสรวมมีแบนด์วิดท์กว้างขึ้น

7. การปรับแรงไฟโฟกัส เพื่อจ่ายให้แก่กริดที่ 4ทำให้ภาพที่หน้าจอเปลี่ยนแปลงจากไม่ชัดเจนมาเป็นชัดเจน ภาพที่ได้ดูสบายตา การปรับแรงไฟนี้ใช้ความต้านทานปรับค่าได้ แรงไฟที่ได้ไปจ่ายให้กริด เกิดสนามไฟฟ้าบังคับให้ลำอิเล็กตรอนเล็ก วิ่งไปกระทบจอทำให้ภาพมีความคมชัด

8. การสังเกตส่วนของภาพที่มีความชัดเจนมากที่สุด หลอดภาพมีรูปร่างโค้งไม่แบนเหมือนจอภาพยอนตร์ เมื่ออิเล็กตรอนวิ่งมาชนหน้าจอ ตรงกลางจอกับบริเวณริมจอไม่เหมือนกัน โดยการควบคุมด้วยโยคและมีการปรับคอนเวอร์เจนซ์ช่วยแล้วก็ตามภาพริมจอก็ยังมีชัดเจนน้อยกว่าตรงกลางจอ

9. การตรวจสอบหลอดภาพโดยใช้มัลติมิเตอร์ วัดค่าความต้านทานระหว่างกริดที่ 1 และแคโทด ถ้าหลอดภาพมีการกระจายอิเล็กตรอนดีความต้านทานก็วัดได้น้อย แต่ถ้าหลอดภาพมีการกระจายอิเล็กตรอนน้อย จะวัดความต้านทานได้มาก หลอดภาพที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มีประสิทธิภาพที่จะวัดความต้านทานประมาณ 1-3 กิโลโห์ม ถ้าสูงกว่านี้ประสิทธิภาพไม่ดีแล้ว

10. ถ้าผลของการวัดแล้วปรากฏว่าเข็มของมิเตอร์ชี้ที่เลขศูนย์ แสดงว่าแคโทดกับกริดชอร์ตถึงกัน และถ้าหากว่าเข็มมิเตอร์ไม่ขึ้นเลยแสดงว่าหลอดภาพเสียหรือบางที่ต่อขั้วมิเตอร์ผิด

11. อาการของหลอดภาพที่แสดงให้เห็นว่าหลอดภาพนั้นเสื่อมมีอาการ เช่น ปรับความสว่างของภาพไม่ได้ ปรับความแตกต่างของภาพไม่ได้หรือน้อยมาก การแก้ไขโดยการเพิ่มแรงไฟจุดไส้หลอดภาพให้สูงขึ้นกว่าเดิม หรือใช้ไฟแรงสูงภายในเครื่องมาอาร์คไส้หลอดและแคโทด

12. ในโครงการนี้ใช้จอภาพขนาด 14" ถ้าต้องการใช้กับจอภาพที่ใหญ่ขึ้นจำเป็นจะต้องทำการทรีคูณโวลเตจมากขึ้น ซึ่งการทรีคูณโวลเตจเมื่อมากขึ้น จะได้จำนวนเท่าที่ไม่แน่นอน เพราะเมื่อมากสุดแล้วจะมีการสูญเสียมากขึ้น การจ่ายกระแสจะลดเป็นจำนวนเท่าเหมือนกัน



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก

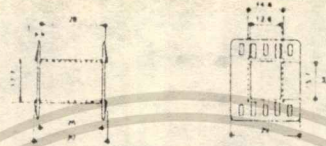


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

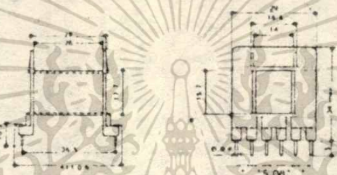
BOBBINS AND MOUNTINGS for "E" cores

BOBBINS AND MOUNTINGS FOR GER 42x21x15A

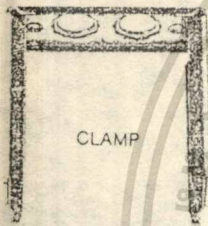
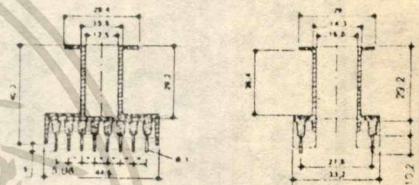
CAR 4215 F Bobbin with slots



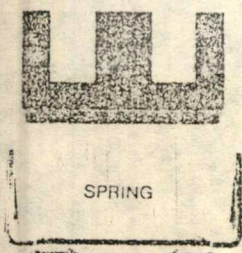
CAR 4215 A Bobbin with pins (12 pins)



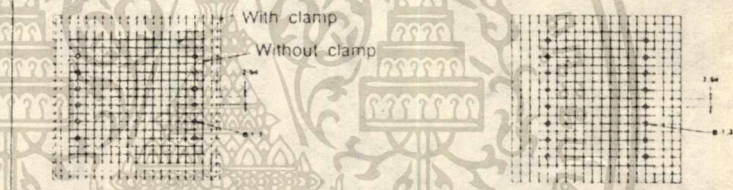
CAR 4215 B (1) Bobbin with pins (16 pins)



BOBBIN
4215 A

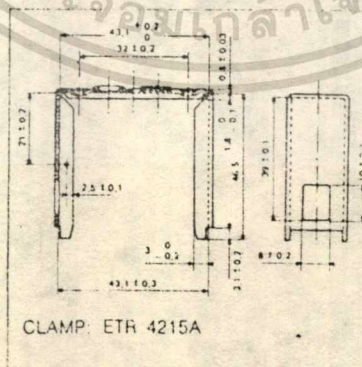


SPRING

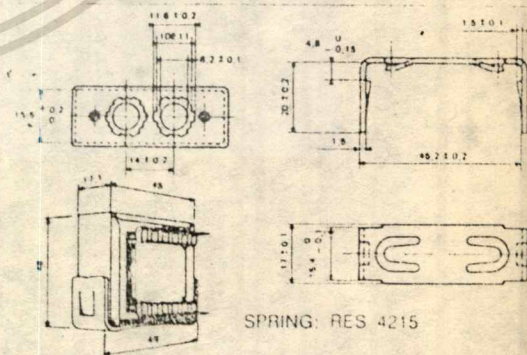


BOBBINS:

Number of sections	Number of pins	Material	Min. available winding space S_n (mm ²)	Mean turn length l_p (mm)	Approx. weight g	Order code
1		Polyamide	175	90	4	CAR 4215 F
1	12	Polyamide	175	90	7	CAR 4215 A
1	16	Charged Polyamide	175	90	9	CAR 4215 B



CLAMP: ETR 4215A



SPRING: RES 4215

MOUNTINGS:

Ordering code	HAB 4215 A	HAB 4215 F
	Component parts	
Bobbin	CAR 4215 A	1
Bobbin	CAR 4215 F	1
Clamp	ETR 4215 A	1
Spring	RES 4215	1

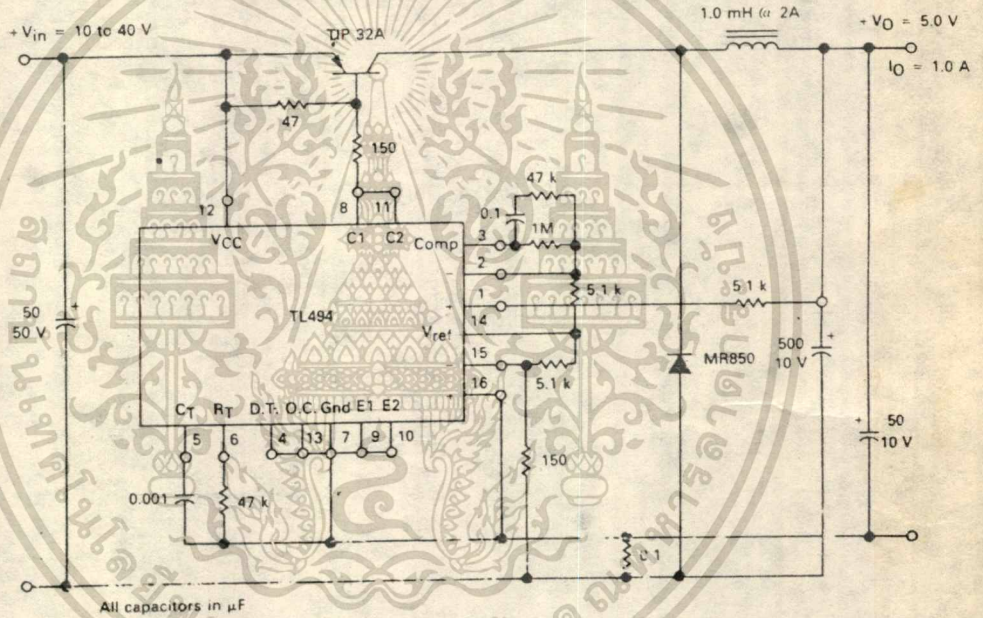
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับ Spring ซึ่งขายเพื่อการติดตั้ง ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งหาก ไรนาไปใช้

(1) Clamp and spring cannot be used with BOBBIN - ref. CAR 4215 B

TL494, TL495

FIGURE 22 — PULSE-WIDTH MODULATED STEP-DOWN CONVERTER



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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494, TL495

FIGURE 4 — OSCILLATOR FREQUENCY versus TIMING RESISTANCE

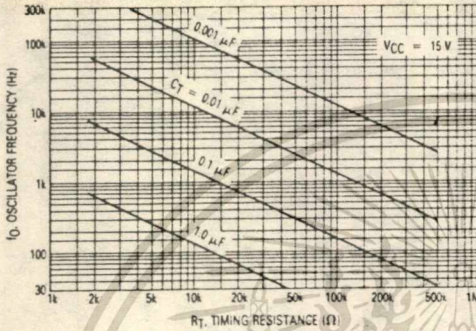


FIGURE 5 — OPEN LOOP VOLTAGE GAIN AND PHASE versus FREQUENCY

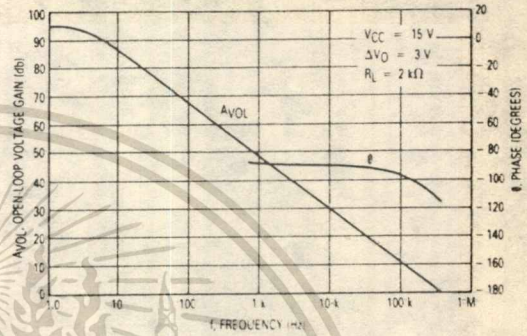


FIGURE 6 — PERCENT DEAD TIME versus OSCILLATOR FREQUENCY

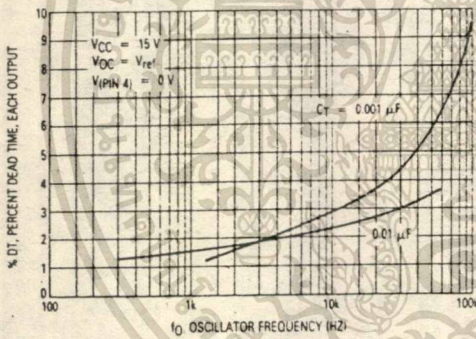


FIGURE 7 — PERCENT DUTY CYCLE versus DEAD-TIME CONTROL VOLTAGE

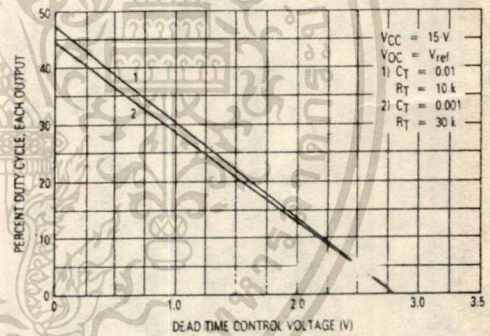


FIGURE 8 — EMITTER-FOLLOWER CONFIGURATION, OUTPUT-SATURATION VOLTAGE versus EMITTER CURRENT

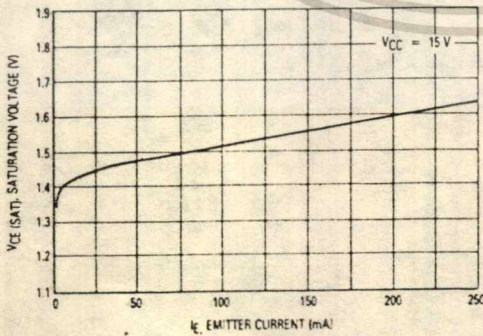
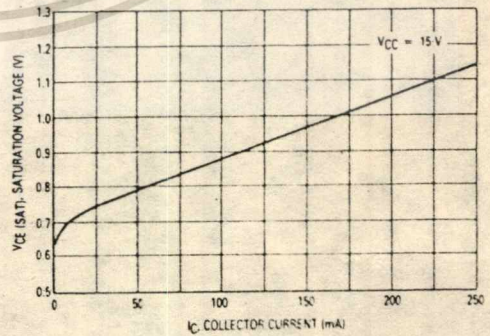


FIGURE 9 — COMMON-EMITTER CONFIGURATION, OUTPUT-SATURATION VOLTAGE versus COLLECTOR CURRENT



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมีให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494, TL495

FIGURE 10 — STANDBY-SUPPLY CURRENT versus SUPPLY VOLTAGE

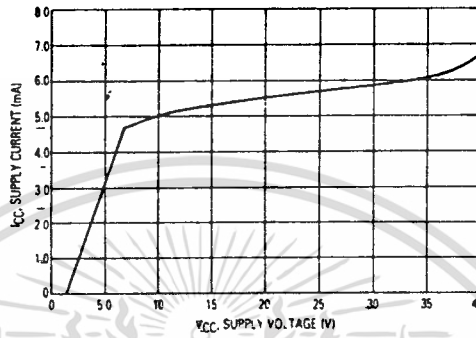


FIGURE 11 — ERROR AMPLIFIER CHARACTERISTICS

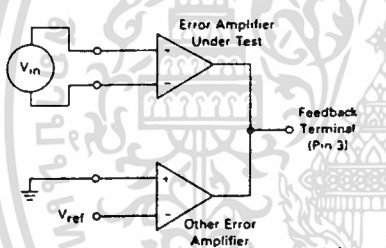


FIGURE 12 — DEAD-TIME AND FEEDBACK CONTROL TEST CIRCUIT

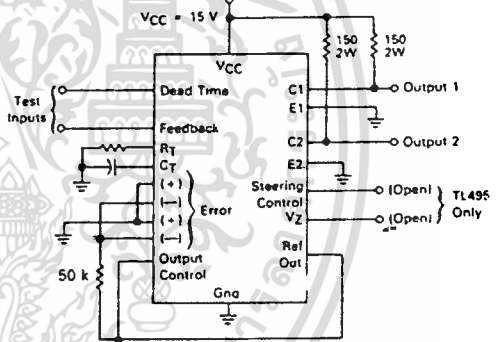


FIGURE 13 — COMMON-EMITTER CONFIGURATION TEST CIRCUIT AND WAVEFORM

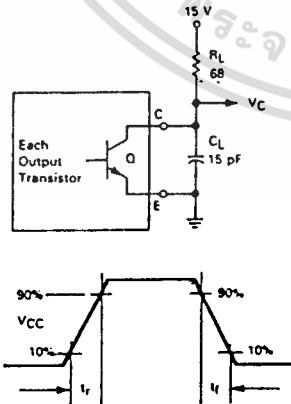
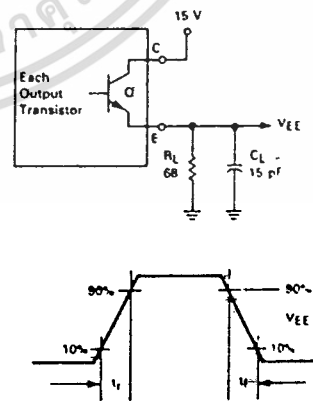


FIGURE 14 — EMITTER-FOLLOWER CONFIGURATION TEST CIRCUIT AND WAVEFORM



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494, TL495

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

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

Characteristic	Symbol	TL494/TL495			Unit
		Min	Typ	Max	
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 V)	I _{I-}	0.3	0.7	—	mA
DEAD-TIME CONTROL SECTION (Test Circuit Figure 12)					
Input Bias Current (Pin-4) (V _{in} = 0 to 5.25 V)	I _{IB} (DT)	—	-2.0	-10	μA
Maximum Duty Cycle, Each Output, Push-Pull Mode (V _{in} = 0 V, C _T = 0.1 μF, R _T = 12 kΩ) (V _{in} = 0 V, C _T = 0.001 μF, R _T = 30 kΩ)	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 μF, R _T = 30 kΩ)	f _{osc}	—	40	—	kHz
Standard Deviation of Frequency* (C _T = 0.001 μF, R _T = 30 kΩ)	σ _{fosc}	—	3.0	—	%
Frequency Change with Voltage (V _{CC} = 7.0 V to 40 V, T _A = 25°C)	Δf _{osc} (ΔV)	—	0.1	—	%
Frequency Change with Temperature (ΔT _A = T _{low} to T _{high}) (T = 0.01 μF, R _T = 12 k)	Δf _{osc} (ΔT)	—	—	12	%
TL495					
Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
STEERING CONTROL					
Input Current Low (V(Pin 13) = 0.4 V)	I _{STL}	—	-25	-200	μA
Input Current High (V(Pin 13) = 2.4 V) (V(Pin 13) = V _{ref})	I _{STH}	—	25 75	200 —	μA
ZENER CHARACTERISTICS					
Zener Breakdown Voltage (I _Z = 2.0 mA)	V _Z	—	39	—	V
Sink Current (V(Pin 15) = 1.0 V)	I _{RZ}	—	0.3	—	mA
TOTAL DEVICE					
Standby Supply Current (Pin 6 at V _{ref} , All Other Inputs and Outputs Open) (V _{CC} = 15 V) (V _{CC} = 40 V)	I _{CC}	—	5.5 7.0	10 15	mA
Average Supply Current (V(Pin 4) = 2.0 V) (See Figure 12.) (C _T = 0.001, R _T = 12 kΩ, V _{CC} = 15 V)	—	—	7.0	—	mA

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

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494, TL495

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

Rating	Symbol	TL494M	TL494I/TL495I	TL494C/TL495C	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)	I _{C1} , I _{C2}	250	250	250	mA
Amplifier Input Voltage	V _{in}	V _{CC} + 3.0	V _{CC} + 3.0	V _{CC} + 3.0	V
Power Dissipation @ T _A ≤ 45°C	P _D	1000	1000	1000	mW
Operating Junction Temperature	T _J	150	150	150	°C
Operating Ambient Temperature Range	T _A	-55 to 125	-25 to 85	0 to 70	°C
Storage Temperature Range	T _{stg}	-65 to +150	-65 to +150	-65 to +150	°C

THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristics	Symbol	J Suffix Ceramic Package	N Suffix Plastic Package	Unit
Thermal Resistance, Junction to Ambient	R _{θJA}	100	80	°C/W
Power Derating Factor	1/R _{θJA}	10.0	12.5	mW/°C
Derating Ambient Temperature	T _A	50	45	°C

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

Condition/Value	Symbol	TL494/TL495			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 _{f.b.}	—	—	0.3	mA
Reference Output Current	I _{ref}	—	—	10	mA
Timing Resistor	R _T	1.8	30	500	kΩ
Timing Capacitor	C _T	0.47	1.0	10,000	nF
Oscillator Frequency	f _{osc}	1.0	40	200	kHz

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

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

Characteristic	Symbol	TL494M			TL494C, I/TL495C,I			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	

REFERENCE SECTION								
Reference Voltage (I _O = 1.0 mA)	V _{ref}	4.75	5.0	5.25	4.75	5.0	5.25	V
Reference Voltage Change with Temperature (ΔT _A = Min to Max)	ΔV _{ref} (ΔT)	—	0.2	2.0	—	1.3	2.6	%
Input Regulation (V _{CC} = 7.0 V to 40 V)	Reg _{line}	—	2.0	25	—	2.0	25	mV
Output Regulation (I _O = 1.0 mA to 10 mA)	Reg _{load}	—	3.0	15	—	3.0	15	mV
Short-Circuit Output Current (V _{ref} = 0 V, T _A = 25°C)	I _{SC}	10	35	50	—	35	—	mA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494, TL495

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

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

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

Characteristic	Symbol	TL494/TL495			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 ($V_{CC} = 7.0\text{ V to }40\text{ V}$)	V_{ICR}	-0.3	—	$V_{CC} - 2.0$	V
Open-Loop Voltage Gain ($\Delta V_O = 3.0\text{ V}$, $V_O = 0.5\text{ to }3.5\text{ V}$, $R_L = 2.0\text{ k}\Omega$)	A_{VOL}	70	95	—	dB
Unity-Gain Crossover Frequency ($V_O = 0.5\text{ to }3.5\text{ V}$, $R_L = 2.0\text{ k}\Omega$)	f_c	—	350	—	kHz
Phase Margin at Unity-Gain ($V_O = 0.5\text{ to }3.5\text{ V}$, $R_L = 2.0\text{ k}\Omega$)	ϕ_m	—	65	—	deg.
Common-Mode Rejection Ratio ($V_{CC} = 40\text{ V}$)	CMRR	65	90	—	dB
Power Supply Rejection Ratio ($\Delta V_{CC} = 33\text{ V}$, $V_O = 2.5\text{ V}$, $R_L = 2.0\text{ k}\Omega$)	PSRR	—	100	—	dB
Output Sink Current (V_O (Pin 3) = 0.7 V)	I_{O-}	0.3	0.7	—	mA
Output Source Current (V_O (Pin 3) = 3.5 V)	I_{O+}	-2.0	-4.0	—	mA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494, TL495

Description

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

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

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

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

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

voltage at the feedback pin varies from 0.5 to 3.5 V. Both error amplifiers have a common-mode input range from -0.3 V to $(V_{CC} - 2$ 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 TL494/495 has an internal 5.0 V reference capable of sourcing up to 10 mA of load current for external bias circuits. The reference has an accuracy of $\pm 5\%$ with a thermal drift of less than 50 mV over an operating temperature range of 0 to 70°C.

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

FIGURE 3 — FUNCTIONAL TABLE

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

See Engineering Bulletin EB100 for further information.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



MOTOROLA

**TL494
TL495**

**Specifications and Applications
Information**

**SWITCHMODE
PULSE WIDTH MODULATION
CONTROL CIRCUITS**

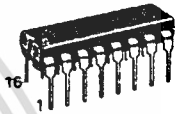
The TL494 and TL495 are fixed frequency, pulse width modulation control circuits designed primarily for Switchmode power supply control. These devices feature:

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

**SWITCHMODE
PULSE WIDTH MODULATION
CONTROL CIRCUITS**

SILICON MONOLITHIC
INTEGRATED CIRCUITS

TL494



N SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 648-05

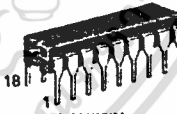


J SUFFIX
CERAMIC PACKAGE
CASE 620-02

TL495

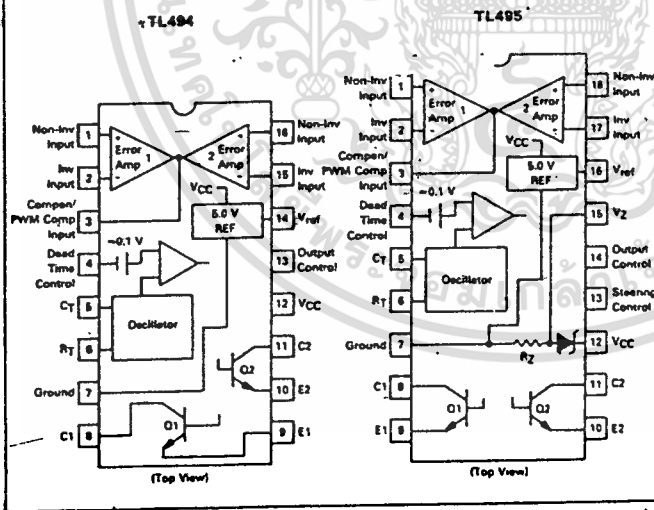


N SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 707-02



J SUFFIX
CERAMIC PACKAGE
CASE 726-01

PIN CONNECTIONS



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

ORDERING INFORMATION

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494, TL495

FIGURE 19 — SLAVING TWO OR MORE CONTROL CIRCUITS

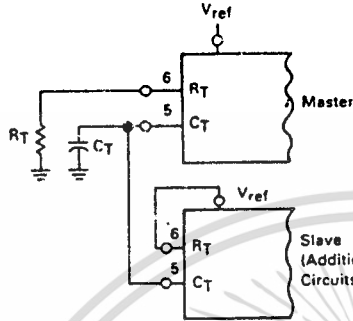


FIGURE 20 — OPERATION WITH $V_{IN} > 40$ V USING INTERNAL ZENER (TL495 ONLY)

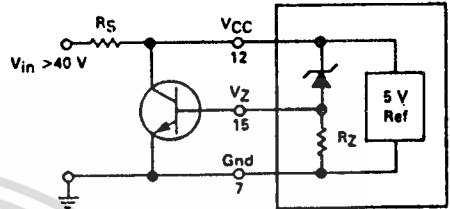
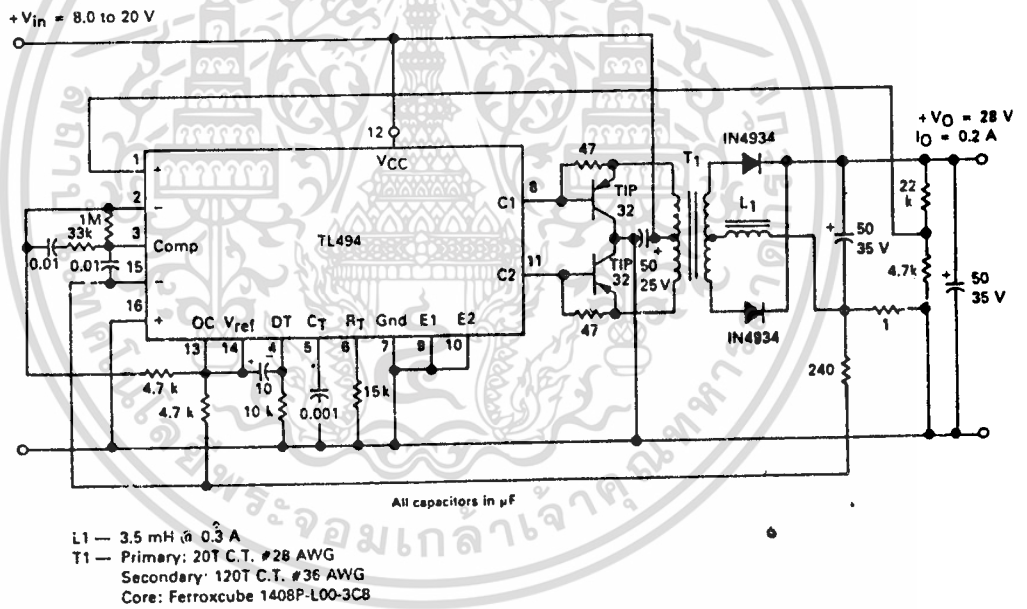


FIGURE 21 — PULSE-WIDTH MODULATED PUSH-PULL CONVERTER



TEST	CONDITIONS	RESULTS
Line Regulation	$V_{in} = 8.0$ to 20 V	3.0 mV 0.01%
Load Regulation	$V_{in} = 12.6$ V, $I_O = 0.2$ to 200 mA	5.0 mV 0.02%
Output Ripple	$V_{in} = 12.6$ V, $I_O = 200$ mA	40 mV P-P P.A.R.D.
Short Circuit Current	$V_{in} = 12.6$ V, $R_L = 0.1 \Omega$	250 mA
Efficiency	$V_{in} = 12.6$ V, $I_O = 200$ mA	72%

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

โครงการนี้ได้สำเร็จลุล่วงไปด้วยดี เนื่องจากได้รับคำแนะนำและช่วยเหลือทั้งทางด้านอุปกรณ์ ความคิดและตำรา จากท่านอาจารย์ประภากร สุวรรณะและเพื่อนๆที่ได้ช่วยเหลือทางด้านคำแนะนำต่างๆ ทางผู้จัดทำจึงขอขอบคุณอย่างสูงไว้ ณ. ที่นี้ด้วย

ผู้จัดทำ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง

1. GEORGE CHRYSSIS ., " SWITCHING REGULATION CONTROL CIRCUITS " HIGH FREQUENCY SWITCHING POWER SUPPLIES, MC GRAW-HILL. INC. ,PP133-147,1984
2. ROBERT J. TRANSISTOR "VOLTAGE MULTIPLICATION " DC POWER SUPPLIES APPLICATION AND THEORY RESTON PUBLISHING CO ,PP 66-67 ,1979
3. ABRAHAM I. PRESSMAN ., "MULTIPLIER CIRCUITS" , SWITCHING AND LINEAR POWER SUPPLY , POWER CONVERTER DESIGN .,HAYDEN BOOK COMPANY PP . 147-148 ,1977
4. คร. ธวัช เมฆสุวรรณค์, นาย พุมิโอะ มิคุมะ, วงจรขยายกำลังสัญญาณภาพ และวงจรของหลอดภาพ ,เทคนิคการซ่อมเครื่องรับโทรทัศน์, หน้า 24-25,49-53.