



SWITCHING REGULATOR POWER SUPPLY 60 KHz, 400 W HALF-BRIDGE



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาดำเนินการตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาเทคนิคอุตสาหกรรม
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2534

ปริญญาโท ปีการศึกษา 2534


ภาควิชาเทคนิคอุตสาหกรรม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า ลาดกระบัง

เรื่อง SWITCHING REGULATOR POWER SUPPLY

60 KHz , 400 W HALF-BRIDGE

ผู้จัดทำ

- 
1. นาย สมชาย แซ่เตีย
 2. นาย สาโรจน์ อรมวัฒน์ชัย
 3. นาย สรศักดิ์ ศรีแดง

อาจารย์ที่ปรึกษา

(อาจารย์อุทัย ศรีธีระวิโรจน์)

กรรมการ

()

กรรมการ

)

กรรมการ

()

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อภาษาไทย

บทคัดย่อภาษาอังกฤษ

เนื้อหา...

บทที่ 1 บทนำ

1.1)	ความเป็นมาของ SWITCHING POWER SUPPLY	1
1.2)	SWITCHING POWER SUPPLY	1
1.3)	การทำงานของ SWITCHING POWER SUPPLY	2
-	1.3.1) BLOCK DIAGRAM	
	1.3.2) ข้อดีของ SWITCHING	
	1.3.3) ข้อเสียของ SWITCHING	
1.4)	โครงสร้างพื้นฐานของ SWITCHING POWER SUPPLY	4
	1.4.1) ชนิดลดแรงดัน (THE STEP-DOWN REGULATOR)	
	1.4.2) ชนิดเพิ่มแรงดัน (THE STEP-UP REGULATOR)	
	1.4.3) ชนิดกลับแรงดัน (THE INVERTING REGULATOR)	
1.5)	วงจร CONVERTOR ที่ใช้งาน	7
	1.5.1) FORWARD CONVERTOR	
	1.5.2) PUSH-PULL CONVERTOR	
	1.5.3) HALF-BRIDGE CONVERTOR	
	1.5.4) FULL-BRIDGE CONVERTOR	

บทที่ 2 การใช้ TRANSISTOR เป็น SWITCH 10

2.1)	กล่าวนำ	10
2.2)	ลักษณะการเป็น SWITCHING ของ TRANSISTOR	10
2.3)	การขั้มนำ BASE ของ TRANSISTOR	11
2.4)	วงจรขั้มนำ BASE	13
2.5)	การปรับปรุงประสิทธิภาพของวงจรขั้มนำกระแส	17
	2.5.1) การใช้ TRANSISTOR ขั้มนำกระแส	
	2.5.2) การใช้ TRANSISTOR แบบ DARLINGTON	
	2.5.3) การใช้การขั้มนำ BASE ต่อกับวงจรขั้มนำกระแส	
2.6)	การปรับปรุงวิธีการ TURN-OFF ของ TRANSISTOR	19

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.6.1)	การ TURN-OFF โดยการเปิดวงจร EMITTER	
2.6.2)	การใช้ DIODE ต่ออนุกรมกับ EMITTER ของ TR.	
2.7)	ข้อจำกัดและการป้องกัน TRANSISTOR	21
2.8)	แรงดันพียงหลายของ TRANSISTOR	22
2.9)	วงจรช่วยในการเป็น SWITCH ของ TRANSISTOR	25
บทที่ 3	วงจรขยายกำลัง (POWER AMP)	28
3.1)	วงจรขยาย CLASS A	
3.2)	วงจรขยาย CLASS B	
3.3)	วงจรขยาย CLASS AB	
3.4)	ข้อพิจารณาทางอุณหภูมิ	
บทที่ 4	วงจรควบคุม (CONTROL CIRCUIT)	39
4.1)	วงจร COMPARATOR	39
4.1.1)	วงจรเปรียบเทียบแรงดันอย่างง่าย	
4.1.2)	วงจรเปรียบเทียบแรงดันแบบพิเศษ	
4.1.3)	วงจรเปรียบเทียบแรงดันแบบกำหนดช่วง	
4.2)	วงจร PWM. (PULSE WIDTH MODULATION)	46
บทที่ 5	FERRITE TRANSFORMER	48
5.1)	FERRITE CORE	48
5.2)	การออกแบบหม้อแปลงแกน FERRITE	53
5.2.1)	ตัวอย่างการคำนวณและกรออกแบบ	
5.3)	วิธีการพัน TRANSFORMER	60
	-ขนาดแกนสารแม่เหล็กและชนิดของแกน	
	-ขนาดของแกน	
	-ชนิดของหม้อแปลงแม่ตขึ่ง	
	-เฟอร์ไรต์บิตและจำนวนรอบ	
	-การตรวจสอบความถูกต้องของค่าความเหนี่ยวนำ	
	-การพันขดลวด	
บทที่ 6	RECTIFIER และ FILTER	75
6.1)	การ RECTIFIER และ FILTER OF POWER SWITCHING	75

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น เมื่ออนุญาตเห็นไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6.2) การวิเคราะห์วงจร OUT PUT FILTER	75
6.3) การออกแบบวงจร FILTER	79
บทที่ 7 CIRCUIT SWITCHING REGULATOR POWER SUPPLY	83
7.1) การออกแบบวงจร	84
7.2) รายการอุปกรณ์	85
7.3) การทำงานของวงจรและการคำนวณ	86
7.4) วัต WAVE FORM การทำงานที่จุดต่าง ๆ	88
บทวิจารณ์และสรุปผลการทดลอง	89
ภาคผนวก (DATA)	90
กิตติกรรมประกาศ	95
หนังสืออ้างอิง	96



SWITCHING REGULATER POWER SUPPLY

60 KH , 400 W HALF-BRIDGE

สมชาย แซ่เตีย
สาโรจน์ อรรถวัฒน์ชัย
สุรศักดิ์ ศรีแดง

อ. อภัย ศรีธีระวิโรจน์ : ที่ปรึกษา

บทคัดย่อ

ในท้องตลาดโดยทั่วไป SWITCHING POWER จะทำงานที่ความถี่ตั้งแต่ 20 KH ถึง 40 KH และมีประสิทธิภาพสูงประมาณ 70 % ถึง 75 % โดยจะต้องมีความสัมพันธ์กับขนาดและน้ำหนักของตัวมันเองด้วย เราสามารถทำให้ประสิทธิภาพของมันสูงขึ้นได้ โดยการเพิ่มความถี่ให้สูงขึ้น จนถึง 100 KH และใช้ TRANSISTOR ในที่นี้ก็เปรียบเสมือนเป็น POWER SWITCHING TRANSISTOR เมื่อเราใช้ความถี่สูงในการทำงานจะทำให้อุปกรณ์ต่าง ๆ มีขนาดเล็กลง ดังนั้นทำให้ลดการสิ้นเปลืองในด้านต่าง ๆ เช่น ราคา , ขนาด และน้ำหนักของอุปกรณ์

SWITCHING REGULATOR ที่มีข้อแตกต่างจาก LINEAR REGULATOR ทั่วไปตรงที่ได้นำเอาหลักการของ HIGH FREQUENCY SWITCHING POWER SUPPLY เข้ามาใช้จึงทำให้ขนาดของเครื่องลดลง นอกจากนี้ประสิทธิภาพของระบบจะสูงขึ้นกว่าเดิม เนื่องจากการสูญเสียของพลังงานน้อยลง แต่ข้อเสียของระบบนี้ก็คือ ราคาของอุปกรณ์ที่ใช้ค่อนข้างแพง

SWITCHING REGULATER POWER SUPPLY

60 KH , 400 W HALF-BRIDGE

SOMCHAI SAE-TIA

SAROT ARUNWATTANACHAI

SURASAK SRIDANG

AUTAI SRITERAVIROT : ADVISER

ABSTRACT

COMMERCIAL SWITCHING POWER SUPPLIES TYPICALLY OPERATE AT FREQUENCIES FROM 20 KH TO 40 KH AND ACHIEVE EFFICIENCIES AS HIGH AS 70 % TO 75 % AT A REASONABLE SIZE AND WEIGHT. THESE SAME EFFICIENCIES OR BETTER CAN BE REALIZED BY INCREASING THE OPERATING FREQUENCY TO 100 KH AND ABOVE WHEN USING TRANSISTOR AS POWER SWITCHING TRANSISTORS. AT THESE HIGHER FREQUENCIES MUCH SMALLER REACTIVE COMPONENTS ARE NECESSARY THUS DECREASING THE COST , SIZE AND WEIGHT OF THE POWER SUPPLY WHILE MAINTAINING THE SAME OUT PUT POWER.

THE DEFERENCE OF SWITCHING REGULATOR FROM LINEAR POWER SUPPLY IS THE USE OF HIGH FREQUENCY SWITCHING POWER SUPPLY FROM THIS REASON , THE SIZE OF THE SYSTEM WILL BE DECREASED AND THE EFFICIENCY IS INCREASED CAUSE OF LOW POWER DISSIPATION BUT THE COST OF WHOLE SYSTEM IS INCREASED.

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาของ SWITCHING POWER SUPPLY

เป็นเวลานานหลายปีมาแล้วที่ร้กกันมาว่ามีการแบ่งแยกออกเป็น 2 ภาคในขบวนการลัทธิทางด้านอิเล็กทรอนิกส์ นั่นคือ สำหรับแต่ละปัญหาดูเหมือนว่าเราจะมองกันให้อยู่ในแง่ของดิจิทัล และอนาลอก สำหรับนักประดิษฐ์ เมื่อเผชิญกับปัญหาทางด้านออกแบบวงจรแหล่งจ่ายไฟ การแก้ไขแบบง่ายที่สุดคือ การใช้ ไอ.ซี. รักษาไฟตรงแบบต่อเนื่อง ชนิด 3 ขา เป็นตัวอย่างที่มองเห็นได้ วงจร ไอ.ซี. ซึ่งอยู่บน chip เดียวกันนี้ทำให้การออกแบบแหล่งจ่ายไฟเป็นไปได้ง่ายขึ้น แหล่งจ่ายไฟชนิดอนุกรม หรือขนาน หรือลิเนียร์ง่ายต่อการใช้และยังมีลัทธิรบกวนกับรีเฟล็กต์ที่ด้าน เอาท์พุท ต่ำมาก ด้วยเหตุผลเหล่านี้เอง ทำให้สามารถครอบครองอยู่ในท้องตลาดได้เป็นเวลานาน

ใน ไอ.ซี. รักษาศักดาไฟตรงแบบต่อเนื่อง เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ (power transistor) จะต้องทำงานโดยตลอดไม่มีการหยุดพักดังนั้นจะสิ้นเปลืองพลังงานสูงมากถ้าต้องการกระแสไฟสูง ประสิทธิภาพของเครื่องจะขึ้นอยู่กับอัตราส่วนของ V_{out}/V_{in} สำหรับกรณี V_{out} คงที่ ประสิทธิภาพจะลดลง ในขณะที่แรงเคลื่อน อินพุท เพิ่มขึ้น และเมื่อเกิดความแตกต่างระหว่าง V_{out} กับ V_{in} จะทำให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ต้องสิ้นเปลืองพลังงานเพิ่มขึ้น ดังนั้น จึงมีความจำเป็นที่จะต้องใช้ ทรานซิสเตอร์และแผ่นระบายความร้อน (heat sink) ที่มีขนาดใหญ่ นอกจากนี้ใน ไอ.ซี. รักษาศักดาไฟตรงแบบต่อเนื่องยังมีความจำเป็นที่ว่า แรงเคลื่อนขาออกจะต้องอยู่ระหว่างศักดากราวด์ (ground potential) และระดับไฟฟ้าเข้า (input level) ทำให้ซีรีส์พาส ทรานซิสเตอร์ (series-pass transistor) ต้องการหม้อแปลงไฟและคาปาซิเตอร์ สำหรับกรองกระแสที่มีขนาดใหญ่

1.2 Switching Power Supply

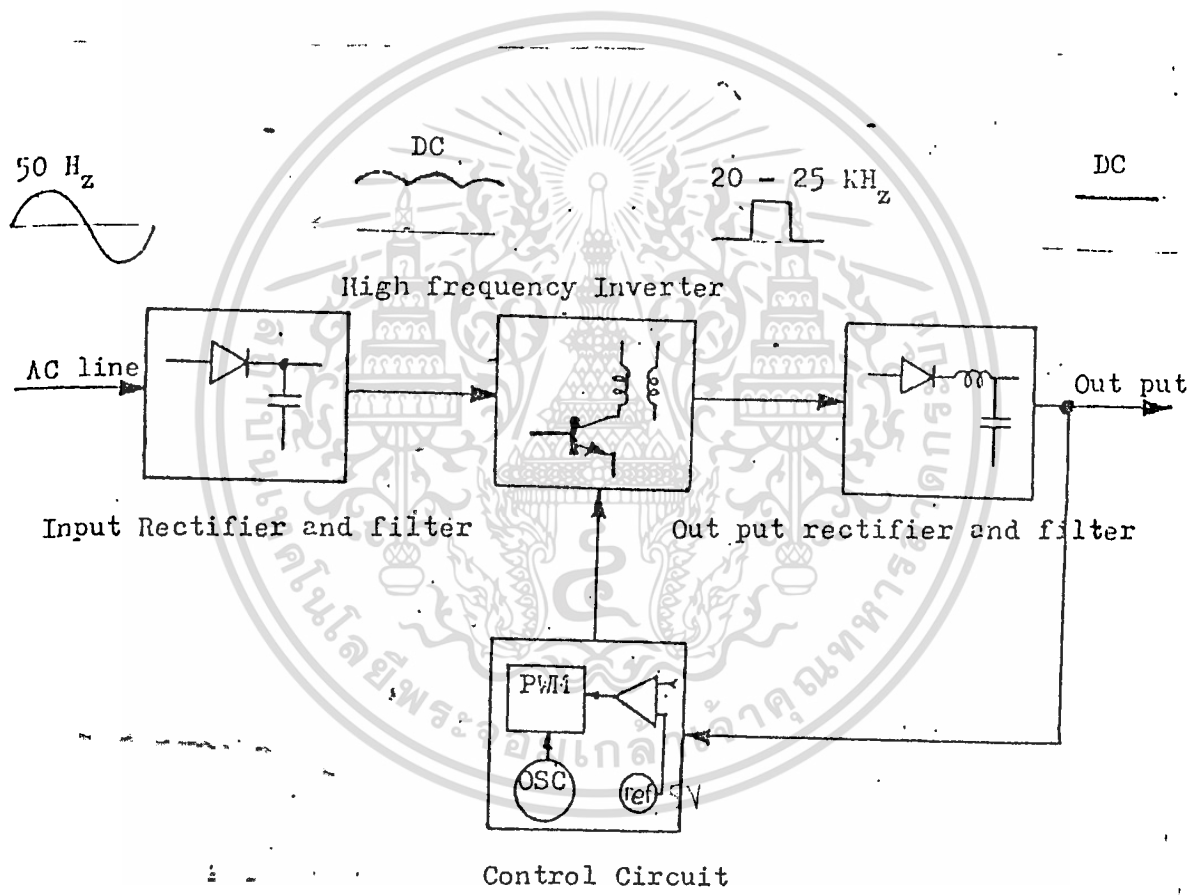
ปัจจุบันนี้อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ส่วนมากมักต้องการ DC power source มากกว่าหนึ่งระดับ ซึ่งวิธีที่จะได้ DC supply นั้นจะได้มาจากการเปลี่ยน AC supply เป็น DC supply ซึ่ง การรักษาระดับ DC ที่ได้นั้นจะต้องมีการ regulate ซึ่งมีอยู่ 2 แบบคือ linear regulator และ switching regulator Linear regulator power supply จะประกอบด้วย power transformer, rectifier และ filter สำหรับ switching power supply ไม่ต้องมี line transformer, AC input จะถูก rectifier และ filter เมื่อได้ DC มาแล้ว ก็จะถึง chopped โดย transistor switch หรือใช้ SCR ก็ได้และจะส่งกำลังผ่าน high frequency transformer และถูกนำมาผ่าน rectifier แล้วนำมาทำการ filter อีกครั้ง Switching power supply ส่วนมาก จะใช้ในงานอุตสาหกรรม คอมพิวเตอร์ ทหาร และอวกาศ เพราะมีขนาดเล็กและประสิทธิภาพสูง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.3 Basic Operation of Switching Regulator

ตามรูปที่ 1.1 เป็น block diagram ของ switching power supply ชนิดหนึ่ง ซึ่งประกอบด้วย 4 ภาคหลัก คือ

1. Input rectifier and filter
2. High frequency Inverter
3. Out put rectifier and filter
4. Control Circuit



รูปที่ 1.1 แสดง Block diagram basic Switching Power Supply

1.3.1 ลักษณะการทำงานตาม Block diagram

AC line voltage จะเข้ามาทาง input rectifier และ filter circuit
 เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะทำให้เกิด DC voltage ขึ้น และจะถูก chopped โดย transistor ด้วยความถี่สูง (10K-100KHz) ในส่วนของวงจร high frequency inverter และพลังงานจะถูกส่งผ่าน โดย high frequency transformer ซึ่งจะได้ out put voltage ตามต้องการ

Out put จากวงจร high frequency จะส่งผ่านเข้าไปในส่วนของ Out put rectifier และ filter ซึ่งในส่วนนี้จะมีการตรวจสอบแรงดัน เพื่อส่งไปยังวงจรควบคุม สำหรับวงจรควบคุม ประกอบด้วยวงจร oscillator วงจร pulse width modulator (PWM) วงจร error amplifier วงจร precision voltage reference out put จาก error amplifier จะถูกเปรียบเทียบกับ input reference voltage ซึ่งได้มาจาก ส่วนของ out put rectifier และ filter เมื่อ load มีค่ามากขึ้น voltage จะลดลง error amplifier sener มีค่าลดลงซึ่งจะทำให้วงจร PWM สร้าง pulse มี period ยาวขึ้น ทำให้ช่วงของการ ON ของ transistor นานขึ้นส่งผลให้สามารถยกกระดัด DC out put ขึ้นมาได้ ดังนั้น out put ของวงจรจะมีค่าคงเดิม

1.3.2 ข้อดีของ Switching regulator

ข้อดีขั้นแรกของ Switching regulator คือ ประสิทธิภาพสูงและมีขนาด ซึ่ง regulator แบบ linear (ทั้งแบบ shunt และ series) การทำงานของ transistor จะอยู่ใน mode ของ active คือ มีกระแสไหลต่อเนื่องตลอดเวลา ทำให้เกิดการสูญเสียมาก ทำให้มีประสิทธิภาพประมาณ 40% ถึง 50% และหาก Volt ระหว่าง input และ out put ต่างกันมากประสิทธิภาพอาจต่ำกว่า 40% แต่ switching regulator จะมีประสิทธิภาพอยู่ใน ช่วง 60% ถึง 90% ซึ่งสูงกว่า liner regulator ซึ่ง switching regulator มีประสิทธิภาพสูงเกิดจาก factor 3 อย่างคือ

1. Power transistor จะทำงานเป็น Switch คือ ON และ OFF ตลอดเวลา ซึ่งทั้งสองสภาวะนี้ คือช่วง ON จะมี Voltage ตกคร่อมต่ำมาก (เท่ากับ V_{sat}) และ off จะมีการไหลผ่านตัวมันต่ำ ทำให้ power ที่สูญเสียในตัว transistor ต่ำ
2. มีค่า regulator ดีและสามารถใช้กับ input ที่มีช่วงกว้าง
3. ประสิทธิภาพสูงจากการที่มันสามารถรักษาแรงดันคงที่เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของกระแส load

Switching regulator ใช้การ ON-OFF duty cycle ของ transistor switching ทำการ regulator out put voltage และ current โดยใช้ความถี่ของการ switch สูงกว่า line frequency (ประมาณ 10 Hz-100 KHz transformer chocker capacitor และอุปกรณ์ filter อื่นๆจะมีขนาดเล็ก น้ำหนักเบาและราคาถูกการที่มันมีอุปกรณ์ขนาดเล็กจะทำให้ power ที่สูญเสียในแต่ละตัว จะน้อยกว่าอุปกรณ์ซึ่งมีขนาดใหญ่กว่าใน linear regulator

อุปกรณ์ที่มีราคาสูงสุดใน switching power คือ transistor และอุปกรณ์ที่มีเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ราคาของลงมาได้แก่ switching transformer ,chokes, filter capacitor, diode rectifier ตามลำดับ 1.3.3 ข้อเสียของ Switching Regulator

Switching regulator จะก่อให้เกิด Electromagnetic Interference (EMI) และ Radio frequency Interference (RFI) Noise ระหว่างที่ช่วง switch ความเร็วสูง และช่วงขาขึ้นและขาลงของ pulse ใช้เวลาน้อย ทำให้เกิดความถี่ที่สูงขึ้นกว่าความถี่เดิม (100 KHz ถึง 500 KHz) แต่ที่ filter ได้ง่าย แต่ในการใช้งานจริงๆ จะมีค่า impedance สูงระหว่าง supply และตัว regulator เมื่อเกิดการเปลี่ยนแปลงของกระแสอย่างรวดเร็วย่อมจะเกิด noise ขึ้นแน่นอนซึ่งปัญหาที่เกิดขึ้นนี้เราสามารถแก้ไขหรือลด noise ลงได้ตามลำดับดังนี้

1. ลดค่าของ series impedance
2. เพิ่มเวลาของการ switching
3. ทำการ filter ที่ input และ output ของตัว regulator

Switching Regulator ซึ่งมีความถี่คงที่ ง่ายต่อการ filter กว่าวงจรซึ่งสามารถปรับความถี่ได้ เพราะว่า noise ที่เกิดขึ้นจะเกิดขึ้นแน่นอนที่ความถี่ใดความถี่หนึ่งวงจร regulator ซึ่งปรับความถี่ได้ แต่คงที่ช่วงเวลา ON การเพิ่ม หรือลดความถี่ให้เหมาะสมกับ load ซึ่งเปลี่ยนแปลง สำหรับวิธีนี้ จะเป็นการยากในการ filter noise

1.4 Basic Switching Regulator Architecture

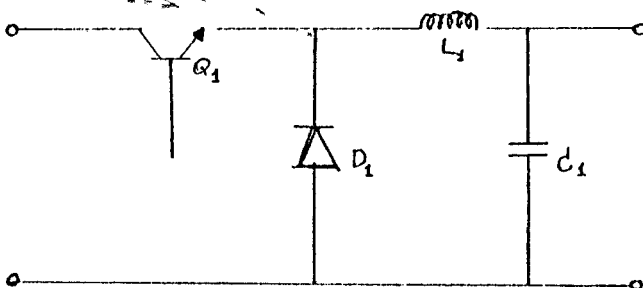
วงจร switching regulator มีวงจรพื้นฐานและใช้กันจนถึงทุกวันนี้มีอยู่ 3 ชนิด

1. Step-down or "buck" regulator
2. Step-up or "boost" regulator
3. Inverting or "flyback" regulator (ซึ่งโดยทั่วไปจะเป็น

"boost regulator")

1.4.1 The Step - Down Regulator

ตามรูปที่ 1.2 จะแสดงถึง วงจรพื้นฐานของ step-down regulator output voltage ที่ได้ จะมีค่าน้อยกว่า input voltage



รูปที่ 1.2 แสดง Step-Down or "Buck" Switching Regulator

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

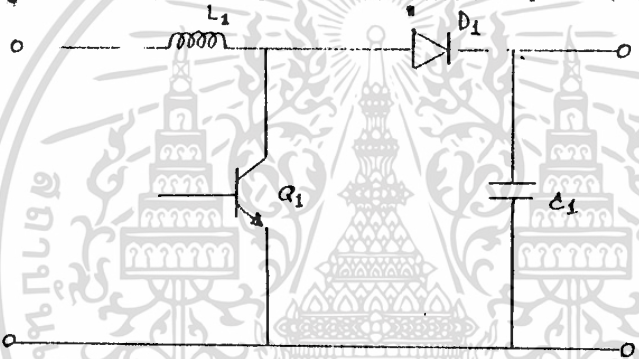
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในวงจรแบบ buck นั้น switching transistor จะถูกต่อ Series กับ DC input ซึ่ง switching transistor จะเป็นตัวกำหนดให้ DC ที่ไปปรากฏทางด้าน O/P โดยจะขึ้นอยู่กับความกว้างของ pulse ที่ควบคุม transistor อีกทอดหนึ่ง เมื่อ switch "closed" dc ทาง input ก็จะไปปรากฏที่วงจร filter และมีกระแสไหลผ่าน Inductor ไปยัง load เมื่อ switch "open" พลังงานที่ถูกเก็บไว้ในสนามแม่เหล็กของ inductor จะถูกปล่อยผ่าน load และ diode

ในวงจรชนิด buck นี้กระแสลุด (leak current) จะเป็นค่าที่พอดิบกับ load current และ out put voltage สามารถหาได้จาก

1.4.2 The Step - Up regulator

วงจรพื้นฐานของ regulator ชนิด boost นี้แสดงตามรูปที่ 1.3 ซึ่งเป็นชนิดหนึ่งของวงจรประเภทนี้ voltage out put ที่ได้จะสูงกว่า input voltage



รูปที่ 1.3 แสดงวงจรพื้นฐานของ Switching Regulator 44 ชนิด step - up

การทำงานของวงจร boost นี้ เมื่อแรกเริ่ม inductor ก็จะได้รับพลังงานไว้เมื่อมีกระแสไหลไปยัง load เมื่อ switch (ซึ่งใช้ transistor) "close" กระแสก็จะไหลออกจาก inductor ผ่าน switch แต่ในช่วงนี้จะไม่มีการไหลไปยัง load เมื่อ switch "open" voltage ที่ตกคร่อม load จะเท่ากับ DC input voltage รวมกับ charge stored ที่เกิดขึ้นใน inductor และทำให้มีกระแสผ่านไปยัง load อีกครั้ง

สำหรับ peak switching current จะไม่มีผลต่อ load current และ power out put ของวงจร boost regulator จะหาได้จาก

$$P_{out} = \frac{LI^2f}{2}$$

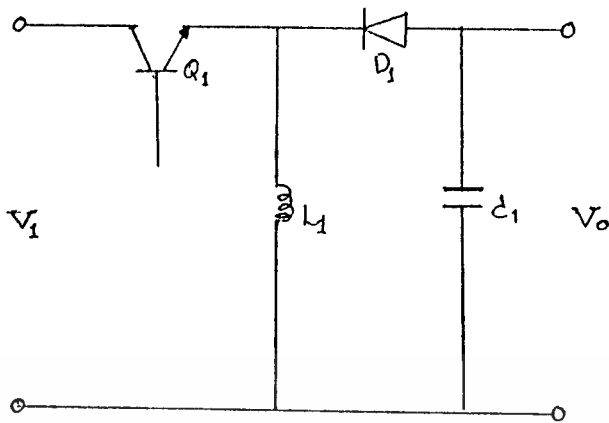
P_{out} : Power Out Put
 L : Inductance
 I : Peak Current
 f : Operating frequency

1.4.3 The Inverting Regulator

วงจร switching regulator ชนิดที่สามนี้ จะเรียกอีกอย่างหนึ่งว่า flyback regulator ซึ่งวงจรชนิดนี้จะมีลักษณะการทำงานคล้าย boost regulator ดังแสดงในรูปที่ 1.4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 1.4 แสดงวงจรพื้นฐานของ Inverting หรือ flyback Switching Regulator

Flyback Regulator นี้เป็นการดัดแปลงมาจากวงจรชนิด boost regulator ซึ่งจะใช้วิธีเก็บพลังงานไว้ใน inductor เมื่อ switch "closed" จะมีกระแสไหลผ่าน inductor แต่จะไม่ไหลไปยัง load เพราะ diode ต่อแบบ reverse biase เมื่อ switch "open" blocking diode จะได้รับ forward biase จากพลังงานที่เก็บไว้ใน inductor และจะถูกส่งไปยัง load

วงจร flyback regulator นี้ จะให้กำลังคงที่และไม่สนใจ impedance ของ load ซึ่งใช้งานในพวก Photo flash, CDI, battery chargers

ในการหา out put voltage ของอุปกรณ์ต่าง ๆ และ load (RL) ซึ่งถ้ารู้ค่า impedance ของ load จะหาได้จากสมการ

$$V_o = P_o / RL = I L (fRL) / 2$$

V_o : Voltage Out Put

P_o : Power Out

RL : ~ Load Resistance

I : Inductance Current

f : Operating frequency

กระแส Inductance ที่เหมาะสมขึ้นอยู่กับ duty cycle ของ Switch สำหรับค่า regulation จะดีหรือไม่ ขึ้นอยู่กับ duty cycle

สำหรับ transient response ในช่วงที่มีการ charge พลังงานให้แก่ load นั้น เป็นการยากที่จะทำการ วิเคราะห์ เพราะผลที่ได้จะถูกกำหนดโดยค่า load ต่ำสุด และการใช้ filter capacitor ที่จะตอบสนองต่อเวลา วงจร flyback ทั่ว ๆ ไปสามารถจะจ่ายกำลังได้ถึง 100 W.

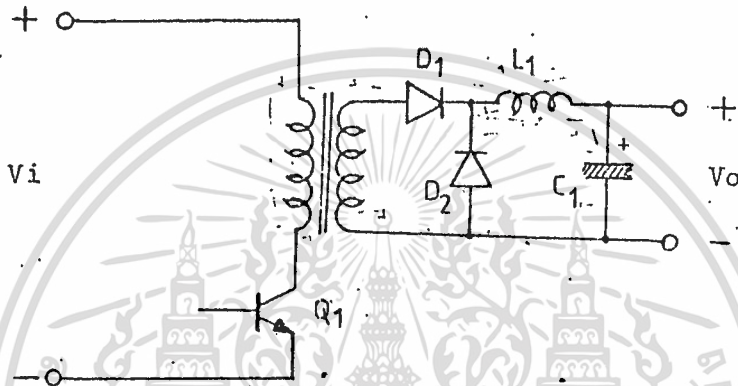
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.5 Convertors Circuit

1.5.1 Forward Convertors

วงจร forward convertor นี้โดยทั่วไปจะเป็นชนิด push-pull และ half-bridge circuit ซึ่งพัฒนามาจาก step down regulator แบบของ forward convertors ดังแสดงในรูป 1.5



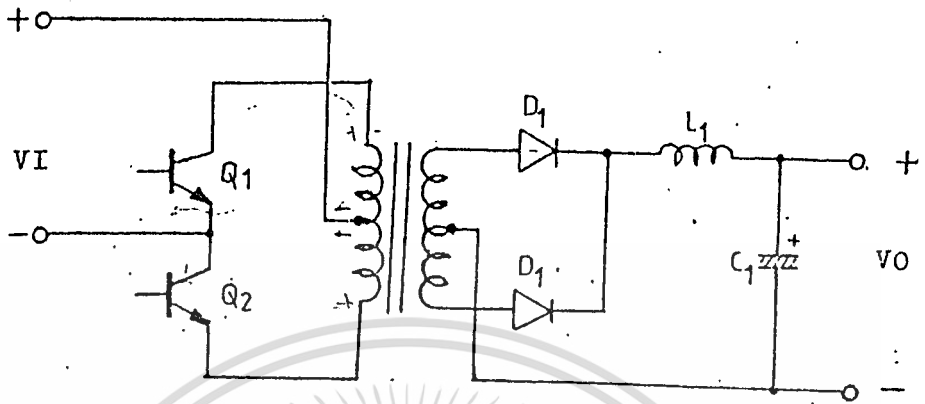
รูปที่ 1.5 แสดงวงจรพื้นฐานของ forward convertor switching regulator

การทำงานเมื่อ transistor "ON" transformer ก็ส่งพลังงานไปยัง load ผ่าน D1 และ LC filter เมื่อ transistor turn "OFF" D2 ก็จะได้รับ forward และ มีกระแสไหลผ่าน load

วงจรนี้จะเป็นที่นิยมกันมากในวงจร low power (up to 200 W) convertor และปัญหาที่พบบ่อยเกี่ยวกับการ saturation ของ transformer

1.5.2 Push-Pull Convertor

วงจรชนิด push-pull นี้คิดว่า คงจะเป็นวงจร switching regulator ที่เก่าแก่ที่สุด ซึ่งเกิดขึ้นก่อนสงครามโลกครั้งที่ 2 ในตอนแรกนั้นใช้การ oscillator โดย mechanical vibrator ซึ่งต่อมาใช้การ oscillate แบบ free runing ซึ่งตอนแรก ๆ จะใช้กันในรถยนต์เพื่อเปลี่ยน DC To DC หรือ DC To AC

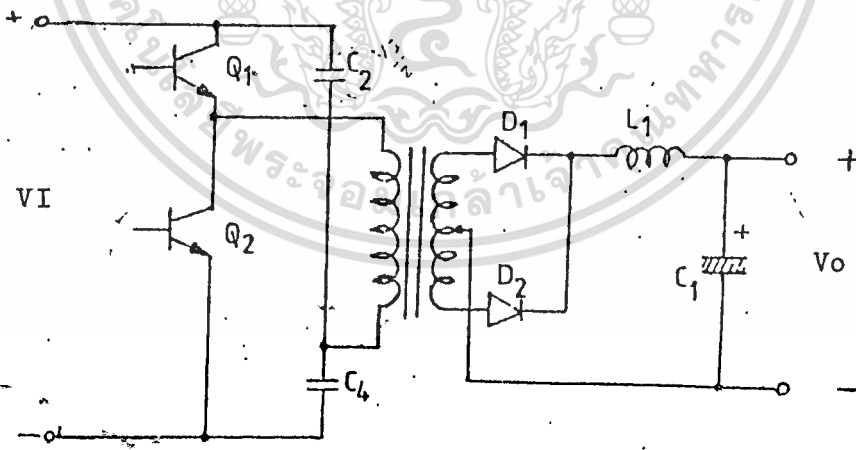


รูปที่ 1.6 แสดง Basic Push-Pull Converter Circuit

1.5.3 Half Bridge Converter

วงจรที่นิยมใช้กันโดยทั่วไปในประเภท high power convertor ซึ่งแสดงในรูป

ที่ 1.7



รูปที่ 1.7 แสดง Basic half bridge converter

วงจร half bridge converter นี้มีข้อดีมากกว่าชนิด push-pull ข้อแรกคือ จุดกึ่งกลางระหว่าง capacitor จะ charge เพียง $V_I/2$ ซึ่งทำให้ต้องใช้ transistor ที่มีจุด break down voltage ต่ำกว่า ข้อสอง จากการที่ primary ซึ่งต้อง drive ถึง 2 ชุด เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า

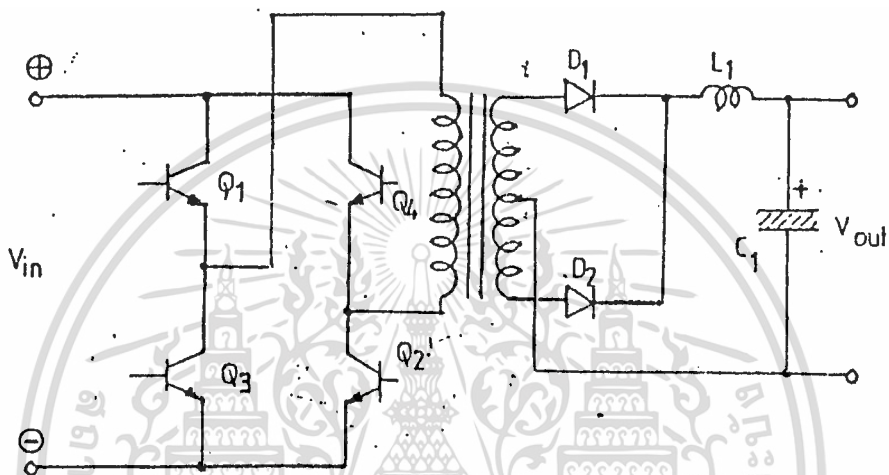
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ทำให้ชนิด push-pull มีขนาด primary มากกว่าชนิด half bridge ถึงเท่าตัว

1.5.4 Full Bridge Converter

Full Bridge จะประกอบด้วย half bridge 2 ชุดซึ่งจะต้องใช้ transistor 4 ตัว ดังแสดงในรูปที่ 1.8



รูปที่ 1.8 Full Bridge Converter Circuit

ในวงจร Full bridge นี้จะมี transistor ทำงานพร้อมกัน 2 ตัวคือ Q1 กับ Q2 หรือ Q3 กับ Q4 ซึ่งจะ turn on สลับกันแต่ละครึ่ง cycle voltage ที่เกิดขึ้นบนตัว transistor คือ V_i ซึ่งในวงจร push-pull จะเป็น $2 V_i$ วงจร Full Bridge นี้จะมีความน่าเชื่อถือมากกว่าวงจร half bridge ตรงที่การสูญเสียกำลังอยู่ที่ตัว transistor แทนที่ capacitor

บทที่ 2

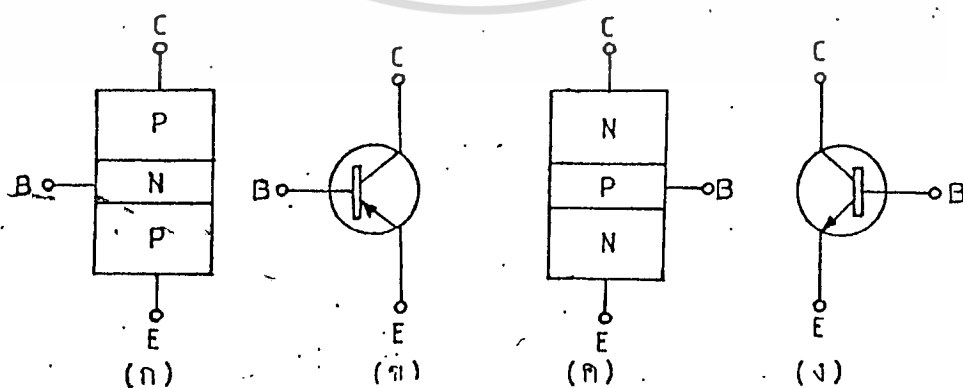
การใช้ทรานซิสเตอร์เป็นสวิตช์

2.1 กล่าวนำ

ในปัจจุบันการใช้ทรานซิสเตอร์ในงานอิเล็กทรอนิกส์กำลังขยายตัวไปอย่างกว้างขวาง ทั้งนี้เพราะปัจจุบันทรานซิสเตอร์ ได้รับการพัฒนาไปอย่างมากทำให้สามารถทนกระแสและแรงดันได้สูงขึ้น อีกทั้งความเร็วในการสวิตช์ก็สูงขึ้นด้วย การเพิ่มความเร็วของทรานซิสเตอร์ ทำให้สามารถทำงานที่ความถี่สูงขึ้น อันเป็นการลดทั้งขนาดและน้ำหนักของอุปกรณ์ที่ใช้ลงอย่างมากโดยเฉพาะหม้อแปลง ตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุ คุณสมบัติทางด้านความเร็วของทรานซิสเตอร์นี้นับเป็นจุดเด่นสุดอันหนึ่งของทรานซิสเตอร์

2.2 ลักษณะการเป็นสวิตช์ของทรานซิสเตอร์

ทรานซิสเตอร์เป็นอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำที่ประกอบด้วยชั้นของสารกึ่งตัวนำ 3 ชั้น วนสลับกันดังในรูปที่ 1.1 (ก) และ (ค) คือ อาจจะประกอบด้วยชั้น P-N-P ซึ่งเรียกว่า ทรานซิสเตอร์ชนิด PNP และมีสัญลักษณ์แสดงในรูปที่ 1.1 (ข) ถ้าประกอบด้วยชั้น N-P-N เรียกว่า ทรานซิสเตอร์ชนิด NPN ซึ่งมีสัญลักษณ์แสดงในรูป 1.1 (ง) ทรานซิสเตอร์จะมี 3 ขั้วคือมีขั้วกำลัง 2 ขั้ว ได้แก่คอลเลคเตอร์ กับ อิมิตเตอร์ และมีขั้วควบคุมอีก 1 ขั้วคือ เบส ทรานซิสเตอร์สามารถนำกระแสได้ทางเดียว เช่นเดียวกับ แอสซิวาร์ ลักษณะการนำหรือกั้นกระแสของคอลเลคเตอร์และอิมิตเตอร์ จะถูกควบคุมโดยกระแสที่ไหลระหว่างเบสกับอิมิตเตอร์ในการใช้ทรานซิสเตอร์เป็นสวิตช์นี้ จะต้องกำหนดให้ทรานซิสเตอร์ทำงานอยู่สองย่าน คือ ถ้าต้องการให้ทรานซิสเตอร์นำกระแสจะต่อขับนำ (drive) ด้วยกระแสเบสที่เพียงพอ เพื่อให้ทรานซิสเตอร์เข้าสู่ย่านอิ่มตัว ซึ่งจะมีแรงดันตกคร่อมคอลเลคเตอร์ (V_{ce}) ประมาณ 1 โวลต์ และเมื่อต้องการให้ทรานซิสเตอร์หยุดนำกระแสเพียงแต่ลดกระแสเบสลงทรานซิสเตอร์ก็จะเข้าสู่ภาวะหยุดนำกระแส



รูปที่ 1.1 แสดงโครงสร้างและสัญลักษณ์ของทรานซิสเตอร์ชนิด PNP (ก, ข) และชนิด NPN

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(ค.ง) ทรานซิสเตอร์แบบหัวต่อ BJT (Bipolar Junctions Transistor) การทำงานจะควบคุมด้วยกระแส ส่วนทรานซิสเตอร์ที่ควบคุมด้วยแรงดันในปัจจุบันได้แก่ MOSFET SIFET ซึ่งพวกสามารถทำงานที่ความถี่สูงกว่า BJT แต่ในปัจจุบันกำลังยังต่ำกว่า BJT อีกทั้งราคาแพงสูงกว่าด้วย และในตอนนี้จะพูดถึง BJT เป็นส่วนใหญ่ และเนื่องจากทรานซิสเตอร์ PNP จะทนแรงดันได้ไม่สูงนักอีกทั้งความเร็วในการสวิตช์ยังต่ำกว่าทรานซิสเตอร์ NPN ดังนั้น ในวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลังจึงใช้เฉพาะทรานซิสเตอร์แบบ NPN

2.3 การขั้วนำเบสของทรานซิสเตอร์

ในวงจรอิเล็กทรอนิกส์ กำลังที่ใช้ทรานซิสเตอร์เป็นสวิตช์นั้น การขั้วนำเบสของทรานซิสเตอร์นับเป็นสิ่งที่สำคัญอย่างหนึ่ง เพราะคุณสมบัติที่สำคัญบางอย่างของทรานซิสเตอร์ เช่น แรงดันสูงสุด (BV_{CEO}) เวลาหยุดนำกระแส (t_{off}) เวลาเริ่มนำกระแส (t_{on}) และย่านการทำงานที่ปลอดภัย (SOA = Safety Operating Area) จะขึ้นอยู่กับลักษณะการขั้วนำเบส ในปัจจุบันได้มีการเสนอวิธีการขั้วนำเบสไว้หลายวิธีซึ่งส่วนใหญ่มีวัตถุประสงค์ที่จะลดเวลาในการสวิตช์ เพื่อลดกำลังสูญเสียในการสวิตช์ และเพิ่มความถี่ในการทำงานให้สูงขึ้น อย่างไรก็ตาม วัตถุประสงค์ของการขั้วนำเบสที่ดีควรมีลักษณะดังนี้คือ

2.3.1 ในการเริ่มขั้วนำทรานซิสเตอร์ ควรที่จะให้การเพิ่มของกระแสเบส มีค่าสูง และควรจะให้กระแสมีค่าหยุดสูงกว่ากระแสเบส ซึ่งเพียงพอที่จะทำให้ทรานซิสเตอร์อิ่มตัว ประมาณ 2-3 เท่า อันจะเป็นการลด t_{on} ให้สั้นได้

2.3.2 ควรจะใช้กระแสเบสที่พอเหมาะกับกระแสคอลเลคเตอร์ คือให้เพียงพอที่จะทำให้มีค่ามากขึ้นไป เพราะจะเป็นการเพิ่ม t_{off} อันเนื่องมาจาก Storage time ซึ่งเป็นเวลาที่ใช้ในการกวาดพาหะข้างน้อยส่วนเกินออกจากเบส

2.3.3 การทำให้ทรานซิสเตอร์หยุดนำกระแส ควรมีการดึงกระแสออกจากเบส โดยให้มีค่าสูง แต่ไม่ควรจะเกิน $40/\mu s$ เพราะอาจจะทำให้เกิด secondary breakdown ขึ้นได้ การดึงกระแสออกจากเบส จะเป็นการช่วยกวาดพาหะข้างน้อยส่วนเกินออกจากเบสของทรานซิสเตอร์ อันเป็นการลด t_{off} ของทรานซิสเตอร์

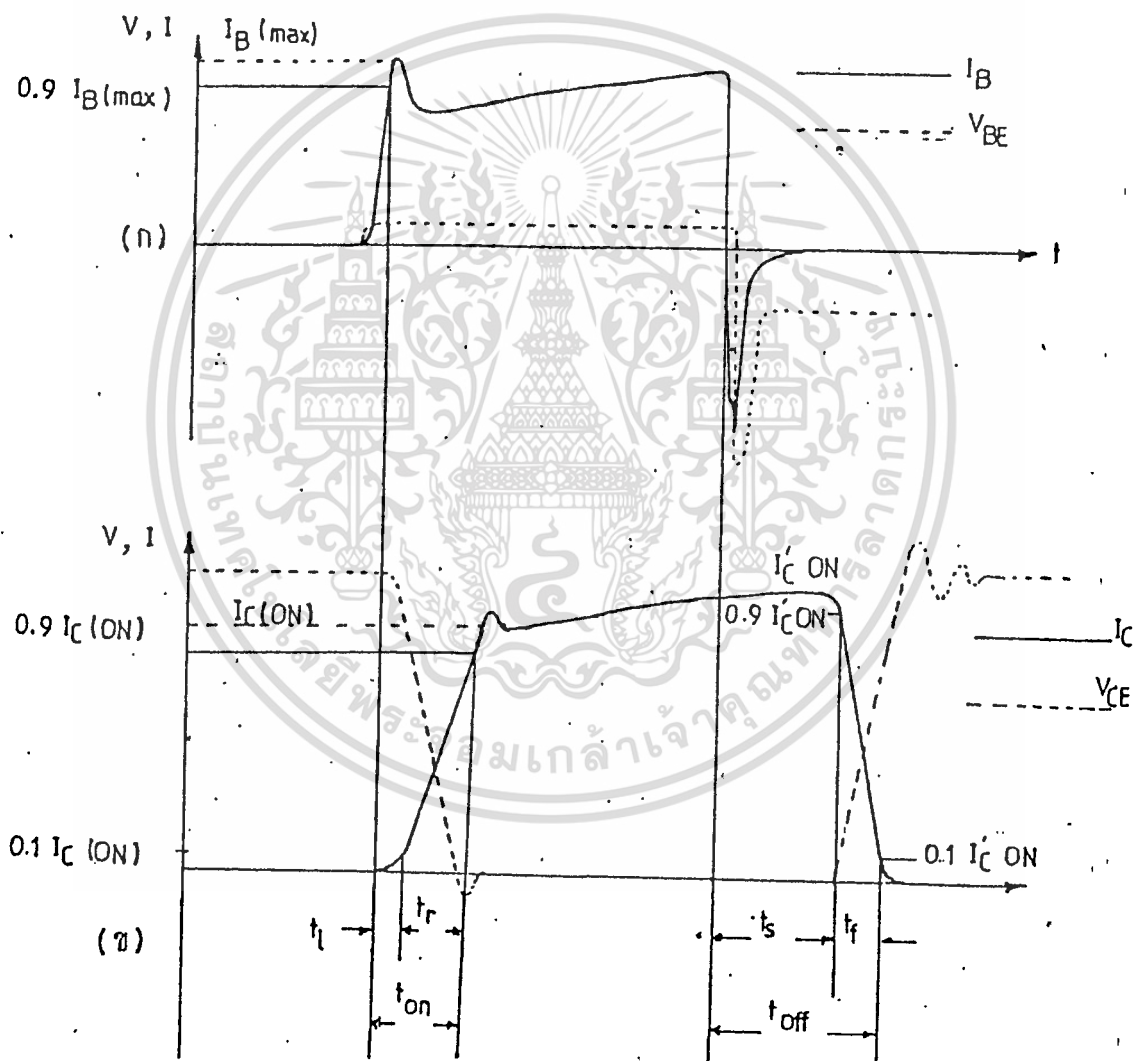
2.3.4 ในระหว่างที่ทรานซิสเตอร์อยู่ในสถานะปิดกั้นกระแส (off-state) ควรที่จะไบอัสไบอัสรอยต่อเบส-อิมิตเตอร์ เพื่อป้องกันการนำกระแสเนื่องจากสัญญาณรบกวน และการเปลี่ยนแปลงแรงดัน

2.3.5 วงจรขั้วเบสมีประสิทธิภาพสูง เนื่องจากทรานซิสเตอร์กำลังสูงจะมีอัตราขยายกระแสต่ำ (h_f ต่ำ) คือประมาณ 5-10 เท่า ซึ่งทำให้จำเป็นต้องใช้กระแสขั้วนำเบสมาก ดังนั้นแรงดันในวงจรเบสไม่ควรจะสูงเกินไป และไม่ควรจะให้มีกระแสไหลในวงจรเบสมากเมื่อทรานซิสเตอร์อยู่ในสถานะปิดกั้นกระแส

2.3.6 วงจรขั้วเบสควรเป็นวงจรที่ง่าย ๆ และมีความเชื่อถือได้สูง ถ้าสามารถเข้ากันได้กับ TTL (TTL Compatible) จะทำให้การควบคุมสะดวกมากขึ้น นอกจากนี้ ถ้าหากมีเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การแยกกันทางไฟฟ้าระหว่างวงจรขับกับทรานซิสเตอร์กำลัง หรือระหว่างสัญญาณควบคุมกับวงจรขับจะเป็นการลดปัญหาเรื่องสายดิน (ground) การแยกอาจทำได้โดยใช้หม้อแปลงความถี่สูง (Puls transformer) หรือ ถ้าในระดัวงจรขับกับสัญญาณควบคุมมีกำลังต่ำอาจจะใช้ opto coupler ก็ได้ จากลักษณะสมมติที่พึงประสงค์ของการขับนำเบสของทรานซิสเตอร์สามารถเขียนรูปคลื่นของกระแสและแรงดันเบส พร้อมกับรูปคลื่นของกระแสคอลเลคเตอร์ (IC) และแรงดันระหว่างคอลเลคเตอร์กับอิมิตเตอร์ (Vce) ของทรานซิสเตอร์ได้ดังนี้ คือ



รูปที่ 1.2 แสดงรูปคลื่นของกระแสเบส (I_b) และแรงดันเบส (V_{BE}) ที่เหมาะสมในการขับเบส และรูปคลื่นของ I_c, V_{ce} สำหรับกระแสเบสในรูป (ก) แสดงพารามิเตอร์ของเวลาต่าง ๆ ในระหว่างการเปลี่ยนแปลงสถานะของทรานซิสเตอร์ (ข)

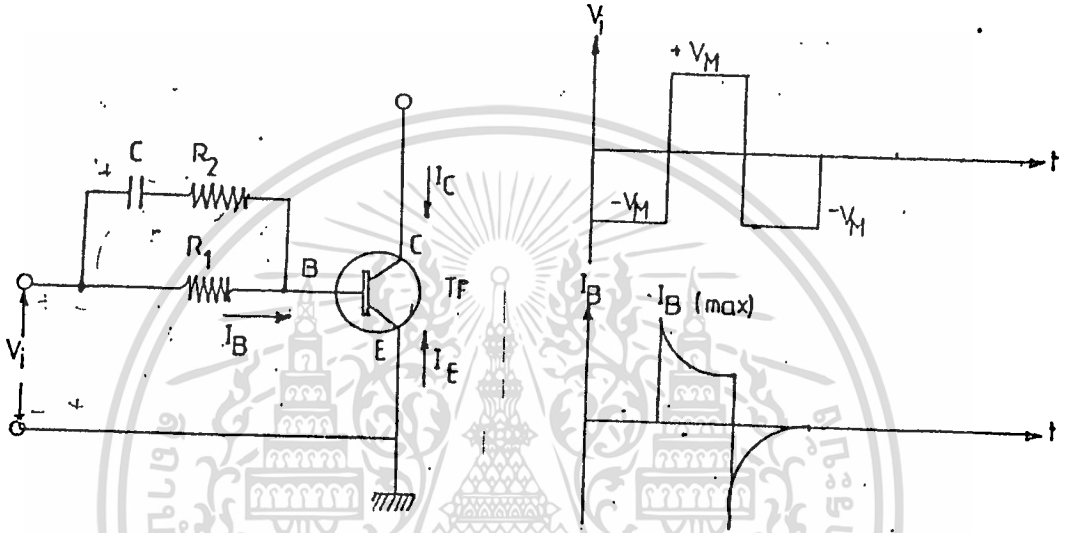
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดก็ตาม อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4 วงจรขับเบส

การที่จะได้มาซึ่งลักษณะของวงจรขับเบสที่ดีนั้น เราจำเป็นต้องรู้จักวงจรพื้นฐานที่จะให้ได้มาซึ่งฟังก์ชันที่เราต้องการ และในตอนนี้จะแนะนำให้รู้จักวงจรพื้นฐานต่าง ๆ ที่ใช้ในวงจรขับนำเบสทั่ว ๆ ไป

2.4.1 วงจรเร่งกระแสเบส



รูปที่ 1.3 วงจรเร่งกระแสเบส และรูปคลื่นของกระแสเบส เมื่อสัญญาณเข้าเป็นสัญญาณพัลส์ จากวงจรในรูปที่ 1.3 (ก) C ซึ่งเป็นตัวเก็บประจุเร่งกระแส (Speed up capacitor) จะทำตัวเสมือนกับลัดวงจรในตอนที่เกิดการเปลี่ยนแปลง ดังนั้นในตอนที่ V_i เพิ่มขึ้นจาก $-V_m$ ไปเป็น $+V_m$ กระแสเบสจะมีค่ายอดสูงสุดตามสมการ

$$I_{bp} = \frac{V_m - V_{be}(TP)}{R_1 R_2 / (R_1 + R_2)} \quad (2.1)$$

และในภาวะอยู่ตัว C จะทำตัวเสมือนเปิดวงจร ดังนั้น กระแสเบสในภาวะอยู่ตัว I_B จะเท่ากับ

$$I_B = \frac{V_m - V_{be}(TP)}{R_1} \quad (2.2)$$

อัตราส่วน I_{bp}/I_B จะมีค่าเท่ากับ $(1 + \frac{R_2}{R_1})$ ซึ่งค่านี้จะสามารถเลือกได้โดยการเลือกอัตราส่วนระหว่าง R_1 กับ R_2 ในระหว่างที่ I_B ไหลผ่าน R_1 นั้น ตัวเก็บประจุ C จะถูกประจุให้มีแรงดันเท่ากับ $V_m - V_{be}(TP)$

เมื่อ V_i เปลี่ยนจาก $+V_m$ นั้น ในตอนแรกกระแสจะสามารถไหลผ่านหัวต่อ PN

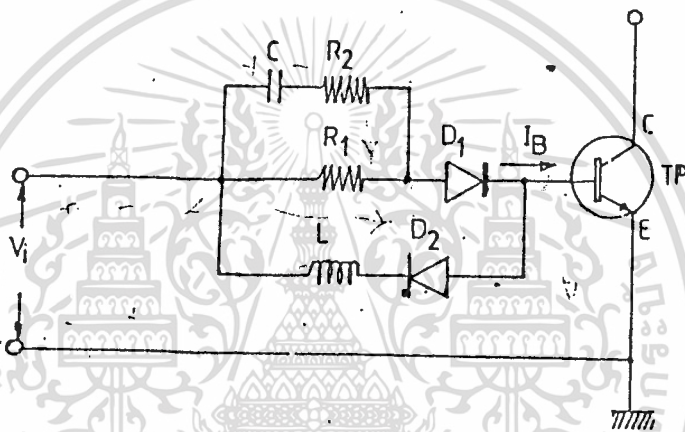
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ของอิมิตเตอร์เบส โดยที่แรงดัน V_{be} จะมีค่าน้อย นอกจากนั้นแรงดันของตัวเก็บประจุ C จะยังคงมีค่าคงที่ ดังนั้นกระแสที่ไหลออกจากเบส bep จะคำนวณได้จาก

$$bep = \frac{V_m}{R_1} + \frac{2V_m}{R_2} \quad (2.3)$$

ในกรณีที่เรากำลังต้องการจำกัดค่า $\frac{bep}{I_B}$ ช่วงที่ V_i เปลี่ยนจาก $+V_m$ เป็น $-V_m$ อาจทำได้โดยใช้ตัวเหนี่ยวนำ และไดโอดต่อดังวงจรในรูปที่ 1.4



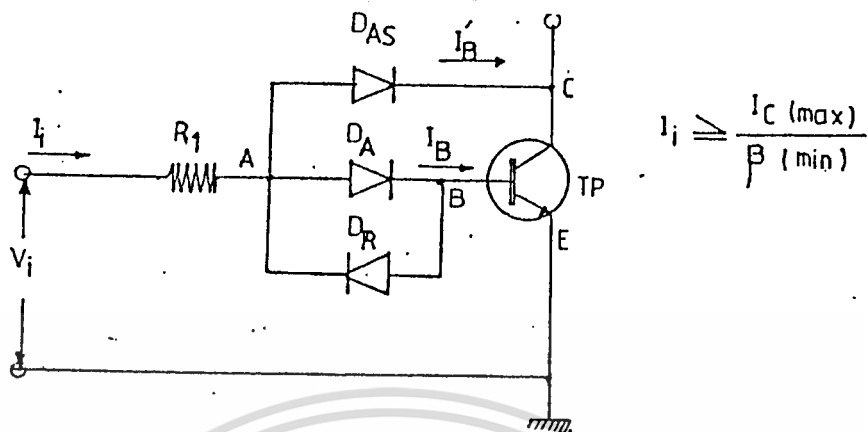
รูปที่ 1.4 แสดงวงจรขั้วกระแสเบสที่มีการเร่งกระแสเบสในตอนทำให้ TP เริ่มนำกระแสและมีการหน่วงกระแสในตอนทำให้ TP หยุดนำกระแส

2.4.2 การปรับกระแสเบสให้เหมาะสม

ในการปรับกระแสเบสของทรานซิสเตอร์กำลังเพื่อใช้เป็นสวิตช์ นิยมใช้สัญญาณพัลส์ที่มีค่าคงที่ ทำให้กระแสที่ไหลมีค่าคงที่ ดังนั้น จึงจำเป็นต้องมีตัวปรับ I_B ให้เหมาะสม ซึ่งจะได้โดย

ก. ใช้ไดโอดป้องกันการอิ่มตัวเกินควร

วิธีนี้ใช้การปรับ I_B ให้เหมาะสม โดยใช้ไดโอดป้องกันการอิ่มตัวเกินควร (Anti Saturation diode)



รูปที่ 1.5 วงจรปรับ I_B ให้เหมาะสมกับทรานซิสเตอร์

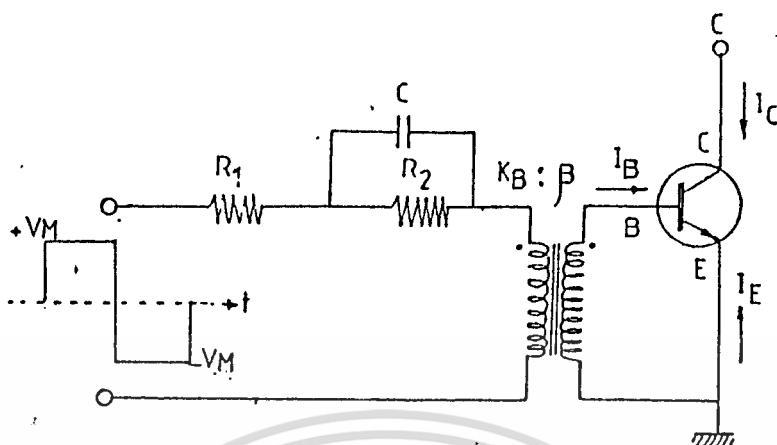
ในการออกแบบวงจรขั้วนำเบสนั้น ถ้ากระแส I_i มีค่าคงที่และมีค่ามากกว่าหรือเท่ากับอัตราส่วนของทรานซิสเตอร์สูงสุดที่จะมีได้ ($I_C \max$) กับอัตราขยายต่ำสุดของทรานซิสเตอร์ ($\beta \min$) แล้ว TP จะอยู่ในภาวะอิ่มตัวเสมอ ถ้า V_{ce} และ V_e ไดโอด ซึ่ง เป็นไดโอดป้องกันการอิ่มตัวของจะไม่นำกระแส แต่ถ้า I_i มีค่ามากเกินไปจะทำให้ V_{ce} ลดลงจนกระทั่ง V_{be} สูงกว่า V_{ce} เท่ากับแรงดันเริ่มนำกระแสของไดโอด (Cut-in Voltage) ซึ่งมีค่าประมาณ 0.5 V. D_{AS} จะเริ่มนำกระแส ทำให้ I_B ลดลง โดยที่แรงดันตกคร่อมไดโอด D_{AS} และ D_A จะมีค่าใกล้เคียงกัน คือ เท่ากับแรงดันไบอัสตามของไดโอด จะได้ว่า

$$V_{CB} - V_{CA} + V_{AB} = -V_{D_{AS}} + V_{D_A} \approx 0 \quad (2.4)$$

จากรูป (1.4) จะเห็นได้ว่า D_{AS} จะรักษาค่าไฟฟ้าของคอลเล็กเตอร์ให้เท่ากับศักดาไฟฟ้าของเบสเสมอ โดยการแบ่งกระแสที่เกินพอ (I_B) ออกจากเบสอันเป็นการป้องกันการอิ่มตัวเกินควรของทรานซิสเตอร์กำลัง

ข. ใช้การขั้วนำเบสตามกระแสขาออก

วิธีนี้จะใช้การป้องกันกลับจากทางด้านขาออก คือ ใช้กระแสจากด้านเอาต์พุตย้อนกลับมายังขาเบสทางด้านอินพุต



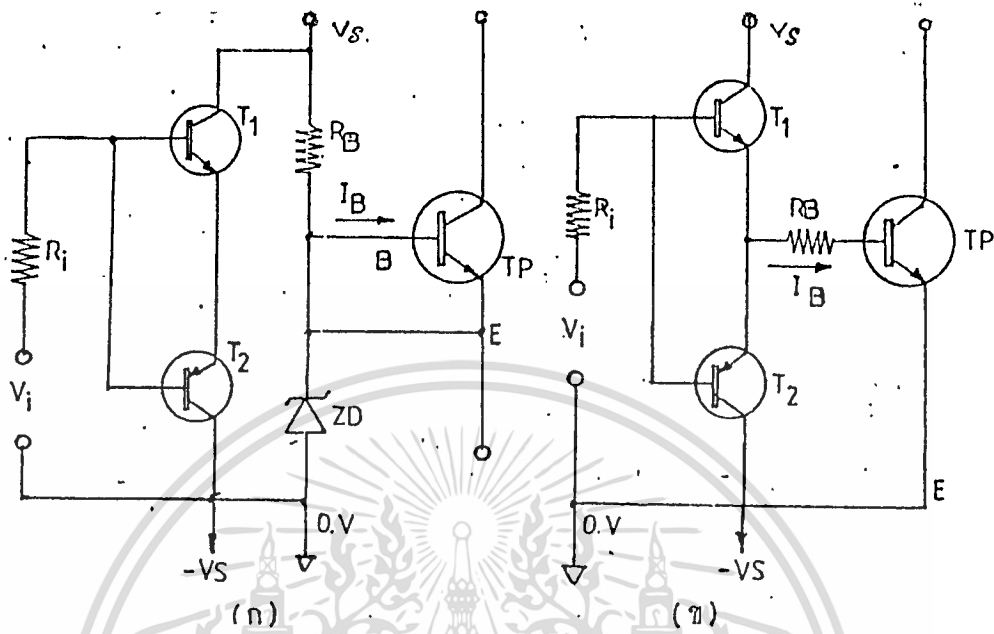
รูปที่ 1.6 แสดงวงจรขับนำเบสตามกระแสขาออก

จากรูปที่ 1.6 จะให้กระแสอิมิตเตอร์ไหลผ่านขดลวดซึ่งมี เชนของหม้อแปลงกระแส อิมิตเตอร์นี้จะเหนี่ยวนำให้เกิดกระแสไหลในขดลวดในวงจรเบส เพื่อที่จะให้กระแสที่เกิดจากการ เหนี่ยวนำมีค่ามากพอที่จะทำให้ทรานซิสเตอร์อยู่ในสภาวะนำกระแสได้ จะต้องให้ขดลวดของ วงจรเบสมีจำนวนรอบน้อยกว่าอัตราขยายกระแสของทรานซิสเตอร์ในภาวะอิมิตตัว (B) และมีขั้ว ดังแสดงในรูปที่ 1.6 การเริ่มขับนำเบสและการทำให้ทรานซิสเตอร์หยุดนำกระแสจะทำได้ โดย การใช้ขดลวดขดที่ 2 ซึ่งมีจำนวนรอบมากกว่า B เพื่อเป็นการลดกระแสในวงจรขับ CS จะต้อง มีค่าใหญ่มากพอที่จะสามารถทำให้ทรานซิสเตอร์เริ่มหรือหยุดนำกระแสได้ R_2 มีไว้สำหรับที่จะทำ ให้มีกระแสขับนำเบสในตอนที่มีกระแสไหลค่น้อย การใช้สัญญาณขับบวกลบ จะทำให้เวลาในการ สวิตช์ลดลง

2.4.3 การขับนำเบสเพื่อให้ได้รับแรงดันลบตอนหยุดนำกระแส

การทำให้แรงดันของเบส เป็นลบในระหว่างการทำให้ทรานซิสเตอร์หยุดนำกระแส อาจจะทำได้โดยใช้ตัวเก็บประจุแรงดันการนำกระแสเหมือนวงจรในรูป 1.3 (ก) โดยไม่ต้องใช้ V_i เป็นลบ แต่วงจรนี้ไม่สามารถคงแรงดันลบไว้ได้ หลังจากที่ C คายประจุหมดแล้ว การที่จะ ให้แรงดันเบสยังคงค่าลบไว้ในระหว่างที่ทรานซิสเตอร์หยุดนำกระแสอาจทำได้โดยใช่วงจรในรูป ที่ 1.7 ก. ในกรณีที่ใช้แหล่งจ่ายอันเดียวกัน และในกรณีที่ใช้แรงจ่ายแรงดันบวกลบจะใช่วงจร รูปที่ 1.7 ข.

ในกรณีที่ใช้แหล่งจ่ายไฟตรงอันเดียว อาจจะใช้ R_B กับ Zener diode เข้าช่วย โดยที่ R_B จะต้องมีค่าเล็กพอที่จะให้กระแสเบสสูงสุดไหลผ่านได้กล่าวคือ



รูปที่ 1.7 แสดงวงจรขั้วนำเบสที่ให้แรงดันเบสในตอนหยุดนำกระแสโดยใช้แหล่งจ่ายไฟตรงอันเดียว (ก) และใช้แหล่งจ่ายไฟตรงขั้วกลับ (ข)

การทำงานของ T_1 และ T_2 จะสลับกันนำกระแส เมื่อ T_2 นำกระแส TP จะถูกจับให้นำกระแสที่ไหลผ่าน R_B และ D_2 ในขณะที่ D_2 จะไม่นำกระแส เมื่อ T_2 หยุดนำกระแสทำให้ D_2 นำกระแส T_1 จะยกกระดุมแรงดันอิมิตเตอร์ให้สูงกว่าจุด A ทำให้เบสถูกไบอัสย้อนตามต้องการ วิธีนี้มีข้อดีในแง่ที่ใช้แหล่งจ่ายแรงดันเพียงจุดเดียว แต่ประสิทธิภาพจะไม่ค่อยดีนักเนื่องจากจะมีกระแสซึ่งมีค่าใกล้เคียงกับ I_B ไหลในวงจรเบส ในตอนที่ TP หยุดนำกระแสด้วย

ในรูปที่ 1.7 ข. เป็นวงจรที่ใช้แหล่งจ่ายไฟขั้วกลับ ถ้าต่ออิมิตเตอร์ของ TP ไว้ที่ 0 V . มี T_1 นำกระแส T_2 หยุดนำกระแสจะทำให้มีกระแสเบสไปขั้วนำให้ TP นำกระแสแต่เมื่อ T_1 หยุดนำกระแส และ T_2 นำกระแส จะทำให้ศักดาของเบสเป็นลบ ซึ่งต่ำกว่าศักดาของอิมิตเตอร์และเบสจะถูกไบอัสย้อนกลับตามต้องการเนื่องจากไม่มีกระแสไหลในวงจรเบส เมื่อ TP หยุดนำกระแส จึงทำให้มีประสิทธิภาพสูงกว่าวงจรในรูปที่ 1.7 ก.

2.5 การปรับปรุงประสิทธิภาพของวงจรขั้วนำกระแส

เนื่องจากกระแสที่ใช้ในการขั้วนำทรานซิสเตอร์กำลังจะมีค่าสูง อันมีผลมาจากการที่อัตราขยายกระแสของทรานซิสเตอร์กำลัง มีค่าน้อยดังได้กล่าวมาแล้วดังนั้นจึงควรใช้วงจรขั้วที่มีประสิทธิภาพสูงโดยเฉพาะในระบบที่มีกำลังสูง ๆ

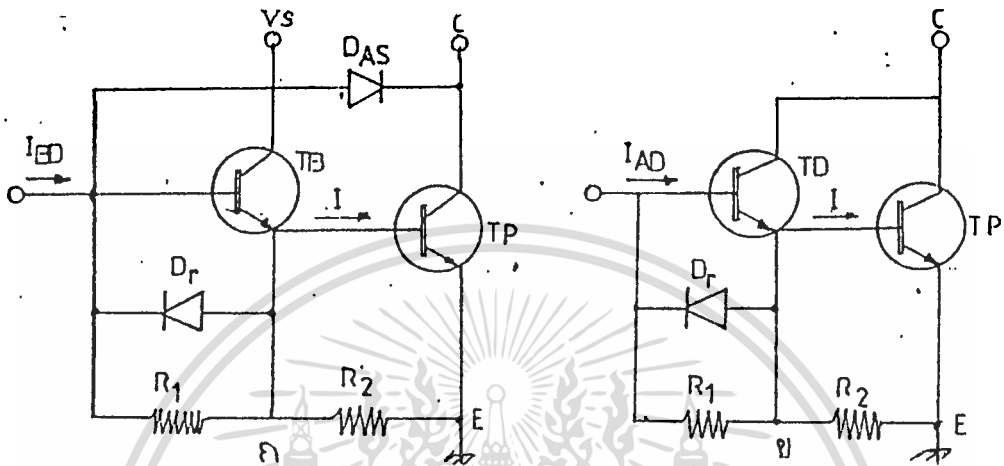
2.5.1 การใช้ทรานซิสเตอร์ขั้วนำ

ในวงจรขั้วนำเบสโดยใช้ไดโอดป้องกันการอิมิตเตอร์เกินควร ดังในวงจรรูปที่ 1.5 นั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนำไปเผยแพร่โดยไม่ขออนุญาตเป็นการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กระแสในวงจรเบสจะมีค่าคงที่ประมาณเท่ากับ $I_{C\ max}/\beta$ ซึ่งสามารถลดกระแสนี้ลงได้โดยใช้ทรานซิสเตอร์ขับดังรูปที่ 1.8 (ก)



รูปที่ 1.8 วงจรขับนำเบสที่มีประสิทธิภาพสูง โดยใช้ทรานซิสเตอร์ขับนำ (ก) ใช้ทรานซิสเตอร์ Darlington (ข)

จากรูปที่ 1.8 (ก) TB จะทำงานในย่าน Active region ดังนั้นอัตราขยายกระแส (B) จะมีค่าสูง กระแส I_{BD} ซึ่งมีค่าคงที่ จะมีค่าน้อยกว่า I_B มาก ดังนั้นกำลังสูญเสียในวงจรเบสจะขึ้นอยู่กับ I_B ที่มีค่าเท่ากับ I_C/β ซึ่งจะมีค่าน้อยกว่า เช่น ในกรณีของวงจรรูปที่ 1.5 ดังนั้นวงจรในรูปที่ 1.8 (ก) จะช่วยเพิ่มประสิทธิภาพของวงจรเบสในกรณีที่ I_C มีค่าน้อยกว่า $I_{C\ max}$ มาก ๆ อีกทั้งยังคงรักษาไม่ให้ TP อิ่มตัวเกินควรด้วย ไดโอด D_{r} ในวงจร 1.8 (ก) มีไว้สำหรับเป็นทางผ่านของกระแสที่ออกจากเบสในตอนทำให้ TP หยุดนำกระแส R_1 และ R_2 เป็นตัวช่วยในการไบอัสย้อนกลับในตอนที่ทรานซิสเตอร์ทั้งสองหยุดนำกระแส

2.5.2 การใช้ทรานซิสเตอร์แบบ

การใช้ทรานซิสเตอร์แบบ Darlington ดังรูปที่ 1.8 (ข) จะเป็นการลดกำลังของวงจรเบส เพราะทรานซิสเตอร์แบบนี้จะมีอัตราขยายกระแสสูงขึ้น กระแสขับนำ TP จะได้จากกระแสเบสคอลเล็กเตอร์และกระแสเบสของ TD แต่เนื่องจากกระแสคอลเล็กเตอร์ของ TD ไม่ได้มาจากวงจรเบสแต่เป็นกระแสของโหลด ดังนั้นจึงทำให้วงจรนี้มีประสิทธิภาพสูงขึ้น ข้อเสียของการใช้ทรานซิสเตอร์แบบ Darlington ก็คือ Delay time ของวงจรจะยาวกว่าการใช้ทรานซิสเตอร์เพียงตัวเดียว นอกจากนี้ในตอนลวิทซ์กระแสคอลเล็กเตอร์ของ TP และ TD จะมีค่าสูงกว่าปกติ กล่าวคือ ในตอนเริ่มนำกระแส TD จะเริ่มนำกระแสก่อน ทำให้กระแสโหลด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดตทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทั้งหมดไหลผ่าน TD ส่วนในตอนหยุดนำกระแส TD ก็จะหยุดนำกระแสก่อน ทำให้กระแสทั้งหมดไหลผ่าน TP ทรานซิสเตอร์แบบ Darlington ควรที่จะมีไดโอด DR นำกระแสออกจากเบสของ TP และความต้านทาน R_1, R_2 ที่จะช่วยในการไบอัสย้อนกลับของทรานซิสเตอร์ เช่นเดียวกับในรูปที่ 1.8 (ก)

2.5.3 ใช้การขับนำเบสตามกระแสขาออก

การขับนำเบสโดยใช้วิธีย้อนกลับจากทางด้านขาออกตามวิธีในข้อ 2.4.2 ข. จะเป็นการเพิ่มประสิทธิภาพของวงจรขับนำเบส เพราะจะใช้กระแสจากวงจรขับนำเบสเฉพาะในตอนที่ทรานซิสเตอร์เริ่มนำกระแส และเมื่อทรานซิสเตอร์เริ่มนำกระแสแล้ว กระแสเบสส่วนใหญ่จะได้ออกจากการย้อนกลับของวงจรขาออก

2.6 การปรับปรุงวิธีการ turn-off ทรานซิสเตอร์

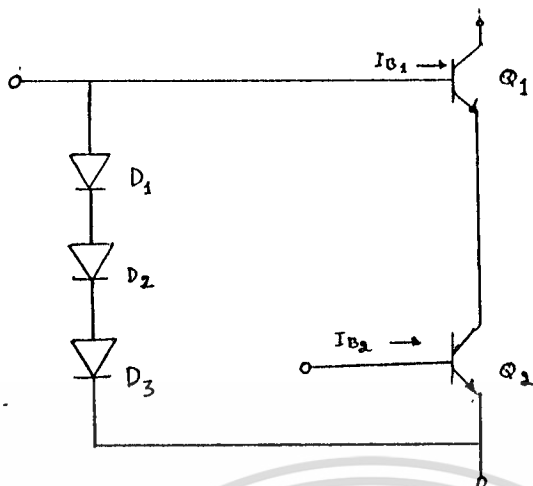
การใช้ทรานซิสเตอร์เป็นสวิตช์นั้น ส่วนใหญ่จะมีปัญหาอยู่ที่การ turn-off ทรานซิสเตอร์ เพราะโดยทั่วไป turn-off time (T_{off}) จะยาวกว่า turn-on time (t_{on}) เสมอ ดังนั้น T_{off} จะเป็นตัวจำกัดความถี่ที่ใช้เสมอ และในการที่จะลด T_{off} จำเป็นที่จะต้องดึงกระแสเป็นจำนวนมากออกจากเบส ซึ่งการทำเช่นนี้จะทำให้เกิด Reverse-biased second breakdown ทำให้แรงดันที่ใช้งานได้ของทรานซิสเตอร์ลดลง ดังนั้นจึงได้มีการคิดค้นวิธีที่จะลด t_{off} โดยไม่ให้เกิด Reverse-biased second breakdown และได้เสนอวิธีการ 2 วิธี

2.6.1 การ turn-off โดยการเปิดวงจรอิมิตเตอร์

วิธีนี้ใช้การเปิดวงจรอิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์หลัก Q_1 ซึ่งทนแรงดันได้สูงโดยใช้ทรานซิสเตอร์ Q_2 ซึ่งเป็นทรานซิสเตอร์แรงดันต่ำ ดังแสดงในรูป 1-9 การที่ Q_2 ใช้ทรานซิสเตอร์แรงดันต่ำได้ ก็เนื่องจากแรงดันคอลเล็กเตอร์ของ Q_2 จะไม่เกินผลรวมของแรงดันไบอัสตรงของไดโอดทั้ง 3 ตัว กับแรงดันนึ่งทะเลายย้อนกลับของทรานซิสเตอร์ Q_1 ที่เบสอิมิตเตอร์ซึ่งมีค่าประมาณ 20 โวลต์ การใช้ทรานซิสเตอร์แรงดันต่ำจะมีข้อดีในด้านความเร็วในการสวิตช์และอัตราการขยายกระแสทั้งนี้เพราะทรานซิสเตอร์แรงดันต่ำ จะมีชั้นของเบสแคบทำให้อัตราขยายทางกระแสและความเร็วในการสวิตช์สูงกว่าทรานซิสเตอร์แรงดันสูงจึงไม่มีปัญหาในการขับเบสมากนักแม้ว่ากระแสคอลเล็กเตอร์ของ Q_2 จะมีค่าเท่ากับกระแสอิมิตเตอร์ของ Q_1 การ turn on นั้น จะต้อง turn on ทั้ง Q_1 และ Q_2 พร้อมกับส่วนการ turn-off นั้น เมื่อ turn-off Q_2 จะทำให้กระแสอิมิตเตอร์ของ Q_1 ลดลงเป็นศูนย์ ดังนั้นกระแสคอลเล็กเตอร์ทั้งหมดของ Q_1 จะไหลออกทางเบสผ่านทางไดโอด D_1 ถึง D_3 จึงจะกวาดพาหะข้างน้อยส่วนเกินในเบสออกไปอย่างรวดเร็วอันเป็นการลด storage time (t_s) และ fall time (t_f) ของทรานซิสเตอร์ เนื่องจากในขณะที่ Q_1 และ Q_2 นำกระแสและอยู่ในภาวะอิ่มตัว แรงดันระหว่าง B_1 กับ E_2 จะต่ำกว่า cut in voltage ของไดโอด 3 ตัวรวมกัน ไดโอดทั้ง 3 ตัวจะไม่นำกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

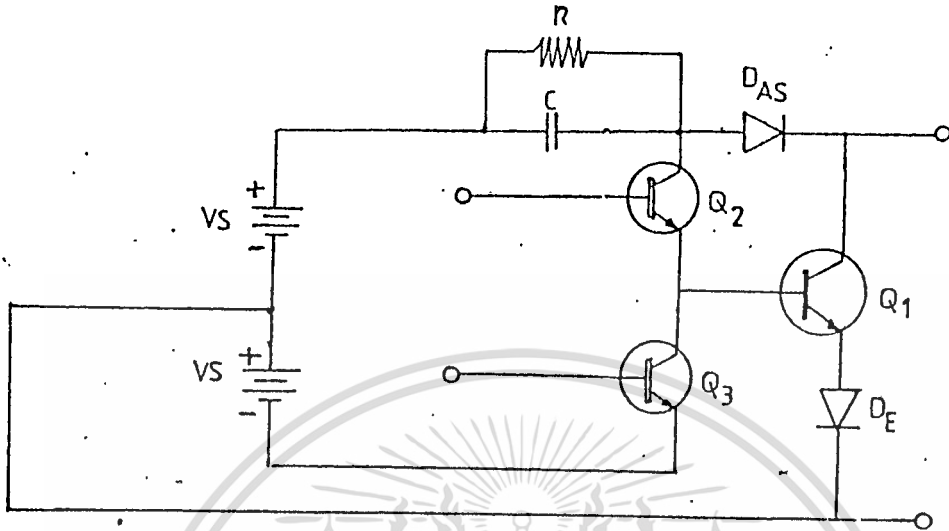
ไม่ว่ากรณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 1.9 แสดงทรานซิสเตอร์ที่ใช้วิธี turn-off โดยวงจรมอเตอร์ และในตอน Q1 และ Q2 หยตนำกระแส จะไม่มี I_{B1} ดังนั้น จึงไม่มีกระแสไหลผ่านไดโอด เมื่อ turn-off Q1 และ Q2 แล้ว แต่จะมีเฉพาะในระหว่าง turn-on เท่านั้น ถึงแม้ว่าจะมีค่ามากเท่ากับกระแสคอลเล็กเตอร์ของ Q1 แต่ก็เป็นช่วงเวลาสั้นมาก จึงสามารถใช้ไดโอดที่ทนกระแสได้น้อยกว่ากระแสคอลเล็กเตอร์มาก ๆ ได้ ทั้งนี้เพราะปกติไดโอดจะทนกระแสเสิร์จ (surge current) ได้หลายเท่าตัวของกระแสเฉลี่ยของไดโอดการ turn-off โดยการเปิดวงจรมอเตอร์นี้ นอกจากจะป้องกัน Reverse biased second breakdown ยังทำให้ขีดจำกัดของแรงดันหนึ่งหลาย เพิ่มจาก V_{CEO} เป็น V_{CBO} ซึ่ง V_{CBO} จะมีค่าเท่ากับ 2 เท่าของ V_{CEO} ทำให้เหมาะที่จะใช้ในวงจรที่มี turn-off surge voltage สูง เช่น fly back ข้อเสียของวงจรมอเตอร์ที่ใช้การ turn-off โดยวิธีเปิดวงจรมอเตอร์ก็คือ กำลังสูญเสียที่เพิ่มขึ้นจาก Q2 ตอนนำกระแส แต่ถ้ามอเตอร์ทำงานที่มีความถี่สูง การลดลงของกำลังสูญเสียในสวิตช์เนื่องจากความเร็วของการ turn-off ที่เพิ่มขึ้นจะมากกว่ากำลังสูญเสียในตอนนำกระแสได้ ทั้งนี้เพราะการสวิตช์ที่มีความถี่สูงกำลังสูญเสียเนื่องจากการสวิตช์จะมีค่ามากกว่ากำลังสูญเสียเนื่องจากแรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์ระหว่างการนำกระแสมา

2.6.2 การใช้ไดโอดก่อนกรมกับอิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์หลัก

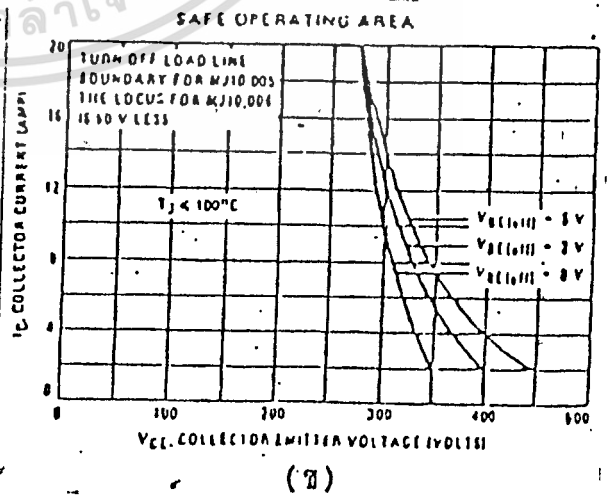
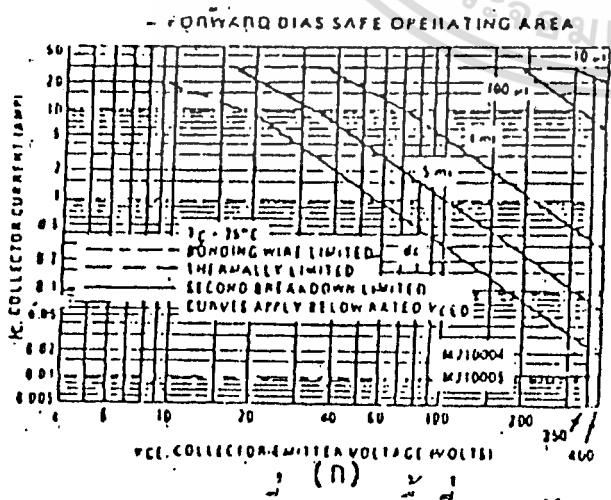
ในรูปที่ 1.10 แสดงวงจรที่ใช้หลักการ turn-off โดยการเปิดวงจรมอเตอร์แต่ใช้ไดโอด DE แทนทรานซิสเตอร์ Q2 ในรูป 1.9 วงจรนี้จะ turn off DE ด้วยแรงดันลบที่มีค่าสูงแทนการ turn-off ทรานซิสเตอร์ Q2 ซึ่งจะช่วยลดจำนวนอุปกรณ์ลง โดยให้ผลเหมือนกับในข้อ 3.6.1 แต่ข้อเสียก็คือ จะต้องใช้แรงดันลบที่มีค่าสูงและ Q3 จะต้องรับแรงดันสูงมาก ในตอน turn-off กล่าวคือในตอน turn-off กระแสคอลเล็กเตอร์ของ Q1 และกระแสย้อนกลับ Q3 ทั้งหมด



รูปที่ 1.10 แสดงวงจรทรานซิสเตอร์ที่ใช้ในการ turn-off โดยหลักการเปิดวงจรอิมิตเตอร์ แต่ใช้ ไดโอดแทน ทรานซิสเตอร์

2.7 ขีดจำกัดและการป้องกันทรานซิสเตอร์

การใช้งานทรานซิสเตอร์จำเป็นจะต้องทราบขีดจำกัดของทรานซิสเตอร์ที่ใช้โดยทั่วไป ผู้ผลิตจะกำหนดพื้นที่ปลอดภัยของทรานซิสเตอร์ (Safe Operating Area หรือ SOA) ในระนาบของกระแสคอลเล็คเตอร์ (IC) และแรงดันอิมิตเตอร์คอลเล็คเตอร์ (VCE) ทั้งในตอนที่ไอส์ตาม (RBSOA) และในตอนที่ไอส์ย้อนกลับ (RBSOA) ดังแสดงในรูป 1.11 ก. และข.



รูปที่ 1.11 พื้นที่ปลอดภัยของทรานซิสเตอร์

(ก) ในตอนไบอัสตาม

(ข) ในตอนไบอัสย้อนกลับ

2.8 แรงดันพังทลายของทรานซิสเตอร์

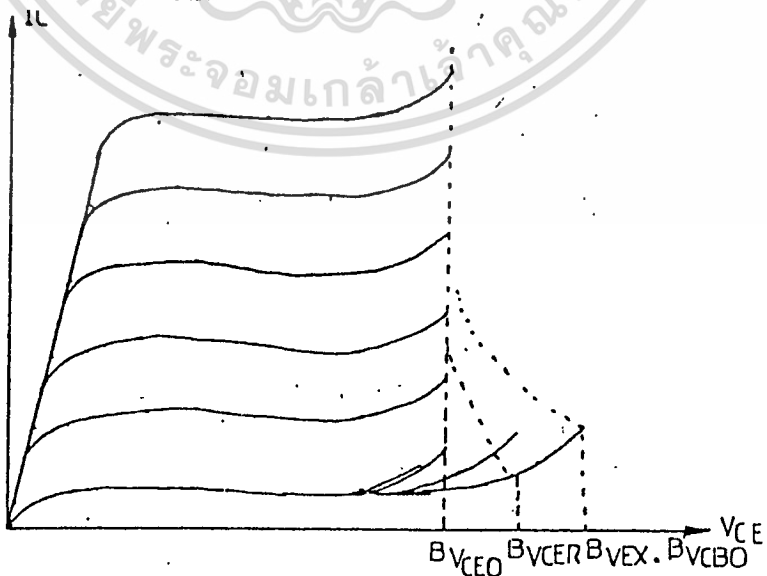
เมื่อเพิ่มแรงดัน ลักษณะของทรานซิสเตอร์จะเริ่มไม่เป็นเชิงเส้นเมื่อ VCE มาถึงค่าหนึ่งจะเกิดปรากฏการณ์ทะลุ (breakdown) ขึ้นกล่าวคืออิเล็กตรอนที่รอยต่อได้รับการเร่งจากสนามไฟฟ้า จนสามารถทำให้เกิดอิเล็กตรอนชนใหม่เพื่อชนกับอะตอมเราใช้สัญลักษณ์ BV_{CBO} สำหรับแรงดันทะลุของรอยต่อ คอลเล็กเตอร์-เบส เมื่อเปิดวงจรที่อิมิตเตอร์ แรงดัน ทะลุระหว่างคอลเล็กเตอร์จะมีค่าต่ำกว่า BV_{CBO} เช่นแรงดันทะลุ BV_{CER} ระหว่างคอลเล็กเตอร์กับอิมิตเตอร์เมื่อเปิดวงจรที่เบสมีค่าประมาณ 0.3-0.5 เท่าของนอกจากสัญลักษณ์ทั้งสองนี้เรายังใช้สัญลักษณ์ของแรงดันทะลุตามลักษณะการต่อขั้วทรานซิสเตอร์ดังนี้

BV_{CER} : แรงดันทะลุระหว่างคอลเล็กเตอร์กับอิมิตเตอร์ เมื่อต่อความต้านทานระหว่างเบสกับอิมิตเตอร์

BV_{CES} : แรงดันทะลุเมื่อลัดวงจรเบสกับอิมิตเตอร์

BV_{CES} : แรงดันทะลุเมื่อมีแรงดันไบอัสกลับระหว่างเบสกับอิมิตเตอร์
แรงดันทะลุ จะมีค่าเล็กใหญ่ตามลำดับ ดังนี้

$$BV_{CBO} < BV_{CER} < BV_{CES} < BV_{CES} < BV_{CBO}$$

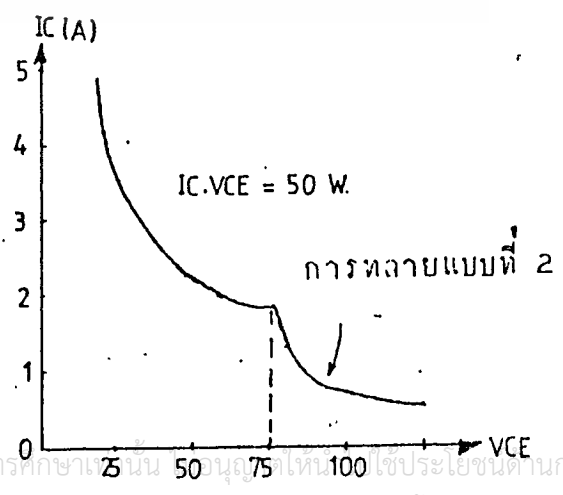
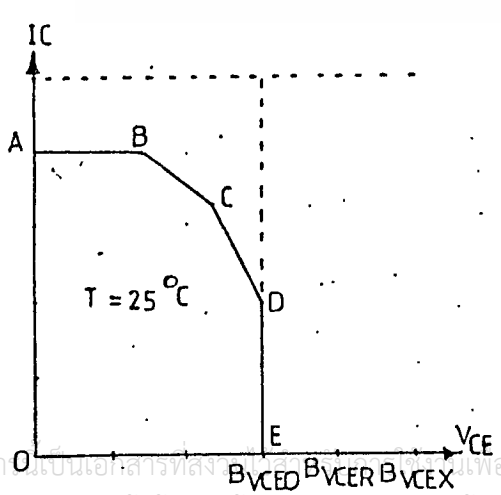


รูปที่ 1.12 ลักษณะขาออกของทรานซิสเตอร์ BJT แสดงค่าแรงดันหลาย

นอกจากการทะลุตามปรากฏการณ์ภูเขาทะลุ (avalanche) ดังกล่าวข้างต้นแล้ว ยังมีปรากฏการณ์อีกประเภทหนึ่งซึ่งเรียกชื่อว่า การทะลุแบบที่สอง (secondary breakdown) ซึ่งมักจะเป็นต้นเหตุสำคัญที่ทำให้ทรานซิสเตอร์เกิดความชำรุดเสียหาย ปรากฏการณ์นี้มีความซับซ้อนมาก และเป็นปรากฏการณ์ ทางความร้อนและ ปรากฏการณ์ ภูเขา ทะลุ ผสมผสานกัน ถ้าเกิดในขณะที่รอยต่อเบส-อิมิตเตอร์ไบอัสตรงก็จะอธิบายได้ดังนี้ พื้นที่รอบนอกของเบสที่อยู่ใกล้บริเวณของแวนดิกที่ฉาบโลหะเพื่อต่อเป็น ขั้วภายนอกนั้นมักจะได้รับการไบอัส มากกว่าทำให้กระแสคอลเล็กเตอร์มากระจุกตัวในพื้นที่นี้ บางจุดจะร้อนมาก (hot spots) จุดนี้ก็จะนำกระแสมากขึ้น ทำให้ยิ่งร้อนขึ้น ไปอีกจนเกิดการขาด เสถียรภาพทาง อุณหภูมิ เรียกว่า การ (runaway) ดีไม่ต้อาจเกิดปรากฏการณ์ ภูเขาทะลุที่ จุดนี้ได้เมื่ออุณหภูมิเพิ่มขึ้นถึงค่าหนึ่ง จะเกิดการทะลุแบบที่สองเหมือน เกิดการขัดขวางระหว่างอิมิตเตอร์กับคอลเล็กเตอร์ อย่างไรก็ตามก็ตีปรากฏการณ์นี้มักจะเกิดขึ้นในขณะที่ไบอัสกลับรอยต่อเบส-อิมิตเตอร์ เพื่อให้ทรานซิสเตอร์หยุดนำกระแส ในกรณีนี้พื้นที่ของเบสจะถูกไบอัสกลับไม่สม่ำเสมอ กล่าวคือ รอบนอกจะถูกไบอัสกลับก่อนซึ่งทำให้กระแสคอลเล็กเตอร์มากระจุกตัวอยู่ที่ตรงกลางจนเกิดปรากฏการณ์ภูเขาทะลุ และจะเกิดความชำรุดเสียหายในเนื้อเบส เนื่องจากอุณหภูมิสูงเกินไป 1.13 (ก) แสดงพื้นที่ปลอดภัยของทรานซิสเตอร์ ซึ่งได้แก่พื้นที่ในระนาบ, vce ล้อมรอบด้วยขีดจำกัดในภาวะการทำงานแบบสถิตของทรานซิสเตอร์ สังเกตว่าสเกลที่ใช้เป็นล็อก ล็อกเขตแดนของพื้นที่ปลอดภัย เป็นดังนี้

- AB ตรงกับกระแสสูงสุด
- BC ตรงกับกำลังสูญเสีย ($I_c V_{ce}$) สูงสุด คือ ไอเบอร์โบล่า ของค่าทานกำลังของทรานซิสเตอร์ในสเกลเชิงเส้น ดังรูปมรา 1.13 (ข)
- CD โลกัสของการทะลุแบบที่สอง
- DE การทะลุ

เส้นประตรงกับพื้นที่ "ปลอดภัย" ในภาวะการทำงานแบบสวิทช์ซึ่งอย่างไรก็ตามพื้นที่นี้อาจจะไม่ปลอดภัยนัก เพราะเสี่ยงต่อการทะลุแบบที่สองเป็นสำคัญ



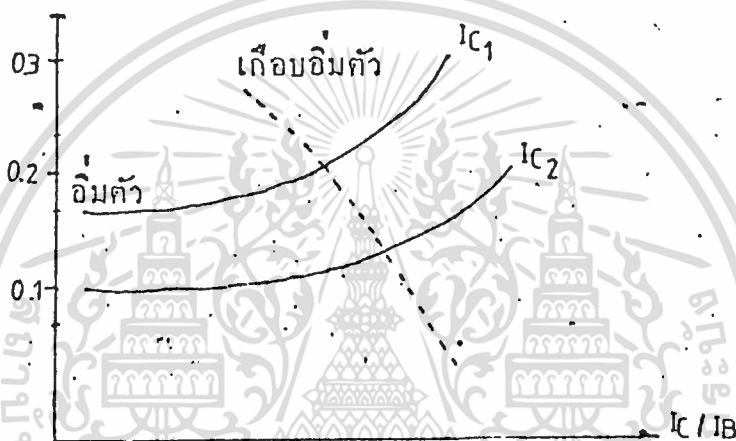
(ก) สเกลลือก

(ข) สเกลเชิงเส้น

รูปที่ 1.13 พื้นที่ปลอดภัยในการทำงานของทรานซิสเตอร์

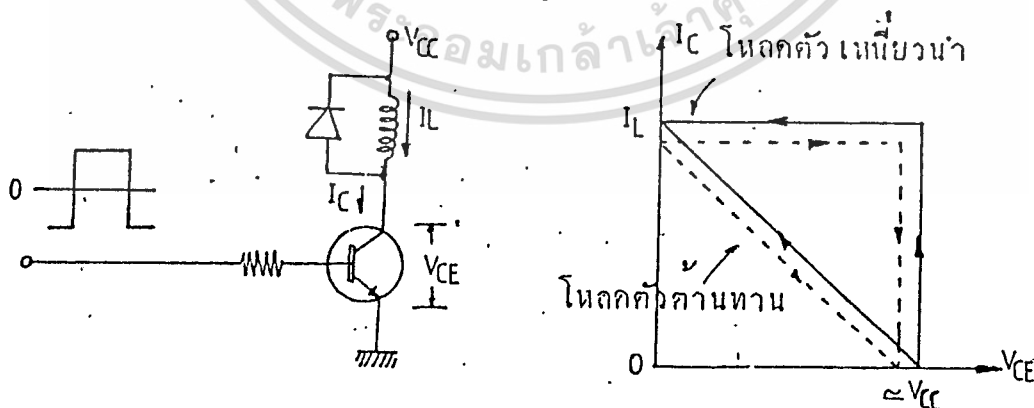
แรงดันต่ำ

ในภาคโรงงานอัตราส่วนของกระแส $I_c/I_b = h_{fe}$ มีค่าคงตัวประมาณ 10 ถึง 20 สำหรับทรานซิสเตอร์กำลัง เมื่อทรานซิสเตอร์เริ่มเข้าสู่ภาคอิมิตัวอัตราส่วน I_c/I_b จะเริ่มลดลง ในขณะที่เดียวกันแรงดัน V_{ce} มีค่าใกล้ค่าอิมิตัวคือประมาณ 0.1 ถึง 0.3 โวลต์แม้จะเพิ่ม I_B ขึ้นไปอีก V_{ce} จะมีค่าคงตัว (ดูรูปที่ 1.14)



รูปที่ 1.14 แสดงค่าแรงดัน V_{ce} ในภาคอิมิตัว

เส้นโหลดในภาคสวิตซ์ซึ่ง



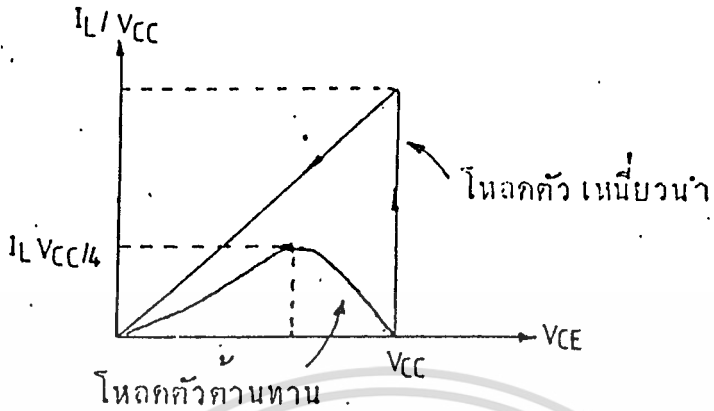
(ก) การใช้ทรานซิสเตอร์เป็นสวิตซ์

(ข) เส้นโหลด

เมื่อมีตัวเหนี่ยวนำเป็นโหลด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ค) ค่าฉับพลันของกำลังสูญเสียในทรานซิสเตอร์เมื่อเปลี่ยนสถานะ

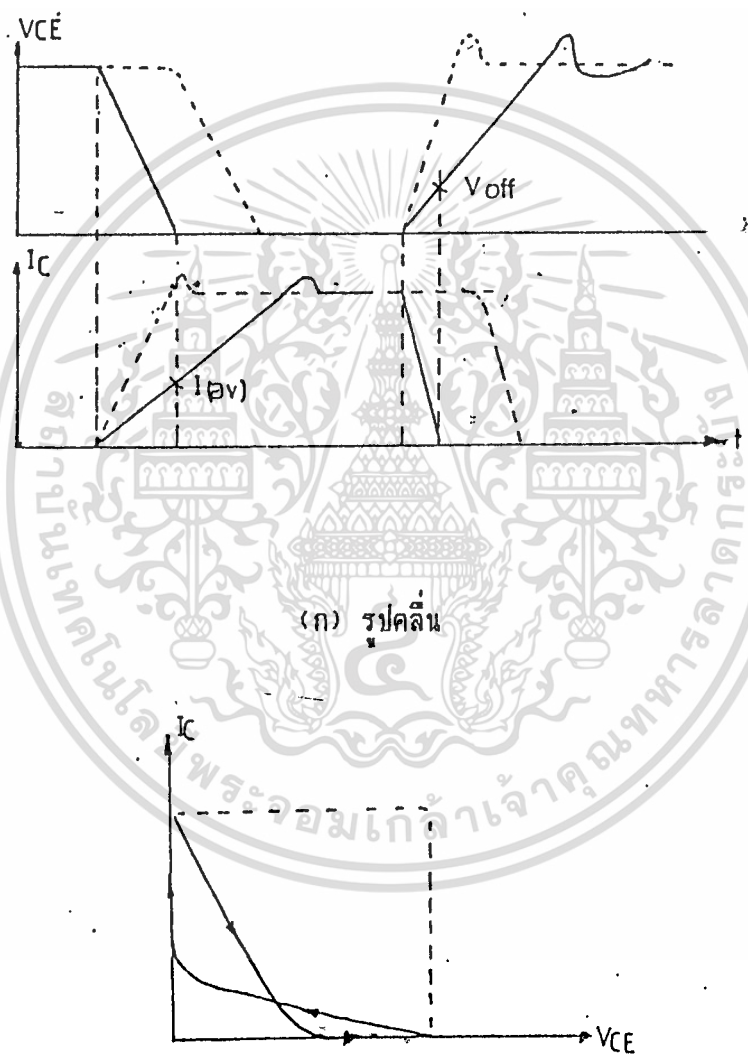
รูปที่ 1.15

ในกรณีที่โหลดเป็นความต้านทานเมื่อทรานซิสเตอร์เปลี่ยนสถานะจากอิมิต์วไปสู่การหยุดนำกระแสหรือกลับกัน เราคงมีความสัมพันธ์เชิงเส้นระหว่างกระแส IC และแรงดัน Vce ดังนี้ $V_{cc} = V_{ce} + I_c R_L$ สมการนี้ให้กราฟเป็นเส้นตรงเรียกว่าเส้นโหลด ในกรณีที่โหลดเป็นตัวเหนี่ยวาน่าและมีไดโอด D ต่อคร่อมอยู่เรียกว่าไดโอด (free wheel) ซึ่งใส่ไว้เพื่อเป็นทางผ่านกระแสของตัวเหนี่ยวาน่าเมื่อทรานซิสเตอร์หยุดนำกระแส (ดูรูปที่ 1.15 (ก)) สมมติว่าก่อนหน้านี้ทรานซิสเตอร์หยุดนำกระแส เมื่อ $t = 0$ เราใส่สัญญาณขึ้นที่เบส เพื่อให้ทรานซิสเตอร์นำกระแสตรงไปที่ไดโอด D ยังนำกระแสอยู่ V_{ce} มีค่าคงตัวประมาณ V_{cc} ทรานซิสเตอร์จะเริ่มย้ายเบนกระแส I_c จากไดโอดเมื่อกระแส I_c เพิ่มขึ้นถึงค่า I_{c0} ไดโอด D จะหยุดนำกระแส แรงดัน V_{ce} จึงเริ่มลดลงจนถึงค่า $V_{ce sat}$ เส้นตรงของโหลดในการสวิตช์เช่นนี้จะมีสองเส้นคือ เมื่อไดโอดนำกระแส $V_{ce} = V_{cc}$ เมื่อไดโอดหยุดนำกระแส $I_c = I_{c0}$ (ดูรูปที่ 1.15 (ข)) ในทางกลับกันถ้าใส่สัญญาณขึ้นที่เบสเพื่อให้ทรานซิสเตอร์ เปลี่ยนจากอิมิต์ว เป็นหยุดนำ กระแสตรงไปที่ไดโอดยังไม่ทำงานกระแสผ่านตัวเหนี่ยวาน่าก็ยังคงไหลผ่านทรานซิสเตอร์ ($I_c = I_{c0}$) เมื่อไดโอดเริ่มทำงานจึงได้ $V_{ce} = V_{cc}$ การสวิตช์เมื่อโหลดเป็นตัวเหนี่ยวาน่ามีข้อที่หนึ่งระวังมากกว่าเมื่อมีความต้านทานเป็นโหลด จะสังเกตได้ว่า ค่าฉับพลัน (instantaneous value) ของกำลังสูญเสีย ($i_c V_{ce}$) เมื่อมีตัวเหนี่ยวาน่าเป็นโหลด จะมีค่าสูงสุดมากกว่าคือ 4 เท่า ดูได้จากรูปที่ 1.15 (ค)

2.9 วงจรช่วยการสวิตช์ของทรานซิสเตอร์ (BJT)

ในหัวข้อ 2.8 เราได้ชี้ให้เห็นว่า ในกรณีที่มีโหลดเป็นตัวเหนี่ยวาน่า กำลัง สูญเสียในทรานซิสเตอร์ขณะเปลี่ยนสถานะจะมีค่าสูง และยังเสี่ยงต่อการชำรุดเสียหายโดยการ ทะลายนอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ญาติเห็นว่าไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แบบที่สองอีกด้วย สาเหตุที่กำลังสูญเสียมีค่าสูงก็คือ ในขณะที่เปลี่ยนสถานะทั้ง V_{ce} และ I_c มีค่าสูงพร้อม ๆ กัน หลักการในการลดกำลังสูญเสียก็คือ เมื่อต่อวงจรถวายการสวิตช์ (จากอิมิตัวเป็นหยุด นำกระแส) กราฟจะให้ V_{ce} ลดลงก่อนจากนั้นจึงให้ I_c เพิ่มขึ้นเมื่อตัดวงจรถวายการ (จากอิมิตัวเป็นหยุด นำกระแส) เราจะให้ I_c ลดลงก่อน จากนั้นจึงให้ V_{ce} ลดลงก่อนจากนั้นจึงให้ V_{ce} เพิ่มขึ้น (ดูรูปที่ 1.16) การประวิง การเพิ่มของ I_c และ V_{ce} ในขณะต่อและตัดวงจรถวายการตามลำดับเช่นนี้จะลดกำลังสูญเสียลงได้มาก



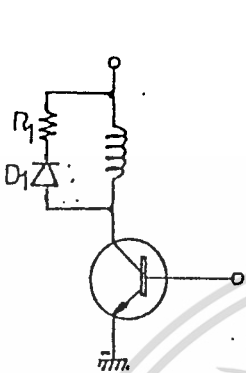
(ข) เส้นไหล

รูปที่ 1.16 แสดงรูปคลื่นและเส้นไหล เมื่อใช้วงจรถวายการสวิตช์ (เส้นประคือ กรณีไม่มีวงจรถวายการสวิตช์)

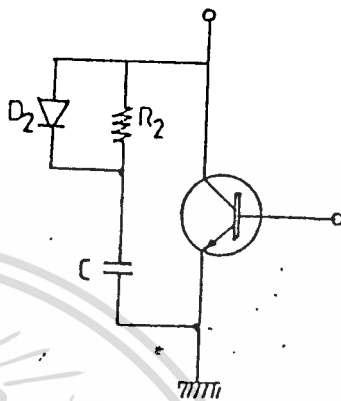
การประวิงการเพิ่มกระแสขณะต่อวงจรถวายการทำได้โดยต่อตัวเหนี่ยวนำ X ค่าประมาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

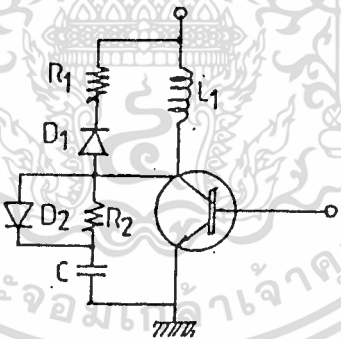
10 NH. อนุกรมกับคอลเล็กเตอร์ ทว่าในขณะที่ตัดวงจรเราจะไม่ประวิงกระแส จึงตัด X ด้วย ไดโอด D1 อนุกรมกับความต้านทาน R1 (ดูรูปที่ 1.17 (ก)) ในช่วงหยุดนำกระแสวงจร D1, R1 นี้จะช่วยระบายพลังงานที่ได้สะสมไว้ใน X ในช่วงอิมพัลส์ด้วย



(ก) วงจรประวิงกระแส



(ข) วงจรประวิงแรงดัน



(ค) วงจรช่วยการสวิตช์

รูปที่ 1.17

การประวิงการเพิ่มแรงดันขณะตัดวงจรทำได้โดยต่อตัวเก็บประจุค่าประมาณ 10 นาโนฟารัด คร่อมทรานซิสเตอร์ไดโอด D2 แต่ในขณะที่ต่อวงจร C จะไม่มีผลในการประวิงการลดลงของแรงดัน V_{ce} ในช่วงอิมพัลส์ C จะคายประจุผ่าน R2 (ดูรูปที่ 1.17 (ข)) เมื่อรวมวงจรที่ใช้ประวิงการเพิ่มของกระแสและของแรงดันเข้าด้วยกันเราจะได้วงจรช่วยการสวิตช์ดังในรูปที่ 1.17 (ค) วงจรช่วยการสวิตช์จะช่วยป้องกันการชำรุดเสียหายของทรานซิสเตอร์และเพิ่มความเชื่อถือได้ในการทำงานเป็นสวิตช์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

วงจรขยายกำลัง

วงจรขยายกำลังมักจะแบ่งแยกเป็นคลาสต่าง ๆ ตามจุดไบแอสที่ทรานซิสเตอร์ ทำ
งานอยู่ ดังนี้

1. คลาสเอ (Class A) คือ วงจร ขยายที่มี ทรานซิสเตอร์ ในโหนด ตลอดคาบ (period) ของสัญญาณเข้า
2. คลาสเอบี (Class AB) คือ วงจรขยายที่มีทรานซิสเตอร์ในโหนดมากกว่าครึ่ง คาบ แต่น้อยกว่าเต็มคาบของสัญญาณเข้า
3. คลาสบี (Class B) คือ วงจรขยายที่มีทรานซิสเตอร์ในโหนดครึ่งคาบ
4. คลาสซี (Class C) คือ วงจรขยายที่มีทรานซิสเตอร์ในโหนดน้อยกว่าครึ่งคาบ

3.1 วงจรขยายคลาสนเอ

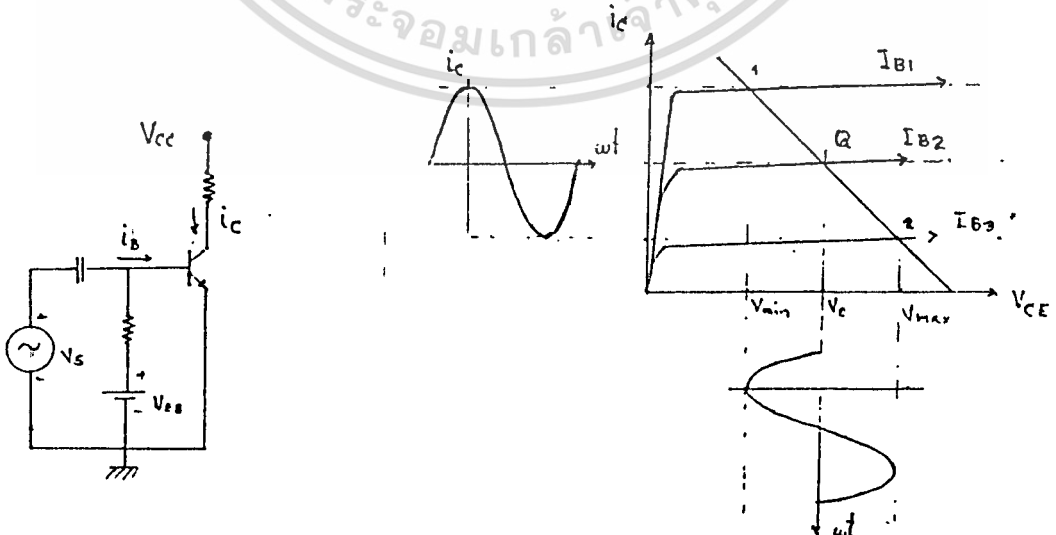
3.1.1 ชนิดที่ใช้ตัวต้านทานเป็นโหนด (รูปที่ 3.1) เมื่อไม่มีสัญญาณเข้าทรานซิสเตอร์จะมีจุดทำงานอยู่ Q (รูปที่ 3.2) และ V_{ce} จะจ่ายกระแส I_{B1} แก่เบสเมื่อใช้แรงดัน V_{ce} แรงดันนี้จะเพิ่มและลดกระแส I_{B2} เป็น I_{B1} และ I_{B3} ทำให้แรงดันที่คอลเลกเตอร์เปลี่ยนเป็น V_{min} และ V_{max} ตามลำดับ กำลังออกที่วงจรขยายจ่ายให้กับโหลด R_L คือ

$$P = V_c I_c = \frac{I_c^2 R_L}{2} \quad (3.1)$$

โดยที่ V_c และ I_c เป็นค่าอาร์เอ็มเอส (rms) ของแรงดันออก V_c และกระแส I_c ตามลำดับ

$$I_c = \frac{I_m}{\sqrt{2}} = \frac{I_{max} - I_{min}}{2\sqrt{2}} \quad (3.2)$$

$$V_c = \frac{V_m}{\sqrt{2}} = \frac{V_{max} - V_{min}}{2\sqrt{2}} \quad (3.3)$$



รูปที่ 3.1 วงจรขยายอย่างง่าย

รูปที่ 3.2 ลักษณะสมบัติขาออกแสดงรูปคลื่นของกระแสและแรงดันที่คอลเลกเตอร์

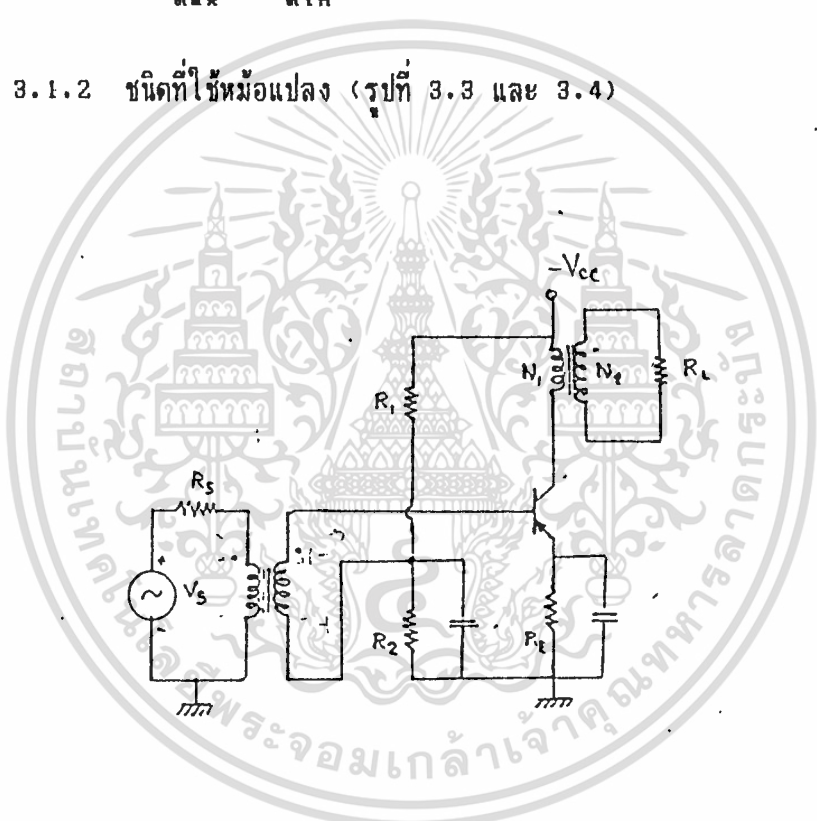
ดังนั้นกำลังคือ

$$P = V_{m} I_{m} / 2 = I_{m}^2 R_L / 2 = V_{m}^2 / 2R_L$$

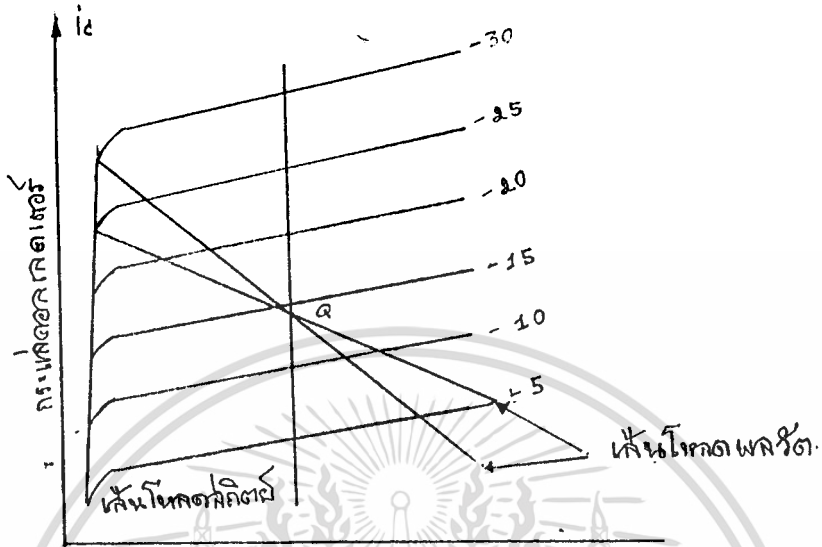
$$P = (V_{max} - V_{min})(I_{max} - I_{min}) / 8$$

$$= (V_{max} - V_{min})^2 / 8R_L$$

3.1.2 ชนิดที่ใช้หม้อแปลง (รูปที่ 3.3 และ 3.4)



รูปที่ 3.3 วงจรขยายชนิดที่ใช้หม้อแปลงส่งกำลังออก



รูปที่ 3.4 ลักษณะทางด้านออกแสดงเส้นโหลดกระแสตรงและเส้นโหลดกระแสสลับ

ข้อดี

ข้อเสีย

- | | |
|--|---|
| 1. ไม่มีกระแสไหลผ่านโหนดเมื่อไม่มีสัญญาณ | 1. หม้อแปลงแพง หนัก กิ่งก้านและมีประสิทธิภาพต่ำ |
| 2. แยก (isolate) วงจรของโหนดออกจากวงจรทรานซิสเตอร์ | 2. หม้อแปลงเป็นตัวจำกัดแถบความถี่และระดับกำลัง และทำให้เกิดความเพี้ยน |
| 3. มีอัตราขยายกำลังสูง | |
| 4. สามารถให้กำลังอย่างมีประสิทธิภาพแก่โหนดค่าต่ำ ๆ โดยอาศัยหม้อแปลงเป็นตัวแปลงอิมพีแดนซ์ | |
| 5. ประสิทธิภาพทางทฤษฎีได้ 50 % | |

$$V_1 = N_1/N_2 \cdot V_2 ; I_1 = N_2/N_1 \cdot I_2$$

$$V_1/I_1 = V_2/I_2 \cdot 1/N^2$$

ดังนั้น โหลดกระแสสลับของคอลเลกเตอร์คือ

$$R_L = R_L/n^2$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.1.3 ประสิทธิภาพ

$$= \frac{\text{กำลังของสัญญาณที่ส่งให้โหลด}}{\text{กำลังกระแสตรงจากแหล่งจ่าย}} \times 100 \%$$

$$= \frac{1}{2} \frac{V_m I_m}{V_{cc} I_c} \times 100 \% = 50 \left(\frac{V_m}{V_{cc}} \right) \left(\frac{I_m}{I_c} \right) \%$$

ในการเมื่อคคคค

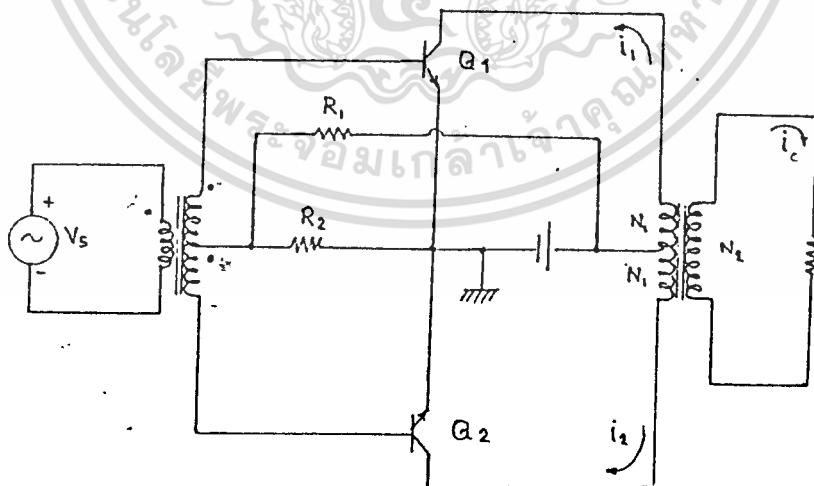
$$I_c = I_m ; V_m = (V_{max} - V_{min})/2$$

$$\text{ดังนั้น} = 25 \left(\frac{V_{max} - V_{min}}{V_{cc}} \right) \%$$

จะเห็นได้ว่า วงจรขยายกำลังที่มีโหลดเป็นตัวต้านทานจะมีประสิทธิภาพสูงสุด 25 % แต่ชนิดที่ใช้หม้อแปลงจะมีประสิทธิภาพสูงสุด 50 %

3.2 วงจรขยายคลาสบี

ทรานซิสเตอร์ในวงจรขยายคลาสบีจะนำกระแสเพียงครึ่งคาบเท่านั้น ดังนั้นเพื่อให้สัญญาณออกไม่มีความเพี้ยน จึงจำเป็นต้องใช้ทรานซิสเตอร์ 2 ตัว ให้นำกระแสตัวละครึ่งคาบสลับกัน วงจรชนิดนี้เรียกว่า วงจรผลักดัน (push-pull)



รูปที่ 3.5 วงจรขยายแบบผลักดันที่ใช้ทรานซิสเตอร์ 2 ตัวและส่งกำลังออกทางหม้อแปลง เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 3.5 แสดงถึงวงจรขยายแบบผลัดขั้วชนิดหนึ่งหม้อแปลงทางด้านเข้าจะขั้วตัน
 ทรานซิสเตอร์ทั้งสองตัวกลับขั้วภาคกัน ทำให้ทรานซิสเตอร์ และ ผลัดกันนำกระแสด้วย 180 องศา
 จะพิสูจน์ว่าการใช้ทรานซิสเตอร์ในลักษณะเช่นนี้จะสามารถจัดอาร์โมนิคเลขคู่ของกระแสออกได้
 ให้กระแสเบสของ Q_1 เป็น

$$i_{b1} = I_{b1} \cos \omega t$$

กระแสเบสของ Q_2 คือ

$$i_{b2} = -i_{b1} = I_{b1} \cos (\omega t + \pi)$$

ดังนั้นกระแสคอลเล็กเตอร์ของ Q_1 จึงเป็น

$$i_{c1} = I_c + B_0 + B_1 \cos \omega t + B_2 \cos 2\omega t + B_3 \cos 3\omega t \quad (3.1)$$

โดยที่ B_0, B_1, B_2, B_3 คือสัมประสิทธิ์ในอนุกรมฟูริเยร์ (Fourier Series) เมื่อเราคำนึง
 ถึงความเพี้ยนอันเกิดจากลักษณะอันไม่ เป็นอุดมคติของ ทรานซิสเตอร์ในกรณีที่สัญญาณขาเข้าเป็น
 คลื่นรูปไซน์

ส่วนกระแสคอลเล็กเตอร์ของ Q_2 เป็น

$$i_{c2} = I_c + B_0 + B_1 \cos (\omega t + \pi) + B_2 \cos (2\omega t + \pi) + \dots \quad (3.13)$$

$$i_{c2} = I_c + B_0 - B_1 \cos \omega t + B_2 \cos 2\omega t - B_3 \cos 3\omega t \quad (3.14)$$

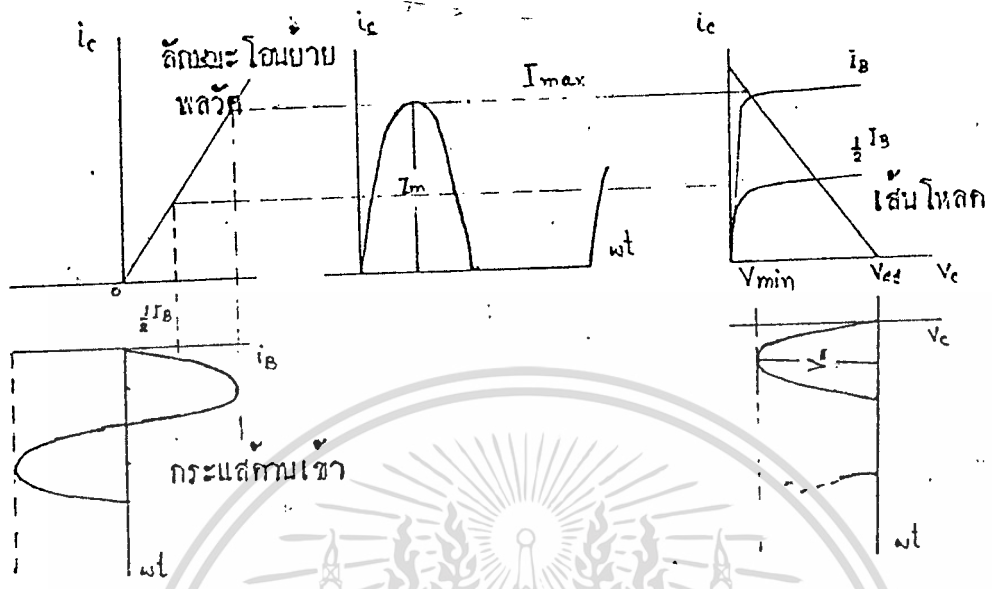
กระแสออกนั้นเป็นส่วนสำคัญของผลต่างของกระแสในคอลเล็กเตอร์ของทรานซิสเตอร์ทั้ง
 สองนั่นคือ

$$i_o = k(i_{c1} - i_{c2}) = 2k(B_1 \cos \omega t + B_3 \cos 3\omega t + \dots) \quad (3.15)$$

จะเห็นว่าอาร์โมนิคเลขคี่หายไปทำให้ความเพี้ยนน้อยลงแต่ทั้งนี้ทรานซิสเตอร์ทั้งสองตัวจะต้อง
 มีลักษณะการทำงานที่เหมือนกันหรือสมมาตรกัน

นอกจากนี้ในรูปที่ 3.5 กระแสตรงใจ Q_1 และ Q_2 ยังทำให้ สนามแม่เหล็กในขด
 ลวดปฐมภูมิของหม้อแปลงหักล้างกันทำให้สนามแม่เหล็กไม่อิ่มตัวและผลของแรงดันระลอกในแหล่ง
 จ่ายก็ถูกหักล้างกันให้หมดไปด้วย

พิจารณารูปที่ 3.6 จุดทำงาน สงบของ ทรานซิสเตอร์ คือที่ $V_{ce} = V_{cc}$ และ
 $I_c = 0$ เมื่อมีสัญญาณขาเข้าเป็นคลื่นรูปไซน์ จะมีกระแสคอลเล็กเตอร์ไหลเพียงครึ่งคาบเท่านั้น
 จุดทำงานจะเคลื่อนไปบนเส้นโหลดกระแสลบอันมีความชันเท่ากับ $-1/R_L$



รูปที่ 3.6 รูปคลื่นต่าง ๆ ของวงจรขยายคลาสบีที่มีทรานซิสเตอร์ตัวเดียว

โดยที่

$$R_L = \frac{(N_1)^2}{N_2^2} R_L \quad (\text{จากรูปที่ 3.5}) \quad (3.16)$$

กำลังออกคือ

$$P = \frac{I_m V_m}{2} = \frac{I_m (V_{cc} - V_{min})}{2}$$

เมื่อ $I_c = I_m / \pi$ ในกรณีครึ่งรูปคลื่น กำลังกระแสตรงทางต้านเข้าคือ

$$P_i = \frac{I_m V_{cc}}{2\pi}$$

$$= \frac{P}{\eta} \times 100\% = \frac{V_m}{4V_{cc}} = \frac{(1 - V_{min})}{4V_{cc}} \times 100\%$$

ดังนั้น $25 = 78.5\%$

เพราะฉะนั้นประสิทธิภาพสูงสุดคือ $25\pi = 78.5\%$

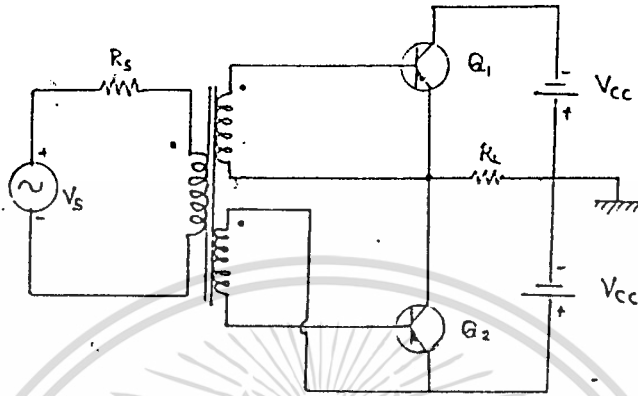
การที่ประสิทธิภาพสูงเช่นนี้ก็เนื่องมาจากไม่มีการสูญเสียกำลังเมื่อไม่มีสัญญาณเข้า ส่วนคลาสเอการสูญเสียในทรานซิสเตอร์จะมีมากที่สุดเมื่อไม่มีสัญญาณเข้าแต่กระแสตรงจากแหล่งจ่ายจะคงตัวตลอดเนื่องจากกระแสตรงเพิ่มพร้อมกับสัญญาณในคลาสบีจึงจำเป็นต้องมีแหล่งจ่ายที่มีเรกเลชัน (regulation) ดี

กำลังที่สูญเสียในทรานซิสเตอร์

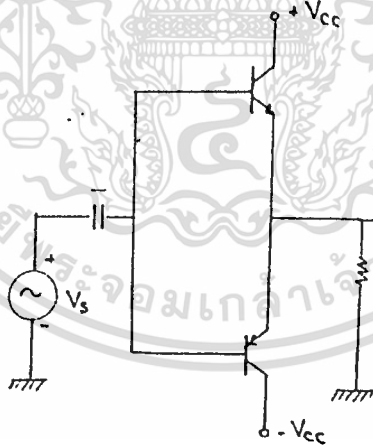
$$P_c = P_i - P = \frac{2}{\pi} \frac{V_m^2}{R_L} - \frac{V_m^2}{2R_L}$$

$$I_c = V_m / R_L'$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



แบบสมมาตรเสียมอคู่ประกอบ (complimentary symmetry)



รูปที่ 3.7 วงจรขยายคลาสบีแบบผลัดดึง

(ข) แบบสมมาตรเชิงคู่ประกอบ (complimentary symmetry)

จากสมการนี้จะเห็นได้ว่า $P_c = 0$ เมื่อ $V_{in} = 0$ และเพิ่มเมื่อ V_{in} เพิ่ม P_c มีค่าสูงสุดเมื่อ

$$V_{in} = \frac{2V_{cc}}{\pi} = \frac{2V_{cc}}{\pi^2 R_L} \tag{3.21}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$P_{max} \text{ (เมื่อ } V_u = V_{cc} \text{)} = \frac{V_{cc}^2}{2R_L}$$

$$P_c(\text{max}) = \frac{4}{\pi^2} P_{max} \approx 0.4 P_{max} \quad (3.22)$$

ดังนั้นถ้าเราต้องการกำลังกระแสสลับ 10 W จากวงจรผลัดดึงคลาสบีทรานซิสเตอร์จะเสียกำลัง $P_{c(\text{max})} = 4 \text{ W}$ ซึ่งหมายความว่าเราใช้ทรานซิสเตอร์ 2 ตัวโดยที่แต่ละตัวสามารถรับกำลังได้ 2 W แต่ถ้าเราใช้ทรานซิสเตอร์ 2 ตัวต่อขนานกันทำงานในคลาสเอแล้วจะให้ได้กำลังกระแสสลับทางต้านออก 10 ทรานซิสเตอร์แต่ละตัวจะต้องเสียกำลังอย่างน้อย 20 W สมมติว่า ประสิทธิภาพคือ 25 %

การกำเนิดฮาร์โมนิกอันดับสูง

ลักษณะเชิงเส้นของทรานซิสเตอร์เป็นจริงเมื่อสัญญาณเข้ามีขนาดเล็กเท่านั้น แต่สำหรับวงจรมายกกำลังซึ่งมีสัญญาณเข้าขนาดใหญ่ เส้นโค้งโอนย้ายพลวัต (dynamic transfer curve) เทียบกับจุดทำงานจะเป็นอนกรมกำลังดังนี้

$$i_c = G_1 i_b + G_2 i_b^2 + G_3 i_b^3 + G_4 i_b^4 \quad (3.23)$$

ถ้าคลื่นทางต้านเข้าเป็นคลื่นรูปไซน์ กระแสออกจะเป็น

$$i_c = I_c + B_0 + B_1 \cos \omega t + B_2 \cos 2\omega t + B_3 \cos 3\omega t \quad (3.24)$$

ความเพี้ยนฮาร์โมนิกคือ

$$D_2 = \frac{|B_2|}{|B_1|} ; \quad D_3 = \frac{|B_3|}{|B_1|} ; \quad D_n = \frac{|B_n|}{|B_1|}$$

โดยที่ D_s ($s=2, 3, 4, \dots$) คือความเพี้ยนฮาร์โมนิกอันดับ s กำลังออก

ถ้าความเพี้ยนนั้นละเอียดไม่ได้ เราต้องคิดกำลังผลรวมจากกำลังของความถี่พื้นฐาน และกำลังของฮาร์โมนิกทั้งหมด กำลังของความถี่พื้นฐานก็คือ

$$P_1 = \frac{B_1^2 R_L}{2}$$

ดังนั้นกำลังออกทั้งหมดคือ

$$P = (B_1^2 + B_2^2 + B_3^2 + \dots) \frac{R_L}{2} = (1 + D_2^2 + D_3^2 + \dots) P_1$$

หรือ $P = (1 + D^2) P_1 \quad (3.26)$

โดยที่ความเพี้ยนฮาร์โมนิกทั้งหมด หรือตัวประกอบความเพี้ยนคือ

$$D = \sqrt{D_2^2 + D_3^2 + \dots} \quad (3.27)$$

ถ้าความเพี้ยนทั้งหมดเป็น 10 % ของความถี่พื้นฐาน

$$P = (1 + 0.1^2) P = 1.01P \quad (3.28)$$

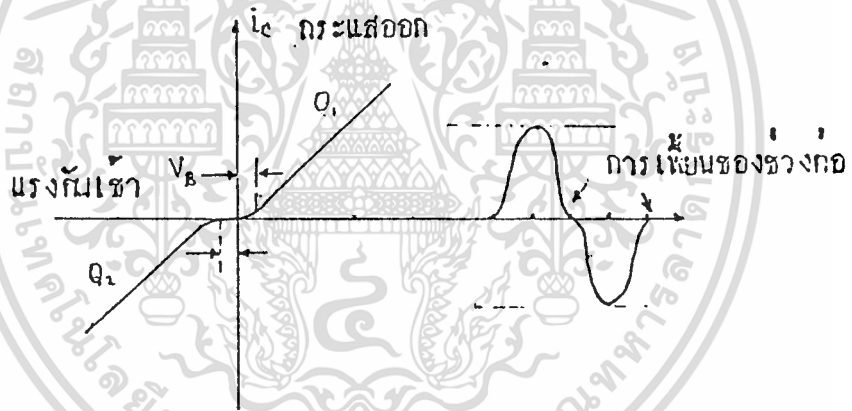
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

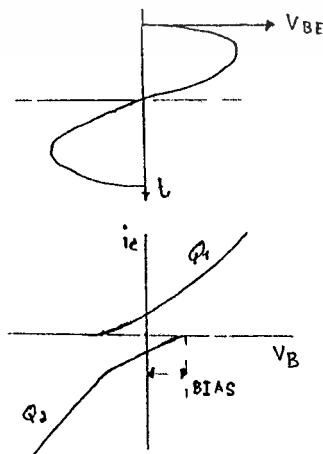
จะเห็นว่ากำลังผิดไปเพียง 1 % ดังนั้นโดยทั่วไปจึงสามารถใช้กำลังความถี่พื้นฐานแทนกำลังทั้งหมดได้

3.3 วงจรขยายคลาสเอบี

วงจรขยายคลาสบีมีแหล่งกำเนิดความเพี้ยนที่เนื่องมาจากความไม่เป็นเชิงเส้นของลักษณะทางด้านเข้า ดังแสดงในรูปที่ 3.8 และ 3.9 กระแสเบส i_B จะไม่ไหลจนกว่า v_{in} จะมีค่าสูงกว่า V_{BE} ซึ่งเท่ากับ 0.5 สำหรับทรานซิสเตอร์ซิลิคอน ดังนั้นสัญญาณออกจะเกิดความเพี้ยนที่ช่วงต่อ (crossover distortion) สำหรับวงจรขยายเสียง การเพี้ยนที่ช่วงต่อเพียงไม่กี่เปอร์เซ็นต์จะก่อความรำคาญให้กับผู้ฟังได้ วิธีแก้วิธีหนึ่งคือ ไบแอสให้ทรานซิสเตอร์ทั้งสองตัวนำกระแสเล็กน้อยเมื่อไม่มีสัญญาณเข้าดังในรูปที่ 3.9 ทำให้ได้ลักษณะพลวัตร่วมที่เป็นเส้นตรงผ่านจุดกำเนิด เราเรียกววงจรขยายชนิดนี้ว่า คลาสบี (class AB) เพราะมีกระแสไหลตลอดเวลาที่มากกว่า 180 รูปที่ 3.10 แสดงวิธีการแก้ความเพี้ยน 2 วิธี

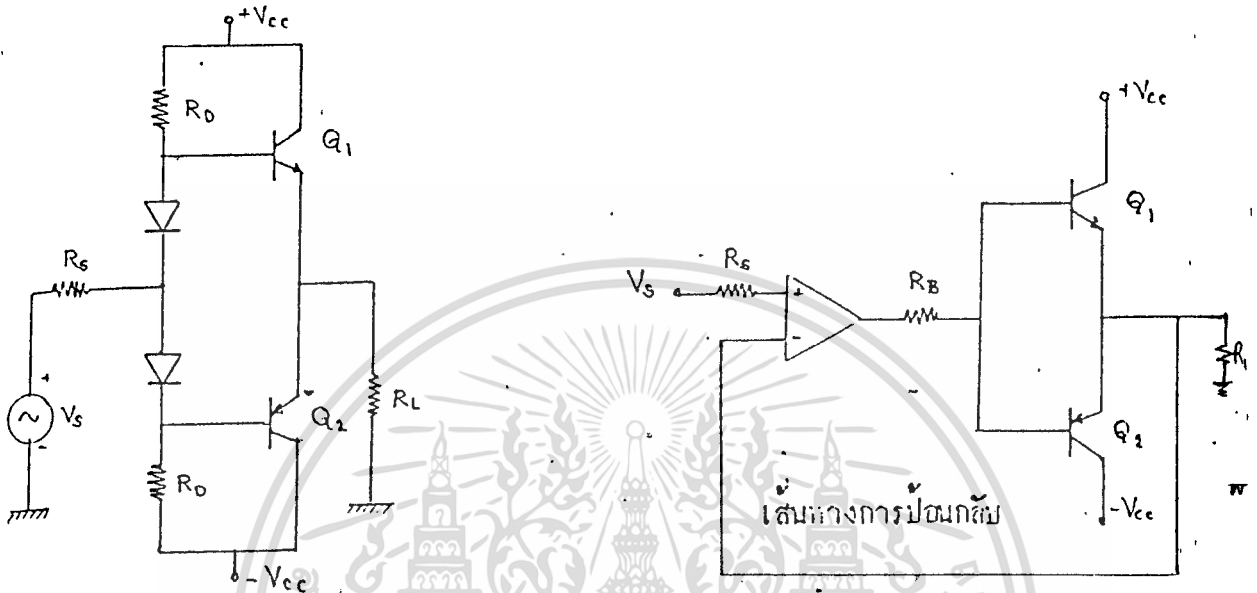


รูปที่ 3.8 ความเพี้ยนของช่วงต่อเกิดจากความโค้งของลักษณะพลวัตร่วม



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 3.9 วิธีแก้ข้อบกพร่องโดยการไบแอส



รูปที่ 3.10 วิธีแก้ความเพี้ยนที่ช่วงต่อ (ก) โดยการเพิ่มไบแอส (ข) โดยการป้อนกลับแบบลบ

3.4 ข้อพิจารณาทางอุณหภูมิ

ในวงจรขยายกำลังจะต้องมีกำลังจำนวนหนึ่งที่สูญเสียในตัวทรานซิสเตอร์ จุดที่เสียกำลังมากที่สุดคือ รอยต่อเบส-คอลเล็กเตอร์ สำหรับทรานซิสเตอร์ที่ใช้ซิลิคอนเป็นวัสดุอุณหภูมิสูงสุดของรอยต่อจะอยู่ระหว่าง 125 °C ถึง 200 °C อุณหภูมิสูงกว่า นี้จะทำให้การเปลี่ยนแปลงสมบัติของรอยต่อไม่อาจเปลี่ยนแปลงกลับคืนได้ ดังนั้นเราจึงต้องคำนึงว่าความร้อนที่เกิดขึ้นจากกำลังที่สูญเสียไปนั้น จะออกจากทรานซิสเตอร์ได้อย่างไร เพื่อรักษาอุณหภูมิของรอยต่อไม่ให้สูงเกินไป

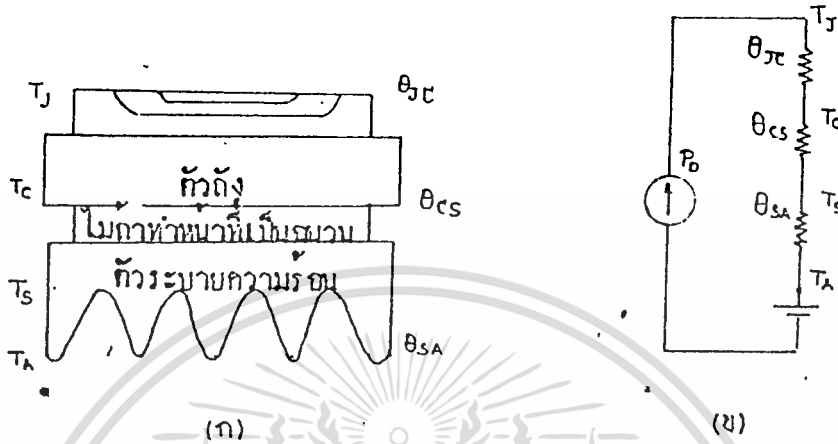
ความร้อนที่เกิดขึ้นจะออกจากรอยต่อคอลเล็กเตอร์โดยการนำไปยังตัวถังที่ หันหน้าทรานซิสเตอร์ทำให้เกิดความแตกต่างของอุณหภูมิระหว่างรอยต่อกับตัวถัง T_{j-c} ซึ่งเป็นสัดส่วนกับกำลังที่สูญเสียไป P_D ความแตกต่างของอุณหภูมินี้จะขึ้นอยู่กับสมบัติการนำความร้อนของสาร พื้นที่ที่นำความร้อน และระยะทางที่นำความร้อน ทำให้เราสามารถกำหนดค่าคงตัวที่ใช้แทนความต้านทานต่อการนำความร้อนเรียกว่า ความต้านทานความร้อน (Thermal resistance) R_{j-c} , R_{j-c} หรือ θ_{j-c} (รูปที่ 3.11) ดังนั้น

$$T_j - T_c = T_{j-c} = P_D \theta_{j-c} \tag{3.28}$$

โดยที่ P_D มีหน่วยเป็นวัตต์ และ θ_{j-c} มีหน่วยเป็นองศาเซลเซียสต่อวัตต์หากเราจะเปรียบเทียบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ระบบนำความร้อนกับระบบไฟฟ้าก็จะได้ว่า $T_{j,c}$ เปรียบเสมือนแรงดัน V P_D เปรียบเสมือนกระแส I และ $\theta_{j,c}$ เปรียบเสมือนความต้านทาน R



รูปที่ 3.11 (ก) ระบบนำความร้อนจากหัวต่อของทรานซิสเตอร์ออกมาสู่บรรยากาศ
(ข) วงจรอุปมาทางไฟฟ้า

$$T_j = T_{j,c} + T_{c,s} + T_{s,a} + T_a$$

$$= P_D (\theta_{j,c} + \theta_{c,s} + \theta_{s,a}) + T_a \quad (3.29)$$

จะเห็นได้ว่า $\theta_{c,s}$ นั้นเป็นลักษณะประจำตัวทรานซิสเตอร์ที่แก้ไขไม่ได้ $\theta_{c,s}$ มีค่าค่อนข้างคงตัวและมีค่าน้อยราว 0.1-0.5 C/W ดังนั้นตัวที่เราจะเปลี่ยนได้คือ $\theta_{s,a}$ ตัวระบายความร้อนขนาดใหญ่จะมี $\theta_{s,a}$ ต่ำพอที่จะทำให้ T_j ไม่สูงเกินไปได้ แต่

$$T_{j, \text{max}} > P_D (\theta_{j,c} + \theta_{c,s}) + T_a$$

บทที่ 4

วงจรควบคุม

ในภาค control ของวงจรจะทำหน้าที่ตรวจสอบและควบคุมการทำงานของวงจร เพื่อให้มีเสถียรภาพมากที่สุด ในส่วนนี้จะมียังวงจรหลักอยู่ 2 วงจร เพื่อให้มีเสถียรภาพมากที่สุดในส่วนนี้จะมี วงจรหลักอยู่ 2 วงจร คือ วงจรเปรียบเทียบและวงจร PWM(Pulse width Modulation)

4.1 วงจรเปรียบเทียบ (Comarater)

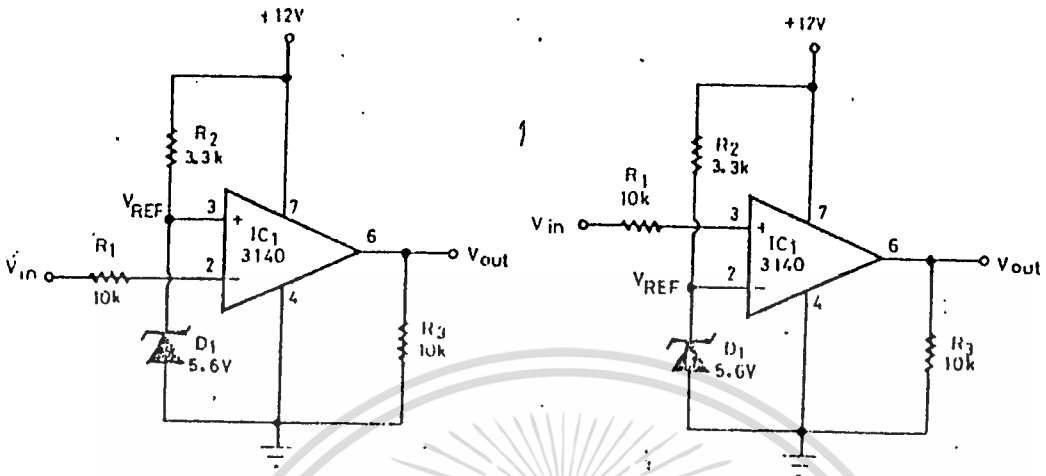
วงจรเปรียบเทียบนั้น สามารถนำไปใช้ประโยชน์ได้อย่างกว้างขวางซึ่งลักษณะการใช้งานคล้ายกับสวิตช์ การทำงานจะอาศัยคุณสมบัติของวงจรเปรียบเทียบ คือ แรงดันเอาต์พุตจะเปลี่ยนแปลงทันทีที่แรงดันอินพุตมีค่ามากกว่าแรงดันอ้างอิง

4.1.1 วงจรเปรียบเทียบแรงดันอย่างง่าย

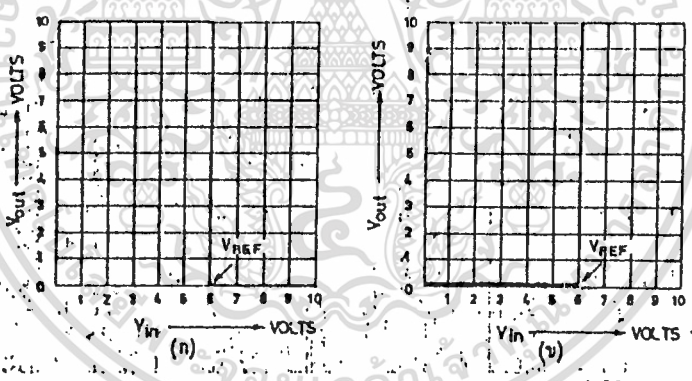
วงจรเปรียบเทียบแรงดันอย่างง่ายแสดงไว้ในวงจรรูปที่ 4.1 ใช้ออปแอมป์เบอร์ 3140 ซึ่งมีคุณสมบัติดังนี้ คือ ลักษณะวงจรเป็นแบบเปิดหลป, อัตราการขยายแรงดันที่มีความถี่ต่ำเท่ากับ 100 เดซิเบล เอาต์พุตจะเปลี่ยนจากสภาวะ "1" เป็นสภาวะ"0" เมื่อแรงดันอินพุตมีค่ามากกว่า หรือน้อยกว่าแรงดันอ้างอิงเพียง 100 ไมโครโวลต์ นอกจากนี้ 3140 ยังสามารถใช้ได้กับแหล่งจ่ายไฟเดี่ยวและแหล่งจ่ายไฟคู่ และที่ต่างจากออปแอมป์เบอร์อื่น ๆ ก็คือ 3140 ยอมให้แรงดันอินพุตที่มีค่าลบผ่าน

อธิบายการทำงานของวงจรในรูป 4.1 ก แรงดันอ้างอิง (Volt Reference) ซึ่งถูกกำหนดค่าโดย R_2 และซีเนอร์ไดโอด D_1 ถูกป้อนเข้าขา 3 ซึ่งเป็นขาอินเวอร์ตติงอินพุตของออปแอมป์ ส่วนแรงดันอินพุตถูกป้อนเข้าขา 2 ซึ่งเป็นขาอินเวอร์ตติงอินพุตของออปแอมป์โดยผ่านตัวต้านทาน R_1 เพื่อจำกัดกระแส เมื่อใดที่แรงดันอินพุตมีค่าน้อยกว่าแรงดันอ้างอิง เอาต์พุตจะอยู่ในสภาวะ "1" และเมื่อใดที่แรงดันอินพุตมีค่ามากกว่าแรงดันอ้างอิงเอาต์พุตจะอยู่ในสภาวะ "0" ความสัมพันธ์ระหว่างอินพุตและเอาต์พุตของวงจรแสดงไว้ในรูป 4.2 ข.

ในทางตรงกันข้าม ถ้าต้องการให้เอาต์พุตอยู่ในสภาวะ"0"เมื่อแรงดันมีค่าน้อยกว่าแรงดันอ้างอิงและอยู่ในสภาวะ "1"เมื่อแรงดันอินพุตมีค่ามากกว่าแรงดันอ้างอิง เราสามารถทำได้โดยป้อนแรงดันอินพุตเข้าขา 3 และให้แรงดันอ้างอิงเข้าขา 2 ลักษณะวงจร และกราฟแสดงความสัมพันธ์ของอินพุต และเอาต์พุตแสดงไว้ในรูปที่ 4.1 ข. และ 4.2 ข. ตามลำดับ



รูปที่ 4.1 วงจรเปรียบเทียบแรงดันอย่างง่าย



รูปที่ 4.2 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างอินพุตและเอาต์พุต

ข้อสังเกตบางประการในวงจรรูปที่ 4.1 ซึ่งใช้ไฟเลี้ยง 12 โวลต์ประการแรกคือ แรงดันอ้างอิงสามารถปรับค่าที่อยู่ในช่วง 0 ถึง 2 โวลต์ได้ โดยต่อตัวต้านทานปรับค่าได้ไว้ที่ขา ออปแอมป์ที่ป้อนแรงดันอ้างอิง กับจุดที่มีค่าแรงดันอ้างอิงคงที่ (ในรูปที่ 4.1 ก. ต่อเข้าที่ขา 3 และจุดที่อยู่ระหว่าง R₂ และ D₁)

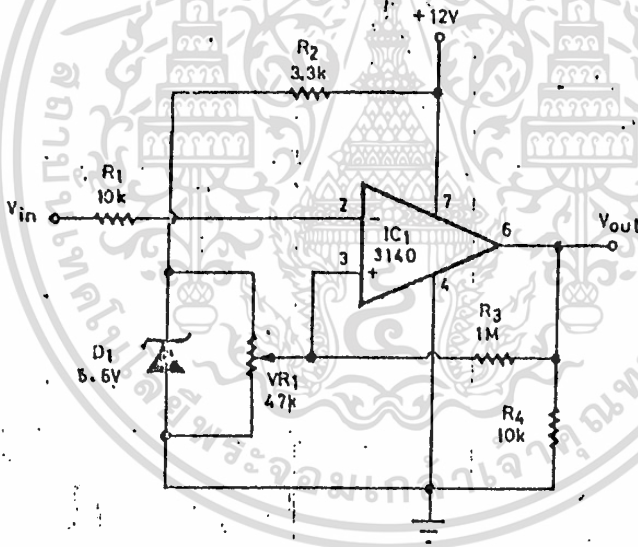
เนื่องจากแรงดันที่ขาอินพุตของออปแอมป์มีค่าอยู่ในช่วง 0 โวลต์ถึง 2 โวลต์เพราะ ฉะนั้น ถ้าต้องการให้วงจรทำงานเมื่อแรงดันอินพุตมีค่ามากกว่า 2 โวลต์สามารถทำได้ โดยป้อน แรงดันอินพุตผ่านวงจรแบ่งแรงดัน

ประการสุดท้ายคือ ช่วงที่แรงดันอินพุตมีค่ามาก หรือน้อยกว่าแรงดันอ้างอิงน้อยมาก (น้อยกว่า 100 ไมโครโวลต์) ออปแอมป์จะไม่ทำงานเป็นสวิตช์แต่จะทำงานแบบลิเนียร์ ทำให้ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

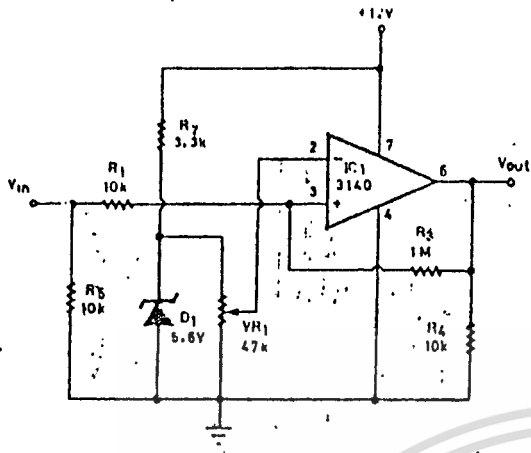
เกิดสัญญาณที่ไม่ต้องการและเอาท์พุทจะเปลี่ยนแปลงตามอินพุท ปัญหานี้จะหมดไปเมื่อใช้การป้อนกลับทางบวก แต่อย่างไรก็ดีการใช้การป้อนกลับทางบวกจะทำให้เกิดการสูญเสียทางฮิสเทอรีซิสได้

4.1.2 วงจรเปรียบเทียบแรงดันแบบพิเศษ

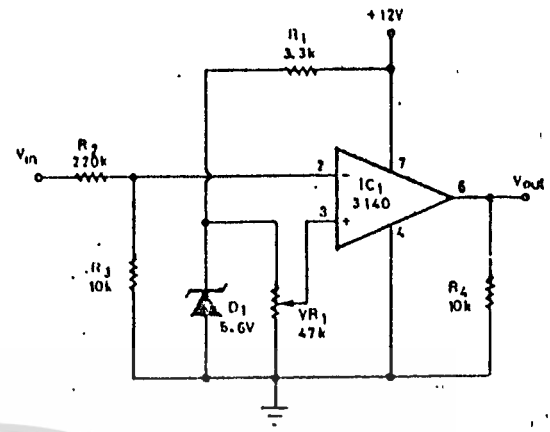
รูปที่ 4.3 ถึงรูปที่ 4.7 แสดงวงจรเปรียบเทียบแรงดันแบบพิเศษ เป็นวงจรที่แก้ปัญหาที่กล่าวมาแล้วข้างต้น ดังเช่นรูปที่ 4.3 และรูปที่ 4.4 แสดงวงจรเปรียบเทียบแรงดันที่ตัดแปลงให้สามารถ ปรับจุดแรงดันที่เริ่มสวิตช์ (Switching Voltage) ได้โดยใช้ตัวต้านทานปรับค่า (VR_1) เพื่อปรับค่าแรงดันอ้างอิงที่ต้องการในช่วง 0 ถึง 5.6 โวลต์ และแก้ปัญหาสัญญาณที่ต้องการ โดยนำสัญญาณเอาท์พุทป้อนกลับเข้าไปยังขาอน-อินเวอร์ตตั้งอินพุทผ่าน R_3 รูปที่ 4.4 ใส่ R_4 เพื่อลดการสูญเสียทางฮิสเทอรีซิส



รูปที่ 4.3 แสดงวงจรเปรียบเทียบที่ทำงานเมื่อแรงดันอินพุทต่ำกว่าแรงดันอ้างอิงซึ่งปรับได้ และมีวงจรป้อนกลับทางบวกด้วย

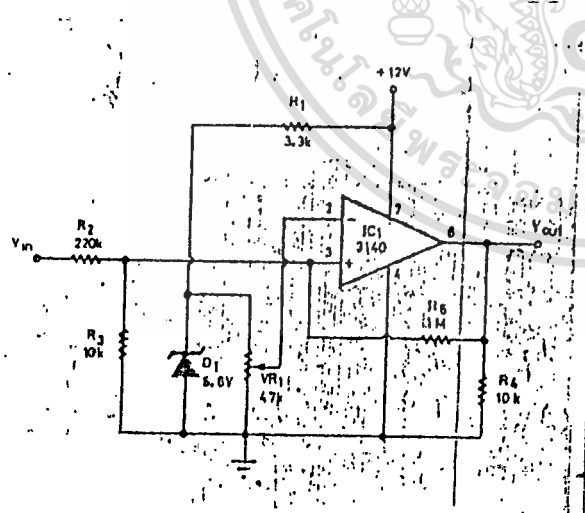


รูปที่ 4.4 วงจรเปรียบเทียบที่มีคุณสมบัติเหมือนรูป แต่วงจรทำงานเมื่อแรงดันอินพุตมากกว่าแรงดันอ้างอิง

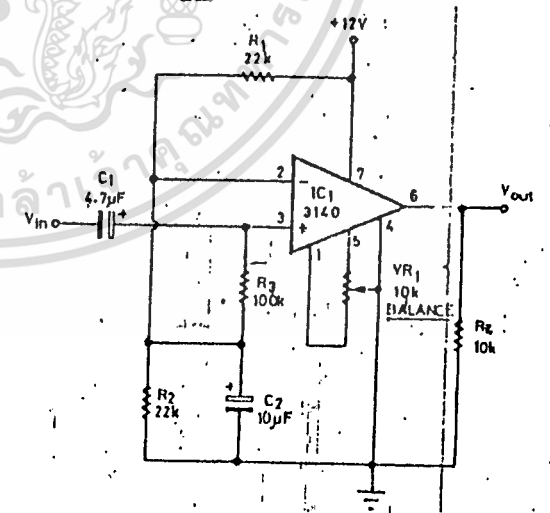


รูปที่ 4.5 วงจรเปรียบเทียบที่มีวงจรแบ่งแรงดันทางอินพุตให้ใช้ได้รับแรงดันถึง 150 โวลต์

รูปที่ 4.5 และรูปที่ 4.6 แสดงวงจรที่ตัดแปลงให้ใช้ได้กับแรงดันอินพุตที่มีค่ามากๆ (0-150 โวลต์) โดยต่อ R_2 และ R_3 ซึ่งทำหน้าที่เป็นวงจรแบ่งแรงดัน ระหว่างสัญญาณอินพุตและอินพุตของออปแอมป์ ในรูปที่ 4.6 จะไม่เกิดเนื่องจากการป้อนกลับทางบวก



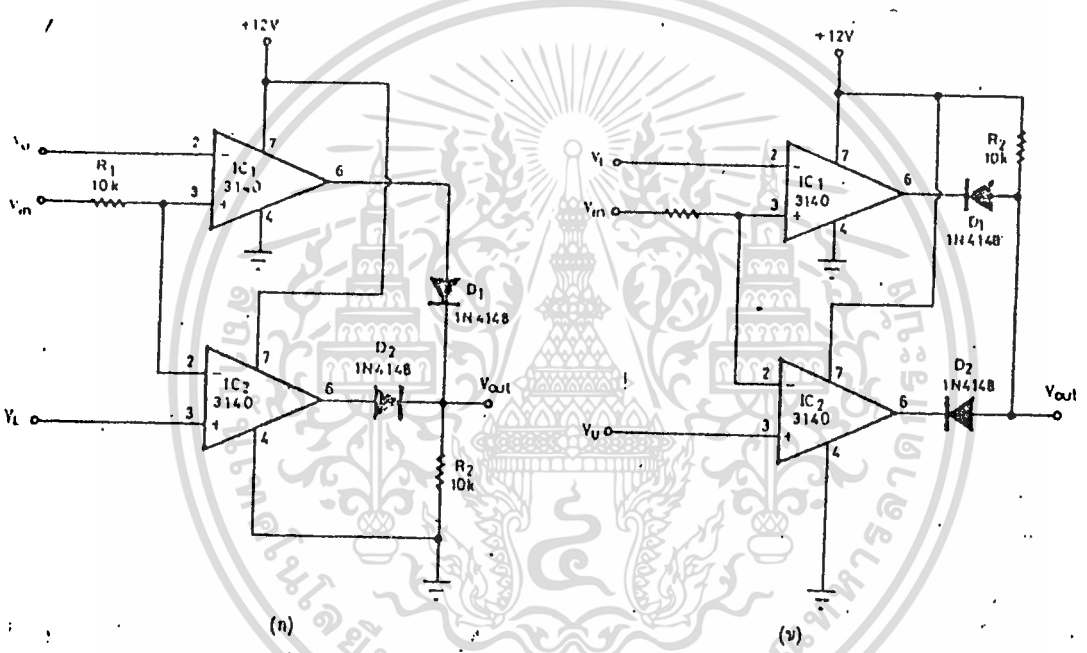
รูปที่ 4.6 เหมือนกับวงจรรูปที่ แต่มีการป้อนกลับทางบวก



รูปที่ 4.7 เป็นวงจรเปลี่ยนสัญญาณอินพุตจากชายส์เป็นสี่เหลี่ยม

รูปที่ 4.7 แสดงวงจรเปรียบเทียบที่ทำหน้าที่เปลี่ยนสัญญาณคลื่นรูปซายน์เป็นสัญญาณสี่เหลี่ยม เมื่อสัญญาณอินพุตมีขนาด 10 มิลลิโวลต์จากยอดถึงยอดที่ความถี่ 1 กิโลเฮิร์ต ซึ่งจะให้ออกพุทเป็นคลื่นรูปสี่เหลี่ยม อินพุตอิมพีแดนซ์มีค่า 100 กิโลโอมห์ การทำงานของวงจรอธิบายได้ดังนี้ R_1 และ R_2 ต่อกันเป็นวงจรแบ่งแรงดันและทันทีที่สัญญาณอินพุตถูกป้อนเข้าขา 3 ผ่าน C จะถูกนำไปเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิงที่เข้าขา 2 R_2 ทำหน้าที่เป็นตัวปรับกระแสไป ไบอัสให้ออปแอมป์ วงจรนี้มีความไวลดลงเมื่อความถี่ของสัญญาณอินพุตมีค่าเพิ่มขึ้น ซึ่งเป็นคุณสมบัติปกติของออปแอมป์

4.1.3 วงจรเปรียบเทียบแรงดันแบบกำหนดช่วง



รูปที่ 4.8 เป็นวงจรเปรียบเทียบแรงดันแบบกำหนดช่วง ในรูป ก. จะให้ออกพุทเป็น "0" เมื่อแรงดันอินพุตอยู่ในช่วงที่กำหนด สำหรับรูป ข. จะให้ออกพุทตรงกันข้าม

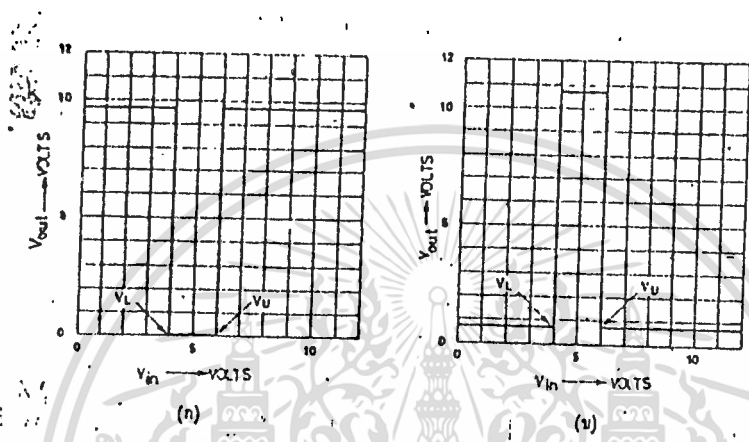
วงจรเปรียบเทียบแรงดันที่กล่าวมาแล้วนั้น ออกพุทจะเปลี่ยนแปลงทันที ที่สัญญาณอินพุตมีค่ามากกว่าหรือน้อยกว่าแรงดันอ้างอิง แต่มีวิธีการหนึ่งที่ทำให้เอาพุทคงสภาพนั้นในแรงดันช่วงใดช่วงหนึ่งที่ต้องการ โดยการต่อวงจรเปรียบเทียบแรงดัน 2 วงจรเข้าด้วยกันทำให้เกิดแรงดันอ้างอิง 2 ค่า วิธีการนี้เรียกว่า วงจรเปรียบเทียบแบบกำหนดช่วงลักษณะของวงจรแสดงไว้ในรูปที่ 4.8

การทำงานของวงจรในรูปที่ 4.8 ก. อธิบายได้ดังนี้ เอาพุทของออปแอมป์ตัวบน (IC_1) จะอยู่ในสภาวะ "1" เมื่อแรงดันอินพุตมีค่ามากกว่า 6 โวลต์ (ค่าแรงดันอ้างอิงของออปแอมป์ตัวบน) และเอาพุทของออปแอมป์ตัวล่าง (IC_2) จะอยู่ในสภาวะ "1" เมื่อแรงดัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

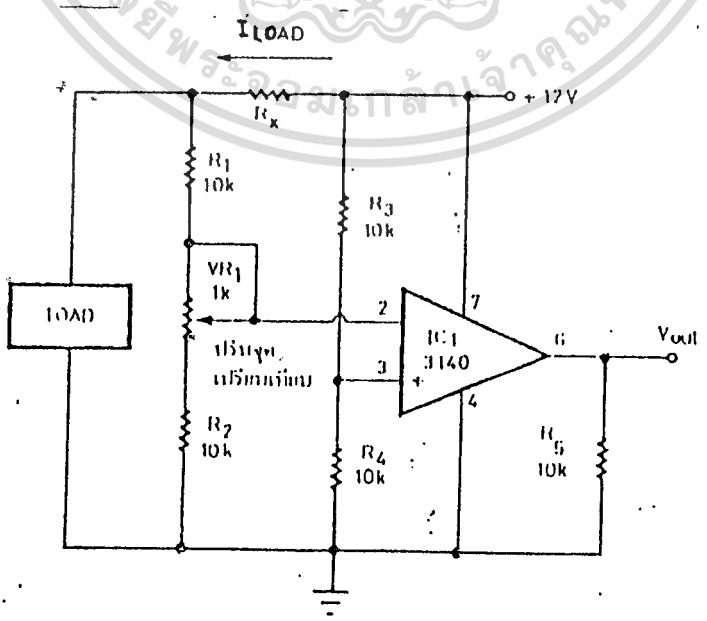
อินพุทมีน้อยกว่า 4 โวลต์ (ค่าแรงดันอ้างอิงของออปแอมป์ตัวล่าง)

เอาท์พุทของออปแอมป์ทั้งสองผ่านไดโอด D1 และ D2 โดยเชื่อมที่ต่อกันด้วย R2 ดังนั้นสัญญาณจะคงอยู่ในสภาวะ "0" เมื่อแรงดันอินพุทมีค่าอยู่ระหว่าง 4 โวลต์ถึง 6 โวลต์และจะเปลี่ยนเป็น "1" เมื่อแรงดันอินพุทมีค่าเกินจากนี้ ค่าแรงดัน 4 โวลต์ถึง 6 โวลต์นี้เรียกว่า ขอบเขตของช่วงที่กำหนด



รูปที่ 4.9 แสดงกราฟความสัมพันธ์ของอินพุทและเอาท์พุทของรูปที่ 4.8 ก. และ 4.8 ข. ตามลำดับ

รูปที่ 4.10 แสดงวงจรเปรียบเทียบแบบขั้นกับกระแส โดยนำมาตรวจจับกระแสไหลในวงจรจะเห็นว่าที่ขา 3 ของ IC 1 ได้รับแรงดันเท่ากับ 1/2 ของไฟเลี้ยงจากระบบแรงดัน R_3 และ R_4 ที่จุดนี้จะนำมาใช้เป็นจุดแรงดันอ้างอิง



รูปที่ 4.10 เป็นวงจรเปรียบเทียบโดยดัดแปลงให้ตรวจจับกระแสได้

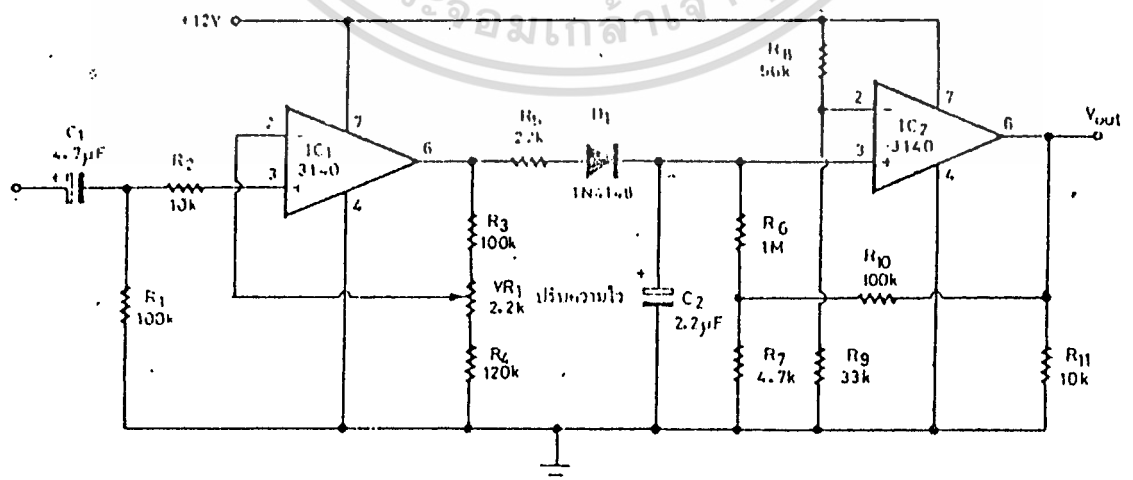
ส่วนที่ขา 2 ของ IC₁ ก็จะได้รับแรงดันขนาดใกล้เคียงกับที่ขา 3 แต่แรงดันที่ขา 3 นี้ จะขึ้นอยู่กับกระแสที่ไหลผ่าน R_x R_x นี้ เราเลือกค่าตามขนาดกระแสของไหลต โดยให้สภาวะไหลตถึงกระแสปกติ ให้มีแรงดันตกคร่อม R_x เท่ากับ 100 มิลลิโวลต์

เมื่อป้อนแรงดันไฟเลี้ยงให้กับไหลต ผ่าน R_x จะทำให้เกิดแรงดันตกคร่อม R_x ประมาณ 100 มิลลิโวลต์ แรงดันอันนี้เมื่อเราคิดรวมกับแรงดันตกคร่อม R₁, VR₁ และ R₂ จะได้ 12 โวลต์พอดี แต่ที่ขาสองของ IC₁ จะต้องมีความดันเท่ากับขา 3 เอาท์พุทของ IC₁ จึงจะเป็น "0" แรงดันอินพุทที่ขา 2 นี้ เราปรับที่ VR₁ เพื่อให้เอาท์พุทของ IC₁ เป็น "0" ตลอดเวลาที่ไหลตยังกินกระแสปกติ

เมื่อไหลตเกิดการกินกระแสมากขึ้น เป็นผลให้แรงดันตกคร่อม R_x มากตาม ดังนั้นแรงดันที่ตกคร่อมรวมของ R₁, VR₁ และ R₂ จะลดลง เป็นผลให้แรงดันที่ขา 2 ของ IC₁ ลดตามไปด้วย กลายเป็นไม่เท่ากับขา 3 แล้ว เอาท์พุทจึงเปลี่ยนไปตามเงื่อนไข

ในทางตรงกันข้าม ถ้าหากไหลตกินกระแสลดลง หรือเปิดวงจรผลที่ตามมาก็คือแรงดันตกคร่อม R_x จะลดลง เราสามารถตรวจจับได้โดยสลับขา 2 และขา 3 เท่านั้นเพราะฉะนั้นเราจะได้อุปกรณ์ตรวจจับการกินกระแสของไหลตที่ลดลงได้

มีข้อสังเกตอย่างหนึ่งคือ R_x ที่ใช้จะต้องเป็นตัวผ่านกระแสให้กับไหลตดังนั้นถ้าหากใช้ค่าสูง กระแสที่ผ่านไปยังไหลตก็จะลดลง ซึ่งอาจทำให้ไหลตทำงานผิดพลาดได้ แต่ถ้าใช้ค่าต่ำมากแรงดันตกคร่อมตัว R_x ก็จะต่ำมาก ทำให้ความเปลี่ยนแปลงของแรงดันตกคร่อม R_x เมื่อกระแสไหลตเปลี่ยนไปมีน้อยมาก ถ้าหากตัวเปรียบเทียบซึ่งก็คือ IC₁ ไม่มีประสิทธิภาพดีพอที่จะแยกความแตกต่างของค่าที่เปลี่ยนไปได้

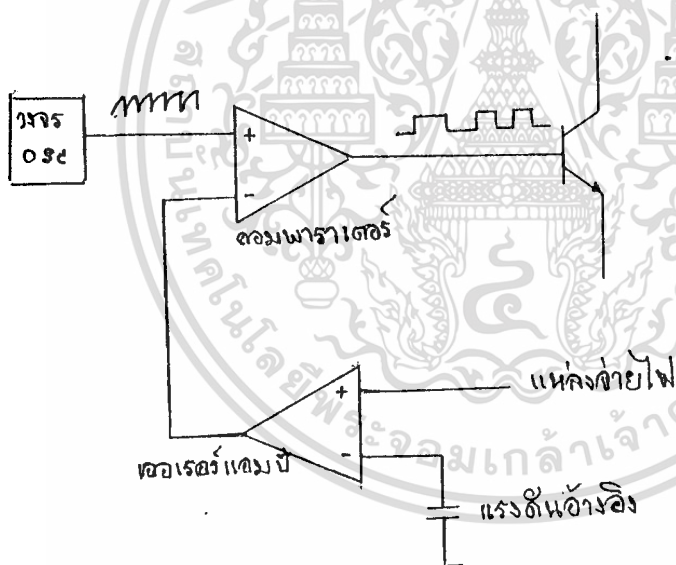


รูปที่ 4.11 เป็นวงจรเปรียบเทียบแรงดันไฟสลั้บ

รูปที่ 4.11 เป็นวงจรเปรียบเทียบแรงดันไฟสลั้บเกิน ซึ่งจะให้ออกพุทเป็น "1" เมื่อยอดของสัญญาณอินพุทไม่อยู่ในช่วง 6 ถึง 111 มิลลิโวลต์ โดยปรับตัวต้านทานปรับค่าได้ VR_1 สัญญาณอินพุทเป็นไฟสลั้บถูกป้อนเข้ามาที่ขาอนอินเวอร์ตติงอินพุทของ IC₁ ซึ่งทำหน้าที่เป็นวงจรขยายที่มีอัตราขยายอยู่ในช่วง 45-480 ขึ้นอยู่กับค่าของ VR_1 และเนื่องจาก IC₁ มีกราวด์ไฟตรงตั้งนั้นออปแอมป์จะทำงานเฉพาะสัญญาณอินพุทครึ่งบวก เอาท์พุทของ IC₁ จะเป็นสัญญาณขยายครึ่งบวกของสัญญาณอินพุท และป้อนเข้าขาอินเวอร์ตติงอินพุท ของตัวเปรียบเทียบแรงดัน IC 2 ผ่าน R 5, D 1, C 2, R 6 และ R 7 เอาท์พุทของวงจรจะเป็น "1" เมื่อแรงดันที่ C2 มีค่ามากกว่าแรงดันที่จุดต่อของ R8 และ R9

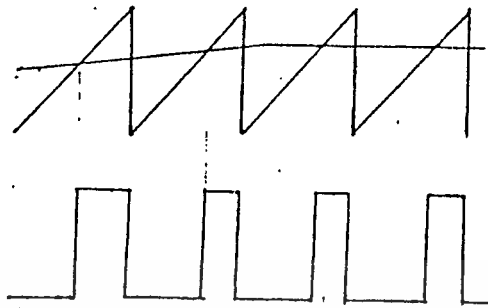
4.2 วงจร PWM (Pulse Width Modulation)

วงจร PWM จะทำหน้าที่หลักในการควบคุมแรงดันทางด้านเอาท์พุทให้คงที่ โดยทั่วไป PWM เราสามารถสร้างจากออปแอมป์ ซึ่งทำหน้าที่เปรียบเทียบแรงดันหรืออาจใช้ไอซีสำเร็จรูปซึ่งออกแบบมาทำหน้าที่ PWM โดยเฉพาะ



(ก)

แรงดันไฟตรงจากเอาท์พุทของเออเรอร์แอมป์



(ข)

สัญญาณเอาต์พุตของวงจรมัลติวิคคอมพาราเตอร์

รูปที่ 4.12 (ก) แสดงชุดควบคุมพัลส์วิคคอม

(ข) แสดงรูปคลื่น

การทำงานของวงจรถวลุมแบบ PWM จะประกอบไปด้วยชุดสร้างสัญญาณฟันเลื่อย (Saw Tooth Generator) หรืออาจเรียกว่าสัญญาณแรมพ์ (Ramp) โดยสัญญาณชุดนี้จะถูกนำไปเปรียบเทียบกับแรงดันซึ่งมาจากเอาต์พุตของวงจรมัลติวิคคอมพาราเตอร์ซึ่งมีความแตกต่างจากแรงดันอ้างอิงชุดหนึ่ง ซึ่งแรงดันนี้ได้มาจากวงจรมัลติวิคคอมพาราเตอร์เปรียบเทียบกับสัญญาณพัลส์ ซึ่งการทำงานของสัญญาณพัลส์นี้เราสามารถเปลี่ยนคาบเวลาหรือเปลี่ยนความถี่ของวงจรมัลติวิคคอมพาราเตอร์ได้ แต่โดยปกติเราจะให้คงที่ที่ความถี่ใดความถี่หนึ่ง ส่วนช่วงเวลา T_{ON} และ T_{OFF} นั้นจะขึ้นอยู่กับระดับแรงดันไฟตรงที่ได้มาจากวงจรมัลติวิคคอมพาราเตอร์แล้วป้อนเข้าวงจรมัลติวิคคอมพาราเตอร์ที่ได้อีกจะถูกลำเลียงไปเข้าวงจรมัลติวิคคอมพาราเตอร์ (Driver) เพื่อขยายกระแสและเป็นกันชน (Buffer) จากนั้นก็จะส่งเข้าสู่วิถีซึ่งทรานซิสเตอร์ต่อไป

Ferrite Transformer

5.1 Ferrite core power transformer

ในการออกแบบให้ได้ power output สูงสุดนั้น เราได้ข้อบังคับเกิดขึ้นเนื่องจากการอิ่มตัว (saturation) หรือความร้อนที่เกิดขึ้นในแกน (core) หรือในขดลวด(winding) ดังนั้น จึงเป็นการดี หากเราเลือกใช้แกนเฟอร์ไรท์ซึ่งใช้ได้เฉพาะความถี่สูง ๆ เท่านั้นแทนการใช้แกนเหล็ก (iron core) ซึ่งโดยทั่ว ๆ ไปการเหนี่ยวนำให้เกิด emf (electromotive force) บนขดลวดที่พันอยู่รอบแกน (core) นั้นเราสามารถแทนได้ว่า

$$e = -10^{-8} NA \frac{dB}{dt} \text{ volt}$$

เมื่อ

- N : number of Turn
- A_F : cross sectional area of core (cm²)
- B : the flux density in line per cm²
- t : time (second)

ถ้าเราทราบว่า B เป็น sinusoidal ดังนั้น

$$E = \frac{10^{-8}}{2} \omega B_m A_F N \text{ volt}$$

เมื่อ

- E : induced voltage
- 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 ขนาดเล็กนี้จะถูกกำหนด โดยวัสดุ (material) เป็นตัวเลือกขนาดและพื้นที่หน้าตัดของแกนเฟอร์ไรท์ (Ferrite core) และพื้นที่หน้าตัดของแกนนี้จะต้องมากพอที่จะทำให้เกิด Fixed Flux Density B_m ได้ ซึ่งโดยปกตินี้เรากำหนดความสัมพันธ์ระหว่าง parameter และ primary voltage โดย

$$\frac{10^{-8}}{\sqrt{2}} \omega B_m A_F N_p \gg V_p \quad \text{volt}$$

เมื่อ

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

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

ในทำนองเดียวกันเราให้ A_c ของทองแดงมีค่ามากพอ ขดลวดทองแดงทั้งหมดจะถูกกำหนดโดยครึ่งหนึ่งของขดลวดทางปฐมภูมิและขดลวดทางทุติยภูมิสำหรับค่าคงที่ ของความหนาแน่นกระแส (Fixed current density) ซึ่งเราเขียนกระแสทางด้านปฐมภูมิเป็น I_p ดังนั้น

$$\frac{A_c U^2}{2 N_p} \gg I_p \quad \text{Amp.}$$

เมื่อ

J : current density

A_{cu} : cross sectional area of copper

N : number of turn

ถ้า B_m เป็น sinusoidal จะได้ว่า

$$B = B_m \sin t$$

รวมสมการ (1.5) และ (1.6) เข้าด้วยกัน

$$\frac{B_m J A_F A_c U}{2 \sqrt{2} \times 10^8} \gg P_{\text{MAX}} \quad \text{watts.}$$

แต่ถ้า B เป็น square wave จะทำให้สมการ (1.8) ถูกเปลี่ยนเป็น

$$\frac{B_m J A_F A_c U}{2 \times 10^8} \gg P_{\text{MAX}} \quad \text{watts.}$$

ซึ่งโดยปกตินี้ปริมาตรของแกนเฟอร์ไรท์และปริมาตรของทองแดง จะต้องน้อยที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้ โดยที่ flux density และ current density จะต้องมีความพอต่ออย่าง ไรก็ตามค่าของ flux density ไม่สามารถเพิ่มขึ้นได้มากกว่าจุดอิ่มตัวซึ่งประมาณ 3000 line เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

per cm² และค่ากระแสที่มันไม่สามารถมีค่าสูง จนกระทั่งเป็นสาเหตุให้อ่อนหมุมสูงเกินขอบเขตที่สามารถจะทำงานได้ซึ่งสิ่งเหล่านี้จะเป็นตัวกำหนดคุณภาพของ ferrite material เพราะฉะนั้น ferrite material ที่มีคุณภาพสูงจะทำให้จุ่มตัวของแกนมีค่าสูง เช่นกัน

ในกรณีที่แกนเฟอร์ไรท์ (Ferrite core) มีการสูญเสียภายในด้วยจะได้อะไรว่าการสูญเสียของแม่เหล็ก (magnetic loss) จาก impedance สามารถกำหนดได้เป็น

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

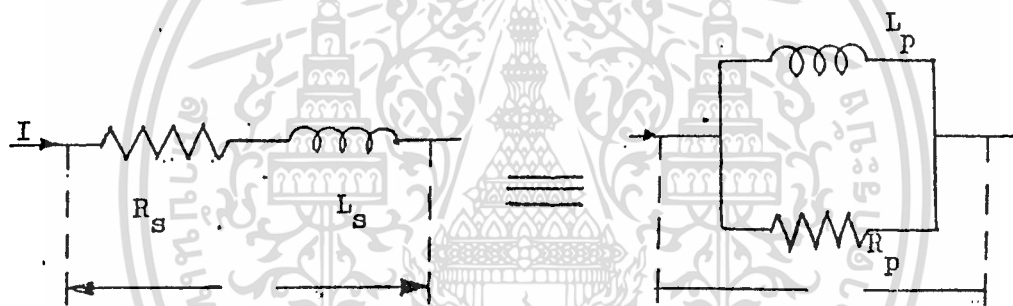
เมื่อ

Z : impedance

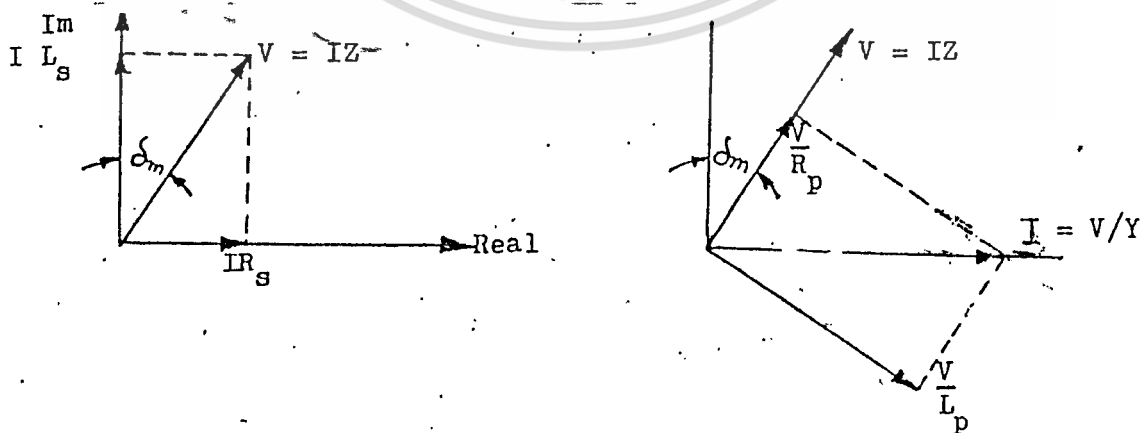
j : index of imaginary part = $\sqrt{-1}$

L_s : series loss of inductance

R_s : series loss of resistance



รูปที่ 1.1 An equivalent circuit of the impedance magnetic loss



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 1.2 Vector diagram of magnetic loss

เพราะฉะนั้นจะได้ว่า

$$Y = 1/JWL_p + 1/R_p$$

$$\tan \phi_m = R_p / WL_p = WL_p / R_p$$

เมื่อ

ϕ_m : loss angle

$$L_p = \frac{\mu_0 \mu N^2 A_F}{l_e} \quad \text{Henry}$$

μ_0 : permeability of air (Henry per cm²)

μ : permeability of ferrite material

N : number of turn

l_e : effective length of the magnetic circuit

ดังนั้น

$$\tan \phi_m = \frac{\omega \mu_0 \mu N^2 A_F}{R_p l_e}$$

$$R_p = \frac{\omega \mu_0 \mu N^2 A_F}{L_e \tan \phi_m}$$

$$P_m = \frac{B^2 A_F l_e}{\mu_0} \cdot \frac{\tan \phi_m}{\mu} \quad \text{watt.}$$

เมื่อ

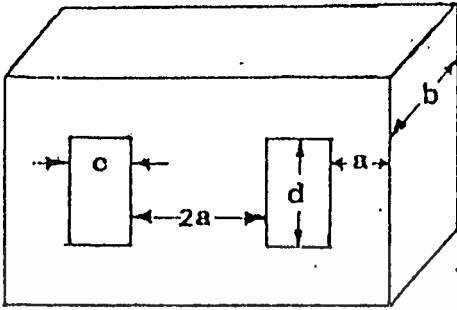
P_m = core loss

ในกรณีของ copper loss นั้นค่า ohmic loss สามารถแทนได้ด้วยเทอมของความหนาแน่นกระแส (current density ; J), resistivity และปริมาตรของทองแดง V_{cu} (cm³) เราจะได้ว่า

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

จะพบว่าค่า P_{cu} นี้จะเป็นตัวบังคับให้สมการต้องใช้ high frequency ferrite transformer ซึ่งจากการแสดงต่อไปนี้ จะทราบได้ว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



พื้นที่หน้าตัดของแกน ferrite ; $A_F = ab \text{ (cm}^2\text{)}$

total area of the window ; $A_w = cd \text{ (cm}^2\text{)}$

แต่พื้นที่หน้าตัดของทองแดงมีค่าประมาณ A_w ดังนั้นเราจะได้

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

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

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

เมื่อ

A_F : cross sectional area of ferrite core

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

เมื่อ

L_{cu} : copper wire length

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

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

เพราะฉะนั้นสมการ (1.9) สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$\frac{\omega B J a b c d}{2 \times 10^2} \gg P_{max} \text{ watt.}$$

และ

$$\frac{2 B^2 (c + d + 2a) a b \tan m}{\mu_0 10^4 \mu} = P_m \text{ watt.}$$

และ

$$\frac{2 B^2 (c + d + 2a) a b \tan m}{\mu_0 10^4 \mu} \leq P_{stn} \text{ watt.}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับ $\mu_0 10^4 \mu$ เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ

P_{max} : maximum power require

P_{cu} : core loss

P_{gu} : a guarantee core loss

ดังนั้น

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

โดยที่ P_{gu} นี้ใช้ในการออกแบบ ซึ่งจะต้องมีค่าสูงกว่ากรณีของ guarantee design case

$$2 \rho J^2 cd = P_{gu} \quad \text{watt.}$$

เมื่อ

P_{gu} : guarantee copper loss

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

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

แต่เราทราบว่า

$$\frac{B J abcd}{2 \times 10^8} \geq P_{max} \quad \text{watt.}$$

ดังนั้นจะได้ว่า

$$\frac{2 \omega B^2 (2a + d + c) ab \tan \delta m}{2 \rho J^2 cd (2a + c) \pi} \leq P_{gu} \quad \text{watt.}$$

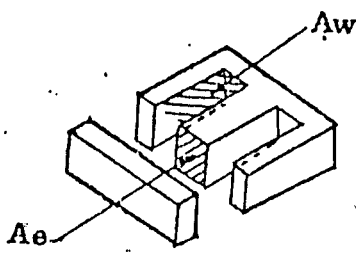
เมื่อ

K_1 & K_2 = weighting factor

โดยที่เรารู้ค่า

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

5.2 การออกแบบหม้อแปลงแกนเฟอร์ไรท์ (Ferrite Transformer Design)



รูปที่ 1.3 แสดงลักษณะของแกนเฟอร์ไรท์ชนิด EI

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

ตารางแสดงถึงขนาดและ power ของแกนแต่ละ Model

5.2.1 ตัวอย่างการคำนวณและออกแบบทรานเฟอร์เมอร์แกนเฟอร์ไรท์ตัวอย่างที่ 1

- ออกแบบหม้อแปลงแกนเฟอร์ไรท์โดยใช้ทรานซิสเตอร์ 2 ตัวต่อ

ลักษณะ push - pull ดังวงจร

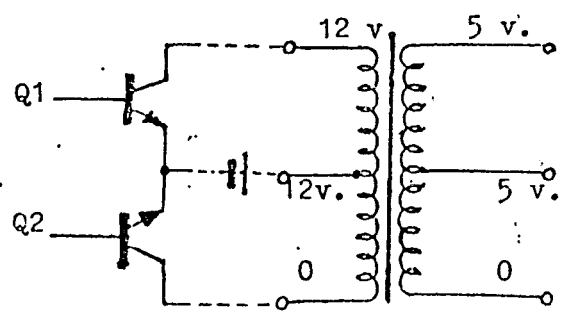
Vin = 12 VDC

f = 20 KHz (ความถี่ที่ใช้ในการทำงานของทรานซิสเตอร์)

B = 1500 Gauss

Vout = 5 V (peak) (Flux Density) ซึ่งคิดที่ 70% ของ

I out = 0.1 A (peak) Flux Density ตอนเกิดการ (Saturation)



ลำดับขั้นการคำนวณและออกแบบ

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

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

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

2. หาจำนวนรอบของลวดทองแดงที่ขด primary ได้จาก

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

เมื่อ

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

$$f = \text{ความถี่ที่ใช้}$$

$$B = \text{ค่า flux Density}$$

$$A_u = \text{พื้นที่หน้าตัดของแกนเฟอร์ไรท์}$$

$$N_p = \text{จำนวนรอบทางคาน Primary}$$

แทนค่าสูตร

$$N_p = \frac{V_{in} \times 10^8}{4 \times f \times B \times A_u} = \frac{12 \times 10^8}{4 \times 20 \times 10^3 \times 1500 \times 0.42}$$

ขด primary จะต้องพัน 24 รอบ

3. หาจำนวนรอบของลวดทองแดงที่ขด Secondary ได้จาก

$$N_s = \frac{N_p \times V_s}{V_p} = \frac{24 \times 5}{12}$$

$$N_s = 10 \text{ รอบ}$$

ขด secondary จะต้องพัน 10 รอบ

4. หาขนาดของลวดทองแดงที่ใช้ โดยดูจากตารางเบอร์ลวดกับขนาดของกระแสที่ลวดขนาดนั้น ๆ สามารถทนได้

ต้องการกระแส out put 0.1 A เมื่อดูจากตารางเลือกใช้ลวดที่มีพื้นที่หน้าตัด

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

ซึ่งสามารถทนกระแสได้ 0.106 A

จากการคำนวณเราจะสรุปได้ดังนี้

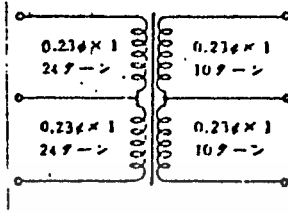
$$N_p = 24 \text{ รอบ}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

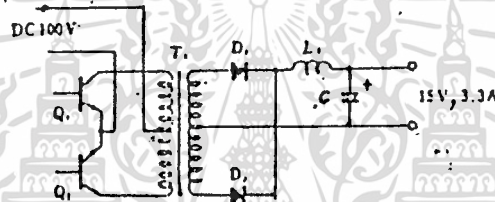
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$N_p = 10 \text{ ทรน}$$

$$D_p = D_s = 0.23 \text{ ๗ (mm)}$$



ตัวอย่างที่ 2 จากวงจร ออกแบบทรานฟอร์เมอร์แกนเฟอร์ไรท์



- $V_{in} = DC 100 \text{ V.}$
- $f = 20 \text{ KH}$
- $B = 1500 \text{ Gauss}$
- $V_o = 15 \text{ V.}$
- $I_o = 3.3 \text{ A.}$

1. หา Model ของแกนเฟอร์ไรท์ที่จะใช้

$$P_o = E_o \cdot I_o$$

$$= 15 \times 3.3$$

$$= 49.5$$

เลือกใช้แกน EI-40

ซึ่งมีขนาด $A = 1.48 \text{ cm}^2$

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

2. หาจำนวนรอบของลวดทองแดงที่ขด primary ได้จาก

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

$$N_p = \frac{V_{in} \times 10^{-8}}{4 \times f \times B \times A_w} = \frac{100 \times 10^{-8}}{4 \times 20 \times 10^3 \times 1500 \times 1.48}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการศึกษาค้นคว้าเพื่อประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$N_p = 56.3 \text{ รอบ}$$

$$N_p = 56 \text{ รอบ}$$

ขด primary จะต้องพัน 56 รอบ

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

$$V_p + I_o \cdot r_L + \text{line (drop)} = 1.8 \text{ V.}$$

$$V_o = V_s \cdot \frac{t}{T/2} - 1.8 \quad (t = T/2 \quad 80\%)$$

แทนค่า

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

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

4. หาจำนวนรอบของขดทองแดงทางด้าน Secondary

$$N_s = \frac{N_p \times V_p}{V_s} = \frac{56 \times 21}{100} = 11.76$$

$$N_s = 12 \text{ รอบ}$$

จะต้องพันขดทองแดงขด secondary จำนวน 12 รอบ

5. หาขนาดของขดทองแดงทางขด primary (D_p) ก่อนอื่นต้องทราบกระแสทางขด primary ก่อน ซึ่งจะหาได้จาก

$$I_{IN (AV)} = \frac{V_o \times I_o}{V_{in} \times \eta}$$

$$I_{IN (AV)} = \frac{15 \times 3.3}{100 \times 0.9} = 0.55 \text{ A}$$

เมื่อได้จากตารางลวดเลือกใช้ $D_p = 0.550 \text{ o (mm)}$

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

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

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

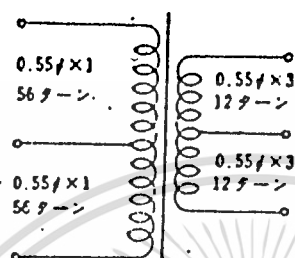
จากการคำนวณจะสรุปได้ดังนี้

แกนเฟอร์ไรท์ EI-40

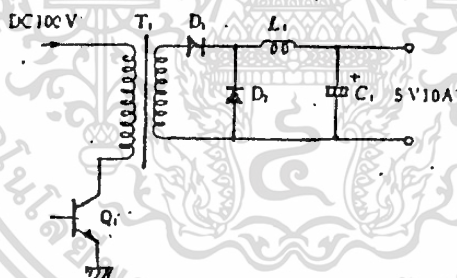
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- $N_p = 56$ รอบ
- $D_p = 0.55$ (mm)
- $N_s = 12$ รอบ
- $D_s = 1.4$ (mm) x1 หรือ 0.55 (mm) x3



ตัวอย่างที่ 3 จากวงจร ออกแบบเฟอไรเมอร์



$V_{IN} = DC 95 V$ (คิดที่ 95%)

$f = 20 KH$

$B = 1500 Gauss$

$V_o = 5 V$

$I_o = 10 A$

1. เลือกขนาดของแกนเฟอไรท์จาก

$P_o = E_o \cdot I_o$

$= 5 \times 10$

$= 50 W$

ใช้แกนรุ่น E1-40 ซึ่งสามารถให้ power ได้ 40-60 W

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

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

2. หาจำนวนรอบของขด primary (N_p) ได้จาก

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

$$N_p = \frac{V_{in} \times 10^8}{4 \times f \times B \times A_p} = \frac{95 \times 10^8}{4 \times 20 \times 10 \times 1500 \times 1.48}$$

$$N_p = 53.4 \text{ รอบ}$$

ขด primary จะต้องพัน 53 รอบ

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

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

หาค่า V_o

$$V_o = V_m \cdot \frac{1}{T} - 1.5 \text{ (* T หาได้จาก } V_{in/2} \text{)}$$

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

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

4. หาจำนวนรอบทางขด Secondary

$$N_s = \frac{N_p \times V_m}{V_p}$$

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

ขด Secondary จะต้องพัน 9 รอบ

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

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

$$\frac{5 - 10}{-8.5} = 0.585 \text{ A.}$$

เมื่อคู้ตารางลวดทองแดงเลือกใช้ลวดขนาด $D_p = 0.550 \text{ o (mm)}$

6. หาขนาดลวดทองแดง ทางด้าน Secondary ได้จากที่เรารู้ค่า กระแส out put = 10 A

เมื่อคู้ตารางลวด จะต้องใช้ลวดขนาด

$$D_s = 2.3 \text{ o (mm) หรือ}$$

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

จากการคำนวณสรุปได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สำนักงานวิศวกรรมไฟฟ้าให้การศึกษานี้ ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

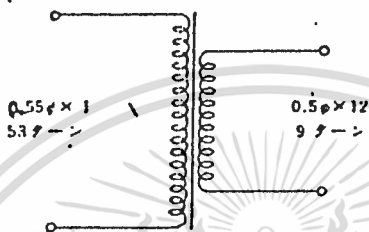
ใช้แกน EI - 40

$N_p = 53$ รอบ

$D_p = 0.550$

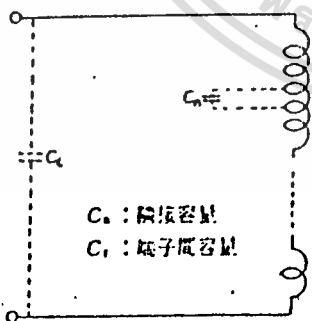
$N_s = 9$ รอบ

$D_s = 2.3$ (mm) หรือ 0.5 (mm) x 12 เส้น

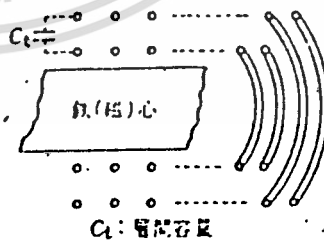


5.3 วิธีการพัน Transformer

โดยทั่วไปอุปกรณ์ที่ใช้กับ driver ของ pulse transformer กรณีที่มีค่า Impedance สูงเหมือนอย่าง Vacuum (สูญญากาศ) นั้น จะต้องเน้น ทำให้มี equivalent capacitance terminal capacitance (รูป 1.4), layer capacitance ระหว่างเส้นลวดที่พันของทางด้าน primary และ secondary



รูปที่ 1.4 แสดงค่า capacitance ที่เกิดขึ้นระหว่างขดลวด



รูปที่ 1.5 แสดงค่า capacitance ระหว่างชั้น

สำหรับ pulse transformer

นั้นเนื่องจากการพันเส้นลวดแต่ละรอบ เป็นสิ่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

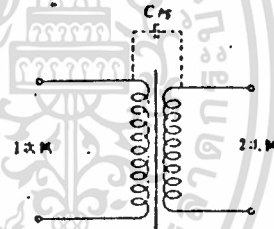
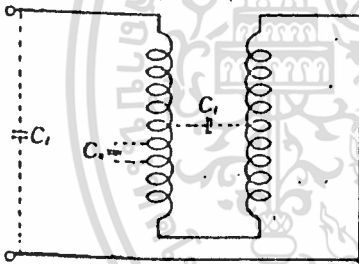
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำคัญมาก (และจะไม่ทำการพันในลักษณะพันกลับไปวกมาหลาย ๆ ชั้น) ค่า equivalent capacitance ส่วนใหญ่ จะขึ้นอยู่กับค่า capacitance ระหว่างขด primary กับขด secondary ค่า capacitance ระหว่าง primary กับ secondary นี้เรียกว่า capacitance ระหว่างเส้นลวด

ในที่นี้จะขอกล่าวถึง capacitance แต่ละชนิดโดยย่อ ดังนี้

adjacint capacitance (C_n) เนื่องจากว่ามันต่อกันอยู่อย่างอนุกรม จึงมีผลทำให้มีค่าเป็นส่วนกลับจำนวนรอบ และมีค่าน้อย ดังนั้น กรณีของ pulse transformer จะมีค่าน้อยมากจน สามารถตัดทิ้งไปได้

Terminal capacitance (C_u) มีค่าน้อยมากเมื่อเปรียบเทียบกับค่า capacitance ระหว่างเส้นลวด แต่ค่า capacitance ระหว่าง layer (C) มีค่ามากเมื่อหม้อแปลงมีโครงสร้างแบบพันกลับไปมา ดังรูป 1.6 จึงไม่สามารถตัดทิ้งได้ ดังนั้น ถ้าหากไม่มีการพันกลับไปมาแล้ว สามารถตัดค่า C_u ทิ้งได้ เพราะฉะนั้น equivalent capacitance จึงคิดเฉพาะแต่ค่า capacitance ระหว่างเส้นลวดระหว่างขด primary กับขด secondary ดังรูป 1.7

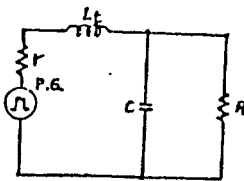
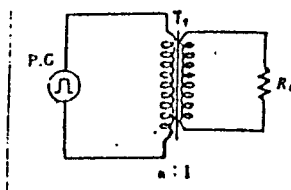


รูป 1.6 แสดงค่า C_u ที่เกิดขึ้นเนื่องจากการพันกลับไปกลับมา

รูปที่ 1.7 แสดงค่า C_n ที่เกิดขึ้นระหว่างขด primary กับขด secondary

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

ค่า leak inductance แสดงด้วย equivalent circuit ได้ดังรูป 1.8

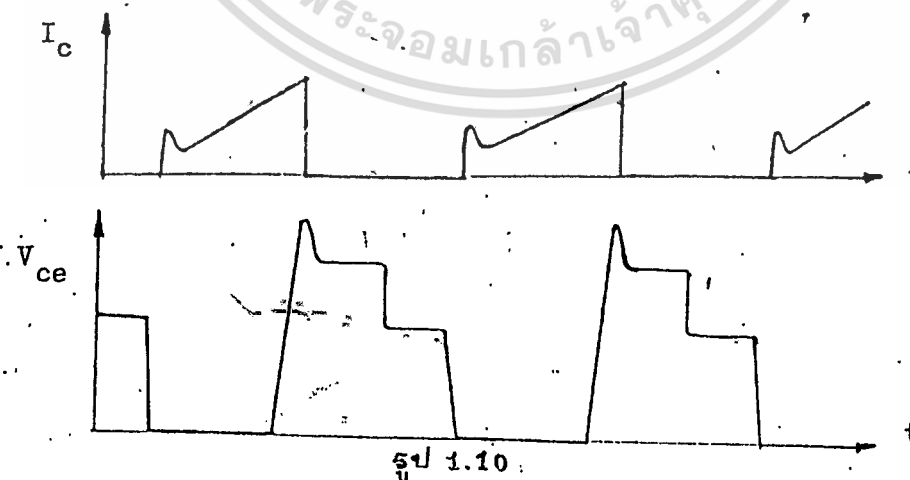
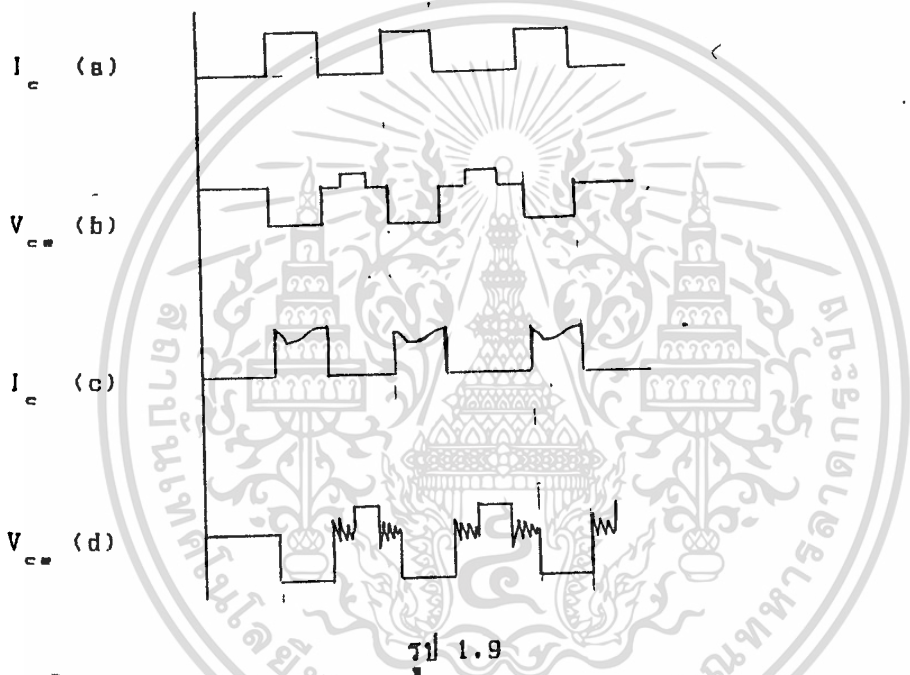


(a) Basic Circuit

(b) equivalent Circuit ที่ทำการเปลี่ยน (a) ให้เป็นด้าน primary

รูปที่ 1.8

Leak Inductance L_l ถ้าหากมีค่าเท่ากับ 0 จะเป็นการดีค่า leak Inductance L_l นี้จะทำให้เกิด back swing เช่นเดียวกับ equivalent capacitance C รูปคลื่น spike ของรูป 1.9, 1.10 นั้นเกิดจาก leak inductance



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นั่นเอง leak inductance L_l จะเป็น 0 ถ้าหากว่าเส้นแรงแม่เหล็กที่เกิดจากด้าน primary ส่งไปให้ secondary 100 % แต่ในทางปฏิบัติแล้ว จากเหตุผลหลาย ๆ อย่างไม่สามารถ ทำการ coupling ได้ 100 % ส่วนที่หายไปจะเป็นเส้นแรงที่รั่วออกไป เส้นแรงที่รั่วออกไปนี้แบ่งออกเป็นพวกใหญ่ ๆ ได้ 2 พวก ดังนี้

(1) เส้นแรงที่ผ่านช่องว่างระหว่างขดลวด primary กับ secondary แล้วไปเชื่อมต่อกับขดลวด secondary แต่จะย้อนกลับผ่านแกนของหม้อแปลง

(2) เส้นแรงที่ผ่านช่องว่างระหว่างขดลวด primary กับ secondary แล้วไม่ไปเชื่อมต่อกับขดลวด secondary แต่จะย้อนกลับผ่านช่องว่าง

ดังนั้น จึงสรุปได้ว่า leak inductance L_l ขึ้นอยู่กับระยะห่างของขดลวด primary กับ secondary ถ้าหากระยะห่างของขดลวด primary กับ secondary ห่างมากเท่าใด ค่าของ leak inductance ก็จะเพิ่มมากขึ้น การพันขดลวดของ pulse transformer เพื่อให้ leak inductance น้อยนั้น จะต้องทำให้ระยะห่างของ primary กับ secondary มีค่าน้อยมากที่สุด เพราะจะเป็นการทำให้การเชื่อมต่อของเส้นแรงดี วิธีการพันแสดงดังรูป 1.11 และ 1.12

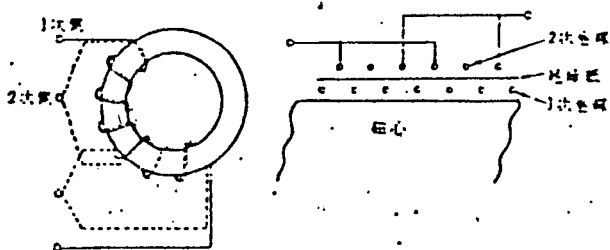


(ก) ตัวอย่างไม่ดี

(ข) ตัวอย่างที่ดี

รูป 1.11

รูป (ก) ของรูป 1.11 จะเห็นว่าระยะห่างของ primary กับ secondary ห่างกันมาก เป็นเหตุให้ leak inductance มีค่ามาก (ข) ของรูป 1.11 primary กับ secondary พันคู่กันไป ทำให้ leak inductance มีค่าน้อย



รูป 1.12 แสดงวิธีการพันที่ทำให้ leak inductance มีค่าน้อย

รูป 1.12 แสดงวิธีการพันขดลวดของกรณีที่อัตราส่วนของจำนวนรอบ n ของ primary กับ secondary มีค่ามาก กรณีที่ค่า n มีค่ามาก จำเป็นต้องใช้วิธีทำให้ leak inductance น้อยโดยการพัน secondary ที่มีโครงสร้างเหมือนกันหลาย ๆ อันแล้วนำมาต่อขนานกัน

ขดลวดแกนสารแม่เหล็ก

ในการพันขดลวดหรือพันหม้อแปลงแมตซ์ซิ่งนั้น ปกติไม่ใช่เรื่องยากนักที่จะกล่าวต่อไปนี้เป็น การพันขดลวดบนแกนสารแม่เหล็กต่าง ๆ เช่น เฟอร์ไรต์, พงเหล็กอัด แกนสารแม่เหล็กแต่ละชนิดจะมีค่าความซึมซาบแม่เหล็ก (permeability) ประจำตัวมันอยู่ ซึ่งค่านี้จะเป็นตัวที่ต้องนำมาพิจารณาในการพันขดลวดหรือหม้อแปลงแมตซ์ซิ่งด้วยเสมอ โดยเฉพาะในย่านความถี่สูง

ก่อนที่จะพันหม้อแปลงแมตซ์ซิ่ง หรือขดลวดแกนสารแม่เหล็กขึ้นมา นั้นจะต้องพิจารณาองค์ประกอบต่าง ๆ ก่อน เช่น ชนิดของแกน, ขนาดของแกน, จำนวนรอบ เป็นต้น

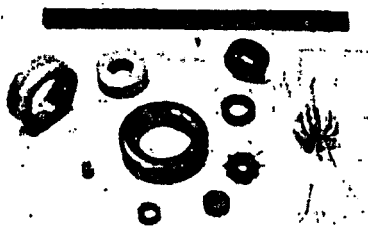
ชนิดของแกน

การเลือกชนิดของแกนมีความสำคัญอยู่ไม่น้อย โดยเฉพาะอย่างยิ่งในย่านความถี่สูง ชนิดของแกนจะมีผลต่อค่า Q และแบนด์วิดท์ของตัวหม้อแปลงหรือขดลวดด้วย

แกนทอโรอยด์เป็นแกนที่สามารถนำไปใช้งานได้ ในช่วงความถี่ตั้งแต่ไม่กี่ร้อย เฮิรตซ์ จนถึงย่าน UHF เลขที่เดียว ปกติแล้วจะพบเห็นการนำแกนทอโรอยด์ไปใช้งานในการทำหม้อแปลงธรรมดาอยู่มาก ทั้งนี้ก็เพราะคุณสมบัติของแกนทอโรอยด์นั้นจะมีการป้องกันฟลักซ์รั่วไหลได้ด้วยตนเอง (self-shielding) อีกทั้งยังมีขนาดเล็กกว่าการใช้หม้อแปลงปกติด้วยและสามารถใช้งานในย่านความถี่สูง ๆ ได้ดีมาก ในรูปที่ 1 แสดงลักษณะของแกนทอโรอยด์ ซึ่งจะเห็นว่ามีหลายขนาดให้เลือกใช้งาน

นอกจากแกนทอโรอยด์แล้วยังมีแกนที่เรียกกันว่า พอตคอร์ (pot core หรือ cup core) ซึ่งมีลักษณะตามรูปที่ 2 ความแตกต่างของพอตคอร์กับทอโรอยด์นั้นอยู่ตรงที่แกนทอโรอยด์จะพันขดลวดเอาไว้บนผิวภายนอกของแกน แต่พอตคอร์จะเอาขดลวดพันบนแบบพัน (bobbin) แล้วนำแกนมาครอบเอาไว้ โดยจะมีแกนตัวบนและตัวล่างประกบกันและยึดติดกันโดยใช้นอตไขให้แน่น

แกนชนิดพอตคอร์นี้ จะต้องเลือกค่าความซึมซาบของแกนที่เหมาะสมในการใช้งาน เพื่อจะทำให้จำนวนรอบของขดลวดน้อยพอที่จะเอาแกนครอบขดลวดได้

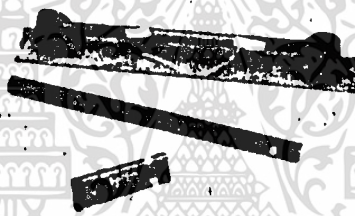


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 1 แสดงลักษณะของแกนทอรอยด์จะเห็นว่ามีหลายขนาดให้เลือกใช้ตามความต้องการซึ่งต้องเลือกใช้ให้เหมาะสม เพราะแกนแต่ละตัวจะถูกออกแบบมาให้ใช้กับงานเฉพาะอย่างไร้ โดย มีรหัสสีเป็นตัวบอก



รูปที่ 2 ลักษณะของฟอตเตอร์พร้อมทั้งส่วนประกอบทั้งหมด



รูปที่ 3 แกนขดลวดแบบอื่น ๆ ที่มีใช้กันอยู่แต่จะเป็นลักษณะที่ไม่มีคุณสมบัติป้องกันฟลักซ์รั่วไหล (self-shielding)

และเมื่อจำนวนรอบน้อยลงความต้านทานของขดลวดก็ลดลงด้วย จึงทำให้ค่า Q ลงขึ้น เนื่องจากเป็นแกนแบบครอบขดลวดเอาไว้ จึงทำให้มีประสิทธิภาพการป้องกันฟลักซ์รั่วไหลได้ดีมาก

นอกจากนี้แล้วยังมีแกนอีกหลายรูปแบบ เช่น เป็นแท่งทรงกระบอก, แท่งสี่เหลี่ยม, แท่งรูปวงรี เป็นต้น ซึ่งพวกนี้จะไม่มีความสามารถในการป้องกันฟลักซ์รั่วไหล ประสิทธิภาพจึงต่ำกว่าแบบทอรอยด์หรือฟอตเตอร์อยู่บ้าง แกนเหล่านี้แสดงในรูปที่ 3

ขนาดของแกน

การเลือกขนาดของแกนจะมีผลต่อการอิ่มตัวของสนามแม่เหล็ก โดยที่ขนาดแกนใหญ่จะอิ่มตัวช้ากว่าแกนขนาดเล็ก ในกรณีของกระแสไฟสลัความหนาแน่นฟลักซ์สูงสุดคคของแกนกำหนดโดยสมการ

$$B_{sat} = \frac{E_{rms} \times 10^8}{-4.44 f N \rho A_c} \quad (\text{เกาส์})$$

สูตรข้างบนใช้ในกรณีมีแต่ไฟฟ้ากระแสสลับผ่านเท่านั้น ถ้ามีไฟกระแสตรงด้วยสูตรจะมีลักษณะดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดก็ตาม ห้ามนำไปให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$B_{op(total)} = \frac{E_{rms} \times 10^8}{4.44 f N_p A_c} + \frac{N_p I_{dc} A_L}{10 A_c}$$

โดย

- A_c = พื้นที่หน้าตัดที่มีเส้นแรงแม่เหล็กไหลผ่าน (ตารางเซนติเมตร)
 E_{rms} = แรงดันที่ป้อนให้ (โวลต์)
 N_p = จำนวนรอบที่พันบนแกน (รอบ)
 f = ความถี่ใช้งาน (เฮิรตซ์)
 B_{max} = ความหนาแน่นฟลักซ์สูงสุด (เกาส์)

โดย

- I_{dc} = กระแสไฟตรงที่ไหลผ่านขดลวด
 A_L = ค่าคงที่ของแกนแต่ละแบบ (กำหนดมาจากโรงงาน)

สำหรับค่า A_L นั้นได้แสดงเอาไว้ในตารางที่ 1 และ 2 ซึ่งเป็นชนิดผงเหล็กอัดและเฟอร์ไรต์ตามลำดับ (เป็นของบริษัท MICROMETALS) ชนิดของหม้อแปลงแมตซ์ซึ่ง

ในงานทางความถี่สูง หม้อแปลงแมตซ์ซึ่งที่ใช้มีอยู่หลายลักษณะตามการใช้งาน เช่น แบบคอกว้าง, แบบคแคบ ฯลฯ ซึ่งหม้อแปลงแมตซ์ซึ่งมีข้อกำหนดกว้าง ๆ อยู่คือ จะต้องให้ค่ารีแอกแตนซ์ของขดลวดมีค่าน้อยกว่า 4 เท่าของอิมพีแดนซ์ทางไพรมารี 300 โอห์มทางเซคันดารี 50 โอห์ม เพราะฉะนั้นค่ารีแอกแตนซ์ (X_L) ควรมีค่าไม่เกิน 1200 โอห์ม และ 200 โอห์มตามลำดับ

สิ่งที่สำคัญเป็นอย่างมากในการพันหม้อแปลงแมตซ์ซึ่งคือ ค่าความซึมซาบของแกนจะเป็นตัวบอกถึงความกว้างของช่วงความถี่ใช้งานของหม้อแปลงแมตซ์ซึ่งและเมื่อความถี่ใช้งานสูงขึ้น ผลต่าง ๆ ของแกนจะลดลง และจะมีผลต่ำสุดที่ขอบเขตการทำงานสูงสุด จากเหตุผลดังกล่าวนี้จึงนำมาพิจารณาในการเลือกแกนเพื่อนำมาสร้างหม้อแปลงแมตซ์ซึ่งแบบแบบคอกว้าง

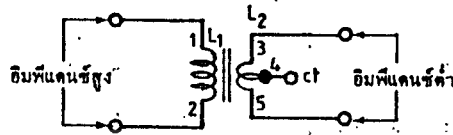
หม้อแปลงแมตซ์ซึ่งแบบแบบคอกว้างโดยทั่วไปแล้วจะมีลักษณะดังต่อไปนี้

หม้อแปลงสำหรับงานทั่วไป (conventional transformer) เป็นการพันหม้อแปลงแมตซ์ซึ่งที่เหมือนกับการพันหม้อแปลงใช้งานธรรมดาคือ ใช้ลวดอาบนํ้ายาพันบนแกน ซึ่งจะมีขดไพรมารีและเซคันดารี โดยแกนที่ใช้พันจะขึ้นอยู่กัลักษณะการใช้งานเป็นหลัก ดังตัวอย่างในรูปที่ 4 และรูปที่ 5

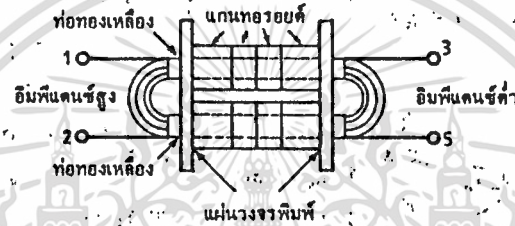
หม้อแปลงใช้กับสายส่ง (transmission-line transformers) เป็นหม้อแปลงแมตซ์ซึ่งที่มีการพันขดลวดเอาไว้หลายชุด แล้วนำปลายขดแต่ละขดมาเชื่อมต่อกัน ตามรูปที่ 6 โดยลักษณะการเชื่อมต่อขดลวดจะมีผลทางเฟสของสัญญาณ ทำให้เกิดการแมตซ์ซึ่งขึ้นได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

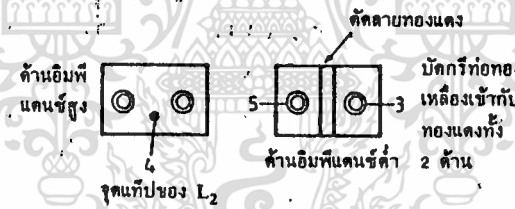
โดยทั่วไปหม้อแปลงชนิดที่ใช้กับสายส่งจะมีประสิทธิภาพดีกว่าแบบทั่วไปแต่จะสร้างขึ้นมาใช้งานได้ยากกว่า



(ก)



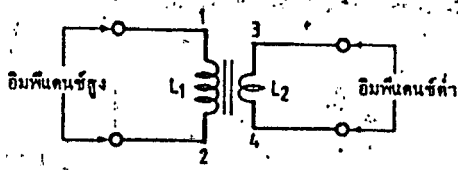
(ข)



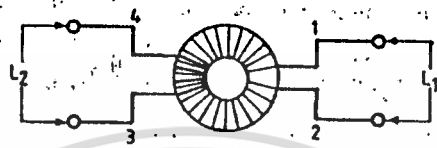
(ค)

รูปที่ 4 วงจรและรูปร่างของหม้อแปลงชนิดทั่วไปซึ่งใช้ในภาคขยายกำลังวิทยุที่ใช้ทรานซิสเตอร์ โดยเป็นแกนทองแดง 8 ตัว ต่อกันเป็น 2 แถว แถวละ 4 ตัว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



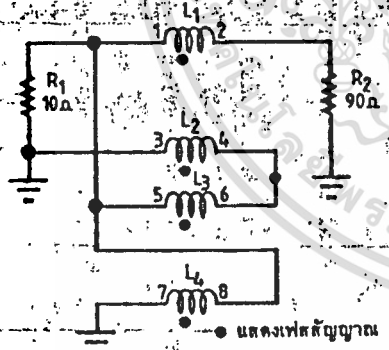
(ก) หม้อแปลงย่านความถี่กว้างทั่วไป



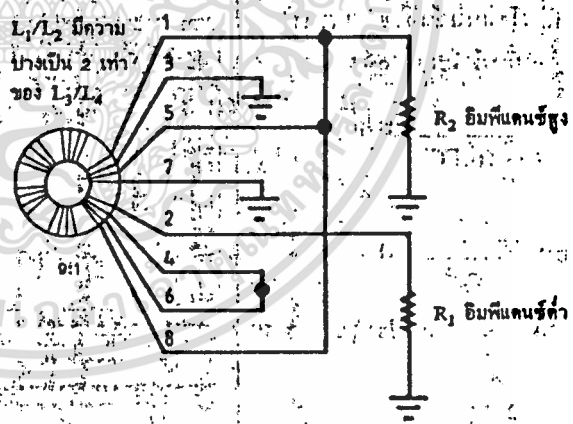
(ข) ลักษณะโครงสร้าง
 L_1 พันรอบไปตามแกน
 L_2 พันทับ L_1

รูปที่ 5 เป็นหม้อแปลงชนิดทั่วไปอีกแบบหนึ่ง

อิมพีแดนซ์ของ L_1/L_2 และ L_3/L_4 จะต้องเป็น 3 เท่าของ R_1 (ในที่นี้คือ 30 โอห์ม)



(ก) หม้อแปลงขนาด 9:1
 อันบาลานซ์ไปอันบาลานซ์



(ข) ลักษณะโครงสร้าง

รูปที่ 6 วงจรและรูปร่างของหม้อแปลงชนิดสายส่งเฟอร์ไรต์บีด

เฟอร์ไรต์บีดก็เป็นอีกลักษณะหนึ่งของขดลวดแกนทอรอยด์ แต่จะมีขนาดเล็กตั้งแต่เส้นผ่านศูนย์กลาง 1/4 นิ้วลงไป โดยปกติแล้วจะพบเห็นเฟอร์ไรต์บีดในการใช้งานย่านความถี่ VHF และ UHF มาก มันจะทำหน้าที่ลดสัญญาณแปลกปลอมที่ปนเข้ามาหรือออกไปจากภาควิทยุ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณ และยังทำหน้าที่ป้องกันพลังงานของสัญญาณ RF ของภาคอื่น ๆ เข้ามารบกวนการทำงานของวงจรที่มันป้องกันอยู่

ลักษณะของเฟอร์ไรต์บีโดยทั่วไปก็คือ มีขดลวดจำนวนรอบน้อย ๆ พันอยู่บนแกนทอรรอยด์ขนาดเล็ก บางวงจรอาจใช้เพียงเส้นลวดรูดผ่านช่องกลางของแกนเท่านั้น ซึ่งลักษณะนี้จะเป็นลักษณะของโช๊คความถี่สูงนั่นเอง เฟอร์ไรต์บีจะมีค่า Q ที่ต่ำ เพื่อป้องกันการเกิดออสซิลเลชันเอง

จำนวนรอบ

ถ้ารู้ค่าของความเหนี่ยวนำที่ต้องการและรู้ค่าคงที่ A_L ของแกน ก็สามารถคำนวณหาจำนวนรอบของขดลวดได้ จากสมการ

$$N = \frac{100}{A_L} \sqrt{L(\mu H)}$$

ค่าคงที่ A_L นั้นจะต้องดูจากตารางที่ 1 ในกรณีที่แกนที่ใช้ทำมาจากผงเหล็กอัด แต่ถ้าแกนทำมาจากเฟอร์ไรต์ให้ดูจากตารางที่ 2 แต่ต้องเข้าใจก่อนว่าค่าต่าง ๆ เหล่านี้เป็นสเปกของต่างประเทศ ซึ่งในเมืองไทยยังไม่มีการขึ้นแรงสเปกของแกนละเอียดมากนัก

Powdered-Iron Toroidal Cores— A_L Values (μH per 100 turns)

Core Size	41-MHz Green $\mu = 75$	3-MHz Grey $\mu = 35$	15-MHz Red & White Mid & Wht $\mu = 25$	1-MHz Blue $\mu = 20$	2-MHz Red $\mu = 10$	0.5-MHz Yellow $\mu = 9$	10-MHz Black $\mu = 6$	12-MHz Gr & Wht $\mu = 3$	0-MHz Tan $\mu = 1$
	0.05-6 MHz	0.1-2 MHz	0.5-8 MHz	2-30 MHz	10-60 MHz	20-100 MHz	30-200 MHz	100-300 MHz	
T-200	755	425	NA	250	130	100	NA	NA	NA
T-184	1640	720	NA	500	240	185	NA	NA	NA
T-157	970	420	360	320	140	115	NA	NA	NA
T-130	785	350	250	200	110	96	NA	NA	15.0
T-108	906	450	345	325	135	118	NA	NA	19.0
T-94	590	248	200	100	84	70	58	32	10.6
T-88	450	180	170	115	55	45	32	22	8.5
T-68	420	195	180	115	67	47	32	21	7.5
T-50	320	175	135	100	49	46	31	18	6.4
T-44	228	180	160	105	52	42	33	18.5	6.5
T-37	306	120	90	80	40	30	25	15	4.9
T-30	275	140	83	65	43	34	25	16	4.0
T-25	225	100	65	70	34	27	19	12	4.5
T-20	175	78	65	52	25	22	16	10	3.5
T-16	130	61	55	44	22	19	13	8	3.0
T-12	112	60	50	48	20	17	12	7.5	3.0

NA—Not available in that size.
Turns = $100 \sqrt{L(\mu H) / A_L}$ value (above)
All frequency figures optimum.

Number of Turns vs. Wire Size and Core Size

Approximate maximum of turns—single-layer-wound enameled wire

Wire Size	T-200	F-130	F-108	T-64	F-60	T-68	F-60	T-37	F-25	T-12
12	31	17	10	10	5	7	6	1	1	0
14	41	23	14	14	12	9	8	3	1	0
16	63	30	20	20	17	12	9	5	1	0
18	68	40	27	27	23	15	11	7	3	1
18	88	51	35	35	30	21	16	9	4	1
20	108	66	45	45	39	26	21	12	5	1
22	136	83	58	58	51	36	26	17	7	2
24	178	107	75	75	66	47	37	25	11	4
26	223	137	96	96	84	61	49	31	15	6
28	282	173	123	123	108	79	63	41	21	8
30	367	220	156	156	137	101	81	53	28	11
32	448	278	196	196	172	127	103	67	37	15
34	562	348	248	248	219	162	131	87	48	21
36	707	438	313	313	278	206	168	110	62	28
38	889	550	393	393	347	257	210	140	79	37
40	1116	693	498	498	436	325	265	177	101	47

Physical Dimensions

Core Size	Outer Dia (in)	Inner Dia (in)	Height (in)	Cross Sect. Area (cm ²)	Mean Length (cm)	Core Size	Outer Dia (in)	Inner Dia (in)	Height (in)	Cross Sect. Area (cm ²)	Mean Length (cm)
T-200	2.008	1.250	0.550	1.300	12.97	T-50	0.500	0.303	0.190	0.121	3.20
T-184	1.840	0.950	0.710	2.040	11.12	T-44	0.440	0.229	0.159	0.107	2.87
T-157	1.570	0.950	0.570	1.140	10.05	T-37	0.375	0.206	0.128	0.070	2.52
T-130	1.300	0.780	0.437	0.723	8.29	T-30	0.307	0.161	0.128	0.065	1.83
T-108	1.080	0.570	0.437	0.660	6.60	T-25	0.258	0.120	0.096	0.042	1.50
T-94	0.942	0.500	0.312	0.386	6.00	T-20	0.200	0.089	0.070	0.025	1.15
T-88	0.795	0.483	0.250	0.242	5.13	T-16	0.160	0.078	0.060	0.016	0.86
T-68	0.690	0.370	0.190	0.196	4.24	T-12	0.125	0.062	0.050	0.010	0.75

ตารางที่ 1 แสดงค่า A_L จำนวนรอบของขดลวดที่พันเต็มแกนและขนาดของแกนที่เป็นผงเหล็กอัด

ตารางที่ 2 แสดงค่า A_L คุณสมบัติต่างๆ และขนาดของแกน

Ferrite Toroids— A_L Chart (mH per 1000 turns) Enamelled Wire

Core Size	63/67-Mix $\mu = 40$	61-Mix $\mu = 125$	43-Mix $\mu = 850$	77 (72) Mix $\mu = 2000$	J (75) Mix $\mu = 5000$
FT-23	7.9	24.8	188.0	396	900
FT-37	18.7	55.3	420.0	884	2196
FT-50	22.0	68.0	523.0	1100	2715
FT-82	22.4	73.3	557.0	1170	NA
FT-114	25.4	79.3	603.0	1270	3170

Number turns = $1000 \sqrt{\text{desired } L \text{ (mH)} \div A_L \text{ value (above)}}$

Ferrite Magnetic Properties

Property	Unit	63/67-Mix	61-Mix	43-Mix	77 (72) Mix	J (75)-Mix
Initial perm (μ)		40	125	850	2000	5000
Maximum perm.		125	450	3000	6000	8000
Saturation flux density @ 10 oer	Gauss	1850	2350	2750	4600	3800
Residual flux density	Gauss	750	1200	1200	1150	1250
Curie temp.	$^{\circ}\text{C}$	450	350	130	200	140
Vol. resistivity	ohm/cm	1×10^8	1×10^8	1×10^8	1×10^7	5×10^7
Resonant circuit frequency	MHz	15-25	0.2-10	0.01-1	0.001-1	0.001-1
Specific gravity		4.7	4.7	4.5	4.8	4.8
Loss		110×10^{-4}	32×10^{-4}	120×10^{-4}	4.5×10^{-4}	15×10^{-4}
Factor μ/D	@25 MHz	@2.5 MHz	@1 MHz	@0.1 MHz	@0.1 MHz	
Coercive force	Oer	2.40	1.60	0.30	0.22	0.16
Temp. Coef. of initial perm.	$\text{100}^{\circ}\text{C}$	0.10	0.15	1.0	0.60	0.90

Ferrite Toroids—Physical Properties

Core Size	OD	ID	Hght	A_e	l_e	V_e	A_w	A_s
FT-23	0.230	0.120	0.050	0.00330	0.529	0.00174	0.1264	0.01121
FT-37	0.375	0.187	0.125	0.01175	0.845	0.00594	0.2650	0.02750
FT-50	0.500	0.281	0.188	0.02060	1.190	0.02450	0.7300	0.06200
FT-82	0.825	0.520	0.250	0.03810	2.070	0.07890	1.7000	0.21200
FT-114	1.142	0.750	0.295	0.05810	2.820	0.16950	2.9200	0.43900

OD—Outer diameter (inches) A_e —Effective magnetic cross-sectional area (in²)
 ID—Inner diameter (inches) l_e —Effective magnetic path length (inches)
 Hgt—Height (inches) V_e —Effective magnetic volume (in³)
 A_w —Total window area (in²) A_s —Surface area exposed for cooling (in²)

ตารางที่ 2 แสดงค่า A_L คุณสมบัติต่างๆ และขนาดของแกน

การเลือกค่า A_L ตามตารางที่ 1 นั้น สมมติว่าใช้แกนขนาด 1/2 นิ้วซึ่งจะตรงกับขนาดแกนเบอร์ T-50 และเลือกชนิดส่วนผสมของแกน NO 2-Mix ดังนั้นจะได้ค่าที่ $A_L = 49$ ซึ่งใช้งานในช่วงความถี่ 1-3 MHz มีค่า μ_r ของแกนเป็น 10

ดังนั้นก็จะหาจำนวนรอบได้โดยใช้สูตรข้างต้น

แกนแต่ละขนาดถ้าใช้ลวดพันก็จะได้จำนวนรอบอยู่จำนวนหนึ่ง ที่พันแล้วเติมแกนพอดี แต่ถ้าใช้ลวดเล็กลงจำนวนรอบที่พันแล้วเติมแกนก็จะมากขึ้น

จากตารางที่ 1 จะเห็นว่าแกนขนาด T-68 ถ้าใช้ลวดเบอร์ 24 พัน จะพันได้ 49 รอบก็เติมแกน แต่ถ้าใช้ลวดเบอร์ 30 จะพันได้ 101 รอบจึงจะเติมแกน ซึ่งเราทราบกันอยู่แล้วว่าในการพันขดลวด ถ้าพันจำนวนรอบน้อยจะได้ค่า Q สูงขึ้น ดังนั้นจุดนี้ก็จะถูกนำมาพิจารณาในเรื่องค่า Q ของขดลวดอีกเช่นกัน

ถ้าให้จำนวนรอบคงที่ ค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดจะเปลี่ยนแปลงไปตามความห่างของขดลวดบนแกน โดยถ้าขดลวดอยู่ห่างกันค่าความเหนี่ยวนำจะน้อย แต่ถ้าขดลวดอยู่ชิดกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าความเหนี่ยวนำจะเพิ่มขึ้น

ในกรณีที่ใช้ตารางที่ 2 คือ แกนเป็นเฟอไรต์ สูตรการคำนวณจำนวนรอบที่ใช้พันจะเปลี่ยนไปเล็กน้อย คือ

$$\text{จำนวนรอบ} = 1000 \sqrt{\frac{L(\text{mH})}{A_L}}$$

สมมติว่าต้องการตัวเหนี่ยวนำขนาด 1 mH และเลือกขนาดแกนเบอร์ FT-82 ชนิด ส่วนผสมของแกน 43-Mix จำนวนรอบที่ต้องพันคือ

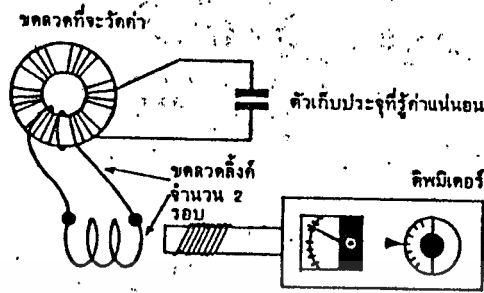
$$\begin{aligned} \text{จำนวนรอบ} &= 1000 \sqrt{\frac{1}{557}} \\ &= 42.4 \text{ รอบ} \end{aligned}$$

แกนขนาด FT-82 จะมีขนาดใกล้เคียงกับแกน T-80 ในตารางที่ 1 จึงใช้ตารางที่ 1 ส่วนในการหาเบอร์ลวดที่จะพัน ซึ่งจากตารางที่ 1 แกนขนาด T-80 จะใช้ลวดเบอร์ 22 พันได้ 53 รอบจึงเต็ม ดังนั้นจึงเลือกเบอร์ 22 ในการนำไปพันบนแกน FT-82 จำนวน 42.4 รอบ สังเกตว่าถ้าเราใช้ลวดที่ขนาดเล็กกว่าเบอร์ 22 ก็จะสามารถพันบนแกน FT-82 42.4 รอบเช่นกัน แต่ที่เลือกเบอร์ 22 เพราะเป็นขนาดลวดที่ใหญ่ที่สุดที่จะพันบนแกน FT-82 ได้ โดยที่ค่า Q ยังมีค่าสูงสุด ถ้าใช้ลวดเล็กลงค่า Q ก็จะทำลงด้วย ดังนั้นเพื่อให้ค่า Q สูง จึงต้องเลือกลวดที่มีขนาดใหญ่ที่สุดไว้ก่อน

ในการพันขดลวดลงบนแกนนั้น บางครั้งแกนที่ใช้ อาจมีความคมของขอบแกนอยู่ อาจทำให้ขดลวดทองแดงอายน้ำยาที่ใช้พันได้ วิธีป้องกันคือ ใช้แผ่นฉนวนบาง ๆ พันบนแกนก่อนเพื่อป้องกันการสัมผัสโดยตรงของแกนกับขดลวดทำให้ขดลวดไม่เสียหาย

การตรวจสอบความถูกต้องของค่าความเหนี่ยวนำ

หัวข้อที่ผ่านมาได้กล่าวถึงภาพกรพันขดลวดเหนี่ยวนำซึ่งจริง ๆ แล้วค่าความเหนี่ยวนำที่ได้นั้นอาจมีการผิดพลาดอยู่บ้าง ค่าความผิดพลาดนี้อาจยอมรับได้ในบางวงจรแต่ในบางวงจรก็ไม่อาจยอมรับได้ ดังนั้นจึงต้องมีการตรวจสอบค่าความเหนี่ยวนำที่พันขึ้นมาว่ามีค่าที่แน่นอนเป็นเท่าไร เครื่องมือที่ใช้ในการวัดค่าความเหนี่ยวนำนั้นจะใช้เครื่องมือที่เรียกว่า RCL บริดจ์ มิเตอร์หรือ R มิเตอร์ แต่เครื่องมือชนิดนี้ราคาแพง ในทางปฏิบัติโดยทั่วไปจึงต้องหาเครื่องมือชนิดอื่นมาทำการวัดแทน ซึ่งได้แก่ ดินมิเตอร์นั่นเอง อุปกรณ์ในการวัดค่าความเหนี่ยวนำโดยใช้ดินมิเตอร์คือ ดินมิเตอร์, ตัวเก็บประจุมาตรฐาน และขดลวดที่ต้องการทราบค่าความเหนี่ยวนำ



รูปที่ 7 วิธีการวัดค่าความเหนี่ยวนำที่แน่นอน โดยใช้คิหมิเตอร์ การต่อวงจรในการวัดแสดงในรูปที่ 7 โดยจะทำการปรับคิหมิเตอร์เพื่อหาความถี่เรโซแนนซ์ของชุด LC เรโซแนนซ์ จากนั้นนำไปแทนสูตร

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \text{ (Hz)}$$

หรือ

$$L = \frac{1}{C\omega^2} \text{ (H)}$$

โดย

$$C = \text{ตัวเก็บประจุมาตรฐาน (F)}$$

$$= 2\pi f \text{ (rad/s)}$$

$$f = \text{ความถี่เรโซแนนซ์ (Hz)}$$

เช่น ถ้าค่าความจุ C มาตรฐานมีค่า 100 pF ความถี่เรโซแนนซ์เป็น 3.5 MHz

$$L = \frac{1}{(100 \times 10^{-12})(2\pi \times 3.5 \times 10^6)^2}$$

$$= 20.7 \text{ uH}$$

ดังนั้นจึงสามารถหาค่าความเหนี่ยวนำที่แน่นอนได้

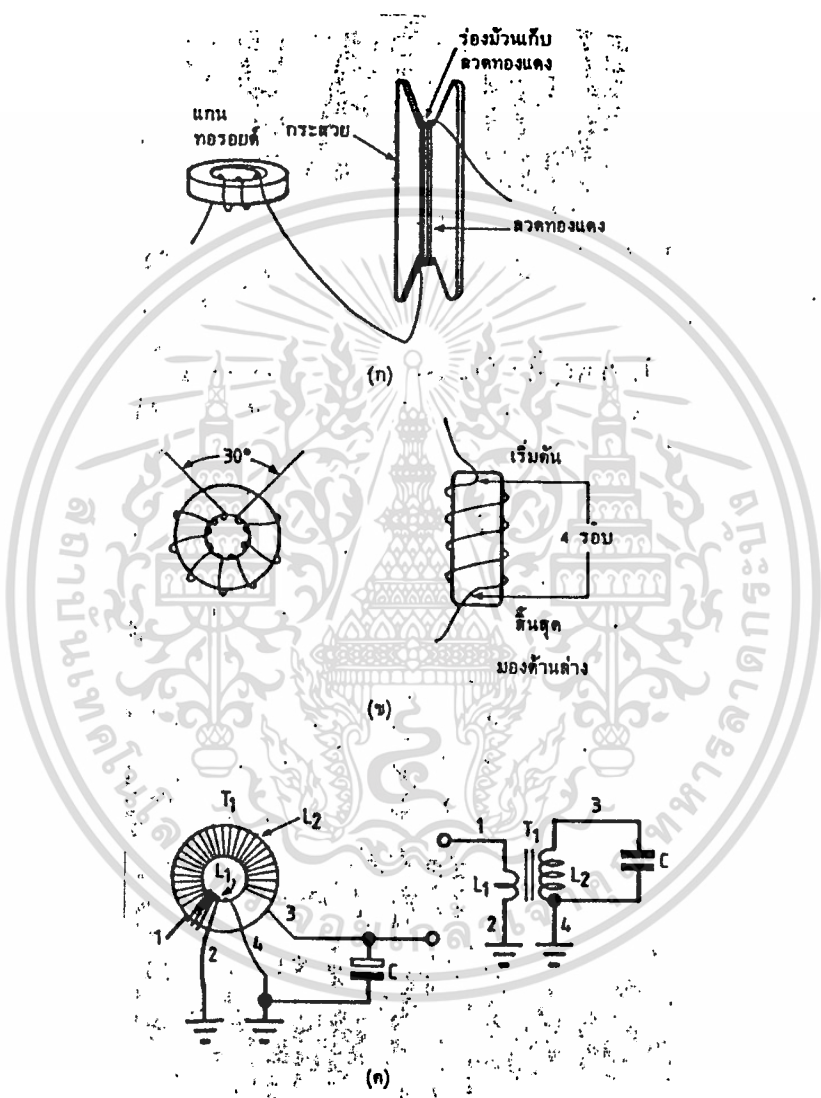
จากรูปที่ 7 จะเห็นว่าการคัปปลิงสัญญาณจากคิหมิเตอร์ไปที่ขดลวดแกนทอรอยด์ จะใช้วิธีลิ่งคัปปลิงเพราะแกนทอรอยด์เป็นแกนที่มีคุณสมบัติป้องกันฟลักซ์รั่วไหล (self-shielding) จึงใช้วิธีแอรคัปปลิงไม่ได้

การพันขดลวด

ในการพันขดลวดบนแกนทอรอยด์ ถ้าจำนวนรอบน้อย ทุกๆอย่างไม่มีปัญหาอะไร แต่เมื่อจำนวนรอบสูง จะเกิดค่าความจุแฝงขึ้น โดยเกิดจากการที่ลวดมาอยู่ชิดกันมาก ค่าความจุนี้จะทำให้วงจรทำงานผิดไป จึงต้องทำการกำจัดค่าความจุนี้ให้เหลือน้อยที่สุด วิธีหนึ่งก็คือเว้นระยะระหว่างจุดเริ่มและจุดสิ้นสุดในการพันลวด ให้ห่างกันประมาณ 30 องศา ตามรูปที่ 8 (ข) จะทำให้ค่าความจุแฝงนี้ลดลงได้ แต่การทำเช่นนี้จะทำให้ขดลวดที่พันจะไม่กระจายอยู่รอบทุกพื้นที่ผิวของแกน ทำให้ต้องเบียดขดลวดเข้าชิดกัน เมื่อขดลวดอยู่ชิดกันมากขึ้น ค่าความเหนี่ยวนำก็จะมากขึ้นตามมาด้วย แต่การเพิ่มขึ้นของค่าความเหนี่ยวนำนี้สามารถแก้ไขได้ไม่ยาก ขึ้นอยู่กับการปรับแต่งวงจรในช่วงสุดท้าย

ในรูป 8 (ค) และ 8 (ง) แสดงให้เห็นถึงการคับปลิงสัญญาณออกมาใช้งานในกรณีที่วงจรในภาคต่อไปมีอิมพีแดนซ์ต่ำ จำนวนรอบของขดลวดคับปลิงก็ไม่จำเป็นต้องมีมาก จากรูป 8 (ค) ได้แสดงการพันไว้เพียง 4 รอบ แต่สิ่งที่สำคัญคือ ทิศทางของการพันจะต้องพันตามทิศทาง การพันของขดลวดเดิม ซึ่งคือ รูป 8 (ข) การต่อและวงจรได้แสดงในรูป 8 (ง) โดย L_1 คือ ขดลวดคับปลิง การคับปลิงวิธีนี้มีข้อดีคือ มีค่าความจุแฝงน้อย และยังลดอาร์มอนิกได้ด้วย

สำหรับการพันขดลวดเข้าไปในแกนทอรอยด์แตกต่างจากการพันขดลวดแบบแกนชนิดอื่นตรงที่เราต้องรู้จำนวนรอบที่จะต้องพันก่อน แล้วจึงนำมาคำนวณหาความยาวของลวดที่ต้องใช้ พัน จากนั้นตัดลวดตามความยาวที่ต้องการ แล้วพันไว้บนกระสวยตามรูปที่ 8 (ก) เวลานั้นก็ใช้วิธีสอดคดกระสวยเข้าไปในแกนทอรอยด์ที่ลวดรอบจนกว่าจะครบตามจำนวนรอบที่ต้องการ ซึ่งกระสวยเก็บลวดนี้จะต้องมีขนาดเล็กพอที่จะรอดผ่านรูของแกนทอรอยด์ได้ด้วย



- รูปที่ 8 (ก) แสดงการพันลวดบนแกนทอรอยด์โดยใช้กระสวย
- (ข) มุมห่างระหว่างจุดเริ่มและจุดสิ้นสุดการพันเป็น 30 องศาจะมีค่าความจุแฝงต่ำสุด
- (ค) ตัวอย่างการสังเกตทิศทางพันขดลวด เพื่อใช้ในการคัปปลิง
- (ง) การพันขดลวดเพิ่มเข้าไปในแกนทอรอยด์ เพื่อคัปปลิงสัญญาณออกมา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 6

Rectifier และ Filter

การ Rectifier และ Fiter ในส่วนนี้ เราจะกล่าวถึงเฉพาะกรณีของด้านเอาต์พุตของวงจรคือการ Rectifier จากด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงกำลัง (Power Transformer) จากนั้นก็ทำการ Fiter เพื่อให้ ดีซี เอาต์พุต มีการกระเพื่อม (Ripple) น้อยที่สุด

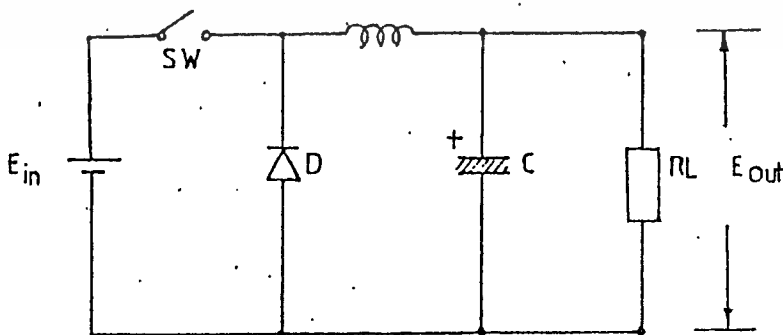
6.1 การ Rectifier และ Filter ของ power switching

สัญญาณที่ผ่าน Switching Transformer และจะถูก Filter เพื่อให้ได้ค่ากระแสและแรงดันตรงตามความต้องการ ในการออกแบบวงจรส่วนนี้จึงมีความสำคัญมากพอสมควร เนื่องจากสัญญาณที่ได้จาก Switching Transformer นั้น เป็นสัญญาณที่มีความถี่สูงมาก (20 KHz) วงจร Rectifier จึงไม่จำเป็นต้องใช้แบบ Full Wave ใช้วงจร Half Rectifier ก็เพียงพอแล้ว เพราะความถี่สูง ก็จะสามารถทำให้เรียบได้ง่าย

สำหรับวงจร Filter ในส่วนนี้ ส่วนใหญ่จะใช้แบบ Pi-Filter เนื่องจากความถี่สูง วงจร Pi-Filter จะให้ประสิทธิภาพที่เหนือกว่าวงจรแบบอื่น คือ อาศัยคุณสมบัติของ L และ C

6.2 การวิเคราะห์วงจร Outj put filter

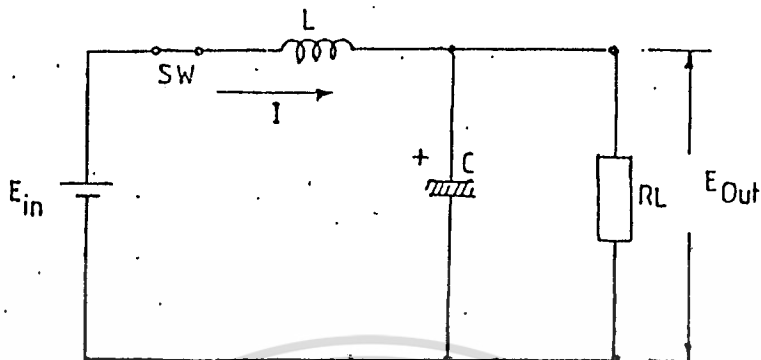
การทำงานของ switching power supply ซึ่งอาศัยการ ON-OFF ของ transistor switching ป้อนสัญญาณให้กับ transformer Switching ทางด้าน primary และ Induce ไปยังขด secondary ดังนั้นสัญญาณ Out put ที่ขด secondary จึงมีลักษณะเป็น Pulse ตามจังหวะการ ON-OFF ของ Transistor switching การทำงานของวงจร rectifier และ filter จึงขึ้นอยู่กับสัญญาณ Pulse In put นี้ด้วย ซึ่งเปรียบเสมือนการ ON-OFF ของ switch



รูป 1.3 แสดงการทำงานของวงจร filter

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พิจารณาช่วงที่ SW.ON



รูป 1.4 ช่วงที่ SW.ON

เป็นช่วงที่มี Pulse เข้ามา diode ทำตัวเหมือนเปิดวงจร

$$E_{in} = L \frac{di}{dt} + E_{out} \tag{6.1}$$

- เมื่อ E_{in} : In put voltage (V)
- L : Inductance filter (H)
- I : current in circuit at SW.ON (A)
- E_{out} : DC out put voltage (V)

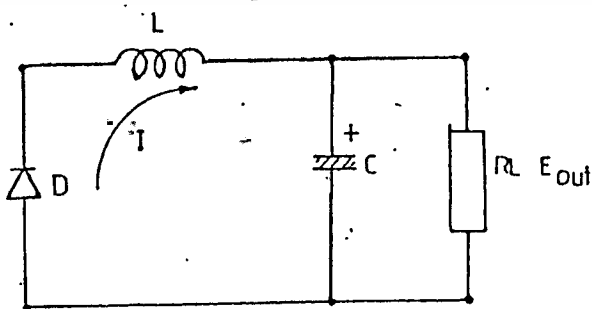
จากสมการที่ (1)

$$\frac{di}{dt} = \frac{E_{in} - E_{out}}{L} \tag{6.2}$$

จากสมการที่ (2)

$$I = \frac{E_{in} - E_{out}}{L} \cdot t_{on} \tag{6.3}$$

พิจารณาช่วงที่ SW.OFF



รูปที่ 1.5 ช่วงที่ SW.OFF

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

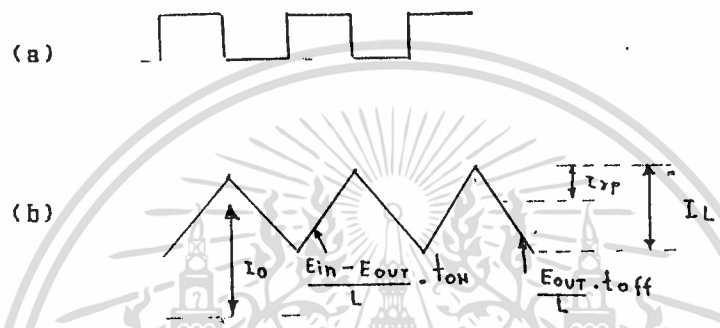
คือช่วงที่ไม่มี pulse เข้ามา diode ซึ่งทำตัวเสมือนตัดวงจร

$$L \frac{di}{dt} + E_{out} = 0 \tag{6.4}$$

$$\frac{di}{dt} = - \frac{E_{out}}{L} \tag{6.5}$$

$$i = - \frac{E_{out}}{L} \cdot t \text{ off} \tag{6.6}$$

การหาค่า L



รูปที่ 1.6 แสดง wave form ของสัญญาณ Out put จากรูป 1.6 (b) และสมการที่ (6.3)

$$I_{pk} = \frac{E_{in} - E_{out}}{L} \cdot t_{on} \tag{6.7}$$

เมื่อ I_{pk} : peak current ที่ผ่าน L
 t_{on} : ช่วงเวลาที่ SW.ON

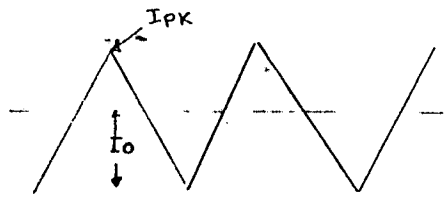
$$I_{ul} = \frac{I_{rpl}}{2} (=I_0) \tag{6.8}$$

เมื่อ I_{rpl} : Peak ripple current

I_{ul} : average peak ripple current

I_0 : out put current

จากรูป 1.7 $I_0 = \frac{I_{rpl}}{2} (=I_{ul})$, $I_{pk} = I_{rpl}$ $\tag{6.9}$



ผลของกระแสเนื่องจาก L

รูปที่ 1.7 แสดง wave form ของ ripple filter

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการ (6.8) และ (6.9)

$$I_{pk} = I_{rpl} = 2 I_{ul} \quad (6.10)$$

จากสมการ (6.7) และ (6.10)

$$2 I_{ul} = \frac{E_{in} - E_{out}}{L} \cdot t_{on} \quad (6.11)$$

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

หรือ
$$I_{ul} = \frac{1}{5} I_o (\max) \text{ ถึง } \frac{1}{20} I_o (\max) \quad (6.12)$$

จากสมการ (6.11) และ (6.12)

$$L \geq (2.5 - 10) \frac{E_{in} - E_{out}}{I_o (\max)} \cdot t_{on} \quad (6.13)$$

เมื่อ
$$E_{out} = \frac{t_{on}}{T} \cdot E_{in} \quad (6.14)$$

$$T = \frac{1}{f} \quad (6.15)$$

จากสมการ (6.13) และ (6.14)

$$L \geq \frac{(2.5 - 10) (E_{in} - E_{out})}{I_o (\max)} \cdot \frac{E_{out}}{E_{in}} \cdot T \quad (6.16)$$

การหาค่า C .

การจะหาค่า C ได้ เราจะต้อง ripple voltage peak to peak ($4E_o$) ก่อน

จากสูตร
$$E_o = \frac{1}{C} \int i dt \quad (6.17)$$

$$E_o = \frac{I_{rpl}}{C} \cdot t_{off} \quad (6.18)$$

เมื่อ $I_{rpl} = I_{pk}$ ดังนั้น

$$E_o = \frac{I_{pk}}{C} \cdot t_{off} \quad (6.19)$$

$$C = \frac{I_{pk}}{\Delta E_o} \cdot t_{off} \quad (6.20)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการ (6.10) และ (6.20)

$$C = \frac{E_{in} - E_{out} \cdot t_{off}}{E_o} \cdot t_{off} \quad (6.21)$$

จากสมการ (6.9) และ (6.14)

$$I = \frac{t_{on} \cdot E_{in}}{L} \cdot t_{off} \quad (6.22)$$

จาก $\frac{t_{on}}{t_{off}}$ และสมการ (6.22)

$$\begin{aligned} I &= \frac{t_{on} \cdot E_{in} \cdot T (1 - \epsilon)}{L} \\ &= \frac{E_{in} (1 - \epsilon)}{L} \cdot T \end{aligned} \quad (6.23)$$

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

แทนในสมการ (6.22)

$$C = \frac{E_{in} - E_{out}}{4 \cdot E_o \cdot L} \cdot T^2 \quad (6.24)$$

การคำนวณหาจำนวนรอบของ Inductor filter

$$\text{จากสูตร } L = A_L \times N^2 \times 10^{-9} \quad (6.25)$$

$$N = \sqrt{\frac{L \times 10^{-9}}{A_L}} \text{ Turn} \quad (6.26)$$

เมื่อ N : จำนวนรอบ (T)

A_L : ปริมาตรของลวด (mH/T²)

L : Inductance (H)

6.3 การออกแบบวงจร filter

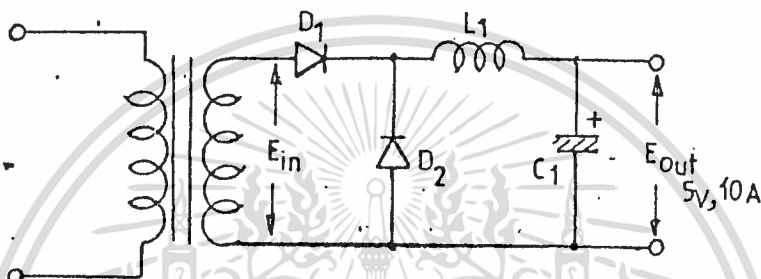
ในการออกแบบวงจร filter นั้น สิ่งที่ต้องทราบก็คือ E_{out} แรงดันทางด้าน out. put (DC out put voltage), $I_o(\max)$ กระแสสูงสุดทางด้าน out put (maximum out put current), E_{in} แรงดันสูงสุดทางด้าน in put (in put voltage peak to peak), แรงดันกระเพื่อมสูงสุดที่ out put (ripple voltage peak to peak)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

peak) \cdot , และ f ความถี่ในการ switch (switching frequency)

ตัวอย่างการออกแบบวงจร filter

- ความถี่ 20 KHz
- แรงดัน out put 5 V. DC
- แรงดัน in put 20 V. p-p
- กระแส out put 10 A.
- แรงดัน ripple 50 mv p-p



รูปที่ 1.8 half wave LC filter

1. หาค่า L_1

$$L_1 = \frac{(2.5-10)(E_{in} - E_{out}) \cdot E_{out} \cdot T}{I_o(\text{MAX}) \cdot E_{in}}$$

$$= \frac{5(20-5) \cdot 5 \cdot \frac{1}{20}}{10 \cdot 2 \times 10^3}$$

$$= 94 \mu\text{H}$$

2. หาค่า C_1

$$C_1 = \frac{(E_{in} - E_{out}) \cdot T^2}{4 \times E_o \times f}$$

$$= \frac{20-5}{4 \times 50 \times 10^3 \times 4 \times 10^{-6}} * \left(\frac{1}{2 \times 10^3} \right)$$

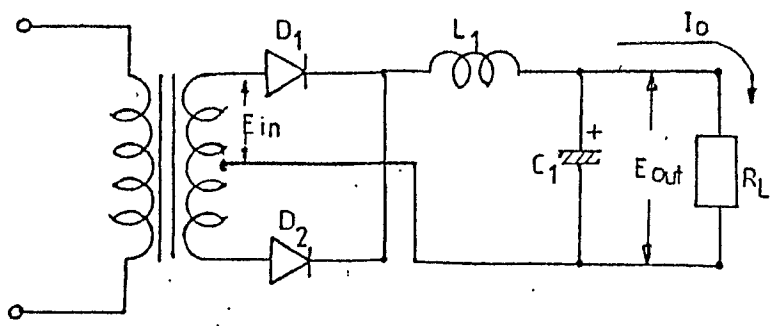
$$= 200 \mu\text{F}$$

ตัวอย่างที่ 2

- ความถี่ 20 KHz
- แรงดัน out put 15 V. DC
- แรงดัน in put 21 V. p-p
- กระแส out put 3.3 A.
- แรงดัน ripple 50 mv p-p

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ไม่อนุญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 1.9 full wave LC filter

1. หาค่า L1

$$L1 = \frac{2.5 (21 - 15)}{3.3} \frac{15}{21} \times \frac{1}{40 \times 10^3}$$

$$= 80 \text{ H}$$

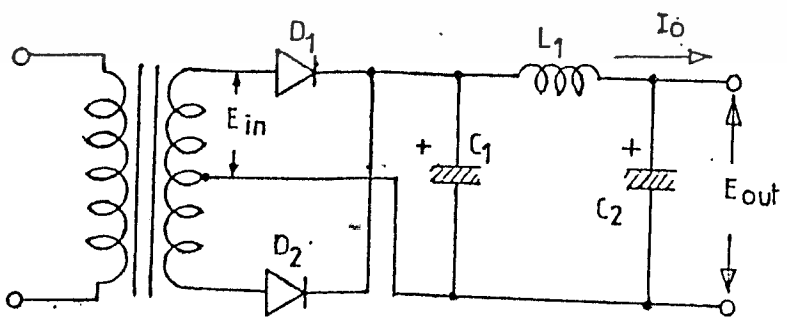
2. หาค่า C1

$$C1 = \frac{21 - 15}{4 \times 50 \times 10^3 \times 80 \times 10^{-6}} \times \left(\frac{1}{40 \times 10^3} \right)^2$$

$$= 232 \text{ F}$$

ตัวอย่างที่ 3

- ความถี่ 20 KHz
- แรงดัน out put 5 V.
- แรงดัน in put 7.5 V.
- กระแส out put 30 A.
- แรงดัน riple 50 mv p-p



รูปที่ 1.10 Full wave filter

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1. หาค่า L1

$$L1 = \frac{10 (7.5 - 5)}{30} \cdot \frac{5}{7.5} \cdot \frac{1}{40 \times 10^{-3}}$$

$$= 14 \text{ H}$$

2. หาค่า C1

$$C1 = \frac{7.5 - 5}{4 \times 50 \times 10^{-3} \times 14 \times 10^{-6}} \cdot \left(\frac{1}{4 \times 10^3} \right)^2$$

$$= 558 \text{ F}$$

3. หาค่า C2

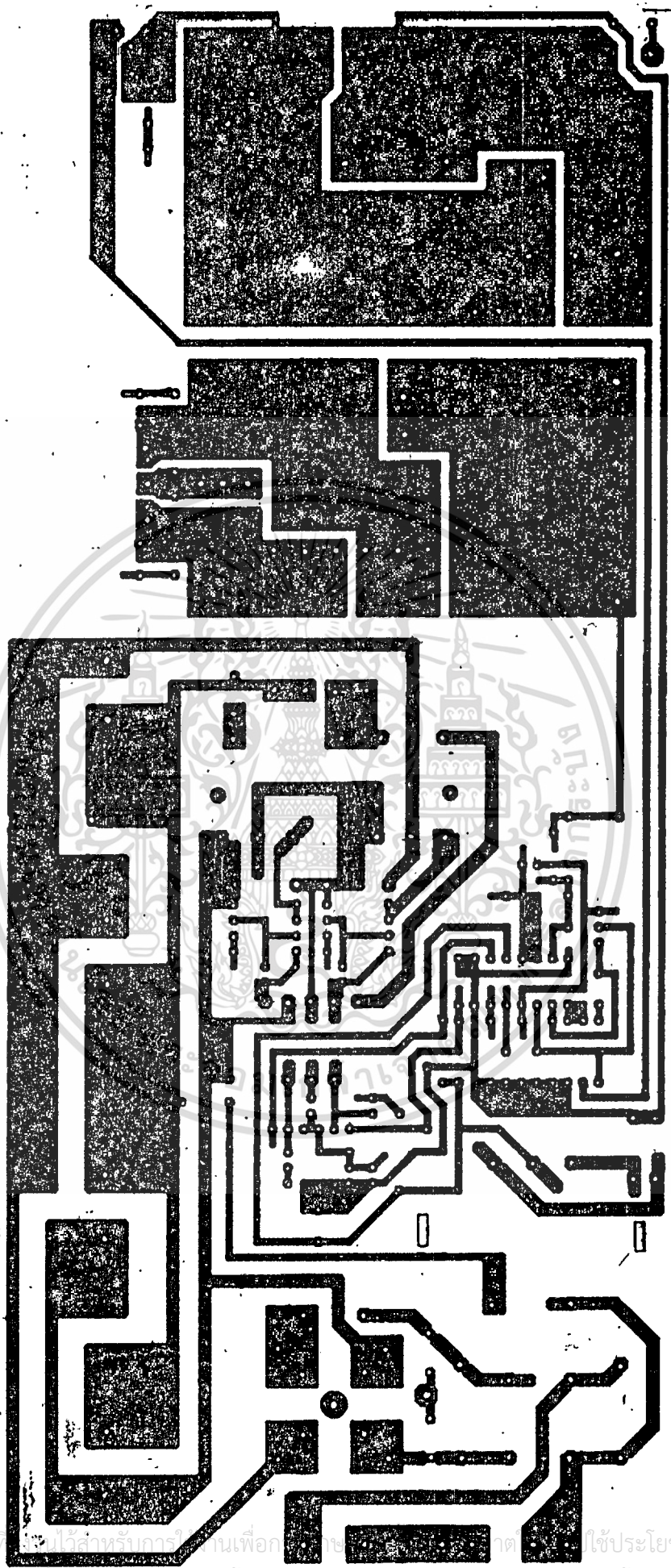
$$C2 = C1 \text{ หรือ } = \frac{1}{2} \sim \frac{1}{3} C1$$

$$C2 = \frac{1}{3} \times 558$$

$$= 4400 \text{ F}$$



ภาพรวม



f

รายการอุปกรณ์

<u>Resistor</u>		<u>Capacitor</u>	
R ₁ , R ₂	180 K 1/2 W	C ₁ , C ₂	0.1 uF 400 V
R ₃ , R ₁₄	1 K 1/2 W	C ₃ , C ₄ , C ₁₃	0.001 uF 1 KV
R ₄ , R ₅	3.9 K	C ₅ ~ C ₈	680 uF 180 V
R ₆	1 K	C ₉	470 uF 25 V
R ₇ , R ₁₀	2.7 K	C ₁₀	10 uF 25 V
R ₈ , R ₁₁	2.2	C ₁₁ , C ₁₂	1 uF 25 V
R ₉ , R ₁₂	68	C ₁₄ , C ₁₅ , C ₁₇	0.01 uF
R ₁₃	1.8 K	C ₁₆ , C ₁₉	0.1 uF
R ₁₅ , R ₁₉	4.7 K	C ₁₈	22 uF 16 V
R ₁₆	2.2 K	C ₂₀ , C ₂₁	0.001 uF
R ₁₇	8.2 K	C ₂₂ ~ C ₂₅	2200 uF 16 V
R ₁₈	47 K	C ₂₆	0.01 uF 1 KV
R ₂₀	30 K	<u>Diode</u>	
R ₂₁	470 K	D ₁ , D ₂	1 N 4001
R ₂₂	12 K	D ₃ ~ D ₉	1 N 4148
R ₂₃	100 1 W	D ₁₀ , D ₁₁	FR 156
R ₂₄ , R ₂₅	30 1/2 W	D ₁₂	S 30D60C
R ₂₆	68 5 w	DB1	CP 604 (600V4A)

<u>Transistor</u>		<u>IC</u>	
TR ₁ , TR ₂	C3042	IC ₁	TL 494
TR ₃ , TR ₄	C945		

อื่น

VR₁ 20 K

THR-8D-13

T₁ 12-0-t2 100maT₂ EI-40 Power TransformerT₃ EE-19 Drive TransformerL₁ Line FilterL₂ Filter

Fuse 3 A

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทำงาน

จากวงจร IC 1 # TL 494 เป็นตัวกำเนิดสัญญาณ pulse width Modulator จะถูกกำหนดความถี่โดย R 13 กับ C 14 ตามสูตร $f = \frac{1}{RC}$ จะผลิตสัญญาณออกที่ out put ขา 8 กับขา 11 ซึ่งจะส่งมายาวสัญญาณที่ TR 3, TR 4 แบบ push-pull หม้อแปลง T_1 เป็นตัวกลับเฟส ซึ่งจะแบ่งเป็น 2 ขด เพื่อให้ได้คอนเลย์เฟสจากนั้นจะใช้ TR 1 และ TR 2 ทำหน้าที่เป็น power transistor โดยจะขยายสัญญาณคอนเลย์ซิกคลื่น จากนั้นจะส่งพลังงานแบบ OCL มาที่ T_2 เป็น power transformer ลดแรงดันลงเหลือ 13.8 V แล้วใช้ $D_{1,2}$ เป็น diode rectifier และ L_2 กับ $C_{22} \sim C_{25}$ เป็นตัวกรองกระแส ส่วน R_{26} เป็น R load จะได้ out put เป็นไฟ DC 13.8 V ส่วนป้อนกลับจะใช้ op-Amp ภายใน IC 1 เป็นตัวเปรียบเทียบกับแรงดัน out put โดยตั้งแรงดันอ้างอิงไว้ที่ 2.5 V

การคำนวณ

ภาค input C Filter

Power output $13.8 \times 30 = 414 \text{ W}$ ที่ $220 \text{ V } 50 \text{ Hz}$, $\eta = 0.7$,

$$P_{in} = \frac{P_{out}}{\eta} = 414 / 0.7 = 591 \text{ W}$$

$$DC \text{ out put} = 220\sqrt{2} = 311 \text{ V}$$

$$I = P/E = 591.43 / 311.17 = 1.9 \text{ A}$$

ถ้า ripple = 15 V_{p-p} และ $F = 50$, $T = 1/F = 10 \text{ ms}$

$$C = 1.9(10 \times 10^{-3}) / 15 = 1267 \text{ uF}$$

จึงใช้ 680 uF 180 V * 4

โดยขนาน 2 ตัวและมาอนุกรมกัน

Diode bridge ใช้ 4 A 600 V เพราะ $I = 1.9 \text{ A}$

หาค่า L_2

$$L_2 = \frac{2.5(V_{in} - V_{out}) \cdot V_{out} \cdot 1}{F \cdot I_{(MAX)}} = 120 \text{ KH} \cdot V_{out} = 13.8 \text{ V}, V_{in} = 17 \text{ V}, I_{max} = 30 \text{ A}$$

$$L_2 = 2.5(17 - 13.8) / 30 * 18.8 * 1 / 120 * 10^3$$

$$= 1.8 \text{ uH}$$

$$L = (r_p)^2 / 9r + 101$$

$$r = 1/2", \quad l = 2r = 2/2 = 3.14$$

$$L = 1.8 \text{ uH}$$

$$N = \sqrt{L(9r + 101) / r} = \sqrt{1.8(9/2 + 10 * 3.14) / .5}$$

$$= 16 \text{ รอบ}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หาค่า C out put filter

$$C = \frac{V_{in} - V_{out}}{4 \times V_{ripple} \times L} \times \left(\frac{1}{f}\right)^2$$

$$V_{in} = 17 \text{ V} , V_{out} = 13.8 \text{ V} , V_{ripple} = 4 \text{ mv}$$

$$L = 1.8 \text{ uH} , f = 120 \text{ Khz}$$

$$C = \frac{17 - 13.8}{4 \times 4 \text{mv} \times 1.8 \text{uH}} \times \left(\frac{1}{120 \text{Khz}}\right)^2$$

$$= 7716 \text{ uH}$$

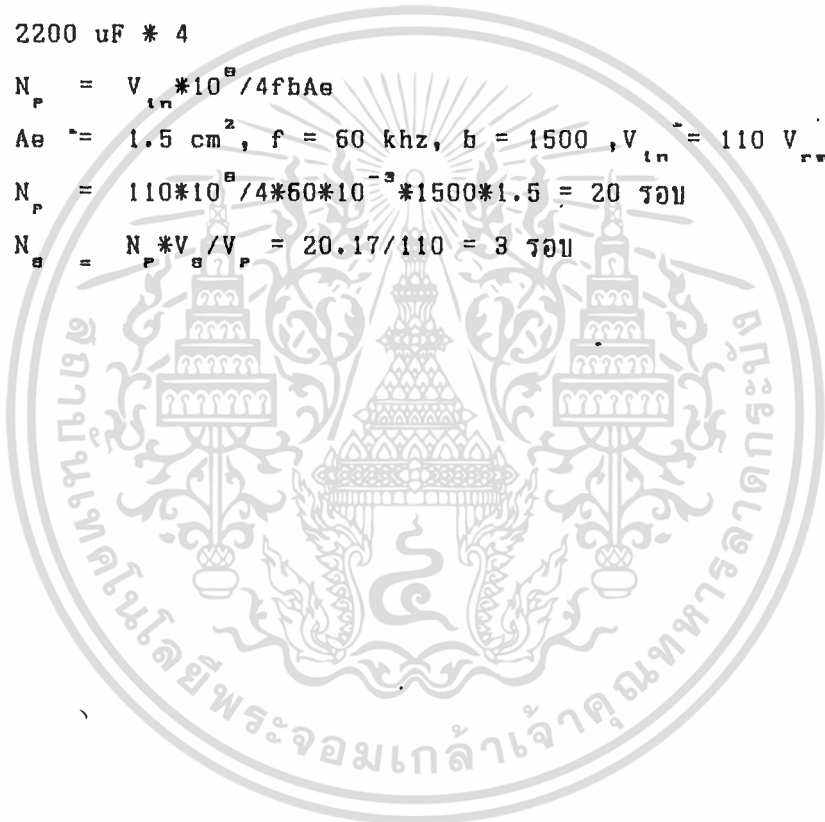
จึงใช้ 2200 uF * 4

$$N_p = V_{in} \times 10^8 / 4fbAe$$

$$Ae = 1.5 \text{ cm}^2 , f = 60 \text{ khz} , b = 1500 , V_{in} = 110 \text{ V}_{rms}$$

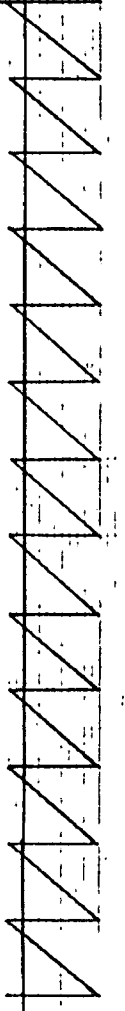
$$N_p = \frac{110 \times 10^8}{4 \times 60 \times 10^{-3} \times 1500 \times 1.5} = 20 \text{ รอบ}$$

$$N_s = \frac{N_p \times V_p}{V_s} = \frac{20 \times 17}{110} = 3 \text{ รอบ}$$



CT

DEAD TIME CONTROL



FLIP-FLOP CLOCK I/P



FLIP-FLOP Q



FLIP-FLOP Q̄



2Q-9



2Q-11



I/P T₃



O/P T₃ DRIVE TR₁



O/P T₃ DRIVE TR₂



I/P T₂



บทวิจารณ์และสรุปผลการทดลอง

ในปัจจุบัน SWITCHING POWER SUPPLY นิยมใช้กันมากในแวดวงที่เกี่ยวข้องกับ อิเล็กทรอนิกส์ ก็เพราะมันมีประสิทธิภาพสูง น้ำหนักเบาและมีขนาดเล็ก เมื่อเทียบกับ POWER SUPPLY แบบ LINEAR

ในการทดลองและวิจัยโครงงานนี้จะมีปัญหาซึ่งเกิดขึ้นบ่อยในการทดลองนั้นก็คือ ใน ส่วนของภาค CONTROL DRIVE และการพัน TRANSFORMER รวมทั้ง CHOCK ทางด้าน O/P RECTIFIER ด้วย ซึ่งทั้งหมดนี้จะเรียกว่าเป็นหัวใจของ SWITCHING POWER SUPPLY เสียก็ว่าได้ เพราะว่าการที่จะพัฒนา SWITCHING ให้มีค่าโวลต์เตจและกระแสสูงขึ้นนั้น ก็โดยการ ออกแบบหรือตัดแปลงส่วนของภาคดังกล่าวข้างต้น โดยการคำนวณค่าที่เหมาะสม ซึ่งโครงงานนี้ก็ สำเร็จลุล่วงไปด้วยดี



TL494 TL495

Advance Information

SWITCHMODE PULSE WIDTH MODULATION CONTROL CIRCUITS

The TL494 and TL495 combine the best features of existing PWM control circuits and add other on-chip functions. These devices provide, on a single monolithic chip, all the control circuitry for PWM push-pull, bridge and series type switchmode power supplies.

The TL494A/495A are specified over the military operating range of -55°C to $+125^{\circ}\text{C}$. The TL494C/495C are specified from 0°C to $+70^{\circ}\text{C}$.

- Uncommitted Output Transistors Capable of 200 mA Source or Sink
- On-Chip Error Amplifiers
- On-Chip 5 V Reference
- Internal Protection from Double Pulsing of Outputs with Narrow Pulse Widths or with Supply Voltages below Specified Limits
- Dead Time Control Comparator
- Pulse-Steering Flip-Flop and Output Control Circuitry
- Easily Synchronized (Slaved) to Other Circuits
- On-Chip 39 V Zener for High Voltage ($V_{IN} > 40\text{ V}$) Applications (TL495 only)
- Output Steering Control Pin Overrides Internal Pulse Steering Flip-Flop (TL495 only)

SWITCHMODE
PULSE WIDTH MODULATION
CONTROL CIRCUITS

SILICON MONOLITHIC
INTEGRATED CIRCUITS

TL494

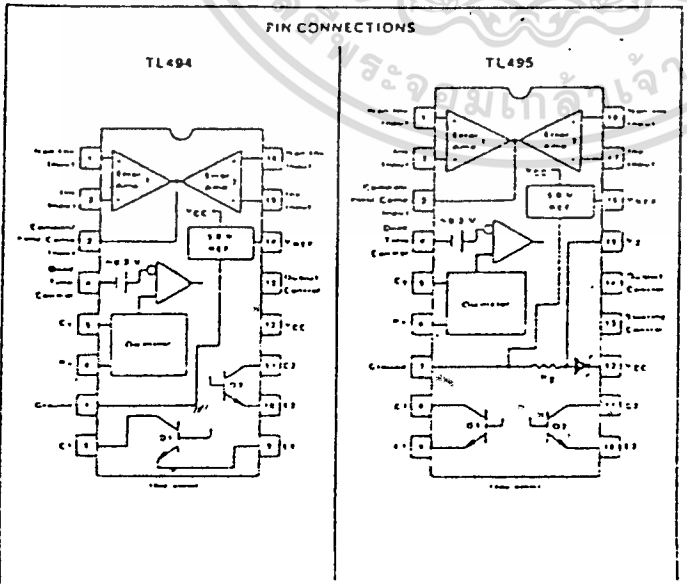
N SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 548
(TL494C only)

J SUFFIX
CERAMIC PACKAGE
CASE 829

TL495

N SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 701-01
(TL495C only)

J SUFFIX
CERAMIC PACKAGE
CASE 726

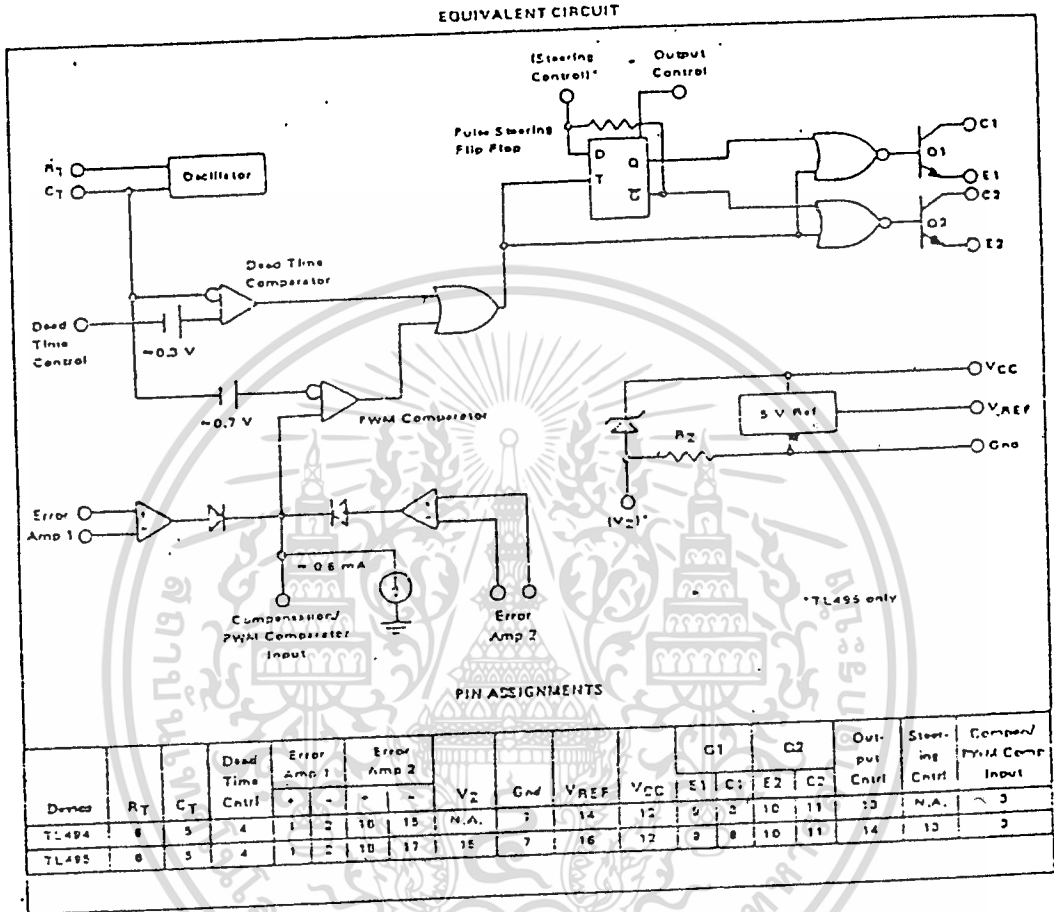


ORDERING INFORMATION

Device	Temperature Range	Package
TL494CJ	0 to $+70^{\circ}\text{C}$	Ceramic DIP
TL494CN	0 to $+70^{\circ}\text{C}$	Plastic DIP
TL494AJ	-55 to $+125^{\circ}\text{C}$	Ceramic DIP
TL495CJ	0 to $+70^{\circ}\text{C}$	Ceramic DIP
TL495CN	0 to $+70^{\circ}\text{C}$	Plastic DIP

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494, TL495 (continued)

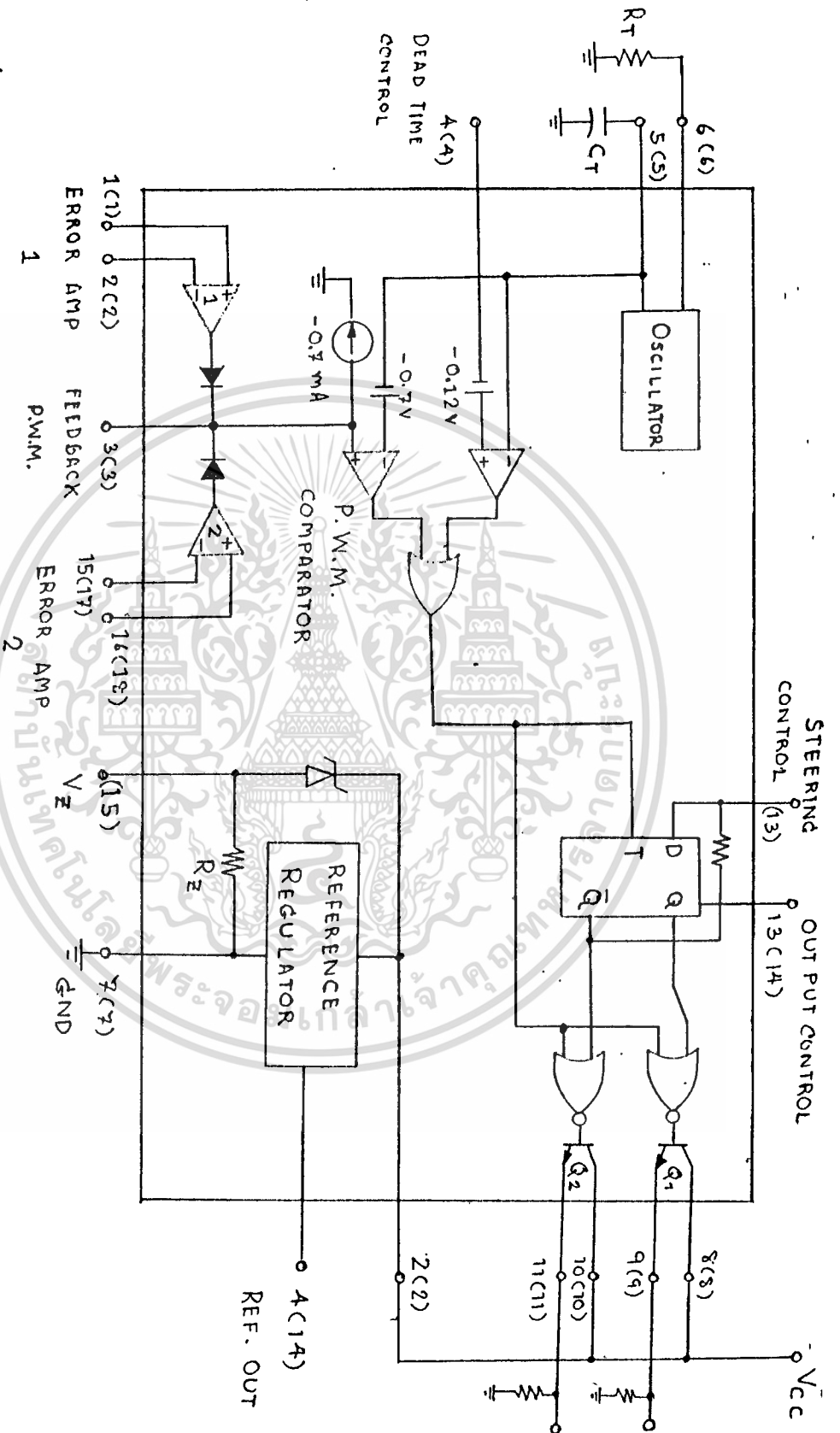


MAXIMUM RATINGS (Operating ambient temperature range applies unless otherwise noted)

Rating	Symbol	TL494M/495M	TL494C/495C	Unit
Power Supply Voltage	VCC	-	-2	V
Amplifier Input Voltages	VICR or VIDR	-	VCC - 0.3	V
Output Collector Voltage	VC1, VC2	-	47	V
Output Collector Current	IC1, IC2	-	250	mA
Power Dissipation (Tz < 45°C)	PD	-	1000	mW
Operating Junction Temperature	TJ	-	125	°C
Plastic Package		150	150	
Ceramic Package				
Operating Ambient Temperature Range	TA	-55 to +125	0 to +70	°C
Storage Temperature Range	Tstg	-65 to +150	-65 to +150	°C
Ceramic Package				
Plastic Package				

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

BLOCK DIAGRAM TL 494



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494, TL495 (continued)

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

Condition/Value	Symbol	TL494C/TL495C		Unit
		Min	Max	
Power Supply Voltage	V _{CC}	7.0	40	V
Amplifier Input Voltage (Referenced to Ground)	V _{ICR} or V _{IA}	-0.3	V _{CC} - 2.5	V
Output Collector Voltage	V _{CE(sat)}	-	40	V
Output Collector Current	I _{CL}	-	200	mA
Timing Capacitor	C _T	470	-	pF
Timing Resistor	R _T	-	10	kΩ
Oscillator Frequency	f _{osc}	1.8	500	kHz
Operating Ambient Temperature Range TL494C and TL495C	T _A	0	+70	°C

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

(V_{CC} = 15 V, f_{osc} = 10 kHz, operating ambient temperature range applies unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	TL494C/TL495C			Unit
		Min	Typ	Max	
REFERENCE SECTION					
Reference Voltage (I _{REF} = 1.0 mA)	V _{REF}	4.75	5.0	5.25	V
Reference Voltage Change with Temperature (0°C < T _A < 70°C)	ΔV _{REF} (2T)	-	0.2	1.0	%
Line Regulation of Reference Voltage (7.0 V < V _{CC} < 40 V) (T _A = 25°C)	R _{egline}	-	2.0	25	mV
Load Regulation of Reference Voltage (1.0 mA < I _{REF} < 10 mA) (T _A = 25°C)	R _{egload}	-	1.0	15	mV
Short Circuit Output Current of Voltage Reference (V _{DEE} = 0)	I _{OS(REF)}	-	35	-	mA
OSCILLATOR SECTION					
Oscillator Frequency (C _T = 0.01 μF, R _T = 12 kΩ)	f _{osc}	-	10	-	kHz
Standard Deviation of Frequency (Note 1) (All values of V _{CC} , C _T , R _T , T _A constants)	σ _{f(osc)}	-	10	-	%
Oscillator Frequency Change with Temperature (0°C < T _A < +70°C) (C _T = 0.01 μF, R _T = 12 kΩ)	σ _{f(osc)(2T)}	-	-	2	%
Oscillator Frequency Change with Voltage (7 V < V _{CC} < 40 V) (T _A = 25°C)	σ _{f(osc)(ΔV)}	-	0.1	-	%
DEAD-TIME CONTROL SECTION					
Input Bias Current (Pin 4) (V _{CC} = 15 V, 0 V < V _{IN} < 5.25 V)	I _{BIDT}	-10	-2.0	0	μA
Maximum Duty Cycle, Each Output (V _{CC} = 15 V, Pin 4 = 0 V, "Output Control" Pin = V _{REF})	DC _{max}	45	-	-	%
Input Threshold Voltage Zero Duty Cycle Maximum Duty Cycle	V _{TH(int)}	- 0	3.0 -	3.0 -	V

Note 1: Standard deviation is a measure of the statistical distribution about the mean as derived from the formula; σ =

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

TL494, TL495 (continued)

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

Characteristic	Symbol	TL494C/TL495C			Unit
		Min	Typ	Max	
ERROR AMPLIFIER SECTIONS					
Int. Offset Voltage (V_{IO} = 2.5 V)	V_{IO}	-	2.0	±0.5	mV
Int. Offset Current (I_{IO} = 2.5 V)	I_{IO}	-	±5	±50	nA
Int. Bias Current (I_{IB} = 2.5 V)	I_{IB}	-	0.2	±0.5	µA
Input Common Mode Voltage Range (V_{ICM} = V_{CC} < 40 V)	V_{ICM}	-0.3	-	$V_{CC} - 2.0$	V
Low Signal Open Loop Voltage Gain (A_{VOL} = 0 V, 0.5 V < V_{O2} < 3.5 V)	A_{VOL}	70	95	-	dB
Unity Gain Crossover Frequency	f_c	-	200	-	kHz
Common Mode Rejection Ratio (V_{CC} = 40 V, T_A = 25°C)	CMRR	65	80	-	dB
Output Sink Current (I_{OL} = 15 mV > V_{IO} > -5 V, V_{O2} = 0.7 V)	I_{OL}	-0.3	-0.6	-	mA
Output Source Current (15 mV < V_{IO} < 5 V, V_{O2} = 3.5 V)	I_{OS}	2.0	-	-	mA
PRIM. COMPARATOR SECTION (Pin 3)					
Inhibit Threshold Voltage (Zero Duty Cycle)	V_{THI}	-	1.0	±0.5	V
Input Sink Current (I_{IL} = 15 mV > V_{ID} > -5 V, V_{O2} = 0.7 V)	I_{IL}	-0.3	-0.6	-	mA
OUTPUT SECTION					
Output Saturation Voltage Common-Emitter Configuration (V_E = 0 V, I_C = 200 mA)	$V_{CE(sat)}$	-	1.1	1.3	V
Emitter-Follower Configuration (V_C = 15 V, I_E = 200 mA)		-	1.5	2.5	V
Collector Off-State Current (V_{CC} = 40 V, V_{CE} = 40 V)	$I_{C(off)}$	-	2.0	100	µA
Emitter Off-State Current (V_{CC} = 40 V, V_C = 40 V, V_E = 0 V)	$I_{E(off)}$	-	-	100	µA

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เสร็จสมบูรณ์ลงได้ก็เพราะได้รับความร่วมมือจากหลาย ๆ ฝ่าย และหลาย ๆ บุคคล ซึ่งได้แก่ อ. อภัย ศรีธีระวิโรจน์และ STAFF ซึ่งท่านได้แนะนำแนวทางในการวิเคราะห์และความเป็นไปได้ของวงจร รวมทั้งเทคนิคต่าง ๆ ในการที่จะให้วงจรมีความสมบูรณ์แบบมากขึ้น รวมทั้ง อ.สมภพ แก้วมีชัย ที่ได้เอื้อเฟื้อทางด้านสถานที่ทดลองและเครื่องมือต่าง ๆ พวกกระผมจึงขอกราบขอขอบคุณมา ณ ที่นี้ด้วย



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หนังสืออ้างอิง

1. ดร.สิทธิชัย โภไคยอุดม และ วัลลภ สุรกำพลธร , "วงจรมายาสัญญาณ
โอเพอร์เรชั่นแนล กรุงเทพมหานคร" , ดวงกลม , 2523
2. ดร.โคทม อาริยา , "วงจรรีเลย์ทรอนิกส์ เล่ม 3" , บริษัทซีเอ็ดยูเคชั่น
จำกัด , 2530
3. ยืน ก่อวรรณ , "วิทยานิพนธ์มหาบัณฑิต" , คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย , 2525
4. SEMICONDUCTOR ELECTRONICS ฉบับที่ 111 ประจำเดือน พฤศจิกายน
2534
5. Snelling, "Soft Ferrite Properties & Application" London,
1977
6. Abraham Z. Pressman, "Switching and Linear Power Supply"
Hayden Book Company inc. USA., 1985
7. Roger Janikowski and Henry Wurzburg , "Linear and
Switching-mode Voltage Regulator Hand Book" Motorola
INC., 1982