



เครื่องส่งกระจายเสียงวิทยุระบบ เอเอ็ม

ประสิทธิภาพสูง

**HIGH EFFICIENCY AM BROADCAST
TRANSMITTER**



โดย
นาย เกรียงศักดิ์ ตีรณวุฒินันท์
นาย บรรหาร ควรสฎา
นาย ชังคม คีปนุทต

วัน เดือน ปี..... ๑๑ ๓๐๓ ๒๕๔๐
เลขทะเบียน..... 036975
เลขเรียกหนังสือ..... T 38068 ก ๗๖ ๑

ปริญญานิพนธ์เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาเทคโนโลยีโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

036975

หัวข้อปริญญาโท

เครื่องส่งกระจายเสียงวิทยุระบบ เอเอ็ม ประสิทธิภาพสูง

HIGH EFFICIENCY AM BROADCAST TRANSMITTER

ชื่อนักศึกษา

นาย เกรียงศักดิ์ ศิริฉนุฉินันท์

นาย บรรหาร ควรสุภา

นาย สังคม กีบขุนทด

อาจารย์ที่ปรึกษา

อาจารย์ กฤดากร กล่อมการ

ภาควิชา

เทคนิคอุตสาหกรรม

ปีการศึกษา

2538

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง อนุมัติให้นำปริญญาโทฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาดตามหลักสูตรอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต

คณะกรรมการสอบปริญญาโท

ประธานกรรมการ

()

)

กรรมการ

()

)

กรรมการ

()

)

กรรมการ

()

)

กรรมการ

()

)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่าลิขสิทธิ์ของคณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เครื่องส่งกระจายเสียงวิทยุระบบ เอเอ็ม ประสิทธิภาพสูง

โดย	นาย เกรียงศักดิ์	ศิริวัฒนันท์	รหัส	36013232
	นาย บรรหาร	ควรสุภา	รหัส	36013251
	นาย สังคม	ศิษขุนทด	รหัส	36013268

อาจารย์ที่ปรึกษา อาจารย์ กฤดากร กลุ่มการ
 ปีการศึกษา 2538

บทคัดย่อ

ในการส่งแพร่กระจายเสียงระบบ เอเอ็มในปัจจุบัน เครื่องส่งส่วนใหญ่จะทำงานใน Class C, AB และ B ซึ่งมีประสิทธิภาพไม่สูงนัก เป็นผลทำให้เกิดการสูญเสียกำลังภายในตัววงจรมาก เป็นการสิ้นกำลังที่จ่ายเข้าไปในเครื่องส่ง และการมอดูเลตสัญญาณข้อมูลกับคลื่นพาห์ ทำโดยใช้หม้อแปลง

โครงการปริญญานิพนธ์นี้ เป็นการสร้างเครื่องส่งกระจายเสียงระบบ เอเอ็ม ที่ภาคขยายกำลังทำงานใน Class D คือเป็นวงจร D-SEPP (DUAL SINGLE END PUSH-PULL) เป็นการทำงานในลักษณะสวิตซ์ซึ่ง ที่มีประสิทธิภาพการทำงานที่สูงกว่า คราสที่กล่าวมาแล้วในครั้งแรก และการมอดูเลตสัญญาณข้อมูลกับคลื่นพาห์ เป็นการทำงานในลักษณะสวิตซ์ซึ่งเช่นกัน คือการมอดูเลตทางความกว้าง (PULSE WIDTH MODULATION : PWM) เพราะทำให้ไม่ต้องใช้ หม้อแปลงในการมอดูเลต ซึ่งเป็นผลทำให้ได้การตอบสนองทางความถี่ที่กว้างและการเพี้ยนต่ำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

HIGH EFFICIENCY AM BROADCAST TRANSMITTER

BY	MR.. KREINGSAK	TEERANAWUTTINUN	NO. 36013232
	MR.. BANHARN	KHUANSUPA	NO. 36013251
	MR.. SUNGKHOM	KHEEBKUNTOD	NO. 36013268

ADVISER MR.. KITDAKORN KLOMKAND
YEAR 1994

ABSTRACT

AT PRESENT, AS WE KNOW THAT IN AM RADIO BROADCAST SYSTEM THE TRANSMITTER NORMALLY ARE OPERATING IN CLASS C, AB, AND B AND THE MODULATION OF MODULATING SIGNAL AND CARRIER FREQUENCY ARE ACHIEVED BY THE USE TRANSFORMER. IN THIS CASE THE EFFICIENCY OF THE SYSTEM IS NOT SATISFIED BECAUSE OF THE POWER DISSIPATION IN THE CIRCUITS WHICH MEANS THAT THE POWER LOSSES WITHIN THE TRANSMITTER.

IN THIS THESIS PROJECT SUBMITTED, THE AM RADIO BROADCAST TRANSMITTER OPERATING CLASS D POWER AMPLIFIER HAS BUILT IN D-SEPP CIRCUIT (DUAL SINGLE END PUSH PULL) WHICH OPERATE IN THE MANNER OF SWITCHING AND THE MODULATION OF MODULATING SIGNAL AND CARRIER FREQUENCY IS ALSO OPERATING IN THE SAME MANNER, THAT IS PWM WHICH NO NEED TO UTILIZE THE TRANSFORMER FOR MODULATION. THIS RESULTS IN BETTER FREQUENCY RESPONSE AND LOW DISTORTION. SO THAT WE WILL GET HIGHER EFFICIENCY THAN THE ORIGINAL SYSTEM.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

ปริญญานิพนธ์นี้ได้สำเร็จลุล่วงลงได้ด้วยความร่วมมือ และความตั้งใจในการทำงานของเพื่อนร่วมงานในกลุ่มโครงการนี้ บิดา มารดา ที่เป็นกำลังใจตลอดเวลา ทั้งยังได้รับคำแนะนำจากอาจารย์ กฤดากร กล่อมการ อาจารย์ที่ปรึกษา และ อาจารย์ คลชัย สุขเจริญผล ทางด้านเทคนิคและแนวความคิดในด้านต่าง ๆ อีกทั้งยังได้รับความช่วยเหลือจากพี่ ๆ ที่ห้อง 9 อ.ส.ม.ท.ในด้านข้อมูล,เครื่องมือวัดและอนุญาติให้ใช้เครื่องคอมพิวเตอร์ในการออกแบบลายวงจร พี่ ๆ ที่ การสื่อสารแห่งประเทศไทย ในด้านเครื่องมือวัด และผู้มีพระคุณทุก ๆ ท่านที่ไม่ได้กล่าวถึง ณ. ที่นี้

ทางคณะผู้จัดทำ ขอกล่าวขอบพระคุณไว้ ณ. โอกาสนี้



คณะผู้จัดทำ

เกรียงศักดิ์	ศิรณวุฒินันท์
บรรหาร	ควรรสุภา
สังคม	ศึบขุนทด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	-ก-
ABSTRACT	-ข-
กิตติกรรมประกาศ	-ค-
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 การมอดูเลต (Modulation)	2
บทที่ 3 เพาเวอร์มอสเฟต (POWER MOSFET)	8
บทที่ 4 POWDERED IRONS	16
บทที่ 5 เครื่องขยายความถี่วิทยุคลาส ดี ที่เป็นโซลิดสเตท (SOLID STATE CLASS D R.F. AMPLIFIER)	18
บทที่ 6 พัลส์วีสมอดูเลชัน (PULSES MODULATION)	24
บทที่ 7 การออกแบบการทำงานของวงจร	28
บทที่ 8 ผลการทดลอง	36
บทที่ 9 สรุปและวิจารณ์	42
ภาคผนวก	

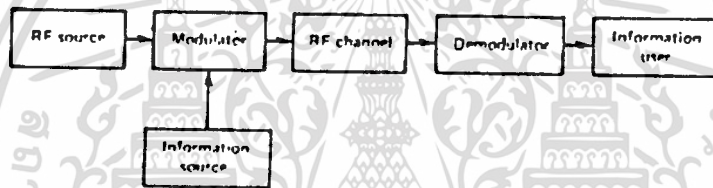
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

ระบบการสื่อสารที่ส่งข้อมูลข่าวสารออกไป ในรูปแบบของสัญญาณไฟฟ้า ที่แทน เสียงพูด, เสียงดนตรี, สัญญาณภาพโทรทัศน์ และข้อมูลทางธุรกิจอื่น ๆ รูปแบบของสัญญาณจะถูกส่งออกไปอย่างต่อเนื่อง โดยช่องสัญญาณที่สามารถใช้ได้จะถูกจำกัดโดยแบนด์วิดท์

การส่งกระจายเสียงระบบเอเอ็ม เป็นระบบแรกที่ได้ใช้เสียงในการสื่อสารกับสถานที่ไกลออกไป เป็นระบบที่มีการมอดูเลทที่ง่าย ๆ การมอดูเลทก็คือกระบวนการที่ทำการเปลี่ยนแปลงสัญญาณข้อมูลเบื้องต้น ไปเป็นรูปแบบใหม่ที่เหมาะสมกับการที่จะส่งไปกับคลื่นความถี่วิทยุ ซึ่งได้แสดงบล็อกไดอะแกรมของเครื่องส่ง



รูปที่ 1

1. แหล่งจ่ายสัญญาณข้อมูลอาจจะเป็น ไมโครโฟน, กล้องโทรทัศน์ หรืออุปกรณ์อื่น ๆ ที่เปลี่ยนสัญญาณข้อมูลไปเป็นสัญญาณไฟฟ้า
 2. สัญญาณข้อมูล ถูกขยาย และบ่อยครั้งจะต้องผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน เพื่อที่จะจำกัดแบนด์วิดท์
 3. วงจรกำเนิดความถี่วิทยุที่ต้องการส่งออกอากาศ
 4. วงจรขยายกำลังสัญญาณที่มาจากวงจรมกำเนิดความถี่วิทยุ
 5. มอดูเลเตอร์รวมสัญญาณข้อมูลกับคลื่นพาห้
 6. วงจรขยายสัญญาณที่รวมมาแล้วให้มีกำลังแรงมากขึ้น
 7. สายอากาศส่ง จะทำการเปลี่ยนพลังงานความถี่วิทยุไปเป็นคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่ขั้ว
- ความต้องการ

ทั้งหมดนี้เป็นระบบเครื่องส่งอย่างกว้าง ๆ ซึ่งรายละเอียดแต่ละภาคจะได้กล่าวถึงอีกครั้งในการออกแบบของโครงการนี้

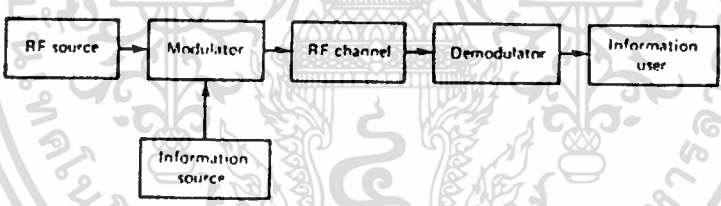
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

Modulation

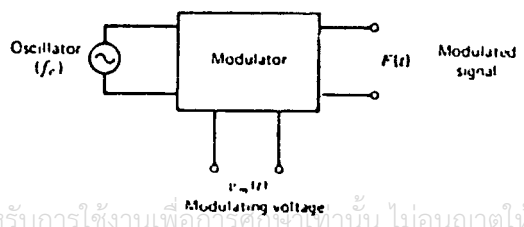
เป็นกระบวนการหนึ่งซึ่งเสียง,ภาพ หรือสัญญาณข้อมูลถูกถ่ายโอนไปเข้าคลื่นพาห้ความถี่วิทยุ (RF carrier) ก่อนการส่งต่อไปและในทางกลับกัน การได้สัญญาณเสียง,ภาพ หรือสัญญาณข้อมูลกลับคืนมาจากสัญญาณ RF ที่ด้านรับเรียกว่า Demodulation หรือ Detection ในแบบที่มอดูเลเตอร์(Modulator) ทำให้สัญญาณ RF เปลี่ยนแปลงเป็นสัดส่วนโดยตรงกับรูปคลื่น(Waveform) ที่มอดูเลต เราเรียกว่า Analog Modulation และมอดูเลเตอร์ที่ยุ่งยากยิ่งขึ้น จะเป็นการ Digitize และเข้ารหัสสัญญาณ สัญญาณข้อมูล(Modulating Signal) ก่อนการมอดูเลต ในปัจจุบันนิยมใช้ Digital Modulation มากกว่า Analog Modulation

ระบบการสื่อสารที่สมบูรณ์แบบ รูป 2.1 จะประกอบด้วย ข้อมูลที่จะส่ง,ตัวกำเนิด RF, มอดูเลเตอร์,ช่องสัญญาณ RF (ที่รวมทั้งภาครับและภาคส่ง RF,สายอากาศ,เส้นทางของการส่ง เป็นต้น),ดีมอดูเลเตอร์ และผู้ใช้ข่าวสาร ระบบที่ถือว่าทำงานหรือใช้การได้ต้อง หมายถึงการรับข่าวสารที่เป็นที่ไว้วางใจจนสามารถเป็นที่ยอมรับได้



รูป 2.1

เพื่อให้เข้าใจกระบวนการมอดูเลต ให้ดูมอดูเลเตอร์เสมือนกล่องดำที่มี 2 อินพุตและ 1 เอาท์พุท



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูป 2.2

ทางด้านอินพุทหนึ่งจะป้อนสัญญาณข้อมูล $V_m(t)$ ส่วนอินพุทที่เหลือจะถูกคั่นกับตัวกำเนิดคลื่นพาห้(Carrier oscillator)ที่ผลิตแรงดันเป็นคลื่นไซน์ที่มีขนาดคงที่ และความถี่ (f_c) ที่เอาต์พุทจะเป็นรูปคลื่นของสัญญาณทั้งสองรวมกัน

$$F(t) = A(t) \cdot \text{Cos}[\omega t + \phi(t)] = A(t) \cdot \text{Cos} \phi(t) \quad (2.1)$$

จากสมการ ขนาด(Amplitude) $A(t)$ หรือมุม, $\phi(t)$ หรือทั้งสองอย่างถูกควบคุมโดย $V_m(t)$ ใน Amplitude Modulation(AM) ขอบความถี่คลื่นพาห้(Carrier envelope) $A(t)$ ถูกเปลี่ยนแปลง ขณะที่ $\phi(t)$ จะคงที่

แม้ว่ารูปคลื่นของ (2.1) อาจจะเรียกว่าคลื่นโคไซน์ (Cosine wave) ที่ถูกรวมแล้วมันก็ไม่ใช่ Single-frequency sinusoid เมื่อมีการมอดูเลทเกิดขึ้น

ถ้า $A(t)$ หรือ $\phi(t)$ เปลี่ยนแปลงตามเวลา สเปกตรัม(Spectrum)ของ $F(t)$ จะใช้แบนด์วิดท์ที่กำหนดโดยทั้ง สัญญาณข้อมูลและชนิดของการมอดูเลทที่ใช้

Amplitude Modulation (AM)

ในรูปแบบของ on - off keying ของเครื่องส่งวิทยุโทรเลข เป็นมอดูเลทแบบเก่าที่สุด ปัจจุบัน AM นำมาใช้กันอย่างแพร่หลาย ในการส่งสัญญาณเสียงแบบ อนาลอกที่ต้องการเครื่องรับธรรมดา ๆ (เช่นการแพร่กระจายเสียงเพื่อการค้า) หรือ ถูกส่งไปกับการกระจายคลื่นทางชั้นบรรยากาศและต้องการแบนด์วิดท์แคบ

มีรูปแบบต่าง ๆ ที่เกี่ยวข้องกันหลายรูปแบบของ AM รูปแบบเหล่านั้นแตกต่างกันในวิธีการกำเนิดและสเปคของมัน ชนิดที่ง่ายที่สุดและมักเรียกว่า "Straight" AM สามารถทำให้เกิดได้(ดูรูป 2.3)โดยการใส่ แรงดันมอดูเลทให้อ่อนกรมกับ แหล่งจ่ายแรงดันคอลเลคเตอร์ ของ Class C RF amp. ที่ถูกขับให้เข้าหาการอิมิตัว เมื่อแรงดันมอดูเลทเป็นบวก เครื่องขยาย (Amplifier) จะรับแรงดันคอลเลคเตอร์ที่มีปริมาณมากขึ้น และก็จะจ่ายสัญญาณเอาต์พุทขึ้น และเมื่อแรงดันมอดูเลทเป็นลบ แรงดันคอลเลคเตอร์และเอาต์พุทของเครื่องขยาย จะน้อยกว่าค่าที่ไม่ได้ถูกมอดูเลทของมัน ถ้าให้แรงดันเอาต์พุทของเครื่องขยาย $F(t)$ เป็นสัดส่วนเชิงเส้น(Linear) กับแรงดันคอลเลคเตอร์ขณะนั้น $F(t)$ จะสัมพันธ์กับแรงดันมอดูเลท $V_m(t)$

$$F(t) = K[V_{cc} + v_m(t)] \text{Cos} \omega t \quad (2.2)$$

โดยที่ V_{cc} เป็นแรงดันที่จ่ายที่ขาคอลเลคเตอร์และ K เป็นค่าคงที่ของ Proportionality การค้า
เป็นที่ปรากฏชัดว่า ค่าสูงสุดทางด้านลบของ $V_m(t)$ ไม่ควรลดแรงดันคอลเลคเตอร์ทั้งหมดถึง
ไม่ควรมีแรงดันลบอื่น ๆ ที่ทำให้แรงดันคอลเลคเตอร์เป็นลบไปใช้

จุดที่เครื่องขยายหยุดทำงาน สถานะนี้เรียกว่าโอเวอร์มอดูเลชัน (Overmodulation) และมันจะเกิดการเพี้ยน (Distortion)

เพื่อศึกษารายละเอียดของ AM ยิ่งขึ้นไปอีก สมมติให้แรงดันมอดูเลตเป็นคลื่นไซน์ของความถี่เดียว

$$v_m(t) = V_m \cos \omega t \quad (2.3)$$

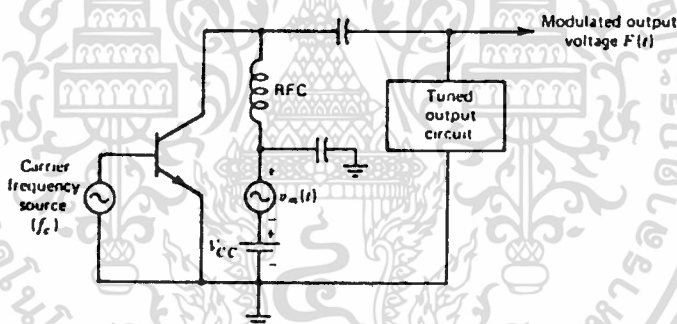
$$F(t) = K \cdot (V_{cc} + V_m \cos \omega t) \cdot \cos \omega_c t \quad (2.4)$$

ให้ $V_o = K \cdot V_{cc}$

$$F(t) = V_o [1 + (V_m/V_{cc}) \cos \omega t] \cdot \cos \omega_c t \quad (2.5)$$

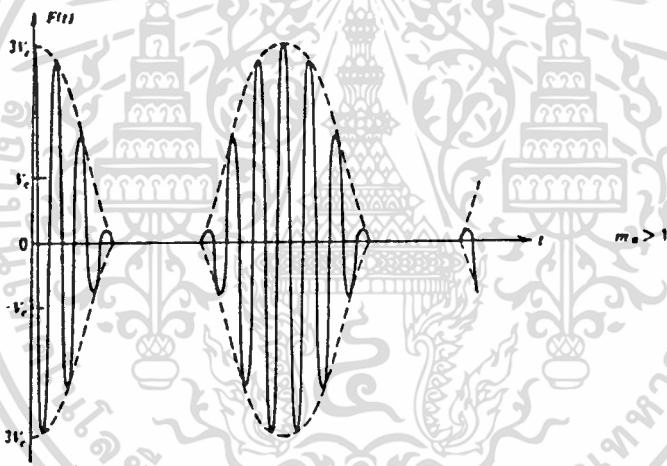
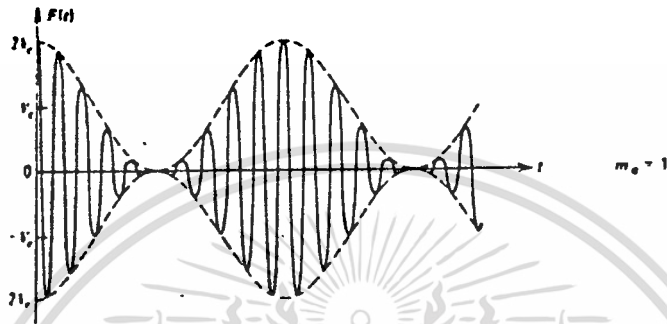
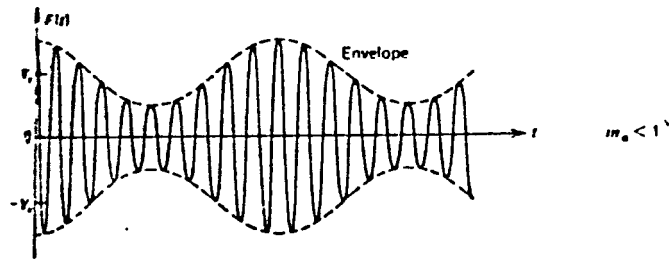
หรือ

$$F(t) = V_o (1 + m_a \cos \omega t) \cdot \cos \omega_c t \quad (2.6)$$



รูป 2.3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 2.4

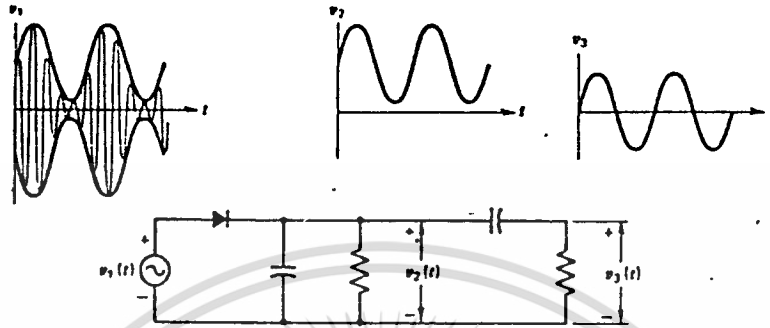
V_0 เป็นขนาดของแรงดันคลื่นพาหโดยไม่มีการรวมคลื่น, m_a เรียกว่า Modulation index หรือ Modulation factor และขอบคลื่นมอดูเลตแสดงโดยสมการ

$$A(t) = V_0(1 + m_a \cos \omega_m t) \quad (2.7)$$

แสดงว่าการเบี่ยงเบนของ envelope จากค่าที่ไม่ได้รวมคลื่นของมันเป็นส่วนที่ทุกขณะต่อค่าของสัญญาณข้อมูล เมื่อแสดงเป็นเปอร์เซ็นต์, m_a เป็นเปอร์เซ็นต์ของการมอดูเลต ค่าของ m_a ไม่ควรเกิน 1 หรือ 100% เพื่อหลีกเลี่ยงการเพี้ยน

ในลักษณะของ Time-domain $F(t)$ จะดูดีที่สุดตามรูป 2.4 โดยการพล็อต $F(t)$ สำหรับค่า ω_0 และ ω_m ที่คงที่ และค่าที่แตกต่างกันหลาย ๆ ค่าของ m_a เจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เนื่องจากข้อมูลข่าวสารอยู่ใน envelope ของคลื่นมอดูเลท มันสามารถดึงกลับมาได้ โดยการเรคตีไฟด์คลื่นมอดูเลท ด้วยระบบสี่เทกอง่าย ๆ ที่แสดงในรูป 2.5



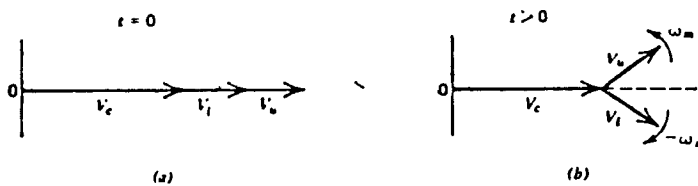
รูป 2.5

AM Spectrum

สเปกตรัมของ $F(t)$ พิจารณาได้โดยการเขียนเรียงสมการ (2.6) ใหม่และใช้วิธีตรีโกณมิติรูปของมัน

$$F(t) = V_o \cdot \cos \omega_c t + (V_o \cdot m_a / 2) \cos(\omega_c - \omega_m)t + (V_o \cdot m_a / 2) \cos(\omega_c + \omega_m)t \quad (2.8)$$

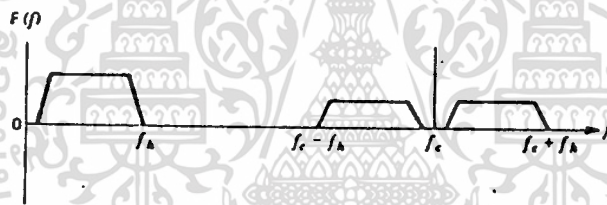
เทอมแรกในสมการ (2.8) เป็นคลื่นพาห้มันไม่อยู่ภายใต้อิทธิพลของกระบวนการมอดูเลท $f_c + f_m$ และ $f_c - f_m$ เป็นความถี่ upper และ lower ความล่าช้าขนาดของมันเป็นส่วนกับดัชนีการมอดูเลท และความถี่ของมันต่างจากความถี่คลื่นพาห้เท่ากับความถี่สัญญาณข้อมูล ความสัมพันธ์ทางเฟสเซอร์ของ 3 องค์ประกอบในสมการ(2.8)มีภาพประกอบในรูป 2.6



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและ **รูป 2.6** ถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้าสมการ (2.8) แทนแรงค้ำคกร่อมความต้านทาน 1 โอห์ม กำลังงานเฉลี่ย ที่มีอยู่ในคลื่นพาห์คือ $\frac{V_c^2}{2}$ watts แต่ละไซน์แบนด์จะมี $(V_c^2 \cdot m_a^2)/8$ watts เมื่อเปอร์เซ็นต์การมอดูเลตเพิ่มขึ้นจาก 0 - 100 % กำลังทั้งหมดในรูปคลื่นจะเพิ่ม 50 % กำลังพิเศษนี้มาจากมอดูเลเตอร์

AM spectrum ที่การมอดูเลตเป็น nonsinusoidal มีความยุ่งยากมากกว่าในสมการ(2.8) ตามรูป 2.7 มีเทอมของ upper และ lower ที่ตรงกับแต่ละองค์ประกอบของความถี่ของสัญญาณที่มารวม ถ้า f_m เป็นความถี่ของการมอดูเลตที่สูงสุดปรากฏอยู่และ f_c เป็นความถี่คลื่นพาห์ สเตปครัมที่สมบูรณ์ของรูปคลื่นที่มอดูเลตจะแผ่ขยายจากกันของ lower sideband ที่ $f_c - f_m$ ถึงยอดของ upper sideband ที่ $f_c + f_m$ สำหรับแบนด์วิธทั้งหมดคือ $2f_m$



รูป 2.7

ข้อดีของฟอร์มนี้ของ AM ก็ง่ายต่อการมอดูเลต และข้อเสียคือการสูญเสียกำลังของคลื่นพาห์ (ซึ่งไม่มีข่าวสาร) และมีแบนด์วิธกว้างเกินไป ในการส่งข้อมูลข่าวสารของการมอดูเลตทั้ง upper และ lower sideband แต่ละ sideband บรรจุข้อมูลข่าวสารทั้งหมด

กำลังใน AM จากทฤษฎีของ elementary circuit ค่าจำกัดความของ instantaneous และกำลังเฉลี่ย เป็นที่ทราบกันดีว่าหมายถึง คลื่นชาวยน์ที่มีขนาดและความถี่ที่ กำลังเฉลี่ยได้จากการอินทิเกรตหนึ่งหรือมากกว่าไซเคิลสมบูรณ์ ชรรมคา จะอ้างถึง "กำลัง" และถูกกำหนดโดย V^2/R หรือ I^2R โดยที่ V และ I เป็นค่า rms สำหรับ nonsinusoidal waves ของขนาดที่คงที่ เช่น Angle-modulated wave, กำลังเฉลี่ยก็เท่ากับ V^2/R ด้วยเหมือนกัน

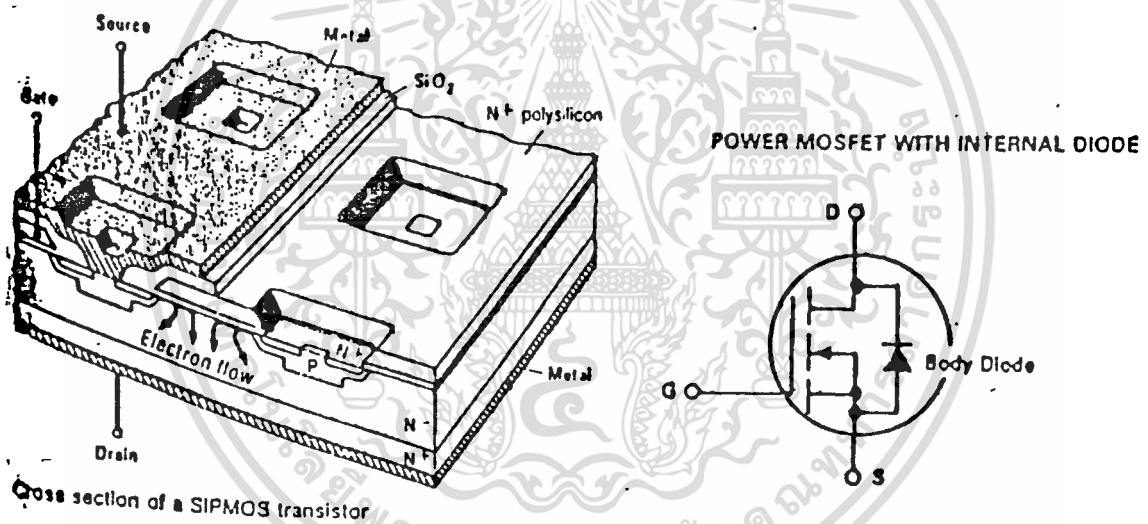
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

POWER MOSFET

3.1 เพาเวอร์มอสเฟต

เพาเวอร์มอสเฟต โดยทั่วไปจะเป็น N-channel ที่ทำงานใน Enhancement Mode ซึ่งมี โครงสร้างและสัญลักษณ์ ดังแสดงในรูปที่ 3.1ก และ 3.2ข เพาเวอร์ มอสเฟต แต่ละตัวจะ ประกอบด้วย มอสเฟต ขนาดเล็กนับพันตัว ซึ่งอยู่บนชิพเดียวกันค่อขนานกัน โดยที่กระแสใน ทรานซิสเตอร์ขนาดเล็กแต่ละตัวจะมีทิศทางไหลในแนวตั้ง (1,2) Substrate ของเพาเวอร์ มอสเฟตจะเป็น N^+ ซิลิคอน ซึ่งมี N-type epitaxial layer บางๆอยู่ด้านบน ในการทำมอสเฟสแต่ละตัวจะมีการเจือสาร P และ N^+ -region ลงบน N-type epitaxial layer จากนั้นก็จะเป็นการทำเกิดด้วย polysilicon โดยมี silicon dioxide เป็นฉนวนกันระหว่างเกิดกับ epitaxial layer ภาย ใต้เกิด



รูปที่ 3.1 โครงสร้างและสัญลักษณ์ของ MOSFET

สำหรับครนของ MOSFET นั้นจะทำโดยการฉาบอลูมิเนียมที่ N^+ -substrate ส่วนซอส จะทำโดยการฉาบอลูมิเนียมลงบนชั้นของ P และ N^+ ที่ได้จากการเจือสาร จากลักษณะชั้น N- และ P โดยมีไอโนคคือชั้น P ต่ออยู่กับ ซอส และ คาโทด คือชั้น N- และ N^+ ต่ออยู่กับครน ดังแสดงในสัญลักษณ์ของมอสเฟต ในรูป 3.1ข

ในภาวะปกติถ้าเราให้แรงดันของครน มีค่าเป็นบวกเทียบกันซอสแล้ว มอสเฟตจะไม่สามารถนำกระแสได้เนื่องจากชั้น N- และ P จะถูกไบแอสกลับ แต่ถ้าเราใส่แรงดันบวก ระหว่าง เกิดกับซอสแล้วแรงดันบวกจะทำให้มีอิเล็กตรอนมาออกกันที่ชั้น P ภายใต้ออกเกิดเป็น N channel เชื่อมระหว่าง ชั้น N^+ และ N- ทำให้อิเล็กตรอนสามารถไหลจากชั้น N^+ ไปยัง N- นำไปใช้ เกิดเป็นกระแสที่ไหลจากครนไปยังซอส เนื่องจากการนำกระแสของมอสเฟต ชนิดนี้เกิดจาก

การไหลของอิเล็กตรอนผ่าน N-channel ซึ่งเกิดจากการที่อิเล็กตรอนมาออกกันภายใต้เกต เราจึงเรียก มอสเฟตชนิดนี้ว่าเป็น N-channel มอสเฟต ที่ทำงานใน Enhancement Mode. มอสเฟตเล็ก ๆ แต่ละตัวจะสามารถทำงานได้เป็นอิสระแถมมอสเฟต เหล่านี้จะถูกค่อขนานกันโดยการฉาบอลูมิเนียมที่ซอส (Source Metallization)

โครงสร้างของมอสเฟต ทำให้เกิดตัวเก็บประจุระหว่างขั้วต่างๆคือ ขั้วโลหะของเกรน และ ซอสกับเกตซึ่งเป็นโพลีซิลิคอน จะทำให้เกิดตัวเก็บประจุระหว่างเกตกับเกรน C_{gd} และเกตกับซอส C_{gs} และหัวต่อ PN ระหว่างเกรนกับซอสจะทำให้เกิดตัวประจุ C_{ds} ตัวเก็บประจุเหล่านี้คือที่มาของตัวเก็บประจุด้านขาเข้า (C_{iss}) ตัวเก็บประจุด้านขาออก (C_{oss})และตัวเก็บประจุโอนย้ายกลับ (C_{rss}) โดยที่

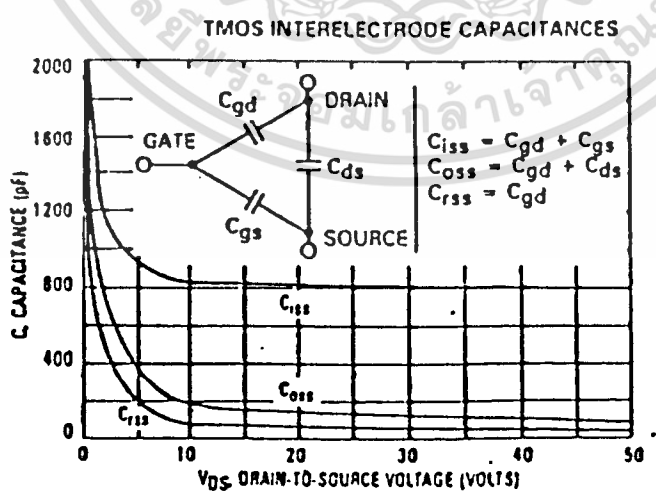
$$C_{iss} = C_{gd} + C_{gs} \quad (1-a)$$

$$C_{oss} = C_{gd} + C_{ds} \quad (1-b)$$

$$C_{rss} = C_{gd} \quad (1-c)$$

ตัวเก็บประจุเหล่านี้จะเปลี่ยนแปลงกับแรงดันระหว่างเกรนกับซอส (V_{DS}) โดยเฉพาะอย่างยิ่งในช่วงที่ V_{DS} มีค่าต่ำๆ ดังแสดงในรูปที่ 3.2 แต่ตัวเก็บประจุเหล่านี้จะเปลี่ยนแปลงกับอุณหภูมิ น้อยมาก

MOSFET CAPACITANCES



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ 3.2 การเปลี่ยนแปลงของตัวเก็บประจุระหว่างขั้วของ MOSFET กับแรงดัน V_{DS} การคำนวณค่าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2 ลักษณะสมบัติของการสวิตช์มอสเฟต

เนื่องจากพาหะนำกระแสของมอสเฟต เป็นพาหะข้างมาก (Majority carrier) จึงทำให้ไม่มี storage time ในตอน turn-off ดังนั้น ความเร็วในการสวิตช์ของมอสเฟตจึงสูงกว่าความเร็วในการสวิตช์ของ BJT มาก แต่อย่างไรก็ดี การเปลี่ยนระดับแรงดัน V_{GS} และ V_{DS} ยังต้องใช้เวลาในการ charge หรือ Discharge ตัวเก็บประจุ ดังได้กล่าวมาแล้ว ดังนั้นเวลาในการสวิตช์ของ MOSFET จะขึ้นอยู่กับความเร็วในการ charge หรือ discharge ตัวเก็บประจุ ซึ่งก็ขึ้นอยู่กับกระแสที่ใช้มันเอง ในรูปที่ 3.3 แสดงคลื่นของกระแสเกต (i_G) แรงดันเกต (V_{GS}) กระแสเดรน (i_D) และแรงดันเดรน (V_{DS}) ในระหว่างการ turn-on และ turn-off มอสเฟต ซึ่งเราสามารถแบ่งช่วงเวลาออกได้ตามสภาพการ จูของตัวเก็บประจุด้านขาเข้าได้ดังนี้

ในระหว่างการ turn-on เราสามารถแบ่งช่วงเวลาออกได้เป็น 4 ช่วง ดังนี้คือ T1 คือช่วงเวลาที่ C_{iss} ถูก charge จนกระทั่งมีแรงดันเท่ากับ $V_{GS(th)}$ มอสเฟตจะยังคงอยู่ในสภาพปิด กันกระแส T1 นี้จะมีค่าประมาณเท่ากับ turn-on delay time $t_d(on)$ โดยที่ $t_d(on)$ คือ เวลารับจากที่แรงดัน V_{GS} มีค่า 10% ของค่าสูงสุดถึงเวลาที่ V_{DS} ลดลง 10% จาก แรงดันในสถานะหยุดนำกระแส

T2 คือช่วงเวลาที่มอสเฟต เริ่มนำกระแสและแรงดัน V_{DS} ลดลงอย่างรวดเร็ว C_{iss} มีค่าเล็ก ในช่วงนี้แรงดันเกตมีค่าค่อนข้างคงที่ T2 นี้จะมีค่าประมาณเท่ากับ rise time (t_r)

T3 คือช่วงเวลาที่ V_{DS} และ $R_{D(on)}$ ลดลงอย่างช้าๆ i_D จะมีใกล้เคียงกับค่าสูงสุดและกำลังสูญเสียยังคงมีค่ามาก เนื่องจาก V_{DS} ยังมีค่ามาก $V_{DS(on)}$ มาก ในช่วงเวลานี้ C_{iss} จะมีค่าสูง และถูก charge ให้แรงดันเพิ่มขึ้นอย่างช้าๆ

T4 คือช่วงเวลาที่มอสเฟต นำกระแสเกือบเต็มที่แต่ C_{iss} ยังคงถูก charge จนกระทั่งแรงดัน V_{DS} มีค่าเท่ากับ $V_{DS(min)}$ และกระแสจะลดลงจนมีค่าเล็กมาก

ในระหว่างการ turn-off เราสามารถแบ่งช่วงเวลาออกได้เป็น 4 ช่วง ดังนี้คือ T5 มอสเฟต ยังคงนำกระแสเต็มที่ประจุส่วนเกินใน C_{gd} ถูก discharge เร็วหรือแล้ว T6 แรงดัน V_{DS} เพิ่มขึ้นอย่างช้าๆ i_D ลดลงเล็กน้อย C_{iss} จะมีค่าสูงและถูก discharge ให้มีแรงดันลดลงช้าๆ T7 แรงดัน V_{DS} ลดลงอย่างรวดเร็วและมอสเฟต เริ่มเปลี่ยนไปสู่สถานะหยุดนำกระแส เมื่อ $V_{GS} < V_{DS}$, C_{iss} จะมีค่าลดลง

T8 มอสเฟต หยุดนำกระแสแต่ C_{iss} ยังคงถูก discharge ค่อยๆ ไปจนกระทั่งแรงดันเป็นศูนย์

turn-off delay time $t_d(off)$ จะมีค่าปรากฏใน $T5 + T6$ และ fall time t_f จะมีค่าประมาณเท่ากับ T7

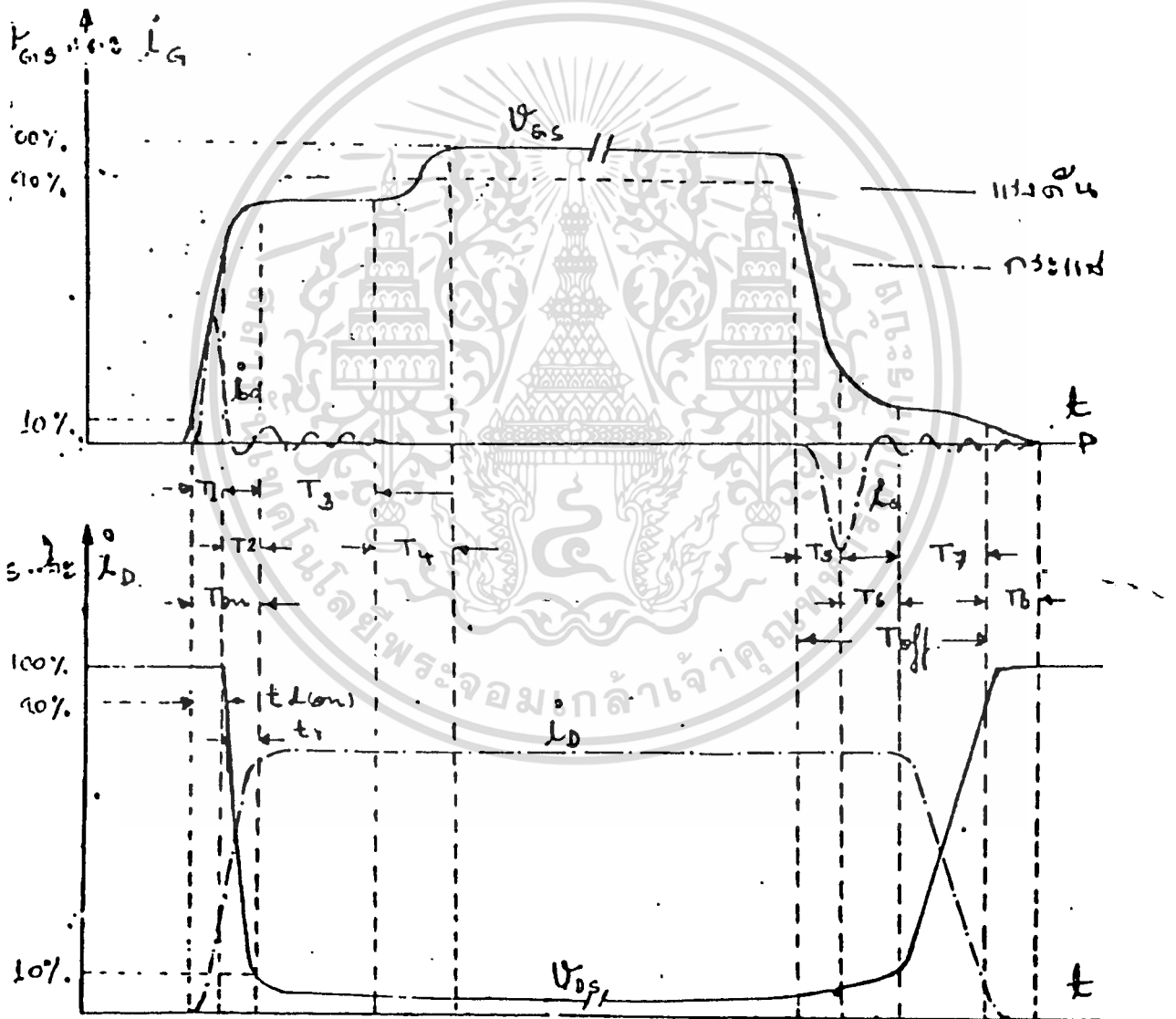
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ของสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ไม่ให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตจากทางสถาบันฯ อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการสวิตช์ MOSFET นั้นเราจะให้ค่าจำกัดความของ $t_{(on)}$ และ $t_{(off)}$ เช่นเดียวกันกับในกรณีของ BJT กล่าวคือ

$$t_{(on)} = t_d(on) + t_r$$

$$t_{(off)} = t_d(off) + t_f$$

ซึ่งทั้ง $t_{(on)}$ และ $t_{(off)}$ นี้จะขึ้นอยู่กับกระแสที่ใช้ charge หรือ discharge ตัวเก็บประจุด้านขาเข้าคือ C_{iss}



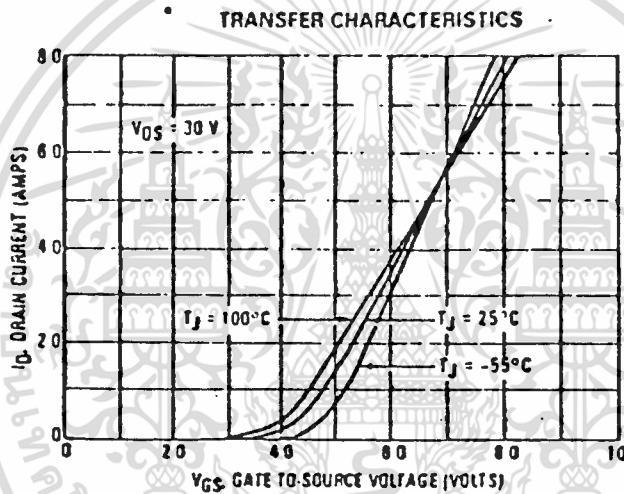
รูปที่ 3 รูปคลื่นของการสวิตช์ มอสเฟตโดยแสดงรูปคลื่นของ V_{GS}, I_G, V_{DS}, I_D , ทั้งใน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นเพื่อใช้ในการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3 การขั้วนำเกตของ MOSFET

ลักษณะสมบัติ ทางด้านขาเข้าของมอสเฟส นั้นจะมีความแตกต่างกับลักษณะสมบัติด้านขาเข้า BJT กล่าวคือ กระแสออกของBJT นั้นจะควบคุมด้วยกระแสเบส ส่วนกระแสออกของมอสเฟสนั้นจะควบคุมโดยแรงดันของเกต นอกจากนี้แล้วความต้านทานขาเข้าของมอสเฟส จะมีค่าสูงมากคือ อยู่ในช่วง gigaohms ซึ่งทำให้กระแสเกตมีค่าต่ำมากเมื่อเทียบกับ BJT ขนาดเดียวกัน ดังนั้นการควบคุม มอสเฟส จึงใช้กำลังต่ำกว่า BJT มาก คุณสมบัติอันนี้นับว่าเป็นข้อได้เปรียบของมอสเฟส เมื่อเทียบกับ BJT สำหรับ N-channel มอสเฟส ที่ทำงานใน Enhancements Mode นั้นกระแสเดรน (i_D) จะเพิ่มตามแรงดันระหว่างเกตของซอส (V_{GS}) ที่มากกว่า $V_{GS(th)}$ ดังแสดงในรูปที่ 3.4



รูปที่ 3.4 ลักษณะสมบัติไอออนย้ายของ N-channel Enhancement Mode MOSFET

ในภาวะอยู่คว้นนั้นกระแสที่ใช้ในการขั้วนำเกตของ มอสเฟส จะมีค่าน้อยมาก คืออยู่ในช่วง nanoampere เนื่องจากความต้านทานขาเข้าของ มอสเฟสมีค่าสูงถึง gigaohm ซึ่งทำให้ดูเหมือนว่า เราสามารถที่จะขั้วนำเกตของ เพาเวอร์มอสเฟส ได้โดยใช้วงจรขั้ว ที่จ่ายกระแสออกได้เป็น nanoampere แต่ในความเป็นจริงแล้ว การ turn-on หรือ turn-off power มอสเฟส นั้นเราจะต้อง charge หรือ discharge ตัวเก็บประจุด้านขาเข้าของ มอสเฟส คือ C_{iss} หรือ C_{rss} จากแรงดันระดับหนึ่ง ไปสู่แรงดันอีกระดับหนึ่ง ซึ่งความเร็วในการ turn-on หรือ turn-off มอสเฟส นั้นจะขึ้นอยู่กับความเร็วในการ charge หรือ discharge ตัวเก็บประจุด้านขาเข้าของ มอสเฟส ถ้าเราต้องการให้การสวิตช์มอสเฟสเป็นไปอย่างรวดเร็วเราจะต้องใช้วงจรขั้วที่มีความต้านทานขาออกต่ำที่สามารถจ่ายหรือรับกระแสในคอนสวิตช์ได้สูง ทั้งนี้ เพราะความเร็วในการสวิตช์ของ MOSFET จะลดลงตามความต้านทานขาออกของวงจรขั้วนำเกต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

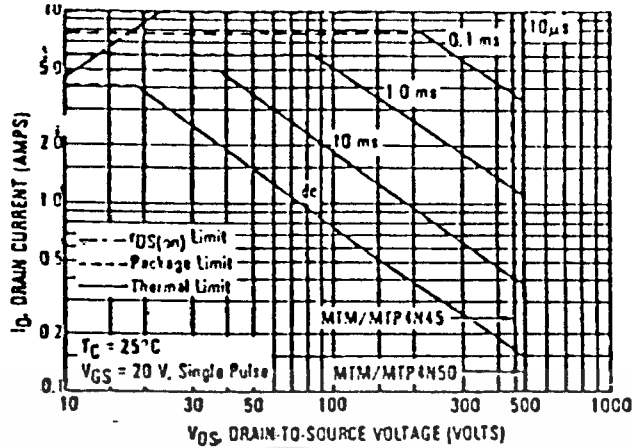
เนื่องจากเกตของมอสเฟตจะถูกแยกออกจากช่องทางนำกระแสด้วยชั้นบางๆ ของซิลิกอนไดออกไซด์ (silicon dioxide) ซึ่งถ้าหากแรงดันระหว่างเกตกับซอสมีค่าสูงเกินไป อาจจะทำให้ชั้นฉนวนดังกล่าวทะลุและทำให้ มอสเฟต เสียหายได้ ผู้ผลิตมักจะบอกแรงดัน V_{GS} สูงสุดของมอสเฟตมาให้ ซึ่งโดยทั่วไปจะมีค่าประมาณ $\pm 20V$ และในวงจรขับนำเกตโดยทั่วไป จะมีการจำกัดแรงดัน V_{GS} โดยใช้ Zener diode ขนาด 20V สองตัวต่ออนุกรมกัน โดยต่อเอา โนดหรือคาโทดเข้าด้วยกัน และต่อคร่อมระหว่างเกตกับซอสเพื่อจำกัดแรงดันระหว่างเกตกับซอสไม่ให้เกิน $\pm 20V$ นอกจากนี้แล้ว ในบางครั้งจะมีการต่อความต้านทานเชื่อมระหว่างเกตกับซอสเพื่อป้องกันการ turn-on มอสเฟต โดยไม่เจตนา ทั้งนี้เพราะถ้าหากเราเปิดวงจรเกตเอาไว้ตัวเก็บประจุด้านขาเข้าของ มอสเฟต อาจจะถูก charge โดยกระแสรั่ว (leakage current) ทำให้แรงดันระหว่างเกตกับซอสมีค่าสูงกว่า $V_{GS(th)}$ ซึ่งจะทำให้มอสเฟต นำกระแสได้ความต้านทานระหว่างเกตกับสูงกว่า $V_{GS(th)}$

ลักษณะเด่นอันหนึ่งของ MOSFET ก็คือว่า เราสามารถนำมาต่อขนานกันได้เลย ซึ่งผิดกับ BJT ที่ต้องใช้ความต้านทานต่อเข้าที่อิมิตเตอร์ของ BJT เพื่อช่วยในการแบ่งกระแส ทั้งนี้เพราะมอสเฟต มีสัมประสิทธิ์การเพิ่มความต้านทานกับอุณหภูมิเป็นบวก กล่าวคือ ความต้านทาน ระหว่างครนกับซอสจะเพิ่มขึ้นตามอุณหภูมิ (1) เนื่องจากในปัจจุบันความสามารถในการรับของ กระแสของ มอสเฟต นั้นค่อนข้างต่ำ ดังนั้นจึงมักจะต้องมีการนำเอา MOSFET หลายๆตัวมาต่อ ขนานกัน ซึ่งในการต่อ มอสเฟตขนานกันนั้น เราสามารถต่อครนเข้ากับครนและซอสเข้ากับซอส ได้โดยตรงดังได้กล่าวแล้ว แต่ในการต่อเกตนั้น มักจะต้องมีการต่อผ่านความต้านทาน ดังแสดงในรูปที่ 3.5 ทั้งนี้เพื่อป้องกันการ oscillate อันเนื่องมาจากการที่ MOSFET มีค่าความนำไอออนย้าย (transconductance) สูง (2)

3.4 ขีดจำกัดของมอสเฟต

ขีดจำกัดของมอสเฟต นั้นจะถูกกำหนดด้วยพื้นที่ปลอดภัยของมอสเฟต(Safe operating Area หรือ SOA) ในระนาบของกระแสครน (i_D) และแรงดันระหว่างครนกับซอส (V_{DS}) เช่นเดียวกันกับในกรณีของ BJTโดยมักจะกำหนดที่อุณหภูมิของตัวถังเท่ากับ 25 องศา ซึ่งถ้ามอสเฟต ทำ งานที่อุณหภูมิสูงกว่า 25°C เราก็จะสามารถหาขีดจำกัดได้ เช่นเดียวกันโดยใช้กราฟแสดงการลด ลงของขีดจำกัดของ มอสเฟต (Power derating Curve)เช่นเดียวกับ BJT ขอบเขตของ SOA ของ มอสเฟต จะคล้ายกับในกรณีของ BJT แต่มอสเฟตนั้นจะไม่มีขอบเขต

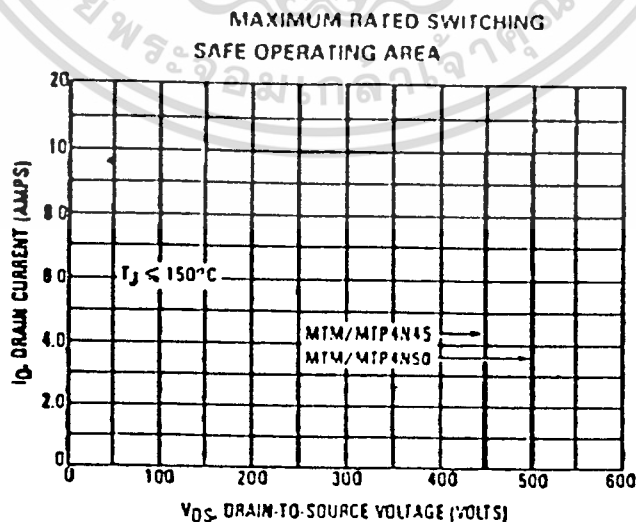
อันเนื่องมาจาก secondary break down ดังแสดงในรูปที่ 3.5 ไม่นุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.5 Forward Biased Safe Operating Area ของ MOSFET

อย่างไรก็ดีถึงแม้ผู้ผลิตจะอ้างว่าไม่มีการเกิด Secondary breakdown ใน มอสเฟสก็ตาม ได้มีการพิสูจน์ให้เห็นว่า Secondary breakdown สามารถเกิดขึ้นได้ใน มอสเฟสอัน เนื่องมาจาก BJT ที่แฝงอยู่ในโครงสร้างของ มอสเฟส (3)

นอกจาก Forward Bias Safe Operating Area ผู้ผลิต MOSFET อาจจะกำหนด Switching Safe Operating Area ซึ่งเป็นขอบเขตถูกกำหนดด้วยกระแสตรงสูงสุด I_{DM} และ breakdown voltage ระหว่างเกรนกับซอส $V_{(Br)DSS}$ แสดงในรูปที่ 7 Switching Safe Operating Area นี้ใช้ได้ทั้งสำหรับตอน turn-on และ turn-off ซึ่ง ใช้เวลาในการสวิตช์ไม่เกิน 1 μs และ กำลังเฉลี่ยตลอดวงจรสวิตช์จะน้อยกว่า



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับงานวิจัยเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
รูปที่ 3.6 Switching Safe Operating Area
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ร.5 การเปรียบเทียบ มอสเฟส กับ UJT

BJT นั้นเป็นอุปกรณ์ที่ได้รับการพัฒนามานานแล้วส่วน มอสเฟสนั้นที่จะได้รับการพัฒนาเมื่อไม่นานมานี้ เนื่องจากข้อจำกัดทางด้านเทคโนโลยี ความสำเร็จของอยู่ที่การสร้าง มอสเฟสที่มีการไหลของกระแสในแนวตั้งของ substrate ซึ่งทำให้สามารถนำ มอสเฟสขนาดเล็กจำนวนมากมาขนานกันเพื่อเพิ่มขีดจำกัดความสามารถของการนำกระแสให้มากขึ้นมอสเฟส นั้นมีข้อดีหลายประการเมื่อเทียบกับ BJT ในตารางที่ 1 เป็นการเปรียบเทียบข้อดี ข้อเสียของมอสเฟส กับ BJT

ตารางที่ 1 การเปรียบเทียบ BJT กับ MOSFET

BJT	MOSFET
มีให้เลือกใช้มากมาย	มีค่อนข้างจำกัด
ราคาถูกกว่า	ราคาแพงเนื่องจากโครงสร้างยุ่งยาก
ขับนำด้วยกระแส การขับนำค่อนข้างยุ่งยากและใช้กำลังมากกว่า	ขับนำด้วยแรงดัน, การขับนำง่ายและใช้ กำลังต่ำ
นอกจากนี้การขับนำยังมีผลต่อ SOA	ไม่ขึ้นอยู่กับกระแส ID และ ไม่มีผลต่อ SOA
ช้ากว่า MOSFET	เร็วกว่า BJT เนื่องจากไม่มี storage time นอกจากนี้ความเร็วในการสวิตช์ ยังขึ้นอยู่กับอุณหภูมิ
SOA ถูกจำกัดด้วย secondary breakdown	ไม่ถูกจำกัดด้วย secondary breakdown และ switching SOA
On-Voltage มีค่าต่ำกว่า MOSFET โดยเฉพาะ high voltage device และมีสัม-ประสิทธิ์อุณหภูมิเป็นลบ	ถูกจำกัดด้วย IDM และ VDSS
การต่อขนานกันค่อนข้างยุ่งยาก	On-Voltage สูงแต่จะมีค่าต่ำ สำหรับ low voltage device และสัมประสิทธิ์อุณหภูมิเป็นบวก
มีข้อความระหว่างเกี่ยวกับ Thermal stability	การต่อขนานกันทำได้ง่าย ๆ โอกาสเกิด thermal runaway น้อย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

POWDER IRONS

4.1 Powdered Irons

Magnetic-Core materials ถูกสร้างขึ้นในรูปแบบต่าง ๆ มากมาย เช่น Powdered-Irons และ Ferrite Core นำไปใช้ประโยชน์ในลักษณะเดียวกันกับแกนเหล็ก ทางเลือกระหว่าง Ferrite และ Powdered Irons เมื่อมีการออกแบบวงจร มีการพิจารณาในเบื้องต้นอยู่ 2 อย่างคือ

1. Powdered Irons Core ไม่เกิดการอิ่มตัวได้ง่าย ๆ การอิ่มตัวกำหนดได้โดยค่า B_s ซึ่งเป็นค่าสูงสุดโดยเฉพาะ

2. Ferrite Core เกิดการอิ่มตัวง่าย

การนำแกนเหล่านี้มาใช้ได้สะดวก สำหรับวงจรเช่น DC to DC Converter, Magnetic Amplifiers และวงจรอื่น ๆ ที่มีลักษณะคล้ายกัน สำหรับ Ferrite Core ก็ยังมีประโยชน์ในด้านอื่นอีก ค่า Permeability ที่ให้ สามารถสร้างให้มีค่าสูง ๆ ได้ด้วย Ferrite Core มากกว่าที่จะสร้างด้วย Powdered Irons Core ถ้าเทียบกันขนาดที่ใหญ่เท่ากันค่า Permeability ของ Powdered Iron มีค่าเท่ากับ 90 ส่วน Ferrite สามารถที่จะมีค่าได้สูงถึง 5000

จากเรื่องราวข้างบนนี้ อาจจะเดาว่า นั่นเป็นประโยชน์อันเล็กน้อย ในการใช้ Powdered Irons กับงานทั้งหมด ทำหรือไม่ใช้ Ferrite กับงานทั้งหมดแทนซึ่งมี Magnetic-Core Material ตามต้องการ โดยพื้นฐานของผู้ออกแบบต้องคำนึงถึง Effect a Trade-off ระหว่าง High Permeability of a Material and Core Temperature Stability หลักทั่วไปแล้ว ค่า Permeability ของ Material ที่มากกว่ามันจะมีเสถียรภาพน้อยลงที่ความถี่ที่ใช้งานที่สูงกว่า Stability Factor ของขดลวดเป็นตัวแสดงที่สำคัญยิ่งของความแม่นยำของวงจร เช่น Narrow Band Filters, Narrow Band Tuned Transformers และ Oscillators

ค่า Permeability เปลี่ยนจะผลทำให้ สภาวะแควดล้อม, RF Induced และอุณหภูมิเปลี่ยนตามไปด้วย ซึ่งทั้งหมดนี้สามารถมีผลกระทบต่อเสถียรภาพ ค่า Permeability ที่สูงกว่า ของ Material จะ มีผลกระทบที่เด่นชัดมาก ดังนั้น ผู้ออกแบบจึงเลือกใช้ Powdered Irons Core บ่อยครั้งในวงจร RF Circuit ที่ต้องการความปลอดภัยจากผลกระทบของการอิ่มตัว Iron Core Inductors ที่มีค่า Quality Factor สูงและมีเสถียรภาพของ Flux Levels และอุณหภูมิที่กว้างมาก

4.2 FERRITES

ในส่วนของ Ferrites สามารถกำหนดจำนวนของ Ceramic Materials ที่แสดงได้โดย Ferromagnetic Properties Ferromagnetic Compound เป็นสิ่งหนึ่งที่มีความสามารถในการเพิ่มสนามแม่เหล็กให้มีความเข้มข้นสูง ซึ่งในส่วนของ Powdered Iron Core Material Ferrites ไม่ว่าจะรูปใด ๆ ก็ล้วน ลึกทั้งหมดยังให้ค่าคงที่และค่าคงที่ของเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้เป็นส่วนประกอบของสารหลาย ๆ ชนิด ซึ่งจะทำให้มันมีคุณลักษณะทางไฟฟ้าเฉพาะตัว

การคำนวณหาจำนวนรอบของขดลวด

สมการพื้นฐานในการคำนวณหาจำนวนรอบสำหรับ Powdered Iron Core

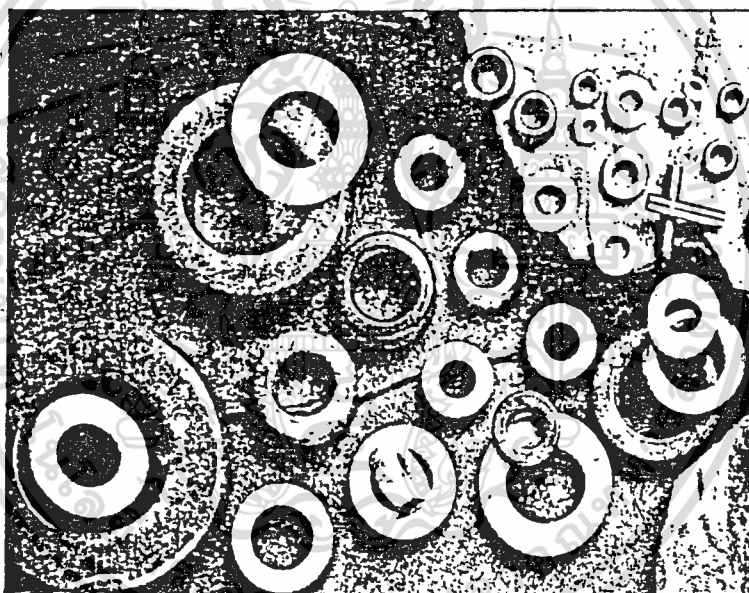
$$N = 1000 \cdot \sqrt{\frac{L(\text{mH})}{A_L}}$$

: N = จำนวนรอบ

: L = ค่าความเหนี่ยวนำ (mH)

: A_L = Inductance Factor

CATALOG 3
RF APPLICATIONS



รูปที่ 4.1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

SOLID STATE CLASS D R.F. AMPLIFIER

อุปกรณ์ โซลิตสเทท เช่น JUNCTION TRANSISTOR หรือ FET ชนิดต่าง ๆ มี คุณสมบัติหลายอย่างที่น่ามาใช้เป็น CLASS D จากการพิจารณาจะมีคุณสมบัติที่น่าสนใจอยู่ 3 อย่างคือ

1. O/P D.C. Voltage มีผลน้อยที่สุดต่อ ไฟกระแสตรง ที่เอาท์พุท แรงดันและ กระแส คอลเลคเตอร์ (V_o and I_o) ใน Junction transistor, แรงดันและกระแสครน (V_d and I_d) ใน Field effect transistor

2. ความต้านทาน ที่ คอลเลคเตอร์ หรือ ครน ต่ำ

3. แรงดันอิมิตัว ที่ คอลเลคเตอร์ หรือ ครน ต่ำ

เส้นกราฟของ คอลเลคเตอร์หรือเคิร์ฟสำหรับ Junction Transistor ทั่วๆ ไป แสดงใน รูป 5.1 เหนือจุดอิมิตัวการเปลี่ยนแปลงแรงดันคอลเลคเตอร์ จะมีผลน้อยที่สุดกับกระแสคอลเลคเตอร์ ซึ่งจะยอมให้ค่าคงที่ ของกระแสคอลเลคเตอร์ไหลลงมาถึงจุดอิมิตัว เส้นกราฟของแรงดันและกระแสครน สำหรับ IRF350 เพาเวอร์มอสเฟต ได้แสดงดังรูป 5.2 ซึ่งแสดงความเป็นอิสระของกระแสครนจากแรงดันครน เช่นเดียวกับ Junction Transistor

อุปกรณ์ โซลิตสเทท ที่มีความต้านทานเอาท์พุทต่ำ ต้องการใช้อิมพีแดนซ์ต่ำ และแรงดัน D.C. 200-300 โวลท์ หรือ น้อยกว่า อย่างสัมพันธ์กัน สำหรับวงจร R.F. กระแสคอลเลคเตอร์หรือครนปกติอยู่ใน order ของ 2-3 amps., แต่ก็มีเหมือนกันที่สูงกว่า 20 amps ใน transistor ตัวหนึ่ง ความต้านทานต่ำของอุปกรณ์เหล่านี้ทำงานได้ที่แรงดันต่ำ การอิมิตัวอยู่ใน order ของ 0.1 โวลท์ ถึง 1.0 โวลท์ สำหรับ Junction Power Transistor แต่ปกติจะน้อยกว่า 4 โวลท์ กรณีของ Power FET เคิร์ฟของ FET ในรูป 5.2 แสดง 6 amps ที่ไหลจากคอลเลคเตอร์ เพื่อระบายแรงดันตก 2 โวลท์ โวลท์เตจที่อิมิตัวและความต้านทานต่ำทำให้อุปกรณ์เหล่านี้ สามารถปรับสภาพได้สำหรับวงจรสวิทซ์

เมื่อ Transistor หรือ FET เกิดอิมิตัว อุปกรณ์ก็สามารถให้กระแสผ่านได้หลายแอมป์ และมีโวลท์เตจตกคร่อมต่ำ ในรูป 5.3 แรงดัน V_{ce} คือ 0.5 โวลท์ ที่ 4 แอมป์ ดังนั้น Transistor จะจ่ายกำลังมากกว่า 2 วัตต์ ซึ่งกรณีนี้ จะปล่อยให้มืแรงดันตกคร่อมโหลด 25 โอห์ม กรณีกำลังโหลด 398 วัตต์ ถ้าอินพุท 400 วัตต์ อุปกรณ์จะมีประสิทธิภาพ 99.5 % ดังเช่น สวิทซ์ที่ถูกปิด เมื่อสวิทซ์เปิดเพราะ Transistor ได้รับไบอัสกลับอุปกรณ์จะ drop หึ่ง 100 โวลท์ แต่จะไม่กระจายกำลัง เพราะกระแสเป็นศูนย์ ดังรูป 5.4

อุปกรณ์ โซลิตสเทท เป็นสวิทซ์ที่เชื่อมโยง ภายใต้เงื่อนไขของ Steady State แต่มันจะไม่กระจายกำลังในระหว่าง Switching Transients เมื่อมีทั้งการไหลของกระแสและแรงดันตกคร่อม



บนขนาดพอใช้ ในรูป 5.5 ในระหว่าง Switching Transients ของ Transistor ตัวแปรต่อไปนี้จะเกิด ที่ mid-point ของการแสดงของสวิตซ์

$$V_{oc} = 50 \text{ Volts} \quad I_o = 1 \text{ Amp}$$

$$P_{diss} = V_{oc} \times I_o = 50 \text{ Volts} \times 1 \text{ Amp} = 50 \text{ Watts}$$

$$V_{oo} = 100 \text{ Volts} \quad I_o = 1 \text{ Amp}$$

$$P_{in} = V_{oo} \times I_o = 100 \text{ Volts} \times 1 \text{ Amp} = 100 \text{ Watts}$$

$$V_{RL} = 50 \text{ Volts} \quad I_o = 1 \text{ Amp}$$

$$P_{RL} = V_{RL} \times I_o = 50 \text{ Volts} \times 1 \text{ Amp} = 50 \text{ Watts}$$

ในระหว่าง สวิตซ์ใหม่ ประสิทธิภาพของวงจรจะตกลงถึงต่ำที่สุด 50 %

$$\text{Efficiency} = \frac{P_{out}}{P_{in}} \times 100 = 50 \text{ Watts} \times 100 = 50\%$$

$$P_m = 100 \text{ Watts}$$

ชนิดธรรมดาของสวิตซ์จะถูกผลิตโดยการขับทรานซิสเตอร์ หรือ FET ด้วย Sine Wave ถ้าเครื่องขยายถูกขับเพียงบางเบาด้วย Sine Wave ตามรูป 5.6 Transient time ของสวิตซ์จะยาวและการแผ่กระจายกำลังโดยเฉลี่ยจะสูง

ถ้าอัตราการใช้สวิตซ์สูงเช่น Class "D" amplifier การกระจายกำลังของ Transient time จะกลายเป็นชิ้นส่วนของการแผ่กระจายกำลังทั้งหมดของเครื่องขยาย ปัญหานี้ถูกลดทอนให้เล็กที่สุดโดยการรักษา Transient time ให้สั้นเท่าที่จะทำได้ ดังนั้นการกระจายของ Transient power ที่สูงจะเกิดส่วนเล็กๆ duty cycle ของตัวสวิตซ์ที่ไปควบคุมค่าเฉลี่ย การแผ่กระจายกำลังให้ต่ำ กรณีนี้ทำให้เป็นผลสำเร็จได้ตามรูป โดยการ Overdrive อย่างใหญ่หลวงกับสวิตซ์ทรานซิสเตอร์ ด้วย Sine Wave ที่มีขนาดแรงดันใหญ่มาก

THE CLASS "D" R.F. POWER AMPLIFIER

รูป 5.7 แสดงโครงสร้างและรูปแบบของ Class "D" Push-Pull R.F. Power Amplifier มุมของการนำสำหรับแต่ละ ทรานซิสเตอร์ เป็น 180 องศา และเบสของทรานซิสเตอร์ แต่ละตัวถูก overdrive ถึงขนาดที่ทรานซิสเตอร์ ถูกขับสลับกันจากคัตออฟถึงอิ่มตัวเหมือนเช่นแต่ละตัวทำงานในครึ่งไซเคิลของมัน Q₁ ทำงาน ในครึ่งไซเคิลบวกของสัญญาณเข้าที่ทุกและ Q₂ ทำงานครึ่งไซเคิลลบ เมื่อ Q₁ ทำงานแรงดันที่จุดต่อของ อิมิตเตอร์ Q₁ และคอลเลกเตอร์ของ Q₂ ใกล้เคียงกันมากกับ V_{oo} ที่มีค่าต่ำกว่า 0.5-1.0 โวลต์ การทำงานนี้จะประจุ C_o ครึ่งหนึ่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าของ supply voltage (V_{oo}) เมื่อ Q₂ ทำงาน C₂ จะประจุบางส่วน โดยมีพลังงานส่วนหนึ่งที่เก็บ

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ไว้จะส่งกลับไปวงจรเว้นวรรคคอลเลกเตอร์ของ Q_2 มีแรงดันอิมิตัว ระหว่าง 0.5-10. โวลต์ ในขณะที่ส่วนที่เหลืออยู่ของ แรงดัน C_o จะปรากฏที่อินพุทของ วงจรรีโซแนนซ์ ตรงจุดเชื่อมต่อ

ของ L_1 และ C_o คาปาซิเตอร์ C_o มีค่ามากพอที่จะทำให้ D.C. charge ($\frac{1}{2} V_{cc}$) ของมันยังคงมีค่าคงที่ ในช่วงเวลาของ R.F. ไซเคิล

$$V_{max} = V_{cc} - V_{Q1 Sat}$$

$$V_{min} = V_{Q2 Sat}$$

เมื่อพิจารณาอีกด้านหนึ่งของ C_o ที่จุดเชื่อมต่อ C_o และ L_1 แรงดันเป็น square wave ที่มีค่าดังนี้

$$V_{max Positive} = 1/2 \cdot V_{cc} - V_{Q1 Sat}$$

$$V_{max Negative} = V_{Q2 Sat} - 1/2 \cdot V_{cc}$$

ดู Wave form "A" ในรูป 5.7

วงจรรีโซแนนซ์ $L_1 - C_1$ จะเป็นตัว match load impedance ที่สูงกว่าให้เข้า กับอิมพีแดนซ์ที่ต่ำกว่า ซึ่งพบที่ coupling capacity ที่เป็นตัวกัน D.C. กระแสอินพุท ที่ป้อนเข้าวงจร รีโซแนนซ์ ผ่าน C_o ในรูป เป็น sine wave มีขนาดสูง ip ดู waveform "B" รูป 5.7 wavefome ของแรงดันที่เข้าอินพุทของวงจรรีโซแนนซ์ เป็น square wave ที่เป็นผลจากการอิมิตัวของ transistor แต่คลื่น sine ของกระแสเป็นผลจาก อิมพีแดนซ์ ของวงจร รีโซแนนซ์, แรงดันตกคร่อมที่ตัวมัน และข้อเท็จจริงที่ว่า การอิมิตัวของกระแสคอลเลกเตอร์ จะสูงทีเดียว แต่ปกติจะต่ำกว่า ทั้งนี้ขึ้นอยู่กับ สูตรนี้

$$I_c = \frac{V_{load}}{Z_{load}}$$

เนื่องจากกระแสสัญญาณที่ไหลผ่าน C_o เป็น sine wave ค่า peak ip กระแสคอลเลกเตอร์ของ transistor แต่ละตัวจะเท่ากับครึ่ง cycle ของ $I_o max = ip$ ดูรูป waveform "C" และ "D" กระแส D.C. ที่ถูกดึงโดย คอลเลกเตอร์ Q_1 เป็นค่าเฉลี่ยของ sine wave ครึ่ง cycle คือ

$$I_c = \frac{ip}{\pi}$$

กำลังอินพุทที่เข้าไปใน Amplifier คือ

$$P_{in} = V_{cc} \times I_o$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แรงดันที่เป็น Square wave ที่อินพุทของวงจร รีโชนเนสซ์ จุดเชื่อมต่อของ C_o กับ L_1 มีค่า

$$V_{max} = \frac{V_{cc}}{2} - 2V_{sat}$$

ซึ่ง : V_{max} = ค่าสูงสุดของ Square wave

V_{cc} = แรงดัน D.C. ที่ป้อน

V_{sat} = V_{oc} ที่อิมิตัวของ transistor เอ้าท์พุทแต่ละตัว สมมติให้

วงจร รีโชนเนสซ์จะยอมให้ fundamental component ของแรงดัน square wave ไหลผ่านเท่านั้น โดยจะแสดงค่าอิมิตัวแค้นซ์ สูงมากคือ ฮาร์โมนิก ทั้งหมดของมันค่าสูงสุดของ fundamental sine wave ของ square wave voltage (v_p) จะใหญ่กว่าแรงดัน square wave (v_{max})

$$v_p = \frac{4}{\pi} \cdot V_{max}$$

กำลังเอ้าท์พุท ของ R.F. Amp กลายเป็น

$$P_{out} = \frac{v_p \cdot i_p}{2}$$

ในตัวอย่างต่อไปนี้ กำลังเอ้าท์พุท , ประสิทธิภาพ, การแพร่กระจายกำลังเป็นต้นถูกคำนวณสำหรับ Amplifier และ Waveform ที่ได้ในรูป 5.7

การได้ประสิทธิภาพสูงก็เนื่องจาก

1. V_{sat} ต่ำ
2. Switching Time ที่เร็วมากที่สุดของ Transistor
3. Fundamental Component ของ แรงดันเอ้าท์พุท (v_p) จะต้องใหญ่กว่าแรงดัน Square Wave (V_{max}) เป็นประเด็นสำคัญ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 V_{cc} &= 25 \text{ volts} \\
 I_L &= 4 \text{ amps} \\
 P_{in} &= E_p \cdot I_p = 100 \text{ watts} \\
 V_{max} &= \frac{V_{cc} - 2 \cdot V_{sat}}{2} = 11.75 \text{ volts} \\
 e_p &= \frac{4}{\pi} \cdot V_{max} = 14.96 \text{ volts} \\
 i_p &= \pi I_L = 12.56 \text{ amps} \\
 P_{out} &= \frac{e_p \cdot i_p}{2} = 93.9 \text{ watts} \\
 E_{ff} &= \frac{P_{out}}{P_{in}} \times 100 = 93.9 \% \\
 P_{diss} &= P_{in} - P_{out} = 6.1 \text{ watts} \\
 Z_p &= \frac{e_p}{i_p} = 1.19 \text{ ohms} \\
 R_{Dc} &= \frac{V_{cc}}{I_L} = 6.25 \text{ ohms}
 \end{aligned}$$

มันสามารถพิสูจน์ได้ว่า Class "D" circuit มีประสิทธิภาพในอุดมคติถึง 100%, ถ้า V_{sat} มีค่าเท่ากับศูนย์ โวลต์ โดยลำดับทางคณิตศาสตร์ต่อไปนี้

1. $P_{out} = \frac{e_p \cdot i_p}{2}$
2. $i_p = \pi I_L$
3. $e_p = \frac{2 \cdot V_{cc}}{\pi}$; $(e_p = \frac{4 \cdot V_{max}}{\pi}, V_{max} = \frac{V_{cc} - 2 \cdot V_{sat}}{2})$
4. $P_{out} = \frac{2 \cdot V_{cc}}{\pi} \times \frac{\pi I_L}{2}$
5. $P_{out} = V_{cc} \cdot I_L$
6. $P_{in} = V_{cc} \cdot I_L$
7. $P_{out} = P_{in}$

Amplifier class "D" solid state push-pull ปกติจะได้ประสิทธิภาพมากกว่า 90% จะถูกจำกัดก็เพียงกรณีต่อไปนี้

1. Transient time ไม่เป็น instantaneous.
2. Saturation voltage ของอุปกรณ์แอกทีฟ
3. IR voltage drop ของ ตัวนำในวงจร
4. การสูญเสียต่าง ๆ ของคาปาซิเตอร์ และ อินดักเตอร์ ซึ่งเกิดขึ้นโดยมีสาเหตุร่วม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญญาติให้ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าจากวงจรอิเล็กทรอนิกส์
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องขยายมอสเฟส ที่แสดงในรูป 5.8 ใช้ 2 complementary push-pull amplifier Q_{11} และ Q_{12} ประกอบกันเป็นหนึ่ง complementary pair และ Q_{14} และ Q_{13} ประกอบกันเป็นอีกคู่หนึ่ง แต่ละคู่ของ push-pull amplifier ทำงานลักษณะเดียวกัน คือผลิตเอาต์พุตที่เป็น square wave แต่ square wave ทั้ง 2 นั้นต่างเฟสกัน 180° Q_{11} และ Q_{13} นำกระแสในครึ่ง cycle ของ อินพุต, Q_{14} และ Q_{12} นำกระแสในอีกครึ่ง cycle ถัดไป จึงสรุปได้ว่าถ้า amplifier แต่ละชุดมี $V_{cc} = 25$ volts และ $I_o = 4$ amps แล้ว Amplifier แต่ละชุดจะมีอินพุต 100 watts เพื่อให้ได้อินพุตรวมกันเป็น 200 watts โดยการยอมให้ V_{sat} เหมือนกับตัวอย่างก่อนหน้านี้ ($V_{do} = 0.25$ V), แรงค์นี้ Square wave ครอบวงจรเอาต์พุตที่เป็น Series resonant ของ C_1, L_1 และ T_1 จะมี $V_{max} = 23.5$ volts กรณีนี้จะได้ fundamental sine wave voltage $v_p = 29.4$ volts พร้อมกับ RF current $i_p = 12.56$ amp

วงจร series resonant จะยอมให้ fundamental sine wave ของ square wave voltage ผ่านได้เท่านั้น โดยจะมี อิมพีแดนซ์สูงต่อฮาร์โมนิกอื่น ๆ กระแสเอาต์พุตของ Amplifier นี้ เหมือนกันกับคอนก่อนคือเป็น sine wave

ตารางของการคำนวณต่อไปนี้ แสดงคุณลักษณะเฉพาะของ Amplifier ที่มีพื้นฐานบน

$$\begin{aligned}
 V_{cc} &= 25 \text{ volts} \\
 I_c &= 4 \text{ amps} \\
 P_{in} &= 2 \cdot V_{cc} \cdot I_c = 200 \text{ watts} \\
 V_{max} &= V_{cc} - 2 \cdot V_{sat} = 23.5 \text{ volts} \\
 e_p &= \frac{4}{\pi} \cdot V_{max} = 29.9 \text{ volts} \\
 i_p &= \pi I_c = 12.56 \text{ amps} \\
 P_{out} &= \frac{e_p \cdot i_p}{2} = 188 \text{ watts} \\
 E_{eff} &= \frac{P_{out}}{P_{in}} \times 100 = 94 \% \\
 Z_p &= \frac{e_p}{i_p} = 2.38 \text{ ohms} \\
 R_{DC} &= \frac{V_{cc}}{I_c} = 3.13 \text{ ohms}
 \end{aligned}$$

เครื่องขยาย นี้จะผลิต R.F. O/P Power มากเป็น 2 เท่า สำหรับ D.C. supply voltage เท่ากันและที่ อิมพีแดนซ์โหลดของเอาต์พุตสูงกว่า Transformer T_1 เพื่อ match เอาต์พุตอิมพีแดนซ์ของ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

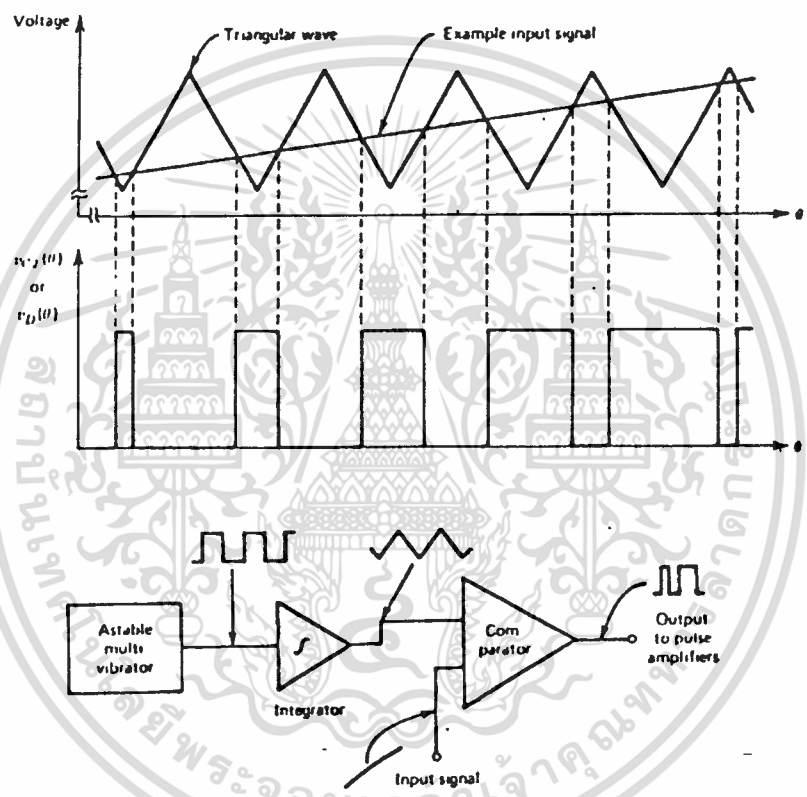
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 6

PULSE WIDTH MODULATION (PWM)

PWM ที่ใช้สำหรับ Class D สามารถที่จะสร้างได้ 3 วิธี

- 1. ใช้ Voltage Comparator
- 2. ใช้ Astable Multivibrator
- 3. ใช้ Switching Regulators



รูป 6.1

สำหรับการใช้วิธี คอมพาราเตอร์ ที่จะสร้างสัญญาณ PWM แสดงดังรูป 6.1 สัญญาณอินพุต และสัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยมที่มีคาบเวลาในการสวิทช์ ที่จะใช้กับคอมพาราเตอร์ คอมพาราเตอร์ จะตัดสินใจให้สัญญาณเอาต์พุตเป็น "High" เมื่อสัญญาณอินพุตมีค่ามากกว่าสัญญาณสามเหลี่ยม และตัดสินใจเป็น "Low" เมื่อสัญญาณมีลักษณะตรงข้ามกับ "High" โดยที่ความกว้างของพัลส์จะเปลี่ยนแปลงเป็นเชิงเส้นกับขนาดของสัญญาณอินพุตของมัน

สัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยมนี้ อาจจะใช้โดยตรงจาก วงจรรวมที่กำเนิดสัญญาณ หรือ อาจจะมาจากการอินทิเกรตสัญญาณสี่เหลี่ยมที่มาจาก อะอสเตเบิล มัลติไวเบรเตอร์ โดยทั่วไป แอคทีฟอินทิเกรเตอร์ทำงานเป็นเชิงเส้นมาก แต่พาสซีฟ อินทิเกรเตอร์ จะง่ายและมีราคาถูกกว่า ถ้าใช้ RC อินทิเกรเตอร์ มันจะ Trade off ระหว่างขนาดและความเป็นเชิงเส้นของ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อเผยแพร่ให้ผู้อื่นโดยไม่ขออนุญาตเป็นการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น ยกเว้นเห็นเหตุเปลี่ยนแปลงเนื้อหา และต้องแจ้งเจ้าของเอกสารไว้ที่ลิงก์ที่ปรากฏบนเว็บไซต์

สัญญาณสามเหลี่ยมในช่วงขาขึ้นของ สัญญาณสามเหลี่ยม สามารถที่จะอธิบายได้โดย

$$v_c(t) = V_{\infty} (1 - e^{-t/RC}) \tag{6.1}$$

ให้ $t \ll RC$ แล้ว แรงดัน Peak to Peak ของสัญญาณสามเหลี่ยม ก็จะหมายถึงเทอม

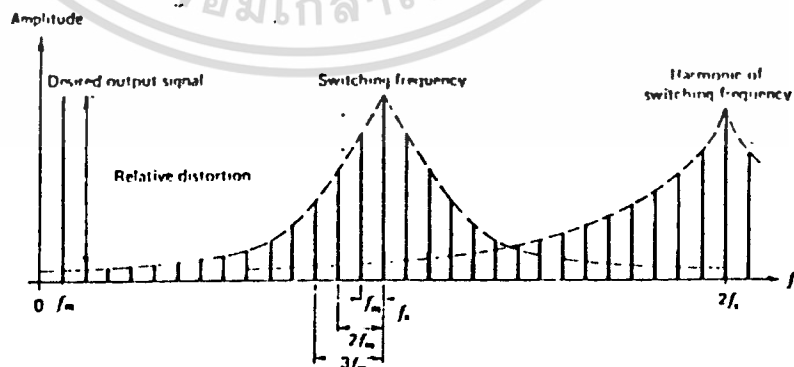
แรกของสมการ โดยที่ $t = \frac{1}{2} \cdot f$ และคล้ายกันในเทอมที่สองในสมการ(6.1) จะแทนความแตกต่างของสัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยมในอุดมคติ นั่นก็คือ การเพี้ยน (Distortion) มันจะปรากฏขึ้นที่ซึ่งเป็นอัตราส่วนของการเพี้ยน ต่อแรงดัน Peak to Peak ซึ่งแรงดันเอาต์พุตจะลดลง

การผิดเพี้ยนประจำตัวของ PWM

ถ้า PWM สร้างสัญญาณพัลส์ที่สมบูรณ์แล้ว การผิดเพี้ยนนี้ก็จะเกิดขึ้นกับสัญญาณอินพุต (ซึ่งก็คืนกลับมาโดย วงจรกรองความถี่ต่ำ) เป็นลักษณะประจำตัวของ PWM โดยในตอนนี้จะพบได้ใน Fourier Series แสดงในรูปของขบวนพัลส์ ถ้าความกว้างของพัลส์ครึ่งหนึ่งแทน ด้วย Duty Cycle 50%) ดังนั้น

$$v_{c2} = V_{\infty} \left[\frac{y}{\pi} + \frac{2}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin ky}{k} \left(\cos \frac{k\pi}{2} \cdot \sin k\theta + \sin \frac{k\pi}{2} \cdot \cos k\theta \right) \right] \tag{6.2}$$

PWM จะเปลี่ยนแปลงโดยตรงกับ γ ซึ่งแทนสัญญาณอินพุต ดังนั้นในเทอมแรก ในสมการจะเปลี่ยนแปลงโดยตรงกับสัญญาณอินพุต อย่างไรก็ตามการมอดูเลตแบบ ความถี่สวิทซ์ซึ่งความถี่ฮาร์โมนิกประจำตัวของมัน จะไม่เป็นเชิงเส้น ผลที่ได้จะเป็นการเกิดเป็น Spurious Sidebands แสดงดังรูป (6.2)

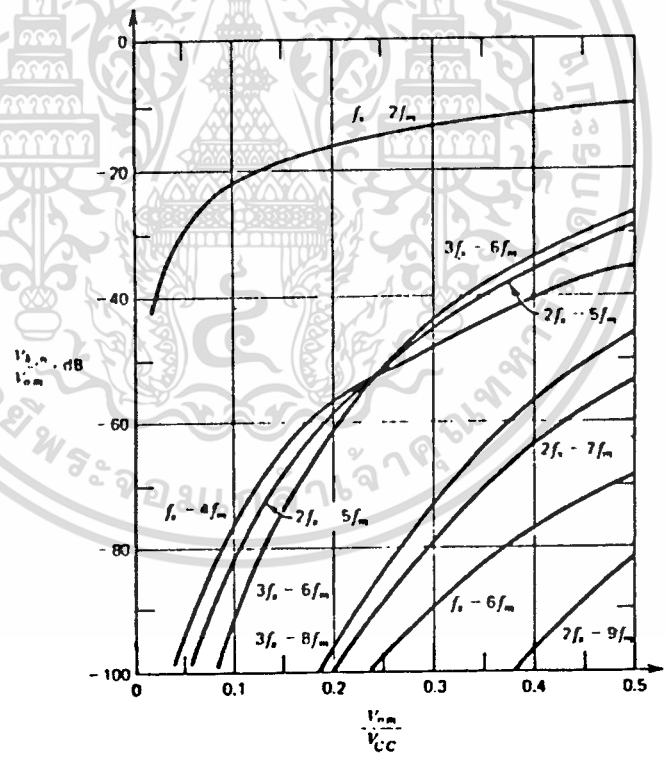


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงรูป 6.2 ของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นจำนวน Spurious Sidebands จะต้องตกอยู่ในช่วงผ่านของสัญญาณ Spurious ที่เกิดขึ้นโดย PWM อาจจะวิเคราะห์ได้ในรูปแบบที่คล้ายกับการใช้หา Spectrum ของ Angle-Modulated Wave ถ้าสัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณรูปไซน์ขนาด $V_{om} \leq \frac{1}{2} V_{cc}$ ของ nth ของ Spurious กับ kth ของฮาร์โมนิก ของความถี่สวิทซ์ซึ่ง ในรูป 6.2

$$V_{k,n} = \frac{2V_{cc}}{k\pi} J\left(k\pi \frac{V_{om}}{V_{cc}}\right) \tag{6.3}$$

Spurious เหล่านี้ ซึ่งมีความถี่ตกอยู่ในช่วงผ่าน ของวงจรรองสัญญาณและเกิดเป็นความเพี้ยนของสัญญาณที่โหลด ขนาดของ Spurious นี้ สามารถคำนวณหาโดยใช้ตารางมาตรฐาน Bessel Function และเลือกค่าของอัตราส่วนของการผิดเพี้ยนของงานต่อสัญญาณเอาต์พุต แสดงดังรูป 6.3



รูป 6.3

ในรูป มันจะปรากฏเป็นค่ากลางที่ซึ่ง Modulation Index ลดลง (อัตราส่วนของ Vom ต่อ Vcc) ส่งเสริมสำหรับอัตราส่วนการผิดเพี้ยนต่อสัญญาณให้ดีขึ้น แม้ว่าจะเป็นเพียงการจำกัดการใช้ตรงนี้ ก็สามารที่จะทำได้โดยเอาต์พุตของอุปกรณ์ไม่เกิดการเสียไปซึ่งมันปรากฏเหมือน

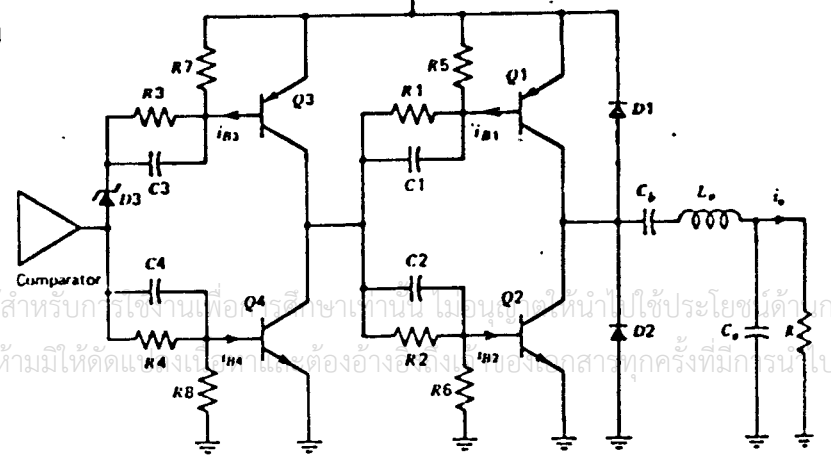
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้ในการเรียนการสอนเท่านั้น การนำเอกสารนี้ไปใช้ในทางอื่นโดยไม่ได้รับอนุญาตถือว่าผิดกฎหมาย

กับ การที่เพิ่มความถี่ในการสวิตซ์ซึ่งให้มากขึ้น ขนาดของการผิดเพี้ยน จะลดลงอย่างอย่างรวดเร็ว เมื่อการผิดเพี้ยนที่เกิดขึ้นมากมายเหล่านี้ ที่อยู่ในช่วงความถี่ผ่านก็ทำได้เพียงทำให้มันมีขนาดต่ำที่สุด การกำหนดความถี่ในการสวิตซ์ ซึ่งต้องพิจารณามากที่สุดในการออกแบบ การพิจารณาครั้งนี้อาจจะสมมุติค่า และทดลองเปลี่ยนไปเรื่อยๆเช่น $f_s - 3f_m$ และเปรียบเทียบกับขนาดของ $f_s - 2f_m, 2f_s - 5f_m$ และ $3f_s - 8f_m$ ทั้งหมดจะมีความถี่ f_m เหมือนกันหมด ในการใช้งานด้านเครื่องขยายเสียง และ เครื่องรวมสัญญาณ นั้นระดับของการเพี้ยนที่ -40db ก็เพียงพอแล้ว f_s จะต้องมากกว่า 5 เท่า ของ f_m (หรือความถี่สูงสุดที่จะขยาย)

การพิจารณาวงจรกรองความถี่ที่เอ๊าท์พุท และความถี่สวิตซ์ซึ่ง ตัวกรองสัญญาณที่เอ๊าท์พุทจะต้องผ่านสัญญาณที่ต้องการ โดยเฉพาะการเพี้ยนทางขนาดและเฟสต้องไม่มากจนเกินไปที่เวลาเดียวกัน มันจะต้องลดทอนความถี่สวิตซ์และฮาร์โมนิกของมันให้อยู่ในระดับที่สามารถยอมรับได้ ความต้านทานอินพุทที่สูง (5-10 เท่า) ต้องเตรียมไว้สำหรับความถี่เหล่านี้ และกระแสที่จะไหลมาจากอุปกรณ์สวิตซ์ซึ่ง สำหรับส่วนนี้ต้องการวงจรกรอง ที่มีขั้วลวดต่ออนุกรมเป็นอินพุทของมัน วงจรกรอง สามารถที่จะออกแบบ โดยใช้วิธีหรือเทคนิคทั่วไป ที่ยังคงรักษาอิมปีแดนซ์ ของแหล่งจ่ายให้เป็นศูนย์ Two - Section Filter (Lo - Co. รูป 6.4) สามารถที่จะออกแบบโดยใช้ความสัมพันธ์ทั้ง 3

1. ความถี่ f_0 ที่ซึ่ง Lo และ Co นี้ รีโชนกันที่มุมโค้งของความถี่ หรือความถี่คัตออฟในเส้นตรง ใน Bode Plot
2. Damping Factor จะให้ความเรียบในช่วงความถี่ผ่านและไม่มีช่วงรีโชน และที่เฟสจะเลื่อนไป 90 องศา ที่ f_0
3. การลดทอนของ Two - Pole Filter จะเป็น 40 dB/decade ของความถี่ที่สูงกว่า f_0 ความผิดเพี้ยนสูงสุดที่สามารถยอมรับได้ Modulation Index สูงสุด และความถี่สูงสุดของอุปกรณ์ที่ใช้ เกี่ยวข้องกับความถี่สวิตซ์ซึ่งที่ต่ำ ความต้องการที่จะลดทอนความถี่สวิตซ์ซึ่ง และจำนวนโพลของวงจรกรองที่เอ๊าท์พุท เกี่ยวข้องกับความถี่สวิตซ์ซึ่งที่ต่ำโดยทั่วไป จำนวน Trade-offs ต้องสร้างให้อยู่ต่ำกว่าความถี่สวิตซ์ซึ่ง และองค์ประกอบที่วงจรกรองที่เอ๊าท์พุท มีจำนวนมาก

รูป 6.4



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกแจกจ่าย หรือต้องอ้างอิงแหล่งที่มาของเอกสารทุกครั้งที่มีกรณีไปใช้

บทที่ 7

การออกแบบการทำงานของวงจร

7.1 การทำงานของ PWM

การทำงานในภาค PWM นี้ จะทำการมอดูเลตสัญญาณบ่่าวสาร (AF) ที่ต้องการจะส่ง กับสัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยมความถี่ 125 kHz แบบมอดูเลตทางความกว้าง สัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยมนี้ สร้างได้โดยการสร้างสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยมขึ้นมาก่อน แล้วนำไปผ่านวงจรอินทิเกรเตอร์ ก็จะได้สัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยมออกมา สัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยมผลิตขึ้นมา จากวงจรรวม U1 เบอร์ LM 566 ซึ่งเป็น Voltage Controlled Oscillator (VCO) จะถูกออกแบบให้ผลิตความถี่ที่ 250 kHz

โดยมีสูตรคำนวณความถี่ทางเอ้าท์พุทดังนี้

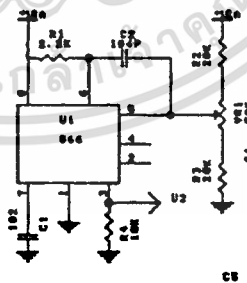
$$f_o = \frac{2.4(V^+ - V_s)}{R_o \cdot C_o \cdot V^+}$$

ที่ $R_o, C_o = R_1, C_2$

และ V_s เป็นแรงดันระหว่าง ขา 5 กับ ขา 1 ของไอซี LM 566

V^+ จะเป็นไฟเลี้ยงที่ป้อน ในการออกแบบใช้ $V^+ = 12 \text{ volts}$

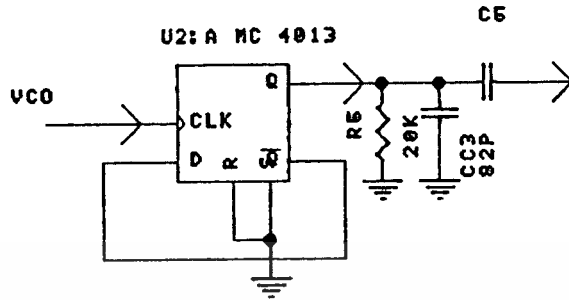
ในการที่ปฏิบัติจริงจะหาค่า C_o ให้ใกล้เคียงแล้วใช้ความต้านทานปรับค่าได้ ปรับไฟที่ ขา 5 ของไอซี เพื่อช่วยปรับความถี่ให้ได้ความต้องการคือ 250 kHz พอดีดังรูป 7.1



รูป 7.1

นำความถี่ที่ออกจาก ขา 3 ของ LM 566 ที่มีความถี่ 250 kHz ไปผ่าน วงจรหาร 2 โดยใช้ วงจรรวม U2 เบอร์ MC 14013 ซึ่งเป็น D F/F (คือ ฟลิปฟลอป) แล้วนำความถี่ที่ผลิตได้จากวงจรผลิตความถี่ ป้อนเข้าที่ขา clock ของ D F/F ดังรูป 7.2

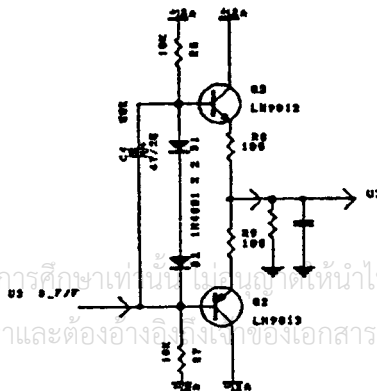
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นเพื่อใช้ในการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์อื่นใด
ไม่ว่ากรณีใดๆ หากมีข้อสงสัยหรือข้อผิดพลาดประการใด กรุณาแจ้งผู้จัดทำเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 7.2

ก็เกิดคำถามขึ้นว่า ในเมื่อความถี่ที่ต้องการคือ 125 kHz ทำไมไม่ผลิตให้ได้พอดี เพราะว่าสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยมที่ผลิตได้จาก VCO นี้ duty cycle ไม่สมมาตรกัน (ไม่ได้ 50%) จึงต้องนำ วงจรหาร 2 เข้ามาแก้ปัญหาดังกล่าว และนำสัญญาณเข้าที่ที่ได้จาก U2 ที่มีความถี่ลดลงครึ่งหนึ่ง แต่ความถี่ตรงนี้ยังเป็นคลื่นสี่เหลี่ยม ยังไม่สามารถนำสัญญาณจุดนี้ไปเข้าวงจรอินทิเกรเตอร์ได้ ก็เพราะว่า สัญญาณคลื่นสี่เหลี่ยมมีขนาดเป็น บวกกับลบคร่าวๆ เมื่อทดลองนำสัญญาณไปผ่านวงจรอินทิเกรเตอร์ ผลปรากฏว่าไม่ปรับค่า offset ทางด้านโพลได้ ยอดคลื่นสัญญาณตามเหลี่ยมทางโพล จะถูกขลิบไป ดังนั้นสัญญาณเอาต์พุตของ U2 จะต้องนำไปทำให้เป็นคลื่นสี่เหลี่ยมที่มีขนาดเป็น ค่าบวกและลบ (Bipolar) โดยนำไปผ่านวงจรขยาย แบบคอมพลีเมนต์ทาร์รี่ Q1, Q2 โดยมี R6, R7 และ D1, D2 เป็นตัวจัดไบอัส ให้วงจรมีไฟเลี้ยงเป็น 12 V. เมื่อคลื่นสี่เหลี่ยมช่วงบวกเข้ามา Q1 จะทำงาน ทำให้ได้คลื่นสี่เหลี่ยมที่มีขนาดเป็น +12 V. และเมื่อคลื่นสี่เหลี่ยมช่วงลบเข้ามา จะทำให้ Q2 ทำงาน ทำให้ได้คลื่นสี่เหลี่ยมที่มีขนาดเป็น -12 V. ออกมาทางเอาต์พุตของวงจร เป็นอันว่า เมื่อนำสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยมขั้วเดียว ผ่านวงจรขยายแบบ คอมพลีเมนต์ทาร์รี่ จะได้สัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยมสองขั้วทางเอาต์พุตของวงจร

รูป 7.3



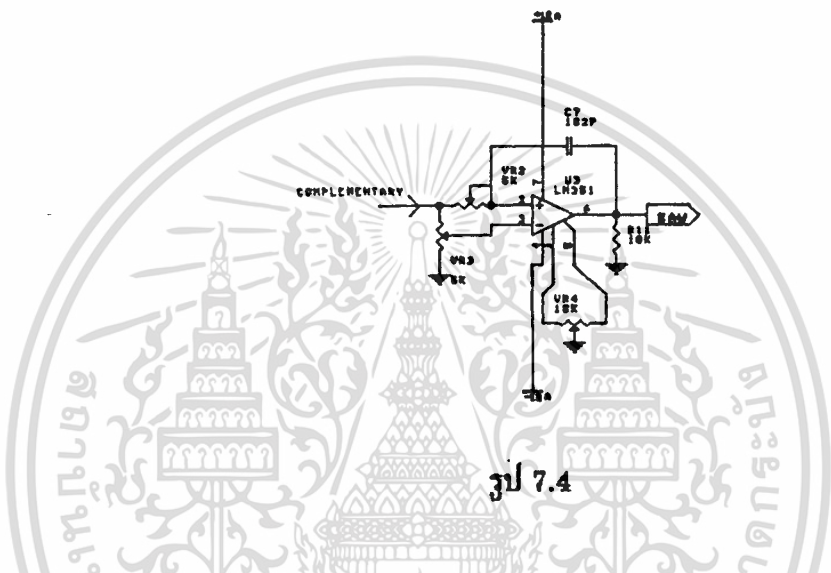
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากนั้นก็ให้นำไปเข้าวงจรอินทิเกรเตอร์ โดยวงจรจะประกอบด้วยวงจรรวม U3, C7, VR2 และ VR4 โดย U3 จะใช้ LM 357 ค่่วงจรนี้ มี VR2 และ C7 เป็นตัวกำหนดค่า ของวงจร ซึ่งจะออกแบบให้ C7 และ VR2 เหมาะกับความถี่ที่ต้องการคือ 125 kHz

$$\text{สูตร } V_o = \frac{1}{R_1 \cdot C_1} \int_0^t V_{in} dt$$

$$R_1 = VR_2$$

$$C_1 = C_7$$



รูป 7.4

ส่วน VR3 และ VR4 จะเป็นตัวช่วยปรับค่า offset ของวงจรรวม U3 เพื่อให้การทำงานของวงจรอินทิเกรเตอร์สามารถทำงานได้ดีขึ้นเป็นอันว่าเมื่อจบภาคนี้ก็จะได้ดีสามเหลี่ยมเพื่อที่จะนำไปแซมปิ้ง (Sampling) สัญญาณข้อมูลข่าวสารที่ต้องการจะส่งออกอากาศ

วงจรเปรียบเทียบ (Comparator) ในวงจรนี้จะประกอบด้วยวงจรรวม U4, U5, U6 โดย U4 จะทำงานเป็นบัฟเฟอร์ ให้คลื่นสามเหลี่ยม 125 kHz ออกแบบให้มีอัตราขยาย 1 เท่า และ U4 จะขยายแบบกลับเฟส มี R11 เป็นความต้านทานอินพุต R12 เป็นความต้านทานป้อนกลับ สูตรการหาอัตราขยาย

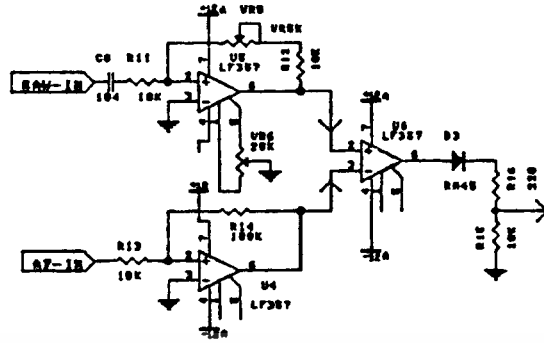
$$A = \frac{R_f}{R_{in}}$$

ในวงจรใช้ R11 = 10k, A = 1

เพราะฉะนั้น R12 = 10k

ส่วน U5 จะทำงานเป็นวงจรบัฟเฟอร์ ให้กับสัญญาณข่าว โดยการออกแบบเช่นเดียวกับ U4 จากนั้นนำทั้งสองสัญญาณไปเข้าวงจรเปรียบเทียบ U6 โดยจะให้สัญญาณสามเหลี่ยมเข้าที่ขา 2 ของออปแอมป์ซึ่งใช้ LM 357 และสัญญาณข้อมูลเข้าที่ขา 3 ดังรูป 7.5

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ไม่ว่ากรณีใด ๆ ก็ตาม สถาบันฯ จะไม่รับผิดชอบต่อการใช้งานเอกสารนี้ที่มีการนำไปใช้



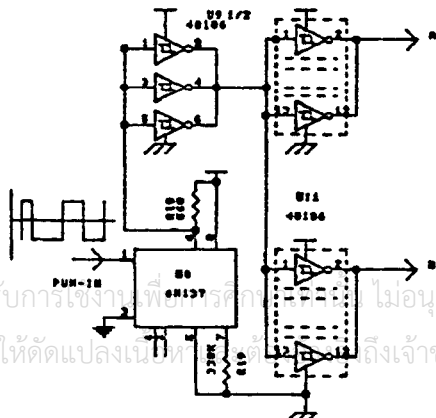
รูป 7.5

ถ้าขนาดของสัญญาณสามเหลี่ยม เป็นบวกมากกว่าสัญญาณข้อมูล จะทำให้สัญญาณที่เอาต์พุทของ U6 เป็น “ลบ” และสัญญาณข้อมูลมีค่า เป็นบวกมากกว่า จะทำให้สัญญาณเอาต์พุทของ U6 เป็น “บวก” จึงทำให้สัญญาณขาออกของ U6 เป็นการมอดูเลททางความกว้าง ที่สัญญาณขาออกนี้ จะมีขนาดเป็นทั้ง บวกและลบ นำไปผ่านไดโอด D3 เพื่อให้ได้ไฟบวกกับกราวด์ แล้วนำไปเข้า U7 40106 เป็นชนิดทริกเกอร์ เพื่อจัดสัญญาณให้มีความคมมากขึ้นและเป็นบัพเพอร์ บ่อนให้ภาคขยายพัลส์วิดอีกต่อไป

7.2 ภาคขับสัญญาณพัลส์วิด

การทำงานของภาคนี้จะมีหน้าที่ขยายสัญญาณพัลส์วิดจากภาคก่อนหน้านี้ ให้มีขนาดแรงมากขึ้นแล้วนำไปผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำ ให้เป็นไฟกระแสตรงจ่ายให้กับภาคขยายกำลังต่อไป โดยการทำงานจะเริ่มจากนำสัญญาณจากภาคก่อนหน้านี้ ไปผ่าน วงจรเชื่อมโยงทางแสง เพื่อแยกไฟจากภาคขับออกจากไฟของสัญญาณพัลส์วิดและภาคขยายกำลัง เพื่อให้ง่ายในการจัดไบอัสให้กับมอสเฟต ภาคขับนี้จะประกอบไปด้วย U8 6N137 มีขาสัญญาณเข้าที่ ขา 2 และขา 3 โดยต่อสัญญาณพัลส์วิดเข้าที่ ขา 2 ส่วน ขา 3 จะต่อลงกราวด์ ดังรูป 7.6

รูป 7.6



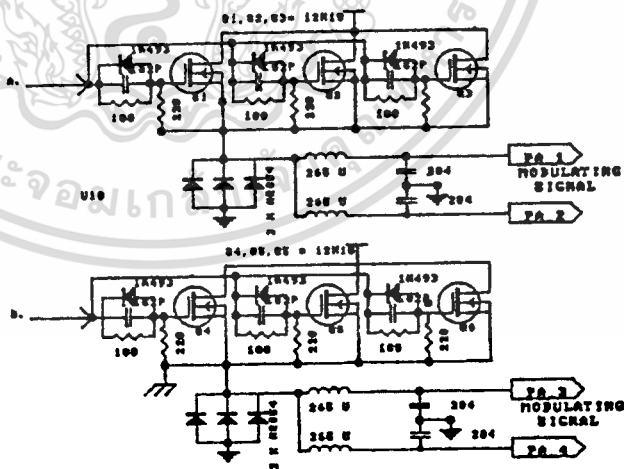
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษา ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาหรือทำซ้ำโดยไม่ได้รับอนุญาตจากเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่สัญญาณขาออกของ U8 คือขา 6 จะต่อเข้าวงจรบัฟเฟอร์ 40106 U9 และจาก U9 จะแยกสัญญาณออกเป็น 2 ทาง เป็นสัญญาณ A และ B เพื่อนำไปขับภาคขยายกำลัง A และ B

7.3 ภาคขยายกำลังสัญญาณพัลส์วิด

ในภาคนี้ใช้มอสเฟต 12N10 ในการขยายกำลังให้มีขนาดแรงขึ้น โดยวงจรจะประกอบภาคขยายกำลัง 2 ชุด ในหนึ่งชุดจะประกอบไปด้วย มอสเฟต Q1, Q2, Q3 ความต้านทาน 50 โอห์ม คาปาซิเตอร์ 102 และไดโอด คอที่ ขา เกท ของมอสเฟต โดยคาปาซิเตอร์จะช่วยให้มอสเฟตทำงานในช่วง ขอบขาขึ้นของพัลส์ให้มีความชันมากขึ้น ตัวไดโอดทำหน้าที่คายประจุในขณะที่ไม่มีพัลส์เข้ามา ตัวความต้านทาน มีไว้เพื่อป้องกันตัวมอสเฟตเกิดการออสซิลเลต ในขณะที่ทำงานที่แรงดันสูงขึ้น โดยจะต้องเลือกค่าระหว่าง 50 - 1000 โอห์ม ควรจะเลือกค่าต่ำ ๆ เพื่อให้มีกระแสที่มากพอ ที่จะเข้าไปประจุคาปาซิเตอร์ที่อยู่ภายในตัวมอสเฟตเอง ถ้าเลือกค่าความต้านทานก็จะมีผลต่อการทำงานของมอสเฟต ที่ขอบขาขึ้นของพัลส์ จะทำให้ความชันลดน้อยลง และมีความต้านทานที่ต่อระหว่าง ขา เกท กับ ซอส มีค่า 220 โอห์ม เพื่อที่จะจำกัดค่า โอเวอร์ชูต (Overshoot) ของสัญญาณที่เกิดขึ้นที่เอาต์พุตไว้ที่ค่า ๆ หนึ่ง

การทำงานเริ่มจาก ขา เกท ได้รับพัลส์บวก 12 V. จะทำให้มอสเฟตทำงาน จะไฟ V_{oo} ให้กับโหลด และเมื่อขา เกท ได้รับพัลส์ 0 V. มอสเฟตจะหยุดทำงาน ที่ขา ซอส จะมีไดโอดค่ออนุกรม และขนานกับโหลด ทำหน้าที่ป้องกันแรงดันย้อนกลับที่เกิดจากวงจรรองความถี่ต่ำผ่านที่จะกล่าวถึงต่อไป



รูป 7.7

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ของคณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น เพื่อกรองสัญญาณพัลส์วิดที่ขยายแล้ว ให้ได้สัญญาณข้อมูลตัวเคิมออกมา สัญญาณไปใช้ข้อมูลที่กรองได้จะเป็นลักษณะสัญญาณที่ขึ้นอยู่กับไฟกระแสตรง ในการออกแบบวงจรกรอง

ความถี่ต่ำผ่าน ได้ทดลองเลือกความถี่คัดหลาย ๆ ค่า เช่น ที่ 15 - 20 kHz, 30 - 35 kHz และ 40 - 45 kHz ที่เลือกหลาย ๆ ค่าก็เพราะว่า จะให้มีข้อมูลเลือกความถี่คัดที่เหมาะสม ผลที่ได้ความถี่คัดในช่วง 15 - 20 kHz ความถี่ต่ำที่ผ่านได้มีการกระเพื่อมค่อนข้างมากจึงไม่เลือกความถี่คัดในช่วงนี้ ที่ 30 - 35 kHz การตอบสนองทางความถี่ตลอดช่วงค่อนข้างมีการกระเพื่อมน้อยมาก และที่ 40 - 45 kHz มีความถี่สูงปนออกมากับสัญญาณข้อมูล

ในวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านนี้ ได้เลือกความถี่คัดที่ 30 kHz เป็นแบบ แลคทิส 0.5 section โดยใช้สูตรคำนวณดังนี้

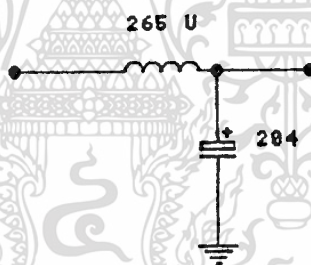
$$L = \frac{X_L}{2\pi f \cdot L} ; X_L = X_C = 50 \Omega$$

$$C = \frac{1}{2\pi f \cdot X_C}$$

$$\therefore L = 256 \mu H$$

$$C = 0.1 \mu F$$

ผังรูป 7.8



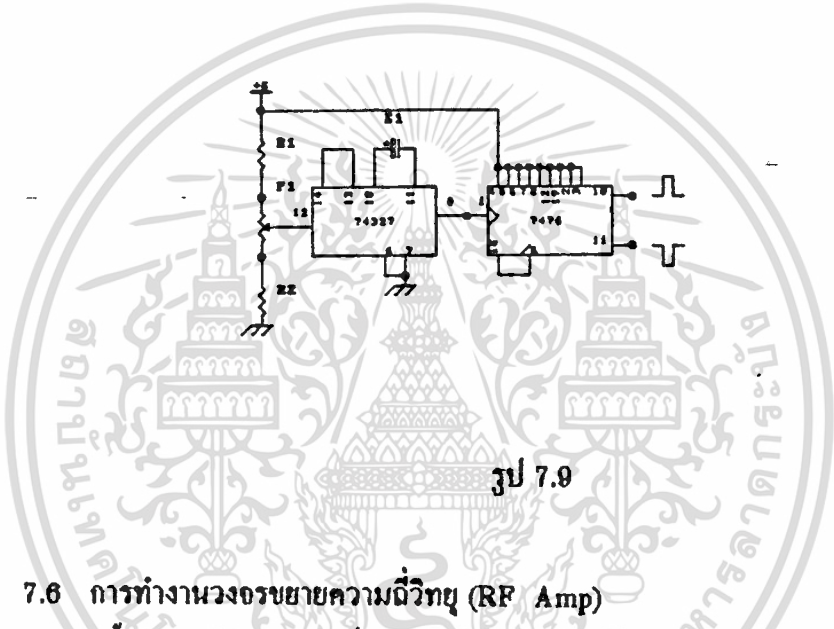
รูป 7.8

การพันขดลวดเราใช้แกน IRON POWDER มาเป็นแกนของขดลวด แทนการใช้อากาศเป็นแกน ก็เพื่อที่จะลดขนาดของขดลวดให้มีขนาดเล็กลง สูตรการคำนวณได้กล่าวไว้ในทฤษฎีแล้ว แกนที่ใช้เบอร์ T106-26 จากของจริงที่ได้สร้างขึ้นจะเห็นว่า มีการค่อเป็นชั้น ๆ ก็เพื่อลดความยาวของลวดที่ใช้พัน หมายความว่าถ้าใช้แกนอันเดียว พันให้ได้ค่าเลย ลวดที่ใช้พันจะยาว เพราะจำนวนรอบที่คำนวณได้ มีจำนวนมาก เนื่องจากคุณสมบัติของแกน IRON POWDER เองที่มีค่า AL ที่ต่ำ จากลวดที่ยาวสิ่งที่เกิดขึ้นอย่างหลีกเลี่ยงไม่ได้ คือค่าความต้านทานเนื่องจากความยาว เกิดเป็นแรงดันตกคร่อมที่ขดลวดอีก พอทำการจ่ายกำลังเข้าวงจรมาก ๆ

เอกสารนี้เป็นกำลังจะตกคร่อมอยู่ที่ขดลวดครั้งนี้ เพื่อไม่ให้ที่ไหลคเท่าที่ควรจะเป็น และมันยังมีผลถึงเปอร์เซ็นต์ไม่ว่ากรณีการมอดูเลท ของสัญญาณอีกด้วย จากปัญหาที่ได้กล่าวไว้ ทำให้ค่า AL มีค่าสูงขึ้นก็

7.5 ภาคกำเนิดคลื่นพาร์

ภาคนี้จะกำเนิดคลื่นพาร์ของสถานี ในโครงงานนี้ส่งความถี่ 530 kHz ทำการผลิตความถี่ขึ้นมา 2.12 MHz เพื่อไปหาร 4 การผลิตความถี่ในช่วงจรรวมเบอร์ 74327 (VCO) อุปกรณ์ภายนอกที่ใช้ประกอบในการผลิตความถี่ คาปาซิเตอร์ 62 pf ต่อที่ขา 10 และ 11 และต่อวงจรแบ่งแรงดันที่ขา 12 เพื่อปรับความถี่ให้ได้ 2.12 MHz นำความถี่นี้ต่อเข้าวงจรรวมเบอร์ 7426 เพื่อทำการหาร 4 และนำสัญญาณเอาต์พุตออกที่ขา 10 และ 11 เพื่อจ่ายเข้าวงจรขยายความถี่วิทยุ ดังรูป 7.9

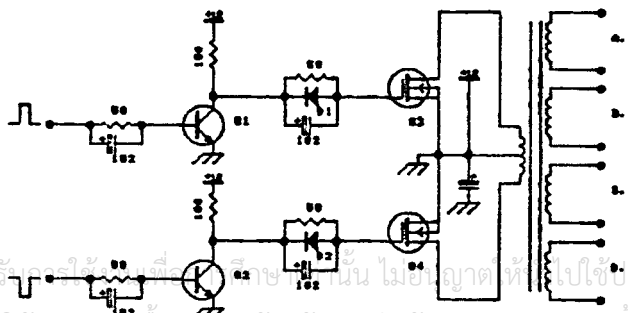


รูป 7.9

7.6 การทำงานวงจรขยายความถี่วิทยุ (RF Amp)

ในภาคนี้จะทำการขยายความถี่วิทยุ ให้มีแรงพอเหมาะที่จะไปขับภาคขยายกำลัง วงจรจะประกอบไปด้วย ทรานซิสเตอร์ Q1 และ Q2 มอสเฟต Q3 และ Q4 โดย Q1, Q2 จะทำการขยายแรงดัน 5 โวลต์ จากภาคกำเนิดความถี่วิทยุ ให้มีขนาดแรงดันประมาณ 12 โวลต์ เพื่อจะขับ Q3 และ Q4 ที่คือเป็นวงจรพหูพุด ทางด้านขดทุติยภูมิ ของ T1 จะมี 4 ขด เพื่อนำไปขับขาคาทของภาคขยายกำลังที่คือเป็นแบบ D-SEPP (DUAL SINGLE END PUSH PULL) ดังรูป 7.10

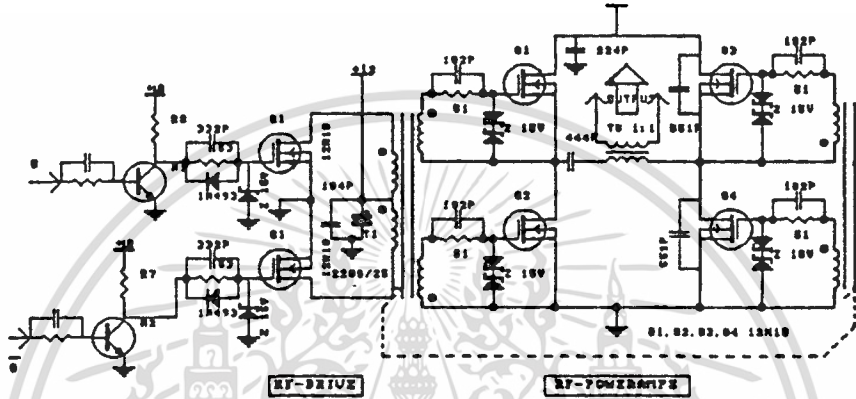
รูป 7.10



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ในชั้นเรียน ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

7.7 การทำงานของภาคขยายกำลัง

ในภาคขยายกำลัง จะมีอยู่ 4 ชุด โดยแต่ละชุดจะประกอบไปด้วยมอสเฟต เบอร์ 12N10 จำนวน 4 ตัว คือเป็นวงจรขยายแบบ D-SEPP และ T2 ทำหน้าที่เชื่อมโยงสัญญาณความถี่วิทยุ ค่อยไปยังวงจรอนุความถี่ ที่ต้องการส่งออกอากาศ ดังรูป 7.11



รูป 7.11

การทำงานเริ่มจากไฟที่จะป้อน เป็น ไฟเลี้ยงให้ วงจรขยายความถี่วิทยุ จะได้มาจากวงจรกรองความถี่ต่ำ ซึ่งจะ ได้ไฟกระแสตรง(VDD)ที่มีสัญญาณข้อมูลฝากมาด้วย และทางค่านขาเกทของมอสเฟตจะถูกขับด้วยวงจรขยายความถี่วิทยุ เมื่อพัลส์บวกเข้ามา Q1 และ Q4 จะทำงานทำให้มีกระแสไหลจาก VDD ผ่าน Q1, C1, ขดปฐมภูมิ T1 และ Q4 ลงกราวด์ ที่ขดทุติยภูมิจะได้พัลส์บวก เมื่อพัลส์ลบเข้ามาจะทำให้ Q3 และ Q2 ทำงาน มีกระแสไหลจาก VDD ผ่าน Q3, T1,C1 และ Q2 ลงกราวด์ กระแสที่ไหลขณะนี้จะสวนทางกับครั้งแรก จึงทำให้ขดทุติยภูมิ จะได้พัลส์ลบ สัญญาณที่ได้ครั้งนี้จะนำไปเข้าวงจรอนุความถี่ต่อไป

7.8 วงจรอนุความถี่

เมื่อได้สัญญาณที่มอดูเลทแบบ AM แล้ว การทำงานใน Class D สัญญาณคลื่นพาที่จะส่งออกอากาศยังเป็นสัญญาณที่เหลี่ยมอยู่ จะต้องอนุความถี่มูลฐาน(Fundamental frequency)ส่งออกอากาศ ในการออกแบบใช้วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน มีความถี่คัตที่ 535 kHz และความถี่สูงผ่าน มีความถี่คัตที่ 525 kHz จากนั้นต้องคำนวณแบบขนานไว้ เพื่อป้องกันการรบกวนที่เกิด

จากฮาร์โมนิกที่ 3

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

บทที่ 8

ผลการทดลอง

8.1 ผลการทดลองวงจร PWM

รูปที่ 8.1 แสดงรูปสัญญาณคลื่นสี่เหลี่ยม มีความถี่ 125 kHz ที่เป็นสัญญาณเข้าที่พู่ทของ U2 ที่ทำหน้าที่เป็นวงจรหาร 2 เพื่อปรับค่า duty cycle 50 %



รูป 8.1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

8.2 ผลการทำงานของวงจรอินทิเกรเตอร์

รูป 8.2 เป็นสัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยม ที่ทำการอินทิเกรตโดย B3 เป็นสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยมที่มาจากเข้าที่พุท ของวงจรคอมพลิเมนต์ทาร์

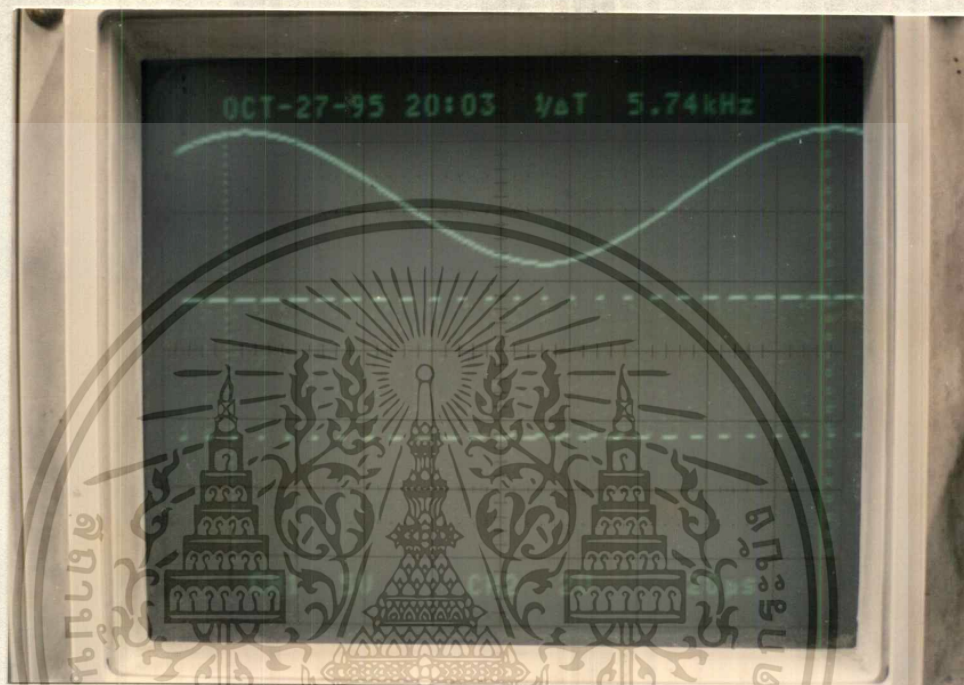


รูป 8.2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

8.3 ผลการทำงานของวงจรเปรียบเทียบ

ในรูป 8.3 รูปล่าง เป็นสัญญาณ PWM ที่ออกมาจากวงจรเปรียบเทียบ U6 โดยนำสัญญาณสามเหลี่ยม ที่ได้จากรูป 8.2 มาเปรียบเทียบกับสัญญาณข้อมูล ที่อยู่ด้านบนของรูป 8.3

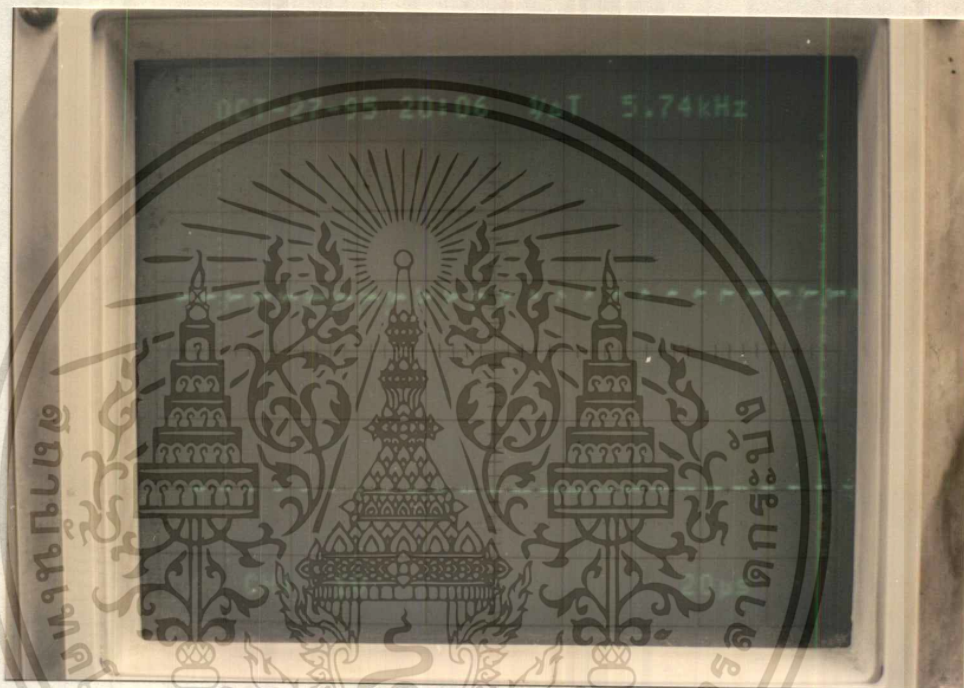


รูป 8.3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

8.4 ผลการทำงานของภาคขยายกำลัง PWM

ในรูป 8.4 เป็นสัญญาณเข้าที่ทุกของวงจรขยายกำลัง PWM โดยจะนำสัญญาณที่ออกจาก U6 ผ่านวงจรเชื่อมโยงทางแสง นำมาขยายให้มีให้มีแรงดันไฟฟ้าสูงขึ้น โดยใช้ Q1 และ Q2 เป็นตัวทำหน้าที่ขยาย

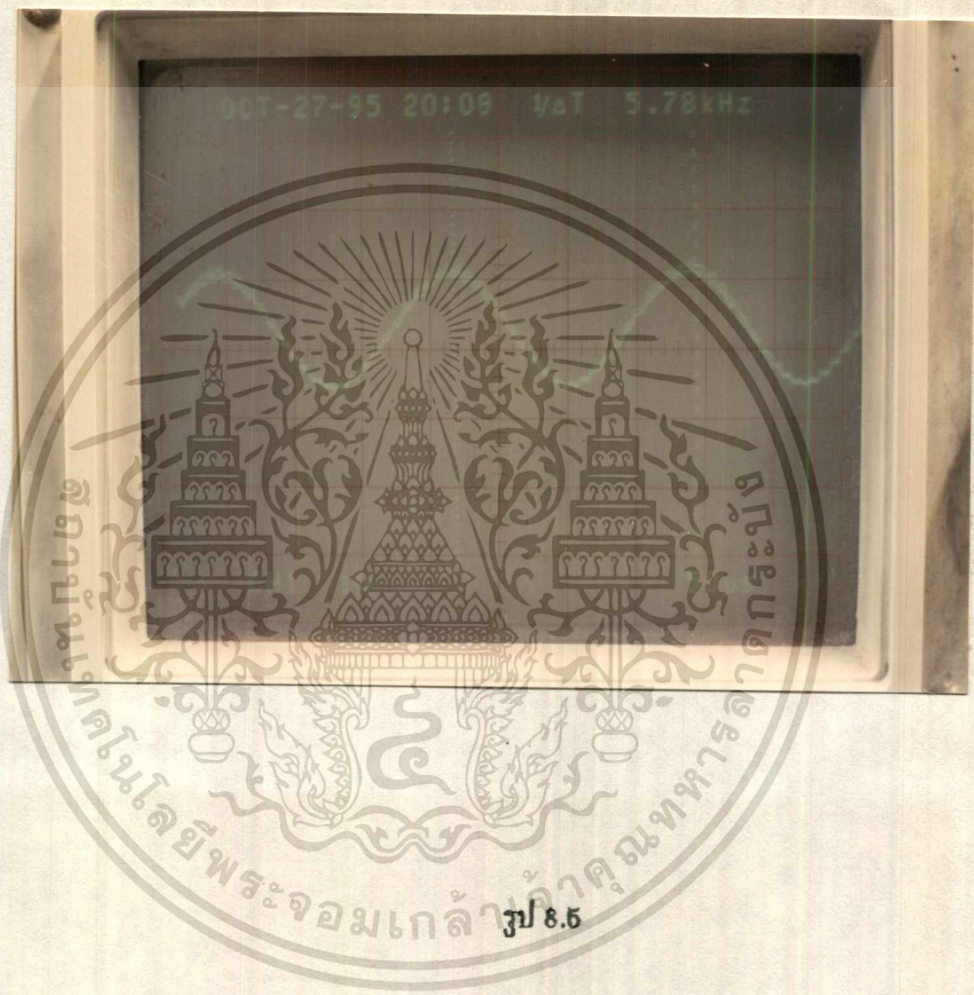


รูป 8.4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

8.5 ผลการทำงานของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

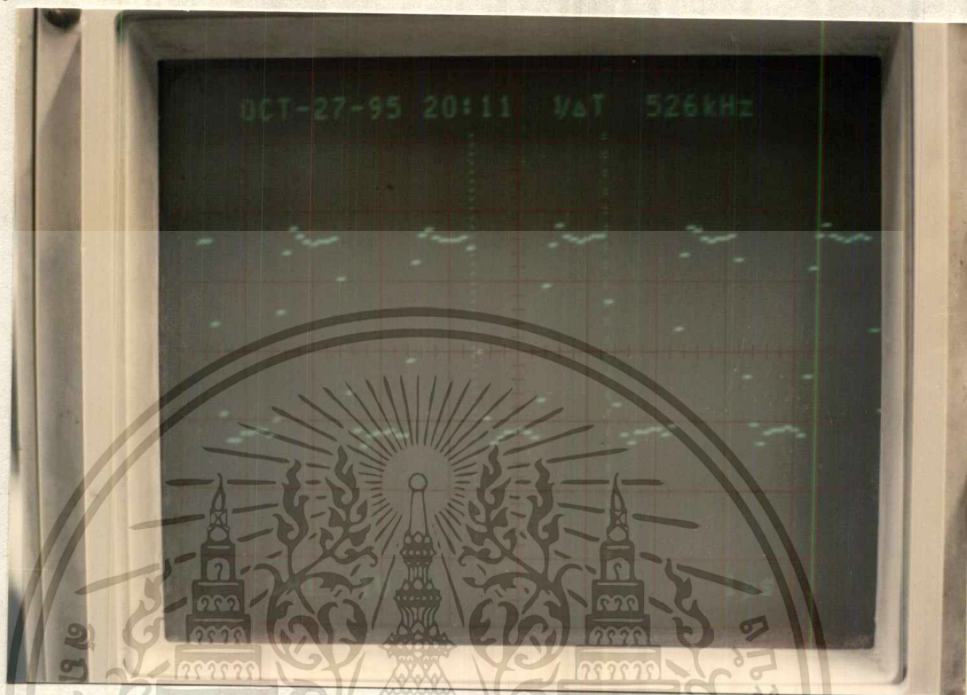
ในรูป 8.5 เป็นสัญญาณที่เข้าที่พู่ทของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน ที่กรองสัญญาณ PWM ที่ทำการขยายมาแล้ว กลับมาเป็นสัญญาณข้อมูลอย่างเดิมที่มีกำลังมากขึ้น ฝากมาบนไฟกระแสตรง เพื่อเป็นไฟเลี้ยงให้กับวงจรขยายกำลังต่อไป



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

8.6 ผลการทำงานของภาคกำเนิดคลื่นพาห์

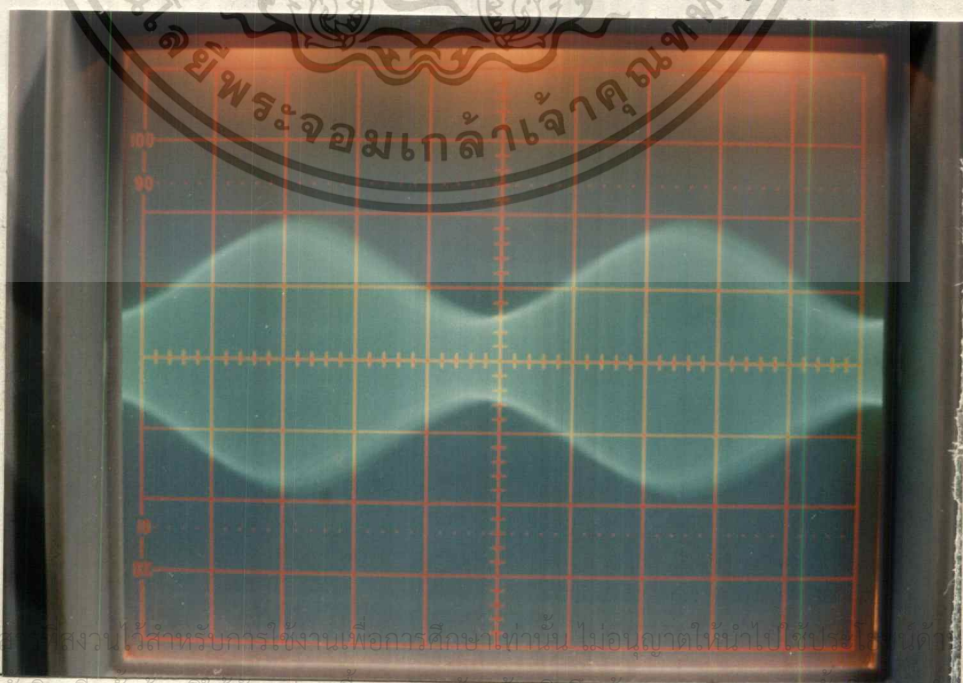
รูป 8.6 เป็นรูปของสัญญาณคลื่นพาห์ ที่ความถี่ 526 kHz



รูป 8.6

8.7 ผลการทำงานของวงจรขยายกำลัง (D-SEPP)

รูป 8.7 เป็นสัญญาณเอเอ็ม (AM) ที่พร้อมจะส่งออกอากาศ ซึ่งคลื่นพาห์ที่เป็นรูปคลื่นสี่เหลี่ยมได้ผ่านวงจรขึ้นความถี่เพื่อเอาความถี่มูลฐาน (Fundamental frequency) ส่งออกอากาศ



รูป 8.7

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์หรือการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ผ่านการคำ
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งหากมีการนำไปใช้

บทที่ 9

สรุปผลการทดลอง

จากการทดลอง ในโครงการนี้ เปอร์เซ็นต์การมอดูเลทได้ไม่มากเท่าไรนัก คือจะได้ประมาณ 75 % ถ้าทำการเพิ่มความแรงของสัญญาณข้อมูลมากกว่านี้ หรือเพิ่มเปอร์เซ็นต์การมอดูเลทให้มาก จะทำให้สัญญาณข้อมูลที่ฝากไปบนไฟกระแสตรงเกิดการเพี้ยน และจากการทดลองยังพบว่า เมื่อสัญญาณข้อมูลมีความถี่สูงขึ้นตั้งแต่ 2 kHz ขึ้นไป จะทำให้เปอร์เซ็นต์การมอดูเลทค่อย ๆ ลดลงด้วย ต้องทำการชดเชยเปอร์เซ็นต์การมอดูเลท ด้วยการเพิ่มความแรงของสัญญาณข้อมูล

แนวทางการแก้ไข

1. ค่อยวงจรชดเชยความถี่ อีควอไลเซอร์ มาจัดระดับความแรงของสัญญาณข้อมูลก่อนทำการมอดูเลท
2. ถ้าสามารถลดขนาดความยาวของขดลวด ที่เป็นตัวกรองความถี่ต่ำผ่าน ของสัญญาณ PWM ให้มีความยาวน้อยลง จะช่วยเพิ่มเปอร์เซ็นต์การมอดูเลทได้อีก
3. ค่อยมอสเฟตขนาดกันกับไดโอด ที่ทำงานค้างเฟส 180 องศา กับมอสเฟสที่ขยายสัญญาณ PWM เพื่อช่วยไดโอดทำงานคอนเกิดแรงดันย้อนกลับ ที่มาจากขดลวด

จากการทดลองให้เครื่องทำงานเต็มที กับโหลด 50 โอห์ม จ่ายไฟเลี้ยง 58 โวลท์ จะกินกระแส 5.0 แอมป์ ฉะนั้นกำลังอินพุตที่ป้อนเท่ากับ 290 วัตต์ กำลังที่เอาต์พุต วัตต์กับโหลด 50 โอห์ม ที่เปอร์เซ็นต์การมอดูเลท 75 %

$$E_{max} = 520 \quad V_{pp}, \quad E_{min} = 80 \quad V_{pp}$$

$$E_c = \frac{520 + 80}{4} = 150 \quad V_p$$

$$P_{out} = \frac{E_c^2}{2R_L} = \frac{(150)^2}{2 \times 50} = 225 \quad \text{watts}$$

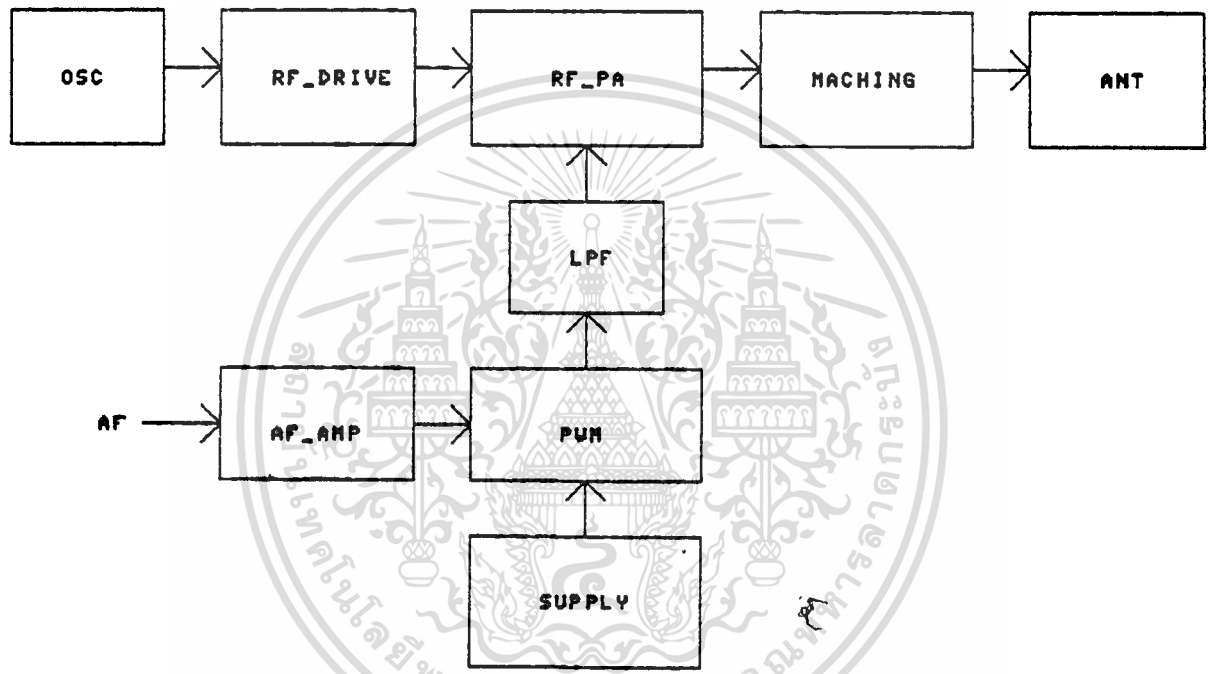
$$\text{ประสิทธิภาพ } \text{eff} = \frac{P_{in}}{P_{out}} \times 100 = \frac{225}{290} \times 100 = 77 \%$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หนังสืออ้างอิง

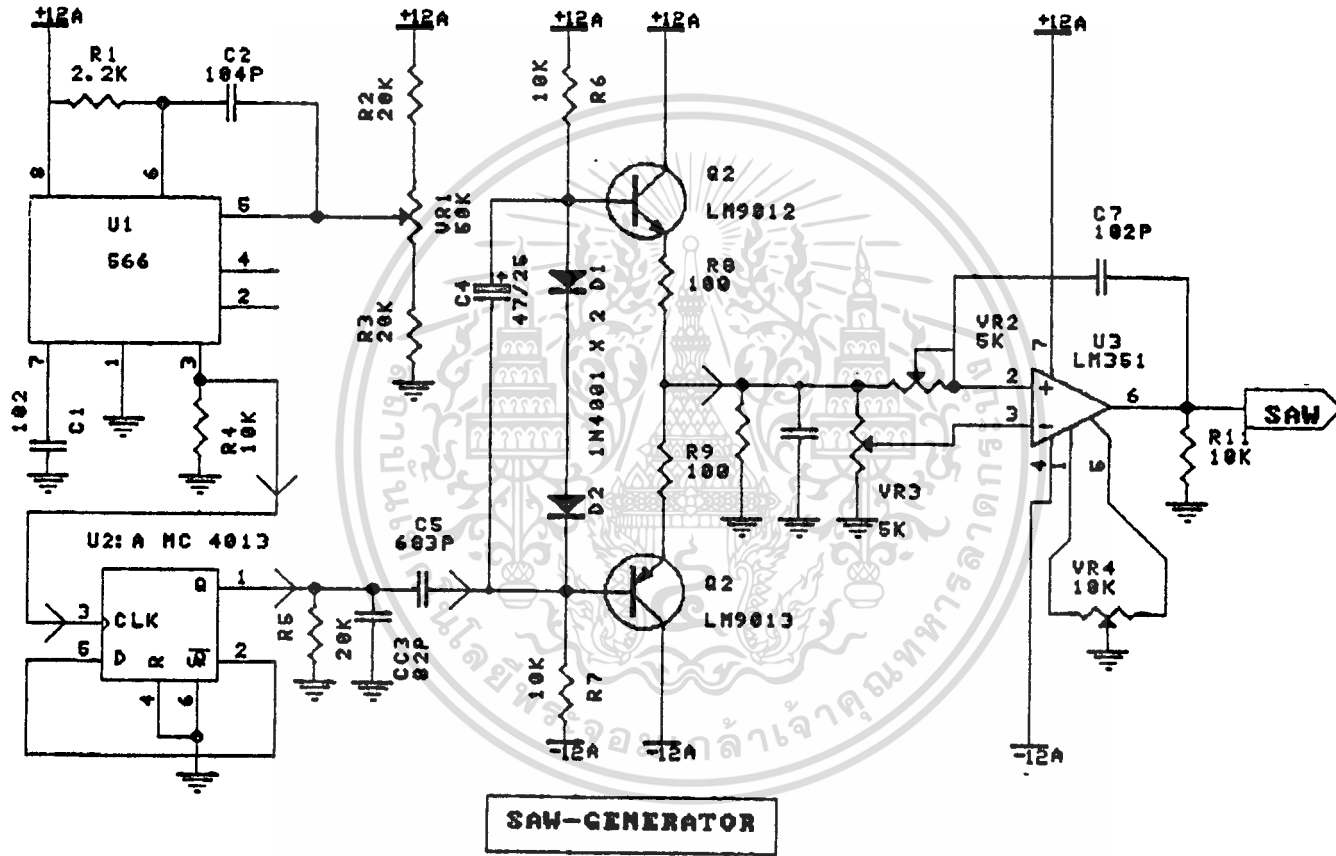
- 1) ดร. บุรณา กุลวิทิต, POWER MOSFET,
- 2) Herbert L. Krauss, Charles W. Bostian and Frederick H. Raab, "Solid State Radio Engineering", John Wiley & Sons, Inc., New York, 1980
- 3) Paul H. Young, "Electronic Communication Techhiques", Macmillan Publishing Company, 1991
- 4) James K. Hardy, "High Frequency Circuit Design", Reston Publishing Company,
- 5) M.F. "Doug" DeMaw, "FERROMAGNETIC-CORE DESIGN AND APPLICATION HANDBOOK", Prentice-Hall, Inc., EnglewoodCliffs, 1981

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

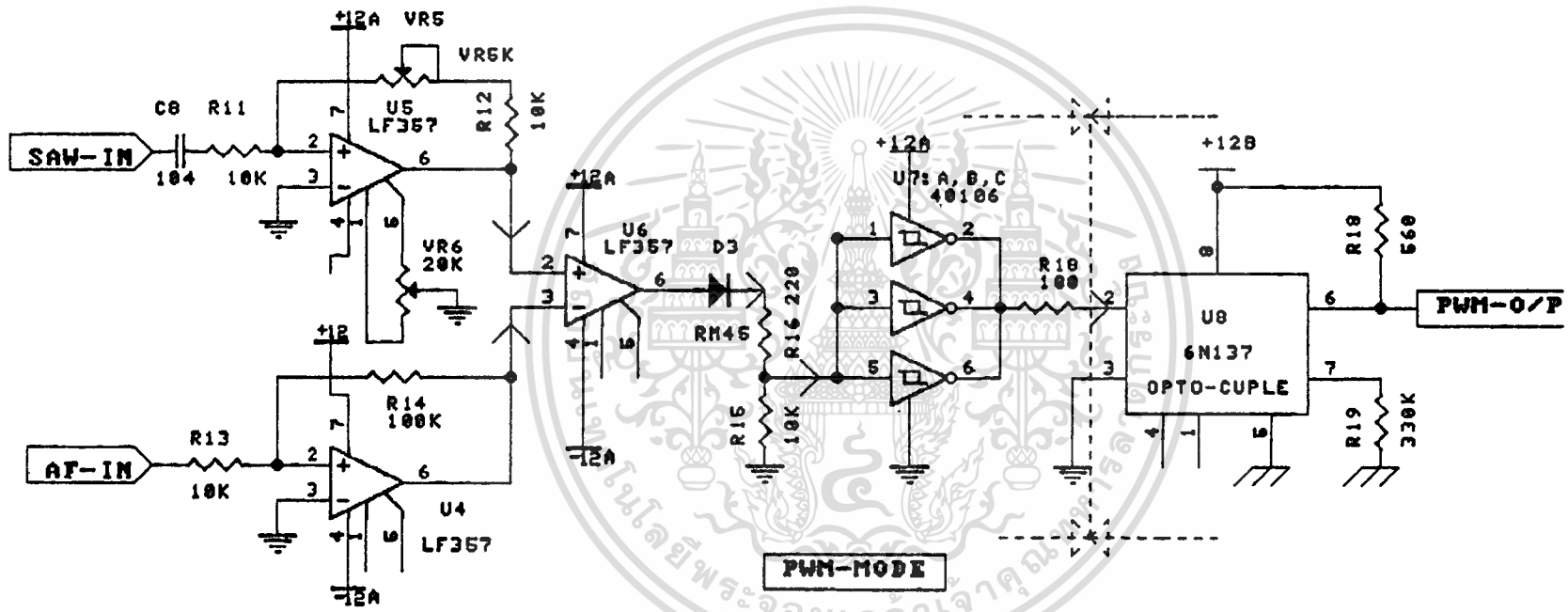


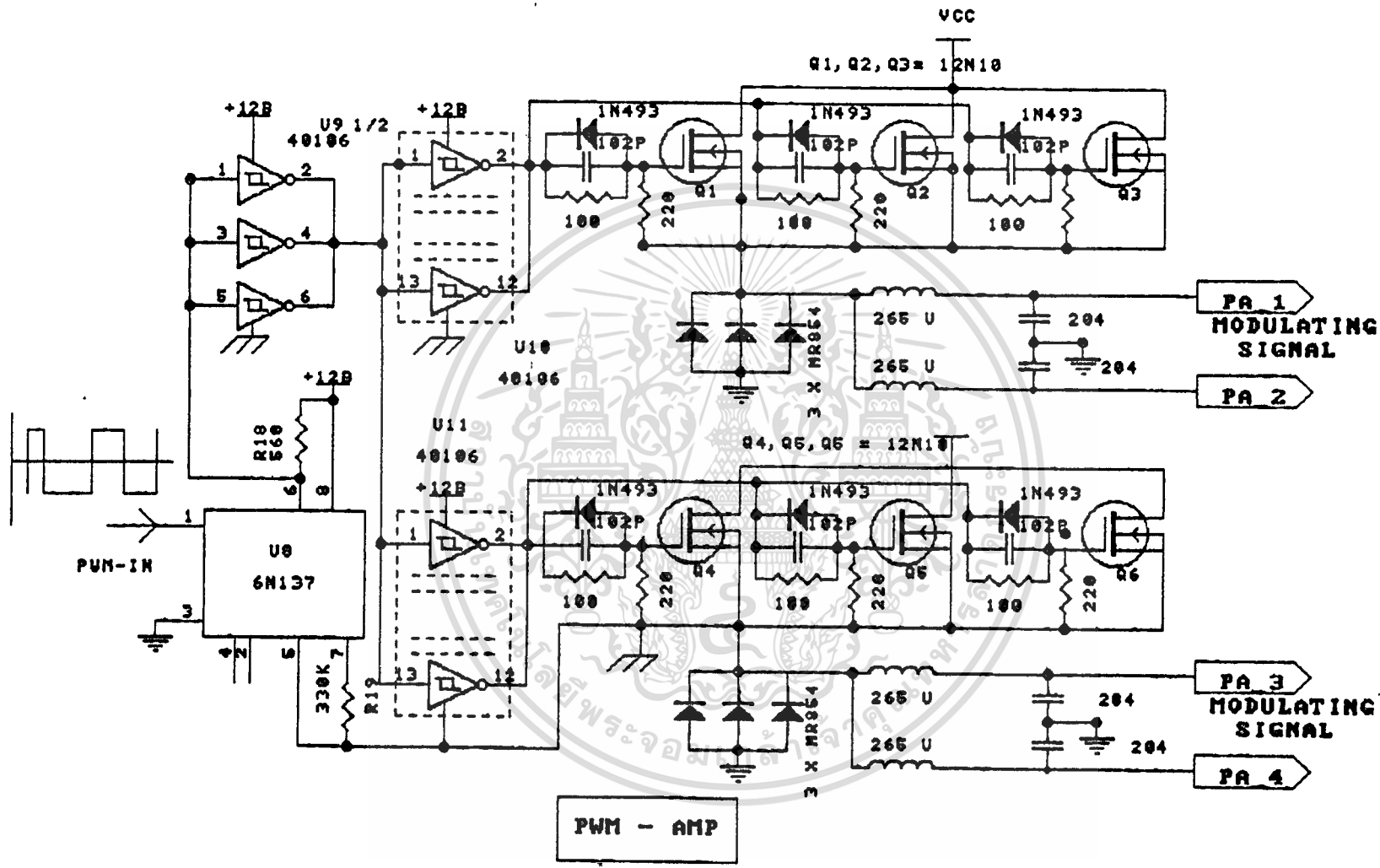
BLOCK DIAGRAM HIGHT EFFICIENCY AM

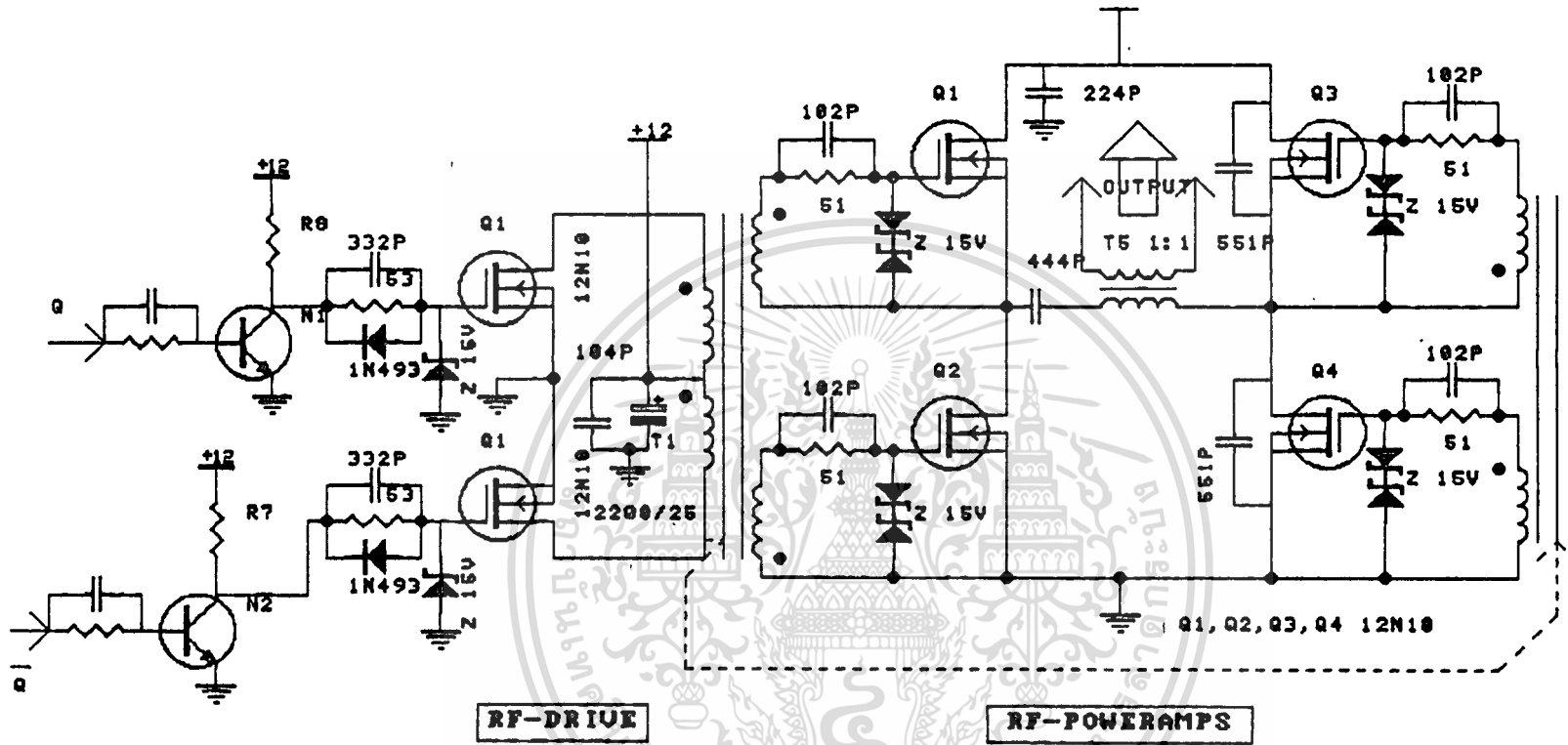
□



SAW-IN

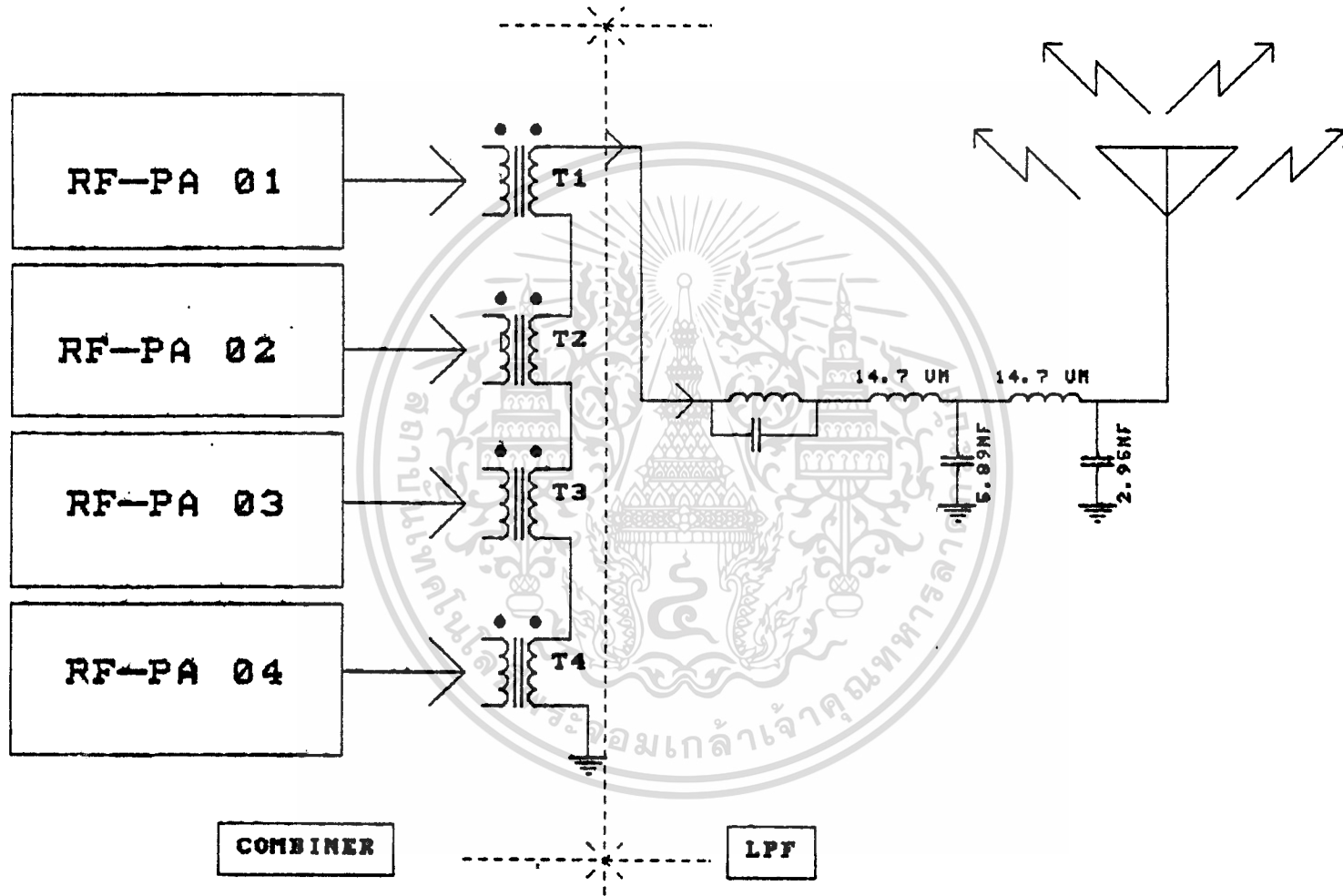


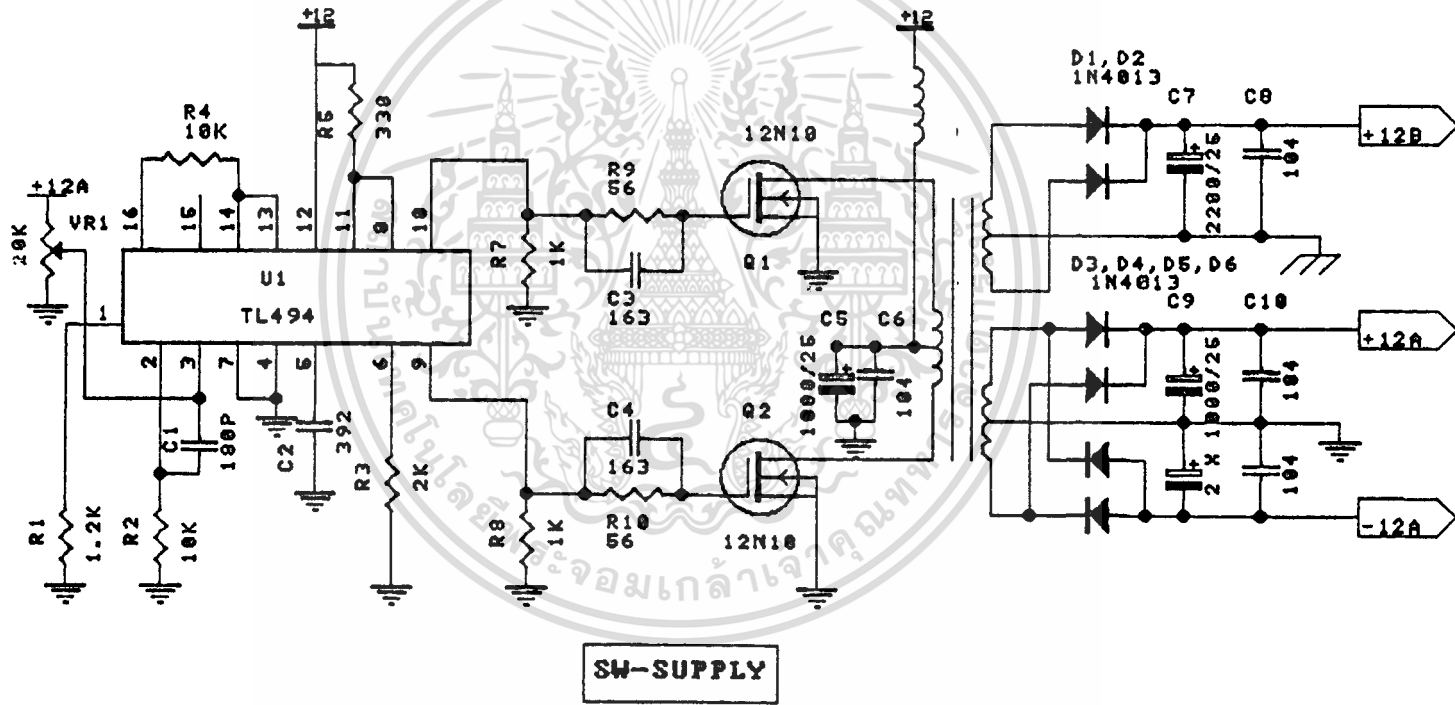


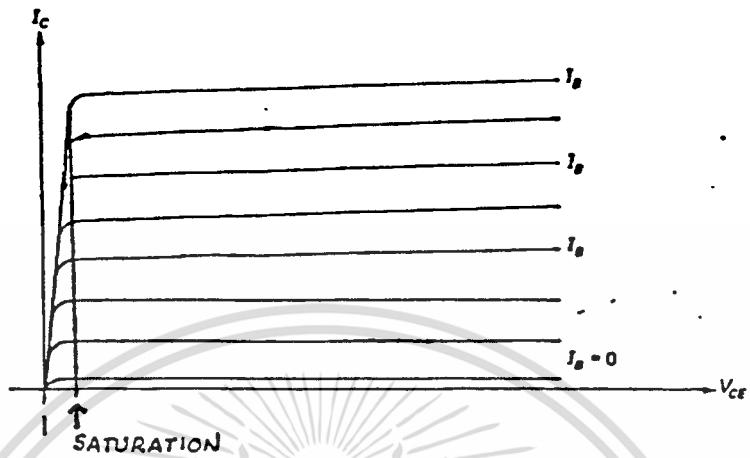


RF-DRIVE

RF-POWERAMPS







รูป 5.1 JUNCTION TRANSISTOR COLLECTOR OF CURVES.

Above saturation, which is less than 2 volts collector to emitter, V_{ce} has minimum affect on I_o

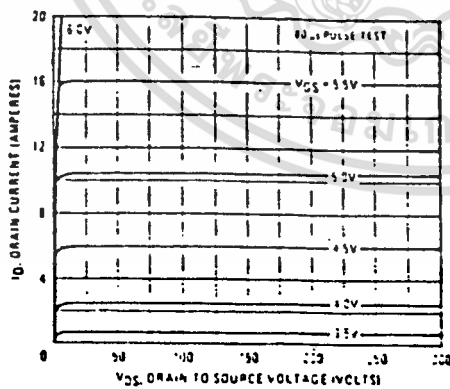


Fig. 3 - Typical Output Characteristics

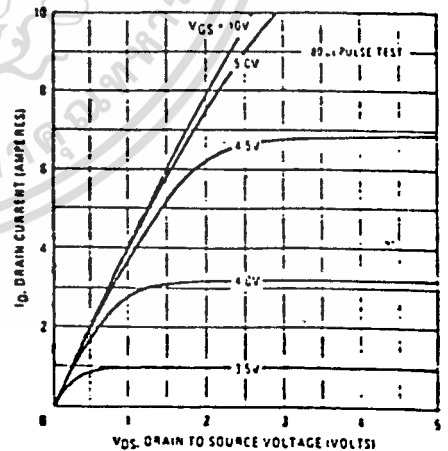
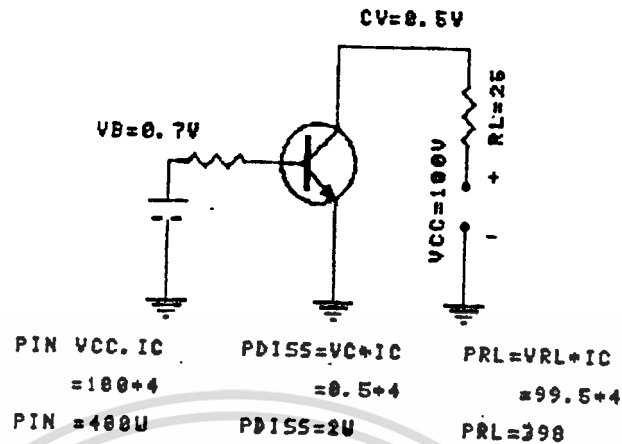
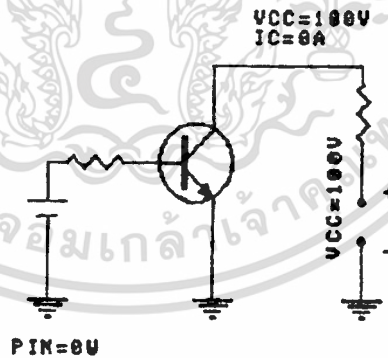


Fig. 5 - Typical Saturation Characteristics (IRF350, IRF351)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ **รูป 5.2 FET FAMILY OF CURVES** ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าการณีใดๆ ทั้งสิ้น Above saturation, which is less than $V_{ds} = 5 V$, V_{ds} has minimum affect on I_d

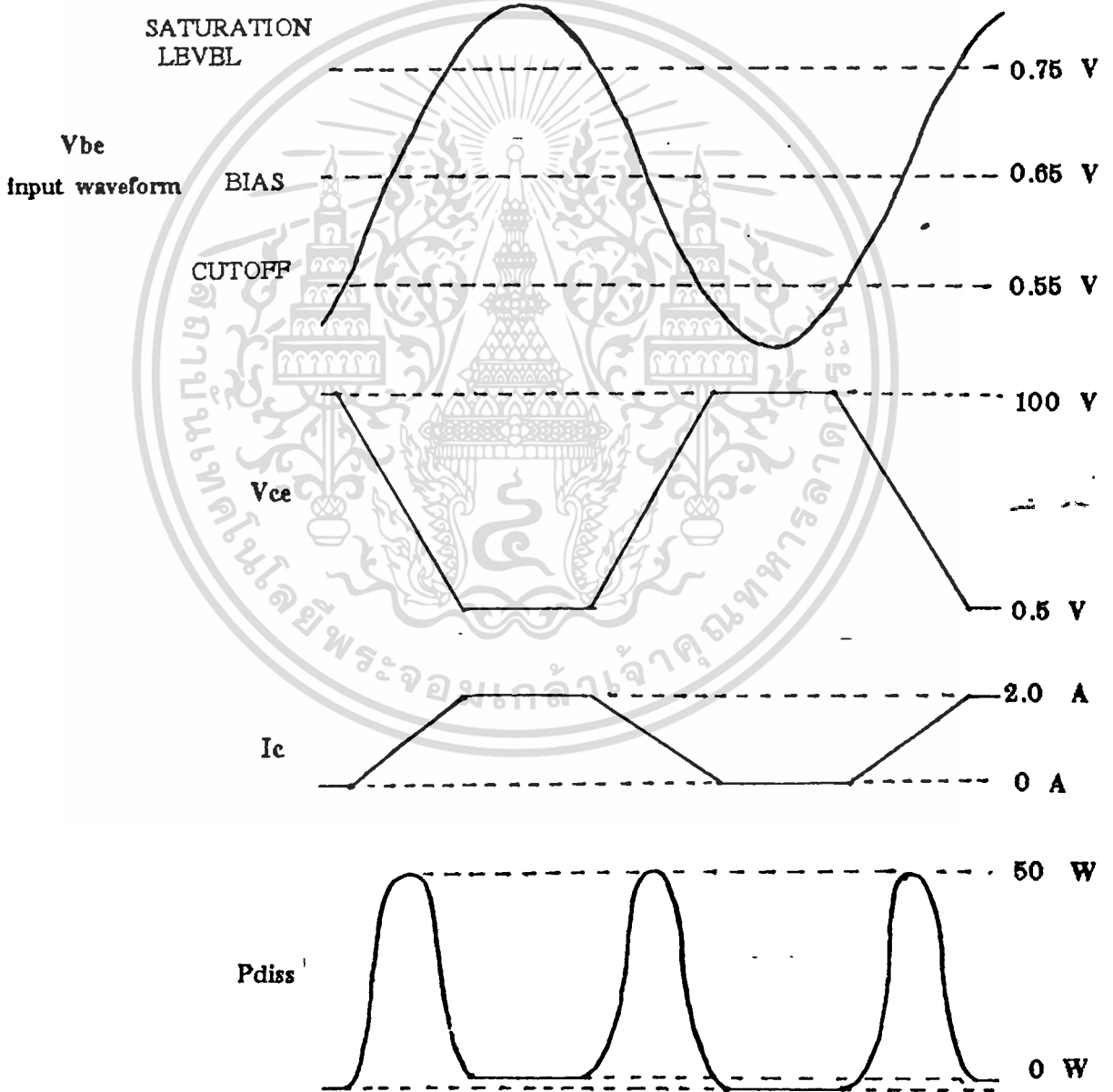
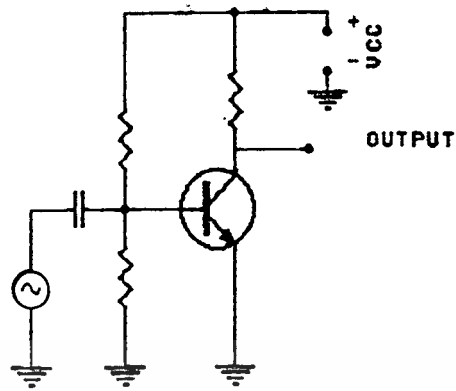


รูป 5.3 AT SATURATION MOST OF THE TRANSISTORS INPUT POWER IS DELIVERED TO THE LOAD, VERY LITTLE IS DISSIPATED IN THE COLLECTOR.



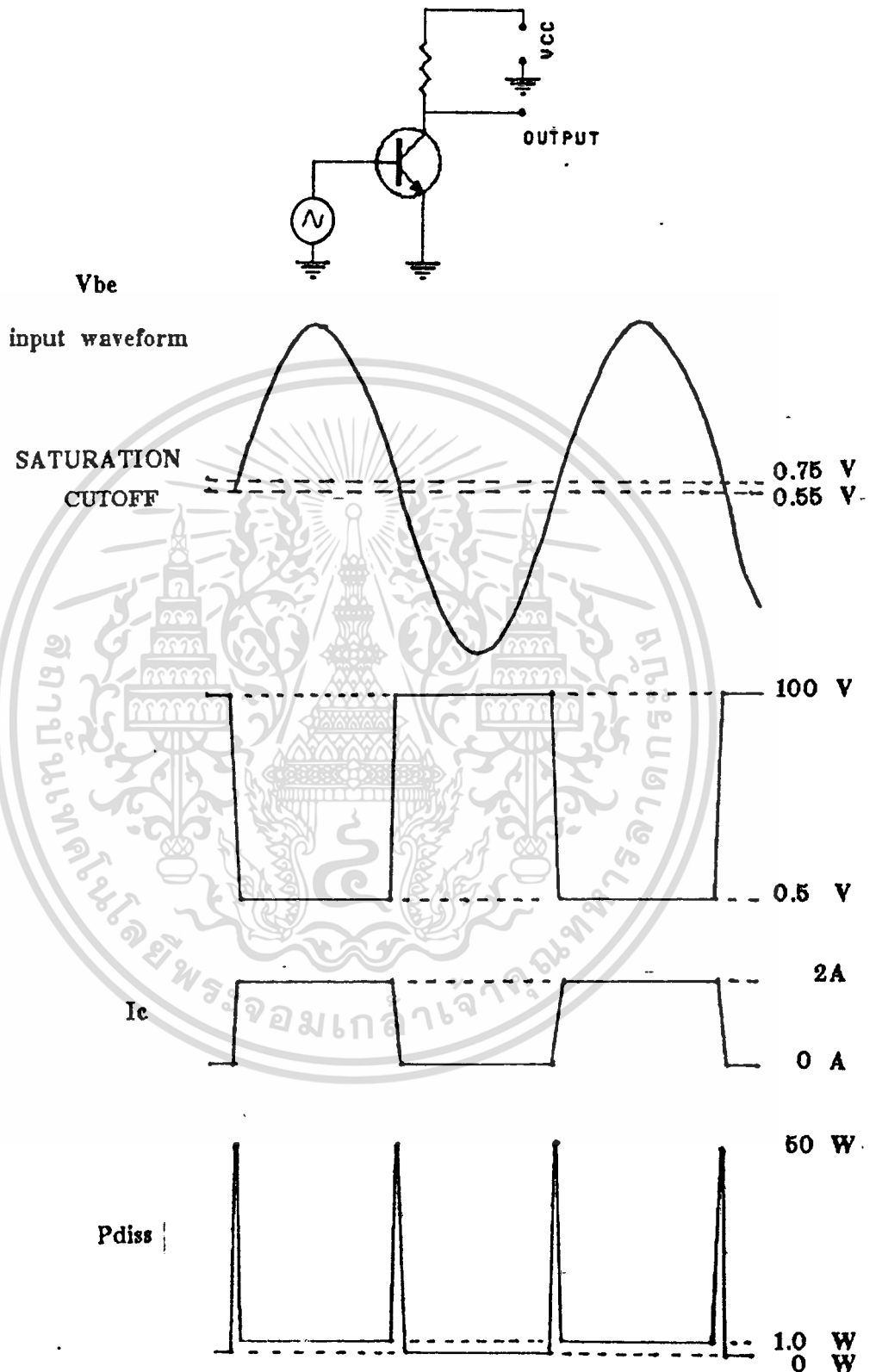
รูป 5.4 AT CUTOFF NO POWER IS DELIVERED TO THE TRANSISTOR

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 5.5 SWITCHING TRANSISTOR SHOWING DISSIPATION DUE TO LONG TRANSIENT TIME

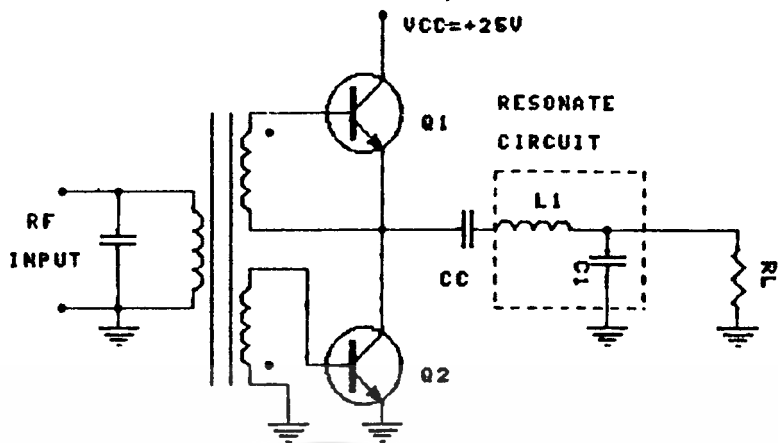
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นเพื่อใช้ในการเรียนการสอนเท่านั้น ไม่สามารถนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น ลิงค์ข้างบนนี้ให้ข้อมูลเบื้องต้นและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



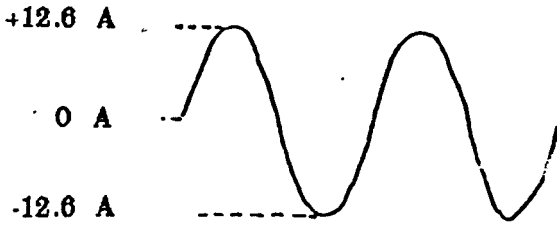
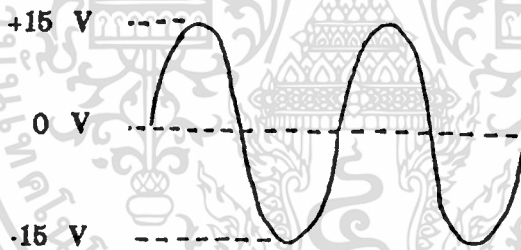
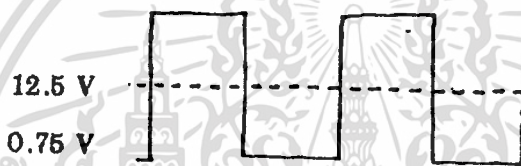
รูป 5.6 SWITCHING TRANSISTOR SHOWING LOW POWER DISSIPATION

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ DUE TO SHORT SWITCHING TRANSIENT, THIS IS ACCOMPLISHED BY A LARGE DRIVE SIGNAL.

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น ข้าพเจ้าขอสงวนสิทธิ์ในข้อความข้างต้นอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



VOLTAGE
BEFORE C_c



VOLTAGE
AFTER C_c

WAVEFORM A
AMPLIFIER OUTPUT
VOLTAGE TO THE
RESONANT CIRCUIT

WAVEFORM B
FUNDAMENTAL COMPONENT
OF AMPLIFIERS OUTPUT
VOLTAGE TO RESONANT
CIRCUIT

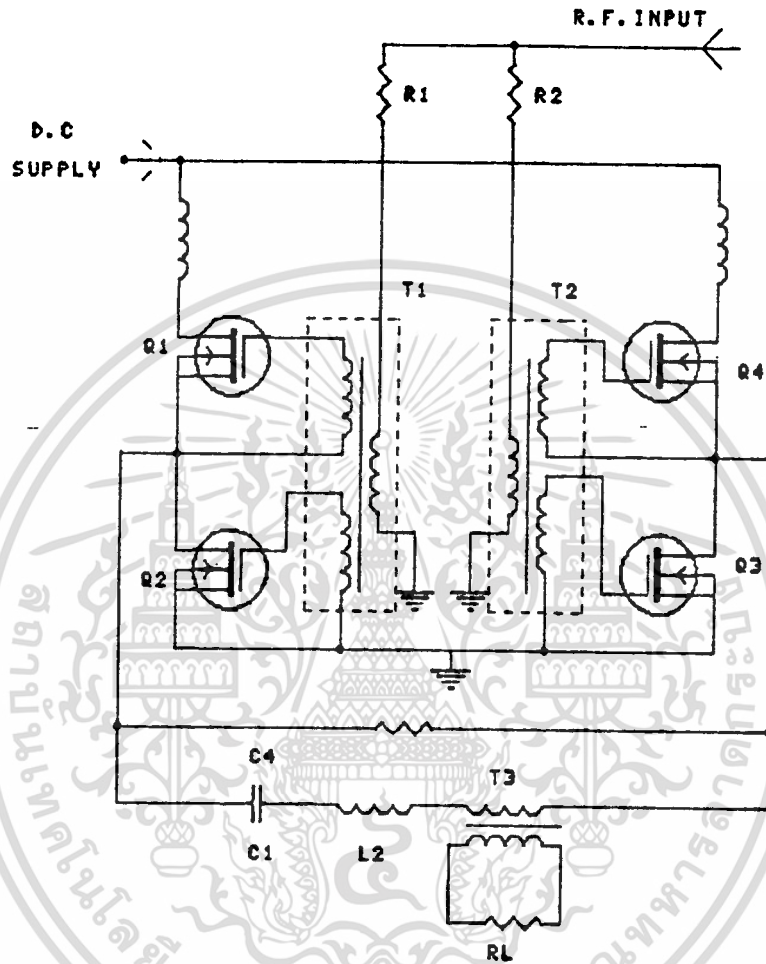
WAVEFORM C
 I_c Q1

WAVEFORM D
 I_c Q2

WAVEFORM E
AMPLIFIER OUTPUT
CURRENT TO THE
RESONANT CIRCUIT

รูป 5.7 A CLASS D PUSH PULL R.F. POWER AMPLIFIER WITH ITS WAVEFORMS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับอาจารย์และบุคลากรในหน่วยงานเท่านั้น ไม่สามารถนำไปใช้ประโยชน์อื่นใดได้
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

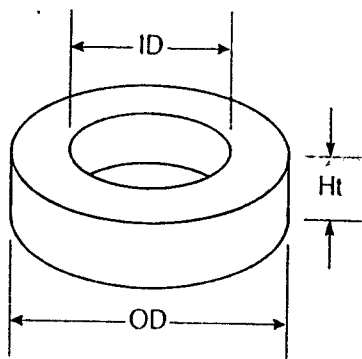


รูป ๕.8 FET CLASS D R.F. POWER AMPLIFIER

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

COLOR CODE

- 2 Red/Clear
- 8 Yellow/Red
- 18 Green/Red
- 26 Yellow/White
- 28 Gray/Green
- 33 Gray/Yellow
- 40 Green/Yellow
- 52 Green/Blue



TYPICAL PART NO.

T106-26

OD in 100th inches
 Micrometals Mix No.
 Letter Indicates Alternate Height
 Code Area For Other Characteristics

Refer to page 3 for tolerances.

Note: For information on Mix 1, 3, 4, 6, 7, 10, 12, 15, 17, 42, and 0 see Micrometals Catalog 3 for RF applications.

MICROMETALS Part No.	A _i nH/N ²	OD in/mm	ID in/mm	Ht in/mm	MAGNETIC DIMENSIONS		
					l cm	A cm ²	V cm ³
T106-2	13.5	1.060/26.9	.570/14.5	.437/11.1	6.49	.659	4.28
T106-8/90	45.0						
T106-18	70.0						
T106-26	93.0						
T106-28	30.0						
T106-33	40.0						
T106-40	81.0						
T106-52	95.0						
T106-18A	49.0	1.060/26.9	.570/14.5	.312/7.92	6.49	.461	3.00
T106-26A	67.0						
T106-40A	58.0						
T106-52A	67.0						
T106-18B	91.0	1.060/26.9	.570/14.5	.575/14.6	6.49	.858	5.57
T106-26B	124.0						
T106-40B	106.0						
T106-52B	124.0						
T124-26	58.0	1.245/31.6	.710/18.0	.280/7.11	7.75	.459	3.55
T130-2	11.0	1.300/33.0	.780/19.8	.437/11.1	8.28	.698	5.78
T130-8/90	35.0						
T130-18	58.0						
T130-26	81.0						
T130-28	25.0						
T130-33	33.5						
T130-40	69.0						
T130-52	79.0						
T130-26A	41.0	1.300/33.0	.780/19.8	.225/5.72	8.28	.361	2.99
T130-40A	34.0						
T131-8/90	52.5	1.300/33.0	.640/16.3	.437/11.1	7.72	.885	6.84
T131-18	79.0						
T131-26	116.0						
T131-33	46.5						
T131-40	93.0						
T131-52	108.0						
T132-26	103.0	1.300/33.0	.700/17.8	.437/11.1	7.96	.805	6.41
T132-40	83.0						
T132-52	95.0						
T141-26	75.0	1.415/35.9	.880/22.4	.412/10.5	9.14	.674	6.16
T141-40	60.0						
T141-52	69.0						
T150-26	96.0	1.510/38.4	.845/21.5	.437/11.1	9.38	.887	8.31
T150-40	78.0						
T150-52	89.0						

สารนี้เป็นเอกสารสงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MAGNETIC CHARACTERISTICS

PERCENT PERMEABILITY vs DC MAGNETIZING FORCE - See page 18

FORMULA: $\% \mu_0 = ((a+cH+eH^2)/(1+bH+dH^2))^{1/2}$

Where: $\% \mu_0$ = Percentage (ie: 90%=90)
H = DC Magnetizing Force (Oersteds)

Material	a	b	c	d	e
-2	10000	-4.99×10^{-3}	-49.5	9.16×10^{-6}	.0865
-8	10090	4.26×10^{-3}	30.9	7.68×10^{-5}	-.0119
-18	9990	8.36×10^{-4}	14.4	3.92×10^{-4}	.0853
-26	10090	5.05×10^{-1}	13.1	1.17×10^{-1}	.0212
-28	10140	4.68×10^{-4}	-30.2	1.45×10^{-5}	.0505
-33	10200	5.12×10^{-3}	7.39	9.62×10^{-5}	.0298
-40	10240	4.32×10^{-3}	12.8	6.26×10^{-4}	.0267
-52	10240	6.71×10^{-1}	24.7	7.75×10^{-4}	-.0105

PERCENT PERMEABILITY vs PEAK AC FLUX DENSITY - See page 19

FORMULA: $\% \mu_0 = ((a+cB+eB^2)/(1+bB+dB^2))^{1/2}$

Where: $\% \mu_0$ = Percentage (ie: 90%=90)
B = Peak AC Flux Density (Gauss)

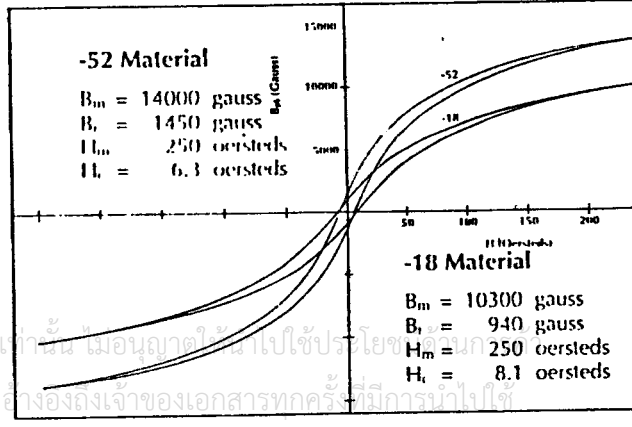
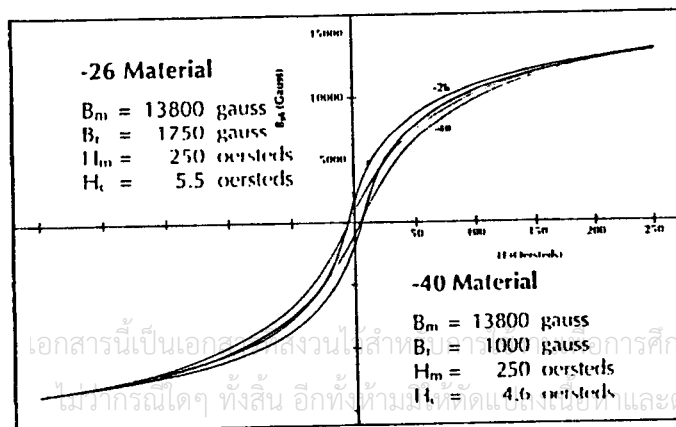
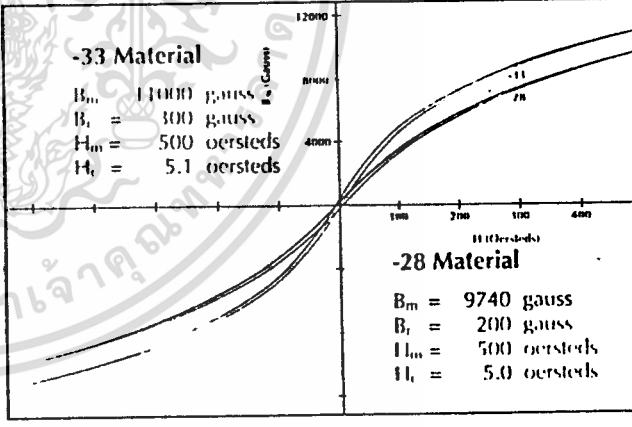
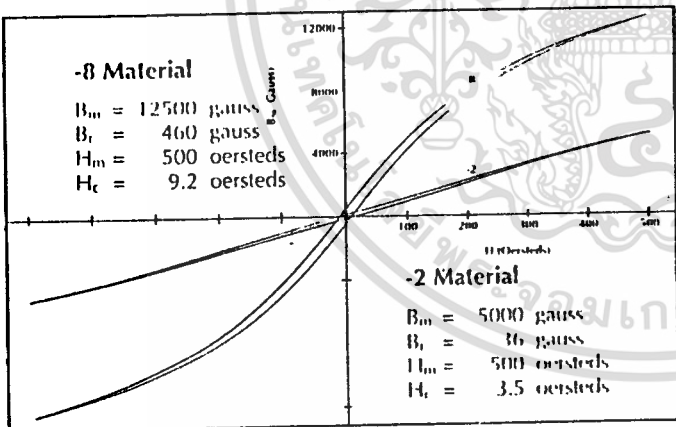
Material	a	b	c	d	e
-2	9970	5.77×10^{-4}	7.29	-8.96×10^{-8}	-1.18×10^{-3}
-8	9990	4.52×10^{-4}	11.4	8.82×10^{-9}	-8.29×10^{-4}
-18	10270	1.01×10^{-4}	12.3	2.70×10^{-8}	-8.43×10^{-4}
-26	10600	7.21×10^{-5}	37.8	-7.74×10^{-9}	-3.56×10^{-3}
-40	10480	1.62×10^{-4}	40.8	-6.51×10^{-9}	-3.35×10^{-3}

FORMULA: $\% \mu_0 = (a+bB+cB^{1/2}+dB^2)^{1/2}$

Where: $\% \mu_0$ = Percentage (ie: 90%=90)
B = Peak AC Flux Density (Gauss)

Material	a	b	c	d
-28	93.4	-.0299	2.08	8.30×10^{-7}
-33	92.6	-.0251	2.36	1.07×10^{-7}
-52	92.0	.0134	2.77	-3.66×10^{-6}

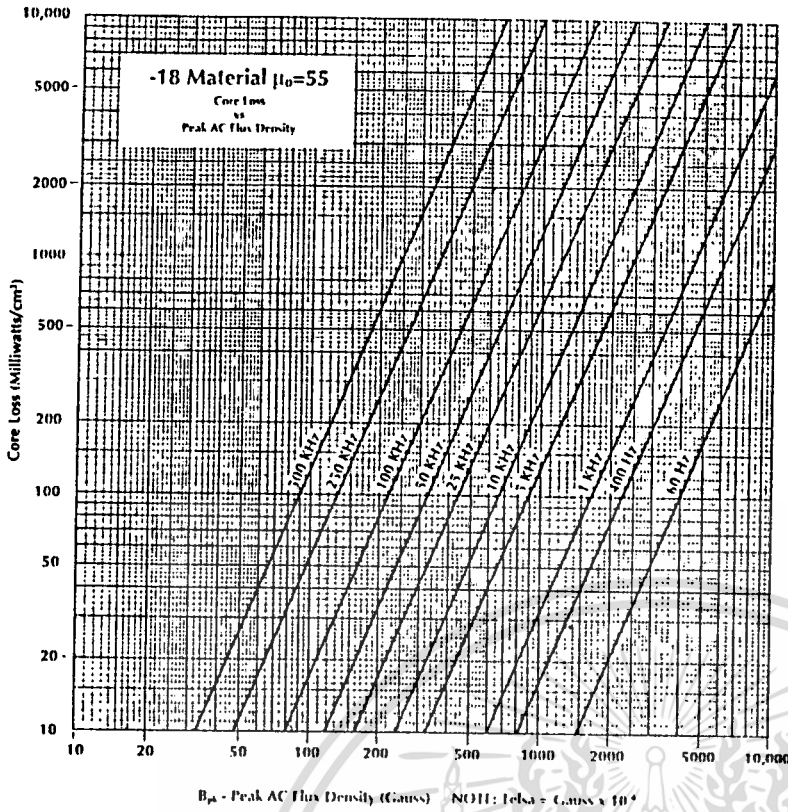
BH CURVES



MICROMETALS

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์สำหรับการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น มิอนุญาตให้ไปใช้ประโยชน์ในเชิงพาณิชย์หรือเพื่อการค้าโดยไม่ได้รับอนุญาตจาก Micrometals

CORE LOSS



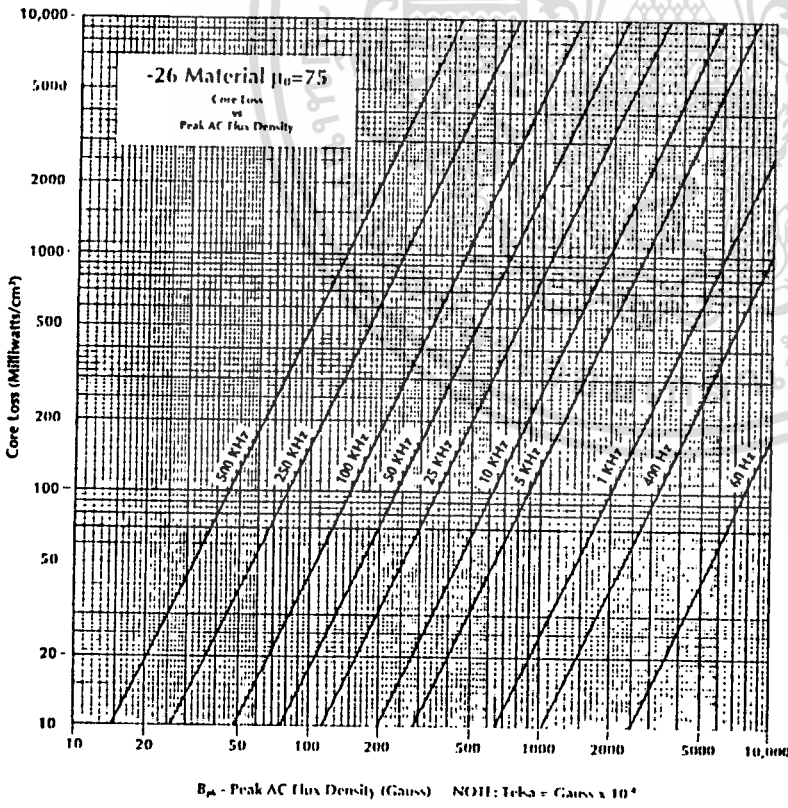
Core loss Curve-fit formulas:

For Frequencies ≤ 10 KHz:
 Core Loss = $2.08 \times 10^{-8} f^{.905} B^{2.27}$
 (mW/cm²) (Hz) (Gauss)

For Frequencies > 10 KHz:
 Core Loss = $6.44 \times 10^{-10} f^{1.18} B^{2.27}$
 (mW/cm²) (Hz) (Gauss)

**E t/N (Volt-Microsecond per turn)
 Ratings for 15°C rise due to core loss.**

Part No.	100 Hz	50 KHz	100 KHz	250 KHz	500 KHz
T37	1.0	.73	.45	.32	
T50	1.6	1.1	.70	.49	
T68	2.3	1.6	1.0	.70	
T80	2.8	2.0	1.2	.85	
T94	3.9	2.8	1.7	1.2	
T106	6.2	4.3	2.7	1.9	
T130	6.6	4.6	2.8	2.0	
T157	9.1	6.3	3.9	2.7	
T184	14	9.7	6.0	4.2	
T400	24	16	10	7.1	
E49	1.4	.98	.61	.42	
E100	4.1	2.9	1.8	1.2	
E137	7.5	5.3	3.3	2.3	
E168	12	8.7	5.4	3.8	
E220	21	14	9.0	6.2	
E305	30	21	13	9.0	



Core loss Curve-fit formulas:

For Frequencies ≤ 10 KHz:
 Core Loss = $2.07 \times 10^{-8} f^{.990} B^{2.03}$
 (mW/cm²) (Hz) (Gauss)

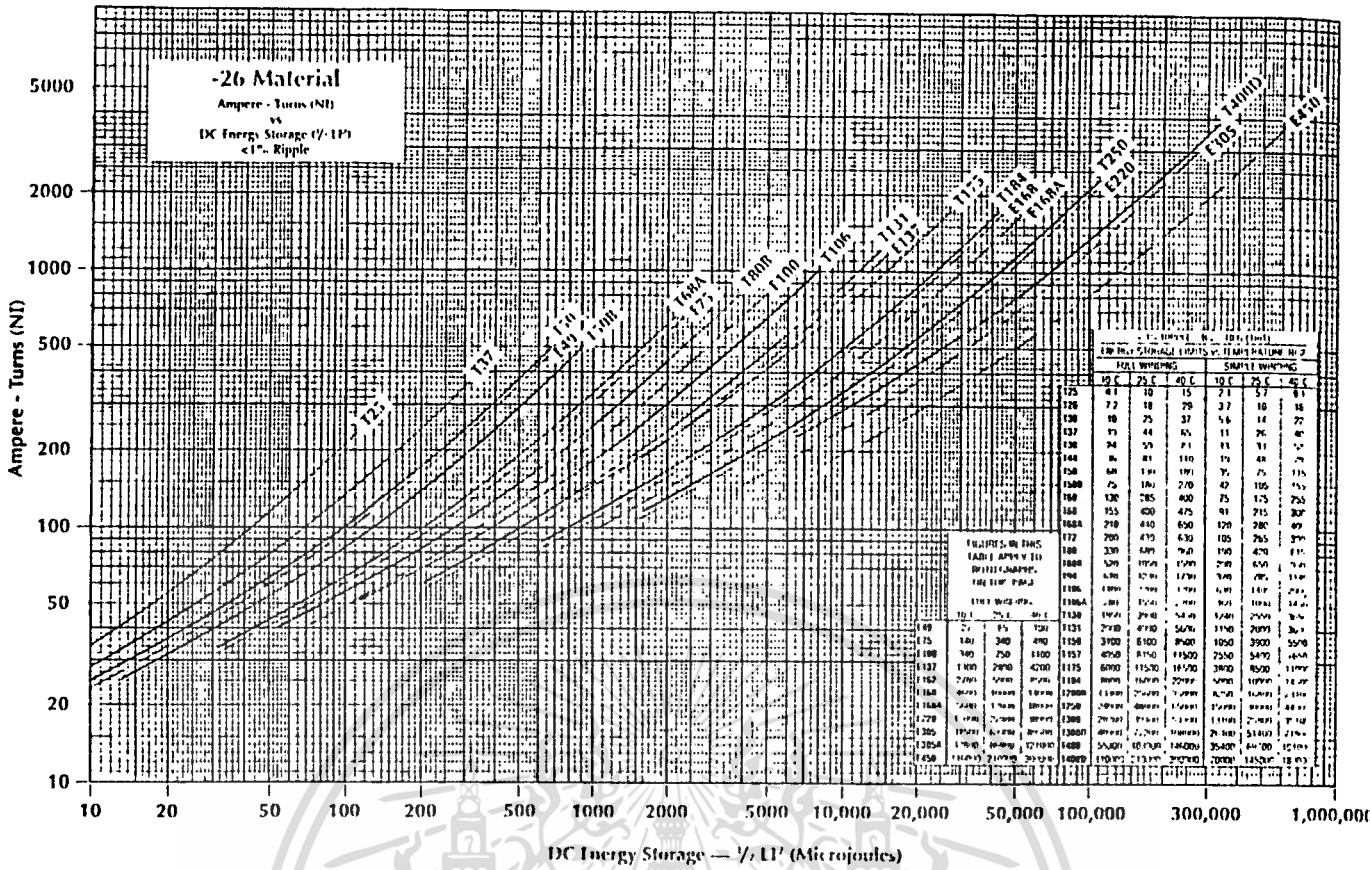
For Frequencies > 10 KHz:
 Core Loss = $6.94 \times 10^{-10} f^{1.16} B^{2.03}$
 (mW/cm²) (Hz) (Gauss)

**E t/N (Volt-Microsecond per turn)
 Ratings for 15°C rise due to core loss.**

Part No.	100 Hz	50 KHz	100 KHz	250 KHz	500 KHz
T37	.86	.54	.29	.18	
T50	1.1	.61	.44	.28	
T68	1.8	1.1	.62	.39	
T80	2.2	1.4	.75	.47	
T94	3.1	1.9	1.0	.66	
T106	4.7	3.0	1.6	1.0	
T130	5.0	3.2	1.7	1.1	
T157	6.9	4.1	2.3	1.5	
T184	10	6.5	3.5	2.2	
T400	17	11	5.9	3.7	
E49	1.1	.71	.38	.24	
E100	3.2	2.0	1.1	.68	
E137	5.7	3.6	1.9	1.2	
E168	9.2	5.8	3.1	2.0	
E220	15	9.4	5.1	3.2	
E305	21	13	7.3	4.6	

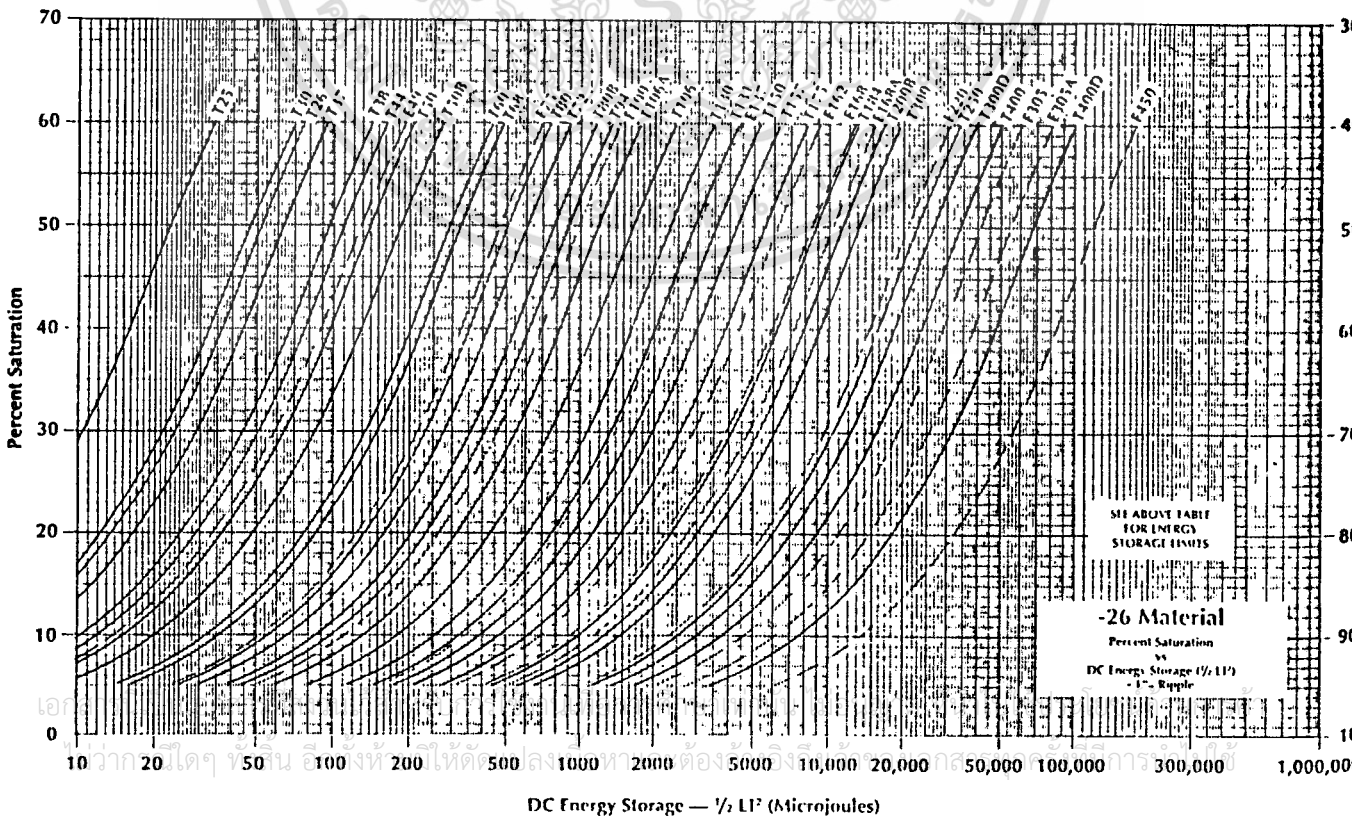
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

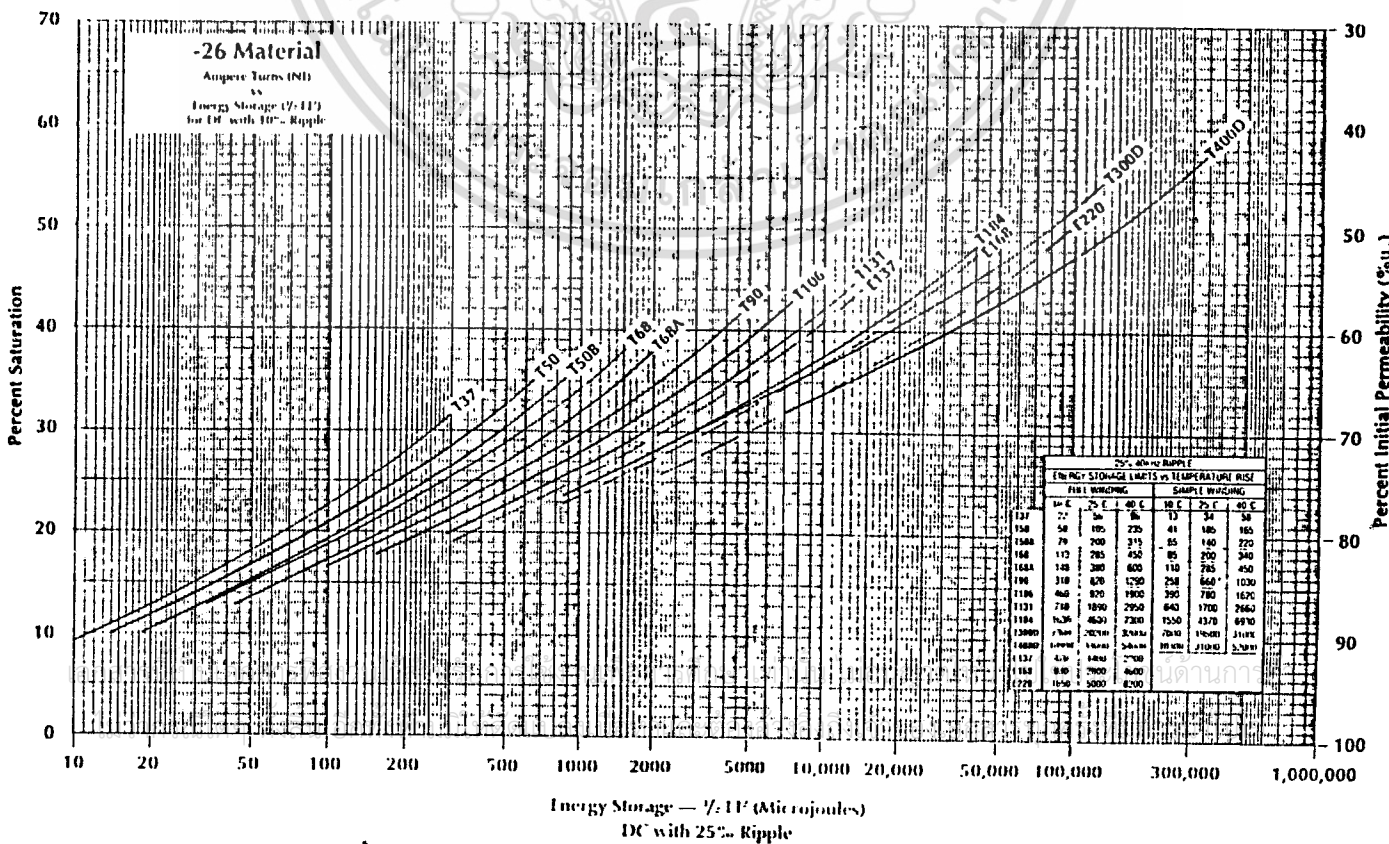
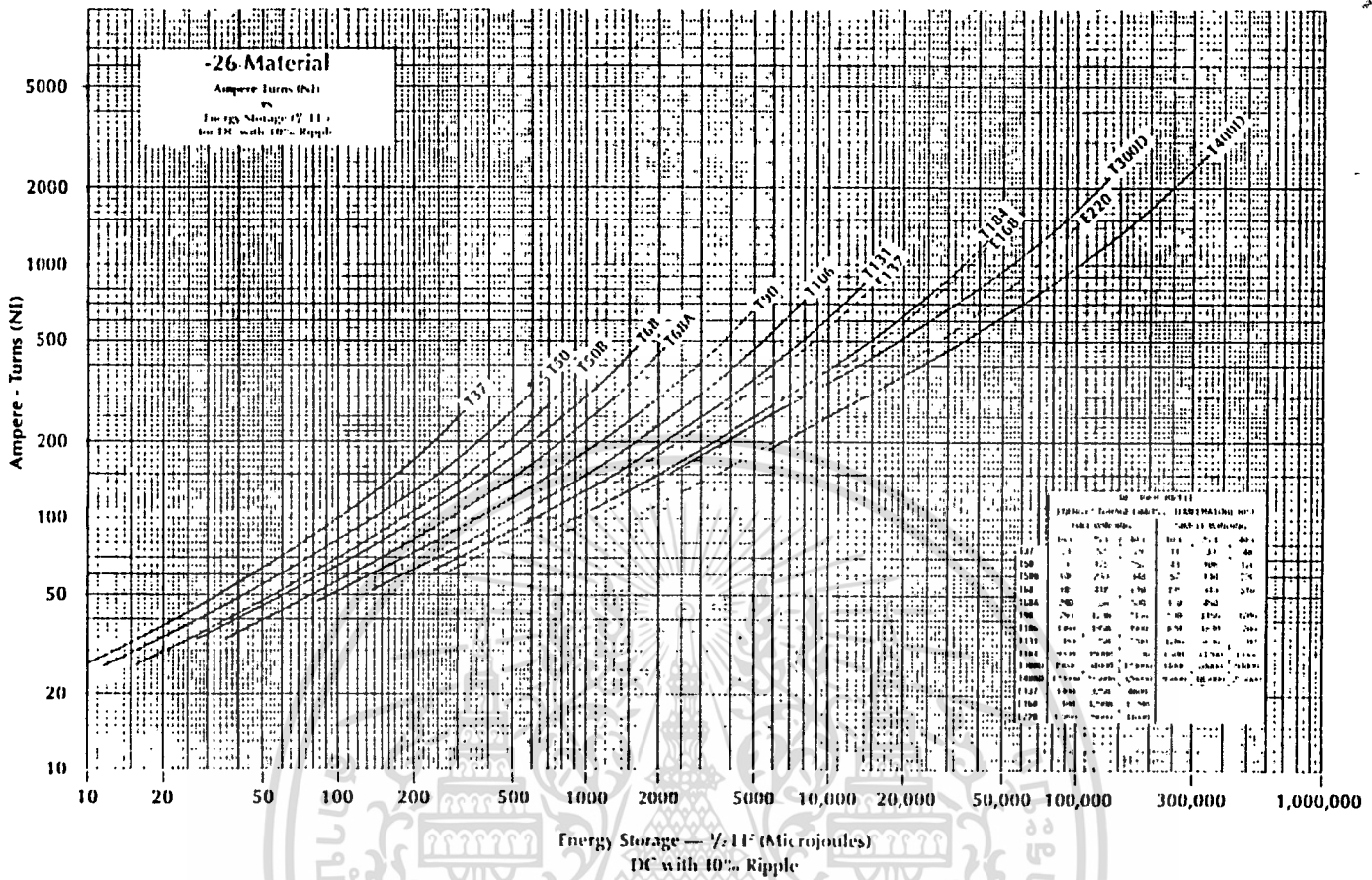
DC APPLICATIONS



QUICK REFERENCE A_s VALUES FOR -26 MATERIAL

PART NO.	T25	T26	T30	T37	T44	T50	T50B	T60	T68	T72	T80	T80B	T94	T106	T106A	T130	T131	T150	T157	
A_s VALUE	24.5	57.0	33.5	28.5	49.0	37.0	33.0	43.5	50.0	43.5	90.0	46.0	71.0	60.0	93.0	67.0	81.0	116	96.0	100
PART NO.	T175	T184	T200B	T250	T300	T300D	T400	T400D	T49	T75	T100	T137	T162	T168	E168A	E220	E305	E305A	E450	
A_s VALUE	105	169	160	242	300	160	111	262	39.0	61.0	92.0	114	210	195	232	206	287	382	550	





THE EFFECT OF AC OR RIPPLE ON DC INDUCTORS

The effect of AC or ripple flux can be significant in many DC inductor applications. The DC energy storage curves provided on pages 28-35 are based on a peak AC flux density of 10 gauss (1 mT) which will typically represent less than 1% ripple current. When significantly greater AC flux density is present, it becomes necessary to consider its effect on both core loss and permeability (inductance).

The interpretation of core loss in DC chokes is covered on pages 21-22. The core loss curves on pages 23-26 also include Et/N (volt-microsecond per turn) ratings for various core sizes at a number of frequencies for a 15°C temperature rise due to core loss.

The -26 Material is a commonly used core material for DC output chokes. However, as switching frequencies increase, the lower core loss characteristics of -8, -18, and -52 Materials also make them good choices. The -8 Material will gain an additional advantage due to its lower permeability.

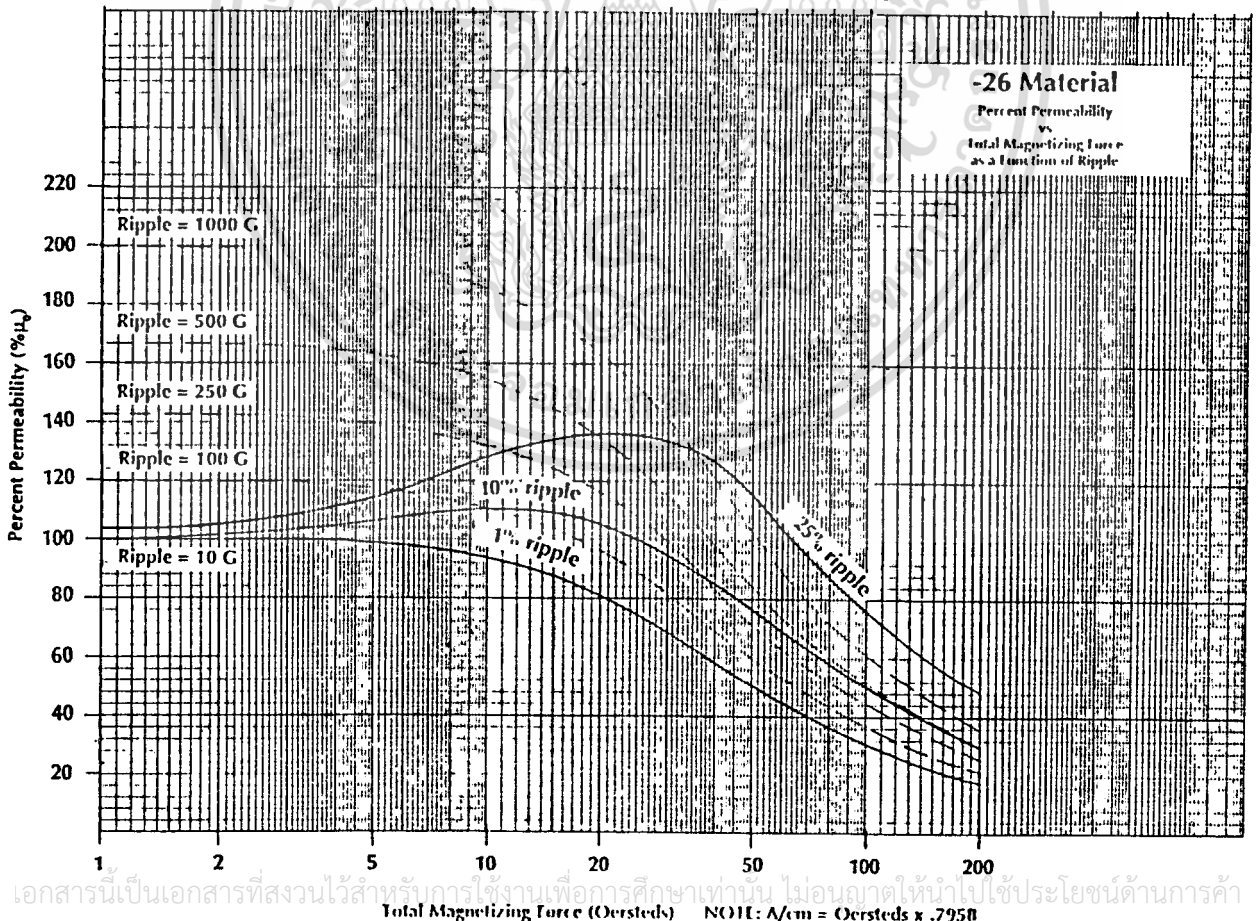
The temperature rise that will result from a given core loss per unit volume (mW/cm^3) is dependent on the core's effective surface area available to dissipate the heat. Since volume is a cubed function and surface area is a squared function, a core's capacity to dissipate heat per unit volume varies inversely with size. Large cores

can dissipate less heat per unit volume than small cores for the same temperature rise. The winding tables on pages 46 and 47 contain information on surface area and power dissipation for temperature rises of 10°C, 25°C, and 40°C.

Most DC output chokes operate with a peak AC flux density of less than 1000 gauss (100 mT); with a level of 200 gauss (20 mT) being more typical. The various iron powder materials are affected by peak AC flux density as shown by the graph at the top of page 19. The percent initial permeability increases for all materials as the peak AC flux density is increased from 10 gauss (1 mT) to 1000 gauss (100 mT). The -26, -40, and -52 Materials have the most pronounced response to elevated AC flux density.

The -26 Material responds to the combined effects of AC and DC magnetization as shown by the graph below. The responses of -40 and -52 Materials are very similar.

Energy Storage Curves which take into account both the core loss and permeability characteristics for -26 Material with 10% and 25% ripple are provided on page 41. Fewer ampere-turns are required for the same energy storage than when <1% ripple is present. However, with high ripple at high frequency this material will be able to store less energy due to core loss limitations.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรรมใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

WINDING TABLE

SINGLE LAYER WINDING TABLE

WIRE SIZE (AWG)		28	26	24	22	20	19	18	17	16	15	14	13	12	11	10	TOTAL POWER DISSIPATION (WATTS) VS. TEMP. RISE			
RESISTIVITY (mΩ/cm)		2.13	1.34	.842	.530	.330	.264	.210	.166	.132	.104	.0828	.0651	.0521	.0413	.0328				
MAXIMUM AMPS PER ALLOWABLE TEMP. RISE		10°C 1.07	10°C 1.52	10°C 2.17	10°C 3.09	10°C 4.41	10°C 5.26	10°C 6.27	10°C 7.50	10°C 8.97	10°C 10.7	10°C 12.8	10°C 15.2	10°C 18.2	10°C 21.7	10°C 26.0				
PART No.	MLT cm/turn	SURFACE AREA (cm ²)	NUMBER OF TURNS															10°C	25°C	40°C
			9	6	4	2	1													
T16	.80	.80	9	6	4	2	1										.013	.038	.067	
T20	.96	1.16	11	8	5	3	2	1									.018	.055	.097	
T25	1.19	1.88	18	14	10	7	5	4	3	2	1						.030	.089	.157	
T26	1.74	2.67	15	11	8	5	3	2	1								.042	.127	.223	
T30	1.44	2.79	25	20	15	11	7	6	5	4	3	2	1	1			.044	.133	.233	
T37	1.53	3.77	37	29	22	17	12	11	9	7	6	5	4	3	2	1	.060	.180	.316	
T38	1.92	4.43	31	24	18	13	10	8	7	5	4	3	2	2	1		.071	.211	.371	
T44	1.84	5.23	43	34	26	20	15	13	11	9	7	6	5	4	3	2	.083	.249	.437	
T50	2.01	6.86	59	47	37	28	22	19	16	14	12	10	8	7	6	4	.109	.326	.574	
T50B	2.32	7.83	59	47	37	28	22	19	16	14	12	10	8	7	6	4	.125	.373	.659	
T50D	2.95	9.87	59	47	37	28	22	19	16	14	12	10	8	7	6	4	.157	.470	.826	
T51C	2.58	7.56	36	28	22	16	12	10	9	7	6	5	4	3	2	1	.120	.360	.633	
T60	2.48	9.84	67	53	41	32	25	21	19	15	14	12	10	8	7	6	.156	.468	.824	
T60D	3.68	14.3	67	53	41	32	25	21	19	16	14	12	10	8	7	6	.228	.681	1.20	
T68	2.47	11.2	74	59	46	36	28	24	21	18	16	14	12	10	8	7	.178	.533	.936	
T68A	2.77	12.5	74	59	46	36	28	24	21	18	16	14	12	10	8	7	.198	.594	1.04	
T68D	3.41	15.2	74	59	46	36	28	24	21	18	16	14	12	10	8	7	.241	.722	1.27	
T72	3.15	13.3	54	43	33	26	19	17	14	12	11	9	7	6	5	4	.212	.634	1.11	
T80	2.80	15.5	103	82	64	51	39	35	30	27	23	20	17	15	13	11	.246	.736	1.30	
T80B	3.44	18.7	103	82	64	51	39	35	30	27	23	20	17	15	13	11	.298	.892	1.57	
T80D	4.07	22.0	103	82	64	51	39	35	30	27	23	20	17	15	13	11	.350	1.05	1.84	
T90	3.64	22.4	115	92	72	57	44	39	34	30	26	23	20	17	15	13	.356	1.07	1.88	
T94	3.44	22.0	117	94	74	58	45	40	35	31	27	24	21	18	15	13	.350	1.05	1.85	
T106	4.49	31.0	118	95	74	59	46	40	36	31	27	24	21	18	15	13	.492	1.47	2.59	
T106A	3.86	26.8	118	95	74	59	46	40	36	31	27	24	21	18	15	13	.427	1.28	2.25	
T106B	5.19	35.5	118	95	74	59	46	40	36	31	27	24	21	18	15	13	.565	1.69	2.97	
T124	3.95	33.3	150	120	95	75	59	52	46	40	36	31	27	24	21	18	.529	1.58	2.79	
T130	4.75	42.2	165	133	105	83	65	58	51	45	40	35	31	27	23	20	.671	2.01	3.53	
T130A	3.67	33.2	165	133	105	83	65	58	51	45	40	35	31	27	23	20	.529	1.58	2.78	
T131	5.11	42.1	134	107	85	67	52	46	41	36	32	28	24	21	18	16	.669	2.00	3.52	
T132	4.95	42.2	147	118	93	74	58	51	45	40	35	31	27	23	20	18	.671	2.01	3.53	
T141	4.75	46.8	188	151	119	95	75	66	59	52	46	40	35	31	27	24	.744	2.23	3.92	
T150	5.28	53.2	180	145	114	91	71	63	56	49	44	38	34	29	26	22	.846	2.53	4.45	
T157	5.89	63.2	204	164	129	103	81	72	64	56	50	44	39	34	30	26	1.01	3.01	5.29	
T175	6.58	79.1	230	186	147	117	92	82	73	64	57	50	44	39	34	30	1.26	3.76	6.16	
T184	7.54	89.2	202	163	129	102	81	72	63	56	50	44	38	34	29	26	1.42	4.25	7.47	
T200	6.50	90.9	270	217	172	137	108	96	86	76	67	60	53	46	41	36	1.45	4.33	7.61	
T200B	8.78	120	270	217	172	137	108	96	86	76	67	60	53	46	41	36	1.91	5.74	10.1	
T201	8.90	111	202	163	129	102	81	72	63	56	50	44	38	34	29	26	1.76	5.28	9.28	
T225	6.93	109	305	245	195	155	123	109	97	86	76	68	60	53	46	41	1.74	5.21	9.16	
T225B	9.21	143	305	245	195	155	123	109	97	86	76	68	60	53	46	41	2.27	6.79	11.9	
T250	10.4	166	270	217	172	137	108	96	86	76	67	60	53	46	41	36	2.63	7.88	13.9	
T300	7.95	173	422	341	271	216	171	153	136	121	108	96	85	75	66	58	2.75	8.23	14.5	
T300D	10.5	223	422	341	271	216	171	153	136	121	108	96	85	75	66	58	3.55	10.6	18.7	
T400	11.1	301	494	399	317	254	201	179	160	142	126	113	100	88	78	69	4.79	14.3	25.2	
T400D	14.4	384	494	399	317	254	201	179	160	142	126	113	100	88	78	69	6.10	18.2	32.1	
T520	13.7	496	680	550	437	350	278	248	221	197	176	156	139	123	109	97	7.88	23.6	41.5	
T520D	17.7	629	680	550	437	350	278	248	221	197	176	156	139	123	109	97	10.0	30.0	52.7	

WINDING TABLE

"FULL WINDING" TABLE (45% TOROID ID REMAINING)

WIRE SIZE (AWG)		28	26	24	22	20	19	18	17	16	15	14	13	12	11	10	AMPERE TURNS VS. TEMP. RISE DUE TO COPPER LOSS			TOTAL POWER DISSIPATION (WATT) VS. TEMP. RISE		
RESISTIVITY (mΩ/cm)		2.13	1.34	.842	.530	.330	.264	.210	.166	.132	.104	.0828	.0651	.0521	.0413	.0328	10°C	25°C	40°C	10°C	25°C	40°C
PART No.	MLT cm/turn	SURFACE AREA cm ²	NUMBER OF TURNS																			
			13	8	5	3	2	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	10°C	25°C	40°C	10°C	25°C
T16	.80	.80	13	8	5	3	2	1	1	1							10	17	23	.013	.038	.067
T20	.96	1.16	16	6	4	2	2	1	1	1							12	21	29	.018	.055	.097
T25	1.19	1.88	30	20	12	8	5	4	3	2	2	1	1	1			19	34	45	.030	.089	.157
T26	1.74	2.67	23	15	9	6	4	3	2	2	1	1	1				16	29	39	.042	.127	.223
T30	1.44	2.79	48	32	20	13	8	6	5	4	3	2	2	1	1	1	27	47	62	.044	.133	.233
T37	1.53	3.77	90	59	37	24	15	12	9	7	6	5	4	3	2	2	42	72	96	.060	.180	.316
T38	1.92	4.43	65	43	27	17	11	9	7	5	4	3	2	2	1	1	34	60	79	.071	.211	.371
T44	1.84	5.23	112	73	46	30	19	15	12	9	7	6	5	3	3	2	50	87	110	.083	.249	.437
T50	2.01	6.86	196	128	81	52	33	26	21	17	13	10	8	6	5	4	73	120	160	.109	.326	.574
T51C	2.58	7.56	305	200	125	81	52	33	26	21	17	13	10	8	6	5	100	170	230	.156	.468	.824
T60	2.48	9.84	241	158	100	65	41	33	26	21	16	13	10	8	6	5	87	150	200	.178	.533	.936
T68	2.47	11.2	293	192	122	78	50	40	32	25	20	16	13	10	8	6	100	170	230	.212	.634	1.11
T72	3.15	13.3	168	110	69	45	28	22	18	14	11	9	7	5	4	3	75	130	170	.246	.736	1.30
T80	2.80	15.5	525	343	218	141	89	71	57	45	36	29	23	18	14	11	150	260	340	.356	1.07	1.88
T90	3.64	22.4	648	424	269	174	110	88	70	56	45	36	28	22	18	14	170	300	400	.492	1.47	2.59
T94	3.44	22.0	672	440	279	180	114	91	73	58	46	37	29	23	18	14	180	320	420	.529	1.58	2.79
T106	4.49	31.0	696	455	289	187	118	95	75	60	48	38	30	24	19	15	190	330	440	.671	2.01	3.53
T124	3.95	33.3	1080	707	449	290	184	147	117	93	75	60	47	37	30	23	260	460	610	.669	2.00	3.52
T130	4.75	42.2	1303	853	542	350	222	177	142	113	90	72	57	45	36	28	300	520	690	1.26	3.76	6.16
T131	5.11	42.1	877	574	365	236	149	119	95	76	61	48	38	30	24	19	240	410	550	1.42	4.25	7.47
T132	4.95	42.2	1050	687	437	282	179	143	114	91	73	58	46	36	29	23	260	460	610	1.45	4.33	7.61
T141	4.75	46.8	1659	1086	690	446	283	226	180	144	115	92	73	57	46	36	360	620	820	1.76	5.28	9.28
T150	5.28	53.2	1530	1002	636	411	261	208	166	132	106	85	67	53	42	33	350	600	800	1.74	5.21	9.16
T157	5.89	63.2	1933	1266	805	520	329	263	210	168	134	107	85	67	53	42	400	700	930	2.75	8.23	14.5
T175	6.58	79.1	2453	1606	1021	659	418	334	267	213	170	136	108	85	68	54	480	830	1110	4.79	14.3	25.2
T184	7.54	89.2	1933	1266	805	520	329	263	210	168	134	107	85	67	53	42	420	730	970	2.75	8.23	14.5
T200	6.50	90.9	3348	2192	1393	933	571	456	365	290	232	186	148	116	93	74	610	1050	1400	7.88	23.6	41.5
T201	8.90	111	1933	1266	805	520	329	263	210	168	134	107	85	67	53	42	430	750	1000	1.76	5.28	9.28
T225	6.93	109	4230	2770	1760	1137	721	577	461	367	294	235	186	147	117	93	720	1260	1670	2.63	7.88	13.9
T250	10.4	166	3348	2192	1393	900	571	456	365	290	232	186	148	116	93	74	650	1120	1490	2.63	7.88	13.9
T300	7.95	173	7981	5227	3322	2146	1361	1089	870	693	554	443	352	278	221	176	1170	2030	2690	4.79	14.3	25.2
T400	11.1	301	10.8K	7104	4515	2916	1850	1480	1182	942	754	602	479	378	301	240	1530	2650	3510	7.88	23.6	41.5
T520	13.7	496	20.3K	13.3K	8461	5465	3467	2773	2261	1765	1413	1129	898	708	564	450	2420	4180	5550	7.88	23.6	41.5

E CORES																							
PART No.	MLT cm/turn	SURFACE AREA cm ²	13	8	5	3	2	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1		
E49	2.54	5.09	109	71	45	29	18	15	12	9	7	6	4	3	3	2	1	41	72	96	.081	.242	.426
E75	3.81	11.2	239	157	99	64	40	32	24	20	16	13	10	8	6	5	4	74	130	170	.178	.532	.936
E100	5.08	18.1	350	229	146	94	59	47	38	30	24	19	15	12	9	7	6	100	170	220	.289	.864	1.52
E118	5.38	29.6	553	362	230	148	94	75	60	48	38	30	24	19	15	12	9	150	270	360	.470	1.41	2.48
E125	6.42	34.4	594	389	247	159	101	81	64	51	41	33	26	20	16	13	10	150	270	360	.547	1.64	2.88
E137	6.99	36.4	658	430	273	176	112	89	71	57	45	36	29	22	18	14	11	160	280	370	.579	1.73	3.05
E145	7.38	45.1	802	525	334	215	136	109	87	69	55	44	35	28	22	17	14	190	340	450	.717	2.15	3.77
E162	8.26	50.9	739	483	307	198	126	100	80	64	51	41	32	25	20	16	13	190	320	430	.809	2.42	4.26
E168	8.85	66.7	1247	817	519	335	212	170	136	108	86	69	55	43	34	27	22	270	470	620	1.06	3.18	5.58
E168A	9.35	73.1	1247	817	519	335	212	170	136	108	86	69	55	43	34	27	22	278	480	630	1.16	3.48	6.12
E187	9.50	67.4	841	551	350	226	143	114	91	73	58	46	37	29	23	18	14	210	370	500	1.07	3.21	5.64
E220	11.5	113	1780	1166	741	478	303	243	194	154	123	98	78	62	49	39	31	370	640	850	1.81	5.40	9.50
E225	11.4	97.6	1210	792	503	325	206	165	132	105	84	67	53	42	33	26	21	280	490	650	1.55	4.65	8.17
E305	15.5	208	3523	2307	1466	947	601	480	384	306	245	195	155	122	97	78	62	610	1060	1400	3.30	9.88	17.4
E305A	16.3	226	3523	2367	1466	947	601	480	384	306	245	195	155	122	97	78	62	620	1070	1400	3.59	10.8	18.9
E450	22.8	384	5511	3609	2294	1481	940	752	600	478	383	306	243	192	153	122	97	850	1480	1970	6.10	18.3	32.1
E450H	21.1	328	5511	3609	2294	1481	940	752	600	478	383	306	243	192	153	122	97	820	1420	1890	5.21	15.6	27.4