



ปีการศึกษา 2533

การออกแบบ อาร์ เอ็ม ปรินต์ และ แหล่งจ่ายไฟตรงแบบสวิทช์ซึ่งความถี่สูง

โดย

นายทีเกษชา ปานจันทร์ 323404 ET - 2 L

นายสวรรค์ ศรีคงรักษ์ 323425 ET - 2 L

นายสุนจน์ สุ่มมาตย์ 323428 ET - 2 L

อาจารย์ที่ปรึกษา

อ. กฤดากร กล่อมการ

028823

16.2.71.2534

ปริญญาโท ปีการศึกษา 2533

ภาควิชา เทคโนโลยีอุตสาหกรรม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
เรื่อง การออกแบบ อาร์ เอฟ แอมพลิฟายด์ และ แหล่งจ่ายไฟตรงแบบสวิทซ์ซึ่ง
ความถี่สูง

ผู้จัดทำ

1. นายชัชฌะชา ปานจันทร์ 323404 ET - 2 L
2. นายสวรรค์ ศรีคงรักษ์ 323425 ET - 2 L
3. นายสุพจน์ สุ่มมาตย์ 323428 ET - 2 L

..... อาจารย์ที่ปรึกษา
(ผศ.ดร. กนก เชนจิระวงศ์เวช)

..... อาจารย์ที่ปรึกษา
(อ. อรรถสิทธิ์ หล้าสกุล)

..... อาจารย์ที่ปรึกษา
(อ. กฤดากร กล่อมถาวร)

การออกแบบ อาร์ เอฟ แอมพลิฟายด์ และแหล่งจ่ายไฟตรงแบบสวิทซ์ซึ่ง ความถี่สูง

นายรัชตะษา ปานจันทร์
นายสวรรค์ ศรีคงรักษ์
นายสุนจน์ สุ่มมาตย์

อาจารย์ กฤตากร กล่อมการ อาจารย์ที่ปรึกษา
ปีการศึกษา 2533

บทคัดย่อ

งานวิจัยนี้ได้กล่าวถึงการสร้าง เครื่องขยายสัญญาณย่านความถี่วิทยุ [RADIO FREQUENCY] ขนาด 10 วัตต์ ในย่านความถี่สูง 104 เมกกะเฮิรตซ์ และสร้างแหล่งจ่ายแรงดันไฟตรงแบบสวิทซ์ซึ่งขนาดแรงดัน 12 โวลต์ 5 แอมป์แปร์

ในการออกแบบวงจรขยายสัญญาณย่านความถี่วิทยุได้อาศัยหลักการของวงจรแมทซ์อิมพีแดนซ์มาประยุกต์ใช้กับส่วนวงจรขยายสัญญาณ เช่น ทรานซิสเตอร์โดยพิจารณาแมทซ์อิมพีแดนซ์ระหว่างจุดภาคขยายก่อนหน้า [อินพุท] กับจุดสายอากาศ [เอาต์พุท] และระหว่างอิมพีแดนซ์ของภาคขยายแต่ละภาคภายในวงจร

ในการออกแบบแหล่งจ่ายไฟตรง แบบสวิทซ์ซึ่งขนาด 60 วัตต์ หลักการออกแบบแบ่งเป็น 4 ส่วนสำคัญ คือ ส่วนเรกติฟายด์ทางอินพุท [RECTIFIER] , ส่วนอินเวอร์เตอร์ความถี่สูง [HIGH FREQUENCY INVERTER] , ส่วนควบคุม [Control] และส่วน เรกติฟายด์ทางด้านเอาต์พุท โดยการทดสอบนี้จะให้ประสิทธิภาพสูงกว่าแบบลิเนียร์ [Linear] และขนาดเล็กกว่าซึ่งเป็นข้อดีของแหล่งจ่ายไฟตรงแบบนี้

Rf. Amplifier & High Frequency Switching Power Supply

Mr. Channasa Panjunt

Mr. Swan Srikongrak

Mr. Supot Soommart

Mr. Kitdakorn Klomkarn Advisor, 1990

Abstract

These project are to design RF. Amplifier and High Frequency Switching Power supply. Power of RF. Amplifier is 10 watts at 104 MHZ. High Frequency Switching Power Supply has 12 volts at 5 amps. Total power is 60 watts.

Designing of RF. Amplifier uses principle of matching impedance circuit that is important thing Sunch as making of amplifier section has to use matching of front and back section to get the circuit for calculation.

Designing of High Frequency Switching Power Supply that have important section such as input rectifier, high frequency inverter, control, output rectifier. By testing get high effective than linear power supply.

สารบัญ

บทคัดย่อฉบับภาษาไทย	III	
บทคัดย่อฉบับภาษาอังกฤษ	IV	
ตัวแปร และความหมาย	VI	
บทที่ 1	บทนำ	1
บทที่ 2	ทราบดีเตอร์ที่ความถี่สูงและทฤษฎีวงจร	3
บทที่ 3	การแมทซ์อิงมีเตนซ์	12
บทที่ 4	วงจรรขยายกำลังย่านความถี่วิทยุ	24
บทที่ 5	การออกแบบวงจรรขยายกำลังย่านความถี่วิทยุ	35
บทที่ 6	การทดลอง และผลการทดลอง	53
บทที่ 7	หลักการของสวิตชิงเพาเวอร์ซีโพลาย	57
บทที่ 8	ภาคอินพุท	60
บทที่ 9	เพาเวอร์ทราบดีเตอร์	64
บทที่ 10	ชนิดของเพาเวอร์คอปแเวอร์เตอร์	70
บทที่ 11	ภาคเอาท์พุท	76
บทที่ 12	นิลเตอร์สำหรับ เอ.ซี. ไลน์	81
บทที่ 13	การควบคุมระดับแรงดัน	83
บทที่ 14	ผลการทดสอบ และวงจร	86
บทวิจารณ์และสรุป		91
ภาคผนวก		ผ.1
กิตติกรรมประกาศ		ก.1
บรรณานุกรม		บ.1

ตัวแปรและความหมาย

$F_{bb'}$	=	ความต้านทานที่ขาเบสของทรานซิสเตอร์
r_{bc}	=	ความต้านทานระหว่างขาเบสและชาคอลเลคเตอร์ของทรานซิสเตอร์
c_{bc}	=	คาปาซิเตอร์ระหว่างขาเบสและคอลเลคเตอร์ของทรานซิสเตอร์
c_{be}	=	คาปาซิเตอร์ระหว่างขาเบสและชาอิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์
p_{be}	=	ความต้านทานระหว่างขาเบสกับอิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์
v_{be}	=	แรงดันระหว่างขาเบสกับอิมิตเตอร์
gm	=	ค่าของควมนำ
r_{ce}	=	ความต้านทานระหว่างชาคอลเลคเตอร์กับอิมิตเตอร์
Z_1	=	อินพุทอิมพีแดนซ์ของทรานซิสเตอร์
Z_0	=	เอาต์พุทอิมพีแดนซ์ของทรานซิสเตอร์
A_i	=	อัตราขยายกระแส
A_v	=	อัตราขยายแรงดัน
Z_i'	=	อินพุทอิมพีแดนซ์ทรานซิสเตอร์
Z_L	=	อิมพีแดนซ์ที่ต่อทางด้านเอาต์พุทของทรานซิสเตอร์
Z_p	=	อิมพีแดนซ์ของกลุ่มขนาน r_{be} กับ c_{be}
Z_s	=	อิมพีแดนซ์ของกลุ่มขนานของ r_{be} , c_{be}
Z_L	=	อิมพีแดนซ์ของกลุ่มขนาน r_{be} กับ Z_L
Z_g	=	อิมพีแดนซ์ของแหล่งจ่าย
R_S	=	ความต้านทานที่ต่ออนุกรม
R_P	=	ความต้านทานที่ต่อขนาน
X_S	=	อิมพีแดนซ์ที่ต่ออนุกรม
X_P	=	อิมพีแดนซ์ที่ต่อขนาน
X_c	=	คาปาซิเตอร์ที่แยกแแตนซ์
X_L	=	อินดักตีฟรีแอคแตนซ์
L	=	ตัวเหนี่ยวนำ
C	=	ตัวเก็บประจุ
F	=	ความถี่
R_1	=	ความต้านทานเอาต์พุทของทรานซิสเตอร์

$I_{p,max}$	=	ค่ากระแสสูงสุดของปฐมภูมิ (Maximum Primary Current)
I_{max}	=	ค่ากระแสสูงสุด (Maximum Current)
ΔV_{out}	=	แรงดันกระเพื่อมจากยอดถึงยอด (Peak to Peak Ripple Voltage)
β	=	อัตราขยายกระแสของทรานซิสเตอร์ = $\frac{I_C}{I_B}$
η	=	ประสิทธิภาพ (Efficiency) = $\frac{\text{กำลังขาออก}}{\text{กำลังขาเข้า}}$
A_c	=	พื้นที่หน้าตัดของบ็อบบิน (Bobbin Winding Area)
A_e	=	พื้นที่หน้าตัดของแกน (Core Effective Area)
B_{max}	=	ค่าสูงสุดของความหนาแน่นสนามแม่เหล็ก (Maximum Flux Density)
B_{sat}	=	ค่าอิ่มตัวของความหนาแน่นสนามแม่เหล็ก (Saturation Flux Density)
D	=	ความหนาแน่นของกระแส (Current Density)
d	=	เส้นผ่าศูนย์กลางของสาย (Diameter of the Insulated Wire)
E_{in}	=	แรงดันเข้า วงจรกรองแรงดัน (Voltage Input of Filter Circuit)
E_{out}	=	แรงดันออก วงจรกรองแรงดัน (Voltage Output of Filter Circuit)
f	=	ความถี่ในการสวิตช์ (Switching Frequency)
f_c	=	ความถี่ที่จุดตัด (Cut-Off Frequency)
f_R	=	ความถี่ก้ำกอน (Resonance Frequency)
f_{osc}	=	ความถี่ในการสั่น (Oscillation Frequency)
h_{FE}	=	อัตราขยายกระแสของทรานซิสเตอร์ (Transistor Gain)
I_B	=	กระแสเบส (Base Current)
I_C	=	กระแสคอลเลคเตอร์ (Collector Current)
$I_{C,av}$	=	ค่าเฉลี่ยของกระแสคอลเลคเตอร์ (Average Collector Current)
$I_{C,pk}$	=	ค่ายอดของกระแสคอลเลคเตอร์ (Peak Collector Current)

บทที่ 1

บทนำ

ในการจัดทำปฏิญานพันธบัตรฉบับนี้ มีจุดประสงค์เพื่อจะทำการศึกษาเทคโนโลยีในการสร้างระบบของแหล่งจ่ายแรงดันไฟตรงที่มีประสิทธิภาพ เพื่อใช้ในระบบบการสื่อสารที่ต้องการแหล่งจ่ายแรงดันไฟตรง ที่มีขนาดเล็กมีประสิทธิภาพสูง และน้ำหนักเบา

ในปัจจุบัน และในอนาคตระบบการสื่อสารไม่ว่าจะเป็นระบบเคลื่อนที่ (MOBILE) ระบบหิ้วติดตามตัว (PORTABLE) หรือระบบมือ ถือ (HANDIE) โดยทั่วไปได้ถูกพัฒนาให้มีขนาดเล็กลงกว่าอดีต แต่ในทางกลับกันจะทำให้ประสิทธิภาพเครื่องมีสูงกว่าอดีตมาก

ฉะนั้นในการทำปฏิญานพันธบัตรฉบับนี้จึงเป็นการศึกษาทฤษฎีการทำงาน และการออกแบบวงจรภาคแหล่งจ่ายแรงดันไฟตรงกับการออกแบบวงจรขยายย่านความถี่วิทยุ ซึ่งเป็นระบบการสื่อสารที่จัดทำขึ้นเพื่อทดลองประสิทธิภาพของแหล่งจ่ายแรงดันไฟตรง

รายละเอียดในการจัดทำ

การออกแบบวงจรขยายสัญญาณย่านความถี่วิทยุ

ในช่วงแรกของปฏิญานพันธบัตรฉบับนี้จะกล่าวถึงการออกแบบวงจรขยายสัญญาณย่านความถี่วิทยุ โดยที่

- บทที่ 2 จะกล่าวถึงคุณสมบัติของทรานซิสเตอร์ที่ความถี่สูง และทฤษฎีของวงจร
- บทที่ 3 จะกล่าวถึงหลักการของวงจรแมทซ์ชิงอิมพีแดนซ์
- บทที่ 4 จะกล่าวถึงหลักการของวงจรขยายย่านความถี่วิทยุ
- บทที่ 5 จะเป็นการออกแบบวงจร โดยใช้ทฤษฎีของบทที่ 2, 3, 4
- บทที่ 6 จะเป็นการทดลองและบันทึกผลการทดลอง

การออกแบบแหล่งจ่ายไฟตรงแบบสวิตชิงความถี่สูง

การออกแบบช่วงหลังนี้เป็นเ้าการออกแบบวงจรจ่ายไฟตรงแบบสวิตชิงความถี่สูง เพื่อจ่ายแรงดันไฟแก่วงจรขยายสัญญาณย่านความถี่วิทยุโดยที่

- บทที่ 8 จะกล่าวถึงส่วนประกอบวงจรทางภาคอินพุท
- บทที่ 9 จะกล่าวถึงทรานซิสเตอร์ในภาคกำลัง
- บทที่ 10 จะกล่าวถึงชนิดของเพาเวอร์คอนเวอร์เตอร์
- บทที่ 11 จะกล่าวถึงภาคเอาต์พุท

บทที่ 12 จะกล่าวถึงวงจรกรองสัญญาณรบกวนในไฟ เอ.ซี

บทที่ 13 จะกล่าวถึงวงจรควบคุมระดับแรงดัน

บทที่ 14 ผลการทดลอง และวงจร

ในแต่ละบทที่กล่าวมาจะมีการกล่าวถึงทฤษฎี รูปแบบของวงจร และแสดงขั้นตอนการออกแบบไว้ตอนท้ายด้วย



บทที่ 2

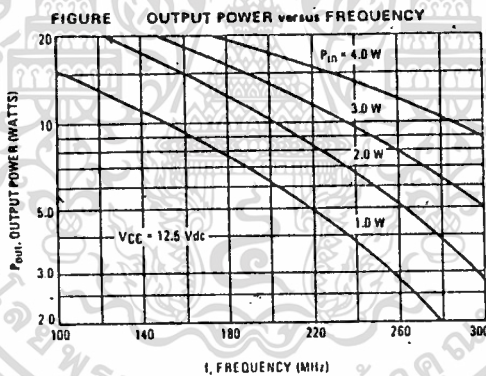
ทรานซิสเตอร์ที่ความถี่สูง และทฤษฎีวงจร

ก่อนการศึกษางานของวงจรขยายสัญญาณย่านความถี่สูงหรือย่าน VHF [VERY HIGH FREQUENCY] เราควรที่จะรู้จักกับอุปกรณ์ต่าง ๆ ที่ทำงานเป็นตัวยขยายสัญญาณก่อนไม่ว่าจะเป็นทรานซิสเตอร์ หรือ ไอซี [Integrated Circuit] ก็ตาม

วงจรในการทดลองหรือออกแบบนี้ จะใช้ทรานซิสเตอร์เป็นตัวยขยายสัญญาณในการนำทรานซิสเตอร์มาใช้งานในย่านความถี่สูง เราจะพิจารณาถึงคุณสมบัติต่าง ๆ ของทรานซิสเตอร์ ดังนี้

1. ความสามารถในการขยายสัญญาณในแต่ละย่านความถี่

ในแต่ละย่านความถี่ทรานซิสเตอร์ จะตอบสนองต่อย่านความถี่แต่ละย่านไม่เท่ากัน ดังแสดงรายละเอียดในรูป

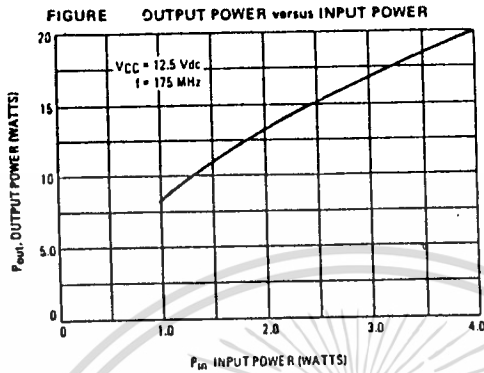


รูปที่ 1 กราฟแสดงอัตราการขยายกำลังตัดความถี่

จากกราฟรูปที่ 1 จะเห็นว่าแกนตั้งเป็นขนาดกำลังขยายทางเข้าพุท มีหน่วยเป็นวัตต์ แกนนอนแสดงย่านความถี่ แต่ละย่าน และภายในกราฟจะมีเส้นกราฟแสดงความสามารถในการขยายสัญญาณทางเข้าพุทขอทรานซิสเตอร์ในขณะที่มีขนาดแรงดัน หรือขนาดกำลังทางอินพุทที่แตกต่างกัน โดยวงจรหรือทรานซิสเตอร์ ใช้แรงดันไฟเลี้ยง 12.5 โวลต์

2. ความสามารถในการขยายสัญญาณทางเข้าพุทต่อขนาดสัญญาณอินพุท

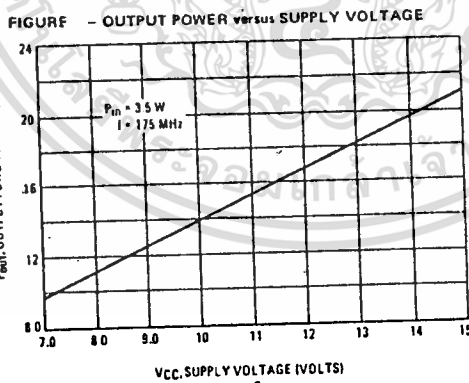
จากรูปกราฟข้างล่าง แสดงขนาดของสัญญาณทางเข้าพุทต่อการทำงานที่เราป้อนสัญญาณอินพุทต่ำต่าง ๆ กันจะเห็นว่าค่าของแรงดัน หรืออัตราการขยายสัญญาณทางเข้าพุทจะเพิ่มขึ้นเมื่อเราเพิ่มขนาดของกำลังอินพุท ดังรูป



รูปที่ 2 แสดงขนาดของการขยายกำลังทางเข้าพหุต่อกำลังทางออกพหุ

3. ความสามารถของขนาดกำลังทางเข้าพหุต่อแหล่งจ่ายไฟเลี้ยง

จากรูปถ้าให้ความถี่ที่ 175 เมกกะเฮิรตซ์และจ่ายขนาดกำลังทางออกพหุคงที่เป็น 250 มิลลิวัตต์ จะเห็นว่าขนาดกำลังขยายทางเข้าพหุขึ้นอยู่กับขนาดของแหล่งจ่ายไฟเลี้ยง ดังรูป



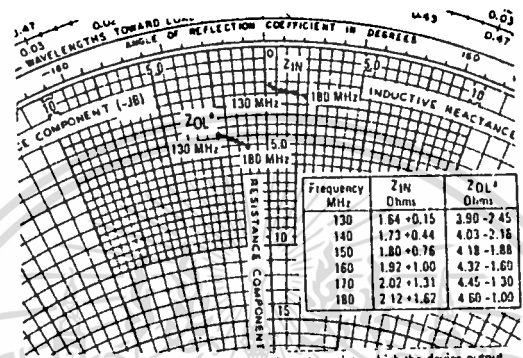
รูปที่ 3 แสดงขนาดของกำลังทางเข้าพหุต่อแหล่งจ่ายไฟเลี้ยง

4. ค่าอนุกรมอิมพีแดนซ์เสมือน [SERIES EQUIVALENT IMPEDANCE]

จากรูปแสดงโวลต์ของอิมพีแดนซ์ทรานซิสเตอร์ ซึ่งประกอบด้วย อิมพีแดนซ์ทางออก (Z_{in}) และอิมพีแดนซ์ทางเข้าพหุ (Z_{OL}) ของแต่ละย่านความถี่ ค่าอนุกรมอิมพี

แดนซ์ เสมือนนี้ มีประโยชน์มากในการนำไปออกแบบวงจรแมทชิ่งอิมพีแดนซ์ [Matching Impedance] ระหว่างภาคก่อนหน้ากับอินพุทอิมพีแดนซ์ของทรานซิสเตอร์ หรือระหว่างเอาต์พุทอิมพีแดนซ์ของทรานซิสเตอร์กับ อิมพีแดนซ์ ภาคด้านหลังของวงจร

FIGURE SERIES EQUIVALENT IMPEDANCE

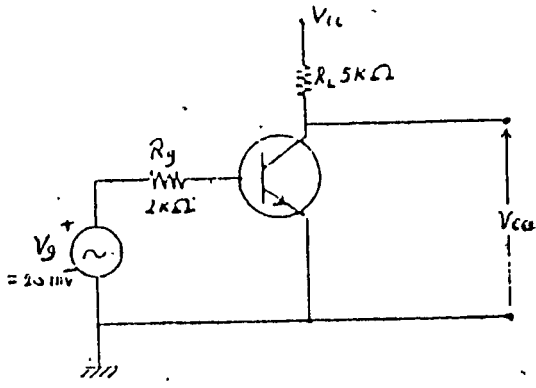


*Z_{OL} = Conjugate of the optimum load impedance into which the device output operates at a given output power, voltage and frequency.

รูปที่ 4 แสดงส่วนของค่าอนุกรมอิมพีแดนซ์ เสมือน

วงจรขยายภาคเดียวที่ความถี่สูง

วงจรขยายภาคเดียว ที่ความถี่สูง [single stage Amplifier at High frequency] ได้แสดงไว้ดังรูปที่ 5 ซึ่งวงจรขยายนี้ได้รับสัญญาณอินพุท จากแหล่งจ่าย เอซี (AC. Generator) ที่ มีความต้านทานภายใน R_g และด้านเข้าพุทต่ออยู่กับ โหลด R_L และกรณีนี้เราจะพิจารณาถึงส่วนประกอบ หรือเฟคเตอร์ที่สำคัญของวงจร คือ อินพุทอิมพีแดนซ์ [Z_i] , เอาต์พุทอิมพีแดนซ์แดนซ์ [Z_o] , อัตราขยายแรงดัน [Voltage Gain: A_v]; อัตราการขยายทางกระแส [Current Gain : A_i] และอัตราการขยายทางกำลัง [Power Gain : AP] ในลักษณะการต่อวงจรแบบคอมมอน ส่วนคอมมอนเบส และคอมมอนคอลเลคเตอร์ จะไม่กล่าวถึง

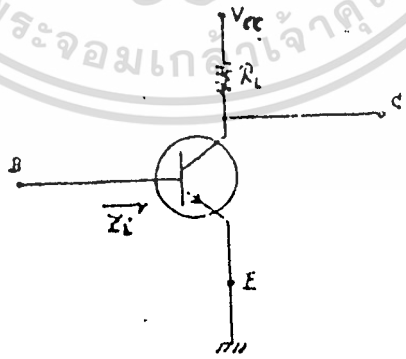


รูปที่ 5 แสดงวงจรขยายภาคเดียว ได้รับสัญญาณจากอินพุทเจเนอเรเตอร์ ที่มีความต้านทาน R_g และทางเข้าพุดต่อกับโหลด R_L

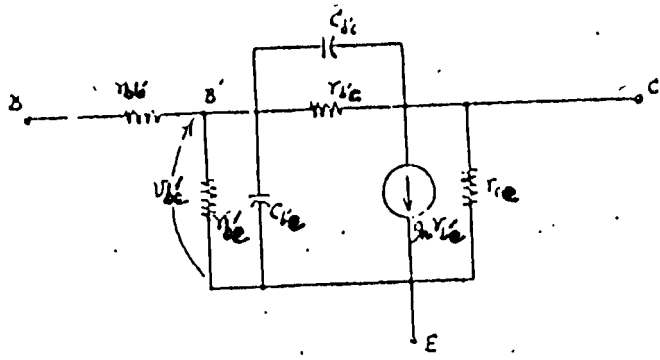
ในย่านความถี่สูง ค่าพารามิเตอร์ [parameter] ต่าง ๆ ของทรานซิสเตอร์จะอยู่ในรูป คอมเพล็กซ์ [Complex] แทนที่จะเป็นจำนวนจริงเหมือน เช่น ในย่านความถี่ต่ำ และวงจร เหมือนที่เหมาะสมกับการวิเคราะห์วงจรที่ความถี่สูง ได้แก่ วงจรเหมือนแบบ Hybrid π

วงจรสมมูลย์ (Equivalent-Circuit) ในรูป Hybrid- π

วงจร Hybrid - π เหมาะที่จะใช้เป็นวงจรสมมูลย์ของทรานซิสเตอร์ ที่ความถี่สูง และพารามิเตอร์ต่าง ๆ ในวงจรเสมือนนี้เป็นจริงตลอดย่านความถี่อันกว้างจากรูปที่ 6 แสดงถึงวงจร อิมิตเตอร์ร่วมแบบง่าย ๆ แทนด้วยวงจรสมมูลย์ของวงจรขยายสัญญาณความถี่ต่ำ (small signal) ในรูป hybrid - π ได้ดังรูปที่ 7



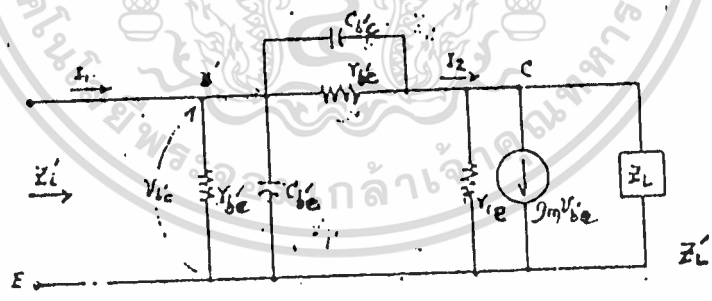
รูปที่ 6 แสดงวงจรอิมิตเตอร์ร่วม (Common - Emitter)



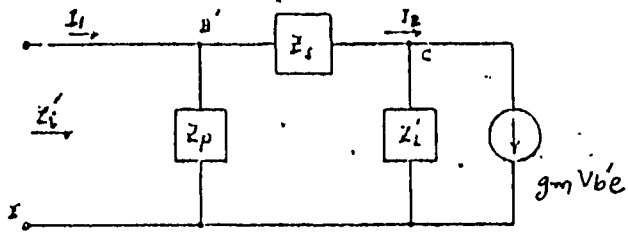
รูปที่ 7 แสดง hybrid - π ของวงจรในรูปที่ 6

เราจะดัดแปลง h - parameter [จาก hybrid Equivalent circuit] มาเป็น hybrid - π parameter เพื่อประโยชน์ในการคำนวณหา ค่าอิมพีแดนซ์ทางอินพุต $[Z_i]$, อิมพีแดนซ์ทางเอาพุต $[Z_o]$, อัตราการขยายกระแส $[A_v]$ และอัตราการขยายแรงดัน $[A_v]$ ในภาวะของโหลดที่กำหนด การคำนวณหา ค่าอิมพีแดนซ์ $[Z_i]$

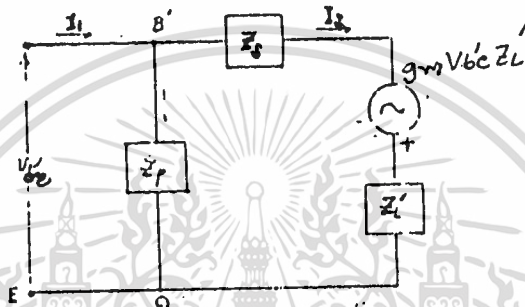
จากวงจรเสมือนในรูปที่ 7 เพื่อความสะดวกเราตัดค่าของ r_{bb} ออกก่อน ในภาวะของวงจรที่ตัดด้วยโหลด Z_L เราเขียนวงจรเสมือนใหม่ได้ดังรูปที่ 8[a] และยุบวงจรให้ดูง่ายเข้าดังรูปที่ 8 [b]



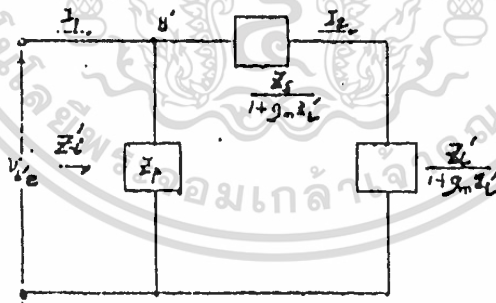
[a] วงจร hybrid - π ที่สร้างขึ้นเพื่อหา Z_i



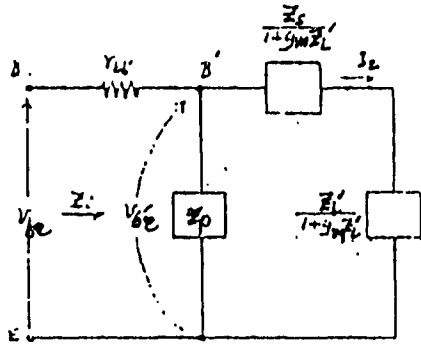
[b] แทนกลุ่มวีซีเอสเตอร์ - คาปาซิเตอร์ ด้วย คอมเพลคิมพีแดนซ์
 รูปที่ 8 ความเป็นมาของวงจรที่ใช้คำนวณหาอิมพีแดนซ์ทางอินพุต : Z_i และเรา
 จะแปลงแหล่งจ่ายกระแสให้เป็นแหล่งจ่ายแรงดันแทน ดังรูปที่ 9



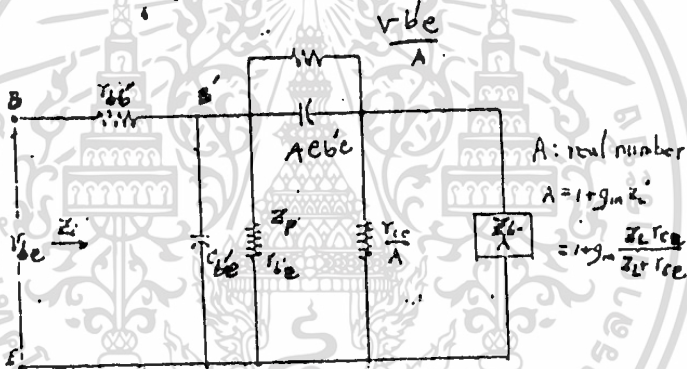
[a] แทนแหล่งจ่ายกระแสในรูปที่ 8 เป็นแหล่งจ่ายแรงดัน



[b] ยุบวงจรในรูป [a] ให้เหลือเพียงพาสซีฟอีเลเมนต์ (Passive Element)



[c] ใส่ r_{bb} , กลับคืนในวงจรเพื่อคำนวณหา Z_i

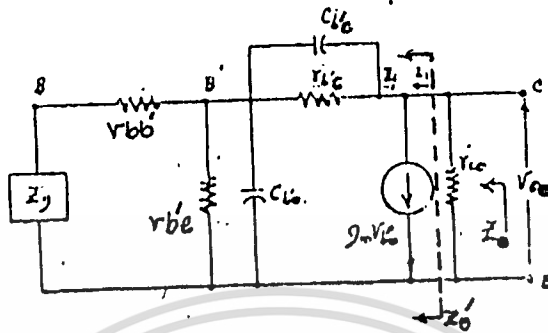


[d] แทนคอมเพลคิมพีแดนซ์ กลับไปเป็นกลุ่ม R-C เหมือนเดิม รูปที่ 9 แสดงความเป็นเมฆของวงจรที่ใช้คำนวณหา Z_i

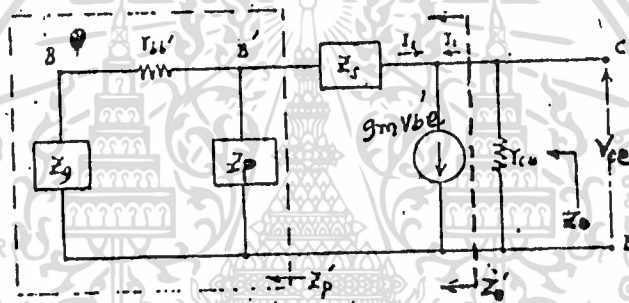
การคำนวณหาเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ $[Z_o]$

การคำนวณหาเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ (output impedance) ของวงจรจะพิจารณาถึงวงจรด้านเอาต์พุต (output circuit) ในขณะที่ เอาท์พุตไม่มีโหลด และอินพุตถูกต่อด้วยอิมพีแดนซ์ของแหล่งจ่าย (generator Impedance : Z_g) ดังในรูปที่ 10 [a] เพื่อความสะดวกเราจะใช้คอมเพลคิมพีแดนซ์แทนกลุ่ม รีซิสเตอร์ - คาปาซิเตอร์

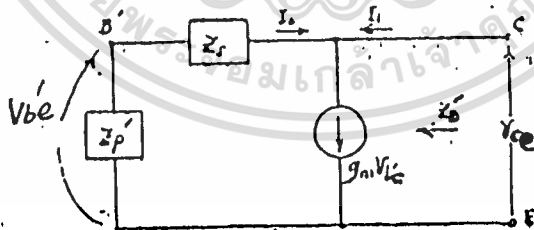
(resistor - Capacitor) เหมือนเช่นเคย ดังรูปที่ 10 [b] เมื่อยังไม่คำนึงถึง V_{ce} และอิมพีแดนซ์ที่มองเข้าไปในวงจรจากทางด้านเข้าห้จะไม่ใช่ Z_0 หากแต่หมายถึง Z'_0 ซึ่ง $Z'_0 = v_{ce} / I_1$ ดังรูปที่ 10 (c)



(a) วงจร hybrid- π ที่ให้หา Z_0

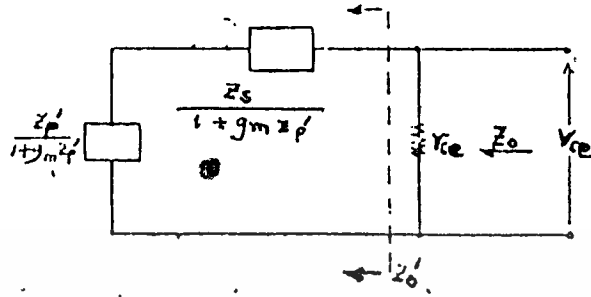


(b) แทนกลุ่ม R-C ด้วย Complex Impedance



$$Z'_p = \frac{[r_{bb'} + Z_g] Z_p}{r_{bb'} + Z_g + Z_p}$$

(c) วงจรจาก (b) ที่ลดรูปลงแล้ว



(d) วงจรสุดท้ายที่ใช้หา Z_o

รูปที่ 10 แสดงความเป็นมาของวงจรที่ใช้คำนวณหาเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ Z_o
 จากรูปที่ 10 (c) เราตั้งสมการได้



บทที่ 3

การแมทซ์อิมพีแดนซ์ (matching impedance)

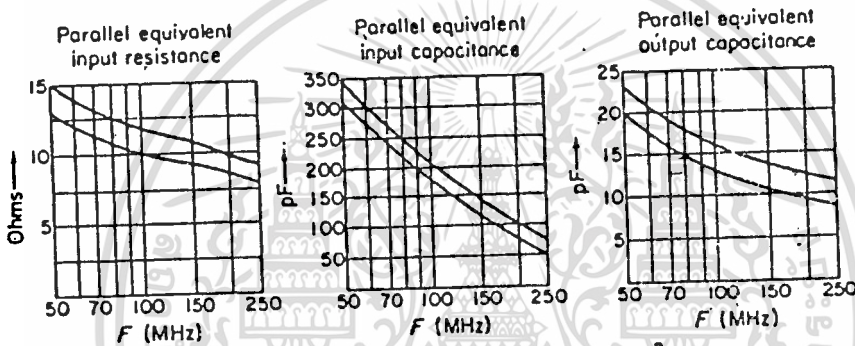
วงจรแมทซ์อิมพีแดนซ์จะเป็นวงจรที่ทำให้ความถี่ผ่านตัวมันได้เฉพาะความถี่ที่รีโซแนนซ์ (Resonance) กับ อิมพีแดนซ์ของวงจรเท่านั้น ส่วนประกอบของวงจรแมทซ์อิมพีแดนซ์ หรือวงจร รีโซแนนซ์จะประกอบด้วยตัวเหนี่ยวนำ (Inductor) กับ ตัวเก็บประจุ (Capacitor) เป็นส่วนใหญ่ และภายในตัวของตัวเหนี่ยวนำ กับ ตัวเก็บประจุนั้นก็จะมีค่าอินดักทีฟ (Inductive) และ คาปาซิทีฟ รีแอคแตนซ์ (capacitive reactance) เกิดขึ้น และทั้งสองรีแอคแตนซ์นี้จะทำให้เกิดความถี่ รีโซแนนซ์ขึ้นมา ค่าหนึ่งในขณะที่เกิดความถี่นี้ วงจรก็จะทำให้เกิดค่าอิมพีแดนซ์ค่าหนึ่งขึ้นมาด้วยเหมือนฉะนั้น จากคุณสมบัติอันนี้เราจึงสามารถนำเอาวงจร รีโซแนนซ์นี้มาใช้ในการทำหน้าที่เป็นตัวส่งผ่านสัญญาณระหว่างภาคขยายหนึ่งไปยังภาคขยายหนึ่ง หรือระหว่าง โหลด กับภาคขยาย เช่นวงจรขยาย ขยายย่านความถี่ RF ซึ่งทำหน้าที่เป็น อาร์.เอฟ. เพาเวอร์แอมป์ (RF Power AMP.) จะเห็นว่ามีส่วนประกอบของวงจรประกอบด้วยวงจรรีโซแนนซ์เป็นส่วนใหญ่

โดยส่วนใหญ่แล้วทรานซิสเตอร์จะจัดให้เป็นอุปกรณ์ที่ทำหน้าที่ขยายสัญญาณย่าน RF. ในการออกแบบวงจร รีโซแนนซ์ เพื่อที่จะให้ทำการ แมทซ์อิมพีแดนซ์ ระหว่างภาคขยายส่วนหน้าของอาร์.เอฟ.เพาเวอร์แอมป์ หรือวงจรขยายภาคตัวขับ (Driver) นั้น เราจำเป็นต้องทราบค่า อิมพีแดนซ์ของทรานซิสเตอร์ด้วย คือค่า อิมพีแดนซ์ทางด้านอินพุต และ เอาท์พุท ของทรานซิสเตอร์แต่ละเบอร์จะบอกค่า รีซีส์ทีฟ และ รีแอคทีฟ อิมพีแดนซ์ ซึ่งค่า รีแอคทีฟก็จะมีทั้งค่าคาปาซิทีฟ หรือ อินดักทีฟค่าใดค่าหนึ่ง ซึ่งจะเป็นค่าใดได้นั้นก็แล้วแต่ว่าทรานซิสเตอร์ เบอร์นั้นทำงานย่านความถี่ใด [ซึ่งจะดูได้จากคู่มือ ทรานซิสเตอร์]

จากรูปที่ 1 เป็นกราฟแสดงค่า รีแอคแตนซ์ และ รีซีส์แตนซ์ของทรานซิสเตอร์ย่านความถี่ต่าง ๆ เมื่อส่วนประกอบ (Element) ต่าง ๆ ต่อกันแบบขนาน จากรูปจะเห็นว่าส่วนของรีแอคแตนซ์นั้น ประกอบด้วย รีแอคแตนซ์ คาปาซิทีฟ ซึ่งมีทั้งอินพุท และ เอาท์พุท และจากสมการการคำนวณในรูปที่ 1 จะประกอบด้วย การคำนวณหา รีซีส์แตนซ์ ระหว่าง รีซีส์แตนซ์ที่ต่อแบบอนุกรม กับ รีซีส์แตนซ์แบบขนานซึ่งถ้าทราบค่าใดค่าหนึ่งแล้วเราก็สามารถหาค่าอีกค่าหนึ่งได้ และทำงานเองเดียวกันค่าของ รีแอคแตนซ์ก็สามารถ

หาได้ ตามสมการรูปที่ 1

จากรูปที่ 1 ถ้าเราอ่านกราฟรูปของ parallel Equivalent output capacitance ได้ค่า ตัวเก็บประจุเป็น 15 พิโคฟารัด ที่ความถี่ 80 เมกกะเฮิร์ต ซึ่งจะทำให้ได้ค่าของรีแอคแตนซ์ของตัวเก็บประจุเป็น 130 โอห์มที่ 80 เมกกะเฮิร์ต และในทางองเดียวกันค่าของ รีซิสแตนซ์ กับ รีแอคแตนซ์ด้านอินพุตก็สามารถหาได้ ดังรูป ส่วนกรณีของ รีซิสแตนซ์ด้านเอาต์พุต ของทรานซิสเตอร์สำหรับ อาร์.เอฟ.เพาเวอร์แอมป์ นั้นไม่ได้แสดงส่วนของ รีซิสแตนซ์ด้านเอาต์พุตแบบขนาน แต่เราก็สามารถหาได้โดยการใช้ สูตรคำนวณดังในสมการ รูปที่ 1 นั้นเอง



$$\text{Parallel output resistance} \approx \frac{\text{collector voltage}^2}{2 \times \text{power output}}$$

- R_S = series resistance
- R_P = parallel resistance
- X_S = series reactance
- X_P = parallel reactance

To convert X_S and R_S to parallel;

$$R_P = R_S [1 + (X_S/R_S)^2]$$

$$X_P = \frac{R_P}{X_S/R_S}$$

$$X_C = \frac{1}{6.28 FC}$$

$$X_L = 6.28 FL$$

To convert X_P and R_P to series;

$$R_S = \frac{R_P}{1 + (R_P/X_P)^2}$$

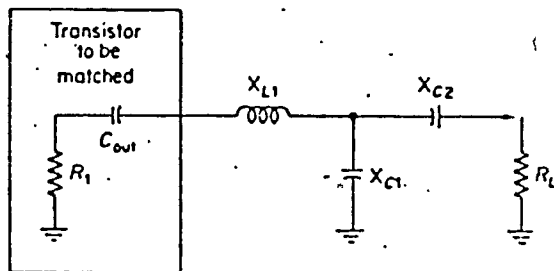
$$X_S = R_S \frac{R_P}{X_P}$$

รูปที่ 1 แสดงคุณสมบัติของทรานซิสเตอร์สำหรับอาร์.เอฟ.เพาเวอร์แอมป์ปรีฟายด์

ในรูปที่ 2 ถึงรูปที่ 6 เป็นการแสดงวงจร แมทซิ่งอิมพีแดนซ์ หรือวงจร รีโซแนนท์แบบต่าง ๆ ถึง 5 แบบ จากรูปแบบวงจรเราสามารถคำนวณหาค่าของอุปกรณ์ต่าง ๆ ได้ เช่น ค่าของตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุ เป็นต้น จากรูปตัวความต้านทานกับตัวตัวเก็บประจุที่แสดงอยู่ภายในกล่อง หรือบล็อคนั้นคือ วงจรสมมูลของแมทซิ่ง ทรานซิสเตอร์ ซึ่งแสดงเป็นรูปแบบของอิมพีแดนซ์ด้านเอาต์พุตในรูปของคอมเพลกซ์ (Complex output

Impedance) [ในกรณีที่ว่าวงจรถูกออกแบบให้ทำหน้าที่เป็นวงจรขยายภาคสุดท้าย] ส่วนตัวความต้านทานที่แสดงเป็น R_L นั้น เป็นความต้านทานของสายอากาศ หรือกรณีโหลดอื่น ๆ ในวงจร เช่นถ้าวงจรถูกใช้เพื่อเป็นวงจรขยายสัญญาณระหว่างภาคขยายสองภาคในกรณีนี้ R_L ก็จะเป็นค่าของความต้านทานอินพุต ของทรานซิสเตอร์ภาคต่อ ๆ ไป และค่าการคำนวณหาค่ารีซิสแดนซ์ หรือ คาปาซิแตนซ์ ก็ยังคงใช้สมการรูปที่ 1 อยู่รูปของอิมพีแดนซ์ในรูปของคอมเพลกซ์ (Complex Impedance) ไม่ว่าจะป็นรูปแบบอนุกรม หรือ แบบขนานก็ตาม เราสามารถคำนวณหาค่าได้เมื่อ เปรียบเทียบกับค่าของอิมพีแดนซ์ของโหลด โดยเราใช้หลักการว่าปัลลิ่งจะต้องมีค่าเท่ากับอิมพีแดนซ์ของโหลดที่นำมาต่อถึงจะได้ ทรานเฟอ์ของเพาเวอร์สูงสุด (Power maximum transfer) เพราะฉะนั้นจึงเป็นหน้าที่ของวงจร แมทซ์อิมพีแดนซ์ที่จะต้องทำการ แมทซ์อิมพีแดนซ์ ทั้งสองด้านให้เท่ากัน หรือทำให้ผลของสัญญาณส่งผ่านออกไปได้ประสิทธิภาพ 100 % [แต่ในทางปฏิบัติแล้วจะไม่ถึง 100 %] ตัวอย่างเช่น ถ้าตัวทรานซิสเตอร์มี อิมพีแดนซ์ด้านเอาต์พุตซึ่งเป็นแบบอนุกรม เป็น $7.33 - j3.87$ ในกรณีนี้ส่วนของตัวความต้านทานหรือค่าจริง [real part] ของ อิมพีแดนซ์ คือ 7.33 โอห์ม ขณะที่คาปาซิแตนซ์หรือส่วนอิมจิน [maginary part] คือ 3.87 โอห์มสำหรับในกรณีทรานเฟอ์ของเพาเวอร์สูงสุด แล้วค่าอิมพีแดนซ์ด้านเอาต์พุตของทรานซิสเตอร์กับค่า อิมพีแดนซ์ของโหลด จะต้องมีความเท่ากัน และถ้าวงจรเครื่องส่งถูกออกแบบ ให้ใช้สำหรับโหลด ขนาด 50 โอห์ม ฉะนั้นวงจร แมทซ์อิมพีแดนซ์นี้ก็จะทำการ แมทซ์อิมพีแดนซ์ระหว่างค่า $7.33 - j3.80$ ให้เท่ากับ อิมพีแดนซ์ ค่า $50 + j0$ และสำหรับการส่งผ่านสัญญาณ หรือ แมทซ์อิมพีแดนซ์ในกรณีของอาร์.เอฟ.แอมป์ลิฟายด์แล้วจะไม่มีการมัลติฟายด์ (Multiplier) ความถี่ให้สูงขึ้น หรือฮาร์โมนิก (harmonic) ที่ไม่ต้องการจะถูกขจัดหมด [ในกรณีวงจรมัลติฟายด์ซึ่งใช้วงจรแมทซ์อิมพีแดนซ์จำเป็นจะต้องใช้ความถี่ฮาร์โมนิกเพื่อผลของการคูณความถี่]

รูปแบบของวงจร แมทซ์อิมพีแดนซ์



$$X_{L1} = QR_1 + X_{Cout}$$

$$X_{C2} = AR_L$$

$$X_{C1} = \frac{B}{Q-A}$$

$$B = R_1 [1+Q^2]$$

$$L = \frac{XL}{6.28.F}$$

$$C = \frac{1}{6.28.F.X_C}$$

$$F = \frac{XL}{6.28 \times L}$$

$$F = \frac{1}{6.28 \times C \times X_C}$$

Q = เลือกตามแบนด์วิท (band width) ที่ต้องการ

R₁ = รีซิสแตนซ์ด้านเอาต์พุต

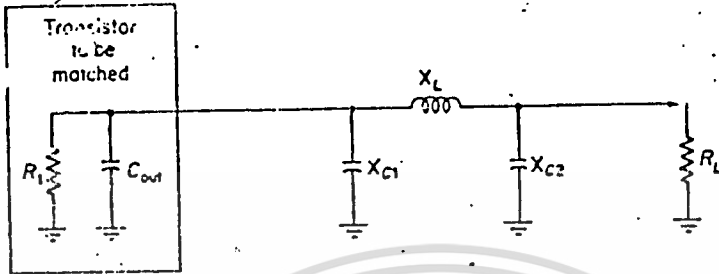
Cout = คาปาซิแตนซ์ด้านเอาต์พุต

รูปที่ 2 แสดงวงจร แมทซ์อิมพีแดนซ์เมื่อ R₁ มีค่าน้อยกว่า R_L

จากรูปที่ 2 นิยมใช้ ในวงจร เครื่องส่งที่ทำหน้าที่เป็นอาร์. เอฟ. แอมป์พลิฟายด์ ที่ภาคสุดท้าย จะเห็นว่าวงจร แมทซ์อิมพีแดนซ์จะต่ออนุกรมอยู่กับค่าความต้านทาน เอาท์พุทของทรานซิสเตอร์ และในกรณีนี้ ค่าความต้านทาน เอาท์พุทหรือ ความต้านทาน R₁ จะมีค่าน้อยกว่าค่าความต้านทานของ โหลด หรือน้อยกว่า 50 โอห์ม ในกรณีที่โหลดเป็นสายอากาศ

วงจรในรูปที่ 3 หรือรู้จักกันใน R₁ เนทเวิร์ก (network) วงจรนี้ จะทำการ แมทซ์อิมพีแดนซ์ระหว่างความต้านทาน เอาท์พุทของทรานซิสเตอร์ กับสายอากาศได้ดีกว่าแบบแรก [รูปที่ 1] จากวงจรจะเห็นว่า R₁ ต่อขนานกับ C₁ ซึ่งจะให้อิมพีแดนซ์ ที่เอาต์พุทของทรานซิสเตอร์ มีค่าสูง [มีค่าใกล้เคียงกับ R_L หรือ 50 โอห์มในกรณีสายอากาศ] ในการพิจารณา ค่าของอุปกรณ์ต่าง ๆ ภายในวงจรถ้าค่าของความต้านทาน R₁ ต่ำ และค่ารีซิสแตนซ์ ของ L₁ ต่ำด้วยแล้ว ถ้าหากเราจะทำให้อิมพีแดนซ์ของเอาต์พุทของตัวทรานซิสเตอร์สูง เท่า หรือใกล้เคียงกับ โหลด แล้วจาเป็นที่จะต้องปรับค่าของรีแอคแตนซ์ของ ตัวเก็บประจุ ที่อยู่ในวงจร คือ C₁ และ C₂ ให้มีค่าสูงขึ้นตามไปจึงจะ

ทำให้ อิมพีแดนซ์ทั้งสองจุดเหมาะสมกัน



$$X_{C1} = \frac{R_1/Q}{QR_1 + [R_1 R_2 / X_{C2}]}$$

$$X_L = \frac{X_L}{Q^2 + 1}$$

$$L = \frac{X_L}{6.28 \times F}$$

$$C = \frac{1}{6.28 \times X_C \times F}$$

$$F = \frac{X_L}{6.28 L}$$

$$F = \frac{1}{6.28 \times C \times X_C}$$

Q = เลือกค่าตามความกว้างของ band width ที่พอใจ

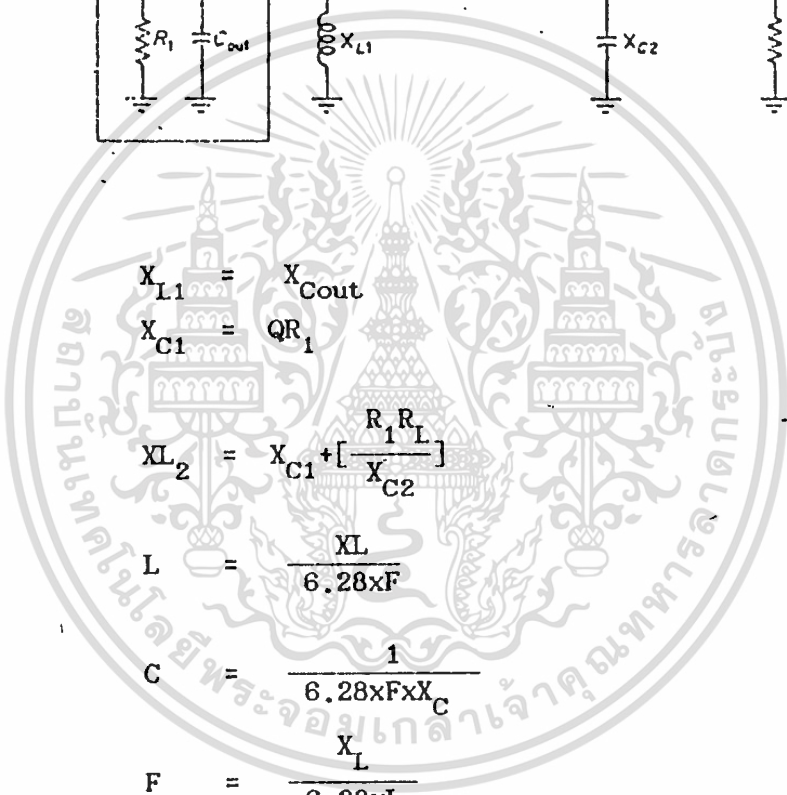
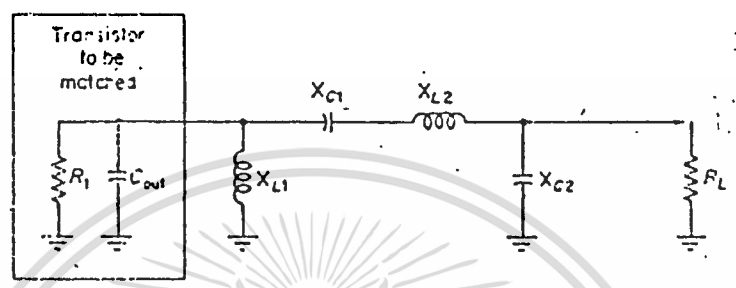
R₁ = output resistance

Cout = output capacitance

รูปที่ 3 แสดง แมทซ์อิมพีแดนซ์ที่ค่า R₁ มีค่าประมาณเท่ากับ R_L

จงจรในรูปที่ 4 และรูปที่ 5 ส่วนใหญ่แล้วมักพบในวงจร เครื่องส่งวิทยุที่อยู่ในภาค ของทวีคูณ หรือภาคขยายย่านความถี่กึ่งกลางค่าของ C และค่าของ L ก็จะทำหน้าที่ปรับ ความถี่รีโซแนนซ์สำหรับวงจรที่ทำหน้าที่ - ของมัน ให้ผ่านไปยังภาคขยายต่อไปได้เท่านั้น ในกรณีนี้ค่าของ R₁ จะมีค่าน้อยกว่าค่าของ R_L ซึ่งค่าของ R_L ในที่นี้

คือค่าของ อิมพีแดนซ์ทางอินพุต ของตัวทรานซิสเตอร์ หรือ อุปกรณ์ประเภท แอคทีฟ อื่น ๆ ที่ใช้ในวงจรภาคขยายต่อ ๆ ไป



$$X_{L1} = X_{Cout}$$

$$X_{C1} = QR_1$$

$$X_{L2} = X_{C1} + \left[\frac{R_1 R_L}{X_{C2}} \right]$$

$$L = \frac{X_L}{6.28 \times F}$$

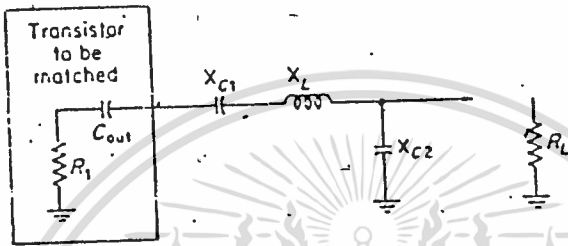
$$C = \frac{1}{6.28 \times F \times X_C}$$

$$F = \frac{1}{6.28 \times L}$$

$$F = \frac{1}{6.28 \times F \times X_C}$$

- Q = เลือกตามความกว้างของ band width ที่พอใจ
- R₁ = output resistance
- C_{out} = output capacitance

รูปที่ 4 แสดงวงจร แมทซ์อิมพีแดนซ์เมื่อ R_1 มีค่าน้อยกว่า R_L



$$X_L = X_{C1} + \left[\frac{R_1 R_2}{X_{C2}} \right] + X_{Cout}$$

$$X_C = QR_1$$

$$X_{C2} = \frac{X_L}{6.28 \times F}$$

$$C = \frac{1}{6.28 \times F \times X_C}$$

$$F = \frac{X_L}{6.28 \times L}$$

$$F = \frac{1}{6.28 \times F \times X_C}$$

Q = เลือกตามความกว้างของแบนด์วิทที่พอใจ

R_1 = รีซิสแดนซ์ด้านเอาต์พุต

C_{out} = คาปาซิแตนซ์ด้านเอาต์พุต

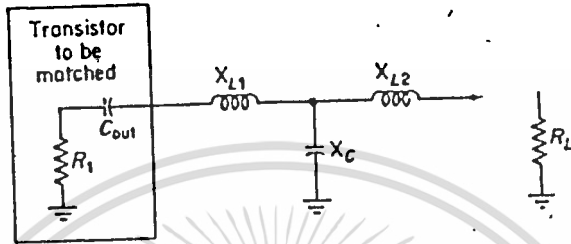
รูปที่ 5 แสดงวงจรแมทซ์อิมพีแดนซ์ เมื่อ R_1 มีค่าน้อยกว่า เมื่อเทียบกับ R_L

วงจรในรูปที่ 6 ต่อให้มันรู้จักกันใน T - NETWORK เป็นวงจรที่ทำหน้าที่แมทซ์อิมพีแดนซ์ได้ดีมาก และยังให้ ได้ดีกับกรณีที่ค่าความต้านทาน R_1 มีค่าน้อยหรือมีค่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มากกว่าค่าความต้านทานของโหลด R_L



$$X_{L1} = [R_1 Q] + X_{Cout}$$

$$X_{L2} = R_2 B$$

$$X_{C1} = \frac{[A/Q] \cdot [A/B]}{[A/Q] + [A/B]} = \frac{A}{Q+B}$$

$$A = R_1 [1 + Q^2]$$

$$L = \frac{X_L}{6.28 \times F}$$

$$C = \frac{1}{6.28 \times F \times X_C}$$

$$F = \frac{X_L}{6.28 \times l}$$

$$F = \frac{1}{6.28 \times C \times X_C}$$

Q = เลือกตามความกว้างของแบนด์วิธที่พอใจ

R_1 = รีซิสแตนซ์ด้านเข้าที่พู่

C_{out} = คาปาซิแตนซ์ด้านเอาต์พุต

รูปที่ 6 แสดงวงจร แมทซ์อิมพีแดนซ์เมื่อ R_1 มีค่าน้อย หรือมากกว่าค่าของ R_L

การออกแบบวงจร แมทซ์อิมพีแดนซ์

ได้กล่าวถึง รูปแบบของวงจร แมทซ์อิมพีแดนซ์มาแล้วทำให้เราสามารถ

นำหลักงานของแต่ละรูปแบบมาประยุกต์เข้ากับงานของเราได้ [สร้างวงจร แมทซ์อิมพีแดนซ์]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เราต้องการออกแบบวงจร แมทซ์อิมพีแดนซ์ ให้ทำหน้าที่ แมทซ์อิมพีแดนซ์ ระหว่างภาคขยายหนึ่งไปยังโหลดโดย คุณสมบัติทรานซิสเตอร์ของภาคขยายนี้มีค่าของ อิมพีแดนซ์ด้านเอาต์พุตต่ำกว่าค่าของ อิมพีแดนซ์ของ โหลดจากหลักการที่กล่าวมานี้ เราสามารถเลือกเองรูปแบบของวงจร แมทซ์อิมพีแดนซ์ [PHOTO TYPE] ในจำนวน 5 แบบที่กล่าวมา และสำหรับตัวอย่างนี้จะเลือกเอาตามรูปแบบรูปที่ 2 มาแสดงการคำนวณ

สมมติ คุณสมบัติของทรานซิสเตอร์ที่ใช้ ดูจากตาราง (data sheet) มีค่าของ ตัวเก็บประจุด้านเอาต์พุตเป็น 200 พิโคฟารัด ที่ความถี่ทำงาน 50 เมกกะเฮิรต์ และให้กำลังด้านเอาต์พุตเป็น 50 วัตต์โดยใช้ขนาดของแหล่งจ่ายไฟตรงเป็น 28 โวลต์

จากกรณีที่เราใช้ขนาดของแหล่งจ่ายไฟตรงเป็น 28 โวลต์และมีกำลังด้านเอาต์พุตเป็น 50 วัตต์ เพราะฉะนั้นเราอาศัยแนวทางตามสมการรูปที่ 1 สามารถคำนวณหาค่าของ R_1 หรือ รีซิสแตนซ์ด้านเอาต์พุต ของทรานซิสเตอร์ได้ คือ

$$R_1 = \frac{(V_{ce})^2}{2 \times P}$$

$$R_1 = \frac{[28^2]}{2 \times 50}$$

$$= 7.84 \text{ โอห์ม}$$

และเมื่อมีค่า ตัวเก็บประจุด้านเอาต์พุตเป็น 200 พิโคฟารัดและความถี่ทำงานเป็น 50 เมกกะเฮิรต์ เพราะฉะนั้นจากสมการภายในรูปที่ 1 สามารถคำนวณหาค่าของ รีซิสแตนซ์ของ X_{Cout} ได้คือ

$$X_{Cout} = \frac{1}{6.28 \times F \times C}$$

$$= \frac{1}{6.28 \times 50 \times 10^6 \times 200 \times 10^{-2}}$$

$$= 16 \text{ โอห์ม}$$

และจากผลรวมของรีซีสแตนซ์ กับ รีแอคแตนซ์จะเป็นค่าของอิมพีแดนซ์ด้าน
 เอากัฟท์ในลักษณะขนาน คือ $7.84 - j 16$ และจากสมการในรูปที่ 1 เช่นเดียวกันเรา
 สามารถเปลี่ยนรูปแบบของอิมพีแดนซ์ด้านเอากัฟท์ในลักษณะขนานไปเป็นแบบอนุกรม คือ

$$R_{series} = \frac{R_p}{1 + [R_p / X_p]^2}$$

$$= \frac{7.84}{1 + [7.84 / 16]^2}$$

$$X_{series} = R_s \cdot \frac{R_p}{X_p}$$

$$= 6.32 \times \left(\frac{7.84}{16} \right)$$

$$= 3.1 \text{ โอห์ม}$$

เมื่อได้ X_{series} กับ R_{series} แล้วก็จัดรูปแบบของอิมพีแดนซ์ แบบ
 อนุกรม ได้คือ $6.32 - j3.1$ และ เมื่อเรากำหนด รูปแบบของวงจรแทนที่อิมพีแดนซ์
 ตามรูปที่ 2 แล้วเราก็จะได้ค่าของอุปกรณ์ต่าง ๆ ดังนี้

[เพื่อให้สะดวกต่อการคำนวณจะสมมติค่า Q เป็น 10]

$$X_{L1} = Q R_1 + X_{Cout}$$

$$= 10 \times [6.32] + 3.1$$

$$= 66.6 \text{ โอห์ม}$$

$$X_{C2} = R_L$$

$$= [3.3] \times [50]$$

$$= 165 \text{ โอห์ม}$$

$$\begin{aligned}
 B &= R_1 [1+Q^2] \\
 &= 6.32 [1+10^2] \\
 &= 638.32
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 XC_1 &= \frac{[B/A][B/Q]}{[B/A]-[B/Q]} \\
 &= \frac{B}{Q-A} \\
 &= \frac{638.32}{10-3.33} \\
 &= 95 \text{ โอห์ม}
 \end{aligned}$$

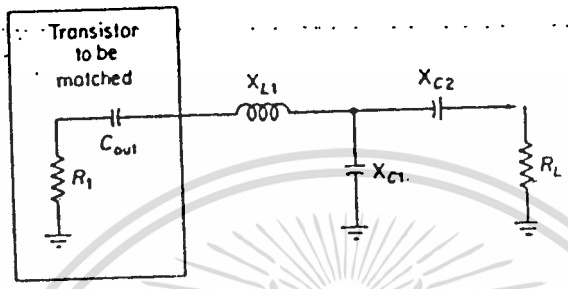
เพราะฉะนั้นหาค่าของคอยล์ และคาปาซิเตอร์ ได้ดังสมการ

$$\begin{aligned}
 L_1 &= \frac{XL_1}{6.28 \times F} \\
 &= \frac{66.6}{6.28 \times 50 \times 10^6} \\
 &= 0.21 \text{ ไมโครเฮนรี่}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 C_1 &= \frac{1}{6.28 \times F \times XC_1} \\
 &= \frac{1}{6.28 \times 50 \times 10^6 \times 95} \\
 &= 33 \text{ พิโคฟารัด}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 C_2 &= \frac{1}{6.28 \times F \times XC_2} \\
 &= \frac{1}{6.28 \times 50 \times 10^6 \times 165} \\
 &= 19 \text{ พิโคฟารัด}
 \end{aligned}$$

เพราะฉะนั้นเมื่อให้รูปแบบของวงจรรูปที่ 2 จะได้ค่า L_1 , C_1 และ C_2 เป็นดังรูป และค่าของ C_1 กับ C_2 ควรใช้เป็นค่าที่ปรับเปลี่ยนค่าได้



$L_1 = 0.21$ ไมโครเฮนรี่
 $C_1 = 33$ พิโคฟารัด
 $C_2 = 19$ พิโคฟารัด

บทที่ 4

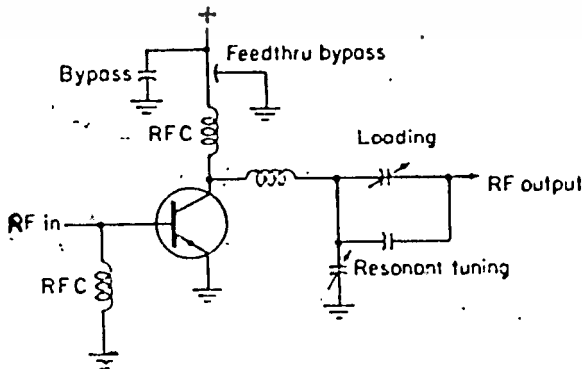
วงจรรขยายกำลังย่านความถี่วิทยุ
[RF. Power Amplifier]

บทสรุป

โดยทั่ว ๆ ไปวงจรรขยายกำลังย่านความถี่วิทยุ จะจัดให้มีการขยายในชั้น C [class C] โดยมีหลักการทำงานที่ว่าจุดทำงานของวงจรรอยู่ต่ำกว่าจุดไม่ทำงาน หรือจุดคัทออฟ [cut off point] กล่าวคือ ในกรณีที่ยังไม่มีสัญญาณทางอินพุต [input terminal] เข้ามา วงจรรส่วนขยายกำลังนี้ จะยังไม่ทำงาน และเมื่อใดที่มีสัญญาณเข้ามาทางด้านอินพุตของวงจรรก็จะทำงานทันทีซึ่งจะเห็นได้ว่าวงจรรขยายในชั้น C นี้จะให้สัญญาณที่เข้ามาทางอินพุตเป็น [bias signal] ที่ขาเบสของทรานซิสเตอร์ และทรานซิสเตอร์จะทำงานในเมื่อที่ขาเบส ได้รับสัญญาณนี้

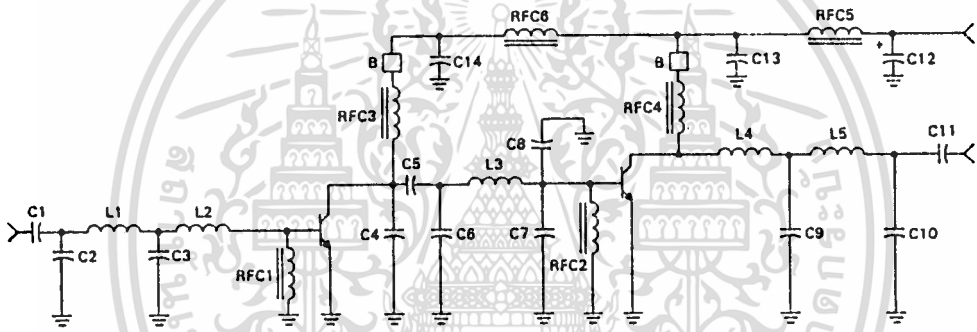
รูปแบบของวงจรรขยายเพาเวอร์ย่านความถี่วิทยุ

ก่อนที่จะเรากำหนดการออกแบบวงจรรให้สามารถทำงานในย่านความถี่วิทยุได้ เราจำเป็นต้องทราบรูปร่างของวงจรรที่ใช้ทำหน้าที่ขยายกำลังในย่านความถี่นี้ก่อน เช่น รูปแบบวงจรรที่ แสดงดังรูปที่ 1 เป็นวงจรรขยายสัญญาณย่านความถี่วิทยุแบบสเตจเดี่ยว [single stage] และนอกจากวงจรรจะขยายสัญญาณแล้วยังทำหน้าที่คูณความถี่ด้วย กล่าวคือ สัญญาณวิทยุจะเข้ามาทางขาเบส ที่ความถี่ที่หนึ่งจากนั้นทรานซิสเตอร์จะทำการขยายสัญญาณออกมาทางเอาพุต [output terminal] ซึ่งมีขนาดของแรงดันสูงกว่าทางอินพุตและขณะเดียวกันจะมีความถี่ออกไปที่มีค่าสูงกว่าความถี่อินพุต ซึ่งค่าของความถี่ที่สูงกว่าความถี่อินพุตนี้จะขึ้นอยู่กับวงจรรรีโซแนนท์ [Resonance circuit] ที่ต่ออยู่ทางด้านเอาพุต คือ คล้อยกับคาปาซิเตอร์ที่ปรับค่าได้ โดยจะทำหน้าที่ปรับเอาความถี่ที่ต้องการออกไปใช้งาน



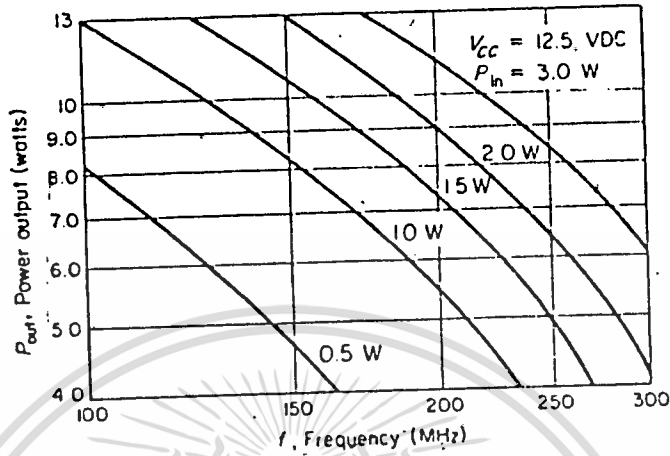
รูปที่ 1 แสดงวงจรรขยายที่ใช้ทรานซิสเตอร์ตัวเดียว

ในกรณีที่เรต้องการขนาดของแรงดันหรือขนาดของกำลังสูงขึ้นกว่ากรณีแรก เราก็สามารถออกแบบได้ โดยนำเอาวงจรขยายอีกหนึ่งวงจรหรือมากกว่ามาต่อแบบอนุกรม [cascade] กันไป ซึ่งวงจรขยายชุดแรกจะทำหน้าที่ขยายสัญญาณให้มีขนาดสูงสักขนาดหนึ่ง และจากนั้นจะป้อนเข้าไปเป็นสัญญาณอินพุทของภาคขยายอีกชุดหนึ่ง [กรณีภาคขยายสองชุดต่อแบบคาสเคดกัน] ดังแสดงในรูปที่ 2

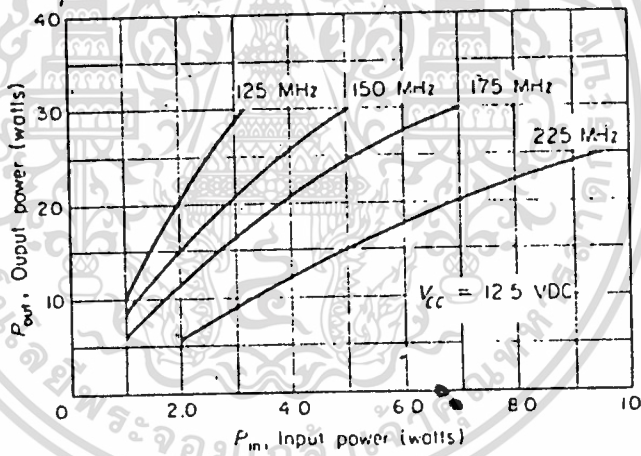


รูปที่ 2 วงจรขยายที่ต่อคาสเคดกัน

จากรูป C_1, C_2, C_3, L_1 และ L_2 เป็นส่วนที่ทำหน้าที่ส่งผ่านสัญญาณ [Coupling signal] ซึ่งประกอบกันเป็นวงจรรีโซแนนซ์ RFC, จะเป็นตัวป้องกันสัญญาณจากขาเบสของทรานซิสเตอร์ไม่ให้ไหลลงสู่กราวด์ และไม่ให้อสัญญาณรบกวนจากกราวด์ขึ้นมารบกวนที่เราต้องการทรานซิสเตอร์ Q_1 จะเป็นภาคขยายภาคแรก ซึ่งคุณสมบัติที่ใช้ควรเลือกให้เหมาะสมกับสัญญาณที่เข้ามา กล่าวคือ เราจะดูคุณสมบัติการขยาย [power output] ที่ขึ้นอยู่กับขนาดของกำลังที่เข้ามา [power input] เช่นถ้าหากไม่เหมาะสมกับตามคู่มือกำหนดแล้ววงจรส่วนนี้ก็จะมีไม่ทำงาน หรือทำงานแต่มีประสิทธิภาพที่ต่ำมากคุณสมบัติอีกอย่างที่ควรพิจารณา คือคุณสมบัติที่ตอบสนองต่อผ่านความถี่ของทรานซิสเตอร์ ซึ่งทรานซิสเตอร์แต่ละเบอร์จะมีขนาดของกำลังทางเข้าพุทต่อความถี่ไม่เท่ากัน หรือแม้กระทั่งทรานซิสเตอร์ตัวเดียวกันก็จะตอบสนองขนาดของกำลังขยาย ต่อความถี่ไม่เท่ากัน ซึ่งแสดงคุณสมบัติของทรานซิสเตอร์ต่อความถี่ต่าง ๆ และความสัมพันธ์ของขนาดกำลังทางเข้ากับขนาดกำลังทางออกดังรูปที่ 3 และ 4 ตามลำดับ



รูปที่ 3 แสดงกำลังขยายต่อความถี่



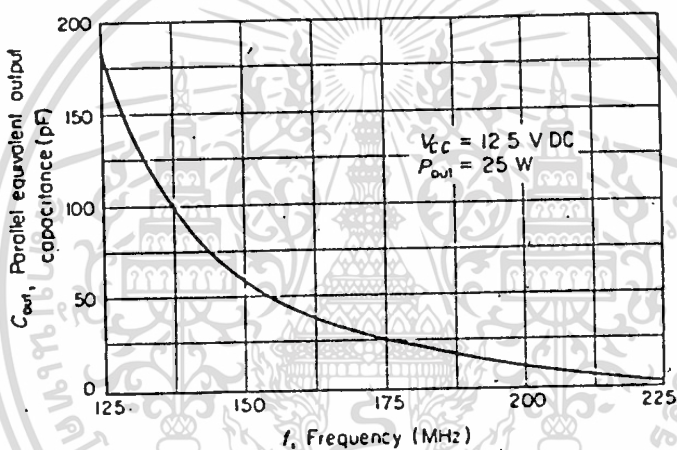
รูปที่ 4 แสดงคุณสมบัติกำลังทางออกต่อกำลังทางเข้า

และจากรูปที่ 2 ที่พ่วงมา C_5, C_6, L_3 และ C_7 ก็เป็นวงจรคัปปลิงสัญญาณระหว่างภาคแรกมายังภาคที่สอง ส่วน RFC_2 ก็ทำงานเหมือนกับ RFC_1 ส่วน RFC_3, RFC_4, RFC_5 และ RFC_6 จะทำหน้าที่ป้องกันความถี่ที่ซาคอลเล็กเตอร์ของทรานซิสเตอร์ออกไปทางแหล่งจ่ายแรงดัน และค่าของ C_{12}, C_{13} และ C_{14} จะทำหน้าที่ผ่านสัญญาณ [by pass signal] ลงกราวด์

ทรานซิสเตอร์ Q_2 ก็จะมีหลักการพิจารณาคล้ายกับทรานซิสเตอร์ Q_1 ส่วน L_4, L_5, C_9, C_{10} และ C_{11} เป็นวงจรปรับแต่งความถี่ภาคสุดท้ายที่จะทำการส่งผ่านสัญญาณสู่สายอากาศ หรือภาคขยายกำลังภาคต่อ ๆ ไป

วงจรขยายกำลังส่วนเข้าพุท

ถ้าพิจารณาจากรูปที่ 5 ซึ่งเป็นกราฟแสดงคุณสมบัติวงจรส่วนเข้าพุทคาปาซิแตนซ์ [output capacitance] ที่อยู่ในรูปแบบวงจรเสมือนแบบขนานต่อความถี่ที่ใช้งานของทรานซิสเตอร์เบอร์ 2N 6084 ที่ความถี่ 175 เมกกะเฮิร์ต และให้ทรานซิสเตอร์ขยายกำลังได้ 40 วัตต์ ซึ่งจากกราฟจะได้ค่าของเข้าพุทคาปาซิเตอร์เป็น 2 พิโคโคฟารัด และค่ารีแอคแตนซ์ [reactance] เป็น 455 โอห์ม ซึ่งหาได้จากสมการในรูปที่ 8 และค่า R_L ของทรานซิสเตอร์เบอร์ 2N 6084 มีค่าเป็น 1.95 โอห์ม ในกรณีที่ทรานซิสเตอร์ขยายสัญญาณที่ขนาด 40 วัตต์ และใช้แหล่งจ่ายแรงดันขนาด 12.5 โวลท์

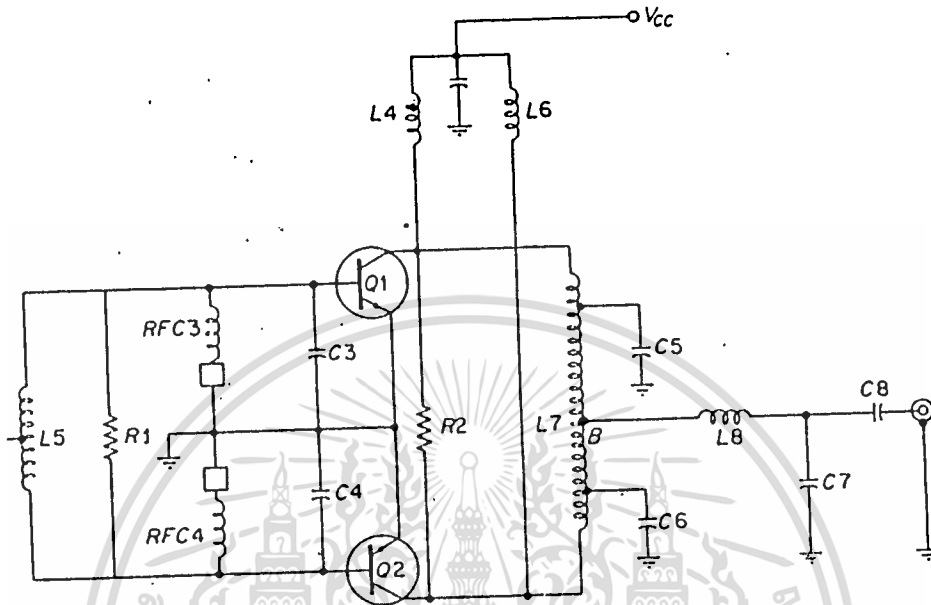


รูปที่ 5 กราฟแสดงวงจรเสมือนเข้าพุทคาปาซิแตนซ์ต่อความถี่ซึ่งเป็นวงจรเสมือนแบบขนาน

ส่วนประกอบของอิมพีแดนซ์ทางด้านเข้าพุทเราสามารถกำหนด หรือให้ความหมายได้โดยการพิจารณาดตรงจุดขา คอลเลคเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q, ในรูปที่ 6 ซึ่งจะมีกระแสดีซี [dc current] จำนวนหนึ่งไหลผ่าน L_4 ซึ่งค่า L_4 นี้จะมีความต้านทานต่ำต่อความถี่ต่ำกว่า 30 เมกกะเฮิร์ต สาเหตุที่เป็นเช่นนั้นก็เพื่อให่วงจรมีการทำงานที่เสถียรภาพดี ส่วน C_8 จะทำหน้าที่ส่งผ่านสัญญาณจากเข้าพุทของภาคขยายภาคสุดท้ายไปยังโหลด และสามารถปรับค่าของ C_8 เพื่อเปรียบค่าอิมพีแดนซ์ ของ C_8 เพื่อจะได้ค่าขนาดของสัญญาณของสัญญาณทางเข้าพุทสูงตามต้องการ

จากรูปที่ 8 พิจารณาส่วนของวงจร Q_1 ซึ่งประกอบด้วย R_L X_C ของ C_1 และค่า X_L ของ L_4 จะได้ 33 โอห์ม และเมื่อรวมกับค่า X_C ของทรานซิสเตอร์จะได้เป็น 30.8 โอห์ม ซึ่งเป็นรูปแบบของความต้านทานแบบวงจรเสมือนขนาน ซึ่งเมื่อทราบ

วงจรเสถียรแบบขนานแล้วเราก็สามารถเปลี่ยนรูปแบบมาเป็นวงจรเสถียรแบบอนุกรมได้ โดยใช้สมการดังรูปที่ 8



รูปที่ 6 แสดงส่วนวงจรขยายกำลังภาคสุดท้าย

Nominal Low frequency Capacitance (pf)	Capacitance at 175 Mhz (pf)	Parallel reactance Component at 175 Mhz Xp (Ohms)
80	88	-103
100	115	-7.9
125	151	-60
250	372	-24

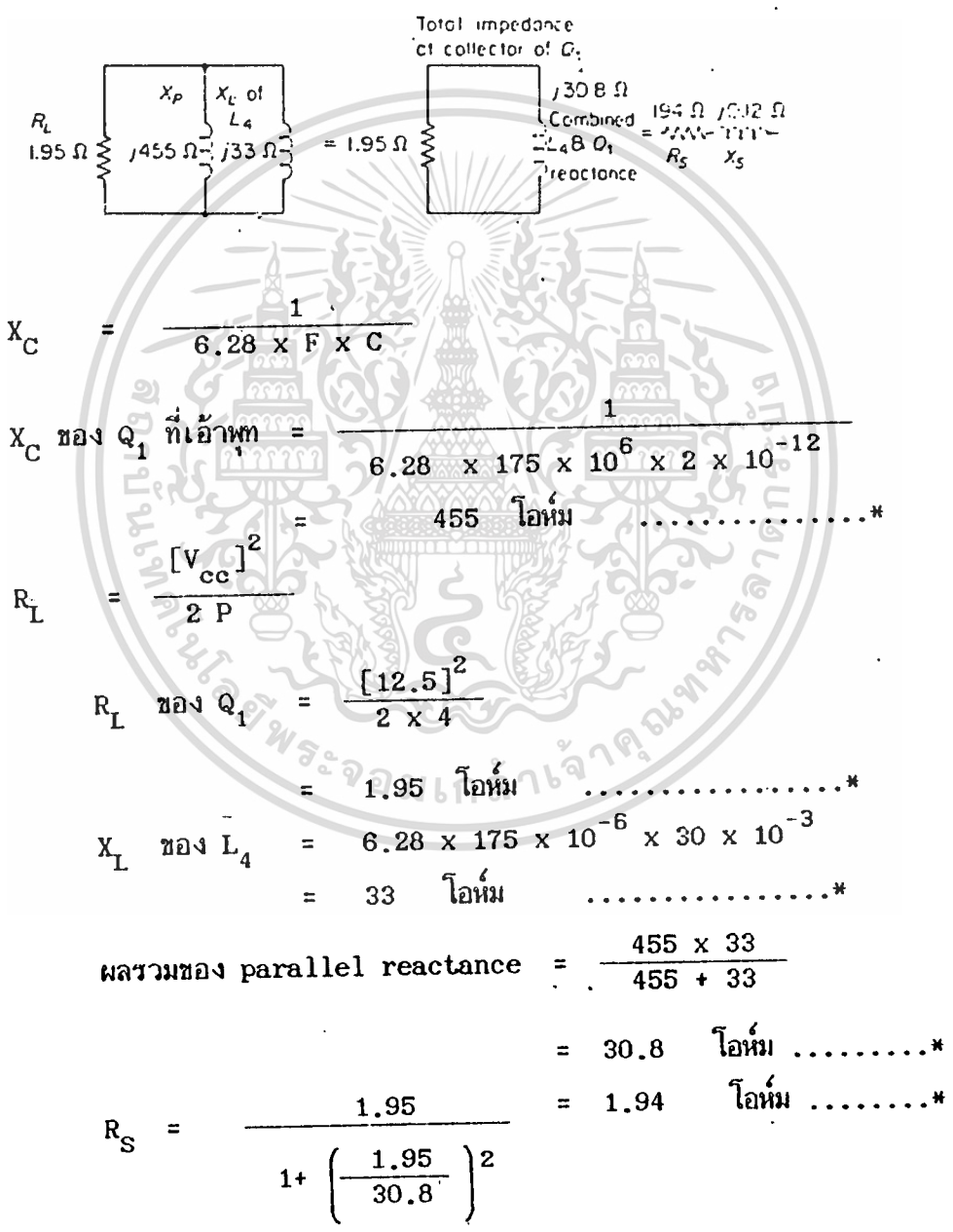
Copocitor type Type J-101 Underwood electric B Mfg Co, Inc, Maywood, Ill 60153

รูปที่ 7 แสดงตารางค่าคาปาซิเตอร์ที่ความถี่ 175 เม็กกะเฮิร์ต

จากรูปที่ 6 ค่าคอยล์ L₇ และค่า C₅ จะร่วมกันทำหน้าที่ในการกำหนดค่า Q, ทำให้อิมพีแดนซ์ที่จุด B มีค่าเท่ากับกับโหลดหรือสายอากาศ และยังทำหน้าที่ทำให้อิมพีแดนซ์ ระหว่างขาคอลเล็กเตอร์ กับ กราวด์ มีค่าต่ำด้วย

โดยปกติวงจรที่แสดงในรูปที่ 6 นี้ จะทำงานมีประสิทธิภาพสูงเมื่อเราแบ่ง

ครึ่ง L_7 ให้มีค่าเป็น 6 นาโนเฮนรี่ และใช้ค่า C_5 ตามตารางรูปที่ 7 เป็น 100 พิโคโดฟาร์ด และค่า C_5 สามารถเปลี่ยนแปลงระหว่าง 100-115 พิโคโดฟาร์ด ได้ตามความเหมาะสม ซึ่งเหมาะกับย่านความถี่ 175 เมกกะเฮิรตซ์ การต่อ C_5 เข้ากับ L_7 จะต่อที่จุดของ L_7 มีค่าเป็น 3 นาโนเฮนรี่นับจากชาคอลลเลคเตอร์ของ Q_1 ลงมา

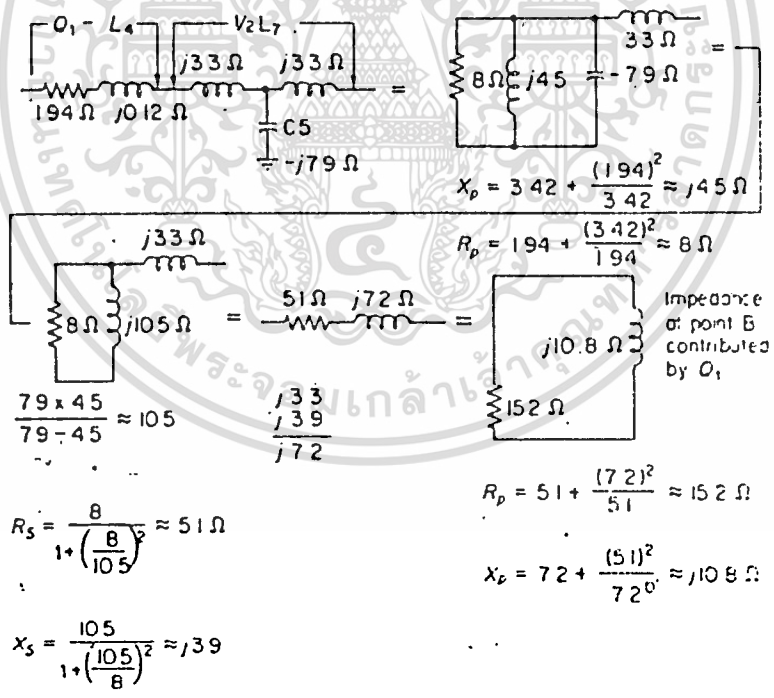


$$X_S = \frac{30.8}{1 + \left(\frac{30.8}{1.95}\right)^2}$$

$$= j 0.12 \text{ โอห์ม} \dots\dots\dots*$$

รูปที่ 8 แสดงการคำนวณผลรวมอิมพีแดนซ์ที่ชาคอลลีคเตอร์ Q_1

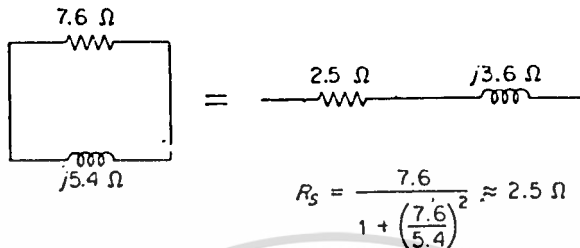
จากรูปที่ 9 จะแสดงวงจรส่วนของชาคอลลีคเตอร์ Q_1 กับ L_4 และ C_5 กับ L_7 ซึ่งจะมีผลต่ออิมพีแดนซ์ของจุด B โดยสมการต่าง ๆ แสดงไว้ในรูป ซึ่งจะมีค่า X_p และ R_p ซึ่งเป็นอิมพีแดนซ์แบบขนาน และเป็นอิมพีแดนซ์ของผลเนื่องจากทรานซิสเตอร์ Q_1 เพียงตัวเดียวที่กระทำต่อจุด B ซึ่งผลของการพิจารณาภายในรูปจะได้ อิมพีแดนซ์สุดท้ายเป็น $R_p = 15.2$ โอห์ม และ $X_p = j 10.8$ โอห์ม และในทางองเดียวกันทรานซิสเตอร์ Q_2 ก็จะทำให้เกิดผลต่ออิมพีแดนซ์ที่จุด B เช่นเดียวกับ Q_1 เพราะฉะนั้นค่าของอิมพีแดนซ์รวมที่จุด B เพื่อรวมเอาอิมพีแดนซ์ของวงจรสองส่วน [$Q_1, Q_2, L_4, L_6, L_7, C_5$ และ C_8] ซึ่งจะได้ค่าดังรูปที่ 10



X_L ของ $L_7 = 6.28 \times 175 \times 10^6 \times 6 \times 10^{-3}$
 $= 6.6 \text{ โอห์ม} \dots\dots\dots*$

รูปที่ 9 แสดงอิมพีแดนซ์แบบขนานที่จุด B ที่ขึ้นอยู่กับ Q_1 ที่วงจรส่วนเข้าที่จุด B จะถูกออกแบบให้ส่งผ่านสัญญาณ และทำการปรับค่าอิมพีแดนซ์กับโหลดให้เข้า

เท่ากัน ซึ่งอิมพีแดนซ์มีค่าเป็น 50 โอห์ม กับค่าที่จุด B ซึ่งเป็น $2.5 + j 3.6$ โอห์ม
ที่เป็นผลรวมของ Q_1 กับ Q_2



$$R_s = \frac{7.6}{1 + \left(\frac{7.6}{5.4}\right)^2} \approx 2.5 \Omega$$

$$X_s = \frac{5.4}{1 + \left(\frac{5.4}{7.6}\right)^2} \approx j3.6 \Omega$$

$$QL = \frac{9.9 + 3.6}{2.25} = 5.4 \dots \dots \dots *$$

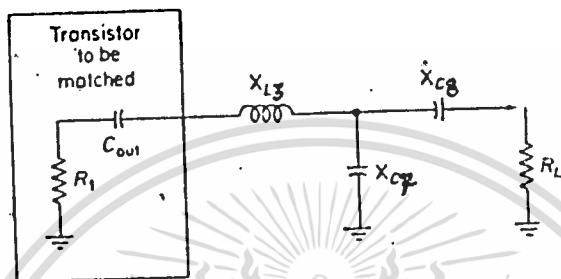
เมื่อ

$$X_{LB} = 6.28 \times 175 \times 10^6 \times 9 \times 10^{-9} = 9.9 \dots \dots \dots *$$

รวม เอาท์พุทอิมพีแดนซ์ แบบขนานของ Q_1 และ Q_2 และเปลี่ยนเป็นเอาท์พุทอิมพีแดนซ์แบบอนุกรม ได้ดังรูป

รูปที่ 10 รวมค่าเอาท์พุทอิมพีแดนซ์แบบอนุกรมที่จุด B

จากรูปที่ 11 จะเห็นว่าค่าอิมพีแดนซ์ของส่วนวงจรโหลด ที่พิจารณาที่จุด B เป็น $2.5 + j 3.6$ โอห์ม และถ้าสังเกตวงจรในรูปที่ 11 แล้วจะเห็นว่า เป็นวงจรที่มีรูปลักษณะเดียวกับรูปที่ 2 [ของบทที่ 2] เรื่องของวงจร [matching impedance] และเราก็สามารถใช้สมการในรูปที่ 2 ในการออกแบบวงจรส่วนเข้าพุทได้ ดังแสดงได้ไว้ในรูปที่ 11



รูปที่ 11 แสดงส่วนวงจรส่วนแมทซ์ด้านเอาต์พุต และเมื่อกำหนดให้ $Q_L = 5.4$ เราก็สามารถคำนวณหาค่าของ C_7 และ C_8 ได้โดยใช้สมการในรูปที่ 2 [บทที่ 2] เช่น

$$A = \sqrt{\frac{2.5[1 + 5.4^2]}{50} - 1} = 0.71 \dots\dots\dots*$$

$$B = 2.5 [1 + 5.4^2] = 75.4 \dots\dots\dots*$$

$$XC_7 = \frac{75.4}{5.4 - 0.71} = 16.1 \text{ โอห์ม} \dots\dots\dots*$$

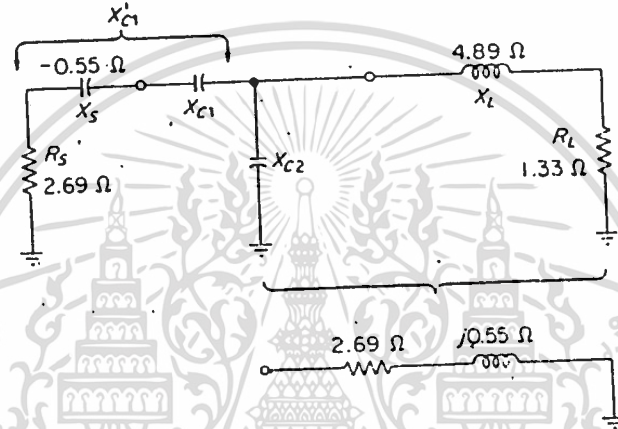
$$XC_8 = 0.71 \times 50 = 35.5 \text{ โอห์ม} \dots\dots\dots*$$

$$C_7 = \frac{1}{6.28 \times 175 \times 10^6 \times 16.1} = 56.5 \text{ พิโคโอฟาต์} \dots\dots\dots*$$

$$C_8 = \frac{1}{6.28 \times 175 \times 10^6 \times 35.5}$$

= 25.6 พิคโคฟารัด*

และจากรูปที่ 2 ถ้าวางทราซีสเตอร์เบอร์ MRF 262 ถูกสมมติให้ มีเอาพุทอิมพีแดนซ์ เป็น $2.69 - j 0.55$ โอห์ม เราสามารถคำนวณหาอุปกรณ C_1, C_2 ได้ซึ่งเป็น วงจรแมทซ์อิมพีแดนซ์ระหว่างเอาพุทอิมพีแดนซ์ของทราซีสเตอร์เบอร์ MRF 262 กับอิมพีแดนซ์ของวงจรขยายภาคสุดท้าย หรือ อิมพีแดนซ์รวมที่จุด A ในรูปที่ 6 สมมติให้อิมพีแดนซ์ที่จุด A คือ $1.33 + j 4.89$ โอห์ม เพราะฉะนั้นเราสามารถแสดงวงจรเสมือนของแมทซ์อิมพีแดนซ์ได้ดังรูป



รูปที่ 12 แสดงวงจรเสมือนส่วนของแมทซ์ที่ภาคขับและภาคขยายสุดท้าย จากรูปคำนวณค่าอุปกรณต่าง ๆ ได้ คือ

$$X_{C2} = \frac{D}{Q_L - C}$$

$$= \frac{19.2}{3.7 - 2.5}$$

$$= 16 \text{ โอห์ม*}$$

$$X'_{C1} = C \cdot R_S$$

$$= [2.5] \cdot [2.69]$$

$$= 6.72 \text{ โอห์ม*}$$

$$X_{C1} = [X'_{C1}] - [X_S]$$

$$= 6.72 - 0.55$$

$$= 6.17 \text{ โอห์ม*}$$

$$C = \sqrt{\left(\frac{R_L [1 + Q_L^2]}{R_S}\right) - 1}$$

$$= \sqrt{\left(\frac{1.33 [1 + 3.7^2]}{2.69}\right) - 1}$$

$$= 2.5 \dots\dots\dots*$$

$$D = R_L [1 + Q_2^2]$$

$$= [1.33] \cdot [1 + 3.7^2]$$

$$= 19.2 \dots\dots\dots*$$

$$Q_L = \frac{X_L}{R_L}$$

$$= \frac{4.89}{1.33}$$

$$= 3.7 \dots\dots\dots*$$

$$C_1 = \frac{1}{6.28 \times 175 \times 10^6 \times 6.17}$$

$$= 147 \text{ พิโคฟาวัต} \dots\dots\dots*$$

$$C_2 = \frac{1}{6.28 \times 175 \times 10^6 \times 16}$$

$$= 57 \text{ พิโคฟาวัต} \dots\dots\dots*$$

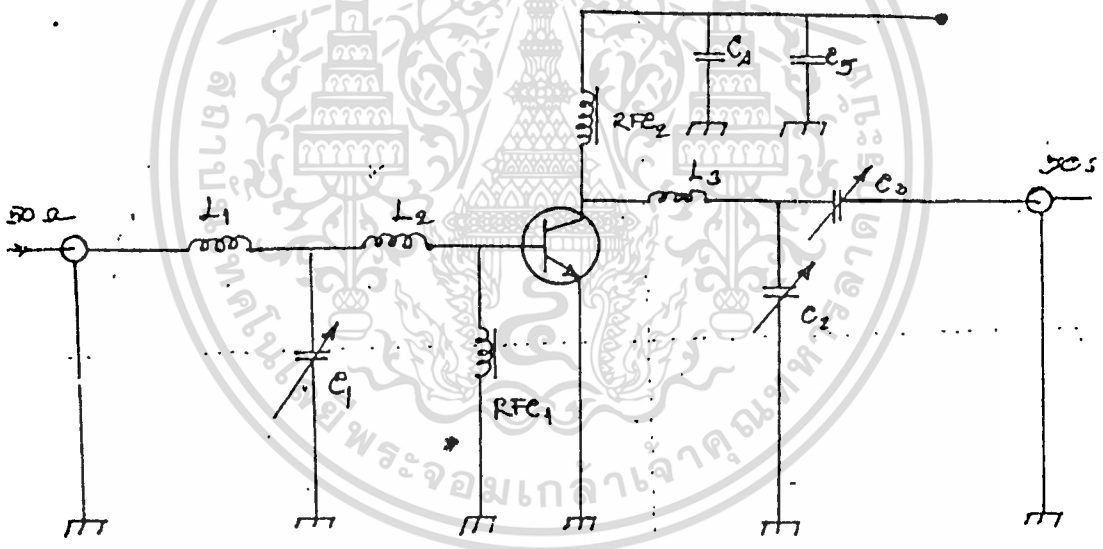
บทที่ 5

การออกแบบวงจรขยายกำลังย่านความถี่วิทยุ
วงจรขยายกำลังความถี่ 104 เมกกะเฮิร์ตซ์ ขนาด 5 วัตต์

ขั้นตอนการออกแบบ

1. เลือกรูปแบบของวงจร

รูปแบบของวงจรขยายสัญญาณ อาร์.เอฟ. นี้ก็ได้มาจาก การประกอบเอาวงจร แมทซ์อิมพีแดนซ์ส่งผ่านสัญญาณจาก อินพุตมาสู่ตัวทรานซิสเตอร์เพื่อทำการขยายสัญญาณ และจากนั้นก็ส่งผ่านเอาสัญญาณจากส่วนเอาพุทของทรานซิสเตอร์ไปยังโหลด หรือสายอากาศโดยวงจรแมทซ์อิมพีแดนซ์เหมือนกัน ดังแสดงดังรูป



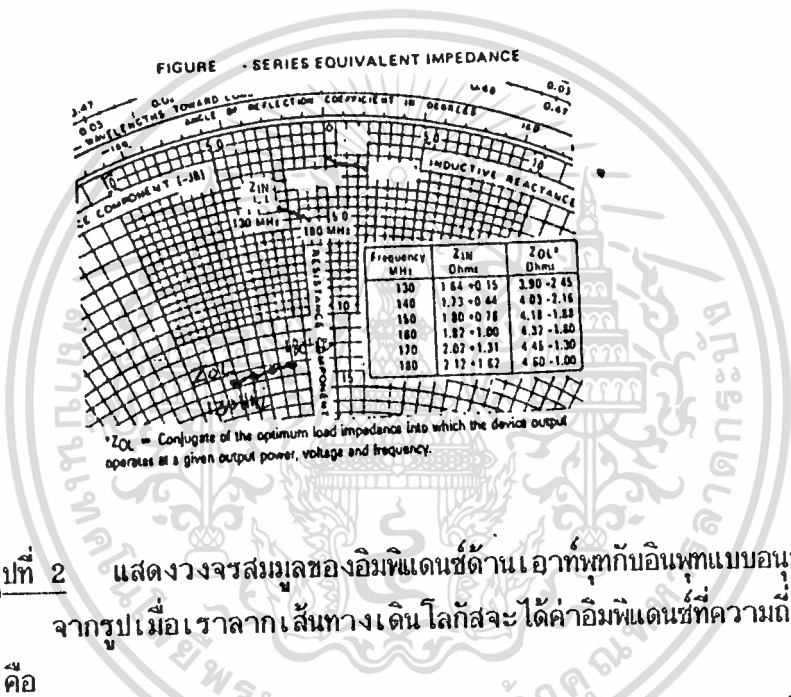
สมมุติเลือกทรานซิสเตอร์ในการออกแบบ คือ เบอร์ MRF. 260 ของบริษัท ไบโตรีล่า หรือ เบอร์ 2SC1971 ซึ่งเป็นเบอร์แทน หาซื้อได้ง่ายแถวบ้านหม้อ ทรานซิสเตอร์ เบอร์ MRF. 260 นี้จะมีคุณสมบัติในการขยายสัญญาณทางเอาพุทขนาด 5 วัตต์ และใช้สัญญาณทางอินพุทเป็นขนาด 500 มิลลิวัตต์ และคุณสมบัติของทรานซิสเตอร์เบอร์นี้ได้แสดงไว้ในภาคผนวก

คุณสมบัติที่ใช้ ในการออกแบบ เกี่ยวกับการแมทซ์อิมพีแดนซ์ ของวงจร ดังได้กล่าวไว้แล้วข้างต้น เราจำเป็นต้องทราบค่าอิมพีแดนซ์ระหว่างอินพุท กับเอาพุทของวงจร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แมทซ์อิมพีแดนซ์ ซึ่งอาจจะเป็นระหว่างโหลดกับอินพุทอิมพีแดนซ์ของทรานซิสเตอร์ หรือ ระหว่างเอาต์พุทอิมพีแดนซ์ ของทรานซิสเตอร์ กับอิมพีแดนซ์ของโหลด

จากกราฟในรูปข้างล่างเป็นกราฟแสดงคุณสมบัติวงจรสมมูลอิมพีแดนซ์ด้านอินพุท กับเอาต์พุทแบบอนุกรมของทรานซิสเตอร์เบอร์ MRF. 260



รูปที่ 2 แสดงวงจรสมมูลของอิมพีแดนซ์ด้านเอาต์พุทกับอินพุทแบบอนุกรม จากรูปเมื่อเราลากเส้นทางเดินโลกัสจะได้ค่าอิมพีแดนซ์ที่ความถี่ 100 เม็ก

กะเฮิรต คือ

อิมพีแดนซ์ทางอินพุท $[Z_{in}] = 1.5 - j 3.2$ โอห์ม
 อิมพีแดนซ์ทางเอาต์พุท $[Z_{oL}] = 6.7 - j 10.2$ โอห์ม

3: การออกแบบ

ต้องการให้วงจรตอบสนองต่อย่านความถี่ 88 - 108 เม็กกะเฮิรต์ เพราะฉะนั้นจะได้ แบนด์วิทท์กว้าง เป็น 20 เม็กกะเฮิรต์

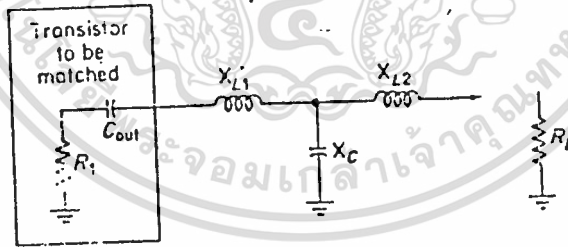
แบนด์วิท (Bandwith:BW) = 108 - 88 เม็กกะเฮิรต์
= 20 เม็กกะเฮิรต์

จาก Q = fr / BW

เมื่อ fr คือย่านความถี่ที่เราต้องการให้ตอบสนองมากที่สุดคือ 104 เม็กกะเฮิรต์

Q = (104 x 10⁶) / 20
= 5.2

จากรูปแบบของวงจรในหัวข้อที่ 1 เรามาพิจารณาค่าอุปกรณ์ต่าง ๆ ในวงจรแมทซ์อิมพีแดนซ์ทางด้านอินพุตจะได้



รูปที่ 3 แสดงวงจรแมทซ์อิมพีแดนซ์ทางอินพุต

จากรูปในกล่อง transistor to be match จะได้ค่า R₁ + j X_{Cout} เป็น 50 + j 0 เพราะเนื่องจากเป็นจุดของทางเข้าพหุภาคขยายด้านหน้าเพราะฉะนั้นจะได้ว่า R₁ มีค่า 50 โอห์ม X_{Cout} มีค่า 0 โอห์ม และ R_L ในที่นี้ก็คือ Z_{in} ของทราน

ซีสเตอร์ คือ 1.5 - j 3.2 โอห์ม เพราะฉะนั้นจากวงจรในรูปที่ 3 สามารถหาค่าอุปกรณ์ต่าง ๆ ได้คือ

$$\begin{aligned}
 X_{L1} &= [R_1 Q] + X_{cout} \\
 &= [50 \times 5.2] + 0 \\
 &= 260 \text{ โอห์ม} \dots\dots\dots*
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 X_{L2} &= R_L \cdot B \\
 \text{เมื่อ } B &= \sqrt{[A/R_L] - 1} \\
 &= \sqrt{1402/1.5 - 1} \\
 &= 30.56
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 \text{เมื่อ } A &= R_1 [1 + Q^2] \\
 &= 50 [1 + 5.2^2] \\
 &= 1402
 \end{aligned}$$

$$X_{L2} = 1.5 \times 30.56 \text{ โอห์ม} \dots\dots\dots*$$

$$L_1 = \frac{X_{L1}}{6.28 F}$$

$$\begin{aligned}
 L_1 &= \frac{260}{6.28 \times 104 \times 10^6} \\
 &= 0.398 \text{ ไมโครเฮนรี่}
 \end{aligned}$$

$$L_2 = \frac{X_{L2}}{6.28 \times F}$$

$$\begin{aligned}
 &= \frac{45.83}{6.28 \times 104 \times 10^6} \\
 &= 0.070 \text{ ไมโครเฮนรี่} \dots\dots\dots*
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 X_{c1} &= \frac{A}{Q + B} \\
 &= \frac{1402}{5.2+30.56} \\
 &= 39.21 \text{ โอห์ม} \dots\dots\dots*
 \end{aligned}$$

$$C_1 = \frac{1}{6.28 \times F \times C_1}$$

$$= \frac{1}{6.28 \times 104 \times 10^6 \times 39.21}$$

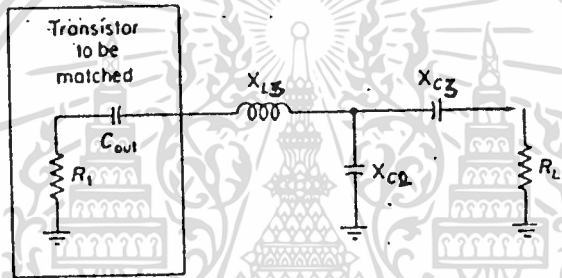
$$= 39.05 \text{ พิโคฟาวัต} \dots\dots\dots*$$

จากการปฏิบัติค่า C_1 จะเป็นค่าที่ปรับได้ซึ่งจะมีค่าอยู่ระหว่างช่วง

$$C_1 = 30 - 50 \text{ พิโคฟาวัต}$$

จากรูปที่ 1 ในหัวข้อที่ 1 พิจารณาวงจรทางด้านเข้าพุท และหาค่าอุปกรณ์

ต่าง ๆ ได้คือ



รูปที่ 4 แสดงวงจรแมทซิ่งทางเข้าพุท

จากรูป $R_1 + C_{out} = 6.7 - j 10.2$
 $R_L = 50 + j0$

ค่า $X_{L3} = Q R_1 + X_{cout}$
 $= 5.2 \times 6.7 + 10.2$
 $= 45.04 \text{ โอห์ม} \dots\dots\dots*$

$$L_3 = \frac{X_{L1}}{6.28 \times F}$$

$$= \frac{45.04}{6.28 \times 104 \times 10^6}$$

$$= 0.069 \text{ ไมโครเฮนรี่} \dots\dots\dots*$$

$$X_{C2} = \frac{B}{Q - A}$$

$$\begin{aligned} \text{เมื่อ } A &= \sqrt{\left(\frac{R_1 [1 + Q^2]}{R_L}\right) - 1} \\ &= \sqrt{\left(\frac{6.7 [1 + 5.2^2]}{50}\right) - 1} \\ &= 1.66 \end{aligned}$$

หมายเหตุ ค่า X_{Cout} จะต้องนำค่าบวกมาคำนวณเสมอ

$$\begin{aligned} B &= R_1 [1 + Q^2] \\ &= 6.7 [1 + 5.2^2] \\ &= 187.87 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} X_{C2} &= \frac{187.87}{5.2 - 1.66} \\ &= 53.07 \text{ โอห์ม} \dots\dots\dots* \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} C_2 &= \frac{1}{6.28 \times F \times X_{C1}} \\ &= \frac{1}{6.28 \times 104 \times 10^6 \times 53.07} \\ &= 28.85 \text{ พิคโคฟารัด} \end{aligned}$$

และเลือก C_2 คาปาซิเตอร์ที่ปรับค่าได้ประมาณ 20 - 40 พิคโคฟารัด

$$\begin{aligned} X_{C3} &= AR_L \\ &= 1.66 \times 50 \\ &= 83 \text{ โอห์ม} \dots\dots\dots* \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} C_3 &= \frac{1}{6.28 \times 104 \times 10^6 \times 83} \\ &= 18.45 \text{ พิคโคฟารัด} \dots\dots\dots* \end{aligned}$$

และ C_3 = คาปาซิเตอร์ที่ปรับค่าได้ประมาณ 10 - 30 พิคโคฟารัด

คำนวณค่าของ RFC_1 และ RFC_2

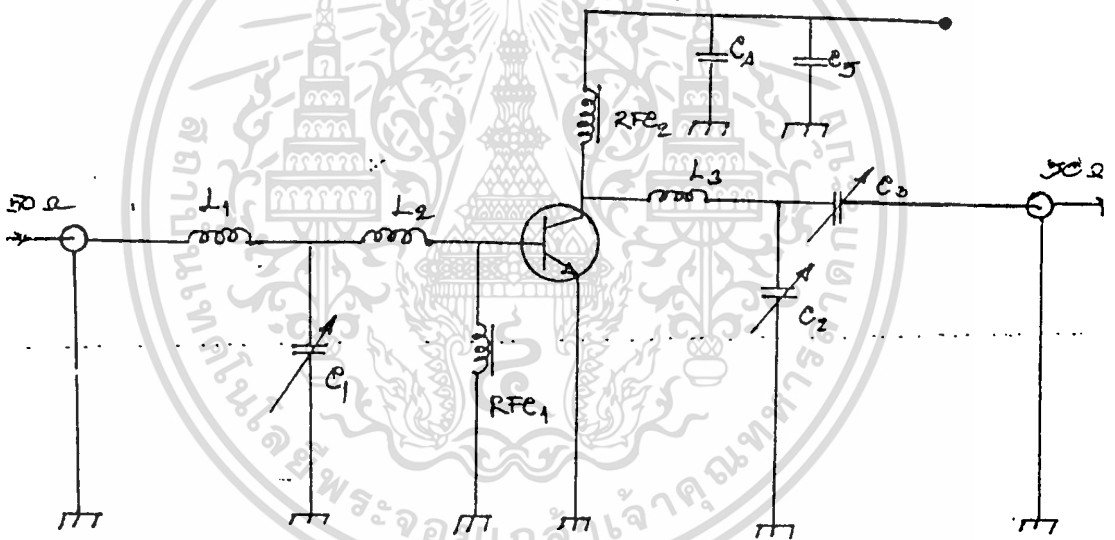
จากทฤษฎีค่า X_L ของ RFC จะมีค่าอยู่ประมาณ 1 กิโลโอห์ม ถึง 3

กิโลโอห์มที่ความถี่ใช้งาน

เลือก X_L ของ RFC ที่ความถี่ใช้งานเป็น 2 กิโลโอห์ม

$$\begin{aligned} RFC_1 = RFC_2 &= \frac{X_L}{6.28 \times F} \\ &= \frac{2 \times 10^3}{6.28 \times 104 \times 10^6} \\ &= 3.06 \text{ ไมโครเฮนรี่} \dots\dots* \end{aligned}$$

หาค่า คาปาซิเตอร์บายพาส (Capacitor by pass) C_4, C_5 จากทฤษฎีค่าของคาปาซิเตอร์บายพาส จะอยู่ในช่วง 0.001 ถึง 0.1 ไมโครฟารัดเพราะฉะนั้นเลือก $C_4, C_5 = 0.10$ ไมโครฟารัด เพราะฉะนั้นวงจรทั้งหมดจะเป็นดังรูป



รูปที่ 5 แสดงรูปแบบของวงจรจริงขนาด 5 วัตต์

สรุปค่าอุปกรณ์ต่าง ๆ

- $L_1 = 0.40$ ไมโครเฮนรี่
- $L_2 = 0.07$ ไมโครเฮนรี่
- $L_3 = 0.07$ ไมโครเฮนรี่
- $C_1 = 30 - 50$ ไมโครฟารัด
- $C_2 = 20 - 40$ ไมโครฟารัด
- $R_{FC1} = R_{FC2} = 3$ ไมโครเฮนรี่

C_3	= 20 - 40	ไมโครฟารัด
C_4	= 0.1	ไมโครฟารัด
C_5	= 0.1	ไมโครฟารัด

วงจรขยายกำลังผ่านความถี่ 104 เม็กกะเฮิรต์ขนาด 10 วัตต์

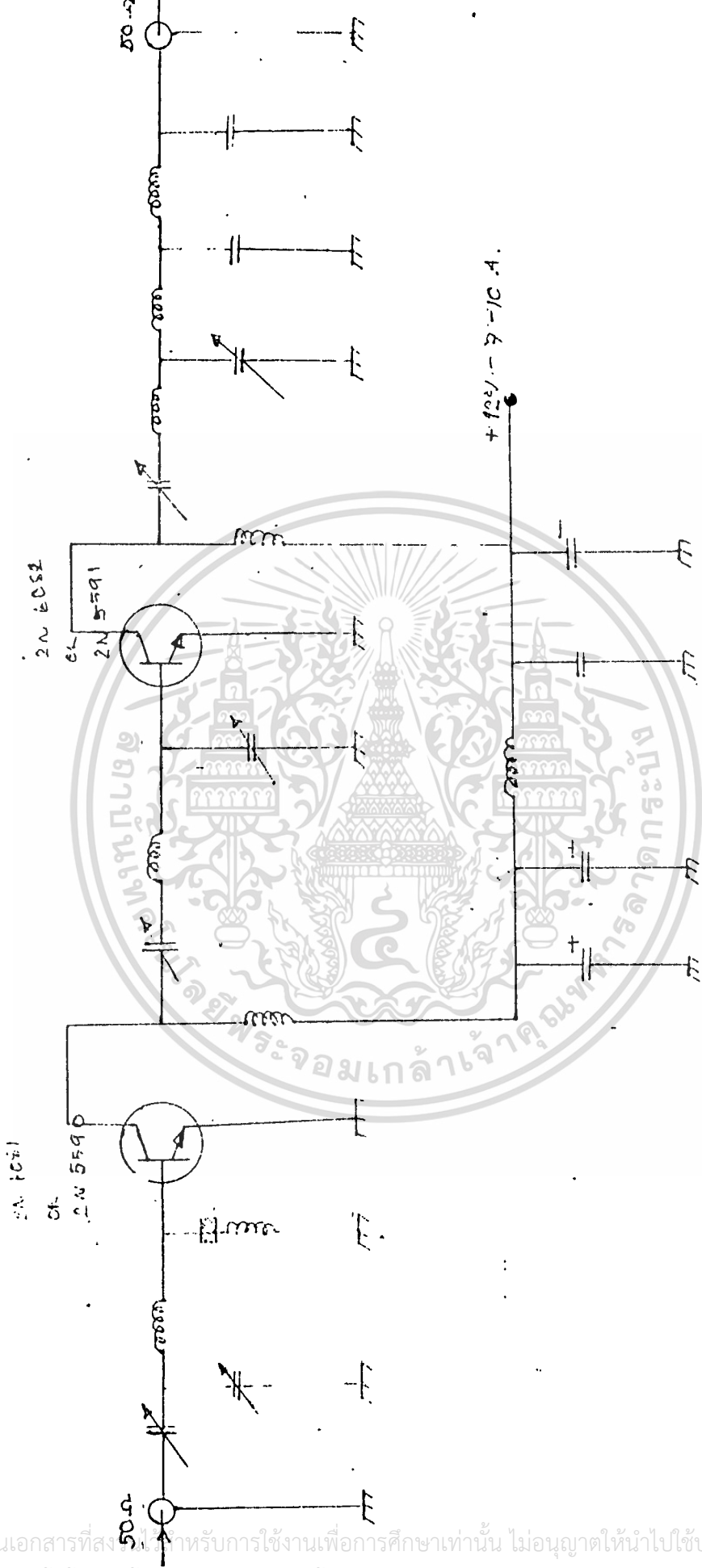
1. เลือกรูปแบบของวงจร

รูปแบบของวงจรจะใช้ทรานซิสเตอร์ทำงานร่วมกันและต่อแบบคาสเคด [case cade] ดังรูปที่ 6

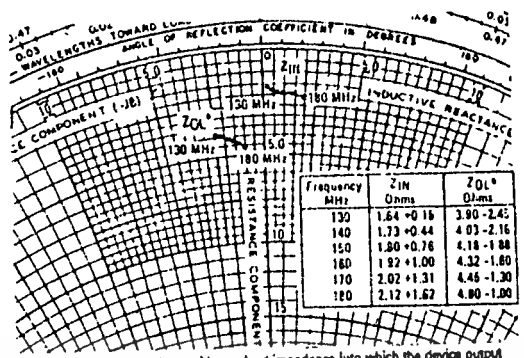
2. เลือกทรานซิสเตอร์

ใช้เบอร์ 2N5590 หรือเบอร์ 2N6081 และเบอร์ 2N5591 หรือ 2N6082 และทรานซิสเตอร์เบอร์ 2N6081 จะมีอิมพีแดนซ์ของวงจรสมมูลแบบอนุกรม ดังรูปที่ 7 และทรานซิสเตอร์เบอร์ 2N6082 จะมี วงจรสมมูลแบบอนุกรม ดังรูปที่ 8





รูปที่ 6 รูปแบบของวงจรขยายขนาด 10 วัตต์

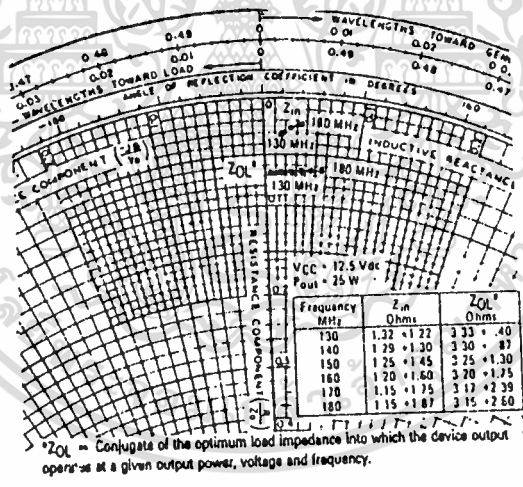


*Z_{OL} = Conjugate of the optimum load impedance into which the device output operates at a given output power, voltage and frequency.

รูปที่ 7 อิมพีแดนซ์ของวงจรสมมูลแบบอนุกรม ของ 2N6081 จากรูปที่ความถี่ 100 เมกกะเฮิร์ตจะได้ค่าอิมพีแดนซ์ต่าง ๆ คือ

$$Z_{in} = 1.37 - j 0.72 \text{ โอห์ม}$$

$$Z_{OL} = 3.51 - j 3.32 \text{ โอห์ม}$$



*Z_{OL} = Conjugate of the optimum load impedance into which the device output operates at a given output power, voltage and frequency.

รูปที่ 8 อิมพีแดนซ์ของวงจรสมมูลแบบอนุกรม ของ 2N6082 จากรูปที่ความถี่ 100 เมกกะเฮิร์ตจะได้ค่าอิมพีแดนซ์ค่าต่าง ๆ คือ

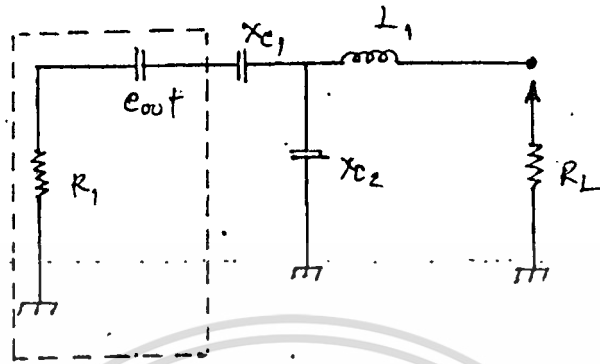
$$Z_{in} = 1.41 + j 1.13 \text{ โอห์ม}$$

$$Z_{OL} = 3.42 - j 1.01 \text{ โอห์ม}$$

3. การออกแบบ

จากรูปแบบของวงจรเราจะพิจารณาไปที่ช่วงวงจรเมทซ์ซึ่งอิมพีแดนซ์ เช่น จากรูปที่จุด A จะมีอิมพีแดนซ์เป็น 50 + j 0 และจุด B จะมี อิมพีแดนซ์ เป็น 1.37 - j 0.72 เพราะฉะนั้นเราสามารถคำนวณหาค่าอุปกรณ์ต่าง ๆ ได้โดยอาศัย

หลักการของวงจรแมทซ์อิมพีแดนซ์ ดังรูป



เมื่อ $X_{L1} = QR_1 + X_{Cout}$
 $R_1 + X_{Cout} = 50 + j0$
 $Q = 5.2$ [ย่านความถี่ 88-108 เมกกะเฮิร์ต และ ความถี่กลาง เป็น 104 เมกกะเฮิร์ต]

$$X_{L1} = \frac{[5.2] \cdot [50] + 0}{260} \text{ โอห์ม} \dots \dots \dots *$$

$$L_1 = \frac{X_L}{6.28 \times F}$$

$$= \frac{260}{6.28 \times 104 \times 10^6}$$

$$= 0.40 \text{ ไมโครเซนรี} \dots \dots \dots *$$

$$X_{C2} = A \cdot R_L$$

$$A = \sqrt{\left(\frac{R_1 [1 + Q^2]}{R_L} \right)}$$

$$= \sqrt{\left(\frac{50 [1 + 5.2^2]}{1.37} \right)}$$

$$= 31.98$$

$$X_{C2} = [31.98] [1.37]$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= 43.81 \text{ โอห์ม} \dots\dots\dots*$$

$$C_2 = \frac{1}{6.28 \times XC \text{ F}}$$

$$= \frac{1}{6.28 \times 43.81 \times 104 \times 10^6}$$

$$= 35 \text{ พิโคฟารัด} \dots\dots\dots*$$

$$X_{C1} = \frac{B}{Q - A}$$

$$B = R_1 [1 + Q^2]$$

$$= 50 [1 + 5.2^2]$$

$$= 1402$$

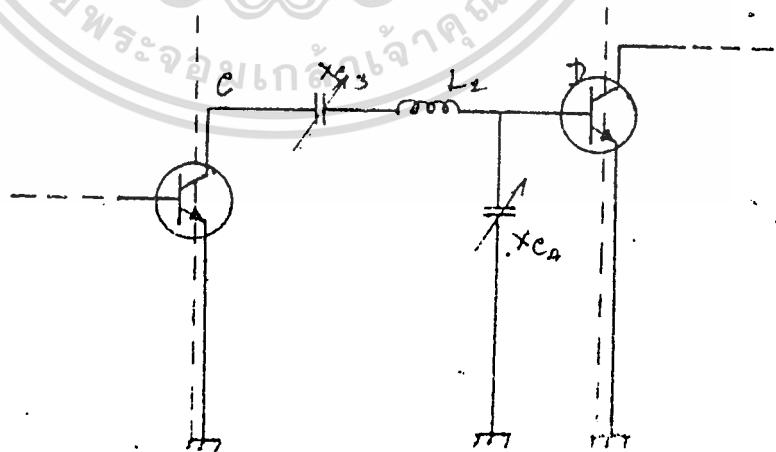
$$X_{C1} = \frac{1402}{5.2 - 31.98}$$

$$X_{C1} = - 52.35 \dots\dots\dots*$$

$$C_1 = \frac{1}{6.28 \times 52.35 \times 104 \times 10^6}$$

$$= 29 \text{ พิโคฟารัด} \dots\dots\dots*$$

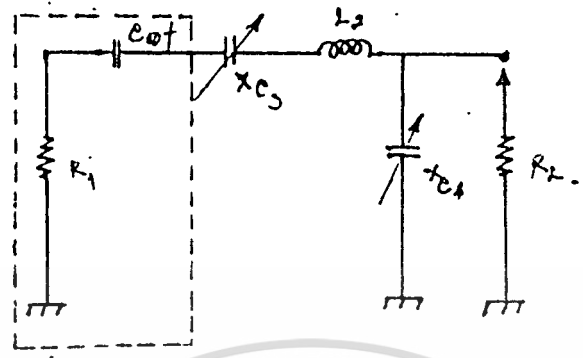
พิจารณาข้างของเข้าพทของ ทรานซิสเตอร์เบอร์ 2N6081



จากรูปที่จุด C มีอิมพีแดนซ์ $3.51 - j 3.32$ และจุด D จะมีอิมพีแดนซ์เป็น $1.41 + j 1.3$ เพราะฉะนั้นสามารถคำนวณหาค่าอุปกรณ์ต่าง ๆ ดังนี้โดยจากวงจรแสดง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรเสมือน ในรูปของ แมทซ์อิมพีแดนซ์ได้ คือ



เมื่อ $R_1 - j X_{Cout} = 3.51 - j 3.32$ และ $R_L + j X_L$ คือ $1.41 + j 1.31$

$$X_{L2} = -X_{C3} + \left(\frac{R_1 R_L}{X_{C4}} \right) + X_{Cout}$$

$$X_{C3} = \frac{Q R_1}{1} = \frac{5.2 \times 3.51}{1} = 18.25 \text{ โอห์ม} \dots\dots\dots *$$

$$C_3 = \frac{1}{6.28 \times 18.25 \times 10^4 \times 10^6} = 84 \text{ พิโคฟารัด} \dots\dots\dots *$$

$$X_{C4} = R_L \cdot \left| \frac{R_1}{R_L - R_1} \right|$$

$$= 1.41 \left| \frac{3.51}{1.41 - 3.51} \right|$$

$$= 1.41 \sqrt{|-1.67|} = 1.82 \text{ โอห์ม} \dots\dots\dots *$$

$$C_4 = \frac{1}{6.28 \times 1.82 \times 10^4 \times 10^6} = 840 \text{ พิโคฟารัด} \dots\dots\dots *$$

หมายเหตุ เมื่อ $R_L < R_1$ ค่า $\frac{R_1}{R_L - R_1}$ จะต้องเป็นค่าบวก

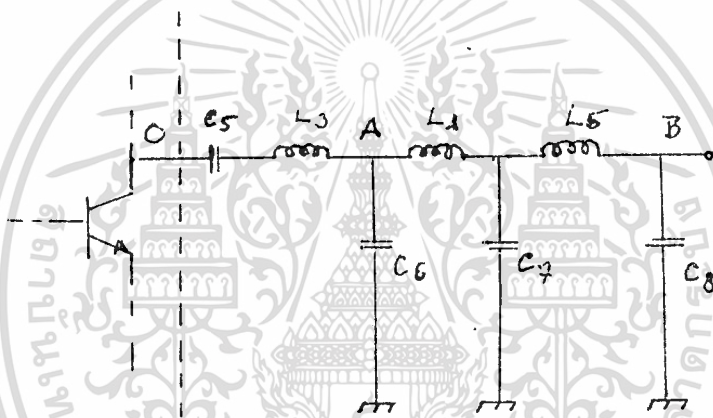
$$X_{L2} = 84 + \left(\frac{3.51 \cdot 1.41}{1.82} \right) + 3.32$$

$$= 90 \text{ โอห์ม} \dots\dots\dots*$$

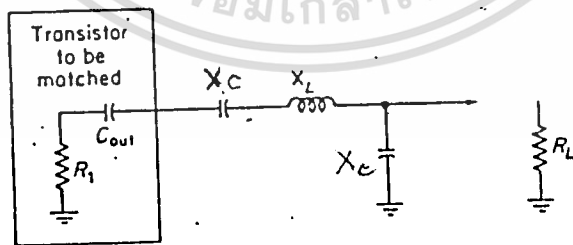
$$L_2 = \frac{90}{6.28 \times 10^4 \times 10^6}$$

$$= 0.14 \text{ ไมโครเซนรี} \dots\dots\dots*$$

พิจารณาวงจรส่วนเอาต์พุต ดังรูป



พิจารณาที่จุด O และ A จะได้วงจรเสมือน ดังรูป



$$R_1 + jX_{cout} = \text{ความต้านทานเอาต์พุตของทรานซิสเตอร์}$$

$$= 3.42 - j 1.01$$

$$R_L + jX_L = 50 + j0$$

จากสูตร

$$\begin{aligned}
 X_{C5} &= QR_1 \\
 &= 5.2 \times 3.42 \\
 &= 17 \text{ โอห์ม}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 X_{C6} &= R_L \cdot \sqrt{\left| \frac{R_1}{R_L - R_1} \right|} \\
 &= 50 \sqrt{\frac{3.42}{50 - 3.42}} \\
 &= 13.55 \text{ โอห์ม}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 X_{L3} &= X_{C5} + \left(\frac{R_1 R_L}{X_{C6}} \right) + X_{\text{cout}} \\
 &= 17.78 + \left(\frac{3.42 \times 50}{13.55} \right) + 1.01 \\
 &= 31.41 \text{ โอห์ม}
 \end{aligned}$$

เพราะฉะนั้นหาค่า

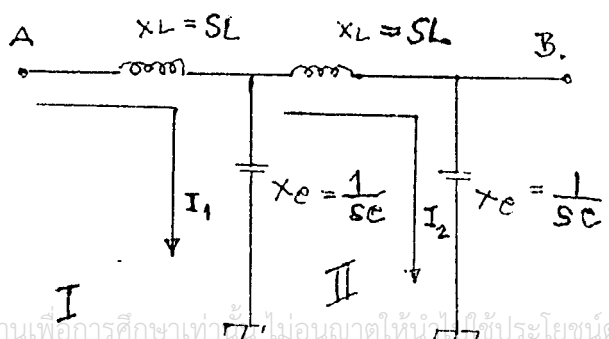
$$C_5 = \frac{1}{2\pi \times 104 \times 10^6 \times 17.78} = 86 \text{ พิโคฟารัด}$$

$$C_6 = \frac{1}{6.28 \times 104 \times 10^6 \times 13.55} = 112 \text{ พิโคฟารัด}$$

$$L_3 = \frac{31.41}{6.28 \times 104 \times 10^6} = 0.048 \text{ ไมโครเฮนรี่}$$

ในส่วนของวงจรส่วนเอทท์ทุกที่จุด A และ B จากวงจรจะเห็นว่า การจัดรูปแบบจะเป็นลักษณะวงจรกรองความถี่ต่ำ [LOW PASS FILTER] ซึ่งเราจะพิจารณาค่าอุปกรณ์ต่าง ๆ ดังนี้

จากรูป



เมื่อกำหนดให้ $SL_4 = SL_5 = SL$; $SC_7 = SC_8 = SC$

พิจารณารูป I และ II

$$V_{in} = I_1 \left(SL + \frac{1}{SC} \right) - I_2 \cdot \frac{1}{SC}$$

$$0 = -I_1 \cdot \frac{1}{SC} + I_2 \left(\frac{2}{SC} + SL \right)$$

$$\begin{pmatrix} SL + \frac{1}{SC} & V_{in} \\ -\frac{1}{SC} & 0 \end{pmatrix}$$

$$I_2 =$$

$$\frac{\begin{pmatrix} [SL + \frac{1}{SC}] & -\frac{1}{SC} \\ -\frac{1}{SC} & (\frac{2}{SC} + SL) \end{pmatrix} V_{in}}{SC \left([SL + \frac{1}{SC}] [\frac{2}{SC} + SL] - \frac{1}{[SC]^2} \right)}$$

$$\frac{V_o \cdot SC}{V_o} = I_2$$

$$\frac{V_o}{V_{in}} = H(S)$$

$$\text{เพราะฉะนั้น } H(S) = \frac{1}{L^2 C^2} \frac{1}{S^4 + 3S^2 \left(\frac{1}{SC} \right) + \frac{1}{L^2 C^2}} \dots(1)$$

จาก 2 order LPF

$$H(S) = \frac{\omega C^2}{S^2 + \sqrt{2} S\omega C + \omega C^2} \cdot \frac{\omega C^2}{S^2 + \sqrt{2} S\omega C + \omega C^2}$$

$$H(S) = \frac{\omega C^4}{S^4 + \sqrt{2} \omega C S^3 + 4S^2 \cdot \omega C^2 + 2\sqrt{2} S\omega C^3 + \omega C^4} \dots(2)$$

เพราะฉะนั้นเทียบฟอร์มสมการ (1) กับ (2) แล้วจะได้

$$\frac{1}{L^2 C^2} = \omega C^4$$

$$\left(\frac{1}{L^2 C^2}\right)^{1/2} = (\omega C^4)^{1/2}$$

$$\omega C^2 = \frac{1}{LC}$$

$$\omega C = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

จากการออกแบบค่าของความถี่ที่ต้องการคือ 104 เมกกะเฮิร์ต เพราะฉะนั้น
คำนวณหาค่าอุปกรณ์ต่าง ๆ ได้คือ

$$\omega C = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

กำหนดค่า C = 30 พิโคไฟฟัด

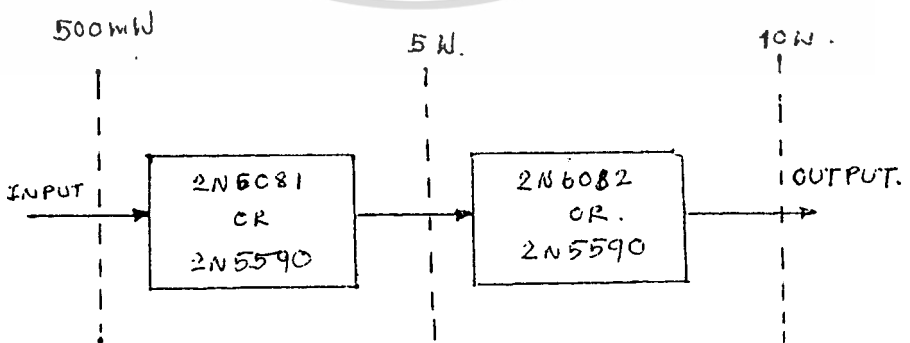
$$\text{เพราะฉะนั้น } L = \frac{1}{C \cdot \omega^2}$$

$$\begin{aligned} \text{ต้องให้ } \omega C > 104 \text{ MHz} &= \frac{1}{30 \times 10^{-12} \times [2\pi \times 104 \times 10^6]^2} \\ &= 0.49 \text{ ไมโครเฮนรี่} \end{aligned}$$

และ C₇ = C₈ = 30 พิโคไฟฟัด

L₄ = L₅ = 0.49 ไมโครเฮนรี่

เมื่อคำนวณค่าอุปกรณ์เสร็จแล้วเขียนลงวงจร ได้ดังรูปที่ 9

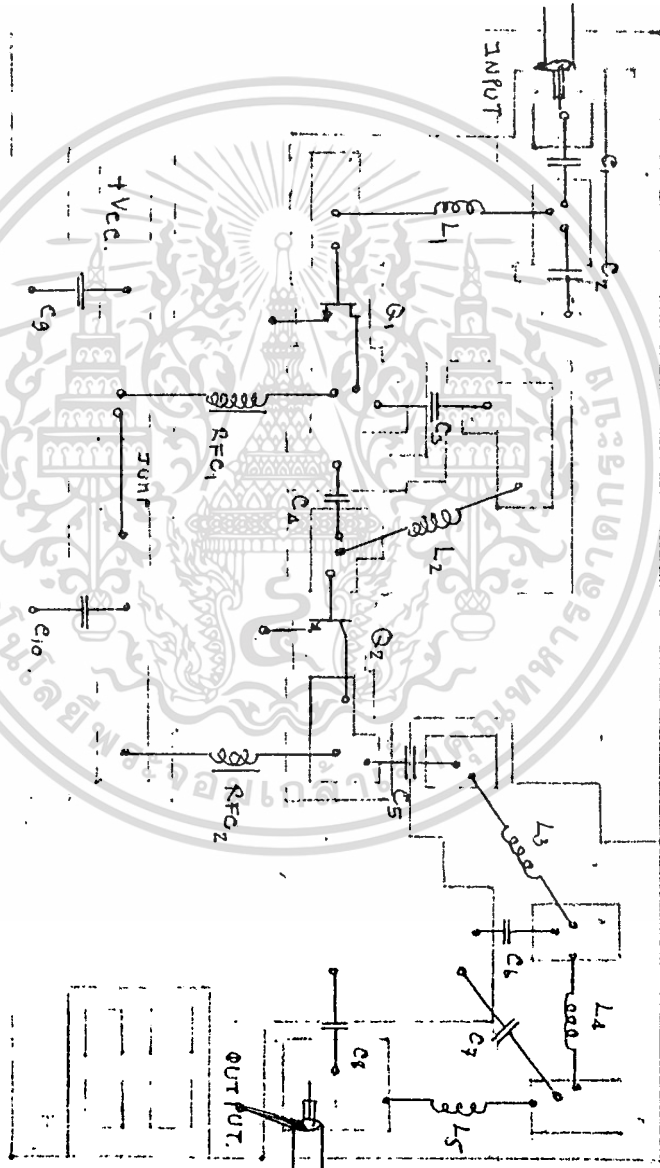


รูปแสดงบล็อกไดอะแกรมของวงจรแต่ละภาค

บทที่ 6

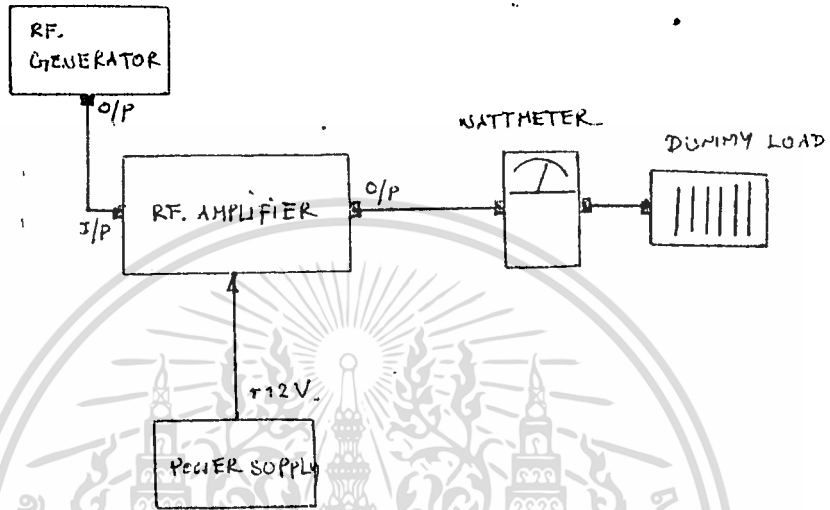
การทดลอง และผลการทดลอง

วงจร อาร์.เอฟ ที่ใช้ในการสร้าง และทดลองก็ได้จากการออกแบบในบทที่ 4
แผ่นลายทองแดง ได้ออกแบบดังรูป



รูปที่ 2 แสดงลายเส้นทองแดงด้านหน้า

เราสามารถเขียนเป็นบล็อกไดอะแกรมสำหรับการทดสอบได้ ดังรูป



รูปที่ 3 แสดงบล็อกไดอะแกรมการทดสอบ

ขั้นตอนการปรับจูน (tune) เพื่อให้ได้เอาต์พุตสูงสุด

1. เมื่ออุปกรณ์ตามบล็อกไดอะแกรมตามรูปที่ 3 เรียบร้อยแล้วทดลองจ่ายไฟเลี้ยงวงจรสังเกตว่าวัตต์มิเตอร์ขึ้นหรือไม่ได้มีค่าวัดแสดงว่าวงจรออสซิลเลท (oscillate) ต้องทำการแก้ไขวงจร
2. ถ้าวัตต์มิเตอร์ไม่ขึ้น เมื่อไม่ได้ป้อนสัญญาณอินพุตแสดงว่าวงจรไม่มีการออสซิลเลท ก็ทำการป้อนสัญญาณอินพุตประมาณ 300 มิลลิวัตต์ แล้วทำการปรับจูนที่คาปาซิเตอร์ ใช้ไขควงธรรมดาไม่ได้
3. การจูนควรจูนจากภาคอินพุตมายังเอาต์พุต และจากเอาต์พุตมายังอินพุตกลับไปมา เพื่อให้ได้วัดถึงเอาต์พุตสูงสุด
4. จากนั้นเพิ่มอินพุตให้สูงขึ้นเป็น 500 มิลลิวัตต์ ตามสเปคของทรานซิสเตอร์แล้วทำการซ้ำ 2, 3 อีกครั้ง
5. เมื่อได้สัญญาณอินพุตแล้วสังเกตว่าวัตต์มิเตอร์ยังคงอยู่หรือไม่ ถ้ายังคงอยู่แสดงว่าเกิดการออสซิลเลท ในวงจรต้องทำการแก้ไข
6. สังเกตอุณหภูมิที่ตัวทรานซิสเตอร์ทั้งสองว่าร้อนมากเกินไปหรือไม่ และ

สังเกตที่ฮีสซึ่งที่ด้วยว่าร้อนหรือไม่ ถ้าฮีที่ซึ่งค์ไม่ร้อนแสดงว่าการระบายความร้อนไม่ได้ต้องมีการแก้ไข

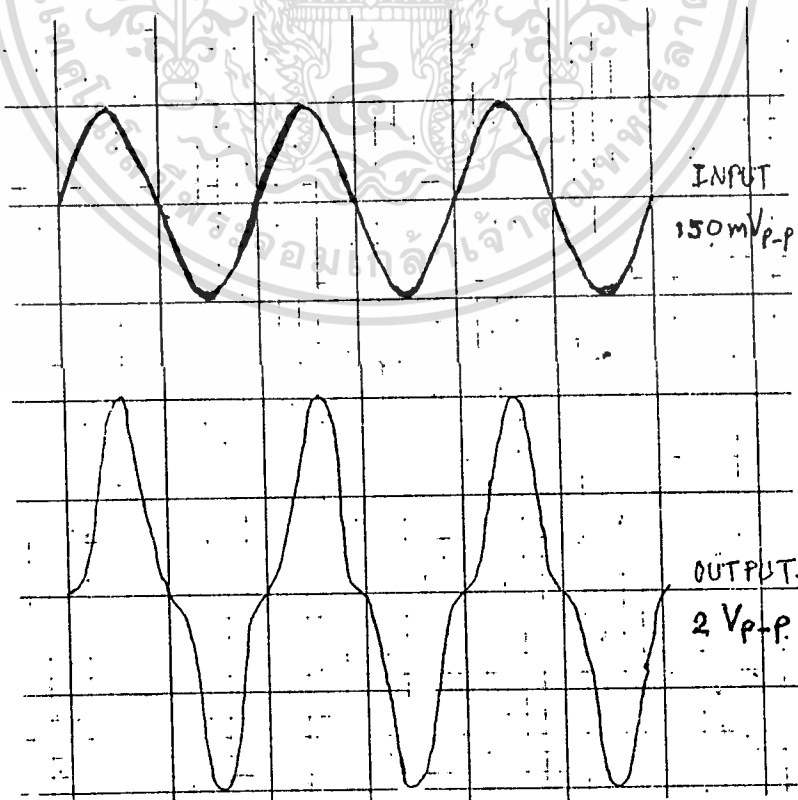
7. ใช้ข้อซิลโลสโคปวัดสัญญาณอินพุตเปรียบเทียบกับเอาต์พุต ว่าเพี้ยนหรือไม่ ถ้าเพี้ยนก็ต้องลดสัญญาณอินพุตลงจนสัญญาณไม่เพี้ยน

1. ผลการทดลองเมื่อป้อนสัญญาณอินพุต 300 และ 500 มิลลิวัตต์ ดูวัตต์ที่เอาต์พุตแล้วสังเกตอุณหภูมิของทรานซิสเตอร์ และกระแสจากแหล่งจ่าย

อินพุต (มิลลิวัตต์)	เอาต์พุต (วัตต์)	อุณหภูมิ	กระแส (แอมป์)
300	3	ร้อนเล็กน้อย	1.8
500	6	ร้อนมากขึ้น	3.2

ตารางแสดงผลกำลังเอาต์พุต และกระแส

2. ผลการสังเกตเวฟพร้อมที่อินพุตเทียบกับเอาต์พุต เมื่อป้อนอินพุตเป็นซายเวฟ (SINE WAVE) 104 MHz



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับ รูปแสดงเวฟพร้อมอินพุตเทียบกับเอาต์พุต ให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. ผลการวัดไฟฟ้าขาทรานซิสเตอร์

2N5590			2N5591		
ตำแหน่งที่ขา	แรงไฟ (โวลต์)		ตำแหน่งที่ขา	แรงไฟ (โวลต์)	
	ไม่ป้อนสัญญาณ	ป้อนสัญญาณ		ไม่ป้อนสัญญาณ	ป้อนสัญญาณ
B	○	1	B	○	1.5
C	12.	12	C	12.	12.
E	○	○	E	○	○

ตารางแสดงแรงไฟที่ขาทรานซิสเตอร์



บทที่ 7

หลักการของสวิตซ์ชิงเพาเวอร์ซัพพลาย

ในวงจรไฟฟ้าทั่วไป ส่วนหนึ่งที่มีความสำคัญต่อท่วงจรไฟฟ้าก็คือภาคจ่ายไฟ โดยทั่วไปของของภาคจ่ายไฟที่ดี สำหรับวงจรอิเล็กทรอนิกส์นั้น จะต้องมีคุณสมบัติดังนี้

- สามารถจ่ายกำลังไฟฟ้าให้วงจรไฟฟ้าอย่างเพียงพอ โดยที่สามารถรักษา ระดับแรงดันให้คงที่
- มีประสิทธิภาพสูง
- ขนาดเล็กและน้ำหนักเบา
- ราคาถูก

ในภาคจ่ายไฟโดยทั่วไปจะเป็นภาคจ่ายไฟแบบลิเนียร์ (Linear) คือใช้เพาเวอร์ทรานส์ฟอร์มเมอร์ (Power Transformer) เป็นตัวลดระดับแรงดันให้ต่ำลง และทำการเรียงกระแส (Rectifier) และการกรองกระแส (Filter) ให้เป็นแรงดันไฟตรง ซึ่งในภาคจ่ายไฟแบบลิเนียร์ มีข้อเสียคือ ถ้าต้องการภาคจ่ายไฟที่มีกำลังไฟฟ้าสูงขึ้นขนาดของภาคจ่ายไฟจะใหญ่และมีน้ำหนักมากด้วย ซึ่งเป็นอุปสรรคต่ออุปกรณ์ไฟฟ้าที่จะต้องมีการเคลื่อนย้าย และข้อเสียอีกข้อก็คือมีความสูญเสียกำลังไฟฟ้าสูงต้องมีประสิทธิภาพต่ำ แต่ข้อดีของภาคจ่ายไฟแบบลิเนียร์ ก็คือ ออกแบบวงจรได้ง่ายและง่ายต่อการดูแลรักษา รวมทั้งราคาของอุปกรณ์ไม่แพง จึงเป็นที่นิยมโดยทั่วไป

ในอุปกรณ์ไฟฟ้าที่มีความต้องการกำลังไฟฟ้าสูงและต้องการขนาดเล็กน้ำหนักเบา เช่น คอมพิวเตอร์, เครื่องมือวัดต่างๆ แม้กระทั่งเครื่องรับโทรทัศน์ มักจะออกแบบภาคจ่ายไฟสำหรับอุปกรณ์ต่างๆ ด้วยภาคจ่ายไฟแบบสวิตซ์ชิง (Switching) ซึ่งมีคุณสมบัติตอบสนองความต้องการดังกล่าว คือ ที่ความต้องการกำลังไฟฟ้าสูง ๆ ขนาดน้ำหนักของภาคจ่ายไฟแบบ สวิตซ์ชิง จะน้อยกว่าแบบ ลิเนียร์ มากแต่ในภาคจ่ายไฟแบบ สวิตซ์ชิง ก็ยังมีข้อเสียอยู่อีกหลายข้อเมื่อเทียบกับแบบ ลิเนียร์

- อุปกรณ์ที่ใช้ในภาคจ่ายไฟมีราคาแพง และอุปกรณ์บางชิ้นหาได้ยากโดยเฉพาะในเมืองไทย
- ภาคจ่ายไฟแบบ สวิตซ์ชิง มีวงจรความถี่ที่สูงกว่า แบบ ลิเนียร์ ดังนั้นทำให้เกิดความยุ่งยากในการออกแบบ และเป็นปัญหาในการบำรุงอีกด้วย

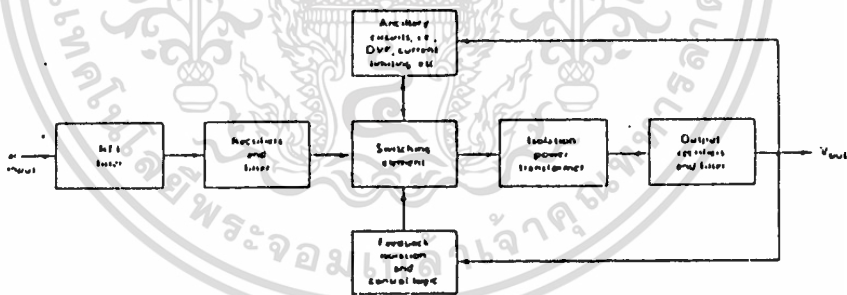
ในการทำโครงการ เรื่อง สวิตซ์ชิงเพาเวอร์ซัพพลาย (Switching

Power Supply) นี้ ผู้จัดทำได้ออกแบบสร้างเพื่อเป็นแหล่งจ่ายไฟ ขนาด 12 โวลต์ 5 แอมป์ ที่จะจ่ายให้กับ อาร์.เอฟ แอมพลิฟายด์ซึ่งต้องการแหล่งจ่ายไฟที่มีประสิทธิภาพสูง ในการทำงานของ ระบบวงจร

หลักการการทำงานของภาคจ่ายไฟแบบ สวิตซ์ซิ่ง

พื้นฐานทั่วไปของภาคจ่ายไฟแบบ สวิตซ์ซิ่ง คือทำให้เพาเวอร์ทรานเฟอร์เมอร์ ซึ่งเป็นปัญหาที่สำคัญที่สุดสำหรับขนาดและน้ำหนักของภาคจ่ายไฟให้มีขนาดและน้ำหนักลดลง ซึ่งมีวิธีการคือพยายามลดระดับแรงดันผ่าน ทรานเฟอร์เมอร์ ที่ความถี่สูง ๆ เพราะความถี่ยิ่งสูง ขนาดและน้ำหนักของ ทรานเฟอร์เมอร์ จะลดลงมาก

โดยทั่วไป ภาคจ่ายไฟแบบ สวิตซ์ซิ่ง จะมีการทำงานดังรูปที่ 1 แรงดัน จากไฟสลับด้านแรงดันสูงจะถูกผ่านมาทำการ เรียงกระแส และ กรองกระแสทำให้เป็นไฟตรงแรงดันสูง หลังจากนั้นจึงผ่านเข้าไปในส่วนของสวิตซ์ซิ่ง (Switching Element) ทำการ เปิดปิด (Switch) ด้วยความถี่สูง เกิดเป็นสัญญาณพัลส์ (Square Wave) แรงดันสูง ในส่วนของ สวิตซ์ซิ่งนี้จะทำการตัดต่อด้วยทรานซิสเตอร์, มอสเฟต หรือ เอสซีอาร์ ก็ได้ตามความเหมาะสม



รูปที่ 1 บล็อก ไดอะแกรมของสวิตซ์ซิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย

ผลที่ได้สัญญาณพัลส์แรงดันสูงนี้จะถูกส่งผ่านไปยัง ทรานเฟอร์เมอร์ซึ่งทำหน้าที่ เปลี่ยนแรงดันให้ต่ำลง (Step-down Isolation Transformer) เป็นสัญญาณพัลส์แรงดันต่ำ ซึ่งจะถูกส่วนของวงจรเรียงกระแสและกรองกระแสด้านเอาท์พุทได้เป็นแรงดันไฟตรงเพื่อนำไปจ่ายให้อุปกรณ์ไฟฟ้า สำหรับในส่วนของการควบคุมระดับแรงดันทางด้านเอาท์พุท ให้มีระดับคงที่เมื่อโหลด (Load) มีการเปลี่ยนแปลงขึ้นลงนั้น สามารถทำได้โดยการนำค่าระดับแรงดันทางด้านเอาท์พุท มาเปรียบเทียบกับระดับแรงดันอ้างอิง แล้วนำผล

ต่างที่ได้ไปควบคุมช่วงเวลาในการเปิดปิดของส่วน สวิตซ์ซึ่งเพื่อปรับระดับแรงดันให้เข้าสู่
สภาวะปกติตามที่ต้องการ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 8
ภาค อินพุท

ในภาคอินพุท นี้ประกอบด้วยส่วนของการเรียงกระแส และ กรองกระแส ทางด้านแรงดันสูง รวมทั้งการป้องกันกระแสกระชากในขณะเปิดเครื่องด้วย ซึ่งจะกล่าวถึงรายละเอียดของอุปกรณ์ในแต่ละส่วน

เรียงกระแสด้านอินพุท (Input Rectifier)

ในส่วนของการเรียงกระแสด้านอินพุทเป็นเพียงวงจรพื้นฐานคือ เป็นวงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์ (Bridge Rectifier) ดังนั้นจึงกล่าวถึงการเลือกขนาดซีดจำกัดต่าง ๆ ของไดโอด (Diode) ในวงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์

1. ซีดจำกัดความสามารถในการนำกระแส (Maximum Current Capability) ซึ่งในการเลือก Diode จะต้องเลือกให้ทนกระแสได้ไม่ต่ำกว่า 2 เท่าของกระแสปกติ (Stady State) ซึ่งคำนวณได้จากเพาเวอร์ (Power) ทางด้านอินพุท
2. ซีดจำกัดในการทนต่อแรงดันย้อนกลับ (Peak Inverse Voltage) ในการใช้งานแรงดันทางด้านอินพุท คือ 220 V. เพราะฉะนั้นแรงดันสูงสุดประมาณไม่เกิน 310 V. ดังนั้น จึงต้องเลือกไดโอด ให้ทนได้ไม่ต่ำกว่า 400 V.
3. ซีดจำกัดในการทนกระแสกระชาก (High Surge Current) กระแสกระชากจะเกิดขึ้น ขณะที่ช่วงเวลาทำงาน (turn-on) ซึ่งมีค่าสูง ซึ่งจะต้องพิจารณาที่ไดโอดด้วย

ตัวเก็บประจุสำหรับกรองแรงดันด้านอินพุท (Input Filter Capacitors)

ในการเลือกชนิดและขนาดของตัวเก็บประจุสำหรับกรองแรงดันด้านอินพุทก็มีส่วนสำคัญส่วนหนึ่งด้วย เพราะอาจจะส่งผลโดยตรงต่อการกระเพื่อมของกระแสทางด้านเอาต์พุท ซึ่งโดยทั่วไปตัวเก็บประจุ ที่ใช้จะเป็นแบบ High Grade Electrolytics คือสามารถทนกระแสกระเพื่อมได้สูง และมีค่าความต้านทานภายใน (ESR) ต่ำ โดยที่ขนาดแรงดันจะต้องมากกว่าโวลเตจสูงสุด (Peak Voltage) ทางด้านอินพุท คือไม่น้อยกว่า 310 V.

ในการคำนวณค่าของตัวเก็บประจุ นั้นสามารถหาได้จากสูตร

$$C = \frac{It}{\Delta V}$$

$$C = \text{ตัวเก็บประจุ } \mu\text{F}$$

I = กระแสไหล A

t = ช่วงเวลาที่ ตัวเก็บประจุจะต้องจ่ายกระแส, ms

dV = ช่วงยอมรับการกระเพื่อมของแรงดัน, V

เช่นในการคำนวณหาค่า ตัวเก็บประจุ โดยการกำหนดให้คือเป็น สวิตซ์ซึ่ง
เพาเวอร์ซัพพลาย ขนาด 60 W. ที่ 220 V ac, 50 Hz. ประสิทธิภาพ (n) = 0.8
ขั้น แรกคำนวณเพาเวอร์ทางด้านอินพุท (Input Power)

$$P_{in} = \frac{P_{out}}{n} = \frac{60}{0.8} = 75 \text{ W}$$

ที่ 220 Vac หาค่าแรงดันสูงสุด = $220 \times 1.4 = 308 \text{ V.}$

กระแส load = $P/E = 75 / 308 = 0.24 \text{ A.}$

แรงดันกระเพื่อม = 20 V.

ช่วงเวลาที่ ตัวเก็บประจุ จ่ายกระแส = $\frac{1}{2 \times 50 \text{ Hz}} = 10 \text{ ms}$

$$C = \frac{0.24 (10 \times 10^{-3})}{20} = 120 \mu\text{F}$$

การป้องกันกระแสกระชาก (Inrush Current)

ในการออกแบบ สวิตซ์ซึ่ง เพาเวอร์ซัพพลาย มักจะเกิดปัญหากระแสกระชาก ซึ่งเกิดมาจากกระแสที่เกิดจากการเก็บประจุ (charge) ของตัวเก็บประจุซึ่งมีค่าสูง เพราะขณะที่ช่วงเวลาในการทำงานนั้น วงจรจะมีค่าอิมพีแดนซ์ (Impedance) ต่ำมาก คือมีเพียงค่าความต้านทานภายในของตัวเก็บประจุ (ESR) ซึ่งถ้าไม่มีการป้องกัน ค่ากระแสนี้อาจจะสูงมากจนทำให้อุปกรณ์ในวงจรเสียหายได้

สรุป

การเลือกขนาดของไดโอดที่ใช้ในวงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์ (Bridge Rectifier)

ในการออกแบบจะต้องคำนึงถึงสิ่งต่อไปนี้

1. Maximum forward Rectification Current Capability ต้องเลือกให้ไดโอดทนกระแสได้อย่างน้อย 2 เท่า ของกระแสขณะคงตัว (Steady State Current)
2. Peak Inverse Voltage (PIV) Blocking Capability จะต้องมีค่า PIV สูง ๆ ปกติใช้ค่า 600 Volt หรือสูงกว่า

3. High Surge Current Capability (I_{FSM}) ต้องสามารถทน
ค่ากระแสสูงสุด (Peak Current) ขณะที่เริ่มเปิดเครื่องได้
การเลือกตัวเก็บประจุ (Input Filter Capacitor)

ในการออกแบบจะต้องคำนึงถึงสิ่งต่อไปนี้

1. แรงดันที่ตัวเก็บประจุทนได้จะต้องสูงกว่าแรงดันที่ป้อนเข้ามา
2. ขนาดของตัวเก็บประจุหาได้จาก $C = \frac{It}{\Delta V}$ (F)

โดยที่ I = กระแสภาระ (Load Current) , A

t = เวลาที่ตัวเก็บประจุจ่ายกระแส , S

ΔV = ค่าแรงดันกระแสเพิ่มจากยอดถึงยอดที่ยอมรับได้ , V



การออกแบบ

- ไดโอดที่ใช้ในวงจรเรียงกระแสแบบทวีคูณ

เลือกใช้ เบอร์ FL 408 ซึ่งทนกระแสได้ ΔA มีค่า PIV = 800 V และ

$$I_{FSM} = 200 \text{ A}$$

- ตัวเก็บประจุ

กำลังขาออก (P_{out}) = 50 W ; ประสิทธิภาพ (η) = 70% ;

แรงดันขาออก (V_{in}) = $220\sqrt{2} = 310 \text{ V}_{dc}$;

เวลา (t) = $1/100 = 0.01 \text{ sec.}$; $\Delta V = 20 \text{ V}$

$$\text{กำลังขาออก } (P_{in}) = \frac{P_{out}}{\eta} = \frac{50}{0.7} = 71.5 \text{ W}$$

$$I = \frac{P_{in}}{V_{in}} = \frac{71.5}{310} = 0.23 \text{ A}$$

$$C = \frac{It}{\Delta V} = \frac{0.23(0.01)}{20} = 115 \mu\text{F}$$

เลือกใช้ตัวเก็บประจุค่า 220 μF 2 ตัว ต่ออนุกรมกัน และทนแรงดันได้

อย่างน้อย 320 V_{dc}

-วาริสเตอร์ (MOV)

แรงดันของวาริสเตอร์ต้องสูงกว่า แรงดันขณะคงตัว $\approx 20\%$

ดังนั้นระดับแรงดันของวาริสเตอร์ที่ใช้ = $220 \times 1.2 = 265 \text{ V}_{rms}$

เลือกใช้วาริสเตอร์เบอร์ S20K ซึ่งทนแรงดันได้ 275 V_{rms}

บทที่ 9

เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ (Power Transistor)

ทฤษฎีโดยย่อ

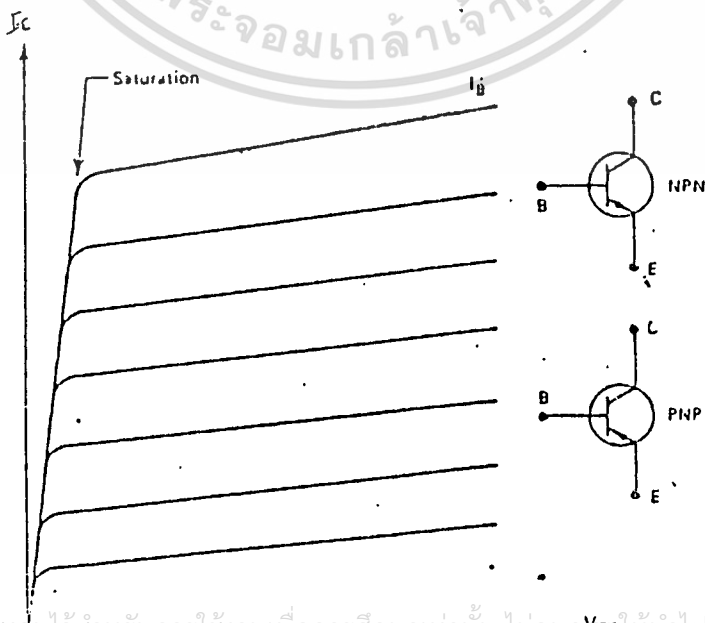
การเลือกทรานซิสเตอร์ (Power Transistor Selection)

พารามิเตอร์ 2 อย่างที่ใช้ในการเลือกใช้ ทรานซิสเตอร์ในวงจร off-the-Line Converter คือ

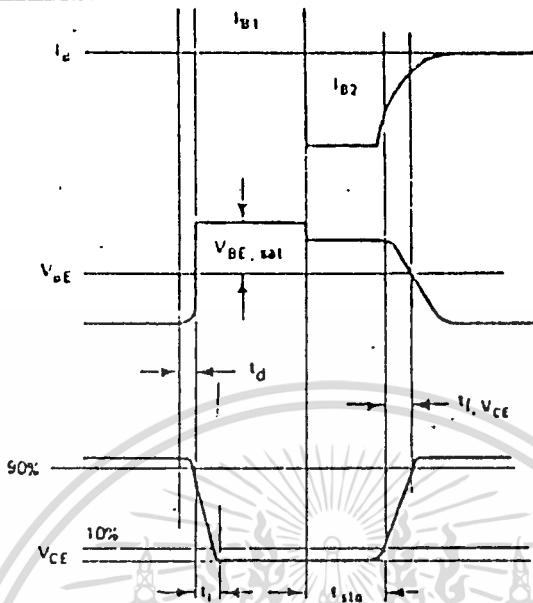
1. Voltage Blocking Capability คือ ทรานซิสเตอร์ที่เลือกใช้จะต้องทนแรงดัน ในขณะที่ทรานซิสเตอร์หยุดทำงาน (Turn OFF) ได้
2. Current Carrying Capacity คือ ทรานซิสเตอร์ที่ใช้จะต้องทนกระแส ในขณะที่ทรานซิสเตอร์ทำงานได้

สำหรับการเลือกว่าจะใช้ ไบโพลาร์ ทรานซิสเตอร์ (Bipolar Transistor) หรือมอสเฟต นั้นมีข้อดีข้อเสียแตกต่างกันคือ ข้อดีของไบโพลาร์ ทรานซิสเตอร์คือมีราคาถูก และหาซื้อได้ง่ายกว่ามอสเฟต ส่วนข้อเสียคือ วงจรขับของทรานซิสเตอร์จะยุ่งยากกว่ามอสเฟต และใช้กับความถี่ได้ไม่เกิน 50 kHz ส่วนข้อดีของมอสเฟต นอกจากวงจรถูกจะง่ายแล้ว ยังสามารถใช้ได้กับความถี่สูงถึง 200 kHz ซึ่งความถี่ที่สูงจะทำให้ขนาดของอุปกรณ์ และขนาดของเครื่องจ่ายไฟมีขนาดเล็กลง ส่วนข้อเสีย คือ มีราคาสูง และหาซื้อได้ยาก

การใช้งานทรานซิสเตอร์กำลัง ในลักษณะสวิตซ์ซึ่ง จะทำงานอยู่ในย่านอิ่มตัว (Saturation) ดังรูปที่ 1



ค่าเวลาต่าง ๆ ของทรานซิสเตอร์ (สวิตซ์ซิ่ง Times Definition)



รูปที่ 2 แสดงรูปคลื่น สวิตซ์ซิ่ง ของทรานซิสเตอร์ซึ่งมีโหลดเป็นตัวต้านทาน

ดีเลย์ ไทม์ (t_d) คือ ช่วงเวลาตั้งแต่เริ่มป้อนกระแสเบส I_{B1} จึงถึงเวลาที่ V_{CE} ลดลงเหลือ 90 % ของค่าเริ่มต้น

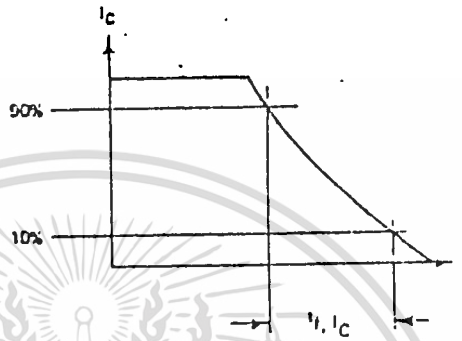
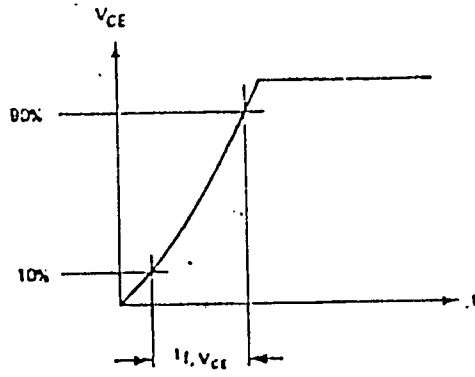
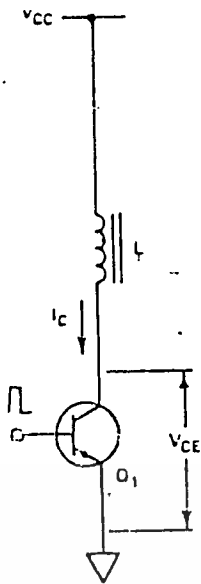
ไรส์ ไทม์ (t_r) คือ ช่วงเวลาที่ V_{CE} ลดลงจากค่า 90 % จนเหลือ 10 %

สตอร์เรจ ไทม์ (t_{stg}) คือ ช่วงเวลาตั้งแต่เริ่มป้อนกระแสเบสกลับ (Reverse Base Drive)

ฟอลล์ ไทม์ (t_f) คือ ช่วงเวลา V_{CE} เพิ่มขึ้นจาก 10 % เป็น 90 %

(Fall Time)

ถ้าโหลดของทรานซิสเตอร์ เป็นตัวเหนี่ยวนำ (Inductive Load) รูปคลื่น จะไม่เหมือนกับตอนที่โหลดเป็น ตัวต้านทาน ทั้งนี้เพราะ กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ จะไม่สามารถไหล หรือหยุดไหล ได้ทันทีทันใด ในขณะที่ป้อนแรงดัน หรือหยุดป้อนแรงดัน ให้เบส ในระหว่างที่ทรานซิสเตอร์ หยุดทำงาน (Turn OFF) แรงดัน V_{CE} จะมีค่าเพิ่มขึ้นก่อนที่ กระแส I_B จะเริ่มลดลง ดังนั้นจึงจำเป็นต้องกำหนด ฟอลล์ไทม์ (t_f) ขึ้นใหม่เป็น $t_{f, vce}$ และ $t_{f, ic}$ ดังรูปที่ 3

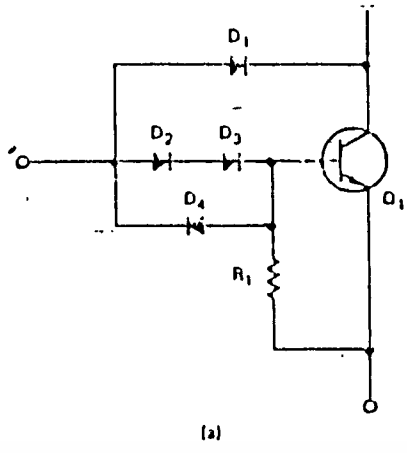


รูปที่ 3 แสดงช่วงเวลาของ $t_{r, V_{CE}}$ และ t_{r, I_C}

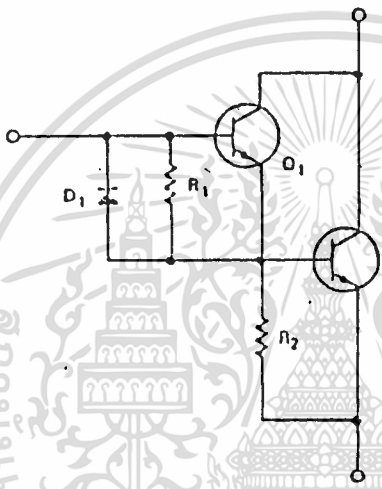
วงจรถัดต้านการอิ่มตัว (Antisaturation Circuit)

จากรูปที่ 3 พบว่าสามารถเพิ่มความเร็วในการสวิตซ์ทิ้งของ ทรานซิสเตอร์ ได้โดยการลด สเตอร์แรงโทม , t_{stg} โดยการป้อนกระแสเบสกลับ (Reverse Base Drive) และเทคนิคการต่อต้านการอิ่มตัว ซึ่งสามารถลด สเตอร์แรงโทมลงได้มาก

รูปที่ 4 (a) เป็นการใช้องค์การต่อต้านการอิ่มตัวด้วยไดโอด หรืออาจเรียกว่า เบกเกอร์แคลมป์ (Baker Clamps) เมื่อทรานซิสเตอร์ทำงานไดโอด D_2 และ D_3 จะได้รับแรงดันไบแอสตรง (Forward Bias) ซึ่งมีแรงดันตกคร่อม (Drop) ที่ไดโอดแต่ละตัวประมาณ 0.8 โวลท์ รวมเป็น 1.6 โวลท์ ไดโอด D_1 ก็ได้รับแรงดันไบแอสตรงเช่นกัน โดยมีแรงดันตกคร่อมประมาณ 0.8 โวลท์ ทำให้แรงดันที่ คอลเลคเตอร์จะมีค่าเป็นบวกมากกว่าที่ เบส $1.6 - 0.8 = 0.8$ โวลท์ ซึ่งจะทำให้ทรานซิสเตอร์ไม่อิ่มตัว ถ้าทรานซิสเตอร์ทำงานที่ความถี่สูง ๆ ตั้งแต่ 20 kHz ขึ้นไป การต่อต้านการอิ่มตัวด้วยไดโอด จะต้องเป็นชนิดกลับตัวรวดเร็ว (Fast Recovery) ไดโอด D_2 และ D_3 สามารถกำหนดให้มีค่าพิทการกันแรงดันกลับ (Reverse Blocking Voltage Rating) ต่ำ ๆ ได้ แต่ไดโอด D_1 จะต้องทนแรงดันได้อย่างน้อย $2V_{CE}$



(a)



รูปที่ 4 (a) แสดงการใช้ เบกเกอร์แคลมป์ (Baker Clamps)
 (b) แสดงการต่อแบบ ดาร์ลิงตัน (Darlington)

รูปที่ 4 (b) เป็นการต่อแบบ ดาร์ลิงตัน ซึ่งทรานซิสเตอร์ Q_1 จะทำให้ Q_2 ไม่มีตัวเต็มที่ Q_1 ที่ใช้จะต้องหยุดทำงานเมื่อ Q_2 จะเริ่มหยุดทำงาน ไดโอด D_1 ใช้สำหรับให้การสเบลของ Q_2 ไหลกลับขณะที่ Q_2 หยุดทำงาน ตัวต้านทาน R_1 และ R_2 มีค่าความต้านทานต่ำซึ่งเป็นทางเดินของกระแสรั่วไหล (Leakage Current Path) ของ Q_1 และ Q_2

การออกแบบ

- ชุดวงจรขับ

เพื่อให้ทรานซิสเตอร์ทำงานในย่านอิมิตัว ดังนั้นต้องให้ $I_a > I_o/h_{FE}$

h_{FE} = อัตราขยายกระแสของทรานซิสเตอร์ (Transistor Gain)

I_B = กระแสเบส (Base Current)

I_c = กระแสคอลเลคเตอร์ (Collector Current)

ทรานซิสเตอร์ BC 337 : $V_{CEO} = 40 \text{ V}$, $I_c = 0.6 \text{ A}$, $h_{FE} = 200$

ทรานซิสเตอร์ BC 139 : $V_{CEO} = 160 \text{ V}$, $I_c = 1.5 \text{ A}$, $h_{FE} = 100$

ไดโอด 1N 4148 : $V_{max} = 100 \text{ V}$, $I_{max} = 100 \text{ mA}$

จากบทที่

สำหรับหม้อแปลงพัลส์ของวงจรขับ $I_{p,max} = 1.1 \text{ A} = I_{C,Q12}$

ใช้ทรานซิสเตอร์ เบอร์ BD 139 ซึ่งทนกระแสได้ 1.5 A มาขับหม้อแปลงพัลส์

$$\begin{aligned} I_{B,Q12} &> I_{C,Q12}/h_{FE} \\ &> 1.1/100 = 11 \text{ mA} \end{aligned}$$

ให้ $I_{B,Q12} = 25 \text{ mA}$

$$\begin{aligned} R_{11} &= V_{cc}/I_{B,Q12} \\ &= 12/0.025 = 480 \Omega \end{aligned}$$

เลือกใช้ $R_{11} = 470 \Omega$

ใช้ทรานซิสเตอร์ เบอร์ BC 337 ซึ่งทนกระแสได้ 600 mA มาขับ BD 139

$$\begin{aligned} I_{B,Q11} &> I_{C,Q11}/h_{FE} \\ &> 0.025/200 = 125 \mu \end{aligned}$$

ให้ $I_{B,Q11} = 25 \text{ mA}$

$$\begin{aligned} R_{72} &= V_{cc}/I_{B,Q11} \\ &= 12/0.025 = 470 \Omega \end{aligned}$$

เลือกใช้ $R_{72} = 470 \Omega$

สำหรับการต่อทรานซิสเตอร์ทุกตัวต่อเป็นวงจรต่อต้านการอิมิตัว

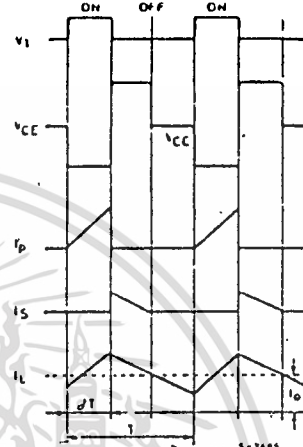
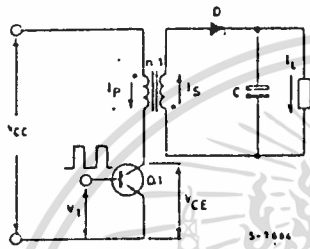
(Antisaturation) โดยใช้ไดโอดเบอร์ 1N 4148 ซึ่งทนกระแสได้ 100 mA

บทที่ 10

ชนิดของเพาเวอร์คอนเวอร์เตอร์ (Power Converters)

ทฤษฎีโดยย่อ

ฟลายแบค คอนเวอร์เตอร์ (Flyback Converter)



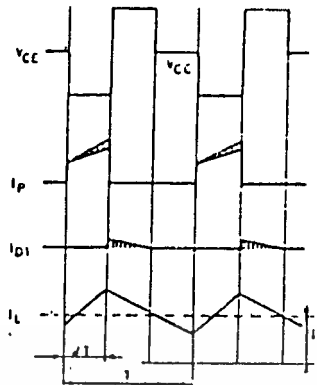
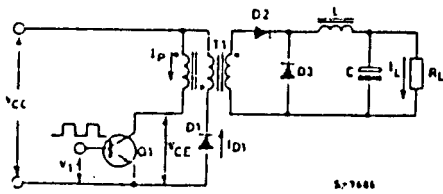
รูปที่ 1 แสดงวงจร, แรงดัน และกระแสที่จุดต่าง ๆ ของฟลายแบค คอนเวอร์เตอร์ ข้อดีของ ฟลายแบค คอนเวอร์เตอร์

1. หม้อแปลงพัลส์ (Pulse Transformer) เป็นแบบง่าย ๆ (มีเพียง 2 ขดคือปฐมภูมิ (Primary) และทุติยภูมิ (Secondary))
2. ไม่ต้องใช้ไดโอดความเร็วสูง (Fast Diode) ชนิดที่ทนแรงดันได้สูง ทางด้านขดปฐมภูมิ
3. ใช้ไดโอดทางด้านขดทุติยภูมิ ที่ทนแรงดันได้ต่ำ เพียงตัวเดียว
4. วงจรกรองความถี่ (Filter) เป็นแบบง่าย ๆ มีเพียงไดโอด และตัวเก็บประจุ

ข้อเสีย

1. V_{CE} มีค่าสูงโดยที่ $V_{CE, max} \approx 2 V_{cc}$ ณ.ที่ $\delta_{max} < 0.5$ [1]
2. อัตราส่วนระหว่าง $I_{c, pk} / I_{C, av}$ มีค่าสูง ทำให้ต้องเลือกใช้ทรานซิสเตอร์ ที่ทน $I_{C, pk}$ ค่าสูงได้ ซึ่งมีราคาแพง
3. ต้องใช้ทรานซิสเตอร์กำลัง (Power Transistor) ที่ทนแรงดัน และกระแสได้สูง ซึ่งหายาก

ฟอร์เวิร์ด คอนเวอร์เตอร์ (Forward Converter)



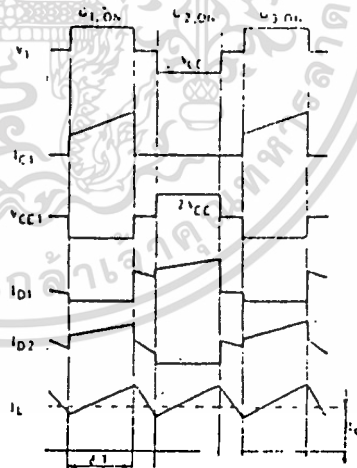
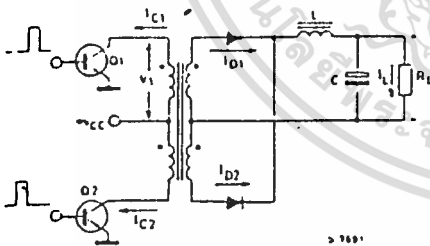
รูปที่ 2 แสดงวงจรแรงดัน และกระแสที่จุดต่าง ๆ ของ ฟอร์เวิร์ด คอนเวอร์เตอร์ ข้อดีของ ฟอร์เวิร์ด คอนเวอร์เตอร์

1. แรงดันขาออก มีการกระเพื่อม (ripple) ที่น้อยกว่าแบบ ฟลายแบค คอนเวอร์เตอร์
2. อัตราส่วนระหว่าง $I_{C, pk} / I_{C, av}$

ข้อเสีย

1. V_{CE} มีค่าสูง โดยที่ $V_{CE, max} \approx 2 V_{CC}$ ณ.ที่ $\delta_{max} < 0.5$
2. หม้อแปลงพัลส์ เป็นแบบ 3 ขด (Complex Transformer)

พช - พูล์ คอนเวอร์เตอร์ (Push - Pull Converter)

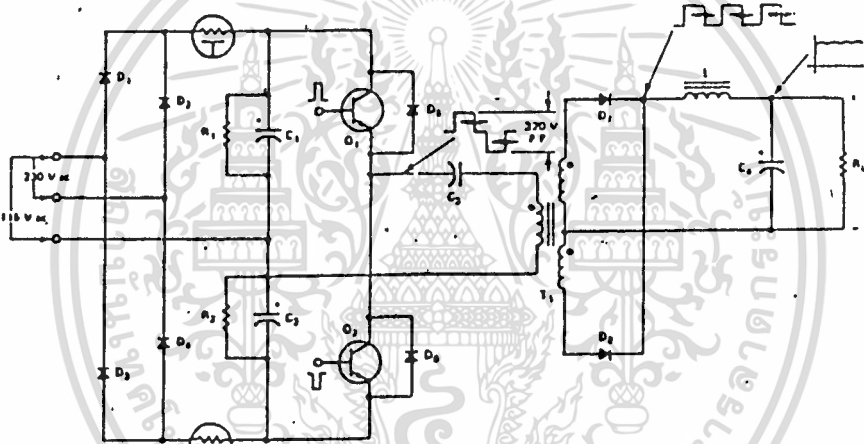


รูปที่ 3 แสดงวงจรแรงดันและกระแสที่จุดต่าง ๆ ของพชพูล์ คอนเวอร์เตอร์ ข้อดีของ พช - พูล์ คอนเวอร์เตอร์

1. แรงดันขาออกมีการกระเพื่อมที่น้อยกว่าแบบฟลายแบค และฟอร์เวิร์ด คอนเวอร์เตอร์
2. ชุดขับ (Base Drive) ไม่จำเป็นต้องใช้หม้อแปลงพัลส์ ในการจุดทรานซิสเตอร์

ข้อเสีย

1. V_{CE} มีค่าสูงโดยที่ $V_{CE,max} \approx 2 V_{CC}$ ณ.ที่ $\delta_{max} < 0.5$
2. แกนหม้อแปลง (Pulse Transformer Core) มีโอกาสเกิดการอิ่มตัว (Saturation) ได้ถ้ากระแสไม่สมดุล (Unbalance) สาล์ฟ บริดจ์ คอนเวอร์เตอร์ (Half Bridge Converter)



รูปที่ 4 แสดงวงจร ฮาล์ฟ บริดจ์ คอนเวอร์เตอร์

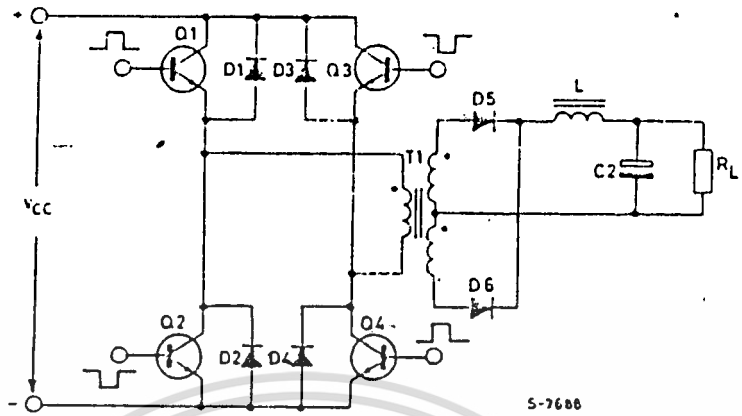
ข้อดีของ ฮาล์ฟ บริดจ์ คอนเวอร์เตอร์

1. แรงดันขาออกมีการกระเพื่อมน้อยกว่าแบบฟลายแบค และฟอร์เวิร์ด คอนเวอร์เตอร์
2. $V_{CE,max} \approx V_{CC}$ ณ.ที่ $\delta_{max} < 0.5$ ซึ่ง $V_{CE,max}$ ต่ำกว่าแบบฟลายแบค , ฟอร์เวิร์ด และพัลส์ - พูลส์ คอนเวอร์เตอร์

ข้อเสีย

1. ชุดขับ มีจำนวนถึง 2 ชุด
2. ต้องใช้ไดโอดความเร็วสูง ชนิดที่ทนแรงดันได้สูงถึง 2 ตัว

พูลส์ บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ (FullBridge Converter)



รูปที่ 5 แสดงวงจรของ ฟูลล์ บริดจ์ คอนเวอร์เตอร์

ข้อดีของ ฟูลล์ บริดจ์ คอนเวอร์เตอร์

1. $V_{CE, max} \approx 2 V_{CC}$ ณ.ที่ $\delta_{max} < 0.5$ ซึ่ง $V_{CE, max}$ น้อยกว่าแบบ

ฟลายแบค, ฟอร์เวิร์ด และ พช - ฟูลล์ คอนเวอร์เตอร์

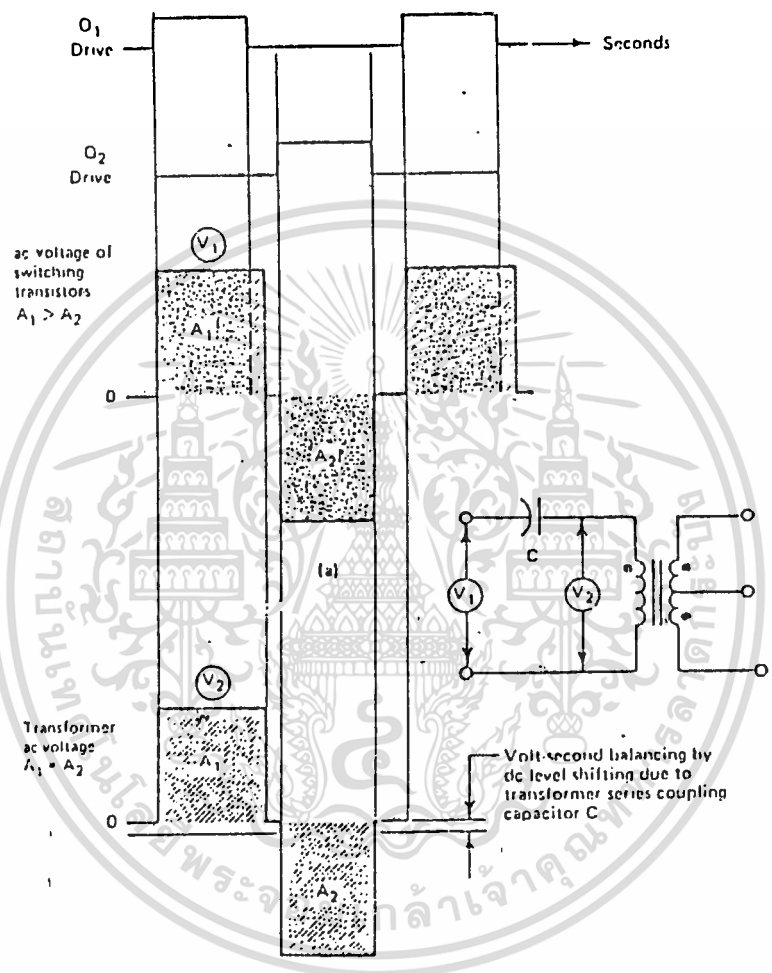
2. แรงดันขาออกมีการกระเพื่อมที่น้อยกว่าแบบฟลายแบคและฟอร์เวิร์ด คอนเวอร์เตอร์
3. ทรานซิสเตอร์ที่ใช้พิกัดทนกระแส (Rated Current) ต่ำกว่าแบบฮาล์ฟ บริดจ์ คอนเวอร์เตอร์

ข้อเสีย

1. ต้องใช้วงจรขับ ถึง 4 ชุด
2. ต้องใช้ไดโอดความเร็วสูงชนิดที่ทนแรงดันได้สูงพร้อมกับทรานซิสเตอร์กำลังถึง 4 ชุด

การออกแบบ

เลือกใช้ ฮาล์ฟ บริดจ์ คอนเวอร์เตอร์ (Half Bridge Converter) ทั้งนี้เนื่องจากทรานซิสเตอร์กำลังที่มีอยู่ในท้องตลาดมีพิกัดแรงดันได้ไม่สูง จึงจำเป็นต้องจัดวงจรในลักษณะ ฮาล์ฟ บริดจ์ และวงจรฮาล์ฟ บริดจ์นี้มีการกระเพื่อมที่ค่อนข้างน้อย



- รูปที่ 6 (a) แสดงแรงดันที่ไม่สมดุล ซึ่งเกิดจากเวลาในการสวิตช์ซึ่งของทรานซิสเตอร์ทั้งสองไม่เท่ากัน
- (b) แสดงแรงดันที่สมดุล ซึ่งแก้ไขโดยการใส่ตัวเก็บประจุสำหรับวงจร ฮาล์ฟ บริดจ์ คอนเวอร์เตอร์นี้จำเป็นต้องมีตัวเก็บประจุอนุกรมกับขดปฐมภูมิ ดังรูปที่ 6 ทั้งนี้เพื่อเป็นการทำให้แรงดันด้านปฐมภูมิที่หม้อแปลงแบบพัลส์ด้านบวกและด้านลบ เกิดการสมดุล (ความไม่สมดุลของแรงดันเกิดจากการที่ทรานซิสเตอร์กำลังทั้งสอง มีความเร็วในการสวิตช์ซึ่งไม่เท่ากัน)

ค่าของตัวเก็บประจุหาได้จาก

$$C = \frac{1}{4\pi^2 f_p^2 (N_p/N_s)^2 L_{out}} \tag{F}$$

โดยที่ $f_p = 0.25 f$

f = ความถี่ในการสวิตช์ , Hz

L_{out} = ตัวเหนี่ยวนำของวงจรแรงดันขาออก , H

N_p = จำนวนรอบของขดปฐมภูมิ , Turns

N_s = จำนวนรอบของขดทุติยภูมิ , Turns

- ตัวเก็บประจุที่ต่ออนุกรมกับขดลวดปฐมภูมิ

$f = 20 \text{ kHz}$

$f_R = 0.25 f = 0.25 \times 20 = 5 \text{ kHz}$

$L_{out} = 35.3 \mu\text{H}$

$(N_p/N_s) = 170/18 \approx 9.44$

$$C = \frac{1}{4\pi^2 \times 5000^2 \times 9.44^2 \times 35.3 \times 10^{-6}} = 0.32 \mu\text{F}$$

เลือกใช้ตัวเก็บประจุค่า 1 μF ซึ่งทนแรงดันได้ 400 V

ปัญหาที่พบ และการแก้ไข

ในครั้งแรกเลือกใช้ ฟอร์เวิร์ด คอนเวอร์เตอร์ ทั้งนี้เนื่องจาก การจัดวงจรค่อนข้างง่าย และแรงดันขาออกมีการกระเพื่อมต่ำที่ยอมรับได้ สำหรับทรานซิสเตอร์กำลังที่ใช้ใน ฟอร์เวิร์ด คอนเวอร์เตอร์ ได้เลือกใช้เบอร์ C 3376 มีอัตราทนแรงดันได้ 800 โวลต์ และทนกระแสได้ 6 แอมแปร์ ในการทดลองวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์พบว่าแรงดัน V_{CE} ของทรานซิสเตอร์กำลังมีโอเวอร์ชู้ต (Over Shoot) เกิดขึ้นสูงมากและมากกว่า $2 V_{CC}$ (มากกว่า 600 โวลต์) และทรานซิสเตอร์กำลังก็ทนแรงดันไม่ได้ตามพิกัดซึ่งแรงดันตกคร่อม V_{CE} เพียง 600 โวลต์ ก็ทำให้ทรานซิสเตอร์กำลังเกิดการพังทลาย (Breakdown) ขึ้นจึงจำเป็นต้องจัดวงจรใหม่เป็น ฮาล์ฟ บริดจ์ คอนเวอร์เตอร์ ซึ่งจะทำให้แรงดัน V_{CE} ของทรานซิสเตอร์กำลังแต่ละตัวมีค่าเท่ากับ V_{CC} เท่านั้น จึงเลือกใช้ทรานซิสเตอร์กำลังเป็นเบอร์ BUV 47 A ซึ่งมีอัตราทนแรงดันได้ 450 โวลต์ และทนกระแสได้ 9 แอมแปร์ แทน C 3376

บทที่ 11

ภาคเอาต์พุต (Out put)

โดยทั่วไปของภาคเอาต์พุตของสวิตซ์ซึ่งเพาเวอร์ซัพพลาย จะประกอบด้วย แรงดันหนึ่งค่าหรือหลายค่าก็ได้ แรงดันนี้เกิดจากการถูกเรียงกระแส และ กรองกระแส จากแรงดันด้านขดเอาต์พุตของหม้อแปลง (Secondary) ของหม้อแปลงความถี่สูงแรงดัน ด้านเอาต์พุต นี้ปกติจะเป็นลักษณะไฟกระแสตรงแรงดันต่ำ ที่ใช้ในการจ่ายกำลังไฟฟ้าให้ อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ทั่วไป เช่น มีค่าแรงดัน (+5 , -5 Vdc) (+12 , -12 Vdc)

ส่วนใหญ่ของแรงดันด้านขดเอาต์พุตของหม้อแปลงที่ถูกนำมาเรียงกระแส และ กรองกระแส ของ สวิตซ์ซึ่ง เพาเวอร์ซัพพลาย จะเป็นแรงดันรูป สัญญาณพัลส์ ความถี่สูง ฉะนั้นอุปกรณ์ต่าง ๆ ที่ใช้ในภาคเอาต์พุต จึงต้องเป็นอุปกรณ์ที่ค่อนข้างพิเศษ คือในส่วนของ การเรียงกระแสจะต้องใช้ ไดโอดชนิดชอทกกี (Schottky Barrier Diode) หรือ ไดโอดชนิดกลับตัวได้เร็ว (Fast Recovery Diode) ในส่วนของตัวเก็บประจุที่ทำหน้าที่ เป็นตัวกรองแรงดัน ก็ต้องใช้ชนิดที่มีค่าความต้านทานภายใน (ESR) ต่ำและตัวเหนี่ยวนำ ที่ใช้ในการสะสมพลังงานนั้นก็ต้องเป็นตัวเหนี่ยวนำที่ทำให้เกิดค่าสัญญาณรบกวนต่ำ เพราะ อาจส่งผลกระทบต่อวงจรอิเล็กทรอนิกส์ส่วนอื่น ๆ ที่ใช้ร่วมกันอยู่

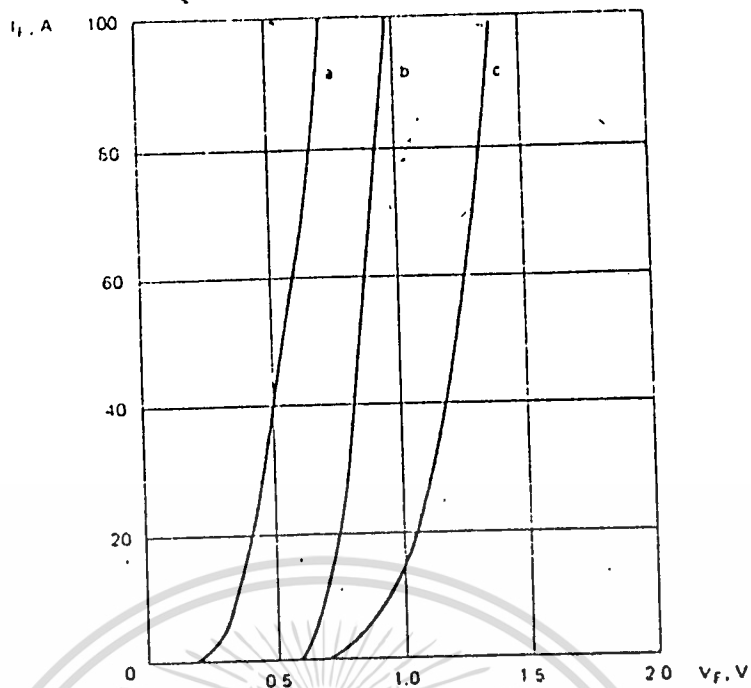
ในบทนี้จะกล่าวถึง คุณสมบัติต่าง ๆ และขีดจำกัดของอุปกรณ์ต่าง ๆ ที่ใช้ใน ภาคเอาต์พุตรวมทั้งการออกแบบวงจรภาคเอาต์พุตที่ใช้งานจริง

คุณลักษณะของ ไดโอดที่ใช้ในการออกแบบ เรียงกระแส

ไดโอดที่ใช้ในภาคเอาต์พุตของสวิตซ์ซึ่งเพาเวอร์ซัพพลายจะต้องมีคุณสมบัติ ดังนี้ คือ มีแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสต่ำ, มีคุณลักษณะด้านกลับตัวได้เร็วและสามารถใช้งานที่กัลังไฟฟ้าสูงโดยพื้นฐานของรอยต่อ พี-เอ็น (PN) ในไดโอดไม่เหมาะสมที่นำมาใช้ งานเกี่ยวกับการสวิตซ์ เพราะว่าไดโอดนั้นมีประสิทธิภาพต่ำและมีคุณลักษณะกลับตัวได้ช้า (low recovery) ในปัจจุบันมี ไดโอดที่ผลิตออกมาสำหรับใช้ในสวิตซ์ซึ่งเพาเวอร์ซัพพลาย อยู่ 3 ชนิด คือ

1. มีประสิทธิภาพสูง และกลับตัวได้เร็ว
2. มีประสิทธิภาพสูง และกลับตัวได้เร็วมาก (very fast recovery)
3. ไดโอดชนิดชอทกกี

ในรูปที่ 1 แสดงให้เห็นคุณลักษณะการนำกระแสของ ไดโอดแต่ละชนิดซึ่งจะเป็นได้ว่า ไดโอด ชนิดชอทกกีมีค่าแรงดันตกคร่อม



รูปที่ 1 เส้นแสดงคุณลักษณะ แรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสของ Diode

- a) ไดโอดชนิดชอทกั b) ไดโอดชนิดกลับตัวได้เร็วมาก
 c) ไดโอดชนิดกลับตัวได้เร็ว

ขณะนำกระแสต่ำที่สุด หมายความว่า ไดโอดชนิดชอทกั เป็น ไดโอดที่มีประสิทธิภาพในการนำกระแสสูงสุด

แต่ในปัจจุบัน ในท้องตลาดเมืองไทยมีการสั่งเพียง ไดโอดชนิดกลับตัวได้เร็ว เข้ามาจากหน่ยเท่านั้น จึงมีความเป็นจะต้องใช้ ไดโอดชนิดนี้เท่านั้น

จากรูปที่ 1 จะเห็นว่า ในกลับตัวได้เร็วมีแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสประมาณ 0.8 - 1.2 V. แต่ปกติจะมีความสามารถทนแรงดันย้อนกลับได้สูงกว่า ไดโอดชนิดชอทกั ดังนั้น ในสวิทซ์ซึ่งเพาเวอร์ซัพพลาย ที่มีขนาดกำลังต่ำ ๆ จึงนิยมใช้ ไดโอดชนิดกลับตัวได้เร็ว

ในการฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ (Forward Converter) จะต้องเลือกความสามารถในการทนกระแสสูงสุดของ ไดโอดทั้งสอง คือ ไดโอดเรียงกระแส D1 และ Flywheel diode D2 โดยใช้สูตรดังนี้

$$I_{fm} = I_{out} \cdot d_D$$

I_{fm} = กระแสสูงสุดที่ ไดโอดต้องทนได้

I_{out} = กระแสโหลดด้านเอาต์พุต

d_D = อัตราส่วนการทำงานของ ไดโอดแต่ละตัว

การออกแบบตัวเหนี่ยวนำด้านเอาต์พุต

ตัวเหนี่ยวนำด้านเอาต์พุตใน สวิตซ์ซิ่ง เพาเวอร์ซัพพลาย มีหน้าที่ที่สำคัญอยู่ 2 ประการ คือ เป็นตัวสะสมพลังงานไว้สำหรับคงค่ากระแสเอาต์พุตให้ไหลอย่างต่อเนื่อง ในช่วงที่แรงดันทางด้านทางขดเอาต์พุตของหม้อแปลง มีค่าเป็นศูนย์ และอีกอย่างหนึ่งก็คือเป็นตัวช่วยรักษาแรงดันเอาต์พุตให้เรียบขึ้นลดการกระเพื่อมของแรงดันให้อยู่ในขอบเขตที่ต้องการ

สำหรับแกนที่ใช้ในเหนี่ยวนำด้านเอาต์พุตนั้น ด้วยเหตุที่ว่าจะต้องใช้งานที่ความถี่สูง ๆ ดังนั้นวัสดุที่เหมาะสมที่จะเป็นแกนตัวเหนี่ยวนำได้มีอยู่หลายชนิด เช่น แกนเฟอร์ไรท์ (Ferrite) แกนเหล็กผง (Iron Powder) และ แกน Molypermolloy (MPP) ซึ่งในโครงการนี้ ได้เลือกใช้แกนเฟอร์ไรท์สำหรับพันตัวเหนี่ยวนำเพราะสามารถหาได้ง่ายและราคาไม่แพงมากนัก

ขนาดของค่าอินดักแตนซ์ (Inductance) ที่ใช้ในวงจรหาได้จากสมการ

โดยที่

$$V_1 = L \frac{di}{dt}$$

$$V_1 = \text{แรงดันที่ตกคร่อมที่ } L$$

$$= V_{in} - V_{out}$$

$$\frac{di}{dt} = \text{อัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแสในการใช้งาน}$$

กำหนดไม่เกิน $0.25 I_{out}$

$$dt = \text{ช่วงเวลาสูงสุดที่ตัวเหนี่ยวนำจ่ายพลังงานใน}$$

โครงการนี้กำหนดให้ เท่ากับ $\frac{0.7}{f}$

เพราะฉะนั้น

$$f = \text{ความถี่ใช้งาน}$$

$$= 30 \text{ KHz}$$

$$L = \frac{(V_i - V_o) 0.7}{0.25 I_{out} f}$$

$V_i = \text{แรงดันที่ขดด้านเอาต์พุตของทรานส์ฟอร์เมอร์} = 20 \text{ V.}$

$V_o = \text{แรงดันที่เอาต์พุต} = 10 \text{ A.}$

$I_{out} = \text{กระแสสูงสุดที่เอาต์พุต} = 3 \text{ A.}$

ดังนั้นค่า L ที่ใช้ในวงจร

$$= \frac{(20 - 10) 0.7}{0.25 \times 3 \times 30 \times 10^3}$$

= 311 mH

สำหรับการพันตัวเหนี่ยวนำนี้ เนื่องจากแกนเฟอร์ไรท์ไม่มีข้อมูลต่าง ๆ ของแกนจากผู้ผลิต ดังนั้นไม่สามารถหาวิธีคำนวณจำนวนรอบออกมาได้ จึงใช้วิธีทดลองพันขดลวดบนแกนแล้วใช้มิเตอร์วัดค่าอินдукแตนซ์จะทำให้ทราบค่า AL (Inductance Factor) ซึ่งมีความสัมพันธ์ดังนี้

เมื่อได้ค่า AL แล้วจึงนำกลับไปคำนวณจำนวนรอบที่ต้องใช้ได้ สำหรับขนาดของเบอร์ลวดที่ใช้ในการพันนั้นก็ใช้วิธีเดียวกับการหาเบอร์ลวดขดลวดหม้อแปลง โดยการใช้ตาราง

การหาขนาดของตัวเก็บประจุทางด้านเอาต์พุต

ชนิดของตัวเก็บประจุทางด้านเอาต์พุตที่ใช้ในสวิตซ์ซึ่งเพาเวอร์ซัพพลาย ซึ่งต้องเป็นตัวเก็บประจุที่สามารถใช้งานที่ความถี่สูง และมีค่าความต้านทานภายใน (ESR) ต่ำด้วย ค่า ESR ของตัวเก็บประจุเองถ้าตัวเก็บประจุมีค่า ESR สูงจะทำให้เกิดการสูญเสีย (loss) ในตัวเองสูงและทำให้เกิดความสั่นในตัวเก็บประจุอายุการใช้งานจะสั้นลง ดังนั้นจึงเลือกใช้ตัวเก็บประจุแบบ อิเล็กโทรไลต์ ที่มีค่า ESR ต่ำ

ขนาดของตัวเก็บประจุทางด้านเอาต์พุตจะแปรผกผันกับขนาดของโวลเตจกระเพื่อมทางด้านเอาต์พุต (Output ripple Voltage : V_{rip}) ซึ่งเป็นตัวแปร (parameter) ที่กำหนดในการออกแบบ สวิตซ์ซึ่ง เพาเวอร์ซัพพลาย ซึ่งมีความสัมพันธ์ดังสมการ

$$t_{on} = \frac{(2LC) (V_{rip})}{V_i - V_o}$$

ในการคำนวณค่าตัวเก็บประจุทางด้านเอาต์พุตนั้นจะพิจารณากระแสที่ไหลผ่าน C จะเห็นได้ว่ามีทิศทางกระแสทั้งบวกและลบ โดยมีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์ในทิศทางที่กระแสไหลผ่าน C มีค่าเป็นบวกเริ่มที่เวลา t_1 ซึ่งเป็นจุดกึ่งกลางของช่วงเวลาทำงานและสิ้นสุดที่เวลา t_2 ซึ่งเป็นกึ่งกลางของช่วงเวลาหยุดทำงานจากการเปลี่ยนแปลงของกระแสจำนวนดังกล่าวเป็นตัวทำให้เกิดสัญญาณกระเพื่อม (ΔV_o) ซึ่งมีค่าดังสมการ

$$\Delta = \frac{1}{C} \int_{t_1}^{t_2} i dt$$

พิจารณาจากรูปคลื่นกระแสที่ไหลในช่วงเวลา t_1 ถึง t_2 มีค่าประมาณ $(\Delta I_{out}/2)/2$ เพราะฉะนั้น

$$\Delta V_{out} = \frac{\Delta I_{out}}{4 C} \cdot T$$

$$= \frac{\Delta I_{out}}{8 f C}$$

ดังนั้นค่าตัวเก็บประจุ (C) = $\frac{\Delta I_{out}}{8 f V_{out}}$

โดยที่

$$\Delta I_{out} = 0.25 I_L \text{ (กระแสเอาต์พุต)}$$

$$\Delta V_{out} = \text{ค่าโวลเตจกระเพื่อมที่ยอมรับ}$$

$$f = \text{ความถี่ใช้งาน}$$

แต่ยังมีส่วนสำคัญที่จะต้องคำนึงถึงในการเลือกค่า LC สำหรับเป็นตัวกรอง (filter) เพราะอาจส่งผลกระทบต่อสวิตช์ซึ่งเพาเวอร์ซัพพลายโดยตรงอยู่ 2 ประการ คือ ประการที่หนึ่งการใช้ L และ C ร่วมกันนั้นอาจส่งผลกระทบต่อเสถียรภาพของสวิตช์ซึ่งเพาเวอร์ซัพพลายและประการที่สอง ถ้าเลือกค่า L น้อยและค่า C มากจะทำให้ค่าอิมพีแดนซ์ขั้วขั้วของตัวกรองกระแสด้านเอาต์พุตมีค่าต่ำ ซึ่งหมายความว่าผลตอบสนองทรานเซียนท์ (Transient Response) ของ เพาเวอร์ซัพพลาย ที่มีต่อการเปลี่ยนแปลงของโหลดมีผลดีกว่าเดิม

ในการพิจารณาผลตอบสนองทรานเซียนท์ของ เพาเวอร์ซัพพลาย นั้น องค์ประกอบที่สำคัญนั้นมิได้อยู่ที่ระยะเวลาที่แรงดันเอาต์พุตสามารถกลับคืนสู่ระดับปกติเมื่อเกิดการเปลี่ยนแปลงโหลดอย่างฉับพลัน แต่จะให้ความสำคัญว่าเมื่อเกิดการเปลี่ยนแปลงโหลดอย่างฉับพลันแล้วระดับแรงดัน Output จะมีการเปลี่ยนแปลงสูงสุดเท่าใดเพราะถ้าแรงดันเปลี่ยนแปลงไปมาก อาจจะทำให้การทำงานของอุปกรณ์ผิดพลาด

= 311 mH

สำหรับการพันตัวเหนี่ยวนำนี้ เนื่องจากแกนเฟอร์ไรท์ไม่มีข้อมูลต่าง ๆ ของแกนจากผู้ผลิต ดังนั้นไม่สามารถหาวิธีคำนวณจำนวนรอบออกมาได้ จึงใช้วิธีทดลองพันขดลวดบนแกนแล้วใช้มิเตอร์วัดค่าอินดักแตนซ์จะทำให้ทราบค่า AL (Inductance Factor) ซึ่งมีความสัมพันธ์ดังนี้

เมื่อได้ค่า AL แล้วจึงนำกลับไปคำนวณจำนวนรอบที่ต้องใช้ได้ สำหรับขนาดของเบอร์ลวดที่ใช้ในการพันนั้นก็ใช้วิธีเดียวกับการหาเบอร์ลวดขดลวดหม้อแปลง โดยการใช้ตาราง

การหาขนาดของตัวเก็บประจุทางด้านเอาต์พุต

ชนิดของตัวเก็บประจุทางด้านเอาต์พุตที่ใช้ในสวิตซ์ซึ่งเพาเวอร์ซัพพลาย ซึ่งต้องเป็นตัวเก็บประจุที่สามารถใช้งานที่ความถี่สูง และมีค่าความต้านทานภายใน (ESR) ต่ำด้วย ค่า ESR ของตัวเก็บประจุเองถ้าตัวเก็บประจุมีค่า ESR สูงจะทำให้เกิดการสูญเสีย (loss) ในตัวเองสูงและทำให้เกิดความสั่นในในตัวเก็บประจุอายุการใช้งานจะสั้นลง ดังนั้นจึงเลือกใช้ตัวเก็บประจุแบบ อิเล็กโทรไลต์ ที่มีค่า ESR ต่ำ

ขนาดของตัวเก็บประจุทางด้านเอาต์พุตจะแปรผกผันกับขนาดของโวลเตจกระเพื่อมทางด้านเอาต์พุต (Output ripple Voltage : V_{rip}) ซึ่งเป็นตัวแปร (parameter) ที่กำหนดในการออกแบบ สวิตซ์ซึ่ง เพาเวอร์ซัพพลาย ซึ่งมีความสัมพันธ์ดังสมการ

$$t_{on} = \frac{(2LC) (V_{rip})}{V_i - V_o}$$

ในการคำนวณค่าตัวเก็บประจุทางด้านเอาต์พุตนั้นจะพิจารณากระแสที่ไหลผ่าน C จะเห็นได้ว่ามีทิศทางกระแสทั้งบวกและลบ โดยมีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์ ในทิศทางที่กระแสไหลผ่าน C มีค่าเป็นบวกเริ่มที่เวลา t_1 ซึ่งเป็นจุดกึ่งกลางของช่วงเวลาทำงานและสิ้นสุดที่เวลา t_2 ซึ่งเป็นกึ่งกลางของช่วงเวลายุดทำงานจากการเปลี่ยนแปลงของกระแสจำนวนดังกล่าวเป็นตัวทำให้เกิดสัญญาณกระเพื่อม (ΔV_o) ซึ่งมีค่าดังสมการ

$$\Delta = \frac{1}{C} \int_{t_1}^{t_2} i dt$$

พิจารณาจากรูปคลื่นกระแสที่ไหลในช่วงเวลา t_1 ถึง t_2 มีค่าประมาณ ($\Delta I_{out}/2$)/2 เพราะฉะนั้น

$$\Delta V_{out} = \frac{\Delta I_{out}}{4 C} \cdot \frac{T}{2}$$

$$= \frac{\Delta I_{out}}{8 f C}$$

$$\begin{aligned} \text{ดังนั้นค่าตัวเก็บประจุ (C)} &= \frac{\Delta I_{out}}{8 f V_{out}} \\ &= \end{aligned}$$

โดยที่

$$\Delta I_{out} = 0.25 I_L, \text{ (กระแสเอาต์พุต)}$$

$$\Delta V_{out} = \text{ค่าโวลเตจกระเพื่อมที่ยอมรับ}$$

$$f = \text{ความถี่ที่ใช้งาน}$$

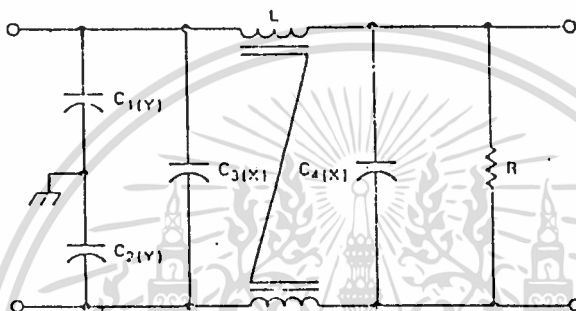
แต่ยังมีส่วนสำคัญที่จะต้องคำนึงถึงในการเลือกค่า LC สำหรับเป็นตัวกรอง (filter) เพราะอาจส่งผลกระทบต่อสวิทช์ซึ่งเพาเวอร์ซัพพลายโดยตรงอยู่ 2 ประการ คือ ประการที่หนึ่งการใช้ L และ C ร่วมกันนั้นอาจส่งผลกระทบต่อเสถียรภาพของสวิทช์ซึ่งเพาเวอร์ซัพพลายและประการที่สอง ถ้าเลือกค่า L น้อยและค่า C มากจะทำให้ค่าอิมพีแดนซ์ชั่วคราวของตัวกรองกระแสด้านเอาต์พุตมีค่าต่ำ ซึ่งหมายความว่าผลตอบสนองทรานเซียนท์ (Transient Response) ของ เพาเวอร์ซัพพลาย ที่มีต่อการเปลี่ยนแปลงของโหลดมีผลดีกว่าเดิม

ในการพิจารณาผลตอบสนองทรานเซียนท์ของ เพาเวอร์ซัพพลาย นั้น องค์ประกอบที่สำคัญนั้นมี ได้อยู่ที่ระยะเวลาที่แรงดันเอาต์พุตสามารถกลับคืนสู่ระดับปกติเมื่อเกิดการเปลี่ยนแปลงโหลดอย่างฉับพลัน แต่จะให้ความสำคัญว่าเมื่อเกิดการเปลี่ยนแปลงโหลดอย่างฉับพลันแล้วระดับแรงดัน Output จะมีการเปลี่ยนแปลงสูงสุดเท่าใดเพราะถ้าแรงดันเปลี่ยนแปลงไปมาก อาจจะทำให้การทำงานของอุปกรณ์ผิดพลาด

บทที่ 12

ฟิลเตอร์สำหรับเอซีไลน์ (Input Line Filter)

RFI (Radio Frequency Interference) ที่เกิดขึ้นในเครื่องจ่ายไฟแบบสวิตซ์ซึ่งเกิดจากการเพิ่มขึ้นของกระแสและแรงดันอย่างรวดเร็ว แหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนนี้คือ การสวิตซ์ซึ่งของทรานซิสเตอร์กำลัง, วงจรเรียงกระแสหลัก (Main Rectifier) และไดโอดภาคเอาต์พุต



รูปที่ 1 แสดงวงจรกรองแรงดัน ไฟลายน

C_x : ใช้ค่าอยู่ในช่วง 0.1 ถึง 2 μF

C_y : ใช้ค่าอยู่ในช่วง 2200 pF ถึง 0.003 μF

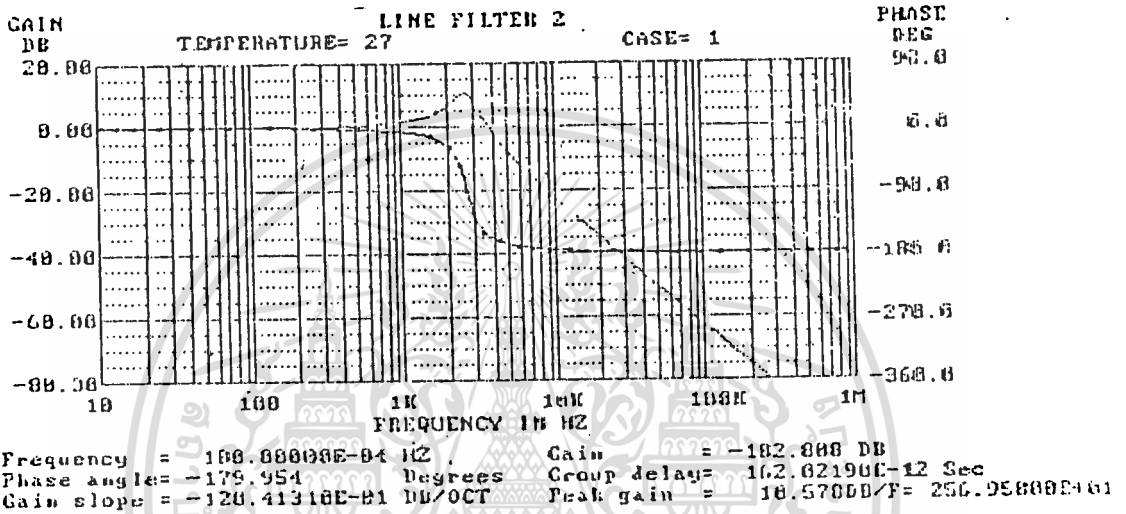
L : ใช้ค่าอยู่ในช่วง 1.8 mH ถึง 47 mH

โดยที่ความถี่ที่จุดตัด (Cut-Off Frequency), f_c หาได้จาก

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

การออกแบบ

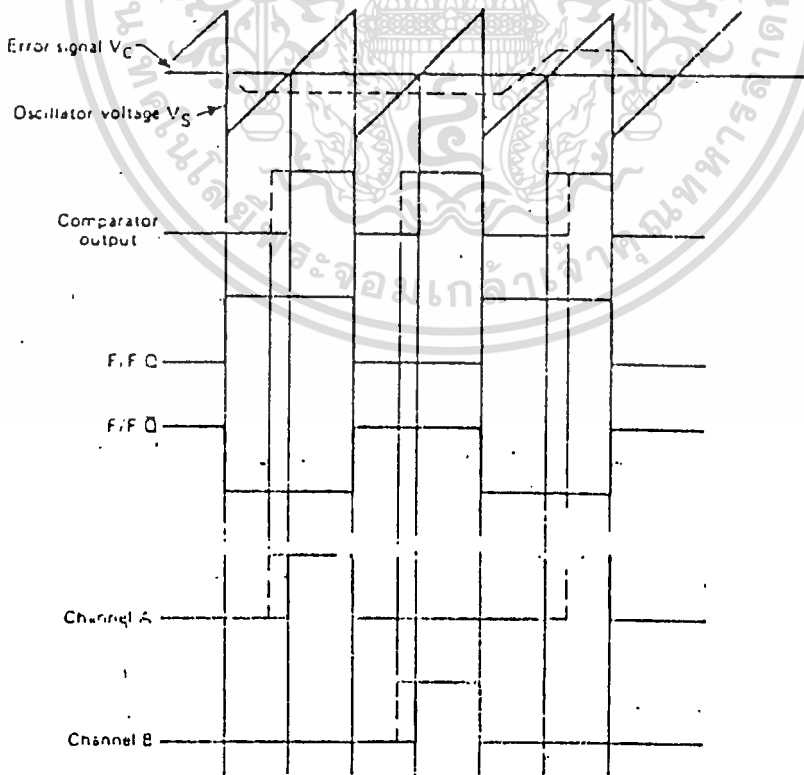
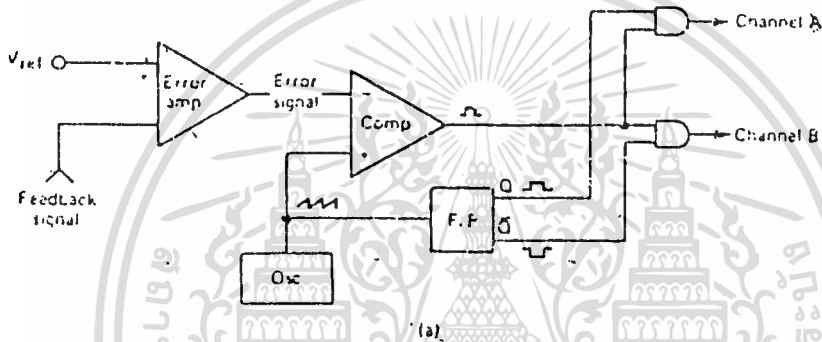
ให้ $f_c = 5 \text{ kHz}$
 $L = 3.5 \text{ mH}$
 $f_c = 1/(\pi \sqrt{LC})$
หรือ $C = 1/[(\pi f_c)^2 L]$
 $= 1/[\pi \times 5 \times 10^3]^2 \times 3.5 \times 10^{-3}] = 1.16 \mu\text{F}$



รูปที่ 2 แสดงกราฟผลตอบสนองความถี่ (Frequency response) ของวงจรกรองแรงดันไฟลายน์

การควบคุมความกว้างพัลส์ (PWM)

ในการควบคุมระดับแรงดันให้คงที่ของสวิทช์ซึ่งเพาเวอร์ซัพพลาย โดยทั่วไป จะใช้วิธีควบคุมความกว้างพัลส์ (Pulse - width - Modulated : PWM) ซึ่งเป็น การควบคุมโดยการเปลี่ยนแปลงช่วงเวลาในการขับให้ทรานซิสเตอร์นำกระแสเพื่อให้เกิดผลไป ใช้ในการควบคุมแรงดันที่เอาท์พุทให้ได้ตามค่าที่ต้องการ



(b)

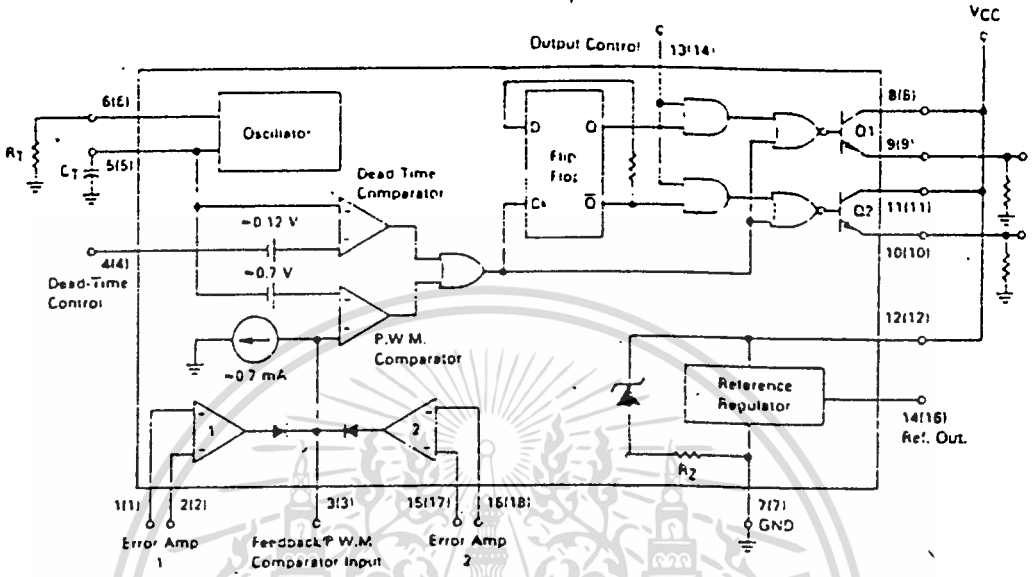
ซึ่งข้อดีของการควบคุมแรงดันแบบ PWM คือสามารถรักษาระดับแรงดันให้มีความคงที่สูง เพราะมีการป้อนกลับระดับแรงดันจากเอาต์พุตมาใช้ในการควบคุมด้วย รวมทั้งทำให้เกิดความสูญเสียกำลังงานในการควบคุมแรงดันต่ำด้วย และมีความเสถียรภาพต่อการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิ

ในปัจจุบันวงจร PWM ได้ถูกพัฒนาให้เป็นวงจรสำเร็จรูปบรรจุใน IC ตัวเดียว ที่เหมาะสมสำหรับใช้กับ สวิตซ์ซึ่ง เพาเวอร์ซัพพลาย โดยเฉพาะโดยการที่การใช้งานของ IC เหล่านี้สามารถใช้งานได้ง่าย โดยต่ออุปกรณ์เพิ่มเติมภายนอกเพียงเล็กน้อย เพื่อใช้เป็นตัวกำหนดจุดการทำงานของ PWM นั้น ๆ ใน IC สำหรับสร้าง PWM นั้น อาจจะมีการเพิ่มเติมวงจรสำหรับระบบป้องกันหรืออื่น ๆ เพื่อให้การทำงานของ สวิตซ์ซึ่ง เพาเวอร์ซัพพลาย มีความสมบูรณ์มากขึ้น เช่น วงจรเปรียบเทียบสำหรับป้องกันกระแสเกินหรือแรงดันเกินวงจรสำหรับ soft Start

ในรูปที่ 1 เป็นวงจรพื้นฐานของการสร้าง PWM และแสดงลักษณะของรูปคลื่นที่จุดต่าง ๆ ของวงจร ซึ่งวงจรดังกล่าวมีการทำงานของวงจรดังนี้คือ ใน ออป แอมป์ (OP-AMP) ตัวแรกนั้นจะมีไว้สำหรับเป็นตัวเปรียบเทียบระดับแรงดันที่ป้อนกลับจากด้านเอาต์พุตกับค่าระดับแรงดันอ้างอิงที่คงที่ (V_{ref}) ซึ่งผลต่างแรงดันที่ได้ (Error Signal) จะถูกนำไปป้อนเข้าที่ขาอินเวอร์ตติ้ง (inverting) เพื่อทำการเปรียบเทียบกับขาอินเวอร์ตติ้งซึ่งจะป้อนสัญญาณ ฟันเลื่อย (Saw tooth) ที่มีความชันเป็นเส้นตรงซึ่งถูกสร้างขึ้นใน ความถี่ที่คงที่ ความถี่ที่ออสซิลเลท (Oscillate) ออกมานั้นเพื่อใช้งาน Toggle Flip Flop มันจะสร้างสัญญาณสี่เหลี่ยม (Square Wave) โดย Q และ \bar{Q} ทางด้านเอาต์พุตทั้งสองจะนำไปใช้ขับ And Gates, และทำให้สามารถเปลี่ยนเรื่ออินพุตของเกต (Gate) เป็น โวลิจสูง (High) มีผลคือการปรับ ดิวตี้ไซเคิล (Duty cycle) ให้เป็นแชนแนล (Cannel) A และ B ดังรูปที่ ซึ่งแสดง เอ้าพุทของการมอดดูเลทความกว้างพัลส์

สำหรับวงจรควบคุมใช้ IC # TL 494 ซึ่งเป็น P.W.M ชนิดความถี่คงที่ (Fixed Frequency Pulse Width Modulation) มีวงจรกำเนิดสัญญาณรูปฟันเลื่อย (Sawtooth) อยู่ภายใน ซึ่งค่าความถี่สามารถกำหนดได้โดยการเลือกค่าของ R_T และ C_T ที่ขา 6 และขา 5 ของ TL 494 โดยที่

$$F_{osc} \approx \frac{1.1}{R_T \times C_T}$$



รูปที่ 2 แสดงวงจรสมมูลภายในของ TL 494

สัญญาณรูปฟันเลื่อยจะถูกนำไปเปรียบเทียบกับ ระดับแรงดันที่ขา 3 ของ IC ซึ่งอาจจะถูกป้อนเข้ามาโดยตรง หรือการใช้โอเพอเรชั่นแอมป์ทั้ง 2 ตัวที่มีอยู่ใน IC ต่อเป็น วงจรควบคุม (Control Circuit) แรงดันที่ขา 3 นี้จะอยู่ในช่วงประมาณ 0.5 ถึง 3.5 โวลต์ สัญญาณที่เปรียบเทียบกันแล้ว จะได้เป็นสัญญาณพัลส์ ซึ่งมีความกว้างตามระดับ แรงดันที่ขา 3 ต่อแรงดันสูงสุดของสัญญาณรูปฟันเลื่อย และสัญญาณนี้จะถูกส่ง ไปยังทรานซิสเตอร์ภายใน (Q_1 และ Q_2) ให้ทำงาน

นอกจากนี้สัญญาณรูปฟันเลื่อย ยังนำไปเปรียบเทียบกับระดับแรงดันที่ขา 4 ของ IC ซึ่งเป็นขาที่ใช้ตั้งค่ามากที่สุดของดิวิตไฮเซล ที่จะทำให้สามารถปรับได้ โดยถ้าขานี้ ต่อลงกราวด์จะทำให้ช่วงเวลาเดดไทม์ เป็น 4 % ของเวลา 1 รอบของสัญญาณฟันเลื่อย เกิดเนื่องจากแรงดันออฟเซต 120 mV ภายในตัว TL 494 และถ้าขานี้ต่อกับแรงดันที่สูงขึ้นจะทำให้ค่ามากที่สุดของดิวิตไฮเซลลดลง (ช่วงเวลาเดดไทม์จะมากขึ้น)

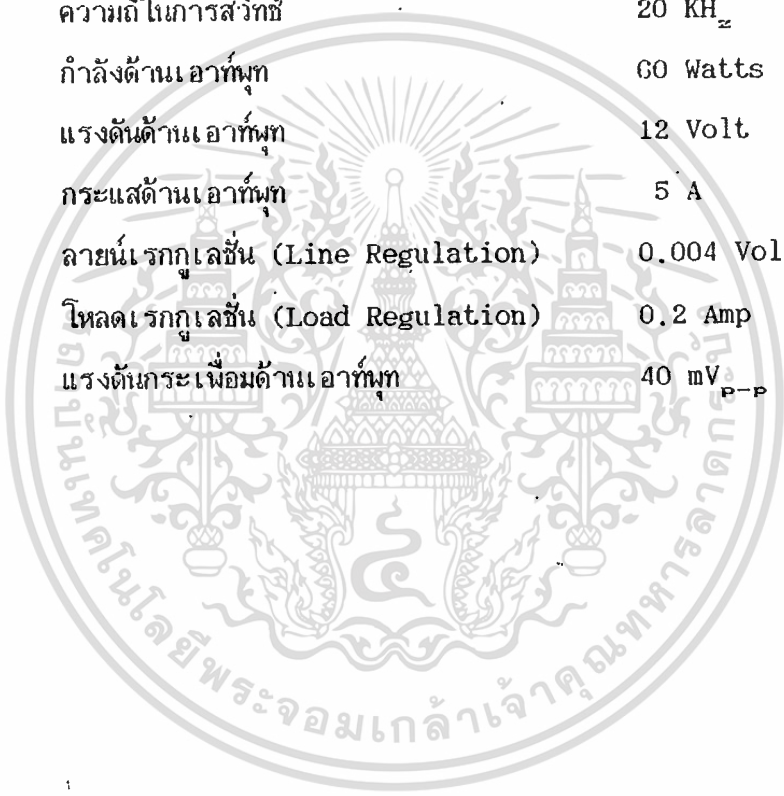
ส่วนขา 13 (Output Mode Control) เป็นตัวเลือกลักษณะการทำงาน ของ PWM โดยที่ถ้าขานี้ต่อกับกราวด์ Q_1 กับ Q_2 จะทำงานพร้อมกัน ค่าดิวิตไฮเซล มากที่สุดที่ปรับได้จะเป็น 96 % ถ้าขานี้ต่อกับแรงดันอ้างอิง 45V สัญญาณจาก D-FF จะเป็นตัว ปิดเปิดความถี่ที่เอาท์พุทของ Q_1 หรือ Q_2 จะเป็นครึ่งหนึ่งของความถี่ $f_{osc} / 2$

บทที่ 14

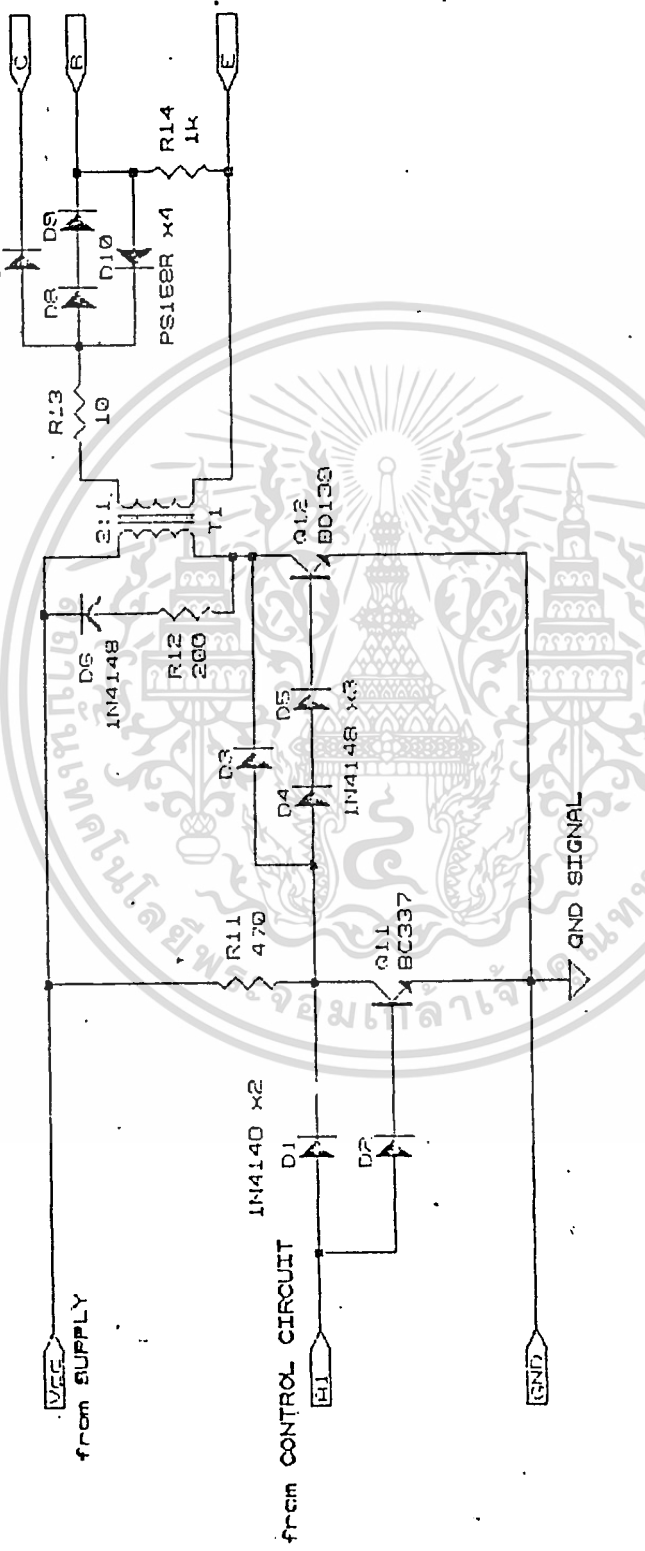
ผลการทดสอบและวงจร

ผลการทดสอบ

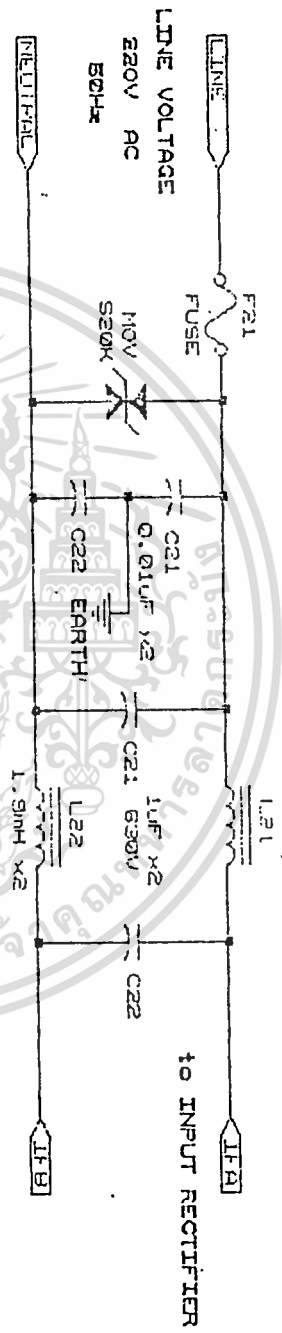
แรงดันดักอินพุท	220 V _{ac}
ความถี่ดักอินพุท	50 H _z
ความถี่ไมเคารสวิทช์	20 KH _z
กำลังต้านเอาต์พุท	60 Watts
แรงดันดักเอาต์พุท	12 Volt
กระแสดักเอาต์พุท	5 A
ลายน์เรกกูเลชัน (Line Regulation)	0.004 Volt
โหลดเรกกูเลชัน (Load Regulation)	0.2 Amp
แรงดันกระเพื่อมดักเอาต์พุท	40 mV _{p-p}



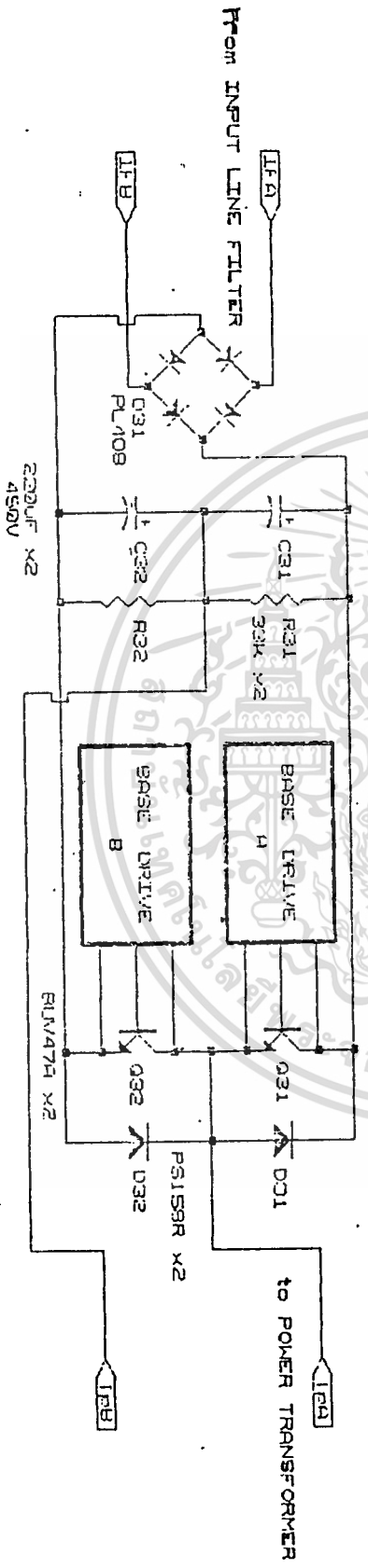
10 POWER TRANSISTOR



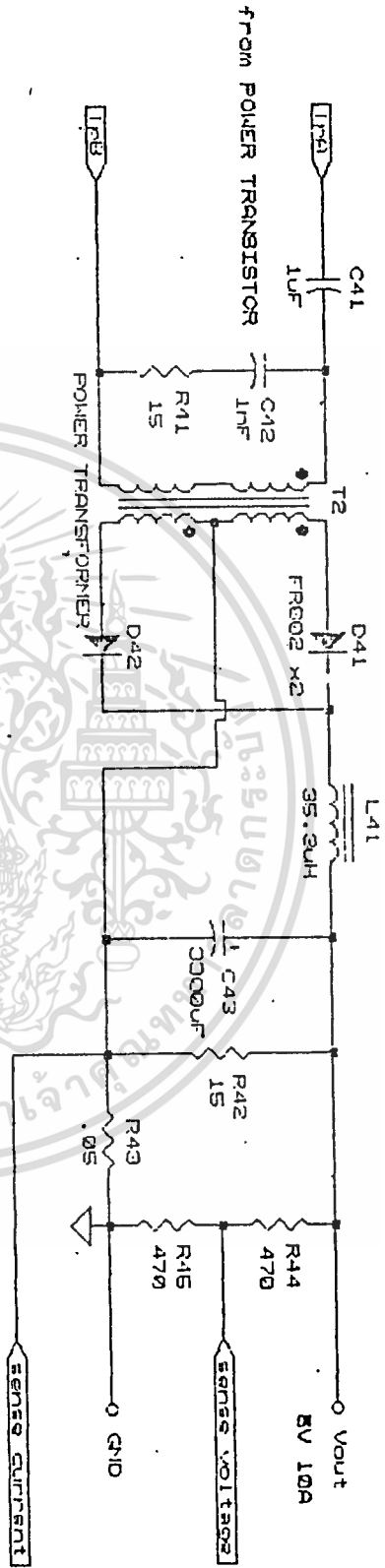
รูปที่ 1 วงจรขับเคลื่อน (Base drive)



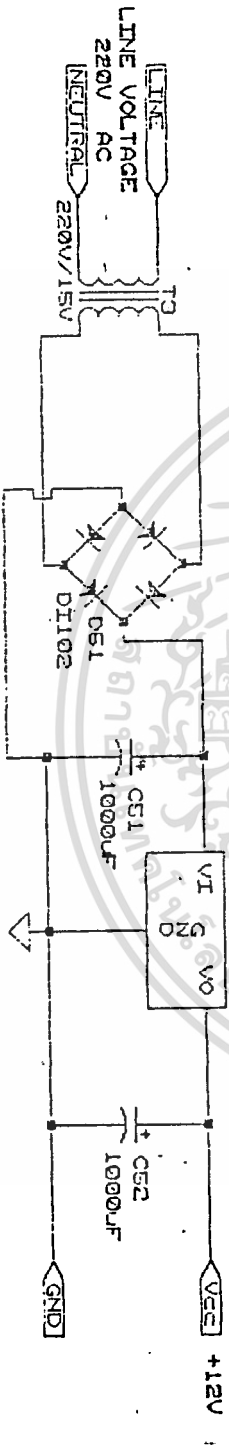
รูปที่ 2 วงจรถ่วงสัญญาณ (Line filter)



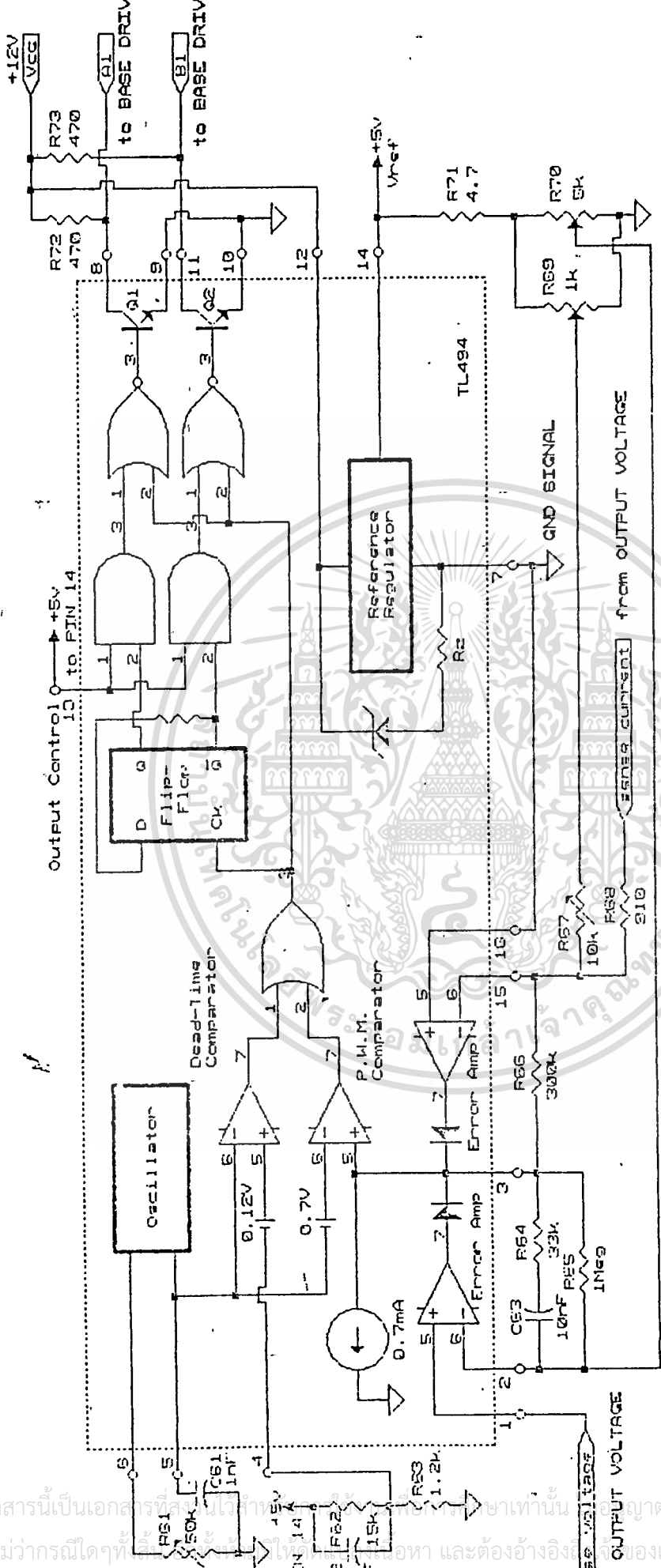
รูปที่ 3 วงจรเรียงกระแสตัวนำอินพุต และเพาเวอร์ทรานส์ฟอร์มเมอร์



รูปที่ 4 เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ และ วงจรเรียงกระแสต้านเอาท์พุท



รูปที่ 5 วงจรจ่ายแรงดันสำหรับ TL 494



รูปที่ 6 วงจรควบคุม

สรุปและข้อเสนอแนะ

เครื่องจ่ายไฟแบบสวิตซ์ซึ่งที่ความถี่สูงนี้ ที่ได้ออกแบบขึ้นมาสำหรับเป็นแหล่งจ่ายไฟให้แก่ อาร์. เอฟ แอมพลิไฟด์นี้ ที่ 78 วัดได้ โดยมีแรงดันด้านเอาต์พุต 12 โวลต์ กระแส 5 แอมป์ เมื่อเปรียบเทียบกับเครื่องจ่ายไฟแบบลิเนียร์แบบทั่ว ๆ ไปที่มีขนาดกำลังวัดที่เท่ากันแล้ว เครื่องจ่ายไฟที่ทำขึ้นนี้จะมิตขนาดเล็กลงและน้ำหนักเบากว่า

ทางด้านประสิทธิภาพของเครื่องนี้จากการทดสอบพบว่ายังมีประสิทธิภาพสูงกว่าเครื่องจ่ายไฟแบบลิเนียร์ แต่ยังคงข้างต่ำอยู่ ทั้งนี้เนื่องจากยังขาดอุปกรณ์ที่ต้อบายอย่าง เช่น ไดโอดแบบชอกกี ซึ่งมีแรงดันฟอร์เวิร์คไบแอสเพียง 0.2 โวลต์ และส่วนสำคัญอีกหลาย หนึ่ง คือการพันหม้อแปลง ซึ่งใช้เครื่องมือ และเทคนิคการพันที่ไม่ดีพอทำให้เกิดสัญญาณโอเวอร์สูงไป แต่เมื่อเปรียบเทียบกับหลาย ๆ ด้านของเครื่องจ่ายไฟแบบสวิตซ์ซึ่งนี้กับแบบลิเนียร์แล้วสรุปได้ว่าที่ประสิทธิภาพสูงกว่า

สำหรับแนวทางการปรับปรุงเครื่องจ่ายไฟแบบสวิตซ์ซึ่งนี้ในอนาคตจะเป็นการนำการสวิตซ์ของระบบคลาสดี (Class - E) มาสร้างเพราะเป็นระบบที่ ให้ประสิทธิภาพสูงมากประมาณ 89 % (ในทางอุดมคติ) ซึ่งใช้หลักการให้สัญญาณช่ายผ่านหม้อแปลงแทนที่จะใช้สัญญาณพัลส์ ซึ่งเป็นผลทำให้เกิดประสิทธิภาพสูง

การสร้างเพาเวอร์แอมป์หลายเป็นการสร้างภาคขยายสัญญาณซึ่งขึ้นอยู่กับวัตถุประสงค์ของสร้างว่าต้องการให้ตอบสนองที่ความถี่ระดับไหนถ้าเป็นย่านความถี่สูง ก็จะออกแบบยาก เพราะมีสิ่งที่น่าสนใจมาก ดังเช่นวงจรที่ออกแบบนี้ความถี่ 104 เมกกะเฮิร์ตเป็นย่าน เอฟ.เอ็ม (F.M) ซึ่งก็จัดอยู่ในย่านความถี่สูง ซึ่งในการออกแบบต้องอาศัยคู่มือ (DATA SHEET) หลายส่วนประกอบกัน สิ่งที่สำคัญในการออกแบบอย่างหนึ่ง คือ ทำอย่างไรจะให้สัญญาณจากอินพุตส่งผ่านภาคขยายแต่ละภาคจน ไปถึงเอาต์พุตให้มากที่สุด ซึ่งก็คือการออกแบบแมทซิ่ง จะต้องให้เหมาะสมจริง ๆ เมื่อได้วงจรมาแล้ว ก็ต้องออกแบบลายปรั้นที่ให้เหมาะสม เพราะถ้าไม่เหมาะสมจะส่งผลให้วงจรทำงานไม่สมบูรณ์ เช่นเกิดการออสซิลเลท ดังนั้น จึงต้องมีการทดลองจนแน่ใจว่าสมบูรณ์ที่สุด จึงลงมือสร้าง การระบายความร้อนก็เป็นสิ่งสำคัญมาก เราจะต้องให้ทรานซิสเตอร์ระบายความร้อนได้เร็วที่สุด ซึ่งอาจจะใช้แผ่นระบายความร้อนที่มีขนาดใหญ่ หรือให้พัดลมเป่าระบายความร้อน ก็แล้วแต่จะออกแบบ จากการออกแบบและสร้างทำให้มีข้อคิดและข้อเสนอแนะคือ

1. เนื่องจากค่าคาปาซิเตอร์ที่มีคุณภาพดีหาได้ยากตามท้องตลาดประกอภกับค่าอินดักเตอร์ เราสร้างขึ้นเอง ค่าที่ได้ซึ่งมีการผิดพลาดไปจากการคำนวณข้างต้นค่าคาปาซิเตอร์จำเป็นต้องใช้แบบปรับค่าได้ให้อยู่ในช่วงที่คำนวณไว้ เช่น ใช้ 30 PF จะใช้ค่าคาปาซิเตอร์ 20-50 PF เป็นต้น

2. การระบายความร้อนระหว่างตัวทรานซิสเตอร์และตัวระบายความร้อนควรจะใช้ตัวประสานให้ระบายความร้อนได้เร็วที่สุด เช่น กาวลิริโคน

3. การออกแบบลายวงจรบนแผ่นปริ้นท์นี้ การวางอุปกรณ์เป็นสิ่งสำคัญโดยเฉพาะค่า L แต่ละตัวควรมีแนวการวางที่ตั้งฉากกัน เพื่อลดการอินดิวส์กัน ทำให้ค่าการแมทชิ่งในแต่ละจุดเปลี่ยนไป



MOTOROLA
SEMICONDUCTOR
TECHNICAL DATA

2N6080

The RF Line

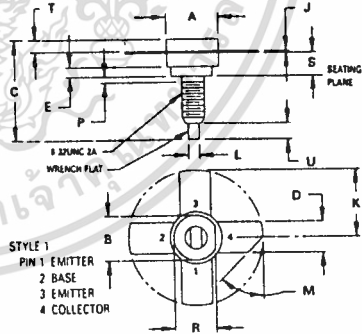
NPN SILICON RF POWER TRANSISTOR

... designed for 12.5 Volt VHF large-signal power amplifier applications required in military and industrial equipment operating to 300 MHz.

- Specified 12.5 Volt, 175 MHz Characteristics —
Output Power = 4.0 W
Minimum Gain = 12 dB
Efficiency = 50%
- Characterized with Series Equivalent Large-Signal Impedance Parameters

4.0 W — 175 MHz

**RF POWER
TRANSISTOR**
NPN SILICON



- NOTES
1 DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982
2 CONTROLLING DIMENSION, INCH

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	9.40	9.78	0.370	0.385
B	8.13	8.38	0.320	0.330
C	17.02	20.07	0.670	0.790
D	5.46	5.97	0.215	0.235
E	1.78	—	0.070	—
J	0.08	0.18	0.003	0.007
K	12.45	—	0.490	—
L	1.40	1.78	0.055	0.070
M	45° NOM	—	45° NOM	—
P	—	1.27	—	0.050
R	7.59	7.80	0.299	0.307
S	4.01	4.52	0.158	0.178
T	2.11	2.54	0.083	0.100
U	2.49	3.25	0.098	0.132

CASE 145A-09

***MAXIMUM RATINGS**

Rating	Symbol	Value	Unit
Collector-Emitter Voltage	V _{CEO}	18	Vdc
Collector-Base Voltage	V _{CB0}	36	Vdc
Emitter-Base Voltage	V _{EB0}	4.0	Vdc
Collector Current — Continuous	I _C	1.0	A _{dc}
Total Device Dissipation @ T _C = 25°C (2) Derate above 25°C	P _D	12 68.5	Watts mW/°C
Storage Temperature Range	T _{stg}	-65 to +200	°C
Stud Torque (1)	—	6.5	in lb.

- * Indicates JEDEC Registered Data.
(1) For repeated assembly use 5 in lb.
(2) These devices are designed for RF operation. The total device dissipation rating applies only when the devices are operated as RF amplifiers.

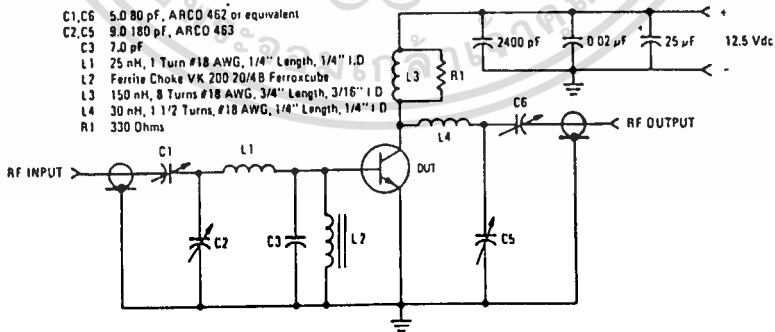
2N6080

***ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_C = 25°C unless otherwise noted.)**

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
OFF CHARACTERISTICS					
Collector-Emitter Breakdown Voltage (I _C = 10 mA, I _B = 0)	V _{(BR)CEO}	18	—	—	Vdc
Collector-Emitter Breakdown Voltage (I _C = 5.0 mA, V _{BE} = 0)	V _{(BR)CES}	36	—	—	Vdc
Emitter-Base Breakdown Voltage (I _E = 1.0 mA, I _C = 0)	V _{(BR)EBO}	4.0	—	—	Vdc
Collector Cutoff Current (V _{CE} = 15 Vdc, V _{BE} = 0, T _C = +55°C)	I _{CES}	—	—	5.0	mA
Collector Cutoff Current (V _{CB} = 15 Vdc, I _B = 0)	I _{CBO}	—	—	0.25	mA
ON CHARACTERISTICS					
DC Current Gain (I _C = 0.25 A, V _{CE} = 5.0 Vdc)	h _{FE}	5.0	—	—	—
DYNAMIC CHARACTERISTICS					
Output Capacitance (V _{CB} = 15 Vdc, I _E = 0, f = 0.1 MHz)	C _{ob}	—	15	20	pF
FUNCTIONAL TEST					
Common-Emitter Amplifier Power Gain (P _{out} = 4.0 W, V _{CC} = 12.5 Vdc, f = 175 MHz)	G _{PE}	12	—	—	dB
Collector Efficiency (P _{out} = 4.0 W, V _{CC} = 12.5 Vdc, f = 175 MHz)	η	50	—	—	%

* Indicates JEDEC Registered Data.

FIGURE 1 - 175 MHz TEST CIRCUIT



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FIGURE 2 - OUTPUT POWER versus INPUT POWER

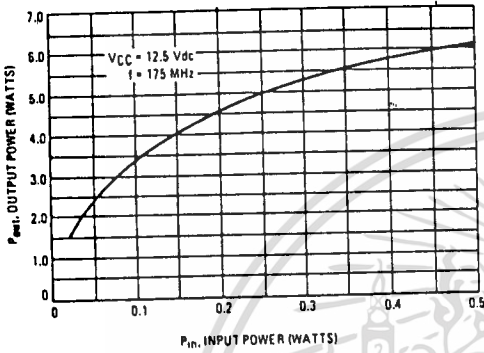


FIGURE 3 - OUTPUT POWER versus FREQUENCY

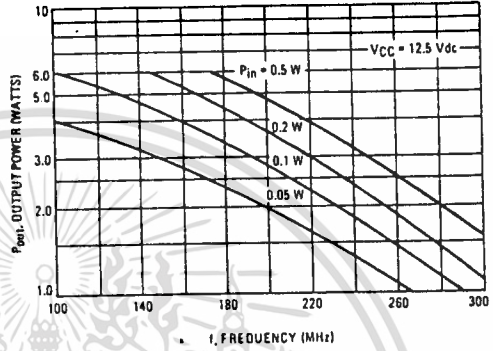


FIGURE 4 - OUTPUT POWER versus SUPPLY VOLTAGE

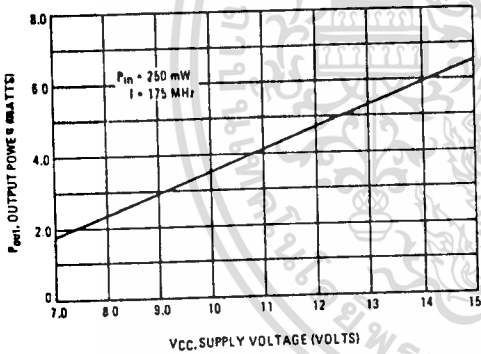
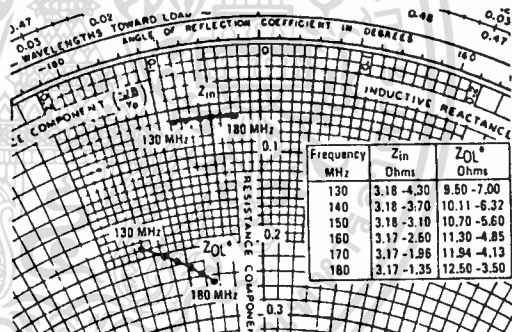


FIGURE 5 - SERIES EQUIVALENT IMPEDANCE



*Z_{OL} = Conjugate of the optimum load impedance into which the device output operates at a given output power, voltage and frequency.

MOTOROLA
SEMICONDUCTOR
TECHNICAL DATA

2N6081
MRF221

The RF Line

NPN SILICON RF POWER TRANSISTORS

... designed for 12.5 Volt VHF large-signal power amplifier applications required in commercial and industrial equipment operating to 300 MHz.

- Specified 12.5 Volt, 175 MHz Characteristics –
 Output Power = 15 W
 Minimum Gain = 6.3 dB
 Efficiency = 60%
- Characterized with Series Equivalent Large-Signal Impedance Parameters

15 W – 175 MHz

RF POWER TRANSISTORS


NPN SILICON

***MAXIMUM RATINGS**

Rating	Symbol	Value	Unit
Collector-Emitter Voltage	V _{CEO}	18	Vdc
Collector-Base Voltage	V _{CBO}	36	Vdc
Emitter-Base Voltage	V _{EBO}	4.0	Vdc
Collector Current – Continuous	I _C	2.5	A _{dc}
Total Device Dissipation @ T _C = 25°C (1) Derate above 25°C	P _D	31 177	Watts mW/°C
Storage Temperature Range	T _{stg}	-65 to +200	°C
Stud Torque (2)	–	6.5	in. lb.

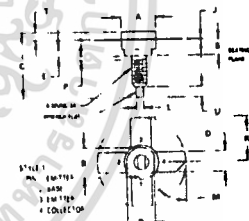
*Indicates JEDEC Registered Date for 2N6081.
 (1) These devices are designed for RF operation. The total device dissipation rating applies only when the devices are operated as RF amplifiers.
 (2) For repeated assembly use 5 in. lb.

2N6081



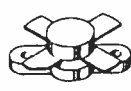
MILLIMETERS		INCHES	
1	1.27	0.050	0.050
2	1.27	0.050	0.050
3	1.27	0.050	0.050
4	1.27	0.050	0.050
5	1.27	0.050	0.050
6	1.27	0.050	0.050
7	1.27	0.050	0.050
8	1.27	0.050	0.050
9	1.27	0.050	0.050
10	1.27	0.050	0.050
11	1.27	0.050	0.050
12	1.27	0.050	0.050
13	1.27	0.050	0.050
14	1.27	0.050	0.050
15	1.27	0.050	0.050
16	1.27	0.050	0.050
17	1.27	0.050	0.050
18	1.27	0.050	0.050
19	1.27	0.050	0.050
20	1.27	0.050	0.050
21	1.27	0.050	0.050
22	1.27	0.050	0.050
23	1.27	0.050	0.050
24	1.27	0.050	0.050
25	1.27	0.050	0.050
26	1.27	0.050	0.050
27	1.27	0.050	0.050
28	1.27	0.050	0.050
29	1.27	0.050	0.050
30	1.27	0.050	0.050
31	1.27	0.050	0.050
32	1.27	0.050	0.050
33	1.27	0.050	0.050
34	1.27	0.050	0.050
35	1.27	0.050	0.050
36	1.27	0.050	0.050
37	1.27	0.050	0.050
38	1.27	0.050	0.050
39	1.27	0.050	0.050
40	1.27	0.050	0.050
41	1.27	0.050	0.050
42	1.27	0.050	0.050
43	1.27	0.050	0.050
44	1.27	0.050	0.050
45	1.27	0.050	0.050
46	1.27	0.050	0.050
47	1.27	0.050	0.050
48	1.27	0.050	0.050
49	1.27	0.050	0.050
50	1.27	0.050	0.050

NOTES:
 1 DIMENSIONS AND TOLERANCES PER ASME Y14.5M-1993
 2 CONTROLLING DIMENSION IS INCHES



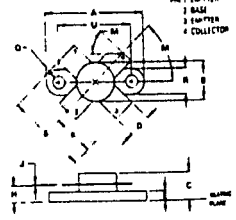
CASE 145A-00

MRF221



MILLIMETERS		INCHES	
1	1.27	0.050	0.050
2	1.27	0.050	0.050
3	1.27	0.050	0.050
4	1.27	0.050	0.050
5	1.27	0.050	0.050
6	1.27	0.050	0.050
7	1.27	0.050	0.050
8	1.27	0.050	0.050
9	1.27	0.050	0.050
10	1.27	0.050	0.050
11	1.27	0.050	0.050
12	1.27	0.050	0.050
13	1.27	0.050	0.050
14	1.27	0.050	0.050
15	1.27	0.050	0.050
16	1.27	0.050	0.050
17	1.27	0.050	0.050
18	1.27	0.050	0.050
19	1.27	0.050	0.050
20	1.27	0.050	0.050
21	1.27	0.050	0.050
22	1.27	0.050	0.050
23	1.27	0.050	0.050
24	1.27	0.050	0.050
25	1.27	0.050	0.050
26	1.27	0.050	0.050
27	1.27	0.050	0.050
28	1.27	0.050	0.050
29	1.27	0.050	0.050
30	1.27	0.050	0.050
31	1.27	0.050	0.050
32	1.27	0.050	0.050
33	1.27	0.050	0.050
34	1.27	0.050	0.050
35	1.27	0.050	0.050
36	1.27	0.050	0.050
37	1.27	0.050	0.050
38	1.27	0.050	0.050
39	1.27	0.050	0.050
40	1.27	0.050	0.050
41	1.27	0.050	0.050
42	1.27	0.050	0.050
43	1.27	0.050	0.050
44	1.27	0.050	0.050
45	1.27	0.050	0.050
46	1.27	0.050	0.050
47	1.27	0.050	0.050
48	1.27	0.050	0.050
49	1.27	0.050	0.050
50	1.27	0.050	0.050

NOTES:
 1 DIMENSIONS AND TOLERANCES PER ASME Y14.5M-1993
 2 CONTROLLING DIMENSION IS INCHES



CASE 211-07

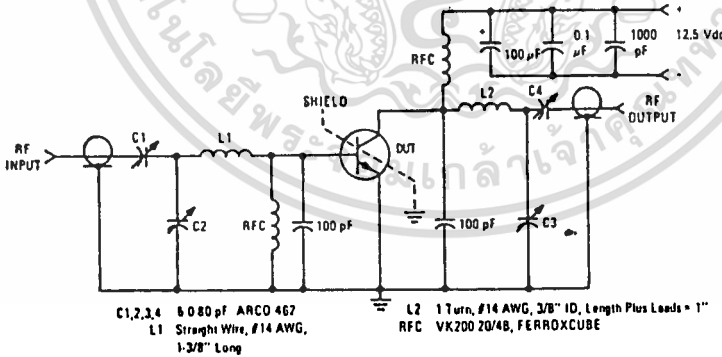
2N6081, MRF221

*ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_C = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted.)

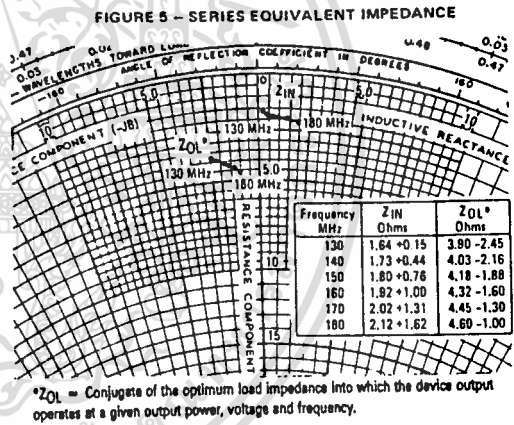
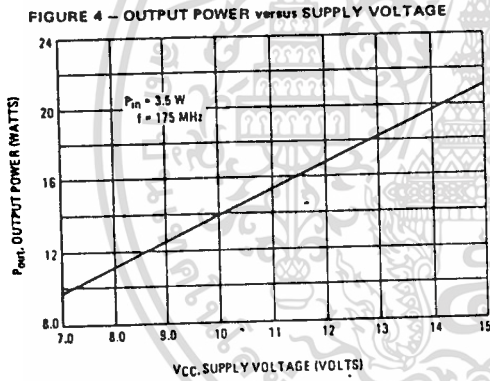
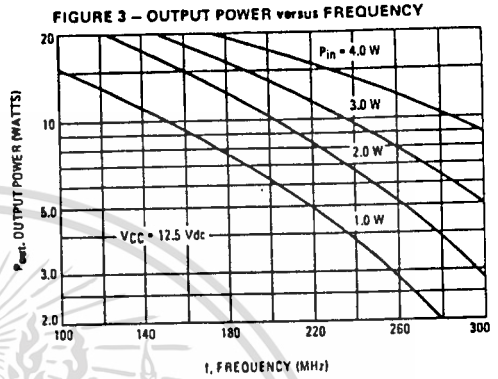
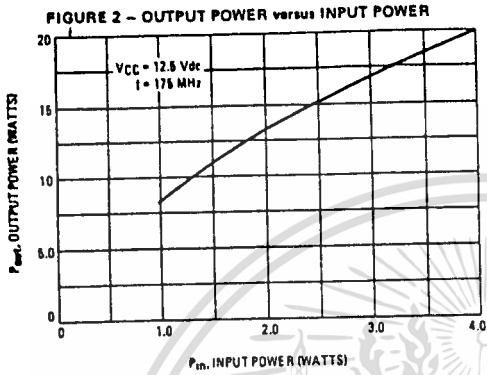
Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
OFF CHARACTERISTICS					
Collector-Emitter Breakdown Voltage ($I_C = 20 \text{ mAdc}, I_B = 0$)	$V_{(BR)CEO}$	18	-	-	Vdc
Collector-Emitter Breakdown Voltage ($I_C = 10 \text{ mAdc}, V_{BE} = 0$)	$V_{(BR)CES}$	36	-	-	Vdc
Emitter-Base Breakdown Voltage ($I_E = 2.0 \text{ mAdc}, I_C = 0$)	$V_{(BR)EBO}$	4.0	-	-	Vdc
Collector Cutoff Current ($V_{CE} = 15 \text{ Vdc}, V_{BE} = 0, T_C = +65^\circ\text{C}$)	I_{CES}	-	-	8.0	mAdc
Collector Cutoff Current ($V_{CB} = 15 \text{ Vdc}, I_E = 0$)	I_{CBO}	-	-	0.5	mAdc
ON CHARACTERISTICS					
DC Current Gain ($I_C = 0.5 \text{ Adc}, V_{CE} = 5.0 \text{ Vdc}$)	h_{FE}	5.0	-	-	-
DYNAMIC CHARACTERISTICS					
Output Capacitance ($V_{CB} = 15 \text{ Vdc}, I_E = 0, f = 0.1 \text{ MHz}$)	C_{ob}	-	70	85	pF
FUNCTIONAL TEST					
Common-Emitter Amplifier Power Gain ($P_{out} = 15 \text{ W}, V_{CC} = 12.5 \text{ Vdc}, f = 175 \text{ MHz}$)	G_{PE}	6.3	-	-	dB
Collector Efficiency ($P_{out} = 15 \text{ W}, V_{CC} = 12.5 \text{ Vdc}, f = 175 \text{ MHz}$)	η	60	-	-	%

*Indicates JEDEC Registered Data for 2N6081.

FIGURE 1 - 175 MHz TEST CIRCUIT



2N6081, MRF221



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MOTOROLA
SEMICONDUCTOR
TECHNICAL DATA

2N6082

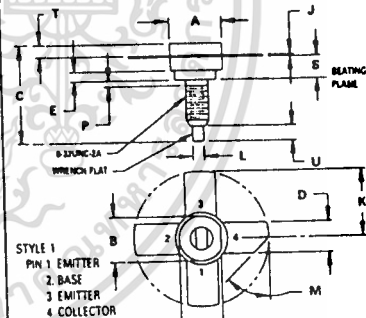
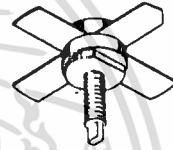
The RF Line

NPN SILICON RF POWER TRANSISTORS

... designed for 12.5 Volt VHF large-signal amplifier applications required in commercial and industrial equipment operating to 300 MHz.

- Specified 12.5 Volt, 175 MHz Characteristics —
Output Power = 25 W
Minimum Gain = 6.2 dB
Efficiency = 65%

25 W — 175 MHz
RF POWER
TRANSISTOR
NPN SILICON



STYLE 1
PIN 1. EMITTER
2. BASE
3. EMITTER
4. COLLECTOR

NOTES
1 DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982
2 CONTROLLING DIMENSION INCH

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	9.40	9.78	0.370	0.385
B	8.13	8.38	0.320	0.330
C	17.07	20.07	0.670	0.790
D	8.48	8.87	0.215	0.235
E	1.78	—	0.070	—
J	0.08	0.18	0.003	0.007
K	12.45	—	0.490	—
L	1.40	1.78	0.055	0.070
M	45°	NOM	45°	NOM
P	—	1.27	—	0.050
R	7.59	7.80	0.299	0.307
S	4.01	4.52	0.158	0.178
T	7.11	7.54	0.283	0.100
U	7.49	3.35	0.098	0.132

CASE 145A-09

***MAXIMUM RATINGS**

Rating	Symbol	Value	Unit
Collector-Emitter Voltage	V _{CEO}	18	Vdc
Collector-Base Voltage	V _{CBO}	36	Vdc
Emitter-Base Voltage	V _{EBO}	4.0	Vdc
Collector Current — Continuous	I _C	5.0	Adc
Total Device Dissipation @ T _C = 25°C(2)	P _D	65	Watts
Derate above 25°C		.37	W/°C
Storage Temperature Range	T _{stg}	-65 to +200	°C
Stud Torque(1)	—	6.5	In.lb.

*Indicates JEDEC Registered Data for 2N6082.

(1) For Repeated Assembly Use 5 In. lb.

(2) These devices are designed for RF operation. The total device dissipation rating applies only when the devices are operated as RF amplifiers.

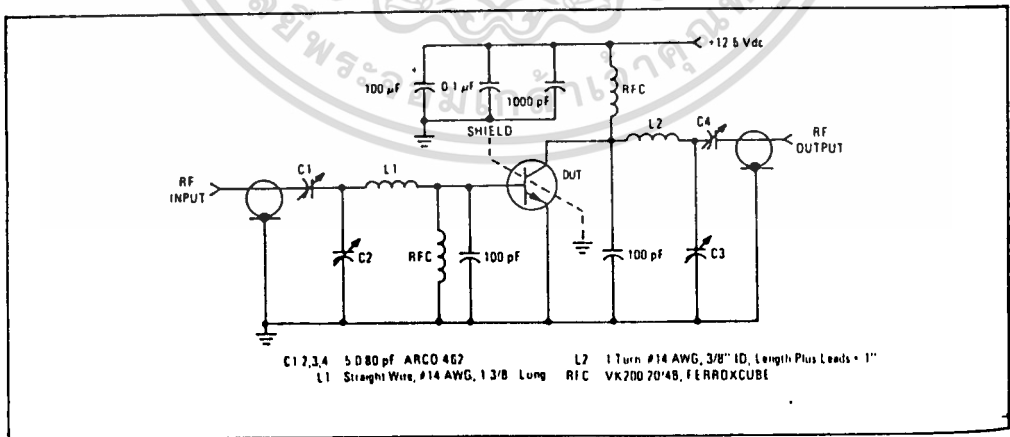
2N6082

*ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_C = 25°C unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
OFF CHARACTERISTICS					
Collector-Emitter Breakdown Voltage (I _C = 100 mA _{dc} , I _B = 0)	V _{(BR)CEO}	18	-	-	V _{dc}
Collector-Emitter Breakdown Voltage (I _C = 15 mA _{dc} , V _{BE} = 0)	V _{(BR)CES}	36	-	-	V _{dc}
Emitter-Base Breakdown Voltage (I _E = 5.0 mA _{dc} , I _C = 0)	V _{(BR)EBO}	4.0	-	-	V _{dc}
Collector Cutoff Current (V _{CE} = 15 V _{dc} , V _{BE} = 0, T _C = +55°C)	I _{CES}	-	-	10	mA _{dc}
Collector Cutoff Current (V _{CB} = 15 V _{dc} , I _E = 0)	I _{CBO}	-	-	1.0	mA _{dc}
ON CHARACTERISTICS					
DC Current Gain (I _C = 1.0 A _{dc} , V _{CE} = 5.0 V _{dc})	h _{FE}	5.0	-	-	-
DYNAMIC CHARACTERISTICS					
Output Capacitance (V _{CB} = 15 V _{dc} , I _E = 0, f = 0.1 MHz)	C _{ob}	-	110	130	pF
FUNCTIONAL TEST					
Common-Emitter Amplifier Power Gain (P _{out} = 25 W, V _{CC} = 12.5 V _{dc} , f = 175 MHz)	G _{PE}	6.2	-	-	dB
Collector Efficiency (P _{out} = 25 W, V _{CC} = 12.5 V _{dc} , f = 175 MHz)	η	65	-	-	%

*Indicates JEDEC Registered Data for 2N6082.

FIGURE 1 - 175 MHz TEST CIRCUIT



2N6082

FIGURE 2 - OUTPUT POWER versus INPUT POWER

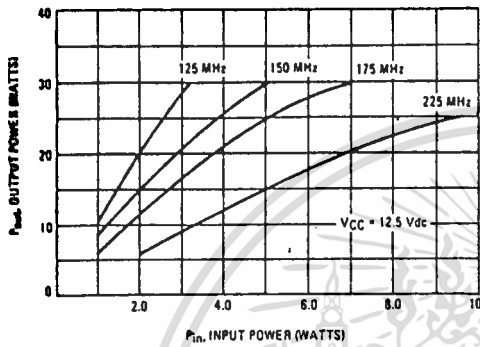


FIGURE 3 - OUTPUT POWER versus SUPPLY VOLTAGE

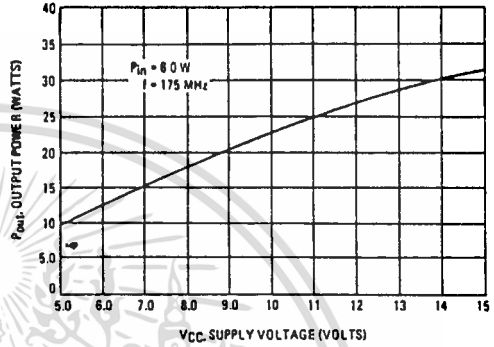
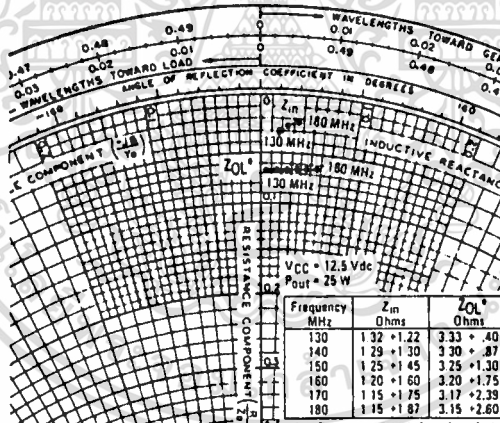


FIGURE 4 - SERIES EQUIVALENT IMPEDANCE



*Z_{OL} = Conjugate of the optimum load impedance into which the device output operates at a given output power, voltage and frequency.



TL494

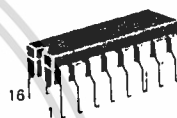
SWITCHMODE PULSE WIDTH MODULATION CONTROL CIRCUITS

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

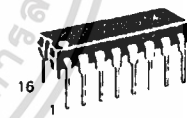
- Complete Pulse Width Modulation Control Circuitry
- On-Chip Oscillator With Master Or Slave Operation
- On-Chip Error Amplifiers
- On-Chip 5 Volt Reference
- Adjustable Dead-Time Control
- Uncommitted Output Transistors Rated to 500 mA Source Or Sink
- Output Control For Push-Pull Or Single-Ended Operation
- Undervoltage Lockout

SWITCHMODE PULSE WIDTH MODULATION CONTROL CIRCUITS

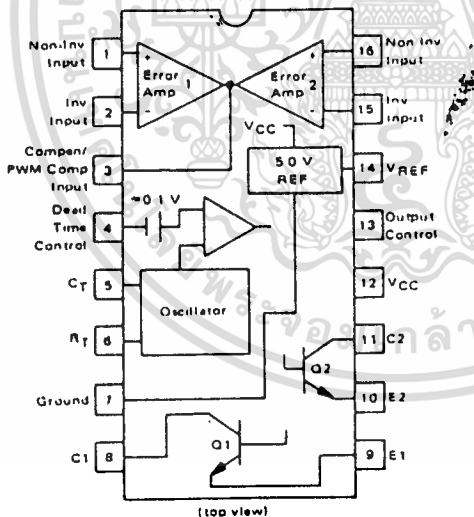
SILICON MONOLITHIC
INTEGRATED CIRCUITS



J SUFFIX
CERAMIC PACKAGE
CASE 620-10



N SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 648 06



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

ORDERING INFORMATION

Device	Temperature Range
TL494CN	0° to +70°C
TL494CJ	0° to +70°C
TL494IN	25 to +85°C
TL494IJ	25 to +85°C
TL494MJ	55 to +125°C

FIGURE 1 - BLOCK DIAGRAM

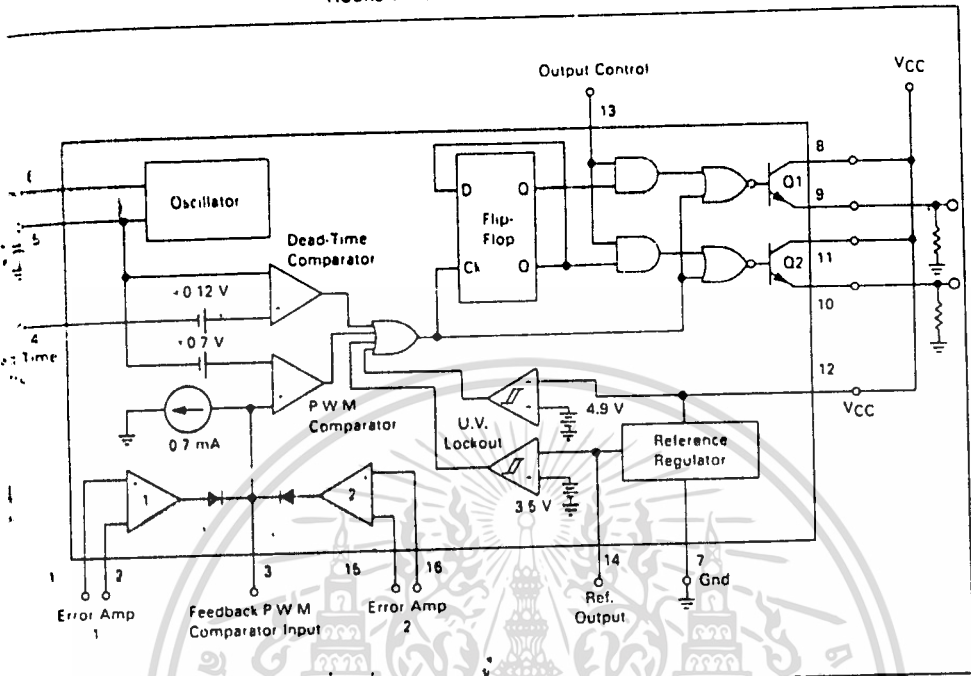
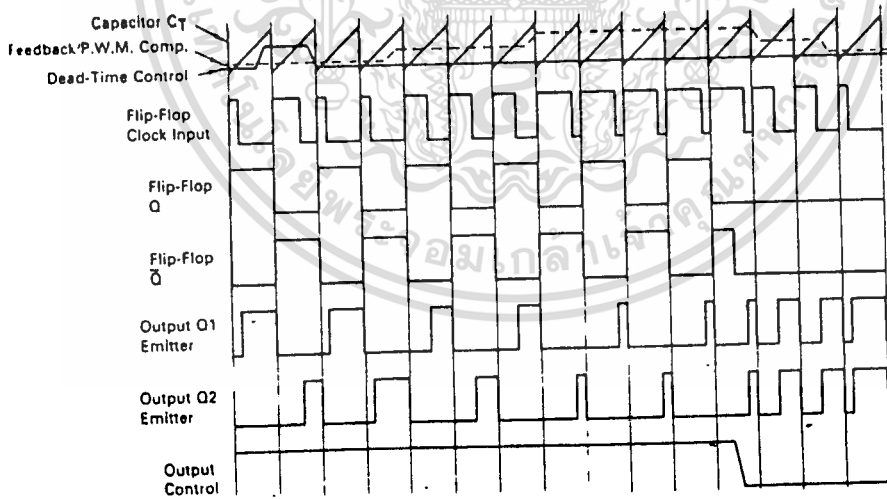


FIGURE 2 - TIMING DIAGRAM



TL494

Description

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

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

For more information refer to Figure 4.

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

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

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

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

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

FIGURE 3 — FUNCTIONAL TABLE

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

TL494

FIGURE 4 — OSCILLATOR FREQUENCY versus TIMING RESISTANCE

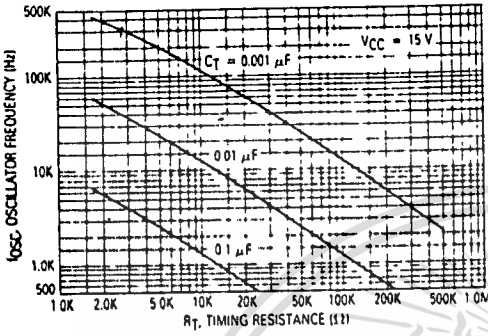


FIGURE 5 — OPEN-LOOP VOLTAGE GAIN AND PHASE versus FREQUENCY

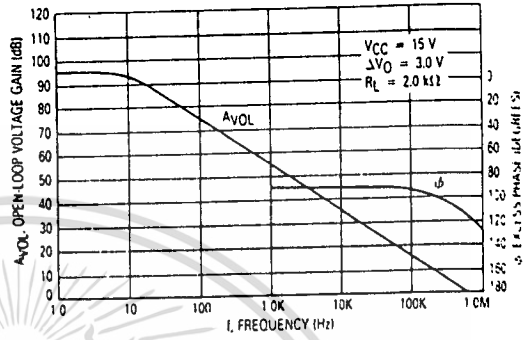


FIGURE 6 — PERCENT DEAD-TIME versus OSCILLATOR FREQUENCY

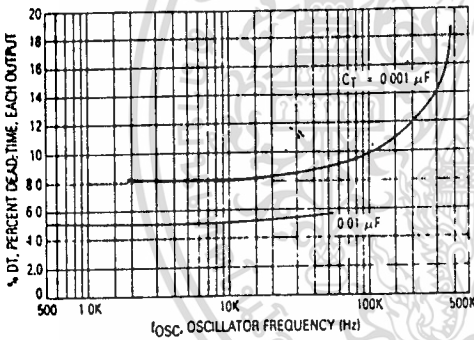


FIGURE 7 — PERCENT DUTY CYCLE versus DEAD-TIME CONTROL VOLTAGE

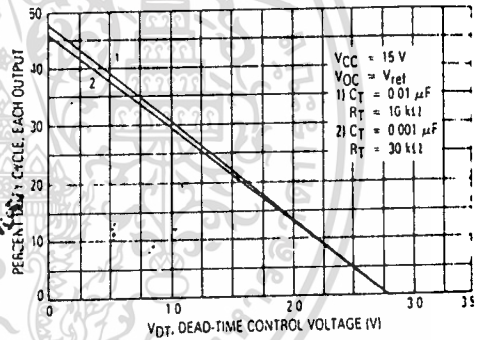


FIGURE 8 — EMITTER FOLLOWER CONFIGURATION OUTPUT SATURATION VOLTAGE versus EMITTER CURRENT

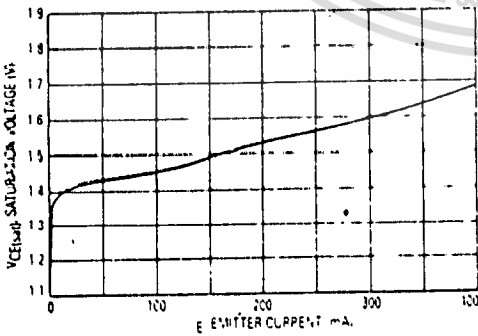
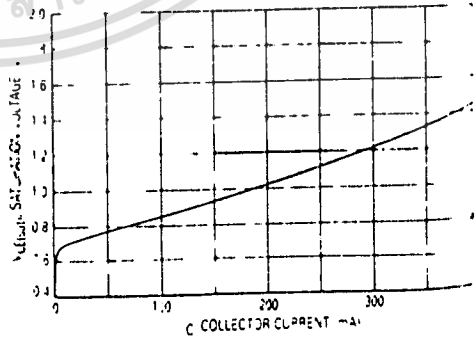


FIGURE 9 — COMMON EMITTER CONFIGURATION OUTPUT SATURATION VOLTAGE versus COLLECTOR CURRENT



1494

FIGURE 10 — STANDBY SUPPLY CURRENT versus SUPPLY VOLTAGE

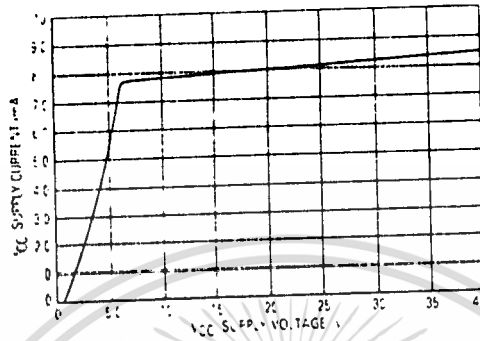


FIGURE 11 — ERROR AMPLIFIER CHARACTERISTICS

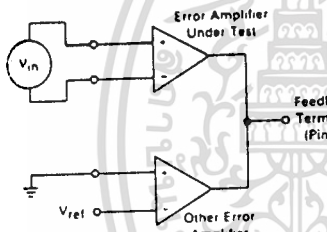


FIGURE 12 — DEAD-TIME AND FEEDBACK CONTROL TEST CIRCUIT

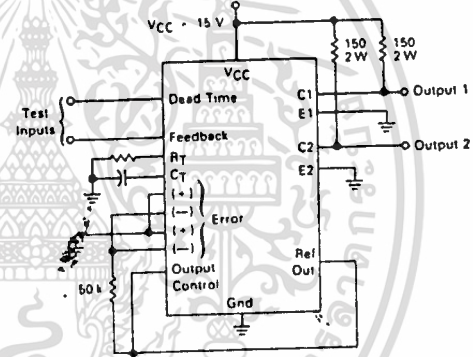


FIGURE 13 — COMMON-EMITTER CONFIGURATION TEST CIRCUIT AND WAVEFORM

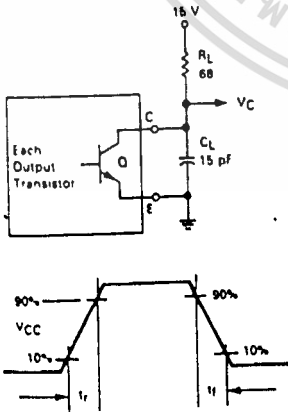
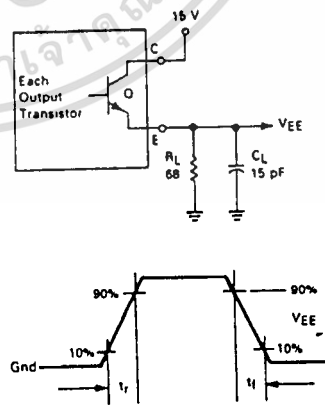


FIGURE 14 — EMITTER-FOLLOWER CONFIGURATION TEST CIRCUIT AND WAVEFORM



TL494

FIGURE 15 — ERROR-AMPLIFIER SENSING TECHNIQUES

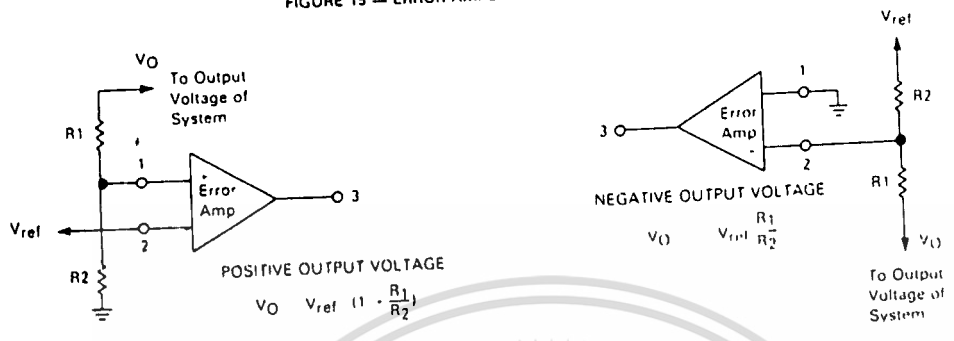


FIGURE 16 — DEAD-TIME CONTROL CIRCUIT

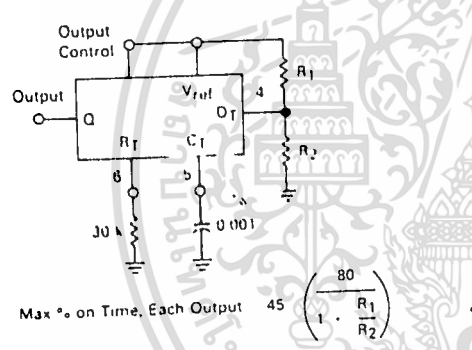


FIGURE 17 — SOFT-START CIRCUIT

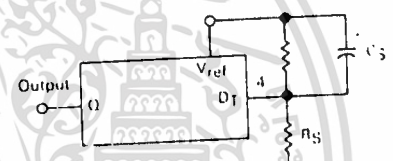
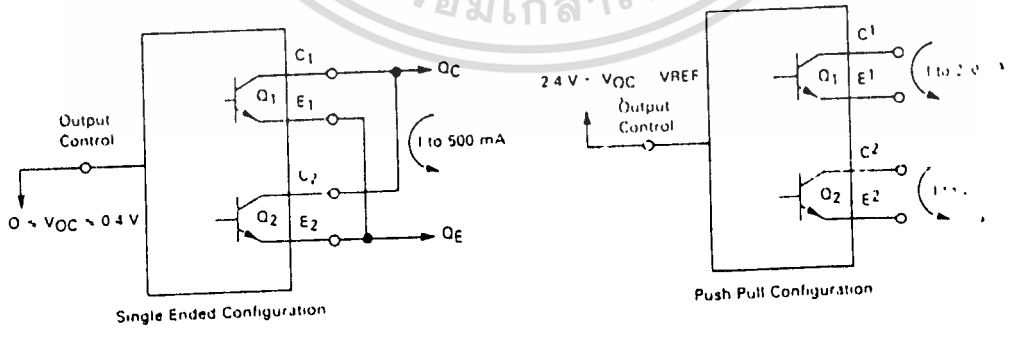


FIGURE 18 — OUTPUT CONNECTIONS FOR SINGLE ENDED AND PUSH-PULL CONFIGURATIONS



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494

FIGURE 18 — SLAVING TWO OR MORE CONTROL CIRCUITS

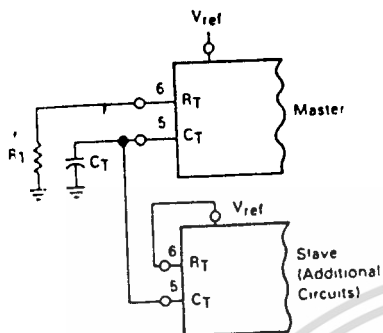


FIGURE 20 — OPERATION WITH $V_{in} > 40$ V USING EXTERNAL ZENER

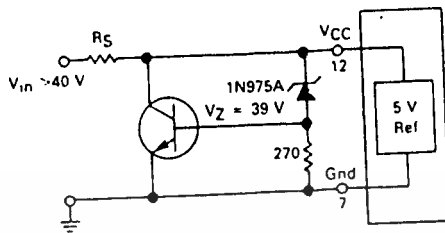
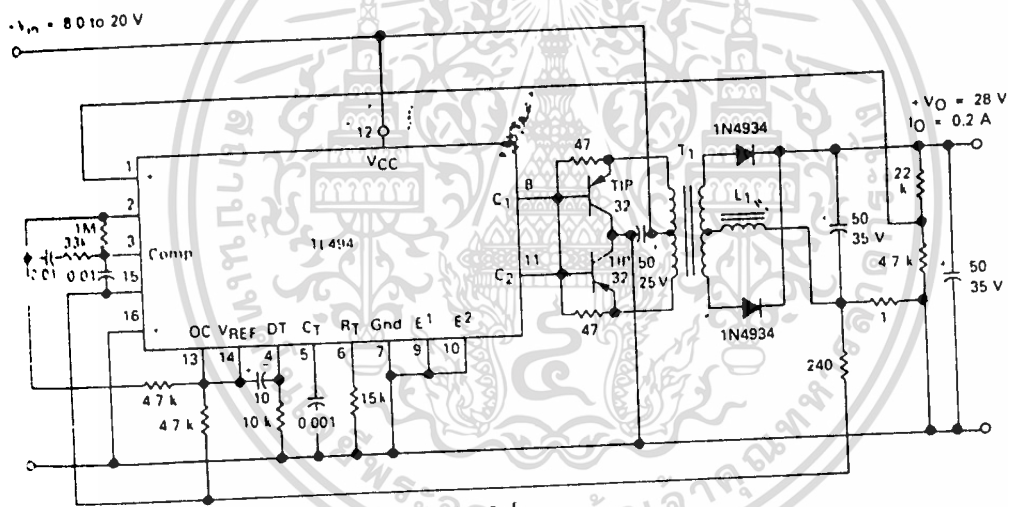


FIGURE 21 — PULSE-WIDTH MODULATED PUSH-PULL CONVERTER



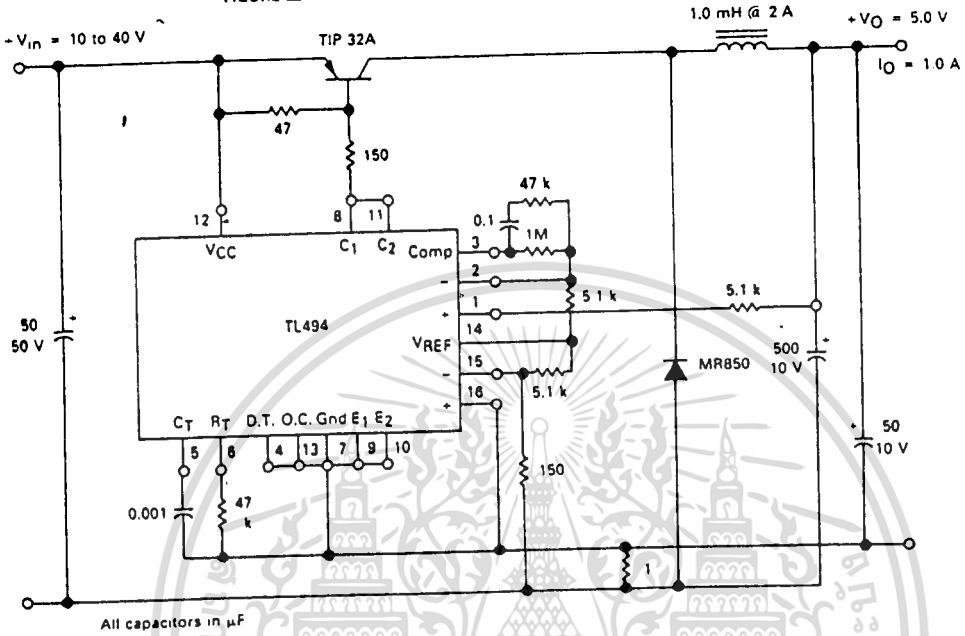
L1 — 35 mH @ 0.3 A
 T1 — Primary: 20T C.T. #28 AWG
 Secondary: 120T C.T. #36 AWG
 Core: Ferroxcube 1408P-L00-3C8

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494

FIGURE 22 — PULSE-WIDTH MODULATED STEP-DOWN CONVERTER



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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

ปริญญาพันธบัตรฉบับนี้สำเร็จได้ด้วยความช่วยเหลือ ความเอาใจใส่ดูแลเป็นอย่างดีของ อาจารย์ กฤดากร กล่อมการ และความกรุณาช่วยเหลือในการขีโมปกรณ์สำหรับใช้ทำปริญญาพันธบัตรฉบับนี้ของ คุณสมชาย ผิวรุ่งสุวรรณ กองการสื่อสารกรมชลประทาน ทางคณะผู้จัดทำขอ ขอบพระคุณมา ณ โอกาสนี้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- ๒๑ -
บรรณานุกรม

1. ผศ. นิกร สุกุมตันติ "AMPLIFIER CIRCUIT ANALYSIS"
คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า
เจ้าคุณทหาร ลาดกระบัง, พศ. 2532, หน้า 3.1-3.16
 2. FRANK DAVIS, "MATCHING NETWORK DESIGNS WITH COMPUTER
SOLUTIONS", MOTOROLA RF. DEVICE. DATA,
VOLUME II, 1988, PP. 7.29-7.39.
 3. ROY HEJHALL, "SYSTEMIZING RF. FOWER AMPLIFIER DESING",
MOTOROLA RF. DEVICE DATA, VOLUME II, 1988,
PP. 7.40-7.43.
 4. HELGE O. GRANBERG., "A SIMPLIFIED APPROACH TO VHF. POWER
AMPLIFIER DESIGN", MOTOROLA RF. DEVICE DATA,
VOLUME II, 1988, PP. 7.147-7.156.
 5. DEMAW , DOUG, "FERROMAGNETIC-CORE DESIGN AND APPLICATION
HANDBOOK" ,PRENTICE-HALL INC, FIRST EDITION,
ENGLEWOOD CLIFFS, NEW JERSEY, 1981.
 6. MOTOROLA , "SWITCHED-MODE POWER SUPPLY",ELECTRONICS AND.
WIRELESS WORLD, INC,SECOND EDITION, USA, 1985
-