



เครื่องฟอกอากาศ
AIR CLEANER



ปริญญาบัตรนี้เป็นส่วนหนึ่งของกิจวัตรประจำวันของนักศึกษาปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
ภาควิชาเทคโนโลยีการวัดคุมทางอุตสาหกรรม
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2534

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

008405

ปริญญาโทปีการศึกษา 2534

เรื่อง เครื่องฟอกอากาศ

ผู้จัดทำ

1. นาย ณรงค์ชัย จิตพิณิจล

2. นาย วิบูลย์ ไชยศิริสนธิ์



อาจารย์ที่ปรึกษา



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องฟอกอากาศ

นาย ณรงค์ชัย จิตพิณิจยล

นาย วิบูลย์ โชติรสคุณธ์

อ. สิงห์ทอง พัฒนเศรษฐานนท์

บทคัดย่อ

ปฏิญานิพนธ์เล่มนี้ เสนอเครื่องฟอกอากาศโดยอาศัยหลักการของสนามไฟฟ้า และความถี่ เพื่อปรับปรุงการฟอกอากาศให้ดีกว่ารุ่นก่อน โดยใช้ความถี่ที่ทำให้อนุภาคของฝุ่น จับตัวกันได้เร็วขึ้น ทำให้ฟอกได้ดีกว่าเครื่องฟอกอากาศ ที่ใช้หลักการของสนามไฟฟ้าอย่างเดิย และไม่ให้เกิดก๊าซโอโซน เหมือนเครื่องฟอกอากาศรุ่นแรกที่ใช้เข็ม

โดยเครื่องฟอกอากาศ(Air Cleaner) ทำงานโดยใช้วงจรคลาสิคเเพเวอ์ แอมพลิไฟเออ์(Class E Power Amplifier) เป็นสวิทซ์ชิ่ง และคุณสมบัติของเครื่องฟอกอากาศรุ่นนี้ คือ สร้างสนามไฟฟ้าจากแรงดัน 25 kV และกำเนิดความถี่ที่ 200 kHz

AIR CLEANNER

Mr.Narongchai Jitpinidyon

Mr.Wiboon Chotirotsukon

Advisor Singtong Patanaseatanon

Abstract

This thesis present about air cleaner by using the principle of electrical field and frequency. This new model uses frequency to coagulate the particles more quickly than the previous model which uses only the electrical field.

It does not generate ozone gas like old model air cleaner. The new air cleaner operates by using class E power amplifier connected in switching. The specification is 25 kV voltage and 200 kHz frequency.

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ	I
Abstract	II
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 ทฤษฎีเครื่องฟอกอากาศ	5
บทที่ 3 Class E เพาเวอร์แอมพลิไฟเออร์	21
บทที่ 4 รายละเอียดการออกแบบเครื่องฟอกอากาศ และวงจรที่ใช้	41
เอกสารอ้างอิง	54
กิตติกรรมประกาศ	55
ภาคผนวก	
ผ.1 การวิเคราะห์สมการของ class E	56
ผ.2 ตารางสรุปคุณสมบัติของ Power class ต่าง ๆ	63
ผ.3 IRF. 840	64
ผ.4 XR 2206	66
ผ.5 LM 319	76
ผ.6 LM 555C	81

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

วัตถุประสงค์ของปริญาานิพนธ์ เครื่องฟอกอากาศ

1. พัฒนาเครื่องฟอกอากาศ ให้มีประสิทธิภาพการทำงานที่ดีขึ้น โดยเพิ่มวงจรสร้าง High frequency นอกเหนือจากวงจรสร้าง High voltage ที่พบในเครื่องฟอกอากาศโดยทั่วไป และทำเป็นเครื่องต้นแบบ
2. เพิ่มประสิทธิภาพการทำงาน ของเครื่องให้ดีขึ้น โดยใช้ วงจร class E

หลักการทํางานของเครื่องฟอกอากาศ

1. กำจัดอนุภาคที่มีประจุบวก และลบเพื่อมิให้รวมตัวกัน จับเป็นคราบสกปรกตามวัตถุ
2. กำจัด ฝุ่น กลิ่น และควัน เช่น ควันบุหรี่

เครื่องฟอกอากาศที่สร้างขึ้นมีใช้ในสถานที่ทั่วไป เช่น โรงพยาบาล ห้องประชุม สนามบิน สำนักงานและห้องอาหาร สามารถกำจัดกลิ่นจากควันบุหรี่ จากอาหารหรือจาก มนุษย์ และสัตว์ หรือฝุ่นละอองขนาด 0.2 ถึง 5 micrometer ที่จะเป็นอันตรายต่อ ปอด และ แบคทีเรียที่มีขนาดมากกว่า 1micrometer รวมทั้งฝุ่นที่ทำให้อาคารสกปรก สภาพ อากาศ ที่เครื่องฟอกอากาศจะทำการฟอกอากาศ ก็คือ มีสิ่งเจือปนอยู่ในอากาศ ที่อยู่ในรูป ของควันและหมอก ซึ่งมีอนุภาคที่ เป็นของแข็งและของเหลว เจือปนอยู่ในอากาศตามลำดับ ซึ่งอนุภาคพวกนี้ ตามสภาพปกติแล้วจะไม่มีประจุไฟฟ้า แต่เนื่องจากแสงอาทิตย์ (Cosmicray) ทำให้เกิดอิออนขึ้นในอากาศ และอนุภาคเหล่านี้เคลื่อนที่อย่างรวดเร็ว และไม่เป็นระเบียบ ทำให้เกิดการชนกับอิออนจนกลายเป็นอนุภาคที่มีประจุบวก หรือลบ อย่างใดอย่างหนึ่ง ทำให้สามารถแทรกตัวอยู่ในอากาศได้ เพราะมันผลักกันเอง โดยประจุที่เหมือนกัน

จากข้อมูลของอนุภาคที่เจือปนอยู่ในอากาศ

Particle size (um)	Percentage of Particle	
	Bycount	Byweight
10-30	<1	28
5-10	<1	52
3- 5	<1	11
1- 3	1	5
0.5- 1	6	2
<0.5	92	1

Pacticle size (um)	Time require to settle
100	8 sec.
10	13 min.
1	19 hr.
0.1	79 day
0.01	จะไม่ตกสู่พื้น

อนุภาคที่มีประจุต่างกันทำให้เกิดสนามไฟฟ้าขึ้นและอนุภาคที่มีประจุต่าง กันก็ จะชนกันทำให้เกิดอนุภาคที่ใหญ่ขึ้น ซึ่งก็ยังคงมีการฟุ้งกระจายของอนุภาคที่มีประจุ เหมือนเดิม เพราะปกติแล้ว อนุภาคที่มีประจุจะมีมากกว่าอนุภาคที่ไม่มีประจุ และ จากข้อมูลที่ได้จากเอกสารประกอบ การบรรยายเรื่องคุณภาพของอากาศภายในอา คาร ระบุว่า ประจุลบสามารถลดความรู้สึกเครียด ทำให้คนมีอารมณ์เป็นปกติ รู้สึก สดชื่น แต่ประจุบวกทำให้รู้สึกหงุดหงิด อ่อนเพลีย และเมื่อหายใจเข้าไปแล้วจะตกตะ กอน ทำให้เกิดโรคทางเดินหายใจได้ รวมทั้งยังไปเกาะ เป็นคราบสกปรก ตามผนัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เพดาน เฟอร์นิเจอร์ ทั้งนี้เพราะอนุภาคที่มีประจุบวกจะวิ่งเข้าหาวัตถุที่มีศักย์ต่ำกว่า โดยทั่วไปแล้ว แสงอาทิตย์เป็นตัวทำให้เกิดประจุขึ้นและมีประจุบวก และลบสมดุลกัน แต่คว้นจากบุนหรี หรือการใช้ เครื่องใช้ไฟฟ้าจะทำให้ประจุบวกมีปริมาณ เพิ่มสูงขึ้น เครื่องฟอกอากาศที่สร้างขึ้นจึงอาศัยหลักการที่สร้างสนามไฟฟ้า ขนาด 25kV เพื่อจับอนุภาคที่มีประจุบวก และลดจำนวนไอออนบวก และได้เพิ่มประสิทธิภาพการทำงานของเครื่องฟอกอากาศ โดยสร้างวงจร High frequency ขึ้น เพื่อดักจับฝุ่นให้เกาะที่ตะแกรงแทนที่จะไปเกาะตามผนัง หลักการทำงานคือ ที่ความถี่ 200 kHz ช่วง cycle บวก จะดูดอนุภาคที่มีประจุลบ มาเกาะติดที่ตะแกรง และช่วง cycleลบ ถัดไป จะดูดอนุภาคที่มีประจุบวก มาเกาะที่ตะแกรง ทำให้อนุภาคมีขนาดใหญ่ขึ้นเกาะติดกับตะแกรง อนุภาคในอากาศก็จะลดลง เครื่องฟอกอากาศประกอบด้วยวงจร 2 ส่วน คือ วงจร High voltage และ วงจร High frequency ซึ่งใช้วงจร Class E สร้าง เพราะวงจร Class E มีข้อได้เปรียบกว่าวงจรอื่นเมื่อพิจารณาจากตารางนี้

Class	P_{max}	%	Comment
A	0.125	50	360 conduction angle
B	0.125	78.5	180 conduction angle
C	0.0981	89.6	120.6 conduction angle
D	0.0000	100	0 conduction angle
	0.318	100	use two devices with 1A. peak current
E	0.0981	100	optimum-50% duty cycle
F	0.159	100	infinite number of resonators
HiLo	0.203	81.8	Efficiency is fundamental frequency output/dc input
S	0.125	100	AC coupled. output

จะเห็นว่า Class E ให้ค่า P_{max} สูงสุด และมี %ประสิทธิภาพดีที่สุด และขนาดวงจร มีขนาดเล็ก และเหตุผลที่สำคัญคือใช้กำลังไฟน้อยแต่สามารถฟอกอากาศ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคได้มากขึ้น

วงจร Class E หรือ switching amplifire ที่มีประสิทธิภาพสูงจะต้องมีกำลังสูญเสียที่อุปกรณ์แอคทีฟน้อยที่สุด คือ

1. ต้องทำให้แรงดันที่ตกคร่อมอุปกรณ์แอคทีฟ ขณะที่มีการแสไหลผ่านตัวมันมีค่าน้อยที่สุด
2. ในสภาวะที่อุปกรณ์แอคทีฟไม่นำกระแส จะต้องมีการแสไหลผ่านตัวมันมีค่าน้อยที่สุด
3. ถ้าหลักเสียงไม่ได้ ช่วงที่แรงดัน และกระแสคาบเกี่ยวกันจะต้องเป็นช่วงที่สั้นที่สุดเท่าที่จะทำได้

ซึ่งรายละเอียดของวงจรจะกล่าวไว้ในบทที่ 4



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

ทฤษฎีเครื่องฟอกอากาศ

สนามแม่เหล็ก (Complex electrical fields) ที่ปรากฏในอากาศทั่วไปเกิดจากผลของปฏิกิริยาของ airborne charge, particulates, water droplets, absorbed gas ที่มีต่อกัน ผลของปฏิกิริยานี้ทำให้เกิดความสกปรกบนตัวคน วัตถุ ผงในห้อง โดยเฉพาะในห้องที่ใช้ผลิต semiconductor และ microelectronic device ต้องระวังผลจากปฏิกิริยานี้

ซึ่งข้อสรุปผลของปฏิกิริยาของสนามแม่เหล็ก (Complex electrical field) ที่ได้จากรายงาน ว่า Aerosols มีขนาดหลายขนาด และมีเปอร์เซ็นต์ที่พบในอากาศต่างกัน ซึ่งสรุปได้จากตารางที่ 1 และตารางที่ 2 จะเห็นว่ามากกว่า 98% ของ airborne particles ที่มีขนาด $1\mu\text{m}$ หรือมีขนาดเล็กกว่านี้ โดยดูจากตารางที่ 2 จะเห็นว่าไม่สามารถแยกตัวจากอากาศได้ด้วยแรงโน้มถ่วงของโลก เนื่องจาก particle จะมีประจุอยู่เสมอ electrical force จึงมีส่วนสำคัญที่จะใช้ควบคุมพวกมัน

การได้รับประจุด้วยวิธี charging mechanism Aerosol จะได้รับประจุ 3 วิธีคือ 1. diffusion charging 2. field charging 3. static electrification

Diffusion charging เกิดขึ้นเมื่อ particulates ได้รับประจุโดยการชนกันอย่างไม่เป็นระเบียบระหว่าง ions และ particles เพราะเคลื่อนที่แบบ Brownian motion particle สามารถเพิ่มประจุได้ ขณะที่มันสะสมประจุ มันจะสร้างสนามไฟฟ้าผลึก ions และ charging rate จะลดลงจนเข้าใกล้ศูนย์ ขณะที่เศษของประจุของ particle จะเพิ่มขึ้น และเพราะว่า ions มีความเร็วไม่พอที่จะเอาชนะแรงผลึกได้ Diffusion charging จะเกิดขึ้นกับ particles ที่มีขนาดน้อยกว่า $0.2\mu\text{m}$

electrical field, field charging ชาร์จโดย unipolar ions เกิดขึ้นโดยการเคลื่อนที่ของ ions ในสนามไฟฟ้า ทำให้เกิดการชนกันบ่อยๆระหว่าง ions กับ particles รูปทรงของ particle จะไม่เปลี่ยนใน uniform field แต่จะเปลี่ยนในสนามไฟฟ้า field การบิดของรูปทรงของ particles เป็นฟังก์ชันที่ขึ้นอยู่กับ dielectric constant ของ particles และประจุบน particles สำหรับ uncharged particles จะมีค่า dielectric constant และการบิดของรูปทรงของ field สูงกว่า charged particle จะสามารถสังเกตได้จาก field line ที่เปลี่ยนบน particles และค่า constant ที่มากขึ้น จำนวนของ

การเปลี่ยน field lines ที่มากขึ้น และประจุบน particle ที่มากขึ้น การเปลี่ยนของ line ที่น้อยลง ions ในสนามไฟฟ้า สังเกตได้จากการเคลื่อนที่ตาม field line และการชนกันของ particle ที่ line พบกับ particle แต่อย่างไรก็ตาม ประจุบน particle จะเพิ่มขึ้นจนถึงจุดที่ประจุบน particle อัดตัว ที่จุดนี้จะไม่มีการ incoming field line เปลี่ยนบนตัวมัน และไม่ ions เคลื่อนที่เข้าไปถึงมัน static electrification เกิดขึ้นเมื่อ particles ได้รับความประจุที่แยกตัวจากผิว particle จะได้รับการ charge ระหว่างเคลื่อนที่ด้วยความเร็ว หรือ formation หรือ suspension static electrification ซึ่งแบ่งได้ 3 ลักษณะคือ aerosol particles ได้รับความประจุระหว่างการ formation คือ 1. spray electrification 2. electrolytic charging 3. constant charging

การได้รับประจุของ particle ได้กล่าวไว้ข้างต้นแล้ว ต่อไปจะอธิบายถึงผลของมันในเรื่องของสนามไฟฟ้า สนามไฟฟ้าปรากฏในทุกๆ แห่ง วัตถุที่มีประจุเป็นสาเหตุทำให้ particles ที่มีประจุได้รับแรง electrostatic force แรงนั้นบน particles จะเพิ่มตามจำนวนประจุตามสมการ $F_E = neE$ field strength ที่ทุกจุดจะเท่ากับ potential gradient ที่จุดนั้น

ผลจากการชนของ particles

เราจะพิจารณาถึงผลของค่าคงที่ของการชนของ aerosol particles การชนของ particles จะเกาะติดกับอีกอันหนึ่งทำให้เกิด particles ที่ใหญ่ขึ้น ซึ่งจำนวน particles จะลดลง แต่ขนาดจะเพิ่มขึ้น เมื่อการเคลื่อนที่ของ particles เนื่องจากการเคลื่อนที่แบบ Brownian ซึ่งเรียกอีกอย่างว่า thermal coagulation และเมื่อการเคลื่อนที่ของ particles เกิดจากแรงโน้มถ่วง หรือ electrical forces หรือ aerodynamics effect จะเรียกว่า kinematic coagulation Coagulation เป็นปรากฏการณ์ที่สำคัญที่สุดในการเกิดปฏิกิริยาระหว่างกันของ aerosol

แรงจากสนามไฟฟ้าบน particles สามารถเพิ่ม coagulation โดยเพิ่ม thermal-coagulation ด้วยสนามไฟฟ้าชนิด homogeneous ที่มีความเข้มสนามไฟฟ้าค่าการชนกันของ aerosol particles ที่มีหัวตรงข้ามกันจะเพิ่มขึ้น แต่การชนกันระหว่าง particles ที่มีหัวเดียวกันจะลดลง coagulation สำหรับ aerosol ตามสมการ Boltzman charge distribution จะมีการเปลี่ยนแปลงเล็กน้อย แต่อย่างไรก็ตามก็มีความสำคัญที่ต้องเพิ่ม coagulation ของ aerosol

ด้วย strong bipolar charge distribution หรือ strong nonhomogeneous fields ถ้า aerosol particles มี unipolar charge distribution มากกว่า จะผลึกและ coagulation ที่มีจำนวนน้อย จะมีการกระจายของ electro static มากขึ้น ผลก็คือเกิดการจับเป็นคราบของ particles บนวัตถุและผนังของห้อง

Aerosol particles จะติดแน่นกับผิวที่มันเข้าไปสัมผัสแรงที่ยึดติดแน่นของ particles ขนาด micron จะมากกว่า particles ขนาดอื่นๆ แรงยึดติดแน่นประกอบด้วย แรงวัลเดอรวาล์ , electrostatic force และความตึงผิวของของเหลวที่ถูกดูดซับ แรงเหล่านี้ขึ้นอยู่กับลักษณะธรรมชาติของวัสดุ รูปร่างและขนาดของ particles ความหยาบของผิว particles และสารดูดซับ ความเร็วในการสัมผัส (ช่วงในการสัมผัส) สัมพันธ์กับความชื้น และอุณหภูมิ

แรงที่สำคัญที่สุด คือแรงวัลเดอรวาล์ ซึ่งเกิดจากการเคลื่อนที่ของอิเล็กตรอนในสาร ที่ไม่เป็นระเบียบ พื้นที่ที่มีประจุหนาแน่น เรียกว่า dipole ที่ช่วงเวลาใดๆ dipole จะก่อให้เกิด complementary dipoles กับสารที่อยู่ใกล้ๆได้ ทำให้แรงดึงดูดเพิ่มขึ้น แรงวัลเดอรวาล์ก็เช่นเดียวกับ electrostatic forces จะลดระยะระหว่าง particles กับสารและเพิ่มพื้นที่สัมผัส จนกระทั่งแรงดึงดูดสมดุลกับแรงต้าน ความแข็งของสารจะควบคุมขนาดของพื้นที่ที่สัมผัส และแรงยึดติดแน่น แรงยึดติดแน่นจะเปลี่ยนแปลงตามขนาดความใหญ่ของสาร และธรรมชาติของสาร

particles ที่เป็นขนวน และ ความชื้นต่ำ จะคงประจุของมันไว้ และยึดติดแน่นกับผิว ด้วยแรง electrostatic force ประจุที่สมดุลที่ถูกพาโดย particles ขนาดใหญ่กว่า $1 \mu\text{m}$ จะประมาณรากที่ 2 ของเส้นผ่าศูนย์กลางของ particles (d) ดังนั้นแรงยึด electrostatic force เป็นอัตราส่วนตามกำลังหนึ่งของ diameter

โดยทั่วไปสารจะดูดซับของเหลวไว้บนผิว ความตึงผิวของของเหลวที่จุดที่สัมผัส จะมีผลเพิ่มแรงดึงดูดระหว่างผิว particles

ความสำคัญของแรงยึดติดเหล่านี้ที่มีพื้นฐานทางไฟฟ้าในคราบสกปรก พิจารณาได้โดยแรงนี้จะสัมพันธ์กับแรงผลึก เช่น air current แรงยึดติดนี้เป็นสัดส่วนกับ d : แรงผลึกเป็นสัดส่วนกับ d^2 สำหรับ air current และ d^3 สำหรับ vibration และ centrifugal stress particles ที่มีขนาดเล็กกว่า มีแนวโน้มที่จะหลุดจากผิวได้น้อยกว่า แรงยึดติดของ particles ที่มีขนาดต่ำกว่า $10 \mu\text{m}$ diameter จะมีแรงมากกว่าแรงๆอื่น โดยความจริง particles ที่ขนาดเท่านี้แต่ละตัว มีแนวโน้มว่าจะไม่หลุดได้ด้วย air current ในระบบ air handling ;

particles มีแนวโน้มว่าจะยึดติดกับวัตถุและ ผิวในห้อง แต่อย่างไรก็ตาม ถ้า particles ถูกทำให้แข็งเป็นก้อนขนาดที่ยังคงเหลือของ air borne ที่ถูกพาโดย air currents และถูกพัดเข้า return duct : ซึ่งจะถูกดักจับที่ filter

สรุป คุณสมบัติทางไฟฟ้าของ particles , complex electrical field ในอากาศ และคุณสมบัติทางไฟฟ้าของวัตถุ และผิวมีผลต่อความสกปรก เราสามารถแสดงให้เห็นได้ด้วย Video display terminal (VDT) จะแสดงถึงผลทางไฟฟ้าในสิ่งแวดล้อม ดังนั้นตรวจสอบสกปรกบนผนัง คน และวัตถุในห้อง ข้อมูลที่ได้จาก VDT จะแสดงผลการกระจายของประจุ (ตารางที่ 3) จะแสดงผลนี้ สามารถแสดงด้วยฟังก์ชัน $Y = E^{-x}$

รูปอื่นที่แสดงผลทางแฟกเตอร์ทางไฟฟ้าของ particulates ได้จากการทดลอง จะพิจารณา spectral distribution ของ submicron particles ในห้อง โดยบริเวณท้ายสุดของห้องจะกั้นด้วยม่าน vinyl และ aerosol-spectrum analyzer จะวางไว้ห่างจากม่าน 1m. เครื่อง analyzer จะแสดงปริมาณของ particles ที่ไม่ค่อยได้ผลแน่นอน การเคลื่อนที่ของม่านเพียงเล็กน้อยจะมีผลต่อการวัดค่า การวัดทางไฟฟ้าจะทำโดยใช้ Beckett probe แสดงส่วนที่สำคัญคือ การเปลี่ยนความเข้มข้นของประจุ เมื่อม่าน vinyl ถูกเปลี่ยนเป็นม่าน cotton การอ่านค่าจะได้ค่าที่คงที่และน่าเชื่อถือการทดลองเพื่อหาคุณสมบัติของ particles spectrum สามารถคำนวณได้ ในการทดลองครั้งต่อมาผลเหล่านี้จะถูกพิจารณาโดยใช้ผ้า ซึ่งผลจะแสดงในรูปที่ 1

การทดลองที่ 1 ตรวจสอบสกปรกจาก particles

วัตถุประสงค์ของการทดลองนี้ถ้า in-duct complex electrical fields สามารถถูกสร้าง จะทำให้ไปเปลี่ยน particles-size distribution ในห้อง ถ้ามีสนามไฟฟ้าจะไปเร่งขบวนการ coagulation ปกติ และเพิ่มมากขึ้นด้วย plate-out และผิวของตรวจสอบสกปรกในห้องสามารถลดลงได้ การเพิ่มขึ้นของขบวนการ coagulation ปกติ สังเกตได้จากการเพิ่มขึ้นของ particles ที่มีขนาดใหญ่และการลดลงของ particles ขนาดเล็ก

วิธี. การทดสอบทำในห้องขนาด 4*11*2.5m ในห้องมีระบบ air-handling system โดยอากาศผ่านเข้ามาทางคู่ของ slot supply diffusers ใกล้เคียง ceiling centerline ผ่านเข้ามาทางด้านล่างที่พื้นห้อง และส่วนที่อยู่ใน duct โดยผ่านเข้ามาทาง pair ของ slot และย้อนกลับเข้าตะแกรงที่ด้านล่างของกำแพง ขนานกับ diffuser slots

ใน duct อากาศที่ผ่านเข้ามาได้ผ่านเครื่อง smoking device เช่น



เครื่อง American Society of Heating & Air conditioning Engineers (ASHRAE) ที่ประกอบด้วย filter ผลิตดูดอากาศ และ electrical-field screens อากาศจะไหลผ่านกลับเข้ามาอีกโดยผ่าน supply diffusers อากาศในห้องจะมีอัตราการเปลี่ยนแปลง 10/hr ที่ 50% ของการหมุนเวียน ผลที่ได้นี้จะคล้ายกันในการทดลองที่ระบบหมุนเวียน recirculation 100% เช่นเดียวกัน อัตราการเปลี่ยนแปลงเป็น 5, 8, 14, 21 อุณหภูมิจะถูกตั้งไว้ที่ประมาณ 21 องศา เซนต์เซียส ในการทดลองนี้ความชื้นสัมพัทธ์ (RH) เป็น 55% และ 85% อากาศในห้องที่ถูกพอกจะถูกขับออกไปข้างนอก ระหว่างที่เครื่องทำงาน

electrical-field screen ที่ติดตั้งใน duct มีขนาด 60*60 cm ยกเว้น screen ตรงกลางใหญ่กว่า 5cm screen ถูกวางห่างออกไป 7.6cm และตั้งฉากกับ airflow ทำด้วยลวดที่พันเป็นเกลียว และมีรูปร่างดังรูปที่ 2 สนามไฟฟ้าที่ผลิตขึ้นจาก 700 V peak to peak ที่ 177 kHz ที่ screen ตรงกลาง และ 25 kV DC ที่ screen ที่เหลืออีก 2 อัน กระแสน้อยกว่า 3 mA. และวันที่ใช้ทดลองได้จาก การเผาไหม้บุหรี่ อัตราโดยเฉลี่ยของ air borne ที่เกิดจากการเผาไหม้ของบุหรี่ 1044 mg/min ตลอดช่วงเวลา 75 นาที ต่อการทำงานของเครื่องแต่ละครั้ง เครื่องวัด particles 2 อัน ที่ใช้ในการทดลองนี้ อันแรกเป็น Royco Model 218 particles monitor (Hiac/Royco, Menlo Park, CA); ที่วัดความเข้มข้นของ particles และขนาดโดย light scattering เครื่องวัดอีกอันใช้ California Measurements Model PC-2 aerosol-particles analyzer (California Measurements, Inc, Sierra Madre, CA), ที่วัดความเข้มข้น และขนาดของมวล เครื่อง Model PC-2 เป็นชนิด 10-stage cascade impactor, ประกอบด้วย quartz-crystal microbalance mass monitor ในแต่ละ stage เครื่องวัดนี้จะแสดงมวล ของแต่ละ stage ที่ทุก 180 นาที ตลอดเวลาที่ทดสอบ ในช่วงแรก 15 นาที ยังไม่มีควันในอากาศของช่วงเวลาทดสอบ 90 นาที ในช่วงถัดไปอีก 15 นาทีจะมีควัน และการกระจายของควันจะคงที่ ในช่วง 55 นาที ที่เหลืออัตราของควันยังคงที่ ซึ่งข้อมูลเบื้องต้นของการวิเคราะห์จะได้จากช่วงเวลานี้

การทดลองแบบ counterbalanced โดยไม่มีสนามไฟฟ้าในวันที่ทดสอบ 1 และ 4 และมีสนามไฟฟ้าในวันที่ทดสอบ 2 และ 3 .

ผลตามที่ได้ผลการทดลองที่ออกแบบไว้ ข้อมูลในวันที่ไม่มีสนามไฟฟ้า คิดจากช่วงระดับของควันคงที่ และรวมกับข้อมูลในวันที่มีสนามไฟฟ้า

วัตถุประสงค์อันแรกในการวิเคราะห์ข้อมูล เพื่อดูผลของเครื่องมือวัดทั้ง 2 อัน

ว่าคงที่หรือไม่ เช่นเดียวกับผลที่คาดไว้ การวิเคราะห์ทางสถิติแสดงให้เห็นว่าเครื่องมือทั้ง 2 บอกว่าสนามไฟฟ้าใน duct ลดความเข้มข้นของ particulates ในห้องเปรียบเทียบกับในสถานการณ์ที่ควบคุม ตัวอย่างทางการวิเคราะห์ทางสถิติ ใช้ข้อมูลจาก 10 stages ของผลกระทบ แสดงความแตกต่างที่สำคัญระหว่าง มีสนามไฟฟ้า และไม่มีสนามไฟฟ้า ($t = 5.02$; $p < 0.005$)

การวิเคราะห์ทางสถิติ ใช้เปรียบเทียบความเข้มข้นของ particulates ในสภาพที่มี สนามไฟฟ้า และไม่มีสนามไฟฟ้า ของแต่ละการวัด 10 stages พบว่าในการทำงานของ in-duct ที่มีสนามไฟฟ้าสามารถมวลของ particulates ที่มีขนาดเล็กในอากาศ (stage $0.05-0.8\mu\text{m}$) และเพิ่มมวลของ particulates ที่มีขนาดใหญ่ (stage $3.2-25\mu\text{m}$) ความสัมพันธ์แสดงให้เห็นในรูปที่ 3 ในรูปของเปอร์เซ็นต์การลด หรือการเพิ่มของมวลในสภาวะที่มีสนามไฟฟ้า และไม่มีสนามไฟฟ้าเปรียบเทียบกัน ข้อมูลความแตกต่างระหว่างมีสนามไฟฟ้า และไม่มีสนามไฟฟ้า ของแต่ละ stage เป็นข้อมูลที่สำคัญทางสถิติยกเว้น $1.6-\mu\text{m}$ stage เพราะว่าขนาด $1.6\mu\text{m}$ ดูเหมือนจะเป็นจุดเปลี่ยน ซึ่งใช้เป็นจุด break point ในการวิเคราะห์ต่อไป มวลโดยเฉลี่ยของ particles ขนาดเล็ก ($0.05-0.8\mu\text{m}$) จะนำมาคำนวณ สำหรับในสภาพที่มีสนามไฟฟ้ามีค่าเท่ากับ $0.232 \text{ mg}/\text{m}^3$; สำหรับสภาวะที่ไม่มีสนามไฟฟ้า มีค่า $0.378 \text{ mg}/\text{m}^3$ ดังนั้นการทำงานของสนามไฟฟ้าจะลดมวลของ particles ขนาดเล็ก ในห้องที่มีอากาศ 61% ของที่มีอยู่ในสภาวะที่ไม่มีสนามไฟฟ้า

มวลโดยเฉลี่ยของอนุภาคที่มีขนาดใหญ่ ($3.2-25.0\mu\text{m}$) จะนำมาคำนวณสำหรับในสภาวะที่มีสนามไฟฟ้ามีค่าเท่ากับ $0.033 \text{ mg}/\text{m}^3$ สำหรับในสภาวะที่ไม่มีสนามไฟฟ้า มีค่าเท่ากับ $0.009 \text{ mg}/\text{m}^3$ การทำงานของสนามไฟฟ้าใน in-duct เพิ่มมวลของ particles ที่มีขนาดใหญ่ในอากาศ 36.7% ของที่พบในสภาวะที่ไม่มีสนามไฟฟ้า เราคาดว่าเกิดการเพิ่มของมวลของ particles ที่มีขนาดใหญ่ที่มีอยู่ในอากาศภายในห้อง ถ้าเกิดการสะสมของมวลในสนามไฟฟ้าใน in-duct

การสูญเสียของมวลของ particles ขนาดเล็ก ไม่สมดุลโดยขนาดของมวล particles ขนาดใหญ่ ขนาดของมวลของ particles ขนาดใหญ่ ในสภาวะที่มีสนามไฟฟ้า ซึ่งมีจำนวน 6% ของมวลที่สูญเสียไปใน particles ขนาดเล็ก ที่เหลืออีก 94% ของการลดของมวลของ particles ขนาดเล็ก ไม่มีเครื่องหมายของ plate-out ทั้งในduct หรือในห้อง เพราะว่าความสำคัญของการเพิ่มของ particles ขนาดใหญ่ และเป็นสมมุติฐานที่น่าเชื่อถือว่า 94% ของ particles ขนาดเล็กที่ไม่สามารถนับจำนวนได้ สำหรับการจับกันเป็นก้อนใน particles ขนาดใหญ่ ที่สามารถย้อนกลับเข้ามาในท่อระบายอากาศ และตกตะกอนใน filter

การวิเคราะห์ทางสถิติของ Royco data ที่ให้เห็นว่าการทำงานของสนามไฟฟ้าใน duct มีความสำคัญที่ลดจำนวน particles ในห้อง การวิเคราะห์ทางสถิติของข้อมูล ที่มีผลกระทบต่อเนื้องกัน สัมบูรณ์ข้อสรุป และให้ข้อมูลเพิ่มเติม

การทดลองที่ 2 ควบสกรปรกของ GASEOUS

ต่อไปจะทำการทดลองเพื่อหาข้อมูลถึงผลของสนามไฟฟ้าใน duct ต่อควบสกรปรกของ gaseous

วิธี ภาซที่ใช้เป็นภาซ formaldehyde , ammonia , sulphurdioxide และ carbondioxide การทดสอบทำในห้องขนาด $2.7 \times 5.8 \times 2.4$ m พื้นที่ด้วย vinyl ก้านพวงและผนังมีหน้าตาต่าง ที่หน้าตาต่างหุ้มด้วย polyurethane varnish , และข้อต่อหุ้มด้วย duct tape ในห้องมีระบบอากาศแบบ closed-circuit air handling system (รูปที่ 4) อากาศเข้ามาในห้องโดยผ่าน supply diffusers ที่ข้างหนึ่งผ่านเข้ามาในห้อง และผ่านกลับมาทางตะแกรงใน duct ที่อัตราการเปลี่ยนแปลงของอากาศ 21/hr ใน duct อากาศผ่านต่อเนื้องที่ ASHRAE-rated 55% filter และ electrical-field screens และพัดลมดูดอากาศ และผ่านเข้ามาในห้องอีกครั้งโดย supply diffusers อุณหภูมิประมาณ 21 องศา เซนต์เซียส และความชื้น RH ประมาณ 65%

การทดลองที่ทดลองภาซมี 2 ชุด ชุดแรกความเข้มข้นของภาซเริ่มต้นที่ระดับเริ่มต้นที่สังเกตที่คาดว่าได้เกิดขึ้นในห้องสะอาด ชุด 2 ความเข้มข้นถูกตั้งที่ระดับสูงสุดที่แม้ว่าจะได้รับภาซในช่วงสั้นก็เป็นอันตรายต่อคน เครื่อง Gsa Tec gas-detector tube system (Bendix Corp., Southfield, MI) ใช้เป็นเครื่องวัด ในชุดแรกค่า 2 ค่าที่อ่านได้จากแต่ละ tube เป็นอิสระต่อกัน สำหรับค่าแรกในการทดลองเป็นค่าที่ไม่สามารถรู้ได้เพราะเราไม่รู้สภาพของการทดสอบ และมีค่าอันเดียวใน 2 ค่าที่ใช้ในชุดที่ 2 เนื่องจากความน่าเชื่อถือของค่า

ในขั้นตอน air-handling system ทำงาน จะทำให้อากาศในห้องที่ทดสอบ ถูกพอกออกไปข้างนอกประมาณ 30 นาที การลดความเข้มข้นของภาซของ ambient ที่สนใจจนถึง ambientปกติ ขณะที่ปรับโดยการวัดโดย Gastec tube ที่จุดสุดท้ายของแต่ละครั้งที่พอก ภาซเช่น ภาซซิลเฟอว์ไดออกไซด์ ถูกฉีดเข้าไปในห้องทดสอบ ภาซที่มีปริมาณเพียงพอกจะถูกปล่อยเพื่อเพิ่มความเข้มข้นให้สูงขึ้น โดยประมาณค่าความเข้มข้นมาตรฐานก่อนการตรวจสอบซึ่งจะนำมาใช้ในการทดสอบ ที่จุดหลังจากเริ่มทำงาน 60 นาทีจะไม่มีภาซ ความเข้มข้นของภาซที่ถูกวัดโดย Gastec tubes ณ เวลาหลังจากหยุดฉีดได้ 5 นาที และเวลาที่เครื่องทำงาน 30 นาที และเวลาที่เครื่องทำงานครบ 60 นาที ที่จุดสุดท้ายที่ทำงานอากาศในห้องถูกพอก จนถึงระ

ดับความเข้มข้นที่ base line และการทดสอบในชุดต่อไปเริ่มขึ้น เครื่องจะทำงาน 12 ครั้งในแต่ละชุดของการทดลองสำหรับแต่ละก๊าซ (6 ครั้งในสภาวะที่มีสนามไฟฟ้า และ 6 ครั้งในสภาวะที่ไม่มีสนามไฟฟ้า)

ก๊าซซิลเวอร์ไดออกไซด์ และคาร์บอนไดออกไซด์ที่ถูกฉีดเข้ามาที่กลางห้อง โดยผ่าน hose connected กับที่ตั้งกระบอกสูบก๊าซข้างนอก ก๊าซแอมโมเนีย และ ก๊าซฟอสฟอรัสไดไฮไดรด์ ถูกฉีดเข้ามาในห้องโดย Paasche Model H airbrush (Paasche Airbrush Co., Chicago), โดยสารละลาย 10% ของก๊าซที่ถูกฉีด

ผล ค่าถามแรกคือความน่าเชื่อถือของการอ่าน Gastec tubes. ข้อมูล 2 ค่าจะนำมาคำนวณ ความสัมพันธ์ของคนและการเคลื่อนที่ของวัตถุ มีความสัมพันธ์ร่วมกันของแต่ละชุดที่อ่าน ($r > 0.95$), ซึ่งให้เห็นว่าค่าที่อ่านจาก Gastec tubes น่าเชื่อถือโดยไม่มีอคติ

การสูญหายไปตามธรรมชาติ ของความเข้มข้นของก๊าซเกิดขึ้นตลอดเวลาที่ สนามไฟฟ้าหมดไป ข้อมูลถูกแสดงเป็นเปอร์เซ็นต์ของการลดในสภาวะที่สนามไฟฟ้าทำงาน เปรียบเทียบกับในสภาวะที่สนามไฟฟ้าที่ไม่ทำงาน เพื่อให้เห็นค่าปัจจุบันที่เด่นชัด

การวิเคราะห์ตามการเปลี่ยนแปลงตามข้อมูล เพื่อทดสอบความสำคัญของความแตกต่างระหว่างสภาวะในรูปที่ 5 และ 6 เฉพาะความแตกต่างที่สำคัญที่แสดงในรูปตัวเลข สนามไฟฟ้าใน in-duct ให้ผลกระทบที่มีความสำคัญทางสถิติ เกี่ยวกับความเข้มข้นของก๊าซที่ทำให้อากาศสกปรก

ข้อมูลเกี่ยวกับก๊าซบวกกับการสนับสนุนที่จะหาอากาศที่เข้ามาในห้องโดยผ่านสนามไฟฟ้าใน in-duct มีผลกระทบที่สำคัญทางสถิติเกี่ยวกับความเข้มข้นของก๊าซที่ทำให้อากาศสกปรก องค์ประกอบที่เกี่ยวข้องกับปริมาณการดูดซับของ particulates และโมเลกุลส่วนประกอบของ particulates

สรุปการทำงานของสนามไฟฟ้าใน in-duct สามารถทราบสกปรกทั้ง particulated และก๊าซในห้อง ข้อมูลจากการทดลองแสดงว่าสนามไฟฟ้าแรงให้เกิดการรวมเป็นก้อนของ particles ที่มีขนาดเล็ก ให้กลายเป็น particles ที่มีขนาดใหญ่ การหาความสำคัญของ particulates ในห้องเป็นข้อมูลที่ผู้ผลิตต้องการ เพราะจากรายงาน 70% ได้ระบุสาเหตุการสูญเสียเนื่องจาก particulates การศึกษาถึงผลของสนามไฟฟ้าใน in-duct เกี่ยวกับทราบสกปรก ทำให้รู้วิธีการควบคุมทราบสกปรก ซึ่งนับว่ามีประโยชน์สำหรับผู้ผลิต semiconductor อ่างมาก

Particle Size (μm)	Percentage of Particles	
	By count	By weight
10-30	< 1	28
5-10	< 1	52
3-5	< 1	11
1-3	1	5
0.5-1	6	2
< 0.5	92	1

Table I: Characteristics of aerosols.

Particle Size (μm)	Time Required to Settle 8 Ft	Distance from Screen (cm)	Current (nA)
		5	2.00
100	8 seconds	10	1.00
10	13 minutes	20	0.45
1	19 hours	30	0.35
0.1	79 days	50	0.35
0.01	∞	70	0.25

Table II: Particle-settling time in still air.

Table III: Beckett probe readings in the plane normal to the center of a video display terminal screen.

ตารางที่ 1, 2, 3

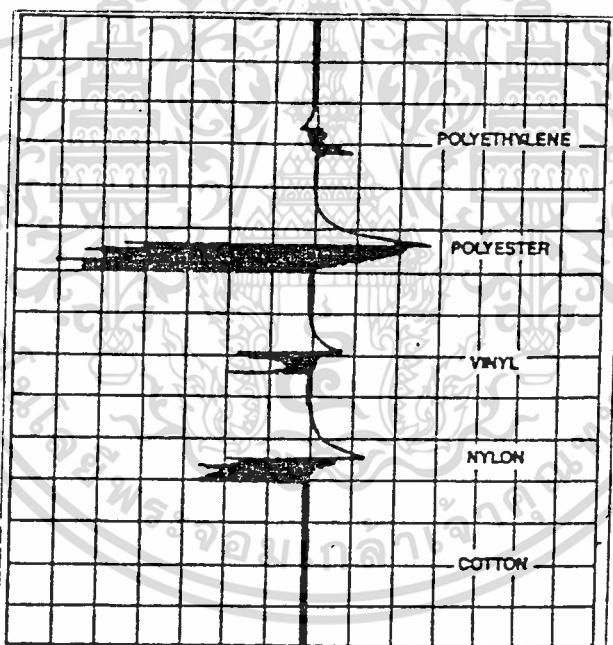


Figure 1: Effect of fabric material on charge-distribution measurement (as indicated by a Beckett probe), with the relative differences between materials shown. Each material was deflected the same distance toward the probe when its recording was made.*

*The absolute numbers would vary as a function of charge level, but this would not affect the comparison between materials.

รูปที่ 1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

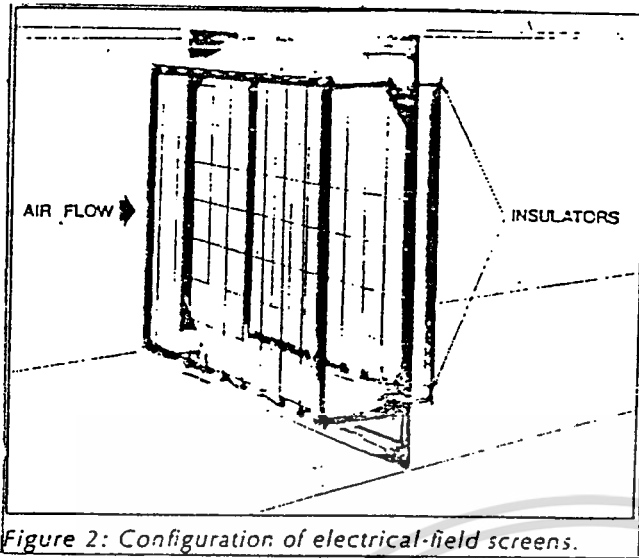


Figure 2: Configuration of electrical-field screens.

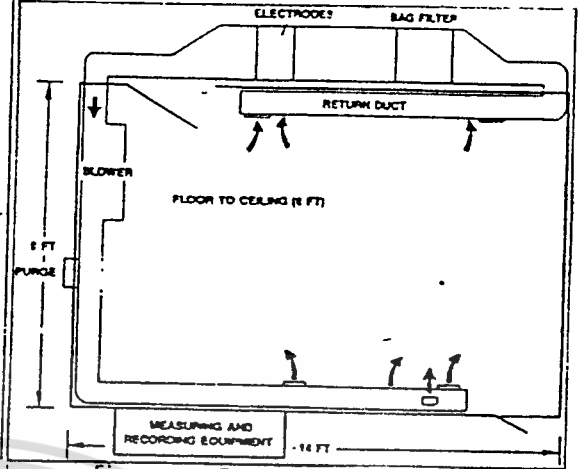


Figure 4: Diagram of test facility, with air-handling system shown.

รูปที่ 2

รูปที่ 4

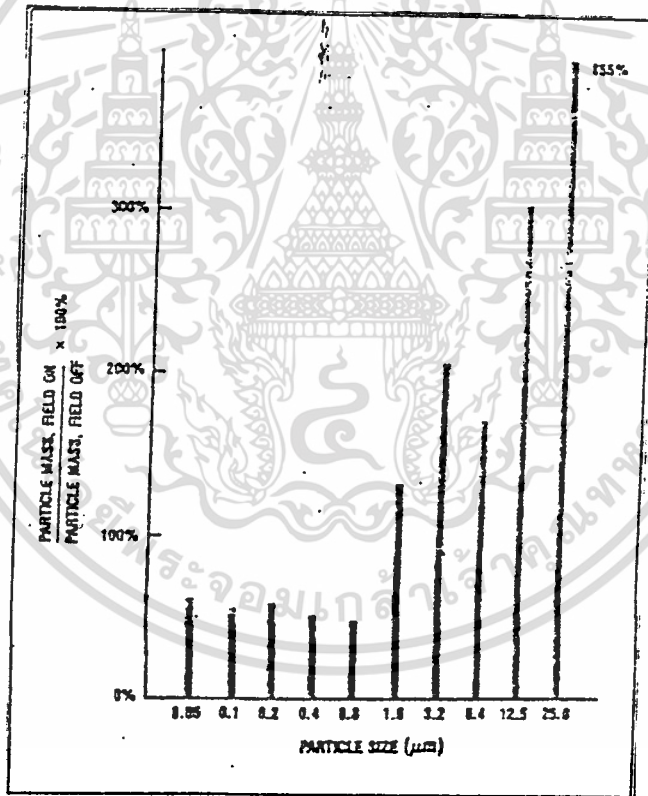


Figure 3: Percent decrease or increment in particle mass when the electrical field is on compared to when it is off (with field-off data used as the baseline). The field-off data would all be 100%.

รูปที่ 3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

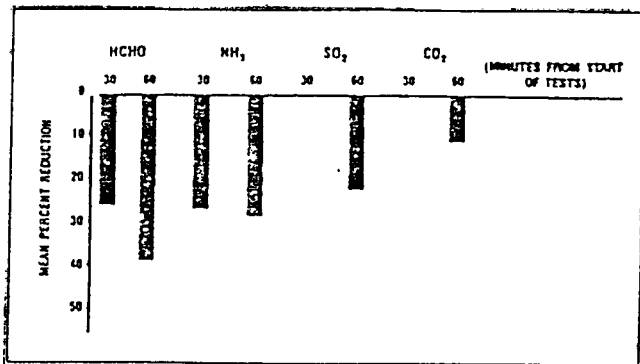


Figure 5. Mean percent reduction in gas concentration in experimental tests, compared to the concentration during the control tests. The initial concentrations were set at levels that would produce the first noticeable effects in people.^a Only differences that are statistically significant are shown.

^aThe mean concentrations at the 5-, 30-, and 60-minute points were as follows:

Formaldehyde (CH₂O): 2.8, 2.5, and 1.5 ppm
 Ammonia (NH₃): 24.7, 14.4, and 7.5 ppm
 Sulphur dioxide (SO₂): 25.3, 18.7, and 14.3 ppm
 Carbon dioxide (CO₂): 2.4, 1.9, and 1.5%.

รูปที่ 5

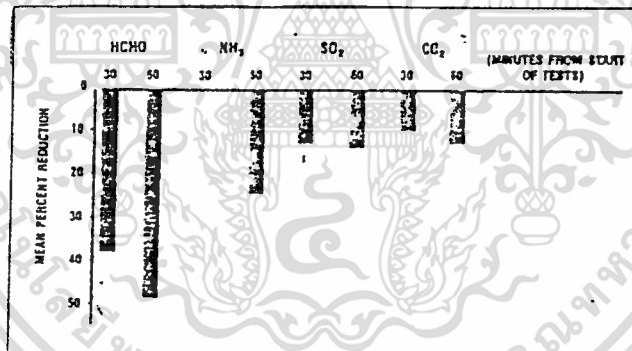


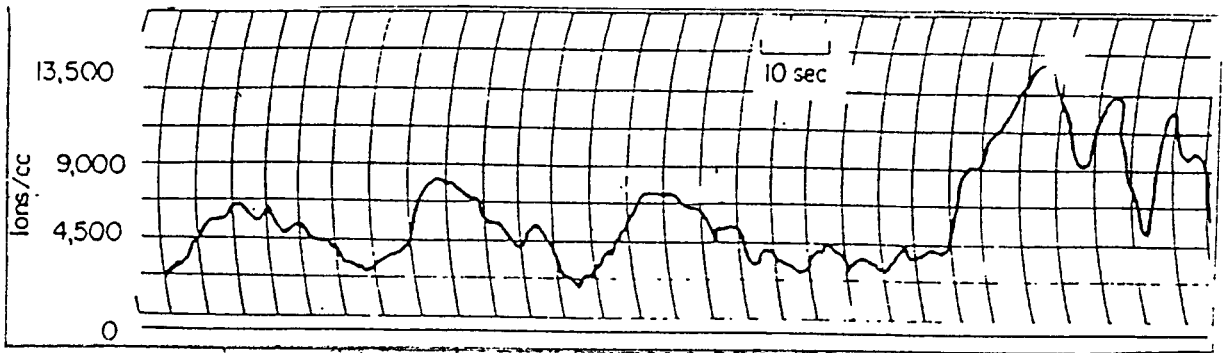
Figure 6. Mean percent reduction in gas concentration in experimental tests, compared to the concentration during the control tests. The initial concentrations were set at levels that would be hazardous to people during short-term exposure.^a Only differences that are statistically significant are shown.

^aThe mean concentrations at the 5-, 30-, and 60-minute points were as follows:

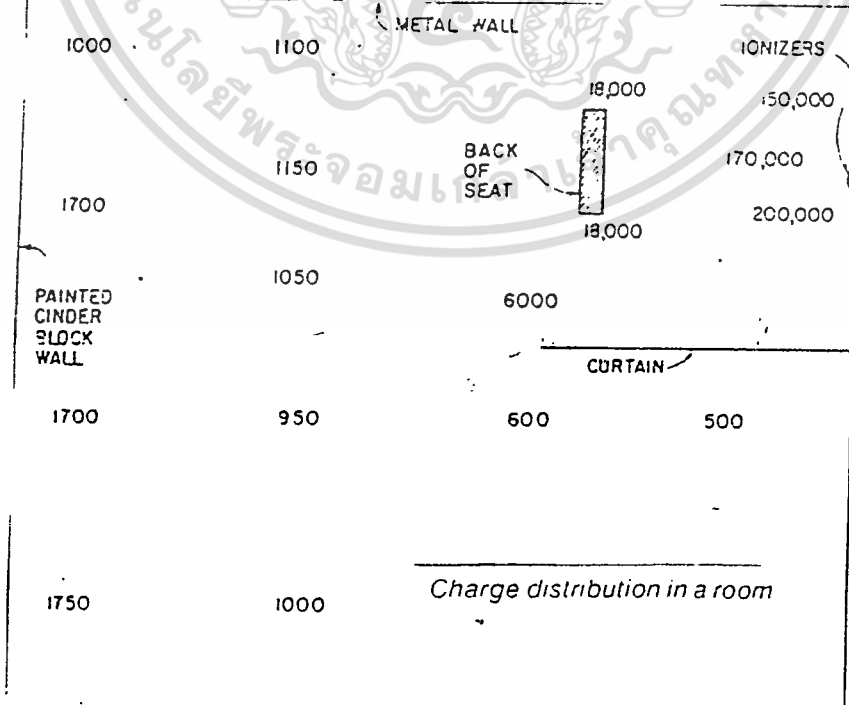
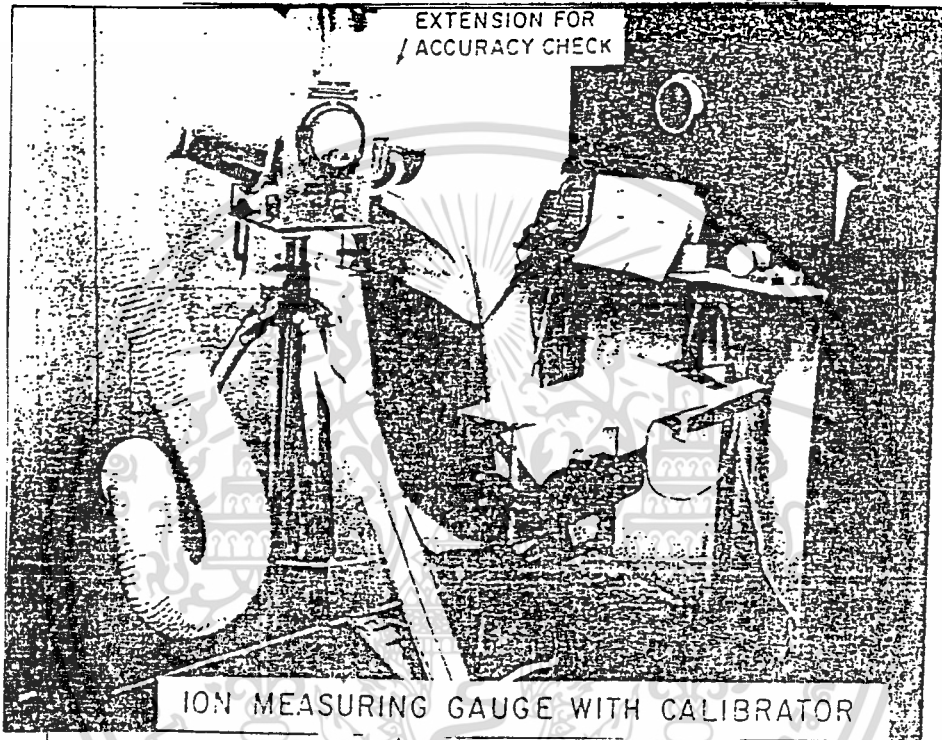
Formaldehyde (CH₂O): 4.3, 2.0, and 1.3 ppm
 Ammonia (NH₃): 39.6, 24.6, and 14.1 ppm
 Sulphur dioxide (SO₂): 49.8, 40.5, and 32.9 ppm
 Carbon dioxide (CO₂): 4.8, 4.0, and 3.4%.

รูปที่ 6

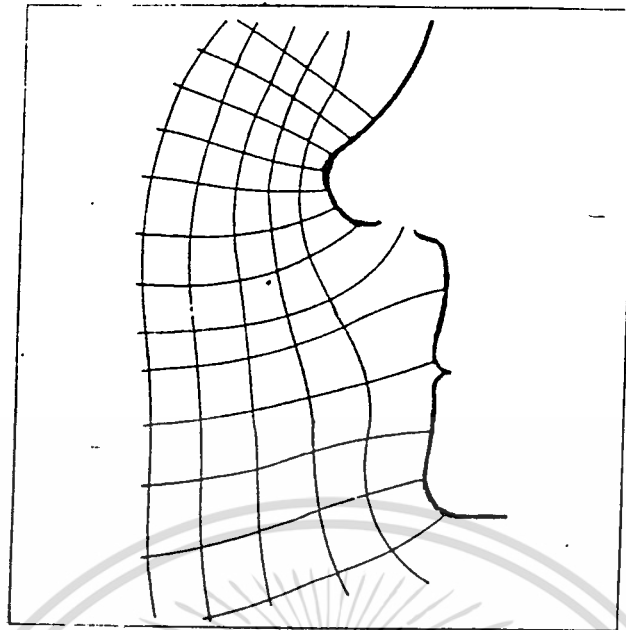
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



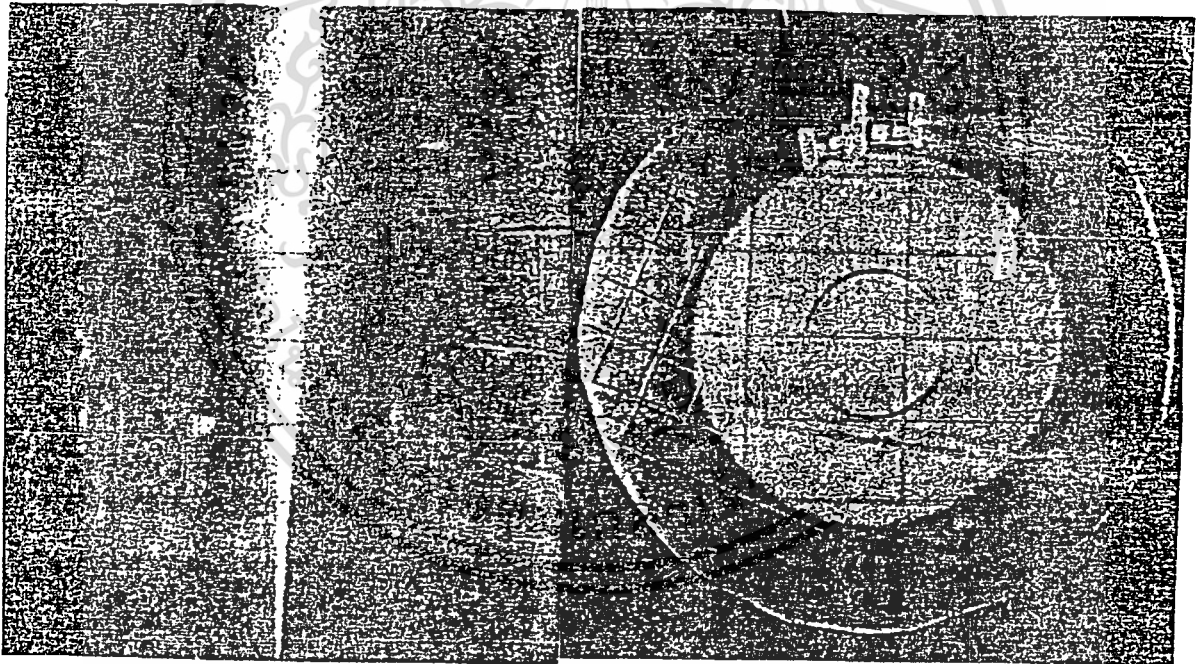
Typical record from parallel-plate box-type ion gauge



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

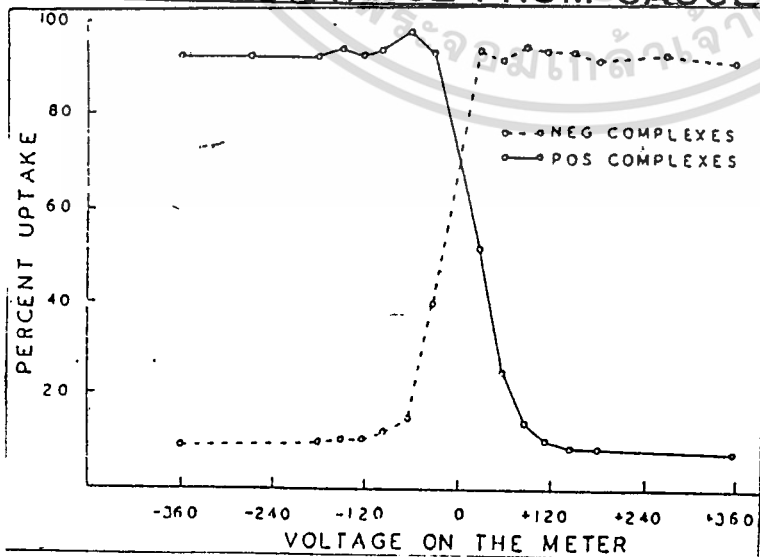
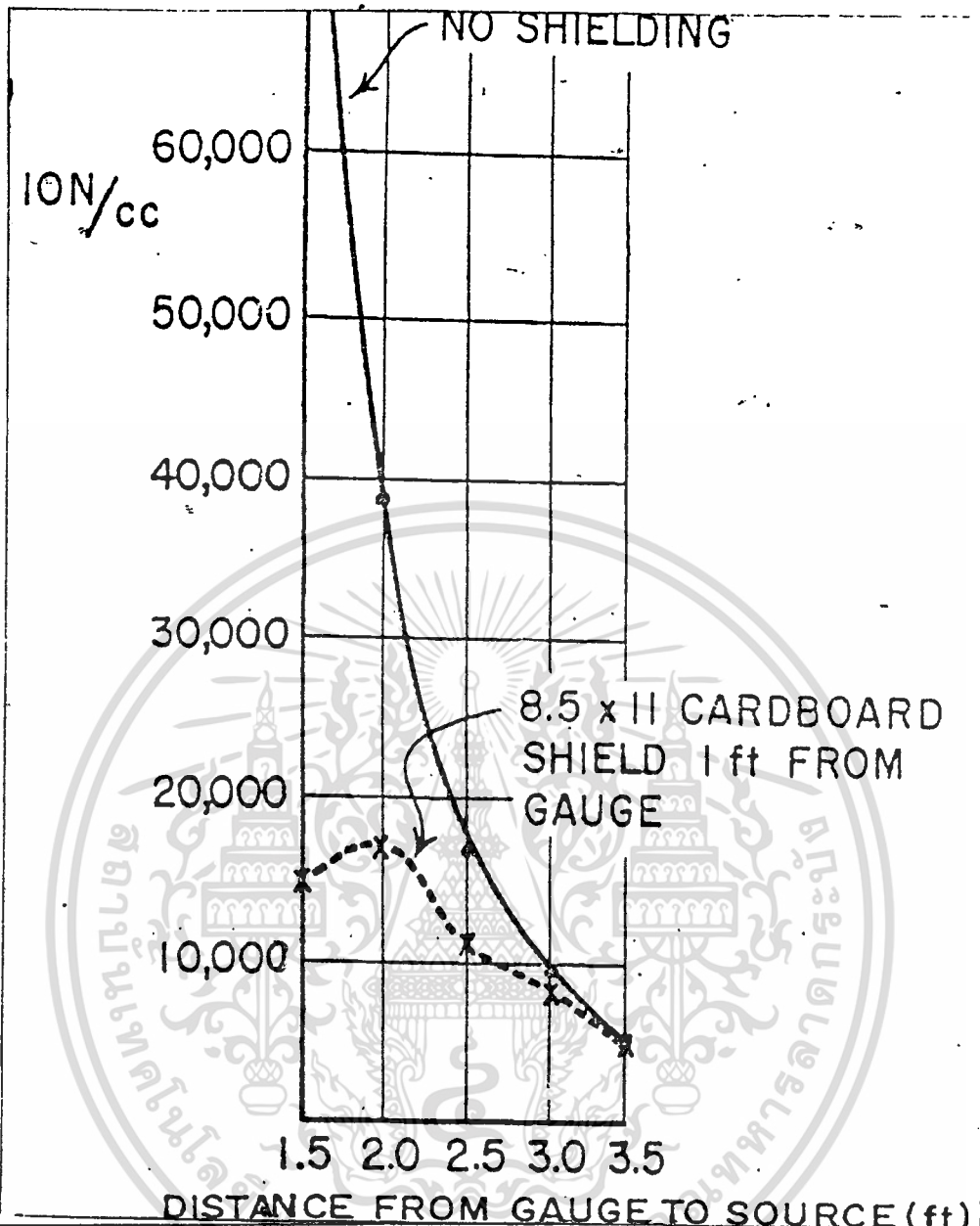


Representative electrostatic field near a person's nose



Deposition of fluorescent powder on the edge of a column (A) and on a ceiling diffuser (B)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Percent uptake of charged particles by an object; simulated by an ion meter, as a function of the polarity of the charged particle and charge on the object

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

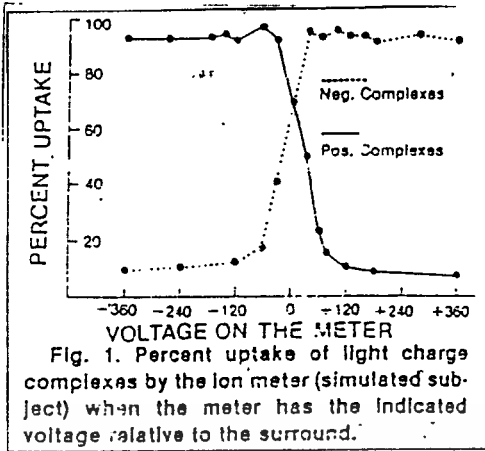


Fig. 1. Percent uptake of light charge complexes by the ion meter (simulated subject) when the meter has the indicated voltage relative to the surround.

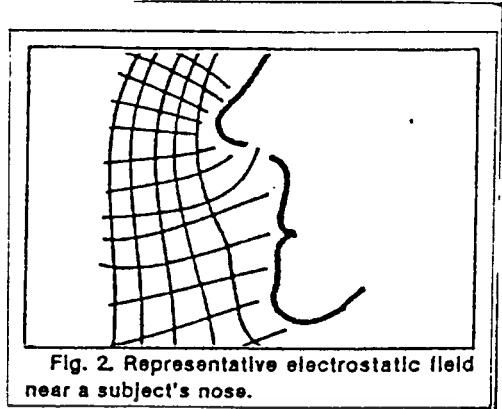


Fig. 2. Representative electrostatic field near a subject's nose.

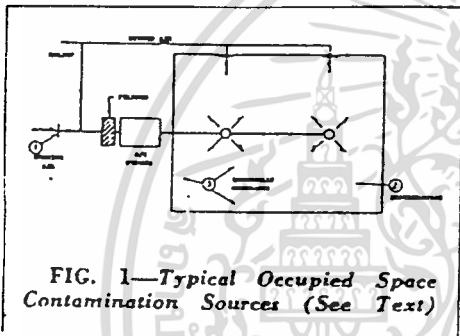


FIG. 1—Typical Occupied Space Contamination Sources (See Text)

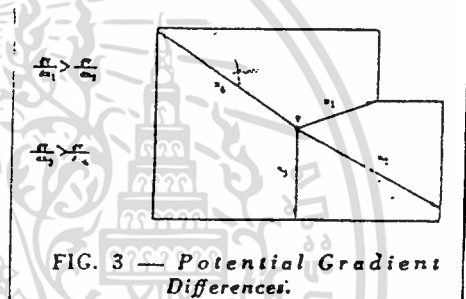


FIG. 3 — Potential Gradient Differences.

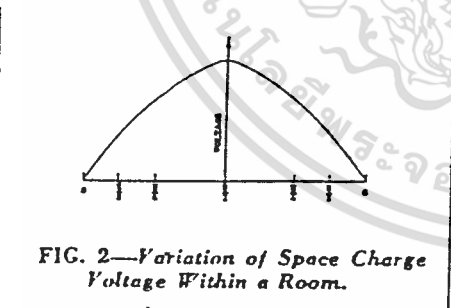


FIG. 2—Variation of Space Charge Voltage Within a Room.

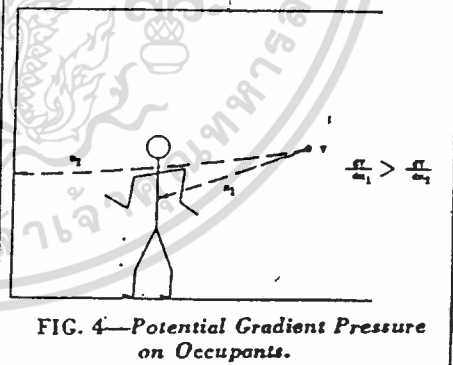


FIG. 4—Potential Gradient Pressure on Occupants.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

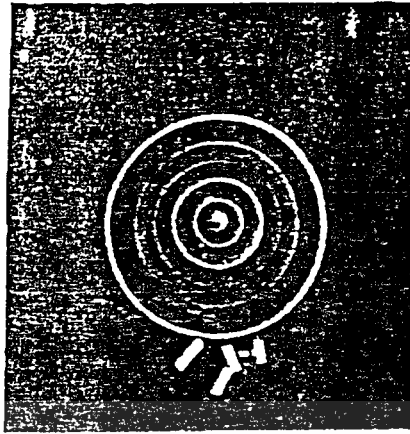


FIG. 7.—Reduced space charge deposit of charged fluorescent powder on ceiling diffuser—secondary control system on.

	(1)	(2)	(3)	(4)	(5)	(6)	(7)
ROOM DIMENSIONS	FLOOR AREA	VOLUME	SURFACE	$\frac{V}{S}$	SURFACE DENSITY	$\frac{(v/S)_2}{(v/S)_1}$	$\frac{(S/v)_2}{(S/v)_1}$
FEET	SQ. FT.	CU. FT.	SQ. FT.	FT.	SQ. FT. M CU. FT.		
25 x 20 x 10	500	5,000	1,900	2.63	380	1.00	1.00
25 x 40 x 10	1,000	10,000	3,300	3.03	330	1.15	.87
50 x 40 x 10	2,000	20,000	5,800	3.45	290	1.31	.76
25 x 40 x 20	1,000	20,000	4,600	4.35	230	1.65	.61
50 x 40 x 20	2,000	40,000	7,600	5.26	190	2.00	.50
40 x 40 x 25	1,600	40,000	7,200	5.55	180	2.11	.47
100 x 40 x 20	4,000	30,000	13,600	5.88	170	2.24	.45
100 x 80 x 20	8,000	160,000	23,200	6.90	145	2.62	.38
150 x 100 x 20	15,000	300,000	40,000	7.50	133	2.85	.35
100 x 100 x 30	10,000	300,000	32,000	9.38	107	3.56	.28

TABLE 1 — Dimensional characteristics of various room sizes.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

คลาสอีเพาเวอร์แอมพลิไฟเออร์

ก่อนอื่นเราควรจะรู้ก่อนว่า ในสวิทซ์ซิงแอมพลิไฟเออร์ ที่มีประสิทธิภาพ สูง ได้นั้นจะต้องมีกำลังสูญเสีย ที่เกิดจากอุปกรณ์แอคทีฟ (Active Device) น้อยที่สุด คือ

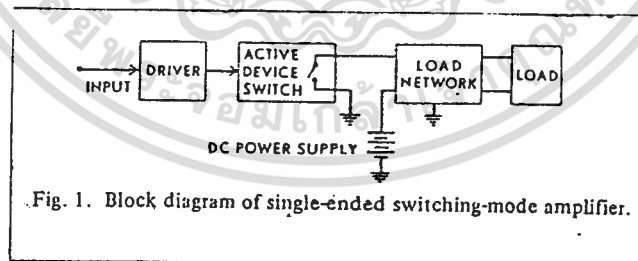
1. ต้องทำให้แรงดันที่ตกคร่อมอุปกรณ์แอคทีฟ ขณะที่มีการแสไหลผ่านตัวมันน้อยที่สุด
2. ในสภาวะที่อุปกรณ์แอคทีฟไม่นำกระแสจะต้องมีการแสไหลผ่านตัวมันมีค่าน้อยที่สุด
3. ถ้าหลักเลียงไม่ได้ ช่วงที่แรงดันและกระแสคาบเกี่ยวกันจะต้องเป็นช่วงที่สั้นที่สุดเท่าที่จะทำได้

สำหรับการออกแบบ power amplifire นั้น เราสามารถจำแนกออกตามลักษณะการทำงานของอุปกรณ์แอคทีฟ ได้ 2 แบบ คือ

1. อุปกรณ์แอคทีฟเป็นลักษณะของแหล่งจ่ายกระแส
2. อุปกรณ์แอคทีฟเป็นลักษณะของ switch

โครงงานนี้เลือกใช้ คลาสอีเพาเวอร์แอมป์ ซึ่งเป็นเพาเวอร์แอมพลิไฟเออร์ที่ทำงานในลักษณะของสวิทซ์ ซึ่งรายละเอียดจะได้กล่าวต่อไป

3.1 หลักการเบื้องต้นของ power amplifire

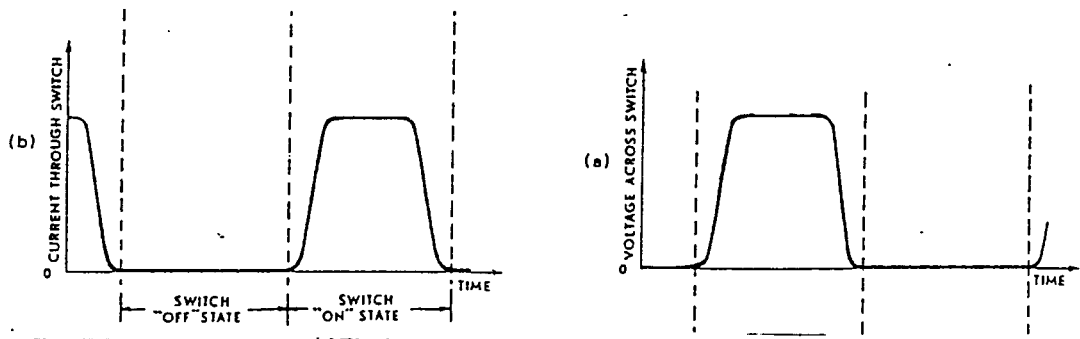


รูปที่ 1. Block Diagram ของ Single end Switching Mode Power

จากรูปที่ 1 อุปกรณ์แอคทีฟ จะเป็นการทำงานในลักษณะของ switch เมื่อมีสัญญาณที่เหมาะสมเข้ามาที่ส่วนของ Driver output ของอุปกรณ์แอคทีฟ จะแสดงตัวเป็นลักษณะของ Non-Ideal Single-Pole Switch-Pole Switch-

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Throw Switch คือ ในสภาวะ ON (DC และ/หรือ AC) ค่าความต้านทานจะมีค่าไม่เป็นศูนย์ และในสภาวะ OFF (DC และ/หรือ AC) ค่าความต้านทานจะมีค่าเป็น infinity และช่วงเวลาในการทำให้ switch ON และ OFF (Risetime, Faltime) จะมีค่าไม่เป็นศูนย์ เนื่องจากswitch การทำงานในลักษณะของวัฏจักร (Cyclically) ก็จะทำให้รูปคลื่นทางด้าน output ได้เป็นลักษณะของสัญญาณไฟฟสลับ(AC) โดยที่พลังงานจากแหล่งจ่ายไฟตรง(Dc Power Supply) จะถูกเปลี่ยนไปเป็นพลังงานไฟฟ้ากระแสสลับ (AC energy)เมื่อเกิด การ switch เพื่อที่จะให้ได้ Fundamental Frequency ออกมาทางด้าน output และ พลังงานทางด้าน output จะสูงสุดได้โดยให้ Duty Ratio ในการ switch จะต้องมามีค่าเท่ากับ 50 % ก็คือ switch ON 1/2 คาบ และ OFF 1/2 คาบ ส่วน Load network จะประกอบด้วยชุด Low pass Filter หรือ Band pass Filter เพื่อที่จะปิดกั้นไม่ให้ Harmonic ที่เกิดจากการ switchออกมาที่ Load และชุด Network ต้องเปลี่ยนรูปเป็น Load Impedance และ/หรือ Load Reactance ที่เหมาะสม Power amplifire ที่ใช้อุปกรณ์แอคทีฟเป็นswitch นี้ จะให้ประสิทธิภาพที่สูง เพราะว่าช่วง ON และ ช่วง OFF อยู่ในเงื่อนไข 1) และ 2) ในหัวข้อ 2 แต่ประสิทธิภาพที่สูงที่สุดของ Switching mode Power amplifirer จะขึ้นอยู่กับ การออกแบบวงจร Drive และการเลือกอุปกรณ์ Active ที่ทำเป็น switch ช่วง เวลาของการ switch(Switching time) ของอุปกรณ์ active จะถูกพิจารณาให้เป็นสัดส่วนกับช่วงคาบเวลาของแรงดันไฟฟ้าสลับทางด้าน output ส่วนในช่วง การเปลี่ยนแปลงในเงื่อนไขที่ 3) จะเป็นการพิจารณาถึงกำลังสูญเสีย (Power Dissipated) ในช่วงของการสวิตซ์ซึ่งขึ้นหลักการของ Tuned Power Amplifire จะมีการออกแบบมาให้หลีกเลี่ยง ช่วงของแรงดันและกระแส ที่คาบเกี่ยวกันในขณะที่เกิดการเปลี่ยนแปลงอย่างทันทีทันใด ถึงแม้ว่าจะไม่ได้อยู่ในช่วงของการ switch การไหลของกระแสที่ผ่าน Load network จะทำให้เกิด Transient ที่เหมาะสม รูปที่ 2a) และ 2b) จะเป็นรูปคลื่นที่เหมาะสม ของแรงดันที่ตกคร่อม switch และกระแสที่ไหลผ่าน switch



ข้อกำหนดเงื่อนไข 1) และ 2) ของหัวข้อ 2 เงื่อนไขเหล่านี้เป็นเงื่อนไขที่เรา รู้อยู่แล้ว เพื่อใช้ในการเลือกอุปกรณ์แอคทีฟ และการออกแบบวงจร Drive ที่ทำให้สถานะ ON ผลักแรงดันตกคร่อมมีค่าต่ำที่สุด และสถานะ OFF กระแสรั่วไหลมีค่าน้อยที่สุด ซึ่งเงื่อนไขเหล่านี้ยังขึ้นอยู่กับ Load network อีกด้วย

3) ช่วงเวลาของการ switch (Switching time) ของสวิทช์ จะต้องมีค่าต่ำสุดซึ่งสามารถทำได้ โดยเลือกคุณสมบัติของอุปกรณ์แอคทีฟ และการออกแบบ Driver สถานะนี้บางส่วน ขึ้นอยู่กับการออกแบบ Load network ด้วย ส่วนของ Load network จะเป็นตัวจัดการทาง Input-port transient response ในข้อ 4) ถึง 8)

4) ช่วงของ Delay Voltage เมื่อ switch อยู่ในสถานะ OFF ในช่วงที่ switch เกิดการเปลี่ยนแปลงสถานะจาก ON ไป OFF แรงดันตกคร่อม switch จะมีค่าต่ำอยู่ช่วงเวลาหนึ่ง ซึ่งนานพอที่จะทำให้กระแสที่ไหลผ่านสวิทช์ลดลงเป็นศูนย์ แล้วแรงดันที่ตกคร่อมสวิทช์ค่อยๆ เพิ่มขึ้น ผลก็คือ ช่วง ของแรงดัน Transient ที่ตกคร่อม switch จะหายไปในขณะที่กระแส ไหลผ่าน switch อยู่ ดังนั้นจึงเป็นการลดการสูญเสียกำลัง (Power Loss) ได้ แต่ถ้าแรงดันคร่อม switch เพิ่มขึ้นก่อน แล้วกระแสค่อยๆ ลดลง เป็นศูนย์ ก็จะทำให้เกิดการสูญเสียทางกำลังนั้นมา ทำให้การทำงานไม่สมบูรณ์

5) แรงดันที่ตกคร่อม switch จะตกลงเป็นศูนย์ เมื่อ switch อยู่ในสถานะ ON และช่วง Transient ของแรงดันตกคร่อม switch จะมีค่าเป็นศูนย์ ก่อนที่จะเข้าสู่สถานะ ON ซึ่งจะให้ความชันของแรงดันตกคร่อม switch เป็นศูนย์ ($dv/dt = 0$) ส่วนนี้จะทำให้ amplifire จะยังคงไม่มีการสูญเสียเมื่อเกิดการ mistune เช่นช่วงที่ switch อยู่ในสถานะ ON ปรากฏขึ้นในสถานะของแรงดันตกคร่อม switch ยังคงเป็นศูนย์นอกจากนั้น การที่ switch เข้าสู่สถานะ ON ซึ่งจะไม่เป็นสาเหตุที่

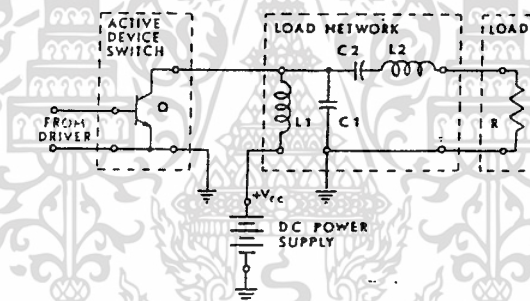
ทำให้เกิดการสูญเสีย ในช่วงระหว่างสภาวะ ON เพราะว่า แรงดันที่ตกคร่อมสวิตช์ จะไม่เพิ่มขึ้น อย่างรวดเร็วในช่วง switch อยู่ในสภาวะ ON รวมทั้งสภาวะที่ แรงดัน switch เท่ากับศูนย์ และ $dv/dt = 0$ ก็จะเป็นจุดปลายสุด ของสภาวะ OFF ซึ่งหมายความว่ากระแสที่ไหลผ่าน switch ที่จุดสภาวะ เริ่มต้น ON จะมีค่าเป็นศูนย์ และในระหว่างที่ switch อยู่ในสภาวะ ON กระแสที่ไหลผ่าน switch ก็จะเพิ่มขึ้นจากศูนย์ ความสามารถในการจำกัด กระแสโดย di/dt ของอุปกรณ์แอคทีฟที่ทำเป็น switch ทำได้โดยการเริ่มต้นการไหลของกระแสที่มีค่าเป็นศูนย์ ซึ่งมันจะช่วยให้ช่วงเวลาสภาวะ ON ของ switch (Turn on switch time) มีค่าต่ำที่สุด และทำให้การ สูญเสียกำลัง (Power Loss) ในช่วงสภาวะ ON ของ switch ที่น้อยที่สุด และการหลีกเลี่ยงช่วงของความชันที่เป็นลบของ dv/dt ทำได้โดยการหลีกเลี่ยงการบังคับให้อุปกรณ์แอคทีฟ นำกระแสแล้วเกิดการกลับทางของกระแส (Reverse direction)

- 6) ความชันของแรงดัน ขณะ switch อยู่ในสภาวะ ON ต้องมีค่าเป็นศูนย์ เมื่อ แรงดันตกคร่อม switch อยู่ในช่วง transient ของสภาวะ OFF ตกลงมาถึงศูนย์ ความชันจะมีค่าประมาณศูนย์ ($dv/dt = 0$) เมื่อความถี่ในการ switch เกิดการเปลี่ยนแปลงไปเล็กน้อยก็จะทำให้ประสิทธิภาพยัง คงไม่ลดลงในช่วงเวลาที่ switch อยู่ในสภาวะ ON จะพบว่าแรงดัน ตกคร่อมตัวมัน มีค่าเป็นศูนย์ทันที มากไปกว่านั้นก็คือการที่ switch turn on ี่จะไม่ทำให้เกิด loss (Power dissipated) เพราะว่า แรงดันตกคร่อม switch จะไม่เพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็ว ในช่วง ที่ turn on สภาวะที่ $V = 0$ และ $dv/dt = 0$ ก็คือ ช่วงปลายสุดของสภาวะ OFF และ ในช่วงของการเริ่มต้น ON กระแสยังคงเป็นศูนย์จนผ่านช่วงนี้ไป กระแสก็จะ เพิ่มขึ้นจากศูนย์ขึ้นไป สำหรับการจำกัดค่า di/dt ที่กระทำต่อ แอคทีฟ ดี ไวร์ จะเป็นในช่วงที่ กระแสขณะ เริ่มต้นสภาวะ ON ก็จะอาศัยช่วงเวลา turn on ของแอคทีฟดีไวส์ และจะทำให้การสูญเสียในช่วง transient ของสภาวะ ON มีค่าต่ำสุด เพื่อหลีกเลี่ยงค่าที่เป็นลบของ dv/dt ในช่วง สภาวะ ON
- 7) และ 8) รูปคลื่นของแรงดันและกระแสในช่วงของ Transient response จะต้องมีขอบแบบ เราสามารถแสดงได้ว่ารูปคลื่นของ แรงดันและกระแสที่เหมาะสมจะต้องมีขอบแบบ ช่วง Rise time และ Fall time สั้น

มาก ขนาดของแรงดันสูงสุด จะต้องมีค่าเท่ากับ หรือ น้อยกว่า ค่าสูงสุดที่อุปกรณ์ แอคทีฟจะทนได้ โดยปกติแล้วค่าสูงสุดของแรงดัน และกระแส จะถูกจำกัด โดยการทำงานโดยตัวมันเองอยู่แล้ว

รูปคลื่นในรูปที่ 2 จะมีลักษณะเป็นรูปคลื่นสี่เหลี่ยมที่นำไปขับ Resistive Load ที่แตกต่างกันออกไปก็จะมีช่วงกว้าง delay ของรูปคลื่นรูปที่ 2 โดยเพิ่ม จากศูนย์ไปถึงจุดสูงสุด และจะลดลงจนเป็นศูนย์ ส่วนการออกแบบที่เหมาะสมของ nonresistive network และผลของการพิจารณาในการเพิ่มขึ้น ของประสิทธิภาพจะมองไปที่ช่วงสภาวะ ON จะเป็นครึ่งหนึ่งของรูปคลื่นของไฟ สลับ สิ่งเกิดเงื่อนไขที่ 4) ถึง 8) จะไม่เป็นอิสระแต่เป็นการบังคับซึ่งกันและกัน เงื่อนไขที่ 6) จะถูกบังคับด้วยเงื่อนไขที่ 5) และทั้งหมดนี้ จะถูกรวมกัน เป็นหลักการของเพาเวอร์แอมพลิฟายเออร์

3.2 หลักการของคลาสอีเพาเวอร์แอมพลิฟายเออร์



รูปที่ 3 แสดงวงจรคลาสอีเพาเวอร์แอมพลิฟายเออร์

จากหลักการเบื้องต้นก็ได้กลายมาเป็นตัวอย่างในรูปที่ 3 L_2 จะต้องมีค่า reactance สูง ผลรวม ของ shunt capacitance ทาง output ของอุปกรณ์ แอคทีฟ (transistor Mosfet) และ capacitance ที่เกิดจากการเดินสายไฟจะถูกรวมให้เป็น C_1 หรือบางที่เรียกว่า C_{out} ที่ ความถี่ที่สูงที่จุดจุดหนึ่ง C_1 อาจจะถูกกลายเป็น $C_{out}R$ ก็จะเป็น Actual Load หรือต้องเป็น Input-port-resistor ของ Lowpass หรือ Band pass network ซึ่งแทรกอยู่ระหว่างส่วนของ L_2-C_2 และ Load เพื่อสกัดกัน ฮาร์โมนิค (Harmonic) ที่เกิดจากการสวิตช์ Reactance ของ Load หรือ Input port ของ filter จะถูกปิดกั้นโดย L_2 และ หรือ C_2 ซึ่งจะได้อธิบายไว้ในหัวข้อ 3.1 ในวงจรรูปที่ 3

แรงดันที่ขาคอลเลคเตอร์ (Collector voltage) จะเป็น V_{cc} (sat) เมื่อทรานซิสเตอร์อยู่ในสถานะ ON เราจะพบเงื่อนไข 1) ในหัวข้อ 3.1 เมื่อ transistor อยู่ในสถานะ OFF Load network จะตอบสนองต่อช่วง Transient response ในลักษณะของการ Damp อันดับที่ 2 ซึ่งก็คือการตอบสนองของ L_2 , R และ $C_1 * C_2 / (C_1 + C_2)$ ช่วงนี้จะเป็นการเริ่มต้นในการเก็บพลังงานไว้ใน C_1, C_2 และ L_2 (L_1 จะต้องขนาดเพียงพอที่สามารถจ่ายกระแสที่ได้) พลังงานที่สะสมไว้ใน C_1, C_2 และ L_2 จะถูกปล่อยออกมาที่ R ระหว่างช่วงของ Ringing transient C_1 จะเป็นตัวประกันว่าในระหว่างช่วงเวลาที่ทรานซิสเตอร์อยู่ในสถานะ OFF แรงดัน V จะยังคงมีค่าต่ำ จนกระทั่งหลังจากที่กระแสคอลเลคเตอร์ (Collector current) ลดลงเป็นศูนย์ มีค่าประมาณเท่ากับช่วงเวลาของแรงดันที่เปลี่ยนจากศูนย์โวลต์ไปเป็น V_{cc} (Rise time Voltage) แสดงในรูปที่ 2 และได้อธิบายไว้ในเงื่อนไขที่ 4 แรงดันต่ำและเกิดการ reverse ดังนั้นขนาดของแรงดันพังทลายคอลเลคเตอร์-อิมิตเตอร์ (Breakdown Collect-Emiter Voltage rating, BV_{ceo}) ขณะที่ทรานซิสเตอร์อยู่ในสถานะ OFF จะต้องต่ำ แรงดันพังทลายคอลเลคเตอร์-อิมิตเตอร์ ขณะที่ขาเบสเปิดวงจร BV_{ces} หรือ แรงดันพังทลายคอลเลคเตอร์อิมิตเตอร์ ขณะที่ reverse bias (BV_{cer}) ที่ใช้ในวงจรแอมพลิไฟเออร์ ทำให้เราสามารถหาค่า V_{cc} สูงๆได้เพราะฉะนั้น จึงทำให้ได้ output สูงกว่า และมีประสิทธิภาพสูงกว่า มีช่วงของ Transient ของแรงดันที่ตกคร่อม V_{ce} อยู่ 3 ชนิดที่เป็นไปได้ดังแสดงไว้ในรูปที่ 4 สำหรับค่า Damping ที่ต่างกัน 3 ค่า แล้วก็จะตรงกับค่า Q ของ Load network ที่ต่างกัน 3 ค่า (Q_1) ในรูปที่ 4a-4c จะให้ Damping มีค่ามาก (Q_1 มีค่าต่ำมาก) แรงดันที่ตกคร่อม C_1 จะมีค่าไม่เป็นศูนย์เพราะฉะนั้น C_1 จะต้อง Discharge จากแรงดัน V_{cc} ไปจนถึงค่าใกล้ๆ ศูนย์โวลต์ ทรานซิสเตอร์ ก็จะถูกทำให้อยู่ในสถานะ ON ใหม่ ซึ่งผลก็คือ เกิดการสูญเสียขึ้นต่อมา ถ้า transistor อยู่ในสถานะ ON ในช่วงที่มีแรงดันตกคร่อมคอลเลคเตอร์-อิมิตเตอร์ และมีกระแสคอลเลคเตอร์ไหลผ่าน จะทำให้เกิด transient ขึ้นมา ผลที่ตามมาคือทำให้เกิด Secondary Breakdown และ transistor ก็จะมีการเสียหาย ดังนั้นก่อนที่เราจะนำเอา transistor มาใช้งานควรจะดูขนาดของ Power dissipation และ Potential Destructive of transistor การออกแบบวงจรควรระวังหลีกเลี่ยงสภาวะดังที่กล่าวมาแล้ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

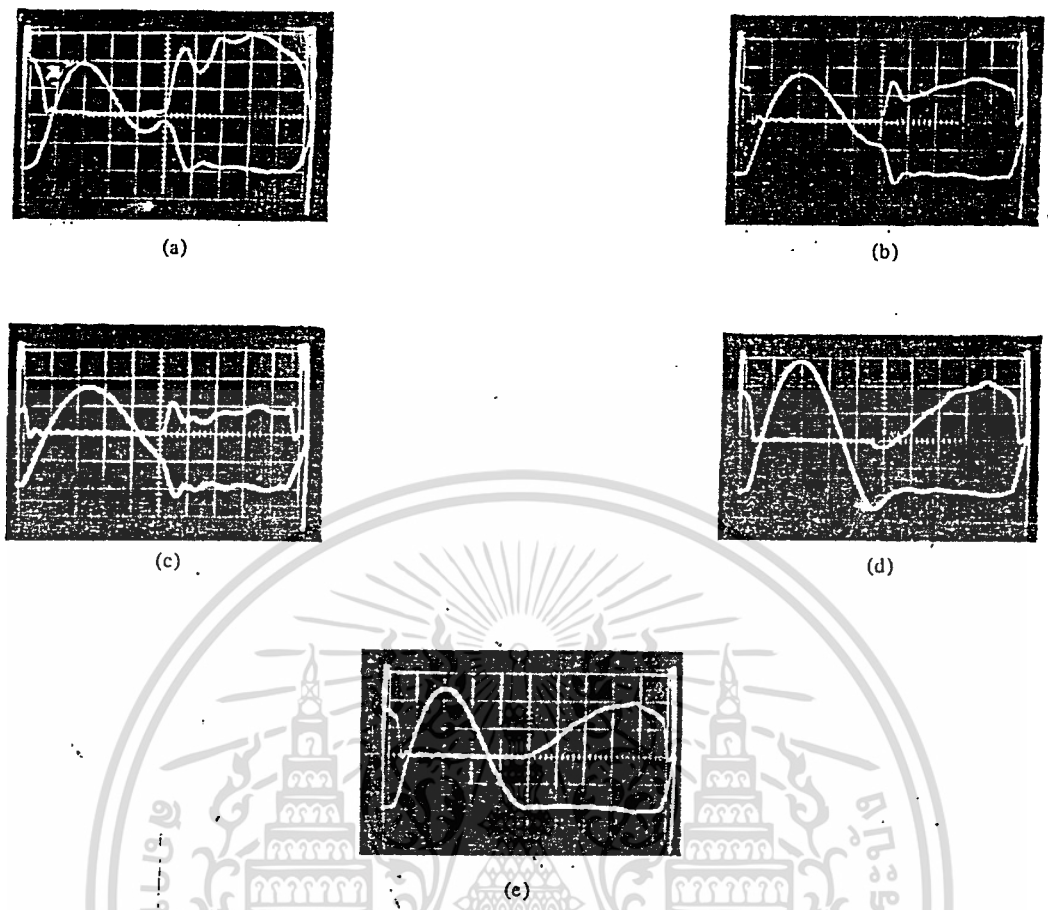


Fig. 4. V_{CE} (lower trace) and I_C (upper trace) for circuit of Fig. 3 operating at 10.5 MHz. Incorrect element values can cause positive voltage at transistor turnon, with zero-slope condition occurring (a) too early, (b) at correct time, or (c) too late; or they can cause (d) negative voltage at turnon. Correct element values give (e) zero-voltage, zero-slope condition at turnon. Vertical: 10 V-or 0.5 A/div.; horizontal: 10 ns/div. Ringing after turnon in (a)-(d)-is due to inductance of current-measuring instrumentation.

รูปที่ 4 แสดงรูปคลื่นของแรงดันและกระแส

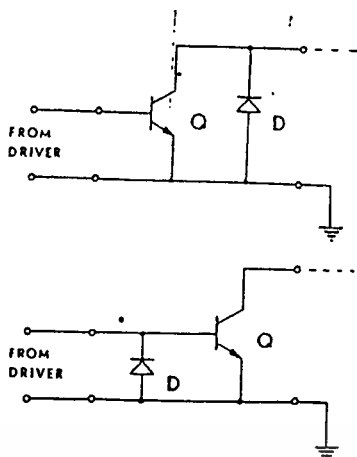
ถ้าค่า Damping มีค่าน้อยๆ (Q_L มีค่ามากๆ) ดังแสดงในรูปที่ 4d V_{ce} จะลดลงมาสวิงต่ำกว่าศูนย์ จึงทำให้ transistor เป็นลักษณะการทำงานแบบ Invert Mode คือถ้า Driver จ่าย Voltage มากที่ขาเบสเป็นลักษณะของ OFF Voltage จะทำให้ Transistor เกิด Forward Bias ที่ขาเบส-คอลเลคเตอร์ และขาเบสอีมิเตอร์จะเกิด reverse Bias Load ทำให้ Base เป็นลบ ซึ่งขึ้นอยู่กับ Impedance แรงดันของสัญญาณที่จ่ายเข้ามาที่ขาเบส ผลตอบของช่วง Transient ของ Load network การทำงานของ Transistor ในลักษณะของ Invert Mode และความถี่คutoff (Cut off Frequency)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ข้อควรคำนึง

- 1) BV_{ceo} rating มีค่ามากเกินไปจะทำให้ Transistor เกิดการเสียหายได้
- 2) BV_{cex} มีค่ามากเกินไปจะทำให้ Transistor ถูกทำลาย
- 3) ในช่วงของ Invert Collector current ไหล (รูป 4d) จะเกิด Power dissipation Transistor อาจจะถูกทำลาย
- หรือ 4) ไม่ถูกทำลายด้วยสาเหตุนี้ก็ได้ ซึ่งสาเหตุที่กล่าวมานี้จะพบใน คลาสบีและ คลาสซี แอมพลิไฟเออร์ สำหรับการป้องกันทำได้โดย การใส่ Commutating Diode ระหว่างขาอิมิตเตอร์ และขา คอลเลคเตอร์ ดังรูปที่ 5a หรือต่อระหว่าง ขาเบส และ ขาอิมิตเตอร์ดังในรูปที่ 5b หรือ โดยการออกแบบวงจร Drive

ค่า Damping ที่ถูกต้อง (Q_L ที่ถูกต้อง) แสดงในรูป 4c ช่วงของแรงดัน V_{ce} ที่เป็นลบจะมีค่าเป็น $V_{ce(sat)} = 0$ เพื่อหลีกเลี่ยงสภาวะของ Q_L ที่ไม่ถูกต้องทั้งสองสภาวะที่กล่าวมาแล้ว ค่า Damping ที่ถูกต้องจะทำให้ความชันของรูปคลื่น V_{ce} เป็นศูนย์ที่ปลายสุดของสภาวะ OFF ในช่วงครึ่งวัฏจักร ค่าของแรงดัน V_{ce} ที่เป็นศูนย์ และ ค่าของความชันที่เป็นศูนย์ นั้นมาจาก เงื่อนไข 5) และ 6) ของข้อ 3.1 เมื่อกระแสไหลผ่าน $L_c - C_c - C$ จะทำให้ได้รูปคลื่นคล้ายๆ ซ้ายน้อออกมา (อาจจะเป็นฮาร์โมนิคที่ 2 ซึ่งขนาดของมันจะมีค่าเท่ากับ $0.5/Q_L$ ซึ่ง อาจมีความสัมพันธ์กับฮาร์โมนิคพื้นฐานเท่ากับ 50% (-26 dB) สำหรับ $Q_L = 10$ รูปคลื่นของกระแสคอลเลคเตอร์ จะมีลักษณะเป็นส่วนหนึ่งของรูปคลื่นซายนดังแสดงในรูป 4e D จะเป็นตัวเลขซึ่งจะถูกให้รายละเอียดไว้ต่อไป ไม่ขึ้นอยู่กับ storage time และ เทคนิคที่ใช้คือ Transistor ว่าจะให้ทำงานในช่วง saturated หรือใช้ช่วง Active region



รูปที่ 5 แสดงการต่อ Commutating Diode a) at collector b) at base

3.3 สมการที่กำหนดค่าอุปกรณ์ (Circuit element value)

เงื่อนไข 3 ข้อที่นำมากำหนดตัวแปร

- 1) $V_{ce} = 0$ ที่ $t = (1-D)/f$ หลังจากช่วงเวลาเวลาที่สวิตช์อยู่ในสภาวะ ON f คือ ความถี่ที่ทำการ; D คือ Duty cycle ratio ซึ่งกำหนดให้มีค่า 50%
- 2) Q_L ที่ถูกเลือกมาในอัตราส่วนของ C_1/C_2 (ดูสมการ 4) ซึ่งจะทำให้ได้ค่า Q_L ที่ถูกต้องและได้รูปคลื่นดังรูปที่ 4e ก็คือให้ความชันเท่ากับศูนย์ ให้แรงดัน V_{ce} เท่ากับศูนย์ ในช่วงที่ transistor อยู่ในสภาวะ ON การเลือกค่าของ Q_L จะทำให้ 1) ได้ฮาร์โมนิคที่ต่ำเมื่อจ่ายกำลังไปที่ R (ค่า Q_L สูงๆ) 2) ประสิทธิภาพสูงๆ (ค่า Q_L ต่ำๆ)
- 3) เป็น filter ที่ซับซ้อนใช้สำหรับสกัดกันฮาร์โมนิค การออกแบบและเลือกค่าอุปกรณ์ที่เหมาะสมจะทำให้ค่าสูญเสียที่ Load network มีค่าต่ำ และสามารถปิดกันฮาร์โมนิคได้มากที่สุด สมการต่างๆจะนำไปหาค่าของอุปกรณ์ในวงจรรูปที่ 3 ซึ่งจะเป็น ดังข้างล่างนี้

$$P_o = 2V_{ce}^2 / (1 + \pi^2 / 4) * R \tag{1}$$

$$= 0.577 V_{ce}^2 / R$$

$$L_1 = R / (2\pi f)^2 * C_1 \tag{2}$$

$$C_1 = 2 / 2f (1 + \pi^2 / 4) * R \tag{3}$$

$$= 1 / 2\pi f (5.4466) * R$$

$$L_2 = Q_L * R / 2\pi f \tag{4}$$

$$C_2 = (1 / (2\pi f)^2 * L_2) (1 + (1.42 / (Q_L - 2.08))) \tag{5}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= 0.21/(2\pi f)^2 * L_2$$

สังเกตว่า L_2 และ C_2 จะไม่มีรีโซแนนซ์ ที่ความถี่ f หรือ การอนุกรมระหว่าง C_1 กับ C_2 Load reactance จะถูกดูดกลืนเข้าไปใน C_2 และ L_2 ค่าของ L_2 จะถูกทำให้ลดลงถ้า Load series reactance เป็น Inductive ถ้าค่า C_2 เพิ่มขึ้น Load reactance จะกลายเป็น Capacitive หรือเป็นทั้งสองอย่างเลขถ้าโหลดประกอบด้วย Inductance และ Capacitive (เสาอากาศวิทยุรับ-ส่ง) ค่าของกระแสและแรงดันจะเป็นดังนี้

$$I_{pk} = 2.86 I_{dc} \quad (6)$$

$$V_{pk} = 3.526 V_{cc} \quad (7)$$

$$P_1 = V_{cc} * I_{dc}$$

$$= V_{cc}^2 / R_{dc}$$

$$P_o = V_o^2 / 2R$$

$$= V_{cc}^2 * g^2 R / 2R_{dc}^2 ; V_o = IR_x , V_{cc} = IR_{dc}$$

$$n = P_o / P_1 = g^2 * R / 2R_{dc} \quad (8)$$

$$R_{dc} = g^2 * R / 2$$

$$n = 1$$

โดยที่

$$L_1 = RFC$$

$$Q_2 = \text{ค่า } Q \text{ ของ } L_2 ; Q_2 > 5$$

RR = Reactance ratio ปกติให้มีค่าเป็น 10

R = Load

P_o = กำลังทางด้าน output ที่โหลด R

I_{pk} = กระแสที่ไหลผ่านอุปกรณ์แอกทีฟสูงสุด

I_{dc} = กระแสไฟตรง

V_{pk} = แรงดันตกคร่อมอุปกรณ์แอกทีฟสูงสุด

P_1 = กำลังที่จ่ายเข้ามาในวงจร

n = ประสิทธิภาพ

$$g = \text{ค่าคงที่} = (1 + RR^2 / 4)^{1/2}$$

R_{dc} = ค่าความต้านทานที่มองเข้ามาที่แอมพลิไฟเออร์

V_o = แรงดันที่ Load

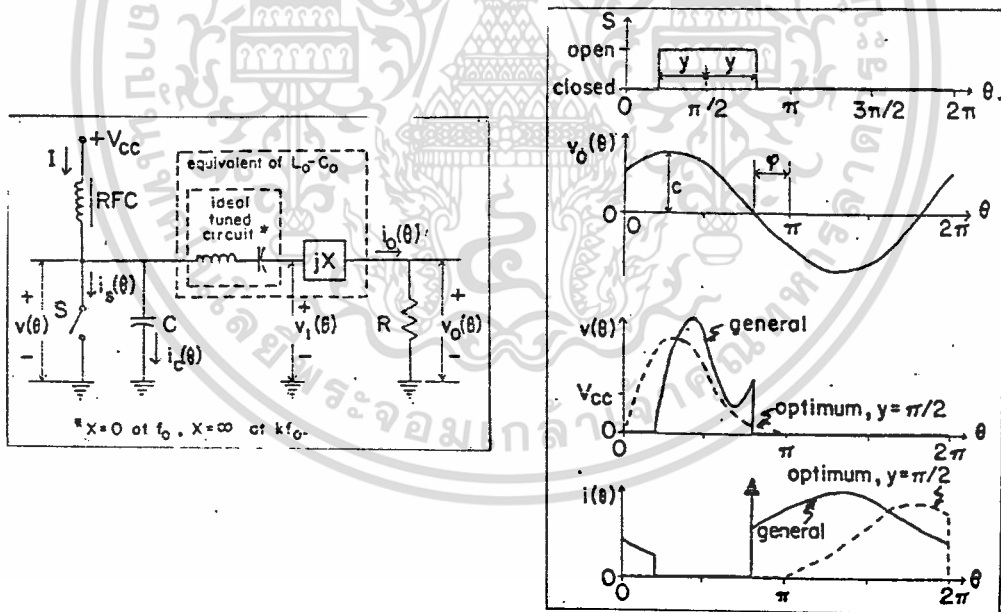
การทำงานของ class E ดังได้กล่าวมาแล้วนั้นเป็นการทำงานในลักษณะอุดมคติเท่านั้น ดังนั้น เราควรที่จะมาศึกษาถึงผลของการเปลี่ยนแปลงของอุปกรณ์ต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่มีผลต่อรูปคลื่นของสัญญาณต่างๆ รวมทั้งประสิทธิภาพด้วย

ก่อนอื่นเราจะมาดูวงจรสมมูลของ class E power amplifier ดังรูปที่ 3.3.1 โดยมีข้อสมมติต่างๆดังนี้

1. RF choke จะต้องมามีค่า reactance ที่สูงเพียงพอที่จะทำให้กระแสไหลผ่านได้อย่างคงที่
2. วงจร series tuned ทางด้าน output จะต้องมามีค่า Q สูงพอที่จะทำให้ กระแสทางด้าน output เป็นรูป sinusoidal วงจรนี้จะมีค่า reactance (X) ที่ fundamental frequency
3. transistor จะต้องเป็นลักษณะของ ideal switch คือ
 1. สภาวะ ON , resistance = 0
 2. สภาวะ OFF , resistance = infinity
 3. ช่วงเปลี่ยนสภาวะ จะต้องการเปลี่ยนค่าระหว่าง nonzero voltage และ nonzero current อย่างทันทีทันใด Negative voltage ของ shunt capacitance จะมีค่าน้อยมากเมื่อเทียบกับ RF cycle



รูปที่ 6 a) แสดงวงจรเทียบเคียง b) รูปคลื่น & เฟส

3) collector voltage ขึ้นอยู่กับ shunt capacitance เหมือนกันเมื่อสมมติให้การ analysis ของ class E power amplifier แบบอื่นๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การวิเคราะห์จะดูในช่วงของ $0 < \theta < 2\pi$ ที่ $\theta = \omega t$ ซึ่งก็คือ angle time ; driveing signal จากช่วงเวลาของ $\theta_{off} = \pi - \psi$ และ $\theta_{on} = \pi + \psi$ ซึ่งจะแสดงดังรูปที่ 6b วงจรจะมี susceptance $B = \omega C$ ค่า Load reactance ที่เหลือ X , และ Load resistance R output voltage จะมีค่าเป็น sinusoidal $C \cdot \sin(\theta + \phi)$ เนื่องจากมีความไม่สมมาตรกันใน collector voltage และ current ซึ่ง amplitude C และ Phase (ในรูปที่ 6b) จะถูกกำหนดขึ้นสำหรับมุม load angle ที่เหมาะสม $\psi = \tan^{-1}(X/R)$ และ $\text{ratio} = (1 + X^2/R^2)^{1/2}$ แล้ว fundamental frequency ของ collector ของ collector voltage wave form จะมี phase $\phi_1 = \phi + \psi$ และขนาดของ C_1 ซึ่งจะมีความสัมพันธ์กับ C โดยจะสังเกตเห็นว่า out put current จะไหลผ่าน X และ R เราจะสังเกตเห็นได้ว่ารูปของแรงดันที่ collector $V(\theta) = 0$ ขณะที่สวิตช์อยู่ในสภาวะ ON และในสภาวะ OFF แรงดันที่ collector จะเกิดจากผลต่างของกระแส I และ $i_c(\theta)$ ที่ ชาร์จเข้า capacitor

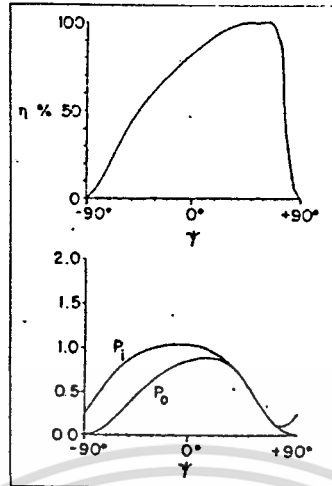
3.4 ผลของการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์

ต่อไปนี้จะเป็นการอธิบายของผล ของการเปลี่ยนแปลงของวงจร เมื่อมีการเปลี่ยนแปลง ของ shunt susceptance , ความถี่, โหลด และ duty cycle ที่เหมาะสมของการออกแบบ เนื่องจากผลของ VSWR ของ load , transformer , coupling ช่วง storage time ของ อุปกรณ์ ซึ่งสามารถทำให้มีความสัมพันธ์กับตัวแปรของวงจรพื้นฐานรวมทั้งสามารถประมาณค่าของ power amplifier ในทางปฏิบัติได้ด้วย

การอธิบายในหัวข้อข้างล่างนี้ จะกำหนดให้ $V_{ce} = 1, R = 1$ และความถี่ที่ออกแบบเข้า กับ 1 ค่าเหมาะสมของ class E amplifier ที่ทำให้ output มีค่าสูงสุดจะกำหนดให้ $B = 0.186, \psi = 49.052$ และ $\gamma = \pi/2$

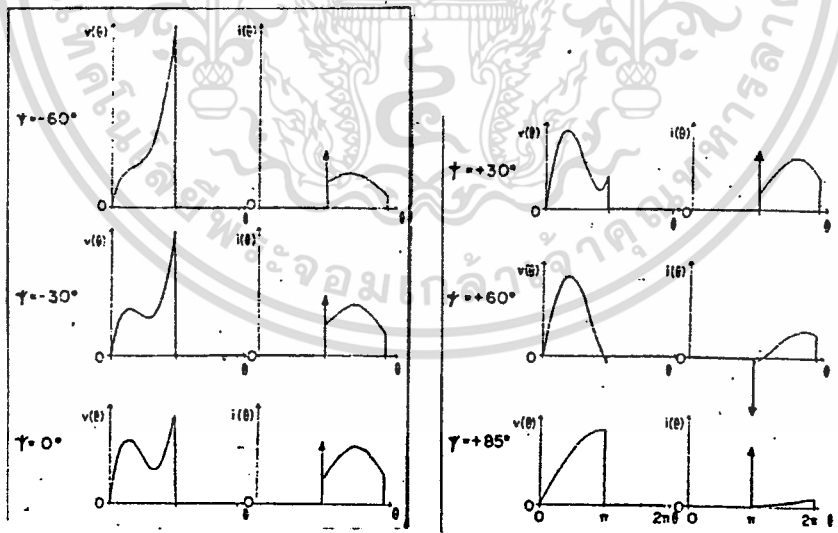
3.4.1 การเปลี่ยนแปลงของโหลดรีแอคแตนซ์

การ mistuned ของวงจร series-tuned ทางด้าน output จะทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงของมุม load angle (ψ) ผลของ power input และ output จะแสดงดังรูปที่ 7 และรูปคลื่นของแรงดัน collector และกระแส จะแสดงได้ดังรูปที่ 8 ซึ่งจะเห็นได้ว่าประสิทธิภาพยังคงเป็น 100% อยู่ เมื่อมุมของ load angle เปลี่ยนแปลงระหว่าง 40 องศา และ 70 องศา เมื่อมองลงไป ในรูปที่ 7 จะเรียกว่า doubles hump ที่มุม 40 องศา และ 60 องศา ซึ่งประสิทธิภาพเท่ากับ 100%



รูปที่ 7 ประสิทธิภาพและกำลังในฟังก์ชันของมุมโหด

อนึ่งเราสามารถสังเกตเห็นได้ว่า ขณะที่power inputมีค่าสูงสุดที่มุม -5 องศา และ power output จะปรากฏที่มุม 10 องศา และการทำงานที่เหมาะสมจะปรากฏอยู่ที่มุม 49 องศา ซึ่งทำให้บอกได้ว่าประสิทธิภาพของวงจร มีค่าสูงสุด หรือ เปล่าโดยอาศัยมิเตอร์ที่ใช้วัดประสิทธิภาพ



รูปที่ 8 รูปคลื่นในฟังก์ชันของมุมโหด

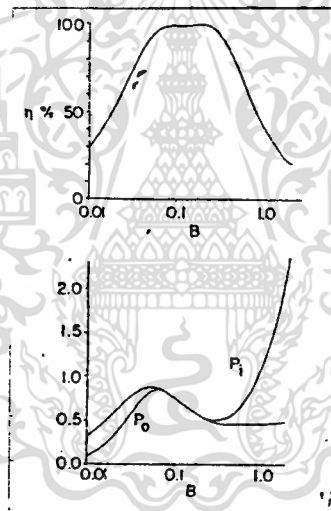
ผลของการ mistuned สามารถสังเกตเห็นได้ที่รูปคลื่น เมื่อ inductive มีค่า มากไป จากค่าที่เหมาะสม จะทำให้แรงดันที่ collector แกว่งมาทางด้านลบ มุม ψ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ก็จะเปลี่ยนไป สำหรับ ค่า capacitive ที่มีค่ามากกว่า inductive แรงดันที่ collector จะมีขนาดใหญ่ ที่ช่วงสภาวะ ON ทำให้ประสิทธิภาพมีค่าต่ำ สำหรับ reactive load แรงดันที่ collector จะมีลักษณะเป็น รูปคลื่นแบบ Ramp ซึ่งก็คือ ไม่มี load นั้นเองในกรณีนี้ จะไม่มี power ทางด้าน output และ power ทางด้าน input จะเป็น function ของ susceptance อย่างเดียว เมื่อกระแสมีค่า เป็นลบ แสดงว่า load มีค่า inductive มากกว่าทางอุดมคติ คือ 49.052

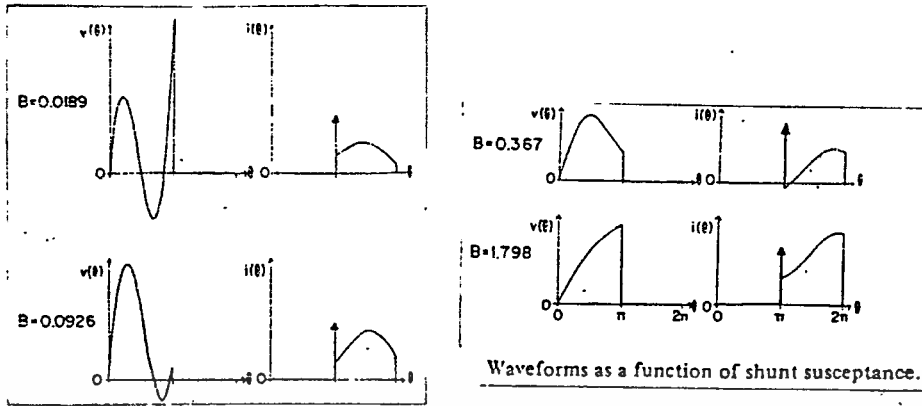
3.4.2 การเปลี่ยนแปลง shunt susceptance

จากรูปที่ 9 และรูปที่ 10 จะเป็นตัวอย่างการเปลี่ยนแปลงของ shunt susceptance $B = \omega_0 C$ ในการออกแบบที่เหมาะสม ซึ่งจะปรากฏว่าค่าการเปลี่ยนแปลงของ shunt susceptance ที่ยังคงทำให้ประสิทธิภาพสูง คือค่าระหว่าง 0.06 /R และ 0.3/R มีอยู่ 2 จุดที่ทำให้การทำงานของวงจร มีประสิทธิภาพสูงสุด ที่จุดแรกเมื่อ $B=0.1836/R$ และที่ $B=0.1144/R$



รูปที่ 9 ประสิทธิภาพและกำลังในฟังก์ชัน Shunt Susceptance

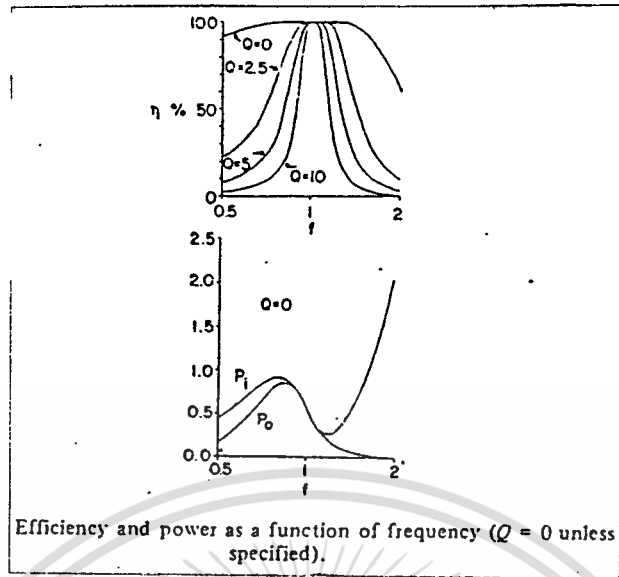
ถ้าค่าของ shunt susceptance มีค่าต่ำเกินไปจะทำให้แรงดันที่ collector สวิงทั้ง ทางด้านยอดและด้านล่าง แรงดันขณะที่อยู่ในสภาวะ ON จะไม่มีทางเป็นลบแต่กระแสอาจเป็นลบได้ใน ค่า B บางค่า ถ้าค่า shunt susceptance มีค่ามากจะทำให้แรงดันที่ collector มีลักษณะเป็น Ramp และกระแสที่ charge เข้า capacitor ก็จะมีลักษณะคล้าย Ramp ด้วยเช่นกัน ภายใต้อาณัติสภาวะนี้ power ทางด้าน output จะคงที่แต่มีค่าต่ำ



รูปที่ 10 รูปคลื่นในฟังก์ชันของ Shunt Susceptance

3.4.3 การเปลี่ยนแปลงความถี่

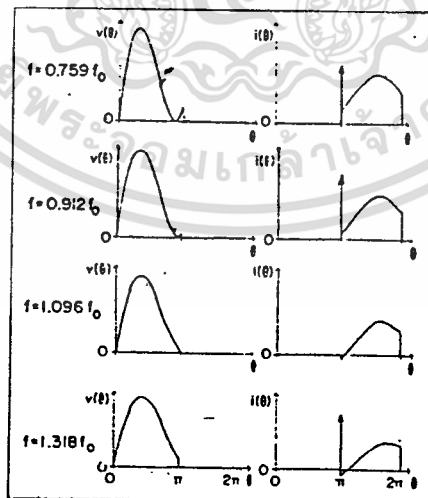
bandwidth เป็นสิ่งสำคัญสำหรับ power amplifier การเปลี่ยนแปลงความถี่ ของคลาสิค จะทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงในค่า B และ X ในขณะที่ B เป็นสัดส่วนของความถี่ X จะขึ้น อยู่กับค่าของ Q ของวงจรทางด้าน output ถ้าค่า Q ของวงจร series tuned ทางด้าน output ถูกกำหนดในเทอมของ capacitor reactance ซึ่ง reactance ของ capacitor มีค่าเป็น $-QR$ และ ของ inductor มีค่าเป็น $QR + X_0$ ที่ความถี่ศูนย์กลาง (center frequency) ดังนั้นค่า reactance สุทธิขณะที่จ่ายความถี่ เข้ามาคือ $X = (QR + X_0)(F/F_0) - QR(F_0/F)$ สมมุติว่า harmonic ของกระแสมีค่าน้อยมากในวงจร load $L_0 - C_0 - R$ รูปที่ 6 และ 7 จะแสดงผลการเปลี่ยนแปลงต่อประสิทธิภาพ power และ รูปคลื่นของแรงดันที่ collector ถ้า ค่า Q มีค่ามากผลของ output ของวงจรจะถูกแยกออกจาก load เนื่องจากความถี่ที่ต่างไป จากความถี่ที่ design ถ้าค่า Q มีค่าต่ำจะทำให้การทำงานของวงจรแย่ลง ซึ่งสาเหตุมาจากการเปลี่ยนแปลงของ shunt susceptance และ load reactance ที่ขึ้นอยู่กับความถี่ช่วง bandwidth ที่เกิน ช่วงที่เหมาะสมจะทำให้มีผลต่อประสิทธิภาพโดยจะเป็นสัดส่วนผกผันกับค่า Q สำหรับค่า Q ที่มีค่าปานกลางและค่าน้อยมาก



Efficiency and power as a function of frequency ($Q = 0$ unless specified).

รูปที่ 11 ประสิทธิภาพและกำลังในฟังก์ชันความถี่

สิ่งที่น่าสนใจก็คือ curve ของ $Q=0$ วงจรจะสามารถทำงานได้เกินกว่า 1 octave bandwidth ที่ส่งผลให้ประสิทธิภาพมีค่าเป็น 95% หรือมากกว่าโดยไม่ต้องเปลี่ยนค่าอุปกรณ์ ซึ่งในการทำงานจะเกิดการแทรกของ harmonic filter นี้จะถูกต่อถัดมาจาก input และจะต่อกับส่วนของ load โดยไม่เกินความถี่ cut off ขณะที่ input impedance มีค่าเป็น infinite ความถี่จะมีค่าสูงกว่าความถี่ cut off octave ซึ่งลักษณะนี้จะทำให้ fundamental frequency สามารถเปลี่ยนแปลงได้เกิน 1 octave

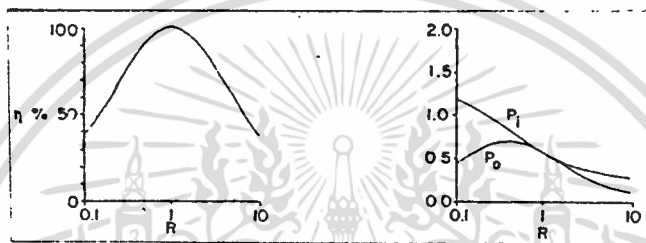


รูปที่ 12 รูปคลื่นจากฟังก์ชันของความถี่ ($Q=0$)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้าไม่มี harmonic filter วงจร series tune จะยอมให้ harmonic ของกระแสไหลผ่านไปยังวงจรทางด้าน output ผลของการทำงานของวงจร จะต่ำกว่าที่เราคาดหวังเอาไว้ และจะเป็นตัวกำหนด order ของ harmonic ที่ต่ำกว่า เพราะเนื่องจากผลของการ filter ของวงจร tuned และผลของการ integrate ของการ charge ของ capacitor จะสังเกตเห็นได้ว่า ผลนี้จะปรากฏที่ค่า Q มีค่าต่ำและสามารถอธิบายความแตกต่างระหว่างค่า $X = 1.15 R$ ที่มาจากเอกสารอ้างอิงหมายเลข 3 และค่า X มีค่าเท่ากับ $1.78 R$ ที่มาจากเอกสารหมายเลข 1 สำหรับการทำงานที่เหมาะสมเมื่อ Q มีค่าเท่ากับ 0

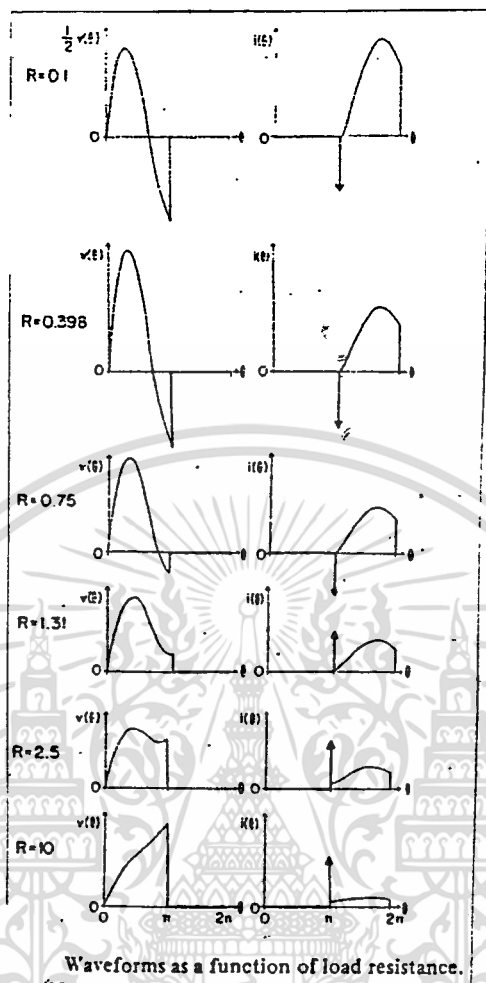
3.4.4 การเปลี่ยนแปลงของ load ที่เป็น resistance



รูปที่ 13 ประสิทธิภาพและกำลังในฟังก์ชันของ Resistance

ผลการเปลี่ยนแปลงของ Load ที่เป็น resistance ได้ถูกแสดงไว้ในรูปที่ 8 และ 9 ที่ $X = 1.15$ ดังนั้นการทำงานที่เหมาะสมที่ $R = 1$ ประสิทธิภาพยังคงมีค่าเป็น 95% หรือมากกว่า เมื่อการเปลี่ยนแปลงของ load ที่เป็น resistance จาก -55% ถึง -37% การเปลี่ยนแปลงของ Power ทั้ง input และ output จะค่อยๆ ลดลง

สำหรับ Load ที่เป็น resistance มีการเปลี่ยนแปลงน้อยกว่าค่าทางอุดมคติ แรงดันที่ collector จะสวิงอย่างมากทั้งทางด้านลบ และ บวก สำหรับ Load ที่มีค่าต่ำกว่าค่าทาง อุดมคติ shunt susceptance จะเป็นตัวบังคับให้แรงดันที่ collector เป็นรูป Ramp ส่วนทางด้านกระแสมีค่าเป็นลบ เฉพาะเมื่อ Load มีค่าต่ำกว่าอุดมคติเท่านั้น

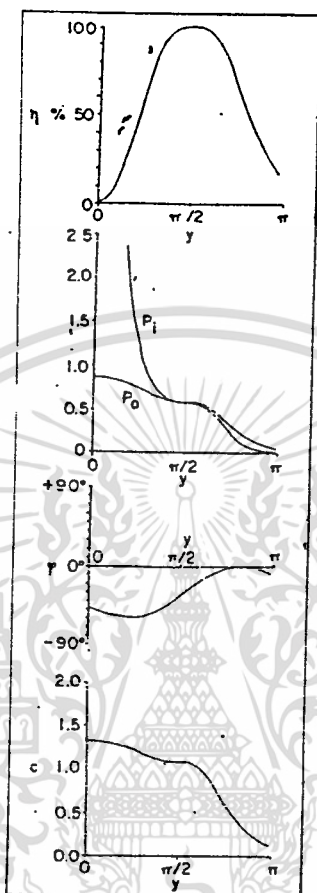


รูปที่ 14 รูปคลื่นในฟังก์ชันของ Resistor

3.4.5 การเปลี่ยนแปลงของ Duty cycle

ผลของการเปลี่ยนแปลงความกว้างของ pulse จะถูกทดสอบ ในรูปที่ 10 โดยดูจากการเปลี่ยนแปลงของประสิทธิภาพ P_o, P_1, ϕ และ C เมื่อ y เปลี่ยนไป ส่วนในรูปที่ 11 รูปคลื่นสำหรับประสิทธิภาพจะยังคงมีค่ามากกว่า 95% ถ้าความกว้างของ pulse เปลี่ยนแปลงไปแค่ -10% และ $+10\%$ กำลังและ amplitude ทางด้าน output จะยังคงที่ แต่จะเกิดการเปลี่ยนแปลงค่อนข้างมากที่แรงดัน collector และกระแสที่เป็นลบจะถูกทำให้เกิดขึ้น เมื่อความกว้างของ pulse อยู่ในช่วง OFF ของ y มีค่าน้อยกว่า $\pi/2$ และจะเกิดการเปลี่ยนแปลงของ phase ด้วย เนื่องด้วยช่วงเวลา OFF ของ y มีค่าเกือบเป็นศูนย์จะทำให้ transistor อยู่ใน สภาวะ ON ตลอดเวลา ซึ่งภายใต้สภาวะนี้จะทำให้แรงดันที่ collector มีลักษณะเกือบเป็น Ramp และแรงดันทางด้าน output กระแสทาง

ด้าน output จะไม่ขึ้นอยู่กับ y สิ่งเกตุว่า power input จะเป็น infinity (เมื่อเกิดการไม่ต่อเนื่องที่ $y = 0$ เราสามารถอธิบายได้โดยสิ่งเกตุว่า ถ้า transistor อยู่ในสภาวะ ON ตลอดเวลาสมการเหล่านี้จะผิดพลาดไปจากผลของการทำงาน)



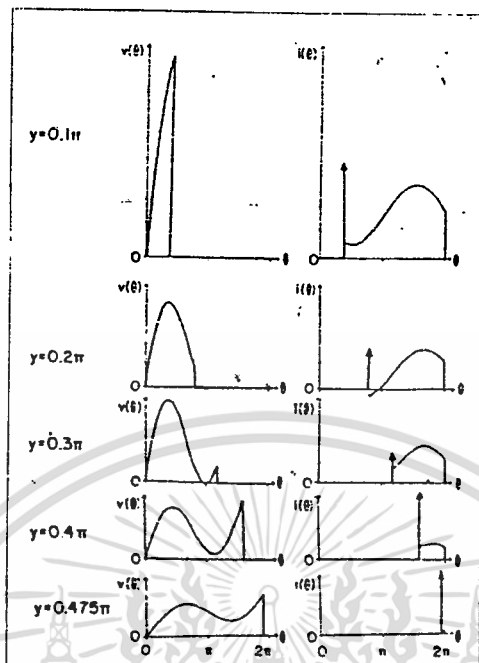
รูปที่ 15 ตัวแปรที่เป็นฟังก์ชันของ Duty cycle

เป็นที่สิ่งเกตุว่าเมื่อช่วงเวลา OFF มีค่าเกือบจะ 100% Power ทางด้าน output และ input จะถูกจำกัดแต่จะไม่มีค่าเท่ากับศูนย์ ถ้า transistor อยู่ในสภาวะ OFF ตลอดเวลา แรงดันที่ collector ก็คงจะยังคงอยู่ที่ $+V_{cc}$ แน่นนอน ก็คงจะมีทั้ง Power input และ output ออย่างรักก็ตามถ้าในรูปที่ 11 จะมีช่วงที่อยู่ในสภาวะ ON จึงทำให้แรงดันที่ collector ตกลงเป็นศูนย์ ที่เวลาจุดนั้นและเกิดการ recharge ของ C ผลก็คือจะเกิด fundamental-frequency voltage component

จากที่ได้กล่าวมาแล้วนี้ ทำให้เราได้ทราบถึงพฤติกรรม ของการเปลี่ยนแปลงของค่าอุปกรณ์ต่างๆ ความถี่รวมทั้ง duty cycle ว่ามีผลทำให้รูปคลื่นและ Power ทางด้าน output เปลี่ยนแปลงไปอย่างไร ซึ่งทำให้เราสามารถรู้และเข้าใจ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ยังผลให้ทราบถึงสาเหตุและการนำไปแก้ไขได้อย่างถูกต้องต่อไป



รูปที่ 16 รูปคลื่นจากฟังก์ชัน Duty Cycle

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

รายละเอียดการออกแบบเครื่องฟอกอากาศ และวงจรที่ใช้

โครงสร้างของวงจร

4.1 วงจรชุด supply

ตัว regulator ใช้ positive voltage เบอร์ AN 7815
และ negative voltage เบอร์ MC 7915 C
ดังแสดงใน รูปที่ 4.1

4.2 วงจรชุดสร้างสัญญาณที่บวงจร High voltage

ใช้ LM 555C Timer สร้างสัญญาณความถี่ที่ 4 KHz Duty cycle 50%
ใช้ LM 319 High speed Dual Comparator เปลี่ยนระดับแรงดันให้อยู่ใน
ช่วง 0-5 V

ค่าอุปกรณ์ เมื่อ LM 555C ทำงานแบบ Astable ใช้สมการ $D = \frac{R_B}{R_A + 2R_B}$

ค่าอุปกรณ์ เมื่อ LM 555C ทำงานแบบ Monostable ใช้สมการ $t = 1.1 * R_A * C$
ระดับแรงดันเป็น -15 V

ดังแสดงใน รูปที่ 4.2

4.3 วงจรชุดสร้างสัญญาณที่บวงจร High frequency

ใช้ XR 2206 Monolithic Function Generator สร้างสัญญาณ pulse
ความถี่ 200 KHz Duty cycle 50%

ใช้ LM 319 High speed Dual Comparator เปลี่ยนระดับแรงดันให้อยู่ใน
ช่วง 0-5 V

ค่าอุปกรณ์เมื่อใช้ XR 2206 ตั้งตามสมการ $f = \frac{1}{RC}$ ดังแสดงใน รูปที่ 4.3

4.5 วงจร class E

วงจร HIGH FREQUENCY และวงจร HIGH VOLTAGE ซึ่งสร้างจากวงจร CLASS E มีข้อกำหนดลักษณะอุปกรณ์ ดังนี้

1. RF. CHOKE หรือ L_1 จะต้องจ่ายกระแสตรงได้คงที่ และต้องมีค่า SERIES RESISTANCE ต่ำมาก

2. ค่า R ของ SERIES TUNED จะต้องมามีค่าสูงพอที่จะทำให้กระแสทางต้านเอาต์พุทมีรูปคลื่น SINE
3. ACTIVE DEVICE ที่เป็นสวิตช์ จะต้องยอมให้กระแสเป็นลบผ่านได้ ขณะที่แรงดันเป็นลบ
4. ค่า Q ของ L_2 ปกติจะต้องมีค่ามากกว่า หรือเท่ากับ 5 จึงจะทำให้รูปคลื่นของเอาต์พุทเป็นรูป SINE

สมการที่กำหนดค่าอุปกรณ์

เงื่อนไข 3 ข้อทางคณิตศาสตร์ที่นำมากำหนดตัวแปร

- 1) $V_{cc} = 0$ ที่ $t = (1-D)/f$ หลังจากช่วงเวลาที่ยุติสวิตช์อยู่ในสถานะ "ON" f คือ ความถี่ที่ทำการ; D คือ Duty cycle ratio ซึ่งกำหนดให้มีค่า 50 %
- 2) Q_L ที่ถูกเลือกมาจากอัตราส่วนของ C_1/C_2 ซึ่งจะทำให้ได้ค่า Q_L ที่ถูกต้องคือให้ความดันขึ้นเท่ากับศูนย์ให้แรงดัน V_{cc} เท่ากับศูนย์ในช่วงที่ transistor อยู่ในสถานะ "ON" การเลือกค่าของ Q_L จะทำให้ 1) ได้ฮาร์โมนิกที่ต่ำเมื่อจ่ายกำลังไปที่ R (ค่า Q_L สูงๆ) 2) ประสิทธิภาพสูง (ค่า Q_L ต่ำ)
- 3) เป็น filter ที่ซับซ้อนใช้สำหรับสกัดกันฮาร์โมนิก การออกแบบ และเลือกค่าอุปกรณ์ที่เหมาะสมจะทำให้ค่าสูญเสียที่ Load network มีค่าต่ำ และสามารถปิดกันฮาร์โมนิกได้มากที่สุดสมการต่าง ๆ จะนำไปหาค่าของอุปกรณ์ในวงจรซึ่งจะเป็นดังข้างล่างนี้

$$P_o = 2 V_{cc}^2 / (1 + \tau^2/4) * R$$

$$= 0.577 V_{cc}^2 / R$$

$$L_1 = (RR) / (2\tau f)^2 * C_1$$

$$C_1 = 2 / 2f(1 + \tau^2/4) * R$$

$$= 1/2\tau f(5.4466) * R$$

$$C_2 = (1 / (2\tau f)^2 * L_2 (1 + (1.42 / (Q_L - 2.08)))$$

$$I_{pk} = 2.86 I_{dc}$$

$$V_{pk} = 3.562 V_{cc}$$

$$P_1 = V_{cc} * I_{dc}$$

$$= V_{cc}^2 / R_{dc}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$P_o = V_o^2 / 2R$$

$$= V_{cc}^2 \cdot g^2 R / 2R_{dc}^2 ; V_o = IRg , V_{cc} = IR_{dc}$$

$$n = P_o / P_i = g^2 \cdot R / 2R_{dc}$$

$$R_{dc} = g^2 \cdot R / 2$$

$$n = 1$$

โดยที่

- L_1 = RFC
- RR = Reactance ratio ปกติให้มีค่าเป็น 10
- R = Load
- P_o = กำลังทางด้าน output ที่ โหลด R
- I_{pk} = กระแสที่ไหลผ่านอุปกรณ์แอคทีฟสูงสุด
- I_{dc} = กระแสไฟตรง
- V_{pk} = แรงดันตกคร่อมอุปกรณ์แอคทีฟสูงสุด
- P_i = กำลังที่จ่ายเข้ามาในวงจร
- n = ประสิทธิภาพ
- g = ค่าคงที่ = $(1 + \pi^2 / 4)^{1/2}$
- R_{dc} = ค่าความต้านทานที่มองเข้ามาในแอมพลิไฟเออร์
- V_o = แรงดันที่ Load

หรืออาจจะกำหนดค่าของอุปกรณ์ต่างๆ ได้จากค่าในตารางที่ 1 ดังนี้

TABLE I
PARAMETERS OF CLASS-E AMPLIFIER AT $D = 0.5$ AND VARIOUS VALUES OF Q_1

Q_1	$b = \frac{RP_o}{V_{DD}^2}$	$c = \omega RC_1$	$d = \omega RC_2$	$e = \frac{\omega L}{R}$	$\frac{I_{SM}}{I_D}$	$\frac{V_{SM}}{V_{DD}}$
0	0.3587	0.2177	-	1.788	3.128	3.732
1	0.4008	0.2204	2.104	2.104	2.886	3.703
2	0.4579	0.2190	0.7124	2.850	2.761	3.662
3	0.4916	0.2150	0.4165	3.750	2.759	3.636
5	0.5249	0.2067	0.2269	5.673	2.783	3.610
7	0.5401	0.2017	0.1560	7.642	2.800	3.597
10	0.5514	0.1971	0.1062	10.62	2.816	3.587
20	0.5644	0.1909	0.05149	20.60	2.837	3.574
100	0.5744	0.1851	0.01006	100.58	2.857	3.565
-	0.5768	0.1836	0	-	2.862	3.56

ตารางที่ 1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้น

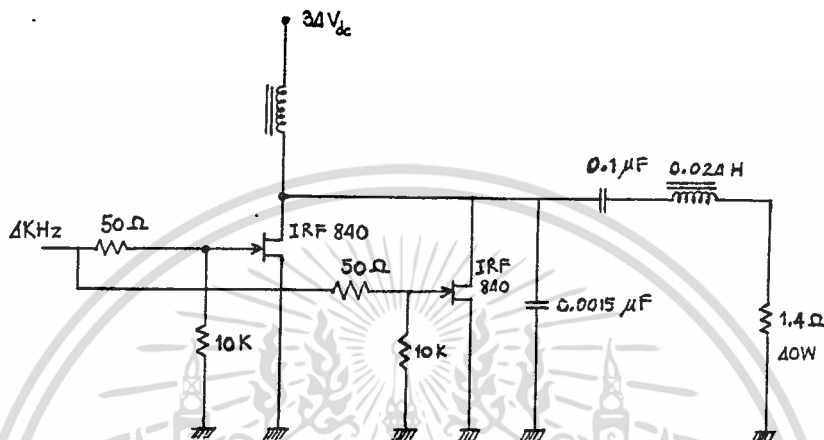
$$P_o = bV_{cc}^2/R$$

$$C_1 = c/wR$$

$$C_2 = d/wR$$

$$L = eR/w$$

การคำนวณหาค่าอุปกรณ์ต่างๆ ของวงจร High voltage



$$Q = 20$$

$$V_{cc} = 34 \text{ V}$$

$$R = 1.4 \text{ โอห์ม}$$

$$f = 4 \text{ kHz}$$

$$C_1 = c/wR = 0.518 \mu\text{F}$$

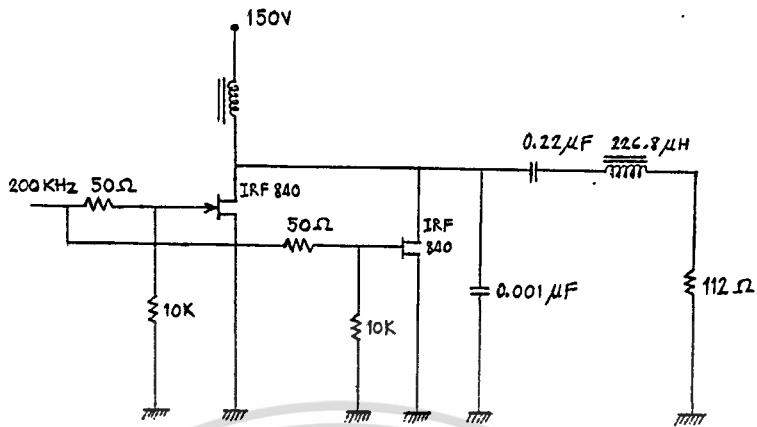
$$C_2 = d/wR = 0.060 \mu\text{F}$$

$$L = eR/w = 0.3 \text{ mH}$$

$$P_o = b^2 V_{cc}^2 R = 430 \text{ W}$$

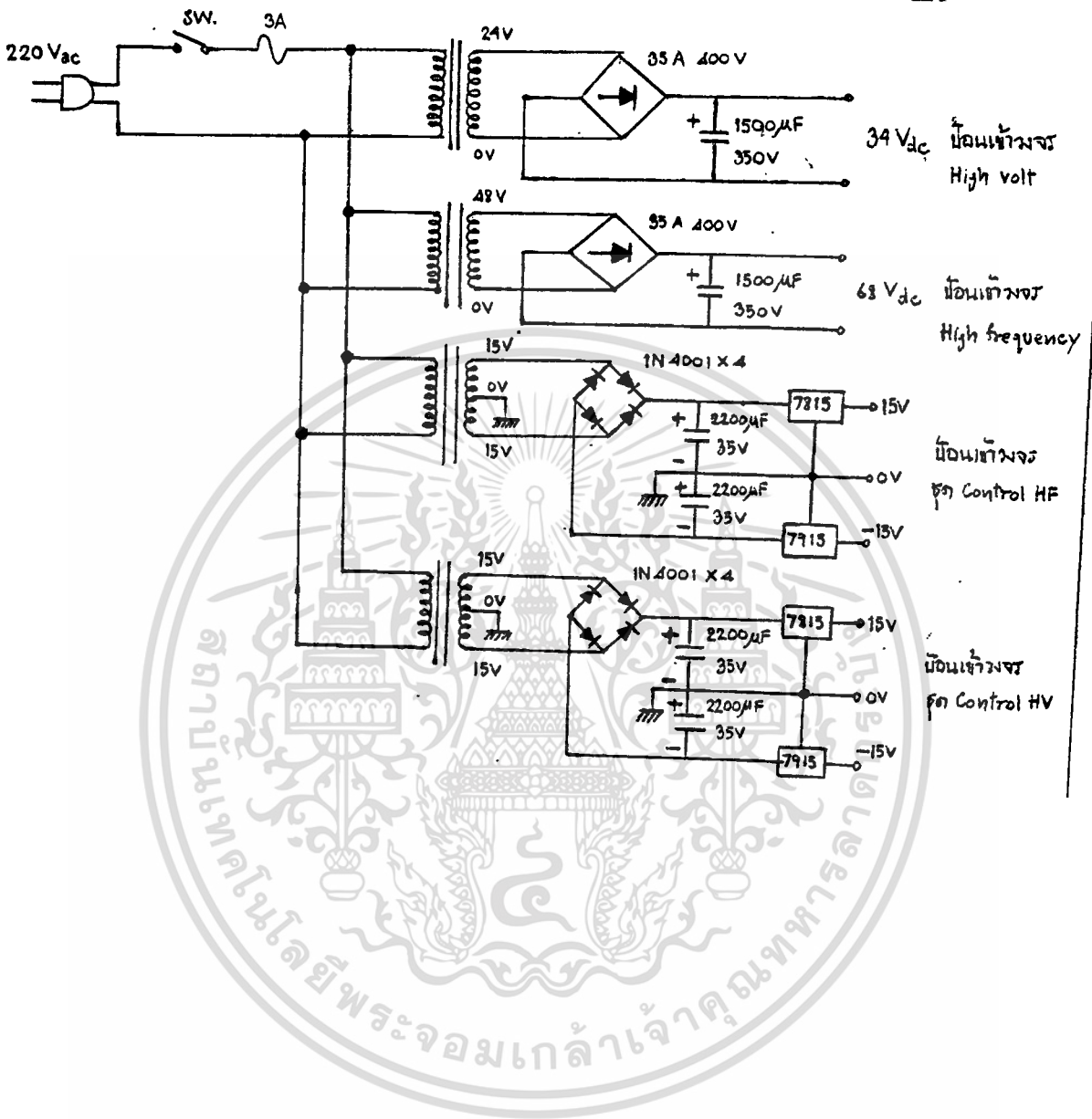
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การคำนวณหาค่าอุปกรณ์ต่าง ๆ ของวงจร High frequency



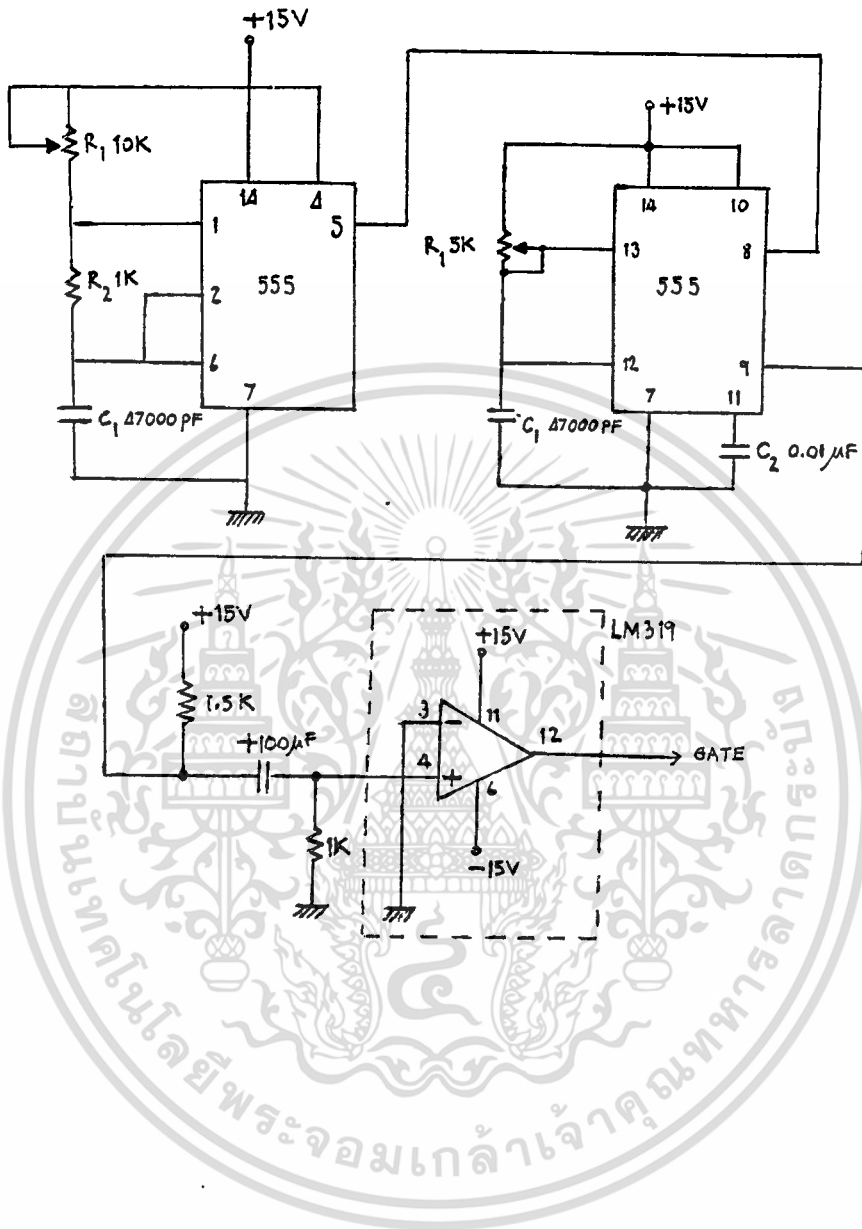
$$\begin{aligned}
 Q &= 0.05 \\
 R &= 112 \text{ โอห์ม} \\
 f &= 200 \text{ kHz} \\
 C_1 &= c/wR = 0.001 \mu\text{F} \\
 C_2 &= d/wR = 0.220 \mu\text{F} \\
 L &= eR/w = 183.0 \mu\text{H} \\
 P_o &= bV_{cc}^2/R = 100 \text{ watt}
 \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



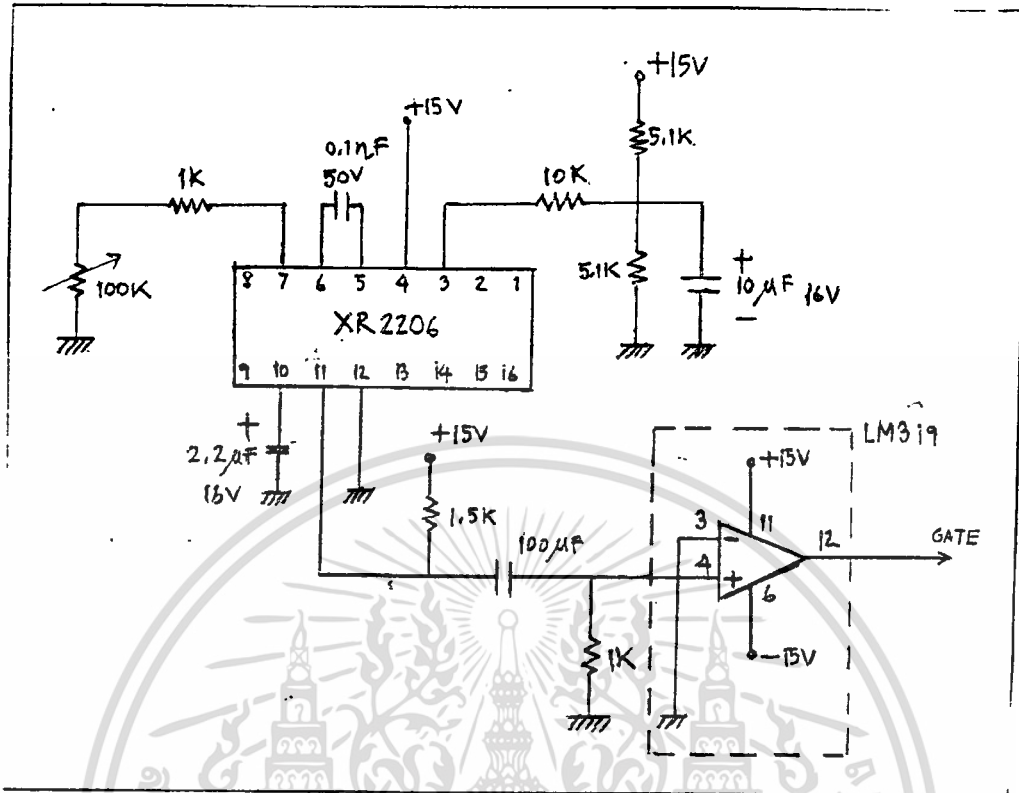
รูปที่ 4.1 วงจรชุด supply

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



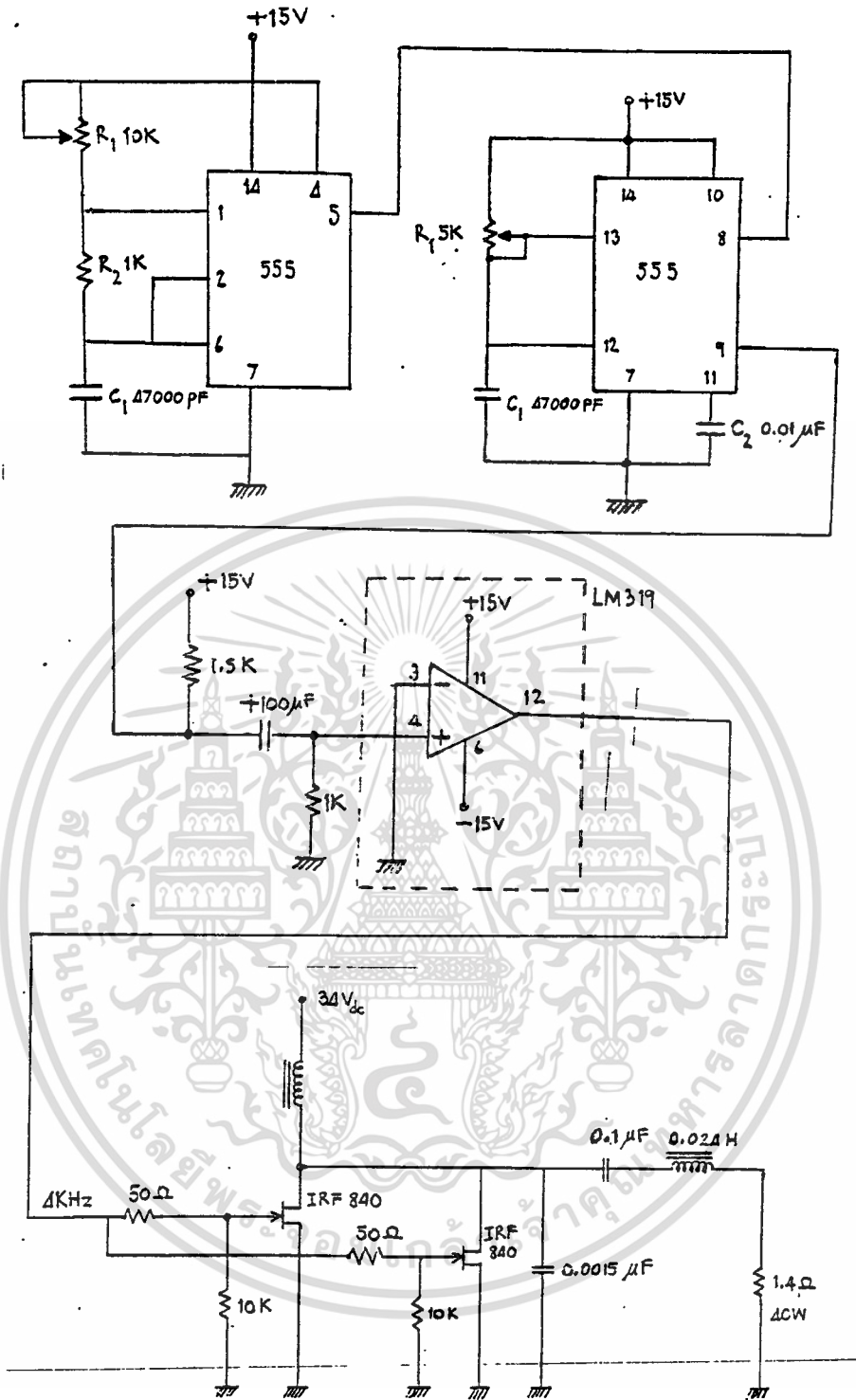
รูปที่ 4.2 วงจรชุดสร้างสัญญาณชั้ววงจร High voltage

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



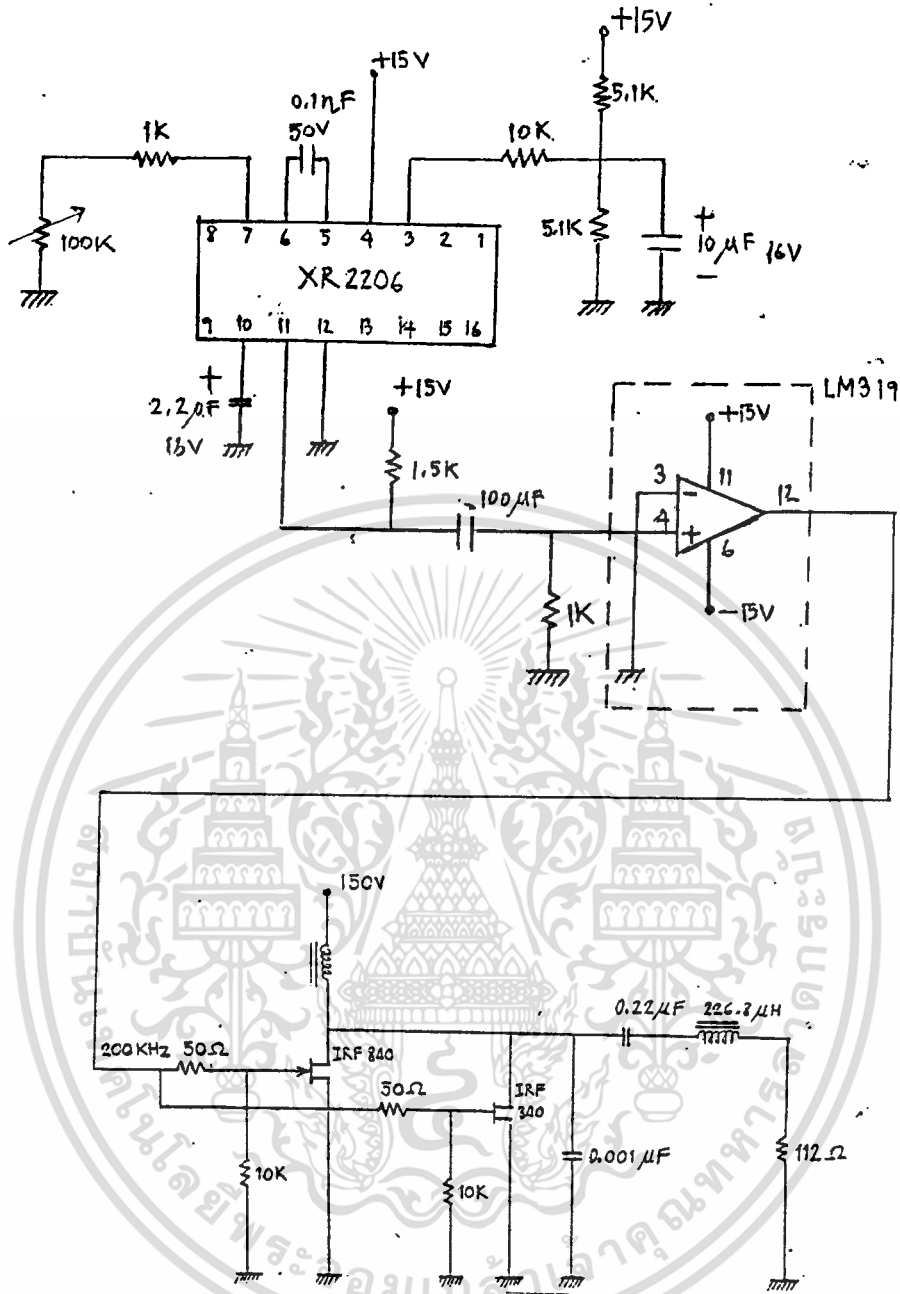
รูปที่ 4.3 วงจรชุดสร้างสัญญาณชั้ววงจร High frequency

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปร่างรวม High voltage

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

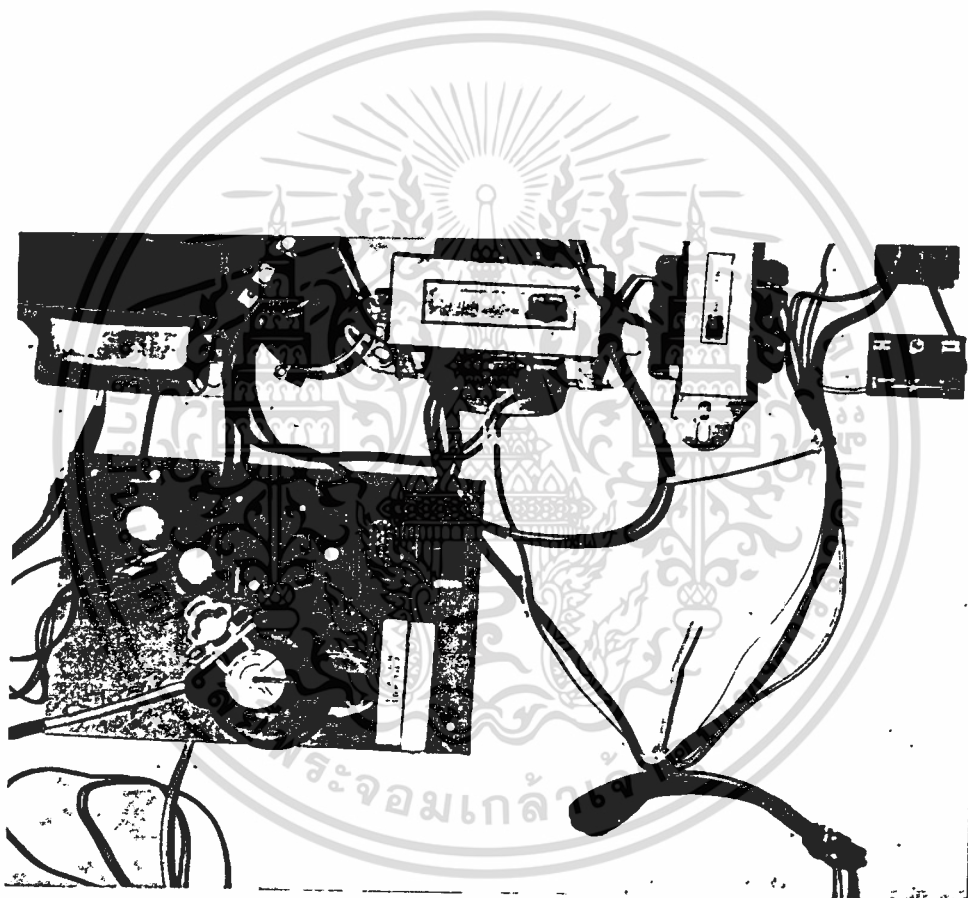


รูปร่างรวม High frequency

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

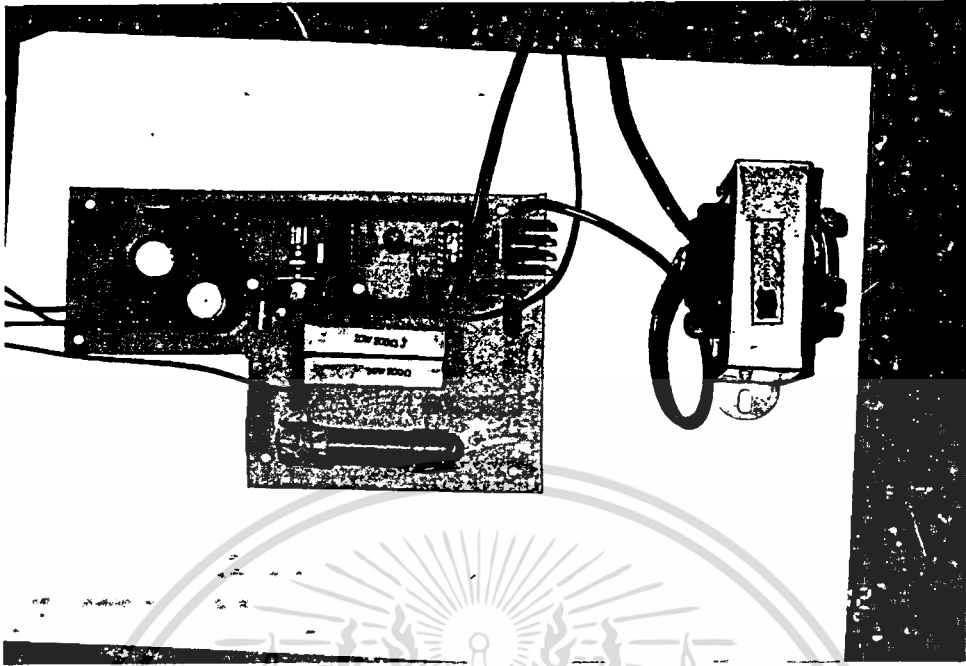
อุปกรณ์ของเครื่องฟอกอากาศประกอบด้วย

1. แผ่น Plate สร้างสนามไฟฟ้า ใช้แผ่นอลูมิเนียมขนาด 4*4 10 แผ่น
ขนาด 3*3 10 แผ่น
2. Plate กำเนิดความถี่ ใช้มั่งลาวด
3. แผงพองน้ำ ใช้ดักจับฝุ่น และลดความเร็วของลมที่จะผ่าน Plate
4. พัดลมดูดอากาศ
5. วงจรชุด High voltage
6. วงจรชุด High frequency

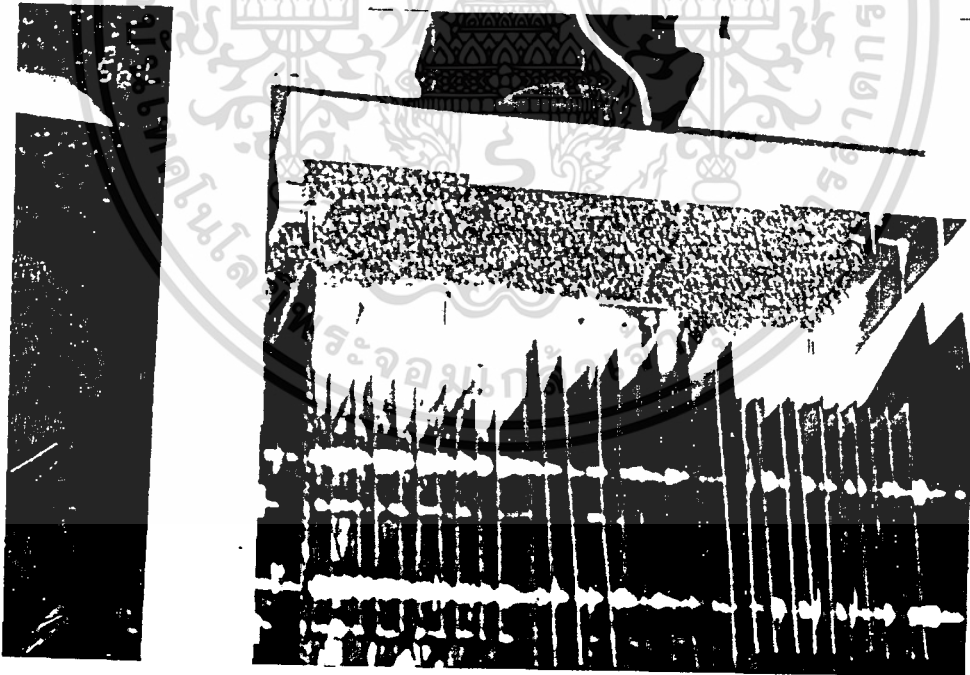


รูปวงจร High voltage

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

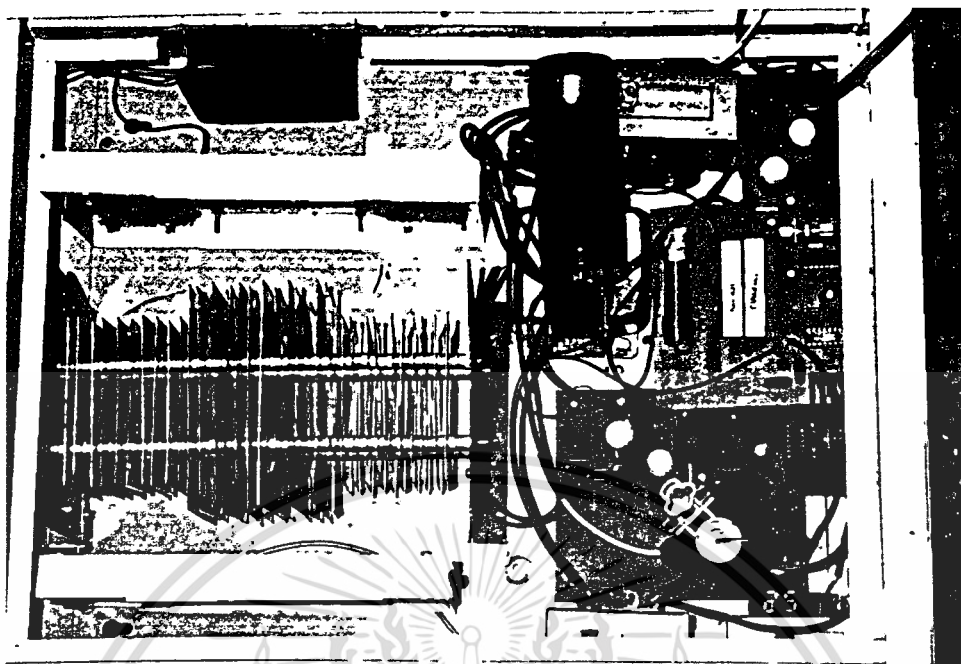


รูปวงจร High frequency



รูป Plate สร้างสนามไฟฟ้าจากวงจร High voltage

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปภาพในเครื่องฟอกอากาศ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง

1. N.O. Sokal and A.D. Sokal, "Class I, a new class of high-efficiency tuned single-ended switching power amplifiers," IEEE J. Solid-State Circuits, Vol. SC-10 ,pp. 168-176, June 1975
2. F.H. Raab, "Idealized operation of the class E tuned power amplifier," IEEE Trans. Circuits Syst.,vol.CAS-24 , pp.725-735 ,Dec.1977
3. F.H. Raab, "Effects of circuit variations in the Class I tuned power amplifier," IEEE J> Solid-State Circuits, vol. SC-13,pp.239-247, Dec 1977
4. Marian K. Kazimerczuk and Xung T.Bui,"Class E amplifier with an inductive impedance inverter," IEEE Transactions on industrial Electronics vol. 37 No. 2 April 1990
5. Dr. Allan H.Fray and Mr Arthur E.mciver "เอกสารประกอบการบรรยาย เรื่อง คุณภาพของอากาศภายในอาคาร" คณะกรรมการความปลอดภัยและอาชีวอนามัย วิศวกรรมสถาน แห่งประเทศไทย ในพระบรมราชูปถัมภ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิติกรรมประกาศ

ปริญญานิพนธ์นี้สำเร็จด้วยดี คณะผู้เขียนขอขอบพระคุณอย่างสูงต่อ อาจารย์สิงห์ทอง พัฒนเศรษฐานนท์ อาจารย์ที่ปรึกษา ที่ให้คำชี้แนะ และให้ความสนับสนุนมาโดยตลอด และ นาย คมกฤษ โล่ห์เพชร ที่เอื้อเฟื้อบ้าน และเครื่องมือ และช่วยเหลือในการทำโปรเจค และภาคเทคโนโลยีการวัดคุมทางอุตสาหกรรม ที่ได้เอื้อเฟื้อสถานที่ อุปกรณ์ รวมทั้งเครื่องมือต่างๆในการทำโปรเจค

สุดท้ายนี้ขอกราบขอบพระคุณ ต่อคุณพ่อ และคุณแม่ ของคณะผู้จัดทำ ที่คอยช่วยเหลือให้กำลังใจ และให้ความสนับสนุนในทุกๆด้านมาโดยตลอด



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พ.1 การวิเคราะห์สมการของ class E

ให้ $v_o(\theta) = c \sin(\omega t + \varphi) = c \sin(\theta + \varphi)$

โดย $c = \text{amplitude ของ } V_o$

$$\therefore i_o(\theta) = \frac{v_o(\theta)}{R} = \frac{c}{R} \sin(\theta + \varphi)$$

$V_1(\theta)$ หรือ $V_1(\theta) = V_o(\theta) + V_x(\theta)$

$$\begin{aligned} &= c \sin(\omega t + \varphi) + i_o \cdot jX \\ &= c \sin(\omega t + \varphi) + \frac{c}{R} \sin(\theta + \varphi) \cdot jX \\ &= c \sin(\omega t + \varphi) + \frac{Xc}{R} \sin(\theta + \varphi + 90^\circ) \\ &= c \sin(\omega t + \varphi) + \frac{Xc}{R} \cos(\theta + \varphi) \\ \text{สมมติ} &= \cos A \sin(\omega t + \varphi) + \sin A \cos(\theta + \varphi) \end{aligned}$$

$$\therefore \tan A = \frac{\sin A}{\cos A} = \frac{Xc}{R} \cdot \frac{1}{c} = \frac{X}{R}$$

$$\therefore A = \tan^{-1} \frac{X}{R}$$

$$\text{จาก } \cos A \sin B + \sin A \cos B = \sqrt{\cos^2 A + \sin^2 A} [\sin(A+B)]$$

$$\begin{aligned} \therefore V_1(\theta) &= \sqrt{c^2 + \left(\frac{Xc}{R}\right)^2} \sin(\theta + \varphi + A) \\ &= c_1 \sin(\theta + \varphi_1) \quad \text{โดย } c_1 = c \sqrt{1 + \left(\frac{X}{R}\right)^2} \\ & \quad \varphi_1 = \varphi + \tan^{-1} \frac{X}{R} \end{aligned}$$

case discharge ให้ $v_c = 0$ mod. sw. close

ให้ $v_c = 0$ mod. sw. close
 $V_c(\theta) = \text{collector v. ที่ } \theta = v_c \text{ charge } c$

$$\therefore V_c(\theta) = \frac{1}{\omega c} \int_{\theta_0}^{\theta} i_o(u) du$$

$$i_c = I_{dc} - i_o(\theta)$$

$$\therefore V_c(\theta) = \frac{1}{\omega c} \int_{\theta_0}^{\theta} [I_{dc} - i_o(u)] du$$

$$= \frac{1}{\omega c} \int_{\theta_0}^{\theta} \left[I - \frac{c}{R} \sin(u + \varphi) \right] du$$

$$= \frac{1}{\omega c} \left[I(u) \Big|_{\theta_0}^{\theta} - \frac{c}{R} \int_{\theta_0}^{\theta} (\sin u \cos \varphi + \cos u \sin \varphi) du \right]$$

$$= \frac{1}{\omega c} \left[I \cdot \theta - I \left(\frac{\pi}{2} - \gamma \right) - \frac{c}{R} \left[\cos \varphi (-\cos u) \Big|_{\theta_0}^{\theta} \right] - \frac{c}{R} \left[\sin \varphi \sin u \Big|_{\theta_0}^{\theta} \right] \right]$$

$$= \frac{1}{\omega c} \left[I \theta + I \left(\gamma - \frac{\pi}{2} \right) + \frac{c}{R} \cos \varphi \left[\cos \theta - \cos \left(\frac{\pi}{2} - \gamma \right) \right] + \frac{c}{R} \sin \varphi \left[\sin \left(\frac{\pi}{2} - \gamma \right) - \sin \theta \right] \right]$$

$$= \frac{1}{\omega c} \left[I \theta + I \left(\gamma - \frac{\pi}{2} \right) + \frac{c}{R} \cos \varphi \cos \theta - \frac{c}{R} \cos \varphi \cos \left(\frac{\pi}{2} - \gamma \right) + \frac{c}{R} \sin \varphi \sin \left(\frac{\pi}{2} - \gamma \right) - \frac{c}{R} \sin \varphi \sin \theta \right]$$

$$= \frac{1}{\omega c} \left[I \theta + I \left(\gamma - \frac{\pi}{2} \right) + \frac{c}{R} \cos \varphi \cos \theta - \frac{c}{R} \cos \varphi \sin \gamma + \frac{c}{R} \sin \varphi \cos \gamma - \frac{c}{R} \sin \varphi \sin \theta \right]$$

$$= \frac{1}{\omega c} \left[I \theta + I \left(\gamma - \frac{\pi}{2} \right) + \frac{c}{R} \left[\cos \varphi \cos \theta - \sin \varphi \sin \theta \right] + \frac{c}{R} \left[\sin \varphi \cos \gamma - \cos \varphi \sin \gamma \right] \right]$$

$$= \frac{1}{\omega c} \left[I \theta + I \left(\gamma - \frac{\pi}{2} \right) + \frac{c}{R} \left[\cos(\varphi + \theta) + \sin(\varphi - \gamma) \right] \right]$$

$$V_c(\theta) = \frac{I}{\omega c} \left[\theta + \left(\gamma - \frac{\pi}{2} \right) + \frac{c}{IR} \sin(\varphi - \gamma) + \frac{c}{IR} \cos(\varphi + \theta) \right]$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงส tune มี $z=0$ หมุนที่ fundamental 1 ไม่มี v.
 $\therefore C = IRg$

Power and Efficiency

$$\begin{aligned} V_{cc} &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v_{ce} d\theta \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{2}-\gamma}^{\frac{\pi}{2}+\gamma} \frac{1}{b} [\theta + (\gamma - \frac{\pi}{2}) + g \sin(\varphi - \gamma) + g \cos(\varphi + \theta)] d\theta \\ &= \frac{1}{2\pi b} \int_{\frac{\pi}{2}-\gamma}^{\frac{\pi}{2}+\gamma} [\theta + (\gamma - \frac{\pi}{2}) + g \sin(\varphi - \gamma) + g \cos \varphi \cos \theta - g \sin \varphi \sin \theta] d\theta \\ &= \frac{1}{2\pi b} \left[\int_{\frac{\pi}{2}-\gamma}^{\frac{\pi}{2}+\gamma} [\theta + (\gamma - \frac{\pi}{2}) + g \sin(\varphi - \gamma)] d\theta + \int_{\frac{\pi}{2}-\gamma}^{\frac{\pi}{2}+\gamma} [g \cos \varphi \cos \theta - g \sin \varphi \sin \theta] d\theta \right] \\ &= \frac{1}{2\pi b} \left[\frac{\theta^2}{2} + (\gamma - \frac{\pi}{2}) \theta + g \sin(\varphi - \gamma) \theta + g \cos \varphi \sin \theta + g \sin \varphi \cos \theta \right] \Big|_{\frac{\pi}{2}-\gamma}^{\frac{\pi}{2}+\gamma} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} &= \frac{1}{2\pi b} \left[\frac{1}{2} \left[\left(\frac{\pi}{2} + \gamma \right)^2 - \left(\frac{\pi}{2} - \gamma \right)^2 \right] + (\gamma - \frac{\pi}{2}) \left[\left(\frac{\pi}{2} + \gamma \right) - \left(\frac{\pi}{2} - \gamma \right) \right] + g \sin(\varphi - \gamma) \left[\left(\frac{\pi}{2} + \gamma \right) - \left(\frac{\pi}{2} - \gamma \right) \right] + g \cos \varphi [\sin(\frac{\pi}{2} + \gamma) - \sin(\frac{\pi}{2} - \gamma)] \right. \\ &\quad \left. - g \sin \varphi [\cos(\frac{\pi}{2} + \gamma) - \cos(\frac{\pi}{2} - \gamma)] \right] \end{aligned}$$

$$= \frac{1}{2\pi b} \left[\frac{1}{2} \left(\frac{\pi}{2} + \gamma + \frac{\pi}{2} - \gamma \right) \left(\frac{\pi}{2} + \gamma - \frac{\pi}{2} + \gamma \right) + (\gamma - \frac{\pi}{2}) (2\gamma) + 2\gamma g \sin(\varphi - \gamma) + g \cos \varphi \cos \gamma - g \cos \varphi \cos \gamma + g \sin \varphi \sin \gamma + g \sin \varphi \sin \gamma \right]$$

$$V_{cc} = \frac{1}{2\pi b} [2\gamma^2 + 2\gamma g \sin(\varphi - \gamma) - 2g \sin \varphi \sin \gamma]$$

กำหนดให้

$$V_{cc} = I \times R_{dc}$$

$$\therefore R_{dc} = \frac{2\gamma^2 + 2\gamma g \sin(\varphi - \gamma) - 2g \sin \varphi \sin \gamma}{2\pi b}$$

$$\therefore I = \frac{V_{cc}}{R_{dc}}$$

$$\begin{aligned} P_o &= \frac{1}{2} \frac{V_o^2}{R} = \frac{1}{2} \frac{C^2}{R} \\ &= \frac{1}{2} (IRg)^2 \\ &= \frac{1}{2} I^2 R g^2 \end{aligned}$$

$$= \frac{1}{2} \left(\frac{V_{cc}}{R_{dc}} \right)^2 R g^2$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= \frac{V_{cc}^2}{2R_{dc}} R_g^2$$

$$P_i = V_{cc} I = V_{cc} \times \frac{V_{cc}}{R_{dc}} = \frac{V_{cc}^2}{R_{dc}}$$

$$\eta = \frac{P_o}{P_i} = \frac{V_{cc}^2}{2R_{dc}} \cdot R_g^2 \times \frac{R_{dc}}{V_{cc}^2} = \frac{R_g^2}{2R_{dc}}$$

$$\eta = 100\% \therefore \eta = 1 = \frac{R_g^2}{2R_{dc}}$$

$$\therefore R_{dc} = \frac{R_g^2}{2}$$

\therefore จาก $C = IR_g$ ในตอนแรก $\frac{1}{R_{dc}}$ ไม่ได้นำไป $C = \frac{V_{cc}}{R_{dc}} R_g$

$$\text{จาก } V(\theta) = \frac{I}{\beta} \left[\theta + (\gamma - \frac{\pi}{2}) + \frac{C}{IR} \sin(\gamma - \gamma) + \frac{C}{IR} \cos(\gamma + \theta) \right]$$

$$= \frac{V_{cc}}{R_{dc} \beta} \left[\theta + (\gamma - \frac{\pi}{2}) + g \sin(\gamma - \gamma) + g \cos(\gamma + \theta) \right]$$

$$= \frac{V_{cc}}{R_{dc} \beta} \left[\theta + (\gamma - \frac{\pi}{2}) + g \sin(\gamma - \gamma) + g \cos \gamma \cos \theta - g \sin \gamma \sin \theta \right]$$

$$\text{ที่ } \theta_{V_{max}} \text{ โดย } \frac{dV(\theta)}{d\theta} = 0 \therefore \frac{V_{cc}}{R_{dc} \beta} [1 - g \cos \gamma \sin \theta - g \sin \gamma \cos \theta] = 0$$

$$\frac{V_{cc}}{R_{dc} \beta} [1 - g \sin(\theta + \gamma)] = 0$$

$$\sin(\theta + \gamma) = \frac{1}{g}$$

$$\theta + \gamma = \sin^{-1}\left(\frac{1}{g}\right)$$

$$\theta_{V_{max}} = \left[\sin^{-1}\left(\frac{1}{g}\right) \right] - \gamma$$

$$I_{\text{ที่ } I_{\text{collector}}} = I_g$$

$$\therefore I_{g_{max}} = I_{o_{max}} + I_{dc}$$

$$= \frac{C}{R} + I$$

$$= \frac{IR_g}{R} + I$$

$$= \frac{I}{R} (1 + g)$$

จง class E มีประสิทธิภาพ 100% เมื่อ $V(\theta)$ เป็น 0 เมื่อ $\theta = \frac{\pi}{2} + \gamma$

$$\text{จาก } V(\theta) = \left[\frac{V_{cc}}{R_{dc} \beta} \right] \left[(\gamma - \frac{\pi}{2}) + \theta + g \sin(\gamma - \gamma) + g \cos(\theta + \gamma) \right]$$

$$V(\theta) = 0 = \left[\frac{V_{cc}}{R_{dc} \beta} \right] \left[(\gamma - \frac{\pi}{2}) + \theta + g \sin \gamma \cos \gamma - g \sin \gamma \cos \gamma + g \cos \theta \cos \gamma - g \sin \theta \sin \gamma \right] \Big|_{\theta = \frac{\pi}{2} + \gamma}$$

$$\therefore \left[\frac{V_{cc}}{R_{dc} \beta} \right] \left[(\gamma - \frac{\pi}{2}) + \frac{\pi}{2} + \gamma + g \sin \gamma \cos \gamma - g \sin \gamma \cos \gamma + g \cos \gamma [\cos(\frac{\pi}{2} + \gamma)] - g \sin \gamma \sin[\frac{\pi}{2} + \gamma] \right] = 0$$

$$\left[\frac{V_{cc}}{R_{dc} \beta} \right] [2\gamma + g \sin \gamma \cos \gamma - g \sin \gamma \cos \gamma - g \cos \gamma \sin \gamma - g \sin \gamma \cos \gamma] = 0$$

$$\left[\frac{V_{cc}}{R_{dc} \beta} \right] [2\gamma - 2g \sin \gamma \cos \gamma] = 0$$

$$\therefore 2\gamma - 2g \sin \gamma \cos \gamma = 0$$

$$\cos \gamma = \frac{\gamma}{g \sin \gamma}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หาสมการ wave form เมื่อ turn on

$$\text{สมการที่ 1} \quad \xi = \frac{1}{V_{cc}} \left. \frac{dV(\theta)}{d\theta} \right|_{\theta = \pi/2 + \gamma}$$

$$\text{จาก } V(\theta) = \frac{V_{cc}}{R_{dc}B} \left[(\gamma - \frac{\pi}{2}) + \theta + g \sin(\gamma - \gamma) + g \cos(\theta + \varphi) \right]$$

$$\frac{dV(\theta)}{d\theta} = \frac{V_{cc}}{R_{dc}B} [1 - g \sin(\theta + \varphi)]$$

$$\begin{aligned} \therefore \xi &= \frac{1}{V_{cc}} \times \frac{V_{cc}}{R_{dc}B} [1 - g \sin(\theta + \varphi)] \Big|_{\theta = \pi/2 + \gamma} \\ &= \frac{1}{R_{dc}B} [1 - g \cos(\gamma + \varphi)] \end{aligned}$$

$$\text{จาก } V_{cc} = \left[\frac{I}{2\pi B} \right] [2\gamma^2 + 2\gamma g \sin(\gamma - \gamma) - 2g \sin \varphi \sin \gamma] = I R_{dc}$$

$$\therefore B R_{dc} = \frac{[2\gamma^2 + 2\gamma g \sin(\gamma - \gamma) - 2g \sin \varphi \sin \gamma]}{2\pi}$$

$$\xi = \frac{1 - g \cos(\gamma + \varphi)}{\frac{2\gamma^2 + 2\gamma g \sin(\gamma - \gamma) - 2g \sin \varphi \sin \gamma}{2\pi}}$$

$$2\gamma^2 + 2\gamma g \sin(\gamma - \gamma) - 2g \sin \varphi \sin \gamma = \frac{2\pi}{\xi} - \frac{2\pi}{\xi} g \cos(\gamma + \varphi)$$

$$\frac{2\pi}{\xi} g \cos(\gamma + \varphi) + 2\gamma g \sin(\gamma - \gamma) - 2g \sin \varphi \sin \gamma = \frac{2\pi}{\xi} - 2\gamma^2$$

$$\frac{\pi}{\xi} \cos(\gamma + \varphi) + 2\gamma \sin(\gamma - \gamma) - 2 \sin \varphi \sin \gamma = \frac{\pi - \xi \gamma^2}{\xi g}$$

$$\pi \cos(\gamma + \varphi) + \gamma \xi \sin(\gamma - \gamma) - \xi \sin \varphi \sin \gamma = \frac{\pi - \xi \gamma^2}{g}$$

$$\begin{aligned} \text{สมการที่ 1} \quad \pi \cos \varphi \cos \gamma - \pi \sin \varphi \sin \gamma + \xi \gamma \sin \varphi \cos \gamma - \xi \gamma \sin \varphi \cos \gamma - \xi \sin \varphi \sin \gamma &= \frac{\pi - \xi \gamma^2}{g} \\ \text{สมการที่ 2} \quad \cos \varphi [\pi \cos \gamma - \xi \gamma \sin \gamma] + \sin \varphi [-\pi \sin \gamma + \xi \gamma \cos \gamma - \xi \sin \gamma] &= \frac{\pi - \xi \gamma^2}{g} \end{aligned}$$

สมการที่ 1
สมการที่ 2
สมการที่ 1 ÷ สมการที่ 2

$$\text{จาก } \cos \varphi = \frac{\gamma}{g \sin \gamma} \quad \text{จะได้ } g \cos \varphi = \frac{\gamma}{\sin \gamma}$$

$$[\pi \cos \gamma - \xi \gamma \sin \gamma] + [-\pi \sin \gamma + \xi \gamma \cos \gamma - \xi \sin \gamma] \tan \varphi = (\pi - \xi \gamma^2) \frac{\sin \gamma}{\gamma}$$

$$\therefore \tan \varphi = \frac{\frac{\sin \gamma}{\gamma} - \cos \gamma}{\frac{\xi \gamma \cos \gamma}{\pi} - (1 + \frac{\xi}{\pi}) \sin \gamma}$$

$$\text{จาก } R_{dc} B = \frac{2\gamma^2 + 2\gamma g \sin(\gamma - \gamma) - 2g \sin \varphi \sin \gamma}{2\pi}$$

$$\therefore B = \frac{2\gamma^2 + 2\gamma g \sin(\gamma - \gamma) - 2g \sin \varphi \sin \gamma}{2\pi R_{dc}}$$

$$\text{จาก } \eta = \frac{g^2 R}{2R_{dc}} \quad \text{เมื่อ } \eta = 100\% \quad \therefore R_{dc} = \frac{g^2 R}{2}$$

$$\therefore B = \frac{2\gamma^2 + 2\gamma g \sin(\gamma - \gamma) - 2g \sin \varphi \sin \gamma}{2\pi \times \frac{g^2 R}{2}}$$

ξ turn off slope
 γ duty cycle

$$50\% \text{ duty cycle } \therefore \gamma = \frac{\pi}{2}$$

$$\begin{aligned} \text{กำหนด } R &= 1 \\ V_{cc} &= 1 \\ \xi &= 0 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \tan \gamma &= \frac{\sin \gamma - \cos \gamma}{\frac{\xi \gamma}{\pi} \cos \gamma - (1 + \frac{\xi \gamma}{\pi}) \sin \gamma} \\ &= \frac{\sin \frac{\pi}{2} - \cos \frac{\pi}{2}}{0 - (1+0) \sin \frac{\pi}{2}} = \frac{1/\frac{\pi}{2} - 0}{-1} \\ &= -\frac{2}{\pi} \\ \gamma &= -32.482^\circ \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{จก } g &= \frac{Y}{\cos \gamma \sin \gamma} = \frac{\frac{\pi}{2}}{\frac{\pi}{\sqrt{4+\pi^2}} \times \sin \frac{\pi}{2}} \\ &= 1.8621 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{จก } B &= \frac{g^2 R}{2} \quad \text{นค: } B = \frac{2\gamma^2 + 2\gamma g \sin(\gamma - \gamma) - 2g \sin \gamma \sin \gamma}{\pi g^2 R} \\ &= \frac{(1 + \frac{\pi^2}{4})}{2} \times R \\ &= 1.7337 R \\ B &= \frac{2(\frac{\pi}{2})^2 + 2\frac{\pi}{2} \sqrt{1 + \frac{\pi^2}{4}} \times \sin(-32.482 - \frac{\pi}{2}) - 2\sqrt{1 + \frac{\pi^2}{4}} \cdot \frac{2}{\sqrt{4 + \pi^2}} \sin \frac{\pi}{2}}{\pi (1 + \frac{\pi^2}{4}) \times R} \\ &= \frac{1}{5.4466 R} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{จก } \tan \gamma &= \frac{g_1 \sin \gamma + g_2 \cos \gamma + g_3 \cos 2\gamma + g_4}{g_2 \sin \gamma + g_3 \sin 2\gamma - g_1 \cos \gamma} \\ \gamma &= 49.052^\circ \\ \text{นค } \tan \gamma &= \frac{X}{R} \\ \therefore X &= R \tan \gamma \\ &= 1.1525 R \end{aligned}$$

$$\text{จก } C = 1 R g$$

$$\text{นค: } \frac{dv(\theta)}{d\theta} = 0 = \frac{V_{cc}}{RdC} [1 - g \sin(\theta_{V_{max}} + \gamma)]$$

$$\text{นค: } \theta_{V_{max}} = \sin^{-1} \frac{1}{g} - \gamma$$

$$\text{จก ได้ } C = 1.074 V_{cc}$$

$$\begin{aligned} P_o &= \frac{1}{2} \frac{C^2}{R} \\ &= \frac{2V_{cc}^2}{(1 + \frac{\pi^2}{4}) R} = 0.577 \frac{V_{cc}^2}{R} \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$WC = \frac{2}{\eta(1+\eta^2/4)R}$$

$$C_1 = \frac{2}{2\eta f(1+\eta^2/4)R} = \frac{1}{2\eta f(5.4466)R}$$

$$W_{L2} = W_{L2}$$

$$QR = 2\eta fL_2$$

$$L_2 = \frac{QR}{2\eta f}$$

$$C_2 = \frac{1}{(2\eta)^2 L_2} \quad (1+1.42) \quad Q_L - 2.08$$

$$L_1 = \frac{RR}{(2\eta f)^2 C_1}$$

$$RR = \text{reactance ratio} = 10$$

$$\frac{W_L}{R_1} = \frac{1}{W_C R_2}$$

$$= \frac{R_1}{R_2 W_C^2}$$

$$= \frac{RR}{W_C^2}$$

$$I_{DC} = \frac{V_{CC}}{R_{dc}}$$

$$(3.24); \quad I_{DC} = \frac{2V_{CC}}{(1+\eta^2/4)R}$$

$$= \frac{V_{CC}}{1.7337R}$$

(2.30);

$$\theta = 0$$

$$0 = \frac{dv(\theta)}{d\theta}$$

$$d\theta$$

$$\frac{d}{d\theta} \frac{V_{CC}}{R_{dc} B} [(y-\eta) + \theta + g\sin(\phi-y) + g\cos(\theta+\phi)] = 0$$

$$d\theta \frac{V_{CC}}{R_{dc} B}$$

$$= \frac{V_{CC}}{R_{dc} B} [1 - g\sin(\theta+\phi)] \Big|_{\theta = \theta_{max}}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$0 = \frac{V_{cc}}{R_{dc}B} [1 - g \sin(\theta_{max} + \phi)] \quad (2.31)$$

$$g \sin(\theta_{max} + \phi) = 1$$

$$\theta_{max} = [\arcsin 1] - \phi \quad (2.32)$$

active device turn on i_{smax}

$$DC + i_o$$

$$i_{smax} = \frac{C}{R} + I = \frac{IRg}{R} + I = I(1+g)$$

$$I = I_{DC}$$

$$I_{peak} = I_{DC} (1 + 1 + g^2/4) \\ = 2.86 I_{DC}$$

(2.32), (3.23), (3.25) (2.30)

$$V(\theta) = V_{cc} [(1-g) + (\arcsin 1 - (32.483) + 1 + g^2/4 \sin(-32.483 - 90) \\ + 1 + g^2/4 \cos(\arcsin 1) \\ g$$

$$V(\theta) = 1V_{cc} (1.1338)$$

$$V(\theta) = 3.56201 V_{cc}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Appendix 14-1 Tabulation of PA Characteristics

Class	Number of Devices	Version	Figure or [Reference]	η %	$\frac{P_o}{V_{cc}^2/R}$	$\frac{P_i}{V_{cc}^2/R}$	$\frac{V_{c,max}}{V_{cc}}$	$\frac{I_{c,max}}{I_{cc}}$	P_{max}
A	1	Single-ended	Fig. 12-3	50	1/2	1	2	2	1/8
A	2	Complementary	[12-2]	50	1/8	1/4	1	2	1/4
A	2	Push-pull	Sim. Fig. 12-6	50	1/2	1	2	1	1/4
B	1	Single-ended	Fig. 13-1	78.5	1/2	2/π	2	π	1/8
B	2	Complementary	[12-2]	78.5	1/8	1/2π	1	π	1/4
B	2	Push-pull	Fig. 12-6	78.5	1/2	2/π	2	π/2	1/4
BD*	2	$R_s = R$	[12-24]	84.1	π ² /8	π ² /4-1	π	1/(1-4/π ²)	1/2π
C	1	$\gamma = 73.5^\circ$	Fig. 13-1	85	1/2	0.588	2	3.80	0.112
C	1	$\gamma = 59.0^\circ$	Fig. 13-1	90	1/2	0.566	2	4.07	0.0965
C	2	Push-pull, $\gamma = 73.5^\circ$	Sim. Fig. 12-5	85	1/2	0.588	2	1.90	0.225
C, saturating*	1	$\gamma = 71.5^\circ, \gamma_s = 22.0^\circ$ $R_{on} = 0.1R$	Fig. 13-1	79.6	0.506	0.636	2	5.27	0.075
C, mixed-mode*	1	Approximate	Fig. 13-4	70	0.62	0.9	4	3	0.05
D	2	Complementary	Fig. 14-1	100	2/π ²	2/π ²	1	π	1/π
D	2	Push-pull, voltage switch	Fig. 14-2	100	8/π ²	8/π ²	2	π/2	1/π
D'	2	Push-pull, current switch	Fig. 14-3	100	π ² /8	π ² /8	π	1	1/π
E	1	Optimum, $\gamma = \pi/2$	Figs. 14-7, 14-8	100	2/(1+π ² /4)	2/(1+π ² /4)	3.56	2.86	0.0981
F	1	3rd harmonic resonator	Fig. 14-9	88.4	81/128	9/4π	1	π	9/64
F'	1	2nd harmonic resonator	[14-4]	84.9	8/9	π/3	8/3	2	1/2π

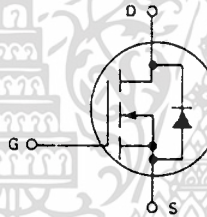
MOTOROLA
SEMICONDUCTOR
TECHNICAL DATA

IRF840
IRF841
IRF842
IRF843

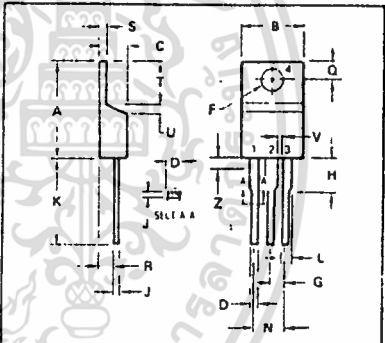
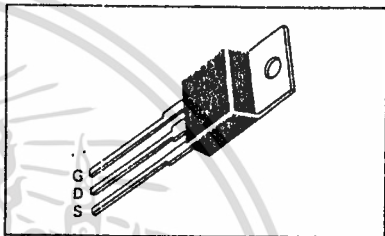
**N-CHANNEL ENHANCEMENT MODE SILICON GATE
TMOS POWER FIELD EFFECT TRANSISTOR**

These TMOS Power FETs are designed for high voltage, high speed power switching applications such as switching regulators, converters, solenoid and relay drivers

- Silicon Gate for Fast Switching Speeds
- Low $r_{DS(on)}$ to Minimize On Losses Specified at Elevated Temperature
- Rugged — SOA is Power Dissipation Limited
- Source-to-Drain Diode Characterized for Use With Inductive Loads



Part Number	V _{DSS}	r _{DS(on)}	I _D
IRF840	500 V	0.85 Ω	8.0 A
IRF841	450 V	0.85 Ω	8.0 A
IRF842	500 V	1.10 Ω	7.0 A
IRF843	450 V	1.10 Ω	7.0 A



- NOTES**
- 1 DIMENSION H APPLIES TO ALL LEADS
 - 2 DIMENSION L APPLIES TO LEADS 1 AND 3
 - 3 DIMENSION Z DEFINES A ZONE WHERE ALL BODY AND LEAD IRREGULARITIES ARE ALLOWED
 - 4 DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M 1982
 - 5 CONTROLLING DIMENSION INCH
- STYLE 5**
PIN 1 GATE
2 DRAIN
3 SOURCE
4 DRAIN

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	IRF				Unit
		840	841	842	843	
Drain-Source Voltage	V _{DSS}	500	450	500	450	V _{dc}
Drain-Gate Voltage (I _{RGS} = 1.0 mA)	V _{DGR}	500	450	500	450	V _{dc}
Gate-Source Voltage	V _{GS}	± 20				V _{dc}
Drain Current	I _D	8.0		7.0		A _{dc}
		32		28		
Total Power Dissipation (T _C = 25°C Derate above 25°C)	P _D	125		10		Watts W/°C
		10		10		
Operating and Storage Temperature Range	T _J , T _{stg}	-55 to 150				°C

THERMAL CHARACTERISTICS

Thermal Resistance Junction to Case	R _{θJC}	1.0	°C/W
Thermal Resistance Junction to Ambient	R _{θJA}	62.5	°C/W
Maximum Lead Temp. for Soldering Purposes, 1.8" from Case for 5 Seconds	T _L	275	°C

See the MTP8N45 Designer's Data Sheet for a complete set of design curves for the product on this data sheet.
The Designer's Data Sheet permits the design of most circuits entirely from the information presented. Limit curves — representing boundaries on device characteristics — are given to facilitate "worst case" design.

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	14.60	15.75	0.575	0.620
B	9.65	10.29	0.380	0.405
C	4.06	4.82	0.160	0.190
D	0.64	0.89	0.025	0.035
F	3.61	3.73	0.142	0.147
G	2.41	2.67	0.095	0.105
H	2.79	3.93	0.110	0.155
J	0.38	0.56	0.014	0.022
M	12.70	14.27	0.500	0.562
L	1.14	1.39	0.045	0.055
N	4.83	5.23	0.190	0.210
Q	2.54	3.04	0.100	0.120
R	2.04	2.79	0.080	0.110
S	1.14	1.39	0.045	0.055
T	5.97	6.48	0.235	0.255
U	0.00	1.27	0.000	0.050
V	1.14	-	0.045	-
Z	-	2.03	-	0.080

**CASE 221A-02
TO-220AB**

MOTOROLA TMOS POWER MOSFET DATA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IRF840-843

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

Characteristic	Symbol	Min	Max	Unit	
OFF CHARACTERISTICS					
Drain-Source Breakdown Voltage ($V_{GS} = 0, I_D = 0.25 \text{ mA}$)	$V_{(BR)DSS}$	450 500	—	Vdc	
Zero Gate Voltage Drain Current ($V_{DS} = \text{Rated } V_{DSS}, V_{GS} = 0$) ($V_{DS} = 0.8 \text{ Rated } V_{DSS}, V_{GS} = 0, T_J = 125^\circ\text{C}$)	I_{DSS}	—	0.25 1.00	mAdc	
Gate-Body Leakage Current Forward ($V_{GSF} = 20 \text{ Vdc}, V_{DS} = 0$)	I_{GSSF}	—	500	nAdc	
Gate-Body Leakage Current Reverse ($V_{GSR} = 20 \text{ Vdc}, V_{DS} = 0$)	I_{GSSR}	—	500	nAdc	
ON CHARACTERISTICS*					
Gate Threshold Voltage ($V_{DS} = V_{GS}, I_D = 0.25 \text{ mA}$)	$V_{GS(th)}$	2.0	4.0	Vdc	
Static Drain-Source On-Resistance ($V_{GS} = 10 \text{ Vdc}, I_D = 4.0 \text{ Adc}$)	$r_{DS(on)}$	—	0.85 1.0	Ohm	
On-State Drain Current ($V_{GS} = 10 \text{ V}$) ($V_{DS} \geq 6.8 \text{ Vdc}$) ($V_{DS} \geq 7.0 \text{ Vdc}$)	$I_{D(on)}$	8.0 7.0	—	Adc	
Forward Transconductance ($V_{DS} = 3 \text{ V}, I_D = 4.0 \text{ A}$) ($V_{DS} = 10 \text{ V}, I_D = 4.0 \text{ A}$)	g_{FS}	4.0 4.0	—	mhos	
DYNAMIC CHARACTERISTICS					
Input Capacitance	$(V_{DS} = 25 \text{ V}, V_{GS} = 0, f = 1.0 \text{ MHz})$	C_{iss}	—	1600	pF
Output Capacitance		C_{oss}	—	350	
Reverse Transfer Capacitance		C_{rss}	—	150	
SWITCHING CHARACTERISTICS*					
Turn-On Delay Time	$(V_{DD} = 200 \text{ V}, I_D = 4.0 \text{ Apk}, R_{gen} = 4.7 \text{ Ohms})$	$t_{d(on)}$	—	35	ns
Rise Time		t_r	—	15	
Turn-Off Delay Time		$t_{d(off)}$	—	90	
Fall Time		t_f	—	30	
Total Gate Charge	$(V_{GS} = 10 \text{ V}, V_{DS} = 0.8 \times \text{Rated } V_{DSS}, I_D = \text{Rated } I_D)$	Q_g	40 (Typ)	60	nC
Gate-Source Charge		Q_{gs}	20 (Typ)	—	
Gate-Drain Charge		Q_{gd}	20 (Typ)	—	
SOURCE DRAIN DIODE CHARACTERISTICS*					
Forward On-Voltage	$(I_S = \text{Rated } I_D, V_{GS} = 0)$	V_{SD}	—	1.9 (1)	Vdc
Forward Turn-On Time		t_{on}	Limited by stray inductance		
Reverse Recovery Time		t_{rr}	600 (Typ)	—	ns
INTERNAL PACKAGE INDUCTANCE (TO-220)					
Internal Drain Inductance (Measured from the contact screw on tab to center of die) (Measured from the drain lead 0.25" from package to center of die)	L_d	3.5 (Typ) 4.5 (Typ)	—	nH	
Internal Source Inductance (Measured from the source lead 0.25" from package to source bond pad)	L_s	7.5 (Typ)	—		

* Pulse Test: Pulse Width $\leq 300 \mu\text{s}$, Duty Cycle $\leq 2.0\%$.

(1) Add 0.1 V for IRF840 and IRF841.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

XR-2206

Monolithic Function Generator

GENERAL DESCRIPTION

The XR-2206 is a monolithic function generator integrated circuit capable of producing high quality sine, square, triangle, ramp, and pulse waveforms of high-stability and accuracy. The output waveforms can be both amplitude and frequency modulated by an external voltage. Frequency of operation can be selected externally over a range of 0.01 Hz to more than 1 MHz.

The circuit is ideally suited for communications, instrumentation, and function generator applications requiring sinusoidal tone, AM, FM, or FSK generation. It has a typical drift specification of 20 ppm/°C. The oscillator frequency can be linearly swept over a 2000:1 frequency range, with an external control voltage, having a very small effect on distortion.

FEATURES

Low-Sine Wave Distortion	.5%, Typical
Excellent Temperature Stability	20 ppm/°C, Typical
Wide Sweep Range	2000:1, Typical
Low-Supply Sensitivity	0.01%V, Typical
Linear Amplitude Modulation	
TTL Compatible FSK Controls	
Wide Supply Range	10V to 26V
Adjustable Duty Cycle	1% to 99%

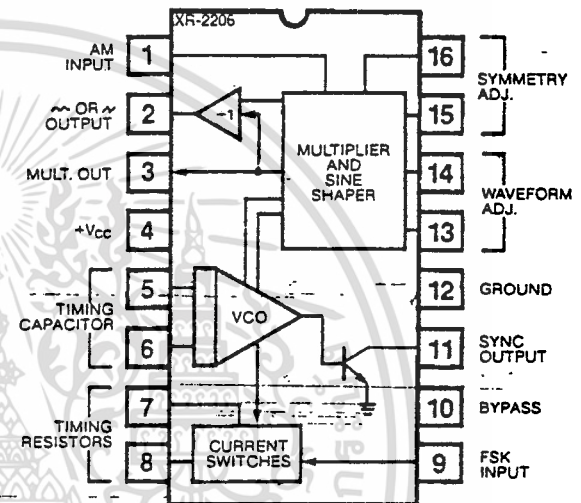
APPLICATIONS

Waveform Generation
Sweep Generation
AM/FM Generation
V/F Conversion
FSK Generation
Phase-Locked Loops (VCO)

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Power Supply	26V
Power Dissipation	750 mW
Derate Above 25°C	5 mW/°C
Total Timing Current	6 mA
Storage Temperature	-65°C to +150°C

FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM



ORDERING INFORMATION

Part Number	Package	Operating Temperature
XR-2206M	Ceramic	-55°C to +125°C
XR-2206N	Ceramic	0°C to +70°C
XR-2206P	Plastic	0°C to +70°C
XR-2206CN	Ceramic	0°C to +70°C
XR-2206CP	Plastic	0°C to +70°C

SYSTEM DESCRIPTION

The XR-2206 is comprised of four functional blocks; a voltage-controlled oscillator (VCO), an analog multiplier and sine-shaper; a unity gain buffer amplifier; and a set of current switches.

The VCO actually produces an output frequency proportional to an input current, which is produced by a resistor from the timing terminals to ground. The current switches route one of the timing pins current to the VCO controlled by an FSK input pin, to produce an output frequency. With two timing pins, two discrete output frequencies can be independently produced for FSK Generation Applications.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

XR-2206

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Test Conditions: Test Circuit of Figure 1, $V^+ = 12V$, $T_A = 25^\circ$, $C = 0.01 \mu F$, $R_1 = 100 k\Omega$, $R_2 = 10 k\Omega$, $R_3 = 25 k\Omega$ unless otherwise specified. S_1 open for triangle, closed for sine wave.

PARAMETER	XR-2206M			XR-2206C			UNIT	CONDITIONS
	MIN.	TYP.	MAX.	MIN.	TYP.	MAX.		
GENERAL CHARACTERISTICS								
Single Supply Voltage	10		26	10		26	V	
Split-Supply Voltage	± 5		± 13	± 5		± 13	V	
Supply Current		12	17		14	20	mA	$R_1 > 10 k\Omega$
OSCILLATOR SECTION								
Max. Operating Frequency	0.5	1		0.5	1		MHz	$C = 1000 pF$, $R_1 = 1 k\Omega$
Lowest Practical Frequency		0.01			0.01		Hz	$C = 50 \mu F$, $R_1 = 2 M\Omega$
Frequency Accuracy		± 1	± 4		± 2		% of f_0	$f_0 = 1/R_1 C$
Temperature Stability		± 10	± 50		± 20		ppm/ $^\circ C$	$0^\circ C < T_A < 75^\circ C$, $R_1 = R_2 = 20 k\Omega$
Supply Sensitivity		0.01	0.1		0.01		%/V	$V_{LOW} = 10V$, $V_{HIGH} = 20V$, $R_1 = R_2 = 20 k\Omega$
Sweep Range	1000:1	2000:1		2000:1			$f_H = f_L$	$f_H @ R_1 = 1 k\Omega$ $f_L @ R_1 = 2 M\Omega$
Sweep Linearity								
10:1 Sweep		2			2		%	$f_L = 1 kHz$, $f_H = 10 kHz$
1000:1 Sweep		8			8		%	$f_L = 100 Hz$, $f_H = 100 kHz$
FM Distortion		0.1			0.1		%	$\pm 10\%$ Deviation
Recommended Timing Components								
Timing Capacitor: C	0.001		100	0.001		100	μF	See Figure 4.
Timing Resistors: R_1 & R_2	1		2000	1		2000	$k\Omega$	
Triangle Sine Wave Output								
Triangle Amplitude		160			160		mV/ $k\Omega$	See Note 1, Figure 2.
Sine Wave Amplitude	40	60	80	60	60		mV/ $k\Omega$	Figure 1, S_1 Open
Max. Output Swing		6			6		V _{p-p}	Figure 1, S_1 Closed
Output Impedance		600			600		Ω	
Triangle Linearity		1			1		%	
Amplitude Stability		0.5			0.5		dB	For 1000:1 Sweep
Sine Wave Amplitude Stability		4800			4800		ppm/ $^\circ C$	See Note 2.
Sine Wave Distortion								
Without Adjustment		2.5			2.5		%	$R_1 = 30 k\Omega$
With Adjustment		0.4	1.0		0.5	1.5	%	See Figures 6 and 7.
Amplitude Modulation								
Input Impedance	50	100		50	100		$k\Omega$	
Modulation Range		100			100		%	
Carrier Suppression		55			55		dB	
Linearity		2			2		%	For 95% modulation
Square-Wave Output								
Amplitude		12			12		V _{p-p}	Measured at Pin 11.
Rise Time		250			250		nsec	$C_L = 10 pF$
Fall Time		50			50		nsec	$C_L = 10 pF$
Saturation Voltage		0.2	0.4		0.2	0.6	V	$I_L = 2 mA$
Leakage Current		0.1	20		0.1	100	μA	$V_{11} = 26V$
FSK Keying Level (Pin 9)	0.8	1.4	2.4	0.8	1.4	2.4	V	See section on circuit controls
Reference Bypass Voltage	2.9	3.1	3.3	2.5	3	3.5	V	Measured at Pin 10.

Note 1: Output amplitude is directly proportional to the resistance, R_3 , on Pin 3. See Figure 2.

Note 2: For maximum amplitude stability, R_3 should be a positive temperature coefficient resistor.

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

XR-2206

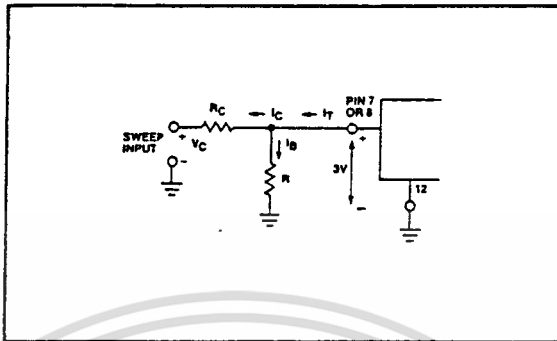


Figure 9: Circuit Connection for Frequency Sweep.

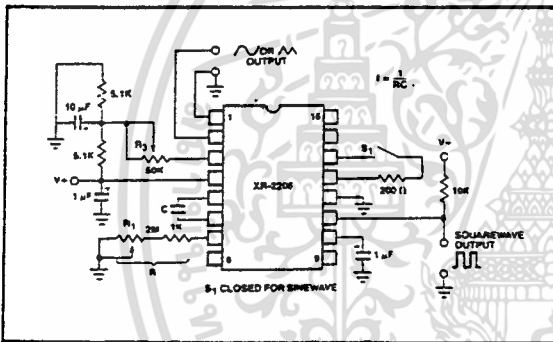


Figure 10: Circuit for Sine Wave Generation without External Adjustment. (See Figure 2 for Choice of R_3 .)

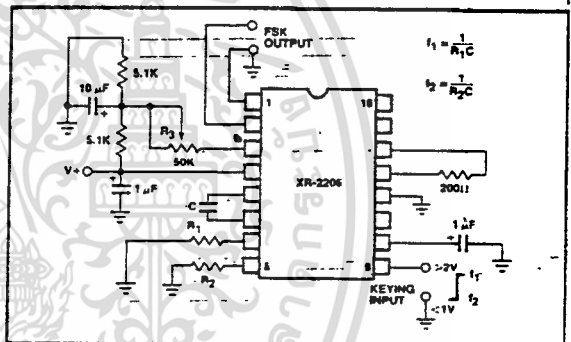


Figure 12: Sinusoidal FSK Generator.

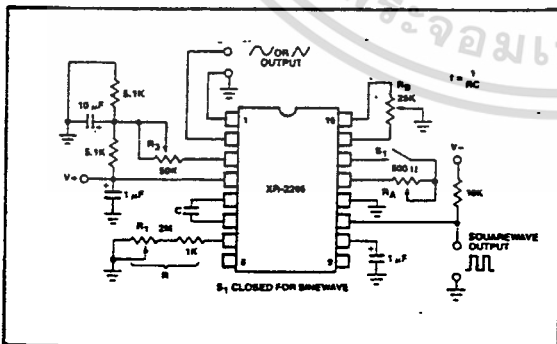


Figure 11: Circuit for Sine Wave Generation with Minimum Harmonic Distortion. (R_3 Determines Output Swing – See Figure 2.)

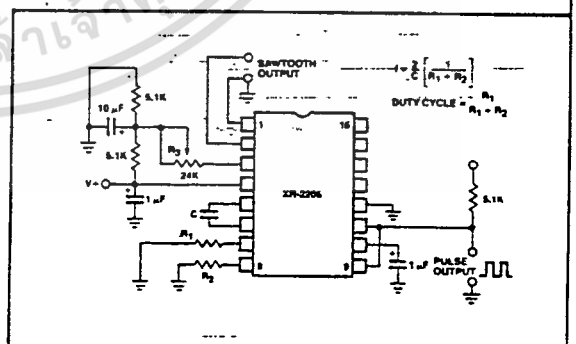


Figure 13: Circuit for Pulse and Ramp Generation.

XR-2206

Frequency-Shift Keying:

The XR-2206 can be operated with two separate timing resistors, R_1 and R_2 , connected to the timing Pin 7 and 8, respectively, as shown in Figure 12. Depending on the polarity of the logic signal at Pin 9, either one or the other of these timing resistors is activated. If Pin 9 is open-circuited or connected to a bias voltage $\geq 2V$, only R_1 is activated. Similarly, if the voltage level at Pin 9 is $\leq 1V$, only R_2 is activated. Thus, the output frequency can be keyed between two levels, f_1 and f_2 , as:

$$f_1 = 1/R_1C \text{ and } f_2 = 1/R_2C$$

For split-supply operation, the keying voltage at Pin 9 is referenced to V^- .

Output DC Level Control:

The dc level at the output (Pin 2) is approximately the same as the dc bias at Pin 3. In Figures 10, 11 and 12, Pin 3 is biased midway between V^+ and ground, to give an output dc level of $\approx V^+/2$.

APPLICATIONS INFORMATION

Sine Wave Generation

Without External Adjustment:

Figure 10 shows the circuit connection for generating a sinusoidal output from the XR-2206. The potentiometer, R_1 at Pin 7, provides the desired frequency tuning. The maximum output swing is greater than $V^+/2$, and the typical distortion (THD) is $< 2.5\%$. If lower sine wave distortion is desired, additional adjustments can be provided as described in the following section.

The circuit of Figure 10 can be converted to split-supply operation, simply by replacing all ground connections with V^- . For split-supply operation, R_3 can be directly connected to ground.

With External Adjustment:

The harmonic content of sinusoidal output can be reduced to $\approx 0.5\%$ by additional adjustments as shown in Figure 11. The potentiometer, R_A , adjusts the sine-shaping resistor, and R_B provides the fine adjustment for the waveform symmetry. The adjustment procedure is as follows:

1. Set R_B at midpoint, and adjust R_A for minimum distortion.
2. With R_A set as above, adjust R_B to further reduce distortion.

Triangle Wave Generation

The circuits of Figures 10 and 11 can be converted to triangle wave generation, by simply open-circuiting Pin 13 and 14 (i.e., S_1 open). Amplitude of the triangle is approximately twice the sine wave output.

FSK Generation

Figure 12 shows the circuit connection for sinusoidal FSK signal operation. Mark and space frequencies can be independently adjusted, by the choice of timing resistors, R_1 and R_2 ; the output is phase-continuous during transitions. The keying signal is applied to Pin 9. The circuit can be converted to split-supply operation by simply replacing ground with V^- .

Pulse and Ramp Generation

Figure 13 shows the circuit for pulse and ramp waveform generation. In this mode of operation, the FSK keying terminal (Pin 9) is shorted to the square-wave output (Pin 11), and the circuit automatically frequency-shift keys itself between two separate frequencies during the positive-going and negative-going output waveforms. The pulse width and duty cycle can be adjusted from 1% to 99%, by the choice of R_1 and R_2 . The values of R_1 and R_2 should be in the range of 1 k Ω to 2 M Ω .

XR-2206

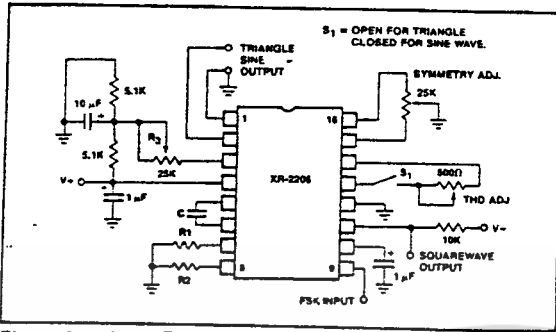


Figure 1: Basic Test Circuit.

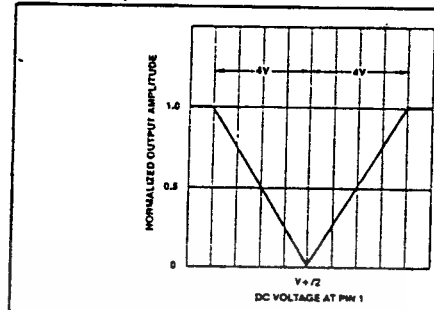


Figure 5: Normalized Output Amplitude versus DC Bias at AM Input (Pin 1).

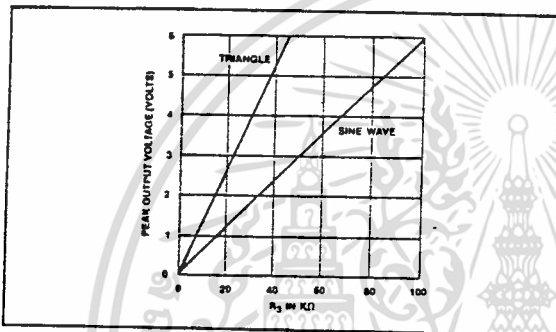


Figure 2: Output Amplitude as a Function of the Resistor, R_3 , at Pin 3.

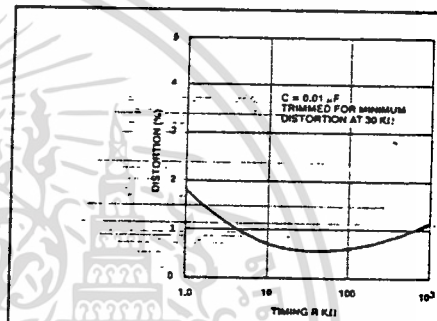


Figure 6: Trimmed Distortion versus Timing Resistor.

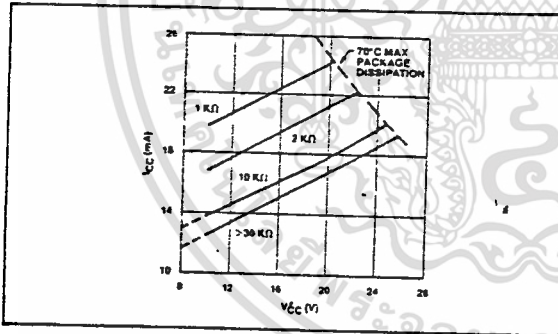


Figure 3: Supply Current versus Supply Voltage, Timing, R.

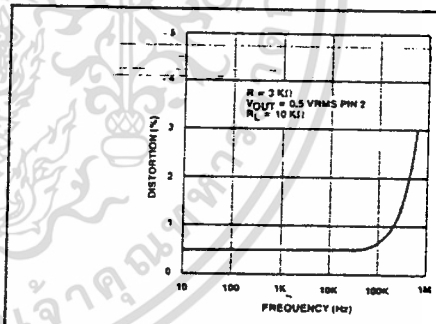


Figure 7: Sine Wave Distortion versus Operating Frequency with Timing Capacitors Varied.

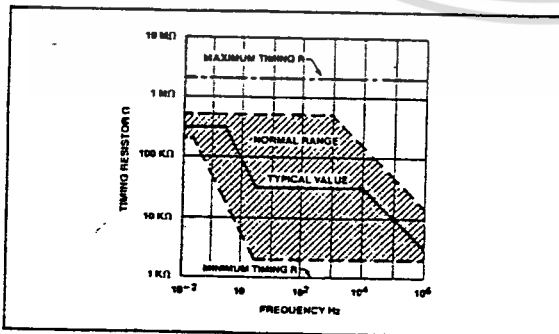


Figure 4: R versus Oscillation Frequency.

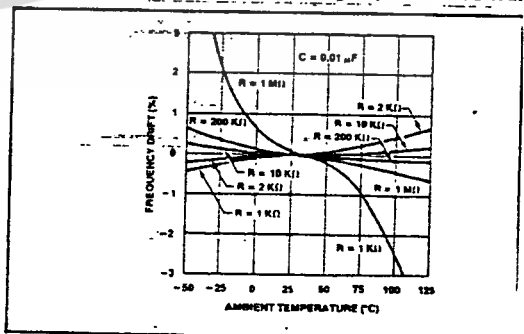


Figure 8: Frequency Drift versus Temperature.

XR-2206

PRINCIPLES OF OPERATION

Description of Controls

Frequency of Operation:

The frequency of oscillation, f_o , is determined by the external timing capacitor, C, across Pin 5 and 6; and by the timing resistor, R, connected to either Pin 7 or 8. The frequency is given as:

$$f_o = \frac{1}{RC} \text{ Hz}$$

and can be adjusted by varying either R or C. The recommended values of R, for a given frequency range, are shown in Figure 4. Temperature stability is optimum for $4 \text{ k}\Omega < R < 200 \text{ k}\Omega$. Recommended values of C are from 1000 pF to 100 μF .

Frequency Sweep and Modulation:

Frequency of oscillation is proportional to the total timing current, I_T , drawn from Pin 7 or 8:

$$f = \frac{320 I_T \text{ (mA)}}{C \text{ (\mu F)}} \text{ Hz}$$

Timing terminals (Pin 7 or 8) are low-impedance points, and are internally biased at +3V, with respect to Pin 12. Frequency varies linearly with I_T , over a wide range of current values, from 1 μA to 3 mA. The frequency can be controlled by applying a control voltage, V_C , to the activated timing pin as shown in Figure 9. The frequency of oscillation is related to V_C as:

$$f = \frac{1}{RC} \left(1 + \frac{R}{R_C} \left(1 - \frac{V_C}{3} \right) \right) \text{ Hz}$$

where V_C is in volts. The voltage-to-frequency conversion gain, K, is given as:

$$K = \frac{\partial f}{\partial V_C} = - \frac{0.32}{R C^2} \text{ Hz/V}$$

CAUTION: For safe operation of the circuit, I_T should be limited to $\leq 3 \text{ mA}$.

Output Amplitude:

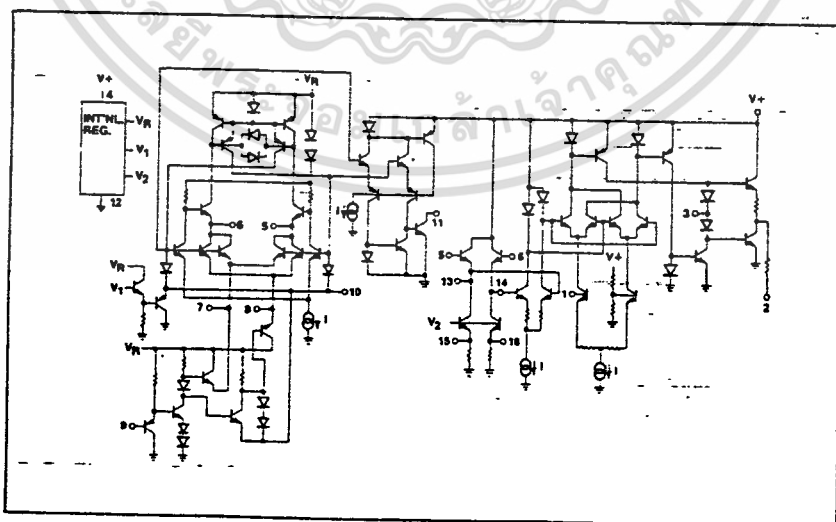
Maximum output amplitude is inversely proportional to the external resistor, R_3 , connected to Pin 3 (see Figure 2). For sine wave output, amplitude is approximately 60 mV peak per $\text{k}\Omega$ of R_3 ; for triangle, the peak amplitude is approximately 160 mV peak per $\text{k}\Omega$ of R_3 . Thus, for example, $R_3 = 50 \text{ k}\Omega$ would produce approximately $\pm 3\text{V}$ sinusoidal output amplitude.

Amplitude Modulation:

Output amplitude can be modulated by applying a dc bias and a modulating signal to Pin 1. The internal impedance at Pin 1 is approximately 100 $\text{k}\Omega$. Output amplitude varies linearly with the applied voltage at Pin 1, for values of dc bias at this pin, within ± 4 volts of $V^+/2$ as shown in Figure 5. As this bias level approaches $V^+/2$, the phase of the output signal is reversed, and the amplitude goes through zero. This property is suitable for phase-shift keying and suppressed-carrier AM generation. Total dynamic range of amplitude modulation is approximately 55 dB.

CAUTION: AM control must be used in conjunction with a well-regulated supply, since the output amplitude now becomes a function of V^+ .

EQUIVALENT SCHEMATIC DIAGRAM



AN-14 APPLICATION NOTE

HIGH QUALITY FUNCTION GENERATOR SYSTEM WITH THE XR-2206

INTRODUCTION

January 1982

Waveform or function generators capable of producing am/fm modulated sine wave outputs find a wide range of applications in electrical measurement and laboratory instrumentation. This application note describes the design, construction and the performance of such a complete function generator system suitable for laboratory usage or hobbyist applications. The entire function generator is comprised of a single XR-2206 monolithic IC and a limited number of passive circuit components. It provides the engineer, student, or hobbyist with a highly versatile laboratory instrument for waveform generation at a very small fraction of the cost of conventional function generators available today.

(a) **Frequency Ranges:** The function generator system is designed to operate over four overlapping frequency ranges:

1 Hz to 100 Hz
10 Hz to 1 kHz
100 Hz to 10 kHz
1 kHz to 100 kHz

The range selection is made by switching in different timing capacitors.

(b) **Frequency Setting:** At any range setting, frequency can be varied over a 100:1 tuning range with a potentiometer (see R₁₃ of Figure 1).

(c) **Frequency Accuracy:** Frequency accuracy of the XR-2206 is set by the timing resistor R and the timing capacitor C, and is given as:

$$f = 1/RC$$

The above expression is accurate to within $\pm 5\%$ at any range setting. The timing resistor R is the series combination of resistors R₄ and R₁₃ of Figure 1. The timing capacitor C is any one of the capacitors C₃ through C₆, shown in the figure.

(d) **Sine and Triangle Output:** The sine and triangle output amplitudes are variable from 0 V to 6 V_{pp}. The amplitude is set by an external potentiometer, R₁₂ of Figure 1. At any given amplitude setting, the triangle output amplitude is approximately twice as high as the sinewave output. The internal impedance of the output is 600 Ω .

(e) **Sinewave Distortion:** The total harmonic distortion of sinewave is less than 1% from 10 Hz to 10 kHz and less than 3% over the entire frequency range. The selection of a waveform is made by the triangle/sine selector switch, S₂.

(f) **Sync Output:** The sync output provides a 50% duty cycle pulse output with either full swing or upper half swing of the supply voltage depending on the choice of sync output terminals on the printed circuit board (see Figure 1).

GENERAL DESCRIPTION

The basic circuit configuration and the external components necessary for the high-quality function generator system is shown in Figure 1. The circuit shown in the figure is designed to operate with either a 12 V single power supply, or with ± 6 V split supplies. For most applications, split-supply operation is preferred since it results in an output dc level which is nearly at ground potential.

The circuit configuration of Figure 1 provides three basic waveforms: sine, triangle and square wave. There are four overlapping frequency ranges which give an overall frequency range of 1 Hz to 100 kHz. In each range, the frequency may be varied over a 100:1 tuning range.

The sine or triangle output can be varied from 0 to over 6 V (peak to peak) from a 600 ohm source at the output terminal.

A squarewave output is available at the sync output terminal for oscilloscope synchronizing or driving logic circuits.

TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS

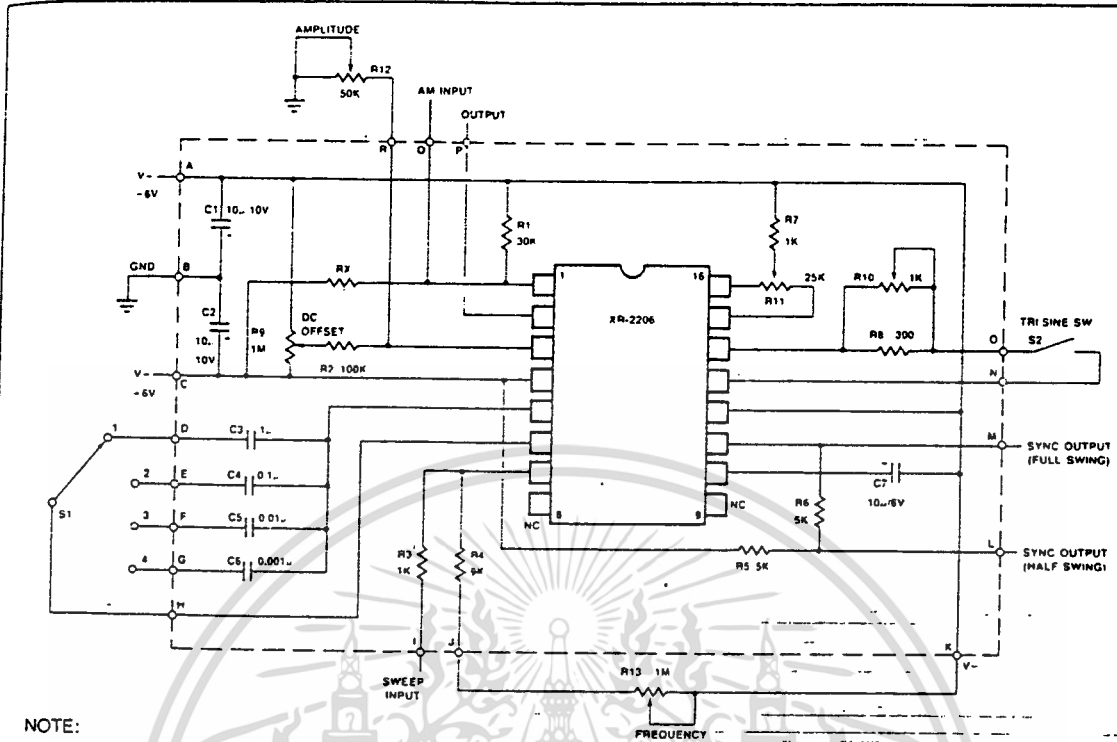
The performance characteristics listed below are not guaranteed or warranted by Exar. However, they represent the typical performance characteristics measured by Exar's application engineers during the laboratory evaluation of the function generator system shown in Figure 1. The typical performance specifications listed below apply only when all of the recommended assembly instructions and adjustment procedures are followed:



EXAR INTEGRATED SYSTEMS, INC.

750 Palomar Avenue, Sunnyvale, CA 94088

(408) 732-7970 TWX 910-339-9233



NOTE:

1. For Single Supply Operation Lift GND Connection Keeping R12 Across Terminals R and B Intact, and Connect Terminal A to GND.
2. For Maximum Output, Rx may be open. Rx = 68 KΩ is Recommended for External Amplitude Modulation.

Figure 1. Circuit Connection Diagram for Function Generator. (See Note 1 for Single Supply Operation.)

(g) **Frequency Modulation (External Sweep):** Frequency can be modulated or swept by applying an external control voltage to sweep terminal (Terminal I of Figure 1). When not used, this terminal should be left open-circuited. The open circuit voltage at this terminal is approximately 3 V above the negative supply voltage and its impedance is approximately 1000 ohms.

(h) **Amplitude Modulation:** The output amplitude varies linearly with modulation voltage applied to am input (terminal Q of Figure 1). The output amplitude reaches its minimum as the am control voltage approaches the half of the total power supply voltage. The phase of the output signal reverses as the amplitude goes through its minimum value. The total dynamic range is approximately 55 dB, with am control voltage range of 4 V referenced to the half of the total supply voltage. When not used, am terminal should be left open-circuited.

(i) **Power Source:** Split supplies: ±6 V. or single supply: +12 V. Supply Current 15 mA (see Figure 3).

EXPLANATION OF CIRCUIT CONTROLS:

Switches

Range Select Switch, S1: Selects the frequency range of operation for the function generator. The frequency is

inversely proportional to the timing capacitor connected across Pins 5 and 6 of the XR-2206 circuit. Nominal capacitance values and frequency ranges corresponding to switch positions of S1 are as follows:

Position	Nominal Range	Timing Capacitance
1	1 Hz to 100 Hz	1 μF
2	10 Hz to 1 kHz	0.1 μF
3	100 Hz to 10 kHz	0.01 μF
4	1 Hz to 100 kHz	0.001 μF

If additional frequency ranges are needed, they can be added by introducing additional switch positions.

Triangle/Sine Waveform Switch, S2: Selects the triangle or sine output waveform.

Trimmers and Potentiometers

Dc Offset Adjustment, R9: The potentiometer used for adjusting the dc offset level of the triangle or sine output waveform.

Sinewave Distortion Adjustment, R10: Adjusted to minimize the harmonic content of sinewave output.

Sinewave Symmetry Adjustment, R11: Adjusted to optimize the symmetry of the sinewave output.

Amplitude Control, R12: Sets the amplitude of the triangle or sinewave output.

Frequency Adjust, R13: Sets the oscillator frequency for any range setting of S1. Thus, R13 serves as a frequency dial on a conventional waveform generator and varies the frequency of the oscillator over an approximate 100 to 1 range.

Terminals

- A. Negative Supply -6 V
- B. Ground
- C. Positive Supply +6 V
- D. Range 1, timing capacitor terminal
- E. Range 2, timing capacitor terminal
- F. Range 3, timing capacitor terminal
- G. Range 4, timing capacitor terminal
- H. Timing capacitor common terminal
- I. Sweep Input
- J. Frequency adjust potentiometer terminal
- K. Frequency adjust potentiometer negative supply terminal
- L. Sync output (1/2 swing)
- M. Sync output (full swing)
- N. Triangle/sine waveform switch terminals
- O. Triangle/sine waveform switch terminals
- P. Triangle or sinewave output
- Q. AM input
- R. Amplitude control terminal

PARTS LIST

The following is a list of external circuit components necessary to provide the circuit interconnections shown in Figure 1.

Capacitors:

- C1, C2, C7 Electrolytic, 10 μ F, 10 V
- C3 Mylar, 1 μ F, nonpolar, 10 %
- C4 Mylar, 0.1 μ F, 10 %
- C5 Mylar, 0.01 μ F, 10 %
- C6 Mylar, 1000 pF, 10 %

Resistors:

- R1 30 K Ω , 1/4 W, 10 %
- R2 100 K Ω , 1/4 W, 10 %
- R3, R7 1 K Ω , 1/4 W, 10 %
- R4 9 K Ω , 1/4 W, 10 %
- R5, R6 5 K Ω , 1/4 W, 10 %
- R8 300 Ω , 1/4 W, 10 %
- RX 62 K Ω , 1/4 W, 10 % (RX can be eliminated for maximum output)

Potentiometers:

- R9 Trim, 1 M Ω , 1/4 W
- R10 Trim, 1 K Ω , 1/4 W
- R11 Trim, 25 K Ω , 1/4 W

The following additional items are recommended to convert the circuit of Figure 1 to a complete laboratory instrument:

Potentiometers:

- R12 Amplitude control, linear, 50 K Ω
- R13 Frequency control, audio taper, 1 M Ω

Switches:

- S1 Rotary switch, 1-pole, 4 positions
- S2 Toggle or slide, SPST

Case:

7" x 4" x 4" (approx.) Metal or Plastic
(See Figures 4(a) and 4(b).)

Power Supply:

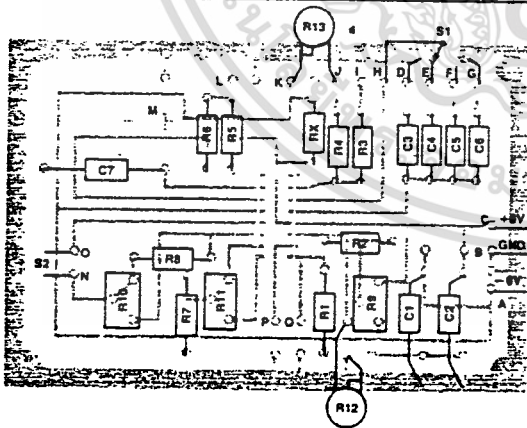
Dual supplies ± 6 V or single +12 V
Batteries or power supply unit
(See Figures 3(a) and 3(b).)

Miscellaneous:

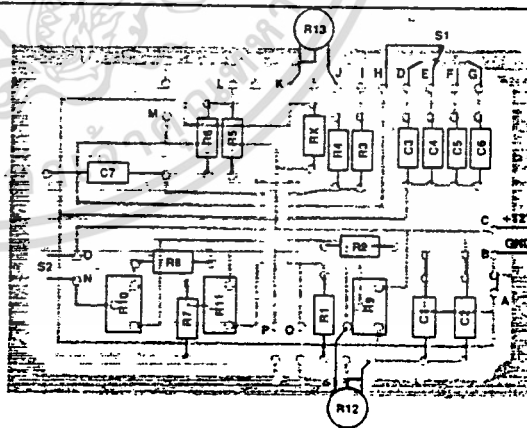
Knobs, solder, wires, terminals, etc.

BOARD LAYOUT

Figures 2(a) and 2(b) show the recommended printed-circuit board layout for the function generator circuit of Figure 1.



(a) Split Supply PC Board Layout



(b) Single Supply PC Board Layout

Figure 2. Recommended PC Board Layout for Function Generator Circuit of Figure 1.

RECOMMENDED ASSEMBLY PROCEDURE

The following instructions and recommendations for the assembly of the function generator assume that the basic PC board layout of Figure 2(a) or 2(b) is used in the circuit assembly.

All the parts of the generator, with the exception of frequency adjust potentiometer, amplitude control potentiometer, triangle/sine switch and frequency range select switch, are mounted on the circuit board.

Install and solder all resistors, capacitors and trimmer resistors on the PC board first. Be sure to observe the polarity of capacitors C1, C2, C7. The timing capacitors C3, C4, C5 and C6 must be non-polar type. Now install IC1 on the board. We recommend the use of an IC socket to prevent possible damage to the IC during soldering and to provide for easy replacement in case of a malfunction.

The entire generator board along with power supply or batteries and several switches and potentiometers will fit into a case of the type readily available at electronic hobby shops. It will be necessary to obtain either output jacks or terminals for the outputs and am and frequency sweep inputs.

Install the frequency adjust pot, the frequency range select switch, the output amplitude control pot, the power switch, and the triangle/sine switch on the case. Next, install the PC board in the case, along with a power supply.

Any simple power supply having reasonable regulation may be used. Figure 3 gives some recommended power supply configurations.

Precaution: Keep the lead lengths small for the range selector switch.

ADJUSTMENT PROCEDURE

When assembly is completed and you are ready to put the function generator into operation, make sure that the polarity of power supply and the orientation of the IC unit are correct. Then apply the dc power to the unit.

To adjust for minimum distortion, connect the scope probe to the triangle/sine output. Close S2 and adjust the amplitude control to give non-clipping maximum swing. Then adjust R10 and R11 alternately for minimum distortion by observing the sinusoidal waveform. If a distortion meter is available, you may use it as a final check on the setting of sine-shaping trimmers. The minimum distortion obtained in this manner is typically less than 1 % from 1 Hz to 10 kHz and less than 3 % over the entire frequency range.

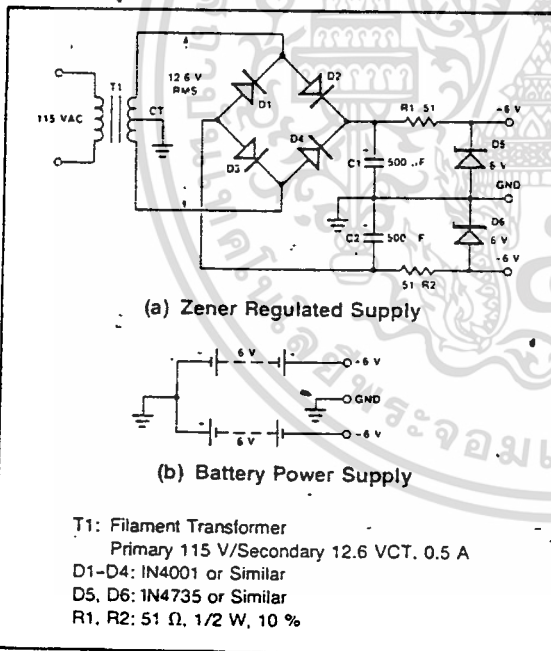


Figure 3. Recommended Power Supply Configurations.

LM119/LM219/LM319



Voltage Comparators

LM119/LM219/LM319 High Speed Dual Comparator

General Description

The LM119 series are precision high speed dual comparators fabricated on a single monolithic chip. They are designed to operate over a wide range of supply voltages down to a single 5V logic supply and ground. Further, they have higher gain and lower input currents than devices like the LM710. The uncommitted collector of the output stage makes the LM119 compatible with RTL, DTL and TTL as well as capable of driving lamps and relays at currents up to 25 mA. Outstanding features include:

- Maximum input current of 1 μ A over temperature *
- Inputs and outputs can be isolated from system ground
- High common mode slew rate

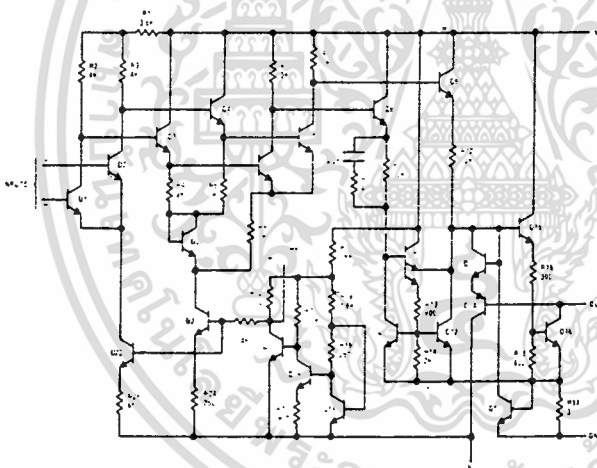
Although designed primarily for applications requiring operation from digital logic supplies, the LM119 series are fully specified for power supplies up to ± 15 V. It features faster response than the LM111 at the expense of higher power dissipation. However, the high speed, wide operating voltage range and low package count make the LM119 much more versatile than older devices like the LM711.

The LM119 is specified from -55°C to $+125^{\circ}\text{C}$, the LM219 is specified from -25°C to $+85^{\circ}\text{C}$, and the LM319 is specified from 0°C to $+70^{\circ}\text{C}$.

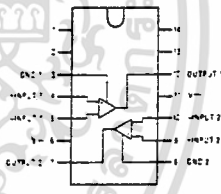
Features

- Two independent comparators
- Operates from a single 5V supply
- Typically 80 ns response time at ± 15 V
- Minimum fan-out of 2 each side

Schematic and Connection Diagrams



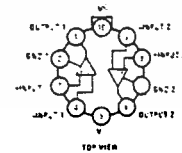
Dual-In-Line-Package



Order Number LM319N
See NS Package N14A

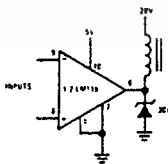
Order Number LM119J, LM219J
or LM319J
See NS Package J14A

Metal Can Package

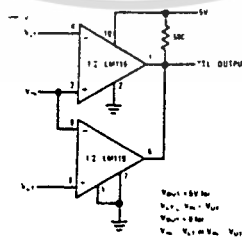


Order Number LM119H, LM219H
or LM319H
See NS Package H10C

Typical Applications



Relay Driver



Window Detector

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Absolute Maximum Ratings LM119/LM219

Total Supply Voltage	36V	Power Dissipation (Note 2)	500 mW
Output to Negative Supply Voltage	36V	Output Short Circuit Duration	10 sec
Ground to Negative Supply Voltage	25V	Operating Temperature Range LM119	-55°C to 125°C
Ground to Positive Supply Voltage	18V	LM219	-25°C to 85°C
Differential Input Voltage	±5V	Storage Temperature Range	-65°C to 150°C
Input Voltage (Note 1)	±15V	Lead Temperature (Soldering, 10 sec)	300°C

Electrical Characteristics (Note 3)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Input Offset Voltage (Note 4)	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $R_S \leq 5\text{k}$		0.7	4.0	mV
Input Offset Current (Note 4)	$T_A = 25^\circ\text{C}$		30	75	nA
Input Bias Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$		150	500	nA
Voltage Gain	$T_A = 25^\circ\text{C}$	10	40		V/mV
Response Time (Note 5)	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_S = \pm 15\text{V}$		80		ns
Saturation Voltage	$V_{IN} \leq -5\text{ mV}$, $I_{OUT} = 25\text{ mA}$ $T_A = 25^\circ\text{C}$		0.75	1.5	V
Output Leakage Current	$V_{IN} \geq 5\text{ mV}$, $V_{OUT} = 35\text{V}$ $T_A = 25^\circ\text{C}$		0.2	2	μA
Input Offset Voltage (Note 4)	$R_S \leq 5\text{k}$			7	mV
Input Offset Current (Note 4)				100	nA
Input Bias Current				1000	nA
Input Voltage Range	$V_S = \pm 15\text{V}$ $V^+ = 5\text{V}$, $V^- = 0$	-12 1	±13	+12 3	V
Saturation Voltage	$V^+ \geq 4.5\text{V}$, $V^- = 0$ $V_{IN} \leq -6\text{ mV}$, $I_{SINK} \leq 3.2\text{ mA}$ $T_A \geq 0^\circ\text{C}$ $T_A \leq 0^\circ\text{C}$		0.23	0.4 0.6	V
Output Leakage Current	$V_{IN} \geq 5\text{ mV}$, $V_{OUT} = 35\text{V}$, $V_{GND} = 0\text{V}$		1	10	μA
Differential Input Voltage				±5	V
Positive Supply Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $V^+ = 5\text{V}$, $V^- = 0$		4.3		mA
Positive Supply Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_S = \pm 15\text{V}$		8	11.5	mA
Negative Supply Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_S = \pm 15\text{V}$		3	4.5	mA

Note 1: For supply voltages less than ±15V the absolute maximum input voltage is equal to the supply voltage.

Note 2: The maximum junction temperature of the LM119 is 150°C, while that of the LM219 is 110°C. For operating at elevated temperatures, devices in the TO-5 package must be derated based on a thermal resistance of 150°C/W, junction to ambient, or 45°C/W, junction to case. The thermal resistance of the dual-in-line package is 100°C/W, junction to ambient.

Note 3: These specifications apply for $V_S = \pm 15\text{V}$, and the Ground pin at ground, and $-55^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$, unless otherwise stated. With the LM219, however, all temperature specifications are limited to $-25^\circ\text{C} \leq T_A \leq +85^\circ\text{C}$. The offset voltage, offset current and bias current specifications apply for any supply voltage from a single 5V supply up to ±15V supplies.

Note 4: The offset voltages and offset currents given are the maximum values required to drive the output within a volt of either supply with a 1 mA load. Thus, these parameters define an error band and take into account the worst case effects of voltage gain and input impedance.

Note 5: The response time specified (see definitions) is for a 100 mV input step with 5 mV overdrive.

Absolute Maximum Ratings LM319

Total Supply Voltage	36V	Power Dissipation (Note 2)	500 mW
Output to Negative Supply Voltage	36V	Output Short-Circuit Duration	10 sec
Ground to Negative Supply Voltage	25V	Operating Temperature Range LM319	0°C to 70°C
Ground to Positive Supply Voltage	18V	Storage Temperature Range	-65°C to 150°C
Differential Input Voltage	±5V	Lead Temperature (Soldering, 10 sec)	300°C
Input Voltage (Note 1)	±15V		

Electrical Characteristics (Note 3)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Input Offset Voltage (Note 4)	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $R_S \leq 5k$		2.0	8.0	mV
Input Offset Current (Note 4)	$T_A = 25^\circ\text{C}$		80	200	nA
Input Bias Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$		250	1000	nA
Voltage Gain	$T_A = 25^\circ\text{C}$	8	40		V/mV
Response Time (Note 5)	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_S = \pm 15V$		80		ns
Saturation Voltage	$V_{IN} \leq -10\text{ mV}$, $I_{OUT} = 25\text{ mA}$ $T_A = 25^\circ\text{C}$		0.75	1.5	V
Output Leakage Current	$V_{IN} \geq 10\text{ mV}$, $V_{OUT} = 35V$, $V^- = V_{GND} = 0V$, $T_A = 25^\circ\text{C}$		0.2	10	μA
Input Offset Voltage (Note 4)	$R_S \leq 5k$			10	mV
Input Offset Current (Note 4)				300	nA
Input Bias Current				1200	nA
Input Voltage Range	$V_S = \pm 15V$ $V^+ = 5V$, $V^- = 0$	1	±13	3	V
Saturation Voltage	$V^+ \geq 4.5V$, $V^- = 0$ $V_{IN} \leq -10\text{ mV}$, $I_{SINK} \leq 3.2\text{ mA}$		0.3	0.4	V
Differential Input Voltage				±5	V
Positive Supply Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $V^+ = 5V$, $V^- = 0$		4.3		mA
Positive Supply Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_S = \pm 15V$		8	12.5	mA
Negative Supply Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_S = \pm 15V$		3	5	mA

Note 1: For supply voltages less than $\pm 15V$ the absolute maximum input voltage is equal to the supply voltage.

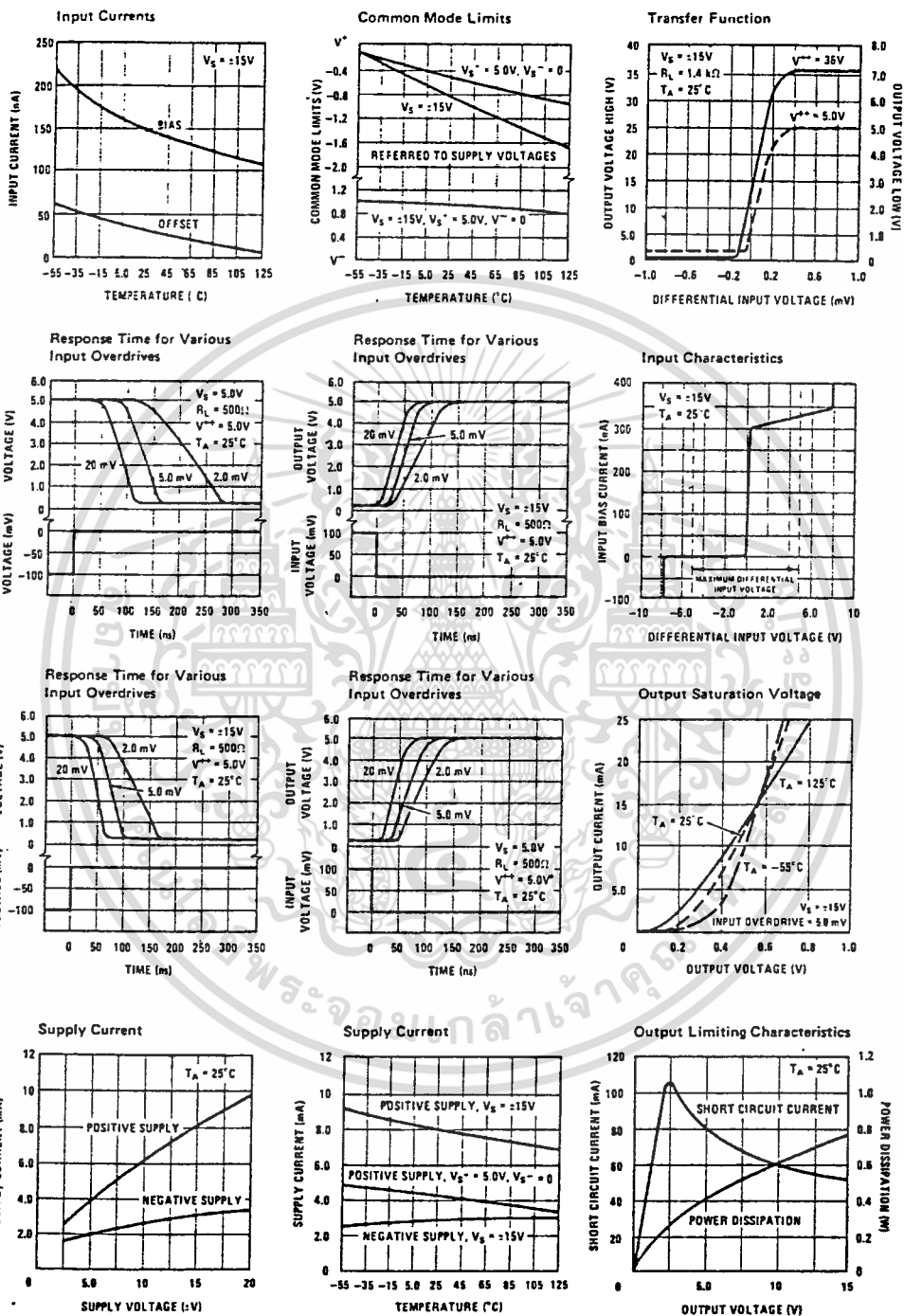
Note 2: The maximum junction temperature of the LM319 is 85°C. For operating at elevated temperatures, devices in the TO-5 package must be derated based on a thermal resistance of 150°C/W, junction to ambient, or 45°C/W, junction to case. The thermal resistance of the dual-in-line package is 100°C/W, junction to ambient.

Note 3: These specifications apply for $V_S = \pm 15V$ and $0^\circ\text{C} \leq T_A \leq 70^\circ\text{C}$, unless otherwise stated. The offset voltage, offset current and bias current specifications apply for any supply voltage from a single 5V supply up to $\pm 15V$ supplies.

Note 4: The offset voltages and offset currents given are the maximum values required to drive the output within a volt of either supply with a 1 mA load. Thus, these parameters define an error band and take into account the worst case effects of voltage gain and input impedance.

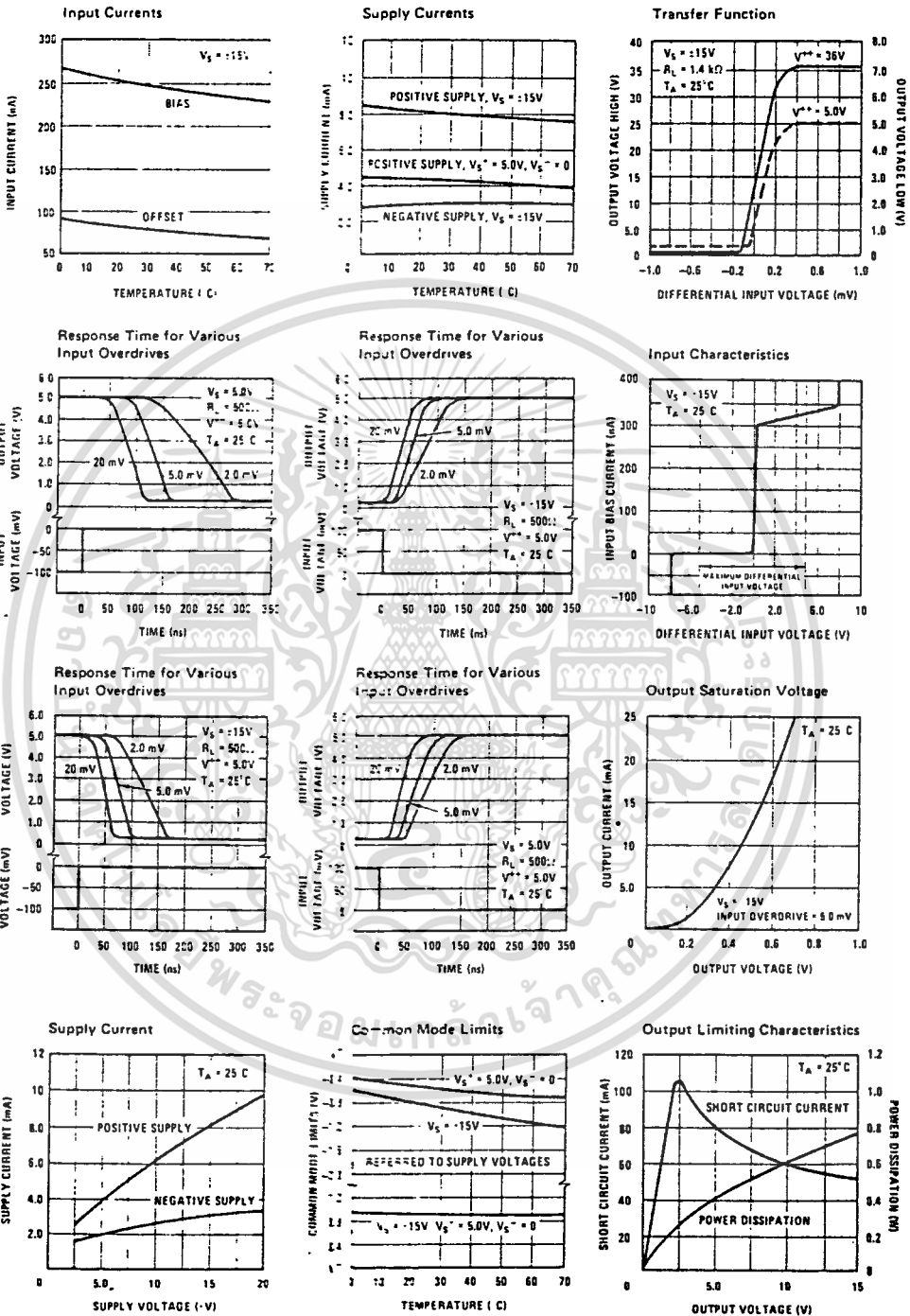
Note 5: The response time specified is for a 100 mV input step with 5 mV overdrive.

Typical Performance Characteristics LM119/LM219



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Performance Characteristics LM319



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LM555/LM555C Timer

General Description

The LM555 is a highly stable device for generating accurate time delays or oscillation. Additional terminals are provided for triggering or resetting if desired. In the time delay mode of operation, the time is precisely controlled by one external resistor and capacitor. For astable operation as an oscillator, the free running frequency and duty cycle are accurately controlled with two external resistors and one capacitor. The circuit may be triggered and reset on falling waveforms, and the output circuit can source or sink up to 200 mA or drive TTL circuits.

- Adjustable duty cycle
- Output can source or sink 200 mA
- Output and supply TTL compatible
- Temperature stability better than 0.005% per °C
- Normally on and normally off output

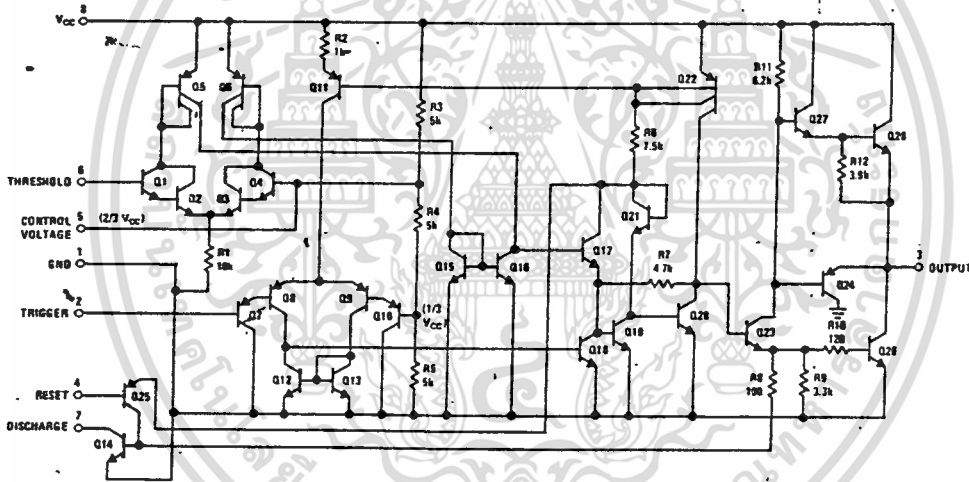
Applications

- Precision timing
- Pulse generation
- Sequential timing
- Time delay generation
- Pulse width modulation
- Pulse position modulation
- Linear ramp generator

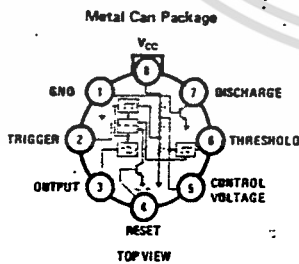
Features

- Direct replacement for SE555/NE555
- Timing from microseconds through hours
- Operates in both astable and monostable modes

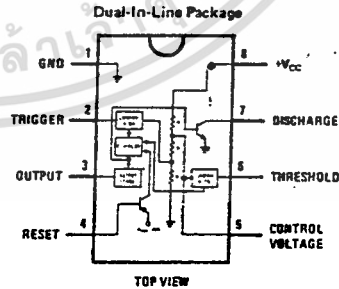
Schematic Diagram



Connection Diagrams



Order Number LM555H, LM555CH
See NS Package H08C



Order Number LM555CN
See NS Package N08B
Order Number LM555J or LM555CJ
See NS Package J08A

Absolute Maximum Ratings

Supply Voltage	+18V
Power Dissipation (Note 1)	600 mW
Operating Temperature Ranges	
LM555C	0°C to +70°C
LM555	-55°C to +125°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	300°C

Electrical Characteristics (T_A = 25°C, V_{CC} = +5V to +15V, unless otherwise specified)

PARAMETER	CONDITIONS	LIMITS						UNITS
		LM555			LM555C			
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Supply Voltage		4.5		18	4.5		16	V
Supply Current	V _{CC} = 5V, R _L = ∞ V _{CC} = 15V, R _L = ∞ (Low State) (Note 2)		3 10	5 12		3 10	6 15	mA mA
Timing Error, Monostable								
Initial Accuracy			0.5			1		%
Drift with Temperature	R _A , R _B = 1k to 100 k, C = 0.1μF, (Note 3)		30			50		ppm/°C
Accuracy over Temperature			1.5			1.5		%
Drift with Supply			0.05			0.1		%/V
Timing Error, Astable								
Initial Accuracy			1.5			2.25		%
Drift with Temperature			90			150		ppm/°C
Accuracy over Temperature			2.5			3.0		%
Drift with Supply			0.15			0.30		%/V
Threshold Voltage			0.667			0.667		x V _{CC}
Trigger Voltage	V _{CC} = 15V V _{CC} = 5V	4.8 1.45	5 1.67	5.2 1.9		5 1.67		V V
Trigger Current			0.01	0.5		0.5	0.9	μA
Reset Voltage		0.4	0.5	1	0.4	0.5	1	V
Reset Current			0.1	0.4		0.1	0.4	mA
Threshold Current	(Note 4)		0.1	0.25		0.1	0.25	μA
Control Voltage Level	V _{CC} = 15V V _{CC} = 5V	9.5 2.9	10 3.33	10.4 3.8	9 2.6	10 3.33	11 4	V V
Pin 7 Leakage Output High			1	100		1	100	nA
Pin 7 Sat (Note 5)								
Output Low	V _{CC} = 15V, I _T = 15 mA		150			180		mV
Output Low	V _{CC} = 4.5V, I _T = 4.5 mA		70	100		80	200	mV
Output Voltage Drop (Low)	V _{CC} = 15V I _{SINK} = 10 mA I _{SINK} = 50 mA I _{SINK} = 100 mA I _{SINK} = 200 mA V _{CC} = 5V I _{SINK} = 8 mA I _{SINK} = 5 mA		0.1 0.4 2 2.5	0.15 0.5 2.2		0.1 0.4 2 2.5	0.25 0.75 2.5	V V V V
Output Voltage Drop (High)	I _{SOURCE} = 200 mA, V _{CC} = 15V I _{SOURCE} = 100 mA, V _{CC} = 15V V _{CC} = 5V	13 3	12.5 13.3 3.3		12.75 2.75	12.5 13.3 3.3		V V V
Rise Time of Output			100			100		ns
Fall Time of Output			100			100		ns

Note 1: For operating at elevated temperatures the device must be derated based on a +150°C maximum junction temperature and a thermal resistance of +45°C/W junction to case for TO-5 and +150°C/W junction to ambient for both packages.

Note 2: Supply current when output high typically 1 mA less at V_{CC} = 5V.

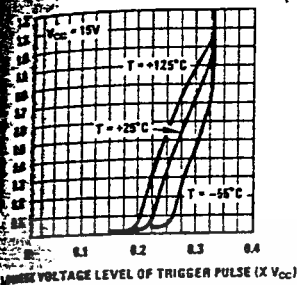
Note 3: Tested at V_{CC} = 5V and V_{CC} = 15V.

Note 4: This will determine the maximum value of R_A + R_B for 15V operation. The maximum total (R_A + R_B) is 20 MΩ.

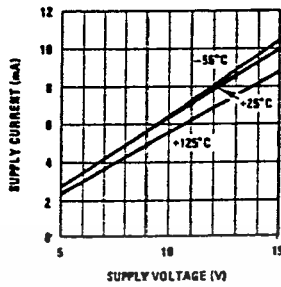
Note 5: No protection against excessive pin 7 current is necessary providing the package dissipation rating will not be exceeded.

Typical Performance Characteristics

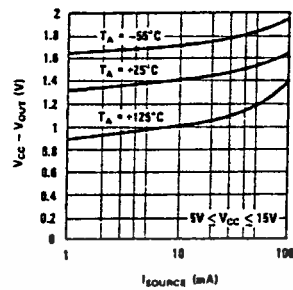
Minimum Pulse Width Required for Triggering



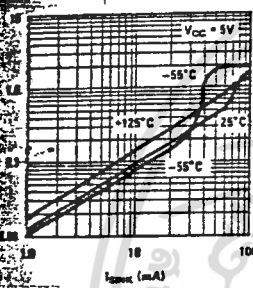
Supply Current vs Supply Voltage



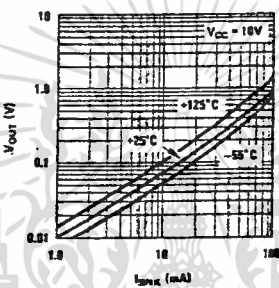
High Output Voltage vs Output Source Current



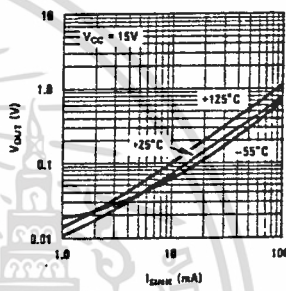
Low Output Voltage vs Output Sink Current



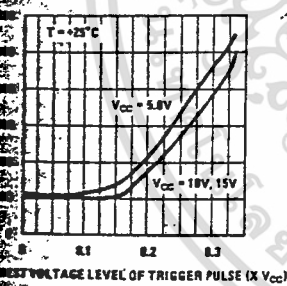
Low Output Voltage vs Output Sink Current



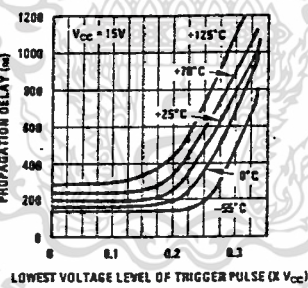
Low Output Voltage vs Output Sink Current



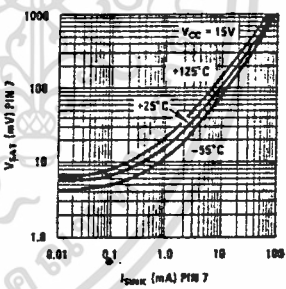
Output Propagation Delay vs Voltage Level of Trigger Pulse



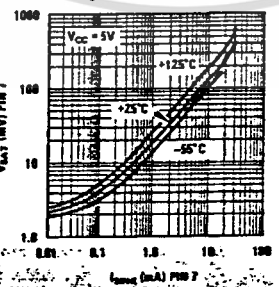
Output Propagation Delay vs Voltage Level of Trigger Pulse



Discharge Transistor (Pin 7) Voltage vs Sink Current



Discharge Transistor (Pin 7) Voltage vs Sink Current



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Applications Information

MONOSTABLE OPERATION

In this mode of operation, the timer functions as a one-shot (Figure 1). The external capacitor is initially held discharged by a transistor inside the timer. Upon application of a negative trigger pulse of less than $1/3 V_{CC}$ to pin 2, the flip-flop is set which both releases the short circuit across the capacitor and drives the output high.

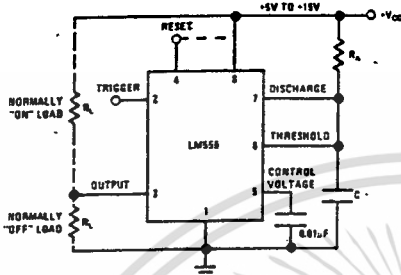


FIGURE 1. Monostable

The voltage across the capacitor then increases exponentially for a period of $t = 1.1 R_A C$, at the end of which the voltage equals $2/3 V_{CC}$. The comparator then resets the flip-flop which in turn discharges the capacitor and drives the output to its low state. Figure 2 shows the waveforms generated in this mode of operation. Since the charge and the threshold level of the comparator are both directly proportional to supply voltage, the timing interval is independent of supply.

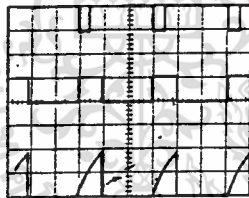


FIGURE 2. Monostable Waveforms

During the timing cycle when the output is high, the further application of a trigger pulse will not effect the circuit. However the circuit can be reset during this time by the application of a negative pulse to the reset terminal (pin 4). The output will then remain in the low state until a trigger pulse is again applied.

When the reset function is not in use, it is recommended that it be connected to V_{CC} to avoid any possibility of false triggering.

Figure 3 is a nomograph for easy determination of R, C values for various time delays.

NOTE: In monostable operation, the trigger should be driven high before the end of timing cycle.

ASTABLE OPERATION

If the circuit is connected as shown in Figure 4 (pins 2 and 6 connected) it will trigger itself and free run as a

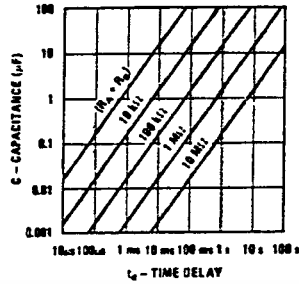


FIGURE 3. Time Delay

multivibrator. The external capacitor charges through $R_A + R_B$ and discharges through R_B . Thus the duty cycle may be precisely set by the ratio of these two resistors.

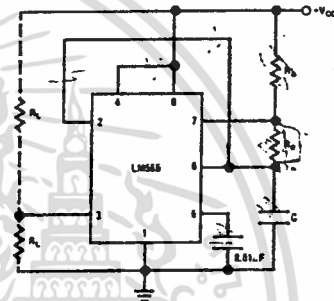


FIGURE 4. Astable

In this mode of operation, the capacitor charges and discharges between $1/3 V_{CC}$ and $2/3 V_{CC}$. As in the triggered mode, the charge and discharge times, and therefore the frequency are independent of the supply voltage.

Figure 5 shows the waveforms generated in this mode of operation.

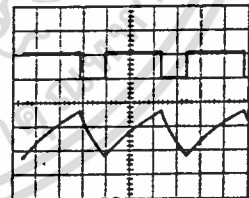


FIGURE 5. Astable Waveforms

The charge time (output high) is given by:
 $t_1 = 0.693 (R_A + R_B) C$

And the discharge time (output low) by:
 $t_2 = 0.693 (R_B) C$

Thus the total period is:
 $T = t_1 + t_2 = 0.693 (R_A + 2R_B) C$

Applications Information (Continued)

The frequency of oscillation is:

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1.44}{(R_A + 2R_B)C}$$

Figure 6 may be used for quick determination of these RC values.

The duty cycle is:

$$D = \frac{R_B}{R_A + 2R_B}$$

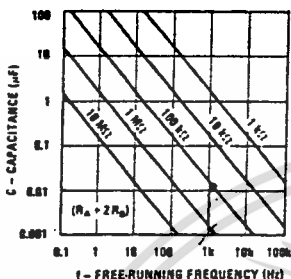
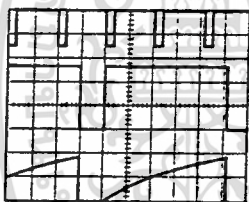


FIGURE 6. Free Running Frequency

FREQUENCY DIVIDER

The monostable circuit of Figure 1 can be used as a frequency divider by adjusting the length of the timing cycle. Figure 7 shows the waveforms generated in a divide by three circuit.



V_{CC} = 5V
TIME = 20µ/DIV.
R_A = 8.1 kΩ
C = 0.01µF

Top Trace: Input 4V/Div.
Bottom Trace: Output 2V/Div.
Series Trac: Capacitor 2V/Div.

FIGURE 7. Frequency Divider

PULSE WIDTH MODULATOR

When the timer is connected in the monostable mode and triggered with a continuous pulse train, the output pulse width can be modulated by a signal applied to pin 5. Figure 8 shows the circuit, and in Figure 9 are some waveform examples.

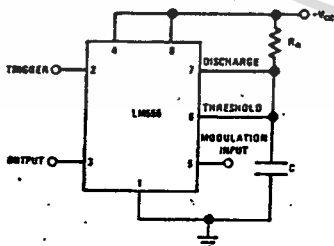
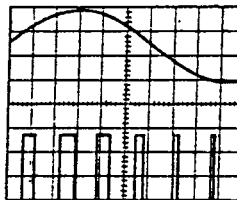


FIGURE 8. Pulse Width Modulator



V_{CC} = 5V
TIME = 0.2 ms/DIV.
R_A = 8.1 kΩ
C = 0.01µF

Top Trace: Modulation 1V/Div.
Bottom Trace: Output 2V/Div.

FIGURE 9. Pulse Width Modulator

PULSE POSITION MODULATOR

This application uses the timer connected for astable operation, as in Figure 10, with a modulating signal again applied to the control voltage terminal. The pulse position varies with the modulating signal, since the threshold voltage and hence the time delay is varied. Figure 11 shows the waveforms generated for a triangle wave modulation signal.

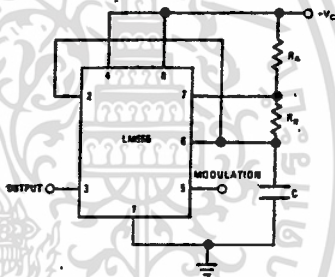
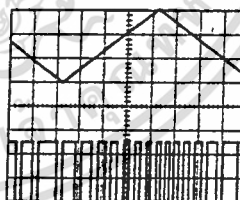


FIGURE 10. Pulse Position Modulator



V_{CC} = 5V
TIME = 0.1 ms/DIV.
R_A = 3.9 kΩ
R_B = 3 kΩ
C = 0.01µF

Top Trace: Modulation Input 1V/Div.
Bottom Trace: Output 2V/Div.

FIGURE 11. Pulse Position Modulator

LINEAR RAMP

When the pullup resistor, R_A, in the monostable circuit is replaced by a constant current source, a linear ramp is

Applications Information (Continued)

generated. *Figure 12* shows a circuit configuration that will perform this function!

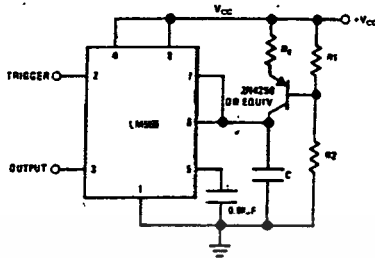


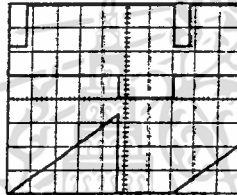
FIGURE 12.

Figure 13 shows waveforms generated by the linear ramp.

The time interval is given by:

$$T = \frac{2/3 V_{CC} R_E (R_1 + R_2) C}{R_1 V_{CC} - V_{BE} (R_1 + R_2)}$$

$V_{BE} \approx 0.6V$



$V_{CC} = 5V$
 TIME = 20µ/DIV.
 $R_1 = 47k\Omega$
 $R_2 = 100k\Omega$
 $R_E = 2.7k\Omega$
 $C = 0.01\mu F$

Top Trace: Input 2V/Div.
 Middle Trace: Output 5V/Div.
 Bottom Trace: Capacitor Voltage 1V/Div.

FIGURE 13. Linear Ramp

50% DUTY CYCLE OSCILLATOR

For a 50% duty cycle, the resistors R_A and R_B may be connected as in *Figure 14*. The time period for the out-

put high is the same as previous, $t_1 = 0.693 R_A C$. For the output low it is $t_2 =$

$$\left[\frac{R_A R_B}{(R_A + R_B)} \right] CLn \left[\frac{R_B - 2R_A}{2R_B - R_A} \right]$$

Thus the frequency of oscillation is $f = \frac{1}{t_1 + t_2}$

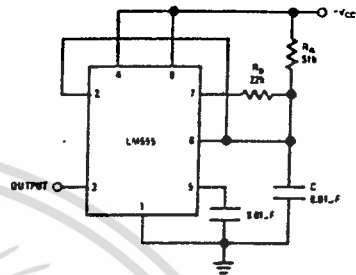


FIGURE 14. 50% Duty Cycle Oscillator

Note that this circuit will not oscillate if R_B is greater than $1/2 R_A$ because the junction of R_A and R_B cannot bring pin 2 down to $1/3 V_{CC}$ and trigger the lower comparator.

ADDITIONAL INFORMATION

Adequate power supply bypassing is necessary to protect associated circuitry. Minimum recommended is $0.1\mu F$ in parallel with $1\mu F$ electrolytic.

Lower comparator storage time can be as long as $10\mu s$ when pin 2 is driven fully to ground for triggering. This limits the monostable pulse width to $10\mu s$ minimum.

Delay time reset to output is $0.47\mu s$ typical. Minimum reset pulse width must be $0.3\mu s$, typical.

Pin 7 current switches within $30 ns$ of the output (pin 3) voltage.

LM556/LM556C Dual Timer

General Description

The LM556 Dual timing circuit is a highly stable controller capable of producing accurate time delays or oscillation. The 556 is a dual 555. Timing is provided by an external resistor and capacitor for each timing function. The two timers operate independently of each other sharing only V_{CC} and ground. The circuits may be triggered and reset on falling waveforms. The output structures may sink or source 200 mA.

- Adjustable duty cycle
- Output can source or sink 200 mA
- Output and supply TTL compatible
- Temperature stability better than 0.005% per °C
- Normally on and normally off output

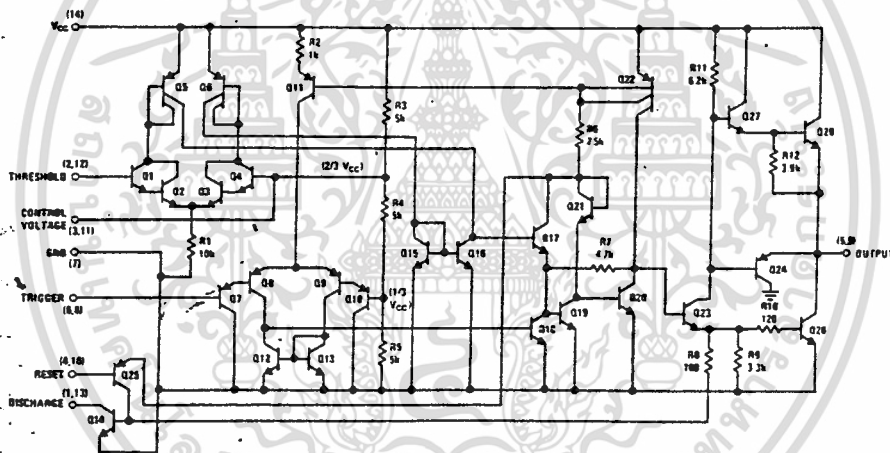
Features

- Direct replacement for SE556/NE556
- Timing from microseconds through hours
- Operates in both astable and monostable modes
- Replaces two 555 timers

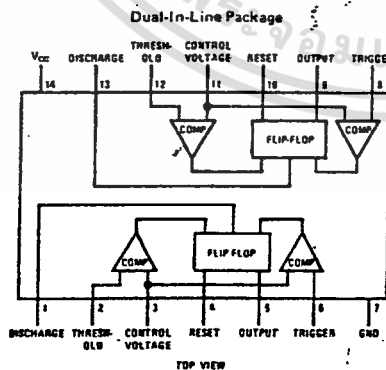
Applications

- Precision timing
- Pulse generation
- Sequential timing
- Time delay generation
- Pulse width modulation
- Pulse position modulation
- Linear ramp generator

Schematic Diagram



Connection Diagram



Order Number LM556CN
See NS Package N14A

Order Number LM556J or LM556CJ
See NS Package J14A

LM556/LM556C

Absolute Maximum Ratings

Supply Voltage	+18V
Power Dissipation (Note 1)	600 mW
Operating Temperature Ranges	
LM556C	0°C to +70°C
LM556	-55°C to +125°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	300°C

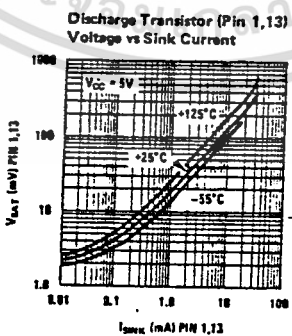
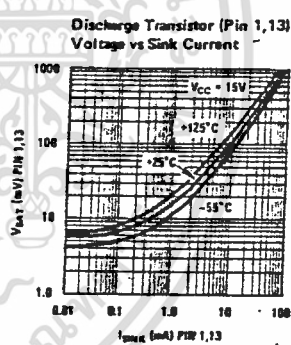
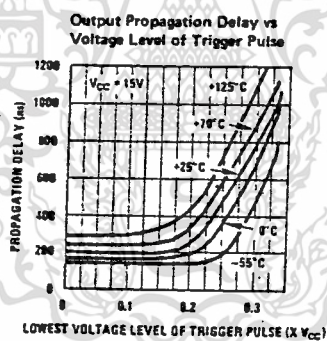
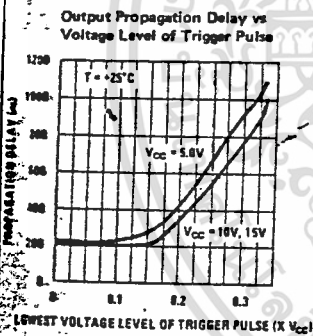
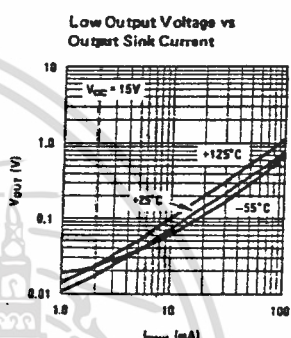
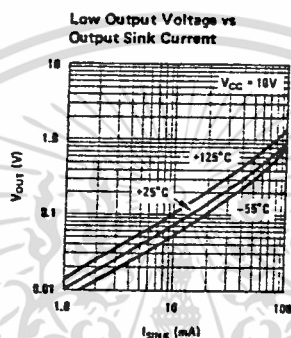
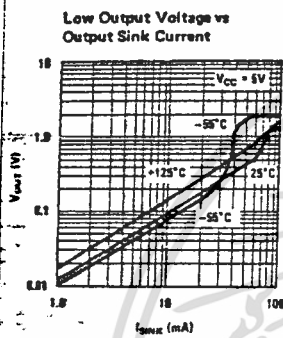
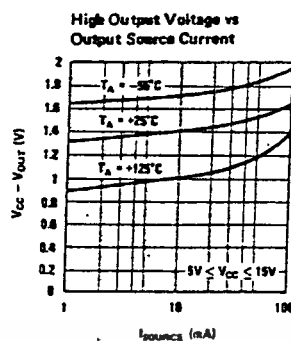
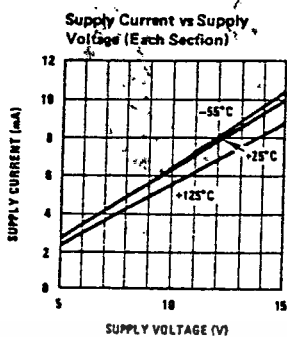
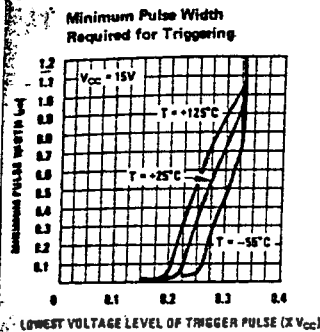
Electrical Characteristics (T_A = 25°C, V_{CC} = +5V to +15V, unless otherwise specified)

PARAMETER	CONDITIONS	LM556			LM556C			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Supply Voltage		4.5		18	4.5		18	V
Supply Current	V _{CC} = 5V, R _L = ∞		3	5		3	6	mA
(Each Timer Section)	V _{CC} = 15V, R _L = ∞		10	11		10	14	mA
	(Low State) (Note 2)							
Timing Error, Monostable								
Initial Accuracy			0.5			0.75		%
Drift With Temperature	R _A , R _B = 1k to 100k, C = 0.1µF, (Note 3)		3.1			50		ppm/°C
Accuracy Over Temperature			1.5			1.5		%
Drift with Supply			0.05			0.1		%/V
Timing Error, Astable								
Initial Accuracy			1.5			2.25		%
Drift With Temperature			90			150		ppm/°C
Accuracy Over Temperature			2.5			3.0		%
Drift With Supply			0.15			0.30		%/V
Trigger Voltage	V _{CC} = 15V	4.8	5	5.2	4.5	5	0.5	V
	V _{CC} = 5V	1.45	1.67	1.9	1.25	1.67	2.0	V
Trigger Current			0.1	0.5		0.2	1.0	µA
Reset Voltage	(Note 4)	0.4	0.5	1	0.4	0.5	1	V
Reset Current			0.1	0.4		0.1	0.8	mA
Threshold Current	(Note 5)		0.03	0.1		0.03	0.1	µA
Control Voltage Level And	V _{CC} = 15V	9.6	10	10.4	9	10	11	V
Threshold Voltage	V _{CC} = 5V	2.9	3.33	3.8	2.6	3.33	4	V
Pin 1, 13 Leakage Output High			1	100		1	100	nA
Pin 1, 13 Sat	(Note 6)							
Output Low	V _{CC} = 15V, I = 15 mA		150	240		180	300	mV
Output Low	V _{CC} = 4.5V, I = 4.5 mA		70	100		80	200	mV
Output Voltage Drop (Low)	V _{CC} = 15V							
	I _{sink} = 10 mA		0.1	0.15		0.1	0.25	V
	I _{sink} = 50 mA		0.4	0.5		0.4	0.75	V
	I _{sink} = 100 mA		2	2.25		2	2.75	V
	I _{sink} = 200 mA		2.5			2.5		V
	V _{CC} = 5V							
	I _{sink} = 8 mA		0.1	0.25				V
	I _{sink} = 5 mA					0.25	0.35	V
Output Voltage Drop (High)	I _{source} = 200 mA, V _{CC} = 15V		12.5			12.5		V
	I _{source} = 100 mA, V _{CC} = 15V	13	13.3		12.75	13.3		V
	V _{CC} = 5V	3	3.3		2.75	3.3		V
Rise Time of Output			100			100		ns
Fall Time of Output			100			100		ns
Matching Characteristics	(Note 7)							
Initial Timing Accuracy			0.08	0.2		0.1	2.0	s
Timing Drift With Temperature			±10			±10		ppm/°C
Drift With Supply Voltage			0.1	0.2		0.2	0.5	%/V

- Note 1:** For operating at elevated temperatures the device must be derated based on a +150°C maximum junction temperature and a thermal resistance of +150°C/W junction to ambient for both packages.
- Note 2:** Supply current when output high typically 1 mA less at V_{CC} = 5V.
- Note 3:** Tested at V_{CC} = 5V and V_{CC} = 15V.
- Note 4:** As reset voltage lowers, timing is inhibited and then the output goes low.
- Note 5:** This will determine the maximum value of R_A + R_B for 15V operation. The maximum total (R_A + R_B) is 20 MΩ.
- Note 6:** No protection against excessive pin 1, 13 current is necessary providing the package dissipation rating will not be exceeded.
- Note 7:** Matching characteristics refer to the difference between performance characteristics of each timer section.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Performance Characteristics



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้