

ฉลากบาร์โค้ดระบบ วีเอชเอฟ/ยูเอชเอฟ

VHF/UHF TELEVISION TUNER



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาเทคโนโลยีโทรคมนาคม ภาควิชาวิศวกรรมสารสนเทศ

คณะวิศวกรรมศาสตร์

ร.พ.
๑๙๙๓
๘๕๓

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา ๒๕๔๔

เลขที่.....

เลขทะเบียน 46542

วัน, เดือน, ปี ๔ เม.ย. ๒๕๔๖

b.....
i.....

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

๑๙๙๓

VHF/UHF TELEVISION TUNER



A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF
BACHELOR OF THE TECHNOLOGY TELECOMMUNICATION
FACULTY OF ENGINEERING
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

2001

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	จูนเนอร์โทรศัพท์ระบบ วีเอชเอฟ/ยูเอชเอฟ
นักศึกษา	ดำรงค์ อำนวยสิทธิโชค รหัสประจำตัว 42015637
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	ผศ.วิชัย สุรพัฒน์
ระดับการศึกษา	ปริญญาอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาเทคโนโลยีโทรคมนาคม
ภาควิชา	วิศวกรรมสารสนเทศ
ปีการศึกษา	2544

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้เป็นการศึกษาการสร้างเครื่องจูนเนอร์โทรศัพท์ระบบ วีเอชเอฟ/ยูเอชเอฟ เพื่อใช้ในการรับสัญญาณโทรศัพท์ผ่าน วีเอชเอฟ/ยูเอชเอฟ แล้วนำไปแสดงภาพและเสียงที่มอเนเตอร์ที่ไม่ใช่เครื่องรับโทรศัพท์ได้

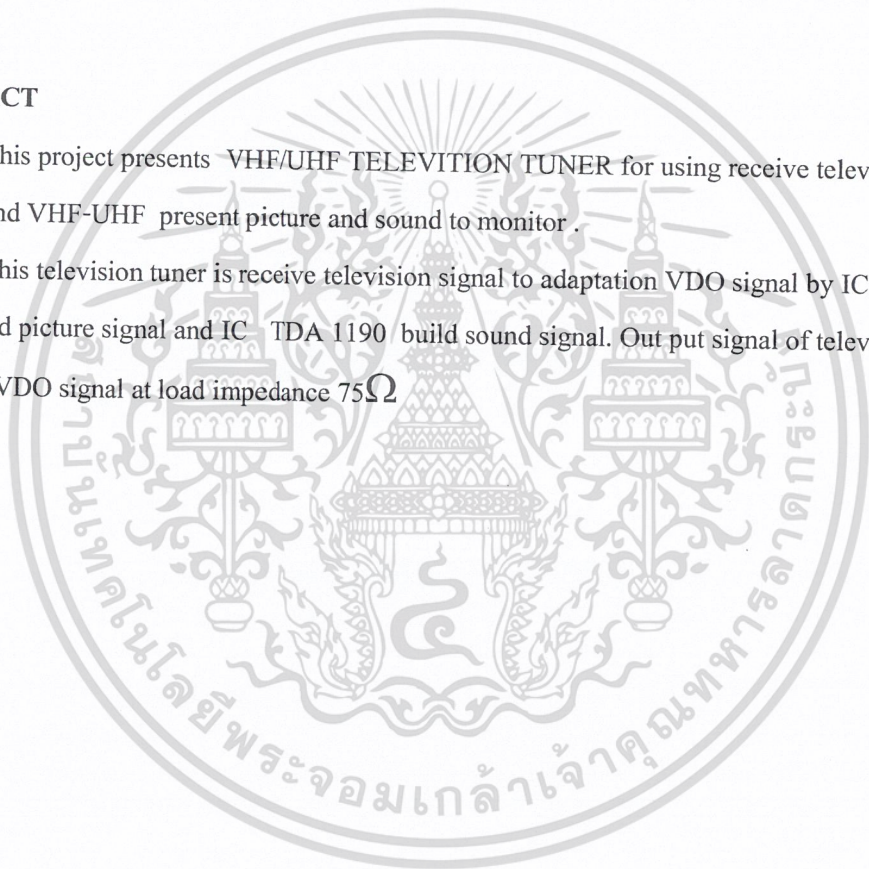
เครื่องจูนเนอร์โทรศัพท์นี้จะรับสัญญาณโทรศัพท์แปลงเป็นสัญญาณวิดีโอโดยใช้ ไอซีเบอร์ TDA 9800 สร้างสัญญาณภาพและไอซี TDA 1190 สร้างสัญญาณเสียงโดยเครื่องจูนเนอร์โทรศัพท์ระบบ วีเอชเอฟ/ยูเอชเอฟ เครื่องนี้จะให้สัญญาณเอาต์พุตเป็นสัญญาณวิดีโอที่โพลคอมพีแดนซ์ 75 โอห์ม

THESIS TITLE **VHF/UHF TELEVISION TUNER**
STUDENT **Mr. Dumrong Umnuaysittichok ID. 42015637**
ADVISOR **Assist.Prof. Vichai Surapat**
COURSE **Bachelor of Industrial Technology in Telecommunication**
DEPARTMENT **Information Engineering**
YEAR **2001**

ABSTRACT

This project presents VHF/UHF TELEVISION TUNER for using receive television signal. band VHF-UHF present picture and sound to monitor .

This television tuner is receive television signal to adaptation VDO signal by IC TDA 9800 build picture signal and IC TDA 1190 build sound signal. Out put signal of television tuner is a VDO signal at load impedance 75Ω



กิตติกรรมประกาศ

ขอขอบพระคุณ ผ.ศ. วิชัย สุรพัฒน์ ซึ่งเป็นอาจารย์ที่ปรึกษาเป็นอย่างสูง รวมทั้งอาจารย์
ทุกๆท่านที่ให้ความรู้ และชี้แนะแนวทางต่าง ๆ ตลอดจน ให้คำปรึกษาและแนะนำแนวทางในการ
ค้นคว้า และทดลองตลอดมา จนการทำโครงการและปฏิญานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงได้ด้วยดี
รวมทั้งเพื่อน ๆ นักศึกษาทุกคนที่ให้คำแนะนำที่เป็นประโยชน์จนเป็นผลให้โครงการนี้
สำเร็จไปด้วยดี

ขอขอบพระคุณมา ณ ที่นี้
ผู้จัดทำ



สารบัญ

	หน้า
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ความเป็นมาของโครงการและความสำคัญ	1
1.2 วัตถุประสงค์	1
1.3 ขอบเขตของโครงการ	1
1.4 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ	1
บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการ	2
2.1 สเปกตรัมความยาวคลื่น	2
2.2 การแบ่งย่านความถี่ของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า	3
2.3 วงจรออสซิลเลเตอร์	5
2.4 หลักการของวงจรออสซิลเลเตอร์	6
2.5 วงจร LC ออสซิลเลเตอร์	10
2.6 วงจรคริสตัลออสซิลเลเตอร์	17
2.7 วงจรกรองความถี่	22
บทที่ 3 โครงสร้าง	29
3.1 บล็อกไดอะแกรม	29
3.2 อิเล็กทรอนิกส์จูนเนอร์	30
3.3 วงจรภาคเสียง	31
3.4 วงจรภาคภาพ	32
3.5 แหล่งจ่ายไฟ	33
บทที่ 4 ผลการทดลอง	34
บทที่ 5 สรุปผล	36
หนังสืออ้างอิง	
ภาคผนวก	

สารบัญรูป

	หน้า
รูปที่ 2.1 สเปกตรัมและความยาวคลื่นของแสงที่มองเห็นได้	2
รูปที่ 2.2 แสดงวงจรป้อนกลับแบบบวก	8
รูปที่ 2.3 แสดงการเกิดออสซิลเลต	10
รูปที่ 2.4 ผลการตอบสนองทางการเหนี่ยวนำของวงจรรีโซแนนท์	11
รูปที่ 2.5 บล็อกไดอะแกรมของวงจร LC ออสซิลเลเตอร์	12
รูปที่ 2.6 การเกิดออสซิลเลตของวงจร LC ที่ความถี่รีโซแนนท์	13
รูปที่ 2.7 การเกิดแอมพลิง	14
รูปที่ 2.8 ตัวอย่างของวงจรคริสตอลออสซิลเลเตอร์ที่ใช้อินเวอร์ตติ้งเกต	18
รูปที่ 2.9 เปรียบเทียบระหว่างวงจร โคลพิตต์และวงจรเพอร์ซคริสตอลออสซิลเลเตอร์	18
รูปที่ 2.10 สัญลักษณ์และวงจรเทียบเคียงทางไฟฟ้าของผลึกคริสตอล	19
รูปที่ 2.11 กราฟของการตอบสนองความถี่ที่สมบูรณ์ของคริสตอล	20
รูปที่ 2.12 วงจรกำเนิดโอเวอร์โทน	20
รูปที่ 2.13 วงจรคริสตอลออสซิลเลเตอร์แบบ โคลพิตต์	21
รูปที่ 2.14 วงจรคริสตอลออสซิลเลเตอร์แบบ โคลพิตต์ อีกรูปแบบหนึ่ง	21
รูปที่ 2.15 ลักษณะของแถบความถี่ในวงจรกรองความถี่แบบต่างๆ	23
รูปที่ 2.16 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบสองส่วน	24
รูปที่ 2.17 ลักษณะกราฟการตอบสนองความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบสองส่วน	25
รูปที่ 2.18 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบสามส่วน	26
รูปที่ 2.19 ผลการตอบสนองความถี่ที่สูงที่สุดค่าของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบสามส่วน	26
รูปที่ 2.20 ลักษณะกราฟการตอบสนองความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบสามส่วน	26
รูปที่ 2.21 กราฟคุณสมบัติของการตอบสนองความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน	28
รูปที่ 3.1 บล็อกไดอะแกรมของเครื่องจูนเนอร์โทรทัสน์ระบบวีเอชเอฟ/ยูเอชเอฟ	29
รูปที่ 3.2 วงจรภาคเสียง	31
รูปที่ 3.3 วงจรภาคภาพ	32
รูปที่ 3.4 แหล่งจ่ายไฟ	33
รูปที่ 3.5 วงจรสมบูรณ์ของเครื่องจูนเนอร์โทรทัสน์ระบบวีเอชเอฟ/ยูเอชเอฟ	34

สารบัญรูป (ต่อ)

	หน้า
รูปที่4.1 สัญญาณอินพุท RF จากสายอากาศ	35
รูปที่4.2 สัญญาณเอาต์พุท IF ของจูนเนอร์อิเล็กทรอนิกส์	35
รูปที่4.3 สัญญาณเอาต์พุทจากการวัด video out	36
รูปที่4.4 สัญญาณ sinewave ที่ป้อนให้แก่วงจรภาคเสียง	36
รูปที่4.5 สัญญาณ sinewave เอาต์พุทที่วัดได้จากวงจรภาคเสียง	37



บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาของโครงการและความสำคัญ

เนื่องจากอุปกรณ์ปรับแต่งสัญญาณ โทรทัศน์ที่มีอยู่ในปัจจุบันมีราคาแพงและมีประสิทธิภาพต่ำ โครงการนี้จึงคิดขึ้นมาเพื่อทำอุปกรณ์ปรับแต่งสัญญาณ โทรทัศน์ที่มีราคาถูกและมีประสิทธิภาพดี

1.2 วัตถุประสงค์

เพื่อศึกษาการสร้างอุปกรณ์ที่ใช้ในการปรับแต่งสัญญาณ โทรทัศน์

1.3 ขอบเขตของโครงการ

สร้างเครื่องจูนเนอร์โทรทัศน์ระบบ VHF/UHF

1.4 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

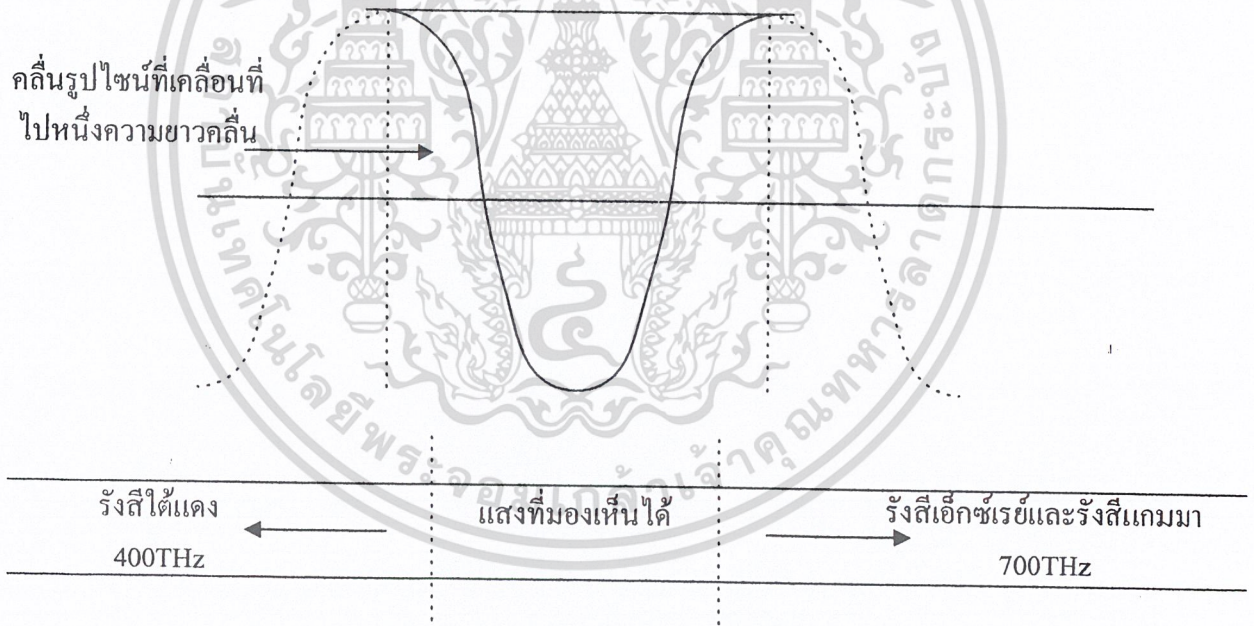
1.เข้าใจการทำงานของเครื่องจูนเนอร์โทรทัศน์ระบบ VHF/UHF

บทที่ 2

ทฤษฎีและหลักการ

2.1 สเปกตรัม และ ความยาวคลื่น

ในการวิเคราะห์สัญญาณ โดยทั่วไปนั้น ได้อาศัยเทคนิคของการแปลงฟูเรียร์ (Fourier Transform) จึงทำให้ทราบว่าสัญญาณต่าง ๆ นั้นประกอบขึ้นมาจากสัญญาณรูปไซน์จำนวนมาก รูปลักษณะการแจกแจงความถี่ที่ทำให้รู้ว่าสัญญาณต่าง ๆ นั้นประกอบขึ้นมาจากสัญญาณรูปไซน์ที่มีความถี่ต่าง ๆ กันอย่างไร ทั้งหมดนี้รวมเรียกว่า สเปกตรัม (Spectrum) ของสัญญาณนั้น สัญญาณที่กล่าวถึงในที่นี้ จะขอเน้นถึงสัญญาณไฟฟ้าเป็นหลัก



รูปที่ 2.1 สเปกตรัมและความยาวคลื่นของแสงที่มองเห็นได้

ปริมาณที่สำคัญอย่างหนึ่งซึ่งช่วยให้เราแบ่งแยกคุณสมบัติบางประการของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าได้ คือ ความยาวคลื่น (wavelength) ความยาวคลื่นคือระยะทางที่คลื่นเคลื่อนที่ไปครบหนึ่งลูกคลื่น ความยาวคลื่นอาจวัดได้จากระยะทางระหว่างยอดคลื่น (จุดที่ค่าของสัญญาณมีค่าสูง) ที่เกิดตามกันมา ดูรูปที่ 2.1 ถ้าเราให้ v คือความเร็วของคลื่นสัญญาณที่เดินทางผ่านตัวกลางซึ่งมีหน่วยเป็น

เมตรต่อวินาที และถ้าคลื่นสัญญาณนั้นเกิดขึ้นด้วยความถี่ f (Hz) เราก็สามารถที่จะคำนวณหาความยาวคลื่น λ ซึ่งมีหน่วยเป็นเมตรได้ดังต่อไปนี้คือ

$$\lambda = v/f \quad (2.1)$$

คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า เมื่อเดินทางผ่านสุญญากาศจะเดินทางไปด้วย ความเร็วเท่ากับความเร็วแสงคือ 3×10^8 เมตร / วินาที ธรรมดาเมื่อกล่าวถึงความยาวคลื่น โดยมิได้กล่าวอ้างอิงถึงตัวกลางที่คลื่นที่ผ่านไปแล้ว ก็จะหมายความว่าความยาวคลื่น เมื่อคลื่นนั้นเคลื่อนที่อยู่ในสุญญากาศ

2.2 การแบ่งย่านความถี่ของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า

ปกติทั่วไปแล้วช่องสัญญาณต่าง ๆ ที่ใช้ส่งคลื่นผ่านไปในั้น จะมีปฏิกิริยาต่อเนื่องที่ความถี่ต่าง ๆ ไม่เหมือนกัน ทำให้คุณสมบัติการเคลื่อนที่ของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่อยู่ในย่านความถี่ที่ต่างกันนั้นมีความแตกต่างกันออกไป เพราะฉะนั้นจึงได้มีการแบ่งย่านความถี่ของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าไว้เพื่อที่จะได้รวบรวมเอาคลื่นความถี่ที่มีคุณสมบัติใกล้เคียงกันเข้าไว้ด้วยกัน

จากตารางที่ 2.1 ย่านความถี่ต่าง ๆ นั้นในบางครั้งก็เรียกว่า “แบนด์” (band) ลำดับของแบนด์ดังแสดงในตารางที่ 2.1 นั้น เป็นไปตามมาตรฐานข้อตกลงระหว่างประเทศซึ่งกำหนดโดย ITU (International Telecommunication Union)

คุณสมบัติและประโยชน์ของคลื่นแม่เหล็ก ๆ ไฟฟ้าในย่านความถี่ต่าง ๆ นั้น พอที่จะสรุปไว้เป็นสังเขปได้ดังต่อไปนี้คือ

ELF เป็นแบนด์ของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่มีความถี่ต่ำมาก เป็นย่านความถี่ของสัญญาณที่เกิดขึ้นจากเครื่องดนตรี และเสียงของสัตว์ หรือเสียงของมนุษย์บางส่วน อย่างไรก็ตามย่านความถี่ของคลื่นที่ตรงกับความถี่ของเสียงของมนุษย์ชาติส่วนใหญ่จะถูกจัดแบ่งไว้เป็นอีกแบนด์หนึ่งคือ VF แบนด์

ตารางที่ 2.1 การแบ่งย่านความถี่และคำศัพท์เฉพาะ

ลำดับที่	ย่านความถี่	ชื่อย่านความถี่	อักษรย่อ
1	30-300 Hz	Extreamly-low frequency	ELF
2	300-300Hz	Voice Frequency	VF
3	3-30kHz	Very-low Frequency	VLF
4	30-300kHz	Low Frequency	LF
5	300-3000kHz	Medium Frequency	MF
6	3-30MHz	High Frequency	HF
7	30-300MHz	Very-high Frequency	VHF
8	300-3000MHz	Ultra-high Frequency	UHF
9	3-300GHz	Super-high Frequency	SHF
10	30-300GHz	Extreamly-high Frequency	EHF
11	300-3000GHz

ความถี่ในย่าน VLF และ LF นั้น เริ่มแรกใช้สำหรับวิทยุโทรเลข (radio telegraph) แต่เนื่องจากความยาวคลื่นของสัญญาณในแบนด์นี้มีความยาวมาก เป็นกิโลเมตร เพราะฉะนั้นการส่งวิทยุในย่านความถี่นี้ ปัจจุบันจะใช้สำหรับงานพิเศษ โดยเฉพาะเท่านั้น

FM เป็นย่านความถี่ของคลื่นที่ใช้ในการส่งกระจายเสียง FM เป็นย่านความถี่ของคลื่นที่เรียกว่า “คลื่นสั้น” เป็นย่านความถี่ของคลื่นที่ใช้สำหรับส่งกระจายเสียงวิทยุ FM ในระบบคลื่นสั้นและวิทยุสมัครเล่น (armature radio) คุณสมบัติที่สำคัญสำหรับคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าในย่านความถี่ทั้งสองนี้ก็คือ เมื่อคลื่นนี้เดินทางไปถึงบรรยากาศชั้นสูงสุดที่ห่อหุ้มโลกนี้อยู่ คือชั้น ไอโอโนสเฟียร์ (Ionosphere) พลังงานของคลื่นบางส่วนจะถูกสะท้อนโดยบรรยากาศชั้นนี้กลับลงมายังพื้นโลกอีก ทำให้เกิดการสะท้อนไปมาระหว่างพื้นโลกกับบรรยากาศชั้นนี้ขึ้น อันเป็นเหตุทำให้คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าในย่านความถี่นี้สามารถเดินทางไปได้ไกลมาก โดยเฉพาะคลื่นในย่าน HF

VHF และ UHF เป็นย่านความถี่ของคลื่นที่มีการสะท้อนเกิดขึ้นน้อยมากในชั้นบรรยากาศชั้น ไอโอโนสเฟียร์ คลื่นในย่านความถี่นี้ จะมีความสามารถที่จะเดินทางทะลุผ่านบรรยากาศ ชั้นต่าง ๆ ไปได้เนื่องจากคลื่นในย่านความถี่นี้มีความถี่สูงมากดังนั้นคุณสมบัติมันจึงมีความคล้ายคลึงกับคุณสมบัติของคลื่นแสงมาก คลื่นในย่านความถี่นี้จะเดินทางเป็นแนวเส้นตรงที่มองเห็นซึ่งกันและกันได้โดยไม่มีสิ่งกีดขวาง ซึ่งในลักษณะการสื่อสารดังกล่าวนี้มีชื่อเรียกเฉพาะว่า “การสื่อสาร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในแนวสายตา” (line-of-sight communication) ย่านความถี่ส่วนหนึ่งของ UHF ด้านความถี่ต่ำและ ย่านความถี่ VHF ถูกกำหนดใช้สำหรับการส่งโทรทัศน์ และวิทยุสื่อสาร (mobile communication) คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่มีความถี่สูงกว่า 1GHz ที่มีชื่อเรียกรวมว่า “ไมโครเวฟ” (microwave) ปกติจะใช้สำหรับงานด้าน เรดาร์ (Radar) และการสื่อสารที่ต้องการย่านความถี่กว้าง ข้อดีของการสื่อสาร ในย่านความถี่นี้ก็คือ สายอากาศที่ใช้จะมีขนาดเล็ก แต่ก็มีข้อเสียอยู่ว่า สภาพภูมิอากาศจะมีอิทธิพล ต่อการเคลื่อนที่ของคลื่นในย่านความถี่นี้มาก โดยเฉพาะฝน ทั้งนี้เพราะฝนมีขนาดพอที่จะเป็นสาย อากาศดูดซับเอาพลังงานของคลื่นสัญญาณไว้ ทำให้คลื่นเดินทาง ไปไม่ถึงจุดหมายปลายทางคือ เครื่องรับได้

2.3 วงจรออสซิลเลเตอร์ (Oscillator Circuit)

วงจรออสซิลเลเตอร์เป็นวงจรชนิดหนึ่งที่ใช้ทรานซิสเตอร์หรือหลอดสุญญากาศ ในการให้ กำเนิดสัญญาณ ไฟสลับขึ้นที่เอาต์พุต โดยพื้นฐานแล้ววงจรออสซิลเลเตอร์นี้ก็คือ วงจรขยาย สัญญาณหรือวงจรแอมพลิไฟเออร์นั่นเอง แต่ข้อแตกต่างจะอยู่ที่วงจรออสซิลเลเตอร์ ที่ประกอบ ด้วยวงจรป้อนกลับสัญญาณจากเอาต์พุต ซึ่งทำให้สามารถกำเนิดสัญญาณเอาต์พุตออกมาได้ โดย ไม่จำเป็นต้องมีสัญญาณป้อนเข้ามาทางอินพุตแต่อย่างใด วงจรออสซิลเลเตอร์ชนิดที่นิยมใช้กันมาก ได้แก่ วงจรจูน RF ออสซิลเลเตอร์ (Tuned RF Oscillator) ซึ่งประกอบด้วยอินดักแตนซ์และคาปาซิ เตอร์ ในการผลิตสัญญาณคลื่น ไซน์ที่มีความถี่ ริโซแนนท์ที่เอาต์พุต

วงจรออสซิลเลเตอร์สามารถนำไปใช้ประโยชน์ได้หลายอย่างเช่น เครื่องส่งคลื่นวิทยุทุก ชนิด จำเป็นต้องใช้วงจรออสซิลเลเตอร์ในการผลิตสัญญาณคลื่นพาหะ (RF Carrier Waves) เช่นกัน ยังมีความจำเป็นต่อวงจรแปลงความถี่ (Frequency Converter) ของวงจรเครื่องรับซูเปอร์เฮเทอโร ไดน์ (Superheterodyne) สำหรับสัญญาณความถี่กลาง IF หรือใช้สร้าง โลคอลออสซิลเลเตอร์ สำหรับการผสมสัญญาณและการนำสัญญาณกลับคืนมา นอกจากนี้ยังมีการใช้งานในเครื่องผลิต สัญญาณ หรือซิกแนลเจนเนอเรเตอร์ (Signal Generator) เป็นต้น ซึ่งสามารถผลิตได้ทั้งสัญญาณ ความถี่ต่ำหรือสัญญาณออดิโอและสัญญาณคลื่นวิทยุได้ด้วยเช่นกัน นอกจากนี้ในวงจรดิจิทัล วงจรออสซิลเลเตอร์ยังถูกใช้เป็นตัวผลิตสัญญาณนาฬิกาหรือสัญญาณคล็อก (Clock Signal) ให้แก่มัลติไวเบรเตอร์ ซึ่งสัญญาณที่ผลิตออกมา จะเป็นพัลส์ที่มีความถี่แน่นอน

วงจรออสซิลเลเตอร์แบ่งออกได้เป็น วงจรออสซิลเลเตอร์คลื่นรูปไซน์ และวงจรออสซิลเล เตอร์ที่ไม่ใช่รูปไซน์ เช่นเป็นคลื่นสี่เหลี่ยมของวงจรพัลส์ออสซิลเลเตอร์แบบสมมาตร ที่มีช่วงเวลา ON และ OFF เท่ากันโดยทั่ว ๆ ไป เรียกวจรชนิดนี้ว่า สแควร์เวฟเจนเนอเรเตอร์ (Square Wave

Generator) หรือวงจรผลิตคลื่นสี่เหลี่ยม หรือเป็นคลื่นสี่เหลี่ยมของวงจรพัลส์ออสซิลเลเตอร์แบบไม่สมมาตรที่มีช่วงเวลา ON และ OFF แตกต่างกัน ดังนั้นช่วงเวลาของระดับแรงดันไฟฟ้าสูงและต่ำจึงแตกต่างกันไป โดยรูปคลื่นในลักษณะนี้เรียกว่า เร็กเทงกูลาร์ (Rectangular) หรือคลื่นรูปฟันเลื่อย (Sawtooth Wave)

วงจรออสซิลเลเตอร์ส่วนใหญ่จะเป็นคลื่นรูปไซน์ ซึ่งจะให้กำเนิดคลื่นรูปไซน์ออกมาตลอดเวลาโดยมีขนาดและความถี่คงที่ ชนิดของการออสซิลเลทแบ่งได้จากอุปกรณ์ที่ใช้ ดังนั้นวงจรออสซิลเลเตอร์คลื่นรูปไซน์ จะแบ่งได้เป็น

- 1) LC ออสซิลเลเตอร์
- 2) RC ออสซิลเลเตอร์
- 3) คริสตอล ออสซิลเลเตอร์

ซึ่งแต่ละแบบจะมีลักษณะการใช้งานและข้อดีข้อเสียแตกต่างกันดังตารางที่ 2.1 โดยมีการเลือกชนิดของวงจรออสซิลเลเตอร์ดังนี้

1. ความถี่ที่ต้องการ
2. เสถียรภาพของความถี่ที่ต้องการ
3. ต้องการเปลี่ยนค่าความถี่หรือไม่
4. ยอมให้มีการผิดเพี้ยนของความถี่หรือไม่
5. ค่ากำลังงานที่ต้องการ

2.4 หลักการทำงานของวงจรออสซิลเลเตอร์

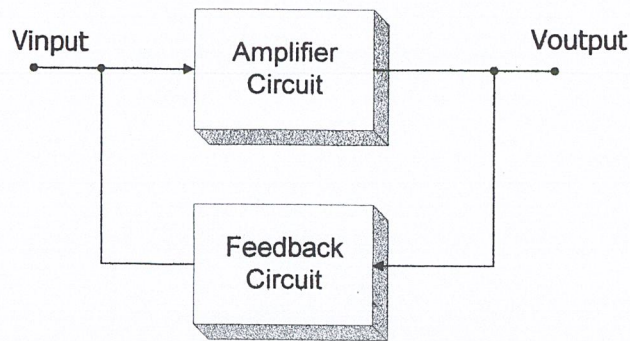
วงจรออสซิลเลเตอร์คือวงจรขยายชนิดหนึ่งนั่นเอง แต่เป็นวงจรขยายชนิดป้อนกลับแบบบวก (Positive Feedback) จะสร้างสัญญาณเอาต์พุตออกมาที่ความถี่ค่าหนึ่ง โดยไม่ต้องการสัญญาณอินพุต ดังนั้นอาจกล่าวได้ว่า วงจรออสซิลเลเตอร์จะประกอบด้วย 3 ส่วนคือ

1. วงจรขยาย (Amplifier)
2. วงจรป้อนกลับแบบบวก (Positive Feedback)
3. วงจรโซแนนท์ (Resonance)

โดยที่วงจรขยายเป็นวงจรที่สามารถขยายสัญญาณตามความถี่ที่เราต้องการ วงจรป้อนกลับแบบบวกเป็นวงจรป้อนกลับสัญญาณ เพื่อที่จะนำมาขยายเพิ่มขึ้น โดยต้องการ การป้อนกลับแบบบวกและวงจรรีโชนันท์เป็นวงจรที่ใช้เลือกความถี่

ตารางที่ 2.2 แสดงวงจรออสซิลเลเตอร์แบบคลื่นรูปไซน์

รูปแบบวงจรออสซิลเลเตอร์	ข้อดี-ข้อเสีย	ลักษณะการใช้งาน
LC ออสซิลเลเตอร์	<ol style="list-style-type: none"> 1. ความถี่เปลี่ยนแปลงได้ง่าย 2. เสถียรภาพทางความถี่ไม่ก่อดี 3. นิยมนำไปใช้งานโดยทั่วไป 4. ใช้ในย่านความถี่สูง 	<ol style="list-style-type: none"> 1. ใช้ในเครื่องรับวิทยุ, ทีวี, เอฟเอ็ม ฯลฯ 2. ใช้เป็นตัวออสซิลเลเตอร์ในการวัดทางความถี่สูง
RC ออสซิลเลเตอร์	<ol style="list-style-type: none"> 1. ใช้ช่วงความถี่ต่ำ 2. ความถี่สามารถเปลี่ยนแปลงได้ 3. เสถียรภาพของความถี่ไม่ดี 	<ol style="list-style-type: none"> 1. ใช้เป็นตัวออสซิลเลเตอร์ในการวัดทางความถี่ต่ำ
คริสตอล ออสซิลเลเตอร์	<ol style="list-style-type: none"> 1. เสถียรภาพของความถี่ดีเป็นพิเศษ 2. ใช้ในย่านความถี่สูง 3. การทำให้ความถี่เปลี่ยนแปลงทำได้ยาก 	<ol style="list-style-type: none"> 1. ใช้ในเครื่องส่งวิทยุ, นาฬิกา, เครื่องมือวัดชนิดต่าง ๆ ฯลฯ 2. เมื่อนำมาใช้งานร่วมกับวงจรเฟสล็อกจะนำไปใช้งานได้อย่างกว้างขวาง



รูปที่ 2.2 แสดงวงจรป้อนกลับแบบบวก

จากรูป 2.1 แสดงถึงบล็อกไดอะแกรมของวงจรป้อนกลับแบบบวก ซึ่งสามารถหาค่าอัตราขยายแรงดันรวมของวงจร ได้ดังนี้

$$A_V = \frac{E_{out}}{E_{in}} = \frac{A}{1 - A\beta} \quad (2.2)$$

จากสมการจะเห็นได้ว่าถ้าเป็นการป้อนกลับแบบบวกของ $A\beta$ จะมีค่าเป็นบวก ค่าเฟสเซอร์ของลูปลเกน $A\beta$ จะต้องอยู่ในควอดแดนต์ที่ 1 หรือ 4 หรืออยู่ในแกนศูนย์องศา ซึ่งทำให้ค่าส่วนจริงของเฟสเซอร์เกน $A\beta$ มีค่าเป็นจำนวนบวก อัตราการขยายรวมของวงจรจะมีค่าเพิ่มขึ้นและถ้าเทอม $A\beta = 1$ อัตราการขยายรวมของวงจรจะมีค่าเป็นอนันต์ สามารถนำมาอธิบายการเกิดออสซิลเลทของวงจรออสซิลเลเตอร์ได้ว่า ถ้ามีสัญญาณขนาดเล็ก ๆ ป้อนเข้ามาทางอินพุทของวงจรขยาย สัญญาณเอาต์พุทที่ได้จะกลับเฟส 180 องศา แล้วผ่านเข้าวงจรป้อนกลับซึ่งจะกลับเฟสไปอีก 180 องศา ทำให้สัญญาณที่ป้อนกลับแบบบวกมาเสริมกับสัญญาณที่อินพุทซึ่งมีเฟสตรงกัน จึงทำให้สัญญาณอินพุทมีขนาดเพิ่มขึ้น สัญญาณเอาต์พุทที่ได้ก็จะมีขนาดใหญ่มากขึ้นตามไปด้วย เมื่อมีการป้อนกลับแบบบวกเข้ามาเสริมอีกก็จะทำให้ได้สัญญาณเอาต์พุทขนาดใหญ่ขึ้นเรื่อย ๆ นั่นก็คือค่าของลูปลเกน $A\beta > 1$ จะเริ่มเกิดการออสซิลเลท โดยปกติการเพิ่มขึ้นของสัญญาณจะถูกจำกัดที่แรงดันค่าหนึ่ง ซึ่งอาจจะเป็นความสามารถของตัวระบบเอง เมื่อค่าลูปลเกน $A\beta = 1$ ดังนั้นเมื่อเกิดการป้อนกลับก็เสมือนว่าป้อนกลับด้วยค่าแรงดันที่คงที่ จึงทำให้ได้เอาต์พุทที่มีระดับแรงดันเสมือนกับคงที่คือเป็นการออสซิลเลทอย่างต่อเนื่องนั่นเอง โดยพิจารณาจากสมการจะได้ว่าค่า A จะถูกหารด้วยศูนย์ ซึ่งสัญญาณเอาต์พุท E_{out} ที่หัวของวงจรป้อนกลับ ถึงแม้ว่าสัญญาณอินพุท E_{in} จะมีค่าเท่ากับศูนย์

เงื่อนไขของเฟสสำหรับการออสซิลเลชัน จากที่วงจรไชน่ออสซิลเลเตอร์เป็นวงจรป้อนกลับคุณสมบัติของการป้อนกลับ สามารถอธิบายได้โดยการเลือกค่า A และ β ให้เหมาะสมเนื่องจากค่าสัญญาณเอาต์พุต E_{out} เป็นค่าเฟสเซอร์ที่แทนสัญญาณไชน่ จากสมการ (2.1) เป็นค่าอัตราส่วนของเฟสเซอร์ ซึ่งมีทั้งแมกนิจูดและมุม ซึ่งถูกลดรูปให้อยู่ในรูปเชิงขั้ว ถึงแม้ว่าการลดรูปให้อยู่ในรูปเชิงขั้วสามารถทำได้ แต่บางครั้งเพื่อความสะดวกจะพิจารณาเฉพาะตัวส่วนของสมการที่ (2.1) จากที่กล่าวมาแล้วว่าการออสซิลเลชันจะเกิดเมื่อสัญญาณอินพุต E_{in} มีค่าเท่ากับศูนย์ ซึ่งทำให้อัตราขยายรวมของวงจรมีค่าเป็นอนันต์ ซึ่งค่า A มีค่าแน่นอนดังนั้นตัวหารในสมการที่ (2.1) จะต้องมีความเท่ากับศูนย์ ถ้าวงจรมีค่าสัญญาณเอาต์พุตที่แน่นอน ในขณะที่ไม่มีสัญญาณอินพุตเข้ามา ดังนั้นถ้าให้ตัวส่วนของสมการ (2.1) มีความเท่ากับศูนย์จะได้สมการ

$$1 - A\beta = 0 \quad (2.3)$$

แปลงสมการ (2.3) ให้อยู่ในรูปเชิงขั้วจะได้

$$A\beta = +1 = 1 \angle 0^\circ \quad (2.4)$$

ถ้ามุมเชิงขั้วของเฟสเซอร์ A และ β เขียนได้เป็น θ_A และ θ_β ผลคูณของเฟสเซอร์ A และเฟสเซอร์ β จะได้เป็นผลบวกของมุมเฟส เพราะว่ามีมุมเฟสในสมการ (2.3) มีความเท่ากับศูนย์ ดังนั้นความต้องการที่จำเป็นสำหรับการออสซิลเลชันในวงจรป้อนกลับจะเป็น

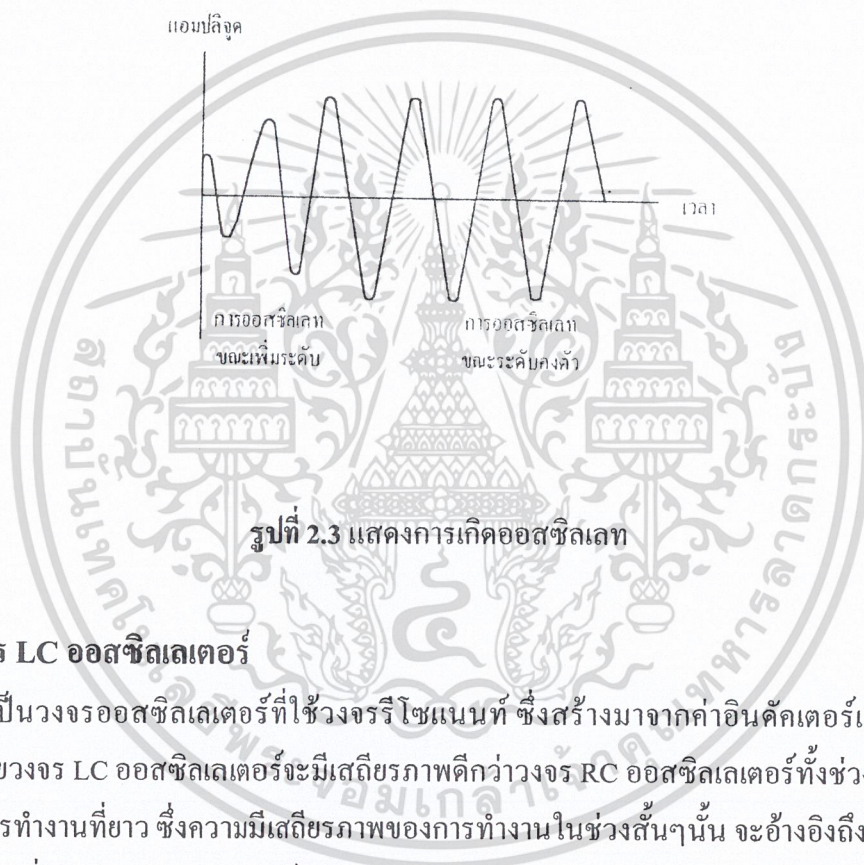
$$\theta_A + \theta_\beta = 0 \quad (2.5)$$

ความสัมพันธ์ระหว่างมุมของเฟสเซอร์ A และ β สามารถเรียกได้ว่าเป็นเงื่อนไขของเฟสสำหรับการออสซิลเลชัน (Phase Criterion For Oscillation) ในวงจรออสซิลเลเตอร์ในทางปฏิบัติเงื่อนไขของเฟสในสมการ (2.5) มักจะเป็นตัวแสดงถึงความถี่ในการทำงาน ค่าฟอร์เวิร์ดเกน A มักจะเป็นค่าคงที่ที่มีการเปลี่ยนแปลงเล็กน้อย ในมุมเฟส θ_A ถ้าเฟสเซอร์ β ขึ้นอยู่กับความถี่ (2.5)

โดยอาจสรุปเป็นเงื่อนไขการเกิดออสซิลเลชันได้ดังนี้

- 1) อัตราขยายของลูปเกน ต้องมีค่ามากกว่าหรือเท่ากับ 1
- 2) ผลรวมของเฟสจะต้องเป็นจำนวนเต็มเท่าของ 2π เรเดียน หรือ $0^\circ, 360^\circ, \dots$ ถ้าเกิดกรณีทั้งสองพร้อมกันวงจรจะเกิดการออสซิลเลต

ในวงจรออสซิลเลเตอร์ โดยทั่วไปจะเกิดการออสซิลเลตได้ด้วยตนเอง โดยไม่ต้องมีการป้อนสัญญาณอินพุตเข้าไปเลยแม้แต่น้อย ทั้งนี้เพราะว่าสัญญาณที่ช่วยกระตุ้นให้เกิดการออสซิลเลตในขณะเริ่มต้นนั้นคือ สัญญาณรบกวนที่มีอยู่ภายในอุปกรณ์นั่นเอง แต่ยังคงจำเป็นต้องป้อนไฟเลี้ยงให้กับวงจรตลอดเวลา



รูปที่ 2.3 แสดงการเกิดออสซิลเลต

2.5 วงจร LC ออสซิลเลเตอร์

เป็นวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้วงจรรีโซแนนท์ ซึ่งสร้างมาจากค่าอินดักเตอร์และคาปาซิเตอร์ โดยวงจร LC ออสซิลเลเตอร์จะมีเสถียรภาพดีกว่าวงจร RC ออสซิลเลเตอร์ในช่วงสั้น ๆ และในช่วงการทำงานที่ยาว ซึ่งความเสถียรภาพของการทำงานในช่วงสั้นๆ นั้น จะอ้างอิงถึงการเปลี่ยนแปลงความถี่กับคาบเวลาน้อยกว่าเป็นจำนวนวินาที ส่วนความเสถียรภาพของการทำงานในช่วงเวลายาว จะอ้างอิงถึงความถี่ที่เลื่อนตลอดคาบเวลา

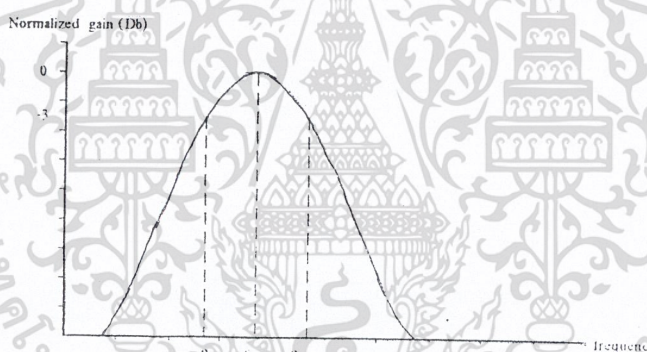
ซึ่งวงจรรีโซแนนท์จะเป็นส่วนป้อนกลับของสัญญาณ ซึ่งจะผลิตสัญญาณไซน์ผ่านตัววงจร LC ตัววงจรเองโดยธรรมชาติจะผลิตสัญญาณไซน์บริสุทธิ์ (pure sine) ออกมา ซึ่งไม่เหมือนกับเครื่องกำเนิดสัญญาณในห้องแล็บในปัจจุบันนี้ ซึ่งจะผลิตสัญญาณไซน์เทียมออกมา (pseudo sinusoidal) โดยเกิดจากการแปลงรูปสัญญาณ (shaping) ของสัญญาณสี่เหลี่ยม (square wave)

สัญญาณไซน์บริสุทธิ์ จะเป็นที่ต้องการในระบบเสียงและระบบสื่อสาร หรืออาจใช้ในการทดสอบวงจร เพื่อหาค่าฮาร์โมนิกคิสทอชัน (harmonic distortion)

วงจรรีโซแนนซ์ซึ่งต่ออยู่กับวงจรออสซิลเลเตอร์ จะสามารถทำงานได้ทั้งในโหมดคอนจูกรม และโหมดขนาน ค่าแบนด์วิดท์ของวงจรรีโซแนนซ์จะกำหนดจากความถี่ต่ำสุดที่เริ่มออสซิลเลท (lower frequency) และความถี่สูงสุดที่สามารถออสซิลเลท (upper frequency) ที่จุด -3dB หรือจุดที่กำลังของวงจรลดลงครึ่งหนึ่ง (half power point) ซึ่งเราสามารถหาค่าแบนด์วิดท์ได้จาก

$$BW = f_h - f_l = \Delta f \quad (\text{in Hz}) \quad (2.6)$$

$$\text{radian } BW = \omega_h - \omega_l = \Delta\omega \quad (\text{in rad/sec}) \quad (2.7)$$



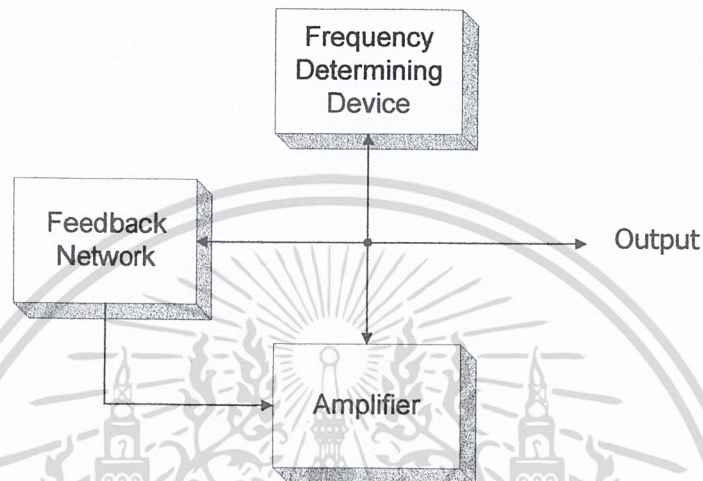
รูปที่ 2.4 ผลการตอบสนองทางเกนทั่วไปของวงจรรีโซแนนซ์

จากนิยาม Q เป็นค่าความถี่กลางหรือความถี่รีโซแนนซ์หารด้วยค่าแบนด์วิดท์

$$Q = \frac{f_0}{\Delta f} = \frac{f_0}{BW} = \frac{\omega_0}{\Delta\omega} \quad (2.8)$$

จากนิยามค่า Q ตามสมการจะสามารถหาค่าโดยตรงจากผลการทดลอง

LC ออสซิลเลเตอร์จะใช้เป็นประโยชน์ในวงจรออสซิลเลเตอร์ทั่วไป เหนือกว่าความถี่ต่ำสุดที่ถูกจำกัดโดยขนาดของอินดักเตอร์ในทางปฏิบัติ ซึ่งโดยที่ความถี่ต่ำ ๆ มักจะใช้วงจร RC ออสซิลเลเตอร์มากกว่า



รูปที่ 2.5 บล็อกไดอะแกรมของวงจร LC ออสซิลเลเตอร์

จากรูปที่ 2.5 แสดงบล็อกไดอะแกรมของวงจร LC ออสซิลเลเตอร์ โดยทั่วไป วงจรจะจัดหาสัญญาณเริ่มต้น โดยกำเนิดสัญญาณ ไซน์ซึ่งป้อนกลับมาจากอินพุทของวงจรรขยาย การป้อนกลับนี้พอเพียงที่จะทำให้เริ่มเกิดการออสซิลเลทและออสซิลเลทได้ต่อไป วงจรจะมีค่า Q สูงและวงจรรขยายทำงานในคลาส C

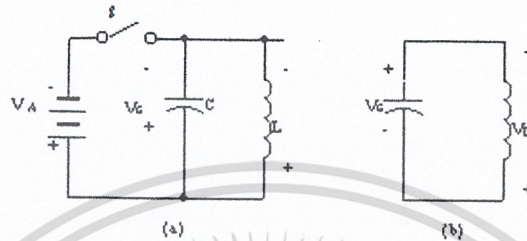
2.5.1 การทำงานของ L และ C

จากวงจรในรูปที่ 2.5 (a) แบตเตอรี่จ่ายพลังงานให้กับคาปาซิเตอร์ ซึ่งต่อขนานอยู่กับอินดักเตอร์ ในลักษณะนี้ยังไม่มีออสซิลเลทใด ๆ เกิดขึ้น แบตเตอรี่จะชาร์จประจุให้แก่คาปาซิเตอร์จนกระทั่งถึงระดับแรงดันไฟฟ้า V_C และเกิดไฟฟ้ากระแสตรง I_L ไหลภายในคอยล์ ดังนั้นจะเกิดพลังงานไฟฟ้าสะสมภายในตัวคาปาซิเตอร์ และเกิดพลังงานแม่เหล็กสะสมภายในคอยล์ขึ้น จากรูปที่ 2.5 (b) สวิตช์ S ถูกเปิดวงจร ทำให้วงจรของแบตเตอรี่ V_A ถูกตัดขาดออกจากวงจร LC ทันที ในสถานะเช่นนี้จึงสามารถที่จะพิจารณาการทำงานของวงจร LC ได้เมื่อปราศจากแบตเตอรี่ ระดับของกระแส I_L จะค่อย ๆ ลดลง ดังนั้นจึงเกิดการเปลี่ยนแปลง โดยการเหนี่ยวนำของสนามแม่เหล็ก ทำให้เกิดแรงดันไฟฟ้า V_L ขึ้น ในขณะนี้คอยล์จึงเสมือนกับเป็นแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าของวงจร LC แต่อย่างไรก็ตามชั่วขณะของแรงดันไฟฟ้า V_L จะต้องอยู่ในตำแหน่งที่ทำให้ I_L ไหลในทิศทางเดียวกัน เพื่อ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

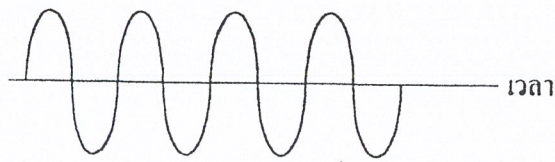
ที่คาปาซิเตอร์จะสามารถดิสชาร์จประจุได้แต่ที่จริงแล้ว V_L จะชาร์จประจุให้แก่คาปาซิเตอร์ด้วยซ้ำที่ตรงกันข้าม เมื่อ V_C เปลี่ยนไปจนมีค่ามากกว่าค่า V_L คาปาซิเตอร์จะจ่ายกระแสดิสชาร์จประจุ I_C ออกมาซึ่งมีทิศทางที่ตรงกันข้ามกับ I_L



รูปที่ 2.6 การเกิดออสซิลเลชันของวงจร LC ที่ความถี่รีโซแนนท์
 (a) ในขณะที่สวิตช์ปิดวงจร แบตเตอรี่จะชาร์จประจุให้แก่ C และ
 (b) ในขณะที่สวิตช์เปิดวงจร แบตเตอรี่จะถูกตัดขาดออกจากวงจร LC
 ในวงจรขณะนี้จะเกิดการแลกเปลี่ยนพลังงานระหว่าง L กับ C

ผลลัพธ์ที่เกิดขึ้น ก็จะทำให้เกิดการแลกเปลี่ยนพลังงานระหว่างอินดักแตนซ์และคาปาซิแตนซ์เกิดการเปลี่ยนแปลงระหว่าง V กับ I ด้วยความถี่รีโซแนนท์ธรรมชาติของวงจร LC ขึ้น ขณะใดก็ตามที่ I_L มีค่าเปลี่ยนเป็นศูนย์ ก็จะทำให้เกิดการเหนี่ยวนำ V_L ขึ้นและขณะใดก็ตามที่ V_C มีค่าเป็นศูนย์ก็จะเกิดการเปลี่ยนแปลงเป็นกระแส I_C ขึ้นสลับกันอยู่อย่างนี้เรื่อยไป ทำให้เกิดเป็นคลื่นไซน์ที่มีลักษณะต่อเนื่องตลอดเวลา ซึ่งจะสังเกตได้ว่า V และ I จะไม่สามารถเปลี่ยนแปลงค่าได้อย่างทันทีทันใด

แอมพลิจูดของการออสซิลเลทค่า V และ I จะค่อย ๆ ลดลงเรื่อย ๆ เนื่องจากการสูญเสียพลังงานที่ความต้านทานของวงจร จนกระทั่งแอมพลิจูดของคลื่นไซน์จะมีค่าเข้าใกล้ศูนย์ในที่สุด ถ้าในวงจรจริงไม่มีความต้านทานเลย การออสซิลเลทก็จะดำเนินต่อไปเรื่อย ๆ การทำงานของวงจร LC ในการออสซิลเลทให้เกิดคลื่นไซน์ จากพลังงานที่สะสมอยู่ในวงจรเรียกว่า ริงกิง (Ringling) ซึ่งที่จริงแล้วคอยล์ในวงจรใดๆ ก็ตามสามารถเกิดริงกิงได้เนื่องจากมีค่าคาปาซิแตนซ์ค้างอยู่ (Stray Capacitance) ที่ต่อขนานอยู่



(a) อันแคมป์ ออสซิลเลชัน
(Undamped Oscillation)



(b) วงจรจูนที่มีค่ารีซีเตนซ์อนุกรมต่ำ



(c) วงจรจูนที่มีค่ารีซีเตนซ์อนุกรมสูง

รูปที่ 2.7 ารเกิดแคมป์ลิ่ง (Damping)

จากรูปที่ 2.7 (a) เป็นสัญญาณไซน์ในอุดมคติไม่มีการลดทอนสัญญาณ สามารถออสซิลเลตไปมาได้ตลอดเวลา รูปที่ 2.7 (b) เป็นคลื่นจากวงจรจูนที่มีค่าความต้านทานภายในเล็กน้อย รูปที่ 2.7 (c) เป็นคลื่นของวงจรจูนที่มีค่าความต้านทานภายในมาก

สำหรับลักษณะของคลื่นที่มีค่า I ลดลงอย่างรวดเร็ว จะเกิดขึ้นได้ในคอยล์ที่มีค่า Q สูง ๆ วงจร LC อาจจะถูกเรียกได้อีกชื่อหนึ่งว่า วงจรแท็งก์ (Tank circuit) เนื่องจากสามารถเก็บสะสมพลังงาน

เพื่อก่อให้เกิดการออสซิลเลทได้ คุณสมบัติของวงจรแท้จริงในการผลิตคลื่นไซน์ ซึ่งมีอินพุทเป็นไฟตรงหรือเป็นพัลส์ก็ได้เรียกว่า ฟลายวีลเอ็ฟเฟ็ค (Flywheel Effect)

สัญญาณออสซิลเลเตอร์ซึ่งเป็นสัญญาณไฟสลับ โดยปกติจะถูกคัปเปิลไปยังวงจรภาคต่อไปเพื่อขยายสัญญาณ ซึ่งวิธีการคัปเปิลโดยใช้คาปาซิเตอร์หรือโดยใช้คอยล์กับหม้อแปลงไฟฟ้าก็ได้

2.5.2 อินดักเตอร์และคาปาซิเตอร์ในทางปฏิบัติ

ค่า L กับ C ในทางปฏิบัติจะต้องพิจารณาถึงค่าคุณภาพ (Q) ของตัวอุปกรณ์ด้วยค่า Q เป็นอัตราส่วนของพลังงานที่สะสมต่อพลังงานที่สูญเสียไปในตัวอุปกรณ์

และค่า C ในวงจรรีโซแนนท์ควรมีค่า Q สูง และมีเสถียรภาพกับสัมประสิทธิ์ของอุณหภูมิ โดยมีแบบพอสเลน (Porcelain), เซรามิก (Ceramic), โพลีสไตรีน (Polystyrene) และ ซิลเวอร์ไมกา (Silver mica) โดยที่ย่านความถี่สูง (HF) โพลีสไตรีนจะดีที่สุด ส่วนในย่าน VHF และความถี่สูงขึ้นไป ควรจะใช้ พอสเลนหรือเซรามิก

อินดักเตอร์จะเก็บพลังงานอยู่ในรูปสนามแม่เหล็ก และสูญเสียพลังงานให้กับความต้านทาน ส่วนคาปาซิเตอร์จะเก็บพลังงานอยู่ในรูปสนามไฟฟ้าระหว่างแผ่นเพลททั้งสอง และสูญเสียในรูปการรั่วไหลระหว่างแผ่นเพลท

ค่าอินดักแตนซ์

$$Q = \frac{\text{reactance}}{\text{resistance}} = \frac{\omega L}{R} \quad (2.9)$$

โดยค่า R เป็นค่าความต้านทานที่อนุกรมตลอดของการพันคอยล์ ความต้องการค่า Q จะเปลี่ยนไปในแต่ละวงจรที่ใช้งาน โดยทั่วไปแล้วจะมีค่ามากกว่า 500 ขึ้นไป

ค่าคาปาซิแตนซ์

$$Q = \frac{\text{susceptance}}{\text{conductance}} = \frac{\omega C}{G} \quad (2.10)$$

โดยค่า G เป็นค่าความนำของไดอิเล็กตริกระหว่างค่าเพลทของคาปาซิเตอร์ โดย C จะมีค่า Q ที่ดี ซึ่งจะมีค่าประมาณ 1000

เทอมตรงข้าม (Inverse Term) ของค่า Q เรียกว่า ดิสซิเพชัน (Dissipation (D)) โดย

$$\text{Dissipation} = \frac{1}{\text{Quality}} \quad (2.11)$$

ลวดตัวนำที่พันหรือขดขึ้นเป็นคอยล์ มักจะใช้ในวงจรความถี่ไฟสลับ ทำหน้าที่เป็นตัวที่ทำให้เกิดอินดักแตนซ์ในวงจร เรียกอุปกรณ์พวกนี้ว่า อินดักเตอร์

ค่าอินดักเตอร์ของคอยล์ที่พันบนแกนอากาศ (air core) ชั้นเดียวหาได้โดย

$$L \text{ (nH)} = \frac{1000N^2R^2}{9R + 10L} \quad (2.12)$$

หรือหาจำนวนรอบของขดลวดโดยการจัดสูตรใหม่

$$N = \sqrt{\frac{L(9R + 10L)}{1000R^2}} \quad (2.13)$$

โดยที่

N = จำนวนรอบ

R = รัศมีหน่วยเป็นนิ้ว

L = ความยาวหน่วยเป็นนิ้ว

หรือถ้าพันแบบแกนทอรอยด์ (toroid) จะสามารถหาจำนวนรอบได้จากสูตร

$$N = 100 \sqrt{\frac{L}{A_L}} \quad (2.14)$$

เมื่อ

N = จำนวนรอบ

L = อินดักแตนซ์ หน่วย (μH)

A_L = core factor หน่วย ($\mu\text{H}/100$ รอบ)

หรืออาจหาค่าอินดักแตนซ์ของแกนทอรอยด์จากสูตรนี้

$$L = 11.7 \mu_0 t N^2 \log \frac{OD}{ID} \quad (2.15)$$

หรืออาจหาเป็นจำนวนรอบ

$$N = \sqrt{\frac{L}{11.7 \mu_0 t \log \frac{OD}{ID}}} \quad (2.16)$$

โดยที่

L = ค่าอินดักแตนซ์ หน่วยเป็น (nH)

N = จำนวนรอบที่ผ่านรูตรงกลาง

μ_0 = ค่าเพอมีเอบิลิตี้ (permeability) ของวัสดุที่ใช้ทำแกนทอรอยด์

t = ความหนาของแกนทอรอยด์หน่วยเป็นนิ้ว

OD = เส้นผ่านศูนย์กลางวงกลมนอกของแกนทอรอยด์

ID = เส้นผ่านศูนย์กลางวงกลมในของแกนทอรอยด์

เมื่อจะเพิ่มค่าอินดักแตนซ์ อาจทำได้โดยพันคอยล์บนแกนพาวเดอร์ไอรอน (powdered iron) หรือแกนเฟอร์ไรต์ (ferrite) โดยค่าอินดักแตนซ์จะเพิ่มขึ้นเป็นสัดส่วนกับค่าเอฟเฟกทีฟเพอมีเอบิลิตี้ (effective permeability) ที่ความถี่ต่ำขนาดของคอยล์จะใหญ่

ค่าที่ได้จากการคำนวณของสูตรนี้จะใกล้เคียงกับความเป็นจริง ถ้าความยาวของการพันลวดค่า L มีไม่น้อยกว่า 0.8 R

แต่ถ้าใช้ทอรอยด์เป็นแกนแม่เหล็ก ก็จะเพิ่มค่าอินดักแตนซ์ได้ แต่ก็เพิ่มค่าอุณหภูมิที่ขึ้นอยู่กับค่าอินดักแตนซ์ แกนรูปทรงกระบอกจะมีผลต่ออุณหภูมิที่น้อย เนื่องจากค่าเอฟเฟกทีฟเพอมีเอบิลิตี้ถูกกำหนดโดยรูปทรงของแกน

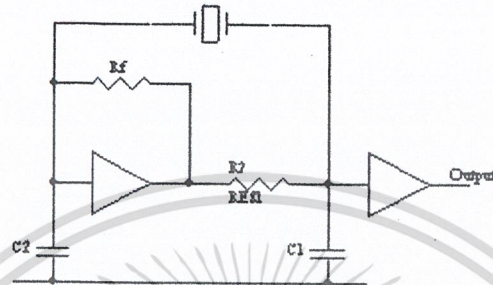
2.6 วงจรคริสตอลออสซิลเลเตอร์

วงจรคริสตอลออสซิลเลเตอร์ที่ใช้มาก แสดงดังรูปที่ 2.8 เป็นวงจรเพอร์ซออสซิลเลเตอร์ (piezo oscillator) ที่ใช้อินเวอร์ตติ้งเกตแทนวงจรขยาย ความต้านทาน R_f ทำหน้าที่ป้องกันสัญญาณเอาท์พุทจากอินเวอร์ตติ้งเกตไปยังอินพุทเพื่อให้เกิดอัตรายายแบบลูปปิด (close loop) เอาท์พุทจากอินเวอร์ตติ้งเกตจะไปกระตุ้นให้คริสตอลผลิตความถี่ออกมา ซึ่งจะป้อนกลับไปสู่อินพุทความถี่เอาท์พุทที่ได้ก็จะไปกระตุ้นคริสตอลใหม่ ทำให้เกิดการผลิตความถี่อย่างต่อเนื่องขึ้น

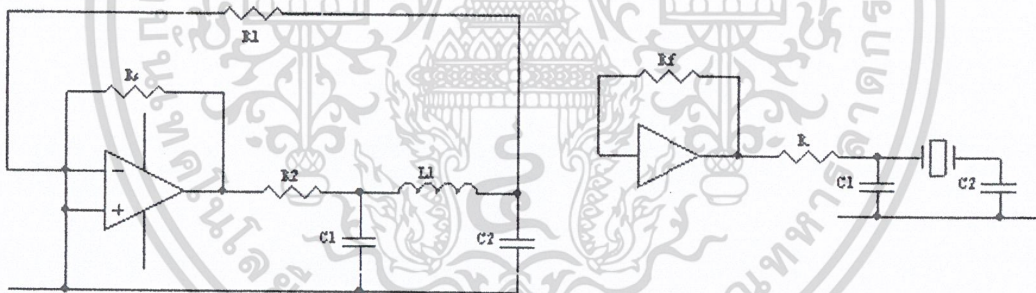
ในรูปที่ 2.9 นำมาเขียนใหม่ให้ลักษณะคล้าย ๆ กับวงจรโคลพิตต์ออสซิลเลเตอร์ (colpitts oscillator) จะเห็นว่าวงจรแบบเพอร์ซอจะใช้คริสตอลแทนตัวเหนี่ยวนำในวงจรโคลพิตต์ออสซิลเลเตอร์ ซึ่งคริสตอลจะตอบสนองต่อความถี่ได้ดีกว่าตัวเหนี่ยวนำ ส่วน R, C_1, C_2 และ L ในวงจรโคลพิตต์ออสซิลเลเตอร์รูปที่ 2.9 (ก) ใช้เลื่อนเฟสต่อจากอินเวอร์ตติ้งแอมป์ เพื่อให้ลูบของการเลื่อนเฟสรวมเท่ากับศูนย์ตามกฎของ บาร์คูเซ็น (barkhausen criterion) ซึ่งกล่าวไว้ว่าสถานะของวงจรที่จะเกิดการออสซิลเลทได้จะต้องเป็นตามเงื่อนไขที่กำหนดทั้ง 2 สถานะนี้คือ “ลูบของการเลื่อนเฟสในวงจรออสซิลเลเตอร์ เมื่อรวมแล้วจะต้องเท่ากับ $0^\circ, 360^\circ$ หรือจำนวนเท่าของ 1 รอบ และอัตรายายลูบรวมจะต้องมีค่ามากกว่าหนึ่งเสมอ”

ปกติวงจรขยายแบบกลับเฟส (inverting amplifier) จะให้เกิดการเลื่อนเฟสออกไป 180° การที่จะทำให้เฟสเลื่อนไปอีก 180° ได้จนครบ 360° นั้นต้องอาศัยเน็ตเวิร์ก R, L และ C เข้าช่วย

และอัตราขยายลูบจะต้องมากกว่า 1 เพื่อที่ว่าวงจรออสซิลเลเตอร์จะสามารถสวิงจากศูนย์ไปยังค่ามากที่สุดได้



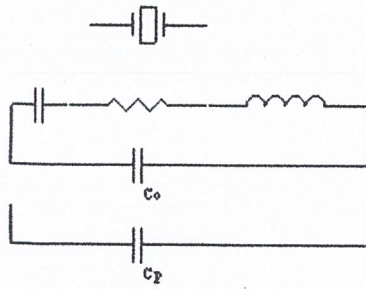
รูปที่ 2.8 ตัวอย่างของวงจรคริสตอลออสซิลเลเตอร์ที่ใช้อินเวอร์ตัสเกต



รูปที่ 2.9 เปรียบเทียบระหว่างวงจรโคลพิตต์และวงจรเพอร์ซคริสตอลออสซิลเลเตอร์

2.6.1 ค่าความจุขนานของคริสตอล C_p

คริสตอลที่ถูกผลิตขึ้นมาจากโรงงานทุกตัวนั้น จะต้องมีการทดสอบและปรับแต่งเพื่อให้มีการกำเนิดค่าของความถี่ที่แน่นอน ดังนั้นทางผู้ผลิตจะต้องรู้ค่าความจุขนานของคริสตอล C_p ของคริสตอลแต่ละตัว ดังแสดงในรูปที่ 2.9 ซึ่งทางผู้ผลิตจะบอกมา เช่น C_p เท่ากับ 20 pF ค่า C_p นี้จะนำมาใช้ในการออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์ และถ้าไม่ได้ออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์ ด้วยค่า C_p นี้ วงจรก็ยังคงจะทำงานได้ แต่ความถี่ที่ได้อาจจะคลาดเคลื่อนได้



รูปที่ 2.10 สัญลักษณ์และวงจรเทียบเคียงทางไฟฟ้าของผลึกคริสตอล

2.6.2 การหน่วงเวลาของอินเวอร์เตอร์เกต

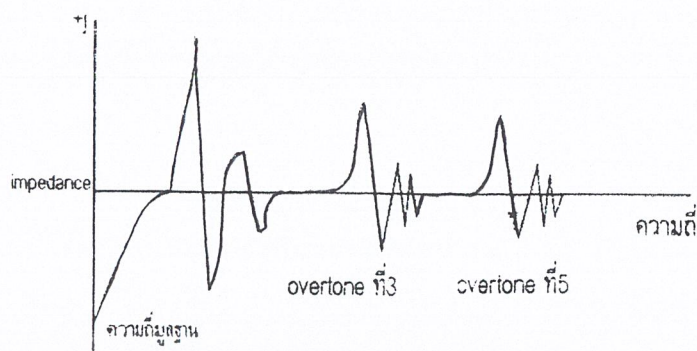
วงจรคริสตอลออสซิลเลเตอร์ความถี่สูง ๆ มักจะใช้ตัวเก็บประจุแทนที่ตำแหน่งของความต้านทาน เพื่อชดเชยการหน่วงเวลาของอินเวอร์เตอร์เกตที่ความถี่สูง ๆ จะสังเกตการหน่วงนี้ได้ยาก แต่ความถี่สูง ๆ เช่นที่ความถี่ 40 MHz จะเห็นได้ชัดเจน ซึ่งต้องใช้วงจรเลื่อนเฟส 180° เพื่อชดเชยการหน่วงเวลานี้ ส่วนที่ความถี่ต่ำกว่า 40 MHz วงจรเลื่อนเฟสที่ใช้จะน้อยกว่า 180° ที่ความถี่ 16 MHz การเลื่อนเฟสจะเท่ากับ 72° และที่ความถี่ 4 MHz การเลื่อนเฟสจะเท่ากับ 18° เป็นต้น

การหน่วงเวลานี้จะเป็นประโยชน์ในการออกแบบวงจรได้ เพราะเราไม่สามารถเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานและตัวเก็บประจุตัวแรกของวงจรเลื่อนเฟสได้ แต่ค่าความต้านทานถูกกำหนดด้วยความต้านทานของเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์เกต และการทำงานของคริสตอลขึ้นอยู่กับตัวเก็บประจุทั้งสองนี้ ดังนั้นจะใช้วิธีการต่อตัวเก็บประจุนุกรมเพิ่มเข้าไป เพื่อจะเลื่อนเฟสเป็นบวก ซึ่งวิธีการนี้มักพบในวงจรออสซิลเลเตอร์ที่มีความถี่มากกว่า 4 MHz

2.6.3 ความถี่โอเวอร์โทน

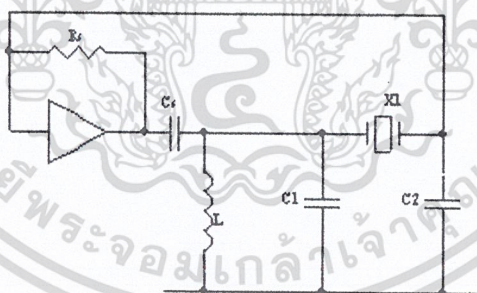
ในวงจรคริสตอลออสซิลเลเตอร์ นอกจากจะผลิตความถี่หลักหรือความถี่มูลฐานออกมาแล้วยังสามารถผลิตความถี่ฮาร์โมนิกคือ เช่น ฮาร์โมนิกที่ 3,4,7,... ออกมาได้ เรานิยมเรียกความถี่นี้ว่า โอเวอร์โทน ความถี่โอเวอร์โทนค่าต่าง ๆ ของคริสตอลจะมีค่าสูงกว่าความถี่มูลฐาน แต่ขนาดของสัญญาณที่ออกมาจะเล็กกว่า ถ้าเรานำโอเวอร์โทนมาพิจารณาด้วย ก็จะได้กราฟของการตอบสนองความถี่ที่สมบูรณ์ในรูป 2.11

ในวงจรคริสตอลออสซิลเลเตอร์ส่วนใหญ่ความถี่โอเวอร์โทนที่มีอยู่จะไม่ปรากฏ เนื่องจากในการออกแบบวงจรนั้น ย่านการตอบสนองความถี่ของวงจรขยายมีจำกัด ทำให้ไม่สามารถตอบสนองต่อความถี่สูง ๆ ได้ แต่เราต้องคอยตรวจสอบวงจรที่ออกแบบใหม่ทุกครั้งว่าจะตอบสนองความถี่ใดบ้าง



รูปที่ 2.11 กราฟของการตอบสนองความถี่ที่สมบูรณ์ของคริสตอล

บางครั้งวงจรกำเนิดความถี่สูง ๆ ถูกออกแบบมาเพื่อใช้งานที่ความถี่โอเวอร์โทนใดโอเวอร์โทนหนึ่งที่แน่นอน การออกแบบวงจรจะต้องไม่ให้อิมพีแดนซ์ไปกำเนิดความถี่ที่ความถี่มูลฐาน วงจรคริสตอลอสซิลเลเตอร์ที่ใช้กำเนิดความถี่ที่ความถี่โอเวอร์โทน แสดงดังรูปที่ 2.11 ตัวเก็บประจุ C_s ที่ต่ออนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำจะใช้ในการปรับความถี่โอเวอร์โทน ความถี่มูลฐานและความถี่โอเวอร์โทนอื่น ๆ จะถูกลดทอนทิ้งไปเมื่อผ่านวงจรนี้

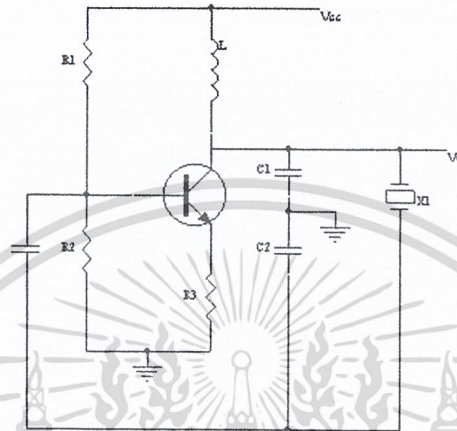


รูปที่ 2.12 วงจรกำเนิดโอเวอร์โทน

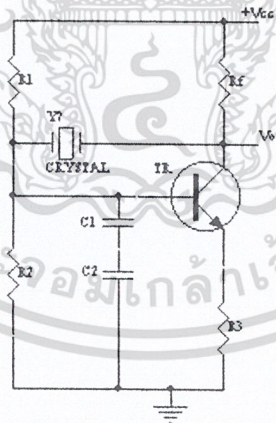
2.6.4 วงจรคริสตอลอสซิลเลเตอร์แบบอื่นๆ

วงจรกำเนิดความถี่ในรูปที่ 2.12 คือวงจรคริสตอลอสซิลเลเตอร์แบบโคลพิตต์ มีลักษณะคล้ายกับวงจรโคลพิตต์ออสซิลเลเตอร์มาก R_1 , R_2 และ R_3 ทำหน้าที่จัดไบอัสให้กับทรานซิสเตอร์ RF ใช้อะไหล่ป้องกันความถี่ที่ผลิตออกมาไปรบกวนแหล่งจ่ายไฟ ซึ่งอาจจะทำให้จุดไบอัสของวงจร

เปลี่ยนไป C_1 , C_2 และคริสตอล X_1 จะทำหน้าที่เลือกและเลื่อนเฟสของความถี่โซแนนท์ จากนั้นก็ป้อนกลับไปที่ C_3 ทำการส่งผ่าน ไปยังอินพุท เพื่อทำการขยายและออสซิลเลทต่อไป



รูปที่ 2.13 วงจรคริสตอลออสซิลเลเตอร์แบบ โคลพิตต์



รูปที่ 2.14 วงจรคริสตอลออสซิลเลเตอร์แบบ โคลพิตต์ อีกรูปแบบหนึ่ง

วงจรในรูปที่ 2.14 ก็เป็นวงจรคริสตอลออสซิลเลเตอร์แบบ โคลพิตต์อีกลักษณะหนึ่ง ซึ่งแตกต่างจากวงจรเดิมตรงที่การจัดวางอุปกรณ์คริสตอล X_1 จะทำหน้าที่ผลิตความถี่โซแนนท์และป้อนกลับมายังอินพุทของวงจร โดย C_1 จะทำการเลื่อนเฟสและจัดไบอัสคงที่ทางไฟสถับด้วย

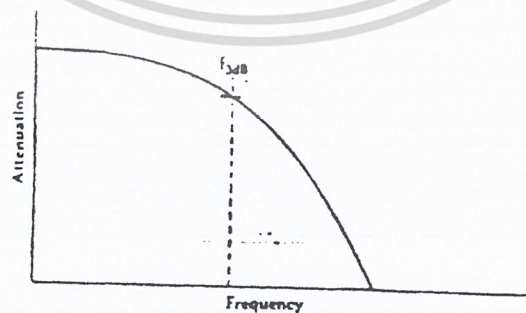
2.6.5 กำลังงานที่จ่ายให้คริสตอลทำงาน

คริสตอลจะถูกกำหนดให้ทำงานได้ที่ระดับกำลังงานที่จ่ายให้สูงสุด ถ้าเกินจากค่านี้คริสตอลจะเสียหาย หรือความถี่เปลี่ยนไป เมื่อคริสตอลใช้งานกับระดับแรงดัน 5 โวลต์ คริสตอลใช้พลังงานเป็นมิลลิวัตต์ คริสตอลเกือบทุกชนิดจะปลอดภัยจากความเสียหายที่ระดับของแรงดันนี้

2.7 วงจรกรองความถี่ (Filter)

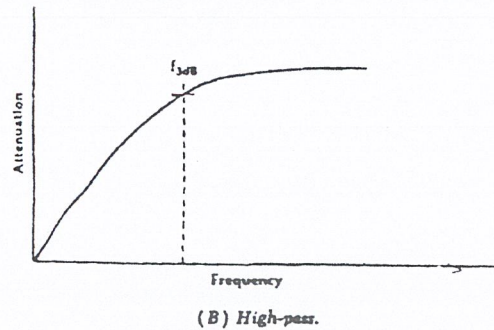
ประเภทของวงจรกรองความถี่ที่ใช้บ่อย ๆ มีอยู่ 4 ชนิดได้แก่

1. วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (low pass filter) ที่ให้สัญญาณความถี่ตั้งแต่ 0 เฮิรตซ์ ไปจนถึงความถี่ f_c (cutoff frequency) ผ่านไปได้ ส่วนความถี่ที่เกินค่า f_c จะถูกลดทอนและกำจัดออกไป
2. วงจรกรองความถี่สูงผ่าน (high pass filter) จะยอมให้ความถี่ตั้งแต่ f_c เป็นต้นไปผ่านไปได้ ส่วนความถี่ที่ต่ำกว่า f_c จะถูกกำจัดออกไป
3. วงจรกรองแถบความถี่ผ่าน (band pass filter) สัญญาณความถี่ตั้งแต่ f_{c1} ไปจนถึงความถี่ f_{c2} ผ่านไปได้ สำหรับความถี่ที่ต่ำกว่า f_{c1} และความถี่ที่สูงกว่า f_{c2} จะถูกกำจัดทิ้งไป เปรียบเสมือนเอาวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านกับวงจรกรองความถี่สูงผ่านมาผสมกัน
4. กรองแถบความถี่ผ่าน (band stop filter) วงจรนี้จะตัดความถี่ที่อยู่ระหว่าง f_{c1} กับ f_{c2} ทิ้งไป ดังนั้นความถี่ตั้งแต่ 0 เฮิรตซ์ ไปจนถึง f_{c1} กับความถี่ตั้งแต่ f_{c2} ขึ้นไปจะผ่านไปได้ หรือมีการทำงานตรงข้ามกับวงจรกรองแถบความถี่ผ่านในหัวข้อที่ 3

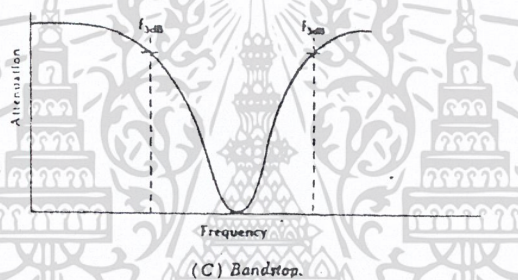


(A) Low-pass.

(a) วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน



(b) วงจรกรองความถี่สูงผ่าน



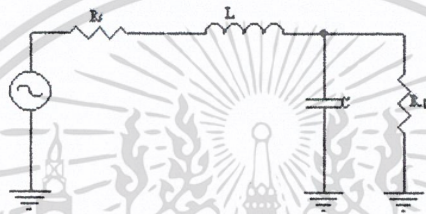
(c) วงจรกรองแถบความถี่ผ่าน

รูปที่ 2.15 ลักษณะของแถบความถี่ในวงจรกรองความถี่แบบต่างๆ

โดยที่ cutoff frequency คือค่าความถี่ที่อยู่ในแถบความถี่ ซึ่งจะถูกกำหนดไว้ในช่วงการส่งผ่านความถี่ที่มีค่าการลดทอนของสัญญาณ (attenuation) เท่ากับ 3 dB แต่ในการใช้งานจริงๆ แล้วคุณสมบัติของวงจรกรองความถี่แบบต่าง ๆ จะมีลักษณะต่างจากทฤษฎีที่จะไม่หยุดตรงจุด f_c พอดี แต่จะมีช่วงของการส่งผ่านซึ่งเกิดจาก 2 สาเหตุใหญ่ ๆ คือเกิดการส่งผ่านของแถบความถี่ (transition) และเกิดการกระเพื่อมของสัญญาณ (ripple band) นอกจากนี้ยังมีปัญหาที่เกิดจากการผิดเพี้ยนของสัญญาณ (distortion) อันเนื่องมาจากการเลื่อนเฟส (phase shift) และการหน่วง (delay) โดยที่ลักษณะของการส่งผ่านของแถบความถี่จะเป็นตัวบ่งบอกคุณสมบัติของวงจร ถ้าช่วงการส่งผ่านมีช่วงแคบ และมีลักษณะชันใกล้จุดความถี่ f_c แสดงว่าวงจรกรองนั้นมีคุณสมบัติที่ดี แต่ถ้าช่วงการส่งผ่านมีช่วงกว้างและลาดห่างจากจุด f_c มากเกินไปแสดงว่าวงจรกรองอันนั้นมีคุณสมบัติที่ไม่

ดี สำหรับการกระเพื่อมในแถบความถี่นั้นมิสาเหตุมาจากการที่สัญญาณเอาท์พุทของวงจรกรองความถี่ที่มีความแรงของสัญญาณที่ไม่เท่ากันตลอดย่าน เพราะในความถี่บางค่าอาจมีผลกระทบที่ทำให้ค่าอิมพีแดนซ์ของวงจรเปลี่ยนไปนั่นเอง การกระเพื่อมนี้ไม่เพียงแต่มีในแถบความถี่แต่ยังสามารถเกิดในช่วงของวงจรกรองแบบตัดแถบความถี่ได้ด้วย

ค่า Q ของวงจรกรองความถี่เป็นค่าอัตราส่วนระหว่างค่าความถี่กลาง f_c ของวงจรรีโซแนนท์ต่อค่าแบนด์วิดท์ ($f_2 - f_1$) โดยที่ค่า Q สูงนั้นจะมีผลทำให้คุณสมบัติในการเลือกความถี่ดีแต่ก็มีส่วนที่ทำให้ช่วงของแบนด์วิดท์แคบลง



รูปที่ 2.16 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบสองส่วน

จากรูปที่ 2.16 เป็นตัวอย่างของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบสองส่วน (two element) หรือแบบสองอันดับ (second order) โดยที่จำนวนของอันดับจะสังเกตได้จากจำนวนของอุปกรณ์ในวงจรที่มีคุณสมบัติทางรีแอกแตนซ์ หรือเข้าใจง่าย ๆ ว่าให้ดูที่จำนวนของ L และ C นั่นเองซึ่งการต่อแบบนี้ จะทำให้อัตราการลดทอนของสัญญาณต่อจำนวนความถี่ที่เปลี่ยนไปหรือความชันของการส่งผ่าน (roll off) มีค่า 12 dB ต่อออกเตจ และสามารถหาค่าความถี่ของวงจรรีโซแนนท์ได้จาก

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (2.17)$$

สำหรับค่าของอัตราส่วนระหว่างค่าความถี่กลางต่อค่าของแบนด์วิดท์ของวงจรขณะต่อโหลด (loaded Q) จะขึ้นอยู่กับค่า Q ของอุปกรณ์แต่ละส่วนที่ต่ออยู่ในวงจร ดังนั้นค่า Q ของวงจรในรูปที่ 2.15 จึงมีอยู่ด้วยกัน 2 ค่า คือ

$$Q_1 = \frac{X_L}{R_S} \quad \text{และ} \quad Q_2 = \frac{R_L}{X_C} \quad (2.18)$$

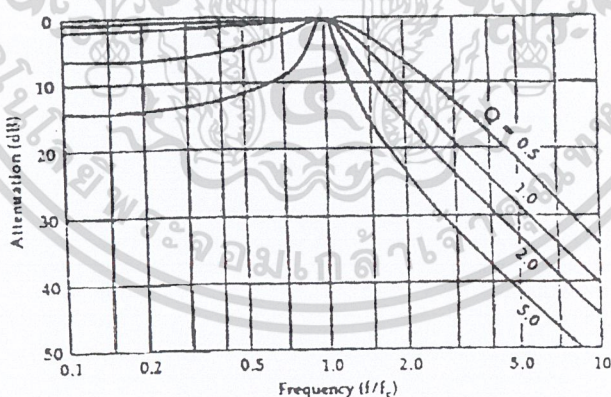
โดยที่ X_L = ค่ารีแอกแตนซ์ของตัวเหนี่ยวนำ
 R_S = ค่าความต้านทานภายในของแหล่งจ่าย
 R_L = ค่าความต้านทานของโหลด

$$X_c = \text{ค่ารีแอคแตนซ์ของตัวเก็บประจุ}$$

และค่าของ Q รวมจะหาได้จาก

$$Q_{\text{total}} = \frac{Q_1 \times Q_2}{Q_1 + Q_2} \quad (2.19)$$

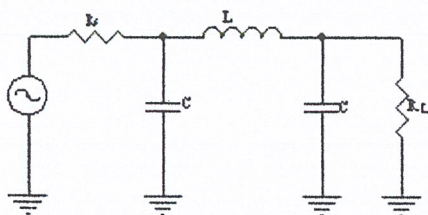
ถ้าค่า Q รวมนี้มีค่ามากกว่า 0.5 จะทำให้เกิดการถ่ายทอดพลังงานจากแหล่งจ่ายไปสู่โหลดได้ดีที่สุด การที่เป็นเช่นนี้ได้ นั้นค่าของ Q_1 จะเท่ากับ Q_2 ในกรณีนี้ถ้าค่า Q รวมมีค่ายิ่งมากค่าการสูญเสียเนื่องจากอุปกรณ์ (insertion loss) จะมีค่าเข้าใกล้ 0 dB และจะเกิดการตอบสนองความถี่ที่สูงที่สุดในช่วงหนึ่ง (peak response) ซึ่งก็คือสัญญาณกระเพื่อม แต่ถ้าค่า Q รวมมีค่าน้อยกว่า 0.5 จะไม่เกิดการถ่ายทอดพลังงานนั้นคือ R_s เท่ากับ R_L และการตอบสนองความถี่ก็ไม่เกิดขึ้นด้วย เมื่อนำผลการตอบสนองความถี่ต่าง ๆ มาเปรียบเทียบกันแล้วจะมีลักษณะดังรูปที่ 2.16 และจำนวนของการตอบสนองความถี่ที่สูงที่สุดที่เกิดขึ้น จะมีความสัมพันธ์โดยตรงกับจำนวนของอุปกรณ์ที่มีคุณสมบัติทางรีแอคแตนซ์ในวงจร



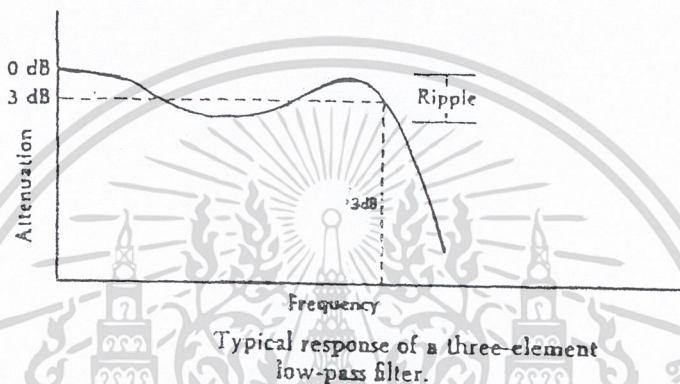
Typical two-pole filter response curves.

รูปที่ 2.17 ลักษณะกราฟการตอบสนองความถี่ของวงจรรองความถี่ต่ำผ่านแบบสองส่วน

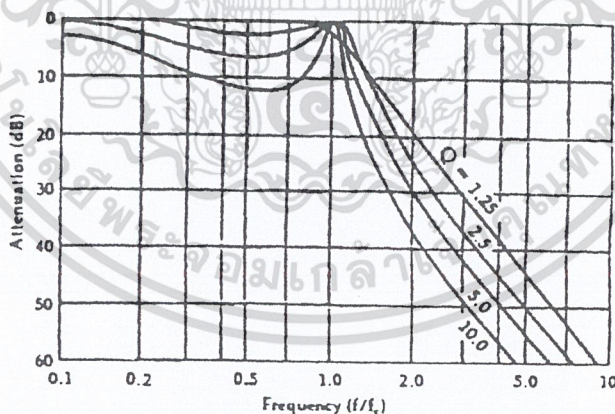
ในทำนองเดียวกัน วงจรรองความถี่ต่ำผ่านแบบสามส่วน (three element) ที่แสดงดังรูปที่ 2.18 มีจำนวนการตอบสนองความถี่ที่สูงสุดอยู่ 2 ค่า นั่นคือค่าของโหลด Q จะมีค่ามากกว่า 1 ค่า ดังที่แสดงในรูปที่ 2.19



รูปที่ 2.18 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบสามส่วน



รูปที่ 2.19 ผลการตอบสนองความถี่ที่สูงที่สุด 2 ค่าของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบสามส่วน



Curves showing frequency response vs. loaded Q for three-element low-pass filters.

รูปที่ 2.20 ลักษณะกราฟการตอบสนองความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบสามส่วน

และเมื่อนำผลตอบสนองความถี่ต่าง ๆ มาเปรียบเทียบกันจะมีลักษณะของกราฟตามรูปที่ 2.20 สำหรับวงจรเน็ตเวิร์กที่เป็นลำดับคี่ ผลการตอบสนองความถี่ที่ไฟตรงและที่ขอบขาขึ้นของแถบความถี่จะมีค่าเข้าใกล้ 0 dB ส่วนที่เป็นลำดับคู่จะมีผลเกิดค่าการสูญเสียเนื่องจากอุปสรรคที่ไฟ

ตรงเท่ากับผลรวมของการกระเพื่อมของแถบความถี่ ดังนั้นเมื่อพิจารณาและสังเกตจากกราฟการตอบสนองในรูปที่ 2.17 และรูปที่ 2.20 สามารถสรุปได้ดังนี้

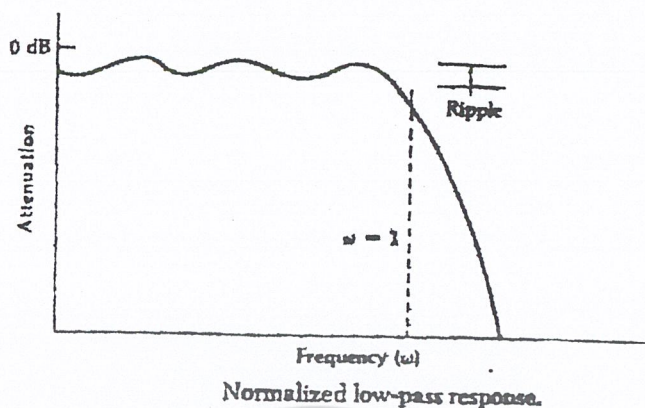
1. วงจรที่มีค่า Q มากขึ้น (high Q) เป็นผลจากการกำหนดค่าของอุปกรณ์ที่ใช้หรือจำนวนของอุปกรณ์ที่มีคุณสมบัติทางรีแอกแตนซ์ที่ใช้ ดังนั้นค่าของการลดทอนที่ความถี่ต่าง ๆ ก็จะเพิ่มตามไปด้วย ทำให้ช่วงของการส่งผ่านมีช่วงแคบและชันมากขึ้น และจะเกิดปัญหาเกี่ยวกับการกระเพื่อมของสัญญาณตามมาด้วย

2. วงจรที่มีค่า Q ต่ำลง (low Q) แถบความถี่ในการตอบสนองจะมีความราบเรียบ เพราะมีค่าการกระเพื่อมของสัญญาณน้อยลง ค่าของการลดทอนก็ลดลงด้วย ช่วงของการส่งผ่านก็จะมีช่วงกว้างและลาดมากกว่า

3. เมื่อวิเคราะห์จากวงจรรีโซแนนท์ ค่าความต้านทานภายในของแหล่งจ่ายและความต้านทานของโหลดที่ต่ออยู่ระหว่างวงจรรองความถี่จะมีผลข้างเคียงกับค่าของ Q ในวงจรรองความถี่ ดังนั้นสัญญาณกระเพื่อมในแถบความถี่และความชันของการส่งผ่านความถี่ของวงจรรองความถี่จะทำให้เกิดความผิดพลาดเกิดขึ้นจากค่าของอิมพีแดนซ์ที่นำไปต่อด้วย

4. อัตราการลดทอนที่เกิดขึ้นทั้งหมดของการตอบสนองจะขึ้นอยู่กับจำนวนของอุปกรณ์ในวงจรที่มีคุณสมบัติทางรีแอกแตนซ์ที่ใช้ในวงจรรองความถี่ เช่นวงจรเน็ตเวิร์กแบบสองส่วนจะมีค่าการลดทอนของสัญญาณเป็น 12 dB ต่อออกเตจ และแบบสามส่วนจะเป็น 16 dB ต่อออกเตจหรือสรุปได้ว่าการลดทอนของสัญญาณจะเพิ่มขึ้นทุก ๆ 6 dB ต่อออกเตจ ต่อการเพิ่มของจำนวนอุปกรณ์ที่มีคุณสมบัติทางรีแอกแตนซ์

การออกแบบวงจรรองความถี่ที่ใช้หลักการในการคำนวณหาอัตราส่วนของความถี่และค่าอิมพีแดนซ์ของวงจร โดยจะใช้วงจรพื้นฐานของวงจรรองความถี่ต่ำผ่าน (normalization low pass prototypes) โดยที่วงจรพื้นฐานของวงจรรองความถี่ต่ำผ่านที่ถือเป็นมาตรฐานนี้จะหมายความว่าวงจรรองความถี่ต่ำผ่านที่มีจุดตัดความถี่ 1 องศาเรเดียนต่อวินาที (0.159 เฮิรตซ์) สำหรับแหล่งจ่ายและค่าความต้านทานของโหลดที่ 1 โอห์ม ทั้งนี้เพื่อให้ง่ายต่อการคำนวณแล้วใช้ตัวคูณเพื่อเลื่อนค่าไปยังจุดที่ต้องการ วิธีการนี้เรียกว่า การปรับขนาดอิมพีแดนซ์และความถี่ โดยจะกำหนดค่าของตัวเก็บประจุมีหน่วยเป็นฟารัด และค่าของขดลวดมีหน่วยเป็นเฮนรี่

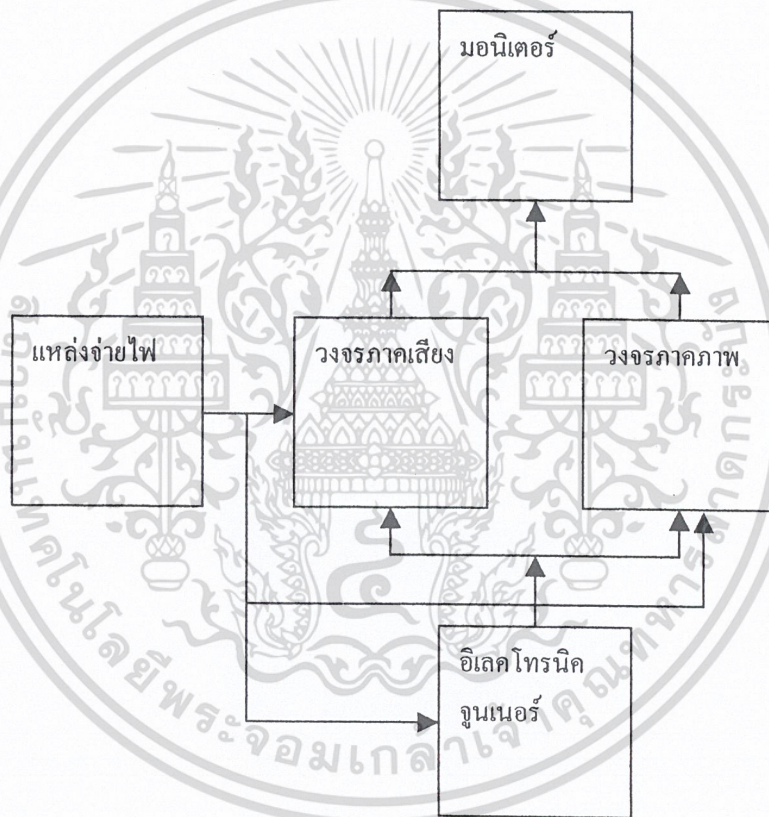


รูปที่ 2.21 กราฟคุณสมบัติของการตอบสนองความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่ใช้งานกันส่วนมากมีอยู่ด้วยกัน 3 แบบคือ แบบบัตเตอร์เวิร์ธ (butterworth), แบบชีบีชีฟ (chebyshev) และแบบเบสเซล (bessel) ซึ่งแต่ละแบบก็ให้คุณสมบัติที่แตกต่างกันออกไป

บทที่ 3 โครงสร้าง

3.1 บล็อกไดอะแกรม



รูปที่ 3.1 บล็อกไดอะแกรมของเครื่องจูนเนอร์โทรศัพท์ระบบวีเอชเอฟ/ยูเอชเอฟ

3.2 อิเล็กทรอนิกส์จูนเนอร์

การทำงานของวงจรอิเล็กทรอนิกส์จูนเนอร์ มีส่วนประกอบต่าง ๆ ดังรายละเอียดดังต่อไปนี้

- วงจรสายอากาศ (Antenna) ทำหน้าที่รับเอาสัญญาณความถี่สถานีต่าง ๆ จากระบบสายอากาศที่มีความแรงสัญญาณเพียงพอระดับมาตรฐาน 60 เดซิเบล ส่งให้สัญญาณจูนเนอร์ตรงตำแหน่งอินพุต

- แรงดันไฟฟ้าเลี้ยงวงจรหลัก (Main Voltage BM) เป็นแรงดันไฟฟ้าที่จ่ายเป็นไฟ เป็นไฟหลักที่ใช้เลี้ยงทรานซิสเตอร์ภายใน ครอบงวนจูนเนอร์ ซึ่งจะใช้เป็นไฟเลี้ยงวงจรทรานซิสเตอร์ทั้ง 3 ภาค ภายในโครงป้องไอเอฟ ยกเว้นขาเบสของทรานซิสเตอร์ในภาคอาร์เอฟ แอมพลิฟายเท่านั้น

- แรงดันไฟควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติ (Automatic Gain Control ; AGC) แรงดันไฟฟ้าชุดนี้จ่ายให้กับขาเบสของทรานซิสเตอร์วงจรอาร์เอฟ แอมพลิฟาย เพื่อควบคุมอัตราขยายอย่างอัตโนมัติ ให้ความแรงสัญญาณ มีระดับความแรงคงที่ที่สุด

- แรงดันไฟเลือกความถี่แบนด์ต่ำ (VHF Low – band Voltage : BS หรือ B1) เราได้กล่าวถึงวิธีการทำงานของ การเลือกความถี่ในแบนด์ต่ำและแบนด์สูงแล้วเราใช้วิธีการตัดคอยล์ โดยการบังคับที่ตัวสวิตซ์িং ไดโอด ในกรณีเช่นนี้แรงดันไฟดังกล่าวจะมีผลต่อวงจรขดลวดภายใน กระทำให้ค่าของขดลวดคอยล์มีค่ามากขึ้น การรับความถี่สัญญาณจะรับได้ในแบนด์ต่ำ คือรับ ช่อง 2 ถึง 4

- แรงดันไฟเลือกความถี่แบนด์ (VHF High – band Voltage) หรือ ทำหน้าที่เป็นแรงดันไฟฟ้า ไปบังคับสวิตซ์িং ไดโอด ให้เลือกขดลวดเพื่อรับเฉพาะย่าน วีเอชเอฟ แบนด์สูงอย่างเดียว คือรับช่อง 5 ถึง 12

- แรงดันไฟเลือกย่านความถี่ยูเอชเอฟ (VHF Voltage : BV) ทำหน้าที่จ่ายไฟเลี้ยงอิเล็กทรอนิกส์จูนเนอร์เพื่อรับย่านความถี่ยูเอชเอฟ ซึ่งเป็นย่านความถี่เหนือสูง ซึ่งได้แก่ ช่อง 21 ถึง 69 ในระบบ หรือ 14 ถึง 83 ในระบบ

- แรงดันไฟ จูนนิ่ง (Tuning Voltage : BT) ทำหน้าที่เป็นตัวกำหนดค่าความจุของวาริแคปหรือวาเร็คเตอร์ โดยการส่งแรงดันไฟฟ้า เข้าไปบังคับค่าความจุของวาเร็คเตอร์ดังกล่าว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

-แรงดันไฟ เอ เอฟ ซี (Automatic Fregfueny Control : AFC) เป็นแรงดันไฟฟ้าที่มีจ่ายเพื่อควบคุมการผลิตความถี่ ของวงจรรออสซิสเตอร์ ให้ผลิตความถี่ได้ถูกต้องตลอดเวลา มิให้มีการส่ายความถี่เนื่องจากเกิดการครอส มอดูเรชั่น หรืออินเดอเฟอเรนทอื่น ๆ อันจะทำให้การรับสัญญาณภาพและเสียงชัดเจน เสมือนกับไฟล้จูนนิ่งในระบบกลไกนั่นเอง

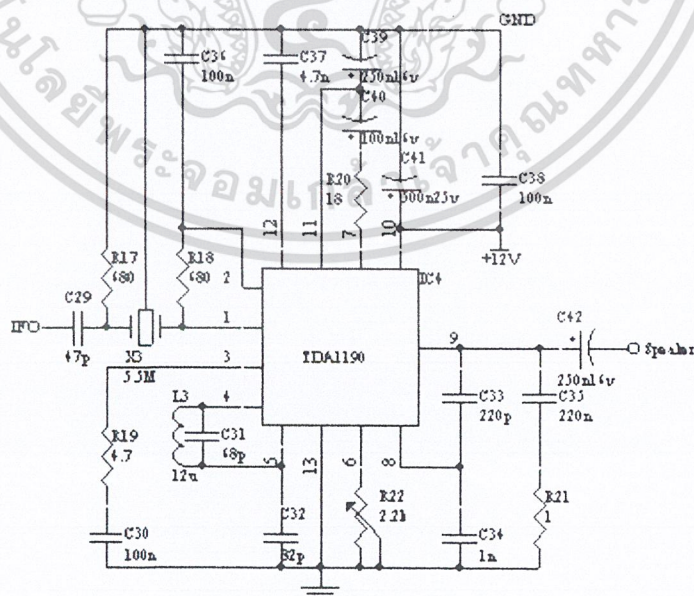
-ชุดควบคุมการเปลี่ยนช่อง (Selection Control Panel) ทำหน้าที่เป็นสวิตซ์ ตัดต่อเพื่อเลือกรับสัญญาณ โทรทัศน์เฉพาะช่องที่ต้องการเพียงช่องเดียว

3.3 วงจรภาคเสียง

ส่วนประกอบสำคัญของวงจร คือ IC TDA 1190 ของ SGS ซึ่งรวมเอาอุปกรณ์สำหรับวงจรภาครับ เสียงของโทรทัศน์เอาไว้ สามารถแยกเสียง จากสัญญาณ โทรทัศน์ แล้วขยายส่งออก ลำโพงได้โดยตรง

IC TDA 1190 มีส่วนประกอบสำคัญดังนี้

- วงจรไอเอฟ ลิ้มิตเตอร์และวงจรขยาย (IF linitier / amplitier)
- วงจรกรองความถี่ต่ำแบบแอคทีฟ (active law pass filter)
- วงจรเอฟเอ็มดีมอดูเลเตอร์ (FM demodulator)
- วงจรปริ้แอมป์ขยายเสียง (AF preamplofier)
- วงจรขยายเสียง (AF amplifier)

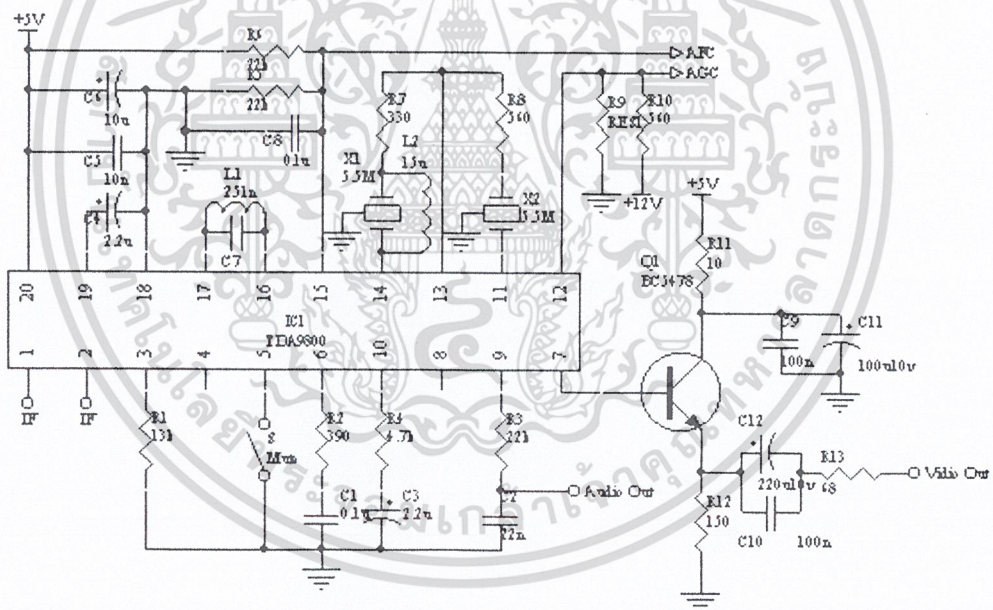


รูปที่ 3.2 วงจรภาคเสียง

3.4 วงจรภาคภาพ

ส่วนประกอบสำคัญของวงจรคือ IC TCA 9800 และ PHILLIPS IC TDA 9800
มีส่วนประกอบสำคัญดังนี้

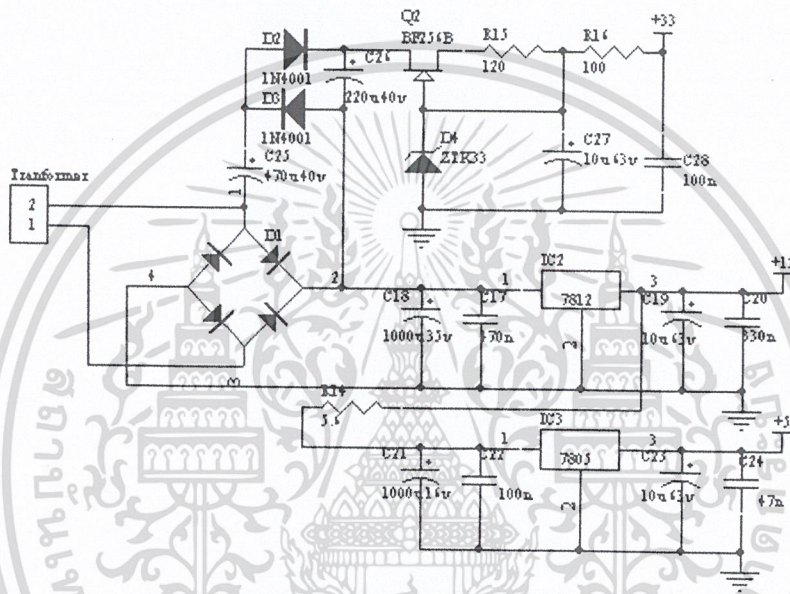
- วงจรขยายไอเอฟ 3 สเตจ (3- stage IF – amplofier)
- วงจรวีดีโอคูลมอดูเลเตอร์ (video demadulator)
- วงจรขยายวีดีโอ (video amplifier)
- วงจรจูนเนอร์เอจีซี (AGC tuner)
- วงจรวีซีโอ (VCO)
- วงจรเอเอฟซี (AFC)



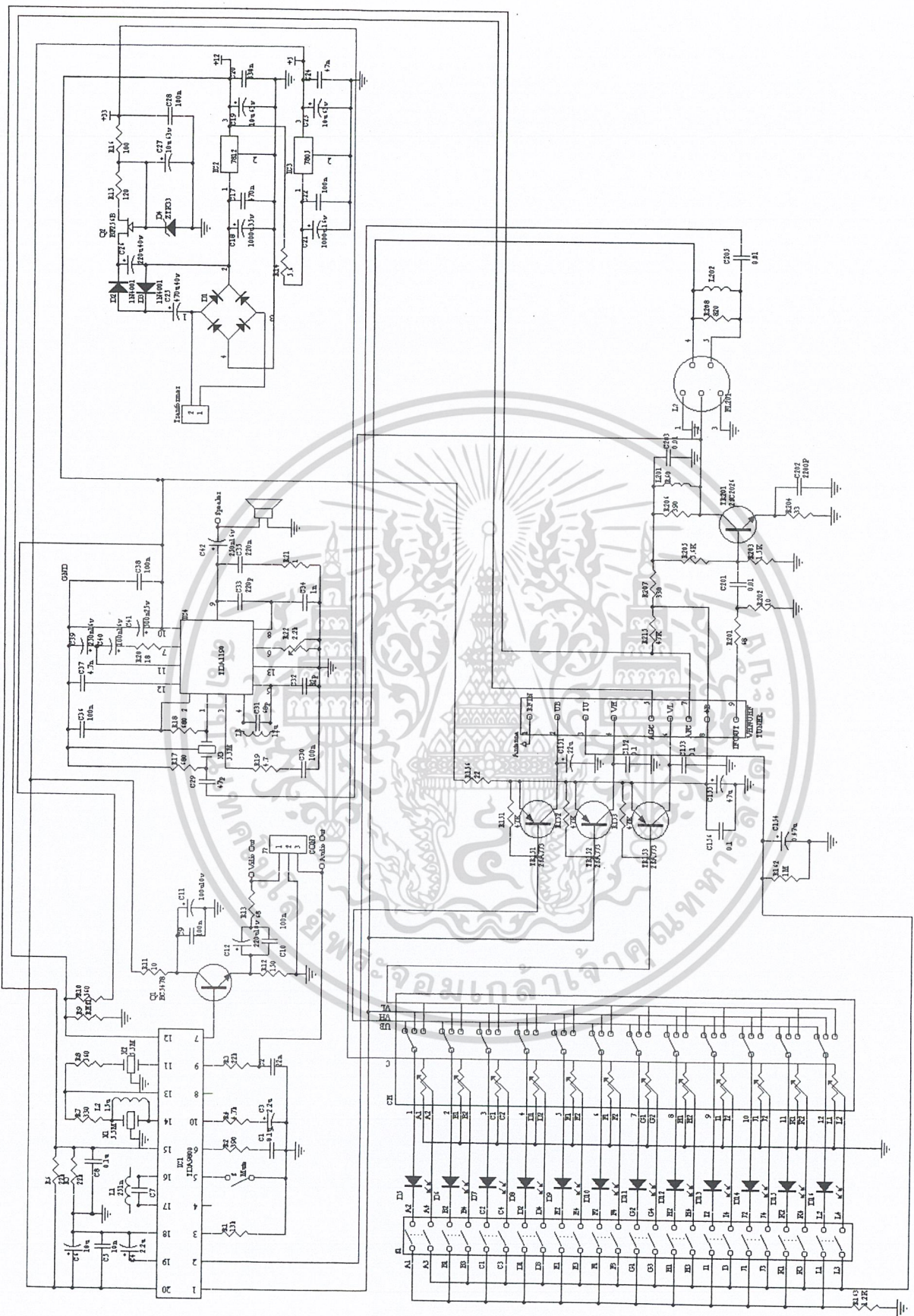
รูปที่ 3.3 วงจรภาคภาพ

3.5 แหล่งจ่ายไฟ

แหล่งจ่ายไฟ สำหรับอุปกรณ์ทั้งหมด ประกอบด้วย 3 ระดับ แรงดัน คือ 5v , 12v และ 33v



รูปที่ 3.4 แหล่งจ่ายไฟ



รูปที่ 3.5 วงจรสมบูรณ์ของเครื่องจูนเนอร์โทรทัศน์ระบบวีเอชเอฟ/ยูเอชเอฟ

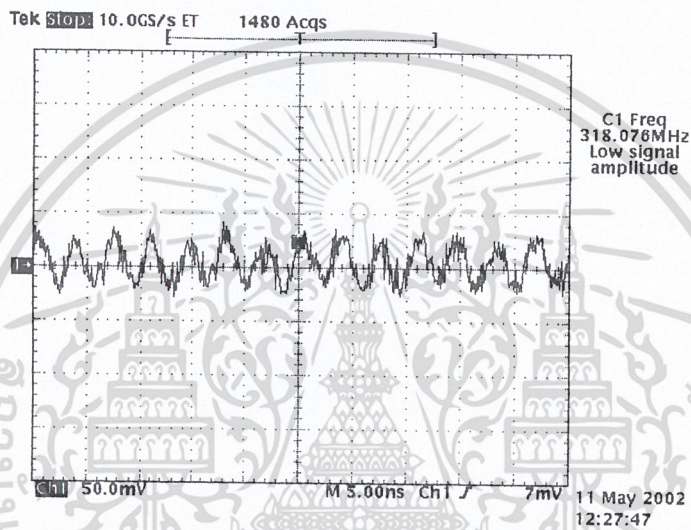
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

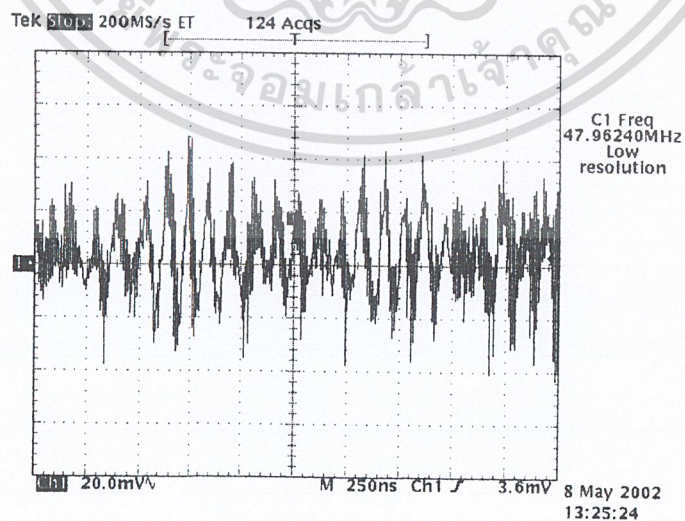
ผลการทดลอง

ผลการทดลองจากการวัดสัญญาณแต่ละจุด

โดยการป้อนสัญญาณ RF จากสายอากาศเข้าทาง RF in

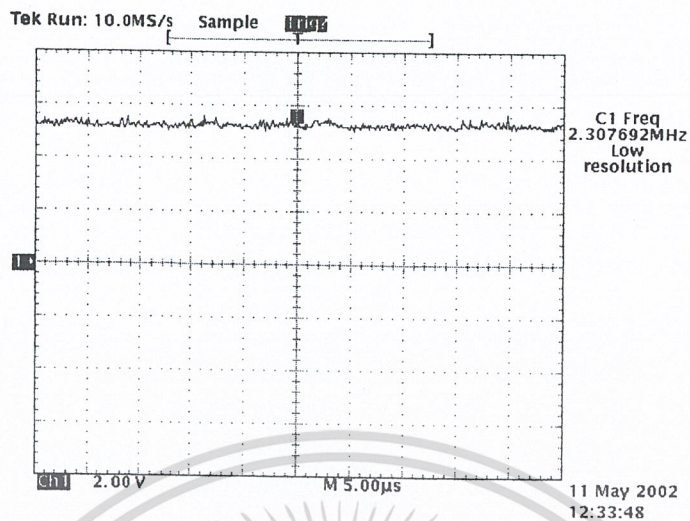


รูปที่ 4.1 สัญญาณอินพุต RF จากสายอากาศ



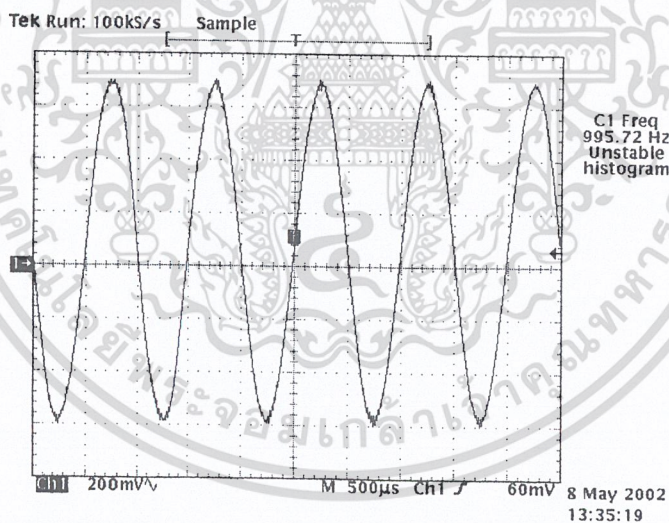
รูปที่ 4.2 สัญญาณเอาต์พุต IF ของจูนเนอร์อิเล็กทรอนิกส์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

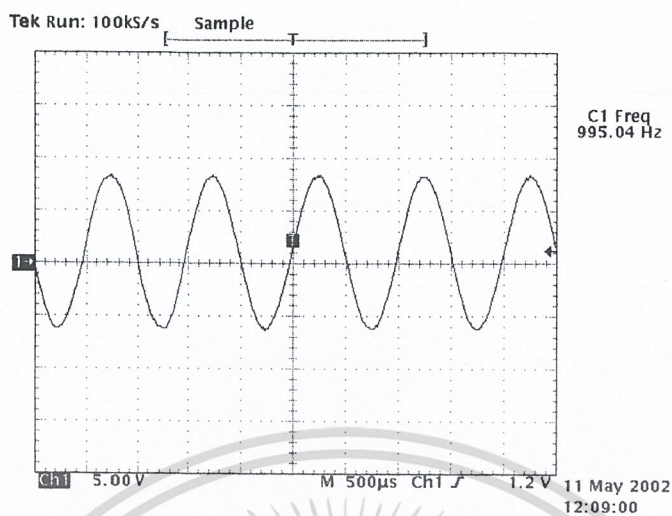


รูปที่ 4.3 สัญญาณเอาต์พุตจากการวัด video out

โดยการป้อนสัญญาณ sine wave ขนาด 60mV 1KHz เข้าวงจรภาคเสียง



รูปที่ 4.4 สัญญาณ sinewave ที่ป้อนให้แก่วงจรภาคเสียง



รูปที่ 4.5 สัญญาณ sinewave เอาท์พุทที่วัดได้จากวงจรภาคเสียง



บทที่ 5

สรุปผล

สรุปผลการทดลอง

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ ได้นำเสนอถึงการสร้างเครื่องจูนเนอร์โทรทัศน์ระบบวีเอชเอฟ/ยูเอชเอฟ ด้วยการใช้จูนเนอร์ของเครื่องรับโทรทัศน์ทั่วไปมาต่อเข้ากับวงจรเพื่อให้ได้สัญญาณภาพและสัญญาณเสียงเพื่อนำไปป้อนมอนิเตอร์ แต่โครงการนี้ไม่บรรลุวัตถุประสงค์ เนื่องจากจูนเนอร์และภาคไอเอฟไม่สมมาตรกัน ไอซีบางตัวหายาก และ LC จูนเนอร์ที่ใช้กับวงจรไม่สามารถจะหาในท้องตลาดได้ ซึ่งต้องคำนวณหาตัวเอง ทำให้เสถียรภาพไม่ค่อยดี



หนังสืออ้างอิง

1.เจน สงสมพันธ์, นิคม อนันต์ทิพย์ เทคโนโลยีโทรทัศน์, สถาบันอิเล็กทรอนิกส์
กรุงเทพ, หน้าที่ 126

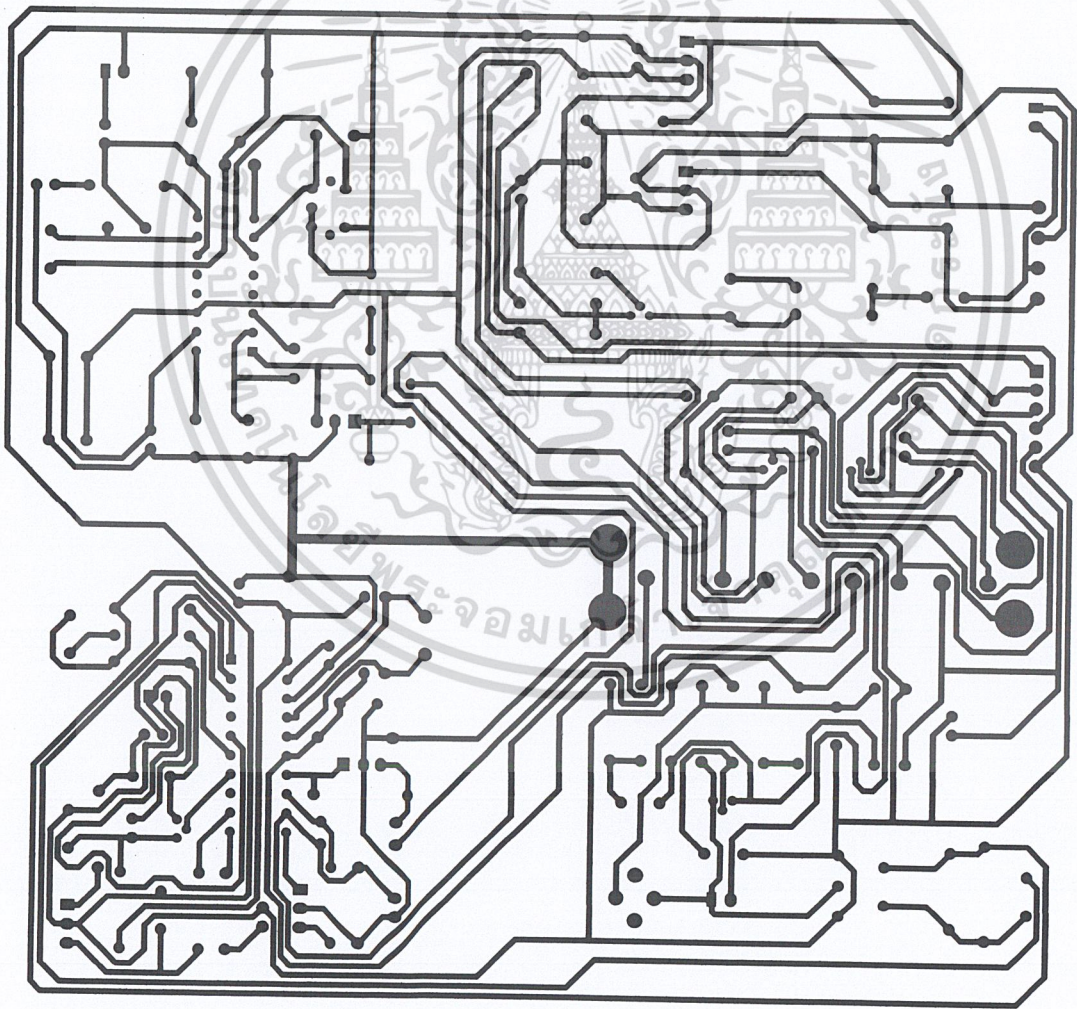
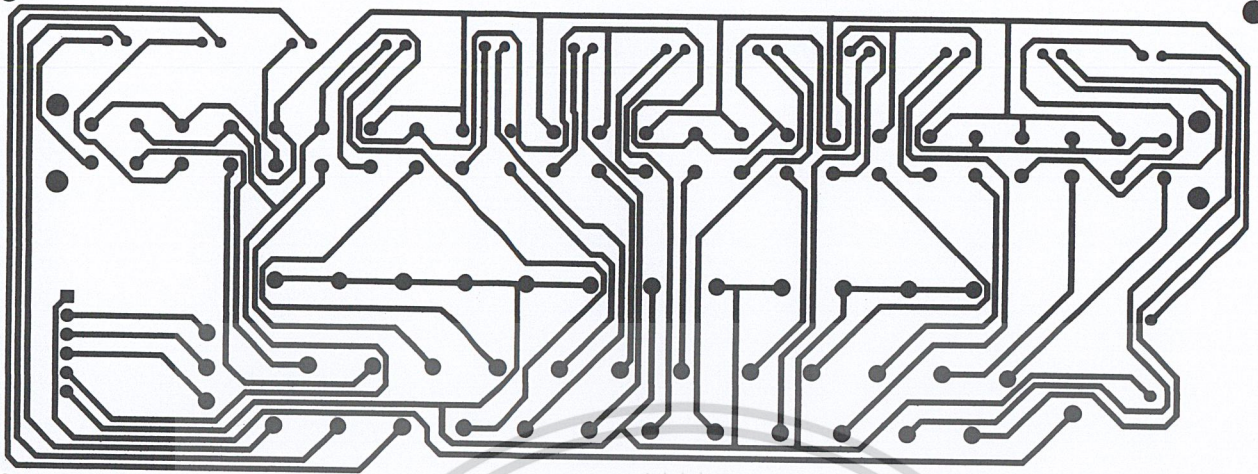
2.ศิริทรัพย์ เลิศพิทักษ์สิทธิ์, ยมาภรณ์ โชติช่วงนิรันดร์ และคณะ, “เครื่องรับส่งวิทยุ
ย่านความถี่ VHF”, ปรียญญาณิพนธ์, วิศวกรรมศาสตร์, 2540



ภาคผนวก

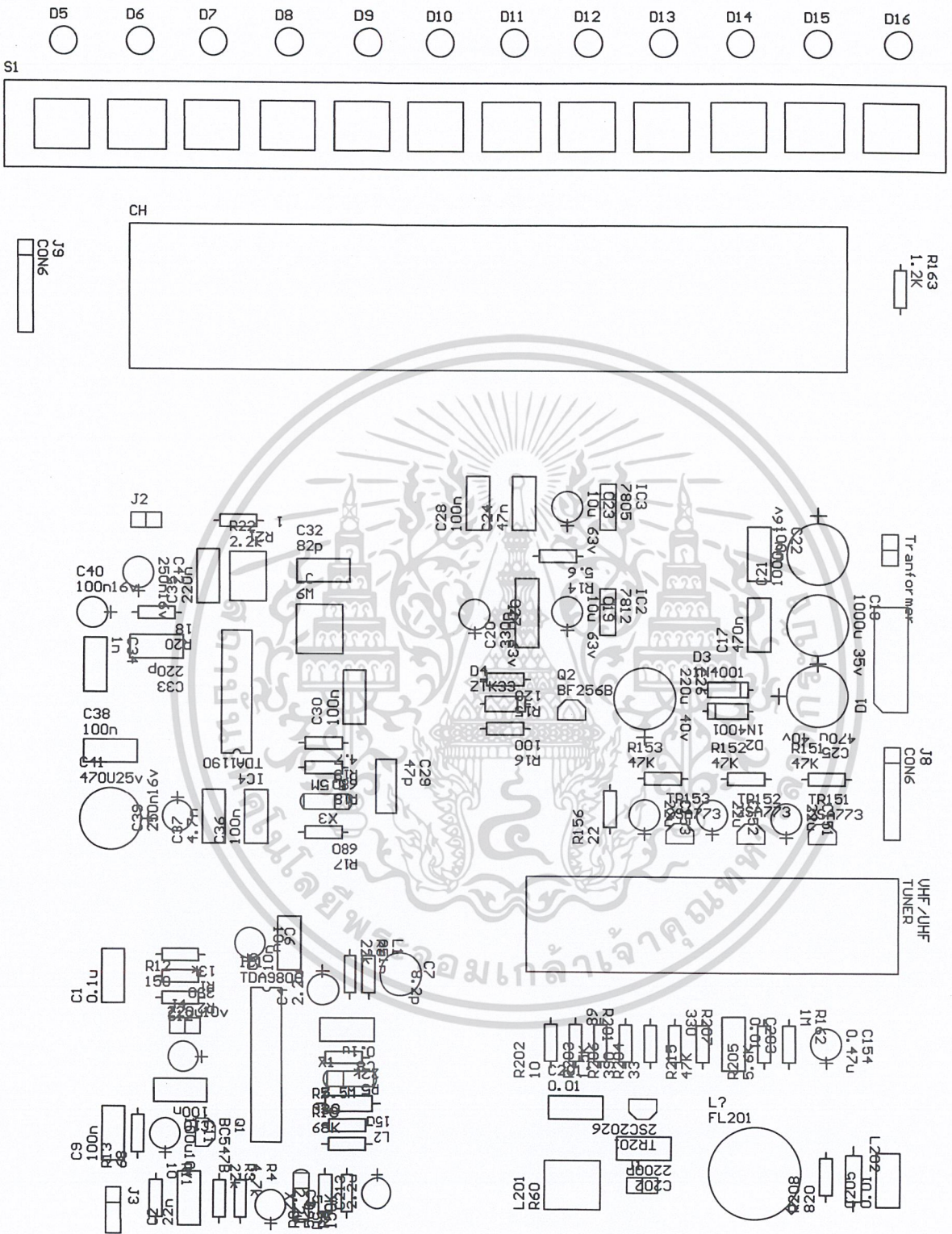


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป ลายทองแดงด้าน Bottom Layer ของเครื่องจูนเนอร์โทรทัศน์ระบบวีเอชเอฟ/ยูเอชเอฟ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป ด้าน Top Overlay ของเครื่องจูนเนอร์โทรทัศน์ระบบวีเอชเอฟ/ยูเอชเอฟ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

DATA SHEET



TDA9800 VIF-PLL demodulator and FM-PLL detector

Preliminary specification
File under Integrated Circuits, IC02

July 1994

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า



VIF-PLL demodulator and FM-PLL detector

TDA9800

FEATURES

- Suitable for negative vision modulation
- Applicable for IF frequencies of 38.9 MHz, 45.75 MHz and 58.75 MHz
- Gain controlled wide band VIF amplifier (AC coupled)
- True synchronous demodulation with active carrier regeneration (ultra-linear demodulation, good intermodulation figures, reduced harmonics and excellent pulse response)
- Peak sync AGC for negative modulation
- Video amplifier to match sound trap and sound filter

- AGC output voltage for tuner; adjustable take-over point (TOP)
- AFC detector without extra reference circuit
- Alignment-free FM-PLL detector with high linearity
- Stabilizer circuit for ripple rejection and to achieve constant output signals
- 5 to 8 V positive supply voltage range, low power consumption (300 mW at +5 V supply voltage).

GENERAL DESCRIPTION

The TDA9800 is a monolithic integrated circuit for vision and sound IF signal processing in TV and VTR sets.

QUICK REFERENCE DATA

SYMBOL	PARAMETER	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
V_P	positive supply voltage (pin 20)	4.5	5	8.8	V
I_P	supply current	51	60	69	mA
V_{iIF}	vision IF input signal sensitivity (RMS value, pins 1 and 2)	–	50	90	μ V
	maximum vision IF input signal (RMS value, pins 1 and 2)	70	150	–	mV
G_V	IF gain control	64	70	73	dB
V_{oCVBS}	CVBS output signal on pin 7 (peak-to-peak value)	1.7	2.0	2.3	V
B	–3 dB video bandwidth on pin 7	6	8	–	MHz
$S/N (W)$	signal-to-noise ratio weighted; for video	56	59	–	dB
$\alpha_{0.92/1.1}$	intermodulation attenuation	56	62	–	dB
$\alpha_{2.76/3.3}$		56	62	–	dB
α_H	suppression of harmonics in video signal	35	40	–	dB
V_{oAF}	maximum AF output signal for THD < 1.5% (RMS value, pin 9)	0.8	–	–	V
T_{amb}	operating ambient temperature	–20	–	+70	$^{\circ}$ C

ORDERING INFORMATION

EXTENDED TYPE NUMBER	PACKAGE			
	PINS	PIN POSITION	MATERIAL	CODE
TDA9800	20	DIL	plastic	SOT146 ⁽¹⁾
TDA9800T	20	mini-pack	plastic	SOT163A ⁽²⁾

Note

1. SOT146-1; 1996 December 6.
2. SOT163-1; 1996 December 6.

VIF-PLL demodulator and FM-PLL detector

TDA9800

PINNING

SYMBOL	PIN	DESCRIPTION
V _i IF	1	vision IF differential input signal
	2	
TADJ	3	tuner AGC take-over adjust (TOP)
φADJ	4	phase detector adjust
MUTE	5	sound mute switch
T _{PLL}	6	PLL time constant of phase detector
V _o CVBS	7	CVBS (positive) output signal
n.c.	8	not connected
V _o AF	9	audio frequency output signal
C _{AF}	10	decoupling capacitor of audio frequency amplifier
V _i IC	11	sound intercarrier input signal
TAGC	12	tuner AGC output
V _o VID	13	video and sound intercarrier output signal
V _i VID	14	video input signal to buffer amplifier
AFC	15	automatic frequency control output
VCO1	16	VCO reference circuit for 2 f _{PC}
VCO2	17	
GND	18	ground (0 V)
C _{AGC}	19	AGC capacitor
V _P	20	positive supply voltage

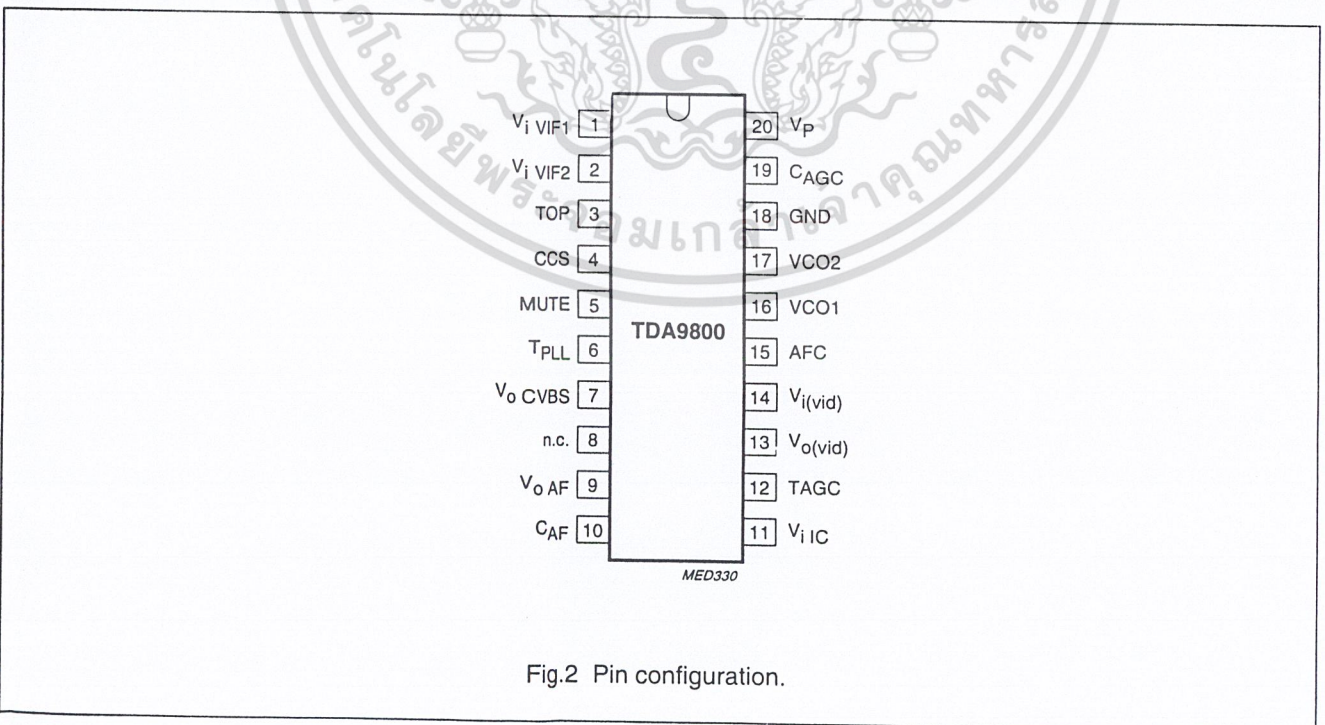


Fig.2 Pin configuration.

VIF-PLL demodulator and FM-PLL detector

TDA9800

FUNCTIONAL DESCRIPTION**Vision IF input**

The vision IF amplifier consists of three AC-coupled differential amplifier stages; each stage comprises a controlled feedback network by means of emitter degeneration.

IF and tuner AGC

The automatic control voltage to maintain the video output signal at a constant level is generated according to the transmission standard. Since the TDA9800 is suitable for negative modulation only the peak-sync level is detected. The AGC detector charges and discharges the capacitor on pin 19 to set the IF gain and the tuner gain. The AGC capacitor voltage is transferred to an internal IF control signal, and is fed to the tuner AGC to generate the tuner AGC output current on pin 12 (open-collector output). The tuner AGC voltage take over point is adjusted on pin 3. This allows the tuner and the IF SAW filter to be matched to achieve the optimum IF input level.

Frequency detector, phase detector and video demodulator

The IF amplifier output signal is fed to a frequency detector and to a phase detector. During acquisition the frequency detector produces a DC current which is proportional to the frequency difference between the input and the VCO signal. After frequency lock-in the phase detector produces a DC current proportional to the phase difference between the VCO and the input signal. Via the loop filter the DC current of either frequency detector or phase detector is converted into a DC voltage, which controls the VCO frequency.

The video demodulator is a linear multiplier, designed for low distortion and wide bandwidth. The vision IF input signal is multiplied by the in-phase component of the VCO output. The demodulated output signal is fed via an integrated low-pass filter ($f_g = 12$ MHz) to the video amplifier for suppression of the carrier harmonics.

VCO and travelling wave divider

The VCO operates with a symmetrically-connected reference LC-circuit, operating at double vision carrier frequency. Frequency control is performed by an internal varicap diode. The voltage to set the VCO frequency to the actual frequency of double vision carrier frequency, is also amplified and converted for the AFC output current. The VCO signal is divided-by-two in a travelling wave divider, which generates two differential output signals

with 90 degree phase difference independent of frequency.

Video amplifier, buffer and noise clipping

The video amplifier is a wide bandwidth operational amplifier with internal feedback. A nominal positive modulated video signal of 1 V (p-p) is present on the composite video output (pin 13). The input impedance of the 7 dB wideband buffer amplifier (with internal feedback) is suitable for ceramic sound trap filters. The CVBS output (pin 7) provides a positive video signal of 2 V (p-p). Noise clipping is provided internally.

Sound demodulation

The FM sound intercarrier signal is fed to pin 11 and through a limiter amplifier before it is demodulated. This achieves high sensitivity and high AM suppression. The limiter amplifier consists of seven internal AC-coupled stages, minimizing the DC offset.

The FM-PLL demodulator consists of an RC-oscillator, loop filter and phase detector. The oscillator frequency is locked on the FM intercarrier signal from the limiter amplifier. As a result of this locking, the RC-oscillator is frequency-modulated.

The modulating signal voltage (AF signal) is used to control the oscillator frequency. By this, the FM-PLL operates as an FM demodulator.

The audio frequency amplifier with internal feedback is designed for high gain and high common mode rejection. The low-level AF signal output from the FM-PLL demodulator is amplified and buffered in a low-ohmic audio signal output stage (pin 9). An external decoupling capacitor on pin 10 removes the DC voltage from the audio amplifier input.

By using the sound mute switch (pin 5) the AF amplifier is set to mute state.

VIF-PLL demodulator and FM-PLL detector

TDA9800

LIMITING VALUES

In accordance with the Absolute Maximum Rating System (IEC134).

SYMBOL	PARAMETER	MIN.	MAX.	UNIT
V_P	supply voltage (pin 20) for a maximum chip temperature (note 1)			
	SOT146 at +120 °C	0	8.8	V
	SOT163A at +100 °C	0	5.5	V
V_I	voltage on pins 1, 2, 7, 11, 13, 14, 15 and 19	0	V_P	V
$t_{s \max}$	short-circuit time	–	10	s
V_{12}	tuner AGC output voltage	–	13.2	V
T_{stg}	storage temperature range	–25	+150	°C
V_{ESD}	electrostatic handling for all pins (note 2)	–	±300	V

Notes

1. Supply current $I_P = 69 \text{ mA}$ at $T_{amb} = +70 \text{ °C}$.
2. Equivalent to discharging a 200 pF capacitor through a 0 Ω series resistor (negative and positive voltage).

THERMAL RESISTANCE

SYMBOL	PARAMETER	THERMAL RESISTANCE
$R_{th \text{ j-a}}$	from junction to ambient in free air	
	SOT146	73 K/W
	SOT163A	85 K/W

VIF-PLL demodulator and FM-PLL detector

TDA9800

CHARACTERISTICS

The following characteristics apply for $V_P = 5\text{ V}$; $T_{\text{amb}} = +25\text{ }^\circ\text{C}$; see Table 1 for input frequencies and picture to sound ratios; $V_{\text{IFF}} = 10\text{ mV}$ RMS value (sync level); video modulation DSB; residual carrier: 10%; video signal in accordance with CCIR line 17 or NTC-7 Composite; measurements taken in Fig.3 unless otherwise specified

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
V_P	supply voltage (pin 20)	note 1	4.5	5	8.8	V
I_P	supply current		51	60	69	mA
Vision IF input (pins 1 and 2)						
V_i	input sensitivity (RMS value) at 38.9 MHz and 45.75 MHz	-1 dB video at output	-	50	90	μV
	input sensitivity (RMS value) at 58.75 MHz		-	60	100	μV
	maximum input signal (RMS value) at 38.9 MHz and 45.75 MHz	+1 dB video at output	70	150	-	mV
	maximum input signal (RMS value) at 58.75 MHz		80	160	-	mV
$\Delta V_{o\text{ int.}}$	internal IF amplitude difference between picture and sound carrier	within AGC range; B/G: $\Delta f = 5.5\text{ MHz}$; M/N: $\Delta f = 4.5\text{ MHz}$	-	0.7	1	dB
G_{IF}	IF gain control	see Fig.4				
		38.9 MHz and 45.75 MHz	64	70	-	dB
		58.75 MHz	62	68	-	dB
B	-3 dB IF bandwidth	upper cut-off frequency	70	100	-	MHz
R_i	input resistance (differential)		1.7	2.2	2.7	$\text{k}\Omega$
C_i	input capacitance (differential)		1.2	1.7	2.5	pF
$V_{1,2}$	DC input voltage		3.0	3.4	3.8	V
True synchronous video demodulator		note 2				
f_{VCO}	maximum oscillator frequency for carrier regeneration	$f = 2f_{\text{PC}}$	125	130	-	MHz
Δf_{VCO}	oscillator drift (free running) as a function of temperature	$I_{\text{AFC}} = 0$; note 3	-	-	± 20	ppm/K
$V_{o\text{ ref}}$	oscillator swing at pins 16 and 17 (RMS value)	$f_{\text{PC}} = 38.9\text{ MHz}$	-	120	-	mV
		$f_{\text{PC}} = 45.75\text{ MHz}$	-	100	-	mV
		$f_{\text{PC}} = 58.75\text{ MHz}$	-	80	-	mV
Δf_{PC}	vision carrier capture range (negative)		1.5	2	-	MHz
	vision carrier capture range (positive)		1.5	2	-	MHz
t_{acq}	acquisition time	BL = 60 kHz; note 4	-	-	30	ms

VIF-PLL demodulator and FM-PLL detector

TDA9800

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
V_{iIF}	IF input signal sensitivity (RMS value, pins 1 and 2) for PLL still locked	maximum IF gain; note 5	–	50	90	μV
	for C/N = 10 dB	note 6	–	100	140	μV
I_{loop}	FPLL loop offset current at pin 6	note 7	–	–	± 4.5	μA
Composite video amplifier (pin 13)		sound carrier off				
V_{0vid}	output signal (peak-to-peak value)	see Fig.7	0.9	1.0	1.1	V
V_{13}	sync level		1.4	1.5	1.6	V
	zero carrier level		–	2.6	–	V
	upper video clipping level		$V_P - 1.1$	$V_P - 1.0$	–	V
	lower video clipping level		–	0.3	0.4	V
V_{0FM}	IF intercarrier level (RMS value)	sound carrier on; note 8	–	170	–	mV
R_{13}	output resistance		–	–	10	Ω
I_{int13}	internal bias current for emitter follower	DC	1.8	2.5	–	mA
I_{13}	maximum output sink current	DC and AC	1.4	–	–	mA
	maximum output source current		2.0	–	–	mA
B	–3 dB video bandwidth	$C_{13} < 50 \text{ pF}$; $R_L > 1 \text{ k}\Omega$	7	10	–	MHz
α_H	suppression of video signal harmonics	$C_{13} < 50 \text{ pF}$; $R_L > 1 \text{ k}\Omega$; note 9	35	40	–	dB
RR	ripple rejection on pin 13	see Fig.9	32	35	–	dB
CVBS buffer amplifier and noise clipper (pins 7 and 14)						
R_{14}	input resistance		2.6	3.3	4.0	$\text{k}\Omega$
C_{14}	input capacitance		1.4	2	3.0	pF
V_{14}	DC voltage at input	pin 14 not connected	1.5	1.8	2.1	V
G_v	voltage gain	note 10	6	7	7.5	dB
V_{0cvbs}	CVBS output signal on pin 7 (peak-to-peak value)	sound carrier off; see Fig.3	1.7	2.0	2.3	V
	CVBS output level	upper video clipping	3.9	4.0	–	V
		lower video clipping	–	1.0	1.1	V
		sync level	–	1.35	–	V
R_7	output resistance		–	–	10	Ω
I_{int7}	internal bias current for emitter follower	DC	1.8	2.5	–	mA
I_7	maximum output sink current	DC and AC	1.4	–	–	mA
	maximum output source current		2.4	–	–	mA
B	–3 dB video bandwidth	$C_7 < 20 \text{ pF}$; $R_L > 1 \text{ k}\Omega$	8	11	–	MHz

VIF-PLL demodulator and FM-PLL detector

TDA9800

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
Measurements from IF input to CVBS output (pin 7) 330 Ω between pins 13 and 14, sound carrier off						
$V_{o\text{ CVBS}}$	CVBS output signal on pin 7 (peak-to-peak value)		1.7	2.0	2.3	V
ΔV_o	deviation of CVBS output signal at B/G	50 dB gain control	–	–	0.5	dB
		30 dB gain control	–	–	0.1	dB
	black level tilt	note 11	–	–	1	%
ΔG	differential gain	CCIR line 330 or NTC-7 Composite	–	2	5	%
$\Delta\phi$	differential phase		–	1	3	deg
B	–3 dB video bandwidth	$C_L < 20$ pF; $R_L > 1$ k Ω	6	8	–	MHz
S/N(W)	signal-to-noise ratio; weighted	see Fig.5 and note 12	56	59	–	dB
$\alpha_{0.92/1.1}$	intermodulation at 'blue'	$f = 0.92$ or 1.1 MHz;	56	62	–	dB
	intermodulation at 'yellow'	see Fig.6 and note 13	58	64	–	dB
$\alpha_{2.76/3.3}$	intermodulation at 'blue'	$f = 2.76$ or 3.3 MHz;	56	62	–	dB
	intermodulation at 'yellow'	see Fig.6 and note 13	57	63	–	dB
α_C	residual vision carrier (RMS value)	fundamental wave	–	1	10	mV
		harmonics	–	1	10	mV
α_H	suppression of video signal harmonics	note 9	35	40	–	dB
RR	ripple rejection on pin 7	see Fig.9	25	28	–	dB
AGC detector (pin 19)						
t_{resp}	response to an increasing amplitude step of 50 dB in input signal		–	1	10	ms
	response to a decreasing amplitude step of 50 dB in input signal		–	50	100	ms
I_{19}	charging current	note 11	0.85	1.1	1.35	mA
	discharging current		17	22	27	μ A
V_{19}	AGC voltage	maximum gain	0	see Fig.4	–	V
		minimum gain	–	see Fig.4	$V_P - 0.7$	V

VIF-PLL demodulator and FM-PLL detector

TDA9800

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
Tuner AGC (pin 12)						
V _i	IF input signal for minimum starting point of tuner take over (RMS value)	input at pins 1 and 2; R _{TOP} = 22 kΩ	–	–	5	mV
	IF input signal for maximum starting point of tuner take over (RMS value)	input at pins 1 and 2; R _{TOP} = 0 Ω	50	–	–	mV
V ₁₂	allowable voltage	from external source	–	–	13.2	V
	saturation voltage	I ₁₂ = 1.7 mA	–	–	0.2	V
ΔV ₁₂	variation of take over point by temperature	I ₁₂ = 0.4 mA	–	0.02	0.06	dB/K
I ₁₂	sink current	see Fig.4				
		no tuner gain reduction	–	0.1	0.3	μA
		maximum tuner gain reduction	1.7	2.0	2.6	mA
ΔG _{IF}	IF slip by automatic gain control	tuner gain current from 20 to 80%	–	6	8	dB
AFC circuit (pin 15)		see Fig.8 and note 14				
S	control steepness ΔI ₁₅ /Δf	note 15				
		38.9 MHz	–0.6	–0.72	–0.84	μA/kHz
		45.75 MHz	–0.45	–0.6	–0.75	μA/kHz
		58.75 MHz	–0.38	–0.5	–0.62	μA/kHz
Δf _{IF}	frequency variation by temperature	I _{AFC} = 0; note 3	–	–	±20	ppm/K
V ₁₅	output voltage upper limit	see Fig.8	V _P – 0.5	V _P – 0.3	–	V
	output voltage lower limit		–	0.3	0.5	V
I ₁₅	output current source		160	200	240	μA
	output current sink		160	200	240	μA
ΔI ₁₅	residual video modulation current (peak-to-peak value)		–	20	30	μA
Sound mute switch (pin 5)		note 16				
V _{IL}	input voltage for MUTE-ON		0	–	0.8	V
V _{IH}	input voltage for MUTE-OFF		1.5	–	V _P	V
I _{IL}	LOW level input current	V ₅ = 0 V	–	–300	–360	μA
α _{mute}	audio attenuation	V ₅ = 0 V	70	80	–	dB
ΔV ₅	DC offset voltage at switching (plop)	switching to MUTE-ON	–	100	500	mV

VIF-PLL demodulator and FM-PLL detector

TDA9800

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
FM sound limiter amplifier (pin 11)		note 17				
V_{iFM}	input signal (RMS value, pin 11) for S/N = 40 dB for AM suppression $\alpha_{AM} = 40$ dB	CCIR468-4 see Fig.11 AM: f = 1 kHz; m = 0.3	–	200	300	μ V
	maximum input signal handling (RMS value)		200	–	–	mV
α_{AM}	AM suppression	see Fig.10; AM: f = 1 kHz; m = 0.3	46	50	–	dB
R_{11}	input resistance		480	600	720	Ω
B	–3 dB IF frequency response of sound IF	lower and upper cut-off frequency	3.5	–	10	MHz
V_{11}	DC voltage		2.3	2.6	2.9	V
FM-PLL sound demodulator and AF output (pin 9)		note 17				
f_{iFM}	catching range of PLL		4	–	7	MHz
	holding range of PLL		3.5	–	8	MHz
t_{acq}	acquisition time		–	–	4	μ s
V_{oAF}	AF output signal (RMS value, pin 9)	$\Delta f_{AF} = \pm 27$ kHz; see Fig.11	280	350	420	mV
	maximum output signal handling	THD < 1.5%	0.8	–	–	V
ΔV_o	temperature drift of AF output signal		–	3	7	10^{-3} dB/K
Δf_{AF}	frequency deviation	THD < 1.5%; note 18	–	–	± 50	kHz
V_{10}	DC voltage at decoupling capacitor	voltage dependent on VCO frequency; note 19	1.2	–	2.2	V
R_9	output resistance		–	100	–	Ω
R_L	load resistance (pin 9)		2.2	–	–	k Ω
V_9	DC voltage		1.6	2.0	2.4	V
B	–3 dB audio frequency bandwidth		95	120	–	kHz
THD	total harmonic distortion	without ceramic filter	–	0.1	0.5	%
S/N (W)	signal-to-noise ratio, weighted	CCIR468-4; see Fig.11	50	55	–	dB
V_{sc}	residual sound carrier and harmonics (RMS value)		–	–	75	mV
RR	ripple rejection on pin 9	see Fig.9	26	30	–	dB
Measurements from IF input to audio output (pin 9) 560 Ω between pins 13 and 11; note 20						
S/N (W)	weighted signal-to-noise ratio	27 kHz FM deviation; CCIR468-4; 50 μ s (75 μ s at standard M) de-emphasis; with offset alignment on pin 4				
	6 kHz sinusoidal waveform	black-to-white	39	46	–	dB
	black picture	sync only	40	48	–	dB
	white picture		39	46	–	dB
	colour bar		39	46	–	dB

VIF-PLL demodulator and FM-PLL detector

TDA9800

Notes

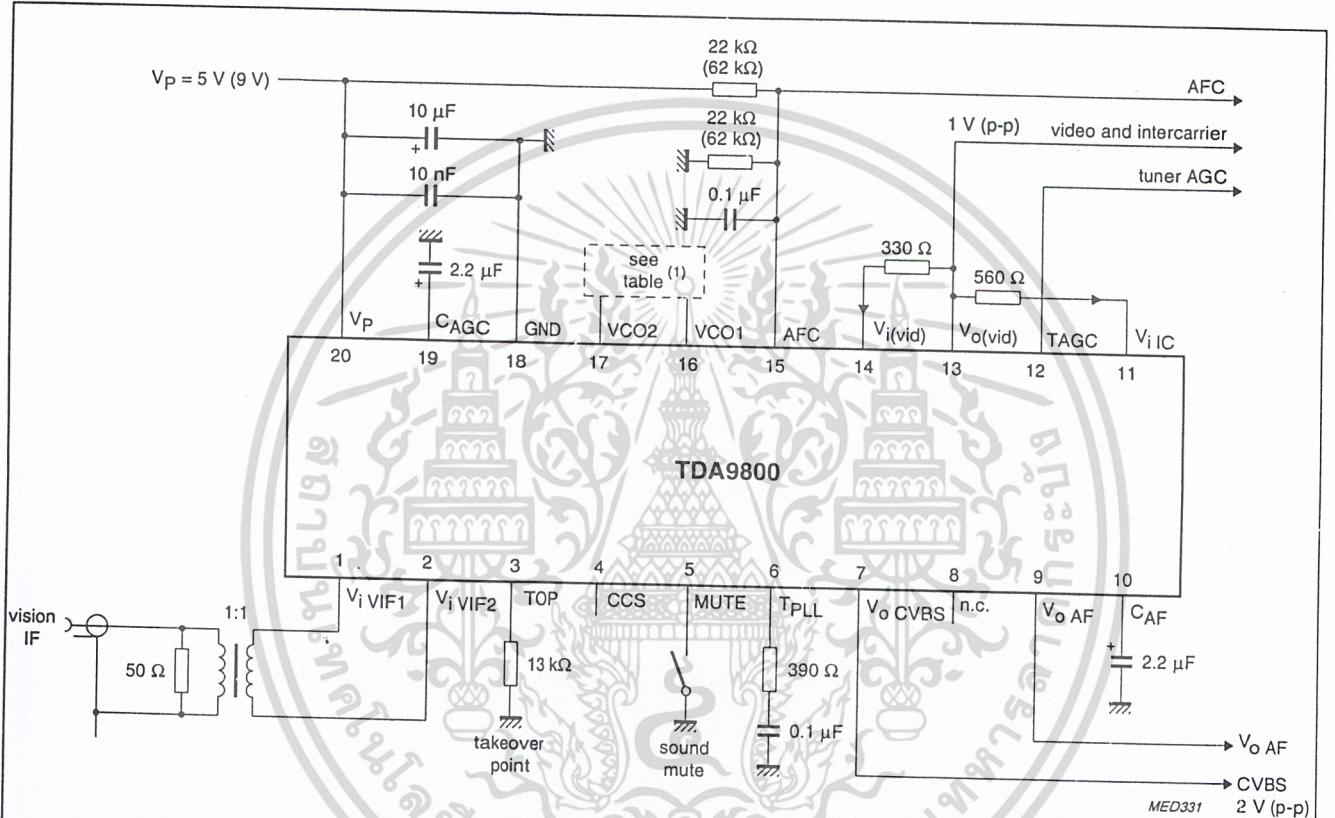
1. Values of video and sound parameters are decreased at $V_P = 4.5$ V.
2. Loop bandwidth $BL = 60$ kHz (natural frequency $f_n = 15$ kHz; damping factor $d = 2$ calculated with grey level and FPLL input signal level). Resonance circuit of VCO: $Q_o > 50$; $C_{ext} = 8.2$ pF; $C_{int} \approx 8.5$ pF (loop voltage about 2.7 V).
3. Temperature coefficient of external LC-circuit is equal to zero.
4. $V_{iIF} = 10$ mV (RMS value); $\Delta f = 1$ MHz (VCO frequency offset related to picture carrier frequency); white picture video modulation.
5. V_{iIF} signal for nominal video signal.
6. Transformer at IF input (Fig.3). The C/N ratio at IF input for 'lock-in' is defined as the vision IF input signal (sync level, RMS value) in relation to a superimposed, 5 MHz band-limited white noise signal (RMS value); video modulation: white picture.
7. Offset current measured between pin 6 and half of supply voltage ($V = 2.5$ V) under the following conditions: no input signal at IF input (pins 1 and 2) and IF amplifier gain at minimum ($V_{19} = V_P$), pin 4 (phase adjust) open-circuit.
8. The intercarrier output signal is superimposed to the video signal at pin 13 and can be calculated by the following formula: $20 \log\left(\frac{V_{13 \text{ interc. (p-p)}}}{1 \text{ V (p-p)}}\right) = \frac{V_{iSC}}{V_{iPC}} \text{ dB} + 6.9 \text{ dB} \pm 2 \text{ dB}$ with $\frac{V_{iSC}}{V_{iPC}} \text{ dB} = \text{sound to picture carrier ratio at IF input (pins 1 and 2 in dB and } \pm 2 \text{ dB = tolerance of intercarrier output amplitude } V_{oFM}$.
9. Measurements taken with SAW filter G1962; modulation: VSB, $f_{video} > 0.5$ MHz, loop bandwidth $BL = 60$ kHz.
10. The 7 dB buffer gain accounts for 1 dB loss in the sound trap. Buffer output signal is typical 2 V (p-p). If no sound trap is applied a 330 Ω resistor must be connected from output to input (from pin 13 to pin 14).
11. The leakage current of the AGC capacitor has to be < 1 μ A to avoid larger tilt.
12. S/N is the ratio of black-to-white amplitude to the black level noise voltage (RMS value, pin 7). $B = 5$ MHz weighted in accordance with CCIR-567 at a source impedance of 50 Ω .
13. $\alpha_{0.92/1.1} = 20 \log(V_o \text{ at } 4.4 \text{ (3.58) MHz} / V_o \text{ at } 0.92 \text{ (1.1) MHz}) + 3.6 \text{ dB}$; $\alpha_{0.92/1.1}$ value at 0.92 (1.1) MHz related to black/white signal.
 $\alpha_{2.76/3.3} = 20 \log(V_o \text{ at } 4.4 \text{ (3.58) MHz} / V_o \text{ at } 2.76 \text{ (3.3) MHz})$; $\alpha_{2.76/3.3}$ value at 2.76 (3.3) MHz related to colour carrier.
14. To match the AFC output signal to different tuning systems a current source output is provided (Fig.8).
15. Depending on the ratio $\Delta C/C_o$ of the LC resonance circuit of VCO ($Q_o > 50$; $C_o = C_{int} + C_{ext}$; $C_{ext} = 8.2$ pF; $C_{int} \approx 8.5$ pF).
16. No mute state is also valid for pin not connected.
17. Input level for second IF from an external generator with 50 Ω source impedance, AC coupled with 10 nF capacitor, $f_{mod} = 1$ kHz, 27 kHz (54% FM deviation) of audio reference. A VIF/SIF input signal is not permitted. Pin 19 has to be connected to positive supply voltage. S/N and THD measurements are taken at 50 μ s (75 μ s at standard M) de-emphasis.
18. To allow higher frequency deviation, the resistor R_x on pin 10 (see Fig.12) has to be increased to a value which does not exceed the AF output signal of nominally 0.35 V for THD = 0.1% ($R_x = 4.7$ k Ω provides -6 dB amplification).
19. The leakage current of the 2.2 μ F capacitor is < 100 nA.
20. For all S/N measurements the used vision IF modulator has to meet the following specification:
 - Incidental phase modulation for black-to-white jump less than 0.5 degree.

VIF-PLL demodulator and FM-PLL detector

TDA9800

Table 1 Input frequencies and carrier ratios.

		B/G STANDARD	M/N STANDARD	M STANDARD	UNIT
picture carrier	f_{PC}	38.9	45.75	58.75	MHz
sound carrier	f_{SC}	33.4	41.25	54.25	MHz
picture to sound carrier ratio	SC	13	7	7	dB

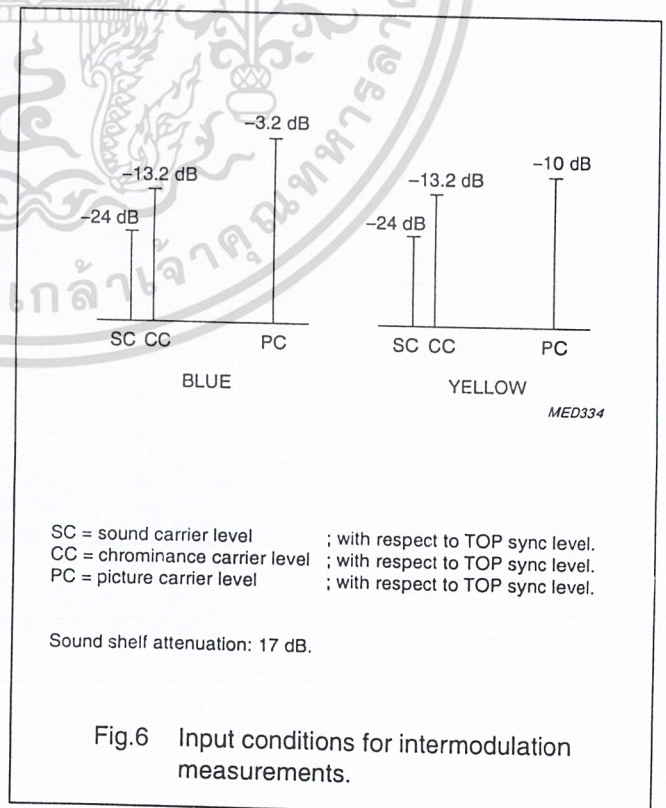
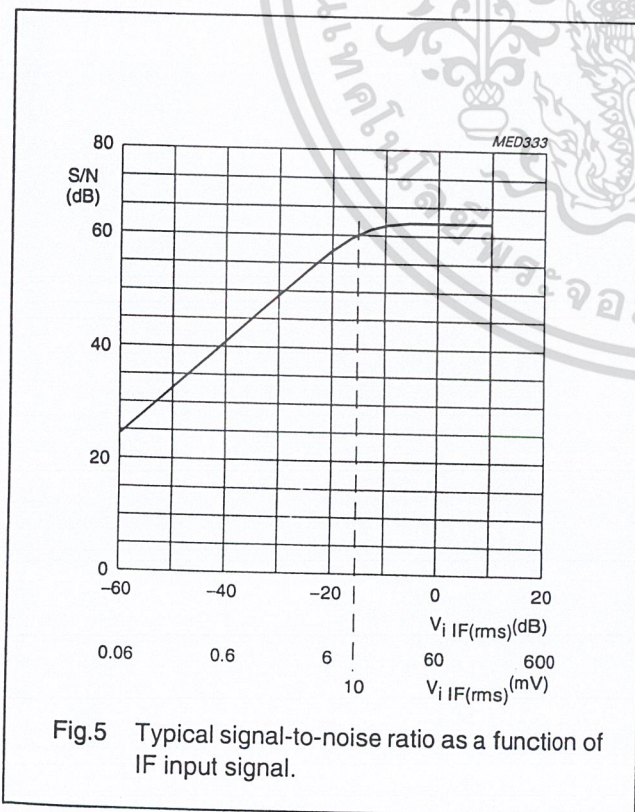
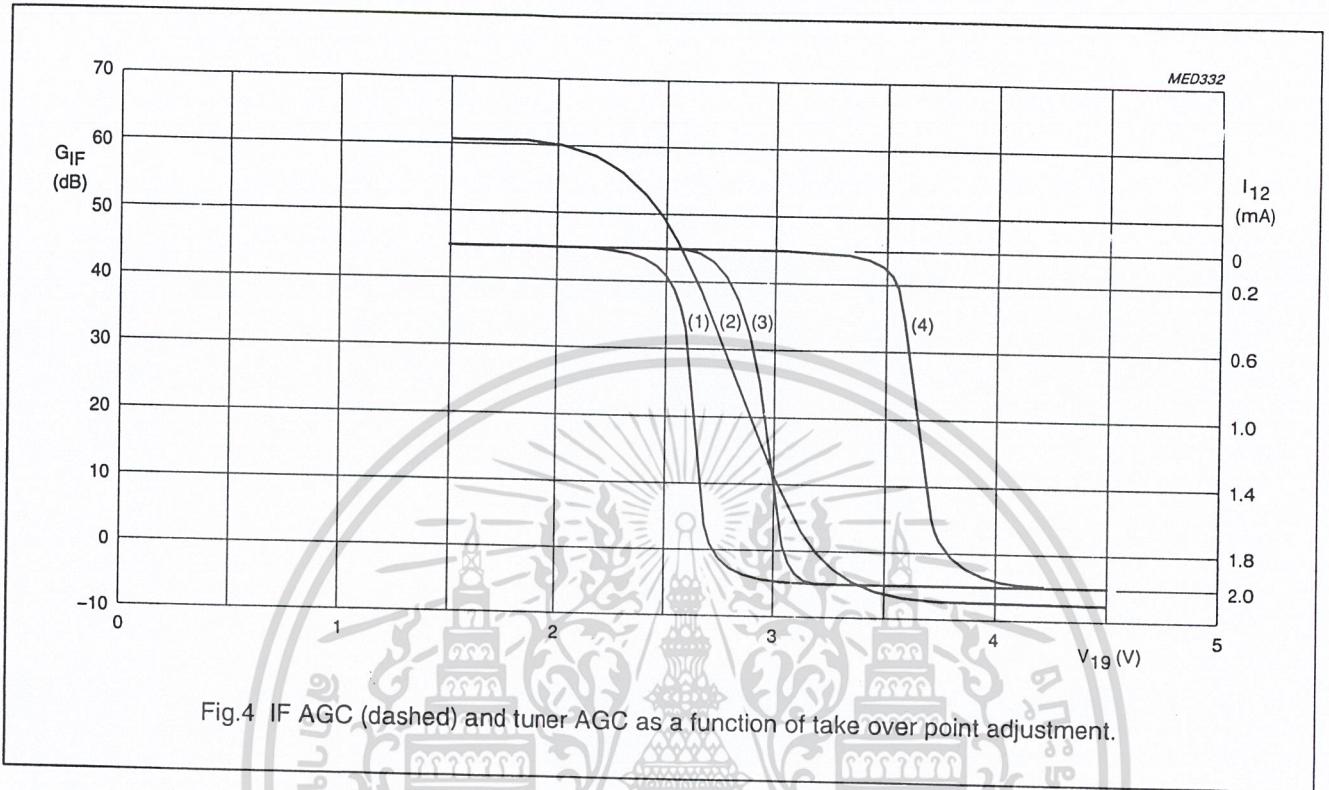


PARAMETER	EUROPE	USA	JAPAN
IF frequency	38.9 MHz	45.75 MHz	58.75 MHz
VCO frequency	77.8 MHz	91.5 MHz	117.5 MHz
oscillator circuit	<p>C(VCO) C L 8.5 pF 8.2 pF 251 nH</p>	<p>C(VCO) C L 8.5 pF 10 pF 163 nH</p>	<p>C(VCO) C L 8.5 pF 12 pF 90 nH</p>
e.g. TOKO coil Philips ceramic capacitor	5KM 369SNS-2010Z 222263251828	5KMC V369SCS-2370Z (inside of coil)	MC139 NE545SNAS100108 12 pF SMD size = 0805

Fig.3 Test circuit.

VIF-PLL demodulator and FM-PLL detector

TDA9800



VIF-PLL demodulator and FM-PLL detector

TDA9800

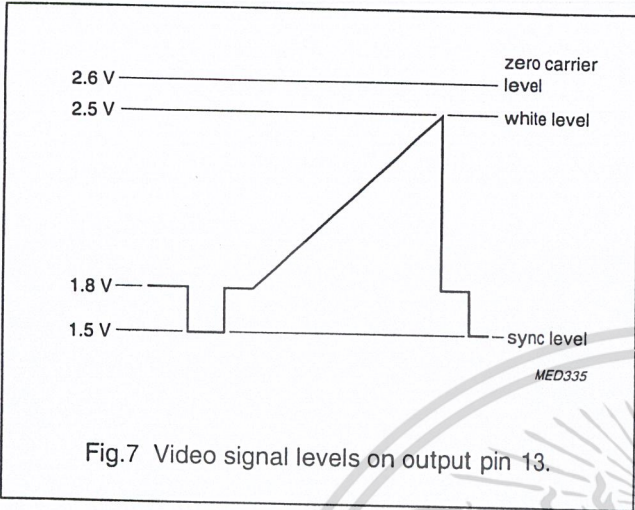


Fig.7 Video signal levels on output pin 13.

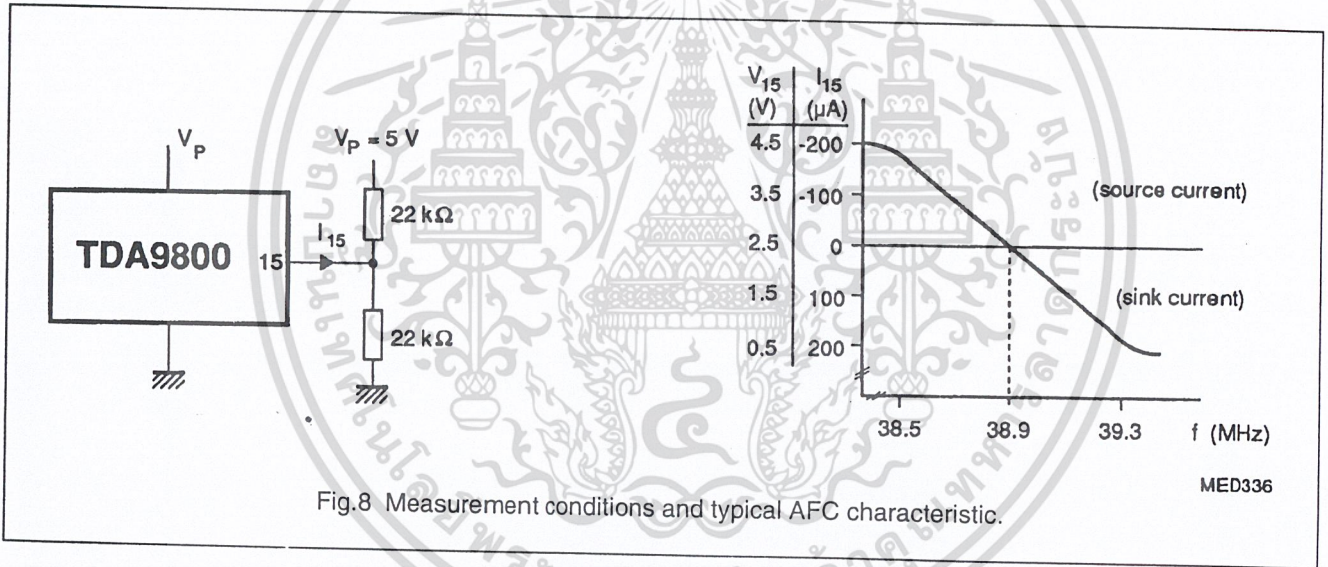


Fig.8 Measurement conditions and typical AFC characteristic.

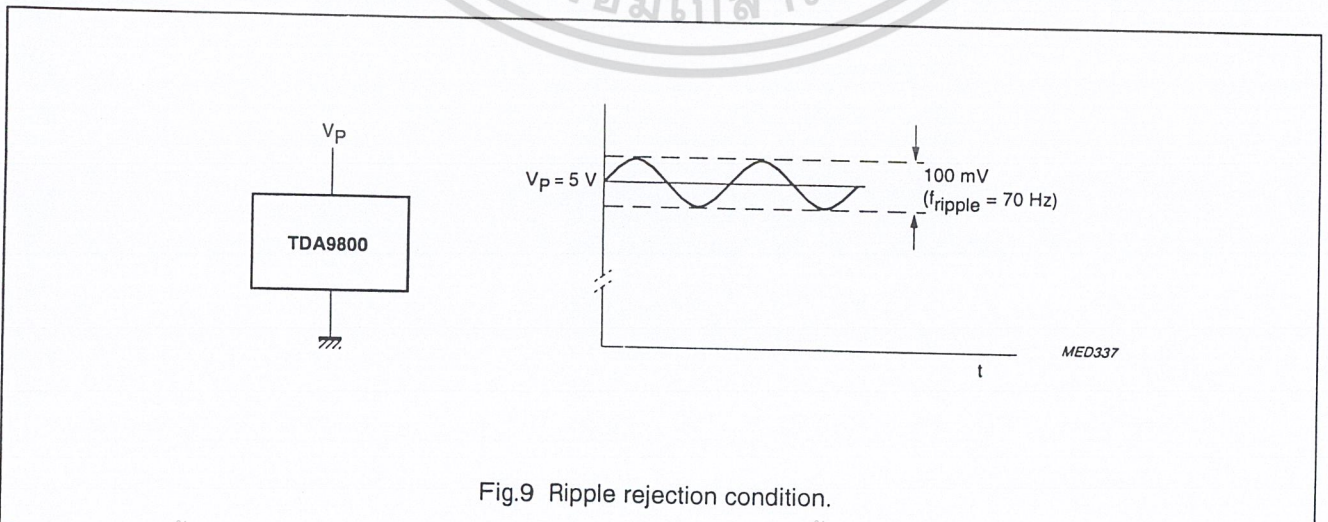
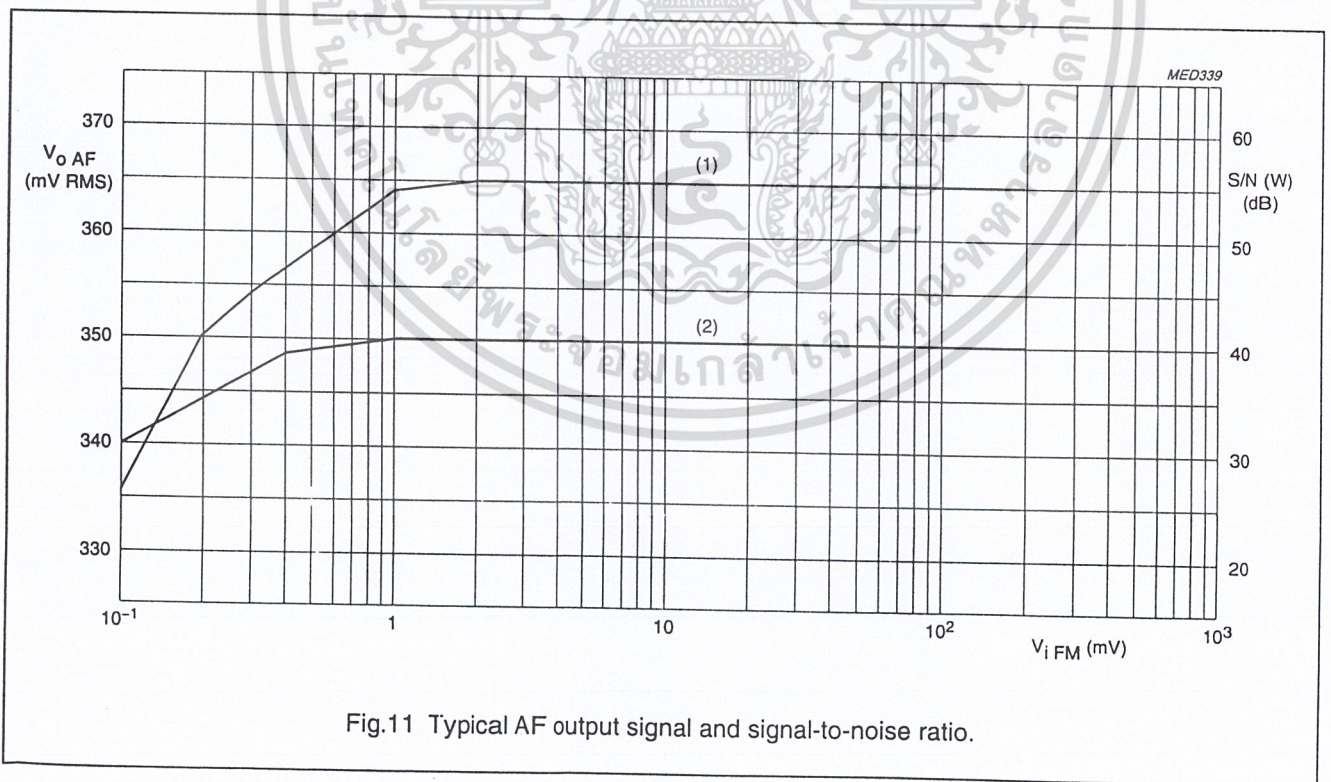
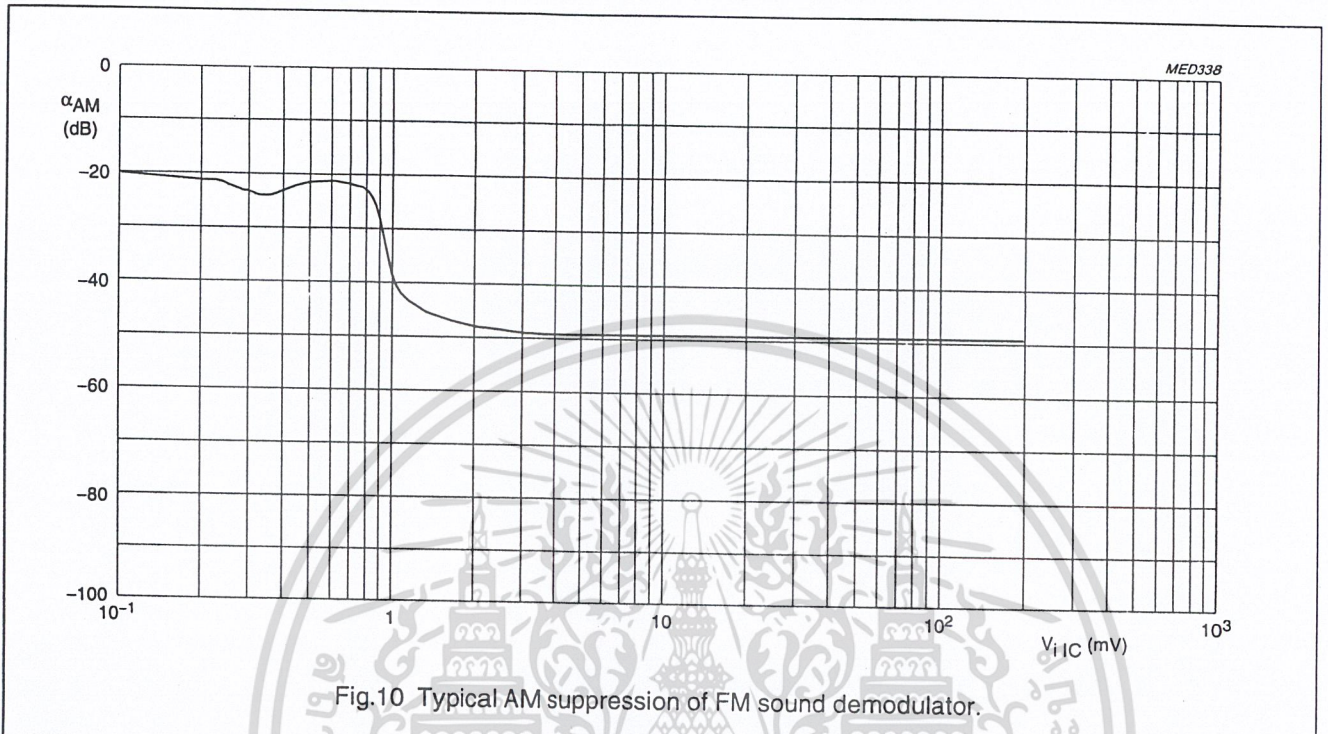


Fig.9 Ripple rejection condition.

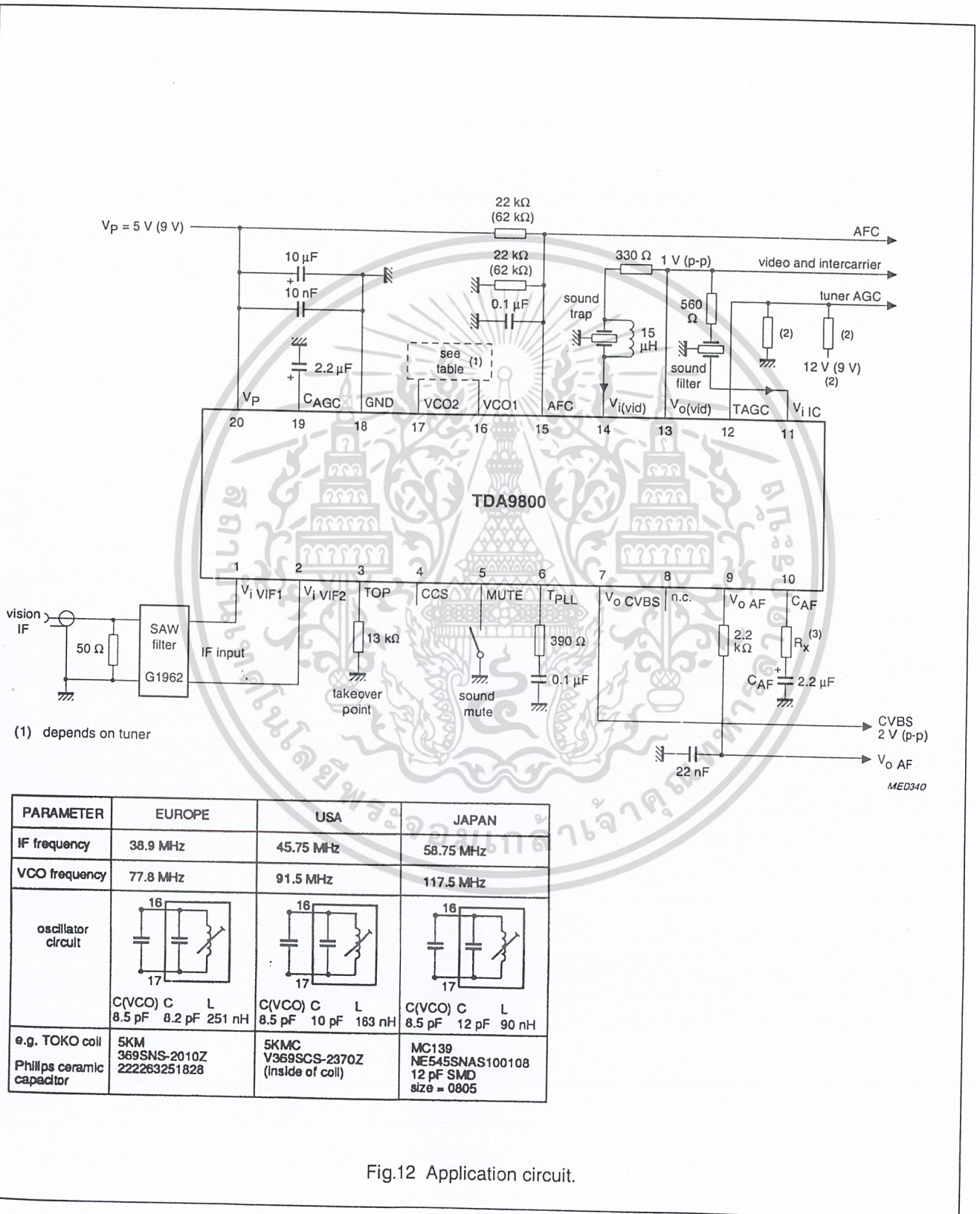
VIF-PLL demodulator and FM-PLL detector

TDA9800



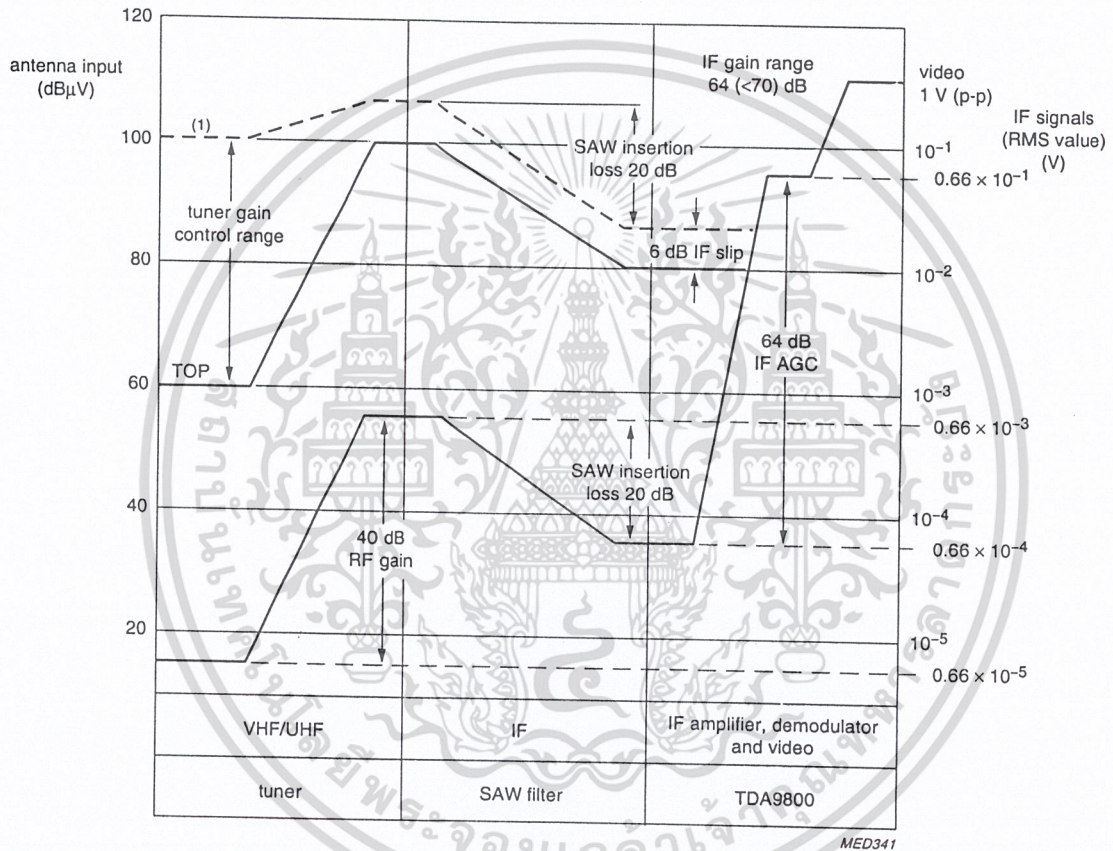
VIF-PLL demodulator and FM-PLL detector

TDA9800



VIF-PLL demodulator and FM-PLL detector

TDA9800



(1) depends on TOP

Fig.13 Front end level diagram.

VIF-PLL demodulator and FM-PLL detector

TDA9800

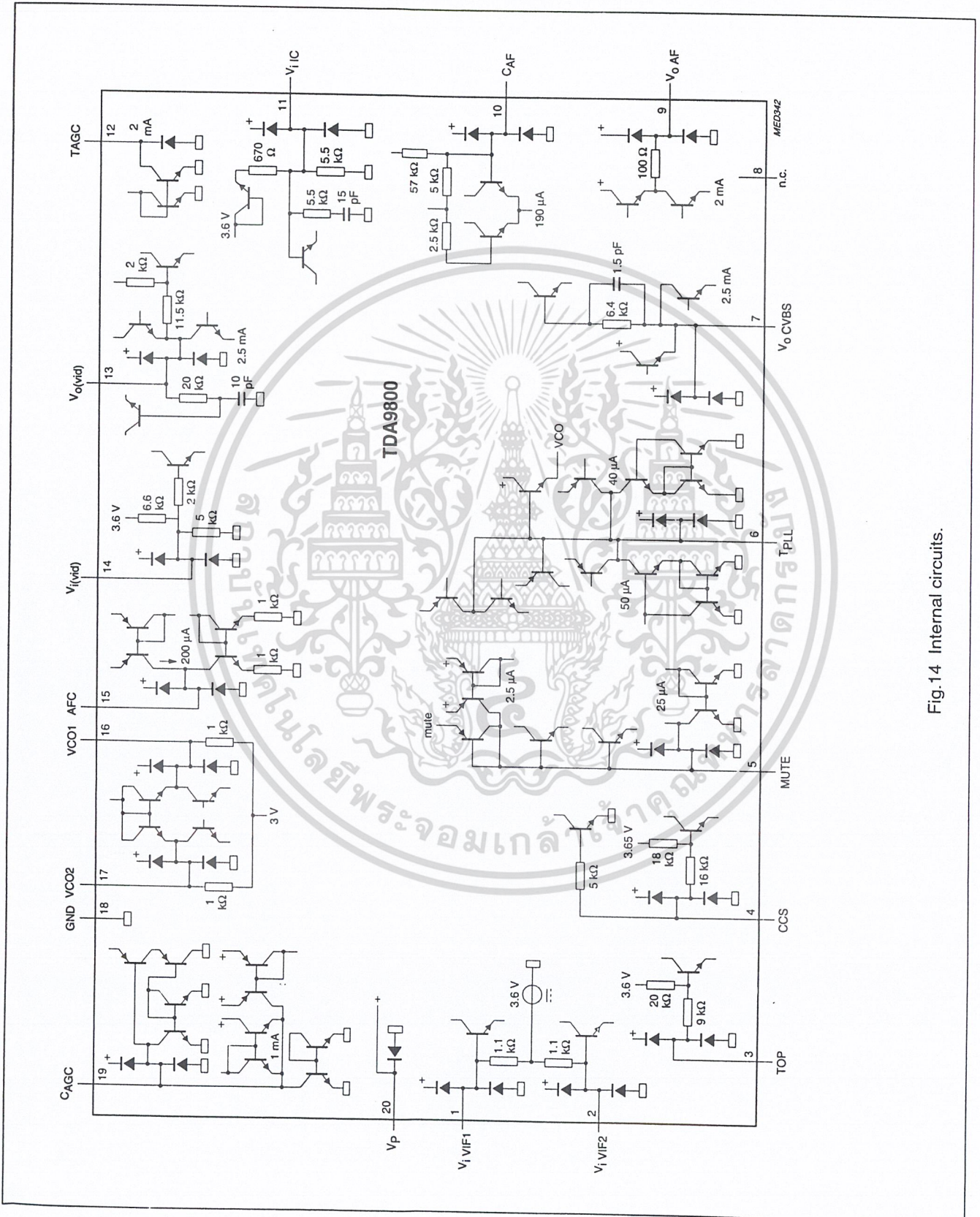


Fig.14 Internal circuits.

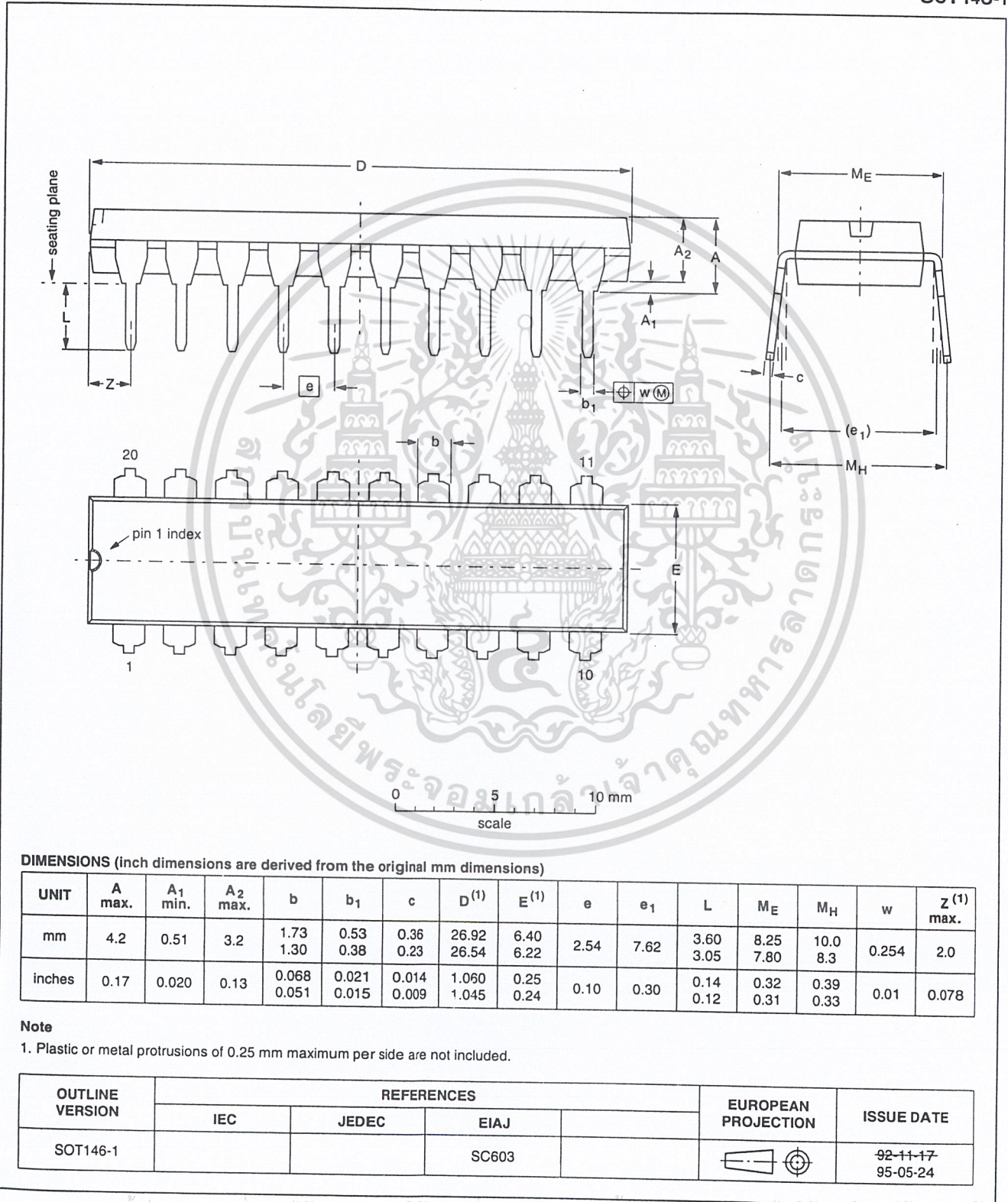
VIF-PLL demodulator and FM-PLL detector

TDA9800

PACKAGE OUTLINES

DIP20: plastic dual in-line package; 20 leads (300 mil)

SOT146-1



DIMENSIONS (inch dimensions are derived from the original mm dimensions)

UNIT	A max.	A ₁ min.	A ₂ max.	b	b ₁	c	D ⁽¹⁾	E ⁽¹⁾	e	e ₁	L	M _E	M _H	w	Z ⁽¹⁾ max.
mm	4.2	0.51	3.2	1.73 1.30	0.53 0.38	0.36 0.23	26.92 26.54	6.40 6.22	2.54	7.62	3.60 3.05	8.25 7.80	10.0 8.3	0.254	2.0
inches	0.17	0.020	0.13	0.068 0.051	0.021 0.015	0.014 0.009	1.060 1.045	0.25 0.24	0.10	0.30	0.14 0.12	0.32 0.31	0.39 0.33	0.01	0.078

Note

1. Plastic or metal protrusions of 0.25 mm maximum per side are not included.

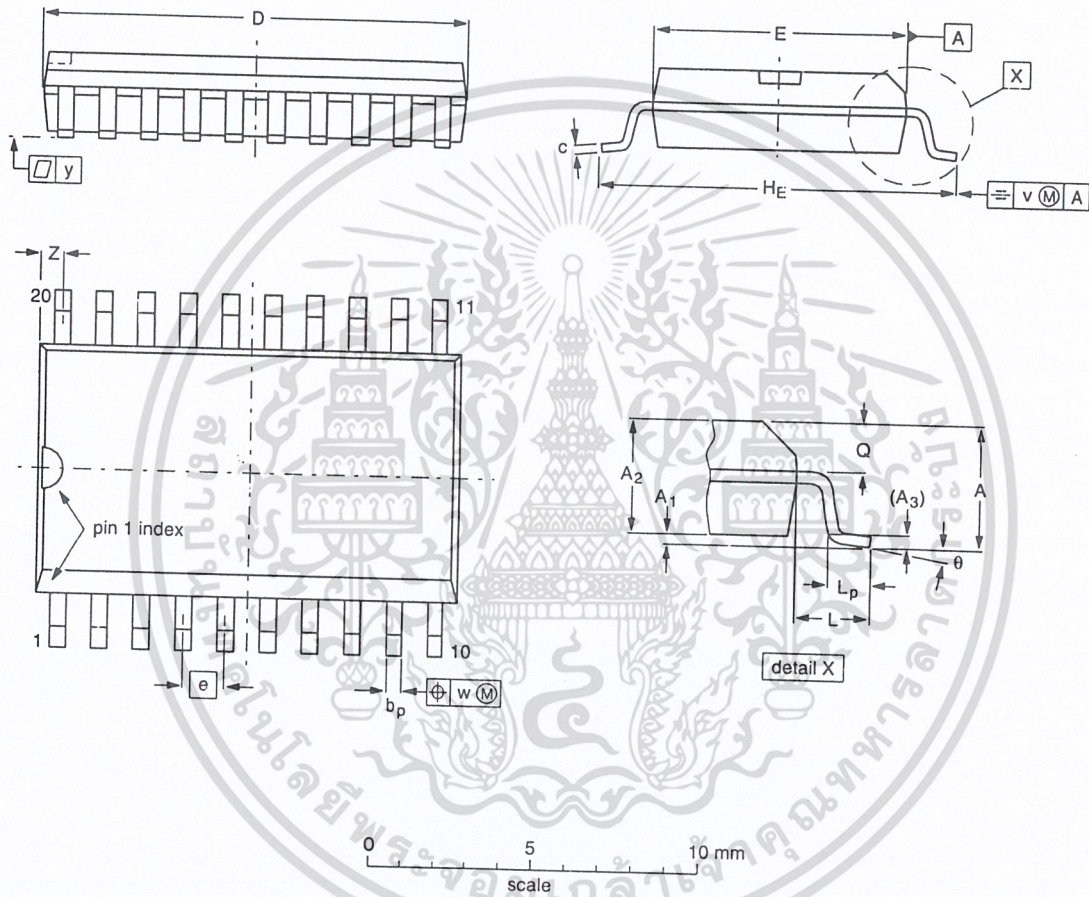
OUTLINE VERSION	REFERENCES			EUROPEAN PROJECTION	ISSUE DATE
	IEC	JEDEC	EIAJ		
SOT146-1			SC603		92-11-17 95-05-24

VIF-PLL demodulator and FM-PLL detector

TDA9800

SO20: plastic small outline package; 20 leads; body width 7.5 mm

SOT163-1



DIMENSIONS (inch dimensions are derived from the original mm dimensions)

UNIT	A max.	A ₁	A ₂	A ₃	b _p	c	D ⁽¹⁾	E ⁽¹⁾	e	H _E	L	L _p	Q	v	w	y	Z ⁽¹⁾	θ
mm	2.65	0.30 0.10	2.45 2.25	0.25	0.49 0.36	0.32 0.23	13.0 12.6	7.6 7.4	1.27	10.65 10.00	1.4	1.1 0.4	1.1 1.0	0.25	0.25	0.1	0.9 0.4	8° 0°
inches	0.10	0.012 0.004	0.096 0.089	0.01	0.019 0.014	0.013 0.009	0.51 0.49	0.30 0.29	0.050	0.419 0.394	0.055	0.043 0.016	0.043 0.039	0.01	0.01	0.004	0.035 0.016	

Note

1. Plastic or metal protrusions of 0.15 mm maximum per side are not included.

OUTLINE VERSION	REFERENCES			EUROPEAN PROJECTION	ISSUE DATE
	IEC	JEDEC	EIAJ		
SOT163-1	075E04	MS-013AC			-95-01-24 97-05-22

VIF-PLL demodulator and FM-PLL detector

TDA9800

SOLDERING**Introduction**

There is no soldering method that is ideal for all IC packages. Wave soldering is often preferred when through-hole and surface mounted components are mixed on one printed-circuit board. However, wave soldering is not always suitable for surface mounted ICs, or for printed-circuits with high population densities. In these situations reflow soldering is often used.

This text gives a very brief insight to a complex technology. A more in-depth account of soldering ICs can be found in our "*IC Package Databook*" (order code 9398 652 90011).

DIP**SOLDERING BY DIPPING OR BY WAVE**

The maximum permissible temperature of the solder is 260 °C; solder at this temperature must not be in contact with the joint for more than 5 seconds. The total contact time of successive solder waves must not exceed 5 seconds.

The device may be mounted up to the seating plane, but the temperature of the plastic body must not exceed the specified maximum storage temperature ($T_{stg\ max}$). If the printed-circuit board has been pre-heated, forced cooling may be necessary immediately after soldering to keep the temperature within the permissible limit.

REPAIRING SOLDERED JOINTS

Apply a low voltage soldering iron (less than 24 V) to the lead(s) of the package, below the seating plane or not more than 2 mm above it. If the temperature of the soldering iron bit is less than 300 °C it may remain in contact for up to 10 seconds. If the bit temperature is between 300 and 400 °C, contact may be up to 5 seconds.

SO**REFLOW SOLDERING**

Reflow soldering techniques are suitable for all SO packages.

Reflow soldering requires solder paste (a suspension of fine solder particles, flux and binding agent) to be applied to the printed-circuit board by screen printing, stencilling or pressure-syringe dispensing before package placement.

Several techniques exist for reflowing; for example, thermal conduction by heated belt. Dwell times vary between 50 and 300 seconds depending on heating method. Typical reflow temperatures range from 215 to 250 °C.

Preheating is necessary to dry the paste and evaporate the binding agent. Preheating duration: 45 minutes at 45 °C.

WAVE SOLDERING

Wave soldering techniques can be used for all SO packages if the following conditions are observed:

- A double-wave (a turbulent wave with high upward pressure followed by a smooth laminar wave) soldering technique should be used.
- The longitudinal axis of the package footprint must be parallel to the solder flow.
- The package footprint must incorporate solder thieves at the downstream end.

During placement and before soldering, the package must be fixed with a droplet of adhesive. The adhesive can be applied by screen printing, pin transfer or syringe dispensing. The package can be soldered after the adhesive is cured.

Maximum permissible solder temperature is 260 °C, and maximum duration of package immersion in solder is 10 seconds, if cooled to less than 150 °C within 6 seconds. Typical dwell time is 4 seconds at 250 °C.

A mildly-activated flux will eliminate the need for removal of corrosive residues in most applications.

REPAIRING SOLDERED JOINTS

Fix the component by first soldering two diagonally-opposite end leads. Use only a low voltage soldering iron (less than 24 V) applied to the flat part of the lead. Contact time must be limited to 10 seconds at up to 300 °C. When using a dedicated tool, all other leads can be soldered in one operation within 2 to 5 seconds between 270 and 320 °C.

VIF-PLL demodulator and FM-PLL detector

TDA9800

DEFINITIONS

Data sheet status	
Objective specification	This data sheet contains target or goal specifications for product development.
Preliminary specification	This data sheet contains preliminary data; supplementary data may be published later.
Product specification	This data sheet contains final product specifications.
Limiting values	
Limiting values given are in accordance with the Absolute Maximum Rating System (IEC 134). Stress above one or more of the limiting values may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only and operation of the device at these or at any other conditions above those given in the Characteristics sections of the specification is not implied. Exposure to limiting values for extended periods may affect device reliability.	
Application information	
Where application information is given, it is advisory and does not form part of the specification.	

LIFE SUPPORT APPLICATIONS

These products are not designed for use in life support appliances, devices, or systems where malfunction of these products can reasonably be expected to result in personal injury. Philips customers using or selling these products for use in such applications do so at their own risk and agree to fully indemnify Philips for any damages resulting from such improper use or sale.

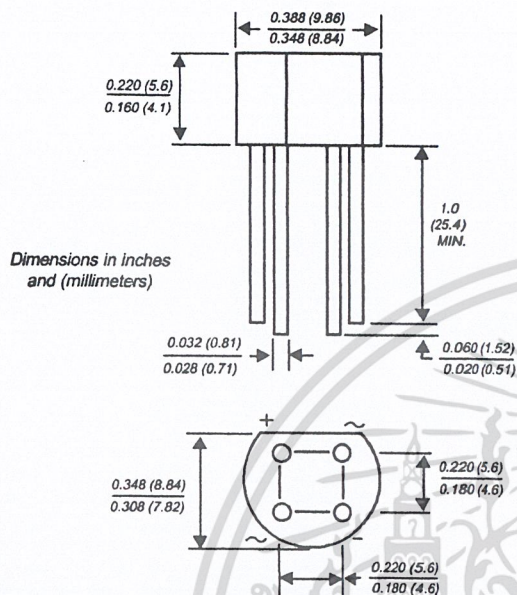
B40C1500G THRU B380C1500G

Glass Passivated Single-Phase Bridge Rectifier

Reverse Voltage 65 and 600 V
Forward Current 1.5 A



Case Style WOG



Features

- Plastic package has Underwriters Laboratory Flammability Classification 94V-0
- Glass passivated chip junction
- High case dielectric strength
- Typical I_R less than $0.1\mu A$
- High surge current capability
- Ideal for printed circuit boards
- High temperature soldering guaranteed: $260^\circ C/10$ seconds, 0.375 (9.5mm) lead length, 5 lbs. (2.3kg) tension

Mechanical Data

Case: Molded plastic body over passivated junctions
Terminals: Plated leads solderable per MIL-STD-750, Method 2026
Mounting Position: Any
Weight: 0.04 ounce, 1.1 grams

Maximum Ratings & Thermal Characteristics Ratings at 25°C ambient temperature unless otherwise specified.

Parameter	SYMBOLS	B40 C1500G	B80 C1500G	B125 C1500G	B250 C1500G	B380 C1500G	UNITS
Maximum repetitive peak reverse voltage	V_{RRM}	65	125	200	400	600	V
Maximum RMS input voltage R + C-load	V_{RMS}	40	80	125	250	380	V
Maximum DC blocking voltage	V_{DC}	65	125	200	400	600	V
Maximum peak working voltage	V_{RWM}	90	180	300	600	800	V
Maximum non-repetitive peak voltage	V_{RSM}	100	200	350	600	1000	V
Maximum repetitive peak forward surge current	I_{FRM}	10					A
Maximum average forward output current for free air operation at $T_A=45^\circ C$ R + L-load C-Load	$I_{F(AV)}$	1.6 1.5					A
Peak forward surge current single sine wave on rated load at $T_J=125^\circ C$	I_{FSM}	50					A
Rating for fusing at $T_J=125^\circ C$ ($t < 100ms$)	I^2t	12.5					A ² sec
Minimum series resistor C-load at $V_{RMS} = \pm 10\%$	R_t	1.0	2.0	4.0	8.0	12	Ω
Maximum load capacitance +50% -10%	C_L	5000	2500	1000	500	200	μF
Typical thermal resistance per leg (NOTE 1)	$R_{\theta JA}$ $R_{\theta JL}$	36 11					$^\circ C/W$
Operating junction temperature range	T_J	-40 to +125					$^\circ C$
Storage temperature range	T_{STG}	-40 to +150					$^\circ C$

Electrical Characteristics Ratings at 25°C ambient temperature unless otherwise specified.

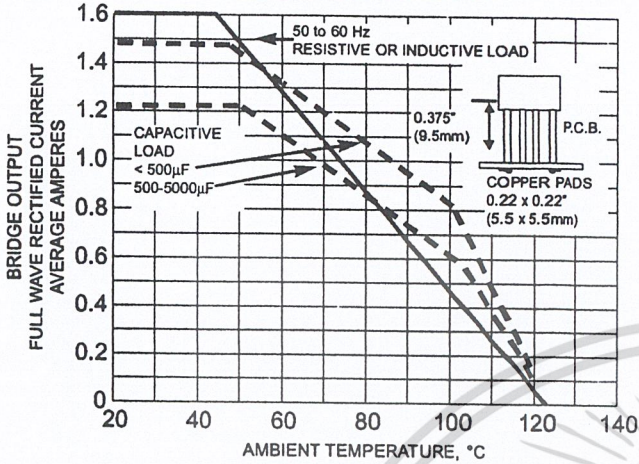
	SYMBOLS	B40 C1500G	B80 C1500G	B125 C1500G	B250 C1500G	B380 C1500G	UNITS
Maximum instantaneous forward voltage drop per leg at 1.5A	V_F	1.0					V
Maximum reverse current at rated repetitive peak voltage per leg $T_A=25^\circ C$	I_R	10					μA

Notes:
(1) Thermal resistance from junction to ambient and from junction to lead mounted on P.C.B. at 0.375 " (9.5mm) lead lengths with 0.2×0.2 "

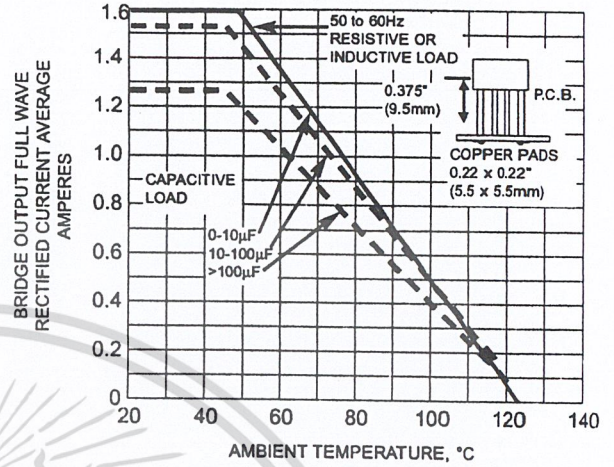
8/23/99

Ratings and Characteristic Curves (T_A = 25°C unless otherwise noted)

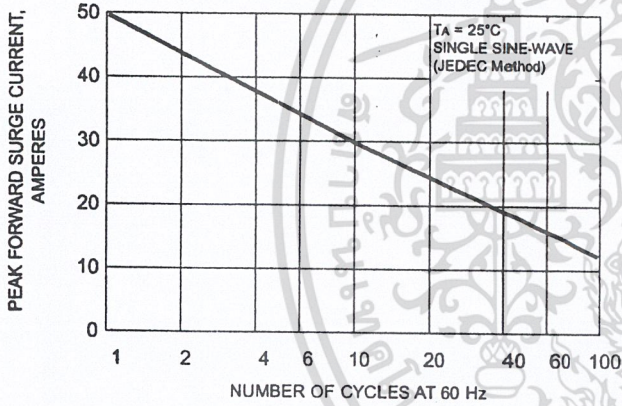
**FIG.1 - DERATING CURVES
OUTPUT RECTIFIED CURRENT
FOR B40C1500G...B125C1500G**



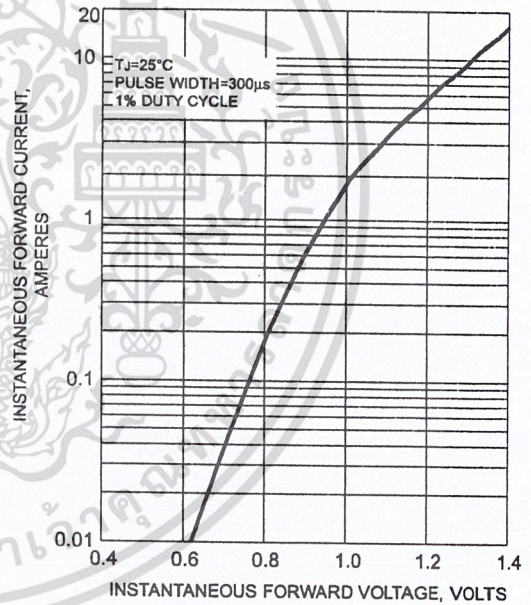
**FIG.2 - DERATING CURVES
OUTPUT RECTIFIED CURRENT
FOR B250C1500G...B380C1500G**



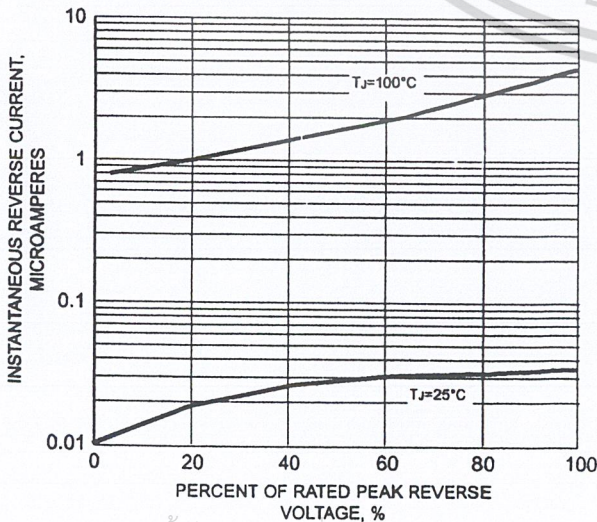
**FIG.3 - MAXIMUM NON-REPETITIVE PEAK
FORWARD SURGE CURRENT PER LEG**



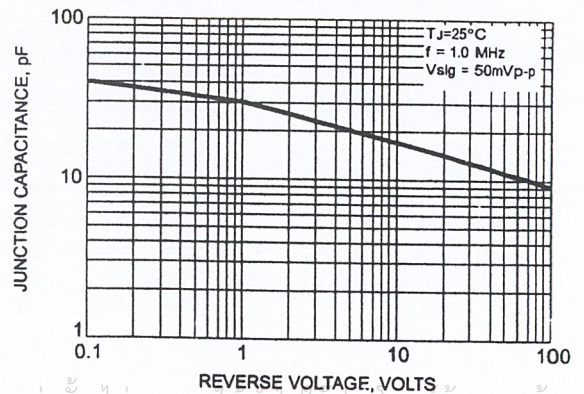
**FIG. 4 - TYPICAL FORWARD
CHARACTERISTICS PER LEG**



**FIG. 5 - TYPICAL REVERSE CHARACTERISTICS
PER LEG**



**FIG. 6 - TYPICAL JUNCTION CAPACITANCE
PER LEG**



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่หรือนำไปใช้
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Ratings and Characteristic Curves (TA = 25°C unless otherwise noted)

FIG.1 - DERATING CURVES
OUTPUT RECTIFIED CURRENT
FOR B40C1500G...B125C1500G

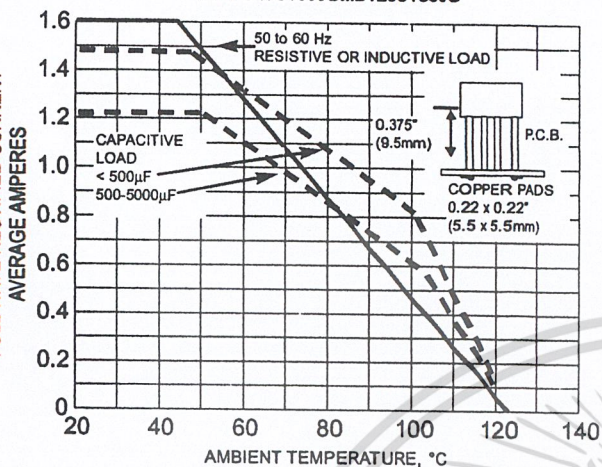


FIG.2 - DERATING CURVES
OUTPUT RECTIFIED CURRENT
FOR B250C1500G...B380C1500G

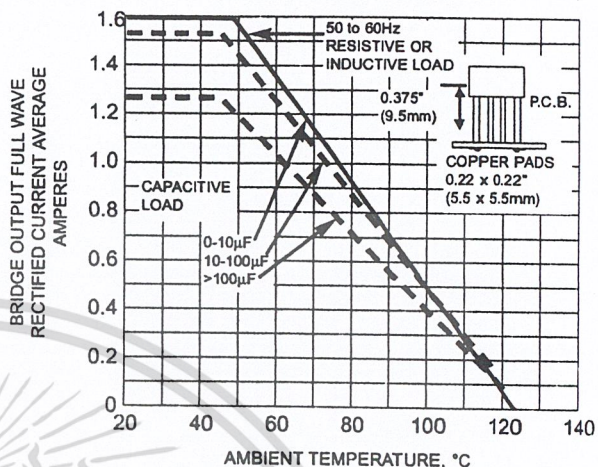


FIG.3 - MAXIMUM NON-REPETITIVE PEAK
FORWARD SURGE CURRENT PER LEG

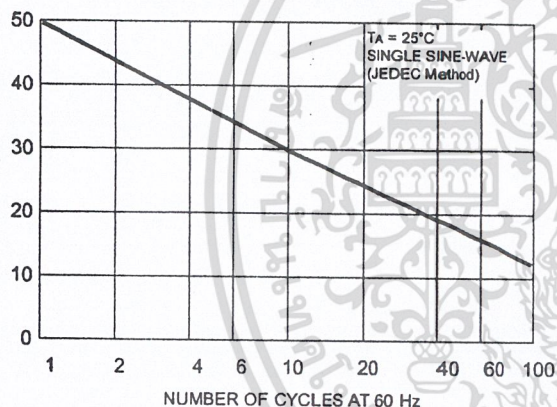


FIG.4 - TYPICAL FORWARD
CHARACTERISTICS PER LEG

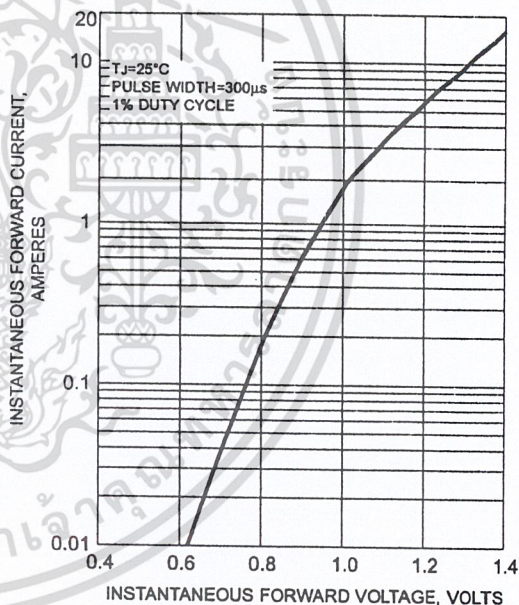


FIG.5 - TYPICAL REVERSE CHARACTERISTICS
PER LEG

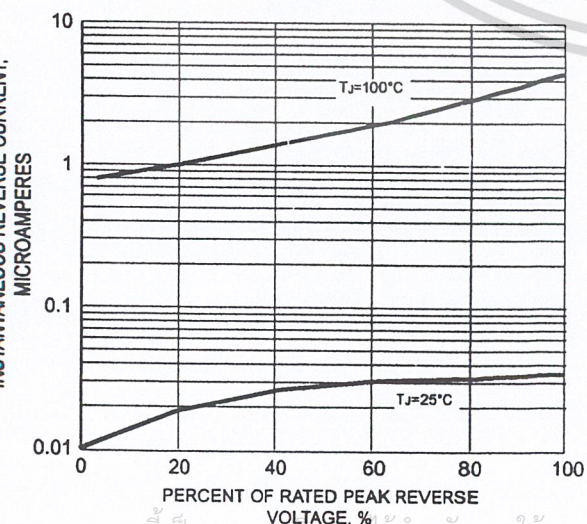
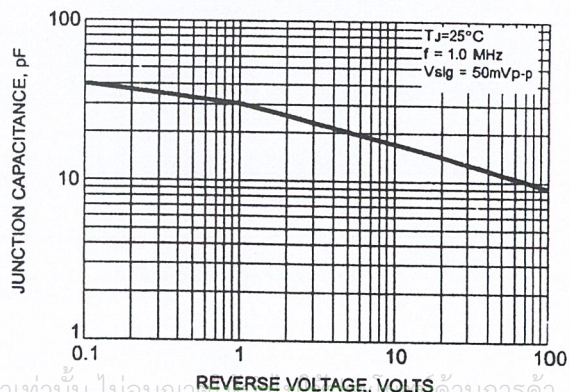


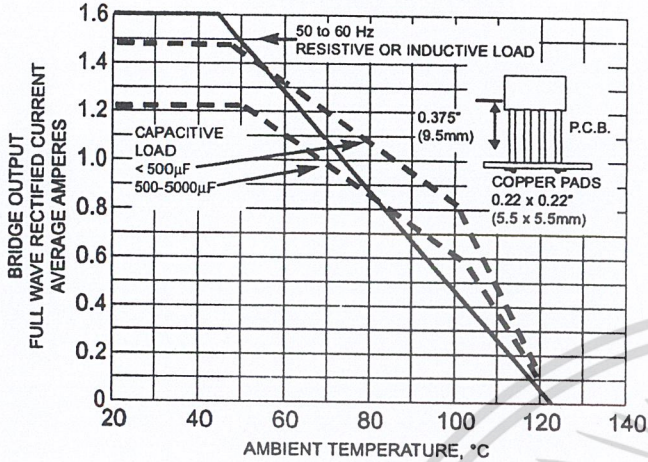
FIG.6 - TYPICAL JUNCTION CAPACITANCE
PER LEG



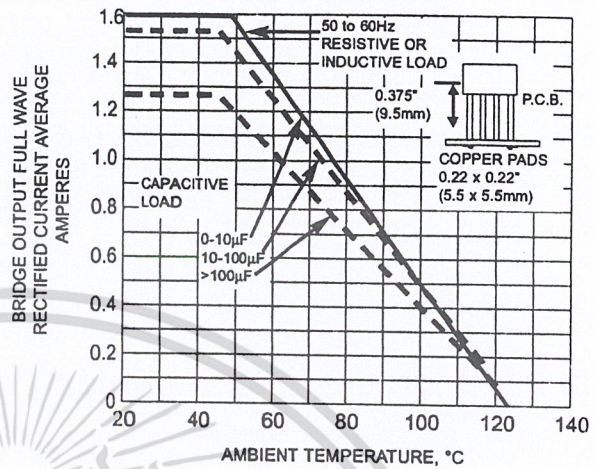
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่ใช้หรืออ้างถึงด้านนการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Ratings and Characteristic Curves (TA = 25°C unless otherwise noted)

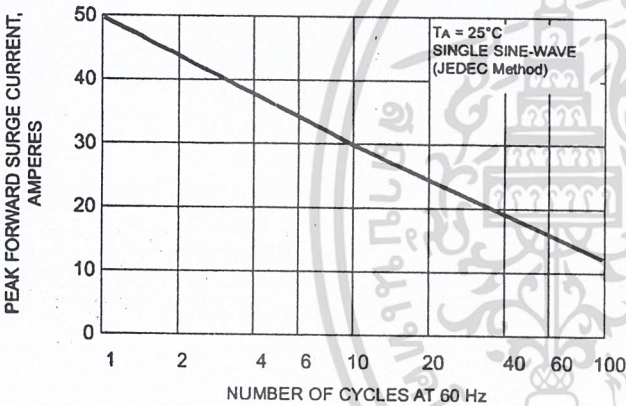
**FIG. 1 - DERATING CURVES
OUTPUT RECTIFIED CURRENT
FOR B40C1500G...B125C1500G**



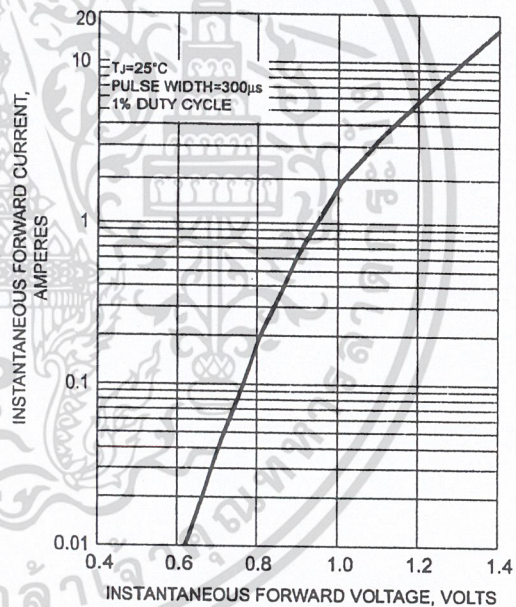
**FIG. 2 - DERATING CURVES
OUTPUT RECTIFIED CURRENT
FOR B250C1500G...B380C1500G**



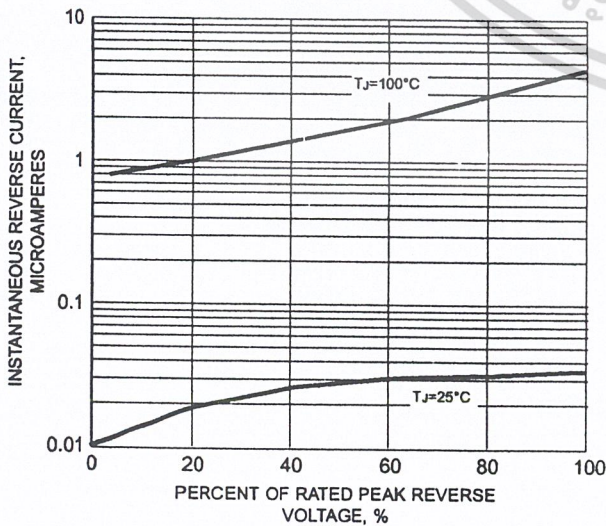
**FIG. 3 - MAXIMUM NON-REPETITIVE PEAK
FORWARD SURGE CURRENT PER LEG**



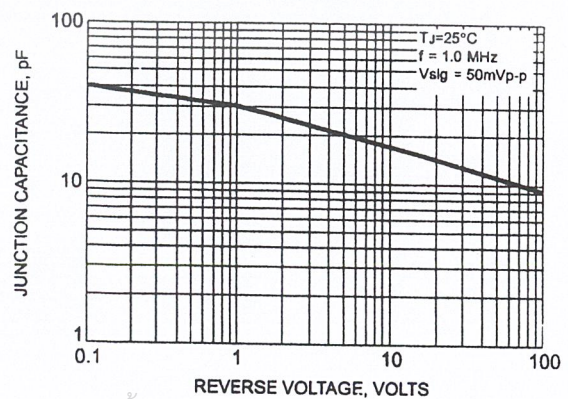
**FIG. 4 - TYPICAL FORWARD
CHARACTERISTICS PER LEG**



**FIG. 5 - TYPICAL REVERSE CHARACTERISTICS
PER LEG**



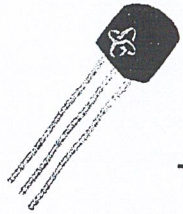
**FIG. 6 - TYPICAL JUNCTION CAPACITANCE
PER LEG**



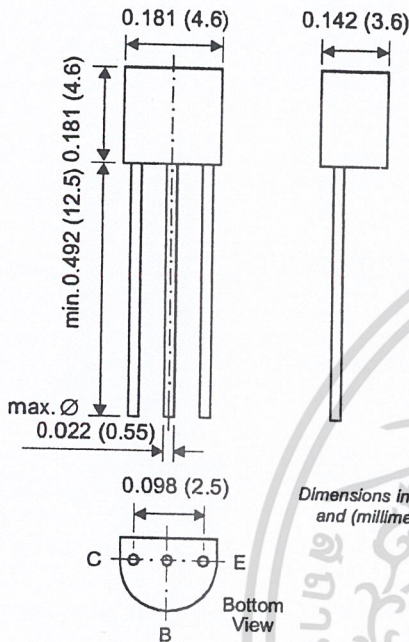
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอญญาติให้เข้าไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

BC546 thru BC548

Small Signal Transistors (NPN)



TO-226AA (TO-92)



Features

- NPN Silicon Epitaxial Planar Transistors
- These transistors are subdivided into three groups A, B, and C according to their current gain. The type BC546 is available in groups A and B, however, the types BC547 and BC548 can be supplied in all three groups. As complementary types the PNP transistors BC556...BC558 are recommended.
- On special request, these transistors are also manufactured in the pin configuration TO-18.

Mechanical Data

Case: TO-92 Plastic Package

Weight: approx. 0.18g

Packaging Codes/Options:

E6/Bulk – 5K per container, 20K/box

E7/4K per Ammo mag., 20K/box

Maximum Ratings & Thermal Characteristics

Ratings at 25°C ambient temperature unless otherwise specified.

Parameter	Symbol	Value	Unit	
Collector-Base Voltage	V _{CB0}	BC546	80	
		BC547	50	
		BC548	30	
Collector-Emitter Voltage	V _{CES}	BC546	80	
		BC547	50	
		BC548	30	
Collector-Emitter Voltage	V _{CEO}	BC546	65	
		BC547	45	
		BC548	30	
Emitter-Base Voltage	BC546, BC547 BC548	V _{EB0}	6 5	V
Collector Current	I _C	100	mA	
Peak Collector Current	I _{CM}	200	mA	
Peak Base Current	I _{BM}	200	mA	
Peak Emitter Current	-I _{EM}	200	mA	
Power Dissipation at T _{amb} = 25°C	P _{tot}	500 ⁽¹⁾	mW	
Thermal Resistance Junction to Ambient Air	R _{θJA}	250 ⁽¹⁾	°C/W	
Junction Temperature	T _j	150	°C	
Storage Temperature Range	T _s	-65 to +150	°C	

Note: (1) Valid provided that leads are kept at ambient temperature at a distance of 2 mm from case.

1/24/01

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

BC546 thru BC548

Small Signal Transistors (NPN)

Electrical Characteristics (T_J = 25°C unless otherwise noted)

Parameter	Symbol	Test Condition	Min	Typ	Max	Unit	
Small Signal Current Gain	Current gain group A	V _{CE} = 5 V, I _C = 2 mA, f = 1 kHz	—	220	—	—	
	B		—	330	—		
	C		—	600	—		
Input Impedance	Current gain group A	V _{CE} = 5 V, I _C = 2 mA, f = 1 kHz	1.6	2.7	4.5	kΩ	
	B		3.2	4.5	8.5		
	C		6	8.7	15		
Output Admittance	Current gain group A	V _{CE} = 5 V, I _C = 2 mA, f = 1 kHz	—	18	30	μS	
	B		—	30	60		
	C		—	60	110		
Reverse Voltage Transfer Ratio	Current gain group A	V _{CE} = 5 V, I _C = 2 mA, f = 1 kHz	—	1.5 · 10 ⁻⁴	—	—	
	B		—	2 · 10 ⁻⁴	—		
	C		—	3 · 10 ⁻⁴	—		
DC Current Gain	Current gain group A	V _{CE} = 5 V, I _C = 10 μA	—	90	—	—	
	B		—	150	—		
	C		—	270	—		
	Current gain group A	V _{CE} = 5 V, I _C = 2 mA	110	180	220		
	B		200	290	450		
	C		420	500	800		
Current gain group A	V _{CE} = 5 V, I _C = 100 mA	—	120	—			
B		—	200	—			
C		—	400	—			
Collector Saturation Voltage	V _{CEsat}	I _C = 10 mA, I _B = 0.5 mA	—	80	200	mV	
		I _C = 100 mA, I _B = 5 mA	—	200	600		
Base Saturation Voltage	V _{BEsat}	I _C = 10 mA, I _B = 0.5 mA	—	700	—	mV	
		I _C = 100 mA, I _B = 5 mA	—	900	—		
Base-Emitter Voltage	V _{BE}	V _{CE} = 5 V, I _C = 2 mA	580	660	700	mV	
		V _{CE} = 5 V, I _C = 10 mA	—	—	720		
Collector-Emitter Cutoff Current	I _{CES}	BC546 V _{CE} = 80 V	—	0.2	15	nA	
		BC547 V _{CE} = 50 V	—	0.2	15	nA	
		BC548 V _{CE} = 30 V	—	0.2	15	nA	
		BC546 V _{CE} = 80 V, T _J = 125°C	—	—	4	μA	
		BC547 V _{CE} = 50 V, T _J = 125°C	—	—	4	μA	
		BC548 V _{CE} = 30 V, T _J = 125°C	—	—	4	μA	
Gain-Bandwidth Product	f _T	V _{CE} = 5 V, I _C = 10 mA, f = 100 MHz	—	300	—	MHz	
Collector-Base Capacitance	C _{CB0}	V _{CB} = 10 V, f = 1 MHz	—	3.5	6	pF	
Emitter-Base Capacitance	C _{EB0}	V _{EB} = 0.5 V, f = 1 MHz	—	9	—	pF	
Noise Figure	BC546, BC547 BC548	F	V _{CE} = 5 V, I _C = 200 μA, R _G = 2 kΩ, f = 1 kHz, Δf = 200 Hz	—	2	10	dB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

BC546 thru BC548

Small Signal Transistors (NPN)

Electrical Characteristics (T_J = 25°C unless otherwise noted)

Parameter	Symbol	Test Condition	Min	Typ	Max	Unit
Small Signal Current Gain	Current gain group A	V _{CE} = 5 V, I _C = 2 mA, f = 1 kHz	—	220	—	—
	B		—	330	—	—
	C		—	600	—	—
Input Impedance	Current gain group A	V _{CE} = 5 V, I _C = 2 mA, f = 1 kHz	1.6	2.7	4.5	kΩ
	B		3.2	4.5	8.5	
	C		6	8.7	15	
Output Admittance	Current gain group A	V _{CE} = 5 V, I _C = 2 mA, f = 1 kHz	—	18	30	μS
	B		—	30	60	
	C		—	60	110	
Reverse Voltage Transfer Ratio	Current gain group A	V _{CE} = 5 V, I _C = 2 mA, f = 1 kHz	—	1.5 · 10 ⁻⁴	—	—
	B		—	2 · 10 ⁻⁴	—	
	C		—	3 · 10 ⁻⁴	—	
DC Current Gain	Current gain group A	V _{CE} = 5 V, I _C = 10 μA	—	90	—	—
	B		—	150	—	
	C		—	270	—	
	Current gain group A	V _{CE} = 5 V, I _C = 2 mA	110	180	220	
	B		200	290	450	
	C		420	500	800	
Collector Saturation Voltage	V _{CEsat}	I _C = 10 mA, I _B = 0.5 mA	—	80	200	mV
		I _C = 100 mA, I _B = 5 mA	—	200	600	
		I _C = 10 mA, I _B = 0.5 mA	—	700	—	
Base Saturation Voltage	V _{BEsat}	I _C = 10 mA, I _B = 0.5 mA	—	700	—	mV
		I _C = 100 mA, I _B = 5 mA	—	900	—	
Base-Emitter Voltage	V _{BE}	V _{CE} = 5 V, I _C = 2 mA	580	660	700	mV
		V _{CE} = 5 V, I _C = 10 mA	—	—	720	
Collector-Emitter Cutoff Current	I _{CES}	V _{CE} = 80 V	—	0.2	15	nA
		V _{CE} = 50 V	—	0.2	15	nA
		V _{CE} = 30 V	—	0.2	15	nA
		V _{CE} = 80 V, T _J = 125°C	—	—	4	μA
		V _{CE} = 50 V, T _J = 125°C	—	—	4	μA
		V _{CE} = 30 V, T _J = 125°C	—	—	4	μA
Gain-Bandwidth Product	f _T	V _{CE} = 5 V, I _C = 10 mA, f = 100 MHz	—	300	—	MHz
Collector-Base Capacitance	C _{CB0}	V _{CB} = 10 V, f = 1 MHz	—	3.5	6	pF
Emitter-Base Capacitance	C _{EB0}	V _{EB} = 0.5 V, f = 1 MHz	—	9	—	pF
Noise Figure	F	V _{CE} = 5 V, I _C = 200 μA, R _G = 2 kΩ, f = 1 kHz, Δf = 200 Hz	—	2	10	dB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Electrical Characteristics (T_J = 25°C unless otherwise noted)

Parameter	Symbol	Test Condition	Min	Typ	Max	Unit
Small Signal Current Gain	Current gain group A	V _{CE} = 5 V, I _C = 2 mA, f = 1 kHz	—	220	—	—
	B		—	330	—	
	C		—	600	—	
Input Impedance	Current gain group A	V _{CE} = 5 V, I _C = 2 mA, f = 1 kHz	1.6	2.7	4.5	kΩ
	B		3.2	4.5	8.5	
	C		6	8.7	15	
Output Admittance	Current gain group A	V _{CE} = 5 V, I _C = 2 mA, f = 1 kHz	—	18	30	μS
	B		—	30	60	
	C		—	60	110	
Reverse Voltage Transfer Ratio	Current gain group A	V _{CE} = 5 V, I _C = 2 mA, f = 1 kHz	—	1.5 · 10 ⁻⁴	—	—
	B		—	2 · 10 ⁻⁴	—	
	C		—	3 · 10 ⁻⁴	—	
DC Current Gain	Current gain group A	V _{CE} = 5 V, I _C = 10 μA	—	90	—	—
	B		—	150	—	
	C		—	270	—	
	Current gain group A	V _{CE} = 5 V, I _C = 2 mA	110	180	220	
	B		200	290	450	
	C		420	500	800	
Current gain group A	V _{CE} = 5 V, I _C = 100 mA	—	120	—		
B		—	200	—		
C		—	400	—		
Collector Saturation Voltage	V _{CEsat}	I _C = 10 mA, I _B = 0.5 mA	—	80	200	mV
		I _C = 100 mA, I _B = 5 mA	—	200	600	
Base Saturation Voltage	V _{BEsat}	I _C = 10 mA, I _B = 0.5 mA	—	700	—	mV
		I _C = 100 mA, I _B = 5 mA	—	900	—	
Base-Emitter Voltage	V _{BE}	V _{CE} = 5 V, I _C = 2 mA	580	660	700	mV
		V _{CE} = 5 V, I _C = 10 mA	—	—	720	
Collector-Emitter Cutoff Current	I _{CES}	V _{CE} = 80 V	—	0.2	15	nA
		V _{CE} = 50 V	—	0.2	15	nA
		V _{CE} = 30 V	—	0.2	15	nA
		V _{CE} = 80 V, T _J = 125°C	—	—	4	μA
		V _{CE} = 50 V, T _J = 125°C	—	—	4	μA
		V _{CE} = 30 V, T _J = 125°C	—	—	4	μA
Gain-Bandwidth Product	f _T	V _{CE} = 5 V, I _C = 10 mA, f = 100 MHz	—	300	—	MHz
Collector-Base Capacitance	C _{CB0}	V _{CB} = 10 V, f = 1 MHz	—	3.5	6	pF
Emitter-Base Capacitance	C _{EB0}	V _{EB} = 0.5 V, f = 1 MHz	—	9	—	pF
Noise Figure	F	V _{CE} = 5 V, I _C = 200 μA, R _G = 2 kΩ, f = 1 kHz, Δf = 200 Hz	—	2	10	dB

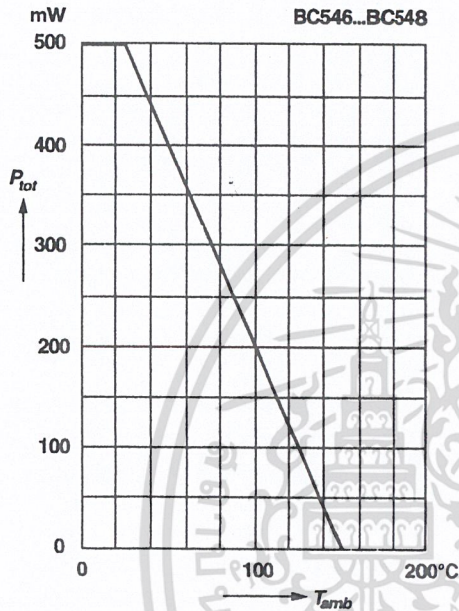
BC546 thru BC548

Small Signal Transistors (NPN)

Ratings and Characteristic Curves ($T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

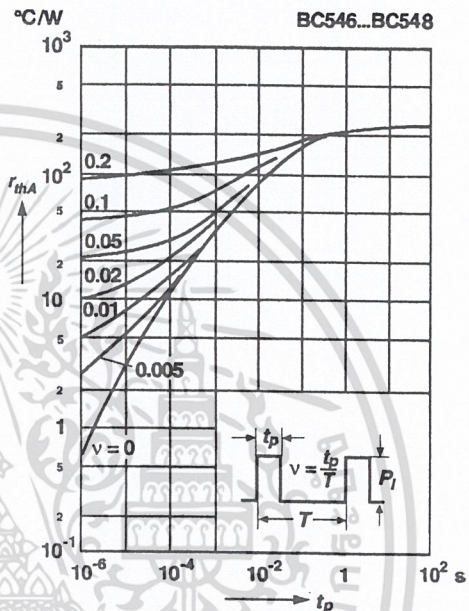
Admissible power dissipation versus temperature

Valid provided that leads are kept at ambient temperature at a distance of 2 mm from case

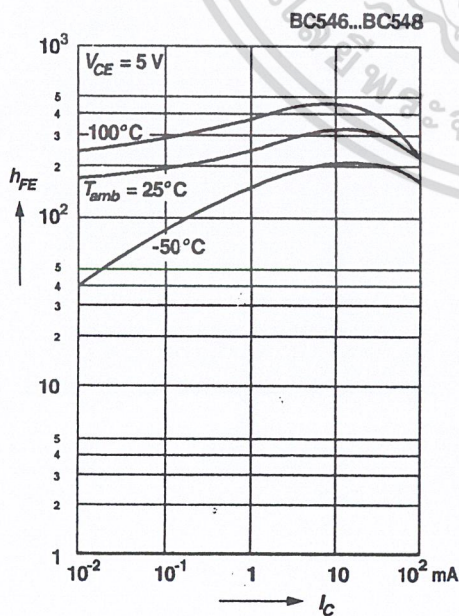


Pulse thermal resistance versus pulse duration

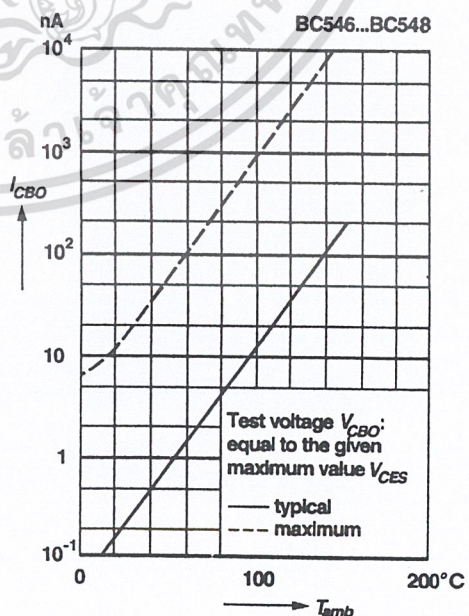
Valid provided that leads are kept at ambient temperature at a distance of 2 mm from case



DC current gain versus collector current



Collector-base cutoff current versus ambient temperature

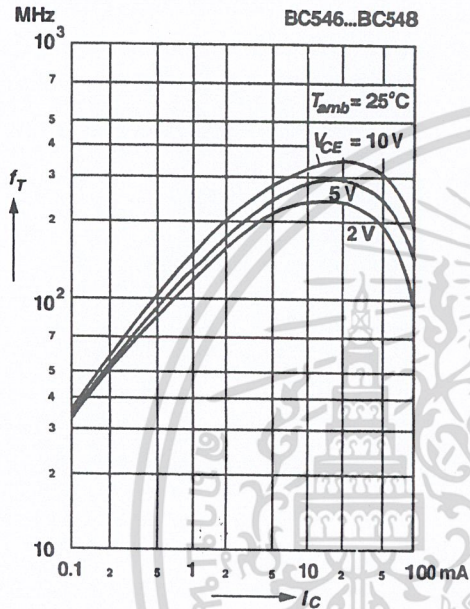


BC546 thru BC548

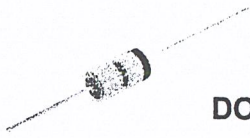
Small Signal Transistors (NPN)

Ratings and Characteristic Curves ($T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

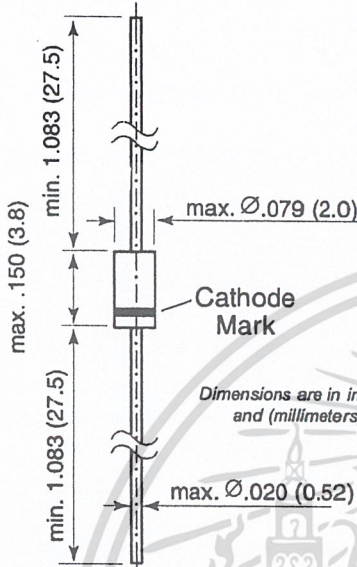
Gain-bandwidth product versus collector current



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



DO-204AH (DO-35 Glass)



Features

- Temperature-Compensated Stabilizing Circuits
- Monolithic linear integrated circuits with extremely short thermal run-in time producing a constant temperature-compensated voltage. They are particularly suitable for stabilizing the tuning voltage in radio and TV tuners employing voltage-variable capacitance diodes.

Mechanical Data

Case: DO-35 Glass Case

Weight: approx. 0.13 g

Packaging codes/options:

D7/10K per 13" reel (52mm tape), 20K/box

D8/10K per Ammo tape, (52mm tape), 20K/box

Maximum Ratings (TA = 25°C unless otherwise noted)

Parameter	Symbol	Value	Unit
Operating Current (see Table "Characteristics")			
Junction temperature	T _J	150	°C
Storage temperature range	T _S	-20 to +150	°C

Electrical and Thermal Characteristics (TA = 25°C unless otherwise noted)

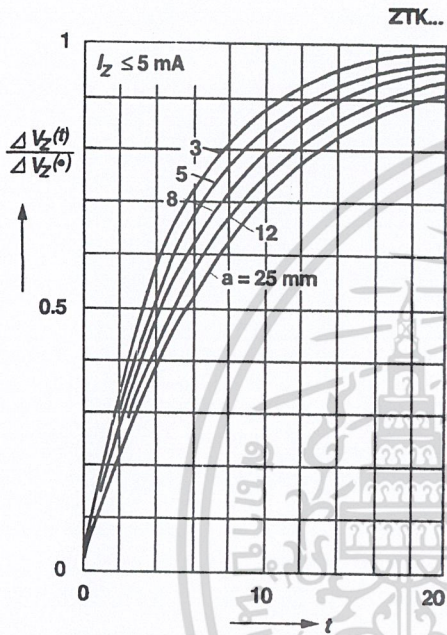
Parameter	Symbol	Min.	Typ.	Max.	Unit
Temperature Coefficient of the operating voltage at I _Z = 5 mA ±0.5 in the range of T _{amb} = 20 to 60°C	α _{VZ}	-10	-2	+5 ⁽¹⁾	10 ⁻⁵ /°C
Thermal Run-in-Time	t _{th}	-	-20 ⁽²⁾	-	s
Thermal resistance junction to ambient air	R _{θJA}	-	-	0.4	°C/W

Type	Operating Voltage at I _Z = 5mA ⁽³⁾ V _Z (V)	Dynamic resistance at I _Z = 5mA r _{ZJ} (Ω)	Permissible operating at T _{amb} = 25°C ⁽⁴⁾ I _Z max. (mA)
ZTK6.8	6.4 ... 7.1	10(<25)	36
ZTK9	8 ... 10	10(<25)	27
ZTK11	10 ... 12	10(<25)	1
ZTK18	16 ... 20	11(<25)	13
ZTK22	20 ... 24	11(<25)	1
ZTK27	24 ... 30	12(<25)	8
ZTK33A	30 ... 32	12(<25)	7
ZTK33B	32 ... 34	12(<25)	7
ZTK33C	34 ... 36	12(<25)	7

- Notes:** (1) Valid provided that leads are kept at ambient temperature at a distance of 8 mm from case
 (2) At the end of this time ΔV_Z has reached 90% of its final value ΔV_Z max. ΔV_Z max = V_Z (a) - V_Z (0), where V_Z (0) = V_Z in the instant of turn-on and V_Z (a) = V_Z at thermal equilibrium
 (3) Tested with pulses t_p = 5ms
 (4) Valid provided that leads are kept at ambient temperature at a distance of 8mm from case

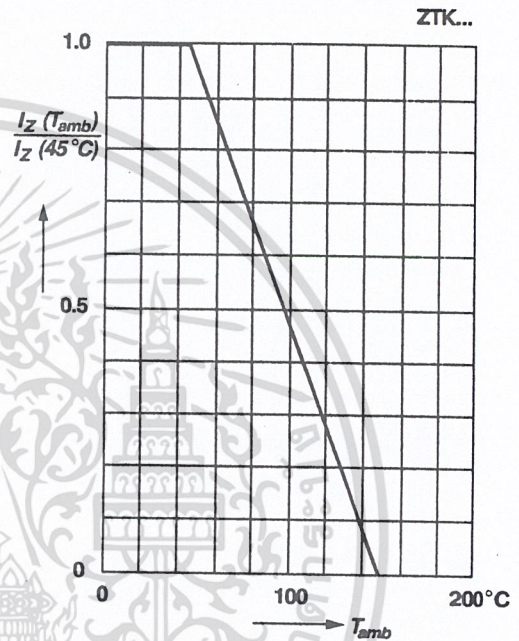
Ratings and Characteristic Curves $T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted.

Time dependence of ΔV_Z after turn-on for different distances between case and point of ambient temperature and point of ambient temperature on the leads

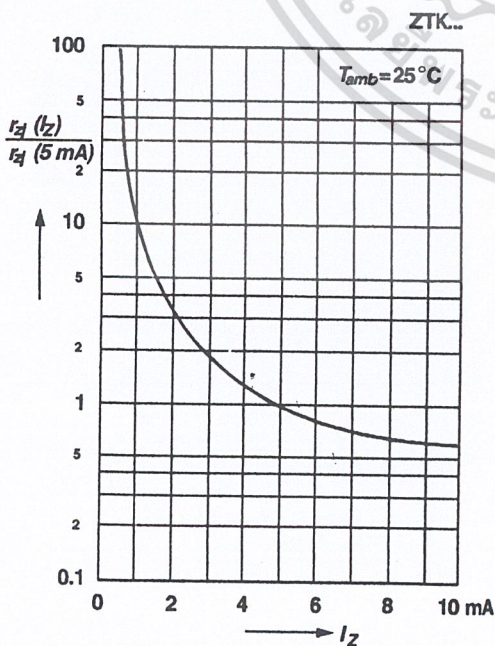


Permissible operating current versus ambient temperature

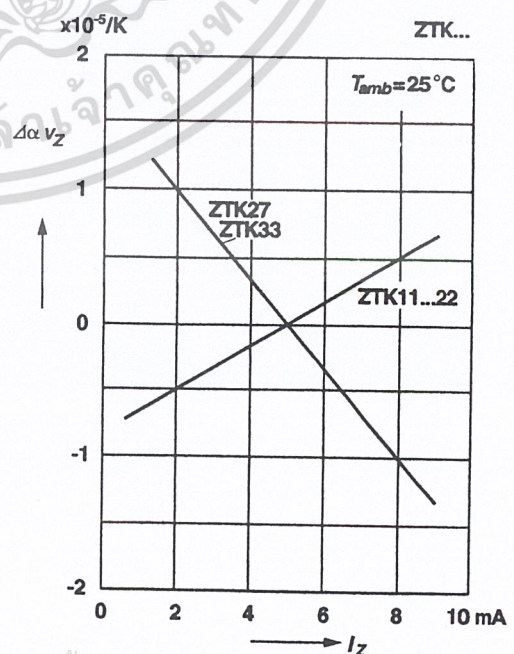
Valid provided that leads are kept at ambient temperature at a distance of 8 mm from case



Dynamic resistance versus operating current



Change of temperature coefficient versus operating current



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้