

การศึกษาวิธีการไดเวอร์ซิตี

STUDY ON DIVERSITY



โดย

นายชาคริต

ภูริชินโชติ

นายพูลเทพ

กรรเชียงแก้ว

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2542

เลขหม.....

เลขทะเบียน..... 37132

วัน, เดือน, ปี- 4 ก.ย. 2543

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การศึกษาวิธีการไดเวอร์ซิตี

STUDY ON DIVERSITY

โดย

นายชากริต ภูริชินโชติ 40013046

นายพุลเทพ กรรเชียงแก้ว 40013063

อาจารย์ที่ปรึกษา

รศ.ดร. โมไนย ไกรฤกษ์

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2542

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาานิพนธ์ปีการศึกษา 2542

ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง การศึกษาวิธีการไดเวอร์ซิตี

STUDY ON DIVERSITY

ผู้จัดทำ

1. นายชาคริต ภูริชินโชติ 40013046
2. นายพุลเทพ กรรเชียงแก้ว 40013063

.....อาจารย์ที่ปรึกษา
(รศ.ดร. โมไนย ไกรฤกษ์)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การศึกษาวิธีการไดเวอร์ซิตี
STUDY ON DIVERSITY

โดย นายชาคริต ภูริชินโชติ 40013046
นายพุลเทพ กรรเชียงแก้ว 40013063

อาจารย์ที่ปรึกษา รศ.ดร. โมไนย ไกรฤกษ์

บทคัดย่อ

โครงการนี้เป็นการศึกษาวิธีการไดเวอร์ซิตี (Diversity) ซึ่งเป็นหัวข้อหลักที่ใช้ในการจัด
ขบวนการจางหายของสัญญาณในระบบวิทยุเคลื่อนที่ และจะทำการออกแบบและสร้างสวิตช์รวม
สัญญาณ (Switched Combining) โดยใช้หลักการแบบ Pure Selection ใช้งานกับระบบโทร
ทัศน์ย่านความถี่ UHF และจะมีสาขาไดเวอร์ซิตี (Diversity Branches) 2 สาขา จากสายอากาศ
ไดโพลไขว้ (Cross Dipole) จะนำไปใช้กับเครื่องรับโทรทัศน์ที่ติดตั้งอยู่บนรถยนต์ซึ่งก็คือส่วน
โมบายของระบบ (Mobile Unit)

ABSTRACT

This paper studies diversity method using counteract effect of fading in mobile
radio system. The main purpose is to design and fabricate switched combining circuit. The
design bases on the pure selection principle that uses UHF mobile unit and cross dipole
antennas in diversity manner.

สารบัญ

	หน้า
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 การจางหายของสัญญาณ (fading)	2
2.1 Long – term fading	2
2.2 Short – term fading	2
บทที่ 3 Diversity schemes	3
3.1 Space diversity	3
3.2 Polarization diversity	5
3.3 Angel diversity	6
3.4 Frequency diversity	6
3.5 Time diversity	6
3.6 Diversity by hopping	6
บทที่ 4 Combining schemes	8
4.1 Switched combining	9
4.2 Gain combining	11
4.3 คุณสมบัติเชิงสถิติและการวัดประสิทธิภาพ	12
บทที่ 5 การออกแบบและสร้าง Switched combining	23
5.1 หลักการออกแบบ	23
5.2 ภาคส่วนหน้า (Frontend)	24
5.3 ภาคขยายสัญญาณ (Amplifier)	25
5.4 ภาคเปรียบเทียบ (Comparator)	26
5.5 ภาคตัดต่อ (Switching)	26
5.6 ภาคแสดงผล (Monitor)	27
บทที่ 6 การทดลองและผลการทดลอง	28
6.1 วงจรส่วนหน้า (Frontend) และวงจรขยายสัญญาณ (Amplifier)	28
6.2 วงจรเปรียบเทียบ (Comparator)	31
6.3 วงจรภาคตัดต่อ (Switching)	31

สารบัญ

	หน้า
บทที่ 7 การรวมวงจร	34
7.1 การรวมวงจร	34
7.2 การประกอบ	35
7.3 การทดสอบ	36
บทที่ 8 บทสรุปและวิจารณ์	37
หนังสืออ้างอิง	
กิตติกรรมประกาศ	
ภาคผนวก	



สารบัญรูปภาพ

	หน้า
รูปที่ 2.1 การแก้ปัญหาโดยใช้ Corner – excited cells	2
รูปที่ 3.1 การแตกกระจายของสัญญาณรอบสถานีเคลื่อนที่	3
รูปที่ 3.2 Horizontally spaced antennas 2 อัน	4
รูปที่ 3.3 Correlation factor ที่สถานีฐาน (a) มุมตกกระทบ $\alpha = 90^\circ$	4
(b) ความถี่ของ 850 MHz	4
รูปที่ 3.4 การแบ่งแยกทางแนวตั้งของสายอากาศ	5
รูปที่ 4.1 Pure selection combining	9
รูปที่ 4.2 Threshold selection – fixed threshold	10
รูปที่ 4.3 Threshold selection – variable threshold	10
รูปที่ 4.4 (a) สัญญาณที่มีการจางหาย (b) สัญญาณผลลัพธ์จากการใช้ Pure selection	11
(c) สัญญาณผลลัพธ์จากการใช้ Switch and stay threshold selection	11
(d) สัญญาณผลลัพธ์จากการใช้ Switch and examine threshold selection	11
รูปที่ 4.5 Maximum ratio combining	11
รูปที่ 4.6 Equal gain combining	12
รูปที่ 4.7 การแจกแจง SNR ที่ output ของ Pure selection combining	14
รูปที่ 4.8 การแจกแจง SNR ที่ output ของ threshold selection combining	17
รูปที่ 4.9 การแจกแจงของ SNR ที่ output ของ maximum ratio combiner	20
รูปที่ 4.10 การแจกแจงของ SNR ที่ output ของ equal gain combiner	22
รูปที่ 5.1 การออกแบบ Switched combining	23
รูปที่ 5.2 จูนเนอร์ ENV – 77823F2Y	24
รูปที่ 5.3 วงจรใช้งานจูนเนอร์	24
รูปที่ 5.4 รูปวงจรมหาสัญญาณความถี่สูง	25
รูปที่ 5.5 วงจรเปรียบเทียบ	26
รูปที่ 5.6 วงจรภาคตัดต่อสัญญาณ	26
รูปที่ 5.7 รูปวงจรมหาผล	27
รูปที่ 6.1 รูปแสดงวงจรจูนเนอร์และวงจรมหาสัญญาณ	28
รูปที่ 6.2 การจัดเครื่องมือสำหรับการทดลองวงจรจูนเนอร์ และวงจรมหาสัญญาณ	29

สารบัญรูปภาพ

	หน้า
รูปที่ 6.3 ผลการทดลองวงจรจูนเนอร์และวงจรถยายสัญญาณที่ป้อนอินพุตด้วยเครื่องวิเคราะห์โครงข่าย	30
รูปที่ 6.4 ผลการทดลองวงจรจูนเนอร์และวงจรถยายสัญญาณที่ป้อนอินพุตด้วยสายอากาศ	30
รูปที่ 6.5 การจัดเครื่องมือการทดลองของภาคการตัดต่อ	31
รูปที่ 6.6 สเปคตรัมของสัญญาณอินพุต (Input)	33
รูปที่ 6.7 สเปคตรัมของสัญญาณเอาท์พุต (Output) จากวงจรที่ประกอบเสร็จ	33
รูปที่ 7.1 รูปแสดงการรวมวงจรทั้งหมดเข้าด้วยกัน	34
รูปที่ 7.2 สวิตช์คอมพิวเตอร์ที่เสร็จสมบูรณ์	35



สารบัญตาราง

	หน้า
ตารางที่ 5.1 ตารางการใช้งานจูนเนอร์	24
ตารางที่ 6.1 ตารางการตั้งค่าระดับแรงดันให้กับจูนเนอร์	29
ตารางที่ 6.2 ตารางผลการทดสอบวงจรเปรียบเทียบ	31
ตารางที่ 6.3 ตารางผลการทดสอบวงจรขยายของภาคตัดต่อ	32



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

การจางหายของสัญญาณ(fading) ถูกพิจารณาเป็นหนึ่งในสาเหตุหลักของประสิทธิภาพที่ลดลงของระบบวิทยุเคลื่อนที่ สร้างความเสียหายกับการส่งข้อมูล หลายๆวิธีถูกนำมาใช้แก้ไขผลกระทบของการจางหายของสัญญาณ โดยการพิจารณาในระดับมหภาค(Macroscopic side) จะมีเพียงวิธีการเดียวที่มีประสิทธิภาพที่จะต่อสู้คือ สเปซไดเวอร์ซิตี(Space diversity) ส่วนในระดับจุลภาค(Microscopic side) มีอยู่ 6 วิธีการที่จะต่อสู้กับการจางหายอย่างรวดเร็วคือ Space, Polarization, angle, frequency, time , และ hopping diversity ขึ้นอยู่กับความเหมาะสมของระบบ

โดยทั่วไปแล้วการจางหายของสัญญาณ (fading) เป็นผลมาจากการแพร่กระจายแบบหลายเส้นทางของคลื่น (Multipath propagation) ซึ่งเป็นหนึ่งในปัญหาที่ยากที่จะแก้ไขในการออกแบบระบบวิทยุเคลื่อนที่ การขัดขวางโดยความหมายที่เข้าใจกันก็คือ วิธีการไดเวอร์ซิตี(Diversity method) ซึ่งใช้หลักการที่ว่า การจางหายของสัญญาณนั้น จะไม่เกิดขึ้นในช่องทางที่เป็นอิสระต่อกันในเวลาเดียวกัน ซึ่งโอกาสที่จะเกิดการจางหายจะเป็นไปได้้น้อยมากที่จะเกิดขึ้นพร้อมกันทุกช่องทาง จะมีค่าที่ใช้อยู่กันเป็นประจำคือ สาขาไดเวอร์ซิตี (Diversity Branches) จะเป็นช่องทางที่ในเวลาขณะใดขณะหนึ่งมีข้อมูลหรือเกิดการจางหายของสัญญาณน้อย อาจจะมีเพียงหนึ่งหรือมากกว่าก็ได้ โดยจะใช้วิธีการที่ง่ายและสะดวกสบายที่สุด เหมาะสมที่สุดให้ได้มา ซึ่งสัญญาณที่มีผลกระทบจากการจางหายต่ำที่สุด

บทที่ 2

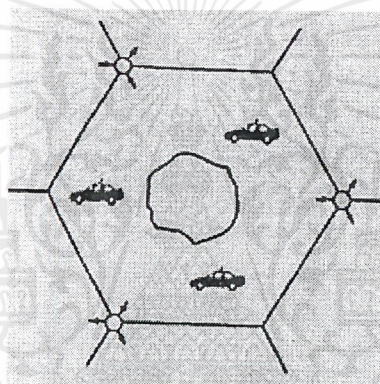
การจางหายของสัญญาณ(fading)

จะมีอยู่ 2 ประเภท

2.1 Long-term fading

โดยบางทีจะเรียกว่าการจางหายอย่างช้า (Slow fading) หรือ lognormal fading โดยสัญญาณจะถูกบดบังจากสิ่งกีดขวางขนาดใหญ่เช่น ภูเขา ฯลฯ หรือบางครั้งกับการสูญเสียของสัญญาณอย่างสมบูรณ์ (Complete loss) ซึ่งโดยความหมายก็คือ การจางหายของสัญญาณเกิดขึ้นเป็นเวลานานพอที่จะทำให้การสื่อสารไม่สมบูรณ์

วิธีการขัดขวางที่ง่ายที่สุดคือการหลบหลีกสิ่งกีดขวางโดยใช้สถานีฐาน(Base stations) หลาย ๆ สถานีสร้างเส้นทางที่เหมาะสมในการติดต่อสื่อสาร



รูปที่ 2.1 การแก้ปัญหาการจางหาย โดยใช้ Corner-excited cells

โดยส่วนเคลื่อนที่ (Mobile unit) จะสร้างการสื่อสารกับสถานีฐานทั้งหมดโดยกระบวนการเลือกจะเป็นแบบ dynamic process และจะมีการสื่อสารที่ดีที่สุดเสมอสำหรับส่วนเคลื่อนที่ (Mobile)

จะสังเกตได้ว่าวิธีการไคเวอร์ซิตีนี้เกี่ยวข้องกับการแบ่งแยกทางภูมิศาสตร์ แต่จะยังจัดเป็นหนึ่งในของ Space diversity

และระยะที่เกี่ยวข้องด้วยซึ่งปกติจะไกล จึงถูกจัดแบ่งเป็น Macroscopic diversity

2.2 Short-term fading

หรืออีกชื่อหนึ่งคือ การจางหายอย่างรวดเร็ว (Fast fading) จะใช้การขัดขวางในแบบ Microscopic diversity ซึ่งมีความสัมพันธ์กับระยะทางของเส้นทางอิสระในการแพร่กระจาย ซึ่งจะเป็นเศษส่วนของความยาวคลื่น โดยหลักการจะใช้ความจริงที่ว่า โอกาสที่สัญญาณจะเกิดการจางหายมากในเวลาเดียวกันของเส้นทางการแพร่กระจายมีน้อยมาก

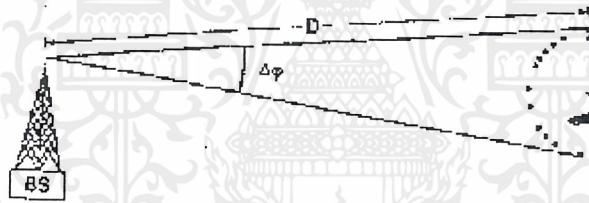
บทที่ 3

Diversity schemes

3.1 Space diversity

เป็นเทคนิคที่เกิดขึ้นมาก่อนในเทคนิคการทำไควเวอร์ซิตีแบบอื่น ๆ ทั้งหมด ในตอนเริ่มต้นประยุกต์ใช้งานโดย Space receiving antennas สำหรับย่านความถี่สูง (HF sky-wave) ซึ่งมีความง่ายและประหยัดในอุปกรณ์ที่ใช้ และมีการใช้งานได้กว้างพอสมควร Space diversity จะไม่ได้บังคับชัดเจนไปว่าเป็นที่ว่างระหว่างเสาอากาศ การวิเคราะห์จะอ้างอิงถึงเสาอากาศรับ ที่ว่างรอบข้าง และตำแหน่งที่ตั้งของสถานี (Base station) หรือสถานีเคลื่อนที่ (Mobile) และข้อมูลจะมีอยู่มากมาย ในช่องทางอิสระ (Independent branches) ถึงแม้ว่า ข้อมูลจะถูกส่งออกมาจากเสาอากาศส่งเพียงอันเดียว ก็เป็นเพราะสิ่งกีดขวางในสิ่งแวดล้อมทำให้เกิดการแตกกระจาย (Scattering) เนื่องจากเราต้องมีแหล่งที่มาของข้อมูล จากหลาย ๆ เส้นทาง

3.1.1 Space antennas at the base station



รูปที่ 3.1 การแตกกระจายของสัญญาณรอบสถานีเคลื่อนที่

จะเกิดการแตกกระจายแบบสุ่ม (Randomly) กระจายอยู่รอบ ๆ วงกลมรัศมี R ล้อมรอบสถานีเคลื่อนที่ (Mobile) โดยปกติรัศมี R จะมีขนาดเล็กมากถ้าหากเปรียบเทียบกับระยะทาง D ที่สถานีฐานและสถานีเคลื่อนที่ ปีมวิท (Beamwidth) $\Delta\phi = 2R/D$ ถ้ามองจากสถานีฐานจะมีขนาดเล็กมากด้วย สถานีฐานทั้งหมดนั้นควรจะต้องอยู่ห่างกัน เพื่อว่าแต่ละเสาอากาศจะรับสัญญาณที่เป็นอิสระในทางอื่น โมบายจะรับสัญญาณที่แตกกระจายทุกมุมรอบตัว

วัตถุประสงค์ตอนนี้ จะพิจารณาระยะทาง ระหว่างเสาอากาศสถานีฐาน กับเส้นทางอิสระจากสถานีเคลื่อนที่ ที่กำหนดให้ ที่นี้สามารถตัดเอาบางตอนจาก Cross-correlation express ของกรอบคลื่นของสัญญาณ r_1, r_2 ที่รับได้ที่สถานีฐาน โดย Two antennas horizontally space ที่ระยะทาง D ดังรูปที่ 3 แสดง correlation factor ρ_r ได้โดย

$$\rho_r = E^2 \{ \cos[2\pi d / \lambda \cos(\theta_1 - d)] \} + E^2 \{ \sin[2\pi d / \lambda \cos(\theta_1 - \alpha)] \} \quad (3.1)$$

โดยที่ $d = v\tau$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

v คือ ความเร็วของยานพาหนะ(Vehicle)

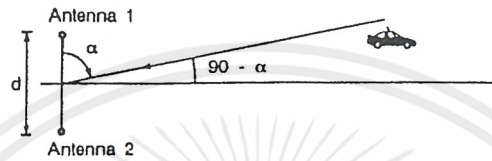
τ คือ การแบ่งแยกเวลาระหว่างสัญญาณ

λ คือ ความยาวคลื่น

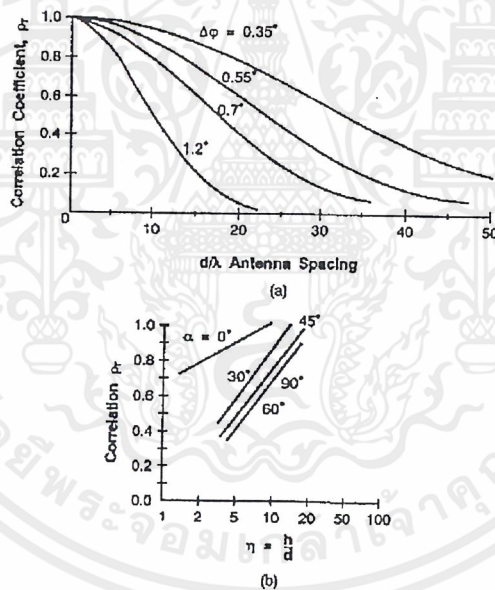
θ_i คือ ค่ามุมของคลื่น i โดยที่ $\alpha - \pi/2 \leq \theta_i \leq \alpha + \pi/2$

α คือ มุมตกกระทบ

$E[x]$ คือ ค่าคาดหวังของ x



รูปที่ 3.2 horizontally spaced antennas 2 อัน



รูปที่ 3.3 Correlation factor ที่สถานีฐาน (a) มุมตกกระทบ $\alpha = 90^\circ$

(b) ความถี่ของ 850 MHz

การคาดเดาค่า $E[f(\theta_i)]$ ดังแสดงในสมการที่ผ่านมาและสามารถหาค่าได้โดย

$$E[f(\theta_i)] = \int_{\alpha - \pi/2}^{\alpha + \pi/2} f(\theta_i) p(\theta_i) d\theta_i \quad (3.2)$$

ซึ่งความหนาแน่นความน่าจะเป็น $p(\theta_i)$ คือ

$$p(\theta_i) \cong \frac{Q}{\pi} \cos^n(\theta_i - \alpha) \quad (3.3)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในสมการที่ผ่านมามีค่า Q คือค่า normalization factor จะได้จาก

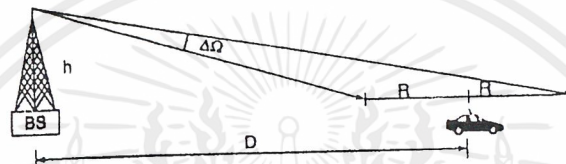
$$\int_{-\pi/2}^{\pi/2} p(\theta_i) d\theta_i = 1 \quad (3.4)$$

ในตัวอย่างจะพิจารณารูปแบบสนามไฟฟ้า E_r ซึ่งกำหนดโดย

$$E_r = \cos^n(\Delta\varphi/2) \quad (3.5)$$

แบนด์วิดท์ที่ 3 dB จะเป็นค่าของ $\Delta\varphi$ ซึ่งค่า $E_r = 1/\sqrt{2}$ ถ้า $n=1$, จะได้ค่าแบนด์วิดท์ที่ 3 dB เป็น $\Delta\varphi = 90^\circ$ ในทางตรงกันข้ามถ้าแบนด์วิดท์ที่ 3 dB เป็น $\Delta\varphi = 2^\circ$ จะได้ค่า $n \cong 2275$

3.1.2 Spaced antennas at the mobile



รูปที่ 3.4 การแบ่งแยกทางแนวตั้งของสายอากาศ

ระยะทางระหว่างสายอากาศที่สถานีเคลื่อนที่สามารถหาได้จาก Correlation factor ρ_r ของสัญญาณ r_1 และ r_2 ที่มาถึงเสาอากาศเหล่านี้ สมการเบสเซล (Bessel function)

$$\rho_r = J_0^2(\omega_m \tau) \quad (3.6)$$

ซึ่ง $\omega_m = \beta v = (2\pi/\lambda)v$ คือค่าสูงสุดของ Doppler shift และ τ คือค่าระยะเวลาหน่วงระหว่างการมาถึงของสัญญาณแรกและสัญญาณที่สอง และเรายังสามารถขยายความต่อไปได้เป็น

$$\omega_m \tau = 2\pi \frac{v_r}{\lambda} = 2\pi \frac{d}{\lambda} \quad (3.7)$$

d คือระยะทางที่แบ่งระหว่างสัญญาณทั้งสอง เราต้องการ Uncorrelated signal ดังนั้น ρ_r จะถูกกำหนดให้เป็น 0 ถ้าตอนแรกคือ $\omega_m \tau = 2.404$ ทำให้ได้ $\frac{d}{\lambda} \cong 0.38$ จะได้ค่าระยะระหว่างสายอากาศ $d \cong 0.38\lambda$

3.2 Polarization Diversity

จะใช้ประโยชน์ของ Orthogonality ของ Polarized Wave ซึ่งเป็นส่วนประกอบของคลื่น ที่เดินทาง ถึงแม้ว่าทั้งสองส่วนประกอบจะเดินทางไปในเส้นทางเดียวกัน สิ่งกีดขวางจะต้องทำให้เกิดการแตกกระจายเป็นจำนวนมากแต่จะไม่เหมือนกับในรูปเลย ทำให้เกิดรูปแบบ Random ขึ้นที่ปลายทาง เนื่อง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ด้วยความเป็น Orthogonal ระหว่างคลื่นรวมกับความ Randomness ของ Amplitude และ Phase จะช่วยในการกระจายไปสู่ Uncorrelation ระหว่างช่องส่วนประกอบของคลื่นโพลาไรซ์ (Polarized)

Polarization Diversity สามารถใช้ปฏิกิริยาของสายอากาศที่จะเลือกรับ E-field หรือ H-field ทำให้สำเร็จได้โดย Vertical electric dipole (whip antenna) และ Vertical magnetic dipole (loop antenna) ให้สัมพันธ์กัน โดยสนใจที่สนามไฟฟ้าจะถูกผลิตขึ้นโดย Loop antenna โดยในทางเดียวกันสนามแม่เหล็กจะถูก developed โดย whip antenna

ข้อดีของวิธีการนี้คือ

1. มีเพียงสองสาขาไดเวอร์ซิตีจะถูกใช้
2. 3 dB power lost เพราะผลจากที่สัญญาณถูกแบ่งไปสู่สายอากาศส่ง 2 ตัว

3.3 Angle Diversity

สัญญาณที่จางหายเป็นผลรวมของสัญญาณที่แตกกระจายมากมายรวมกันที่มาถึงยังสายอากาศผ่าน Multiple Path ถ้าสายอากาศมี Bandwidth ที่แน่นอนในมุมรับที่เล็ก จะมีคลื่นเหล่านี้เพียงเล็กน้อยที่จะถูกดีเทค และสิ่งนี้จะปรับปรุงคุณสมบัติของการ fading ของสัญญาณที่รับได้ ดังนั้นสายอากาศที่ใช้จะเป็นสายอากาศแบบมีทิศทาง

3.4 Frequency Diversity

เป็นอีกทางหนึ่งที่จะจัดหา Uncorrelation ระหว่าง 2 (หรือมากกว่า) สัญญาณในการที่จะนำข้อมูลเดียวกันและส่งโดยใช้ Carrier ที่แตกต่างกัน

3.5 Time Diversity

การแบ่งแยกเวลาจะสามารถวัดหาไดเวอร์ซิตี (Diversity) จะถูกประยุกต์ใช้ในการส่งข้อมูล (Data Transmission) หรือใช้กับมาตรฐานในการส่งซ้ำ ถ้าการแลกเปลี่ยนข้อมูลเกิดขึ้นอย่างไม่มีที่ควบคุม ข้อมูลอาจเกิดการจางหาย (fading)

ความคล้ายคลึงกันของการส่งข้อมูล (Data) สัญญาณเสียง (Speech signals) สามารถทำให้ถูกทำเป็นค่าตัวอย่าง (Sample) ในเวลาที่เหมาะสมที่จะใช้เป็นสาขาไดเวอร์ซิตี (Diversity branch)

ในการรับค่าตัวอย่างจะถูกเก็บไว้ (Stored) ไว้เป็นเวลาที่เท่ากับเวลาหน่วย (delay time) ที่ต้องการ แล้วข้อมูลที่ถูกต้องที่สุดและดีที่สุดจะถูกเลือก

3.6 Diversity by Hopping

จะแบ่งออกเป็น 2 ประเภทคือ

- Frequency hopping
- Time(slot) hopping

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วัตถุประสงค์เพื่อข้อมูลจะสามารถข้าม (hop) ไปยังความถี่หรือช่วงเวลา (time slot) อื่นอื่นๆ

เมื่อข้อมูลเกิดการจางหาย (fading)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

Combining Schemes

มีอยู่ด้วยกัน 4 วิธี และถูกแบ่งเป็น 2 กลุ่ม ดังนี้

-Switched combining

-Gain combining

โดยที่ Switched combining มีวัตถุประสงค์ที่จะเลือกข้อมูลออกมา 1 ข้อมูลจาก M ข้อมูลที่ได้รับได้ โดยคำนึงความเหมาะสม หรืออาจเขียนได้เป็น

$$r = \text{one out of } \{r_1, r_2, r_3, \dots, r_M\}$$

ซึ่ง r คือกรอบคลื่นผลรับ (Resultant envelope) และ r_i , $i = 1, 2, \dots, M$ คือกรอบคลื่น (Envelope) ของสัญญาณที่ได้รับได้ ในกลุ่มที่จะแบ่งเป็น 2 เทคนิค ชื่อว่า

-Pure selection combining

-Threshold selection combining

ส่วนในกรณีของ gain combining สัญญาณผลรับจะเป็นผลรวมเชิงเส้นของสัญญาณที่ได้รับได้

$$r = \sum_{i=1}^M a_i r_i \quad (3.8)$$

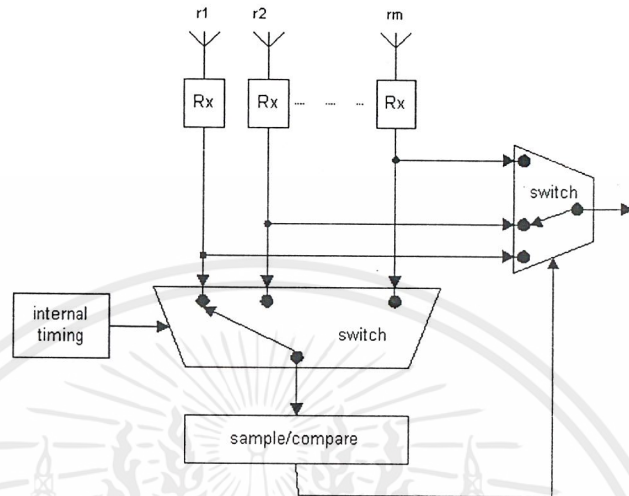
ซึ่ง a_i นี้คือ gain ของแต่ละสาขา, ในกลุ่มนี้ยังแบ่งออกเป็น

-Maximal ratio combining

-Equal gain combining

4.1 Switched Combining

4.1.1 Pure Selection



รูปที่ 4.1 Pure selection combining

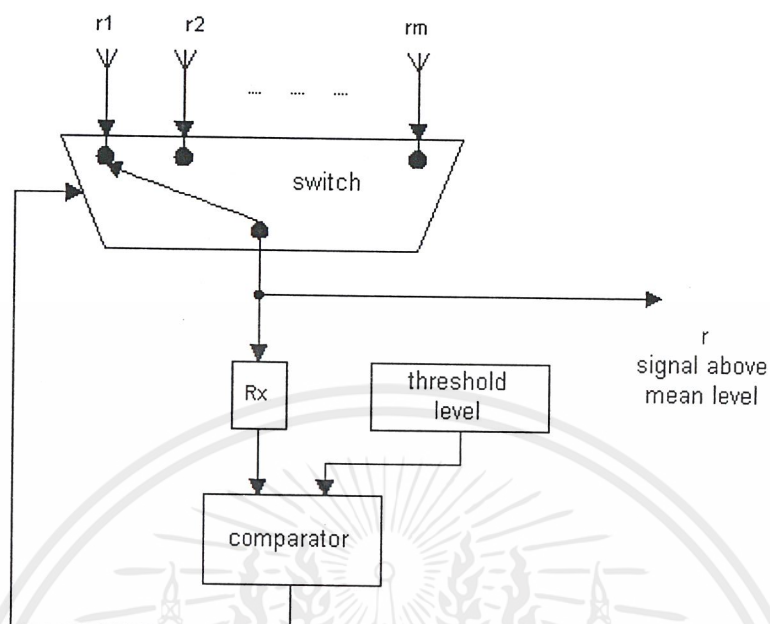
ในวิธีนี้สัญญาณที่รับได้จะถูกแสดงอย่างต่อเนื่อง เพื่อจะสามารถเลือกสัญญาณที่ดีที่สุด ในทฤษฎีสัญญาณที่ดีที่สุด จะต้องมียค่า S/N ratio ค่าที่สุด แต่จะเป็นการยากในทางปฏิบัติที่จะทำได้สัญญาณที่แรงที่สุดรวมกับสัญญาณรบกวนต่ำที่สุด ในเทคนิคนี้แต่ละสาขาต้องการมีเครื่องรับ (Receiver) ของตัวเองและสัญญาณจะต้องถูกแสดงได้เร็วกว่าปรากฏการณ์จางหาย (fading)

4.1.2 Threshold Selection

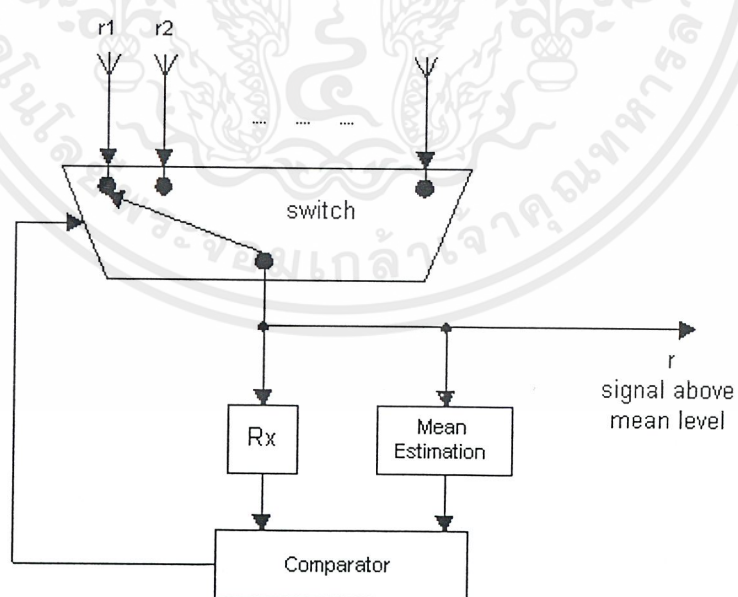
หนึ่งของปัญหาหลักของ Pure selection combining คือความต้องการของจำนวนของเครื่องรับจะต้องมีในแต่ละสาขา และต้องมีประสิทธิภาพสูงในการแสดงสถานะ เป็นที่แน่นอนว่าราคาจะต้องสูงตามไปด้วย

จึงเป็นที่มาของ Threshold selection combining โดยหลักการสัญญาณที่รับเข้ามาได้ในแต่ละสาขาจะถูกสแกนตามลำดับ และสัญญาณที่มีระดับความแรงสูงกว่าระดับที่ได้กำหนดไว้จะถูกเลือกเป็นอันดับแรกตราบใดที่สัญญาณที่ถูกเลือกยังคงมีความแรงสูงกว่าระดับที่ได้กำหนดไว้จะยังคงค้างสถานะนั้นไว้อย่างนั้น แต่ถ้าระดับความแรงของสัญญาณที่ถูกเลือกต่ำกว่าระดับที่กำหนดไว้กระบวนการสแกนจะเกิดขึ้นอีก

โดยที่ระดับที่ตั้งไว้ อาจจะถูกที่หรือเปลี่ยนแปลงได้ การตั้งค่าต้องใช้ความรู้ในเรื่องของกำลังของสัญญาณในพื้นที่ ซึ่งค่าที่ตั้งไว้คงที่จะมีผลต่างกันในพื้นที่ที่ต่างกัน ในกรณีระดับที่ตั้งไว้สามารถเปลี่ยนแปลงได้นำค่ากำลังของสัญญาณที่ได้เลือกไว้มาเป็นระดับที่กำหนดในครั้งต่อไป

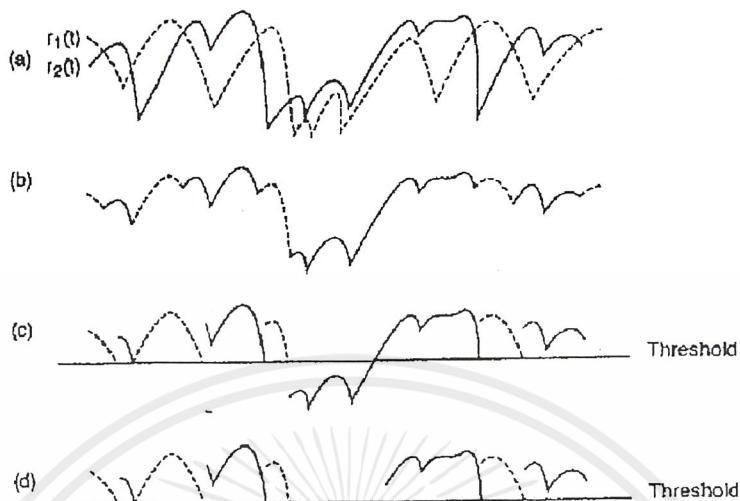


รูปที่ 4.2 Threshold selection-fixed threshold



รูปที่ 4.3 Threshold selection-variable threshold

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.4 (a) สัญญาณที่มีการจางหาย (b) สัญญาณผลลัพธ์จากการใช้ pure selection (c) สัญญาณผลลัพธ์จากการใช้ switch and stay threshold selection (d) สัญญาณผลลัพธ์จากการใช้ switch and examine threshold selection

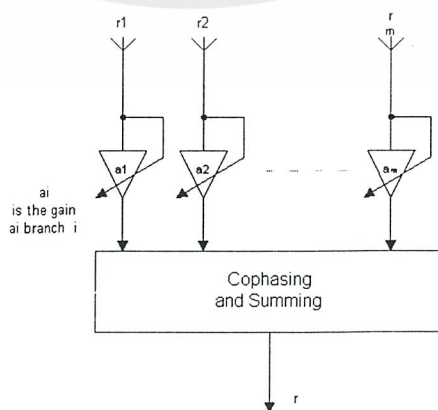
ในกรณีของ 2 สาขาคือ $r_1(t), r_2(t)$ เมื่อสัญญาณตกลงต่ำกว่าระดับที่ตั้งไว้มีวิธีการอยู่ 2 แบบที่จะเลือกรับสัญญาณ

- Switch and stay
- Switch and examine

ในแบบ Switch and stay สัญญาณอื่นจะถูกเลือกเสมอ โดยจะไม่สนใจในระดับของกำลังงาน และในแบบ Switch and examine จะเลือกแล้วตรวจสอบเสมือนหนึ่งว่าสัญญาณถูกเลือกสลับไปมา

4.2 Gain Combining

4.2.1 Maximal Ratio



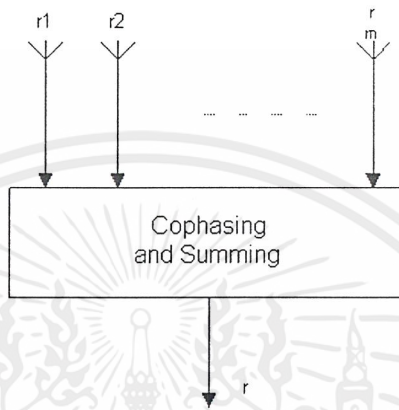
รูปที่ 4.5 Maximum ratio combining

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในเทคนิคนี้สัญญาณแต่ละสัญญาณใน M สัญญาณจะมีเกณฑ์ที่แปรผันกับ S/N ratio ของตัวเองนอกจากนั้นสัญญาณผลลัพธ์คือผลรวมทั้งหมดของ M สัญญาณ ซึ่งจะต้องมีความต้องการใช้ Cophasing Circuitry

4.2.2 Equal Gain

เทคนิคนี้แตกต่างจาก Maximal ratio ตรงที่ว่าสัญญาณทั้งหมดมีเกณฑ์เท่ากับ 1



รูปที่ 4.6 Equal gain combining

4.3 คุณสมบัติเชิงสถิติและการวัดประสิทธิภาพ

เนื่องจากคุณสมบัติสุ่มของสัญญาณ การประเมินประสิทธิภาพของ Diversity combining techniques จะใช้ Statistical basis การวัดประสิทธิภาพให้ความสนใจกับค่า S/N ratio (SNR) โดยจะนิยามแต่ละสาขาได้เป็น

$$\gamma_i \triangleq \frac{\text{local mean signal power}}{\text{mean noise power}} \tag{4.1}$$

สำหรับการจางหายของสัญญาณแบบ Rayleigh จะมีกรอบคลื่น(Envelope) r_i ความหมายทั่วไปของกำลังงานเท่ากับ $r_i^2/2$ มีลักษณะเช่นเดียวกับกำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณเกินกว่า RF envelope ในการปรากฏของสัญญาณรบกวนเกาเซียน (Gaussian noise) กับกำลังงานจะเท่ากับ N

$$\gamma_i = r_i^2/2N_i = r_i^2/2N \tag{4.2}$$

ซึ่งเราจะสมมติว่ากำลังงานของสัญญาณรบกวนเท่ากับ N_i ในสาขาทั้งหมดเท่ากัน

ให้ $P(r_i)$ เป็นความหนาแน่นของความน่าจะเป็นในฟังก์ชัน(Probability density function) ของ r_i $P(\gamma_i)$ สามารถทำให้อยู่ในรูปอย่างง่ายคือ

$$P(\gamma_i) | d\gamma_i | = P(r_i) | dr_i | \tag{4.3}$$

เราจะได้ว่าการแจกจ่ายแบบ Rayleigh คือ

และเราจะได้ว่า $d\gamma_i = (r_i/N)dr_i$

$$P(\gamma_i) = \frac{N}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r_i^2}{2\sigma^2}\right) \quad (4.5)$$

หา γ_0 จากอัตราส่วนของกำลังงานของสัญญาณและกำลังงานของสัญญาณรบกวน

$$\gamma_0 = \frac{E_0^2/2}{N} \quad (4.6)$$

ซึ่ง E_0 คือแอมพลิจูดของคลื่นวิทยุซึ่งจะได้ว่า γ_0 ใหม่คือ

$$\gamma_0 = \frac{\sigma^2}{N} \quad (4.7)$$

ดังนั้นความหนาแน่นของความน่าจะเป็นที่เป็นฟังก์ชันของ γ_i คือ

$$P(\gamma_i) = \frac{1}{\gamma_0} \exp\left(-\frac{\gamma_i}{\gamma_0}\right) \quad (4.8)$$

ความน่าจะเป็นที่ γ_i มีค่าน้อยกว่าหรือเท่ากับค่า SNR ที่กำหนดให้, Γ ที่ได้มาเป็นการแจกแจงความน่าจะเป็นในฟังก์ชันของ $P(\Gamma)$ ซึ่งจะได้

$$P(\Gamma) = \text{prob}(\gamma_i \leq \Gamma) = \int_0^\Gamma p(\gamma_i) d\gamma_i = 1 - \exp\left(-\frac{\Gamma}{\gamma_0}\right) \quad (4.9)$$

ในการวิเคราะห์ที่เราสมมติให้สัญญาณในสาขาไดเวอร์ซิตี (Diversity branches) ทั้งหมดไม่สหสัมพันธ์ (Uncorrelated) ความมุ่งหมายของเราคือต้องการหาประสิทธิภาพเทคนิคในการทำไดเวอร์ซิตีแต่ละอัน

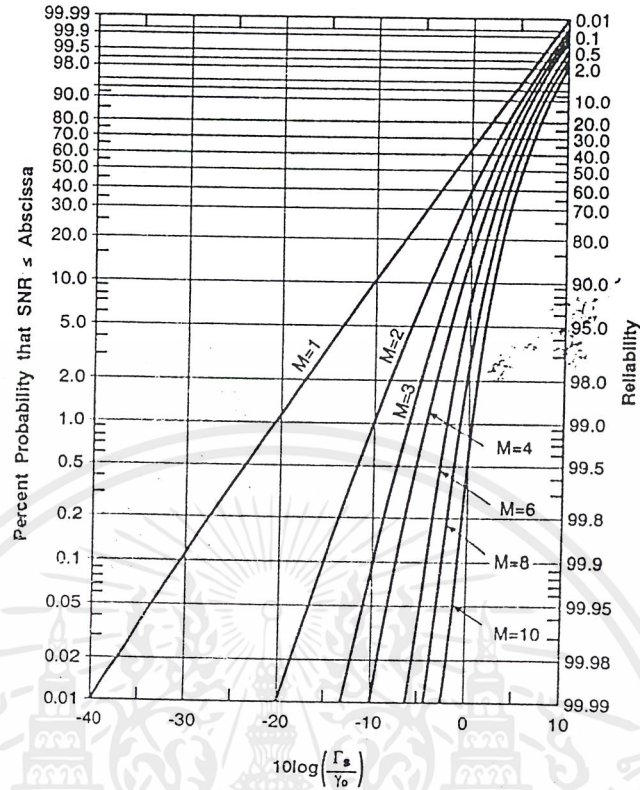
4.3.1 Switched Combining

4.3.1.1 Pure Selection

เราสมมติว่าตัวเลือกเป็นอุดมคติและได้สัญญาณที่ดีที่สุด จากการเลือกเสมอ ความน่าจะเป็นที่ SNRs ในสาขา M ทั้งหมด น้อยกว่าหรือเท่ากับ SNR ที่กำหนดให้และเกิดขึ้นในเวลาเดียวกัน (Simultaneously), Γ_s ที่ให้มาคือ

$$P_{\text{SEL}}(\Gamma_s) = \text{prob}(\gamma_1, \dots, \gamma_M \leq \Gamma_s) = [1 - \exp\left(-\frac{\Gamma_s}{\gamma_0}\right)]^M \quad (4.10)$$

ความน่าจะเป็นที่น้อยที่สุดใน 1 สาขา มี SNR มากกว่า Γ_s คือ $1 - P_{\text{SEL}}(\Gamma_s)$ ความสัมพันธ์ของ curves $M = 1, 2, 3, 4, 6, 8$ และ 10 แสดงดังรูป



รูปที่ 4.7 การแจกแจงของ SNR ที่ output ของ pure selection combining

Curves รูปนี้พล็อตบน Rayleigh paper ซึ่งการแจกแจงของ Rayleigh (เคิร์ฟี่ $M=1$) ปรากฏเป็นเส้นตรง ตัวเลขสาขาที่มีมากจะมีประสิทธิภาพดีที่สุด อย่างไรก็ตามการเพิ่มของตัวเลขสาขา Diversity จะแก้ไข SNR เสมอประโยชน์จากการสร้างสาขามากไม่ชัดเจนทีเดียว เพราะความล้มพันธ์ การช่วยเหลือ โน้มเอียงไปทางน้อยกว่า

ตัวเลขที่สนใจค่าเฉลี่ยของ SNR ที่ output ของตัวเลือกให้ $\bar{\Gamma}_s$ เป็นค่าเฉลี่ยนี้จะได้

$$\bar{\Gamma}_s = \int_0^{\infty} \Gamma_s P_{SEL}(\Gamma_s) d\Gamma_s \quad (4.11)$$

ซึ่ง

$$P_{SEL}(\Gamma_s) = \frac{dP_{SEL}(\Gamma_s)}{d\Gamma_s} = \frac{M}{\gamma_0} [1 - \exp(-\frac{\Gamma_s}{\gamma_0})]^{M-1} \exp(-\frac{\Gamma_s}{\gamma_0}) \quad (4.12)$$

เป็นความหนาแน่นของความน่าจะเป็นเป็นฟังก์ชันของ Γ_s ดังนั้น

$$\bar{\Gamma}_s = \gamma_0 \sum_{i=1}^M \frac{1}{i} \quad (4.13)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3.1.2 Threshold Selection

เราสมมติว่าระบบใช้วิธีการ Switch-and-Stay และที่สวิตช์จะเกิด SNR เริ่มต้นที่ Γ_T ให้ SNR มีเอาพุทของวงจร combining เป็น γ เราต้องการหาค่าความน่าจะเป็นที่ γ คือน้อยกว่าหรือเท่ากับ SNR ระดับ Γ_S ที่ให้มา

$$P_{\text{THS}}(\Gamma_S) = \text{prob}(\gamma \leq \Gamma_S) \quad (4.14)$$

เพราะว่าสัญญาณ Rayleigh r_1 และ r_2 ตามสถิติจำแนกไม่ได้แต่อาจเขียนได้ดังนี้

$$P_{\text{THS}}(\Gamma_S) = \text{prob}(\gamma \leq \Gamma_S) = \text{prob}(\gamma \leq \Gamma_S | \gamma = \gamma_1) = \text{prob}(\gamma \leq \Gamma_S | \gamma = \gamma_2) \quad (4.15)$$

ซึ่ง γ_1 และ γ_2 เป็น SNRs ที่สาขา 1 (สัญญาณ r_1) และ 2 (สัญญาณ r_2) ตามลำดับ ให้ γ_x และ γ_y เป็นส่วนของ γ เหนือหรือต่ำกว่า Γ ตามลำดับ $\gamma = \gamma_x + \gamma_y$ เงื่อนไข $\gamma = \gamma_i$ ($i = 1$ หรือ $i = 2$) จะเกิดเมื่อ $\gamma > \Gamma_T$ หรือ $\gamma \leq \Gamma_T$ ให้ $\gamma = \gamma_x + \gamma_y$ ดังนั้นจะได้

$$\begin{aligned} \text{prob}(\gamma \leq \Gamma_S) &= \text{prob}(\gamma \leq \Gamma_S | \gamma = \gamma_i) \\ &= \text{prob}(\gamma \leq \Gamma_S | \gamma > \Gamma_T) \text{prob}(\gamma > \Gamma_T | \gamma = \gamma_x + \gamma_y) \\ &\quad + \text{prob}(\gamma \leq \Gamma_S | \gamma \leq \Gamma_T) \text{prob}(\gamma \leq \Gamma_T | \gamma = \gamma_x + \gamma_y) \end{aligned} \quad (4.16)$$

ความน่าจะเป็น $\text{prob}(\gamma > \Gamma_T | \gamma = \gamma_x + \gamma_y)$ และ $\text{prob}(\gamma \leq \Gamma_T | \gamma = \gamma_x + \gamma_y)$ มีความสัมพันธ์เป็นสัดส่วนกับเวลาที่ $\gamma > \Gamma_T$ และ $\gamma \leq \Gamma_T$ ตามลำดับ

หาความสำเร็จในการเปลี่ยนแปลงในขณะที่เกิดผลลัพธ์เมื่อ SNR γ อยู่เหนือ t hreshold Γ_T และไม่ประสบผลสำเร็จการเปลี่ยนแปลงอีกอย่างหนึ่งให้การเปลี่ยนแปลงได้เกิดขึ้น มันจะไม่ประสบผลสำเร็จกับความน่าจะเป็น q such จะได้

$$q = P(\Gamma_T) = \text{prob}(\gamma \leq \Gamma_T) = 1 - \exp\left(-\frac{\Gamma_T}{\gamma_0}\right) \quad (4.17)$$

ผลสำเร็จในการเปลี่ยนแปลงที่เกิดกับความน่าจะเป็น p ซึ่ง

$$p = 1 - q = \exp\left(-\frac{\Gamma_T}{\gamma_0}\right) \quad (4.18)$$

ให้ τ ค่าเฉลี่ยเวลาที่ SNR γ_i อยู่เหนือค่า threshold τ_0 หาได้สำหรับ γ_i ต่ำกว่า threshold เมื่อสับสวิตช์ทันทีทันใดจะเกิดการเรนดอม ค่าเฉลี่ยเวลาที่ γ เกินกว่า Γ_T ให้ผลสำเร็จในการเปลี่ยนแปลงได้เกิดคือ $\tau_0/2$ ในทางเดียวกัน $\tau_0/2$ เป็นค่าเฉลี่ยเวลาที่ γ อยู่ต่ำกว่า Γ_T เมื่อสับสวิตช์ไม่สำเร็จตามที่การเปลี่ยนแปลงไม่สำเร็จ และการเปลี่ยนแปลงครั้งต่อไปจะต้องเกิดหลังจาก γ ได้เหนือกว่า Γ_T เท่านั้นและตกลงมาอีกครั้งดังนั้นค่าเวลาเฉลี่ยระหว่างที่เกิดขึ้นและไม่สำเร็จในการเปลี่ยนแปลงและการเปลี่ยนแปลงครั้งต่อไปคือ $\tau_0/2 + \tau_0$ ระยะเวลาระหว่างความสำเร็จในการเปลี่ยนแปลงและการเปลี่ยนแปลงครั้งต่อไปคือ $\tau_0/2$ เราสังเกตเห็นว่าสภาพ $\gamma > \Gamma_T$ เกิดขึ้นในความสำเร็จในการเปลี่ยนแปลงกับความน่าจะเป็น $(1 - q)$ และในความสำเร็จในการเปลี่ยนแปลงกับความน่าจะเป็น q ในกรณี

แรก γ มีค่ามากกว่า Γ_T ($\gamma > \Gamma_T$) สำหรับค่าเวลาเฉลี่ยของ $\tau_a/2$ ด้วยเหตุนี้ในกรณีที่ 2 ค่าเวลาเฉลี่ยที่ SNR γ มากกว่า threshold SNR Γ_T คือ τ_x ดังเช่น

$$\tau_x = (1-q) \frac{\tau_a}{2} + q\tau_a = (1+q) \frac{\tau_a}{2} \quad (4.19)$$

เหตุผลเหมือนกันที่ประยุกต์ τ_y (ค่าเวลาเฉลี่ยที่ $\gamma \leq \Gamma_T$) ดังนั้น

$$\tau_y = q \frac{\tau_b}{2} \quad (4.20)$$

อัตราส่วน τ_a/τ_b คือเป็นที่รู้ว่าจะเท่ากับอัตราส่วนระหว่างผลสำเร็จที่เกิดขึ้นและไม่สำเร็จในการเปลี่ยนแปลง

$$\frac{\tau_a}{\tau_b} = \frac{p}{q} = \frac{1-q}{q} \quad (4.21)$$

อัตราส่วนระหว่างความน่าจะเป็น $\text{prob}(\gamma > \Gamma_T | \gamma = \gamma_x + \gamma_y)$ และ $\text{prob}(\gamma \leq \Gamma_T | \gamma = \gamma_x + \gamma_y)$ เท่ากับอัตราส่วนระหว่าง τ_x และ τ_y ดังนั้นจะได้

$$\frac{\text{prob}(\gamma > \Gamma_T | \gamma = \gamma_x + \gamma_y)}{\text{prob}(\gamma \leq \Gamma_T | \gamma = \gamma_x + \gamma_y)} = \frac{\tau_x}{\tau_y} = \frac{1-q^2}{q^2} \quad (4.22)$$

ความน่าจะเป็น 2 อย่างที่หลงเหลืออยู่ กล่าวคือ $\text{prob}(\gamma \leq \Gamma_s | \gamma > \Gamma_T)$

และ $\text{prob}(\gamma \leq \Gamma_s | \gamma \leq \Gamma_T)$ หาค่าได้ดังนี้

$$\text{prob}(\gamma \leq \Gamma_s | \gamma > \Gamma_T) = \frac{\text{prob}(\Gamma_T < \gamma \leq \Gamma_s)}{\text{prob}(\gamma > \Gamma_T)} = \frac{\int_{\Gamma_T}^{\Gamma_s} p(\gamma) d\gamma}{\int_{\Gamma_T}^{\infty} p(\gamma) d\gamma} \quad (4.23)$$

$$= \begin{cases} \frac{P(\Gamma_s) - P(\Gamma_T)}{1 - P(\Gamma_T)} = \frac{P(\Gamma_T) - q}{1 - q}, & \Gamma_s \geq \Gamma_T \\ 0, & \Gamma_s < \Gamma_T \end{cases} \quad (4.24)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในทางเดียวกัน

$$\begin{aligned} \text{prob}(\gamma \leq \Gamma_s | \gamma \leq \Gamma_T) &= \frac{\text{prob}(\gamma \leq \Gamma_s \text{ and } \gamma \leq \Gamma_T)}{\text{prob}(\gamma \leq \Gamma_T)} \\ &= \begin{cases} \frac{P(\Gamma_T)}{P(\Gamma_T)} = 1, & \Gamma_s \geq \Gamma_T \\ \frac{P(\Gamma_s)}{P(\Gamma_T)} = \frac{P(\Gamma_s)}{1-q}, & \Gamma_s < \Gamma_T \end{cases} \end{aligned} \quad (4.25)$$

เราจะได้ฟังก์ชัน

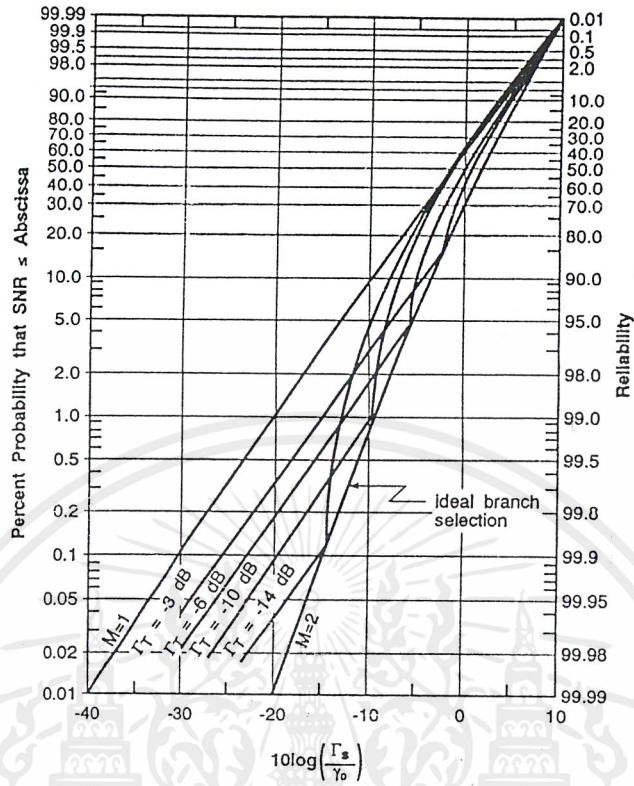
$$P_{\text{THS}}(\Gamma_s) = \begin{cases} (1+q)P(\Gamma_s) - q, & \Gamma_s \geq \Gamma_T \\ qP(\Gamma_s), & \Gamma_s < \Gamma_T \end{cases} \quad (4.26)$$

ฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นคือ

$$p_{\text{THS}}(\Gamma_s) = \frac{dP_{\text{THS}}(\Gamma_s)}{d\Gamma_s} = \begin{cases} (1+q)P(\Gamma_s), & \Gamma_s \geq \Gamma_T \\ qP(\Gamma_s), & \Gamma_s < \Gamma_T \end{cases}$$

ค่าเฉลี่ยของ SNR ที่เอาพุทของตัวเลือกคือ $\bar{\Gamma}_s$ จะได้

$$\begin{aligned} \bar{\Gamma}_s &= \int_0^\infty \Gamma_s p_{\text{THS}}(\Gamma_s) d\Gamma_s = \int_0^{\Gamma_T} \Gamma_s p_{\text{THS}}(\Gamma_s) d\Gamma_s + \int_{\Gamma_T}^\infty \Gamma_s p_{\text{THS}}(\Gamma_s) d\Gamma_s \\ \bar{\Gamma}_s &= \gamma_0 + \Gamma_T \exp\left(-\frac{\Gamma_T}{\gamma_0}\right) \end{aligned} \quad (4.28)$$



รูปที่ 4.8 การแจกแจง SNR ที่ output ของ threshold selection combining

4.3.2 Gain Combining

4.3.2.1 Maximal Ratio

เปลือกรวมของสัญญาณที่มาประกอบกัน คือ

$$r = \sum_{i=1}^M a_i r_i \tag{4.29}$$

ซึ่ง a_i คือเกณฑ์ที่สาขา i สมมติว่ากำลังงานของสัญญาณรบกวนเท่ากับ N สำหรับแต่ละสาขา ผลรวมของกำลังงาน ผลรวมของกำลังงานของสัญญาณรบกวน \mathcal{N} ที่เอาที่พหุคือ

$$\mathcal{N} = N \sum_{i=1}^M a_i^2 \tag{4.30}$$

ดังนั้นผล SNR γ คือ

$$\gamma = \frac{r^2 / 2}{\mathcal{N}} = \frac{1}{2} \frac{(\sum_{i=1}^M a_i r_i)^2}{N \sum_{i=1}^M a_i^2} \tag{4.31}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อัตราขยาย a_i เล็กเท่ากับอัตราส่วนของสัญญาณ โวลเตจกับกำลังงานของสัญญาณรบกวน ตามลำดับสาขาดังนั้น

$$a_i = \frac{r_i}{N} \quad (4.32)$$

ดังนั้นจะได้

$$\gamma = \frac{1}{2} \frac{\left(\sum_{i=1}^M r_i^2 / N\right)^2}{N \sum_{i=1}^M (r_i / N)^2} = \sum_{i=1}^M \frac{r_i^2}{2N} = \sum_{i=1}^M \gamma_i \quad (4.33)$$

เปลี่ยนให้อยู่ในอีกรูปแบบหนึ่ง คือ

$$\gamma = \sum_{i=1}^M \gamma_i = \sum_{i=1}^M \frac{1}{2N} r_i^2 = \sum_{i=1}^M \frac{x_i^2}{2N} + \sum_{i=1}^M \frac{y_i^2}{2N} \quad (4.34)$$

ฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็นของ γ คือ

$$P_{\text{MAX}}(\gamma) = \frac{\gamma^{M-1} \exp(-\gamma/\gamma_0)}{\gamma_0^M (M-1)!}, \quad \gamma \geq 0 \quad (4.35)$$

สำหรับ SNR ค่าต่ำจะได้

$$P_{\text{MAX}}(\gamma) \cong \frac{\gamma^{M-1}}{\gamma_0^M (M-1)!} \quad (4.36)$$

ฟังก์ชันการแจกแจง $P_{\text{MAX}}(\Gamma_s)$ คือ

$$P_{\text{MAX}}(\Gamma_s) = \text{prob}(\gamma \leq \Gamma_s) = \int_0^{\Gamma_s} P_{\text{MAX}}(\gamma) d\gamma \quad (4.37)$$

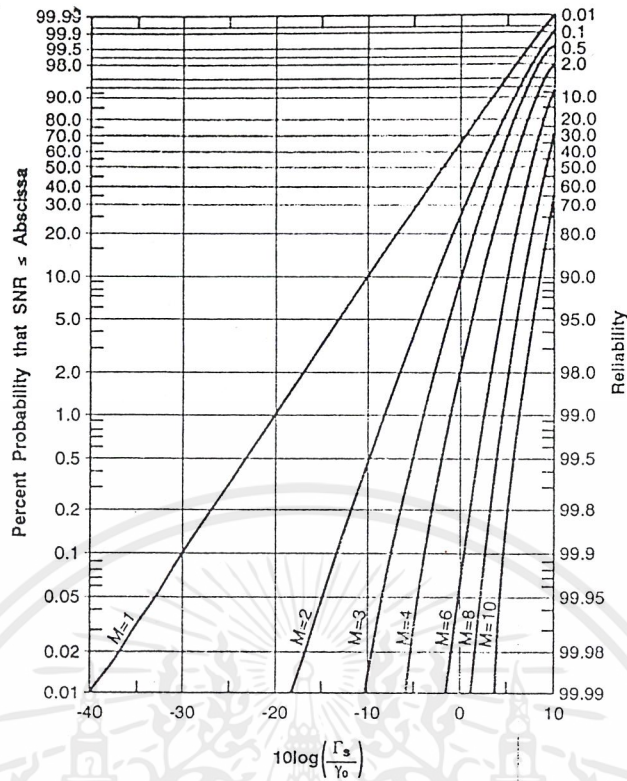
ซึ่งเปลี่ยนรูปใหม่จะได้

$$P_{\text{MAX}}(\Gamma_s) = 1 - \exp\left(-\frac{\Gamma_s}{\gamma_0}\right) \sum_{i=1}^M \frac{(\Gamma_s/\gamma_0)^{i-1}}{(i-1)!} \quad (4.38)$$

สำหรับ SNR ค่าต่ำ

$$P_{\text{MAX}}(\Gamma_s) \cong \frac{(\Gamma_s/\gamma_0)^M}{M!} \quad (4.39)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.9 การแจกแจงของ SNR ที่ output ของ maximum ratio combiner

การแจกแจงส่วนที่มีลักษณะคล้ายกันนั้นก็คือการพล็อต ดังรูปข้างบน จากการเปรียบเทียบรูปเส้นโค้งเราพบว่าการรวมแบบ maximal-ratio ให้ผลที่ดีกว่าการรวมแบบ pure-selection เราสังเกตว่าจะเหมือนกับจำนวนที่เพิ่มขึ้นของส่วนที่แยกออกมา ($M \rightarrow \infty$)

ความหมายของ SNR ที่เข้าที่พู่สวนที่ประกอบกันคือ

$$\overline{\Gamma_s} = \langle \gamma \rangle = \left\langle \sum_{i=1}^M \gamma_i \right\rangle = \sum_{i=1}^M \langle \gamma_i \rangle = M\gamma_0 \tag{4.40}$$

4.3.2.2 Equal Gain

สัญญาณเข้าที่พู่ได้มาจาก ผลรวมโดยตรงของสัญญาณที่รับมาและการตอบสนองที่คล้ายกันนั้น SNR จะเป็นองค์ประกอบหลักนั่นเอง

ถ้าให้ gains $a_i = 1$ จะได้

$$r = \sum_{i=1}^M r_i \tag{4.41}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และ

$$\gamma = \frac{r^2/2}{\aleph} = \frac{(\sum_{i=1}^M r_i)^2}{2NM} = \frac{r^2}{2NM} \quad (4.42)$$

โดยที่ r คือตัวแปรสุ่มที่เกิดจากการรวมค่า M (ค่าความเปลี่ยนแปลงที่เกิดจากการกระจายแสงแบบ Rayleigh ที่เป็นอิสระ) ซึ่ง $p(r)$ คือความหนาแน่นของ r เพราะฉะนั้นความหนาแน่นของ $P_{\text{EQU}}(\gamma)$ ของ γ หาได้จาก

$$P_{\text{EQU}}(\gamma)|d\gamma| = P(r)|dr|$$

เปลี่ยนรูปใหม่ได้ดังนี้คือ

$$P_{\text{EQU}}(\gamma) = NM \frac{p(\sqrt{2\gamma NM})}{\sqrt{2\gamma NM}} \quad (4.43)$$

เราจะหา $p(r)$ ได้อย่างไรสมมติว่าที่ $M=2$ เราจะใช้การแจกแจงร่วมกัน $p(r_1, r_2)$ เมื่อเราให้ $M=2$ จะได้

$$r = r_1 + r_2 \quad \text{or} \quad r_2 = r - r_1$$

ดังนั้นจะได้

$$p(r) = \int_0^r p(r_1, r_2)|_{r_2=r-r_1} dr_1 = \int_0^r p(r_1, r-r_1) dr_1 \quad (4.44)$$

ซึ่งการอินทิเกรตสามารถหาในรูปของ tabulated function และการแจกแจงขั้นสุดท้ายโดยให้

$$P_{\text{EQU}}(\Gamma_s) = 1 - \exp(-2\Gamma_s) - \sqrt{\pi\Gamma_s} \exp(-\Gamma_s) \text{erf}(\sqrt{\Gamma_s}) \quad (4.45)$$

ซึ่ง $\text{erf}(\cdot)$ คือ error function

ที่ $M > 2$ สาขาปัญหาที่ค่อนข้างจะยุ่งยากมากในการคำนวณ แต่สามารถใช้ computer ช่วยในการคำนวณได้ สำหรับ SNR ที่มีค่าต่ำจะอยู่ในรูป

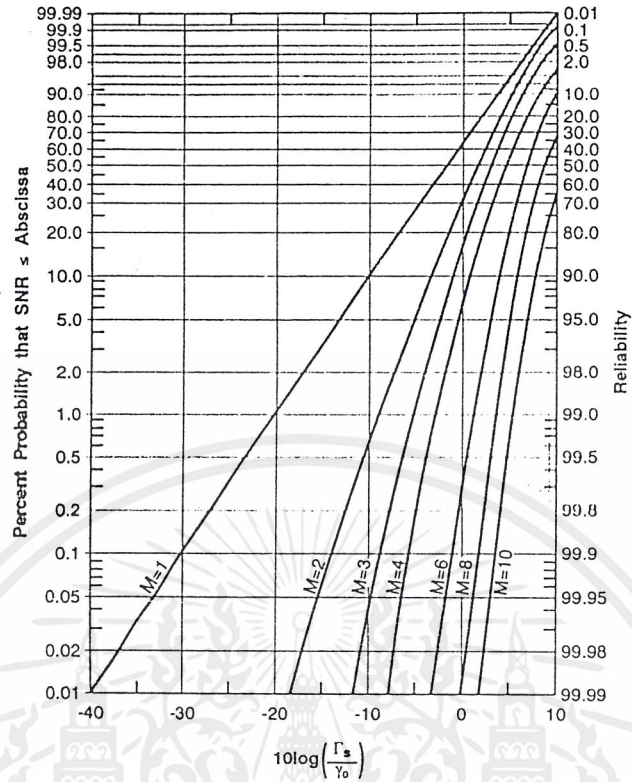
$$P_{\text{EQU}}(\gamma) = \frac{2^{M-1} M^M \gamma^{M-1}}{(2M-1)! \gamma^M} \quad (4.46)$$

$$P_{\text{EQU}}(\Gamma_s) \cong \frac{(M/2)^M \sqrt{\pi}}{(M-1/2)! M!} \frac{1}{\gamma_0} \left(\frac{\Gamma_s}{\gamma_0}\right)^M \quad (4.47)$$

ซึ่ง $(\cdot)!$ คือ gamma function

$$\left(M - \frac{1}{2}\right)! = \frac{1.3.5.7 \dots (2M-1)!}{2^M}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.10 การแจกแจงของ SNR ที่ output ของ equal gain combiner

เราสามารถเห็นได้ว่าส่วนสำคัญของเทคนิคนี้คือ การใช้ค่าน้อยกว่าแบบ maximal ratio ความหมายของ γ จะได้ดังนี้

$$\bar{\Gamma}_s = \langle \gamma \rangle = \frac{1}{2NM} \langle \left(\sum_{i=1}^M r_i \right)^2 \rangle = \frac{1}{2NM} \sum_{i,j} \langle r_i r_j \rangle \quad (4.48)$$

จากสมการนี้เราพบว่าส่วนประกอบของ M จะเท่ากับ $\langle r_i^2 \rangle$ ส่วนประกอบของ $M(M-1)$ จะเท่ากับ $\langle r_i r_j \rangle$, $i \neq j$ จากการแจกแจงแบบ Rayleigh, $\langle r_i^2 \rangle = E \langle r_i^2 \rangle = 2\sigma^2$ เพราะประมาณว่า สัญญาณ นั้นเป็นอิสระต่อกัน $\langle r_i r_j \rangle = \langle r_i \rangle \langle r_j \rangle = E \langle r_i \rangle E \langle r_j \rangle$, $i \neq j$ อย่างไรก็ตาม $E \langle r_i \rangle = E \langle r_j \rangle = \sqrt{\pi/2} \sigma$ ดังนั้น $\langle r_i r_j \rangle = (\pi/2) \sigma^2$ โดยจะได้

$$\begin{aligned} \bar{\Gamma}_s &= \frac{1}{2NM} [2M\sigma^2 + M(M-1)\pi \frac{\sigma^2}{2}] \\ &= \gamma_0 [1 + (M-1)\pi/4] \end{aligned} \quad (4.49)$$

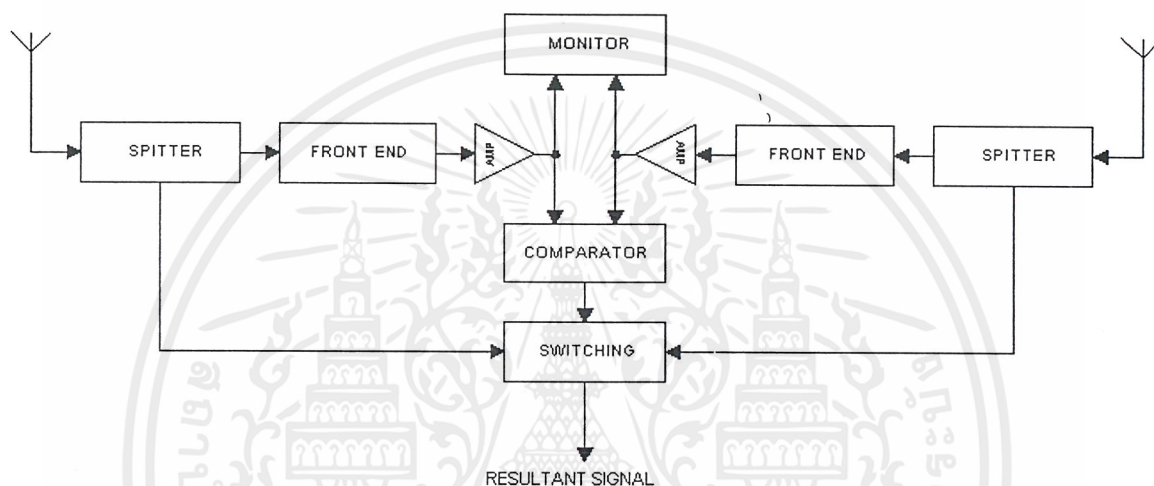
ซึ่ง $\gamma_0 = \sigma^2/N$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

การออกแบบและสร้าง Switched Combining

การออกแบบ สร้างจะใช้หลักการของ Pure selection โดยจะรับ Diversity Branches เพียง 2 สาขาคือสัญญาณ r_1 และ r_2 จากสายอากาศ Cross dipoles ย่านความถี่ UHF โดยใช้สัญญาณจาก Broadcast Television โดยขั้นตอนและส่วนประกอบจะดำเนินการบล็อกไดอะแกรม รวมดังแสดงที่รูป 5.1



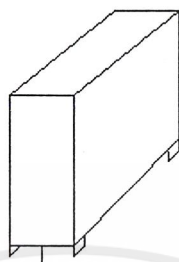
รูปที่ 5.1 การออกแบบ Switched Combining

5.1 หลักการออกแบบ

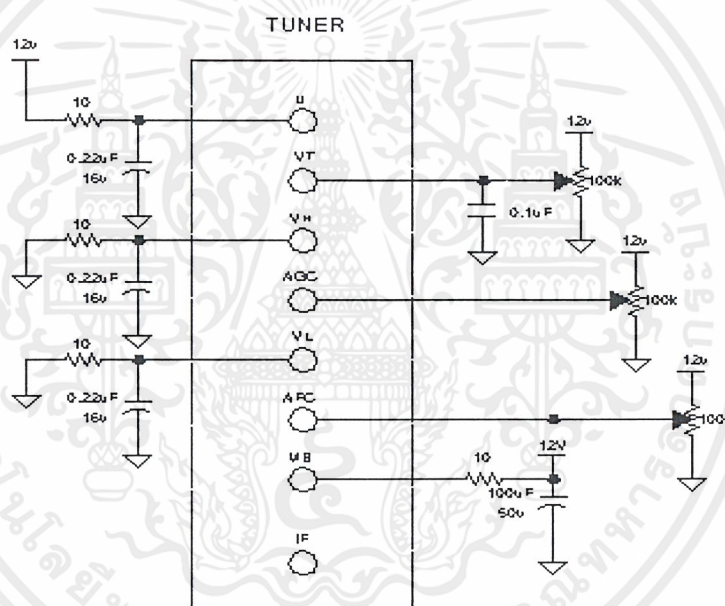
สัญญาณ r_1 และ r_2 จะถูกรับเข้ามาโดยสายอากาศ ANT 1 และ ANT 2 จากนั้นจะผ่านเข้าตัวแยกสัญญาณ (Spitter) โดยที่สัญญาณส่วนหนึ่งจะแยกไปยังภาคตัดต่อ (Switching) และส่วนหนึ่งจะแยกเข้าไปยังภาค Frontend ที่ภาค Frontend จะทำหน้าที่เปลี่ยนความถี่พาหะเป็นความถี่กลาง (Intermedial Frequency) 34 MHz จากนั้นสัญญาณ จะถูกส่งไปขยายต่อที่ภาคขยายสัญญาณ (Amplifier) สัญญาณที่ถูกขยายแล้วจะนำไปแสดง (Monitor) และนำไปเปรียบเทียบความแรงที่ภาคเปรียบเทียบ (Comparator) และผลการเปรียบเทียบที่ได้จะถูกส่งไปให้ภาคตัดต่อ (Switching) เพื่อจะเลือกสัญญาณที่มีความแรงมากกว่าออกมาเป็นสัญญาณผลลัพธ์ (Resultant Signal)

5.2 ภาคส่วนหน้า (Frontend)

ภาคส่วนหน้านี้จะใช้จูนเนอร์ ทำหน้าที่รับสัญญาณโทรทัศน์ และทำการแปลงความถี่ (Frequency down converter) ให้อยู่ในย่าน IF (ประมาณ 34 MHz) โดยเราใช้จูนเนอร์เบอร์ ENV-77823F2Y ดังรูป 5.2



รูปที่ 5.2 จูนเนอร์ ENV-77823F2Y



รูปที่ 5.3 วงจรใช้งานจูนเนอร์

และการใช้งานจะสามารถกำหนดได้ดังตารางที่ 5.1

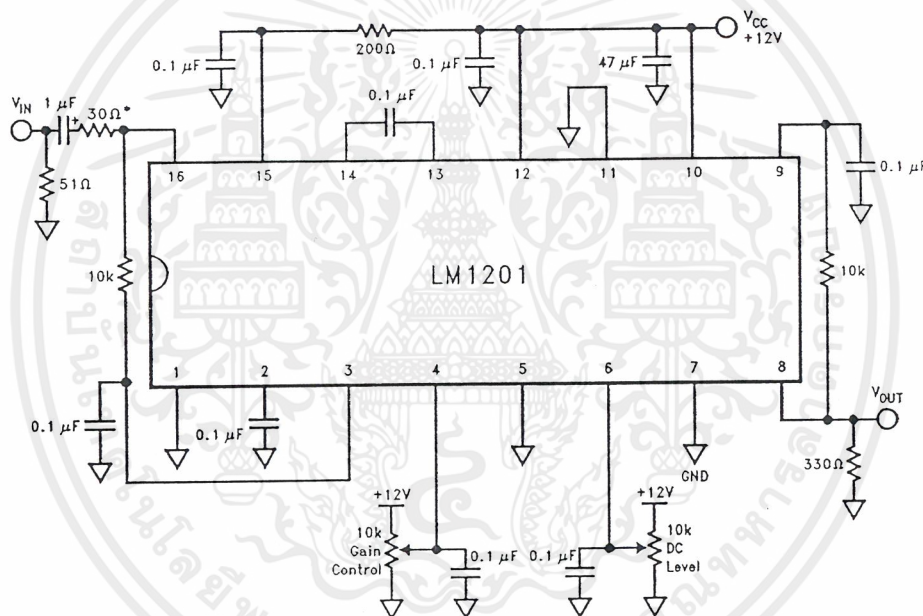
	U	VT	VH	AGC	VL	AFC	MB	IF
VL	0	0~33	0	4.6~8.4	11.7	2~8	12	-
VH	0	0~33	11.7	4.6~8.4	0	2~8	12	-
U	11.7	0~33	0	4.6~8.4	0	2~8	12	-

ตารางที่ 5.1 ตารางการใช้งานจูนเนอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.3 ภาคขยายสัญญาณ (Amplifier)

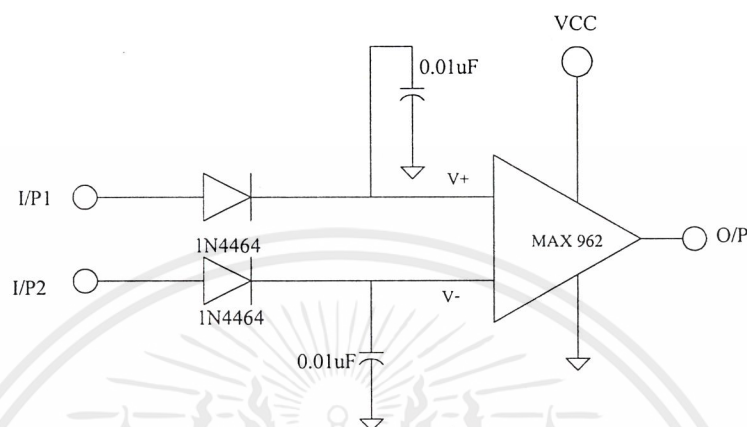
เนื่องจากสัญญาณที่รับได้เข้ามา จากภาคจูนเนอร์ จะถูกแปลงความถี่ลงมายู่ในย่าน IF (ประมาณ 34 MHz) และมีความกว้างของแถบความถี่ (Bandwidth) 7 MHz ซึ่งเป็นแถบความถี่ของสัญญาณวีดีโอ ดังนั้นคุณลักษณะของวงจรขยายสัญญาณก็คือเป็น Video Amplifier เราได้เลือก IC เบอร์ LM 1201 Video Amplifier System ซึ่ง Datasheet แสดงอยู่ในภาคผนวก ซึ่งการประยุกต์ใช้งานจะมีอยู่มากมาย มีคุณสมบัติที่เราต้องการคือ Wideband Video Amplifier (200 MHz @ -3dB), Contrast control and Brightness control ซึ่ง Contrast control จะให้คุณสมบัติในการปรับค่าระดับแรงดัน DC ทางเอาต์พุต (DC output set) ส่วน Brightness control จะให้คุณสมบัติในการปรับอัตราขยายสัญญาณ (Gain) วงจรการใช้งานจะแสดงดังรูปที่ 5.4



รูปที่ 5.4 รูปวงจขยายสัญญาณความถี่สูง

5.4 ภาคเปรียบเทียบ (Comparator)

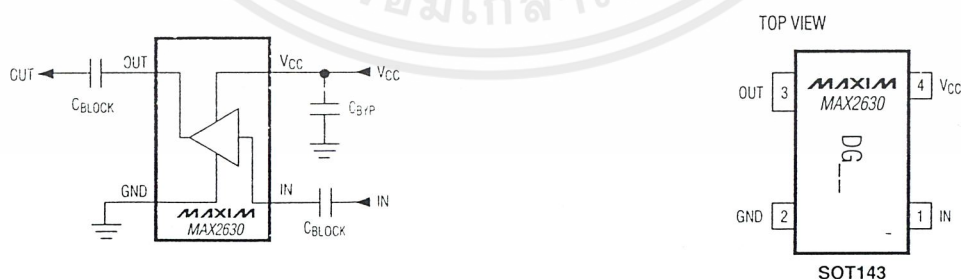
การเปรียบเทียบระดับสัญญาณเราจะนำสัญญาณมาทำการกรอง (filter) ก่อนแล้วนำระดับสัญญาณมาเปรียบเทียบกันโดยใช้ IC เบอร์ MAX 962 High-Speed, 3V/5V, Rail-to-Rail, Single-Supply Comparators ซึ่ง Datasheet ได้ถูกรวบรวมไว้ที่ภาคผนวก วงจรใช้งานแสดงดังรูป 5.5



รูปที่ 5.5 วงจรเปรียบเทียบ

5.5 ภาคการตัดต่อ (Switching)

เนื่องจากสัญญาณที่รับเข้ามาจากสายอากาศจะถูกแบ่งกำลังไปยังภาคส่วนหน้า (frontend) ตัดต่อ (Switching) ซึ่งสัญญาณจากภาคนี้จะถูกส่งไปให้เครื่องรับโทรทัศน์ ซึ่งความถี่อยู่ในย่าน UHF ซึ่งเป็นความถี่ที่สูงมาก อุปกรณ์ที่เรานำมาใช้คือ MAX 2630 VHF – to – Microwave, + 3V, General – Purpose Amplifiers ซึ่งมีผลตอบสนองแบนด์เฟลท (Flat gain response) จากความถี่ย่าน VHF ถึง 900 MHz มีตัวประกอบคุณค่าของสัญญาณรบกวนต่ำ สำหรับรูปวงจรใช้งานจริงแสดงดังรูป 5.6



รูปที่ 5.6 วงจรภาคตัดต่อสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับค่า C_{BLOCK} สามารถคำนวณได้จากสูตรง่าย ๆ ดังต่อไปนี้

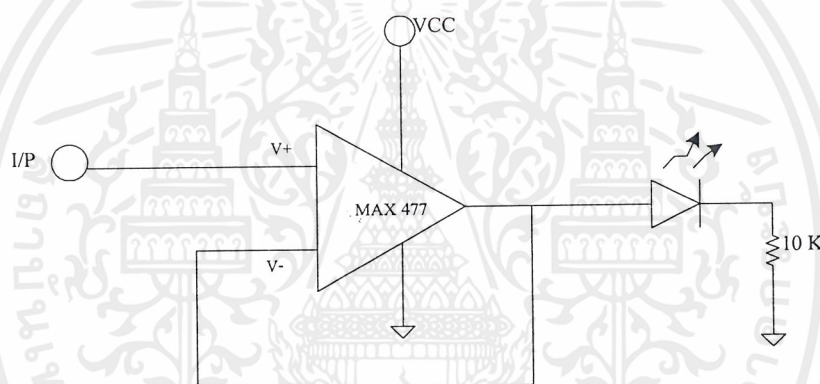
$$C_{BLOCK} = \frac{53,000}{f} \quad (\text{pF})$$

โดยที่ f อยู่ในรูป MHz เป็นความถี่ที่ใช้งานต่ำที่สุด

การตัดต่อสัญญาณจะเกิดขึ้นได้โดยการสร้างพัลส์จากภาคเปรียบเทียบ (Comparator) มาเป็นไฟเลี้ยง (VCC) ของภาคตัดต่อสัญญาณ

5.6 ภาคแสดงผล (Monitor)

สัญญาณที่ส่งมาจากภาคเปรียบเทียบ (Comparator) จะมีค่าแรงดันอยู่ 2 ค่าคือ 5 V กับ 0 V เราจะนำแรงดันนี้ มาผ่าน LED 2 ตัว ซึ่งจะเป็นตัวแสดงว่าเราได้รับสัญญาณจากเสาอากาศตัวไหน



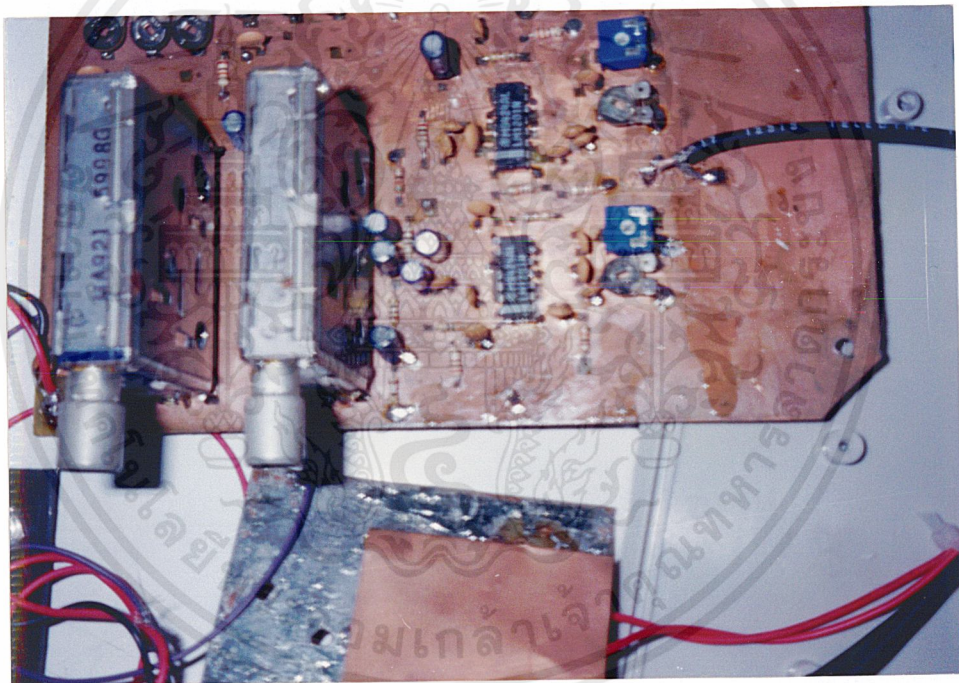
รูปที่ 5.7 รูปวงจรแสดงผล (Monitor)

บทที่ 6

การทดลองและผลการทดลอง

6.1 วงจรส่วนหน้า (Frontend) และวงจรขยายสัญญาณ

เนื่องจากสัญญาณในความเป็นจริงที่ออกจากวงจรส่วนหน้า จะมีกำลังงานต่ำมากดังนั้นในการทดลองวงจรจูนเนอร์จึงต้องมีการขยายสัญญาณโดยที่วงจรจูนเนอร์คือวงจรในรูปที่ 5.3 และวงจรขยายสัญญาณคือวงจรในรูปที่ 5.4 การเชื่อมต่อกันของวงจรทำได้โดยง่ายคือนำสัญญาณ IF จากวงจรจูนเนอร์มาป้อนเข้าที่อินพุท (Input) ของวงจรขยายสัญญาณ ดังรูปที่ 6.1 แสดงรูปการใช้งานจริงของวงจรจูนเนอร์และวงจรขยายสัญญาณ



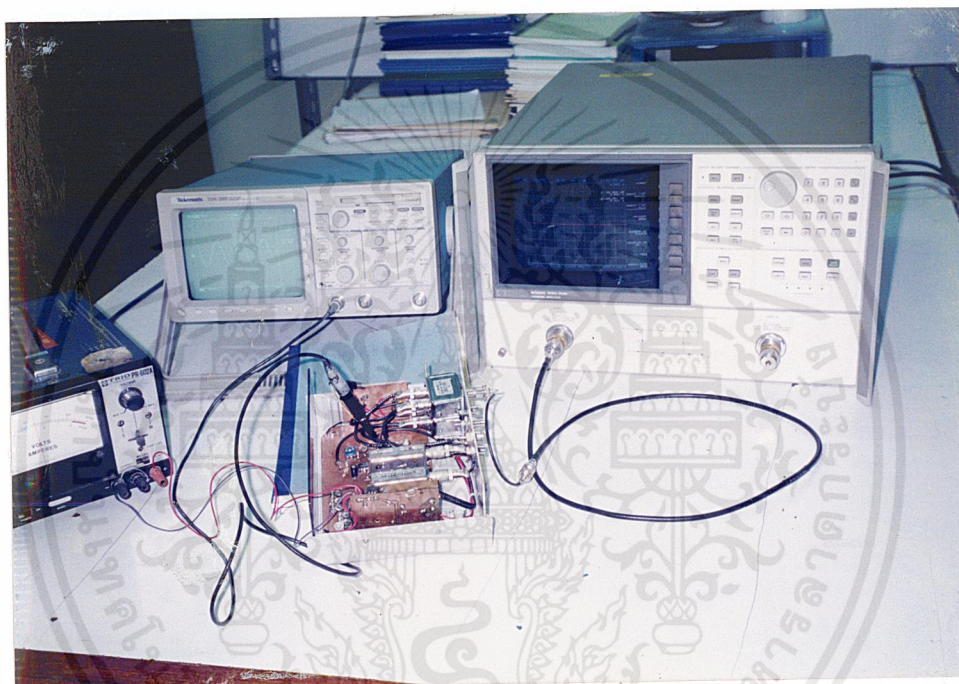
รูปที่ 6.1 รูปแสดงวงจรจูนเนอร์และวงจรขยายสัญญาณ

การทดลองจะจัดเครื่องมือที่ใช้ ในการทดลองคือ เครื่องวิเคราะห์โครงข่าย (Network Analyzer) , ออสซิลโลสโคป (Oscilloscope) , แหล่งจ่ายแรงดัน

เครื่องวิเคราะห์โครงข่ายจะนำมาใช้เป็นเครื่องกำเนิดความถี่สูง โดยที่จะกำหนดให้กำเนิดความถี่ 537.5 MHz ซึ่งเป็นความถี่พาหะ (Carrier) ของสัญญาณ ITV และกำลังของสัญญาณ ถูกกำหนดไว้ที่ -64 dBm

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับวงจรจูนเนอร์ ขา U, VL, VH จะใช้การเลือกรับย่านความถี่ U คือ UHF, VH คือ VHF, และ VL คือ VLF ถ้าต้องการจะรับความถี่ย่านใดก็ให้ขาที่สอดคล้องนั้นมีแรงดัน 11.7 โวลต์ และขาที่เหลือต่อลงกราวด์ (Ground) ส่วนขา VT เป็นขาที่ใช้ป้อนแรงดันในการเลือกรับความถี่ที่เราต้องการ ขา AGC เป็นขาที่ใช้ควบคุมอัตราการขยาย ในการประยุกต์ใช้งานเราต้องให้มีแรงดันคงที่, ขา AFC ใช้สำหรับควบคุมความถี่ของสัญญาณเอาต์พุต (Output) ทำให้เราสามารถกำหนดความถี่ของสัญญาณเอาต์พุตได้ และขา MB เป็นขาสำหรับจ่ายไฟเลี้ยงให้กับจูนเนอร์ส่วนขา IF เป็นขาสัญญาณเอาต์พุต



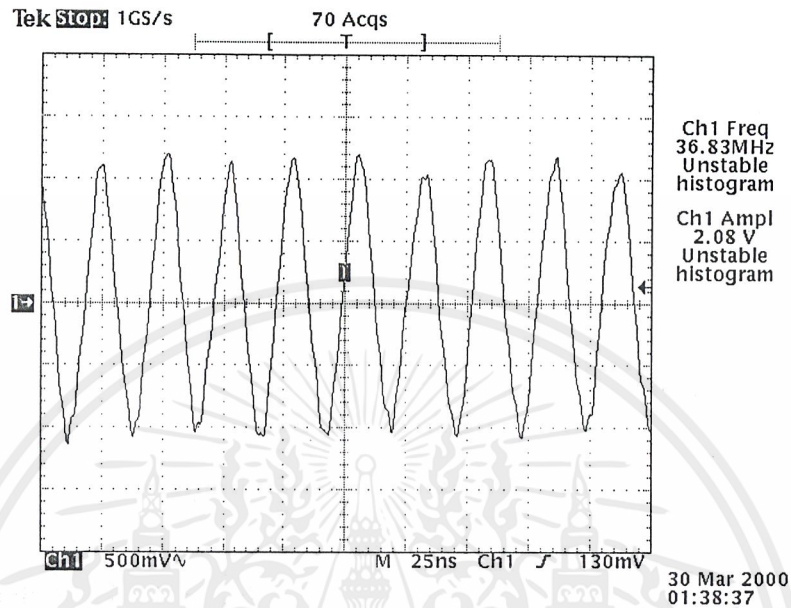
รูปที่ 6.2 การจัดเครื่องมือสำหรับการทดลองวงจรจูนเนอร์และวงจรขยายสัญญาณ ที่วงจรจูนเนอร์และวงจรขยายสัญญาณจะต้องทำการตั้งค่าให้ได้ดังต่อไปนี้

ตำแหน่ง	ระดับแรงดัน(V)	ตำแหน่ง	ระดับแรงดัน(V)
U	11.7	VT	3.7
VL	0	AGC	8.2
VH	0	AFC	4.3
MB	12		

ตารางที่ 6.1 การตั้งค่าระดับแรงดันให้กับจูนเนอร์

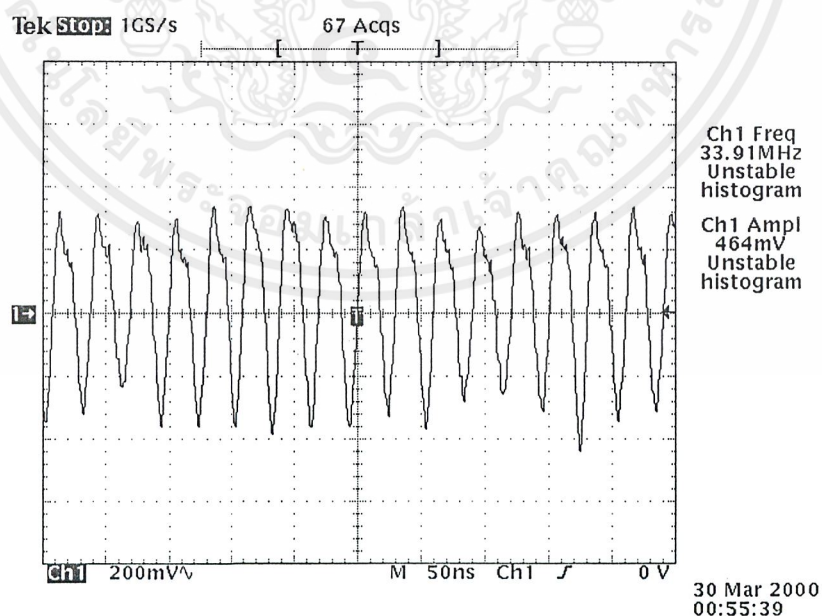
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่วางจรรยาบรรณสัญญาณให้คั้งค่าระดับแรงดันไฟตรง (DC Set level) ที่ 3.9 โวลท์ และระดับแรงดันที่ใช้ปรับอัตราขยาย (Gain) ไว้ที่ 11 โวลท์ จากนั้นให้นำสัญญาณจากเครื่องวิเคราะห์โครงข่ายป้อนในหัวจรรยาบรรณ และทำการวัดสัญญาณทางด้านเอาต์พุท ของจรรยาบรรณ จะได้ดังรูปที่ 6.3



รูปที่ 6.3 ผลการทดลองวงจรรุ่นเนอร์และวงจรรยาบรรณจากการป้อนสัญญาณด้วยเครื่องวิเคราะห์โครงข่าย

ที่วงจรรุ่นเนอร์เราเปลี่ยนการป้อนสัญญาณจากเครื่องวิเคราะห์โครงข่าย เป็นการป้อนสัญญาณจากจรรยาบรรณแทนเราจะได้สัญญาณดังรูปที่ 6.4



รูปที่ 6.4 ผลการทดลองวงจรรุ่นเนอร์และวงจรรยาบรรณจากการป้อนสัญญาณด้วยเสาอากาศ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6.2 วงจรเปรียบเทียบ (Comparator)

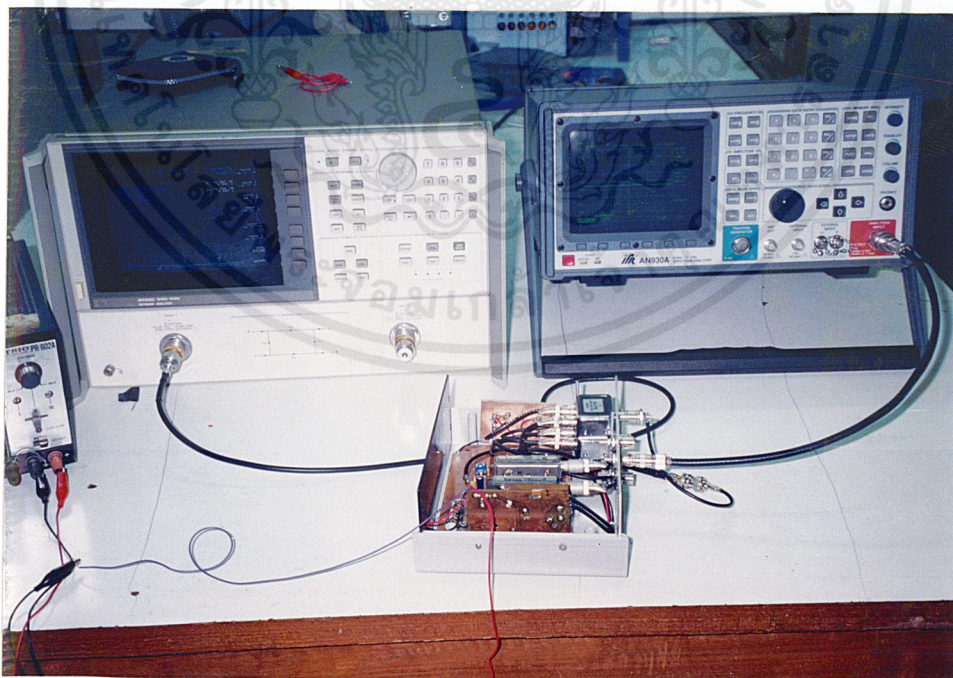
ในส่วนของการทดลองจะนำสัญญาณที่ได้จากวงจรจูนเนอร์และวงจรถ่ายสัญญาณ 2 ชุด จาก Diversity Branch มาทำการเปรียบเทียบกัน ซึ่งวงจรที่ใช้ในการทดลองจะแสดงดังรูปที่ 5.5 โดยนำสัญญาณจากวงจรจูนเนอร์ และวงจรถ่ายสัญญาณป้อนให้อินพุท (Input) และทำการวัดระดับแรงดัน แรงดันทางด้านเอาต์พุท (Output) จะได้ผลการทดลองดังตารางที่ 6.2

ระดับกำลังของสัญญาณ	แรงดันทางเอาต์พุท (Output)
V+ มากกว่า V-	4.62 V
V- มากกว่า V+	0.2 V

ตารางที่ 6.2

6.3 วงจรการตัดต่อ (Switching)

การทดลองวงจรถ่ายการตัดต่อจะสามารถทำได้โดยคำนวณค่า C_{BLOCK} ซึ่งจะได้ประมาณ 82 pF แล้วกำหนดแรงดันไฟเลี้ยงประมาณ 4.6 โวลต์ และอีกค่าหนึ่งก็คือ 0.2 โวลต์ ที่ระดับ 0.2 โวลต์ วงจรการตัดต่อจะไม่ทำงาน ในการทดลองใช้เครื่องวิเคราะห์โครงข่ายกำเนิดความถี่ 537.5 MHz กำลังงาน -64 dBm เป็นอินพุท (Input) ให้กับวงจรถ่ายการตัดต่อและป้อนแรงดันไฟเลี้ยง 4.6 โวลต์ แล้วทำการวัดระดับสัญญาณ ที่เอาต์พุท (Output) (การป้อนสัญญาณอินพุทจะป้อนผ่านตัวแยกสัญญาณ (Splitter))



รูปที่ 6.5 การจัดเครื่องมือการทดลอง

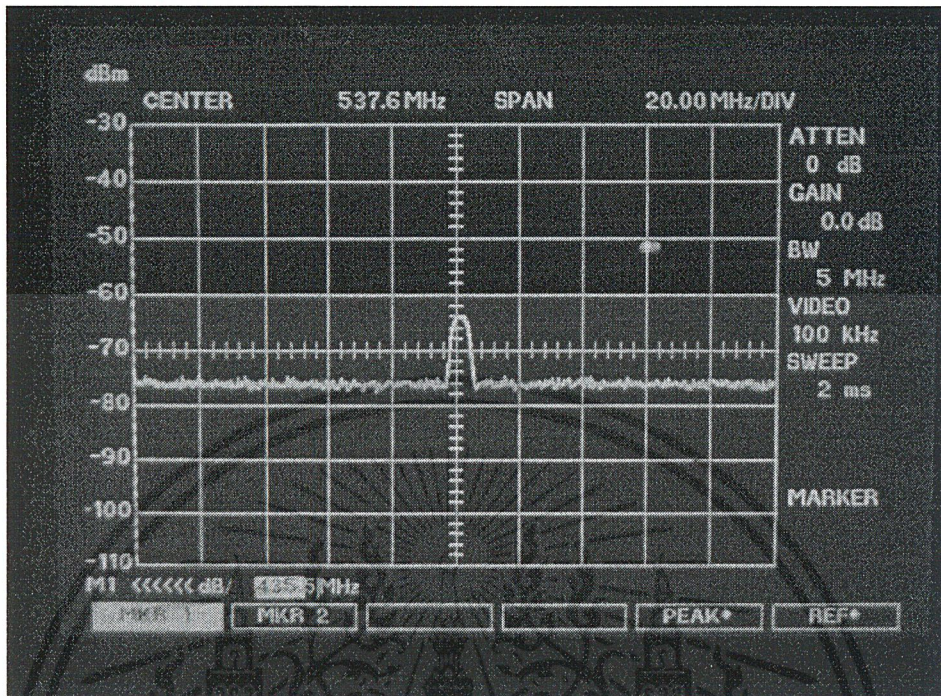
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทดลองช่วงการขยายของตัวตัดต่อสัญญาณ (Switching) โดยการป้อนความถี่ตั้งแต่ 0.1 GHz–2.2 GHz กำลังงาน -64 dBm จากเครื่องวิเคราะห์โครงข่ายเข้าที่ตัวตัดต่อสัญญาณและวัดสัญญาณที่เอาต์พุตของวงจรสวิทช์จะได้ผลตามตารางที่ 6.3

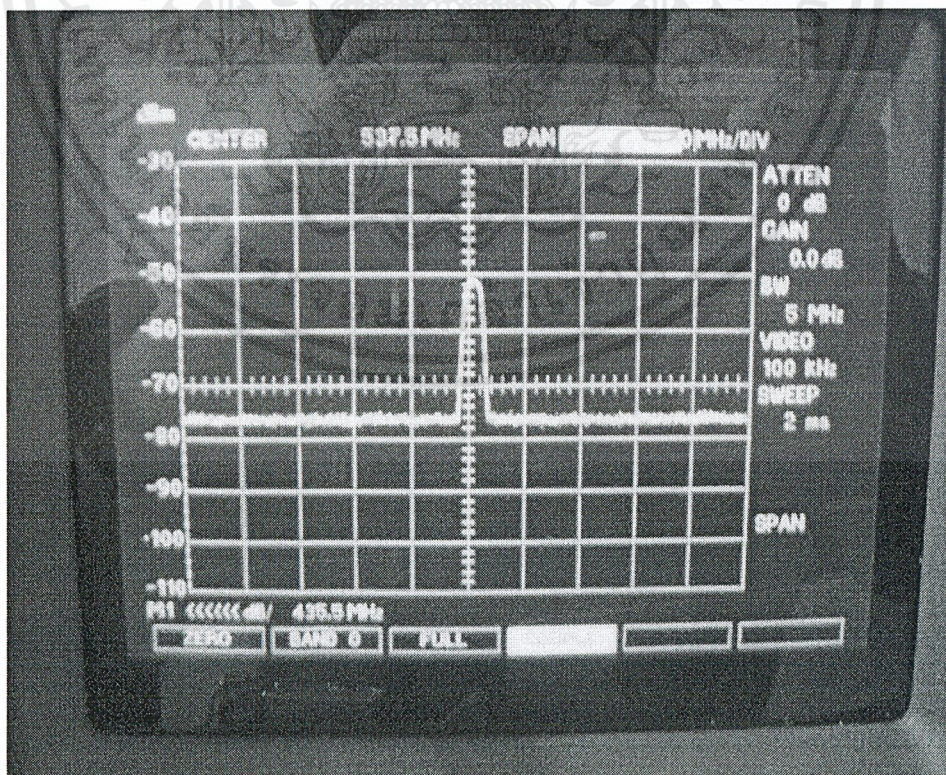
ความถี่ (GHz)	เอาต์พุตที่วัดได้ (dBm)
0.1	-45
0.2	-45
0.3	-46
0.4	-46
0.5	-46
0.6	-46
0.7	-46
0.8	-47.5
0.9	-48
1.0	-49.5
1.1	-52
1.2	-54
1.3	-56
1.4	-58
1.5	-60
1.6	-60
1.7	-62
1.8	-65
1.9	-70
2.0	-70

ตารางที่ 6.3 ผลการทดสอบวงจขยายของภาคตัดต่อ

เมื่อเราป้อนสัญญาณอินพุตดังรูปที่ 6.6 เข้าที่วงจรที่ประกอบเสร็จแล้วและวัดสัญญาณที่
 เอาท์พุทเราจะได้รูปสัญญาณดังรูปที่ 6.7



รูปที่ 6.6 สเปกตรัม (Spectrum) ของสัญญาณอินพุท (Input)
 537.5 MHz , -64 dBm จากเครื่องวิเคราะห์ห้โครงข่าย



รูปที่ 6.7 สเปกตรัม (Spectrum) ของสัญญาณเอาท์พุทจากวงจรที่ประกอบเสร็จ

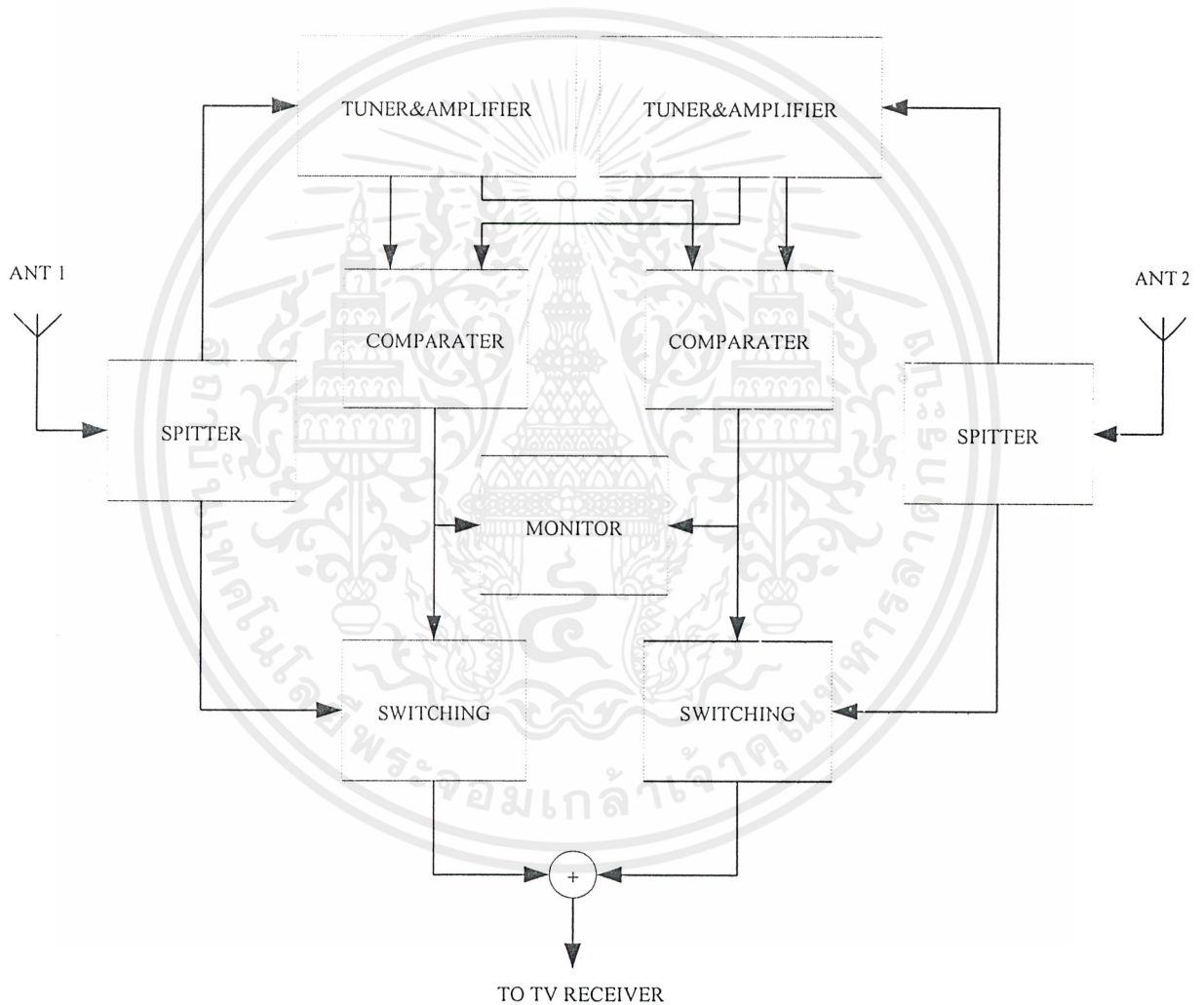
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 7

การรวมวงจร

7.1 การรวมวงจร

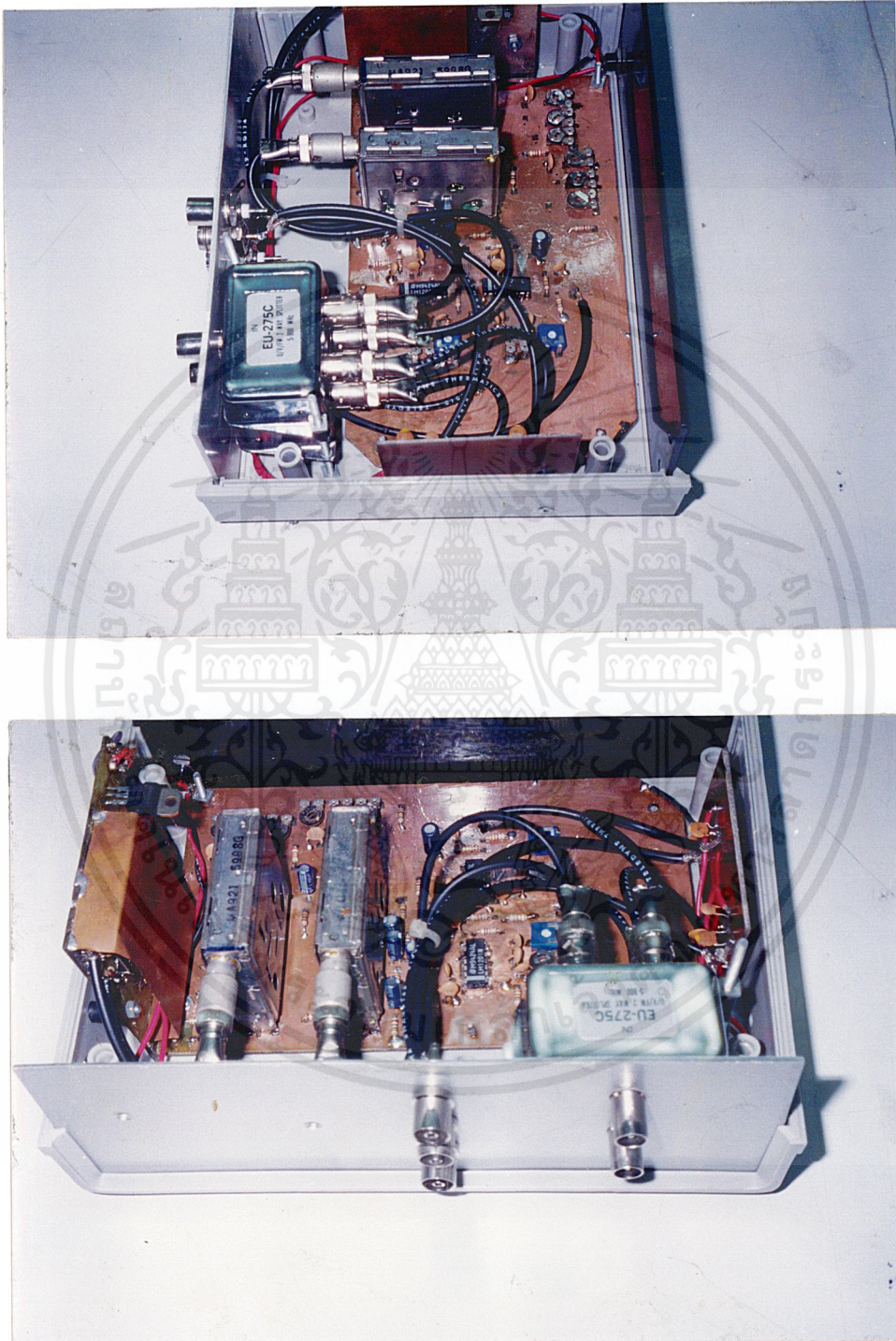
จากวงจรที่ได้ทำการออกแบบและทดลองไว้แล้วในบทที่ 5 และบทที่ 6 ในการที่จะนำวงจรทั้งหมดมารวมกันนั้นให้พิจารณาตามหลักการออกแบบในรูปที่ 5.1 โดยพิจารณานำไปใช้งานให้สอดคล้องกับหลักการ ดังนั้นในการรวมวงจรให้นำวงจรส่วนต่าง ๆ มารวมกันให้ได้ตามรูปที่ 7.1



รูปที่ 7.1 รูปแสดงการรวมวงจรทั้งหมดเข้าด้วยกัน

7.2 การประกอบ

ในการประกอบวงจรต้องคำนึงถึงความกระชับ เพราะนำไปใช้งานในรถยนต์และต้องมีน้ำหนักเบาเพื่อสะดวกต่อการติดตั้ง และควรมีการป้องกันสัญญาณรบกวน



รูปที่ 7.2 สวิตช์คอมไบน์ที่เสร็จสมบูรณ์แล้ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

7.3 การทดสอบ

การทดสอบจะต้องใช้งานกับอุปกรณ์ต่าง ๆ ดังนี้คือ สายอากาศ, ไดโพลไขว้ (Cross dipole) เครื่องรับสัญญาณโทรทัศน์, แหล่งจ่ายแรงดัน 12 โวลต์ และสวิตช์คอมไบน์นิง (Switched combining) โดยนำสายอากาศไขว้ต่อที่อินพุท (Input) ของสวิตช์คอมไบน์นิง (Switched combining) แล้วนำเอาท์พุท (Output) ไปต่อกับเครื่องรับโทรทัศน์ ที่เครื่องรับโทรทัศน์ให้ตั้งช่องรับสัญญาณไปที่ไอทีวี จากนั้นให้จำลองเหตุการณ์ในกรณีที่ว่าได้ทำการทดสอบบนรถยนต์ ก็ถือว่าในกรณีที่รถยนต์วิ่งอยู่นั้นอาจเกิด การเลี้ยวทำให้ทิศทางการรับ ของสายอากาศที่ติดตั้งอยู่เปลี่ยนไปหรือการเคลื่อนที่ ทำให้ตำแหน่งของสายอากาศที่ติดตั้งอยู่เปลี่ยนตำแหน่ง ทำให้สัญญาณที่เข้ามาขงสายอากาศเปลี่ยนแปลงไป เราสามารถจำลองเหตุการณ์ดังกล่าวได้ โดยการหมุนสายอากาศ (Cross dipole) ที่ใช้ในการทดลอง แล้วสังเกตผลที่ได้จากเครื่องรับสัญญาณโทรทัศน์



บทที่ 8

บทสรุปและวิจารณ์

จากการศึกษาวิธีการไดเวอร์ซิตี (Diversity) จะมีอยู่วิธีที่เหมาะสมเพียงวิธีเดียวคือ สเปซ ไดเวอร์ซิตี (Space diversity) ใช้จัดขวางใช้จัดขวางการจางหายของสัญญาณระยะยาว (Long term fading) ส่วนการจางหายของสัญญาณแบบรวดเร็ว (Short term fading) มีการจัดขวาง ด้วยวิธีการของไดเวอร์ซิตีอยู่ด้วยกันหลายวิธี ขึ้นอยู่กับความเหมาะสมของระบบการสื่อสาร และ ส่วนที่สำคัญก็คือ การพิจารณาแผนงานคอมไบนิ่ง (Combining Schemes) ซึ่งจะนำสัญญาณจาก สาขาไดเวอร์ซิตี (Diversity Branches) มาทำการประมวลผลเพื่อหาค่าของสัญญาณผลลัพธ์โดย แผนงานคอมไบนิ่งจะแบ่งออกเป็น 2 วิธีการคือ สวิตช์คอมไบนิ่ง (Switched combining) และ เกนคอมไบนิ่ง (Gain combining) ถ้าพิจารณาตามหลักการแล้วสวิตช์คอมไบนิ่ง (Switched combining) จะมีความง่ายในการออกแบบและสร้างมากกว่า เกนคอมไบนิ่ง (Gain combining) แต่ถ้าเปรียบเทียบกับในด้านคุณสมบัติเชิงสถิติ และประสิทธิภาพแล้ว เกนคอมไบนิ่ง (Gain combining) จะให้ผลที่ดีกว่า ซึ่งพิจารณาได้ง่าย ๆ ว่า เกนคอมไบนิ่ง (Gain combining) มีการ ขยายสัญญาณซึ่งจะทำให้กำลังงานของสัญญาณผลลัพธ์ มีค่าสูงกว่ากำลังงานของสาขาไดเวอร์ซิตี (Diversity branches)

ส่วนในการออกแบบและสร้างสวิตช์คอมไบนิ่ง (Switched combining) ซึ่งใช้งานอยู่ใน ย่าน UHF ซึ่งเป็นย่านความถี่สูงการจัดหาอุปกรณ์และ วงจรทดลองค่อนข้างยากพอสมควร ซึ่ง อุปกรณ์บางตัวคือ MAX 2630, MAX 962, MAX 477 ได้รับความกรุณาจาก MAXIM ได้จัดส่ง อุปกรณ์ดังกล่าวมาให้

และในการออกแบบจริงต้องให้สอดคล้อง ตามหลักการซึ่งใช้หลักการแบบเพียวซีเล็คชั่น (Pure selection) ซึ่งมีความเหมาะสมที่สุด ใช้กับโทรศัพท์ย่านความถี่ UHF ซึ่งในปัจจุบัน ประเทศไทยมีการกระจายภาพและเสียงอยู่สถานีเดียวคือ ITV ซึ่งส่งด้วยสัญญาณพาหะ 537.5 MHz ส่วนในการออกแบบจริง ๆ สวิตช์คอมไบนิ่งจำเป็นต้องมีเกน (Gain) เพื่อชดเชยกำลัง งานของสัญญาณที่สูญเสียไป เพื่อให้ประสิทธิภาพของระบบไม่สูญเสีย

ส่วนของการทดสอบก็คือ ต้องใช้วิธีแบบใช้งานจริง โดยจำลองโดยจำลองเหตุการณ์ใน ขณะใช้งานสวิตช์คอมไบนิ่ง (Switched combining) กับเครื่องรับโทรศัพท์บนรถโดยสารโดยจัด หาสาขาไดเวอร์ซิตี (Diversity branches) ให้กับการทดสอบ

การเพิ่มประสิทธิภาพของคอมไบนิ่ง (Switched combining) ก็โดยการออกแบบให้ สามารถใช้กับช่องสัญญาณโทรศัพท์ในประเทศได้มากขึ้นซึ่งจะมีแนวทางทำได้ดังต่อไปนี้คือ

- เพิ่มชุดที่ใช้ในการใช้งานจูนเนอร์คือย่าน VLH และ VHF

- ปรับปรุงภาคการตัดต่อ (Switching) ให้สามารถขยายสัญญาณในย่าน VLH และ VHF ได้ซึ่งทำได้โดยการปรับค่า C_{BLOCK} ให้เหมาะสม โดยให้พิจารณาข้อเสนอแนะดังกล่าวตามการออกแบบในบทที่ 5



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

กราบขอบพระคุณอาจารย์ที่ปรึกษา รศ.ดร.โมไนย ไกรฤกษ์ เป็นอย่างสูง
ขอบคุณทุกท่านที่ให้คำแนะนำ คำปรึกษา และความช่วยเหลือเป็นอย่างดี

คุณคมศักดิ์ เมฆสมุทร

คุณชวงค์ พงศ์เจริญพาณิชย์

คุณอาณัติ เหมือนชู

คุณชาญชัย ทองโสภာ

พี่เล็กและพี่อ้อง

ขอบคุณทุกท่านในห้องวิจัยที่ช่วยกันสร้างบรรยากาศที่ดีในการทำงาน

กราบขอบคุณครูบาอาจารย์ทุกท่านในชีวิตที่ผ่านมา ที่วางรากฐานและ โอกาสที่ดีให้ชีวิตนี้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LM1201 Video Amplifier System

General Description

The LM1201 is a wideband video amplifier system intended for high resolution monochrome or RGB monitor applications. In addition to the wideband video amplifier the LM1201 contains a gated differential input black level clamp comparator for brightness control and an attenuator circuit for contrast control. The LM1201 also contains a voltage reference for the video input. For medium resolution RGB color monitor applications also see the LM1203 Video Amplifier System data sheet.

Features

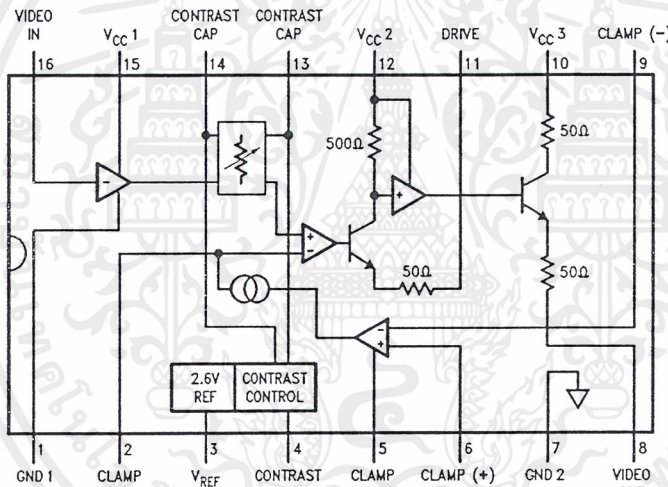
- Wideband video amplifier (200 MHz @ -3 dB)
- Attenuator circuit for contrast control (>40 dB range)
- Externally gated comparator for brightness control

- Provisions for external gain set and peaking of video amplifier
- Video input voltage reference
- Low impedance output driver

Typical Applications

- CRT video amplifiers
- Video switches
- High frequency video preamplifiers
- Wideband gain controls
- PC monitors
- Workstations
- Facsimile machines
- Printers

Block and Connection Diagram



TL/H/10006-1

FIGURE 1

Order Number LM1201M or LM1201N
See NS Package Number M16A or N16E

Absolute Maximum Ratings

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

Supply Voltage V_{CC} Pins 10, 12, 15 to Ground Pins, 1, 7	13.5V
Voltage at Any Input Pin (V_{IN})	$V_{CC} \geq V_{IN} \geq GND$
Video Output Current (I_B)	28 mA
Package Power Dissipation at $T_A = 25^\circ C$ (Above $25^\circ C$ derate based on $(\theta_{JA}$ and T_J)	1.56W
Package Thermal Resistance (θ_{JA}) N16E	80°C/W
Package Thermal Resistance (θ_{JA}) M16A	100°C/W
Junction Temperature (T_J)	150°C

Storage Temperature Range (T_{STG})	$-65^\circ C$ to $+150^\circ C$
Lead Temperature (Soldering, 10 sec.)	265°C
ESD Susceptibility	2 kV
Human body model: 100 pF discharged through a 1.5 k Ω resistor	

Operating Ratings (Note 4)

Temperature Range	$0^\circ C$ to $+70^\circ C$
Supply Voltage (V_{CC})	$10.8V \leq V_{CC} \leq 13.2V$

Electrical Characteristics See Test Circuit (Figure 2), $T_A = 25^\circ C$; $V_{CC1} = V_{CC2} = V_{CC3} = 12V$

DC Static Tests S9 Open; $V_4 = 6V$; $V_5 = 0V$; $V_6 = 2.0V$ unless otherwise stated

Symbol	Parameter	Conditions	Typical	Tested Limit (Note 1)	Design Limit (Note 2)	Units (Limits)
I_S	Supply Current	V_{CC} Pins 12, 15 Only	45	57		mA(max)
V_3	Video Input Reference Voltage		2.65	2.4		V(min)
				2.95		V(max)
I_{16}	Video Input Bias Current	$(V_3 - V_{16})/10 k\Omega$	5.0	20		μA (max)
V_{5L}	Clamp Gate Low Input Voltage	Clamp Comparator On	1.2	0.8		V(min)
V_{5H}	Clamp Gate High Input Voltage	Clamp Comparator Off	1.6	2.0		V(max)
I_{5L}	Clamp Gate Low Input Current	$V_5 = 0V$	-0.5	-5.0		μA (max)
I_{5H}	Clamp Gate High Input Current	$V_5 = 12V$	0.005	1		μA (max)
I_{2+}	Clamp Cap Charge Current	$V_2 = 0V$	1	0.55		mA(min)
I_{2-}	Clamp Cap Discharge Current	$V_2 = 5V$	-1	-0.55		mA(min)
V_{8L}	Video Output Low Voltage	$V_2 = 0V$	0.5	0.9		V(max)
V_{8H}	Video Output High Voltage	$V_2 = 5V$	8.5	8.0		V(min)
V_{OS}	Comparator Input Offset Voltage	$V_6 - V_9$	± 0.5	± 25		mV(max)

AC Dynamic Tests S9 Closed, $V_5 = 0V$, $V_6 = 4V$

Symbol	Parameter	Conditions	Typ	Tested Limit (Note 1)	Design Limit (Note 2)	Units (Limits)
A_v max	Video Amplifier Gain	$V_4 = 12V$	8	5.5		V/V(min)
ΔA_v 5V	Attenuation @ 5V	Ref: A_v max, $V_4 = 5V$	-10			dB
ΔA_v 2V	Attenuation @ 2V	Ref: A_v max, $V_4 = 2V$	-45			dB
THD	Video Amplifier Distortion	$V_4 = 5V$, $V_O = 1 V_{p-p}$	0.3			%
f (-3dB)	Video Amplifier Bandwidth (Note 3)	$V_4 = 12V$, $V_O = 100 mV_{rms}$	200		170	MHz(min)
t_r	Output Rise Time (Note 3)	$V_O = 4 V_{p-p}$	2.5			ns
t_f	Output Fall Time (Note 3)	$V_O = 4 V_{p-p}$	3			ns

Note 1: These parameters are guaranteed and 100% production tested.

Note 2: Design limits are guaranteed (but not 100% production tested). These limits are not used to calculate outgoing quality levels.

Note 3: When measuring video amplifier bandwidth or pulse rise and fall times, a double sided full ground plane printed circuit board without socket is recommended.

Note 4: Operating Ratings indicate conditions of which the device is functional, but does not guarantee specific performance limits. For guaranteed specifications and test conditions, see Electrical Characteristics. The guaranteed specifications apply only for the test conditions listed. Some performance characteristics may degrade when the device is not operated under the listed test conditions.

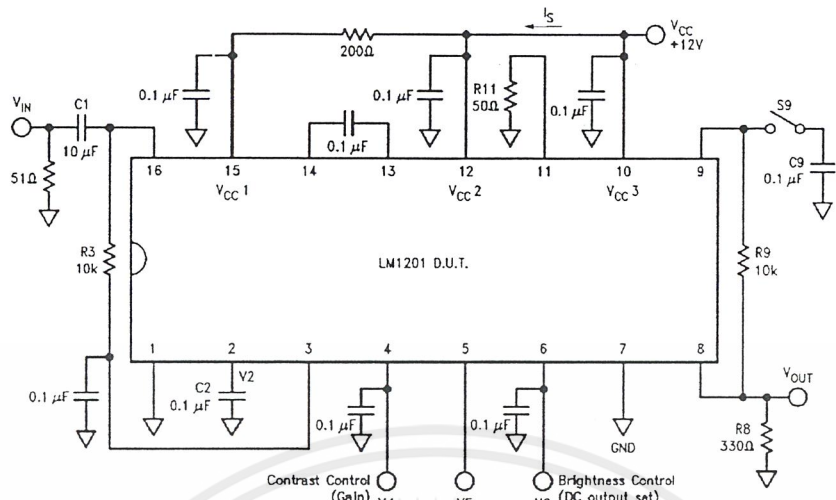


FIGURE 2. LM1201 AC/DC Test Circuit

TL/H/10006-2

Note: When $V_S \leq 0.8V$ and S9 is closed, DC feedback around the Video Amplifier is provided by the clamp comparator. Under these conditions sine wave or 50% duty cycle square waves can be used for test purposes. The low frequency dominant pole is determined by C2 at Pin 2. Capacitor C9 at pin 9 prevents overloading the clamp comparator inverting input. See applications section for additional information.

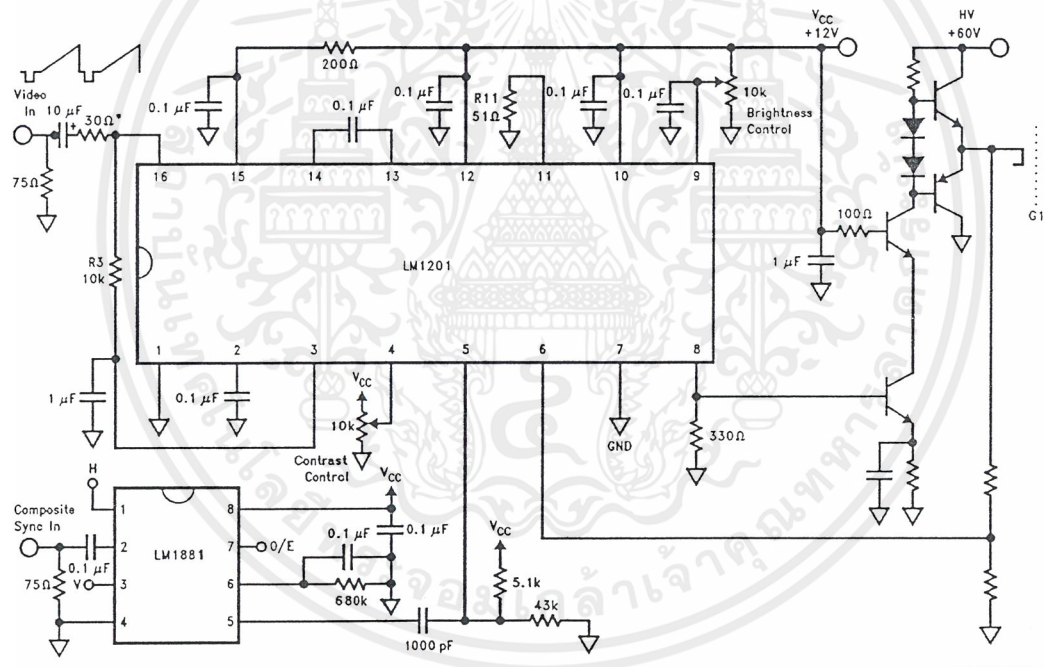


FIGURE 3. Typical Application of the LM1201

TL/H/10006-3

* 30Ω resistor is added to the input pin for protection against current surges coming from the 10 μF input capacitor. By increasing this resistor to well over 100Ω the rise and fall times of the LM1201 can be increased for EMI considerations.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

APPLICATIONS INFORMATION

Figure 4 shows the block diagram of a typical analog monochrome monitor. The monitor is used with CAD/CAM work stations, PCs, arcade games and in a wide range of other applications that benefit from the use of high resolution display terminals. Monitor characteristics may differ in such ways as sweep rates, screen size, or in video amplifier speed but will still be generally configured as shown in Figure 4. Separate horizontal and vertical sync signals may be required or they may be contained as a composite signal in the video input signal. The video input signal is usually

supplied by coaxial cable which is terminated in 75Ω at the monitor input and internally AC coupled to the video amplifier. The input signal is approximately 1V peak-to-peak in amplitude and at the input of the high voltage video section, approximately 6V peak-to-peak. At the cathode of the CRT the video signals can be as high as 60V peak to peak. The block in Figure 4 labeled "Video Amplification with DC Controlled Gain/Black Level" contains the function of the LM1201 video amplifier system.

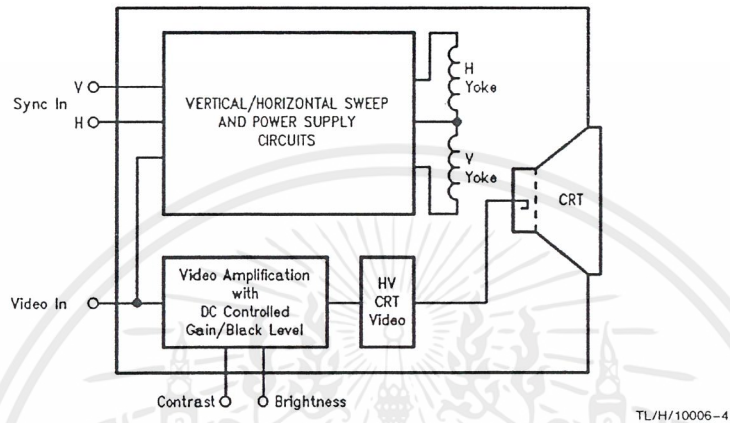


FIGURE 4. Typical Monochrome Monitor Block Diagram

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Circuit Description

Figure 5 is a block diagram of the LM1201 along with the contrast and brightness controls. The contrast control is a DC operated attenuator which varies the AC gain of the amplifier without introducing any signal distortions or DC output shift. The brightness control function requires a "sample and hold" circuit (black level clamp) which holds the DC bias of the video amplifier and CRT cathodes constant during the black level reference portion of the video waveform. The clamp comparator, when gated on during this reference period, will charge or discharge the clamp capacitor until the non-inverting input of the clamp comparator matches that of the inverting input voltage which was set by the brightness control.

Figure 6 is a simplified schematic of the LM1201 video amplifier along with the recommended external components. The IC pin numbers are circled with all external components shown outside of the dashed line. The video input is applied

to pin 16 via the 10 μF coupling capacitor. DC bias to the video input is through the 10 $\text{k}\Omega$ resistor which is connected to the 2.6V reference at pin 3. The low frequency roll-off of the amplifier is set by these two components. Transistor Q1 buffers the video signal to the base of Q2. The Q2 collector current is then directed to the V_{CC1} supply through Q3 or to V_{CC2} through Q4 and the 500 Ω load resistor depending upon the differential DC voltage at the bases of Q3 and Q4. The Q3 and Q4 differential base voltage is determined by the contrast control circuit which is described below. The black level DC voltage at the collector of Q4 is maintained by Q5 and Q6 which are part of the black level clamp circuit also described below. The video signal appearing at the collector of Q4 is then buffered by Q7 and level shifted down by Z1 and Q8 to the base of Q9 which will then provide additional system gain.

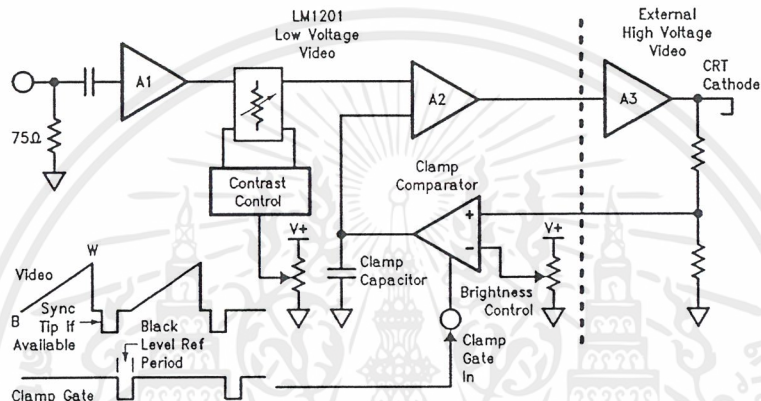
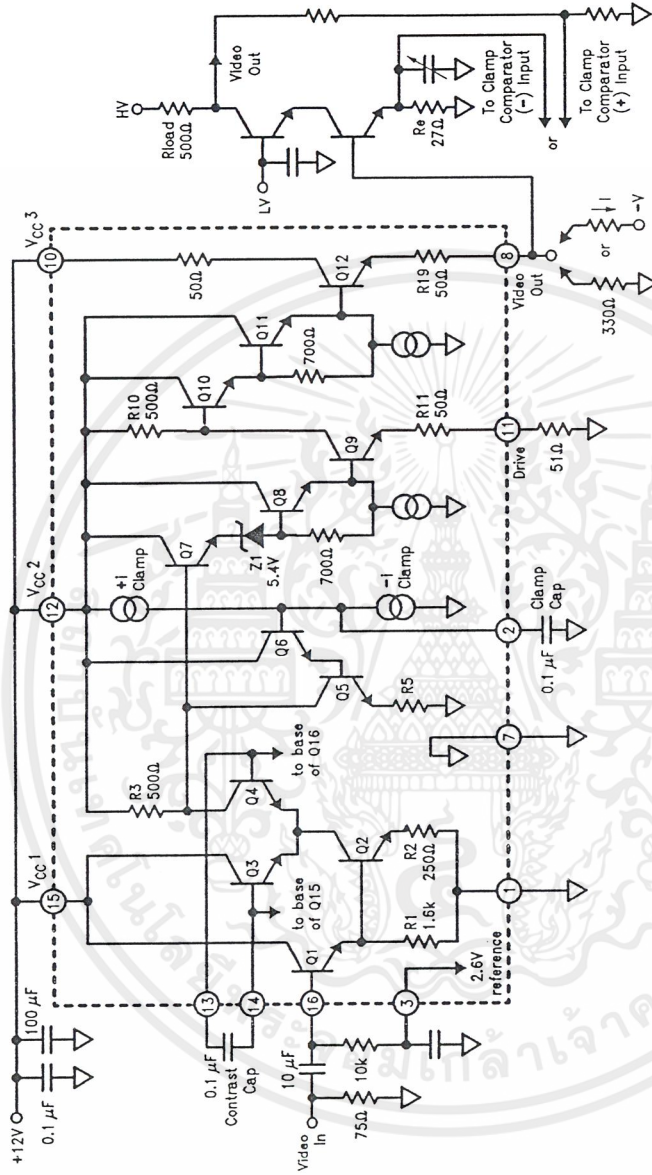


FIGURE 5. Block Diagram of LM1201 Video Amplifier with Contrast and Black Level Control

TL/H/10006-5

Circuit Description (Continued)



TL/H/10006-6

FIGURE 6. Simplified LM1201 Video Amplifier Section with Recommended External Components

.เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Circuit Description (Continued)

Figure 7 also shows how the contrast control circuit is configured. Resistors R23, R24, diodes D3, D4, and transistor Q13 are used to establish a low impedance zero TC half supply voltage reference at the base of Q14. The differential amplifier formed by Q15, Q16 and feedback transistor Q17 along with resistors R27, R28 establish a differential base voltage for Q3 and Q4 in Figure 6. When externally adding or subtracting current from the collector of Q16, a new differential voltage is generated that reflects the change in the ratio of currents in Q15 and Q16. To provide voltage control of the Q16 current, resistor R29 is added between the Q16 collector and pin 4. A capacitor should be added from pin 4 to ground to prevent noise from the contrast control pot from entering the IC.

Figure 8 is a simplified schematic of the clamp gate and clamp comparator section of the LM1201. The clamp gate circuit consists of a PNP input buffer transistor (Q18), a PNP emitter coupled pair referenced on one side to 2.1V (Q19, Q20) and an output switch (Q21). When the clamp gate input at pin 5 is high (>1.5V), the Q21 switch is on and

shunts the I1 1mA current to ground. When pin 5 is low (<1.3V), the Q21 switch is off and the I1 1mA current source is mirrored or "turned around" by reference diode D5 and Q26 to provide a 1mA current source for the clamp comparator. The inputs to the comparator are similar to the clamp gate input except that an NPN emitter coupled pair is used to control the current which will charge or discharge the clamp capacitor at pin 2. PNP transistors are used at the inputs because they offer a number of advantages over NPNs. PNP's will operate with base voltages at or near ground and will usually have a greater reverse emitter-base breakdown voltage (BVebo). Because the differential input voltage to the clamp comparator during the video scan period could be greater than the BVebo of NPN transistors, resistor R34 with a value one half that of R33 or R35 is connected between the bases of Q23 and Q27. This resistor will limit the maximum differential input to Q24, Q25 to approximately 350 mV. The clamp comparator common mode range extends from ground to approximately 9V and the maximum differential input voltage is V_{CC} and ground.

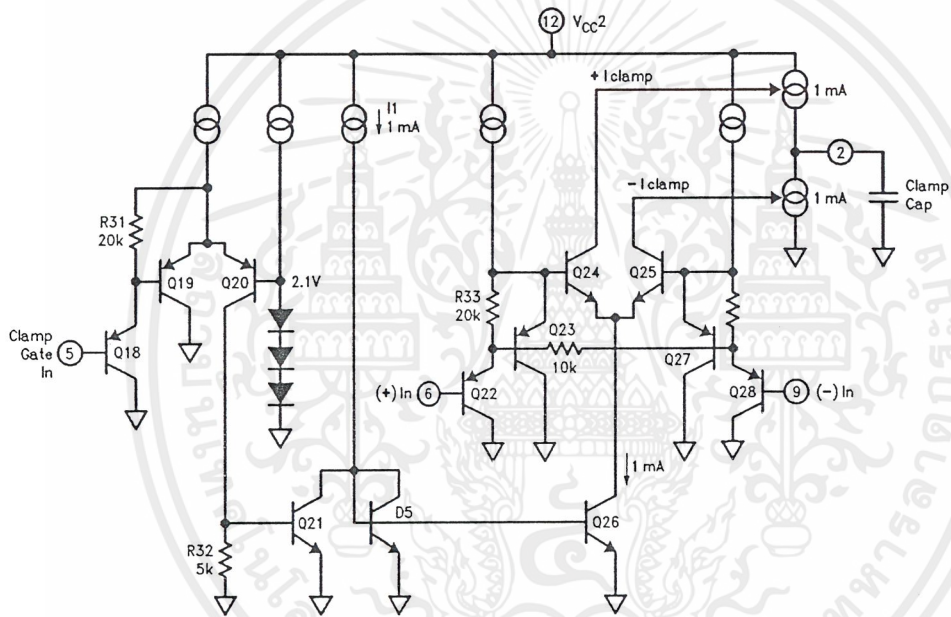


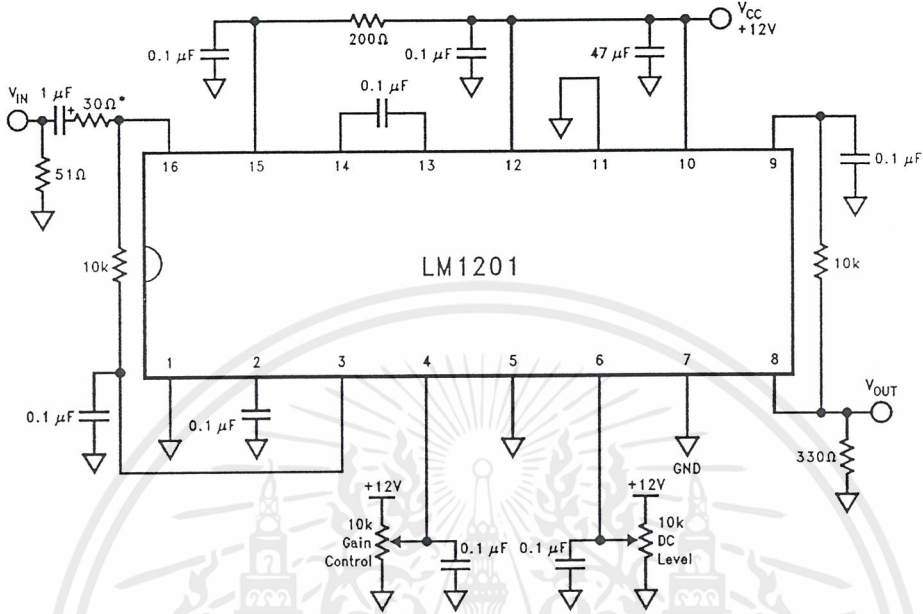
FIGURE 8. Simplified Schematic of LM1201 Clamp Gate and Clamp Comparator Circuits

TL/H/10006-8

Applications Information

Figure 9 shows the configuration of a high frequency amplifier with non-gated DC feedback. Pin 5 is tied low to turn on the clamp comparator (feedback amplifier). The inverting input (pin 9) is connected to the amplifier output from a low

pass filter. Additional low frequency filtering is provided by the clamp capacitor. The Drive pin is grounded to allow for the widest range of output signals. Maximum output swing is achieved when the DC output is set to approximately 4.5V.



TL/H/10006-9

FIGURE 9. High Frequency Amplifier/Attenuator Circuit with Non-Gated DC Feedback (Non-Video Applications)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Applications Information (Continued)

Figure 10 shows the LM1201 set up as a video amplifier with biphase outputs. Because the collector of output transistor Q12 is the only internal connection to V_{CC3} , a 75Ω termination to the power supply voltage allows one to obtain inverted video at pin 10. Black level on the non-inverted video output (pin 8) is set to 1.5V by the voltage divider on pin 6.

Figure 11 shows how a high frequency video switch may be designed using multiple LM1201 devices. All outputs can

be OR'ed together assuming no more than one channel is selected at any given time. Channel selection is accomplished by keeping the appropriate SELECT SWITCH open. Closing the SELECT SWITCH on a given channel disables that channel's output (pin 8) leaving it in a high impedance state. A single pair of contrast and brightness potentiometers control the selected channel's gain and output DC level.

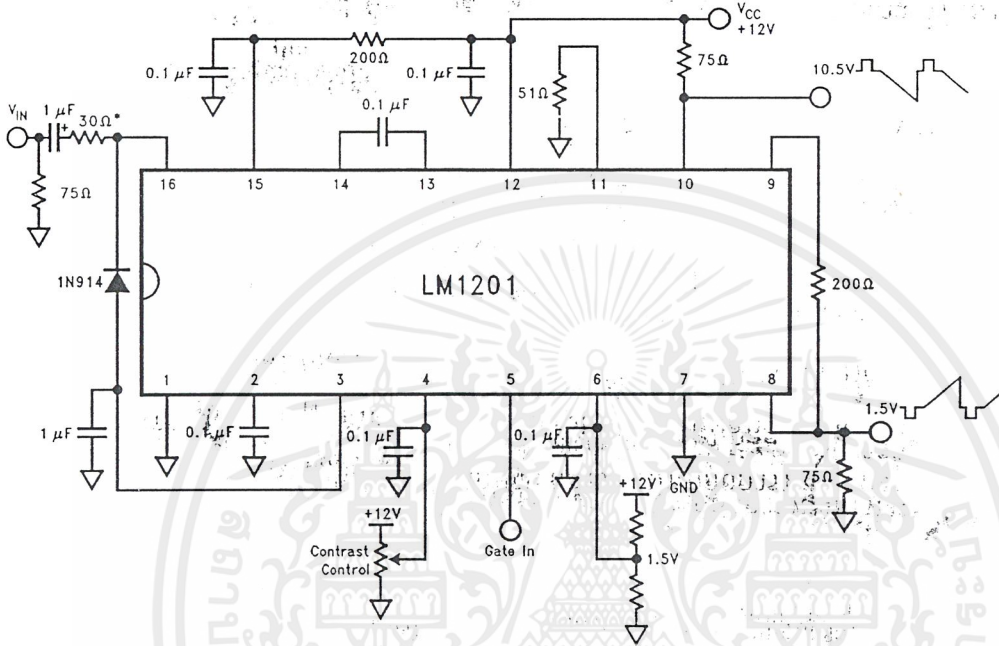


FIGURE 10. Preclamped Video Amplifier with Biphase Outputs

TL/H/10006-10

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Applications Information (Continued)

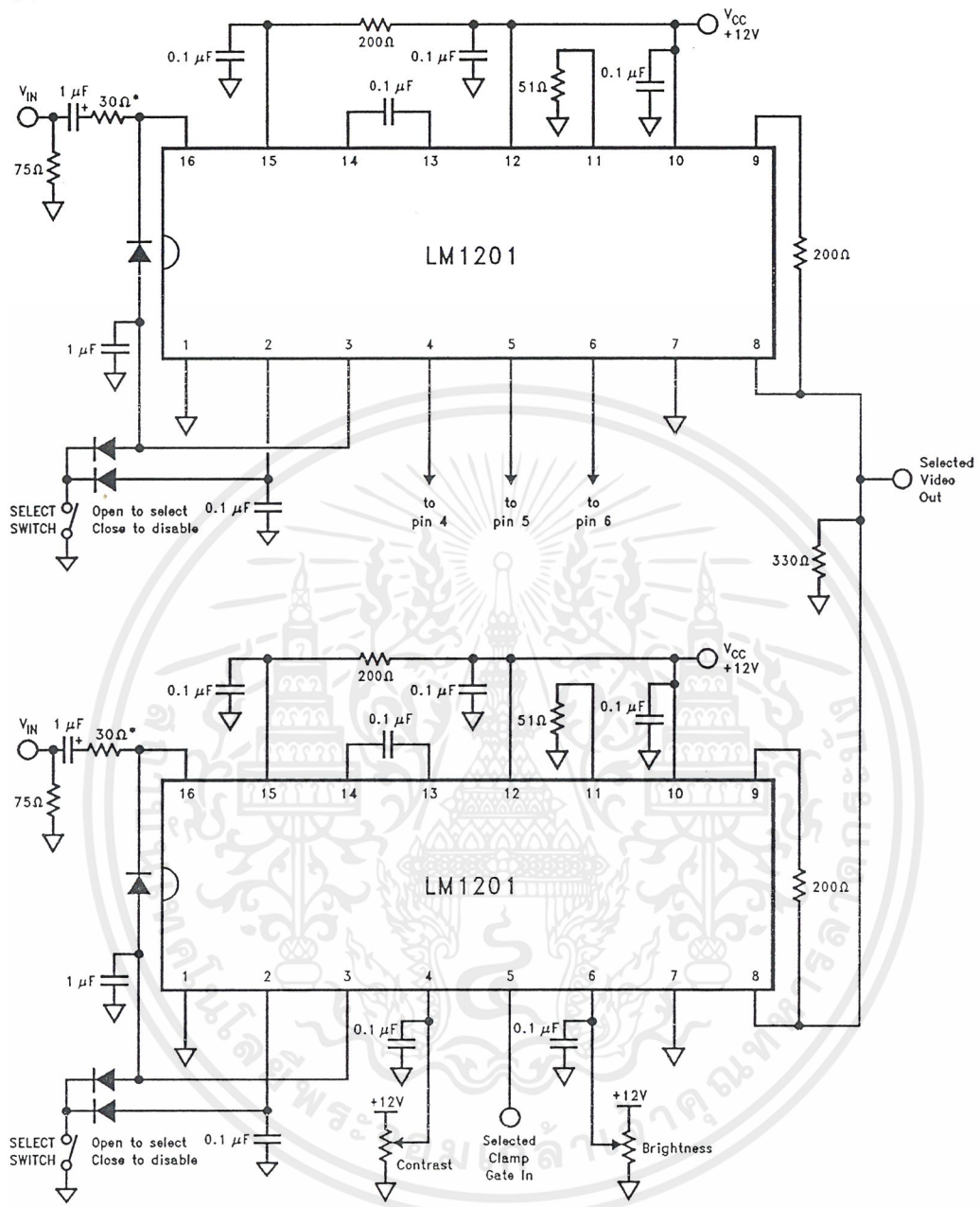
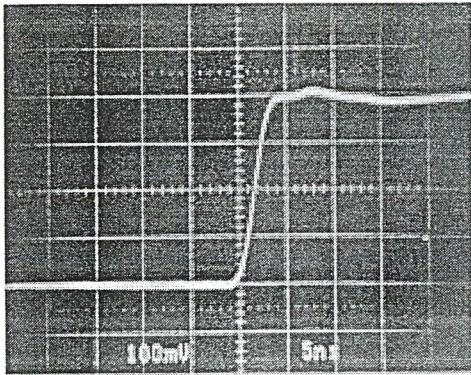


FIGURE 11. High Frequency Video Switch with Common Contrast and Brightness Controls

TL/H/10006-11

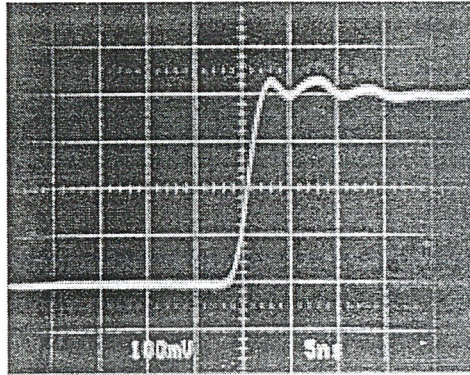
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Rise Time No Socket



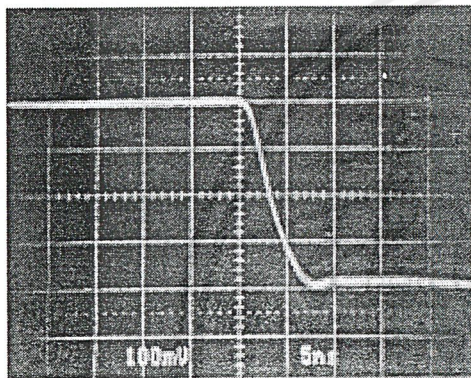
TL/H/10006-12

Rise Time In Socket



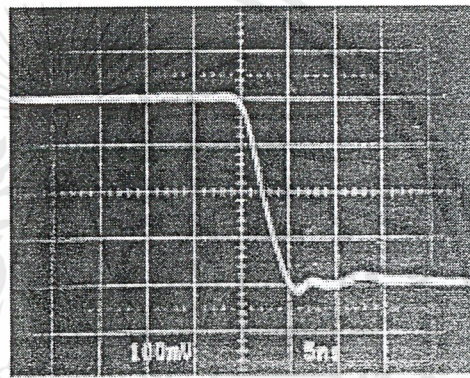
TL/H/10006-13

Fall Time No Socket



TL/H/10006-14

Fall Time In Socket



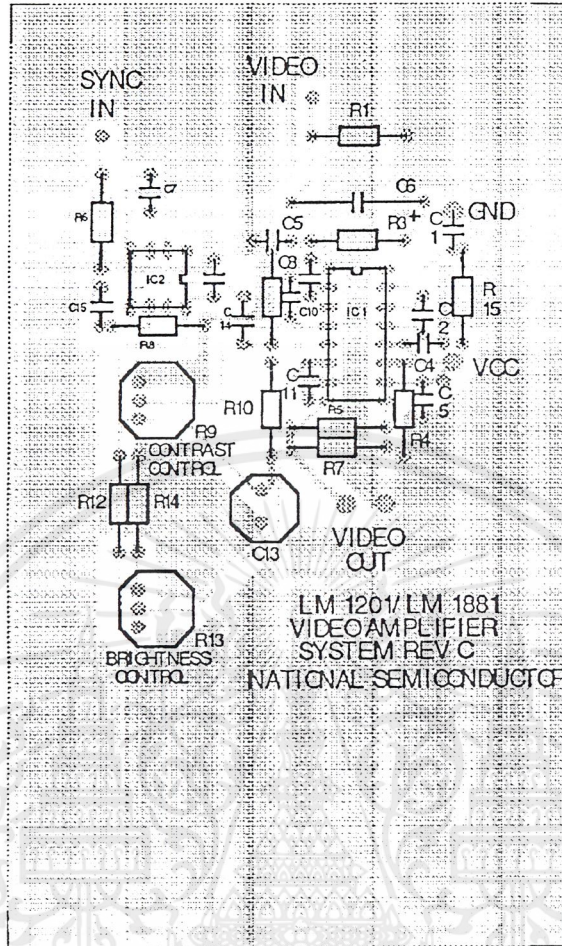
TL/H/10006-15

HP8082 pulse generator
 HP10241A 10:1 voltage divider
 HP1120A 500 MHz FET probe
 Tektronix 2465A 350 MHz scope

- Actual output signal swings 4 V_{p-p} (10:1 divider is used)
- Contrast is set to maximum
- V_{IN} = 500 mV_{p-p}
- R_{DRIVE} = 50Ω
- Vertical scale is actually 1V/div and not 100 mV/div due to 10:1 attenuator used.
- Outputs are centered at 4V DC.

Scale for All Photos—Vert: 1V/Div
 Horiz: 5 ns/Div

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



TL/H/10006-16

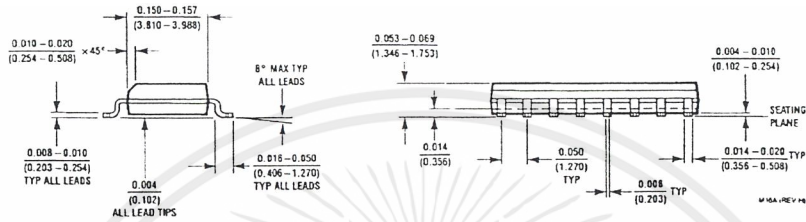
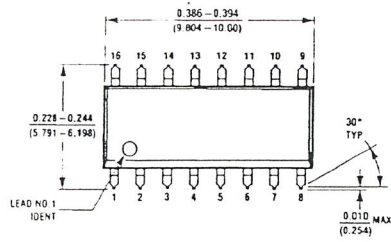
Note: The p.c.b. layout shown above is suitable for evaluating the performance of the LM1201. Although it is similar to the typical application circuit of Figure 3, there is no c.r.t. driver stage. Instead, a feedback resistor is connected between Pins 8 and 9 and the brightness control is connected to Pin 6. Again, for best results, a socket should not be used for the LM1201.

COMPONENT VALUES:

R1	75Ω, 5%, 1/4 watt, carbon composition	C1	0.1 μF, ceramic
R3	10 kΩ, 5%, 1/4 watt, carbon composition	C2	0.1 μF, ceramic
R4	50Ω, 5%, 1/4 watt, carbon composition	C4	0.1 μF, ceramic
R5	200Ω, 5%, 1/4 watt, carbon composition	C5	0.1 μF, ceramic
R6	75Ω, 5%, 1/4 watt, carbon composition	C6	10 μF/6V, electrolytic
R7	330Ω, 5%, 1/4 watt, carbon composition	C7	0.1 μF, ceramic
R8	680 kΩ, 5%, 1/4 watt, carbon composition	C8	0.1 μF, ceramic
R9	10 kΩ, trim pot, helitrim model 91	C9	0.1 μF, ceramic
R10	5.1 kΩ, 5%, 1/4 watt, carbon composition	C10	0.1 μF, ceramic
R11	43 kΩ, 5%, 1/4 watt, carbon composition	C11	0.1 μF, ceramic
R12	12 kΩ, 5%, 1/4 watt, carbon composition	C12	0.1 μF, ceramic
R13	10 kΩ, trim pot, helitrim model 91	C13	100 μF/15V, electrolytic
R14	2 kΩ, 5%, 1/4 watt, carbon composition	C14	0.001 μF, mica
R15	200Ω, 5%, 1/4 watt, carbon composition	C15	0.1 μF, ceramic
IC1	LM1201		
IC2	LM1881		

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Physical Dimensions inches (millimeters) unless otherwise noted

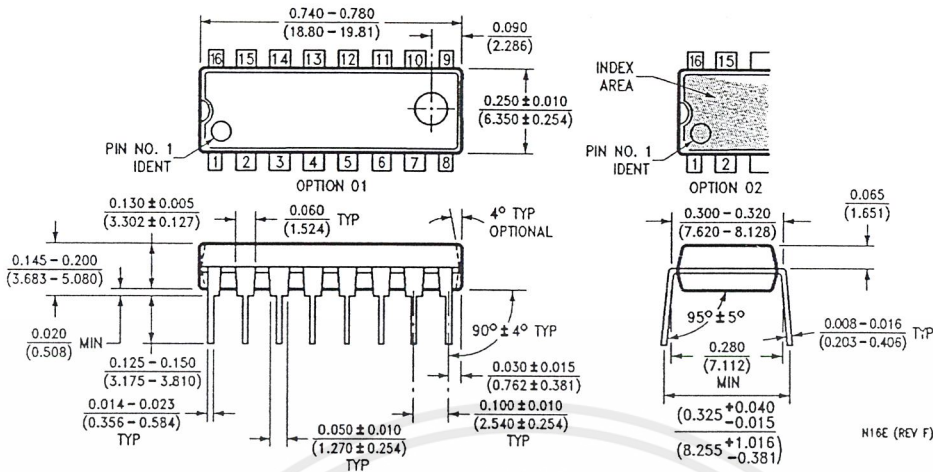


16-Lead (0.1500" Wide) Small Outline Molded Package (M)
Order Number LM1201M
NS Package Number M16A

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Physical Dimensions inches (millimeters) unless otherwise noted (Continued)

Lit. # 107313



16-Lead Molded Dual-In-Line Package (N)
 Order Number LM1201N
 NS Package Number N16E

LIFE SUPPORT POLICY

NATIONAL'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF THE PRESIDENT OF NATIONAL SEMICONDUCTOR CORPORATION. As used herein:

1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, and whose failure to perform, when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in a significant injury to the user.
2. A critical component is any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.

National Semiconductor Corporation
 1111 West Bardin Road
 Arlington, TX 76017
 Tel: 1(800) 272-9959
 Fax: 1(800) 737-7018

National Semiconductor Europe
 Fax: +49 (0) 180-530 85 86
 Email: europe.support@nsc.com
 Deutsch Tel: +49 (0) 180-530 85 85
 English Tel: +49 (0) 180-532 78 32
 Français Tel: +49 (0) 180-532 93 58
 Italiano Tel: +49 (0) 180-534 16 80

National Semiconductor Hong Kong Ltd.
 13th Floor, Straight Block,
 Ocean Centre, 5 Canton Rd.
 Tsimshatsui, Kowloon
 Hong Kong
 Tel: (852) 2737-1600
 Fax: (852) 2736-9960

National Semiconductor Japan Ltd.
 Tel: 81-043-299-2308
 Fax: 81-043-299-2408

<http://www.national.com>

National does not assume any responsibility for use of any circuitry described, no circuit patent licenses are implied and National reserves the right at any time without notice to change said circuitry and specifications.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



MAXIM

300MHz High-Speed Op Amp

MAX477

General Description

The MAX477 is a $\pm 5V$ wide-bandwidth, fast-settling, unity-gain-stable op amp featuring low noise, low differential gain and phase errors, high slew rate, high precision, and high output current. The MAX477's architecture uses a standard voltage-feedback topology that can be configured into any desired gain setting, as with other general-purpose op amps.

Unlike high-speed amplifiers using current-mode feedback architectures, the MAX477 has a unique input stage that combines the benefits of the voltage-feedback design (flexibility in choice of feedback resistor, two high-impedance inputs) with those of the current-feedback design (high slew rate and full-power bandwidth). It also has the precision of voltage-feedback amplifiers, characterized by low input-offset voltage and bias current, low noise, and high common-mode and power-supply rejection.

The MAX477 is ideally suited for driving 50 Ω or 75 Ω loads. Available in DIP, SO, space-saving μ MAX, and SOT23 packages.

Features

- ◆ High Speed:
 - 300MHz -3dB Bandwidth ($A_V = +1$)
 - 200MHz Full-Power Bandwidth ($A_V = +1, V_O = 2V_{p-p}$)
 - 1100V/ μ s Slew Rate
 - 130MHz 0.1dB Gain Flatness
- ◆ Drives 100pF Capacitive Loads Without Oscillation
- ◆ Low Differential Phase/Gain Error: 0.01°/0.01%
- ◆ 8mA Quiescent Current
- ◆ Low Input-Referred Voltage Noise: $5nV/\sqrt{Hz}$
- ◆ Low Input-Referred Current Noise: $2pA/\sqrt{Hz}$
- ◆ Low Input Offset Voltage: 0.5mV
- ◆ 8000V ESD Protection
- ◆ Voltage-Feedback Topology for Simple Design Configurations
- ◆ Short-Circuit Protected
- ◆ Available in Space-Saving SOT23 Package

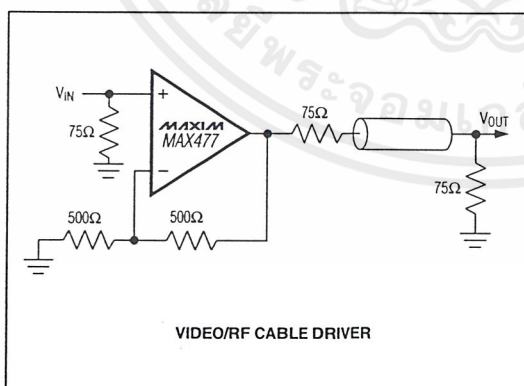
Applications

Broadcast and High-Definition TV Systems
 Video Switching and Routing
 Communications
 Medical Imaging
 Precision DAC/ADC Buffer

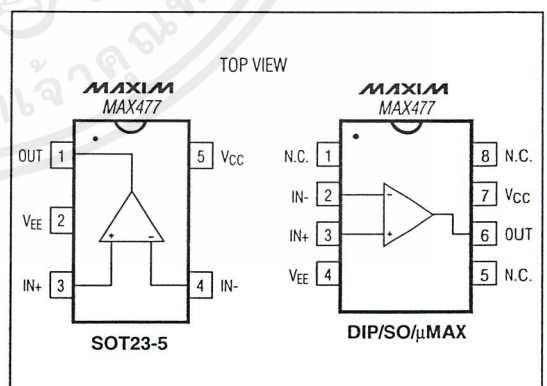
Ordering Information

PART	TEMP. RANGE	PIN-PACKAGE	SOT TOP MARK
MAX477EPA	-40°C to +85°C	8 Plastic DIP	—
MAX477ESA	-40°C to +85°C	8 SO	—
MAX477EUA	-40°C to +85°C	8 μ MAX	—
MAX477EUK-T	-40°C to +85°C	5 SOT23	ABYW
MAX477MJA	-55°C to +125°C	8 CERDIP	—

Typical Operating Circuit



Pin Configuration



MAXIM

Maxim Integrated Products 1

For free samples & the latest literature: <http://www.maxim-ic.com>, or phone 1-800-998-8800.
 For small orders, phone 408-737-7600 ext. 3468.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

300MHz High-Speed Op Amp



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Supply Voltage (V _{CC} to V _{EE}).....	12V	CERDIP (derate 8.00mW/°C above +70°C)	640mW
Differential Input Voltage.....	(V _{CC} + 0.3V) to (V _{EE} - 0.3V)	SOT23 (derate 7.1mW/°C above +70°C).....	571mW
Common-Mode Input Voltage.....	(V _{CC} + 0.3V) to (V _{EE} - 0.3V)	Operating Temperature Ranges	
Output Short-Circuit Duration to GND.....	Continuous	MAX477E_A.....	-40°C to +85°C
Continuous Power Dissipation (T _A = +70°C)		MAX477EUK	-40°C to +85°C
Plastic DIP (derate 9.09mW/°C above +70°C).....	727mW	MAX477MJA	-55°C to +125°C
SO (derate 5.88mW/°C above +70°C).....	471mW	Storage Temperature Range	-65°C to +160°C
μMAX (derate 4.1mW/°C above +70°C)	330mW	Lead Temperature (soldering, 10sec)	+300°C

Stresses beyond those listed under "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, and functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated in the operational sections of the specifications is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS

(V_{CC} = +5V, V_{EE} = -5V, V_{OUT} = 0V, R_L = ∞, T_A = T_{MIN} to T_{MAX}, unless otherwise noted. Typical values are at T_A = +25°C.) (Note 1)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
Input Offset Voltage	V _{OS}	MAX477ESA/EPA/EUA/MJA	T _A = +25°C	0.5	2.0	mV	
		MAX477EUK					
		MAX477ESA/EPA/EUA/MJA	T _A = T _{MIN} to T _{MAX}	3.0			
		MAX477EUK					
Input Offset-Voltage Drift	TCV _{OS}			2		μV/°C	
Input Bias Current	I _B	T _A = +25°C	1	3	μA		
		T _A = T _{MIN} to T _{MAX}		5.0			
Input Offset Current	I _{OS}	T _A = +25°C	0.2	1.0	μA		
		T _A = T _{MIN} to T _{MAX}		2.0			
Differential-Mode Input Resistance	R _{IN(DM)}	Either input		1		MΩ	
Common-Mode Input Voltage Range	V _{CM}	T _A = +25°C	±3.0	±3.5	V		
		T _A = T _{MIN} to T _{MAX}	±2.5				
Common-Mode Rejection Ratio	CMRR	T _A = +25°C	V _{CM} = ±3V	70	90	dB	
		T _A = T _{MIN} to T _{MAX}	V _{CM} = ±2.5V	60			
Power-Supply Rejection Ratio	PSRR	V _S = ±4.5V to ±5.5V	70	85	dB		
Open-Loop Voltage Gain	A _{VOL}	V _{OUT} = ±2.0V, V _{CM} = 0V, R _L = 50Ω	MAX477E_A/477MJA	55	65	dB	
			MAX477EUK	50	65		
Output Voltage Swing	V _{OUT}	T _A = +25°C	R _L = ∞	±3.5	±3.9	V	
		T _A = T _{MIN} to T _{MAX}	R _L = 100Ω	±3.0			
			R _L = 50Ω	±2.5			
Minimum Output Current	I _{OUT}	T _A = -40 °C to +85 °C	70	100	mA		
Short-Circuit Output Current	I _{SC}	Short to ground		150	mA		
Open-Loop Output Resistance	R _{OUT}	V _{OUT} = 0, f = DC		0.1	Ω		
Quiescent Supply Current	I _{SY}	T _A = +25°C		8	10	mA	
		MAX477E_ _ , T _A = T _{MIN} to T _{MAX}			12		
		MAX477MJA, T _A = T _{MIN} to T _{MAX}			14		



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

300MHz High-Speed Op Amp

MAX477

AC ELECTRICAL CHARACTERISTICS

($V_{CC} = +5V$, $V_{EE} = -5V$, $R_L = 100\Omega$, $A_{VCL} = +1$, $T_A = +25^\circ C$, unless otherwise noted.)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	M:1N	TYP	MAX	UNITS
Small-Signal, -3dB Bandwidth (Note 2)	BW _{-3dB}	$V_{OUT} \leq 0.1V_{p-p}$	220	300		MHz
Small-Signal, $\pm 0.1dB$ Gain Flatness (Note 2)	BW _{0.1dB}	$V_{OUT} \leq 0.1V_{p-p}$	30	130		MHz
Full-Power Bandwidth	FPBW	$V_{OUT} = 2V_{p-p}$		200		MHz
Slew Rate (Note 2)	SR	$V_{OUT} = \pm 2V_{p-p}$	700	1100		V/ μs
Settling Time	t_s	$V_{OUT} = 2V$ Step	to 0.1%	10		ns
			to 0.01%	12		
Rise Time, Fall Time	t_r, t_f	$V_{OUT} = 2V$ Step		2		ns
Input Voltage Noise Density	e_n	$f = 10MHz$		5		nV/ \sqrt{Hz}
Input Current Noise Density	i_n	$f = 10MHz$, either input		2		pA/ \sqrt{Hz}
Differential Gain (Note 3)	DG	$f = 3.58MHz$		0.01		%
Differential Phase (Note 3)	DP	$f = 3.58MHz$		0.01		degrees
Differential-Mode Input Capacitance	$C_{IN(DM)}$	Either input		1		pF
Output Impedance	Z_{OUT}	$f = 10MHz$		2.5		Ω
Total Harmonic Distortion	THD	$f_c = 10MHz$, $V_{OUT} = 2V_{p-p}$		-58		dB
Spurious-Free Dynamic Range	SFDR	$f = 5MHz$, $V_{OUT} = 2V_{p-p}$		-74		dBc
Third-Order Intercept	IP3	$f = 10MHz$, $V_{OUT} = 2V_{p-p}$		36		dBm

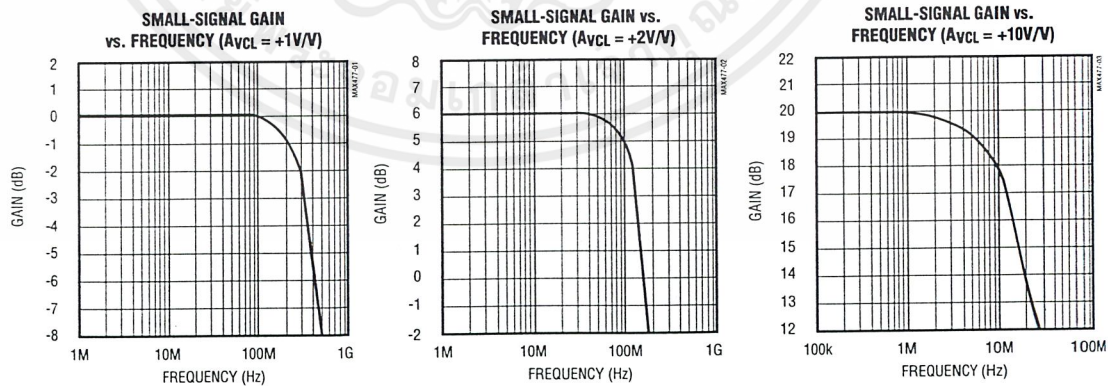
Note 1: Specifications for the MAX477EUK (SOT23 package) are 100% tested at $T_A = +25^\circ C$, and guaranteed by design over temperature.

Note 2: Maximum AC specifications are guaranteed by sample test on the MAX477ESA only.

Note 3: Tested with a 3.58MHz video test signal with an amplitude of 40IRE superimposed on a linear ramp (0 to 100IRE). An IRE is a unit of video-signal amplitude developed by the Institute of Radio Engineers. 140IRE = 1V.

Typical Operating Characteristics

($V_{CC} = +5V$, $V_{EE} = -5V$, $R_L = 100\Omega$, $C_L = 0pF$, $T_A = +25^\circ C$, unless otherwise noted.)



MAXIM

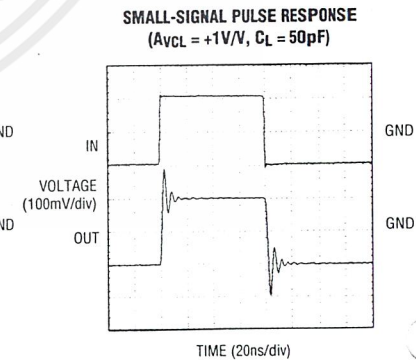
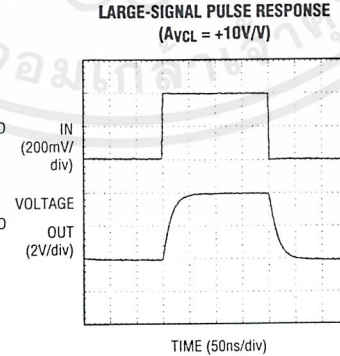
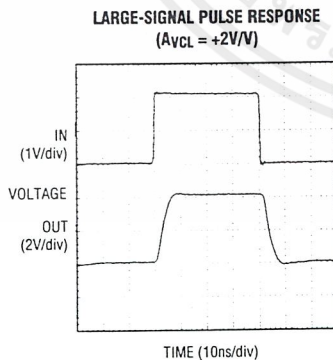
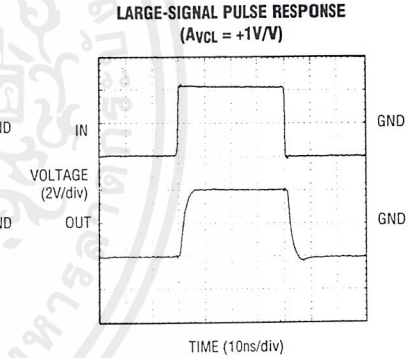
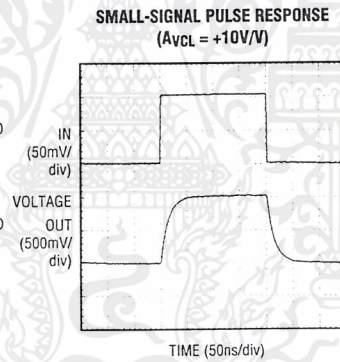
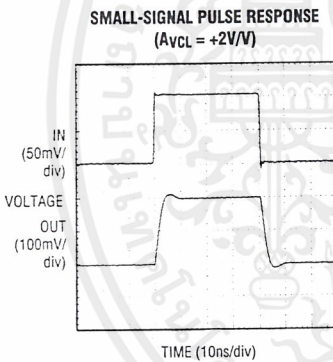
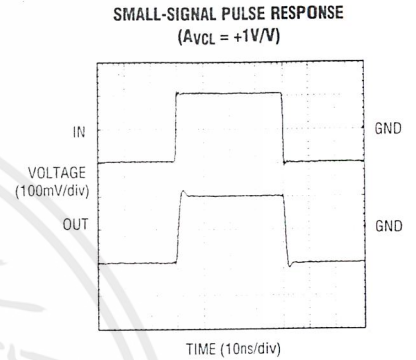
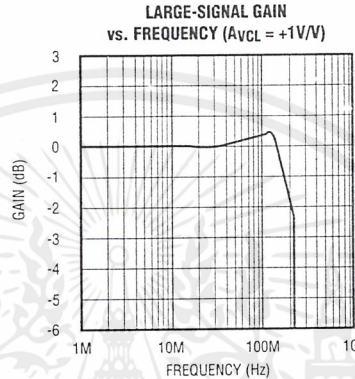
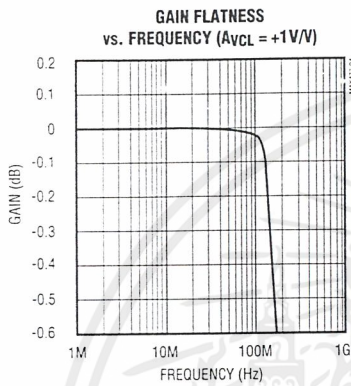
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

300MHz High-Speed Op Amp

MAX477

Typical Operating Characteristics (continued)

($V_{CC} = +5V$, $V_{EE} = -5V$, $R_L = 100\Omega$, $C_L = 0pF$, $T_A = +25^\circ C$, unless otherwise noted.)



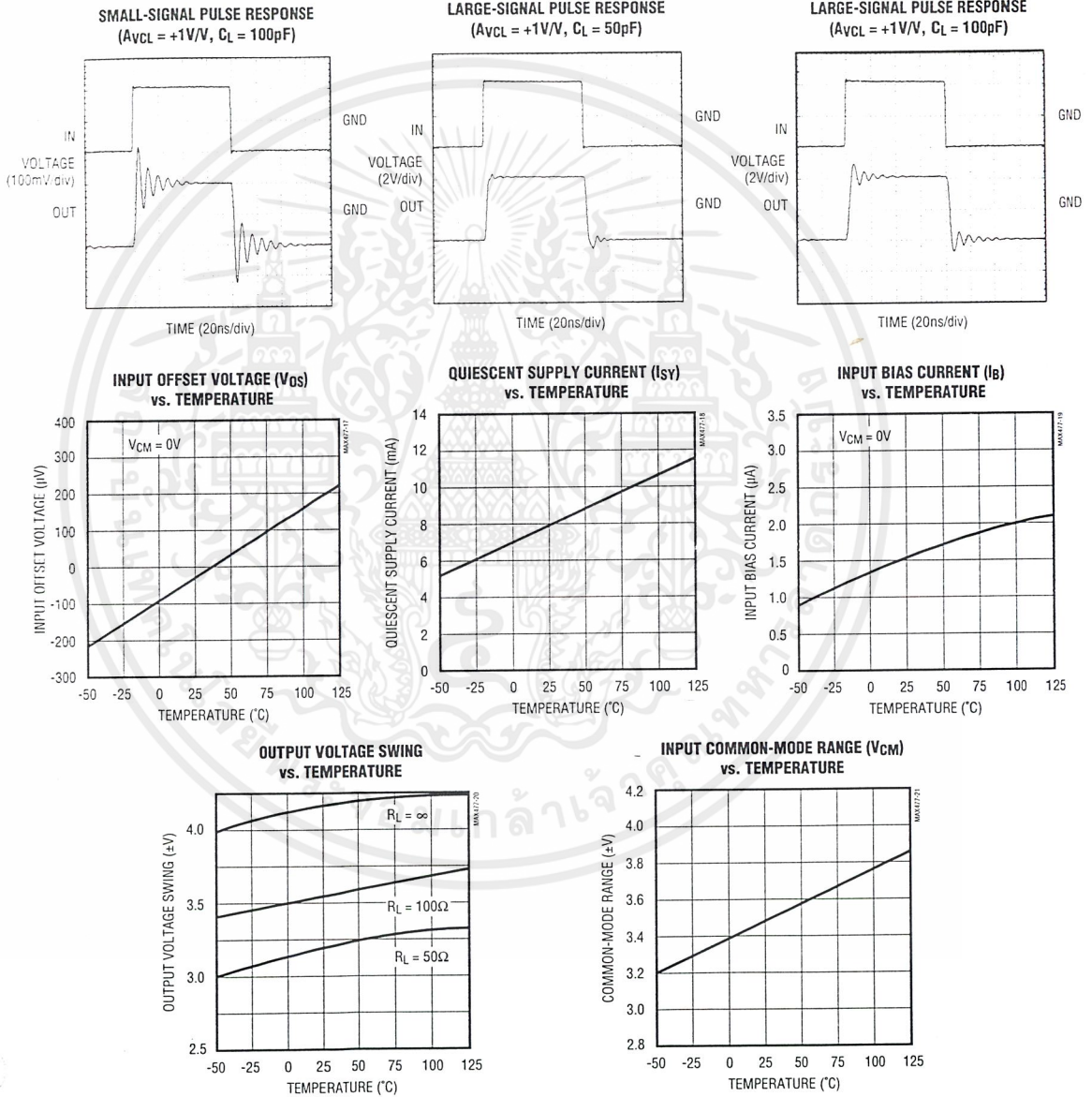
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

300MHz High-Speed Op Amp

MAX477

Typical Operating Characteristics (continued)

($V_{CC} = +5V$, $V_{EE} = -5V$, $R_L = 100\Omega$, $C_L = 0pF$, $T_A = +25^\circ C$, unless otherwise noted.)

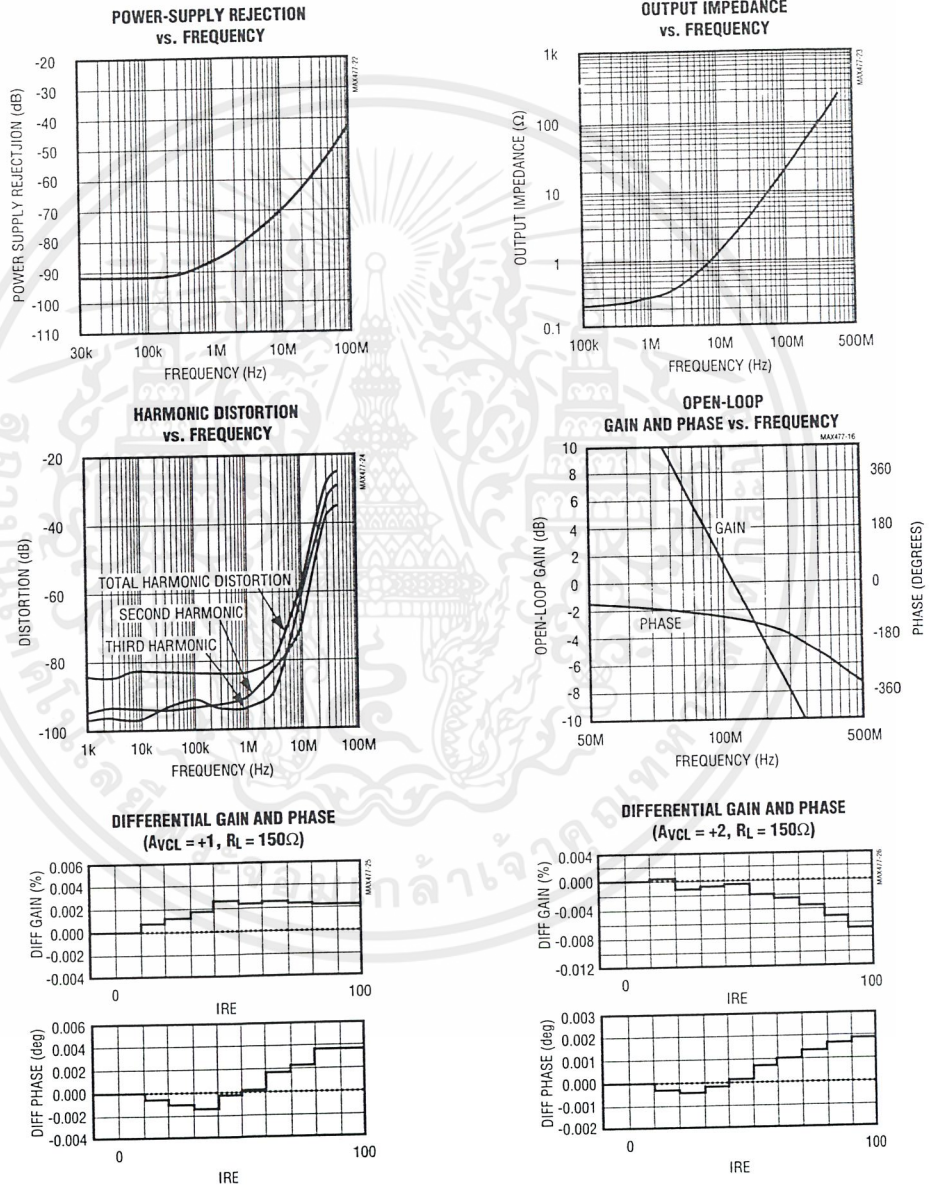


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

300MHz High-Speed Op Amp

Typical Operating Characteristics (continued)

($V_{CC} = +5V$, $V_{EE} = -5V$, $R_L = 100\Omega$, $C_L = 0pF$, $T_A = +25^\circ C$, unless otherwise noted.)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

300MHz High-Speed Op Amp

MAX477

Pin Description

PIN SO/ μ MAX/DIP	SOT23	NAME	FUNCTION
1, 5, 8	—	N.C.	No Connect. Not internally connected.
2	4	IN-	Inverting Input
3	3	IN+	Noninverting Input
4	2	VEE	Negative Power Supply
6	1	OUT	Amplifier Output
7	5	VCC	Positive Power Supply

Detailed Description

The MAX477 allows the flexibility and ease of a classic voltage-feedback architecture while maintaining the high-speed benefits of current-mode feedback (CMF) amplifiers. Although the MAX477 is a voltage-feedback op amp, its internal architecture provides an 1100V/ μ s slew rate and a low 8mA supply current. CMF amplifiers offer high slew rates while maintaining low supply current, but use the feedback and load resistors as part of the amplifier's frequency compensation network. In addition, they have only one input with high impedance.

The MAX477 has speed and power specifications like those of current-feedback amplifiers, but has high input impedance at both input terminals. Like other voltage-feedback op amps, its frequency compensation is independent of the feedback and load resistors, and it exhibits a constant gain-bandwidth product. However, unlike standard voltage-feedback amplifiers, its large-signal slew rate is not limited by an internal current source, so the MAX477 exhibits a very high full-power bandwidth.

Output Short-Circuit Protection

Under short-circuit conditions, the output current is typically limited to 150mA. This is low enough that a short to ground of any duration will not cause permanent damage to the chip. However, a short to either supply will significantly increase the power dissipation and may cause permanent damage. The high output-current capability is an advantage in systems that transmit a signal to several loads. See *High-Performance Video Distribution Amplifier* in the *Applications Information* section.

Applications Information

Grounding, Bypassing, and PC Board Layout

To obtain the MAX477's full 300MHz bandwidth, Microstrip and Stripline techniques are recommended in most cases. To ensure the PC board does not degrade the amplifier's performance, design the board for a frequency greater than 1GHz. Even with very short traces, use these techniques at critical points, such as inputs and outputs. Whether you use a constant-impedance board or not, observe the following guidelines when designing the board:

- Do not use wire-wrap boards. They are too inductive.
- Do not use IC sockets. They increase parasitic capacitance and inductance.
- In general, surface-mount components have shorter leads and lower parasitic reactance, giving better high-frequency performance than through-hole components.
- The PC board should have at least two layers, with one side a signal layer and the other a ground plane.
- Keep signal lines as short and straight as possible. Do not make 90° turns; round all corners.
- The ground plane should be as free from voids as possible.

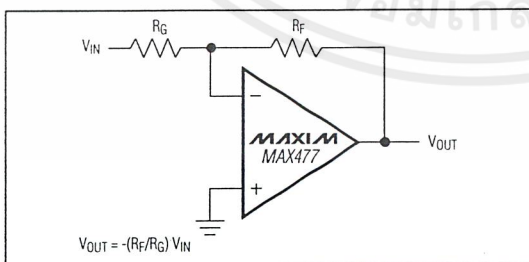


Figure 1a. Inverting Gain Configuration

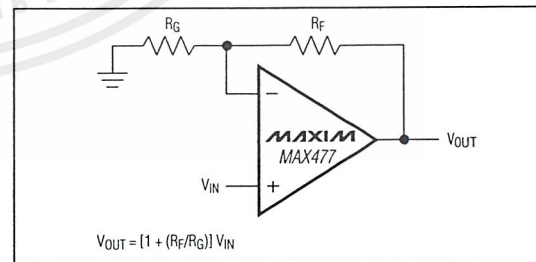


Figure 1b. Noninverting Gain Configuration

MAXIM

7

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

300MHz High-Speed Op Amp

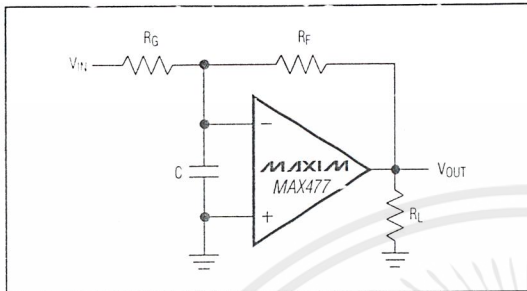


Figure 2. Effect of High-Feedback Resistor Values and Parasitic Capacitance on Bandwidth

Setting Gain

The MAX477 can be configured as an inverting or non-inverting gain block in the same manner as any other voltage-feedback op amp. The gain is determined by the ratio of two resistors and does not affect amplifier frequency compensation. This is unlike CMF op amps, which have a limited range of feedback resistors, typically one resistor value for each gain and load setting. This is because the -3dB bandwidth of a CMF op amp is set by the feedback and load resistors. Figure 1a shows the inverting gain configuration and its gain equation, while Figure 1b shows the noninverting gain configuration.

Choosing Resistor Values

The feedback and input resistor values are not critical in the inverting or noninverting gain configurations (as with current-feedback amplifiers). However, be sure to select resistors that are small and noninductive.

Surface-mount resistors are best for high-frequency circuits. Their material is similar to that of metal-film resistors, but to minimize inductance, it is deposited in a flat, linear manner using a thick film. Their small size and lack of leads also minimize parasitic inductance and capacitance.

The MAX477's input capacitance is approximately 1pF. In either the inverting or noninverting configuration, excess phase resulting from the pole frequency formed by $R_f \parallel R_g$ and C can degrade amplifier phase margin and cause oscillations (Figure 2). Table 1 shows the recommended resistor combinations and measured bandwidth for several gain values.

DC and Noise Errors

The standard voltage-feedback topology of the MAX477 allows DC error and noise calculations to be done in the usual way. The following analysis shows

Table 1. Resistor and Bandwidth Values for Various Closed-Loop Gain Configurations

GAIN (V/V)	R_g (Ω)	R_f (Ω)	-3dB BANDWIDTH (MHz)
+1	Open	Short	300
+2	500	500	120
+5	125	500	25
+10	50	450	12
-1	300	300	114
-2	150	300	64
-5	100	500	42
-10	50	500	23

that the MAX477's voltage-feedback architecture provides a precision amplifier with significantly lower DC errors and lower noise compared to CMF amplifiers.

1) In Figure 3, total output offset error is given by:

$$V_{OUT} = \left[1 + \frac{R_f}{R_g} \right] \left[V_{OS} + I_B R_S - I_B (R_f \parallel R_g) + I_{OS} (R_S + (R_f \parallel R_g)) \right]$$

For the special case in which R_S is arranged to be equal to $R_f \parallel R_g$, the I_B terms cancel out. Note also, for $I_{OS} (R_S + (R_f \parallel R_g)) \ll V_{OS}$, the I_{OS} term also drops out of the equation for total DC error. In practice, high-speed configurations for the MAX477 necessitate the use of low-value resistors for R_S , R_f , and R_g . In this case, the V_{OS} term is the dominant DC error source.

2) The MAX477's total input-referred noise in a closed-loop feedback configuration can be calculated by:

$$e_T = \sqrt{[e_n^2 + e_R^2 + (I_n R_{EQ})^2]}$$

where e_n = input-referred noise voltage of the MAX477 (5nV \sqrt{Hz})

I_n = input-referred noise current of the MAX477 (2pA \sqrt{Hz})

R_{EQ} = total equivalent source resistance at the two inputs, i.e., $R_{EQ} = R_S + R_f \parallel R_g$

e_R = resistor noise voltage due to R_{EQ} , i.e.,

$$e_R = \sqrt{4KT R_{EQ}}$$

300MHz High-Speed Op Amp

As an example, consider $R_S = 75\Omega$, $R_f = R_g = 500\Omega$. Then:

$$R_{EQ} = 75\Omega + (500\Omega \parallel 500\Omega) = 325\Omega$$

$$e_R = \sqrt{4KT \times 325} = 2.3nV/\sqrt{\text{Hz}} \text{ at } 25^\circ\text{C}$$

$$e_T = \sqrt{(5nV)^2 + (2.3nV)^2 + (2pA \times 325)^2} = 5.5nV\sqrt{\text{Hz}}$$

- 3) The MAX477's output-referred noise is simply total input-referred noise, e_T , multiplied by the gain factor:

$$e_{OUT} = e_T \left[1 + \frac{R_f}{R_g} \right]$$

In the above example, with $e_T = 5.5nV\sqrt{\text{Hz}}$, and assuming a signal bandwidth of 300MHz (471MHz noise bandwidth), total output noise in this bandwidth is:

$$e_{OUT} = 5.5nV \times \left[1 + \frac{500}{500} \right] \times \sqrt{471\text{MHz}} = 239\mu\text{VRMS}$$

Note that for both DC and noise calculations, errors are dominated by offset voltage (V_{OS}) and input noise voltage (e_n). For a current-mode feedback amplifier with offset and noise errors significantly higher, the calculations are very different.

Driving Capacitive Loads

The MAX477 provides maximum AC performance with no output load capacitance. This is the case when the MAX477 is driving a correctly terminated transmission line (i.e., a back-terminated 75 Ω cable). However, the MAX477 is capable of driving capacitive loads up to 100pF without oscillations, but with reduced AC performance.

Driving large capacitive loads increases the chance of oscillations in most amplifier circuits. This is especially true for circuits with high loop gain, such as voltage followers. The amplifier's output resistance and the load capacitor combine to add a pole and excess phase to the loop response. If the frequency of this pole is low enough and phase margin is degraded sufficiently, oscillations may occur.

A second problem when driving capacitive loads results from the amplifier's output impedance, which looks inductive at high frequency. This inductance forms an L-C resonant circuit with the capacitive load, which causes peaking in the frequency response and degrades the amplifier's gain margin.

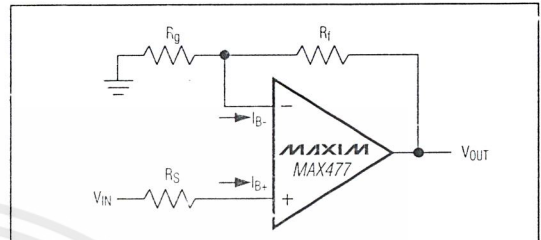


Figure 3. Output Offset Voltage

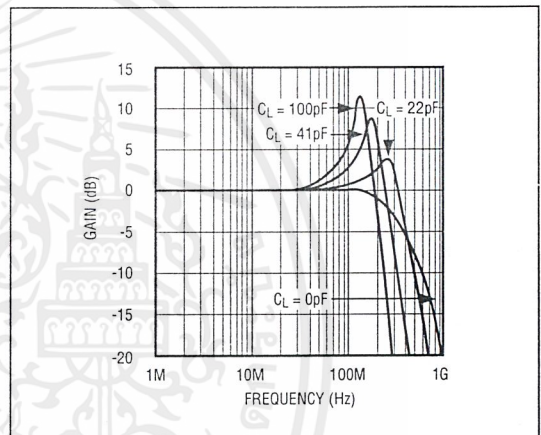


Figure 4. Effect of C_{LOAD} on Frequency Response ($A_{VCL} = +1V/V$)

The MAX477 drives capacitive loads up to 100pF without oscillation. However, some peaking (in the frequency domain) or ringing (in the time domain) may occur. This is shown in Figure 4 and the in the Small and Large-Signal Pulse Response graphs in the *Typical Operating Characteristics*.

To drive larger-capacitance loads or to reduce ringing, add an isolation resistor between the amplifier's output and the load, as shown in Figure 5.

The value of R_{ISO} depends on the circuit's gain and the capacitive load. Figure 6 shows the Bode plots that result when a 20 Ω isolation resistor is used with a voltage follower driving a range of capacitive loads. At the higher capacitor values, the bandwidth is dominated by the RC network, formed by R_{ISO} and C_L ; the bandwidth of the amplifier itself is much higher. Note that adding an isolation resistor degrades gain accuracy. The load and isolation resistor form a divider that decreases the voltage delivered to the load.

300MHz High-Speed Op Amp

Flash ADC Preamp

The MAX477's high output-drive capability and ability to drive capacitive loads make it well suited for buffering the low-impedance input of a high-speed flash ADC. With its low output impedance, the MAX477 can drive the inputs of the ADC while maintaining accuracy. Figure 7 shows a preamp for digitizing video, using the 250Msps MAX100 and the 500Msps MAX101 flash ADCs. Both of these ADCs have a 50Ω input resistance and a 1.2GHz input bandwidth.

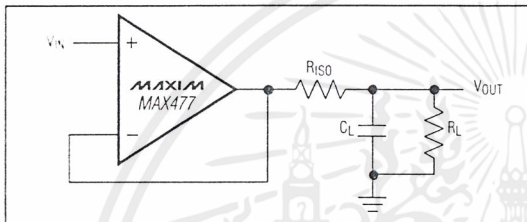


Figure 5. Capacitive-Load Driving Circuit

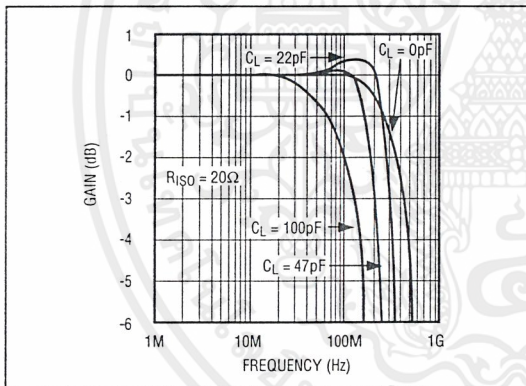


Figure 6. Effect of C_{LOAD} on Frequency Response With Isolation Resistor

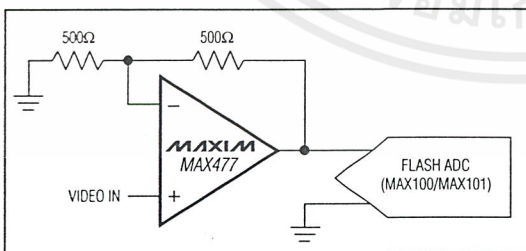


Figure 7. Preamp for Video Digitizer

High-Performance Video Distribution Amplifier

In a gain of +2 configuration, the MAX477 makes an excellent driver for back-terminated 75Ω video coaxial cables (Figure 8). The high output-current drive allows the attachment of up to six $\pm 2V_p$ -p, 150Ω loads to the MAX477 at +25°C. With the output limited to $\pm 1V_p$ -p, the number of loads may double. The MAX4278 is a similar amplifier configured for a gain of +2 without the need for external gain-setting resistors. For multiple gain-of-2 video line drivers in a single package, see the MAX496/MAX497 data sheet.

Wide-Bandwidth Bessel Filter

Two high-impedance inputs allow the MAX477 to be used in all standard active filter topologies. The filter design is straightforward because the component values can be chosen independently of op amp bias. Figure 9 shows a wide-bandwidth, second-order Bessel filter using a multiple feedback topology. The component values are chosen for a gain of +2, a -3dB bandwidth of 10MHz, and a 28ns delay. Figure 10a shows a square-wave pulse response, and Figure 10b shows the filter's frequency response and delay. Notice the flat delay in the passband, which is characteristic of the Bessel filter.

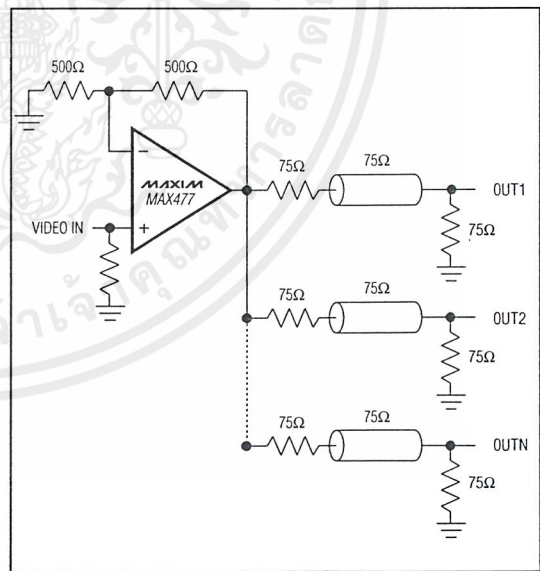


Figure 8. High-Performance Video Distribution Amplifier

300MHz High-Speed Op Amp

Chip Information

TRANSISTOR COUNT: 175
SUBSTRATE CONNECTED TO VEE

MAX477

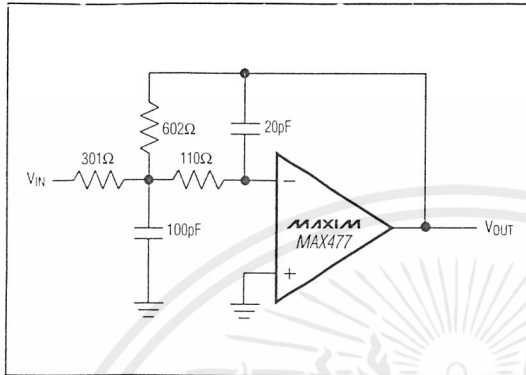


Figure 9. 8MHz Bessel Filter

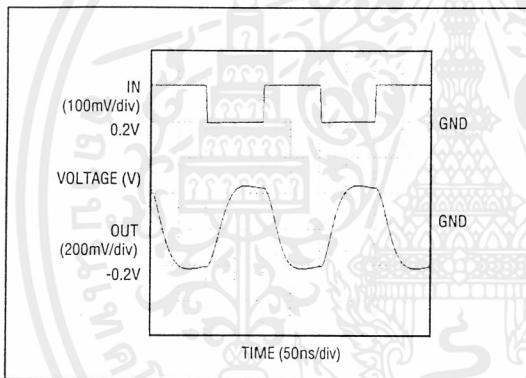


Figure 10a. 5MHz Square Wave Input

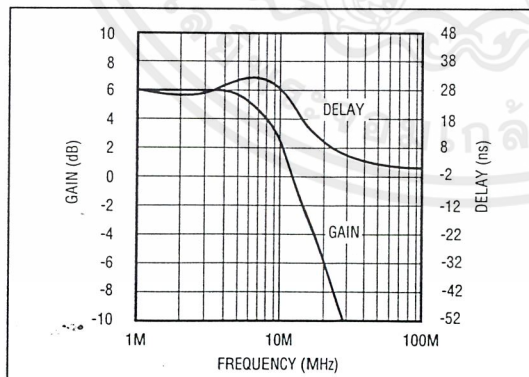


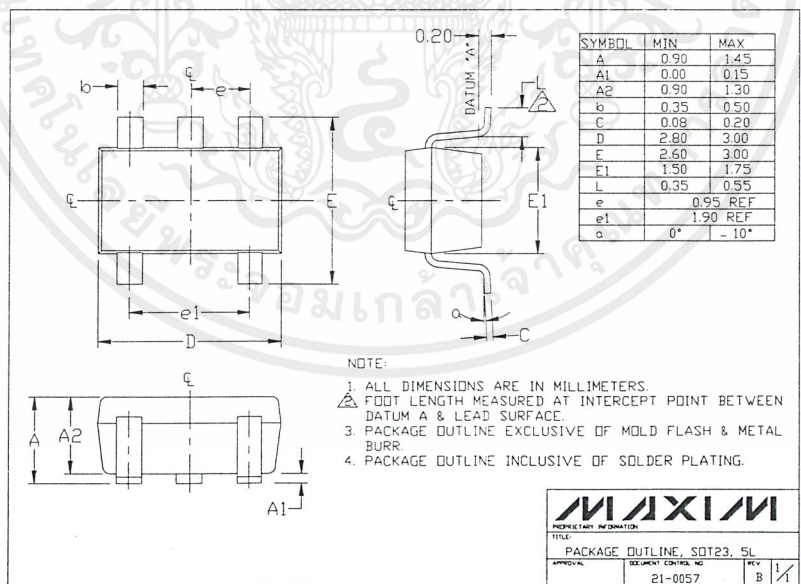
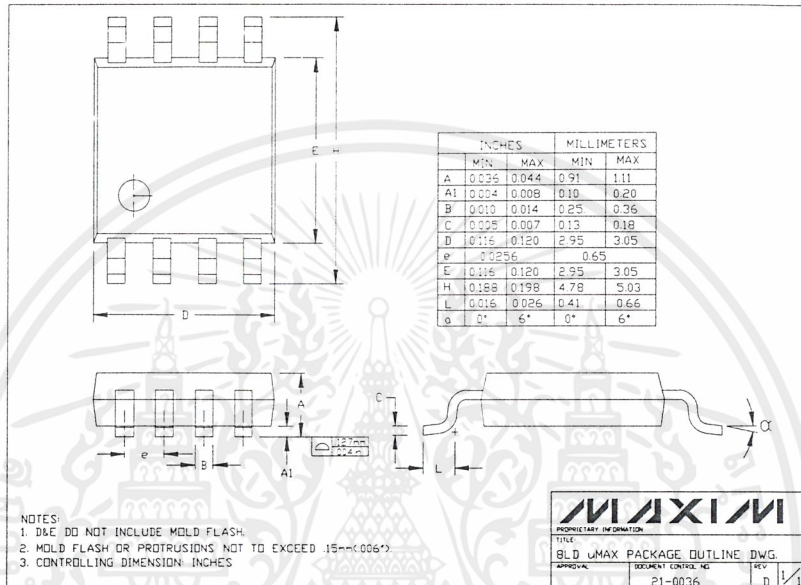
Figure 10b. Gain and Delay vs. Frequency

MAXIM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

300MHz High-Speed Op Amp

Package Information



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MAXIM

MAX477 Evaluation Kit

Evaluates: MAX477

General Description

The MAX477 evaluation kit (EV kit) simplifies evaluation of the MAX477, a 300MHz high-speed amplifier. Its circuit includes the MAX477 in the noninverting configuration set to unity gain. RF-style connectors (SMA) and 75Ω terminating resistors are included for compatibility with video test equipment.

Features

- ◆ 300MHz -3dB Bandwidth
- ◆ Optional Adjustable Gain
- ◆ Fully Assembled and Tested

Component List

DESIGNATION	QTY	DESCRIPTION
U1	1	MAX477ESA
C1, C6	2	10μF, 10V, 20% tantalum capacitors AVX TAJB106M010 Sprague 293D106X0010B
C3, C4	2	1000pF, 10% ceramic capacitors Vitramon VJ1206Y102KXX
C2, C5	2	0.1μF, 10% ceramic capacitors Vitramon VJ1206Y104KXX
R1, R2	2	75Ω, 5% resistors
RF	1	0Ω resistor
IN, OUT	2	SMA connectors
None	1	High-frequency amplifier PC board

Ordering Information

PART	TEMP. RANGE	BOARD TYPE
MAX477EVKIT-SO	+25°C	Surface Mount

Detailed Description

Shutdown Control

Although the EV kit provides shutdown-control circuitry (J1) for other amplifiers, the MAX477 does not have a shutdown feature.

Voltage-Gain Adjustment

The MAX477's gain can be adjusted with minor modifications to the evaluation board.

- 1) Select feedback (RF) and gain set (RG) resistors from Table 1.
- 2) Install RF and RG.

Component Suppliers

SUPPLIER	PHONE	FAX
AVX	(803) 946-0690	(803) 626-3123
Sprague	(603) 224-1961	(603) 224-1430
Vishay/Vitramon	(203) 268-6261	(203) 452-5670

Table 1. Gain-Set Resistors

Gain	RF (Ω)	RG (Ω)	Small-Signal Bandwidth (MHz)
1	0	Open	300
2	500	500	120
5	125	500	25
10	50	450	12

Quick Start

The MAX477 EV kit is fully assembled and tested. Follow these steps to verify board operation. **Do not turn on the power supply until all connections are completed.**

- 1) The circuit requires supply voltages of ±5V. Connect the +5V supply to the V+ pad, and the -5V supply to the V- pad. Connect power-supply ground to the pad marked GND.
- 2) Apply a signal of ±2.0V maximum to the SMA connector marked IN.
- 3) Connect the output marked OUT to an oscilloscope through a terminated 75Ω cable.
- 4) Turn on the power supply and verify the output signal on the oscilloscope.



Maxim Integrated Products 1

For free samples & the latest literature: <http://www.maxim-ic.com>, or phone 1-800-998-8800.
For small orders, phone 408-737-7600 ext. 3468.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MAX477 Evaluation Kit

Layout Considerations

The MAX477 EV kit layout is optimized for high-speed signals. Careful attention was given to grounding, power-supply bypassing, and signal-path layout. Small surface-mount ceramic capacitors are placed as close

to the MAX477 supply pins as possible. No-Connect pins 1 and 5 are grounded to prevent unwanted noise from coupling into the circuit. Refer to the *Grounding, Bypassing, and PC Board Layout* section of the MAX477 data sheet for further details.

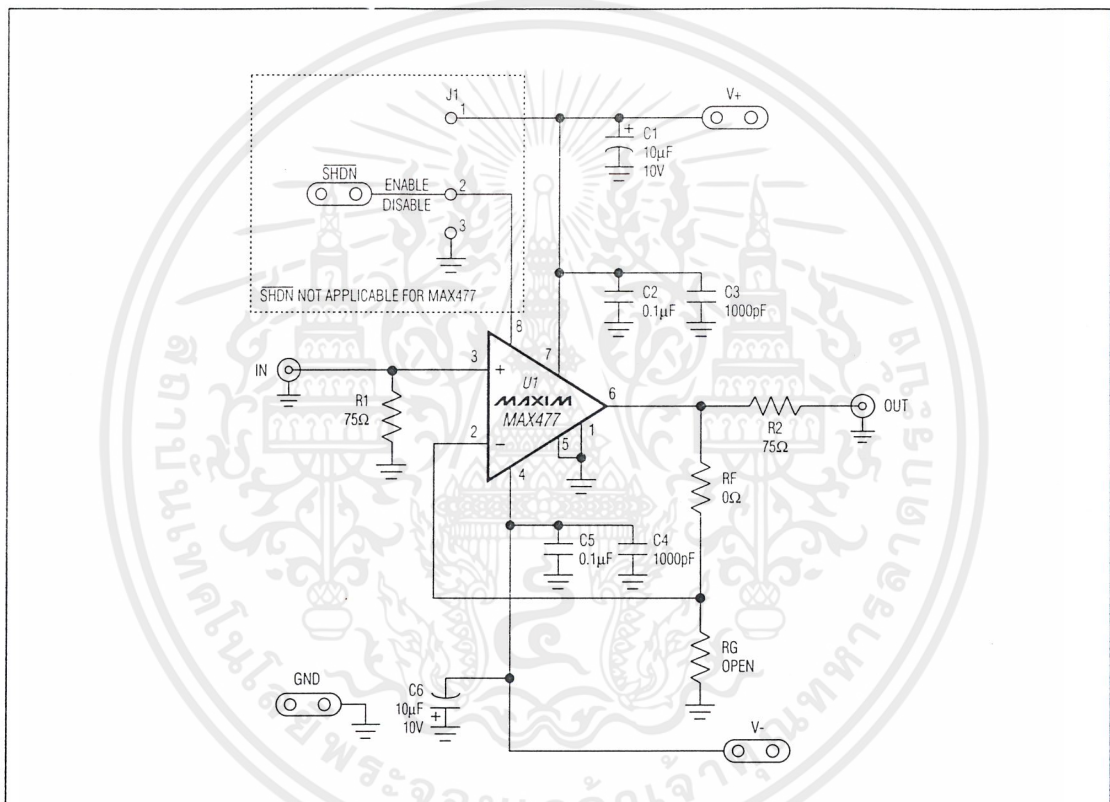


Figure 1. MAX477 EV Kit Schematic

MAX477 Evaluation Kit

Evaluates: MAX477

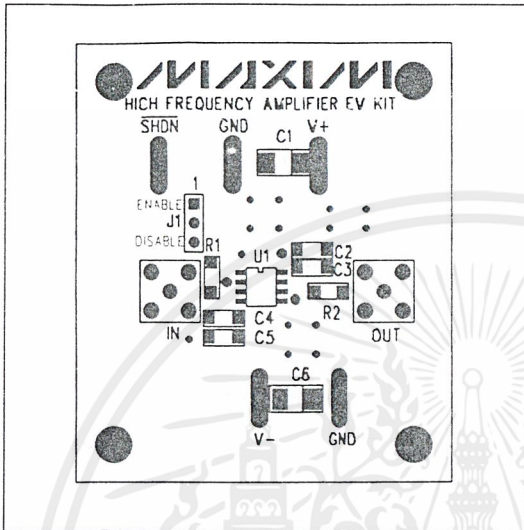


Figure 2. MAX477 EV Kit Component Placement Guide—Component Side

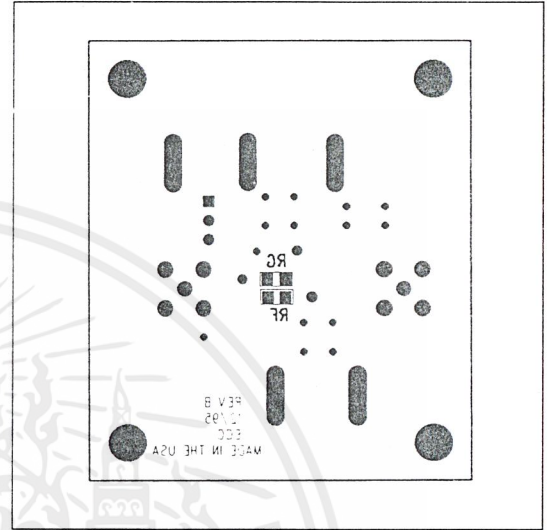


Figure 3. MAX477 EV Kit Component Placement Guide—Solder Side

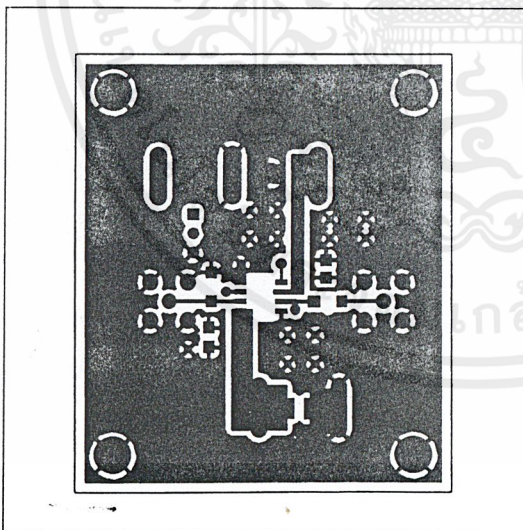


Figure 4. MAX477 EV Kit PC Board Layout—Component Side

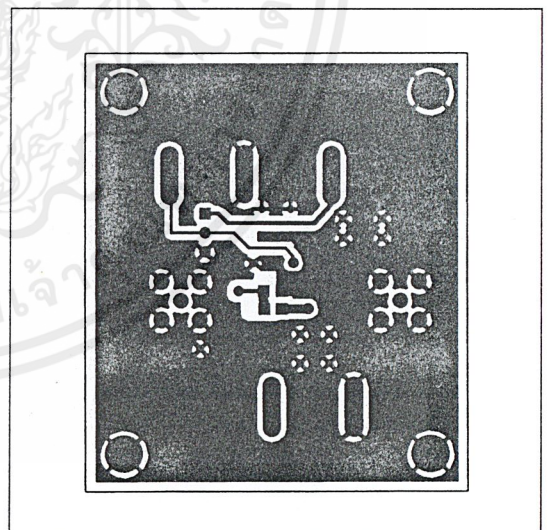


Figure 5. MAX477 EV Kit PC Board Layout—Solder Side

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MAXIM

High-Speed, 3V/5V, Rail-to-Rail, Single-Supply Comparators

General Description

The MAX961/MAX962 are high-speed, single/dual comparators with internal hysteresis. These devices are optimized for single +3V or +5V operation. The input common-mode range extends beyond both supply rails, and the outputs can sink or source 4mA to within 0.5V of GND and V_{CC}. Propagation delay is under 7ns (5mV overdrive), while supply current is 8.5mA/comparator.

The single MAX961 features complementary outputs, a low-power shutdown mode, and a latch-enable function. The latch function enables the user to hold a valid comparator output. In shutdown mode, the MAX961 consumes only 500µA (max) supply current. The single MAX961 and dual MAX962 are available in 8-pin SO and space-saving µMAX packages.

Applications

3V/5V Systems
 Battery-Powered Systems
 Threshold Detectors/Discriminators
 Line Receivers
 Zero-Crossing Detectors
 High-Speed Sampling Circuits

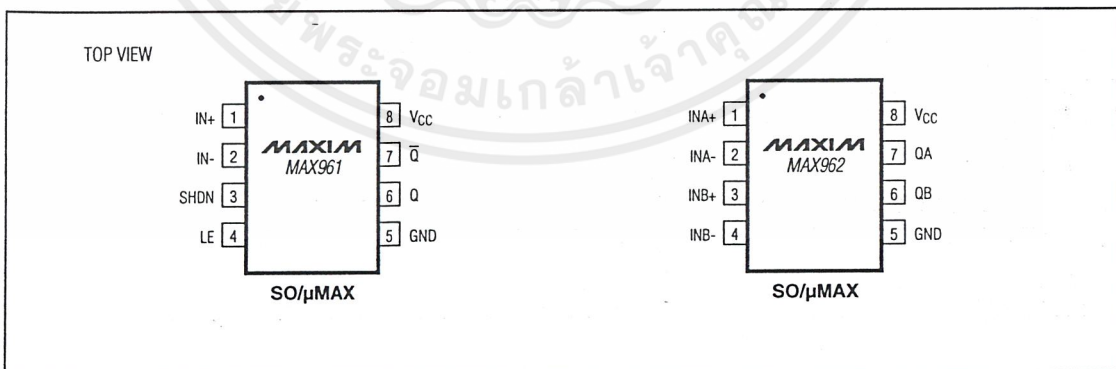
Features

- ◆ Ultra-Fast, 7ns Propagation Delay
- ◆ Optimized for +3V and +5V Single-Supply Applications
- ◆ Rail-to-Rail Input Voltage Range
- ◆ Internal Hysteresis for Clean Switching
- ◆ Output Latch (MAX961)
- ◆ TTL/CMOS-Compatible Complementary Outputs
- ◆ 500µA (max) Shutdown Current (MAX961)
- ◆ 8-Pin SO/µMAX Packages

Ordering Information

PART	TEMP. RANGE	PIN-PACKAGE
MAX961ESA	-40°C to +85°C	8 SO
MAX961EUA	-40°C to +85°C	8 µMAX
MAX962ESA	-40°C to +85°C	8 SO
MAX962EUA	-40°C to +85°C	8 µMAX

Pin Configurations



MAXIM

Maxim Integrated Products 3-21

For free samples & the latest literature: <http://www.maxim-ic.com>, or phone 1-800-998-8800

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

High-Speed, 3V/5V, Rail-to-Rail, Single-Supply Comparators

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Supply Voltage, V_{CC} to GND.....+9V to -0.3V
 All Other Pins.....-0.3V to ($V_{CC} + 0.3V$)
 Duration of Output Short Circuit to GND or V_{CC} Continuous
 Continuous Power Dissipation ($T_A = +70^\circ C$)
 SO (derate 5.88mW/ $^\circ C$ above $+70^\circ C$).....471mW/
 μ MAX (derate 4.1mW/ $^\circ C$ above $+70^\circ C$)330mW

Operating Temperature Range
 MAX96_E-40 $^\circ C$ to +85 $^\circ C$
 Storage Temperature Range-65 $^\circ C$ to +160 $^\circ C$
 Lead Temperature (soldering, 10sec)+300 $^\circ C$

Stresses beyond those listed under "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, and functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated in the operational sections of the specifications is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

($V_{CC} = +2.7V$ to $+8V$, $V_{CM} = 0V$, $C_{OUT} = 5pF$, $V_{SHDN} = 0V$, $V_{LE} = 0V$, unless otherwise noted.) (Note 1)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	$T_A = +25^\circ C$			T_{MIN} to T_{MAX}		UNITS
			MIN	TYP	MAX	MIN	MAX	
Supply Voltage	V_{CC}	Inferred by PSRR	2.7		8	2.7	8	V
Input Voltage Range	V_{CMR}	(Note 2)	-0.1		$V_{CC} + 0.1$	-0.1	$V_{CC} + 0.1$	V
Input-Referred Trip Points	V_{TRIP}	$V_{CM} = 0V$ or V_{CC} , $V_{CC} = 5V$ (Note 3)	MAX96_SA	1.0	3.5	4.0		mV
			MAX96_UA	1.0	3.5	5.2		
Input Offset Voltage	V_{OS}	$V_{CM} = 0V$ or V_{CC} , $V_{CC} = 5V$ (Note 4)	MAX96_SA	0.5	1.5	2.0		mV
			MAX96_UA	0.5	1.5	3.5		
Input Bias Current	I_B	$V_{IN+} = V_{IN-} = 0V$ or V_{CC} , $V_{CC} = 5V$	MAX96_SA	± 15		± 15		μA
			MAX96_UA	± 15		± 30		
Differential Input Clamp Voltage		$V_{CC} = 8V$, $V_{IN-} = 0V$, $I(IN+) = 100\mu A$			3.6			V
Input Capacitance				3				pF
Differential Input Impedance	R_{IND}	$V_{CC} = 5V$		8				k Ω
Common-Mode Input Impedance	R_{INCM}	$V_{CC} = 5V$		130				k Ω
Common-Mode Rejection Ratio	CMRR	$V_{CC} = 5V$, $V_{CM} = -0.1V$ to 5.1V (Note 5)		0.1	0.3	0.5		mV/V
Power-Supply Rejection Ratio	PSRR	$V_{CM} = 0V$ (Note 6)		0.05	0.3	0.3		mV/V
Output High Voltage	V_{OH}	$I_{SOURCE} = 4mA$		$V_{CC} - 0.52$		$V_{CC} - 0.52$		V
Output Low Voltage	V_{OL}	$I_{SINK} = 4mA$		0.52		0.52		V
Capacitive Slew Current		$V_{OUT} = 1.4V$, $V_{CC} = 2.7V$	30	60				mA

High-Speed, 3V/5V, Rail-to-Rail, Single-Supply Comparators

MAX961/MAX962

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

($V_{CC} = +2.7V$ to $+8V$, $V_{CM} = 0V$, $C_{OUT} = 5pF$, $V_{SHDN} = 0V$, $V_{LE} = 0V$, unless otherwise noted.) (Note 1)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	$T_A = +25^\circ C$			T_{MIN} to T_{MAX}		UNITS
			MIN	TYP	MAX	MIN	MAX	
Output Capacitance			4					pF
Supply Current	I_S	MAX961, $V_{CC} = 5V$	8.5			11		mA
		MAX962, $V_{CC} = 5V$	11			16		mA
Shutdown Supply Current	I_{SHDN}	MAX961, $V_{CC} = 5V$	0.27			0.5		mA
Shutdown Output Current		MAX961, $V_{OUT} = 0.5V$ and $V_{CC} - 0.5V$				1		μA
Rise/Fall Time	t_r, t_f	$V_{CC} = 5V$	2.3					ns
Logic Input High	V_{IH}		$(V_{CC}/2) + 0.4$			$(V_{CC}/2) + 0.4$		V
Logic Input Low	V_{IL}		$V_{CC}/2 - 0.4$			$(V_{CC}/2) - 0.4$		V
Logic Input Current	I_{IL}, I_{IH}	$V_{LOGIC} = 0V$ or V_{CC}				15		μA
Propagation Delay	t_{PD}	(Note 7)	4.5			7		ns
Differential Propagation Delay	t_{PD}	Between any two channels or outputs (Q/\bar{Q})	0.3					ns
Propagation-Delay Skew	t_{SKEW}	Between t_{pd-} and t_{pd+}	0.3					ns
Data-to-Latch Setup Time	t_{SU}	(Note 8)				5		ns
Latch-to-Data Hold Time	t_H	(Note 8)				5		ns
Latch Pulse Width	t_{LPW}	(Note 8)				5		ns
Latch Propagation Delay	t_{LPD}	(Note 8)				10		ns
Shutdown Time	t_{ESHDN}	Delay until output is high-Z ($> 10\Omega$)	150					ns
Shutdown Disable Time	t_{DSHDN}	Delay until output is valid	250					ns

Note 1: V_{CM} is defined as the average voltage of V_{IN+} and V_{IN-} .

Note 2: Inferred by CMRR. Either input can be driven to the absolute maximum limit without false output inversion, as long as the other input is within the input voltage range.

Note 3: The input-referred trip points are the extremities of the differential input voltage required to make the comparator output change state. The difference between the upper and lower trip points is equal to the width of the input-referred hysteresis zone. See Figure 1.

Note 4: Input offset voltage is defined as the mean of the trip points.

Note 5: $CMRR = (V_{OS} - V_{OSV4}) / 5.2V$, where V_{OSL} is the offset at $V_{CM} = -0.1V$ and V_{OSV4} is the offset at $V_{CM} = 5.1V$.

Note 6: $PSRR = (V_{OS2.7} - V_{OS8}) / 5.3V$, where $V_{OS2.7}$ is the offset voltage at $V_{CC} = 2.7V$, and V_{OS8} is the offset voltage at $V_{CC} = 8V$.

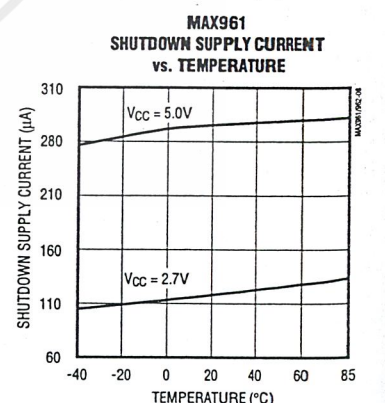
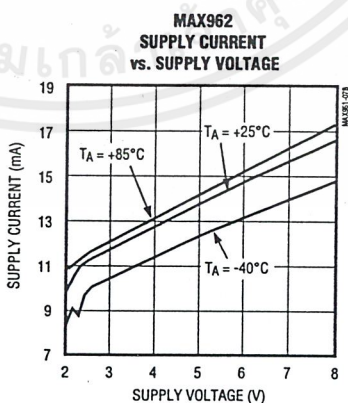
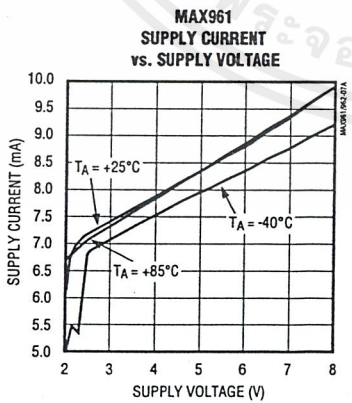
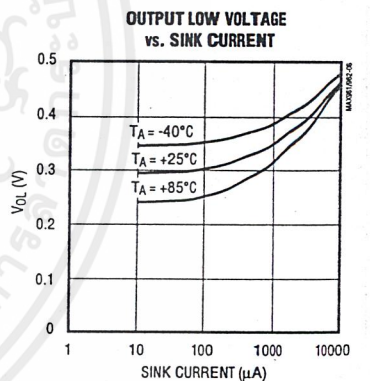
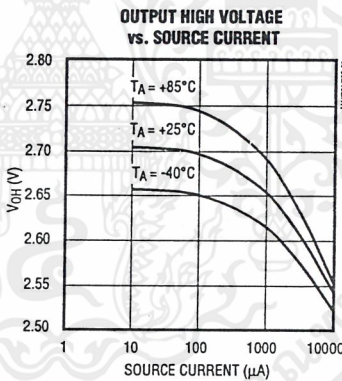
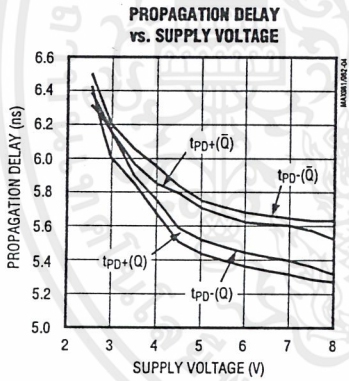
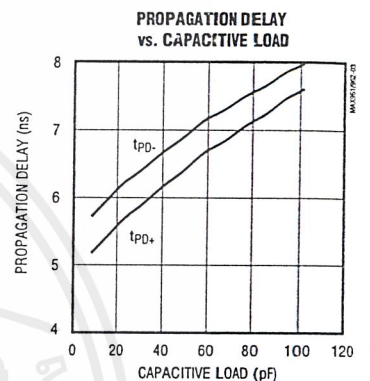
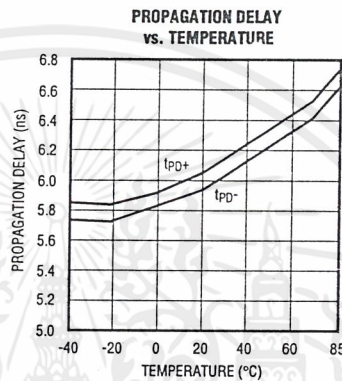
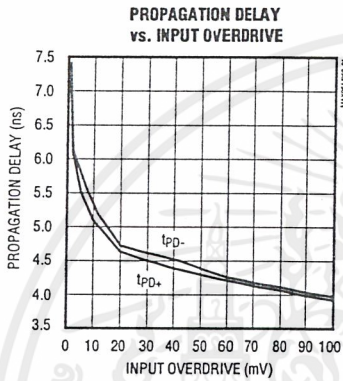
Note 7: 5mV overdrive, $C_{OUT} = 5pF$, either direction, guaranteed by sample test. Transitions are measured from the point where V_{IN+} crosses V_{IN-} , to the point where the output crosses $V_{CC} / 2$. Overdrive is above and beyond the offset voltage.

Note 8: Guaranteed by design.

High-Speed, 3V/5V, Rail-to-Rail, Single-Supply Comparators

Typical Operating Characteristics

($V_{CC} = +3.0V$, 5mV of overdrive, $T_A = +25^\circ C$, unless otherwise noted.)

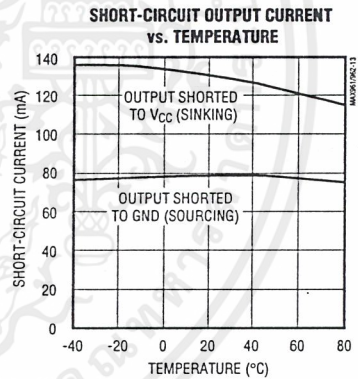
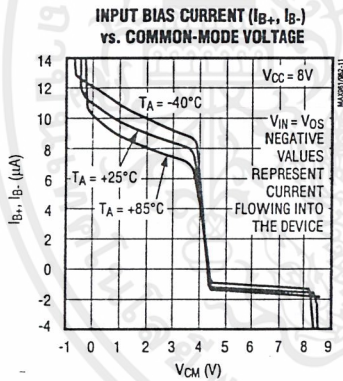
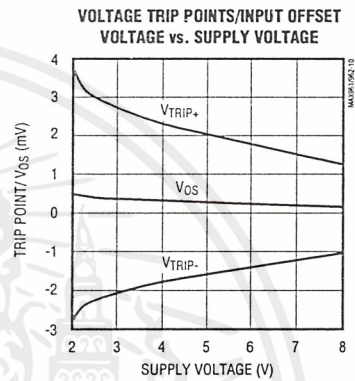
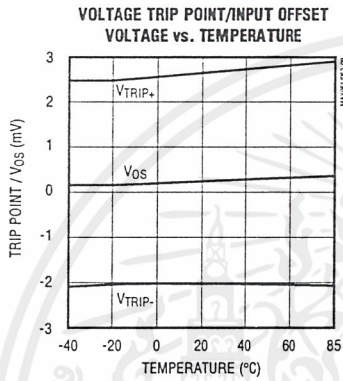


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

High-Speed, 3V/5V, Rail-to-Rail, Single-Supply Comparators

Typical Operating Characteristics (continued)

($V_{CC} = +3.0V$, 5mV of overdrive, $T_A = +25^\circ C$, unless otherwise noted.)



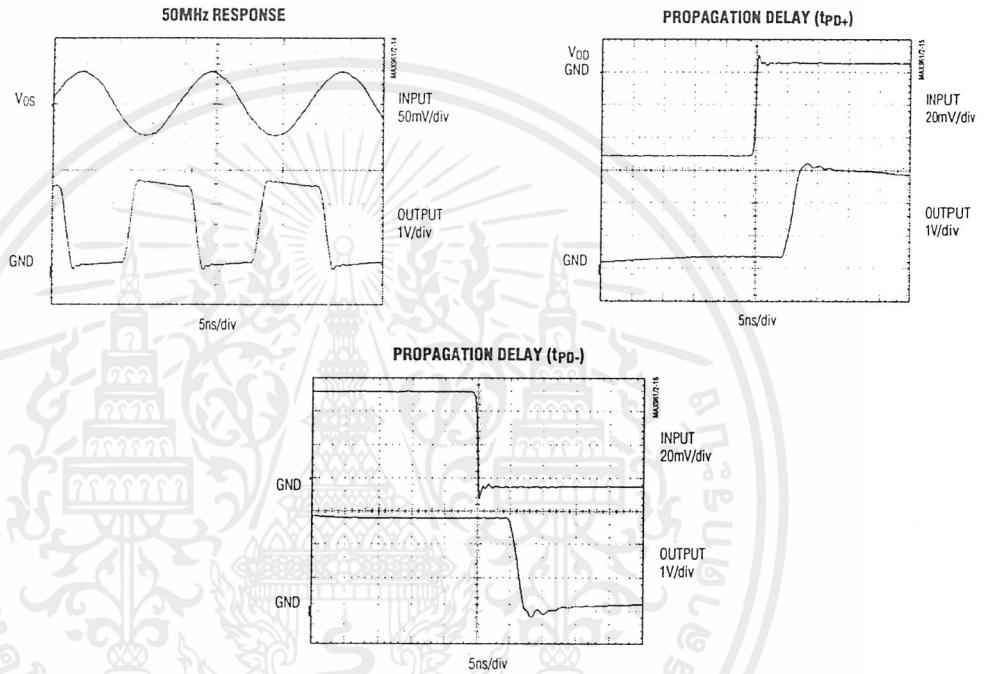
MAX9661/MAX9662

3

High-Speed, 3V/5V, Rail-to-Rail, Single-Supply Comparators

Typical Operating Characteristics (continued)

(V_{CC} = +3.0V, 5mV of overdrive, T_A = +25°C, unless otherwise noted.)



Pin Description

PIN		NAME	FUNCTION
MAX961	MAX962		
1	—	IN+	Comparator Noninverting Input
2	—	IN-	Comparator Inverting Input
—	1	INA+	Comparator A Noninverting Input
—	2	INA-	Comparator A Inverting Input
3	—	SHDN	Shutdown Input. MAX961 shuts down when SHDN is high
—	3	INB+	Comparator B Noninverting Input
—	4	INB-	Comparator B Inverting Input
4	—	LE	Latch Enable Input. The output latches when LE is high. The latch is transparent when LE is low.
5	5	GND	Ground
—	6	QB	Comparator B Output
6	—	Q	Comparator Output
—	7	QA	Comparator A Output
7	—	\bar{Q}	Comparator Complementary Output
8	8	V _{CC}	Positive Supply Input (V _{CC} to GND must be ≤8V)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

High-Speed, 3V/5V, Rail-to-Rail, Single-Supply Comparators

Detailed Description

The MAX961/MAX962 single-supply comparators feature internal hysteresis, high speed, and low power. Their outputs are guaranteed to pull within 0.52V of either rail without external pull-up or pull-down circuitry. Rail-to-rail input voltage range and low-voltage, single-supply operation make these devices ideal for portable equipment. The MAX961/MAX962 both interface directly to CMOS logic.

Timing

Most high-speed comparators oscillate in the linear region because of noise or undesirable parasitic feedback. This can occur when the voltage on one input is close to or equal to the voltage on the other input. The MAX961/MAX962 have a small amount of internal hysteresis to counter parasitic effects and noise.

The added hysteresis of the MAX961/MAX962 creates two trip points: one for the rising input voltage and one for the falling input voltage (Figure 1). The difference between the trip points is the hysteresis. When the comparator's input voltages are equal, the hysteresis effectively causes one comparator input voltage to move quickly past the other, thus taking the input out of the region where oscillation occurs. Standard compara-

tors require hysteresis to be added with external resistors. The MAX961/MAX962's fixed internal hysteresis eliminates these resistors.

Figure 1 illustrates the case where IN- is fixed and IN+ is varied. If the inputs were reversed, the figure would look the same, except for an inverted output.

The MAX961 includes an internal latch that allows storage of comparison results. LE has a high input impedance. If LE is low, the latch is transparent (i.e., the comparator operates as though the latch is not present). The comparator's output state is stored when LE is pulled high. All timing constraints must be met when using the latch function (Figure 2).

Input Stage Circuitry

The MAX961/MAX962 include internal protection circuitry that prevents damage to the precision input stage from large differential input voltages. This protection circuitry consists of two groups of five front-to-back diodes between IN+ and IN-, as well as two 200Ω resistors (Figure 3). The diodes limit the differential voltage applied to the internal circuitry of the comparators to no more than 5V_F, where V_F is the diode's forward-voltage drop (about 0.7V at +25°C).

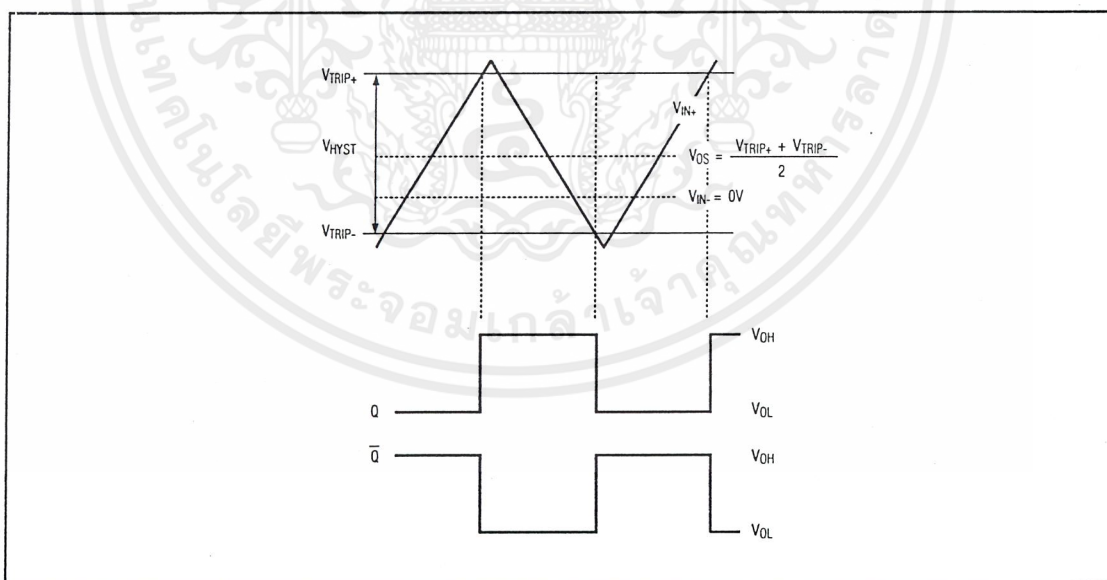


Figure 1. Input and Output Waveform, Noninverting Input Varied

High-Speed, 3V/5V, Rail-to-Rail, Single-Supply Comparators

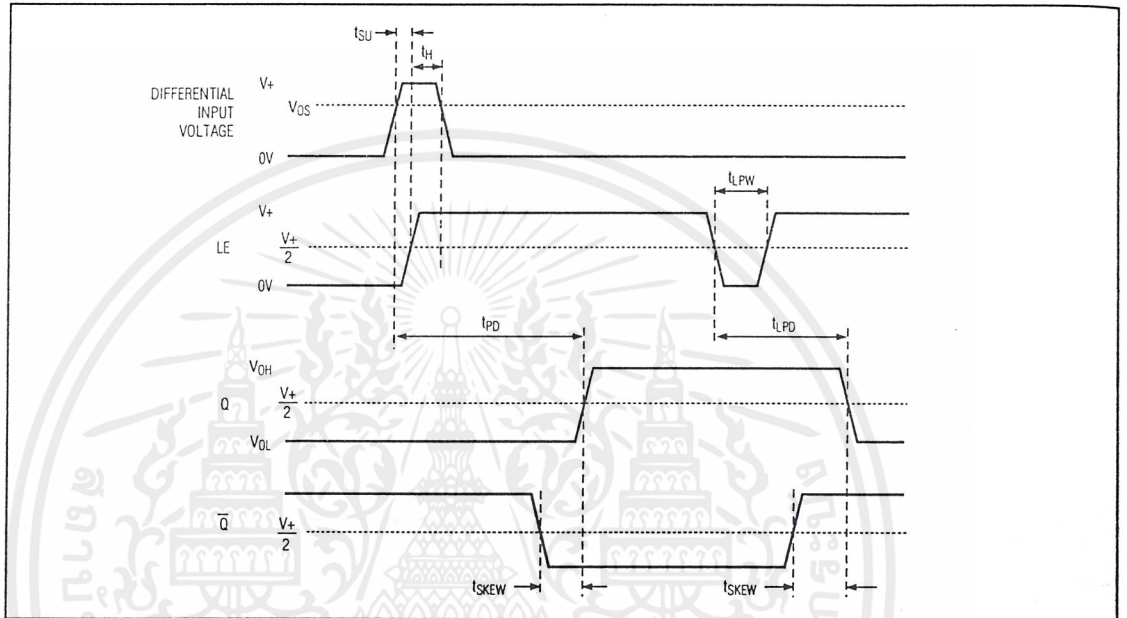


Figure 2. MAX961 Timing Diagram

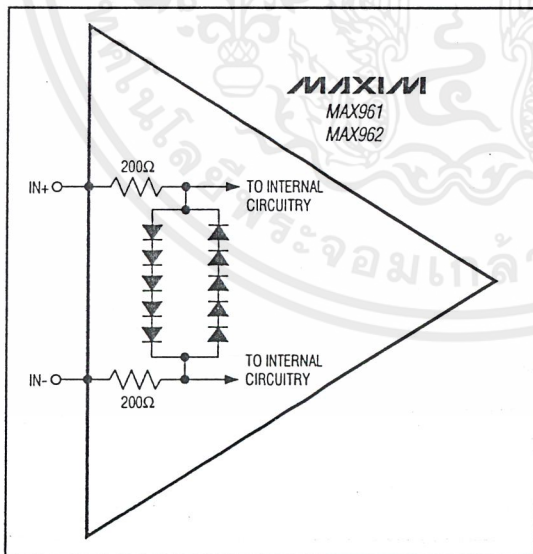


Figure 3. Input Stage Circuitry

For a large differential input voltage (exceeding 5V_F), this protection circuitry increases the input bias current at IN+ (source) and IN- (sink).

$$\text{Input current} = \frac{(\text{IN}+ - \text{IN}-) - 5V_F}{2 \times 200}$$

Input currents with large differential input voltages should not be confused with input bias currents (I_B). As long as the differential input voltage is less than 5V_F, this input current is less than 2I_B. The protection circuitry also allows for the MAX961/MAX962's input common-mode range to extend beyond both power-supply rails. The output remains in the correct logic state if one or both inputs are within the common-mode range. Taking either input outside the common-mode range causes the output to saturate and the propagation delay to worsen.

High-Speed, 3V/5V, Rail-to-Rail, Single-Supply Comparators

MAX961/MAX962

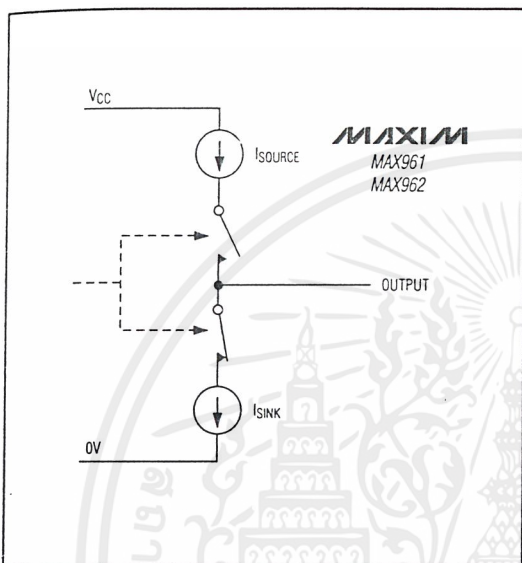


Figure 4. Output Stage Circuitry

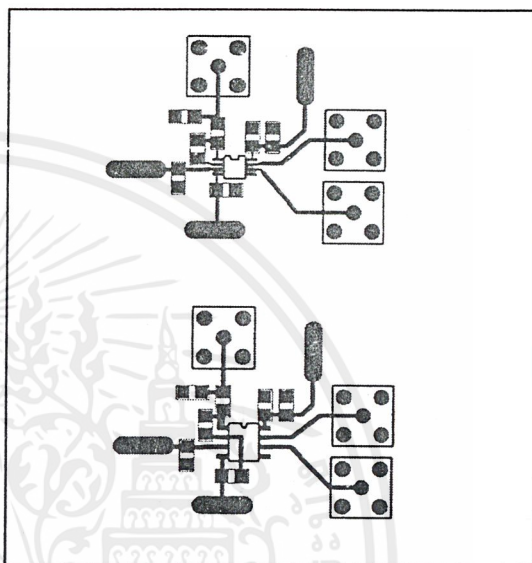


Figure 5. MAX961 PC Layout

Output-Stage Circuitry

The MAX961/MAX962 contain a current-driven output stage, as shown in Figure 4. During an output transition, I_{SOURCE} or I_{SINK} is pushed or pulled to the output pin. The output source or sink current is high during the transition, creating a rapid slew rate. Once the output voltage reaches V_{OH} or V_{OL} , the source or sink current decreases to a small value, capable of maintaining the V_{OH} or V_{OL} in static condition. This decrease in current conserves power after an output transition has occurred.

One consequence of a current-driven output stage is a linear dependence between the slew rate and the load capacitance. A heavy capacitive load slows down the voltage output transition. This is useful in noise-sensitive applications, where fast edges may cause interference.

Shutdown Mode

The MAX961 shuts down when SHDN is high. When shut down, the supply current drops to less than $500\mu A$, and the outputs become high impedance. SHDN has a high input impedance. Connect the SHDN pin to GND for normal operation. Exit shutdown with LE low; otherwise, the output is indeterminate.

Applications Information

Circuit Layout Bypassing

The high-gain bandwidth of the MAX961/MAX962 requires a high-speed layout:

- 1) Use a printed circuit board with a good, unbroken, low-inductance ground plane.
- 2) Place a decoupling capacitor (a $0.1\mu F$ ceramic surface-mount capacitor is a good choice) as close to V_{CC} as possible.
- 3) On the inputs and outputs, keep lead lengths short to avoid unwanted parasitic feedback around the comparators. Keep inputs away from outputs. Keep impedance between the inputs low.
- 4) Solder the device directly to the printed circuit board rather than using a socket.
- 5) Figure 5 depicts the recommended circuit layout.

Chip Information

TRANSISTOR COUNT: 286

MAXIM

3-29

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MAXIM

VHF-to-Microwave, +3V, General-Purpose Amplifiers

MAX2630-MAX2633

General Description

The MAX2630/MAX2631/MAX2632/MAX2633 are low-voltage, low-noise amplifiers for use from VHF to microwave frequencies. Operating from a single +2.7V to +5.5V supply, these devices have a flat gain response to 900MHz. Their low noise figure and low supply current make them ideal for receive, buffer, and transmit IF applications.

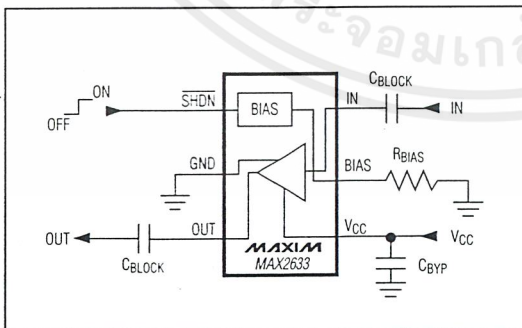
The MAX2630/MAX2631 are biased internally, eliminating the need for external bias resistors or inductors. The MAX2632/MAX2633 have a user-selectable supply current, which can be adjusted by adding a single external resistor. This allows customized output power and gain according to specific applications requirements. The MAX2631/MAX2633 feature a shutdown pin that allows them to be powered down to less than 1µA supply current. Aside from a single bias resistor required for the MAX2632/MAX2633, the only external components needed for this family of amplifiers are input and output blocking capacitors and a VCC bypass capacitor.

The MAX2630 comes in a 4-pin SOT143 package, requiring minimal board space. The MAX2631/MAX2632 come in small 5-pin SOT23 packages. The MAX2633 comes in a 6-pin SOT23 package.

Applications

Personal Communicating Systems	Cordless Phones
Global Positioning Systems	Cellular Phones
Wireless Local Area Networks	ISM Radios
Wireless Local Loops	TV Tuners
Land Mobile Radios	Set-Top Boxes

Typical Operating Circuit



Features

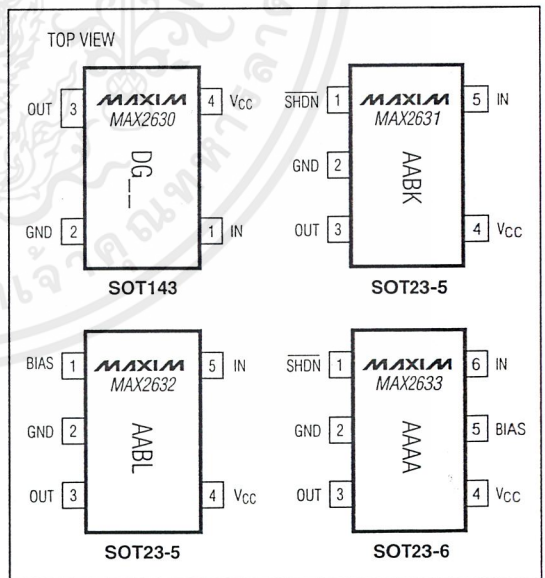
- ◆ Single +2.7V to +5.5V Operation
- ◆ Internally Biased (MAX2630/MAX2631)
- ◆ Adjustable Bias (MAX2632/MAX2633)
- ◆ 6.6mA Supply Current (insensitive to supply voltage)
- ◆ 1µA Shutdown Current (MAX2631/MAX2633)
- ◆ 3.7dB Noise Figure
- ◆ 13.4dB Gain
- ◆ Ultra-Small SOT Packages

Ordering Information

PART	TEMP. RANGE	PIN-PACKAGE	SOT TOP MARK*
MAX2630EUS-T	-40°C to +85°C	4 SOT143	DG__
MAX2631EUK-T	-40°C to +85°C	5 SOT23-5	AABK
MAX2632EUK-T	-40°C to +85°C	5 SOT23-5	AABL
MAX2633EUT-T	-40°C to +85°C	6 SOT23-6	AAAA

*The first two letters in the SOT top mark identify the part, while the remaining two letters are the lot-tracking code.

Pin Configurations



MAXIM

Maxim Integrated Products 1

For free samples & the latest literature: <http://www.maxim-ic.com>, or phone 1-800-998-8800.
For small orders, phone 408-737-7600 ext. 3468.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

VHF-to-Microwave, +3V, General-Purpose Amplifiers

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

V _{CC} to GND	-0.3V to 6V	Continuous Power Dissipation (T _A = +70°C)	
Input Power	5dBm	SOT143 (derate 4mW/°C above +70°C)	320mW
OUT Current	±12mA	SOT23-5 (derate 7.1mW/°C above +70°C)	571mW
IN to GND Voltage	-1.2V to 1.2V	SOT23-6 (derate 7.1mW/°C above +70°C)	571mW
Bias to GND Voltage	0.0V to 3V	Operating Temperature Range	-40°C to +85°C
Voltage at SHDN Input		Junction Temperature	+150°C
(MAX2631/MAX2633)	-0.3V to (V _{CC} + 0.3V)	Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Current into SHDN Input (MAX2631/MAX2633)	100µA	Lead Temperature (soldering, 10sec)	+300°C

Stresses beyond those listed under "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, and functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated in the operational sections of the specifications is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

(V_{CC} = +3V, Z₀ = 50Ω, f_{IN} = 900MHz, R_{BIAS} = 10kΩ (MAX2632/MAX2633), V_{SHDN} = V_{CC} (MAX2631/MAX2633), T_A = +25°C, unless otherwise noted.)

PARAMETERS	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
Operating Temperature Range	(Note 1)	-40		85	degrees	
Supply Voltage		2.7		5.5	V	
Power Gain	T _A = +25°C	11	13.4	16.5	dB	
	T _A = T _{MIN} to T _{MAX} (Note 1)	9.4		18.4		
Noise Figure			3.8		dB	
Output 1dB Compression Point			-11		dBm	
Output IP3			-1		dBm	
Input Voltage Standing-Wave Ratio	f _{IN} = 800MHz to 1000MHz		1.3:1			
Output Voltage Standing-Wave Ratio	f _{IN} = 800MHz to 1000MHz		1.25:1			
Supply Current	R _{BIAS} = 40kΩ		1.3	1.5	mA	
	R _{BIAS} = 10kΩ	V _{CC} = 3V, T _A = +25°C	5.5	6.5		8.0
		V _{CC} = 3V, T _A = T _{MIN} to T _{MAX} (Note 1)	4.2	6.5		9.2
		V _{CC} = 2.7V to 5.5V, T _A = +25°C	5.2	6.5		11.0
	R _{BIAS} = 500Ω		15	17		
Shutdown Supply Current	MAX2631/MAX2633		<0.1	1	µA	
SHDN Input Low Voltage	MAX2631/MAX2633, V _{CC} = 2.7V to 5.5V			0.45	V	
SHDN Input High Voltage	MAX2631/MAX2633, V _{CC} = 2.7V to 5.5V	2.0			V	
SHDN Input Bias Current	MAX2631/ MAX2633	V _{SHDN} = V _{CC}		30	µA	
		V _{SHDN} = GND		1		

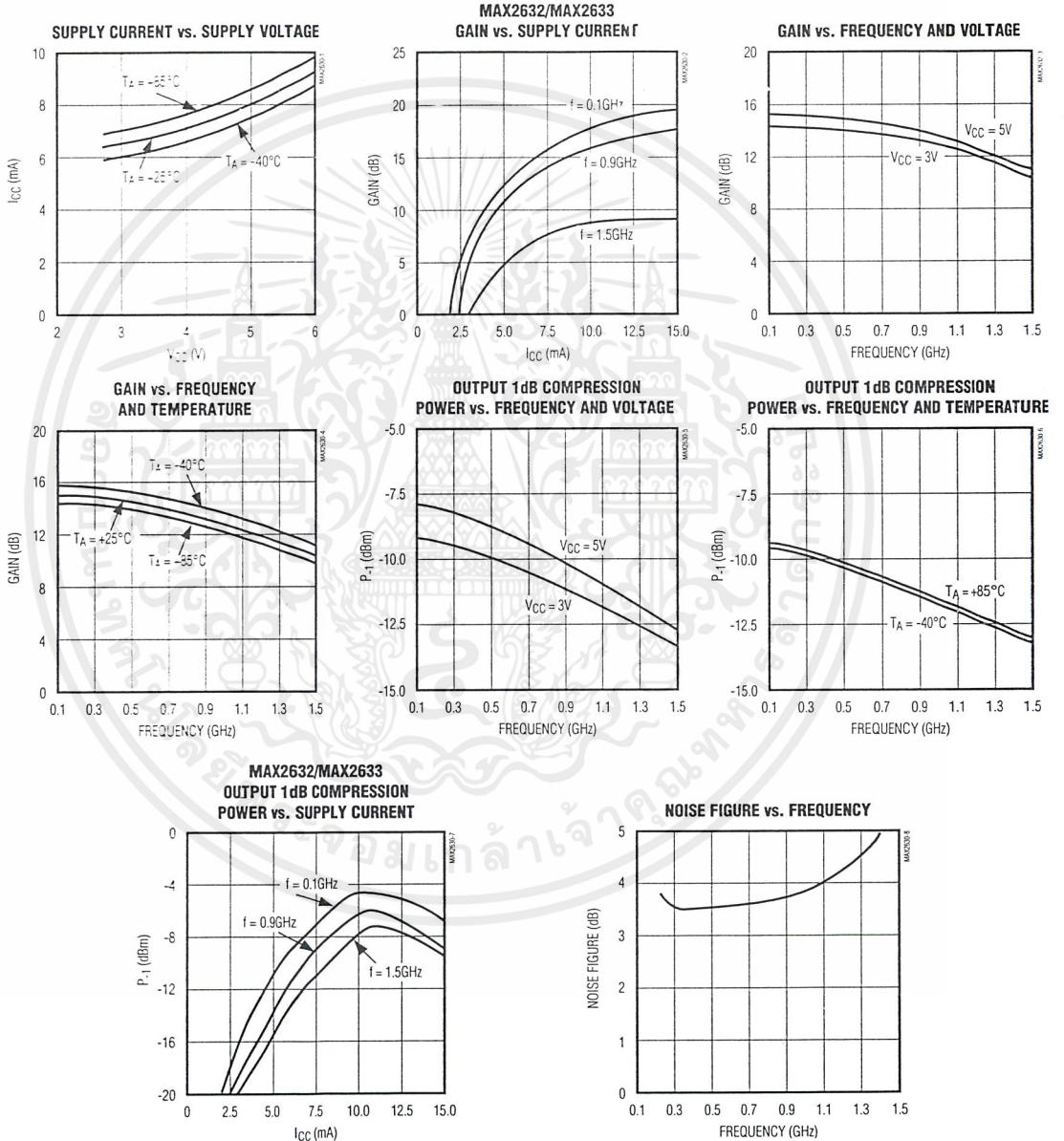
Note 1: Guaranteed by design and characterization.

VHF-to-Microwave, +3V, General-Purpose Amplifiers

Typical Operating Characteristics

($V_{CC} = +3V$, $V_{SHDN} = V_{CC}$ (MAX2631/MAX2633), $Z_0 = 50\Omega$, $f_{IN} = 900MHz$, $R_{BIAS} = 10k\Omega$ (MAX2632/MAX2633), $T_A = +25^\circ C$, unless otherwise noted.)

MAX2630-MAX2633



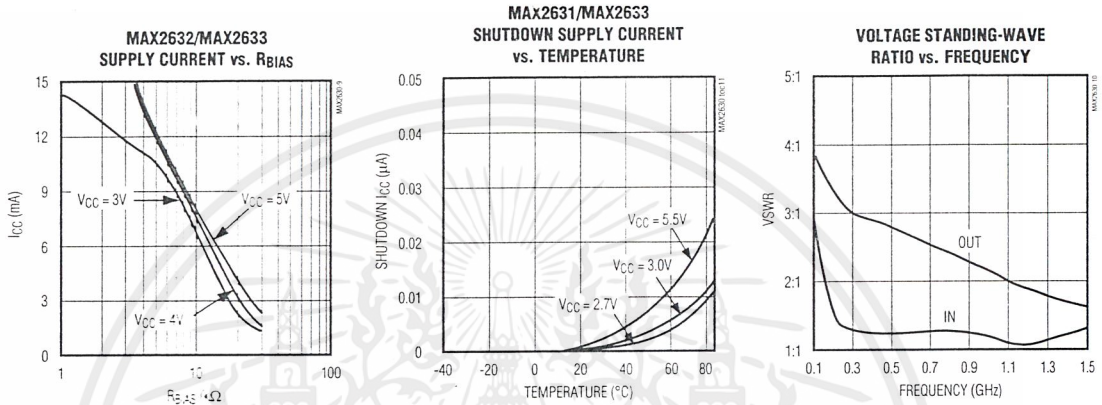
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

VHF-to-Microwave, +3V, General-Purpose Amplifiers

MAX2632/MAX2633

Typical Operating Characteristics (continued)

($V_{CC} = +3V$, $V_{SHDN} = V_{CC}$ (MAX2631/MAX2633), $Z_0 = 50\Omega$, $f_{IN} = 900MHz$, $R_{BIAS} = 10k\Omega$ (MAX2632/MAX2633), $T_A = +25^\circ C$, unless otherwise noted.)



Pin Description

PIN				NAME	FUNCTION
MAX2630	MAX2631	MAX2632	MAX2633		
1	5	5	6	IN	Amplifier Input. Use a series blocking capacitor with less than 3Ω reactance at your lowest operating frequency.
2	2	2	2	GND	Ground Connection. For optimum performance, provide a low-inductance connection to the ground plane.
3	3	3	3	OUT	Amplifier Output. Use a series blocking capacitor with less than 3Ω reactance at your lowest operating frequency.
4	4	4	4	V_{CC}	Supply Connection. Bypass directly at the supply pin. The value of the bypass capacitor is determined by the lowest operating frequency, and is typically the same as the blocking capacitor value. Additional bypassing may be necessary for long V_{CC} lines.
—	1	—	1	\overline{SHDN}	Shutdown Input. Driving \overline{SHDN} with a logic low turns off the amplifier.
—	—	1	5	BIAS	Bias Resistor Connection. Connect a resistor to GND to set the bias current. See the Supply Current vs. R_{BIAS} graph in the <i>Typical Operating Characteristics</i> .

VHF-to-Microwave, +3V, General-Purpose Amplifiers

Table 1a. Typical Scattering Parameters

($V_{CC} = +3V$, $V_{SDIV} = V_{CC}$, $Z_0 = 50\Omega$, $R_{BIAS} = 10k\Omega$, $T_A = +25^\circ C$.)

FREQUENCY (GHz)	S11 (mag)	S11 (ang)	S21 (dB)	S21 (mag)	S21 (ang)	S12 (dB)	S12 (mag)	S12 (ang)	S22 (mag)	S22 (ang)	K
0.05	0.59	-50	12.9	4.39	46	-38.7	0.012	37	0.62	-19	4.30
0.10	0.37	-70	14.2	5.11	1	-36.7	0.015	12	0.57	-29	4.07
0.20	0.22	-86	14.5	5.32	-49	-35.8	0.016	-13	0.54	-49	3.93
0.30	0.17	-100	14.5	5.32	-89	-35.0	0.018	-32	0.53	-71	3.74
0.40	0.16	-109	14.5	5.28	-125	-34.4	0.019	-51	0.51	-94	3.61
0.50	0.15	-99	14.3	5.19	-138	-33.6	0.021	-70	0.50	-118	3.45
0.60	0.14	-86	14.1	5.05	-127	-33.0	0.022	-89	0.48	-109	3.38
0.70	0.14	-68	13.9	4.93	-116	-32.2	0.025	-107	0.46	-96	3.27
0.80	0.14	-49	13.5	4.75	-104	-31.3	0.027	-124	0.44	-82	3.16
0.90	0.13	-31	13.0	4.49	-93	-30.3	0.031	-142	0.42	-68	3.05
1.00	0.13	-10	12.6	4.25	-82	-29.0	0.035	-161	0.40	-53	2.87
1.20	0.06	19	10.8	3.48	-58	-25.8	0.051	153	0.33	-25	2.59
1.40	0.11	-60	7.9	2.48	-110	-23.7	0.065	113	0.26	-12	2.90
1.60	0.24	-31	5.6	1.91	-162	-23.6	0.066	122	0.26	-7	3.51
1.80	0.30	-26	4.8	1.73	144	-23.7	0.065	120	0.26	-34	3.76
2.00	0.31	-66	4.3	1.63	86	-23.3	0.069	117	0.25	-63	3.80
2.20	0.27	-98	3.6	1.51	27	-22.3	0.077	116	0.24	-83	3.80
2.40	0.24	-115	2.6	1.36	5	-21.3	0.086	116	0.25	-97	3.81
2.50	0.22	-120	2.2	1.29	12	-21.0	0.089	114	0.27	-106	3.86

MAX2630-MAX2633

VHF-to-Microwave, +3V, General-Purpose Amplifiers

MAX2630-MAX2633

Table 1b. MAX2633 Typical Scattering Parameters

($V_{CC} = +5V$, $V_{SPDN} = V_{CC}$, $Z_0 = 50\Omega$, $R_{BIAS} = 10k$, $T_A = +25^\circ C$.)

FREQUENCY (GHz)	S11 (mag)	S11 (ang)	S21 (dB)	S21 (mag)	S21 (ang)	S12 (dB)	S12 (mag)	S12 (ang)	S22 (mag)	S22 (ang)	K
0.05	0.58	-53	13.6	4.80	45	-39.2	0.011	36	0.62	-22	4.26
0.10	0.35	-76	15.0	5.62	1	-36.9	0.014	15	0.57	-29	3.83
0.20	0.20	-97	15.4	5.87	-48	-36.1	0.016	-14	0.55	-49	3.75
0.30	0.14	-101	15.4	5.91	-87	-35.2	0.017	-31	0.53	-72	3.48
0.40	0.12	-94	15.4	5.91	-123	-34.7	0.018	-50	0.52	-95	3.35
0.50	0.11	-82	15.4	5.87	-141	-33.8	0.020	-68	0.51	-119	3.14
0.60	0.11	-66	15.2	5.78	-130	-33.1	0.022	-86	0.49	-108	3.02
0.70	0.11	-45	15.1	5.68	-119	-32.3	0.024	-104	0.48	-94	2.87
0.80	0.11	-22	14.9	5.54	-108	-31.3	0.027	-121	0.45	-79	2.73
0.90	0.12	-2	14.5	5.30	-96	-30.0	0.032	-139	0.43	-65	2.51
1.00	0.12	21	14.1	5.09	-85	-28.5	0.038	-158	0.42	-49	2.28
1.20	0.08	-54	12.5	4.22	-59	-25.2	0.055	153	0.34	-18	2.01
1.40	0.10	-103	9.3	2.93	-112	-23.1	0.070	114	0.24	-4	2.36
1.60	0.22	-44	6.7	2.16	-163	-23.3	0.068	125	0.24	-7	3.07
1.80	0.29	-20	5.8	1.96	145	-23.7	0.065	124	0.24	-37	3.41
2.00	0.35	-60	5.3	1.85	89	-23.3	0.069	120	0.23	-65	3.41
2.20	0.26	-92	4.9	1.75	29	-22.2	0.078	117	0.21	-83	3.31
2.40	0.24	-110	3.9	1.57	2	-21.7	0.082	116	0.23	-95	3.48
2.50	0.23	-113	3.5	1.50	10	-20.9	0.090	115	0.25	-100	3.35

VHF-to-Microwave, +3V, General-Purpose Amplifiers

Detailed Description

The MAX2630-MAX2633 are broadband amplifiers with 3dB bandwidth greater than 1GHz. Their small size and internal bias circuitry make them ideal for applications where board space is limited. The MAX2632/MAX2633 have a user-selectable bias current that allows the user to set both gain and output power for a particular application, and the MAX2631/MAX2633 incorporate shut-down capability.

Applications Information

External Components

The MAX2630-MAX2633 are easy to use, as shown in the *Typical Operating Circuit* and Figures 1, 2 and 3. Input and output series capacitors may be necessary to block DC bias voltages generated by the amplifiers from interacting with adjacent circuitry. These capacitors must be large enough to contribute negligible reactance in a 50Ω system at the minimum operating frequency. Use the following equation to calculate their minimum value:

$$C_{BLOCK} = \frac{53,000}{f} \text{ (pF)}$$

where f (in megahertz) is the minimum operating frequency.

The VCC pin must be RF bypassed for correct operation. To accomplish this, connect a capacitor between the VCC pin and ground, as close to the package as is practical. Use the same equation given above (for DC-blocking capacitor values) to calculate the minimum capacitor value. If the PC board has long VCC lines, additional bypassing may be necessary. This can be done farther away from the package, if needed.

Proper grounding of the GND pin is essential. If the PC board uses a topside RF ground, connect it directly to the GND pin. For a board where the ground plane is not on the component side, the best technique is to connect the GND pin to it with a plated through-hole close to the package.

An on-chip buffer at the MAX2631/MAX2633's SHDN pin makes bypassing this pin unnecessary except in very noisy applications. When RF filtering is needed, use a bypass capacitor similar to the one used on VCC. Since negligible current flows into this pin, additional RF filtering may be done with a series resistor.

To set the MAX2632/MAX2633's supply current, connect a resistor from the BIAS pin to ground. To estimate the value of this resistor, refer to the graph Supply Current vs. R_{BIAS} in the *Typical Operating Characteristics*.

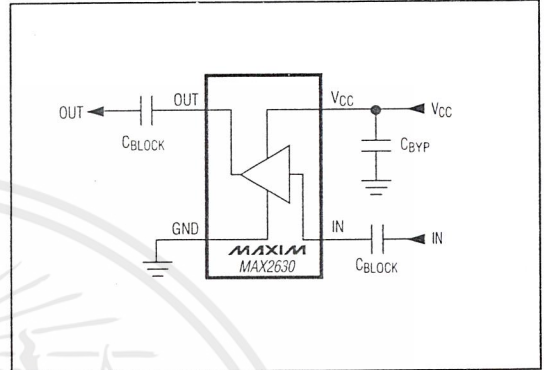


Figure 1. MAX2630 Typical Operating Circuit

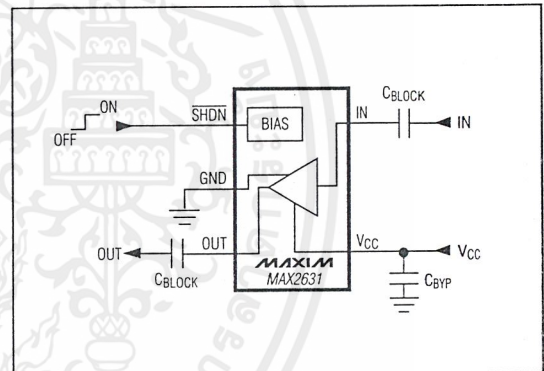


Figure 2. MAX2631 Typical Operating Circuit

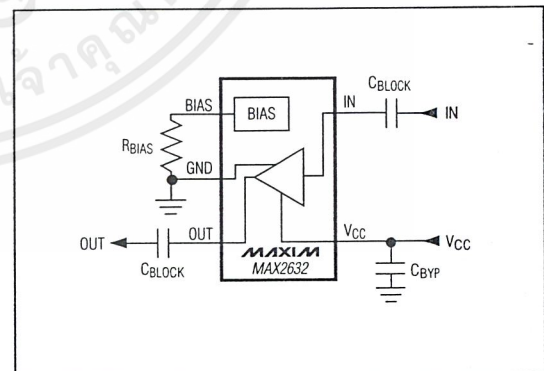


Figure 3. MAX2632 Typical Operating Circuit

VHF-to-Microwave, +3V, General-Purpose Amplifiers

PC Board Layout Example

Example PC board layouts are given in Figures 4 to 7. They use FR-4 with a 31mil layer thickness between the RF lines and the ground plane. The boards satisfy all of the above recommendations.

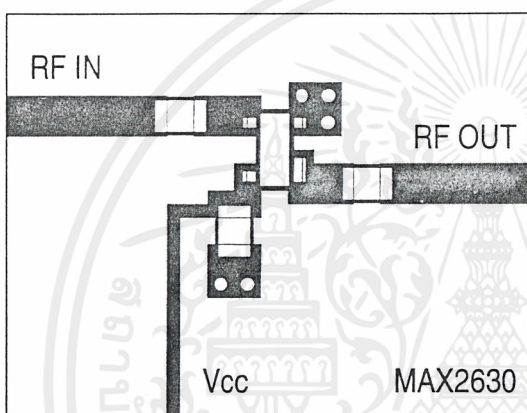


Figure 4. MAX2630 Example PC Board Layout

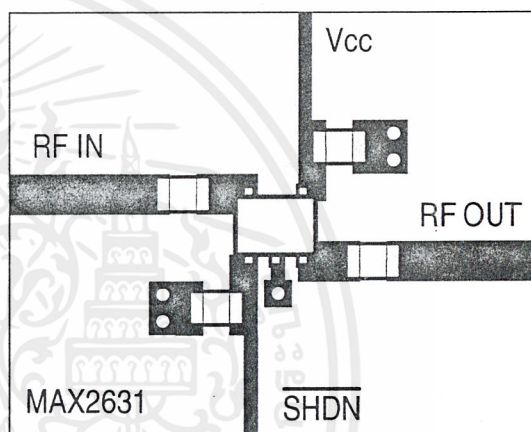


Figure 5. MAX2631 Example PC Board Layout

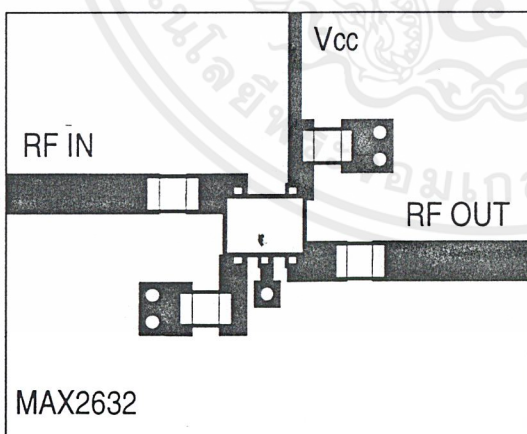


Figure 6. MAX2632 Example PC Board Layout

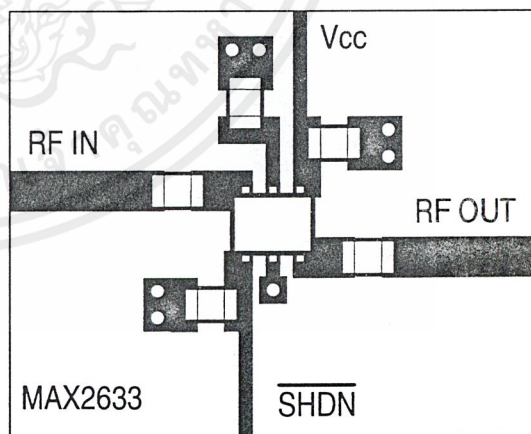


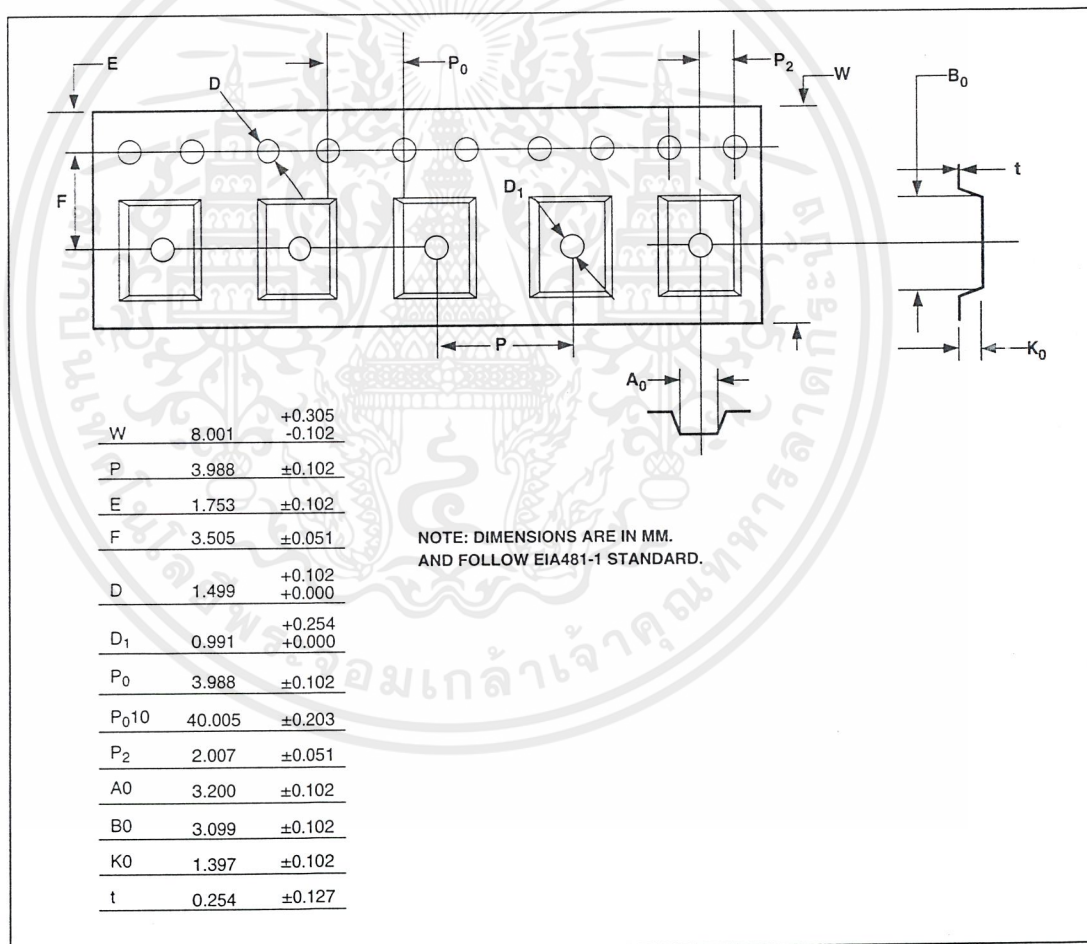
Figure 7. MAX2633 Example PC Board Layout

VHF-to-Microwave, +3V, General-Purpose Amplifiers

Chip Information

TRANSISTOR COUNT: 199

Tape-and-Reel Information



MAX2630-MAX2633

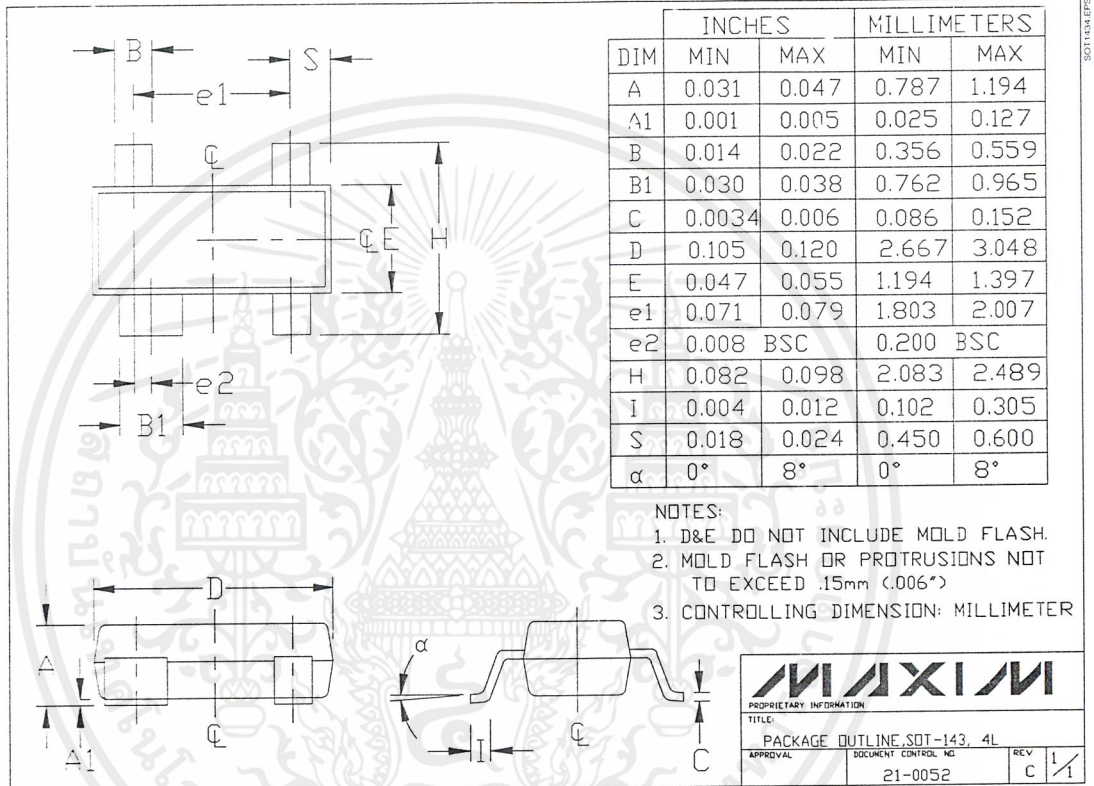
MAXIM

9

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

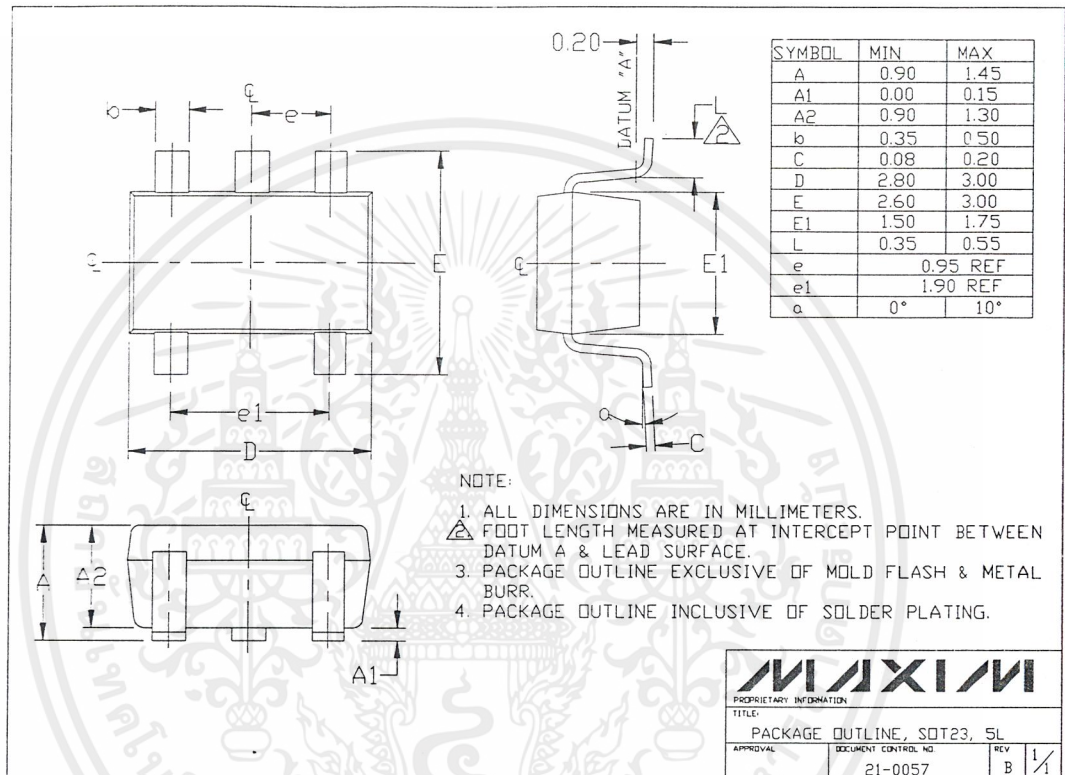
VHF-to-Microwave, +3V, General-Purpose Amplifiers

Package Information



VHF-to-Microwave, +3V, General-Purpose Amplifiers

Package Information (continued)



MAX2630-MAX2633

VHF-to-Microwave, +3V, General-Purpose Amplifiers

Package Information (continued)

MAX2630-MAX2633

SYMBOL	MIN	MAX
A	0.90	1.45
A1	0.00	0.15
A2	0.90	1.30
b	0.35	0.50
C	0.08	0.20
D	2.80	3.00
E	2.60	3.00
E1	1.50	1.75
L	0.35	0.55
e	0.95 REF	
a	0°	10°

NOTE:

1. ALL DIMENSIONS ARE IN MILLIMETERS.
2. FOOT LENGTH MEASURED AT INTERCEPT POINT BETWEEN DATUM A & LEAD SURFACE.
3. PACKAGE OUTLINE EXCLUSIVE OF MOLD FLASH & METAL BURR.
4. PACKAGE OUTLINE INCLUSIVE OF SOLDER PLATING.
5. PIN 1 IS LOWER LEFT PIN WHEN READING TOP MARK FROM LEFT TO RIGHT. (SEE EXAMPLE TOP MARK)

Maxim cannot assume responsibility for use of any circuitry other than circuitry entirely embodied in a Maxim product. No circuit patent licenses are implied. Maxim reserves the right to change the circuitry and specifications without notice at any time.

12

Maxim Integrated Products, 120 San Gabriel Drive, Sunnyvale, CA 94086 408-737-7600

© 1997 Maxim Integrated Products

Printed USA

MAXIM is a registered trademark of Maxim Integrated Products.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หนังสืออ้างอิง

- [1] Doble, John, "Introduction to radio propagation for fix and mobile communication," Boston : Artech House, 1996
- [2] Masaharu hata, "Empirical Formula for Propagation Loss In Land Mobile Radio Service," " IEEE Trans. VT - 29, No. 3, 1980, pp.317-325



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้