

**INSTITUTO UNIVERSITARIO AERONAUTICO
FACULTAD DE INGENIERIA**



**TRABAJO FINAL DE GRADO PARA LA OBTENCION DEL TITULO
DE INGENIERO EN TELECOMUNICACIONES**

“La tecnología Li-Fi en las comunicaciones de Argentina”

Autor: Leandro Monje Cerino

Tutor: Ing. Juan Cayetano Galleguillo

Índice

“La tecnología Li-Fi en las comunicaciones de Argentina”	1
1. Introducción.....	4
2. Objetivos del proyecto.....	4
2.1. Objetivos Generales	4
2.2. Objetivos Específicos	4
3. Destinatarios	5
4. Beneficios esperados	5
5. Estudio Técnico.....	6
5.1. ¿Qué es LiFi?.....	6
5.2. ¿Que son las VLC?	7
5.3. VLC versus LiFi	8
5.4. ¿Qué son las femtoceldas y las attoceldas?	10
5.5. Técnicas de Modulación para LiFi	10
5.5.1. Modulación para una única portadora (SCM)	10
5.5.2.¿Qué significa dimming?.....	11
5.5.3. Modulación multiportadora.....	12
5.5.4. Modulación específica de LiFi	14
5.6. Componentes LiFi	15
5.6.1. Chip transmisor.....	16
5.6.2. Chip receptor	18
5.7. Acceso Multiusuario en LiFi.....	19
5.7.1. Acceso múltiple en una única attocelda LiFi	20
5.7.2. Acceso multiusuario en attoceldas en redes LiFi	22
5.8. Modelado de redes LiFi	25
5.9. Comparación entre LiFi y WiFi	30
5.10. Redes híbridas LiFi/WiFi	31
5.10.1. Modelo del sistema híbrido LiFi/ WiFi	32
5.10.2. Balanceo de carga del sistema.....	32
5.10.3. Handover dinámico.....	34
6. Metodología de la investigación	38
7. Resumen Técnico.....	39
7.1. Simulación de circuito prototipo LiFi	40

7.2.	Construcción del circuito prototipo.....	54
7.3.	Conclusiones de la experiencia	67
7.4.	Aplicaciones del sistema LiFi.....	68
7.4.1.	Aplicaciones del circuito prototipo LiFi construido.....	69
7.5.	Resumen y Conclusiones.....	70
8.	Facilidades requeridas al IUA.....	71
9.	Presupuesto	71
10.	Fuentes de Financiamiento.....	71
11.	Riesgos esperados y supuestos asumidos.....	71
12.	Bibliografía Utilizada.....	72
12.1.	Anexo.....	73

1. Introducción

Este trabajo está orientado a entender y comprender el funcionamiento de la nueva tecnología Li-Fi con el fin de su posterior empleo en las comunicaciones inalámbricas de Argentina. Este proyecto tiene en consideración la utilización del espectro electromagnético en las comunicaciones inalámbricas, como principal elemento para mejorar la seguridad en las redes de acceso, y también aumentar la velocidad y la confiabilidad de la transferencia de datos. Dicho sistema propone el empleo de ondas de luz visible, que son radiadas por lámparas LED, que permiten lograr un importante ahorro de energía y a su vez limita el acceso de hosts de otras redes adyacentes.

2. Objetivos del proyecto

A continuación, se detallan los objetivos generales y particulares que sigue este proyecto

2.1. Objetivos Generales

- Conocer las características y el comportamiento del sistema Li-Fi.
- Determinar el impacto que puede tener la aplicación de este nuevo sistema en las comunicaciones inalámbricas en Argentina, ofreciendo seguridad y confiabilidad en la transferencia de datos, mediante el empleo de diversos recursos tecnológicos.

2.2. Objetivos Específicos

- Buscar información acerca de la arquitectura y funcionamiento del sistema Li-Fi en la actualidad
- Obtener información sobre resultados de experimentos en prototipos.

- Investigar las posibles formas de implementación del sistema Li-Fi en las comunicaciones de Argentina
- Realizar una comparación entre los sistemas Li-Fi y Wi-Fi, estableciendo sus principales características, virtudes y limitaciones, con el fin de analizar la factibilidad de migrar de Wi-Fi a Li-Fi.
- Diseñar e implementar un circuito prototipo transmisor y receptor del sistema LiFi para realizar una prueba experimental, con el objetivo de comprender su operatividad.

3. Destinatarios

El proyecto está destinado a mejorar la calidad de las comunicaciones de la población argentina, logrando fácilmente que cualquier individuo de la población pueda tener acceso a una conexión de Internet de alta velocidad.

4. Beneficios esperados

Se detallan a continuación los beneficios que brinda la aplicación de la tecnología LiFi:

- **Comunicación full-duplex:** De esta forma, al tener un canal para transmitir y otro para recibir, se elimina el requerimiento para poder transmitir ya que al no compartir el medio se elimina toda posibilidad de colisiones, mejorando notablemente la cantidad de usuarios y la velocidad de transmisión de datos.
- **Restricción del acceso a la red:** Como las ondas de luz no pueden atravesar las paredes, se restringe físicamente el acceso a la red, por lo cual se disminuye notablemente la posibilidad que un atacante ingrese a la red.

- **Liberación del espectro electromagnético:** Al no poder atravesar las paredes las ondas de luz, no se producirán interferencias con otros AP de Li-Fi y con dispositivos inalámbricos.
- **Disminución de la exposición a las ondas de radio:** Al trabajar en las frecuencias del espectro visible, Li-Fi contribuye a la disminución de la exposición de las personas hacia las ondas de radio

5. Estudio Técnico

En este ítem del proyecto, se explica en que consiste el sistema Li-Fi, se desarrollan los distintos esquemas de modulación propuestos para esta tecnología como además el funcionamiento de los chips transmisor y receptor. Luego, se detalla cómo realizar el modelado de redes LiFi, se compara WiFi con LiFi y finalmente, se aborda el tema de las redes híbridas LiFi/WiFi.

5.1. ¿Qué es LiFi?

Debido a la creciente demanda por la comunicación inalámbrica de datos, el espectro electromagnético por debajo de los 10 GHz se ha convertido en insuficiente. La industria de la comunicación inalámbrica ha respondido a esta problemática considerando el espectro de frecuencia por encima de los 10 GHz. De acuerdo con la ecuación de Friis de espacio libre:

$$L = \frac{(4\pi)^2 d^2}{\lambda^2} \quad [1]$$

$$L_{(dB)} = 32.44 + 20 \log f [Mhz] + 20 \log d [Km] \quad [2]$$

se puede observar que la atenuación L es directamente proporcional al cuadrado de la frecuencia. Por lo cual, las obstrucciones y las sombras en las comunicaciones

terrestres son más difíciles de superar en altas frecuencias. Como consecuencia, los sistemas deben ser diseñados para aumentar la probabilidad de línea de vista (LoS), utilizando técnicas de conformación de haces (beamforming) y celdas más pequeñas (de 50m de radio aproximadamente). La necesidad de celdas más pequeñas no es una cuestión del punto de vista de la capacidad del sistema, debido a que reduciendo el tamaño de la celda se puede lograr aumentar considerablemente el rendimiento en las comunicaciones móviles. En consecuencia, utilizar altas frecuencias para comunicaciones terrestres se ha convertido en una opción práctica. Sin embargo, una desventaja es que, al aumentar significativamente la cantidad de celdas, mayor será la provisión de infraestructura de soporte de cada celda.

LiFi es una continuación de una tendencia de moverse a mayores frecuencias en el espectro electromagnético. LiFi usa diodos emisores de luz (LEDs) para lograr comunicaciones de alta velocidad, y velocidades por encima de los 3 Gb/s desde un solo micro LED han sido logradas usando la modulación DCO-OFDM (optimised direct current – orthogonal frequency división multiplexing). Actualmente, en Argentina se está realizando un gran despliegue para migrar la iluminación existente tanto en las calles, oficinas y en casa a la tecnología LED debido a su eficiencia eléctrica, por lo que se podría desplegar fácilmente una red celular LiFi utilizando esa infraestructura que se va a instalar. Además, el tamaño de las celdas puede ser mucho más reducido comparado con la de las comunicaciones por mm-ondas, dando lugar así a las attoceldas LiFi. Las attoceldas son femtoceldas que se caracterizan por tener una menor potencia de transmisión y una radio de cobertura menor. Una red con attoceldas LiFi usa el sistema de luz para proporcionar una conexión inalámbrica de acceso múltiple.

5.2. ¿Que son las VLC?

Visible light communications (VLC) es el nombre dado a los sistemas de comunicación inalámbricos que transmiten información mediante la modulación de ondas pertenecientes al espectro visible (con longitudes de onda entre 400 y 700 nm).La información que se transmite esta codificada dentro de la onda de luz que se transmite. La principal motivación para usar ondas de luz para transmitir datos es la de ahorrar energía a través de la utilización de la infraestructura lumínica ya existente.

VLC utiliza LEDs para transmitir datos inalámbricamente empleando la modulación por intensidad (IM). En comunicaciones ópticas, IM es una forma de modulación en la cual se modula la intensidad de la señal de luz de portadora de acuerdo al voltaje de la señal de entrada. En el receptor, la señal es detectada por un fotodiodo (PD) mediante el uso del principio de la detección directa (DD). La detección directa extrae la información de la señal convirtiendo la señal óptica modulada incidente en una señal eléctrica usando un fotodetector. Las ventajas que ofrece IM/DD son:

- Se modula solamente la intensidad de la luz
- No hay que preocuparse por la fase ni la polarización
- Esquema de modulación fácil de implementar, de bajo costo y complejidad.

Por otro lado, las desventajas que presenta IM/DD son:

- ✓ Se define un umbral por el cual, si la intensidad de la luz supera dicho umbral, el bit representado es un uno, caso contrario será un cero.
- ✓ Es limitada la cantidad de bits por símbolo que se pueden transmitir.
- ✓ Se necesita de algoritmos de Time Recovery para recuperar el clock con el que se transmiten los datos en el transmisor.
- ✓ La velocidad de transmisión está limitada por la velocidad de variación de la intensidad de la luz que irradian los LEDs y la velocidad de cambios en la intensidad de luz que el fotodetector es capaz de percibir.

5.3. VLC versus LiFi

VLC utiliza LEDs para transmitir datos inalámbricamente empleando la modulación por intensidad (IM). En el receptor, la señal es detectada por un fotodiodo (PD) mediante el uso del principio de la detección directa (DD). Esta tecnología ha sido concebida como una técnica de comunicación punto a punto, como el reemplazo del cable.

Por otro lado, LiFi describe un sistema inalámbrico completo. Esto incluye comunicaciones multiusuarios bidireccionales, es decir comunicaciones punto-multipunto y multipunto-punto. Además, la red LiFi supone múltiples puntos de acceso formando así una red inalámbrica compuesta por attoceldas ópticas muy pequeñas con una probabilidad baja de handover. Esto implica que LiFi permite la movilidad completa del usuario, lo que forma una nueva capa dentro de las redes inalámbricas

heterogéneas. El hecho que los LEDs sean formadores de luz permite una contención local de las señales LiFi, y debido al bloqueo de las señales por los cuerpos opacos, permiten manejar efectivamente la interferencia co-canal (CCI) y mejorar notablemente la seguridad de la capa física. En la figura 1 se muestran las distintas técnicas requeridas para crear attoceldas ópticas para formar una red LiFi. En el núcleo se encuentran diversos dispositivos, como los micro-LEDs de nitrato de galio y los fotodiodos tipo avalancha. Estos se encuentran embebidos en subsistemas ópticos front-end, los cuales incluyen ópticas adaptativas y también un circuito análogo para controlar los LEDs y regenerar así las señales obtenidas de los PDs en los receptores.

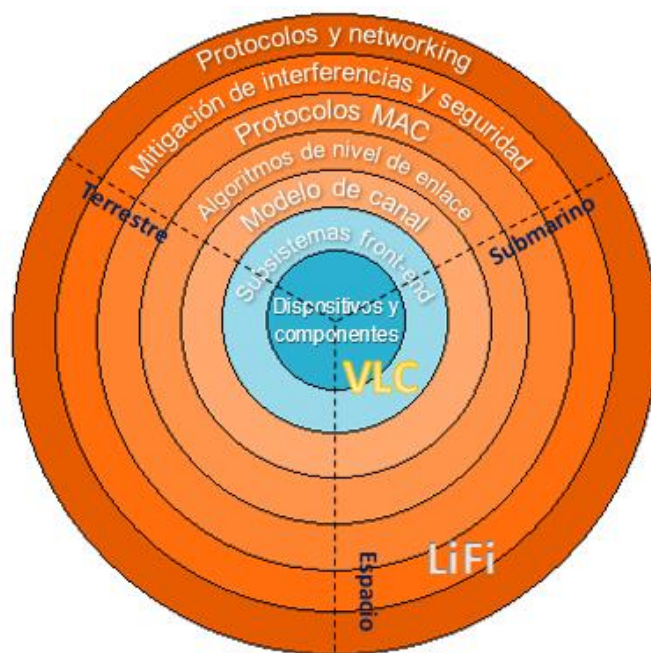


Figura 1: Los principales bloques de construcción de LiFi y sus áreas de aplicación.

Con el fin de modelar correctamente el enlace, la interferencia co-canal y establecer el ancho de banda coherente del canal, se requieren modelos de canal precisos que tengan en cuenta la composición espectral de la señal. Algoritmos de link-level son requeridos para optimizar la forma de onda y lograr así optimizar la velocidad de transmisión de datos. En este contexto, un nuevo modelo de canal teórico es necesario

para establecer la capacidad del canal ya que el tradicional modelo de Shannon no es estrictamente aplicable.

Para poder brindar un acceso multiusuario, se requieren nuevos protocolos de acceso al medio (MAC) que tengan en cuenta las características específicas que tiene la capa física de LiFi. De manera similar, técnicas para mitigar las interferencias son necesarias para asegurar la equidad de la alta tasa de transmisión de datos del sistema en general.

Por último, las redes formadas por attoceldas ópticas deberían ser integradas en redes definidas por software, las cuales están regidas mediante la separación de los planos de control y datos, como así también a la virtualización de redes. Esto implica que para llevar la integración correctamente, se necesitará del desarrollo de nuevos agentes LiFi.

5.4. ¿Qué son las femtoceldas y las attoceldas?

Son estaciones bases que se caracterizan por su pequeño tamaño y por su baja potencia de transmisión. Están diseñadas para el uso en lugares cerrados, como en centros comerciales y oficinas. Su radio de cobertura ronda los 30 m y su potencia de transmisión es menor a los 27 dBm (femtoceldas 4G LTE).

Por su parte, las attoceldas son femtoceldas con menor tamaño, potencia y radio de cobertura. Su radio de cobertura ronda por los 5m aproximadamente.

5.5. Técnicas de Modulación para LiFi

LiFi se basa en la radiación de ondas electromagnéticas para la transmisión de datos. Por lo cual, técnicas de modulación típicas usadas en comunicaciones RF puede ser aplicadas también a LiFi realizando ciertas modificaciones. Asimismo, debido al empleo de la luz visible para la comunicación inalámbrica, LiFi también provee un número único y específico de formatos de modulación.

5.5.1. Modulación para una única portadora (SCM)

Esquemas de modulación SCM ampliamente utilizados para LiFi incluyen OOK (on-off keying), modulación por posición de pulsos (PPM), y modulación por amplitud de pulsos (PAM). OOK presenta un esquema de modulación de los más simples y conocidos, y proporciona una buena compensación entre el rendimiento del sistema y la complejidad

de implementación. Por la forma en la que OOK transmite datos con apagar y prender secuencialmente un LED, puede naturalmente ofrecer soporte para dimming. La regulación de dimming del LED puede alcanzarse de dos formas:

- Redefiniendo los niveles de encendido y apagado del LED
- Aplicando compensación de símbolos

La regulación de dimming mediante la redefinición de los niveles de tensión de encendido y apagado permite mantener la velocidad de datos constante. Sin embargo, la distancia de comunicación confiable decrecerá para bajos niveles de dimming. Por otro lado, la regulación de dimming mediante la compensación de símbolos puede lograrse insertando pulsos ON / OFF adicionales, cuya duración se determina por el nivel de dimming deseado. Como la velocidad máxima de datos se alcanza con el 50% del nivel de dimming asumiendo igual número de unos y cero en promedio, incrementar o disminuir el brillo del LED causaría una disminución en la velocidad de datos.

Comparado con OOK, PPM tiene una mayor eficiencia energética, pero una menor eficiencia espectral. Una variante de PPM, denominada modulación por posición de pulsos variable (VPPM), puede brindar soporte para dimming cambiando el ancho de los pulsos, de acuerdo con un específico nivel de brillo, por lo que, VPPM puede ser considerada como una combinación de PPM y modulación por ancho de pulsos (PWM).

Existe también otro esquema SCM, denominado modulación espacial óptica, que se fundamenta en el principio de la modulación espacial, y prueba ser energética y espectralmente eficiente para comunicaciones ópticas inalámbricas. Como una variante de la modulación de amplitud en cuadratura (QAM) para sistemas de una única portadora, modulación de amplitud y fase sin portadora utiliza dos señales ortogonales, en lugar de la parte real e imaginaria del formato de señal QAM, para mejorar la eficiencia espectral de la señal transmitida en redes LiFi

5.5.2. ¿Qué significa dimming?

Se denomina a dimming a la capacidad de poder variar los niveles de intensidad de un diodo LED. Tanto para las VLC, como en LiFi, es de gran importancia poder contar con esta capacidad, ya que permite realizar un gran ahorro de energía en la iluminación. Sin embargo, las técnicas más comunes para implementar dimming con los LEDs tienen un impacto negativo en las comunicaciones, ya que limitan la tasa de

transmisión de datos en un enlace VLC. A menor intensidad de luz, la tasa de errores de bit (BER) aumenta considerablemente. Afortunadamente, existen una serie de protocolos y esquemas que se pueden aplicar para compensar estos efectos no deseados, permitiendo mejorar la velocidad de transmisión de datos y una disminución de la BER.

5.5.3. Modulación multiportadora

Esquemas SCM como OOK, PPM y PAM comenzarán a sufrir efectos no deseados, como la interferencia intersimbólica causada por la selectividad de frecuencia en canales inalámbricos ópticos dispersivos, ya que la velocidad de datos requerida en las redes LiFi aumenta considerablemente. Por lo tanto, los esfuerzos para las comunicaciones inalámbricas ópticas se dirigen a la modulación multiportadora (MCM). Comparado con SCM, MCM tiene menor eficiencia energética, pero MCM obtiene una mayor eficiencia espectral.

Una de las técnicas más usadas para implementar MCM en redes LiFi es OFDM, donde streams de datos son transmitidos en paralelo en forma simultánea a través de un conjunto de subportadoras ortogonales, permitiendo así la omisión de ecualizaciones complejas. Si el número de subportadoras escogidas es elegido de forma tal que el ancho de banda de la señal modulada es menor que el ancho de banda de coherencia del canal óptico, es decir $\Delta B_{sig} < \Delta B_{coh}$, cada subcanal puede ser considerado como un canal con desvanecimiento plano (Flat Fading Channel), permitiendo así la aplicación de técnicas ya desarrolladas para canales con Flat Fading.

Por otro lado, el uso de OFDM permite el empleo de técnicas adaptativas de bit y carga de potencia en cada portadora logrando así alcanzar mayores prestaciones en el sistema. Un modulador OFDM puede ser implementado mediante un bloque que realice la transformada discreta inversa de Fourier, que se logra realizando la transformada inversa rápida de Fourier (IFFT), seguido de un conversor digital analógico (DAC). Como resultado, la señal generada OFDM es compleja y bipolar por naturaleza.

Para poder ajustarse a los requerimientos de IM/DD impuestos por los LEDs que se encuentran disponibles comercialmente, se deberán realizar modificaciones a las técnicas convencionales de OFDM necesarias para el sistema LiFi. El método más usado para asegurar una señal de salida real después de hacer la IFFT es mediante el

cumplimiento de la simetría Hermitiana en las subportadoras. La simetría Hermitiana consiste en que si $x(t)$ es una señal real, entonces $X(-j\omega) = X^*(j\omega)$ por lo que $|X(j\omega)| = |X(-j\omega)|$ y $\phi(j\omega) = -\phi(-j\omega)$. Además, como la intensidad de la luz no puede ser negativa, la señal LiFi necesita ser unipolar. Existen diversos métodos para obtener una señal unipolar. A continuación, se proponen diversas técnicas:

- DCO-ODFM usa un sesgo de corriente continua positiva (DC) para generar una señal unipolar. Este método trae un incremento en el total del consumo de energía eléctrica, pero no se aumentan las pérdidas en la eficiencia espectral.
- ODFM óptico recortado asimétrico (ACO-ODFM) es otro tipo de esquema óptico OFDM en donde, al estar impuesta la simetría Hermitiana en las señales, solo las subportadoras impares son usadas para la transmisión de datos y las subportadoras pares son establecidas a cero. Por lo tanto, la eficiencia espectral de ACO-OFDM es reducida a la mitad. Desde el punto de vista de la eficiencia energética, ACO-OFDM es más eficiente que DCO-OFDM, ya que solo requiere un pequeño sesgo de corriente continua.
- ODFM de polarización directa con corriente continua asimétrica (ADO-OFDM) es una combinación de DCO-OFDM y ACO-OFDM, en la que el esquema DCO-OFDM es utilizado en las subportadoras pares y ACO-OFDM es usado en las subportadoras impares. En ciertos escenarios, se muestra que ADO-OFDM supera a ambos DCO-OFDM y ACO-OFDM en términos de eficiencia energética.
- Para incorporar soporte para dimming, OFDM óptico con polarización inversa (RPO-OFDM) fue propuesto para combinar la señal OFDM de alta velocidad con la señal PWM de baja velocidad, las cuales contribuyen a la iluminación general del LED. Como RPO-OFDM utiliza completamente el rango dinámico lineal del LED, la distorsión no lineal de la señal se minimiza.
- Otro esquema de modulación, denominado Modulación PAM multitono discreta (PAM-DMT) usa todas las subportadoras disponibles para

transmisión. Sin embargo, solo la parte imaginaria de la señal es modulada en cada subportadora. En este modo, la distorsión de la señal causada por el recorte asimétrico cae sobre la componente real, y es ortogonal a la señal portadora de la información.

- Un esquema híbrido de OFDM óptico combinando ACO-OFDM y PAM-DMT, denominado OFDM óptico asimétrico híbrido (AHO-OFDM) utiliza ambas subportadoras, pares e impares, para la transmisión de información. En AHO-OFDM, se admite la capacidad de dimming mediante un sesgo de corriente continua sin un requerimiento adicional de PWM de uso común. El hecho que se pueden realizar fácilmente arreglos multi-LED compactos ha llevado a una nueva técnica OFDM que asigna subportadoras a LEDs separados físicamente en un arreglo. Esto ayuda a mitigar las distorsiones no lineales debido a que la relación de potencia pico-promedio es alta en OFDM. Como alternativa a ACO-OFDM, flip-OFDM y OFDM unipolar (U-OFDM) puede lograr una buena tasa de error de bits (BER) y mantener una buena eficiencia espectral.
- Un nuevo esquema de modulación, llamado OFDM unipolar mejorado (eU-OFDM), permite la generación de una señal unipolar sin generar una pérdida adicional de eficiencia espectral como en ACO-OFDM, PAM-DMT, flip-OFDM o U-OFDM. Recientemente, una alternativa de OFDM ha sido propuesta, la cual usa la matriz de Hadamard en vez de la matriz de Fourier como matriz ortogonal para multiplexar múltiples streams de datos.

5.5.4. Modulación específica de LiFi

Los transmisores LiFi son generalmente diseñados no solamente para comunicaciones inalámbricas sino también para iluminación, lo que puede ser realizado mediante la utilización de, por ejemplo, LEDs azules con revestimiento amarillo o mediante la mezcla de colores a través de LEDs multicolor. Luminarias equipadas con LEDs multicolor pueden proveer mayores posibilidades para modulación y detección de la señal en sistemas LiFi.

La modulación por desplazamiento de color (CSK) es un esquema IM resumido en la norma IEEE 802.15.7, donde las señales son codificadas en intensidades de colores emitidas por LEDs RGB (LEDs rojos, verdes y azules). En CSK, los bits entrantes son mapeados con las distintas cromaticidades instantáneas del LED multicolor mientras se mantiene un promedio constante del color percibido. Las ventajas de CSK sobre el convencional esquema IM son dos:

- Desde que un flujo de luz constante es garantizado, no habría efecto de parpadeo en todas las frecuencias.
- Un flujo de luz constante implica que exista una corriente de conducción prácticamente constante en el LED. Esto permite la reducción de una posible corriente de entrada en la modulación de la señal, mejorando así la confiabilidad del LED.

Basado en CSK, la modulación metamérica (MM) fue desarrollada y puede lograr una gran eficiencia energética y proveer mayor control en la calidad del color, sin embargo, con la desventaja de requerir un LED verde adicional e independientemente controlado. Desde la perspectiva de maximizar la capacidad de comunicación, la modulación por intensidad de color (CIM) es propuesta para ambos canales ópticos ortogonales y no ortogonales.

5.6. Componentes LiFi

La disponibilidad de transceptores de pequeñas dimensiones, de bajo costo y consumo es la clave para la adopción comercial de LiFi en aplicaciones como pueden ser el Internet de las cosas (IoT), la quinta generación de sistema celular (5G), comunicación auto a auto, seguridad y defensa, comunicación submarina y comunicación inalámbrica en centros de datos. Por lo tanto, es necesario desarrollar circuitos integrados específicos de aplicación para LiFi (LiFi ASICs). A continuación, se describen los chips transmisor y el receptor ASICs basados en la tecnología CMOS.

5.6.1. Chip transmisor

Para poder soportar OFDM o PAM, los circuitos convencionales necesitan de un DAC que sea capaz de convertir señales a alta velocidad. Las estructuras típicas de DAC solo pueden entregar hasta 30 mA de corriente, y requieren una etapa adicional de amplificación de corriente para poder conducir a un típico LED.

Para evitar el uso de una etapa amplificadora, se utiliza un controlador LED basado en un DAC open-drain de 8 bits de tecnología CMOS. El diseño y el envase del chip se puede ver en la figura 2 y 3. El ASIC es capaz de alcanzar una velocidad de conversión de 250 MS/s a una corriente máxima de 255mA y logra una eficiencia energética del 72%. Un controlador óptico diferencial es implementado mediante el empleo de ambas ramas de conducción del DAC para controlar dos LEDs de color diferentes. Esto permite duplicar el nivel de señal y la eficiencia sobre un acceso final. El chip tiene cuatro controladores de canales separados. Cada canal es capaz de conducir hasta dos LEDs permitiendo CSK, control de iluminación de color por temperatura y un sistema MIMO.

En la figura 4 se muestra un análisis de la tasa de errores por bit (BER) en función de la relación señal a ruido (SNR) para distintas corrientes a plena escala. Esta medición se realizó con dos chips prototipos transmisor y receptor, en un ambiente cerrado, con una señal OFDM sin codificar y la distancia entre los LEDs es de 1m. Como se esperaba, existe un incremento en la corriente a plena escala en una potencia de salida óptica más alta, logrando así una SNR más alta en el receptor. El sistema está sujeto a distorsiones no lineales en el transmisor y en el receptor. Por lo tanto, una SNR alrededor de los 25 dB es requerida para alcanzar una BER sin codificar de 10^{-3} . Se puede ver también que la BER no mejora cuando la corriente alcanza un valor cercano a los 250 mA, debido a los efectos de saturación. Se ha demostrado que es posible llegar a transmitir 1 Gb/s cuando se utilizan los cuatro canales en paralelo en una configuración MIMO.

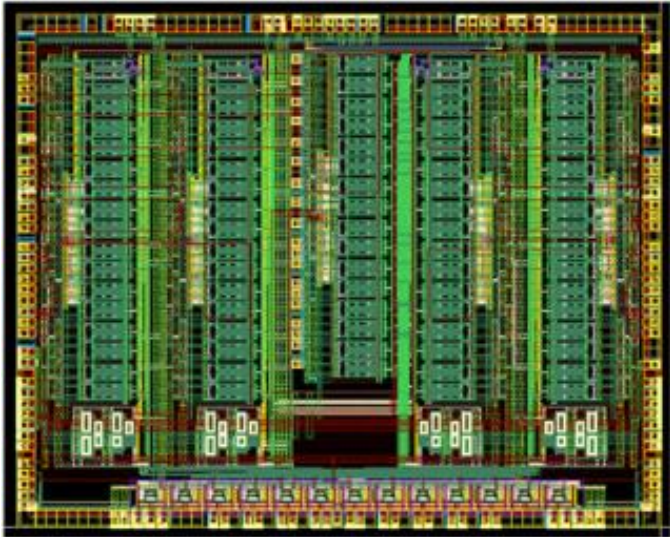


Figura. 2: Diseño del chip controlador LiFi en CMOS



Figura. 3: Envase del chip controlador LiFi (tamaño: 3.3 x 3.3 cm²)

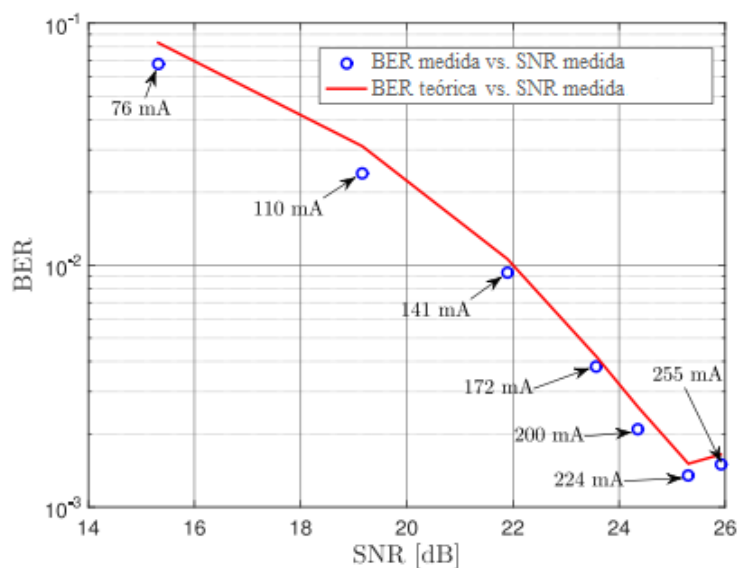


Figura 4: BER del DAC en el chip transmisor CMOS

5.6.2. Chip receptor

Los sistemas LiFi están basados en IM/DD. Como consecuencia, la potencia de transmisión promedio es proporcional a la amplitud de la señal transmitida, y no al cuadrado de la misma. La pérdida de trayectoria eléctrica es, por tanto, el doble de la pérdida de trayectoria óptica. Debido a este motivo, para poder alcanzar distancias razonables en una red con attoceldas, se necesitan de receptores con una alta sensibilidad. Un receptor basado en un fotodetector tipo avalancha (ADP) con una densidad de ruido típica de referencia de entrada del orden de los $10 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ es necesario para poder lograr una comunicación confiable.

Un chip receptor LiFi está compuesto por 49 detectores ADP (un arreglo de detectores de 7×7) apoyados en el desarrollo de la tecnología CMOS de $180 \mu\text{m}$. El tamaño de cada elemento ADP es de $200 \mu\text{m} \times 200 \mu\text{m}$ colocado en una rejilla de $240 \mu\text{m}$. Los ADPs pueden alcanzar una ganancia de 10 dB con una tensión de polarización inversa de solo 10 V. Cada ADP está conectado a un amplificador de transimpedancia integrado basado en la tecnología de realimentación shunt-shunt con una ganancia fija obteniendo así un buen rendimiento. Los ADPs alcanzan un ancho de banda de 90 MHz.

Además, existen numerosos ADPs en la periferia que están expuestos a una estructura de metal especialmente diseñada para lograr una mejor direccionalidad para los algoritmos de receptor de diversidad angular.

5.7. Acceso Multiusuario en LiFi

Como una tecnología de banda ancha inalámbrica, LiFi puede proveer a múltiples usuarios con un acceso simultáneo a la red. SDMA óptico (acceso óptico múltiple por división de espacio) ha sido estudiado mediante el uso de un transmisor óptico con diversidad angular. Cuando se compara SDMA con TDMA (acceso óptico múltiple por división de tiempo) en comunicaciones ópticas, se puede ver que SDMA logra incremento del throughput del sistema de 10 veces dentro de una red LiFi. Sin embargo, esta mejora de throughput requiere de un cuidadoso diseño de la diversidad angular del transmisor, como así también de los algoritmos de agrupamiento de usuarios.

OFDM proporciona un método simple para el acceso múltiple, es decir, acceso múltiple por división de frecuencias ortogonal (OFDMA), donde los usuarios son servidos y separados mediante un número de subportadoras ortogonales. Sin embargo, diferente a sistemas RF, no existe fast fading en sistemas LiFi y el canal óptico inalámbrico indoor presenta una característica similar a la respuesta en frecuencia de un filtro pasabajos. Por lo tanto, subportadoras con bajas frecuencias generalmente proporcionan a los usuarios mayor SNR. Por lo que, es importante en OFDMA utilizar técnicas apropiadas de programación de usuarios con el fin de garantizar la mantención de la equidad de los recursos.

Con el fin de mejorar el throughput de los usuarios que se encuentran en el borde de la celda, se propuso el método de acceso múltiple no-ortogonal (NOMA) para sistemas de comunicación RF, el cual emplea el dominio de la potencia para separar a los usuarios. Mediante el uso de la emisión de luz natural de los LEDs, se pudo mostrar que el rendimiento de una red LiFi puede mejorarse eficazmente con la aplicación de NOMA. Diferente a las tecnologías de acceso múltiple ortogonal, NOMA puede servir a un mayor número de usuarios a través de asignación de recursos no ortogonales (RA), y

es considerado como una tecnología prometedora para las comunicaciones inalámbricas 5G.

Existen varios esquemas de multiplicación para NOMA. Sin embargo, en este trabajo se eligió una variante, llamada multiplexación en el dominio de la potencia, en la cual se usa una cancelación de interferencia sucesiva (SIC) en el lado del receptor para cancelar la interferencia interusuario.

5.7.1. Acceso múltiple en una única attocelda LiFi

El principio básico del enlace descendente en NOMA se muestra en la figura 5, donde los LEDs difunden una versión superpuesta de los mensajes destinados a un grupo de usuarios de interés. Basado en el multiplexado en el dominio de la potencia, la señal superpuesta es dada como una suma de señales, cada una multiplicada por un factor de peso. Debido al hecho que el canal indoor LoS es en gran medida determinista y que está fuertemente relacionado con la distancia euclidiana del enlace de transmisión, la calidad de los canales o la relaciones señal a interferencia más ruido (SINRs) puede fluctuar significativamente entre los usuarios. Por esta razón, la señal interferente es detectada y cancelada en un orden descendiente de SINR en cada receptor (excluyendo el usuario con la peor calidad de canal). Además, en el proceso de detección de la señal, las señales interferentes cuya potencia sean menores que la potencia de la señal útil, serán tratadas como ruido.

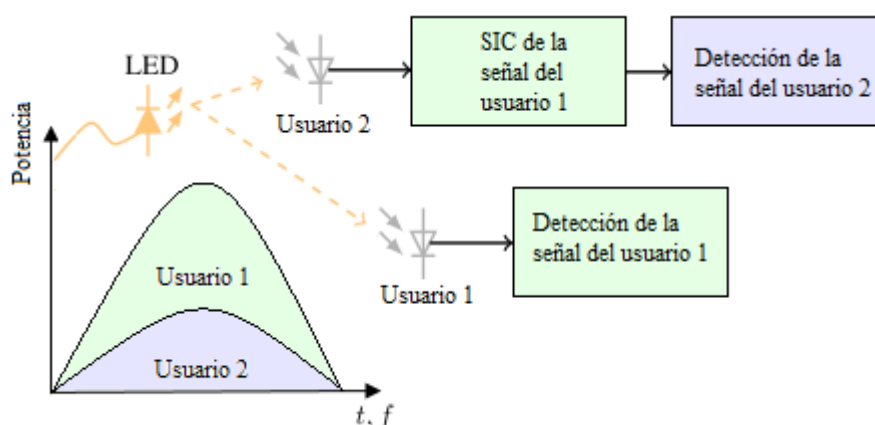


Figura 5: Ilustración del principio de NOMA (ejemplo con dos usuarios)

Considerando que el enlace descendente de la transmisión LiFi en una única attocelda, en la que el Access Point óptico (AP) se encuentra en el techo y K usuarios móviles se

encuentran debajo del mismo y están uniformemente dispersos dentro de un disco, todos los usuarios son registrados primero en función de sus condiciones de canal, de modo que $h_1 \leq \dots \leq h_k \leq \dots \leq h_K$, donde h_k representa la ganancia del canal óptico entre el k -ésimo usuario y el AP LiFi. Con el fin de equilibrar la tasa de datos del usuario independientemente de sus ubicaciones geográficas, los parámetros de la división de energía, denotados a_k , se establecen de modo que los usuarios con peor calidad de canal se les asignen mayor potencia de señal ($a_1 \geq \dots \geq a_k \geq \dots \geq a_K$), satisfaciendo al mismo tiempo la restricción de la potencia total. Asumiendo que se tiene un perfecto conocimiento de la información del estado del canal (CSI) y el procesamiento de las señales SIC en el lado del receptor, el límite de Shannon en la eficiencia espectral, denotado como τ_k , puede encontrarse como:

$$\tau_k = \begin{cases} \log_2 \left(1 + \frac{(h_k a_k)^2}{\sum_{i=k+1}^K (h_i a_i)^2 + \frac{1}{\rho}} \right), & k \neq K \\ \log_2(1 + \rho (h_k a_k)^2) & , \quad k = K \end{cases} \quad [3]$$

donde ρ representa la SNR transmitida en el AP LiFi.

Como se muestra en la figura 6, el rendimiento de NOMA es simulado en una configuración de una única attocelda con dos usuarios. Los parámetros detallados en la tabla 1 son utilizados. En la figura 6 puede verse que, comparado con la técnica TDMA, NOMA puede aumentar siempre el throughput total de la red LiFi. También, de la pendiente de las curvas, se puede encontrar que NOMA puede mejorar aún más el rendimiento de los usuarios que se encuentran en el borde de la celda, sin deteriorar significativamente el rendimiento de otros usuarios con mejor calidad de canal.

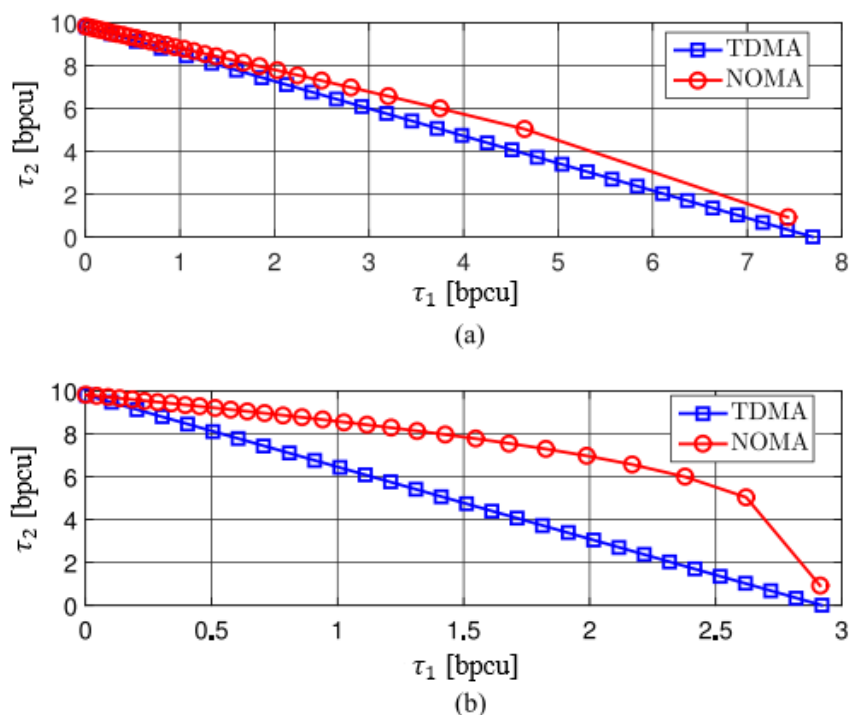


Figura 6: Comparación de la eficiencia espectral de Shannon entre TDMA y NOMA en una configuración de una attocelda LiFi con dos usuarios. En (a) los dos usuarios tienen condiciones similares de canal. En (b) los dos usuarios tienen condiciones distintas de canal.

Parámetros	Valores
Separación vertical	2.25 [m]
Responsividad PD	0.6 [AW]
Área física PD	1 [cm ²]
FoV receptor	90°
Densidad espectral de potencia de ruido del receptor	10 ⁻¹⁹ [A ² / Hz]

Tabla 1: Parámetros y valores que son tenidos en cuenta para el análisis de rendimiento en los distintos sistemas

5.7.2. Acceso multiusuario en attoceldas en redes LiFi

En esta parte del trabajo, se tratará la aplicación de NOMA en redes LiFi. Debido al área de cobertura superpuesta de los APs LiFi adyacentes, los usuarios que se hallen en el borde de la celda experimentarán una mayor interferencia proveniente de las attoceldas vecinas. Como se muestra en la figura 7, el usuario 1 que está en el borde de la celda en la attocelda LiFi 1 también recibe la señal no deseada transmitida desde el AP proveniente de la attocelda LiFi 2. Por lo tanto, el uso directo de NOMA en una red LiFi no va a ser suficiente para lograr mitigar eficazmente la interferencia transmitida

procedente de las attoceldas adyacentes. Sin embargo, esta interferencia intercelda puede reducirse o mitigarse eficientemente mediante el empleo de técnicas inteligentes de planificación de frecuencias, con la desventaja de reducir la eficiencia en la utilización de la frecuencia. Una solución prometedora y eficaz para mejorar el rendimiento de los usuarios que se ubican en el borde de la celda en una red LiFi es la combinación de NOMA y SDMA. En este trabajo, SDMA se basa en una técnica coordinada de transmisión conjunta multipunto (CoMP). Específicamente, los usuarios en diferentes lugares son servidos simultáneamente con el uso de la transmisión de pre-codificación (TPC). Después de que la señal se propaga a través del canal óptico al lado del receptor, la interferencia entre usuarios es mitigada por la ayuda de TPC y SDMA. Tome la figura 7 a modo de ejemplo, puesto que el usuario 1 y el usuario 3 pueden recibir señales provenientes tanto del LED 1 como del LED 2, sus "firmas espaciales", es decir, ganancias de canal óptico, se explotan para diseñar el vector TPC. Como resultado, los enlaces de transmisión de ambos LED se suman constructivamente para ayudar a mejorar el rendimiento del usuario 1 y del usuario 3 en el borde de la celda.

El SDMA compatible con CoMP requiere que los AP de LiFi tengan conocimiento tanto de los datos de mensaje como de CSI del usuario 1 y del usuario 3. Se debe tener en cuenta que en dicha red LiFi, sólo los usuarios en el borde de la celda están coordinados para la transmisión conjunta. Por lo tanto, la sobrecarga adicional de señalización y la complejidad a cambio de un rendimiento mejorado del sistema no son significativas. Diferente de la figura 5, donde sólo el usuario 2 necesita cancelar la señal de interferencia del usuario 1, en la figura 7 el usuario 2 necesita cancelar la versión pre-codificada de las señales destinadas tanto al usuario 1 como al usuario 3.

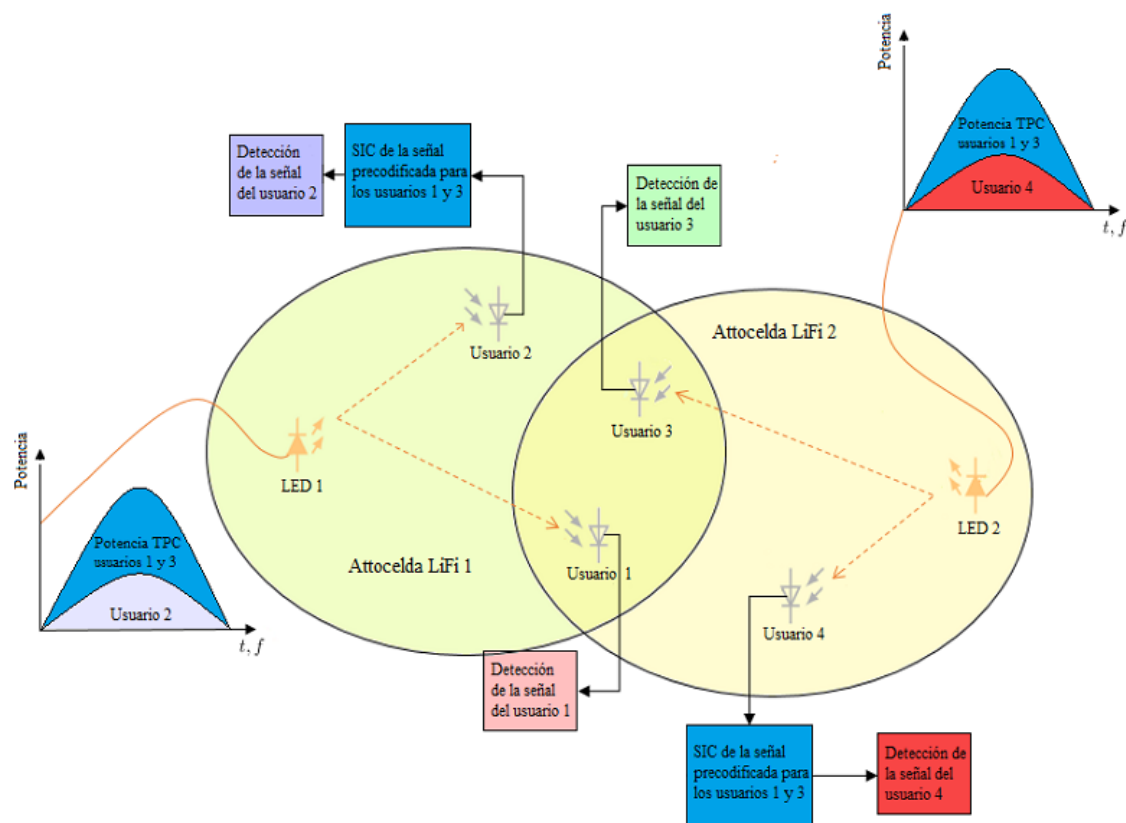


Figura 7: Ilustración del uso combinado de NOMA y SDMA en una red LiFi con dos celdas. SIC es usado para eliminar interferencias

Como se muestra en la figura 8, el rendimiento de NOMA en combinación con SDMA es simulado en una red LiFi con dos attoceldas vecinas. La configuración de los APs y usuarios de LiFi es similar a la expuesta en la figura 7, donde las ubicaciones del usuario 1, 3 y 4 son fijas mientras el usuario 2 se mueve desde el borde de la celda [véase la figura 8 (a)] al centro de la misma [véase la figura 8 (b)]. La eficacia espectral teórica de Shannon se calcula para ambos usuarios en la attocelda 1. En la figura 8 se puede ver que, si no se utilizan técnicas inteligentes de gestión de interferencias, el rendimiento de TDMA en una red LiFi típica se vería seriamente afectado por la interferencia intercelda. Por otro lado, el throughput de una red LiFi puede aumentarse considerablemente usando las técnicas NOMA y SDMA.

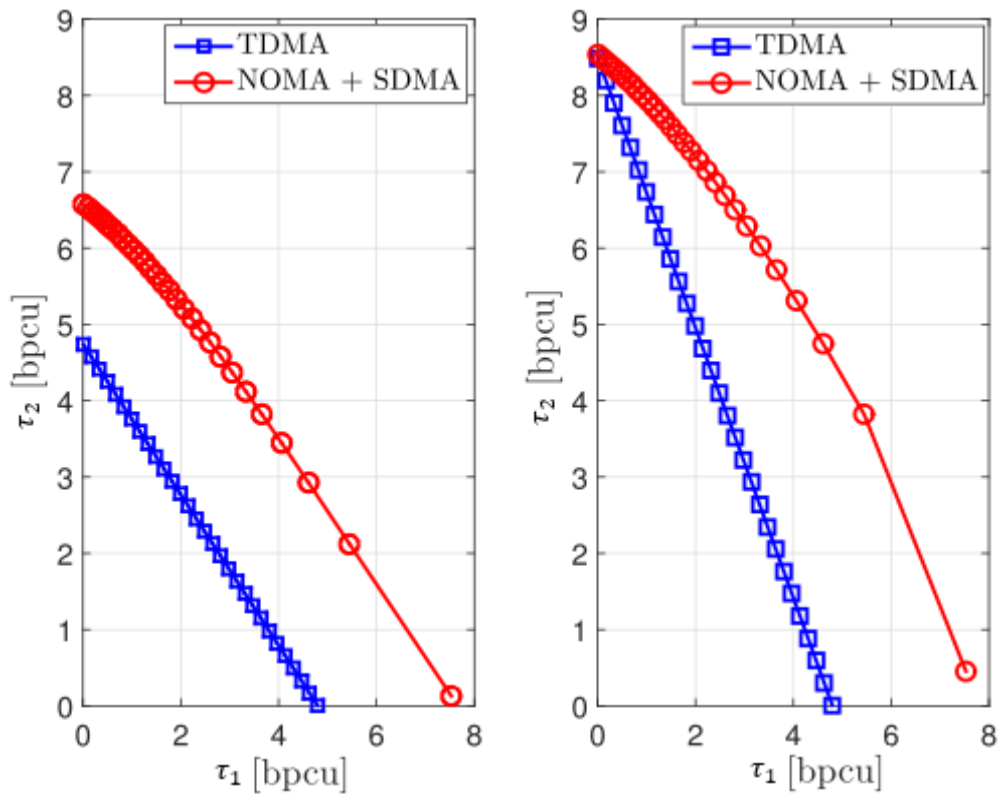


Figura 8: Comparación de la eficiencia espectral de Shannon entre NOMA / SDMA híbrido y TDMA en una configuración de red LiFi con dos attoceldas: en (a) el usuario 1 y el usuario 2 están ambos cerca del borde de la celda; en (B) el usuario 1 está cerca del borde de la celda mientras que el usuario 2 se encuentra cerca del centro de la celda.

5.8. Modelado de redes LiFi

En una red de attoceldas LiFi, la colocación de los APs afecta el rendimiento del sistema. La señal luminosa de un AP vecino causa interferencia que limita la SINR. Debido al uso de LEDs, la transmisión coherente no es posible, y los datos tienen que ser codificados por medio de IM / DD. Como consecuencia, las frecuencias utilizadas están entre cero y típicamente 20 MHz para los LED blancos comerciales codificados con fósforo asumiendo un filtro azul en el receptor y entre 60-100 MHz para micro-LEDs. Con el fin de proporcionar acceso multiusuario y mitigar la CCI, el ancho de banda disponible se puede dividir y compartir entre diferentes APs ópticos de acuerdo con el conocido concepto de reutilización de frecuencias.

La reutilización de frecuencia se modela con un parámetro Δ . Por ejemplo, $\Delta = 3$ significa que el ancho de banda de modulación disponible se divide en tres partes iguales y cada parte se asigna a un AP de manera que se maximiza la distancia geométrica de reutilización de la misma parte del ancho de banda. Dado que la

iluminación y la comunicación inalámbrica de datos se combinan, la colocación de los APs ópticos está determinada principalmente por el diseño de iluminación. El efecto de la localización de APs se evalúa para cuatro escenarios diferentes como se detalla en la figura 9.

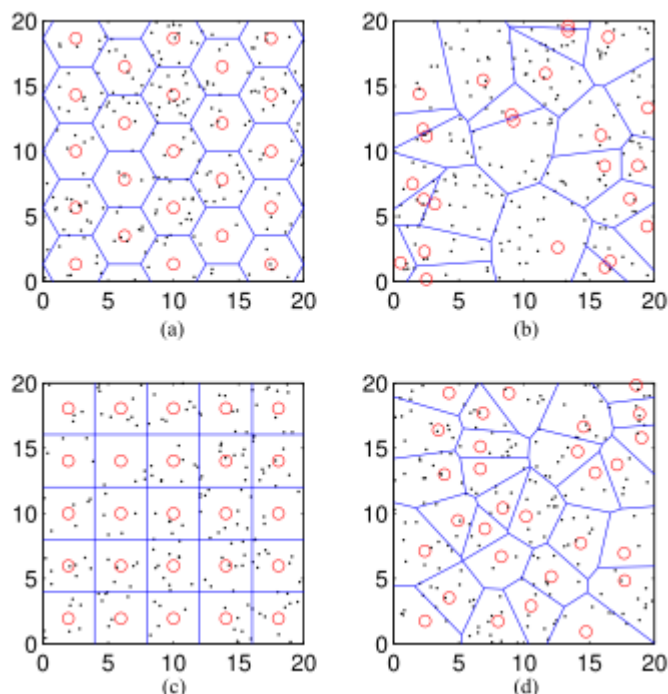


Figura 9: Se considera una habitación de 20m x 20m. Los círculos en las figuras representan las posiciones de los APs ópticos, que son también las luces de la habitación, mientras que los puntos representan las posiciones de las terminaciones, que pueden ser por ejemplo smartphones. Diferentes implementaciones son estudiadas: en (a) modelo de red hexagonal, en (b) modelo de red PPP, en (c) modelo de red cuadrado y en (d) modelo de red HCPP

Los modelos desarrollados para las redes celulares de RF se utilizan porque los objetivos principales de optimización son similares, a saber, cobertura de señal completa y uniforme. Del mismo modo, la iluminación en el hogar y los entornos de oficina está diseñado para iluminar todo el espacio de una manera uniforme. La figura 9 (a) muestra la topología hexagonal convencional ampliamente utilizada en las redes celulares RF. Este es un modelo idealizado, en el cual los APs se colocan de forma determinista para formar un mosaico de Voronoi de forma hexagonal.

Otro tipo de modelo determinístico es la topología de rejilla cuadrada, expuesta en la figura 9 (c), donde las celdas de Voronoi formadas tienen formas cuadradas. En comparación con el modelo hexagonal, el modelo cuadrado es más adecuado para modelar la condición de iluminación normal en grandes oficinas y áreas públicas. Sin embargo, un ambiente interior contiene típicamente un gran número de APs estáticos

distribuidos aleatoriamente, tales como luminarias de techo, lámparas de escritorio e incluso pantallas LED. Por lo tanto, el uso de modelos deterministas para analizar el rendimiento de una red de este tipo no es realista.

El proceso de punto espacial proporciona soluciones más precisas y manejables para el modelado de interferencias de red. El proceso homogéneo de punto de Poisson (PPP) [1] es el modelo espacial más utilizado en redes ad hoc, en el que se supone que el número de APs sigue la distribución de Poisson y que los APs son geográficamente independientes entre sí. El uso del modelo PPP para redes LiFi se ilustra en la figura 9 (b). Sin embargo, en PPP dos APs pueden estar arbitrariamente cerca unos de otros, lo cual es poco realista. La figura 9 (d) presenta el escenario de implementación del proceso de punto duro de Matérn tipo I (HCPP), el cual incluye un parámetro adicional c que controla la separación mínima entre dos APs cualesquiera para tratar la limitación del modelo PPP en la figura 9 (b). Actualmente, se está llevando a cabo una validación experimental de dichos modelos.

Estos cuatro modelos representan muchos escenarios específicos de despliegue de iluminación. En este trabajo, se considera que la ubicación de los usuarios es aleatoria. La figura 10 presenta la función de distribución acumulada (CDF) de la SINR para las diferentes topologías de red en la figura 9. Para todos los escenarios se considera una densidad de APs de 0,0353 APs / m². La potencia de salida óptica del AP de LiFi se ajusta de modo que la iluminancia media en la habitación sea de al menos 500 lx para fines de lectura. El resto de los parámetros del sistema se enumeran en la Tabla I. De la figura 10, se puede ver que la SINR de un despliegue de APs en un enrejado hexagonal da el mejor rendimiento, seguido por el despliegue en una retícula cuadrada. Similar a las conclusiones en [1], el rendimiento de la SINR de una red aleatoria PPP resultada la de peor rendimiento. Si se impone una distancia mínima entre APs utilizando el modelo HCPP, el rendimiento de la SINR mejora como se espera. Los resultados muestran que el rendimiento de una red de atoceldas ópticas LiFi puede variar significativamente. Suponiendo un SINR mínimo de 3 dB para la transmisión de datos con una BER aceptable, la probabilidad de que esto se logre puede variar entre 50% y 75%.

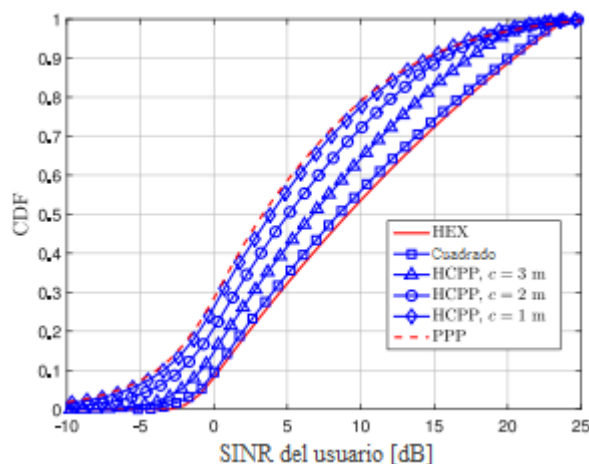


Figura 10: Comparación de la función de densidad acumulada (CDF) de la SINR para diferentes implementaciones de red. La densidad de AP de cada sistema es de 0,0353 APs / m² y se supone la reutilización de la frecuencia completa, es decir, $\Delta = 1$. Otros parámetros se enumeran en la Tabla I.

El desempeño de la velocidad de datos también se evalúa y se compara con la utilización de las femtoceldas en las redes RF. Las redes de attoceldas ópticas explotan la capacidad de LiFi para lograr una reutilización espacial masiva porque el radio típico de la célula, R , es de 1-4 m, permitiendo que una habitación tenga múltiples APs LiFi independientes. Por el contrario, las femtoceldas tienen típicamente una celda con mayor radio de cobertura. Para demostrar la alta densidad de datos lograda por un sistema óptico compuesto por attoceldas, se utiliza la velocidad de datos de área, s_{area} , que se define como:

$$s_{area} = \frac{s}{A_{cell}} \quad [4]$$

Donde A_{cell} es el área media de la celda definida como el área de cobertura de un solo AP, y s es el rendimiento promedio de una sola celda. El rendimiento se obtiene de la SINR utilizando modulación adaptativa y tablas de codificación. La división por el área de la celda permite una normalización para diferentes áreas de celdas, y está relacionada con la eficiencia espectral del área (ASE). La figura 11 muestra el rendimiento de la velocidad de datos de área de las redes con attoceldas ópticas y las redes con femtoceldas frente al ancho de banda de canal, ya que los LED proporcionan un espectro libremente disponible. Además, se presenta en dicha figura el potencial si los dispositivos LED futuros son mejorados en términos de su ancho de banda. Los resultados de la red con femtoceldas se toman de [2] - [5]. La ASE interior conseguida

por la red con femtoceldas está generalmente en el intervalo de 0,03 a 0,0012 bps / Hz / m^2 . Por lo tanto, este rango de ASE se utiliza para calcular una tasa de datos de área mínima y máxima para la red femtocelda de referencia. De la fig. 11 se puede concluir que:

1. La red de attoceldas LiFi podría alcanzar una tasa de datos de área entre 40 y 1800 veces mayor que las redes con femtoceldas.
2. El mejor rendimiento femtocelda requeriría un ancho de banda de canal total de 600 MHz para lograr el mismo rendimiento de una red de attoceldas LiFi con despliegue de APs basado en PPP, reutilización de frecuencia de 3 y radio de celda de 1 m.
3. Cuando la cobertura de células LiFi AP es grande ($R = 3,3 m$, $A_{cell} = 34,2 m^2$), el despliegue de APs es PPP aleatorio, y la reutilización de frecuencia es completa ($\Delta = 1$), el rendimiento de la tasa de transferencia de datos del área de la attocelda de LiFi está dentro del rango máximo reportado por las redes con femtoceldas.
4. En todos los casos, la red de attoceldas LiFi mejora notablemente el rendimiento de las redes inalámbricas y, para la oficina considerada de 400 m^2 , el rendimiento máximo adicional es de 12-48 Gb / s.

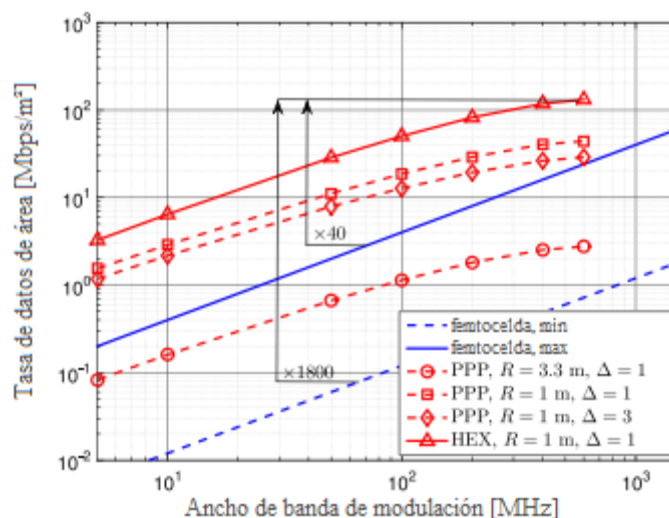


Figura 11: Tasa de datos de área en una red de attoceldas LiFi asumiendo diferentes escenarios de implementación, y comparación con las redes RF con femtoceldas de última generación. Se considera un micro-LED cuyo ancho de banda a 3 dB es de 60 MHz. Obsérvese que la carga de bits y potencia se utiliza en DCO-OFDM, y el ancho de banda de modulación es significativamente mayor que el ancho de banda del dispositivo, ya que no hay limitaciones de ancho de banda. Esto se debe a que LiFi utiliza espectro libre y sin licencia.

5.9. Comparación entre LiFi y WiFi

A continuación, se realiza una comparación de las principales características de LiFi y WiFi. En la siguiente tabla, se muestran las principales características de cada tecnología.

	LiFi	WiFi
Velocidad de transmisión	hasta 100 Gbps (LED laser)	hasta 1,3 Gbps (802.11ac)
Modo de transmisión	Full-Dúplex	Half-duplex
Radio de Cobertura	hasta 5 m	hasta 50 m
Seguridad	Alta	Media
Interferencia ocasionada por obstáculos	Alta	Media
Costo	Bajo	Alto
Impacto ambiental	Bajo	Medio

Tabla 2: Comparación entre LiFi y WiFi

Como se puede ver, LiFi logra una mayor velocidad de transmisión de datos que WiFi. Esto es debido a que LiFi permite un mayor ancho de banda, dado que el espectro de la luz visible es muy grande y de uso gratuito. Además, el modo de transmisión es full-dúplex, evitando así que existan colisiones de tráfico en el medio y el costo de implementación de esta tecnología es bajo, considerando que se puede utilizar la infraestructura LED ya instalada. Otro beneficio importante es que esta tecnología no emplea ondas de radio, las cuales pueden ser dañinas para la salud.

Sin embargo, debido a que la luz no puede atravesar las paredes, el radio de cobertura de LiFi se verá contenido. Por un lado, esto aportará seguridad, ya que se restringe el acceso físico a la red, pero la cobertura que brinda cada AP de LiFi es muy baja (hasta 5 m). Es por eso que, dependiendo de la necesidad, se pueden crear redes híbridas LiFi/WiFi, con la finalidad de combinar los beneficios de cada sistema.

5.10. Redes híbridas LiFi/WiFi

Como se demostró anteriormente, las redes LiFi pueden alcanzar un alto rendimiento con un denso despliegue de AP ópticos. Sin embargo, haciendo referencia a la figura 10, la distribución espacial de las tasas de datos fluctúa debido a la CCI. Con el fin de aumentar el rendimiento del sistema y garantizar una calidad de servicio (QoS) igualmente alta entre los usuarios, se puede desplegar una superposición adicional de Wireless-Fidelity (WiFi).

Debido a los diferentes espectros utilizados por LiFi y WiFi no existe interferencia entre ambos sistemas. Por lo tanto, una red híbrida LiFi / WiFi es capaz de lograr la suma de throughput en redes LiFi y WiFi independientes. De acuerdo con el estándar IEEE 802.11ad, el último protocolo WiFi proporcionado por Wireless Gigabit Alliance (WiGig) permite a los dispositivos operar en tres frecuencias centrales (2.4, 5 y 60 GHz), y WiGig puede alcanzar una velocidad total de datos de hasta 7 Gb / s. Al mismo tiempo, estudios recientes muestran que 3 Gb / s se pueden conseguir con un solo micro-LED, y que es posible ir hasta 100 Gb / s con LEDs láser combinados con un difusor óptico para lograr iluminación. Debido a que existe el potencial de un gran número de APs de LiFi en un entorno interior cuando se utilizan infraestructuras de iluminación existentes, una red LiFi puede alcanzar una ASE alta. Al considerar un sistema híbrido LiFi / WiFi,

los usuarios pueden beneficiarse en todas las ubicaciones posibles dentro de un área de cobertura ampliada de un throughput significativamente mejorado y de una mejor QoS. El sistema LiFi brinda una reducida contención y una gran eficiencia espectral, como también permite el alivio del espectro de radiofrecuencia, ya que esta tecnología trabaja en la banda de frecuencias del espectro visible. Por el lado del sistema WiFi, el mismo brindará cobertura en puntos muertos.

5.10.1. Modelo del sistema híbrido LiFi/ WiFi

Una red híbrida LiFi / WiFi consta de transceptores bidireccionales de comunicación para enlaces LiFi y WiFi y también una unidad central (CU), que integra estas dos redes diferentes. Todos los usuarios de la red híbrida están equipados con una antena RF y un PD para señales WiFi y LiFi. La CU monitorea toda la red regularmente en un corto período, y recibe la retroalimentación CSI de los usuarios para enlaces LiFi y WiFi. A continuación, cada usuario es asignado a un AP adecuado por la CU, y se determina la asignación de recursos de comunicación para usuarios conectados a cada AP. Más adelante, se estudiará el balanceo de carga del sistema para la red híbrida LiFi / WiFi de enlace descendente.

El modelo de canal de Lambertian se utiliza para los enlaces LoS LiFi, y el canal óptico dispersivo es modelado por una aproximación dada en [6]. Además, DCO-OFDM y la adaptación de carga de bits se emplean para mejorar la eficiencia espectral. Los APs de LiFi comparten el mismo ancho de banda de modulación. Por lo tanto, los usuarios en el área de superposición de attoceldas LiFi experimentan interferencia entre usuarios. El AP de WiFi se supone que cubre toda la zona interior, y el modelo de canal WiFi se basa en IEEE 802.11g. El sistema híbrido ofrece importantes beneficios en términos de capacidad, robustez, seguridad y fiabilidad, que son métricas importantes en un Internet de gran crecimiento en términos de número de dispositivos conectados y volúmenes de datos transmitidos. El Internet de las Cosas (IoT) será una de las fuentes de la demanda para este crecimiento.

5.10.2. Balanceo de carga del sistema

Las redes LiFi / WiFi híbridas pueden beneficiarse a través de un diseño eficaz de una técnica de balanceo de carga. Debido a múltiples APs y comunicaciones multiusuario, un esquema de balanceo de carga del sistema debería abordar dos problemas

principales, la asignación de APs y RA, que puede ser formulado como un problema de optimización conjunta. Se puede aplicar una función de utilidad para combinar estos dos objetos de optimización. La función de utilidad logarítmica que logra equidad proporcional para los usuarios es ampliamente utilizada debido a su simplicidad y viabilidad. Se muestra que todos los usuarios atendidos por cada AP comparten el recurso de tiempo por igual cuando se logra el equilibrio de carga óptimo.

Las figuras 12 y 13 muestran la distribución de los usuarios utilizando el modelo de waypoint aleatorio (RWP) y son atendidos por diferentes APs en la red híbrida LiFi / WiFi con 120 Mb / s y 1 Gb / s de rendimiento WiFi, respectivamente. El campo de visión del receptor (FoV) para las señales LiFi se fija en 60° y otros parámetros se enumeran en la Tabla I. Se supone que el AP WiFi proporciona una distribución uniforme de la velocidad de datos alcanzable en el escenario considerado. Como se puede ver en las figuras, los usuarios en el área de superposición de attoceldas LiFi son más propensos a seleccionar el AP WiFi debido al efecto de la CCI óptica.

Además, el área de servicio de cada AP LiFi disminuye con un aumento en el rendimiento de WiFi. El área de servicio LiFi de la figura 13 es más pequeña que la de la figura 12 debido a la mejora del rendimiento de WiFi. Dado que los usuarios cercanos al centro de attoceldas experimentan mejores canales LiFi, el rendimiento de LiFi aumenta cuando se mejora el rendimiento de WiFi. Esto indica que tanto el rendimiento de rendimiento WiFi como LiFi en la red híbrida son mutuamente dependientes cuando se utiliza una técnica de equilibrio de carga entre dominios, a pesar de su uso completamente independiente del espectro.

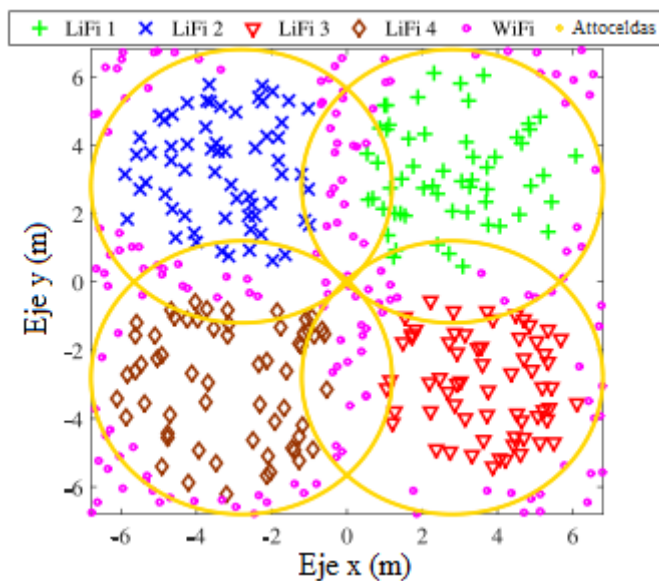


Figura 12: Distribución de usuarios atendidos por diferentes APs considerando la CCI óptica. Cuatro APs LiFi y un AP WiFi se despliegan en la red híbrida. El throughput de WiFi es de 120 Mb / s.

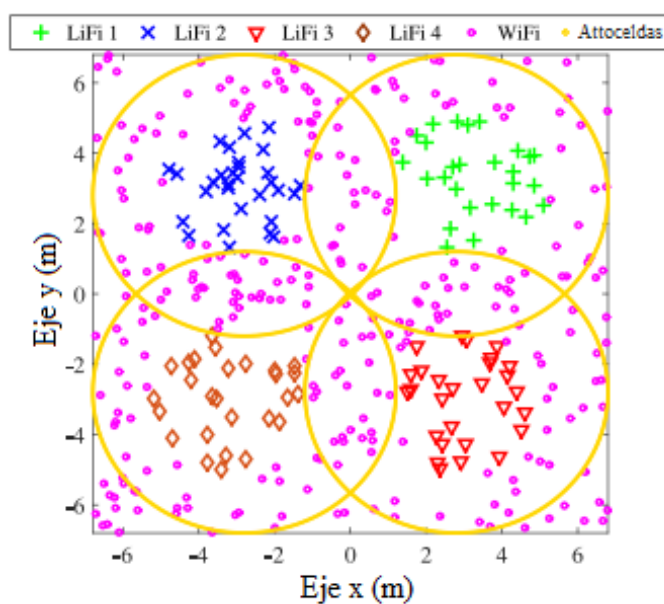


Figura 13: Distribución de usuarios atendidos por diferentes APs considerando la CCI óptica. Cuatro APs LiFi y un AP WiFi se despliegan en la red híbrida. El throughput de WiFi es de 1 Gb / s.

5.10.3. Handover dinámico

En la práctica, la CSI de enlaces LiFi y WiFi varía en función del tiempo por el movimiento aleatorio de los usuarios. Según las figuras 12 y 13, los usuarios fuera de

los atoceldas LiFi son servidos por el AP WiFi. Si un usuario móvil, que se sirve actualmente por WiFi, detecta una señal LiFi más fuerte, se transferirá a la red LiFi. Así, en una red híbrida LiFi / WiFi, los usuarios móviles pueden experimentar transferencias frecuentes. Además, un traspaso resultante del movimiento del usuario puede provocar un efecto de traspaso knock-on. Por ejemplo, si un usuario es transferido de LiFi a WiFi, aumentará la carga en la correspondiente celda WiFi.

Otros usuarios atendidos por este AP WiFi pueden tener que ser transferidos a APs WiFi vecinos, o reducir las tasas de datos alcanzables. Además, debido a la disminución en la carga de la atocelda LiFi, los recursos se liberan para mejorar las tasas de datos para los usuarios existentes. Además, el bloqueo y / o el ángulo de recepción variable pueden causar una disminución transitoria de la CSI de los canales LiFi, lo que podría provocar efectos de transferencia tipo ping-pong entre los puntos de acceso LiFi y WiFi.

En promedio, el proceso de transferencia tarda unos 30-3000 ms dependiendo de los algoritmos utilizados. Esta sobrecarga de señalización adicional disminuye el throughput general del sistema. Con el fin de mitigar la influencia del traspaso, se propone un esquema de traspaso dinámico basado en la lógica difusa (FL). El método FL produce un valor de verdad en un cierto rango en lugar de tomar una decisión difícil. En un sistema FL, se combina una cadena de información de entrada, por ejemplo, SINR instantáneo y medio de enlaces LiFi, velocidad de usuario y tasa de datos requerida de usuarios, para determinar una solución de balanceo de carga adecuada con el fin de reducir la posible transferencia y mejorar el throughput del sistema. En general, hay cuatro pasos en un sistema FL: fuzzificación, evaluación de reglas, defuzzificación y toma de decisiones.

- **Fuzzificación:** las entradas del sistema FL se convierten en valores nítidos con funciones de pertenencia (MFs). La triangular, sigmoideal, y los productos de funciones sigmoideal se aplican generalmente como MFs.
- **Evaluación de reglas:** los valores nítidos en el conjunto difuso de entradas se combinan basándose en las reglas difusas para determinar la "puntuación" de las salidas. Por ejemplo, los usuarios con baja SINR instantánea de LiFi, pero SINR alto promedio todavía se puede asignar a un AP LiFi porque el bajo SINR LiFi es probablemente causado por un bloqueo transitorio en la LoS . Estas

reglas son heurísticas. Esencialmente, son directrices intuitivas sobre la razón por la que un usuario específico se asigna a un AP LiFi o un AP WiFi. El resultado del paso de evaluación de reglas produce un conjunto de salidas para cada usuario, que contiene ciertos valores nítidos para cada usuario y representa la intensidad con la que este usuario debe asignarse al AP LiFi o al AP WiFi.

- **Defuzzificación:** se determina la puntuación final de la asignación de AP para cada usuario. Específicamente, el centro de gravedad del conjunto difuso obtenido en el paso de evaluación de reglas se calcula para la puntuación final.
- **Toma de decisiones:** la asignación de AP es ejecutada por la UC de acuerdo con la puntuación final de cada usuario, y la programación de equidad proporcional se utiliza para la RA en cada celda.

El esquema de transferencia de FL propuesto puede reducir significativamente el número de traspasos y conseguir una mayor velocidad de datos. La comparación del rendimiento de la velocidad de datos entre el esquema de traspaso dinámico basado en FL y el esquema de equilibrado de carga convencional sin realce de traspaso se expone en la figura 14. La movilidad del usuario sigue el modelo RWP. El esquema convencional se basa sólo en el SINR de LiFi y enlaces WiFi. En la leyenda de la figura 14, el esquema basado en FL y el esquema convencional están denotados por "FL" y "Conv", respectivamente.

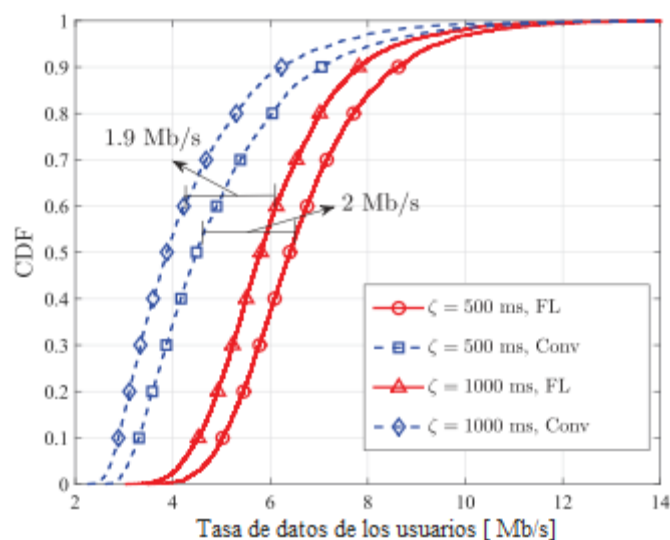


Figura 14: Comparación del rendimiento de la velocidad de datos del esquema de handover dinámico basado en FL y el algoritmo convencional de balanceo de carga en la red híbrida LiFi / WiFi. El escenario de simulación incluye 36 APs LiFi y un AP WiFi. La configuración de la red híbrida sigue el modelo RWB. ζ es la sobrecarga media de handover.

Como se puede ver, el rendimiento de la velocidad de datos del esquema FL es mejor que el del convencional. En el caso de 200 usuarios y una sobrecarga media de transferencia de 500 ms, la ganancia de la velocidad de datos del usuario es de aproximadamente 2 Mb / s. Esto significa que el esquema de traspaso propuesto puede reducir las pérdidas de velocidad de datos en la red híbrida LiFi / WiFi. Las velocidades de datos de usuario de ambos esquemas disminuyen con un aumento en la sobrecarga de traspaso. Cuando el tiempo de sobrecarga se fija en 1000 ms, la ganancia obtenida por el esquema propuesto disminuye ligeramente a 1.9 Mb / s. En escenarios indoor, el esquema de balanceo de carga dinámico basado en FL puede mejorar el rendimiento de la velocidad de datos en un 40% en comparación con una técnica basada solamente en la SINR.

6. Metodología de la investigación

Para el desarrollo del presente trabajo se procedió de la siguiente manera:

- Perfil del proyecto: el propósito que tiene esta fase es estudiar las principales características técnicas que debe tener un prototipo del sistema Li-Fi para su correcto funcionamiento, con el fin de alcanzar las metas propuestas.
- Estudio de viabilidad: en esta fase se investigará sobre los problemas que se plantean en este trabajo con la finalidad de comprobar si es factible encontrar una solución, conforme a las necesidades que tienen las comunicaciones en Argentina.
- Planificación del proyecto: en este ciclo se definirá el cronograma de actividades que se empleará en este trabajo, detallando en el mismo las diferentes tareas que se realizarán y el tiempo estipulado para el desarrollo de las mismas. Se procederá de acuerdo al siguiente cronograma de actividades:



Figura 15: Diagrama de actividades previstas para el desarrollo del trabajo final de grado. Duración estimada del proyecto: 15 semanas. Realizado en Microsoft Project

- Puesta en marcha: en esta etapa se realiza la puesta en marcha de una prueba experimental, con la finalidad de probar tanto su comportamiento como su eficiencia.
- Evaluación del proyecto: una vez realizada la puesta en marcha, se procederá al análisis de los datos obtenidos de la prueba experimental, en vistas de obtener cuales son las potenciales ventajas y beneficios que puede brindar este nuevo sistema en las comunicaciones de la Argentina.

7. Resumen Técnico

Existen diversos motivos por el cual surge esta nueva tecnología como posible sustituta del sistema Wi-Fi. Uno de los principales inconvenientes de Wi-Fi es la seguridad de acceso, ya que las tramas de datos que transmite el Access Point a través de señales RF están disponibles para cualquier persona capaz de poder recibir dicha señal, es decir que una red Wi-Fi está abierta para toda persona que se encuentre dentro de la cobertura de un Access Point con credenciales para poder conectarse a él.

Otra de las desventajas que presenta Wi-Fi es que utiliza la tecnología de acceso de medios compartidos half-duplex (CSMA/CA), lo cual hace que los clientes inalámbricos deban transmitir y recibir por el mismo canal. Esto supone un problema para el cliente inalámbrico, ya que no es posible detectar una colisión.

La IEEE desarrolló un mecanismo, a través del cual solo el cliente puede transmitir si el canal se encuentra libre y deberá recibir por parte del AP un acuse de recibo, de lo contrario se supone que hubo una colisión. Por lo cual para que un cliente transmita debe asegurarse primero que ningún otro dispositivo este utilizando el medio. De ser este el caso, deberá enviar al nodo transmisor una trama para solicitar el acceso dedicado al medio RF durante un tiempo específico. Este mecanismo funciona bien solo cuando hay pocos hosts conectados al nodo transmisor, ya que, si se incrementa la cantidad de usuarios, habría mayor demora para la solicitud de transmisión, lo que haría que se ralentice notablemente la velocidad de conexión de cada usuario.

Otro punto débil que posee el Wi-Fi es que es muy sensible a las interferencias electromagnéticas. Las bandas de frecuencias donde opera este sistema (2,4 y 5 GHz) es de uso libre y puede ser interferido por otros dispositivos inalámbricos. En la banda de 2,4 GHz trabajan por ejemplo los microondas y los teléfonos inalámbricos, lo cuales generan interferencia al AP; como así también va a generar interferencia electromagnética aquellos AP que se encuentren cerca. Si bien la IEEE implementó una solución a través de la cual cada Access Point elige de forma automática el canal con menor interferencia, llega un punto que, al haber tantos AP en una misma zona, como por ejemplo en los edificios; se producen solapamientos entre los distintos canales generando interferencia entre ellos.

Es por estas razones que Li-Fi surge como nueva tecnología inalámbrica para las redes de acceso. Lo que plantea esta tecnología es lo siguiente:

- Comunicación full-dúplex: De esta forma, al tener un canal para transmitir y otro para recibir, se elimina el requerimiento para poder transmitir ya que al no compartir el medio se elimina toda posibilidad de colisiones, mejorando notablemente la cantidad de usuarios y la velocidad de transmisión de datos.
- Restricción del acceso a la red: Como las ondas de luz no pueden atravesar las paredes, se restringe físicamente el acceso a la red, por lo cual se disminuye notablemente la posibilidad que un atacante ingrese a la red.
- Liberación del espectro electromagnético: Al no poder atravesar las paredes las ondas de luz, no se producirán interferencias con otros AP de Li-Fi y con dispositivos inalámbricos, permitiendo además la disminución de la exposición de las personas hacia las ondas de radio.

En Argentina, se puede observar que las comunicaciones carecen de una planificación tecnológica que permita satisfacer el incremento en la demanda por parte de los usuarios de internet, por lo que es un buen motivo para investigar y fomentar el desarrollo de nuevas tecnologías. Esto contribuirá, a su vez, a un mejor uso de los recursos tecnológicos disponibles.

7.1. Simulación de circuito prototipo LiFi

En esta sección del proyecto, el objetivo es poder comprobar las características de la tecnología LiFi, a través del diseño de un sistema prototipo. Para la creación del mismo, se utilizaron componentes electrónicos comerciales fáciles de conseguir en el mercado argentino. Debido al elevado costo de adquirir una placa, ya sea una Arduino o una Raspberry, se optó por emplear un circuito analógico, que es más barato de fabricar y conseguir integrados de bajo costo. En la primera parte de esta sección, se simulará y se analizará un sistema LiFi propuesto. Luego, en la segunda parte, se describirá el proceso de construcción y puesta en marcha del circuito.

El sistema Li-Fi consta principalmente de dos partes, el circuito transmisor y receptor. En el sistema que se propone, la parte transmisora modula la señal de entrada usando

OOK, ya que de los esquemas de modulación detallados anteriormente es el más sencillo de implementar. Posteriormente se trasmite la señal resultante a través de un LED, que se encarga de convertir la señal eléctrica a una señal lumínica. La parte receptora captura dicha señal usando un fotodetector y la convierte nuevamente a una señal eléctrica. Luego, se realiza un proceso de detección y filtrado de la señal y finalmente se regenera la señal de onda cuadrada. A continuación, se exhibe el diagrama en bloques del circuito transmisor y receptor que se propone como sistema LiFi.

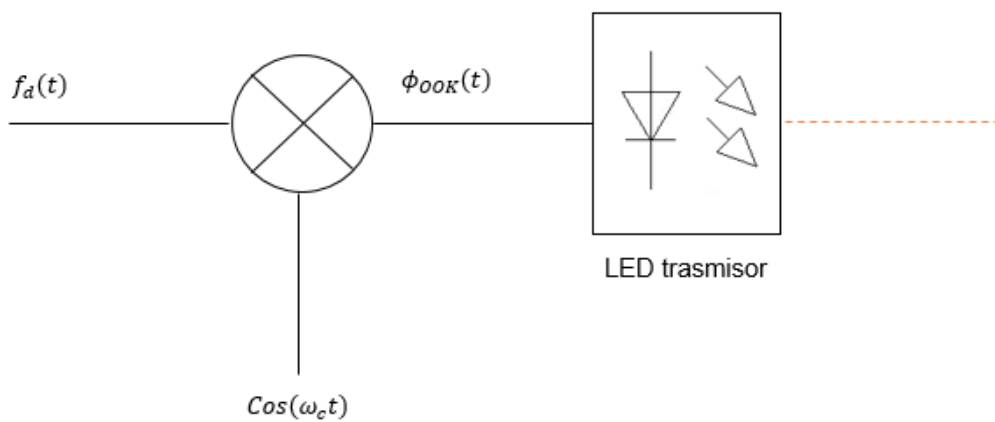


Figura 16: Diagrama en bloques del circuito transmisor LiFi.

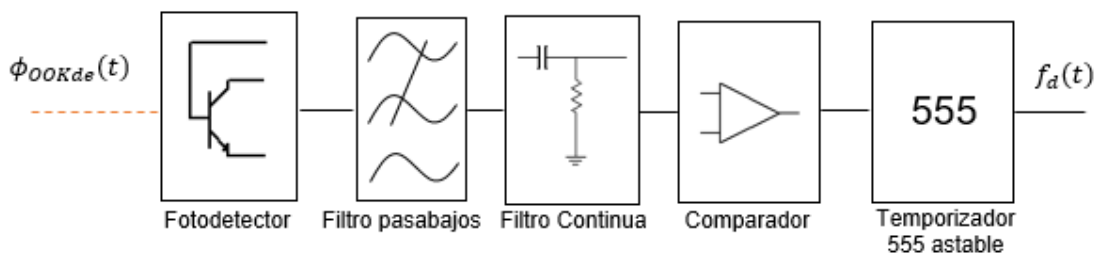


Figura 17: Diagrama en bloques del circuito receptor LiFi.

La simulación se llevó a cabo con el software NI Multisim 12.0, utilizando las tolerancias de los componentes. Para las resistencias, se consideró una tolerancia del 5%, mientras que para los capacitores la tolerancia empleada es del 10%. En la siguiente figura, se presenta el circuito propuesto:

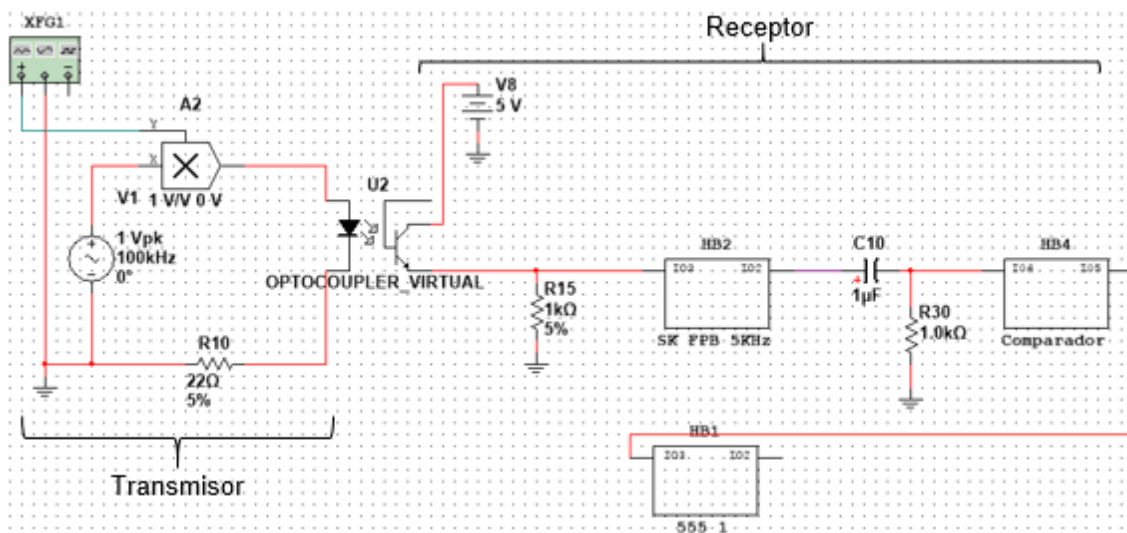


Figura 18: Circuito transmisor y receptor LiFi propuesto.

En la parte trasmisora, se modula en ASK (conocido también como OOK) una señal cuadrada de 5 KHz con una amplitud de 5V pico a pico unipolar con una señal portadora de 100 KHz. En la figura 17 se puede observar la señal de banda base en color azul, mientras que la señal modulada esta en color rojo. En la figura 19 se muestra el espectro en frecuencia de la señal OOK.

Luego, la señal OOK es convertida a una señal lumínica a través del LED del optoacoplador virtual y es irradiada al espacio libre. El optoacoplador virtual fue empleado debido a que no es posible simular la transmisión entre un LED y un fototransistor en Multisim. Dicho optoacoplador consiste de un LED que irradia la señal lumínica y un fototransistor que recibe dicha señal. Como la señal OOK es periódica, el LED del optoacoplador es capaz de realizar la detección de la envolvente de esta señal, por lo que, colocando en la parte receptora un filtro pasabajos de un orden adecuado, se puede recuperar la señal original.

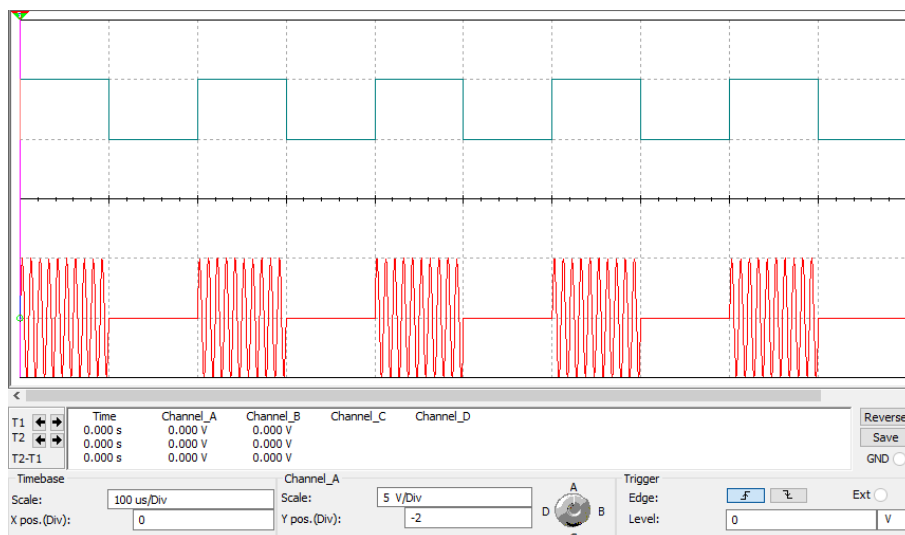


Figura 19: Captura del osciloscopio de la modulación OOK de la señal de banda base de 5 KHz con una portadora de 100 KHz.

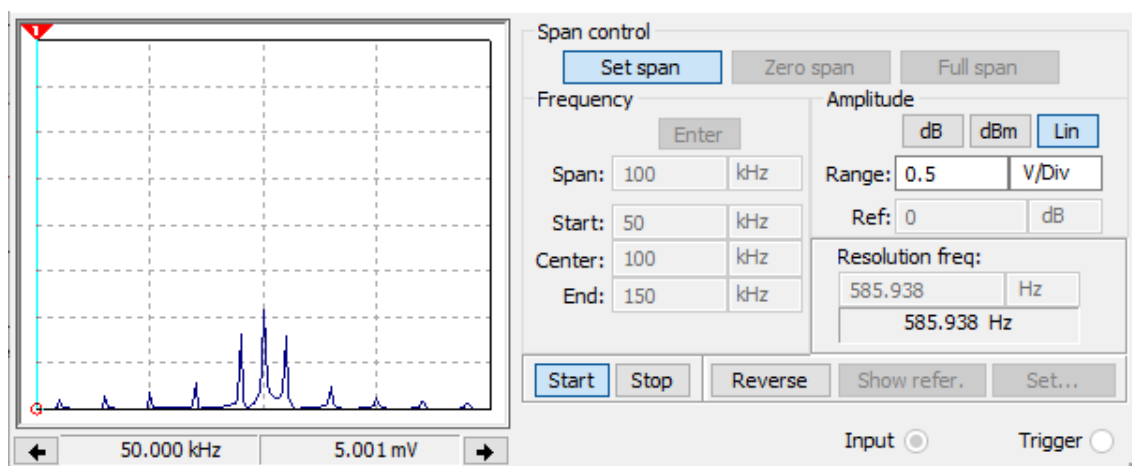


Figura 20: Composición espectral de la señal OOK

La señal lumínica es recibida por el fototransistor del optoacoplador, que se encarga de convertir nuevamente dicha señal a una señal eléctrica. En las figuras 21 y 22 se puede ver la señal detectada y su composición espectral.

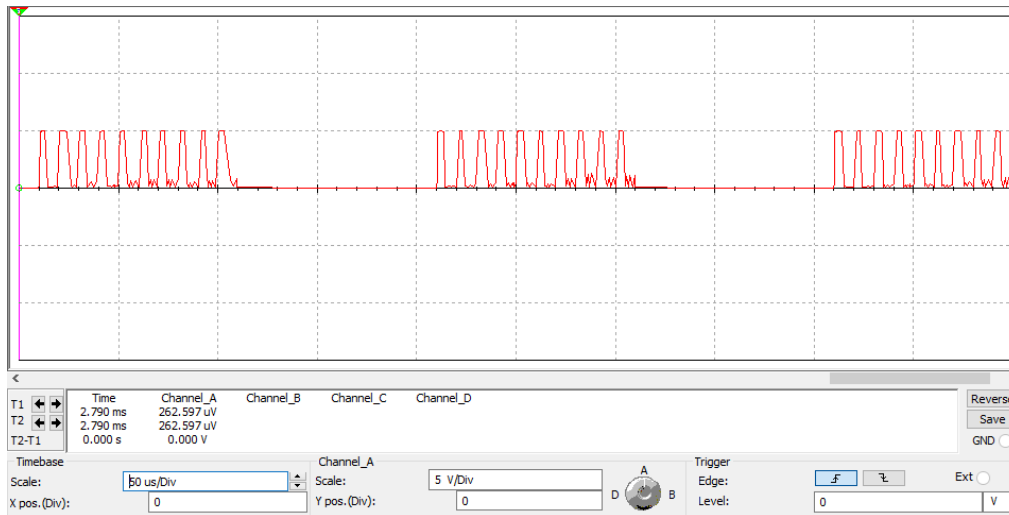


Figura 21: Captura del osciloscopio de la señal recibida en el emisor del fototransistor

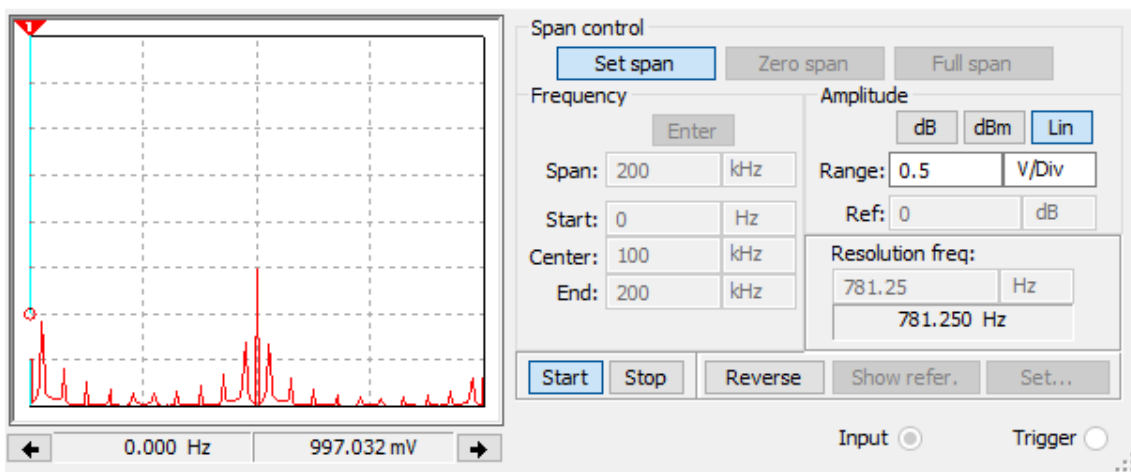


Figura 22: Composición espectral de la señal recibida en el emisor del fototransistor

A continuación, se coloca un filtro pasabajos para que queden solamente las componentes de continua y de 5 KHz de la señal. Debido a que resulta sumamente dificultoso conseguir capacitores e inductores con los valores necesarios para lograr la frecuencia de corte para un filtro pasivo, se empleó un filtro activo de Chebyshev tipo Sallen and Key.

La función de transferencia de Chebyshev normalizada para un filtro de orden 4, $A_{max} = 1 [dB]$ y para una frecuencia de corte $\omega_c = 2 \pi 5000 \left[\frac{rad}{s} \right]$ se calculó en Matlab resultando:

$$F(s) = \frac{0.2457}{s^4 + 0.9538 s^3 + 1.4539 s^2 + 0.7426 s + 0.2457} \quad [5]$$

Equivalentemente, se puede escribir la función de transferencia como:

$$F(s) = 0.2228 \frac{1.973}{s^2 + 0.2791 s + 0.9865} \frac{0.5588}{s^2 + 0.6737 s + 0.2794} \quad [6]$$

La cual responde a la siguiente función:

$$F(s) = k \frac{2b}{s^2 + a s + b} \frac{2d}{s^2 + c s + d} \quad [7]$$

De aquí, se puede deducir que para construir el filtro activo se necesitaran de dos conexiones Sallen and Key en cascada y una etapa atenuadora. Se puede separar a la función de transferencia de orden cuatro en dos funciones de transferencia de segundo orden debido a que el amplificador operacional (A.O), al tener una alta impedancia de entrada y una baja impedancia de salida, permite realizar conexiones en cascada sin cargar a la etapa anterior. Por esta razón, se divide a la función de transferencia como sigue:

$$F_1(s) = \frac{1.973}{s^2 + 0.2791 s + 0.9865} \quad [8]$$

$$F_2(s) = \frac{0.5588}{s^2 + 0.6737 s + 0.2794} \quad [9]$$

$$F(s) = 0.228 F_1(s) F_2(s) \quad [10]$$

Para lograr una función de transferencia incondicionalmente realizable, se busca obtener con el circuito Sallen and Key la siguiente función:

$$F(s) = \frac{2b}{s^2 + a s + b} \quad [11]$$

A continuación, se muestra el diagrama del circuito Sallen and Key de segundo orden:

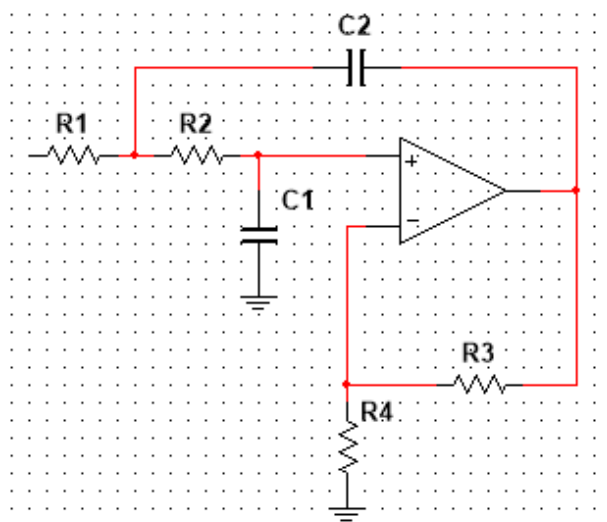


Figura 23: Diagrama del circuito pasabajos Sallen and Key de segundo orden

Por lo tanto, la función de transferencia de este circuito queda como sigue:

$$F(s) = \frac{k \frac{1}{R_1 C_1 R_2 C_2}}{s^2 + \left(\frac{1}{R_1 C_1} + \frac{1}{R_2 C_1} + \frac{k-1}{R_2 C_2} \right) s + \frac{1}{R_1 C_1 R_2 C_2}} \quad [12]$$

Donde $k = 1 + \frac{R_3}{R_4}$

Igualando miembro a miembro [11] y [12], haciendo $C_1 = C_2 = 1 [F]$ y $R_3 = R_4$ se obtiene:

$$R_1 = \frac{1}{a} \quad [13]$$

$$R_2 = \frac{a}{b} \quad [14]$$

Para las funciones de transferencia [8] y [9] se obtuvieron los siguientes valores de resistencias y capacitores:

SK para $F_1(s)$	SK para $F_2(s)$
$C_1 = C_2 = 1 [F]$	$C_1 = C_2 = 1 [F]$
$R_1 = 3.583 [\Omega]$	$R_1 = 1.484 [\Omega]$
$R_2 = 0.283 [\Omega]$	$R_2 = 2.412 [\Omega]$
$R_3 = R_4 = 1 [\Omega]$	$R_3 = R_4 = 1 [\Omega]$

Dichos componentes son obtenidos para la función de transferencia normalizada. Si reemplazamos $S_n = \frac{s}{\omega_p}$ en [12] y como las resistencias y los capacitores aparecen siempre juntos, se puede escalar ω_p veces todos los capacitores o todas las resistencias. En este caso, se eligió escalar los capacitores. En la siguiente tabla, se muestran los valores resultantes de los componentes para las funciones [8] y [9]

SK para $F_1(s)$	SK para $F_2(s)$
$C1 = C2 = 3.1831 [\mu F]$	$C1 = C2 = 31.831 [\mu F]$
$R1 = 3.583 [\Omega]$	$R1 = 1.484 [\Omega]$
$R2 = 0.283 [\Omega]$	$R2 = 2.412 [\Omega]$
$R3 = R4 = 1 [\Omega]$	$R3 = R4 = 1 [\Omega]$

Debido a que los valores de las resistencias son muy pequeños, se escalan tanto las resistencias como los capacitores con un factor 10^4 con el fin de obtener valores de resistencias más grandes y fáciles de conseguir. A continuación, se presenta en la tabla los valores de los componentes para las funciones de transferencia [8] y [9].

SK para $F_1(s)$	SK para $F_2(s)$
$C1 = C2 = 3.183 [nF]$	$C1 = C2 = 3.183 [nF]$
$R1 = 35.829 [K\Omega]$	$R1 = 14.843 [K\Omega]$
$R2 = 2.829 [K\Omega]$	$R2 = 24.112 [K\Omega]$
$R3 = R4 = 10 [K\Omega]$	$R3 = R4 = 10 [K\Omega]$

Debido a que resulta complicado conseguir comercialmente los valores exactos de resistencias y capacitores, se opta por buscar valores de resistencias y capacitores comerciales lo más cercanos posibles a los obtenidos en la tabla anterior, con la desventaja de modificar ligeramente la función de transferencia. Por lo tanto, los valores que se utilizan son los siguientes:

SK para $F_1(s)$	SK para $F_2(s)$
$C1 = C2 = 3.3 [nF]$	$C1 = C2 = 3.3 [nF]$
$R1 = 33 [K\Omega]$	$R1 = 15 [K\Omega]$
$R2 = 2.7 [K\Omega]$	$R2 = 22 [K\Omega]$

$R3 = R4 = 10 [K\Omega]$	$R3 = R4 = 10 [K\Omega]$
--------------------------	--------------------------

Para la etapa atenuadora, se coloca un amplificador inversor que atenúa 0.22 a la función de transferencia y luego se adiciona otra etapa que invierte nuevamente a la función de transferencia. En las siguientes figuras se pueden ver el circuito pasabajos resultante y su diagrama de bode:

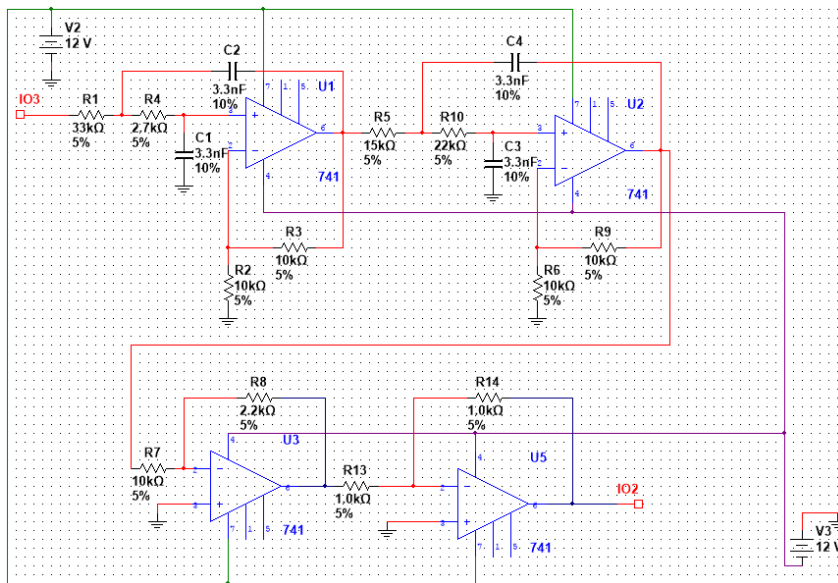


Figura 24: Diagrama circuito pasabajos Sallen and Key de orden cuatro.

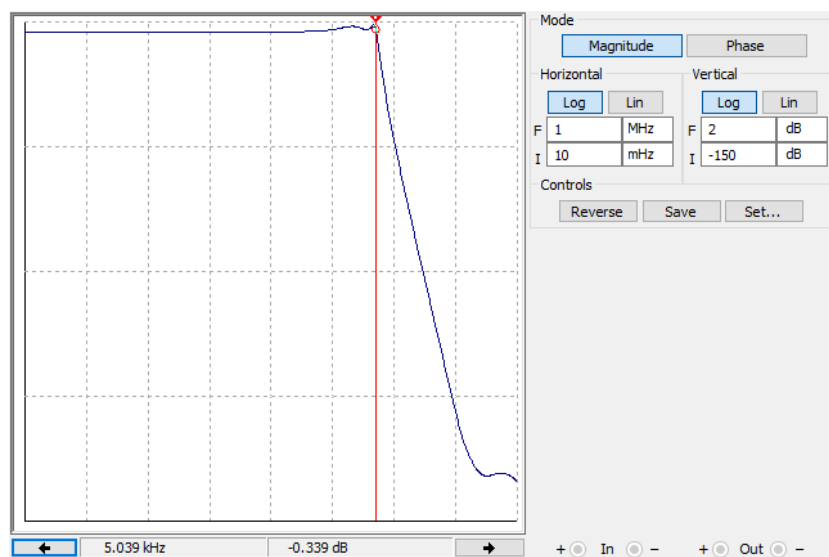


Figura 25: Diagrama de bode del circuito pasabajos Sallen and Key de orden cuatro.

Seguidamente, se muestra la señal filtrada y su composición espectral:

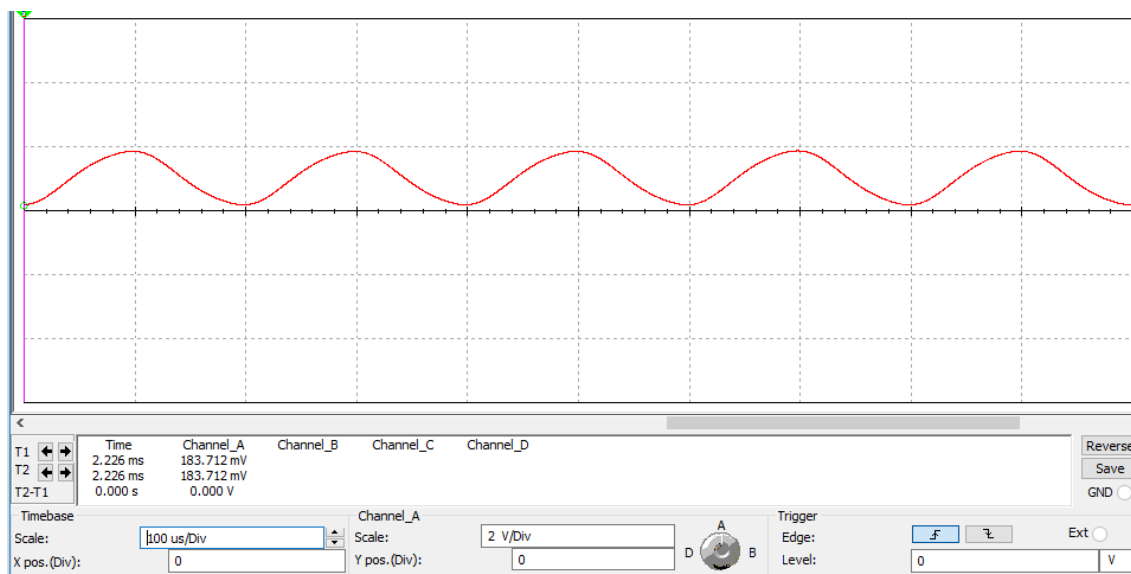


Figura 26: Captura del osciloscopio de la señal filtrada

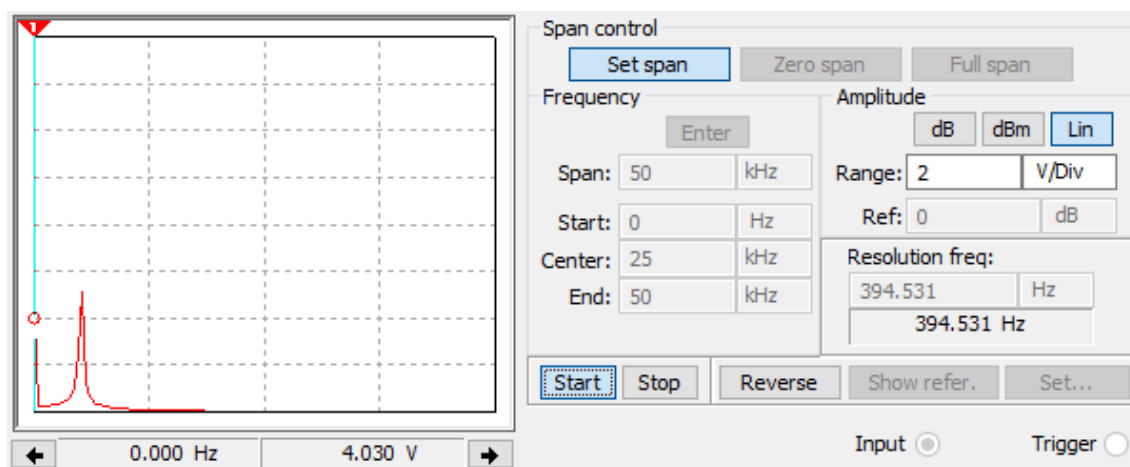


Figura 27: Composición espectral de la señal filtrada

Una vez obtenida ya la señal de banda base, se debe regenerar nuevamente la onda cuadrada. Para ello, se coloca un filtro pasa altos de orden uno, con una frecuencia de corte de 1 KHz, con el fin de eliminar la componente de continua de la señal sinusoidal, y luego se procede a inyectar dicha señal en un comparador que realiza la siguiente lógica:

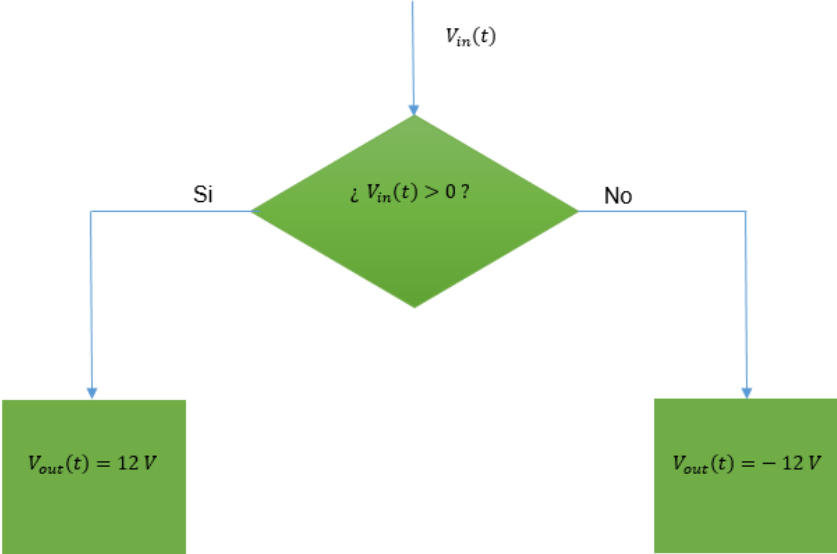


Figura 28: Diagrama de flujo del comparador

Posteriormente, en siguientes imagenes se muestra el circuito comparador, las señales de entrada y salida del comparador y su composicion espectral.

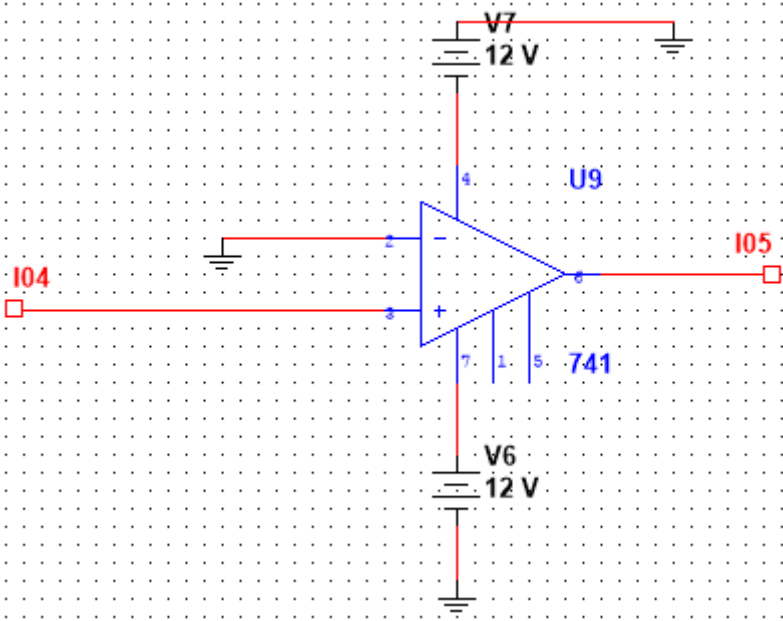


Figura 29: Circuito comparador

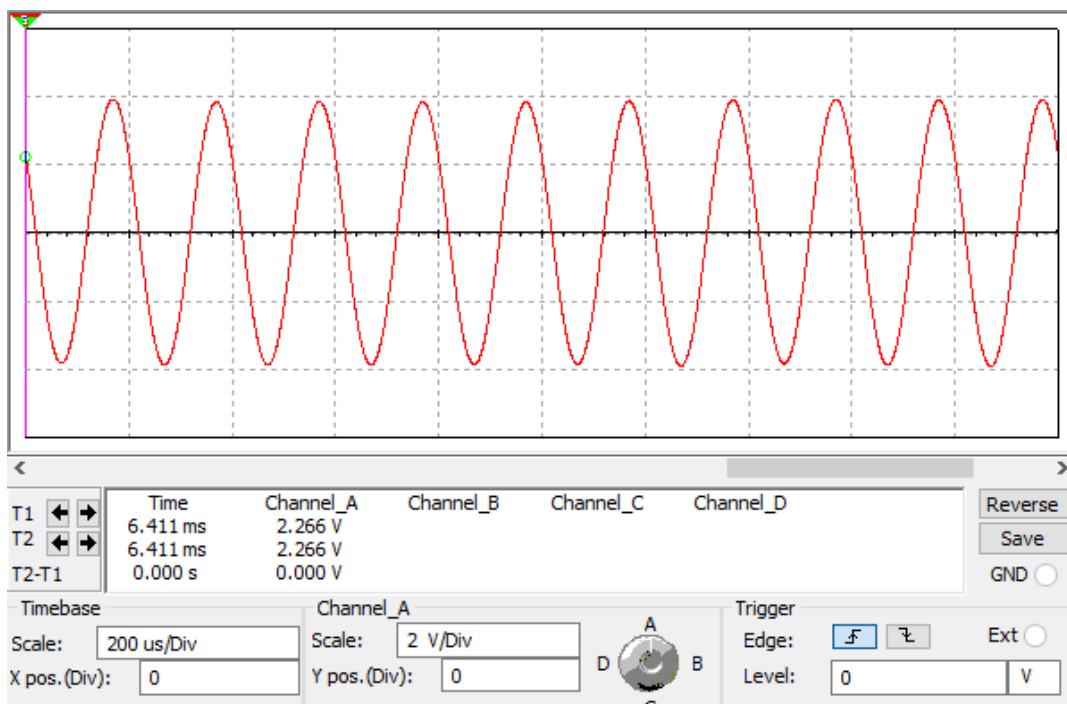


Figura 30: Captura del osciloscopio de la señal de entrada al comparador

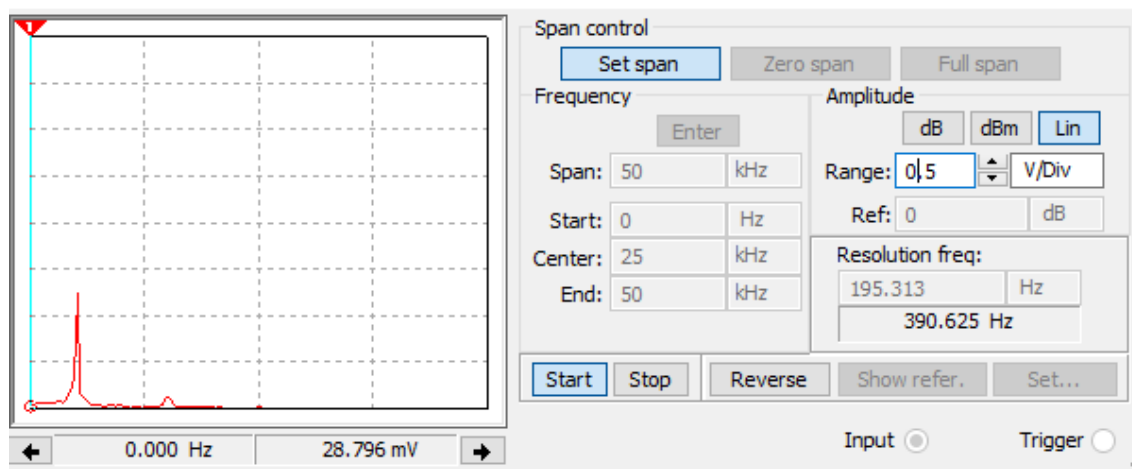


Figura 31: Composición espectral de la derivada de la señal de entrada del comparador. Se puede ver que se eliminó la componente de continua con el filtro pasa altos

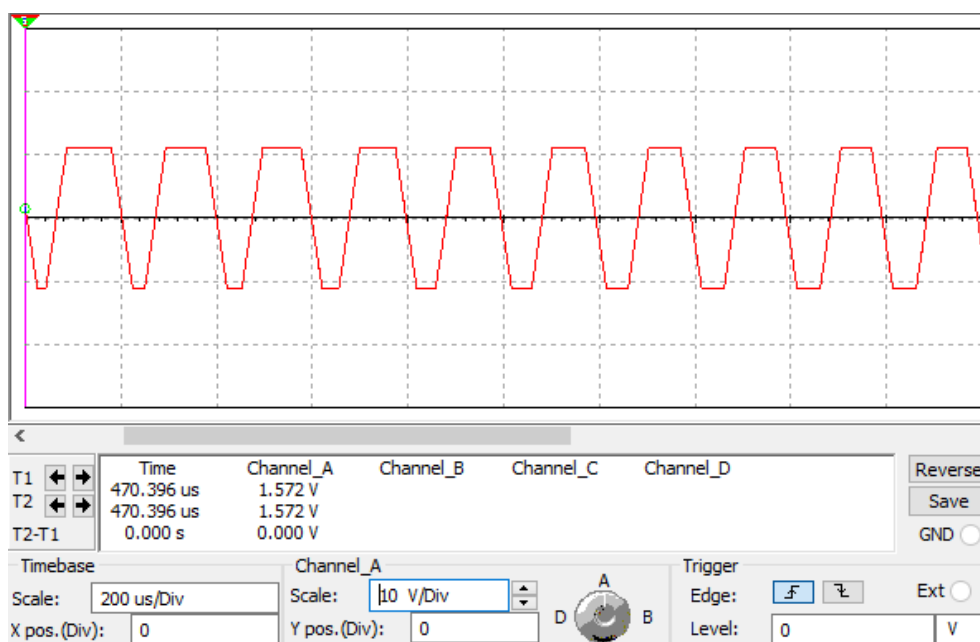


Figura 32: Captura del osciloscopio a la salida del comparador

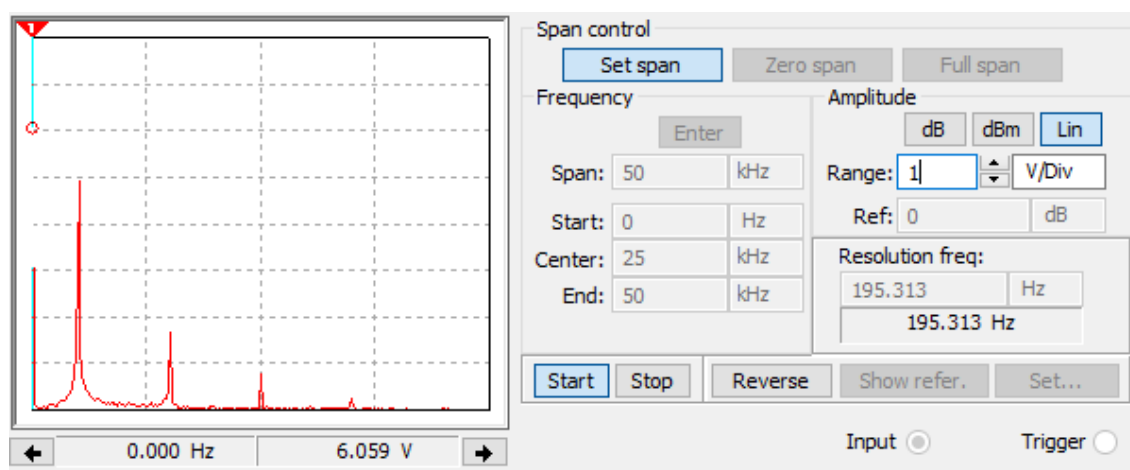


Figura 33: Espectro de la señal proveniente de la salida del comparador

Con el objetivo de recuperar la señal cuadrada de 5 KHz, se emplea un circuito 555 modo astable, configurado de forma tal que al ingresar al pin del reset del 555 la señal la figura 31, se obtenga en el pin de salida la señal cuadrada de 5 KHz con un ciclo de trabajo del 50%. A continuación, se presenta el circuito 555 astable empleado y la señal regenerada, con su composición espectral.

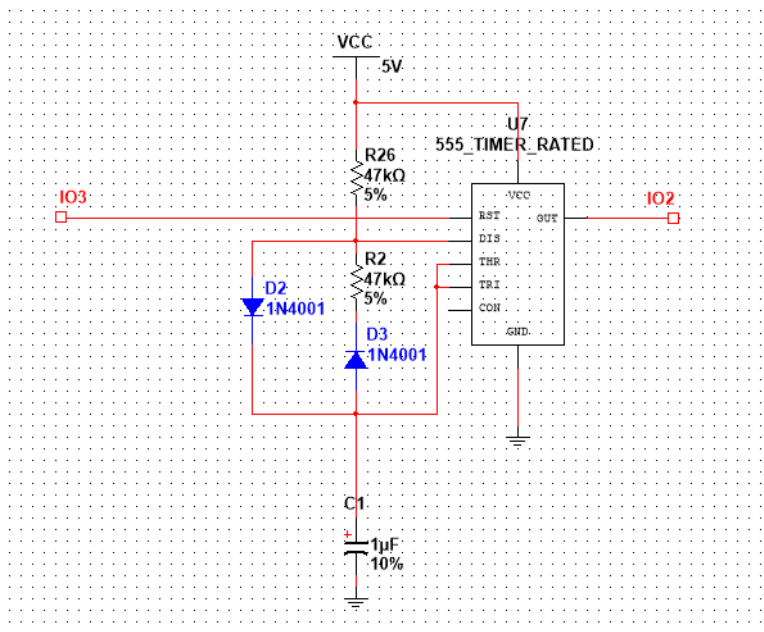


Figura 34: Circuito 555 astable

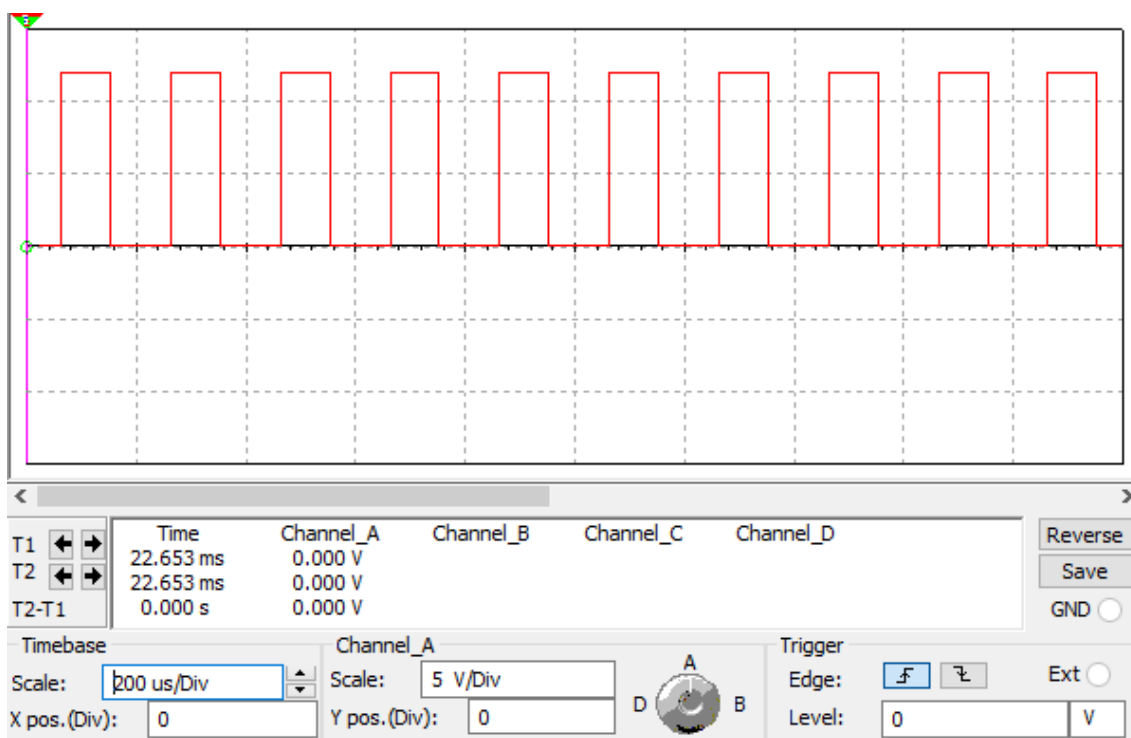


Figura 35: Captura del osciloscopio de la señal regenerada

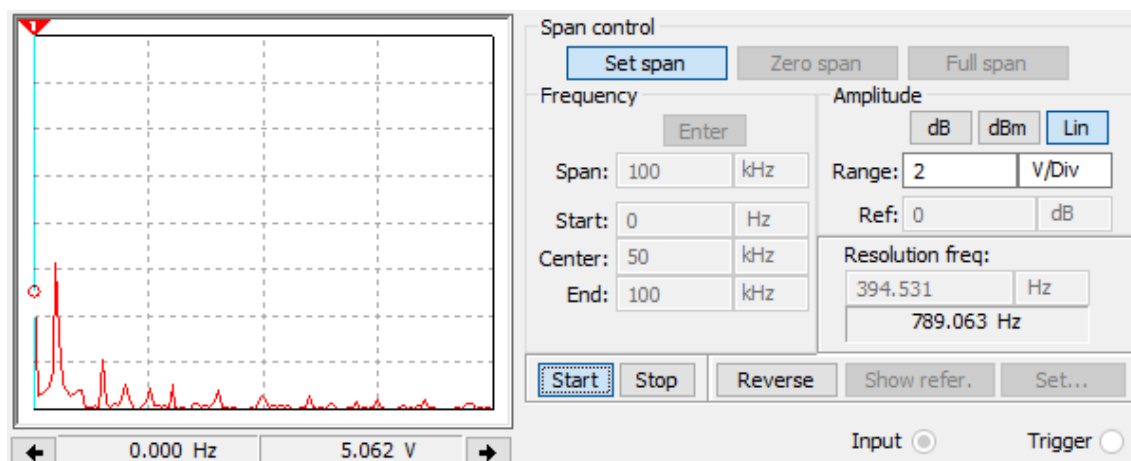


Figura 36: Espectro de la señal regenerada

Como se puede observar, se consigue regenerar la señal cuadrada que se transmite.

7.2. Construcción del circuito prototipo

Luego de realizar la simulación y verificar que el circuito funciona correctamente, se inició la construcción del circuito prototipo. El principal problema que se presentó a la hora de armar el circuito fue que no se podía conseguir en el mercado local un integrado que hiciera la multiplicación analógica de dos señales. En un principio, se optó por utilizar un integrado interrumpir CD4066, que lo que hacía era dejar pasar la señal portadora solamente cuando la señal cuadrada valiera 5 V. El resultado de la señal modulada con este integrado se puede ver a continuación:

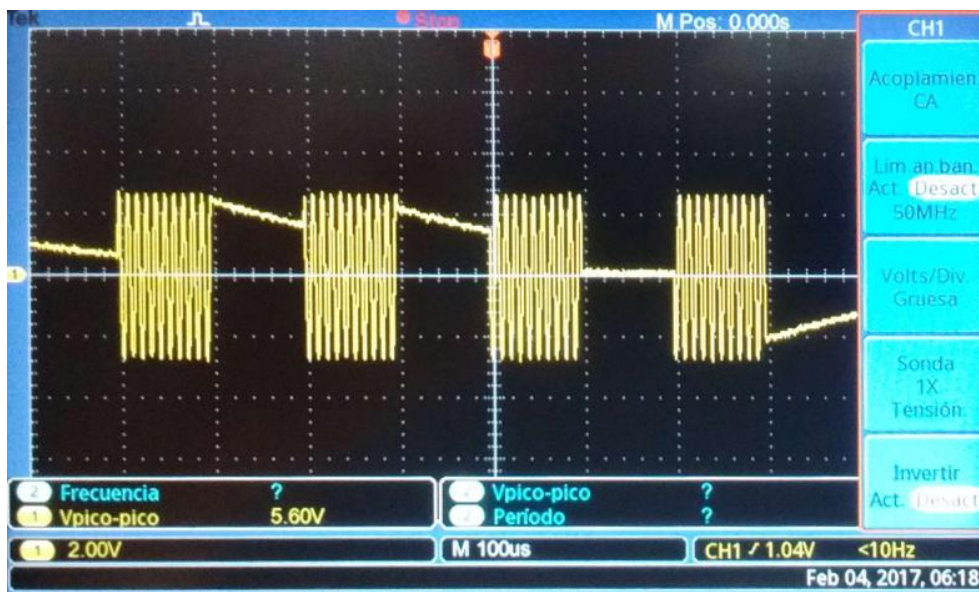


Figura 37: Señal modulada en ASK obtenida a través del integrado CD4066

Afortunadamente, a través de un alumno de la facultad, se consiguió el integrado multiplicador analógico MPY634, que permite mejorar y realizar correctamente la modulación ASK. En las imágenes siguientes, se pueden ver el pinout del MPY634 y la conexión que se emplea para la prueba del circuito.

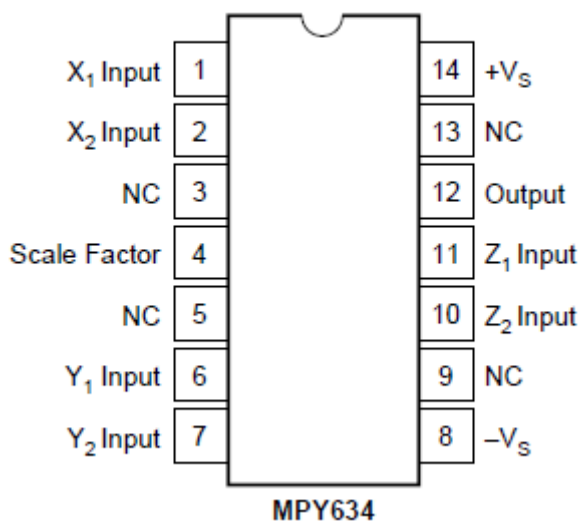


Figura 38: Pinout del integrado MPY634

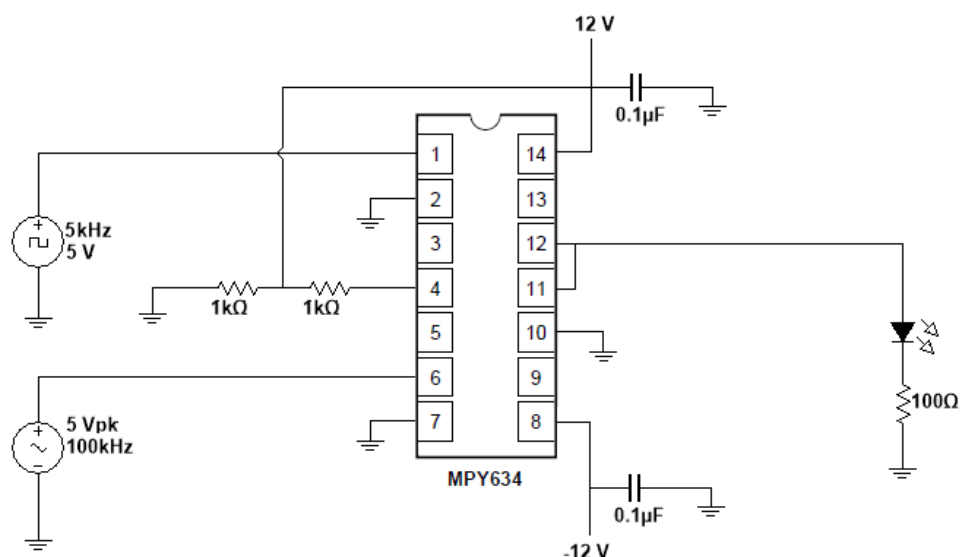


Figura 39: Circuito modulador ASK empleando el integrado MPY634

Para el armado de los circuitos transmisor y receptor se utilizaron los siguientes componentes:

- 1 integrado MPY634 (multiplicador analógico)
- 1 LED de 5mm blanco de alta intensidad
- 1 Fototransistor
- 2 integrados LM324 (amplificadores operacionales)
- 1 integrado NE555
- 2 diodos 1N4007

Resistencias:

- 1 de 100 Ω
- 5 de 1 k Ω
- 1 de 2.2 k Ω
- 1 de 2.7 k Ω
- 5 de 10 k Ω
- 1 de 15 k Ω
- 1 de 22 k Ω
- 1 de 33 k Ω
- 3 de 47 k Ω

Capacitores:

- 4 de 3.3 nF
- 7 de 0,1 μ F
- 3 de 1 μ F
- 1 de 10 μ F
- 1 de 47 μ F

En una primera instancia, se armó en una protoboard el circuito transmisor y receptor, ya que en la misma se pueden ir cambiando fácilmente las resistencias y los capacitores, por otros valores en caso de ser necesario. Además, permite reemplazar fácilmente los integrados y brinda la posibilidad de probar nuevas conexiones que permitan llegar al resultado esperado. En la siguiente imagen, se puede ver el circuito armado en protoboard.

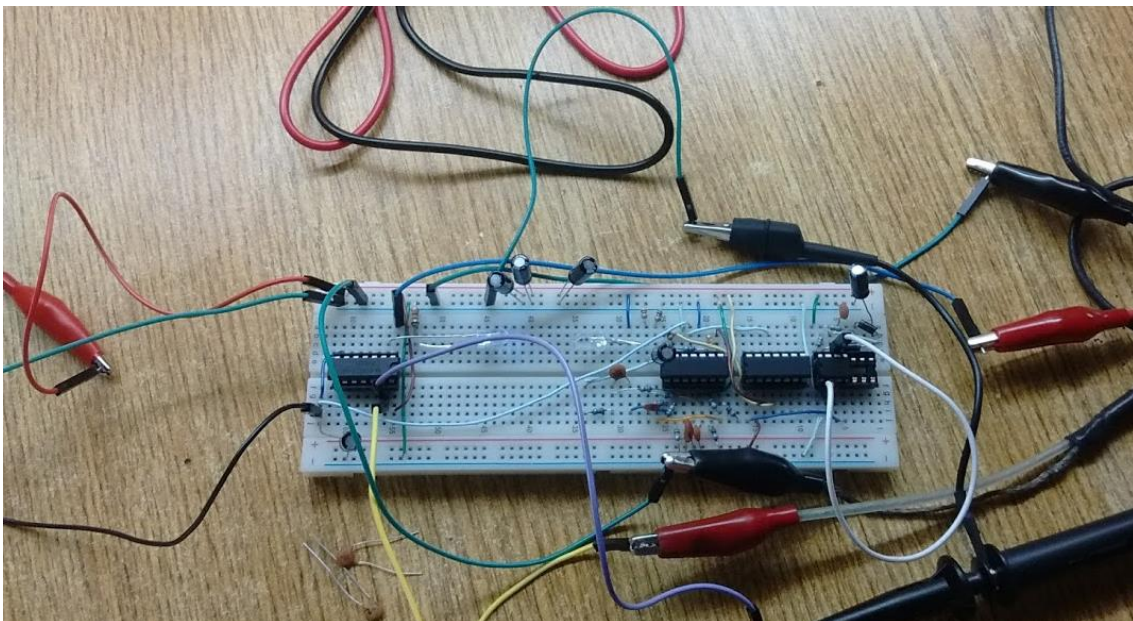


Figura 40: Circuito transmisor y receptor armado en protoboard.

Respecto del circuito que se simuló, se debieron realizar algunas modificaciones menores en el circuito, como ser la alimentación del fototransistor se debió hacer con 12 V en vez de 5 V y se utilizó el integrado MPY634 para realizar la multiplicación, el cual no se pudo usar en la simulación porque Multisim no lo tiene en su biblioteca.

Al alimentar el circuito y colocar la punta del osciloscopio en el emisor del transistor para observar la señal recibida, se pudo ver que a la señal detectada se le suma una señal senoidal de 50 Hz. Esto provoca que varíe el ancho del pulso de la señal cuadrada regenerada a la salida del receptor, cosa que no es deseada.

En un principio, se creía que dicha oscilación provenía de la fuente de alimentación, por lo que se colocaron en paralelo a la fuente y a masa capacitores electrolíticos de distintos valores para intentar disminuir este efecto, pero el problema persistía. Luego, se descubrió que el problema se encontraba en que el fototransistor capta también la luz proveniente de los tubos fluorescentes, que están alimentados con corriente alterna de 50 Hz. Se intentó colocar un polarizador óptico con el fin de intentar corregir este problema, pero no hubo éxito.

Finalmente, se decidió colocar el LED y el fototransistor en una caja cerrada, para evitar la interferencia de la luz proveniente de la iluminación. LiFi está pensado para ser aplicado en entornos donde la iluminaria completa sea a través de LED, por lo cual se cree que, si un ambiente cerrado está completamente iluminado por LEDs, este tipo de interferencia no existirá.

En una segunda instancia, se soldó en placas experimentales los circuitos transmisor y receptor separados respectivamente y se colocaron el LED y el fototransistor en una caja cerrada, a una distancia de 30 cm. A continuación, se muestran las placas experimentales.

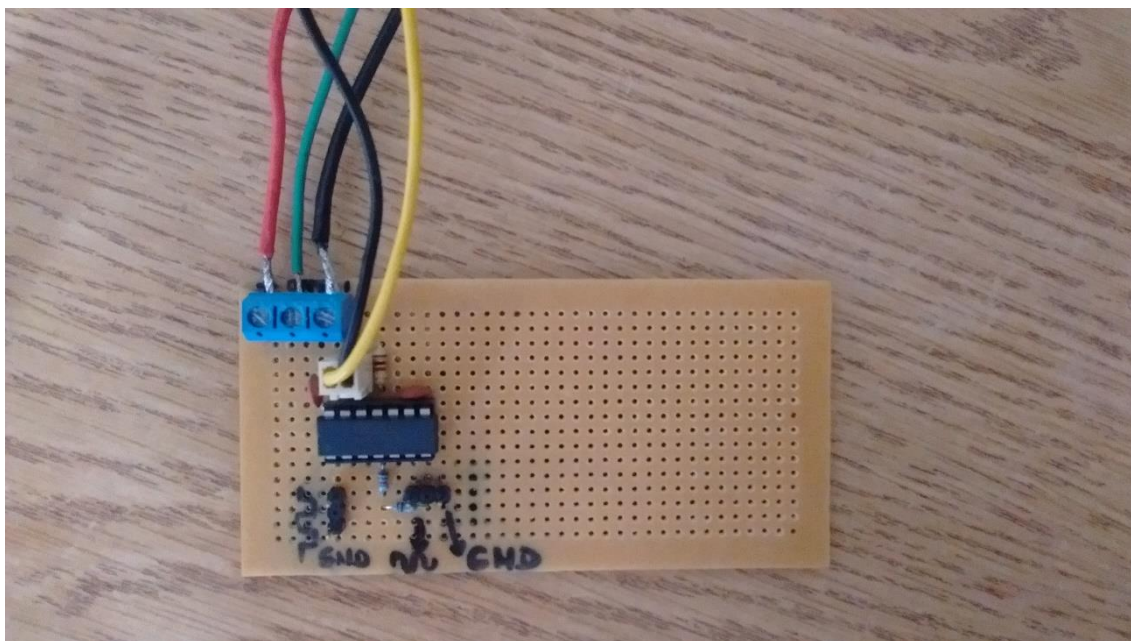


Figura 41: Circuito transmisor armado en placa experimental. Los símbolos \square y \sim representan donde se deben colocar la señal de banda base y portadora

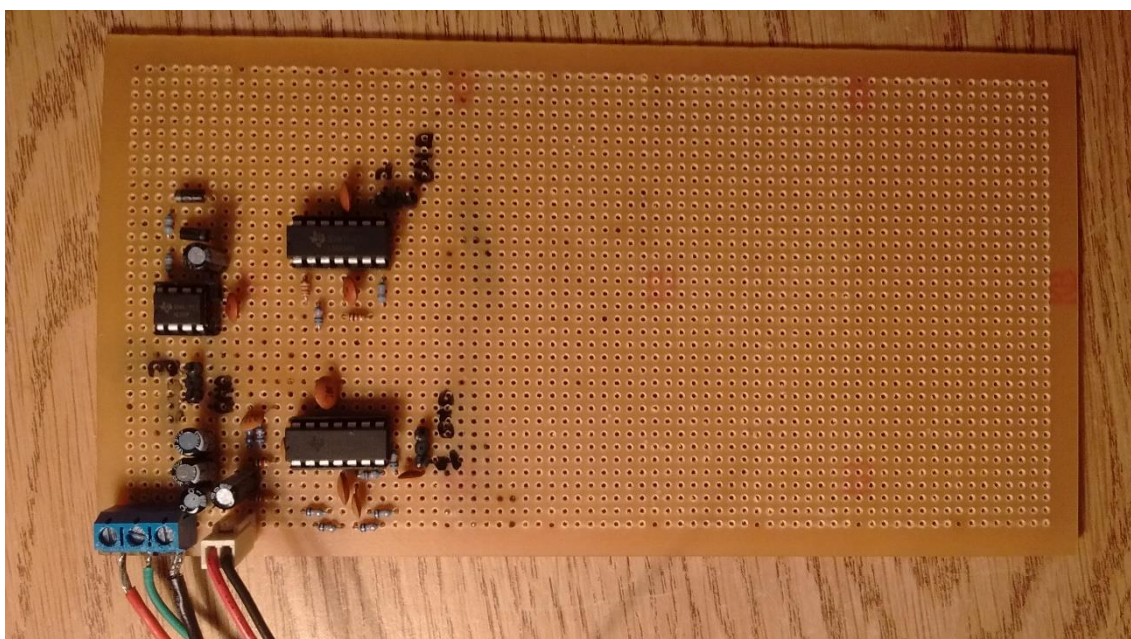


Figura 42: Circuito receptor armado en placa experimental. La notación 1,2 y 3 representa lo siguiente: 1 es la salida del filtro Sallen and Key, 2 es la salida del comparador y 3 es la salida del receptor

Una vez soldadas las placas experimentales, y habiendo colocado correctamente el LED y el fototransistor en la caja cerrada, se procede a llevar a cabo la experiencia. Para realizar la prueba del circuito se utilizaron los siguientes equipos pertenecientes al pañol del laboratorio de electrónica del IUA:

- ✓ 2 generadores de funciones GW Instek GFG-8215A
- ✓ 2 fuentes de alimentación de corriente continua dual HP 6205B
- ✓ 1 osciloscopio digital Tektronix TBS1052B-EDU

Se establece uno de los generadores de funciones para que genere un pulso de 5 V de amplitud y 5 KHz de frecuencia, que representa la señal cuadrada de banda base; y el otro generador de funciones se lo fija para que entregue una señal portadora senoidal de 5 V y 100 KHz de frecuencia.

En las próximas figuras se muestran la fuente de alimentación configurada para que entregue ± 12 V a los circuitos, los generadores de funciones configurados para entregar las señales de banda base y portadora determinadas previamente y la señal OOK que se transmite a través del LED.



Figura 43: Fuente de alimentación partida configurada para entregar ± 12 V



Figura 44: Generador de funciones configurado para entregar una señal cuadrada de 5 KHz

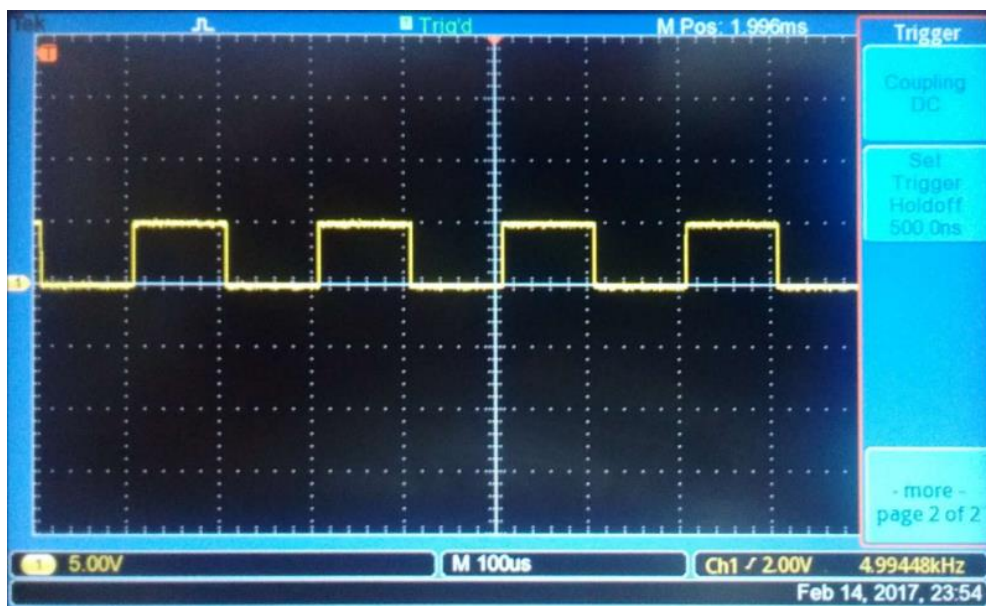


Figura 45: Señal cuadrada de banda base que se transmitió



Figura 46: Generador de funciones configurado para entregar la señal portadora de 100 KHz



Figura 47: Señal portadora de 100 KHz

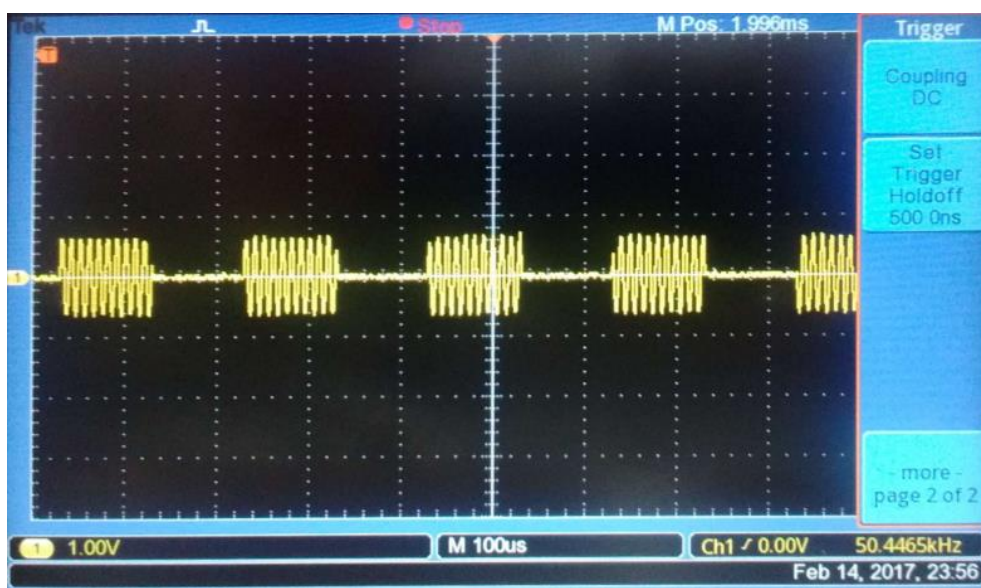


Figura 48: Señal OOK que se transmite por el LED

A continuación, se presenta la caja donde se colocaron el LED y el fototransistor para realizar la prueba



Figura 49: Caja cerrada donde se colocó el LED y el fototransistor

Luego, se procede a cerrar la caja y a colocar la punta del osciloscopio para poder observar la señal recibida por el fototransistor, como se puede ver en la siguiente imagen:

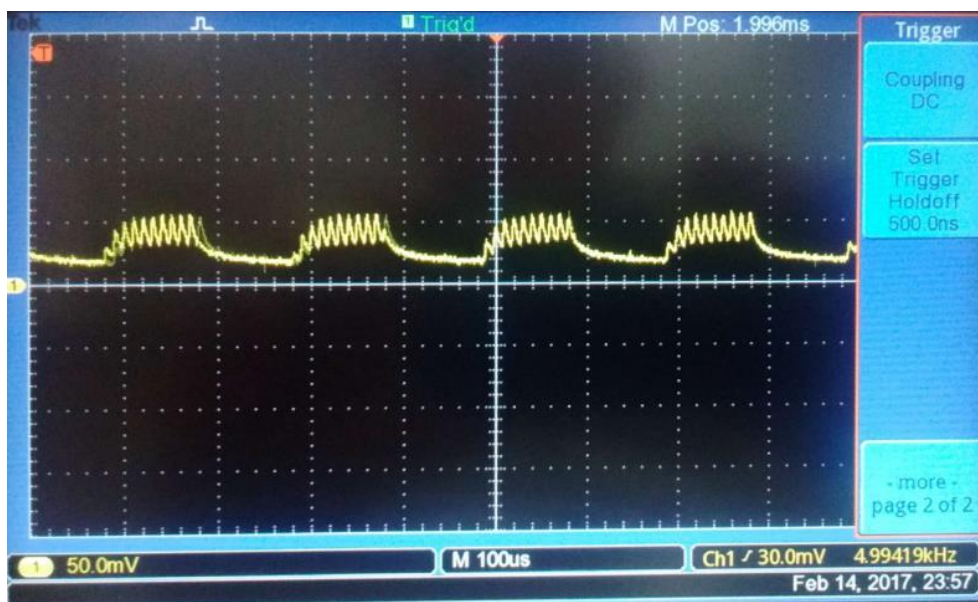


Figura 50: Señal captada por el fototransistor

Luego, esta señal pasa por un filtro pasa altos de orden uno con una $f_c = 1 \text{ KHz}$, para poder eliminar la componente de continua que tiene la señal. Posteriormente, la señal

atraviesa un filtro pasa bajos Sallen and Key con una $f_c = 5 \text{ KHz}$ con el fin de recuperar la señal de banda base. En la próxima imagen, se puede ver la señal obtenida a la salida del filtro pasa bajos.

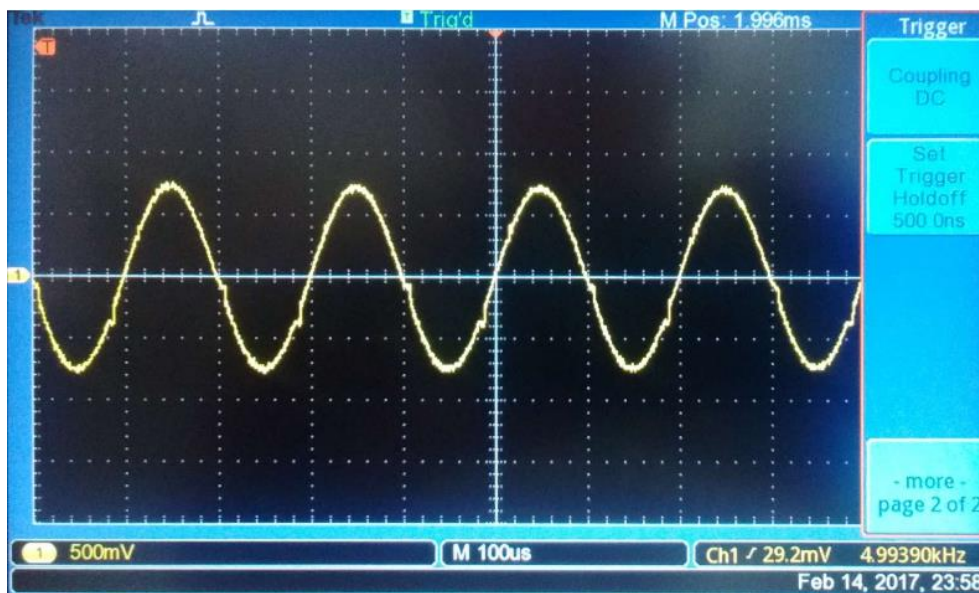


Figura 51: Señal obtenida a la salida del filtro pasa bajos

Seguidamente, esta señal atraviesa por un comparador que realiza la lógica planteada en la figura 27. El resultado de dicha comparación se puede ver en la siguiente imagen:

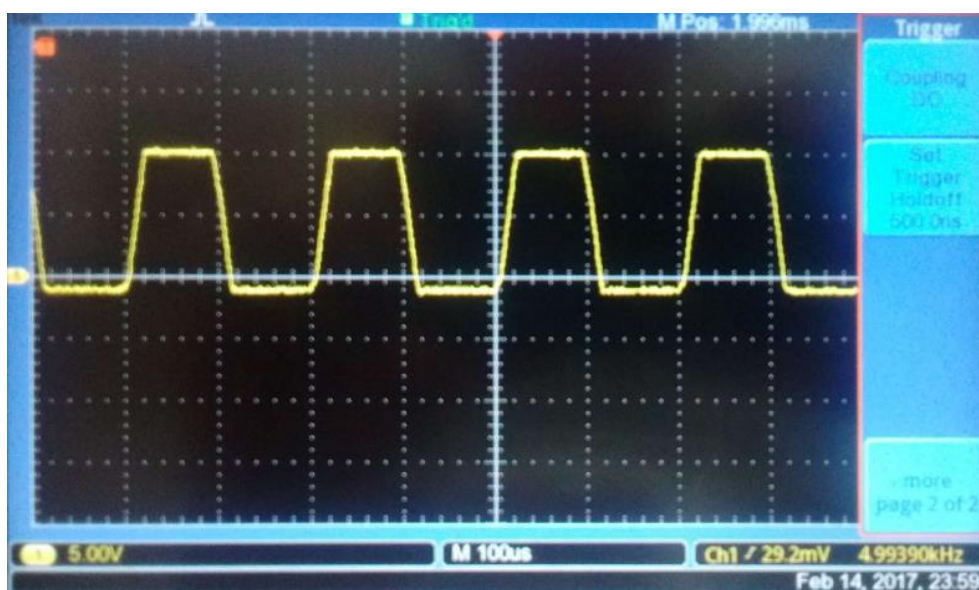


Figura 52: Señal obtenida a la salida del comparador

Posteriormente, esta señal ingresa a un circuito 555 con el objetivo de regenerar la señal cuadrada que se transmite. Como se puede ver, la señal obtenida a la salida del circuito 555 es idéntica a la señal transmitida, presentando 12 V de amplitud en vez de 5 V, debido a que se alimenta al integrado 555 con 12 V y un retardo de fase, proveniente del filtro pasabajos. En la figura 53 se puede observar la señal cuadrada de banda base regenerada.

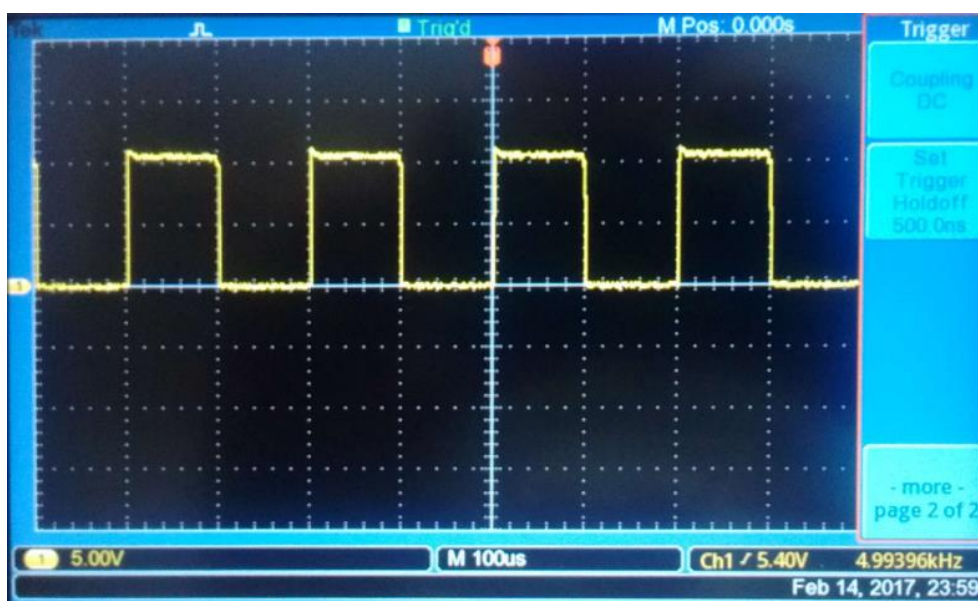


Figura 53: Señal obtenida a la salida del comparador

Una vez que se comprueba el comportamiento deseado del circuito, se realizan dos pruebas: la primera consiste en abrir la caja y dejar que la luz proveniente de la iluminación de la habitación incida también en el fototransistor. La segunda radica en cubrir al fototransistor de la luz del LED y verificar que se corte la transmisión de la señal.

En la primera prueba, se verifica lo que sucedía cuando se armaron los circuitos en protoboard. La luz proveniente de la iluminación del ambiente hace que la señal recibida por el fototransistor se le acople una señal sinusoidal de 50 Hz, que como resultado logra variar el ancho de pulso a la salida del receptor. En la siguiente imagen, se puede ver como varía el ancho de pulso respecto de la figura 54.

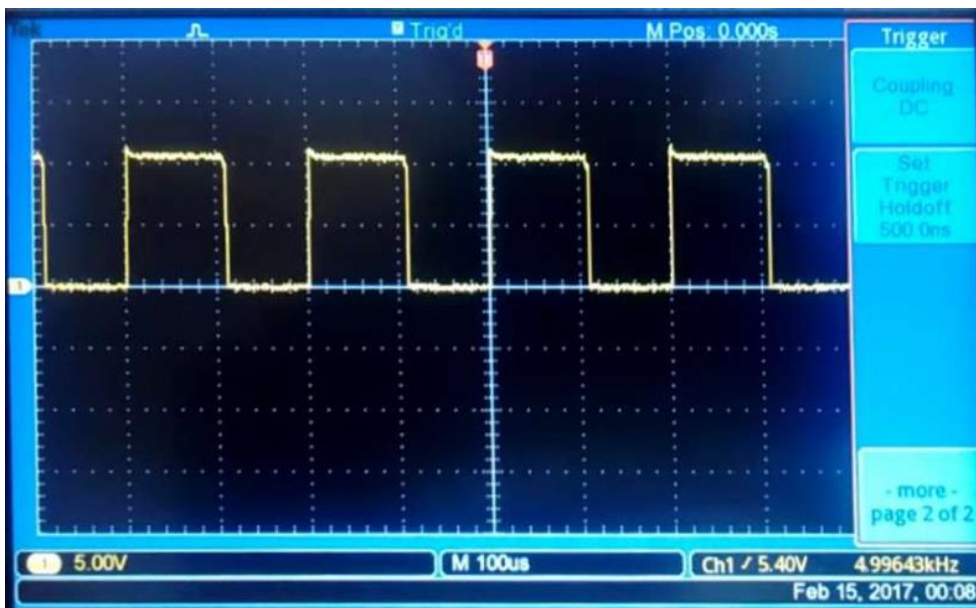


Figura 54: Señal obtenida a la salida del comparador con la presencia de interferencia de la iluminación del ambiente cerrado.

En la segunda prueba, se cubre en su totalidad al fototransistor con una tapa de cartón. Como se espera, a la salida del comparador no se obtiene señal alguna.

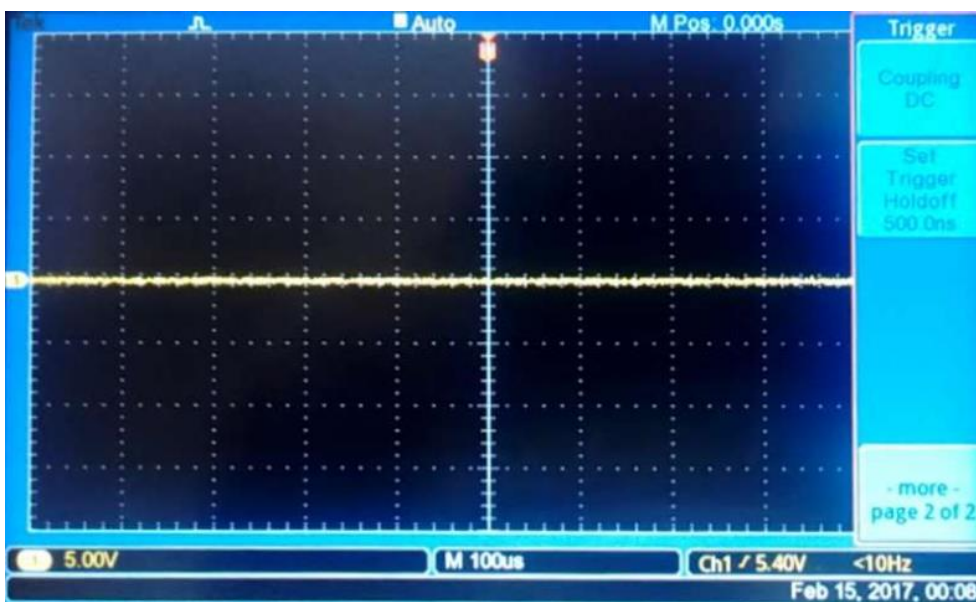


Figura 55: Señal obtenida a la salida del comparador con el fototransistor tapado. Como se esperaba, no se recibe ninguna señal

7.3. Conclusiones de la experiencia

Los circuitos transmisor y receptor LiFi cumplieron con las expectativas, es decir se logró transmitir una señal modulada a través de un led y se consiguió detectarla y regenerarla en el receptor. Sin embargo, no se esperaba que la luz proveniente de la iluminación de la habitación fuera capaz de causar una gran interferencia al sistema, por lo que se tuvo que realizar la transmisión en una caja cerrada. Se estima que, en un ambiente donde la iluminación sea completamente a través de led, el tipo de interferencia que se tuvo durante la experiencia no se manifestaría. Además, se cree que utilizando un esquema de modulación más robusto, como los diversos tipos de OFDM detallados en la sección 5.3 y empleando algún algoritmo de codificación en la señal a transmitir se puede solucionar este problema.

El circuito diseñado estuvo pensado con el objetivo de demostrar que es posible transmitir una simple señal de banda base a través de un LED. Debido al alto costo que supone adquirir una placa Arduino o Raspberry para realizar un circuito digital, se optó por un diseño analógico. Si bien resulta menos costoso un circuito analógico, presenta fundamentalmente un gran condicionamiento que es el ancho de banda de los componentes, principalmente de los amplificadores operacionales. Al tener un ancho de banda limitado (hasta 1 MHz, frecuencia en la que se obtiene la ganancia unitaria), la frecuencia de portadora se encuentra acotada, resultando que el ancho de banda de la señal de banda base deba ser angosto. Tener un ancho de banda acotado para transmitir implica que la velocidad de transmisión de datos será baja.

En el caso de emplear un circuito digital, tanto para la modulación de la señal como para la recepción, permite trabajar con mayores anchos de banda y esquemas de modulación más complejos y eficientes, tanto espectralmente como energéticamente, pudiendo lograr mayores tasas de transmisión de datos y proporcionando también un incremento notorio en la distancia máxima entre transmisor y receptor para poder establecer una comunicación.

7.4. Aplicaciones del sistema LiFi

A continuación, se analizará las potenciales aplicaciones que puede tener el sistema LiFi. La tecnología Li-Fi es capaz de lograr altas tasas de transmisión de datos, lo que cada vez es más demandado por parte de las distintas aplicaciones con las que interactúa el usuario, como así también brinda una gran confiabilidad y seguridad, debido a la restricción física que presenta el sistema. Existen diversos ámbitos en los que se puede implementar Li-Fi como son:

- **Comunicaciones móviles:** como se sabe, la comunicación celular requiere de la instalación de celdas, que tienen una cobertura entre los 200 y 800 metros dependiendo del tamaño de la celda, la potencia empleada, la banda de frecuencias en la que opere entre otros. En vez de utilizar celdas, se puede emplear lámparas LED en la calle para la transmisión de datos en áreas urbanas, proporcionando altas tasas de velocidad de datos y a su vez permitiría la descongestión de tráfico en el sistema 3G y 4G ya instalado, logrando también mejoras en su rendimiento.
- **Entornos sensibles a la interferencia electromagnética:** En lugares como los hospitales y las aeronaves, el empleo de ondas de radio genera interferencia con los equipos de diagnóstico por imágenes (en el caso de los hospitales) y con los sistemas de radio ayuda a la navegación (en el caso de los aviones). Es por eso que, con el empleo del sistema Li-Fi, se podrá tener una conexión a internet de alta velocidad sin generar interferencia electromagnética a estos dispositivos, cosa que con el Wi-Fi no es posible.
- **Comunicación submarina:** debido a la absorción por parte del agua de las ondas de radio, no es posible establecer una comunicación submarina. Li-Fi permite solucionar este inconveniente, ya que la luz puede viajar a través del agua.
- **Transporte:** LiFi puede ser utilizado para mejorar el tránsito vehicular. Los automóviles pueden incorporar LiFi a través de las luces LED de sus ópticas y poder así establecer comunicación con otros vehículos, semáforos y las luces

LED de las calles, permitiendo obtener, por ejemplo, información sobre el estado de tránsito y rutas, como así también datos de otros vehículos que sirvan para evitar accidentes de tránsito.

- **Educación:** a través de la iluminación LED en un aula, los alumnos podrán tener una conexión de alta velocidad a internet y podrán tener acceso a contenido educativo, sin estar expuestos a las ondas de radio de usa WiFi para transmitir.

7.4.1. Aplicaciones del circuito prototipo LiFi construido

En este ítem del trabajo se analiza las potenciales aplicaciones que podría tener el sistema LiFi construido. Suponiendo que se utilice la transmisión asíncrona para la transmisión de datos, se necesitaran de once bits para poder transmitir un byte en una trama de datos.

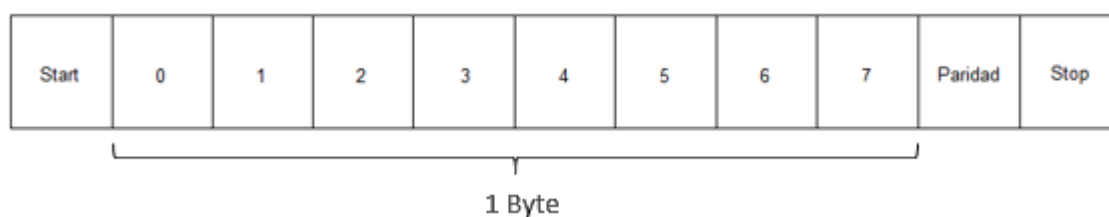


Figura 56: Transmisión asíncrona de 1 byte de datos

De acuerdo con la frecuencia de banda base utilizada en el circuito ($f = 5 \text{ KHz}$), el tiempo que transcurre para poder transmitir un bit es de $T = \frac{1}{f} = 0.2 \text{ ms}$. Por lo tanto, si se multiplica los 0.2 ms por bit por los 11 bits necesarios, resulta que son requeridos 2.2 ms para enviar un byte de datos. Esto significa que se puede lograr una velocidad máxima de 3.64 Kbps. Si bien es una velocidad bastante baja, se podría implementar en los siguientes ámbitos:

- ✓ **Domótica:** se podría usar, por ejemplo, para prender o apagar un horno de cocina; realizar un control de temperatura del mismo ya que la variación de temperatura de un horno respecto del tiempo es baja, control de temperatura de un aire acondicionado, tanto para enfriar como para calefaccionar.

- ✓ **Transito:** Similar a lo que se realiza con las FM, la dirección de tránsito podría enviar, a través de la iluminación de la calle, distintos mensajes alertando a los conductores sobre distintos acontecimientos, como pueden ser cortes de calle, embotellamiento de tránsito, siniestros y posibles rutas de desvíos, informar acerca de neblina en rutas, lluvias, granizo.

7.5. Resumen y Conclusiones

Más de 15 años de investigación en técnicas de capas físicas para VLC basado en LEDs han proporcionado las soluciones fundamentales para desarrollar redes de attoceldas LiFi que son capaces de alcanzar mayor velocidad de datos por unidad de área en comparación con las soluciones de celdas RF de pequeño tamaño. Los rendimientos alcanzables en cuanto a las tasas de datos de los usuarios, el número de usuarios atendidos y el aumento del tráfico total están bien alineados con los indicadores clave de rendimiento 5G. Un factor clave que permite esto es la reducción radical del tamaño de las celdas, y esto es posible utilizando las infraestructuras existentes a través de la combinación de iluminación LED y redes inalámbricas de datos. El nuevo paradigma de redes inalámbricas LiFi ofrece mejoras en el rendimiento que no sólo están dirigidas a iniciativas de 5G, sino también debido al uso omnipresente de LEDs, que proporcionarán una infraestructura para el IoT emergente.

Uno de los objetivos de este trabajo fue arrojar luz sobre la diferencia entre VLC y LiFi. Siguiendo adelante, este trabajo también mostró y discutió las áreas de investigación clave que se requieren para realizar redes con attoceldas LiFi. Se resumieron las áreas bien investigadas, tales como las técnicas de modulación digital utilizando LEDs, y se proporcionó nuevas soluciones a las áreas que son clave para las redes LiFi, tales como acceso multiusuario, análisis de redes con attoceldas LiFi en varios escenarios de despliegue. Además, se proporcionó resultados que demostraron que las técnicas de balanceo de carga en las redes híbridas LiFi / WiFi pueden lograr mejores resultados totales que el rendimiento total de redes WiFi y LiFi separadas. Esto demuestra la afirmación de que LiFi, cuando se la considera una técnica complementaria de redes inalámbricas, no sólo puede proporcionar una capacidad inalámbrica libre y amplia, sino

que también contribuirá a mejorar la eficiencia del espectro de las redes de RF existentes.

Además, se presentó el transmisor y receptor ASICs LiFi en transceptores miniaturizados que son capaces de lograr 1Gb / s de transmisión. Los ASICs pueden ser integrados en terminales móviles para realizar redes de attoceldas LiFi y proporcionar la conectividad requerida para realizar el IoT.

8. Facilidades requeridas al IUA

Para poder realizar las pruebas correspondientes al prototipo de circuito, se necesitó tener acceso al laboratorio de electrónica para utilizar las fuentes de alimentación, osciloscopios, generadores de onda y multímetros para corroborar el funcionamiento del circuito. Además, se debió utilizar la biblioteca del IUA para obtener información proveniente de la IEEE para descargar trabajos de investigación que fueron útiles para el proyecto.

9. Presupuesto

En la adquisición de integrados, resistencias, capacitores, protoboard, cables y zócalos se gastaron \$400. Luego se procedió comprar dos placas experimentales y para cable wire-wrap para armar los circuitos transmisor y receptor, gastando un total de \$400, por lo que la suma gastada en total fue de \$800.

10. Fuentes de Financiamiento

Los gastos necesarios para poder construir el prototipo de circuito estuvieron a cargo del alumno

11. Riesgos esperados y supuestos asumidos

Los potenciales riesgos que existieron en este proyecto son los siguientes:

- No conseguir los integrados necesarios para poder llevar a cabo la implementación real

- Al construir el circuito físicamente, no obtener la respuesta esperada y que sea inviable encontrar una solución al problema

El único inconveniente que se tuvo fue que el integrado multiplicador analógico no se consigue en el mercado local. Afortunadamente, se pudo conseguir a través de un alumno de la facultad un integrado multiplicador analógico que permitió llevar a cabo la puesta en marcha del circuito.

12. Bibliografía Utilizada

Para el desarrollo de este proyecto, se utilizó bibliografía proveniente de la IEEE, de diversos papers que pueda haber en internet sobre LiFi y su comportamiento y apuntes de clase que resultaron útiles para la construcción y diseño del circuito.

- S. Dimitrov and H. Haas, *Principles of LED Light Communications: Towards Networked Li-Fi*. Cambridge, U.K.: Cambridge Univ. Press, Mar. 2015.
- V. Chandrasekhar, J. Andrews, and A. Gatherer, "Femtocell networks: A survey," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 46, no. 9, pp. 59–67, Sep. 2008.
- Xiong, *Digital Modulation Techniques*, 2nd ed. Norwood, MA, USA: Artech House, 2006.
- P. Chandhar and S. Das, "Area spectral efficiency of co-channel deployed OFDMA femtocell networks," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 13, no. 7, pp. 3524–3538, jul. 2014.
- H.-S. Jo, P. Xia, and J. Andrews, "Downlink femtocell networks: Open or closed?" in *Proc. IEEE Int. Commun. Conf.*, jun. 2011, pp. 1–5.
- W. C. Cheung, T. Quek, and M. Kountouris, "Throughput optimization, spectrum allocation, and access control in two-tier femtocell networks," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 30, no. 3, pp. 561–574, Apr. 2012.
- Prof Kavitha Viswanathan, *LiFi technology*, IJRST –International Journal for Innovative Research in Science & Technology| Volume 2 | Issue 10 | March 2016
- Prof Vaishali Jadhav, Babasaheb Gawde Institute of Technology, University of Mumbai <http://www.ijser.org/> Volume 5, Issue 6, June-2014 709 ISSN 2229-5518

- Dhakane Vikas Nivrutti, Ravi Ramchandra Nimbalkar, Asst Prof Solapur University http://www.ijarcsse.com/light_fidelity_a_reconnaissanceof_future_technology/
- William Stallings, “Comunicaciones y redes de computadoras”, 6ta Edición, Prentice Hall
- Developed Li-Fi Technology Overview <http://www.lificonsortium.org/technology.html>
- What is LiFi, Harald Hass, Liang Yin, Yunlu Wang, Cheng Chen <http://ieeexplore.ieee.org/document/7360112/>
- M. Thanigavel, “Li-Fi Technology in Wireless Communication,” International Journal of Engineering Research & Technology (IJERT) Vol. 2 Issue 10, October – 2013
- Thilo Fath, Christoph Heller, and Harald Haas, Member, IEEE, “Optical Wireless Transmitter Employing Discrete Power Level Stepping”, JOURNAL OF LIGHTWAVE TECHNOLOGY, VOL. 31, NO. 11, JUNE 1, 2013.
- Leonardo Camargo Rodríguez, Oscar Armando Guevara Penagos, “Alcances del desarrollo de la nueva tecnología Li-Fi para las telecomunicaciones en Colombia”, <http://repository.ucatolica.edu.co:8080/handle/10983/2023>
- Cisco inc, “Routing y switching de CCNA: Escalamiento de redes”, <https://1370476.netacad.com/courses/244502>
- Ministerio de Educación de la Nación, ANSES, “Conectar igualdad”, <http://www.conectarigualdad.gob.ar/seccion/sobre-programa-6>

12.1. Anexo

A continuación, se adjuntan las hojas de datos de los circuitos integrados MPY634, LM324 y NE555, utilizados para la construcción de los circuitos prototipos LiFi.



MPY634

SBFS017A – DECEMBER 1995 – REVISED DECEMBER 2004

Wide Bandwidth PRECISION ANALOG MULTIPLIER

FEATURES

- WIDE BANDWIDTH: 10MHz typ
- ±0.5% MAX FOUR-QUADRANT ACCURACY
- INTERNAL WIDE-BANDWIDTH OP AMP
- EASY TO USE
- LOW COST

APPLICATIONS

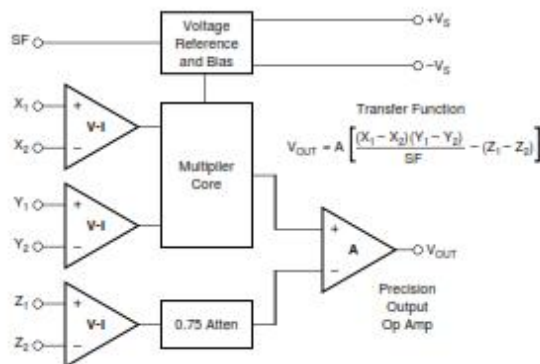
- PRECISION ANALOG SIGNAL PROCESSING
- MODULATION AND DEMODULATION
- VOLTAGE-CONTROLLED AMPLIFIERS
- VIDEO SIGNAL PROCESSING
- VOLTAGE-CONTROLLED FILTERS AND OSCILLATORS

DESCRIPTION

The MPY634 is a wide bandwidth, high accuracy, four-quadrant analog multiplier. Its accurately laser-trimmed multiplier characteristics make it easy to use in a wide variety of applications with a minimum of external parts, often eliminating all external trimming. Its differential X, Y, and Z inputs allow configuration as a multiplier, squarer, divider, square-rooter, and other functions while maintaining high accuracy.

The wide bandwidth of this new design allows signal processing at IF, RF, and video frequencies. The internal output amplifier of the MPY634 reduces design complexity compared to other high frequency multipliers and balanced modulator circuits. It is capable of performing frequency mixing, balanced modulation, and demodulation with excellent carrier rejection.

An accurate internal voltage reference provides precise setting of the scale factor. The differential Z input allows user-selected scale factors from 0.1 to 10 using external feedback resistors.



Please be aware that an important notice concerning availability, standard warranty, and use in critical applications of Texas Instruments semiconductor products and disclaimers thereto appears at the end of this data sheet.

All trademarks are the property of their respective owners.

PRODUCTION DATA information is current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.



Copyright © 1995-2004, Texas Instruments Incorporated

SPECIFICATIONS

ELECTRICAL

At $T_A = +25^\circ\text{C}$ and $V_S = \pm 15\text{VDC}$, unless otherwise noted.

MODEL	MPY634KP/KU			MPY634AM			MPY634BM			MPY634SM			UNITS
	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
MULTIPLIER PERFORMANCE													
Transfer Function	$\frac{(X_1 - X_2)(Y_1 - Y_2)}{10V} + Z_3$			$\frac{(X_1 - X_2)(Y_1 - Y_2)}{10V} + Z_3$			*			*			
Total Error ⁽¹⁾ ($-10V \leq X, Y \leq +10V$)			± 2.0			± 1.0			± 0.5			*	%
$T_A = \text{min to max}$		± 2.5			± 1.5			± 1.0		± 0.5		*	%
Total Error vs Temperature		± 0.03			± 0.022			± 0.015		± 0.01		*	%/°C
Scale Factor Error (SF = 10.000V Nominal) ⁽²⁾		± 0.25			± 0.1			*		*		*	%
Temperature Coefficient of Scaling Voltage		± 0.02			± 0.01			± 0.01		*		*	%/°C
Supply Rejection ($\pm 15V \pm 1V$)		± 0.01			± 0.01			*		*		*	%
Nonlinearity													
X ($X = 20Vp-p, Y = 10V$)		± 0.4			± 0.4			0.2	± 0.3			*	%
Y ($Y = 20Vp-p, X = 10V$)		± 0.01			± 0.01			*	± 0.1			*	%
Feedthrough ⁽³⁾													
X (Y Nulled, $X = 20Vp-p, 50\text{Hz}$)		± 0.3			± 0.3			± 0.15	± 0.3			*	%
Y (X Nulled, $Y = 20Vp-p, 50\text{Hz}$)		± 0.01			± 0.01			*	± 0.1			*	%
Both Inputs (500kHz, 1Vrms)													
Unnulled	40	50		45	55		*	60		*	*	*	dB
Nulled	55	60		55	65		60	70		*	*	*	dB
Output Offset Voltage		± 50	± 100		± 5	± 30		*	± 15			*	mV
Output Offset Voltage Drift		*			± 200			± 100				*	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
DYNAMICS													
Small Signal BW ($V_{OUT} = 0.1V_{rms}$)	6	10		8	10		*	*		6	*		MHz
1% Amplitude Error ($C_{LOAD} = 1000\text{pF}$)		100			100			*		*			kHz
Slew Rate ($V_{OUT} = 20Vp-p$)		20			20			*		*			V/ μs
Settling Time (to 1%, $\Delta V_{OUT} = 20V$)		2			2			*		*			μs
NOISE													
Noise Spectral Density: SF = 10V		0.8			0.8			*		*			$\mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$
Wideband Noise: f = 10Hz to 5MHz		1			1			*		*			mVrms
f = 10Hz to 10kHz		90			90			*		*			μVrms
OUTPUT													
Output Voltage Swing	± 11			± 11			*			*			V
Output Impedance (f $\leq 1\text{kHz}$)		0.1			0.1			*		*			Ω
Output Short Circuit Current ($R_L = 0, T_A = \text{min to max}$)		30			30			*		*			mA
Amplifier Open Loop Gain (f = 50Hz)		85			85			*		*			dB
INPUT AMPLIFIERS (X, Y and Z)													
Input Voltage Range													
Differential V_{BI} ($V_{CM} = 0$)		± 12			± 12			*		*			V
Common-Mode V_{BI} ($V_{DIFF} = 0$) (see Typical Performance Curves)		± 10			± 10			*		*			V
Offset Voltage X, Y		± 25	± 100		± 5	± 20		± 2	± 10		*	*	mV
Offset Voltage Drift X, Y		200			100			50		*	*		$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Offset Voltage Z		± 25	± 100		± 5	± 30		± 2	± 15		*	*	mV
Offset Voltage Drift Z		200			200			100		*	*	500	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
CMRR	60	80		60	80		70	90		*	*		dB
Bias Current		0.8	2.0		0.8	2.0		*	*		*	*	μA
Offset Current		0.1			0.1			*	*		*	2.0	μA
Differential Resistance		10			10			*	*		*		M Ω
DIVIDER PERFORMANCE													
Transfer Function ($X_1 \rightarrow X_2$)	$10V \frac{(Z_2 - Z_1)}{(X_1 - X_2)} + Y_1$			$10V \frac{(Z_2 - Z_1)}{(X_1 - X_2)} + Y_1$			*			*			
Total Error ⁽¹⁾ untrimmed ($X = 10V, -10V \leq Z \leq +10V$)		1.5			± 0.75			± 0.35		± 0.75			%
($X = 1V, -1V \leq Z \leq +1V$)		4.0			± 2.0			± 1.0		*			%
($0.1V \leq X \leq 10V, -10V \leq Z \leq 10V$)		5.0			± 2.5			± 1.0		*			%
SQUARE PERFORMANCE													
Transfer Function	$\frac{(X_1 - X_2)^2}{10V} + Z_3$			$\frac{(X_1 - X_2)^2}{10V} + Z_3$			*			*			
Total Error ($-10V \leq X \leq 10V$)		± 1.2			± 0.6			± 0.3		*		*	%

SPECIFICATIONS (CONT)

ELECTRICAL

At $T_a = +25^\circ\text{C}$ and $V_s = \pm 15\text{VDC}$, unless otherwise noted.

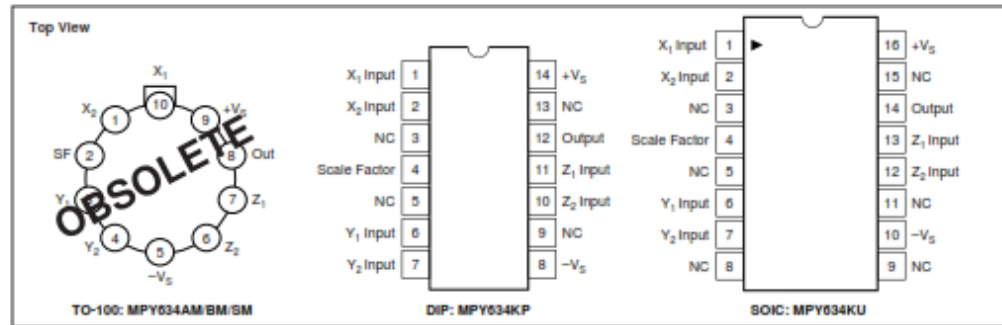
MODEL	MPY634KP/KU			MPY634AM OBSOLETE			MPY634BM OBSOLETE			MPY634SM OBSOLETE			UNITS
	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
SQUARE-ROOTER PERFORMANCE Transfer Function ($Z_1 \leq Z_2$) Total Error ⁽¹⁾ ($1\text{V} \leq Z \leq 10\text{V}$)	$\sqrt{10\text{V}(Z_2 - Z_1)} + X_2$			$\sqrt{10\text{V}(Z_2 - Z_1)} + X_2$			*			*			%
POWER SUPPLY Supply Voltage: Rated Performance Operating Supply Current, Quiescent	± 8	± 15	± 18	± 8	± 15	± 18	*	*	*	*	*	± 20	VDC VDC mA
TEMPERATURE RANGE Specification Storage	-40		+85	-25		+85	*	*	*	-55		+125	$^\circ\text{C}$ $^\circ\text{C}$

* Specification same as for MPY634AM.

Gray indicates obsolete parts.

NOTES: (1) Figures given are percent of full scale, $\pm 10\text{V}$ (i.e., $0.01\% = 1\text{mV}$). (2) May be reduced to 3V using external resistor between $-V_s$ and SF. (3) Irreducible component due to nonlinearity; excludes effect of offsets.

PIN CONFIGURATIONS



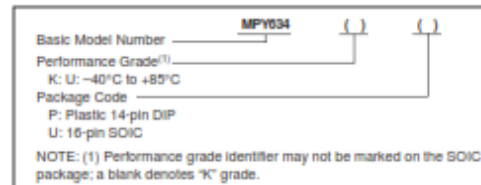
ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

PARAMETER	MPY634AM/BM OBSOLETE	MPY634KP/KU	MPY634SM OBSOLETE
Power Supply Voltage	± 18	*	± 20
Power Dissipation	500mW	*	*
Output Short-Circuit to Ground	Indefinite	*	*
Input Voltage (all X, Y and Z)	$\pm V_s$	*	*
Temperature Range:			
Operating	$-25^\circ\text{C}/+85^\circ\text{C}$	$-40^\circ\text{C}/+85^\circ\text{C}$	$-55^\circ\text{C}/+125^\circ\text{C}$
Storage	$-65^\circ\text{C}/+150^\circ\text{C}$	$-40^\circ\text{C}/+85^\circ\text{C}$	*
Lead Temperature (soldering, 10s)	+300 $^\circ\text{C}$	*	*
SOIC 'KU' Package		+260 $^\circ\text{C}$	

* Specification same as for MPY634AM/BM.

NOTE: Gray indicates obsolete parts.

ORDERING INFORMATION



PACKAGE INFORMATION⁽¹⁾

PRODUCT	PACKAGE	PACKAGE DRAWING NUMBER
MPY634KP	14-Pin PDIP	010
MPY634KU	16-Pin SOIC	211

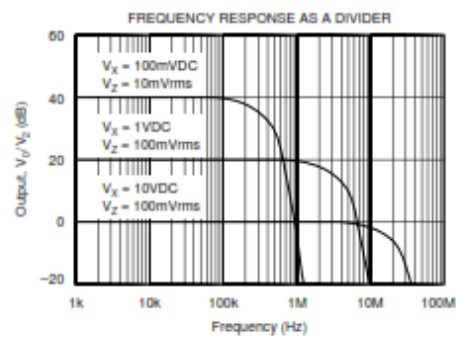
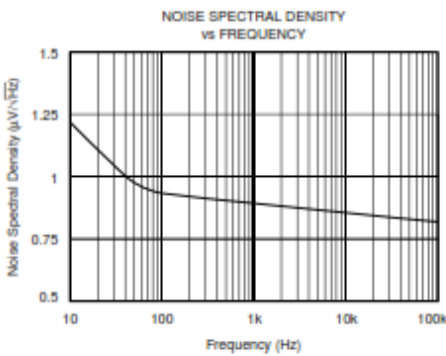
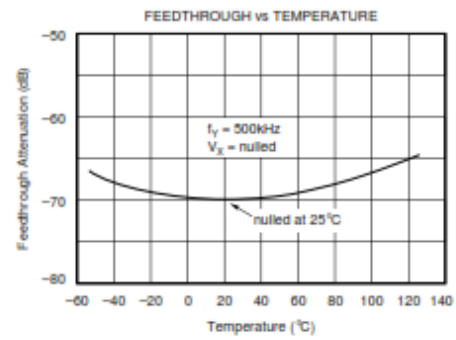
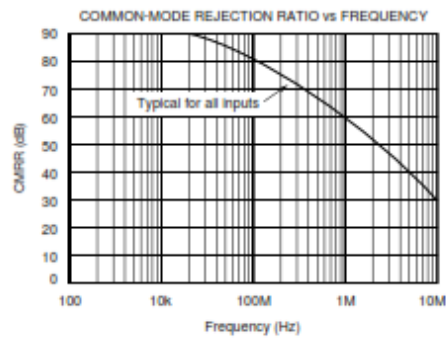
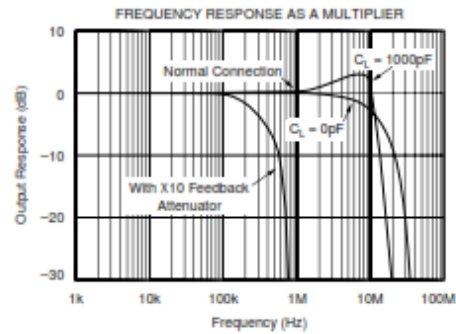
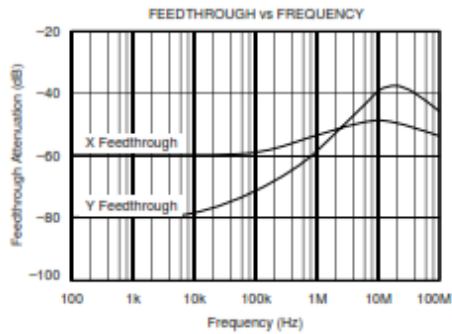
NOTE: (1) For the most current package and ordering information, see the Package Option Addendum located at the end of this data sheet.

MPY634
SBF5017A



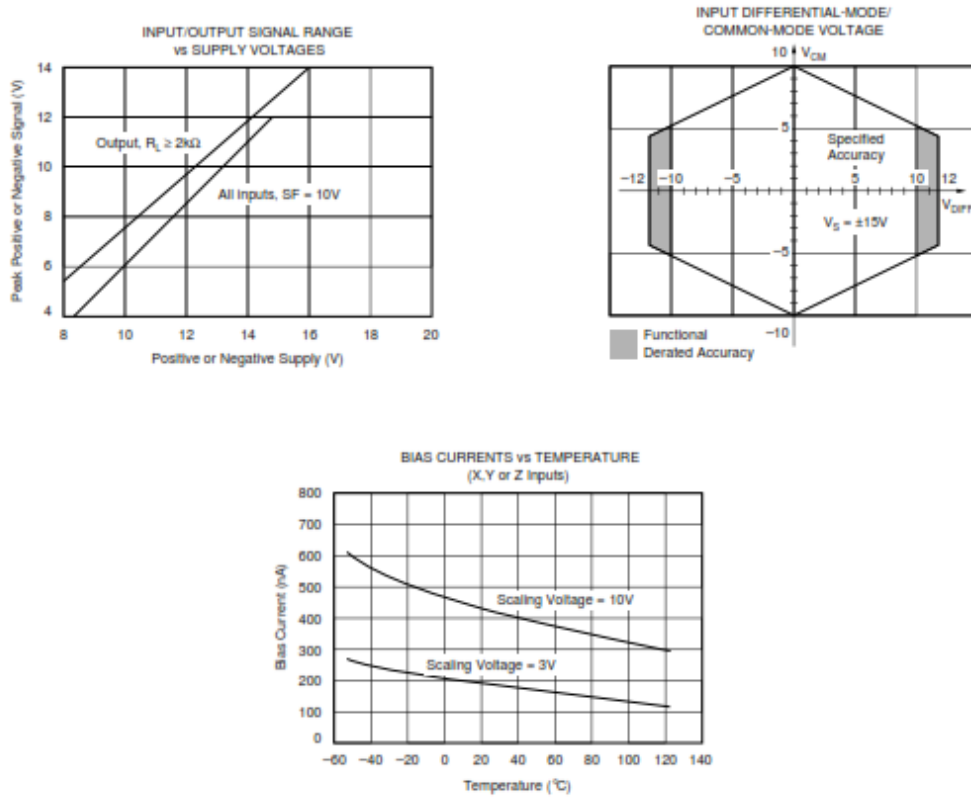
TYPICAL PERFORMANCE CURVES

At $T_A = +25^\circ\text{C}$, $V_X = \pm 15\text{VDC}$, unless otherwise noted.



TYPICAL PERFORMANCE CURVES (CONT)

T_a = +25°C, V_s = ±15VDC, unless otherwise noted.



THEORY OF OPERATION

The transfer function for the MPY634 is:

$$V_{OUT} = A \left[\frac{(X_1 - X_2)(Y_1 - Y_2)}{SF} - (Z_1 - Z_2) \right]$$

where:

A = open-loop gain of the output amplifier (typically 85dB at DC).

SF = Scale Factor. Laser-trimmed to 10V but adjustable over a 3V to 10V range using external resistors.

X, Y, Z are input voltages. Full-scale input voltage is equal to the selected SF. (Max input voltage = ±1.25 SF).

An intuitive understanding of transfer function can be gained by analogy to the op amp. By assuming that the open-loop gain, A, of the output operational amplifier is infinite,

inspection of the transfer function reveals that any V_{OUT} can be created with an infinitesimally small quantity within the brackets. Then, an application circuit can be analyzed by assigning circuit voltages for all X, Y and Z inputs and setting the bracketed quantity equal to zero. For example, the basic multiplier connection in Figure 1, Z₁ = V_{OUT} and Z₂ = 0. The quantity within the brackets then reduces to:

$$\frac{(X_1 - X_2)(Y_1 - Y_2)}{SF} - (V_{OUT} - 0) = 0$$

This approach leads to a simple relationship which can be solved for V_{OUT} to provide the closed-loop transfer function.

The scale factor is accurately factory adjusted to 10V and is typically accurate to within 0.1% or less. The scale factor may be adjusted by connecting a resistor or potentiometer between pin SF and the -V_S power supply. The value of the external resistor can be approximated by:

MPY634
SBFS017A



$$R_{SF} = 5.4k\Omega \left(\frac{SF}{10 - SF} \right)$$

Internal device tolerances make this relationship accurate to within approximately 25%. Some applications can benefit from reduction of the SF by this technique. The reduced input bias current, noise, and drift achieved by this technique can be likened to operating the input circuitry in a higher gain, thus reducing output contributions to these effects. Adjustment of the scale factor does not affect bandwidth.

The MPY634 is fully characterized at $V_S = \pm 15V$ but operation is possible down to $\pm 8V$ with an attendant reduction of input and output range capability. Operation at voltages greater than $\pm 15V$ allows greater output swing to be achieved by using an output feedback attenuator (Figure 1).

As with any wide bandwidth circuit, the power supplies should be bypassed with high frequency ceramic capacitors. These capacitors should be located as near as practical to the power supply connections of the MPY634. Improper bypassing can lead to instability, overshoot, and ringing in the output.

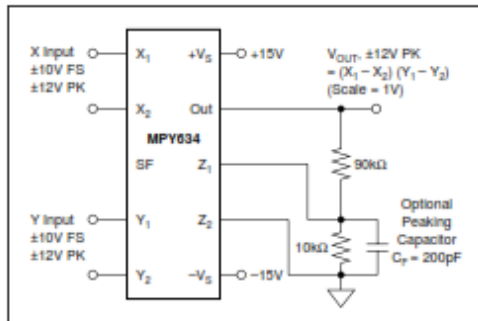


FIGURE 1. Connections for Scale-Factor of Unity.

BASIC MULTIPLIER CONNECTION

Figure 2 shows the basic connection as a multiplier. Accuracy is fully specified without any additional user-trimming circuitry. Some applications can benefit from trimming of one or more of the inputs. The fully differential inputs facilitate referencing the input quantities to the source voltage common terminal for maximum accuracy. They also allow use of simple offset voltage trimming circuitry as shown on the X input.

The differential Z input allows an offset to be summed in V_{OUT} . In basic multiplier operation, the Z_2 input serves as the output voltage ground reference and should be connected to the ground of the driven system for maximum accuracy.

A method of changing (lowering) SF by connecting to the SF pin was discussed previously. Figure 1 shows an alternative method of changing the effective SF of the overall circuit by using an attenuator in the feedback connection to Z_1 . This method puts the output amplifier in a higher gain and is thus accompanied by a reduction in bandwidth and an

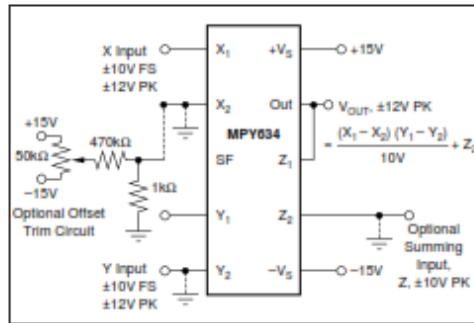


FIGURE 2. Basic Multiplier Connection.

increase in output offset voltage. The larger output offset may be reduced by applying a trimming voltage to the high impedance input, Z_2 .

The flexibility of the differential Z inputs allows direct conversion of the output quantity to a current. Figure 3 shows the output voltage differentially-sensed across a series resistor forcing an output-controlled current. Addition of a capacitor load then creates a time integration function useful in a variety of applications such as power computation.

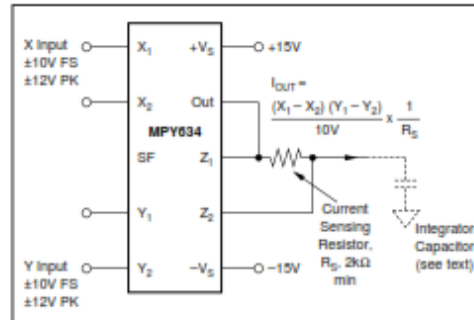


FIGURE 3. Conversion of Output to Current.

SQUARER CIRCUIT (FREQUENCY DOUBLER)

Squarer, or frequency doubler, operation is achieved by paralleling the X and Y inputs of the standard multiplier circuit. Inverted output can be achieved by reversing the differential input terminals of either the X or Y input. Accuracy in the squaring mode is typically a factor of two better than the specified multiplier mode with maximum error occurring with small (less than 1V) inputs. Better accuracy can be achieved for small input voltage levels by reducing the scale factor, SF.

DIVIDER OPERATION

The MPY634 can be configured as a divider as shown in Figure 4. High impedance differential inputs for the numerator and denominator are achieved at the Z and X inputs,

respectively. Feedback is applied to the Y_2 input, and Y_1 is normally referenced to output ground. Alternatively, as the transfer function implies, an input applied to Y_1 can be summed directly into V_{OUT} . Since the feedback connection is made to a multiplying input, the effective gain of the output op amp varies as a function of the denominator input voltage. Therefore, the bandwidth of the divider function is proportional to the denominator voltage (see Typical Performance Curves).

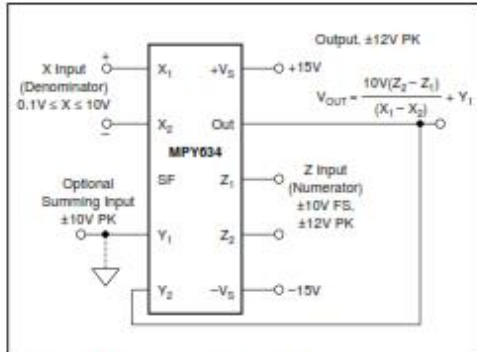


FIGURE 4. Basic Divider Connection.

Accuracy of the divider mode typically ranges from 1.0% to 2.5% for a 10 to 1 denominator range depending on device grade. Accuracy is primarily limited by input offset voltages and can be significantly improved by trimming the offset of the X input. A trim voltage of $\pm 3.5\text{mV}$ applied to the “low side” X input (X_2 for positive input voltages on X_1) can produce similar accuracies over 100 to 1 denominator range. To trim, apply a signal which varies from 100mV to 10V at a low frequency (less than 500Hz). An offset sine wave or ramp is suitable. Since the ratio of the quantities should be constant, the ideal output would be a constant 10V. Using AC coupling on an oscilloscope, adjust the offset control for minimum output voltage variation.

SQUARE-ROOTER

A square-rooter connection is shown in Figure 5. Input voltage is limited to one polarity (positive for the connection shown). The diode prevents circuit latch-up should the input go negative. The circuit can be configured for negative input and positive output by reversing the polarity of both the X and Y inputs. The output polarity can be reversed by reversing the diode and X input polarity. A load resistance of approximately 10kΩ must be provided. Trimming for improved accuracy would be accomplished at the Z input.

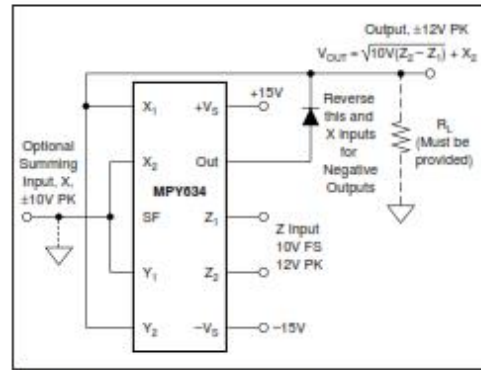


FIGURE 5. Square-Rooter Connection.

APPLICATIONS

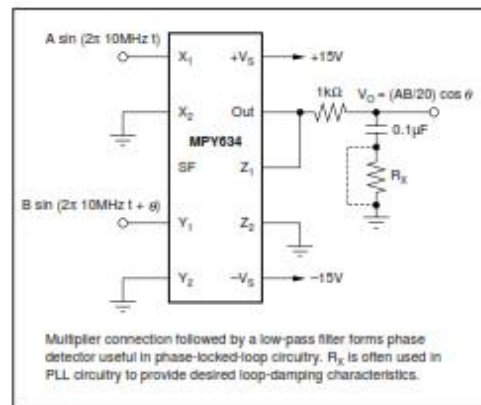


FIGURE 6. Phase Detector.

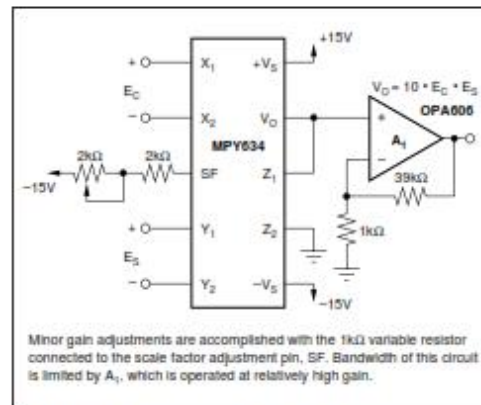


FIGURE 7. Voltage-Controlled Amplifier.

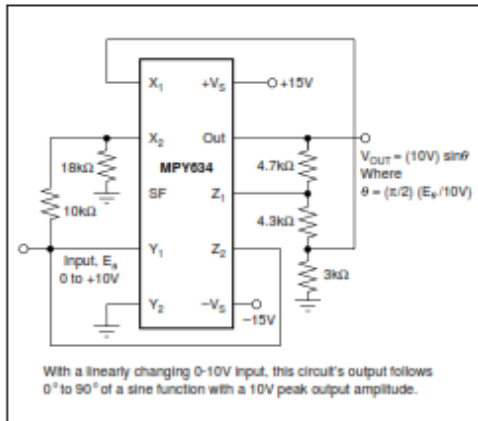


FIGURE 8. Sine-Function Generator.

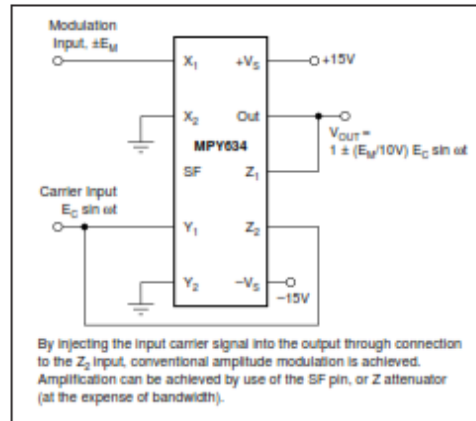


FIGURE 9. Linear AM Modulator.

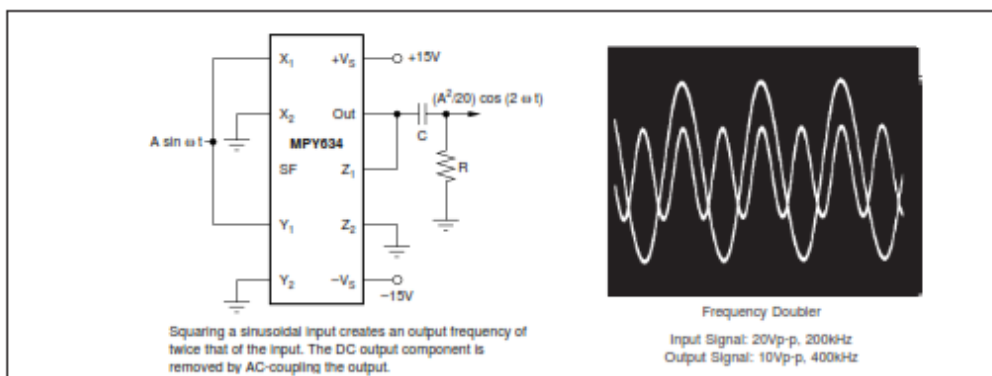


FIGURE 10. Frequency Doubler.

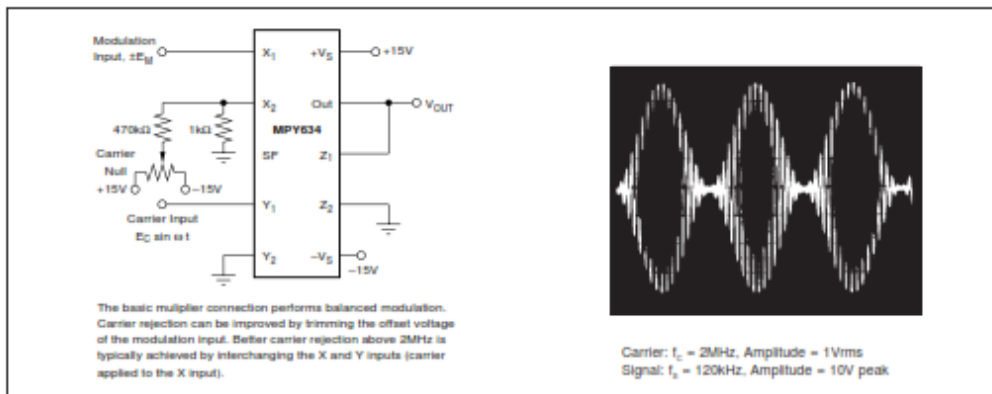


FIGURE 11. Balanced Modulator.



PACKAGE OPTION ADDENDUM

11-Apr-2015

PACKAGING INFORMATION

Orderable Device	Status (1)	Package Type	Package Drawing	Pins	Package Qty	Eco Plan (2)	Lead/Ball Finish (6)	MSL Peak Temp (3)	Op Temp (°C)	Device Marking (4,5)	Samples
MPY634AM	OBSOLETE	TO-100	LME	10		TBD	Call TI	Call TI			
MPY634BM	OBSOLETE	TO-100	LME	10		TBD	Call TI	Call TI			
MPY634KP	ACTIVE	PDIP	N	14	25	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	N / A for Pkg Type		MPY634KP	Samples
MPY634KPG4	ACTIVE	PDIP	N	14	25	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	N / A for Pkg Type		MPY634KP	Samples
MPY634KU	ACTIVE	SOIC	DW	16	40	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU-DCC	Level-3-200C-168 HR	-40 to 85	MPY634U	Samples
MPY634KU/1K	ACTIVE	SOIC	DW	16	1000	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU-DCC	Level-3-200C-168 HR	-40 to 85	MPY634U	Samples
MPY634KU/1KE4	ACTIVE	SOIC	DW	16	1000	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU-DCC	Level-3-200C-168 HR	-40 to 85	MPY634U	Samples
MPY634KUE4	ACTIVE	SOIC	DW	16	40	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU-DCC	Level-3-200C-168 HR	-40 to 85	MPY634U	Samples

(1) The marketing status values are defined as follows:

ACTIVE: Product device recommended for new designs.

LIFEBUY: TI has announced that the device will be discontinued, and a lifetime-buy period is in effect.

NRND: Not recommended for new designs. Device is in production to support existing customers, but TI does not recommend using this part in a new design.

PREVIEW: Device has been announced but is not in production. Samples may or may not be available.

OBSOLETE: TI has discontinued the production of the device.

(2) Eco Plan - The planned eco-friendly classification: Pb-Free (RoHS), Pb-Free (RoHS Exempt), or Green (RoHS & no Sb/Br) - please check <http://www.ti.com/productcontent> for the latest availability information and additional product content details.

TBD: The Pb-Free/Green conversion plan has not been defined.

Pb-Free (RoHS): TI's terms "Lead-Free" or "Pb-Free" mean semiconductor products that are compatible with the current RoHS requirements for all 6 substances, including the requirement that lead not exceed 0.1% by weight in homogeneous materials. Where designed to be soldered at high temperatures, TI Pb-Free products are suitable for use in specified lead-free processes.

Pb-Free (RoHS Exempt): This component has a RoHS exemption for either 1) lead-based flip-chip solder bumps used between the die and package, or 2) lead-based die adhesive used between the die and leadframe. The component is otherwise considered Pb-Free (RoHS compatible) as defined above.

Green (RoHS & no Sb/Br): TI defines "Green" to mean Pb-Free (RoHS compatible), and free of Bromine (Br) and Antimony (Sb) based flame retardants (Br or Sb do not exceed 0.1% by weight in homogeneous material)

(3) MSL, Peak Temp. - The Moisture Sensitivity Level rating according to the JEDEC industry standard classifications, and peak solder temperature.

(4) There may be additional marking, which relates to the logo, the lot trace code information, or the environmental category on the device.

Addendum-Page 1



PACKAGE OPTION ADDENDUM

11-Apr-2015

(5) Multiple Device Markings will be inside parentheses. Only one Device Marking contained in parentheses and separated by a "-" will appear on a device. If a line is indented then it is a continuation of the previous line and the two combined represent the entire Device Marking for that device.

(6) Lead/Ball Finish - Orderable Devices may have multiple material finish options. Finish options are separated by a vertical ruled line. Lead/Ball Finish values may wrap to two lines if the finish value exceeds the maximum column width.

Important Information and Disclaimer: The Information provided on this page represents TI's knowledge and belief as of the date that it is provided. TI bases its knowledge and belief on information provided by third parties, and makes no representation or warranty as to the accuracy of such information. Efforts are underway to better integrate information from third parties. TI has taken and continues to take reasonable steps to provide representative and accurate information but may not have conducted destructive testing or chemical analysis on incoming materials and chemicals. TI and TI suppliers consider certain information to be proprietary, and thus CAS numbers and other limited information may not be available for release.

In no event shall TI's liability arising out of such information exceed the total purchase price of the TI part(s) at issue in this document sold by TI to Customer on an annual basis.

Addendum-Page 2

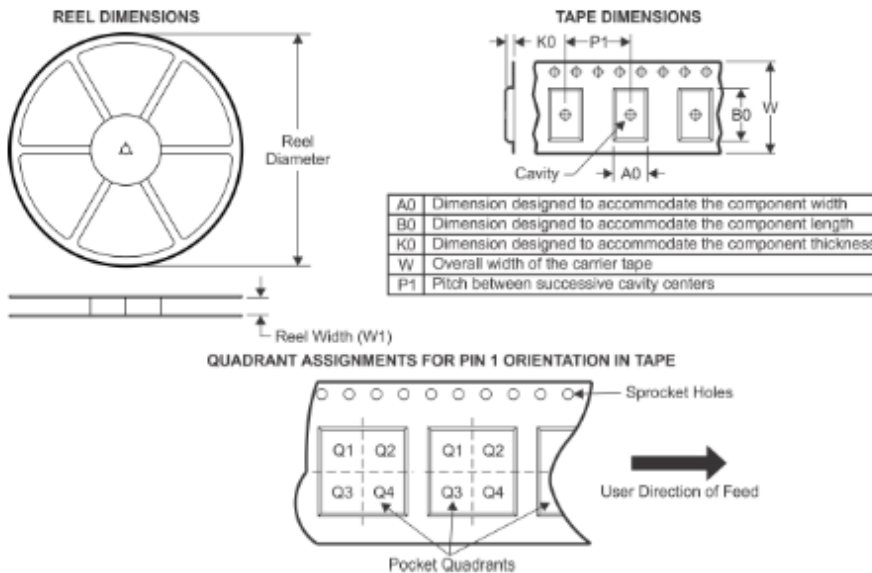


PACKAGE MATERIALS INFORMATION

www.ti.com

9-Sep-2016

TAPE AND REEL INFORMATION



*All dimensions are nominal

Device	Package Type	Package Drawing	Pins	SPQ	Reel Diameter (mm)	Reel Width W1 (mm)	A0 (mm)	B0 (mm)	K0 (mm)	P1 (mm)	W (mm)	Pin1 Quadrant
MPY634KU/1K	SOIC	DW	16	1000	330.0	16.4	10.75	10.7	2.7	12.0	16.0	Q1

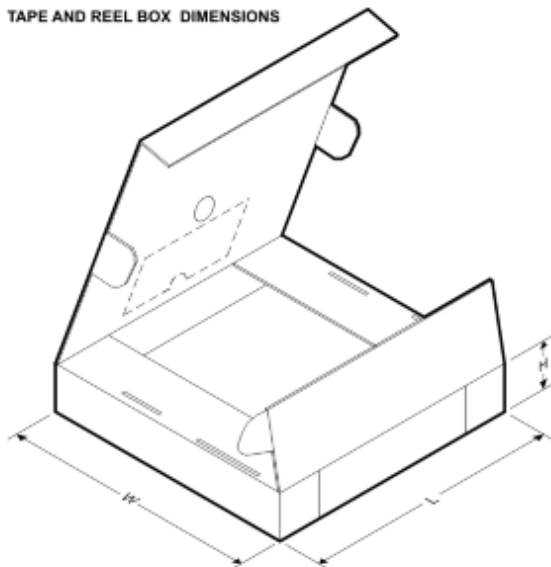


PACKAGE MATERIALS INFORMATION

www.ti.com

9-Sep-2016

TAPE AND REEL BOX DIMENSIONS



*All dimensions are nominal

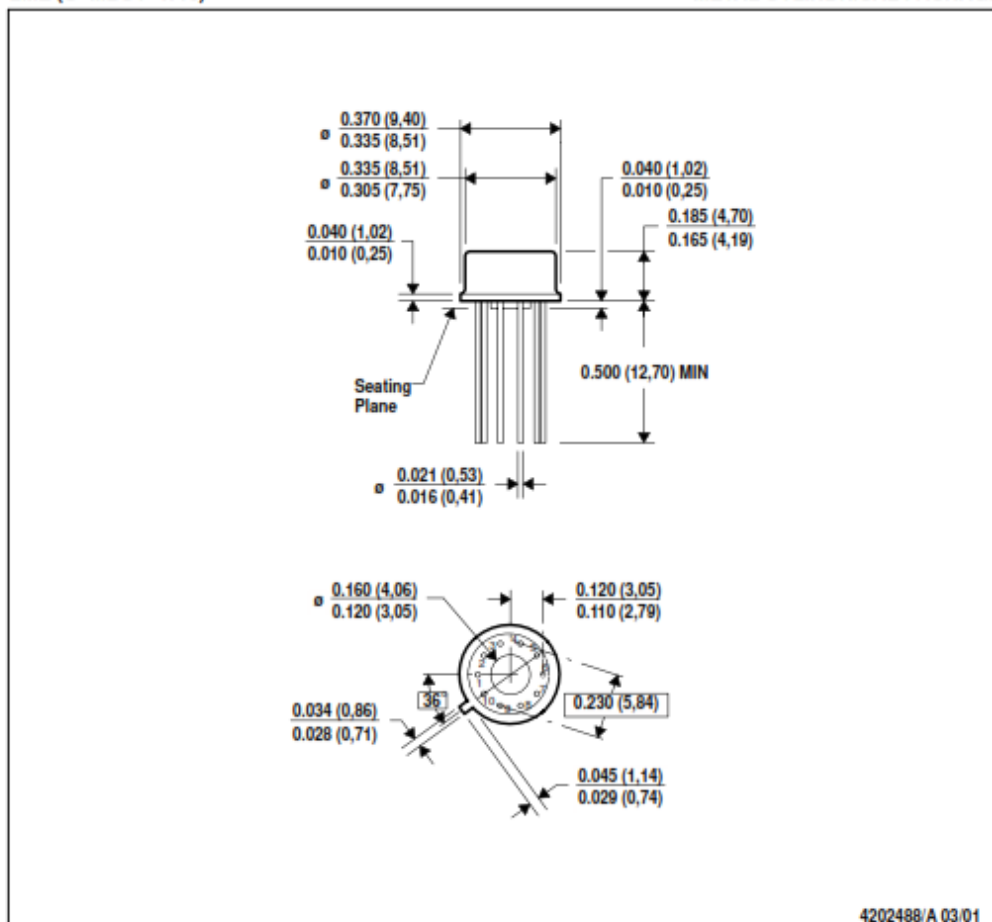
Device	Package Type	Package Drawing	Pins	SPQ	Length (mm)	Width (mm)	Height (mm)
MPY634KU/1K	SOIC	DW	16	1000	367.0	367.0	38.0

MECHANICAL DATA

MMBC006 - MARCH 2001

LME (O-MBCY-W10)

METAL CYLINDRICAL PACKAGE



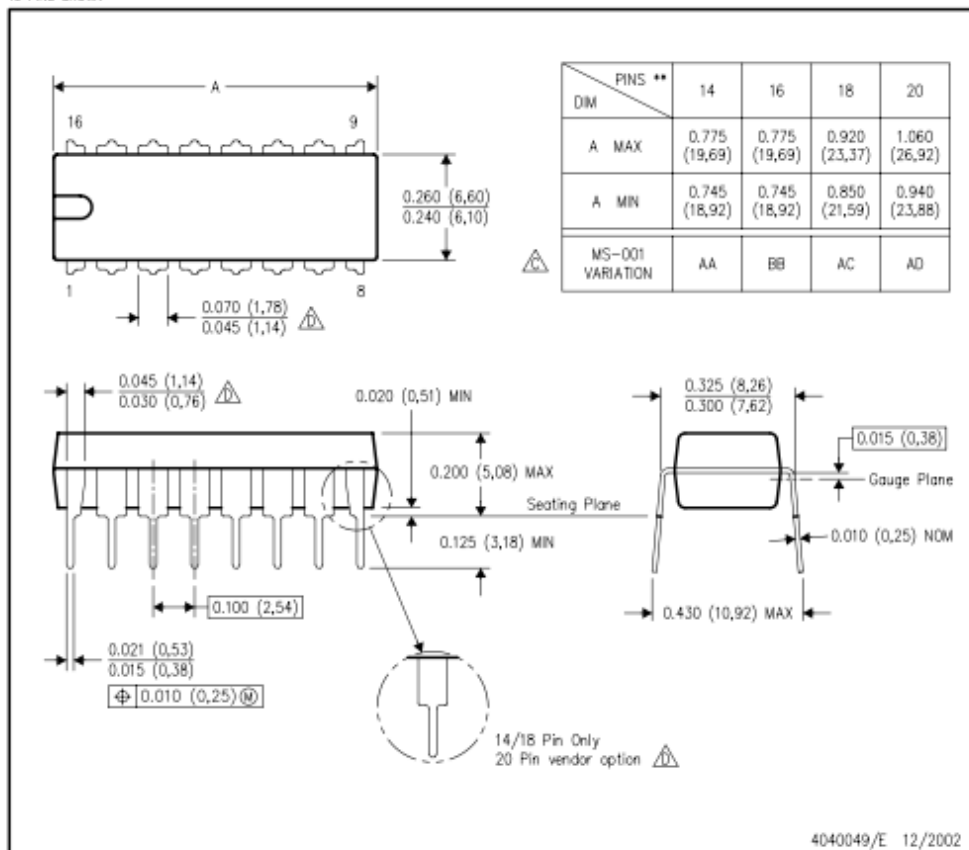
- NOTES: A. All linear dimensions are in inches (millimeters).
 B. This drawing is subject to change without notice.
 C. Leads in true position within 0.010 (0.25) R @ MMC at seating plane.
 D. Pin numbers shown for reference only. Numbers may not be marked on package.
 E. Falls within JEDEC MO-006/TO-100.

MECHANICAL DATA

N (R-PDIP-T**)

PLASTIC DUAL-IN-LINE PACKAGE

16 PINS SHOWN

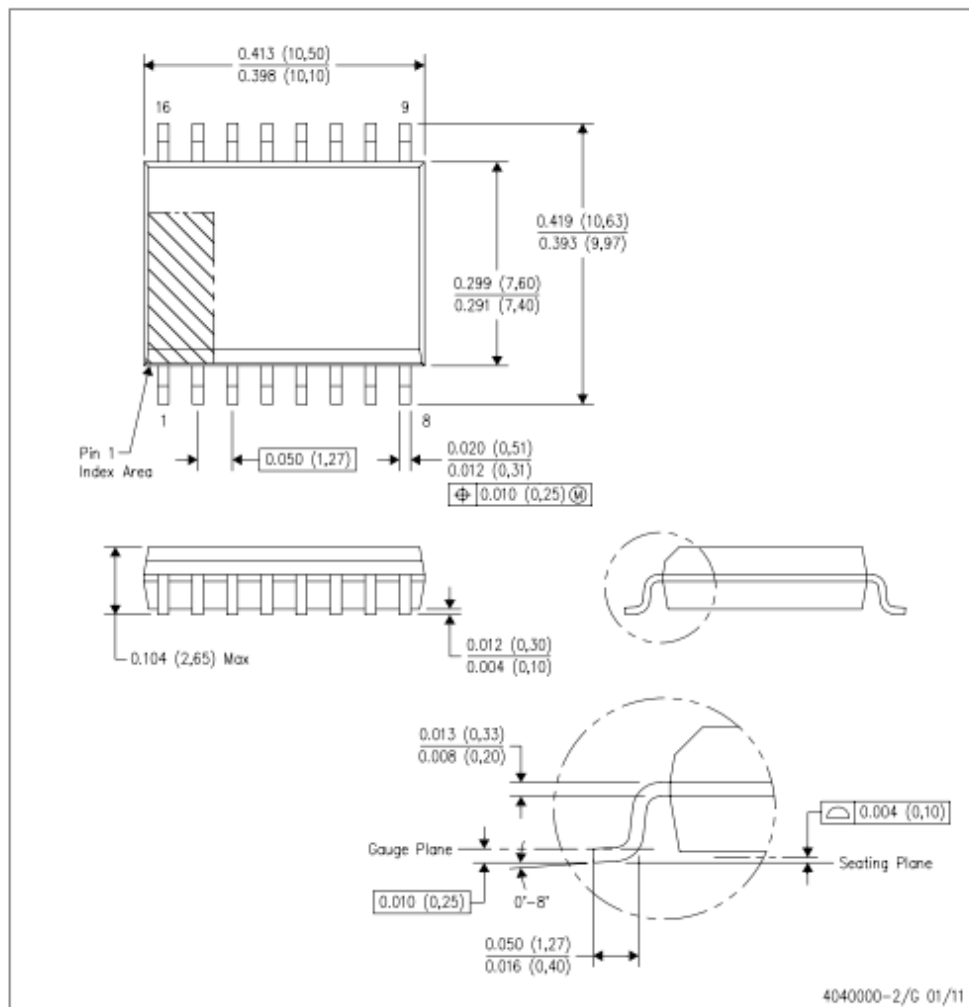


- NOTES:
- A. All linear dimensions are in inches (millimeters).
 - B. This drawing is subject to change without notice.
 - Falls within JEDEC MS-001, except 18 and 20 pin minimum body length (Dim A).
 - The 20 pin end lead shoulder width is a vendor option, either half or full width.

MECHANICAL DATA

DW (R-PDS0-G16)

PLASTIC SMALL OUTLINE

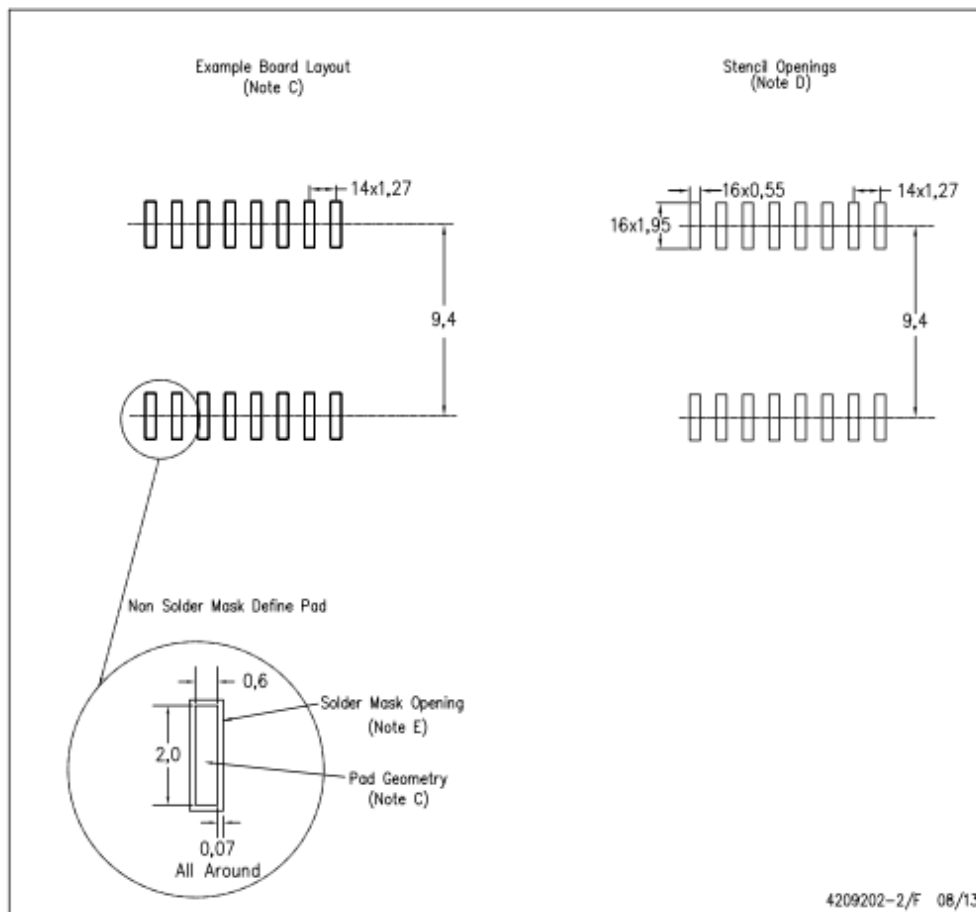


- NOTES:
- A. All linear dimensions are in inches (millimeters). Dimensioning and tolerancing per ASME Y14.5M-1994.
 - B. This drawing is subject to change without notice.
 - C. Body dimensions do not include mold flash or protrusion not to exceed 0.006 (0,15).
 - D. Falls within JEDEC MS-013 variation AA.

LAND PATTERN DATA

DW (R-PDSO-G16)

PLASTIC SMALL OUTLINE



4209202-2/F 08/13

- NOTES:
- A. All linear dimensions are in millimeters.
 - B. This drawing is subject to change without notice.
 - C. Refer to IPC7351 for alternate board design.
 - D. Laser cutting apertures with trapezoidal walls and also rounding corners will offer better paste release. Customers should contact their board assembly site for stencil design recommendations. Refer to IPC-7525
 - E. Customers should contact their board fabrication site for solder mask tolerances between and around signal pads.

IMPORTANT NOTICE

Texas Instruments Incorporated and its subsidiaries (TI) reserve the right to make corrections, enhancements, improvements and other changes to its semiconductor products and services per JEDEC46, latest issue, and to discontinue any product or service per JEDEC46, latest issue. Buyers should obtain the latest relevant information before placing orders and should verify that such information is current and complete. All semiconductor products (also referred to herein as "components") are sold subject to TI's terms and conditions of sale supplied at the time of order acknowledgment.

TI warrants performance of its components to the specifications applicable at the time of sale, in accordance with the warranty in TI's terms and conditions of sale of semiconductor products. Testing and other quality control techniques are used to the extent TI deems necessary to support this warranty. Except where mandated by applicable law, testing of all parameters of each component is not necessarily performed.

TI assumes no liability for applications assistance or the design of Buyers' products. Buyers are responsible for their products and applications using TI components. To minimize the risks associated with Buyers' products and applications, Buyers should provide adequate design and operating safeguards.

TI does not warrant or represent that any license, either express or implied, is granted under any patent right, copyright, mask work right, or other intellectual property right relating to any combination, machine, or process in which TI components or services are used. Information published by TI regarding third-party products or services does not constitute a license to use such products or services or a warranty or endorsement thereof. Use of such information may require a license from a third party under the patents or other intellectual property of the third party, or a license from TI under the patents or other intellectual property of TI.

Reproduction of significant portions of TI information in TI data books or data sheets is permissible only if reproduction is without alteration and is accompanied by all associated warranties, conditions, limitations, and notices. TI is not responsible or liable for such altered documentation. Information of third parties may be subject to additional restrictions.

Resale of TI components or services with statements different from or beyond the parameters stated by TI for that component or service voids all express and any implied warranties for the associated TI component or service and is an unfair and deceptive business practice. TI is not responsible or liable for any such statements.

Buyer acknowledges and agrees that it is solely responsible for compliance with all legal, regulatory and safety-related requirements concerning its products, and any use of TI components in its applications, notwithstanding any applications-related information or support that may be provided by TI. Buyer represents and agrees that it has all the necessary expertise to create and implement safeguards which anticipate dangerous consequences of failures, monitor failures and their consequences, lessen the likelihood of failures that might cause harm and take appropriate remedial actions. Buyer will fully indemnify TI and its representatives against any damages arising out of the use of any TI components in safety-critical applications.

In some cases, TI components may be promoted specifically to facilitate safety-related applications. With such components, TI's goal is to help enable customers to design and create their own end-product solutions that meet applicable functional safety standards and requirements. Nonetheless, such components are subject to these terms.

No TI components are authorized for use in FDA Class III (or similar life-critical medical equipment) unless authorized officers of the parties have executed a special agreement specifically governing such use.

Only those TI components which TI has specifically designated as military grade or "enhanced plastic" are designed and intended for use in military/aerospace applications or environments. Buyer acknowledges and agrees that any military or aerospace use of TI components which have **not** been so designated is solely at the Buyer's risk, and that Buyer is solely responsible for compliance with all legal and regulatory requirements in connection with such use.

TI has specifically designated certain components as meeting ISO/TS16949 requirements, mainly for automotive use. In any case of use of non-designated products, TI will not be responsible for any failure to meet ISO/TS16949.

Products

Audio	www.ti.com/audio
Amplifiers	amplifier.ti.com
Data Converters	dataconverter.ti.com
DLP® Products	www.dlp.com
DSP	dsp.ti.com
Clocks and Timers	www.ti.com/clocks
Interface	interface.ti.com
Logic	logic.ti.com
Power Mgmt	power.ti.com
Microcontrollers	microcontroller.ti.com
RFID	www.ti-rfid.com
OMAP Applications Processors	www.ti.com/omap
Wireless Connectivity	www.ti.com/wirelessconnectivity

Applications

Automotive and Transportation	www.ti.com/automotive
Communications and Telecom	www.ti.com/communications
Computers and Peripherals	www.ti.com/computers
Consumer Electronics	www.ti.com/consumer-apps
Energy and Lighting	www.ti.com/energy
Industrial	www.ti.com/industrial
Medical	www.ti.com/medical
Security	www.ti.com/security
Space, Avionics and Defense	www.ti.com/space-avionics-defense
Video and Imaging	www.ti.com/video

TI E2E Community

e2e.ti.com

Mailing Address: Texas Instruments, Post Office Box 655303, Dallas, Texas 75265
Copyright © 2016, Texas Instruments Incorporated

**LM124, LM124A, LM224, LM224A
LM324, LM324A, LM324Y, LM2902, LM2902Q**
QUADRUPLE OPERATIONAL AMPLIFIERS
SLOS006E—SEPTEMBER 1975—REVISED FEBRUARY 1997

- **Wide Range of Supply Voltages:**
Single Supply . . . 3 V to 30 V
(LM2902 and LM2902Q
3 V to 26 V), or Dual Supplies
- **Low Supply Current Drain Independent of Supply Voltage** . . . 0.8 mA Typ
- **Common-Mode Input Voltage Range**
Includes Ground Allowing Direct Sensing Near Ground
- **Low Input Bias and Offset Parameters:**
Input Offset Voltage . . . 3 mV Typ
A Versions . . . 2 mV Typ
Input Offset Current . . . 2 nA Typ
Input Bias Current . . . 20 nA Typ
A Versions . . . 15 nA Typ
- **Differential Input Voltage Range Equal to Maximum-Rated Supply Voltage** . . . 32 V
(26 V for LM2902 and LM2902Q)
- **Open-Loop Differential Voltage Amplification** . . . 100 V/mV Typ
- **Internal Frequency Compensation**

description

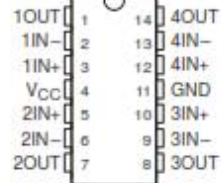
These devices consist of four independent high-gain frequency-compensated operational amplifiers that are designed specifically to operate from a single supply over a wide range of voltages. Operation from split supplies is also possible when the difference between the two supplies is 3 V to 30 V (for the LM2902 and LM2902Q, 3 V to 26 V) and V_{CC} is at least 1.5 V more positive than the input common-mode voltage. The low supply current drain is independent of the magnitude of the supply voltage.

Applications include transducer amplifiers, dc amplification blocks, and all the conventional operational amplifier circuits that now can be more easily implemented in single-supply-voltage systems. For example, the LM124 can be operated directly from the standard 5-V supply that is used in digital systems and easily provides the required interface electronics without requiring additional ± 15 -V supplies.

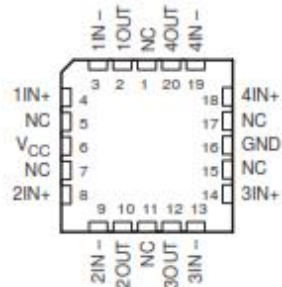
The LM2902Q is manufactured to demanding automotive requirements.

The LM124 and LM124A are characterized for operation over the full military temperature range of -55°C to 125°C . The LM224 and LM224A are characterized for operation from -25°C to 85°C . The LM324 and LM324A are characterized for operation from 0°C to 70°C . The LM2902 and LM2902Q are characterized for operation from -40°C to 125°C .

LM124, LM124A . . . J OR W PACKAGE
ALL OTHERS . . . D, DB, N OR PW PACKAGE
(TOP VIEW)

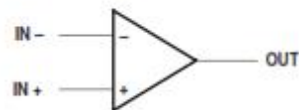


LM124, LM124A . . . FK PACKAGE
(TOP VIEW)



NC — No internal connection

symbol (each amplifier)



PRODUCTION DATA information is current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.

**LM124, LM124A, LM224, LM224A
LM324, LM324A, LM324Y, LM2902, LM2902Q
QUADRUPLE OPERATIONAL AMPLIFIERS**

SLOS066E—SEPTEMBER 1975—REVISED FEBRUARY 1997

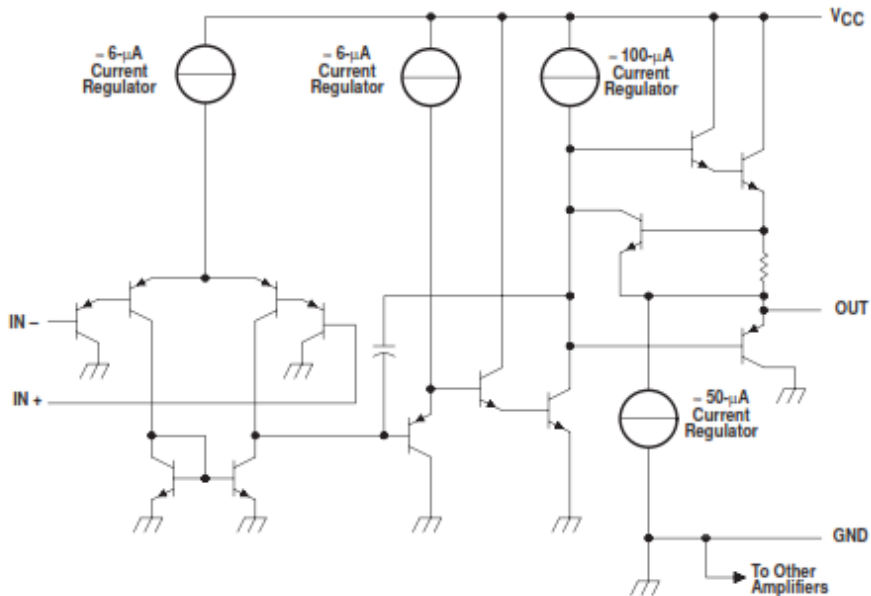
AVAILABLE OPTIONS

T _A	V _{IO} max AT 25°C	PACKAGED DEVICES							CHIP FORM (Y)
		SMALL OUTLINE (D)†	VERY SMALL OUTLINE (DB)‡	CHIP CARRIER (FK)	CERAMIC DIP (J)	PLASTIC DIP (N)	TSSOP (PW)‡	FLAT PACK (W)	
0°C to 70°C	7 mV 3 mV	LM324D LM324AD	LM324DBLE —	— —	— —	LM324N LM324AN	LM324PWLE LM324APWLE	— —	LM324Y
-25°C to 85°C	5 mV 3 mV	LM224D LM224AD	— —	— —	— —	LM224N LM224AN	— —	— —	—
-40°C to 125°C	7 mV	LM2902D LM2902QD	LM2902DBLE —	— —	— —	LM2902N LM2902QN	LM2902PWLE —	— —	—
-55°C to 125°C	5 mV 2 mV	— —	— —	LM124FK LM124AFK	LM124J LM124AJ	— —	— —	LM124W	—

† The D package is available taped and reeled. Add the suffix R to the device type (e.g., LM324DR).

‡ The DB and PW packages are only available left-end taped and reeled.

schematic (each amplifier)



COMPONENT COUNT (total device)	
Epi-FET	1
Transistors	95
Diodes	4
Resistors	11
Capacitors	4

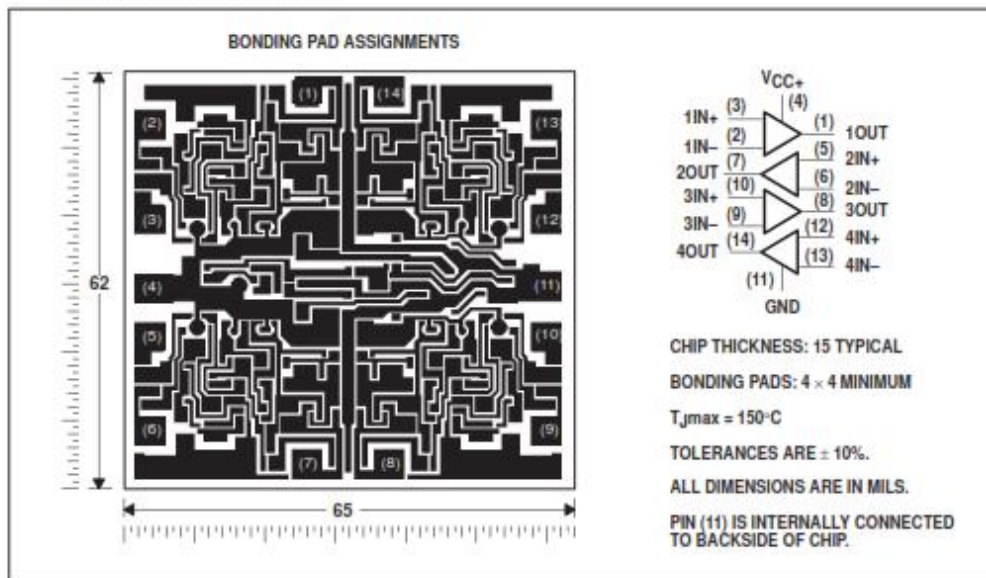


POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

LM124, LM124A, LM224, LM224A
 LM324, LM324A, LM324Y, LM2902, LM2902Q
 QUADRUPLE OPERATIONAL AMPLIFIERS
SLOS006E-SEPTEMBER 1975-REVISED FEBRUARY 1987

LM324Y chip information

This chip, when properly assembled, displays characteristics similar to the LM324. Thermal compression or ultrasonic bonding may be used on the doped-aluminum bonding pads. Chips may be mounted with conductive epoxy or a gold-silicon preform.



**LM124, LM124A, LM224, LM224A
LM324, LM324A, LM324Y, LM2902, LM2902Q
QUADRUPLE OPERATIONAL AMPLIFIERS**

SLOS060E – SEPTEMBER 1975 – REVISED FEBRUARY 1997

absolute maximum ratings over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)†

	LM124, LM124A LM224, LM224A LM324, LM324A	LM2902, LM2902Q	UNIT	
Supply voltage, V_{CC} (see Note 1)	32	26	V	
Differential input voltage, V_{ID} (see Note 2)	± 32	± 26	V	
Input voltage, V_I (either input)	-0.3 to 32	-0.3 to 26	V	
Duration of output short circuit (one amplifier) to ground at (or below) $T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_{CC} \leq 15\text{ V}$ (see Note 3)	unlimited	unlimited		
Continuous total dissipation	See Dissipation Rating Table			
Operating free-air temperature range, T_A	LM124, LM124A	-55 to 125	°C	
	LM224, LM224A	-25 to 85		
	LM324, LM324A	0 to 70		
	LM2902, LM2902Q	-40 to 125		
Storage temperature range	-65 to 150	-65 to 150	°C	
Case temperature for 60 seconds	FK package	260	°C	
Lead temperature 1.6 mm (1/16 inch) from case for 60 seconds	J or W package	300	300	°C
Lead temperature 1.6 mm (1/16 inch) from case for 10 seconds	D, DB, N, or PW package	260	260	°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 under "recommended operating conditions" is not implied. Exposure to absolute-maximum-rated conditions for extended periods may affect device reliability.

- NOTES: 1. All voltage values (except differential voltages and V_{CC} specified for the measurement of I_{OS}) are with respect to the network GND.
2. Differential voltages are at $IN+$ with respect to $IN-$.
3. Short circuits from outputs to V_{CC} can cause excessive heating and eventual destruction.

DISSIPATION RATING TABLE

PACKAGE	$T_A \leq 25^\circ\text{C}$ POWER RATING	DERATING FACTOR	DERATE ABOVE T_A	$T_A = 70^\circ\text{C}$ POWER RATING	$T_A = 85^\circ\text{C}$ POWER RATING	$T_A = 125^\circ\text{C}$ POWER RATING
D	900 mW	7.6 mW/°C	32°C	611 mW	497 mW	N/A
DB	775 mW	6.2 mW/°C	25°C	496 mW	403 mW	N/A
FK	900 mW	11.0 mW/°C	68°C	878 mW	713 mW	273 mW
J (LM124_)	900 mW	11.0 mW/°C	68°C	878 mW	713 mW	273 mW
J (all others)	900 mW	8.2 mW/°C	40°C	654 mW	531 mW	N/A
N	900 mW	9.2 mW/°C	52°C	734 mW	596 mW	N/A
PW	700 mW	5.6 mW/°C	25°C	448 mW	364 mW	N/A
W	900 mW	8.0 mW/°C	37°C	636 mW	516 mW	196 mW

POST OFFICE BOX 683307 • DALLAS, TEXAS 75268
TEXAS INSTRUMENTS

3-5

electrical characteristics at specified free-air temperature, $V_{CC} = 5\text{ V}$ (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS†	T _A ‡	LM124, LM224			LM324			LM2902, LM2902Q			UNIT
			MIN	TYP§	MAX	MIN	TYP§	MAX	MIN	TYP§	MAX	
V _{IO}	Input offset voltage V _{CC} = 5 V to MAX, V _{ID} = V _{ICR} min, V _O = 1.4 V	25°C		3	5		3	7		3	7	mV
		Full range				7		9			10	
I _{IO}	Input offset current V _O = 1.4 V	25°C		2	30		2	50		2	50	nA
		Full range			100		150		300			
I _{IB}	Input bias current V _O = 1.4 V	25°C		-20	-150		-20	-250		-20	-250	nA
		Full range			-300		-500		-500			
V _{ICR}	Common-mode input voltage range V _{CC} = 5 V to MAX	25°C		0 to V _{CC} - 1.5		0 to V _{CC} - 1.5		0 to V _{CC} - 1.5		0 to V _{CC} - 1.5		V
		Full range		0 to V _{CC} - 2		0 to V _{CC} - 2		0 to V _{CC} - 2		0 to V _{CC} - 2		
V _{OH}	High-level output voltage R _L = 2 kΩ	25°C		V _{CC} - 1.5		V _{CC} - 1.5		V _{CC} - 1.5		V _{CC} - 1.5		V
		25°C								V _{CC} - 1.5		
		Full range		26		26		22				
V _{OL}	Low-level output voltage R _L ≤ 10 kΩ	25°C		27	28		27	28		23	24	mV
		25°C		5	20		5	20		5	20	
		Full range										
A _{VD}	Large-signal differential voltage amplification V _{CC} = 15 V, V _O = 1 V to 11 V, R _L = ≥ 2 kΩ	25°C		50	100		25	100		100		V/mV
		Full range		25		15		15				
CMRR	Common-mode rejection ratio V _{ID} = V _{ICR} min	25°C		70	80		65	80		50	80	dB
κ _{SVR}	Supply-voltage rejection ratio (ΔV _{CC} /ΔV _{IO})	25°C		65	100		65	100		50	100	dB
V _{DI} /V _{CD}	Crosstalk attenuation f = 1 kHz to 20 kHz	25°C		120		120		120		120		dB
I _O	Output current V _{CC} = 15 V, V _{ID} = 1 V, V _O = 0 V _{CC} = 15 V, V _{ID} = -1 V, V _O = 15 V V _{ID} = -1 V, V _O = 200 mV	25°C		-20	-30	-60		-20	-30	-60		mA
		Full range		-10		-10		-10		-10		
		25°C		10	20		10	20		10	20	
I _{OS}	Short-circuit output current V _{CC} at 5 V, GND at -5 V, V _O = 0	25°C		±40	±60		±40	±60		±40	±60	mA
I _{CC}	Supply current (four amplifiers) V _O = 2.5 V, No load V _{CC} = MAX, V _O = 0.5 V _{CC} , No load	Full range		0.7	1.2		0.7	1.2		0.7	1.2	mA
		Full range		1.4	3		1.4	3		1.4	3	

† All characteristics are measured under open-loop conditions with zero common-mode input voltage unless otherwise specified. MAX V_{CC} for testing purposes is 26 V for LM2902 and LM2902Q, 30 V for the others.

‡ Full range is -55°C to 125°C for LM124, -25°C to 85°C for LM224, 0°C to 70°C for LM324, and -40°C to 125°C for LM2902 and LM2902Q.

§ All typical values are at T_A = 25°C.

LM124, LM124A, LM224, LM224A
 LM324, LM324A, LM2902, LM2902Q
 QUADRUPLÉ OPERATIONAL AMPLIFIER
 000005-01 (01/08) 1572-1/15 (10/08) REVISED

3-6



electrical characteristics at specified free-air temperature, $V_{CC} = 5\text{ V}$ (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS†	T_A ‡	LM124A			LM224A			LM324A			UNIT
			MIN	TYP§	MAX	MIN	TYP§	MAX	MIN	TYP§	MAX	
V_{IO} Input offset voltage	$V_{CC} = 5\text{ V to }30\text{ V}$, $V_{IC} = V_{ICRmin}$, $V_O = 1.4\text{ V}$	25°C		2		2	3		2	3	mV	
		Full range		4		4		5		5		
I_{IO} Input offset current	$V_O = 1.4\text{ V}$	25°C		10		2	15		2	30	nA	
		Full range		30		30		75		75		
I_{IB} Input bias current	$V_O = 1.4\text{ V}$	25°C		-30		-15	-80		-15	-100	nA	
		Full range		-100		-100		-200		-200		
V_{ICR} Common-mode input voltage range	$V_{CC} = 30\text{ V}$	25°C		0 to $V_{CC}-1.5$		0 to $V_{CC}-1.5$		0 to $V_{CC}-1.5$		0 to $V_{CC}-1.5$	V	
		Full range		0 to $V_{CC}-2$		0 to $V_{CC}-2$		0 to $V_{CC}-2$		0 to $V_{CC}-2$		
V_{OH} High-level output voltage	$R_L = 2\text{ k}\Omega$ $V_{CC} = 30\text{ V}$, $R_L = 2\text{ k}\Omega$ $V_{CC} = 30\text{ V}$, $R_L = 10\text{ k}\Omega$	25°C		$V_{CC}-1.5$		$V_{CC}-1.5$		$V_{CC}-1.5$		$V_{CC}-1.5$	V	
		Full range		26		26		26		26		
V_{OL} Low-level output voltage	$R_L = 10\text{ k}\Omega$	25°C		27		27	28		27	28	mV	
		Full range		20		5	20		5	20		
A_{VD} Large-signal differential voltage amplification	$V_{CC} = 15\text{ V}$, $V_{ID} = 1\text{ V to }11\text{ V}$, $R_L = \geq 2\text{ k}\Omega$	Full range		25		25		15		V/mV		
CMRR Common-mode rejection ratio	$V_{IC} = V_{ICRmin}$	25°C		70		70	80		65	80	dB	
k_{SVR} Supply-voltage rejection ratio ($\Delta V_{CC}/\Delta V_{IQ}$)		25°C		65		65	100		65	100	dB	
V_{OH}/V_{O2} Crosstalk attenuation	$f = 1\text{ kHz to }20\text{ kHz}$	25°C		120		120		120		120	dB	
I_O Output current	$V_{CC} = 15\text{ V}$, $V_{ID} = 1\text{ V}$, $V_O = 0$	25°C		-20		-20	-30		-20	-30	mA	
		Full range		-10		-10		-10		-10		
	$V_{CC} = 15\text{ V}$, $V_{ID} = -1\text{ V}$, $V_O = 15\text{ V}$	25°C		10		10	20		10	20		
		Full range		5		5		5		5		
I_{OS} Short-circuit output current	V_{CC} at 5 V, $V_O = 0$ GND at -5 V	25°C		± 40		± 40	± 60		± 40	± 60	mA	
		Full range		0.7	1.2		0.7	1.2		0.7		1.2
I_{CC} Supply current (four amplifiers)	$V_O = 2.5\text{ V}$, No load $V_{CC} = 30\text{ V}$, $V_O = 15\text{ V}$, No load	Full range		1.4	3		1.4	3		1.4	3	mA
		Full range		1.4	3		1.4	3		1.4	3	

† All characteristics are measured under open-loop conditions with zero common-mode input voltage unless otherwise specified.
 ‡ Full range is -55°C to 125°C for LM124A, -25°C to 85°C for LM224A, and 0°C to 70°C for LM324A.
 § All typical values are at $T_A = 25^\circ\text{C}$.

LM124, LM124A, LM224, LM224A
 LM324, LM324A, LM324Y, LM2902, LM2902Q
 QUADRUPLER OPERATIONAL AMPLIFIERS
 BLOODHOUND SEMICONDUCTOR CORPORATION
 Template Release Date: 7-11-94

LM124, LM124A, LM224, LM224A
 LM324, LM324A, LM324Y, LM2902, LM2902Q
 QUADRUPLE OPERATIONAL AMPLIFIERS
SLOS000E – SEPTEMBER 1975 – REVISED FEBRUARY 1997

electrical characteristics, $V_{CC} = 5\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONST	LM324Y			UNIT
		MIN	TYP	MAX	
V_{IO} Input offset voltage			3	7	mV
I_{IO} Input offset current	$V_{CC} = 5\text{ V to MAX. } V_{IC} = V_{ICRmin. } V_O = 1.4\text{ V}$		2	50	nA
I_{IB} Input bias current			-20	-250	nA
V_{ICR} Common-mode input voltage range	$V_{CC} = 5\text{ V to MAX}$		0 to $V_{CC}-1.5$		V
V_{OH} High-level output voltage	$R_L = 10\text{ k}\Omega$		$V_{CC}-1.5$		V
V_{OL} Low-level output voltage	$R_L \leq 10\text{ k}\Omega$		5	20	mV
A_{VD} Large-signal differential voltage amplification	$V_{CC} = 15\text{ V. } V_O = 1\text{ V to } 11\text{ V. } R_L \geq 2\text{ k}\Omega$		15	100	V/mV
CMRR Common-mode rejection ratio	$V_{IC} = V_{ICRmin}$		65	80	dB
kSVR Supply-voltage rejection ratio ($\Delta V_{CC\pm}/\Delta V_{IO}$)			65	100	dB
I_O Output current	$V_{CC} = 15\text{ V. } V_{ID} = 1\text{ V. } V_O = 0$		-20	-30	-60
	$V_{CC} = 15\text{ V. } V_{ID} = -1\text{ V. } V_O = 15\text{ V}$		10	20	
	$V_{ID} = 1\text{ V. } V_O = 200\text{ mV}$		12	30	
I_{OS} Short-circuit output current	V_{CC} at 5 V, GND at -5 V, $V_O = 0$		± 40	± 60	mA
I_{CC} Supply current (four amplifiers)	$V_O = 2.5 V_{CC}$, No load		0.7	1.2	mA
	$V_{CC} = \text{MAX. } V_O = 0.5 V_{CC}$, No load		1.1	3	

† All characteristics are measured under open-loop conditions with zero common-mode input voltage unless otherwise specified. MAX V_{CC} for testing purposes is 30 V.

IMPORTANT NOTICE

Texas Instruments and its subsidiaries (TI) reserve the right to make changes to their products or to discontinue any product or service without notice, and advise customers to obtain the latest version of relevant information to verify, before placing orders, that information being relied on is current and complete. All products are sold subject to the terms and conditions of sale supplied at the time of order acknowledgement, including those pertaining to warranty, patent infringement, and limitation of liability.

TI warrants performance of its semiconductor products to the specifications applicable at the time of sale in accordance with TI's standard warranty. Testing and other quality control techniques are utilized to the extent TI deems necessary to support this warranty. Specific testing of all parameters of each device is not necessarily performed, except those mandated by government requirements.

CERTAIN APPLICATIONS USING SEMICONDUCTOR PRODUCTS MAY INVOLVE POTENTIAL RISKS OF DEATH, PERSONAL INJURY, OR SEVERE PROPERTY OR ENVIRONMENTAL DAMAGE ("CRITICAL APPLICATIONS"). TI SEMICONDUCTOR PRODUCTS ARE NOT DESIGNED, AUTHORIZED, OR WARRANTED TO BE SUITABLE FOR USE IN LIFE-SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS OR OTHER CRITICAL APPLICATIONS. INCLUSION OF TI PRODUCTS IN SUCH APPLICATIONS IS UNDERSTOOD TO BE FULLY AT THE CUSTOMER'S RISK.

In order to minimize risks associated with the customer's applications, adequate design and operating safeguards must be provided by the customer to minimize inherent or procedural hazards.

TI assumes no liability for applications assistance or customer product design. TI does not warrant or represent that any license, either express or implied, is granted under any patent right, copyright, mask work right, or other intellectual property right of TI covering or relating to any combination, machine, or process in which such semiconductor products or services might be or are used. TI's publication of information regarding any third party's products or services does not constitute TI's approval, warranty or endorsement thereof.

Copyright © 1999, Texas Instruments Incorporated



**NA555, NE555, SA555, SE555
PRECISION TIMERS**

SLF8022F—SEPTEMBER 1973—REVISED JUNE 2006

FEATURES

- Timing From Microseconds to Hours
- Adjustable Duty Cycle
- Astable or Monostable Operation
- TTL-Compatible Output Can Sink or Source up to 200 mA

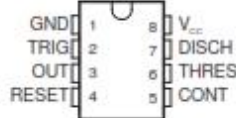
DESCRIPTION/ORDERING INFORMATION

These devices are precision timing circuits capable of producing accurate time delays or oscillation. In the time-delay or monostable mode of operation, the timed interval is controlled by a single external resistor and capacitor network. In the astable mode of operation, the frequency and duty cycle can be controlled independently with two external resistors and a single external capacitor.

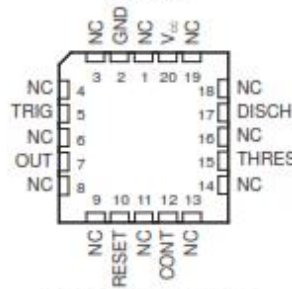
The threshold and trigger levels normally are two-thirds and one-third, respectively, of V_{CC} . These levels can be altered by use of the control-voltage terminal. When the trigger input falls below the trigger level, the flip-flop is set, and the output goes high. If the trigger input is above the trigger level and the threshold input is above the threshold level, the flip-flop is reset and the output is low. The reset (RESET) input can override all other inputs and can be used to initiate a new timing cycle. When RESET goes low, the flip-flop is reset, and the output goes low. When the output is low, a low-impedance path is provided between discharge (DISCH) and ground.

The output circuit is capable of sinking or sourcing current up to 200 mA. Operation is specified for supplies of 5 V to 15 V. With a 5-V supply, output levels are compatible with TTL inputs.

NA555...D OR P PACKAGE
NE555...D, P, PS, OR PW PACKAGE
SA555...D OR P PACKAGE
SE555...D, JG, OR P PACKAGE
(TOP VIEW)



SE555...FK PACKAGE
(TOP VIEW)



NC - No internal connection



Please be aware that an important notice concerning availability, standard warranty, and use in critical applications of Texas Instruments semiconductor products and disclaimers thereto appears at the end of this data sheet.

PRODUCTION DATA information is current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of the Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.

Copyright © 1973–2006, Texas Instruments Incorporated. On products compliant to MIL-PRF-38535, all parameters are tested unless otherwise noted. On all other products, production processing does not necessarily include testing of all parameters.

**NA555, NE555, SA555, SE555
PRECISION TIMERS**

SLFS022F—SEPTEMBER 1973—REVISED JUNE 2006



ORDERING INFORMATION

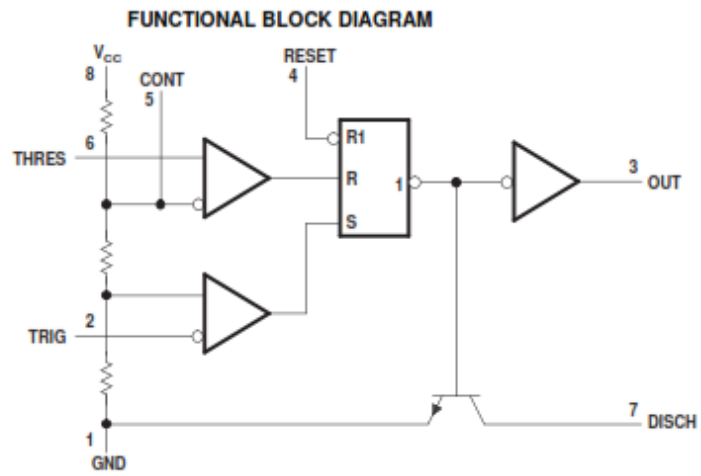
T_A	V_{TRIGGS} MAX $V_{CC} = 15\text{ V}$	PACKAGE ⁽¹⁾		ORDERABLE PART NUMBER	TOP-SIDE MARKING
0°C to 70°C	11.2 V	PDIP – P	Tube of 50	NE555P	NE555P
		SOIC – D	Tube of 75	NE555D	NE555
			Reel of 2500	NE555DR	
		SOP – PS	Reel of 2000	NE555PSR	N555
TSSOP – PW	Tube of 150	NE555PW	N555		
	Reel of 2000	NE555PWR			
–40°C to 85°C	11.2 V	PDIP – P	Tube of 50	SA555P	SA555P
		SOIC – D	Tube of 75	SA555D	SA555
			Reel of 2000	SA555DR	
–40°C to 105°C	11.2 V	PDIP – P	Tube of 50	NA555P	NA555P
		SOIC – D	Tube of 75	NA555D	NA555
			Reel of 2000	NA555DR	
–55°C to 125°C	10.6	PDIP – P	Tube of 50	SE555P	SE555P
		SOIC – D	Tube of 75	SE555D	SE555D
			Reel of 2500	SE555DR	
		CDIP – JG	Tube of 50	SE555JG	SE555JG
LCCC – FK	Tube of 55	SE555FK	SE555FK		

(1) Package drawings, standard packing quantities, thermal data, symbolization, and PCB design guidelines are available at www.ti.com/sc/package.

FUNCTION TABLE

RESET	TRIGGER VOLTAGE ⁽¹⁾	THRESHOLD VOLTAGE ⁽¹⁾	OUTPUT	DISCHARGE SWITCH
Low	Irrelevant	Irrelevant	Low	On
High	$<1/3 V_{DD}$	Irrelevant	High	Off
High	$>1/3 V_{DD}$	$>2/3 V_{DD}$	Low	On
High	$>1/3 V_{DD}$	$<2/3 V_{DD}$	As previously established	

(1) Voltage levels shown are nominal.



Pin numbers shown are for the D, JG, P, PS, and PW packages.
 NOTE A: RESET can override TRIG, which can override THRES.

**NA555, NE555, SA555, SE555
PRECISION TIMERS**



SLF8022F—SEPTEMBER 1973—REVISED JUNE 2006

Absolute Maximum Ratings⁽¹⁾

over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

		MIN	MAX	UNIT
V _{CC}	Supply voltage ⁽²⁾		18	V
V _I	Input voltage	CONT, RESET, THRES, TRIG		V _{CC} V
I _O	Output current		±225	mA
θ _{JA}	Package thermal impedance ⁽³⁾⁽⁴⁾	D package	97	°C/W
		P package	85	
		PS package	95	
		PW package	149	
θ _{JC}	Package thermal impedance ⁽⁵⁾⁽⁶⁾	FK package	5.61	°C/W
		JG package	14.5	
T _J	Operating virtual junction temperature		150	°C
	Case temperature for 60 s	FK package	260	°C
	Lead temperature 1, 6 mm (1/16 in) from case for 60 s	JG package	300	°C
T _{stg}	Storage temperature range	-65	150	°C

- (1) 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 under "recommended operating conditions" is not implied. Exposure to absolute-maximum-rated conditions for extended periods may affect device reliability.
- (2) All voltage values are with respect to GND.
- (3) Maximum power dissipation is a function of T_{J(max)}, θ_{JA}, and T_A. The maximum allowable power dissipation at any allowable ambient temperature is P_D = (T_{J(max)} - T_A)/θ_{JA}. Operating at the absolute maximum T_J of 150°C can affect reliability.
- (4) The package thermal impedance is calculated in accordance with JEDEC 51-7.
- (5) Maximum power dissipation is a function of T_{J(max)}, θ_{JC}, and T_C. The maximum allowable power dissipation at any allowable case temperature is P_D = (T_{J(max)} - T_C)/θ_{JC}. Operating at the absolute maximum T_J of 150°C can affect reliability.
- (6) The package thermal impedance is calculated in accordance with MIL-STD-883.

Recommended Operating Conditions

over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

		MIN	MAX	UNIT	
V _{CC}	Supply voltage	NA555, NE555, SA555	4.5	16	V
		SE555	4.5	18	
V _I	Input voltage	CONT, RESET, THRES, and TRIG		V _{CC} V	
I _O	Output current		±200	mA	
T _A	Operating free-air temperature	NA555	-40	105	°C
		NE555	0	70	
		SA555	-40	85	
		SE555	-55	125	



**NA555, NE555, SA555, SE555
PRECISION TIMERS**

SLF8022F—SEPTEMBER 1973—REVISED JUNE 2006

Electrical Characteristics

$V_{CC} = 5\text{ V to }15\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS		SE555			NA555 NE555 SA555			UNIT	
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX		
THRES voltage level	$V_{CC} = 15\text{ V}$		9.4	10	10.6	8.8	10	11.2	V	
	$V_{CC} = 5\text{ V}$		2.7	3.3	4	2.4	3.3	4.2		
THRES current ⁽¹⁾				30	250		30	250	nA	
TRIG voltage level	$V_{CC} = 15\text{ V}$		4.8	5	5.2	4.5	5	5.6	V	
		$T_A = -55^\circ\text{C to }125^\circ\text{C}$	3		6					
	$V_{CC} = 5\text{ V}$		1.45	1.67	1.9	1.1	1.67	2.2		
		$T_A = -55^\circ\text{C to }125^\circ\text{C}$			1.9					
TRIG current	TRIG at 0 V			0.5	0.9		0.5	2	μA	
RESET voltage level	$T_A = -55^\circ\text{C to }125^\circ\text{C}$			0.3	0.7	1	0.3	0.7	1	V
RESET current	RESET at V_{CC}			0.1	0.4		0.1	0.4	mA	
	RESET at 0 V			-0.4	-1		-0.4	-1.5		
DISCH switch off-state current				20	100		20	100	nA	
CONT voltage (open circuit)	$V_{CC} = 15\text{ V}$		9.6	10	10.4	9	10	11	V	
		$T_A = -55^\circ\text{C to }125^\circ\text{C}$	9.6		10.4					
	$V_{CC} = 5\text{ V}$		2.9	3.3	3.8	2.6	3.3	4		
		$T_A = -55^\circ\text{C to }125^\circ\text{C}$	2.9		3.8					
Low-level output voltage	$V_{CC} = 15\text{ V}$, $I_{OL} = 10\text{ mA}$			0.1	0.15		0.1	0.25	V	
		$T_A = -55^\circ\text{C to }125^\circ\text{C}$			0.2					
	$V_{CC} = 15\text{ V}$, $I_{OL} = 50\text{ mA}$			0.4	0.5		0.4	0.75		
		$T_A = -55^\circ\text{C to }125^\circ\text{C}$			1					
	$V_{CC} = 15\text{ V}$, $I_{OL} = 100\text{ mA}$			2	2.2		2	2.5		
		$T_A = -55^\circ\text{C to }125^\circ\text{C}$			2.7					
	$V_{CC} = 15\text{ V}$, $I_{OL} = 200\text{ mA}$			2.5		2.5				
	$V_{CC} = 5\text{ V}$, $I_{OL} = 3.5\text{ mA}$				0.35					
		$T_A = -55^\circ\text{C to }125^\circ\text{C}$			0.1	0.2		0.1		0.35
	$V_{CC} = 5\text{ V}$, $I_{OL} = 5\text{ mA}$				0.8					
$T_A = -55^\circ\text{C to }125^\circ\text{C}$				0.15	0.25		0.15	0.4		
High-level output voltage	$V_{CC} = 15\text{ V}$, $I_{OH} = -100\text{ mA}$		13	13.3		12.75	13.3	V		
		$T_A = -55^\circ\text{C to }125^\circ\text{C}$	12							
	$V_{CC} = 15\text{ V}$, $I_{OH} = -200\text{ mA}$			12.5			12.5			
		$T_A = -55^\circ\text{C to }125^\circ\text{C}$	3	3.3		2.75	3.3			
Supply current	Output low, No load	$V_{CC} = 15\text{ V}$		10	12		10	15	mA	
		$V_{CC} = 5\text{ V}$		3	5		3	6		
	Output high, No load	$V_{CC} = 15\text{ V}$		9	10		9	13		
		$V_{CC} = 5\text{ V}$		2	4		2	5		

(1) This parameter influences the maximum value of the timing resistors R_A and R_B in the circuit of Figure 12. For example, when $V_{CC} = 5\text{ V}$, the maximum value is $R = R_A + R_B = 3.4\text{ M}\Omega$, and for $V_{CC} = 15\text{ V}$, the maximum value is $10\text{ M}\Omega$.

NA555, NE555, SA555, SE555 PRECISION TIMERS

SLF8022F—SEPTEMBER 1973—REVISED JUNE 2006



Operating Characteristics

 $V_{CC} = 5\text{ V to }15\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise noted)

PARAMETER		TEST CONDITIONS ⁽¹⁾	SE555			NA555 NE555 SA555			UNIT
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Initial error of timing interval ⁽²⁾	Each timer, monostable ⁽³⁾	$T_A = 25^\circ\text{C}$	0.5	1.5 ⁽⁴⁾		1	3	%	
	Each timer, astable ⁽⁵⁾		1.5			2.25			
Temperature coefficient of timing interval	Each timer, monostable ⁽³⁾	$T_A = \text{MIN to MAX}$	30	100 ⁽⁴⁾		50		ppm/ °C	
	Each timer, astable ⁽⁵⁾		90			150			
Supply-voltage sensitivity of timing interval	Each timer, monostable ⁽³⁾	$T_A = 25^\circ\text{C}$	0.05	0.2 ⁽⁴⁾		0.1	0.5	%/V	
	Each timer, astable ⁽⁵⁾		0.15			0.3			
Output-pulse rise time		$C_L = 15\text{ pF}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	100	200 ⁽⁴⁾		100	300	ns	
Output-pulse fall time		$C_L = 15\text{ pF}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	100	200 ⁽⁴⁾		100	300	ns	

- (1) For conditions shown as MIN or MAX, use the appropriate value specified under recommended operating conditions.
- (2) Timing interval error is defined as the difference between the measured value and the average value of a random sample from each process run.
- (3) Values specified are for a device in a monostable circuit similar to Figure 9, with the following component values: $R_A = 2\text{ k}\Omega$ to $100\text{ k}\Omega$, $C = 0.1\text{ }\mu\text{F}$.
- (4) On products compliant to MIL-PRF-38535, this parameter is not production tested.
- (5) Values specified are for a device in an astable circuit similar to Figure 12, with the following component values: $R_A = 1\text{ k}\Omega$ to $100\text{ k}\Omega$, $C = 0.1\text{ }\mu\text{F}$.



**NA555, NE555, SA555, SE555
PRECISION TIMERS**

SLF8022F—SEPTEMBER 1973—REVISED JUNE 2006

TYPICAL CHARACTERISTICS

Data for temperatures below 0°C and above 70°C are applicable for SE555 circuits only.

**LOW-LEVEL OUTPUT VOLTAGE
vs
LOW-LEVEL OUTPUT CURRENT**

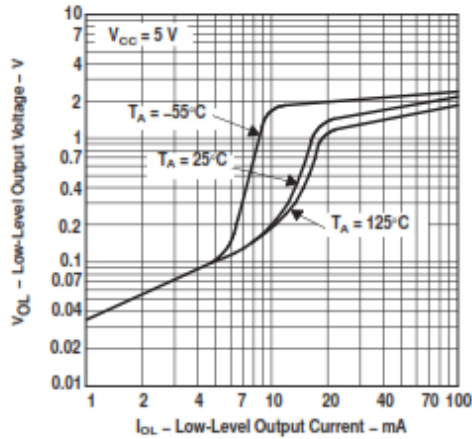


Figure 1.

**LOW-LEVEL OUTPUT VOLTAGE
vs
LOW-LEVEL OUTPUT CURRENT**

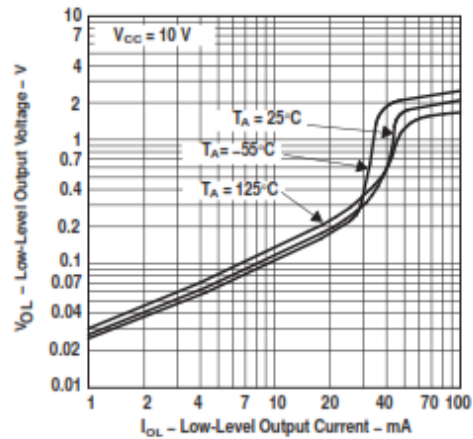


Figure 2.

**LOW-LEVEL OUTPUT VOLTAGE
vs
LOW-LEVEL OUTPUT CURRENT**

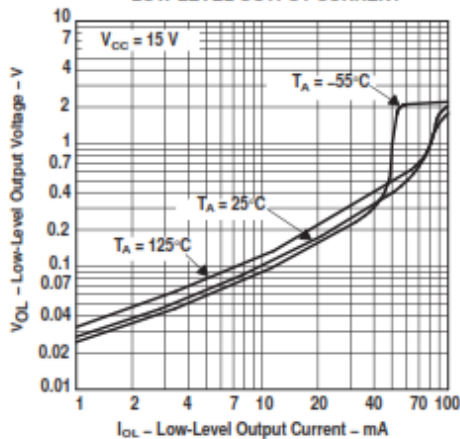


Figure 3.

**DROP BETWEEN SUPPLY VOLTAGE AND OUTPUT
vs
HIGH-LEVEL OUTPUT CURRENT**

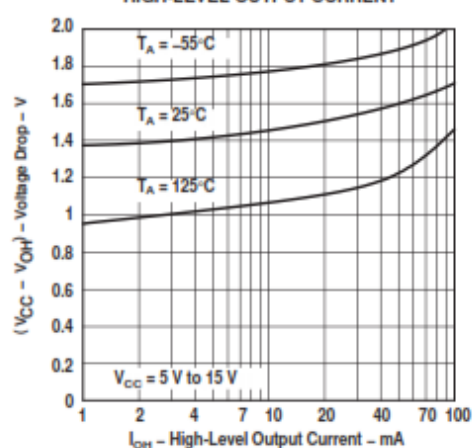


Figure 4.

**NA555, NE555, SA555, SE555
PRECISION TIMERS**

SLF8022F - SEPTEMBER 1973 - REVISED JUNE 2006



TYPICAL CHARACTERISTICS (continued)

Data for temperatures below 0°C and above 70°C are applicable for SE555 circuits only.

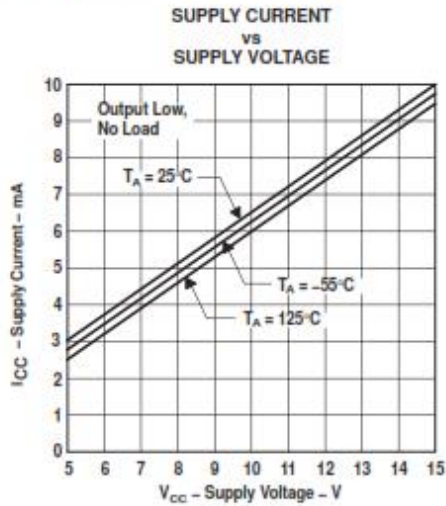


Figure 5.

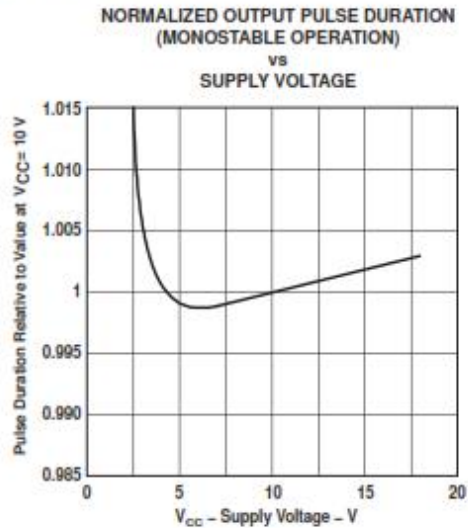


Figure 6.

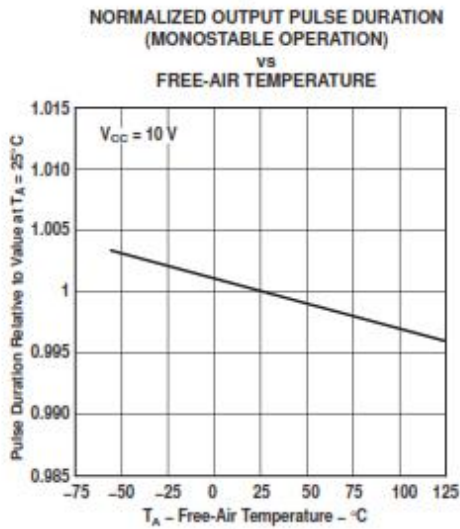


Figure 7.

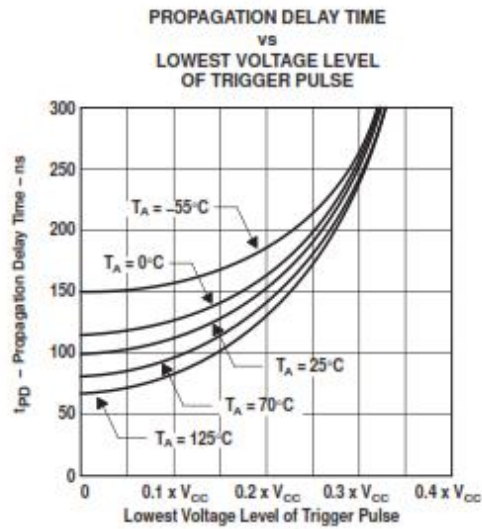
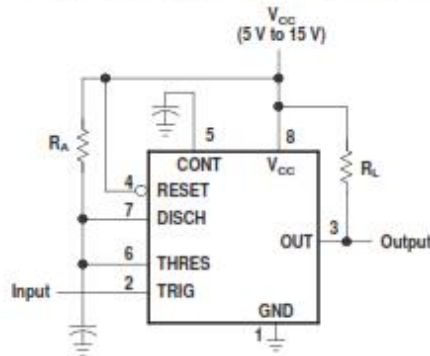


Figure 8.

APPLICATION INFORMATION

Monostable Operation

For monostable operation, any of these timers can be connected as shown in Figure 9. If the output is low, application of a negative-going pulse to the trigger (TRIG) sets the flip-flop (Q goes low), drives the output high, and turns off Q1. Capacitor C then is charged through R_A until the voltage across the capacitor reaches the threshold voltage of the threshold (THRES) input. If TRIG has returned to a high level, the output of the threshold comparator resets the flip-flop (Q goes high), drives the output low, and discharges C through Q1.



Pin numbers shown are for the D, JG, P, PS, and PW packages.

Figure 9. Circuit for Monostable Operation

Monostable operation is initiated when TRIG voltage falls below the trigger threshold. Once initiated, the sequence ends only if TRIG is high at the end of the timing interval. Because of the threshold level and saturation voltage of Q1, the output pulse duration is approximately $t_w = 1.1R_A C$. Figure 11 is a plot of the time constant for various values of R_A and C. The threshold levels and charge rates both are directly proportional to the supply voltage, V_{CC}. The timing interval is, therefore, independent of the supply voltage, so long as the supply voltage is constant during the time interval.

Applying a negative-going trigger pulse simultaneously to RESET and TRIG during the timing interval discharges C and reinitiates the cycle, commencing on the positive edge of the reset pulse. The output is held low as long as the reset pulse is low. To prevent false triggering, when RESET is not used, it should be connected to V_{CC}.

**NA555, NE555, SA555, SE555
PRECISION TIMERS**

SLFB022F—SEPTEMBER 1973—REVISED JUNE 2006



APPLICATION INFORMATION (continued)

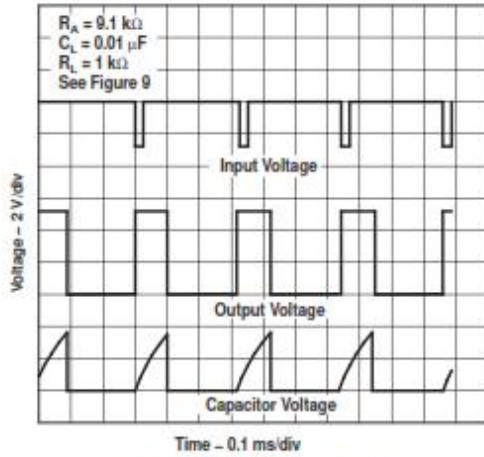


Figure 10. Typical Monostable Waveforms

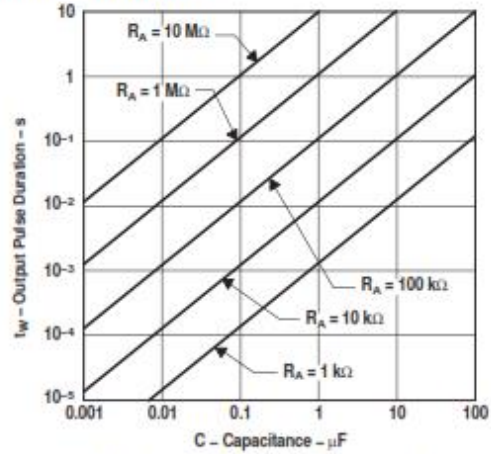
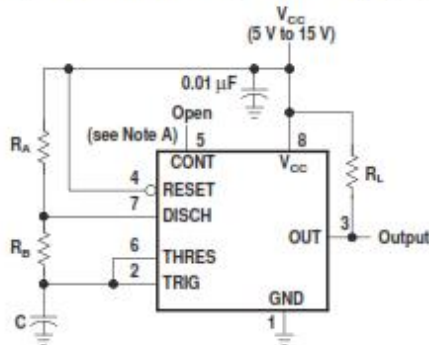


Figure 11. Output Pulse Duration vs Capacitance

Astable Operation

As shown in Figure 12, adding a second resistor, R_B , to the circuit of Figure 9 and connecting the trigger input to the threshold input causes the timer to self-trigger and run as a multivibrator. The capacitor C charges through R_A and R_B and then discharges through R_B only. Therefore, the duty cycle is controlled by the values of R_A and R_B .

This astable connection results in capacitor C charging and discharging between the threshold-voltage level ($\approx 0.67 \times V_{CC}$) and the trigger-voltage level ($\approx 0.33 \times V_{CC}$). As in the monostable circuit, charge and discharge times (and, therefore, the frequency and duty cycle) are independent of the supply voltage.



Pin numbers shown are for the D, JG, P, PS, and PW packages.
NOTE A: Decoupling CONT voltage to ground with a capacitor can improve operation. This should be evaluated for individual applications.

Figure 12. Circuit for Astable Operation

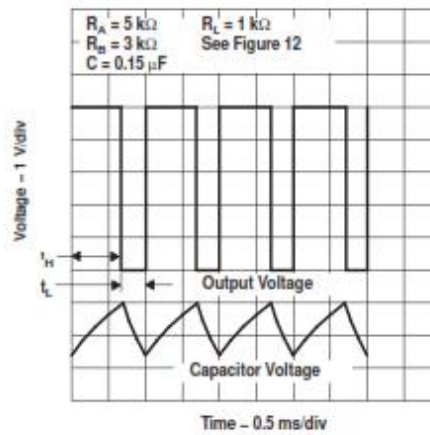


Figure 13. Typical Astable Waveforms

APPLICATION INFORMATION (continued)

Figure 13 shows typical waveforms generated during astable operation. The output high-level duration t_H and low-level duration t_L can be calculated as follows:

$$t_H = 0.693 (R_A + R_B) C$$

$$t_L = 0.693 (R_B) C$$

Other useful relationships are shown below.

$$\text{period} = t_H + t_L = 0.693 (R_A + 2R_B) C$$

$$\text{frequency} = \frac{1.44}{(R_A + 2R_B) C}$$

$$\text{Output driver duty cycle} = \frac{t_L}{t_H + t_L} = \frac{R_B}{R_A + 2R_B}$$

Output waveform duty cycle

$$= \frac{t_H}{t_H + t_L} = 1 - \frac{R_B}{R_A + 2R_B}$$

$$\text{Low-to-high ratio} = \frac{t_L}{t_H} = \frac{R_B}{R_A + R_B}$$

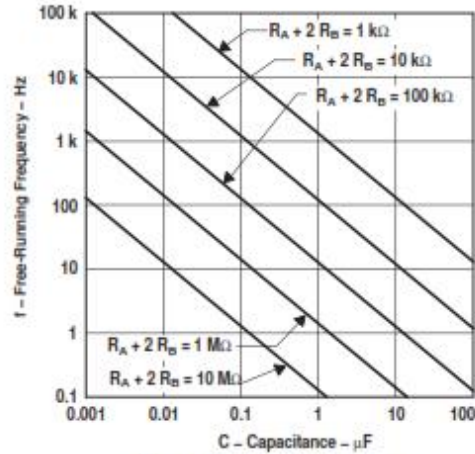
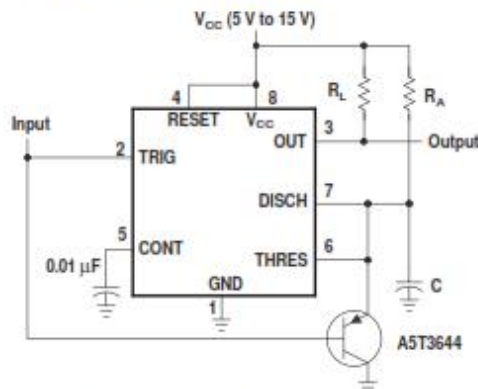


Figure 14. Free-Running Frequency

Missing-Pulse Detector

The circuit shown in Figure 15 can be used to detect a missing pulse or abnormally long spacing between consecutive pulses in a train of pulses. The timing interval of the monostable circuit is retriggered continuously by the input pulse train as long as the pulse spacing is less than the timing interval. A longer pulse spacing, missing pulse, or terminated pulse train permits the timing interval to be completed, thereby generating an output pulse as shown in Figure 16.



Pin numbers shown are shown for the D, JG, P, PS, and PW packages.

Figure 15. Circuit for Missing-Pulse Detector

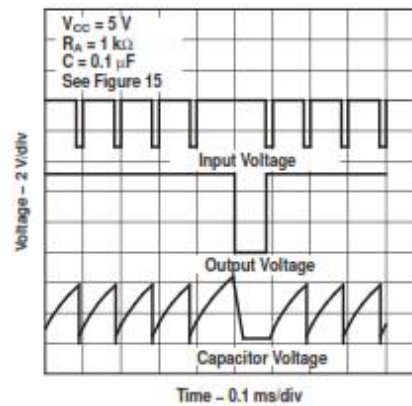


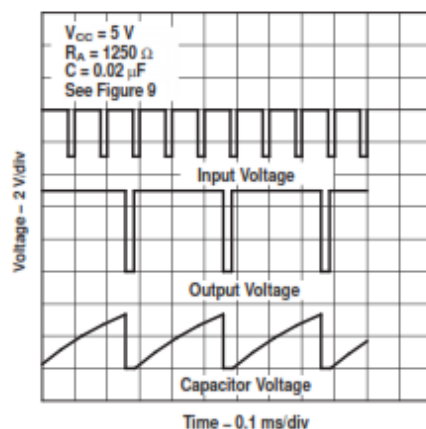
Figure 16. Completed Timing Waveforms for Missing-Pulse Detector

**NA555, NE555, SA555, SE555
PRECISION TIMERS**

SLF8022F—SEPTEMBER 1973—REVISED JUNE 2006

**APPLICATION INFORMATION (continued)****Frequency Divider**

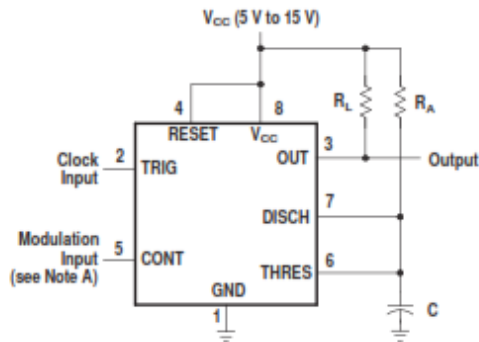
By adjusting the length of the timing cycle, the basic circuit of [Figure 9](#) can be made to operate as a frequency divider. [Figure 17](#) shows a divide-by-three circuit that makes use of the fact that retriggering cannot occur during the timing cycle.

**Figure 17. Divide-by-Three Circuit Waveforms**

APPLICATION INFORMATION (continued)

Pulse-Width Modulation

The operation of the timer can be modified by modulating the internal threshold and trigger voltages, which is accomplished by applying an external voltage (or current) to CONT. Figure 18 shows a circuit for pulse-width modulation. A continuous input pulse train triggers the monostable circuit, and a control signal modulates the threshold voltage. Figure 19 shows the resulting output pulse-width modulation. While a sine-wave modulation signal is shown, any wave shape could be used.



Pin numbers shown are for the D, JG, P, PS, and PW packages.
NOTE A: The modulating signal can be direct or capacitively coupled to CONT. For direct coupling, the effects of modulation source voltage and impedance on the bias of the timer should be considered.

Figure 18. Circuit for Pulse-Width Modulation

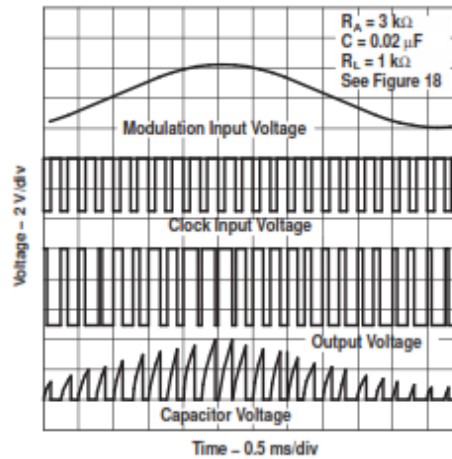


Figure 19. Pulse-Width-Modulation Waveforms

**NA555, NE555, SA555, SE555
PRECISION TIMERS**

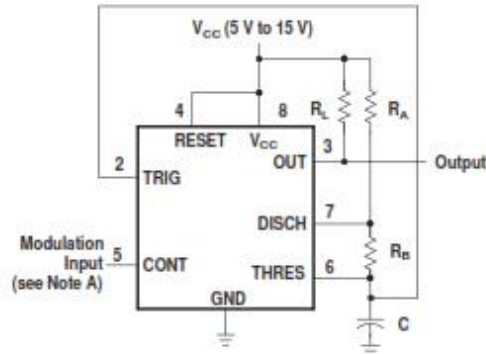
SLFB022F - SEPTEMBER 1973 - REVISED JUNE 2006



APPLICATION INFORMATION (continued)

Pulse-Position Modulation

As shown in Figure 20, any of these timers can be used as a pulse-position modulator. This application modulates the threshold voltage and, thereby, the time delay, of a free-running oscillator. Figure 21 shows a triangular-wave modulation signal for such a circuit; however, any wave shape could be used.



Pin numbers shown are for the D, JG, P, PS, and PW packages.
NOTE A: The modulating signal can be direct or capacitively coupled to CONT. For direct coupling, the effects of modulation source voltage and impedance on the bias of the timer should be considered.

Figure 20. Circuit for Pulse-Position Modulation

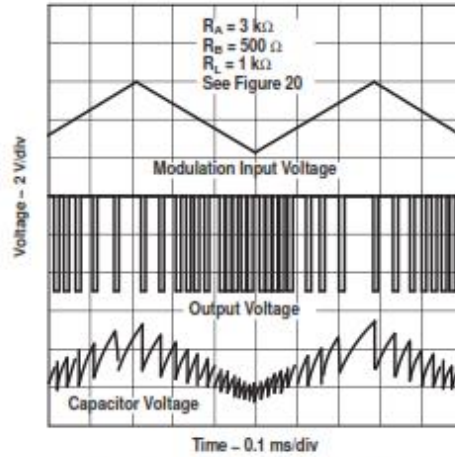
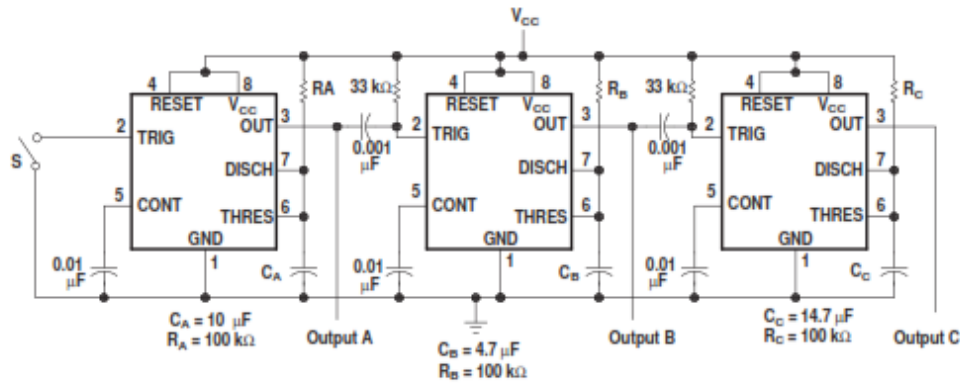


Figure 21. Pulse-Position-Modulation Waveforms

APPLICATION INFORMATION (continued)

Sequential Timer

Many applications, such as computers, require signals for initializing conditions during start-up. Other applications, such as test equipment, require activation of test signals in sequence. These timing circuits can be connected to provide such sequential control. The timers can be used in various combinations of astable or monostable circuit connections, with or without modulation, for extremely flexible waveform control. Figure 22 shows a sequencer circuit with possible applications in many systems, and Figure 23 shows the output waveforms.



Pin numbers shown are for the D, JG, P, PS, and PW packages.

NOTE A: S closes momentarily at $t = 0$.

Figure 22. Sequential Timer Circuit

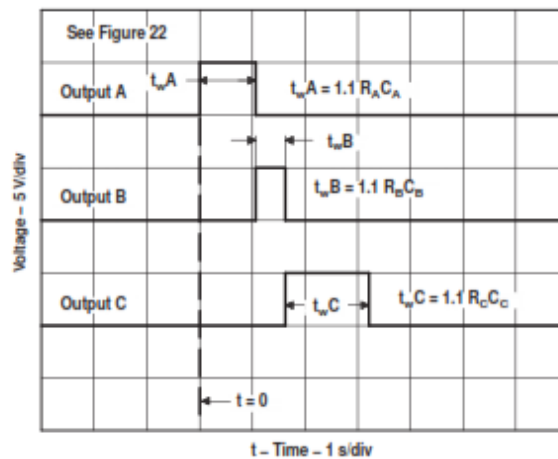


Figure 23. Sequential Timer Waveforms



PACKAGE OPTION ADDENDUM

31-Jul-2006

PACKAGING INFORMATION

Orderable Device	Status ⁽¹⁾	Package Type	Package Drawing	Pins	Package Qty	Eco Plan ⁽²⁾	Lead/Ball Finish	MSL Peak Temp ⁽³⁾
JM38510/10901BPA	ACTIVE	CDIP	JG	8	1	TBD	A42 SNPB	N / A for Pkg Type
NA555D	ACTIVE	SOIC	D	8	75	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
NA555DG4	ACTIVE	SOIC	D	8	75	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
NA555DR	ACTIVE	SOIC	D	8	2500	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
NA555DRG4	ACTIVE	SOIC	D	8	2500	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
NA555P	ACTIVE	PDIP	P	8	50	Pb-Free (RoHS)	CU NIPDAU	N / A for Pkg Type
NA555PE4	ACTIVE	PDIP	P	8	50	Pb-Free (RoHS)	CU NIPDAU	N / A for Pkg Type
NE555D	ACTIVE	SOIC	D	8	75	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
NE555DE4	ACTIVE	SOIC	D	8	75	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
NE555DG4	ACTIVE	SOIC	D	8	75	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
NE555DR	ACTIVE	SOIC	D	8	2500	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
NE555DRE4	ACTIVE	SOIC	D	8	2500	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
NE555DRG4	ACTIVE	SOIC	D	8	2500	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
NE555P	ACTIVE	PDIP	P	8	50	Pb-Free (RoHS)	CU NIPDAU	N / A for Pkg Type
NE555PE4	ACTIVE	PDIP	P	8	50	Pb-Free (RoHS)	CU NIPDAU	N / A for Pkg Type
NE555PSLE	OBsolete	SO	PS	8		TBD	Call TI	Call TI
NE555PSR	ACTIVE	SO	PS	8	2000	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
NE555PSRE4	ACTIVE	SO	PS	8	2000	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
NE555PW	ACTIVE	TSSOP	PW	8	150	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
NE555PWE4	ACTIVE	TSSOP	PW	8	150	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
NE555PWR	ACTIVE	TSSOP	PW	8	2000	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
NE555PWRE4	ACTIVE	TSSOP	PW	8	2000	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
NE555Y	OBsolete			0		TBD	Call TI	Call TI
SA555D	ACTIVE	SOIC	D	8	75	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
SA555DE4	ACTIVE	SOIC	D	8	75	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
SA555DG4	ACTIVE	SOIC	D	8	75	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM



PACKAGE OPTION ADDENDUM

31-Jul-2006

Orderable Device	Status ⁽¹⁾	Package Type	Package Drawing	Pins	Package Qty	Eco Plan ⁽²⁾	Lead/Ball Finish	MSL Peak Temp ⁽³⁾
SA555DR	ACTIVE	SOIC	D	8	2500	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
SA555DRE4	ACTIVE	SOIC	D	8	2500	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
SA555DRG4	ACTIVE	SOIC	D	8	2500	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
SA555P	ACTIVE	PDIP	P	8	50	Pb-Free (RoHS)	CU NIPDAU	N / A for Pkg Type
SA555PE4	ACTIVE	PDIP	P	8	50	Pb-Free (RoHS)	CU NIPDAU	N / A for Pkg Type
SE555D	ACTIVE	SOIC	D	8	75	TBD	CU NIPDAU	Level-1-220C-UNLIM
SE555DR	ACTIVE	SOIC	D	8	2500	TBD	CU NIPDAU	Level-1-220C-UNLIM
SE555FKB	ACTIVE	LCCC	FK	20	1	TBD	POST-PLATE	N / A for Pkg Type
SE555JG	ACTIVE	CDIP	JG	8	1	TBD	A42 SNPB	N / A for Pkg Type
SE555JGB	ACTIVE	CDIP	JG	8	1	TBD	A42 SNPB	N / A for Pkg Type
SE555N	OBSOLETE	PDIP	N	8		TBD	Call TI	Call TI
SE555P	ACTIVE	PDIP	P	8	50	Pb-Free (RoHS)	CU NIPDAU	N / A for Pkg Type

⁽¹⁾ The marketing status values are defined as follows:

ACTIVE: Product device recommended for new designs.

LIFEBUY: TI has announced that the device will be discontinued, and a lifetime-buy period is in effect.

NRND: Not recommended for new designs. Device is in production to support existing customers, but TI does not recommend using this part in a new design.

PREVIEW: Device has been announced but is not in production. Samples may or may not be available.

OBSOLETE: TI has discontinued the production of the device.

⁽²⁾ Eco Plan - The planned eco-friendly classification: Pb-Free (RoHS), Pb-Free (RoHS Exempt), or Green (RoHS & no Sb/Br) - please check <http://www.ti.com/productcontent> for the latest availability information and additional product content details.

TBD: The Pb-Free/Green conversion plan has not been defined.

Pb-Free (RoHS): TI's terms "Lead-Free" or "Pb-Free" mean semiconductor products that are compatible with the current RoHS requirements for all 6 substances, including the requirement that lead not exceed 0.1% by weight in homogeneous materials. Where designed to be soldered at high temperatures, TI Pb-Free products are suitable for use in specified lead-free processes.

Pb-Free (RoHS Exempt): This component has a RoHS exemption for either 1) lead-based flip-chip solder bumps used between the die and package, or 2) lead-based die adhesive used between the die and leadframe. The component is otherwise considered Pb-Free (RoHS compatible) as defined above.

Green (RoHS & no Sb/Br): TI defines "Green" to mean Pb-Free (RoHS compatible), and free of Bromine (Br) and Antimony (Sb) based flame retardants (Br or Sb do not exceed 0.1% by weight in homogeneous material)

⁽³⁾ MSL, Peak Temp. -- The Moisture Sensitivity Level rating according to the JEDEC industry standard classifications, and peak solder temperature.

Important Information and Disclaimer:The information provided on this page represents TI's knowledge and belief as of the date that it is provided. TI bases its knowledge and belief on information provided by third parties, and makes no representation or warranty as to the accuracy of such information. Efforts are underway to better integrate information from third parties. TI has taken and continues to take reasonable steps to provide representative and accurate information but may not have conducted destructive testing or chemical analysis on incoming materials and chemicals. TI and TI suppliers consider certain information to be proprietary, and thus CAS numbers and other limited information may not be available for release.

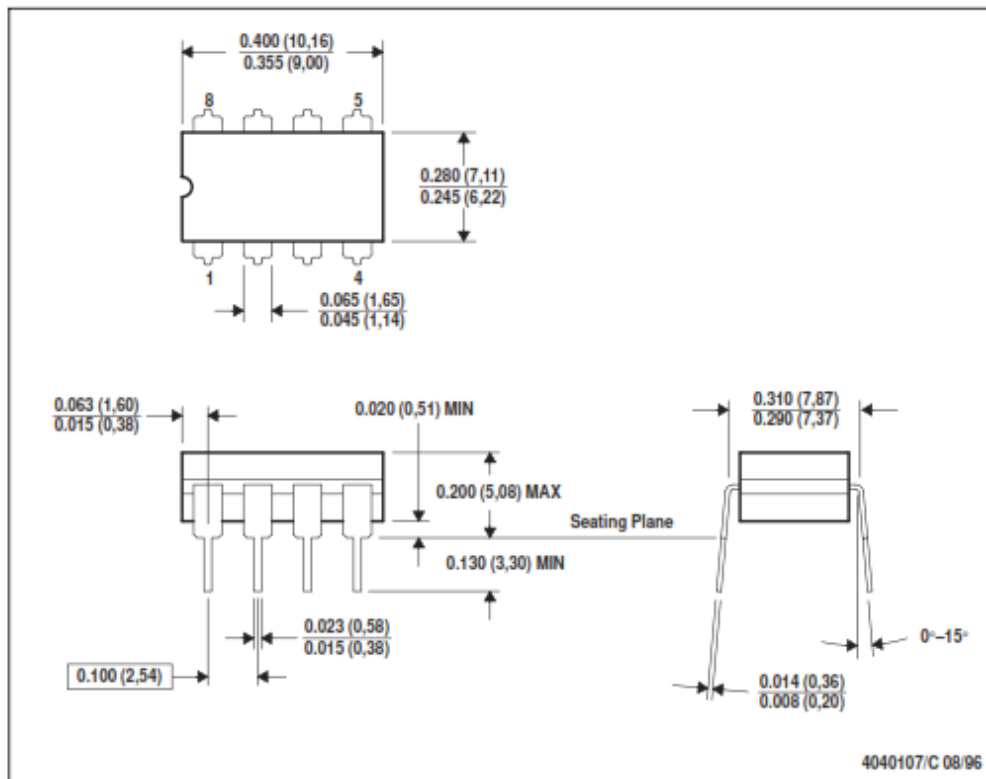
In no event shall TI's liability arising out of such information exceed the total purchase price of the TI part(s) at issue in this document sold by TI to Customer on an annual basis.

MECHANICAL DATA

MCER001A - JANUARY 1995 - REVISED JANUARY 1997

JG (R-GDIP-T8)

CERAMIC DUAL-IN-LINE



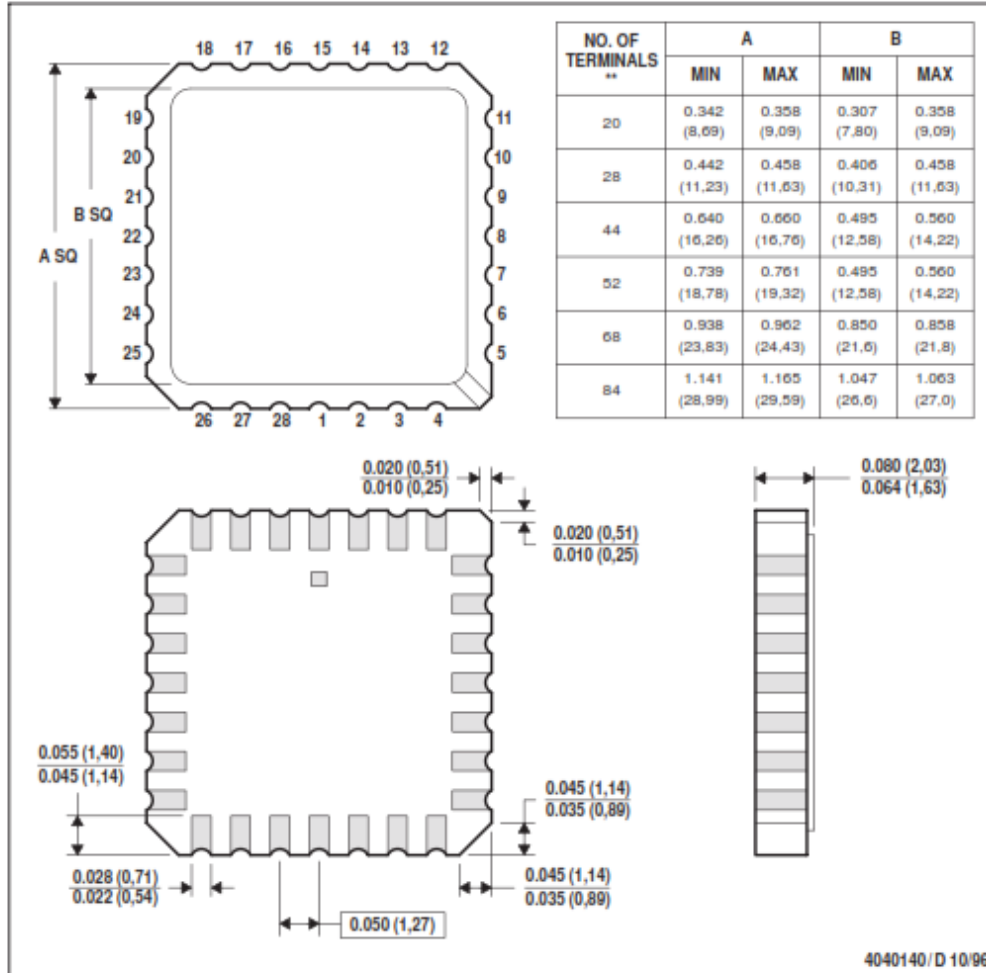
- NOTES: A. All linear dimensions are in inches (millimeters).
 B. This drawing is subject to change without notice.
 C. This package can be hermetically sealed with a ceramic lid using glass frit.
 D. Index point is provided on cap for terminal identification.
 E. Falls within MIL STD 1835 GDIP1-T8

MECHANICAL DATA

MLCC006B - OCTOBER 1995

FK (S-CQCC-N**)
28 TERMINAL SHOWN

LEADLESS CERAMIC CHIP CARRIER



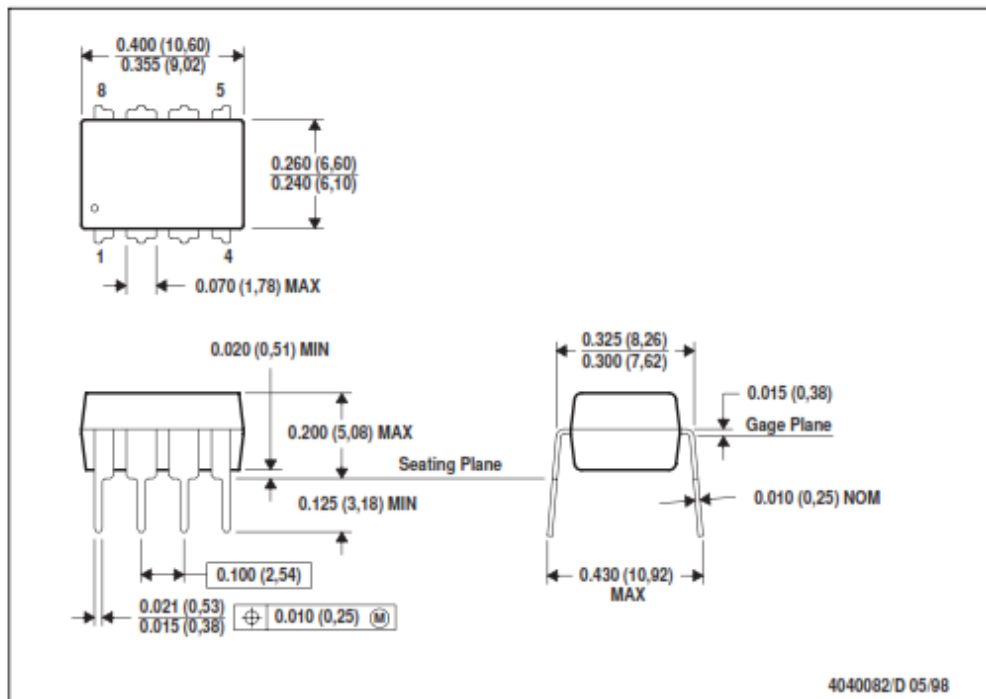
- NOTES:
- A. All linear dimensions are in inches (millimeters).
 - B. This drawing is subject to change without notice.
 - C. This package can be hermetically sealed with a metal lid.
 - D. The terminals are gold plated.
 - E. Falls within JEDEC MS-004

MECHANICAL DATA

MPDI001A - JANUARY 1995 - REVISED JUNE 1999

P (R-PDIP-T8)

PLASTIC DUAL-IN-LINE



- NOTES: A. All linear dimensions are in inches (millimeters).
 B. This drawing is subject to change without notice.
 C. Falls within JEDEC MS-001

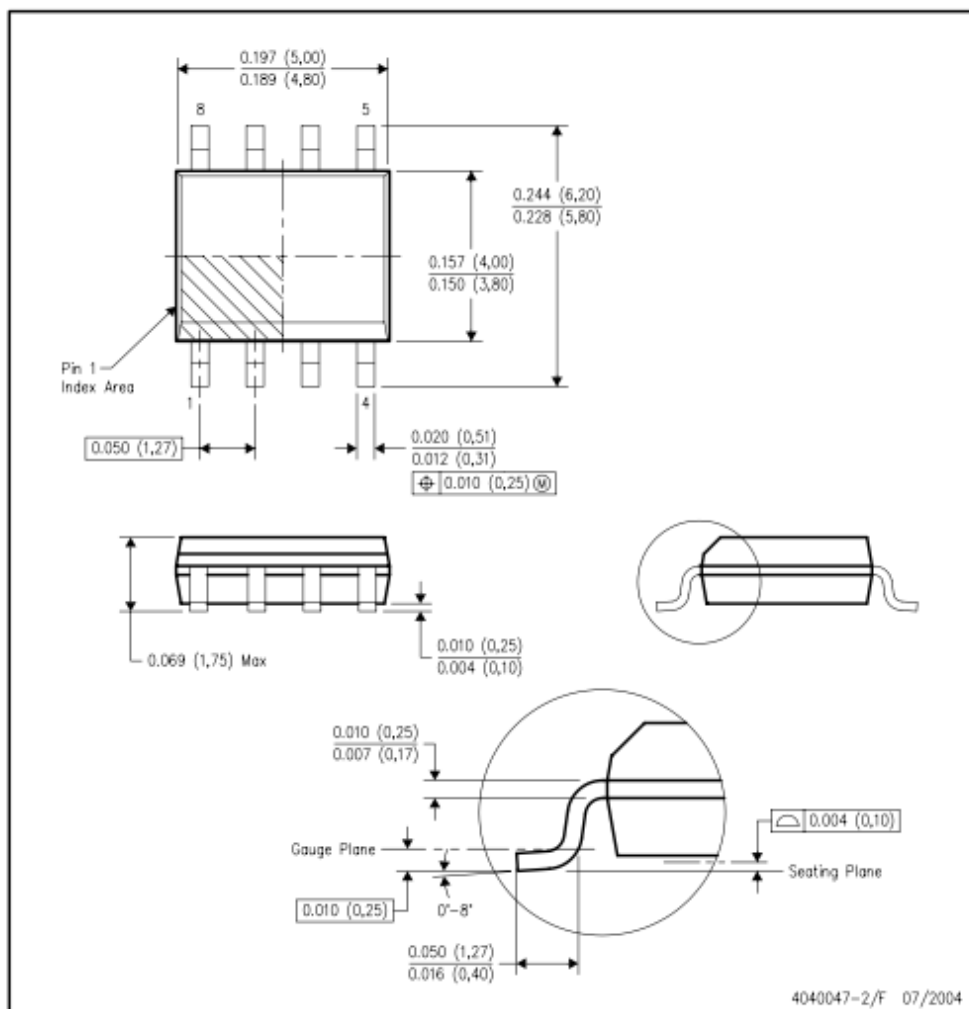
For the latest package information, go to http://www.ti.com/sc/docs/package/pkg_info.htm



MECHANICAL DATA

D (R-PDSO-G8)

PLASTIC SMALL-OUTLINE PACKAGE

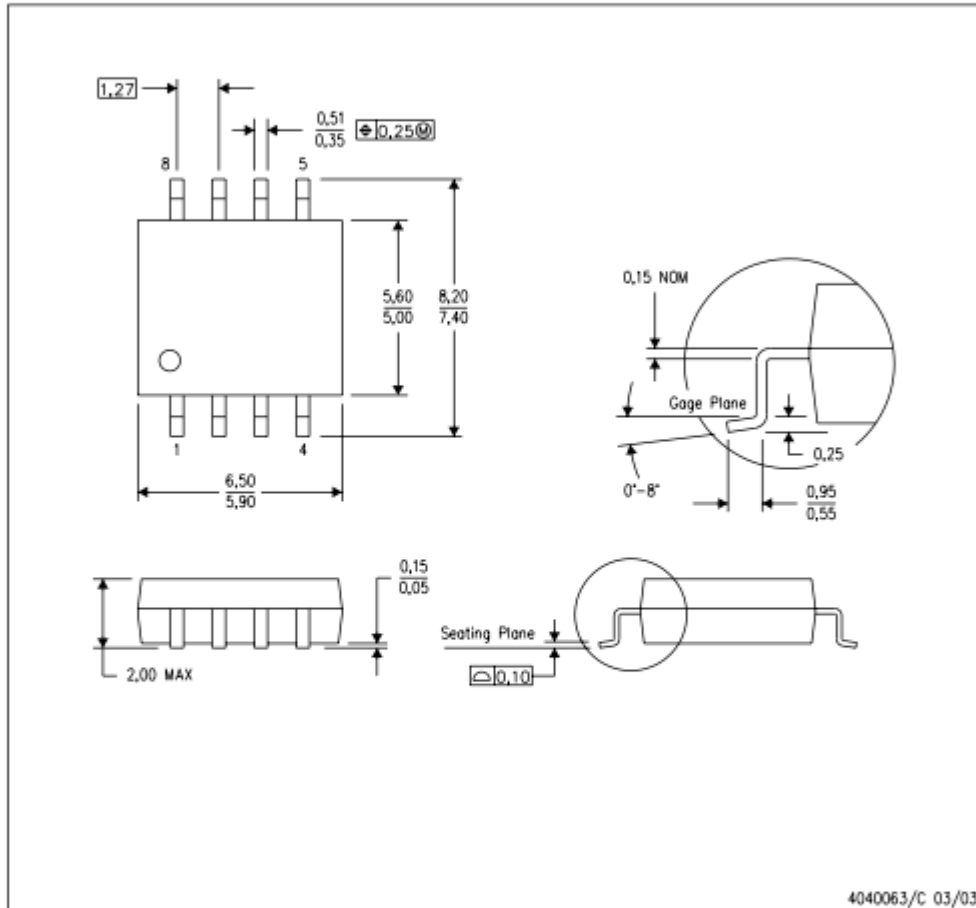


- NOTES:
- A. All linear dimensions are in inches (millimeters).
 - B. This drawing is subject to change without notice.
 - C. Body dimensions do not include mold flash or protrusion not to exceed 0.006 (0,15).
 - D. Falls within JEDEC MS-012 variation AA.

MECHANICAL DATA

PS (R-PDSO-G8)

PLASTIC SMALL-OUTLINE PACKAGE



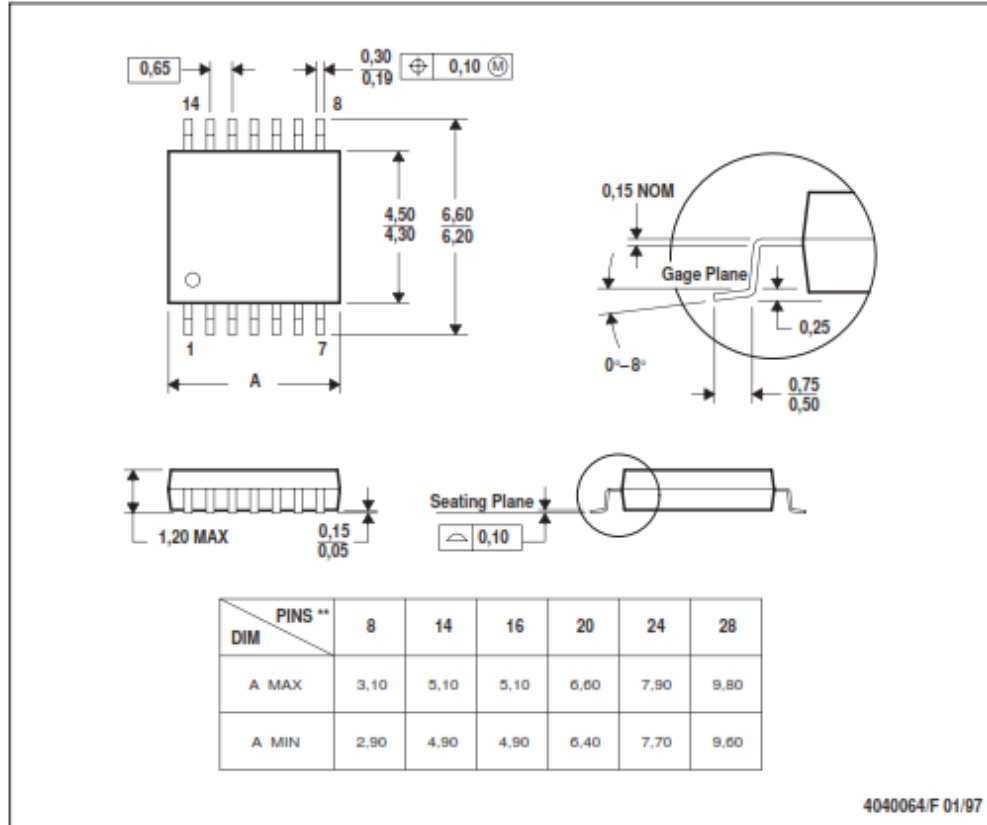
- NOTES:
- A. All linear dimensions are in millimeters.
 - B. This drawing is subject to change without notice.
 - C. Body dimensions do not include mold flash or protrusion, not to exceed 0,15.

MECHANICAL DATA

MTSS001C – JANUARY 1995 – REVISED FEBRUARY 1999

PW (R-PDSO-G**)
14 PINS SHOWN

PLASTIC SMALL-OUTLINE PACKAGE



- NOTES: A. All linear dimensions are in millimeters.
 B. This drawing is subject to change without notice.
 C. Body dimensions do not include mold flash or protrusion not to exceed 0,15.
 D. Falls within JEDEC MO-153

IMPORTANT NOTICE

Texas Instruments Incorporated and its subsidiaries (TI) reserve the right to make corrections, modifications, enhancements, improvements, and other changes to its products and services at any time and to discontinue any product or service without notice. Customers should obtain the latest relevant information before placing orders and should verify that such information is current and complete. All products are sold subject to TI's terms and conditions of sale supplied at the time of order acknowledgment.

TI warrants performance of its hardware products to the specifications applicable at the time of sale in accordance with TI's standard warranty. Testing and other quality control techniques are used to the extent TI deems necessary to support this warranty. Except where mandated by government requirements, testing of all parameters of each product is not necessarily performed.

TI assumes no liability for applications assistance or customer product design. Customers are responsible for their products and applications using TI components. To minimize the risks associated with customer products and applications, customers should provide adequate design and operating safeguards.

TI does not warrant or represent that any license, either express or implied, is granted under any TI patent right, copyright, mask work right, or other TI intellectual property right relating to any combination, machine, or process in which TI products or services are used. Information published by TI regarding third-party products or services does not constitute a license from TI to use such products or services or a warranty or endorsement thereof. Use of such information may require a license from a third party under the patents or other intellectual property of the third party, or a license from TI under the patents or other intellectual property of TI.

Reproduction of information in TI data books or data sheets is permissible only if reproduction is without alteration and is accompanied by all associated warranties, conditions, limitations, and notices. Reproduction of this information with alteration is an unfair and deceptive business practice. TI is not responsible or liable for such altered documentation.

Resale of TI products or services with statements different from or beyond the parameters stated by TI for that product or service voids all express and any implied warranties for the associated TI product or service and is an unfair and deceptive business practice. TI is not responsible or liable for any such statements.

Following are URLs where you can obtain information on other Texas Instruments products and application solutions:

Products		Applications	
Amplifiers	amplifier.ti.com	Audio	www.ti.com/audio
Data Converters	dataconverter.ti.com	Automotive	www.ti.com/automotive
DSP	dsp.ti.com	Broadband	www.ti.com/broadband
Interface	interface.ti.com	Digital Control	www.ti.com/digitalcontrol
Logic	logic.ti.com	Military	www.ti.com/military
Power Mgmt	power.ti.com	Optical Networking	www.ti.com/opticalnetwork
Microcontrollers	microcontroller.ti.com	Security	www.ti.com/security
Low Power Wireless	www.ti.com/lpw	Telephony	www.ti.com/telephony
		Video & Imaging	www.ti.com/video
		Wireless	www.ti.com/wireless

Mailing Address: Texas Instruments
Post Office Box 655303 Dallas, Texas 75265

Copyright © 2006, Texas Instruments Incorporated