

INSTITUTO TECNOLÓGICO DE BUENOS AIRES

Trabajo Práctico N°2 Electrónica III - 2019

Grupo 1:

Farall, Facundo David
Gaytan, Joaquín Oscar
Kammann, Lucas Agustín
Maselli, Carlos Javier

Profesores:

Dewald, Kevin
Wundes, Pablo
Aguirre, Miguel

27 de octubre de 2019

Índice

Ejercicio 1: Tecnologías TTL, RTL, NMOS y CMOS	4
Análisis teórico	4
Niveles de tensión	5
Proceso de medición	5
Análisis de resultados	5
Tiempos de operación	6
Proceso de medición	6
Análisis de resultados	7
Corrientes máximas	7
Proceso de medición	7
Análisis de resultados	8
Diseño de PCB	9
Observaciones	9
Resistencia de pull-down	9
Tiempos de transición	9
Mediciones	10
Conclusiones	10
Ejercicio 2: Comparación de compuertas discretas con tecnología TTL y CMOS	11
Marco teórico	11
Análisis mediante hojas de datos	12
Resultados experimentales	13
Conclusión	14
Ejercicio 3: Implementación de una tabla de verdad	15
Ejercicio 4: Tiempos de propagación en compuerta CMOS	16
Descripción del análisis	16
Resultados	16
Mediciones de tiempo de propagación	16
Mediciones de tiempo rise y fall	17
Overshoot	18
Mediciones a altas frecuencias	18
Conclusión	19
Ejercicio 5: TTL y MOS, entradas abiertas y compatibilidad entre tecnologías	20
Compuertas discretas con entrada desconectada	20
Descripción general	20
Resultados	20
Análisis de resultados	22
Conexión TTL y CMOS	22
Descripción general	22
Resultados	23
Análisis de resultados	24
Soluciones propuestas	25
Ejercicio 6: Diseño e implementación de multivibradores biestables	27
Diseño de los circuitos	27
Latch SR	27
Flip-Flop D	27
Implementación en PCB	28
Medición de parámetros de los circuitos	29
Latch SR	29
Flip-Flop D	32

Conclusión	34
Ejercicio 7: Diseño de contadores sincrónicos y asincrónicos de 3 bits	35
Ejercicio 8: Diseño de controlador para un Joystick Analógico	36
Introducción	36
Diseño	36
Generador de rampa y comparador (ADC)	37
Contadores y memorias	38
Drivers y displays	39
Clocks	39
Funcionamiento y calibración	41
Problemas encontrados con la implementación	41
Conclusiones	42

Ejercicio 1: Tecnologías TTL, RTL, NMOS y CMOS

Es de interés estudiar los parámetros que establecen los límites físicos al modelo conceptual de las compuertas lógicas para diferentes tecnologías y topologías, diseñando con diferentes tecnologías una compuerta NOT y se asume que el lector tiene un conocimiento del funcionamiento de los dispositivos empleados en este estudio.

Análisis teórico

En los análisis realizados para reproducir los circuitos ilustrados en la Fig. 1, se emplean transistores NPN BC547 con un $hFE_{min} = 110$, una $V_{CE_{SAT}} \approx 0,3V$. Luego para los MOSFET se emplea un par complementario *IRFZ44N* y *IRF9530*. Se alimenta con $V_{CC} = V_{DD} = 5V$.

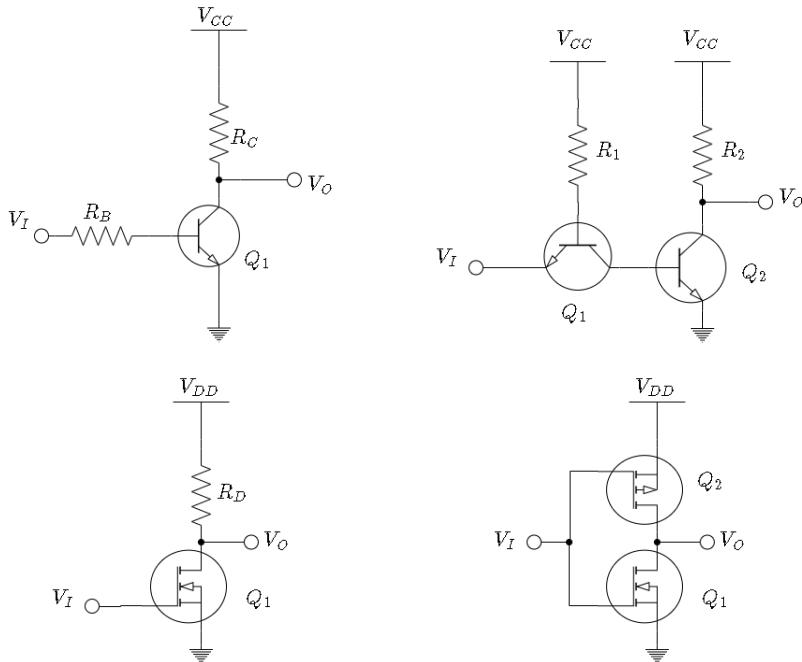


Figura 1: Implementación en diversas tecnologías y topologías de Compuerta NOT

Tecnología RTL: Se opera un transistor Q_1 en conmutación con modos de saturación y corte, para ello se define arbitrariamente una resistencia $R_C = 10k\Omega$, se asume Q_1 en saturación y luego la corriente de colector se establece como $I_{C_{SAT}} = \frac{V_{CC}-V_{CE_{SAT}}}{R_C} \approx 480\mu A$, con lo cual con una resistencia de base $R_B = 470k\Omega$ se cumple la condición de saturación.

Tecnología TTL: Opera de igual forma que el caso RTL, en principio se asumen valores de resistencias iguales donde $R_1 = 470k\Omega$ y $R_2 = 10k\Omega$. La diferencia principal es que la corriente de base del transistor de salida Q_2 es controlada por la de colector del transistor de entrada Q_1 , con lo cual los tiempos de recuperación se ven reducidos ya que se enciende y apaga con mucha más corriente que antes, debiéndose esperar menor tiempo de propagación o transición.

Tecnología MOS: Se opera un MOSFET de canal N en conmutación en modo de corte y lineal, para ello se garantiza que la resistencia R_D sea lo suficientemente grande para no saturar el canal. Se propone una $R_D = 10k\Omega$. Se tiene en cuenta que el $V_{TH_{MAX}} = 4V < 5V$.

Tecnología CMOS: Se evita usar una resistencia en el Drain usando redes de pull-up y pull-down con transistores MOS complementarios cuya $|V_{TH}| = 4V$.

Niveles de tensión

La sintetización de circuitos lógicos implica la interconexión de compuertas integradas que según su tecnología y topología maneja niveles de tensión para los estados lógicos que puede diferir con el resto, para esto es de interés analizar tales magnitudes en la implementación de los cuatro circuitos ilustrados previamente.

Proceso de medición

Se genera una señal de entrada triangular con una simetría del 50% desde 0V hasta 5V, con frecuencia a convenir menor a $f = 100Hz$. Luego, con un osciloscopio se miden la entrada y la salida, utilizando puntas de prueba x10 con la menor capacidad parásita posible para no introducir transitorios superiores. Finalmente, se descargan y procesan las mediciones, para localizar los puntos donde la derivada con -1 . Además, se calculan los márgenes de ruido como las diferencias correspondientes estados altos y bajos de entrada y salida.

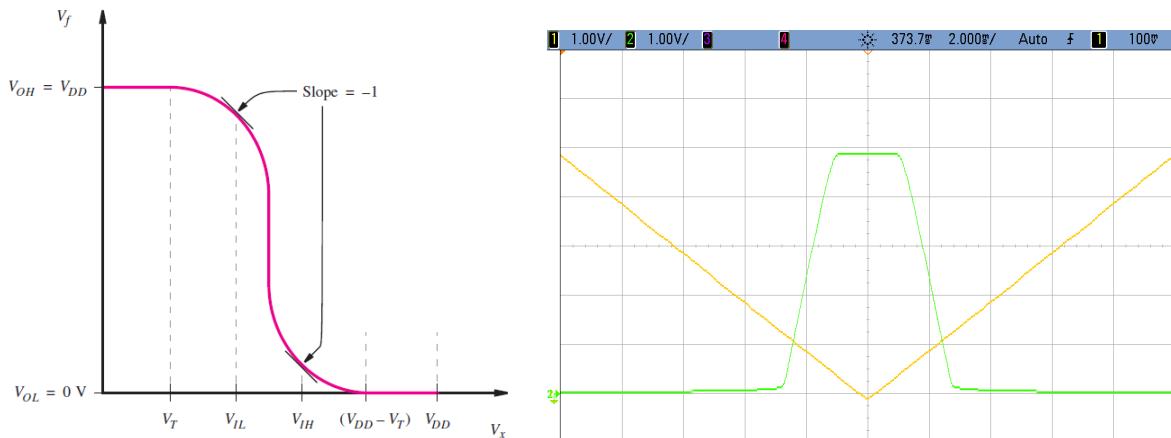


Figura 2: $V_o(V_i)$ y medición entrada(amarilla) y salida(verde).

Circuito	VIH	VIL	VOH	VOL	NMH	NML
RTL	1,33V	0,28V	4,89V	0,11V	3,55V	0,16V
TTL	0,56V	0,3V	4,89V	0,01V	4,32V	0,29V
MOS	2,7V	1,94V	4,89V	0,04V	2,19V	1,89V
CMOS	2,89V	1,7V	4,94V	0,04V	2,04V	1,66V

Tabla 1: Resultados de los niveles de tensión

Circuito	VIH	VIL	VOH	VOL	NMH	NML
RTL	1,31V	0,25V	4,89V	0,13V	3,58V	0,12V
TTL	0,55V	0,31V	4,89V	0,01V	4,33V	0,29V
MOS	2,53V	2,1V	4,88V	0,01V	2,34V	2,09V
CMOS	2,83V	1,44V	4,94V	0,04V	2,12V	1,40V

Tabla 2: Resultados de los niveles de tensión con carga de $C = 1nF$

Análisis de resultados

De RTL a TTL disminuye el valor de VIH ya que, en TTL, se apaga el transistor de salida con la corriente de colector del primero. Por otro lado, es de esperar que los valores de VOH entre tales tecnologías no

difieran, dado que en presentan la misma malla de salida, no obstante se asume que la diferencia entre valores de VOL es causada por el incremento en la condición de saturación en el caso de TTL, puesto que al estar elevando la corriente de colector el punto de polarización se desplaza a una menor tensión. En segundo lugar, entre las topologías MOS y CMOS, los valores de VOL no difieren ya que depende del transistor NMOS que ambas tienen, mientras que la diferencia de uno a otro es el pull-up, lo cual puede denotarse en el incremento de VOH para CMOS.

En términos generales, puede observarse que los niveles de salida mas fuertes son entregados por el caso CMOS, con un margen de ruido para ambos casos mayor en cuanto a la distribución.

Desde otro punto de vista, en la Tabla. 2 se puede observar que en el resultado de las mediciones habiendo cargado las compuertas, es notable destacar que la que mayor mantiene sus valores es la compuerta CMOS.

Tiempos de operación

De la expresión lógica ideal a la implementación en dispositivos físicos existen limitaciones que acarrean inconvenientes y pueden provocar que el comportamiento resultante no sea el esperado, entre estas características se encuentran los tiempos de transición que describen el retardo del dispositivo en pasar una salida del estado bajo al alto y viceversa, así como también los tiempos de propagación que requiere el dispositivo para reflejar los cambios de la entrada en la salida.

Proceso de medición

Se genera una señal de entrada cuadrada con duty 50% con un valor de tensión $5V_{PP}$ y una tensión de offset 2,5V, con una frecuencia según convenga inferior a $f = 100Hz$, luego se mide con dos canales la señal de entrada y de salida, configurando el trigger para dos escenarios alternativos de rise y fall. Finalmente, se descargan y procesan los datos de entrada y salida determinando el tiempo de transición de la salida entre el 10% y el 90% y el tiempo de propagación entre la entrada y salida al 50%.

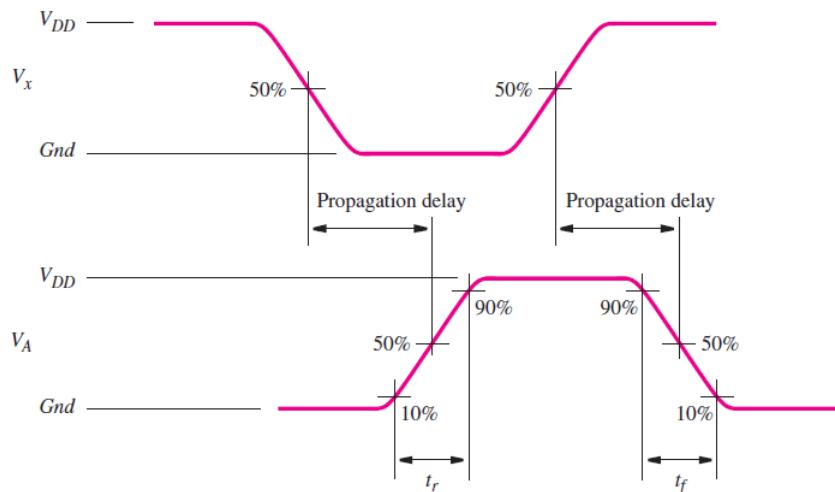


Figura 3: Definición teórica de los tiempos a medir

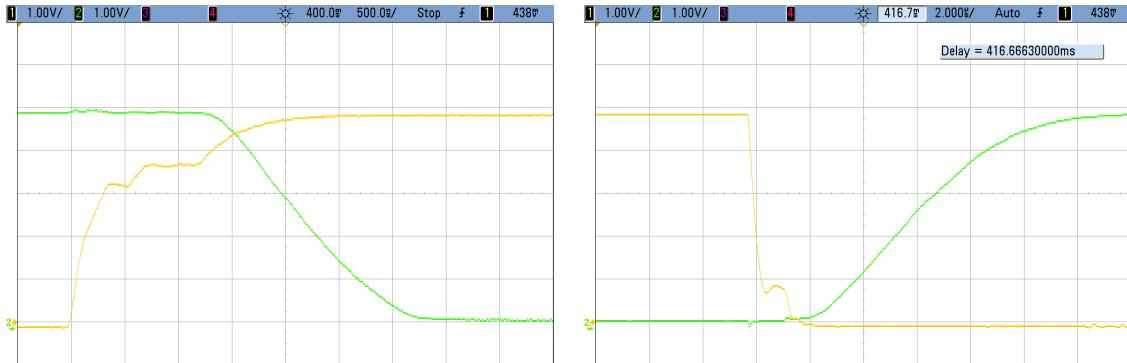


Figura 4: Casos ejemplo de medición de los tiempos. Entrada: amarilla, Salida: verde

Circuito	Prop. de alto a bajo	Prop. de bajo a alto	Trans. de alto a bajo	Trans. de bajo a alto
RTL	$5,49\mu s$	$1,88\mu s$	$1,37\mu s$	$6,12\mu s$
TTL	$2,81\mu s$	$55ns$	$57,2ns$	$57ns$
MOS	$15,3\mu s$	$185ns$	$177ns$	$27,4\mu s$
CMOS	$710ns$	$720ns$	$412ns$	$504ns$

Tabla 3: Medición de los tiempos de operación sin carga

Circuito	Prop. de alto a bajo	Prop. de bajo a alto	Trans. de alto a bajo	Trans. de bajo a alto
RTL	$11,2\mu s$	$2,75\mu s$	$2,8\mu s$	$29,2\mu s$
TTL	$9,68\mu s$	$72ns$	$206ns$	$27,8\mu s$
MOS	$23,4\mu s$	$210ns$	$182ns$	$51,2\mu s$
CMOS	$750ns$	$745ns$	$434ns$	$532ns$

Tabla 4: Medición de los tiempos de operación con $C = 1nF$

Análisis de resultados

Las cargas capacitivas agregadas a las salidas de las compuertas incrementan los tiempos medidos. En primer lugar, entre las tecnologías RTL y TTL, se puede observar una diferencia atribuida a que el mismo transistor empleado en RTL tiene una etapa previa en TTL que reduce los tiempos con corrientes mayores para los procesos de apagado y encendido de la juntura del transistor de salida.

Por otro lado, al momento de cargar con una determinada capacidad las compuertas, la que menos variación presenta es la CMOS.

Corrientes máximas

La interconexión de compuertas lógicas requiere un consumo de corriente para lo que es necesario conocer las máximas corrientes de estado alto y estado bajo que pueden soportar tales compuertas.

Proceso de medición

En la Fig. 5 se ilustra el proceso de medición en el cual se emplea una carga variable para determinar a qué corriente los niveles de tensión exceden los límites determinados por las secciones anteriores.

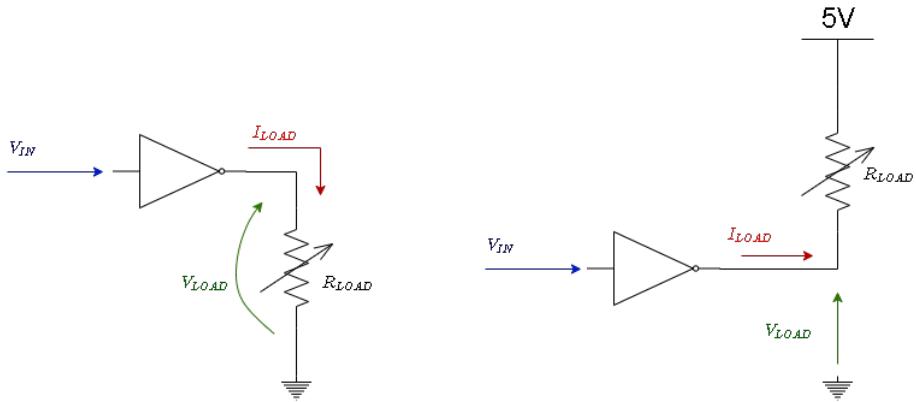


Figura 5: Proceso de medición de máxima corriente

Circuito	IOH	IOL
RTL	$14,4\mu A$	$488\mu A$
TTL	$14,6\mu A$	$13,1\mu A$
MOS	$11,5\mu A$	$249\mu A$
CMOS	$15,2mA$	$135\mu A$

Tabla 5: Mediciones de corriente máxima sin carga

Circuito	IOH	IOL
RTL	$11,1\mu A$	$1,13mA$
TTL	$10,2\mu A$	$49,5\mu A$
MOS	$12,4\mu A$	$37,7\mu A$
CMOS	$21,3mA$	$102\mu A$

Tabla 6: Mediciones de corriente máxima con carga $C = 1nF$

Análisis de resultados

Las compuertas RTL, TTL, MOS tienen una corriente similar de IOH por la resistencia de pull-up de aproximadamente $R = 10k\Omega$.

A pesar de esto último, cada una de tales tecnologías difiere de las demás en la corriente IOL justamente porque está definida por el control de la condición de saturación en los BJT, y la zona óhmica en el caso de los MOSFET. Las pequeñas diferencias se dan por los procesos de transición entre estados de los dispositivos empleados, sean BJT o MOSFET. No obstante, dado que en el circuito CMOS los MOSFETs son complementarios, no se encontró razonamiento por el cual la corriente IOH sea tan diferente con respecto de IOL, se asume que es por las condiciones en las que pudieran encontrarse los modelos usados.

Diseño de PCB

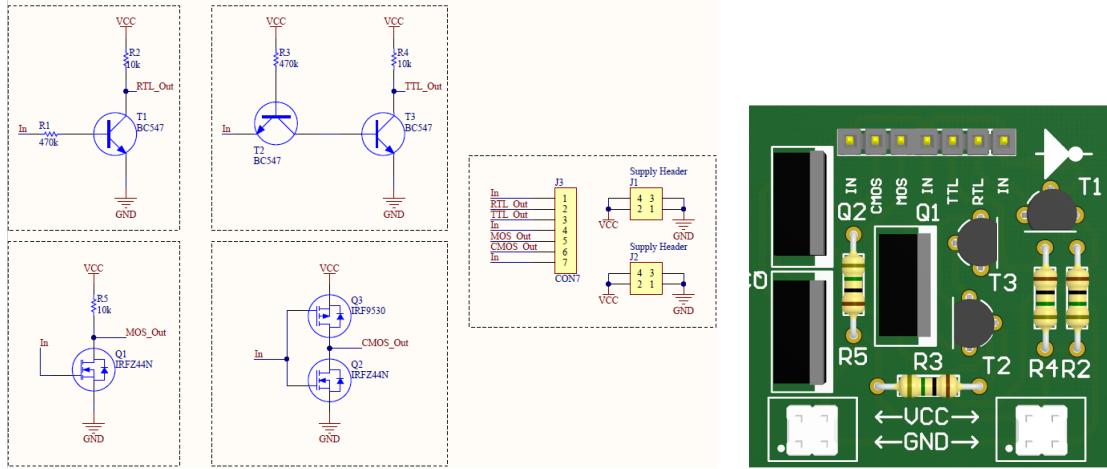


Figura 6: Diseño del PCB en Altium Designer

Observaciones

Resistencia de pull-down

En la Fig. 7 se observa la salida de la compuerta RTL con entrada al aire con y sin resistencia de pull-down en la entrada. Puede observarse que al no quedar bien definido el estado, la salida no está bien definida según las mediciones obtenidas de los niveles de tensión.

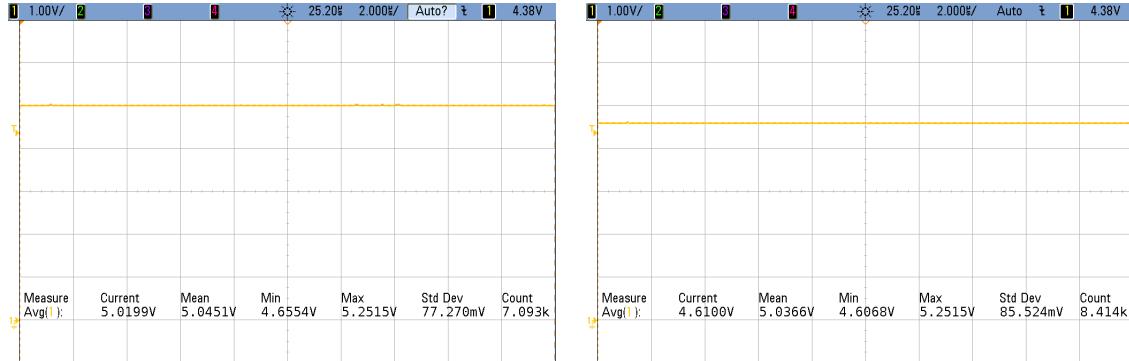


Figura 7: Medición de la salida de un RTL con entrada al aire

Tiempos de transición

En la Fig. 8 se ilustran los tiempos de transición de la salida de una compuerta RTL modificando la resistencia de base del transistor. Puede observarse que a pesar de que diversas resistencias son posibles para alcanzar las condiciones de saturación y corte, no todas producen la misma corriente de encendido y apagado, con lo cual esto puede producir que diferentes alternativas sean más rápidas que otras, a expensas de un mayor consumo de corriente. El circuito no tiene capacitor de desacople, esto permite observar que en el caso de mayor corriente y menor tiempo, se producen mayores distorsiones en la señal de entrada.

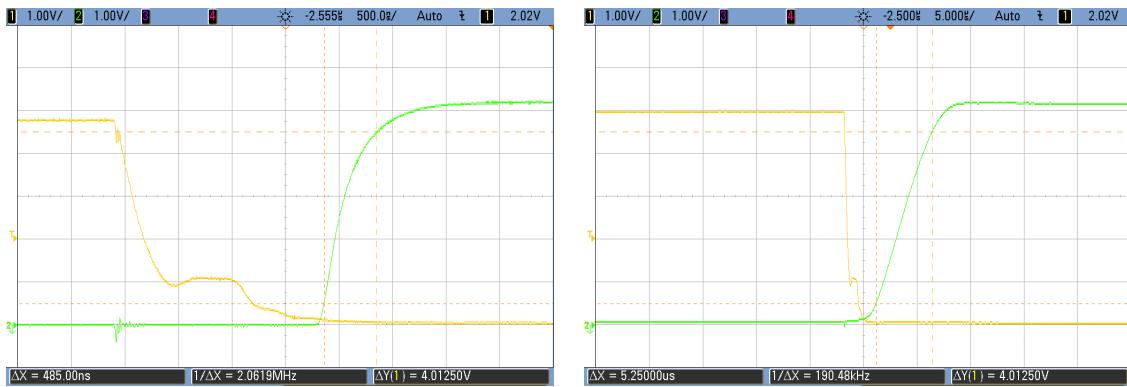


Figura 8: Medición de tiempo de transición en RTL. Entrada: amarilla, Salida: verde

Mediciones

En la Fig. 9 se puede observar que en la transición de la compuerta MOS se produjeron algunas distorsiones en las señales de entrada y de salida. Luego de analizar diferentes puntos de vista, se concluyó que el problema inicial está dado por el hecho de que las cuatro compuertas lógicas implementadas están funcionando en forma simultánea y conectadas en paralelo a la salida, lo cual provoca que en las mediciones de la MOS se introduzcan perturbaciones del transitorio de los BJT. Además, el funcionamiento conjunto en las transiciones implica un consumo de corriente que en un intervalo de tiempo pequeño produce una caída de tensión que pudo ser corregida con capacitores de desacople.



Figura 9: Transición de estados en la compuerta MOS. Entrada: amarilla, Salida: verde

Conclusiones

En términos generales todas las compuertas implementadas presentan estados lógicos de salida bien definidos, no obstante destaca por sus márgenes de ruido uniformes la compuerta MOS. Luego, comparando los tiempos de operación, sin carga la de mayor velocidad es la TTL, aunque se puede observar que la MOS y la CMOS son las que logran mantener mejor sus características frente a las cargas capacitivas, esto implica que la velocidad superior de la TTL se mantiene según la carga, no obstante las propiedades de una MOS se mantiene con pequeñas variaciones. Finalmente, en este aspecto, RTL queda claramente en desventaja frente a las demás, difiriendo en varios órdenes de magnitud. Por último, sin considerar la corriente IOH del caso CMOS, se puede concluir que las compuertas MOS y CMOS tuvieron una mayor capacidad de entregar corriente, en parte resulta razonable considerando que poseían un mayor margen de ruido.

En conclusión, en diversos aspectos las compuertas CMOS y MOS destacan por sus características. Las compuertas TTL tienen una mejor performance en términos de velocidad según la carga. Es importante mencionar que las características temporales de las compuertas pudieron haber sido mejoradas incrementando los consumos de corrientes al reducir las resistencias que las controlan.

Ejercicio 2: Comparación de compuertas discretas con tecnología TTL y CMOS

Se plantea estudiar la compatibilidad de compuertas de tecnología TTL (a base de transistores BJT) con CMOS (transistores MOSFET), enfocando la problemática desde el estudio de sus características de margen de ruido, y haciendo también mención al fanout. Se abordará este análisis mediante el estudio de caso de los integrados 74HC02, 74HCT02 y 74LS02, los cuales contienen 4 compuertas NOR cada uno, implementados mediante distintas tecnologías.

Marco teórico

Las letras LS en 74LS02 refieren "Low-power Schottky", una tecnología del tipo TTL que alcanza mejores rendimientos y velocidad gracias a la implementación de transistores Schottky, los cuales difieren de los clásicos BJT únicamente en el agregado de un diodo Schottky entre sus terminales Base y Colector. Por otro lado, HC y HCT refieren a "High-speed CMOS", distinguiéndose HCT por ser compatible con las tecnologías TTL.

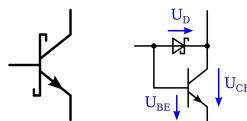


Figura 10: Símbolo y circuito de transistor Schottky.

Tal y como fue mencionado en el inicio de esta sección, en este trabajo se estudiará la compatibilidad entre las tecnologías a través de sus márgenes de ruido. Esto significa que, en términos de interconexión, una compuerta solo será compatible con otra de otra tecnología, si el rango de valores de salida de la primera está incluido en el rango de entrada de la segunda.

En las figuras 11 y 12 pueden apreciarse los casos que pueden presentarse que significarán la compatibilidad o no entre las compuertas. De ellos se extrae que las compuertas serán compatibles solo en el caso en que $V_{OH} \geq V_{IH}$ y $V_{OL} \leq V_{IL}$.

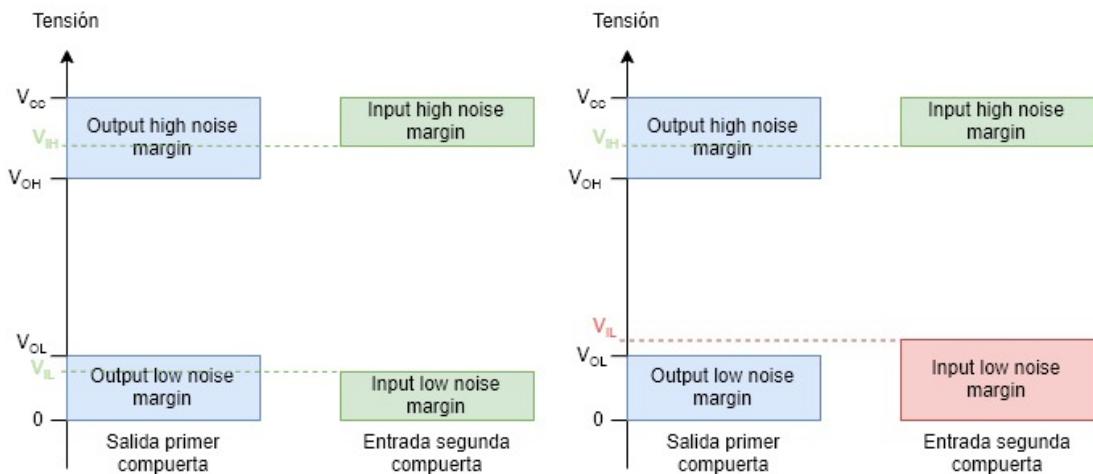


Figura 11: Compatibilidad de compuertas.

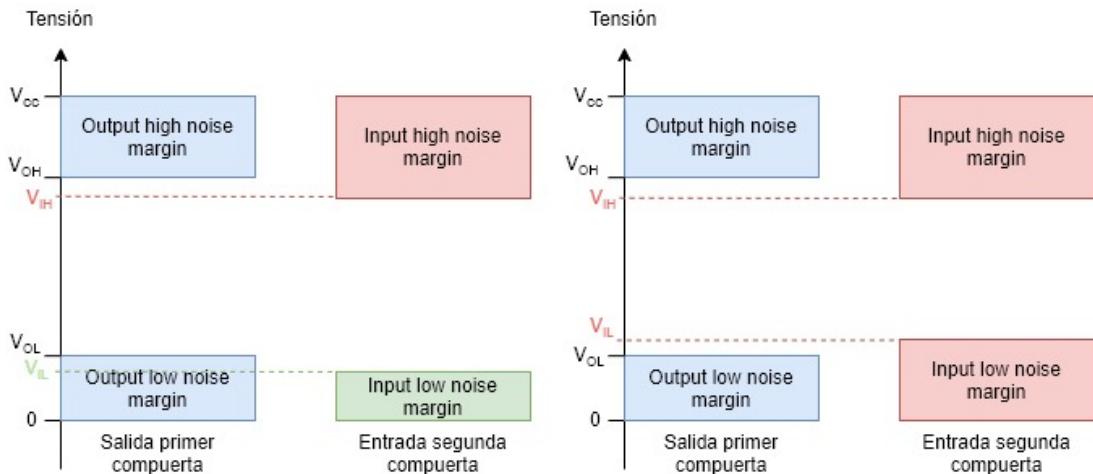


Figura 12: Compatibilidad de compuertas.

Con respecto al fanout, el mismo es una limitación para la cantidad de compuertas que se pueden colocar a la salida de otra, que viene dada por las corrientes de entrada y salida, respectivamente.

$$fanout = \min \left(\frac{I_{OH}}{I_{IH}}, \frac{I_{OL}}{I_{IL}} \right) \quad (1)$$

Análisis mediante hojas de datos

Se estudia la compatibilidad de la interconexión de las compuertas mediante la observación de las hojas de datos de los integrados 74HC02¹, 74HCT02² y 74LS02³, y se exponen los datos utilizados en la tabla 7. Cabe mencionar que las condiciones de prueba de estos parámetros no son las mismas para las compuertas de tecnología CMOS que para las de TTL, de modo que se decide tomar el caso más desfavorable para cada una de las comparaciones. En todos los casos, este terminó siendo que para las compuertas HC y HCT, la alimentación es de 4,5V, mientras que para las LS es de 5V.

Integrado	V_{OH}	V_{OL}	V_{IH}	V_{IL}	I_{OH}	I_{OL}	I_{IH}	I_{IL}
74HC02	4,4V	0,1V	3,15V	1,35V	$\pm 25mA$	$\pm 25mA$	$\pm 0,1\mu A$	$\pm 0,1\mu A$
74HCT02	4,4V	0,1V	2V	0,8V	$\pm 25mA$	$\pm 25mA$	$\pm 0,1\mu A$	$\pm 0,1\mu A$
74LS02	2,7V	0,5V	2V	0,8V	-0,4mA	8mA	20 μA	-0,4mA

Tabla 7: Parámetros de compatibilidad obtenidos de datasheet.

Se desprende de los datos expuestos y de la teoría explicada en el marco teórico, que son compatibles las conexiones de una compuerta HC a LS, de una HCT a LS, y de una LS a una HCT, ya que en todos estos casos se cumple que $V_{OH} \geq V_{IH}$ y $V_{OL} \leq V_{IL}$. También es este el caso entre HCT y HC, y viceversa, resultado que es de esperar ya que comparten el tipo de tecnología. Sin embargo, no sucede esto al ir de una LS a una HC ya que para esta combinación $V_{OH} < V_{IH}$, quedando una zona de indeterminación entre los valores de tensión 2,7V y 3,15V. Esta incompatibilidad es lógicamente salvada al usar tecnología HCT, la cual está diseñada con el propósito de lograr la compatibilidad que carecen las compuertas HC entre tecnologías TTL y CMOS.

En lo que respecta al fanout, los resultados son los expuestos en la tabla 8

Interconexión	HC a LS	LS a HC	HCT a LS	LS a HCT	HC a HCT	HCT a HC
fanout	62	4000	62	4000	$250 \cdot 10^3$	$250 \cdot 10^3$

Tabla 8: Fanout para distintas conexiones.

¹http://pdf.datasheetcatalog.com/datasheet/NXP_Semiconductors/74HC_HCT02.pdf

²http://pdf.datasheetcatalog.com/datasheet/NXP_Semiconductors/74HC_HCT02.pdf

³<http://www.sycelectronica.com.ar/semitodores/74LS02.pdf>

Resultados experimentales

Para el caso donde las hojas de datos no aseguran el correcto funcionamiento de la interconexión de compuertas, es decir, de una LS a una HC, se procede a estudiar su respuesta de forma experimental. Se alimenta una compuerta del 74LS02 utilizada como NOT (cortocircuitando sus dos entradas) con una función rampa de 0 a 5V, y a su salida se conecta una del 74HC02, también como NOT. Se miden las salidas de ambas y los resultados son los expuestos en las figuras 13 y 14.

Luego se realiza el mismo procedimiento pero en el lugar del 74HC02 se coloca el 74HCT02, cuyos resultados son los de las figuras 15 y 16. Se esperan observar indeterminaciones para la primer interconexión, y que tales problemas se vean resueltos al cambiar la tecnología HC por HCT.

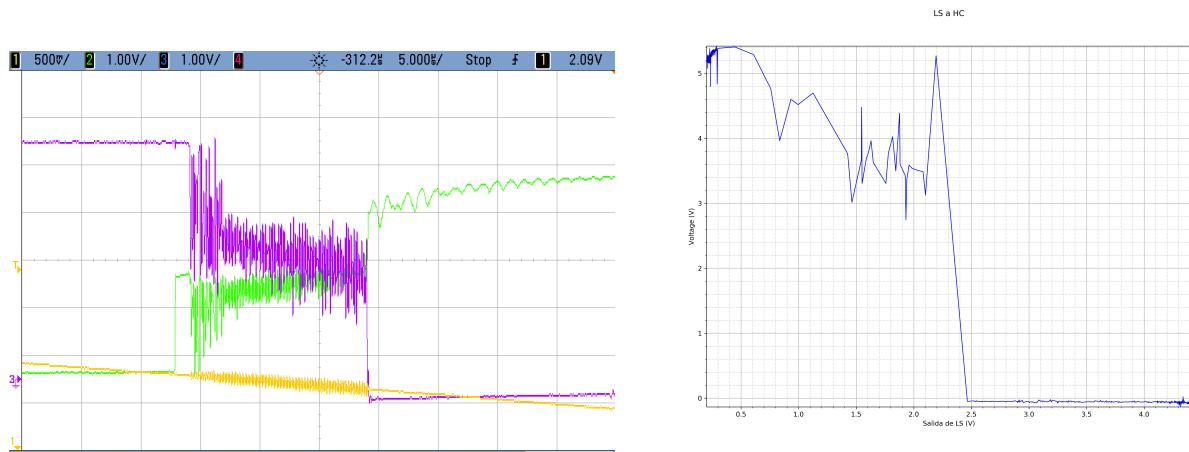


Figura 13: LS a HC, con LS pasando de 0 a 1, y HC de 1 a 0.

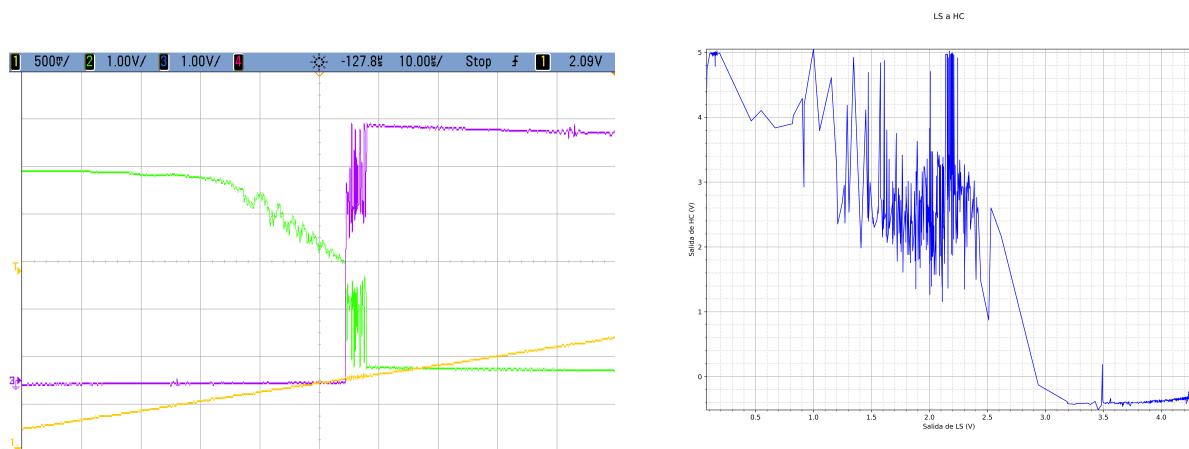


Figura 14: LS a HC, con LS pasando de 1 a 0, y HC de 0 a 1.

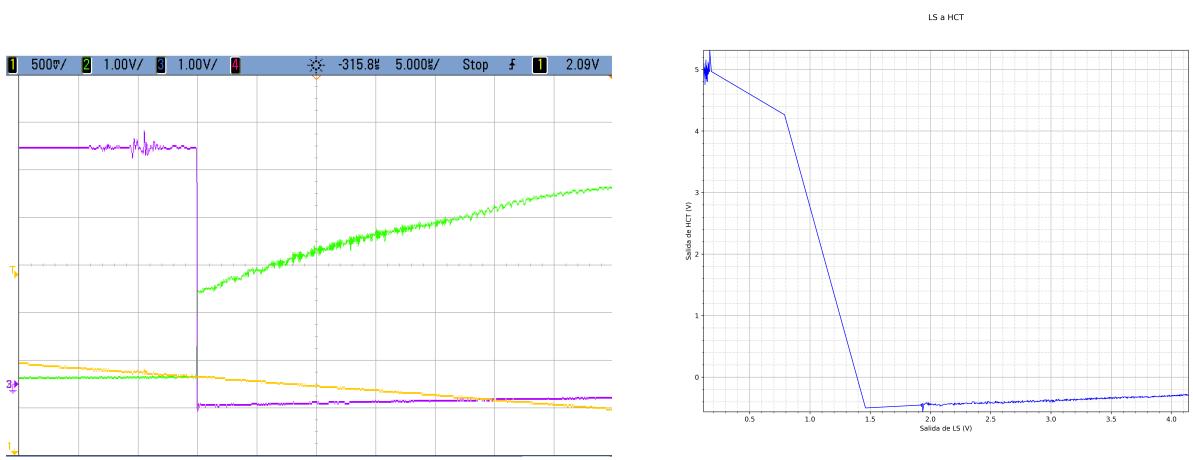


Figura 15: LS a HCT, con LS pasando de 0 a 1, y HCT de 1 a 0.

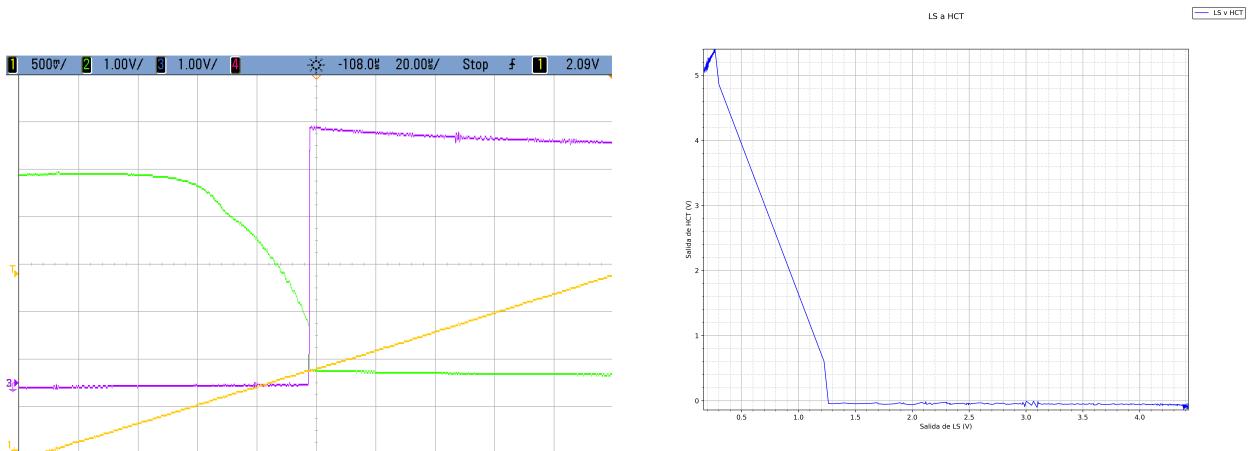


Figura 16: LS a HCT, con LS pasando de 1 a 0, y HCT de 0 a 1.

Efectivamente lo esperado es lo que se obtiene en las mediciones, donde se puede apreciar una zona de indeterminación y oscilación en las transiciones de la configuración LS a HC. Estos fenómenos no se observan luego en la configuración LS a HCT, en concordancia con lo estudiado de las hojas de datos, donde se aseguraba su compatibilidad.

Conclusión

A modo de cierre, se llega a la conclusión que la compatibilidad de tecnologías es un factor a tener en cuenta a la hora de realizar un diseño con compuertas lógicas de más de un tipo, si se quieren evitar estados indeterminados o glitches producto de transiciones con oscilaciones, causadas por incompatibilidades. Se debe prestar especial atención al paso de tecnologías TTL a CMOS, y de ser necesario implementarlo, debe hacerse uso de compuertas CMOS especialmente diseñadas para esa aplicación, como lo son las de tipo HCT.

Ejercicio 3: Implementación de una tabla de verdad

Ejercicio 4: Tiempos de propagación en compuerta CMOS

Descripción del análisis

Se estudia en esta sección, el comportamiento de una compuerta CMOS, en particular la 74HC02, una compuerta NOR, con el fin de estudiar las diferencias de las respuestas temporales de las mismas con y sin carga. Para ello se analizan los tiempos de propagación(t_P), en las transiciones de alto a bajo y de bajo a alto, y el *rise time*(t_R)y *fall time*(t_F) bajo estas condiciones.

Además se estudia el comportamiento de esta compuerta a altas frecuencias, 100KHz, y los efectos que puede ocasionar en la fuente de alimentación. Por último, se agrega entre los terminales de alimentación de la compuerta, un capacitor de desacople con el fin de analizar sus efectos al trabajar en estas frecuencias. Se muestra en la Figura 17 el circuito utilizado para todo el análisis.

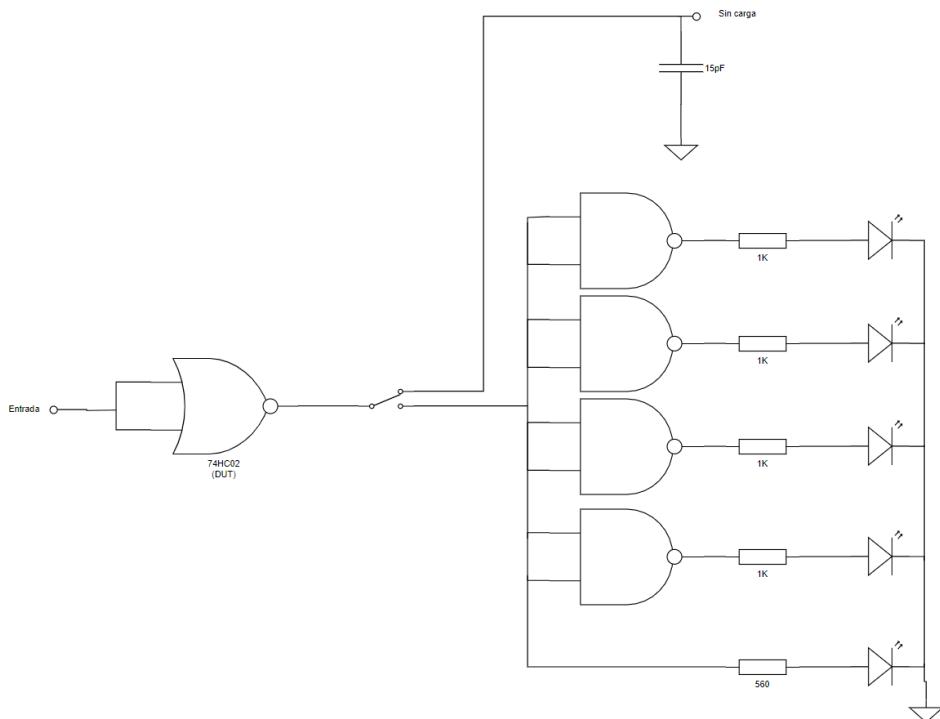


Figura 17: Circuito de medición

Resultados

Mediciones de tiempo de propagación

Se pueden observar en la Figura 18 las mediciones obtenidas en el osciloscopio de los tiempos de propagación en ambas transiciones de la compuerta. En la Figura 19 se muestran las mediciones equivalentes para el caso con el circuito cargado. Se puede apreciar en las figuras, el método de medición utilizado para estos parámetros, por medio de cursores.

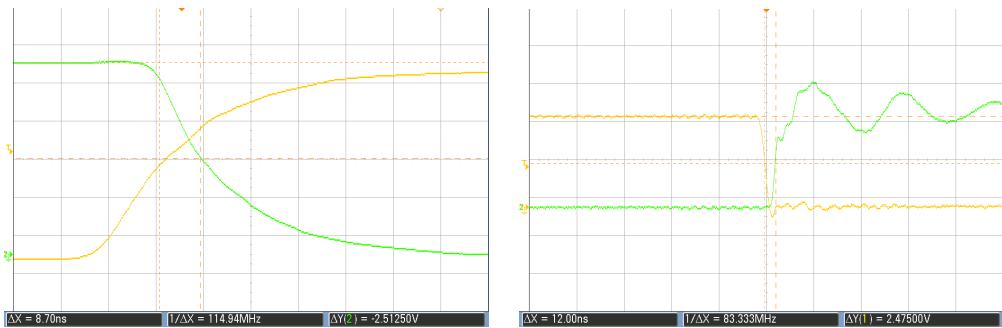


Figura 18: Mediciones de t_P sin carga. Entrada en amarillo y salida en verde

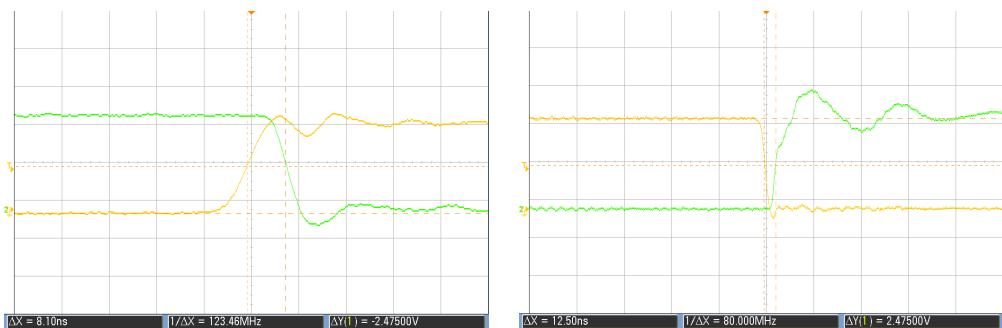


Figura 19: Mediciones de t_P con carga. Entrada en amarillo y salida en verde

Se presenta en la Tabla 9 una comparación de las mediciones realizadas.

	t_P	Fall[ns]	Rise[ns]
Sin carga	8.7	12	
Cargado	8.1	12.5	

Tabla 9: Tabla de comparación de tiempos de propagación medidos

De las mediciones, no se puede observar una diferencia significativa. Sin embargo, si se decide hacer una mención acerca del sobrepico o *overshoot* que se observa en las capturas tomadas. Sobre este se hace una mención con mayor profundidad en las siguientes secciones.

Mediciones de tiempo rise y fall

Se pueden observar en la Figura 20 las mediciones obtenidas en el osciloscopio de los tiempos de rise y fall de la compuerta. En la Figura 21 se muestran las mediciones equivalentes para el caso con el circuito cargado. A diferencia del caso anterior, para realizar la medición, se decide utilizar la función provista por el osciloscopio utilizado. Las imágenes que corresponden a la transición de la salida de 1 a 0, se encuentran invertidas debido a que solo es posible medir con este método, el tiempo de rise.

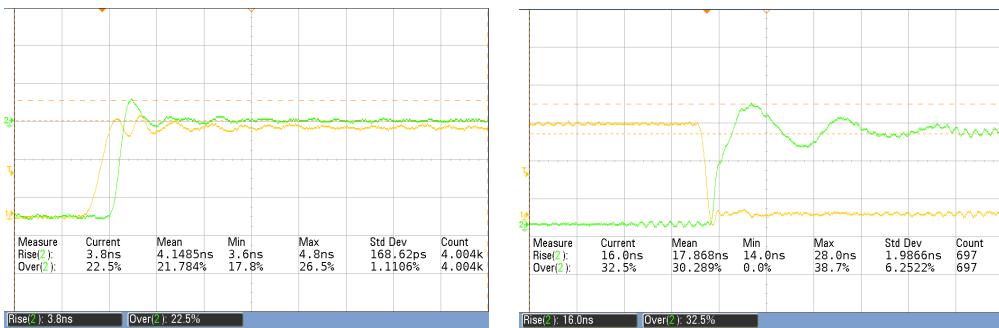


Figura 20: Mediciones de t_F (izquierda) y t_R (derecha) sin carga. Entrada en amarillo y salida en verde



Figura 21: Mediciones de t_F (izquierda) y t_R (derecha) con carga. Entrada en amarillo y salida en verde

Se presenta en la Tabla 10 una comparación de las mediciones realizadas de los tiempos mencionados.

t	Fall[ns]	Rise[ns]
Sin carga	4.14	17.86
Cargado	5.1	26.11

Tabla 10: Tabla de comparación de tiempos de fall y rise medidos

En esta medición si se encuentra una variación significativa al comparar los tiempos con y sin carga, en especial en los tiempos de rise. Esto se debe a que, al conectar más compuertas lógicas a la salida, la capacidad equivalente a la salida de la compuerta NOR es mayor.

Un punto importante a remarcar es que, los tiempos de fall medidos, se encuentran muy cerca del rise time del osciloscopio, que se calcula como $t_R^{OSC} = \frac{0.35}{BW}$ = 3,5ns por lo que los valores tomados en esta medición no son del todo correctos.

Overshoot

En todas las mediciones realizadas, se puede observar en ambos flancos de transición un transitorio correspondiente a un sistema subamortiguado con su respectivo *overshoot* o sobrepico. Este fenómeno se debe principalmente a la capacidad parásita que se encuentra entre el drain y source de la salida de una compuerta CMOS⁴. Además, es importante considerar las influencias de las puntas del osciloscopio en el circuito, al cambiarlas de x10 a x1 se observa que desaparece el sobrepico.

Mediciones a altas frecuencias

Para realizar este análisis se aumenta la frecuencia del generador de señales a 100KHz y se miden los efectos que esto produce en la alimentación. Se muestran en la Figura 22 los resultados obtenidos.

⁴Fuente: <https://pdfs.semanticscholar.org/f408/39a2cefd5e5a55e25fa21453d79be764a287.pdf>. Consultado: 14/10/2019

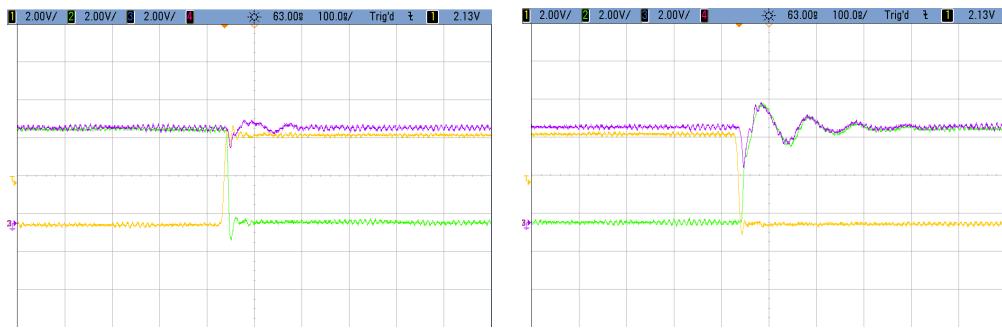


Figura 22: Mediciones de la alimentación a 100KHz. Entrada en amarillo, salida en verde y alimentacion en violeta

Se observa que la alimentación tiene un transitorio subamortiguado coincidente con los flancos de transición de la salida. Esto se debe a que, en la transición, la compuerta demanda más corriente de la fuente en un período de tiempo corto. La amplitud y período del transitorio dependen de la respuesta en frecuencia de la fuente utilizada.

Debido a este sobrerepico, la tensión de alimentación cae por debajo de los 3V, cuando el mínimo señalado por el fabricante es de 2V, y sube casi llegando a los 6V, el máximo⁵. Esto es sumamente crítico pues el comportamiento del circuito es incierto.

Para solucionar esto, se agrega entre los terminales de alimentación de la compuerta, un capacitor de desacople de 100nF. La selección de ese valor se realiza en base a lo especificado por Texas Instruments en la "Guía de consideraciones de diseño para dispositivos lógicos"⁶ Se muestran en la Figura 23 los resultados obtenidos.

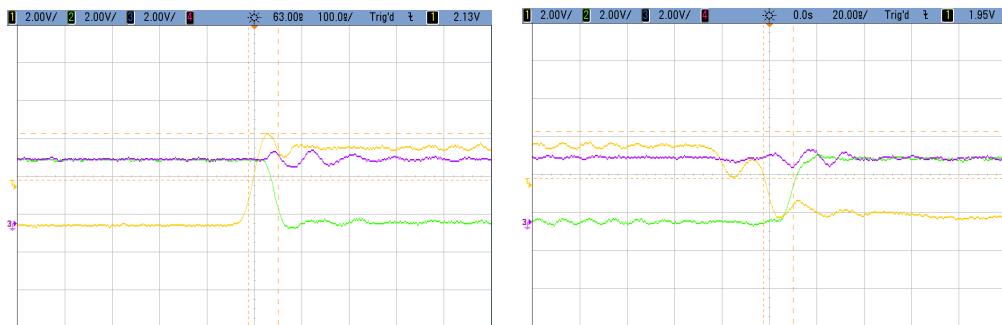


Figura 23: Mediciones de la alimentación a 100KHz con capacitor de desacople. Entrada en amarillo, salida en verde y alimentacion en violeta

Los resultados se corresponden con lo esperado. Se puede observar en las capturas que, si bien el transitorio sigue presente, el sobrerepico tiene una amplitud mucho menor.

En cuanto a la temperatura, no se observaron variaciones al aumentar la frecuencia de operación.

Conclusión

Se ha podido comprobar la influencia que tiene la carga conectada a una compuerta en sus tiempos característicos. Además se pudo observar las asimetrías en los tiempos de rise y fall provocadas por los transistores a la salida de la compuerta. Por último, se destaca a partir de los resultados la importancia de utilizar capacitores de desacople en la implementacion de circuitos lógicos para asegurar su correcto funcionamiento.

⁵Fuente:<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/sn74hc02.pdf>. Consultado: 14/10/2019

⁶Fuente:<https://www.ti.com/lit/an/sdy002/sdy002.pdf>. Consultado: 14/10/2019

Ejercicio 5: TTL y MOS, entradas abiertas y compatibilidad entre tecnologías

Compuertas discretas con entrada desconectada

Descripción general

En la Fig. 24 se muestra el esquema general bajo análisis, se utiliza una compuerta AND de tecnología TTL, particularmente 74LS08 y una compuerta OR de tecnología CMOS particularmente 74HC32. El objetivo es estudiar y comparar el comportamiento cuando se deja una de las entradas sin un estado definido, obteniendo conclusiones sobre ello.

En el proceso de medición se buscará observar la entrada y salida de cada circuito, con la entrada al aire, o un estado bajo o alto y analizando la susceptibilidad del mismo a fuentes de ruido externas o de interferencia. Se parte de la hipótesis de que el estado sin definir hace al circuito vulnerable frente al ruido, y existen argumentos físicos para sospechar que habrá mayor influencia en uno de los casos.

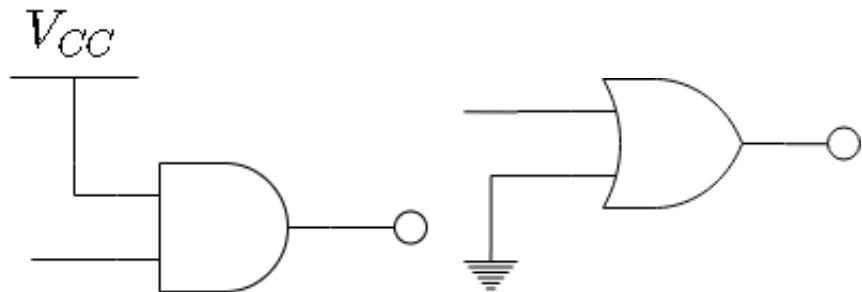


Figura 24: Compuerta AND de tecnología TTL y OR de tecnología CMOS

Resultados

En las Figs. 25 y 26 se observan los resultados de las mediciones, las cuales ordenadas de arriba hacia abajo y de izquierda a derecha, corresponden a la medición con entrada en estado bajo, en estado alto, con entrada al aire y luego con la mano apoyada. Para todos los casos la señal amarilla corresponde a la entrada de la compuerta y la verde la salida.

Vale mencionar, que en los casos de estado bajo donde el valor promedio medido por el osciloscopio da negativo, se observó con voltímetro digital que el valor era aproximadamente nulo y se atribuye a defectos de la resolución digital del osciloscopio el asignar a tal magnitud un valor de dicho signo.

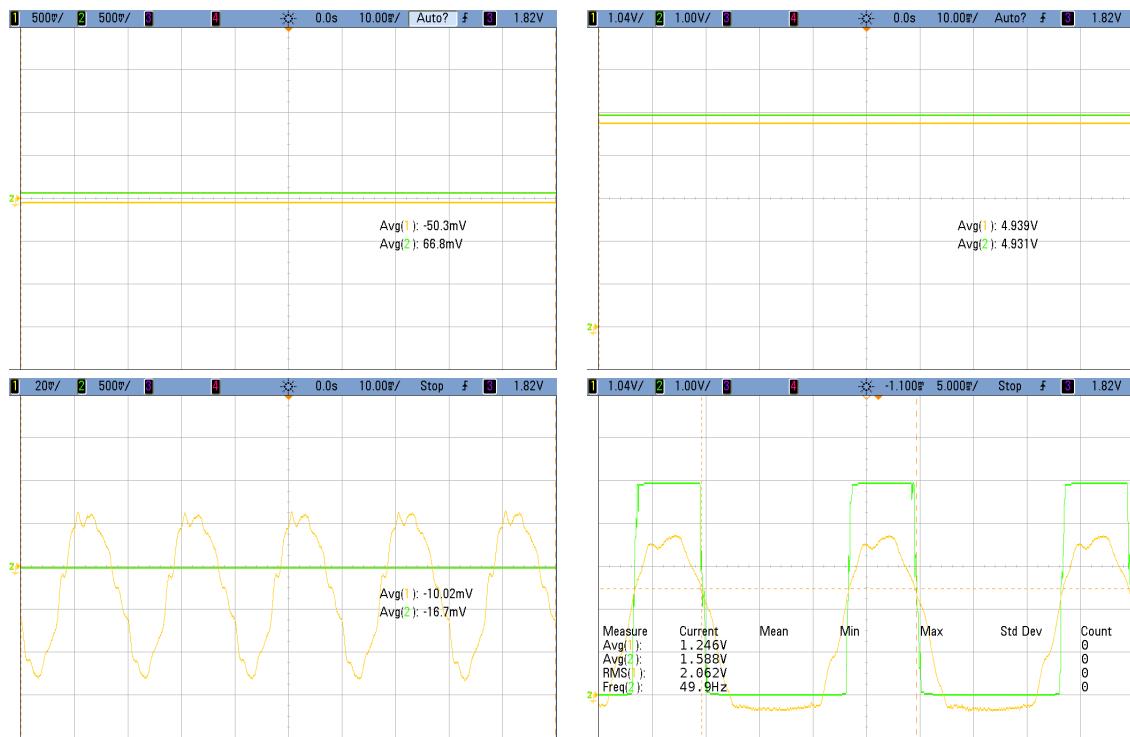


Figura 25: Mediciones para OR tecnología CMOS modelo 74HC32

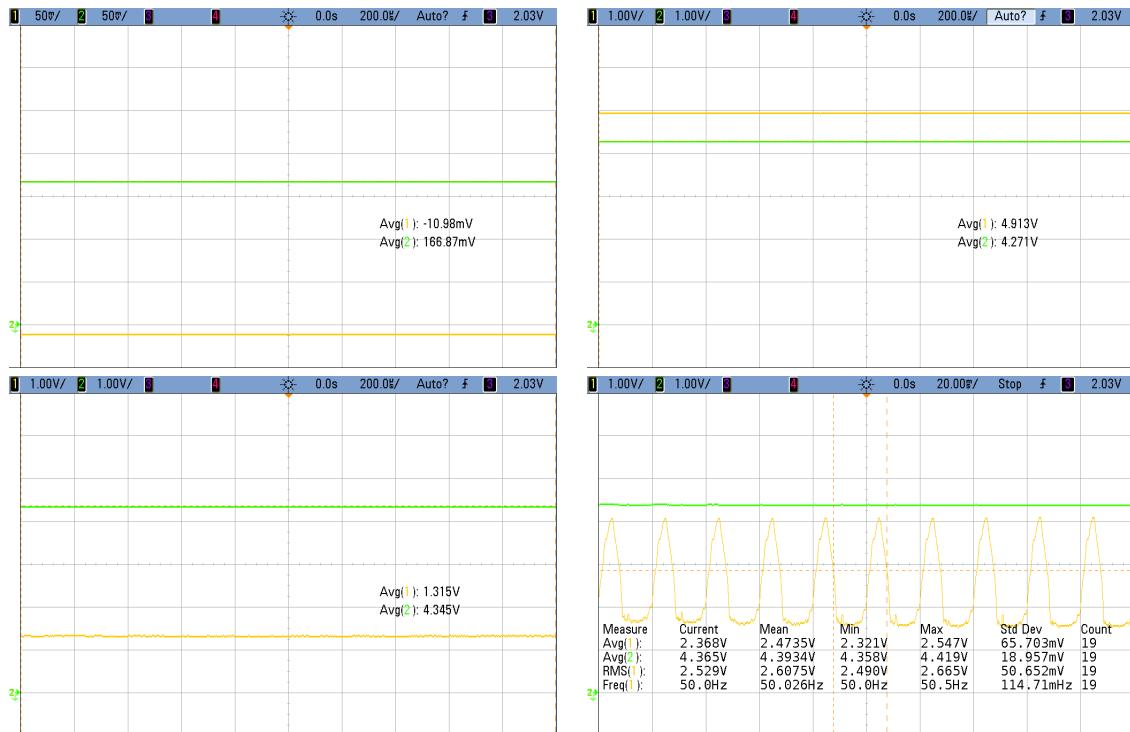


Figura 26: Mediciones para AND tecnología TTL modelo 74LS08

Análisis de resultados

En primer lugar, se puede observar que para cada tecnología los estados alto y bajo tienen diferente nivel de tensión, lo cual era esperado a partir de los datos provistos por el fabricante denominados como V_{OH} y V_{OL} .

Luego, en principio cuando la entrada se encuentra al aire se puede observar una mayor inmunidad de la tecnología TTL frente al ruido, dado que su valor si bien es indefinido, se mantiene casi constante $V_{IN} \approx 1,315V$, y dado que $V_{IL} = 0,8V < 1,315V < 2V = V_{IH}$ esto indica que tal nivel se encuentra en donde no está asegurado el comportamiento de la compuerta y por ello la salida tiene tal resultado. Por otro lado, para la entrada al aire, se puede observar que en la compuerta CMOS hay una oscilación de la entrada con valor acotados que no producen un cambio sobre la salida. Esta diferencia entre tecnologías con una entrada al aire es consecuencia directa de las características físicas de los transistores MOS, en los cuales la aislación eléctrica del Gate produce una impedancia de entrada muy elevada para la cual una fuente de ruido de corriente puede producir variaciones de tensión apreciables. Esto último puede verse de forma más notoria cuando se apoya la mano sobre los contactos, ante lo cual el ruido aumenta y la compuerta CMOS recibe una entrada significativa que produce cambios de estado que dan lugar a una oscilación de la salida, mientras que en el caso de TTL la señal de ruido no produce un cambio significativo sobre la salida.

Por último, es importante aclarar que no es arbitrario que la frecuencia de oscilación sea aproximadamente $50Hz$, dado que es el ruido de la línea eléctrica el que se ve introducido al circuito.

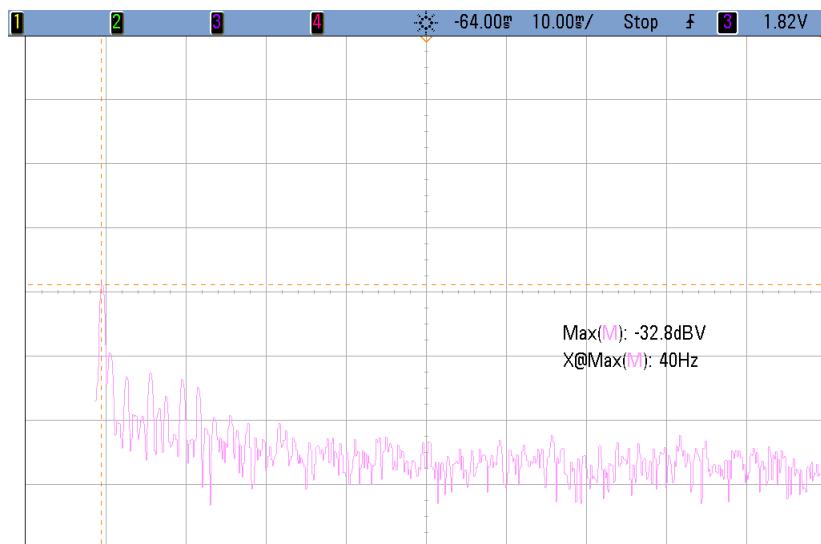


Figura 27: FFT aplicada sobre la señal de entrada con la mano apoyada

Conexión TTL y CMOS

Descripción general

En la Fig. 28 se ilustra el esquema general del circuito a analizar en esta parte, en la cual el objetivo es analizar el comportamiento del circuito resultante, partiendo de la base donde la salida será igual a la entrada aplicando axiomas del álgebra booleana.

Se parte de la hipótesis de que este circuito podría presentar un comportamiento alejado del esperado, dado que las tensiones de la tecnología TTL y CMOS no son completamente compatibles, puesto que según los datos provistos por el fabricante, la TTL entrega una tensión mínima de estado alto en $V_{OH} = 2,7V$ mientras que la entrada mínima detectada como un estado alto para CMOS es $V_{IH} = 3,15V$. Para los escenarios del rango intermedio, el circuito se comportará de manera indeterminada.

Se propone realizar mediciones con el objetivo de encontrar las condiciones límite para las cuales se alcanza el problema mencionado anteriormente, puesto que es posible que particularmente la compuerta empleada caiga dentro del margen donde el funcionamiento es el esperado. Por esto último es que se realizarán mediciones con valores de continua, con una señal cuadrada de diversas frecuencias, y cargando

con resistencias o capacitores la salida de las compuertas. Estos procesos buscan simular las exigencias de un circuito sobre la compuerta, llevándola al límite para observar que del rango garantizado por el fabricante en el cual debería funcionar, el resultante menor.

Es importante aclarar que en la interconexión de compuertas lógicas discretas, es de interés analizar si las corrientes de consumo no superan los valores máximos para cada estado de la compuerta empleada, no obstante no es un inconveniente en el caso de estudio ya que CMOS por su gran impedancia de entrada posee una corriente de pérdida muy inferior a la capacidad máxima de la TTL.

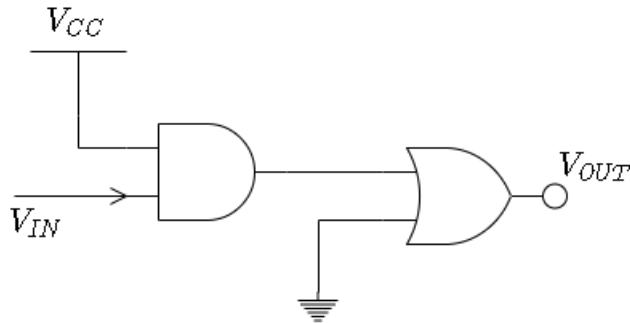


Figura 28: Circuito lógico a ensayar

Resultados

En las Figs. 29 las señales de color amarillo corresponden a las entradas, las verdes a la salida y luego las de color morado fueron empleadas para ilustrar el estado de la señal entre ambas compuertas. Las figuras están ordenadas de arriba hacia abajo, de izquierda a derecha, en el orden de la medición para el estado bajo, estado alto, entrada al aire, con una carga resistiva baja, alta y excedida en la salida TTL.



Figura 29: Mediciones del circuito completo

Análisis de resultados

De los resultados obtenidos puede concluirse que en verdad bajo condiciones donde no se requiere mucho consumo de corriente, entre otras cosas, la conexión realizada entre una compuerta TTL y una compuerta CMOS es compatible, no obstante, al momento de simular exigencias de corriente por la conexión de múltiples circuitos, luego los niveles de tensión de la TTL comienzan a bajar cercanos a lo que el fabricante garantiza que sigue siendo un estado alto, no obstante no es compatible con lo que CMOS reconoce como tal, por lo tanto deja de funcionar como se espera.

Se añaden algunas mediciones adicionales que se realizaron en la búsqueda de los límites de funcionamiento. Entre estas, se analizó qué sucedía con una señal triangular para ver cómo respondían los niveles de tensión de cada tecnología, y para altas frecuencias cómo afectaban las cargas capacitivas y los tiempos de propagación de entrada a salida.

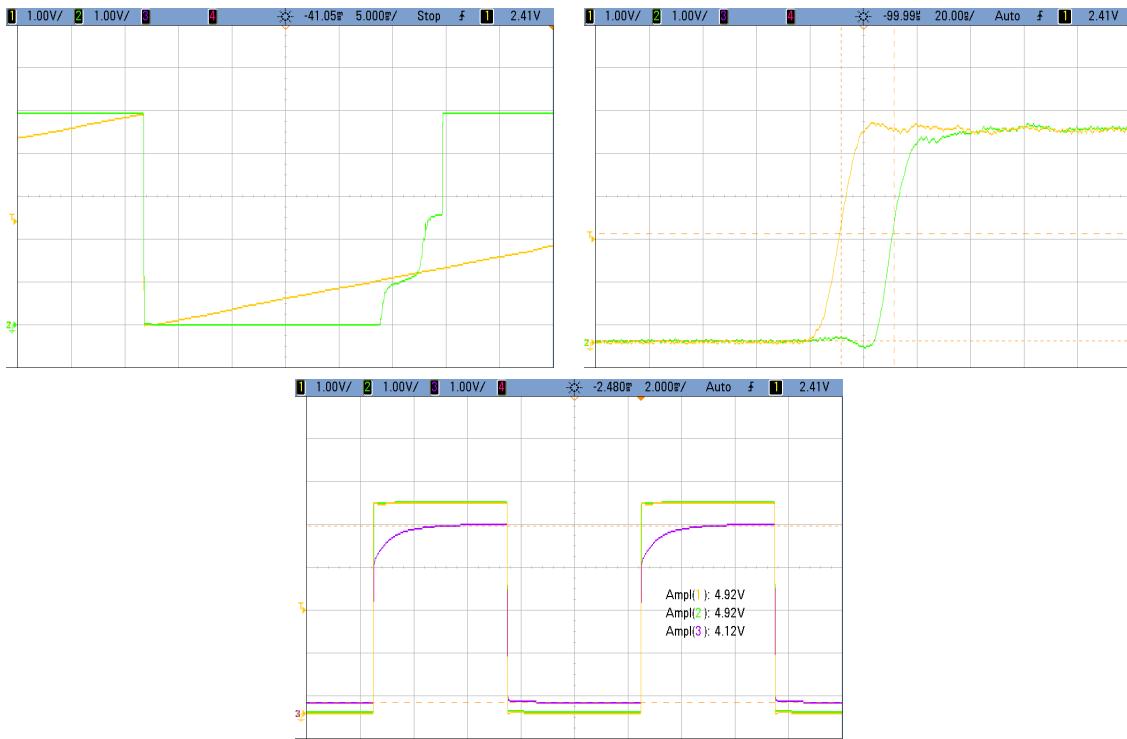


Figura 30: Mediciones adicionales

Soluciones propuestas

En las Figs. 31 se pueden observar dos circuitos diferentes propuestos como solución al problema del nivel de tensión para los estados lógicos de una TTL con una CMOS. Se comparan ambas soluciones dado que la segunda de ellas implementada con un MOSFET es bidireccional, con lo cual la interfaz permite el cambio de nivel en ambos sentidos, pero además por el hecho de que permite definir un cambio de nivel de diferentes tensiones. Por el otro lado, la implementación del circuito con un BJT tipo PNP únicamente permite hacer una adaptación para corregir el nivel de tensión sin cambiarlo, ya que de otra forma no funcionaría, por ejemplo si se buscara pasar de 3,3V a 5V.

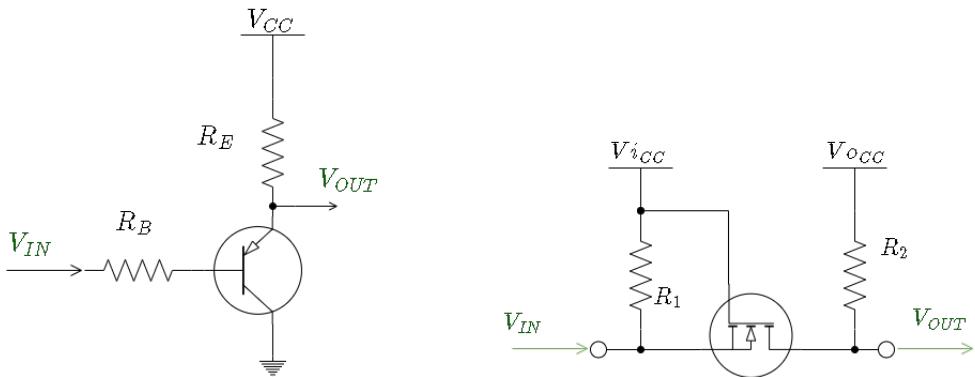


Figura 31: Circuitos propuestos

En las Figs. 32 la señal amarilla corresponde a la entrada de los circuitos de interfaz, mientras que la morada corresponde a la salida de los mismos. En la izquierda se observa el resultado de la interface PNP y en la derecha la de NMOS, se puede deducir claramente que la implementación de mejor rendimiento es la MOS ya que logra mejor niveles de tensión para cada estado.

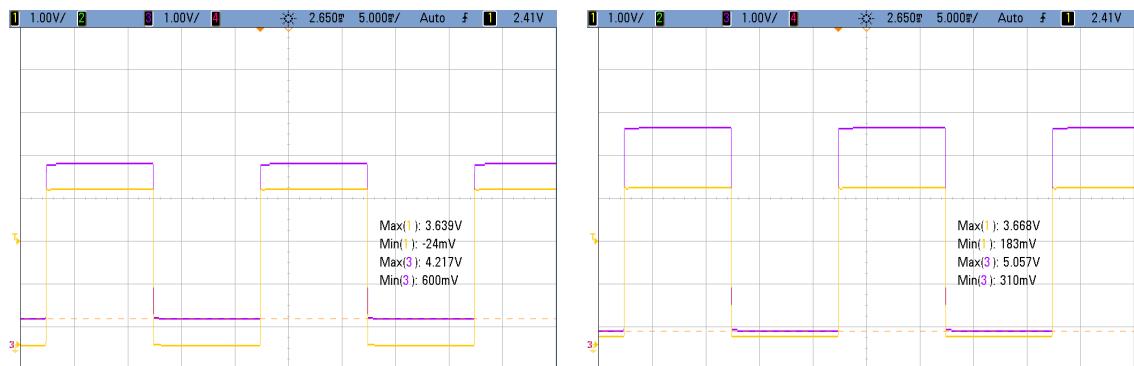


Figura 32: Resultados de los circuitos implementados ante una señal cuadrada con valores arbitrarios

Ejercicio 6: Diseño e implementación de multivibradores biestables

Basándose en compuertas lógicas discretas, se pretende diseñar, implementar y caracterizar circuitos que se comporten como multivibradores biestables de tipo Latch SR y Flip-Flop D. Con la intención de proveer parámetros de comparación que contextualicen a los diseños logrados, serán también medidos circuitos equivalentes comerciales, los cuales vienen ya integrados en un solo componente.

Las magnitudes que se consideran de interés para la caracterización de los diseños son los tiempos de propagación, rise, y fall, así como cualquier otro fenómeno que resulte particularmente interesante al ser observadas las respuestas de los circuitos ante sus estímulos. Además, para el caso del Flip-Flop D se tienen en cuenta los tiempos de set up y hold.

Diseño de los circuitos

Se presenta a continuación el desarrollo teórico necesario para el diseño de cada uno de los circuitos a partir de compuertas lógicas discretas.

Latch SR

El componente conocido como Latch SR es aquel que cumple con la tabla de verdad expresada en 11. Esta tabla de verdad puede ser implementada mediante el circuito presentado en la figura 33.

S	R	Q ₀	Q ₁	Validez del estado
0	0	Q ₀	Q ₁	
0	1	0	1	Válidos
1	0	1	0	
1	1	0	0	Inválido

Tabla 11: Tabla de verdad del Latch SR.

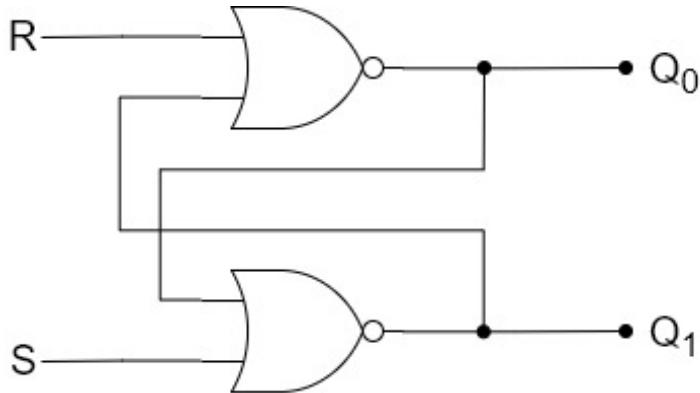


Figura 33: Circuito Latch SR con compuertas lógicas discretas.

Flip-Flop D

La tabla de verdad que representa a un Flip-Flop D es, por el contrario, la de la tabla 12. Luego, el circuito de implementación es el de la figura 34. La parte del circuito indicada como Edge detector cumple la función de ser un detector de flancos que habilitará al circuito únicamente durante el tiempo que lo permite el retardo de las compuertas NOT no ideales que lo conforman.

S	R	Q	Q
↑	0	0	1
↑	1	1	0
X	X	Q	Q

Tabla 12: Tabla de verdad del Flip-Flop D.

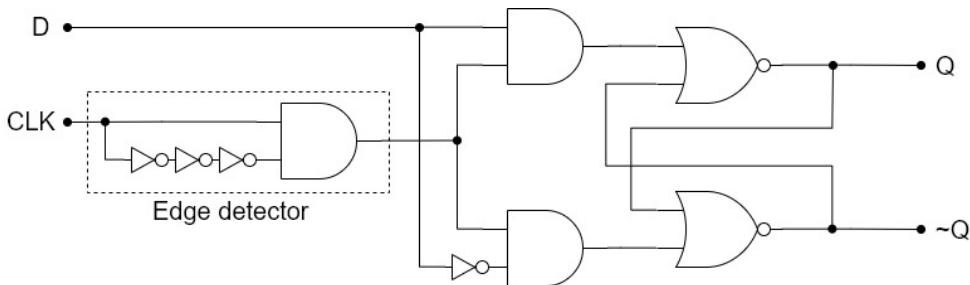


Figura 34: Circuito Flip-Flop D con compuertas lógicas discretas.

Implementación en PCB

Para la puesta en práctica de los circuitos mencionados en la sección anterior, se hace uso de dos placas. La primera implementa el circuito de la figura 33 utilizando el circuito integrado 74HCT02, el cual consta de 4 compuertas NOR de dos entradas.

La segunda se usa para implementar la primer etapa del circuito 34 (hasta las salidas de las AND), y sus salidas se conectarán a la entrada de la primera placa para completar así el circuito de un Flip-Flop D. Se emplean los integrados 74HCT02 para las compuertas NOT (cortocircuitando las entradas de las NOR), y 74HCT11, del cual se hacen uso de sus 3 compuertas AND de tres entradas, cortocircuitando dos de ellas.

Los esquemáticos resultantes son los de las figuras 35 y 36.

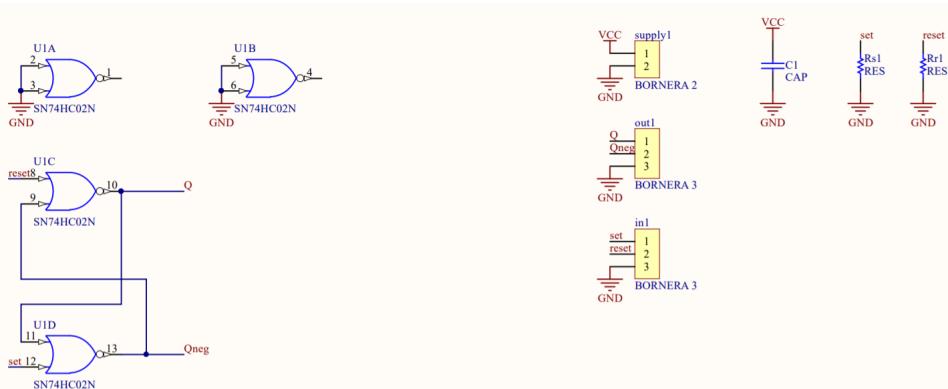


Figura 35: Esquemático para la placa del Latch SR.

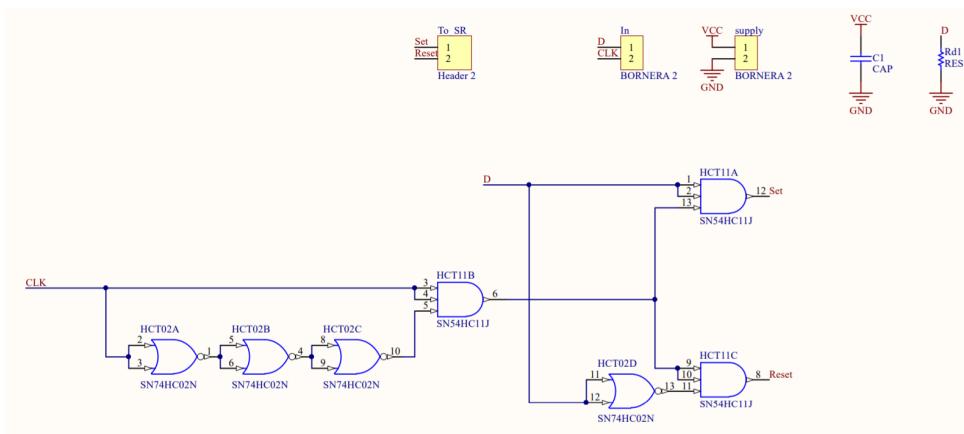


Figura 36: Esquemático para la placa de la entrada del Flip-Flop D.

Medición de parámetros de los circuitos.

A continuación se presentan todas las mediciones que se consideran necesarias para caracterizar a los circuitos implementados. En ambos casos, se muestran, en primer lugar, mediciones cuyo objetivo es la observación cualitativa de la respuesta del sistema ante distintos estímulos, a fin de comprobar el correcto funcionamiento y el cumplimiento de las tablas de verdad para las que fueron diseñados. Posteriormente, gráficos con un enfoque más concentrado en las transiciones son utilizados para comparar los tiempos de propagación, rise, fall, set up y hold, ofreciendo comparaciones con compuertas de uso comercial.

Latch SR

En primer lugar se verifica mediante las figuras 37 y 38 el correcto funcionamiento de las entradas set y reset, cumpliendo la función para la cual fueron diseñadas. En la primera, mientras que la entrada de reset está conectada a 0V, se conecta una señal cuadrada al terminal de set, provocando que la salida sea un 1 lógico desde el primer momento en que set es también un 1, y este valor se mantiene luego cuando tanto set como reset son un 0 lógico. El comportamiento opuesto se observa para la segunda figura, donde la señal de reset es la que está conectada a la entrada cuadrada, y set a masa, poniendo la salida en 0 y manteniéndola en este valor.

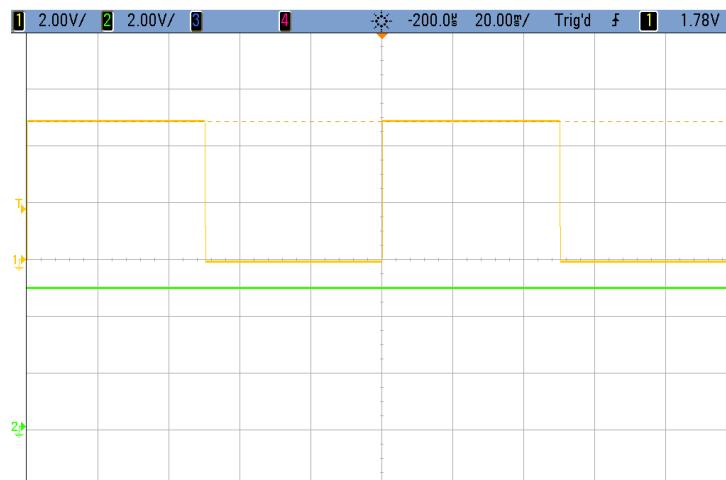


Figura 37: Latch SR con R en 0 y S alternando.

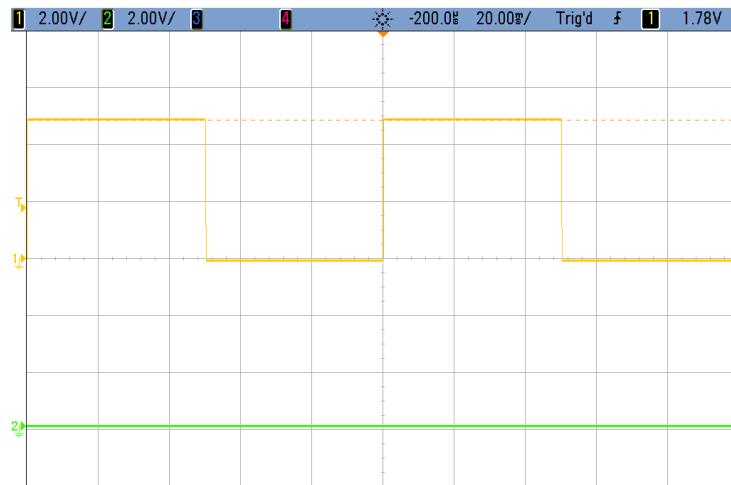


Figura 38: Latch SR con S en 0 y R alternando.

El análisis paramétrico del circuito se realiza observando las mediciones presentadas en las figuras 39 y 40, extrayéndose de las mismas que los tiempos de rise y fall son de 5ns, y el de propagación, de 20ns. Sin embargo, ha de considerarse que el tiempo de rise del osciloscopio, elemento de medición utilizado, es de $\frac{0.35}{fbw} = 3.5\text{ns}$ para $fbw = 100\text{MHz}$, con lo cual los tiempos de rise y fall medidos se encuentran cercanos al límite del aparato de medición; el valor medido puede, consecuentemente, acarrear un error producto de esto. De todas maneras, se puede afirmar que los tiempos medidos estarán en ese rango de magnitud.

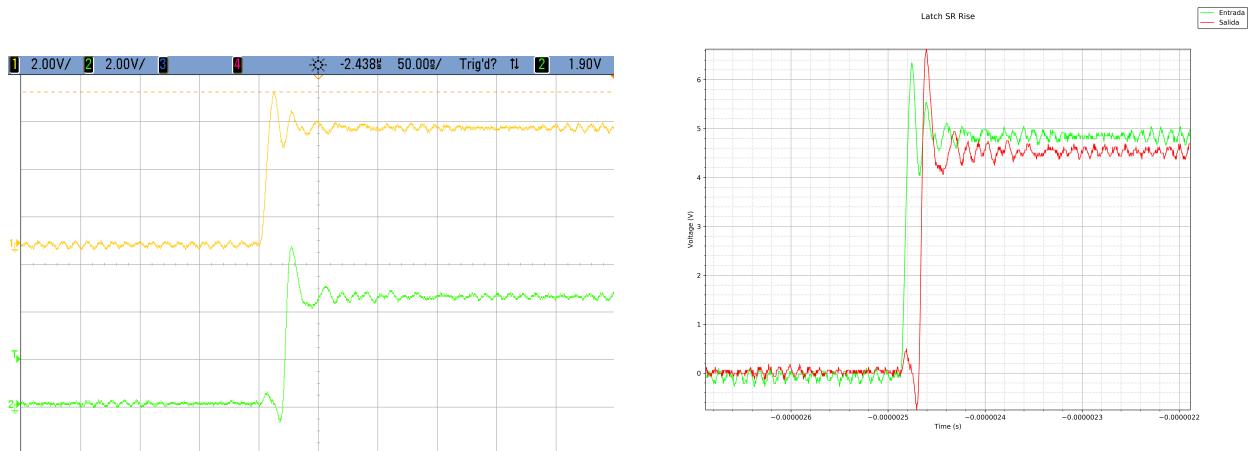


Figura 39: Transición del Latch SR de 0 a 1.

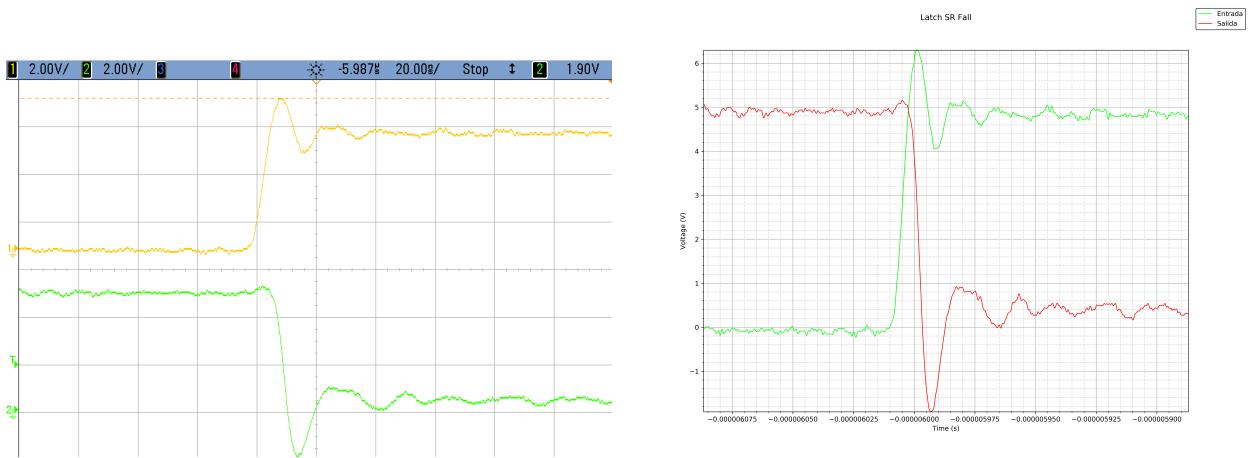


Figura 40: Transición del Latch SR de 1 a 0.

La comparación con valores comerciales se hace mediante las figuras 41 y 42, para las cuales se utilizó un Latch D ante la falta de disponibilidad de Latch SR comercial, y los resultados son similares a los de los circuitos hechos con compuertas lógicas. Los tiempos de rise y fall parecen ser ligeramente menores para los componentes comerciales, aunque nuevamente debe remarcarse que se está midiendo cercano al límite del instrumento de medición. La misma comparación se aplica para el tiempo de propagación, siendo este de 10ns aproximadamente.

Todas estas mediciones, además, se muestran en acuerdo con los datos en la datasheet del componente⁷, donde se da un máximo de 18ns para los tiempos de rise y fall, y 45ns para el de propagación.

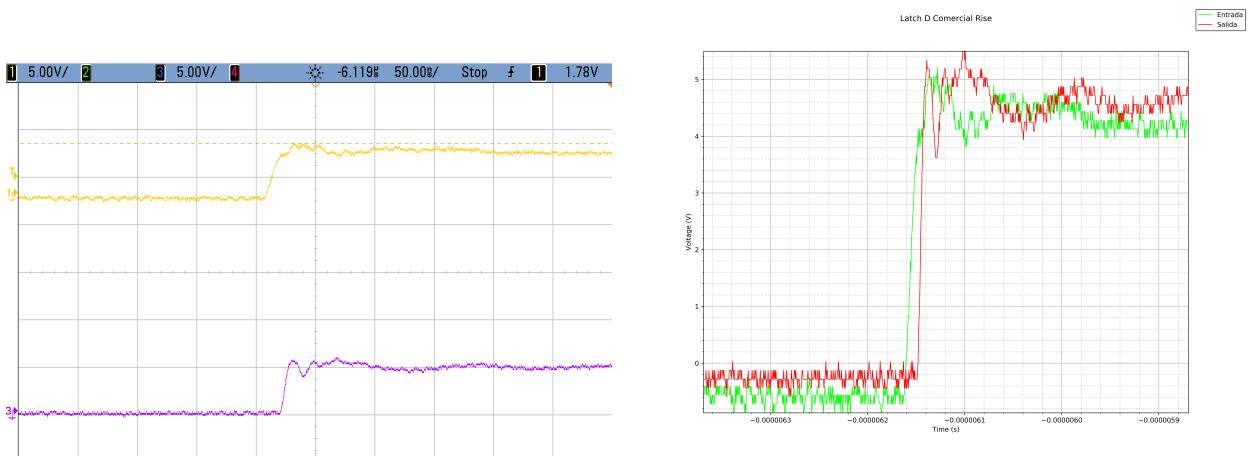


Figura 41: Transición del Latch D comercial de 0 a 1.

⁷https://assets.nexperia.com/documents/data-sheet/74HC_HCT373.pdf

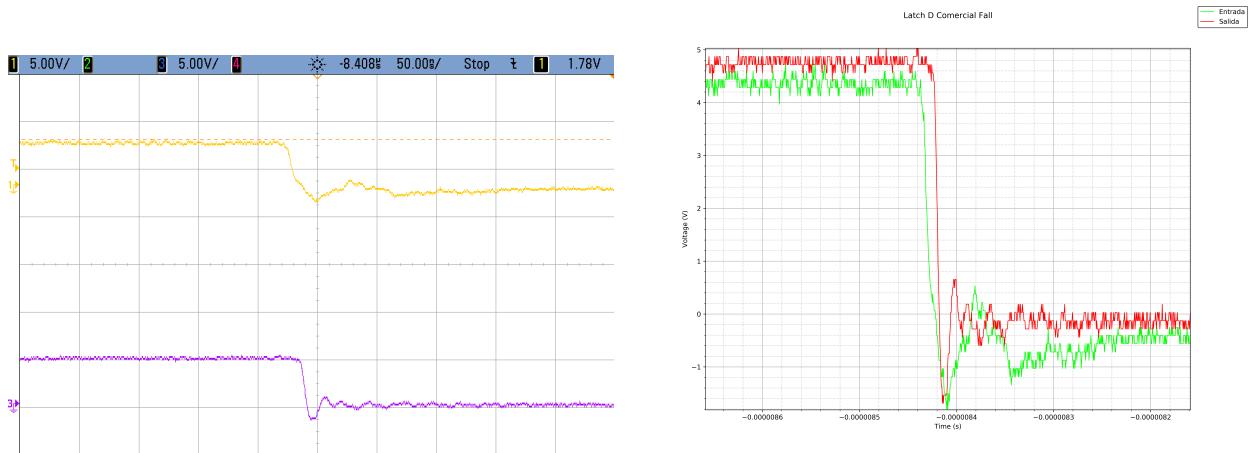


Figura 42: Transición del Latch D comercial 1 a 0.

Finalmente, se considera pertinente remarcar el régimen transitorio de segundo orden que se observó en todas las mediciones, al cual puede asignársele una frecuencia característica. Tanto para el componente comercial como para el circuito con compuertas, la frecuencia característica de la oscilación está en aproximadamente 33MHz, con no más de 3 períodos de oscilación apreciable hasta la estabilización de la señal.

Flip-Flop D

De la misma manera que con el Latch, se corrobora el correcto funcionamiento del circuito a través de la figura 43. En ella se ve como, conforme a lo esperado, la salida en el tercer canal copia el valor de la entrada en el segundo canal, cuando se da un flanco ascendente del clock en el canal 1.

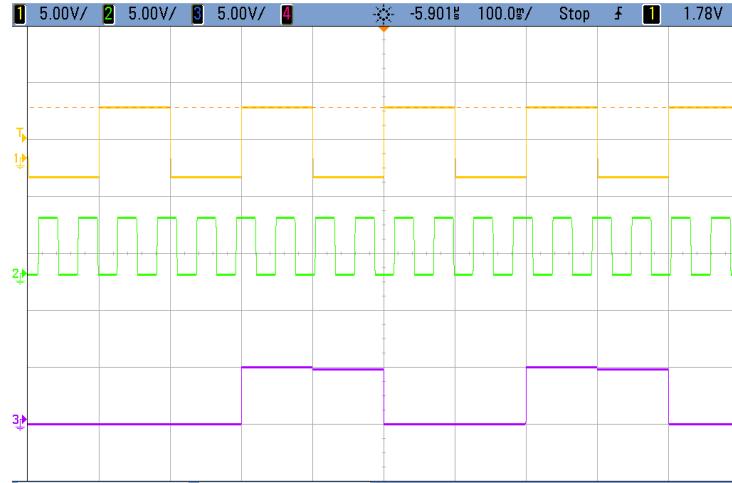


Figura 43: Flip-Flop D, funcionamiento.

Los resultados de las mediciones de tiempo de rise y fall son análogos a los del Latch SR, mientras que el de propagación es de 40ns. Esto último sigue el razonamiento lógico de que la acumulación de etapas de compuertas lógicas significará mayor tiempo de propagación. Las mediciones pueden observarse en las figuras 44 y 45.

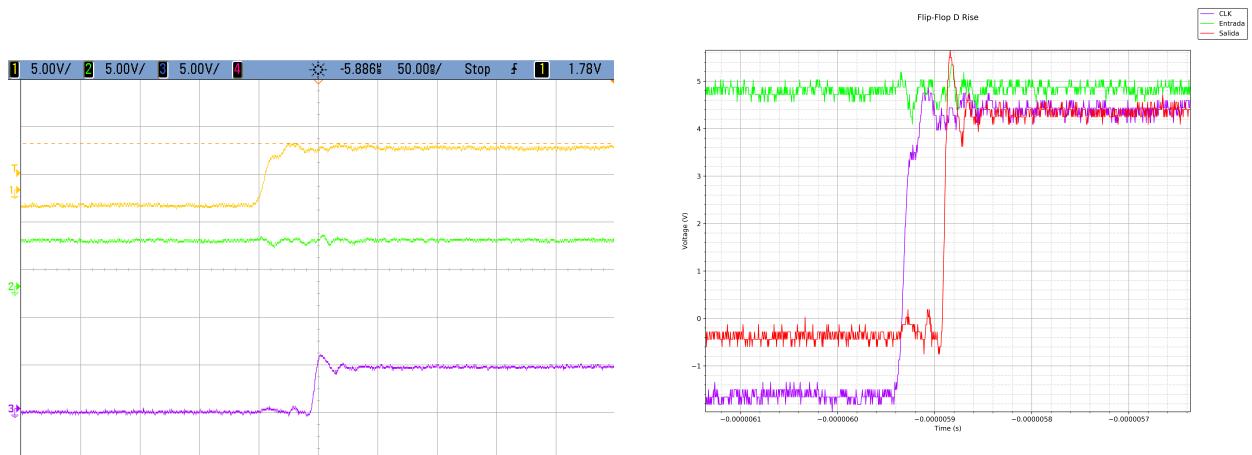


Figura 44: Transición del Flip-Flop D de 0 a 1.

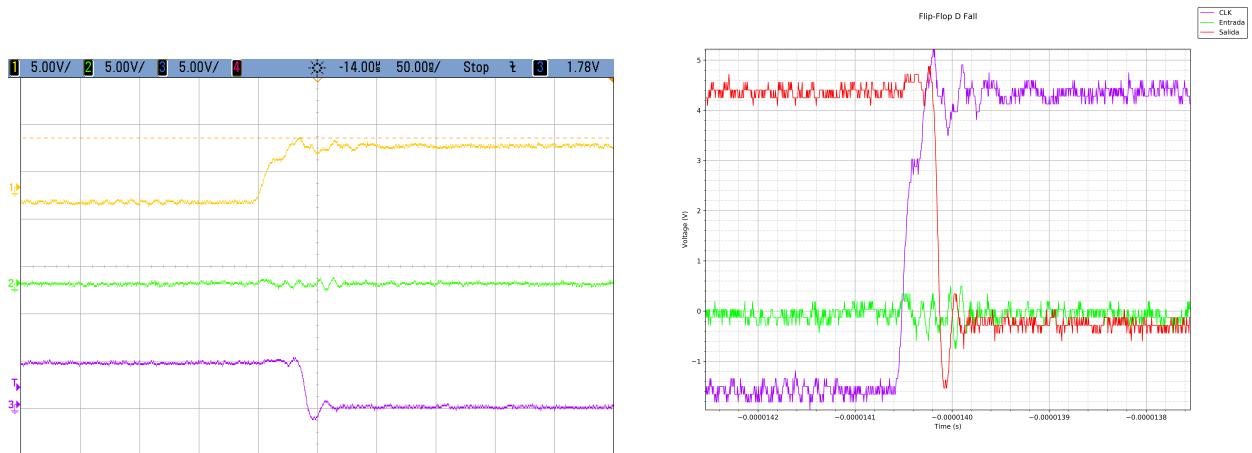


Figura 45: Transición del Flip-Flop D de 1 a 0.

Es también análoga la comparación con componentes comerciales, donde además de repetirse que los tiempos de rise y fall están cercanos al límite de medición, se vuelve a dar que el tiempo de propagación se reduce a la mitad (20ns).

Nuevamente, todas estas mediciones se encuentran por debajo de los valores máximos especificados en datasheet⁸, con tiempos de rise y fall menores a 15ns, y 41ns para el de propagación. Para estos casos, las mediciones son las de las figuras 46 y 47.

⁸<https://www.ti.com/lit/ds/sch183c/sch183c.pdf>

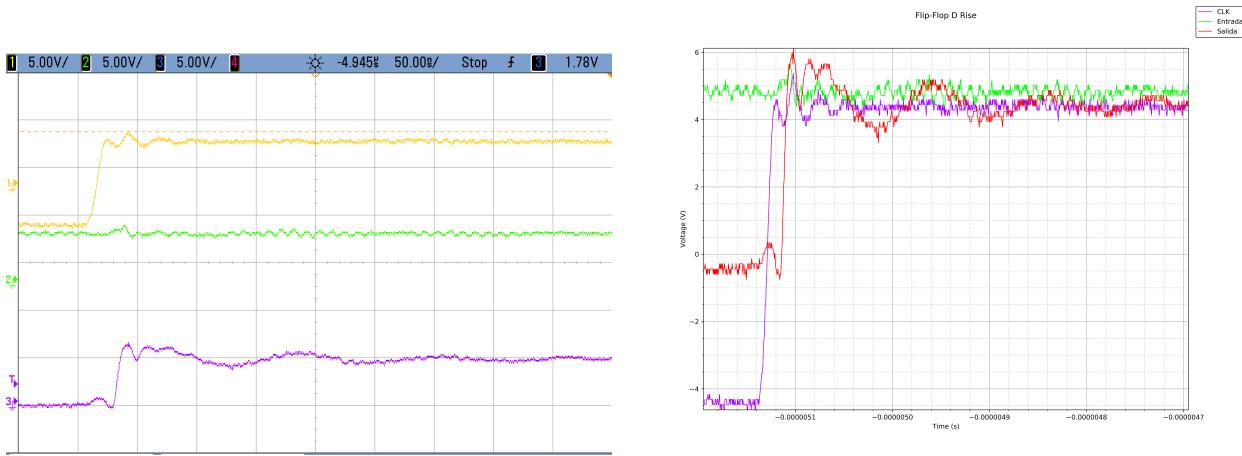


Figura 46: Transición del Flip-Flop D comercial de 0 a 1.

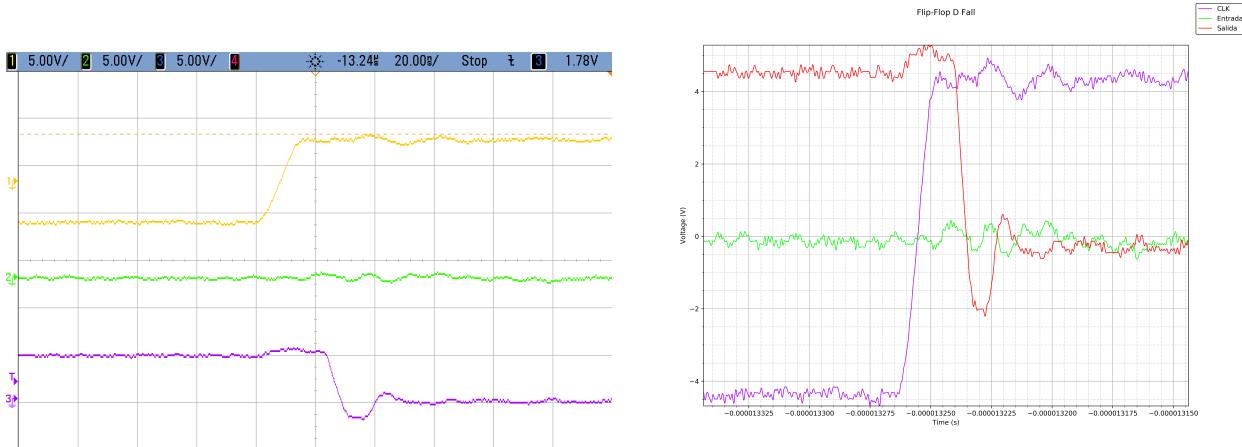


Figura 47: Transición del Flip-Flop D comercial de 1 a 0.

Utilizando mediciones como las de la figura 43, y teniendo en cuenta las definiciones de tiempo de set up y hold explicadas en secciones anteriores, se llega a medir estos parámetros para este Flip-Flop D. Se dió, al igual que con los tiempos de rise y fall, que estos se encontraban cercanos a los 5ns, en el orden del límite impuesto por el osciloscopio, tanto para el armado con compuertas como el comercial. Esto último también coincide con los mínimos de la hoja de datos, que los ubican en 5 y 15ns para hold y set up, respectivamente.

Finalmente, en el Flip-Flop también se aprecian transitorios de segundo orden, con frecuencias de aproximadamente 50MHz, tanto para el comercial como el de compuertas. Nuevamente, la señal se puede considerar estable una vez transcurridos 3 períodos.

Conclusión

Se concluye resaltando el hecho de haber podido diseñar e implementar circuitos con compuertas lógicas cuyo comportamiento es el esperado, y sus parámetros característicos son comparables a aquellos de componentes comerciales. En todos los casos, la respuesta del componente integrado se considera mejor, pero no se debe dejar de destacar que los valores del circuito armado se encuentran incluso dentro de los márgenes impuestos por las hojas de datos de los comerciales.

Ejercicio 7: Diseño de contadores sincrónicos y asincrónicos de 3 bits

Ejercicio 8: Diseño de controlador para un Joystick Analógico

Introducción

En esta sección se realiza el diseño e implementación de un circuito que permite sensar la posición de un joystick en un determinado eje, y mostrarla de forma numérica, entre 0 y 99, en un display con refresco variable desde 1Hz a 20Hz. Para llevar a cabo esta tarea se divide al sistema en varios módulos, acorde a las funciones que estos cumplen.

Ademas, se presentan las simulaciones y razonamientos teóricos correspondientes a cada módulo, que respaldan el diseño realizado.

Diseño

Para realizar el diseño se parte del diagrama en bloques que se presenta en la Figura 55.

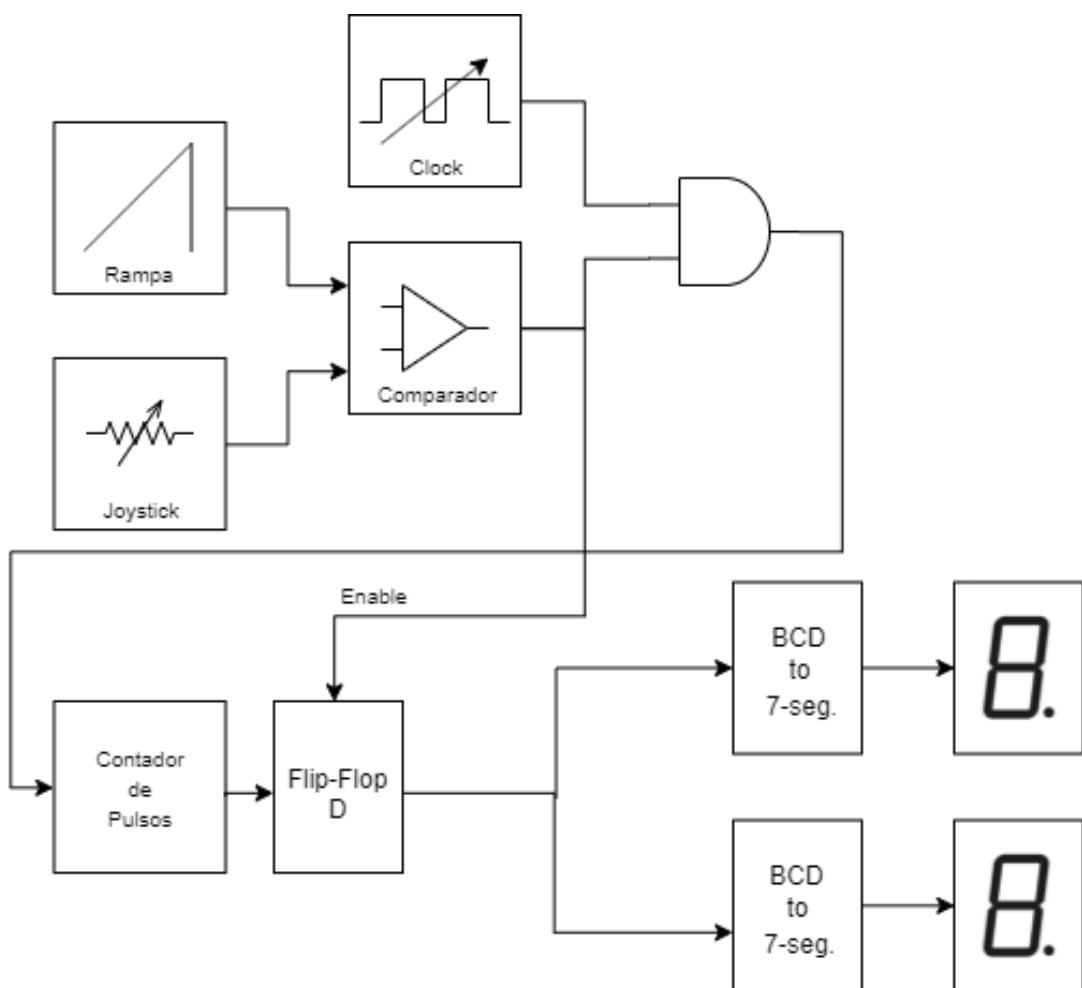


Figura 48: Diagrama en bloques del sistema

A partir de este diagrama es posible ver el funcionamiento general del sistema, así como también el conexionado entre los módulos que lo componen.

En cuanto al diseño físico de los PCB, se decide separar el sistema en sus módulos del diagrama en bloques por dos razones principales. la primera es la fácil localización de problemas de funcionamiento, debido a que es posible probar las etapas por separado antes de conectarlas en su totalidad. La segunda es la clara distinción y separación de circuitos analógicos y digitales, lo que minimiza la interferencia entre ellos. En las siguientes secciones se describe con mayor profundidad el diseño de cada uno de los módulos por separado.

Generador de rampa y comparador (ADC)

En el diseño de esta etapa se parte de la base de que se requiere convertir la tensión continua que se obtiene del joystick, se comporta como un divisor resistivo variable, en una señal digital que sea posible dimensionar y mostrar en los displays. Para implementar este circuito se decide utilizar un conversor que se basa en el concepto de conversor A/D de rampa simple. La principal característica de este tipo de conversores es que, la señal a convertir, necesariamente una tensión continua, es comparada con una señal de tipo rampa. luego se cuentan pulsos hasta que la rampa cruza un nivel de tensión y en base a la cantidad de pulsos contados puede saberse el valor de la tensión a la entrada.

Se muestra en la Figura 49 el esquemático completo utilizado, que consta de un generador de rampa y un comparador.

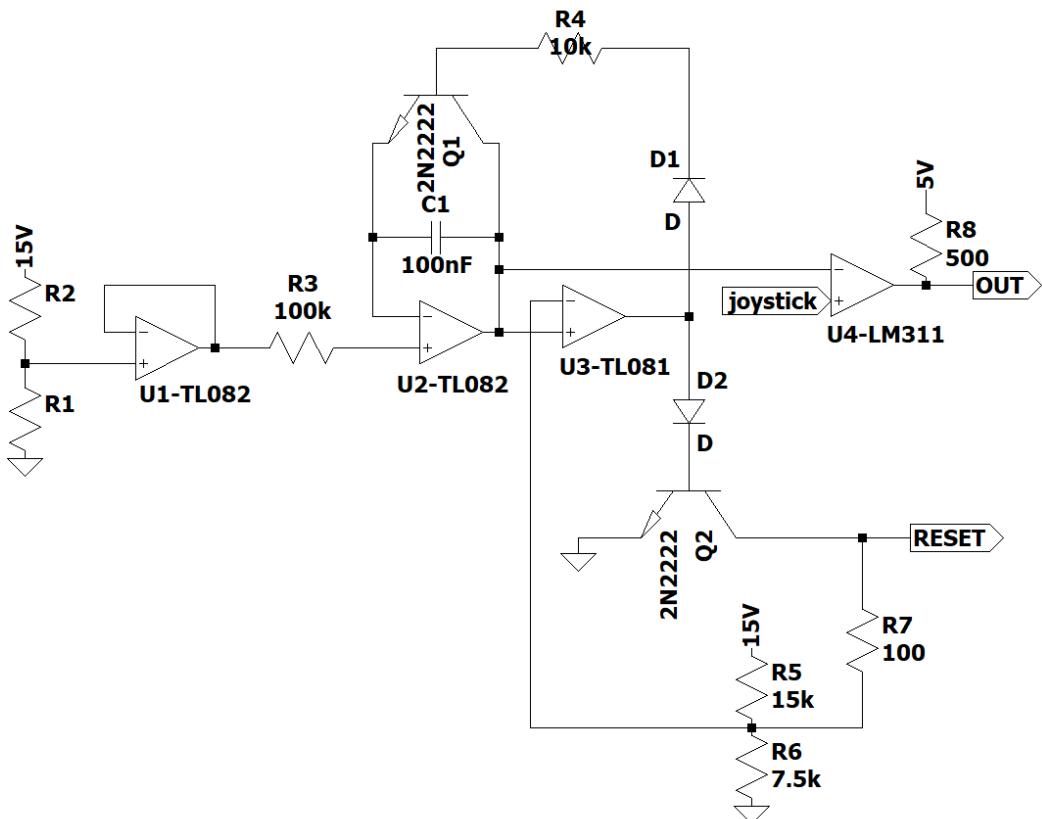


Figura 49: Circuito esquemático del comparador de rampa simple

El circuito es, por su naturaleza, un VCO (*Voltage Controlled Oscillator*). La forma en que funciona es, se fija la tensión sobre la resistencia R_1 de $100k\Omega$, en un nodo utilizando al buffer y en el otro debido a la *masa virtual* del amplificador operacional U_2 . Esto forma una fuente de corriente regulable por la tensión a la entrada. Es importante la utilización de el buffer para que la corriente que circula en el circuito, no afecte al divisor resistivo y pueda seguirse considerando que se cumple la ecuación que lo describe $\frac{V_o}{V_i} = \frac{R_2}{R_1+R_2}$

Esta corriente constante es integrada con el amplificador operacional U_4 , para lograr una tensión que aumenta linealmente.

Para lograr el flanco descendente de la rampa se compara la tensión con un nivel de continua que controla la amplitud de la señal de salida, y también modifica significativamente su frecuencia. Cuando coinciden el operacional U_3 , que está funcionando como comparador, provoca que los transistores pasen de corte a saturación lo que hace que el capacitor se descargue y además fuerce 0V en la entrada no inversora de U_3 lo que permite que su salida vuelva a 0V y el proceso vuelva a comenzar.

Finalmente se utiliza, para comparar la tensión del joystick con la rampa un circuito integrado comparador, el LM311, que al tener una salida *Open Collector* permite obtener una salida digital para el DAC.

Esta es posteriormente utilizada para detener la cuenta y obtener la posición del joystick.

Se agrega, además, la salida RESET, que se utiliza para reiniciar la cuenta una vez que la rampa se reinicia.

Se puede observar en la Figura 50 las diferentes señales que se observan en el DAC, que permiten comprender el funcionamiento del mismo.

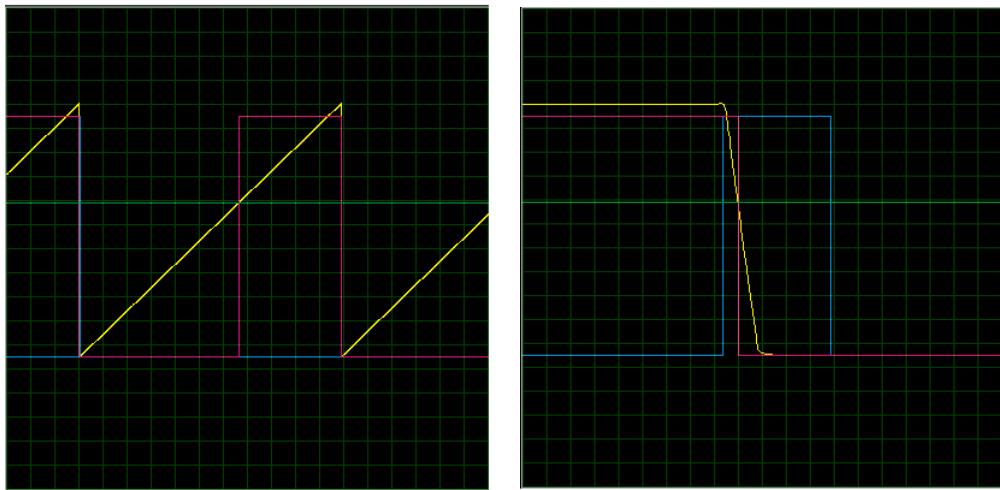


Figura 50: Señales de interés a la salida del DAC. Generador de rampa en amarillo, joystick en verde, salida del comparador en rosa y RESET en azul

Por ultimo se muestra en la Figura 51 el PCB utilizado para las pruebas.

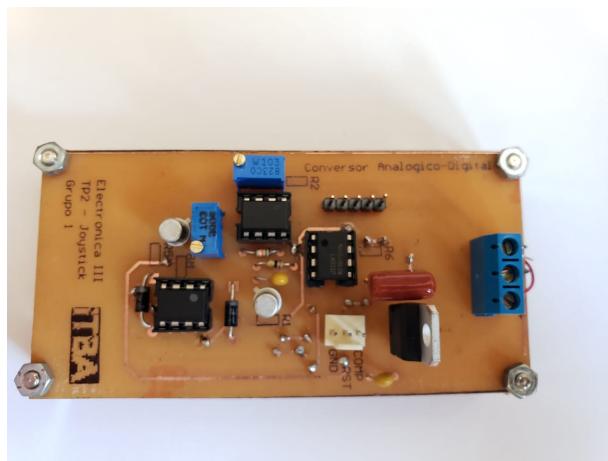


Figura 51: PCB del DAC utilizado para las pruebas.

Contadores y memorias

Como se menciona en la sección anterior, para conocer la posición del joystick es necesario contar la cantidad de pulsos que entran en el espacio temporal entre el comienzo de la rampa y cuando esta alcanza el nivel de tensión en el joystick. Por esto es necesario tener un contador, en particular un contador que cuente hasta 100 en la duración de un período de la señal rampa. Además como es necesario mostrar la posición en un display es importante que lo que se muestre en el display sea un valor válido y no un valor intermedio de la cuenta, por esta razón se presenta la necesidad de utilizar algún tipo de memoria.

Como contador se decide utilizar un CD4518, un contador BCD de dos dígitos, ya que esto permite convertir el número de la cuenta a codificación 7 segmentos, el tipo de display utilizado. Este contador reinicia su cuenta cuando recibe el pulso de RESET, mencionado en la sección anterior.

Para la memoria, se utiliza un 74HC123, Flip-Flop D óctuple, con su clock conectado a la salida del comparador, de manera que solo se actualice la salida de este cuando la cuenta esté finalizada. Se puede observar en la Figura 52 el respectivo PCB utilizado para las pruebas.

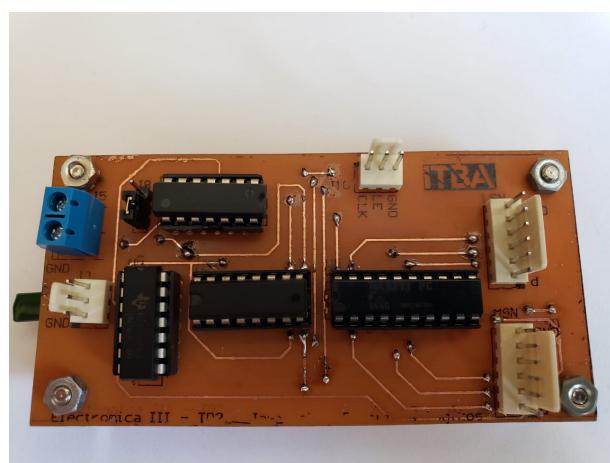


Figura 52: PCB lógico utilizado para las pruebas.

Drivers y displays

La interfaz del circuito son dos displays de siete segmentos, pudiendo representar su conjunto números de cero a cien. La información llega al módulo de displays en forma de número binario en formato BCD, de forma separada para cada dígito. Esta información es enviada a un decodificador de BCD a siete segmentos, cuya salida se conecta a cada uno de los displays.

Para controlar la tasa de refresco se emplea un clock proveniente de su respectivo módulo, que opera sobre el *Latch Enable (LE)* enable de un Flip-Flop que se ubica a la entrada del decodificador. De esta forma, variando la frecuencia de dicho clock se afecta directamente la tasa de refresco.

Se muestra en la Figura 53 el PCB utilizado para las pruebas.

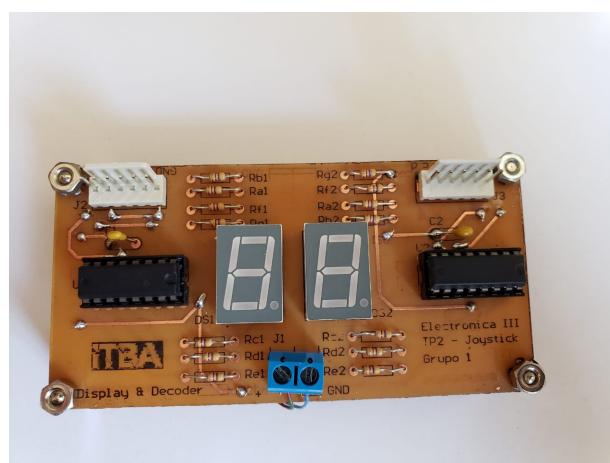


Figura 53: Señales de interés y salida del DAC

Clocks

El circuito posee en total dos señales de clock. En primer lugar, uno de los clocks es el que comanda a la tasa de refresco de los display de siete segmentos. Esto se logra conectando el mismo al enable del latch que se encuentra previo a los display. La frecuencia de este clock oscila entre 1Hz y 20Hz, aproximadamente.

Por otro lado, el segundo clock que integra el circuito es aquel que es utilizado para realizar el conteo que permite determinar la posición del joystick. Idealmente, la frecuencia de dicho reloj debe ser tal que en un ciclo de rampa existan cien pulsos, de forma tal de limitar el valor máximo del contador, y por ende discretizando la lectura de la posición del joystick en ese valor.

Respecto a la implementación en circuito de ambos clocks, se emplea un integrado LM555 operando en modo astable para lograr la oscilación deseada. El circuito que se propone para tal fin se aprovecha de la carga y descarga de un capacitor para generar tal señal, y se muestra a continuación.

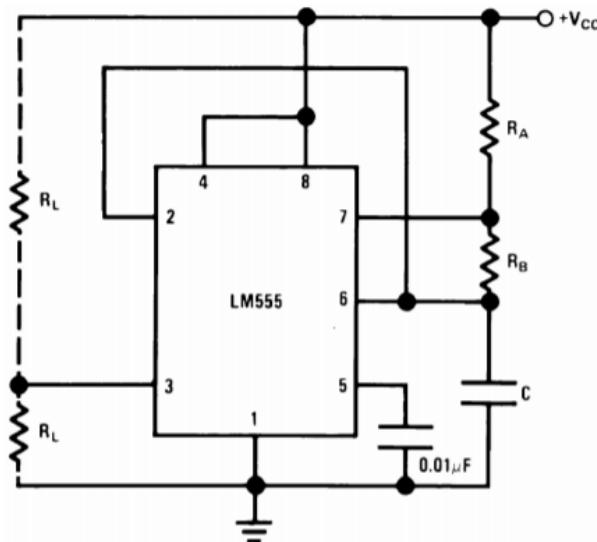


Figura 54: Oscilador astable - LM555

Asimismo los componentes determinan la frecuencia de oscilación del clock, respondiendo a la siguiente ecuación.

$$f_{clock} = \frac{1,44}{(R_A + 2R_B) \cdot C} \quad (2)$$

Se realizaron los cálculos pertinentes y se seleccionaron los componentes, como se observa en la tabla de abajo.

Clock	Rango de frecuencias	R_A	R_B	C
Refresh rate	1Hz – 23Hz	1KΩ(preset)	100Ω	180nF
Contador	5KHz – 12KHz	500KΩ (potenciómetro)	180Ω	4,7μF

Tabla 13: Componentes seleccionados

El resultado de la implementación en PCB se observa en la siguiente imagen.



Figura 55: PCB de módulo de clocks

Funcionamiento y calibración

Una vez implementado el circuito es necesario realizar una calibración del mismo, de modo tal que su funcionamiento sea el adecuado. En primer lugar, se deben calibrar tanto la frecuencia de la rampa como la del clock asociado al contador. Habiendo fijado la frecuencia de la rampa en un determinado valor (en general, 5kHz) mediante el ajuste del preset dedicado a tal fin, se procede a calibrar la frecuencia del clock del contador en un valor cien veces inferior a la frecuencia fijada. De esta forma se obtienen cien pulsos por cada ciclo de rampa. Por otro lado, es también necesario calibrar la amplitud de la rampa, estableciendo que el límite superior de esta corresponda al máximo valor de tensión entregado a la salida del joystick.

Por último, se varía el potenciómetro que controla la tasa de refresco de los displays hasta que se llega al valor deseado.

Problemas encontrados con la implementación

Al momento de implementar el sistema se pueden observar 3 problemas de relevancia.

El primero es que, al utilizar para la generación del clock un solo circuito integrado, la interferencia entre ellos era muy notoria, y perjudicaba al funcionamiento de la lógica. Se colocan, con el fin de reducir esa interferencia al mínimo sin retardar los flancos del clock, lo que perjudicaría aún más el funcionamiento del sistema, capacitores de filtro entre los terminales de salida del generador de clocks.

El segundo, es que debido al alto valor de resistencia de los presets utilizados para la calibración de la sincronía, el ajuste fino de este parámetro resulta difícil y no se logra el funcionamiento perfecto del sistema. Por lo tanto se sugiere que, como un criterio de diseño, se utilicen para lograr un ajuste más preciso, presets de valor por lo menos un orden de magnitud menor que el preset utilizado, de forma de lograr un mejor ajuste y un mejor funcionamiento en general.

El tercero y último, es la presencia de oscilaciones no deseadas, de menor amplitud que la señal utilizada, en el flanco descendente de la señal que se observa a la salida del comparador del DAC. Estas oscilaciones generan estados inválidos o glitches en el Flip-Flop D, lo que provoca que se muestren cuentas intermedias en los displays. Para solucionar esto, se agregan compuertas NOT de tipo *Schmitt trigger*, es decir que tienen un rango de tensiones más amplio antes de pasar de estado bajo a alto y viceversa. Esto las hace más insensibles al ruido y a estas oscilaciones, lo que mejora el funcionamiento.

Conclusiones

Una conclusión apreciable observada a lo largo del ejercicio es la diferencia entre los modelos teóricos y simulaciones respecto a los circuitos reales. En varios casos se apreciaron comportamientos no esperados en la respuesta del circuito, principalmente debido al ruido presente en el entorno de medición. Para ello se debieron implementar soluciones tales como filtros para evitar esta situación.