

INSTITUTO TECNOLÓGICO DE BUENOS AIRES

22.13 ELECTRÓNICA III

Trabajo práctico 2

Grupo 3

STEWART HARRIS, María Luz	57676
PARRA, Rocío	57669
PIERDOMINICI, Matías Nicolás	57498
GONZÁLEZ ORLANDO, Tomás Agustín	57090

Profesores

DEWALD, Kevin
WUNDES, Pablo Enrique

Presentado: 18/10/2018

Índice

1	Ejercicio 1	2
1.1	Análisis de resultados	2
2	Ejercicio 2	3
3	Ejercicio 3	4
4	Ejercicio 4	5
5	Ejercicio 5	6
5.1	Compuerta <i>and</i> TTL	6
5.2	Compuerta <i>or</i> CMOS	6
5.3	Compuerta CMOS cargando a la compuerta TTL	7
5.4	Conclusiones	7
6	Ejercicio 6	7
6.1	Flip flop D	8
6.1.1	Funcionamiento	8
6.1.2	Circuito lógico	8
6.1.3	Implementación y medición	8
6.2	Latch SR	8
6.2.1	Funcionamiento	8
6.2.2	Circuito lógico	9
6.2.3	Implementación y medición	9
7	Ejercicio 7	9
7.1	Contador sincronico	9
7.1.1	Funcionamiento	9
7.1.2	Implementación	9
7.1.3	Máxima velocidad de conteo	9
7.2	Contador asincronico	10
7.2.1	Funcionamiento	10
7.2.2	Implementación	10
7.2.3	Máxima velocidad de conteo	10
8	Ejercicio 8	10
8.1	Sensor HC-SR04	10
8.2	Circuito Implementado	11
8.2.1	Generador de pulso	11
8.2.2	Contador de tiempo	11
8.2.3	Meas ready	11
8.2.4	Prototipo	12
8.2.5	Circuito	12
8.2.6	Simulación	12

1 Ejercicio 1

En esta sección se implementaron compuertas *not* a partir de transistores BJT (de sus siglas en inglés, *bipolar junction transistor*). Particularmente, se decidió utilizar BJTs de tipo NPN, formando circuitos de dos familias distintas:

- RTL (*resistor-transistor logic*): utiliza resistencias en la malla de entrada y transistores como *switch*.
- TTL (*transistor-transistor logic*): utiliza transistores tanto para el *switching* como para la amplificación.

De estas definiciones surge que en TTL se requiere mayor cantidad de transistores por compuerta, pero se disipará menos potencia en resistencias pues las corrientes serán menores. Para comparar otros factores de su funcionamiento, se armaron los siguientes circuitos:

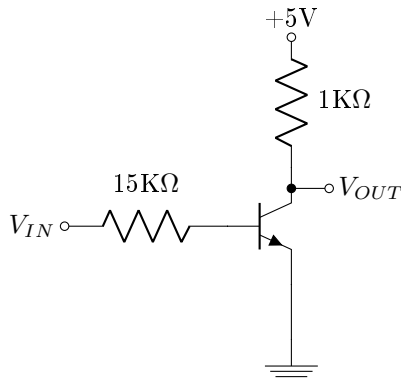


Figura 1: Compuerta *not* RTL

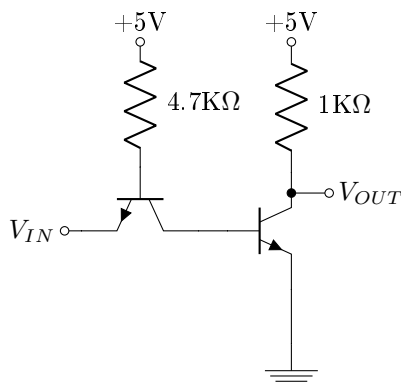


Figura 2: Compuerta *not* TTL

Se utilizaron transistores BC547 y resistencias de metal-film, y los circuitos se armaron en una *printed circuit board*.

1.1 Análisis de resultados

Las mediciones se realizaron el circuito con ondas cuadradas de 5V de amplitud, con el nivel bajo en 0V. Las tensiones necesarias para calcular el margen de ruido se midieron utilizando el modo XY del osciloscopio con permanencia infinita, mientras que para los tiempos el modo *single*. Todas las mediciones se realizaron en dos condiciones para cada compuerta: en vacío, y con un capacitor de 1nF como carga.

Los resultados de las mediciones se encuentran en las tablas 1 y 2. Las magnitudes medidas fueron:

- HLIV (*high-level input voltage*): máxima tensión de entrada con la cual la pendiente de $V_{IN}(V_{OUT}) = -1$, es decir, la mínima con la que se interpreta un 1 en la entrada.
- LLIV (*low-level input voltage*): mínima tensión de entrada con la cual la pendiente de $V_{IN}(V_{OUT}) = -1$, es decir, la máxima con la que se interpreta un 0 en la entrada.
- HLOV (*high-level output voltage*): tensión de salida cuando $V_{IN} = HLIV$, es decir, la mínima con la cual puede considerarse que hay un 1 en la salida.
- LLIV (*low-level output voltage*): tensión de salida cuando $V_{IN} = LLIV$, es decir, la mínima con la cual puede considerarse que hay un 0 en la salida.
- Noise margin: diferencia entre el *high/low level input* y *output voltage*, es decir rango de tensiones que pueden hallarse a la entrada pero no a la salida (pero que tienen comportamiento definido para la salida) para cada nivel lógico.
- PD (*propagation delay*): tiempo que transcurre entre que la tensión de entrada está al 50% entre su valor bajo y alto, y que lo opuesto ocurre en la salida.
- TT (*transition time*): tiempo que tarda la salida en transicionar de un 10% a un 90% de la tensión alta o viceversa.
- Max. out. curr (*maximum output current*): corriente de salida máxima, que por ser la carga puramente capacitiva, se calculó como $i_c = C \cdot \frac{dV_C}{dt}$, obteniendo esta derivada a través de las funciones matemáticas del osciloscopio.

RTL	En vacío	Con carga
HLIV (V)	0.80	0.80
LLIV (V)	0.57	0.57
HLOV (V)	4.80	4.80
LLOV (V)	0.27	0.27
Noise margin H (V)	4.0	4.0
Noise margin L (V)	0.3	0.3
PD (H-L) (ns)	3855	4380
PD (L-H) (ns)	65	140
TT (H-L) (ns)	134	224
TT (L-H) (ns)	520	3860
Max. out. curr. (mA)	-	51

Tabla 1: Mediciones para la compuerta RTL

TTL	En vacío	Con carga
HLIV (V)	0.63	0.63
LLIV (V)	0.55	0.55
HLOV (V)	4.85	4.85
LLOV (V)	0.21	0.21
Noise margin H (V)	4.22	4.22
Noise margin L (V)	0.34	0.34
PD (H-L) (ns)	804	1445
PD (L-H) (ns)	10	15
TT (H-L) (ns)	<13	70
TT (L-H) (ns)	115	3120
Max. out. curr. (mA)	-	16

Tabla 2: Mediciones para la compuerta TTL

En primer lugar, debe tenerse en cuenta que las mediciones de los tiempos de transición están limitados por el *rise time* mínimo del generador para ondas cuadradas, que es de 13ns^1 , con lo cual para algunas mediciones sólo podemos afirmar que el valor obtenido es menor a este último.

Se puede apreciar que, para ambos circuitos, la carga no afecta los valores de tensiones de entrada ni de salida que se consideran como 1 o 0, pero causa que se extiendan todos los tiempos, tanto de propagación como de transición. Esto es consistente con el hecho de que la carga capacitiva limita la variación de tensión para una misma corriente.

Se observa además que prácticamente todos los parámetros medidos indican una mejor *performance* de la compuerta TTL respecto de la RTL. La principal ventaja de este último tipo de tecnología era el menor requerimiento en cantidad de transistores, lo cual era significativo cuando estos componentes eran considerablemente más caros que el resto del circuito. Actualmente, puesto que ya no es necesario el uso de transistores discretos sino que puede re-

currirse a circuitos integrados y su precio ha disminuido, las compuertas RTL están prácticamente obsoletas.

El única medición realizada que favorece a la compuerta RTL es la de máxima corriente de salida: una mayor corriente máxima indica un mayor *fanout*. Esta es una de las principales limitaciones de las compuertas TTL.

2 Ejercicio 2

Cuando se utilizan compuertas lógicas provenientes de distintas familias, es importante tener en cuenta si son compatibles entre ellas. En esta sección, estudiaremos cómo interactúan compuertas *nor* HC (CMOS), HCT (CMOS compatible con TTL) y LS (TTL).

Cargando cada compuerta con cada una de las otras dos sucesivamente (con la otra entrada conectada a *ground*, de forma tal que la salida fuese la entrada negada), se realizaron *DC sweeps* con tensiones de 0V a 5V (puesto que esta fue la tensión que se utilizó como V_{CC}) para observar qué problemáticas podían presentarse. Todas las combinaciones funcionaban de acuerdo a lo esperado para compuertas *nor*, salvo cuando se cargó la compuerta HC con la LS.

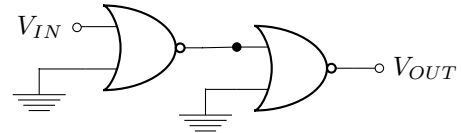


Figura 3: Conexión entre las compuertas

En este caso, se observó un valor inesperado de -0.22V en la salida cuando:

- *low to high*: la tensión de entrada se encontraba entre 2.33V y 2.47V
- *high to low*: la tensión de entrada se encontraba entre 2.25V y 2.38V

Este es el rango de tensiones donde, de acuerdo al fabricante² se encuentra el *low level input voltage*, y donde la salida cambiaba de estado cuando la carga de la HC era la HCT (2.4V). Esto sugeriría que al hacer interactuar una compuerta CMOS con una TTL sin una interfaz adecuada, pueden obtenerse a la salida tensiones que no reflejan adecuadamente el circuito lógico que se supone que se está representando.

¹Información obtenida de la hoja de datos del generador Agilent 33220A (consultado: 16/10/18).

²Información obtenida de la hoja de datos del integrado (consultado: 12/10/18).

³De acuerdo a la nota de aplicación de Fairchild Semiconductors: *An Introduction to and Comparison of 74HCT TTL Compatible CMOS Logic* (consultado: 13/10/18).

Efectivamente, esta es una de las aplicaciones de la familia de compuertas HCT³. Si bien según la nota consultada, suele haber problemas al cargar una compuerta TTL con una CMOS y no tanto al revés (al contrario de lo que se obtuvo, si bien el glitch hallado se presentaba en un rango de tensiones acotado), se reconocen las incompatibilidades entre ambas tecnologías.

En particular, se pueden suscitar inconvenientes debido a que la tensión de salida *high* de las compuertas TTL es mayor que la de entrada *high* de las CMOS para algunos de los valores que pueden tomar estos parámetros, pero no para todos los admitidos por el fabricante. Por ejemplo, para $V_{CC} = 4.5V$, para el integrado 74LS02 no se garantiza que la tensión de salida alta de las compuertas sea superior a 2.5V, si bien típicamente es de 3.5V⁴. En cuanto a la HC, las tensiones de entrada necesarias para salida alta se encuentran entre 2.4V y 3.15V. Por lo tanto, existe un rango de valores en que no se cumple que el primer parámetro sea mayor que el segundo.

En conclusión, si bien en este caso la tensión de entrada necesaria para obtener una salida alta en HC era de 2.4V con $V_{CC} = 5V$, con lo cual la salida alta de la compuerta LS, medida en 3.9V, podía inducir a su vez un cambio en la salida de la HC (en este caso, puesto que las compuertas eran de tipo *nor*, de 1 a 0). Sin embargo, sólo porque en este caso no se presentó este problema no implica que sea una buena práctica realizar conexiones de este tipo. De hecho, se registró otro tipo de problema que no se observó para la *gate* HCT. Por lo tanto, de suscitarse la necesidad de hacer interactuar una compuerta CMOS con una TTL, se debe recordar que hay compuertas CMOS especialmente diseñadas para ser compatibles con las tensiones de salida más bajas de las TTL.

3 Ejercicio 3

Se denomina *hazard* a los *glitches* causados por la estructura del circuito y los delays de propagación de las compuertas. Estos ocurren cuando la salida toma momentáneamente un valor que no se corresponde con lo establecido por la tabla de verdad del circuito. Existen dos tipos de *hazards*: dinámicos y estáticos.

- Dinámico: cuando la salida cambia, oscila entre 0 y 1 momentáneamente antes de establecerse. Sucede cuando existen múltiples caminos para que una señal se propague.

- Estático: la salida cambia cuando debería mantenerse. Al usar el método de mapas de Karnaugh con suma de productos para obtener la función lógica de mínimo costo de una tabla de verdad, usualmente quedan 1 adyacentes que no comparten grupo. Las transiciones entre estos estados tienen un riesgo de *hazards* estáticos.

Se pueden observar ejemplos de ambos tipos en la figura 4.

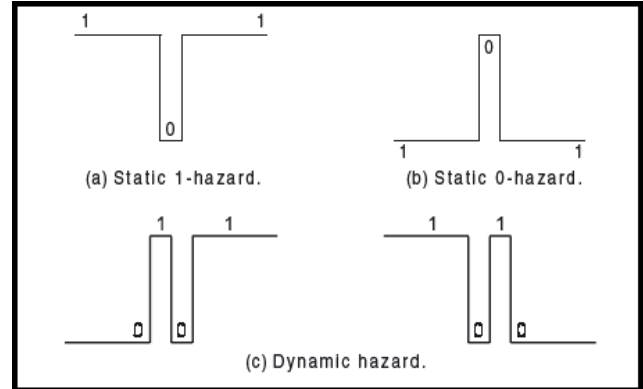


Figura 4: *Glitches* estáticos y dinámicos⁵

Para evitar los *hazards* estáticos, se usan funciones lógicas resultantes de agregar grupos extras al mapa de Karnaugh de manera tal que todos los 1 adyacentes compartan grupo. Estos grupos extra son redundantes, por lo que van a aumentar el costo de la función.

A	B\C			
	00	01	11	10
0	0	1	1	1
1	0	1	0	0

Figura 5: Mapa de Karnaugh utilizado. Resolución de menor costo por suma de productos. Si se quisiera reducir el riesgo de *hazards*, se debería agregar otro grupo que contenga a 001 y 011.

Del mapa de Karnaugh de la figura 5 se obtiene la función lógica de menor costo de la salida:

$$Y = A' \cdot B + B' \cdot C$$

Se implementó esta función y se pudieron observar *hazards*, como muestras las figuras 6 y 7⁶.

⁴Según la hoja de datos proporcionada (consultado: 12/10/18).

⁵Imagen extraída de: <http://www.electronicengineering.nbcafe.in/hazards-in-digital-circuit/> (13/10/18)

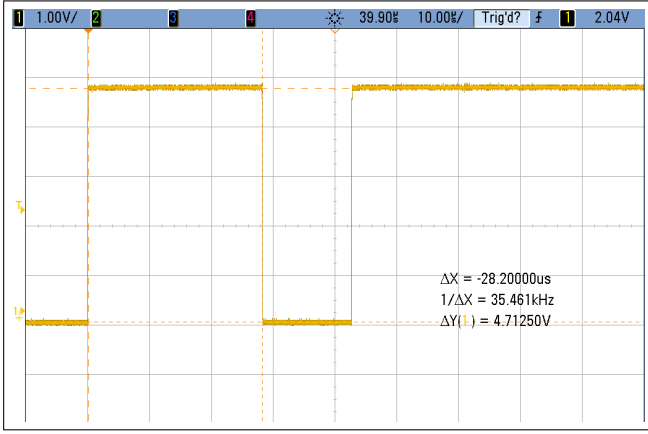


Figura 6: *Hazard* dinámico medido en la transición $000 \rightarrow 001$, donde la salida cambia de 0 a 1.



Figura 7: *Hazard* dinámico medido en la transición $011 \rightarrow 111$, donde la salida cambia de 1 a 0.

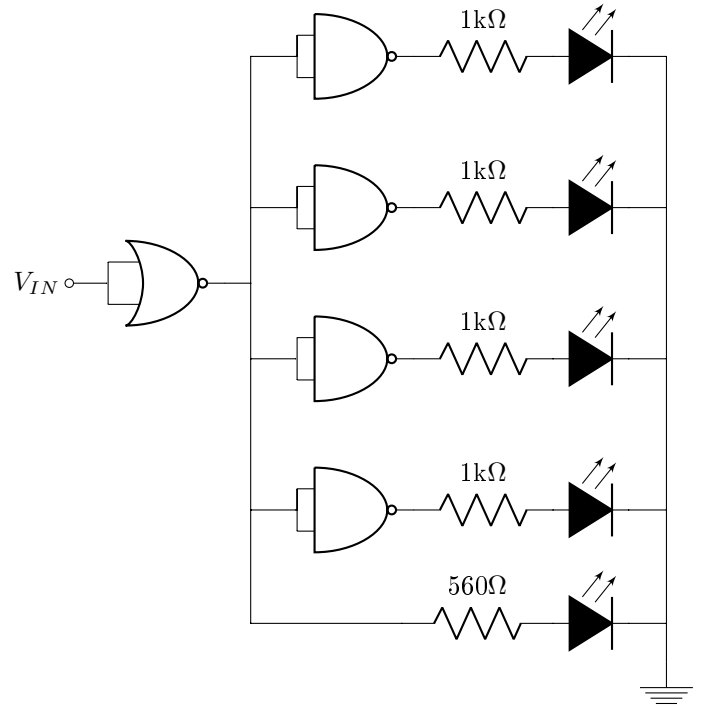


Figura 8: Esquema del circuito

Las compuertas *nand* utilizadas provinieron del integrado 74LS00, es decir que son de tecnología TTL. Si bien estas compuertas no son compatibles con las CMOS en principio, los rangos de tensiones que representan ceros o unos lógicos coinciden en esta configuración (como se discutió en el ejercicio 2).

Los tiempos característicos resultaron ser los siguientes:

	En vacío	Con carga
Propagación H-L	12	10
Propagación L-H	15	12
Rise time	85	180
Fall time	93	93

Tabla 3: Tiempos medidos (en nanosegundos)

4 Ejercicio 4

En esta sección, estudiaremos la variación de los parámetros característicos de una compuerta lógica al cargar su salida, y al introducir capacitores de desacople. A su vez, se observará el comportamiento del circuito a frecuencias altas ($100kHz$), particularmente qué sucede con la tensión de alimentación. La compuerta que utilizaremos es una 74HC02, es decir una *nor* de tecnología CMOS.

Para observar el comportamiento del circuito al conectarle una carga, se armó el circuito que se encuentra ilustrado en la figura 8.

Se observa que al estar cargado el circuito, los tiempos de propagación se reducen (aunque muy levemente), mientras que el *rise time* sube y el *fall time* se mantiene igual. Esto puede deberse a que alguna componente capacitiva parásita de la carga no permite que la señal varíe tan rápidamente.

A frecuencias bajas (de $1Hz$), observando los LEDs se determinó que los niveles lógicos a las salidas eran los correctos, puesto que conmutaban aproximadamente dos veces por segundo, con la salida de las *nand* siendo la opuesta de la de las *nor*, y midiendo la tensión de salida de la com-

⁶Los *hazards* no se observaron todas las veces que se realizaron estas transiciones, sino esporádicamente.

puerta *nor* se verificó que la misma era la opuesta de la de la entrada.

Sin embargo, cabe destacar que el LED conectado directamente a la salida del 74HC02 iluminaba menos que los demás, y mucho menos que si el otro integrado no se conectaba. Esto indicaría que se está superando el *fanout* del integrado. Dado que las compuertas del 74LS00 son de tecnología TTL, el *switching* se hace con la corriente de base. Como la impedancia de entrada de un transistor BJT es mucho menor que la de un CMOS, esta corriente será mucho mayor que la tensión de *gate* de este último. Como las compuertas HC no están diseñadas para ser compatibles con compuertas TTL, esto puede estar generando problemas al trabajar en estas condiciones.

Al aumentar la frecuencia a $100kHz$, se observó que el 74HC02 levantaba temperatura, si bien no llegó a quemar al tacto incluso después de pasado más de un minuto. Midiendo la tensión de alimentación, se determinó que la misma seguía conservando su valor de 5V proporcionados por la fuente.

Al agregar un capacitor entre V_{CC} y tierra, se logró que el *ripple* de la fuente se reduzca: la tensión pico a pico de la alimentación descendió de 132mV a 80mV, es decir de un 2.64% a un 1.6% del valor de V_{CC} . Sin embargo, la temperatura del integrado no se vio afectada de manera apreciable.

El capacitor de desacople utilizado fue de 100nF, de acuerdo a lo recomendado por la *data sheet* del integrado de Texas Instruments⁷. El mismo se colocó lo más cerca posible del *pin* correspondiente a V_{CC} del integrado, con el objetivo de contrarrestar los efectos inductivos que puedan tener los cables, de forma tal que si el integrado pide un pico de corriente el mismo sea otorgado por el capacitor sin inducir una tensión en las bobinas parásitas.

5 Ejercicio 5

En esta sección, el objetivo es estudiar el comportamiento de una compuerta *or* CMOS y de una *and* TTL, así como la interacción entre ambas. En particular haremos énfasis en qué ocurre cuando una de las entradas está flotante.

5.1 Compuerta *and* TTL

Se utilizó una de las 4 compuertas *and* presentes en el integrado 74LS08, alimentándolo con $V_{CC} = 5V$. Para que

esta alimentación fuese más estable que la que proporcionan las fuentes del laboratorio de la universidad, se incluyó un capacitor de desacople de 100nF, conectado entre V_{CC} y tierra, y posicionado lo más cercano al integrado posible. Otra consideración que se tuvo para reducir el ruido fue conectar las entradas de las *gates* no utilizadas a V_{CC} a través de una resistencia de $1k\Omega$, a fin de evitar que la salida de las mismas oscile⁸.

La compuerta de interés se conectó con una entrada al nivel alto, es decir a V_{CC} , también pasando por una resistencia de $1k\Omega$.

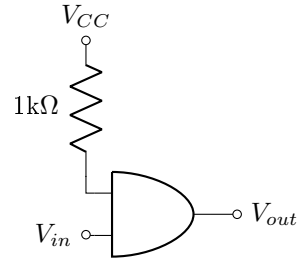


Figura 9: Conexión de la compuerta TTL

De acuerdo a las propiedades del álgebra de Boole, $x \cdot 1 = x$, y por lo tanto la salida debería estar en el mismo nivel lógico que la entrada (lo cual se verificó experimentalmente). Se observó que al dejar la entrada flotante, la salida se fijaba en el valor alto, midiéndose a la salida aproximadamente 4.4V. Realizando un DC *sweep*, se determinó que esto implica que la tensión flotante fue consistentemente mayor a 1.3V, puesto que para tensiones menores la salida sería 0.

5.2 Compuerta *or* CMOS

El integrado utilizado fue el 74HC32. Al igual que para el LS, se alimentó con $V_{CC} = 5V$, utilizando un capacitor de desacople de 100nF. Las entradas de las compuertas no utilizadas, en cambio, se conectaron a tierra.

En este caso, se conectó una entrada a tierra y la otra se dejó flotante. Análogamente al caso anterior, como $x + 0 = x$, la salida debería ser igual a la entrada. Esto se pudo verificar cuando la entrada estaba fija en un valor, pero no así para el caso que se quiere estudiar.

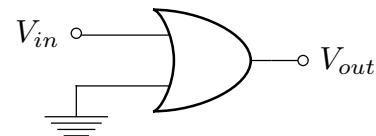


Figura 10: Conexión de la compuerta CMOS

⁷Fuente: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/sn74hc02.pdf> (consultado: 16/10/18)

⁸Esta práctica se recomienda en la nota de aplicación *Designing with TTL* de Fairchild Semiconductors (consultado: 05/10/18).

Cuando la entrada no se fijaba en ningún valor, lo observado era lo siguiente:

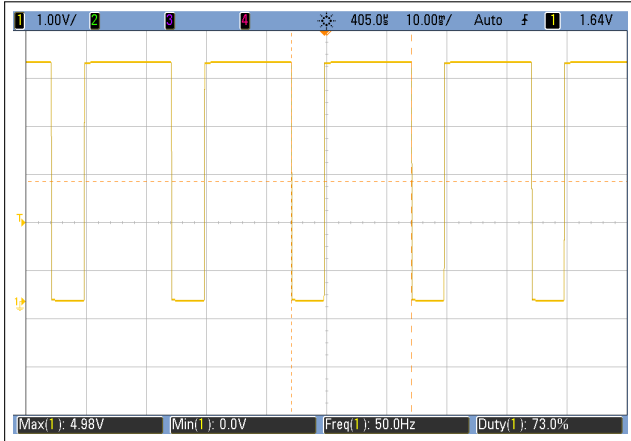


Figura 11: Salida del *or* CMOS con una entrada flotante

Esta señal cuadrada se debe a que la alta impedancia de la compuerta provoca que sea muy susceptible al ruido, y por lo tanto oscila con los 50Hz de la línea. Cabe aclarar que esta oscilación no se observaba siempre: moviendo los cables y tocando las conexiones se podían obtener tanto ceros como unos lógicos.

En cuanto al DC *sweep*, en este caso indicó que la tensión de entrada estaba oscilando entre tensiones menores y mayores a 2.2V, puesto que a partir de la misma la salida resultaba ser 1 y viceversa.

5.3 Compuerta CMOS cargando a la compuerta TTL

Habiendo estudiado el comportamiento de cada compuerta por separado, se procedió a observar la interacción entre ambas, conectando la salida del *and* a la entrada del *or*.

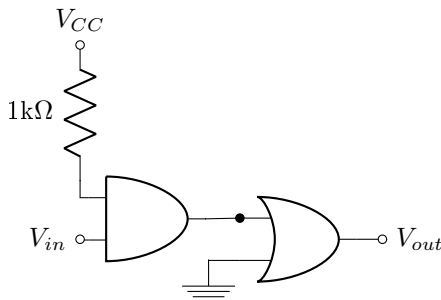


Figura 12: Conexión entre las compuertas TTL y CMOS

Por lo discutido anteriormente, idealmente la salida de este circuito tiene el mismo valor lógico que la entrada. Esto se verificó al fijar la tensión de entrada en un valor determinado, consistentemente observando el mismo valor

a la salida. Al dejar la entrada flotante, a la salida se observaba un 1 lógico. Esto es consistente con lo obtenido para la TTL aislada, puesto que si su salida cuando la entrada es flotante es 1, también lo será la salida de todo el circuito.

El DC *sweep* de esta configuración está también en línea con lo analizado hasta el momento. Si bien el valor de V_{in} para el cual la salida transiciona de 0 a 1 no es exactamente igual a los 1.3V que se obtuvieron para la TTL, si no que fue de 1.4V, la diferencia entre ambos es de un 7%, lo cual está dentro de un rango razonable.

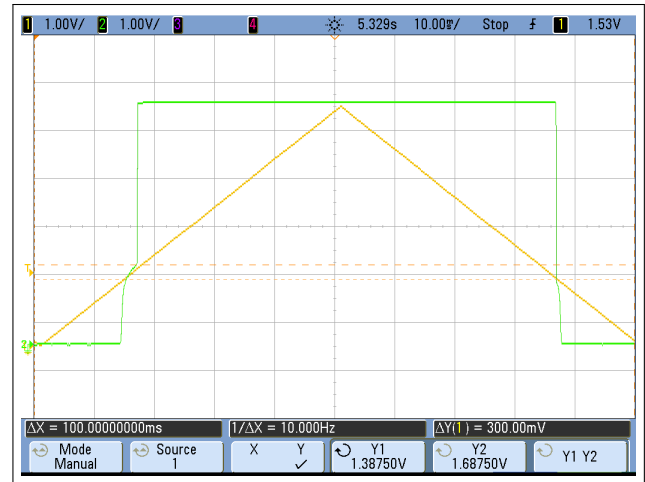


Figura 13: DC *sweep* del circuito TTL-CMOS

5.4 Conclusiones

De acuerdo a los resultados obtenidos, las compuertas CMOS son más susceptibles al ruido que las TTL si se las deja flotantes. De no fijar la entrada de una CMOS, es probable que se induzca ruido proveniente de la línea. Si bien esto no se observó en la TTL, es una buena práctica fijar entradas no utilizadas a un valor lógico determinado, de acuerdo a la bibliografía consultada.

6 Ejercicio 6

Se implementaron un latch SR y un flip flop D a partir de compuertas lógicas discretas. En ambos casos, se midieron sus parámetros característicos, y se compararon los resultados obtenidos con de sus equivalentes comerciales.

6.1 Flip flop D

6.1.1 Funcionamiento

El flip flop tipo D transfiere la entrada a la salida en cada ciclo de *clock*. Por ende, se lo puede utilizar como unidad básica de memoria.

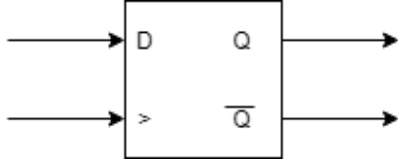


Figura 14: Representación del flip flop

clk	D	Q
↑	X	X
↓	X	Q_{n-1}

Tabla 4: Tabla de verdad del flip flop D

6.1.2 Circuito lógico

Una posible implementación del flip flop D es la siguiente:

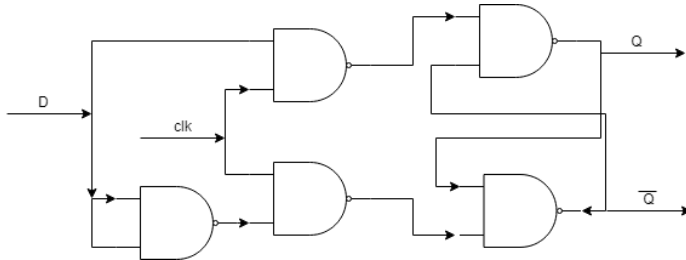


Figura 15: Circuito digital del flip flop D

6.1.3 Implementación y medición

Se implementó el circuito indicado en la sección anterior con compuertas lógicas *nand*. Para ello, se utilizó el integrado 74HC00.

Del circuito previamente mencionado, se midió el tiempo de establecimiento, el *rise time* y el *fall time*.

clk	D	Q_{n-1}	Q_n	Tiempo de establecimiento
↑	0	1	0	25.2ns
↑	1	0	1	29ns

Tabla 5: Tiempo de establecimiento del flip flop D medido

Rise time	Fall time
45ns	49.6ns

Tabla 6: Rise time y fall time medidos para el flip flop D.

Para realizar la comparación se eligió el integrado comercial 74HC74. De su hoja de datos⁹, se obtuvieron los siguientes tiempos:

clk	D	Q_{n-1}	Q_n	Tiempo de establecimiento
↑	0	1	0	13ns
↑	1	0	1	18ns

Tabla 7: Tiempo de establecimiento del 74HC74 según su *data sheet*

Rise time	Fall time
< 400ns	< 400ns

Tabla 8: Rise time y fall time del 74HC74 según su *data sheet*

Como se puede observar, los tiempos de propagación del flip flop comercial son menores a los del que se implementó. Esto se puede deber a que el comercial hace un uso más eficiente de los transistores.

6.2 Latch SR

6.2.1 Funcionamiento

El latch SR posee tres entradas: una de *clock*, para poder sincronizar, otra de set (pone la salida a *high*) y de reset (salida en *low*).

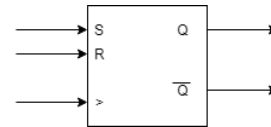


Figura 16: Representación de un latch

clk	S	R	Q
↑	0	0	Q_{n-1}
↑	0	1	0
↑	1	0	1
↑	1	1	Indeterminado

Tabla 9: Tabla de verdad latch SR

⁹Disponible en: <http://www.mouser.com/ds/2/308/74HC74-108792.pdf> (consultado: 14/10/2018).

6.2.2 Circuito lógico

Una posible implementación del latch SR es la siguiente:

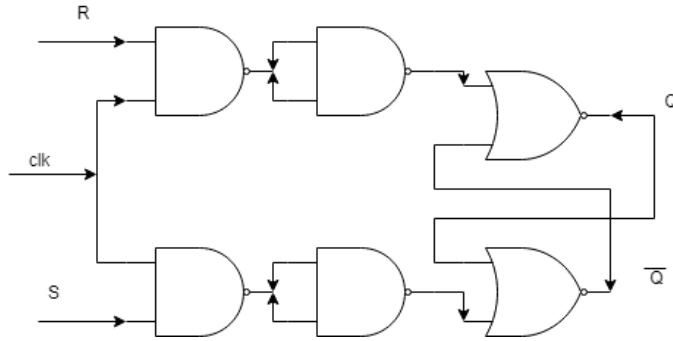


Figura 17: Circuito digital del latch SR

6.2.3 Implementación y medición

Se implementó el circuito indicado en la sección anterior exclusivamente con compuertas lógicas *nand*, reemplazando las *nor* por un equivalente lógico con este tipo de compuerta. Se volvió a hacer uso, entonces, del integrado 74HC00.

Nuevamente, se midieron el tiempo de establecimiento, el rise time y el fall time.

clk	R	S	Q_{n-1}	Q_n	Tiempo de establecimiento
↑	0	1	0	1	21.6ns
↑	1	0	1	0	14ns

Tabla 10: Tiempo de establecimiento medido del latch SR

Rise time	Fall time
21.6ns	14ns

Tabla 11: Rise time y fall time medidos del latch SR

Para realizar la comparación se eligió el integrado comercial 74HC279 de la hoja de datos¹⁰. Se obtuvieron los siguientes tiempos:

clk	D	Q_{n-1}	Q_n	Tiempo de establecimiento
↑	0	1	0	20ns
↑	1	0	1	13ns

Tabla 12: Tiempo de establecimiento del 74HC279 según su *data sheet*

¹⁰Disponible en: <http://noel.feld.cvut.cz/hw/st/1937.pdf> (consultado: 14/10/2018).

Rise time	Fall time
< 400ns	< 400ns

Tabla 13: Rise time y fall time del 74HC279 según su *data sheet*

7 Ejercicio 7

Se implementó un contador síncronico y otro asíncronico con compuertas lógicas. Se comparó su funcionamiento y se halló la máxima velocidad de operación de cada uno.

7.1 Contador síncronico

Los contadores síncronicos son aquellos que todos sus flip flop cambian de estado al mismo tiempo. Esto se debe a que cada flip flop comparte el mismo clock.

7.1.1 Funcionamiento

Tal como se mencionó anteriormente un contador asíncronico, basa su funcionamiento en flip flops, específicamente en flip flops tipo T.

El circuito lógico correspondiente al contador síncronico de 3 bits, es el siguiente:

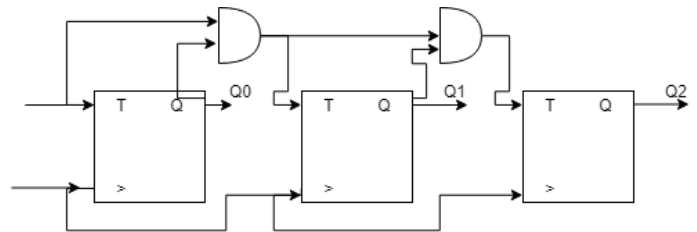


Figura 18: Circuito digital contador síncronico

El circuito de la figura 18, corresponde a un contador síncronico de tres bits ascendente (desde cero), donde Q0 a Q2 son las salidas del contador. La entrada del circuito es un pin de enable y otro de clock.

7.1.2 Implementación

Se implementó el circuito previamente mencionado, con compuertas AND(74HC00) y con flip flop SR (CD4027), juntando los terminales SR se obtuvo el flip flop T.

7.1.3 Máxima velocidad de conteo

La máxima velocidad a la que puede contar el circuito propuesto, depende de tres factores. El tiempo de establecimiento del flip flop, el tiempo de establecimiento de la and y el tiempo de set up, tiempo que se requiere para que el sistema se establezca.

De esta manera queda definido la máxima frecuencia del clock:

$$f_{c_{max}} = \frac{1}{T_{eAND} + T_{eFlipflop} + T_{Setup}}$$

7.2 Contador asincronico

Los contadores asincrónicos son aquellos que la señal de clock ingresa por uno de los flip flops y se propaga por el resto.

7.2.1 Funcionamiento

El contador asincrónico basa su funcionamiento en flip flop T, a diferencia del contador sincronice, los flip flops no comparten clock, sino que se conectan en cascada.

El circuito lógico correspondiente es el siguiente:

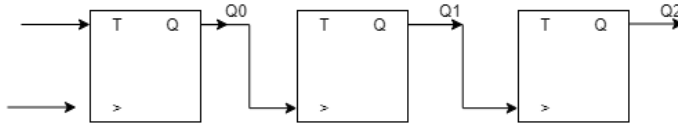


Figura 19: Circuito digital contador asincronico

El circuito de la figura ??, corresponde a un contador síncrono de tres bits ascendente (desde cero), donde Q0 a Q2 son las salidas del contador. La entrada del circuito es un pin de enable y otro de clock.

7.2.2 Implementación

Se implementó el circuito anteriormente indicado, con flip flop SR (CD4027), juntando los terminales SR se obtuvo un flip flop T.

7.2.3 Máxima velocidad de conteo

A diferencia del contador síncrono, el asincrónico la velocidad máxima de operación depende del tiempo de establecimiento de cada flip flop, por ende la máxima frecuencia de clock soportada es la siguiente:

$$f_{c_{max}} = \frac{1}{N \cdot T_{eFlipflop}}$$

¹¹Datasheet del sensor, Mouser.com. (2018). [online] Available at: <https://www.mouser.com/ds/2/813/HCSR04-1022824.pdf> [Accessed 13 Oct. 2018].

8 Ejercicio 8

Se propuso el diseño de un circuito que permita medir distancias utilizando un sensor ultrasónico de distancia (hc-sr04).

El circuito debe cumplir con los siguientes requerimientos:

- trigger, pin de entrada que dispara la medición en el flanco positivo.
- trigger enable, pin de entrada que habilita la señal de disparo.
- meas, 8 bits de salida que indican el tiempo medido en unidades de 100 μs .
- meas ready, pin de salida que indica que la medición ha finalizado.

8.1 Sensor HC-SR04

El sensor de distancia hc-sr04 ¹¹ es un sensor de distancia ultrasónico. Posee cuatro terminales, dos de alimentación (V_{cc} y gnd), trigger y echo.

El terminal de trigger, acciona la medición, para ello se debe cambiar el estado del terminal a high por más de 10 μs , de esta manera el sensor comienza a medir. Luego por el pin de echo se devuelve un pulso de ancho T μs . El pulso devuelto es proporcional a la distancia medida, Distancia = $\frac{\mu s}{58} [cm]$.

El rango de medición del sensor es de 2cm a 4 metros. Por ende el ancho del pulso devuelto por echo es de entre 116 μs y 23200 μs .



Figura 20: Sensor de distancia

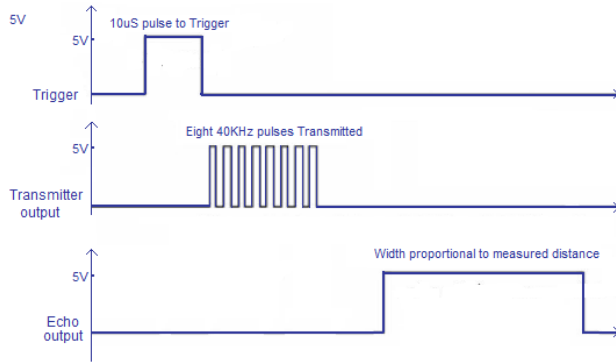


Figura 21: Diagrama temporal

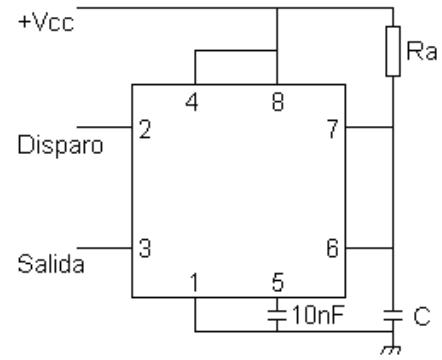


Figura 23: Circuito del generador de pulsos

8.2 Circuito Implementado

Se modularizó el circuito de la siguiente manera:

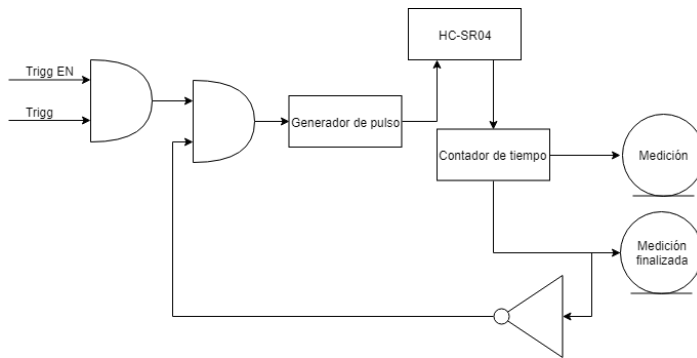


Figura 22: Diagrama de bloques

Los dos módulos principales, tal como se muestra en la imagen 22, son el generador de pulso y el contador de tiempo.

El generador de pulso, cuando recibe un flanco positivo, genera un pulso mayor a 10 µs para que el sensor comience a medir.

El contador de tiempo, mide el ancho del pulso devuelto por echo, y lo devuelve en 8 bits, también se encarga de indicar que la medición finalizo.

8.2.1 Generador de pulso

El generador de pulso se implementó con un LM555. El circuito utilizado fue el de la figura 23, dicho circuito genera un pulso de ancho= $R_a C 1.1$ s, para generar el disparo se debe generar un pulso menor que el configurado.

Como el sensor requiere un ancho de pulso mayor de 10µs, se eligieron los componentes para un pulso de 50µs, por ende el capacitor $C = 10nF$ y $R_a = 5k\Omega$

Para evitar que al generador de pulso, le ingrese una señal mayor a 50µs se le colocó a la entrada (disparo) un RC con tiempo característico de 10µs.

8.2.2 Contador de tiempo

Para medir cuanto tiempo el pulso de echo estuvo en high, se utilizó un contador de 8 bits y una señal cuadrada de 50 % duty cycle como clock.

El contador utilizado, cuenta flancos positivos de clock. Por ende para contar cuanto tiempo la señal de echo estuvo en high, se conectó la entrada de clock del contador, a la salida de una AND. Las entradas de la AND son la señal de echo y una señal cuadrada de 10KHz. De esta manera, cada vez que ocurre un flanco de clock y la señal echo esta en high el contador incrementa en una unidad. Debido a que la frecuencia de la señal cuadrada es de 10Khz, cada unidad en el contador representa 100 µs.

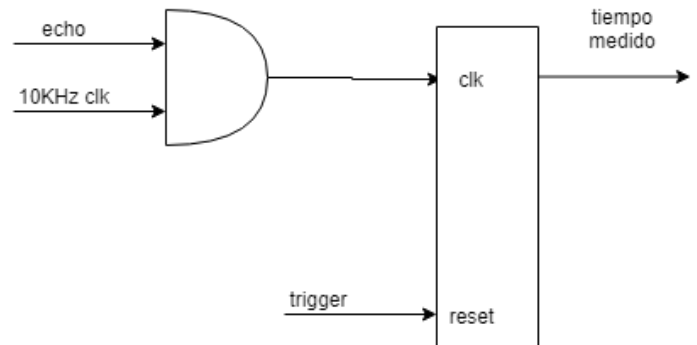


Figura 24: Contador de tiempo

En cuanto al reset del contador se lo conecto al trigger del sensor, de esta manera, cada vez que se dispara una medición el contador vuelve a cero.

8.2.3 Meas ready

En cuanto a la salida de meas ready, vasto con negar la señal de echo. Debido a que mientras no haya medición, la

señal de echo se mantiene en low y por ende meas ready se mantiene en high. Cuando echo está en high, quiere decir que se está midiendo, y ok meas se encuentra en low.

8.2.4 Prototipo

Previo al diseño final del circuito, se decidió construir un prototipo del mismo en protoboard, para así probar el correcto funcionamiento de cada etapa y del conjunto.

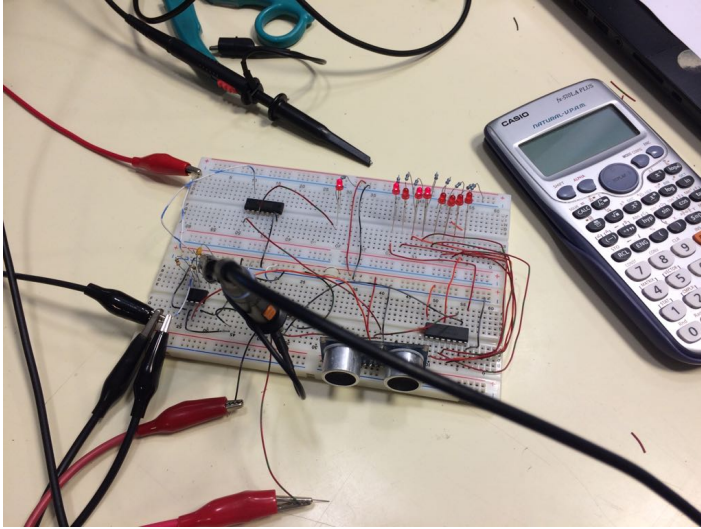


Figura 25: Prototipo del circuito

Como el prototipo funciona correctamente, tal como se muestra en el siguiente link (<https://youtu.be/xzRgiA1r85w>). Se procedió al armado de la placa.

8.2.5 Circuito

El circuito final construido posee las siguientes características: Entrada de trigger, trigger enable y clock. El clock al que se lo debe conectar es de 10Khz (señal cuadrada, 5v de amplitud y 50 % de duty cycle). Salida 8 bits que indican el

tiempo medido, y 1 bit que indica que la medición finalizo.

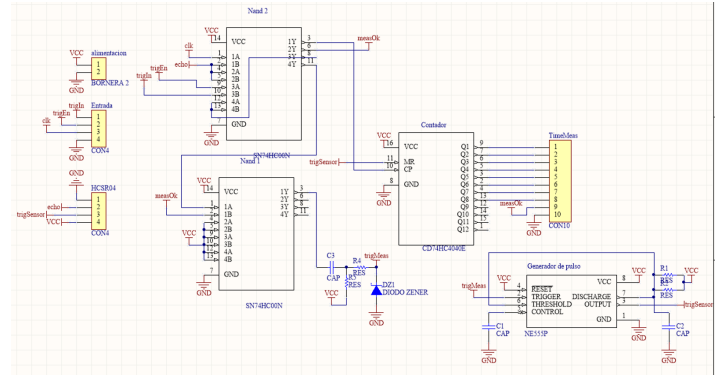


Figura 26: Esquemático

8.2.6 Simulación

Se simuló en Iverilog el circuito, y con gtkwave se visualizó su comportamiento en el tiempo.

Los módulos, utilizados en la simulación son los mismos anteriormente descritos, es decir hay un módulo encargado de generar un pulso y otro de contar el tiempo.

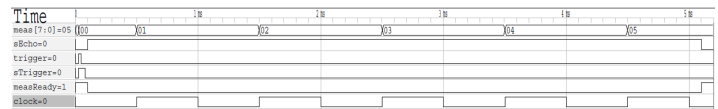


Figura 27: Simulación

La figura 27 es la simulación temporal del circuito. meas es el resultado de la medición, sEcho es el pulso devuelto por el sensor, sTrigger es el pulso que el circuito le envía al sensor para comenzar la medición, trigger es el pulso que recibe el circuito para comenzar a medir, meas ready indica que la medición finalizó y clock.

Tal como se observa en la imagen se dispara el trigger, posteriormente el circuito genera en sTrigger un pulso de ancho 50µs. Después sEcho pasa high (comienza a medir el sensor) y meas ready pasa a low. El contador comienza a contar cuantos pulsos de clock la señal de echo estuvo en high. Cuando sEcho pasa low (la medición finalizó) y meas ready pasa a high. Como el ancho del echo es de 500 µs, el contador llegó a 5.