

Universidad de Oriente
Facultad de Ingeniería Eléctrica
Departamento de Telecomunicaciones



TRABAJO DE DIPLOMA

**Diseño de un analizador de transistores y
diodos para prácticas de laboratorio de
Electrónica.**

Autor: Andrés Feria Pérez

Tutor: Ing. Hector Daniel Rivas Prieto
MSc. Fidel Giró Uribazó

Santiago de Cuba
Junio, 2015

Universidad de Oriente
Facultad de Ingeniería Eléctrica
Departamento de Telecomunicaciones



TRABAJO DE DIPLOMA

**Diseño de un analizador de transistores y
diodos para prácticas de laboratorio de
Electrónica.**

Autor: Andrés Feria Pérez

Tutor: Ing. Hector Daniel Rivas Prieto

Departamento de Telecomunicaciones. Universidad de Oriente.

MSc. Fidel Giró Uribazó

Departamento de Telecomunicaciones. Universidad de Oriente.

Santiago de Cuba

Junio, 2015



COMPROMISO DEL AUTOR

Hago constar que el presente trabajo de diploma es de mi autoría exclusivamente, no constituyendo copia de ningún trabajo realizado anteriormente y las fuentes usadas para la realización del trabajo se encuentran referidas en la bibliografía. Doy mi consentimiento a que el mismo sea utilizado por la Institución, para los fines que estime conveniente, tanto de forma parcial como total y que además no podrá ser presentado en eventos, ni publicados sin autorización del Tutor o Institución.

Firma del Autor

PENSAMIENTO

"Lo sabio es la meta del alma humana y a medida que se avanza en sus conocimientos va alejando a su vez el horizonte de lo desconocido."

Hipócrates

DEDICATORIA

A mis padres, por ser mi fuente de inspiración para transitar este camino, a mis hermanos, por su apoyo incondicional durante todos estos años y a mi abuela, que aunque no se encuentre ya conmigo sigue estando presente en cada uno de mis pasos.

AGRADECIMIENTOS

A mis padres Leonor y Alfredo, por su ejemplo, enseñanza y total disposición durante todos estos años.

A mis hermanos Alfre y Aylín, por estar siempre presentes en los momentos buenos y malos.

A toda mi familia por su amor y apoyo.

A mi novia Danais por haber estado a mi lado ayudándome en todo lo que le era posible.

A mis compañeros de toda la vida Alejandro y Luis por su amistad incondicional.

A mis amigos de cuarto Albertico, Erick, Arnaldo, Rafael y Héctor por cada uno de sus ratos a mi lado y ayudarme cuando más lo necesitaba.

A Alexis, Rafa, Félix, Jose, Obed, Osmany, Mario, al Lucky, Julio, Lalé, Germán, Ocaña, Piro, Manuel, Pacho, Hamlet, Ballester etc...., con los que he compartido muchos de mis mejores y peores momentos.

A mis amigas Tina, Lorena y las Aymesés, por ser ejemplo de que las amistades pueden perdurar durante todos los tiempos.

A mi tutor Ing. Hector Rivas Prieto por haberme permitido ser su diplomante y ayudarme en la realización de este trabajo.

A todos los profesores del departamento de electrónica que me brindaron su apoyo y conocimientos para poder llegar hasta aquí.

Al profesor Elder por sus buenos consejos.

En general a todas y cada una de las personas que han estado conmigo a lo largo de toda esta etapa y por formar parte indispensable de ella.

Y a todos aquellos que de una forma u otra dieron su aporte para que yo me encuentre hoy aquí, que no por ser los últimos en mencionar son menos importantes, sino porque la lista sería interminable.

RESUMEN

En el presente trabajo se describe el diseño de un analizador de diodos, transistores bipolares y de efecto de campo utilizando el microcontrolador PIC 16F877A. Primeramente se realiza un estudio sobre estos dispositivos semiconductores, dando a conocer como calcular los parámetros más importantes. Se caracterizan los programas de simulación utilizados y dispositivos que fueron necesarios para su diseño. Luego se describe cada uno de los bloques que conforman el circuito y mediante simulaciones se comprueba su correcto funcionamiento. Por último se propone un modelo que permite identificar con facilidad la distribución de terminales y parámetros fundamentales de estos dispositivos. Con la finalidad de apoyar el proceso de enseñanza y aprendizaje en los laboratorios de las asignaturas de Electrónica.

Palabras clave: semiconductores, microcontrolador, mediciones.

ABSTRACT

This paper describes the design of an analyzer diodes, bipolar transistors and field effect using the PIC microcontroller 16F877A. First a study on these semiconductor devices is performed, revealing how to calculate the most important parameters. Used simulation programs and devices that were needed to characterize its design. Then describes each of the blocks that make up the circuit simulations and proper operation is verified. Finally a model to easily identify the pinout and basic parameters of these devices is proposed. In order to support the process of teaching and learning in the laboratories of the subjects of Electronics.

Keywords: semiconductors, microcontroller, measurements.

ÍNDICE

INTRODUCCIÓN	1
CAPITULO 1 . DISPOSITIVOS SEMICONDUCTORES	4
1.1 Los diodos semiconductores	4
1.1.1 Análisis de la línea de carga	7
1.1.2 Valores característicos de los diodos semiconductores	8
1.2 Transistores bipolares (BJT)	11
1.2.1 Curvas características	12
1.2.2 Valores característicos	15
1.2.3 Ecuaciones del transistor bipolar	18
1.2.4 Modelos de circuitos con transistores bipolares a gran señal	19
1.3 Transistores de efecto de campo de juntura (JFET).....	21
1.3.1 Curvas características de control y transferencia.....	23
1.3.2 Curvas característica de salida.....	24
1.3.3 Valores característicos	25
1.4 Transistores MOSFET	27
1.4.1 MOSFET de modo agotamiento	28
1.4.2 MOSFET de modo ensanchamiento	31
1.4.3 Curvas características	32
1.4.4 Valores característicos	33
1.4.5 Circuitos equivalentes en pequeña señal	35
CAPITULO 2 . RECURSOS Y COMPONENTES UTILIZADOS.	36
2.1 Entorno de desarrollo en <i>VSM Proteus Professional</i>	36
2.2 El compilador <i>MikroC PRO</i>	38
2.3 Microcontrolador PIC16F877A	39
2.4 La pantalla de cristal líquido de texto	43
2.5 Multiplexores 74HC4052.....	44
CAPITULO 3 . DISEÑO Y SIMULACIONES DEL ANALIZADOR.....	46
3.1 Diseño del analizador	46
3.2 Operación del analizador.....	48
3.2.1 Procedimiento para determinar el tipo de transistor	48

3.2.2	Análisis de transistores BJT.....	54
3.2.3	Análisis de Transistores JFET	55
3.2.4	Análisis Transistores MOSFET	56
3.2.5	Análisis de los diodos	57
3.3	Diseño del circuito impreso	58
3.4	Resultado de las simulaciones.....	60
3.5	Valoración económica.....	63
CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES		64
REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS		65
GLOSARIO DE TÉRMINOS		66
ANEXOS		67

INTRODUCCIÓN

El proceso de medición generalmente requiere el uso de un instrumento como medio físico para determinar la magnitud de una variable. Los instrumentos constituyen una extensión de las facultades humanas y en muchos casos permiten a las personas determinar el valor de una cantidad desconocida la cual no podría medirse utilizando solamente las facultades sensoriales.

Un instrumento electrónico puede ser relativamente sencillo y de construcción simple. Sin embargo, el desarrollo de la tecnología, demanda la elaboración de mejores instrumentos y más exactos. Esta se ha modernizado, produciéndose nuevos diseños y aplicaciones de instrumentos. Para optimizar el uso de estos dispositivos se necesita entender sus principios de operación y valorar la importancia para las aplicaciones deseadas [1].

Un semiconductor es un elemento que se comporta como un conductor o como aislante dependiendo de diversos factores, como por ejemplo el campo eléctrico o magnético, la presión, la radiación que le incide, o la temperatura del ambiente en el que se encuentre. Forma una estructura tetraédrica similar a la del carbono mediante enlaces covalentes entre sus átomos. Cuando el cristal se encuentra a temperatura ambiente algunos electrones pueden absorber la energía necesaria para saltar a la banda de conducción dejando el correspondiente hueco en la banda de valencia. Obviamente el proceso inverso también se produce, de modo que los electrones pueden caer, desde el estado energético correspondiente a la banda de conducción, a un hueco en la banda de valencia liberando energía. A este fenómeno se le denomina recombinación. Sucede que, a una determinada temperatura, las velocidades de creación de pares electrón-hueco, y de recombinación se igualan, de modo que la concentración global de electrones y huecos permanece constante. Siendo "n" la concentración de electrones (cargas negativas) y "p" la concentración de huecos (cargas positivas). [2]

Estos elementos son indispensables en cualquier dispositivo electrónico; casi todos los circuitos electrónicos contienen transistores bipolares, de efecto de campo o diodos. La mayoría de los técnicos e ingenieros en electrónica aficionados a la reparación de equipos tienen una oferta de tales componentes extraídos de viejas tarjetas de circuitos impresos.

Las prácticas de laboratorio de las asignaturas de Electrónica son indispensables en el aprendizaje de los estudiantes de la carrera de Ingeniería en Telecomunicaciones y Electrónica ya que en estas desarrollan las habilidades prácticas del estudiante. Para un correcto desarrollo de estas es necesario tener certeza del correcto funcionamiento de los dispositivos semiconductores a utilizar como diodos y transistores, tanto bipolares (BJT) como de efecto de campo (FET). Estos son generalmente recuperados de placas electrónicas en desuso y su funcionamiento no es confiable por lo que es muy importante tener un método seguro por el cual se pueda determinar sus características principales, así como comprobar su correcto funcionamiento. Si la identificación del semiconductor puede leerse todavía, por lo general es posible verificar sus características técnicas en una hoja de datos, y con el método tradicional utilizando el multímetro. Pero si la identificación es vaga, o un código borrado por completo por la continua manipulación de los mismos sólo se puede adivinar. La inexistencia de un circuito que determine los principales parámetros de estos dispositivos semiconductores provoca en ocasiones inconvenientes para un fluido desarrollo de las prácticas de laboratorio. Por lo que el uso de una herramienta que pueda identificar con mayor rapidez el tipo, y el uso general de estos dispositivos semiconductores, así como de la identificación de los terminales, y el cálculo de varios parámetros le permite al usuario tener plena certeza de qué componente tiene en sus manos y qué utilidad pueda darle.

Problema de Investigación

Dificultad al identificar los principales parámetros de dispositivos semiconductores utilizados en las prácticas de laboratorio de las asignaturas de Electrónica.

Objeto de Estudio

Diodos, transistores bipolares y transistores de efecto de campo.

Campo de acción

Medición de parámetros de dispositivos semiconductores con PIC 16F877A.

Objetivos

Diseñar un analizador de diodos y transistores que sirva como apoyo en las prácticas de laboratorio de Electrónica.

Tareas

- Revisión bibliográfica exhaustiva sobre métodos de medición de dispositivos semiconductores.
- Elaboración del marco teórico referencial del analizador de semiconductores.
- Elaborar una propuesta de diseño y realizar las simulaciones necesarias en *PROTEUS* para comprobar el funcionamiento del diseño.
- Realizar el diseño del circuito impreso del analizador.
- Realizar una valoración económica de los elementos del diseño.

CAPITULO 1 . DISPOSITIVOS SEMICONDUCTORES

Para entender con mayor facilidad los métodos que se utilizan para el cálculo de los parámetros de semiconductores es necesario tener un conocimiento previo de aquellos componentes a los cuales les realizaremos las mediciones. Es decir en general se hará un estudio sobre las características de estos semiconductores (diodos, BJT, JFET y MOSFET).

1.1 Los diodos semiconductores

El diodo es un dispositivo electrónico de gran importancia, que posee dos terminales: el ánodo y el cátodo. El exceso o déficit de electrones en un material cristalino, produce un semiconductor de tipo N o P, respectivamente. El silicio con impurezas de aluminio forma un material tipo "P", mientras que con impurezas de fósforo forma un material tipo "N".

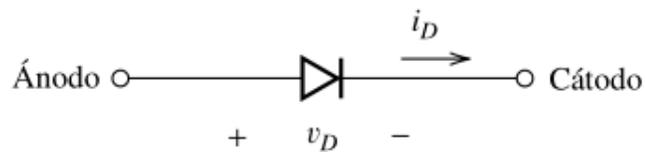


Figura 1.1 Símbolo de un diodo semiconductor

Cuando se unen dos semiconductores, uno de tipo N y el otro de tipo P, se forma un diodo; este nombre es una herencia de los antiguos tubos de vacío. Un diodo no presenta una curva de respuesta lineal al voltaje que se le aplica; es decir, que la corriente a través de él se comporta de manera distinta cuando se le aplica un voltaje con polaridad positiva o negativa. [3]

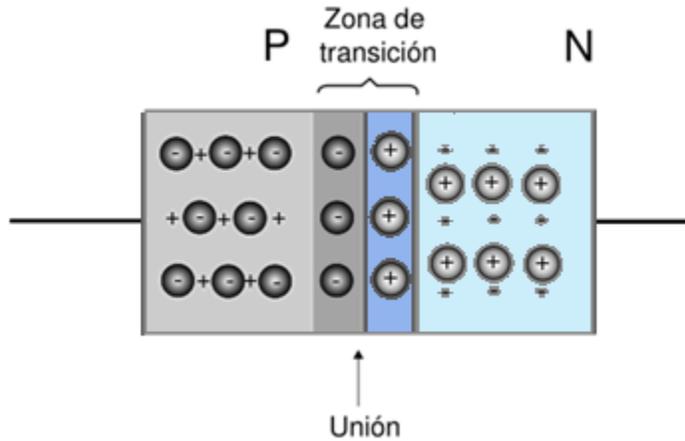


Figura 1.2 Dos materiales semiconductores formando un diodo

Si en los extremos del diodo se aplica un voltaje de corriente directa, a manera de que el polo positivo de la fuente corresponda a la sección P del semiconductor y el polo negativo de la fuente corresponda a la sección N del mismo, se obtiene un diodo polarizado de manera directa. Si las polaridades aplicadas al diodo son de la forma contraria, se dice que el diodo se polariza en inversa. Cuando el diodo se encuentra polarizado directamente conducen muy poca corriente (mucho menos de 1 mA), hasta que se aplica una tensión directa de 0,6 a 0,7 V (suponiendo que el diodo se encuentra a una temperatura de aproximadamente 300°K). Entonces, la corriente aumenta muy rápidamente a medida que se sigue incrementando la tensión. Decimos que la curva característica de polarización directa presenta un codo sobre los 0,6 V. A medida que aumenta la temperatura, la tensión de codo disminuye a razón de aproximadamente 2 mV/K. (Figura.1.3). [3]

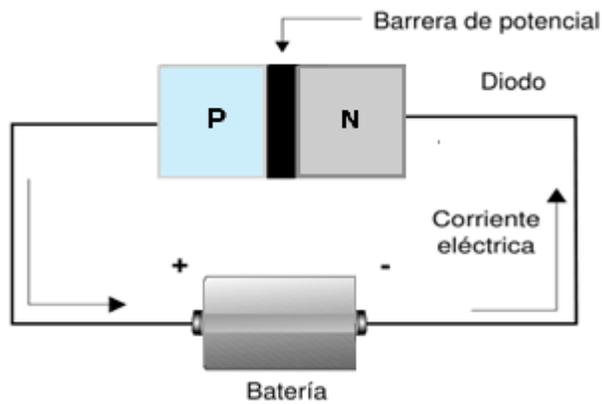


Figura 1.3 Polarización directa

La barrera de potencial en los semiconductores, es una resistencia eléctrica interna que se forma por la recombinación de electrones y huecos cercanos a las uniones entre semiconductores de diferente tipo (P-N o N-P). Por el contrario, cuando un diodo está polarizado de manera inversa se mantiene en un estado de no-conducción; esto se debe a que su barrera de potencial se sostiene en un nivel muy alto (Figura.1.4).

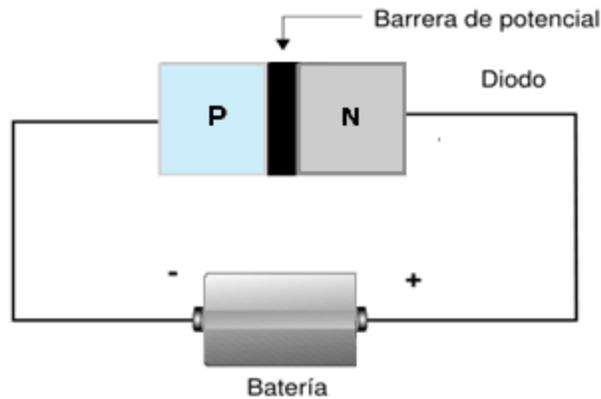


Figura 1.4 Polarización inversa

Y si se incrementa suficientemente el voltaje inverso aplicado al diodo, se llega a un punto de “ruptura” donde se comenzará a conducir de manera inversa la corriente eléctrica (aproximadamente 1 nA). A este efecto se le conoce con el nombre de “avalancha”. Existen pruebas de voltaje aplicadas a los diodos, que permiten obtener un registro de sus corrientes de conducción. Se elaboran listas completas de estos datos, los cuales son graficados para obtener la curva característica de cada diodo (Figura. 1.5). [3]

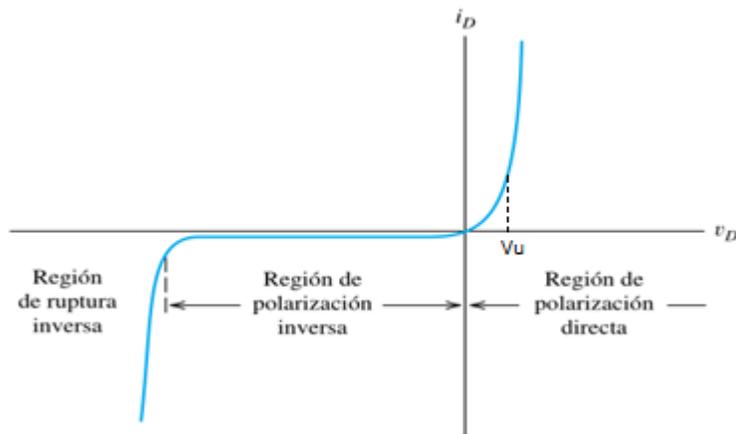


Figura 1.5 Curva característica de un diodo semiconductor

1.1.1 Análisis de la línea de carga

La curva característica tensión-corriente de los diodos no es lineal, a causa de esta no linealidad muchas de las técnicas para cálculos de circuitos no nos sirven y es necesario utilizar métodos gráficos, estos constituyen un enfoque relevante para analizar este tipo de circuitos.

Por ejemplo, consideremos el circuito de la Figura 1.6 aplicando la ley de tensiones de Kirchoff, podemos escribir:

$$V_{SS} = Ri_D + V_D \quad (1.1)$$

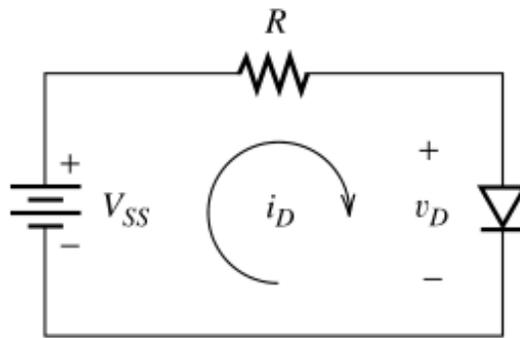


Figura 1.6 Circuito para el análisis de la línea de carga.

Supongamos que los valores de V_{SS} y de R se conocen, y que deseamos hallar I_D y V_D . Así, la Ecuación (1.1) tiene dos incógnitas, por lo que se necesita otra relación entre I_D y V_D para hallar una solución. La relación necesaria se ve de forma gráfica en la Figura 1.7, en la que se muestra la curva característica tensión-corriente del diodo.

Podemos obtener la solución trazando la Ecuación (1.1) en los mismos ejes que la curva característica del diodo. Como esta ecuación es lineal, se representa como una línea recta que se puede dibujar si hallamos dos puntos que satisfagan la ecuación.

Un método sencillo para hallar estos puntos es suponer que $I_D = 0$. Entonces la Ecuación (1.1) queda así: $V_D = V_{SS}$. Este par de valores aparece como el punto A en la Figura 1.7. Hallamos un segundo punto suponiendo que $V_D = 0$, en cuyo caso la ecuación queda como $I_D = V_{SS} / R$. Esta pareja de valores aparece como el punto B en la Figura 1.7. Entonces, uniendo los puntos A y B, se obtiene una línea que se denomina línea de carga. El punto de trabajo es la intersección de la línea de carga y la curva característica del diodo. El punto de trabajo representa la solución simultánea de la Ecuación (1.1) y de la característica del diodo. [3]

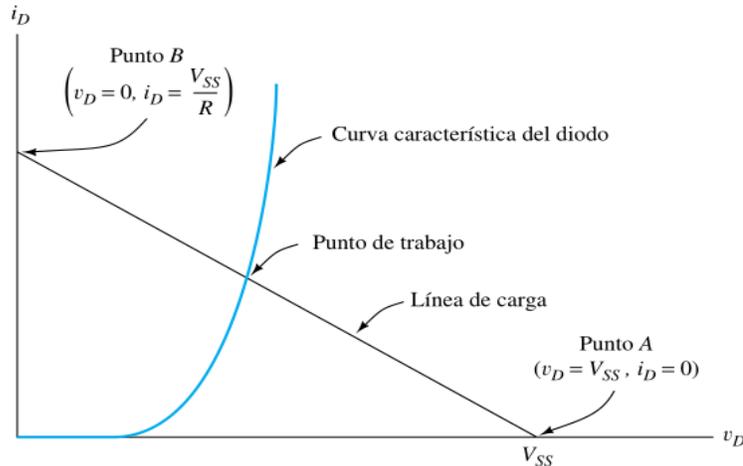


Figura 1.7 Análisis de la línea de carga del circuito de la Figura 1.6

Generalmente los fabricantes proporcionan la curva característica de cada uno de los diodos que fabrican, permitiendo así a los diseñadores de circuitos prever las condiciones de operación y la manera en que se podrá utilizar un diodo en particular.

1.1.2 Valores característicos de los diodos semiconductores

De las curvas características de los diodos se determinan muchos datos importantes para el uso y comportamiento de cada tipo individual de diodos en circuitos electrónicos. Esto ocupa frecuentemente mucho tiempo. Sin embargo los fabricantes entregan en las hojas de datos algunos valores característicos para la rápida información sobre determinadas propiedades. Estos valores característicos de diodos se dividen usualmente en datos límites y datos característicos.

Los datos límites son valores que de ninguna manera deben ser sobrepasados, porque de otra forma el componente se destruye. Por eso las fluctuaciones de la tensión de operación y las tolerancias de otros componentes tienen que tenerse en cuenta. Un valor límite individual no debe sobrepasarse, aun cuando otros valores límites no están utilizados plenamente.

Como datos característicos se indican las propiedades del componente semiconductor que determinan la característica de comportamiento en ciertos puntos de trabajo. Los datos característicos se subdividen en estáticos y dinámicos. Los datos característicos estáticos describen el comportamiento en corriente continua, mientras que los datos característicos dinámicos proveen información sobre el comportamiento en corriente alterna y la operación con impulso. [3]

Datos límites

Un diodo puede ser eléctricamente sobrecargado de diferentes maneras:

1. Por una sucesiva corriente directa I_F .
2. Por una sucesiva corriente inversa U_R .
3. Por una sucesiva potencia de pérdida $P_{p\grave{e}r}$.
4. Por una sucesiva temperatura ambiental ϑ_{amp} .

(Frecuentemente, en las hojas de datos se usa también T_{amb} .)

Consecuentemente los fabricantes entregan, para cada tipo de carga, valores límites cuyo símbolo se indica usualmente con el subíndice máx. (lo cual significa máximo). Al sobrepasar estos datos límite de forma apreciable, usualmente se produce como consecuencia la destrucción inmediata o prematura del componente. Ya que los diodos son muy utilizados en complejos circuitos y equipos electrónicos, los resultados de una sobrecarga y su consecuente inservibilidad, pueden causar serios daños.

Valores límite para U_R e I_F

Las hojas de datos generalmente contienen valores de corriente tensión con los siguientes significados:

U_R = máxima tensión continua en dirección inversa.

U_{RM} = máxima tensión pico inversa permisible. Este es valor pico de una tensión alterna en dirección inversa para una frecuencia de operación mayor a 20 Hz.

I_F = máxima corriente en dirección directa como valor continuo eficaz.

I_0 = corriente promedio como un valor medio aritmético de la corriente del diodo.

I_{FM} = máxima corriente directa de pico periódica permisible. Este es el valor pico de una corriente alterna en dirección directa para una frecuencia de operación mayor a 20 Hz.

I_{FS} = máximo valor de corriente que puede fluir durante máximo un segundo con repeticiones periódicas, ocurren daños.

Datos característicos

Los diodos en general sus fabricantes en las hojas de datos nombran gran número de datos característicos como por ejemplo:

Resistencia estática directa R_F

Resistencia dinámica directa r_F

Resistencia estática inversa R_R

Capacitancia del diodo C_D

Tiempo de recuperación inverso t_{rr}

Para una mejor comprensión analizaremos solamente la resistencia estática directa (R_F).

Resistencia estática directa R_F

La resistencia estática directa es la impedancia de corriente continua de un diodo. Esta no es constante, sino depende del punto de trabajo seleccionado. Para una mejor comprensión de los argumentos mencionados se demostrara con un ejemplo. En la figura 1.8 se ha marcado dos puntos de trabajo. Para $I_F = 100\text{mA}$, por ejemplo, resulta una tensión directa $U_F = 0.97\text{ V}$. La resistencia estática directa R_F puede ser determinada con estos dos valores.

$$R_F = \frac{U_F}{I_F} = \frac{0.97\text{ V}}{0.1\text{ A}} = 9.7\ \Omega \quad (1.2)$$

Para el segundo punto de trabajo seleccionado $I_F = 0.3\text{ mA}$ con $U_F = 0.6\text{ V}$ resulta:

$$R_F = \frac{0.67\text{ V}}{0.31\text{ mA}} = 2\text{ k}\Omega \quad (1.3)$$

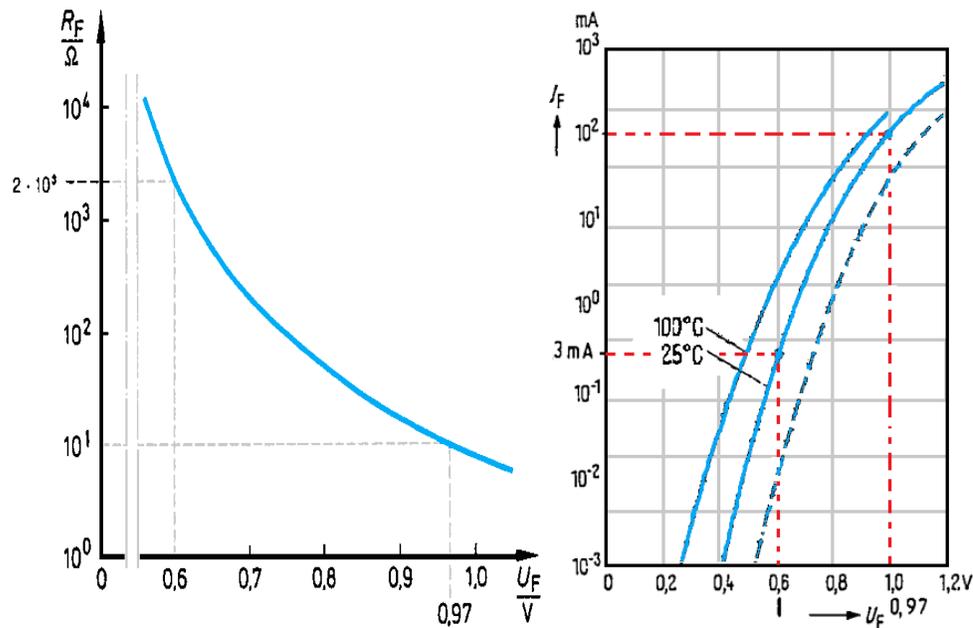


Figura 1.8 Curvas características directas de un diodo con dos puntos de trabajo y sus respectivos valores de resistencia estática en el rango de tensión umbral.

Por encima de la tensión umbral, la resistencia R_F es muy baja, mientras que por debajo ésta es relativamente alta. En la figura 1.8 la gráfica de la derecha muestra la resistencia estática directa determinada del ejemplo anterior a temperaturas ambiente de 25° C y 100° C , en este caso se muestra nuevamente en la relación $R_F = f(U_F)$.

1.2 Transistores bipolares (BJT)

Los transistores bipolares son componentes semiconductores activos. Estos tienen dos junturas PN y por tanto tres capas consecutivas de materiales semiconductores dopados diferentemente. Según su secuencia de capas, los transistores bipolares se dividen básicamente en transistores NPN y transistores PNP.

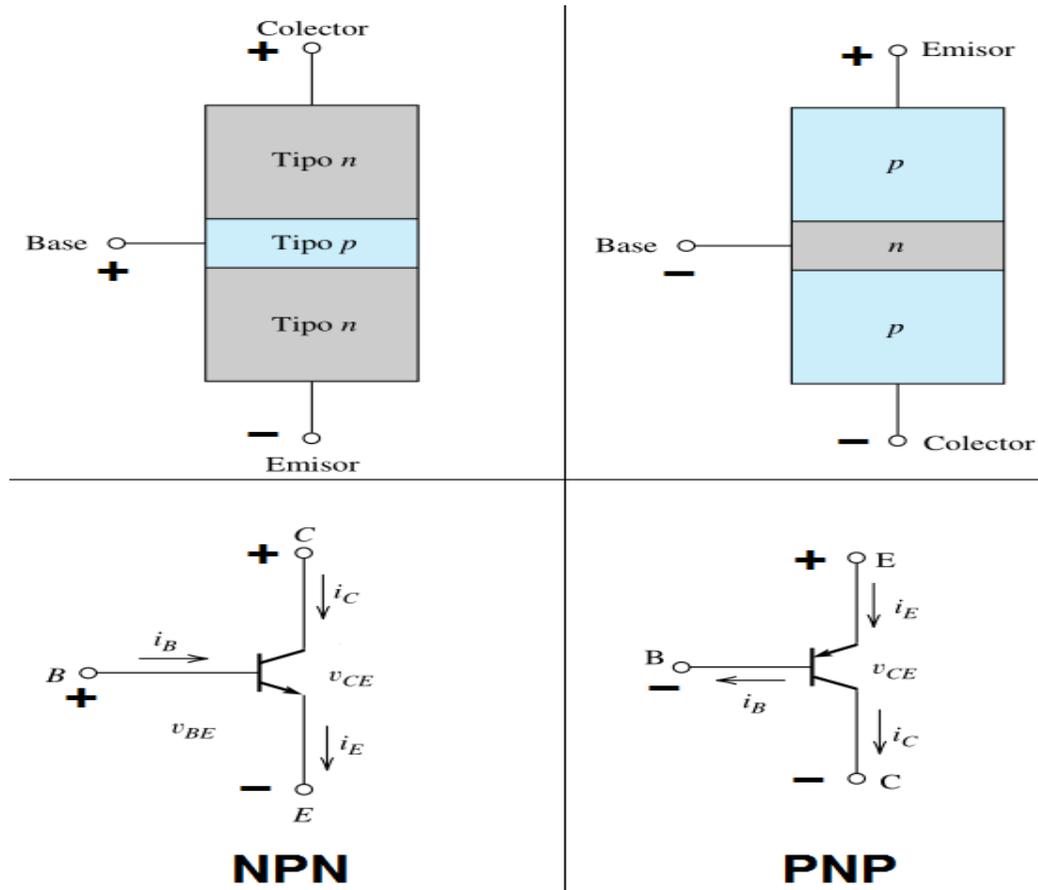


Figura 1.9 Secuencia de capas y símbolos de transistores bipolares de tipo NPN y PNP

En los transistores bipolares las tres capas y sus respectivos terminales se le denominan emisor, base y colector. Para alcanzar un efecto amplificador la juntura emisor-base debe ser operada en dirección directa y la juntura base colector en dirección inversa. Con una pequeña corriente de control fluyendo en la base, entonces se puede influenciar una corriente principal considerablemente mayor fluyendo en el colector.

Se fabrican de Germanio o de Silicio como materiales iniciales. Debido a sus propiedades superiores los transistores de Si tienen, hoy en día, una importancia considerablemente mayor que los transistores de Ge. [4]

La clasificación de los numerosos tipos de transistores puede realizarse de acuerdo a varios puntos de vista. Así, con respecto a los tipos de construcción se realiza una subdivisión básicamente en transistores de pequeña señal y transistores de potencia.

Los transistores de pequeña señal son utilizados mayormente para la amplificación de pequeñas señales de corriente alterna. Por lo tanto, estos se operan generalmente en un punto de trabajo fijo y con poca frustración alrededor de este punto. Los transistores de pequeña señal también pueden ser utilizados como interruptores electrónicos; esto implica un control sobre todo el rango de la curva característica. [4]

Los transistores de potencia están diseñados para mayores corrientes y tensiones. Estos tienen una cápsula relativamente grande para disipar rápidamente el calor que se forma en el cristal. A los transistores de potencia se utilizan generalmente como amplificadores de gran señal en etapas de potencia y en etapas de salida, o como interruptores electrónicos.

1.2.1 Curvas características

Las propiedades especiales de un tipo de transistor pueden ser indicadas con precisión solo por medio de las curvas características. En el caso de un transistor a lo contrario de un diodo son necesarias varias curvas características para determinar el comportamiento de sus diferentes valores de tensión y corriente. Así, para descripción inequívoca del transistor, las dependencias mutuas de las siguientes cuatro magnitudes deben ser representadas en curvas características:

Tensión de base (U_{BE})	Corriente de base (I_B)
Tensión de colector (U_{CE})	Corriente de colector (I_C)

Curvas características de entrada

La relación entre corriente de base en función del voltaje base-emisor con voltaje colector-emisor constante está designada como la curva característica de entrada del transistor. Esta tiene el mismo recorrido que la curva característica directa de un diodo de Silicio. [3]

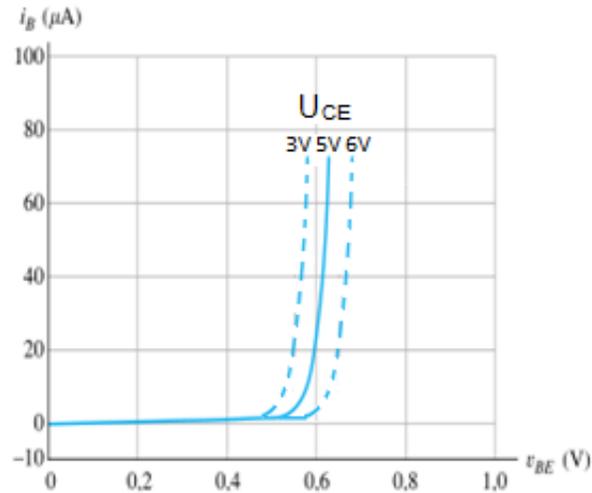


Figura 1.10 Curvas características de entrada

De la curva característica de entrada se puede determinar la resistencia de entrada del transistor con:

$$r_{BE} = \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta I_B} \quad (1.3)$$

Dónde el voltaje colector-emisor (U_{CE}) es constante.

En las hojas de datos generalmente se indica la resistencia de entrada en notación cuadripolar, como un parámetro h:

$$H_{11e} = r_{BE} \quad (1.4)$$

Curva característica de amplificación de corriente

La relación corriente de colector en función de la corriente de base con el voltaje colector emisor constante está asignada como la curva característica de amplificación de corriente del transistor. La curva característica de amplificación de corriente, muestra una relación lineal entre I_B e I_C . [3]

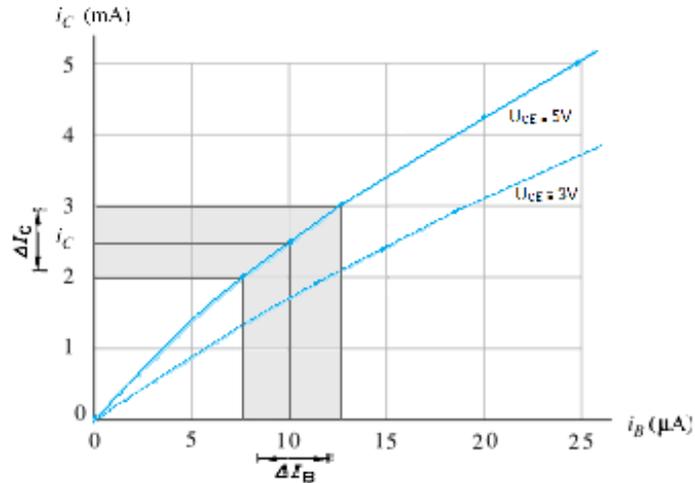


Figura 1.11 Curvas características de amplificación de corriente.

De la curva característica de amplificación de corriente se puede determinar la amplificación de corriente del transistor.

En las hojas de datos se indica la amplificación de corriente dinámica también como h_{21e} . En la Figura 1.11 se puede leer el transistor respectivo, en el punto de trabajo indicado.

$$B = \frac{I_C}{I_B} = \frac{2.5 \cdot 10^{-3} \text{ A}}{10 \cdot 10^{-6} \text{ A}} = 250 \quad (1.5)$$

$$\beta = \frac{I_C}{I_B} = \frac{10^{-3} \text{ A}}{5 \cdot 10^{-6} \text{ A}} = 200 \quad (1.6)$$

Como la información que expresa la curva característica de amplificación de corriente no es suficiente, los fabricantes dan generalmente la amplificación de corriente continua B en función de la corriente de colector y la temperatura. En base a las propiedades físicas, la amplificación de corriente disminuye con corrientes de colector altas. Adicionalmente, la dependencia de temperatura de la corriente de colector también es aparente.

Curva característica de salida

Para que una corriente de colector pueda fluir, debe estar presente primero una corriente de base. Por lo tanto, en el diagrama según la figura 1.11 se muestra que la corriente de colector no está solo en función de la tensión colector-emisor, sino también de la corriente de base. Estas curvas características de la corriente de colector en función del voltaje colector emisor con I_B constante se las denomina como curva características de salida.

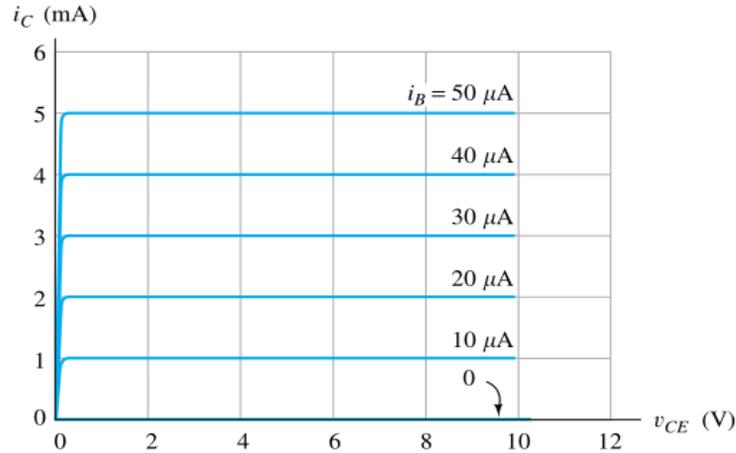


Figura 1.12 Curvas características de salida.

Puesto que una corriente de base puede fluir solamente cuando está presente una apropiada tensión base-emisor, los fabricantes también dan selectivamente como parámetro la curva característica de salida con:

$$r_{CE} = \frac{\Delta U_{CE}}{\Delta I_C} \quad (1.7)$$

En las hojas de datos generalmente se indica la conductividad de salida en notación cuadripolar como un parámetro h:

$$H_{22e} = \frac{1}{r_{CE}} = \frac{\Delta I_C}{\Delta U_{CE}} \quad (1.8)$$

1.2.2 Valores característicos

De las diferentes curvas características del transistor se pueden determinar muchos datos importantes para el uso y el comportamiento de los tipos individuales del transistor. Las curvas características son particularmente importantes cuando los transistores son utilizados como amplificadores de gran señal, por ejemplo, en etapas de potencia y etapas de salida, porque entonces las curvas características son utilizadas por completo. Sin embargo, cuando los transistores se utilizan como amplificadores de pequeña señal, por ejemplo, en etapas de pre-amplificación, entonces las amplitudes de tensión y corriente de la señal de entrada son pequeñas en relación a los valores de tensión y de corriente del punto de trabajo. Debido a la pequeña oscilación de señal, las diferentes curvas características ya no tienen tanta importancia. Por esto, los fabricantes indican valores característicos específicos para el uso de transistores como amplificadores de pequeña señal, los cuales proveen al usuario suficiente información acerca del comportamiento de los transistores. [3]

Estos datos característicos se subdividen nuevamente en datos característicos estáticos y dinámicos. Los datos característicos estáticos describen el comportamiento en corriente continua, mientras que los datos característicos dinámicos dan información sobre el comportamiento para corriente alterna y operación con impulsos.

Datos límites

Los transistores pueden estar sobrecargados eléctricamente de varias formas:

- Por una excesivamente alta tensión colector-emisor U_{CE} .
- Por una excesivamente alta corriente de colector $I_C > I_{C \text{ máx.}}$.
- Por una excesivamente alta tensión base-emisor $U_{BE} > U_{BE \text{ máx.}}$.
- Por una excesivamente alta corriente de base $I_B > I_{B \text{ máx.}}$.
- Por una excesivamente alta potencia de pérdidas $P_{p\acute{e}r} > P_{tot}$.
- Por una excesivamente alta temperatura ambiental $\vartheta_{amb} > \vartheta_{amb \text{ máx.}}$.

Datos característicos.

Los datos característicos estáticos dan información sobre el comportamiento en corriente continua de un transistor. Inclusive sin componente alterna en la entrada, el transistor tiene ciertas propiedades, las cuales no pueden ser cubiertas por las curvas características. Por eso, en las hojas de datos se indican siempre los siguientes datos característicos.

- Amplificación de corriente continua.
- Tensión de saturación.
- Corrientes residuales.

Amplificación de corriente continua.

La amplificación de corriente continua B representa la relación de la corriente continua de colector con la corriente continua de base. También se le denomina como amplificación de corriente estática.

$$B = \frac{I_C}{I_B} \quad (1.9)$$

La amplificación de corriente continua no solamente depende de la magnitud de la corriente continua de colector, sino también de la temperatura ambiental. [4]

Tensión de saturación

La tensión de saturación $U_{CE \text{ sat}}$ se denomina también tensión de codo, o tensión residual $U_{CE \text{ res}}$. A esta se define como la tensión colector-emisor en el límite de sobreexcitación para

una cierta corriente de colector I_C . El límite de sobreexcitación comienza en el punto sobre la punta característica en el cual la parte ascendente de la curva característica de salida pasa a la parte horizontal. En la Figura 1.13 se indica la tensión de saturación U_{CEsat} para una determinada corriente de colector.

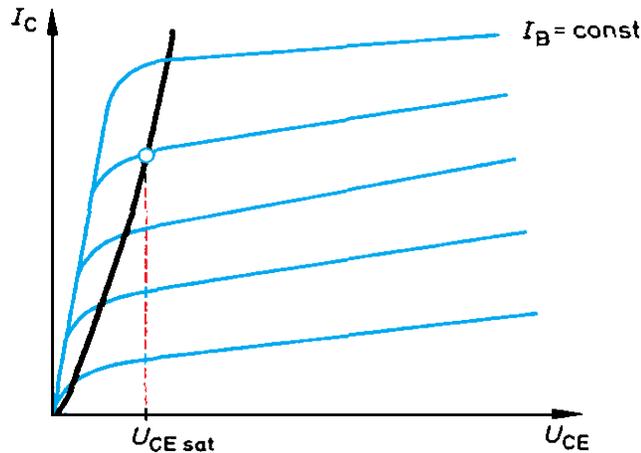


Figura 1.13 Tensión de saturación.

Así, la tensión de saturación es la mínima tensión colector-emisor de un transistor que debe estar presente para que la corriente de colector todavía pueda estar influenciada predominantemente por la corriente de base. Entonces esta es también la tensión colector-emisor que debe ser sobrepasada para que el transistor este encendido. Por esto, la tensión de saturación es de vital importancia cuando un transistor está siendo utilizado en operación de conmutación.

Debido a que el valor de tensión U_{CEsat} en el cual la corriente de colector cambia al estado de saturación, no puede ser leído claramente de las curvas de salida, los fabricantes indican además la curva característica de la tensión de saturación. La tensión de saturación aumenta con el ascenso de la temperatura.

Corrientes residuales

Si la juntura PN se opera en dirección inversa, entonces fluye una corriente residual. Diferentes corrientes residuales aparecen debido a que un transistor tiene dos junturas PN. A estas se le denomina como ICER, ICEO, ICBO, ICEV, IEBO, e ICES. Por efecto de la dependencia de temperatura del material semiconductor, el valor de las corrientes residuales también depende de la temperatura ambiental. [4]

1.2.3 Ecuaciones del transistor bipolar

La ley de Kirchoff requiere que la corriente que sale de un bipolar sea igual a la suma de las corrientes que entran en él, por tanto:

$$i_E = i_C + i_B \quad (1.10)$$

El parámetro α del bipolar es el cociente entre la corriente de colector y la corriente de emisor:

$$\alpha = \frac{i_C}{i_E} \quad (1.11)$$

Los valores de α varían entre 0.9 y 0.999, siendo 0.99 el valor más típico. La ecuación (1.14) indica que la corriente de emisor proviene en parte del terminal de la base y en parte del terminal de colector. Sin embargo, como α es prácticamente uno, es el colector el que proporciona la mayor parte de la corriente de emisor.

Usando la Ecuación de Shockley y la ecuación (1.15) podemos llegar a la siguiente ecuación:

$$i_C = \alpha I_{ES} [\exp\left(\frac{v_{BE}}{V_T}\right) - 1] \quad (1.12)$$

Para un valor V_{BE} superior a unas pocas décimas de voltio, la parte exponencial contenida en el paréntesis es mucho mayor que la unidad. Luego el uno contenido dentro del paréntesis puede despreciarse. Definimos también la corriente de escala como:

$$i_s = \alpha I_{ES} \quad (1.13)$$

Con lo que la ecuación (1.12) se convierte en:

$$i_C \cong i_s \exp\left(\frac{v_{BE}}{V_T}\right) \quad (1.14)$$

Despejando i_C en la Ecuación (1), sustituyendo en $\beta = \frac{I_C}{I_B}$ podemos resolver:

$$i_B = (1 - \alpha)i_E \quad (1.15)$$

Como α es ligeramente menor que la unidad, la base solo suministra una fracción muy pequeña de la corriente de emisor. Usando la ecuación de Shockley para sustituir i_E tenemos:

$$i_B = (1 - \alpha)I_{ES} [\exp\left(\frac{v_{BE}}{V_T}\right) - 1] \quad (1.16)$$

Usando las ecuaciones (1.14) y (1.18), y conociendo que la relación entre corriente de colector y de base nos da el parámetro β se llega a:

$$\beta = \frac{I_C}{I_B} = \frac{\alpha}{1-\alpha} \quad (1.17)$$

Los valores de β varían entre 10 y 1000, siendo un valor muy común $\beta=100$. Podemos escribir que:

$$I_C = \beta I_B \quad (1.18)$$

Lo que nos dice que como el valor de β es grande comparado con la unidad, la corriente de colector es una versión amplificada de la corriente de base.

Las ecuaciones anteriores son válidas sólo si la unión base-emisor está directamente polarizada (es decir, si v_{BE} es negativa para un PNP) y la unión colector-base está polarizada en inversa (si v_{BC} es positiva para un PNP). [4]

1.2.4 Modelos de circuitos con transistores bipolares a gran señal

Los bipolares pueden trabajar en la región activa, en saturación o en corte. En la región activa, la unión base-emisor está polarizada en directa, y la unión base-colector en inversa. De hecho, la región activa exhibe una polarización directa de la unión del colector por unas pocas décimas de voltio.

Modelo de la región activa

En la Figura 1.13(a) se muestran modelos de circuitos para transistores bipolares en la región activa. La fuente de corriente controlada por corriente modela la dependencia de la corriente de colector con respecto a la corriente de base. Las restricciones indicadas en la figura para I_B y v_{CE} deben cumplirse para asegurar la validez del modelo de región activa. Relacionemos el modelo de la región activa con las curvas características del dispositivo. La Figura 1.14 muestra las curvas características de un transistor NPN. La corriente de base I_B es positiva, y $v_{BE} \cong 0,7$ V para una polarización directa de la unión base-emisor, como se muestra en la Figura 1.14 (b). Observe en la Figura 1.14(a) que v_{CE} debe ser superior a 0,2 V para asegurar que el transistor trabaje en la región activa (es decir, por encima de los codos de las curvas características).

Del mismo modo, para el transistor PNP debemos tener $I_B > 0$ y $v_{CE} < -0.2$ V para que sea válido el modelo de región activa. Como siempre, suponemos que I_B es positiva cuando sale de la base en el transistor PNP.

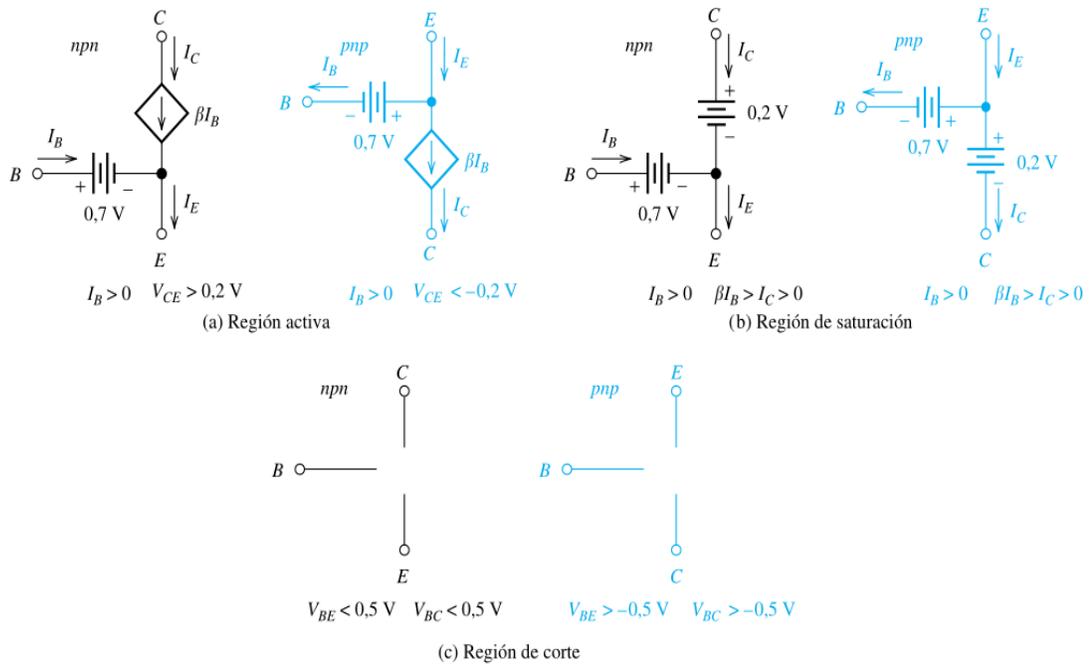


Figura 1.14 Modelos en gran señal para transistores bipolares.

En la Figura 1.14 (b) se pueden ver los modelos de los transistores bipolares para la región de saturación. En la región de saturación, ambas uniones están polarizadas en directa. Al examinar las curvas características de colector de la Figura 1.14(a), vemos que $v_{CE} \cong 0,2V$ para que el transistor NPN esté en saturación. Así, el modelo para la región de saturación incluye una fuente de 0,2V entre colector y emisor. Al igual que en la región activa, I_B es positiva. También podemos ver en la Figura 1.15(a) que, para trabajar por debajo del codo de la curva característica de colector, la condición es $\beta I_B > I_C > 0$.

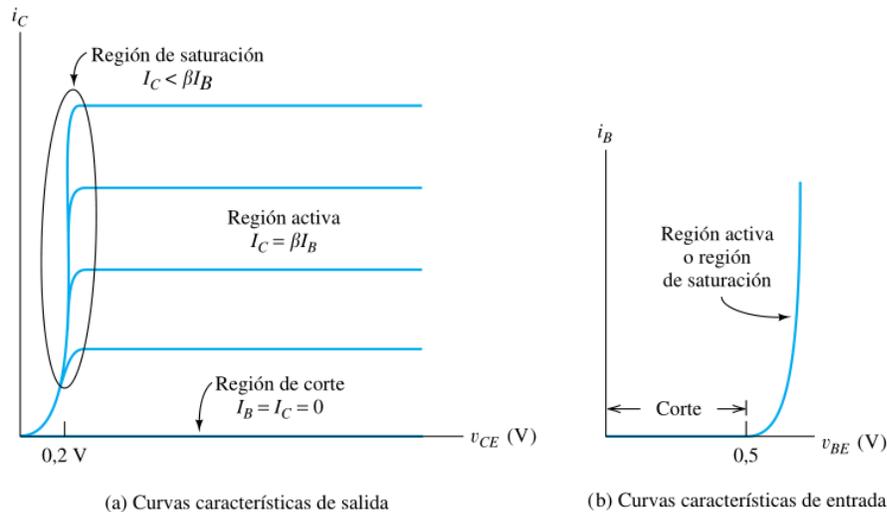


Figura 1.15 Regiones de trabajo en las curvas características de un transistor NPN.

Modelo de la región de corte

En el corte, ambas uniones están polarizadas en inversa y no entra corriente en el dispositivo. Por tanto, el modelo está compuesto por circuitos abiertos entre los tres terminales. De hecho, si se aplican pequeñas tensiones de polarización directa de hasta 0,5 V, las corrientes suelen ser despreciables y seguiremos utilizando el modelo de región de corte. Las restricciones de las tensiones para que el transistor esté en la región de corte se pueden ver en la figura.

Modo inverso

Cuando la unión base-colector está polarizada en inversa y la unión base-emisor está polarizada en directa, decimos que el transistor trabaja en modo directo, o modo normal. En algunas ocasiones, podemos encontrarnos con que la unión base-colector está polarizada en directa y la unión base-emisor está polarizada en inversa. Es lo contrario de lo habitual y decimos entonces que el transistor trabaja en modo inverso. En principio, el funcionamiento en modo inverso debería ser igual que en modo normal, pero con el emisor y colector intercambiado. Pero la mayoría de dispositivos no son simétricos por lo que α y β tendrán unos valores diferentes en modo normal y en modo inverso. Por ahora, centraremos nuestra atención en el funcionamiento del circuito en las regiones activas de saturación y de corte en modo normal.

1.3 Transistores de efecto de campo de juntura (JFET)

Los FET de juntura consisten de un material semiconductor en forma de barra, el cual es de silicio tipo N o de silicio tipo P. Las dos caras laterales de la barra tienen superficies de contacto aplicadas sin juntura, las cuales se denominan como fuente(S) y drenador (D).

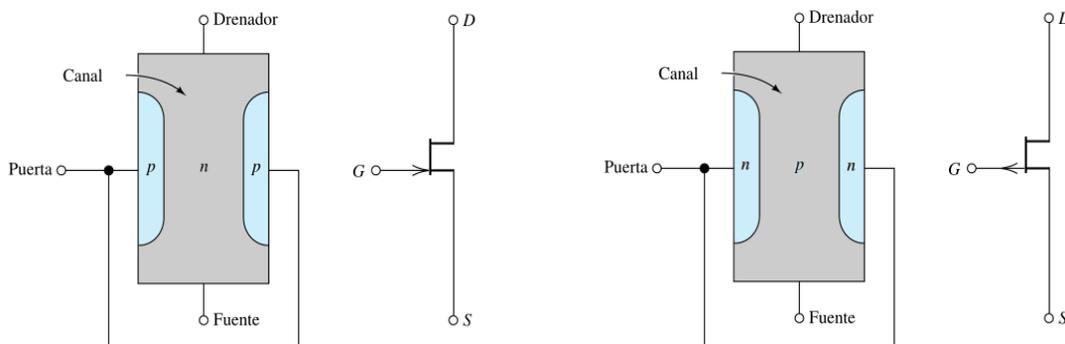


Figura 1.16 Diagramas de corte transversal y símbolos de control de los FET de canal N y FET de canal P

En un FET de juntura de canal N, se utiliza como material inicial el silicio tipo N. En los lados anchos de la barra son depositadas adicionalmente zonas de tipo P, las cuales están conectadas eléctricamente una con otra. Así se forman junturas de tipo PN opuestas entre sí como compuerta (G). Debido a estas junturas PN, muchas veces los FET de juntura se denominan también como PNFET o JFET.

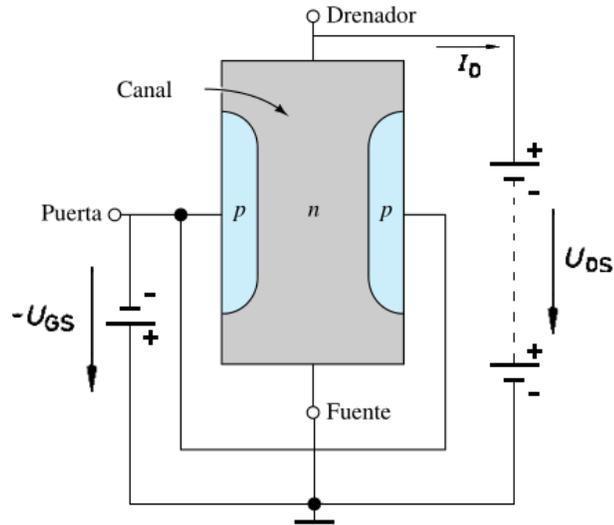


Figura 1.17 Corte transversal de un FET de juntura de canal N

Si ahora se conecta a los terminales D y S una tensión U_{DS} entonces, una corriente de electrones I_D fluye a través de la pequeña barra de silicio tipo N. Según la polaridad de la tensión drenador-fuente U_{DS} indicada en la Figura 1.17, los electrones viajan desde el terminal de fuente hasta el terminal de drenador a través del camino de corriente, denominado canal N, del silicio tipo N.

Con la aplicación de una tensión compuerta-fuente negativa $-U_{GS}$ a los terminales compuerta y fuente, como se indica en la Figura 1.17, las dos junturas PN están operadas en dirección inversa. Al mismo tiempo, en el silicio tipo N y en silicio tipo P se forman capas barrera, de forma que no puede fluir corriente a través de estas junturas PN, las cuales están polarizadas en dirección inversa.

Sin embargo, debido a que la zona de bloqueo se propaga en el canal, la sección transversal conductora de corriente del canal N también disminuye. El desarrollo de estas zonas de bloqueo depende de las caídas de tensión a lo largo de los caminos de corriente en el canal. El de corriente es más ancho en la cercanía del electrodo fuente. Este se vuelve más estrecho en la dirección del drenador. [3]

Mientras más alta es la tensión compuerta-fuente negativa $-U_{GS}$, más anchas serán las capas barrera en el canal, y consecuentemente la sección transversal conductora de corriente del canal se hará aún más pequeña. Por lo tanto, la magnitud de la resistencia de campo R_{DS} entre fuente y drenador, en un FET de juntura de canal N, depende de la magnitud de la tensión compuerta-fuente negativa $-U_{GS}$. Así, con la ayuda de una tensión compuerta-fuente negativa, es posible variar la resistencia de paso dentro de amplios límites. Si $-U_{GS}$ se vuelve tan alta que las capas barrera entren en contacto, el canal se estrangula y el flujo de corriente es interrumpido. La corriente del drenador I_D se vuelve cero. Puesto a que en una juntura PN polarizada en dirección inversa solamente fluye una corriente inversa muy pequeña, el control de la corriente del drenador por medio de $-U_{GS}$ ocurre prácticamente sin potencia.

1.3.1 Curvas características de control y transferencia

En los FET de juntura el control del flujo de corriente en el canal se efectúa por medio de la variación de la tensión inversa en las junturas PN. En la Figura 1.17 se nota que las capas barrera no se propagan uniformemente dentro del canal. En dirección del terminal del drenador aparece una constricción en forma de cuña porque la diferencia de tensión entre compuerta y drenador aumenta constantemente. Si la tensión compuerta-fuente $-U_{GS}$ aumenta tanto como para que las capas barrera entren en contacto, entonces el canal se estrangula y por esto prácticamente se bloquea. Al valor de tensión en el cual ocurre este efecto se le denomina como tensión de estrangulamiento o tensión *pinch-off* U_p . Para la investigación de un canal P se debe cambiar solamente la polaridad de las dos fuentes de tensión. [4]

En la figura se da, como ejemplo, la curva característica de control o transferencia para una tensión constante $U_{DS} = 15V$. Esta se aplica a un FET de juntura de canal N.

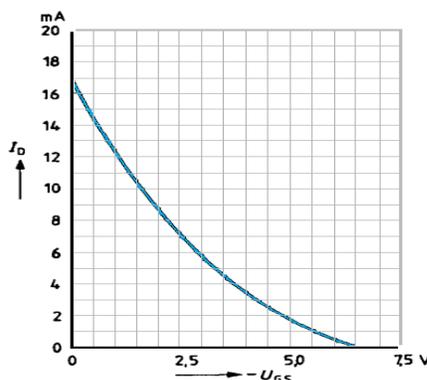


Figura 1.18 Curva característica de transferencia de FET de juntura

En la curva característica según la Figura 1.18 se nota que la tensión de estrangulamiento para este tipo es $U_p \approx -6,5 \text{ V}$, por lo tanto, para $-U_{GS} \geq 6,5 \text{ V}$ ya no fluye una corriente de drenador. Disminuyendo $-U_{GS}$, la corriente de drenador aumenta y alcanza su máximo valor para este tipo de transistor cuando $U_{GS} = 0 \text{ V}$ con $I_D \approx 17 \text{ mA}$.

1.3.2 Curvas característica de salida

Las curvas características de salida de un FET de juntura son la dependencia de la corriente de drenador I_D de la tensión drenaje-fuente para diferentes tensiones compuerta-fuente. Estas curvas características de salida $I_D = f(-U_{GS})$ para $(-U_{GS})$ constante, están representadas en la Figura 1.19. Si con una tensión de control constante $-U_{GS}$, la tensión drenador-fuente (U_{DS}) se incrementa partiendo desde cero, entonces la corriente de drenador en un inicio se incrementa proporcionalmente en concordancia con la Ley de Ohm. En esta región, el FET de juntura muestra el comportamiento de una resistencia. La primera región del gráfico de la familia de curvas características de salida se la denomina también como el rango óhmico.

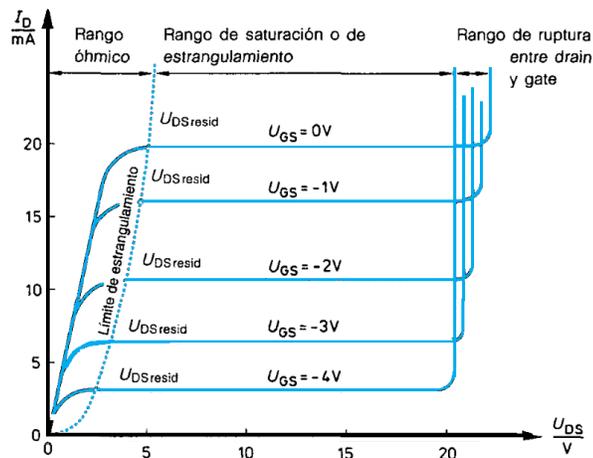


Figura 1.19 Familia de curvas características de un FET de juntura

Si la tensión U_{DS} es incrementada aún más las curvas características se doblan y adquieren una forma casi horizontal. Si se da un nuevo incremento en U_{DS} ya no se da ningún cambio notable de la corriente de drenador. Este también es el caso cuando $U_{GS} = 0$.

De esto se puede apreciar que la tensión drenador-fuente también puede llegar a producir una estrangulación del canal. Cuando $U_{GS} = 0 \text{ V}$, la compuerta y la fuente están al mismo potencial. En la parte del canal no hay ninguna o hay una señal de tensión muy baja entre la compuerta y el canal, y por esto no se forma ninguna zona de barrera o de carga espacial.

Sin embargo, en dirección al electrodo drenador, el potencial del canal se vuelve cada vez más positivo en comparación con el potencial de la compuerta. Cerca del terminal de drenador, la tensión de polarización entre la compuerta y la fuente inclusive se suma a la tensión total U_{DS} . A partir de un valor determinado de la tensión drenador-fuente, las capas barrera en el canal entran en el canal y lo estrangulan. [4]

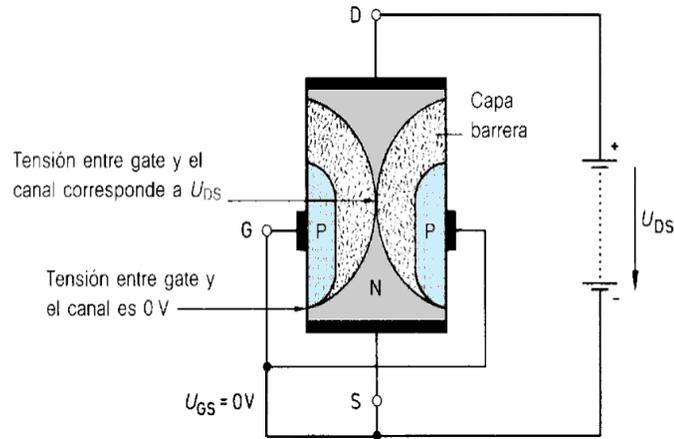


Figura 1.20 Estrangulación del canal por U_{DS}

En la Figura 1.20, $U_{GS} = 0$. Sin embargo, si se aplica a la compuerta una tensión negativa adicional, las zonas de carga espacial entran ya en contacto con valores bajos de tensión de U_{DS} . El valor de tensión de U_{DS} que causa la estrangulación del canal se denomina como $U_{DSresid}$ o U_{DSsat} . Por lo tanto, no tiene importancia si el canal está estrangulado a lo largo del canal a consecuencia de una tensión compuerta-fuente $U_{GS} = U_P$ o solamente en la cercanía del terminal de drenador, a consecuencia de $U_{DS} = U_P$.

En base a estas relaciones se puede determinar la tensión de saturación, de codo o residual $U_{DSresid}$, cuando se conocen U_P y U_{GS} . Se aplica $U_{DSresid} = U_{GS} - U_P$.

1.3.3 Valores característicos

Valores límites

Los transistores JFET pueden estar sobrecargados eléctricamente de varias formas:

1. Por una tensión drenador-fuente excesivamente alta $U_{DS} > U_{DSmáx}$
2. Por una tensión drenador-compuerta excesivamente alta $U_{DG} > U_{DGmáx}$
3. Por una tensión compuerta -fuente excesivamente alta $U_{GS} > U_{GSmáx}$
4. Por una corriente de drenador excesivamente alta $I_D > I_{Dmáx}$
5. Por una corriente de compuerta excesivamente alta $I_G > I_{Gmáx}$
6. Por una potencia de pérdida excesivamente alta $P_{pér} > P_{tot}$

7. Por una temperatura del canal excesivamente alta $\vartheta_{\text{can}} > \vartheta_{\text{can máx}}$.

Valores límites para las tensiones

Si entre el terminal del canal y el terminal de compuerta existe una tensión excesivamente alta, la juntura PN operada en dirección inversa puede ser destruida. Esta situación puede ocurrir si los valores de tensión $U_{\text{DSmáx}}$, $U_{\text{DGmáx}}$ y $U_{\text{GSmáx}}$ son excedidos. Para los JFET de canal N los valores límites de tensión se encuentran aproximadamente entre 20 V y 30 V.

Valores límites para las corrientes

La corriente I_{D} que fluye por el canal no debe ser mayor que $I_{\text{Dmáx}}$, de otra forma, el material semiconductor estaría sobrecargado. Bajo un estado de operación normal, la corriente a través de la juntura PN operada en dirección inversa es tan pequeña en comparación con la corriente de drenaje, que puede ser ignorada. Sin embargo, cuando se controla el FET puede darse el caso de que esta juntura PN sea operada brevemente en dirección directa. Entonces la corriente de compuerta que fluye no debe sobrepasar el valor el valor $I_{\text{Gmáx}}$. El valor de $I_{\text{Dmáx}}$ depende grandemente del tipo de transistor, mientras que $I_{\text{Gmáx}}$ tiene usualmente una magnitud de 10 mA.

Valores límites para la potencia de pérdidas

Durante la operación de un FET, la tensión entre drenaje y fuente es U_{DS} , y fluye una corriente I_{D} . El producto de I_{D} y U_{DS} da una potencia eléctrica $P_{\text{pér}}$ que causa un calentamiento del cristal. A la máxima potencia permisible se le denomina como potencia de pérdida total (P_{tot}). Se aplica $P_{\text{pér}} = (U_{\text{DS}} I_{\text{D}}) \leq P_{\text{tot}}$

Valores límites para la temperatura ambiental

Esencialmente debido a la potencia de pérdidas en ocasión continua, en la capa barrera y en el canal se produce un calor, el cual causa un aumento de la temperatura en el semiconductor. Esta temperatura no debe sobrepasar ciertos valores porque las propiedades semiconductoras del cristal cambiarían y el FET ya no podría trabajar satisfactoriamente. La temperatura de juntura ϑ_{J} indicada para los FET se relaciona con la máxima temperatura del canal ϑ_{can} existente dentro del canal. Este valor $\vartheta_{\text{can máx}}$ oscila aproximadamente entre 150 y 200 °C.

Datos característicos estáticos

Con los datos característicos estáticos se describe el comportamiento en corriente continua de un FET. Los fabricantes indican siempre los siguientes datos característicos:

Corriente inversa de compuerta

La juntura PN entre la puerta y el canal siempre está operada en dirección inversa. No obstante, como en cualquier otra juntura PN, todavía fluye corriente inversa de compuerta ($-I_{GSr}$). La magnitud de esta corriente inversa depende tanto de la temperatura del material del canal ϑ_{can} , como también de la temperatura de juntura ϑ_J . La corriente inversa de compuerta asciende con el aumento de la temperatura. En la Figura 1.20 está indicada como una curva característica la dependencia de temperatura de la corriente inversa.

Tensión de estrangulamiento (U_p)

Aunque la tensión de estrangulamiento puede ser leída de la curva característica de control o transferencia, los fabricantes también indican este valor junto con los datos característicos estáticos. Por tanto este es aplicable para determinados valores de U_{DS} e I_D como muestra la Figura 1.21

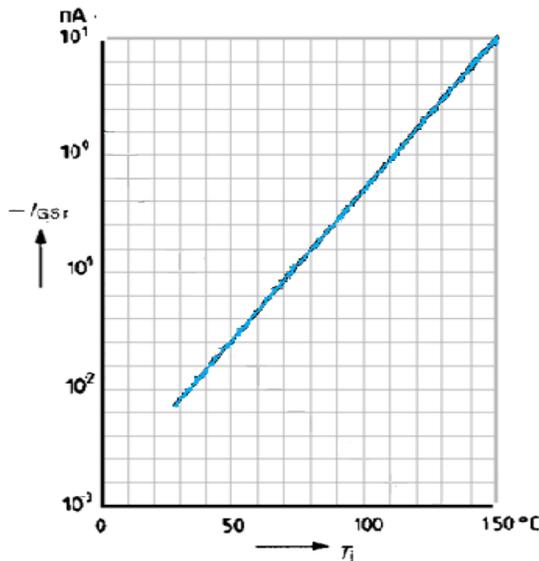


Figura 1.21 Dependencia de la temperatura de la corriente inversa con $U_{DS} = 20v$ y $U_{GS} = 0$

A diferencia del transistor BJT, los terminales drenador y surtidor del FET pueden intercambiar sus papeles sin que se altere apreciablemente la característica V-I (se trata de un dispositivo simétrico).

1.4 Transistores MOSFET

En el caso de los MOSFET, el control no se realiza por medio de la juntura, sino por medio de una capa aislante. Esta capa aislante consiste, por lo general, de un óxido de metal, del

cual se deriva el nombre transistor de efecto de campo MOS (*Metal-Oxide-Semiconductor*). También se utiliza la designación FET de capa aislante, para la cual se indica entonces la abreviación IFET o IGFET.

Entre los MOSFET hay que diferenciar básicamente los tipos de modo ensanchamiento y de modo agotamiento. Los MOSFET de modo agotamiento tienen una conductividad del canal con $U_{GS} = 0 \text{ V}$. En base a su modo de operación se los denomina también tipo de empobrecimiento. Por el contrario, en los MOSFET de modo ensanchamiento el canal está completamente bloqueado con $U_{GS} = 0 \text{ V}$, de modo que en este caso no puede fluir ninguna corriente I_D . Los MOSFET de modo ensanchamiento se denominan también tipo de enriquecimiento. Debido a que el canal requerido como paso de corriente puede ser ya sea de silicio tipo N o de silicio tipo P, para el caso de los MOSFET resultan en total cuatro tipos diferentes. Como se puede observar en la Figura 1.22, cada uno de estos cuatro tipos tiene su propio símbolo. Sin embargo, los tipos individuales tienen una importancia práctica muy diferente. [3]

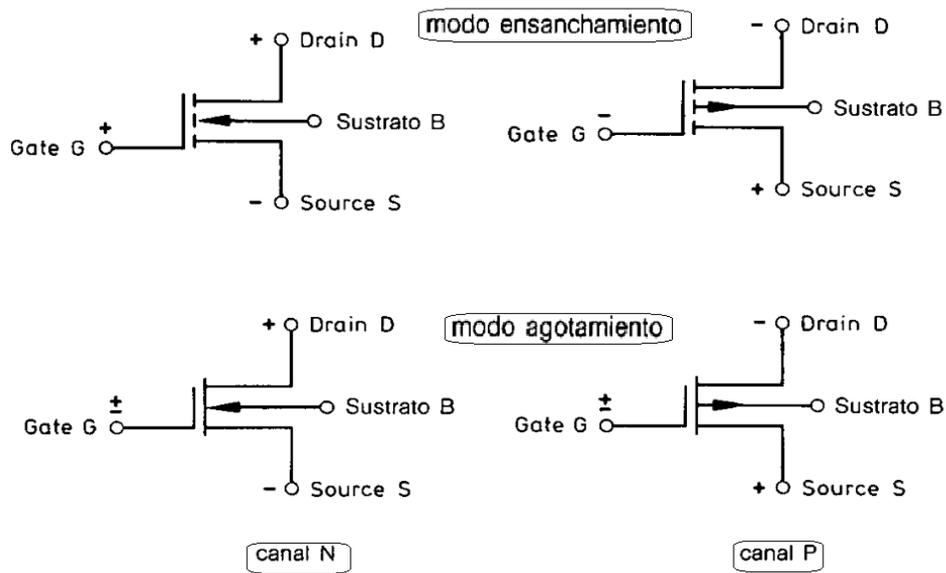


Figura 1.22 Símbolos para los diferentes tipos de MOSFET.

1.4.1 MOSFET de modo agotamiento

La Figura 1.23 muestra la construcción de un MOSFET de modo agotamiento de canal N. Aquí, dos zonas N altamente dopadas están difundidas dentro de una placa de silicio tipo P, la cual se denomina «sustrato», y están provistas de terminales de drenador y fuente libres de juntura. Entre las dos zonas se encuentra un angosto canal N levemente dopado,

el cual forma una unión conductiva entre la fuente y el drenador, sin un efecto de campo externo. Este canal está cubierto por una capa aislante de dióxido de silicio (SiO_2), al cual se le ha sobrepuesto un electrodo metálico como terminal de compuerta.

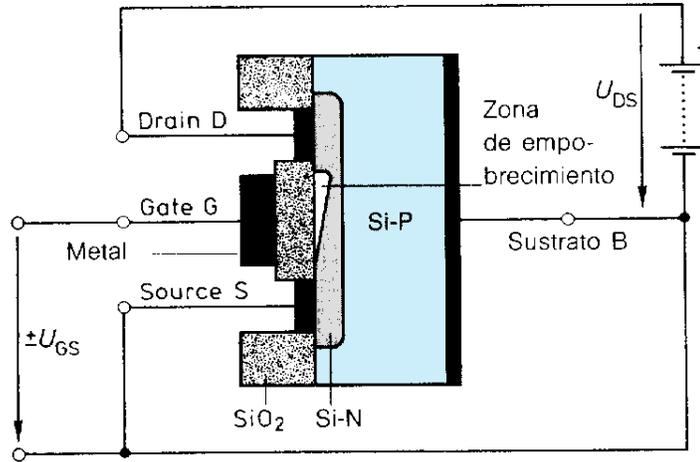


Figura 1.23 Construcción de un MOSFET de canal N de modo agotamiento.

Si se aplica una tensión U_{DS} entre fuente y drenador, entonces, para $U_{GS} = 0 \text{ V}$ fluye una corriente de electrones desde el electrodo fuente a través del canal N hacia el electrodo drenador. Pero, si se aplica una tensión negativa al electrodo de control G, los electrones dentro del canal N son desplazados de los alrededores del electrodo compuerta, de forma que allí se produce una zona empobrecida de portadores de carga. Esto lleva a una estrangulación del canal N, y consecuentemente también a una reducción de su conductividad. Si la tensión de compuerta se vuelve más negativa, la conductividad del canal se reduce, y en consecuencia también la corriente de drenador I_D .

Otra peculiaridad del MOSFET de modo agotamiento es que estos también pueden ser controlados con una tensión positiva de compuerta. A consecuencia de esto, los portadores de carga son sacados del sustrato tipo P y colocados dentro del canal N, aumentando así aún más su conductividad en comparación con la conductividad para $U_{GS} = 0 \text{ V}$.

Curvas características

En el caso del MOSFET de canal N de modo agotamiento, la corriente de drenador asciende cuando la tensión de compuerta U_{GS} se vuelve positiva. Esta relación está representada en la Figura 1.24 como una curva característica de transferencia o control. Adicionalmente, la tensión sustrato-fuente U_{BS} está trazada aquí como un parámetro. Si la juntura PN entre el sustrato y el canal es operada en dirección inversa, la corriente de drenador I_D también

depende, entre otras cosas, de la magnitud de esta tensión inversa. Por esta razón, el MOSFET puede ser controlado no solamente por la tensión compuerta-fuente U_{GS} , sino también por la tensión sustrato-fuente (U_{BS}).

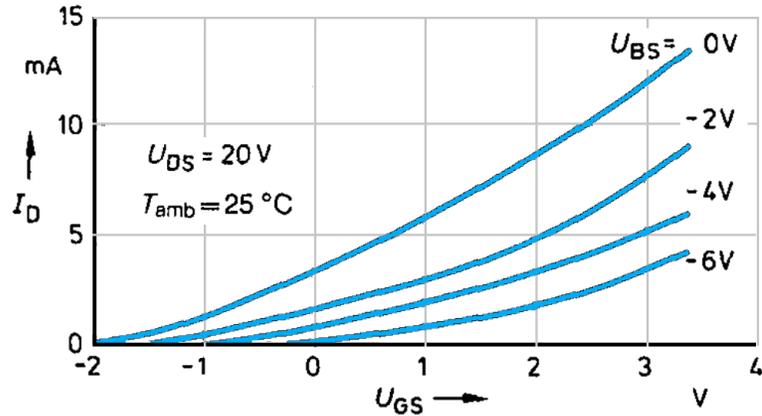


Figura 1.24 Curva característica de control o transferencia de un MOSFET de canal N de modo agotamiento

En la Figura 1.25 está reproducida la familia de curvas características de salida de un MOSFET de canal N de modo agotamiento. Aquí se utiliza la tensión U_{GS} como parámetro. Se observa claramente la dependencia de la corriente de drenador I_D del valor de la tensión de compuerta U_{GS} positiva o negativa. Las curvas características de salida de un MOSFET de canal P de modo agotamiento tienen casi la misma forma, pero los signos de la tensión compuerta-fuente y drenador-fuente cambian.

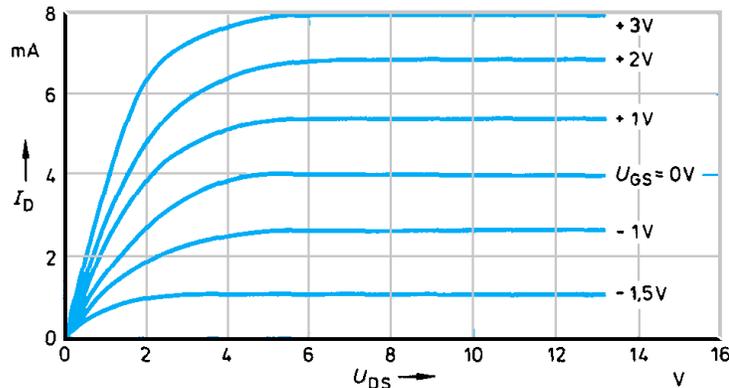


Figura 1.25 Familia de curvas características de salida de un MOSFET de canal N de modo agotamiento

En un MOSFET de canal N de modo agotamiento, la corriente de drenador I_D no puede ser elevada arbitrariamente por una tensión de compuerta positiva U_{GS} , porque desde un cierto

valor de tensión un aumento de la conductividad del canal ya no es posible. La misma afirmación también se aplica en conformidad al canal P.

Igual que los FET de juntura, los MOSFET de modo agotamiento tienen un bajo coeficiente de temperatura negativo. La corriente drenador disminuye con el aumento de la temperatura. Esta relación característica se representa en la Figura 1.26.

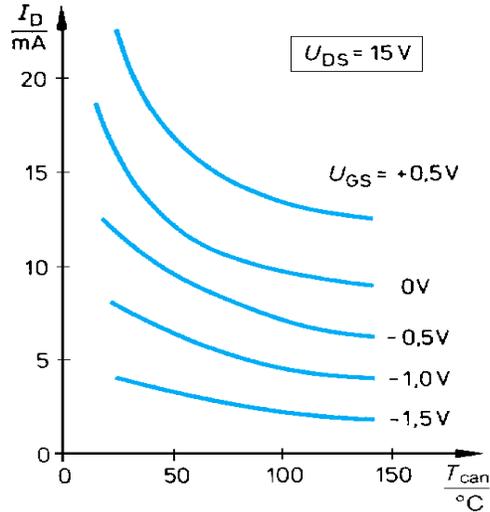


Figura 1.26 Dependencia de temperatura de la corriente de drenador de un MOSFET de modo agotamiento

1.4.2 MOSFET de modo ensanchamiento

Los MOSFET de modo ensanchamiento tienen una construcción tecnológica similar a los tipos de modo agotamiento. Sin embargo, sin la acción de un campo exterior no existe una conductividad del canal entre el terminal de drenador y el terminal de fuente, de forma que, con $U_{GS}=0V$, no puede fluir una corriente de drenador. La Figura 1.27 muestra la construcción de un MOSFET de canal N de modo ensanchamiento.

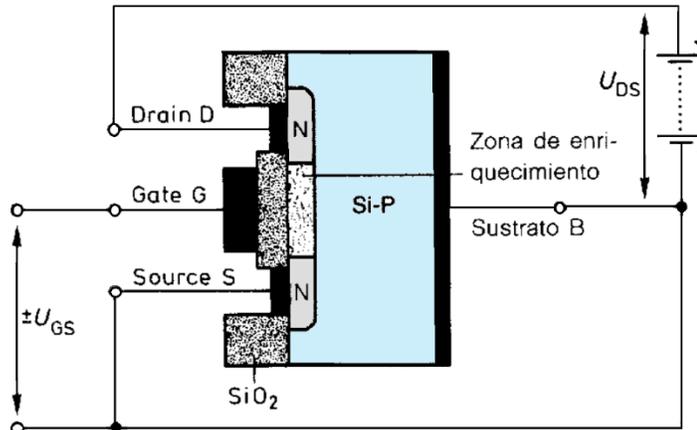


Figura 1.27 Construcción de un MOSFET de canal N de modo ensanchamiento

Inicialmente existen solo las dos islas fuertemente dopadas N alrededor de los terminales de drenador y de fuente. Ellas se encuentran situadas en el sustrato levemente dopado P, formándose así dos junturas PN. Sin embargo, éstas tienen una separación tan grande que el efecto normal de transistor no tiene importancia.

Si se aplica una tensión positiva drenador-fuente U_{DS} con $U_{GS} = 0$ V, entonces no es posible un flujo de corriente entre fuente y drenador porque la capa barrera que rodea la isla drenador está operada en dirección inversa y está extendida; el MOSFET queda bloqueado. Por efecto de la aplicación de una tensión positiva aumentan U_{GS} entre compuerta y fuente, se extraen electrones del sustrato tipo P y se llevan en dirección a la compuerta. La carga de electrones que se forma bajo el terminal de compuerta lleva al desarrollo de un canal conductivo entre drenador y fuente, pudiendo entonces fluir una corriente entre los dos electrodos. Esta corriente de drenador es mayor cuando crece la tensión puerta-fuente positiva U_{GS} con la misma tensión U_{DS} .

El MOSFET de modo ensanchamiento también se denomina tipo de enriquecimiento porque una corriente de drenador puede fluir solamente después de que, por medio del enriquecimiento de los electrones, se ha formado un canal conductivo bajo la capa de aislamiento del terminal del drenador.

Los MOSFET de canal P de modo ensanchamiento están contruidos de forma similar a los tipos de canal N, pero el modo de conducción de las capas individuales está intercambiado. Por lo tanto, estos operan con una tensión drenador-fuente negativa ($-U_{DS}$). Con una tensión compuerta-fuente de suficiente valor negativo se forma un canal P conductivo a través del cual puede fluir una corriente de drenador en forma de una corriente de huecos.

Los MOSFET de tipo de enriquecimiento son producidos raramente como transistores individuales. No obstante, su construcción y su principio de trabajo son usados ampliamente en circuitos de conmutación MOS integrados.

1.4.3 Curvas características

Sin una tensión compuerta-fuente, el camino de conducción drenador-fuente de un MOSFET de modo ensanchamiento está bloqueado. Así, en un MOSFET de canal N, una corriente de drenador I_D puede fluir solamente cuando está aplicada una tensión compuerta-fuente positiva lo suficientemente alta. La relación entre I_D y U_{GS} está reproducida en la

curva característica de transferencia o control de la Figura 1.28. Puesto que existe además otra posibilidad de control a través de la tensión sustrato-fuente U_{BS} , exactamente como en el de modo agotamiento, también se ha trazado U_{BS} como un parámetro adicional.

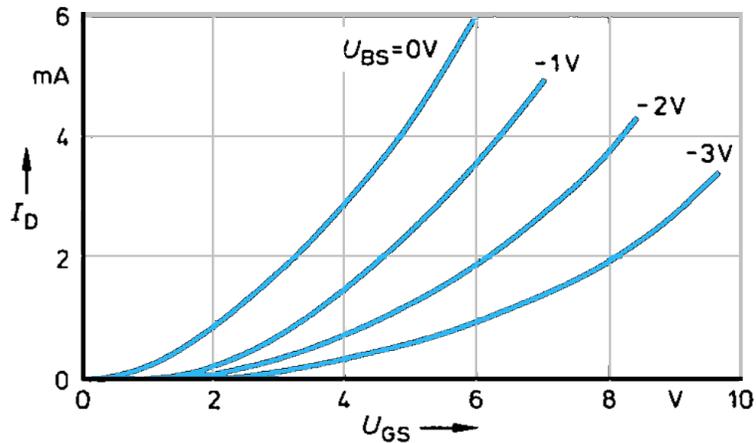


Figura 1.28 Curva característica de transferencia o control de un MOSFET de canal N de modo ensanchamiento

Los MOSFET de canal P de modo ensanchamiento tienen una familia de curvas características de salida similar a la de la Figura 1.29. Sin embargo, las tensiones U_{DS} y U_{GS} tienen en este caso valores negativos.

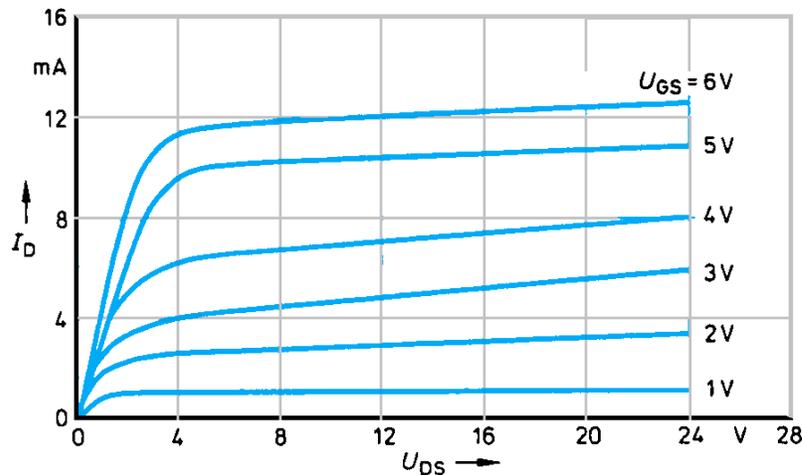


Figura 1.29 Familia de curvas características de salida de un MOSFET de canal N de modo ensanchamiento

1.4.4 Valores característicos

Datos límite

Los MOSFET pueden ser sobrecargados eléctricamente de diferentes maneras:

1. Por una tensión drenador-sustrato excesivamente alta $U_{DB} > U_{DB \text{ máx}}$

2. Por una tensión fuente-sustrato excesivamente alta $U_{SB} > U_{SB \text{ máx}}$
3. Por una tensión compuerta-sustrato excesivamente alta $U_{GB} > U_{GB \text{ máx}}$
4. Por una corriente de drenador excesivamente alta $I_D > I_{D \text{ máx}}$
5. Por una potencia de pérdida excesivamente alta $P_{\text{pér}} > P_{\text{tot}}$
6. Por una temperatura del canal excesivamente alta $\vartheta_{\text{can}} > \vartheta_{\text{can máx}}$
7. Por una carga estática en el compuerta excesivamente alta

Puesto que en un MOSFET, la compuerta aplicada al canal está aislada de la misma, no son necesarios valores límite para U_{DG} y U_{GS} como en el caso del FET de juntura. Debido a la presencia de una juntura PN entre el sustrato y los otros tres electrodos, es indispensable, en un MOSFET, tomar en cuenta los valores límite para las respectivas tensiones. A consecuencia de la compuerta aislada, los MOSFET tienen resistencias de entrada extremadamente altas. Estas se encuentran en el orden de magnitud de $10^{15} \Omega$. Por esto, las cargas estáticas producidas durante el empaquetado, la manipulación o la soldadura constituyen un gran peligro para los MOSFET. Debido a la alta resistencia de entrada, estas cargas no pueden ser disipadas de manera que en la compuerta se forman altas tensiones. En consecuencia aparece una alta fuerza de campo en la capa de óxido entre compuerta y sustrato, la cual es de sólo unos pocos μm de grosor, pudiéndose producir una ruptura que destruiría el MOSFET.

Para evitar estas cargas estáticas los MOSFET se suministran con un anillo de cortocircuito puesto alrededor de los alambres terminales. Este anillo se debe retirar sólo hasta después de que el MOSFET ha sido soldado en el circuito.

Datos característicos estáticos

Por medio de los datos característicos estáticos también se describe el comportamiento en corriente continua de un MOSFET. Los fabricantes indican los siguientes parámetros como los datos más importantes:

Corriente inversa de compuerta (I_{GSr})

Tensión de estrangulamiento (U_P)

Así como en el caso de un FET de juntura, la tensión de estrangulamiento U_P indica el valor para el cual el canal estaría bloqueado o solamente fluiría una corriente de drenaje muy pequeña en el orden de magnitud de unos pocos nA.

1.4.5 Circuitos equivalentes en pequeña señal

El circuito equivalente en pequeña señal que se muestra en la Figura 1.30 se puede aplicar a todos los tipos de FET. Para pequeña señal, el FET puede modelarse como una fuente de corriente controlada por tensión conectada entre los terminales de drenador y fuente. El modelo es un circuito abierto entre compuerta y fuente.

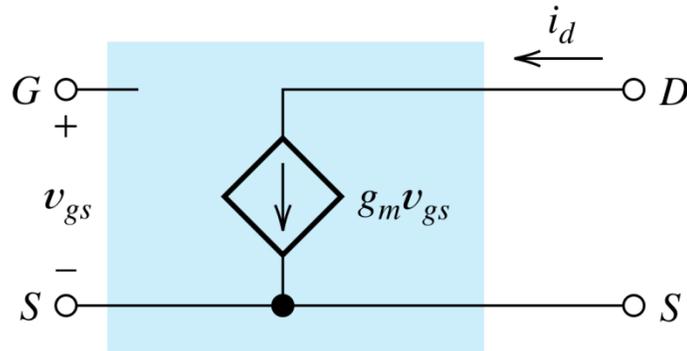


Figura 1.30 Modelo de pequeña señal aplicable para los FET en general.

La transconductancia (g_m) es un parámetro importante en el diseño de circuitos amplificadores y otros. En general, se obtiene un mejor rendimiento con valores elevados de g_m . Por ello, los diseñadores necesitan saber cómo influyen el punto Q y los parámetros del dispositivo en la transconductancia. En el anexo 1 se muestra la tabla que nos da las ecuaciones para calcular g_m , dados los parámetros del dispositivo y el punto de trabajo.

La Figura 1.31 muestra la corriente de drenador en función de V_{GS} en saturación, para los diversos tipos de FET. La cual nos sirve como punto de comparación entre los distintos tipos de dispositivos FET.

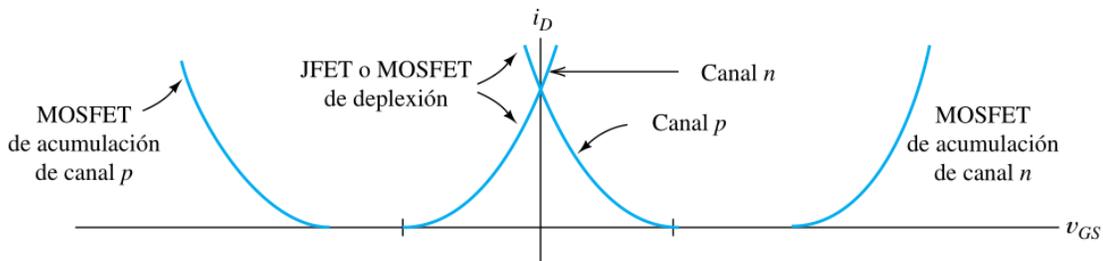


Figura 1.31 Corriente de drenador en función de V_{GS} para varios tipos de FET. I_D se referencia como entrante en el drenador en los dispositivos de canal N, y como saliente del drenador en los dispositivos de canal P.

CAPITULO 2 . RECURSOS Y COMPONENTES UTILIZADOS.

En este capítulo se hará referencia a las características principales de programas como *Proteus Professional*, y *MikroC PRO* los cuales fueron utilizados para realizar las simulaciones. Además dispositivos a utilizar en el diseño propuesto, como el PIC 16F877A, visualizador LCD y los multiplexores analógicos 74HC4052.

2.1 Entorno de desarrollo en *VSM Proteus Professional*

El diseño general del analizador de semiconductores fue realizado en el ambiente ISIS del simulador *VSM Proteus 8 Professional*, este es un potente programa de diseño electrónico desarrollado por la compañía *Lab Center Electronics*, que se ha posicionado desde hace más de 10 años, como una de las herramientas más útiles para la simulación de los microcontroladores *PICMicro*. El *ISIS* permite la simulación de las familias de los *PICMicro* más populares tales como la: 12F, 16F, 18F. Además de los PIC, el *ISIS* puede simular una gran variedad de dispositivos digitales y analógicos, entre los dispositivos digitales es posible simular visualizadores de siete segmentos, caracteres y gráficos. *ISIS* puede simular sensores de temperatura, humedad, presión, y luminosidad, entre otros. El programa permite simular actuadores como: motores DC, servomotores, luces incandescentes, entre otros. Es posible simular periféricos de entrada y salida como teclados, y puertos físicos del ordenador como: RS232, y USB. Este simulador cuenta con una amplia variedad de instrumentos de medición como voltímetros, amperímetros, osciloscopios, y analizadores de señal. Con todos estos elementos se pueden realizar esquemas que pueden ser simulados en el entorno VSM o exportados hacia el entorno *ARES* para el diseño del circuito impreso. *ISIS* permite tener un control total sobre la apariencia inicial de los esquemas electrónicos. El usuario puede seleccionar el ancho de las líneas, los estilos de relleno, los colores y las fuentes. En la Figura 2.1 se puede apreciar la apariencia visual del entorno de desarrollo. [7]

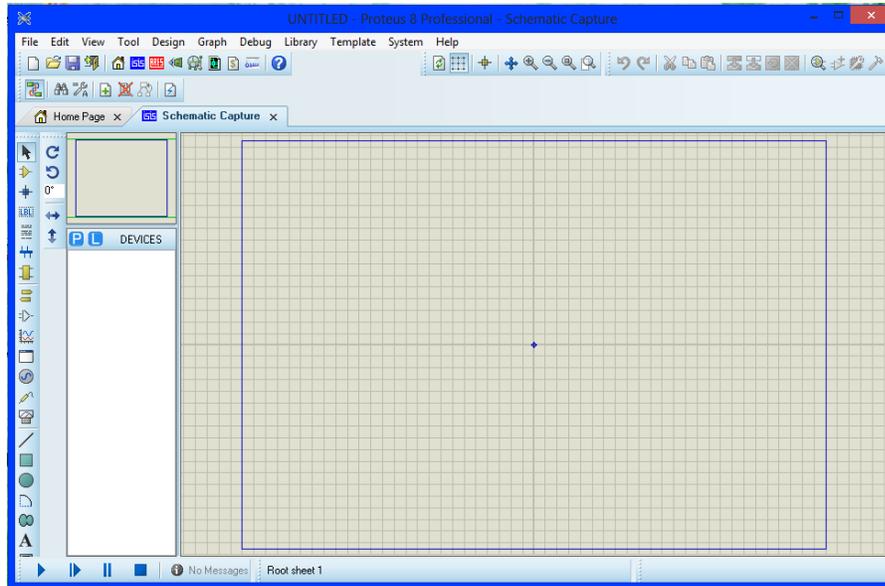


Figura 2.1 Entorno de trabajo ISIS del Proteus 8 Professional

Posee una muy buena colección de bibliotecas de modelos tanto para confeccionar esquemas como para simular o diseñar circuitos impresos. Además, permite la creación de nuevos componentes, su simulación e incluso, la posibilidad de solicitar al fabricante (*Lab Center Electronics*) que cree un nuevo modelo. El programa *ISIS* posee un entorno de trabajo formado por distintas barras de herramientas y una ventana de trabajo. [8]

El *VSM Proteus 8 Professional* posee otro entorno de trabajo además del *ISIS*, el *ARES*.

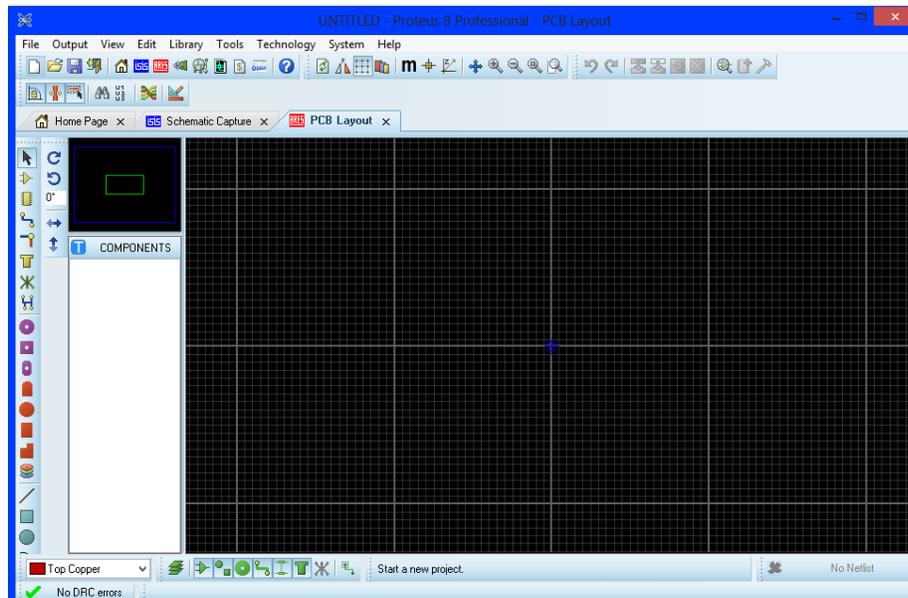


Figura 2.2 Entorno de trabajo ARES del Proteus 8 Professional.

Éste posibilita realizar diseños del circuito impreso así como su visualización en 3D. Una vez diseñado en *ISIS* el esquema electrónico, se genera automáticamente la lista de redes (*Netlist*) en *ARES*. Una red es un grupo de terminales interconectados entre sí y la lista de redes es una lista con todas las conexiones que forman un diseño. *ARES* es capaz de recibir esta lista de redes para diseñar, a partir de ella, un circuito impreso. Los componentes pueden encontrarse en la biblioteca de la aplicación con los tipos de encapsulado y con la denominación técnica referente a la forma física de los componentes.

2.2 El compilador *MikroC PRO*

La programación de microcontroladores se basa en un código de máquina que es conocido como código ensamblador, este código contiene una a una las instrucciones del programa, este código ensamblador o también conocido como código *assembler* es minucioso, y tedioso de editar. El *assembler* crea códigos de programa extensos y de difícil comprensión. La creación de compiladores de alto nivel facilitó la edición y creación de programas en todo modo de programación lógica, por supuesto los microcontroladores no fueron la excepción.

MikroC PRO es un paquete de programas con una amplia variedad de ayudas y herramientas que facilita la creación de proyectos y aplicativos para los microcontroladores PIC de la familia 12F, 16F, y 18F.

En la figura 2.3 se puede apreciar la apariencia visual del entorno de desarrollo.

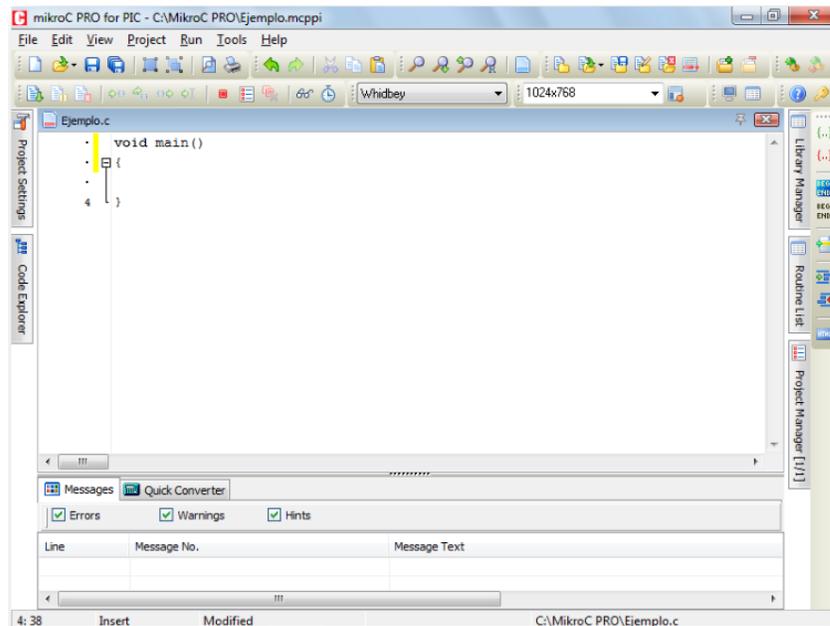


Figura 2.3 Entorno de trabajo del *MikroC PRO*

El compilador de alto nivel en lenguaje C utiliza estructuras que facilitan la programación, optimiza las operaciones matemáticas y los procesos, por medio del uso de funciones predefinidas y las no predefinidas que el desarrollador puede crear, así como el uso de un conjunto de variables, de tipo carácter, entero, y punto decimal. El compilador crea automáticamente el código ensamblador y a su vez un código similar consignado en un archivo con extensión *.hex*, este archivo es el resultado primordial del compilador dado que con este se programa eléctricamente el microcontrolador o con el mismo se puede realizar una simulación computacional. [7]

2.3 Microcontrolador PIC16F877A

El PIC16F877A es uno de los más comunes actualmente, debido a esto y a que los microcontroladores de la compañía *Microchip* pertenecientes a la misma gama poseen características similares, se escogerá como modelo de estudio en este grupo. La familia de microcontroladores PIC16F87XA adiciona a sus periféricos un módulo comparador analógico lo que representa una mejora con respecto a los de la familia PIC16F87X. Sus características hacen a estos microcontroladores dispositivos muy versátiles, eficientes y prácticos. A continuación se muestra la arquitectura interna del microcontrolador PIC16F877A (Figura 2.4).

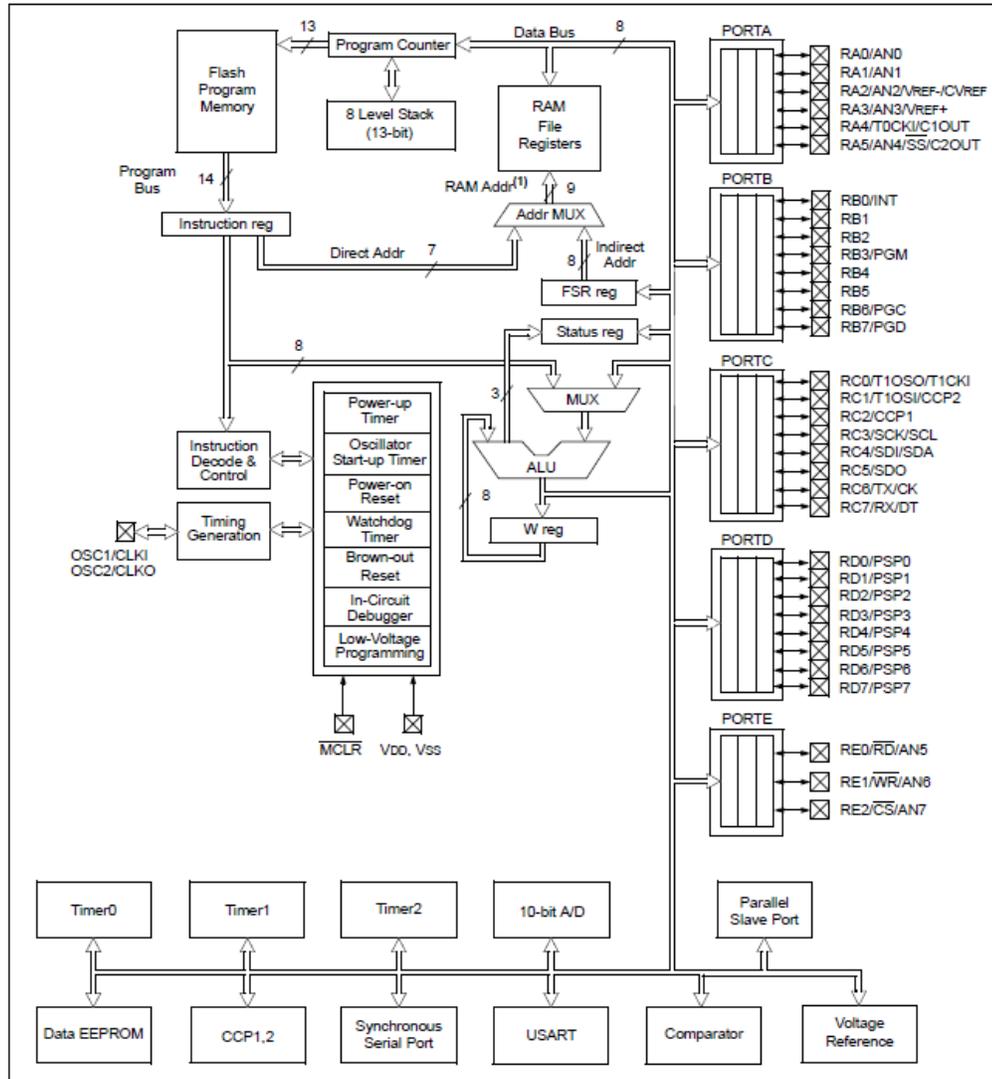


Figura 2.4 Esquema funcional del microcontrolador PIC16F877A [9]

Características [9]:

- Repertorio de instrucciones simples RISC.
- El microcontrolador cuenta con solo 35 instrucciones diferentes.
- Arquitectura *Harvard*.
- Frecuencia de operación de 0 a 20 MHz.
- Memoria de programa de 8 k (palabras de 14 bits) con tecnología *FLASH*.
- El chip se puede reprogramar hasta 100000 veces.
- 256 bytes de memoria EEPROM.
- Los datos se pueden grabar más de 1000000 veces.

- 368 bytes de memoria RAM.
- Oscilador interno de alta precisión
- Calibrado de fábrica.
- Voltaje de la fuente de alimentación de 2.0 V a 5.5 V.
- Temporizador perro guardián (*watchdogtimer*).
- Ahorro de energía en el modo de reposo (*sleep*).
- *Reset* por fallo de alimentación (*Brown-outReset*).
- Opción de Programación Serie en el Circuito (ICSP).
- El chip se puede programar incluso incorporado en el dispositivo destino.
- Número de terminales: 40 (Figura 2.5).
- Puertos de entrada/salida A, B, C, D, E (33 terminales).
- Alta corriente de fuente y de drenador para manejo de LED.
- Resistencias *pull-up* programables individualmente por *software*.

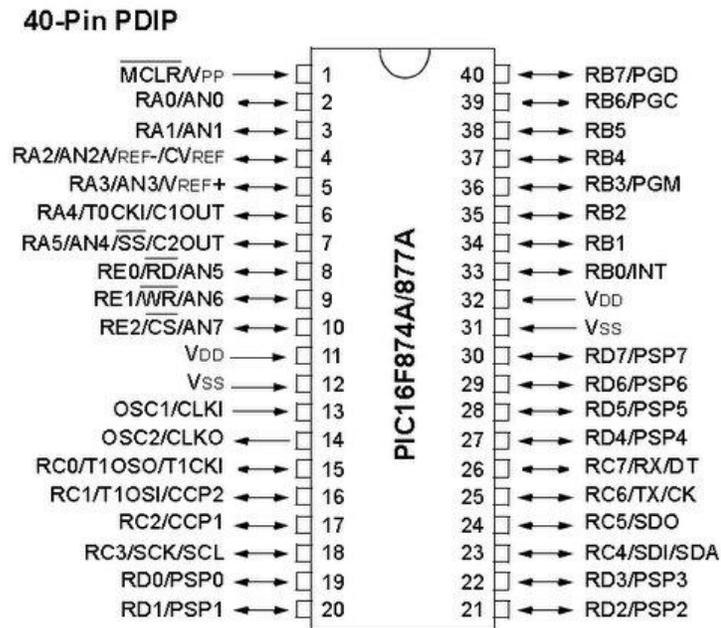


Fig. 2.5 Distribución de terminales [9]

Descripción de los puertos de E/S [9]:

Puerto A:

- Puerto E/S de 6 terminales.
- RA0/AN0: entrada/salida o entrada analógica.
- RA1/ AN1: entrada/salida o entrada analógica.

- RA2/AN2/Vref-/CVref: entrada/salida o entrada analógica o Vref- para CAD. o CVref para el comparador.
- RA3/AN3/Vref+: entrada/salida o entrada analógica o Vref+ para CAD.
- Estos terminales permiten niveles de entrada TTL y tienen *drivers* de salida CMOS.
- RA4/T0CKI/C1OUT: entrada/salida (entrada *Schmitt Trigger*/salida en drenador abierto) o entrada de reloj del módulo *Timer0* o salida del comparador 1.
- RA5/AN4/SS/C2OUT: entrada/salida o entrada analógica o entrada de selección esclavo para el puerto serie síncrono o salida del comparador 2.

Puerto B:

- Puerto E/S de 8 terminales.
- Resistencias pull-up programables.
- RB0/INT: entrada/salida o entrada de interrupción externa.
- RB1: entrada/salida.
- RB2: entrada/salida.
- RB3/PGM: entrada/salida o terminal de programación en modo LVP (*LowVoltageProgramming*).
- RB4: entrada/salida con interrupción por cambio de flanco.
- RB5: entrada/salida con interrupción por cambio de flanco.
- RB6/PGC: entrada/salida con interrupción por cambio de flanco o entrada de reloj para la programación serie.
- RB7/PGD: entrada/salida con interrupción por cambio de flanco o entrada de datos para la programación serie.

Puerto C:

- Puerto E/S de 8 terminales.
- RC0/T1OSO/T1CKI: entrada/salida o salida oscilador *Timer1* o entrada de reloj del módulo *Timer1*.
- RC1/T1OSI/CCP2: entrada/salida o entrada del oscilador *Timer1* o entrada de los módulos de Captura2/salida del de Comparación2/salida PWM2.
- RC2/CCP1: entrada/salida o entrada del módulo de Captura1/salida del Comparación1/salida PWM1.
- RC3/SCK/SCL: RC3 también puede ser el reloj síncrono serie para los modos SPI e I²C.

- RC4/SDI/SDA: RC4 también puede ser la entrada de datos (modo SPI) o entrada/salida de datos (modo I²C).
- RC5/SDO: entrada/salida o salida de datos del puerto serie síncrono.
- RC6/TX/CK: entrada/salida o transmisor asíncrono USART o reloj síncrono.
- RC7/RX/DT: entrada/salida o receptor asíncrono USART o datos síncronos.

Puerto D:

- Puerto E/S de 8 terminales.
- Bus de datos en PSP: entrada/salida puerto paralelo esclavo.

Puerto E

- Puerto de E/S de 3 terminales.
- RE0/RD/AN5: entrada/salida o control de lectura del modo PSP o entrada analógica.
- RE1/WR/AN6: entrada/salida o control de escritura del modo PSP o entrada analógica.
- RE2/CS/AN7: entrada/salida o control de selección del modo PSP o entrada analógica.

2.4 La pantalla de cristal líquido de texto

La pantalla de cristal líquido de texto tiene un aspecto físico como el mostrado en la Figura 2.6. Está constituida por un circuito impreso en el que están integrados los controladores de la pantalla y la pantalla en sí, rodeada por una estructura metálica que lo protege. En total se pueden visualizar 2 líneas de 16 caracteres cada una. A pesar de que la pantalla sólo permite mostrar 16 caracteres por línea, puede almacenar en total 40 por línea. Es el usuario el que especifica cuál de los 16 caracteres son los que se van a visualizar. [5]

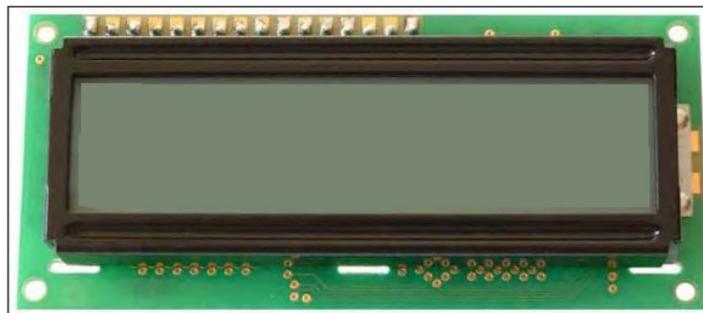


Figura 2.6 Pantalla de cristal líquido de texto

Representación de Caracteres

La pantalla de cristal líquido de texto dispone de una matriz de 5x7 puntos para representar cada carácter. En total se pueden representar 256 caracteres diferentes, de los cuales 240

están grabados dentro de la pantalla y representan las letras mayúsculas, minúsculas, signos de puntuación, números, entre otros. Existen 8 caracteres que pueden ser definidos por el usuario. En la Figura 2.7 se muestra el diagrama en bloques de la estructura interna del LCD.

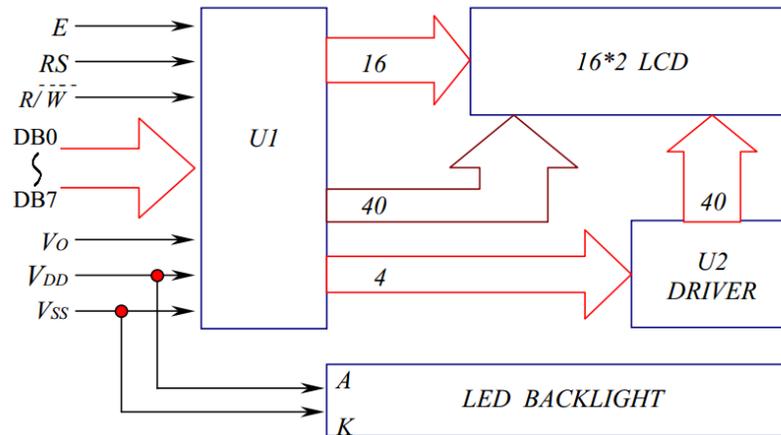


Figura 2.7 Diagrama en bloques del LCD MC1602C [6]

Características [6]

- Fuente de voltaje simple (4.5 V – 5.5 V)
- Amplio ángulo de visibilidad
- Interfaces a buses de 4 u 8 bit
- 16 caracteres por 2 líneas
- Encendido/Apagado del *display*.
- Desplazamiento izquierdo/derecho.
- Compatible con ASCII.
- 189 caracteres y símbolos diferentes
- Pequeño y de peso ligero
- Display de matriz de puntos de 5x7
- Bajo consumo de energía

2.5 Multiplexores 74HC4052

Los multiplexores son circuitos combinatoriales con varias entradas y una única salida de datos, están dotados de entradas de control capaces de seleccionar una, y sólo una, de las entradas de datos para permitir su transmisión desde la entrada seleccionada hacia dicha salida. En el caso del 74HC4052 consta de dos multiplexores-demultiplexores analógicos

de cuatro canales cada uno y dos señales de control. En la Figura 2.8 se muestra la distribución de terminales y el esquema lógico del mismo.

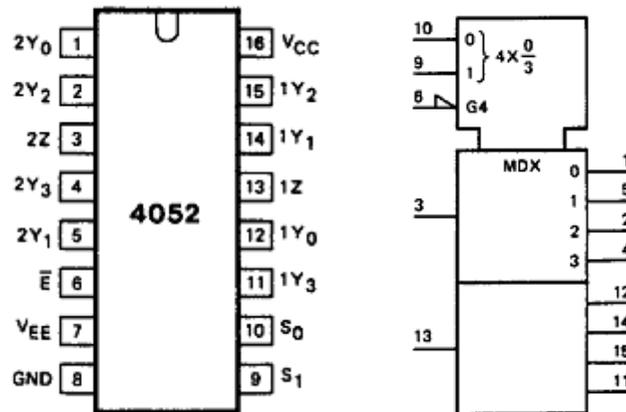


Figura 2.8 Distribución de terminales y esquema lógico del multiplexor 74HC4052

Principales características

- Amplio rango de voltajes de entrada ($\pm 5V$)
- Baja resistencia de encendido ($60 \Omega - 80\Omega$), varía con respecto a la diferencia $V_{cc}-V_{ee}$, el valor característico para un voltaje de alimentación de 5V es 65Ω .
- El V_{cc} y el V_{ee} pueden variar entre 2V y 10V, la diferencia entre estos no puede exceder los 10V.
- La máxima corriente que se le puede extraer es de 25 mA.
- Los tiempos de respuesta típicos son de 6 ns a una temperatura de $25^\circ C$.

CAPITULO 3 . DISEÑO Y SIMULACIONES DEL ANALIZADOR

En este capítulo se analiza el diseño propuesto para el analizador de diodos y transistores, se hace un análisis de cada una de los bloques que componen el circuito. Así como pasos a seguir para la medición de cada tipo de semiconductor.

3.1 Diseño del analizador

El diseño consta de cuatro bloques fundamentales, fuente de alimentación, visualización, microcontrolador PIC 16F877A y los multiplexores 74HC4052. En la Figura 3.1 se pueden visualizar los bloques mencionados y las resistencias que se utilizan para la polarización de los transistores.

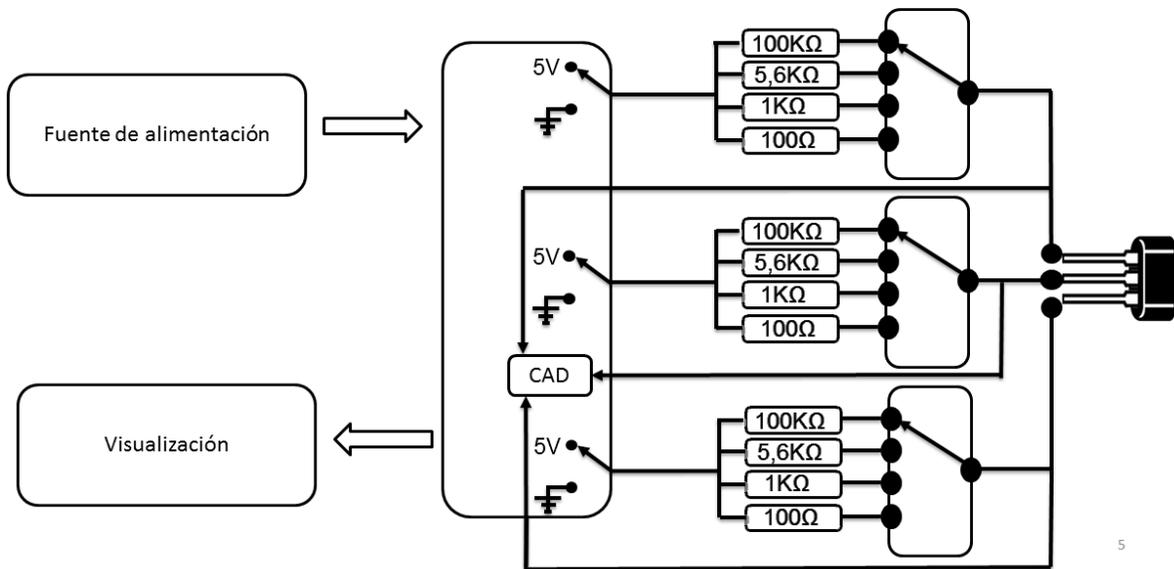


Figura 3.1 Esquema en bloques del diseño.

La fuente de alimentación está diseñada para lograr las mínimas variaciones posibles de voltaje, por lo que se utiliza el regulador integrado 78L05 y los capacitores necesarios para evitar cualquier variación de voltaje que pueda inducir errores en las mediciones.

Como la potencia disipada por el dispositivo 78L05 es el producto de la corriente de salida por la diferencia de voltaje entrada salida, se puede pensar que reduciendo al máximo esta diferencia se puede disipar menos potencia y esto es cierto pero tiene una limitación y es que tal diferencia no se puede reducir a cero, pues el regulador necesita una diferencia

3.2 Operación del analizador

En el caso de la programación del PIC16F877A, este se configura en modo RC con una frecuencia de trabajo de aproximadamente 1MHz, ya que este es el modo más económico y satisface las prestaciones mínimas de trabajo necesarias para su correcto funcionamiento.

Es necesario tener en cuenta que tanto los multiplexores 74HC4052 y el microcontrolador poseen una resistencia interna, la cual puede afectar en las mediciones. Para mejorar la exactitud de las mediciones se consulta la hoja de datos del fabricante y se compara con el valor de resistencia que este muestra para el voltaje de alimentación, los resultados son de aproximadamente 65Ω para 5V de V_{cc} , este valor se tiene en cuenta a la hora de hacer los cálculos y se soluciona en el programa.

Las resistencias utilizadas son de precisión, no deben exceder del 1% de tolerancia para evitar errores en las mediciones. Debido al tamaño reducido del circuito impreso y el uso de una batería de 9V se podrá hacer portátil el dispositivo.

3.2.1 Procedimiento para determinar el tipo de transistor

En los terminales del transistor se impone un valor de tensión, (0V o 5V) a través de una de las resistencias de 100Ω , $1k\Omega$, $100k\Omega$, o $5.6k\Omega$. Para cada ajuste, los tres voltajes se miden con el microcontrolador PIC16F877A por los conversores analógicos digitales AN0, AN1 y AN2. Inicialmente el microcontrolador realiza una primera medición para determinar si el componente se puede asociar a uno de los tipos de transistores que se pueden medir con el instrumento (NPN, PNP, PjFET, NFEF, NMOS, PMOS). Esto se realiza mediante la conexión a tierra a través de la resistencia de 100Ω de dos de los tres terminales del transistor, mientras que el tercer terminal se conecta a 5V a través de una resistencia de $5.6k\Omega$. Esta configuración se varia para colocar los 5V a través de la resistencia de $5.6k\Omega$ en cada uno de los tres terminales del transistor. Estos tres pasos se describen en la Figura 3.3.

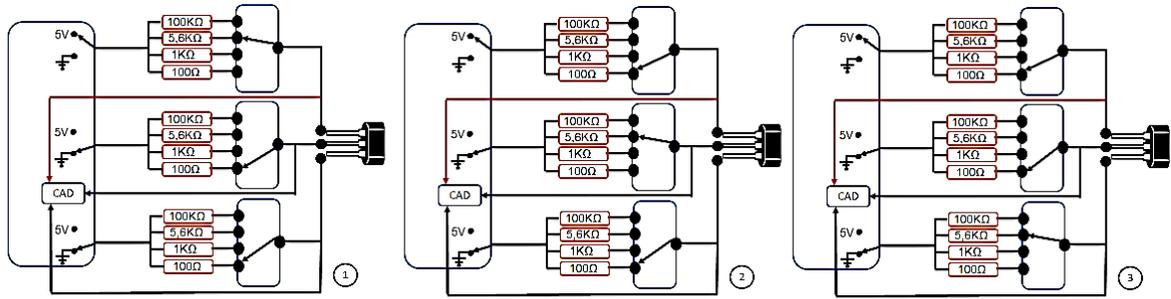


Figura 3.3 Pasos a seguir para realizar las primeras mediciones

Las muestras de tensión obtenidas en cada terminal del transistor se almacenan en el microcontrolador empleando los conversores analógicos-digitales del mismo. Se realizan otras dos mediciones siguiendo la misma metodología con diferentes secuencias, alternando la posición del terminal conectado a V_{cc} por medio de la resistencia de $5.6k\Omega$ se obtienen tres valores de voltaje que permiten identificar el tipo de transistor.

Tabla 3.1: Valores medidos en la primera prueba

TIPO	E	B	C	VALOR MEDIDO
NPN	-	-	+	5V
	+	-	-	5V
	-	+	-	0.7V
PNP	-	-	+	0.7V
	+	-	-	0.7V
	-	+	-	5V
	S	G	D	
NJFET	-	-	+	0 - 4.9V
	+	-	-	0 - 4.9V
	-	+	-	0.7V
PJFET	-	-	+	0 - 4.9V
	+	-	-	0 - 4.9V
	-	+	-	5V
NMOS	-	-	+	5V
	+	-	-	0.7V
	-	+	-	5V

PMOS	-	-	+	0.7V
	+	-	-	0.1 - 4.9V
	-	+	-	5V
	A	NC	C	
Diodo	+	-	-	0.7
	-	+	-	5V
	-	-	+	5V

La tabla 3.1 muestra los valores que teóricamente deberían ser medidos para transistores NPN, PNP, PJFET, NJEF, NMOS, PMOS y diodos. Con esta prueba se puede identificar el tipo de transistor y qué terminal sería la base en caso de bipolares o la compuerta en caso de los FET. Para identificar los demás terminales y calcular los parámetros es necesario hacer una segunda prueba. A continuación se describen las configuraciones y los resultados obtenidos para cada una de las muestras de voltaje.

BJT NPN: Suponiendo que el transistor es NPN, la medición arroja dos valores de 5V y uno alrededor de 0,7V, siendo este último el correspondiente a la base del transistor.

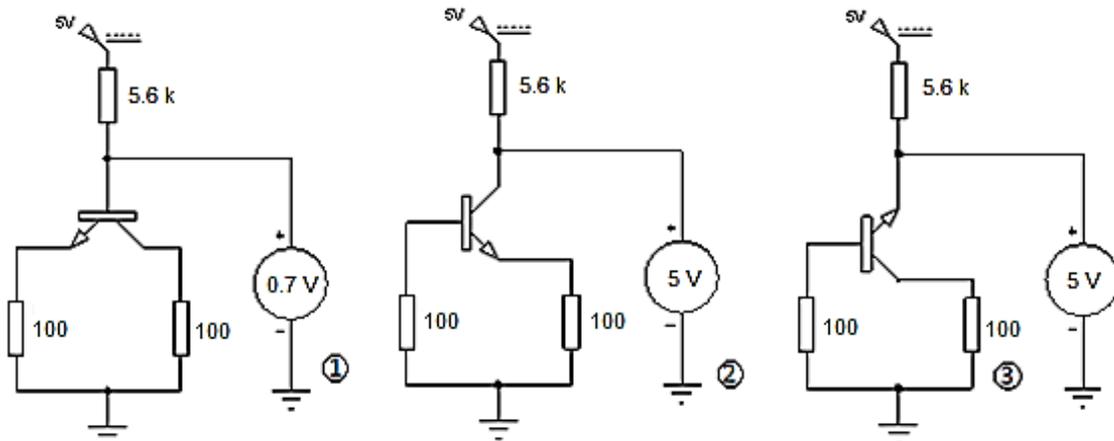


Figura 3.4 Configuraciones realizadas en caso de NPN y el valor medido

Esto sucede ya que al colocar 5V en la base de un transistor NPN, la unión base-emisor y base-colector quedan polarizadas en directa por lo que se impone en la base un voltaje aproximado de 0.7V. En la segunda configuración, la unión base-colector queda polarizada

en inversa, por lo que no circula corriente y la lectura de voltaje sería de 5V. Lo mismo sucede en la tercera configuración lo que el emisor está conectado a 5V a través de la resistencia de 5.6kΩ.

BJT PNP: La medición arroja único valor de 5V y dos valores de 0,7V siendo la base el correspondiente a la medición de 5V.

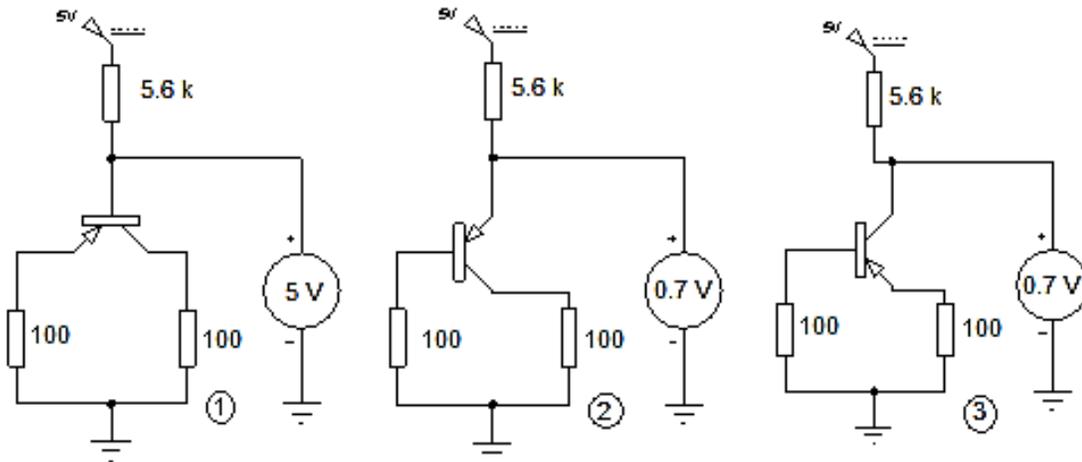


Figura 3.5 Configuraciones realizadas en caso de PNP

Suponiendo que el transistor es PNP al ponerle en la base un voltaje de 5V por la resistencia de 5.6k Ω, y en el emisor y el colector a tierra por medio de la resistencia de 100Ω, la unión base-emisor y base-colector se polarizan en inversa y no conducen por lo que la lectura de voltaje sería de 5V. Lo contrario sucedería al ser emisor o colector los que estuvieran conectados a 5V por la resistencia de 5.6kΩ, la unión base-emisor y base-colector respectivamente quedan polarizados en directa y dan una lectura de aproximadamente 0.7V.

NJFET: Cuando se conecta el drenador o la fuente a 5V a través de la resistencia de 5.6kΩ (Figura 3.5 (1) y (2)) el voltaje medido en los dos casos es exactamente igual y puede variar entre 0.1V y 4.9V. En el caso que la compuerta se conecta a 5V mediante la resistencia de 5.6kΩ (Figura 3.6 (3)) el voltaje medido sería de aproximadamente igual a 0.7V debido a la unión PN entre compuerta y el canal.

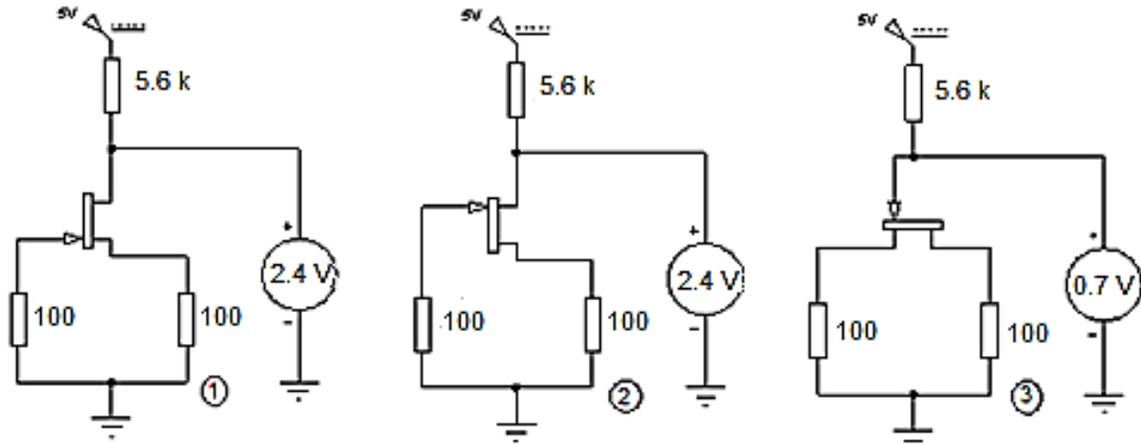


Figura 3.6 Configuraciones realizadas en caso de NJFET

Para este caso el voltaje medido en el drenador y el medido en la fuente (Figura 3.6 (1) y (2)) se determina por el divisor de tensión que se forma entre la resistencia de $5.6\text{k}\Omega$ y la resistencia vista entre drenador y fuente (R_{son}) (ver Figura 3.7). Este parámetro no es constante, varía en dependencia del modelo de NJFET al que se le aplique la medición. A esto se debe el amplio rango de valores de voltaje que se obtienen en las mediciones (0.1V y 4.9V). En el caso de que el terminal que esté conectado a 5V sea la compuerta, la unión PN vista entre compuerta-drenador o compuerta-fuente se polariza en directa e impone un voltaje de aproximadamente 0.7V.

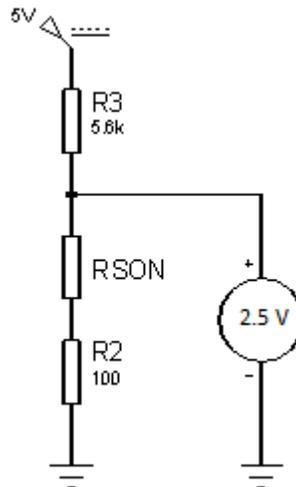


Figura 3.7 Representación del divisor resistivo formado en la medición de un JFET de canal N

PJFET: Este caso es similar al de los NJFET, cuando se colocan los 5V en el drenador o la fuente el voltaje lo impone el divisor resistivo entre la resistencia de $5.6\text{k}\Omega$ y la resistencia

que impone el canal (R_{son}), obteniéndose dos mediciones entre 0.1V y 4.9V exactamente iguales para cada caso (Figura 3.8 (1) y (2)). En el caso en que se polariza la compuerta con 5V, las uniones compuerta-drenador y compuerta fuente quedan polarizadas en inversa por lo que la medición en este terminal arroja un valor de 5V como se muestra en la Figura 3.8 (3).

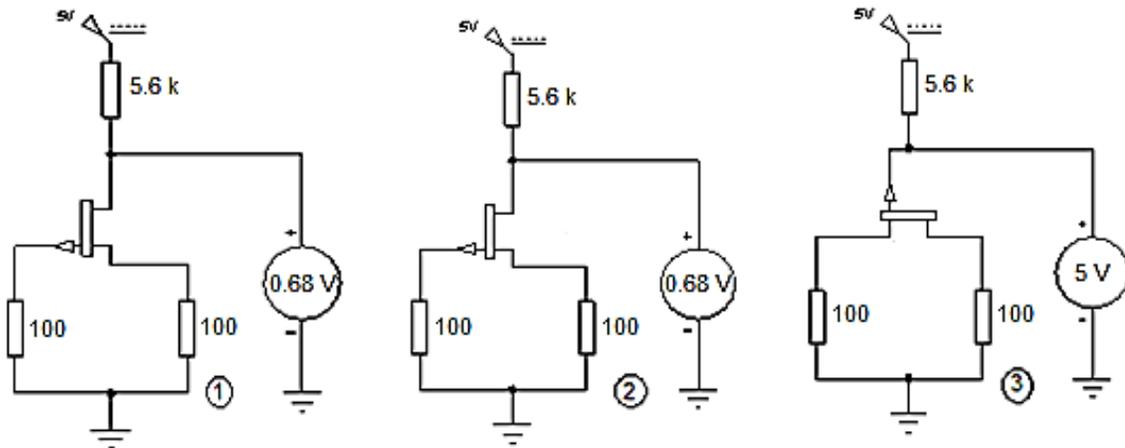


Figura 3.8 Configuraciones realizadas en caso de P-JFET

PMOS: Se obtienen tres valores diferentes; uno de aproximadamente de 0.7V, otro que oscila entre 0.1V y 4.9V y el último de 5V, siendo este el correspondiente a la compuerta evidenciado en la Figura 3.9.

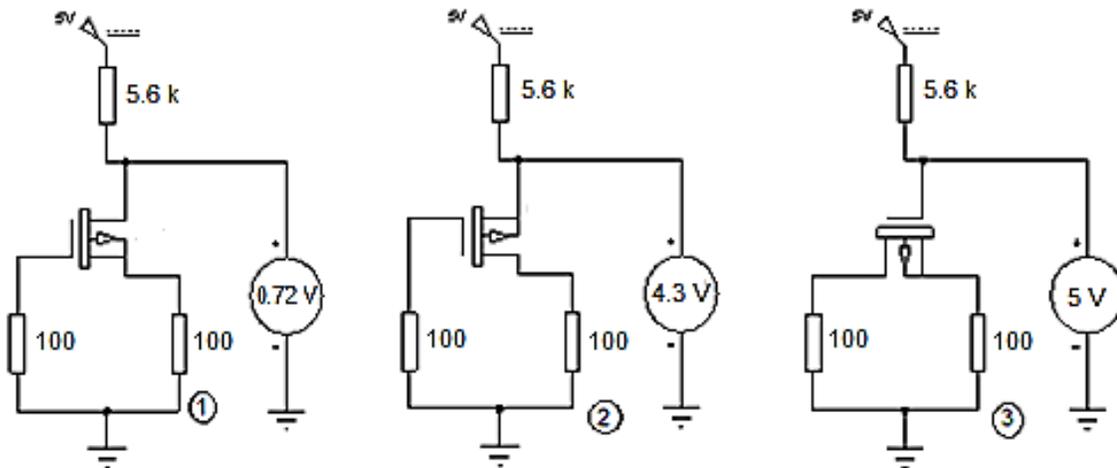


Figura 3.9 Configuraciones realizadas en caso del PMOS

Cuando está conectado el terminal compuerta a V_{cc} mediante la resistencia de $5,6k\Omega$ se obtiene un valor en la medición de 5V ya que la impedancia de entrada de este es muy alta por lo que la circulación de corriente es muy baja y no hay caída de tensión en la resistencia.

En el caso de que sea el drenador el que esté conectado a V_{cc} por la resistencia de $5,6k\Omega$, se va a polarizar en directa la unión compuerta drenador e impondrá un voltaje de aproximadamente $0.7V$. El tercer valor varía con respecto al modelo del PMOS al que se le realice la medición.

NMOS: Los valores serían iguales a los obtenidos con el BJT NPN, por lo que inicialmente se trataría como tal. En este caso para poder clasificarlo como un transistor NMOS es necesario hacer las mediciones cuando es polarizado porque no es suficiente con estas tres primeras mediciones.

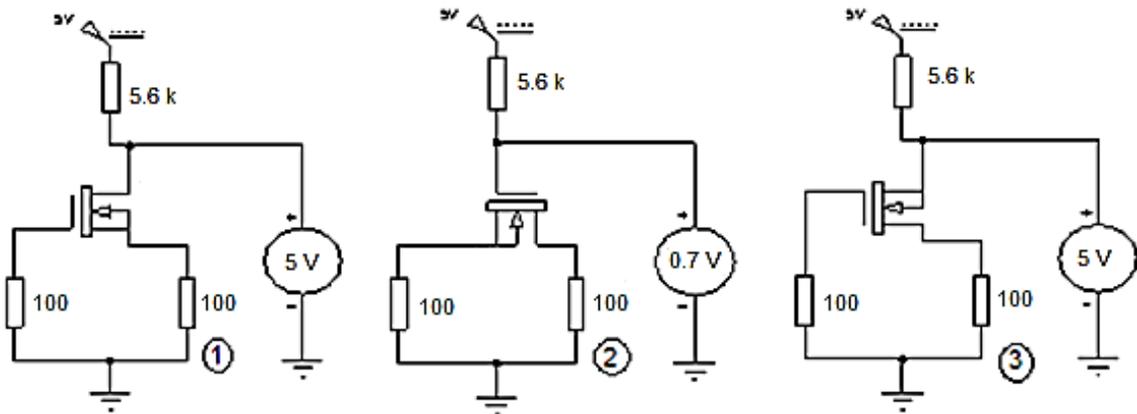


Figura 3.10 Configuraciones realizadas en caso del NMOS

Diodos: Estos dispositivos deben colocarse entre el primer y el último terminal, es decir, se colocarían a la salida del multiplexor 1 y el multiplexor 3. El terminal del medio (multiplexor 2) no estaría conectado. Al realizar las primeras mediciones estas arrojarían dos mediciones de $5V$ y otra de aproximadamente $0.7V$, estos valores coincidirían con los del MOSFET de canal N y el bipolar de canal N. Por esta situación es necesario realizar la segunda medición para poder distinguir entre estos tres tipos de semiconductores.

3.2.2 Análisis de transistores BJT

Las mediciones descritas anteriormente permiten encontrar la base del transistor. La configuración que se muestra en la Figura 3.11 se emplea para realizar una prueba de ganancia y determinar la posición del emisor y el colector. Si el transistor es NPN se conecta la base a través de una resistencia de $100k\Omega$ a un voltaje de $5V$ (Figura 3.11 (1) (2)) y si es PNP a tierra (Figura 3.11 (3) (4)). Empleando esta configuración se realizan dos pruebas de ganancia intercambiando los terminales que se desean identificar. La ganancia se calcula utilizando la Ecuación (3.1). El mayor de los valores de ganancia obtenidos define

en el caso de que el transistor sea NPN que el emisor está conectado a tierra, mientras que para el caso de un PNP el emisor está conectado a Vcc. Esto se debe a que el colector del transistor posee un menor dopado que el emisor, por eso cuando se pone el colector a tierra a través de la resistencia 1kΩ la beta da menor que en el otro caso. Lo contrario sucedería en un transistor PNP, el resultado que arroje un mayor valor de ganancia sería el que tuviera el emisor conectado a Vcc a través de la resistencia de 5.6kΩ.

$$\beta = \frac{V_E \times R_b}{(V_{cc} - V_b) \times R_E} - 1 \quad (3.1)$$

De esta forma se determina la distribución de terminales del transistor bipolar y la ganancia correspondiente a la polarización utilizada.

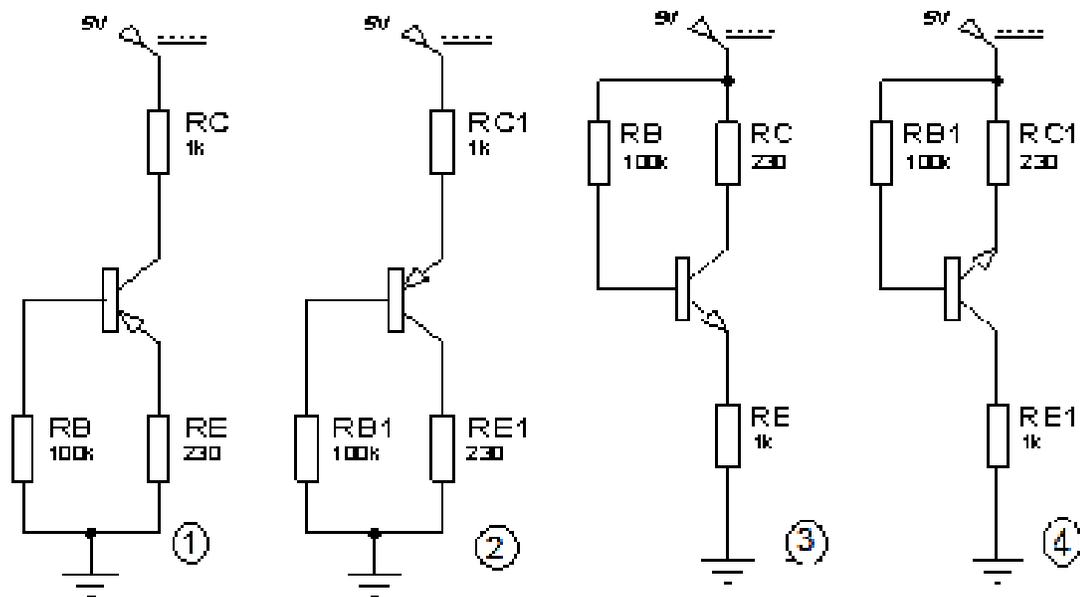


Fig. 3.11 Configuración para la medición de la β en los bipolares PNP y NPN respectivamente.

3.2.3 Análisis de Transistores JFET

Estos dispositivos son simétricos, por tanto no es necesario identificar la fuente y el drenador pues la distribución de voltaje y corriente en ambos es la misma. Para el cálculo de Rson se realiza usando la configuración que se muestra en la Figura 3.12.

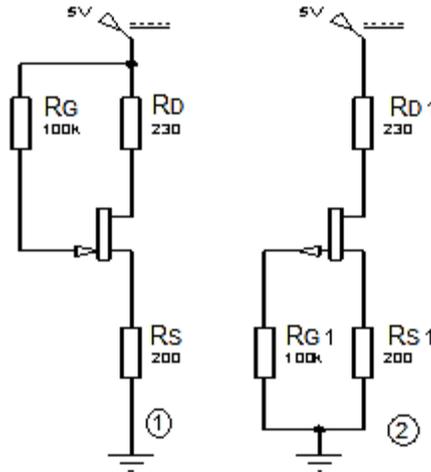


Figura 3.12 Configuración para el cálculo de los parámetros en los JFET

Para el cálculo de R_{SON} se desprecia la corriente que fluye a través de la compuerta ya que no es apreciable con respecto a la que circula por el canal. El análisis se hace sobre la malla que forma V_{CC} , R_D , R_{SON} , R_S y tierra y quedaría de la siguiente forma.

$$R_{SON} = \frac{(V_D - V_S)R_D}{V_{CC} - V_D} \quad (3.2)$$

Los valores de V_D y V_S son medidos mediante los conversores del microcontrolador y el valor de R_D es conocido.

3.2.4 Análisis Transistores MOSFET

En el caso de ser un PMOS sería sencillo distinguir la fuente y el drenador ya que en la fuente se obtendría la medición de 5V y en el drenador el de 0.7. Al saber la posición de los terminales, el próximo paso sería la polarización, la cual quedaría como se muestra en la Figura 3.13 (3).

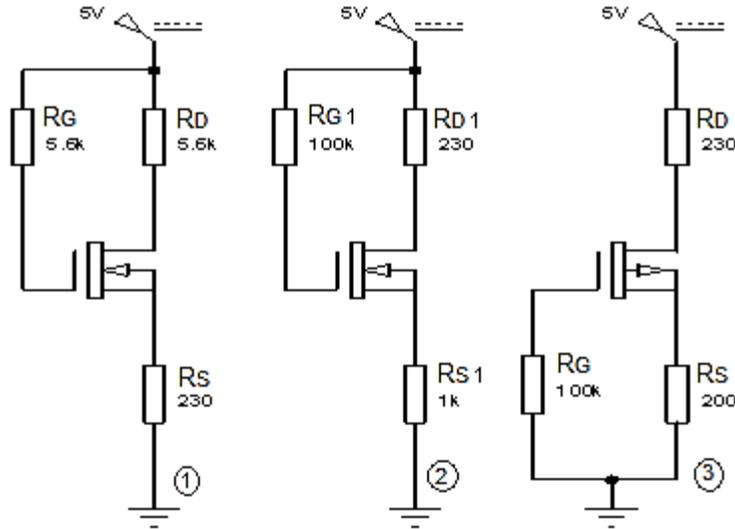


Figura 3.13 Posibles configuraciones en los transistores MOSFET

Para determinar si es NMOS lo primero que se hace es identificar el terminal que está dando la medición de 0.7V, este terminal sería la supuesta fuente. Luego se utilizaría la configuración de la Figura 3.13 (1), colocando la supuesta fuente a tierra mediante una resistencia de 230Ω. Al medir el voltaje en los otros dos terminales uno de ellos debe ser de 5V, en este caso este sería la compuerta.

3.2.5 Análisis de los diodos

Las mediciones de los diodos se realizan entre el primer y el último conector, al realizar la primera prueba estos arrojan tres mediciones, dos de 5V y otra de 0.7V que es la que impone el diodo cuando se polariza en directa. Este resultado coincide con el de los transistores bipolares NPN y los NMOS por lo que primeramente se procesa como si fuesen bipolares asumiendo que la base esta donde se midió el valor de 0.7V. Se realiza la segunda prueba (prueba de ganancia) colocando el ánodo a 5V a través de la resistencia de 100kΩ y cátodo a tierra por la resistencia de 1kΩ, utilizando la ecuación (3.1), los resultados que arrojan esta prueba son valores de ganancia negativos por lo que se puede diferenciar de un bipolar NPN y clasificarlo como un diodo semiconductor. Esto se comprueba a continuación.

$$V_e = \frac{Re(\beta + 1)(V_{cc} - V_b)}{R_b} \quad (3.3)$$

$$\beta = \frac{V_e * R_b}{R_e(V_{cc} - V_b)} - 1 \quad (3.4)$$

Se sustituye la resistencia de base R_b por $100k\Omega$ y la resistencia de emisor R_e por $1k\Omega$

$$\beta = \frac{100V_e}{(V_{cc} - V_b)} - 1 \quad (3.5)$$

El voltaje en la base V_b es de aproximadamente $0.7V$, por lo que se sustituye.

$$\beta = \frac{100V_e}{4.3} - 1 \quad (3.6)$$

El voltaje en el emisor V_e al tomarse del divisor resistivo entre $100k\Omega$ y 220Ω el resultado es de aproximadamente de 0.04 , que al multiplicarlo por 100 siempre va hacer menor que 4.3 , es decir el resultado de la prueba de la ganancia daría negativo como se muestra en la Figura 3.14.

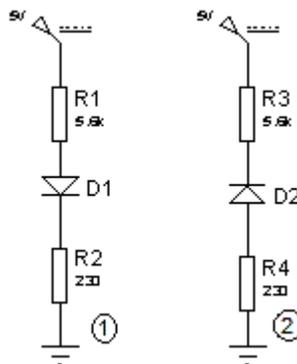


Figura 3.14 Configuración para el cálculo de los parámetros de los diodos

Para identificar el ánodo y el cátodo se comprueba en qué posiciones estuvieron los resultados de las primeras mediciones y el ánodo estaría en la posición donde se calculó el valor de $0.7V$. Para calcular la caída de voltaje en el diodo se realizan las mediciones con los ADC del microcontrolador AN1 y AN2, la diferencia de estas mediciones daría como resultado el parámetro esperado.

3.3 Diseño del circuito impreso

Un circuito impreso consiste en una placa de material aislante sobre la que se encuentran adheridas láminas metálicas. Posee orificios a través de los cuales pasan los terminales de

los componentes los que se sueldan a las láminas metálicas que sirven de interconexión entre los elementos.

Ventajas de los circuitos impresos:

- Permite la producción automática.
- Reduce la mano de obra de producción y por lo tanto el costo.
- Permite un montaje más compacto economizando espacio y peso.
- Su exacta y total reproducibilidad elimina los errores del cableado.
- Es fácil de verificar en casos de averías.

Para el diseño del circuito impreso debe contarse con los elementos siguientes:

- Esquema eléctrico del circuito.
- Rango de frecuencia de trabajo.
- Tamaño real y forma física de los componentes (nombre del encapsulado).
- Corrientes y voltajes en cada rama.
- Potencia que disipa cada componente.

La disposición de los componentes en el área, se hace teniendo en cuenta reglas:

- Térmicas.
- Eléctricas.
- Electromagnéticas.
- De accesibilidad.
- Estéticas.

Reglas básicas de diseño del conexionado impreso:

- Evitar al máximo los cruzamientos.
- Prever una isla de cobre para cada terminal de componente.
- Evitar los ángulos abruptos ya que tienden a despegarse los conductores en esos puntos.
- Los conductores impresos deben ser lo más cortos y anchos posible para evitar caídas de tensión indeseadas.
- El ancho del conductor impreso depende de la corriente, para que no haya un calentamiento excesivo se recomienda 1mm de ancho cuando circula 1A.

- La separación entre los conductores impresos debe ser tal que no haya riesgos de descargas, cortocircuitos ni de corrientes de fuga. Una separación de 1mm permite una diferencia de potencial de 240v.
- La interconexión entre placas se debe realizar a través de conectores.

Hoy en día existen varios programas profesionales que permiten el diseño de circuitos impresos entre ellos el *Ares 7 Profesional*, *PCB Wizard* y *ORCAD Layout*, entre otros. En este caso se hizo uso del *PCB Wizard 3.50 Pro Unlimited* por su fiabilidad y calidad a la hora de diseñar el circuito impreso, el diseño quedó como se muestra en la Figura 3.15

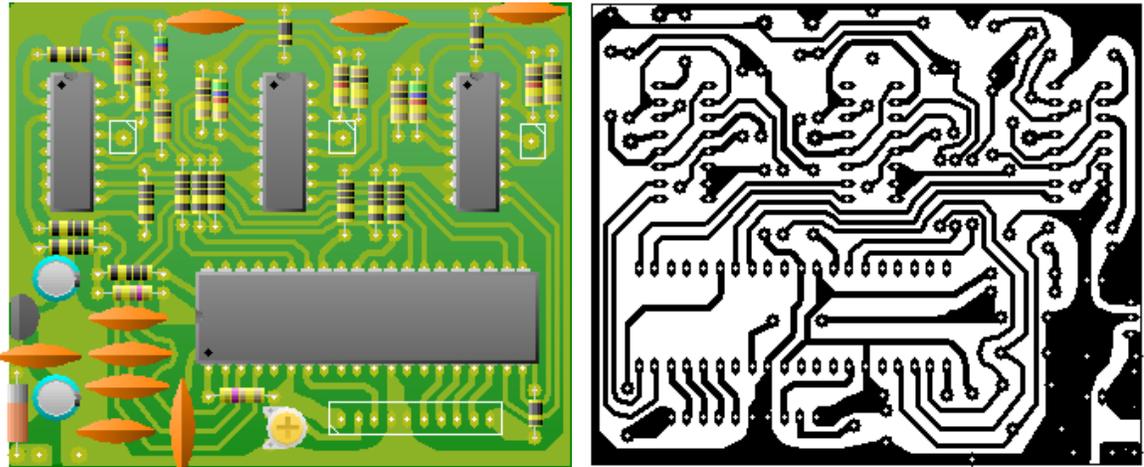


Figura 3.15 Diseño del circuito impreso.

3.4 Resultado de las simulaciones

Para realizar las simulaciones del analizador se utilizó el diagrama mostrado en el anexo 2. La lógica utilizada para la programación del PIC16F877A es la que se muestra en el anexo 3 en la cual se comprueba inicialmente el valor que arrojan las tres primeras mediciones. Se utiliza un arreglo para ordenar esta de menor a mayor y comparar los valores obtenidos con los mencionados en la tabla 3.1. En el caso de los bipolares NPN, NMOS y diodos coinciden los resultados de estas primeras mediciones por lo que fue necesario hacer en estos casos darle un tratamiento especial. Luego que es identificado el tipo de componente lo próximo es polarizarlo e identificar las posiciones de los terminales que no eran posibles con la primera prueba. Por último mediante las ecuaciones necesarias en función de los valores de voltajes en cada uno de los terminales y las resistencias utilizadas para cada una de las polarizaciones se calculan los parámetros posibles. En la figura 3.16 se muestra los resultados arrojados para un diodo.

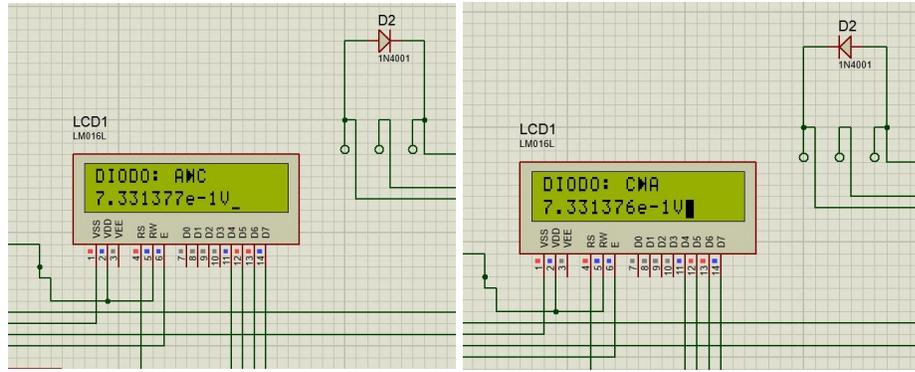


Figura 3.16 Resultado de las simulaciones para un diodo

En el caso de un transistor bipolar lo que se mostraría sería el tipo de componente, distribución de terminales y la beta para la polarización efectuada como se muestra en la Figura 3.17 y 3.18.

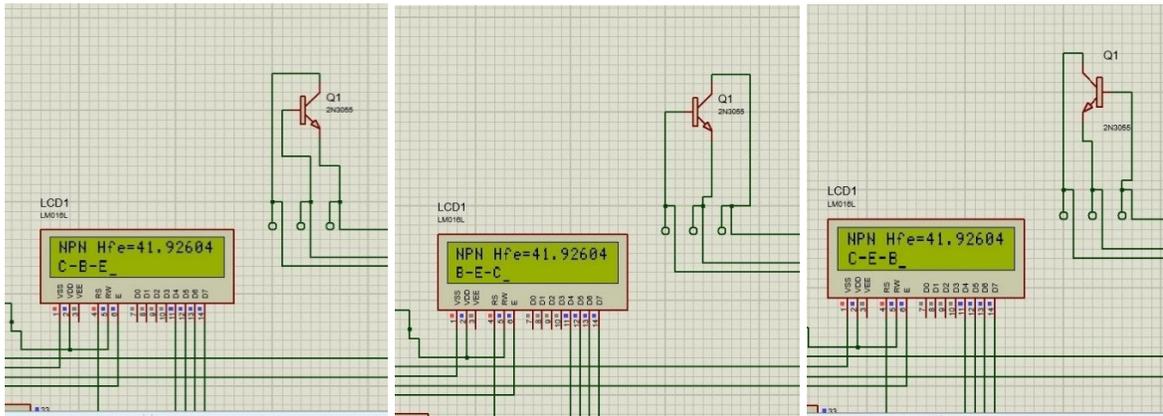


Figura 3.17 Resultado de las simulaciones para un bipolar NPN

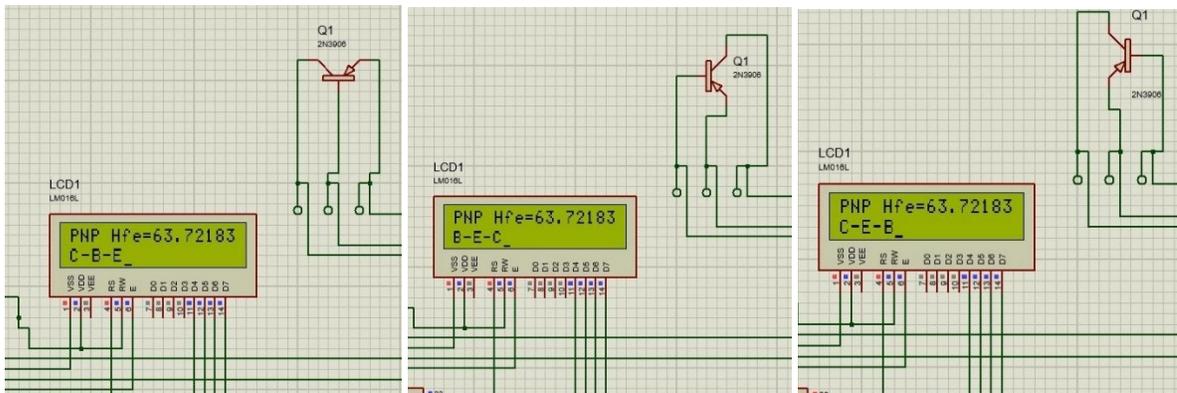


Figura 3.18 Resultado de las simulaciones para un bipolar PNP

Para los transistores JFET el parámetro que se visualiza además de la distribución de terminales y el tipo de elemento, es la resistencia del canal (R_{son}). En las Figuras 3.19 y 3.20 se muestra cómo quedarían los resultados.

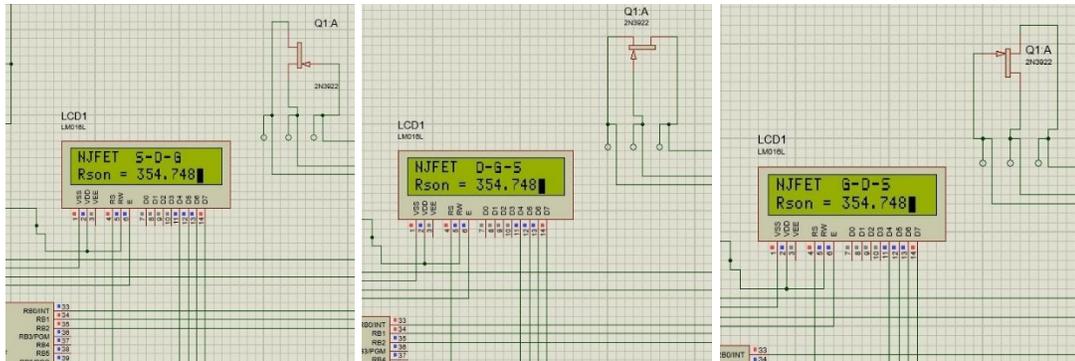


Figura 3.19 Resultado de las simulaciones para un bipolar NJFET

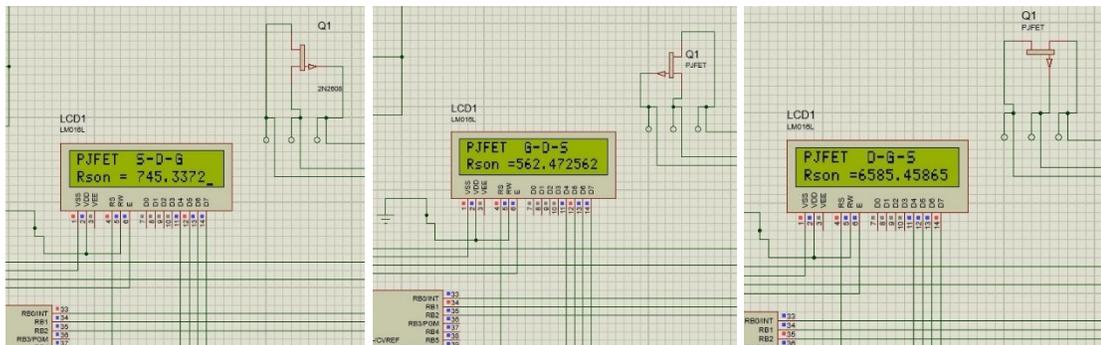


Figura 3.20 Resultado de las simulaciones para un bipolar PJFET

En el caso de los transistores MOSFET el parámetro que se visualizaría sería el voltaje drenador-fuente, la distribución de terminales y el tipo de semiconductor. Las Figuras 3.21 y 3.22 corroboran estos resultados.

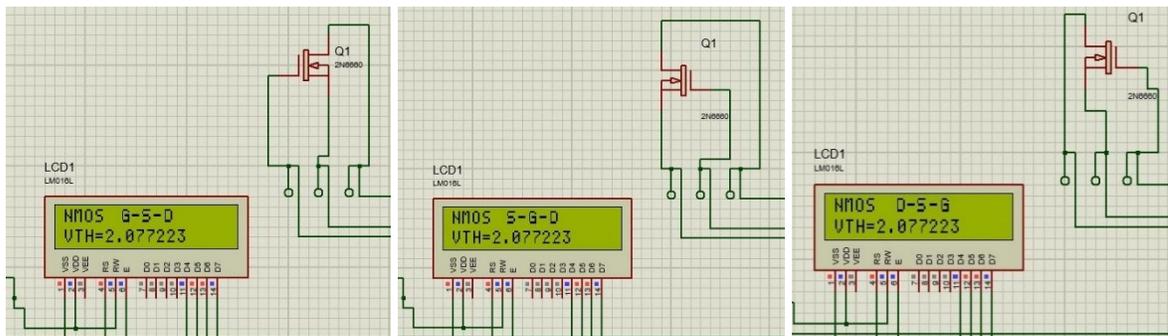


Figura 3.21 Resultado de las simulaciones para un bipolar NMOS

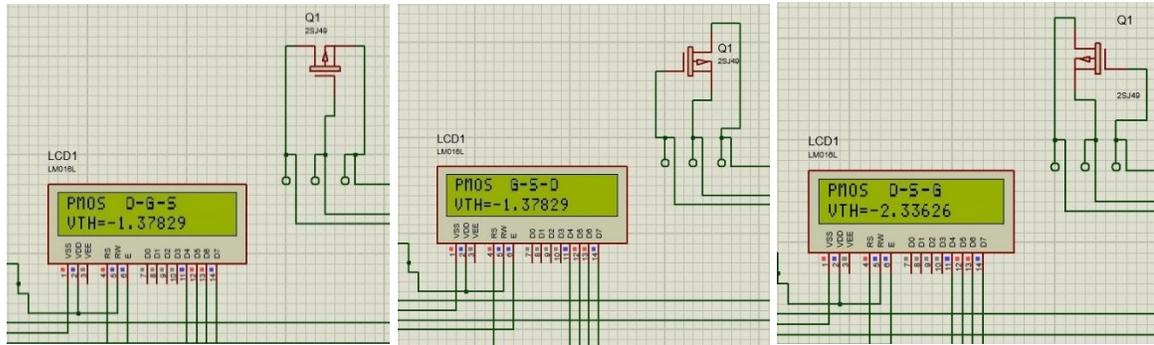


Figura 3.22 Resultado de las simulaciones para un bipolar PMOS

En general el analizador de diodos y transistores mostraría al usuario el tipo de semiconductor al que se le está realizando la prueba, la distribución de terminales y el parámetro más importante en cada uno de los casos.

3.5 Valoración económica

A continuación se muestra una lista del costo de los componentes necesarios para la construcción del diseño del analizador de diodos y transistores (Tabla 3.2), dando como resultado un coste total de \$ 10.30 (USD).

1 Microcontrolador (PIC16F877A)	\$4.00(USD)
1 LCD MC1602C	\$1.80(USD)
1 Potenciómetros	\$0.05(USD)
9 Capacitores (cerámicos)	\$1.35(USD)
1 Diodos	\$0.05(USD)
1 Interruptor	\$0.05(USD)
2 Capacitores (electrolíticos)	\$0.20(USD)
3 Circuito 74HC4052	\$1.05(USD)
1 Circuito 78L05	\$0.35(USD)
14 resistencias	\$0.15(USD)
1 batería de 9V	\$1.25(USD)
Costo total	\$10.30(USD)

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

Conclusiones

1. Se logró diseñar un dispositivo con el cual se puede agilizar el proceso de comprobación de funcionamiento de diodos, transistores bipolares y transistores de efecto de campo.
2. Del estudio realizado se demostró que con el método utilizado solo se pueden medir parámetros de corriente directa.
3. Se comprobó que el método propuesto, no es utilizable para algunos semiconductores como tiristores y darlington.
4. De las simulaciones efectuadas se pudo demostrar el correcto funcionamiento del analizador de semiconductores para transistores bipolares, de efecto de campo y diodos semiconductores.
5. Se comprobó que los valores de las mediciones están dentro del rango que especifica el fabricante para cada componente medido.

Recomendaciones

1. Realizar la implementación del diseño propuesto.
2. Realizar un método con el cual se puedan comprobar Tiristores y transistores Darlington
3. Ampliar el número de parámetros calculados para cada dispositivo.

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] J. F. A. Salazar, Mediciones Eléctricas, 1992.
- [2] Positron Lab, «"Algunos estudios de semiconductores con Espectroscopía de Aniquilación de Positrones,» [En línea]. Available: <http://www.como.polimi.it/ferragut>.
- [3] M. Rashid, Circuitos Microelectrónicos Analisis y Diseño, Florida: International Thomson Editores, 1999.
- [4] O. S. W. Z. Frohn, Componentes y Circuitos Básicos de la Microelectrónica, Heinz-Piest-Institut für Handwerkstechnik, 1997.
- [5] J. R. C. Mendoza, «Diseño y simulación de sistemas microcontrolados en lenguaje C,» Colombia, 2011.
- [6] «Visión general de Proteus VSM,» [En línea]. Available: http://www.labcenter.co.uk/products/vsm_overview.cfm. [Último acceso: 3 05 2015].
- [7] Microchip Technology Inc, «Data Sheet PIC16F87XA,» 2001. [En línea]. Available: www.microchip.com.
- [8] M. Dujmovic, «DISEÑO DE UN ENTRENADOR DE MICROCONTROLADORES PIC,» Sartenejas, 2006 .
- [9] «Midas Components Ltd,» [En línea]. Available: www.midascomponents.co.uk.
- [10] E. G. Daniel I. Garrido, «Aplicaciones de la Electrónica,» Santiago de Cuba, 2010.
- [11] [En línea]. Available: <http://picpgm.picprojects.net>.

GLOSARIO DE TÉRMINOS

BJT: transistor de unión bipolar

BJT NPN: transistor de unión bipolar NPN

BJT PNP: transistor de unión bipolar PNP

FET: transistor de efecto campo

I_D: Corriente de drenador

I_G: Corriente de puerta

I_S: Corriente de fuente

I_C: Corriente de colector

I_B: Corriente de base

I_E: Corriente de emisor

JFET: transistor de efecto de campo de juntura o unión

NJFET: transistor de efecto de campo de juntura o unión de canal N

NMOS: transistor de efecto de campo metal-óxido-semiconductor de canal N

MOS: Metal-óxido-semiconductor

PJFET: transistor de efecto de campo de juntura o unión de canal P

PMOS: transistor de efecto de campo metal-óxido-semiconductor de canal P

V_{TH}: Voltaje umbral en los MOSFET

PIC: Controlador de interface de periféricos

LCD: Visualizador de cristal liquido

R_{son}: Resistencia que impone el canal en los JFET

ANEXOS

Anexo 1: Resumen del dispositivo FET

	Canal n			Canal p		
	MOSFET de acumulación	MOSFET de depleción	JFET	MOSFET de acumulación	MOSFET de depleción	JFET
Símbolo de circuito						
V_m	+	-	-	-	+	+
K	$\frac{1}{2} \mu_n C_{ox} (W/L) = \frac{1}{2} KP(W/L)$		I_{DSS}/V_m^2	$\frac{1}{2} \mu_p C_{ox} (W/L) = \frac{1}{2} KP(W/L)$		I_{DSS}/V_m^2
λ	+			-		
Región de corte	$v_{GS} \leq V_m$ $i_D = 0$			$v_{GS} \geq V_m$ $i_D = 0$		
Región óhmica	$v_{GS} \geq V_m$ y $0 \leq v_{DS} \leq v_{GS} - V_m$ $i_D = K[2(v_{GS} - V_m)v_{DS} - v_{DS}^2](1 + \lambda v_{DS})$			$v_{GS} \leq V_m$ y $0 \geq v_{DS} \geq v_{GS} - V_m$ $i_D = K[2v_{GS} - V_m)v_{DS} - v_{DS}^2](1 + \lambda v_{DS})$		
Región de saturación	$v_{GS} \geq V_m$ y $v_{DS} \geq v_{GS} - V_m$ $i_D = K(v_{GS} - V_m)^2(1 + \lambda v_{DS})$			$v_{GS} \leq V_m$ y $v_{DS} \leq v_{GS} - V_m$ $i_D = K(v_{GS} - V_m)^2(1 + \lambda v_{DS})$		
g_m (suponiendo funcionamiento en saturación y $\lambda = 0$)	$g_m = 2\sqrt{KI_{DQ}}$ $g_m = \sqrt{2KP(W/L)I_{DQ}}$	$g_m = 2\sqrt{KI_{DQ}}$ $g_m = 2\frac{\sqrt{I_{DSS}I_{DQ}}}{ V_m }$		$g_m = 2\sqrt{KI_{DQ}}$ $g_m = \sqrt{2KP(W/L)I_{DQ}}$	$g_m = 2\sqrt{KI_{DQ}}$ $g_m = 2\frac{\sqrt{I_{DSS}I_{DQ}}}{ V_m }$	
Parámetros de SPICE	VTO = V_m KP = $\mu_n C_{ox}$ L W LAMBDA = λ		VTO = V_m BETA = K LAMBDA = λ	VTO = V_m KP = $\mu_p C_{ox}$ L W LAMBDA = $ \lambda $		VTO = V_m BETA = K LAMBDA = $ \lambda $

Anexo 3: Esquema simulado en el Proteus

