



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA DE MEXICO

Facultad de Ingeniería

"MODELADO EXPERIMENTAL DE DISPOSITIVOS
ELECTRONICOS DE POTENCIA"

T E S I S

Que para obtener el título de:
INGENIERO MECANICO ELECTRICISTA

P r e s e n t a n :

Alfredo Piero Mateos Papis

Ricardo David Pitol Rotondo

Adolfo Rosas Cantú

José Antonio Thomsen Zenteno

México, D. F.

1983



Universidad Nacional
Autónoma de México

Dirección General de Bibliotecas de la UNAM

Biblioteca Central



UNAM – Dirección General de Bibliotecas
Tesis Digitales
Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS ©
PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

Todo el material contenido en esta tesis esta protegido por la Ley Federal del Derecho de Autor (LFDA) de los Estados Unidos Mexicanos (México).

El uso de imágenes, fragmentos de videos, y demás material que sea objeto de protección de los derechos de autor, será exclusivamente para fines educativos e informativos y deberá citar la fuente donde la obtuvo mencionando el autor o autores. Cualquier uso distinto como el lucro, reproducción, edición o modificación, será perseguido y sancionado por el respectivo titular de los Derechos de Autor.

GRACIAS AL M. EN C.
CAUPOLICAN MUÑOZ GAMBOA.

GRACIAS A LA FACULTAD DE
INGENIERIA, EN ESPECIAL
A LOS PROFESORES DE LA
DIVISION DE INGENIERIA
MECANICA Y ELECTRICA.

INDICE

	PAG.
INTRODUCCION	1
CAPITULO I	
MODELADO MATEMATICO	
1- Introducción	3
2- Propiedades de los modelos	5
3- Construcción de un modelo	6
CAPITULO II	
EL DIODO	
1- Generalidades	9
2- Funcionamiento	10
3- Algunos modelos conocidos	22
4- Métodos de prueba y resultados	27
5- Modelos propuestos	31
6- Comparación de los modelos	55
7- Comentarios	59
CAPITULO III	
EL DIAC	
1- Generalidades	64
2- Funcionamiento	65
3- Métodos de prueba y resultados	69
4- Modelos propuestos	73
5- Aplicación de los modelos	81
6- Comparación de los modelos	94
7- Comentarios	102

	PAG.
CAPITULO IV	
EL TRIAC	
1- Generalidades	109
2- Funcionamiento	110
3- Métodos de prueba y resultados	115
4- Modelos propuestos	125
5- Aplicación de los modelos	132
6- Comparación de los modelos	156
7- Comentarios	161
COMENTARIOS FINALES	163
APENDICE A	165
APENDICE B	171
BIBLIOGRAFIA	178

INTRODUCCION

Ultimamente los dispositivos semiconductores de potencia han tomado una gran importancia. A pesar de esto no existe mucha literatura acerca de estos dispositivos y menos aún se encuentran modelos que representen su funcionamiento. Algunos modelos que generalmente se usan son equivalentes a un interruptor, es decir, solo consideran en el funcionamiento del dispositivo dos estados posibles, encendido y apagado. Dichos modelos son fácilmente manejables, sin embargo son muy burdos y pueden no ser útiles en aplicaciones donde se requiera mayor exactitud.

El objetivo de este trabajo es caracterizar más exactamente el comportamiento de tres de estos dispositivos, los cuales son el diodo, el DIAC y el TRIAC. Una forma de realizar dicha caracterización es mediante el ajuste de funciones matemáticas a partir de datos obtenidos experimentalmente.

Las variables de interés para la caracterización de los dispositivos mencionados son el voltaje entre terminales del dispositivo y la corriente que fluye a través del mismo, por lo cual es necesario en primer término tomar mediciones de dichas variables en el dispositivo, dentro de su rango de trabajo. En este punto es importante hacer mención que existen otras variables, como frecuencia, temperatura, dimensiones, etc., que afectan el funcionamiento del dispositivo, sin embargo, para objeto de este trabajo se consideraron constantes.

Es importante señalar que la forma de obtención de los datos experimentales es diferente para los tres dispositivos aquí modelados y debe ser realizada cuidadosamente.

Una vez que se tienen los datos experimentales, se grafican en un plano voltaje contra corriente, obteniéndose curvas que reflejan el comportamiento del dispositivo. Partiendo de la forma de dichas curvas se buscan expresiones matemá

ticas que definan una curva similar a las experimentales. --
Los parámetros de las expresiones matemáticas mencionadas --
son funciones de los datos experimentales de cada dispositi-
vo.

Este trabajo comienza señalando ciertos aspectos impor--
tantes referentes al modelado matemático. En los capítulos_
referentes a cada uno de los dispositivos se da una breve ex-
plicación del funcionamiento de éstos, se presenta el método
de prueba para cada uno de ellos y se exponen los modelos ob-
tenidos ejemplificando la aplicación de los mismos. En es--
tos capítulos también se presenta una comparación de los di-
ferentes modelos propuestos para cada dispositivo.

Los modelos presentados en este trabajo pueden ser la ba-
se para trabajos posteriores, tales como simulación y/o pro-
posición de otros modelos más complejos.

Por último es importante mencionar que los parámetros de
los modelos aquí propuestos no representan características -
físicas del dispositivo o del funcionamiento del dispositivo
en sí, como lo hace el modelo exponencial de Shockley para -
el diodo.

CAPITULO I

MODELADO MATEMATICO

1- INTRODUCCION.

Un modelo es algo que describe, representa idealmente o imita la naturaleza o el comportamiento de un objeto real. Los modelos son de valiosa ayuda para visualizar el comportamiento de un sistema o de un fenómeno que la mente sola encuentra difícil de captar. Con frecuencia resulta ventajoso pensar en un fenómeno físico considerándolo en función de su modelo, ya que los modelos proporcionan una vista compacta, global y simplificada del conjunto.

Los modelos son necesarios para la comunicación, en especial cuando son complejos los sistemas y fenómenos que se desean comunicar, además nos permiten hacer predicciones del comportamiento del objeto modelado. Por manipulación de los modelos matemáticos es posible evaluar soluciones en menos tiempo y con menos costo y riesgo que los que requiere ordinariamente la experimentación con el objeto real.

El modelado de dispositivos electrónicos cumple las siguientes funciones:

1. Permite aislar conceptos importantes del funcionamiento del dispositivo para facilitar la comprensión de la operación de éste, simplificar el análisis e ignorar efectos de menor importancia.
2. Permite efectuar predicciones tanto del dispositivo como del sistema en que éste trabaje, bajo diferentes condiciones de operación (dentro de las regiones de validez de los modelos).
3. Facilita el diseño, el análisis y la evaluación de circuitos y sistemas.
4. Permite que se hagan estudios estadísticos.

Se podrían mencionar muchas más funciones que realizan los modelos en el campo de la electrónica.

Algunas de las características del modelo no son ciertas en el objeto real, estas diferencias o discrepancias son inevitables y se hallan en todo modelo y carecen en sí de importancia, lo que importa es si el resultado final, la predicción, es o no satisfactorio para el propósito particular considerado.

Las hipótesis simplificadoras se realizan para poder proponer un modelo utilizable, es decir, eliminar factores de complicación. Regularmente las discrepancias podrían reducirse, pero el modelo tomaría más tiempo para quedar establecido y mayores dificultades para su aplicación. El pequeño aumento en exactitud no justificaría estas desventajas.

El modelo debe de ser seleccionado o desarrollado para que sea potencialmente satisfactorio de acuerdo al trabajo o labor que el objeto real vaya a efectuar y a los parámetros y variables que sean de interés.

Las discrepancias de las características del modelo con las del objeto real son causa de las consideraciones, y por lo tanto, para conocer la exactitud de las predicciones de un modelo, éstas deberán ser comparadas con las observaciones realizadas del objeto real. Las predicciones perfectas, sin ningún error, son inalcanzables. Además, hay un cierto error en la medición de los valores empleados en el modelo, ya que en muchas ocasiones es indispensable la experimentación con el objeto real para el establecimiento de parámetros en el modelo.

Los modelos matemáticos son representaciones que nos permiten predecir el valor de alguna o varias propiedades que se presentan en el objeto real a partir de otras conocidas. Este tipo de modelos se establecen en base a expresiones matemáticas conocidas, tales como una parábola o una función exponencial.

Por medio del empleo de las Matemáticas pueden realizarse predicciones de muchos fenómenos. Utilizando las reglas y convenciones prescritas por las Matemáticas y asignando símbolos para representar las propiedades importantes del objeto real, las expresiones matemáticas pueden manipularse hasta obtener predicciones útiles de lo que debe esperarse según determinadas condiciones.

Los modelos matemáticos de dispositivos eléctricos y electrónicos, nos permiten simular redes o circuitos de una manera eficiente. Mediante el uso de computadora esta eficiencia en la simulación, en cuanto a tiempo, costo y exactitud en las predicciones, se ve altamente incrementada ya que permite el uso de modelos más sofisticados.

El modelado matemático es útil por las siguientes razones, además de las ya mencionadas para el caso del modelado en general:

1. Existen menos posibilidades de olvidar consideraciones implícitas, ya que las ideas se formulan de una forma precisa.
2. Tenemos un "lenguaje" conciso que permite manipulación.
3. Tenemos un gran número de teoremas potencialmente utilizables.
4. Existen computadoras que realicen los cálculos.

2- PROPIEDADES DE LOS MODELOS.

Una definición de modelo matemático dada por Bender¹, es la siguiente: "Un modelo matemático es una construcción matemática abstracta y simplificada, relacionada con una parte de la realidad y creada para un propósito particular".

Desde el punto de vista del modelo el mundo se puede dividir en tres partes, que son:

1. Variables cuyos efectos pueden ser ignorados.
2. Variables que afectan al modelo pero que, para el estudio

de su comportamiento no fue diseñado el modelo.

3. Variables que, para el estudio de su comportamiento, fue diseñado el modelo.

Estas tres partes son importantes en el modelo. Si variables que no deben de ser despreciadas son ignoradas, el modelo no será bueno. Si muchas variables se toman en consideración el modelo será muy complicado y seguramente necesitará gran cantidad de datos. Muchas veces se deben de ignorar ciertas variables, no porque no tengan importancia, sino porque se considera que serán difíciles de manejar y que despreciarlas no invalidará las conclusiones.

Debido a que diferentes modelos hacen diferentes consideraciones, no existe el mejor modelo para describir una situación. R. Levins² menciona: "No es posible maximizar simultáneamente generalidad, realismo y precisión". La definición de las variables y sus interrelaciones constituyen las consideraciones del modelo.

En el caso de utilizar el modelo para efectuar predicciones o sacar conclusiones, se tendrán conclusiones ciertas si las consideraciones son ciertas, (desgraciadamente las cosas no son siempre tan claras).

Un resultado es confiable si puede ser derivado de una variedad de modelos diferentes en la misma situación o de un modelo más general.

3- CONSTRUCCION DE UN MODELO.

Un bosquejo de lo que podría ser el proceso para la elaboración de un modelo se cita a continuación:

1. Formular el problema. ¿Qué es lo que se espera que haga el modelo?
2. Plantear consideraciones, ver que es lo que se puede despreciar y establecer las relaciones entre las variables.
3. Ver la utilidad de lo planteado. Ver si la obtención de

datos, que se usarán en el modelo, es posible. Se debe observar que el que sea un modelo útil no implica que sea razonable o exacto.

4. Probar, cuando sea posible, el modelo y comparar las predicciones obtenidas con la realidad.

El usuario del modelo deberá proporcionar los datos de los parámetros que se usarán en el mismo, bien mediante sus propias mediciones u obteniendo los datos del dispositivo de otra parte tal como las hojas de datos de los fabricantes.

Citemos por último las reglas de Golombe mencionadas por Belaza³, acerca del uso de modelos:

1. No creer en las consecuencias de orden 33 de un modelo de primer orden.
2. No extrapolar más allá de la región de validez.
3. No aplicar un modelo hasta que se comprendan las simplificaciones en las que se base y se pueda comprobar si es aplicable.
4. No creer que el modelo es la realidad.
5. No distorsionar la realidad para que el modelo sea válido.
6. No limitarse a un solo modelo. Varios modelos pueden ser útiles para comprender aspectos diferentes del mismo fenómeno.
7. No retener un modelo desacreditado.
8. No enamorarse del modelo.
9. No rechazar datos que estén en conflicto con el modelo; usarlos para refutar, modificar o mejorar el modelo.
10. No aplicar terminología de un campo a otro si nadie se enriquece.
11. No esperar que por invocar a un demonio se lo ha destruido.
12. No usar terminología y notación para impresionar o confundir a los novicios, sino para mejorar el conocimiento y facilitar cálculos.

REFERENCIAS.

1. Bender, Edward A., An Introduction to Mathematical Modeling. John Wiley & Sons. pp. 1-7 (1978)
2. Levins, R., Evolution in Changing Environments. Princeton University Press. pp. 7 (1968)
3. Belaza Santurde, F. J., Fundamentos del Análisis y Diseño de Circuitos Ayudado por Ordenador. Departamento de Publicaciones de E. T. S. I. T., Madrid. pp. 11.28-11.29. (1981)

CAPITULO II

EL DIODO

1- GENERALIDADES.

Ante la necesidad de contar con un dispositivo que proporcionara corriente directa a partir de corriente alterna, a principios del siglo XX J. Ambrose Fleming desarrolla el rectificador de vacío. Algunos años después Pickard intenta elaborar un rectificador con cristal de silicio, constituyendo así la primera idea existente de un rectificador hecho con semiconductores, sin embargo esta idea fue rechazada porque había muy poca confiabilidad en ella. No fue sino hasta la década de los años treinta cuando se regresó a la idea de construir un rectificador en base a los semiconductores.

Como sabemos, el rectificador construido con semiconductores recibió el nombre de diodo y superó ampliamente al rectificador o válvula de vacío, pues presentó características más cercanas a la ideal, es decir, de conducir en un solo sentido sin presentar una caída de potencial considerable entre sus terminales.

En la actualidad existen diodos semiconductores de silicio, de germanio, de GaAs y de muchos otros materiales, mismos que presentan características diferentes entre sí. Los más comunes son los hechos a base de silicio y de germanio, aunque el más utilizado es el de silicio debido a que presenta mayores voltajes inversos de ruptura. En el silicio este voltaje es de cerca de 1000 Volts mientras que en el germanio es de 400 Volts. De la misma forma la corriente de saturación para el germanio es mil veces mayor que para el silicio. El silicio además permite un rango mayor de temperaturas.

Sabemos que en nuestros días la aplicación del diodo se-

miconductor no se limita únicamente a la rectificación de -- voltaje, sino que es ampliamente utilizado en circuitos digitales y analógicos para proveer ciertas caídas de voltaje, - así como en la construcción de circuitos integrados. Además ha sido el punto de partida para el desarrollo de otros dispositivos electrónicos, tales como el transistor y los tiristores.

En este capítulo se explicará brevemente el funcionamiento del diodo y se mencionarán algunos de sus modelos más utilizados para, posteriormente, proponer nuevos modelos que -- parten de uno ya conocido.

Cabe aclarar que todo el análisis se basa en el caso deun diodo rectificador de silicio, que en sí tiene diversas -- aplicaciones. De la misma manera, se pueden manejar y modelar otros tipos de diodos que tengan diferentes aplicaciones.

Por último, es importante hacer notar que, siendo el diodo un dispositivo no lineal, es posible modelar dispositivos más complicados en base al diodo y a elementos pasivos, ta-- les como resistencias, capacitancias, inductancias, etc.

2- FUNCIONAMIENTO.

a) Semiconductores.

Para poder apreciar completamente el comportamiento deldiodo semiconductor es necesario tener una pequeña introducción sobre la física de los semiconductores.

Los semiconductores, tal como su nombre lo indica, pertenecen a una clase de materiales que ni son buenos conducto-- res, como el cobre, ni tampoco buenos aislantes, como la baquelita, es decir, su conductividad se encuentra entre la de los conductores y la de los aislantes.

Una característica importante en estos materiales es sucoeficiente de temperatura negativo, indicando que la resistencia del material decrece cuando se incrementa la tempera--

tura. Lo contrario ocurre en la mayoría de los conductores metálicos.

Los semiconductores más usados en los dispositivos electrónicos son el silicio y el germanio, en los cuales cada átomo tiene cuatro electrones de valencia; dichos átomos se encuentran unidos entre sí por medio de un enlace covalente, es decir, compartiendo un par de electrones. Estos electrones pueden adquirir la suficiente energía para romper los enlaces y asumir un estado libre. En la figura 2.1 se muestra simbólicamente en dos dimensiones la estructura cristalina del silicio.

A temperatura ambiente en el germanio existe aproximadamente un electrón libre por cada 5×10^{10} átomos, llamándoseles, a estos electrones libres, portadores intrínsecos. Dicho electrón es libre de moverse a través de toda la estructura cristalina. Cuando una unión se encuentra incompleta es relativamente sencillo para un electrón de un átomo vecino dejar su unión covalente y llenar la unión incompleta, dejando ahora la suya incompleta. Esta ausencia de carga negativa en las uniones parece comportarse como una partícula --

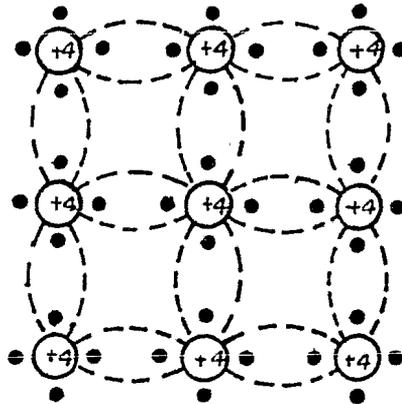


Figura 2.1 Estructura cristalina del silicio.

que se mueve en sentido contrario al del movimiento de la corriente de los electrones, con igual carga que los electrones pero positiva. A esta partícula se le llama hueco y es considerada como una entidad física cuyo movimiento constituye una corriente eléctrica.

En un semiconductor intrínseco el número de huecos es igual al número de electrones libres y cuando existe agitación térmica se crean nuevos pares de electrones y huecos -- mientras otros pares desaparecen como resultado de la recombinación, sin embargo, la igualdad entre el número de huecos y electrones se mantiene, como se ve en la siguiente expresión:

$$n = p = n_i$$

donde, n = concentración de electrones libres.

p = concentración de huecos.

n_i = concentración intrínseca de portadores.

Para incrementar el número de electrones libres se contamina el material semiconductor con un material pentavalente. El material contaminante preferido es el fósforo debido a su alta solubilidad sólida en el silicio y en el germanio. Estos átomos pentavalentes añadidos al semiconductor intrínseco reemplazan a algunos de los átomos de silicio o germanio, ocurriendo que cuatro de los cinco electrones de valencia ocupen enlaces covalentes quedando el quinto electrón libre -- como un portador de corriente. Debido a este efecto al semiconductor contaminado de esta forma se le conoce como material tipo N y se dice que está contaminado con impurezas llamadas donadoras. Una característica de este tipo de material es que el número de electrones libres es mayor que en el semiconductor intrínseco, mientras que el número de huecos disminuye por causa de la recombinación con dichos electrones.

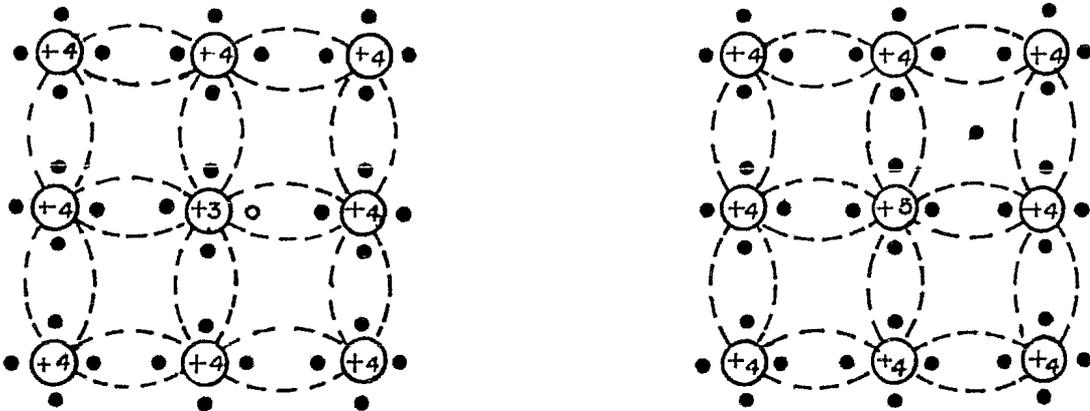
De la misma forma, para incrementar el número de huecos en un semiconductor basta añadir impurezas trivalentes al --

mismo. El material más usado para contaminar al semiconductor es el boro y se escoge por las mismas razones por las -- que se prefiere al fósforo en el material tipo N. Los áto-- mos trivalentes que se encuentran en el semiconductor sola-- mente poseen tres electrones de valencia para llenar los en-- laces covalentes, por lo cual la vacante que existe en un en-- lace constituye un hueco. Estas impurezas, conocidas como - impurezas aceptoras, hacen posible la existencia de un mayor número de portadores positivos debido a que crean huecos que pueden aceptar electrones. A este material contaminado con_ impurezas aceptoras se le conoce como material tipo P. En - la figura 2.2 se pueden apreciar simbólicamente los materia-- les tipo N y tipo P.

Independientemente de la concentración de impurezas que_ haya en el semiconductor, en equilibrio térmico se sigue cum-- pliendo la siguiente relación:

$$np = n_i^2$$

donde n_i es función de la temperatura.



(a)

(b)

Figura 2.2 Materiales (a) tipo P y (b) tipo N.

En un semiconductor tipo N los electrones serán los portadores mayoritarios y los huecos los portadores minoritarios. De igual forma, para un material tipo P los portadores mayoritarios son los huecos y los portadores minoritarios serán los electrones.

Se observa que en un semiconductor la corriente resulta del movimiento tanto de electrones como de huecos, por lo cual se dice que es bipolar, haciendo esto una marcada diferencia con los conductores, ya que éstos son unipolares dado que su corriente es debida solamente al flujo de electrones.

b) Juntura P-N.

Una juntura P-N está formada por la unión de dos semiconductores, uno del tipo P y otro del tipo N. Esto significa que se tendrá un semiconductor contaminado con impurezas donadoras de un lado y con impurezas aceptoras del otro. Esta juntura posee la propiedad de rectificar el flujo de la corriente eléctrica. En la figura 2.3 se muestra en forma esquemática una juntura P-N.

En la figura se encuentran representados los átomos donadores con un signo positivo debido a que en el momento en que donen un electrón se convertirán en iones positivos y, por el contrario, los átomos aceptores en el momento en que acepten un electrón se convertirán en iones negativos, representándose por lo mismo con un signo negativo.

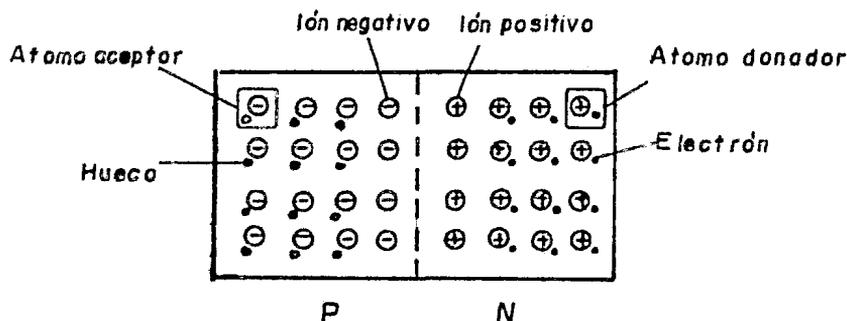


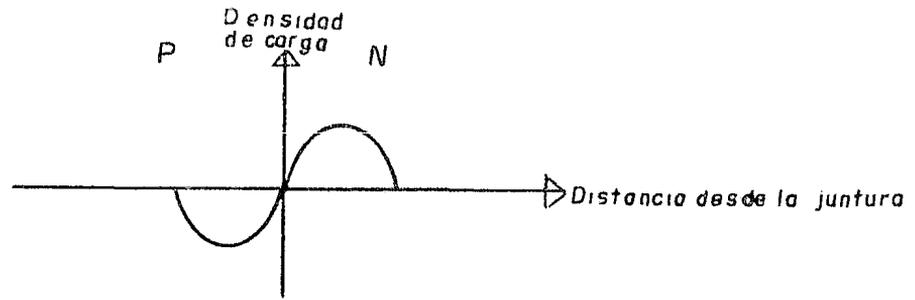
Figura 2.3 Juntura P-N.

En el instante en que se forma la juntura P-N los huecos cercanos a ésta se difunden hacia el material tipo N y los electrones hacia el material tipo P, ocurriendo que dichos huecos y electrones que se encontraban neutralizando a los iones próximos a la juntura desaparezcan como resultado de su recombinación, dándose este efecto en una región limitada llamada zona vacía o de transición porque en ésta no se encuentran cargas libres.

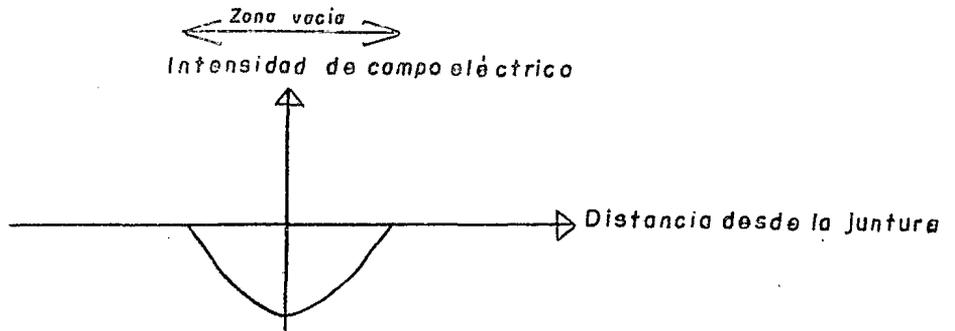
En el material tipo P, afuera de la región vacía, la concentración de portadores mayoritarios es aproximadamente igual a la densidad de átomos aceptores y en el material tipo N esta concentración es aproximadamente igual a la densidad de átomos donadores.

Dentro de la región vacía la densidad de carga será positiva en el material tipo N, negativa en el material tipo P y cero en la juntura, como se muestra en la figura 2.4 (a). La diferencia de densidad de carga entre los dos materiales provoca un flujo de líneas eléctricas de positivo a negativo creando un campo eléctrico mostrado en la figura 2.4 (b). El equilibrio se establece cuando el campo eléctrico es suficientemente fuerte para detener el proceso de difusión.

El potencial electrostático (V) está definido por la integral negativa de la intensidad de campo eléctrico. En la figura 2.5 se muestra la variación del potencial a través de la zona vacía. Se observa que existe una diferencia de potencial entre el material tipo N y el material tipo P, teniendo un voltaje más alto el material tipo N. Esta diferencia de potencial representa una barrera para la posterior difusión de portadores mayoritarios, sin embargo es tan grande el número de ellos que invariablemente habrá algunos con suficiente energía cinética para vencer esta diferencia de potencial. Para los portadores minoritarios que se encuentran cerca de la zona vacía la diferencia de potencial sirve de ayuda para que crucen de un tipo de material al otro. Esto -



(a)



(b)

Figura 2.4 (a) Densidad de carga en la juntura y
(b) Intensidad de campo eléctrico.

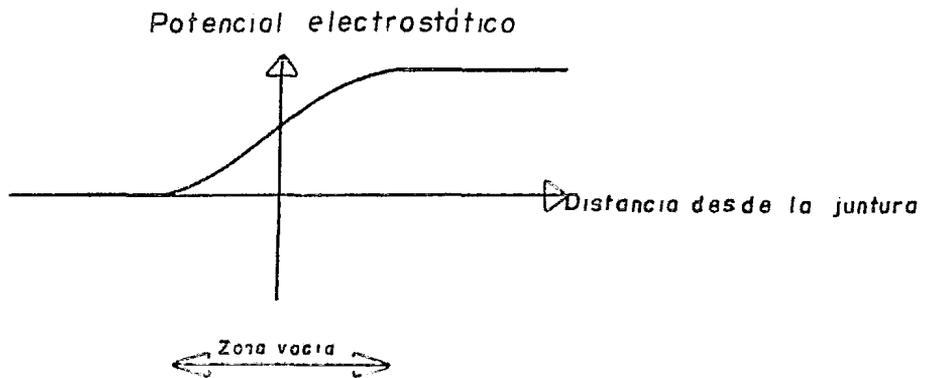


Figura 2.5 Potencial electrostático en la zona vacía.

significa que se tendrá un movimiento de portadores mayoritarios en un sentido y otro de minoritarios en sentido contrario, resultando que, sin tener una aplicación externa de voltaje, los movimientos se anulen y no exista un flujo de corriente. La causa de que ambos movimientos sean iguales y de sentido contrario es debido a que cuando un portador mayoritario logra cruzar la juntura, en ese momento representará un portador minoritario, el cual fácilmente regresará al material de donde partió originalmente ayudado por la diferencia de potencial.

Si un voltaje externo es aplicado a la juntura, tal como se muestra en la figura 2.6, los electrones del lado N se alejarán de la juntura debido a la atracción del potencial positivo aplicado en el material tipo N, ocurriendo que aumente el número de iones no neutralizados cerca de la juntura. Por razones similares también aumenta el número de iones no neutralizados en el lado P. Por lo tanto el efecto neto resultante es un ensanchamiento de la zona vacía. Este ensanchamiento de la zona vacía establecerá una barrera aún mayor para el movimiento de portadores mayoritarios, reduciéndose éste a un valor de cero.

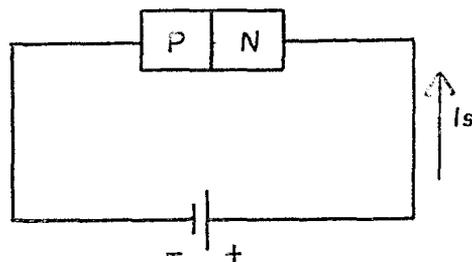


Figura 2.6 Polarización inversa de la juntura P-N.

El flujo de portadores minoritarios no cambiará con esta polarización, conocida como polarización inversa, sino que será el mismo que se tenía sin tener un voltaje externo aplicado; sin embargo, como no existe un movimiento de mayoritarios, el flujo de minoritarios no será anulado teniendo como resultado neto una corriente producida por este flujo. Esta corriente que existe bajo polarización inversa es llamada corriente de saturación (I_S). El término saturación viene del hecho de que esta corriente no cambia con el incremento de voltaje en inversa. La corriente de saturación aumenta con el incremento de la temperatura, debiéndose esto a la generación de portadores minoritarios por efecto de la energía térmica. Esta variación es aproximadamente del $8\%/^{\circ}\text{C}$ para el silicio y del $11\%/^{\circ}\text{C}$ para el germanio.

Si se aplica un voltaje externo a la juntura en forma contraria al de la figura 2.6 se tendrá una polarización en directa, como se ve en la figura 2.7. Esta polarización causa una disminución en el ancho de la zona vacía, resultando en un incremento del flujo de portadores mayoritarios. Este flujo de corriente sí aumentará con el incremento de voltaje entre las terminales, siendo esto causado por la disminución en el ancho de la zona vacía con el aumento de voltaje bajo polarización directa.

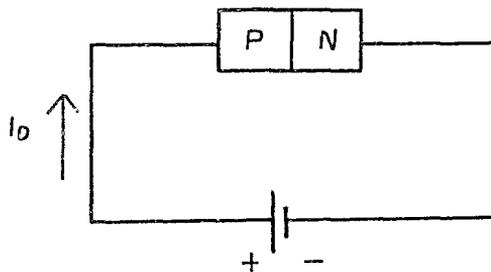


Figura 2.7 Polarización directa de la juntura P-N.

c) Característica voltaje-corriente.

Como se sabe una forma de realizar el modelado de un dispositivo es mediante su curva característica de voltaje-corriente, la cual es obtenida experimentalmente. En la figura 2.8 se muestra dicha curva para un diodo semiconductor común de silicio.

En la gráfica se observa, en la zona de polarización inversa, a la corriente de saturación, la cual se mantiene constante para un rango grande de voltaje. Como se mencionó esta corriente es muy pequeña, tanto que para graficarla se debe usar una escala diferente de corriente a la usada en polarización directa. La corriente de saturación es un parámetro de suma importancia para el modelado del dispositivo, aún en la zona de polarización directa.

En la figura 2.8 también se observa la existencia de un valor de voltaje en polarización directa, abajo del cual aparentemente no fluye corriente, aunque en realidad sí existe una pequeña corriente. Este valor de voltaje es llamado voltaje de encendido y depende del material semiconductor utilizado en la fabricación del diodo. En la figura 2.9 se muestran dos curvas características bajo polarización directa para dos materiales comúnmente usados y se observa claramente la diferencia de voltajes de encendido.

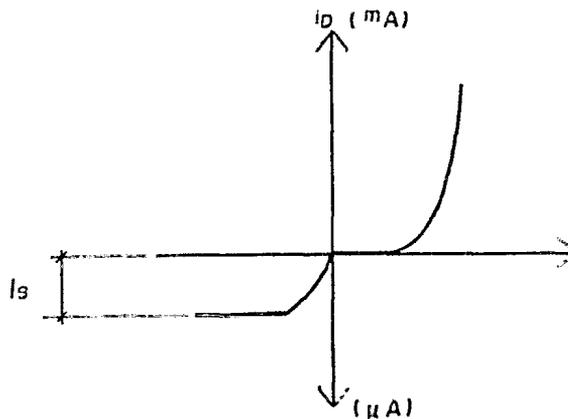


Figura 2.8 Curva característica voltaje-corriente para un diodo común de silicio.

Cuando se llega a un voltaje mayor que el de encendido - el dispositivo permite el paso de cualquier intensidad de corriente eléctrica, sin un substancial cambio de voltaje entre sus terminales, siendo la magnitud de esta corriente determinada por elementos externos al dispositivo, pero que forman parte del circuito eléctrico.

Como se ha mencionado, la corriente de saturación depende de la temperatura y, como se observará más adelante, otros parámetros también variarán con la misma, lo cual modifica la característica voltaje-corriente del dispositivo.

La característica voltaje-corriente graficada en escala semilogarítmica, donde el voltaje se encuentra en escala lineal y la corriente en escala logarítmica, se muestra en la figura 2.10 para diferentes temperaturas. Cuando el dispositivo se encuentra en estado de conducción presenta características óhmicas que dependen de la forma física del dispositivo, produciendo efectos significativos en la región de alta corriente al hacer que el dispositivo se comporte como una pequeña resistencia. Esta resistencia provoca que la característica voltaje-corriente no se mantenga lineal en la región de altas corrientes cuando se grafica en escala semilogarítmica.

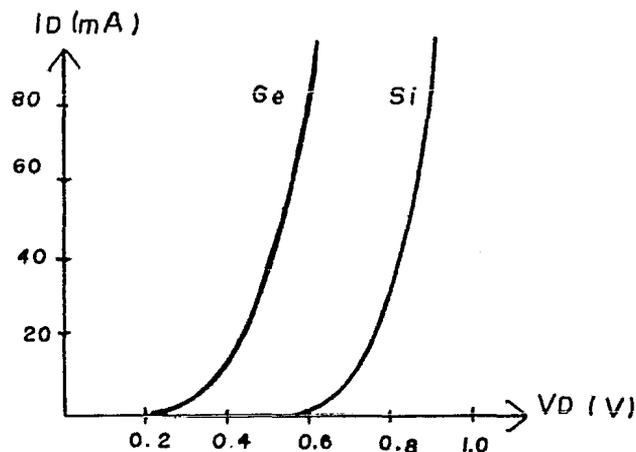


Figura 2.9 Característica voltaje-corriente para un diodo de silicio y uno de germanio.

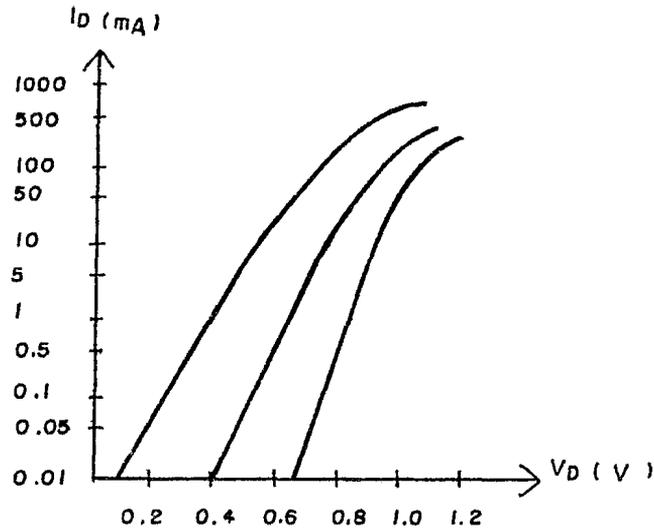


Figura 2.10 Curvas características en escala semi-logarítmica para un diodo de silicio a diferentes temperaturas.

Cabe también mencionar que la característica óhmica es influenciada también por los contactos óhmicos, es decir, la unión eléctrica que se realiza para poder conectar al diodo a un circuito eléctrico, y la unión entre el semiconductor y las terminales del diodo.

Por último, es importante mencionar que comúnmente se le designa ánodo a la terminal del diodo conectada al material tipo P y cátodo a la terminal conectada al material tipo N. Esta similitud, así como el símbolo del diodo se muestran en la figura 2.11.

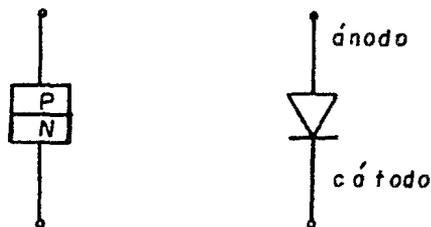


Figura 2.11 Símbolo del diodo.

3- ALGUNOS MODELOS CONOCIDOS.

a) Modelo ideal.

Básicamente el diodo es un dispositivo que permite o no el paso de corriente a través de sus terminales. Es por esto que el modelo más sencillo del diodo es el equivalente a un interruptor, esto es, el dispositivo no presentará caída de voltaje entre sus terminales cuando la corriente fluya de ánodo a cátodo, y para cualquier valor de voltaje aplicado en inversa no permitirá el paso de corriente. En la figura 2.12 se puede apreciar este modelo y su característica voltaje-corriente.

La sencillez de este modelo debe ser aprovechada en circuitos donde las caídas de voltaje en los diodos sean pequeñas comparadas con los voltajes que maneja el circuito. Un ejemplo de esto lo tenemos en los circuitos rectificadores de altos voltajes.

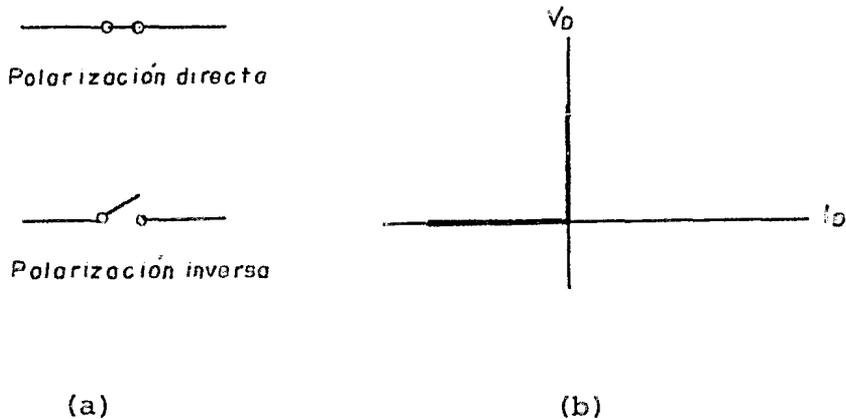


Figura 2.12 (a) Modelo ideal del diodo y (b) Curva característica del mismo.

b) Modelo ideal considerando el voltaje de encendido.

A pesar de la facilidad con que se maneja el modelo anterior el hecho de no considerar la caída de voltaje entre sus terminales limita mucho su aplicación, ya que en muchos casos esta caída no es tan pequeña, comparada con las otras caídas de voltaje existentes en el circuito, como para que sea despreciada. Así, el modelo anterior puede ser modificado añadiendo una fuente de voltaje en serie al mismo como se aprecia en la figura 2.13. El valor de esta fuente de voltaje es equivalente al voltaje de encendido del diodo.

Las condiciones establecidas por este modelo son similares a las que establece el modelo ideal, es decir, para voltajes aplicados menores al voltaje de encendido no existe flujo de corriente. Así mismo, para cualquier valor de corriente que fluya a través del dispositivo la caída de voltaje entre sus terminales será igual al voltaje de encendido, como se ve en la figura 2.13. Este modelo es ampliamente utilizado en el análisis de compuertas lógicas.

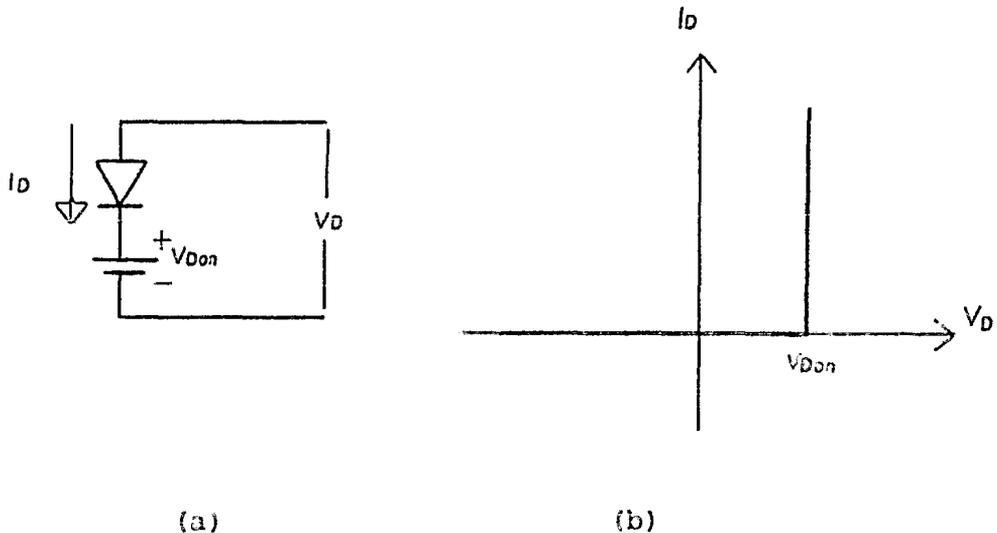


Figura 2.13 (a) Modelo ideal del diodo considerando el voltaje de encendido y (b) Curva característica del mismo.

c) Modelo considerando el voltaje de encendido y una resistencia en serie.

Debido a que el voltaje no permanece constante cuando el diodo está encendido existe otro modelo que toma ésto en cuenta y la forma de considerarlo es modificando la característica en la zona de encendido añadiendo al modelo anterior una resistencia en serie, misma que ocasionará que exista una pendiente en la región de encendido sin modificar la característica en la región de apagado, como se aprecia en la figura 2.14.

Este modelo es comúnmente llamado piezolineal y está definido por la siguiente ecuación:

$$\begin{aligned} \text{para } V_D \leq V_{Don}, I &= 0 \\ \text{para } V_D > V_{Don}, I &= \frac{V_D - V_{Don}}{R_{on}} \end{aligned} \quad \text{--- (2.1)}$$

donde V_{Don} es la fuente de voltaje que está en serie con el diodo y R_{on} es la resistencia en serie.

Como se ve, en la región de apagado este modelo es idéntico al modelo anterior y únicamente modifica la región de encendido.

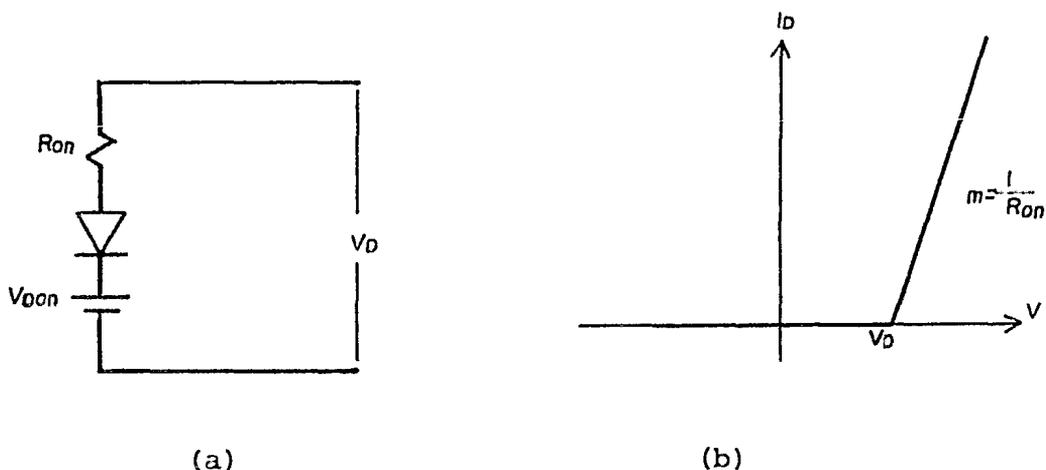


Figura 2.14 (a) Modelo piezolineal y (b) Curva característica del mismo.

d) Modelo exponencial.

Un modelo más completo es el que se basa en la teoría física de los semiconductores, mediante la cual se demuestra - que tanto para polarización directa como inversa la ecuación que relaciona a la corriente con el voltaje en un diodo de - juntura P-N idealizado es:

$$I = I_S (e^{V_D/\eta V_T} - 1) \quad \text{--- (2.2)}$$

donde: I_S = Corriente de saturación en inversa.

V_D = Voltaje entre terminales.

V_T = Voltaje térmico.

η = Parámetro dependiente del material ($\eta \approx 2$ para el silicio y $\eta \approx 1$ para el germanio).

además,

$$V_T = \frac{kT}{q} \quad \text{--- (2.3)}$$

donde: k = Constante de Boltzmann = 1.38×10^{-23} Joules/°K.

T = Temperatura en Kelvin.

q = Carga del electrón = 1.602×10^{-19} Coulomb.

La curva característica definida por este modelo se puede apreciar en la figura 2.15.

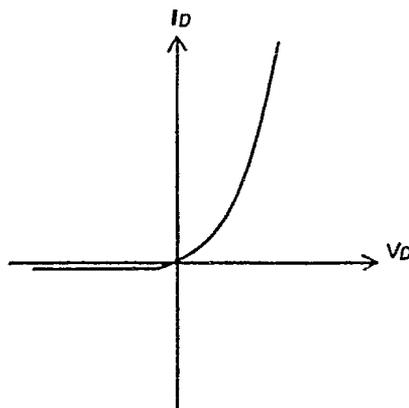


Figura 2.15 Curva característica del modelo exponencial.

La ecuación 2.2 permite desarrollar una cómoda representación del modelo en coordenadas semilogarítmicas, donde se logra dibujarlo casi como una línea recta. Para condiciones de polarización directa, cuando V_D es mayor que cinco veces ηV_T se cumple la condición $e^{V_D/\eta V_T} \gg 1$. Por lo tanto el voltaje y la corriente están relacionados por:

$$I \doteq I_S e^{V_D/\eta V_T} \quad \text{--- (2.4)}$$

Si de esta ecuación despejamos la exponencial y tomamos logaritmo natural a ambos miembros se obtiene, después de ordenar los términos:

$$\ln I_D = \frac{V_D}{\eta V_T} + \ln I_S \quad \text{--- (2.5)}$$

si hacemos la transformación de logaritmo natural a logaritmo base 10 obtenemos:

$$\log I_D = 0.434 \frac{V_D}{\eta V_T} + \log I_S \quad \text{--- (2.6)}$$

Graficando esta ecuación en escala semilogarítmica, es decir, $\log I_D$ contra V_D se obtiene una línea recta como se aprecia en la figura 2.16.

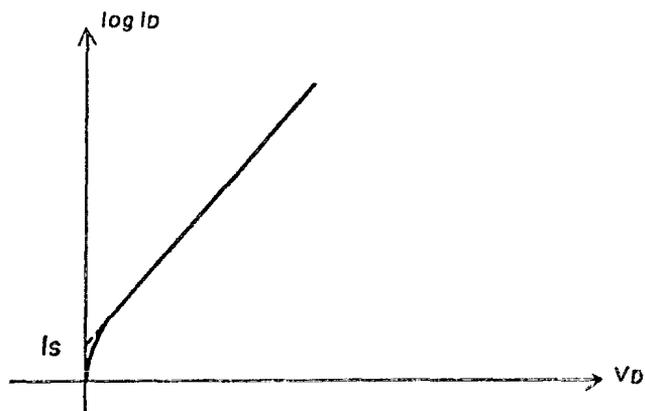


Figura 2.16 Característica del modelo exponencial en escala semilogarítmica.

La forma de obtener la corriente de saturación en inversa (I_S) por métodos experimentales es realizando esta gráfica en escala semilogarítmica y continuar la línea recta hasta el corte con el eje vertical, siendo este corte el valor de la corriente de saturación.

4- METODOS DE PRUEBA Y RESULTADOS.

Las mediciones de la característica voltaje-corriente del diodo fueron efectuadas utilizando el circuito de la figura 2.17 para bajas corrientes, hasta de 150 mA.

Se escogió esta configuración porque la resistencia del voltmetro es de aproximadamente $10.85\text{ M}\Omega$ en todo el rango de voltajes y se restó la corriente que pasaba por el mismo a la medición efectuada por el ampermetro. Las mediciones se hicieron variando el voltaje de la fuente en forma continua, es decir, manteniendo encendida la fuente ya que se consideró que este rango de corrientes no producía un incremento de temperatura lo suficientemente grande como para producir una variación apreciable en el comportamiento del diodo.

En el caso de corrientes mayores a 150 mA la configuración siguió siendo la misma, excepto que la medición de la corriente se realizó indirectamente sustituyendo el ampermetro por un voltmetro que midiera la caída de voltaje en la

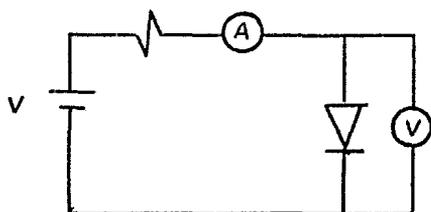


Figura 2.17 Circuito para mediciones del diodo en bajas corrientes.

resistencia. Se consideró que la corriente que circulaba a través de los vóltmetros era mucho menor que la corriente -- que circulaba por la resistencia y el diodo, por lo que pudo ser despreciada. El circuito se puede apreciar en la figura 2.18.

Las mediciones se efectuaron excitando al circuito con pulsos lo suficientemente largos para que las lecturas fueran confiables. Los pulsos se aplicaron a intervalos de --- tiempo suficientes para evitar que el calentamiento del diodo producido por el pulso anterior de corriente modificara -- las características del diodo y así lograr que el mismo re-- gresara a la temperatura ambiental. Adicionalmente se utili-- zó un ventilador dirigido hacia el diodo para asegurar aún -- más su conveniente enfriamiento.

El diodo utilizado en las pruebas fue un diodo rectificador de silicio Motorola 1N4002 con capacidad de conducción -- hasta de 1 Ampere. Las mediciones se realizaron sobre va--- rios diodos de la misma clase y se graficaron las caracterís-- ticas voltaje-corriente de cada uno de ellos. Al realizarse una comparación de estas gráficas se observó que el comporta-- miento de los diodos era muy semejante, por lo que se toma-- ron las mediciones de un diodo como base para proponer mode-- los de comportamiento para esa clase de diodos.

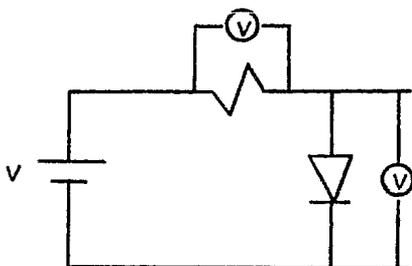


Figura 2.18 Circuito para mediciones del diodo en altas corrientes.

Para el diodo base se efectuaron cerca de 100 mediciones de voltaje y corriente, de las cuales fueron seleccionadas - las más representativas de su comportamiento. Los resultados obtenidos se observan en la tabla 2.1. La curva obtenida con estos datos experimentales se muestra en la figura -- 2.19.

V_D (Volts)	I_D (Amperes)
0.100	1.058×10^{-8}
0.200	1.322×10^{-7}
0.300	1.840×10^{-6}
0.400	3.135×10^{-5}
0.502	3.217×10^{-4}
0.549	8.289×10^{-4}
0.600	2.312×10^{-3}
0.649	6.100×10^{-3}
0.710	0.021
0.802	0.142
0.850	0.335
0.900	0.713
0.925	0.936
0.950	1.220
1.017	2.217
1.035	2.432
1.047	2.744
1.055	2.898
1.082	3.424
1.092	3.521

Tabla 2.1 Resultados experimentales para el diodo 1N4002.

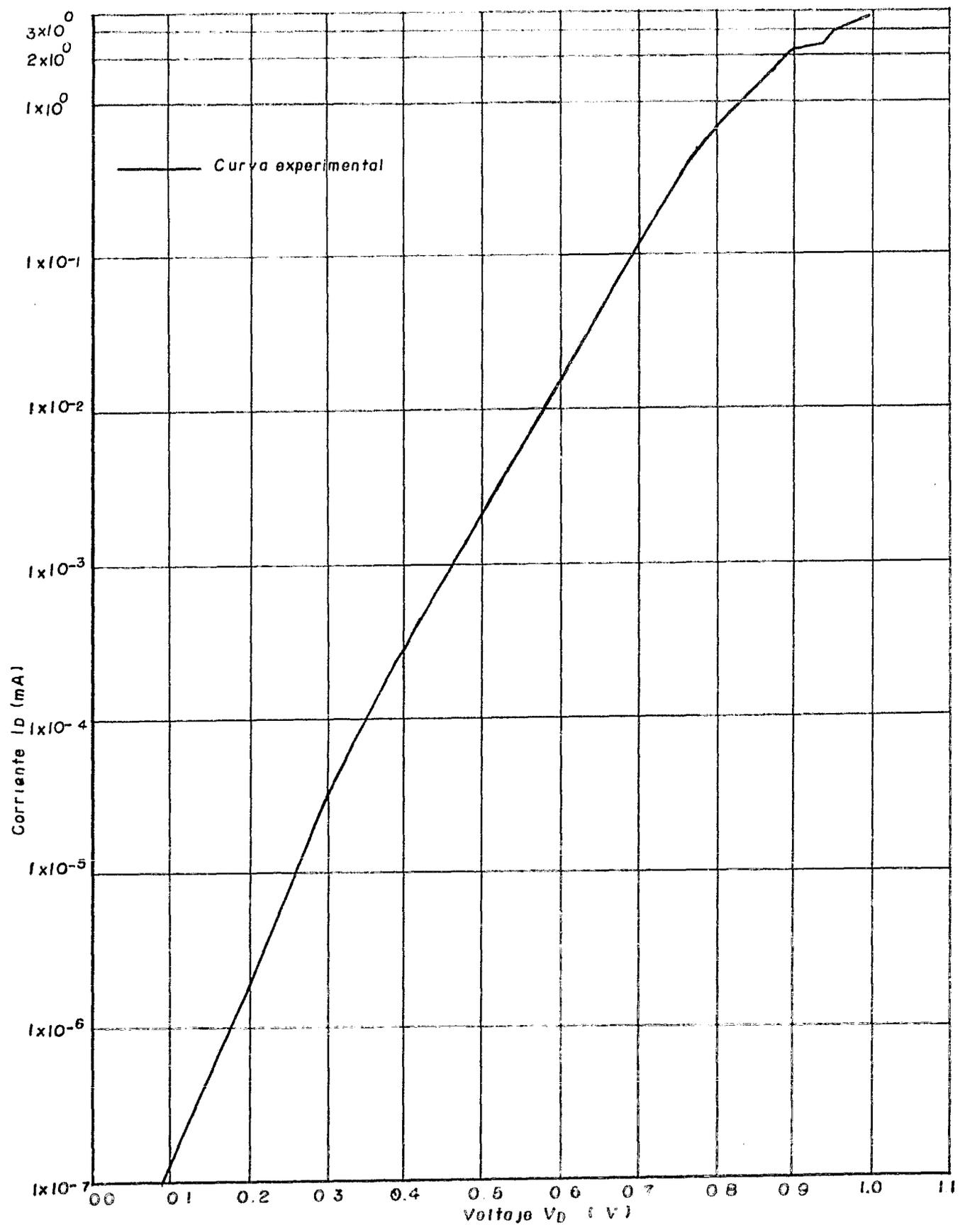


Figura 2.19 Curva obtenida experimentalmente.

5- MODELOS PROPUESTOS.

Los resultados obtenidos de la medición del diodo se presentan en la tabla 2.1. Estos resultados se graficaron en escala logarítmica para la corriente y escala lineal para el voltaje, esta gráfica es la que se presenta en la figura 2.19. Se notará que, como se ha mencionado anteriormente, la línea recta que resulta en esta gráfica se dobla en la región de alta corriente debido a los efectos de alta inyección, y al apreciable efecto de la resistencia en serie del diodo en esta zona.

Como ya se ha dicho, se tomará la ecuación exponencial del diodo como punto de partida para el modelado del diodo en altas corrientes. Si el modelo exponencial del diodo se apegara al comportamiento real del mismo en altas corrientes la línea recta mencionada no se doblaría, lo que corrobora que el modelo exponencial no toma en cuenta los efectos mencionados en el párrafo anterior. El efecto de alta inyección que se presenta en altas corrientes, modifica la pendiente de la recta en la gráfica semilogarítmica, esto es, la pendiente cambia de un valor fijo a otro valor fijo habiendo un pequeño tramo de transición entre ambos valores, esta pendiente está dada por el parámetro η . Entonces concluimos que el parámetro η cambia de valor debido al efecto de alta inyección de corriente a través del diodo. La resistencia en serie del diodo hace que la recta que se está tratando cambie continuamente de pendiente en la región de alta corriente, donde la resistencia tiene su efecto más apreciable, o sea, la recta se convierte en una curva semejante a la que resultaría de graficar la característica de una resistencia pura en una gráfica semilogarítmica. Debe tenerse en cuenta que este segundo efecto de cambio continuo de pendiente es independiente del efecto de alta inyección, y que aunque este último efecto no existiese y que por lo tanto η fue

ra constante, el efecto de la resistencia en serie se presentaría.

Debido a que los dos efectos se presentan simultáneamente la resistencia en serie no es medible directamente. El apéndice A contiene una explicación más detallada de los dos efectos anteriores.

Como se sabe, el propósito de este trabajo es modelar el comportamiento de algunos dispositivos en altas corrientes. En el caso del diodo se usará la ecuación exponencial como base del modelado y se le harán modificaciones para que esta ecuación se apegue al verdadero comportamiento del diodo en altas corrientes.

a) Modelo exponencial con η aproximada por una hipérbola.

En este modelo se pensará que no existe una resistencia en serie con el diodo, sin embargo su efecto se tomará en cuenta dentro del parámetro η , es decir, los efectos de la resistencia en serie y el de la alta inyección modifican la pendiente de la recta del diodo en escala semilogarítmica, y esta pendiente variable puede ser representada con una η que tome en cuenta ambos efectos.

Si se despejara η de la ecuación exponencial, nos quedaría:

$$\eta = \frac{V_D}{V_T \ln(I_D/I_S + 1)}$$

Si se sustituye en la ecuación a V_D e I_D por todos los valores que se obtuvieron en la medición del diodo obtendremos los valores de η que nos proporciona la gráfica de la figura 2.20, en donde η es función de V_D . En esta gráfica se puede observar que desde un voltaje de 0.5 hasta 0.8 Volts se mantiene η en un valor de 1.9, y que a partir de 0.8 Volt el valor de η comienza a crecer en forma asintótica a una recta. La figura 2.21 muestra la forma de las asíntotas.

Se puede aproximar el comportamiento de η a una hipérbola. Aunque este trabajo ofrece resultados para un diodo en específico, se presenta un método para que se pueda obtener la hipérbola de η contra V_D para otro diodo tan solo conociendo dos puntos y un ángulo. El punto (V_R, η_R) es un punto representativo de la hipérbola, y puede ser cualquiera, pero se recomienda que sea un punto en el extremo de la hipérbola en la región de alta inyección para que el modelo se apegue lo más posible al comportamiento real en esa región. El punto (V_i, η_i) es el punto de cruce de las asíntotas. La asíntota derecha se obtiene aproximando a una recta los puntos de la hipérbola que ascienden y tienden a una recta.

Si se aproxima la η simplemente a las dos rectas asíntotas en vez de a la hipérbola, habrá gran discrepancia en la región cercana al recodo de la curva. Una vez habiendo obtenido los dos puntos y el ángulo β correspondiente, el cual está indicado en la figura 2.21, la ecuación de la hipérbola de η contra V_D está dada por:

$$\eta = \eta_i + \frac{\text{tg}\beta}{2}(V_D - V_i) + \sqrt{\frac{\text{tg}^2\beta V_D^2}{4} - \frac{V_i \text{tg}^2\beta}{2} V_D + \eta_i^2 + \frac{V_i^2 \text{tg}^2\beta}{4} + K \text{tg}\beta} \quad \text{--- (2.7)}$$

donde:

$$K = \frac{\eta_R^2 - 2\eta_R\eta_i}{\text{tg}\beta} - (\eta_R V_R - \eta_R V_i - \eta_i V_R + \eta_i V_i)$$

$$I_D = I_S (e^{V_D/\eta V_T} - 1)$$

Para el caso del diodo 1N4002 de Motorola los resultados fueron los siguientes:

$$\beta = 53.858^\circ$$

$$(V_i, \eta_i) = (0.90118, 1.905)$$

$$(V_R, \eta_R) = (0.925, 1.97)$$

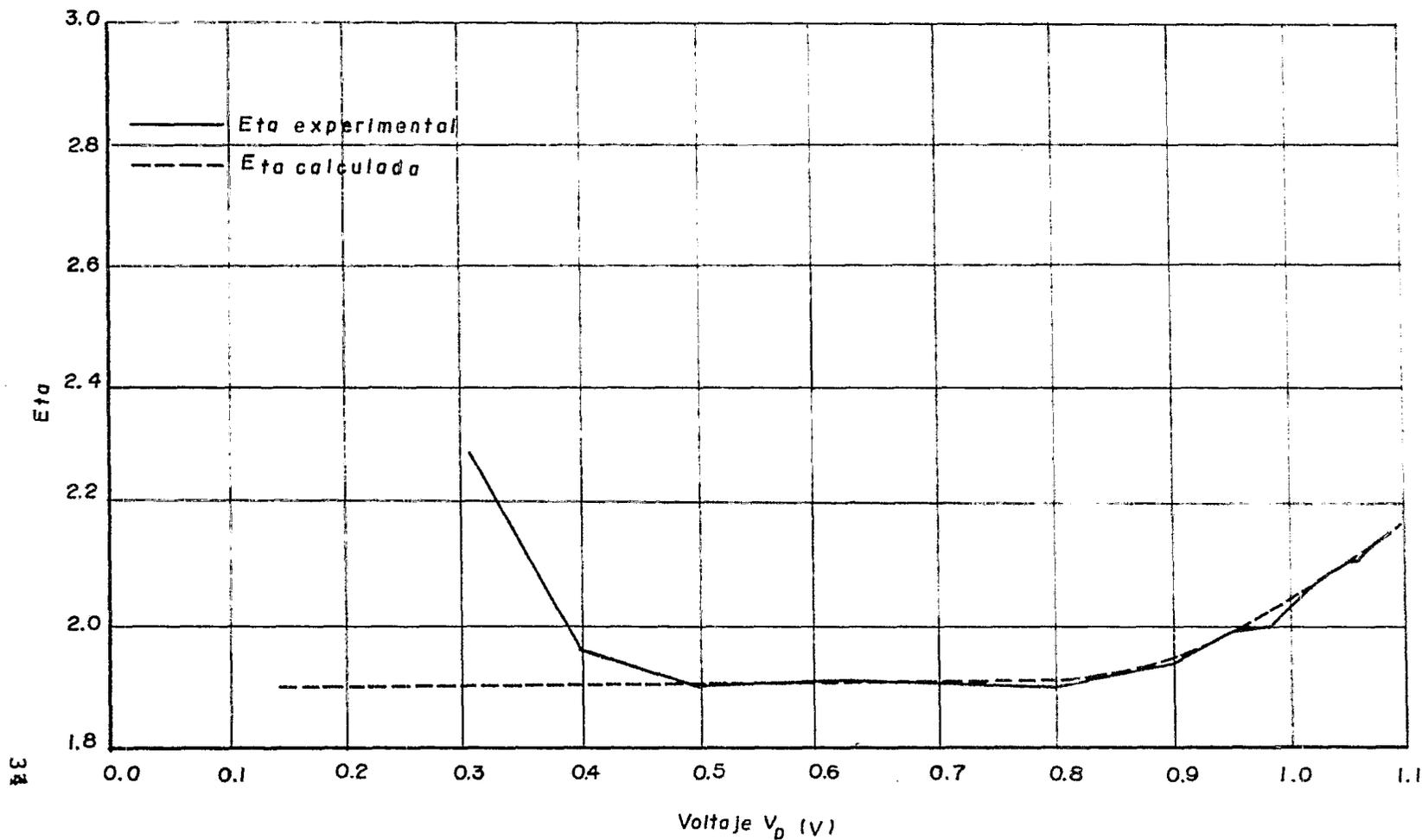


Figura 2.20 Representación de η contra V_D experimentalmente y aproximada a una hipérbola.

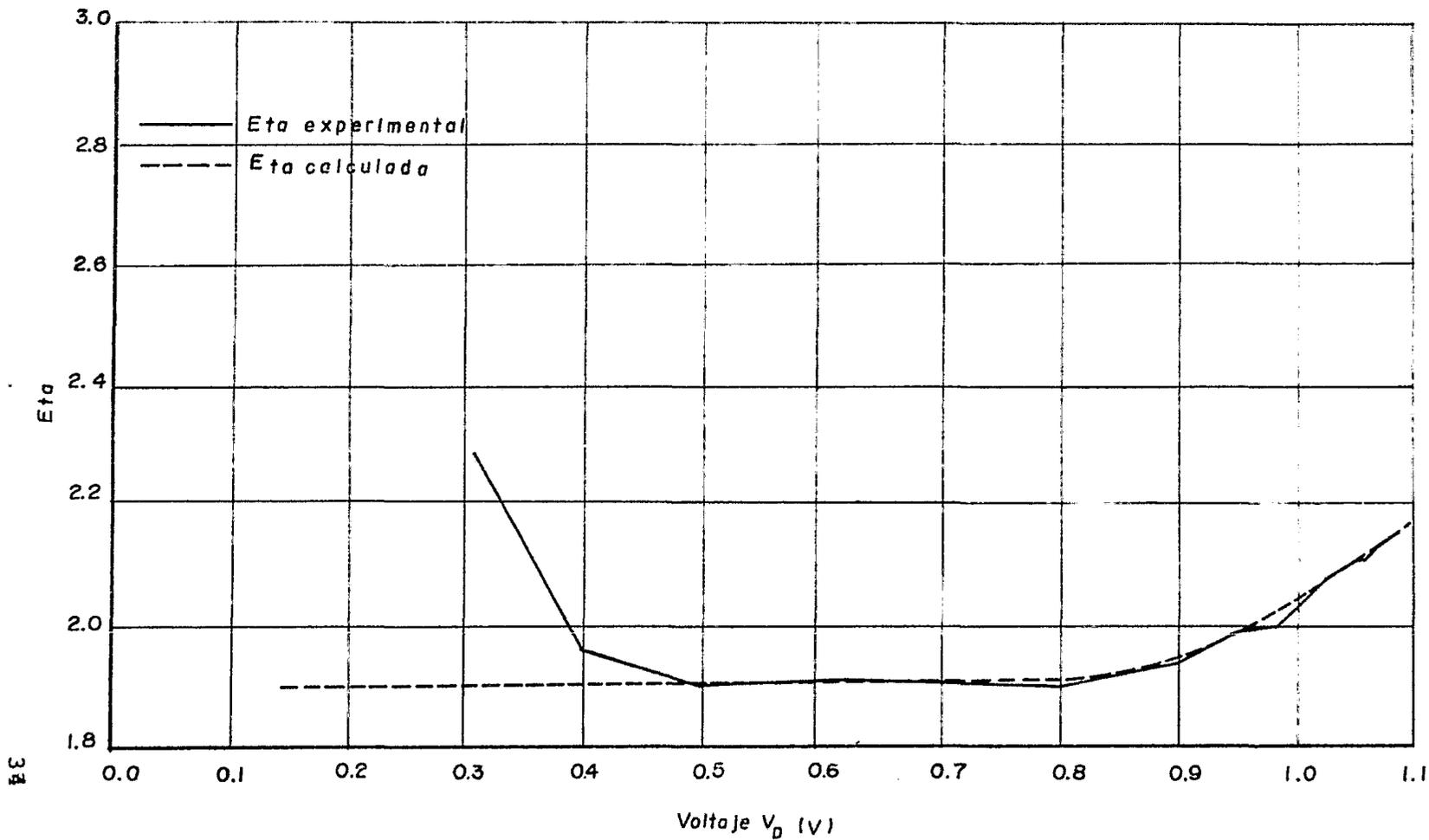


Figura 2.20 Representación de η contra V_D experimentalmente y aproximada a una hipérbola.

y la ecuación de la hipérbola quedó de la siguiente forma:

$$\eta = 1.288 + 0.6846V_D + \sqrt{0.4687V_D^2 - 0.8448V_D + 0.382}$$

la η de la fórmula anterior se sustituye en la fórmula exponencial. Una tabulación de la función hiperbólica anterior se muestra en la tabla 2.2.

V_D (Volts)	η
0.10	1.9062
0.20	1.9060
0.30	1.9070
0.40	1.9070
0.50	1.9070
0.60	1.9080
0.70	1.9110
0.80	1.9140
0.90	1.9410
0.95	1.9880
1.00	2.0490
1.05	2.1150
1.10	2.1820

Tabla 2.2 Valores de η según la aproximación hiperbólica.

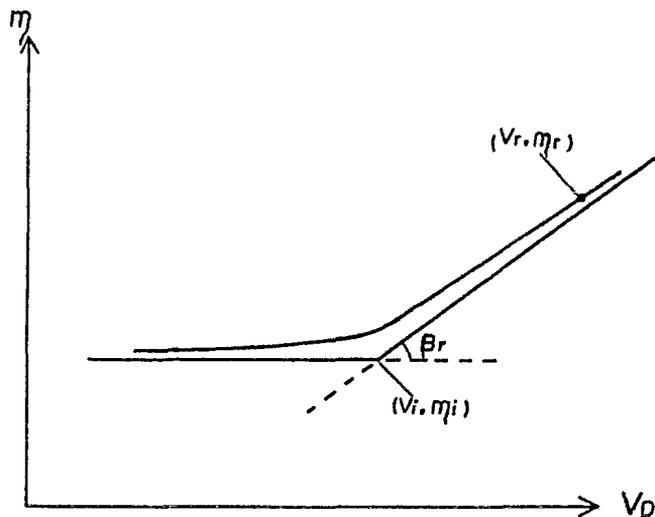


Figura 2.21 Aproximación de η .

Una comparación del comportamiento de η como función de V_D contra la aproximación de η a una hipérbola se muestra en la figura 2.20.

Si se calcula I_D a partir de la función exponencial del diodo con η aproximada a una hipérbola a partir de diversos valores de V_D se obtiene la tabla 2.3, en donde la I_D calculada se compara contra la I_D medida. La I_D calculada mediante este modelo aparece representada con una comilla.

V_D (Volts)	I_D (Amperes)	I_D' (Amperes)	ΔI_D (Amperes)
0.100	1.058×10^{-8}	8.057×10^{-8}	7.000×10^{-8}
0.200	1.322×10^{-7}	6.929×10^{-7}	5.607×10^{-7}
0.300	1.840×10^{-6}	5.344×10^{-6}	3.504×10^{-6}
0.400	3.153×10^{-5}	4.065×10^{-5}	9.296×10^{-6}
0.502	3.217×10^{-4}	3.209×10^{-4}	8.450×10^{-7}
0.549	8.289×10^{-4}	8.304×10^{-4}	1.589×10^{-6}
0.600	2.312×10^{-3}	2.328×10^{-3}	1.632×10^{-5}
0.649	6.100×10^{-3}	6.259×10^{-3}	1.587×10^{-4}
0.710	0.021	0.021	0.000
0.802	0.142	0.133	0.009
0.850	0.335	0.331	0.004
0.900	0.713	0.750	0.037
0.925	0.936	1.017	0.081
0.950	1.220	1.296	0.076
1.017	2.217	2.145	0.071
1.035	2.432	2.414	0.018
1.047	2.744	2.604	0.140
1.055	2.898	2.737	0.161
1.082	3.424	3.219	0.205
1.092	3.521	3.412	0.109

Tabla 2.3 Resultados obtenidos con el modelo exponencial con η aproximada por una hipérbola.

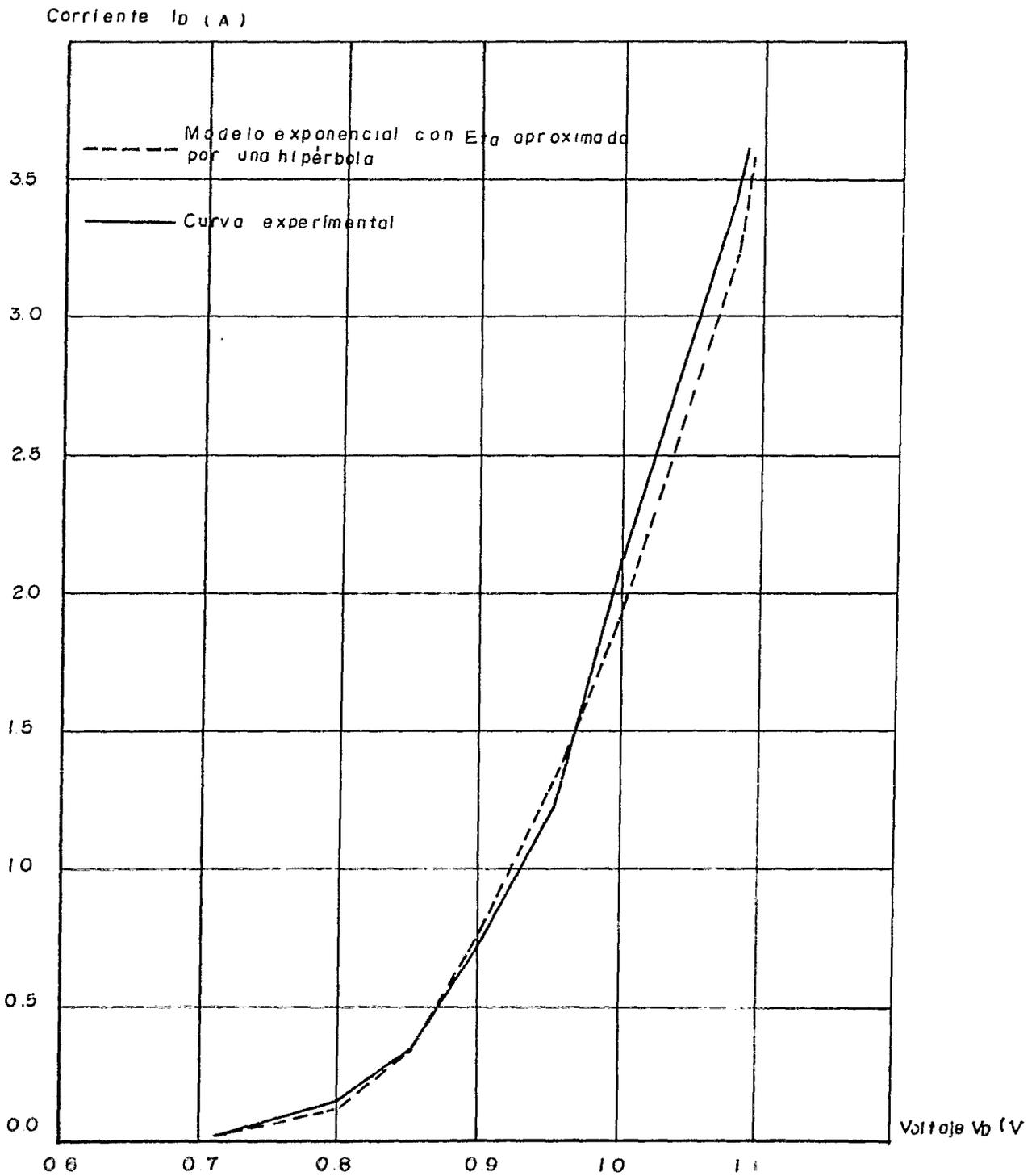


Figura 2.22 Gráficas del comportamiento del diodo obtenidas experimentalmente y mediante el modelo exponencial con η aproximada por una hipérbola. $V_D > 0.7V$.

Corriente I_D (A)

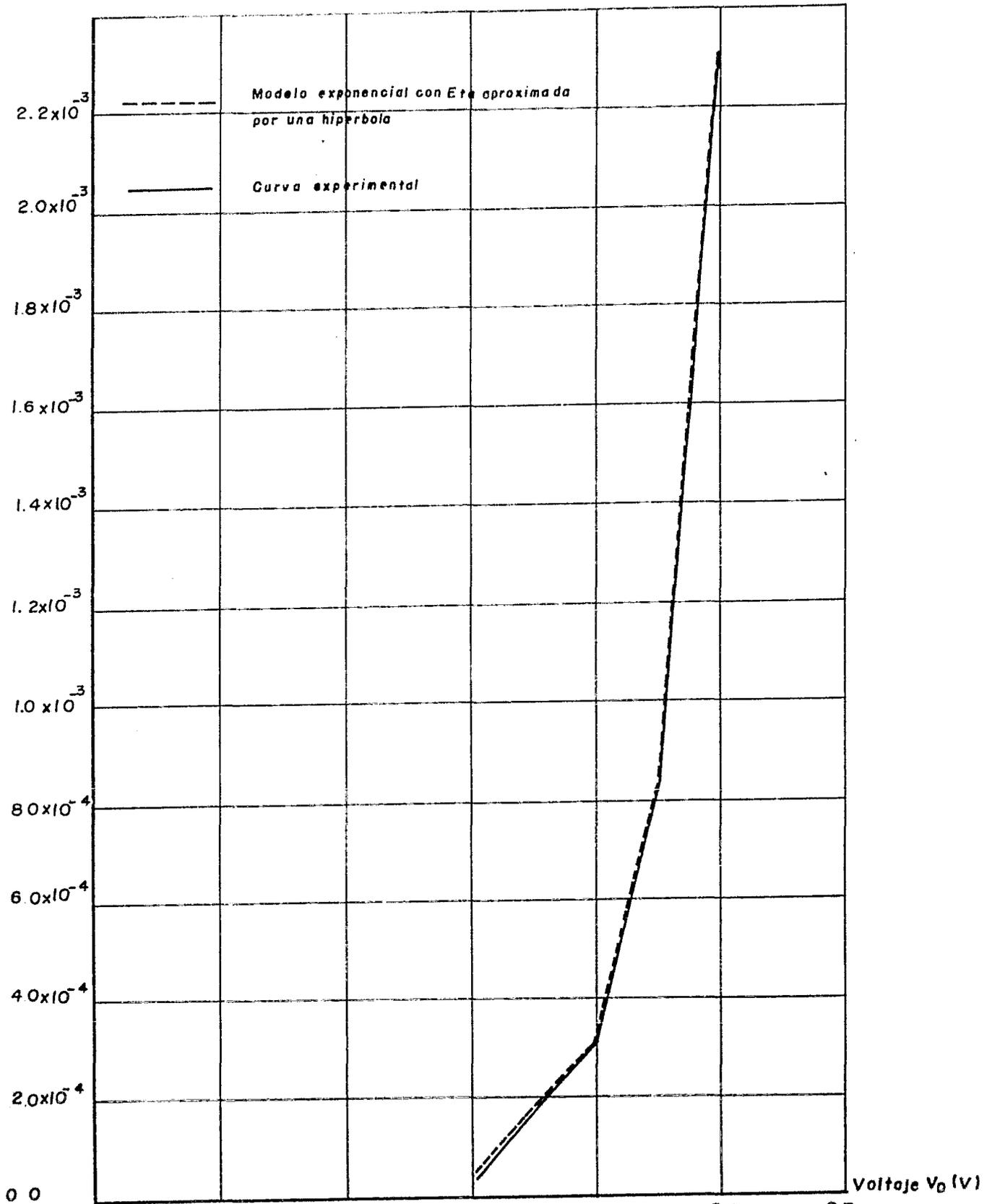


Figura 2.23 Continuación de la figura 2.22. $V_D < 0.7$ V. 38

En las figuras 2.22 y 2.23 se presentan las gráficas de voltaje contra corriente del comportamiento experimental contra el modelo exponencial con η aproximada a una hipérbola, del diodo.

b) Modelo exponencial con η aproximada a dos rectas y una resistencia en serie.

Este modelo considera al diodo real como un diodo puramente exponencial más una resistencia en serie. Si despejamos a V_D de la ecuación exponencial del diodo obtendremos:

$$V_D = \eta V_T \ln\left(\frac{I_D}{I_S} + 1\right)$$

La ecuación anterior no considera la caída de voltaje debida a la resistencia en serie que tiene el diodo. Si incluimos esta caída en la ecuación anterior resulta:

$$V_D = \eta V_T \ln\left(\frac{I_D}{I_S} + 1\right) + I_D R_D \quad \text{--- (2.8)}$$

y la representación simbólica se muestra en la figura 2.24. En esta figura el bloque representa al diodo real, y el diodo adentro del bloque tiene características exponenciales -- con efecto de alta inyección y le llamaremos D_e , con voltaje entre terminales V_{De} .

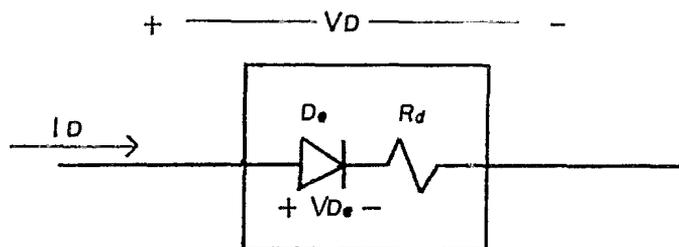


Figura 2.24 Representación simbólica del diodo real.

Nótese que de la ecuación (2.8) ya no es posible despejar a I_D . Si despejamos a R_D obtendremos:

$$R_D = \frac{V_D - \eta V_T \ln\left(\frac{I_D}{I_S} + 1\right)}{I_D} \quad \text{--- (2.9)}$$

Si recordamos que en la gráfica 2.20 η tuvo un valor de 1.9 para valores de voltaje desde 0.4 hasta 0.8 Volts aproximadamente, (refiriéndonos al voltaje V_D), y si se sustituye a η por el valor de 1.9 en la ecuación (2.9), los valores de R_D deben ser aproximadamente cero para el rango de voltajes indicado. En la tabla 2.4 se dan los valores calculados para R_D con la ecuación (2.9) y η igual a 1.9, sustituyendo a V_D e I_D por los valores medidos.

En la tabla 2.4 se nota que hasta un voltaje de 0.8 Volt la resistencia en serie es muy pequeña y que a partir de 0.9 Volt la resistencia crece considerablemente. Esto se debe a que el valor de η de 1.9 está obtenido con la misma ecuación

V_D (Volts)	I_D (Amperes)	R_D (Ohms)
0.502	3.217×10^{-4}	0.001
0.649	6.100×10^{-3}	0.002
0.710	0.021	0.001
0.802	0.142	0.001
0.900	0.713	0.021
0.925	0.936	0.016
0.950	1.220	0.022
1.017	2.217	0.041
1.092	3.521	0.192

Tabla 2.4 Valores de R_D obtenidos mediante la ecuación 2.9.

(2.8), solo que R_D no existía, y el valor de 1.9 de η se conservó hasta $V_D = 0.8$ Volts. Desde $V_D = 0.9$ Volts hacia arriba se observa en la figura 2.20 que η sube de valor.

Como en la ecuación (2.8) el valor de η se está haciendo permanecer constante en 1.9, para valores de V_D mayores a -- 0.8 Volts R_D sube de valor como resultado. Si el efecto de alta inyección no se presentara, entonces el valor de η efectivamente se conservaría constante en 1.9 para todo el rango de voltajes de operación del diodo.

Lo anterior nos da un rango de valores que podría tener R_D , que es de 0.02 a 0.192 Ω .

El hecho de que η haya permanecido virtualmente constante desde $V_D = 0.5$ hasta 0.8 Volts indica que el diodo sigue a la ecuación exponencial primordialmente, en ese rango de voltaje. La corriente que maneja el diodo desde $V_D = 0.5$ -- hasta 0.8 Volts es suficientemente pequeña para que el efecto de la resistencia en serie no sea apreciable.

Si se despeja η de la ecuación (2.8), nos queda de la siguiente forma:

$$\eta = \frac{V_D - I_D R_D}{V_T \ln\left(\frac{I_D}{I_S} + 1\right)} = \frac{V_D e}{V_T \ln\left(\frac{I_D}{I_S} + 1\right)} \quad \text{--- (2.10)}$$

Donde la variación de η será exclusivamente debida al efecto de alta inyección. También se puede observar que D_e tiene un modelo puramente exponencial cuyo valor η sigue el comportamiento de la tabla 2.5.

Se sustituyeron varios valores de R_D en la ecuación (2.8) y se observó que el valor de $R_D = 0.03 \Omega$ es un valor que simplifica el comportamiento de η , haciendo que se pueda aproximar simplemente a dos rectas. La tabulación de η contra V_D se presenta en la tabla 2.5 y la gráfica correspondiente en la figura 2.25.

V_D (Volts)	V_{De} (Volts)	η
0.100	0.100	6.193
0.200	0.200	3.129
0.300	0.300	2.310
0.400	0.400	1.970
0.502	0.502	1.907
0.549	0.549	1.908
0.600	0.600	1.909
0.649	0.649	1.912
0.710	0.709	1.910
0.747	0.746	1.904
0.802	0.797	1.896
0.850	0.840	1.896
0.900	0.879	1.899
0.925	0.897	1.910
0.950	0.913	1.917
1.017	0.950	1.933
1.035	0.962	1.947
1.047	0.965	1.940
1.055	0.968	1.941
1.082	0.979	1.947
1.092	0.986	1.958

Tabla 2.5 Valores de η obtenidos mediante la ecuación 2.10.

Nótese que el valor de la resistencia R_D fue obtenido en forma empírica sin implicar que sea el valor real de la resistencia en serie. Tomando en cuenta esto, también es lógico que el efecto de alta inyección de corriente no es en la realidad exactamente igual al que se presenta en la tabla 2.5.

En la figura 2.25 se observa que η , en un rango de V_{De} de 0.5 a 0.88 Volts, fluctúa entre 1.9 y 1.91. Como desde -

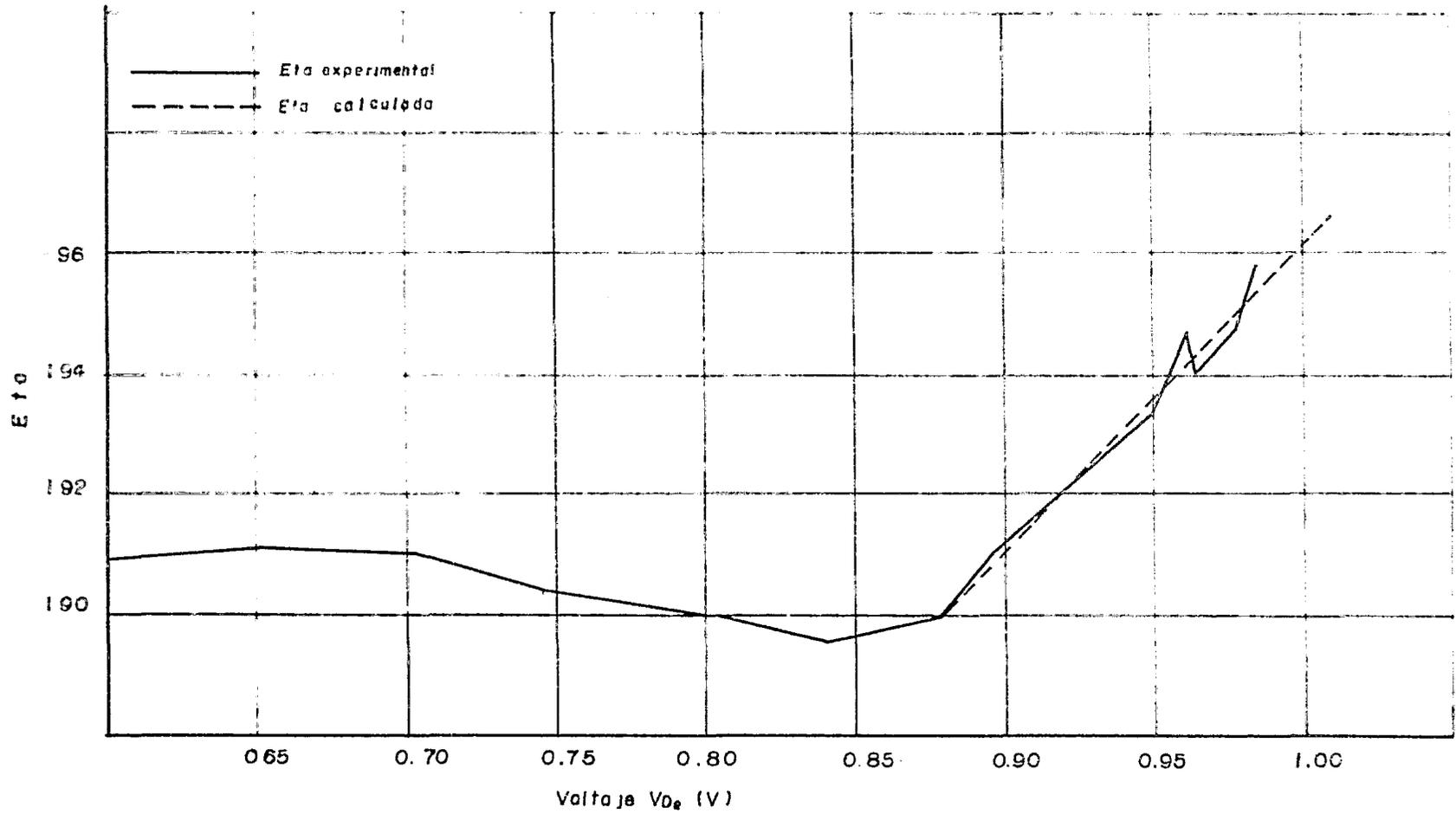


Figura 2.25 Representación de η contra V_{De} experimentalmente y aproximada a dos rectas.

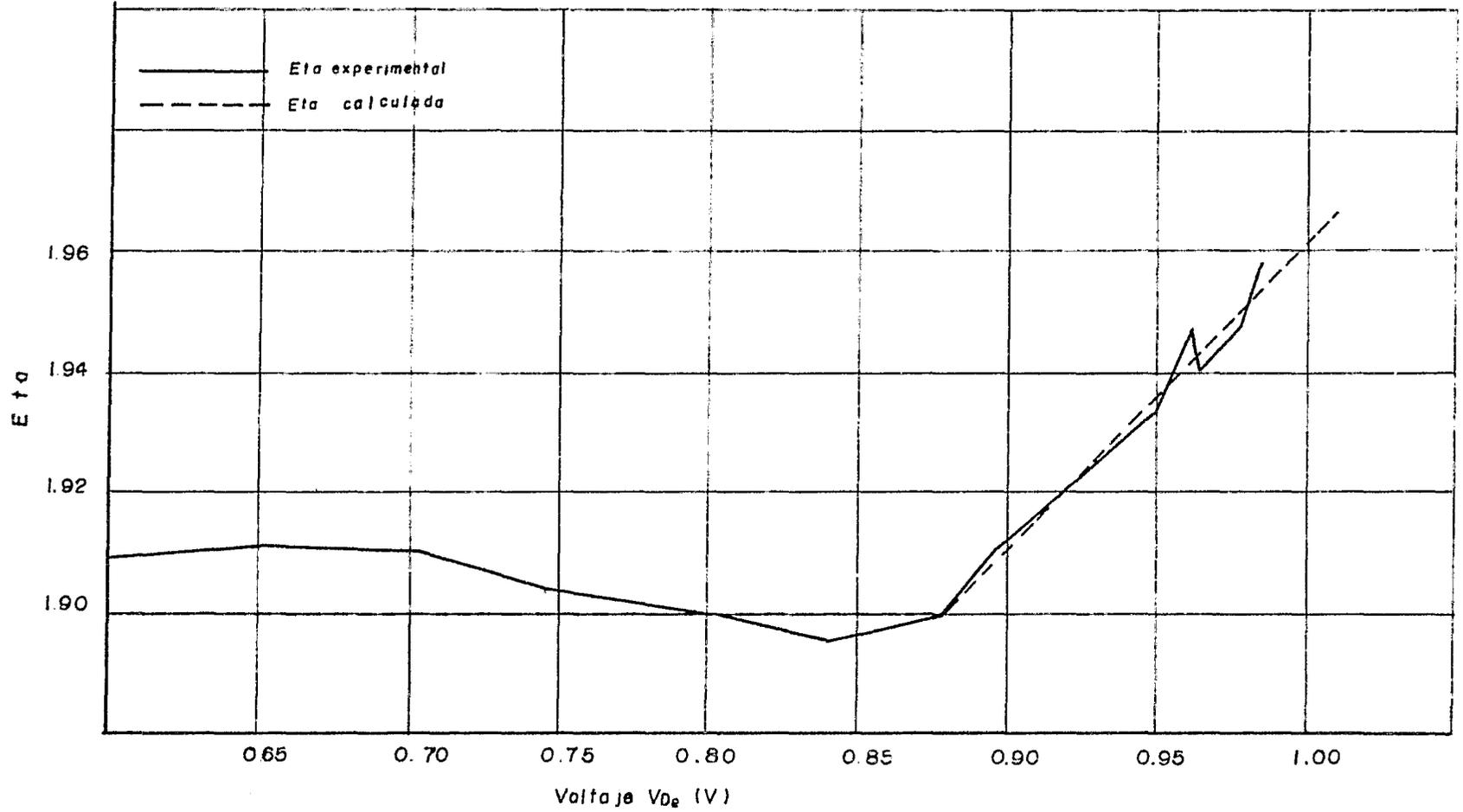


Figura 2.25 Representación de η contra V_{D_0} experimentalmente y aproximada a dos rectas.

$V_{De} = 0.8$ Volts, la corriente comienza a incrementar su valor rápidamente, el modelo de η debe apegarse a su valor real en este rango lo más posible. Entonces se escoge modelar a η como una función constante de V_{De} en un valor de 1.9 para V_{De} desde 0 hasta 0.88 Volts.

A partir de 0.88 Volts hacia valores más altos, se observa que η crece en forma bastante lineal con respecto a V_{De} , por lo tanto η se modelará como una recta desde $V_{De} = 0.88$ Volts en adelante, la cual tiene una pendiente positiva diferente de cero.

La aproximación a la recta ascendente, en la zona de alta inyección de corriente se hace por medio del método de mínimos cuadrados con los puntos correspondientes a $V_{De}=0.879, 0.897, 0.913, 0.95, 0.962, 0.965, 0.968, 0.979, 0.986$ Volts.

La recta que se obtuvo fue:

$$\eta = 0.5034V_{De} + 1.4571 \quad \text{--- (2.11)}$$

En la figura 2.25 se observa la aproximación de η por dos rectas.

Por lo tanto el modelo exponencial con η aproximada a dos rectas y resistencia en serie queda como sigue:

Siendo la figura 2.24 la representación simbólica del modelo, éste consiste en las siguientes ecuaciones:

$$I_D = I_S (e^{V_{De}/\eta V_T} - 1) \quad \text{--- (2.12)}$$

donde:

$$V_{De} = V_D - I_D R_D$$

$$\eta = 1.9 \quad \text{para } V_{De} < 0.88 \text{ Volts.}$$

$$\eta = 0.5034V_{De} + 1.4571 \quad \text{para } V_{De} > 0.88 \text{ V.}$$

$$R_D = 0.03 \Omega$$

$$V_T = 0.02586 \text{ Volts.}$$

$$I_S = 1.22 \times 10^{-8} \text{ Amperes.}$$

Para hacer una comparación entre este modelo y el comportamiento experimental del diodo se hace lo siguiente:

Despejando V_{De} de la ecuación (2.12) nos queda:

$$V_{De} = \eta V_T \ln\left(\frac{I_D}{I_S} + 1\right)$$

siendo

$$V_{De} = V_D - I_D R_D$$

Para valores menores a $V_{De} = 0.88$ Volts, $\eta = 1.9$

$$V_{De} = V_D - I_D R_D = 1.9 V_T \ln\left(\frac{I_D}{I_S} + 1\right)$$

y despejando:

$$-V_D + I_D R_D + 1.9 V_T \ln\left(\frac{I_D}{I_S} + 1\right) = 0 \quad \text{--- (2.13)}$$

Por medio de métodos numéricos, para un valor de V_D se calcula el valor de I_D .

Para valores de V_{De} mayores a 0.88 Volts:

$$\eta = 0.5034 V_{De} + 1.4571$$

y queda:

$$V_{De} = (0.5034 V_{De} + 1.4571) V_T \ln\left(\frac{I_D}{I_S} + 1\right)$$

despejando y recordando que $V_{De} = V_D - I_D R_D$:

$$-V_D + \frac{1.4571 V_T \ln\left(\frac{I_D}{I_S} + 1\right)}{1 - 0.5034 V_T \ln\left(\frac{I_D}{I_S} + 1\right)} + I_D R_D = 0 \quad \text{--- (2.14)}$$

Esta ecuación también se calcula por métodos numéricos. Para cada V_D hay una I_D a la que llamaremos I_D calculada y la denotaremos con I_D' para las dos ecuaciones anteriores.

Los resultados se dan en la tabla 2.6, en la cual se compara para I_D' con la I_D medida correspondiente.

Aunque el modelo no se apega para valores muy bajos de corriente, se observa que el modelo se apega al comportamiento experimental desde 0.32 mA.

En las figuras 2.26 y 2.27 se muestran las gráficas del modelo que se acaba de presentar y la correspondiente y la correspondiente a las mediciones hechas al diodo.

V_D (Volts)	I_D (Amperes)	I_D' (Amperes)	ΔI_D (Amperes)
0.100	1.058×10^{-8}	8.115×10^{-8}	7.058×10^{-8}
0.200	1.322×10^{-7}	7.004×10^{-7}	5.681×10^{-7}
0.300	1.840×10^{-6}	5.460×10^{-6}	3.620×10^{-6}
0.400	3.135×10^{-5}	4.180×10^{-5}	1.045×10^{-5}
0.502	3.217×10^{-4}	3.335×10^{-4}	1.176×10^{-5}
0.549	8.289×10^{-4}	8.682×10^{-4}	3.928×10^{-5}
0.600	2.312×10^{-3}	2.453×10^{-3}	1.400×10^{-4}
0.649	6.101×10^{-3}	6.623×10^{-3}	5.230×10^{-4}
0.710	0.021	0.023	1.660×10^{-3}
0.802	0.142	0.137	0.004
0.850	0.335	0.326	0.010
0.900	0.713	0.715	0.002
0.925	0.936	0.946	0.010
0.950	1.220	1.224	0.004
1.017	2.216	2.185	0.032
1.035	2.432	2.492	0.061
1.047	2.744	2.708	0.036
1.055	2.898	2.855	0.043
1.082	3.424	3.378	0.046
1.092	3.521	3.580	0.059

Tabla 2.6 Resultados obtenidos mediante el modelo exponencial con η aproximada a dos rectas y una resistencia en serie.

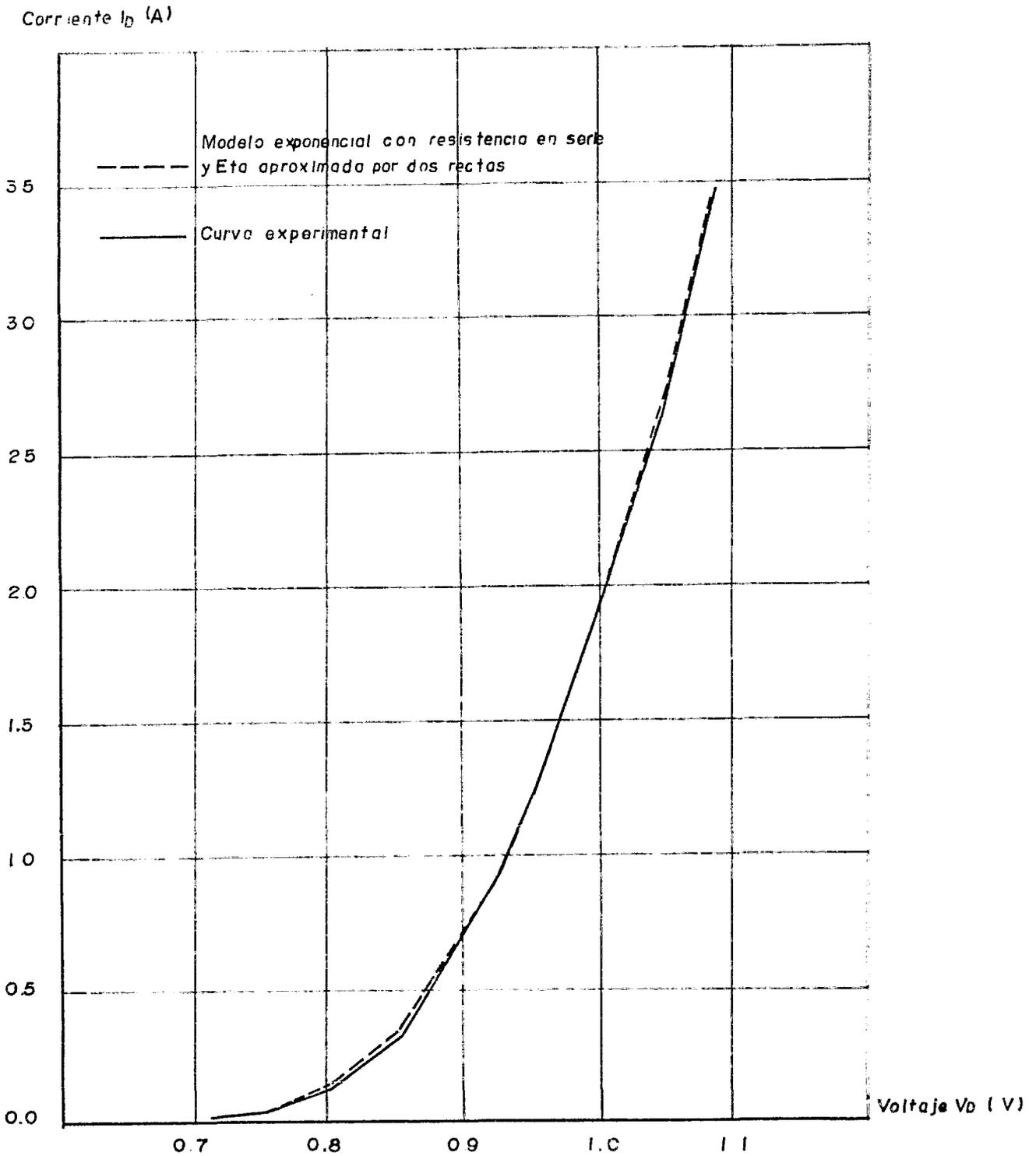


Figura 2.26 Gráficas del comportamiento del diodo obtenidas experimentalmente y mediante el modelo exponencial con η aproximada a dos rectas. $V_D > 0.7$ V.

Corriente I_D (A)

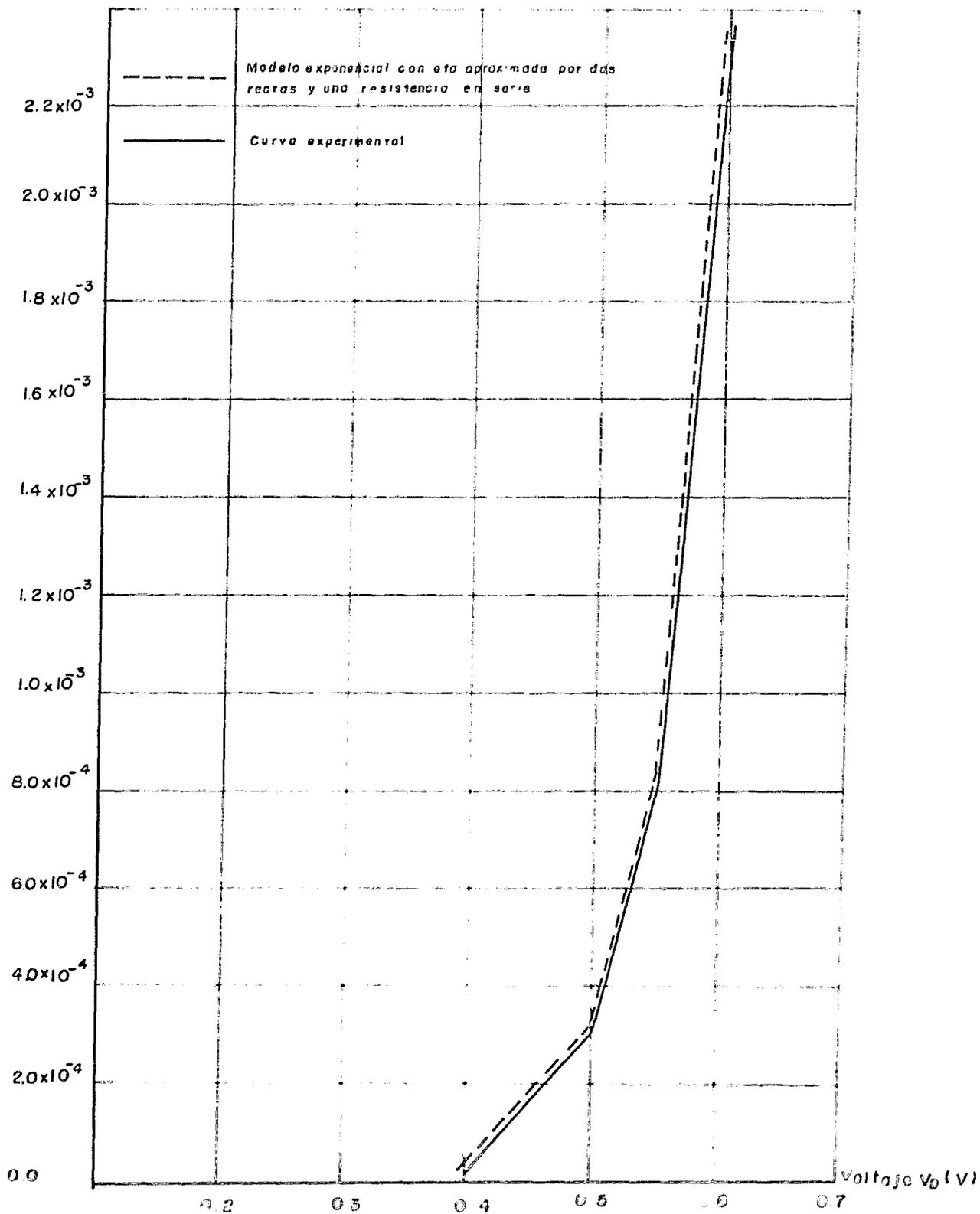


Figura 2.27 Continuación de la figura 2.26. $V_D = 0.7$ V.

c) Modelo exponencial con resistencia en serie y η constante.

Como se ha mencionado anteriormente, el valor de la resistencia que se supone dentro del mismo diodo no es un valor directamente medible, sino que es un valor aproximado, pudiendo existir una infinidad de modelos diferentes del mismo diodo dependiendo del valor que se de a esta resistencia. Como esta resistencia afecta la característica de η con respecto al voltaje del diodo, se puede pensar que existirá una resistencia para la cual η permanezca aproximadamente constante, al menos en el rango de voltaje del diodo que fue factible medir en este trabajo.

Por medio de tanteo, se observó que una resistencia que hacía que η cumpliera con esta condición era $R_D = 0.037 \Omega$.

Si de la ecuación (2.8) despejamos η , obtenemos la ecuación (2.15) y sustituyendo los valores medidos de voltaje y corriente en esta ecuación y tomando $R_D = 0.037 \Omega$ obtenemos los valores de η que se muestran en la tabla 2.7.

$$\eta = \frac{V_D - I_D R_D}{V_T \ln\left(\frac{I_D}{I_S} + 1\right)} \quad \text{--- (2.15)}$$

Se puede observar que desde un voltaje de 0.5 hacia el máximo voltaje medido, el valor de η varía de 1.89 a 1.91 aproximadamente, pero el valor de 1.9 domina en altas corrientes, por lo tanto este valor será el que se tomará como modelo para η en todo el rango de voltajes del diodo.

Tómese en cuenta que en voltajes menores que 0.5 Volts, la corriente que maneja el diodo es muy pequeña, por lo que no es importante que el modelo de η se apegue a su valor real.

La gráfica de η contra el voltaje del diodo se presenta en la figura 2.28 junto con la recta que representará el modelo de η contra V_D .

El modelo de comportamiento del diodo será el mismo que el de la ecuación (2.8), pero con $\eta = 1.9$ y la resistencia -

$R_D = 0.037 \Omega$, por lo tanto la ecuación queda como sigue:

$$V_D - 1.9V_T \ln\left(\frac{I_D}{I_S} + 1\right) - 0.037I_D = 0$$

--- (2.16)

donde: $I_S = 1.22 \times 10^{-8}$ Amperes.

$V_T = 0.02586$ Volts.

Resolviendo la ecuación 2.16 por medio de métodos numéricos, en donde se sustituyen valores medidos de V_D , se obtienen los correspondiente valores de corriente que representaremos con I_D' . En la tabla 2.8 se presentan los valores calculados y medidos de corriente a diferentes voltajes.

V_D (Volts)	I_D (Amperes)	η
0.100	1.058×10^{-8}	6.193
0.200	1.323×10^{-7}	3.129
0.300	1.840×10^{-6}	2.310
0.400	3.135×10^{-5}	1.970
0.502	3.217×10^{-4}	1.907
0.549	8.289×10^{-4}	1.908
0.600	2.312×10^{-3}	1.909
0.649	6.101×10^{-3}	1.902
0.710	0.021	1.910
0.802	0.142	1.888
0.850	0.335	1.891
0.900	0.713	1.889
0.925	0.936	1.896
0.950	1.220	1.900
1.017	2.217	1.901
1.035	2.432	1.912
1.047	2.744	1.901
1.055	2.898	1.900
1.082	3.424	1.899
1.092	3.522	1.909

Tabla 2.7 Valores de η obtenidos mediante la ec. (2.15)

V_D (Volts)	I_D (Amperes)	I_D' (Amperes)	ΔI_D (Amperes)
0.100	1.028×10^{-8}	8.123×10^{-8}	7.095×10^{-8}
0.200	1.323×10^{-7}	7.012×10^{-7}	5.689×10^{-7}
0.300	1.840×10^{-6}	5.460×10^{-6}	3.620×10^{-6}
0.400	3.135×10^{-5}	4.199×10^{-5}	1.064×10^{-5}
0.502	3.217×10^{-4}	3.338×10^{-4}	1.210×10^{-5}
0.549	8.289×10^{-4}	8.684×10^{-4}	3.950×10^{-5}
0.600	2.312×10^{-3}	2.447×10^{-3}	1.350×10^{-4}
0.649	6.101×10^{-3}	6.617×10^{-3}	5.160×10^{-4}
0.710	0.021	0.023	1.550×10^{-3}
0.802	0.142	0.135	0.014
0.850	0.335	0.314	0.021
0.900	0.713	0.666	0.047
0.925	0.936	0.917	0.019
0.950	1.220	1.217	0.003
1.017	2.217	2.226	0.009
1.035	2.432	2.539	0.107
1.047	2.744	2.754	0.010
1.055	2.898	2.902	0.004
1.082	3.424	3.415	0.009
1.092	3.522	3.611	0.089

Tabla 2.8 Resultados obtenidos mediante el modelo exponencial con resistencia en serie y η constante.

En la figuras 2.29 y 2.30 se presentan las gráficas de voltaje contra corriente del modelo y del comportamiento experimental del diodo.

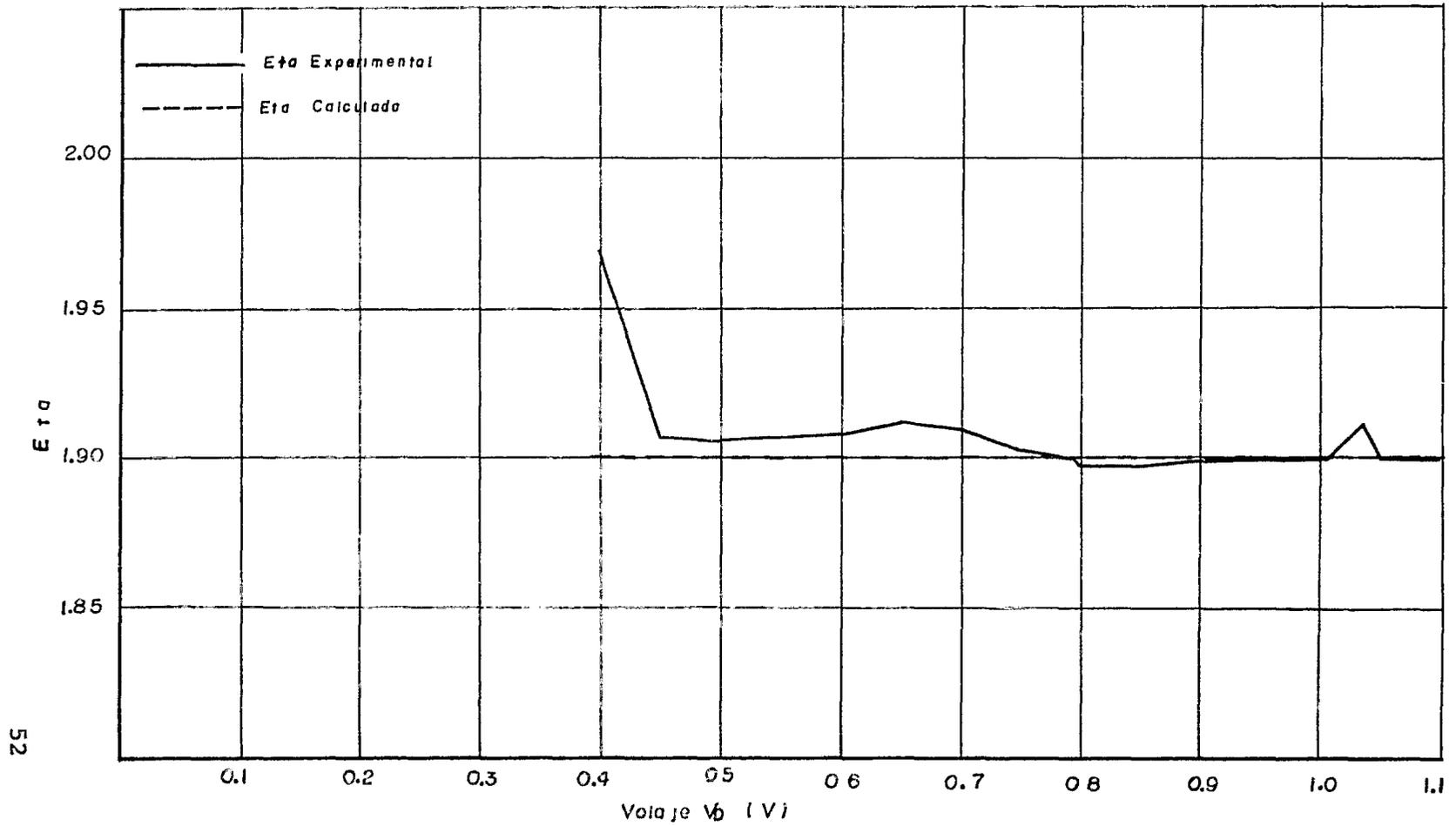


Figura 2.28 Representación de η contra V_D experimentalmente y aproximada a una constante.

Corriente I_D (mA)

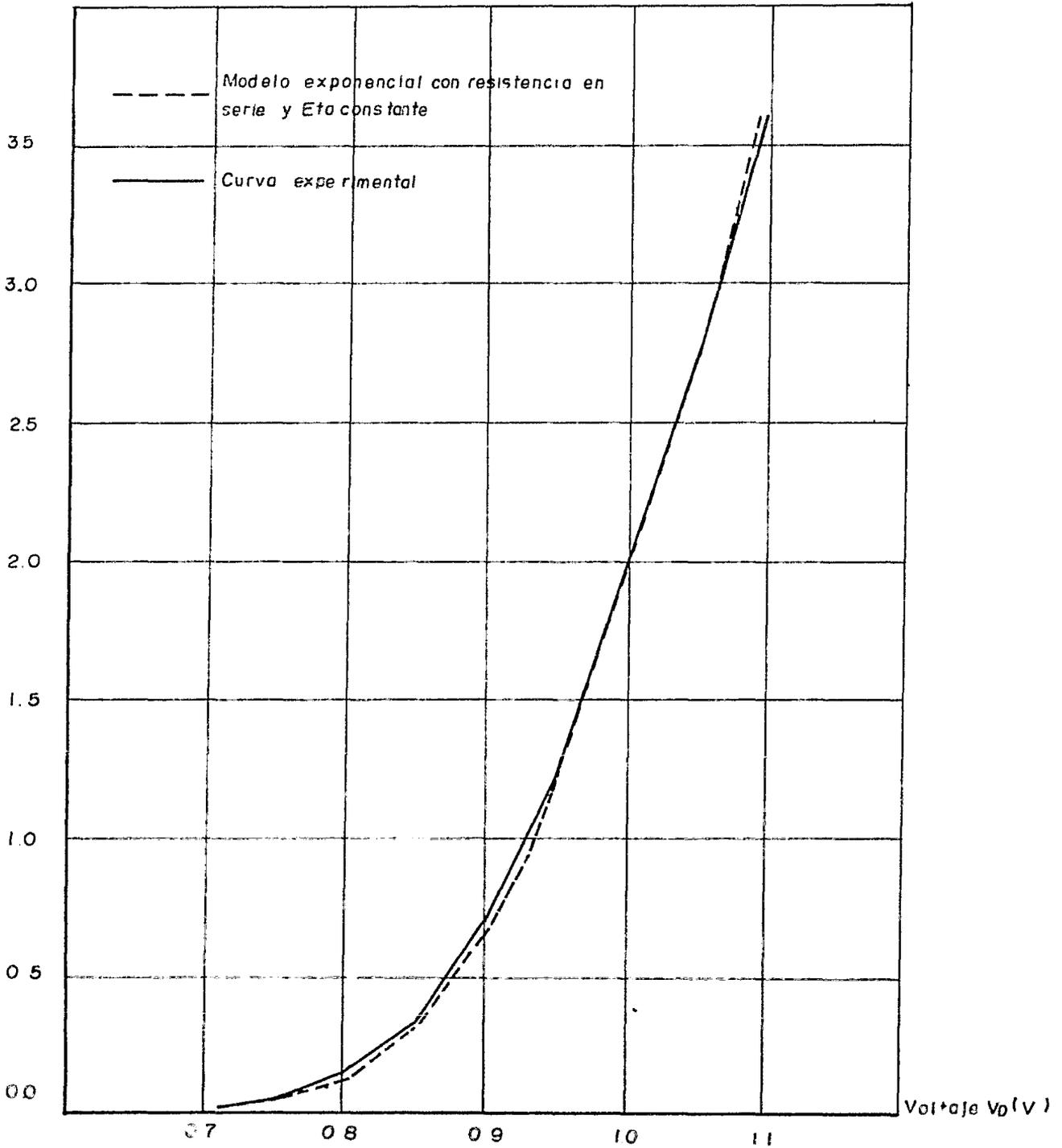


Figura 2.29 Gráficas del comportamiento del diodo obtenidas experimentalmente y mediante el modelo exponencial con η aproximada a una constante. $V_D > 0.7$ V.

Corriente I_D (A)

----- Modelo exponencial con resistencia
en serie y E_0 constante
———— Curva experimental

2.2×10^{-3}
 2.0×10^{-3}
 1.8×10^{-3}
 1.6×10^{-3}
 1.4×10^{-3}
 1.2×10^{-3}
 1.0×10^{-3}
 8.0×10^{-4}
 6.0×10^{-4}
 4.0×10^{-4}
 2.0×10^{-4}
0.0

0.2 0.3 0.4 0.5 0.6 0.7

Voltaje V_D (V)

Figura 2.30 Continuación de la figura 2.29. $V_D < 0.7$ V.

6- COMPARACION DE LOS MODELOS.

Comparar los modelos aquí propuestos no implica decir que modelo es mejor, ya que esta afirmación se debe de dar únicamente en el sentido de aplicación que se le dé al diodo.

En la tabla 2.9 se observan los resultados obtenidos por los tres modelos junto con los resultados experimentales. - Se presentan así mismo los porcentajes de error de cada modelo para realizar una comparación de la exactitud de los mismos.

Aunque para una mejor visión de las características de - un modelo y otro, sería necesario graficarlos juntos, sin embargo esto es muy difícil debido a que las curvas son muy similares y se sobreponen unas con otras.

Con el motivo de tener una visión del conjunto de los -- tres modelos propuestos, junto con las ventajas, desventajas y parámetros a conocer, se presenta la tabla 2.10.

Se podría decir que los tres modelos ofrecen una buena - aproximación a la realidad y que la diferencia básica entre entre ellos es la facilidad de cálculo de los diferentes paráme---tros, y la aplicación misma del modelo.

MEDICIONES		MODELO I		MODELO II		MODELO III	
V_D (Volts)	I_D (Amperes)	I_D (Amperes)	% Error	I_D (Amperes)	% Error	I_D (Amperes)	% Error
0.100	1.058×10^{-8}	8.057×10^{-8}	661.500	8.115×10^{-8}	667.100	8.123×10^{-8}	690.00
0.200	1.322×10^{-7}	6.929×10^{-7}	424.100	7.004×10^{-7}	429.600	7.012×10^{-7}	430.16
0.300	1.840×10^{-6}	5.344×10^{-6}	190.500	5.460×10^{-6}	196.700	5.460×10^{-6}	196.73
0.400	3.153×10^{-5}	4.065×10^{-5}	29.650	4.180×10^{-5}	33.300	4.199×10^{-5}	33.93
0.502	3.217×10^{-4}	3.209×10^{-4}	0.263	3.335×10^{-4}	3.650	3.338×10^{-4}	3.76
0.549	8.289×10^{-4}	8.304×10^{-4}	0.191	8.682×10^{-4}	4.740	8.684×10^{-4}	4.76
0.600	2.312×10^{-3}	2.328×10^{-3}	0.705	2.453×10^{-3}	6.080	2.447×10^{-3}	5.83
0.649	6.100×10^{-3}	6.259×10^{-3}	2.600	6.623×10^{-3}	8.570	6.617×10^{-3}	8.45
0.710	0.021	0.021	0.000	0.023	7.900	0.023	7.37
0.802	0.142	0.133	6.400	0.137	3.100	0.135	9.61
0.850	0.335	0.331	1.284	0.326	2.980	0.314	6.26
0.900	0.713	0.750	5.200	0.715	0.286	0.666	6.59
0.925	0.936	1.017	8.690	0.946	1.060	0.917	2.08
0.950	1.220	1.296	6.219	1.224	0.320	1.217	0.26
1.017	2.217	2.145	3.220	2.185	1.436	2.226	0.41
1.035	2.432	2.414	0.752	2.492	2.504	2.539	4.39
1.047	2.744	2.604	5.100	2.708	1.304	2.754	0.36
1.055	2.898	2.737	5.560	2.855	1.467	2.902	0.12
1.082	3.424	3.219	6.320	3.378	1.334	3.415	0.26
1.092	3.521	3.412	3.096	3.580	1.684	3.611	2.54

Tabla 2.9 Resultados comparativos de los modelos.

Modelo I- Exponencial con η aproximada a una hipérbola.

Modelo II- Exponencial con una resistencia en serie y η aproximada a dos rectas.

Modelo III- Exponencial con una resistencia en serie y η aproximada a una constante.

MEDICIONES		MODELO I		MODELO II		MODELO III	
V _D (Volts)	I _D (Amperes)	I _D (Amperes)	% Error	I _D (Amperes)	% Error	I _D (Amperes)	% Error
0.100	1.058 x 10 ⁻⁸	8.057 x 10 ⁻⁸	661.500	8.115 x 10 ⁻⁸	667.100	8.123 x 10 ⁻⁸	690.00
0.200	1.322 x 10 ⁻⁷	6.929 x 10 ⁻⁷	424.100	7.004 x 10 ⁻⁷	429.600	7.012 x 10 ⁻⁷	430.16
0.300	1.840 x 10 ⁻⁶	5.344 x 10 ⁻⁶	190.500	5.460 x 10 ⁻⁶	196.700	5.460 x 10 ⁻⁶	196.73
0.400	3.153 x 10 ⁻⁵	4.065 x 10 ⁻⁵	29.650	4.180 x 10 ⁻⁵	33.300	4.199 x 10 ⁻⁵	33.93
0.502	3.217 x 10 ⁻⁴	3.209 x 10 ⁻⁴	0.263	3.335 x 10 ⁻⁴	3.650	3.338 x 10 ⁻⁴	3.76
0.549	8.289 x 10 ⁻⁴	8.304 x 10 ⁻⁴	0.191	8.682 x 10 ⁻⁴	4.740	8.684 x 10 ⁻⁴	4.76
0.600	2.312 x 10 ⁻³	2.328 x 10 ⁻³	0.705	2.453 x 10 ⁻³	6.080	2.447 x 10 ⁻³	5.83
0.649	6.100 x 10 ⁻³	6.259 x 10 ⁻³	2.600	6.623 x 10 ⁻³	8.570	6.617 x 10 ⁻³	8.45
0.710	0.021	0.021	0.000	0.023	7.900	0.023	7.37
0.802	0.142	0.133	6.400	0.137	3.100	0.135	9.61
0.850	0.335	0.331	1.284	0.326	2.980	0.314	6.26
0.900	0.713	0.750	5.200	0.715	0.286	0.666	6.59
0.925	0.936	1.017	8.690	0.946	1.060	0.917	2.08
0.950	1.220	1.296	6.219	1.224	0.320	1.217	0.26
1.017	2.217	2.145	3.220	2.185	1.436	2.226	0.41
1.035	2.432	2.414	0.752	2.492	2.504	2.539	4.39
1.047	2.744	2.604	5.100	2.708	1.304	2.754	0.36
1.055	2.898	2.737	5.560	2.855	1.467	2.902	0.12
1.082	3.424	3.219	6.320	3.378	1.334	3.415	0.26
1.092	3.521	3.412	3.096	3.580	1.684	3.611	2.54

Tabla 2.9 Resultados comparativos de los modelos.

Modelo I- Exponencial con η aproximada a una hipérbola.

Modelo II- Exponencial con una resistencia en serie y η aproximada a dos rectas.

Modelo III- Exponencial con una resistencia en serie y η aproximada a una constante.

MEDICIONES		MODELO I		MODELO II		MODELO III	
V_D (Volts)	I_D (Amperes)	I_D (Amperes)	% Error	I_D (Amperes)	% Error	I_D (Amperes)	% Error
0.100	1.058×10^{-8}	8.057×10^{-8}	661.500	8.115×10^{-8}	667.100	8.123×10^{-8}	690.00
0.200	1.322×10^{-7}	6.929×10^{-7}	424.100	7.004×10^{-7}	429.600	7.012×10^{-7}	430.16
0.300	1.840×10^{-6}	5.344×10^{-6}	190.500	5.460×10^{-6}	196.700	5.460×10^{-6}	196.73
0.400	3.153×10^{-5}	4.065×10^{-5}	29.650	4.180×10^{-5}	33.300	4.199×10^{-5}	33.93
0.502	3.217×10^{-4}	3.209×10^{-4}	0.263	3.335×10^{-4}	3.650	3.338×10^{-4}	3.76
0.549	8.289×10^{-4}	8.304×10^{-4}	0.191	8.682×10^{-4}	4.740	8.684×10^{-4}	4.76
0.600	2.312×10^{-3}	2.328×10^{-3}	0.705	2.453×10^{-3}	6.080	2.447×10^{-3}	5.83
0.649	6.100×10^{-3}	6.259×10^{-3}	2.600	6.623×10^{-3}	8.570	6.617×10^{-3}	8.45
0.710	0.021	0.021	0.000	0.023	7.900	0.023	7.37
0.802	0.142	0.133	6.400	0.137	3.100	0.135	9.61
0.850	0.335	0.331	1.284	0.326	2.980	0.314	6.26
0.900	0.713	0.750	5.200	0.715	0.286	0.666	6.59
0.925	0.936	1.017	8.690	0.946	1.060	0.917	2.08
0.950	1.220	1.296	6.219	1.224	0.320	1.217	0.26
1.017	2.217	2.145	3.220	2.185	1.436	2.226	0.41
1.035	2.432	2.414	0.752	2.492	2.504	2.539	4.39
1.047	2.744	2.604	5.100	2.708	1.304	2.754	0.36
1.055	2.898	2.737	5.560	2.855	1.467	2.902	0.12
1.082	3.424	3.219	6.320	3.378	1.334	3.415	0.26
1.092	3.521	3.412	3.096	3.580	1.684	3.611	2.54

Tabla 2.9 Resultados comparativos de los modelos.

Modelo I- Exponencial con η aproximada a una hipérbola.

Modelo II- Exponencial con una resistencia en serie y η aproximada a dos rectas.

Modelo III- Exponencial con una resistencia en serie y η aproximada a una constante.

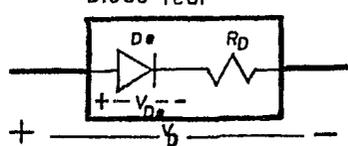
Nombre del modelo.	Modelo.	Parámetros a conocer.	Ventajas.	Desventajas.
<p>Modelo exponencial con η aproximada por una hipérbola.</p>	$I_D = I_S (e^{V_D / \eta V_T} - 1)$ <p>donde:</p> $\eta = \eta_i + \frac{tg\beta}{2} (V_D - V_i) + \sqrt{\frac{tg^2\beta V_D^2 - \frac{V_i tg^2\beta}{2} V_D + \eta_i^2}{4} + \frac{V_i^2 tg^2\beta}{4} + K tg\beta}$ $k = \frac{\eta_r^2 - 2\eta_r \eta_i}{tg\beta} - (\eta_r V_r - \eta_r V_i - \eta_i V_r + \eta_i V_i)$	$\beta, \eta_r, \eta_i, V_r, V_i$	<p>El modelo de η es continuo para todo el rango de voltaje. El diodo es modelado como un único elemento. Los parámetros a conocer se obtienen fácilmente por métodos gráficos.</p>	<p>En zonas de alta corriente se introduce un error hasta de 6.32 %. Dificultad del cálculo de η a partir del modelo hiperbólico.</p>
<p>Modelo exponencial con resistencia en serie y η aproximada por dos rectas.</p>	<p style="text-align: center;">Diodo real</p>  $I_D = I_S (e^{V_{De} / \eta V_T} - 1)$ <p>donde:</p> <p>$\eta_1 = \text{cte. para bajas corrientes.}$</p> <p>$\eta_2 = A V_{De} + B \text{ para altas corrientes.}$</p> <p>donde A y B son constantes.</p> $V_{De} = V_D - I_D R_D$	$R_D, \eta_1, \eta_2.$	<p>η es fácilmente calculable a partir de su modelo. η_1 y η_2 se obtienen fácilmente en forma gráfica. El error máximo en altas corrientes solo es 2.5 %</p>	<p>El modelo de η se obtiene a partir de un valor determinado de R_D, afectando a la totalidad del modelo. El modelo de η es válido por tramos. R_D es un valor empírico obtenido por prueba y error que no necesariamente representa la resistencia física en serie. La comparación entre el comportamiento real y el modelo se hace por métodos numéricos.</p>

Tabla 2.10 Comparación de los modelos propuestos.

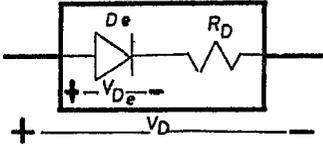
Nombre del modelo	Modelo.	Parámetros a conocer.	Ventajas.	Desventajas.
<p>Modelo exponencial con resistencia en serie y η constante.</p>	<p>$I_D = I_S (e^{V_{De}/\eta V_T} - 1)$</p> <p>$\eta = \text{constante.}$</p> <p style="text-align: center;"><i>Diodo real</i></p> 	<p>$R_D, \eta.$</p>	<p>Este es un caso particular del modelo anterior pero R_D tiene un valor tal que hace que η sea aproximadamente constante en todo el rango de voltaje. Facilidad de utilización del modelo exponencial con η constante.</p>	<p>Dificultad para encontrar a R_D que haga a η permanecer aproximadamente constante para todo el rango de voltaje del diodo. En ciertos puntos en corrientes medias, existen errores más grandes que en los otros modelos.</p>

Tabla 2.10 Continuación.

7- COMENTARIOS.

En el capítulo se introdujeron algunos conceptos de la teoría de la física de los semiconductores, sin embargo, los modelos aquí propuestos fueron obtenidos en forma empírica, es decir, en base a resultados experimentales. Dicha teoría fue presentada con el fin de dar una introducción, apoyo y justificación de los modelos aquí propuestos.

Los modelos que en este capítulo se han presentado son una modificación del modelo teórico exponencial del diodo, debido a que dicho modelo está considerado como la mejor representación teórica del comportamiento del diodo, sin embargo, presenta deficiencias en la región de altas corrientes.

Los parámetros de estos modelos no representan características físicas del diodo. Estos modelos solamente son una aproximación a la característica voltaje-corriente.

Debido a la complejidad de los modelos, éstos encuentran su mayor aplicación en su utilización por computadora, y cuando el dispositivo tenga que trabajar en zonas de altas corrientes o cuando se requiere mayor exactitud que la obtenida con el modelo exponencial.

Debe tenerse en cuenta que los modelos aquí propuestos no consideran variaciones por temperatura, tomándose esta como la temperatura ambiente. Tampoco observan otros efectos en el dispositivo, por lo tanto son válidos para bajas frecuencias.

A continuación se hará un breve resumen de algunos aspectos importantes de los efectos de la temperatura y la frecuencia en el comportamiento del diodo.

Capacitancia:

Existen dos tipos de capacitancia en el diodo, una es la capacitancia de la zona vacía y la otra es la capacitancia de difusión.

La capacitancia de la zona vacía por unidad de área está definida como:

$$\frac{dQ_C}{dV} = \frac{\epsilon_S}{W}$$

donde: ϵ_S = permitividad del semiconductor.

dQ_C = incremento de carga por unidad de área sobre un incremento de voltaje aplicado dV .

W = ancho de la zona vacía.

El valor W decrece conforme la concentración de impurezas aumenta en cualquiera de los dos tipos de material, ya sea N o P.

El valor W se incrementa en forma directa con la raíz cuadrada del voltaje de difusión V_{bi} a través de la juntura. Si se aplica a la juntura un voltaje que la polarize en directa se decrementará el valor de W , y si se aplica a la juntura un voltaje tal que la polarize en inversa aumentará la magnitud de W . El ancho de la zona vacía depende de la permitividad ϵ_S de los materiales N y P. Por otra parte V_{bi} depende de las concentraciones de impurezas y varía en forma directamente proporcional a la temperatura.

La capacitancia de la zona vacía depende de la forma geométrica de la juntura, así como de la forma en que va cambiando la concentración de impurezas del material N al P o viceversa, esto es, si se trata de una transición abrupta o gradual.

De lo anterior se puede observar que la capacitancia de la zona vacía depende de todos los parámetros antes mencionados.

Cuando la juntura está polarizada en directa y se aplica al diodo una componente de voltaje alterna de señal pequeña se presenta un efecto que hace que el diodo se comporte como una admitancia compuesta por una capacitancia y una conductancia llamadas de difusión. Este efecto se debe al reacomodo

do de la distribución de portadores minoritarios. La capacitancia depende del tiempo de vida de los portadores minoritarios, se incrementa con el nivel de corriente directa ----- $(ve^{qV_0/kT})$ donde V_0 es el voltaje de polarización en directa. La capacitancia se decrementa conforme aumenta la frecuencia. Para frecuencias grandes $C_d \sim (\omega\tau)^{1/2}$ donde τ es el tiempo de vida de los portadores minoritarios. La capacitancia de difusión está definida como la relación de cambio de la carga de los portadores minoritarios almacenada, con el voltaje a través de la juntura del semiconductor.

Temperatura:

La temperatura tiene efectos en diversos parámetros que intervienen en el funcionamiento del diodo.

La corriente del diodo está dada por la ecuación:

$$J = J_s (e^{qV/kT} - 1)$$

donde: J_s = densidad de corriente de saturación y,

$$J_s = \frac{qD_p p_{n0}}{L_p} + \frac{qD_n n_{p0}}{L_n}$$

donde q = magnitud de la carga del electrón.

$$L_p = \sqrt{D_p \tau_p}$$

$$L_n = \sqrt{D_n \tau_n}$$

τ_p = tiempo de vida de los portadores minoritarios en el material P.

τ_n = tiempo de vida de los portadores minoritarios en el material N.

Los tiempos de vida de los portadores minoritarios son inversamente proporcionales a la conductividad del material y dicha conductividad es proporcional a la movilidad en forma directa; la movilidad varía en forma directa con la raíz cuadrada de la temperatura. Los coeficientes D_n y D_p son co

nocidos como los coeficientes de difusión y están dados para semiconductores no degenerados por:

$$D_n = \frac{kT}{q} \mu_n$$

$$D_p = \frac{kT}{q} \mu_p$$

donde μ_n y μ_p son las movilidades de los electrones y los huecos respectivamente; p_{no} y n_{po} son la densidad de huecos libres en el material tipo N y la densidad de electrones libres en el material tipo P para condición de equilibrio térmico. Estas densidades guardan proporcionalidad con la temperatura de la siguiente forma:

$$p_{no} \sim e^{-C/T}$$

$$n_{po} \sim e^{-C/T}$$

donde C es una función que depende de otros parámetros.

De lo anterior se observa que la temperatura influye en muchos parámetros que afectan el comportamiento del diodo. La concentración de portadores intrínsecos n_i también es afectada por la temperatura como:

$$n_i^2 \sim T^3 e^{-E_g/kT}$$

donde E_g es la energía de la zona prohibida de energía. En conjunto la corriente de saturación del diodo guarda una proporcionalidad con la temperatura de la siguiente forma:

$$J_s \sim T^3 e^{(-E_g/kT)} T^{1/2} = T^{(3+\gamma/2)} e^{-E_g/kT}$$

donde γ es una constante. El término $T^{(3+\gamma/2)}$ no es importante comparado con el exponencial. La corriente de directa:

$$J_F \sim J_s e^{qV/kT}$$

aumentará con la temperatura como lo indica la siguiente expresión:

$$J_F \sim e^{-(E_g - qV)/kT}$$

La temperatura afecta en muchas otras formas al comportamiento del diodo, por ejemplo, cuando se aplica gradiente de temperatura al semiconductor, cuando se aplica al semiconductor un campo eléctrico de gran magnitud los portadores adquieren una temperatura mayor a la del resto de la estructura del semiconductor lo cual afecta la movilidad de los portadores. Cuando se aplica un voltaje de reversa grande a la juntura la corriente de reversa provoca que la temperatura de la juntura se incremente. Esto aumenta la corriente de reversa en comparación con el valor a bajos voltajes.

CAPITULO III

EL DIAC

1- GENERALIDADES.

El DIAC (interruptor dual de corriente alterna) es un tiristor bidireccional o de onda completa. Es disparado de un estado de bloqueo a uno de conducción cuando el voltaje aplicado entre terminales excede del voltaje de ruptura propio del dispositivo. Es un elemento altamente no lineal, que -- presenta en una región de operación una resistencia dinámica negativa. Pertenece, como se dijo antes, a la familia de -- los tiristores, es decir, es un dispositivo semiconductor -- PNP. Tiene dos terminales externas y la apariencia de un -- diodo.

Posiblemente el descubrimiento del DIAC se debe a la experimentación con distintos arreglos de capas semiconductoras. Independientemente de esto, se puede mencionar que nació en la época en que la electrónica de potencia empezaba a tomar auge, esto es, después de que el SCR fue introducido -- por un grupo de ingenieros de la Bell Telephone Laboratory -- en el año de 1956. Unas de las aplicaciones que impulsaron_ el crecimiento de la familia de los tiristores, entre ellos_ el DIAC, fueron entre otras: los controladores de relevadores, los circuitos de retraso de tiempo, controles de motores, cargadores de baterías, inversores, circuitos de protección y de rectificación y controles de fase.

El DIAC encontró su principal aplicación en el disparo -- de otros tiristores, tales como el SCR y el TRIAC. Su construcción es a base de materiales de silicio debido a sus características de temperatura y potencia.

Se pueden encontrar en el mercado, dispositivos que son_ básicamente TRIACS pero que en su terminal de compuerta tie-

nen conectado un DIAC.

Se producen DIACS con distintos valores de voltaje de ruptura y diferentes corrientes de operación.

2- FUNCIONAMIENTO.

Los símbolos que representan al DIAC son los que se muestran en la figura 3.1. La denominación de las terminales se explica por la bidireccionalidad del dispositivo, es decir, por la capacidad de conducir corriente en ambos sentidos. A veces a las terminales se les denomina electrodos.

La estructura básica del DIAC en cuanto a sus capas de semiconductores se muestra en la figura 3.2.

Las capas de semiconductores por las que circula la corriente en el DIAC, no son las mismas para los dos casos posibles de conducción aunque el número de capas que participa en la conducción siempre es cuatro, dos capas N y dos capas P. Para el caso en el que la corriente circula desde el ánodo 1 hacia el ánodo 2, o sea, que el ánodo 1 es positivo con respecto al ánodo 2, las capas que conducen son P₁, N₂, P₃, y N₃, tal y como se muestra en la figura 3.3 (a). Si la corriente fluye del ánodo 2 al ánodo 1 las capas que intervienen serán P₂, N₂, P₁, y N₁, por las que circulará la corriente en este caso, como se muestra en la figura 3.3 (b).



Figura 3.1 Símbolos para el DIAC.

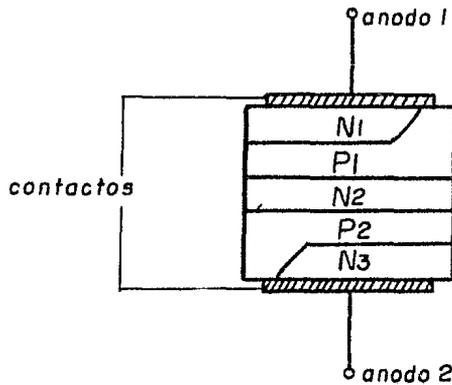


Figura 3.2 Estructura básica del DIAC.

A los dos casos posibles de conducción que se muestran - en la figura 3.3 se les denomina primero y segundo cuadrantes, no importando a que caso de conducción correspondan ya_ que no es posible identificar el ánodo 1 del 2, pues el DIAC es longitudinalmente simétrico.

La característica típica voltaje-corriente del DIAC se - presenta en la figura 3.4, en donde se indican ciertos parámetros que definirán ciertas zonas, que son las siguientes:

$$0 \leq I_D < I_{BO}, \quad I_{BO} \leq I_D < I_X, \quad I_X \leq I_D < I_{ENmín.}, \quad I_{ENmín.} \leq I_D$$

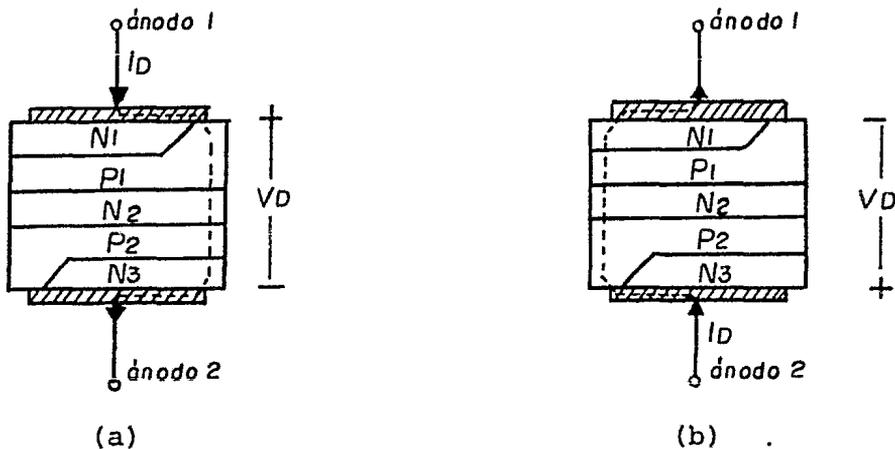


Figura 3.3 Trayectoria que sigue la corriente a través del DIAC (a) primer cuadrante y (b) - segundo cuadrante.

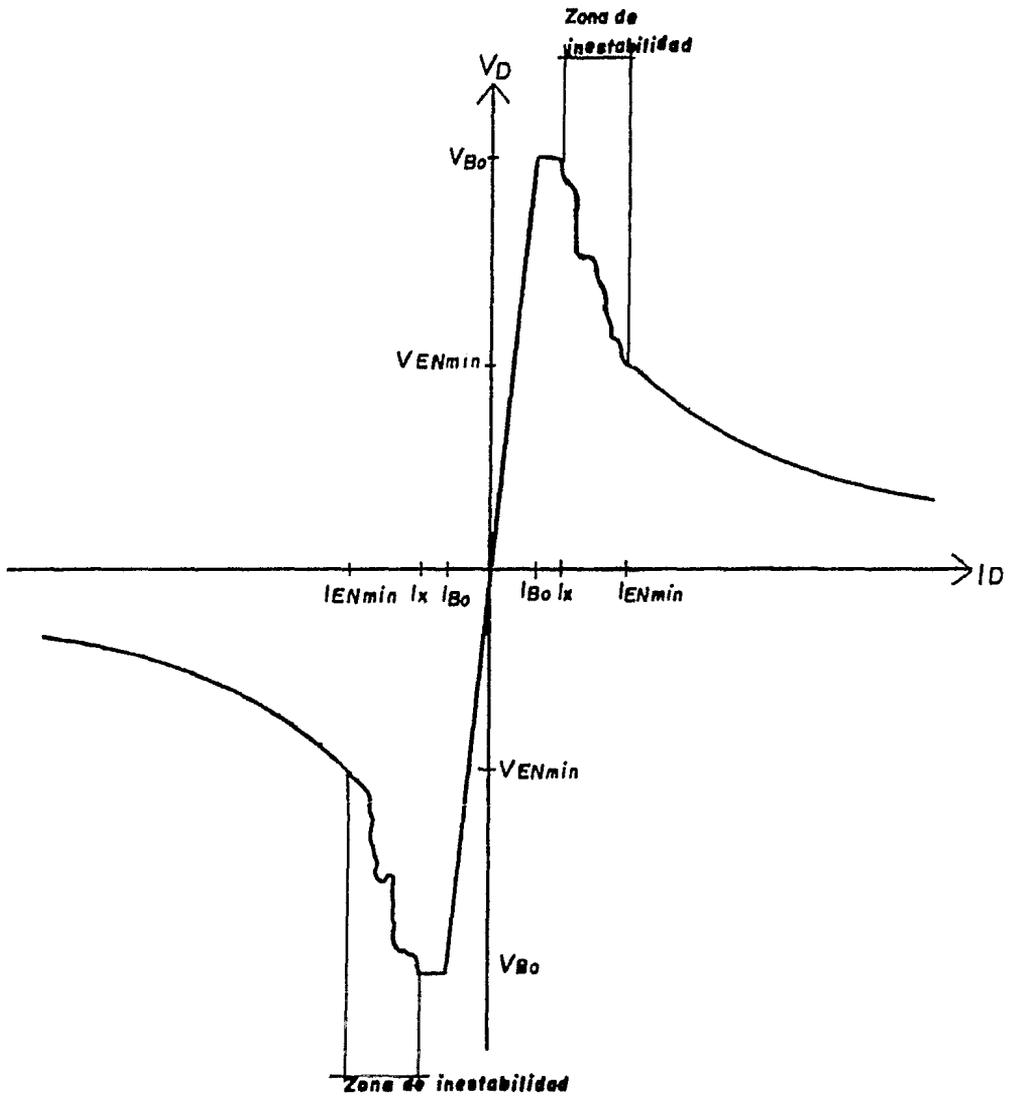


Figura 3.4 Curva característica voltaje-corriente del DIAC.

El comportamiento del DIAC en cada zona se explica a continuación:

En la zona comprendida entre 0 e I_{BO} el DIAC presenta -- una impedancia muy grande, ya que mientras I_{BO} tiene un valor menor de 100 $\mu A.$, V_{BO} tiene un valor del orden de las decenas de Volts. El subíndice BO de la corriente y del voltaje proviene del inglés "breakover" o bien ruptura.

En la zona comprendida entre I_{BO} e I_X el voltaje permanece casi constante. Es en esta zona cuando el DIAC está a -- punto de encenderse, cosa que sucede cuando la corriente I_D adquiere el valor de I_X , que en los DIACS medidos en este -- trabajo tiene un valor de 0.03 A.

Después de haber rebasado la corriente I_D el valor de I_X y hasta antes de llegar a $I_{ENmín}$ se presenta una zona inestable debida a mecanismos de avalancha y de realimentación positiva. La transición de la corriente de I_X a $I_{ONmín}$ es sumamente rápida y a partir de $I_{ENmín}$ el dispositivo conducirá cualquier cantidad de corriente hasta destruirse a sí mismo -- si no se limita ésta por algún dispositivo externo al DIAC.

Para la zona de $I_D > I_{ENmín}$ la característica voltaje-corriente del dispositivo sigue una forma asintótica hacia una recta paralela al eje de las corrientes. Como se puede observar, esta característica presenta la apariencia de una resistencia negativa, es decir, el voltaje entre terminales -- disminuye conforme aumenta la corriente. A esta zona se le denomina zona de encendido.

$I_{ENmín}$ se define como la mínima corriente de encendido y al voltaje que presenta el dispositivo correspondiente a esta corriente se le llamará $V_{ENmín}$ únicamente por analogía.

Se debe mencionar que en las hojas de datos que proporciona el fabricante se encontrarán los valores de I_{BO} y V_{BO} . Los demás valores mencionados tendrán que ser medidos experimentalmente.

Las características corriente-voltaje de ambos cuadran--

tes son muy parecidas. La variación más apreciable que se presenta es la diferencia entre los valores de V_{BO} . Esta diferencia se conoce con el nombre de simetría de voltaje de ruptura y se representa con ΔV_{BO} y se expresa de la siguiente forma:

$$\Delta V_{BO} = (|V_{BO1\text{cuad.}}| - |V_{BO2\text{cuad.}}|)$$

ΔV_{BO} es un valor dado por el fabricante. En las hojas de datos se puede encontrar también un rango de valores para V_{BO} .

3- METODOS DE PRUEBA Y RESULTADOS.

Fueron realizadas mediciones en dos tipos diferentes de DIACS, trabajándose con dos dispositivos de cada tipo con el fin de comparar los resultados de uno y de otro.

Las mediciones de bajas corrientes, es decir, considerando al dispositivo aún apagado, fueron realizadas utilizando el circuito de la figura 3.5. Sin embargo, la resistencia que presentaba el DIAC en la zona de apagado, era mucho mayor a la que presentaba el voltmetro, por lo que la corriente medida en el ampermetro circulaba, en su mayor parte, por este instrumento impidiendo realizar una medición adecuada.

Para obtener la curva voltaje-corriente de una manera general, se trabajó con el circuito de la figura 3.6.

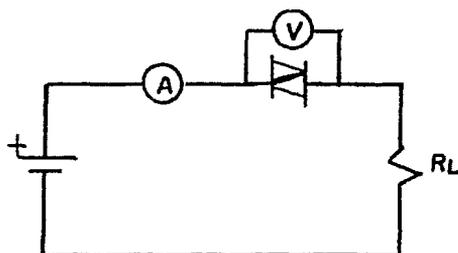


Figura 3.5 Circuito para la medición de la característica voltaje-corriente del DIAC en bajas corrientes.

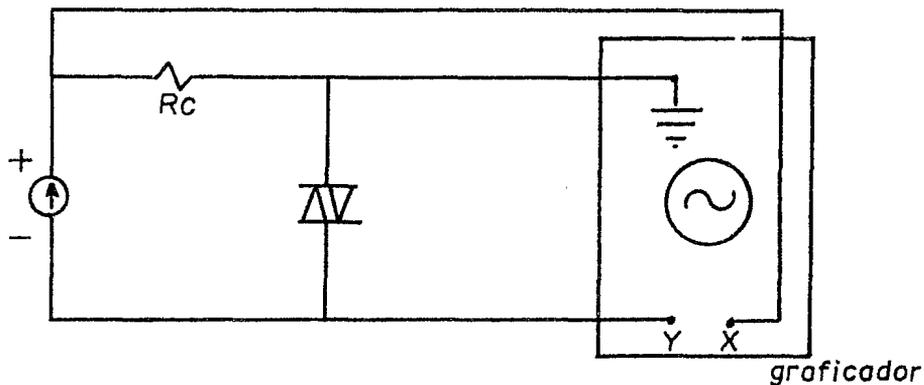


Figura 3.6 Circuito para la obtención de la característica voltaje-corriente del DIAC para todo el rango de corrientes.

La fuente de poder representada es una fuente de voltaje la cual permitía controlar la corriente que ésta proporcionaba, no importando el voltaje de sus terminales, es decir, se utilizó como una fuente de corriente variable. Esto se hizo con el fin de poder observar la transición entre el estado de apagado y el de encendido del dispositivo, ya que ésta es muy brusca y no es posible detenerla en el caso de no controlar y limitar la corriente. En la curva obtenida en el graficador se tendrá la característica voltaje-corriente del DIAC. En donde el voltaje de la resistencia de carga R_C es proporcional a la corriente que fluye a través del DIAC. Se prefirió utilizar un graficador en lugar de un voltmetro y un ampermetro convencionales debido a que las lecturas no podían ser efectuadas de una forma estática, esto es, el punto de operación del DIAC no se mantenía fijo, sobre todo para corrientes relativamente bajas ($I_D < 0.5 \text{ A.}$). Esto se debe en parte al siguiente proceso: el flujo de corriente a través del DIAC causa un aumento en la temperatura, que por pequeño que sea hace aumentar la corriente. Debido a la característica de resistencia negativa que presenta el DIAC, se

presenta corrimiento del punto de operación hacia corrientes grandes, hasta que el voltaje del DIAC se estabiliza.

Debido a la alta impedancia del DIAC cuando está apagado la curva obtenida en la zona correspondiente puede ser influenciada en mayor o menor grado por la impedancia de entrada del graficador.

Las curvas se trazaron mediante el siguiente procedimiento:

- a) El voltaje de la fuente era ajustado a un valor que permitiera el encendido del dispositivo, es decir, un valor mayor a V_{BO} .
- b) La corriente era variada desde cero hasta el valor máximo de corriente que soportaba el DIAC, efectuándose esto de una manera lenta para permitir que la inercia propia de las partes móviles del graficador no afectaran a la curva, pero al mismo tiempo evitando que esta variación fuera demasiado lenta para evitar el calentamiento del DIAC.

La temperatura del dispositivo se consideró constante.

Se realizaron gráficas para el caso en que la corriente partía de cero hasta el valor máximo y de ese punto en dirección inversa hasta cero nuevamente, observándose que la forma de las curvas era muy semejante.

De la misma manera fueron comparadas las gráficas para los dos cuadrantes, observándose que la única diferencia importante era en el valor de $|V_{BO}|$, pero la forma de la curva en la zona de encendido era similar.

Las gráficas obtenidas fueron escaladas. Valiéndose de estas gráficas escaladas se obtuvieron puntos representativos del comportamiento voltaje contra corriente, elaborándose tablas de valores para cada tipo de DIAC. Las tablas 3.1 y 3.2 corresponden al DIAC Teccor HT-32 y al DIAC Texas Instruments GT-40, respectivamente.

En estas tablas se basarán todos los modelos del DIAC -- que se presentan en este trabajo.

V_D (Volts)	I_D (Amperes)	
10.3	0.130	
9.6	0.150	
8.0	0.223	
7.0	0.290	$V_{BO} = 31$ Volts
6.0	0.390	$I_{ENmín} = 0.13$ Amp.
5.0	0.500	$V_{ENmín} = 10.3$ Volts
4.5	0.566	$I_X = 0.03$ Amp.
3.9	0.683	
3.5	0.770	
3.2	0.860	

Tabla 3.1 Valores obtenidos para el DIAC Teccor HT-32.

V_D (Volts)	I_D (Amperes)	
10.00	0.1175	
9.00	0.1250	
8.00	0.1490	
7.00	0.1703	$V_{BO} = 38$ Volts
6.00	0.2000	$I_{ENmín} = 0.1175$ Amp.
4.40	0.3000	$V_{ENmín} = 10.0$ Volts
3.50	0.4000	$I_X = 0.03$ Amp.
3.00	0.5000	
2.60	0.6000	
2.35	0.7000	
2.20	0.7700	

Tabla 3.2 Valores obtenidos para el DIAC Texas - Instruments GT-40.

4- MODELOS PROPUESTOS.

En este trabajo se expondrán tres modelos para el DIAC, con diferentes grados de complejidad, siendo dos de éstos -- piezolineales y el otro hiperbólico. Estos modelos serán aplicados a dos tipos diferentes de DIACS con el objeto de -- mostrar como se determinan los parámetros de dichos modelos.

Estos modelos fueron obtenidos observando la forma de la curva característica de voltaje contra corriente de los dos DIACS medidos, desarrollándose modelos generales con parámetros variables con el fin de ajustar éstos al obtener el modelo de cualquier tipo de DIAC. Hay que tomar en cuenta que la forma de la característica voltaje contra corriente de -- los DIACS medidos se considera representativa de todos los -- DIACS.

a) Modelo piezolineal I (ideal).

Este modelo está basado en las siguientes consideraciones:

- i) El DIAC se considera un circuito abierto hasta que el voltaje entre terminales alcanza un valor igual al voltaje de ruptura (V_{BO}), es decir, no fluye corriente a través del dispositivo.
- ii) Al alcanzar la caída de voltaje entre terminales un valor de V_{BO} , se permitirá el flujo de corriente, conservándose un voltaje entre terminales igual a V_{BO} , hasta que la corriente alcance un valor $I_{ENmín}$; o sea que el DIAC se comportará como una fuente de voltaje.
- iii) Para corrientes mayores a $I_{ENmín}$ la característica del modelo seguirá siendo la de una fuente de voltaje, ahora a un valor V_{EN} , mismo que se elegirá de acuerdo al DIAC que se maneje y al rango de corrientes en que trabajará el dispositivo.

El modelo se presenta junto con una curva obtenida experimentalmente en la figura 3.7.

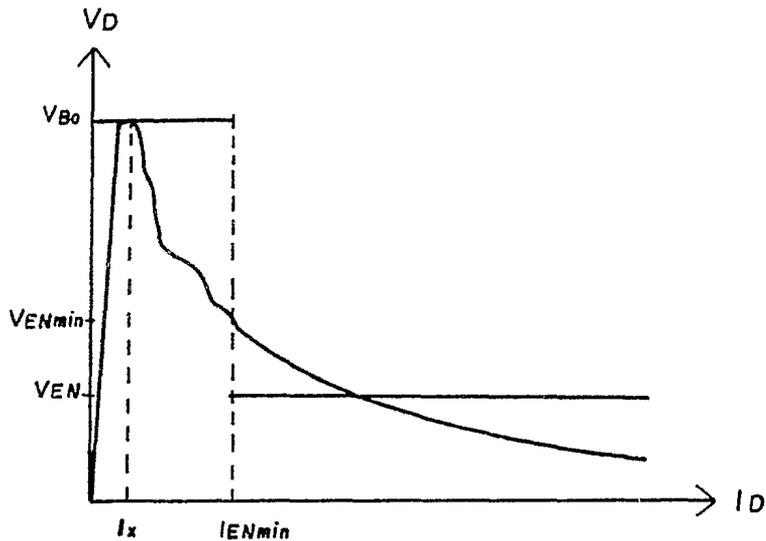


Figura 3.7 Modelo piezolineal I junto con una curva obtenida experimentalmente del DIAC.

Como se observa, la zona de inestabilidad ha sido considerada en la zona de voltaje de valor V_{B0} , pero también pudo ser incorporada a la región de encendido, es decir, con un voltaje V_{EN} , e inclusive es susceptible de no ser modelada. Recuérdese que la zona de inestabilidad está comprendida entre I_x e I_{ENmin} .

Este modelo es aplicable tanto al primero como segundo cuadrante, únicamente tomando en consideración la falta de simetría de los dos voltajes V_{B0} .

b) Modelo piezolineal II.

Dado que es necesario que se cumplan condiciones de voltaje y de corriente para encender al DIAC se propone este modelo, mismo que toma en consideración que la corriente no es nula, cuando se alcanza un voltaje V_{B0} , sino que tiene un valor I_{B0} y que además en la zona de encendido el dispositivo

presenta una característica similar a la de una resistencia negativa. El modelo será, para las diferentes zonas:

- i) $V_D = KI_D$, para $0 \leq I_D < I_{BO}$
donde:

$$K = \frac{V_{BO}}{I_{BO}} \ (\Omega)$$

Si se realizara una analogía eléctrica del DIAC en esta región, éste se comportaría como una resistencia de muy alto valor.

- ii) $V_D = V_{BO}$, para $I_{BO} \leq I_D < I_X$

Característica que se puede modelar como una fuente de voltaje.

- iii) Para $I_X \leq I_D < I_{ENmín}$ zona de inestabilidad.

- iv) $V_D = -K'I_D + b$, para $I_D \geq I_{ENmín}$

donde K' y b son constantes que deberán ser determinadas por medio de métodos numéricos, tales como mínimos cuadrados, utilizando para este propósito puntos voltaje-corriente medidos experimentalmente. Estos puntos deberán corresponder a la región en que trabajará el DIAC. Debido a la forma cuadrática de la característica voltaje-corriente del DIAC, un ajuste por medio del método de los mínimos cuadrados considerando puntos a todo lo largo de la zona de encendido ($I_D > I_{ENmín}$), nos conduce a una recta que se ajusta de una manera muy poco exacta a la curva obtenida experimentalmente. Esto se muestra en la figura 3.8 (a).

Para evitar estos errores, o por lo menos reducirlos, se propone seleccionar la región en la que trabajará --

con mayor frecuencia el dispositivo y utilizar únicamente los puntos que pertenezcan a esta región para realizar el ajuste por mínimos cuadrados, reduciendo así los errores al menos en esta zona, que, según lo expresado anteriormente, será en la que trabajará el DIAC con mayor probabilidad. De esta manera hacemos que el modelo sea más exacto para cada caso en particular. Por ejemplo, si nuestro dispositivo trabajara en una región comprendida entre I_1 e I_2 la recta de encendido se ajustaría con puntos comprendido entre estos dos valores, reduciendo notablemente los errores en esta zona y aumentándolos en las zonas de poca probabilidad de operación. - Esto se muestra en la figura 3.8 (b).

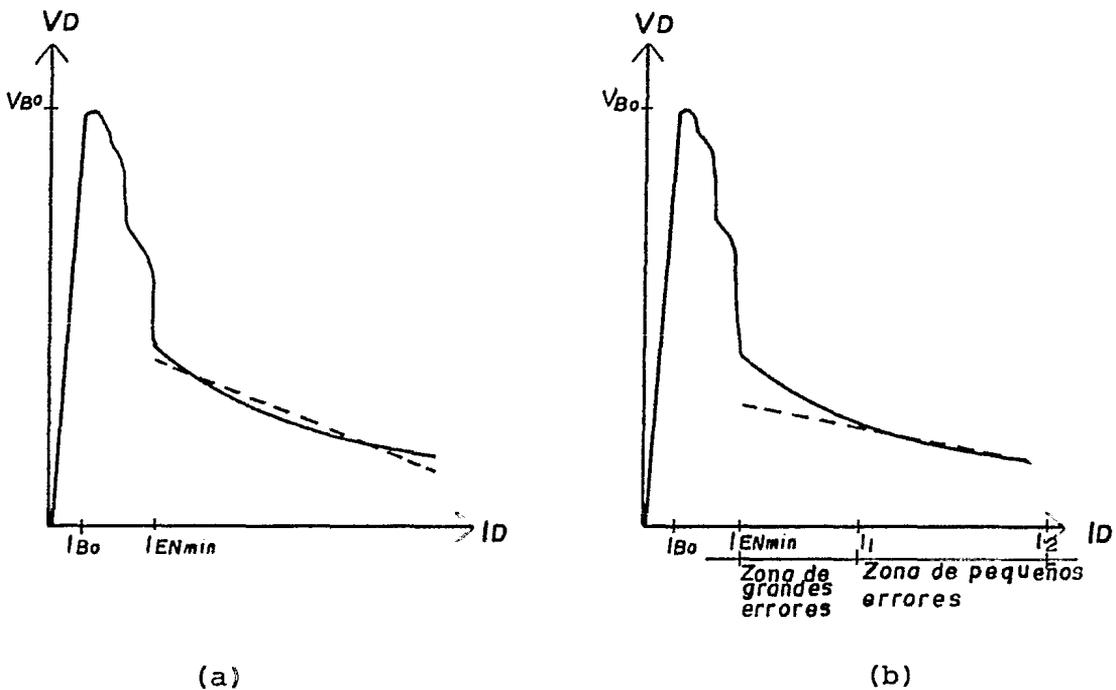


Figura 3.8 Diferentes formas de ajustar la recta que modelará la zona de encendido del DIAC.

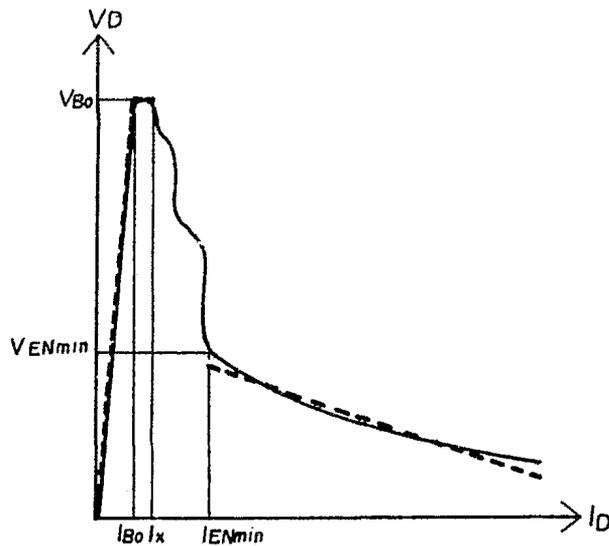


Figura 3.9 Modelo piezolineal II junto con una curva experimental del DIAC.

Al igual que en el modelo piezolineal I, la zona inestable puede ser adjudicada a la zona de $V_D = V_{BO}$, no modelada, modelada independientemente o modelada en la zona de encendido.

En la figura 3.9 se observa la característica voltaje-corriente de este modelo junto con una curva medida experimentalmente.

c) Modelo hiperbólico.

Este modelo modifica únicamente la región de encendido - ($I_D \geq I_{ENmin}$) del modelo piezolineal II. La región de encendido se modelará aproximando a esta curva una hipérbola de la forma:

$$y^2 + Bxy + Dx + Ey + F = 0$$

Los valores de los coeficientes B, D, E y F se determinarán realizando la solución de un sistema de ecuaciones forma

das a partir de cuatro puntos medidos experimentalmente, x - representará a I_D , y representará a V_D . El sistema de ecuaciones quedará como sigue:

$$\begin{aligned}
 P_1(I_{D1}, V_{D1}) & \quad V_{D1}^2 + I_{D1}V_{D1}B + I_{D1}D + V_{D1}E + F = 0 \\
 P_2(I_{D2}, V_{D2}) & \quad V_{D2}^2 + I_{D2}V_{D2}B + I_{D2}D + V_{D2}E + F = 0 \\
 P_3(I_{D3}, V_{D3}) & \quad V_{D3}^2 + I_{D3}V_{D3}B + I_{D3}D + V_{D3}E + F = 0 \\
 P_4(I_{D4}, V_{D4}) & \quad V_{D4}^2 + I_{D4}V_{D4}B + I_{D4}D + V_{D4}E + F = 0
 \end{aligned}
 \tag{3.1}$$

Obteniéndose una ecuación de la forma:

$$I_D = - \frac{V_D^2 + V_DE + F}{V_DB + D}
 \tag{3.2}$$

misma que representa a una hipérbola que se muestra en la figura 3.10. La forma en que la hipérbola se acopla a la curva obtenida experimentalmente del DIAC se muestra en la figura 3.11.

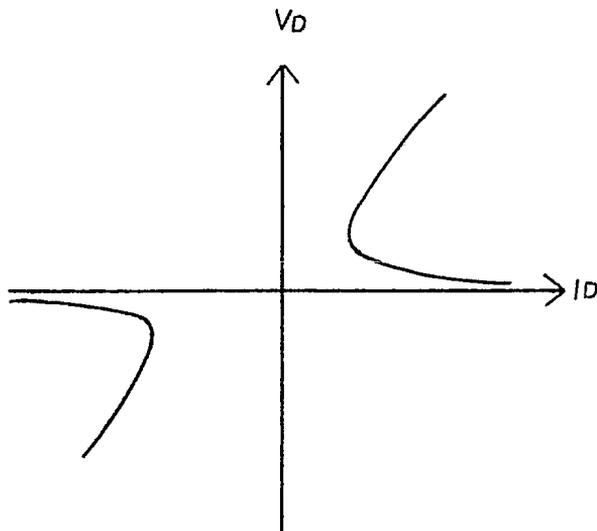


Figura 3.10 Hipérbola con la que se modelará la zona de encendido del DIAC.

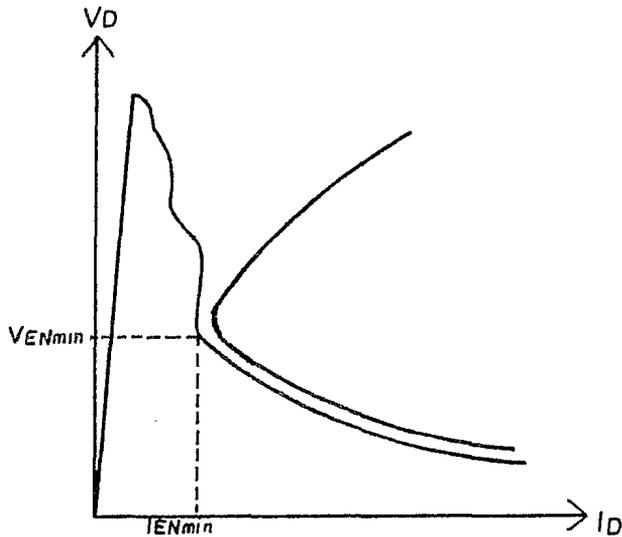


Figura 3.11 Forma en que la hipérbola se acopla a la curva de voltaje contra corriente obtenida experimentalmente.

Como se sabe, para definir los valores de los parámetros del modelo hiperbólico de la característica voltaje-corriente del DIAC, el procedimiento que se ha escogido en este trabajo es el de seleccionar cuatro puntos por los cuales debe pasar la hipérbola, quedando ésta perfectamente definida. Es lógico pensar que la hipérbola puede tener una infinidad de formas según los puntos que se elijan, por lo que es importante tener un criterio para la selección de dichos puntos con el fin de obtener una hipérbola que se apegue lo más posible a la característica voltaje-corriente experimental. Los dos puntos correspondientes a las corrientes más alta y más baja de la zona de encendido de la característica voltaje-corriente se consideran de gran importancia pues definen las regiones extremas de la hipérbola. Los dos puntos restantes que se elijan corresponderán a corrientes entre los valores de la corriente mínima y máxima de la zona de encendido. Estos dos últimos puntos definirán la forma de la hipérbola y se considera conveniente elegirlos de la siguiente manera: el tercer punto se seleccionará a una distancia a partir de I_{ENmin} de aproximadamente 25% de la distancia entre los dos puntos extremos de esta zona, o sea un punto que

pertenezca aún a la zona de curvatura más pronunciada de la característica voltaje-corriente. El cuarto y último punto se seleccionará en un valor de corriente que esté aproximadamente a la mitad del segundo y del tercer punto planteados. Este procedimiento se ilustra en la figura 3.12.

Cabe hacer notar que sólo una rama de la hipérbola modelará al DIAC, y esa misma rama servirá para el primero y para el segundo cuadrantes.

d) Una sugerencia para el modelado independiente de la zona de inestabilidad del DIAC.

Debido a que frecuentemente es necesario modelar en su totalidad la característica voltaje-corriente de los dispositivos, ya que ninguna zona debe de quedar indefinida, se presenta aquí un modelo sencillo para la zona inestable. Este modelo es únicamente usado para definir de alguna forma esta región de inestabilidad y no pretende, de ninguna manera, modelar a la inestabilidad en sí.

El modelo consiste en trazar una recta desde el punto -- (I_X, V_{BO}) hasta el punto $(I_{ENmín}, V_{ENmín})$, de la forma que se muestra en la figura 3.13.

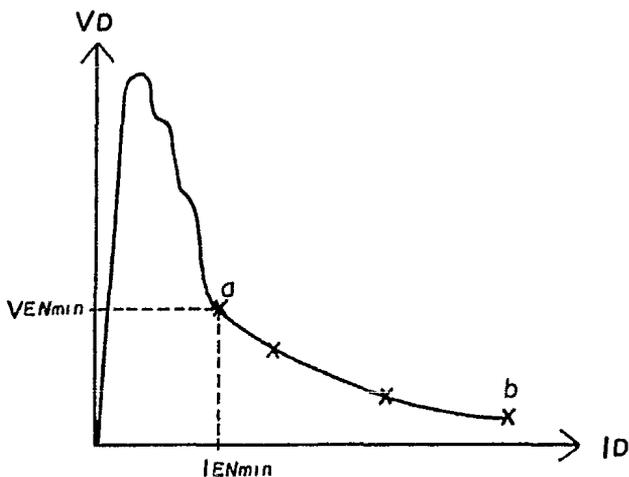


Figura 3.12 Elección de los puntos para el ajuste de la hipérbola a la zona de encendido del DIAC.

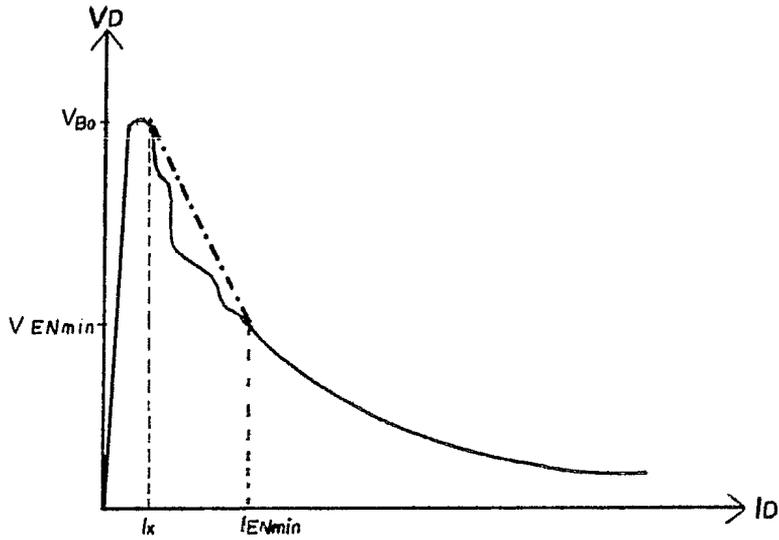


Figura 3.13 Ajuste de la recta a la zona de inestabilidad.

La ecuación de esta recta será:

$$(V_D - V_{BO}) = \frac{V_{BO} - V_{ENmín}}{I_X - I_{ENmín}}(I_D - I_X)$$

Esta recta modelará en forma burda el comportamiento de la característica voltaje-corriente del DIAC en la zona de inestabilidad.

5- APLICACION DE LOS MODELOS.

a) Aplicación de los modelos para el DIAC Teccor HT-32.

i) Modelo piezolínear I.- Para caracterizar al DIAC Teccor HT-32 se utilizaron los valores dados por la tabla 3.1, donde:

$$V_{BO} = 31 \text{ Volts}$$

$$I_{ENmín} = 0.13 \text{ Amp.}$$

El valor de V_{EN} sugerido para este caso es de 5 Volts,

debido a que se trabajará en todo el rango de corrientes de encendido, es decir,

$$0.13 \leq I_{EN} \leq 0.86 \text{ Amperes.}$$

considerando a 0.5 Amperes como un valor promedio adecuado - para definir el valor de voltaje, de la tabla 3.1 se ve que para $I_D = 0.5$ Amp. el valor correspondiente de voltaje es -- $V_D = 5$ Volts.

El modelo aplicado a este DIAC en específico quedará como se muestra en la figura 3.14.

Es decir,

$$V_D = 31 \text{ Volts, para } 0 \leq I_D < 0.13 \text{ Amp.}$$

$$V_D = 5 \text{ Volts, para } I_D > 0.13 \text{ Amp.}$$

Recordemos que la zona de inestabilidad puede modelarse de diferentes formas, aquí se incluyó en la zona de bajas corrientes ($V_D = 31$ Volts).

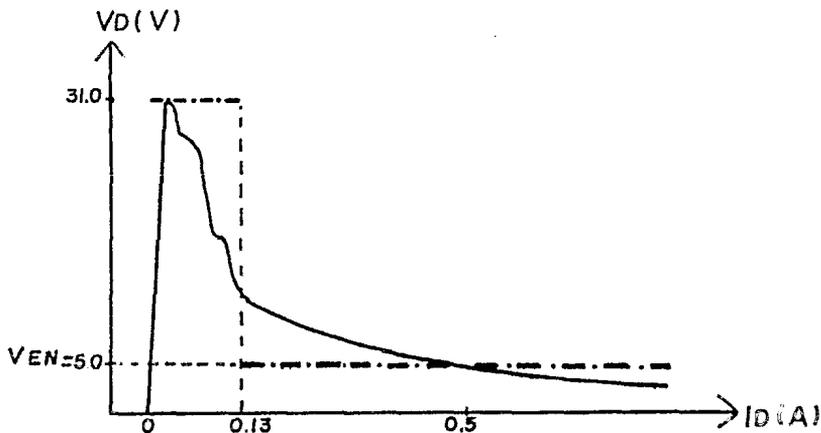


Figura 3.14 Aplicación del modelo piezolineal I al DIAC Teccor HT-32, en comparación con la curva experimental.

ii) Modelo piezolineal II.- Los valores aquí utilizados corresponden a la tabla 3.1. Algunos de ellos se citan a -- continuación:

$$\begin{aligned} V_{BO} &= 31 \text{ Volts} \\ I_{BO} &= 100 \text{ } \mu\text{A. (dada por el fabricante)} \\ I_{ENmín} &= 0.13 \text{ Amp.} \\ V_{ENmín} &= 10.3 \text{ Volts} \\ I_X &= 0.03 \text{ Amp.} \end{aligned}$$

por lo que el modelo quedará definido para los diferentes -- rangos de corriente de la siguiente manera:

$$\text{para } 0 < I_D < I_{BO}$$

$$K = \frac{V_{BO}}{I_{BO}}$$

$$K = \frac{31 \text{ V.}}{100 \text{ } \mu\text{A.}} = 3.1 \times 10^5 \text{ } \Omega$$

el modelo queda definido:

$$V_D = KI_D$$

$$\text{para } I_{BO} < I_D < I_X$$

el modelo queda: $V_D = V_{BO} = 31 \text{ Volts}$

$$\text{para } I_X < I_D < I_{ENmín}$$

zona de inestabilidad (no modelada).

$$\text{para } I_D > I_{ENmín}$$

mediante el uso del método de los mínimos cuadrados y utilizando todos los puntos de la tabla 3.1, se llega a la ecua--

ción de la recta que modelará el comportamiento del DIAC en esta región, esto es,

$$V_D = -9.3252I_D + 10.366$$

o bien,

$$I_D = - \frac{V_D - 10.366}{9.3252}$$

La gráfica del modelo obtenido se muestra, junto con la curva obtenida experimentalmente del DIAC HT-32 en la figura 3.15.

Ahora se supondrá que existe una zona de trabajo específica, $I_1 \leq I_D \leq I_2$, o bien que el DIAC trabajará preferentemente en esta zona. Digamos que:

$$I_1 = 0.35 \text{ Amp.}$$

$$I_2 = 0.80 \text{ Amp.}$$

así que los puntos que se tomarán para el ajuste de la recta serán (de la tabla 3.1):

V_D (Volts)	I_D (Amperes)
6.0	0.390
5.0	0.500
4.5	0.566
3.9	0.683
3.5	0.770

Aplicando el método de los mínimos cuadrados se obtiene la ecuación de la recta que modelará a toda la zona de encendido, esto es,

$$V_D = -6.46I_D + 8.33$$

o bien,

VOLTAJE V_D (V)

DIAC Teccor HT-32

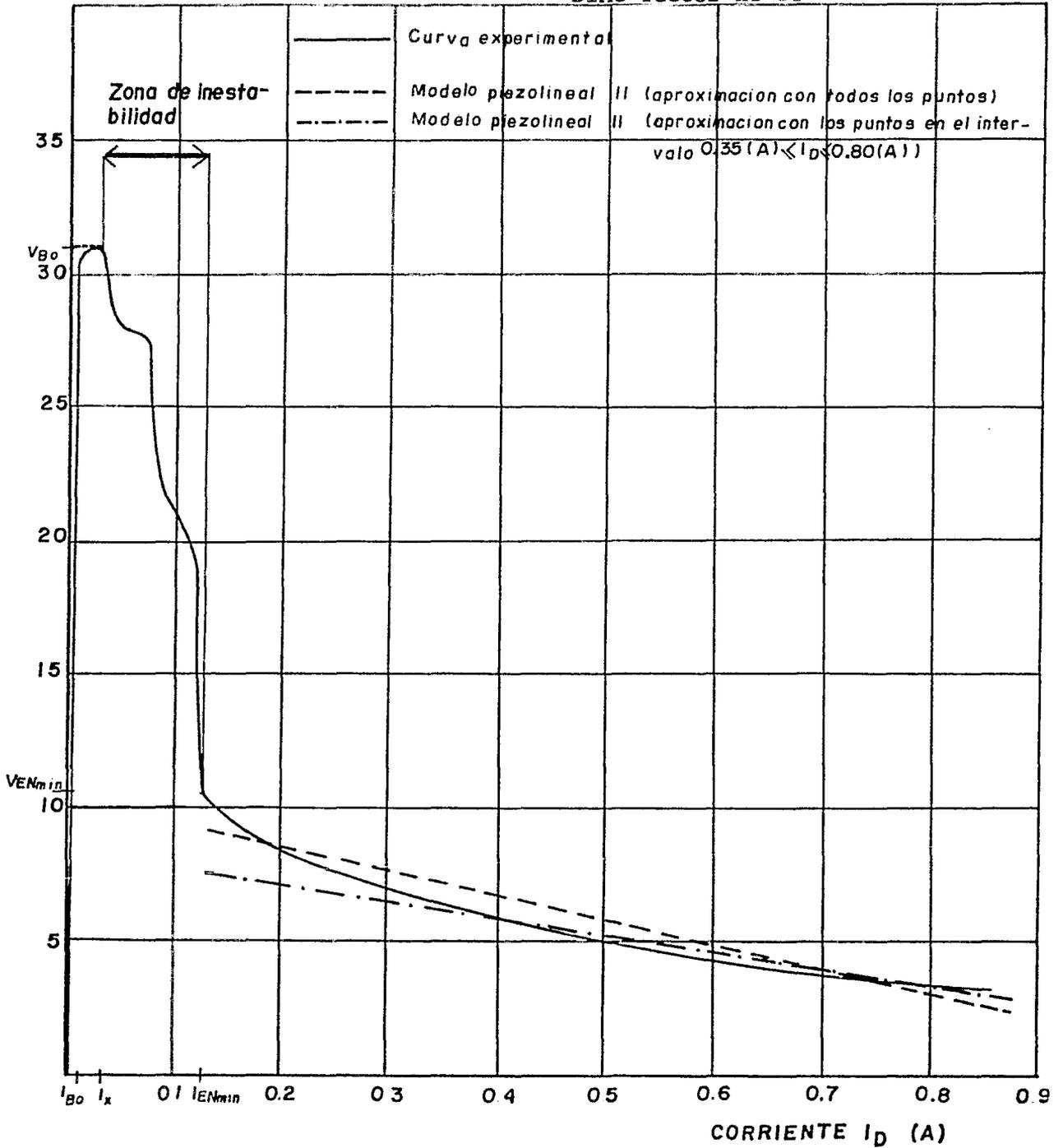


Figura 3.15 Gráficas obtenidas con el modelo piezolineal II_ junto con la curva experimental.

$$I_D = - \frac{V_D - 8.33}{6.46}$$

Este modelo con las características mencionadas anteriormente se muestra en la figura 3.15.

iii) Modelo hiperbólico.- Para la región de $I_D < I_{ENmín}$, o sea, $I_D < 0.13$ Amperes el modelado es igual al presentado en el modelo piezolineal II. Para la zona de $I_D \geq 0.13$ Amperes se calculará la hipérbola que modelará al DIAC tomando los puntos siguientes:

V_D (Volts)	I_D (Amperes)
10.3	0.13
7.0	0.29
5.0	0.50
3.2	0.86

mismos que se consideran representativos del comportamiento del DIAC en el rango que ahora consideramos. Aplicando estos valores al sistema de ecuaciones (3.1) obtenemos:

$$\begin{aligned} 106.09 + 1.339B + 0.13D + 10.3E + F &= 0 \\ 49.00 + 2.030B + 0.29D + 7.0E + F &= 0 \\ 25.00 + 2.500B + 0.50D + 5.0E + F &= 0 \\ 10.24 + 2.752B + 0.86D + 3.2E + F &= 0 \end{aligned}$$

Resolviendo el sistema obtenemos:

$$\begin{aligned} B &= -37.011 \\ D &= -77.011 \\ E &= -28.784 \\ F &= 249.952 \end{aligned}$$

VOLTAJE V_D (V)

DIAC Teccor HT-32

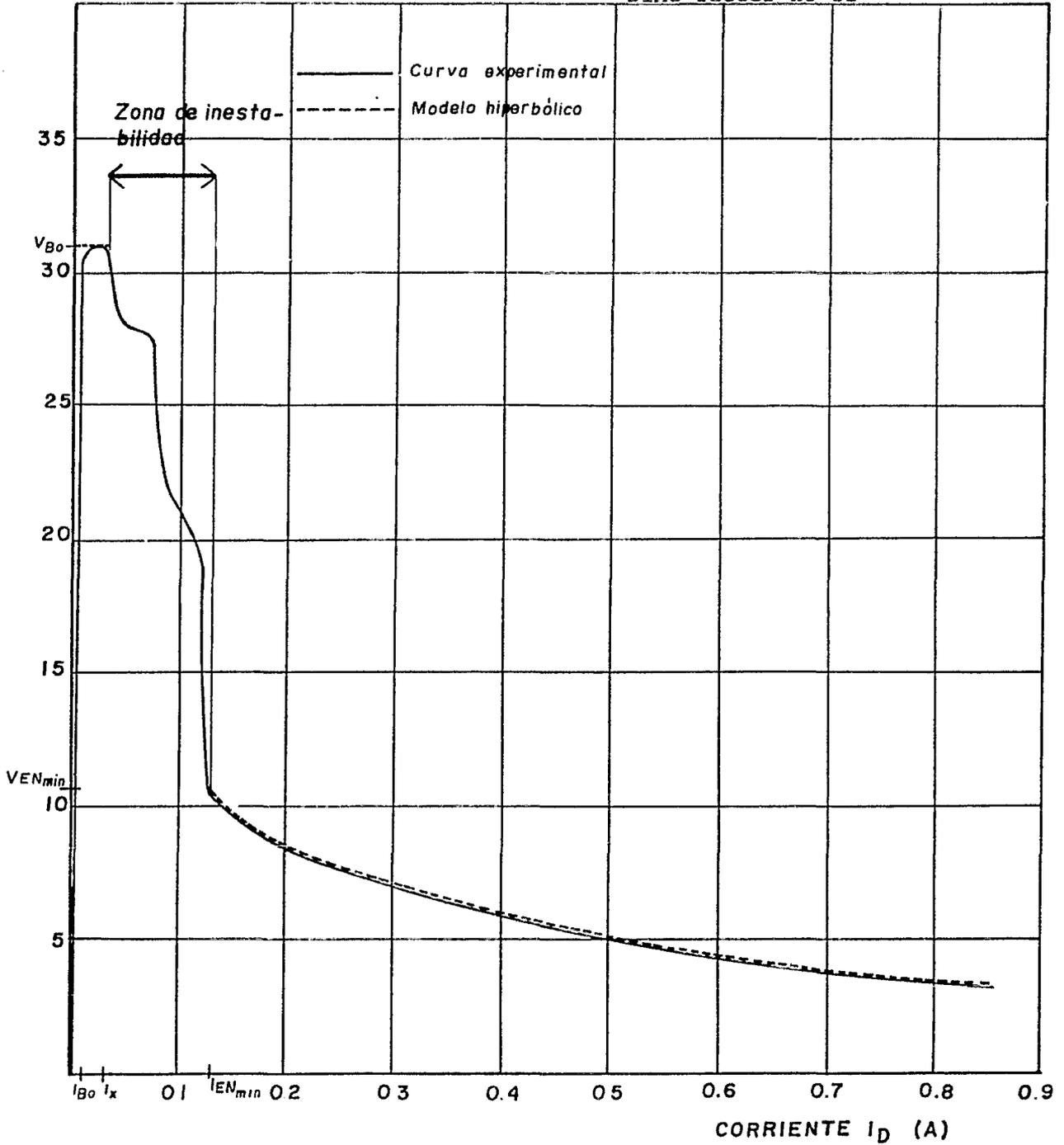


Figura 3.16 Gráfica obtenida mediante el modelo hiperbólico junto con una curva obtenida experimentalmente.

y de acuerdo a la ecuación (3.2) se tiene que:

$$I_D = \frac{V_D^2 - 28.784V_D + 249.952}{77.011 + 37.011V_D}$$

misma que representará al comportamiento del DIAC en la zona de $I_D > 0.13$ Amperes.

Este modelo se encuentra graficado junto con una curva - obtenida experimentalmente en la figura 3.16.

b) Aplicación de los modelos para el DIAC Texas Instruments GT-40.

i) Modelo piezolineal I.- Para la aplicación de este modelo a este tipo de DIAC se utilizaron los valores dados en la tabla 3.2, algunos de estos valores son los siguientes:

$$V_{BO} = 38 \text{ Volts}$$

$$I_{ENmín} = 0.1175 \text{ Amp.}$$

El valor de V_{EN} sugerido para este caso es de 3 Volts, - que es el voltaje obtenido experimentalmente a un valor de $I_D = 0.5$ Amp., que es aproximadamente la mitad del rango en que se trabajará este dispositivo.

El modelo piezolineal I aplicado al DIAC Texas Instruments GT-40 se muestra, junto con una curva experimental, en la figura 3.17.

Expresado en otra forma:

$$V_D = 38 \text{ Volts, para } 0 \leq I_D < 0.1175 \text{ Amp.}$$

$$V_D = 3 \text{ Volts, para } I_D \geq 0.1175 \text{ Amp.}$$

ii) Modelo piezolineal II.- Los valores para el planteamiento de este modelo en este tipo de DIAC corresponden a la tabla 3.2, algunos de estos valores son:

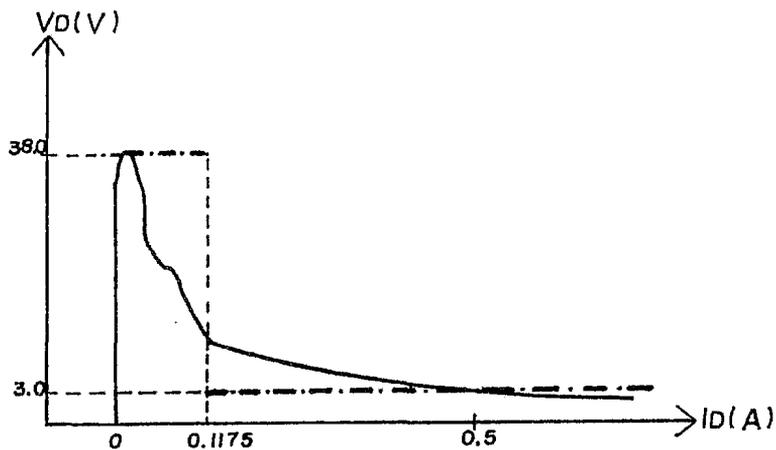


Figura 3.17 Modelo piezolinesal I aplicado al DIAC Texas Instruments GT-40 junto con la curva experimental.

$$\begin{aligned}
 V_{BO} &= 38 \text{ Volts} \\
 I_{BO} &= 50 \mu\text{A. (dada por el fabricante)} \\
 I_{ENmín} &= 0.1175 \text{ Amp.} \\
 V_{ENmín} &= 10 \text{ Volts} \\
 I_X &= 0.03 \text{ Amp.}
 \end{aligned}$$

Por lo que este tipo de DIAC quedará modelado para los diferentes rangos de corriente de la siguiente manera:

$$\text{para } 0 \leq I_D < I_{BO}$$

$$K = \frac{38 \text{ V.}}{50 \mu\text{A.}} = 7.6 \times 10^5 \Omega$$

quedando modelada esta región por la ecuación:

$$V_D = KI_D$$

para $I_{BO} \leq I_D < I_X$

el modelo queda:

$$V_D = V_{BO} = 38 \text{ Volts}$$

para $I_X \leq I_D < I_{ENmín}$

zona de inestabilidad (no modelada)

para $I_D \geq I_{ENmín}$

empleando el método de los mínimos cuadrados con los valores de la tabla 3.2, se obtiene la ecuación de la recta que modelará al DIAC en esta región, esto es,

$$I_D = - \frac{V_D - 9.203}{10.703}$$

La gráfica de este modelo aplicado al DIAC Texas Instruments GT-40 se muestra junto con la curva obtenida experimentalmente en la figura 3.18.

Ahora proponiendo una zona de trabajo específica entre I_1 e I_2 ($I_1 \leq I_D \leq I_2$), siendo:

$$I_1 = 0.4 \text{ Amp.}$$

$$I_2 = 0.77 \text{ Amp.}$$

Los puntos que se tomarán para el ajuste serán, de la tabla 3.2:

V_D (Volts)	I_D (Amperes)
3.50	0.40
3.00	0.50
2.60	0.60
2.35	0.70
2.20	0.77

VOLTAJE V_D (V)

DIAC Texas Instruments GT-40

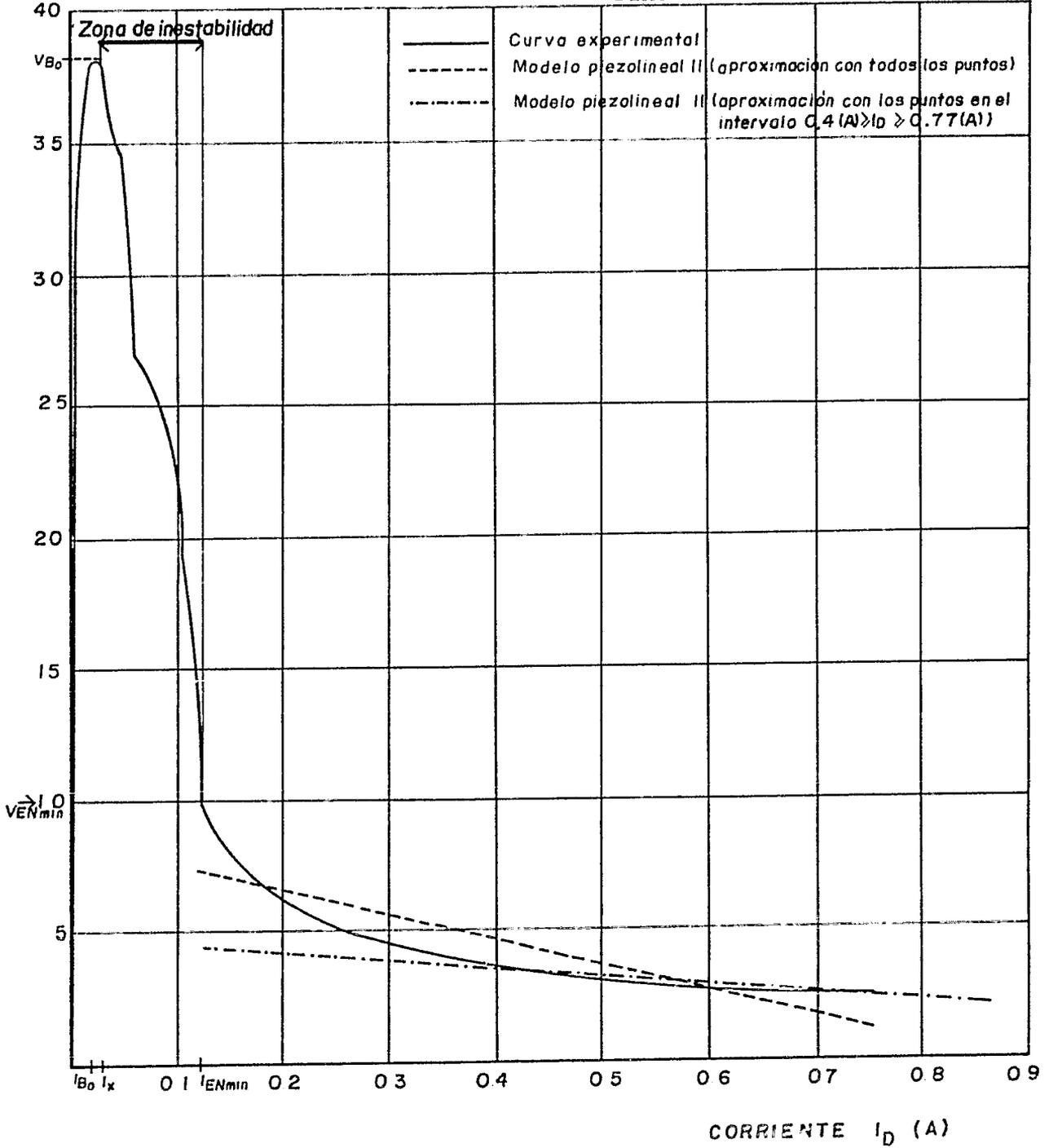


Figura 3.18 Gráficas obtenidas con el modelo piezolineal II, junto con la curva experimental.

con los que llegamos a la ecuación de la recta:

$$V_D = -3.48I_D + 4.8$$

o bien,

$$I_D = -\frac{V_D - 4.8}{3.48}$$

Este modelo, con las consideraciones mencionadas, se muestra en la figura 3.18.

iii) Modelo hiperbólico.- Para la región de $I_D < 0.1175$ Amperes el modelo es igual al presentado en el modelo piezo-lineal II. Para $I_D \geq I_{ENmín}$ se calculará la hipérbola que modelará al DIAC, tomando para este efecto los siguientes puntos:

V_D (Volts)	I_D (Amperes)
10.0	0.1175
4.4	0.3000
3.0	0.5000
2.2	0.7700

Estos valores se consideran representativos del comportamiento del DIAC en la zona de encendido. Aplicando estos puntos al sistema de ecuaciones (3.1) obtenemos:

$$100.00 + 1.175B + 0.1175D + 10.0E + F = 0$$

$$19.36 + 1.320B + 0.3000D + 4.4E + F = 0$$

$$9.00 + 1.500B + 0.5000D + 3.0E + F = 0$$

$$4.84 + 1.694B + 0.7700D + 2.2E + F = 0$$

que resolviéndolo obtenemos:

$$B = -157.555$$

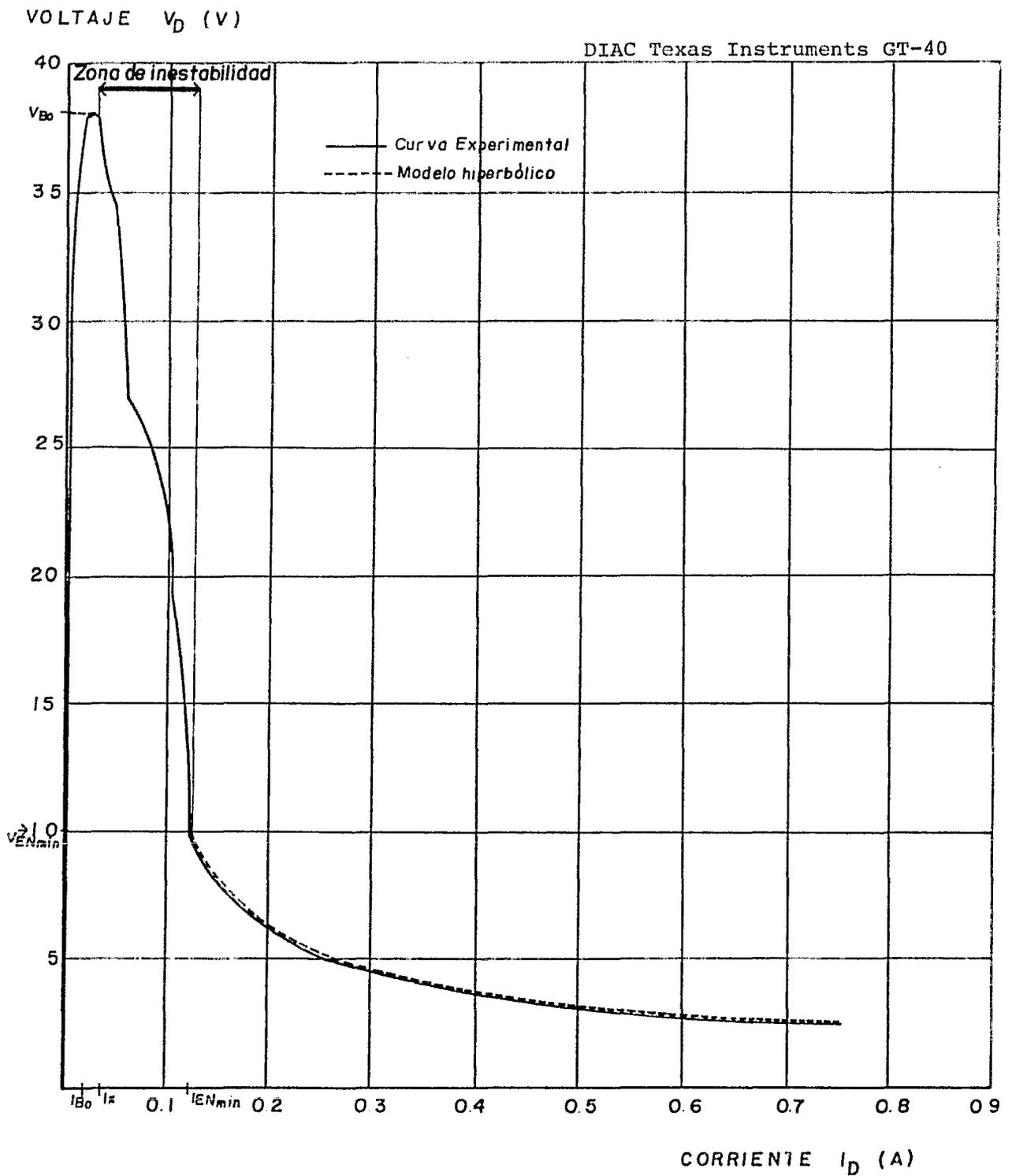


Figura 3.19 Gráfica obtenida mediante el modelo hiperbólico junto con una curva obtenida experimentalmente.

$$\begin{aligned}
 D &= 83.23 \\
 E &= -15.767 \\
 F &= 223.02
 \end{aligned}$$

De acuerdo con la ecuación (3.2) se tiene que:

$$I_D = \frac{V_D^2 - 15.767V_D + 233.02}{157.555V_D - 83.23}$$

ecuación que modelará al DIAC para $I_D \geq 0.1175$ Amperes.

Este modelo se representa gráficamente junto con la curva experimental en la figura 3.19.

6- COMPARACION DE LOS MODELOS.

Para efectuar una comparación efectiva de los modelos -- presentados para el DIAC, se exponen las tablas y figuras -- comparativas correspondientes a los dos tipos de DIACS probados, las cuales son, para el DIAC Teccor HT-32 la tabla 3.3 y la figura 3.20; y para el DIAC Texas Instruments GT-40 la tabla 3.4 y la figura 3.21. En dichas tablas se presentan los resultados obtenidos de la aplicación del modelo piezolineal I, del modelo piezolineal II (en las dos aplicaciones realizadas) y del modelo hiperbólico para los DIACS mencionados y se comparan los valores obtenidos de voltaje para una corriente determinada con el voltaje experimental correspondiente. Nótese que en la comparación hecha para los modelos del diodo y del TRIAC se comparan las corrientes correspondientes a los diferentes modelos con la corriente experimental correspondiente a un voltaje. Cabe aclarar que independientemente de la variable que se compare, lo importante es la comparación relativa entre los modelos. Los porcentajes de error en los valores de corriente obtenidos de cada modelo para un voltaje determinado, son mucho mayores a los por-

centajes de error en los valores de voltaje obtenidos de cada modelo para una corriente determinada. Para el caso del DIAC la comparación entre valores de voltaje es mejor debido a que la comparación entre valores de corriente no es posible para ciertos modelos.

En base a estas tablas y figuras comparativas, junto con los diferentes modelos propuestos para el DIAC, se ha elaborado la tabla resumen 3.5, en donde se indican las ventajas y desventajas de cada modelo, así como los parámetros a determinar.

Los modelos propuestos están definidos para diferentes zonas, es decir, para diferentes corrientes I_D , por lo que la comparación puede ser realizada por zonas.

En esta comparación de modelos no se pretende decir cual de ellos es mejor, ya que esto depende exclusivamente de la aplicación que se le dé al dispositivo. El modelo a utilizarse también dependerá de la facilidad de cálculo de que se disponga, así como de las posibilidades de realizar pruebas en el laboratorio.

Los modelos aquí propuestos para el DIAC se han hecho en base a un tipo específico de DIAC, sin embargo, como ya se ha mencionado, estos modelos pueden generalizarse para otros tipos de DIACS.

Valores experimentales.		Modelo		Modelo		Modelo		Modelo	
I_D (A)	V_D (V)	V_D (V)	% Error						
0.130	10.3	5	51.46	9.150	11.17	7.490	27.28	10.300	0.00
0.150	9.6	5	47.92	8.967	6.59	7.361	23.32	9.662	0.65
0.223	8.0	5	37.50	8.280	3.50	6.890	13.88	8.023	0.29
0.290	7.0	5	28.57	7.660	9.43	6.457	7.76	7.000	0.00
0.390	6.0	5	16.67	6.729	12.15	5.811	3.15	5.890	1.83
0.500	5.0	5	0.00	5.700	14.00	5.100	2.00	5.000	0.00
0.566	4.5	5	11.11	4.150	7.78	4.674	3.87	4.569	1.53
0.683	3.9	5	28.21	3.997	2.49	3.918	0.46	3.937	0.95
0.770	3.5	5	42.86	3.186	8.97	3.350	4.29	3.548	1.37
0.860	3.2	5	56.25	2.300	28.13	2.774	13.31	3.200	0.00

Tabla 3.3 Comparación de los modelos aplicados al DIAC Teccor HT-32.

- (1) Recta aproximada con todos los puntos.
- (2) Recta aproximada con puntos del intervalo $0.35 < I_D < 0.8$ (A).

$$\% \text{ Error} = \left| \frac{V_{\text{exp.}} - V_{\text{mod.}}}{V_{\text{exp.}}} \right| \times 100$$

VOLTAJE V_D (V)

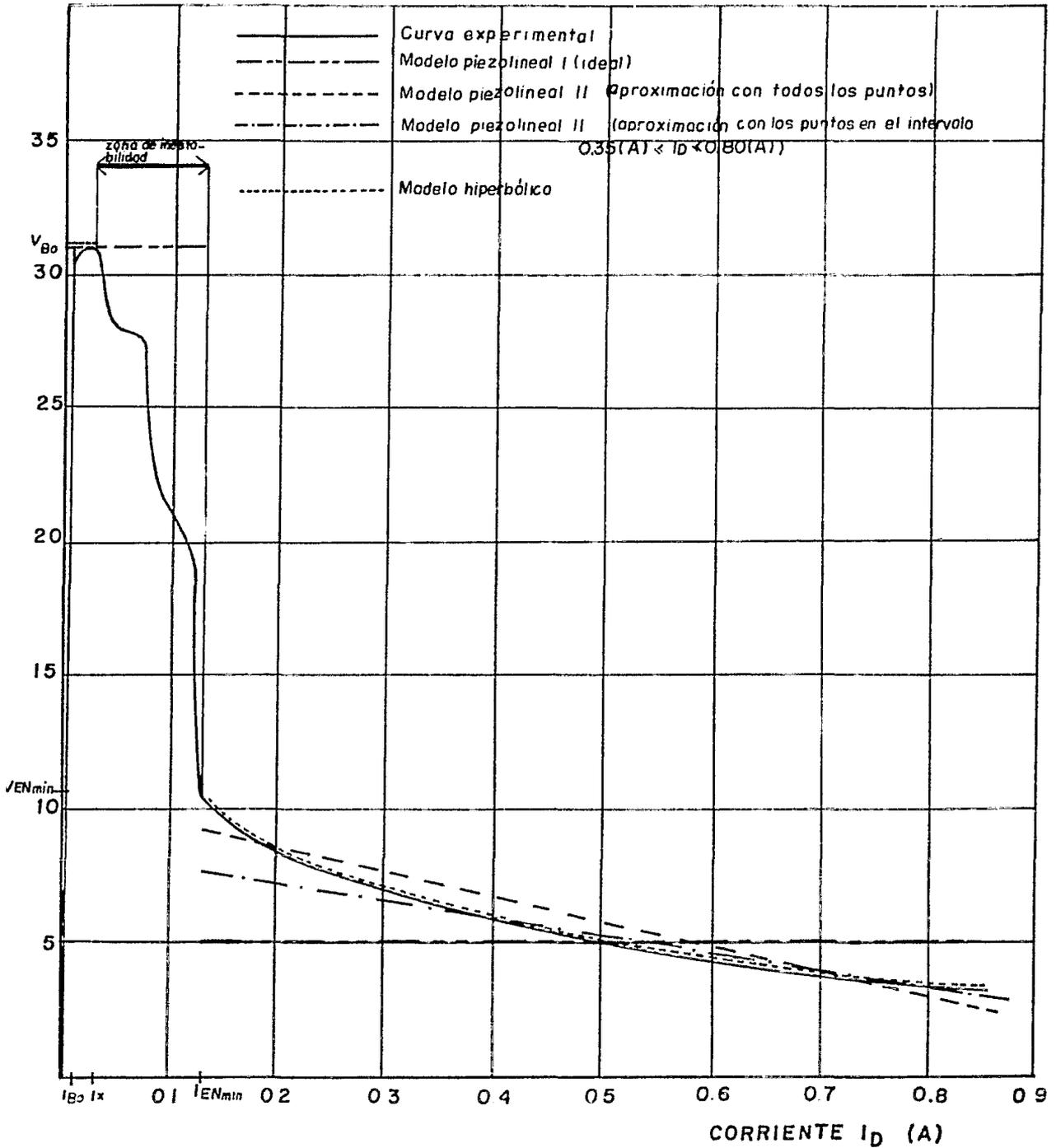


Figura 3.20 Gráficas obtenidas por los modelos. DIAC Teccor HT-32.

Valores experimentales.		Modelo piezolineal I.		Modelo piezolineal II ¹		Modelo piezolineal II ²		Modelo hiperbólico.	
I_D (A)	V_D (V)	V_D (V)	% Error	V_D (V)	% Error	V_D (V)	% Error	V_D (V)	% Error
0.1175	10.00	3	70.00	7.945	20.55	4.390	56.10	10.000	0.00
0.1250	9.00	3	66.60	7.865	12.61	4.365	51.50	9.300	3.30
0.1490	8.00	3	62.50	7.608	4.90	4.281	46.48	7.800	2.50
0.1703	7.00	3	57.14	7.380	5.40	4.207	39.90	6.930	1.00
0.2000	6.00	3	50.00	7.062	17.70	4.104	31.60	6.056	0.93
0.3000	4.40	3	31.80	5.992	36.18	3.756	14.63	4.400	0.00
0.4000	3.50	3	14.28	4.922	40.62	3.408	2.62	3.539	1.11
0.5000	3.00	3	0.00	3.852	28.40	3.060	2.00	3.000	0.00
0.6000	2.60	3	15.38	2.781	6.96	2.712	4.30	2.627	1.04
0.7000	2.35	3	27.65	1.711	27.19	2.364	0.59	2.354	0.17
0.7700	2.20	3	36.36	0.962	56.27	2.120	3.36	2.200	0.00

Tabla 3.4 Comparación de los modelos aplicados al DIAC Texas Instruments GT-40.

(1) Recta aproximada con todos los puntos.

(2) Recta aproximada con puntos del intervalo $0.4 \leq I_D \leq 0.77$.

VOLTAJE V_D (V)

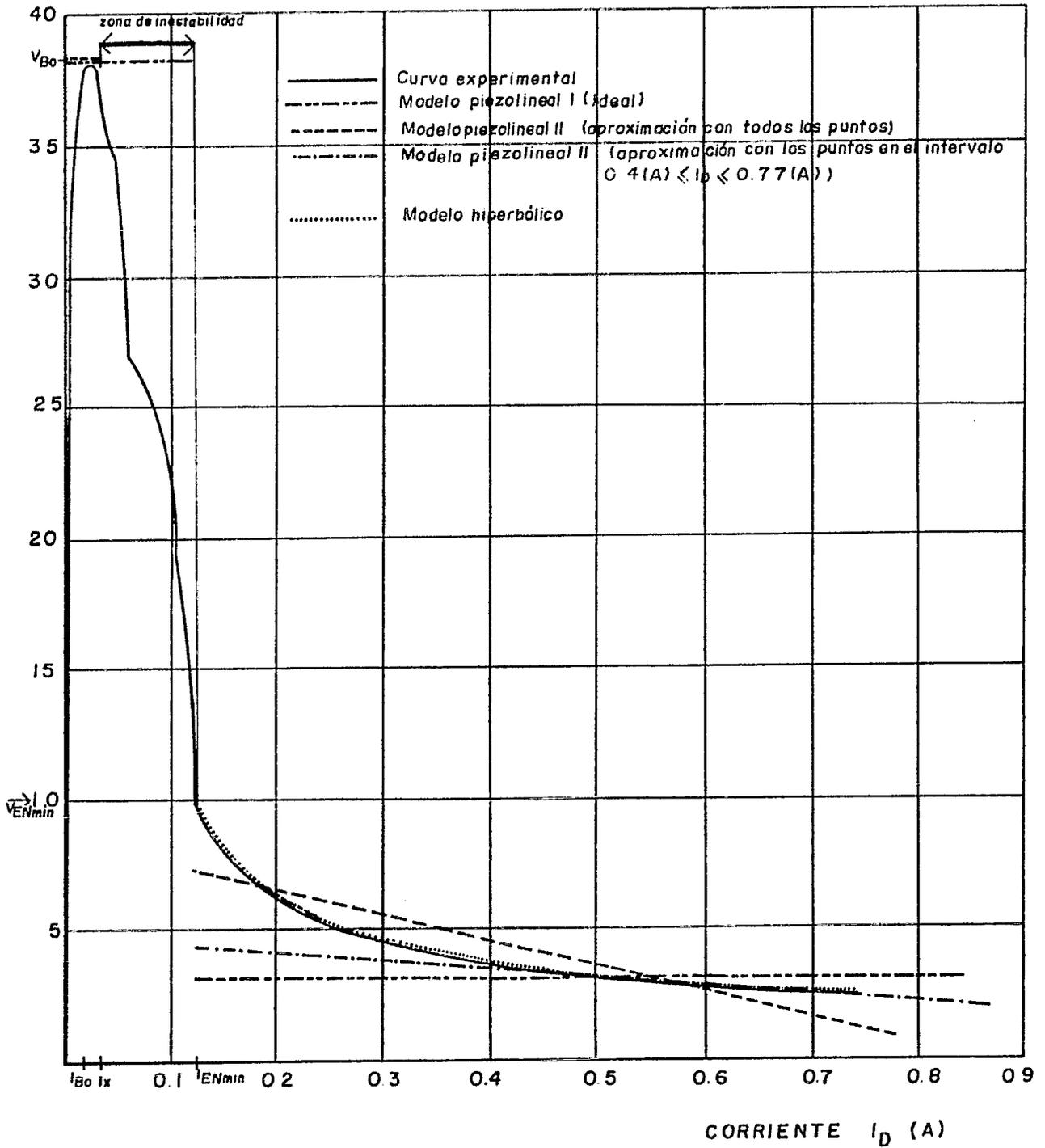


Figura 3.21 Gráficas obtenidas por los modelos. DIAC Texas Instruments GT-40.

Nombre del modelo.	Modelo.	Parámetros a conocer.	Ventajas.	Desventajas.
Modelo pie zolineal I.	$V_D = V_{BO}; I_D < I_{ENmín}$ $V_D = V_{EN}; I_D < I_{ENmín}$	V_{BO} (se obtiene experimentalmente o de las hojas del fabricante) V_{EN}	Sencillez en su planteamiento y utilización. Poca necesidad de efectuar mediciones exactas. Queda definido totalmente en solo dos rangos de corriente. Los parámetros son fácilmente obtenibles.	Demasiado burdo. No considera la necesidad de que fluya corriente en la zona de transición $0 < V_D < V_{BO}$.
Modelo pie zolineal II.	$V_D = KI_D; 0 \leq I_D < I_{BO}$ $V_D = V_{BO}; I_{BO} \leq I_D < I_X$ Zona de inestabilidad no modelada. $V_D = -K'I_D + b;$ $I_D > I_{ENmín}$ $K = V_{BO}/I_{BO}$	$K, V_{BO}, I_X, I_{ENmín}, I_{BO}$ (dada por el fabricante). K', b (determinadas por métodos numéricos con puntos experimentales).	Es casi tan sencillo en su uso y obtención como el modelo piezolineal I. El modelo es muy simple en la zona de encendido y puede condicionarse a la zona de trabajo en que se use el DIAC, por lo que es más exacto que el modelo piezolineal I. Incluye una zona de apagado.	La recta que modela la zona de $I_D > I_{ENmín}$, puede cruzar el eje de corrientes y ocasionar que para valores altos de corriente el resultado de la aplicación del modelo sea un voltaje negativo. Debido a que la recta del modelo en la zona de encendido es una aproximación por métodos numéricos el valor de V_D del modelo en $I_{ENmín}$ es diferente a $V_{ENmín}$.

Tabla 3.5 Comparación de los modelos propuestos.

Nombre del modelo.	Modelo	Parámetros a conocer.	Ventajas.	Desventajas.
Modelo hiperbólico.	<p>V_D igual al modelo piezolineal II para: $I_D < I_{ENmín}$</p> $I_D = - \frac{V_D^2 + EV_D + F}{BV_D + D}$	$V_{BO}, I_{BO}, --$ $I_{ENmín}, I_X, --$ $E, F, B, D.$	<p>Modela de una forma más exacta a la curva obtenida experimentalmente en la zona de encendido.</p>	<p>Contiene más parámetros que los dos modelos anteriores. La ecuación que modela a la zona de encendido es de segundo orden. El apego del modelo hiperbólico a la curva experimental V-I depende de la exactitud y el grado de representatividad con que se hayan elegido los puntos representativos de dicha curva experimental.</p>

Tabla 3.5 Continuación.

7- COMENTARIOS.

Como se ha visto y comentado anteriormente, el modelado del DIAC se ha hecho por zonas, conforme a esto se puede pensar que los modelos del DIAC se pueden combinar y así originar un modelo adecuado a una aplicación en especial.

Otro aspecto importante es el de poder establecer una zona de operación, es decir, conociendo valores mínimos y máximos de los parámetros se pueden establecer curvas características que representen las fronteras de una zona dentro de la cual operarán los DIACS de un determinado tipo. O bien, poder establecer una curva promedio para la caracterización de una familia.

Los tres modelos presentados exhiben diferentes grados de complejidad y por lo mismo permiten la selección de acuerdo al tipo de sistema en que trabajará el dispositivo, a la capacidad de cálculo, etc..

El hecho de que el modelo hiperbólico se ajuste de una manera exacta a la curva obtenida experimentalmente es de gran importancia, ya que además de la exactitud del modelo, éste carece de términos exponenciales o trigonométricos y posee una estructura algebraica que ofrece rapidez de cálculo.

El problema o dificultad que presentan los tres modelos para poder ser aplicados a un tipo en específico de DIAC, es la necesidad de efectuar mediciones, pues aún con la ayuda de la hoja de datos que proporciona el fabricante, son muy importantes los valores medidos para poder establecer el modelo de una forma apropiada, especialmente en el caso del modelo piezolineal II y del modelo hiperbólico.

El estudio de la característica voltaje-corriente en C. D. es de vital importancia para el análisis de esa misma característica en otras situaciones, tales como utilización de C. A., sistemas con variaciones de temperatura o casos en que existan defasamientos entre I_D y V_D .

El comportamiento del DIAC, así como el del diodo, permite establecer en la zona de encendido ciertos tramos lineales, cosa de gran importancia si se desea elaborar un modelo de señal pequeña.

Aunque se sugirió un modelo para la zona de inestabilidad, se debe recordar que no se pretendió modelar en sí a la inestabilidad, sino que se trató que este rango de corrientes quedara definido de forma que representara la transición de V_{BO} a $V_{ENmín}$, la forma de este modelo en sí no es importante.

A continuación se mencionarán algunos aspectos importantes sobre los dispositivos P-N-P-N.

De entre los dispositivos P-N-P-N, el más sencillo es el diodo Shockley, el cual tiene dos terminales y es unidireccional. Este se muestra en la figura 3.22. Si a este dispositivo se le agrega un electrodo compuerta, entonces el dispositivo será un SCR, como se muestra en la figura 3.23. Este último dispositivo es también unidireccional. El DIAC es un dispositivo P-N-P-N más elaborado, funciona como el diodo Shockley pero es bidireccional, o sea, se comporta como dos diodos Shockley en paralelo y en sentido opuesto. El TRIAC se comporta como dos SCR en paralelo y en sentido opuesto y es, por lo tanto, bidireccional. Debido a la similitud física entre estos dispositivos, los efectos que sobre ellos produce la temperatura, la frecuencia y el tamaño de las capas que los forman, son similares.

A continuación se describirá brevemente la importancia de estos efectos en el comportamiento del diodo Shockley, -- que es el caso unidireccional del DIAC.

Tiempo de apagado y tiempo de encendido:

La corriente de ánodo de un dispositivo P-N-P-N tiene un cierto tiempo de encendido, este tiempo se representa con t_{EN} , donde t_{EN} es proporcional a $W_n W_p C$, siendo C una constan

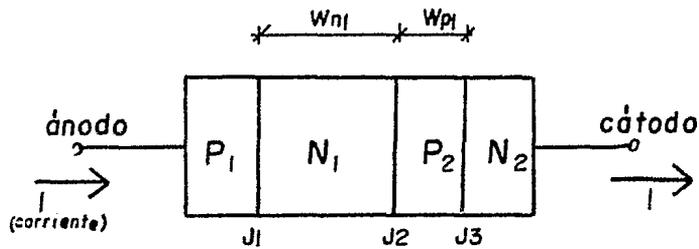


Figura 3.22 Estructura de un dispositivo P-N-P-N de dos terminales. Se trata del diodo Shockley, dispositivo P-N-P-N más sencillo.

te y W_n y W_p son las longitudes de las capas N_1 y P_2 , respectivamente, las cuales se muestran en la figura 3.22 para el diodo Shockley. Para reducir el tiempo de encendido se deben emplear dispositivos con capas angostas N_1 y P_2 . Este requisito está en contraste con el voltaje de conmutación -- del dispositivo, que aumenta conforme W_n y W_p son más grandes. Esta es la razón por la cual los tiristores de alta potencia y alto voltaje tienen tiempos de encendido grandes.

Cuando un dispositivo P-N-P-N está en estado de encendido, las tres junturas están polarizadas en directa, como se muestra en la figura 3.24, en consecuencia hay portadores mayoritarios y minoritarios en exceso, los cuales se incrementan con la corriente de directa. Para pasar nuevamente al -

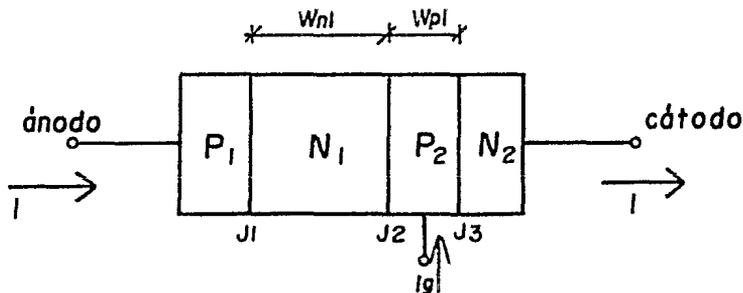


Figura 3.23 Estructura de un dispositivo P-N-P-N de tres terminales (SCR).

estado de apagado, estos portadores en exceso deben ser retirados por un campo eléctrico o deben disminuir por recombinación. El tiempo de apagado se representa con t_{AP} y se puede aproximar por medio de

$$t_{AP} = \tau_p \ln(I_F/I_h)$$

donde: I_F = corriente de directa en $t=0$

τ_p = tiempo de vida de los portadores minoritarios en el material N_1 (la corriente de huecos a través de la estructura es proporcional al exceso de cargas en dicho material).

I_h = Corriente de mantenimiento (la corriente debe caer abajo de este valor para permitir que el dispositivo bloquee el voltaje de directa).

Para reducir el tiempo de apagado del dispositivo P-N-P-N se debe reducir el tiempo de vida en la capa N_1 .

Frecuencia:

Debe tenerse en cuenta que los modelos propuestos están definidos únicamente para corriente directa. En el caso de utilizarse para sistemas que trabajen a una frecuencia determinada deberá observarse el comportamiento del dispositivo bajo estas condiciones. El efecto que produce la frecuencia en la característica voltaje-corriente del DIAC se observa -

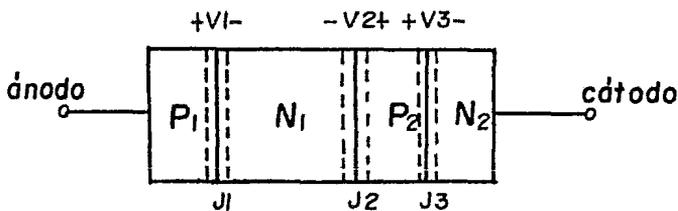


Figura 3.24 Condición de encendido de un dispositivo P-N-P-N, donde las tres junturas están polarizadas en directa.

en la figura 3.25. En esta figura las gráficas mostradas representan el camino de regreso, es decir, cuando la corriente parte de un valor I_E de la zona de encendido y decrece -- hasta cero. Como se puede observar, la cresta de transición de la zona de encendido a la zona de apagado es cada vez de menor valor conforme aumenta la frecuencia de operación del DIAC. Esto se debe al tiempo de recombinación.

Temperatura:

La variación de temperatura afecta en dos formas diferentes al DIAC en lo que se refiere a la magnitud del voltaje de ruptura de dicho dispositivo. En el primer caso el voltaje de ruptura del DIAC aumentará junto con la temperatura; esto se debe a que el voltaje de ruptura de la juntura central (juntura J_2 de la figura 3.22) se incrementa conforme aumenta la temperatura. En el segundo caso el voltaje de ruptura disminuye conforme aumenta la temperatura; este segundo efecto se debe al aumento de las alfas de los transistores conforme aumenta la temperatura. Dichas alfas corresponden al modelo de un dispositivo P-N-P-N por medio de dos transistores que se explica en el apéndice B.

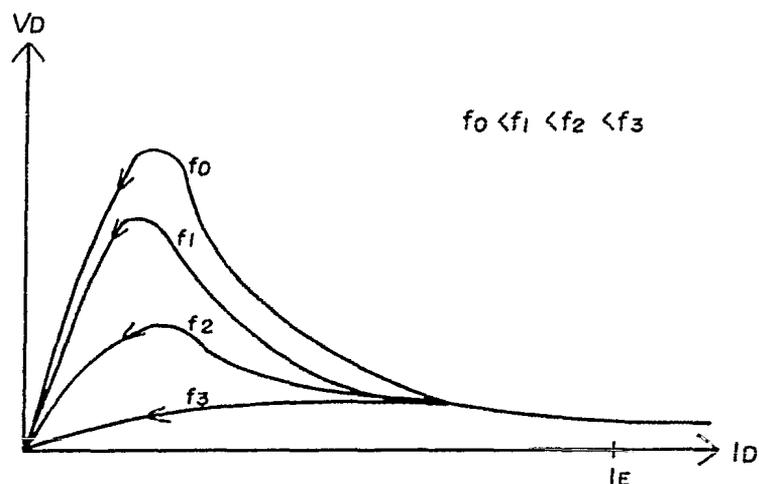


Figura 3.25 Característica voltaje-corriente del DIAC para diferentes frecuencias de trabajo observada experimentalmente.

Para la característica de polarización directa del diodo Shockley para temperaturas ligeramente mayores a la temperatura ambiente, el primer efecto de la temperatura sobre el voltaje de ruptura del dispositivo domina, así entonces el voltaje de ruptura se incrementa ligeramente con la temperatura. A temperaturas mayores, es el segundo efecto el que domina y el voltaje de ruptura decrece conforme se incrementa la temperatura. La característica del diodo Shockley de voltaje contra corriente para diferentes temperaturas se muestra en la figura 3.26.

Otras consideraciones:

El voltaje de ruptura de los dispositivos P-N-P-N y algunos otros puntos característicos dependen también de la concentración de contaminación en cada material del dispositivo y del tamaño de las diferentes capas.

Se debe tomar en cuenta que para lograr apagar al DIAC, es necesario que la corriente disminuya abajo de un cierto valor de corriente muy pequeño por un tiempo mínimo suficiente para permitir la recombinación de los portadores en exceso y que en ese momento el voltaje que se aplica a las terminales del DIAC no sea el suficiente para encenderlo nuevamente. Así que para frecuencias tan bajas como 60 Hz un factor de potencia suficientemente alto es importante para permitir que el DIAC se apague.

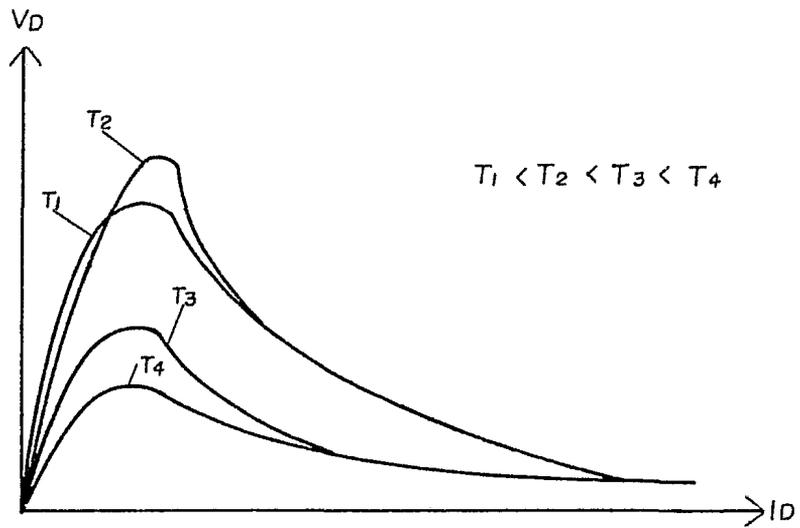


Figura 3.26 Característica voltaje-corriente del DIAC para diferentes temperaturas.¹

1. Sze, S. M., Physics of Semiconductor Devices. John Wiley & Sons. pp. 335 (1969)

CAPITULO IV

EL TRIAC

1- GENERALIDADES.

Una clase muy especial de dispositivos semiconductores - son los tiristores, conocidos también como interruptores semiconductores. Estos dispositivos tienen algunas de las características de un diodo ordinario y la apariencia física - de un transistor.

Los dos tipos principales de la familia de los tiristores son el SCR y el TRIAC, siendo este último el de interés para nosotros. Ambos dispositivos son similares en la función que realizan, teniendo como principal diferencia el hecho de que el SCR es un dispositivo unidireccional, mientras que el TRIAC es un dispositivo bidireccional.

El TRIAC es un dispositivo relativamente nuevo, ya que surge en la década de los años sesenta y viene a reemplazar, dada su equivalencia, a la conexión de dos SCR invertidos en paralelo.

Como ya se dijo, el TRIAC tiene la apariencia física de un transistor, es decir, posee tres terminales, las cuales son llamadas terminal principal 1 (MT1), terminal principal 2 (MT2) y compuerta (G). El hecho de que se utilice el nombre de terminal principal en lugar de ánodo y cátodo se debe a que cualquier terminal principal puede actuar como ánodo o cátodo en cualquier instante dependiendo de la polaridad que presente el dispositivo en ese momento.

La principal ventaja del TRIAC sobre los transistores de potencia utilizados como interruptores es su capacidad para controlar grandes cantidades de potencia consumiendo un mínimo de ella. Un transistor requiere una corriente de base alta y continua para mantenerse encendido y, más aún si se re-

quiere que tenga un estado de saturación. Por otro lado el TRIAC tiene la habilidad de mantenerse encendido después de haberle sido aplicado un pulso de corriente de muy corta duración en la compuerta. Es importante hacer notar que en el transcurso de dicho pulso el consumo de potencia es mínimo y que las principales aplicaciones del TRIAC son en corriente alterna.

El TRIAC, representado como un interruptor ideal, no presentaría caída de voltaje o resistencia interna mientras estuviera cerrado y sí presentaría una resistencia infinita y cero flujo de corriente cuando estuviera abierto. Sin embargo no existe TRIAC o semiconductor alguno que cumpla los requerimientos de un interruptor ideal, pero su flujo de corriente del orden de microamperes en estado de apagado y su caída de voltaje de uno o dos Volts en su estado de encendido lo hacen un interruptor sumamente eficiente.

2- FUNCIONAMIENTO.

Se ha mencionado anteriormente que el TRIAC es un dispositivo bidireccional y que realiza las funciones de un interruptor, significando ésto que el dispositivo permite o no el paso de corriente a través de sus terminales principales y en cualquier dirección.

Para iniciar la conducción del dispositivo, una vez aplicado un voltaje entre las terminales principales, basta aplicar un pulso de corriente a la terminal conocida como compuerta. El TRIAC ya encendido, es decir, en estado de conducción, permanecerá en este estado sin ser necesario mantener la corriente en la compuerta. El dispositivo solo se apagará o llegará a un estado de no conducción cuando la corriente que fluye a través de sus terminales principales sea menor que cierto valor de corriente denominado corriente de mantenimiento (I_h), que representa la corriente a la cual el

dispositivo se apaga, siendo por lo general del orden de los miliamperes. En la figura 4.1 se muestra el símbolo utilizado para representar el TRIAC.

Es también necesario mencionar que el TRIAC puede ser disparado bajo cualquier polaridad de la señal aplicada en la compuerta, es decir, el pulso de corriente aplicado en la compuerta puede ser positivo o negativo, aclarando que un pulso positivo de corriente será aquel en donde la corriente entra al dispositivo y un pulso negativo será cuando la corriente salga del mismo.

Dadas las características de bidireccionalidad y de disparo del TRIAC se tiene un dispositivo que puede ser iniciado a un estado de conducción en cualquier dirección con pulsos en la compuerta de cualquier polaridad. Debido a esto en el TRIAC existen cuatro diferentes combinaciones para su encendido, las cuales son comúnmente representadas por cuadrantes.

Por convención se toma arbitrariamente a la terminal principal 1 como referencia, es decir, las polaridades de la compuerta y de la terminal principal 2 son siempre designadas con respecto a la terminal principal 1. Tomando en cuenta lo anterior la definición de los cuadrantes es la siguiente:

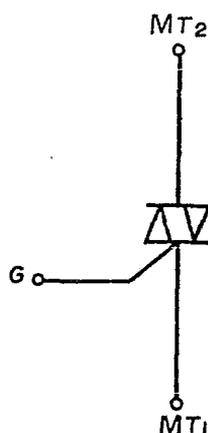


Figura 4.1 Símbolo del TRIAC.

Cuadrante I- MT2 positiva y compuerta positiva.
 Cuadrante II- MT2 positiva y compuerta negativa.
 Cuadrante III- MT2 negativa y compuerta negativa.
 Cuadrante IV- MT2 negativa y compuerta positiva.
 En la figura 4.2 se muestra en forma esquemática esta definición de los cuadrantes.

La corriente que fluye en el TRIAC a través de sus terminales principales internamente seguirá siempre un camino comenzando en un material tipo P y terminando en un material tipo N, encontrándose en su camino otros materiales, uno tipo N y otro tipo P. En la figura 4.3 se muestra la estructura y operación del TRIAC para cada cuadrante y se observa -- claramente que el camino seguido por la corriente de compuerta es siempre a través de una juntura P-N y siempre va dirigida a la terminal MT1 o proviene de ella.

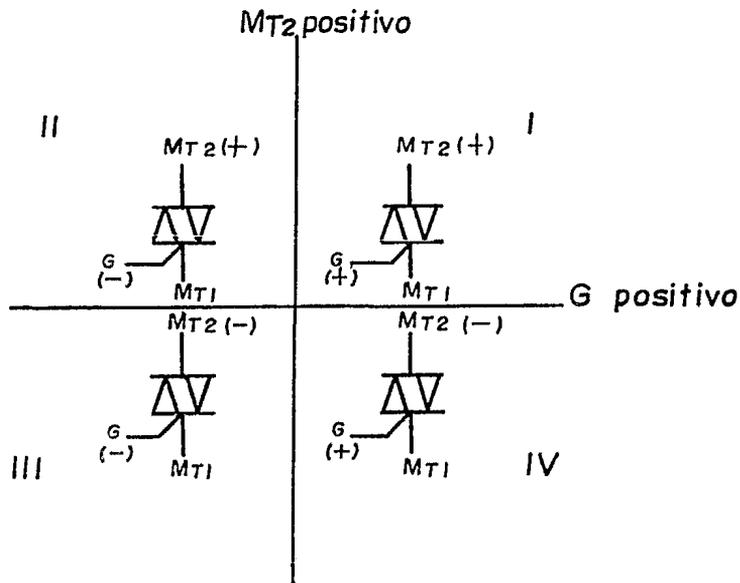


Figura 4.2 Definición de los cuadrantes.

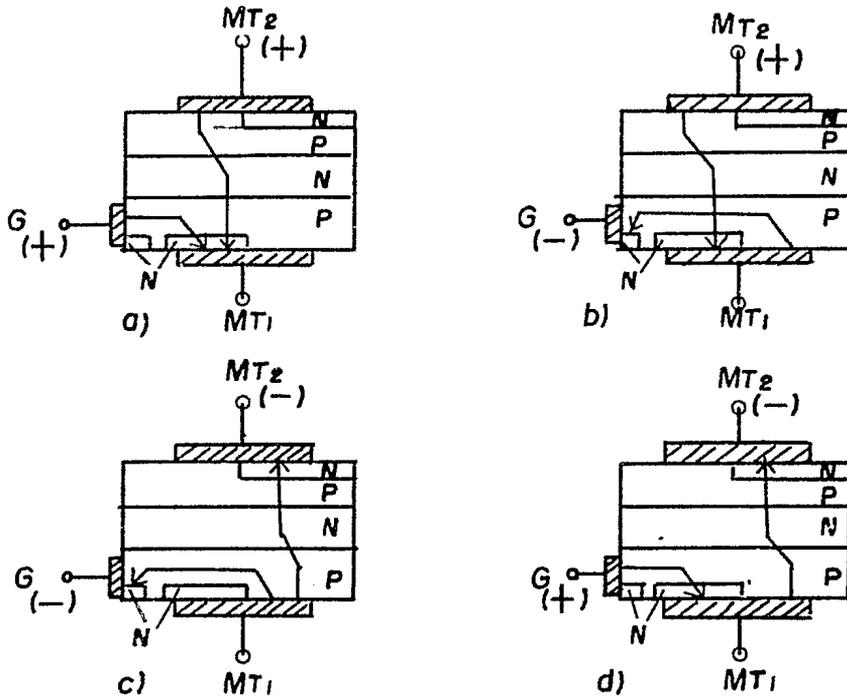


Figura 4.3 Estructura y rutas de las corrientes internas en un TRIAC. (a) Cuadrante I, (b) Cuadrante II, (c) Cuadrante III y (d) Cuadrante IV.

En la figura 4.4 se muestra la curva característica voltaje-corriente de un TRIAC y se puede observar fácilmente la bidireccionalidad del dispositivo al mismo tiempo que se observa la simetría para ambas polaridades de voltaje aplicado, ya que la curva es simétrica respecto al origen. En esta figura se introduce un nuevo parámetro, que es el voltaje de ruptura (V_{BO}), que nos representa el punto al cual se va a encender el dispositivo.

El voltaje de ruptura puede variarse desde aproximadamente 1 Volt hasta un valor de voltaje del orden de los cientos de Volts, conociéndose a los valores menor y mayor como voltaje de ruptura mínimo y máximo, respectivamente. La forma

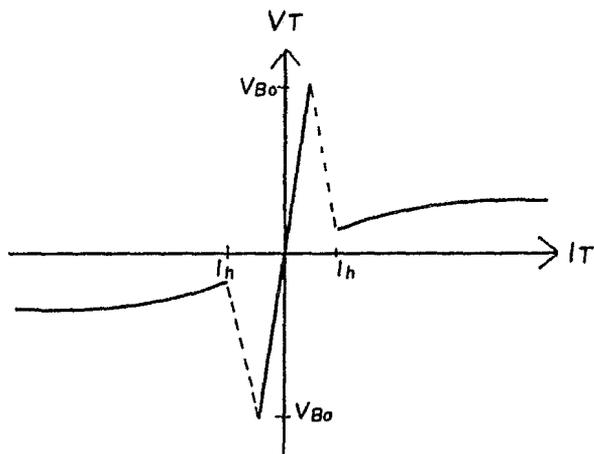


Figura 4.4 Curva característica del TRIAC.

en que se controla el valor del voltaje de ruptura es por medio de la amplitud de los pulsos de corriente aplicados a la compuerta, es decir, para ocasionar el encendido del TRIAC a bajos voltajes se necesitan pulsos de corriente en la compuerta de mayor amplitud que para encenderlo a voltajes altos.

El voltaje más alto entre las terminales del TRIAC al cual éste puede ser encendido ocurre cuando no se aplica señal alguna en la compuerta. El efecto de la corriente de compuerta en el voltaje de ruptura se muestra en la figura 4.5 paravoltajes en MT2 positivos y se observa que un pulso en la compuerta con amplitud suficientemente grande, por lo menos I_{G4} , causa el encendido del dispositivo sin importar el voltaje que exista entre sus terminales, siempre y cuando este voltaje sea mayor que la caída de voltaje en las juntas del TRIAC cuando éste está encendido y circula por él una corriente mínima.

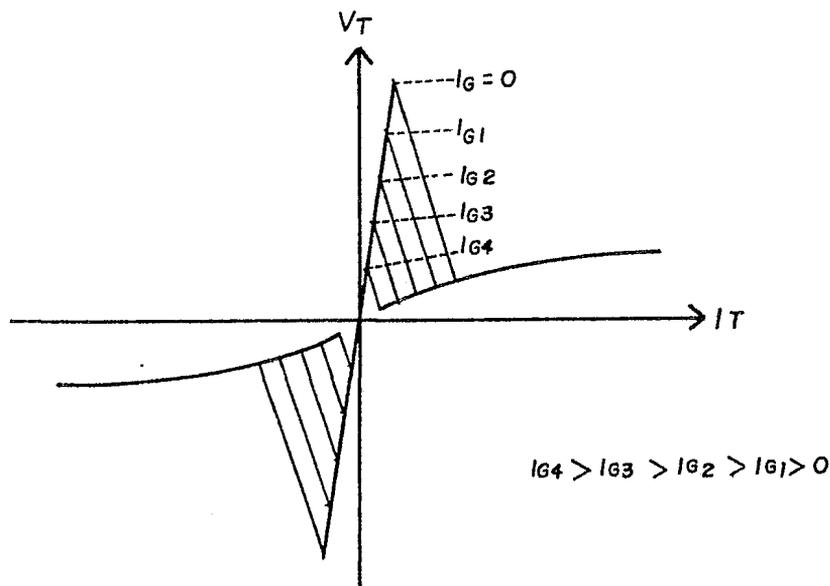


Figura 4.5 Efecto de la corriente de compuerta en el voltaje de ruptura.

3- METODOS DE PRUEBA Y RESULTADOS.

Las mediciones para obtener la característica voltaje-corriente del TRIAC fueron realizadas en dos tipos distintos de TRIACS y utilizándose varios dispositivos de cada tipo para así asegurar que el comportamiento sobre el que se iba a modelar fuera el más ajustado al real.

El circuito utilizado en todas las mediciones se muestra en la figura 4.6. En este circuito se midieron primeramente los voltajes a los cuales se encendía el TRIAC para diferentes corrientes aplicadas a la compuerta para posteriormente, una vez encendido el TRIAC, medir el incremento en la corriente que circulaba por el TRIAC al aumentar la caída de voltaje entre sus terminales principales. La corriente que circulaba por el TRIAC se midió indirectamente colocando un

vóltmetro en paralelo con la resistencia de carga. El interruptor que se observa en el circuito sirvió para poder aplicar la corriente de compuerta en forma de pulsos.

Como se observa, de este arreglo se pueden obtener varias curvas, ya que tenemos tres variables. Las curvas de interés para nosotros son dos: una que nos muestre la relación entre el voltaje de ruptura (V_{BO}) y la corriente de compuerta (I_G), y otra que nos muestre la relación entre el voltaje entre las terminales del TRIAC (V_T) y la corriente que circula por el mismo (I_T).

Por otro lado hemos visto que el TRIAC puede ser utilizado en cuatro cuadrantes, por lo que, en lo que respecta a la primera relación (V_{BO} - I_G), se presenta el circuito individual para cada cuadrante en la figura 4.7. En las tablas 4.1 y 4.2 se presentan los valores de esta relación para el TRIAC Texas Instruments TIC206D y para el TRIAC Teccor Q2006L4A, respectivamente.

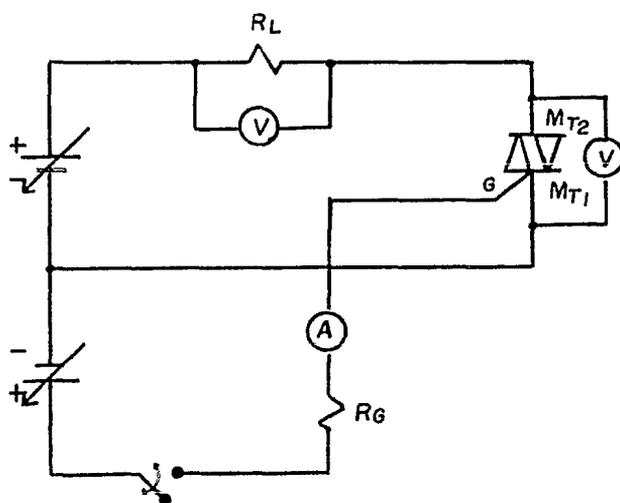
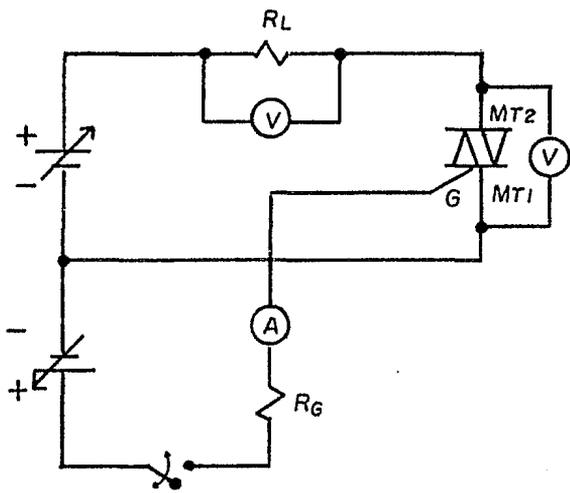
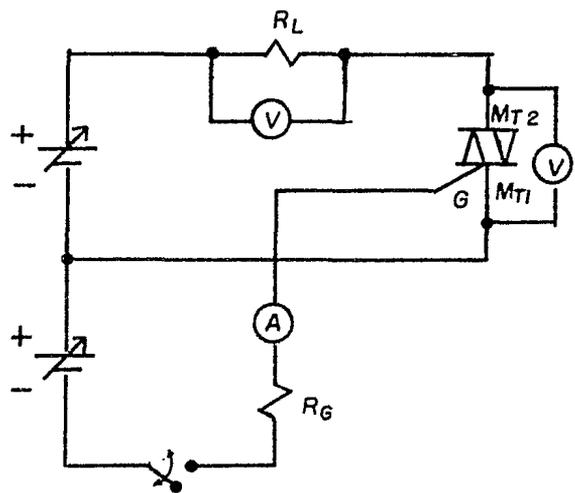


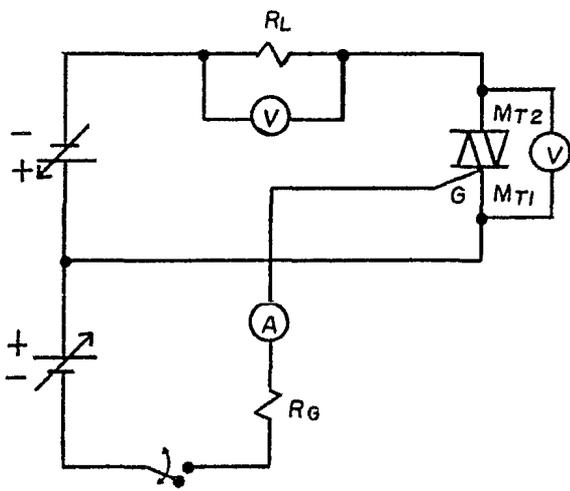
Figura 4.6 Circuito de medición del TRIAC.



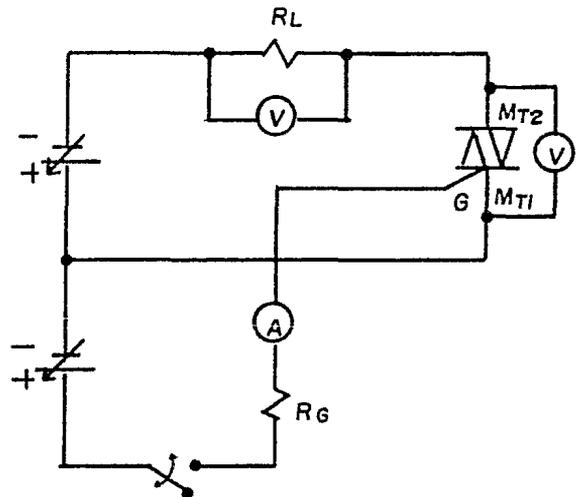
(a)



(b)



(c)



(d)

Figura 4.7 Circuitos para medir la relación $V_{BO} - I_G$ (a) Cuadrante I, (b) Cuadrante II, (c) Cuadrante III y (d) Cuadrante IV.

V_{BO} (Volts)	I_G (Miliamperes)
87.1	0.9656
60.0	0.9741
40.0	1.0067
1.8	1.0560

(a)

V_{BO} (Volts)	I_G (Miliamperes)
58	2.16
37	2.20
20	2.25
9	2.30
2	2.35

(b)

V_{BO} (Volts)	I_G (Miliamperes)
62.0	3.20
57.0	3.25
46.0	3.30
37.0	3.35
29.0	3.40
22.0	3.45
17.0	3.50
12.0	3.55
7.0	3.60
3.5	3.65

(c)

V_{BO} (Volts)	I_G (Miliamperes)
63.0	5.70
52.0	5.75
48.0	5.80
44.0	5.85
39.0	5.90
33.0	5.95
25.0	6.00
23.0	6.05
17.0	6.10
13.0	6.15
11.5	6.20
9.0	6.25
5.0	6.30
2.5	6.35

(d)

Tabla 4.1 Relaciones V_{BO} - I_G para el TRIAC Texas Instruments TIC206D (a) Cuadrante I, (b) Cuadrante II, (c) Cuadrante III y (d) Cuadrante IV.

V _{BO} (Volts)	I _G (Miliamperes)
88	10.20
77	10.25
75	10.30
71	10.40
60	10.50
56	10.60
51	10.70
43	10.80
36	10.90
27	11.00
24	11.10
18	11.20
15	11.30
12	11.40
8	11.50
7	11.60

(a)

V _{BO} (Volts)	I _G (Miliamperes)
90	15.2
83	15.3
79	15.4
72	15.5
66	15.6
61	15.7
57	15.8
54	15.9
49	16.0
45	16.1
41	16.2
38	16.3
35	16.4
31	16.5
29	16.6
27	16.7
23	16.8
21	16.9
18	17.0
17	17.1
15	17.2
13	17.3
11	17.4
9	17.5

(c)

V _{BO} (Volts)	I _G (Miliamperes)
90	13.2
80	13.3
69	13.4
65	13.5
56	13.6
49	13.7
43	13.8
36	13.9
30	14.0
23	14.1
19	14.2
15	14.3
11	14.4
7	14.5

(b)

V _{BO} (Volts)	I _G (Miliamperes)
94	25.00
89	25.10
79	25.35
72	25.55
46	26.50
34	27.00
23	27.55
15	28.00
9	28.50
5	28.90

(d)

Tabla 4.2 Relaciones V_{BO}-I_G para el TRIAC Teccor Q2006L4A --
 (a) Cuadrante I, (b) Cuadrante II, (c) Cuadrante -
 III y (d) Cuadrante IV.

Las gráficas obtenidas de las mediciones mostradas en -- las tablas 4.1 y 4.2 se muestran en las figuras 4.8 y 4.9 y, como se observa, el comportamiento es muy incierto, ya que - difiere entre cuadrantes y se comprobó que también difiere - entre dispositivos del mismo tipo y fabricante aún en el mismo cuadrante. Debido a lo anterior se optó por no modelar - estas relaciones aclarando que al utilizar un TRIAC se debe_ asegurar que éste contará con suficiente corriente en la compuerta para encenderse. En las tablas de datos que los fa-- bricantes proporcionan aparecen los valores de estas corrientes.

Por lo que toca a la segunda relación (V_T-I_T) se observó que mientras el TRIAC permanece apagado la corriente que circula a través de sus terminales principales es muy pequeña - ya que, al igual que en el DIAC, la corriente que se medía - era la que circulaba por el vóltmetro que está en paralelo - con el TRIAC. Lo anterior quiere decir que la resistencia - que presenta el TRIAC al estar apagado es extremadamente --- grande.

Una vez encendido el TRIAC, su comportamiento se limita_ únicamente a dos cuadrantes (MT2 positivo o MT2 negativo con respecto a MT1) ya que, al estar encendido, la corriente de_ la compuerta ya no interviene en su comportamiento, aunque - sí puede dañar al dispositivo, por lo que se recomienda que_ se aplique en forma de pulsos y una vez encendido el TRIAC - se deje de aplicar.

Los datos obtenidos para los dos tipos de TRIACS y para_ cada uno de los dos cuadrantes se aprecian en las tablas 4.3 y 4.4 y es sobre estos resultados sobre los que se efectuará el modelado del dispositivo.

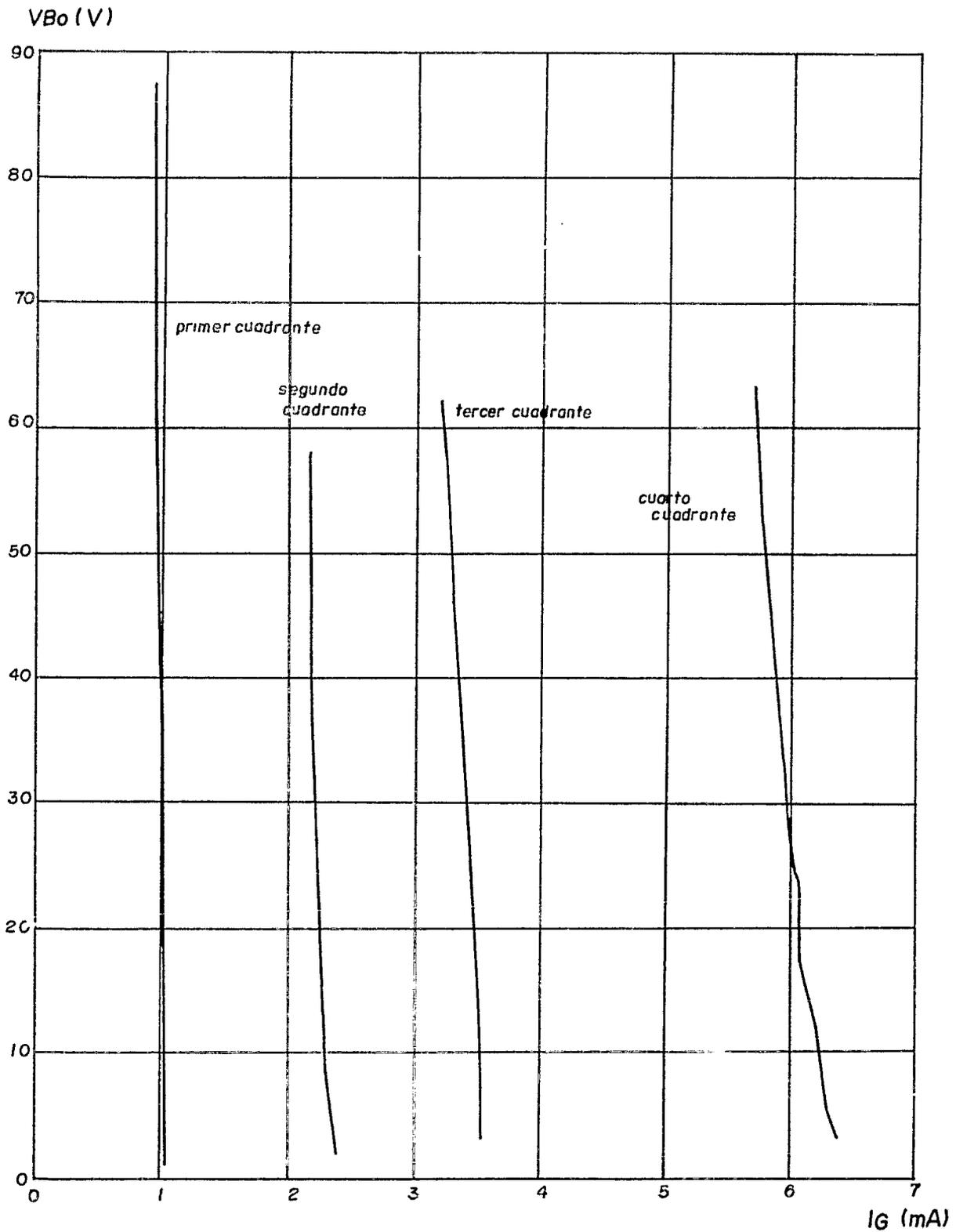


Figura 4.8 Gráficas de I_G contra V_{BO} para el TRIAC Texas Instruments TIC206D.

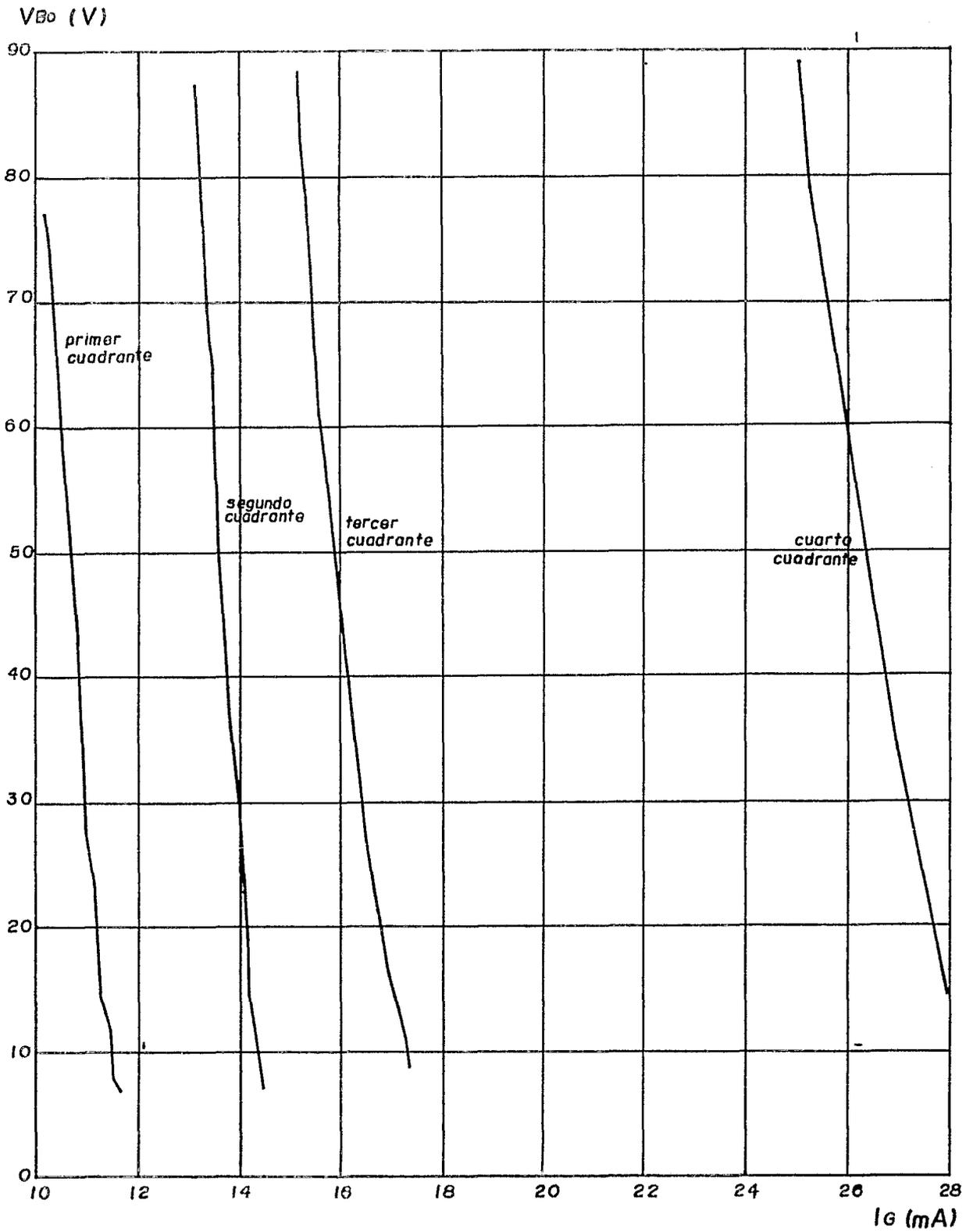


Figura 4.9 Gráficas de I_G contra V_{BO} para el TRIAC Teccor Q2006L4A

V_T (Volts)	I_T (Amperes)	V_T (Volts)	I_T (Amperes)
0.820	0.1030	0.825	0.1001
0.848	0.1374	0.842	0.1334
0.863	0.1718	0.858	0.1668
0.876	0.2061	0.870	0.2002
0.888	0.2405	0.882	0.2335
0.899	0.2749	0.892	0.2669
0.908	0.3092	0.902	0.3003
0.918	0.3436	0.913	0.3336
0.958	0.5154	0.952	0.5005
0.991	0.6872	0.987	0.6673
1.021	0.8591	1.019	0.8341
1.048	1.0309	1.047	1.0010
1.074	1.2027	1.073	1.1678
1.098	1.3745	1.098	1.3346
1.121	1.5463	1.121	1.5015
1.143	1.7182	1.145	1.6683
1.165	1.8900	1.168	1.8351
1.185	2.0618	1.190	2.0020

(a)

(b)

Tabla 4.3 Valores de la zona de encendido para el TRIAC Texas Instruments TIC206D para (a) MT2 positivo y (b) MT2 negativo.

V_T (Volts)	I_T (Amperes)	V_T (Volts)	I_T (Amperes)
0.786	0.079	0.810	0.081
0.793	0.098	0.816	0.102
0.798	0.118	0.823	0.122
0.802	0.137	0.829	0.142
0.806	0.157	0.834	0.163
0.810	0.177	0.840	0.183
0.814	0.196	0.846	0.203
0.833	0.294	0.869	0.305
0.836	0.393	0.888	0.407
0.838	0.491	0.905	0.508
0.843	0.589	0.921	0.610
0.852	0.687	0.935	0.712
0.860	0.785	0.947	0.813
0.868	0.883	0.960	0.915
0.876	0.981	0.972	1.016
0.885	1.079	0.983	1.118
0.892	1.178	0.994	1.220
0.898	1.276	1.004	1.321
0.904	1.374	1.014	1.423
0.910	1.472	1.023	1.525
0.916	1.570	1.033	1.626
0.922	1.668	1.041	1.728
0.928	1.766	1.049	1.830
0.933	1.865	1.057	1.931
0.940	1.963		
0.944	2.061		

(a)

(b)

Tabla 4.4 Valores de la zona de encendido para el TRIAC Teccor Q2006L4A para (a) MT2 positivo y (b) MT2 negativo.

4- MODELOS PROPUESTOS.

Para este dispositivo se presentan cuatro diferentes modelos, cada uno con diferente grado de complejidad y, por lo mismo, su aproximación a la curva experimental será diferente para cada uno de ellos.

Como se mencionó anteriormente estos modelos son obtenidos a partir de mediciones tomadas en el laboratorio y graficadas en un plano voltaje-corriente. Esta característica -- voltaje-corriente del dispositivo representa la base desde la cual se parte para proponer cada uno de los modelos.

Debido a la característica del TRIAC de tener un comportamiento completamente diferente en sus dos zonas de trabajo (apagado y encendido), es necesario dividir el modelo en dos partes, una para la zona de apagado y otra para la zona de encendido.

Los dos primeros modelos propuestos son piezolineales, es decir, el comportamiento del TRIAC es modelado en base a rectas. La parte del segundo modelo que rige el comportamiento del TRIAC en su zona de apagado será también la que se utilice en los últimos dos modelos, por lo que en éstos solo será modelada la zona de encendido.

En el tercer modelo el comportamiento del TRIAC en la zona de encendido es representado por medio de una parábola, mientras que en el último modelo su comportamiento se representa por una curva exponencial con un parámetro variable en el exponente, siendo este modelo muy similar al modelo exponencial del diodo con η variable, debiéndose esta similitud al hecho de que ambos dispositivos presentan características parecidas en su zona de encendido.

En los modelos que a continuación se proponen se hace la consideración de que los pulsos de corriente aplicados a la compuerta son de amplitud suficiente para encender al dispositivo, con cualquier voltaje aplicado entre sus terminales,

con la única restricción de que dicho voltaje sea mayor al voltaje de ruptura mínimo. También y de aquí en adelante, para decir que en la compuerta se ha aplicado un pulso y que el dispositivo pasa del estado de apagado al de encendido, se dirá que el dispositivo ha sido disparado.

Por último, debido a la bidireccionalidad y simetría respecto al origen de la curva característica voltaje-corriente del TRIAC, en los modelos propuestos solo se hará mención a la parte de la curva en la cual se tiene un voltaje en MT2 positivo.

a) Modelo piezolineal I.

En este modelo se considera que mientras el TRIAC no se dispare la corriente que fluye a través de sus terminales principales tendrá un valor nulo.

Después de ser disparado el dispositivo, el voltaje entre sus terminales descenderá instantáneamente al valor de voltaje determinado por $V_{BOmín}$. Una vez encendido el TRIAC, éste conservará el mismo voltaje entre sus terminales para cualquier corriente que fluya mayor que cero a través de dicho dispositivo.

En la figura 4.10 se muestra en forma gráfica este modelo. En ella el voltaje marcado como V_{BO} , que significa voltaje de ruptura, representa el voltaje que existe entre las terminales del dispositivo al momento en que éste es disparado. El voltaje de ruptura mínimo ($V_{BOmín}$) tiene un valor aproximado de 0.8 Volts y puede ser fácilmente determinado experimentalmente.

b) Modelo piezolineal II.

En este modelo ya se considera una resistencia de apagado, es decir, que mientras el TRIAC no haya sido disparado existirá un flujo de corriente que quedará determinado por el cociente entre el voltaje aplicado a sus terminales prin-

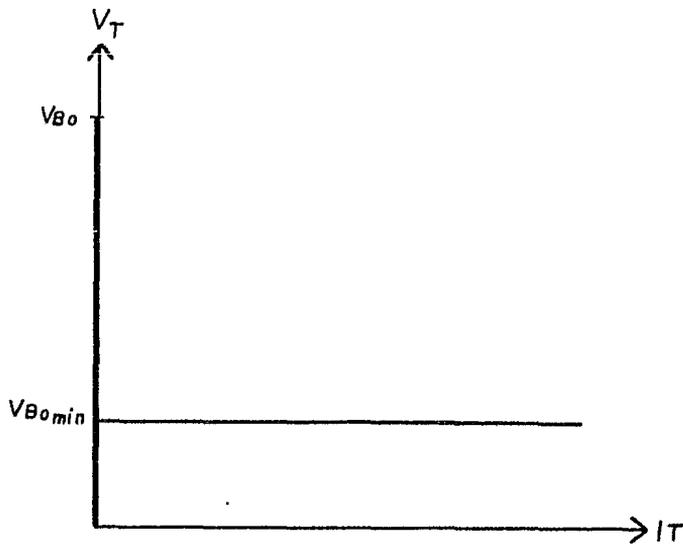


Figura 4.10 Modelo piezolineal I.

cipales y la resistencia de apagado (R_{AP}). Sin embargo este flujo de corriente tendrá un valor muy pequeño debido al alto valor de la resistencia de apagado. Matemáticamente el comportamiento del TRIAC en su zona de apagado quedará determinado por la ecuación (4.1).

$$V_T = R_{AP}I_T \quad \text{--- (4.1)}$$

Una vez que el TRIAC ha sido disparado su comportamiento se regirá por la recta definida en la ecuación (4.2).

$$V_T = R_{EN}I_T + B \quad \text{--- (4.2)}$$

Donde R_{EN} representa una resistencia de encendido y B la ordenada al origen si prolongáramos la recta hasta cruzar -- con el eje de voltajes, siendo ambos parámetros determinados mediante el ajuste de datos experimentales a una recta por -- el método de mínimos cuadrados.

En la figura 4.11 se observa en forma gráfica el modelo piezolineal II y se ve que para las rectas que definen las _

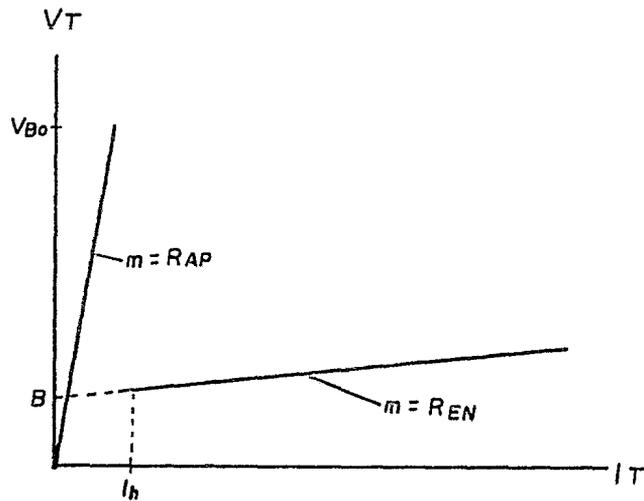


Figura 4.11 Modelo piezolineal II.

zonas de apagado y encendido, la pendiente está dada por R_{AP} y R_{EN} , respectivamente. También se nota que la recta que define la zona de encendido aparece punteada para valores de corriente mayores de cero y menores de I_h , siendo esto debido al hecho de que el TRIAC pasa de un estado de encendido a uno de apagado cuando la corriente que fluye por él disminuye por debajo de la corriente de mantenimiento. Por esta razón la recta que rige el comportamiento del TRIAC solo está definida para valores de corriente que sean mayores o iguales al valor de I_h .

La transición entre encendido y apagado no es clara, por lo que existe una zona de inestabilidad entre estas dos regiones, misma que es muy rápida y no se alcanza a percibir con exactitud.

c) Modelo parabólico.

El comportamiento del TRIAC en la zona de apagado se regirá por la ecuación (4.1), misma que se utilizó para el mo-

delo piezolineal II. En la zona de encendido el comporta---
 miento del TRIAC estará definido por la ecuación (4.3).

$$I_T = \frac{V_T^2 + BV_T + C}{A} \quad \text{--- (4.3)}$$

Donde A, B y C son parámetros del modelo que se obtendrán te---
 niendo tres puntos representativos del comportamiento del --
 TRIAC mediante la resolución de un sistema de ecuaciones.
 Es decir, se hará que la parábola dada por la ecuación (4.3)
 pase por los tres puntos mencionados. La elección de los --
 puntos puede ser realizada como sigue: se tomarán los dos -
 puntos correspondientes a las corrientes más baja y más alta
 de la zona de encendido; el tercer punto se seleccionará en_
 la zona de curvatura más pronunciada, es decir, a un 5% de -
 distancia aproximadamente entre la corriente mínima y la co-
 rriente máxima medidas.

En la figura 4.12 se muestra la curva que define al mode_
 lo parabólico y se observa que la parábola solo está defini-
 da para cuando la corriente del TRIAC es mayor o igual a I_h .
 Esto significa que la ecuación (4.3) solo es válida cuando -
 se cumple que $I_T > I_h$.

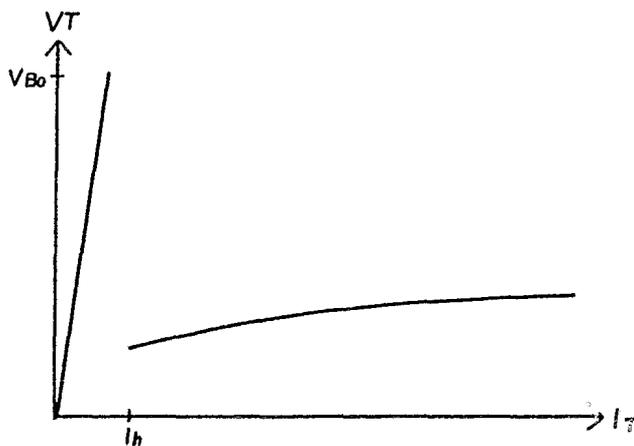


Figura 4.12 Modelo parabólico.

d) Modelo exponencial.

Se mencionó anteriormente la similitud del comportamiento del TRIAC en estado de encendido con el de un diodo común de silicio y por esta razón se propone un modelo similar a uno de los propuestos para el diodo.

El modelo que se propone para la zona de encendido está definido por la ecuación (4.4).

$$I_T = k(e^{aV_T} - 1) \quad \text{--- (4.4)}$$

Donde k se obtiene graficando la característica voltaje-corriente en escala semilogarítmica (I_T logarítmica y V_T lineal) y prolongando la línea recta que se forma con los puntos obtenidos experimentalmente hasta cortar con el eje de corrientes, siendo en el punto de corte el valor correspondiente al parámetro k. Este método es el mismo que se utiliza para calcular I_S en el diodo.

El parámetro "a" representa una variable en función de I_T y V_T y sus valores son obtenidos a partir de la ecuación (4.4) con "a" como variable dependiente de los valores experimentales de voltaje y corriente en el TRIAC, como se muestra en la ecuación (4.5).

$$a = \frac{\ln(I_T/k + 1)}{V_T} \quad \text{--- (4.5)}$$

El comportamiento de "a" será aproximado mediante la ecuación (4.6), que corresponde a una hipérbola.

$$a = \frac{A}{2} - \sqrt{\left(\frac{A}{2}\right)^2 - B + CV_T^2 - DV_T} \quad \text{--- (4.6)}$$

Donde A, B, C y D se determinarán por la resolución de un sistema de ecuaciones obtenido con cuatro puntos representativos de la curva a- V_T . Estos puntos serán escogidos de tal manera que queden separados por distancias aproximadamente

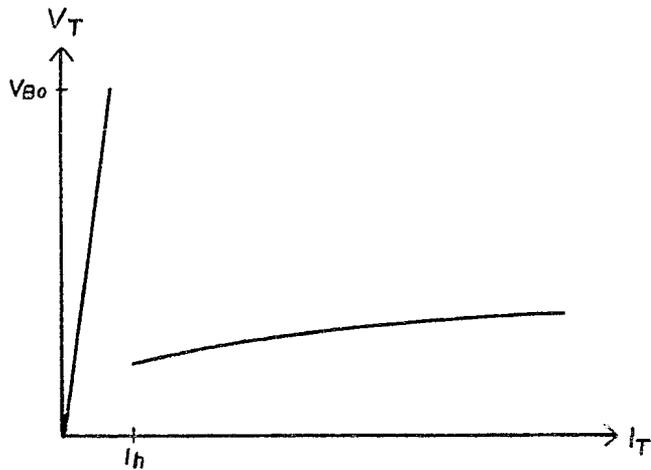


Figura 4.13 Modelo exponencial.

iguales entre cada uno de ellos.

En las figuras 4.13 y 4.14 se muestran las curvas correspondientes al modelo exponencial y a la aproximación hiperbólica de "a". En la figura 4.14 en línea continua se presenta la parte de la curva de interés para el modelado y en línea punteada se continúa la hipérbola con el fin de mostrar la forma de ésta.

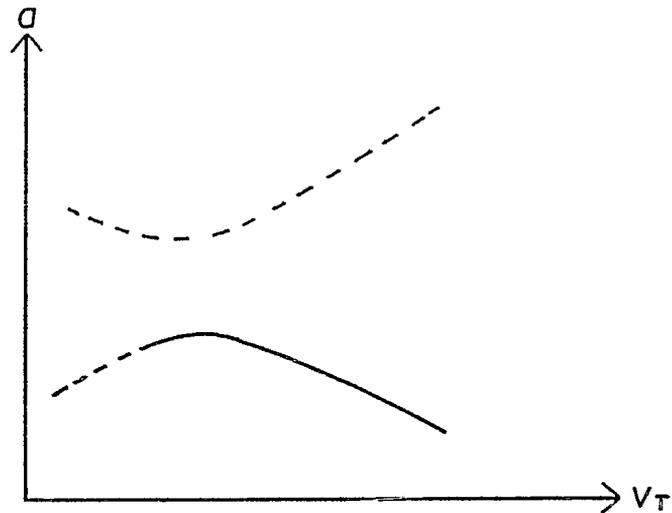


Figura 4.14 Aproximación hiperbólica de "a".

5- APLICACION DE LOS MODELOS.

Como se mencionó anteriormente, para la utilización de los modelos propuestos es necesario como primer paso la obtención experimental de datos del TRIAC modelado. En este caso se ejemplificará la aplicación de los modelos con los datos ya mostrados en el punto referente a métodos de prueba y resultados.

La ejemplificación se hará para el TRIAC Texas Instruments TIC206D y para el TRIAC Teccor Q2006L4A. Para mostrar la similitud en el comportamiento del TRIAC cuando MT2 es positivo a cuando es negativo, se utilizarán datos obtenidos para el TRIAC TIC206D siendo MT2 positivo y para el TRIAC Q2006L4A cuando MT2 es negativo. Sin embargo para este último y por facilidad en los cálculos se considerará a los valores positivos (V_T, I_T), sin olvidar que las gráficas resultantes, aunque aparecerán en el primer cuadrante de ejes coordenados, en realidad pertenecen al tercer cuadrante.

a) Aplicación de los modelos para el TRIAC Texas Instruments TIC206D.

En la tabla 4.3 (a) se muestran los datos que se utilizarán para el modelado de este TRIAC.

i) Modelo piezolineal I.- Debido a la sencillez de este modelo no es necesaria la realización de cálculos. Basta con tomar el valor mínimo que se tenga de voltaje entre las terminales principales del TRIAC.

Para este modelo la ecuación que rige el comportamiento del TRIAC en la zona de apagado será la marcada con el número (4.7a). La ecuación que regirá el comportamiento del TRIAC en la zona de encendido será la (4.7b).

$$\begin{aligned} I_T &= 0 \\ 0 < V_T < V_{BO} \end{aligned} \quad \text{--- (4.7a)}$$

$$\begin{aligned} V_T &= 0.82 \text{ Volts} \\ I_T &> 0 \end{aligned} \quad \text{--- (4.7b)}$$

ii) Modelo piezolineal II.- En este modelo la pendiente de la zona de apagado se obtiene directamente con los datos del fabricante, siendo éstos V_{DRM} e I_{DRM} . V_{DRM} es el voltaje de ruptura sin aplicar pulso a la compuerta e I_{DRM} es la corriente que circula a través de las terminales principales del TRIAC a máximo V_{DRM} . Para el caso de este TRIAC estos valores fueron:

$$\begin{aligned} V_{DRM} &= 200 \text{ Volts (mínimo)} \\ I_{DRM} &= 1 \text{ Miliampere (máximo)} \end{aligned}$$

así, tenemos que la resistencia de apagado será:

$$R_{AP} = \frac{200}{1} = 200 \text{ Kilohms (mínimo)}$$

Para el caso de la zona de encendido se hará una aproximación a la recta definida por la ecuación (4.8). Esta aproximación será hecha por el método de los mínimos cuadrados.

$$V_T = R_{EN}I_T + B \quad \text{--- (4.8)}$$

Resultando del método numérico mencionado:

$$\begin{aligned} B &= 0.8459 \\ R_{EN} &= 0.1771 \end{aligned}$$

así, si sustituimos estos valores en la ecuación 4.8,

$$V_T = 0.1771I_T + 0.8459$$

o, expresado de otra forma,

$$I_T = \frac{V_T - 0.8459}{0.1771} \quad \text{--- (4.9)}$$

Si sustituimos los datos obtenidos de V_T en la ecuación (4.9) obtenemos los resultados dados por el modelo y que se muestran en la tabla 4.5, donde I_T' es la obtenida con el modelo. En la figura 4.15 se observan la curva obtenida con el modelo piezolineal II, junto con la curva obtenida experimentalmente.

V_T (Volts)	I_T (Amperes)	I_T' (Amperes)
0.820	0.1030	-
0.848	0.1374	0.0119
0.863	0.1718	0.0966
0.876	0.2061	0.1700
0.888	0.2405	0.2378
0.899	0.2749	0.2999
0.908	0.3092	0.3508
0.918	0.3436	0.4073
0.958	0.5154	0.6332
0.991	0.6872	0.8195
1.021	0.8591	0.9890
1.048	1.0309	1.1415
1.074	1.2027	1.2883
1.098	1.3745	1.4238
1.121	1.5463	1.5537
1.143	1.7182	1.6780
1.165	1.8900	1.8022
1.185	2.0618	1.9152

Tabla 4.5 Resultados obtenidos con el modelo piezolineal II.

VOLTAJE V_T (V)

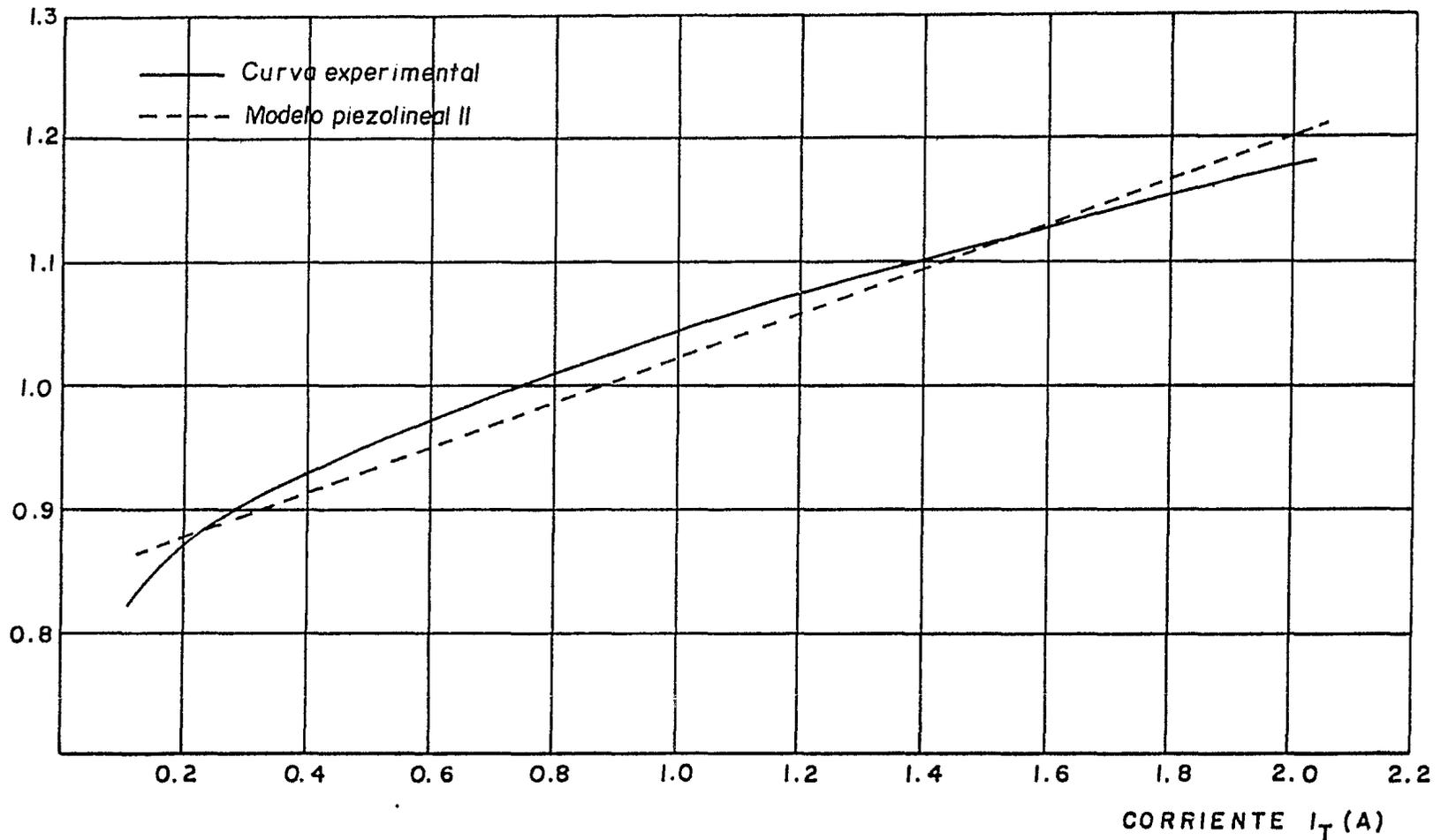


Figura 4.15 Curvas obtenidas experimentalmente y mediante el modelo piezolineal II para el TRIAC Texas Instruments TIC206D.

iii) Modelo parabólico.- Para la aplicación de este modelo se hace una aproximación a la parábola definida por la ecuación (4.10), tomándose tres puntos representativos de la curva obtenida experimentalmente.

$$V_T^2 + AI_T + BV_T + C = 0 \quad \text{--- (4.10)}$$

Los puntos escogidos fueron los siguientes:

V_T (Volts)	I_T (Amperes)
0.820	0.1030
0.876	0.2061
1.185	2.0618

Sustituyendo estos puntos en la ecuación (4.10) se obtiene el siguiente sistema de ecuaciones:

$$0.672 + 0.1030A + 0.820B + C = 0$$

$$0.767 + 0.2061A + 0.876B + C = 0$$

$$1.404 + 2.0618A + 1.185B + C = 0$$

Resolviendo el anterior sistema obtenemos los valores de A, B y C:

$$A = -0.086$$

$$B = -1.545$$

$$C = 0.604$$

Finalmente, sustituyendo los valores de A, B y C en la ecuación (4.10), llegamos a la ecuación:

$$V_T^2 - 0.086I_T - 1.545V_T + 0.604 = 0$$

o, expresado de otra forma,

$$I_T = \frac{V_T^2 - 1.545V_T + 0.604}{0.086} \quad \text{--- (4.11)}$$

Sustituyendo los datos obtenidos de V_T en la ecuación -- (4.11) obtenemos los resultados de este modelo. En la tabla 4.6 se muestran los valores correspondientes a V_T e I_T experimentales, I_T' obtenida por el modelo y la diferencia entre las corrientes experimental y la obtenida con el modelo. En la figura 4.16 se muestran la curva experimental y la obtenida con el modelo parabólico.

V_T (Volts)	I_T (Amperes)	I_T' (Amperes)	ΔI_T (Amperes)
0.820	0.1030	0.1104	-0.0074
0.848	0.1374	0.1505	-0.0131
0.863	0.1718	0.1795	-0.0077
0.876	0.2061	0.2088	-0.0027
0.888	0.2405	0.2393	0.0012
0.899	0.2749	0.2705	0.0044
0.908	0.3092	0.2977	0.0125
0.918	0.3436	0.3304	0.0132
0.958	0.5154	0.4843	0.0311
0.991	0.6872	0.6394	0.0478
1.021	0.8591	0.8023	0.0568
1.048	1.0309	0.9668	0.0641
1.074	1.2027	1.1412	0.0615
1.098	1.3745	1.3162	0.0583
1.121	1.5463	1.4965	0.0498
1.143	1.7182	1.6804	0.0378
1.165	1.8900	1.8756	0.0144
1.185	2.0618	2.0628	-0.0010

Tabla 4.6 Resultados obtenidos con el modelo parabólico.

VOLTAJE V_T (V)

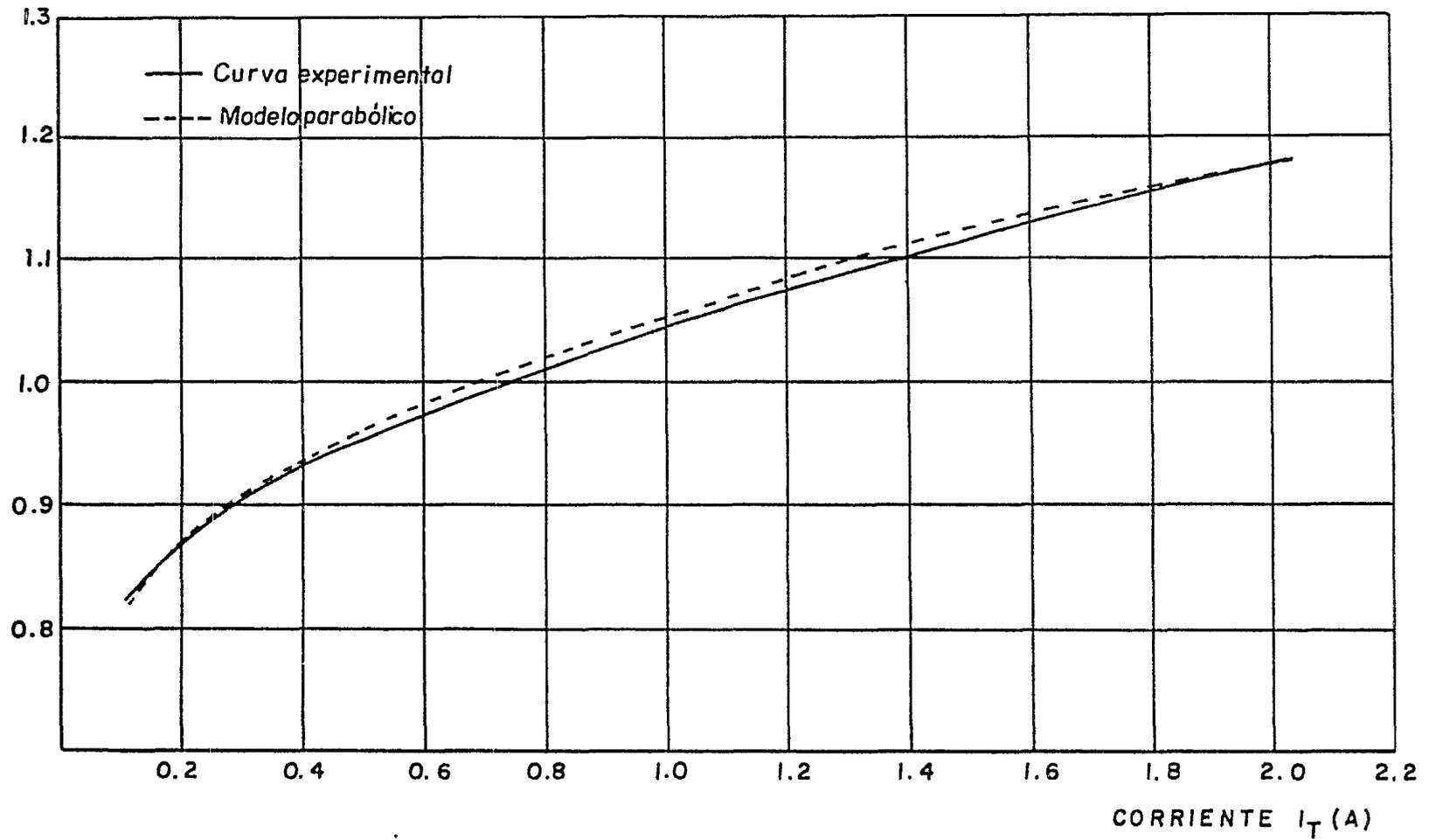


Figura 4.16 Curvas obtenidas experimentalmente y mediante el modelo parabólico para el TRIAC Texas Instruments TIC206D.

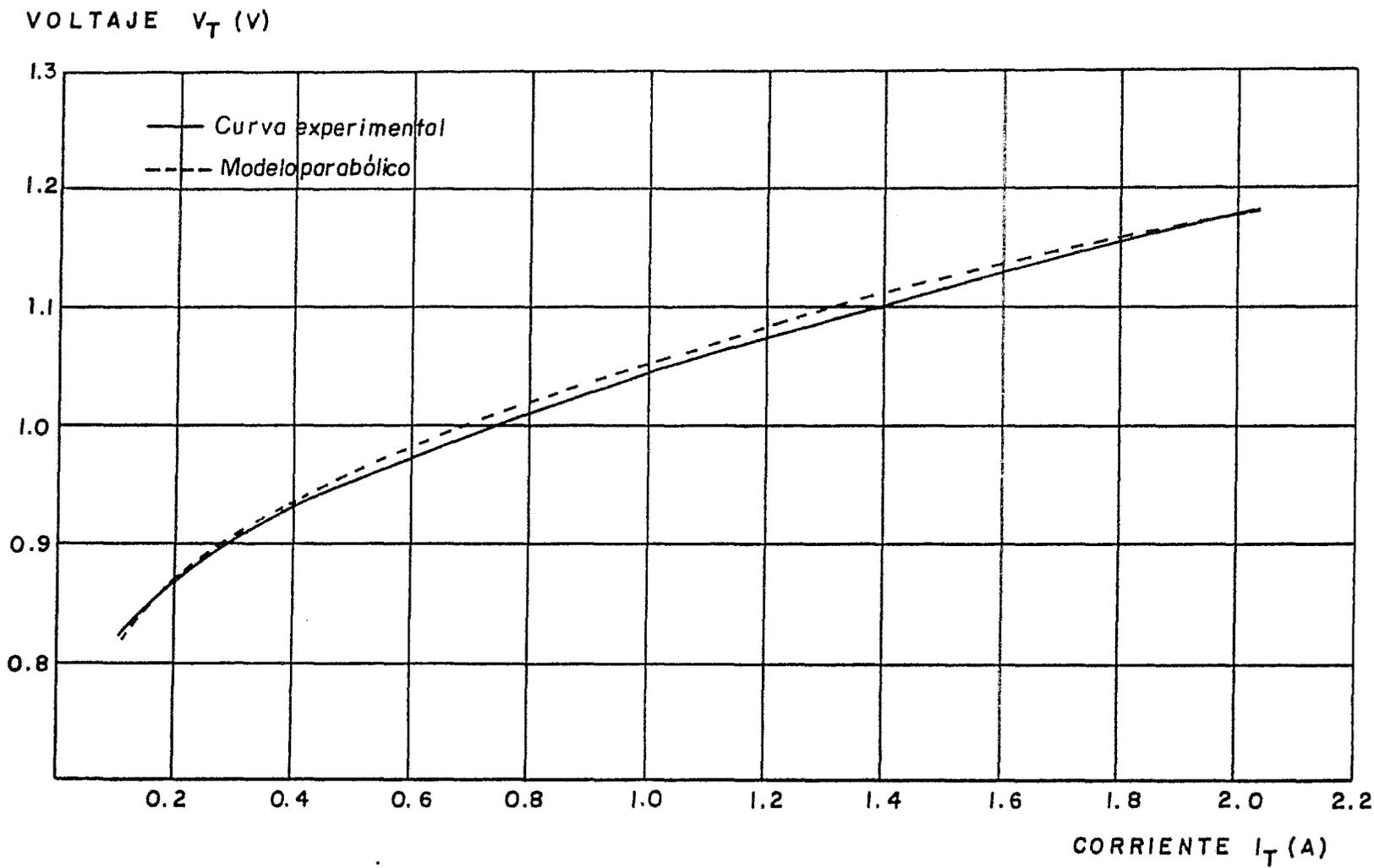


Figura 4.16 Curvas obtenidas experimentalmente y mediante el modelo parabólico para el TRIAC Texas Instruments TIC206D.

iv) Modelo exponencial.- Como ya se dijo, el modelo exponencial se basa en que el TRIAC tiene un comportamiento muy similar al del diodo. Así, la ecuación que define a este modelo es:

$$I_T = k(e^{aV_T} - 1) \quad \text{--- (4.12)}$$

Para este TRIAC se obtuvo gráficamente el siguiente valor de k:

$$k = 6.6 \times 10^{-6} \text{ Amperes}$$

ahora bien, si despejamos de la ecuación (4.12) al parámetro "a" tenemos:

$$a = \frac{\ln(I_T/k + 1)}{V_T} \quad \text{--- (4.13)}$$

Sustituyendo los datos obtenidos experimentalmente (Tabla 4.3) en la ecuación (4.13) obtenemos una gráfica a-V_T y aproximamos esta curva a una función hiperbólica como la definida por la ecuación (4.14).

$$a^2 - CV_T^2 - Aa + DV_T + B = 0 \quad \text{--- (4.14)}$$

Para lograr esta aproximación es necesario tomar cuatro puntos representativos de la curva a-V_T. Los puntos escogidos se pueden apreciar en la tabla 4.7 y fueron:

V _T (Volts)	a (Volts ⁻¹)
0.848	11.7259
0.908	11.8443
1.021	11.5343
1.165	10.7854

Si sustituimos estos puntos en la ecuación (4.14) obtenemos el siguiente sistema de ecuaciones:

$$\begin{aligned} 137.4967 - 0.7191C - 11.7259A + 0.848D + B &= 0 \\ 140.2874 - 0.8245C - 11.8443A + 0.908D + B &= 0 \\ 133.0401 - 1.0424C - 11.5343A + 1.021D + B &= 0 \\ 116.3249 - 1.3572C - 10.7854A + 1.165D + B &= 0 \end{aligned}$$

Resolviendo el sistema obtenemos los valores de los parámetros A, B, C y D:

$$\begin{aligned} A &= 24.7125 \\ B &= 124.0483 \\ C &= 34.1824 \\ D &= 62.2784 \end{aligned}$$

Sustituyendo estos parámetros en la ecuación (4.14):

$$a^2 - 34.1824V_T^2 - 24.7125a + 62.2784V_T + 124.0483 = 0$$

resolviendo esta ecuación:

$$\begin{aligned} a &= \frac{A}{2} - \sqrt{\left(\frac{A}{2}\right)^2 - B + CV_T^2 - DV_T} \\ a &= \frac{24.7125}{2} - \sqrt{152.677 - 124.0483 + 34.1824V_T^2 - 62.2784V_T} \end{aligned} \quad \text{--- (4.15)}$$

Así, sustituyendo los valores de V_T obtenidos experimentalmente en la ecuación (4.15) obtenemos los valores del parámetro "a". Una vez conocido este parámetro sustituimos -- sus valores en la siguiente ecuación:

$$I_T = 6.6 \times 10^{-6} (e^{aV_T} - 1) \quad \text{--- (4.16)}$$

De la ecuación (4.16) obtenemos el resultado de este modelo. En la tabla 4.7 se muestran los valores experimentales de V_T , I_T y "a", así como los valores de "a" e I_T obtenidos mediante el modelo (representados con una comilla). También se muestra la diferencia entre las corrientes experimental y la obtenida mediante el modelo.

En las figuras 4.17 y 4.18 se muestran las curvas del parámetro "a" y del comportamiento del TRIAC, respectivamente. En ambas gráficas aparecen tanto las curvas obtenidas con datos experimentales como las obtenidas con el modelo.

V_T (V)	I_T (A)	a (V^{-1})	I_T' (A)	a' (V^{-1})	ΔI_T (A)
0.820	0.1030	11.7749	0.0906	11.6182	-0.0124
0.848	0.1374	11.7259	0.1374	11.7258	0.0000
0.863	0.1718	11.7810	0.1706	11.7727	-0.0012
0.876	0.2061	11.8140	0.2045	11.8052	-0.0016
0.888	0.2405	11.8281	0.2403	11.8272	-0.0002
0.899	0.2749	11.8321	0.2768	11.8398	0.0019
0.908	0.3092	11.8443	0.3092	11.8442	0.0000
0.918	0.3436	11.8302	0.3476	11.8429	0.0040
0.958	0.5154	11.7595	0.5233	11.7753	0.0079
0.991	0.6872	11.6582	0.6904	11.6629	0.0032
1.021	0.8591	11.5343	0.8590	11.5342	0.0000
1.048	1.0309	11.4111	1.0250	11.4056	-0.0059
1.074	1.2027	11.2784	1.1976	11.2744	-0.0051
1.098	1.3745	11.1534	1.3677	11.1489	-0.0068
1.121	1.5463	11.0297	1.5398	11.0259	-0.0065
1.143	1.7182	10.9096	1.7119	10.9064	-0.0064
1.165	1.8900	10.7854	1.8900	10.7853	0.0000
1.185	2.0618	10.6768	2.0559	10.6744	-0.0059

Tabla 4.7 Resultados obtenidos con el modelo exponencial.

PARAMETRO a

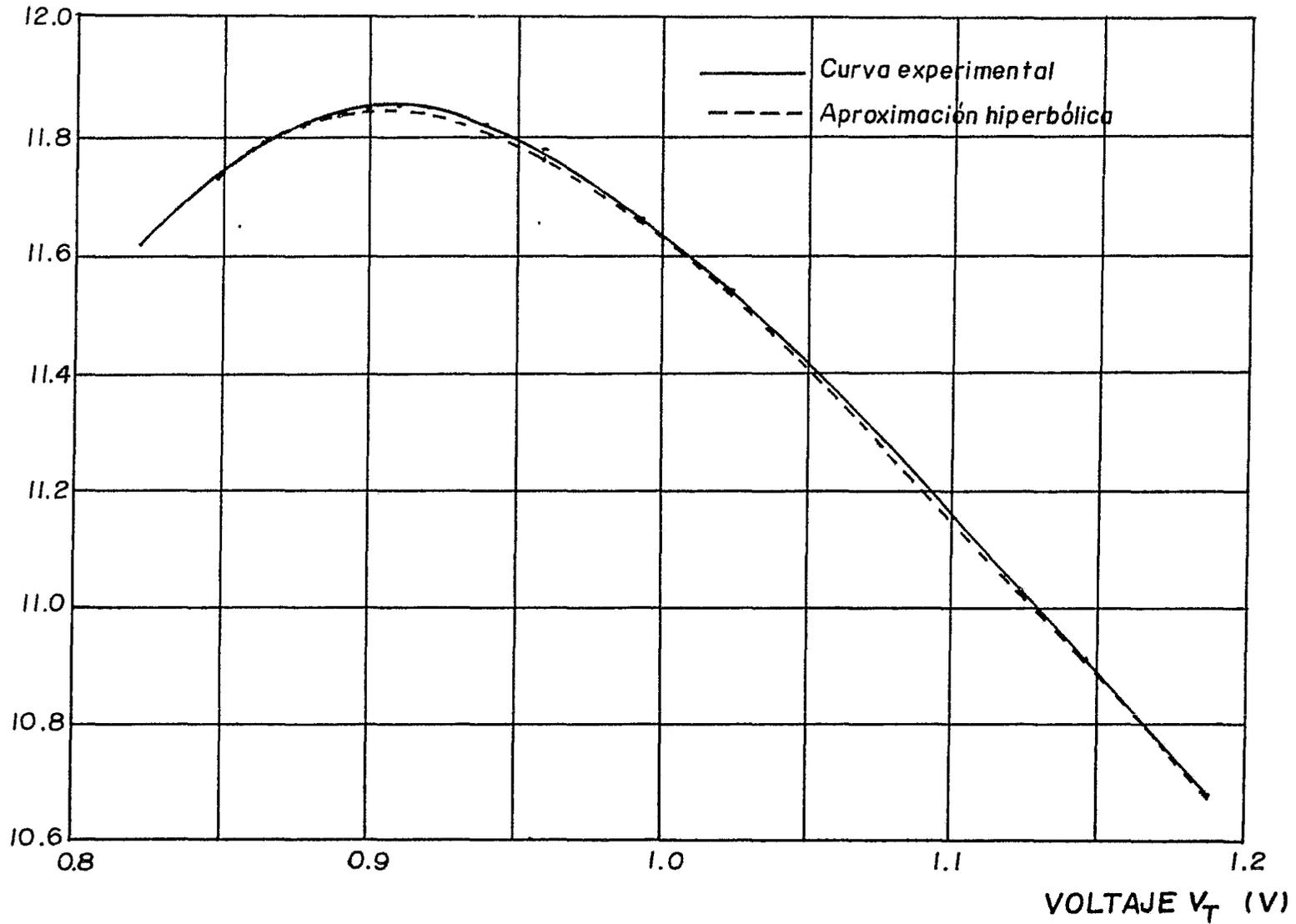


Figura 4.17 Curvas del parámetro "a" obtenidas experimentalmente y mediante una aproximación hiperbólica para el TRIAC TIC206D.

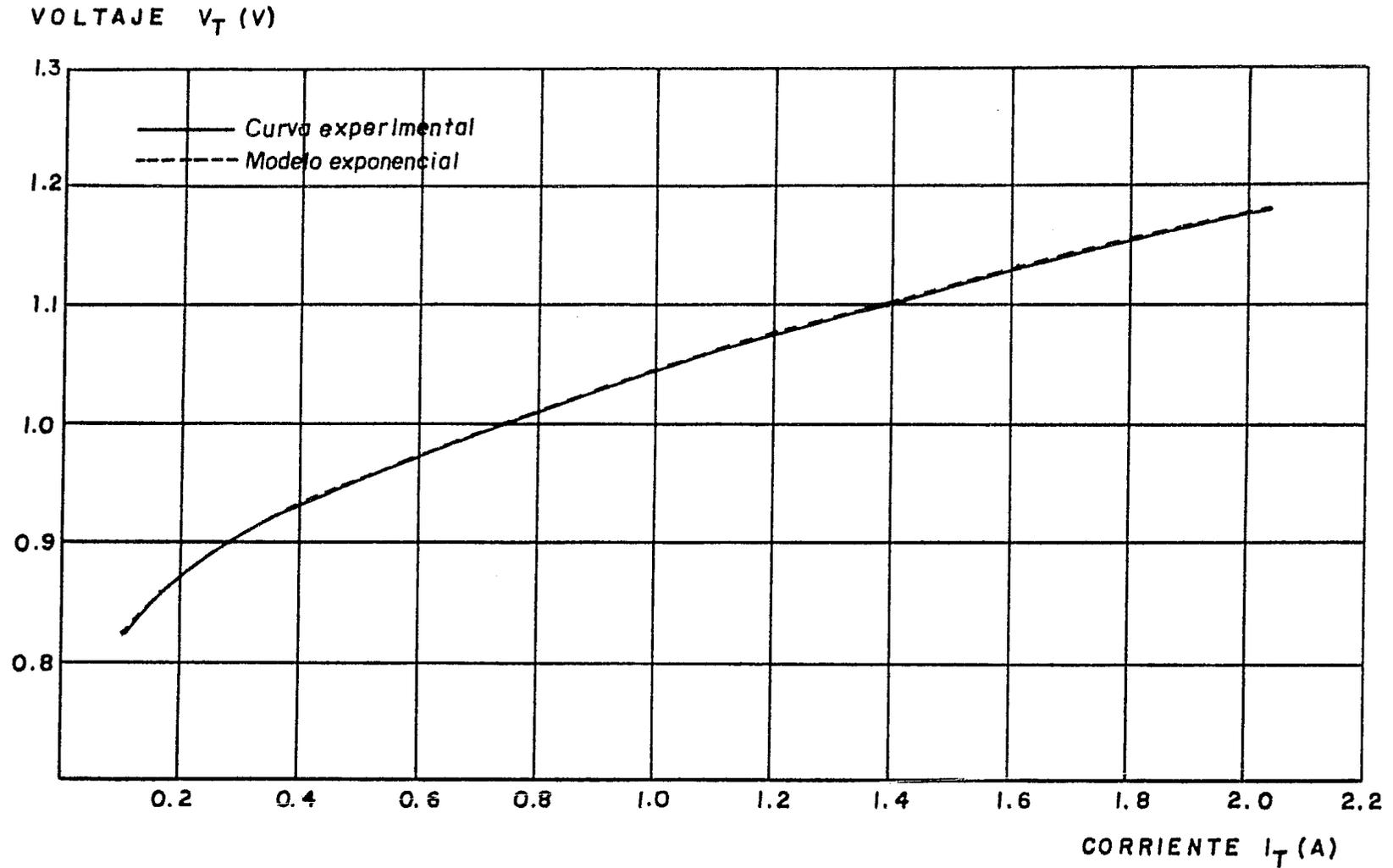


Figura 4.18 Curvas del comportamiento del TRIAC TIC206D obtenidas experimentalmente y mediante el modelo exponencial.

b) Aplicación de los modelos para el TRIAC Teccor Q2006L4A.

Debido a que los desarrollos matemáticos ya fueron ejemplificados para el TRIAC TIC206D nos limitaremos en este tipo de TRIAC a mostrar las ecuaciones y los resultados obtenidos para cada modelo.

En la tabla 4.4 (b) se muestran los datos que se utilizarán para el modelado de este TRIAC.

i) Modelo piezolineal I.- Para este modelo la ecuación que rige el comportamiento del TRIAC en la zona de apagado es la marcada con el número (4.17a). La ecuación que regirá el comportamiento del TRIAC en la zona de encendido es la -- (4.17b).

$$\begin{aligned} I_T &= 0 \\ 0 &\leq V_T < V_{BO} \end{aligned} \quad \text{--- (4.17a)}$$

$$\begin{aligned} V_T &= 0.81 \text{ Volts} \\ I_T &> 0 \end{aligned} \quad \text{--- (4.17b)}$$

ii) Modelo piezolineal II.- Para el caso de este TRIAC - los valores de V_{DRM} e I_{DRM} son:

$$\begin{aligned} V_{DRM} &= 200 \text{ Volts (mínimo)} \\ I_{DRM} &= 2 \text{ Miliamperes (máximo)} \end{aligned}$$

así, tenemos que la resistencia de apagado de este TRIAC será:

$$R_{AP} = \frac{200}{2} = 100 \text{ Kiloohms (mínimo)}$$

Para el caso de la zona de encendido se hará una aproximación a la recta ya definida por la ecuación (4.8)

$$V_T = R_{EN}I_T + B \quad \text{--- (4.8)}$$

Por el método de mínimos cuadrados obtenemos el valor de los parámetros R_{EN} y B , siendo éstos:

$$B = 0.8293$$

$$R_{EN} = 0.1166$$

así, sustituyendo estos valores en la ecuación (4.8):

$$V_T = 0.1166I_T + 0.8293$$

o bien,

$$I_T = \frac{V_T - 0.8293}{0.1166} \quad \text{--- (4.18)}$$

Si sustituimos los datos obtenidos experimentalmente de V_T en la ecuación (4.18) obtenemos los resultados dados por este modelo y que se muestran en la tabla 4.8, donde I_T' es la obtenida con el modelo.

En la figura 4.19 se muestra la curva obtenida con el modelo piezolineal II, junto con la curva obtenida experimentalmente.

iii) Modelo parabólico.- Para la aplicación de este modelo se hace una aproximación a la parábola ya definida en la ecuación (4.10).

$$V_T^2 + AI_T + BV_T + C = 0 \quad \text{--- (4.10)}$$

Los puntos escogidos para hacer la aproximación fueron:

V_T (Volts)	I_T (Amperes)
0.810	0.081
0.905	0.508
1.057	1.931

Sustituyendo estos puntos en la ecuación (4.10) se obtiene -

V_T (Volts)	I_T (Amperes)	I_T' (Amperes)
0.810	0.081	-
0.816	0.102	-
0.823	0.122	-
0.829	0.142	-
0.834	0.163	0.040
0.840	0.183	0.092
0.846	0.203	0.143
0.869	0.305	0.340
0.888	0.407	0.503
0.905	0.508	0.649
0.921	0.610	0.786
0.935	0.712	0.906
0.947	0.813	1.009
0.960	0.915	1.120
0.972	1.016	1.223
0.983	1.118	1.318
0.994	1.220	1.412
1.004	1.321	1.498
1.014	1.423	1.583
1.023	1.525	1.661
1.033	1.626	1.746
1.041	1.728	1.815
1.049	1.830	1.884
1.057	1.931	1.952

Tabla 4.8 Resultados obtenidos con el modelo piezoli-
neal II.

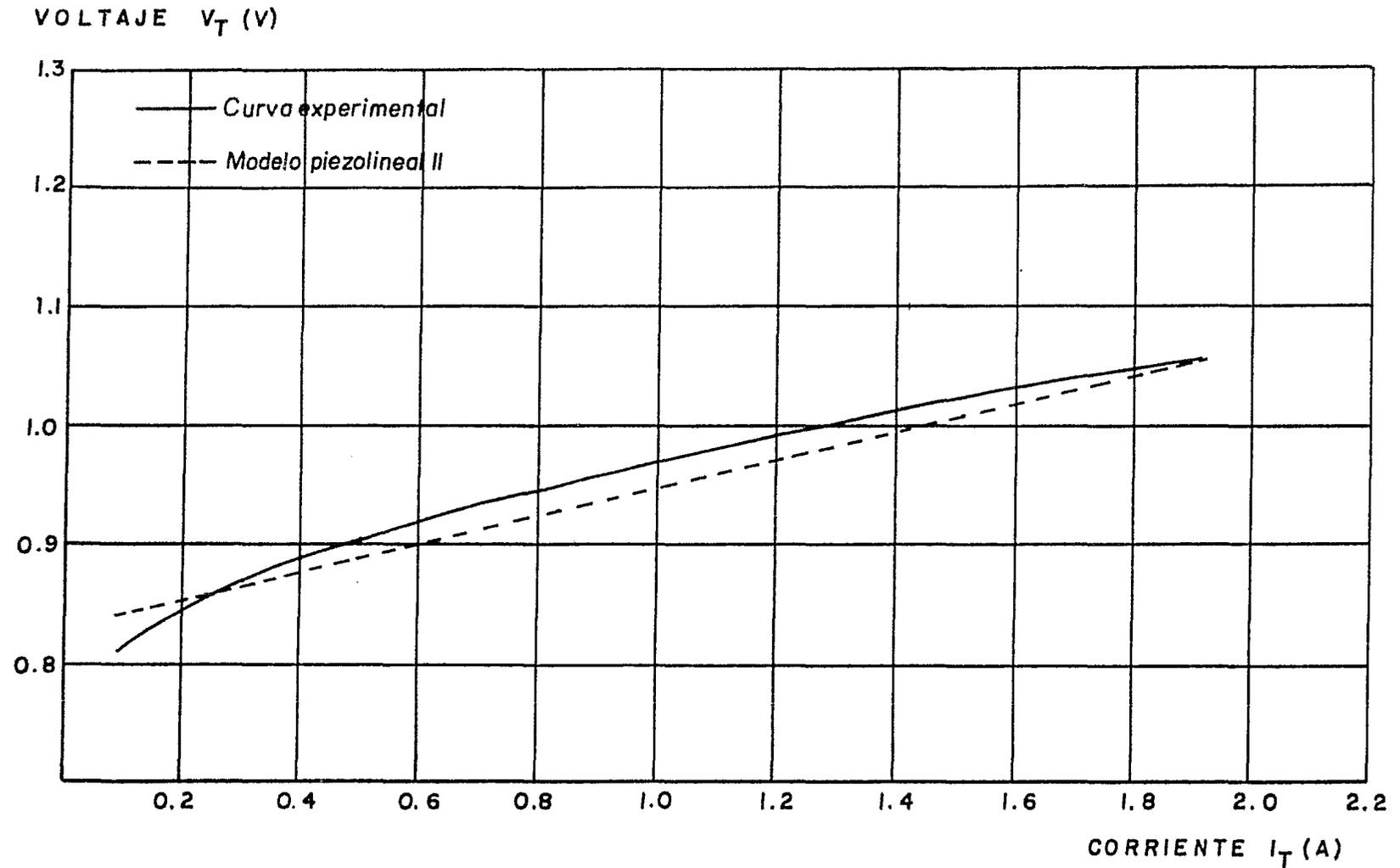


Figura 4.19 Curvas obtenidas experimentalmente y mediante el modelo piezolineal II para el TRIAC Teccor Q2006L4A.

el siguiente sistema de ecuaciones:

$$0.6561 + 0.081A + 0.810B + C = 0$$

$$0.8190 + 0.508A + 0.905B + C = 0$$

$$1.1172 + 1.931A + 1.057B + C = 0$$

Resolviendo el anterior sistema de ecuaciones obtenemos los valores de A, B y C:

$$A = -0.0507$$

$$B = -1.4869$$

$$C = 0.5524$$

Finalmente, sustituyendo los valores de A, B y C en la ecuación (4.10) tenemos:

$$V_T^2 - 0.0507I_T - 1.4869V_T + 0.5524 = 0$$

o, expresado de otra forma,

$$I_T = \frac{V_T^2 - 1.4869V_T + 0.5524}{0.0507} \quad \text{--- (4.19)}$$

Sustituyendo los datos obtenidos de V_T en la ecuación -- (4.19) obtenemos los resultados de este modelo. En la tabla 4.9 se muestran los valores correspondientes a V_T e I_T experimentales, I_T^i obtenida por el modelo y la diferencia entre las corrientes experimental y la obtenida con el modelo. En la figura 4.20 se muestran la curva experimental y la obtenida con el modelo parabólico.

V_T (Volts)	I_T (Amperes)	I_T' (Amperes)	ΔI_T (Amperes)
0.810	0.081	0.0810	0.0000
0.816	0.102	0.0975	0.0046
0.823	0.122	0.1184	0.0035
0.829	0.142	0.1379	0.0041
0.834	0.163	0.1553	0.0077
0.840	0.183	0.1774	0.0056
0.846	0.203	0.2010	0.0020
0.869	0.305	0.3043	0.0007
0.888	0.407	0.4055	0.0015
0.905	0.508	0.5080	0.0000
0.921	0.610	0.6149	-0.0049
0.935	0.712	0.7167	-0.0047
0.947	0.813	0.8102	0.0028
0.960	0.915	0.9178	-0.0028
0.972	1.016	1.0230	-0.0070
0.983	1.118	1.1245	-0.0065
0.994	1.220	1.2307	-0.0107
1.004	1.321	1.3314	-0.0104
1.014	1.423	1.4361	-0.0131
1.023	1.525	1.5336	-0.0086
1.033	1.626	1.6458	-0.0197
1.041	1.728	1.7383	-0.0103
1.049	1.830	1.8334	-0.0034
1.057	1.931	1.9310	0.0000

Tabla 4.9 Resultados obtenidos con el modelo parabólico.

VOLTAJE V_T (V)

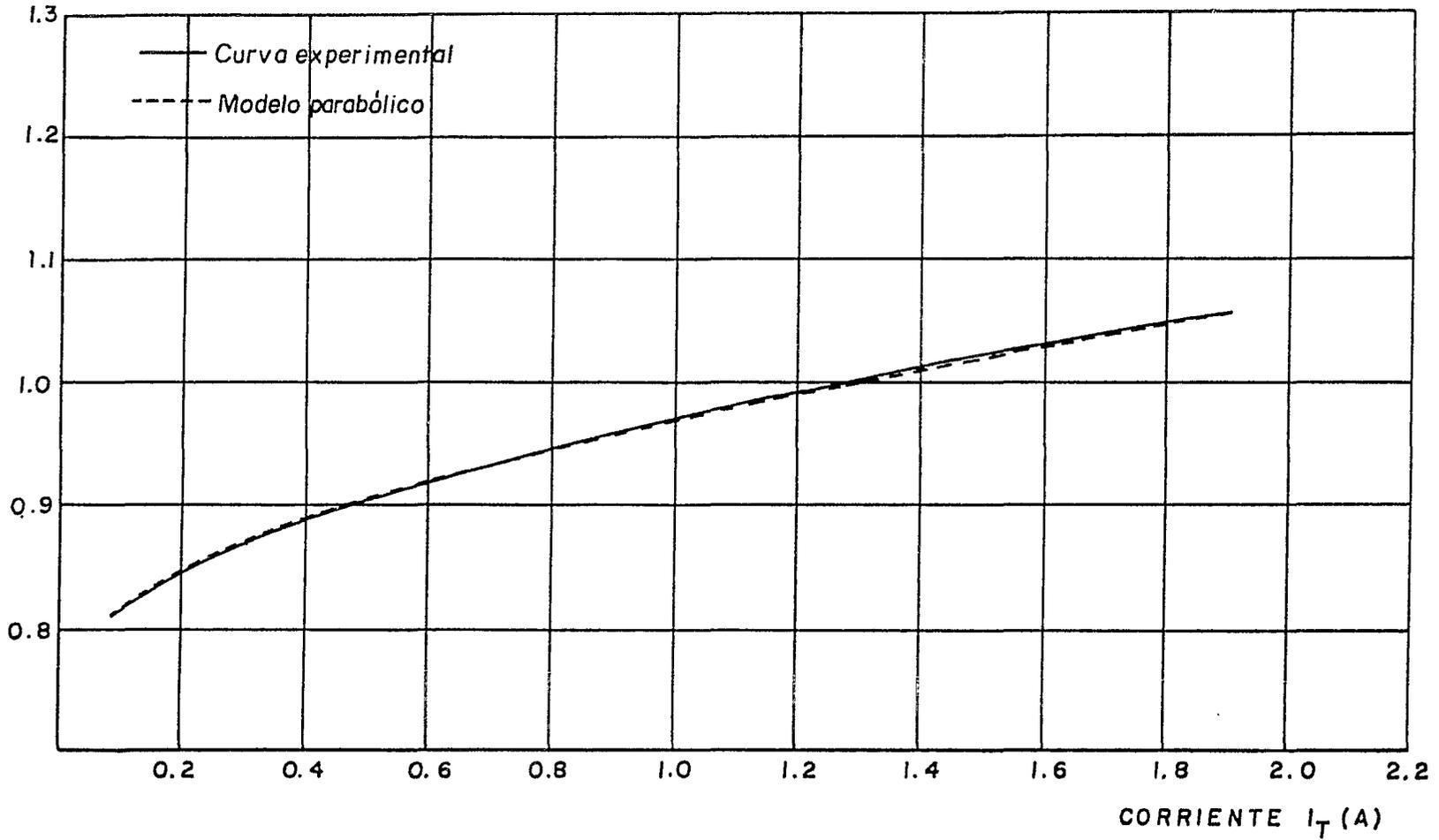


Figura 4.20 Curvas obtenidas experimentalmente y mediante el modelo parabólico para el TRIAC Teccor Q2006L4A.

iv) Modelo exponencial.- La ecuación que define a este modelo es la ya marcada con el número (4.12).

$$I_T = k(e^{aV_T} - 1) \quad \text{--- (4.12)}$$

Para este TRIAC se obtuvo gráficamente el siguiente valor de k:

$$k = 2.6 \times 10^{-10} \text{ Amperes}$$

Obteniendo una curva a- V_T de la forma mencionada anteriormente y aproximándola a la hipérbola definida por la ecuación (4.14):

$$a^2 - CV_T^2 - Aa + DV_T + B = 0 \quad \text{--- (4.14)}$$

Los puntos escogidos fueron:

V_T (Volts)	a (Volts ⁻¹)
0.810	24.144
0.840	24.252
0.960	22.897
1.041	21.727

Si sustituimos estos puntos en la ecuación (4.14) obtenemos el siguiente sistema de ecuaciones:

$$582.9327 - 0.6561C - 24.144A + 0.810D + B = 0$$

$$588.1595 - 0.7056C - 24.252A + 0.840D + B = 0$$

$$524.2726 - 0.9216C - 22.897A + 0.960D + B = 0$$

$$472.0625 - 1.0837C - 21.727A + 1.041D + B = 0$$

resolviendo el sistema obtenemos los valores de los parámetros A, B, C y D:

$$\begin{aligned}
 A &= 49.6777 \\
 B &= 462.3000 \\
 C &= 221.1180 \\
 D &= 369.4589
 \end{aligned}$$

Sustituyendo estos valores en la ecuación (4.14) y resolviendo:

$$a = \frac{49.6777}{2} - \sqrt{\frac{(49.6777)^2}{4} - 462.3 + 221.118V_T^2 - 369.4589V_T} \quad \text{--- (4.20)}$$

Así, sustituyendo los valores de V_T obtenidos experimentalmente en la ecuación (4.20) obtenemos la aproximación del parámetro "a". Una vez conocido este parámetro sustituimos sus valores en la siguiente ecuación:

$$I_T = 2.6 \times 10^{-10} (e^{aV_T} - 1) \quad \text{--- (4.21)}$$

De la ecuación (4.21) obtenemos el resultado de este modelo. En la tabla 4.10 se muestran los valores experimentales de V_T , I_T y "a", así como los valores de "a" e I_T obtenidos mediante el modelo (representados con una comilla). También se muestra la diferencia entre las corrientes experimental y la obtenida mediante el modelo.

En las figuras 4.21 y 4.22 se muestran las curvas del parámetro "a" y del comportamiento del TRIAC, respectivamente. En ambas gráficas aparecen tanto las curvas obtenidas con datos experimentales como las obtenidas con el modelo.

V_T (V)	I_T (A)	a (V^{-1})	I_T' (A)	a' (V^{-1})	ΔI_T (A)
0.810	0.081	24.144	0.0810	24.144	0.0000
0.816	0.102	24.249	0.0970	24.188	0.0049
0.823	0.122	24.261	0.1187	24.227	0.0033
0.829	0.142	24.268	0.1397	24.248	0.0024
0.834	0.163	24.288	0.1586	24.256	0.0044
0.840	0.183	24.252	0.1829	24.252	0.0000
0.846	0.203	24.203	0.2086	24.235	-0.0056
0.869	0.305	24.031	0.3159	24.071	-0.0109
0.888	0.407	23.842	0.4251	23.864	-0.0081
0.905	0.508	23.639	0.5139	23.651	-0.0059
0.921	0.610	23.427	0.6171	23.439	-0.0071
0.935	0.712	23.241	0.7162	23.248	-0.0042
0.947	0.813	23.087	0.8080	23.080	0.0050
0.960	0.915	22.897	0.9146	22.897	0.0000
0.972	1.016	22.722	1.0196	22.726	-0.0036
0.983	1.118	22.565	1.1212	22.568	-0.0032
0.994	1.220	22.404	1.2278	22.410	-0.0078
1.004	1.321	22.260	1.3286	22.265	-0.0076
1.014	1.423	22.114	1.4329	22.120	-0.0099
1.023	1.525	21.987	1.5294	21.989	-0.0045
1.033	1.626	21.836	1.6393	21.844	-0.0133
1.041	1.728	21.727	1.7289	21.727	0.0000
1.049	1.830	21.615	1.8196	21.610	0.0104
1.057	1.931	21.503	1.9113	21.493	0.0198

Tabla 4.10 Resultados obtenidos con el modelo exponencial.

PARAMETRO a

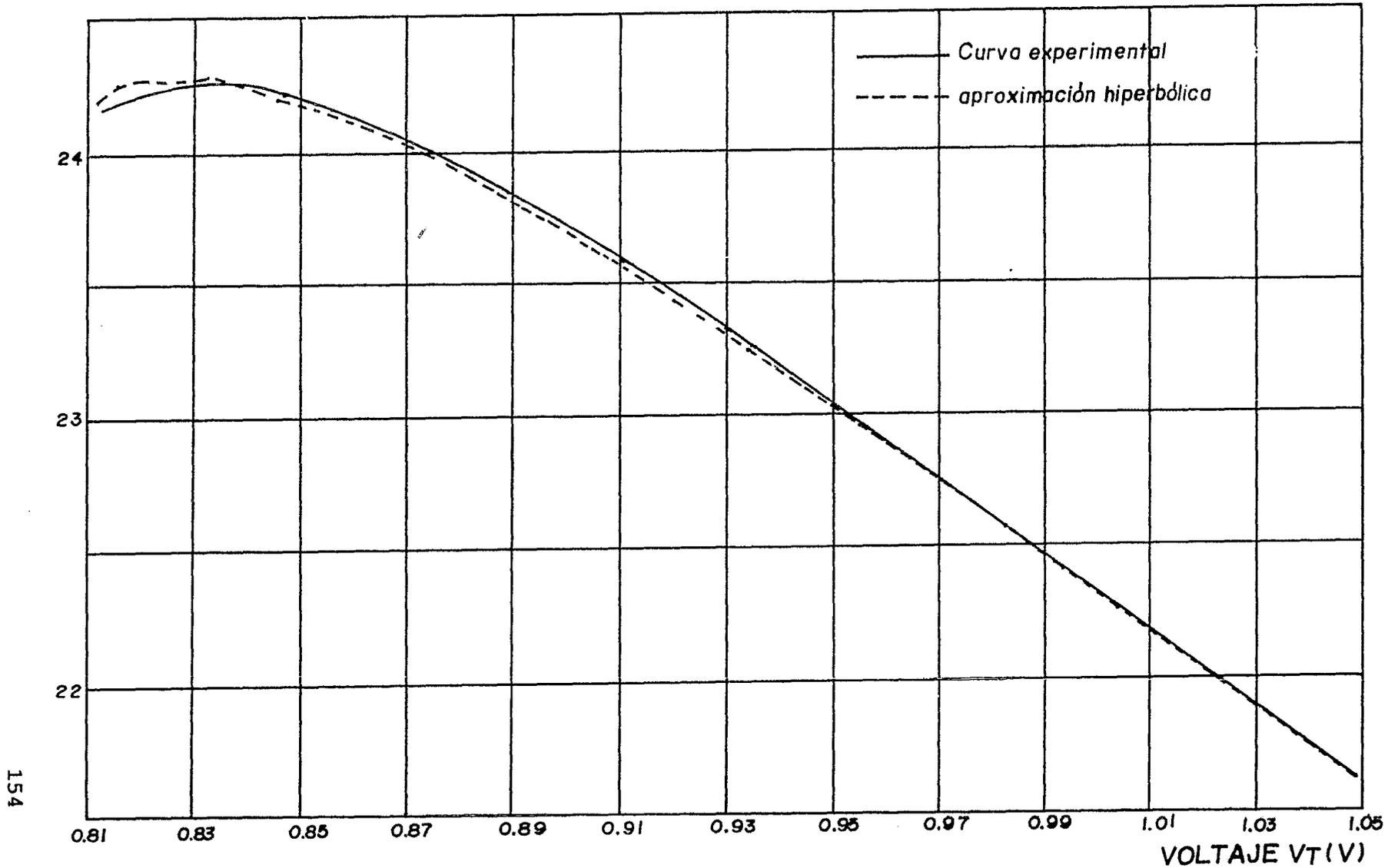


Figura 4.21 Curvas obtenidas experimentalmente y por una aproximación hiperbólica de "a".

VOLTAJE V_T (V)

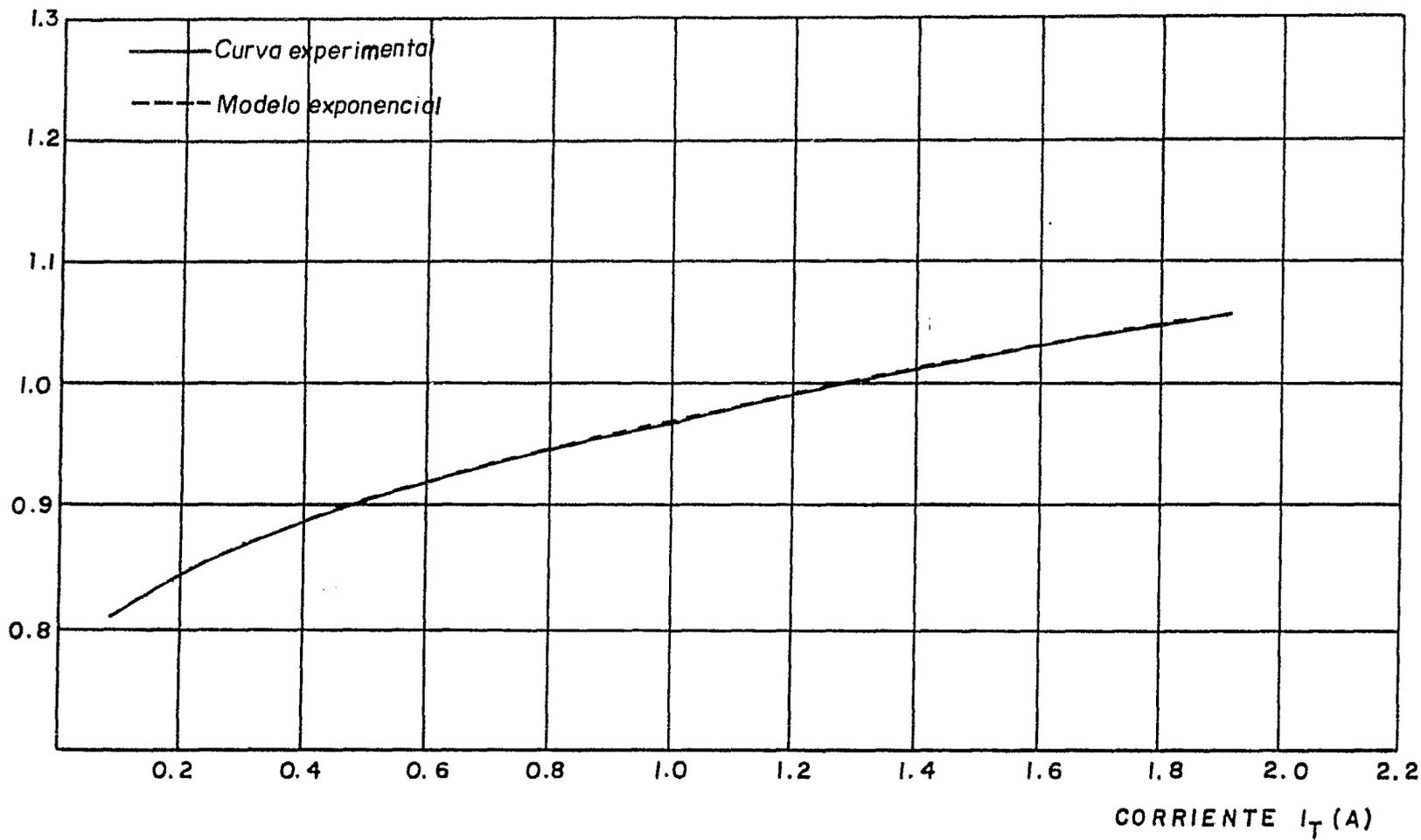


Figura 4.22 Curvas del comportamiento del TRIAC Teccor Q2006L4A obtenidas experimentalmente y mediante el modelo exponencial.

6- COMPARACION DE LOS MODELOS.

En el punto anterior se estableció una comparación entre cada modelo y el resultado experimental. Aunque mediante -- esa comparación se puede observar cual modelo es el que más_ se apega al resultado experimental, en este punto se hará -- una comparación presentando las ventajas y desventajas de ca_ da modelo.

Con esto no pretendemos decir cual modelo es el mejor, - pues esto depende de la aplicación para la cual se vaya a u_ tilizar el modelo, ya que mientras más exactitud se necesite más complicado será el modelo que se utilice.

Por desgracia no será posible presentar una gráfica don_ de aparezcan los cuatro modelos, debido a que las curvas se_ sobrepondrían unas con otras y no se podría efectuar una com_ paración muy precisa entre ellas. A cambio de esto se pre-- sentan las tablas 4.11 y 4.12, en donde aparecen los resulta_ dos experimentales junto con los resultados obtenidos por ca_ da modelo. La tabla 4.11 corresponde a los resultados obte_ nidos con el TRIAC Texas Instruments TIC206D, mientras que - la tabla 4.12 muestra los resultados obtenidos con el TRIAC_ Teccor Q2006L4A.

Finalmente se presenta un resumen en donde se mencionan_ las ventajas y desventajas de cada modelo, así como los pará_ metros a calcular y la complejidad de los mismos. Este resu_ men aparece en la tabla 4.13.

Datos		Modelo		Modelo		Modelo	
Experimentales.		Piezolineal II.		Parabólico.		Exponencial.	
V_T (V)	I_T (A)	I_T (A)	% Error	I_T (A)	% Error	I_T (A)	% Error
0.820	0.1030	-	-	0.1104	7.184	0.0905	12.068
0.848	0.1374	0.0119	91.337	0.1505	9.534	0.1373	0.007
0.863	0.1718	0.0966	43.772	0.1795	4.482	0.1705	0.716
0.876	0.2061	0.1700	17.516	0.2088	1.310	0.2045	0.767
0.888	0.2405	0.2378	1.123	0.2393	0.499	0.2403	0.083
0.899	0.2749	0.2999	0.094	0.2705	1.601	0.2768	0.691
0.908	0.3092	0.3508	13.454	0.2977	3.719	0.3091	0.010
0.918	0.3436	0.4073	18.536	0.3304	3.842	0.3476	1.170
0.958	0.5154	0.6332	22.856	0.4843	6.034	0.5232	1.529
0.991	0.6872	0.8195	19.252	0.6394	6.956	0.6903	0.464
1.021	0.8591	0.9890	15.120	0.8023	6.612	0.8590	0.007
1.048	1.0309	1.1415	10.728	0.9668	6.218	1.0249	0.573
1.074	1.2027	1.2883	7.117	1.1412	5.113	1.1975	0.425
1.098	1.3745	1.4238	3.587	1.3162	4.242	1.3677	0.493
1.121	1.5463	1.5537	0.479	1.4965	3.221	1.5398	0.418
1.143	1.7182	1.6780	2.340	1.6804	2.200	1.7118	0.370
1.165	1.8900	1.8022	4.646	1.8756	0.762	1.8899	0.003
1.185	2.0618	1.9152	7.110	2.0628	0.049	2.0559	0.284

Tabla 4.11 Resultados obtenidos por los modelos para el TRIAC TIC206D con MT2 positivo.

Datos		Modelo		Modelo		Modelo	
Experimentales.		Piezolineal II.		Parabólico.		Exponencial.	
V_T (V)	I_T (A)	I_T (A)	% Error	I_T (A)	% Error	I_T (A)	% Error
0.810	0.081	-	-	0.0810	0.000	0.0809	0.037
0.816	0.102	-	-	0.0974	4.461	0.0970	4.873
0.823	0.122	-	-	0.1184	2.926	0.1187	2.713
0.829	0.142	-	-	0.1379	2.852	0.1396	1.655
0.834	0.163	0.040	75.460	0.1553	4.724	0.1586	2.681
0.840	0.183	0.092	49.727	0.1774	3.049	0.1829	0.038
0.846	0.203	0.143	29.557	0.2009	1.005	0.2085	2.749
0.869	0.305	0.340	11.475	0.3043	0.216	0.3159	3.580
0.888	0.407	0.503	23.587	0.4054	0.378	0.4150	1.983
0.905	0.508	0.649	27.756	0.5080	0.000	0.5138	1.159
0.921	0.610	0.786	28.852	0.6149	0.805	0.6171	1.164
0.935	0.712	0.906	27.247	0.7167	0.666	0.7162	0.594
0.947	0.813	1.009	24.108	0.8101	0.349	0.8080	0.613
0.960	0.915	1.120	22.404	0.9177	0.304	0.9146	0.039
0.972	1.016	1.223	20.374	1.0230	0.691	1.0196	0.357
0.983	1.118	1.318	17.889	1.1244	0.581	1.1212	0.290
0.994	1.220	1.412	15.738	1.2307	0.879	1.2277	0.636
1.004	1.321	1.498	13.399	1.3314	0.790	1.3285	0.574
1.014	1.423	1.583	11.244	1.4360	0.919	1.4328	0.694
1.023	1.525	1.661	8.918	1.5336	0.567	1.5294	0.291
1.033	1.626	1.746	7.380	1.6457	1.216	1.6393	0.819
1.041	1.728	1.815	5.035	1.7383	0.598	1.7288	0.050
1.049	1.830	1.884	2.951	1.8334	0.186	1.8196	0.568
1.057	1.931	1.952	1.088	1.9310	0.000	1.9112	1.023

Tabla 4.12 Resultados obtenidos por los modelos para el TRIAC Q2006L4A con MT2 negativo.

Nombre del modelo.	Modelo.	Parámetros a conocer.	Ventajas.	Desventajas.
Modelo piezolineal I.	<p>Zona de apagado:</p> $I_T = 0$ <p>Zona de encendido:</p> $V_T = V_{BOMin}$	V_{BOMin}	Fácil utilización del modelo. El valor de V_{BOMin} puede ser fijado a 0.8 Volts sin necesidad de tomar datos experimentales.	Aproximación muy burda a la curva experimental. En ciertas aplicaciones los errores del modelo en la zona de encendido pueden ser bastante significativos.
Modelo piezolineal II.	<p>Zona de apagado:</p> $V_T = R_{AP}I_T, R_{AP} = \frac{V_{DRM}}{I_{DRM}}$ <p>Zona de encendido:</p> $V_T = R_{EN}I_T + B$ $I_T \geq I_h$	$R_{AP}, R_{EN}, B, I_h, V_{DRM}, I_{DRM}$, donde: I_h, V_{DRM} e I_{DRM} son dadas por el fabricante. B es determinado por métodos numéricos empleando puntos experimentales.	<p>Su obtención y utilización resultan casi tan sencillos como en el modelo piezolineal I.</p> <p>Se tiene una mayor exactitud que en el modelo anterior, por lo cual puede ser utilizado en aplicaciones más rigurosas.</p>	<p>El grado de aproximación disminuye al aumentar el rango de corrientes modelado.</p> <p>Es necesario tomar puntos experimentales en toda la zona en la que se vaya a utilizar el modelo con el fin de tener una aproximación confiable</p>

Tabla 4.13 Comparación de los modelos propuestos.

Nombre del modelo.	Modelo.	Parámetros a conocer.	Ventajas.	Desventajas.
Modelo parabólico.	<p>Zona de apagado:</p> <p>Igual que en el modelo piezolíneal II.</p> <p>Zona de encendido:</p> $I_T = \frac{V_T^2 + BV_T + C}{A}$ $I_T > I_h$	<p>A, B, C, I_h, donde:</p> <p>I_h dada por el fabricante. A, B y C son determinadas mediante un sistema de ecuaciones obtenidas con puntos experimentales.</p>	<p>Modela de una forma bastante precisa a la curva obtenida experimentalmente en la zona de encendido.</p>	<p>Necesidad de cálculos matemáticos para la determinación de los parámetros. El grado de aproximación depende de la representatividad de los puntos elegidos para la determinación de los parámetros.</p>
Modelo exponencial.	<p>Zona de apagado:</p> <p>Igual que en el modelo piezolíneal II.</p> <p>Zona de encendido:</p> $I_T = k(e^{aV_T} - 1)$ $I_T > I_h$ $a = \frac{A}{Z} - \sqrt{\left(\frac{A}{Z}\right)^2 - B + CV_T^2 - DV_T}$	<p>k, a, I_h, A, B, C, D; donde:</p> <p>I_h dada por el fabricante.</p> <p>k es obtenida gráficamente.</p> <p>A, B, C y D son determinadas mediante un sistema de ecuaciones obtenidas con puntos experimentales.</p>	<p>Se logra una gran exactitud con respecto a la curva experimental. Los cálculos de este modelo son los que más se aproximan a la teoría de física de semiconductores, ya que consideran un comportamiento exponencial. Debido a lo anterior se puede utilizar para cualquier aplicación.</p>	<p>Necesidad de obtener un parámetro en forma gráfica. En realidad se modelan dos curvas, por lo que hay necesidad de realizar más cálculos. En el modelado del parámetro a hay que tener cuidado en tomar la rama de la hipérbola que corresponde.</p>

Tabla 4.13 Continuación.

7- COMENTARIOS.

El objetivo de este punto es presentar algunos comentarios de interés sobre el comportamiento del TRIAC y sobre el capítulo, mismos que serán de utilidad cuando se desee trabajar tanto con el dispositivo como con los modelos propuestos.

Uno de los puntos que es necesario mencionar es el referente a la corriente de compuerta, ya que no se estableció propiamente un modelo sobre su comportamiento y se hace necesario recalcar algunos conceptos sobre el mismo.

En las hojas de datos que proporciona el fabricante aparece el valor para cada cuadrante del pulso de corriente aplicado a la compuerta al cual se asegura que el TRIAC se encenderá, sin embargo es importante hacer la aclaración de que cada TRIAC tiene diferente sensibilidad en la compuerta y por lo tanto el valor del pulso de corriente puede ser menor que el que aparece en la hoja de datos. En la mayoría de los TRIACS la amplitud del pulso aplicado a la compuerta, dada por el fabricante, es igual para los tres primeros cuadrantes y mayor para el cuarto cuadrante. Experimentalmente se obtuvieron resultados similares a los ya mencionados.

En el modelo piezolineal I la zona de apagado se modela como una recta de corriente cero, debido a la alta resistencia del TRIAC en su estado de apagado, mientras que para los tres modelos restantes esta misma zona es modelada como una recta que parte del origen con una pendiente determinada por el parámetro R_{AP} que físicamente representaría la resistencia de apagado. El hecho de que se modele diferente en la misma región al modelo piezolineal I es debido a que este modelo es el que representa características más parecidas a las ideales, sin embargo es posible utilizar en cualquier otro modelo la ecuación que rige al primero en la zona de apagado, dependiendo de la aplicación.

Se mencionó que el parámetro R_{AP} físicamente representa-

ría la resistencia de apagado, sin embargo esta resistencia no mantiene un valor constante para todo el rango de voltajes y también presenta variaciones con la frecuencia y la temperatura. El parámetro R_{Ap} fue calculado con datos del fabricante, pero es necesario mencionar que estos datos nos dan un valor de resistencia mínima, y por lo general el valor de la resistencia de apagado es mucho mayor.

Aunque el método de mínimos cuadrados se emplea generalmente para encontrar la línea recta que minimice los errores de datos obtenidos experimentalmente, cuando se sabe que estas mediciones representan en realidad una línea recta, en los modelos propuestos se utiliza este método para encontrar una recta que minimice las diferencias entre la curva obtenida experimentalmente con dicha recta.

COMENTARIOS FINALES

En el campo de la Ingeniería una de las herramientas más poderosas que se tiene es el modelado. Como se mencionó en el capítulo correspondiente, el tipo de modelado aquí utilizado no es, ni pretende ser, el único posible de aplicar a los dispositivos tratados en este trabajo. Igualmente debemos tener en cuenta que estos modelos pueden ser modificados de una infinidad de maneras de acuerdo a la aplicación que se le dé al dispositivo y a las variables que se desee que intervengan en el modelo.

Creemos que los modelos presentados cumplen con los objetivos propuestos por el modelado en general, ya que representan, en cierta forma idealizados, aspectos y partes de la realidad, que permiten su simulación, análisis y síntesis.

Se debe tener en cuenta que los modelos pierden su utilidad y su valor si no están respaldados por otros factores que los complementen, como podrían ser, en nuestro caso, programas de computadora para la simulación de redes.

Aunque el principal objetivo de este trabajo es la obtención de modelos para el diodo, el DIAC y el TRIAC, que son en sí dispositivos electrónicos de potencia, el trabajo puede ser útil para el inicio en el conocimiento de ellos, pues existe escasa literatura al respecto.

La obtención de modelos para el diodo, el DIAC y el TRIAC, puede servir como base para el modelado de otros dispositivos en general.

Los modelos aquí propuestos pueden alentar la investigación acerca de nuevas aplicaciones de estos dispositivos, aún en campos diferentes al de la electrónica de potencia, debido a la exactitud que ofrecen.

Cabe señalar que los modelos aquí propuestos fueron obtenidos a partir de datos experimentales, que siempre están sujetos a errores, tanto de medición como de calibración de --

los instrumentos, sin embargo, el proceso por el cual fueron tratados minimiza dichos errores.

APENDICE A

ASPECTOS IMPORTANTES SOBRE LA JUNTURA P-N.

En un semiconductor intrínseco, existe la misma concentración de electrones libres (n) que de huecos libres (p). Las unidades de p y n se dan en ($1/\text{cm}^3$). En este caso se tiene $p = n = n_i$, donde n_i es la densidad intrínseca de portadores. En un semiconductor intrínseco se cumple la relación $np = n_i^2$, sin embargo la última relación también se cumple para semiconductores contaminados, donde n es diferente a p . Entonces, n_i se considera una característica intrínseca de ese semiconductor contaminado o no, siempre y cuando el semiconductor esté en equilibrio térmico, o sea, que hay una excitación térmica que hace pasar a los electrones de la banda de valencia a la de conducción dejando un mismo número de huecos en la banda de valencia, del mismo modo que pares hueco-electrón desaparecen como resultado de la recombinación.

El número de impurezas N_A (aceptoras) y N_D (donadoras) con que se contamina un semiconductor se mantiene constante en un rango de temperaturas de 100 K a 500 K. A temperaturas elevadas la mayoría de las impurezas aceptoras y donadoras están ionizadas y se cumple la siguiente condición de neutralidad:

$$n + N_A = p + N_D$$

donde N_A y N_D se dan en ($1/\text{cm}^3$).

A las densidades intrínsecas n y p se les llamará desde ahora n_{no} y p_{no} para material tipo N y n_{po} y p_{po} para material tipo P, cumpliéndose siempre en equilibrio térmico que:

$$\begin{aligned}n_{no}p_{no} &= n_i^2 \\n_{po}p_{po} &= n_i^2\end{aligned}$$

Un material es tipo N si está contaminado con impurezas donde N_D es mucho mayor a N_A y donde $n_{no} \doteq N_D$; y un material es tipo P si su concentración N_A es mucho mayor a N_D y además $p_{po} \doteq N_A$. Se puede observar que n_{no} y p_{po} permanecen aproximadamente constantes aunque el material correspondiente no esté en equilibrio térmico.

Cuando se aplica un voltaje al semiconductor, las densidades minoritarias (n_p para material tipo P y p_n para material tipo N) cambian, y el producto pn no es igual a n_i^2 . Siempre que la condición de equilibrio térmico esté distribuida, esto es, $np \neq n_i^2$, existen procesos por medio de los cuales el sistema se reestablece a equilibrio, o sea $pn = n_i^2$. Este proceso se llama recombinación.

Siempre que haya recombinación en algún lugar, una corriente fluirá por el semiconductor. La cantidad de portadores recombinados por segundo se indica con la relación de recombinación U ($1/\text{cm}^3\text{seg}$). La cantidad de electrones libres que salen de un volumen por unidad de tiempo es, para material tipo N:

$$\frac{\partial n}{\partial t} = G_n - U_n + \frac{1}{q} \nabla \cdot J_n$$

Donde J_n es la densidad de corriente de electrones; G_n es la generación de electrones debido a excitación óptica o ionización por impacto. En nuestro caso G_n no se considerará.

J_n es la suma de la corriente de difusión debida al gradiente de concentración de portadores y la corriente de arrastre debida al campo eléctrico.

Hay que hacer notar que la corriente de difusión no se encuentra ordinariamente en metales y que es posible que existan en un semiconductor simultáneamente gradientes de difusión y de potencial. Lo anterior se cumple igualmente para huecos:

$$\frac{\partial p}{\partial t} = G_p - U_p - \frac{1}{q} \nabla \cdot J_p$$

JUNTURA P-N.

Las características ideales de voltaje contra corriente en el diodo están basadas en lo siguiente:

- a) Juntura abrupta: donde el potencial interno intrínseco y el voltaje aplicado son soportados por una capa dipolo -- con fronteras abruptas, o sea que la concentración de impurezas cambia abruptamente de impurezas aceptoras a donadoras. Fuera de dichas fronteras se asume que el semiconductor es neutral.
- b) Son válidas las relaciones de Boltzmann.
- c) Condición de baja inyección: la densidad de portadores minoritarios inyectados es mucho menor que la densidad de portadores mayoritarios.

Bajo estas condiciones Shockley propone la siguiente ecuación en estado estable:

$$J = J_s (e^{qV_D/kT} - 1)$$

o ecuación exponencial, donde J_s es proporcional a n_i^2 .

Esta ecuación es la suma de dos corrientes: la de huecos y la de electrones que circulan en sentidos opuestos, y las calcula considerando que la recombinación de pares hueco-electrón se lleva a cabo solamente en la región neutral y que en esta zona $E = 0$ y $\partial E/\partial x \neq 0$, por lo tanto, como $E = 0$, la corriente que circula en esa región es exclusivamente de difusión. E es el campo eléctrico. Lo anterior se aprecia en la figura A.1

Las diferencias del modelo exponencial ideal con el comportamiento real se deben principalmente a los siguientes efectos:

- a) Efecto superficial.
- b) Generación y recombinación de portadores en la zona vacía.
- c) El efecto túnel de portadores entre estados en la zona --

prohibida (Band Gap).

- d) Condición de alta inyección que puede ocurrir a relativamente pequeñas polarizaciones en directa.
- e) El efecto de la resistencia en serie.
- f) Ruptura de la juntura.

a) Efecto superficial.

Se debe principalmente a las cargas iónicas en o fuera de la superficie del semiconductor causando la formación de canales superficiales (así llamados), o regiones de vacío superficiales. Una vez formado el canal modifica a la región vacía de la juntura y da lugar a corrientes de fuga. Para junturas P-N planas este efecto es poco importante comparado con el de generación de corriente en la zona vacía.

b) Generación y recombinación.

La generación y recombinación de portadores en la zona vacía no se considera en la ecuación exponencial ideal de Shockley.

i) Polarización inversa: Cuando la juntura está polarizada en inversa ($p_n < n_i^2$) se crea una corriente de generación J_{gen} que depende del voltaje en inversa y de la temperatura. La densidad de corriente inversa total es:

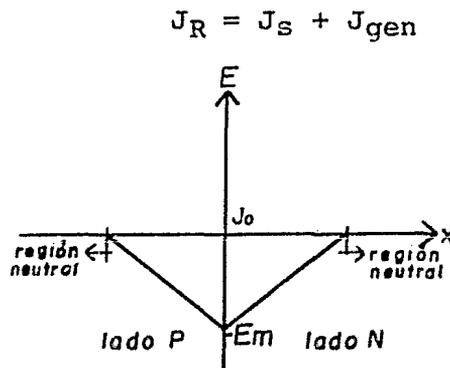


Figura A.1 Distribución del campo eléctrico.

donde J_s es la densidad de corriente de difusión.

J_{gen} es proporcional a n_i . Si n_i es muy grande entonces J_s domina sobre J_{gen} . Por el contrario, si n_i es pequeña J_{gen} puede dominar.

- ii) Polarización directa: En polarización directa existe la corriente de recombinación en la zona vacía, que se adiciona a la corriente de difusión, resultando esta corriente de recombinación:

$$J_{rec} = Cn_i \left(\frac{qV}{2kT} \right)$$

donde: C es una constante.

V es el voltaje de polarización de directa.

k es la constante de Boltzmann.

T es la temperatura.

Se observa que J_{rec} es proporcional a n_i .

La corriente de directa total en baja inyección es la suma de la corriente de difusión y la de recombinación en la zona vacía:

$$J_F = J_s e^{qV/kT} + Cn_i \left(\frac{qV}{2kT} \right)$$

Debemos recordar que J_s es proporcional a n_i^2 . Hay que notar que cualquiera de ellas, J_{rec} o la corriente de difusión, puede dominar, y eso depende de las características de los semiconductores.

Los resultados experimentales prueban la siguiente fórmula empírica:

$$J_F = C e^{qV/\eta kT}$$

donde C es una constante y el factor η es igual a 2 cuando la corriente de recombinación domina y η es igual a 1 cuando la corriente de difusión domina.

Cuando las dos corrientes son comparables, η tiene un valor entre 1 y 2.

d) Condición de alta inyección.

En altas densidades de corriente (polarización directa), en donde la densidad de portadores minoritarios es comparable con la concentración de portadores mayoritarios, ambas, las corrientes de difusión y la de arrastre deben ser consideradas.

En baja inyección casi toda la caída de potencial ocurre en la juntura, no así en alta inyección.

En alta inyección la corriente total es:

$$J_F = C e^{qV/2kT}$$

donde C es una constante.

e) Efecto óhmico.

En muy alta inyección, la caída a través de la juntura es insignificante comparada con la caída óhmica en ambos lados de la juntura. Las regiones "cuasineutrales" de la juntura tienen una resistividad finita. Esta resistencia absorbe una cantidad apreciable de voltaje entre las terminales del diodo.

El efecto túnel y la ruptura de la juntura no se explican por estar fuera del alcance de este trabajo.

APENDICE B

ASPECTOS IMPORTANTES SOBRE LOS DISPOSITIVOS P-N-P-N.

En este apéndice se hablará de los dispositivos P-N-P-N. En la figura B.1 se muestra uno de estos dispositivos. Una de las formas de estudiar este tipo de dispositivos es mediante la analogía de los transistores, mostrada en la figura B.2, de la cual se pueden hacer las siguientes consideraciones.

La juntura central actúa como el colector de huecos de J_1 y de electrones de J_3 . Las relaciones entre las corrientes de emisor, base y colector (I_E , I_B e I_C , respectivamente) y la ganancia de corriente en C. D. en configuración de base común (α_1 para un transistor P-N-P y α_2 para un transistor N-P-N) se muestra en la misma figura B.2, donde I_{CO} es la corriente de saturación de reversa colector-base.

El colector del transistor N-P-N provee la corriente de base para el transistor P-N-P. El colector del transistor P-N-P junto con la corriente I_G provee la corriente de base para el transistor N-P-N. Entonces, un proceso de regeneración resulta cuando la realimentación total excede la unidad.

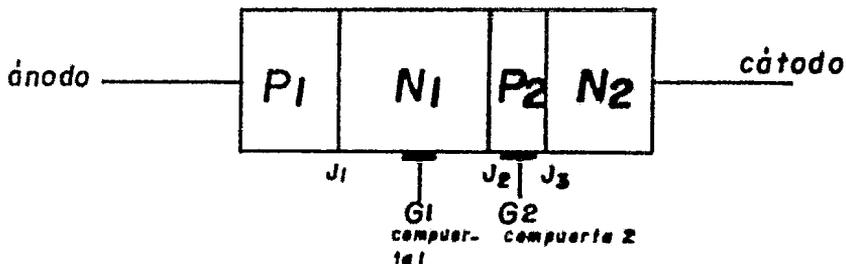


Figura B.1 Estructura de un dispositivo P-N-P-N.

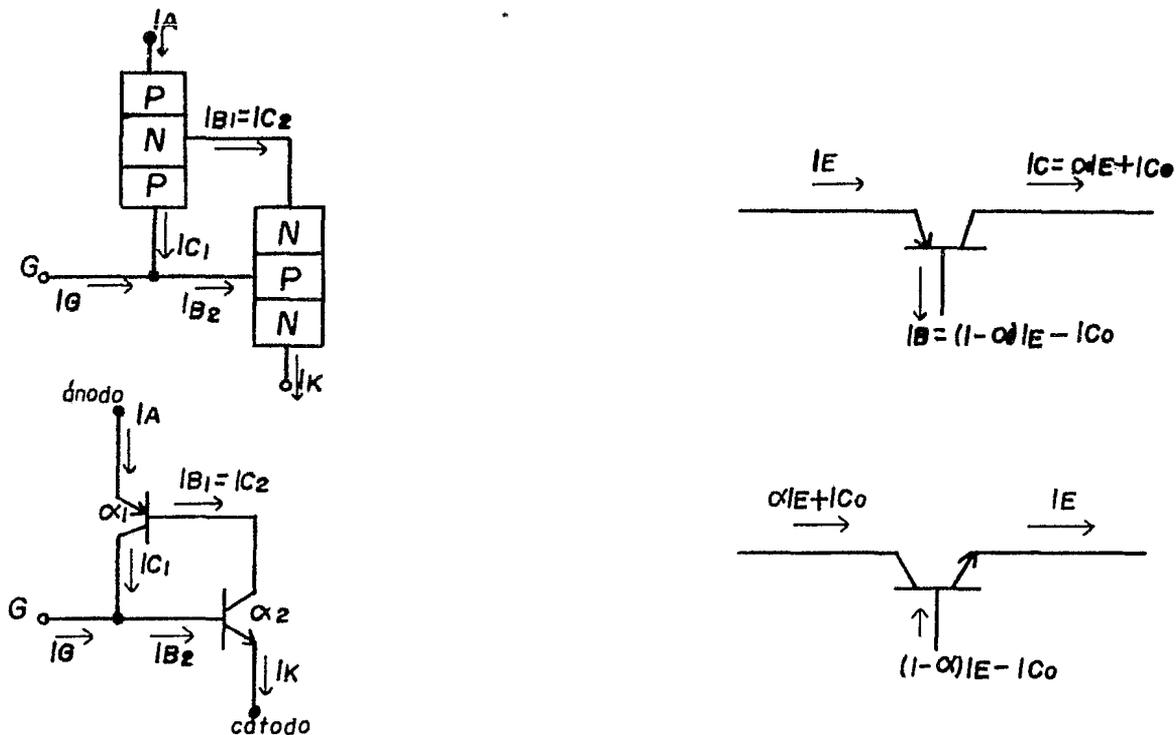


Figura B.2 Analogía de un dispositivo P-N-P-N.

La corriente de base del transistor P-N-P es:

$$I_{B1} = (1 - \alpha_1)I_A - I_{CO1}$$

la cual es proporcionada por el colector del transistor ----
N-P-N. La corriente del colector del transistor N-P-N es:

$$I_{C2} = \alpha_2 I_K + I_{CO2}$$

Igualando I_{B1} e I_{C2} tenemos:

$$(1 - \alpha_1)I_A - I_{CO1} = \alpha_2 I_K + I_{CO2}$$

como $I_K = I_A + I_G$, obtenemos:

$$I_A = \frac{\alpha_2 I_G + I_{CO_1} + I_{CO_2}}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)} \quad \text{--- (B.1)}$$

Se ha mostrado que α_1 y α_2 son funciones de I_A y que generalmente se incrementan cuando la corriente se incrementa. La ecuación anterior da la característica estática del dispositivo. Se puede notar que todos los componentes en la ecuación (B.1) son pequeños, por lo tanto I_A es pequeña a menos que $\alpha_1 + \alpha_2$ se acerque a la unidad. En este punto el denominador de la ecuación tiende a cero y la conmutación ocurre.

En polarización inversa el dispositivo no enciende pues no ocurre ningún proceso regenerativo.

En la figura B.3 se muestran las zonas vacías en el dispositivo en equilibrio, en polarización de apagado y encendido.

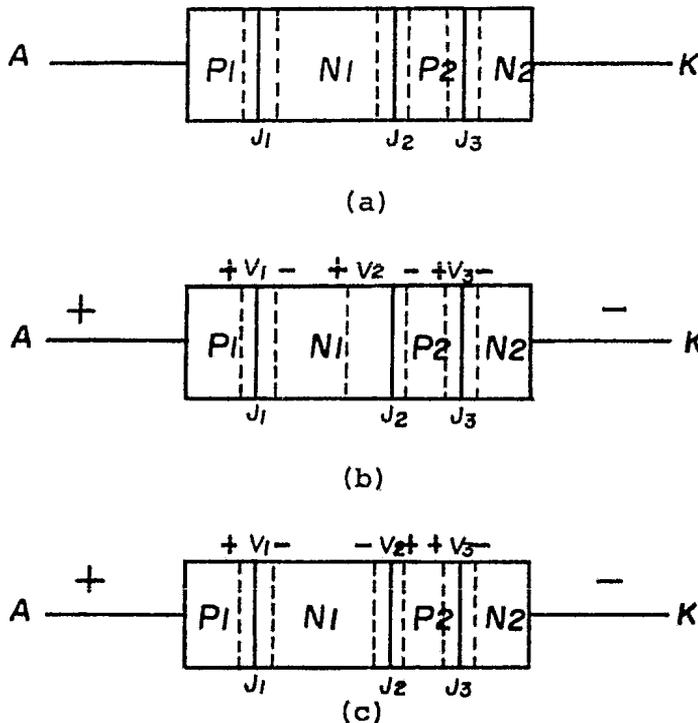


Figura B.3 Zonas vacías en el dispositivo (a) en equilibrio, (b) polarización de apagado y (c) polarización de encendido.

Cuando se aplica un voltaje positivo al ánodo la juntura J_2 tenderá a estar polarizada en inversa mientras J_1 y J_3 estarán polarizadas en directa, se cumple que:

$$V_{AK} = V_1 + V_2 + V_3$$

donde V_{AK} es la caída de voltaje entre el ánodo y el cátodo.

Conforme el voltaje se incrementa la corriente se incrementa. Esto ocasiona que α_1 y α_2 se incrementen provocando un proceso regenerativo que da lugar a una conmutación. Al encenderse el dispositivo, la corriente a través de él debe de ser limitada por una resistencia de carga externa, o de otra forma el dispositivo se destruiría a sí mismo.

Ya encendido el dispositivo se cumple la siguiente ecuación:

$$V_{AK} = V_1 - |V_2| + V_3$$

que es aproximadamente igual a la caída de voltaje a través de una juntura P-N más un transistor saturado.

Ahora, si se considera que I_G se incrementa por una pequeña cantidad ΔI_G la corriente del ánodo se incrementará -- por una cantidad ΔI_A , así que la corriente de incremento del cátodo será:

$$\Delta I_K = \Delta I_A + \Delta I_G$$

Las alfas de señal pequeña están definidas como:

$$\bar{\alpha}_1 = \frac{\partial I_C}{\partial I_A} = \lim_{\Delta I_A \rightarrow 0} \frac{\Delta I_C}{\Delta I_A}$$

$$\bar{\alpha}_2 = \frac{\partial I_C}{\partial I_K} = \lim_{\Delta I_K \rightarrow 0} \frac{\Delta I_C}{\Delta I_K}$$

La corriente de huecos colectada por J_2 será $\bar{\alpha}_1 \Delta I_A$ y la corriente de electrones será $\bar{\alpha}_2 \Delta I_K$. Igualando el cambio en la corriente del ánodo con el cambio en la corriente a través de J_2 , se obtiene:

$$\Delta I_A = \bar{\alpha}_1 \Delta I_A + \bar{\alpha}_2 \Delta I_K$$

Sustituyendo esta última ecuación en la ecuación (B.2) - nos da:

$$\frac{\Delta I_A}{\Delta I_G} = \frac{\bar{\alpha}_2}{1 - (\bar{\alpha}_1 + \bar{\alpha}_2)}$$

Cuando $\bar{\alpha}_1 + \bar{\alpha}_2$ tiende a la unidad, cualquier pequeño incremento en I_G creará un incremento muy grande en I_A .

CARACTERISTICAS CORRIENTE-VOLTAJE GENERALIZADAS.

Si la polarización del dispositivo P-N-P-N es tal que la juntura J_2 está polarizada en inversa, al alcanzar el voltaje V_2 un valor suficiente para producir una avalancha por multiplicación de portadores, al atravesar éstos la zona vacía de J_2 se produce la conmutación, es decir, desde ese momento el voltaje en la juntura J_2 comienza a decrecer hasta llegar a cero mientras que la corriente a través del dispositivo aumenta. Al llegar el voltaje V_2 a cero el efecto de multiplicación por avalancha desaparece y en ese punto:

$$\alpha_1(I) + \alpha_2(I) \doteq 1$$

alcanzando la corriente I un valor I_1 . En este punto la caída de voltaje a través del dispositivo será simplemente la suma de los voltajes de directa de las dos juntas laterales J_1 y J_3 (1.2 a 1.4 Volts para dispositivos de silicio).

Para corrientes mayores a I_1 , todas las junturas en el dispositivo estarán en polarización directa. Conforme I se incrementa más allá de I_1 , la caída de voltaje a través de todo el dispositivo se decrementa (debido a que el voltaje en la juntura J_2 se incrementa en sentido contrario al de las otras dos junturas) y el dispositivo continúa exhibiendo una resistencia negativa dinámica. Cuando la caída de voltaje en J_2 es comparable a la caída en alguna de las otras dos junturas se llega al punto de mantenimiento. A partir de este punto la caída de voltaje en J_2 será comparable a la caída de voltaje en J_1 o en J_3 , y la resistencia dinámica del dispositivo es nuevamente positiva. Más allá del punto de mantenimiento (I_h, V_h) el dispositivo exhibe una característica esencialmente idéntica a la de un diodo de juntura P-N en polarización directa.

$$I \sim e^{qV/kT}$$

Cuando se tiene un dispositivo P-N-P-N de tres terminales con un electrodo de compuerta, conforme se incrementa I_G el voltaje de conmutación se decrementa.

MÉTODOS DE DISPARO.

Para disparar a un dispositivo P-N-P-N del estado de apagado al de encendido se requiere que la corriente se incrementa a un nivel suficientemente alto para que se satisfaga la condición de que $\alpha_1 + \alpha_2 \hat{=} 1$.

Aparte del método de disparo por medio de una compuerta, existe el método de disparo por medio de temperatura, que usa la propiedad de que conforme la temperatura se incrementa se generan más pares electrón-hueco que se colectan en la juntura J_2 . Entonces la suma de alfas tiende rápidamente a la unidad.

Pares electrón-hueco también pueden ser producidos cuando la luz incide sobre el semiconductor. El mecanismo de conmutación y la característica corriente-voltaje debida al disparo por luz son esencialmente las mismas que en disparo por temperatura.

BIBLIOGRAFIA

Bender, Edward A.

An Introduction to Mathematical Modeling.

John Wiley & Sons Inc. 1978.

Boylestad R. and Nashelsky L.

Electronic Devices and Circuit Theory.

Prentice Hall Inc. 2a. Ed. 1978.

Davis, Rex M.

Power Diode and Thyristor Circuits.

The Institution of Electrical Engineers. 1979.

Deboo, Gordon J.

Integrated Circuits and Semiconductor Devices: Theory and Application.

Mc. Graw-Hill Book Co. 1971.

Gottlieb, Irving M.

Solid State Power Electronics.

Howard W. Sams & Co., Inc. 1979

Grinich, Victor H. and Jackson, Horace G.

Introduction to Integrated Circuits.

Mc. Graw-Hill Book Co. 1975.

Krick, Edward V.

Introducción a la Ingeniería y al Diseño en la Ingeniería.

Editorial Limusa. 1978.

Millman, Jacob.

Microelectronics.

Mc. Graw-Hill Book Co. 1979.

Sze, S. M.

Physics of Semiconductor Devices.

John Wiley & Sons Inc. 1969.