



**UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA
DE MEXICO**

FACULTAD DE INGENIERIA

**DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN DISPOSITIVO
PARA MEDIR LA MAGNETOSTRICCIÓN DE CINTAS
METÁLICAS AMORFAS MAGNÉTICAS**

T E S I S

QUE PARA OBTENER EL TITULO DE:
INGENIERO ELÉCTRICO ELECTRÓNICO
P R E S E N T A :
CARLOS ALBERTO SABINES TIRADO

**DIRECTOR DE TESIS:
DR. JOSÉ ISRAEL BETANCOURT REYES**



MÉXICO, D. F.

2005

*A mis padres y hermanos, maestros y amigos
sin cuyo apoyo incondicional
este trabajo no existiría.*

INDICE

Introducción	1
Capítulo 1. Conceptos Básicos.	4
1.1. Conceptos básicos de materiales magnéticos.	4
1.2. Inducción magnética.	8
1.3. Curva de histéresis.	10
1.4. Propiedades de materiales magnéticos suaves.	12
1.4.1. Hierro.	12
1.4.2. Aleaciones hierro-níquel.	13
1.4.3. Aleaciones hierro-cobalto.	14
1.4.4. Ferritas suaves.	14
1.5. Materiales magnéticos amorfos.	15
1.6. Aplicaciones.	18
1.6.1. Transformadores de distribución.	19
1.6.2. Transformadores industriales.	19
1.6.3. Transductores y sensores elasto-magnéticos.	21
1.6.4. Cabezas magnéticas.	22
1.6.5. Otras aplicaciones.	24
Capítulo 2. Métodos de medición de la magnetostricción.	26
2.1. Introducción.	26
2.2. Métodos experimentales.	28
2.2.1. Métodos directos: Indicadores de estiramiento.	28
2.2.2. Métodos indirectos.	30
2.2.3. Método SAMR (Small Angle Magnetization Rotation)	32
Capítulo 3. Descripción e implementación del sistema.	38
3.1. Calibración del equipo.	44

Capítulo 4. Resultados.	54
Conclusiones.	59
Referencias.	60
Anexo A.	
Anexo B.	
Anexo C.	

INTRODUCCIÓN

Los materiales magnéticos han sido un factor primordial en el desarrollo tecnológico contemporáneo debido a su amplia variedad de aplicaciones. Por ejemplo, las tecnologías de almacenamiento digital en discos duros se basan en materiales para grabación magnética, los cuales, al ir compactando la densidad de momentos magnéticos por pulgada cuadrada, han permitido el desarrollo comercial de discos duros con capacidades de almacenamiento del orden de Gigabytes (10^9 bit/plg²). Este tipo de materiales son también de uso común en todo tipo de tarjetas (como banda magnética).

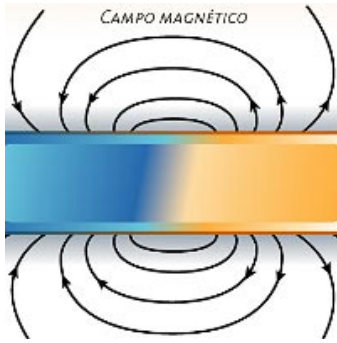
Otro tipo de materiales magnéticos son los materiales magnéticos suaves, que se caracterizan por la facilidad con que pueden ser magnetizados y desmagnetizados. Esta cualidad se cuantifica a través de la permeabilidad magnética debido a las elevadas permeabilidades magnéticas que presentan estos materiales, se emplean frecuentemente en cabezas de lectura/escritura en computadoras y en el diseño de transformadores y fuentes de poder más eficientes.

Un último grupo de materiales magnéticos lo constituyen los materiales magnéticos duros o imanes permanentes, que son capaces de producir un campo magnético a su alrededor sin necesidad de una corriente eléctrica. Esta característica requiere una elevada anisotropía magnética, la cual se puede cuantificar mediante el campo coercitivo, que en estos materiales suele ser muy grande. Esta propiedad permite usar los imanes permanentes en el funcionamiento de dispositivos donde se requieren

campos coercitivos considerables: motores de potencia, motores de paso, equipos de formación magnética de imágenes, bocinas de audio, detectores, sistemas de levitación imán-superconductor, automóviles híbridos.

Por su parte, los materiales magnéticos suaves se han procesado en formas finales muy variadas: desde lingotes de dimensiones variables y listos para maquinado, hasta alambres de diámetro muy reducido (menos de 100 micras), pasando por pastillas cerámicas, películas delgadas y cintas metálicas. En estas últimas, se han logrado propiedades magnéticas récord, como son: muy alta magnetización de saturación (> 2.0 Teslas), muy bajo campo coercitivo (< 1.0 Oersted), muy alta permeabilidad relativa ($> 100,000$) y, dependiendo de la composición, muy alta o muy baja magnetostricción (> 30 ppm y cero, respectivamente). Esta propiedad de magnetostricción (λ_s) consiste en un cambio en las dimensiones del material cuando se le aplica un campo magnético (de hecho, $\lambda_s = \Delta l/l_0$). Esta propiedad hace a las cintas metálicas magnéticas sumamente versátiles para aplicaciones tecnológicas como: núcleos de transformador con alta eficiencia (nula magnetostricción); dispositivos para el blindaje magnético (alta permeabilidad magnética); sensores muy finos de esfuerzo o de corrientes eléctricas (alta magnetostricción). Por tanto, determinar el valor de λ_s en cintas metálicas es de suma importancia para su aplicabilidad como materiales tecnológicos, ya que dependiendo de la magnitud y signo de dicha propiedad, se determinarán las características propias para su uso en dispositivos de transformación de energía o como transductores.

En este trabajo de tesis se implementó la técnica de Rotación de la Magnetización en Ángulo Corto (SAMR: Small-Angle Magnetization Rotation) para medir λ_s en cintas metálicas magnéticas suaves. Este método consiste en medir las oscilaciones pequeñas del vector de magnetización del material en su estado de saturación longitudinal cuando se aplica un campo alterno H_{ac} perpendicular al eje de saturación. Estas oscilaciones dependen del campo estático H_{DC} usado para saturar el material, así como de un esfuerzo de tensión que se aplica sobre él. A diferencia del reporte original, en este trabajo no se usan bobinas para la aplicación de H_{ac} , sino que se genera este campo mediante la aplicación de una corriente alterna sobre la aleación metálica en forma de cinta. Además se demuestra que el voltaje inducido V_{ac} , debido a las oscilaciones pequeñas del vector de magnetización, aparece defasado con respecto al campo aplicado H_{ac} , lo que permite evaluar λ_s mediante un ΔH_{DC} que compense dicho cambio de fase, ya que λ_s es proporcional a dicho ΔH_{DC} . La sensibilidad del equipo para determinar λ_s estuvo en el intervalo 10^{-4} - 10^{-6} .



Capítulo 1. Conceptos Básicos.

1.1. Conceptos básicos de materiales magnéticos.

Toda la materia está compuesta fundamentalmente de átomos, y cada átomo está formado por electrones en movimiento. El movimiento de cada uno de esos electrones es lo que se conoce como corriente atómica. Esta corriente, a diferencia de la corriente macroscópica que circula por el material cuando se le aplica una diferencia de potencial, no proporciona un transporte neto de carga. Ambos tipos de corrientes producen campos magnéticos [1, 2].

Cada corriente atómica que circula por un circuito cerrado puede describirse como un dipolo magnético, es decir, como dos polos magnéticos iguales pero opuestos en signo, convencionalmente un polo norte y un polo sur. El momento magnético bipolar es una magnitud que se asocia a un material para saber que tan fuerte es, magnéticamente hablando, y que además, indica la orientación de los dipolos magnéticos de dicho material. Sumando vectorialmente todos los momentos magnéticos bipolares de un material y dividiendo entre su volumen, obtenemos una cantidad llamada momento bipolar magnético por unidad de volumen, o simplemente *magnetización* (M) [3,4].

Cuando a un material se le aplica un campo magnético externo (H), podemos definir la *susceptibilidad magnética* (χ_m) como sigue.

$$\chi_m = \frac{M}{H} \quad \dots(1.1)$$

Otro parámetro magnético importante es la *permeabilidad magnética* μ , la cual se define como:

$$\mu_r = \chi_m + 1 \quad \dots(1.2)$$

donde χ_m es la *susceptibilidad* del material.

El parámetro χ_m permite clasificar a los materiales en: diamagnéticos, paramagnéticos y ferromagnéticos [3, 4].

Los materiales diamagnéticos se caracterizan por tener una χ_m negativa y muy pequeña. Esto se debe a que al aplicar un campo magnético externo, los momentos magnéticos varían oponiéndose al campo, es decir, se debilita la acción del campo aplicado, de modo que establecen un campo magnético en sentido opuesto al de aquél, haciendo que el campo resultante tenga un valor un poco menor que el inicial. Algunos ejemplos son: bismuto, cobre, agua, plata, oro, plomo, etc. En la tabla 1.1 se ilustran los valores de χ_m para estos materiales.

Tabla 1.1. Susceptibilidades magnéticas de materiales diamagnéticos. [1, 3]

Materiales	$\chi_m [10^{-5}]$
Bismuto	-16.6
Mercurio	-2.9
Plata	-2.6
Carbono (diamante)	-2.1
Plomo	-1.8
Sal gema	-1.4
Cobre	-1.0

En los materiales paramagnéticos, la χ_m es positiva pero muy pequeña, pues muchos de los momentos magnéticos tratan de alinearse en la dirección del campo pero la agitación térmica lo impide. Son materiales que al ser colocadas en un campo magnético se magnetizan de manera que provocan un pequeño aumento en el valor del campo magnético en un punto cualquiera. En estos materiales, los imanes elementales tienden a orientarse en el mismo sentido del campo aplicado, y por lo tanto, el campo magnético establecido por ellos tendrá el mismo sentido que el campo aplicado, haciendo que el campo resultante tenga un valor poco mayor que el inicial. El aluminio, el magnesio, el platino, el sulfato de cobre, etc., son ejemplos de materiales paramagnéticos. En la tabla 1.2 se ilustran los valores típicos de χ_m para estos materiales.

Tabla 1.2. Susceptibilidades magnéticas de materiales paramagnéticos. [1, 3]

Materiales	$\chi_m [10^{-5}]$
Alambre amónico de hierro	4830
Alambre amónico de hierro	213
Oxígeno líquido	152
Alambre amónico de hierro	66
Uranio	40
Platino	26
Aluminio	2.2
Sodio	0.72
Oxígeno gaseoso	0.19

Otro grupo de sustancias presenta un comportamiento diferente a las ya descritas anteriormente. Estas sustancias, denominadas ferromagnéticas, se magnetizan fuertemente al ser colocadas en un campo magnético, de manera que el campo que establecen es muchas veces más intenso que el campo aplicado. Los elementos ferromagnéticos son únicamente el hierro, el cobalto, el níquel y las tierras raras: Gd, Tb, Dy, Ho, Er, Tm, así como todas las aleaciones de estos elementos. En los materiales ferromagnéticos, la χ_m es positiva y muy grande. En la Tabla 1.3 se indican los valores de χ_m para algunos de los elementos ferromagnéticos.

Tabla 1.3. Susceptibilidades magnéticas de materiales ferromagnéticos. [4]

Materiales	χ_m
Hierro	201
Cobalto	71
Níquel	221

1.2. Inducción Magnética.

En una bobina el campo magnético que se produce cuando circula una corriente a través de ella está confinado completamente al espacio comprendido en el bobinado. La corriente que circula por el embobinado se conoce como *corriente magnetizante*.

La inducción magnética (o densidad de flujo) dentro del espacio encerrado por una bobina en el vacío es:

$$B_0 = \mu_0 NI \quad \dots(1.3)$$

donde μ_0 es la permeabilidad en el vacío (12.56×10^{-7} H/m), N es el número de vueltas de la bobina, I es la corriente que circula a través de la bobina.

Si el núcleo está construido con un material ferromagnético, la densidad de flujo medida es mucho mayor que el valor calculado para el vacío.

En el aire, $B_0 = \mu_0 NI = \mu_0 H$ mientras que en el centro de la bobina con material magnético es $B_m = \mu_0 M$. Por lo tanto, la B total del material está dada por:

$$B = B_0 + B_m = \mu_0 (H + M) \quad \dots(1.4)$$

Sustituyendo B_0 en la ecuación $B = \mu_r B_0$ resulta

$$B = \mu_r \mu_0 NI \quad \dots(1.5)$$

El producto $\mu_r \mu_0$ define a la *permeabilidad* del material y se representa por μ :

$$\mu = \mu_r \mu_0 \quad \dots(1.6)$$

La μ_r es la *permeabilidad relativa* y es igual a uno para el vacío; ligeramente mayor que uno para materiales paramagnéticos; ligeramente menor que uno para materiales diamagnéticos; a menudo mucho mayor que uno para materiales ferromagnéticos [5].

1.3. Curva de histéresis.

La siguiente curva muestra la relación entre la inducción magnética B de un material ferromagnético y el campo magnético aplicado H . Cuando el campo H aumenta de modo constante desde cero, la relación entre B y H sigue la curva $0ab$. Si H disminuye hasta el punto c , B es mucho mayor que en a , mientras que H permanece constante. Cuando H disminuye hasta cero se alcanza el punto d , donde B no es cero; esto se debe a que el material es capaz de permanecer magnetizado incluso en ausencia de H , lo que se conoce como *inducción de remanencia*. Posteriormente H se invierte de dirección hasta el punto f , donde la inducción B se hace cero, ahí el valor de H se conoce como *campo coercitivo* (H_c). Posteriormente, al aumentar $-H$ se llega al punto g y el material se aproxima a la magnetización de saturación en la dirección inversa. Cuando H disminuye hasta anularse y luego aumenta en la dirección original, se sigue la trayectoria $ghib$. El recorrido completo $0-a-b-c-d-e-f-g-h$ se conoce como *curva de histéresis*. [3, 4].

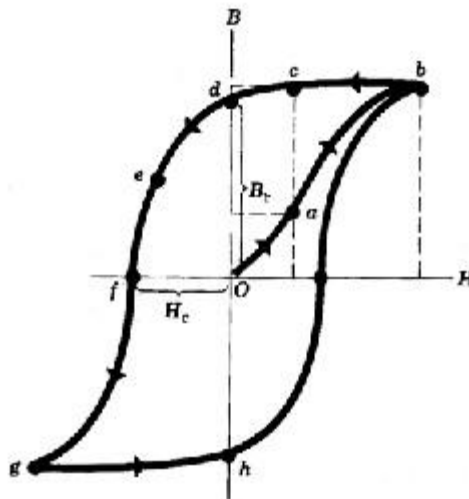


Figura 1.1. Curva de magnetización.

Un material con remanencia y campo coercitivo pequeños se dice que es magnéticamente blando, mientras que otro material con dichos valores grandes se dice que es magnéticamente duro.

Un *material magnético suave* es aquel que es fácil de magnetizar y desmagnetizar, por tanto, las propiedades magnéticas que los caracterizan son: alta magnetización de saturación M_s (>1.0 T), alta permeabilidad magnética (>1000), bajo campo coercitivo H_c (<10 Oe). Los materiales suaves, tales como las aleaciones de hierro con 3-4 % de silicio utilizados en núcleos para transformadores, motores y generadores, poseen ciclos de histéresis estrechos con fuerzas coercitivas pequeñas, facilitando su magnetización y desmagnetización (véase figura 1.2.a), teniendo por tanto, alta permeabilidad magnética

En contraste, un *material magnético duro* presenta ciclos de histéresis anchos con fuerzas coercitivas altas, lo que hace muy difícil su magnetización y desmagnetización (Figura 1.2.b).

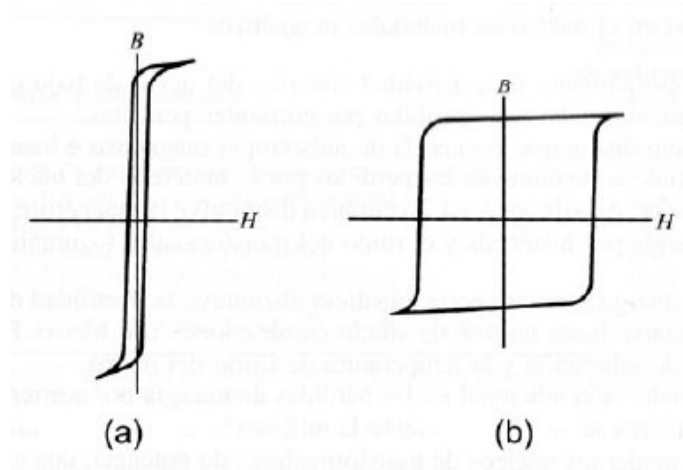


Figura 1.2. Ciclos de histéresis para (a) un material magnético blando con bajo H_C y (b) un material magnético duro con H_C grande.

La *magnetostricción* λ_s es una propiedad de los materiales magnéticos que hace que el material cambia su longitud cuando se le aplica un campo magnético [3, 4]. Los materiales magnetostrictivos tienen la característica de convertir energía magnética en energía mecánica. Inversamente, si se aplica una fuerza externa que estire al material, cambian sus propiedades magnéticas. La magnetostricción λ_s se cuantifica de la siguiente forma:

$$\lambda_s = \frac{l_f - l_0}{l_0} \quad \dots(1.7)$$

donde l_0 es la longitud inicial del material y l_f es la longitud final del material.

Dependiendo de la composición química del material, este puede expandirse bajo la acción del campo externo H (aleaciones de base Fe) o contraerse con H (aleaciones base Co). Por tanto, λ_s puede ser positiva, negativa e incluso nula [3, 4]. Esta λ_s propia de los materiales magnéticos define en gran medida el tipo de aplicaciones que pueden darse a dichos materiales

1.4. Propiedades de materiales magnéticos suaves.

1.4.1. Hierro.

El hierro puro es el prototipo de un material magnético suave. Tiene alta magnetización de saturación ($M_s = 2.2$ T) y una magnetostricción positiva pequeña

($\lambda_s=20 \times 10^{-6}$) [6]. El hierro es susceptible a la degradación de sus propiedades magnéticas debido a sus impurezas, ya que éstas, al no ser magnéticas, pueden dificultar la magnetización, dando como resultado un aumento indeseable de la coercitividad y una reducción en la permeabilidad.

1.4.2. Aleaciones hierro-níquel.

Las aleaciones magnéticas Fe-Ni son conocidas como “*permalloys*” [6]. Existen diferentes tipos de permalloys:

- a) Permalloys con 78% at de Ni. En esta composición, es posible obtener $\lambda_s \approx 0$ y baja anisotropía lo que se traduce en permeabilidades muy altas. Ejemplos de estos permalloys son: superpermalloy, Mumetal, Hi-mu 80.
- b) Permalloys con 65% at de Ni. Poseen una anisotropía magnética nula y responden con facilidad a tratamientos térmicos con campo magnético, esto es, que son fáciles de texturizar en su microestructura. Un ejemplo de este permalloy es el A1040.
- c) Permalloys con 50% at de Ni. Se caracterizan por tener una inducción de saturación muy alta, así como por su facilidad para el tratamiento térmico con campo magnético. Ejemplo: aleación Deltamax.

1.4.3. Aleaciones hierro-cobalto.

Las aleaciones FeCo son conocidas como “*permendur*” [6]. Se caracterizan por tener una inducción de saturación muy alta y una anisotropía muy baja; sin embargo, son materiales muy magnetostrictivos (λ_s de hasta 150×10^{-6}).

1.4.4. Ferritas suaves.

Las ferritas suaves son óxidos de hierro descritos por la fórmula general $MOFe_2O_3$, donde M es un elemento bivalente como Ni, Mn, Zn o Cu. Estos óxidos se preparan mediante procesos cerámicos y en general poseen estructuras cristalinas muy complejas. Las más usadas son las ferritas de Mn-Zn y Ni-Zn. Entre sus ventajas se cuentan su alta resistividad eléctrica y su bajo costo. La desventaja de estos materiales es su baja magnetización de saturación (<0.8 T) [6].

1.5. Materiales magnéticos amorfos.

Las aleaciones amorfas a diferencia de las aleaciones anteriores, son materiales que tienen microestructura no-cristalina producida por alguna forma de proceso metaestable, como la solidificación ultrarápida. Las tasas de enfriamiento son generalmente del orden de 10^5 °C/s. Esta solidificación ultrarápida impide el desarrollo de una microestructura con orden periódico de largo alcance. [6]

Las aleaciones amorfas magnéticas están basadas en los metales de transición (T = Fe, Co, Ni) o en los metales de tierra rara (R) [6, 7]. En el primer caso, la aleación puede ser estabilizada para el estado amorfo con el uso de elementos que forman metales o metaloides (M), tales como el boro, el fósforo y el silicio. Las aleaciones amorfas base metal de transición-metaloides son generalmente materiales suaves magnéticos y son las más empleadas para aplicaciones magnéticas debido a su bajo H_c , su alta μ y M_s , su mínima anisotropía y alta resistividad (100-200 $\mu\Omega$ cm) debido a la dispersión de electrones ocasionada por el desorden atómico.

También poseen propiedades mecánicas de importancia como alta dureza y resistencia a la fractura, lo que posibilita su aplicación en dispositivos expuestos a desgaste continuo.

Las aleaciones de base amorfa metal-metaloides han sido investigadas extensamente y han formado un grupo amplio y versátil de materiales magnéticos. Recientes observaciones de las aleaciones de base amorfa de metal-metal sugieren que pueden proveer técnicamente propiedades magnéticas útiles. Hay tres grupos de estas aleaciones que se adaptan como materiales magnéticos [6, 7]:

1. Aleaciones con base de hierro (Fe) con una alta magnetización de saturación. Tienen la desventaja de ser muy magnetostrictivos ($\lambda_s > 10 \times 10^{-6}$).
2. Aleaciones con base de hierro y níquel (Fe-Ni) con una saturación de magnetización intermedia. Tienen valores de magnetostricción menores a 10×10^{-6} .

El contenido de Ni estabiliza la formación del amorfo y mejora su ductibilidad, facilitando su producción y conformado.

3. Aleaciones con base de cobalto (Co) con magnetostricción cercana a cero, lo que hace insensibles a tensiones mecánicas. Poseen las mejores propiedades como materiales magnéticos suaves, ya que aunque su magnetización de saturación está entre los valores intermedios (0.5-0.8 T), presentan permeabilidades muy altas (de hasta 100 000) y campos coercitivos muy pequeños.

Una ventaja adicional de todas estas aleaciones es su alta resistividad eléctrica.

Algunos ejemplos de cada grupo con sus características son mostrados en la Tabla

1.4.

Tabla 1.4. Propiedades magnéticas de algunas aleaciones amorfas. [7]

Aleación	M_s [T]	H_c [mA cm ⁻¹]	μ_i (50 Hz)	μ_{max} (50 Hz)	ρ_{Fe}
Fe ₈₀ B ₂₀	1.60	32		320 000	
Fe ₈₁ Si _{3.5} B _{13.5} C ₂	1.61	35		260 000	30
		60-80	10 000	50 000	10
Fe ₄₀ Ni ₃₈ Mo ₄ B ₁₈	0.88	6		400 000	
Fe ₃₉ Ni ₃₉ Mo ₄ Si ₆ B ₁₂	0.75	10-40	15 000	200 000	9
Co ₅₈ Ni ₁₀ Fe ₅ (Si,B) ₂₇	0.55	8-10		200 000	10-15
		2-4	100 000	300 000	5
Co ₆₆ Fe ₄ (Mo,Si,B) ₃₀	0.55	2-4		600 000	8

Las aleaciones magnéticas ricas en hierro, con base en materiales baratos como el hierro, silicio, carbono y boro, muestran valores altos de la constante de magnetostricción ($\lambda_s \approx 30 \times 10^{-6}$) que las aleaciones amorfas. A pesar de esto, las aleaciones amorfas tienen mejores propiedades magnéticas.

En las aleaciones amorfas Fe-Ni, el contenido de Ni mejora la habilidad de formación de cristales y la flexibilidad, reduciendo la constante de magnetostricción ($\lambda_s \approx 10 \times 10^{-6}$).

Entre los materiales amorfos, las aleaciones magnetostrictivas cercanas a cero con base de Co muestran las mejores propiedades magnéticas.

Los materiales amorfos magnetostrictivos son muy útiles como codificadores rotatorios y de campo magnético y sensores de corriente eléctrica. Esta característica única de los materiales es atribuida a la magnetostricción y a la geometría bidimensional, por lo que la medición de la magnetostricción es de primordial importancia para la investigación de materiales amorfos. Debido a la dificultad del método de medición directa, la magnetostricción puede ser determinada por métodos indirectos como el cambio de las curvas de magnetización al aplicar una cierta tensión mecánica. Otros métodos indirectos incluyen la técnica rotación de la magnetización en ángulo corto (SAMR: Small-Angle Magnetization Rotation).

1.6. Aplicaciones.

Existen numerosas aplicaciones magnéticas de los metales amorfos. En la Tabla 1.5 se muestran las principales aplicaciones magnéticas de los cristales metálicos.

Tabla 1.5. Principales aplicaciones magnéticas de los materiales amorfos. [7]

Transformadores de distribución de 50/60 Hz
Transformadores de 400 Hz
Transformadores industriales
Motores
Chokes
Amplificadores magnéticos, moduladores
Breakers
Cabezas magnéticas (audio, video, datos)
Escudos magnéticos
Transductores elasto-magnéticos
Líneas de atraso (delay) variable
Sensores termomagnéticos
Separadores de alto gradiente magnético

A continuación se describen algunas de estas aplicaciones con detalle.

1.6.1. Transformadores de distribución.

Las pérdidas en el núcleo con metales amorfos a 50/60 Hz son aproximadamente del 25% al 35% menores que las pérdidas producidas por aleaciones cristalinas silicio-acero tradicionalmente usadas en los transformadores [7]. Esto ha originado extensas investigaciones de estos nuevos materiales para los transformadores de distribución de 15 a 50 kVA. La densidad del flujo de saturación de los metales amorfos es menor que los de silicio-acero, por lo que los transformadores sólo pueden ser diseñados para aproximadamente 1.4 T y no para 1.8 T. Con esto, los transformadores de distribución hechos con metales amorfos pueden ser más grandes y pesados; para esto, es necesario un incremento de aproximadamente del 40% en peso de acero y cobre. Este gasto adicional puede ser justificado si la pérdida de energía es menor.

En los transformadores de distribución con núcleos hechos con silicio-acero, tienen una reducción de la densidad de flujo, reduciendo las pérdidas y minimizando los costos totales, mientras que la densidad de flujo de los materiales amorfos puede ser igual o mayor, con una reducción considerable del 70% de pérdidas.

1.6.2. Transformadores industriales.

El impacto de la reducción de pérdidas en los transformadores es considerable para las unidades que son usadas en zonas industriales. En Europa, la mayoría de los transformadores utilizados tienen ratings mayores que 300 kVA; un nivel similar de

ahorro de energía puede ser conseguido si son utilizados los transformadores con aleaciones de base metálica. [8]

Los transformadores con aleaciones de base metálica son ampliamente usados en las zonas industriales japonesas que incluyen oficinas, escuelas y plantas de manufactura. Considerables mejoras en el ahorro de energía, han facilitado el reemplazo de los transformadores convencionales por unidades de aleaciones de base metálica. La mayoría de los actuales transformadores industriales son sumergidos en aceite. En ciertos ambientes, especialmente donde hay peligro de fuego, se usan los transformadores del tipo seco. Un gran número de transformadores secos con aleación de base metálica han sido desarrollados con eficiencias del 99.5%.

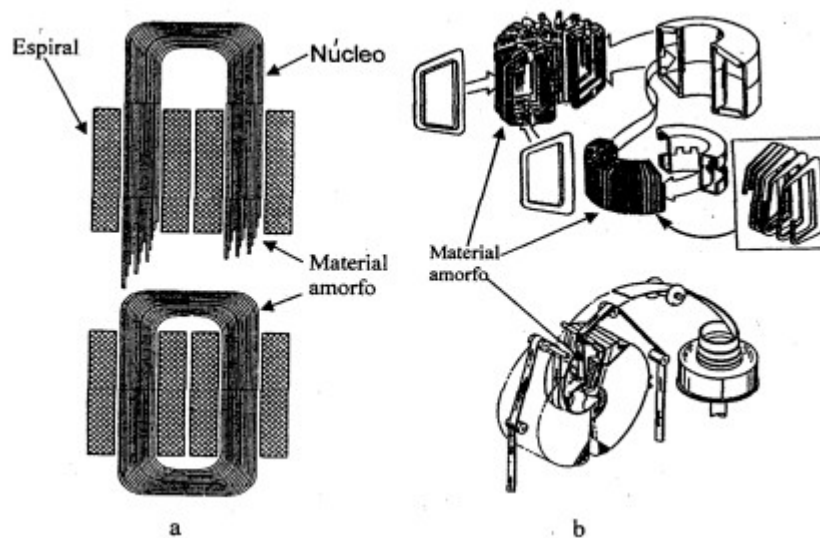


Figura. a) Ensamblaje de una bobina de material amorfo Fe para el núcleo de un transformador. B) Construcción de un transformador.

1.6.3. Transductores y sensores elasto-magnéticos.

Para esta aplicación se usa la combinación de las propiedades magnéticas y mecánicas de los materiales, las cuales son mutuamente dependientes. Por ejemplo, la alta permeabilidad y la alta fuerza de tensión no pueden ser atenuadas al mismo tiempo. Por eso los materiales cristalinos son usados para hacer sensores magnéticos. Los metales amorfos, los cuales combinan las buenas propiedades magnéticas con buenas propiedades mecánicas, tienen mucho futuro en este campo. En esta área, la magnetostricción juega un papel muy importante ya que los ciclos de histéresis pueden modificarse al aplicar tensión al material. La magnetostricción de las aleaciones amorfas -como en los metales cristalinos- pueden ser ajustadas modificando la composición de la aleación; puede hacerse positiva para diferentes grados de materiales de base de Ni-Fe y los ricos en Fe, igual a cero o negativos para los materiales de base de Co. En la Tabla 1.6 se enlistan algunas aleaciones con magnetostricción positiva y negativa que se usan para sensores y transductores.

Tabla 1.6. Propiedades magnéticas de aleaciones amorfas para sensores elasto-magnéticos. [7]

Material	λ_s [10^{-6}]	M_s [T]	H_c [$A\ cm^{-1}$]
$Fe_{80}B_{15}Si_5$	+30	1.5	0.05
$Fe_{39}Ni_{39}(Mo,B,Si)_{22}$	+8	0.75	0.03
$Fe_{39}Ni_{49}(P,B,Si)_{22}$	+3	0.5	0.01
$Co_{58}(Ni,Fe)_{15}(Si,B)_{27}$	-1 a +1	0.55	0.005

$\text{Co}_{75}\text{Si}_{15}\text{B}_{10}$	-3.5	0.7	0.025
$\text{Co}_{68}\text{Ni}_{10}\text{B}_{14}\text{Si}_8$	-8	0.95	

Como ejemplo de las características del material sensor, se muestra en la Figura 1.4 las modificaciones del ciclo de histéresis de dos tiras de aleación amorfa con diferente magnetostricción bajo cierta tensión mecánica. Es obvio que con el material con magnetostricción negativa, se controla un mayor rango de tensión y una alta linealidad entre la carga y la inducción puede ser atenuada.

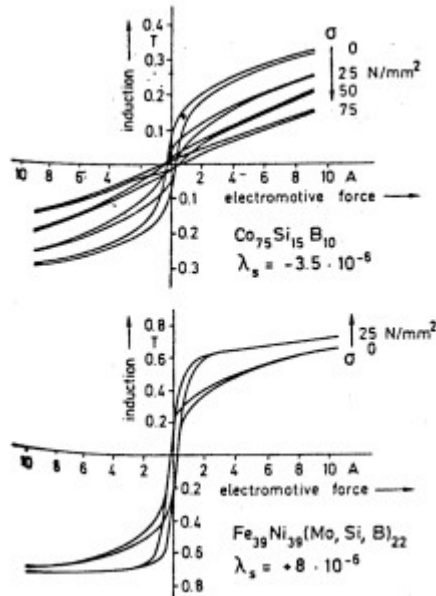


Figura 1.4. Ciclo de histéresis de tiras de aleación amorfa con magnetostricción negativa y positiva bajo cierta tensión σ . [7]

1.6.5. Cabezas Magnéticas.

Otra aplicación de materiales magnéticos suaves es su uso en la fabricación de cabezas magnéticas para escritura/lectura. Los materiales para cabezas magnéticas,

hechos bajo el principio de inducción, requieren una alta permeabilidad inicial, una adecuada saturación, alta resistencia eléctrica, alta dureza mecánica, resistencia de recubrimiento y de ser posible, no tener magnetostricción. La combinación única de propiedades magnéticas y mecánicas de algunas aleaciones amorfas, hacen factible la construcción de cabezas magnéticas. Las ventajas de usar este nuevo tipo de material son la operación prolongada de grabadoras de cintas, grabación completa con baja distorsión de la alta coercitividad de cintas y la respuesta a altas frecuencias. Se han empleado materiales amorfos de base de Fe-Co-Si-B para cabezas magnéticas con una densidad de saturación de flujo de 0.95 T hasta 1.3 T, con una permeabilidad inicial de 20 000 a 1 kHz, mostrando buenos resultados. La Tabla 1.7 muestra los datos de algunos materiales usados en cabezas magnéticas.

Tabla 1.7. Datos de algunos materiales usados en cabezas magnéticas. [7]

Material	Composición	μ_i	M_s [T]	ρ [$\mu\Omega/cm$] (resistividad)	HV (dureza Vickers)
Amorfos	$Co_{66}Fe_4(Mo,Si,B)_{30}$	20 000	0.55	130	900
	$Co_{69}Mn_6(Si,B)_{25}$	10 000	0.8	130	900
	Co-Fe-Si-B	$\mu_{10} = 20\ 000$	1.3		
Cristalinos	77Ni, 15Fe, Cu+Mo (permalloy)	20 000	0.8	60	120

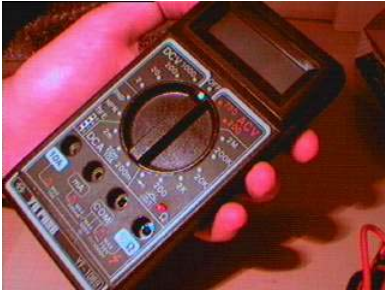
77Ni, 15Fe, Cu+Mo+Nb+Ti (permalloy para endurecimiento)	40 000	0.5	90	240
85Fe, 9.6Si, 5.4Al (sendust)	25 000	1.1	88	450
84Fe, 16Al	8 000	0.9	145	280

Aparte del comúnmente usado principio de inducción, el efecto de magneto-resistencia (MR) y la dependencia del campo magnético a la resistividad ohmica, también son factor para la construcción de las cabezas magnéticas, particularmente para cabezas de carrete delgado. El efecto de MR de aleaciones amorfas es similar a las aleaciones cristalinas, pero la alta resistencia de recubrimiento es una gran ventaja para este tipo de cabezas.

1.6.6. Otras aplicaciones.

Varios sensores de posición, presión, torque y temperatura se pueden hacer con metales magnéticos amorfos [8]. Por ejemplo, un carro eléctrico diseñado y construido en Australia, es capaz de alcanzar velocidades máximas de 140 km/h en recorridos de 3000 km, usando celdas solares y motor de escobillas de DC con estator hecho de metal amorfo [8]. También se puede diseñar filtros de ruido hechos con metales amorfos en los sistemas de audio en automóviles [8].

Los metales amorfos también se utilizan en instrumentación médica [8], como es el caso de los sistemas de rayos X, donde se usa un acelerador de electrones de alta intensidad hecho de este material.



Capítulo 2. Métodos de Medición de la Magnetostricción.

2.1. Introducción.

La magnetostricción es un parámetro importante para determinar el tipo de aplicaciones en que pueden ser empleados los materiales magnéticos suaves. La magnetostricción puede ser medida por métodos directos o indirectos. Algunos métodos directos son: mediciones con indicador de estiramiento, transductores de capacitancia o interferómetros. Para materiales cristalinos se usan generalmente los indicadores de estiramiento. Sin embargo, todos estos métodos tienen la desventaja de que requieren una preparación especial de la muestra y no dan como resultado un valor “único” de la magnetostricción de saturación. Los indicadores de estiramiento son fáciles de manejar pero son limitados en la sensibilidad.

Los métodos indirectos son: método Becker-Kersten y el SAMR (Small Angle Magnetization Rotation: Rotación de la Magnetización en Ángulos Cortos). Para los materiales magnéticos suaves en forma de cintas metálicas o alambres muy delgados, debido a la dependencia esfuerzo-histéresis, el método de SAMR tiene una precisión aceptable. Este método puede ser usado en un intervalo amplio de temperatura: desde 4.2 K hasta 300 K. por su parte en el método de Becker-Kersten, la magnetostricción es determinada por la dependencia del esfuerzo aplicado con el ciclo de histéresis. La Tabla

2.1 muestra una comparación de la medición de magnetostricción con los diferentes métodos.

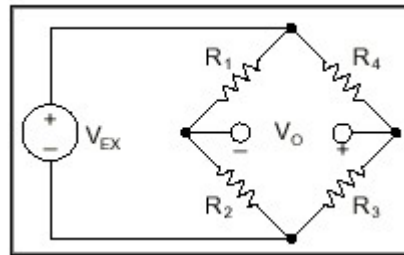
Tabla 2.1. Comparación de medición de los diferentes métodos para medir λ_s [9].

Método	Forma de medición	Sensibilidad	Observación
Indicador de estiramiento	Directo	$\pm 1 \times 10^{-6}$	Determinación de magnetostricción paralela y perpendicular independiente. Difícil de usar a altas temperaturas.
Capacitancia	Directo	$\sim \pm 10^{-10}$	Método más sensible pero con dificultades en el desempeño a altas temperaturas.
Dependencia del esfuerzo con el ciclo de histéresis	Indirecto	$\sim \pm 10^{-8}$	Bueno para valores negativos y muy pequeños de λ_s .
SAMR	Indirecto	$\sim \pm 10^{-9}$	Alta sensibilidad, adecuado para cintas y alambres, usado para un amplio rango de temperaturas.
Susceptibilidad transversa	Indirecto	$\sim \pm 10^{-9}$	Variación del método de SAMR.

2.2. Métodos experimentales.

2.2.1. Métodos directos: Indicadores de estiramiento.

Los indicadores de estiramiento consisten en una película moldeada auxiliar del material al que se le va a medir la λ_s , donde los cambios de resistencia se dan por el cambio de longitud, es decir, conforme se estira o encoje la película, va cambiando la resistencia eléctrica de ésta [9]. Este cambio de resistencia puede ser medido usando un circuito puente, que consiste en cuatro resistencias con una fuente de voltaje externa. La resistencia del indicador de estiramiento cambia sólo si se le aplica cierta tensión mecánica.

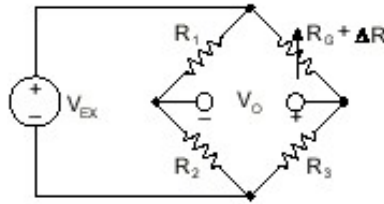


El voltaje de salida V_O del puente es:

$$V_O = \left[\frac{R_3}{R_3 + R_4} - \frac{R_2}{R_1 + R_2} \right] V_{EX} \quad \dots(2.1)$$

Si la relación R_1/R_2 es igual a R_4/R_3 , V_O es cero. Bajo estas condiciones, se dice que el puente está balanceado. Cualquier cambio en uno de los valores de las resistencias

dará como resultado que V_o no sea cero. Por lo tanto, si se reemplaza R_4 por la película auxiliar, se desbalanceará el puente, entonces se puede escribir que $R_4 = R_G + \Delta R$.



Si a R_4 se le aplica cierta tensión mecánica para que se estire o se encoja, ésta cambiará su resistencia eléctrica, ocasionando que aumente o disminuya V_o .

La sensibilidad de este método durante los experimentos está en el rango de 1×10^{-6} desde 4.2 K hasta 2000 °C dependiendo del sensor y componentes utilizados.

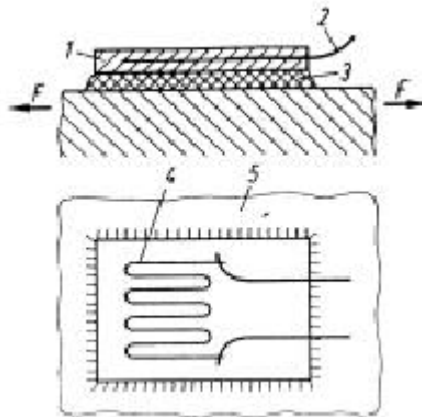


Figura 2.1. Indicadores de estiramiento: 1 sustrato, 2 cables, 3 pegamento, 4 auxiliar, 5 muestra.

El indicador de estiramiento se pega a la muestra, los cables son conectados con el puente de resistencias, como se muestra en la Figura 2.1. El cambio de resistencia es proporcional a la elongación ε :

$$\frac{\Delta R}{R} = \kappa \varepsilon \quad \dots(2.2)$$

El factor k muestra el factor de sensibilidad; para los indicadores metálicos de estiramiento este factor se encuentra cerca de 2. Según la ecuación 1.7 y haciendo uso de la resistividad, la magnetostricción se puede determinar por medio de [9]:

$$\lambda_s = \frac{R_f - R_i}{R_i} = \frac{\Delta R}{R} \quad \dots(2.3)$$

donde R_i es la resistencia eléctrica inicial de la película y R_f es la resistencia eléctrica final, es decir, cuando se estira o encoje.

2.2.2. Métodos indirectos.

Usualmente los métodos directos son aplicados utilizando una dependencia física del material con en el estiramiento o desplazamiento debido a la magnetostricción. Por ejemplo, se aprovechan las dependencias de la tensión con un campo magnético estático H_{DC} , el cual es aplicado a la cinta mientras se ejerce una tensión externa sobre ésta, como se ilustra en la Figura 1.4, en la que se muestra como disminuye o aumenta la inducción de saturación cuando se aplican esfuerzos de tensión crecientes.

Como ejemplo de estos métodos directos se tiene el método descrito por Becker - Kersten [9] en 1930. En este método se usa el ciclo de histéresis estático del material a estudiar mediante la aplicación de diferentes esfuerzos longitudinales. Es fácil de manejar con materiales magnéticos en forma de cinta con valores de magnetostricción negativa y ligeramente positiva (Véase Figura 1.4).

En este método, el campo aplicado para alcanzar el 90% de saturación ΔH es medido como una función del esfuerzo $\Delta\sigma$, el cual se muestra en la Figura 2.3.

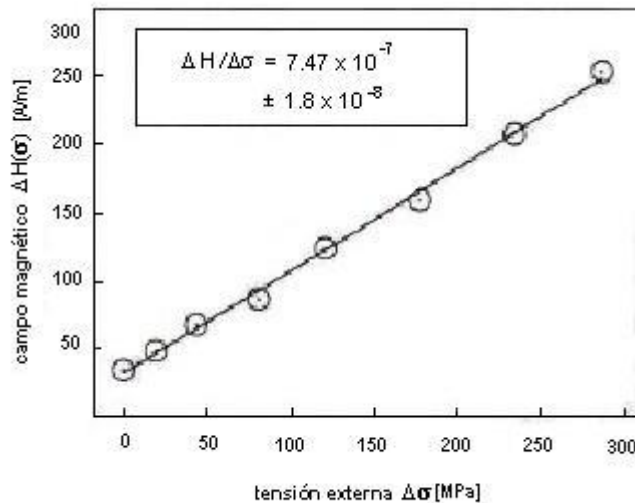


Figura 2.3. Campo necesario para alcanzar el 90% de saturación como una función del esfuerzo externo longitudinal para una cinta de $\text{Co}_{67}\text{Fe}_7(\text{MoSiB})_{29}$. [9]

La magnetostricción se puede medir entonces en función del cociente $\Delta H/\Delta\sigma$ como sigue:

$$\lambda_s = -\frac{1}{3}M_s \left(\frac{\Delta H_{DC}}{\Delta \sigma} \right) \quad \dots(2.4)$$

2.2.3. Método SAMR (Small Angle Magnetization Rotation: Rotación de la Magnetización en Ángulo Corto).

El método SAMR se ha usado para medir λ_s en aleaciones metálicas en forma de cinta o alambre y ha probado tener la sensibilidad suficiente para medir este parámetro en este tipo de materiales, el cual varía en el intervalo de $\lambda_s \approx 10^{-5} - 10^{-6}$ [10].

En el método SAMR se trata de medir las oscilaciones pequeñas del vector de magnetización del material en su estado de saturación longitudinal, producidas cuando se aplica un campo alterno H_{ac} perpendicular al eje de saturación. Estas oscilaciones dependen del campo estático H_{DC} usado para saturar el material, así como de un esfuerzo de tensión que se aplica sobre el mismo [10]. A continuación se describe este proceso con detalle.

Cuando una muestra de aleación metálica en forma de cinta se magnetiza a lo largo de su longitud con un campo magnético H_{DC} , su vector de magnetización M_s se alinea con H_{DC} , como se ilustra en la figura 2.4.

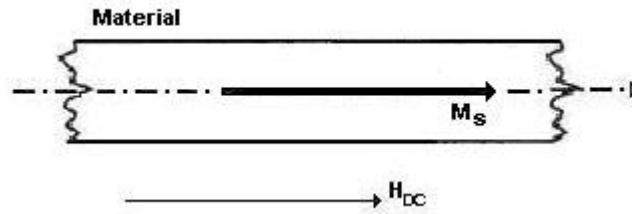


Figura 2.4. Dirección de M_s en un material con H_{DC} en dirección longitudinal.

Posteriormente, al aplicarse un campo alterno H_{ac} en forma ortogonal a H_{DC} , mucho menos intenso, se ocasiona que el vector M_s oscile en un ángulo de deflexión $\pm \theta$, alrededor del eje longitudinal de la muestra. (Figura 2.5).

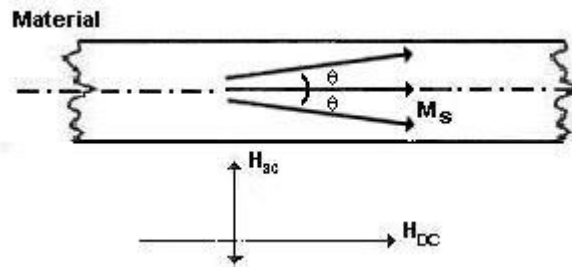


Figura 2.5. Efecto de un campo H_{ac} perpendicular al vector M_s .

El cambio de la componente $M_s \cos \theta$ paralela al eje longitudinal de la muestra induce un voltaje V_{ac} que puede colectarse mediante una bobina de N vueltas. V_{ac} está dado por:

$$V_{ac} = -\frac{d}{dt} \Phi$$

donde $\Phi = BA$ es el flujo magnético. Para un material con sección transversal S dentro de una bobina con N vueltas en la que la componente axial de M_s ($4\pi M_s \cos \theta$) es la que produce las líneas de flujo B , se tiene que:

$$\Phi = N(4\pi M_s \cos \theta)S$$

entonces

$$V_{ac} = -\frac{d}{dt}(NS4\pi M_s \cos \theta)$$

Esto es:

$$V_{ac} = -NS4\pi M_s \frac{d}{dt} \cos \theta = 4\pi NSM_s \operatorname{sen} \theta \frac{d\theta}{dt} \quad \dots(2.5)$$

ya que N , S , M_s son constantes de la bobina colectora y del material.

Para calcular el ángulo de deflexión θ , consideramos la función de energía total E de la cinta:

$$E = -M_s H_{DC} \cos \theta - M_s H_{AC} \operatorname{sen} \theta + \frac{1}{2} M_s^2 (N_{\perp} \operatorname{sen}^2 \theta + N_{\parallel} \cos^2 \theta) \quad \dots(2.6)$$

donde los primeros dos términos corresponden a la energía magnetostática producida al aplicar H_{DC} y H_{ac} a la muestra, mientras que el último término corresponde a la energía de desmagnetización (paralela y ortogonal al eje de la cinta, con N_{\perp} , N_{\parallel} factores de desmagnetización en ambas direcciones).

El ángulo de deflexión θ corresponde al estado de equilibrio o mínima energía, esto es, $\frac{dE}{d\theta} = 0$. Al desarrollar dicha derivada en E (ecuación 2.6) y considerar que $\cos \theta \approx 1$ (para deflexiones pequeñas) se resuelve que:

$$\text{sen } \theta = \frac{H_{ac}}{H_{DC} + M_s(N_{\perp} - N_{\parallel})} = \frac{H_{ac}}{H_{DC} + H_s}$$

donde $H_s = M_s(N_{\perp} - N_{\parallel})$ es el campo de anisotropía de forma.

Ahora bien, dado que H_{ac} es un campo alterno, podemos considerar que es de la forma $H_{ac} = H_{ac}^{\max} \text{sen } \omega t$. Entonces

$$\text{sen } \theta = \left(\frac{H_{ac}^{\max}}{H_{DC} + H_s} \right) \text{sen } \omega t = (\text{sen } \theta_{\max}) \text{sen } \omega t$$

donde $\text{sen } \theta_{\max} = \frac{H_{ac}^{\max}}{H_{DC} + H_s}$

Entonces, $\theta = \arcsen[(\text{sen}\theta_{\max})\text{sen}\omega t]$, por lo que al calcular $\frac{d\theta}{dt}$ y sustituir en la ecuación 2.5 para V_{ac} junto con $\text{sen}\theta = (\text{sen}\theta_{\max})\text{sen}\omega t$ se obtiene que:

$$V_{ac} = 2\pi N S M_s \omega \text{sen}^2 \theta_{\max} \text{sen} 2\omega t$$

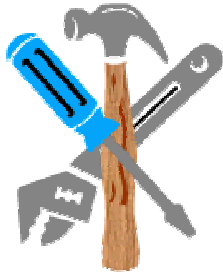
Por tanto, se observa que el voltaje inducido aparece con el doble de frecuencia que el campo aplicado H_{ac} . Como la amplitud de V_{ac} es proporcional a $\text{sen}^2 \theta_{\max}$, cualquier variación de este parámetro hará cambiar tanto el ángulo de deflexión θ , como la amplitud de V_{ac} . Cuando se aplica al material un esfuerzo de tensión σ en condiciones de H_{ac} fijo, aparece un término extra en la ecuación de energía (2.6), llamado de energía magnetoelástica E_{λ_s} , el cual depende de la constante de magnetostricción λ_s del material:

$$E_{\lambda_s} = \frac{3}{2} \lambda_s \sigma \text{sen}^2 \theta$$

Con este nuevo término, se procede a calcular el ángulo de deflexión de la misma forma, llegando a la expresión siguiente:

$$V_{ac} = 2\pi N S M_s \omega \text{sen}^2 \theta_{\max} \text{sen} 2\omega t$$

donde ahora



Capítulo 3. Descripción e Implementación del Sistema.

El análisis anterior desarrollado para el cálculo de λ_s mediante el método SAMR, asume idealmente que la magnetización M_s rota uniformemente a lo largo de todo el material. Sin embargo, en la práctica esta rotación no necesariamente es uniforme en la cinta metálica debido a diversos factores como: efecto de piel, campos intensos de desmagnetización en la orilla de la cinta, anisotropía local no uniforme dentro del material debido al proceso de preparación. Por tanto se pueden considerar que el eje de rotación de la magnetización se desvía ligeramente del eje axial de la cinta, como se ilustra en la Figura 3.1.

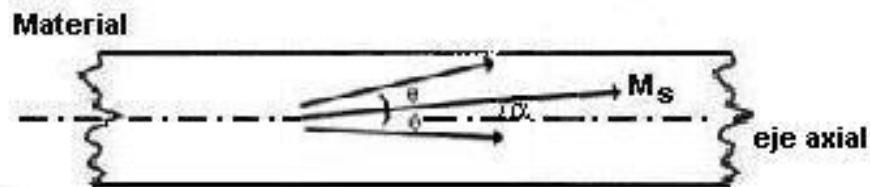


Figura 3.1. Eje de la magnetización M_s del material desviado un ángulo α de la horizontal debido a variaciones intrínsecas del material.

En este caso, los campos H_{ac}^{max} y H_s diferirían a lo largo de la cinta, por lo que V_{ac} tendría que calcularse como [10]:

$$V_{ac} = \frac{2\pi N M_s \omega}{L} \left(\int_V \text{sen}^2 \theta_{\max} dV \right) \text{sen} 2\omega t$$

donde L es la longitud de la bobina colectora y V el volumen de la cinta metálica. En estas condiciones, V_{ac} queda como:

$$V_{ac} = 2\pi N M_s \omega [\cos \alpha \text{sen}^2 \theta_{\max} \text{sen} 2\omega t + 2 \text{sen} \alpha \text{sen} \theta_{\max} \cos \omega t]$$

La cual podría reescribirse como:

$$V_{ac} = A \text{sen} \omega t + B \cos \omega t$$

donde $A = 2\pi N M_s \omega \cos \alpha \text{sen}^2 \theta_{\max} 2 \cos \omega t$ (ya que $\text{sen} 2\omega t = 2 \text{sen} \omega t \cos \omega t$) y

$$B = 2\pi N M_s \omega \text{sen} \alpha \text{sen} \theta_{\max}$$

lo que equivale a

$$V_{ac} = R \text{sen}(\omega t + \delta)$$

si $A = R \text{sen} \delta$ y $B = R \cos \delta$

En estas condiciones, observamos que el voltaje inducido V_{ac} aparece también como desfasado del campo aplicado H_{ac} (véase Figura 3.2 y Figura 3.3), lo que permite

evaluar λ_s mediante el ΔH_{DC} que compense dicho cambio de fase y así usar la ecuación 2.8 para el cálculo de λ_s . (Ver secuencia de Figuras 3.2-3.4).

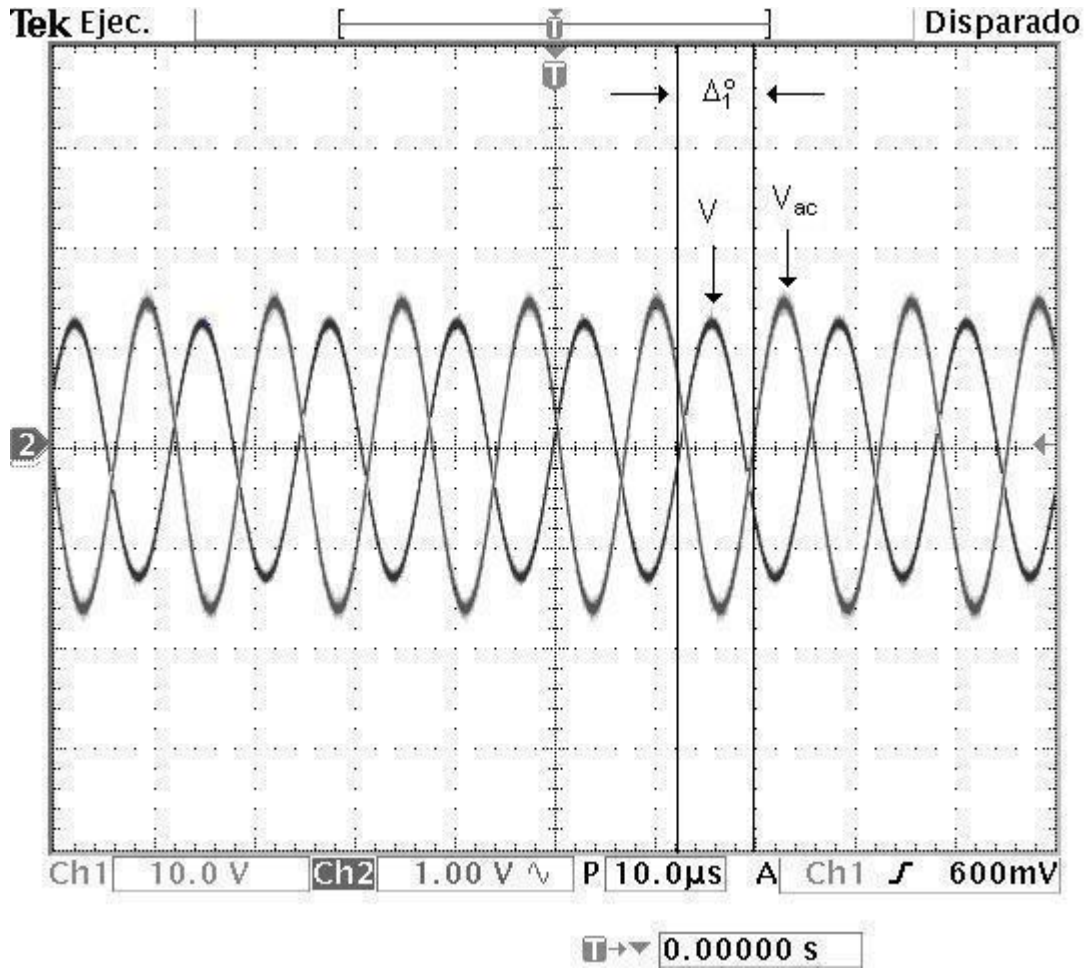


Figura 3.2. Defase (Δ_1°) de la señal original (V) con la del voltaje inducido (V_{ac}) sin aplicar tensión.

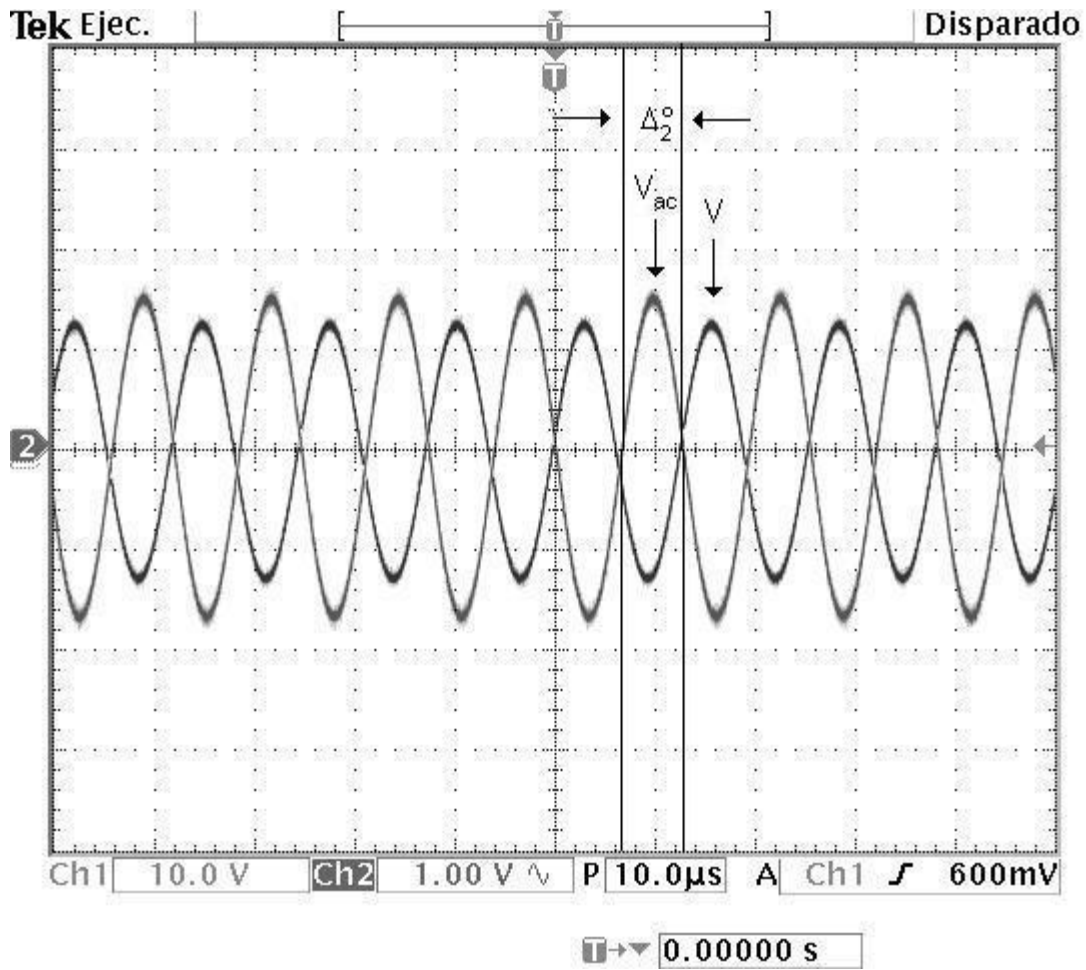


Figura 3.3. Defase (Δ_2°) de la señal original (V) con la del voltaje inducido (V_{ac}) al aplicar tensión sin compensar el cambio de fase. (Observación $\Delta_2^\circ > \Delta_1^\circ$).

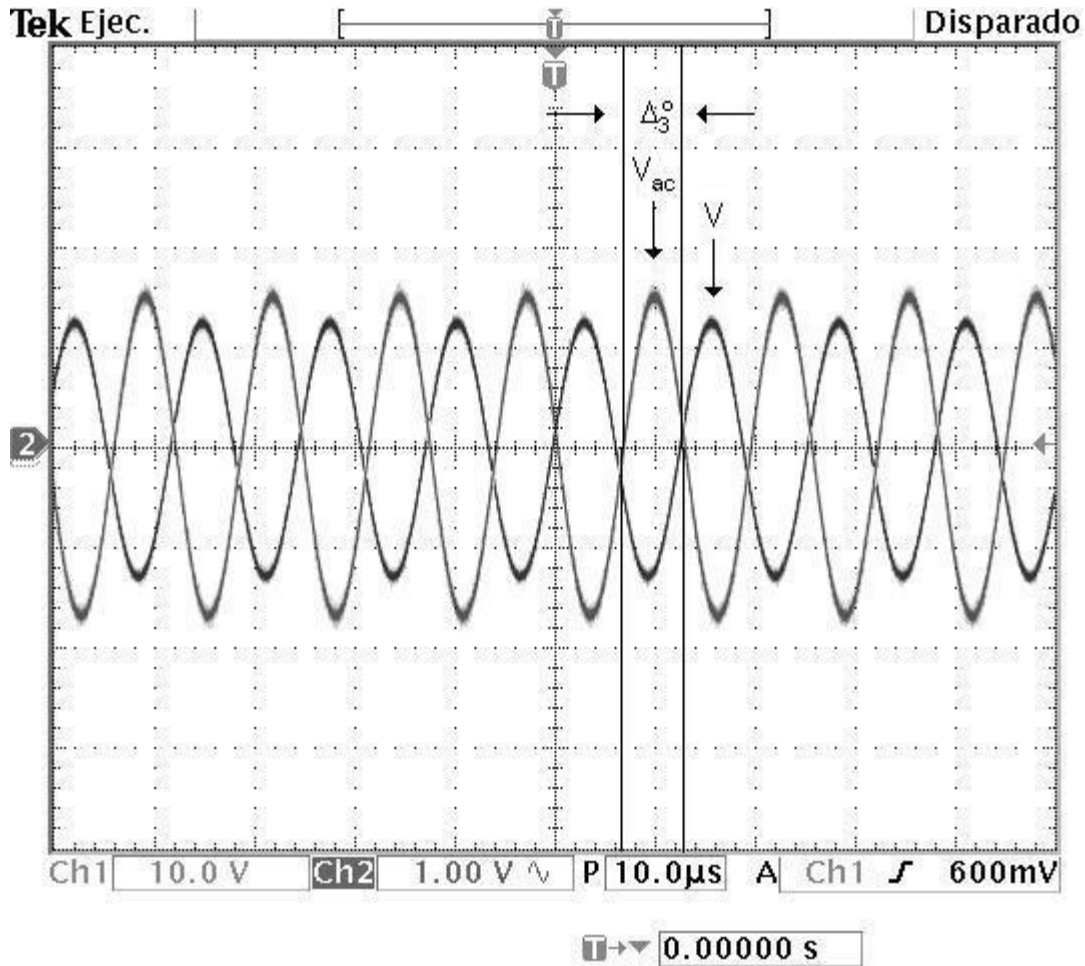


Figura 3.4. Defase (Δ_3°) de la señal original (V) con la del voltaje inducido (V_{ac}) aplicando tensión pero compensando variación de fase. Esta gráfica es equivalente a la

$$3.2 (\Delta_3^\circ = \Delta_1^\circ).$$

En este trabajo de tesis, se utiliza este criterio en vez del reportado en [10], con la ventaja extra de no usar bobinas para la aplicación de H_{ac} , sino que se genera este campo mediante la aplicación de una corriente alterna sobre una aleación metálica FeBSi en forma de cinta, como se muestra en la Figura 3.5.

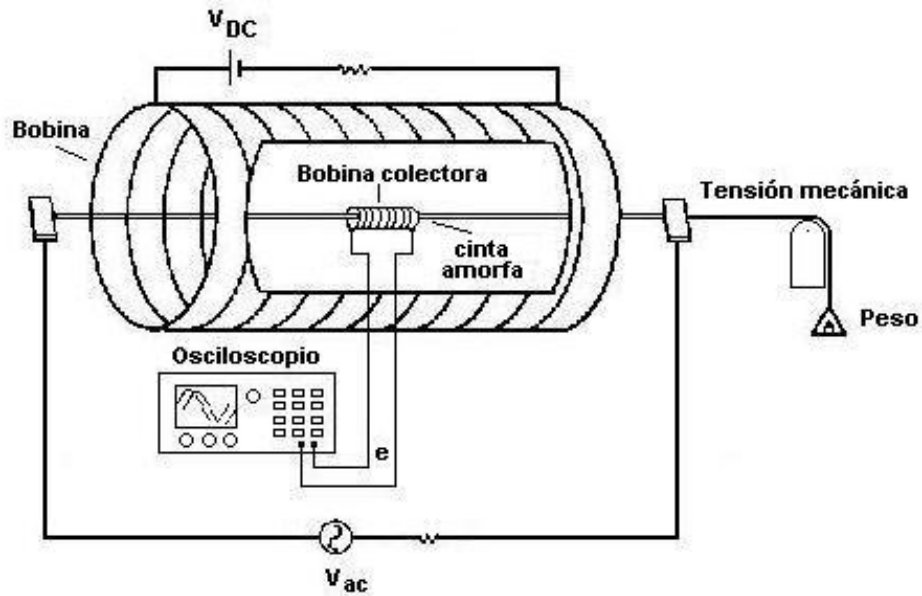


Figura 3.5. Esquemático del aparato de medición.

Para generar el campo magnético H_{DC} , se usa una bobina con corriente directa de $I_{DC}^{max} = 4.5$ A. La bobina tiene 630 vueltas con 275 Oe máximo y 13 cm de longitud. Dentro de esta bobina se coloca la bobina colectora, la cual posee, aproximadamente, 4 cm de longitud con 3000 vueltas de alambre magneto de 0.1 mm para captar el voltaje inducido a través de un osciloscopio. Dentro de esta bobina colectora, se inserta la muestra a medir, la cual se sujeta con cables con conector plano en los extremos para proveer una buena conducción de la corriente alterna i_{ac} aplicada, que va de 150 a 200 mA con frecuencia fija de 78 kHz. Para realizar la medición de la magnetostricción de saturación, primero se debe de ver en el osciloscopio la diferencia de fase que existe entre la señal de la corriente i_{ac} y la del voltaje inducido en la bobina colectora. Después se aplica la tensión mecánica (mediante masas de distintos valores colgadas de un extremo de la muestra) y se observa que la diferencia de fase original cambia, por lo que se varía

I_{DC} (esto es H_{DC}) para restablecerla a la original. Ya determinado la diferencia de I_{DC} (ΔH_{DC}), se utiliza la ecuación 2.8 para calcular la magnetostricción. Se debe tener cuidado con las unidades establecidas para cada variable.

Una parte importante para el funcionamiento de este método es la aplicación de la corriente alterna i_{ac} mediante una fuente de corriente ac, para lo cual se hizo el diseño completo de ésta. Este diseño se describe detalladamente en el Anexo A.

3.1. Calibración del equipo.

La primera prueba consistió en determinar la dependencia del cambio de fase (Δ°) con el campo H_{DC} (es decir, con I_{DC}) sin aplicar tensión T, es decir $T = 0$ y con $i_{ac} = 175$ mA. Los resultados se observan en la Tabla 3.1 y en la Figura 3.6.

Tabla 3.1. Dependencia del cambio de fase con la H_{DC} y $T=0$.

Tensión [dyn]	i_{ac}
144255	175 mA
H_{DC} [Oe]	Δfase
0	72
30.3	66
60.6	60
90.9	60
121.1	54

151.4	54
181.7	54
212	54
242.3	54
272.6	54

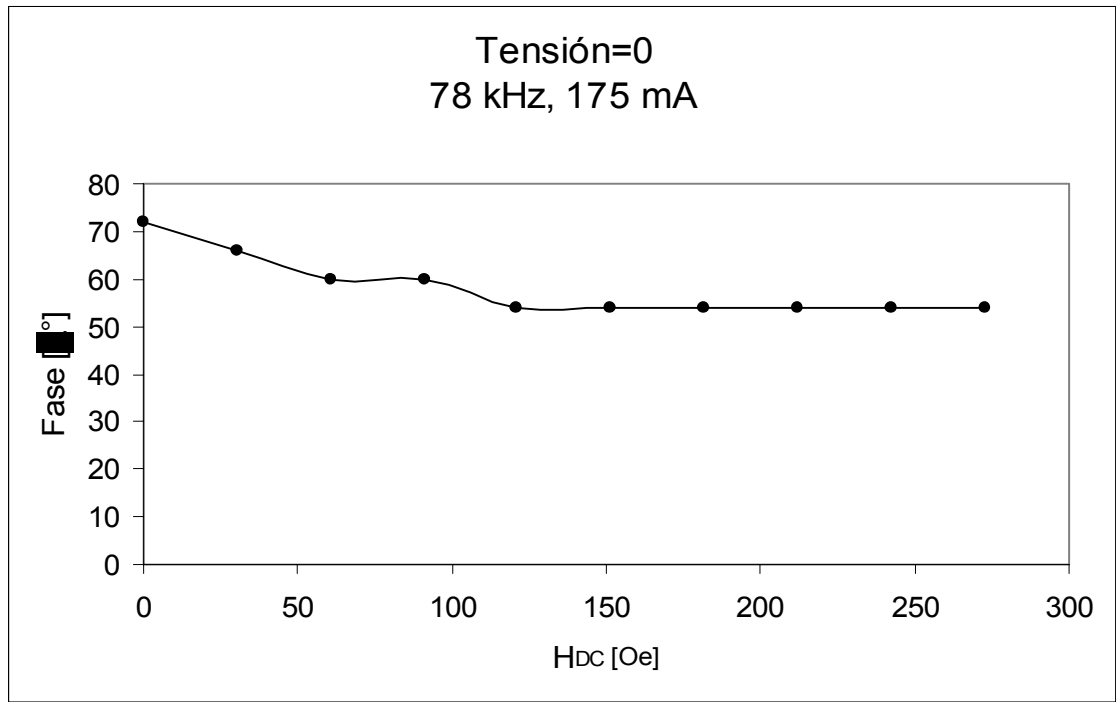


Figura 3.6. Cambio de fase Δ° en función de H_{DC} con $T = 0$.

En esta gráfica observamos que Δ° cambia un poco entre $H_{DC} = 0$ y $H_{DC} = 125$ Oe, para después mantenerse constante en aproximadamente 55° para $H_{DC} > 125$ Oe.

En la siguiente prueba la tensión T se mantuvo en cero, mientras que la i_{ac} fue el parámetro variable junto con el campo H_{DC} . Véase Tabla 3.2 y Figura 3.7.

Tabla 3.2. Dependencia del cambio de fase con la i_{ac} con $T=0$.

i_{ac} (mA)	0.01	0.025	0.05	0.075	0.1	0.125	0.150	0.175
H_{DC} [A]	Δ fase	Δ fase	Δ fase	Δ fase	Δ fase	Δ fase	Δ fase	Δ fase
0	48	48	48	54	54	60	72	72
30.3	48	48	48	48	54	60	66	66
60.6	48	48	48	48	54	60	60	60
90.9	48	48	48	48	48	54	60	60
121.1	48	48	48	48	48	54	54	54
151.4	48	48	48	48	48	54	54	54
181.7	42	42	48	48	48	54	54	54
212	42	42	48	48	48	54	54	48
242.3	42	42	42	42	48	48	54	48
272.6	42	42	42	42	48	48	54	48

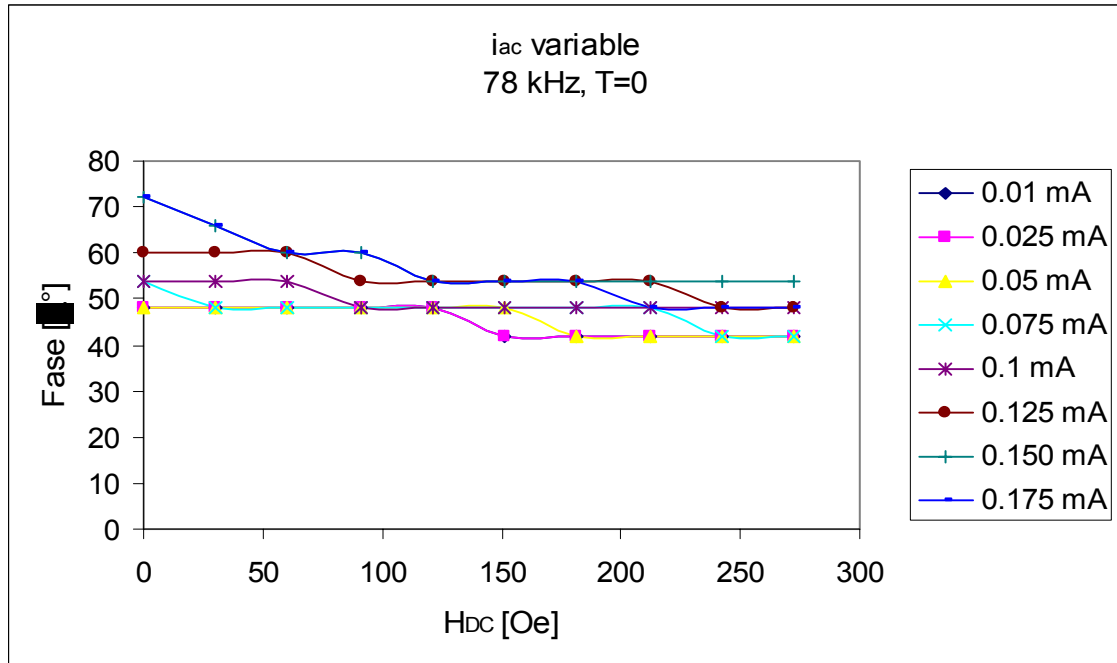


Figura 3.7. Cambio de fase Δ° en función de H_{DC} con $T = 0$ e i_{ac} variable.

De nueva cuenta, se observa que Δ° disminuye un poco inicialmente con H_{DC} , pero después conserva un valor constante a partir de $H_{DC}=125$ Oe.

En la tercera prueba la tensión fue el parámetro variable junto con H_{DC} , mientras i_{ac} se mantuvo en 175 mA y $f = 78$ kHz. Se repitió esta prueba para diferentes tensiones: 24450 dyn, 48900 dyn, 97800 dyn, 144255 dyn, 195600 dyn (obtenida con las siguientes masas: 25g, 50g, 100g, 147.5g, 200g). Esto se muestra en la Tabla 3.3 y en la Figura 3.8.

Tabla 3.3. Dependencia del cambio de fase con H_{DC} y T variable.

H_{DC}	$T_1=24450$ dyn	$T_2=48900$ dyn	$T_3=97800$ dyn	$T_4=144255$ dyn	$T_5=195600$ dyn
	Δ°				
0	54	54	54	54	54
30.2	54	54	60	60	54
60.5	54	54	60	60	60
90.8	54	54	60	60	60
121.1	54	60	60	60	60
151.4	60	60	66	66	60
181.7	60	60	66	66	66
212	60	60	66	66	66
242.3	60	60	66	66	66
272.5	60	60	66	66	66

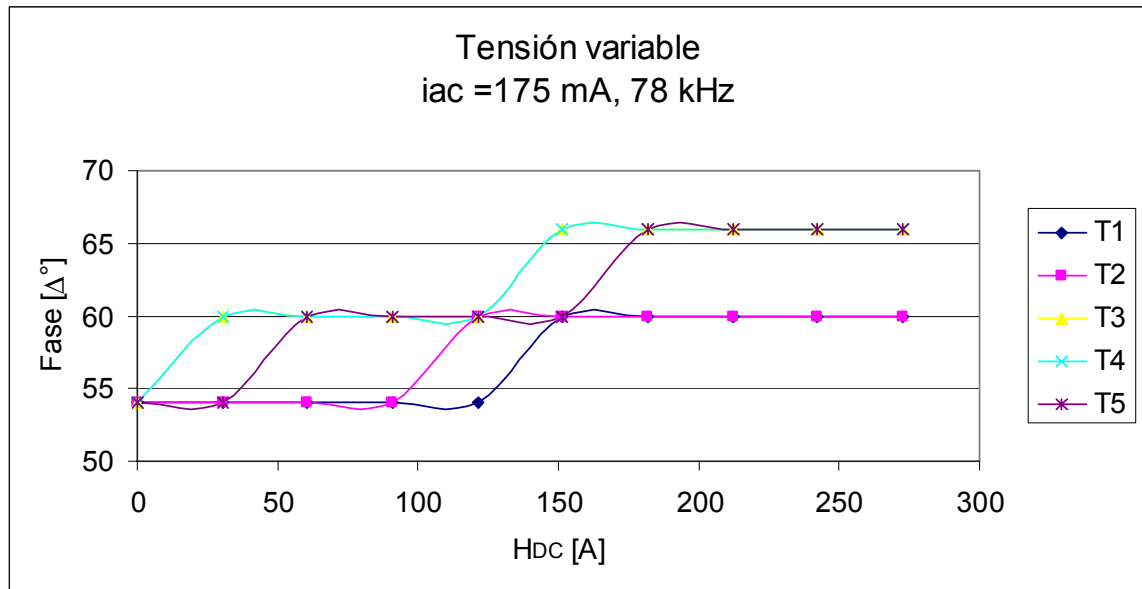


Figura 3.8. Cambio de fase Δ° en función de H_{DC} con T variable.

En estos gráficos observamos que aún aplicando una tensión T, el Δ° se mantiene constante hasta un H_{DC} crítico en el que se nota un aumento en Δ° (ver Figura 3.3).

En la siguiente gráfica, se muestra el ΔH_{DC} (medido como el cambio de fase observado por cada T) en función de T. Se observa que el máximo ΔH_{DC} corresponde a las tensiones T_1, T_2, T_3, T_4 y T_5 .

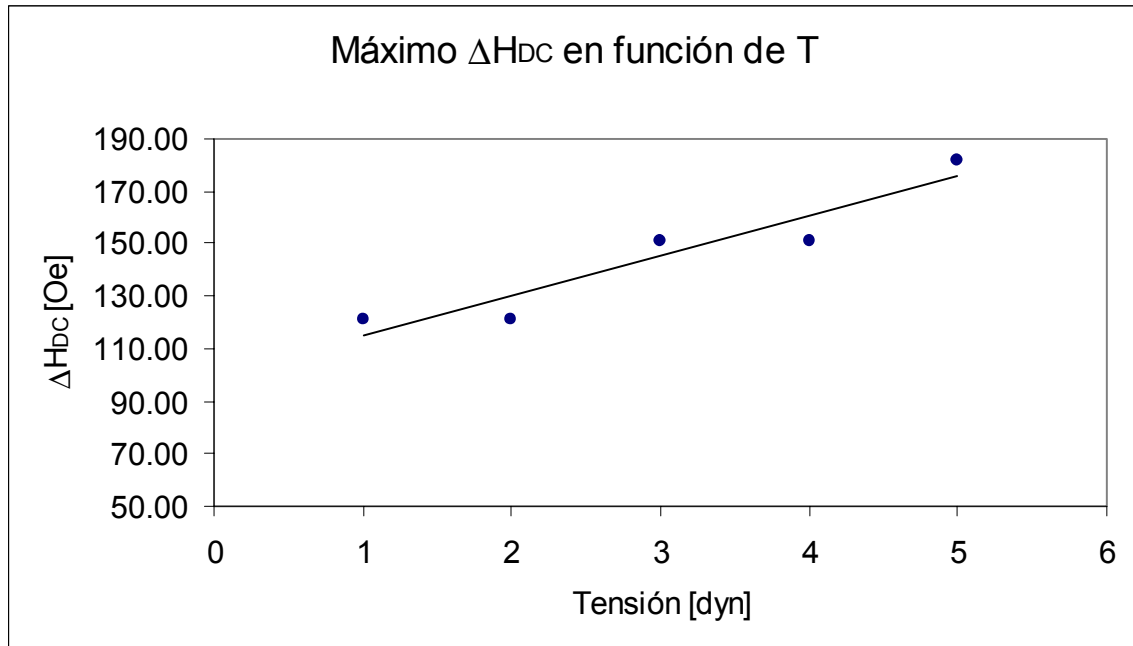


Figura 3.9. Máximo DHDC medido como el cambio de fase por cada T.

De las pruebas anteriores, podemos ver que:

- Para $T=0$, el Δ° es independiente del H_{DC} aplicado cuando $H_{DC} \geq 121.1$ Oe. (Figura 3.3). Asimismo, Δ° tampoco depende de H_{DC} después de $H_{DC} = 121.1$ Oe para las diferentes corrientes i_{ac} usadas, observando máximos valores en Δ° para $i_{ac} = 0.125, 0.150, 0.175$ A. (Figura 3.6).
- Cuando T es variable, el máximo Δ° ocurre para $T > 97800$ dyn. (Figura 3.8).

Ahora bien, tomando como referencia $H_{DC} = 121.1$ Oe, $T = T_4$ (144255 dyn), $i_{ac} = 175$ mA (que dan máximo Δ°), se probó variar el H_{DC} aplicado para ver su efecto sobre Δ° . Los resultados se indican en la tabla 3.4 y la figura 3.10.

Tabla 3.4. Dependencia del cambio de fase con la I_{DC} .

Tensión [dyn]	i_{ac}
144255	175 mA
H_{DC} [Oe]	Δfase
121.1	174
151.4	168
181.7	168
212.01	168
242.3	162
272.6	162

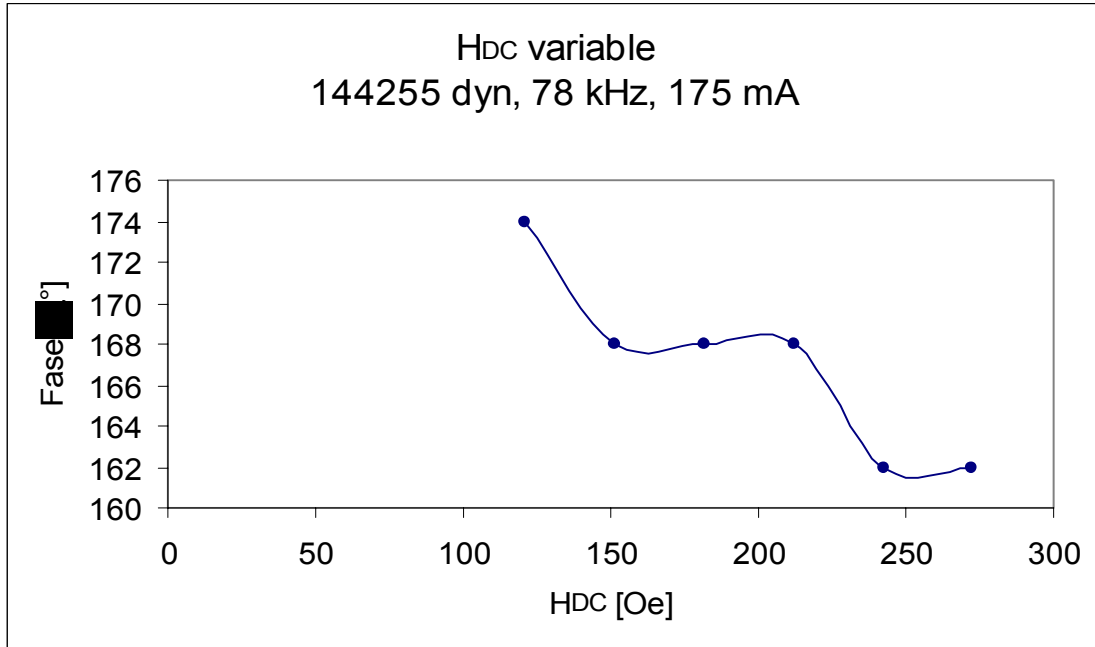


Figura 3.10. Cambio de fase Δ° en función de H_{DC}

En esta gráfica se observa que el máximo en Δ° ocurre en $H_{DC}=121.1$ Oe (equivalente a $I_{DC} = 2A$).

Por lo tanto, se considerará en adelante este valor de H_{DC} como referencia inicial para el cálculo de ΔH_{DC} .

Como siguiente prueba, el parámetro variable fue la i_{ac} , conservando el H_{DC} inicial en 121.1 Oe y la $T = 144255$ dyn. En este caso, al ir incrementando la i_{ac} , la fase también se incrementaba hasta alcanzar un valor máximo de 174 para $i_{ac} \geq 0.0150$ A. Véase tabla 3.5 y figura 3.11.

Tabla 3.5. Dependencia del cambio de fase con la i_{ac} .

Tensión [dyn]	H_{DC} [Oe]
144255	121.1
i_{ac} [A]	Δ fase
0.01	162
0.025	162
0.05	168
0.075	168
0.1	168
0.125	168
0.15	174
0.175	174

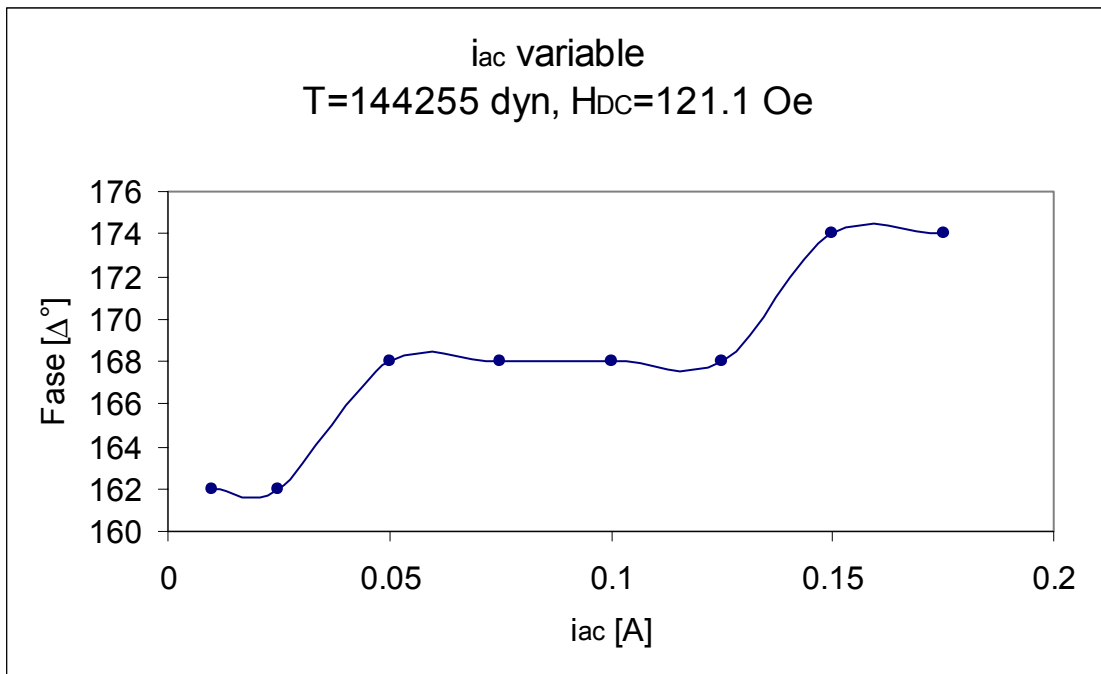
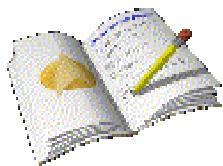


Figura 3.11. Cambio de fase Δ° en función de i_{ac} .

De la gráfica anterior, se puede señalar que la i_{ac} óptima es en donde se presentó el máximo cambio de fase y el cual corresponde a 175 mA.

Después de estas pruebas, se considera que los parámetros óptimos para medir la magnetostricción de saturación en cintas y alambres metálicos son: $H_{DC} = 121.1$ Oe de referencia para ΔH_{DC} , $i_{ac} = 175$ mA y $T = 144255$ dyn.



Capítulo 4. Resultados.

Con los parámetros óptimos obtenidos en el capítulo anterior, se procedió a utilizar el dispositivo implementado para λ_s según la ecuación 2.8, para tres series de aleaciones metálicas FeSiB en forma de cinta, preparadas en el Instituto en Investigaciones en Materiales –UNAM. Las composiciones químicas de las aleaciones se muestran en las tablas 4.1, 4.2, 4.3 en las que además se indican los parámetros del material que se requieren de acuerdo a la ecuación 2.8.

Tabla 4.1. Serie $\text{Fe}_{90-x}\text{Si}_{10}\text{B}_x$ ($10 \leq x \leq 18$) de aleaciones metálicas, junto con su magnetización específica (σ_s), su masa (m) y su longitud (l).

Composición	σ_s [emu/g]	m [g]	Longitud [cm]
$\text{Fe}_{80}\text{Si}_{10}\text{B}_{10}$	178.6	0.02600	10.7
$\text{Fe}_{78}\text{Si}_{10}\text{B}_{12}$	183.3	0.0268	10.5
$\text{Fe}_{76}\text{Si}_{10}\text{B}_{14}$	174.6	0.0270	10
$\text{Fe}_{74}\text{Si}_{10}\text{B}_{16}$	173.4	0.0292	9.3
$\text{Fe}_{72}\text{Si}_{10}\text{B}_{18}$	178.2	0.0054	3.4

Tabla 4.2. Serie $\text{Fe}_{92-x} \text{Si}_8 \text{B}_x$ ($10 \leq x \leq 18$) de aleaciones metálicas, junto con su magnetización específica (σ_s), su masa (m) y su longitud (l).

Composición	σ_s [emu/g]	m [g]	Longitud [cm]
$\text{Fe}_{82} \text{Si}_8 \text{B}_{10}$	176.4	0.0593	12.1
$\text{Fe}_{80} \text{Si}_8 \text{B}_{12}$	188.3	0.0406	9.5
$\text{Fe}_{78} \text{Si}_8 \text{B}_{14}$	217.5	0.0410	11
$\text{Fe}_{76} \text{Si}_8 \text{B}_{16}$	217.6	0.0438	11.3
$\text{Fe}_{74} \text{Si}_8 \text{B}_{18}$	255.4	0.0537	6.9

Tabla 4.3. Serie $\text{Fe}_{82-x} \text{Si}_{10} \text{B}_x \text{Cr}_8$ ($12 \leq x \leq 20$) de aleaciones metálicas, junto con su magnetización específica (σ_s), su masa (m) y su longitud (l).

Composición	σ_s [emu/g]	m [g]	Longitud [cm]
$\text{Fe}_{70} \text{Si}_{10} \text{B}_{12} \text{Cr}_8$	100	0.0364	10
$\text{Fe}_{68} \text{Si}_{10} \text{B}_{14} \text{Cr}_8$	107.9	0.0347	10
$\text{Fe}_{66} \text{Si}_{10} \text{B}_{16} \text{Cr}_8$	105.5	0.0314	11.5
$\text{Fe}_{64} \text{Si}_{10} \text{B}_{18} \text{Cr}_8$	98.8	0.0369	14.8
$\text{Fe}_{62} \text{Si}_{10} \text{B}_{20} \text{Cr}_8$	95.3	0.0095	4.5

Para medir la magnetostricción de saturación de cada muestra, como ya se describió, se debe determinar la variación del campo magnético ΔH_{DC} que balancee el campo H_k de esfuerzo inducido que aparece cuando la muestra se somete a un esfuerzo de tensión. Esta variación es proporcional al cambio de la corriente directa ΔI_{DC} aplicada en

la bobina para generar H_{DC} , la cual es medida a través de un multímetro. El valor ΔI_{DC} se calcula cuando se compensa el defase producido por la tensión entre la señal del voltaje alterno y el voltaje inducido a través de la muestra, ambas observadas en un osciloscopio.

De esta forma, se tiene que ΔH_{DC} será:

$$\Delta H_{DC} = N\Delta I = N(I_{DC}^C - I_{DC}^S)\left[\frac{A}{m}\right] \quad \dots(4.1)$$

donde N [vueltas/m] es el número de vueltas de la bobina por unidad de longitud, I_{DC}^C es la corriente medida cuando la muestra se encuentra con tensión e I_{DC}^S es cuando no lo está. Las unidades de ΔH_{DC} deben ser Oe, así que como:

$$80\left[\frac{A}{m}\right] = 1[Oe]$$

entonces

$$\Delta H_{DC} = \frac{N(I_{DC}^C - I_{DC}^S)}{80}[Oe] \quad \dots(4.2)$$

Por otra parte el peso W se determina por:

$$W = \frac{m}{l}\left[\frac{g}{cm}\right] \quad \dots(4.3)$$

donde m es la masa de la muestra y l es longitud de ésta.

Usando las ecuaciones 4.2, 4.3, y la magnetización específica σ_s [emu/g] de cada muestra, se obtiene la magnetostricción de saturación λ_s según la ecuación 2.8. Los resultados para las series mencionadas en las tablas 4.1, 4.2 y 4.3 se muestran a continuación

Tabla 4.4. Valores de λ_s de la serie $\text{Fe}_{90-x}\text{Si}_{10}\text{B}_x$ ($10 \leq x \leq 18$), así como los parámetros obtenidos experimentalmente para su cálculo.

Composición	I_{DC}^S [A]	I_{DC}^C [A]	ΔI_{DC} [A]	ΔH_{DC} [Oe]	W [g/cm]	λ_s
$\text{Fe}_{80}\text{Si}_{10}\text{B}_{10}$	2	4.35	2.35	142.3	2.43E-03	1.4276E-04
$\text{Fe}_{78}\text{Si}_{10}\text{B}_{12}$	2	3.25	1.25	75.7	9.52E-01	8.1860E-05
$\text{Fe}_{76}\text{Si}_{10}\text{B}_{14}$	2	2.95	0.95	57.5	1.00E+00	6.2688E-05
$\text{Fe}_{74}\text{Si}_{10}\text{B}_{16}$	2	2.9	0.9	54.5	1.08E+00	6.8588E-05
$\text{Fe}_{72}\text{Si}_{10}\text{B}_{18}$	2	2.9	0.9	54.5	5.69E-03	3.5655E-05

Tabla 4.5. Valores de λ_s de la serie $\text{Fe}_{92-x}\text{Si}_8\text{B}_x$ ($10 \leq x \leq 18$), así como los parámetros obtenidos experimentalmente para su cálculo.

Composición	I_{DC}^S [A]	I_{DC}^C [A]	ΔI_{DC} [A]	ΔH_{DC} [Oe]	W [g/cm]	λ_s
$\text{Fe}_{82}\text{Si}_8\text{B}_{10}$	2	1.4	-0.6	-36.3	3.09E-03	-7.2606E-05
$\text{Fe}_{80}\text{Si}_8\text{B}_{12}$	2	4	2	121.1	2.32E-03	2.2529E-04
$\text{Fe}_{78}\text{Si}_8\text{B}_{14}$	2	2.6	0.6	36.3	2.00E-03	6.8086E-05
$\text{Fe}_{76}\text{Si}_8\text{B}_{16}$	2	3.85	1.85	112.0	2.65E-03	2.1841E-04
$\text{Fe}_{74}\text{Si}_8\text{B}_{18}$	2	3.5	1.5	90.8	4.25E-03	4.1734E-04

Tabla 4.6. Valores de λ_s de la serie $\text{Fe}_{82-x} \text{Si}_{10} \text{B}_x \text{Cr}_8$ ($12 \leq x \leq 20$), así como los parámetros obtenidos experimentalmente para su cálculo.

Composición	I_{DC}^S [A]	I_{DC}^C [A]	ΔI_{DC} [A]	ΔH_{DC} [Oe]	W [g/cm]	λ_s
$\text{Fe}_{70} \text{Si}_{10} \text{B}_{12} \text{Cr}_8$	2	0.3	-1.7	-102.9	2.33E-03	-8.6617E-05
$\text{Fe}_{68} \text{Si}_{10} \text{B}_{14} \text{Cr}_8$	1	4.4	3.4	205.9	1.73E-03	1.7819E-04
$\text{Fe}_{66} \text{Si}_{10} \text{B}_{16} \text{Cr}_8$	2	0.2	-1.8	-109.0	1.45E-03	-7.2579E-05
$\text{Fe}_{64} \text{Si}_{10} \text{B}_{18} \text{Cr}_8$	2	4.4	2.4	145.3	1.46E-03	8.2754E-05
$\text{Fe}_{62} \text{Si}_{10} \text{B}_{20} \text{Cr}_8$	2	3.5	1.5	90.86	4.81E-03	4.2243E-05

Como se puede ver en la tabla 4.5, el valor de λ_s para la muestra $\text{Fe}_{78} \text{Si}_8 \text{B}_{14}$ fue de $\lambda_s = 68 \times 10^{-6}$. Esta λ_s es comparable con el de la aleación $\text{Fe}_{80} \text{B}_{15} \text{Si}_5$ de la tabla 1.6 ($\lambda_s = 30 \times 10^{-6}$), lo cual es indicativo de que el sistema electrónico desarrollado en el presente trabajo de tesis funciona adecuadamente. La diferencia registrada en λ_s para dichas aleaciones esta dada en función de las composiciones químicas, ya que la aleación usada en esta tesis contiene 2.5%at menos de Fe, 60%at más de Si y 6%at menos de B. Estas variaciones en los contenidos químicos tiene una influencia decisiva en las propiedades físicas y mecánicas del material en estudio.

CONCLUSIONES

- Se implementó un sistema electrónico para medir λ_s en cintas metálicas mediante el método SAMR, con una sensibilidad de entre 10^{-4} y 10^{-6} .
- Se demostró que en el formalismo del método SAMR se debe esperar no solo una variación en la magnitud del voltaje inducido V_{ac} , sino también un defase entre la i_{ac} aplicada y el V_{ac} .
- En la determinación de λ_s se utilizó el criterio del defase i_{ac} - V_{ac} , a diferencia del sistema original.
- El valor de λ_s para la muestra $Fe_{78} Si_8 B_{14}$ fue consistente con el de la aleación $Fe_{80} B_{15} Si_5$ reportada en la literatura especializada.

ANEXO A

DISEÑO DE LA FUENTE DE CORRIENTE ALTERNA

La fuente de corriente alterna usada para medir λ_s con el método SAMR, consta de tres bloques o etapas: etapa de alimentación, la etapa de oscilación y la etapa de potencia.

La etapa de alimentación es una fuente de voltaje directo regulada con la cual se hace funcionar el resto del circuito. Esta debe de ser de 12 V_{DC}.

Para la etapa de oscilación se empleó el XR-2206 (véase hojas de especificaciones correspondientes), que es un circuito integrado que funciona como un generador de funciones y es capaz de producir una señal senoidal de gran calidad. Está comprendido por cuatro bloques principalmente: un oscilador controlado por voltaje (VCO), un multiplicador análogo y un formador de onda senoidal, un buffer amplificador unitario y un set de interruptores de corriente. El VCO produce una frecuencia de salida proporcional a la corriente de entrada, que es fijada por la resistencia ubicada en las terminales de pulsación a tierra. Estas entradas controlan los interruptores de corriente, donde se selecciona cada una de las corrientes que circula por las resistencias de oscilación y las dirige hacia el VCO.

En la Figura A.1 se muestra el circuito empleado para generar la onda senoidal. El potenciómetro R1 en el pin 7, ajusta la frecuencia de oscilación deseada. El máximo swing a la salida es mayor que a la mitad del voltaje de alimentación.

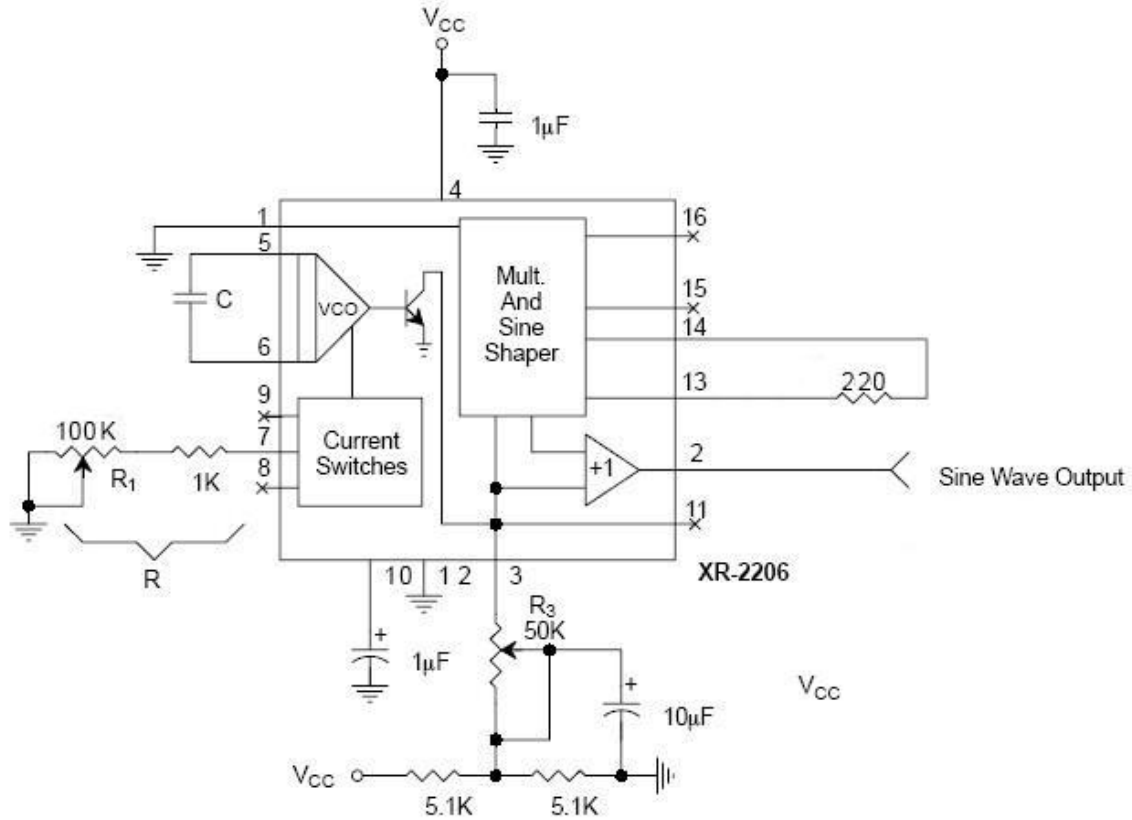


Figura A.1. Esquemático del generador de onda senoidal.

La frecuencia de oscilación es determinada por el capacitor C, ubicado entre el pin 5 y 6, y la resistencia R, conectada entre el pin 7; por lo tanto:

$$f_o = \frac{1}{RC} \quad \dots(A.1)$$

Es decir, si se varía el valor de C o R, la frecuencia cambia. Para este caso se fijó en la frecuencia de aproximadamente 78 kHz, con C= 2.2 nF y R= 5.8 kΩ .

La amplitud máxima de salida es inversamente proporcional a la resistencia R3, conectada en el pin 3. La amplitud para la onda senoidal es aproximadamente 60 mV pico por k Ω de R3, por lo que se tiene aproximadamente 1.2 V_{ac}. La impedancia de salida de esta etapa es de aproximadamente 600 Ω .

Puesto que la corriente de salida de del XR-2206 no es la necesaria, se requiere una etapa de amplificación, usando un amplificador Darlington, que es la conexión de dos transistores de unión bipolar para funcionar como un solo transistor con una ganancia de corriente muy grande [11]. Véase Figura A.2.

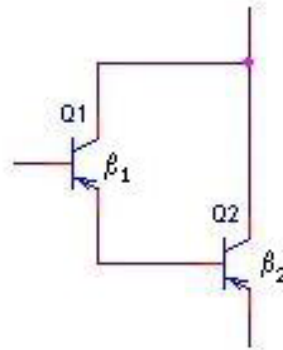


Figura A.2. Circuito Darlington.

$$\beta_T = \beta_1 \beta_2 \quad \dots(A.2)$$

En este caso se utilizaron dos transistores BC-557 con una β de 380 (véase hojas de especificaciones correspondientes); entonces:

$$\beta_T = (380)(380) = 144400$$

En la Figura 3.4 se muestra el circuito completo para esta etapa de potencia:

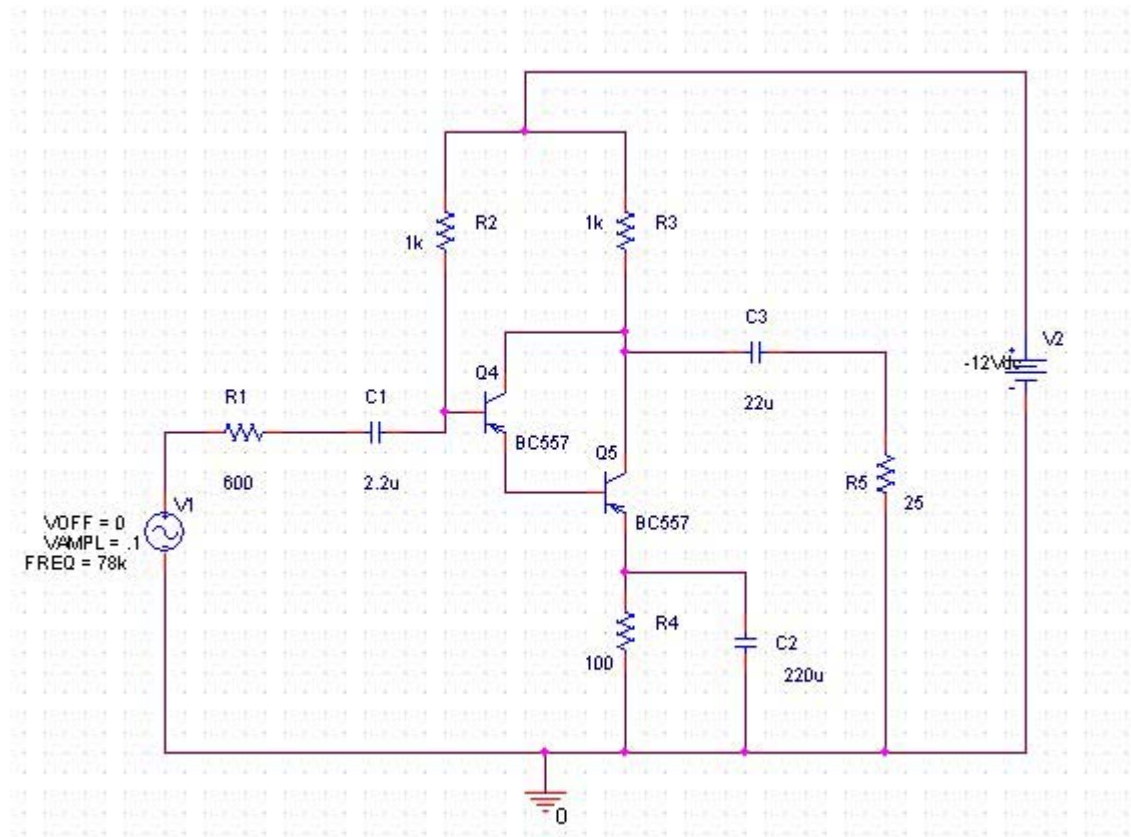


Figura A.3. Esquemático de la etapa de potencia.

Haciendo el análisis de DC, de la primera malla del circuito se obtiene:

$$V_{BB} - R_B I_{B1} - V_{BE1} - V_{BE2} - R_{E1} I_{E2} = 0 \quad \dots(A.3)$$

$$I_{E1} = (\beta_1 + 1) I_{B1} \quad \dots(A.4)$$

$$I_{E2} = (\beta_2 + 1) I_{B2} \quad \dots(A.5)$$

$$I_{B2} = I_{E1} \quad \dots(\text{A.6})$$

$$I_{E2} = (\beta_1 + 1)(\beta_2 + 1)I_{B1} \quad \dots(\text{A.7})$$

Sustituyendo A.4, A.5, A.6, A.7 en A.3,

$$V_{BB} - R_B I_{B1} - V_{BE1} - V_{BE2} - R_{E1}(\beta_1 + 1)(\beta_2 + 1)I_{B1} = 0 \quad \dots(\text{A.8})$$

Despejando I_{BQ1} :

$$I_{BQ1} = \frac{V_{BB} - V_{BE1} - V_{BE2}}{R_B - R_{E1}(\beta_1 + 1)(\beta_2 + 1)} \quad \dots(\text{A.9})$$

$$I_{CQ1} = \beta_1 I_{BQ1} \quad \dots(\text{A.10})$$

$$I_{EQ1} = I_{BQ2} \approx I_{CQ1} \quad \dots(\text{A.11})$$

$$I_{EQ2} = (\beta_1 + 1)I_{BQ2} \quad \dots(\text{A.12})$$

Siendo

$$R_B = 1k\Omega$$

Con los valores propuestos se obtiene lo siguiente de las ecuaciones anteriores:

$$I_{BQ1} = 0.734 \times 10^{-7} A$$

$$I_{CQ1} = 0.2789 mA$$

$$I_{EQ2} = 0.106 A$$

De la segunda malla se deduce:

$$I_{CT} = I_{CQ1} + I_{CQ2} \quad \dots(A.13)$$

$$V_{CC} - R_C I_{CT} - V_{CE2} - R_E I_{CQ2} = 0 \quad \dots(A.14)$$

$$V_{CEQ2} = V_{CC} R_C I_{CT} - R_E I_{CQ2} \quad \dots(A.15)$$

Así que:

$$I_{CT} = 0.106A$$

La ganancia de voltaje sin carga máxima es:

$$\Delta V_{sc \max} = \frac{(\beta_1 + 1)(\beta_2 + 1)R_C}{(\beta_1 + 1)(\beta_2 + 1)R_C + R_i} \quad \dots(A.16)$$

Sustituyendo valores:

$$\Delta V_{sc \max} = 0.999$$

La impedancia de entrada del circuito está dada por:

$$z_i = \frac{R_B (R_i + (\beta_1 + 1)(\beta_2 + 1)R_E)}{R_B + R_i + (\beta_1 + 1)(\beta_2 + 1)R_E} \quad \dots(A.17)$$

$$z_i = 599.97\Omega$$

La ganancia de corriente máxima con la carga especificada es:

$$\Delta i_{cc \max} = (\beta_1 + 1)(\beta_2 + 1) \frac{R_B}{R_B + Z_i} \quad \dots(A.18)$$

$$\Delta i_{cc \max} = 90251.69$$

Y la impedancia de salida por:

$$z_o = \frac{R_i}{(\beta_1 + 1)(\beta_2 + 1)} \quad \dots(A.23)$$

$$z_o = .004\Omega$$

Así, pues, se obtiene la corriente deseada, con opción a variar la frecuencia de oscilación y la amplitud. Véase Figura A.4.

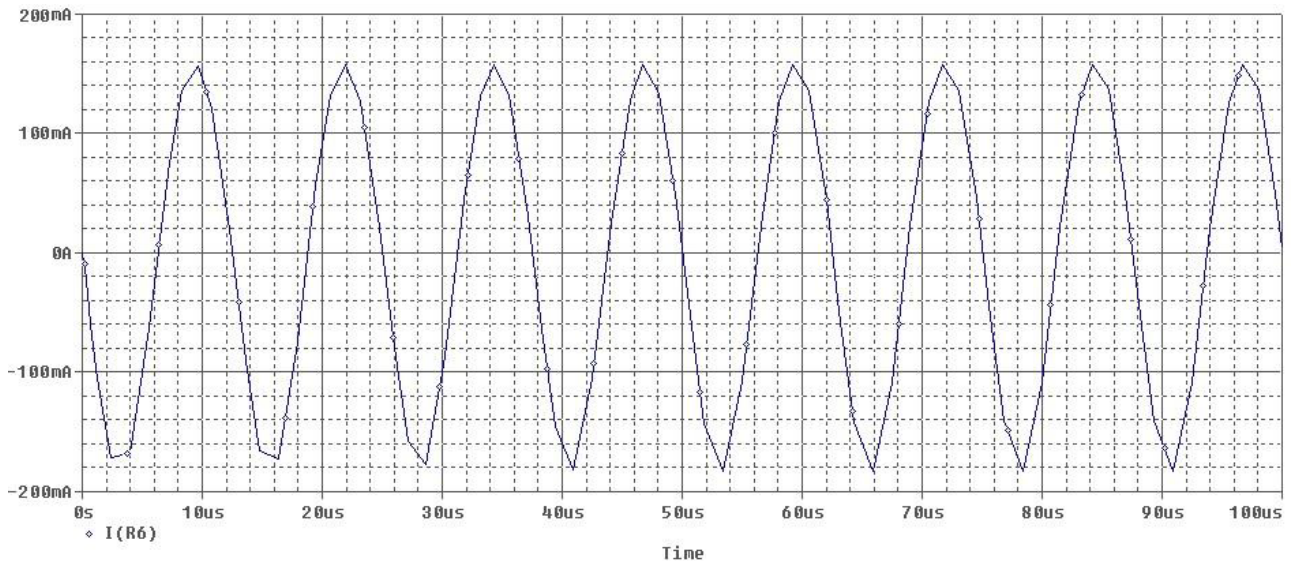


Figura A.4. Corriente alterna en la salida de la etapa de potencia.

Teniendo esta fuente de AC, se puede determinar los parámetros óptimos que se van emplear para la medición de la magnetización de saturación.

ANEXO B

HOJAS DE ESPECIFICACIONES DEL CIRCUITO
INTEGRADO XR2206

FEATURES

- Low-Sine Wave Distortion, 0.5%, Typical
- Excellent Temperature Stability, 20ppm/°C, Typ.
- Wide Sweep Range, 2000:1, Typical
- Low-Supply Sensitivity, 0.01%V, Typ.
- Linear Amplitude Modulation
- TTL Compatible FSK Controls
- Wide Supply Range, 10V to 26V
- Adjustable Duty Cycle, 1% TO 99%

APPLICATIONS

- Waveform Generation
- Sweep Generation
- AM/FM Generation
- V/F Conversion
- FSK Generation
- Phase-Locked Loops (VCO)

GENERAL DESCRIPTION

The XR-2206 is a monolithic function generator integrated circuit capable of producing high quality sine, square, triangle, ramp, and pulse waveforms of high-stability and accuracy. The output waveforms can be both amplitude and frequency modulated by an external voltage. Frequency of operation can be selected externally over a range of 0.01Hz to more than 1MHz.

The circuit is ideally suited for communications, instrumentation, and function generator applications requiring sinusoidal tone, AM, FM, or FSK generation. It has a typical drift specification of 20ppm/°C. The oscillator frequency can be linearly swept over a 2000:1 frequency range with an external control voltage, while maintaining low distortion.

ORDERING INFORMATION

Part No.	Package	Operating Temperature Range
XR-2206M	16 Lead 300 Mil CDIP	-55°C to +125°C
XR-2206P	16 Lead 300 Mil PDIP	-40°C to +85°C
XR-2206CP	16 Lead 300 Mil PDIP	0°C to +70°C
XR-2206D	16 Lead 300 Mil JEDEC SOIC	0°C to +70°C

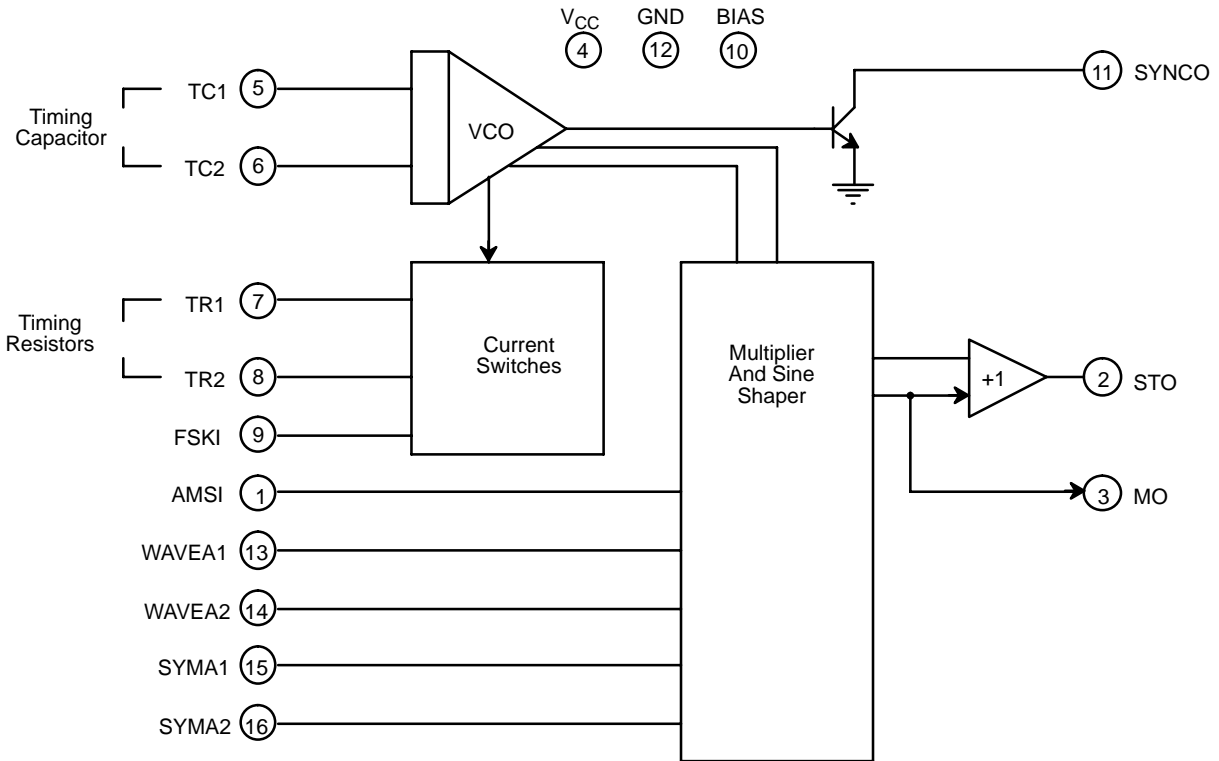
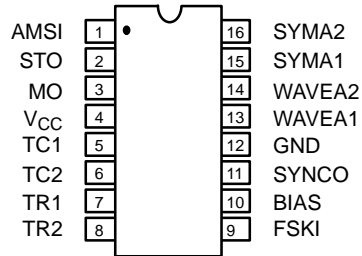
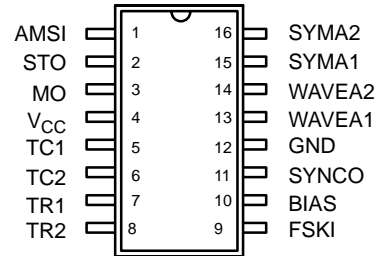


Figure 1. XR-2206 Block Diagram



16 Lead PDIP, CDIP (0.300")



16 Lead SOIC (Jedec, 0.300")

PIN DESCRIPTION

Pin #	Symbol	Type	Description
1	AMSI	I	Amplitude Modulating Signal Input.
2	STO	O	Sine or Triangle Wave Output.
3	MO	O	Multiplier Output.
4	V _{CC}		Positive Power Supply.
5	TC1	I	Timing Capacitor Input.
6	TC2	I	Timing Capacitor Input.
7	TR1	O	Timing Resistor 1 Output.
8	TR2	O	Timing Resistor 2 Output.
9	FSKI	I	Frequency Shift Keying Input.
10	BIAS	O	Internal Voltage Reference.
11	SYNCO	O	Sync Output. This output is a open collector and needs a pull up resistor to V _{CC} .
12	GND		Ground pin.
13	WAVEA1	I	Wave Form Adjust Input 1.
14	WAVEA2	I	Wave Form Adjust Input 2.
15	SYMA1	I	Wave Symetry Adjust 1.
16	SYMA2	I	Wave Symetry Adjust 2.

DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Test Conditions: Test Circuit of *Figure 2* $V_{CC} = 12V$, $T_A = 25^\circ C$, $C = 0.01\mu F$, $R_1 = 100k\Omega$, $R_2 = 10k\Omega$, $R_3 = 25k\Omega$
 Unless Otherwise Specified. S_1 open for triangle, closed for sine wave.

Parameters	XR-2206M/P			XR-2206CP/D			Units	Conditions
	Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.		
General Characteristics								
Single Supply Voltage	10		26	10		26	V	
Split-Supply Voltage	± 5		± 13	± 5		± 13	V	
Supply Current		12	17		14	20	mA	$R_1 \geq 10k\Omega$
Oscillator Section								
Max. Operating Frequency	0.5	1		0.5	1		MHz	$C = 1000pF$, $R_1 = 1k\Omega$
Lowest Practical Frequency		0.01			0.01		Hz	$C = 50\mu F$, $R_1 = 2M\Omega$
Frequency Accuracy		± 1	± 4		± 2		% of f_0	$f_0 = 1/R_1C$
Temperature Stability Frequency		± 10	± 50		± 20		ppm/ $^\circ C$	$0^\circ C \leq T_A \leq 70^\circ C$ $R_1 = R_2 = 20k\Omega$
Sine Wave Amplitude Stability ²		4800			4800		ppm/ $^\circ C$	
Supply Sensitivity		0.01	0.1		0.01		%/V	$V_{LOW} = 10V$, $V_{HIGH} = 20V$, $R_1 = R_2 = 20k\Omega$
Sweep Range	1000:1	2000:1			2000:1		$f_H = f_L$	$f_H @ R_1 = 1k\Omega$ $f_L @ R_1 = 2M\Omega$
Sweep Linearity								
10:1 Sweep		2			2		%	$f_L = 1kHz$, $f_H = 10kHz$
1000:1 Sweep		8			8		%	$f_L = 100Hz$, $f_H = 100kHz$
FM Distortion		0.1			0.1		%	$\pm 10\%$ Deviation
Recommended Timing Components								
Timing Capacitor: C	0.001		100	0.001		100	μF	<i>Figure 5</i>
Timing Resistors: R_1 & R_2	1		2000	1		2000	k Ω	
Triangle Sine Wave Output¹								<i>Figure 3</i>
Triangle Amplitude		160			160		mV/k Ω	<i>Figure 2</i> , S_1 Open
Sine Wave Amplitude	40	60	80		60		mV/k Ω	<i>Figure 2</i> , S_1 Closed
Max. Output Swing		6			6		Vp-p	
Output Impedance		600			600		Ω	
Triangle Linearity		1			1		%	
Amplitude Stability		0.5			0.5		dB	For 1000:1 Sweep
Sine Wave Distortion								
Without Adjustment		2.5			2.5		%	$R_1 = 30k\Omega$
With Adjustment		0.4	1.0		0.5	1.5	%	See <i>Figure 7</i> and <i>Figure 8</i>

Notes

¹ Output amplitude is directly proportional to the resistance, R_3 , on Pin 3. See *Figure 3*.

² For maximum amplitude stability, R_3 should be a positive temperature coefficient resistor.

Bold face parameters are covered by production test and guaranteed over operating temperature range.

DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS (CONT'D)

Parameters	XR-2206M/P			XR-2206CP/D			Units	Conditions
	Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.		
Amplitude Modulation								
Input Impedance	50	100		50	100		kΩ	
Modulation Range		100			100		%	
Carrier Suppression		55			55		dB	
Linearity		2			2		%	For 95% modulation
Square-Wave Output								
Amplitude		12			12		Vp-p	Measured at Pin 11.
Rise Time		250			250		ns	C _L = 10pF
Fall Time		50			50		ns	C _L = 10pF
Saturation Voltage		0.2	0.4		0.2	0.6	V	I _L = 2mA
Leakage Current		0.1	20		0.1	100	μA	V _{CC} = 26V
FSK Keying Level (Pin 9)	0.8	1.4	2.4	0.8	1.4	2.4	V	See section on circuit controls
Reference Bypass Voltage	2.9	3.1	3.3	2.5	3	3.5	V	Measured at Pin 10.

Notes

¹ Output amplitude is directly proportional to the resistance, R₃, on Pin 3. See Figure 3.

² For maximum amplitude stability, R₃ should be a positive temperature coefficient resistor.

Bold face parameters are covered by production test and guaranteed over operating temperature range.

Specifications are subject to change without notice

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Power Supply 26V
 Power Dissipation 750mW
 Derate Above 25°C 5mW/°C

Total Timing Current 6mA
 Storage Temperature -65°C to +150°C

SYSTEM DESCRIPTION

The XR-2206 is comprised of four functional blocks; a voltage-controlled oscillator (VCO), an analog multiplier and sine-shaper; a unity gain buffer amplifier; and a set of current switches.

The VCO produces an output frequency proportional to an input current, which is set by a resistor from the timing

terminals to ground. With two timing pins, two discrete output frequencies can be independently produced for FSK generation applications by using the FSK input control pin. This input controls the current switches which select one of the timing resistor currents, and routes it to the VCO.

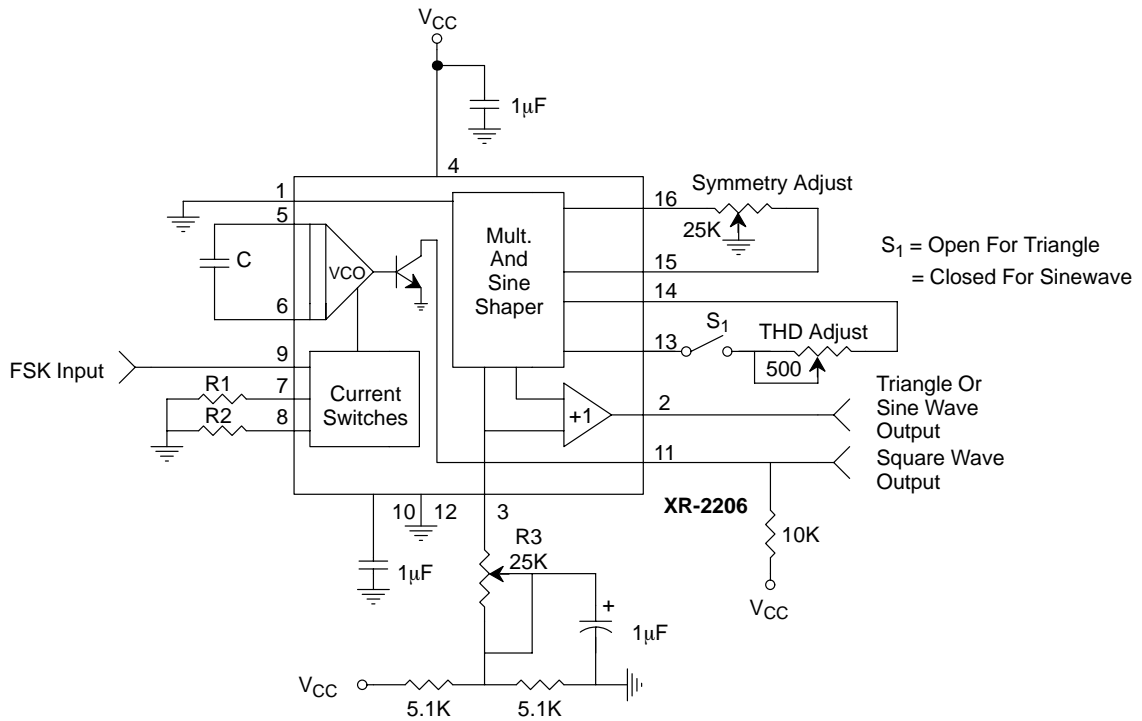


Figure 2. Basic Test Circuit

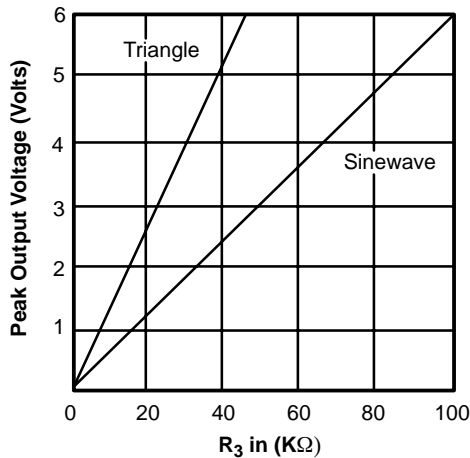


Figure 3. Output Amplitude as a Function of the Resistor, R₃, at Pin 3

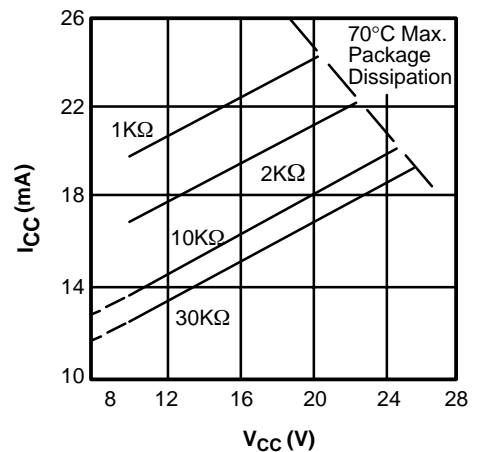


Figure 4. Supply Current vs Supply Voltage, Timing, R

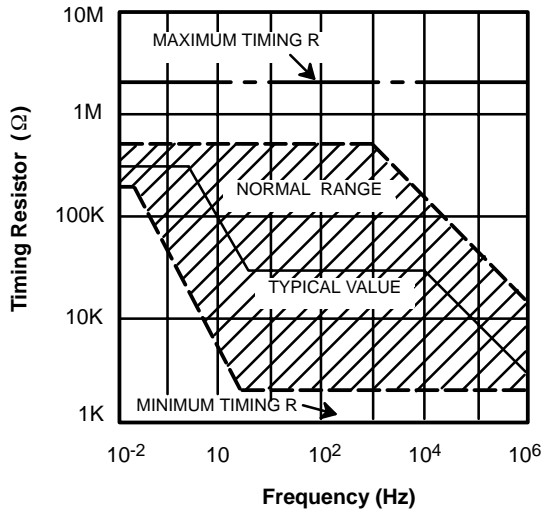


Figure 5. R versus Oscillation Frequency.

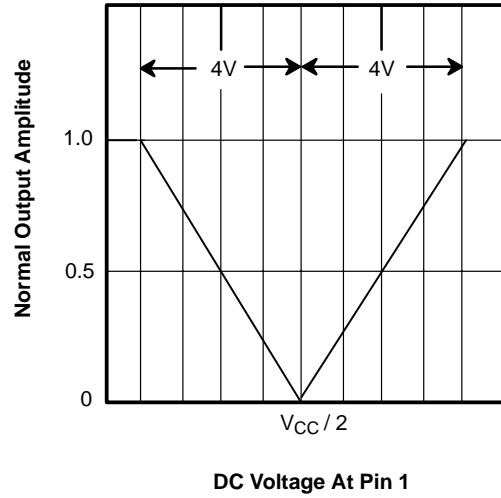


Figure 6. Normalized Output Amplitude versus DC Bias at AM Input (Pin 1)

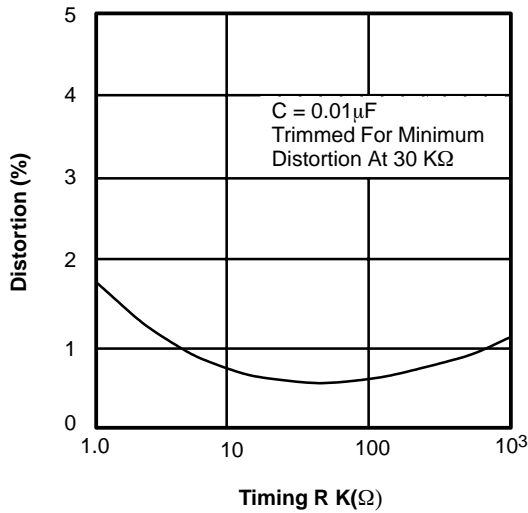


Figure 7. Trimmed Distortion versus Timing Resistor.

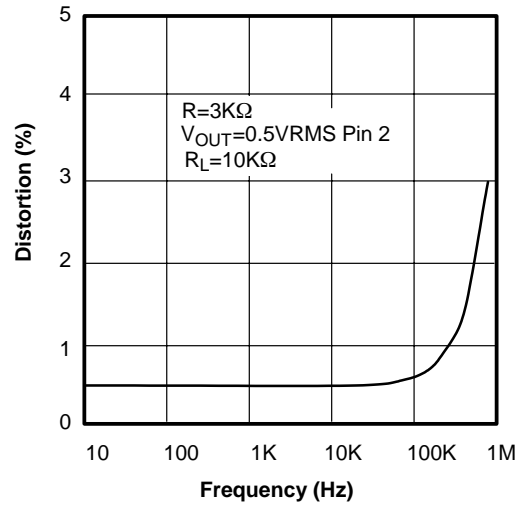


Figure 8. Sine Wave Distortion versus Operating Frequency with Timing Capacitors Varied.

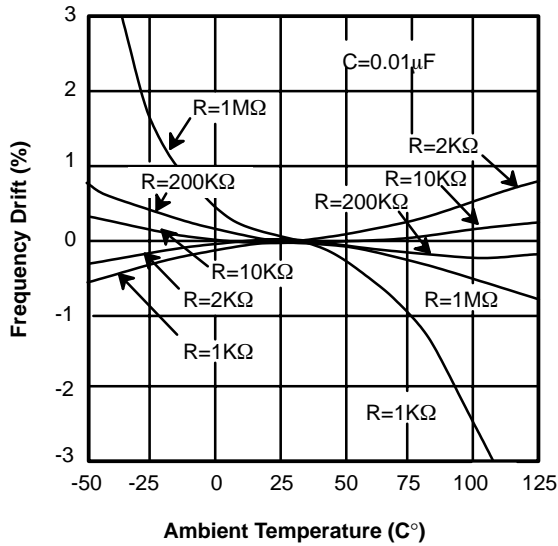


Figure 9. Frequency Drift versus Temperature.

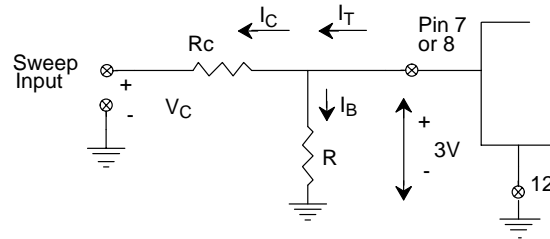


Figure 10. Circuit Connection for Frequency Sweep.

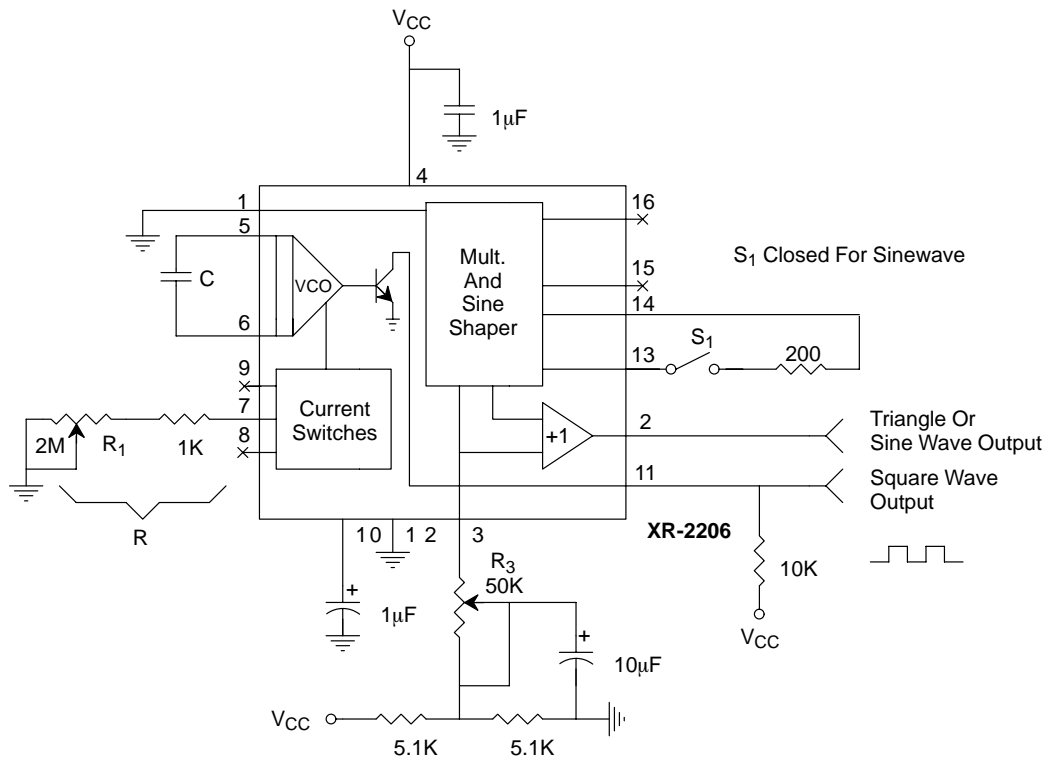


Figure 11. Circuit for Sine Wave Generation without External Adjustment. (See Figure 3 for Choice of R_3)

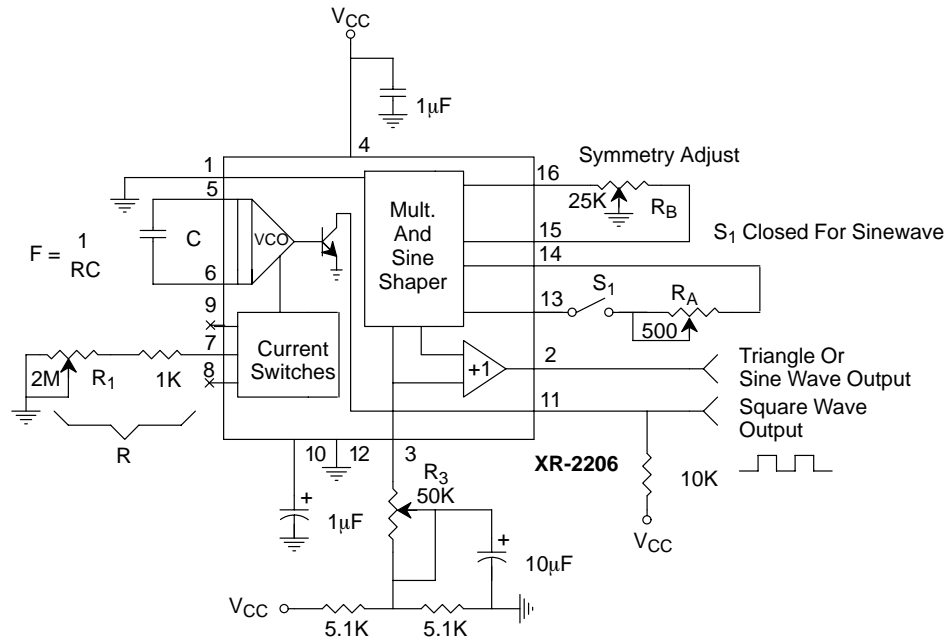


Figure 12. Circuit for Sine Wave Generation with Minimum Harmonic Distortion. (R₃ Determines Output Swing - See Figure 3)

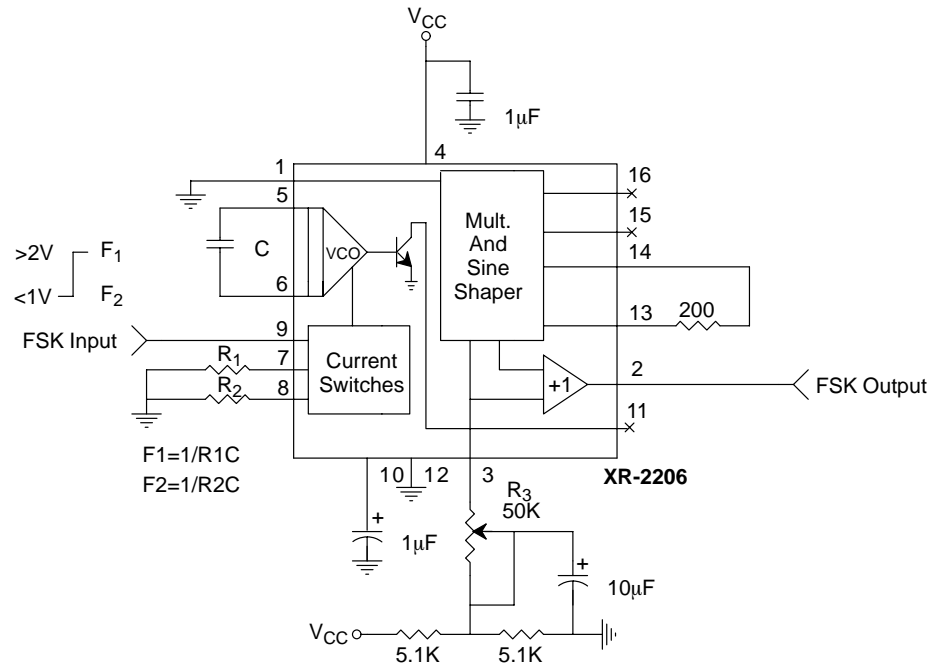


Figure 13. Sinusoidal FSK Generator

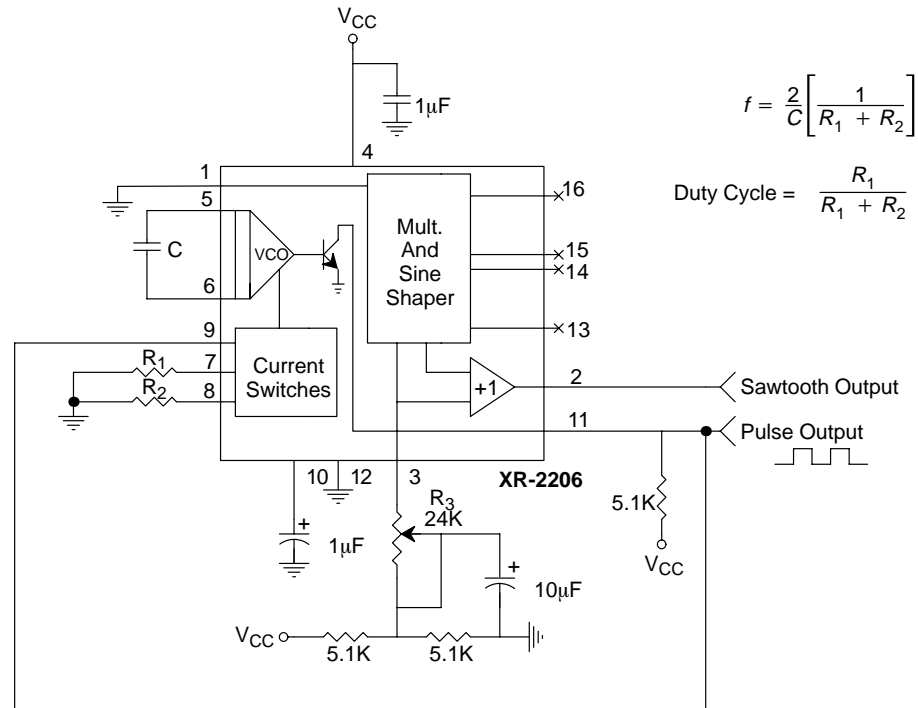


Figure 14. Circuit for Pulse and Ramp Generation.

Frequency-Shift Keying

The XR-2206 can be operated with two separate timing resistors, R_1 and R_2 , connected to the timing Pin 7 and 8, respectively, as shown in *Figure 13*. Depending on the polarity of the logic signal at Pin 9, either one or the other of these timing resistors is activated. If Pin 9 is open-circuited or connected to a bias voltage $\geq 2V$, only R_1 is activated. Similarly, if the voltage level at Pin 9 is $\leq 1V$, only R_2 is activated. Thus, the output frequency can be keyed between two levels, f_1 and f_2 , as:

$$f_1 = 1/R_1C \text{ and } f_2 = 1/R_2C$$

For split-supply operation, the keying voltage at Pin 9 is referenced to V^- .

Output DC Level Control

The dc level at the output (Pin 2) is approximately the same as the dc bias at Pin 3. In *Figure 11*, *Figure 12* and *Figure 13*, Pin 3 is biased midway between V^+ and ground, to give an output dc level of $\approx V^+/2$.

APPLICATIONS INFORMATION

Sine Wave Generation

Without External Adjustment

Figure 11 shows the circuit connection for generating a sinusoidal output from the XR-2206. The potentiometer, R_1 at Pin 7, provides the desired frequency tuning. The maximum output swing is greater than $V^+/2$, and the typical distortion (THD) is $< 2.5\%$. If lower sine wave distortion is desired, additional adjustments can be provided as described in the following section.

The circuit of *Figure 11* can be converted to split-supply operation, simply by replacing all ground connections with V^- . For split-supply operation, R_3 can be directly connected to ground.

With External Adjustment:

The harmonic content of sinusoidal output can be reduced to -0.5% by additional adjustments as shown in *Figure 12*. The potentiometer, R_A , adjusts the sine-shaping resistor, and R_B provides the fine adjustment for the waveform symmetry. The adjustment procedure is as follows:

1. Set R_B at midpoint and adjust R_A for minimum distortion.
2. With R_A set as above, adjust R_B to further reduce distortion.

Triangle Wave Generation

The circuits of *Figure 11* and *Figure 12* can be converted to triangle wave generation, by simply open-circuiting Pin 13 and 14 (i.e., S_1 open). Amplitude of the triangle is approximately twice the sine wave output.

FSK Generation

Figure 13 shows the circuit connection for sinusoidal FSK signal operation. Mark and space frequencies can be independently adjusted by the choice of timing resistors, R_1 and R_2 ; the output is phase-continuous during transitions. The keying signal is applied to Pin 9. The circuit can be converted to split-supply operation by simply replacing ground with V^- .

Pulse and Ramp Generation

Figure 14 shows the circuit for pulse and ramp waveform generation. In this mode of operation, the FSK keying terminal (Pin 9) is shorted to the square-wave output (Pin 11), and the circuit automatically frequency-shift keys itself between two separate frequencies during the positive-going and negative-going output waveforms. The pulse width and duty cycle can be adjusted from 1% to 99% by the choice of R_1 and R_2 . The values of R_1 and R_2 should be in the range of $1k\Omega$ to $2M\Omega$.

PRINCIPLES OF OPERATION

Description of Controls

Frequency of Operation:

The frequency of oscillation, f_0 , is determined by the external timing capacitor, C , across Pin 5 and 6, and by the timing resistor, R , connected to either Pin 7 or 8. The frequency is given as:

$$f_0 = \frac{1}{RC} \text{ Hz}$$

and can be adjusted by varying either R or C . The recommended values of R , for a given frequency range, as shown in *Figure 5*. Temperature stability is optimum for $4k\Omega < R < 200k\Omega$. Recommended values of C are from $1000pF$ to $100\mu F$.

Frequency Sweep and Modulation:

Frequency of oscillation is proportional to the total timing current, I_T , drawn from Pin 7 or 8:

$$f = \frac{320I_T(mA)}{C(\mu F)} \text{ Hz}$$

Timing terminals (Pin 7 or 8) are low-impedance points, and are internally biased at +3V, with respect to Pin 12. Frequency varies linearly with I_T , over a wide range of current values, from $1\mu A$ to $3mA$. The frequency can be controlled by applying a control voltage, V_C , to the activated timing pin as shown in *Figure 10*. The frequency of oscillation is related to V_C as:

$$f = \frac{1}{RC} \left(1 + \frac{R}{R_c} \left(1 - \frac{V_C}{3} \right) \right) \text{ Hz}$$

where V_C is in volts. The voltage-to-frequency conversion gain, K , is given as:

$$K = \partial f / \partial V_C = - \frac{0.32}{R_c C} \text{ Hz/V}$$

CAUTION: For safety operation of the circuit, I_T should be limited to $\leq 3mA$.

Output Amplitude:

Maximum output amplitude is inversely proportional to the external resistor, R_3 , connected to Pin 3 (see *Figure 3*). For sine wave output, amplitude is approximately 60mV peak per $k\Omega$ of R_3 ; for triangle, the peak amplitude is approximately 160mV peak per $k\Omega$ of R_3 . Thus, for example, $R_3 = 50k\Omega$ would produce approximately 13V sinusoidal output amplitude.

Amplitude Modulation:

Output amplitude can be modulated by applying a dc bias and a modulating signal to Pin 1. The internal impedance

at Pin 1 is approximately 100k Ω . Output amplitude varies linearly with the applied voltage at Pin 1, for values of dc bias at this pin, within 14 volts of $V_{CC}/2$ as shown in *Figure 6*. As this bias level approaches $V_{CC}/2$, the phase of the output signal is reversed, and the amplitude goes through zero. This property is suitable for phase-shift keying and suppressed-carrier AM generation. Total dynamic range of amplitude modulation is approximately 55dB.

CAUTION: AM control must be used in conjunction with a well-regulated supply, since the output amplitude now becomes a function of V_{CC} .

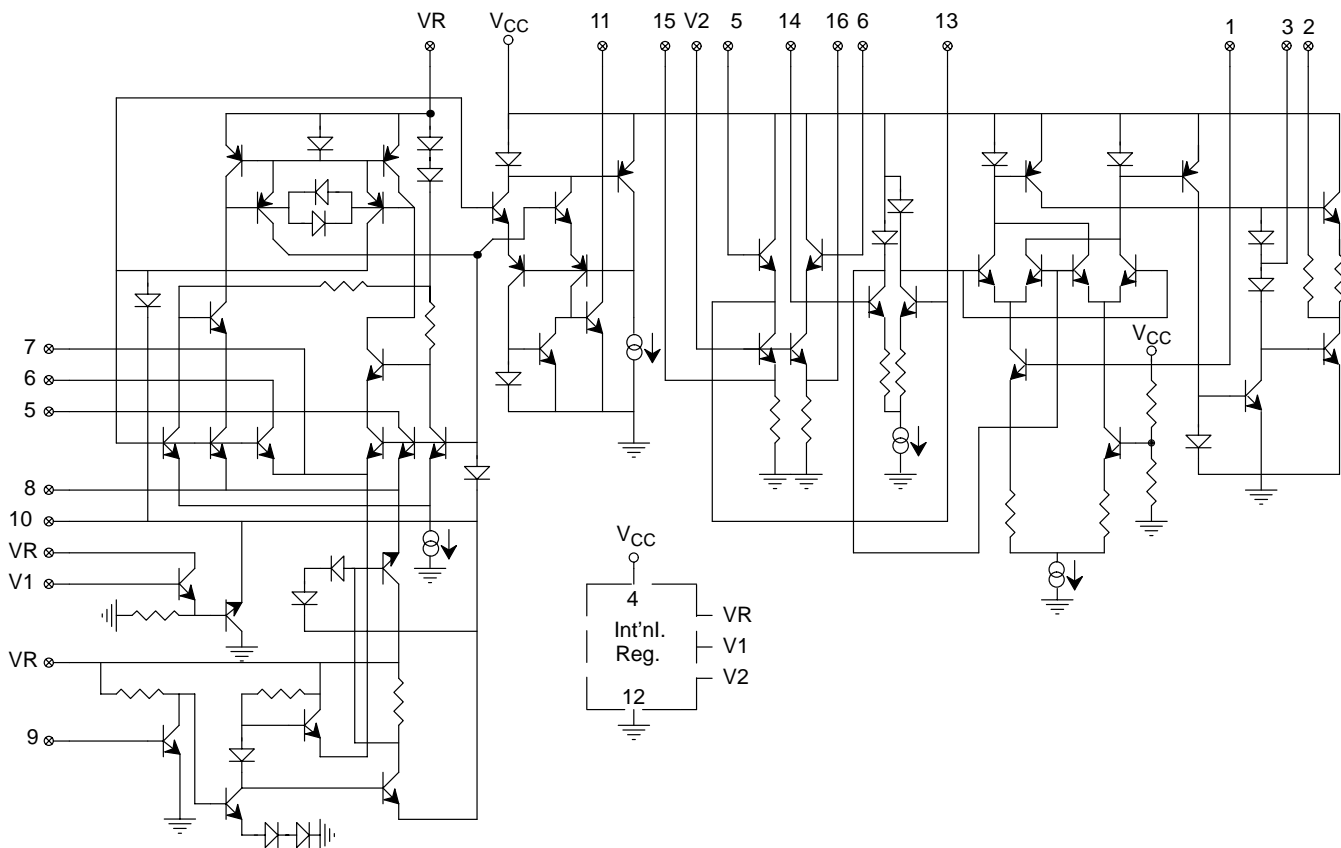
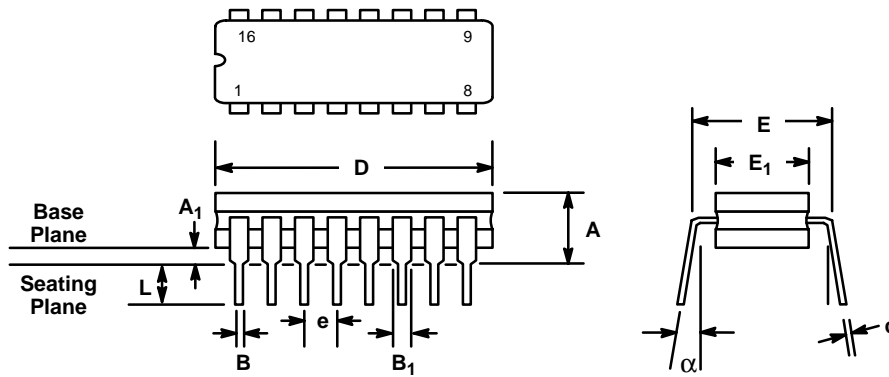


Figure 15. Equivalent Schematic Diagram

**16 LEAD CERAMIC DUAL-IN-LINE
(300 MIL CDIP)**

Rev. 1.00

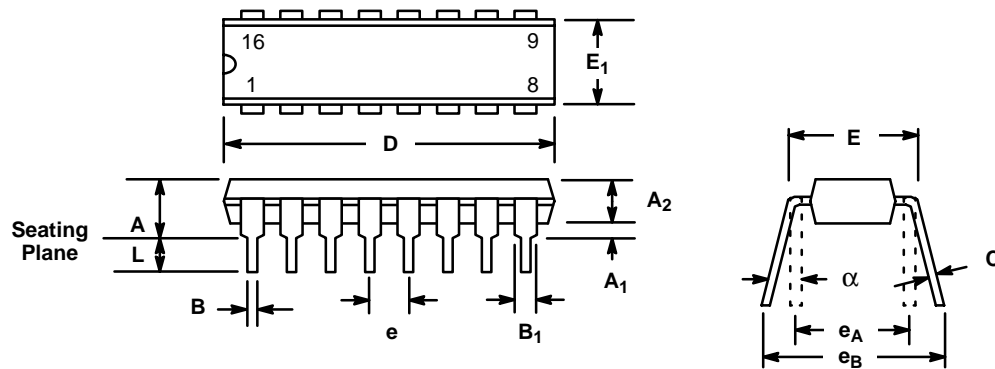


SYMBOL	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.100	0.200	2.54	5.08
A ₁	0.015	0.060	0.38	1.52
B	0.014	0.026	0.36	0.66
B ₁	0.045	0.065	1.14	1.65
c	0.008	0.018	0.20	0.46
D	0.740	0.840	18.80	21.34
E ₁	0.250	0.310	6.35	7.87
E	0.300 BSC		7.62 BSC	
e	0.100 BSC		2.54 BSC	
L	0.125	0.200	3.18	5.08
α	0°	15°	0°	15°

Note: The control dimension is the inch column

16 LEAD PLASTIC DUAL-IN-LINE (300 MIL PDIP)

Rev. 1.00



SYMBOL	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.145	0.210	3.68	5.33
A ₁	0.015	0.070	0.38	1.78
A ₂	0.115	0.195	2.92	4.95
B	0.014	0.024	0.36	0.56
B ₁	0.030	0.070	0.76	1.78
C	0.008	0.014	0.20	0.38
D	0.745	0.840	18.92	21.34
E	0.300	0.325	7.62	8.26
E ₁	0.240	0.280	6.10	7.11
e	0.100 BSC		2.54 BSC	
e _A	0.300 BSC		7.62 BSC	
e _B	0.310	0.430	7.87	10.92
L	0.115	0.160	2.92	4.06
α	0°	15°	0°	15°

Note: The control dimension is the inch column

NOTICE

EXAR Corporation reserves the right to make changes to the products contained in this publication in order to improve design, performance or reliability. EXAR Corporation assumes no responsibility for the use of any circuits described herein, conveys no license under any patent or other right, and makes no representation that the circuits are free of patent infringement. Charts and schedules contained here in are only for illustration purposes and may vary depending upon a user's specific application. While the information in this publication has been carefully checked; no responsibility, however, is assumed for inaccuracies.

EXAR Corporation does not recommend the use of any of its products in life support applications where the failure or malfunction of the product can reasonably be expected to cause failure of the life support system or to significantly affect its safety or effectiveness. Products are not authorized for use in such applications unless EXAR Corporation receives, in writing, assurances to its satisfaction that: (a) the risk of injury or damage has been minimized; (b) the user assumes all such risks; (c) potential liability of EXAR Corporation is adequately protected under the circumstances.

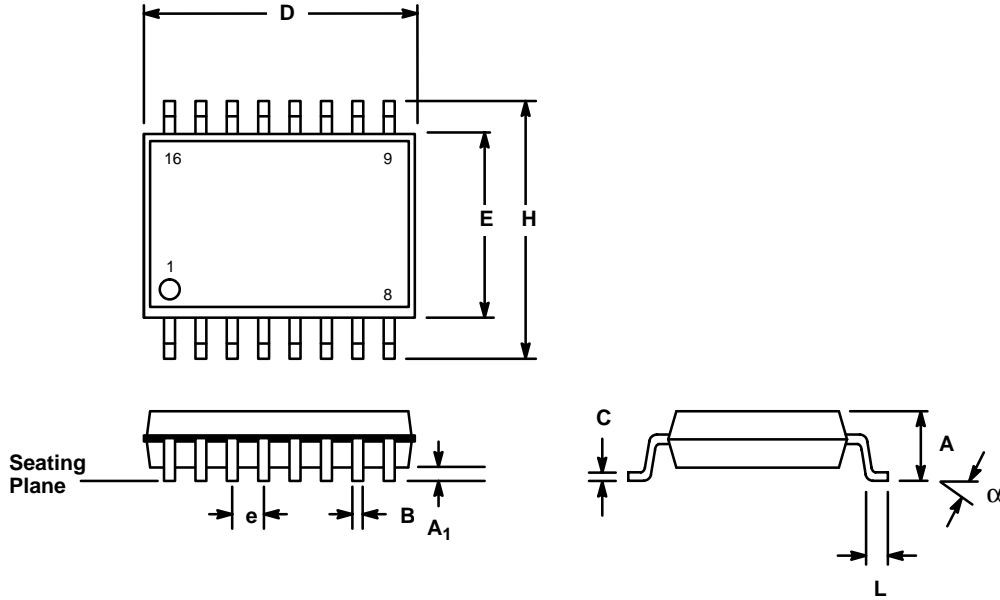
Copyright 1972 EXAR Corporation

Datasheet June 1997

Reproduction, in part or whole, without the prior written consent of EXAR Corporation is prohibited.

**16 LEAD SMALL OUTLINE
(300 MIL JEDEC SOIC)**

Rev. 1.00



SYMBOL	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.093	0.104	2.35	2.65
A ₁	0.004	0.012	0.10	0.30
B	0.013	0.020	0.33	0.51
C	0.009	0.013	0.23	0.32
D	0.398	0.413	10.10	10.50
E	0.291	0.299	7.40	7.60
e	0.050 BSC		1.27 BSC	
H	0.394	0.419	10.00	10.65
L	0.016	0.050	0.40	1.27
α	0°	8°	0°	8°

Note: The control dimension is the millimeter column

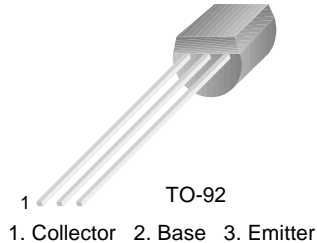
ANEXO C

HOJAS DE ESPECIFICACIONES DEL TRANSISTOR BC557

BC556/557/558/559/560

Switching and Amplifier

- High Voltage: BC556, $V_{CE0} = -65V$
- Low Noise: BC559, BC560
- Complement to BC546 ... BC 550



PNP Epitaxial Silicon Transistor

Absolute Maximum Ratings $T_a = 25^\circ C$ unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Value	Units
V_{CBO}	Collector-Base Voltage		
	: BC556	-80	V
	: BC557/560	-50	V
	: BC558/559	-30	V
V_{CEO}	Collector-Emitter Voltage		
	: BC556	-65	V
	: BC557/560	-45	V
	: BC558/559	-30	V
V_{EBO}	Emitter-Base Voltage	-5	V
I_C	Collector Current (DC)	-100	mA
P_C	Collector Power Dissipation	500	mW
T_J	Junction Temperature	150	$^\circ C$
T_{STG}	Storage Temperature	-65 ~ 150	$^\circ C$

Electrical Characteristics $T_a = 25^\circ C$ unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Test Condition	Min.	Typ.	Max.	Units
I_{CBO}	Collector Cut-off Current	$V_{CB} = -30V, I_E = 0$			-15	nA
h_{FE}	DC Current Gain	$V_{CE} = -5V, I_C = 2mA$	110		800	
$V_{CE(sat)}$	Collector-Emitter Saturation Voltage	$I_C = -10mA, I_B = -0.5mA$		-90	-300	mV
		$I_C = -100mA, I_B = -5mA$		-250	-650	mV
$V_{BE(sat)}$	Collector-Base Saturation Voltage	$I_C = -10mA, I_B = -0.5mA$		-700		mV
		$I_C = -100mA, I_B = -5mA$		-900		mV
$V_{BE(on)}$	Base-Emitter On Voltage	$V_{CE} = -5V, I_C = -2mA$	-600	-660	-750	mV
		$V_{CE} = -5V, I_C = -10mA$			-800	mV
f_T	Current Gain Bandwidth Product	$V_{CE} = -5V, I_C = -10mA, f = 10MHz$		150		MHz
C_{ob}	Output Capacitance	$V_{CB} = -10V, I_E = 0, f = 1MHz$			6	pF
NF	Noise Figure	: BC556/557/558		2	10	dB
		: BC559/560	$f = 1KHz, R_G = 2K\Omega$	1	4	dB
		: BC559	$V_{CE} = -5V, I_C = -200\mu A$	1.2	4	dB
		: BC560	$R_G = 2K\Omega, f = 30 \sim 15000MHz$	1.2	2	dB

h_{FE} Classification

Classification	A	B	C
h_{FE}	110 ~ 220	200 ~ 450	420 ~ 800

Typical Characteristics



Figure 1. Static Characteristic



Figure 2. DC current Gain

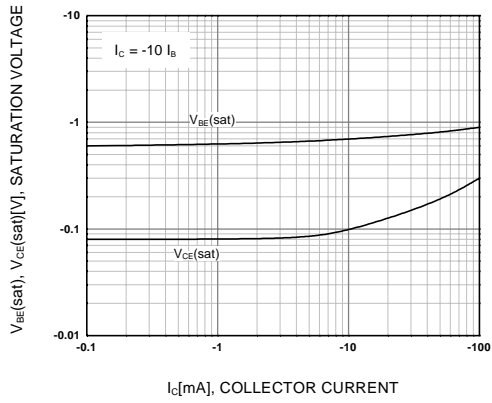


Figure 3. Base-Emitter Saturation Voltage
Collector-Emitter Saturation Voltage

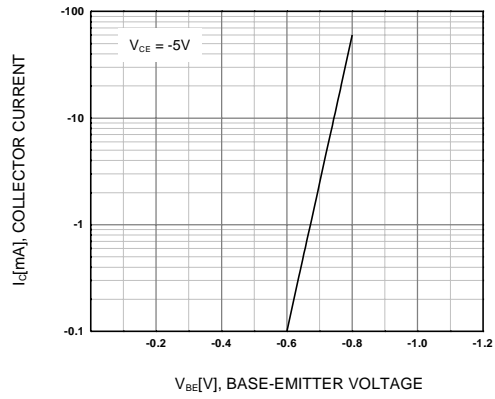


Figure 4. Base-Emitter On Voltage

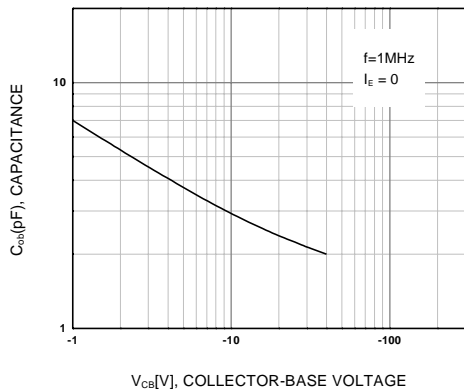


Figure 5. Collector Output Capacitance

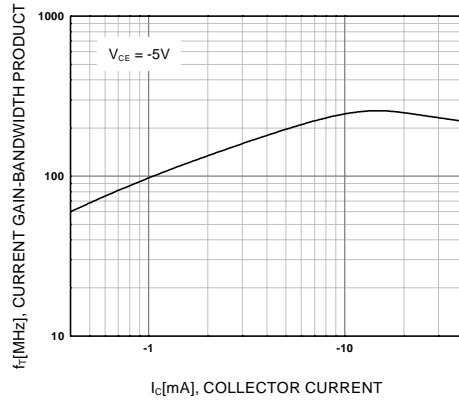


Figure 6. Current Gain Bandwidth Product

Package Dimensions

TO-92



Dimensions in Millimeters

BC556/557/558/559/560

TRADEMARKS

The following are registered and unregistered trademarks Fairchild Semiconductor owns or is authorized to use and is not intended to be an exhaustive list of all such trademarks.

ACE [™]	FACT [™]	ImpliedDisconnect [™]	PACMAN [™]	SPM [™]
ActiveArray [™]	FACT Quiet series [™]	ISOPLANAR [™]	POP [™]	Stealth [™]
Bottomless [™]	FAST [®]	LittleFET [™]	Power247 [™]	SuperSOT [™] -3
CoolFET [™]	FAST ^r [™]	MicroFET [™]	PowerTrench [®]	SuperSOT [™] -6
CROSSVOLT [™]	FRFET [™]	MicroPak [™]	QFET [™]	SuperSOT [™] -8
DOMET [™]	GlobalOptoisolator [™]	MICROWIRE [™]	QS [™]	SyncFET [™]
EcoSPARK [™]	GTO [™]	MSX [™]	QT Optoelectronics [™]	TinyLogic [™]
E ² CMOS [™]	HiSeC [™]	MSXPro [™]	Quiet Series [™]	TruTranslation [™]
EnSigna [™]	I ² C [™]	OCX [™]	RapidConfigure [™]	UHC [™]
Across the board. Around the world. [™]		OCXPro [™]	RapidConnect [™]	UltraFET [®]
The Power Franchise [™]		OPTOLOGIC [®]	SILENT SWITCHER [®]	VCX [™]
Programmable Active Droop [™]		OPTOPLANAR [™]	SMART START [™]	

DISCLAIMER

FAIRCHILD SEMICONDUCTOR RESERVES THE RIGHT TO MAKE CHANGES WITHOUT FURTHER NOTICE TO ANY PRODUCTS HEREIN TO IMPROVE RELIABILITY, FUNCTION OR DESIGN. FAIRCHILD DOES NOT ASSUME ANY LIABILITY ARISING OUT OF THE APPLICATION OR USE OF ANY PRODUCT OR CIRCUIT DESCRIBED HEREIN; NEITHER DOES IT CONVEY ANY LICENSE UNDER ITS PATENT RIGHTS, NOR THE RIGHTS OF OTHERS.

LIFE SUPPORT POLICY

FAIRCHILD'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF FAIRCHILD SEMICONDUCTOR CORPORATION.

As used herein:

1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, or (c) whose failure to perform when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in significant injury to the user.
2. A critical component is any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.

PRODUCT STATUS DEFINITIONS

Definition of Terms

Datasheet Identification	Product Status	Definition
Advance Information	Formative or In Design	This datasheet contains the design specifications for product development. Specifications may change in any manner without notice.
Preliminary	First Production	This datasheet contains preliminary data, and supplementary data will be published at a later date. Fairchild Semiconductor reserves the right to make changes at any time without notice in order to improve design.
No Identification Needed	Full Production	This datasheet contains final specifications. Fairchild Semiconductor reserves the right to make changes at any time without notice in order to improve design.
Obsolete	Not In Production	This datasheet contains specifications on a product that has been discontinued by Fairchild semiconductor. The datasheet is printed for reference information only.

BIBLIOGRAFÍA

1. SEARS, Francis, ZEMANSKY, Mark, YOUNG, Hugo, Física Universitaria, Estados Unidos, Addison Wesley Iberoamericana, 1988
2. HALLIDAY, David, RESNICK, Robert, KRANE, Kenneth, Física, México, Compañía Editorial Continental, Vol. 1 y 2, 1994.
3. JAKUBOVICS, J.P. , Magnetism and Magnetic Materials, Cambridge University Press, Cambridge, 2a ed, 1995.
4. CHEN, C.W., Magnetism and metallurgy of soft magnetic materials, Dover Pub. Inc., New York, 1986.
5. LIVSHITS, B.G., KRASPOSHIN, V.S., LINETSKI, Y.L., Propiedades físicas de metales y aleaciones, Ed. Mir, Moscu, 1982.
6. O' HANDLEY, R.C., Modern Magnetic Materials, John Wiley & Sons, New York, 2000.
7. WARLIMONT H., BOLL R., Applications of amorphous soft magnetic materials, Journal of magnetism and Magnetic Materials, Vol. 26 (1982), p. 97-104.
8. HASEGAWA Ryusuke, Present status of amorphous soft magnetic alloys, Journal of magnetism and Magnetic Materials, Vol. 215-216 (2000), p. 240-245.
9. GRÖSSINGER, R., SASSIK, H., HOLZER, D., PILLMAYR, N, Accurate Measurement of the Magnetostriction of Soft Magnetic Materials, Instituto de Física Experimental, Universidad de Viena, Austria, 1990.

-
10. NARITA, Kenji, YAMASAKI, Jiro, FUKUNAGA, Hirotohi, Measurement of Saturation Magnetostriction of a Thin Amorphous Ribbon by Means of Small-Angle Magnetization Rotation, IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 16 (1980), p. 435 – 439.
 11. BOYLESTAD, Robert, NASHELSKY, Louis, Electrónica: Teoría de Circuitos, México, Prentice Hall Hispanoamericana, 1992.