TRANSDUCTORES

ESCUELA UNIVERSITARIA DE INGENIEROS TÉCNICOS DE TELECOMUNICACIÓN (ULPGC)
ASIGNATURA : ELECTROACUSTICA TRONCAL DE I.T.T. SONIDO E IMAGEN
AUTOR : EDUARDO HERNANDEZ PEREZ (FEBRERO DE 2003)
DEPARTAMENTO DE SEÑALES Y COMUNICACIONES
GRUPO DE INGENIERIA ACUSTICA

INTRODUCCIÓN

Los transductores son dispositivos capaces de transformar energía de una naturaleza en energía de otra naturaleza, por ejemplo, en electroacústica nos interesamos por aquellos capaces de realizar esa transformación entre energía de naturaleza acústica y energía de naturaleza eléctrica y viceversa.

La casi totalidad de los dispositivos electroacústicos están constituidos por una cadena de transformaciones, es decir, varios pasos hasta la transformación final. Generalmente se compone de transductor electromecánico y transductor mecanoacústico. En prácticamente todos la transformación mecanoacústica estará realizada por un diafragma, idealmente pistón, que realiza el acoplo entre el dominio mecánico y el acústico o viceversa. Nuestro estudio en este tema se centrará en los dispositivos capaces de realizar transformaciones entre energía eléctrica y mecánica o viceversa.

Un determinado transductor puede usarse dentro de un dispositivo emisor, entendido como aquel que transforma la energía eléctrica en acústica, así podemos encontrar:

- Altavoces : Capaces de radiar potencia sonora al aire.
- Audífonos y Auriculares: Que acoplados al aparato auditivo facilitan la audición de señales sonoras.
- Proyectores Sonoros: Capaces de radiar potencia sonora o ultrasonora en el agua.
- Emisores de Ultrasonidos: Capaces de producir radiaciones sonoras de hasta varios MHz en gases, líquidos, sustancias orgánicas, sólidos, etc.

También es posible su uso en dispositivos receptores o captadores, es decir aquellos que transforman la energía acústica en eléctrica. Dependiendo del ámbito de aplicación se les conoce del modo siguiente:

- Micrófonos : Destinados a la captación de sonidos aéreos, audibles y ultrasonoros de hasta unos 80kHz.
- Pick-ups : Capaces de captar la vibración de una cuerda o las incrustadas en un disco de vinilo.
- Hidrófonos: Aplicados a la captación de sonidos en medios líquidos, principalmente el agua, tanto en el rango de los sonidos audibles como en el de los ultrasonidos.
- Captador de Ultrasonidos: Capaces de captar radiaciones sonoras de hasta varios MHz en gases, líquidos, sustancias orgánicas, sólidos, etc.

PARÁMETROS GENERALES DE UN TRANSDUCTOR

Al aplicar una determinada magnitud a la entrada de un transductor, excitación, se obtiene una magnitud a la salida, respuesta. Excitación y respuesta se relacionan a través de la función de transferencia que es característica de cada transductor. Dado que nuestra aplicación se realiza en un ancho de banda grande esta función de transferencia puede venirnos dada a través del Diagrama de Bode, donde es posible la observación de la respuesta en amplitud y fase en función de la frecuencia.

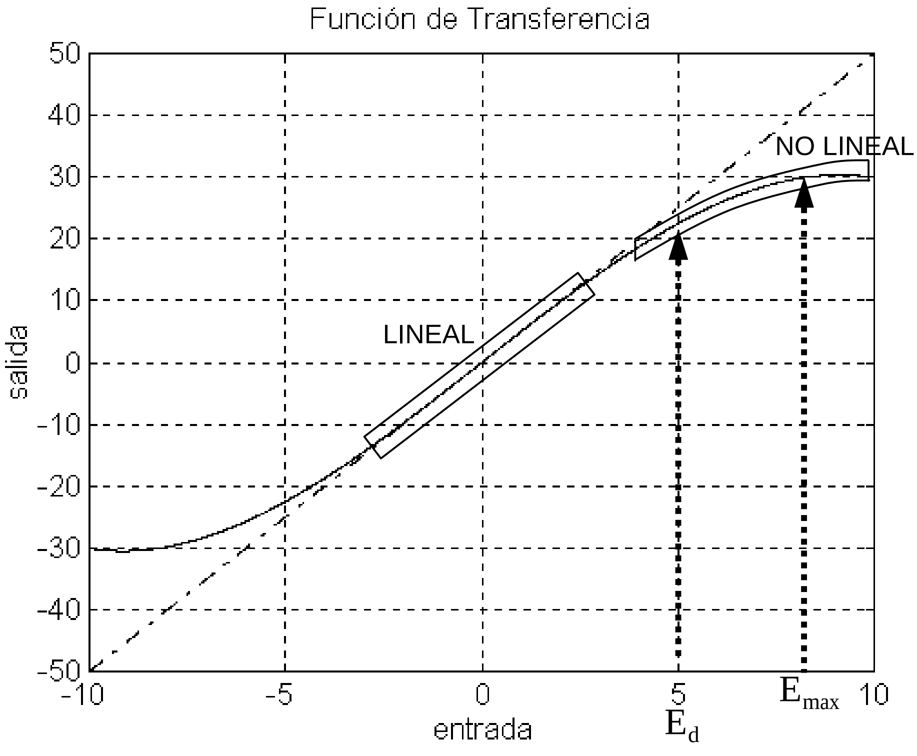
La función de transferencia depende de las condiciones de excitación y de las condiciones de medida. Por ejemplo, la presión acústica obtenida de un altavoz depende de la excitación, potencia (Tensión y corriente eléctrica aplicadas), de la posición de medida (distancia y dirección), de las condiciones de montaje (sobre pantalla, libre, en caja acústica, etc.), del medioambiente acústico (campo libre, presencia de un sólido reflectante, sala anecoica, etc.), de la temperatura y la presión atmosféricas. En resumen de las condiciones eléctricas, mecánicas y acústicas. Luego, a una frecuencia determinada y en condiciones dadas, la respuesta de un transductor es la relación entre las magnitudes de entrada (excitación) y las de salida (respuesta). En aquellos casos donde consideramos como magnitud de salida a la potencia mecánica o acústica y de entrada a la potencia eléctrica se define la Eficiencia o Rendimiento:

$$Eficiencia\ o\ Rendimiento\ =\ \eta = \frac{\text{Potencia útil consumida en la carga}}{\text{Potencia consumida en la entrada}}$$

Si consideramos como magnitud de salida la tensión eléctrica y como entrada la fuerza mecánica aplicada definimos la sensibilidad como:

$$Sensibilidad\ =\ S = \frac{\text{Tensión eléctrica en la carga}}{\text{Fuerza vibromotriz aplicada}}$$

En el comportamiento de un transductor y como resultado de los procesos no lineales que intervienen en la conversión de energía podemos encontrar alinealidades. Sin embargo, siempre es posible encontrar un margen donde verifican linealidad, esto suele conseguirse para pequeñas amplitudes de las magnitudes de entrada o bien para pequeñas dinámicas de las mimas mediante una polarización adicional. En muchas ocasiones y con tal de extender la dinámica de trabajo se permite entrar en zona no lineal, pero sólo hasta donde los efectos de la no linealiad son admisibles. La figura siguiente muestra una función de transferencia en la que podemos apreciar una zona lineal y una zona no lineal, así como los límites E_d y E_{max}. El primero representa un limite tolerable, se produce distorsión de la magnitud de salida, pero ésta no es severa. Sin embargo, E_{max} nos marca un limite no superable, superarlo nos puede acarrear una severa distorsión, intolerable, o incluso la avería del transductor.



En la función de transferencia apreciamos que siempre y cuando la dinámica de la magnitud de entrada se encuentre comprendida entre, aproximadamente, -2,5 y 2,5 el comportamiento es perfectamente lineal. Con cierta distorsión, se admite alcanzar valores comprendidos entre -5 y 5. Para valores superiores a 8 en valor absoluto encontraremos niveles de distorsión no tolerables.

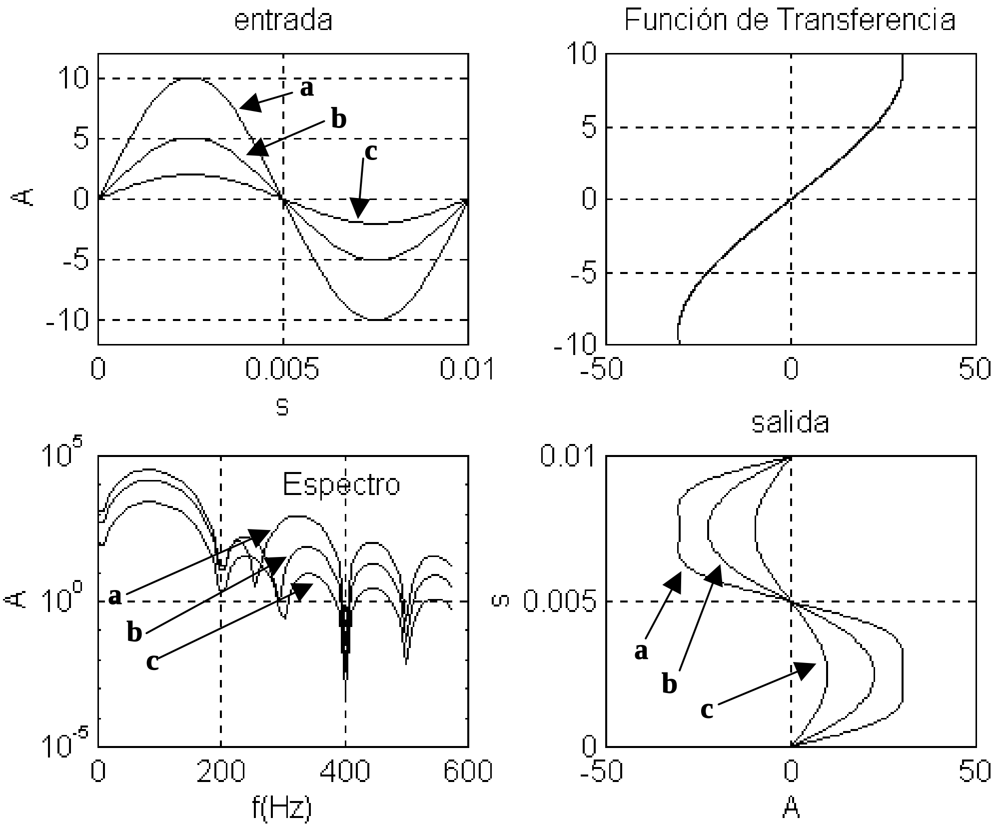
La característica no lineal es representable en un cierto dominio mediante un desarrollo en serie de Taylor limitado, como por ejemplo:

$$S=a_1\cdot E+a_2\cdot E^2+a_3\cdot E^3$$

donde S es la magnitud de salida, E magnitud de entrada y a_1, a_2 y a_3 son los coeficientes con $a_1>a_2>a_3$. Para una excitación del tipo $E = A\cdot\cos\omega\cdot t$, operando y agrupando términos sobre la expresión matemática de la función de transferencia, obtendríamos:

$$S = \frac{1}{2}a_2A^2 + \left(a_1A + \frac{3}{4}a_3A^3\right)\cos(\omega\,t) + \frac{1}{2}a_2A^2\cos(2\omega\,t) + \frac{1}{4}a_3A^3\cos(3\omega\,t)$$

Apreciamos la aparición de una componente continúa o estática (término que no depende de la variable tiempo), según el contexto (eléctrico o mecánico),además la señal de entrada aparece modificada en amplitud y con armónicos de frecuencia doble y triple. La contribución de cada uno de los componentes de la expresión depende del valor de los coeficientes y de la excitación A en forma cuadrática y cúbica. Si la excitación hubiese sido la suma de dos componentes senoidales de pulsaciones ω_1 y ω_2, el mismo proceso anterior habría dado lugar a la aparición de componentes a las frecuencias ω_1 y ω_2, sus armónicos y unos parciales de frecuencias $\omega_1\pm\omega_2$, $2\omega_1\pm\omega_2$,$2\omega_2\pm\omega_1$,etc., componentes no armónicos, denominados productos de intermodulación.



Este último conjunto de gráficas nos muestra la señal de entrada y salida, así como el espectro de esta última. Podemos observar como el nivel de los armónicos crece conforme la señal sufre mayor degradación, consecuencia de trabajar en zona no lineal, así mismo se observa como se destaca más el tercer armónico, consecuencia del orden cúbico de la función de transferencia.

Una buena medida del grado de distorsión sería; contabilizar el grado de crecimiento en amplitud espectral de los armónicos. A mayor potencia contenida en armónicos y parciales mayor será la distorsión que presente la forma de onda y al tiempo más se aleja su timbre del sonido originalmente introducido. En principio ésta es sólo una apreciación cualitativa y en ingeniería es necesario comparar para lo que necesitamos dar un valor concreto, con ese objetivo aparece el parámetro Distorsión Armónica, parámetro que mide el porcentaje de distorsión que sufre una determinada señal al pasar por un sistema o dispositivo. En el caso concreto de los sistemas electroacústicos nos interesa siempre que este parámetro sea lo menor posible. El cálculo de la Distorsión Armónica Total expresada en tantos por ciento se realiza mediante:

$$DAT = THD = 100\sqrt{\frac{\sum_{2}^{n} R_n^2}{\sum_{1}^{n} R_n^2}}$$

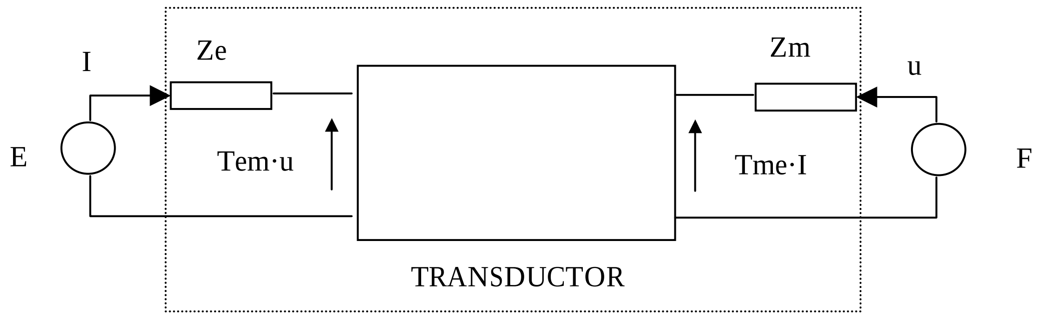
Donde R_n es el valor eficaz de la n-ésima componente espectral. La sumatoria del denominador comienza en n=2 y la del numerador lo hace en n=1. Esto es así ya que en el denominador tenemos la potencia en armónicos (valor eficaz al cuadrado) y en el numerador tenemos la potencia total, fundamental más armónicos. Si buscamos el porcentaje de distorsión armónica de orden n, debida a la componente n, se utilizaría:

$$D_n = 100 \cdot \sqrt{\frac{R^2{}_n}{\sum_{1}^{n} R_n^2}}$$

Expresión que compara la potencia de un determinado armónico con el total, fundamental más armónicos. Esta medida permite saber que grado de implicación tiene ese armónico en la distorsión total. La medida de la distorsión armónica es una forma de cuantificar el grado de no linealidad de un dispositivo, pero no es la única. Existen otros métodos para medirla y cuantificarla que nos dan la misma información. Así podemos encontrar los parámetros Distorsión de Intermodulación, Distorsión por Diferencia de Frecuencias y Distorsión Transitoria.

CUADRIPOLO EQUIVALENTE DE UN TRANSDUCTOR

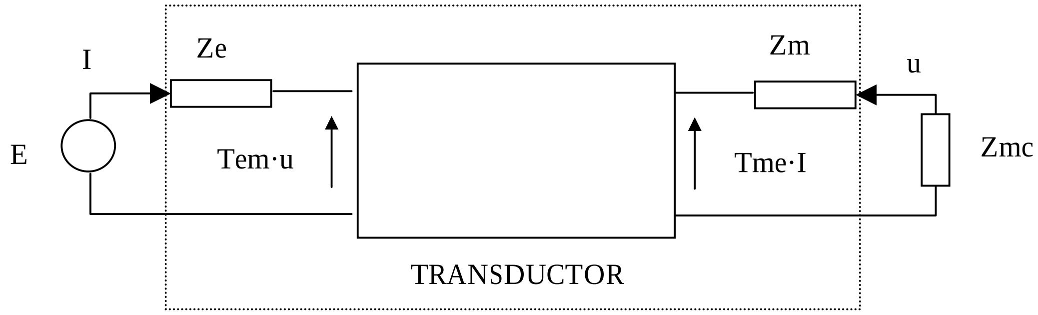
En general un transductor electromecánico puede considerarse como un cuadripolo con un extremo eléctrico y otro mecánico, existiendo una transformación entre ambos extremos, transformación realizada por el fenómeno de la transducción propiamente.



Los términos $T_{em} \cdot u$ y $T_{me} \cdot I$, representan el efecto eléctrico producido por el movimiento y el efecto mecánico producido por la circulación de corriente eléctrica. El parámetro T_{em} denominado coeficiente de acoplo electromecánico representa la relación o función de transducción ejercida por el transductor cuando se aplica energía al lado mecánico. Se conoce a T_{me} como coeficiente de acoplo mecanoeléctrico y representa la relación o función de transducción ejercida por el transductor cuando se le aplica energía eléctrica. La casi la totalidad de los transductores aplicados en electroacústica son recíprocos, es decir, $|T_{em}| = |T_{me}|$. Luego las ecuaciones de este cuadripolo serian:

$$E = Z_e \cdot I + T_{em} \cdot u$$
$$F = T_{me} \cdot I + Z_m \cdot u$$

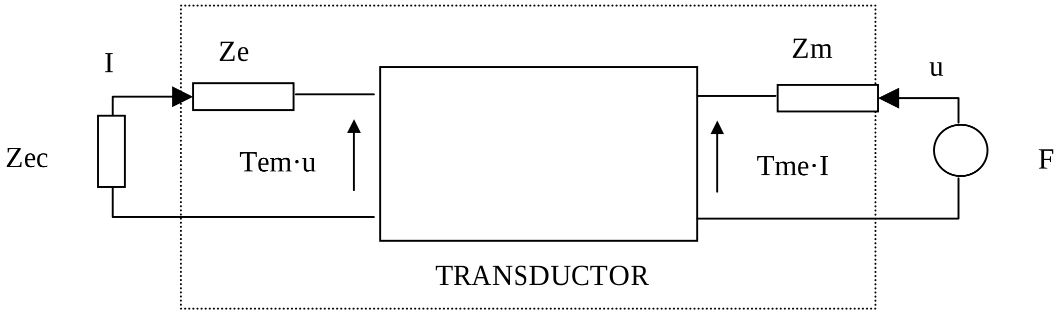
Si el transductor en cuestión fuese a utilizarse como emisor, estaríamos ante el caso donde aplicamos una tensión eléctrica, mediante la cuál producimos una fuerza sobre una carga, impedancia mecánica de carga (Z_{mc}), como por ejemplo el diafragma de un altavoz. Luego en el cuadripolo anterior sustituiríamos el generador de fuerza (F) por una impedancia mecánica (Z_{mc}).



Ahora las ecuaciones serian:

$$E = Z_e \cdot I + T_{em} \cdot u$$
$$0 = T_{me} \cdot I + (Z_m + Z_{mc}) \cdot u$$

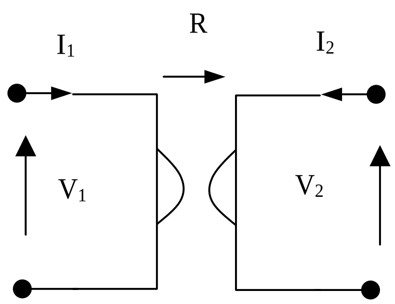
Si trabajamos con un transductor receptor el planteamiento sería: Recibimos energía mecánica que transformamos en energía eléctrica sobre una carga (Z_{ec}), eléctrica, impedancia de entrada de, por ejemplo, un preamplificador .



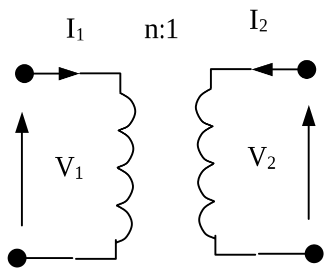
$$0 = (Z_e + Z_{ec}) \cdot I + T_{em} \cdot u$$
$$F = T_{me} \cdot I + Z_m \cdot u$$

En general emplearemos las representaciones anteriores, pero según el tipo de transductor y las relaciones de transformación que conlleve, haremos uso de los símbolos eléctricos del transformador y girador, para representar el acoplo.

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & R \\ -R & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix}$$



$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} n & 0 \\ 0 & -1/n \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix}$$



Podemos observar que la nomenclatura empleada en los símbolos anteriores es eléctrica por ambos lados, por lo que en cada caso adaptaremos esto a nuestra aplicación. Luego, en uno de los lados aparecerán magnitudes mecánicas y en el otro eléctricas.

Volviendo a los cuadripolos y centrándonos en el caso emisor, vamos a plantear el cálculo simbólico del rendimiento, tal y como se ha definido en este texto. Para ello en primer lugar y de forma general vamos a descomponer Ze y Zmc, esta última la hacemos corresponder con la impedancia de radiación, que es lo que habitualmente encontramos en electroacústica.

$$Z_e = R_{ee} + jX_{ee}$$
$$Z_{mc} = R_{mr} + jX_{mr}$$

Por tanto, el rendimiento considerando sólo las potencias activas, quedaría:

$$\eta = \frac{|u|^2 \cdot R_{mr}}{|I|^2 \cdot R_{ee}}$$

Operando sobre las ecuaciones dadas para un cuadripolo emisor, obtendríamos:

$$\eta = \frac{|Z_{mov}|}{|Z_m + Z_{mc}|} \cdot \frac{R_{mr}}{R_{ee}}$$

Donde Z_{mov} es la llamada impedancia de movilidad, dada por:

$$Z_{mov} = -\frac{T_{em} \cdot T_{me}}{Z_m + Z_{mc}}$$

Observando más detenidamente la expresión del rendimiento podemos alcanzar algunas conclusiones de uso general para todos los transductores, sin excepción: En primer lugar el acoplamiento al medio, a través de la impedancia de radiación, influye de manera directa y los coeficientes de acoplo también lo hacen de manera directa. Dado que las impedancias dependen en general de la frecuencia, recordamos la R_{mr} varia con la frecuencia, también el rendimiento dependerá de la frecuencia. En algunos transductores si queremos obtener un buen rendimiento se deberá trabajar en una banda estrecha de frecuencias. Además, el rendimiento será dependiente del medio donde estemos radiando esa energía y de las dimensiones del elemento radiante.

Para el caso receptor el parámetro de interés es la sensibilidad, basados en la definición dada y sobre el cuadripolo adecuado, obtendríamos:

$$S = \frac{|I| \cdot R_{ec}}{|F|} = \frac{|I| \cdot R_{ec}}{|u| \cdot |Z_m + Z_{move}|} = \left| \frac{T_{em}}{Z_e + Z_{ec}} \right| \cdot \frac{R_{ec}}{|Z_m + Z_{move}|}$$

Donde Z_{move} es la versión eléctrica de la impedancia de movilidad antes mencionada y a diferencia de la anterior esta depende de la carga eléctrica, impedancia de entrada del preamplificador o circuito que lo cargue.

$$Z_{move} = -\frac{T_{em} \cdot T_{me}}{Z_e + Z_{ec}}$$

La sensibilidad depende directamente del coeficiente de acoplo y de la carga empleada, lo que indica, al menos en principio, que valores elevados de impedancia de carga nos proporcionarán valores altos de sensibilidad. Igualmente, dado que en la relación aparecen impedancias es lógico pensar en una sensibilidad dependiente de la frecuencia.

IMPEDANCIA DE MOVIMIENTO

También llamada impedancia cinética, representa los efectos de los movimientos de un sistema mecánico, en general mecano-acústico, sobre la parte eléctrica del transductor. Esta impedancia representa la bilateralidad de los transductores. Si aplicamos una energía eléctrica aparecerá un movimiento mecánico y a su vez esto provocará la aparición de una energía eléctrica proporcional a la energía mecánica creada. Esta tensión que aparece en el lado eléctrico producto del movimiento mecánico, se opone a la tensión eléctrica aplicada, por tanto, tenemos que vencer una impedancia adicional. Por ejemplo, en el caso de motores eléctricos aparece la llamada fuerza contra electromotriz.

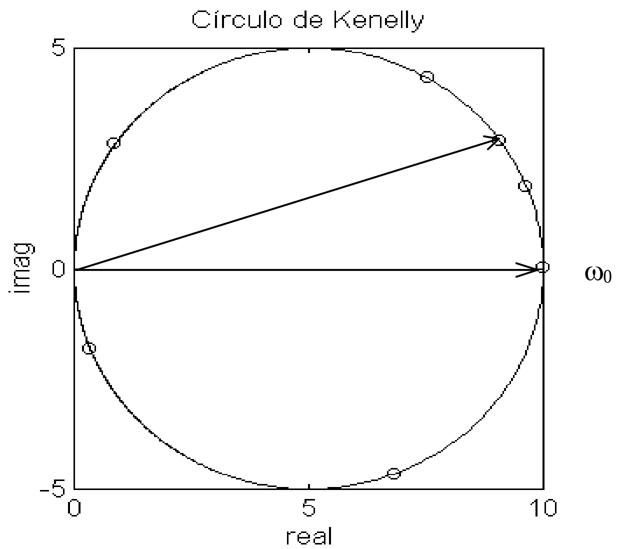
Considerando $T_{em}=T_{me}=T$ esta impedancia viene dada por:

$$Z_{mov} = \frac{-T^2}{Z_m + Z_{mc}}$$

Observando esta expresión y si tenemos en cuenta que en muchos casos T es una constante, la impedancia de movilidad es la inversa de la suma de dos impedancias, es decir, se trata de una admitancia.

La representación de una impedancia de movilidad sobre el plano complejo, considerando que T es un número real, se puede apreciar en la figura siguiente. Además, observamos que los valores de dicha impedancia están sobre una círculo denominada de Kenelly. Es posible comprobar que el diámetro del citado círculo se corresponde con:

$$\text{Diámetro} = \frac{\mathrm{T}^2}{\Re(Z_{mov})}$$



Si T fuese complejo el círculo aparecería girado y en ese caso no coincidirían la pulsación de resonancia mecánica y la frecuencia de resonancia mecánica de la impedancia de movimiento.

Volviendo al diámetro del círculo de Kenelly es fácil comprobar que si el emisor trabaja en el vacío, entonces el diámetro coincide con el cociente siguiente:

$$D_v = \frac{T^2}{R_m}$$

Cuando el transductor esté trabajando en un medio determinado (agua, aire, etc.) tendremos un diámetro:

$$D_c = \frac{T^2}{R_m + R_{mr}}$$

Para $\omega = \omega_0$ el rendimiento vendría dado por:

$$\eta = \frac{\left|Z_{mov}\right|_{\omega=\omega_0}}{R_m + R_{mr}} \cdot \frac{R_{mr}}{R_{ee}}$$

Esto sería lo mismo que:

$$\eta = \frac{D_v - D_c}{D_v} \cdot \frac{\left|Z_{mov}\right|_{\omega=\omega_0}}{R_{ee}}$$

Luego, disponiendo de los círculos de Kenelly para dos medios distintos es posible deducir el rendimiento a la frecuencia de resonancia.

TRANSDUCTOR ELECTRODINAMICO

Si un conductor móvil de sección despreciable y longitud *dl*, inmerso en un campo magnético de inducción *B*, se somete al paso de una corriente eléctrica *I* experimenta un movimiento vibratorio de fuerza *dF*. Igualmente, si en lugar de aplicar corriente eléctrica se le aplica una vibración mecánica de velocidad *u*, aparecerá una diferencia de potencial (*de*) entre sus extremos inducida por el movimiento mecánico. Las relaciones que verifican este comportamiento son:

$$d\vec{F} = I \cdot \partial\vec{l} \, x \vec{B}$$

$$de = (\vec{u} x \vec{B}) \cdot \partial l$$

Estas ecuaciones definen el acoplo o la transducción electrodinámica. Por otro lado, si en la construcción del transductor se tienen en cuenta las siguientes condiciones:

1. Conductor indeformable y movimiento rectilíneo en una dirección dada
2. Fuerza dirigida según el eje del movimiento
3. Inducción *B* uniforme en módulo en todo el espacio susceptible de ser ocupado por el conductor en un instante determinado.

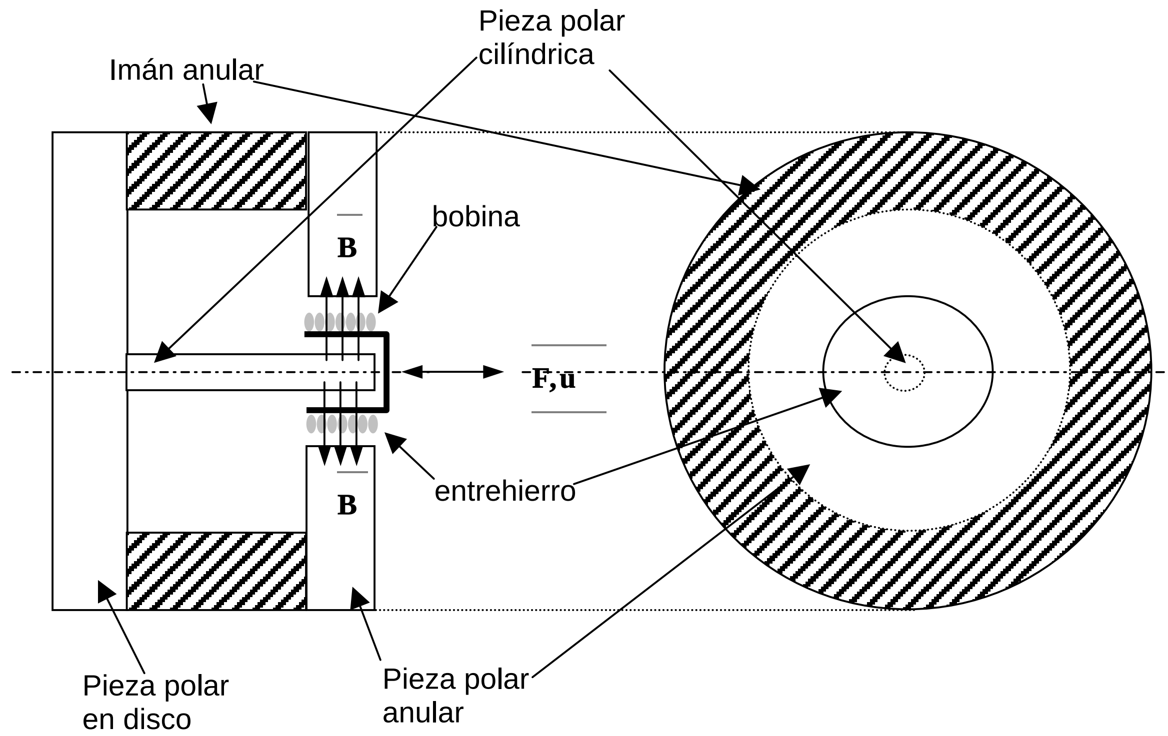
Será posible integrar las ecuaciones anteriores a lo largo del conductor, que suponemos de longitud *l*, así la tensión inducida en bornes del conductor y la fuerza del movimiento provocado por la corriente *I* serán:

$$E = \int_l de = -(B \cdot l) \cdot u$$

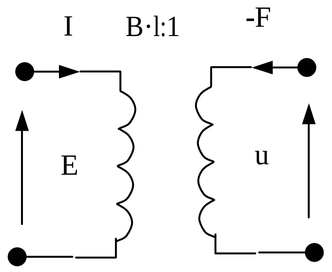
$$F = \int_l dF = (B \cdot l) I$$

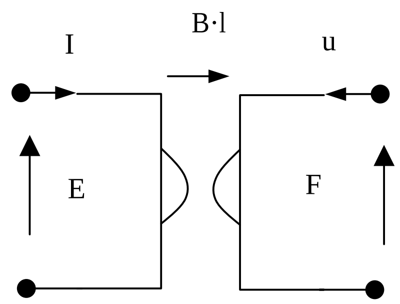
Las ecuaciones anteriores expresan el acoplo electrodinámico y el producto $B \cdot l$ será el coeficiente de acoplo en este caso electrodinámico.

En electroacústica la concepción más usual de la transducción electrodinámica se conforma con un conductor móvil en forma de bobina cilíndrica cuyo eje es la dirección de movimiento. Esto obliga a que la inducción *B* sea radial, lo que podemos contemplar en la figura siguiente:

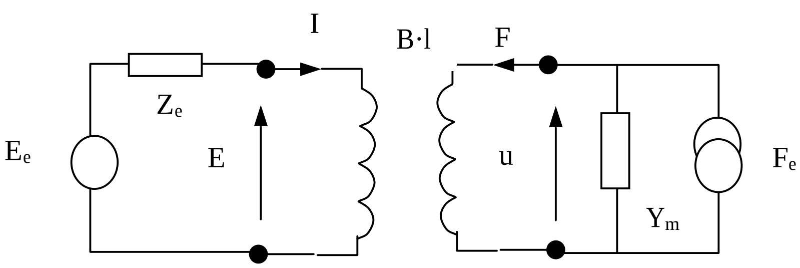


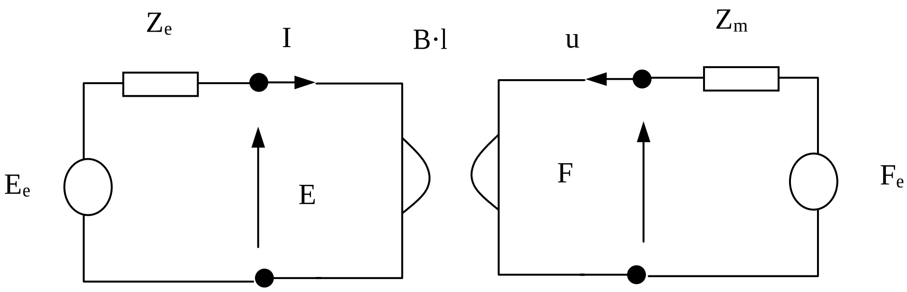
Mediante el uso de un transformador o de un girador podemos representar este acoplo del modo siguiente:





Siendo más generales y conocidos los equivalentes de *Thevenin* y *Norton* del lado eléctrico y del mecánica, respectivamente, sin olvidar que por el lado eléctrico nos conectamos a un hilo conductor y al realizar el movimiento mecánico desplazamos una cierta masa. Así que la representación del transductor podría establecerse del siguiente modo:





En este último tendremos como ecuaciones características:

$$-E_e + Z_e I + E = 0 \quad ; \quad F_e + F - Z_m u = 0$$

$$E_e = Z_e I + (Bl)u$$

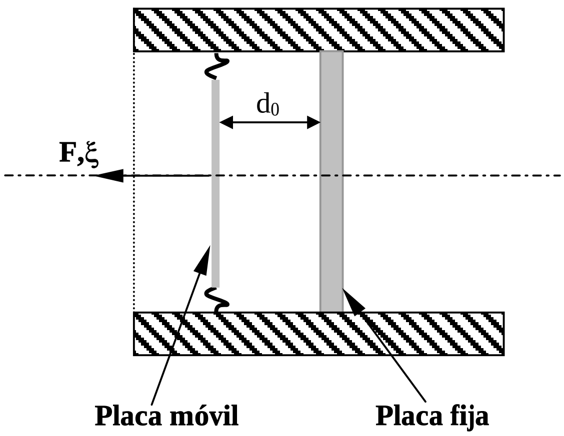
$$F_e = Z_m u - (Bl)I$$

Cuando se necesiten esquemas equivalentes que estén en las mismas unidades, es decir magnitudes de una misma naturaleza, como puede ser el caso de una representación donde todos los componentes sean mecánicos o donde todos sean eléctricos, haremos uso de la siguiente relación , obtenida directamente de dividir las ecuaciones de acoplo convenientemente adaptadas:

$$\frac{E}{F} = \frac{B \cdot l \cdot u}{B \cdot l \cdot I} \Rightarrow \frac{E}{I} = \frac{B \cdot l \cdot u}{F / B \cdot l} \Rightarrow Z_e = \frac{(B \cdot l)^2}{Z_m}$$

TRANSDUCTOR ELECTROSTÁTICO

Si disponemos de un condensador como el de la figura constituido por dos placas metálicas rígidas, una fija y la otra móvil, dispondremos de un dispositivo electrostático, condensador, de capacidad variable frente a magnitudes mecánicas como puede ser el desplazamiento. También será posible mediante la aplicación de una tensión eléctrica provocar el desplazamiento de la placa móvil por atracción o repulsión respecto a la fija.



Por otro lado, la capacidad de un condensador plano viene dada por:

$$C = \varepsilon \frac{S}{d}$$

En nuestro caso y dado que una de las placas es móvil, deberíamos de poner:

$$C = \varepsilon \frac{S}{d_0 - \xi(t)} = \left(\varepsilon \frac{S}{d_0}\right)\left(\frac{d_0}{d}\right) = \frac{C_0}{1 - \frac{\xi(t)}{d_0}}$$

Sabemos, en virtud de la Ley de Coulomb, que existe una fuerza electrostática F_C entre armaduras. Igualmente, si denominamos dW_e a la variación de energía eléctrica, a δT como el trabajo de F_C para un desplazamiento elemental $\delta\xi$, y el hecho de que la variación total de energía debe ser nula (principio de conservación).

$$\Delta W = \Delta W_e + \Delta T \Rightarrow \Delta T = F_c \cdot \Delta\xi = \Delta W_e$$

$$F_c = -\frac{\partial}{\partial \xi} W_e$$

Si la energía eléctrica en un condensador viene dada por:

$$W_e = \frac{1}{2} C \cdot E_c^2 = \frac{1}{2}\frac{Q^2}{C} \quad \text{donde}\,(Ec = \frac{Q}{C})$$

$$F_c = -\frac{1}{2}\frac{\partial}{\partial \xi}\left(\frac{Q^2}{C}\right)$$

Operando sobre las ecuaciones anteriores encontraremos las que expresen este acoplo en los dos sentidos.

$$F_c = \frac{1}{2}\frac{Q^2}{d_0 C_0}$$

$$E_c = \frac{Q}{C_0} - \frac{\xi Q}{d_0 C_0}$$

Si las excitaciones que se aplican son variables en el tiempo, encontramos que tanto Q como ξ serán variables en el tiempo, luego tanto la tensión resultante, si la excitación es mecánica, como la fuerza resultante, si es eléctrica, tendrán una dependencia cuadrática con la excitación. Estas expresiones son clara y marcadamente no lineales, esto implicará una reproducción de la señal aplicada con distorsión intolerable para uso electroacústico.

Para poder hacer uso de este transductor es necesaria una linealización previa del mismo. Con este objetivo si aplicamos una tensión de polarización E_0, crearemos una carga Q_0. La aplicación de esta corriente continua provoca que las ecuaciones del acoplo se transformen de la manera siguiente:

$$F_c = \frac{1}{2}\frac{Q_0^2}{C_0 d_0} + \frac{Q_0 Q(t)}{C_0 d_0} + \frac{Q(t)^2}{2 C_0 d_0}$$

$$E_c = \frac{Q_0}{C_0} + \frac{Q(t)}{C_0} + \frac{Q_0 \xi}{C_0 d_0} + \frac{Q(t)\xi}{C_0 d_0}$$

Donde hemos realizado la siguiente sustitución $Q=Q_0+Q(t)$, expresando la existencia de un término constante Q_0 y un término variable $Q(t)$ consecuencia de la excitación aplicada. Observando ambas ecuaciones de acoplo y si es posible conseguir que :

$$\overset{\wedge}{\underset{\vee}{Q(t)}}{}^{2} << Q_0 Q(t)$$

$$\overset{\wedge}{\underset{\vee}{Q(t)}}\,\overset{\wedge}{\underset{\vee}{\xi(t)}} << Q_0 \xi(t)$$

Habremos disminuido drásticamente el grado de distorsión, tanto más cuanto mayor sea la desigualdad anterior. Podemos hacer una segunda lectura de los limites impuestos: Ambas serán ciertas siempre y cuando los desplazamientos de la placa móvil, dentro del rango de uso, sean pequeños, es decir la dinámica (máximo y mínimo) estará acotada a unos valores que si son superados provocaran distorsión de la señal

Despreciando los términos de distorsión, los constantes y teniendo en cuenta usar en lugar de carga (Q) y desplazamiento (ξ), intensidad (I) y velocidad (u), en régimen senoidal nos quedarían las siguientes ecuaciones:

$$Q = \frac{I}{j\omega}; \xi = \frac{u}{j\omega}$$

$$F_c = \frac{Q_0}{C_0 d_0} \cdot \frac{I}{j\omega} = \frac{E_0}{j\omega d_0} I$$

$$E_c = \frac{Q_0}{C_0 d_0} \cdot \frac{u}{j\omega} = \frac{E_0}{j\omega d_0} u$$

Donde apreciamos que $E_0 / j\omega d_0$ es el coeficiente de acoplo electrostático. Para representar este transductor hemos de tener en cuenta, que visto desde el lado eléctrico, de manera ideal, veremos un condensador, mientras que por el lado mecánico tenemos una placa metálica de cierta masa, que está rígidamente sujeta a la armadura (chasis) del dispositivo. De forma general las ecuaciones del cuadripolo serán de la forma:

$$E_e = Z_e I + E_c$$

$$F_e = Z_m u + F_c$$

Considerando sólo la parte dinámica de E_c y F_c, y sustituyendo Z_e por la reactancia de un condensador, consideramos predominio de este frente a la posible resistencia de fugas del condensador y su inductancia. Por tanto haremos la sustitución de Z_m pensando en el predominio de la rigidez frente a cualquier otro componente mecánico:

$$Z_e = -j\frac{1}{\omega C_0}; Z_m = -j\frac{1}{\omega C_m}$$

$$E_e = -j\frac{1}{\omega C_0} I + \frac{E_0}{j\omega d_0} u$$

$$F_e = -j\frac{1}{\omega C_m} u + \frac{E_0}{j\omega d_0} I$$

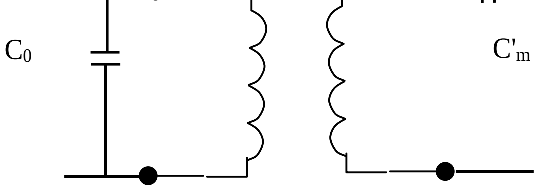
Para el caso receptor y suponiendo un cortocircuito en la salida eléctrica (E_e=0).

$$I\left(-\frac{d_0}{C_0 E_0}\right) = u$$

$$F_e = -j\frac{1}{\omega C'_m} u \qquad \text{donde } C'_m = \frac{C_m}{1 - \frac{E_0^2}{d_0^2} C_0 C_m}$$

Representándolo mediante un transformador:

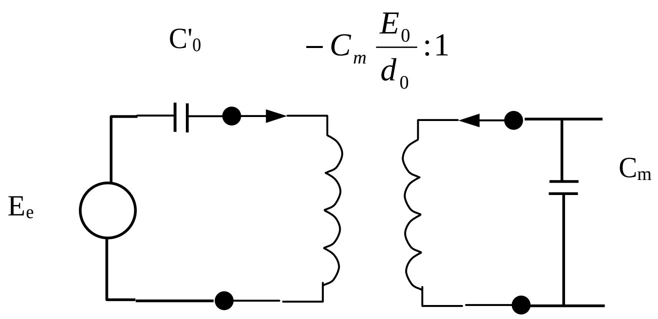
$$-\frac{d_0}{E_0 C_0} : 1$$



Para el caso emisor y suponiendo un cortocircuito mecánico (F_e=0):

$$I\left(-\frac{C_m E_0}{d_0}\right)=u$$

$$E_e=-j\frac{1}{\omega C'_0}u \qquad \text{donde } C'_0=\frac{C_0}{1-\dfrac{E_0^2}{d_0^2}C_0C_m}$$



Si fuese necesario el uso de un equivalente de una sola naturaleza, mecánica o eléctrica, tendríamos que hacer uso de las transformaciones siguientes:

$$Z_e=\left(\frac{d_0}{C_0E_0}\right)^2\cdot Z_m \qquad \text{(para el receptor)}$$

$$Z_e=\left(\frac{E_0C_m}{d_0}\right)^2\cdot Z_m \qquad \text{(para el emisor)}$$

EQUILIBRIO ESTATICO EN UN TRANSDUCTOR ELECTROSTÁTICO

La polarización, necesaria para linealizar estos transductores, crea una fuerza estática entre las armaduras, provocando un acercamiento de la placa móvil hacia la fija. A un acercamiento le corresponde un incremento de la fuerza, que da lugar a una nueva aproximación y así sucesivamente. Si no se pone remedio la placa móvil terminaría pegada a la fija, situación que terminaría dejando inservible al transductor.

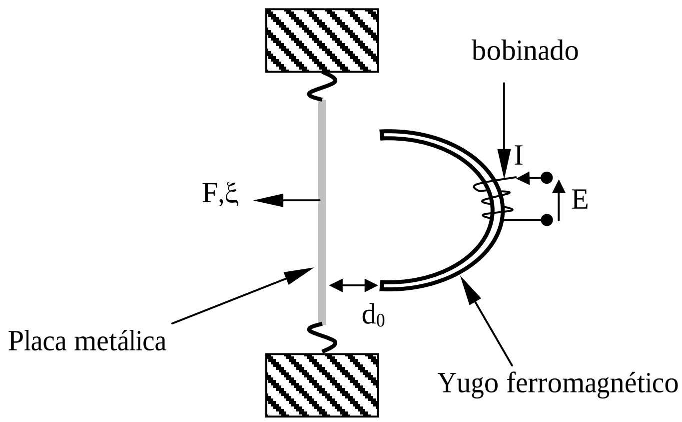
El remedio viene de la mano de la suspensión, por otro lado necesaria, de la placa móvil. Sabemos por la ley de Hooke sobre la rigidez que: $F=\xi/C_m$ siendo la fuerza culombiana de atracción $F=Q_0^2/2C_0d_0$. Para evitar que se junten ambas placas será suficiente igualar ambas fuerzas, para un valor de desplazamiento estático ξ_s de tal manera que:

$$\frac{\xi_s}{C_m}=\frac{Q_0^2}{2C_0d_0}=\frac{E_0^2C_0}{2d_0}$$

Observamos que para una polarización determinada será necesario elegir una C_m para la suspensión capaz de limitar el desplazamiento a un valor mucho menor que d_0. Esta compliancia es inversamente proporcional al voltaje de polarización, de donde deducimos que deberá ser tanto más rigida cuando mayor ser la polarización aplicada

TRANSDUCTOR ELECTROMAGNÉTICO

Se fundamenta en las interacciones entre magnitudes magnéticas y mecánicas en un circuito magnético de reluctancia variable.



En la figura se representa un circuito magnético con una parte fija y una placa móvil, unida al chasis del conjunto mediante un elemento elástico (compliancia), constituyendo en primera aproximación un resonador mecánico. Tanto la placa móvil como la parte fija son materiales ferromagnéticos. La parte fija se compone de un electroimán con un arrollamiento conductor de N espiras. La posición de la placa móvil viene dada por la elongación ξ, de tal forma que el sentido positivo es el que corresponde a una disminución del espacio entre parte fija y móvil (entrehierro, d_0). Independientemente de la naturaleza magnética de este transductor, es posible establecer una similitud con el electrostático, donde variamos la capacidad, variándose en este caso la reluctancia magnética:

$$d(t) = d_0 - \xi(t)$$

$$R_{mag} = 2\frac{d(t)}{\mu_0 S}$$

Para desplazamientos pequeños $\hat{\check{\xi}} << d_0$:

$$E = -L_0 \frac{dI}{dt} - L_0 I \frac{u}{d_0}$$

$$F = \frac{1}{2}\frac{\phi^2(t)}{L_0 d_0}$$

Ecuaciones no lineales, por lo que será necesario aplicar polarización para linealizar el sistema, para ello se aplica una corriente continúa que genera un flujo magnético constante $\phi_0(t)$, esto también podría conseguirse poniendo en las cercanías del dispositivo un imán capaz de realizar la misma operación. Ahora el flujo total será : $\phi(t) = \phi_0 + \phi_v(t)$, es decir suma de dos componentes uno constate (polarización, ϕ_0) y otro variable (excitación, $\phi_v(t)$). Si $\hat{\check{\phi}}_v << \phi_0$, las ecuaciones del acoplo quedarían:

$$E = -L_0 \frac{dI}{dt} - \left(\frac{\phi_0}{d_0}\right) u$$

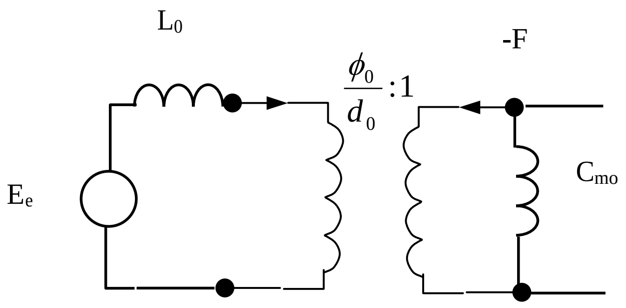
$$F = \left(\frac{\phi_0}{d_0}\right) I + j\frac{1}{\omega C_{mo}} u$$

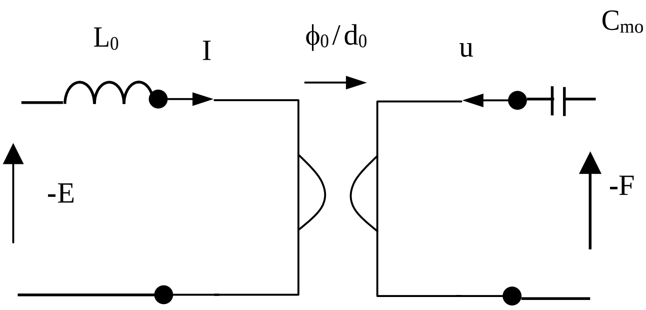
En régimen senoidal:

$$E = -j\omega L_0 I - \left(\frac{\phi_0}{d_0}\right)u$$

$$F = \left(\frac{\phi_0}{d_0}\right)I + j\frac{1}{\omega C_{mo}}u$$

Donde ϕ_0/d_0 es el coeficiente de acoplo electromagnético y los equivalentes serían:





Al igual que para la conversión electrostática, la polarización crea una fuerza estática que tiende a atraer la armadura móvil, para evitarlo se hace exactamente lo mismo; limitar el valor de la fuerza mediante la elección de una compliancia (rigidez) que presente una fuerza de recuperación que iguale a la fuerza de atracción magnética.

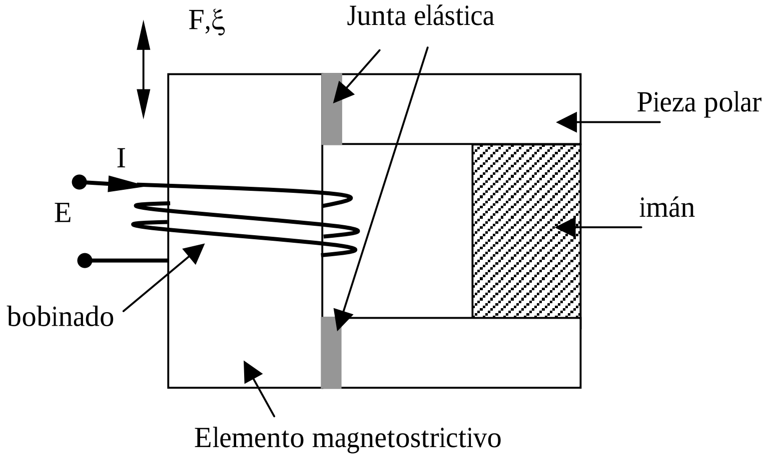
TRANSDUCTOR MAGNETOSTRICTIVO

Ciertos materiales ferromagnéticos poseen la propiedad de deformarse al ser sometidos a una inducción magnética *B*. Recíprocamente, al ser sometidos a deformación por acción mecánica, presentan una variación de la inducción. Este fenómeno se conoce como Magnetostricción.

Si pensamos que a nivel microscópico un material magnético desmagnetizado, lo forman multitud de pequeños "imanes" orientados de forma aleatoria, de tal manera que a escala macroscópica presenta inducción total nula. La aplicación de un campo magnético orienta estos imanes según la dirección de dicho campo, esto da como resultado una deformación microscópica de la muestra de material, consistente en un alargamiento o un acortamiento dependiendo del sentido del campo aplicado. Recíprocamente la deformación mecánica de la muestra orienta los imanes, deshaciendo el equilibrio magnético y provocando la aparición de una cierta inducción magnética.

Dado que el alargamiento relativo es proporcional a B^2, se recurre, también aquí, a la polarización con objeto de linealizar. Por tanto, la inducción total (B) es suma de dos términos: Uno constante (polarización B_0) y otro variable (excitación $B_v(t)$).

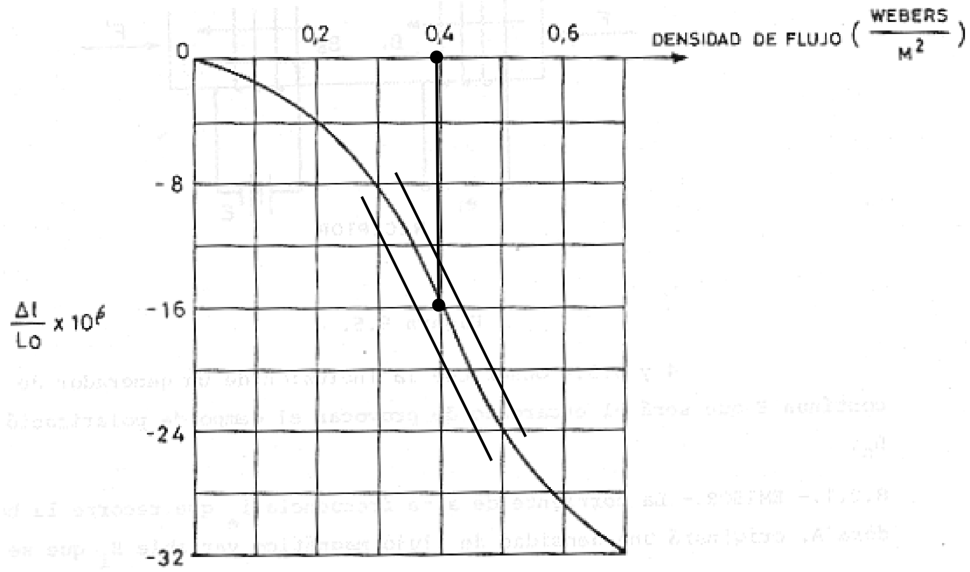
$$B = B_0 + B_v(t)$$



Esta polarización puede obtenerse mediante un arrollamiento adicional recorrido por una corriente continua o mediante la inclusión de un imán permanente en el circuito magnético. Su efectividad mejora cuanto más cierta sea la siguiente desigualdad: $\hat{\check{B}}_v(t) << B_0$.

La polarización provoca una deformación estática del elemento magnetostrictivo, lo que se corresponde con un desplazamiento dentro de su característica de trabajo hasta una zona lineal.

La gráfica siguiente muestra el comportamiento de un material magnetostrictivo, relación entre la inducción y la deformación, sobre el mismo se ha marcado una zona de trabajo lineal y la polarización necesaria.



Las ecuaciones que explican el acoplamiento mecanoeléctrico son las siguientes:

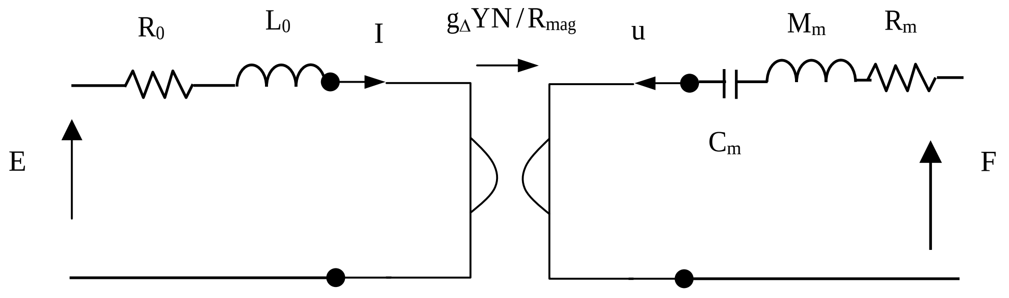
$$E = -g_{\Delta} \frac{YN}{R_{mag}} u$$

$$F = g_{\Delta} \frac{YN}{R_{mag}} I$$

$$g_{\Delta} = \frac{g' S R_{mag}}{Yl}$$

donde g' depende del material, circuito magnético y de la geometría del mismo. El coeficiente de acoplo magnetostrictivo viene dado por: $g_{\Delta} \frac{YN}{R_{mag}}$, donde N es el número de espiras, Y el módulo de Young (característico de cada material) y R_{mag} es la reluctancia total del circuito magnético.

Un ejemplo del esquema equivalente representativo de este transductor en analogía directa, sería el siguiente:



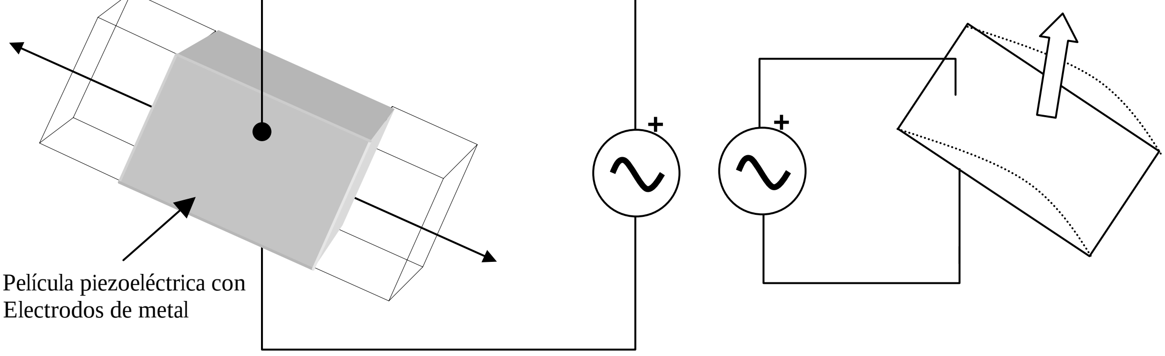
Si se considera una barra de longitud l pequeña frente a la longitud de onda más pequeña a usar ($k \cdot l << 1$), la barra se asimila a una compliancia de valor $C_m = l / YS$, siendo S la sección recta de la barra. La constante M_m sería la masa equivalente igual al peso de la barra. Las pérdidas por rozamientos internos estarían representadas mediante R_m. En el lado eléctrico contemplamos la presencia de una inductancia L_0 y una resistencia eléctrica representando las pérdidas eléctricas y magnéticas.

Todos los materiales ferromagnéticos pueden utilizarse pero existen algunos de mayor interés, por presentar más sensibilidad a este fenómeno. El Níquel es muy utilizado en forma de chapas delgadas, recocidas y aisladas, también se usa el Permalloy, el Alfer, el Alcofer, aleaciones de hierro y cobalto como el Vacoflux 50, ciertas ferritas a base de manganeso y zinc (Ferroxcube7A).

Las principales aplicaciones de estos transductores están en la acústica submarina (proyectores submarinos de gran potencia) y donde sea necesario el concurso de ondas ultrasónicas de gran potencia.

TRANSDUCTOR PIEZOELÉCTRICO

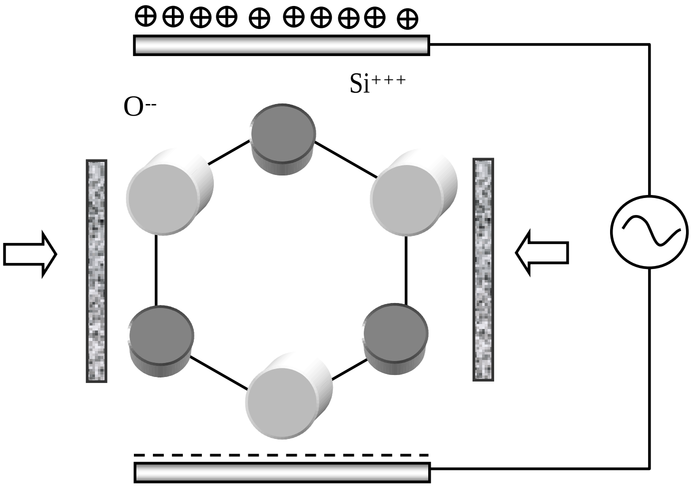
Los materiales que se dicen piezoeléctricos, presentan la característica de deformarse ante la aplicación de un campo eléctrico y viceversa, variaciones en su polarización a causa de la acción de fuerzas mecánicas externas, causantes de una tracción mecánica sobre el material.



En la naturaleza podemos encontrar, por ejemplo, el Cuarzo. Una célula básica que se repite a lo largo y ancho de la estructura cristalina que forma este material sería :

En la figura podemos observar que al aplicar una fuerza (flechas), se provoca una deformación que da lugar a una aproximación de iones Si y O a las placas metálicas, esto provoca un incremento de la diferencia de potencial entre las placas. Igualmente si aplicamos una tensión eléctrica entre las citadas placas, según cuál sea el potencial y la polaridad de ésta, la estructura cristalina se vera atraída o repelida, lo que dará lugar a deformaciones mecánicas producto de una excitación eléctrica. De esta representación, simple, de un comportamiento bastante complejo sobre un material tridimensional, podemos intuir que no será trivial la elección de las caras a la cuales se les imponen las placas metálicas y aquellas sobre las cuales realizamos la tracción mecánica. En resumen, la deformación puede producirse en diferentes direcciones y de diferentes maneras. Esto depende de la dirección del campo aplicado y de donde situemos los electrodos, además en cada caso tendremos valores distintos de eficiencia y sensibilidad.

Bajo la hipótesis de pequeñas deformaciones, el fenómeno es lineal y viene dado por:



$$Q = d \cdot F$$

$$\xi = d \cdot E$$

Donde *d* es el módulo piezoeléctrico de carga en C/N. Este módulo posee valores distintos según se haya cortado el cristal o cerámica piezoeléctrica. De manera general las ecuaciones del cuadripolo son:

$$\xi = C'_m\, F + dE$$

$$Q = C'_0\, E + dF$$

donde C'_m y C'_0 son la compliancia en cortocircuito y la capacidad libre. Para el caso de una plaqueta pequeña en comparación con las longitudes de onda de las excitaciones a las que se la somete, la compliancia mecánica y la capacidad eléctrica vienen dadas por:

$$C'_m = \frac{l}{SY}$$

$$C'_0 = \varepsilon\varepsilon_0 \frac{S'}{e}$$

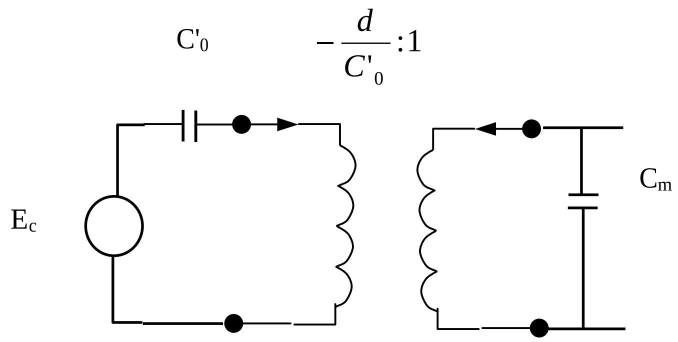
Donde S' es la superficie de las placas metálicas y S la sección recta de la plaqueta, en el sentido de la deformación, l es la longitud de la plaqueta y e es la separación entre las placas metálicas.

En régimen senoidal las ecuaciones del cuadripolo quedarían:

$$u = j\omega C'_m\, F_c + j\omega d E_c$$

$$I = j\omega C'_0\, E_c + j\omega d F_c$$

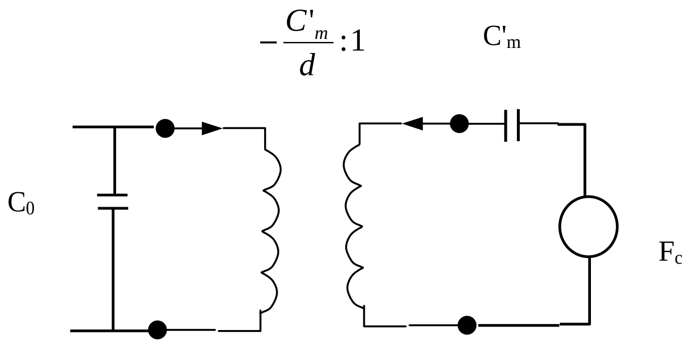
El factor de acoplo $(j\omega d)^{-1}$ es el coeficiente de acoplo piezoeléctrico. Siempre y cuando se cumpla que $k \cdot l << \pi/4$ es posible para el caso de un emisor usar el siguiente equivalente:



$$C_m = C'_m - \left(\frac{d^2}{C'_0}\right)$$

Este equivalente será aplicable al caso de un emisor, plaqueta paralelepípeda, que trabaje a frecuencias por debajo de la resonancia, que aparece en $k \cdot l = \pi/4$. Otra consideración aplicada es la de cortocircuito mecánico a la salida (F_c=0).

En el caso receptor y para frecuencias $k \cdot l \leq \pi/4$, el equivalente sería:



$$C_0 = C'_0 - \left(\frac{d^2}{C'_m}\right)$$