



8  
2ej

**Universidad Nacional Autónoma  
de México**

---

---

**Facultad de Estudios Superiores  
Cuautitlán**

**“CONCEPCION DE UN SISTEMA NEBULI-  
ZADOR ULTRASONICO PARA TERAPIA  
RESPIRATORIA”**

**T E S I S**

**Que para obtener el título de  
Ingeniero Mecánico Electricista**

**p r e s e n t a**

**MIGUEL KEER RENDON**

Director de Tesis: IME. Alejandro Giménez Scherer.

**Cuautitlán Izcalli, Edo. de Méx.**

**1986**



## **UNAM – Dirección General de Bibliotecas Tesis Digitales Restricciones de uso**

### **DERECHOS RESERVADOS © PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL**

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

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

INDICE

|   |    |
|---|----|
| ADVERTENCIA . . . . .                                 | 1  |
| INTRODUCCION . . . . .                                | 2  |
| CAPITULO I PREMISAS Y ENFOQUES . . . . .              | 5  |
| Capacidad pulmonar del ser humano . . . . .           | 5  |
| Ritmo respiratorio humano . . . . .                   | 8  |
| Formación de mezcla aire-medicamento . . . . .        | 8  |
| Características técnicas del nebulizador . . . . .    | 8  |
| CAPITULO II EL MANEJO DE SUBSTANCIAS . . . . .        | 10 |
| Sistema impulsor de aire . . . . .                    | 10 |
| Substancias medicamentosas . . . . .                  | 15 |
| CAPITULO III FUENTES DE ALIMENTACION . . . . .        | 27 |
| CAPITULO IV SISTEMA ULTRASONICO . . . . .             | 35 |
| El oscilador . . . . .                                | 37 |
| Etapa de preamplificación . . . . .                   | 53 |
| Amplificador sintonizado . . . . .                    | 54 |
| Etapa de potencia . . . . .                           | 70 |
| CAPITULO V TRANSDUCTORES PARA ULTRASONIDOS . . . . .  | 75 |
| Generalidades . . . . .                               | 75 |
| Transductores de cristal . . . . .                    | 76 |
| Diseño de los cristales . . . . .                     | 79 |
| Cristales sintéticos . . . . .                        | 81 |
| Consideraciones de diseño de transductores . . . . .  | 83 |
| Adaptación del transductor al medio . . . . .         | 89 |
| Soportes para cristales . . . . .                     | 91 |
| Adaptación eléctrica del transductor . . . . .        | 94 |
| Especificaciones eléctricas del transductor . . . . . | 96 |

|   |     |
|---|-----|
| CAPITULO VI RECOMENDACIONES GENERALES . . . . .       | 100 |
| Consideraciones eléctricas . . . . .                  | 100 |
| Recomendaciones terapéuticas . . . . .                | 103 |
| Consideración del diseño del armazón . . . . .        | 105 |
| APENDICE A GENERALIDADES SOBRE ULTRASONIDOS . . . . . | 108 |
| Piezoelectricidad . . . . .                           | 115 |
| Comportamiento dinámico . . . . .                     | 132 |
| Magnetostricción . . . . .                            | 136 |
| BIBLIOGRAFIA . . . . .                                | 140 |

## ADVERTENCIA

No se pretenda encontrar en este trabajo grandes modificaciones, ni novedosas técnicas empleadas en el diseño de un artefacto que no encierra ningún misterio. Quien así actuase, se vería muy pronto defraudado al hojear esta modesta obra.

Para nosotros una tesis es mucho menos que un trabajo de investigación; sólo intentamos divulgar algo, que a nuestro juicio, merece mayor atención en nuestro ámbito. Porque un mejor estudio requiere no sólo una mayor entrega que la que disponemos nosotros, sino un considerable financiamiento al que hoy, no podemos hacer frente.

Bajo tales circunstancias, esperamos que lo que aquí exponemos pueda favorecer el interés del lector sobre un tema como el ultrasonido, al igual que su estudio, lo favoreció en nosotros.

## INTRODUCCION

La asimilación de las nuevas tecnologías en nuestro país es, por tradición, un proceso lento y espinoso para aquellos que se encargan de esta tarea. Numerosas ramas de la técnica se encuentran aún sin explotar y en su mayoría, estas alternativas no deberían presentar ninguna dificultad para su rápida integración a nuestra vida cotidiana.

En años recientes, la política de apoyo a la ciencia y la tecnología que se adoptó en nuestro país, ha impulsado favorablemente a la expansión de algunas ramas técnicas; pero también existen otras en las que se hace patente el estancamiento. Esta laguna, que ha ensanchado de manera inimaginable la de por sí enorme brecha entre la tecnología de los países desarrollados y de los países como el nuestro, tendrá que pagarse muy caro y requerirá tanto más sacrificio como tiempo tardemos en enmendarla.

Es nuestro deseo contribuir a esta enmienda, encaminándonos por áreas aún poco difundidas en México y que muy a pesar de lo que aparentan a primera vista, resultan de una sencillez que puede aportarnos prontas soluciones al oprimente problema de dependencia tecnológica extranjera.

Al tiempo que llevamos a cabo este intento, hemos querido dar apoyo a un campo que, aunque con gran aceptación entre elevado número de técnicos,

merece un decidido impulso en nuestros centros de enseñanza, esto es, la aplicación de los avances técnicos al campo médico. En el presente caso, el área técnica que intentaremos aplicar a la medicina es el ultrasonido.

Sabemos que existen muchos equipos de ultrasonido que son cada vez más empleados en todos los centros de salud del mundo, pero poco es lo que hasta la fecha se ha hecho en nuestro país para su desarrollo a gran escala. El atraso es considerable.

En medicina, los equipos de esta naturaleza se dividen en dos grandes grupos: equipos para diagnóstico y equipos terapéuticos. En el primer grupo, es de indudable relevancia el sondeo ultrasónico del feto, la diagnóstico de tumores cancerígenos, de cálculos biliares y de otras alteraciones. En el segundo grupo, son de gran utilidad los tratamientos de trastornos como son algunos abscesos, la bursitis, el lumbago y otras enfermedades.

Pero además, recientemente ha sido aplicado a la terapia respiratoria un hecho conocido como nebulización. El fenómeno, conocido desde hace tiempo, se emplea para formar una fina nube compuesta de diminutas partículas de líquidos que a su vez contienen una sustancia con propiedades específicas y que son capaces de viajar hasta lugares del sistema respiratorio de difícil acceso por otros medios.

El propósito de este trabajo será concebir el

modo más sencillo y confiable que puede adoptar un equipo de terapia respiratoria fabricado con el mínimo de componentes de procedencia extranjera. Con este fin, hablaremos muy brevemente sobre el funcionamiento del sistema respiratorio humano para dar paso más tarde al desarrollo de los sistemas que en conjunto formarían un nebulizador ultrasónico capaz de reemplazar a los costosos equipos provenientes del exterior de nuestro país.

Desde luego, no es a nosotros a quienes corresponde la producción a gran escala de estos sistemas, pero intentaremos dar la pauta para su desarrollo y esperamos ver que, en un futuro no muy remoto, existan en nuestros centros de salud y hospitales, ejemplos de que en México, es posible recuperar la salud tan bien como en cualquier otra parte del mundo gracias a nuestras propias alternativas.

## I

PREMISAS Y ENFOQUES

En este capítulo nos ocuparemos de los puntos esenciales que deberán considerarse para el diseño de un nebulizador ultrasónico; así mismo, expondremos el camino y la forma de abordar cada uno de estos puntos, sin que ello signifique que ésta sea la forma única posible de afrontarlos.

Veamos algunas consideraciones generales que habrán de orientarnos y que serán de gran importancia para el correcto diseño de nuestros subsistemas.

## CAPACIDAD PULMONAR DEL SER HUMANO

El objeto a cuyo servicio se encontrará el equipo de nebulización es, desde luego, el aparato respiratorio humano. En estas circunstancias, requerimos un margen relativamente amplio en cuanto a la capacidad del manejo de fluidos se refiere, pues el volumen de aire inhalado por una persona puede no ser el mismo que el requerido por otra.

Aparte las influencias de orden patológico, en las cuales no tenemos que ocuparnos aquí, la capacidad de los pulmones varía según las edades, según los sexos y los individuos. En lo que concierne a las variaciones según las edades, todos sabemos que, en el recién nacido que no ha respirado todavía,

el pulmón está reducido a dimensiones que difieren mucho de las que presentará más tarde. Cuando se establece la respiración y el aire penetra en el tórax, el bloque pulmonar, aún compacto, se adapta con rapidez a la función que de súbito se le encomienda; se amplifica en todos sentidos, y en pocos días, adquiere las dimensiones relativas que le caracterizan en el adulto. Las variaciones sexuales de los pulmones son poco más o menos las mismas que las del tórax: la capacidad de estos órganos es más considerable en el hombre que en la mujer.

En cuanto a las variaciones individuales, son tan considerables que las leyes que rigen estas variaciones no son conocidas. Se sabe, sin embargo, que la capacidad de los pulmones no está en relación alguna con la talla del sujeto y con frecuencia se encuentran individuos de misma raza, talla, edad y sexo que no tienen en común la capacidad pulmonar.

La capacidad de los pulmones se mide por el volumen de aire que contienen los alvéolos después de una inspiración ordinaria. Esta cantidad de aire comprende: primero, el aire en circulación, es decir, el aire que penetra en los pulmones a cada inspiración y que sale de ellos a cada espiración; en segundo lugar, la masa de aire que después de una espiración normal puede ser expulsada de los pulmones por una espiración forzada, es decir, el aire de reserva; y por último, el aire que puede introducirse en el pulmón después de una inspiración ordinaria, por

una inspiración forzada, es el aire complementario.

El aire corriente, más el aire de reserva y el complementario, representan la capacidad vital. Finalmente, el aire que queda en los pulmones después de una espiración forzada constituye el aire residual.

De suerte que la capacidad anatómica del pulmón se define por el aire residual añadido a la capacidad vital. Obsérvese que es el aire corriente el que presenta para nosotros el mayor interés.

Experimentalmente, la columna de aire en circulación, en la respiración ordinaria, es igual a 500 centímetros cúbicos, mientras que el aire de reserva, unido al aire residual, es seis veces más considerable, o sea, 3 000 centímetros cúbicos.

En resumen, la cantidad de aire que se encuentra almacenado en los dos pulmones después de una inspiración ordinaria, es decir, la capacidad pulmonar, es de 3500 centímetros cúbicos, o sea tres litros y medio.

Las consideraciones que anteceden, nos indican que la cantidad promedio de aire que debe manejar nuestro equipo de terapia, es de por lo menos 500 centímetros cúbicos, pero debido a las variaciones que ya hemos apuntado, habrá que dejar un margen razonable para aquellos casos en que se requiera un volumen mayor. El 40% de esta cantidad parece ser suficiente, de aquí que consideremos un volumen de 700 centímetros cúbicos como total para cada

inspiración.

#### RITMO RESPIRATORIO HUMANO

En reposo, condiciones a las que nos sujetaremos, el número de ciclos inspiración-espирación por minuto es de, aproximadamente, quince ciclos. En estas condiciones a las que podemos considerar normales, el aire puesto en circulación por los pulmones es de diez litros y medio.

En el anterior volúmen debe transportarse la substancia medicamentosa previamente nebulizada para formar una mixtura aire-medicamento.

#### FORMACION DE MEZCLA AIRE-MEDICAMENTO

El principio de esta mixtura es sencillo: el medicamento, en su excipiente que puede ser suero fisiológico, agua o alguna otra substancia adecuada, se transforma por algún medio en una fina niebla dentro de un recipiente hermético con una entrada y una salida de substancias; enseguida, se hace pasar un chorro de aire por el recipiente y de esta forma, la niebla se ve forzada hacia el torrente respiratorio donde finalmente se asientan las finas partículas ejerciendo todo su poder terapéutico.

#### CARACTERISTICAS TECNICAS DEL NEBULIZADOR

Apartándonos un poco de las premisas hasta aquí vistas, hablaremos un poco de como plantearemos la concepción del sistema nebulizador.

La explotación de todo instrumento dependerá

en gran medida de la capacidad que tengan los operarios del mismo para extraer de él el máximo beneficio. A mayor simplicidad de operación, corresponderá una mayor eficiencia en su empleo y por lo tanto mayores beneficios extraídos del instrumento. Ahora bien, para acrecentar el número de personas capaces de manipular el equipo, se ha de prestar atención a la sencillez de operación. Al mismo tiempo, esta simplificación proporciona una fiabilidad mayor en el sistema, eleva el tiempo de vida útil del aparato y reduce el costo total del mismo.

En suma requerimos un equipo que presente las siguientes características: que pueda adaptarse a un sin número de pacientes; cuya manipulación sea sencilla, segura y confiable y, por último, que su costo sea bajo en comparación al de los equipos que se importan actualmente.

Punto por punto, iremos cumpliendo cada una de estas disposiciones de la manera más sencilla y práctica posible y que expondremos sucintamente en los próximos capítulos.

## II

EL MANEJO DE SUBSTANCIAS

Hemos hablado en nuestras premisas de dos tipos de fluidos; un chorro de aire y una solución medicamentosa. Aquí describiremos las necesidades de cada uno de estos fluidos para deducir los requisitos de las partes involucradas en su manejo.

La relación que guardan las partes antes citadas puede verse en la figura 1. De los elementos que en ella aparecen, nos ocuparemos, en su oportunidad, más adelante.

## SISTEMA IMPULSOR DE AIRE

Para el aparato respiratorio humano, el flujo de aire no debe ser necesariamente continuo puesto que, durante un ciclo inspiración-espriación en el estado de reposo normal, la inspiración corresponde tan sólo de 20 a 30 por ciento del total del ciclo. No obstante, es necesario que exista un flujo constante en los conductos para mantener igualmente distribuidas las substancias nebulizadas desde la fuente de nebulización hasta una mascarilla sujeta al paciente a la altura de la boca y la nariz. Por otra parte, si la presión del aire resultara excesiva, el paciente podría sufrir molestias; de ahí que se contemplen unos pequeños orificios que permiten el flujo continuo hacia

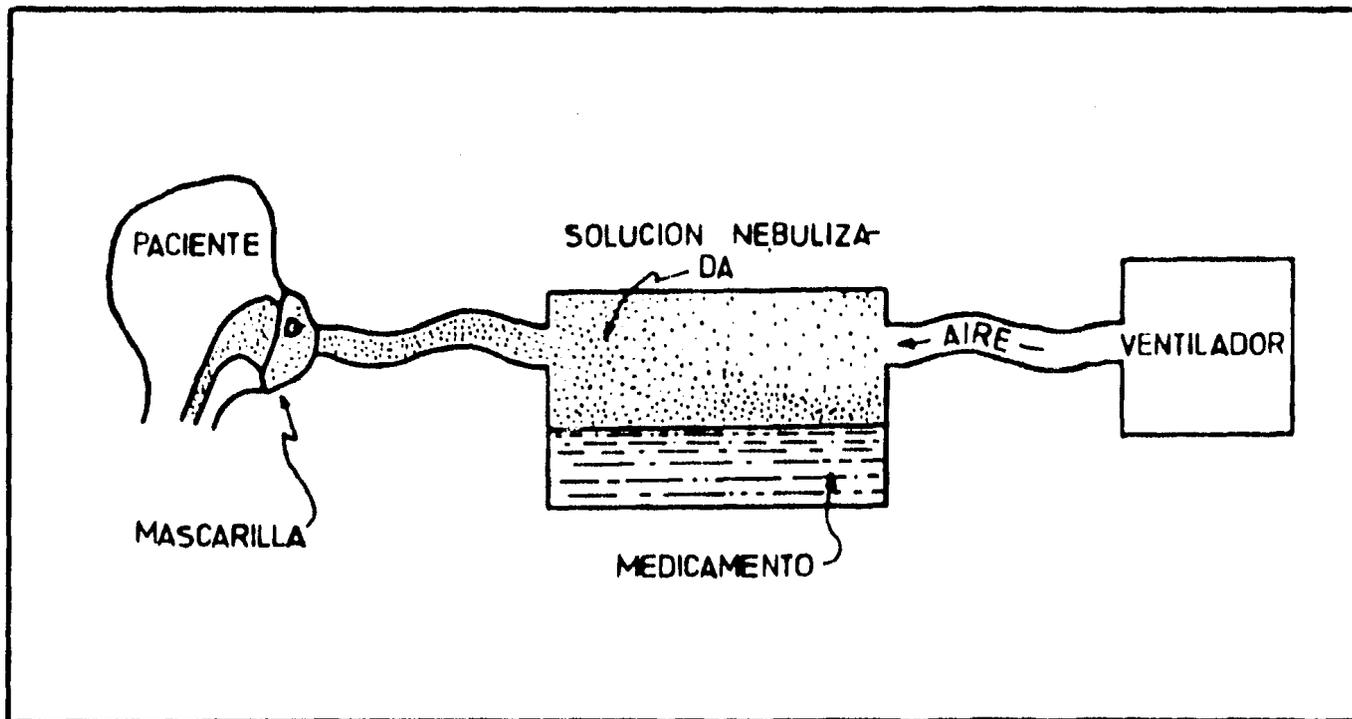


FIGURA 1.

el medio ambiente en caso de no solicitar el total de la mezcla suministrada. Para que el derroche de dicha mixtura no represente un gran porcentaje del total, el impulsor de aire deberá tener un límite máximo según los requerimientos de cada enfermo, como veremos en seguida, este límite no sólo es positivo en este aspecto sino también en otros como son la economía y el tamaño del ventilador.

En la figura 1, no se muestra ni cómo se ha efectuado la nebulización ni cómo se lleva a cabo el control del flujo de aire. Para esto último, podemos dar varias soluciones; una de ellas es haciendo variar la velocidad de rotación del motor que mueve las aspas del ventilador, manteniendo constante la sección de los conductos de aire. Otra alternativa, sería haciendo variar el área de paso del aire. Una tercera es la combinación de las dos anteriores, esto es, variando la velocidad del motor y, a la vez, variando la sección de paso del aire.

Desde el punto de vista de la eficiencia, la mejor solución es la primera, pues la potencia del motor estaría de acuerdo a las exigencias. Pero en seguida podemos ver que el control de este subsistema no resulta práctico ni mucho menos económico; con ello, queda proscrita esta alternativa. Ni hablar de nuestra tercera proposición.

Pero si analizamos la segunda solución, podemos entonces pensar en un impulsor de aire de flujo

constante, o cuando menos, bastante regular, que nos suministrara un máximo de aire de los diez litros y medio por minuto de los que habíamos antes tratado.

Habíamos hecho resaltar la conveniencia de fijar un máximo a la cantidad de aire impulsado y es ésta una razón más para inclinarnos por la segunda de las alternativas propuestas. En efecto, cuando el aire bombeado no sea requerido en su totalidad, podemos hacer variar el área de paso que vá, del impulsor a la cámara de nebulización y con ello procurar un flujo conveniente. A su vez, el aire utilizado puede hacerse fluir, desde ranuras de la cubierta del equipo, a aquellos dispositivos que necesiten disipar energía, luego, filtrándolo para mejorar su calidad y finalmente enviarlo a la cámara de nebulización (obsérvese la figura 22 en los últimos capítulos de este trabajo).

De lo hasta aquí expuesto, proponemos un sistema de ventilación como el de la figura 2.

Aún cuando los cálculos para los ventiladores guardan similitud con los de las turbomáquinas hidráulicas y no resultan muy complicados, en este caso, por tratarse de volúmenes sumamente pequeños, no nos ocuparemos de ellos y de esta manera nuestros criterios de selección recaerán principalmente en la economía del impulsor de aire y en sus dimensiones. El rodete del impulsor puede ser de aspas aerodinámicas como las que se encuentran comercialmente en algunos aparatos electrodomésticos, o sencillamente de aspas

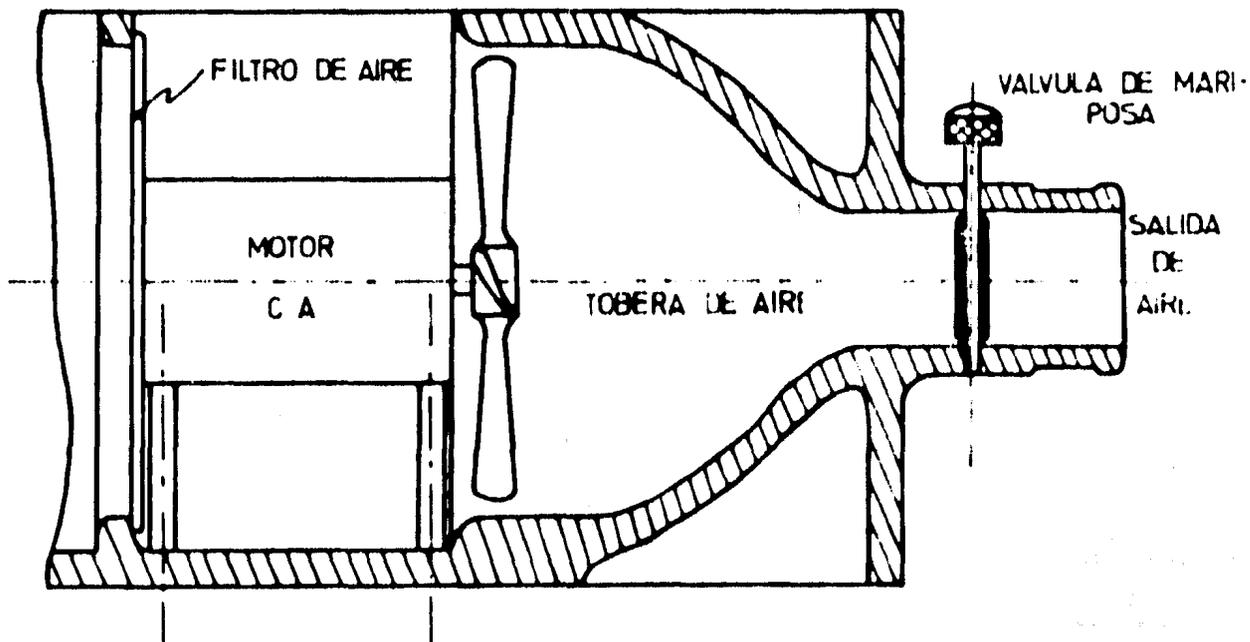


FIGURA 2

planas obtenidas a partir de una lámina circular cortada y doblada convenientemente. El flujo de aire obtenido por cualquiera de estos métodos debe evaluarse experimentalmente. Los motores que mejor se adaptan a nuestras necesidades de energía y de dimensiones son los de corriente alterna. Uno de estos motores, de 20 W de potencia, tiene dimensiones muy cómodas y funciona con una tensión de 120 V, su velocidad, de 900 rpm, nos permite obtener un volumen de aire suficiente para mantener el flujo por todos los conductos sin sofocar al enfermo.

#### SUBSTANCIAS MEDICAMENTOSAS

Para un gran número de enfermedades respiratorias existe un tratamiento a base de sustancias medicinales que por su naturaleza, no es posible hacer llegar al lugar indicado. Generalmente, la sustancia medicinal propiamente dicha no puede enviarse por el torrente respiratorio debido a la dificultad de vencer los mecanismos orgánicos que nos mantienen a salvo de la absorción de líquidos o de partículas sólidas de gran tamaño. La nebulización, que nos permite generar una fina niebla compuesta de finísimas partículas líquidas en un gas, es un medio muy útil de evitar estas barreras sin causar ningún malestar al enfermo. Empero, la sustancia medicamentosa presenta también ciertas dificultades para su nebulización: en primer lugar, porque su concentración puede ser muy elevada

y representar un peligro para el paciente; en segundo término, porque no todas estas sustancias se hallan en forma de solución. Para nebulizar cualquier tipo de sustancia es entonces necesario contar con un excipiente, generalmente, un líquido que no afecte las propiedades del agente activo ni dañe los órganos del paciente. El suero fisiológico se emplea con gran frecuencia como excipiente para tal efecto. La sustancia se disuelve en el suero fisiológico en proporciones que el médico considere necesarias. Una vez que la solución está lista, se deposita en un recipiente y se procede a su tratamiento. Es también común utilizar alcoholes o agua pura como excipientes.

Aún no hemos tocado la parte fundamental que dá el nombre a todo el sistema, esto es, el proceso de nebulización. Sin profundizar por ahora en con qué medios se genera el haz ultrasónico que provoca la formación de la niebla, nos concentraremos en cómo se transmite este haz desde la fuente de ultrasonido (transductor), hasta la sustancia medicamentosa. El proceso de transmisión en sí es el siguiente: el transductor envía una onda plana de frecuencia media dentro del rango ultrasónico a través de un medio. Este medio no puede ser un gas o aire, pues los ultrasonidos son absorbidos considerablemente por éstos. En cambio, los sólidos y los líquidos son un eficiente medio para su transmisión; como los sólidos se manejan con gran dificultad en ultrasonido, esta

vez nos vemos limitados a utilizar un líquido como medio para la transmisión del haz. El líquido puede ser sencillamente la solución formada por el excipiente y el agente activo, pero existe una limitante para ello y esta es que los transductores no pueden someterse a cualquier tipo de substancia porque su limpieza puede resultar sumamente difícil y además porque al estar en contacto directo con la fuente de radiación, las substancias pueden alterarse químicamente por los efectos de la cavitación. Los transductores, en su mayoría diseñados por los fabricantes para trabajar sumergidos en líquidos, nos llevan a diseñar cámaras de enlace entre los transductores y las substancias medicamentosas sin producir amortiguamiento del haz, ni provocar mezclas indeseables en la substancia terapéutica. Lo más sencillo resulta ser un recipiente de agua común que contenga a su vez otro recipiente más pequeño con la solución medicinal en su interior, como los que se emplean comunmente para el baño de maría. Bajo tales condiciones, surge un nuevo problema consistente en que la trayectoria resultante estará formada por tres medios distintos sin contar con los recubrimientos propios del transductor: el agua, la pared del recipiente interior y la substancia terapéutica. El haz ultrasónico perderá sistemáticamente parte de su energía por uno de los siguientes fenómenos, cuyas acepciones son idénticas a las de la óptica clásica, y por lo tanto, sólo recordaremos brevemente su significado práctico.

- a) Reflexión;
- b) Refracción;
- c) Absorción.

La reflexión es en breves palabras el cambio de dirección que experimenta un rayo, una onda o un cuerpo al incidir o chocar con una superficie elástica. El rayo incidente, el reflejado y la normal se hallan en un mismo plano, y los dos ángulos que forman los dos haces con la normal (de incidencia y de reflexión) son iguales. La refracción es el cambio de dirección que sufren las radiaciones al pasar oblicuamente de un medio a otro de diferente densidad a causa del cambio de velocidad que experimentan las ondas. La absorción, que es la substracción de energía resultante del trabajo ejercido sobre un cuerpo por el rayo, la onda o un cuerpo al chocar con otro, representa el obstáculo más serio a vencer de los tres fenómenos antes citados.

Para minimizar la absorción resulta indispensable conocer las propiedades de la onda que se desplaza dentro del medio. Por lo pronto, adelantaremos que la frecuencia a la que nuestro equipo funcionará, es de alrededor 400 kHz; si las paredes se diseñan adecuadamente, la potencia absorbida será muy pequeña y la potencia del transductor no será muy grande, pero de lo contrario, el costo del transductor puede elevarse considerablemente.

Consecuentemente, analicemos las características

que se involucran con el diseño de las paredes. En primer lugar, si la onda irradiada por el transductor es de 400 kHz, la longitud de onda,  $\lambda$ , estará definida por la relación que guarda la velocidad de propagación dentro del medio con la frecuencia. Experimentalmente se ha llegado a la conclusión de que la absorción puede alcanzar un máximo que haga del material una barrera infranqueable por un haz de determinada frecuencia. La pieza es impenetrable cuando:

$$e = \frac{c \cdot (2n - 1)}{4f}$$

donde  $f$  es la frecuencia en Hz,

$c$  la velocidad de propagación de la onda,

$e$  el espesor de la pared y

$n$  es un número entero cualquiera.

De aquí que se considere un espesor menor a la cuarta parte de la longitud de la onda para que esta relación no llegue a cumplirse jamás. En efecto, conociendo la velocidad de propagación de la onda en un material determinado, podemos saber con exactitud cuáles deberán ser las dimensiones para que no exista la impenetrabilidad. Para los polímeros rígidos, la velocidad de propagación encontrada por nosotros con la ayuda de tablas, es de 2 500 m/s; cuando la pared sea de vidrio, tenemos que considerar la velocidad mínima de propagación en este medio que es próxima de los 3 400 m/s.

Luego, para los polímeros rígidos tendremos:

$$l = \frac{c}{f} = \frac{2\ 500}{400\ 000} = 6,25\ \text{mm};$$

mientras que para el vidrio, la longitud de onda es:

$$l = \frac{c}{f} = \frac{3\ 400}{400\ 000} = 8,5\ \text{mm}.$$

Por lo tanto, la pared del evase interior debe tener un espesor menor a la cuarta parte de estas cantidades, es decir, menor a 1,56 mm y 2,12 mm para cada uno de los materiales respectivamente. Como medida preventiva, se puede adoptar un espesor de unas 10 veces menos que la longitud de onda, porque además, ello contribuye a reducir los efectos de la refracción y de la reflexión. Esta última, si bien es difícil de erradicar, puede disminuirse como sigue: cuando existe reflexión, la trayectoria del haz reflejado y la del haz original, toman ángulos idénticos con respecto a la normal; si el haz incide perpendicularmente a la pared, el haz reflejado llevará la misma trayectoria que la del haz principal y esto provocará ondas estacionarias que reducirán la potencia de la onda irradiada por el transductor. Entonces, puede darse a la pared una forma cónica para que el rayo reflejado tome una dirección distinta a la del haz incidente. (Obsérvese la figura 3. Con materiales de impedancia acústica parecida a la del agua, la reflexión es aún

más reducida, la refracción desaparece y también se puede simplificar el diseño del recipiente al utilizar paredes perpendiculares a la dirección de radiación.

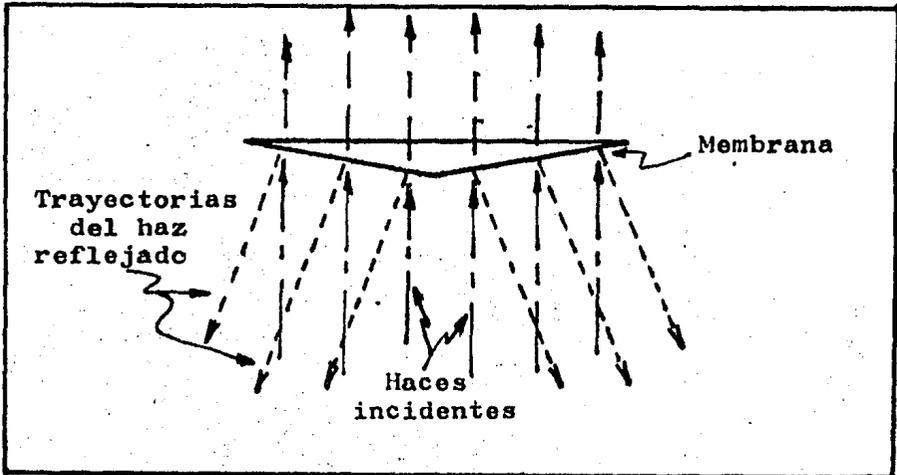
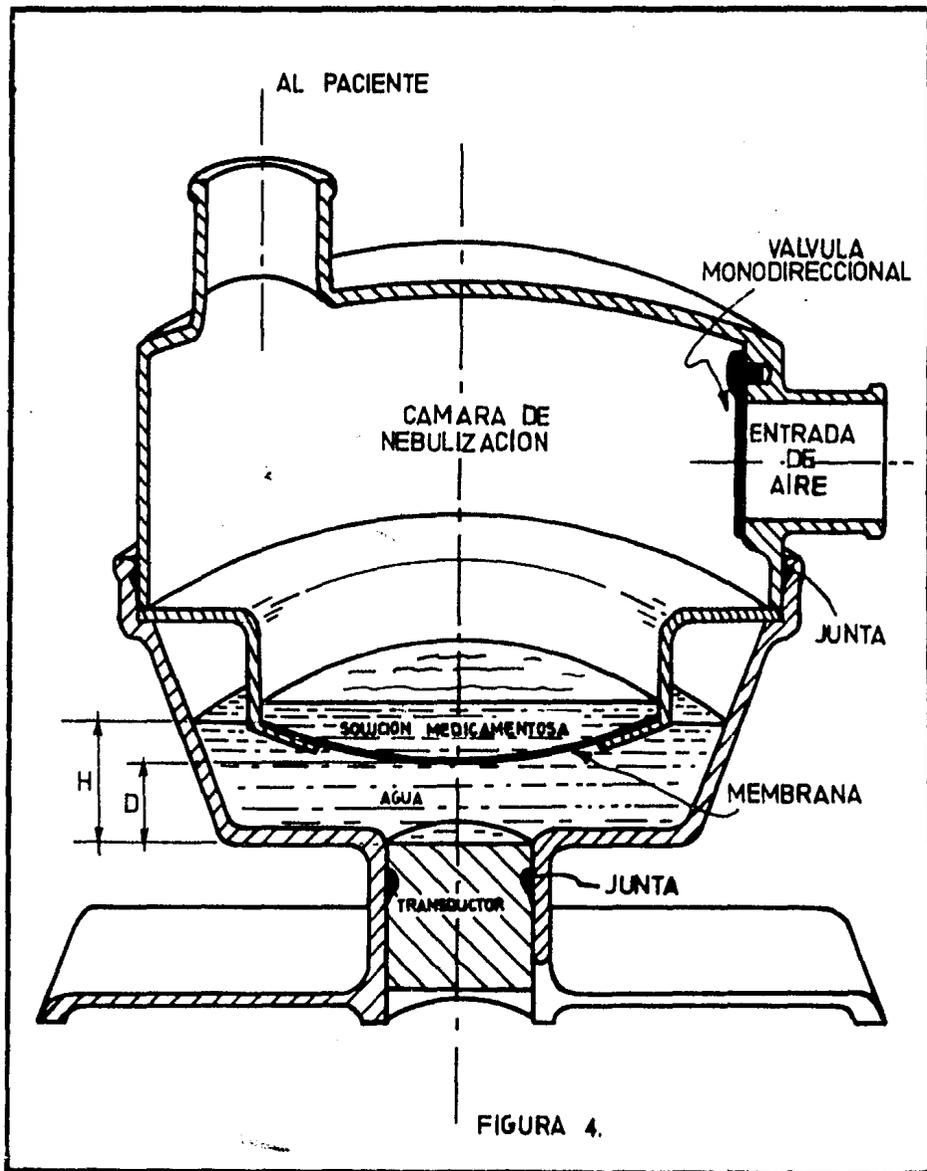


Figura 3.

No es indispensable que todo el recipiente interior tenga el mismo grosor; puede adelgazarse sólo la pared por la que habrá de cruzar el rayo. El diseño de este recipiente puede adoptar multitud de formas, una de ellas, es la que proponemos en la figura 4, donde la membrana es independiente del resto del recipiente y sólo se encuentra vulcanizada por calor. Al respecto, diremos todavía que la distancia que aparece señalada como  $D$ , entre el transductor y la membrana, debe ser pequeña porque una distancia más grande propicia dispersión en el haz y reduce de esta forma la potencia útil. De preferencia, esta distancia



será igual a un número entero de semilongitudes de onda, en el agua, y a una frecuencia de 400 kHz,  $\lambda$  es aproximadamente igual a 3,75 mm. Si lo anterior se cumple, existe la máxima potencia en la membrana. Además, la distancia de la superficie del líquido de transmisión, H, debe mantenerse a una altura que sea suficiente para cubrir totalmente la membrana, porque de no ser así, las partes de aire que queden entre la superficie del agua y la membrana atenuarán totalmente el rayo ultrasónico. Finalmente, obsérvese que existe una válvula monodireccional a la entrada de aire de la figura 4, ésta impide que las partículas pasen al mecanismo del ventilador por una contracorriente. Como ya habíamos señalado, las mascarillas poseen un sistema similar o poseen orificios para evitar el contraflujo provocado por la espiración del paciente.

Si se deseara abatir los costos de mantenimiento y limpieza de los recipientes, podemos utilizar otras técnicas. Los envases desechables que todos conocemos, tienen magníficas propiedades para ser empleados con éxito en los recipientes que acabamos de describir, este es el caso de los vasos de refrescos y moldes para otros usos pero de características semejantes, y todo se reduciría a la adaptación de estos envases para análogos fines. También hemos ensayado con membranas de hule muy delgado que pueden adaptarse exitosamente como se vé en la figura 5. En esta figura, la vasija, de material plástico, sólo sirve como molde para la

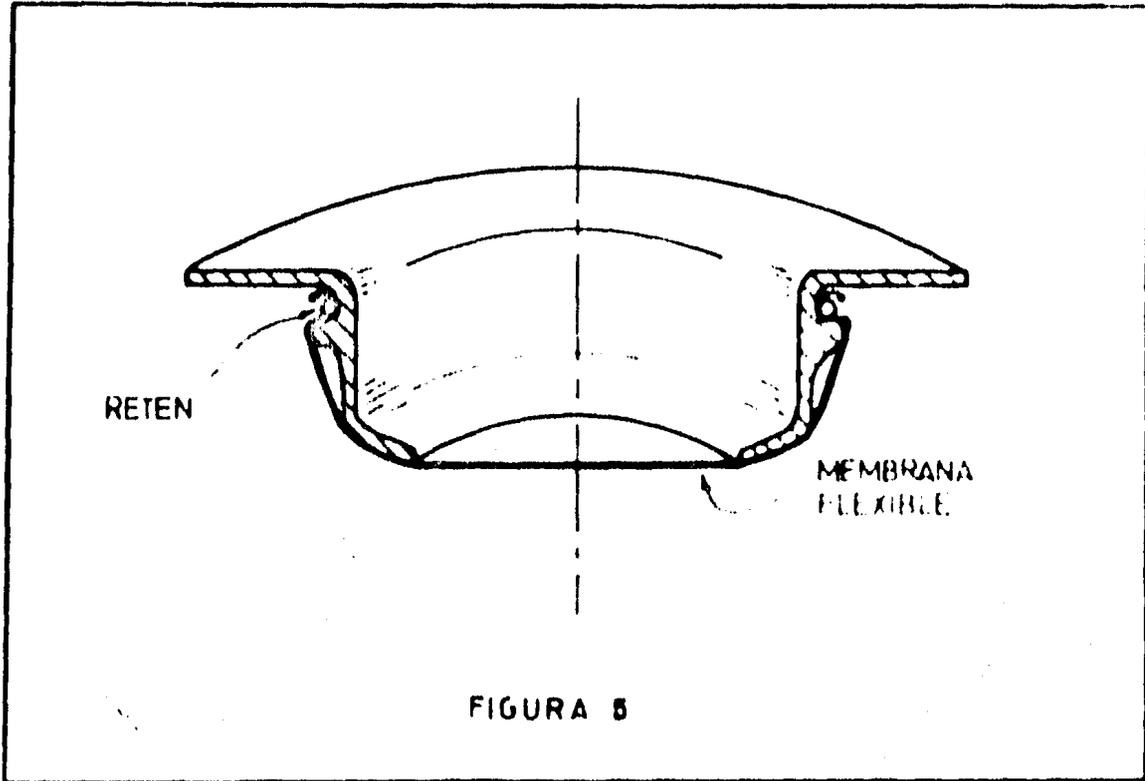


FIGURA 5

película plástica; el elemento sujetador, que podría llegar incluso a ser una liga común o una banda de caucho flexible, presiona la membrana contra el dibujo de la vasija y no permite su desprendimiento. Cuando la substancia se introduce, el hueco redondo del fondo, sólo cubierto por la membrana, deja pasar el haz ultrasónico sin sustraerle una potencia muy apreciable. El caucho utilizado de la membrana, debe tener una impedancia acústica similar a la del agua. Comercialmente hablando, el plástico se vende como "envoltura autoadherente" y se emplea para la conserva de alimentos frescos.

Habiendo seleccionado cualquiera de estos métodos u otro semejante, y una vez que se han puesto las substancias en sus recipientes, se puede aplicar energía al transductor y se presentará la nebulización, que describiremos a continuación: el rayo ultrasónico provoca súbitas aceleraciones en la frontera formada por la solución medicamentosa y el aire, venciendo de este modo la tensión superficial del líquido y lanzando al aire las diminutas partículas desprendidas, lo que a simple vista da la apariencia de una niebla. El tamaño de dichas partículas parece relacionarse de manera inversa a la frecuencia; la cantidad de ellas es proporcional a la potencia. Nadie ha podido aún precisar satisfactoriamente el porqué de semejante efecto, pero experimentalmente, se ha encontrado que el diámetro de las partículas se aproxima a

$$D = \frac{8\,545 \cdot T}{d \cdot f^2}$$

donde D es el diámetro de las partículas en metros,  
T la tensión superficial del líquido en N/m,  
d la densidad del líquido en kg/m<sup>3</sup> y  
f la frecuencia en kilohertzios.

Esta frecuencia puede variar de los 10 kHz, en la que las partículas son gruesas gotas del líquido, hasta más allá de los 1 000 kHz, para la cual, las partículas llegan a ser de tan sólo media micra aproximadamente. Sin embargo, es recomendable trabajar dentro del intervalo de los 100 y los 800 kHz, donde la relación antes presentada adquiere su mayor exactitud.

## III

FUENTES DE ALIMENTACION

Es práctica común el diseñar fuentes de corriente directa para alimentar equipos electrónicos de cualquier tensión a partir del sector de 127 V y 60 Hz. El equipo que estamos tratando es para uso hospitalario o doméstico en donde existen tomas de corriente de esta misma naturaleza.

Las demandas de energía en el aparato nebulizador son dos: en primer plano, tenemos que alimentar un motor para bombear aire y; en segunda instancia, necesitaremos una fuente de corriente directa para el oscilador ultrasónico que alimentará al transductor. Tan sólo el oscilador y su amplificador requieren una potencia muy considerable, por lo que hemos convenido en utilizar al máximo la tensión del sector; esto último nos llevó a la adopción de un motor de c.a. de 120 V, 60 Hz y 20 W para el ventilador, cumpliendo de tal manera con el primer requisito de energía.

Para nuestro sistema ultrasónico, dado que es el que proveerá energía al transductor, hemos tomado como base una potencia de 60 W. La tensión nominal se fijará en 24 V. Con este voltaje, la corriente necesaria para producir 60 W debe ser de unos 2,5 A. Pero concientes de las ventajas que aporta una tolerancia relativamente holgada de corriente, y ya que ésto

no representará un gran sacrificio económico, tomaremos un mínimo de corriente de 3 A aproximadamente.

El valor de 24 V responde también a ciertas exigencias. Un voltaje menor, hubiera acarreado un excesivo manejo de corriente; otro voltaje más elevado, nos hubiera orillado a implantar elementos de mayor tensión nominal y por lo tanto de mayor costo. A propósito de este voltaje, se puede apreciar que la fuente es monopolar, es decir, no cuenta con dos tensiones de c.d. como otras, sino sencillamente con una tensión positiva de 24 V de c.d. Lo anterior se justifica por el hecho de que el sistema ultrasónico fué concebido para trabajar con una sola tensión, simplificando así los circuitos y el balance de la carga.

El diseño de la fuente de c.d. que cumple con estas exigencias se ha llevado a cabo de manera muy convencional. Se adoptó un rectificador tipo puente con filtrado por capacitor, estabilizador zener y un arreglo de transistores como etapa de paso en serio.

El circuito completo puede apreciarse en la figura 6. Los elementos de esta fuente de alimentación pueden establecerse de acuerdo con los criterios y los cálculos que siguen: si en la salida se desea una tensión de 24 V, el voltaje del diodo zener estará dado por:

$$V_z = 24 + V_{BE}.$$

donde  $V_{BE}$  es el voltaje de la unión base-emisor de

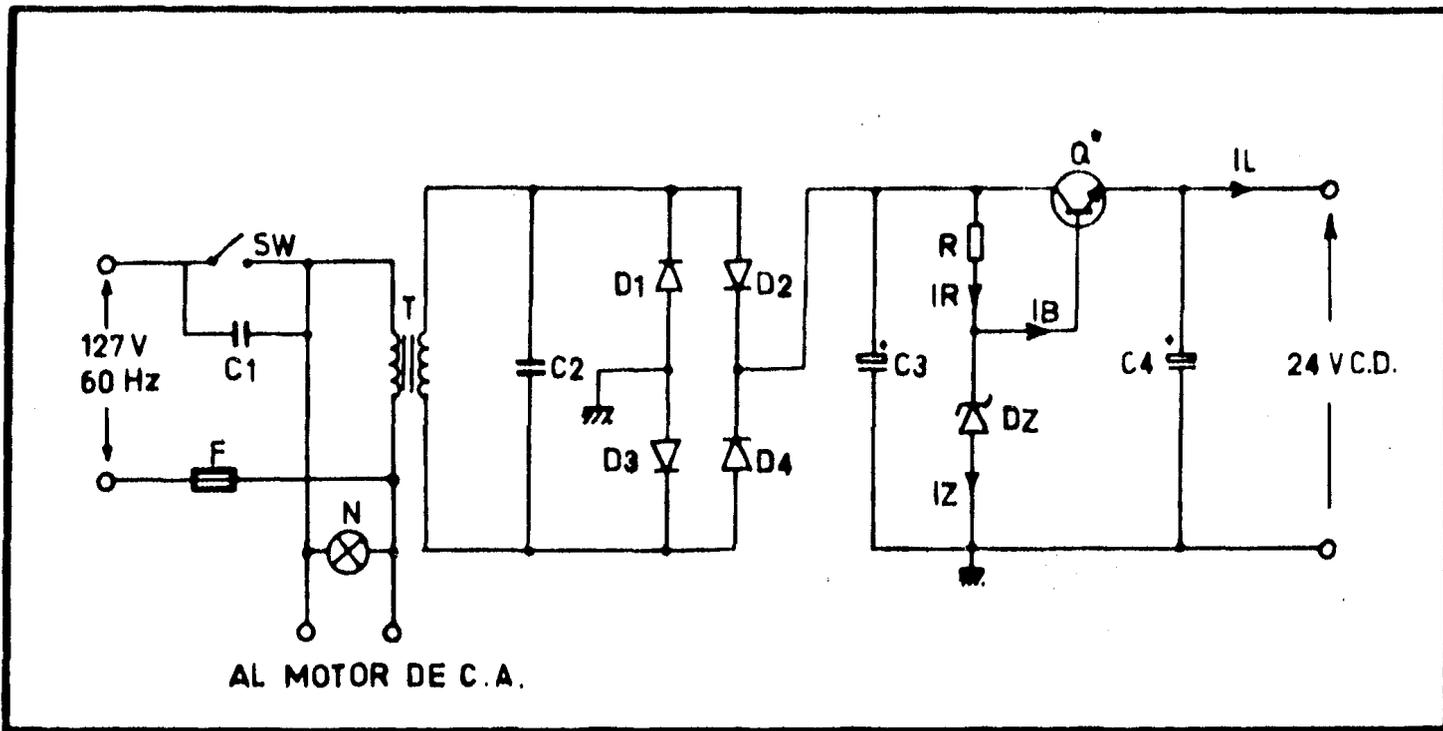


FIGURA 6.

la etapa de paso en serie y, naturalmente,  $V_z$  es la tensión zener del diodo. La mayoría de los transistores de potencia (de más de 3 A), poseen un VBE que oscila entre 1 y 1,8 V. Si se requiere una buena regulación de tensión, esto constituye todo un problema, pero, para evitarlo, he aquí una cómoda solución: los transistores BD 226 tienen un VBE que vá de 0,65 a 0,8 V reales, pero en cambio, éstos no pueden manejar más de 1,5 A en el colector; en consecuencia, podemos utilizar dos BD 226 en paralelo y además obtener otras ventajas. Efectivamente, aunque esta solución no parece muy apropiada, en la práctica demostró su efectividad: las variaciones de VBE de plena carga hasta el vacío, no fué de más de 0,15 V; además, el costo de ambos no llega al 60% del costo total de un solo transistor TIP 3055; otra razón es su elevada ganancia típica (HFE = 150) contra los 35 típicos de todos los demás transistores de potencia populares. Esto último es particularmente importante porque la resistencia R sufre variaciones de corriente tanto menores como HFE sea grande.

Retornando al voltaje zener, el máximo valor es de  $V_z = 24,8$  V; el valor comercial más cercano es de 25 V.

La corriente de prueba de un zener de 25 V es de 100 mA. En general, la resistencia tiene una caída de tensión dada por:

$$V_R = R(I_B + I_Z) = V_{C3} - V_z.$$

donde VR es la tensión en los bornes de R,  
 IB es la corriente de base del arreglo Q,  
 Iz es la corriente de prueba del zener,  
 VC3 es la tensión aplicada al capacitor C3.  
 Para una carga de 3 A, IB será:

$$IB = \frac{IL}{HFE} ,$$

aquí, IL es la corriente de carga y HFE es la ganancia de corriente directa. Por la relación anterior, IB es

$$IB = \frac{3}{150} = 20 \text{ mA},$$

por lo que:

$$VR = R(120 \cdot 10^{-3});$$

adoptando una resistencia de 22 ohmios de medio Watt, tendremos que VR = 2,64 V. Deducimos entonces que:

$$VC3 \geq Vz + VR, \text{ y luego:}$$

$$VC3 \geq 27,64 \text{ V.}$$

Hay que considerar pues, que el voltaje mínimo a la salida del filtro sea de unos 28 V. Un voltaje de rizo del 20% sobre este valor es aceptable y en estas condiciones, necesitaremos un capacitor C3 con una capacitancia que calcularemos con la fórmula siguiente:

$$C3 \approx \frac{-1 \cdot (I_L + I_R)}{VC3 \cdot f \cdot \ln(V_{\min}/V_{\max})}$$

donde  $f$  es la frecuencia de rectificación que en nuestro caso corresponde al doble de la frecuencia del sector, es decir, 120 Hz.  $V_{\min}$  y  $V_{\max}$  son los voltajes mínimo y máximo calculados a partir del porcentaje de rizo adoptado. El voltaje mínimo ya lo habíamos fijado a 28 V, el máximo será entonces de  $28(1,2) = 33,6$  V. Aproximando el valor obtenido a partir de esta igualdad a un valor cercano, tenemos que  $C3 = 4\ 700$  microfaradios.

Por otra parte, los diodos deberán soportar una corriente,  $I_D$ , equivalente a la mitad de la corriente de c.d. de salida, es decir:

$$I_D \approx \frac{I_L}{2} \approx \frac{3}{2} \approx 1,5 \text{ A aprox.}$$

Su voltaje de ruptura tendrá que ser superior a:

$$V_{Dr} \approx V_{\max} + 2VD = 33,6 + 2(0,8) = 35,2 \text{ V.}$$

En lo que al transformador se refiere, podemos escribir el voltaje eficaz como:

$$V_{gef} \approx \frac{V_{Dr}}{1,414} \approx \frac{35,2}{1,414} \approx 24,89 \text{ V}$$

de donde, aproximando a un valor comercial tenemos que

la tensión eficaz del transformador es de 25 V.

El capacitor o filtro  $C_4$ , nos permite mejorar la pureza de la señal de c.d. a la salida; un valor de 1 000 microfaradios o más es recomendable.

Los condensadores de poliéster  $C_1$  y  $C_2$ , reducen los voltajes transitorios alargando la vida útil de los diodos y del interruptor SW. Se recomiendan valores de 0,47 microfaradios a voltajes de 220 V o mayores.

Por último, el fusible puede ser de acción retardada a 1,5 A y 220 V; el interruptor, de 220 V, 10 amperios de corriente alterna y la lámpara indicadora de neón de 127 V. La síntesis de los componentes se propone en la tabla de la figura 7, donde además damos los valores de las tensiones nominales recomendables para todos los capacitores.

| CANTIDAD   | CARACTERISTICAS y/o DESIGNACION                             | ELEMENTO       |
|--|---|----------------|
| 1  | Resistencia 22 ohms; 0,5 W; $\pm 10\%$                      | R              |
| 2  | Cap. poliester 0,47 $\mu\text{F}$ ; 220 V                   | C1, C2         |
| 1  | Cap. electrolítico 4700 $\mu\text{F}$ ; 36 V                | C3             |
| 1  | Cap. electrolítico 1000 $\mu\text{F}$ ; 36 V                | C4             |
| 4  | Rectificador Si. ID $\geq 1,5$ A;<br>VDr $\geq 200$ V o más | D1, D2, D3, D4 |
| 1  | Zener 25 V; 5 W   | Dz             |
| 2  | Transistor bipolar, NPN, BD 226<br>25 W de potencia         | Q#             |
| 1  | Transformador 127/25; 3 A o más                             | T              |
| 1  | Interruptor monopolar, 220 V;<br>10 A de c.a.               | SW             |
| 1  | Fusible de acción retardada,<br>1,5 A; 220 V                | F              |
| 1  | Lámpara testigo de neón, 127 V                              | N              |
| <p># Q se compone de dos transistores BD 226 o equivalentes en paralelo montados sobre disipador de calor.</p> |   |                |

Figura 7.

## IV

SISTEMA ULTRASONICO

Con el fin de presentar el sistema oscilador-amplificador ultrasónico, haremos un comentario. Se recordará que una de las premisas para el diseño de todos nuestros sistemas recaía esencialmente sobre la sencillez y fiabilidad del sistema. Aunque modernos circuitos integrados constituyen un excelente medio de obtener oscilaciones de todos los rangos de frecuencia, éstos por lo general requieren dos fuentes (una positiva y otra negativa) para su funcionamiento, tal razón, aunada a la gran dificultad y elevado costo de los mencionados circuitos por razones bien conocidas en el medio electrónico mexicano, nos han obligado a diseñar el oscilador con la antigua pero nada desdeñable tecnología de elementos semiconductores discretos. Los anteriores motivos, si bien pueden ser considerados como una justificación del diseño por sí mismos, no son todos los que deseamos. Recuérdese también que otra premisa para el diseño de la fuente de c.d. había sido que el oscilador funcionaría con una sola tensión de 24 V. Este aparente abuso de la suposición se debe, en realidad, a dos circunstancias: por un lado, encontrábamos serias dificultades en producir una onda ultrasónica continua de mediana potencia con una amplitud de cresta a cresta de 200 V

aproximadamente; necesidad impuesta por el transductor que a su vez nos conducía a creer que una fuente bipolar era irremplazable. Como tal solución no era la más económica ni mucho menos la más sencilla, se modificó la etapa de salida del amplificador como veremos más adelante. Pero por otro lado, la nueva alternativa no sólo nos evitó el empleo de una fuente bipolar, sino que además, el voltaje pudo reducirse hasta un cómodo valor que redundó en un considerable ahorro económico, pues al disminuir la tensión de trabajo de todos los elementos, estos últimos pasaron a ser más baratos y de dimensiones menos voluminosas.

Para entrar en materia, propondremos el oscilador completo y posteriormente se analizará y se justificará cada uno de los componentes empleados. La figura 8, nos muestra el diagrama de bloques del conjunto.

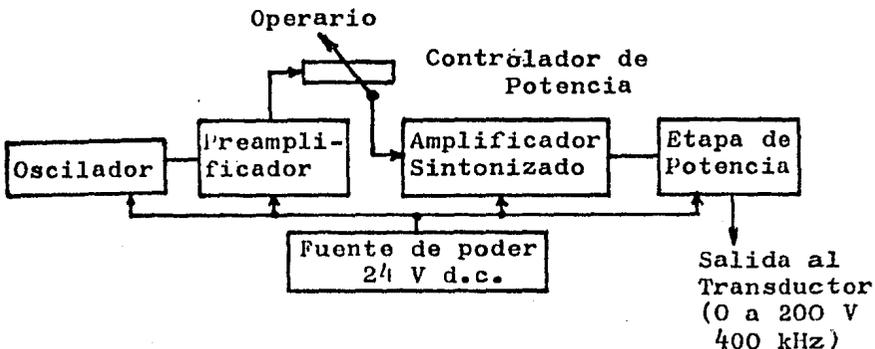


Figura 8.

Empezaremos por describir someramente las funciones primarias de cada etapa.

El oscilador de frecuencia ultrasonora, es el proveedor de una onda senoidal casi pura y con una buena estabilidad en frecuencia. El preamplificador, que sólo enlaza al oscilador y las demás etapas de amplificación, dispone de un control de amplitud (y por lo tanto de potencia) para controlar la salida del sistema. El amplificador sintonizado consta de dos etapas, la última sintonizada por un circuito LC que permite el óptimo aprovechamiento de la potencia. Finalmente, la etapa de potencia se encarga de amplificar la señal y de entregarla al transductor con una amplitud muy grande.

El circuito por nosotros propuesto, aparece en la figura 9.

Veremos enseguida cómo se seleccionó cada elemento así como la relación que guardan entre sí. Pero advertimos que la separación de cada etapa resulta imposible, por lo que no debemos tomar muy en cuenta las distinciones entre una etapa y otra.

## EL OSCILADOR

De izquierda a derecha, en la figura 9, aparece en primera instancia, un oscilador Clapp con alimentación en paralelo. Sus características que lo distinguen son que la realimentación es capacitiva. En la misma figura, se aprecia que C1 y C2 controlan la razón de realimentación



que aquí denominaremos  $b$ . Como  $b$  se define como la relación del voltaje de salida al voltaje de realimentación, está claro que esta misma razón estará dada en función de las impedancias de los capacitores; a la misma frecuencia, esta relación es sencillamente:

$$b = \frac{C1}{C2} .$$

Sin embargo, la presencia de  $C3$ , un capacitor muy pequeño en comparación con  $C1$  o  $C2$ , hace que pase a él el control de la frecuencia. En efecto, la corriente interna de tanque del circuito antirresonante de Clapp pasa por los cuatro elementos, es decir,  $C1$ ,  $C2$ ,  $C3$  y el inductor  $L1$ . Este hecho, provoca que los cuatro elementos citados determinen la frecuencia antirresonante pero, ya que  $C3$  es tan pequeño, es éste el que tiene el control de la frecuencia y no  $C1$  y  $C2$ ; de manera que estos últimos pueden variar hasta en un 20% de sus valores nominales, con reducidos cambios en la capacitancia efectiva. La ecuación que nos da la frecuencia resonante es la misma igualdad que nos permite obtener la capacitancia efectiva del circuito antirresonante y es también la ecuación general para la resonancia de los circuitos LC:

$$f_0 = \frac{1}{2(3,1416)(L1.Cef)^{0,5}}$$

Conociendo la frecuencia de trabajo,  $f_0$ , estaríamos en condiciones de seleccionar  $L_1$  y  $C_{ef}$ , la capacitancia efectiva. Como ya hemos apuntado antes, la frecuencia a la que oscilará el transductor es de 400 kHz, a esta frecuencia, si tomamos una inductancia  $L_1$  de 220 microhenrios, tendremos:

$$C_{ef} = \frac{1}{39,5 f_0^2 \cdot L_1} = \frac{10^6}{39,5 (400\ 000)^2 \cdot 220}$$

$$C_{ef} = 718 \text{ pF.}$$

Ahora bien, si en el circuito tanque existen tres capacitores, el valor de  $C_{ef}$  será el resultado de la capacitancia en serie de éstos:

$$C_{ef} = \frac{1}{\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3}}$$

Si queremos que el circuito oscile por sí solo, deberá cumplir o exceder el criterio de Barkhausen, correspondiente a:

$$A_v = \frac{1}{b},$$

al hacer crecer  $b$ , la amplificación de voltaje puede alcanzarse con mayor comodidad, pero en general, no se debe sobrepasar el criterio de Barkhausen en un margen amplio si se desea una onda senoidal casi pura

en la salida. Tomando esto en cuenta, podemos fijar un factor  $b$  igual a 0,1; lo que nos permitirá escoger una ganancia de voltaje  $A_v$  de 10. A su vez, este valor de  $b$  debe obtenerse de la relación de capacitancias  $C_1$  y  $C_2$ :

$$b = \frac{C_1}{C_2} = 0,1$$

como ya antes señalamos,  $C_1$  y  $C_2$  deben ser bastante más grandes que  $C_3$  para que éste determine la frecuencia de trabajo. Si tomamos un capacitor  $C_1$  de 15 nF, entonces  $C_2$  será de 150 nF. Pero como  $C_3$  es el sintonizador, nos ocuparemos más de su frecuencia de trabajo. Aunque es muy meritoria una oscilación precisa de 400 kHz, ello no resulta tan práctico ni tan necesario por cuanto varía la frecuencia de funcionamiento de un transductor a otro aún cuando sean del mismo tipo. Esta frecuencia puede oscilar en más o menos diez por ciento de la frecuencia nominal. Para 400 kHz, este rango alcanza los más o menos 40 kHz. Por tal razón, se buscará un medio de ajustar la frecuencia y bastará para esto una aproximación de  $C_3$ . Ahora bien, si  $C_3$  determinará la frecuencia de operación, este capacitor debe ser de gran calidad y se elegirá, preferentemente, un capacitor de tántalo de ánodo seco, mica o mylar. Tomando un valor cercano a  $C_{ef}$ , por ejemplo 820 pF, la capacitancia efectiva real sería:

$$C_{ef}(\text{real}) = 773 \text{ pF.}$$

Para este valor real de  $C_{ef}$ , la frecuencia real será:

$$f_o(\text{real}) = 386 \text{ kHz.}$$

Para nuestros cálculos posteriores, no será necesario tomar los valores reales como base, pues no se han considerado las tolerancias de los componentes ni la sintonización final; por esta causa, seguiremos adelante con nuestro valor original de  $f_o = 400 \text{ kHz}$ . A dicha frecuencia, la reactancia del inductor tendrá un valor de:

$$X_L = 6,2832(f_o.L_1) = 6,2832(400\ 000.220.10^6)$$

$$X_L = 553 \text{ ohms.}$$

El arrollamiento de la bobina, de algunas decenas de miliohms, nos permitirá obtener el factor de calidad del circuito tanque dado por:

$$Q_T = \frac{X_L}{R_L}$$

Es de gran importancia que  $Q_T$  sea elevado porque ello facilita la oscilación autosostenida del circuito. Hay que recordar que para un factor de calidad grande, la característica o curva de resonancia del circuito se hace muy aguda y basta cualquier señal de ruido con una frecuencia cercana a  $f_o$  para que el circuito comience a oscilar. En realidad, un factor de calidad superior a 100 es suficiente. En nuestro caso, basta que  $R_L$ , la resistencia del inductor  $L_1$ , no sea mayor a 5 ohms para obtener un valor conveniente de  $Q_T$ , sin embargo, este

valor de la resistencia debe considerar los efectos de corriente alterna, siendo pues la resistencia efectiva del devanado a la frecuencia de trabajo.

La resistencia efectiva resulta del producto de la resistencia óhmica del arrollamiento y el coeficiente de efecto superficial o efecto Kelvin, K. Este factor es función de la variable X definida por:

$$X = 0,05013(f \cdot \mu / R)^{0,5}$$

en donde f es la frecuencia de trabajo en Hz,

$\mu$  es la permeabilidad relativa del medio y

R la resistencia óhmica en  $\Omega/\text{km}$ .

Como el cobre no es un material magnético, su permeabilidad relativa es casi unitaria, si utilizamos un alambre de cobre del número 36, los datos tabulados indican que R vale 1 387  $\Omega/\text{km}$ . Para una frecuencia de 400 MHz:

$$X = 0,05013(400\ 000/1\ 387)^{0,5} = 0,85$$

De la curva que representa el coeficiente de Kelvin en función de la variable X, deducimos que para un valor de  $X = 0,85$ ;  $K = 1,004$ .

De aquí que la resistencia efectiva del inductor,  $R_L$ , tenga un valor de:

$$R_L = K \cdot R \cdot m/1\ 000.$$

en donde  $RL$  es la resistencia efectiva en ohms,  
 $K$  es el coeficiente de Melvin,  
 $R$  la resistencia efectiva en  $\Omega/\text{km}$  y  
 $m$  la longitud total del alambre del devanado  
 del inductor dada en m.

Al embobinar el inductor, no se requerirán más de 2 metros de alambre, por lo tanto, tomaremos esta longitud como base para nuestros cálculos y determinaremos el valor de  $RL$ :

$$RL = \frac{1,004 \cdot 1\,387 \cdot 2}{1\,000} = 2,78 \text{ ohms.}$$

Con este valor, la magnitud de  $QT$  rebasará ampliamente nuestros requerimientos:

$$QT = \frac{553}{2,78} = 199.$$

Empero, si el inductor es de alambre más grueso, la resistencia efectiva podría ser despreciable y como consecuencia  $QT$  alcanzaría valores extremadamente elevados, hecho que provocaría otro inconveniente: al ocurrir la resonancia, el voltaje aplicado al circuito tanque es amplificado  $QT$  veces por el inductor y este voltaje aparecerá en bornes de los capacitores, si estos últimos no tienen un voltaje de ruptura adecuado, sobrevendrá su destrucción. En este caso, juzgamos conveniente disminuir de modo un tanto artificial el valor de  $QT$  incluyendo la resistencia  $R_5$  de algunos ohms.

En el caso de tener un QT que no represente ningún riesgo para los demás elementos, R5 puede anularse sin mayores consecuencias.

Para poder ajustar o modificar un poco la frecuencia del oscilador, debe preverse que el núcleo ferroso pueda deslizarse para aumentar o disminuir la permeabilidad del núcleo y luego, la inductancia. Todos los inductores de radiofrecuencia (como los que se usarán aquí) deben blindarse con una cubierta de cobre o latón para evitar interferencias en los circuitos aledaños. El cálculo y diseño del inductor se describirá a continuación: la inductancia de una bobina longitudinal está dada de manera aproximada por:

$$L = \mu_0 \cdot \mu_r \frac{N^2 \cdot S}{l}$$

en donde  $\mu_0$  es la permeabilidad del espacio libre;  
 $\mu_r$  es la permeabilidad relativa del núcleo;  
 $N$  es el número de espiras del arrollamiento;  
 $S$  es la sección transversal del núcleo;  
 $l$  es la longitud del arrollamiento y  
 $L$  es la inductancia en H.

Aunque esta fórmula sólo permite conocer exactamente las relaciones entre las características de una bobina de longitud muy grande comparada con su radio, la información obtenida nos dará una idea del tamaño y el número de espiras necesarios para obtener la inductancia requerida.

Será de gran utilidad contar con un puente de impedancias para hacer los ajustes necesarios.

Para poder calcular un inductor, es necesario conocer la permeabilidad relativa del núcleo que se quiera utilizar. Hay que aclarar que no cualquier material magnético es conveniente en alta frecuencia, ya que la mayoría de ellos tiene un elevado coeficiente de pérdidas por corrientes de Foucault y estas mismas corrientes impiden que el inductor tenga una respuesta rápida a los cambios de polaridad de la señal, lo que dificulta enormemente esta variación. Por tales motivos, deben emplearse núcleos de ferrita de gran calidad y que se diseñan especialmente para este propósito. Aunque existen núcleos de ferrita que tienen permeabilidad relativa de varios miles de unidades, estos son difíciles de conseguir y su costo es elevado. Comercialmente, los núcleos de ferrita utilizados en las antenas para recepción de señales de amplitud modulada tienen una permeabilidad que oscila entre 10 y 15 unidades. Para el cálculo vamos a proponer uno de estos núcleos con una permeabilidad relativa igual a 15 unidades. Con una longitud de 2 cm y un diámetro de 7 mm. En este caso, el área transversal será:

$$S = (0,007/2)^2 = 38,48 \cdot 10^{-6} \text{ m}^2$$

Recordemos por último que la permeabilidad del espacio libre es de  $4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}$  H/m. Consecuentemente, el número de espiras se obtiene de la relación:

$$N^2 = \frac{L \cdot l}{S \cdot \mu_0 \cdot \mu_r}$$

sustituyendo todos nuestros valores, obtenemos:

$$N = 78 \text{ espiras aproximadamente.}$$

Por lo demás, la manufactura del inductor no presenta mayores complicaciones.

Ya con estos elementos calculados, podemos seguir adelante con el criterio de Barkhausen que dejamos pendiente. Como se recordará, había surgido la necesidad de compensar el factor  $b = 0,1$  con una amplificación mayor o igual a 10; para ello, consideraremos lo siguiente: la impedancia de corriente alterna del circuito tanque desde el colector, se puede determinar a partir de la ecuación:

$$r_t = Q_T \cdot X_L,$$

por lo tanto:  $r_t = 167,6(553) = 92,7$  kiloohms.

Obsérvese además en el circuito de colector un reactor de radio frecuencia RFC de 200 mH, bastante más grande que el inductor del circuito tanque. Este reactor permite una corriente importante de c.d. en el colector por ser pequeña su resistencia óhmica, pero en cuanto ocurre la resonancia, a 400 kHz, su impedancia es tan grande que el circuito tanque queda virtualmente desligado del VCC. No obstante, la impedancia de colector sí se vé afectada por ella, ya que está en paralelo con la resistencia de tanque,  $r_t$ , y la resistencia existente

en el circuito de entrada de la etapa posterior.

Para aclarar todo lo anterior utilizaremos el análisis de c.a. de la entrada de la etapa siguiente para poder determinar la amplificación ( $A_v$ ) del oscilador. Justifiquemos pues los elementos pertinentes.

El transistor Q1, que seleccionamos como 2N3904 o su equivalente, funcionará con una corriente de 1 mA en el colector para no consumir demasiada potencia y para hacerlo más inmune al ruido. En dicho caso, para un valor típico de HFE = 100, tendremos en la base una corriente  $I_{B1} = 1 \cdot 10^{-3} / 100 = 10 \mu\text{A}$ . La tensión de base,  $V_{BB1}$ , se tratará de mantener cercana a 4 V; adoptando el criterio de alimentar el divisor de voltaje de base con una corriente de 10 veces el valor de  $I_{B1}$ , deducimos:

$$I_{R1} = 100 \mu\text{A}; \quad R1 = \frac{(V_{CC} - V_{BB1})}{I_{R1}} =$$

$$R1 = \frac{(24 - 4)}{100 \cdot 10^{-6}} = 200 \text{ 000 ohms.}$$

Tomaremos entonces un valor comercial de  $R1 = 220 \text{ k}\Omega$ .

Calculando  $R2$  tendremos:

$$R2 = \frac{V_{BB1} \cdot R1}{V_{CC} - V_{BB1}} = \frac{24(47 \cdot 10^3)}{24 - 4} = 44 \text{ k}\Omega.$$

Se escogerá una  $R2 = 47 \text{ k}\Omega$ . En el caso práctico, el voltaje de base será:

$$V_{BB1} = \frac{V_{CC} \cdot R2}{R1 + R2} = \frac{24(47)}{220 + 47} = 4,22 \text{ V.}$$

En el circuito de emisor, notamos dos resistencias, R3 y R4, esta última en paralelo con un capacitor C5; en corriente alterna, C5 cortocircuita R4 y sólo funciona R3. Ambas resistencias compensan el aumento de HFE con la elevación de temperatura. Una razón para no anular las dos resistencias es que R3 mejora la respuesta en frecuencia del amplificador y disminuye la distorsión. Para el caso, en el circuito de emisor y base de Q2, tenemos:

$$R_{B1} = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} = 38,7 \text{ k}\Omega;$$

$$\frac{R_{B1}}{HFE} + R_3 + R_4 = \frac{V_{BB1} - V_{BE1}}{I_{C1}} = \frac{4,22 - 0,7}{0,001}$$

$$= 3 \text{ 520 ohms,}$$

de donde:

$$R_3 + R_4 = 3 \text{ 520} - 387 = 3 \text{ 133 ohms.}$$

De tal forma, la resistencia de emisor debe ser cercana a este valor, pero en c.a., ésta sólo alcanzará algunos cientos de ohms para no disminuir la ganancia; por lo tanto, una repartición de R3 = 820 ohmios y R4 = 2,2 k parece adecuada.

Dejaremos de paso claro que, los capacitores C4, C5, C6, C7, C8 y C9 pueden adoptar valores de 10 o más microfaradios ya que a frecuencias intermedias, su impedancia reactiva es tan sólo de algunas decenas de

miliohms.

Como es indispensable conocer la impedancia de entrada de la etapa siguiente, esto es, del circuito de base de Q2, tendremos que calcular sus elementos. Q2 es un transistor bipolar 2N3904. Obsérvese que la configuración es un seguidor emisor; este arreglo nos permitirá tener una impedancia de entrada muy elevada y, al tiempo que acopla el oscilador al amplificador, permitirá tener una ganancia variable sin sobrecargar el oscilador. Aquí, resulta necesario tener un valor de VBB grande para aumentar la impedancia de entrada. No resulta muy difícil ver que el máximo de resistencia de entrada se obtendrá haciendo que el voltaje de base sea de la mitad de VCC. Esto se obtiene con dos resistencias R6 y R7 de idéntico valor. Para una corriente de 5 mA en el emisor de Q2 y una tensión VBB2 = 12 V, escribimos:

$$I_{B2} = \frac{I_{C2}}{HFE} = 50 \mu\text{A}; \text{ por lo tanto:}$$

$$I_{R6} = 500 \mu\text{A}. \text{ Luego,}$$

$$I_{R6} \cdot R6 = VCC - 12 = 12 \text{ V.}$$

$$R6 = \frac{12}{500 \cdot 10^{-6}} = 24 \text{ kiloohmios.}$$

De aquí que  $R6 = R7 = 22 \text{ kiloohmios}$ . Para R8, en el emisor de Q2, ponemos:

$$R8 = \frac{V_{BB2} - V_{BE1}}{I_{C2}} = \frac{R_{B2}}{H_{FE}} =$$

$$R8 = \frac{12 - 0,7}{5 \cdot 10^{-3}} = 110 = 2 \text{ 150 ohms.}$$

Escogemos pues:  $R8 = 2,2 \text{ kilohms.}$

Ya podemos ahora calcular la impedancia de entrada del seguidor emisor: la resistencia de base,  $r_{b2}$ , que corresponde al modelo Pi de c.a., se calcula por:

$$r_{b2} = \frac{H_{FE2}}{40 \cdot I_{C2}} = \frac{100}{40 \cdot (5 \cdot 10^{-3})}$$

$$r_{b2} = 500 \text{ ohms;}$$

por lo tanto, puede despreciarse al lado de  $H_{FE2} \cdot R8$ , que corresponde a la resistencia de emisor de Q2 vista desde la base del mismo; esto se conoce como reflexión a la base. La figura 10 muestra como queda el circuito de salida del oscilador en c.a.

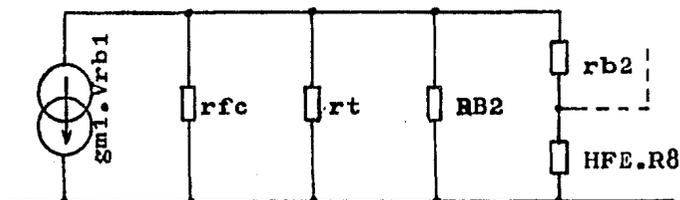


Figura 10.

En este diagrama,  $r_{fc}$  es la resistencia, o mejor dicho, la impedancia que presenta el reactor de frecuencia intermedia RFC y que se calcula por:

$$r_{fc} = 6,2832(LRFC \cdot f_o)$$

en donde LRFC es la inductancia del RFC igual a 200 mH;

$$r_{fc} = 6,2832(200 \cdot 10^{-3} \cdot 400\,000) = 502,6 \text{ k}\Omega.$$

Así que la resistencia total vista desde el colector de Q1 es:

$$r_{c1} = \frac{1}{\frac{1}{r_{fc}} + \frac{1}{r_t} + \frac{1}{R_{B2}} + \frac{1}{HFE \cdot R_8}}$$

$$r_{c1} = 9,24 \text{ kilohms.}$$

Como el valor de  $R_{B2}$  es el más pequeño, la influencia que tiene la impedancia que existe el paralelo con  $R_8$ , es decir, la impedancia formada por  $R_9$ , el potenciómetro P y el resto del circuito de base de Q3, que es muy grande en comparación con la misma  $R_8$ , puede pasarse por alto sin mayores consecuencias; tal como lo hemos hecho hasta aquí.

En cuanto a la entrada de Q1, tenemos una resistencia aproximada de:

$$r_{b1} = \frac{HFE}{40 \cdot IC_1} = \frac{100}{40 \cdot 10^{-3}} = 2,5 \text{ k}\Omega$$

luego, la amplificación de voltaje del transistor Q1, es aproximadamente:

$$A_v = \frac{rc1}{\frac{rb1}{HFE} + R3} = \frac{9,24 \cdot 10^3}{25 + 820} = 10,93$$

Puesto que la ganancia de voltaje del circuito sobrepasa el valor de  $1/b$  (igual a 10), el oscilador debe funcionar sin dificultad; el criterio de Barkhausen se cumple satisfactoriamente:

$$A_v \cdot b = 1,093$$

#### ETAPA DE PREAMPLIFICADOR

Veremos enseguida como es tratada la señal a partir de Q2. Ya vimos en la etapa anterior que Q2 conforma un acoplador de impedancias, pero su amplificación no puede ser mayor a la unidad; por lo tanto, es de esperarse que la señal sea atenuada cualquiera que sea su valor. Aunque esto pudiera parecer extraño, la amplitud de salida del oscilador carece de importancia porque, de todos modos, es el conjunto R9 + P el que regula la tensión que atacará la base de Q3.

Será ésta la única selección de componentes que no pueda determinarse por métodos analíticos sino por métodos prácticos. R9 puede suponerse, pero las posibilidades de una mala elección son tan grandes que sólo con pruebas de laboratorio se estará preparado para actuar en consecuencia. La selección de P es menos delicada; este potenciómetro sólo dependerá del valor

de R9 y deberá ser por lo menos unas 10 veces más grande que la misma. Un valor más grande puede tolerarse, pero si llega a ser excesivo, se tendrá una mayor dificultad de regulación de potencia, ya que un ligero movimiento del potenciómetro provocará un drástico cambio en la ganancia. A propósito del potenciómetro, se buscará que sea de tipo NO logarítmico para permitir un ajuste regular de la potencia provista al transductor.

#### AMPLIFICADOR SINTONIZADO

El amplificador sintonizado que sigue a la etapa de acoplamiento vista con anterioridad, es un amplificador de banda ancha de dos etapas. Ambas etapas tienen una configuración de emisor común. La señal proveniente del oscilador es atenuada como acabamos de ver, por el seguidor emisor, y además, por la resistencia en serie R9 y el potenciómetro P, pero al atacar la base de Q3 vamos a tener que compensar esta pérdida.

Si queremos estar seguros de que la máxima potencia de la señal será alcanzada hasta los límites de la fuente de alimentación, entonces debemos tener presente que la ganancia total de esta etapa requerirá ser muy grande. Una ganancia de 50 dB (unas 300 veces), para las etapas de Q3 y Q4, puede ser suficiente. Sabemos que la ganancia total de dos o más etapas en serie es el producto de todas las ganancias de cada una de las etapas, Así, si deseamos una ganancia total de 300, la primera etapa puede darnos 15 y la segunda otros 20 para cumplir con este requisito.

Para garantizar una buena estabilidad en el amplificador compuesto por Q3, adoptaremos nuevamente el criterio de alimentar el circuito de polarización con una corriente aproximadamente igual a 10 veces la corriente de base. Adoptaremos además una corriente de emisor de 2 mA.

Ante todo, conviene elegir un 2N3904 porque ya lo hemos seleccionado dos veces y esto redundará en un ahorro económico, si se elaboran varios sistemas iguales.

Entonces, si fijamos una  $I_{C3} = 2$  mA, el valor de  $I_{B3}$  será cien veces menor ( $HFE = 100$ ),  $I_{B3} = 20$   $\mu$ A. La corriente en la resistencia R10 será de 200  $\mu$ A. Para un voltaje de base aproximado a 6 V, tendremos:

$$R_{10} = \frac{(V_{CC} - V_{BB})}{I_{R10}}$$

$$R_{10} = \frac{24 - 6}{200 \cdot 10^{-6}}$$

$$R_{10} = 90 \text{ kilohms.}$$

El valor comercial más próximo es de  $R_{10} = 91$  kilohms. Luego,

$$R_{11} = \frac{V_{BB3} \cdot R_{10}}{V_{CC} - V_{BB3}} = \frac{6 \cdot (91 \cdot 10^3)}{24 - 6}$$

$$R_{11} = 30,3 \text{ kilohms.}$$

El valor más cercano comercialmente es  $R_{11} = 33$  kilohms. Con estos valores, el voltaje de polarización de base real será:

$$V_{BB3} = \frac{V_{CC} \cdot R_{11}}{R_{10} + R_{11}} = \frac{24(33\ 000)}{124\ 000} = 6,39\text{ V};$$

$$R_{B3} = \frac{R_{10} \cdot R_{11}}{R_{10} + R_{11}} = 24,2\text{ kilohms.}$$

Para brindar una estabilidad suficiente contra variaciones de temperatura, se han incluido  $R_{13}$  y  $R_{14}$ . Esta última, como en ocasiones anteriores, se cortocircuita a través de  $C_9$  en c.a. para aumentar el ancho de banda del amplificador y  $R_{13}$  permanece todo el tiempo para disminuir la distorsión de la señal, pero además, permite tener una impedancia mayor a la entrada de  $Q_3$ . Entre más grande sea  $R_{13}$ , mayor será la impedancia de base y menores los efectos sobre el oscilador. Empero, un valor muy elevado reduciría la capacidad de corriente del colector. Así pues, calculemos el valor adecuado de la resistencia de emisor:

$$R_{E3} = \frac{V_{CC} - V_{BE3} - R_{B3} \cdot I_{B3}}{I_{C3}} = \frac{6,39 - 0,7 - (24,2)0,02}{2 \cdot 10^{-3}}$$

$$R_{E3} = 2,6\text{ kilohms.}$$

Para no reducir mucho la ganancia, repartiremos

la resistencia como sigue:  $R_{13} = 390$  ohms y  $R_{14} = 2,2$  kilohms. Otra consideración de importancia es la resistencia de colector  $R_{12}$ . Esta puede influir decisivamente en la ganancia de la etapa y se buscará el valor más alto posible sin que afecte el punto de reposo del transistor. Para el cálculo de  $R_{12}$  tomamos un voltaje colector-emisor de reposo, VCE de 10 V. En este caso:

$$R_{12} = \frac{V_{CC} - V_{CE3} - R_{E3} \cdot I_{C3}}{I_C}$$

$$R_{12} = \frac{24 - 10 - (2,6)(2)}{0,002} = 4,4 \text{ kilohms.}$$

Un valor comercial de  $R_{12} = 4,7$  kilohms puede tolerarse.

Antes de calcular la ganancia de la etapa que corresponde a  $Q_3$ , calcularemos los elementos de la siguiente etapa integrada por  $Q_4$ .

Esta vez, ya necesitaremos una potencia importante en el colector de  $Q_4$  para alimentar al sintonizador. Para ello, tomaremos un  $I_{C4}$  de 20 mA; una vez más, el 2N3904 nos parece conveniente, por lo tanto:

$$I_{B4} = \frac{I_{C4}}{H_{FE}} = 200 \mu\text{A.}$$

En la resistencia  $R_{15}$  habrá una corriente igual a  $I_{R15} = 2$  mA.

Para un  $V_{DB4}$  de 10 V, tendremos :

$$R_{15} = \frac{V_{CC} - V_{BB4}}{I_{R15}} = \frac{24 - 10}{0,002} = 7,0 \text{ kilohms.}$$

Eligiendo un valor de  $R_{15} = 6,8$  kilohms, calculamos  $R_{16}$  según:

$$R_{16} = \frac{V_{BB4} \cdot R_{15}}{V_{CC} - V_{BB4}} = \frac{10 \cdot 6,8 \cdot 10^3}{24 - 10}$$

$$R_{16} = 4,86 \text{ kilohms.}$$

Se tomará una  $R_{16} = 4,7$  kilohms. De lo que antecede concluimos:

$$V_{BB4} = \frac{V_{CC} \cdot R_{16}}{R_{15} + R_{16}} = \frac{24 \cdot 4,7}{6,8 + 4,7} = 9,8 \text{ V;}$$

$$R_{B4} = \frac{R_{16} \cdot R_{15}}{R_{16} + R_{15}} = 2,78 \text{ kilohms.}$$

Como en esta etapa ya se trabajan señales medias, buscaremos una buena simetría; por tal motivo, se elige un  $V_{CE4} = 12$  V y calculamos la resistencia de emisor:

$$R_{E4} = \frac{V_{CC} - V_{CE4}}{I_{C4}} = \frac{24 - 12}{0,02} = 600 \text{ ohms.}$$

Este último valor, deberá repartirse entre  $R_{17}$  y  $R_{18}$ .  $R_{17}$  debe ser de valor conservador para permitir una baja distorsión pero sin atenuar mucho la señal, motivo por el que hemos tomado  $R_{17} = 47$  ohms y  $R_{18} = 560$  ohms.

Ya estamos en condiciones de calcular la ganancia total de las etapas comprendidas por Q3 y Q4, y ver si en efecto existe una amplificación de 300 veces.

El análisis de c.a. de la citada etapa se llevó a cabo a partir de la figura 11.

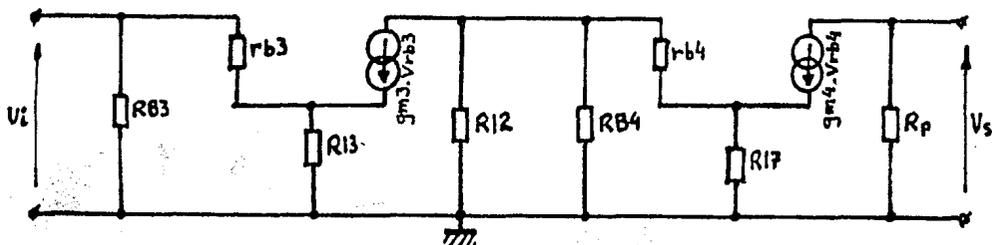


Figura 11.

Las capacitancias parásitas de los transistores han sido despreciadas hasta ahora, pues su impedancia en paralelo es muy grande comparada con los demás elementos ya que utilizamos transistores de radiofrecuencia. Con todo, más tarde trazaremos el gráfico de Bode para asegurarnos de que el funcionamiento es correcto. La sintonía tampoco se ve afectada porque para ello se ha escogido el trimmer C11 o capacitor variable. En la figura 11, aparece una impedancia marcada por  $R_p$  que corresponde a la impedancia real que ve el colector en resonancia.  $R_p$  se compone de la resistencia del secundario del transformador T1 referida al primario y de la resistencia equivalente en paralelo del inductor mismo. Obsérvese que únicamente conduce un transistor

de salida a la vez, según la polaridad de la señal, por lo tanto la resistencia del secundario es:

$$R_{sec} = R_{19} + r_{b5}$$

pero además, sólo se emplea medio devanado secundario cada semiciclo y en virtud de ésto, tendremos una impedancia del secundario reducida al primario de:

$$R_{sec}' = (2a)^2 (R_{19} + r_{b5}).$$

El transformador T1, con una relación de transformación de 10:1, reduce la tensión aplicada en el primario 20 veces por la misma razón que acabamos de ver, y aumenta, en la misma proporción, la corriente que finalmente atacará las bases de los transistores Q5 y Q6; estos últimos, con una resistencia de entrada sumamente baja. En consecuencia:

$$R_p = \frac{1}{\frac{1}{RN1} + \frac{1}{4a^2 \cdot R_{19}}}$$

Donde RN1 es la resistencia equivalente en paralelo del devanado primario de T1 y definida por:

$$RN1 = 2(3,1416) \cdot f_o \cdot LN1 \cdot Q$$

R19 es una resistencia que tiene por objeto presentar

una impedancia de valor medio en el circuito de colector de  $Q_4$ . De no existir  $R_{19}$ , la impedancia sería nula y la ganancia de la última etapa sería reducida al mínimo. Su magnitud puede ser de sólo algunos ohms. En particular hemos juzgado conveniente un valor de  $R_{19} = 1,5$  ohms.

El valor elegido del inductor es de 330  $\mu$ H con un factor de calidad  $Q$  muy grande. Para el cálculo de  $R_{N1}$  tomamos  $Q = 150$ , aunque en realidad es más elevado. Sustituyendo los valores correspondientes,  $R_{N1} = 124,4$  kilohms y por lo tanto escribimos:

$$R_p = \frac{1}{\frac{1}{124 \cdot 400} + \frac{1}{400(1,5)}} = 597 \text{ ohms.}$$

Las resistencias de entrada de base de  $Q_3$  y  $Q_4$  son respectivamente:

$$r_{b3} = \frac{h_{FE}}{g_{m3}} = \frac{h_{FE}}{40 \cdot I_{C3}} = 1,25 \text{ kilohms;}$$

$$r_{b4} = \frac{h_{FE}}{g_{m4}} = \frac{h_{FE}}{40 \cdot I_{C4}} = 125 \text{ ohms.}$$

Reacomodando el circuito de la figura 11, obtenemos el de la figura 12. En este último,  $R_e$  es el paralelo de  $R_{B4}$  y  $R_{12}$  y tiene un valor de  $R_e = 1,75$  kilohms.

Analizando de derecha a izquierda, obtenemos:

$$\frac{V_s}{V_{r_{b4}}} = -R_p \cdot g_{m4} = -597(0,8) = -476,8.$$

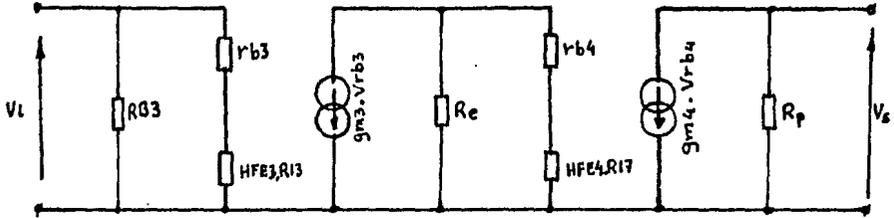


Figura 12.

Del circuito de colector de Q3:

$$\begin{aligned} \frac{V_{rb4}}{V_{rb3}} &= - \frac{g_{m3} \cdot r_{B3} \cdot r_{e}}{R_e + r_{B4} + HFE \cdot R_{17}} = \\ &= \frac{-80 \cdot 10^{-3} (1\ 250) \cdot 1,75 \cdot 10^3}{1\ 750 + 125 + 100 \cdot (47)} = -26,6. \end{aligned}$$

Del circuito de entrada:

$$\begin{aligned} \frac{V_{rb3}}{V_i} &= \frac{V_{rb3}}{r_{B3} + HFE \cdot R_{13}} = \frac{1\ 250}{1\ 250 + 100(390)} \\ &= 0,031. \end{aligned}$$

Finalmente:

$$A_v = \frac{V_{rb4} \cdot V_{rb3}}{V_{rb3}} \cdot \frac{V_s}{V_i} \cdot \frac{V_s}{V_{rb4}} = (-476,8)(-26,6)(0,031)$$

$$A_v = 393, \text{ o aproximadamente } 51,9 \text{ dB.}$$

Con esta ganancia aseguramos que la señal se transmitirá con suficiente potencia a la etapa de salida. El diagrama para trazar el gráfico de Bode incluye las capacitancias parásitas de las que hablamos. al principio del estudio de esta etapa, éstas, aunque muy pequeñas, tienden a disminuir el ancho de banda del amplificador. En la figura 13 se da este diagrama y de él se obtuvieron los polos dominantes.

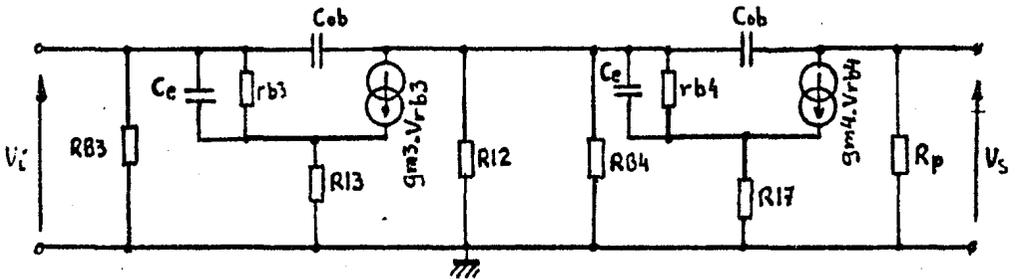


Figura 13.

Los polos se calculan a partir de la función de transferencia del circuito a frecuencias medias, o bien, por el método de simplificación de Miller, que consiste en separar cada elemento que sea capaz de guardar cierta energía (Capacitancias e Inductores), en una rama aislada. Los polos corresponderán pues a cada una de las ramas obtenidas que puedan reflejarse del circuito de base al circuito de emisor. En la etapa preamplificadora se desprecian las capacitancias por ser éstas de muy poco valor ( $C_e = 8 \text{ pF}$  y  $C_{ob} = 3 \text{ pF}$ ).

Para justificar lo anterior, refirámonos a la figura 14 donde se muestra el equivalente Pi de dicha etapa. Observamos que el capacitor Cob está en paralelo con r<sub>c1</sub> (deducida al calcular el oscilador en páginas anteriores e igual a 9,24 kilohms). A 400 kHz, la impedancia de Cob es de:

$$X_{COB} = \frac{1}{2 \cdot (3,1416) \cdot 400\ 000 \cdot 3 \cdot 10^{-12}}$$

$$X_{COB} = 132,6 \text{ kilohms.}$$

El error introducido por esta impedancia es apenas del 6,5%, mientras que el error debido a C<sub>e</sub> sobre el valor de r<sub>b2</sub> (de 500 ohms), es de menos del 1%.

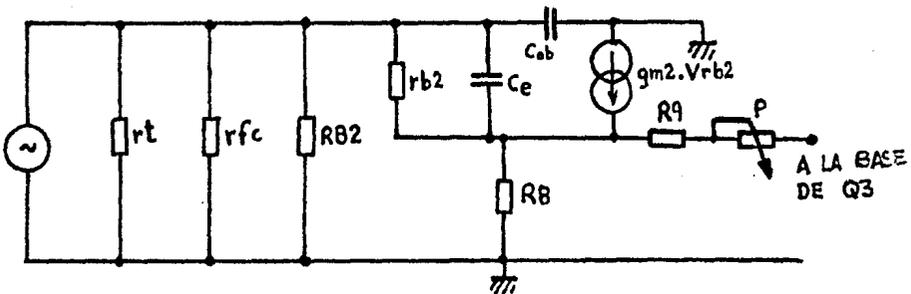


Figura 14.

Desgraciadamente, no podemos pasar por alto las capacitancias parásitas de la etapa amplificadora, pues estas toman valores más grandes al ser multiplicadas

por el factor voltaje de salida a voltaje de entrada de Miller. Para el amplificador de la figura 13, teniendo en cuenta que la capacitancia de retroalimentación es en las dos etapas Cob, los factores de reinyección de Miller serán simplemente las transconductancias que multiplican a la impedancia del circuito de colector, es decir:

$$K1 = -gm3 \cdot \frac{(rb4 + HFE4 \cdot R17) \cdot Re}{rb4 + HFE4 \cdot R17 + Re} \quad , \text{ y}$$

$$K2 = -gm4 \cdot Rp$$

Señalemos que el teorema de Miller exige que se haga pasar la capacitancia a la entrada, multiplicándola por  $(1-K)$ ; y a la salida, multiplicándola por  $(K-1)/K$ . Pero en vista de que este último factor es en general muy cercano a la unidad, la capacitancia de salida,  $Cob(K-1)/K$ , puede despreciarse. En cambio, las capacitancias a la entrada toman valores muy peligrosos para la ganancia en alta frecuencia.

Dicho esto, calculemos las capacitancias resultantes y los factores de reinyección de Miller:

$$K1 = -102,7$$

$$K2 = -476,8$$

En la figura 15 se aprecia más claramente cómo afectan

las capacitancias a la ganancia. También vemos que podemos sumar las capacidades de  $C_e$  y  $C_{ob}(1-K)$  en ambas etapas.

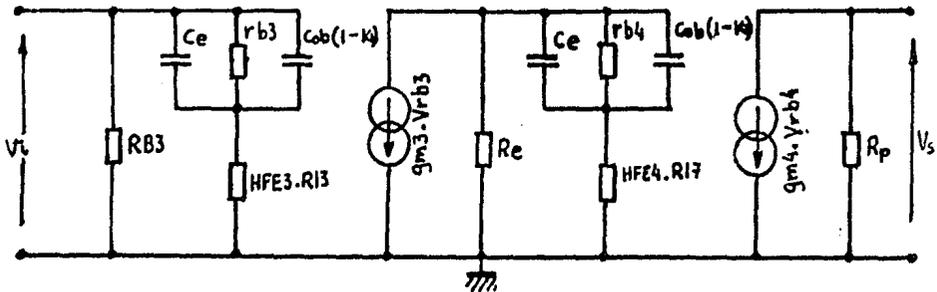


Figura 15.

Para obtener los polos que son lo que finalmente nos interesa, tenemos que plantear el peor de los casos en cada etapa, para asegurar que el ancho de banda a  $-3$  dB sea correcto; la figura 16 nos presenta el peor de los casos en la primera etapa, esto es con la resistencia en serie de la entrada infinita.

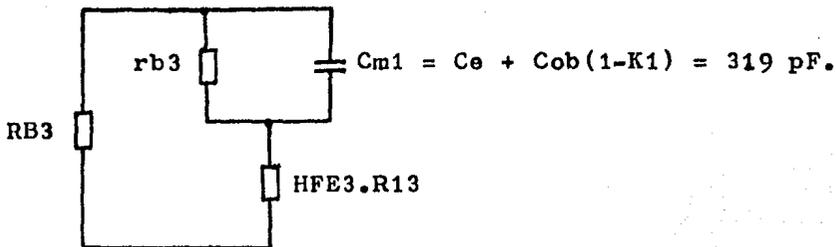


Figura 16.

la frecuencia de giro se deduce fácilmente por:

$$f_1 = \frac{1}{\frac{2 \cdot (3,1416) \cdot r_{b3} \cdot C_{m1} (R_{B3} + HFE_3 \cdot R_{13})}{r_{b3} + R_{B3} + HFE_3 \cdot R_{13}}}$$

$$f_1 = 407 \text{ kHz.}$$

En la figura 17, se encuentra el circuito resultante para el otro polo en  $f_2$ .

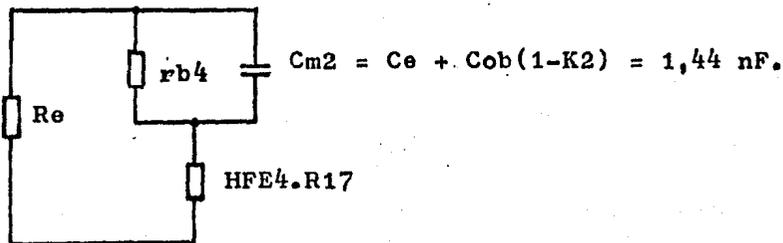


Figura 17.

Análogamente, la frecuencia de giro para este polo es de:

$$f_2 = \frac{1}{\frac{2 \cdot (3,1416) \cdot r_{b4} (R_e + HFE_4 \cdot R_{17}) \cdot C_{m2}}{r_{b4} + HFE_4 \cdot R_{17} + R_e}}$$

$$f_2 = 900 \text{ kHz.}$$

Con ello estamos seguros de que a  $-3 \text{ dB}$ , la ganancia es aún correcta. El gráfico de Bode se da en la figura 18.

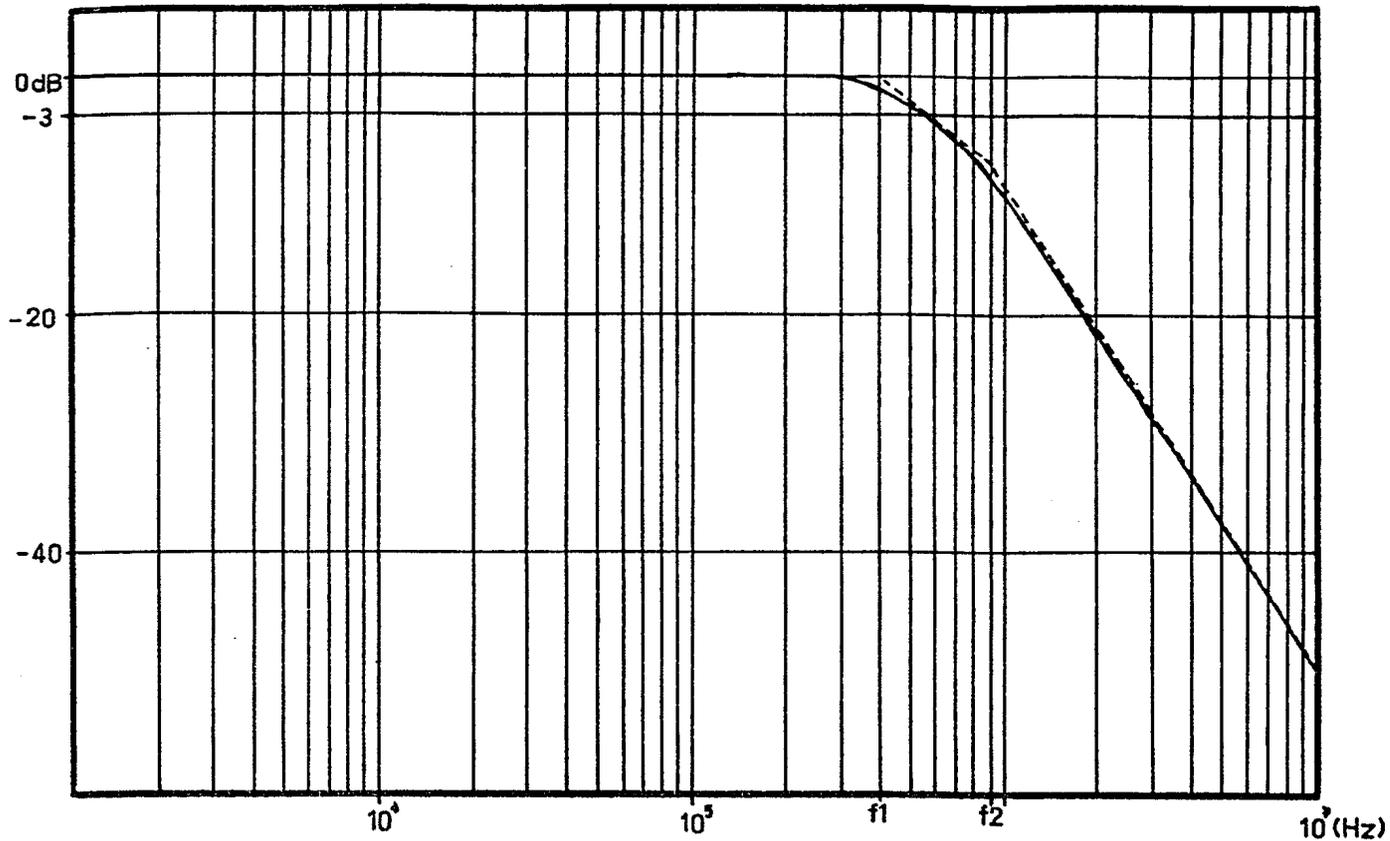


Figura 18.

Finalizando con el sintonizador, habíamos visto que se compone de la inductancia del arrollamiento primario de T1 (en el circuito de la figura 9, aparece como N1) en paralelo con el trimmer C11. La inductancia de N1 que en adelante llamaremos LN1 se seleccionó de 330  $\mu$ H. Como en un transformador ya no resulta práctico hacer variar la inductancia, C11 se empleará para la sintonización. Creemos pertinente hablar, primeramente, de la inductancia: un núcleo de ferrita de permeabilidad  $\mu_r = 15$  y con una sección de  $63,62 \cdot 10^{-6} \text{ m}^2$ , nos permitirá obtener el número de espiras del devanado. Si adoptamos un transformador toroidal, cuyo camino de flujo medio es de  $l_m = 10 \text{ cm}$ , entonces:

$$N^2 = \frac{L \cdot l_m}{S \cdot \mu_0 \cdot \mu_r} = \frac{330 \cdot 10^{-6} \cdot 0,1}{63,62 \cdot 10^{-6} \cdot 12,56 \cdot 10^{-7} \cdot 15}$$

$N = 166$  espiras aproximadamente.

Para tener la relación de 10:1, habrá 16 espiras en los devanados secundarios. Para cada uno de ellos, tendremos entonces, ocho espiras.

Resulta pues que para la resonancia, a 400 kHz, y con un inductor LN1 de 330  $\mu$ H, se necesita un trimmer de:

$$C11 = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot f_0^2 \cdot LN1} = 1,5 \text{ nF};$$

este valor debe tomarse como base, pero la capacidad máxima del trimmer deberá ser, al menos, dos veces mayor para poder cubrir un rango más amplio al rededor de la frecuencia nominal.

Para conocer la calidad del circuito en carga, vamos a determinar el factor de calidad en carga definido por:

$$QL = R_p \cdot (C_{11}/LN1)^{0,5}$$

en donde QL es el factor de calidad cargado;

Rp la resistencia de carga en paralelo y

C11 y LN1 los elementos del circuito tanque.

Sustituyendo valores se obtiene:

$$QL = 1,273$$

El ancho de banda se obtiene de la relación:

$$BW = \frac{f_0}{QL} = \frac{400\ 000}{1,27} = 314,9\ \text{kHz}$$

Esto quiero decir que el amplificador dejará pasar las frecuencias de entre el  $\pm 40\%$  de la frecuencia nominal. Si bien este sintonizador es poco selectivo, mantendrá, a pesar de todo, una buena inmunidad a las señales de baja frecuencia.

#### ETAPA DE POTENCIA

En la etapa de potencia, se ha empleado un sistema "push-pull" integrado por Q5 y Q6, ambos TIP 41, montados en un disipador de calor grande y polarizados mediante las resistencias R20 y R21 respectivamente. Sus emisores se han aterrizado directamente. Tan poco acostumbrada conexión, se debe al hecho de que en ambos, las

señales son de baja tensión (alrededor de 2 V), pero en cambio, sus corrientes de base son de gran intensidad y pueden alcanzar varias decenas de miliamperios.

Una corriente tan elevada en la base, permite que las corrientes de colector, unas 30 veces más grandes, atraviesen, según su polaridad, uno de los devanados primarios del transformador T2. Cuando así sucede, el devanado secundario, con una relación de transformación de 1:5, disminuye la corriente al tiempo que aumenta la tensión que puede alcanzar los 200 Vpp y la potencia llega al transductor con una buena eficiencia.

Las resistencias R20 y R21 deben mantener un potencial de base más positivo que los emisores; puesto que la tensión VBE de ambos transistores puede llegar hasta 1,8 V, se debe mantener un potencial de base por lo menos dos veces más grande. Como en todas las etapas push-pull, se puede mantener un punto de funcionamiento bastante bajo, por ejemplo, un VCE = 20 V y un IC = 1 mA. En consecuencia:

$$R20 = R21 = \frac{V_{B5} - 2V_{BE5}}{I_{C5}} HFE5 = \frac{24 - 2(1,8)}{10^{-3}} =$$

$$R20 = R21 = 612 \text{ kilohms.}$$

Escogeremos pues un valor de R20 = R21 = 560 kilohms.

La corriente máxima que pueden manejar Q5 o Q6 es de 2 A porque más allá existe el riesgo de sobrecargar la fuente de alimentación; pero con esta corriente en

cualquiera de los colectores y un voltaje de más de 20 V en los devanados, podemos estar seguros de que la potencia excederá los 40 W en el transductor. En este último, la señal tendrá unos 200 mA y la amplitud de voltaje puede llegar sin dificultades a los 200 Vpp.

Los devanados N<sup>4</sup> y N<sup>5</sup>, deben ser de alambre grueso para disminuir las pérdidas por efecto Joule y su número de espiras debe ser en total 10 veces menor que el secundario. Así, si N<sup>6</sup> comporta 50 espiras, N<sup>4</sup> tendrá 5 espiras y N<sup>5</sup>, 5 espiras más.

Analizando el funcionamiento de la etapa en cuestión podemos describirlo en los siguientes términos: para el semiciclo positivo de la señal, el transformador T1 induce una corriente en sus dos devanados secundarios N2 y N3; no obstante, uno de ellos encontrará una alta impedancia debido a la polaridad de la unión emisor-base de uno de los transistores. Asumiendo que sea Q<sup>6</sup> el que bloquea el paso de la corriente por estar E-B en inversa, entonces N3 no experimentará efecto alguno. La potencia es en este caso absorbida casi íntegramente por N2; al haber corriente en N2, la señal, de bajo voltaje, inyecta la base de Q<sup>5</sup> con una corriente bastante importante y este último, la amplifica otras 30 veces aproximadamente transfiriéndola a los devanados primarios de T2 por la trayectoria VCC - N<sup>4</sup> - Q<sup>5</sup> - tierra. Obsérvese que en N<sup>5</sup> no existe flujo de corriente porque la base de Q<sup>6</sup> mantiene una corriente negativa insignificante pero suficiente para bloquear el transistor.

Para el semiciclo negativo, la descripción anterior adquiere la misma validez, pero transfiriendo, por simetría, la trayectoria de las corrientes a los elementos correspondientes.

Para terminar, retomaremos un punto de suma importancia. Hemos dicho que todo el sistema es capaz de suministrar una tensión de salida de más de 200 Vpp al transductor, pero él mismo, tiene un voltaje de manejo máximo de 200 Vpp. Por esta razón, es primordial colocar la ganancia entre límites que nos mantengan al margen de todo exceso. Con idénticos fines, se escogerá la resistencia R9 y deberá verificarse en laboratorio que para la máxima ganancia, la tensión de salida esté por debajo del valor mencionado.

Recordaremos además que una vez que todo el sistema se encuentra listo, deberán sintonizarse el oscilador y el amplificador con la frecuencia nominal del transductor. También haremos constar que el transductor debe acoplarse el secundario de T2 ya sea con una inductancia en serie especificada por el fabricante o bien con la misma inductancia del devanado secundario.

Creemos conveniente incluir un listado de los elementos para su mejor identificación; la tabla de la figura 19 condensa la denominación o las principales características de cada elemento.

| CANTIDAD | CARACTERISTICAS y/o DESIGNACION   | ELEMENTO                          |
|----------|---|-----------------------------------|
| 1        | Resistencia de 220 k $\Omega$ ; 0,5 W   | R1                                |
| 1        | Resistencia de 47 k $\Omega$ ; 0,5 W  | R2                                |
| 1        | Resistencia de 820 $\Omega$ ; 0,5 W   | R3                                |
| 3        | Resistencias de 2,2 k $\Omega$ ; 0,5 W  | R4, R8, R14                       |
| 1        | Resistencia de 1 a 3 $\Omega$ ; 0,5 W   | R5                                |
| 2        | Resistencias de 22 k $\Omega$ ; 0,5 W   | R6, R7                            |
| 1        | Resistencia de 91 k $\Omega$ ; 0,5 W  | R10                               |
| 1        | Resistencia de 33 k $\Omega$ ; 0,5 W  | R11                               |
| 2        | Resistencias de 4,7 k $\Omega$ ; 0,5 W  | R12, R16                          |
| 1        | Resistencia de 390 $\Omega$ ; 0,5 W   | R13                               |
| 1        | Resistencia de 6,8 k $\Omega$ ; 0,5 W   | R15                               |
| 1        | Resistencia de 47 $\Omega$ ; 0,5 W  | R17                               |
| 1        | Resistencia de 560 $\Omega$ ; 0,5 W   | R18                               |
| 1        | Resistencia de 1,5 $\Omega$ ; 0,5 W   | R19                               |
| 2        | Resistencias de 560 k $\Omega$ ; 0,5 W  | R20, R21                          |
| 1        | Cap. de 15 nF a 100 V o más   | C1                                |
| 1        | Cap. de 150 nF a 100 V o más  | C2                                |
| 1        | Cap. de 820 pF a 100 V, mica, mylar   | C3                                |
| 7        | Cap. electrolíticos de 10 $\mu$ F, 25 V   | C4 a C10                          |
| 1        | Trimmer de 3,3 nF a 100 V   | C11                               |
| 1        | Reactor de r.f. de 200 mH mínimo  | RFC                               |
| 1        | Inductor de 220 $\mu$ H   | L1                                |
| 4        | Transistores 2N3904 o equiv.  | Q1 a Q4                           |
| 2        | Transistores TIP 41 SS o equiv.   | Q5 <sup>+</sup> , Q6 <sup>+</sup> |
| 1        | Transformador de r.f. (LN1 = 330 $\mu$ H)<br>N1/(N2 + N3) = 10; N2/N3 = 1                                 | T1                                |
| 1        | Transformador de r.f.<br>N6/(N4 + N5) = 5; N4/N5 = 1<br>R9 y P a determinados<br>+ (Radiador de aluminio) | T2                                |

Figura 19.

## V

TRANSDUCTORES PARA ULTRASONIDOS

## GENERALIDADES

Desde el comienzo de este trabajo, hemos mantenido un especial interés en este dispositivo y hemos reunido toda la información que nos fué posible obtener acerca de él. En este capítulo, hablaremos sobre sus características, su diseño y algunas dificultades prácticas que se nos presentaron durante su mal terminada búsqueda.

El transductor es el elemento de la cadena del equipo de ultrasonidos dedicado a la conversión de la energía eléctrica en mecánica, y viceversa. Por su naturaleza adolece de los defectos inherentes a la conversión de un tipo de energía en otra.

Mientras el resto del equipo de ultrasonidos se encuentra resuelto de manera muy aceptable como en los casos de los osciladores, amplificadores, filtros en la parte eléctrica y cubos mecánicos, el transductor es el elemento débil de la cadena y da lugar a más problemas de rendimiento y adaptación, presentando un campo de trabajo y diseño para aportar mejoras en el comportamiento del equipo.

No obstante, los graves problemas de calentamiento y falta de efectividad en la conversión de energía que tenían los transductores de hace algunos años se han

mejorado notablemente con la aparición de nuevos tipos de cerámicas y de nuevos diseños de transductores.

Intentando hacer una clasificación no exhaustiva de los transductores que se pueden encontrar, se pueden dividir en atención al principio de conversión de energía, en dos grandes grupos: magnetostrictivos y piezoeléctricos.

En atención a la potencia que manejan, se puede hacer la clasificación en transductores de baja y alta potencia. Los transductores de baja potencia manejan niveles bajos de señal tanto en emisión como en recepción. Son típicos los transductores de los equipos de detección de grietas, medidores de nivel, mando a distancia en el aire, y por supuesto los de nebulización. Ejemplos típicos de alta potencia los constituyen los transductores de los equipos de limpieza o mecanizado por ultrasonidos. En atención al medio al que transmiten la energía generada, podemos clasificarlos en transductores para gases y transductores para líquidos y sólidos.

#### TRANSDUCTORES DE CRISTAL

Como se indica en el apéndice A, los dos fenómenos comunes de producir ultrasonidos son la piezoelectricidad y la magnetostrictión aunque existen otros tipos de transductores como los electrostáticos, electromagnéticos y mecánicos, que se emplean casi exclusivamente en la detección de ondas ultrasónicas, pero no en la generación de ultrasonidos. No obstante, la mejora de este tipo de transductores abre nuevos caminos que están cambiando la

situación de las aplicaciones.

La piezoelectricidad, efecto que se presenta en diversos cristales, y que se entiende como un cambio de las dimensiones mecánicas del cristal al aplicarle un campo eléctrico (carga eléctrica en las caras del cristal) puede venir acompañada de la electrostricción. Este efecto de electrostricción que puede estudiarse como la distención del cristal proporcional al cuadrado del desplazamiento eléctrico, es notoriamente alto en materiales como el titanato de bario pero casi desaparece y queda enmascarado por el piezoeléctrico tras la polarización del cristal.

Cronológicamente los cristales de cuarzo fueron los que primero se emplearon con profusión y casi exclusivamente para producir ultrasonidos en sólidos y en líquidos, y actualmente han sido desplazados casi totalmente por los cristales sintéticos tales como son los titanatos (cerámicas piezoeléctricas) dada la mayor capacidad de estos últimos para transmitir altas potencias, su mayor sensibilidad, y su mejor adaptación al medio y a la impedancia del generador eléctrico. No obstante, el cuarzo se sigue empleando en cristales destinados a transmitir potencias no muy altas y en altas frecuencias.

Los cristales de cuarzo cubren un margen de frecuencias que llega hasta los 25 MHz, vibrando en modo fundamental y pueden llegar a frecuencias mucho más altas funcionando como vibradores armónicos.

Durante la primera guerra mundial, Langevin fué comisionado por el gobierno francés y desarrolló uno de los primeros dispositivos que empleaban cristales de cuarzo. Fué así como dió comienzo la señalización subacuática y que más tarde ha llegado a ser toda una importante rama de la técnica.

Las sales de Rochelle son otro de los materiales más empleados en detección submarina y como son mucho más blandos que el cuarzo, su sensibilidad es muy superior. Durante la segunda guerra mundial, se desarrollaron transductores con cristales sintéticos de titanato de Bario y de sulfato de litio, que más tarde se han venido empleando en aplicaciones industriales.

El cuarzo es un material extremadamente duro y muy estable dimensional y químicamente. En estado natural se encuentra cristalizado en forma de prisma hexagonal, terminado en pirámide en cada una de sus bases según puede verse en el apéndice A. Los ejes están definidos de la siguiente manera: eje Z o eje óptico es el constituido por la línea imaginaria que une los vértices de las pirámides; las líneas que pasan por dos aristas opuestas del cristal definen los ejes X o ejes eléctricos que son perpendiculares al Z; los ejes Y son perpendiculares a las caras del prisma y al eje Z. Un cristal de cuarzo tendrá pues tres ejes X y tres ejes Y.

El corte de las placas de cuarzo se puede hacer

según cada uno de estos ejes, teniendo en cada caso características específicas.

El espesor de las placas determina la frecuencia fundamental de resonancia. Para frecuencias mayores, el espesor habrá de ser menor. A frecuencias mayores de 15 MHz las placas son tan frágiles que su rotura se produce con facilidad, si no se toman las debidas precauciones, por lo que cristales destinados a funcionar a frecuencias más altas se cortan más gruesos, pero se hacen oscilar en frecuencias armónicas de la propia que da el espesor del cristal.

El pulido de las caras del cristal debe hacerse con acabado óptico para eliminar las grietas de la superficie que impedirían las vibraciones libres del cristal. Además ha de presentar caras paralelas en la dirección definida, ya que de otra manera se afecta notablemente el rendimiento de la unidad.

#### DISEÑO DE LOS CRISTALES

Según la dirección del corte en la que se ejecute el cristal se obtendrán diferentes modos de vibración y diferentes tipos de ondas que se pueden propagar al medio que se acople el cristal.

Los cristales cortados en eje X producirán casi únicamente ondas longitudinales. Los electrodos serán recubrimientos por metalización, o placas de metal en cada cara del cristal cortado. Aparecerá una vibración en espesor del cristal a la frecuencia fundamental,

$t = l/2$ . Siendo  $t$  el espesor de la placa y  $l$  la longitud de onda estacionaria en el cristal. La frecuencia de oscilación será:

$$f = \frac{c}{l} = \frac{c}{2t}$$

donde  $c$  es la velocidad de propagación de la onda en el cristal.

$$c^2 = \frac{Y}{d}$$

donde  $Y$  es el módulo de elasticidad de Young y  $d$  la densidad del medio, para el cuarzo,  $c = 5\,494$  m/s; por lo que:

$$f = \frac{c}{2t} = \frac{2\,700}{t} \text{ kHz}$$

donde  $t$  está expresado en milímetros. No obstante los valores experimentales se aproximan a:

$$f = \frac{2\,870}{t} \text{ kHz.}$$

La diferencia es debida a las vibraciones del cristal en otras direcciones distintas a la  $X$  y a la modificación de la resonancia que supone el aplicar al cristal unas condiciones de contorno ligeramente distintas de las ideales. Se puede constatar que un cristal acoplado al medio para transmitir ondas sufre

un desplazamiento de su frecuencia de resonancia.

Los cristales cortados en eje Y producen básicamente ondas de cizalladura que sólo puede propagarse en sólidos. En este caso la fórmula calculada para la frecuencia de resonancia coincide bien con los datos experimentales siendo pues,  $f = 2700/t$ , donde  $t$  es la dimensión en el eje Y del cristal.

Asimismo se pueden producir ondas de cizalladura con cristales cortados en X y una cuña de material plástico. La cuña se ajusta con un ángulo dado según la velocidad de propagación de la onda en el medio.

#### CRISTALES SINTETICOS

Si bien el cuarzo tiene un interés histórico y es empleado en algunas aplicaciones específicas, son los materiales sintéticos, conocidos con el nombre genérico de cerámicas piezoeléctricas, los que abarcan el espectro de producción y utilización industrial.

Las ventajas que presentan frente al cuarzo son su más bajo costo de producción y su mayor sensibilidad entendiéndose en este caso que para una misma excitación eléctrica su deformación es de un orden 100 veces superior a la del cuarzo, por lo que presentan una impedancia eléctrica más baja que se puede adaptar más fácilmente a la salida del circuito excitador. Por el contrario, su dureza, aunque alta, es menor que la del cuarzo, y la temperatura de funcionamiento está razonablemente limitada, no debiéndose pasar los 120 o

180 grados centígrados según el tipo de cerámica, tal como se verá más adelante.

El titanato de bario es el material base de las cerámicas, al que se adicionan otras sales de titanio o metales como el plomo, formando sales compuestas de titanio, consiguiéndose de esta forma cerámicas de características mejoradas y cuyos tipos concretos son objeto de patentes y nombres registrados por su fabricante. El material se puede moldear o extrusionar para obtener discos, barras, placas, cilindros huecos, casquetes, etc. A continuación se metalizan las superficies que constituirán los electrodos.

Hasta ahora el material sólo presenta propiedades electrostrictivas, ya que por debajo de una cierta temperatura (temperatura de Curie) si no se han tomado otras precauciones, el cristal al enfiarse habrá quedado con una orientación aleatoria de sus dipolos eléctricos, presentándose como isotrópico. La polarización se efectúa haciendo descender lentamente la temperatura del cristal calentado unos  $120^{\circ}$  C por encima de la temperatura de Curie hasta la temperatura ambiente, mientras se aplica un campo eléctrico intenso del orden de 2 kV/cm en la dirección que se desea polarizar la cerámica. Una vez enfriado y retirado el campo, tenemos la cerámica polarizada. En muchos procesos de fabricación el campo de polarización se obtiene aplicando la tensión correspondiente a las metalizaciones previamente realizadas en la cerámica.

No obstante, se han de tener en cuenta diversas causas que pueden destruir total o parcialmente la polarización:

a) La temperatura: un calentamiento excesivo provoca una desorientación progresiva de los dipolos del material conforme nos acercamos a la temperatura de Curie, y al llegar a ésta, el material sufre una pérdida total de sus características.

Es recomendable mantener el material siempre a una temperatura de seguridad que puede fijarse como la mitad de la temperatura de Curie, expresada en grados centígrados.

b) Campos eléctricos: tensiones alternas o continuas que produzcan campos eléctricos intensos provocarán asimismo la depolarización de la cerámica. Un límite de seguridad que depende en cierta forma de la temperatura puede fijarse en campos eléctricos sobre el material de 500 a 1000 V/mm.

c) Esfuerzos mecánicos: la depolarización mecánica ocurre cuando se somete el cristal polarizado a esfuerzos intensos que pueden destruir súbitamente la orientación de los dipolos.

Los límites de seguridad varían ampliamente, debiéndose consultar las características del fabricante.

#### CONSIDERACIONES DE DISEÑO DE LOS TRANSDUCTORES

En el diseño de transductores para ultrasonidos

es necesario tener en cuenta, además de las temperaturas y los esfuerzos, los campos eléctricos a que será sometido el cristal. Otras características que repercuten sobre estas tres especificaciones, más o menos directamente, o bien tienen que ver con la forma de radiación o acoplamiento del transductor al medio, son:

- a) Tamaño del cristal: adecuado para funcionar a la frecuencia de resonancia deseada (o gama de frecuencia deseada) y con una superficie de radiación acorde a la potencia a transmitir de forma que las densidades de potencia se mantengan dentro de unos límites razonables. Con cerámicas se pueden obtener densidades de potencia del orden de  $100 \text{ W/cm}^2$ , aunque otros cristales se fracturan con densidades de  $10 \text{ W/cm}^2$ , dependiendo en gran parte de la forma y diseño del soporte o sujeción del cristal.
- b) Combinaciones de cristales: para obtener potencias de ultrasonidos elevadas se recurre a la construcción de mosaicos de cristales que cubren grandes áreas y al apilamiento con el que se consiguen desviaciones mayores que con un sólo cristal, aunque no se llega a obtener una elongación que sea la suma de las deformaciones que presentarían los cristales separadamente.
- c) Características direccionales: los transductores actúan como radiadores; la forma del haz depende del tamaño relativo de la superficie radiante, frente a la longitud de onda, así como de la forma de dicha

superficie radiante.

Un radiador circular plano concentrará tanto más el haz cuanto mayor sea comparado con la longitud de onda de los ultrasonidos en el medio de propagación. Se entiende que el haz tendrá menos divergencia en el campo lejano cuanto mayor sea el cristal para una  $l$  determinada o menor sea  $l$  para una superficie dada.

Se puede tener un enfoque del haz sirviéndose de radiadores en forma de casquete esférico cóncavo, con los que la energía se puede concentrar idealmente en el centro de curvatura del cristal, si se efectúa una adaptación adecuada al medio, ya que se crea un frente de ondas esférico. Por el contrario, con un casquete radiando por su superficie convexa, se obtendrá una radiación divergente.

Otro medio de concentrar o dispersar haces de ultrasonidos son las lentes acústicas que conforman el frente de ondas, concentrándolo o dispersándolo según se haya realizado el diseño.

Sólo una consideración sobre la forma de diseño del contorno del cristal. Básicamente los cristales se realizan industrialmente en forma redonda o cuadrada.

Los cristales redondos son superiores a los cuadrados en tanto que su facilidad de rotura es menor al no presentar esquinas que puedan fracturarse y a que la distribución de tensiones en la periferia es más uniforme. Además radían más intensamente ya que los ángulos de los cristales poligonales no entregan

demasiada potencia. Sin embargo, los cristales cuadrados tienen la ventaja de cubrir mejor a pesar de su falta de eficiencia, cuando se realiza un mosaico de radiadores.

Una solución de compromiso en cuanto a rendimiento para la disposición en mosaico es la construcción con cristales hexagonales, pero no ha tenido aceptación por falta de suministro de dichos cristales, limitándose a fabricaciones específicas por encargo.

Siendo así, el balance de precio de las existencias conduce actualmente a la realización de mosaicos para radiar alta potencia con cristales circulares o incluso en forma de corona circular.

- d) Recubrimiento del cristal: para producir el campo de excitación, o recoger la tensión eléctrica en un cristal, es necesario disponer de capas conductoras sobre el cristal. La posición que adoptan estos electrodos en el caso de las cerámicas es la de cubrir las dos caras opuestas perpendiculares a la dirección de polarización de la pieza, en la que, como ya se ha visto, puede metalizarse la cerámica en primer lugar y aprovechar la metalización para polarizarla. Este método es empleado cuando la metalización se realiza introduciendo por calor (difusión térmica) capas de plata en la cerámica, ya que el proceso al calentar la cerámica destruye la polarización si ésta ya estuviera presente.

Otra forma de depósito de electrodos en cristales es por metalización al vacío; a esto puede seguir o no un crecimiento, por depósito electrolítico del grosor de la metalización, según la solidez que se necesita del recubrimiento.

Una forma elaborada de recubrimiento que se utiliza en cristales de gran calidad se realiza depositando por vacío una capa de cromo, seguida de otra de cobre y a continuación se recubre electrolíticamente, primero con cobre y terminando con cromo, obteniéndose recubrimientos muy duros.

Otra forma de realizar los contactos eléctricos consiste en pegar una lámina de metal con resina epóxica a la cara de la cerámica.

También quedan recogidos bajo el título de recubrimientos los efectuados con el fin de proteger el cristal de golpes o esfuerzos que puedan dañarlo o para poder aislarlo eléctricamente, normalmente, los recubrimientos en utilizaciones industriales no son diseñados como protección específicamente, sino que fundamentalmente cumplen tareas de transmisión acústica y acoplamiento; tal es el caso de los cubos de limpieza con ultrasonidos donde es la pared entera del cubo la que vibra conjuntamente con la cerámica. Los recubrimientos típicos son los de materiales plásticos.

- e) Potencia de salida: es una de las consideraciones básicas de diseño. Los transductores han de ser

capaces de transmitir al medio la potencia ultrasónica adecuada para la que ha sido diseñado el conjunto, teniendo en cuenta, en el caso de los transductores, la densidad de potencia a emitir, en conjunción con las tensiones mecánicas y autocalentamiento del cristal por pérdidas de conversión de energía.

La densidad de potencia emitida por un cristal que vibre a la frecuencia  $f_0$  con una amplitud  $X_p$  (supuesta amplitud de pico senoidal) será:

$$W_s = d.c.v^2$$

donde  $d$  es la densidad del medio,

$c$  la velocidad de propagación del sonido en él,

$v$  la velocidad eficaz de la cara radiante.

Como además:

$$v = 2.(3,1416).f_0.X_{ef}$$

donde  $X_{ef}$  es el desplazamiento eficaz, es decir,  $0,7071.X_p$ . Luego, la densidad de potencia será:

$$W_s = 19,74(d.c.f^2.X_p^2)$$

La potencia total radiada por el transductor podría calcularse por medio de una integración de  $W_s$  sobre toda la superficie radiante. Dicha integración presenta la dificultad de cálculo de  $X_p$  para todas

el medio al cual radia su energía es de suma importancia y por lo tanto incluiremos algunas consideraciones referentes a la adaptación acústica.

La adaptación acústica se hace necesaria para propagar la mayor cantidad de energía posible en el medio de trabajo. La situación ideal sería cuando la impedancia acústica del cristal  $Z_c$  y la del medio  $Z_m$  fuesen iguales, o muy semejantes. En el caso de ser distintas, sólo una parte de la energía penetrará en el medio.

La potencia transmitida  $P_t$  en función de la potencia incidente  $P_i$  viene dada por:

$$P_t = k_t \cdot P_i$$

donde:

$$k_t = \frac{4r}{(r+1)^2}$$

siendo  $r$  el cociente entre las impedancias del cristal y el medio,

$$r = \frac{Z_c}{Z_m} = \frac{d_c \cdot c_c}{d_m \cdot c_m}$$

donde  $d_c$  es la densidad del cristal;

$d_m$  la densidad del medio;

$c_c$  la velocidad del sonido en el cristal y

$c_m$  la velocidad del sonido en el medio.

Es razonable pensar que en muchas ocasiones la relación de impedancias será muy distinta de la unidad,

penetrando en el material solo una pequeña parte de la energía incidente procedente del cristal. En estos casos se puede recurrir a la adaptación de impedancias interponiendo entre cristal y pieza, un tercer medio, que posea una impedancia acústica igual a la media geométrica entre la impedancia acústica de los medios que se tratan de adaptar, y con un espesor e distinto a un número impar de cuartas longitudes de onda  $l$ :

$$e = \frac{(2n - 1) \cdot l}{4}$$

donde  $n$  es un número entero cualquiera.

Si es posible obtener un número entero de semilongitudes de onda, la adaptación será aún mejor, pero si no es esto así, debe reducirse el espesor por debajo de  $l/4$ . La impedancia del tercer medio será:

$$Z_3 = (Z_c \cdot Z_m)^{0,5}$$

Como es lógico, esta adaptación de impedancias sólo sirve a una frecuencia específica, actuando el tercer medio como transformador de impedancias.

#### SOPORTES PARA CRISTALES

El cristal como medio de producción de ultrasonido ha de ser fijado a un soporte adecuado para su manejo y aplicación, entendiéndose como soporte la estructura

que, junto con el cristal, completa el transductor, aunque en las aplicaciones industriales no siempre resulte fácil diferenciarlo del resto del equipo. Es el caso de ciertos dispositivos de agitación para limpieza, en los que el cristal se encuentra pegado directamente a la pared de la cuba, sin ningún otro aditamento para su sujeción.

Dependiendo de la forma en que se desee propagar el sonido, el cristal habrá de sujetarse de manera que no se interfiera en el nodo de la vibración deseado, al mismo tiempo que debe impedir el contacto del cristal en zonas no deseadas. Así pues, los soportes para cristales en sondas que trabajen sumergidas en líquidos deberán ser estancos para impedir que el líquido inunde la cara posterior del cristal.

En el caso de que se desee transmitir energía a un líquido nos encontramos con diversos métodos que según la aplicación, van desde el pegado del cristal en las paredes o fondo de la cuba destinada a contener el líquido, hasta la elaboración de complejos diseños para sondas sumergidas.

Otra forma de colocación del cristal para agitación del líquido de un recipiente es enfrentarlo a una ventana ligeramente menor que el tamaño del cristal, que se hará en la pared del recipiente o por debajo del fondo. El método adoptado en el recipiente de nuestro equipo fué a base de juntas que fijan y sellan el transductor al recipiente.

Si se desea introducir un haz ultrasónico en

un sólido, además de cuidar la adaptación del transductor al contorno de la pieza y tener en cuenta las técnicas de adaptación de impedancias, se ha de procurar un contacto íntimo del transductor con la pieza. En el caso más común, las superficies se empastan o se recubren con una película de grasa para eliminar los huecos de aire que queden entre ambas superficies.

En medios de trabajo ligeramente curvos, donde no es posible adaptar el transductor, pueden emplearse rellenos sólidos de las formas menos pensadas con el único requisito de que sea de la impedancia adecuada.

También es fácil guiar el frente de onda con lentes ultrasónicas que pueden adoptar todas las formas conocidas en la óptica, esto es: cóncavas, convexas, planas y todas las combinaciones posibles entre ellas.

Asimismo, existen reflectores que consisten en cuerpos con una superficie esférica o parabólica en la que se hace insidir el haz, que es reflejado o concentrado en el foco del reflector.

Especial atención merece la interferencia y la irradiación por la cara opuesta a la deseada. Para evitar los efectos anteriores, se fabrican monturas con un aislante de ultrasonidos en la parte posterior del cristal. El aislante es algún material como la baquelita, la lucita, la goma o similares.

En los más sofisticados diseños, se emplean estos materiales combinados con cámaras de aire. En la figura 20 proponemos un diseño de transductor que utiliza la combinación citada.

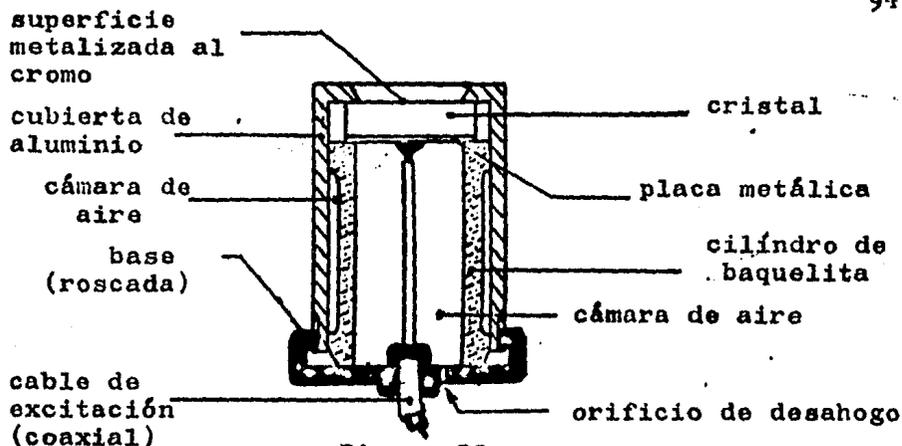


Figura 20.

#### ADAPTACION ELECTRICA DEL TRANSDUCTOR

Hasta ahora no hemos hecho más que hablar de las adaptaciones mecánicas y acústicas del transductor, pero como mencionamos al final del capítulo pasado, referente al excitador ultrasónico, no es menos importante la adaptación eléctrica del mismo. No hay que perder de vista que es en el transductor donde se realiza la transformación de energía eléctrica en mecánica.

Se considera que un transductor está bien adaptado cuando toda la energía que puede suministrar el generador se transforma en energía mecánica con el máximo rendimiento, cosa por demás compleja, pero veamos con detalle qué condiciones se requieren para aproximarnos lo mejor posible a este resultado.

En general, un transductor presenta en sus bornes de conexión una impedancia  $Z_t$  de:

$$Z_t = R_t + jX_t$$

siendo  $R_t$  la resistencia debida a la energía disipada y radiada por el transductor y  $X_t$  la reactancia debida a la construcción propia del transductor y a las ondas estacionarias que se crean en el mismo en condiciones de funcionamiento. Hay que notar que esta reactancia es puramente capacitiva.

Atacando el transductor con un generador de tensión, la corriente del mismo será:

$$i = \frac{v}{Z_t} = \frac{v}{R_t + jX_t}$$

siendo la potencia transformada:

$$p = i^2 \cdot R_t = \frac{v^2}{(R_t + jX_t)^2} \cdot R_t$$

donde para una máxima potencia  $X_t = 0$  y bajo esa condición se tiene:

$$P_{\text{máx}} = \frac{v^2}{R_t}$$

Pero además, habíamos convenido en que  $R_t$  se compone de una resistencia debida a la disipación  $R_d$  y una más debida a la radiación  $R_r$ . Luego:

$$P_{\text{máx}} = \frac{v^2}{R_d + R_r}$$

Definiendo ahora la eficiencia del transductor por:

$$E = \frac{P_{\text{radiada}}}{P_{\text{radiada}} + P_{\text{disipada}}}$$

tenemos que la eficiencia es igual a:

$$E = \frac{R_r}{R_r + R_d}$$

y por lo tanto la potencia radiada máxima es:

$$P_{r\text{máx}} = P_{\text{máx}} \cdot E$$

Para conseguir esta adaptación es necesario entonces compensar de alguna forma la reactancia capacitiva del transductor; esto se consigue con una inductancia en paralelo o en serie como ya habíamos anticipado.

La reactancia inductiva del inductor que habrá de compensar a la capacitiva debe ser del mismo valor que esta última pero en oposición de fase; en los circuitos de salida por transformador, tiene lugar una compensación inherente debido a la inductancia del devanado del transformador, pero puede existir una diferencia que deba ser compensada con un inductor auxiliar.

#### ESPECIFICACIONES ELECTRICAS DE LOS TRANSDUCTORES

Las principales especificaciones eléctricas que dan los fabricantes de transductores ultrasónicos son:

- a) Frecuencia;
- b) Ancho de banda;
- c) Sensitividad (Transmisión y Recopción)
- d) Capacitancia

- e) Impedancia
- f) Potencia;
- g) Voltaje de manejo máximo;
- h) Estabilidad en temperatura.

Otras características, secundarias, pueden ser el tipo de electrodos, el material de los mismos, su rendimiento y otros.

La frecuencia dada por el fabricante va acompañada por la tolerancia en frecuencia del lote de transductores que suele ir de un  $\pm 5\%$  a un  $\pm 10\%$ ; o bien, por la tolerancia absoluta en Hz.

El ancho de banda es el rango de frecuencias que puede cubrir un transductor para una atenuación dada. Es común que se adopten  $-3$  dB, pero los fabricantes pueden fijarse cualquier otra atenuación. La BLATEK INDUSTRIES INC. nos proporciona el ancho de banda para  $-6$  dB.

La sensibilidad es la capacidad del transductor de irradiar señales al medio circundante, usualmente se proporciona en unidades de presión sobre voltio (N/m/V; bar/V; etc.) normalizados a un metro y también se suele dar en +dB. Para la recepción, las unidades son las recíprocas (V/bar, etc.) normalizados a un metro o puede adoptarse igualmente la normalización en -dB.

La capacitancia es un parámetro importante para adaptar con precisión el transductor y su fuente de excitación. La inductancia de compensación puede ser calculada a partir de este valor según las condiciones de resonancia de un circuito LC convencional, o bien,

la proporciona el mismo fabricante.

La impedancia es también un valor máximo en las condiciones nominales y se da en ohms; este valor es el existente entre los bornes del transductor en las condiciones de funcionamiento.

La potencia es una clasificación aproximada de un lote de transductores y puede variar en un margen amplio. En general, la potencia dada corresponde a la potencia aplicada al transductor y no a la que de él puede extraerse.

El voltaje máximo de manejo es, naturalmente, la tensión límite que puede soportar el cristal sin ser destruido; se suele dar en voltios de pico a pico ( $V_{pp}$ ). Más allá de este voltaje, puede ocurrir una disrupción en los aislantes de los electrodos o incluso, la perforación del cristal.

La estabilidad en temperatura es el porcentaje relativo correspondiente a la desviación máxima de la frecuencia cuando la temperatura cambia dentro de un rango específico de temperatura dado por el propio constructor.

Para nuestro diseño, se adoptó un transductor de la serie 9 000 de BLATEK INDUSTRIES INC. que cuenta con las siguientes características:

|                 |                                     |
|-----------------|-------------------------------------|
| Frecuencia:     | 400 kHz.                            |
| Dimensiones:    | 2,54 x 3,17 (diámetro x alto en cm) |
| Ancho de banda: | ± 10%                               |
| Potencia:       | 20 W.                               |

Impedancia: 300 ohms.

Voltaje máximo: 200 Vpp.

A pesar de las facilidades que nos proporcionó la compañía citada, el precio de uno sólo de estos transductores nos dejó con muy pocas posibilidades de adquirirlo. En noviembre de 1985, su costo era de 150 dólares más los gastos de envío (Blatek Industries tiene sus instalaciones en el estado de Pennsylvania, en los Estados Unidos). Otra compañía que incluso fabrica sistemas ultrasónicos completos, nos propuso un transductor de características similares a un precio aún más inaccesible: 400 dólares.

El costo de estos elementos rebasó en sorprendente medida el presupuesto que nos habíamos fijado y puesto que no hubo posibilidad de reemplazarlo por un transductor nacional (todavía inexistente), nos hemos limitado a exponer su funcionamiento y divulgar los aspectos más relevantes de su fabricación.

Resaltaremos para concluir que la elaboración nacional de estos elementos, pese a lo delicado de ciertos aspectos, no resulta en nada imposible.

Con una cantidad razonable de recursos, podríamos hacer frente a esas dificultades y disponer entonces de transductores ultrasónicos comparables con sus similares de importación.

## VI

RECOMENDACIONES GENERALES

Como hemos visto a lo largo de este trabajo, el diseño de cada uno de los sistemas descritos no presenta dificultades insalvables. No obstante, como la fabricación de algunos elementos no se lleva a cabo en México, debemos atenernos aún a su importación.

Durante la elaboración de este trabajo se hicieron suposiciones que se justificaron sin el rigor necesario porque una más amplia explicación nos hubiera apartado de los temas tratados, o bien porque la explicación más detallada se encuentra en la bibliografía mucho más seriamente tratada de lo que nosotros pudiéramos hacerlo. Sin embargo, algunos puntos particulares y otros que nos han llegado a destiempo y que pueden ser de alguna utilidad, serán el motivo de este último capítulo.

## CONSIDERACIONES ELECTRICAS

Ante todo, es posible que llame la atención, muy justificadamente, el motivo por el que se seleccionó una frecuencia de funcionamiento de 400 kHz pudiendo escoger frecuencias que van de 10 a 1000 kHz. La razón es la siguiente: en el capítulo III consignamos que las frecuencias recomendadas están en el rango de los 100 a los 800 kHz para una correcta nebulización;

esto no quiere decir que a otras frecuencias no se presente dicho fenómeno, pero puesto que a éste le acompaña siempre otro, que en este caso no nos es útil sino perjudicial, tenemos que controlarlo de alguna forma. Este último fenómeno es la cavitación.

La cavitación se presenta con mayor intensidad en el rango de bajas frecuencias pero es imposible desligarlo de la nebulización, por ésto no se elimina elevando la frecuencia. Si no se contemplan los efectos de la cavitación sobre los recipientes de las sustancias, se puede estar seguro de su corta duración. Para minimizar los efectos es menester trabajar a la frecuencia más alta posible; pero por otro lado habíamos visto que las partículas de los aerosoles son tanto más pequeñas como elevada sea la frecuencia, y lo más lógico sería pensar que una gota tan minúscula como las que se forman a 1 MHz es incapaz de transportar consigo a otra partícula de ninguna sustancia que no sea el propio excipiente; además, a esta frecuencia la niebla se empieza a tornar inestable. Es entonces fácil comprender que la frecuencia óptima es aquella cercana a la frecuencia central del intervalo que va de los 100 a los 800 kHz, es decir, de unos 450 kHz.

Nótese además que esta frecuencia corresponde exactamente a la frecuencia intermedia de la banda de radio de amplitud modulada comercial. La interferencia con los receptores de esta naturaleza es pues otra de las consideraciones que tomaremos en cuenta. Para su

reducción al mínimo, debemos blindar el circuito de excitación del transductor con una lámina delgada de metal como el cobre o el latón. Asimismo, el cable de excitación del transductor debe ser coaxial o blindado para evitar campos electromagnéticos no deseables. También será necesario blindar los transistores de potencia que no están en el circuito sino en el radiador. Esto último puede ser practicado con una lámina metálica fijada al mismo radiador de manera que los transistores queden dentro de la caja formada por la lámina y el mismo radiador. Todas las cubiertas deberán aterrizar.

Es muy importante sintonizar el transductor al circuito de excitación para obtener un buen rendimiento neto y pudiera darse el caso de que el transductor que se desea emplear no esté en existencia, por ello, es preciso darse un margen de sintonización para no tener que rediseñar todo el circuito.

Las técnicas utilizadas en este proyecto han sido, de acuerdo a nuestras premisas, las más convencionales que hemos podido hallar, pero bien pueden adoptarse otras muy interesantes maneras de abordar el problema. He aquí una de ellas. Se trata de una fuente de c.d. de alto voltaje (unos 150 V) y de un interruptor semiconductor que desactiva este voltaje a razón de 400 000 veces por segundo. La señal obtenida semeja una onda cuadrada de alto voltaje y ésta se aplica al transductor después de hacerla pasar por un filtro

sencillo. El transductor es entonces alimentado con un voltaje casi senoidal con la frecuencia del armónico principal que es la misma de la señal cuadrada que se describió. Hay que aclarar que esta técnica, si bien es sencilla de describir, constituye, por muchas otras razones, un medio costoso de producir un oscilador ultrasónico. Empero, sus dimensiones llegan a ser tan reducidas cuando ya se tiene una alimentación de alto voltaje de c.d. que en algunos casos pudiera ser la única solución aceptable. La figura 21 esquematiza esta alternativa.

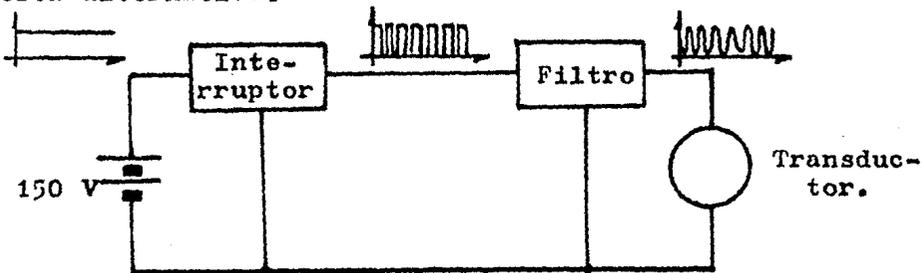


Figura 21.

#### RECOMENDACIONES TERAPEUTICAS

Bajo este epígrafe daremos un resúmen de las muchas aplicaciones médicas que, otras personas más ligadas al mundo médico que nosotros, nos han hecho saber; pero sin pretender ocupar el lugar del médico, quien finalmente debe encargarse del adecuado uso de estos equipos.

Una pregunta que hemos escuchado con frecuencia es: ¿ porqué se utiliza una manera de producir "vapores" tan compleja, siendo más sencillo y más económico utilizar un inhalador que calentando las sustancias, provoca efectos semejantes ?

La respuesta es que muchas sustancias no pueden vaporizarse sin alterar su composición fisicoquímica. Esto es particularmente acentuado en sustancias que contienen antibióticos o en sueros destinados a la destrucción de capas mucosas que se forman en las cavidades bronquiales y que son consecuencia de la bronquítis crónica de los fumadores. La nebulización produce finísimas partículas a cualquier temperatura sin alterar la composición fisicoquímica de las sustancias y no necesita elevar la temperatura para ello, más aún, la temperatura afecta a la nebulización y por esta razón debe mantenerse cercana a la del ambiente si se desean buenos resultados.

Otras enfermedades en las que juega un papel de primera importancia la nebulización, aparte de la bronquítis aguda y la bronquítis crónica son: el asma, las gripas comunes, la sinusitis aguda, sinusitis crónica, inflamaciones de las vías respiratorias altas, la bronquiectasia, las intoxicaciones por gases y metales pesados, infecciones pulmonares, bronconeumonía, pneumonías e indirectamente la insuficiencia cardíaca.

Sería una imprudencia no dejar bien claro que la terapia respiratoria a base de nebulización no resuelve

por sí sólo todas estas enfermedades sino que es un útil auxiliar en su tratamiento y, lo que es quizá más importante, es que reduce los efectos secundarios y las secuelas de estas enfermedades en un tiempo considerablemente menor que otros tratamientos. Ahí donde el tiempo adquiere una importancia que puede representar la diferencia entre una vida sana y una vida con algún tipo de invalidez irreversible, es posible apreciar las ventajas que nos brindan las técnicas actuales.

#### CONSIDERACIONES DEL DISEÑO DEL ARMAZON.

En una ocasión anterior, sólo dejamos mal explicada la trayectoria que habrá de seguir el aire dentro de nuestro sistema. Recuérdesse que tenemos en primer lugar un ventilador de aire funcionando a velocidad constante. Por otro lado, tenemos un excitador de potencia que aún cuando no disipa gran cantidad de calor, sería muy conveniente refrigerar. Si pensamos en la utilidad que presta un disipador aunado a un sistema de enfriamiento, estaríamos tentados a combinar estos dos sistemas de acuerdo con la figura 22, para así poder disponer de un radiador más pequeño y de menor precio.

Por último, queremos resaltar que todo equipo electromédico requiere de gran precaución en su manejo sobre todo en los hospitales, pues en estos lugares

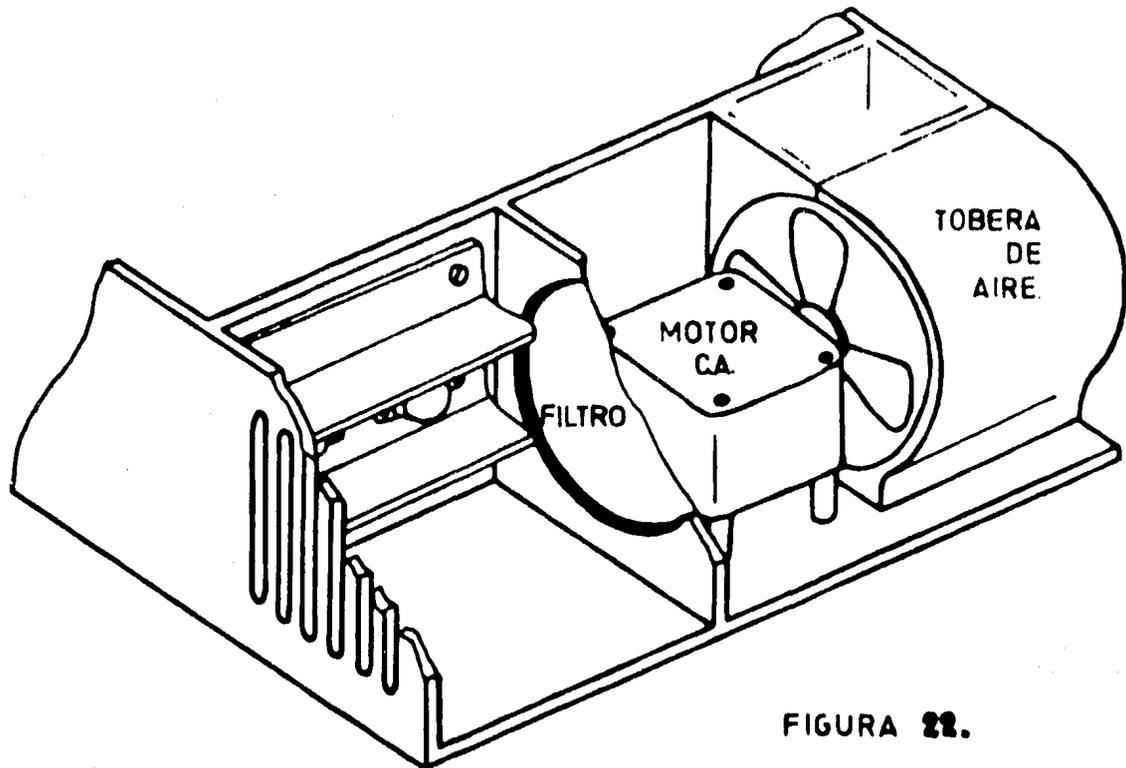


FIGURA 22.

a menudo se trabaja con anestésicos y otras sustancias inflamables que pueden desencadenar explosiones y demás efectos de muy graves repercusiones. Consecuentemente, el diseño de cubiertas seguras y el empleo de cables de doble aislamiento es de primera importancia en la concepción de este género de artefactos, para brindar máximo aislamiento eléctrico y obtener los beneficios que de ellos se demanden.

## APENDICE A

CONCEPTOS GENERALES SOBRE ULTRASONIDOS

Aunque muy alejado de nuestros objetivos, el estudio de los ultrasonidos desde el punto de vista físico, será abordado en este apéndice. No se hallará, en efecto, nada nuevo en él que no haya sido repetido numerosas veces y con mejor claridad en otras obras, pero esperamos sirva de orientación a aquellos que aún no han tenido oportunidad de consultar otra obra al respecto.

Los ultrasonidos son vibraciones mecánicas que tienen lugar en el medio circundante, generados ya sea natural o artificialmente. A pesar de que su nombre indica que se trata de ondas de mayor frecuencia a las ondas audibles por el ser humano, grandes aplicaciones de las frecuencias aún dentro del rango audible se consideran ultrasónicas por la semejanza que guardan unas y otras. Pero en general se llamarán ultrasonoras las frecuencias mayores a los 20 kHz. En el habitat humano o animal estas vibraciones se encuentran en infinidad de ocasiones, sin recurrir a los conocidos casos de los murciélagos, delfines y otros animales, el simple tintineo de unas llaves produce la mayor parte de vibraciones radiadas fuera del espectro audible y las fugas de los fluidos a presión a través de los poros de una tubería, que resultan ser casi inaudibles, sólo

pueden ser detectadas mediante detectores ultrasónicos.

En el presente apéndice se tratará de algunos de los más elementales conceptos físicos que son necesarios para comprender mejor las aplicaciones concretas que se ha dado a los ultrasonidos.

Los parámetros de interés en una vibración que se transmite a través de un medio material cualquiera son la presión local ejercida por unas partículas del medio sobre otras y la velocidad relativa de éstas, así como el desplazamiento de las partículas con respecto a las posiciones de reposo que ocupan cuando no existen vibraciones. En los márgenes de frecuencias utilizadas en ultrasonido, las longitudes de onda de las vibraciones siempre serán superiores en varios órdenes de magnitud a las dimensiones de las moléculas, por lo que no habrá que tener en cuenta efectos cuánticos, pudiéndose considerar los medios de propagación como continuos. Partiendo de consideraciones muy simples se pueden llegar a establecer las ecuaciones de propagación de vibraciones mecánicas en gases, líquidos y sólidos. Dado el enfoque del presente trabajo, no se plantearán dichas ecuaciones, bastando como conclusión enumerar los siguientes resultados:

- a) Se pueden propagar vibraciones mecánicas en cualquier fluido o sólido, variando de unos a otros casos la forma de vibración de las partículas y la velocidad de propagación de las ondas.
- b) En los fluidos, la velocidad de propagación viene

dada por:

$$c^2 = \frac{Ca.p_0}{\rho_0}$$

donde  $C_a$  es la constante adiabática del medio (conocida más por  $\gamma$ ),  $p_0$  es la presión a la que está sometido y  $\rho_0$  la densidad de reposo del medio. Por supuesto, se asume que las contracciones y dilataciones del fluido son adiabáticas y que la velocidad real de las partículas es lo suficientemente baja para estar en un caso de acústica lineal, es decir, cuando la ecuación de propagación toma la forma habitual de la ecuación de ondas.

c) En los sólidos las posibilidades de propagación son más complejas, ya que se pueden dar básicamente dos modos de vibración, es decir ondas longitudinales, en las que la velocidad de las partículas tiene la dirección de la propagación y ondas de cizalladura, en las que el movimiento de las partículas se realiza en dirección normal a la propagación del frente de onda. En un caso real se pueden dar simultáneamente los dos modos de vibración, siendo esta una circunstancia no deseada en muchas aplicaciones ya que el reparto de energía entre diversos modos de vibración contribuye a atenuar, en apariencia, la vibración deseada. En cuanto a la velocidad de propagación, para las ondas longitudinales, ésta es:

$$c^2 = \frac{1 + 2.m}{\rho_0}$$

donde  $l$  y  $m$  son los denominados coeficientes de Lamé, constantes para cada material y  $d_0$  la densidad.

Para las transversales se tiene:

$$c_t^2 = \frac{m}{d_0}$$

donde los símbolos tienen el mismo significado. Cabe apuntar que el coeficiente  $m$  coincide con el módulo de cizalladura para un material isótropo y que el módulo de Young del material viene dado por:

$$Y = \frac{m(3 + 2m)}{1 + m}$$

d) Conviene apuntar que los resultados anteriores son válidos para un medio infinito. De no ser así, las relaciones anteriores pueden tomar aspectos distintos. Así, se puede demostrar que, para una pieza larga de pequeñas dimensiones transversales con respecto a la longitud de onda y que soporta una vibración longitudinal, la velocidad de propagación de las vibraciones viene dada por:

$$c^2 = \frac{Y}{d_0}$$

Un concepto muy útil en acústica es el de impedancia acústica, por analogía con la impedancia eléctrica de un circuito. Esta impedancia se define como el cociente

entre la presión de las partículas en un punto y su velocidad, es decir:

$$z = \frac{P}{c}$$

Tanto P como c serán números complejos, ya que se supone que el problema se analiza en régimen permanente sinusoidal. Para el caso de una onda plana indefinida, la impedancia acústica toma un valor real dado por:

$$z = \rho_0 \cdot c$$

siendo por supuesto c, la velocidad de propagación en el medio. Mediante el análisis de las impedancias acústicas de los diferentes medios que debe atravesar una onda acústica, se pueden determinar la potencia reflejada y transmitida en cada interfase. El coeficiente de reflexión en la interfase de un medio 1 a otro 2 de impedancias acústicas Z1 y Z2 respectivamente, vale:

$$T = \frac{Z_2 - Z_1}{Z_1 + Z_2}$$

Normalmente T será un número complejo cuyo módulo dará la relación de los módulos de las presiones de las ondas reflejada e incidente y cuya fase será el desfase entre ambas ondas. El cuadrado de T dará la relación de densidades de potencia acústica reflejada e incidente.

Un fenómeno de gran interés en la aplicación de los ultrasonidos es la denominada cavitación, que se da en los líquidos y sólidos en estado de fusión. Este fenómeno consiste en la formación y posterior explosión violenta de burbujas de líquido en estado gaseoso que provocan ondas locales de presión muy intensas. El fenómeno tiene lugar cuando la presión máxima de la onda ultrasonora que atraviesa el fluido es superior a la diferencia entre la presión hidrostática y la presión de vapor del fluido a la temperatura a la que éste se encuentre. La presencia previa de burbujas favorece el comienzo de la cavitación. Asimismo la existencia de esquinas puntiagudas de piezas inmersas en el líquido hace que el fenómeno se inicie por dichos puntos. Las fases observadas de un fenómeno de cavitación parecen ser tres. En primer lugar al aplicar los ultrasonidos se da una desgasificación del líquido debido a la baja presión de vapor de los gases disueltos. Ello da lugar a la aparición de pequeñas burbujas de gas donde incluso se encontrará líquido en estado gaseoso. Estas burbujas interactúan con las ondas de presión de ultrasonidos, produciéndose un engrosamiento del tamaño de las burbujas por agrupamiento. Al alcanzar un determinado diámetro se produce un fenómeno de resonancia y la burbuja comienza a vibrar con una gran elongación, hasta que finalmente explota, colapsándose y produciendo una intensa onda de presión que se propaga a lo largo del líquido. La

dimensión a la que las burbujas resuenan varía con la frecuencia de los ultrasonidos aplicados; en la figura A.1 se representa el valor del diámetro de resonancia en función de este parámetro, pudiéndose observar su disminución al aumentar la frecuencia. De dicha curva se deduce el que si inicialmente las burbujas presentes en el líquido son de tamaño mayor que el de resonancia, no se dará el fenómeno de cavitación, o éste ocurrirá con muy poca intensidad. Ello implica que si el líquido no se desgasifica previamente, la frecuencia máxima de ultrasonidos a utilizar para crear cavitación, se encuentra acotada superiormente. Por otra parte, la violencia de la explosión de las burbujas depende de la relación entre el diámetro máximo que las burbujas adquieren al resonar y su diámetro inicial, por lo que si la frecuencia es muy alta, la relación de diámetros será pequeña y el efecto en cuanto a onda de choque producida será escaso.

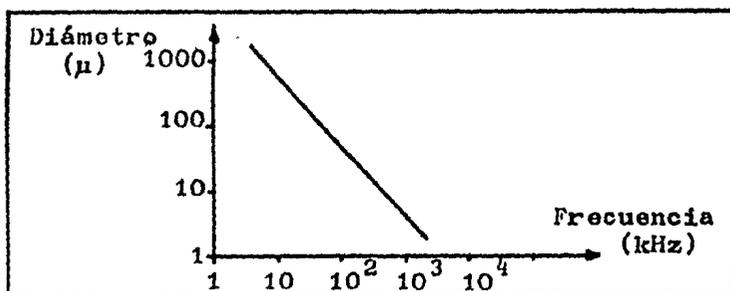


Figura A.1

Lo anterior limita prácticamente las frecuencias utilizables por debajo de 1 MHz. En consecuencia, para conseguir un efecto equivalente a frecuencias elevadas, solamente cabe la posibilidad de aumentar mucho la potencia aplicada. En la figura A.2 se muestra la densidad de potencia necesaria para producir la cavitación en función de la frecuencia, observándose el gran incremento necesario a medida que se sube en frecuencia.

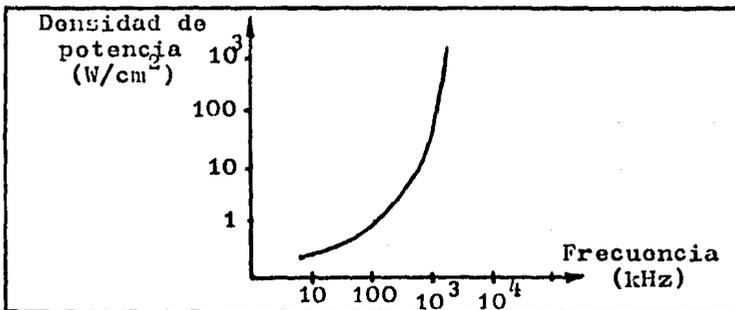


Figura A.2

#### PIEZOELECTRICIDAD

La piezoelectricidad es una propiedad de ciertos materiales naturales y sintéticos que descubrieron los hermanos Curie en 1880. El efecto básico consiste en que al ser aplicado un esfuerzo a uno de estos materiales aparecen cargas eléctricas sobre sus caras y, recíprocamente, al aplicar tensiones entre ellas, la sustancia se deforma. Los materiales en los que se ha observado este efecto se pueden clasificar en dos grupos.

En primer lugar se encuentran las sustancias naturales como el cuarzo, la turmalina, la sal de Rochelle, etc. En segundo lugar aparecen las sustancias sintéticas, que se pueden dividir en dos grupos, los cristales de sales sintéticos, tales como el sulfato de litio o el fosfato diamónico, y las cerámicas ferroeléctricas polarizadas, tales como el titanato de bario o el titanato de bario o el titanato circonato de plomo.

La piezoelectricidad es una propiedad derivada de la anisotropía del material que la manifiesta y en definitiva consiste en la aparición de una densidad volumétrica de dipolos eléctricos orientados en un cierto sentido al deformar el material en esa u otra dirección, o bien a la existencia previa de esos dipolos, variando su efecto exterior al aplicar el esfuerzo. Conviene, en este punto, aclarar algunas diferencias terminológicas importantes, concretamente la diferencia entre ferroelectricidad y piezoelectricidad.

La piezoelectricidad ya quedó definida, mientras que la ferroelectricidad de un material es la propiedad de presentar un momento eléctrico dipolar espontáneo. Aunque todos los materiales ferroeléctricos presentan piezoelectricidad, no todos los que la presentan son ferroeléctricos, por ejemplo, el cuarzo. Se puede realizar un estudio simplificado y cualitativo del comportamiento de este material desde el punto de vista de sus propiedades piezoeléctricas de la siguiente forma. El cuarzo es dióxido de silicio, ( $\text{SiO}_2$ ),

y cristaliza en el sistema hexagonal, como se muestra en la figura A.3.a, estando situados los átomos de silicio y oxígeno en los vértices de la red, y unidos mediante un enlace covalente que da gran dureza al cuarzo, en la red cristalina se han marcado un conjunto de ejes denominados eléctricos ( $E_e$ ) y neutros ( $E_n$ ). Supóngase que se cortan dos trozos de un cristal de cuarzo perfecto en los que las orientaciones respectivas de los ejes citados son las indicadas en las figuras A.3.b y A.3.c. Si en el primer caso se aplica una fuerza según se indica, el cristal tenderá a deformarse, creando una deficiencia de carga positiva en la cara superior de la célula de cristalización debido al desplazamiento de átomos de silicio y, análogamente, el desplazamiento del átomo de oxígeno crea un defecto de carga negativa en la parte inferior de la célula.

Es decir, ocurre como si apareciese un dipolo ficticio con la carga positiva en el extremo inferior. Si las dos caras indicadas del trozo de cuarzo se han metalizado previamente y se conecta a ellas un detector de carga, éste anunciará la presencia de cargas negativas en la cara superior del elemento y positivas en el inferior. Se ha producido un efecto piezoeléctrico por deformación del cristal. Inversamente, si se aplica una tensión entre las placas metalizadas con el positivo en la cara superior, por ejemplo, se crea un campo eléctrico dentro del cuarzo que tenderá a deformar la célula de cristalización empujando al átomo de silicio

hacia abajo y al de oxígeno hacia arriba y comprimiendo en definitiva, el cuarzo. Se dice que el cristal está funcionando en modo directo, cuando se da la situación descrita, es decir, cuando aparecen cargas y deformaciones en la dirección de un eje eléctrico. El caso planteado en la figura A.3.c es el denominado modo transversal, cuya explicación es análoga al anterior, pero ahora el eje según el cual se aplica la fuerza y el sentido en que aparecen las cargas, son normales entre sí.

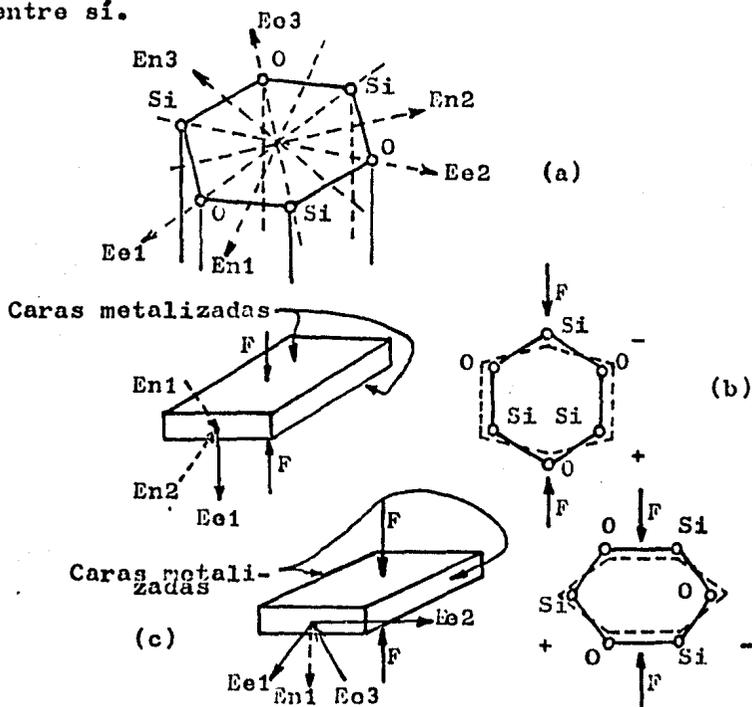


Figura A.3.

Según la descripción anterior, resulta claro que es la anisotropía del cristal la que produce el efecto piezoeléctrico, aunque hay que apuntar que, a pesar de ser ésta una condición necesaria para que aparezca piezoelectricidad, no es suficiente. En este caso se ha podido observar que el material no presentaba inicialmente un momento eléctrico dipolar, sino que es la deformación la que lo hace aparecer, es decir, no se trata de un material ferroeléctrico.

El fenómeno piezoeléctrico en el cuarzo se presenta por debajo de una cierta temperatura, denominada de Curie. Por encima de ella, el cristal comienza a desordenarse y el efecto se pierde. En el caso de este material, esta temperatura vale unos 550 grados C.

El nombre de materiales ferroeléctricos se dió a ciertas substancias por analogía con las ferromagnéticas. En este caso las magnitudes a considerar son la polarización dieléctrica y el campo eléctrico aplicado, en lugar de la densidad de flujo magnético y la intensidad de campo. Para este tipo de materiales y por encima de una cierta temperatura propia, también de Curie, la relación entre la polarización y el campo es lineal, es decir:

$$P = X \cdot E$$

donde P es la polarización; X, la susceptibilidad dieléctrica del material y E el campo eléctrico.

Sin embargo, por debajo de esta temperatura se produce una cierta histéresis análoga a la que aparece en los materiales ferromagnéticos. El material ferroeléctrico está constituido por gran cantidad de granos cristalinos orientados aleatoriamente. Dentro de cada grano, y tomando el caso concreto del titanato de bario, existe una estructura cristalina propia tal como se muestra en la figura A.4, que en este caso es cúbica. Esta estructura es la que permanece en el cristal a temperaturas superiores a las de Curie. Como el cristal es perfectamente simétrico, no existe ningún tipo de polarización propia del cristal. Sin embargo, a temperaturas inferiores, el átomo de titanio, que es el central, se aproxima a una de las caras del cubo, deformándose toda la estructura, de forma que es del orden del uno por ciento más larga una de las caras que las restantes. Los granos cristalizados suelen tener entre 1 y 10 micras de tamaño. Dentro de cada grano las células de cristal tienden a estar orientadas en la misma dirección.

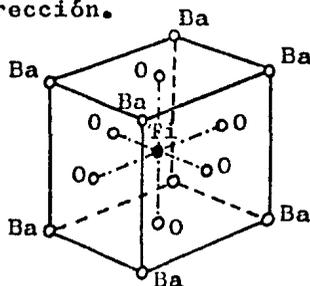


Figura A.4.

Los grupos de células de cristal orientadas en la misma forma se llaman dominios. Los granos de una substancia ferroeléctrica que no haya sido nunca sometida a un campo eléctrico fuerte se encuentran normalmente divididos en multitud de dominios, orientados aleatoriamente, por lo que desde un punto de vista macroscópico el material es prácticamente isótropo. Cuando se aplica un fuerte campo eléctrico al material, los dominios cuyo momento dipolar se halla orientado en el sentido del campo, crecen a expensas de los demás de forma irreversible, alcanzando de esta forma una polarización dieléctrica remanente, aún en el caso en el que se retire el campo eléctrico. Se pueden obtener polarizaciones remanentes menores que la de saturación partiendo de un material polarizado sin más que aplicar una tensión a través de una resistencia muy grande, retirándola antes de que se anule la polarización.

La anisotropía de estos materiales o cerámicas ferroeléctricas se extiende, no sólo a sus propiedades eléctricas, sino a sus propiedades mecánicas, hechos a considerar para el diseño de cualquier dispositivo de esta naturaleza.

De la misma forma que en el cuarzo, la deformación de una cerámica ferroeléctrica provoca la aparición de cargas en sus superficies, dependiendo del eje de polarización y del sentido de aplicación de la fuerza. Esto se produce por deformación de la red cristalina,

lo que hace que unos dominios crezcan a expensas de otros, manteniéndose una relación lineal entre la variación del momento dipolar y el esfuerzo aplicado, dentro de ciertos límites, resultando el proceso reversible.

El método tecnológico que se sigue para conseguir la polarización inicial de las cerámicas ferroeléctricas consiste en, primero metalizar al vacío dos de sus caras, una vez realizada la forma deseada de la cerámica. Tras elevar su temperatura por encima de la temperatura de Curie, que en el caso del titanato de Bario es de unos 120 grados C, se aplica un potencial constante suficientemente alto en bornas de la cerámica y se comienza a enfriar muy lentamente. Con ello se van orientando progresivamente los dominios en el sentido de la polarización, fijándose el eje de polarización, que será normal a las placas metalizadas. Esta es una de las circunstancias que hacen preferibles las cerámicas ferroeléctricas al cuarzo u otros materiales naturales, es decir, la libertad para escoger el eje sensible sin atenerse a una estructura cristalina previa. Una vez que se alcanza la temperatura ambiente, se retira el campo aplicado y la cerámica queda disponible para ser utilizada.

#### ECUACIONES PARA LOS MATERIALES PIEZOELECTRICOS

Desde un punto de vista tecnológico y de las muchas aplicaciones es interesante cuantificar los efectos

electromecánicos que se dan en los materiales piezoeléctricos. A tal fin, supóngase que se dispone de un material piezoeléctrico de la forma y dimensiones que se detallan en la figura A.5. Si el material no fuese piezoeléctrico, se cumpliría la ley de Hooke al aplicar una fuerza, de forma que si se aplica un esfuerzo  $T$  según el eje  $X$ , la deformación, según esa misma dirección sería:

$$S = \frac{T}{Y}$$

donde  $Y$  es el módulo de Young y  $S$  la deformación unitaria.

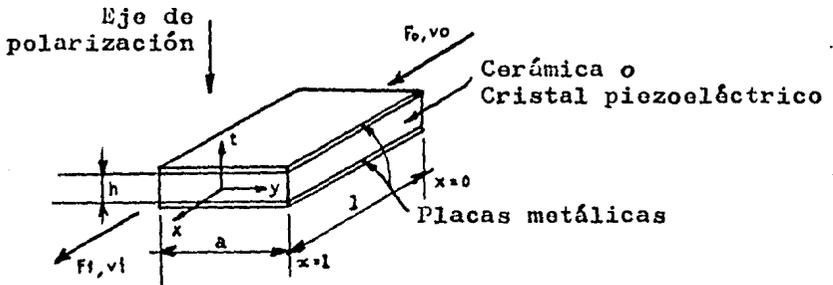


Figura A.5.

Por otra parte, al haberse formado un condensador de placas paralelas, la relación entre la polarización del dieléctrico y el campo eléctrico aplicado, al aplicar tensión eléctrica exterior a las placas sería:

$$P = X.E$$

Donde  $P$  es la polarización,  $X$  la susceptibilidad del material y  $E$  el campo eléctrico.

Por el hecho de tratarse de un material piezoeléctrico, las dos ecuaciones anteriores se acoplan entre sí, dando lugar a las ecuaciones completas del sistema, que son las siguientes:

$$S = \frac{T}{Y} + \alpha \cdot E$$

$$P = \alpha \cdot T + X \cdot E$$

donde  $\alpha$  es el coeficiente piezoeléctrico que permite interrelacionar ambas ecuaciones. La segunda ley de la termodinámica asegura que es válido el mismo coeficiente  $\alpha$  para ambas ecuaciones.

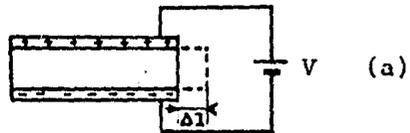
A fin de entender el significado real de las ecuaciones anteriores se examinan a continuación los casos posibles de aplicación de excitaciones y obtención de efectos del sistema en casos simples. En la realidad el problema se complica bastante, al estar interrelacionados todos los efectos que se van a describir. Primer caso: Se aplica una tensión  $V$  a las placas dispuestas según la figura A.5, según se muestra en la figura A.6, sin aplicar ningún esfuerzo externo. En este caso la barra se expande, ya que de las ecuaciones piezoeléctricas se encuentra que si  $T = 0$ ,

$$S = \alpha \cdot E$$

Esto sería el fenómeno utilizado para generar vibraciones ultrasónicas.

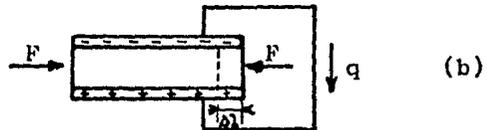
Primer caso

$$T = 0$$



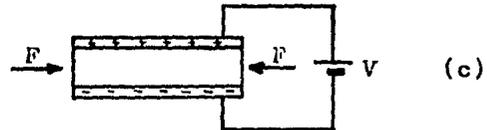
Segundo caso

$$E = 0$$



Tercer caso

$$S = 0$$



Cuarto caso

$$P = 0$$

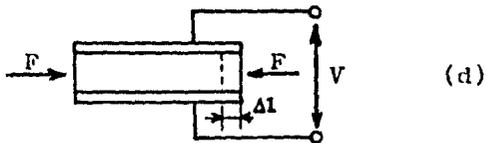


Figura A.6.

Si suponemos el campo eléctrico sin efecto de bordes, se tendrá:

$$E = \frac{V}{h}$$

luego,

$$\frac{\Delta l}{l} = \alpha \cdot \frac{V}{h}$$

Naturalmente, también se polariza el dieléctrico como si se tratase de un condensador normal.

Segundo caso: Se aplica una fuerza  $F$  de compresión según el eje  $X$  cortocircuitándose las placas y se produce una polarización en el dieléctrico por efecto de la migración de cargas de una placa a otra. En este caso  $E = 0$  y por las ecuaciones piezoeléctricas se tendrá:

$$P = \alpha \cdot T$$

Como el esfuerzo vale:

$$T = \frac{F}{h \cdot a}$$

aquí,  $a$  es el ancho de las placas, luego, la carga que aparece en ellas es:

$$q = P \cdot l \cdot a = \frac{\alpha \cdot l \cdot F}{h}$$

Este sería el fenómeno que se utilizaría para realizar un detector de ultrasonidos o un micrófono piezoeléctrico.

Por otra parte, la barra se comprimirá como cualquier

otro material de módulo de elasticidad  $Y$  sometido a un esfuerzo  $T$ .

Tercer caso: Se aplica una tensión en bornes y una fuerza según el eje  $\lambda$ , de modo que la deformación de la pieza sea nula. En este caso  $S = 0$  y se cumplirá la aparición de cargas en las placas, debiéndose cumplir la siguiente relación entre fuerza y tensión aplicada:

$$F = -Y.a.\alpha.V$$

La carga en las placas será:

$$q = \frac{a.l}{h}(X - \alpha^2.Y)V$$

Ocurre como si la susceptibilidad del material disminuyese por el efecto de la fuerza aplicada a través de la cerámica piezoeléctrica.

Cuarto caso: Si se aplica una fuerza  $F$  según el eje  $X$  de la pieza pero ésta se deja en circuito abierto, midiéndose la tensión aparecida, se tendrá que la polarización dieléctrica será nula, ya que no aparecerán cargas sobre las placas. Es decir, si  $P = 0$  por las ecuaciones que ya vimos se tiene:

$$\alpha.T = -X.E$$

es decir, la tensión medida en bornes será:

$$V = - \frac{\alpha.F}{K.a}$$

produciéndose una deformación dada por:

$$\frac{\Delta l}{l} = \frac{F}{a \cdot h} \left( \frac{1}{Y} - \alpha^2 / X \right)$$

De nuevo ocurre que, debido al efecto piezoeléctrico hay un aumento aparente de la rigidez de la pieza, es decir, una modificación de Y. Esta aparición de altas tensiones al aplicar esfuerzos es la que se utiliza en los dispositivos de ignición de gases.

En este punto conviene introducir un nuevo parámetro que presenta gran interés en las aplicaciones prácticas. Se llama coeficiente de acoplamiento y se define como la raíz cuadrada del cociente entre la energía de salida disponible del dispositivo y la cantidad de energía almacenada por él. Supóngase que se tiene aplicada una batería al dispositivo de forma tal que, sin aplicar esfuerzo alguno, la pieza se alarga una cantidad  $\Delta l$  dada por el estudio del primero de nuestros casos planteados. Para reducir la deformación a cero es necesario aplicar una fuerza F tal como la calculada para que se den las circunstancias del caso tercero estudiado. Esto quiere decir que la barra, al deformarse, es capaz de realizar un trabajo que vendrá dado, como en todo elemento elástico que se deforma bajo efecto de una fuerza, por:

$$w_0 = 0,5(F \cdot \Delta l)$$

Por otra parte, la energía almacenada tanto en el primer

caso como en el tercero, es la energía eléctrica del condensador formado por las placas paralelas al que se le aplica una tensión  $V$ :

$$w_a = 0,5 (C \cdot V^2)$$

pero suponiendo que no hay efecto de bordes y que se sigue la notación de la figura A.5, la capacidad es:

$$C = e \cdot \frac{a \cdot l}{h}$$

donde  $e$  es la constante dieléctrica de la cerámica o cristal piezoeléctricos.

Sustituyendo los valores hallados para obtener el coeficiente de acoplamiento, será:

$$K^2 = \frac{w_o}{w_a} = \epsilon^2 \cdot \frac{Y}{e}$$

También se podría haber realizado el cálculo de este coeficiente considerando que se aplica una fuerza y se dejan las placas en circuito abierto, almacenándose energía mecánica y eléctrica en el sistema. Como ocurre en el cuarto caso estudiado anteriormente. Tras ésto se descarga el condensador cortocircuitándolo, regresándose una energía en forma eléctrica debido al desplazamiento de cargas y manteniéndose la misma energía mecánica almacenada. Mediante ambos procedimientos se obtiene idéntico resultado, lo que pone de manifiesto la

reversibilidad del sistema, tanto para generar trabajo mecánico ( oscilador) como para generar trabajo eléctrico (micrófono).

En el caso real la situación no es tan simple, ya que existe anisotropía eléctrica y mecánica de toda la estructura del dispositivo.

Además de esto, cabe decir que los efectos estudiados hasta aquí pueden ser en más de una dirección al mismo tiempo, lo que obliga a estudiar a estos parámetros en forma de matrices.

Al realizar un diseño, se ha de tener presente que existe un sistema de coordenadas habitual para representar las deformaciones y esfuerzos. La figura A.7 nos muestra los tres ejes de deformaciones y esfuerzos lineales (1,2 y 3) y los tres posibles esfuerzos de cizalladura (4, 5 y 6) en un sólido.

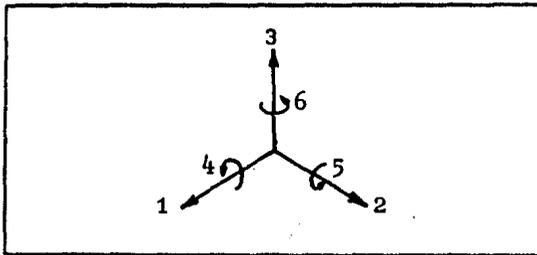


Figura-A.7.

El eje de la polarización siempre se designa por el índice 3. Al estar metalizadas las caras superior e inferior, el campo eléctrico también tendrá el índice 3.

La figura A.8 nos muestra las formas más comunes de realizar cerámicas y el tipo de deformación correspondiente a cada una de estas piezas.

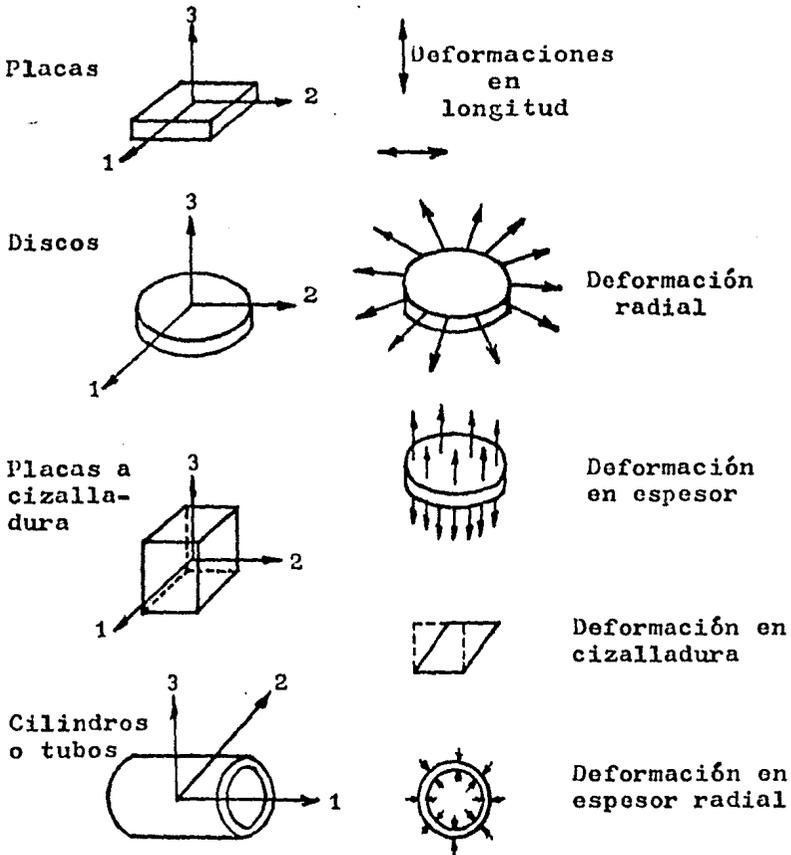


Figura A.8.

### COMPORTAMIENTO DINAMICO

Las ecuaciones planteadas en lo que va de este apéndice no son válidas más que en el comportamiento estático y no tienen en cuenta los fenómenos disipativos. El evaluar este último punto resulta cosa difícil desde un punto de vista teórico. Tan sólo es pertinente decir que entran en juego los mecanismos de histéresis ferroeléctrica, atenuaciones de vibraciones dentro del sólido y rozamiento con los soportes. Sin embargo, el llegar a establecer un circuito equivalente para el comportamiento dinámico de una determinada estructura piezoeléctrica es relativamente fácil. Consideremos el caso de un dispositivo funcionando en modo transversal tal como en la figura A.5. Si se aplica una fuerza  $F_0$  en el extremo  $x = 0$  y se excita una velocidad  $v_0$ , apareciendo en  $x = l$  una fuerza  $F_1$  y una velocidad  $v_1$ , aplicándose al mismo tiempo una tensión sinusoidal en bornes de las placas metálicas, se puede llegar a establecer el circuito equivalente de la figura A.9 observando que si el desplazamiento de las partículas dentro del sólido vale  $\eta$ , la deformación unitaria será:

$$S = \frac{\delta\eta}{\delta x}$$

la velocidad en cada momento valdrá:

$$v = \frac{\delta\eta}{\delta t}$$

La corriente que atraviesa a la parte eléctrica del

dispositivo es:

$$I = a \int_0^l \frac{\delta d_0}{\delta t} \cdot \delta x$$

Utilizando las ecuaciones que definen el módulo de Young se llega a establecer un sistema de tres ecuaciones para régimen permanente sinusoidal que relacionan  $F_0$ ,  $F_1$  y  $V$  con  $v_0$ ,  $v_1$  e  $I$ , ecuaciones que se materializan en el circuito equivalente electromecánico de la figura A.9, donde  $v$  es la velocidad de propagación del sonido en el sólido, dada por:

$$v = (Y/d_0)^{0,5}$$

donde  $d_0$  es la densidad del material.

Normalmente, para generar vibraciones el sistema suele utilizarse en las proximidades de alguna de sus frecuencias de resonancia mecánica. En el ejemplo que nos ocupa éstas ocurren para longitudes mecánicas equivalentes de la pieza que son múltiplos de una mitad de longitud de onda, es decir, las frecuencias de resonancia serán:

$$f = n \frac{v}{2l}$$

Si las cerámicas están suspendidas en el aire, la velocidad de propagación a ambos lados es muy pequeña por lo que la primera frecuencia de resonancia se dará para  $n = 1$  y la lámina vibrará longitudinalmente en

media longitud de onda. En las proximidades de esta frecuencia se puede demostrar que el circuito equivalente de la figura A.9 se reduce al de la figura A.10.

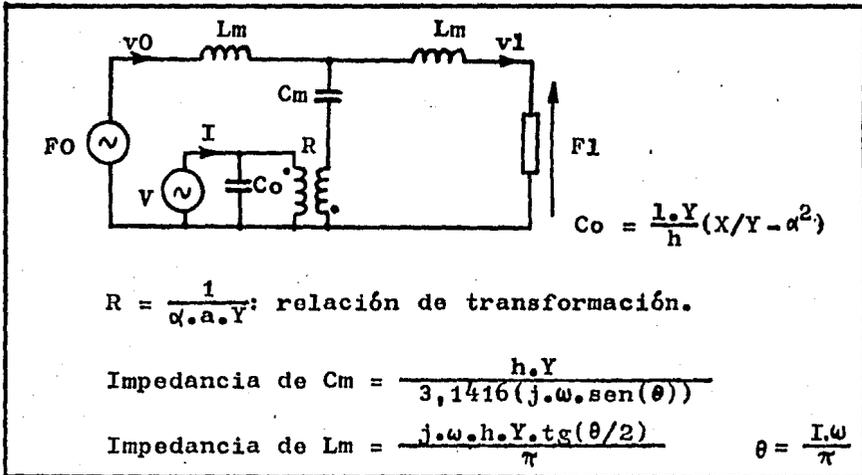


Figura A.9.

En la figura A.10, se ha incluido una resistencia de pérdidas que da cuenta de la disipación de energía dentro del dispositivo.

Por otra parte, el condensador eléctrico del circuito equivalente da lugar, junto con los elementos provenientes de la resonancia mecánica, a una antirresonancia eléctrica que genera la curva característica de variación de impedancia del dispositivo mostrada en la figura A.11. Analíticamente esta frecuencia de antirresonancia vale:

$$f_a = f_r + \frac{2 \cdot \alpha^2 \cdot v}{9,87 \cdot l \cdot (X/Y - \alpha^2)}$$

A partir de  $f_a$  y  $f_r$  se puede establecer una relación que da aproximadamente el coeficiente de acoplamiento y que es muy útil para medirlo en la práctica mediante un oscilador y un osciloscopio. Esta relación es:

$$K \approx \frac{(f_a^2 - f_r^2)^{0,5}}{f_r}$$

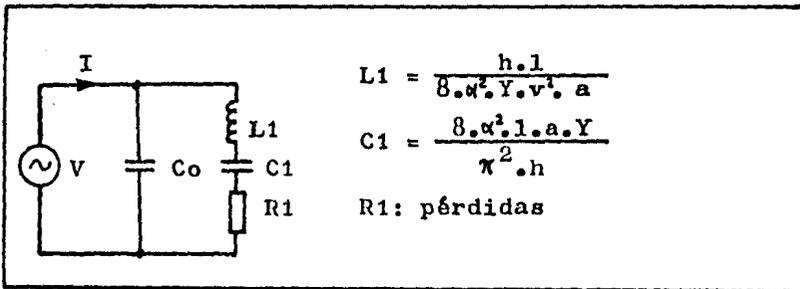


Figura A.10.

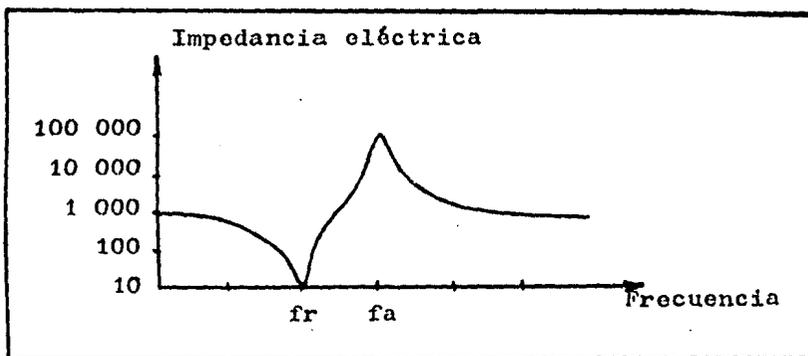


Figura A.11.

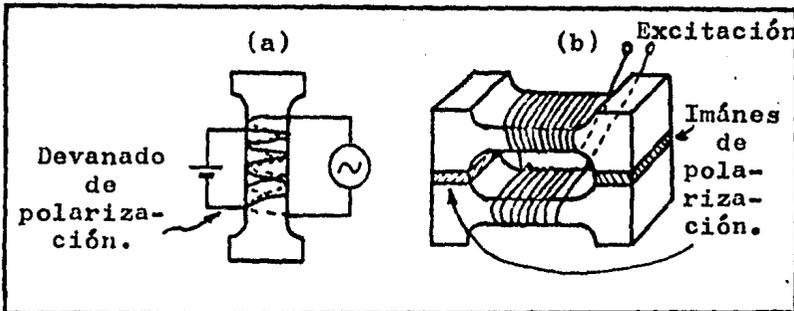
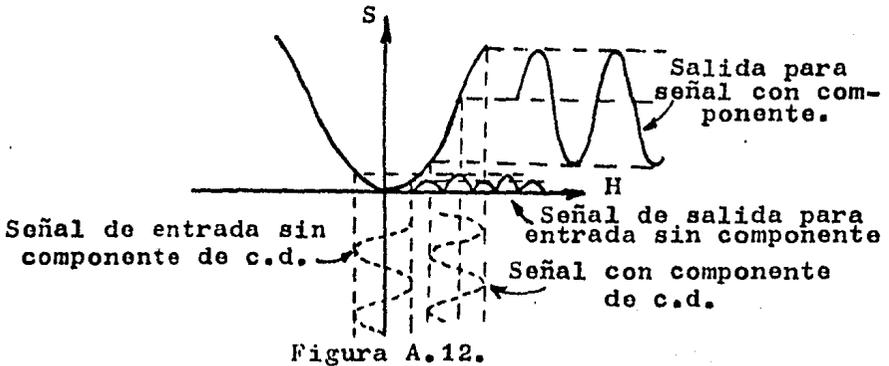
## MAGNETOESTRICCION

La magnetoestricción se puede definir como el cambio de dimensiones de un material ferromagnético cuando se somete a un campo electromagnético. Inversamente el fenómeno se puede definir como el cambio en magnetización experimentado por un material ferromagnético al aplicarle una fuerza exterior. Este fenómeno, de la misma forma que la piezoelectricidad, se puede utilizar para generar ultrasonidos en aplicaciones industriales, aunque se utiliza menos debido al mayor rendimiento de las cerámicas piezoeléctricas. Por otra parte, la magnetoestricción presenta otra desventaja y es que para valores no demasiado grandes del campo magnético aplicado la relación estática entre deformación y campo magnético es aproximadamente parabólica. Tal como se muestra en la figura A.12, sigue una ley del tipo:

$$S \approx G.H^2$$

Esto hace que al aplicar un campo alterno a la pieza, las deformaciones sean de frecuencia doble, al ser insensible el fenómeno a la dirección del campo, siendo las elongaciones de pequeño valor. Para evitar esto se polariza el material por dos procedimientos básicos, bien situando en el circuito magnético en serie, un imán permanente o bien situando un devanado alimentado en corriente continua. En la figura A.13 se muestran dos diseños posibles de generadores magnetostrictivos de vibraciones. Básicamente existen tres posibilidades para

realizarlos, dar un camino de alta reluctancia a través del aire para cerrar el circuito magnético, como en la figura A.13.a, dar un camino de baja reluctancia a través de un imán permanente, como en la figura A.13.b, o dar un camino de baja reluctancia a través de un imán no permanente polarizado con un devanado de c.d.



En los casos en que no se utilice un imán permanente se puede introducir la componente de c.d. a través del mismo devanado de excitación alterna o disponer de una

fuentes de c.d. y un devanado adicional como en la figura A.13.a, prefiriéndose normalmente esta segunda solución.

Desde el punto de vista de comportamiento, se puede realizar un estudio completamente dual al del caso de las cerámicas piezoeléctricas, llegando a las ecuaciones de la magnetoestricción, con la salvedad de que en este caso las variables eléctricas han de tomar valores incrementables al moverse el sistema sobre un punto determinado de la curva característica estática. Estas ecuaciones serán, para baja frecuencia:

$$S = \frac{T}{Y} + g \cdot \Delta B$$

$$\Delta H = \frac{\Delta B}{\mu_1} - g \cdot T$$

donde S es la deformación unitaria; T, el esfuerzo aplicado externamente al dispositivo; g, el coeficiente de magnetoestricción;  $\Delta B$  el valor de la inducción magnética incremental;  $\Delta H$ , el valor del campo magnético incremental y  $\mu_1$  la permeabilidad magnética incremental del material. De la misma forma que en el caso de la piezoelectricidad, el coeficiente g es el mismo en ambas ecuaciones, en virtud de la segunda ley de la termodinámica. Se podrían describir aquí fenómenos parecidos a los descritos en la piezoelectricidad, pudiéndose definir un coeficiente de acoplamiento electromecánico como:

$$K^2 = \frac{\text{Energía de salida disponible}}{\text{Energía de entrada almacenada}}$$

Se puede demostrar que este coeficiente vale:

$$K = g \cdot (Y \cdot \mu_1)^{0,5}$$

De la misma forma, se puede llegar a establecer circuitos equivalentes electromecánicos análogos a los de las cerámicas piezoeléctricas, que permitan determinar el comportamiento de los dispositivos a las frecuencias de resonancia mecánica.

Se ha llegado a la conclusión de que el rendimiento de los sistemas magnetostrictivos es menor que el de los piezoeléctricos. Basta considerar que los coeficientes de acoplamiento de las unidades magnetostrictivas son menores a los de las cerámicas piezoeléctricas y tener en cuenta las pérdidas en el hierro y en el cobre de los dispositivos magnetostrictivos, frente a las pequeñas pérdidas dieléctricas de las cerámicas piezoeléctricas. Por todo ello, los elementos magnetostrictivos, muy utilizados al comienzo de las aplicaciones ultrasónicas de potencia, hoy ya no se utilizan en los nuevos equipos. Han sido reemplazados totalmente por los materiales cerámicos.

BIBLIOGRAFIA

## CAPITULO I

L. TESTUT y A. LATARJET, Tratado de Anatomía Humana, Salvat Editores S.A., Barcelona, España, 1961.

## CAPITULO II

BENSON CARLIN, Ultrasónica, URMO, S.A., Bilbao, España, 1969.

J. BLITZ, Fundamentos de los Ultrasonidos, Editorial Alhambra, S.A., Madrid, España, 1969.

C. MATAIX, Mecánica de Fluidos y Máquinas Hidráulicas, Farla, S.A., D.F., México, 1982.

## CAPITULO III

J.J. DeFRANCE, Circuitos Electrónicos, Nueva Editorial Interamericana, S.A., D.F., México, 1978.

M. KAUFMAN y A.H. SEIDMAN, Handbook of Electronics Calculations for Engineers and Technicians, McGraw-Hill Book co., U.S.A., 1979.

## CAPITULO IV

J. MILLMAN, Microelectronics, McGraw-Hill Book International co., Tokio, Japón, 1979.

F.J. MALONEY, Electrónica Industrial, Prentice/Hall Internacional, Bogotá, Colombia, 1983.

M. KAUFMAN y A.H. SEIDMAN, Handbook of Electronics Calculations for Engineers and Technicians, McGraw-Hill Book co., U.S.A., 1979.

## CAPITULO V

BENSON CARLIN, Ultrasónica, URMO, S.A., Bilbao, España, 1969.

**J. BLITZ, Fundamentos de los Ultrasonidos, Editorial Alhambra, S.A., Madrid, España, 1969.**

**APENDICE A**

**J. GALVAN, M.J. GARCIA y J. SOL, Electrónica y Automática Industriales, Capítulo 17, Ultrasonidos, Publicaciones Marcombo, S.A., Barcelona, España, 1979.**