

(19)



Europäisches Patentamt
European Patent Office
Office européen des brevets

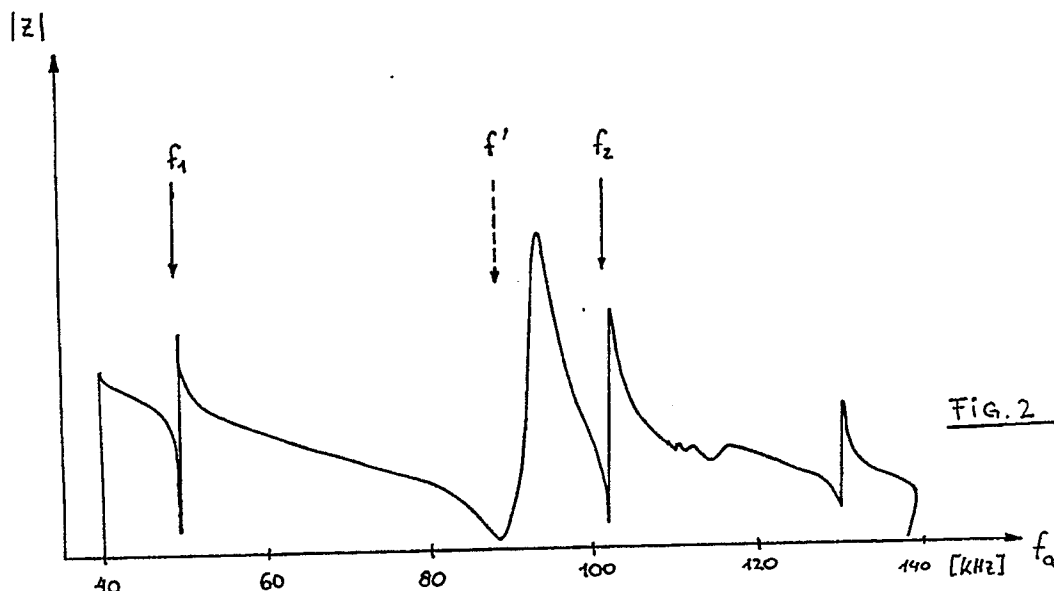
(11) Veröffentlichungsnummer: **0 421 439 A2**

(12)

EUROPÄISCHE PATENTANMELDUNG(21) Anmeldenummer: **90119084.3**(51) Int. Cl.⁵: **B06B 1/02, B05B 17/06**(22) Anmeldetag: **04.10.90**(30) Priorität: **05.10.89 DE 3933300**(43) Veröffentlichungstag der Anmeldung:
10.04.91 Patentblatt 91/15(84) Benannte Vertragsstaaten:
DE FR GB IT NL SE(71) Anmelder: **Firma J. Eberspächer**
Eberspächer Strasse 24
W-7300 Esslingen(DE)(72) Erfinder: **Gayser, Gerhard**
Hellerweg 63/1
W-7300 Esslingen(DE)
Erfinder: **Wilson, Robert F.**
2853 Waterloo Street,
Vancouver V6R3I2(CA)(74) Vertreter: **Klunker . Schmitt-Nilson . Hirsch**
Winzererstrasse 106
W-8000 München 40(DE)(54) **Ultraschallzerstäuber.**

(57) Ein Ultraschallzerstäuber, insbesondere für ein mit flüssigem Brennstoff betriebenes Heizgerät, ist mittels einer umschaltbaren Anregungsschaltung zwischen einer niedrigen Resonanzfrequenz und einer hohen Resonanzfrequenz umschaltbar, wobei erstere für gute Kaltstartbedingungen und letztere für eine gute Verbrennung im Warmbetrieb des Heizgerätes verwendet wird. Bei einer besonders bevorzugten Ausführungsform weist die Anregungsschaltung eine Phasenrastungsschaltung oder PLL-Schaltung auf, wobei deren spannungsgesteuerter Oszillator (VCO) und ein Frequenzfilter auf die niedrige bzw. die hohe Resonanzanregungsfrequenz umgeschaltet werden.

Bei einer besonders bevorzugten Ausführungsform weist die Anregungsschaltung eine Phasenrastungsschaltung oder PLL-Schaltung auf, wobei deren spannungsgesteuerter Oszillator (VCO) und ein Frequenzfilter auf die niedrige bzw. die hohe Resonanzanregungsfrequenz umgeschaltet werden.

**EP 0 421 439 A2**

ULTRASCHALLZERSTÄUBER

Die Erfindung betrifft einen Ultraschallzerstäuber gemäß Oberbegriff des Anspruchs 1.

Ein derartiger Ultraschallzerstäuber wird beispielsweise für Standheizungen von Fahrzeugen eingesetzt. Dabei erzeugt der Ultraschallzerstäuber einen Brennstoffnebel für den Heizbrenner.

Beim herkömmlichen Druckzerstäuberbrenner wird das durch Anwendung von hohem Druck vor der Zerstäuberdüse erreicht. Dabei wendet man Drücke im Bereich von 10 bis 20 bar an. Bei vorgegebener Düsenbohrung steigt mit zunehmenden Druck der Durchsatz an Brennstoff und damit die Heizleistung an. Da die Düsendurchmesser aus Gründen der Betriebssicherheit, insbesondere wegen der Gefahr der Verstopfung durch Schmutz, nicht beliebig verkleinert werden können, haben Druckzerstäuberbrenner eine untere Leistungsgrenze, die bei etwa 15 kW liegt.

Für Ultraschallzerstäuberbrenner verwendet man Ultraschallzerstäuber mit einem Ultraschallschwinger, der einen Ultraschallwandler aufweist, der üblicherweise mit einem Amplitudentransformator gekoppelt ist, der am freien Ende mit einem Zerstäuberteller oder einer Zerstäuberplatte versehen ist, deren Oberfläche zu zerstäubender flüssiger Brennstoff zugeführt wird, und zwar über Bohrungen und Kanäle, die groß dimensioniert werden können und daher nicht der Gefahr der Verstopfung durch Schmutz unterliegen. Die Brennstoffzufuhr von einem Brennstoffvorrat erfolgt über eine fast ohne Gegendruck arbeitende Dosierpumpe, die wesentlich einfacher und kostengünstiger ist als die bei einem Druckzerstäuber notwendige Hochdruckpumpe mit Druckregler.

Daß man Flüssigkeiten mittels Ultraschallschwingungen, die mit Hilfe eines elektronischen Oszillators angeregt werden, erzeugen kann, ist bereits aus der CH-PS 415137 bekannt. Es sind verschiedene Maßnahmen zur Verbesserung der Zerstäubungsfähigkeit von Ultraschallzerstäubern bekannt geworden. Die DE 36 25 461 A1 beschreibt einen Erregerkreis mit PLL-Schaltung für einen Ultraschall-Zerstäuber, bei dem mit Hilfe eines Verzögerungsglieds der Einschwingvorgang der Regelschleife ausgeblendet wird, um unerwünschte Erscheinungen, die während des Einschwingvorgangs auftreten können, auszuschalten. Aus der DE 36 25 149 A1 ist es bekannt, den Ultraschallwandler durch den elektronischen Oszillator nur impulsweise anzuregen, den Ultraschallwandler zwischen den Anregungsimpulsen frei schwingen zu lassen, diese freie Schwingung zu messen und mit dem Meßergebnis die Anregungsfrequenz des Oszillators zu steuern, damit der Ultraschallschwinger möglichst in einer Eigenresonanzfrequenz schwingen kann.

Aus der nachveröffentlichten älteren EP-0 340 470 A1 ist es bekannt, einen Ultraschallschwinger nicht mit einer einzigen Frequenz anzuregen, sondern die Anregungsfrequenz periodisch durch ein bestimmtes Frequenzband durchzuwobbeln. Dadurch erreicht man, daß der Ultraschallwandler auch dann mit seiner jeweiligen Resonanzfrequenz angeregt wird, wenn diese sich aufgrund von Herstellungstoleranzen, Alterungserscheinungen und Anlagerung von großen Flüssigkeitstropfen ändert. Wenn eine zu starke Dämpfung des Resonanzverhaltens festgestellt wird, die beispielsweise durch zu große Flüssigkeitstropfen auf dem Ultraschallschwinger bedingt sein kann, wird auf ein breiteres Frequenzband, durch welches die Anregungsfrequenz periodisch durchgewobbelt wird, umgeschaltet. Dadurch erhält man die Möglichkeit, daß auch solche großen Tropfen vom Ultraschallschwinger abgeschleudert werden. Ist dies geschehen, geht die Dämpfung des Ultraschallschwingers entsprechend zurück und erfolgt eine Rückschaltung auf das periodische Wobbeln der Anregungsfrequenz durch das schmalere Frequenzband.

Die Zerstäubung von Flüssigkeiten mittels Ultraschall wird physikalisch über die Bildung von Kapillarwellen an der Oberfläche der auf dem Zerstäubungsteller als Film aufgetragenen Flüssigkeit erklärt. Für den häufigsten Tropfendurchmesser d_h gilt folgende Beziehung:

$$d_h = \frac{1}{2} \sqrt[3]{\frac{\sigma}{\rho} \cdot \frac{\pi}{f_a^2}} \quad (1)$$

Dabei bedeuten:

d_h = häufigster Tropfendurchmesser

σ = Oberflächenspannung der Flüssigkeit

ρ = Dichte der Flüssigkeit

f_a = Anregungsfrequenz des Ultraschallzerstäubers.

Da σ und ρ stoffbezogene Größen sind, gilt

$$d_h \sim f_a^{1/3} \quad (2)$$

5 Möchte man den häufigsten Tropfendurchmesser d_h einer Zerstäubungsvorrichtung verkleinern, ist dies nur durch eine Erhöhung der Anregungsfrequenz f_a möglich. Wird z. B. f_a auf den dreifachen Wert erhöht, verringert sich d_h auf die Hälfte. Bei Heizgeräten mit einer auf Zerstäubung basierenden Gemischaufbereitung sind kleine Tropfen wünschenswert, da durch die damit verbundene große Oberfläche des Brennstoffs eine schnelle und intensive Gemischbildung möglich ist.

10 Um kleine Brennstofftröpfchen zu erzielen, wäre z. B. eine Anregungsfrequenz von 100 bis 120 kHz wünschenswert. Im Normalbetrieb eines Heizgerätes ist dies auch praktikabel, nicht jedoch beim Kaltstart des Heizgerätes an der unteren Grenze des Temperaturbereichs, die üblicherweise bei -40°C angenommen wird. Der Leistungsbedarf des Ultraschallzerstäubers steigt bei derart tiefen Temperaturen auf das 5- bis 10-fache an, da durch die stark zunehmende Zähigkeit des Brennstoffs mehr Zerstäubungsenergie benötigt wird. Außerdem ist es bei den hohen Frequenzen sehr schwierig, einen am Zerstäuberteller anhaftenden kalten und daher hochviskosen Tropfen im Kaltstartbetrieb abzuschleudern.

15 Die Zuverlässigkeit der Zerstäubung, d.h., die Sicherheit gegen Zerstäubungsausfall infolge Bedämpfung des Ultraschallzerstäubers durch hochviskosen Brennstoff bei vorgegebener elektrischer Anregungsenergie kann erheblich gesteigert werden, wenn die Frequenz der Zerstäubung merklich abgesenkt wird, z. B. auf 40 kHz. Die Verluste im Material des Ultraschallschwingers, bei dem es sich üblicherweise um Chromnickelstahl handelt, werden dann geringer und bei vertretbarem Leistungspegel ist noch eine Zerstäubung möglich. Dies allerdings nur um den Preis größerer Tropfen. Herkömmlicherweise wird daher zwischen diesen entgegengesetzten Forderungen ein Kompromiß geschlossen und die Zerstäubungsfrequenz auf 50 bis 60 kHz festgelegt.

25 Das bedeutet, daß herkömmliche Ultraschallzerstäuber weder bei ihrer Betriebstemperatur noch bei tiefen Kaltstarttemperaturen optimal betrieben werden können.

Da der Ultraschallschwinger in Resonanz betrieben werden muß, sind seine Abmessungen durch die Anregungsfrequenz bestimmt.

30 Der Erfindung liegt die Aufgabe zugrunde, hiergegen Abhilfe zu schaffen, einen Ultraschallzerstäuber also sowohl bei Betriebstemperatur als auch bei Kaltstarttemperaturen optimal betreibbar zu machen, und zwar mit möglichst wenig zusätzlichem Aufwand.

Die Lösung dieser Aufgabe ist im Patentanspruch 1 angegeben und kann den Unteransprüchen gemäß vorteilhaft weitergebildet werden.

35 Erfindungsgemäß wird also temperaturabhängig zwischen einer hohen Resonanzfrequenz dann, wenn das Heizgerät mit üblicher Betriebstemperatur arbeitet, und einer niedrigen Resonanzfrequenz im Kaltstartbetrieb mit niedriger Temperatur umgeschaltet. Dadurch können bei normaler Betriebstemperatur des Ultraschallzerstäubers kleine Brennstofftröpfchen unter optimalen Voraussetzungen für eine effektive Verbrennung erzeugt werden, während beim Kaltstart ein sicheres Abschleudern der Brennstofftröpfchen und damit eine sichere Funktion des Heizgerätes gewährleistet werden können. Dabei bleibt der Betrag der aufzuwendenden elektrischen Anregungsenergie in akzeptablen Grenzen.

40 Bei den unterschiedlichen Resonanzfrequenzen, zwischen welchen der Ultraschallschwinger umschaltbar ist, kann es sich um Grundschrwingungen verschiedener Schwingungsmoden des Ultraschallschwingers, um eine Grundschrwingung und eine Oberschrwingung unterschiedlicher Schwingungsmoden des Ultraschallschwingers, um eine Grundschrwingung und eine Oberschrwingung eines gleichen Schwingungsmodus des Ultraschallschwingers oder um unterschiedliche Oberschrwingungen des gleichen Schwingungsmodus des Ultraschallschwingers handeln. Vorzugsweise wird man eine Grundschrwingung und eine passende Oberschrwingung desselben Schwingungsmodus des Ultraschallschwingers wählen.

Bevorzugtermaßen wird der Ultraschallschwinger sowohl im niederfrequenten als auch im hochfrequenten Bereich zur Serienresonanz angeregt.

50 Die Temperaturschwelle, bei deren Erreichen die Anregungsschaltung von der Abgabe der niederfrequenten auf die Abgabe der hochfrequenten Anregungsfrequenz umschaltet, liegt vorzugsweise bei 0°C .

In bevorzugter Weise weist der Ultraschallschwinger mit elektrischen Anregungselektroden versehene piezokeramische Scheiben als Ultraschallwandler und einen an die Scheiben angrenzenden Amplitudentransformator mit einem Bereich größeren Durchmessers in seinem an die Scheiben angrenzenden Bereich und einem Bereich kleineren Durchmessers zwischen dem Bereich größeren Durchmessers und der Zerstäuberplatte auf. Der Bereich kleineren Durchmessers und die Zerstäuberplatte sind dabei mit einem Axialdurchgang versehen, der mit einem Radialdurchgang in dem Bereich größeren Durchmessers in

Verbindung steht, der an einen Flüssigkeitsvorrat anschließbar ist, wodurch eine Flüssigkeitsleitung bis zur Zerstäuberoberfläche der Zerstäubungsplatte gebildet ist.

Es wird vorzugsweise ein steuerbares Tiefpaßfilter mit linearem Phasengang verwendet.

Bei einer besonders bevorzugten Ausführungsform weist die Anregungsschaltung eine Phasenrastungsschaltung oder PLL-Schaltung auf, wobei deren spannungsgesteuerter Oszillator (VCO) und ein Frequenzfilter auf die niedrige bzw. die hohe Resonanzanregungsfrequenz umgeschaltet werden.

Zur Frequenzumschaltung werden vorzugsweise in Abhängigkeit von der ermittelten Temperatur ein spannungsgesteuerter Oszillator und ein Frequenzfilter zwischen zwei Werten umgeschaltet, die der niedrigen bzw. hohen Resonanzanregungsfrequenz entsprechen, welche die Anregungsschaltung zur Beaufschlagung des Ultraschallschwingers abgibt.

Bei einer bevorzugten Ausführungsform ist dem Ultraschallwandler eine Kompensationseinrichtung parallelgeschaltet, mittels welcher der Ultraschallwandler auf niederfrequente oder eine hochfrequente Serienresonanzschwingung abgestimmt wird. Außerdem ist dem Ultraschallwandler ein Stromsensor zugeordnet, dessen Ausgangssignal einem ersten Eingang eines Phasendetektors zugeführt wird, der einen mit dem Ausgang des spannungsgesteuerten Oszillators verbundenen zweiten Eingang aufweist. Zwischen den Ausgang des Phasendetektors und den Eingang des spannungsgesteuerten Oszillators ist ein hochverstärkendes Tiefpaßfilter geschaltet, das die Summenfrequenzkomponente im Ausgangssignal des Phasendetektors sperrt.

Bei einer bevorzugten Ausführungsform weist die Kompensationseinrichtung zwei Induktivitäten auf, von denen mittels eines Schalters entweder die eine oder die andere dem Wandler parallel schaltbar ist, wobei die beiden Induktivitäten so bemessen sind, daß der Blindwiderstand der dem Wandler eigenen Kapazität bei der unteren bzw. der oberen Resonanzanregungsfrequenz kompensiert wird.

Eine andere Ausführungsform der Erfindung zeichnet sich dadurch aus, daß die Kompensationseinrichtung eine dem Wandler parallelgeschaltete Parallelschaltung mit einer ersten Induktivität in einem Parallelzweig und einer Reihenschaltung aus einer zweiten Induktivität und einem Kondensator im anderen Parallelzweig aufweist und daß die Parallelschaltung im Verhältnis zu der dem Wandler eigenen Kapazität so dimensioniert ist, daß der Blindwiderstand der dem Wandler eigenen Kapazität sowohl bei der unteren als auch bei der oberen Resonanzanregungsfrequenz kompensiert wird.

Das Tiefpaßfilter weist vorzugsweise eine Verstärkung im Bereich von etwa 50 dB bis 100 dB auf.

Das hochverstärkende Tiefpaßfilter kann durch einen Integrator gebildet sein.

Der Stromsensor ist vorzugsweise ein mit dem Ultraschallwandler in Reihe geschalteter Widerstand.

Bevorzugtermaßen ist zwischen den Stromsensor und den ersten Eingang des Phasendetektors eine Schwellenwertschaltung geschaltet, die nur Signale mit einer einen vorbestimmten Schwellenwert überschreitenden Signalstärke durchläßt, dabei ist der Schwellenwert derart bemessen, daß er oberhalb des bei Parallelresonanz des Ultraschallwandlers auf den Eingang der Schwellenwertschaltung gelangenden Signalwerts liegt.

Die Schwellenwertschaltung ist bevorzugtermaßen ein Schwellenwertverstärker nach Art eines Schmidt-Triggers.

Zwischen den Ausgang des spannungsgesteuerten Oszillators und den Ultraschallwandler kann ein impedanzanpassender Treibertransformator geschaltet sein.

Der Sensorwiderstand kann mit der Sekundärwicklung des Treibertransformators in Reihe geschaltet sein.

Zwischen den Ausgang des spannungsgesteuerten Oszillators und die Primärwicklung des Treibertransformators kann ein Leistungsverstärker geschaltet sein, der die Primärwicklung des Treibertransformators mit einer Rechteckschwingung beaufschlagt.

Die Schwellenwertschaltung liefert in bevorzugter Weise ein Rechteckausgangssignal.

Es kann ein digitaler Phasendetektor vorgesehen sein und zwischen dem Ausgang des spannungsgesteuerten Oszillators und dem zweiten Eingang des Phasendetektors kann ein -90° -Phasenschieber angeordnet sein.

Der digitale Phasendetektor weist vorzugsweise eine EXKLUSIV-ODER-Schaltung auf.

Vorzugsweise ist ein multiplizierender Phasendetektor vorgesehen und ist zwischen dem Ausgang des spannungsgesteuerten Oszillators und dem zweiten Eingang des multiplizierenden Phasendetektors ein -90° -Phasenschieber angeordnet.

Zwischen den Stromsensor und den Phasendetektor ist vorzugsweise ein Tiefpaßfilter mit linearem Phasenverlauf geschaltet.

Einzelheiten weiterer bevorzugter Ausführungsformen können den Ansprüchen entnommen werden.

Die Erfindung wird nun anhand von Ausführungsformen näher erläutert. In den Zeichnungen zeigen: Figur 1 eine Schnittansicht eines für die Erfindung geeigneten Ultraschallschwingers;

Figur 2 den Verlauf der Impedanz eines Ultraschallschwingers der in Fig. 1 gezeigten Art in Abhängigkeit von der Anregungsfrequenz;

Figur 3A eine erste Ausführungsform eines erfindungsgemäßen Ultraschallzerstäubers mit Anregungsschaltung;

5 Figur 3B eine zweite Ausführungsform eines erfindungsgemäßen Ultraschallzerstäubers mit Anregungsschaltung;

Figur 4 ein erstes Beispiel eines bei den Ausführungsformen nach Fig. 3A und 3B verwendbaren, umschaltbaren spannungsgesteuerten Oszillators;

10 Figur 5 ein zweites Beispiel eines bei den Ausführungsformen nach Fig. 3A und 3B verwendbaren, umschaltbaren spannungsgesteuerten Oszillators;

Figur 6 ein Beispiel eines bei den Ausführungsformen nach Fig. 3A und 3B verwendbaren, umschaltbaren Tiefpassfilters; und

Figur 7 ein Ersatzschaltbild eines Ultraschallwandlers; und

Figur 8 das Ersatzschaltbild eines Ultraschallwandlers bei Serienresonanz.

15 Der in Fig. 1 im Querschnitt dargestellte Ultraschallschwinger 11 weist einen im wesentlichen axial-symmetrischen Metallkörper 13 auf, der vorzugsweise aus Chromnickelstahl besteht. Der Metallkörper 13 weist etwa in seiner Längsmitte einen Scheibenbereich 15 großen Durchmessers auf. Auf einen in Fig. 1 links vom Scheibenbereich 15 befindlichen Schaftbereich des Metallkörpers 13 sind zwei Scheiben aus piezoelektrischem Keramikmaterial aufgeschoben. Sie werden mittels einer Schraubenmutter 21, die auf einen Gewindeteil des Schaftbereichs 17 aufgeschraubt ist, gegen den Scheibenbereich gedrängt. Die 20 Keramikscheiben 19 sind mit elektrischen Anschlüssen versehen, mittels welchen den keramischen Scheiben 19 elektrische Anregungsenergie zugeführt wird, welche sie in mechanische Schwingungen versetzt. An der von den Keramikscheiben 19 abliegenden Seite schließt sich an den Scheibenbereich 15 ein länglicher Bereich 25 kleinen Durchmessers an. Das freie Ende des länglichen Bereichs 25 ist mit einem Zerstäubungsteller 27 vergrößerten Durchmessers versehen. Der längliche Bereich 25 weist einen Axialdurchgang 29 auf, der mit einem Radialdurchgang 31 im Scheibenbereich 15 in Verbindung steht. Mittels der Durchgänge 31 und 29 wird flüssiger Brennstoff von einem nicht gezeigten Brennstoffvorrat auf die Außenoberfläche des Zerstäubungstellers 27 gebracht.

Der Scheibenbereich 15, der längliche Bereich 25 und der Zerstäubungsteller 27 stellen einen 30 Amplitudentransformator in Form eines mechanischen Impedanzwandlers dar, der aufgrund der Durchmesseränderungen Impedanzsprünge aufweist. Ein derartiger Ultraschallschwinger ist zu Oberschwingungen in der Lage, die aufgrund der Impedanzsprünge jedoch keine Frequenzvielfachen der Grundschwingung zu sein brauchen.

Figur 2 zeigt einen Verlauf der Impedanz Z eines Ultraschallschwingers der in Fig. 1 gezeigten Art in 35 Abhängigkeit von der Anregungsfrequenz f_a . Durch die Kombination eines longitudinal-schwingungsfähigen Gebildes mit dem zu Biegeschwingungen fähigen Zerstäubungsteller 27 entsteht ein schwingungsfähiges System mit mehreren Freiheitsgraden und somit mit verschiedenen Eigenresonanzfrequenzen, die im allgemeinen nicht harmonisch zueinander zu sein brauchen. Aus dem in Fig. 2 gezeigten Impedanzverlauf über der Anregungsfrequenz sind die auftretenden Resonanzstellen ersichtlich. Dabei sind charakteristisch 40 die jeweils nahe zusammenliegenden Serien- und Parallel-Resonanzstellen.

Für den erfindungsgemäßen Zweck können bei dem gezeigten Beispiel die bei 49 kHz liegende, scharf ausgeprägte Grundschwingung f_1 und die ebenfalls scharf ausgeprägte Oberschwingung f_2 bei 102 kHz nutzbar gemacht werden.

Es hat sich gezeigt, daß sich die Resonanzfrequenzen f_1 und f_2 dadurch auszeichnen, daß am 45 Zerstäubungsteller 27 große Bewegungsamplituden entstehen und dadurch bei beiden Frequenzen Brennstoff zerstäubt werden kann, allerdings mit den bereits erwähnten Unterschieden:

1) bei $f_1 = 49$ kHz entsteht ein relativ großtropfiger Flüssigkeitsnebel (d_h), es kann aber auch bei tiefen 50 Temperaturen (-40°C) zerstäubt werden, z. B. 1, 5 l/h Dieselöl (sogenanntes Arctic-Diesel) mit ca. 6 W Wirkleistung. Bei Temperaturen oberhalb 10°C , wenn also das Heizgerät betriebswarm ist, fällt der Leistungsbedarf auf ca. 1 W ab.

2) bei $f_2 = 102$ kHz entsteht ein vergleichsweise feiner Nebel (d_h). Bei betriebswarmen Heizgerät reichen unter den genannten Bedingungen ca. 4 W Wirkleistung zur Zerstäubung aus.

Bei -40°C ist diese hohe Frequenz jedoch nicht mehr einsetzbar. Die Tropfenabschleuderung ist selbst bei Wirkleistungen von ca. 15 W nicht sicher beherrschbar. Die mit der Frequenz stark angestiegenen 55 mechanischen Verluste im Material des Ultraschallschwingers 11 erzeugen zudem hohe örtliche thermische Belastungen in der anregenden Piezokeramik, was sich ebenfalls negativ auf Betriebssicherheit und außerdem auf die Lebensdauer auswirkt.

Die die elektrische Anregungsenergie erzeugende Anregungsschaltung wird nun so ausgeführt, daß je

nach Bedarf f_1 oder f_2 angeregt werden kann. Die Anregungsschaltung enthält einen selbstschwingenden Oszillator, dessen Frequenz von der angeschlossenen Last, nämlich dem Ultraschallschwinger, bestimmt wird. Durch Vorgabe entsprechender Frequenzfenster, z. B.

für f_1 : $\Delta f_1 = 45 \text{ kHz} \dots 55 \text{ kHz}$

5 für f_2 : $\Delta f_2 = 97 \text{ kHz} \dots 107 \text{ kHz}$

kann die Anregungsschaltung zum Einrasten auf die jeweils gewünschte Frequenz gezwungen werden.

Diese Frequenzfenster können z. B. durch schaltbare Tiefpassfilter realisiert werden, die sich in der Frequenzregelschleife im Rückkopplungsweg vom Ultraschallzerstäuber zu dem steuerbaren Oszillator befinden.

10 Fig. 2 zeigt eine Serienresonanzstelle bei einer Frequenz $f' = 88 \text{ kHz}$. Diese Resonanzfrequenz ist unerwünscht, weil bei dieser Frequenz der Zerstäuberteller 27 nicht zu Biegeschwingungen angeregt wird und somit eine nutzbare Zerstäubung nicht möglich ist. Durch Wahl der oben angegebenen Frequenzfenster wird aber eine Anregung mit der unerwünschten Frequenz f' vermieden.

Das Heizgerät wird nun so betrieben, daß während des Kaltstarts, z. B. bei Temperaturen unter 0°C ,
15 von der Heizgerätesteuerung, die den zeitlichen Funktionsablauf des Heizgerätes bestimmt, an die Anregungsschaltung ein Steuersignal zur Einschaltung des Frequenzfensters Δf_1 gegeben wird. Wenn dann nach einigen Minuten die Anheizphase des Heizgerätes beendet ist, meldet ein Temperaturfühler der Heizgerätesteuerung das Überschreiten einer vorgegebenen Temperaturschwelle. Die Anregungsschaltung wird jetzt auf das Frequenzfenster Δf_2 und somit auf Betrieb mit f_2 umgeschaltet.

20 Die durch den grobtropfigen Flüssigkeitsnebel erzwungene Verbrennung von Brennstoffflüssigkeit mit verminderter Güte dauert deshalb nur kurze Zeit an.

Wird das Heizgerät mit Temperaturregelung betrieben, bei welcher es gemäß einer Zweipunktregelung zu vorübergehenden Abschaltungen kommt, wird die tiefe Frequenz f_1 nur für den Erst-(Kalt)start benötigt. Die folgenden häufigen Regelstarts im Ein/Ausbetrieb können mit f_2 erfolgen, da das Heizgerät in den
25 Regelpausen nicht so stark abkühlt, daß ein erneuter Start mit f_1 erforderlich wäre.

Eine erste bevorzugte Ausführungsform eines erfindungsgemäßen Ultraschallzerstäubers ist in Fig. 3A gezeigt.

Zu einem Ultraschallwandler 33 sind zwei Abstimminduktivitäten Lo_1 und Lo_2 parallel angeordnet. In Abhängigkeit von der Schaltstellung eines steuerbaren Schalters 35 ist dem Ultraschallwandler 33 entweder
30 die Abstimminduktivität Lo_1 oder die Abstimminduktivität Lo_2 parallelgeschaltet. Diese Parallelschaltung liegt über Anschlußstellen A und B parallel zu einer Reihenschaltung, welche die Sekundärwicklung eines Übertragers 37 und einen Sensorwiderstand 39 aufweist.

Die beiden Enden der Primärwicklung des Übertragers 37 sind an die Ausgangsseite eines Leistungsverstärkers 41 angeschlossen.

35 Der Verbindungspunkt zwischen der Sekundärwicklung des Übertragers 37 und dem Sensorwiderstand 39 ist über ein Tiefpassfilter 43, das im Betriebsfrequenzbereich der Anregungsschaltung einen linearen Phasengang hat, an den Eingang eines Schwellenwertverstärkers 45 angeschlossen. Dessen Ausgang bildet einen ersten Eingang 47 eines Phasendetektors 49, dessen Ausgang über ein Schleifenfilter 51 an den Eingang 53 eines spannungsgesteuerten Oszillators (VCO) 55 angeschlossen ist. Der Ausgang des VCO 55
40 ist einerseits an den Eingang des Leistungsverstärkers 41 und andererseits über einen -90° -Phasenschieber an einen zweiten Eingang 57 des Phasendetektors 49 angeschlossen.

Das Schleifenfilter 51 ist als Integrierschaltung mit hoher Gleichspannungsverstärkung von mindestens etwa 50dB, typischerweise etwa 100 dB ausgebildet. Zu diesem Zweck ist ein Differenzverstärker 59 vorgesehen, dessen invertierender Eingang über einen Widerstand 61 mit dem Ausgang des Phasendetektors 49 und über eine Reihenschaltung aus einem Widerstand 63 und einem Kondensator 65 mit dem
45 Ausgang des Differenzverstärkers 59 verbunden ist. Der nicht-invertierende Eingang des Differenzverstärkers 59 ist an den Teilspannungspunkt 67 eines Spannungsteilers mit zwischen die beiden Pole einer Spannungsversorgungsquelle geschalteten Widerständen 69 und 71 angeschlossen.

Der invertierende Eingang des Differenzverstärkers 59 ist mit einem Wobbelgenerator 79 verbunden,
50 und zwar über einen steuerbaren Schalter 80.

Zwischen den Ausgang des spannungsgesteuerten Oszillators 55 und den Ausgang des Schwellenwertverstärkers 45 ist ein zweiter Phasendetektor 101 geschaltet, dessen Ausgangssignal auf einen ersten Steuereingang eines Umschalters 102 geführt ist. Ein zweiter Steuereingang des Umschalters 102 ist mit dem Ausgang eines Temperaturfühlers 73 verbunden, der beim Überschreiten einer vorbestimmten Temperaturschwelle ein Steuersignal auf den Umschalter 102 gibt.
55

Das Tiefpassfilter 43 und der spannungsgesteuerte Oszillator 55 sind je mit einem Pfeil versehen, um anzudeuten, daß sie zwischen unterschiedlichen Frequenzen umschaltbar sind. Diese Pfeile sind über gestrichelte Linien mit dem Ausgang des Umschalters 102 verbunden, um darzustellen, daß die Umschal-

tung von Tiefpassfilter 43 und spannungsgesteuertem Oszillator 55 von dem Umschalter 102 gesteuert wird.

Der steuerbare Schalter 80 wird von dem Ausgangssignal des zweiten Phasendetektors 101 geschaltet.

Bevor auf die Funktionsweise der in Fig. 3A gezeigten Anregungsschaltung eingegangen wird, sei noch prinzipiell das Verhalten eines piezoelektrischen Wandlers betrachtet. Fig. 7 zeigt ein Ersatzschaltbild eines solchen Wandlers. Diese besteht aus der Parallelschaltung einer Kapazität C_0 zu einer Reihenschaltung mit einer Induktivität L_1 , einer Kapazität C_1 und einem Widerstand R_1 . Mit C_0 ist die Kapazität des Wandlers weit unterhalb der Resonanzfrequenz abzüglich C_1 bezeichnet. L_1 , C_1 und R_1 sind keine tatsächlichen Komponenten, sondern elektrische Äquivalente, mit welchen die Funktion eines piezoelektrischen Wandlers, der in der Nähe seiner Resonanzfrequenz arbeitet, dargestellt werden kann. Üblicherweise symbolisiert man mit L_1 die schwingende Masse des Wandlers, mit C_1 dessen Elastizität und mit R_1 den mechanischen, reellen Widerstand.

Bei Serienresonanz sind die Blindwiderstände L_1 und C_1 von gleichem Wert aber unterschiedlichen Vorzeichen, so daß sie sich gegeneinander aufheben. Daraus ergibt sich das in Fig. 8 gezeigte Ersatzschaltbild bei Serienresonanz. Dabei erscheint der Wandler als reiner Widerstand R_1 , dem die Kapazität C_0 parallel geschaltet ist.

Mit diesen Vorausbetrachtungen wird nun die Schaltung in Fig. 3A hinsichtlich Funktion und Dimensionierungs Gesichtspunkten näher betrachtet.

Schaltet man in Fig. 3A dem Ultraschallwandler 33 eine Induktivität parallel, deren Wert so gewählt ist, daß sie bei der Serienresonanzfrequenz des Wandlers 33 mit C_0 einen Parallelresonanzkreis bildet, dann bilden diese Induktivität und die Kapazität C_0 zusammen einen sehr hohen Widerstand, so daß sie vernachlässigt werden können. Bei Serienresonanz des Wandlers 33 sieht die Treiberschaltung daher in der Parallelschaltung aus dem Wandler 33 und der Induktivität eine Komponente mit rein ohmschen Widerstand, entsprechend R_1 . Da der Wandler 33 zusammen mit der Induktivität als Gebilde mit rein ohmschen Widerstand erscheint, ist der durch diese Parallelschaltung fließende Strom im Resonanzpunkt des Wandlers 33, und nur dort, exakt in Phase mit der den Wandler treibenden Spannung.

Die dem Wandler 33 parallel geschaltete Induktivität ist nun je nach Schaltstellung des Schalters 35 die Induktivität $Lo1$, die das C_0 des Wandlers 33 bei f_1 wegstimmt, oder die Induktivität $Lo2$, die das C_0 des Wandlers 33 bei f_2 wegstimmt. Diese Induktivitäten sind entsprechend f_1 bzw. f_2 dimensioniert.

Die in Fig. 3A gezeigte Schaltung nutzt das Prinzip, daß im Resonanzpunkt des Wandlers 33 die Treiberspannung und der Wandlerstrom in Phase sind. Sie enthält eine Schaltung, die eine Art Phaseneinrasterschleife mit hoher Gleichspannungs-Schleifenverstärkung aufweist, um die Phase der Wandlertreiberspannung mit der Phase des resultierenden Wandlerstroms zu vergleichen. Die Schaltung arbeitet in einer Weise, welche die Frequenz der Treiberspannung automatisch auf einen Betriebspunkt bringt, in welchem die Wandlerspannung und der Wandlerstrom in Phase sind, d.h. auf die Resonanzfrequenz des Wandlers. Aufgrund der hohen Gleichspannungsschleifenverstärkung kann die Schaltung auf den exakten Resonanzpunkt jedes Wandlers "einrasten", vorausgesetzt, daß seine Resonanzfrequenz innerhalb des für die Schaltung gewählten Betriebsbereichs liegt. Es gibt keine Erhöhung des Phasenfehlers, wenn sich die Resonanzfrequenz des Wandlers den Grenzen des für die Schaltung gewählten Betriebsbereichs nähert.

Der spannungsgesteuerte Oszillator 55 ist so ausgelegt, daß er über einen festgelegten Frequenzbereich arbeitet, der genügend breit ist, um alle möglichen Abweichungen von der idealen Serienresonanzfrequenz des Wandlers abzudecken. Solche Abweichungen können dadurch entstehen, daß der Wandler extremen Temperaturwerten ausgesetzt wird, daß der Wandler mit zu zerstäubender Flüssigkeit belastet wird, durch Ablagerungen auf dem Wandler, Altern des Wandlers und die Auswirkung von Herstellungstoleranzen. Da der VCO 55 lediglich in dem festgelegten Frequenzbereich arbeiten kann, ist ein Betrieb bei unerwünschten harmonischen Frequenzen nicht möglich.

Das Ausgangssignal des VCO 55 wird von dem die Primärwicklung des Übertragers 37 speisenden Leistungsverstärker 41 gepuffert und verstärkt. Um minimale Leistungsverluste in dem Leistungsverstärker 41 zu erreichen, werden die Ausgangstristoren des Leistungsverstärkers 41 als gesättigte Schalter betrieben, so daß sich am Ausgang des Leistungsverstärkers 41 eine Rechteck-Ausgangsspannung ergibt. Der Übertrager 37 erhöht die Treiberspannung auf einen Wert, der zum Treiben des Wandlers mit dem gewünschten Leistungswert geeignet ist. Die Induktivität der Sekundärwicklung des Übertragers 37 weist einen viel höheren Wert auf als die Abstimminduktivität $Lo1$ bzw. $Lo2$, so daß die Sekundärwicklung des Übertragers 37 keinen Einfluß auf die Abstimmungskompensation der nominellen Kapazität C_0 des Wandlers 33 hat.

Die Ausgangsspannung der Sekundärwicklung des Übertragers 37 wird über den Sensorwiderstand 39, der einen niedrigen Widerstandswert aufweist, auf den Wandler 33 gegeben. Da die nominelle Kapazität C_0 des Wandlers 33 durch die Abstimminduktivität $Lo1$ bzw. $Lo2$ nahezu gänzlich durch Kompensation eliminiert ist, und zwar ohne Beeinflussung durch die Sekundärwicklung des Übertragers 37, wird der den

Wandlerstrom abtastende Sensorwiderstand 39 nicht von dem hohen Strom beeinträchtigt, der zwischen der Abstimminduktivität Lo1 bzw. Lo2 und der Kapazität Co des Wandlers 33 zirkuliert. Der Sensorwiderstand 39 erzeugt in der den Sensorwiderstand 39 mit dem Tiefpassfilter 43 verbindenden Leitung 75 ein Signal, das proportional ist zu dem Strom, der durch den Wandler fließt. Bei der Serienresonanzfrequenz des Wandlers 33 ist das stromproportionale Signal auf Leitung 75 exakt in Phase mit der Wandlertreiberspannung. Unterhalb der Serienresonanz eilt die Stromphase der Spannungsphase voraus, so daß der Wandler kapazitiv erscheint. In dem Bereich oberhalb der Serienresonanz, der unterhalb der Parallelresonanz liegt, läuft das Stromsignal der Treiberspannung nach, so daß der Wandler 33 induktiv erscheint. Oberhalb der Parallelresonanz erscheint der Wandler 33 wieder kapazitiv.

Da die Treiberspannung ein Rechtecksignal ist, ist der resultierende Wandlerstrom reich an Harmonischen. Da eine Aufgabe der Anregungsschaltung darin liegt, die Phase der Wandlertreiberspannung mit der des resultierenden Stroms zu vergleichen, ist es erforderlich, alle Harmonischen aus dem Stromsignal zu entfernen, um eine fehlerhafte Betriebsweise der Schaltung zu verhindern. Die Verwendung eines üblichen Tiefpassfilters zur Entfernung dieser Harmonischen würde dem Stromsignal eine frequenzabhängige Phasenverschiebung verpassen und würde das Stromsignal somit nutzlos für den beabsichtigten Zweck machen.

Es wird daher ein Tiefpassfilter mit linearem Phasengang verwendet, um die im Stromsignal vorhandenen Harmonischen auszuschalten, ohne die Phase des interessierenden Signals zu beeinträchtigen. Vorteilhafterweise erzeugt das Tiefpassfilter 43 eine vernachlässigbare Phasenverschiebung und Dämpfung über den gesamten Arbeitsfrequenzbereich des VCO 55. Oberhalb der oberen Grenze des Frequenzarbeitsbereichs des VCO 55 setzt jedoch eine scharfe Dämpfung ein.

Das Ausgangssignal des einen linearen Phasengang aufweisenden Tiefpassfilters 43 ist ein rein sinusförmiges Signal, bei dem es sich um die Grundfrequenzkomponente des Stromsignals auf der Leitung 75 handelt. Alle Harmonischen, die von der rechteckförmigen Treiberspannung herrühren, sind entfernt. Dieses bereinigte Stromsignal wird mit Hilfe des Schwellenwertverstärkers 45 verstärkt und als eines der beiden Eingangssignale des Phasendetektors 49 verwendet. Der Schwellenwertverstärker 45 dient zwei Zwecken. Einmal verstärkt er das am Ausgang des Tiefpassfilters 43 vorhandene Signal niedrigen Wertes auf ein Signal mit einem Wert, wie er von dem Phasendetektor 49 benötigt wird. Bei der vorliegenden Schaltung ist es günstig, für den Phasendetektor einen Typ zu verwenden, der als Eingangssignal eine Rechteckwelle braucht. Daher wird die Verstärkung des Schwellenwertverstärkers 45 auf einen sehr hohen Wert eingestellt. Daher wirkt er auch wie ein Schmitt-Trigger, der das erforderliche Rechteck-Ausgangssignal erzeugt. Die zweite Funktion des Schwellenwertverstärkers 45 besteht darin, Stromsignalen sehr niedrigen Pegels den Durchlaß zum Phasendetektor 49 zu verwehren. Wenn der Wandler 33 bei seiner Parallelresonanzfrequenz betrieben wird, ist der ihn durchfließende Strom minimal. Da Spannung und Strom auch bei Parallelresonanz in Phase sind, könnte die Schaltung versuchen, auf den Parallelresonanzpunkt einzurasten. Da diese Schaltung aber für einen Betrieb bei Serienresonanz optimiert ist, würde eine unrichtige Betriebsweise entstehen, wenn die Schaltung auf den Parallelresonanzpunkt einrastete. Dies wird dadurch verhindert, daß der Schwellenwert des Schwellenwertverstärkers 45 so gewählt ist, daß der Strompegel bei Parallelresonanz unterhalb des Schwellenwertes liegt. Daher kann das bei Parallelresonanz auftretende Stromsignal nicht durch den Schwellenwertverstärker 45 hindurch zum Phasendetektor 49 gelangen und es kann nicht passieren, daß die Schaltung versucht, auf den Parallelresonanzpunkt einzurasten.

Das dem zweiten Eingang 57 des Phasendetektors 49 zugeführte Signal entspricht der Wandlertreiberspannung. Es kann bequemerweise vom VCO-Ausgang abgenommen werden, da zwischen dem Ausgangssignal des VCO 55 und dem hohen Spannungssignal am Wandler 33 selbst nur eine sehr geringe Phasendifferenz auftritt, so daß dieses Signal als zweites Eingangssignal des Phasendetektors 49 verwendet werden kann.

Bei dem Phasendetektor 49 handelt es sich vorzugsweise um einen multiplizierenden Analog-Phasendetektor oder um einen "pseudo-analogen" Phasendetektor, d.h. einen digitalen Phasendetektor, dessen Verhalten dem eines multiplizierenden analogen Phasendetektors sehr ähnlich ist, wie eine digitale EXCLUSIV-ODER Verknüpfungsschaltung, da diese Detektortypen eine hohe Toleranz gegenüber elektrischem Rauschen aufweisen, das vorhanden sein wird aufgrund des Anteils der Harmonischen im Ausgangssignal der Anregungsschaltung. Ein multiplizierender Phasendetektor arbeitet mit einer Nenn-Phasendifferenz von 90° zwischen seinen Eingängen, wenn der Phasenfehler 0 ist. Daher ist dem zweiten Eingang 57 ein -90° -Phasenschieber 77 vorgeschaltet.

Verwendet man alternativ einen digitalen sequentiellen Phasendetektor, der mit Phasendifferenz 0 zwischen seinen Eingängen arbeitet, ist der -90° -Phasenschieber 77 wegzulassen. Der sequentielle Phasendetektor wird jedoch wegen seiner Rauschempfindlichkeit weniger empfohlen.

Das Ausgangssignal des Phasendetektors 49 enthält die Summe und die Differenz der beiden Eingangsfrequenzen, die dem Phasendetektor 49 zugeführt werden. Die beiden Eingangsfrequenzen sind definitionsgemäß gleich, da der Wandlerstrom die gleiche Frequenz aufweisen muß wie die Wandlertreibspannung, obwohl zwischen beiden eine Phasendifferenz vorhanden sein kann. Daher ist die Differenz 0 Hz und die Summe doppelt so hoch wie die Eingangsfrequenz. Das Schleifenfilter 51 wird zum Unterdrücken der Summenfrequenz verwendet, so daß lediglich das Differenzsignal übrigbleibt, bei dem es sich um ein Gleichspannungssignal handelt, und dieses wird als Eingangssignal zur Steuerung der Frequenz des VCO 55 benutzt.

Bei dem Schleifenfilter 51 handelt es sich um ein Tiefpassfilter, das anstelle eines üblicherweise verwendeten passiven RC-Tiefpassfilters in Form eines Integrators, der zur Sicherstellung der Schleifenstabilität modifiziert ist, ausgebildet ist. Das Schleifenfilter 51 dient zwei Zwecken.

Der erste Zweck besteht darin, wie bereits erwähnt, die Summenfrequenzkomponente aus dem Ausgangssignal des Phasendetektors 49 auszufiltern, so daß als Steuerspannung am Eingang des VCO 55 nur eine Gleichspannung übrigbleibt.

Der zweite Zweck des Schleifenfilters 51 ist sehr wichtig für die Arbeitsweise dieser Schaltung. Er besteht darin, eine sehr hohe Gleichspannungsverstärkung innerhalb der Schleife zu erzeugen. Diese hohe Gleichspannungsschleifenverstärkung ermöglicht es der Schaltung, auf die exakte Resonanzfrequenz des Wandlers einzurasten. Wäre die Schleifenverstärkung niedrig, wäre die Phasenbeziehung zwischen den beiden Eingangssignalen des Phasendetektors 49 nicht konstant 90° . Im Fall eines üblichen RC-Tiefpassfilters, wie es oft als Schleifenfilter verwendet wird, würde sich die Phasenbeziehung der beiden Eingangssignale des Phasendetektors 49 von 0° am einen Ende des VCO-Bereichs bis auf 180° am anderen Ende des VCO-Bereichs ändern. Ein Phasenversatz von 90° würde lediglich in der Mitte des VCO-Frequenzbereichs auftreten. In diesem Fall würde der Wandler 33 nur dann mit seiner Resonanzfrequenz betrieben, wenn diese sehr dicht bei der Mittenfrequenz des VCO 55 läge. Die Verwendung eines Verstärkers mit hoher Gleichspannungsverstärkung, im vorliegenden Fall eines Integrators, der zwischen den Phasendetektor 49 und den VCO 55 geschaltet ist, erzwingt eine konstante Phasenverschiebung von 90° zwischen den beiden Eingängen des Phasendetektors 49, unabhängig von der Frequenz.

Der für das Schleifenfilter 51 verwendete Integrator arbeitet folgendermaßen:

Die Spannung am Referenzeingang (nicht-invertierenden Eingang) des Operationsverstärkers 59 ist auf den Wert eingestellt, bei welchem der VCO 55 mit seiner Mittenfrequenz betrieben wird, und dies würde zwischen den Eingängen des Phasendetektors 49 einen Phasenversatz von 90° erzeugen. Da der Integrator bei eingerasteter Schleife wie ein Verstärker mit hoher Gleichspannungsverstärkung wirkt, ist nur eine sehr kleine Spannungsabweichung am invertierenden Eingang bezüglich der Referenzspannung am nicht-invertierenden Eingang des Operationsverstärkers 59 erforderlich, um zu bewirken, daß das Ausgangssignal des Integrators vom einen Extrem zum anderen Extrem des Eingangsspannungsbereichs des VCO 55 übergeht. Das bedeutet, daß das Ausgangssignal des Phasendetektors 49 immer sehr dicht bei seinem mittleren Punkt liegt und daher die Eingänge immer einen Phasenabstand von 90° haben. Die Phasenänderung zwischen den Eingängen des Phasendetektors 49 wird um einen Faktor reduziert, der gleich der Gleichspannungsverstärkung des Integrators ist. Und diese liegt typischerweise bei etwa 100 dB.

Die integrierende Wirkung wird durch die Wirkung des Kondensators 65 erzeugt. Die linear abnehmende Frequenzkennlinie des Integrators liefert die gewünschte Tiefpassfilterwirkung. Da die Schleife vom Typ zweiter Ordnung ist, hat man die Integratorgrundschaltung mit den Widerständen 61 und 63 abgewandelt, um Schleifenstabilität sicherzustellen.

Die Schaltung bildet eine Phaseneinrasterschleife oder PLL-Schaltung zweiter Ordnung. Das Eingangssignal der Schleife ist das Stromsignal des Wandlers. Der Phasendetektor 49 vergleicht die Phase dieses Stromsignals mit der Phase des VCO-Ausgangssignals, d.h., mit der Phase des Wandler-Treibspannungssignals und verändert die Frequenz des VCO 55, bis ein Phasenunterschied 0° zwischen dem Spannungssignal und dem Stromsignal erscheint. Da der Betrieb bei Parallelresonanz durch den Schwellenwertverstärker 55 blockiert ist, kann die Schaltung einzig und allein bei Serienresonanz arbeiten.

Die beschriebene Anregungsschaltung betreibt einen piezoelektrischen Wandler 33 also exakt bei seiner natürlichen Serienresonanzfrequenz, vorausgesetzt, daß diese Resonanzfrequenz innerhalb des vorbestimmten Frequenzbereichs des VCO 55 liegt. Die Schaltung folgt den Änderungen der Resonanzfrequenz, die aus den zuvor angegebenen Gründen auftreten können. Für die Fähigkeit der Schaltung, genau auf den Resonanzpunkt des Wandlers 33 einzurasten, macht es keinen Unterschied, ob der Resonanzpunkt in der Mitte oder an den Grenzen des Arbeitsbereichs des VCO 55 liegt. Die Schaltung treibt den Wandler 33 immer so, daß dessen Spannung und dessen Strom in Phase sind.

Um nun das mit dem Ultraschallzerstäuber und der Anregungsschaltung ausgerüstete Heizgerät erfindungsgemäß zwischen der niedrigen Resonanzfrequenz für Kaltstartbetrieb und der hohen Resonanz-

frequenz für warmgelaufenen Betrieb umschalten zu können, sind bei der in Fig. 3A gezeigten Ausführungsform, wie bereits erwähnt, das Tiefpassfilter 43 und der VCO 55 zwischen einem niedrigeren Arbeitsfrequenzbereich, der dem zuvor erläuterten Frequenzfenster Δf_1 entspricht, und einem höheren Arbeitsfrequenzbereich, der dem zuvor erwähnten Frequenzfenster Δf_2 entspricht, umschaltbar. Desweiteren ist mittels des Schalters 35 zwischen den Abstimminduktivitäten Lo1 und Lo2 umschaltbar. Die Umschaltung zwischen den beiden Arbeitsfrequenzbereichen wird über den Umschalter 102 von dem Ausgangssignal des Temperaturfühlers 73 gesteuert. Wird eine Temperatur unterhalb einer vorbestimmten Temperaturschwelle, beispielsweise 0°C , ermittelt, wird ein Arbeitsfrequenzbereich des Tiefpassfilters 43 und des VCO 55 entsprechend dem Frequenzfenster Δf_1 gesteuert und die Abstimminduktivität Lo1 dem Wandler 33 parallel geschaltet. Liegt dagegen die ermittelte Temperatur über dieser Temperaturschwelle, wird ein Arbeitsbereich des Tiefpassfilters 43 und des VCO 55 entsprechend dem oberen Frequenzfenster Δf_2 gesteuert und die Abstimminduktivität Lo2 dem Wandler 33 parallel geschaltet.

Beim Einschalten des mit dem beschriebenen Ultraschallempfänger ausgerüsteten Heizgerätes bei einer Temperatur, die unterhalb der vorbestimmten Temperaturschwelle liegt, werden das Tiefpassfilter 43 und der VCO 55 vom Umschalter 102 auf den niedrigen Arbeitsfrequenzbereich und wird die Abstimminduktivität Lo1 wirksam geschaltet. Der Schalter 80 ist geschlossen. Der Wobbelgenerator 79 ist daher mit dem Schleifenfilter 51 verbunden, und der VCO 55 wird zum Auffinden der niedrigen Resonanzfrequenz f_1 durchgesteuert. Wird die Resonanzfrequenz f_1 erreicht, was vom zweiten Phasendetektor 101 festgestellt wird, öffnet der Schalter 80 und die Schaltungsanordnung rastet auf die niedrige Resonanzfrequenz ein. Gleichzeitig wird der Umschalter 102 für ein Umschalten von Tiefpassfilter 43 und VCO 55 in Abhängigkeit vom Temperaturfühler 73 freigegeben. Sobald die vorherbestimmte Temperaturschwelle überschritten wird, schaltet der Umschalter 102 das Tiefpassfilter 43 und den VCO 55 auf die hohe Resonanzfrequenz f_2 um und wird die Abstimminduktivität Lo2 wirksam geschaltet. Da f_2 eine Oberwelle von f_1 ist, kann der Schalter 80 geöffnet bleiben. Die Schaltungsanordnung rastet dann ohne erneuten Wobbelvorgang auf f_2 ein.

Wird das Heizgerät bei einer Temperatur oberhalb der vorbestimmten Temperaturschwelle eingeschaltet, kann es vorteilhaft sein, den Ultraschallschwinger anfangs bei f_1 zu betreiben, um zunächst den Ultraschallschwinger von übermäßiger Flüssigkeit zu befreien. Zu diesem Zweck kann ein (nicht dargestelltes) Zeitglied vorgesehen sein, das den Umschalter 102 nach einer vorbestimmten Zeitdauer veranlaßt, von f_1 auf f_2 umzuschalten.

Bei einer modifizierten Ausführungsform der Erfindung kann ein solches Zeitglied anstatt eines Temperaturfühlers vorgesehen sein. Die Zeitkonstante des Zeitgliedes wird dabei so bemessen, daß der Ultraschallschwinger so lange bei f_1 betrieben wird, daß auch beim Einschalten des Heizgerätes bei sehr tiefer Temperatur sicher die (bei dieser Ausführungsform nicht gemessene) Temperaturschwelle erreicht wird.

Sind der Temperaturfühler 73 und ein Zeitglied vorgesehen, empfiehlt es sich, dem Temperaturfühler Umschaltpriorität einzuräumen, damit nach dem Einschalten bei niedriger Temperatur die Temperaturschwelle für den Übergang von f_1 nach f_2 auf jeden Fall erreicht wird. Man kann dann die Zeitkonstante des Zeitgliedes entsprechend kürzer wählen.

Eine zweite bevorzugte Ausführungsform eines erfindungsgemäßen Ultraschallzerstäubers ist in Figur 3B gezeigt. Diese Ausführungsform stimmt mit der in Figur 3A gezeigten Ausführungsform überein, was den links von den Anschlußpunkten A und B befindlichen Schaltungsteil betrifft. Lediglich der rechts von diesen Schaltungspunkten befindliche Schaltungsteil ist anders. Im Zusammenhang mit Figur 3B wird daher nur dieser rechts von den Schaltungspunkten A und B befindliche Schaltungsteil beschrieben.

Zur Umschaltung zwischen den beiden Resonanzanregungsfrequenzen f_1 und f_2 sind in Figur 3A die beiden Abstimminduktivitäten Lo1 und Lo2 vorgesehen, von denen je nach Schaltstellung des Schalters 35 und somit unter Steuerung des Umschalters 102 die eine oder die andere Abstimminduktivität dem Wandler 33 parallel geschaltet ist. Im allgemeinen sind die mit dem Schalter 35 zu schaltenden Leistungen beträchtlich. Es kann daher von Vorteil sein, eine solche Umschaltung zu vermeiden. Eine derartige Lösung zeigt Figur 3B.

In Figur 3B sind dem Wandler 33 einerseits eine Abstimminduktivität Lo und andererseits eine Reihenschaltung aus einer Abstimminduktivität L_2 und einem Kondensator C_2 parallel geschaltet. Der Wandler 33, die Abstimminduktivitäten Lo und L_2 sowie der Kondensator C_2 bilden ein Netzwerk, das sowohl bei der tiefen Frequenz f_1 als auch bei der hohen Frequenz f_2 eine Serienresonanz des Wandlers 33 ermöglicht. Dieses Netzwerk ist so dimensioniert, daß einerseits Lo und Co (siehe Ersatzschaltbild in Figur 8) und andererseits L_2 und C_2 je eine Resonanz an unterschiedlicher Frequenzstelle bilden. Sowohl die von Lo und Co als auch die von L_2 und C_2 gebildete Resonanz liegen an einer geeigneten Frequenzstelle zwischen f_1 und f_2 .

Sind beide Resonanzschaltungen zusammengeschaltet, entstehen zwei verschiedene Parallelresonanz-

frequenzen. Die eine liegt unterhalb der normalen Resonanz von L_0/C_0 und L_2/C_2 , während die andere oberhalb davon liegt. Die eine Parallelresonanzfrequenz wird so gewählt, daß sie bei f_1 liegt und tritt auf, wenn der kapazitive Blindwiderstand des Zweiges L_2/C_2 , der unterhalb seiner eigenen Resonanzfrequenz kapazitiv ist, mit dem induktiven Blindwiderstand des Zweiges L_0/C_0 , der unterhalb seiner eigenen Resonanzfrequenz induktiv ist, in Resonanz miteinander treten. Das Ergebnis ist eine Parallelresonanzschaltung hoher Impedanz, welche die Kapazität C_0 des Wandlers 33 bei f_1 wegstimmt.

Der zweite Resonanzpunkt wird so gewählt, daß er bei f_2 liegt und tritt auf, wenn der induktive Blindwiderstand des Zweiges L_2/C_2 , der oberhalb seiner eigenen Resonanzfrequenz induktiv ist, mit dem kapazitiven Blindwiderstand des Zweiges L_0/C_0 , der oberhalb seiner eigenen Resonanzfrequenz kapazitiv ist, in Resonanz tritt. Das Ergebnis ist eine zweite Parallelresonanzschaltung hoher Impedanz, welche das C_0 des Wandlers 33 bei f_2 wegstimmt.

Zusätzlich zu den beiden genannten Parallelresonanzen tritt bei diesem Netzwerk auch eine einzige Serienresonanz auf. Dies ist die Serienresonanz von L_2 und C_2 . Bei dieser Serienresonanz erscheint ein sehr niedriger Widerstand, der nahezu einem Kurzschluß gleicht, über dem Ausgang des Treibergenerators. Normalerweise wäre dies ein Problem. Nicht so im vorliegenden Fall, weil diese Serienresonanz bei einer Frequenz zwischen f_1 und f_2 auftritt. Die Anregungsschaltung gemäß Figur 3B arbeitet aber niemals bei dieser Frequenz, da die beiden umschaltbaren Frequenzbereiche des VCO 55 diese Frequenz nicht umfassen.

Zwei Beispiele für einen umschaltbaren VCO 55 gemäß der Ausführungsformen nach Fig. 3A und 3B sind in den Fig. 4 und 5 gezeigt.

Die in Fig. 4 gezeigte Ausführungsform eines VCO 55 enthält in einem Block 81 alle Schaltungskomponenten eines VCO mit Ausnahme der den Frequenzbereich bestimmenden Komponenten. Diese bestehen aus einem Kondensator 83 und einem Widerstand 85, mit welchem die Breite des Arbeitsfrequenzbereichs des VCO 55 eingestellt wird. Außerdem ist eine Reihenschaltung mit Widerständen 87 und 91 vorgesehen, deren gesamter Widerstandswert die Lage des Arbeitsfrequenzbereichs auf der Frequenzskala bestimmt. Der Gesamtwiderstandswert dieser Reihenschaltung ist änderbar mit Hilfe eines Schalttransistors 93, der dem Widerstand 91 parallel geschaltet ist. Ist Transistor 93 ausgeschaltet, wirkt Widerstand 91 mit und wird ein Arbeitsfrequenzbereich in der unteren Frequenzlage, entsprechend dem unteren Frequenzfenster Δf_1 , bewirkt. Ist der Schalttransistor 93 dagegen leitend geschaltet, ist Widerstand 91 nach Masse überbrückt, so daß nur der Widerstand 87 wirksam ist. Diese Betriebsweise des Schalttransistors 93 bewirkt einen Arbeitsfrequenzbereich des VCO 55 in höherer Frequenzlage, entsprechend dem höheren Frequenzfenster Δf_2 .

Die in Fig. 5 gezeigte Ausführungsform für einen umschaltbaren VCO 55 stimmt mit der in Fig. 4 gezeigten Ausführungsform überein, mit der Ausnahme, daß der Widerstand 91 und der ihn überbrückende Schalttransistor 93 nicht vorhanden sind, daß dafür aber dem Kondensator 83 ein weiterer Kondensator 95 parallel geschaltet ist, der mit Hilfe eines steuerbaren Schalters 97 wirksam und unwirksam geschaltet werden kann. Je nach Schaltstellung des steuerbaren Schalters 97 entspricht der Arbeitsfrequenzbereich des VCO 55 dem unteren Frequenzfenster Δf_1 oder dem oberen Frequenzfenster Δf_2 .

Der Steueranschluß des Transistors 93 bzw. des steuerbaren Schalters 97 wird entsprechend dem Ausgangssignal des Temperatursensors 73 in den einen oder den anderen Schaltzustand gebracht.

Eine Ausführungsform eines umschaltbaren Tiefpassfilters 43 gemäß Fig. 3A und 3B ist in Fig. 6 gezeigt. Dieses Tiefpassfilter ist zweistufig und weist in jeder Stufe eine Reiheninduktivität 99 bzw. 101 und eine Hauptquerkapazität 103 bzw. 105 auf. Letzteren ist je eine Parallelkapazität 107 bzw. 109 parallel geschaltet, die sich in Reihenschaltung zu einem steuerbaren Schalter 111 bzw. 113 befindet. Die Steuereingänge der steuerbaren Schalter werden von einem Signal gesteuert, das vom Ausgangssignal des Temperatursensors 73 abhängt. Je nachdem, ob auf die untere Resonanzfrequenz f_1 oder die obere Resonanzfrequenz f_2 umgeschaltet werden soll, sind die steuerbaren Schalter 111, 113 leitend oder nicht-leitend geschaltet.

Aus den bereits zuvor erläuterten Gründen ist das Tiefpassfilter 43 vorzugsweise als phasenlineares Tiefpassfilter ausgebildet.

Ansprüche

1. Ultraschallzerstäuber zur Zerstäubung von Flüssigkeiten, insbesondere flüssigem Brennstoff im Zusammenhang mit Heizgeräten, mit einem Ultraschallschwinger (11), mit einer elektrischen Anregungsenergie in Ultraschallschwingungen umsetzenden Ultraschallwandler (19; 33) und einer damit gekoppelten Zerstäuberplatte (27), deren Oberfläche

- che zu zerstäubende Flüssigkeit von einem Flüssigkeitsvorrat zugeführt wird,
und mit einer elektrischen Anregungsschaltung, mittels welcher der Ultraschallschwinger (11) zu Resonanz-
schwingung angeregt wird,
dadurch **gekennzeichnet**,
- 5 daß ein überschwingungsfähiger Ultraschallschwinger (11) vorgesehen ist,
daß die Frequenz der Anregungsschaltung zwischen verschiedenen Resonanzfrequenzen (f_1 , f_2) des
Ultraschallschwingers umschaltbar ist
und daß eine Umschaltsteuereinrichtung (73, 102) vorgesehen ist, die nach einem vorbestimmten Kriterium
die Anregungsschaltung zur Abgabe einer Frequenz entsprechend einer niederfrequenten (f_1) bzw. einer
10 hochfrequenten (f_2) Resonanzfrequenz des Ultraschallschwingers veranlaßt.
2. Ultraschallzerstäuber nach Anspruch 1,
dadurch gekennzeichnet,
daß die Umschaltung der Frequenz der Anregungsschaltung zeitabhängig und/oder temperaturabhängig
erfolgt.
- 15 3. Ultraschallzerstäuber nach mindestens einem der Ansprüche 1 oder 2,
dadurch gekennzeichnet,
daß die Anregungsfrequenz der Anregungsschaltung zwischen mehreren Grundschwingungen unterschiedli-
cher Schwingungsmoden, zwischen einer Grundschwingung (f_1) und einer Oberschwingung (f_2) oder
zwischen verschiedenen Oberschwingungen des Ultraschallschwingers (11) umschaltbar ist.
- 20 4. Ultraschallzerstäuber nach mindestens einem der Ansprüche 1 bis 3,
dadurch gekennzeichnet,
daß die Umschaltsteuereinrichtung (102) ein Zeitglied aufweist, das nach Ablauf einer vorbestimmten
Zeitdauer seit Betriebsbeginn mit der niederfrequenten Resonanzfrequenz (f_1) die Umschaltung auf den
hochfrequenten Resonanzbetrieb steuert.
- 25 5. Ultraschallzerstäuber nach mindestens einem der Ansprüche 1 bis 4,
dadurch gekennzeichnet,
daß die Umschaltsteuereinrichtung (73, 102) einen Temperaturfühler (73) zur Ermittlung der Betriebstemp-
eratur aufweist, der je nach Unterschreiten oder Überschreiten einer vorbestimmten Temperaturschwelle die
Umschaltung auf niederfrequenten bzw. auf hochfrequenten Resonanzbetrieb bewirkt.
- 30 6. Ultraschallzerstäuber nach Ansprüchen 4 und 5,
dadurch gekennzeichnet,
daß der Ultraschallzerstäuber bei Betriebsbeginn immer mit der niedrigen Resonanzfrequenz (f_1) gestartet
wird und dann, unter Priorität der Umschaltsteuerung durch den Temperaturfühler (73), nach Ablauf der
vorbestimmten Zeitdauer, oder, wenn dann die Temperaturschwelle noch nicht erreicht ist, nach Überschrei-
35 ten der Temperaturschwelle, die Umschaltung auf die höhere Resonanzfrequenz (f_2) erfolgt.
7. Ultraschallzerstäuber nach mindestens einem der Ansprüche 1 bis 6,
dadurch gekennzeichnet,
daß die Anregungsschaltung einen spannungsgesteuerten Oszillator (55) aufweist, der in Abhängigkeit von
der Umschaltsteuereinrichtung (73, 102) mit einer zur niederfrequenten (f_1) oder zur hochfrequenten (f_2)
40 Anregungsfrequenz führenden Steuerspannung beaufschlagt wird.
8. Ultraschallzerstäuber nach mindestens einem der Ansprüche 1 bis 7,
dadurch gekennzeichnet,
daß die Anregungsschaltung ein steuerbares Tiefpassfilter (43) aufweist, das in Abhängigkeit von der
Umschaltsteuereinrichtung (73, 102) zum Durchlaß nur der niederfrequenten oder der niederfrequenten und
45 der hochfrequenten Anregungsfrequenz gesteuert wird.
9. Ultraschallzerstäuber nach Anspruch 7 oder 8,
dadurch gekennzeichnet,
daß die Anregungsschaltung eine PLL-Schaltung mit einem spannungsgesteuerten Oszillator (55) und
einem Tiefpassfilter (43) aufweist
- 50 und daß die Betriebsfrequenz des spannungsgesteuerten Oszillators (55) und die Durchlaßfrequenz des
Tiefpassfilters (43) in Abhängigkeit von der Umschaltsteuereinrichtung (73, 102) auf die niederfrequente (f_1)
oder die hochfrequente (f_2) Anregungsfrequenz umschaltbar ist.
10. Ultraschallzerstäuber nach Anspruch 9,
dadurch gekennzeichnet,
- 55 daß dem Ultraschallwandler (33) eine Kompensationseinrichtung (Lo_1 , Lo_2 ; Lo , L_2 , C_2) parallelgeschaltet ist,
mittels welcher der Ultraschallwandler (33) auf eine niederfrequente (f_1) oder eine hochfrequente (f_2)
Serienresonanzschwingung (f_1) abgestimmt wird,
daß dem Ultraschallwandler (35) ein Stromsensor (39) zugeordnet ist, dessen Ausgangssignal einem ersten

Eingang (47) eines Phasendetektors (49) zugeführt wird, der einen mit dem Ausgang des spannungsgesteuerten Oszillators (55) verbundenen zweiten Eingang (57) aufweist, und daß zwischen den Ausgang des Phasendetektors (49) und den Eingang des spannungsgesteuerten Oszillators (55) ein hochverstärkendes Tiefpassfilter geschaltet ist, das die Summenfrequenzkomponente im
5 Ausgangssignal des Phasendetektors sperrt.

10

15

20

25

30

35

40

45

50

55

Fig. 1

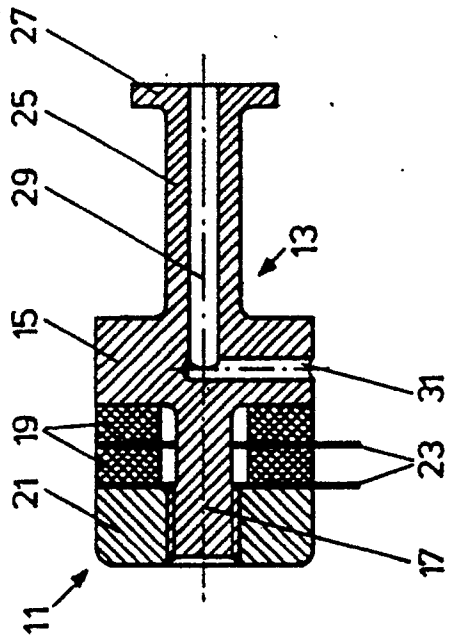
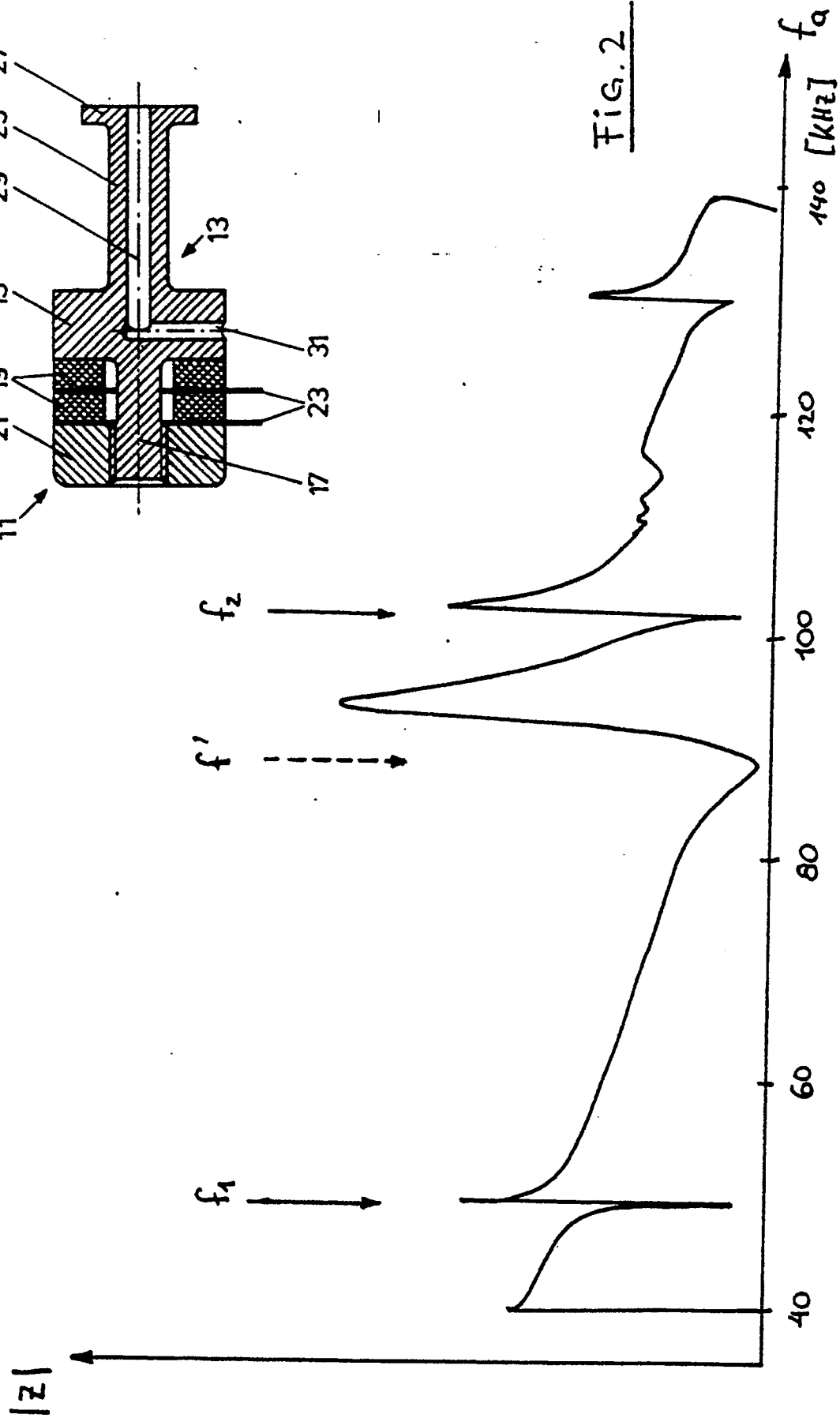
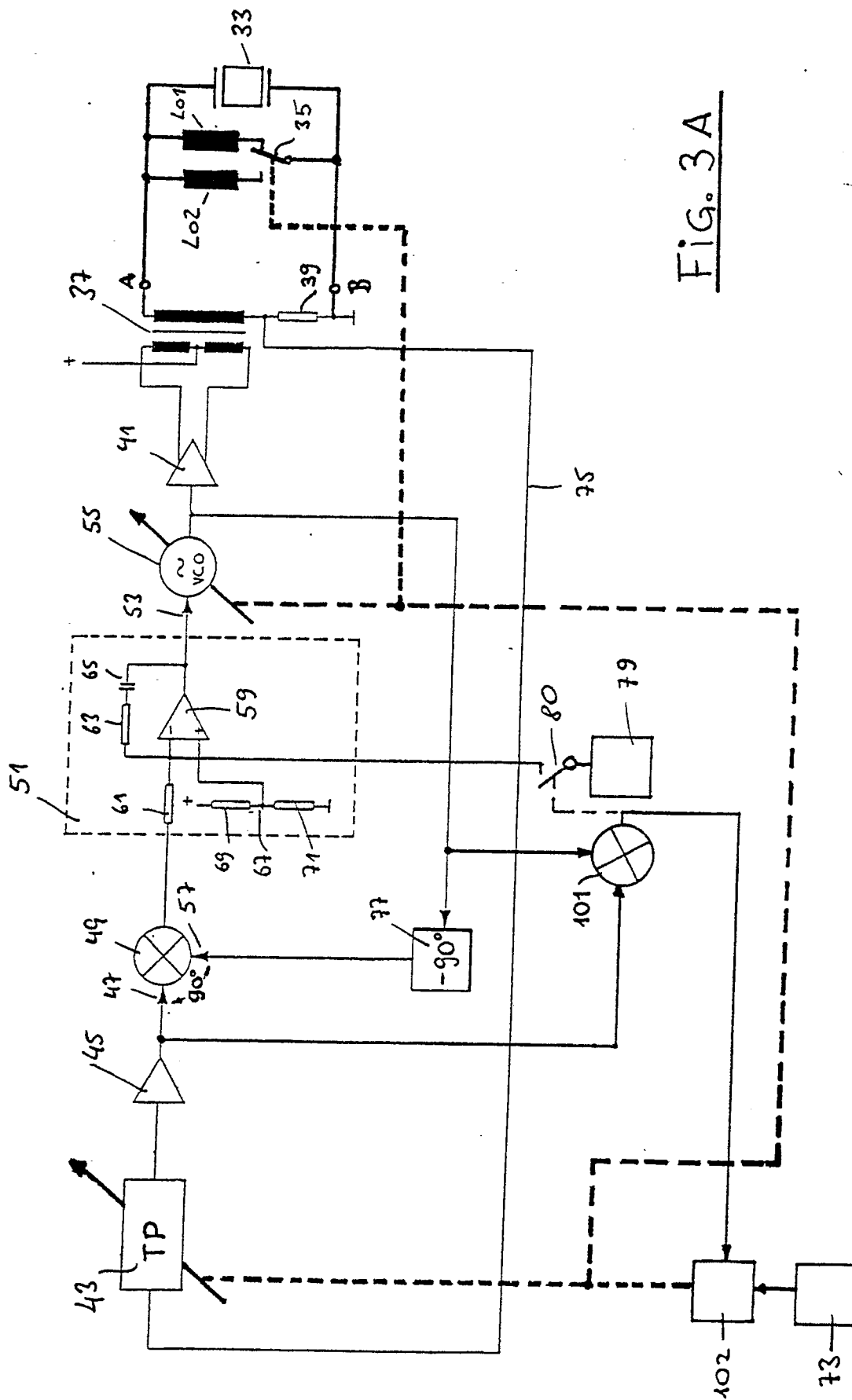


Fig. 2





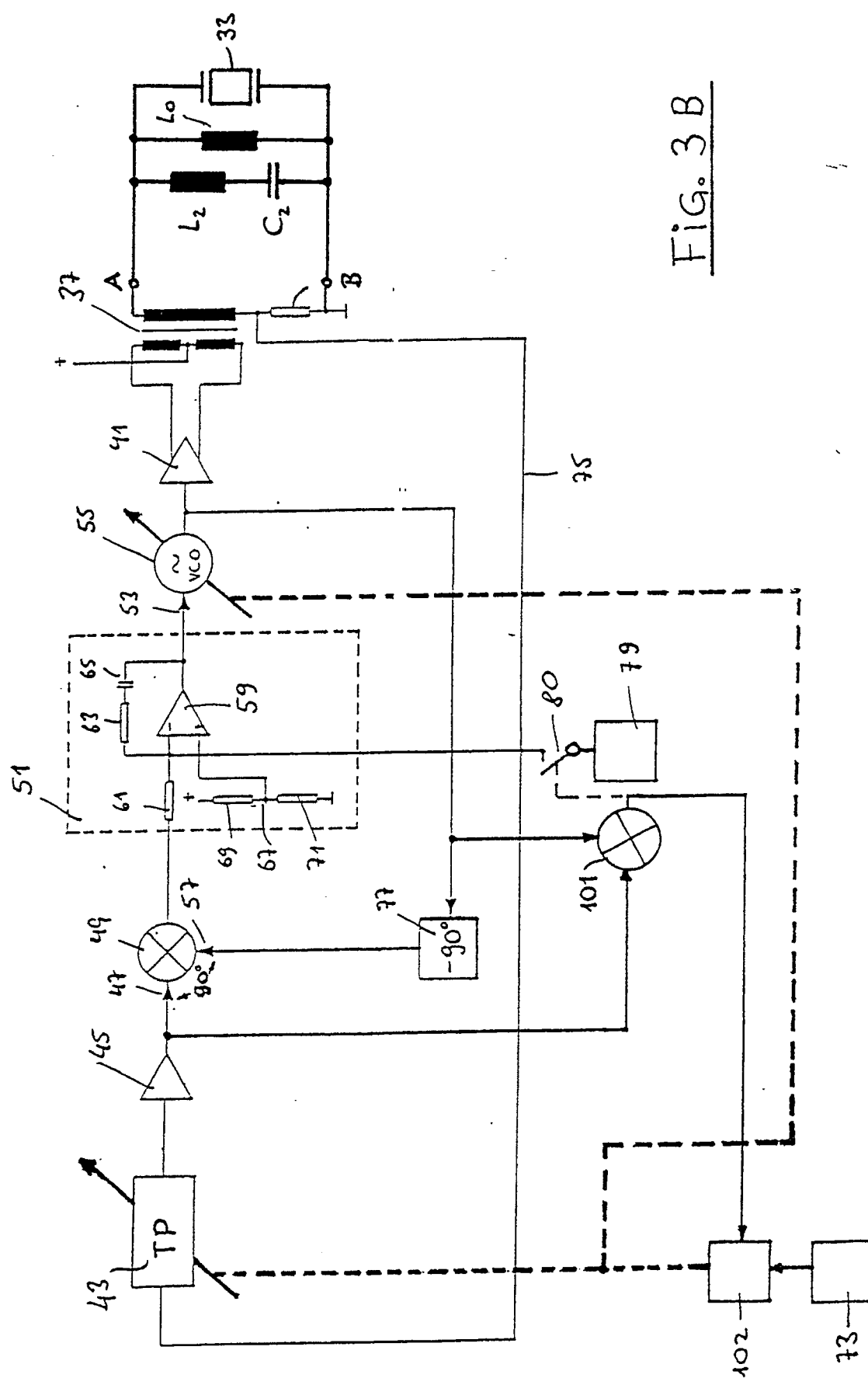


Fig. 3 B

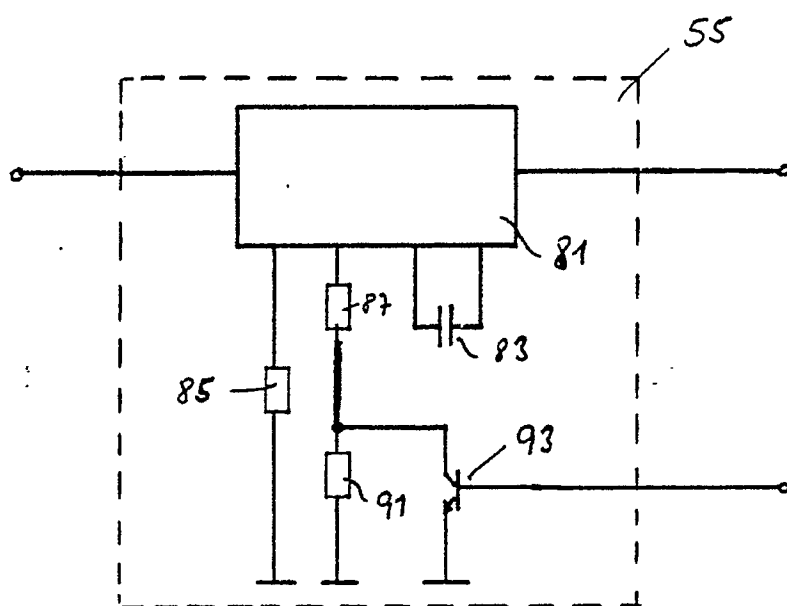


FIG. 4

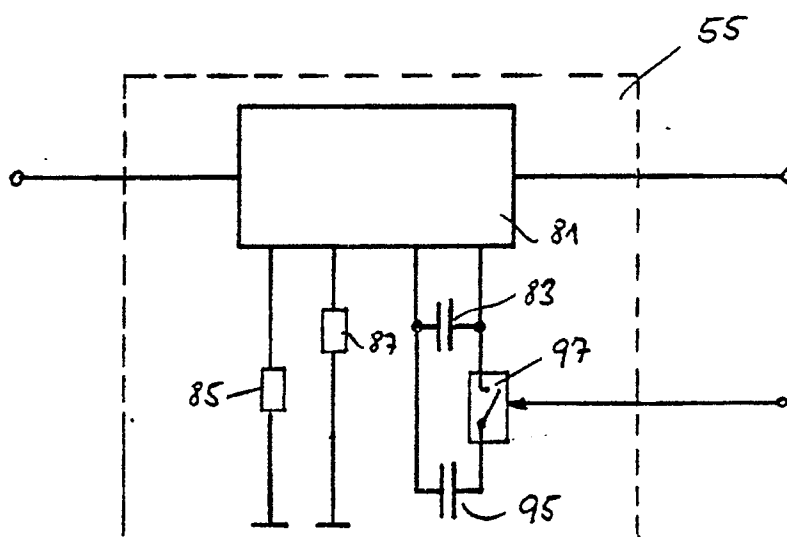


FIG. 5

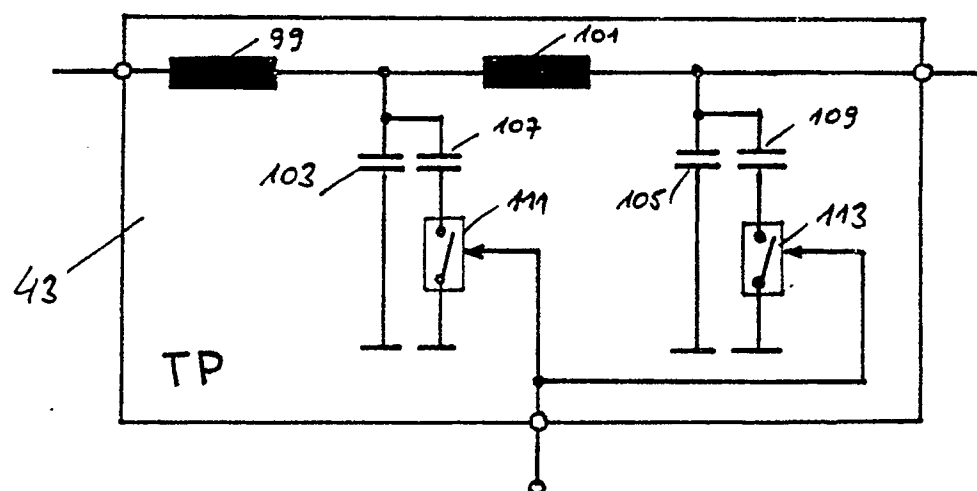


FIG. 6

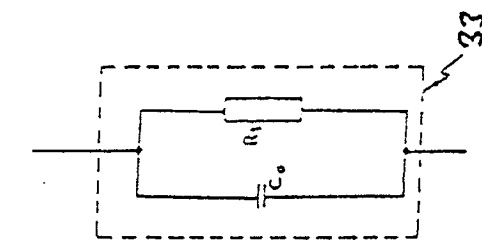


FIG. 8

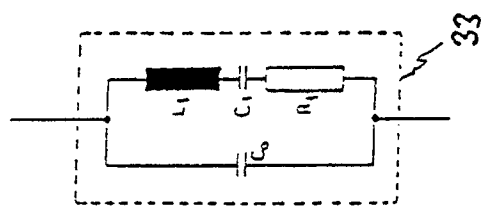


FIG. 7