



⑫

EUROPÄISCHE PATENTSCHRIFT

④⑤ Veröffentlichungstag der Patentschrift :
26.07.95 Patentblatt 95/30

⑤① Int. Cl.⁶ : **G10K 11/34**

②① Anmeldenummer : **91106752.8**

②② Anmeldetag : **26.04.91**

⑤④ **Schaltanordnung zum impulsförmigen Abstrahlen von Schallwellen.**

③⑩ Priorität : **01.08.90 DE 4024353**

④③ Veröffentlichungstag der Anmeldung :
05.02.92 Patentblatt 92/06

④⑤ Bekanntmachung des Hinweises auf die
Patenterteilung :
26.07.95 Patentblatt 95/30

⑥④ Benannte Vertragsstaaten :
FR GB IT NL SE

⑤⑥ Entgegenhaltungen :
DE-A- 2 064 588
US-A- 4 242 912
US-A- 4 454 597

⑦③ Patentinhaber : **STN ATLAS Elektronik GmbH**
Sebaldsbrücker Heerstrasse 235
D-28305 Bremen (DE)

⑦② Erfinder : **Meuser, Wilfried, Dipl.-Ing.**
Am Lehester Deich 51
W-2800 Bremen 33 (DE)
Erfinder : **Loges, Werner, Dipl.-Ing.**
Am Grossen Moordamm 1c
W-2800 Bremen 33 (DE)

EP 0 469 242 B1

Anmerkung : Innerhalb von neun Monaten nach der Bekanntmachung des Hinweises auf die Erteilung des europäischen Patents kann jedermann beim Europäischen Patentamt gegen das erteilte europäische Patent Einspruch einlegen. Der Einspruch ist schriftlich einzureichen und zu begründen. Er gilt erst als eingelegt, wenn die Einspruchsgebühr entrichtet worden ist (Art. 99(1) Europäisches Patentübereinkommen).

Beschreibung

Die Erfindung betrifft eine Schaltanordnung zum impulsförmigen Abstrahlen von Schallwellen der im Oberbegriff genannten Art.

Bei aktiv arbeitenden Sonar-Ortungsanlagen in der Wasserschalltechnik soll ein möglichst breiter Sektor mit Schallenergie überdeckt werden, um den Ort reflektierender Objekte im Wasser oder am Meeresgrund in bezug auf Entfernung und Richtung zu bestimmen. Im allgemeinen ist es üblich, eine Vielzahl von einzelnen elektroakustischen Wandlern derart anzuordnen, daß die Gesamtheit ihrer Außenfläche als Basis angenähert einer Zylinderwandung entspricht. Die Wandler werden konphas mit Sendesignalen angesteuert. Reflektierte Anteile werden mit einander dicht benachbarten oder einander überlappenden Empfangsrichtcharakteristiken mit sehr kleinem Öffnungswinkel empfangen und ausgewertet. Aus konstruktiven Gründen ist jedoch ein Aufbau einer Sonar-Ortungsanlage mit einer im wesentlichen ebenen Basis einer zylinderförmigen Basis vorzuziehen. Eine ebene Basis ist bei Seegang einfacher dreiaxsig raumfest zu stabilisieren, insbesondere wenn auch die Empfangsbasis eine ebene Basis ist. Für manche Ortungsangabe ist es vorteilhaft, die Wandler zum Senden der Schallwellen in die Bordwand eines Schiffes einzubauen, die im wesentlichen als eben zu bezeichnen ist.

In der Diagnostik mit Ultraschall und zum Kartographieren des Meeresbodens werden ebenfalls Sonaranlagen verwendet, bei denen Schallwellen in einem breiten Sektor ausgesendet und gerichtet empfangen werden, bei denen es vorteilhaft ist, auch zum Senden eine ebene Basis zu verwenden.

Bei konphaser Ansteuerung der Wandler einer ebenen Basis ist der Öffnungswinkel, unter dem die Schallwellen abgestrahlt werden, durch die äußeren Abmessungen der Basis bestimmt. Dieser Öffnungswinkel ist zu klein für die Aufgaben der vorher genannten Sonaranlage. Aus der DE-PS 20 64 588 ist bereits eine Schaltanordnung bekannt, bei der die Sendesignale gegeneinander derart verzögert werden, als wenn die Wandler nicht auf einer ebenen Basis, sondern auf einer Zylinderbasis oder einer Kreisbasis angeordnet wären. Zur Berechnung der Verzögerungen wird tangierend an die Basis beispielsweise ein Kreisausschnitt gezeichnet, dessen Mittelpunkt der Scheitelpunkt des Sektors ist und dessen Öffnungswinkel durch die Lage der äußersten Wandler auf der ebenen Basis bestimmt ist. Es werden radiale Abschnitte zwischen der ebenen Basis und dem so konstruierten Kreisausschnitt bestimmt und durch die Ausbreitungsgeschwindigkeit des Schalls geteilt und liefern Verzögerungszeiten für die Sendesignale der einzelnen Wandler. Bei dieser Ansteuerung der Wandler löst sich eine Schallwelle von der ebenen Basis, deren Wellenfront durch die Krümmung des Kreisausschnitts bestimmt ist. Diese Wellenfronten würden auch entstehen, wenn mit einer Kreisbasis von der Größe des Sektors gesendet würde.

Für jeden einzelnen Wandler ist ein spezielles Verzögerungsnetzwerk zwischen Sendegenerator und Leistungsverstärker, beispielsweise in Form eines Schieberegisters, sowie eine Kabelverbindung zwischen Leistungsverstärker und Wandler auf der Basis vorzusehen. Diese Lösung ist aufwendig und kostenintensiv.

Es ist Aufgabe der vorliegenden Erfindung, eine Schaltanordnung der eingangs genannten Art zu schaffen, bei der der schaltungstechnische Aufwand an Verzögerungsnetzwerken, Leistungsverstärkern und Kabelverbindungen reduziert wird.

Diese Aufgabe wird erfindungsgemäß durch die im Kennzeichenteil des Anspruchs 1 genannten Maßnahmen gelöst.

Die Wandler sind nebeneinander längs einer Linie auf der ebenen Basis angeordnet. Der äußerste Wandler wird gegenüber dem in der Mitte angeordneten Wandler mit einer solchen Phasenverschiebung angesteuert, daß die Wellenfront der Schallwelle an der äußersten Begrenzung des Sektors senkrecht zur Sektorbegrenzung liegt. Diese Phasenverschiebung ist der maximale Phasenwert für das Sendesignal und gewählt zu

$$\varphi_{\max} = \frac{\pi \cdot L}{2 \cdot \lambda} \sin(\vartheta_{\max}),$$

wobei $\vartheta_{\max}$ der Öffnungswinkel des Sektors ist, innerhalb dessen Schallwellen abgestrahlt werden, L die Länge der Basis und λ die mittlere Wellenlänge der abgestrahlten Schallwellen. Für kleinere Öffnungswinkel beispielsweise unter 30° wird $\sin \vartheta_{\max}$ durch den Winkel $\vartheta_{\max}$ approximiert. Die Schallwellen werden impulsförmig abgestrahlt und haben eine Bandbreite, die durch die Länge des Sendepulses bestimmt ist. Diese Bandbreite ist im Vergleich zur Mittenfrequenz des Schallimpulses gering, so daß es zulässig ist, die Mittenfrequenz zur Berechnung des maximalen Phasenwertes zugrunde zu legen.

Die Phasenverschiebung der Sendesignale der Wandler nimmt quadratisch von der Mitte der Basis ansteigend zu und ist durch eine Parabel zu bestimmen, deren Brennpunkt gleich $1/4$ des maximalen Phasenwertes $\varphi_{\max}$ ist und deren Abszissenwerte die Wandlerorte sind. Der Phasenwert je Wandler beträgt $\varphi_i = \varphi_{\max}(i/N)^2$, wobei $i = 0, \pm 1, \pm N$ die Wandlerorte und $2N+1$ die Vielzahl der Wandler auf der Basis ist. i ist in der Mitte der Basis gleich Null und am Ende der Basis $\pm N$. Von Wandler zu Wandler nimmt der Gradient der Phasenverschiebung oder der Phasensprung zwischen den Sendesignalen von der Mitte nach außen zu den Sei-

ten linear zu. Dadurch ist eine gleichmäßige Verteilung der Wandler auf unterschiedliche Abstrahlrichtungen der Schallwellen in das schallübertragende Medium gegeben.

5 Virtuelle Speichen, ausgehend von jedem Wandlerort auf der Basis, liegen senkrecht zu der sich ausbreitenden Wellenfront und sind von Wandler zu Wandler um gleiche Winkelinkremente geschwenkt. In der Mitte der Basis weist die Speiche in die Mittelsenkrechte, an ihrer äußeren Begrenzung zu beiden Seiten des Sektors in Richtung des halben Öffnungswinkels.

Die nach der Parabel ermittelten Phasenwerte φ_i liegen beispielsweise zwischen 0 und 2900° und werden um modulo 2π bzw. Vielfache von 360° vermindert. Verminderte Phasenwerte $\varphi_i - r \cdot 360$, $r=0, 1, \dots$, die beispielsweise innerhalb eines Intervalls liegen, werden als ein Restphasenwert betrachtet. Mit den verbleibenden Restphasenwerten φ werden die Sendesignale für die Wandler beaufschlagt. Durch diese Maßnahme wird die Schallausbreitung im Wasser längs der virtuellen Speichen nicht verändert, da es nur auf die Phasenbeziehungen der Sendesignale benachbarter Wandler ankommt und nicht auf ihre Laufzeitunterschiede. Beim Sendevorgang wird von allen Wandlern die volle Sendeleistung ohne Verzögerung abgestrahlt. In weiterem Abstand sorgt die Ausbreitungszeit der Schallwelle dafür, daß die "verschluckten" Vielfachen ausgeglichen sind und kein Unterschied besteht, ob eine volle Phasenkompensation oder eine Restphasenkompensation vorgenommen wird. Aber auch direkt vor der Basis im Nahbereich ist eine Auswertung bezüglich Entfernung und Richtung möglich, da der Impuls sich längs der Speichen ausbreitet und die Wellenfront auf jeder Speiche den gleichen Abstand zum Wandlerort auf der Basis aufweist.

Durch die Bestimmung der Restphasen und die Ansteuerung der Wandler mit Sendesignalen, die nur um die Restphasen gegeneinander verschoben sind, ist die Anzahl der benötigten Phasendrehglieder und Leistungsverstärker erheblich reduziert, da nicht mehr für jeden Wandler ein individuelles phasenverzögerndes Netzwerk benötigt oder vorgesehen werden muß. Der Vorteil der erfindungsgemäßen Schaltanordnung nach Anspruch 1 besteht in einer erheblichen Kostenreduktion und Platzersparnis. Beispielsweise wird bei einer Basis mit 41 Wandlern und einem natürlichen Öffnungswinkel von $0,7^\circ$ durch die Bereitstellung von nur 10 Sendesignalen mit unterschiedlichen Restphasen, die auf die 41 Wandler verteilt werden, ein Öffnungswinkel von 90° erzielt.

Ein weiterer besonderer Vorteil der erfindungsgemäßen Schaltanordnung nach Anspruch 1 besteht darin, daß nicht nur der Hardwareaufwand und damit Kosten und Platzbedarf für Bauelemente, sondern auch Fehlermöglichkeiten und Prüfarbeiten in den Schaltungen wesentlich geringer sind als bei einer Lösung mit Laufzeitverzögerungen. Es werden nur so viele Leistungsverstärker wie Restphasenwerte benötigt. Die Leistungsverstärker sind in einem Elektronikteil untergebracht, der an einem geeigneten, zugänglichen Ort installiert ist. Zur Basis mit den Wandlern, die in aller Regel örtlich an anderer Stelle eingebaut ist, sind jeweils nur so viele Kabelverbindungen wie Leistungsverstärker vorzusehen, so daß ihre Anzahl nicht durch die Vielzahl der Wandler bestimmt ist. Da Elektronikteil und Basis, insbesondere bei einem Wasserfahrzeug, nicht direkt nebeneinander angeordnet sind, ist eine Reduktion der Kabel besonders vorteilhaft, da Platzbedarf und Materialkosten sowie technisch die Möglichkeit des Übersprechens herabgesetzt sind.

Gemäß der vorteilhaften Weiterbildung der erfindungsgemäßen Schaltanordnung nach Anspruch 2 sind die Wandler in der Basis so verschaltet, daß Wandler mit gleicher Restphasenansteuerung miteinander verbunden sind und von der gleichen Kabelverbindung gespeist werden.

Die Restphasenwerte, die zu einer Gruppe von Wandlern gehören, liegen innerhalb eines Intervalls. Dieses Intervall wird nach einer vorteilhaften Weiterbildung der erfindungsgemäßen Schaltanordnung nach Anspruch 3 entsprechend der Dämpfung zwischen Hauptkeule mit dem gewünschten Öffnungswinkel und den außerhalb des Sektors der Hauptkeule liegenden Nebenpegeln gewählt. Ist beispielsweise das Intervall bei einer Basis mit 200 Wandlern auf einer Basislänge von ca. 2 m und einem Öffnungswinkel von $2\vartheta_{\max} = 10^\circ$ mit 6° gewählt, so verändert sich die Nebenzipfeldämpfung von -40 dB um ca. 5 dB gegenüber der theoretischen Richtfunktion. Der Vorteil der erfindungsgemäßen Schaltanordnung nach Anspruch 3 besteht insbesondere darin, daß abhängig von der Aufgabenstellung der Sonaranlage das Intervall und somit die Richtfunktion individuell festgelegt werden kann.

Mit der Festlegung des Intervalls wird gemäß der vorteilhaften Weiterbildung der erfindungsgemäßen Schaltanordnung nach Anspruch 4 die Anzahl der Leistungsverstärker bestimmt, die gleich dem 0,3fachen Wert der kompletten Phase von 360° , bezogen auf das Intervall und aufgerundet auf eine ganze Zahl ist.

Besonders vorteilhaft ist es nach der erfindungsgemäßen Schaltanordnung nach Anspruch 5, die Restphasenwerte als Mittelwerte mit einer zulässigen mittleren Streuung festzulegen und daraus das Intervall zu bestimmen.

55 Soll im Betrieb der Sonaranlage zuerst mit einem Öffnungswinkel von beispielsweise 30° gesendet werden, um innerhalb dieses Sektors eine Vorabotung vorzunehmen, um anschließend innerhalb eines kleineren Sektors von z.B. 20° oder 10° eine Feinortung mit größerer Reichweite durchzuführen, so bietet die vorteilhafte Weiterbildung nach Anspruch 6 die Möglichkeit, ohne neue Berechnungen mit den bereits ermittelten Rest-

phasenwerten eine Verdoppelung und Verdreifachung des kleinsten Öffnungswinkels durch Verdoppeln und Verdreifachen des Restphasenwertes zu erhalten. Der Vorteil dieser Schaltanordnung gemäß Anspruch 6 besteht insbesondere darin, daß keine Umschalter mit Ansteuerung in der Basis für die Wandler vorgesehen zu werden brauchen, Prüfung und Wartung in der nach dem Einbau schwer zugänglichen Basis sind somit nicht notwendig. Auch die Leistungsverstärker werden unverändert weiterbetrieben, lediglich im Ansteuerungsteil der Elektronik ist eine Umschaltung auf die doppelte oder dreifache Restphasenwerte durchzuführen. Ein Vorteil besteht darin, daß keine Leistungen geschaltet zu werden brauchen und einfache Logikschaltungen die Umschaltung bewerkstelligen.

Nach der vorteilhaften Weiterbildung der Schaltanordnung nach Anspruch 7 werden Phasendrehglieder zur Realisierung der Phasenverschiebungen um die Restphasenwerte in konventioneller Schaltungstechnik verwendet, die vorteilhaft auch für eine Nachrüstung bestehender Anlagen geeignet sind. Die Phasendrehglieder sind mit diskreten Bauelementen aufgebaut und stehen als Baugruppen zur Verfügung. Für eine Umschaltung auf Vielfache eines kleinsten gewählten Öffnungswinkels gemäß Anspruch 8 sind die Baugruppen zum Realisieren des kleinsten Öffnungswinkels mehrfach gleich aufzubauen und im Betrieb zu- und abschaltbar. Der Vorteil besteht in der fertigungstechnischen Ersparnis und Verminderung der Prüfkosten, da nicht jeweils für jeden Öffnungswinkel individuell verschieden aufgebaute Phasendrehglieder benötigt werden, sondern Vielfache der gleichen Baugruppe.

Bei Verwendung von Rechnerbausteinen, z.B. Mikroprozessoren und ROMs oder RAMs, in der Sonaranlage ist die vorteilhafte Weiterbildung der erfindungsgemäßen Schaltanordnung nach Anspruch 9 vorzusehen. Die ermittelten Restphasenwerte werden in einer Wertetabelle als komplexe Zahlen $e^{j\varphi}$ abgespeichert. In einem Signalgenerator werden komplexe Sinussignale $e^{j\omega t}$ bereitgestellt und mit den Restphasenwerten $e^{j\varphi}$ multipliziert. $e^{j\omega t} \cdot e^{j\varphi} = e^{j(\omega t + \varphi)}$. Realteil $\cos(\omega t + \varphi)$ oder Imaginärteil $\sin(\omega t + \varphi)$ werden zur Ansteuerung der Leistungsverstärker benutzt. Der Vorteil dieser Signalverarbeitung besteht darin, daß die Wertetabellen z.B. in ein ROM (read-only-memory) einmal eingespeichert werden. Eine Veränderung im Betrieb ist überflüssig. Die Multiplikation mit Hilfe von Mikroprozessoren ist schnell durchführbar. Die benötigten Rechenbausteine sind beim heutigen Stand der Technik serienmäßig erhältlich. Ihre Ansteuerung gehört zu den üblichen Routinen. Der geringe Hardwareaufwand und alle damit verbundenen Vorteile sind auch bei dieser Lösung zu verzeichnen.

Die Erfindung ist anhand eines Ausführungsbeispiels für eine Schaltanordnung zum impulsförmigen Abstrahlen von Schallwellen näher erläutert. Es zeigen

Fig. 1 eine Skizze für eine ebene Basis und ihre parabolische Phasensteuerung und

Fig. 2 ein Blockschaltbild für umschaltbare Öffnungswinkel.

In einem Koordinatensystem i, φ sind auf der i -Achse Wandlerorte von $i = -N$ bis $i = +N$ eingezeichnet. Sie entsprechen den Wandlerorten von elektroakustischen Wandlern auf einer ebenen Basis, die die Sendeanterne einer Sonaranlage bilden. Wenn alle N Wandler konphas angesteuert würden, wäre ihr Öffnungswinkel durch die Basislänge $2N \cdot d$, wobei d der Abstand zwischen den Wandlern ist und die Wellenlänge λ bestimmt, wobei λ der Mittenfrequenz eines abgestrahlten Schallimpulses zuzuordnen ist, dessen Bandbreite B durch seine Impulsdauer bestimmt ist. Bei den hier betrachteten Frequenzen und verwendeten Impulsdauern ist die Bandbreite klein gegenüber der Mittenfrequenz, so daß von einer monochromatischen Schallabstrahlung ausgegangen werden darf, auch wenn ein FM-Sweep ausgesendet wird.

Fig. 1 zeigt im unteren Teil das Koordinatensystem i, φ und im oberen Teil einen Sektor mit einem Öffnungswinkel $2 \cdot \vartheta_{\max}$, wobei $\vartheta_{\max}$ symmetrisch zur Scheitellinie des Sektors liegt, in dem Schallwellen von Wandlern an Wandlerorten $i=0, \pm 1, \pm 2, \dots, \pm N$ abgestrahlt werden sollen.

Zur Vergrößerung des natürlichen Öffnungswinkels einer solchen Sonarbasis der Länge $2 \cdot N \cdot d$ auf einen Wert $2 \cdot \vartheta_{\max}$, der hier gleich 90° gewählt ist, werden die $2N+1$ Wandler auf der Basis mit Sendesignalen angesteuert, die gegeneinander um Phasenverschiebungen entsprechend den gepunktet eingezeichneten Ordinatenwerten vom Wandlerort i zur Parabel P verzögert sind. Die Phasenverschiebungen weisen im folgenden kein negatives Vorzeichen auf, sondern nur den Betrag, um den gegenüber einem Wandler bei $i=0$ verzögert werden soll. Die Steigung der Parabel P ist abhängig vom Öffnungswinkel $2\vartheta_{\max}$ des Sektors. Ihre Steigung ist um so geringer, je kleiner der Öffnungswinkel $2\vartheta_{\max}$ gewählt wird.

Steigung und Brennpunkt einer Parabel sind unmittelbar geometrisch miteinander verknüpft. Zur Konstruktion der Parabel P wird ihr Brennpunkt $0 \frac{1}{4} \varphi_{\max}$ bestimmt. Der Wandler an der Position $i = \pm N$ erfährt die maximale Phasenverschiebung $\varphi_{\max}$. Damit die Wandler jeweils in Winkel ϑ_i strahlen, die von Wandler zu Wandler um den gleichen Betrag $\Delta\vartheta$ zunehmen, ist die Steigung der Parabel an der Stelle $i = N$ gerade gleich dem Phasenunterschied gewählt, der durch den Abstand $N \cdot d$ des äußeren Wandlers von der Mitte und den halben Öffnungswinkel $\vartheta_{\max}$ bestimmt ist. Dadurch ergibt sich ein maximaler Phasenwert $\varphi_{\max}$

$$\varphi_{\max} = \pi \cdot N \cdot \frac{d}{\lambda} \cdot \sin \vartheta_{\max}.$$

Der Brennpunkt der Parabel liegt bei $\varphi = \frac{1}{4} \varphi_{\max}$.

Der Wert $\varphi_{\max}$ ist um so größer, je größer $\vartheta_{\max}$ ist. Die Steigung der Parabel wird für größere Öffnungswinkel $2\vartheta_{\max}$ größer. Ihr Brennpunkt liegt bei größeren Ordinatenwerten auf der φ -Achse. Die Phasenwerte für die einzelnen Wandler berechnen sich zu

$$\varphi_i = \varphi_{\max} \cdot \left(\frac{i}{N}\right)^2.$$

In Fig. 1 ist an jedem Wandlerort eine Speiche S_1, S_2 bis S_N eingezeichnet. Diese Speichen sind gegenüber der Senkrechten um Vielfache eines Winkelinkrements

$$\Delta\vartheta = \frac{\vartheta_{\max}}{N}$$

geschwenkt, der Winkel zwischen der Speiche und der Senkrechten ist abhängig vom Wandlerort i

$$\vartheta_i = \vartheta_{\max} \cdot \left(\frac{i}{N}\right)$$

und beträgt am Wandlerort $i = N$ gerade gleich $\vartheta_{\max}$.

Die Speichen $S_1, S_2, \dots, S_N$ schneiden sich in einem Punkt. Beim Senden breiten sich die Schallwellen vom jeweiligen Wandlerort in Richtung der Speiche S aus und erreicht nach einer Zeit gleiche Abstände A auf den Speichen S . Ihre Wellenfront W steht jeweils senkrecht auf den Speichen S .

In der Nähe der Basis liegt die Wellenfront eines abgestrahlten "Wellenpakets" praktisch parallel zur Basis, ihre Krümmung nimmt bei größeren Entfernungen zu und wirkt im Fernfeld so, als wenn ein punktförmiger Wandler das impulsförmige Wellenpaket abgestrahlt hat.

Nachdem die Phasenwerte φ_i abhängig vom Öffnungswinkel $2\vartheta_{\max}$ des Sektors, der Basislänge, der mittleren Wellenlänge der Schallwellen und dem Wandlerort ermittelt ist, werden aus den Phasenwerten φ_i Restphasenwerte φ bestimmt. Von den Phasenwerten φ_i werden Vielfache von 2π oder 360° abgezogen und zu einem Restphasenwert φ zusammengefaßt, wenn sie innerhalb eines vorgegebenen Intervalls liegen. Mit den Restphasenwerten φ werden die Sendesignale beaufschlagt.

Zur Verdeutlichung wird im folgenden eine Sonaranlage, die innerhalb eines Sektors mit einem Öffnungswinkel $2\vartheta_{\max} = 10^\circ$ Schallwellen aussendet, dimensioniert. Die Basis weist 201 Wandler auf, die im Abstand $d = 0,7\lambda$ angeordnet sind. Die Frequenz der Schallwellen beträgt 100 kHz, die Impulsdauer 100 ms. Der natürliche Öffnungswinkel der Basis beträgt aufgrund ihrer Abmessungen $0,4^\circ$.

Die Basis weist am Wandlerort $i = 0$ in der Mitte einen Wandler auf, rechts und links davon sind $N = 100$ Wandler jeweils im Abstand d angeordnet. Die Sendesignale der beiden äußersten Wandler müssen gemäß der parabolischen Ansteuerung nach Fig. 1 einen maximalen Phasenwert $\varphi_{\max}$ aufweisen:

$$\begin{aligned}\varphi_{\max} &= \frac{\pi \cdot 100 \cdot 0,7\lambda}{\lambda} \cdot \sin 5^\circ \\ &= \pi \cdot 0,7 \cdot 100 \cdot 0,087 \text{ im Bogenmaß}\end{aligned}$$

und in grad

$$\begin{aligned}\varphi_{\max} &= \frac{\pi \cdot 0,7 \cdot 100 \cdot 0,087 \cdot 360}{2\pi} \\ \varphi_{\max} &= 1100^\circ.\end{aligned}$$

Gegenüber dem mittleren Wandler an der Position $i = 0$ müssen die beiden äußeren Wandler um 1100° verzögert angesteuert werden. Die Phasenwerte für die i Wandler rechts und links der Basis ergeben sich zu

$$\varphi_i = \varphi_{\max} \cdot \left(\frac{i}{N}\right)^2$$

$$\varphi_i/\text{grad} = 0,11 i^2 \quad i = 0, 1, 2, \dots, 100.$$

Die Phasenwerte φ_i werden um $r \cdot 360^\circ$ vermindert:

$$\varphi_i^* = 0,11 i^2 - r \cdot 360^\circ. \quad r = 0, 1, 2, \dots$$

$$\text{z.B.: } \varphi_{\max} - r \cdot 360^\circ = 1100 - 3 \cdot 360^\circ = 20^\circ.$$

Die nachfolgende Tabelle 1 zeigt je Wandler i die verminderten Phasenwerte φ_i^* , die jeweils zu Restphasenwerten φ in Gruppen 1 bis 20 zusammengefaßt sind. Die Restphasenwerte φ sind verminderte Phasenwerte φ_i^* , die innerhalb eines vorgebbaren Intervalls liegen.

	i	φ_i^*/grad	Gruppe	i	φ_i^*/grad	Gruppe
	0	0	1			
5	1	0	1	51	286	18
		0	1		297	18
		1	1		309	18
		2	1		321	19
		3	2		333	19
10		4	2		345	20
		5	2		357	20
		7	2		10	3
		9	2		23	4
	10	11	3	60	36	5
15		13	3		49	6
		16	3		63	7
		19	4		77	8
		22	4		91	9
		25	4		105	9
20		28	5		119	10
		32	5		134	11
		36	5		149	12
		40	6		164	12
	20	44	6	70	179	14
25		49	6		195	14
		53	6		210	14
		58	7		226	15
		63	7		242	16
		69	7		259	17
30		74	8		275	17
		80	8		292	18
		86	8		309	19
		93	9		327	19
	30	99	9	80	344	20
35		106	10		2	1
		113	10		20	4
		120	10		38	5
		127	11		56	7
		135	11		75	8
40		143	11		94	9
		151	12		113	10
		159	12		132	11
		167	13		151	12
	40	176	13	90	171	13
45		185	13		191	13
		194	14		211	15
		203	14		231	15
		213	15		252	16
		223	15		273	17
50		233	16		294	18
		243	16		315	19
		253	16		336	29
		264	17		358	20
	50	275	17	100	20	3

55

Die zu einer Gruppe 1, 2, ..., 20 gehörenden Wandler i werden in der Basis elektrisch verbunden und mit Sendesignalen beaufschlagt, deren Restphasenwerte φ in der nachfolgenden Tabelle 2 angegeben sind. Die Restphasenwerte φ sind Mittelwerte der zu Gruppen zusammengefaßten, verminderten Phasenwerte φ_i^* der

Tabelle 1, ihre Streuung σ ist in Tabelle 2 angegeben. Das Intervall für die Restphasenwerte φ ist so gelegt worden, daß eine mittlere Streuung $\sigma = 60^\circ$ zugelassen ist.

	Gruppe	ϑ /grad	σ /grad
5	1	1	1,0
		6	2,4
10		14	4,1
		22	2,4
	5	34	4,0
15		47	5,0
		62	5,1
		78	4,8
20		96	5,6
	10	114	5,6
		134	5,8
		155	6,4
25		178	9,9
		196	11,6
	15	223	10,2
30		249	8,2
		269	7,3
		296	8,5
35		321	9,5
	20	348	9,4

Aus der mittleren Streuung $\sigma = 6^\circ$ wird eine minimale Anzahl der Leistungsverstärker ermittelt.

$$m = 0,3 \cdot \frac{360}{6} = 18.$$

Um alle Leistungsverstärker gleich zu belasten, wird $m = 20$ gewählt. Dann umfaßt jede Gruppe 10 Wandler, nur die Gruppe 1 umfaßt 11 Wandler.

In Fig. 2 ist eine solche Sonaranlage als Blockschaltbild angegeben. Die Sonaranlage strahlt Schallwellen innerhalb eines Sektors mit umschaltbarem Öffnungswinkel $\vartheta = 10^\circ$, $29 = 20^\circ$, $39 = 30^\circ$ ab. 201 Wandler sind äquidistant im Abstand d auf einer ebenen Basis 1000 angeordnet und symmetrisch zur Basismitte durchnummeriert. Die 201 Wandler werden auf der Basis 1000 gemäß Tabelle 1 zu Gruppen 1 bis 20 zusammengeschaltet. Die Tabelle 1 weist die Wandlernummern von der Mitte $i = 0$ bis $i = 100$ auf, wobei $i = 100$ jeweils die beiden äußeren Wandler der Basis 1000 kennzeichnet. Für einen Öffnungswinkel ϑ werden die Restphasenwerte aus Tabelle 2 entnommen. Es werden also die Wandler an den Wandlerorten $i = 0, 1, 2, 3, 4$ rechts und links zur Mitte der Basis zusammengeschaltet und mit einem Restphasenwert von $\varphi = 1^\circ$ beaufschlagt. Diese Wandler bilden die Gruppe 1. Die Wandler an den Wandlerorten $i = 31, 32, 33, 66$ und 87 rechts und links zur Mitte der Basis bilden die Gruppe 10 und sind mit einem Restphasenwert von 114° beaufschlagt. Die Wandler an den Wandlerorten $i = 56, 57, 80, 98$ und 99 bilden die Gruppe 20 und werden mit dem Restphasenwert $\varphi = 348^\circ$ beaufschlagt.

Die entsprechenden Restphasenwerte φ sind durch zwanzig Phasendrehglieder 200 realisiert, in denen die Restphasenwerte φ vermerkt sind. Sie werden mit Signalfolgen aus einem Signalgenerator 210 beaufschlagt. Diese Signalfolgen sind beispielsweise 100 kHz-Schwingungen oder FM-Sweeps von 90 kHz bis 110 kHz während einer vorgebbaren Impulsdauer. Durch eine Steuereinheit 220 werden die Phasendrehglieder 200

mit zwanzig Leistungsverstärkern 300 verbunden, die über zwanzig Kabelverbindungen 400 mit den Gruppen 1 bis 20 der Wandler auf der Basis 1000 verbunden sind.

Die Steuereinheit 220 steuert ein Schalternetzwerk an, mit dem bei Vergrößerung des Öffnungswinkels von 10° auf 20° oder 30° entsprechende gleiche Phasendrehglieder mit gleichen Restphasenwerten φ zugeschaltet werden.

Die Phasendrehglieder 200 sind in gleicher Weise durch Wertetabellen in Form von ROMs (read-only-memorys) und Mikroprozessoren zu realisieren, in denen die Phasenverschiebung der Signalfolgen durch Multiplikation komplexer Zahlen erfolgt. In den ROMs werden die Restphasenwerte als komplexe Zahl abgelegt. Bei Umschalten auf größere Öffnungswinkel können die Restphasenwerte wieder um Modulo 2π vermindert abgelegt werden. Der Multiplizierer wird durch Mikroprozessoren realisiert. Im Sendegenerator 210 werden Signalfolgen als komplexe Zahlen in digitaler Form bereitgestellt. Das Steuerteil 220 sorgt per Programm für den richtigen Sendeablauf. Die Leistungsverstärker 300 und Kabelverbindungen 400 bleiben in gleicher Form erhalten.

Patentansprüche

1. Schaltanordnung zum impulsförmigen Abstrahlen von Schallwellen von einer Vielzahl $(2N+1)$ von elektroakustischen Wandlern einer ebenen Basis (1000) in einen Sektor mit vorgebbarem Öffnungswinkel $(2\vartheta_{\max})$, der größer ist als der Öffnungswinkel bei konphaser Ansteuerung der Wandler, mit phasenverzögernden Netzwerken vor Leistungsverstärkern (300) für ihre Sendesignale, wobei die Verzögerungen durch eine die Basis tangierende Kegelschnittfunktion bestimmt sind, deren Symmetrieachse die Scheitellinie des Sektors ist, dadurch gekennzeichnet, daß ausgehend vom Öffnungswinkel $(2\vartheta_{\max})$ ein maximaler Phasenwert $(\varphi_{\max})$ für den äußersten der Wandler gleich der halben auf die mittlere Wellenlänge (λ) der Schallwellen bezogenen Basislänge $(2N \cdot d)$ multipliziert mit π mal dem halben Öffnungswinkel $(\vartheta_{\max})$ oder dem Sinus des halben Öffnungswinkels $(\vartheta_{\max})$ gewählt ist, daß die Phasenwerte (φ_i) für die Wandler von der Mitte der Basis (1000) nach außen entsprechend einer Parabel als Kegelschnittfunktion quadratisch zunehmend ausgebildet sind und der Brennpunkt der Parabel gleich $\frac{1}{4}$ des maximalen Phasenwerts $(\varphi_{\max})$ ist und daß nach einer Verminderung der Phasenwerte für die einzelnen Wandler um Vielfache von 2π diejenigen verminderten Phasenwerte (φ_i^*) , die innerhalb eines vorgebbaren Intervalls liegen, zu einem Restphasenwert (φ) zusammenfaßbar sind, wobei die Restphasenwerte (φ) Verzögerungen für die Sendesignale sind und den Sendesignalen als Phasenverschiebung (Phasendrehglieder 200) aufprägbare sind.
2. Schaltanordnung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß diejenigen Wandler am Ort der Basis (1000) zu einer Gruppe elektrisch zusammengefaßt sind, deren verminderte Phasenwerte (φ_i^*) im Intervall liegen.
3. Schaltanordnung nach Anspruch 1 oder 2, dadurch gekennzeichnet, daß das Intervall abhängig von einer gewünschten Nebenpegeldämpfung außerhalb des Sektors vorgebbare ist.
4. Schaltanordnung nach Anspruch 3, dadurch gekennzeichnet, daß die Anzahl der Leistungsverstärker (300) durch das vorgegebene Intervall bestimmbar ist.
5. Schaltanordnung nach einem der Ansprüche 1 bis 4, dadurch gekennzeichnet, daß das Intervall aus einer zulässigen Streuung (σ) um den jeweiligen Restphasenwert (φ) abgeleitet ist.
6. Schaltanordnung nach einem der Ansprüche 1 bis 5, dadurch gekennzeichnet, daß zum weiteren Vergrößern des Öffnungswinkels um ganzzahlige Vielfache eines kleinsten Öffnungswinkels (ϑ) gleiche Restphasenwerte (φ) mehrfach vorgesehen sind und für die Sendesignale als Phasenverschiebungen (Phasendrehglieder 200) aufprägbare sind.
7. Schaltanordnung nach einem der Ansprüche 1 bis 5, dadurch gekennzeichnet, daß als phasenverzögernde Netzwerke Phasendrehglieder (200) zur Phasenverschiebung um die Restphasenwerte (φ) zwischen Signalgenerator (210) und Leistungsverstärker (300) für die Wandler angeordnet sind.
8. Schaltanordnung nach den Ansprüchen 6 und 7, dadurch gekennzeichnet, daß Vielfache der Phasendrehglieder (200) mit gleicher Phasenverschiebung zuschaltbar sind.

9. Schaltanordnung nach einem der Ansprüche 1 bis 6, dadurch gekennzeichnet, daß die Restphasenwerte (φ) in einer Wertetabelle abspeicherbar sind, daß in einem Signalgenerator (210) so viele Sinussignale wie Restphasenwerte (φ) bereitstellbar sind, daß die Sinussignale mit dem Restphasenwert (φ) aus der Wertetabelle durch Multiplikation phasenverschoben auf Leistungsverstärker (300) für die Wandler aufschaltbar sind.

Claims

1. Circuit arrangement for the pulse emission of sound waves from a plurality ($2N+1$) of electroacoustic converters of a plane base (1000) into a sector with predeterminable aperture angle ($2\vartheta_{\max}$), which is greater than the aperture angle in the case of equal-phase actuation of the converters, with phase-delaying networks upline of high-power amplifiers (300) for their transmission signals, wherein the delays are determined by a conic function tangent to the base, the axis of symmetry of which is the vertex of the sector, characterised in that working from the aperture angle ($2\vartheta_{\max}$), a selected maximum phase value ($\varphi_{\max}$) for the outermost converter is equal to half the base length ($2N \cdot d$) calculated on the basis of the average wavelength (λ) of the sound waves multiplied by π times half the aperture angle ($\vartheta_{\max}$) or the sine of half the aperture angle ($\vartheta_{\max}$); that the phase values (φ_i) for the converters increase quadratically from the centre of the base (1000) outwards corresponding to a parabola in the form of a conic function, and the focal point of the parabola is equal to $1/4$ of the maximum phase value ($\varphi_{\max}$); and that after a reduction in the phase values for the individual converters by multiples of 2π , those reduced phase values (φ_i^*) lying within a predeterminable interval may be combined to form a residual phase value (φ), and said residual phase values (φ) are delays for the transmission signals and may be impressed on the transmission signals as a phase shift (phase angle rotation elements 200).
2. Circuit arrangement according to Claim 1, characterised in that those converters at the location of the base (1000) are electrically combined to form a group, the reduced phase values (φ_i^*) of which lie within the interval.
3. Circuit arrangement according to Claim 1 or 2, characterised in that the interval may be predetermined dependent on a desired secondary level attenuation outside the sector.
4. Circuit arrangement according to Claim 3, characterised in that the number of high-power amplifiers (300) may be determined by the predetermined interval.
5. Circuit arrangement according to one of Claims 1 to 4, characterised in that the interval is derived from a permissible scatter (σ) by the respective residual phase value (φ).
6. Circuit arrangement according to one of Claims 1 to 5, characterised in that in order to further increase the aperture angle by integral multiples of a lowest aperture angle (ϑ), multiple equal residual phase values (φ) are provided and may be impressed as phase shifts (phase angle rotation elements 200) for the transmission signals.
7. Circuit arrangement according to one of Claims 1 to 5, characterised in that phase angle rotation elements (200) in the form of phase-delaying networks are arranged between the signal generator (210) and high-power amplifier (300) for the converters for phase shifting by the residual phase values (φ).
8. Circuit arrangement according to Claims 6 and 7, characterised in that multiples of the phase angle rotation elements (200) with equal phase shift may be added.
9. Circuit arrangement according to one of Claims 1 to 6, characterised in that the residual phase values (φ) may be stored in a Boolean operation table; that as many sine signals as residual phase values (φ) may be held ready in a signal generator (210); that the sine signals with the residual phase value (φ) from the Boolean operation table may be phase shifted by multiplication and locked on to the high-power amplifier (300) for the converters.

Revendications

1. Montage pour l'émission impulsionnelle d'ondes acoustiques provenant d'une multiplicité $(2N+1)$ de transducteurs électroacoustiques d'une base plane (1000) dans un secteur possédant un angle d'ouverture $(2\vartheta_{\max})$ pouvant être prédéterminé, qui est supérieur à l'angle d'ouverture lors de la commande en phase des transducteurs, comportant des réseaux produisant un retard de phase et disposés en amont d'amplificateurs de puissance (300), pour leurs signaux d'émission, les retards étant déterminés par une fonction de conique tangente à la base et dont l'axe de symétrie est la ligne sommitale du secteur, caractérisé par le fait qu'à partir de l'angle d'ouverture $(2\vartheta_{\max})$, une valeur de phase maximale $(\varphi_{\max})$ pour le transducteur situé le plus à l'extérieur est choisie égale à la moitié de la longueur de base $(2N.d)$, rapportée à la longueur d'onde moyenne (λ) des ondes acoustiques, multipliée par π fois le demi-angle d'ouverture $(\vartheta_{\max})$ ou le sinus du demi-angle d'ouverture $(\vartheta_{\max})$, que les valeurs de phase (φ_i) pour les transducteurs sont formées de manière à augmenter de façon quadratique depuis le centre de la base (1000) en direction de l'extérieur, conformément à une parabole en tant que fonction de conique et que le foyer de la parabole correspond à $1/4$ de la valeur de phase maximale $(\varphi_{\max})$, et qu'après une réduction, de multiples de 2π , des valeurs de phase pour les différents transducteurs, les valeurs de phase réduite (φ_i^*) , qui sont situées dans un intervalle pouvant être prédéterminé, sont réunies pour former une valeur de phase résiduelle (φ) , les valeurs de phase résiduelles (φ) étant des retards pour les signaux d'émission et pouvant être appliquées aux signaux d'émission, en tant que déphasage (circuits de rotation de phase 200).
2. Montage selon la revendication 1, caractérisé en ce que les transducteurs, dont les valeurs de phase réduites (φ_i^*) sont situées dans l'intervalle, sont rassemblés électriquement au niveau de la base (1000) pour former un groupe.
3. Montage selon la revendication 1 ou 2, caractérisé en ce que l'intervalle peut être prédéterminé en fonction d'un affaiblissement désiré de niveau secondaire à l'extérieur du secteur.
4. Montage selon la revendication 3, caractérisé en ce que le nombre des amplificateurs de puissance (300) peut être déterminé par l'intervalle prédéterminé.
5. Montage selon l'une des revendications 1 à 4, caractérisé en ce que l'intervalle peut être tiré d'une dispersion admissible (σ) autour de la valeur de phase résiduelle respective (φ) .
6. Montage selon l'une des revendications 1 à 5, caractérisé en ce que pour accroître de façon supplémentaire l'angle d'ouverture de multiples entiers d'un très petit angle d'ouverture (ϑ) , on prévoit les mêmes valeurs de phase résiduelle (φ) de façon multiple et on peut les appliquer en tant que déphasages pour les signaux d'émission (circuits de rotation de phase 200).
7. Montage selon l'une des revendications 1 à 5, caractérisé en ce qu'il est prévu, comme réseaux produisant un retard de phase, des circuits de rotation de phase (200) servant à réaliser un déphasage correspondant aux valeurs de phase résiduelles (φ) entre le générateur de signaux (210) et l'amplificateur de puissance (300) pour les transducteurs.
8. Montage selon les revendications 6 et 7, caractérisé en ce que des multiples des circuits de rotation de phase (200) produisant le même déphasage peuvent être raccordés en supplément.
9. Montage selon l'une des revendications 1 à 6, caractérisé en ce que les valeurs de phase résiduelles (φ) peuvent être mémorisées dans un tableau de valeurs, qu'autant de signaux sinusoïdaux qu'il y a de valeurs de phase résiduelles (φ) peuvent être préparés dans un générateur de signaux (210) et que les signaux sinusoïdaux peuvent être appliqués, en étant déphasés par multiplication avec la valeur de phase résiduelle (φ) tirée du tableau de valeurs, à des amplificateurs de puissance (300) pour les transducteurs.

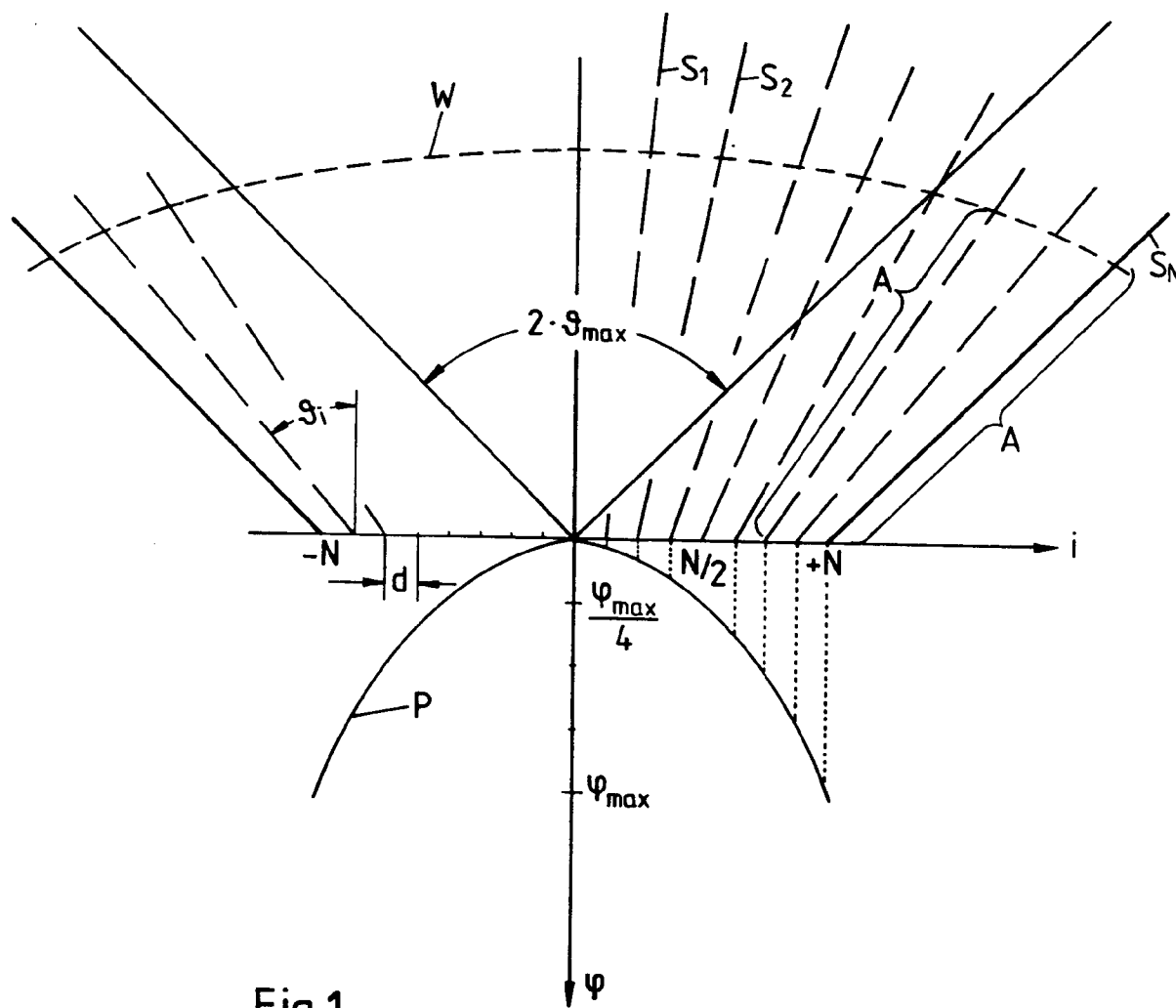


Fig.1

