



**Erfindungspatent für die Schweiz und Liechtenstein**  
Schweizerisch-liechtensteinischer Patentschutzvertrag vom 22. Dezember 1978

⑫ PATENTSCHRIFT A5

⑪

**641 609**

⑳ Gesuchsnummer: 11238/78

㉑ Anmeldungsdatum: 01.11.1978

㉓ Priorität(en): 30.11.1977 DE 2753398  
30.11.1977 DE 2753453

㉔ Patent erteilt: 29.02.1984

㉕ Patentschrift veröffentlicht: 29.02.1984

㉗ Inhaber:  
Siemens Aktiengesellschaft Berlin und München,  
München 2 (DE)

㉘ Erfinder:  
Adolf Pözl, Gräfelfing (DE)  
Fritz Sonntag, München 60 (DE)

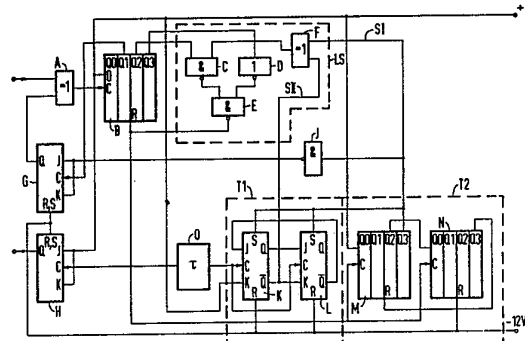
㉙ Vertreter:  
Siemens-Albis Aktiengesellschaft, Zürich

⑤④ **Verfahren zur digitalen Frequenzteilung.**

⑤⑦ Bei der Frequenzsynthese, zum Beispiel der Trägererzeugung in der TF-Technik, stellt sich die Aufgabe, eine vorhandene Frequenz durch Multiplikation mit  $\frac{Z}{N}$ , zum Beispiel  $\frac{11}{62}$  umzuwandeln.

Das Verfahren zur digitalen Frequenzteilung arbeitet mit einem speziellen Frequenzteiler, dessen Teilungsverhältnis während N Eingangperioden in geeigneter Weise variiert. Das Leistungsspektrum eines solchen Teilers kann so umgeformt werden, dass der gewünschte Oberton  $\frac{Z}{N} \cdot f$  eine maximale Energie und dessen beide Nachbarharmonischen minimale Energie aufweisen.

Eine programmierbare Zähleranordnung (B), die von den Eingangsimpulsen angesteuert wird, steuert neben einem Ausgangs-Flip-Flop (H) noch zwei digitale Teiler (T1, T2), die je ein Steuersignal (SI, SII) abgeben, mit denen die eingangs erwähnte Zähleranordnung (B) programmiert wird. Die programmierbare Zähleranordnung (B) zählt  $2 \frac{1}{2}$ , 3 und  $3 \frac{1}{2}$  Eingangsimpulse.



## PATENTANSPRÜCHE

1. Verfahren zur digitalen Frequenzteilung bei einem Teilungsverhältnis  $Z/N < 1$ , in dem Nenner N und Zähler Z in bezug auf Gerad- und Ungeradzahligkeit stets entgegengesetzt sind, mit einer programmierbaren Zähleranordnung, der eine periodische Eingangsimpulsreihe zugeführt wird, dadurch gekennzeichnet, dass aus der periodischen Eingangsimpulsreihe eine periodische Ausgangsimpulsreihe gebildet wird, dass die kleinste Impulsbreite oder die kleinste Impulspause dieser Eingangsimpulsreihe als Einheitswert betrachtet wird, dass alle in der Ausgangsimpulsreihe vorkommenden Impulse und Pausen bezüglich ihrer Dauer als ganzzahlige Vielfache dieses Einheitswertes erzeugt werden, dass die Anzahl der vorhandenen Einheitswerte pro Periode stets geradzahlig ausgewählt wird, dass im Falle einer nur einmaligen Teilbarkeit der Anzahl der Zeitwerte durch zwei, die Periode der Ausgangsimpulsreihe in der Mitte eines Einheitswertes und in allen anderen Fällen am Anfang ausgelöst wird, dass die beiden Halbperioden der Ausgangsimpulsreihe axialsymmetrisch zueinander in bezug auf den Zeitpunkt des Endes der ersten Periodenhälfte erzeugt werden, dass ferner bei einem geradzahligem Zähler des Teilungsverhältnisses die beiden Viertelperioden jeder Halbperiode ebenfalls axialsymmetrisch zueinander ausgebildet werden und dass bei ungeradzahligem Zähler das jeweils andere Viertel der Halbperiode gegenüber dem ersten Viertel invertiert wird.

2. Verfahren nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass an den Übergängen von Impuls zu Pause, Impulse mit jeweils einer Zeitwertbreite so addiert bzw. subtrahiert werden, dass die neben der gewünschten Harmonischen der Ausgangsspannung liegenden Nebenwellen geschwächt werden.

3. Schaltungsanordnung zur Durchführung des Verfahrens nach Anspruch 2, dadurch gekennzeichnet, dass die Zähleranordnung (B) auf einen vorgegebenen, sich wiederholenden Zyklus von Impulsen und Impulspausen, die sowohl aus einer Anzahl nur ganzer als auch ganzer und halber Impulse bestehen, programmierbar ist und die dadurch veranlasst wird, halbe Impulse wie ganze zu zählen, dass dem ersten Eingang (1) einer Gatterschaltung (A) Eingangsimpulse zugeführt sind, und über deren zweiten Eingang (2) ein Signal zuführbar ist, das bei Anwesenheit eine Inversion am Ausgang (3) des Gatters (A) bewirkt, dass der Gatterausgang (3) mit der programmierbaren Zähleranordnung (B) verbunden ist, und dass Steuersignale (SI, SII) einer Logikschaltung (LS) zugeführt sind und dass der Ausgang der Logikschaltung (LS) mit dem Reset-Eingang (R) der Zähleranordnung (B), mit dem Eingang einer ersten bistabilen Kippstufe (H) sowie mit den Eingängen digitaler Teiler (T1, T2) zur Erzeugung der Steuersignale (SI, SII) verbunden ist, dass das eine Steuersignal (SI) den Gruppenwechsel und das andere Steuersignal (SII) den Wechsel von einer Gruppe mit halben und ganzen Impulsen auf eine Gruppe von nur ganzen Impulsen und umgekehrt signalisiert und dass die Ausgänge sowohl der digitalen Teiler (T1, T2) als auch der Zähleranordnung (B) mit der Logikschaltung (LS) verbunden sind.

4. Schaltungsanordnung nach Anspruch 3, dadurch gekennzeichnet, dass das die Inversion bewirkende Steuersignal am Gatter (A) von einer weiteren bistabilen Kippstufe (G) erzeugt wird, deren einer Eingang mit einem Zähleranordnungsausgang und deren zweiter Eingang von einer weiteren Inversionsstufe (J) angesteuert wird, die abhängig vom Steuersignal (SII) gesteuert ist.

5. Schaltungsanordnung nach Anspruch 3, dadurch gekennzeichnet, dass die Logikschaltung (LS) aus einem Exklusiv-ODER-Gatter (F) zweier NAND-Gatter (C, E) und einem Inversionsgatter (D) besteht, dass an den beiden Eingängen des Exklusiv-ODER-Gatters (F) die beiden Steuersignale (SI, SII) anliegen und dessen Ausgang mit dem einen

Eingang des ersten NAND-Gatters (C) verbunden ist, dass der Ausgang des ersten NAND-Gatters (C) mit dem Eingang eines zweiten NAND-Gatters (E) verbunden ist und dass der zweite Eingang dieses zweiten NAND-Gatters (E) mit dem

5 Ausgang eines Inversionsgatters (D) verbunden ist.

6. Schaltungsanordnung nach Anspruch 3, dadurch gekennzeichnet, dass der erste Teiler (T1) für das erste Steuersignal (SI) aus zwei bistabilen Kippstufen (KL) besteht, wobei der invertierte Ausgang der zweiten Kippstufe (L) mit dem

10 Eingang der ersten Kippstufe (K) verbunden ist und die Set-Eingänge (S) beider Kippstufen (KL) mit einem Ausgang des zweiten Teilers (T2) verbunden sind.

7. Schaltungsanordnung nach Anspruch 3, dadurch

gekennzeichnet, dass der zweite Teiler (T2) aus zwei Schieberegistern (M, N) gleicher Bitzahl besteht, wobei der Ausgang

des zweiten Schieberegisters (N) mit dem Reset-Eingang (R) des ersten Schieberegisters (M) und die vorletzte Stufe des ersten Schieberegisters (M) mit dem Eingang des zweiten Schieberegisters (N) verbunden ist.

20 Die Erfindung bezieht sich auf ein Verfahren zur digitalen Frequenzteilung bei einem Teilungsverhältnis  $Z/N < 1$ , in dem Nenner N und Zähler Z in bezug auf Gerad- und Ungeradzahligkeit stets entgegengesetzt sind, mit einer programmierbaren Zähleranordnung, der eine periodische Eingangsimpulsreihe zugeführt wird.

Bei der Frequenzsynthese, z.B. der Trägererzeugung in der

25 TF-Technik, stellt sich die Aufgabe, eine vorhandene Frequenz durch Multiplikation mit  $Z/N$ , z.B.  $11/62$ , umzuwandeln.

Diese Aufgabe wäre ideal, d.h. frei von unerwünschten Nebenwellen, gelöst, wenn aus N Perioden der Ursprungsfrequenz  $f \cdot Z$  gleiche Perioden abgezählt werden könnten. Dies ist nicht möglich, wenn Z in N nicht ganzzahlig enthalten ist.

Bisher musste deshalb mit einem Frequenzteiler ein Oberwellenspektrum der Grundfrequenz  $f/N$  erzeugt und davon die Z-Harmonische ausgesiebt werden. Bekannter Nachteil

30 dieses Verfahrens ist die mit Z abnehmende Energie höherer Harmonischer und der damit verbundene hohe Filteraufwand zur Unterdrückung des gesamten Oberwellenspektrums neben der gewünschten Frequenz  $Z \cdot f/N$ .

Aufgabe der vorliegenden Erfindung ist es, ein Verfahren zur digitalen Frequenzteilung zu schaffen, durch das eine Frequenzteilung, bei der  $Z > 1$  ist, direkt ohne Vervielfachung ermöglicht wird, wobei die jeweils gewünschte Harmonische mit möglichst grosser Amplitude erhalten wird.

Eine weitere Aufgabe der vorliegenden Erfindung ist es,

35 einen digitalen Frequenzteiler für nicht ganzzahlige Teilungsverhältnisse zu schaffen.

Zur Lösung der erstgenannten Aufgabe dienen gemäss der Erfindung die als kennzeichnende Merkmale des Anspruchs 1

40 aufgeführten Verfahrensschritte.

Dadurch erhält man eine Impulsfolge mit maximal erreichbarem Anteil der gewünschten Harmonischen. Beginnt die Periode der Ausgangsimpulsfolge im Falle einer nur einmaligen Teilbarkeit der Anzahl der Zeitwerte durch zwei in der Mitte eines Zeitabstandes, dann wird eine ungeradzahlige

60 Harmonische am Ausgang erhalten.

In weiterer Ausgestaltung der Erfindung wird so verfahren, dass an den Übergängen von Impuls zu Pause Impulse mit jeweils einer Zeitwertbreite so addiert bzw. subtrahiert werden, dass die neben der gewünschten Harmonischen der

65 Ausgangsspannung liegenden Nebenwellen geschwächt werden.

Dadurch lässt sich die Dämpfung der unmittelbar neben der gewünschten Harmonischen liegenden Nebenwellen

erheblich vergrössern. Frequenzerzeuger nach diesem Verfahren benötigen ausserdem nur noch wenig Selektionsaufwand. Dieses Verfahren eignet sich vor allem zur Erzeugung der Grundtertiärgruppenpilotfrequenz 1552 kHz, die aus Sekundärgruppenträgern 2108 und 2356 kHz mittels der Ableitung  $1552 \text{ kHz} = 1/2 \cdot 2356 \text{ kHz} + 11/62 \cdot 2108 \text{ kHz}$  erzeugt wird.

Jeder Teiler erzeugt eine N Eingangperioden dauernde Ausgangsperiode, und davon kann eine gewünschte Harmonische  $Z = 1, 2, \dots$  ausgesiebt werden.

Die Periode des einfachsten Teilers besteht aus einem Impuls und einer Pause. Für die Grundwelle mit  $Z = 1$  ist mit gleicher Impuls- und Pausenlänge, also einer symmetrischen Rechteckspannung, das Optimum gefunden.

Bisher wurde der einfache Teiler auch bei Harmonischen mit  $Z > 1$  verwendet, aber mit steigender Ordnungszahl der Harmonischen nimmt deren Energieanteil ab, und die gewünschte ist von den benachbarten nur mit hohem Filteraufwand zu trennen.

Die integrierten digitalen Bausteine bieten sich an, die Periode N mit Z Impulsen und Pausen zu versehen, um dadurch Filteraufwand einzusparen.

Die ideale Impulsfolge mit Z gleich langen Impulsen und Pausen kann nur angenähert werden, weil Z in N nicht ganzzahlig enthalten ist.

Mit einer oder beiden Flanken der Rechteckspannung des Eingangs kann der Zustand des Ausgangs bestimmt werden. Die Periode besteht aus N- oder 2N-Zeitabständen, die eine ganze Eingangsperiode  $2\pi/N$  oder eine halbe  $\pi/N$  lang sind. Dafür können Impulse oder Pausen gewählt werden, die alle das gleiche Spektrum enthalten. Das Maximum der gewünschten Harmonischen erhält man folgendermassen:

Die Anzahl der Zeitabstände wählt man geradzahlig, was mit beiden Flanken immer möglich ist.

Ist die Anzahl nur einmal durch zwei teilbar, und es wird eine ungeradzahlige Harmonische gewünscht, lässt man die Periode in der Mitte eines Zeitabstandes, sonst mit dessen Anfang beginnen.

Die Phasenwinkel für die Grundwelle werden vom Periodenanfang bis zur Mitte jedes Zeitabstandes gemessen und sind mit der Ordnungszahl der Harmonischen zu multiplizieren.

Die Zeitabstände des ersten Periodenviertels, deren Phasenwinkel für die gewählte Harmonische positiven Cosinus ergeben, werden zu Impulsen gewählt.

Die Impulsfolge des zweiten Viertels ist entsprechend des ersten zu bilden. Es treten nur geradzahlige Harmonische auf, wenn vom Ende des ersten Periodenviertels  $\pi/2$  ausgehend in beiden Vierteln gleiche Schaltzustände vorhanden sind. Es treten nur ungeradzahlige Harmonische bei verschiedenen Schaltzuständen auf. Die zweite Periodenhälfte ist symmetrisch zur ersten.

Nun wird versucht, die Dämpfung der nächstliegenden Harmonischen gegenüber der gewünschten zu vergrössern. Dazu kann am Anfang und Ende jedes zusammengesetzten Impulses entweder ein Einzelimpuls dazu oder weggenommen werden. So ergeben sich Verkürzungen, Verlängerungen oder nur Verschiebungen, die Anzahl der zusammenhängenden Impulse bleibt erhalten, und für die in Frage kommenden Zeitabstände des ersten Periodenviertels werden die Cosinus-Werte für die gewünschte und die nächstliegenden Harmonischen errechnet und mit 4 multipliziert, weil jedes Viertel entsprechend zu ändern ist. Für dazugenommene Impulse werden die Werte zum ursprünglichen Spektrum addiert, für weggenommene subtrahiert.

Eine Schaltungsanordnung gemäss der Erfindung wird gemäss den kennzeichnenden Merkmalen des Anspruchs 3 ausgebildet.

Durch diese Massnahmen erhält man den Vorteil, dass die

erwünschten Harmonischen auch bei nicht ganzzahligen Teilungsverhältnissen direkt erzeugt werden können unter gleichzeitiger hoher Dämpfung der benachbarten unerwünschten Harmonischen.

<sup>5</sup> Vorzugsweise kann das die Inversion bewirkende Steuersignal am Gatter von einer weiteren bistabilen Kippstufe erzeugt werden, deren einer Eingang mit einem Zählerausgang und deren zweiter Eingang von einer weiteren Inversionsstufe angesteuert wird, die abhängig vom Steuersignal gesteuert ist.

<sup>10</sup> Die Logikschaltung kann dabei aus einem Exklusiv-ODER-Gatter zweier NAND-Gatter und einem Inversionsgatter bestehen, dass an den beiden Eingängen des Exklusiv-ODER-Gatters die beiden Steuersignale anliegen und dessen

<sup>15</sup> Ausgang mit dem einen Eingang des ersten NAND-Gatters verbunden ist, dass der Ausgang des ersten NAND-Gatters mit dem Eingang eines zweiten NAND-Gatters verbunden ist und dass der zweite Eingang dieses zweiten NAND-Gatters mit dem Ausgang eines Inversionsgatters verbunden ist.

<sup>20</sup> Der erste Teiler für das erste Steuersignal kann aus zwei bistabilen Kippstufen bestehen, wobei der invertierte Ausgang der zweiten Kippstufe mit dem Eingang der ersten Kippstufe verbunden ist und die Set-Eingänge beider Kippstufen mit einem Ausgang des zweiten Teilers verbunden sind.

<sup>25</sup> Der zweite Teiler kann aus zwei Schieberegistern gleicher Bitzahl bestehen, wobei der Ausgang (4. Stufe) des zweiten Schieberegisters mit dem Reset-Eingang des ersten Schieberegisters und die dritte Stufe des ersten Schieberegisters mit dem Eingang der ersten Stufe des zweiten Schieberegisters verbunden ist.

Anhand des Blockschaltbildes nach Fig. 7 sowie der Diagramme nach den Fig. 1 bis 6, 8 und 9 wird die Erfindung beispielsweise näher erläutert.

<sup>35</sup> Anhand der Impulsdiagramme nach der Fig. 1 und den dazugehörigen Berechnungen wird die Richtigkeit des Verfahrens nach der Erfindung bewiesen.

Wenn einer Frequenzteilung eine Vervielfachung folgt, wäre ein Teiler günstig, der die gewünschte Harmonische bevorzugt abgibt. Es wird von der Fourieranalyse eines periodisch auftretenden Rechteckimpulses ausgegangen. Dieser kann aus einer gerad- oder ungeradzahlig Anzahl von schmalen Impulsen zusammengesetzt werden. Ist die Impulsdauer gleich der Pause, erscheint die Grundwelle mit der maximalen Energie. Es erscheinen nur ungeradzahlige Harmonische. Da die Pause ebenfalls aus kurzen Pausen gebildet werden darf, kann die Periodendauer aus einer Summe gleicher Zeitabstände bestehen. In der Mitte jedes Zeitabstandes liegt der dazugehörige Phasenwinkel. Impulse und Pausen können so gelegt werden, dass nur gerad- oder ungeradzahlige Harmonische auftreten. In beiden Fällen ist die erste Periodenhälfte symmetrisch zur zweiten.

<sup>40</sup> Der Teiler soll zum Beispiel die elfte Harmonische der 62 Eingangperioden dauernden Ausgangsperiode abgeben. Die kürzesten Zeitabstände sind durch die halbe Periodendauer einer symmetrischen Rechteckspannung des Eingangs gegeben. In der Mitte jedes Zeitabstandes liegt der dazugehörige Phasenwinkel für die Grundwelle der Ausgangsperiode. Die Phasenwinkel für die elfte Harmonische sind elfmal so gross und die, dafür im ersten und vierten Quadranten liegenden, ergeben die Auswahl für die Impulsfolge mit der maximalen Energie der gewünschten Harmonischen. Am Beginn und Ende jedes so zusammengesetzten Impulses kann entweder ein Impuls, der einen Zeitabstand dauert, dazu- oder weggenommen werden. Dadurch ergibt sich entweder eine Verlängerung, Verkürzung oder nur Verschiebung. Mit der gleichen Anzahl zusammenhängender Impulse kann eine geringfügig geänderte Impulsfolge gefunden werden, bei der die nächst-

liegenden Nebenwellen, die 9. und 13. Harmonische, weiter gedämpft werden, ohne die 11. Harmonische wesentlich zu schwächen.

Fig. 1 zeigt eine beliebige halbperiodisch axialsymmetrisch weitere Eingangsimpulsbreite.  $A$  = Impulshöhe,  $p$  = Zeitwert. Nach Fourier ist die  $n$ -te Harmonische

$$A_n = \frac{2A}{\pi} \frac{\sin np}{n}.$$

Fig. 2 zeigt ein Impulsdiagramm, bei dem man sich die 5 Rechteckimpulse der Impulsbreite aus zwei Impulsen zusammengesetzt denkt. Dann ist nach Fig. 2

$$\begin{aligned} A_n &= \frac{2A}{\pi} \frac{\sin n \frac{p}{2}}{n} \left[ \cos n \frac{p}{2} + j \sin n \frac{p}{2} + \cos(-n \frac{p}{2}) + j \sin(-n \frac{p}{2}) \right] \\ &= \frac{2A}{\pi} \frac{\sin n \frac{p}{2}}{n} \cdot 2 \cos n \frac{p}{2} = \frac{2A}{\pi} \frac{\sin 2 \cdot n \frac{p}{2}}{n} \\ A_n &= \frac{2A}{\pi} \frac{\sin np}{n} \end{aligned}$$

Allgemein gilt für eine geradzahlige Anzahl  $g$  gleichlanger Teilimpulse:

$$A_n = \frac{2A}{\pi} \frac{\sin n \frac{p}{g}}{n} \cdot 2 \cdot \sum_{Z=1,3,\dots}^{Z=g-1} \cos Z \cdot n \cdot \frac{p}{g} = \frac{2A}{\pi} \cdot \frac{\sin np}{n} \quad (1)$$

Fig. 3 zeigt ein Impulsdiagramm, bei dem man sich die Rechteckimpulse aus drei Impulsen zusammengesetzt denkt.

$$\begin{aligned} A_n &= \frac{2A}{\pi} \frac{\sin n \frac{p}{6}}{n} (\cos n \frac{p}{6} + j \sin n \frac{p}{6} + \cos -n \frac{p}{6} + j \sin -n \frac{p}{6}) \\ &+ \frac{2A}{\pi} \frac{\sin n \frac{p}{3}}{n} (\cos n \frac{2p}{3} + j \sin n \frac{2p}{3} + \cos -n \frac{2p}{3} + j \sin -n \frac{2p}{3}) \\ A_n &= \frac{2A}{\pi} \frac{\sin 2n \frac{p}{6}}{n} + \frac{2A}{\pi} \frac{\sin n \frac{p}{3}}{n} \cdot 2 \cos n \frac{2p}{3} \\ A_n &= \frac{2A}{\pi} \frac{\sin n \frac{p}{3}}{n} 2 \left( \frac{1}{2} + \cos n \frac{2p}{3} \right). \end{aligned}$$

Allgemein gilt für eine ungeradzahlige Anzahl  $u$  gleichlanger Impulse

$$A_n = \frac{2A}{\pi} \frac{\sin n \frac{p}{u}}{n} \cdot 2 \left( \frac{1}{2} + \sum_{Z_i=2; 4,\dots}^{Z_i=u-1} \cos Z_n \frac{p}{u} \right) = \frac{2A}{\pi} \cdot \frac{\sin np}{n} \quad (2)$$

Aus den Fig. 1...3 ist ersichtlich, dass beim Winkel  $\pi$  eine Symmetrieachse gezeichnet werden kann.

Mit  $p = \pi/2$  ist die Grundwelle mit dem maximal erreichbaren Anteil vorhanden, weil  $\sin \pi/2 = 1$ .

Es gibt keine geradzahlig Harmonischen, weil der Sinus für geradzahlig Vielfache von  $\pi/2$  zu 0 wird.

Aus einer geraden Anzahl  $z$  gleichlanger Zeitabstände  $Z_i$ , die entweder ein Impuls oder eine Pause sein können, wird eine Periode gebildet. Ein Impuls enthält eine Amplitude  $a_n$ , eine Pause  $-a_n$ . Es gibt vier Zeitabstände mit den Phasenwinkeln  $\alpha, \pi-\alpha, -(\pi-\alpha), -\alpha$ , wenn die positiven Winkel vom Anfang 0 und die negativen vom Ende  $2\pi$  der Periode ausgehen.

Daraus lässt sich eine Summenamplitude  $A_n$  mit dem Winkel  $n\Psi$  ermitteln. Die exponentielle Schreibweise ergibt:

$$A_n \cdot \exp jn \Psi = a_n \exp jn \alpha + a_n \exp jn (\pi - \alpha) + a_n \exp -jn (\pi - \alpha) + a_n \exp -jn \alpha$$

$$= a_n (\exp jn \alpha + \exp -jn \alpha) + a_n (\exp jn \pi \cdot \exp -jn \alpha - \exp -jn \pi \cdot \exp jn \alpha)$$

$$A_n \cdot e^{j0} = a_n (2 \cos n \alpha + 2 \cos n \pi \cdot \cos n \alpha)$$

$$A_n = 2 \cos n \alpha (a_n + a_n \cos n \pi). \tag{3}$$

Alle Harmonischen sind bezogen auf den Periodenanfang in Phase oder Gegenphase. Es gibt nur ungeradzahlig Harmonische, wenn bei  $\alpha$  und  $\pi-\alpha$  die Amplituden  $a_n$  verschiedene Vorzeichen haben. Dem einen Schaltzustand im ersten Periodenviertel folgt der andere im zweiten Viertel. Die Periodenhälften sind zueinander symmetrisch.

$n =$  ungerade:

$$A_n = 2 \cos n \alpha [a_n + (-a_n)(-1)] = 4 a_n \cos n \alpha$$

$n =$  gerade:

$$A_n = 2 \cos n \alpha [a_n + (-a_n) \cdot 1] = 0.$$

Es gibt nur geradzahlig Harmonische, wenn gleiche Schaltzustände vorhanden sind.

Anhand eines Teilers 62/11 wird nunmehr die Erfindung weiter erläutert.

Die Ausgangsperiode ist 62 Eingangperioden lang. Es ist möglich, mit jeder Flanke der symmetrischen Rechteckspannung des Eingangs den Schaltzustand des Ausgangs zu bestimmen.

Damit soll aus 124 möglichen Einzelimpulsen oder Pausen die Synthese einer Impulsfolge mit möglichst nur der elften Harmonischen als Grundfrequenz durchgeführt werden.

Die ideale Impulsfolge, bei der aus 62 Eingangperioden elf gleiche Ausgangsperioden entstehen, kann nur angenähert werden.

In Fig. 4 sind die Phasenwinkel der 62 Halbwellen bis zur Periodenhälfte durchnummeriert. Es ist nur angedeutet, dass dies in der zweiten Periodenhälfte mit negativen Vorzeichen erfolgt.

Für die elfte Harmonische sind die Winkel elfmal so gross wie für die Grundwelle. Da 0 und Vielfache von  $2\pi$  identisch sind, kann einfach durchgezählt werden. Die Winkel bleiben erhalten, nur sind sie jetzt anderen Halbwellen zugeordnet. Zum Beispiel ist der Winkel für die Grundwelle =  $1/62$  der Halbwelle 1 gleich dem Winkel für die elfte Harmonische der Halbwelle -23. Würde ein Impuls von 1...31 und -1...31 dauern, so wäre die Grundwelle mit dem maximal erreichbaren Anteil vorhanden und deren Amplitude  $A_1$  lässt sich allgemein aus der Fourieranalyse eines Rechteckimpulses, sowie nach Formel 1 errechnen.

$$A_1 = \frac{2A}{\pi} \cdot \sin p = \frac{2A}{\pi} \sin \frac{p}{g} \cdot 2 \sum_{Z=1, 3, \dots}^{Z=g-1} \cos Z \frac{p}{g}$$

Für die Amplitude  $A_n$  der  $n$ -ten Harmonischen gilt:

$$A_n = \frac{2A}{\pi} \frac{\sin n \frac{p}{g}}{n} \cdot 2 \sum_{Z=1, 3, \dots}^{Z=g-1} \cos Z \cdot n \frac{p}{g}$$

$$A_n = \frac{A_1}{A_1} \cdot A_n = \frac{\frac{2A}{\pi} \cdot \sin p}{\frac{2A}{\pi} (\sin \frac{p}{g}) \cdot 2 \sum \cos Z \frac{p}{g}} \cdot \frac{2A}{\pi} \frac{\sin n \frac{p}{g}}{n} \cdot 2 \sum \cos z n \frac{p}{g}$$

Weil die Winkel erhalten bleiben, sind beide  $\sum \cos$  identisch.

$$A_n = \frac{2A}{\pi} \cdot \sin p \frac{\sin n \frac{p}{g}}{n \cdot \sin \frac{p}{g}}$$

45

60

$p$ : Winkelsumme der zur Impulsfolge ausgewählten Einzelimpulse des ersten Periodenviertels  $0 \dots \pi/2$ .

Für  $p/g$  kann der Winkel  $\phi$  für die Hälfte des Einzelimpulses eingeführt werden.

$$A_n = \frac{2A}{\pi} \cdot \sin p \frac{\sin n \phi}{n \cdot \sin \phi} \tag{4}$$

Diese Formel gilt nur für die erwünschte Harmonische

$$A_{11} = \frac{2A}{\pi} \cdot \sin \frac{\pi}{2} \cdot \frac{\sin 11 \cdot \frac{\pi}{124}}{11 \sin \frac{\pi}{124}} = \frac{2A}{\pi} \cdot 0,987211$$

Mit diesem Ergebnis kann die aus der Impulsfolge abzuleitende, für jede beliebige ungeradzahlige Harmonische geltende Formel überprüft werden.

Gestrichelt gezeichnet wurden in Fig. 4 eingeführt:

Ein positiver Impuls von  $\pi/2 \dots \pi$  und drei negative Impulse. Zum Beispiel gibt es damit für den Impuls mit dem Winkel  $3\pi/124$  einen gleichen negativen Impuls mit dem Winkel  $\pi - 3\pi/124$ .

$$\begin{aligned} \cos n \frac{3\pi}{124} - \cos n \left( \pi - \frac{3\pi}{124} \right) &= \cos n \frac{3\pi}{124} - \left( \cos n \pi \cdot \cos n \frac{3\pi}{124} + \right. \\ &+ \left. \sin n \pi \sin n \frac{3\pi}{124} \right) = \\ \cos n \frac{3\pi}{124} - \cos n \pi \cos n \frac{3\pi}{124} &= 2 \cos n \frac{3\pi}{124} \quad \text{für} \\ & n = \text{ungeradzahlig} \end{aligned}$$

$$= 0 \quad \text{für } n = \text{geradzahlig.}$$

Für die Amplitude  $a_n$  des von  $\pi/2 \dots \pi$  eingeführten Impulses gilt:

$$\begin{aligned} a_n &= \frac{2A}{\pi} \frac{\sin n \frac{\pi}{4}}{n} \cdot \cos n \frac{3\pi}{4} = \frac{2A}{\pi} \cdot \frac{\sin n \frac{\pi}{4}}{n} \cdot \\ &\cdot \cos n \left( \pi - \frac{\pi}{4} \right) \\ &= \frac{2A}{\pi} \frac{\sin n \frac{\pi}{4}}{n} \cdot \left( \cos n \pi \cos n \frac{\pi}{4} + \sin n \pi \sin n \frac{\pi}{4} \right) \\ &= \frac{2A}{\pi} \frac{\sin n \frac{\pi}{4} \cdot \cos n \frac{\pi}{4}}{n} \cos n \pi \\ a_n &= \frac{2A}{\pi} \frac{1}{2} \frac{\sin n \frac{\pi}{2}}{n} \cdot \cos n \pi \end{aligned}$$

$$a_n = 0 \quad \text{für } n = \text{geradzahlig, weil } \sin n \frac{\pi}{2} = 0$$

$$a_n = - \frac{2A}{\pi} \frac{\sin n \frac{\pi}{2}}{2n} \quad \text{weil } \cos n \pi = -1.$$

Es treten keine geradzahligen Harmonischen auf. Um den Wert der abgegebenen n-ten Harmonischen zu errechnen, müssen die Werte für die Impulse bis  $\pi/2$  mit dem

Faktor 4 und der doppelte Wert für den breiten Impuls berücksichtigt werden, weil die zweite Periodenhälfte dieselben Anteile liefert.

$$A_n = \frac{2A}{\pi} \frac{4}{n} \left( \sin n \frac{3\pi}{124} \cdot \cos n \frac{3\pi}{124} + \sin n \frac{6\pi}{124} \cos n \frac{22\pi}{124} + \right. \\ \left. + \sin n \frac{5\pi}{124} \cdot \cos n \frac{45\pi}{124} - 0,25 \sin n \frac{\pi}{2} \right) \quad (5)$$

$$A_9 = - \frac{2A}{4} \cdot 0,033849048$$

$$A_{11} = \frac{2A}{\pi} \cdot 0,987211130$$

$$A_{13} = \frac{2A}{\pi} \cdot 0,032102377.$$

Zur Vergrößerung der Dämpfung der Nebenwellen in bezug auf die Grundwelle lässt sich nach Ermittlung einer Impulsreihe, in der die gewünschte Harmonische optimal enthalten ist, wie dies vorher an einigen Beispielen aufgezeigt

wurde, eine weitere korrigierte Impulsreihe erstellen, wie dies <sup>25</sup> das Impulsdiagramm nach Fig. 5 zeigt.

Die Formel für die korrigierte Impulsreihe lautet:

$$A_n = \frac{2A}{\pi} \frac{4}{n} \left( \sin n \frac{3\pi}{124} \cdot \cos n \frac{3\pi}{124} + \sin n \frac{5\pi}{124} \cdot \cos n \frac{23\pi}{124} + \right. \\ \left. + \sin n \frac{7\pi}{124} \cos n \frac{45\pi}{124} - 0,25 \sin n \frac{\pi}{2} \right) \quad (6)$$

$$A_9 = 0,013582732 \cdot \frac{2A}{\pi}$$

$$A_{11} = 0,964442733 \cdot \frac{2A}{\pi}$$

$$A_{13} = 0,004575759 \cdot \frac{2A}{\pi}$$

Die bisherigen Beispiele wurden unter der Voraussetzung gegeben, dass die ursprüngliche Eingangsimpulsreihe symmetrisch ist. Für den Fall, dass für die ursprüngliche Eingangsimpulsreihe Unsymmetrie vorliegt, wird anschliessend ebenfalls anhand der Fig. 6 ein Ausführungsbeispiel gegeben.

Die Änderung der in Fig. 6 dargestellten Impulsreihe wird durch Addieren bzw. Subtrahieren von Impulsen gezeigt.

Durch die gezeichnete Unsymmetrie müssen  $2\delta$  breite Impulse in der ersten Periodenhälfte dazugezählt werden und in der zweiten abgezogen werden.

Zu dem Impuls mit dem Winkel  $\alpha + \delta$  ergeben sich je ein Impuls in den drei anderen Periodenvierteln.

Die Exponentialform ergibt:

$$\exp jn\alpha \exp jn\delta + \exp jn\pi \exp -jn\alpha \exp jn\delta - (\exp -jn\alpha \exp jn\delta + \exp -jn\pi \exp jn\alpha \exp jn\delta) = \exp jn\delta (\exp jn\alpha + \exp jn\pi \exp -jn\alpha - \exp -jn\alpha - \exp -jn\pi \exp jn\alpha) =$$

$$\exp jn\delta [\exp jn\alpha (1 - \exp -jn\pi) - \exp -jn\alpha (1 - \exp jn\pi)] =$$

$$\exp jn\delta (1 - \cos n\pi) (\exp jn\alpha - \exp -jn\alpha) =$$

$$(\cos n\delta + j \sin n\delta) (1 - \cos n\pi) 2j \sin n\alpha =$$

$$2(1 - \cos n\pi) \sin n\alpha (-\sin n\delta + j \cos n\delta).$$

<sup>65</sup> Es gibt keine geradzahigen Harmonischen, weil dafür  $\cos n\pi = 1$ . Trotz Unsymmetrie erscheinen Nebenwellen nur im doppelten Frequenzabstand der Grundfrequenz.

Der Zuschlag  $a_n$  für ungeradzahige Vielfache ist komplex.

$$a_n = \frac{2A}{\pi} \cdot 4 \frac{\sin n\delta}{n} (-\sin n\delta + j \cos n\delta) \left( \sin n \frac{14\pi}{62} + \sin n \frac{26\pi}{62} \right) \quad (7)$$

$$a_n = \frac{2A}{\pi} \cdot \frac{4}{n} (-\sin^2 n\delta + j \frac{1}{2} \sin 2n\delta) \left( \sin n \frac{14\pi}{62} + \sin n \frac{26\pi}{62} \right).$$

Die Symmetriedämpfung von z.B. 20 dB der Eingangsspannung, das heisst, die Grundwelle ist zehnmal so gross wie die zweite Harmonische, entspricht einem Winkel

$$\delta = \frac{5,7^\circ}{62}$$

$$a_9 = \frac{2A}{\pi} (0,000051697 - j 0,003555146)$$

$$a_{11} = \frac{2A}{\pi} (-0,000222376 + j 0,012511628)$$

$$a_{13} = \frac{2A}{\pi} (0,000106826 - j 0,005085521).$$

Die Symmetriedämpfung 20 dB ergibt die folgenden Amplituden und Dämpfungen gegenüber der 11. Harmonischen.

$$|A_9| = \frac{2A}{\pi} \cdot 0,014090306 \quad 36,7 \text{ dB}$$

$$|A_{11}| = \frac{2A}{\pi} \cdot 0,964301528$$

$$|A_{13}| = \frac{2A}{\pi} \cdot 0,006912968 \quad 42,9 \text{ dB}$$

Fig. 7 zeigt die Schaltungsanordnung mit dem programmierten Teiler. Der aus einem 4-bit-Schieberegister bestehenden Zähleranordnung B werden die Eingangsimpulse über das Exklusiv-ODER-Gatter A zugeführt. Die Ausgänge der dritten und vierten Stufe der Zähleranordnung B führen an die Logikschaltung LS. Diese besteht aus zwei NAND-Gattern C, E sowie einer Inversionsstufe D und einem Exklusiv-ODER-Gatter F. Die Verschaltung der einzelnen Gatter ist dabei so, dass der Ausgang der dritten Stufe der Zähleranordnung B mit dem einen Eingang des NAND-Gatters C und der Ausgang der vierten Stufe der Zähleranordnung B mit dem Eingang der Inversionsstufe D verbunden ist. Der zweite Eingang des ersten NAND-Gatters C wird über den Ausgang des Exklusiv-ODER-Gatters F angesteuert. Die Ausgänge des NAND-Gatters C und der Inversionsstufe D sind jeweils an einen der Eingänge des zweiten NAND-Gatters E geführt, wobei der Ausgang dieses NAND-Gatters mit dem Reset-Eingang der Zähleranordnung B, mit dem Eingang einer ersten bistabilen Kippstufe H und mit den Eingängen der nachstehend noch näher beschriebenen digitalen Teiler T1, T2 verbunden ist. Die Ausgänge der beiden Teiler T1 und T2 sind ausserdem mit den Eingängen des zweiten Exklusiv-ODER-Gatters F verbunden. Der Ausgang des zweiten Teilers T2 ist ausserdem über ein weiteres Inversions-

gatter J an die Steuereingänge einer zweiten bistabilen Kippstufe G geführt, deren Ausgang mit dem zweiten Eingang des ersten Exklusiv-ODER-Gatters A verbunden ist. Ein weiterer Eingang (Takteingang) dieser zweiten bistabilen Kippstufe G ist ausserdem mit dem Ausgang der zweiten Stufe der Zähleranordnung B verbunden. Zwischen dem Ausgang der Logikschaltung LS und den Eingängen (Takteingänge) des ersten Teilers T1 wird ein Verzögerungsglied 0 eingeschaltet, um die Ansteuerung dieses Teilers T1 gegenüber dem Teiler T2 zu verzögern.

Der erste Teiler T1 besteht dabei aus zwei weiteren bistabilen Kippstufen K, L, wobei die Kippstufen so miteinander verbunden sind, dass der invertierte Ausgang der zweiten Kippstufe L mit einem Steuereingang der ersten bistabilen Kippstufe K verbunden ist, während der nicht invertierte Ausgang der ersten weiteren Kippstufe K und der invertierte Ausgang dieser Kippstufe jeweils mit einem Steuereingang der zweiten weiteren bistabilen Kippstufe L verknüpft ist.

Der zweite Teiler T2 besteht aus zwei weiteren 4-bit-Schieberegistern, wobei der Reset-Eingang des ersten Schieberegisters M mit dem Ausgang der vierten Stufe des zweiten Schieberegisters N und der Ausgang der dritten Stufe des ersten Schieberegisters M mit dem Steuereingang der ersten Stufe des zweiten Schieberegisters N verbunden sind.

Die Funktionsweise der Schaltung ist wie folgt:

Die programmierbare Zähleranordnung B ist so programmiert, dass sie  $2\frac{1}{2}$ , 3 und  $3\frac{1}{2}$  Eingangsimpulse zählen kann. Dabei entsprechen  $2\frac{1}{2}$  und 3 Eingangsimpulse einem Zählstand 3 und  $3\frac{1}{2}$  Eingangsimpulse einem von 4. Für die Programmierung sind zwei Steuersignale notwendig, wobei eines für die Zählzustände 3 und 4 und das andere für die halben und ganzen Eingangsimpulse der zu zählenden Eingangsimpulse zuständig ist.

Der zyklische Wechsel zwischen einer Impulsgruppe von  $2\frac{1}{2}$ ,  $3\frac{1}{2}$  und 3 Impulsen in einer vorgegebenen Reihenfolge ermöglicht die Realisierung eines nicht ganzzahligen Teilungsfaktors, der es gestattet, die gewünschte Harmonische mit hoher Amplitude zu entnehmen, wobei die benachbarten Harmonischen sehr stark gedämpft werden.

Die Steuersignale SI, SII zur Umschaltung von Impulsgruppen mit halben Impulsen auf Impulsgruppen mit nur ganzen Impulsen werden dabei von den Frequenzteilern T1 und T2 geliefert. Das Steuersignal SI zeigt dabei den Wechsel in der Periode von beispielsweise  $3\frac{1}{2}$  auf  $2\frac{1}{2}$  oder 3 Impulse an, während das Steuersignal SII massgeblich ist für die Umschaltung von Gruppen mit halben Impulsen auf Gruppen mit ganzen Impulsen.

Das erste Exklusiv-ODER-Gatter A am Eingang der Zähleranordnung B bewirkt immer dann eine Inversion des Eingangssignals, wenn der Ausgang der zweiten bistabilen Kippstufe G ihren Ausgangszustand wechselt. Dieser Wechsel wird im vorliegenden Falle stets von dem eingangsseitig anliegenden Steuerimpuls, der von der zweiten Zählerstufe der Zähleranordnung B kommt, ausgelöst, sofern nicht durch die Inversionsstufe J die bistabile Kippstufe blockiert wird. Beim Wechsel eines Zählstandes mit halben Eingangsimpulsen auf einen solchen mit nur ganzen, wird die bistabile Kippstufe G über die Inversionsstufe J vom Steuersignal SII blockiert und damit die Inversion des Eingangssignales verhindert. Die Zählstände 3 und 4, die entsprechen  $2\frac{1}{2}$  und 3 bzw.  $3\frac{1}{2}$  Eingangsimpulsen, werden über die Logikschaltung LS bestimmt. Der Zählstand 3 wird über das Gatter C erkannt und damit die Zähleranordnung B über den Reset-Eingang zurückgesetzt. Dabei ist der Ausgang des Exklusiv-ODER-Gatters F auf einer logischen «1», hervorgerufen durch die beiden auf den Eingängen anliegenden Steuersignale SI und SII. Die Polarität von SI und SII ist dabei immer entgegengesetzt.

Beim Zählstand 4 wird über die Inversionsstufe D der Reset-Impuls gebildet. Hierbei wird das Gatter C über das Exklusiv-ODER-Gatter F (logische «0» am Ausgang) blockiert. Hierbei besitzen die an den beiden Eingängen anliegenden Steuersignale SI und SII gleiche Polarität.

Die Erzeugung des Steuersignales SI erfolgt mittels einer Zählerhaltung, bestehend aus den Flip-Flops K und L. Dabei handelt es sich um einen Teiler mit dem Teilungsfaktor 3:1, der noch zusätzlich von der Zählerhaltung – bestehend aus den 4-bit-Schieberegistern M und N – gesteuert wird. Die Zählerhaltung (M und N) dient zur Erzeugung des Steuersignales SII und ist als Teiler mit dem Teilungsfaktor 11:1 (Puls/Pause =  $3/8$ ) ausgebildet. Soll ganzzahlig gezählt werden ( $3 \times 3$  Eingangsimpulse), so wird der Zähler (K und L) über seinen Set-Eingang auf «1» («0» am Q-Ausgang) von der Zählerhaltung (M und N) gehalten. Damit wird gleichzeitig eine Synchronisierung beider Steuersignalerzeuger erzwungen. Dem Eingang der Teiler (K und L) ist eine Verzögerungsstufe 0 vorgeschaltet, da der Set-Impuls auf den Set-Eingängen des Teilers (K und L) schon auf «0» liegen muss, bevor die positive Flanke des Taktes am Eingang dieses Teilers anliegt.

Die Fig. 8 zeigt in der ersten Reihe die Eingangsimpulse, die gruppenweise in jeweils  $2\frac{1}{2}$ , 3 und  $3\frac{1}{2}$  Eingangsimpulse mit einem entsprechenden vorgegebenen Zyklus aufgeteilt sind, wobei der Einfachheit halber nicht die Einzelimpulse,

sondern jeweils nur die Impulsgruppen dargestellt sind. In der zweiten Zeile sind dann die gewünschten Ausgangsimpulse, die am Ausgang der ersten bistabilen Kippstufe H erhalten werden, und im wesentlichen der Zahl der Löschimpulse am Reset-Ausgang der Zähleranordnung B entsprechen, aufgezeichnet, während in den Zeilen 3 und 4 die von den Teilern T1 und T2 erzeugten Steuersignale SI und SII dargestellt sind. Das Steuersignal SI ist dabei positiv, was einer logischen «1» entspricht, solange Impulsgruppen von  $2\frac{1}{2}$  Impulsen am Eingang anstehen, während bei Impulsgruppen von  $3\frac{1}{2}$  und 3 das Steuersignal SI negativ ist, was einer logischen «0» entspricht. Das Steuersignal SII hingegen ist solange negativ, solange Impulsgruppen mit halben Impulsen am Eingang der Zähleranordnung B auftreten, und SII wird lediglich positiv, wenn Impulsgruppen mit ganzzahligen Impulsen, im vorliegenden Fall mit jeweils drei Impulsen, erscheinen. Daraus ersieht man, dass am Ausgang des zweiten Exklusiv-ODER-Gatters F nur dann eine «0» ansteht, wenn die Impulsgruppe mit  $3\frac{1}{2}$  Impulsen auftritt, weil nämlich nur für diesen Fall die beiden Eingänge des zweiten Exklusiv-ODER-Gatters F mit einer logischen «0» belegt sind. Für diesen Fall ergibt sich dann eine Blockierung des NAND-Gatters C, wie vorstehend beschrieben, so dass die Zähleranordnung B bis 4 zählen kann.

Eine detaillierte Darstellung der Impulsdiagramme zeigt die Fig. 9. In der ersten Zeile sind dabei die Eingangsimpulse am Eingang A1 des ersten Exklusiv-ODER-Gatters A gezeigt, während die zweite Zeile das Impulsdiagramm für den Eingang A2 darstellt. In der dritten Zeile sind die Ausgangsimpulse am ersten Exklusiv-ODER-Gatter A mit A3 bezeichnet, dargestellt. Bei jedem Polaritätswechsel der Impulse an A2 tritt eine Inversion am Ausgang des Exklusiv-ODER-Gatters A auf, wodurch die gezeigten Halbimpulse entstehen. Die vierte Zeile zeigt das Impulsdiagramm für die Ausgangsimpulse an der zweiten Zählerstufe Q1 der Zähleranordnung B, während in der fünften Zeile die Löschimpulse am Ausgang des NAND-Gatters E gezeigt sind. Am Ende eines jeden Zählvorganges der Zähleranordnung B wird ein solcher Löschimpuls erzeugt. Die sechste Zeile zeigt die Ausgangsimpulse an der ersten bistabilen Kippstufe H, die aus den am Eingang der Kippstufe anliegenden Reset-Impulse durch Teilung 2:1 entstehen. In der siebten Zeile ist schliesslich das Impulsdiagramm, wie man es am Inversionsausgang Q der ersten bistabilen Kippstufe K des Teilers T1 erhält, dargestellt, während in der achten Zeile das Diagramm für den Ausgang der vierten Stufe Q3 des ersten Schieberegisters M des zweiten Teilers T2 erhält. Dieser zweite Teiler ist durch seine Beschaltung so gesteuert, dass zunächst im ersten Schieberegister M die logische «1» bis zur dritten Stufe durchgezählt, anschliessend im zweiten Schieberegister N bis zur vierten Stufe, und, da nun das erste Schieberegister M auf Null gesetzt ist, viermal die logische «0» im zweiten Schieberegister N durchgezählt wird. Dadurch ergibt sich ein Teilungsverhältnis 11:1 bei einem Impulsverhältnis 3:8.

Fig. 1

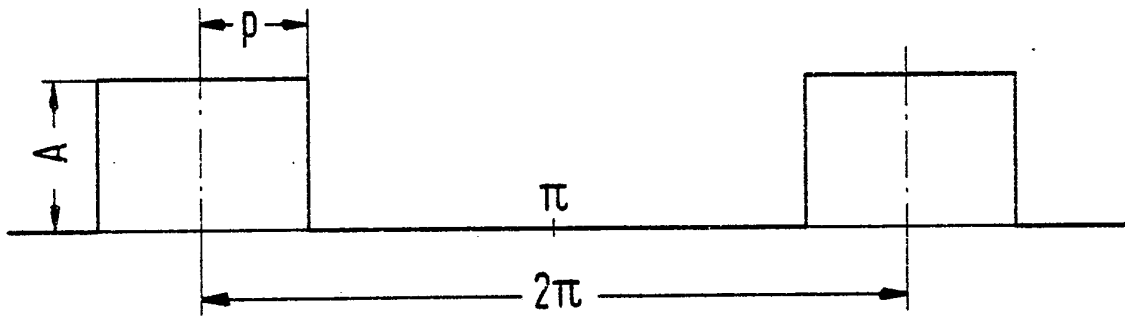


Fig. 2

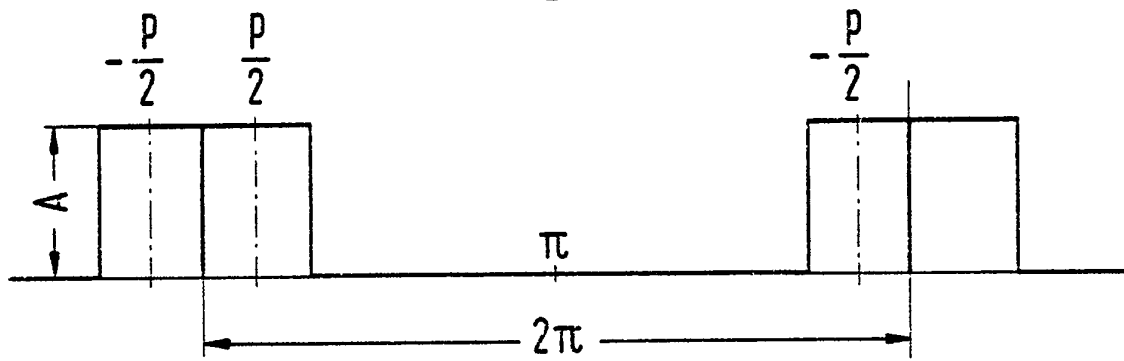


Fig. 3

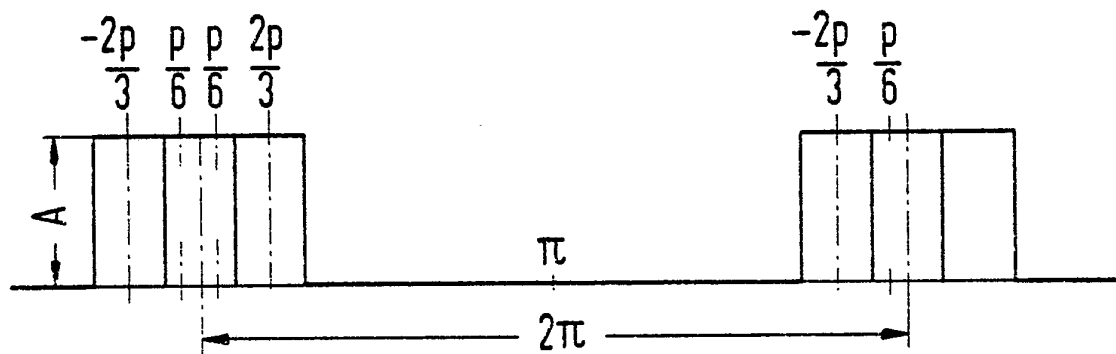


Fig. 4

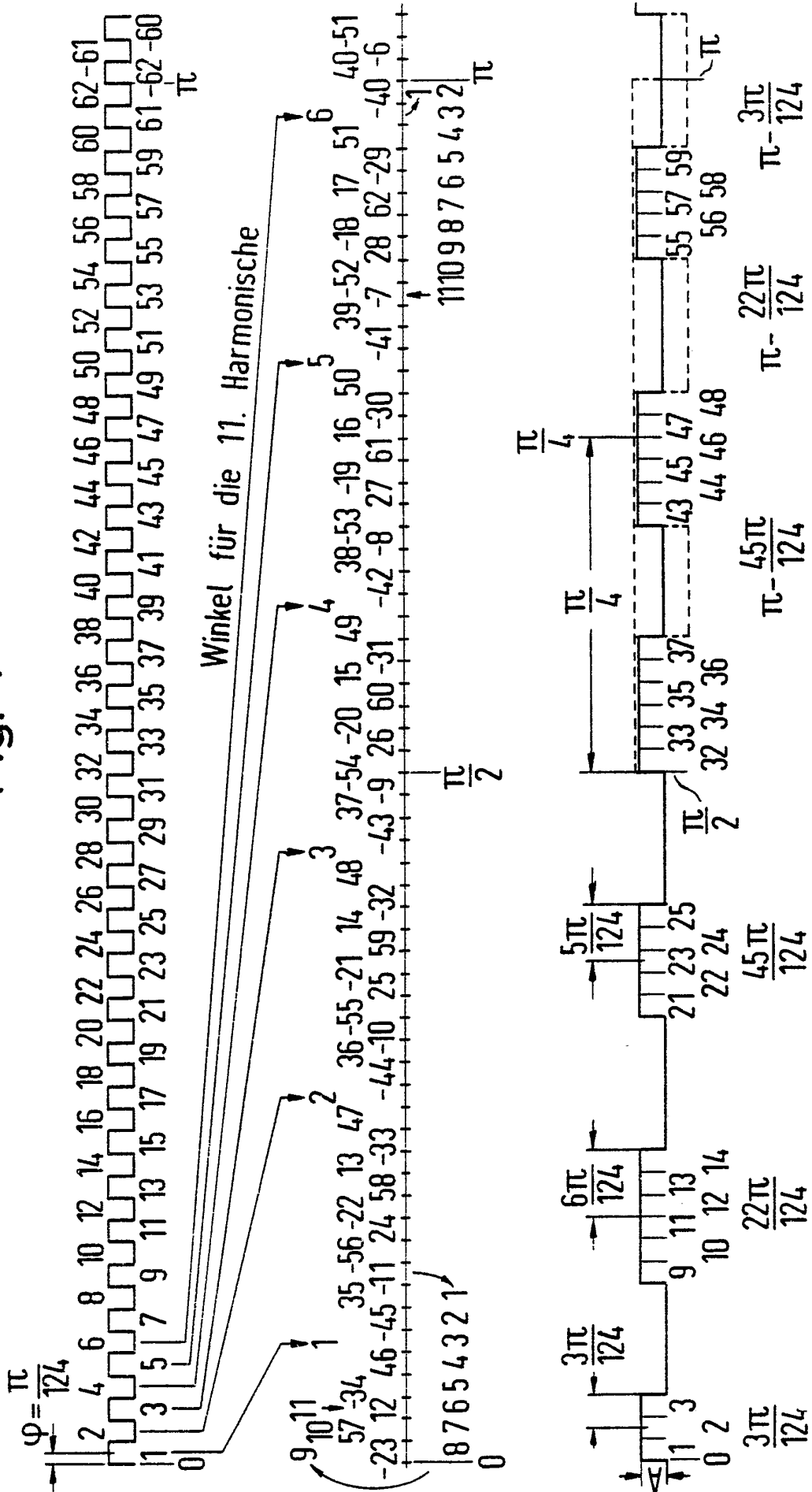


Fig. 5

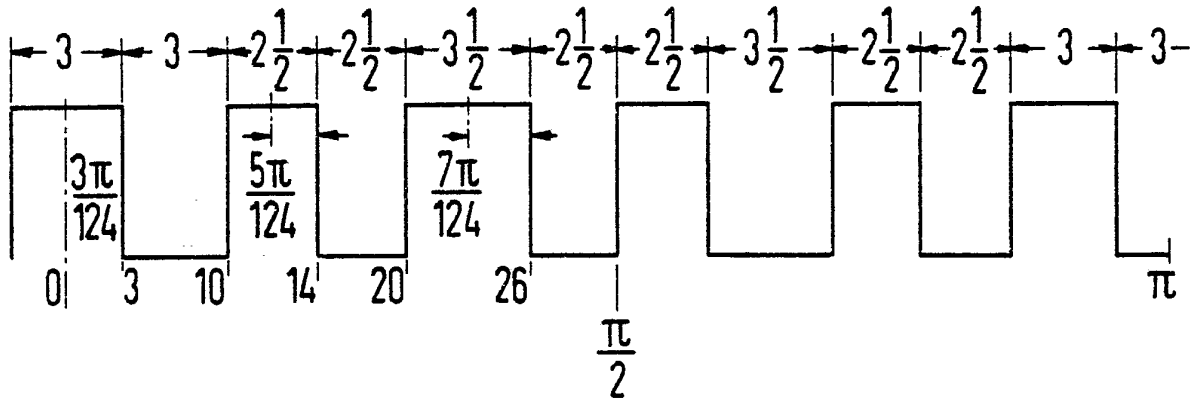


Fig. 6

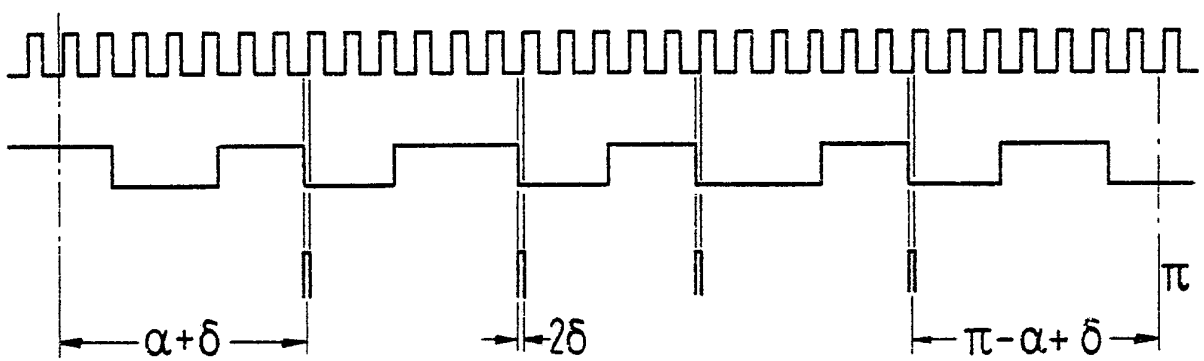




Fig. 8

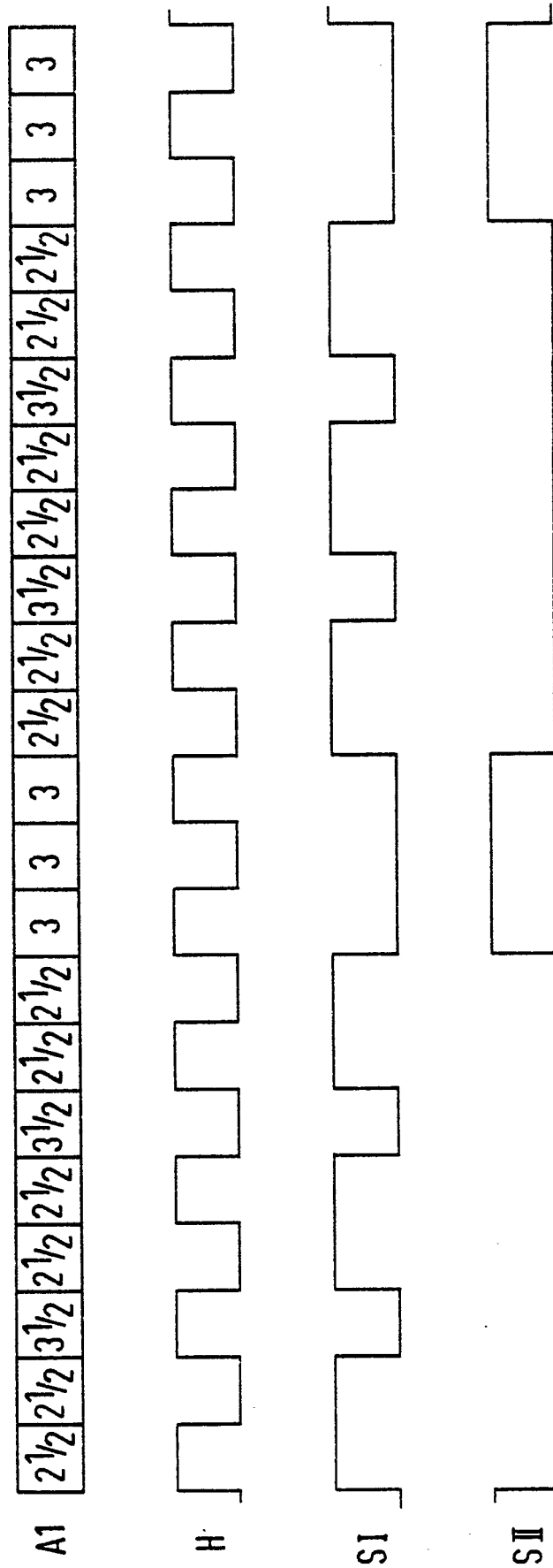


Fig. 9

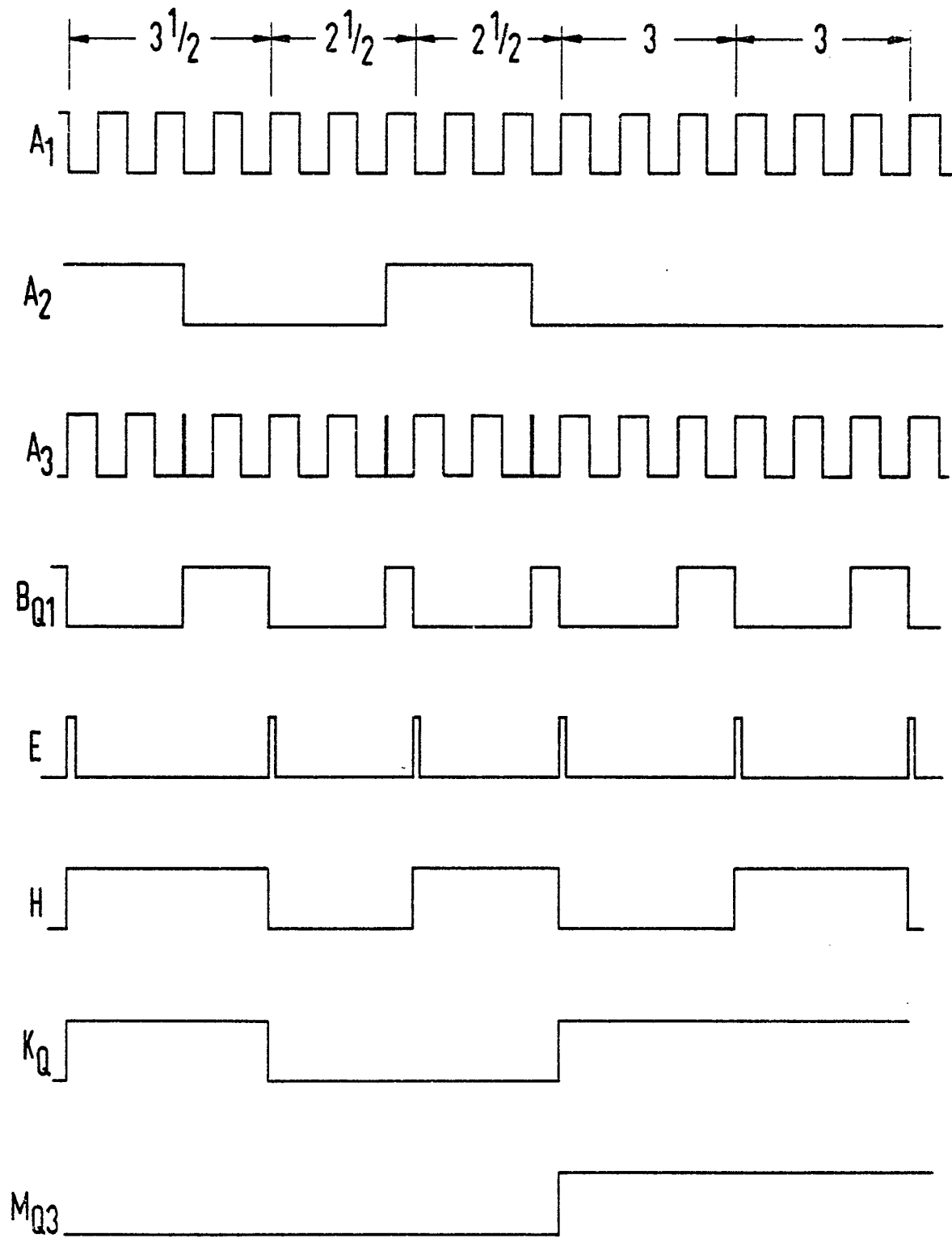


Fig. 7

