

19) DEUTSCHE DEMOKRATISCHE REPUBLIK

PATENTSCHRIFT



Wirtschaftspatent

Erteilt gemäß § 5 Absatz 1 des Aenderungsgesetzes
zum Patentgesetz

ISSN 0433-6461

(11)

201 554

Int.Cl.³

3(51) H 02 P 8/00

IMT FUER ERFINDUNGS- UND PATENTWESEN

In der vom Anmelder eingereichten Fassung veröffentlicht

(1) WP H 02 P/ 2315 204

(22) 07.07.81

(44) 20.07.83

(1) VEB ROBOTRON-BUEROMASCHINENWERK SOEMMERDA;DD;

(2) MOELLER, SIEGFRIED,DIPL.-ING.;DD;

(3) siehe (72)

(4) VEB ROBOTRON- BUEROMASCHINENWERK PATENTABT. 5230 SOEMMERDA WEISSENSEER STR. 52

54) SCHALTUNGSANORDNUNG ZUR FREQUENZABHAENGIGEN PHASENKORREKTUR BEI EIGENTAKTIERTEN SCHRITTMOTOREN

57) Die Erfindung betrifft eine Schaltungsanordnung zur frequenzabhängigen Phasenkorrektur bei eigentaktierten Schrittmotoren, die zum Antreiben und Positionieren in Druckeinrichtungen Datenverarbeitender Anlagen verwendet werden. Ziel der Erfindung ist, bei der Ansteuerung der Phasenwicklungen bei Schrittmotoren einen höheren Wirkungsgrad zu erreichen. Die technische Aufgabe besteht darin, störende Oberwellen des analogen Taktierungssignals bei der Signalgewinnung zu unterdrücken und eine hohe Schrittfrequenz zu ermöglichen. Die Erfindung ist gekennzeichnet dadurch, daß der negierende Eingang des Komparators, dessen nichtnegierender Eingang in bekannter Weise der analogen Taktierung nachgeschaltet ist, über einen Wirkwiderstand am Ausgang der Taktierung und über einen komplexen Widerstand an Masse liegt. Fig. 1

Titel der Erfindung

Schaltungsanordnung zur frequenzabhängigen Phasenkorrektur bei eigentaktierten Schrittmotoren

5

Anwendungsgebiet der Erfindung

Die Erfindung betrifft eine Schaltungsanordnung zur frequenzabhängigen Phasenkorrektur bei eigentaktierten Schrittmotoren, die eine auf der Rotorwelle angeordnete drehwinkelabhängige Taktiereinrichtung mit analogen Ausgangssignalen aufweist, welche über weitere elektronische Schaltmittel Einfluß auf die Auswahl der Ansteuerung der Phasenwicklungen des Schrittmotors nehmen.

10 Derartige eigentaktierte Schrittmotore werden vorzugsweise zum Antreiben und Positionieren von Universaltypenträgern und Druckwagen, zum Papier- oder Farbbandvorschub von Druckeinrichtung datenverarbeitender Anlagen verwendet.

15 Schrittmotore, die überwiegend Trägheitsmomente beim Beschleunigen und Abbremsen mit vernachlässigbaren mechanischen Reibungsverlusten zwischen den Ruhelagen zu überwinden haben, werden zur Erzeugung maximaler Drehmomente vornehmlich eigentaktiert angesteuert. Der Rotor des Schrittmotors ist hierzu beispielsweise mit einer an sich bekannten drehwinkelabhängigen Taktiereinrichtung verbunden, wobei die Motorsteuersignale aus den Taktiersignalen abge-

leitet werden. Die der Taktiereinrichtung nachgeschaltete Ansteuerelektronik ist in der Regel so ausgeführt, daß über elektronische Leistungsstufen die einzelnen Phasenwicklungen des Schrittmotors einzeln oder gruppenweise digital an die Betriebsspannung geschaltet werden. Die Betriebsspannung ist so ausgelegt, daß ein für extreme Lastbedingungen entsprechend hoher Strom durch ausgewählte Phasenwicklungen getrieben wird.

Die impulsmäßige Anschaltung der Phasenwicklungen an die Betriebsspannung hat zur Folge, daß sich die Spannung an den Phasenwicklungen sprunghaft ändert. Die während der Dauer des Ansteuerimpulses an den Phasenwicklungen liegende Spannung treibt durch diese einen Strom, dessen Anstieg exponentiell erfolgt, weil die in den Phasenwicklungen induzierte Selbstinduktions-EMK dem Stromanstieg entgegenwirkt.

Die HL-Flanke des Ansteuerimpulses beendet die Anschaltung der Phasenwicklungen an die Betriebsspannung. Diesem erneuten Spannungssprung kann der Strom durch die Phasenwicklungen nicht sofort folgen, weil der durch die Selbstinduktions-EMK angetriebene Strom bestrebt ist, in der ursprünglichen Richtung weiterzufließen. Die Phasenwicklungen wirken somit als Spannungsquelle mit einer gegenüber der Betriebsspannungsquelle vertauschten Polarität und der durch die Phasenwicklung fließende Strom nimmt mit exponentiellen Verlauf ab.

Die Zeitkonstante τ einer Phasenwicklung mit verlustbehafteten Bauelementen im Ansteuerstromkreis wird wie folgt definiert:

$$(1) \quad \tau = \frac{L}{R}$$

Diese Zeitkonstante τ ist eine konstruktionsbedingte Größe, die nicht beliebig verkleinert werden kann.

Erfolgt das An- und Abschalten der einzelnen Phasenwicklungen in sehr kurzen Zeitabständen gegenüber der Zeitkonstante τ , wird nur ein kleiner Teil der exponentiellen Kurven durchlaufen. Diese bekannte Erscheinung bewirkt, daß bei einem Schrittmotor das an der Rotorwelle abgebbare Moment mit

steigender Ansteuerfrequenz sinkt. Zusätzlich verschiebt sich zeitlich die elektromagnetische Wirkung des Stromflusses durch die Stromanstiegs- und Ausräumzeiten bei eigentaktierten Schrittmotoren gegenüber den logischen Ansteuerimpulsen.

Diese Stromanstiegs- und Ausräumzeiten sind außer von der konstruktiv bedingten Zeitkonstante τ von der ebenfalls vorgegebenen Betriebsspannung abhängig und liegen somit fest. Bei niederen Ansteuerfrequenzen spielt die beschriebene zeitliche Verschiebung nur eine untergeordnete Rolle. Bei höheren Ansteuerfrequenzen, insbesondere dann, wenn die Dauer der Ansteuerimpulse in der Größenordnung der Stromanstiegs- bzw. Ausräumzeiten liegt, erreicht die Phasenverschiebung eine Größe, bei der der Schrittmotor in der dargestellten Ansteuerart in Verbindung mit einer Drehwinkeltaktierung kein nennenswertes Moment an der Rotorwelle mehr aufbringen kann und mit seiner Grenzdrehzahl läuft.

Charakteristik der bekannten technischen Lösungen

20

Es ist bekannt, zur Kompensation dieser Wirkung von den Taktsignalen einen Voreilwinkel abzuleiten und hiermit die Ansteuerung der elektromagnetischen Baugruppen zu korrigieren und eine zeitliche Übereinstimmung zwischen Ansteuerung und elektromagnetischer Wirkung zu erzielen.

25 Aus der DE-OS 2 856 538 ist eine Regelschaltung für kommutatorlose Motoren bekannt, bei der der Voreilwinkel, d.h. die Phasendifferenz zwischen Ankerstrom und Klemmenspannung des Motors derart geregelt wird, daß sich das Motordrehmoment nicht sofort ändert, wenn der Voreilwinkel in Abhängigkeit von der eingestellten Drehzahl auf einen entsprechenden Wert geschaltet wird.

30 Allgemein entwickelt der Motor beim Erreichen der Nenndrehzahl ein Moment, das dem Lastmoment entspricht. Bei Drehzahl- oder Laständerungen soll der Motor durch eine hohe Momentänderung reagieren. Zur Erzeugung dieser Momentänderung wird eine Schaltung zur Regelung des Voreilwinkels beschrieben, die in Abhängigkeit von der Augenblicksdrehzahl Einfluß auf

den Voreilwinkel der Impulsansteuerstufe nimmt, indem der Voreilwinkel nicht plötzlich, sondern mit einer vorbestimmten Geschwindigkeit geändert wird, selbst wenn sich das Ausgangssignal des der Voreilwinkel-Steuerschaltung zugeführten Ausgangssignals plötzlich ändert.

Hierzu enthält die Voreilwinkel-Steuerschaltung eine Drehzahleinstellschaltung, bei der der Voreilwinkel geschaltet wird, einen ersten Operationsverstärker zum Vergleich und zur Verstärkung des Ausgangssignals der Drehzahleinstellschaltung mit dem Ausgangssignal des Drehzahldetektors, einen zweiten Operationsverstärker zur Erzeugung eines Ausgangssignals, das sich auf ein Ausgangssignal des ersten Operationsverstärkers mit vorbestimmter Zeitkonstante ändert, indem das Ausgangssignal des ersten Operationsverstärkers einem Integrator mit Begrenzer zugeführt wird und der als Ergebnis der Integration des Ausgangssignals des ersten Operationsverstärkers bis zu einer vorbestimmten Spannung ein Ausgangssignal erzeugt.

Nachteilig ist neben einem erhöhten schaltungstechnischen Aufwand, daß sich der Voreilwinkel nicht unmittelbar drehzahlproportional ändert, sondern einer fest vorgegebenen Zeitkonstante folgt, daß sich beim Erreichen der vorgegebenen Drehzahl der Voreilwinkel sprunghaft wieder reduziert und das Regelsystem mit starken Momentschwankungen reagiert.

Bekannt ist weiterhin eine in Fig. 2 dargestellte Schaltungsanordnung des unmittelbaren Standes der Technik zur Steuerung eines Voreilwinkels der Ansteuerimpulsfolge eines Schrittmotors aus den Taktierungssignalen einer drehwinkelabhängigen Taktierung der Rotorbewegung des Schrittmotors, die zur Kompensation der Stromanstiegs- und Ausräumzeiten das Differential der sinusförmigen Taktierungsausgangsspannung als Korrekturgröße benutzt. Hierdurch wird zwar unmittelbar eine frequenzproportionale Führungsgröße zur Korrektur verwendet.

Nachteilig ist jedoch, daß neben einem erhöhten Schaltungsaufwand Oberwellen der analogen Ausgangssignale der Motortaktierung zu Verfälschungen des Voreilwinkels führen können und hierdurch Moment- und Drehzahlschwankungen hervorgerufen

Ziel der Erfindung

Ziel der Erfindung ist, mit vertretbarem Aufwand die Nachteile des bekannten Standes der Technik zu vermeiden und bei
5 der Ansteuerung der Phasenwicklungen bei eigentaktierten Schrittmotoren einen höheren Wirkungsgrad zu erreichen.

Darlegung des Wesens der Erfindung

10 Technische Aufgabe

Die technische Aufgabe, die durch die Erfindung gelöst wird, besteht darin, eine Schaltungsanordnung zur frequenzabhängigen Phasenkorrektur bei eigentaktierten Schrittmotoren anzugeben,
15 die störende Oberwellen des analogen Taktierungssignals bei der Signalgewinnung zur Schrittmotorenansteuerung unterdrückt und gleichzeitig eine höhere Schrittfrequenz ermöglicht.

20 Merkmale der Erfindung

Merkmale der Erfindung sind, daß der negierende Eingang des Komparators, dessen nichtnegierender Eingang in bekannter Weise der analogen Taktierung nachgeschaltet ist, über einen
25 komplexen Widerstand an Masse liegt, wobei der komplexe Widerstand durch einen zweiten Wirkwiderstand und einen parallelgeschalteten Kondensator gebildet wird.

In besonderer Ausgestaltung der Merkmale der Erfindung bilden der erste und der zweite Wirkwiderstand einen Spannungsteiler,
30 an dessen Teilungspunkt der negierende Eingang des Komparators liegt, muß der zweite Wirkwiderstand mindestens fünfmal größer als der erste Wirkwiderstand sein und muß die Zeitkonstante aus dem ersten Wirkwiderstand und dem Kondensator etwa dem Dreifachen der maximalen Arbeitsfrequenz des
35 Schrittmotors entsprechen.

Ausführungsbeispiel

Die Erfindung soll nachstehend an einem Ausführungsbeispiel näher erläutert werden.

5 In der zugehörigen Zeichnung zeigen:

Fig. 1: Prinzipdarstellung der erfindungsgemäßen Lösung

Fig. 2: Prinzipdarstellung des bekannten Standes der Technik

10 Fig. 3: Prinzipielles Impulsdiagramm von Ansteuerzeiten und Stromverlauf innerhalb einer Phasenwicklung bei niedrigen und hohen Ansteuerfrequenzen

Fig. 4: Impulsdiagramm von Ansteuerzeiten und Stromverlauf innerhalb einer Phasenwicklung bei niedrigen und hohen Ansteuerfrequenzen mit Verwendung eines abgeleiteten frequenzabhängigen Phasensignals

15 Fig. 5: Darstellung der Wirkung der Phasenkorrektur des abgeleiteten logischen Signals aus dem analogen Taktierungssignal nach Fig. 2

20 Fig. 6: Darstellung des Phasenverlaufs als Funktion der Frequenz nach Fig. 2

Fig. 7: Darstellung der Wirkung der Phasenkorrektur des abgeleiteten logischen Signals aus dem analogen Taktierungssignal nach Fig. 1

25 Fig. 8: Darstellung des Phasenverlaufs als Funktion der Frequenz nach Fig. 1

In Fig. 3 sind die eingangs erwähnten nachteiligen Vorgänge beim Ansteuern der Phasenwicklungen eines Schrittmotors in einem prinzipiellen Impulsdiagramm dargestellt. Die obere Zeile zeigt den Verlauf der rechteckförmigen Ansteuerspannung U_s einer Phasenwicklung des Schrittmotors. SM bei niedrigen und bei höheren Ansteuerfrequenzen f . Die untere Zeile zeigt den Verlauf des zugehörigen Stromes I in der angesteuerten Phasenwicklung in Abhängigkeit von der Zeit t . Der Beginn der Phasenwicklungsansteuerung, der dem Beginn des Stromflusses I durch die Phasenwicklung entspricht, ist

t_2 seinen maximalen Wert.

Der Anstieg verläuft nach einer e-Funktion. Die Stromanstiegszeit ist somit $t_2 - t_1$. Bis zum Zeitpunkt t_3 , dem Ende der Phasenwicklungsansteuerung, ist der Stromfluß konstant.

- 5 Ab t_3 fällt der Strom I ebenfalls nach einer e-Funktion bis zum Zeitpunkt t_4 nach Null ab. Die Stromausräumzeit ist somit $t_4 - t_3$.

- 10 Aus dem Vergleich beider Zeilen ist zu erkennen, daß der Phasenwicklungsstrom I gegenüber der Steuerspannung U_s phasenverschoben ist, daß dadurch die wirksame Stromzeitfläche zwischen t_1 und t_3 in Abhängigkeit von der Ansteuerfrequenz kleiner als die Spannungszeitfläche und zeitlich gegenüber dieser verschoben ist.

- 15 Dieser Zusammenhang führt dazu, daß, wie bereits eingangs erwähnt, ein Schrittmotor mit steigender Ansteuerfrequenz ein sinkendes abgebbares Drehmoment an der Achse aufweist.

- 20 Zur Verminderung dieses Nachteils ist eine Schaltungsanordnung nach Fig. 2 bekannt, mit der eine zeitliche Verschiebung der Taktflanken des tatsächlichen Wicklungsansteuersignals U_s gegenüber dem theoretischen Taktierungssignal U_t um den zeitlichen Betrag t_v erzielt wird. Hierzu wird ein frequenzabhängiges abgeleitetes Phasensignal verwendet. In Fig. 4 ist die Wirkung dieser bekannten Lösung in einem Impulsdiagramm
- 25 dargestellt.

- Die obere Zeile zeigt das aus den Nulldurchgängen des analogen Signals U_e abgeleitete theoretische Ansteuersignal U_t bei niedrigen und höheren Ansteuerfrequenzen. Die mittlere Zeile zeigt den Verlauf der Steuerspannung U_s für eine beliebige Phasenwicklung des Schrittmotors SM mit zeitlich verschobenen Ein- und Ausschaltflanken. Die untere Zeile zeigt den Verlauf des zugehörigen Stromes I in der angesteuerten Phasenwicklung, der durch die zeitlich um den Betrag t_v verschobene Steuerspannung U_s durch die Phasenwicklung getrieben wird.
- 30
- 35

Wie bereits erwähnt, ist das zur Verschiebung verwendete Phasensignal frequenzabhängig, damit wird der Betrag der zeitlichen Verschiebung t_v bei höheren Ansteuerfrequenzen

größer, tv_2 ; als bei niederen Ansteuerfrequenzen, tv_1 .
Wird die Justage der Taktierung zu den Polen des Schrittmotors SM so durchgeführt, daß, bei direkter Ansteuerung der Motorwicklungen durch Signale, die ohne zeitliche Ver-
5 zögerung aus den Taktierungssignalen abgeleitet werden, der Schrittmotor sein maximales Achsmoment abgibt, führt jede Abweichung von diesem Arbeitspunkt zu einer Reduzierung des Achsmoments. Die auftretende Verschiebung des Strom-
flusses, die einer scheinbaren Verschiebung des Ansteuer-
10 signals entspricht, wird durch die zeitliche Verschiebung tv korrigiert.

Zur Erläuterung des in Fig. 1 dargestellten Erfindungsgedankens soll von dem in Fig. 2 dargestellten relevanten
15 Stand der Technik ausgegangen werden.

Der Schrittmotor SM ist starr mit der Taktiereinrichtung T verbunden und wird in bekannter Weise über eine Ansteuer-
elektronik AE betrieben, die Steuerspannungen U_s an ausgewählte Phasenwicklungen des Schrittmotors SM legt. Die
20 Taktiereinrichtung T ist nach dem Prinzip einer Drehwinkel-taktierung ausgeführt und liefert in Abhängigkeit vom Drehwinkel des Rotors des Schrittmotors SM ein analoges Ausgangssignal U_e , das am nichtnegierenden Eingang E2 des der Taktiereinrichtung T nachgeschalteten als A/D-Wandler wirk-
25 samen Komparators A1 und über das RC-Glied C2, R6 als differenziertes Signal am invertierenden Eingang des Operationsverstärkers A2 liegt. Das verstärkte differenzierte Signal U_k liegt am negierenden Eingang E1 des Komparators A1 und wirkt als Korrekturspannung zur Verschiebung der Schaltschwelle des Komparators A1.
30

Durch die frequenzabhängige Amplitude der Korrekturspannung wird die Schaltschwelle des Komparators A1, bezogen auf den Nulldurchgang des Signals U_e , derart verschoben, daß sich
am Ausgang des Komparators A1 eine logische Impulsfolge U_a
35 ergibt, die gegenüber den Nulldurchgängen des Eingangssignals U_e in der Phase voreilt. Die Korrekturspannung U_k hat zur Eingangsspannung U_e stets eine konstante Phasenverschiebung von $\frac{\pi}{2}$.

Die Ausgangsspannung U_a des Komparators A1 wird der Ansteuereinheit AE zugeführt und zu logischen Ansteuerimpulsen zur Auswahl von Phasenwicklungen des Schrittmotors SM verarbeitet.

- 5 Nachteilig ist, daß bei der Bildung des sinusförmigen Taktierungssignals U_e Oberwellen möglich sind, die zu einer Verfälschung des digitalen Korrektursignals und damit des Voreilwinkels führen.

- 10 Die erfindungsgemäße Lösung nach Fig. 1 steht ebenfalls mit den Baugruppen: Drehwinkeltaktierung T, Schrittmotor SM und Ansteuereinheit AE in Beziehung und besitzt gleiche elektrische Eingangs- und Ausgangsgrößen wie die in Fig. 2 dargestellte und eingehend beschriebene Ausführung des bekannten
15 Standes der Technik.

Zum Verständnis der erfindungsgemäßen Lösung soll deren Funktion an Hand des in Fig. 1 dargestellten Ausführungsbeispiels und der in Fig. 7 und 8 gezeigten Diagramme ausführlich beschrieben werden.

- 20 Die Ausgangsspannung U_e der Taktierung T liegt über den Widerstand R1 am nichtnegierenden Eingang E2 des Komparators A1.

- Der im Gegenkopplungsweig liegende Widerstand R4 bewirkt das Kippverhalten des Komparators A1 und bestimmt in Verbindung mit dem im Signalweg liegenden Widerstand R1 eine
25 Schalthysterese.

Die Korrekturspannung U_k beeinflußt die Schaltschwelle des Komparators A1 und wird über das komplexe Netzwerk R2, C1, R3 erzeugt.

- 30 Über das Spannungsteilerverhältnis:

$$(2) \quad \frac{U_k}{U_e} = \frac{R_3}{R_2 + R_3}$$

ist gewährleistet, daß die Amplitude der am negierenden

- 35 Eingang E1 liegende Korrekturspannung U_k stets kleiner als die Amplitude der Eingangsspannung U_e am nichtnegierenden Eingang E2 des Komparators A 1 ist.

- Ein wesentlicher Unterschied der in Fig. 1 dargestellten erfindungsgemäßen Lösung zu dem in Fig. 2 dargestellten bekannten Stand der Technik besteht darin, daß die Korrekturspannung U_k zur Verschiebung der Schaltschwelle des Komparators A1 nicht durch Differenzierung und Verstärkung der analogen Ausgangsspannung U_e der Taktierung T gebildet wird. Deshalb werden in der erfindungsgemäßen Lösung nach Fig. 1 das Differenzierglied C2, R6 und der Operationsverstärker A2 nicht verwendet.
- 10 Ein weiterer wesentlicher Unterschied besteht darin, daß an den negierenden Eingang A1 des Komparators ein Integrierglied R2, C1 geschaltet ist, wobei der Widerstand R2 gleichzeitig mit dem Widerstand R3 den bereits beschriebenen Spannungsteiler bildet.
- 15 Durch eine erfindungsgemäße Dimensionierung des komplexen Netzwerkes R2, C1, R3 wird gleichzeitig durch Wirkung als Tiefpaß eine Unterdrückung störender Oberwellen des analogen Eingangssignals U_e auf die Bildung der Korrekturspannung U_k erzielt. Hierzu werden erfindungsgemäß die Widerstände R2, R3 des Spannungsteilers derart bemessen, daß R3 mindestens
- 20 fünfmal größer als R2 sein muß und die Zeitkonstante der RC-Kombination R2, C1 etwa dem Dreifachen der maximalen Arbeitsfrequenz entspricht.
- Es ist verständlich, daß die genannten Unterschiede der erfindungsgemäßen Schaltungskonzeption zu der des Standes der
- 25 Technik ebenfalls zu wesentlichen Unterschieden in der Wirkung der Phasenkorrektur und des Phasenverlaufs führen. Es sollen deshalb an Hand der Fig. 5 und 6 bzw. 7 und 8 diese Unterschiede gegenübergestellt und beschrieben werden.
- 30 Fig. 5 zeigt die Wirkung der Phasenkorrektur des abgeleiteten logischen Signals aus dem analogen Taktierungssignal der Schaltungsanordnung nach dem bekannten Stand der Technik. Dargestellt sind der Verlauf des sinusförmigen Eingangssignals U_e des A/D-Wandlers A1, das dem analogen Ausgangssignal der
- 35 Taktierung T entspricht, und der Verlauf der resultierenden Korrekturspannung U_k zur Verschiebung der Schaltschwelle des Komparators A1 in Abhängigkeit von der Frequenz f des analogen Eingangssignals U_e .

Der ausgezogene Kurvenverlauf für U_k ist repräsentativ für ein Eingangssignal U_e mit einer mittleren Frequenz f . Die beiden gestrichelten Kurvenverläufe, ober- und unterhalb gezeichnet, entsprechen einem U_k bei niedriger und hoher

- 5 Frequenz f . Wesentlich ist für die Lösung nach dem bekannten Stand der Technik, Fig. 2, daß unabhängig von der Frequenz f des Eingangssignals U_e alle zugehörigen Kurvenverläufe für U_k gemeinsame Schnittpunkte mit der normierten Zeichachse t , Nulldurchgänge, aufweisen.
- 10 Mit Punkt 1 bis 3 ist die jeweilige Größe der Voreilzeit t_v des Ausgangssignals U_a des A/D-Wandlers A_1 gegenüber dem Nulldurchgang des analogen Ausgangssignals U_e der Taktierung T für die dargestellte Größe von U_k bezeichnet.
- Hierzu gilt:

- 15 Punkt 1: Die Größe der Voreilzeit t_v wird zu Null, wenn die Frequenz f des analogen Eingangssignals U_e sehr niedrig ist und der Kurvenverlauf U_e durch Null geht.
- 20 Punkt 2: Das analoge Eingangssignal U_e bei einer mittleren Frequenz f . Die dargestellte Kurve des Korrektursignals U_k schneidet die Kurve des analogen Eingangssignals U_e . Die Voreilzeit t_v weist die durch Pfeile bezeichnete Größe zwischen Punkt 1 und
- 25 Punkt 2 auf.
- Punkt 3: Bei hoher Frequenz f des Eingangssignals U_e erreicht die Voreilzeit t_v ihren maximalen Wert bei der dargestellten Größe von U_k . Die maximale Größe von t_v ist schraffiert zwischen Punkt 1 und
- 30 Punkt 3 gezeichnet.

- Aus Fig. 5 sind augenscheinlich die Auswirkungen von Frequenzänderungen des Eingangssignals U_e auf die Größe des Voreilwinkels und die konstante Phasenverschiebung von 90°
- 35 zwischen dem Kurvenverlauf des Eingangssignals U_e und dem der Korrekturspannung U_k zu erkennen. Die Korrekturspannung U_k eilt dem Eingangssignal U_e in der Phase vor.

- Aus Fig. 5 ist weiterhin zu erkennen, daß das Auftreten von Oberwellen bei der Bildung des analogen Eingangssignals U_e zwangsläufig zu einer unerwünschten Veränderung des Kurven-Verlaufs der Korrekturspannung U_k führt, die in dem geschilderten Zusammenhang zwischen U_e und U_k eine Verfälschung der Voreilzeit t_v nach sich zieht. In der Folge wird über den A/D-Wandler A_1 ebenfalls das digitale Korrektursignal und damit der Voreilwinkel bei der Ansteuerung der Phasenwicklungen des Schrittmotors SM falsch gebildet.
- Der Zusammenhang zwischen der Frequenz f des Eingangssignals U_e und dem Phasenverlauf ist in Fig. 6 des in Fig. 2 dargestellten bekannten Standes der Technik gezeigt. Der Phasenverlauf ist als Funktion der Frequenz f dargestellt. Hierbei ist φ der Voreilwinkel zwischen der Steuerungsspannung U_s für eine beliebige Phasenwicklung des Schrittmotors SM und dem aus den Nulldurchgängen des analogen Taktierungssignals U_e abgeleiteten theoretischen Ansteuersignal U_t .
- Die maximale Nutzfrequenz ist mit f_n bezeichnet. Der theoretische Maximal-Wert von $\frac{\varphi}{2} = 90^\circ$ für den Voreilwinkel φ ist gestrichelt eingezeichnet. Aus Fig. 6 ist zu erkennen, daß bei steigender Frequenz f des Eingangssignals U_e der Voreilwinkel φ von 0° bis etwa 70° zunimmt. Dieser Wert wird bei der maximalen Nutzfrequenz erreicht, die unterhalb des Kurvenknies liegt, von dem ab ein weiteres Ansteigen der Frequenz f zu keiner weiteren Erhöhung des Voreilwinkels φ führt.
- Die Darstellung der Wirkung der Phasenkorrektur des abgeleiteten logischen Signals aus dem analogen Taktierungssignal U_e nach der in Fig. 1 dargestellten erfindungsgemäßen Lösung ist in Fig. 7 gezeigt.
- Die Begriffsbestimmungen der Bezugszeichen U_e , U_k , t_v , sowie der der Zeit-Punkte 1 bis 2 sind mit den Erläuterungen zu Fig. 5 identisch. Unterschiedlich ist jedoch die Begriffsbestimmung des Zeitpunktes 3. Hier wird im Gegensatz zu dem in Fig. 5 gezeigten Stand der Technik nicht eine Voreilzeit t_v

bei einer hohen Frequenz f des Eingangssignals U_e , sondern die maximal mögliche Voreilzeit t_v dargestellt.

5 Unterschiedlich ist weiterhin, daß im Gegensatz zu dem in Fig. 5 gezeigten Stand der Technik alle dem Eingangssignal U_e bei unterschiedlichen Frequenzen f zugehörigen Kurvenverläufe für U_k keine gemeinsamen Schnittpunkte mit der Zeitachse, Nulldurchgänge, aufweisen.

Diese Unterschiede werden im wesentlichen durch das erfindungsgemäß vorgesehene komplexe Netzwerk: R_2 , C_1 , R_3 am
10 negierenden Eingang E_1 des Komparators A_1 bestimmt. Über das Spannungsteilerverhältnis der Widerstände R_2 , R_3 ist, wie bereits erwähnt, gewährleistet, daß die Amplitude der Korrekturspannung U_k am negierenden Eingang E_1 des Komparators A_1 stets kleiner als die Amplitude des Eingangssignals U_e am nichtnegierenden Eingang E_2 des Komparators A_1
15 ist.

Bei sehr niedrigen Frequenzen des Eingangssignals U_e bewirkt der Kondensator C_1 nur eine sehr geringe Phasenverschiebung der Korrekturspannung U_k zum Eingangssignal U_e ,
20 so daß die Schaltschwelle für das Ausgangssignal U_a des Komparators A_1 nahe dem Nulldurchgang des Eingangssignals U_e liegt. Die RC-Kombination R_2 , C_1 stellt ein Integrationsglied dar und dämpft höherfrequente Oberwellen des Eingangssignals U_e .

25 Mit zunehmender Frequenz f des Eingangssignals U_e tritt eine Phasenverschiebung zwischen U_e und U_k auf, so daß U_k mit zunehmender Frequenz f des Eingangssignals U_e diesem weiter nacheilt. Gleichzeitig nimmt die Amplitude der Korrekturspannung U_k mit zunehmender Frequenz f des Eingangssignals U_e durch die Integrationswirkung des Gliedes R_2 , C_1 ab. Durch die frequenzabhängige Phasenverschiebung von U_k zu U_e eilt die Schaltschwelle des Komparators A_1 bezogen auf die Nulldurchgänge des Eingangssignals U_e mit zunehmender Frequenz f des Eingangssignals U_e vor, bis
30 diese Wirkung durch die zunehmende Phasenverschiebung und durch die Verringerung der Amplitude der Korrekturspannung U_k aufgehoben wird.
35

Bei einer weiteren Frequenzerhöhung führt dieser Zusammenhang wieder zu einer Verringerung des Voreilwinkels φ der logischen Ausgangsspannung U_a zu den Nulldurchgängen des Eingangssignals U_e .

- 5 Diese Abhängigkeit ist in Fig. 8 dargestellt. Über die Dimensionierung der Schaltelemente R_2 , R_3 und C_1 kann erreicht werden, daß die in Fig. 1 dargestellte erfindungsgemäße Lösung bis zur maximalen Nutzfrequenz f_n ein hinreichend ähnliches frequenzabhängiges Phasenkorrekturverhalten auf-
- 10 weist wie die in Fig. 2 mit höherem Schaltungsaufwand dargestellte bekannte Lösung. Durch die Integrationswirkung von R_2 und C_1 werden zusätzlich dem Eingangssignal U_e überlagerte Oberwellen bedämpft und damit das Ziel der Aufgabenstellung erreicht.

Erfindungsanspruch

1. Schaltungsanordnung zur frequenzabhängigen Phasenkorrektur bei eigentaktierten Schrittmotoren, die auf der Rotorwelle angeordnete drehwinkelabhängige Taktiereinrichtungen mit analogen Ausgangssignalen aufweisen, die über weitere elektronische Schaltmittel die Auswahl der Phasenwicklungen der Schrittmotore steuern, mit einem dem analogen Taktierungsausgang nachgeschalteten Komparator als A/D-Wandler, dessen Eingänge so an den Taktierungsausgang geschaltet sind, daß der nicht-negierende Eingang des Komparators über einen Wirkwiderstand und der negierende Eingang des Komparators über frequenzabhängige elektronische Schaltmittel am Ausgang der Taktierung liegen, gekennzeichnet dadurch, daß der negierende Eingang (E1) des Komparators (A1) über einen Widerstand (R2) am Ausgang der Taktierung (T) und über einen Widerstand (R3) mit parallelgeschaltetem Kondensator (C1) an Masse liegt.
2. Schaltungsanordnung nach Punkt 1, gekennzeichnet dadurch, daß die Widerstände (R2; R3) einen Spannungsteiler bilden, wobei (R3) mindestens fünfmal größer als (R2) sein muß.
3. Schaltungsanordnung nach Punkt 1 und 2, gekennzeichnet dadurch, daß die Zeitkonstante der RC-Kombination (R2, C1) etwa dem Dreifachen der maximalen Arbeitsfrequenz entspricht.

Hierzu 4 Seiten Zeichnungen.

Fig. 1

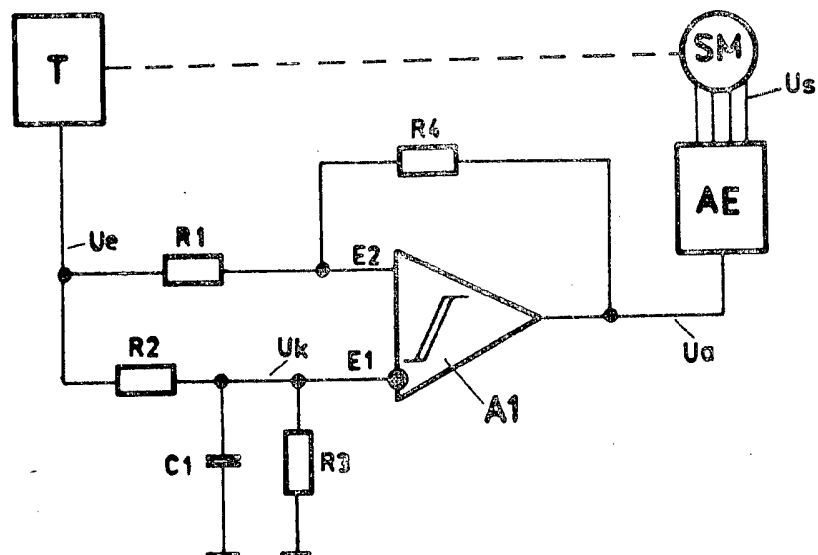


Fig. 2

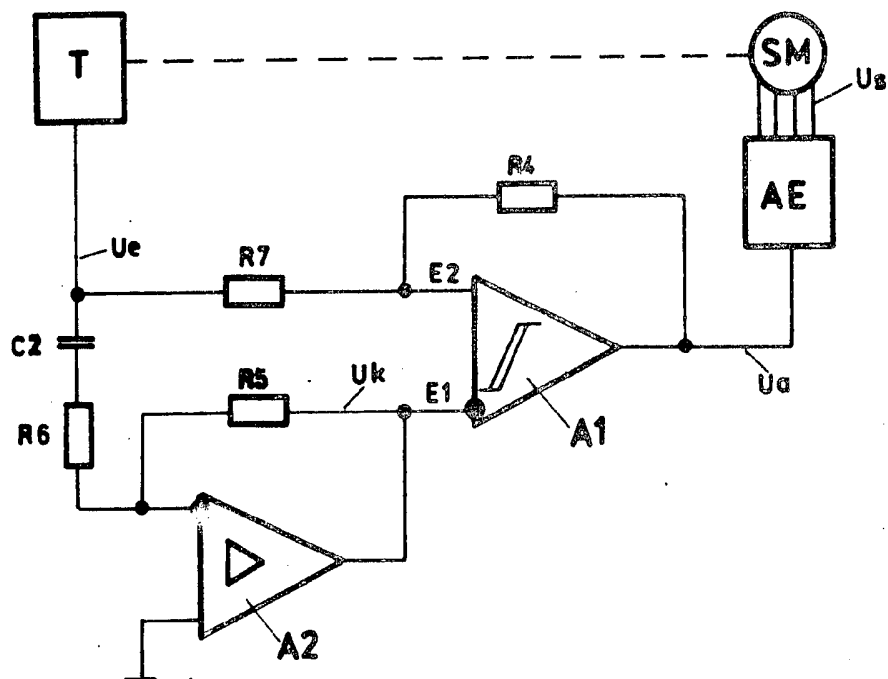


Fig. 3

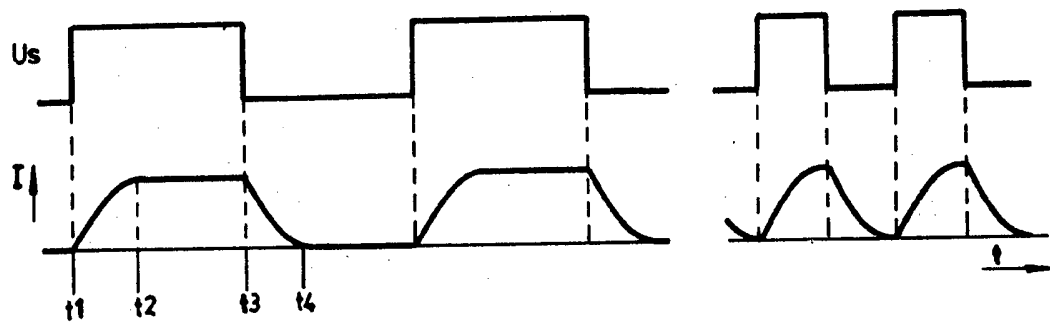


Fig. 4

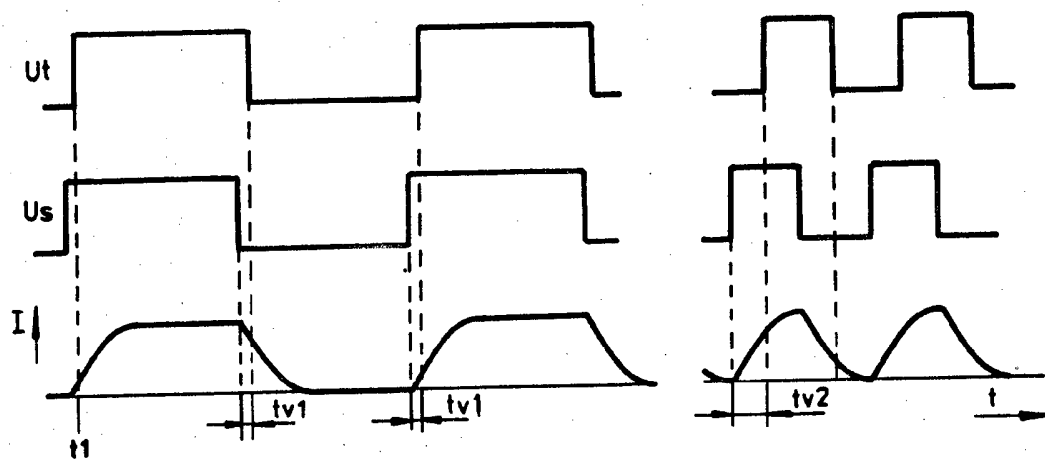


Fig. 5

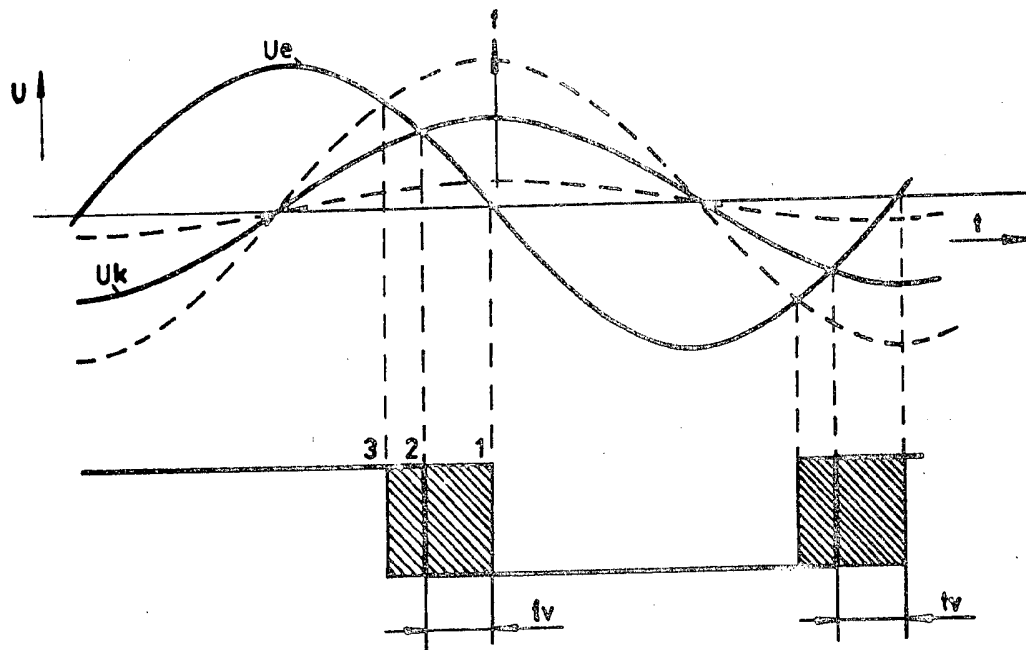


Fig. 6

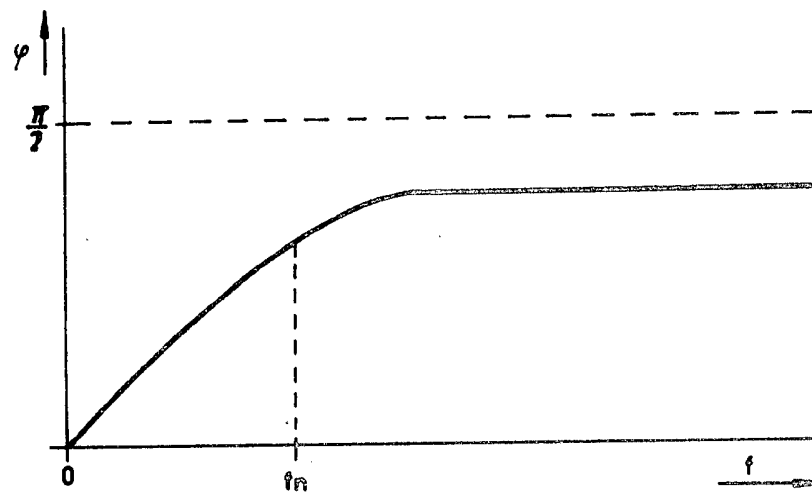


Fig. 7

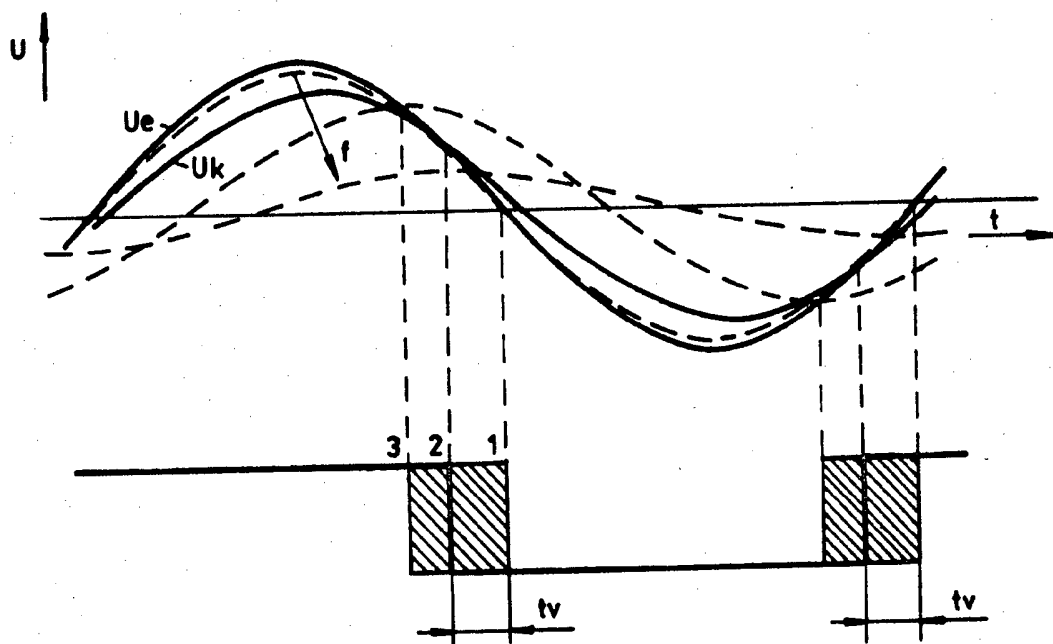


Fig. 8

