



SCHWEIZERISCHE EIDGENOSSENSCHAFT
BUNDESAMT FÜR GEISTIGES EIGENTUM

⑤ Int. Cl.³: G 04 C 10/04
G 04 G 3/02

Patentgesuch für die Schweiz und Liechtenstein

Schweizerisch-liechtensteinischer Patentschutzvertrag vom 22. Dezember 1978

⑫ AUSLEGESCHRIFT A3

⑪

644 242 G

⑫ Gesuchsnummer: 264/79

⑫ Anmeldungsdatum: 11.01.1979

⑩ Priorität(en): 11.01.1978 JP 53-1751

⑫ Gesuch bekanntgemacht: 31.07.1984

⑫ Auslegeschrift veröffentlicht: 31.07.1984

⑦ Patentbewerber:
Citizen Watch Company, Limited,
Shinjuku-ku/Tokyo (JP)

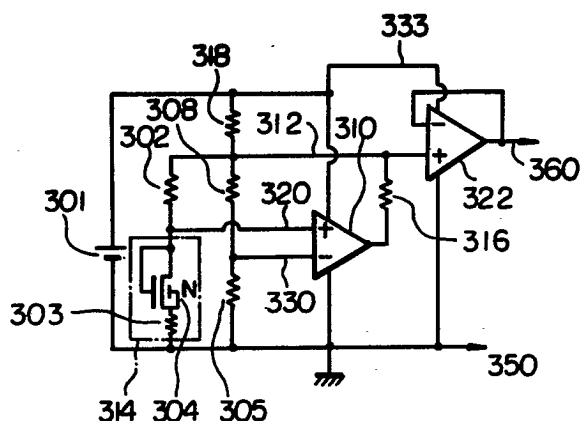
⑦ Erfinder:
Shigeru Morokawa, Higashiyamoto-shi/Tokyo (JP)
Keiichiro Koga, Tokorozawa-shi/Saitama-ken (JP)

⑦ Vertreter:
E. Blum & Co., Zürich

⑥ Recherchenbericht siehe Rückseite

⑤ Batteriegetriebenes elektronisches Zeitmessgerät.

⑦ Das Zeitmessgerät weist einen Stabilisierungsschaltkreis auf. Dieser enthält ein nicht-lineares Element (314) mit einem Feldeffekttransistor (304), dessen Source- und Gate-Anschlüsse verbunden sind. Das nicht-lineare Element (314) ist mit drei Widerständen (305, 302, 308) zusammengeschaltet, um eine Brücke zu bilden, deren Ausgänge (320, 330) die Eingänge eines Differentialverstärkers (310) bilden. Ein Eingang der Brücke ist direkt an eine Klemme der Batterie, der andere Eingang (312) ist über einen Widerstand (318) an die andere Klemme der Batterie und über einen weiteren Widerstand (316) an den Ausgang des Differentialverstärkers angeschlossen. Die an diesem Ausgang auftretende stabilisierte Bezugsspannung wird einem Eingang eines Trennverstärkers (322) zugeführt, der geschaltet ist, um eine stabilisierte Quelle niederer Impedanz zu bilden.





RAPPORT DE RECHERCHE RECHERCHENBERICHT

Demande de brevet No.:
Patentgesuch Nr.:

CH 264/79

HO 13593

Catégorie Kategorie Voir au Verso siehe Rückseite	DOCUMENTS CONSIDÉRÉS COMME PERTINENTS EINSCHLÄGIGE DOKUMENTE Citation du document avec indication, en cas de besoin, des parties pertinentes Kennzeichnung des Dokuments, mit Angabe, soweit erforderlich, der massgeblichen Teile	Revendications con- cernées Betrifft Anspruch Nr.
X	DE - A - 2 643 455 (CITIZEN WATCH CO. LTD) * S. 9, Abs. 2; S. 15, Abs. 2; S. 18, Abs. 2; S. 22, Abs. 2; S. 25, Abs. 3; S. 28, Abs. 3; S. 40, Abs. 2 - S. 41, Abs. 1; Fig. 1-5, 8, 9 * -- US - A - 3 978 650 (Y. HASHIMOTO et al.) * Spalte 5, Zeilen 11-25; Figuren 4, 7 * -- DE - A - 2 437 354 (K.K. SUWA SEIKOSHA) * Seite 5, letzter Abschnitt - Seite 6, Abschnitt 3 * -- BULLETIN ANNUEL DE LA SOCIÉTÉ SUISSE DE CHRONOMETRIE, Band 7, Nr. 2, 1971 LE LOCLE (CH) M.B. GERBER: "Technologie CMOS a grille en silicium polycristallin: technologie aux sources multiples pour les circuits horlogers" Seiten 235-241 * Seite 235, linke Spalte, letzter Abschnitt * -- DE - A - 2 365 128 (K.K. SUWA SEIKOSHA) * Seite 8, letzter Abschnitt - Seite 10, Abschnitt 1 * -- DE - A - 2 349 508 (CITIZEN WATCH CO. LTD.) * Figuren * -- DE - A - 2 652 576 (CITIZEN WATCH CO. LTD.) * Seite 45, Abschnitte 2-4 * -- US - A - 4 057 325 (K. KONDO) * Spalte 7, Zeile 33 - Spalte 8, Zeile 40 * -- US - A - 4 045 791 (M. FUKAI et al.) * Spalte 6, zeilen 44-67 * -----	1-3, 5, 7 15-19, 21-26, 27 1, 5, 10 6 8, 9 9 10-14 20, 22 20-24 23
Domaines techniques recherchés Recherchierte Sachgebiete (INT. CL ³)	G 04 F 5/06 3/02 G 02 F 1/133 5/00 G 04 C 10/04 G 04 G 1/00 H 03 L 1/02	
Date d'achèvement de la recherche/Abschlussdatum der Recherche	29.10.1981	Examineur OEB/EPA Prüfer

PATENTANSPRÜCHE

1. Batteriegetriebenes elektronisches Zeitmessgerät mit einem eine integrierte Schaltung aufweisenden Plättchen, welche Schaltung einen Taktgeber zur Erzeugung eines ersten Signals relativ hoher Frequenz, einen Frequenzteiler, der auf das erste Signal anspricht, um ein zweites Signal relativ niedriger Frequenz zu erzeugen, und einen Signalgenerator aufweist, der auf das zweite Signal anspricht, um Treibersignale zu erzeugen, und mit einer Anzeigeeinrichtung, die auf die Treibersignale anspricht, um eine Zeitanzeige zu erzeugen, dadurch gekennzeichnet, dass die Schaltung einen mit der Batterie (301) verbundenen Spannungsstabilisierungsschaltkreis zur Abgabe von elektrischer Leistung mit stabilisierter Spannung aufweist, welcher Stabilisierungs- und schaltkreis mindestens eine Kombination eines nichtlinearen Spannungsfühlers (314), welcher an die Batterie (301) angeschlossen ist, um ihre Ausgangsspannung abzutasten und ein Ausgangssignal mit nichtlinearer Stromspannungscharakteristik abzugeben, eines Differentialverstärkers (310), der auf das Ausgangssignal des nichtlinearen Spannungsfühlers (314) anspricht, um eine stabilisierte Bezugsspannung (312) abzugeben, und eines mit dem Differentialverstärker und der Batterie verbundenen Trennverstärkers (322), welcher auf die stabilisierte Spannung anspricht, um besagte elektrische Leistung abzugeben, aufweist.

2. Elektrisches Zeitmessgerät nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass der Spannungsstabilisierungsschaltkreis einen Temperaturfühler (103) umfasst, der einen durch die stabilisierte Spannung betriebenen Ringoszillator aufweist, um eine von der Umgebungstemperatur abhängige Ausgangsfrequenz zu erzeugen.

3. Zeitmessgerät nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass der nichtlineare Spannungsfühler mindestens einen Feldeffekttransistor (304) umfasst, dessen Gate- und Drainklemme miteinander verbunden sind.

4. Zeitmessgerät nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass der Frequenzteiler so ausgebildet ist, dass er ferner ein Steuersignal abgibt, und dass der Temperaturfühler (103) ausgebildet ist, um durch das Steuersignal intermittierend gesteuert zu werden.

Die vorliegende Erfindung bezieht sich auf elektronische Zeitmessgeräte, vornehmlich solche mit auf demselben Plättchen wie die zeitbestimmende Schaltung angebrachten Mitteln zur Spannungsregulierung und zur Temperaturkompensation.

Ein wichtiges Problem beim Entwurf elektronischer Zeitmessgeräte hoher Präzision ist die Kompensation von Frequenzänderungen des Taktgebers, welche durch wechselnde Temperaturen des darin enthaltenen Quarzkristalles bedingt sind. Es ist dieses Problem schon auf verschiedene Weise in Angriff genommen worden, das hauptsächlich verwendete Verfahren versucht jedoch, eine Kompensation durch Einführung eines Kondensators mit geeignetem Temperaturgang in die zeitbestimmende Schaltung zu erreichen. Diese Lösung weist verschiedene Nachteile auf, unter anderem die Veränderung der Kapazität mit der Zeit, Variationen des Temperaturkoeffizienten von einem Quarzkristall zum anderen, und auch die Tatsache, dass ein solcher Kondensator normalerweise als eine äussere, an der integrierten Schaltung des Zeitmessgerätes angebrachte Komponente ausgeführt werden muss.

Zur Lösung dieser und damit zusammenhängender Pro-

bleme ist eine Reihe von Vorschlägen bekannt, wie etwa in den U.S. Patenten 3 978 650, 4 057 325 und 4 045 791, in einem Artikel von M.G. Gerber im Bulletin annuel de la Société Suisse de Chronométrie (Band 7, Nr. 2, 1971, S. 235 ff.) sowie in den deutschen Offenlegungsschriften 2 437 352, 2 365 128, 2 349 508, 2 652 576 und 2 643 455 dargelegt. Besonders letztere schlägt eine interessante Lösung vor, bei welcher neben einer Kompensation des Temperaturganges auch ein verhältnismässig geringer Leistungsverbrauch der ganzen Schaltung erreicht wird, indem die Frequenzteilschaltungen mit einer niedrigeren Spannung als derjenigen der Batterie gespeist werden. Zu diesem Zweck wird über einen Hilfsoszillator ein Spannungswandler betrieben, der selbst einen Frequenzwandler mit vor- oder nachgeschalteter Temperatur-Kompensationsschaltung treibt. Den Vorteilen dieser Lösung steht allerdings ein verhältnismässig grosser schaltungstechnischer Aufwand gegenüber. Es ist der Zweck der vorliegenden Erfindung, letzteres zu vermeiden und dennoch einen ausserordentlich stabilen Gang des Zeitmessers zu erreichen. Zu diesem Zweck ist die Erfindung, wie in Anspruch 1 dargelegt, definiert.

Es kann die Spannungsstabilisierungsschaltung auch Spannungen für Teile der Zeitbestimmungsschaltung liefern, so etwa für die ersten Stufen der Frequenzteilung, welche am Ausgang des Taktgebers angeschlossen sind. Dies gestattet es, gewisse Teile der Schaltung mit einer kleineren Spannung als derjenigen der Batterie zu versorgen. Dadurch können nennenswerte Einsparungen im Leistungsverbrauch des Zeitmessgerätes erzielt werden.

Ausserdem kann eine Korrektur von Vor- und Nachgehen des Zeitmessgerätes leicht mit hoher Präzision durchgeführt werden, ohne dass dafür ein Kondensator im Schwingkreis des Taktgebers nötig wäre, indem die Korrektur durch Schaltvorgänge an einem Satz von äusseren Anschlüssen bewerkstelligt wird, von denen jeder als ein Dreistellungsschalter funktioniert.

Die Erfindung soll nunmehr anhand der folgenden Beschreibung und unter Zuhilfenahme der Zeichnungen näher erläutert werden. Es zeigt:

Fig. 1 ein grundsätzliches Blockdiagramm einer Ausführungsform der Erfindung;

Fig. 2 ein Schaltbild einer Ausführungsform von Spannungsstabilisierung, Temperaturabtastung und Spannungstransformation;

Fig. 3 ein Schaltbild einer weiteren Ausführungsform der Temperaturbestimmungsschaltung;

Fig. 4A und 4B graphische Darstellungen der Temperaturcharakteristiken einer Temperaturbestimmungsschaltung, wie diejenige der Fig. 2, und die Reguliercharakteristiken einer Spannungsstabilisierungsschaltung von dem in dieser Fig. 2 gezeigten Typ.

Fig. 5 ist ein Schaltbild einer weiteren Ausführungsform der in Fig. 2 gezeigten Spannungsstabilisierungs- und Temperaturbestimmungsschaltungen.

Fig. 6A und 6B sind Blockdiagramme eines Ausführungsbeispiels des Zeitmessgerätes;

Fig. 7A, 7B, 7C und 7D sind Teile eines Schaltbildes einer Ausführungsform der zum Gerät der Fig. 6 gehörigen integrierten Schaltung;

Fig. 7E ist ein Blockdiagramm einer Schaltungsanordnung zur Kompensation des Temperaturganges einer Zeitbestimmungsschaltung;

Fig. 8A bis 8F zeigen Wellenformen der durch die Schaltungen der Fig. 7A bis 7D erzeugten Signale;

Fig. 9A schematisiert eine elektrooptische Anzeige mit digitalen und Segmentelektroden, die in Matrixform angeordnet sind, und Fig. 9B zeigt ein Teil des elektrooptischen Anzeigeapparates;

Fig. 9C ist ein vereinfachtes Blockdiagramm eines elektronischen Zeitmessgerätes mit der in den Fig. 9A und 9B gezeigten elektrooptischen Anzeige;

Fig. 9D ist beispielsweise ein Blockdiagramm einer Schaltung zur Kompensation des Temperaturganges des Kontrastes der elektrooptischen Anzeige;

Fig. 9E bis 9G zeigen verschiedene Abwandlungen der in Fig. 9D gezeigten Schaltung;

Fig. 9H bis 9L zeigen Signalformen der Speisesignale von Digital- und Segmentanzeige;

Fig. 9M und 9N sind graphische Darstellungen der Charakteristiken der Flüssigkristallanzeige;

Fig. 10A ist ein Schaltbild des Spannungswandlers der Fig. 9C bis 9F;

Fig. 10B bis 10G zeigen verschiedene Ausführungsbeispiele der in Fig. 10A gezeigten Schaltelemente; und

Fig. 10H zeigt die Formen der verschiedenen in der Schaltung der Fig. 10A verwendeten Signale.

Fig. 1 zeigt ein Blockdiagramm einer Ausführungsform des Zeitmessgerätes. Referenz 101 bezeichnet eine Energiequelle, welche im Falle einer elektronischen Armbanduhr eine Batterie ist. Die Energiequelle 101 liefert Energie an eine Spannungsstabilisierungsschaltung 102, deren Ausgangssignal in bezug auf Spannungsschwankungen der Energiequelle, welche durch Änderung der Belastung, Temperaturschwankungen oder die Wirkung der Alterung auf den inneren Widerstand der Energiequelle 101 stabilisiert ist.

Referenzzahl 103 bezeichnet eine temperaturempfindliche Schaltung wie etwa einen Schwingkreis. Ein Schwingkreis ist in einem Zeitmessgerät als Temperaturbestimmungsorgan besonders geeignet, weil Signale einer wohlbestimmten Frequenz zur Verfügung stehen und als Bezugsgrösse zum Vergleich mit der Frequenz des Schwingkreises verwendet werden können, womit temperaturbedingte Änderungen dieser Frequenz einfach festgestellt werden können. Da die Frequenz des Schwingkreises auch durch Schwankungen der daran angelegten Spannung beeinflusst wird, sind im Normalfall Mittel zur Stabilisierung der Speisespannung notwendig. In der Schaltung der Fig. 1 wird diese Stabilisierung durch die Spannungsstabilisierungsschaltung 102 bewirkt. Demzufolge kann die Kombination der Spannungsstabilisierung 102 und des Schwingkreises 103 als eine Temperaturmeseinheit betrachtet werden. Der hier verwendete Schwingkreis enthält unter anderem Feldeffekttransistoren, welche direkt auf demselben Trägerplättchen für integrierte Schaltungen gebildet sind, wie andere Zeitbestimmungsmittel, und es hat die Verwendung solcher Elemente obgenannte Abhängigkeit der Frequenz von der Speisespannung zur Folge. Es kann auch ein Schwingkreis gebaut werden, bei welchem die Temperaturabhängigkeit durch ein äusseres Element, wie beispielsweise ein Thyristor, bewerkstelligt wird, und solch ein Schwingkreis hat eine von der Temperatur fast unabhängige Ausgangsfrequenz. Demnach verlangt solch ein Schwingkreis im allgemeinen keine stabilisierte Energiequelle. Es gestattet jedoch die Verwendung eines solchen Oszillators nicht, die temperaturbestimmenden Komponenten zusammen mit dem übrigen Teil der zeitbestimmenden Schaltung auf ein Halbleitersubstrat zu integrieren. Es besteht daher ein wesentlicher Unterschied zwischen einer üblichen Schaltung, welche ein temperaturempfindliches Organ, wie etwa ein Thermistor oder einen temperaturabhängigen Widerstand, verwendet, und der hier vorgeschlagenen Verwendung eines Schwingkreises als Temperaturbestimmungsschaltung.

Bei der Verwendung eines Schwingkreises zur Temperaturbestimmung ändert sich die Schwingfrequenz bei Änderungen der Speisespannung abrupt, bei Änderungen der Temperatur jedoch nur wenig. So schwingt beispielsweise ein

bestimmter Schwingkreis mit einer Frequenz von 330 Hz bei Speisung mit 1,5 V, und dies geht in 400 Hz bei einer Speisespannung von 1,6 V und in 700 Hz bei einer Speisespannung von 2 V über. Für eine um 20 °C zentrierte Temperaturänderung von ± 20 °C wird sich die Frequenz jedoch nur um ± 30 Hz ändern. Es ist zwar möglich, unter Verwendung von Feldeffekttransistoren die Abhängigkeit der Frequenz eines Schwingkreises von der Speisespannung zu reduzieren, indem man eine bestimmte Betriebsspannung wählt, jedoch kann auf diese Weise nur eine Verbesserung um einige Zehner eines Prozentes erreicht werden.

Es ist bekannt, dass sich der Temperaturkoeffizient der Schwellspannung eines Feldeffekttransistors und der Temperaturkoeffizient der Transkonduktanz für einen bestimmten Wert des Drainstromes gegenseitig aufheben. Dieser Strom soll hier als I_{DO} bezeichnet werden. Wenn der Drainstrom bei verhältnismässig hoher Gatespannung höher als I_{DO} ist, herrscht die Temperaturabhängigkeit der Transkonduktanz vor. In diesem Fall nimmt die Frequenz eines einen Feldeffekttransistor verwendenden Schwingkreises mit zunehmender Temperatur ab. Ist bei verhältnismässig niedriger Gatespannung der Drainstrom kleiner als I_{DO} , dann steigt die Frequenz des Schwingkreises infolge des Temperaturkoeffizienten des Schwellwertes mit zunehmender Temperatur an. Wird also ein Schwingkreis zum Zwecke der Temperaturmessung verwendet, dann muss die durch die Spannungsstabilisierung bewirkte Regulierung das Verhältnis der Schwankungen der stabilisierten Ausgangsspannung zu denjenigen der Batteriespannung in einem Verhältnis der Grössenordnung von $1/5$ bis $1/100\,000$ reduzieren. Es ist also nötig, den Arbeitspunkt der in einem solchen Schwingkreis verwendeten Transistoren auf einem Stromwert einzustellen, welcher wesentlich von I_{DO} abweicht.

Dabei ist zu bemerken, dass der Temperaturkoeffizient der Spannungsstabilisierungsschaltung nicht notwendigerweise sehr klein sein muss. Die Kombination einer Spannungsstabilisierungsschaltung mit einem grossen Temperaturkoeffizienten und eines Schwingkreises mit sehr kleinem Temperaturkoeffizienten ist als Temperaturmessschaltung ebenfalls brauchbar. Aus diesem Grunde soll der Block 110 in Fig. 1 als ein temperaturmessender Teil der Gesamtschaltung angesehen werden.

In Fig. 1 bezeichnet 104 den Hauptkörper des Zeitmessgerätes, welches Energie von der Energiequelle 101 und Temperaturinformation vom temperaturabtastenden Teil 110 bezieht. Wie durch die gestrichelte Linie gezeigt ist es auch möglich, von der Stabilisierungsschaltung 102 Energieanteile der Zeitbestimmungsschaltung zu leiten. Es ist beispielsweise die Änderung der Batteriespannung im Verlaufe der Zeit bei einem grossen, mit einer Trockenbatterie betriebenen Zeitmessgerät beträchtlich. Es ist daher wünschenswert, das Quarzkristall des Taktgebers eines Zeitmessgerätes mit einer stabilisierten Spannung zu versorgen. In diesem Falle ist es notwendig, den Drainstrom der in der Spannungsstabilisierungsschaltung 102 verwendeten Transistoren so zu wählen, dass der Temperaturkoeffizient in der weiter oben beschriebenen Weise minimal wird. Dies kann beim Entwurf der integrierten Schaltungsanordnung geschehen, indem die Kanallängen und -breiten der Transistor-konfigurationen entsprechend gewählt werden.

Fig. 2 zeigt ein erstes Ausführungsbeispiel einer verwendbaren Schaltung zur Spannungsstabilisierung und Temperaturbestimmung. Die Batterie ist mit 201 bezeichnet, und 202 bezeichnet einen mit einer Kette von n-Kanalfeldeffekttransistoren 203, 204, 205 und 206 verbundenen Widerstand. Die Drain- und Gate-Anschlüsse jedes der Transistoren 203 bis 206 sind gegenseitig verbunden, so dass die Stromspannungscharakteristik jedes Transistors derjenigen einer Zenerdiode

ähnelt. Dies bedeutet mit anderen Worten, dass fast kein Strom zwischen den Source- und Drainanschlüssen jedes Transistors fließen kann, solange die dazwischenliegende Spannung kleiner als die Schwellspannung ist, während Strom fliesst, sobald die Spannung zwischen Source und Drain den Schwellwert übersteigt. Der Schwellwert der Spannung soll mit V_{TN} bezeichnet werden. Wenn die Spannung der Batterie 201 gleich oder kleiner als die Schwellspannung der in Serie geschalteten Transistoren 203 bis 206 ist, dann wird die Spannung über diese Transistoren identisch mit der Batteriespannung sein. Falls die Batteriespannung grösser ist als die Summe der Schwellspannungen der Transistoren 203 bis 206, d. h., wenn sie grösser als $4 V_{TN}$ ist, dann wird die Spannungsdifferenz über den Widerstand 202 gelegt sein, während eine etwas über $3 V_{TN}$ liegende Spannung an den Transistoren 204 bis 206 liegen wird. Es ist der Drain des Transistors 203 mit dem Gate eines N-Kanaltransistors 208 verbunden im Drainanschluss, von welchem ein Widerstand 207 eingeschaltet ist. Die Widerstände 207 und 208 bilden eine Stromquelle. Zwischen dem Gate und der Source des Transistors 208 tritt eine Spannung V_{TN} auf, während eine Spannung $2 V_{TN}$ am Widerstand 207 anliegt. Demzufolge ist der Drainstrom des Transistors 208 ungefähr gleich dem Wert, welcher durch Division der Spannung $2 V_{TN}$ durch den Wert des Widerstandes 207 erhalten wird. Es wird jedoch jede starke Änderung der Batteriespannung eine Änderung der Gate-Spannung des Transistors 203 nach sich ziehen und somit eine kleine Änderung des Drainstromes des Transistors 208 zur Folge haben. Somit bilden der Widerstand 202 und die Transistoren 203 bis 206 eine Schaltung konstanter Spannung, während der Widerstand 207 und der Transistor 208 eine Schaltung mit konstantem Strom bilden, gespeist durch die Spannung $3 V_{TN}$, die über den Transistoren 204 bis 206 liegt. Es ist möglich, solche Schaltungen in Kaskaden abzuschalten, indem die Spannung über den Widerstand 207 an einer darauffolgenden Spannungsstabilisierungsschaltung angelegt wird.

Die p-Kanaltransistoren 211, 212, 213 und 214 sind in Serie geschaltet, wobei die Gate- und Drainanschlüsse jedes Transistors zusammengeschaltet sind, um eine Stromspannungscharakteristik mit konstanter Spannung zu erhalten wie weiter oben im Falle der Transistoren 203 bis 206 erläutert. Der Drainstrom des Transistors 208 ist durch die Transistoren 211 bis 214. Da dieser Drainstrom ziemlich konstant ist, tritt zwischen der Source des Transistors 211 und dem Drain des Transistors 214 eine im Verhältnis zu den Spannungsänderungen der Batterie 201 äusserst konstante Spannung auf.

Es kann durch Kaskadenschaltung einer Anzahl von Spannungsstabilisierungsschaltungen der in Fig. 2 gezeigten Art eine beliebig gute Spannungsstabilisierung erreicht werden. Der Aufbau einer solchen Kaskadenschaltung wird durch die abwechselungsweise Verwendung von p-Kanal- und n-Kanaltransistoren für aufeinanderfolgende Stabilisierungsstufen erleichtert, wobei diese abwechselnd mit der positiven und der negativen Klemme der Spannungsquelle verbunden sind. Infolge der Verwendung von Feldeffekttransistoren kann der Stromverbrauch einer Spannungsstabilisierungsschaltung der in der Fig. 1 gezeigten Art bis auf wenige Nanoampere herabgedrückt werden. Das Ausgangssignal der Spannungsstabilisierungsschaltung der Fig. 2 wird an das Gate eines p-Kanalfeldeffekttransistors 215 angelegt, welcher in Source-Folge-Anordnung geschaltet ist. Die Source des Transistors 215 ist mit dem Niederspannungsversorgungsanschluss eines Schwingkreises 221 verbunden, der als gestricheltes Rechteck dargestellt ist. Um eine genügende Phasenverschiebung während der Rückkoppelung zu gewährleisten, sind ein Widerstand 217 und ein Kondensator

216 eingebaut. Es ist jedoch fallweise möglich, je nach Art der verwendeten integrierten Schaltung, eines oder beide dieser Elemente auszulassen. Wie schon erwähnt, kann aus dem Schwingkreis 221 eine Temperaturinformation gewonnen werden, und zwar durch Vergleich der Schwingungsfrequenzen mit derjenigen eines Eichsignals. Dadurch kann ein Signal erhalten werden, welches verwendet werden kann, um durch Temperaturschwankungen bewirkte Änderungen der Frequenz des ein Quarzkristall aufweisenden Taktgebers zu kompensieren. In der in Fig. 2 gezeigten Schaltung wird das Ausgangssignal des Schwingkreises 221, nach Umwandlung des Niveaus des Ausgangssignals des Schwingkreises 221 auf das Niveau der Energiezufuhr, zur Speisung einer Spannungswandlungsschaltung 223 verwendet. Diese Wandlung wird durch die Schaltung 222 bewirkt, welche Ausgangssignale Φ_c und $\Phi_{\bar{c}}$ erzeugt, die an die Spannungsumwandlungsschaltung 223 angelegt werden. In dieser Schaltung sind vier Kondensatoren 231 bis 234 wechselweise zwischen in Serie liegenden Anschlüssen geschaltet, und zwar zwischen den Potentialen V_{dd} und V_{ss1} der Batterie 201, und parallel zueinander. Die Serieschaltung entsteht, wenn das Signal Φ_c auf dem hohen Potentialniveau V_{dd} (im folgenden als H-Niveau bezeichnet) und die parallele Schaltung entsteht, wenn das Signal $\Phi_{\bar{c}}$ sich auf dem tiefen Niveau V_{ss1} (im folgenden als L-Niveau bezeichnet) befindet. Das Schalten wird durch die Feldeffekttransistoren und mit den Kondensatoren 231 bis 234 verbundenen spannungsgesteuerten Schaltern bewirkt. Während eines grossen Zeitintervalls, nachdem die Schaltung unter Strom gesetzt wurde, ist die Spannung über jeden der Kondensatoren 231 bis 234 gleich einem Viertel der Batteriespannung, und es wird eine als $V_{ss1/4}$ bezeichnete Ausgangsspannung erhalten. Diese Ausgangsspannung kann verwendet werden, um mit hoher Frequenz arbeitenden Teilen des Zeitmessgerätes Energie zuzuführen, wie etwa dem mit einem Quarzkristall bestückten Taktgeber, den ersten Stufen der Frequenzteilung nach dem Taktgeber usw. Der Betrieb solcher Schaltungen mit einer niedrigen Spannung gestattet eine merkliche Energieeinsparung beim Betrieb des Gerätes. Dies ist besonders für Zeitmessgeräte wichtig, welche Quarzkristalle sehr hoher Frequenz, beispielsweise in der Grössenordnung von 4 Mz, verwenden. Es ist der Stromverbrauch derjenigen Teile der integrierten Schaltung, welche mit so hoher Frequenz arbeiten, beträchtlich grösser als bei niederen Frequenzen, wie etwa bei einem Zeitmessgerät mit einem Taktgeber, der mit einer Frequenz von 50 kHz arbeitet. Vom Standpunkt des Stromverbrauches her gesehen, ist die Verwendung eines Spannungswandlers mit umschaltenden Kondensatoren vom oben beschriebenen Typ sparsamer als die Verwendung einer Kombination von Widerständen und Halbleiterelementen zum Zwecke der Spannungsherabsetzung. Im letzteren Fall geht notwendigerweise eine gewisse Leistung in den Widerständen verloren. Da ein Schwingkreis zum Zwecke der Temperaturmessung sowieso vorhanden ist, ist es bei der vorgeschlagenen Anordnung nicht notwendig einen zusätzlichen Schwingkreis zum Antrieb des Spannungswandlers 223 vorzusehen.

Es zeigt die Fig. 3 eine zweite Ausführungsform einer Spannungsstabilisierungsschaltung. Die Schaltung der Fig. 3 verwendet ein spannungsabtastendes Element 314 mit einer nichtlinearen Stromspannungscharakteristik. Ein typisches Beispiel eines solchen Elementes ist eine Zenerdiode, es sind jedoch verschiedene weitere Arten von Elementen in der Schaltung der Fig. 3 verwendbar. In der gezeigten Ausführungsform ist ein Widerstand 303 mit dem Drainanschluss eines n-Kanalfeldeffekttransistors 304 verbunden, dessen Source- und Gate-Anschlüsse verbunden sind, um ein nicht-lineares Abtastelement 314 zu bilden. Das Element 314 ist

mit den Widerständen 302, 308 und 305 in einer Brückenschaltung zusammengebaut. Die Ausgänge 320 und 330 dieser Brückenschaltung sind mit den Eingangsanschlüssen eines Differentialverstärkers 310 verbunden, dessen Ausgangssignal an die Verbindungsstelle der Widerstände 302 und 308 der Brückenschaltung zurückgeführt wird, welche Stelle auch über den Widerstand 318 mit der positiven Klemme der Batterie 301 verbunden ist. Diese Schaltung bewirkt die Aufrechterhaltung einer konstanten Spannung an der Verbindungsstelle der Widerstände 302 und 308, und zwar trotz Spannungsschwankungen der Batterie 301. Dadurch wird eine niederimpedante, stabilisierte Spannungszufuhr am Ausgang eines Trennverstärkers 322 gesichert, dessen Eingang an der Verbindungsstelle der Widerstände 302 und 308 angeschlossen ist.

Grundsätzlich funktioniert die Schaltung der Fig. 3 durch Feststellung der Unterschiede zwischen den über dem nichtlinearen Abtastelement 314 und über dem Widerstand 306 entstehenden Spannungen. Infolge des hohen Verstärkungsfaktors des Differentialverstärkers 310 kann sogar ein nichtlineares Abtastelement mit verhältnismässig veränderlicher Charakteristik, wie beispielsweise einer Gleichrichterdioden, einen hohen Grad von Stabilisierung bewirken. Im Falle der in Fig. 2 gezeigten Spannungsstabilisierungsschaltung wird unter Verwendung solcher Elemente mit einer gleichmässig veränderlichen Stromspannungscharakteristik eine wirksame Stabilisierung erreicht, indem Gruppen solcher Elemente in Kaskaden geschaltet sind. Die Verwendung einer der in Fig. 2 oder 3 gezeigten Spannungsstabilisierungsschaltungen gestattet es, ohne Verwendung von speziellen Elementen mit scharf nichtlinearer Stromspannungscharakteristik nach der Art von Zenerdioden eine äusserst wirksame Spannungsstabilisierung zu erreichen, und ermöglicht es zudem, als nichtlineare Spannungsabtastelemente Elemente zu verwenden, welche auf dem Plättchen der integrierten Schaltung eines Zeitmessgerätes leicht einzubauen sind, wie etwa Feldeffekttransistoren.

Auf die Spannungsstabilisierungsschaltung der Fig. 2 zurückkommend, ist zu bemerken, dass die Verbindung einer Stufe konstanter Spannung (welche den Widerstand 202 und die Transistoren 203 bis 206 umfasst) mit einer Stufe konstanten Stromes (bestehend aus dem Widerstand 207 und den Transistoren 211 bis 214) es grundsätzlich gestattet, einen sehr hohen Grad von Spannungsstabilisierung zu erreichen. Dies folgt daraus, dass wenn z. B. die Spannung der Batterie 201 sinkt, die Spannung über den Transistoren 204 bis 206 ebenfalls sinkt, wohl in geringerem Masse. Als Folge dieses letzteren Spannungsabfalles nimmt jedoch der Strom durch den Widerstand 207 und die Transistoren 201 bis 214 ab, wodurch eine Verringerung des Spannungsabfalles über die Transistoren 201 bis 214 bewirkt wird. Die Ausgangsspannung der Schaltung (welche in diesem Falle am Drainanschluss des Transistors 213 abgegriffen wird) ist dadurch weitgehend unabhängig von der Batteriespannung.

Das Ausgangssignal der Spannungsstabilisierungsschaltung der Fig. 2 wird über einen Transistor 215 geleitet, der als Quell-Folge geschaltet ist. Zwischen dem Gate und der Source des Transistors 215 entsteht ein Spannungsabfall, der der Schwellspannung dieses Transistors entspricht. Dieser Nachteil eines Ausganges mit Quell-Folge kann durch die Verwendung eines negativen Rückkoppelungsverstärkers anstatt des Transistors 215 vermieden werden. Es hat jedoch eine als Quell-Folge geschaltete Ausgangsstufe den Vorteil einer grossen Phasenunempfindlichkeit, wodurch ein gutes Ausgangssignal auch dann gesichert wird, wenn die eingegebene Spannung brutal schwankt ohne Gefahr transienter Schwankungen, wie sie sich leicht bei anderen Arten negati-

ver Rückkoppelung mit einem höheren Wert der Rückkoppelungsverstärkung leicht ergibt.

Um den Spannungsabfall über den als Quell-Folge geschalteten Ausgangstransistor, wie er in der Fig. 2 gezeigt ist, zu verringern, ist es möglich, die Schwellspannung dieses Quellfolge-Transistors bis auf nahezu Null herabzudrücken, indem man die auf diesem Gebiet bekannte Technik der Ionenanreicherung verwendet. Neuere Entwicklungen der Halbleitertechnologie haben es gestattet, die Schwellspannung von an bestimmten Orten des integrierten Schaltungsplättchens gelegenen Transistoren gegenüber den Schwellspannungen von anderweitig gelegenen Transistoren zu verringern. Die Herabsetzung der Schwellspannung durch Ionenanreicherung kann auch verwendet werden, um an bestimmten Orten einer zeitmessenden Schaltung gelegene Transistoren mit einer niederen Spannung betreiben zu können, wodurch der Energieverbrauch herabgesetzt werden kann. Die Teile der Schaltung, wo dieses möglich ist, umfassen in erster Linie den Schwingkreis des taktgebenden Quarzkristalls sowie die ersten Frequenzteilstufen am Ausgang dieses Schwingkreises.

In der Schaltung der Fig. 2 wird das Ausgangssignal der Spannungsstabilisierungsschaltung über den Transistor 215 von der Source des Transistors 213 anstatt von derjenigen des Transistors 214 abgeleitet. Dadurch soll die an den Schwingkreis 221 angelegte Spannung herabgesetzt werden, um die darin verbrauchte Energie zu verringern. Es ist zu bemerken, dass da die Empfindlichkeit des Schwingkreises 221 auf Änderungen der Speisespannung wesentlich grösser als seine Empfindlichkeit auf Änderungen der Betriebstemperatur ist, dieser Schwingkreis 221 ebensogut als eine spannungsmessende Schaltung verwendet werden könnte. Dazu müsste er einfach seine Energie direkt von der Batterie 201 beziehen anstatt vom Ausgang des Ausgangstransistors 215 der Spannungsstabilisierungsschaltung. Es soll dies anhand einer in den Fig. 7A bis 7B gezeigten weiteren Ausführungsform der Erfindung erläutert werden, welche im folgenden beschrieben ist und in welcher ein Schwingkreis abwechselnd zwischen einem temperaturmessenden und einem spannungsmessenden Zustand hin und her geschaltet wird.

Das beschriebene Herabsetzen der dem Schwingkreis zugeführten Spannung gestattet es, den Leistungsverbrauch eines Schwingkreises, wie denjenigen der Fig. 2, bis auf 5 Nanowatt herabzudrücken. Der Leistungsverbrauch des das Ausgangssignal des Schwingkreises 221 empfangenden Potentialverschiebers kann verringert werden, indem die Potentialverschiebung in mehreren Stufen durchgeführt wird anstatt in einer einzigen wie in Fig. 2 gezeigt. In diesem Fall wird das Ausgangssignal des Schwingkreises über die verschiedenen Stufen der Potentialverschiebung schrittweise verstärkt. Es kann beispielsweise zwischen dem Schwingkreis 221 und der Potentialverschiebungsschaltung 223 eine zusätzliche Potentialverschiebungsschaltung eingeschoben werden, die eine negative Speisespannung empfängt, welche der Sourcespannung des Transistors 208 gleich ist. Dadurch würde die Potentialverschiebung in zwei Stufen anstatt in einer geschehen.

Wie schon bemerkt, kann die Ausgangsspannung $V_{ss/4}$ des Spannungswandlers 223 verwendet werden, um Teile der zeitmessenden Schaltung zu versorgen, die mit hoher Frequenz arbeiten. Es kann in diesem Fall am Ausgang des Spannungswandlers 223 eine Spannungsstabilisierungsstufe hinzugefügt werden. Diese kann beispielsweise aus einer Quell-Folge-Schaltung bestehen, wobei die Ausgangsspannung des Spannungswandlers 223 mit den Drain des als Quell-Folge geschalteten Transistors verbunden ist und wobei die stabilisierte Ausgangsspannung der Spannungsstabilisierungsschaltung

200 als Bezugsspannung mit dem Gate-Anschluss verbunden ist.

Es ist möglich, einen temperaturmessenden Schwingkreis wie den in Fig. 2 mit 221 bezeichneten mit einem konstanten Strom anstatt mit einer konstanten Spannung zu speisen. So könnte beispielsweise der Schwingkreis 221 in Fig. 2 von der Source des Transistors 208 gespeisen werden anstatt von derjenigen des Transistors 215. Wenn man dies macht, kann es notwendig werden, einen Abblockkondensator zwischen den Speiseanschlüssen des Schwingkreises 221 einzuschalten, um in der Schleife eine genügende Verstärkung zum Erzeugen einer Schwingung zu erhalten.

Obwohl der Schwingkreis 221 als temperaturmessender Schwingkreis, die Schaltung 200 hingegen als spannungsstabilisierende Schaltung bezeichnet wurde, wird die spannungsstabilisierende Schaltung 200 ebenfalls einen Temperaturgang aufweisen, d. h. ihre Ausgangsspannung wird sich mit wechselnder Betriebsspannung ändern. Streng genommen sollte also die Kombination der spannungsstabilisierenden Schaltung 200 und des Schwingkreises 221 als eine temperaturmessende Schaltung angesehen werden. Es werden die Transistoren der spannungsstabilisierenden Schaltung 200 mit einem sehr geringen Wert des Drainstromes betrieben, so dass der Temperaturkoeffizient der Schwellspannung dieser Transistoren vorherrschend sein wird. Es wird daher die Ausgangsspannung des Spannungsstabilisators dazu neigen, bei fallender Betriebstemperatur zu steigen. Es wird der Spannungskoeffizient der Kombination von Spannungsstabilisator und Schwingkreis einen zusammengesetzten Wert aufweisen, welcher sowohl vom Temperaturkoeffizienten der Spannungsstabilisierungsschaltung wie auch von demjenigen des Schwingkreises abhängt. Da die Ausgangsspannung der spannungsstabilisierenden Schaltung mit fallender Betriebstemperatur steigt, kann dieser Spannungsanstieg die Wirkung der Temperatur auf die Frequenz des Schwingkreises annullieren. Es kann daher in gewissen Fällen die Verwendung einer spannungsstabilisierenden Schaltung zur Speisung des Schwingkreises eine Herabsetzung der Wirksamkeit der Temperaturabstastung bewirken. Dies wird dann geschehen, wenn die in der Spannungsstabilisierungsschaltung und im Schwingkreis verwendeten Feldeffekttransistoren dieselben elektrischen Charakteristiken aufweisen. Diese Schwierigkeit kann dadurch behoben werden, dass die Transistoren der Spannungsstabilisierungsschaltung und diejenigen des Schwingkreises mit verschiedenen Stromwerten betrieben werden. Eine weitere Möglichkeit besteht in der Verwendung von unterschiedlichen Transistoren, beispielsweise solchen mit verschiedenen Kanalbreiten, für die Spannungsstabilisierungsschaltung einerseits und den Schwingkreis andererseits. Eine weitere Lösung dieses Problems besteht in der Verwendung der Ionenanreicherung, um den Transistoren der Spannungsstabilisierungsschaltung und denjenigen des Schwingkreises verschiedene elektrische Kennwerte zuzuordnen. Noch eine weitere Methode zum Beheben dieser Schwierigkeit wird im Zusammenhang mit einer in Fig. 5 gezeigten weiteren Ausführungsform der Erfindung weiter unten besprochen.

Fig. 4A zeigt eine graphische Darstellung der Temperatur/Frequenzcharakteristik eines Schwingkreises, welcher Feldeffekttransistoren umfasst, die in integrierter Schaltung auf einem Plättchen realisiert sind. Die Frequenz f ist längst der Ordinate und die Temperatur θ längst der Abszisse aufgetragen. Es zeigen die Kurven a, b und c die Charakteristiken, welche beim Betrieb der Transistoren des Schwingkreises mit einer hohen, mittleren und niederen Speisespannung erhalten werden. Diese Charakteristiken werden durch die Abhängigkeit der Lebensdauer der Träger von der Temperatur bedingt. Die Charakteristik c ist eine Folge der Ab-

hängigkeit der Schwellspannung des Transistors von der Temperatur, welche dadurch bedingt ist, dass ein kleiner Wert des Drainstromes durch den Transistor fließt.

Fig. 4B zeigt die Steuercharakteristik einer Spannungsstabilisierungsschaltung, wie sie in Fig. 2 gezeigt ist. Es entspricht die Ordinate der Ausgangsspannung V_2 der Schaltung, während die Abszisse der Batteriespannung V_1 entspricht. Die Linie 1 in Fig. 4B deutet die Spannungscharakteristik ohne Stabilisierung an, wie sie wäre, wenn in der Schaltung der Fig. 2 die Transistoren 203 bis 206 und 211 bis 214 durch Widerstände ersetzt würden. Die Linie m zeigt die Beziehung zwischen den am Gate des Transistors 215 und an der Batterie 201 erscheinenden Spannungen. Die Linie n zeigt die Beziehung zwischen den an der Source des Transistors 215 (d. h. zwischen diesem Punkt und V_{dd}) und an der Batterie auftretenden Spannungen.

Die Fig. 5 zeigt eine zweite Ausführungsform einer Kombination von Spannungsstabilisierungsschaltung und temperaturmessendem Schwingkreis. Die Bezugsspannungen 584 und 586 bezeichnen die positive bzw. negative Klemme einer Batterie 502. Der Widerstand 504, welcher ein hochohmiger Diffusionswiderstand ist, ist in Serie mit Feldeffekttransistoren 506, 508, 510, 512 und 514, des n-Kanaltyps in Serie verbunden, wobei Gate- und Drainanschluss jedes Transistors zusammengeschaltet sind, um eine Diode konstanter Spannung zu bilden wie vorangehend im Zusammenhang mit Fig. 2 beschrieben. Die Spannung am Drain des Transistors 510 ist mit dem Gate des Transistors 526 verbunden, welcher an seinem Drainanschluss einen Widerstand 524 aufweist, um eine Quelle mit konstantem Strom zu bilden. Der Drainstrom des Transistors 526 fließt durch einen Satz in seriegeschalteten p-Kanaltransistoren 528, 530 und 532, mit denen die Gate- und Drainanschlüsse ebenfalls verbunden sind. Am Drainanschluss des Transistors 528 kann daher eine stabilisierte Spannung abgegriffen werden, welche am Gate eines p-Kanaltransistors 546 angelegt wird. Ein weiterer Satz von n-Kanaltransistoren 548, 550 und 552, welche ebenfalls als Dioden konstanter Spannung geschaltet sind, ist in Serie mit dem Transistor 546 geschaltet. Es wird die am Drain des Transistors 548 abgegriffene Spannung an einen n-Kanaltransistor 560 angelegt, deren Gate- und Drainanschlüsse miteinander verbunden sind und welcher über einen Widerstand 562 in Serie mit der Batterieklemme 586 geschaltet ist. Demnach bilden die Transistoren 560 und 562 einen Spannungsteiler, und es wird die über dem Widerstand 562 liegende Spannung an das Gate eines weiteren n-Kanaltransistors 574 angelegt, an dessen Drainanschluss ein Widerstand 572 angeschlossen ist, um eine Quelle konstanter Stromes zu bilden. Der Drainstrom des Transistors 574 wird durch in Serie geschaltete p-Kanalfeldeffekttransistoren 580, 578 und 576 geleitet, deren Drain- und Gate-Anschlüsse je miteinander verbunden sind, um Dioden konstanter Spannung zu bilden. Die an der Verbindung zwischen den Transistoren 574 und 576 auftretende Spannung wird an das Gate eines p-Kanaltransistors 590 angelegt, welcher als Quellfolge am negativen Speiseanschluss eines temperaturempfindlichen Schwingkreises 582 angeschlossen ist.

Man sieht, dass, abgesehen vom Schwingkreis 280, die Komponenten der Schaltung der Fig. 5 grundsätzlich ein Paar von in Kaskade geschalteten Spannungsstabilisierungsschaltungen bilden, welche beide von der in Fig. 2 gezeigten und vorangehend beschriebenen Art sind. Diese Kaskadenschaltung garantiert an der Source des Transistors 590 eine ausserordentlich gute Spannungsstabilisierung. Darüber hinaus wird der Spannungsabfall über den Transistor 560 mit abnehmender Betriebstemperatur der Schaltung zunehmen. Dies verhindert, dass der Temperaturgang des temperaturabstastenden Schwingkreises 582 dadurch annulliert wird,

dass die Ausgangsspannung der spannungsstabilisierten Schaltung dazu neigt, mit fallender Temperatur zu steigen. Falls nötig, können zur Verstärkung der beschriebenen Wirkung mehrere temperaturkompensierende Transistoren nach der Art von Transistor 560 verwendet werden.

Die durch den Transistor 560 der Fig. 5 illustrierte Anwendung von temperaturkompensierenden Transistoren in einer Spannungsteilerschaltung gestattet es, auf einem einzigen integrierten Schaltungsplättchen eine Kombination eines Spannungsstabilisators und eines temperaturempfindlichen Schwingkreises unterzubringen, wobei die transistorenenthaltenden Teile des Spannungsstabilisators und des Schwingkreises denselben Aufbau, dieselben elektrischen Kenngrößen und denselben Betriebsstrom haben.

Fig. 6A ist ein Blockdiagramm einer Ausführungsform eines erfindungsgemässen Zeitmessgerätes. Die innerhalb einer gestrichelten Linie gezeichneten Teile sind in der integrierten Schaltung des Hauptplättchens des Zeitmessgerätes enthalten. Ein Taktgeber 410 liefert einem Frequenzteiler 412 ein Referenzsignal. Am Ausgang des Frequenzteilers 412 erscheint ein niederfrequentes Zeitsignal, das an einer Driver-Schaltung 416 angelegt wird, welche Antriebsimpulse zum Antrieb einer analogen Zeitanzeige mit Schrittmotor und Zeigern liefert. Die Einstellung von Vor- und Nachgehen der Zeitmessung kann durch die Änderung von Verbindungen innerhalb eines Datenspeichers 422 bewirkt werden, welcher die Erzeugung von Korrekturimpulsen durch einen Korrekturimpuls-generator 424 steuert. Es werden diese Korrekturimpulse einem Additions-/Subtraktionsschalter 426 zugeführt, in welcher sie einer Folge von aus dem Frequenzteiler 412 stammenden Zeitimpulsen entweder hinzugefügt oder von dieser abgezogen werden. Es werden die Korrekturimpulse entweder addiert oder subtrahiert, in Abhängigkeit davon, ob Anschlüsse im Speicher 422 auf einem hohen oder einem niedrigen Potential liegen.

Eine Spannungsstabilisierschaltung 428 liefert einem als Fühler wirkenden Schwingkreis 430 eine stabilisierte Spannung, damit eine Temperaturbestimmung durch Feststellung der Frequenzschwankungen dieses Schwingkreises 430 durch den Temperaturmesskreis 432 durchgeführt werden kann. Die Steuerung der zur Kompensation von Temperaturveränderungen notwendigen Zeitvor- und -rückstellungen wird durch ein Ausgangssignal von 432 bewirkt, welches an den Korrekturimpuls-generator 424 angelegt wird.

Es zeigt die Fig. 6B ein Blockdiagramm einer Ausführungsform des erfindungsgemässen Zeitmessgerätes. Das Plättchen mit der integrierten Schaltung ist mit 600 bezeichnet. Es bezeichnet 601 einen extern gelegenen Datenspeicher des integrierten Schaltungsplättchens 600, welcher Speicher verwendet wird, um den Gang des Zeitmessgerätes zu korrigieren, d. h. um das Vor- und Zurückstellen der Zeit durch das Setzen von einem oder mehreren Gruppen von Dreistelungsschaltern auf bestimmte Stellungen zu bewirken. Der dabei verwendete Ausdruck «Schalter» wird hier nur gebraucht, um anzudeuten, dass beispielsweise der Anschluss 602A entweder mit dem Anschluss 602B oder mit dem Anschluss 602C verbunden werden kann oder dass er von diesen beiden Anschlüssen getrennt werden kann. Eingangsseitig weist jeder dieser Schalter ein Flip-Flop auf, welches vorgesehen ist, um den Stromverbrauch zu reduzieren, wenn der Eingangsanschluss mit dem H- oder L-Potential verbunden ist. Der Strom wird von einer Batterie 606 geliefert. Eine mit bestimmter Frequenz schwingende Taktgeberschaltung 612 erzeugt ein Referenzsignal von 2^{22} Hz, welches durch einen AT-geschliffenen Quarzkristallschwinger 610 bestimmt wird. Dieses Signal wird einer veränderlichen Frequenzteilerschaltung 614 zugeführt, und über eine Steuerschaltung 616, welche verschiedene Vorgänge innerhalb des integrier-

ten Schaltungsplättchens 600 steuert, ausserdem zu einem Impuls-generator 620 geleitet. Im Impuls-generator 620 wird eine weitere Frequenzteilung durchgeführt, um verschiedene Signale wie A, B und C zu erzeugen, die zusammen mit Daten aus dem Speicher 601 dazu verwendet werden, um den Gang des Zeitmessgerätes auf einem bestimmten Wert zu halten. Der Impuls-generator 620 erzeugt auch niederfrequente Signale mit einer Periode von zwei Sekunden, welche um 180° verschoben sind und als P_A und P_B bezeichnet werden. Diese Signale werden einer Anzeige-Driver-Schaltung 628 zugeführt, um Antriebssignale Q_A und Q_B zum Antrieb des Schrittmotors der analogen Anzeige 608 zu erzeugen.

Es bezeichnet 622 einen Generator zur Erzeugung eines Geschwindigkeitskontrollsignals, welcher Generator zusammen mit Daten aus dem Speicher 601 und mit Signalen vom Impuls-generator 620 zusammenwirkt, um ein Korrektursignal P_{fc} zu erzeugen. Das Korrektursignal P_{fc} wird zur Steuerung der Teilungsrate des Frequenzteilers 614 verwendet. In Abhängigkeit der Stellungen der Schalter 601 und 603 des Speichers 601 werden Korrekturimpulse dem Ausgangssignal der Taktgeberschaltung 612 entweder hinzugefügt oder von diesem abgezogen. Die Frequenz, mit welcher Korrekturimpulse P_{fc} hinzugefügt oder abgezogen werden, wird dadurch bestimmt, welcher der Schalter 601 oder 602 entweder auf das hohe Potential der Batterie 601 (d. h. das Massenpotential der Schaltung) oder auf das niedrige Potential der Batterie 606 (d. h. auf die Spannung V_{ss1}) gesetzt worden ist.

Die Bezugsziffer 601 bezeichnet einen Satz von Grobeinstellungsschaltern, welche mit einem Satz von Eingängen $Jc27$, $Jc9$, $Jc3$ und $Jc1$ für die grobe Frequenzeinstellung verbunden sind. Es bezeichnet 603 einen Satz von Feineinstellungsschaltern, welche mit einem Satz von auf dem integrierten Schaltungsplättchen 600 befindlichen Eingängen $Jf27$, $Jf9$ und $Jf1$ für die Steuerung der Frequenzfeineinstellung verbunden sind. Wenn jedes der Eingangsanschlüsse $Jc27$, $Jc9$, $Jc3$, $Jc1$, $Jf27$, $Jf9$, $Jf3$ und $Jf1$ offen, d. h. unverbunden, ist, dann weist ein solcher Anschluss eine Wellenform mit 1 Hz auf. Es hat jeder dieser Eingänge für grobe und feine Frequenzsteuerung ein Gewicht. Wenn beispielsweise der Eingang $Jf1$ durch den Zustand des Speichers 601 auf das V_{ss1} -Potential gesetzt wird, dann wird die Ganggeschwindigkeit des Zeitmessgerätes um einen Faktor von $4 \cdot 10^{-8}$ herabgesetzt. Wenn der Anschluss $Jf1$ auf das Massenpotential der Schaltung, d. h. auf das hohe Potentialniveau, gesetzt wird, dann wird die Ganggeschwindigkeit um einen Faktor von $4 \cdot 10^{-8}$ erhöht. Dadurch ist eine sehr feine Steuerung des Vor- und Nachgehens möglich. Wenn der Anschluss $Jf27$ auf das niedere Potential der Schaltung gesetzt wird, dann wird die Ganggeschwindigkeit um einen Faktor $108 \cdot 10^{-8}$ herabgesetzt, und falls dieser Anschluss auf das hohe Potential gesetzt wird, dann wird die Ganggeschwindigkeit $108 \cdot 10^{-8}$ (d. h. um 1,08 per Million) erhöht. Desgleichen können, wenn eine gröbere Steuerung der Ganggeschwindigkeit notwendig ist, die Anschlüsse $Jc27$ bis $Jc1$ selektiv entweder auf das hohe oder auf das niedere Potential der Batterie 606 gesetzt werden. Dies gestattet eine Anpassung des Vor- und Nachgehens im Bereich von 1,2 Teilen in 10^{-6} bis 32,4 Teilen in 10^{-6} . Es kann der Eingang $Jf1$ wahlweise mit einem IC-Plättchen eines Zusatzsystems verbunden werden, um die Ganggeschwindigkeit in Abhängigkeit eines Taktsignals Φ_s zu steuern, um eine Temperaturkompensation zu erreichen. Die Eingangsanschlüsse $Jf3$ und $Jf9$ können auch zum Beeinflussen des Schrittmotors verwendet werden, um die Sekunden auf Null zu stellen, um die Zeiger im Uhrzeiger- und im Gegenuhrzeigersinn zu bewegen usw. wie im U.S. Patentschrift 3 948 036 beschrieben. In diesem Fall wer-

den beide Neusetzanschlüsse R_1 und R_2 auf das «H»-Potential gesetzt.

Die Referenzziffer 626 bezeichnet einen Schaltblock, welcher einen Schwingkreis enthält, der verwendet werden kann, um sowohl die Temperatur abzutasten wie auch die Batteriespannung zu bestimmen, indem diese wechselweise mit der Spannung der Batterie 606 und mit der stabilisierten Spannung am Ausgang der Spannungsstabilisierungsschaltung 618 verbunden wird. Es umfasst der Schaltungsblock 626 einen Frequenzteiler mit veränderlichem Teilungsverhältnis, wobei dieses durch Änderung der Verbindungen der Steuerschalter 604 im Speicher 601, welche mit den Steuereingängen $Vr1$ und $Vr3$ des integrierten Schaltungsplättchens 600 verbunden sind, eingestellt werden kann.

Ein Ausgangssignal V_{BL} dieses Schaltungsblockes dient dazu, den Sekundenzeiger der Zeitanzeige 608 einmal je zwei Sekunden weiterzuschalten anstatt mit der normalen Frequenz von 1 Hz, und zwar dann, wenn die Schwingfrequenz des Schwingkreises im Block 626 anzeigt, dass die Batteriespannung unter einem vorgegebenen Wert gefallen ist. Dadurch wird der Benützer des Zeitmessgerätes gewarnt, dass ein Batteriewechsel fällig ist.

Die äusseren Steuerschalter 630 und 632 können zur Durchführung verschiedener Steuervorgänge mit den Steueranschlüssen 629 und 631 verbunden werden.

Es bezeichnet die Bezugsziffer 605 eine Temperaturkompensationsschaltung. Diese empfängt das Ausgangssignal des Frequenzteilers 614 vom Anschluss 635 und das Ausgangssignal des Schwingkreises 626 vom Anschluss V_{RL} (dies während Zeitintervallen, in denen der Schwingkreis 626 mit der stabilisierten Spannung am Ausgang der Stabilisierungsschaltung 618 versorgt wird) und erzeugt Ausgangssignale b , welche an die Steuereingänge $Jf1$ bis $Jf7$ für die Frequenzfeineinstellung angelegt werden. Auf diese Weise kann der Temperaturgang des Zeitmessgerätes, welcher auf der durch die Wirkung der Temperatur auf den Quarzschwinger 610 bedingte Variation der Frequenz des taktgebenden Schwingkreises 612 beruht, völlig kompensiert werden.

Es wird nun auf die Fig. 7A, 7B, 7C und 7D Bezug genommen, welche Teile eines Schaltungsdiagrammes des integrierten Schaltungsplättchens 600 der Fig. 6 zeigen. Die nun folgende Beschreibung dieser Schaltung wird durch Bezugnahme auf die Fig. 8A, 8B, 8C und 8D erleichtert, welche die in der Schaltung der Fig. 7A bis 7D während einer Periode von zwei Sekunden erscheinenden Wellenformen darstellen. Wie in Fig. 7A gezeigt wird, ist der als Taktgeber wirkende Schwingkreis 702 über Anschlüsse $Xt1$ und $Xt0$ mit einem AT-geschliffenen Quarzkristalloszillator 703 verbunden, welcher mit einer verhältnismässig hohen Frequenz von etwa 4 Megahertz schwingt, und es wird das Ausgangssignal einem durch fünf teilenden, dynamischen Frequenzteiler 704 zugeführt. Der Schwingkreis 702 enthält einen Kondensator C7 als Temperaturwiderstand, einen Eingangskondensator C5 und einen Ausgangskondensator C6. Es ist der Schwingkreis 702 in einer weiter unten zu beschreibenden Weise mit einer stabilisierten Spannung versorgt. Das Ausgangssignal des Frequenzteilers 704 wird statischen Frequenzteilern 706, 708 und 710 zugeführt. Die Ausgangssignale der Frequenzteiler 706 und 710 werden an eine Teilungssteuerungsschaltung angelegt, die aus datenverarbeitenden Flip-Flops 722 und 723 und Torschaltungen 720 und 724 besteht. Es ist demnach, wie weiter unten beschrieben, das Teilungsverhältnis zwischen dem Eingang und dem Ausgang des Frequenzteilers 706 nach Massgabe des Korrektursignals Pfc gesteuert. Wenn nämlich das Korrektursignal 1 Hz beträgt, wird das Teilungsverhältnis in der Grössenordnung von $\pm 1,2$ ppm feineingestellt. Um den Stromverbrauch der hochfrequenten Teile der Zeitmessschaltung zu verringern,

sind der Schwingkreis 702 und die Frequenzteiler 704 und 710 mit einer kleineren Spannung als der Rest der Schaltung versorgt, und zwar durch eine Spannungsstabilisierungsschaltung 750. Es ist daher nötig, am Ausgang des Frequenzteilers 710 eine Potentialumwandlung durchzuführen, was mit der Potentialumwandlungsschaltung 726 bewerkstelligt wird. Das potentialverschobene Ausgangssignal wird über die Tore 727 und 729 einem statischen Frequenzteiler 781 zugeführt. Dieser Frequenzteiler 781 erzeugt verschiedene Rechtecksignale θ_9 bis θ_0 , wobei letzteres Signal eine Periode von einer Sekunde hat. Diese Signale werden Toren 782 zugeführt, um Zeitgebersignale A, B, C, D und E zu erzeugen, welche zur Erzeugung von Gewichtssignalen P_1 , P_3 , P_9 und P_{27} gebraucht werden. Letztere werden zur Erzeugung eines Korrektursignals Pfc sowie für das wechselweise Anlegen der Batteriespannung und einer durch die Spannungsstabilisierungsschaltung 750 gelieferten Spannung an einen Schwingkreis 791 verwendet.

Um bei niedriger Speisespannung ein einwandfreies Funktionieren zu gewährleisten, haben die im Inverter 702, in den Frequenzteilern 704, 706 und 708, den Flip-Flops 722 und 723 sowie in den Torschaltungen 720 und 724 verwendeten Transistoren einen niedrigeren Wert der Schwellspannung als die Transistoren, welche in anderen Teilen des integrierten Schaltungsplättchens verwendet werden. Es ist nämlich ersterer Spannungsschwellwert 0,25 V, während der Spannungsschwellwert den anderen Teilen der integrierten Schaltung 0,5 V beträgt. Darüber hinaus beträgt die Dicke des Oxidfilmes der Gate der Transistoren mit niedriger Schwellspannung 300 Angström, während die entsprechende Dicke in Transistoren, welche für andere Teile der integrierten Schaltung verwendet werden, 1000 Angström beträgt. Bei der beschriebenen Ausführungsform der Erfindung wird die Erniedrigung des Schwellwertes durch Änderung von geometrischen Grössen im Aufbau der Transistoren erreicht. Die Transistoren mit einem niedrigen Schwellwert haben eine Kanallänge von etwa 4 Mikron und eine Kanalbreite von etwa 4 Mikron, während die Transistoren in anderen Teilen der Schaltung eine Kanalbreite von 8 Mikron und eine Kanallänge von 8 Mikron aufweisen.

Durch Reduktion von Kanallänge und -breite der Transistoren auf einem integrierten Schaltungsplättchen wird im allgemeinen die Ausbeute an verwendbaren Plättchen bei der Herstellung verringert. Dadurch dass jedoch nur die Kanallänge und -breite der im hochfrequenten Teil der integrierten Schaltung verwendeten Transistoren verkleinert wird, kann die Ausbeuteverschlechterung auf einem Minimum gehalten werden.

Die selektive Herabsetzung des Schwellwertes der Transistoren in den mit hoher Frequenz arbeitenden Teilen der integrierten Schaltung kann auch durch Ionenanreicherung erreicht werden.

Es ist die selektive Behandlung nur der Transistoren, welche sich im hochfrequenten Teil der Schaltung befinden, auch vom Standpunkt der Dicke des Gate-Oxidfilmes wünschenswert. Um Signale kleiner Amplitude zu ermöglichen, ist es notwendig, die Dicke dieses Gate-Oxidfilmes so weit wie möglich herabzusetzen. Dies begünstigt jedoch die Zunahme des Leckstromes der Transistoren, und so ist es wünschenswert, nur in dem Teil der Schaltung einen dünnen Gate-Oxidfilm zu verwenden, in welchen mit hoher Frequenz gearbeitet wird, d. h. in dem Teil der Schaltung, welcher eng mit dem Quarzkristalloszillator zusammenarbeitet.

Die Toren 782 erzeugen auch ein Signal P_{1s} . Dieses wird durch den Inverter 734 invertiert, um ein Signal P_{1s} zu erzeugen, welches mit dem Signal A und mit einem Signal Φ_{-1} in den Toren 784 kombiniert wird, um abwechselungsweise Antriebsimpulse P_B und P_A zu erzeugen. Es haben diese Im-

pulse eine sehr kurze Dauer von 7,8 Millisekunden und je eine Periode von 2 Hz, wobei sie gegenseitig um 180° phasenverschoben sind. Es erzeugen somit die Ausgangsverstärker 785 und 786 die ausgehenden Antriebsimpulse Q_A und Q_B .

Der in vorliegender Ausführungsform verwendete Schrittmotor ist von einem Typ, der angetrieben wird, indem aufeinanderfolgende Impulse Ströme verschiedener Richtung in den Antriebsspulen des Motors verursachen. Anders gesagt, muss, um den Motor in Drehung zu versetzen, zunächst ein Impuls Q_A an einem Ende der Antriebsspule, dann ein Impuls Q_B am anderen Ende der Antriebsspule angelegt werden usw. Wenn zwei Impulse nacheinander am gleichen Ende der Antriebsspule angelegt werden, dann wird der zweite dieser Impulse keine Drehung des Motors bewirken. Aus diesem Grunde kann ein Fehler von einer Sekunde entstehen, wenn der Taktgeber und die dazugehörigen Frequenzteiler aus dem Neuzettzustand gelöst werden, in welchen sie versetzt wurden, um etwa den Sekundenzeiger auf Null zu stellen oder um den Stromverbrauch zu reduzieren, während das Zeitmessgerät mit eingesetzter Batterie gelagert wurde. Es ist daher notwendig, den Phasenzustand der Antriebsimpulse in einem Speicher zu speichern, was mittels des Flip-Flops 783 gemacht wird. Es dienen die Ausgangssignale Φ_{-1} und Φ_{-1} des Flip-Flops 783 dazu, die Phasen der Antriebsimpulse P_B und P_A während des normalen Betriebes des Zeitmessgerätes zu steuern. Während der taktgebende Schwingkreis im Neuzettzustand ist, wird die Phase der Antriebsimpulse, welche dem Neuzettzustand unmittelbar voranging, durch das Flip-Flop 783 gespeichert, so dass, wenn der Neuzettzustand gelöst wird, der nächste erzeugte Antriebsimpuls, nämlich Q_A oder Q_B , derjenige sein wird, welcher geeignet ist, den Schrittmotor des Zeitmessgerätes vorwärts zu schalten, wodurch der Sekundenzeiger des Zeitmessgerätes um eine Sekunde vorgerückt wird. Die Diagramme der Figuren 8A, 8B, 8C und 8D zeigen die während der ersten zwei Sekunden nach dem Lösen des eben beschriebenen Neuzettzustandes in den Schaltungen der Fig. 7A und 7D auftretenden Wellenformen. Für den in den Fig. 8A bis 8D gezeigten Fall ist das Signal Φ_{-1} unmittelbar nach dem Lösen des Neuzettzustandes auf dem niedrigen logischen Potential, wodurch das Antriebssignal P_A während der ersten Sekunde nach dem Lösen des Neuzettzustandes erzeugt wird (obwohl dies nicht in den Fig. 8A bis 8D explizit gezeigt ist). Während des zweiten Sekundenintervalles nach Lösen des Neuzettzustandes ist das Signal Φ_{-1} auf dem hohen logischen Niveau, so dass das Antriebssignal P_B während dieses Zeitintervalles erzeugt wird wie in Fig. 8D gezeigt.

Um den Stromverbrauch weiter zu reduzieren, schwingt der Schwingkreis 791 nicht kontinuierlich, sondern wird durch ein Signal D gesteuert, welches an ein innerhalb der schwingenden Schleife befindliches NAND-Tor 800 angelegt wird, so dass Schwingungen nur in kurzen Stößen erfolgen, d.h. während Zeiträumen von 62,5 Millisekunden einmal pro Sekunde. Dieses wird als das Signal P_{osc} bezeichnet. Um sicherzustellen, dass die Schwingfrequenz vor Beginn der Zählung durch den Zähler 793 eingeschoben ist, wird der oszillierende Signalstoss P_{osc} durch das Tor 794 geführt, welches durch einen Impuls kurzer Dauer $\bar{E}$ gesteuert wird, welcher während des letzten Teiles jedes Signalstosses P_{osc} erzeugt wird. Um schliesslich sicherzustellen, dass das schwingende Signal nur während desjenigen Zeitraumes von 7,8 Millisekunden innerhalb der Ein-Sekunden-Perioden gezählt wird, während welcher die Batteriespannung direkt zur Speisung des Schwingkreises 791 verwendet wird, bewirkt das Signal Φ_{-1} über den invertierenden Eingang eines Tors 805 eine entsprechende Steuerung mittels dieses UND-Tors. Es

wird demnach während der Ein-Sekunden-Intervalle, in welchen die stabilisierte Spannung V_{ss2} vom Ausgang der Schalttransistoren 759 und 760 angelegt wird – d.h. während eine Temperaturabtastung stattfindet – das Tor 805 daran gehindert, ein Signal an die Zählerschaltung 793 zu übermitteln.

Mittels der Signale g_1 und g_3 , welche einzeln oder zusammen über die Tore 794 und nach Massgabe des Zustandes von mit den Steueranschlüssen 715 und 717 verbundenen äusseren Verbindungen zugeführt werden, kann der Stand des Zählers 793 um einen zusätzlichen Wert verändert werden. Die Beziehung zwischen den Stellungen der Steueranschlüsse 715 und 717 und der Anzahl zu korrigierender Impulse ist durch die folgende Tabelle gegeben:

Tabelle

VR1/VR3	L	–	H
L	8	7	6
–	5	4	3
H	2	1	0

wobei

VR1 = Steueranschluss 715

VR3 = Steueranschluss 717

L = niederes logisches Potential

H = hohes logisches Potential

– = offener Zustand.

Es wird der Inhalt des Zählers 793 auf die Abstimmungssignale Φ_{-1} und Φ_{-1} alle zwei Sekunden aufgefrischt.

Die Stabilisierungsschaltung 750 unterscheidet sich von vorangehend beschriebenen Spannungsstabilisierungen – wie etwa diejenige der Fig. 2 – dadurch, dass um eine Reihe von Regulierstufen in Kaskade zu schalten Stromspiegelungsstufen verwendet werden, um eine hohe Güte der Stabilisierung zu erreichen. Stromspiegelungsstufen haben den Vorteil, dass sie bei niedriger Speisespannung verwendet werden können und daher bei Verwendung gewisser Batteriesorten vorteilhaft sind. Es bildet sich über die als Dioden konstanter Spannung geschalteten Transistoren 735 und 736, welche in Serie mit den Widerständen 736 und 737 geschaltet sind, eine Spannung, die an das Gate des Transistors 740 angelegt ist, welcher in seinem Drain-Anschluss einen hochohmigen Widerstand aufweist. Der Drain-Strom des Transistors 740 wird an den Transistor 741 einer Spiegelstromstufe angelegt. Es haben die Transistoren 741 und 742 sehr ähnliche elektrische Charakteristiken, so dass infolge ihrer identischen Gate-Drain-Spannung in bei den ein sozusagen identischer Drain-Strom fliesst. Daher wirkt der Transistor 742 als eine Stromquelle äusserst hoher Impedanz. Der Drain-Strom dieses Transistors 742 wird durch als Dioden konstanter Spannung geschaltete, seriegelgeschaltete Transistoren 743 und 744 geleitet, und die über diese Transistoren auftretende Spannung wird an das Gate eines Transistors 745 angelegt. Am Drain-Anschluss dieses Transistors 745 ist ein strombestimmender Transistor 746 angeschlossen, und dem Drain-Strom dieses letzteren Transistors wird eine aus dem Transistorpaar 747 bestehende zweite Stromspiegelstufe angelegt. Der konstante Strom dieser Stromspiegelstufe durchläuft die in Serie geschalteten Transistoren 752, und die dabei entstehende Spannung wird an das Gate des Transistors 754 angelegt. Es ist am Drain-Anschluss des Transistors 754 ein Trimm-Widerstand 756 angeschlossen, der eingestellt werden kann, um die stabilisierte Ausgangsspannung der Schaltung auf einen vorbestimmten Wert einzustellen.

Es wird der Drain-Strom des Transistors 754 durch eine weitere Stromspiegelstufe 748 geleitet, und der stabilisierte Strom dieser Stufe wird durch die als Dioden konstanter

Spannung geschalteten, seriegelgeschalteten Transistoren 749 durchgeleitet. Die über diese Transistoren entstehende Spannung wird an das Gate des Transistors 751 angelegt, welcher zusammen mit den Transistoren 757, 752, 772, 774 und 776 einen Differentialverstärker bildet. Es wird die Ausgangsspannung dieses Verstärkers an das Gate des Transistors 762 angelegt, und (als negative Rückkoppelung) an das Gate des Transistors 751 zurückgeführt, um mit der am Gate des Transistors 751 erscheinenden und als Referenz dienenden stabilisierten Spannung verglichen zu werden. Dadurch wird eine stabilisierte Spannung V_{ss2} erzeugt und dem Schwingkreis 702 zugeführt. Mittels des Verstärkers 758 wird aus V_{ss2} eine stabilisierte Spannung mit dem kleineren Wert V_{ss3} erzeugt und den Frequenzteilerschaltungen 704, 706, 708 und 710 sowie den Flip-Flops 722 und 723 und den Toren 720 und 724 zugeführt. Die an die Gates der Transistoren 759 bzw. 760 angelegten Signale Φ_1 und Φ_2 führen zur Erzeugung einer Ausgangsspannung V_{ss4} , welche abwechselungsweise während eines Zeitintervalles von einer Sekunde gleich der Batteriespannung V_{ss1} und während eines darauffolgenden Zeitintervalles von einer Sekunde gleich dem Wert der stabilisierten Spannung V_{ss2} ist, wonach sie wieder auf den Wert V_{ss1} geht usw. Die Spannung V_{ss4} wird einem Schwingkreis 791 zugeführt, welcher somit, wie vorangehend beschrieben, zum Abtasten sowohl der Batteriespannung wie der Betriebstemperatur dienen kann.

Es soll nun die Methode zur Erzeugung des Korrektursignales Pfc beschrieben werden. Das Signal Φ_0 ist ein Rechtecksignal mit einer Periode von einer Sekunde. Zusammen mit den Toren 762 und 763 dient das Flip-Flop 761 zur Erzeugung schmaler Impulse Φ_0^+ und Φ_0^- an der vorderen bzw. hinteren Kante des Signals Φ_0 . Es werden diese schmalen Impulse zu Zeitpunkten erzeugt, die durch das am Taktanschluss des Flip-Flops 761 angelegte Signal Φ_{12} genau bestimmt sind. Dieses Signal ist das Ausgangssignal der letzten Stufe des Frequenzteilers 710 nach einer Potentialverschiebung, welches am Ausgang des Tors 729 erscheint. Es werden die Signale Φ_0^+ und Φ_0^- an die Setz- und Neusetzanschlüsse einer Gruppe von Setz-/Neusetz-Flip-Flops (welche im folgenden als FFs bezeichnet werden) angelegt. Es bezeichnet die Bezugszahl 744 beispielsweise einen dieser Flip-Flops, welche die durch Bezugszahl 796 gekennzeichnete Schaltung aufweisen. Wenn beispielsweise der Anschluss 797 auf das niedrige logische Potential der Schaltung (das L-Potential) gelegt wird, dann wird der Q-Ausgang von FF 774 auf dem L-Potential gehalten. Wenn der Anschluss 797 mit dem hohen logischen Potential der Schaltung (dem H-Potential) verbunden ist, dann wird der Ausgang Q von FF 774 auf dem H-Potential gehalten. Falls jedoch der Anschluss 797 freischwebend belassen wird, dann wird der Q-Ausgang von FF 774 durch jeden Φ_0^+ Impuls auf das H-Potential gesetzt und durch den darauffolgenden Φ_0^- Impuls auf das L-Potential neu gesetzt, so dass am Q-Ausgang von FF 774 ein Rechtecksignal mit derselben Frequenz wie das Signal Φ_0 , aber mit einer durch Φ_{12} bestimmten Phase erscheint. Das Ausgangssignal jedes Flip-Flops der Art 774 wird an einem Eingang eines exklusiven ODER-Tores von der mit 795 bezeichneten Art angelegt, dessen innere Schaltung durch die Bezugsziffer 792 bezeichnet ist. Das Signal Φ_0 wird dem anderen Eingang des exklusiven ODER-Tores zugeführt. Demzufolge ist das Ausgangssignal des exklusiven ODER-Tores ein Rechtecksignal mit einer Periode von einer Sekunde, dessen Phase um 180° variiert, je nachdem ob der entsprechende Steueranschluss (wie etwa der Anschluss 797) auf dem Potential H oder L steht. Im Falle der Schaltungen für die Grobeinstellung wird dieses Rechtecksignal einem Satz von UND-Toren zugeführt, deren Ausgänge mit einem gemeinsamen ODER-Tor verbunden sind, das mit

801 bezeichnet ist. Die Signale P27, P9, P3 und P1, deren Wellenformen in den Fig. 8A, 8B, 8C und 8D gezeigt sind, werden an die anderen Eingänge der UND-Tore von 801 geführt. Das Ausgangssignal des gemeinsamen ODER-Tores wird dem Eingang eines NAND-Tores 803 zugeführt und in diesem Tor mit den Signalen Φ_8 und Φ_7 kombiniert, um das Signal $\bar{P}_c$ zu erzeugen. Man sieht, dass die Anzahl pro Sekunde stattfindender Übergänge von einem Potential zum anderen des Signals $\bar{P}_c$ davon abhängt, welches der beiden gewichteten Eingangsanschlüsse JC27 bis JC1 mit dem H- bzw. dem L-Potential verbunden sind. Man sieht auch, dass die Phase der logischen Potentialübergänge dadurch bestimmt ist, ob die entsprechenden Anschlüsse mit dem Potential H oder L verbunden sind. Wenn nämlich die gewichteten Eingangsanschlüsse JC27 bis JC1 mit dem Potential H oder L verbunden sind, dann verändert sich das Zeitintervall T, während welchem die Antriebssignale Q_A und Q_B erzeugt werden, geringfügig, weil der Stoss des Signals PfcC (siehe Fig. 8E) erzeugt wird, wenn die Eingangsanschlüsse JC27 bis JC1 gesteuert sind. Wenn die Eingangsanschlüsse Jf27 bis Jf1 mit dem Potential H oder L verbunden sind, dann wird der Stoss des Signals PfcJ, wie in Fig. 8E gezeigt, alle 30 Sekunden 2 Sekunden nach dem Lösen des Neusetzzustandes erzeugt. Demnach verändert sich das Zeitintervall T, in welchem die Antriebssignale Q_A und Q_B erzeugt werden.

Es kann auch eine Feineinstellung zwecks Beschleunigung oder Verlangsamung des Ganges des Zeitmessgerätes durchgeführt werden, indem über den Eingangsanschluss Jf1 ein differenzierter Eingangssignalimpuls zugeführt wird.

Dieser differenzierte Impuls kann auch verwendet werden, um unter Verwendung des IC-Plättchens eines zusätzlichen Systems eine Temperaturkompensation durchzuführen.

Es sind in folgender Tabelle die Phasenzuordnungen der Frequenzanpassungssignale mit den entsprechenden Eingängen und den zugehörigen Gangänderungen in Beziehung gesetzt:

Phasenzuordnungssignale	Eingaben	Gang
$\Phi_8 \Phi_7 \bar{\Phi}_0 = 1$	durch Wahlsystem	beschleunigt
$\Phi_8 \bar{\Phi}_7 \bar{\Phi}_0 = 1$	durch Jf1-Jf27	beschleunigt
$\bar{\Phi}_8 \bar{\Phi}_7 \bar{\Phi}_0 = 1$	durch Jc1-Jc27	beschleunigt
$\Phi_8 \Phi_7 \Phi_0 = 1$	durch Wahlsystem	verlangsamt
$\Phi_8 \bar{\Phi}_7 \Phi_0 = 1$	durch Jf1-Jf27	verlangsamt
$\bar{\Phi}_8 \bar{\Phi}_7 \Phi_0 = 1$	durch Jc1-Jc27	verlangsamt

Diese Zuordnungen sind gewählt worden, um eine unabhängige Steuerung der Ganggeschwindigkeit zu ermöglichen.

Die gewichteten Signale P_1 bis P_{27} werden phasenverschoben zu den Antriebssignalen erzeugt wie im folgenden angegeben:

$$\begin{aligned}
 P_1 &= ABC = \Phi_1 \bar{\Phi}_2 \Phi_3 \Phi_4 \Phi_5 \Phi_6 \\
 P_3 &= A\bar{B}\bar{C} = \Phi_1 \Phi_2 \Phi_3 \Phi_4 (\Phi_5 \bar{\Phi}_6) \\
 P_9 &= A\bar{B}\bar{C} = \Phi_1 \bar{\Phi}_2 (\Phi_3 \bar{\Phi}_4) (\Phi_5 \bar{\Phi}_6) \\
 P_{27} &= A\bar{B}\bar{C} = \bar{\Phi}_1 \bar{\Phi}_2 (\Phi_3 \bar{\Phi}_4) (\Phi_5 \bar{\Phi}_6)
 \end{aligned}$$

Es werden die gewichteten Signale P_1 bis P_{27} mit den Phasenzuordnungssignalen kombiniert, um das Frequenzeinstellungssignal Pfc zu erhalten.

Es dient die Zählschaltung 771, zusammen mit den Toren 772 und 773, zur Erzeugung eines Signals P_{02s} , welches über das NAND-Tor 804 als Tor für das Ausgangssignal der UND- und ODER-Toren 802 der Feineinstellschaltung dient. Das Signal P_{02s} hat eine Dauer von einer Sekunde und tritt alle 30 Sekunden auf, wobei es beginnswise zwei Sekunden nachdem der Zähler 771 durch das Signal R4 neu

gesetzt wurde stattfindet. Während dieses Zeitraumes von einer Sekunde tritt das Ausgangssignal P_F des NAND-Tores 804 auf und wird an den Eingang des NOR-Tores 807 angelegt. Es erscheint demnach am Ausgang des UND-Tores 808 ein Signal P_{FCD} , welches aus einem Stoss von Impulsen besteht, die während einer Sekunde innert je 30 Sekunden erscheinen, und zwar wenn einer oder mehrere der Frequenzsteuereingänge JF27, JF9, JF3 oder JF1 entweder mit dem Potential H oder mit dem Potential L verbunden worden ist oder sind.

Es wird das Signal P_{FCD} an den Dateneingang des datenverarbeitenden Flip-Flops 809 angelegt, an dessen Takteingang das Signal Φ_{12}^* anliegt. Letzteres Signal wird durch Anwendung eines exklusiven ODERs auf die Signale Φ_0 und Φ_{12} erhalten. Demnach wird das Korrektursignal P_{FC} aus dem Ausgang von FF 809 abgeleitet.

Das Ausgangssignal des Schwingkreises 791 wird durch einen Potentialverschieber 792 und durch die erste Teilungsstufe des Frequenzteilers 806 durchgegeben und weist einen kurzen Stoss von Impulsen Osc (siehe Fig. 8F) auf, welcher einmal pro Sekunde zu einem durch den Impuls D bestimmten Zeitpunkt auftritt. Es schwingt der Schwingkreis 791 nach Erzeugung jedes Antriebssignals Q_B während etwa einer halben Sekunde, wobei die Schwingfrequenz von der Batteriespannung abhängt, so dass diese Batteriespannung abgetastet wird. Es ist der Schwingkreis 791 mit einer stabilisierten Spannung V_{SS2} versorgt, um während eines Zeitraumes von etwa einer halben Sekunde nach jedem Antriebssignal Q_A zu schwingen, wobei die Schwingungsfrequenz eine von der Spannung unabhängige Temperaturinformation darstellt. Man sieht also, dass der Schwingkreis 791 sowohl die Bestimmung der Batteriespannung wie die Abtastung der Betriebsspannung übernimmt. Besagte Stösse von Impulsen werden von den Toren 793 an die Tore 794 weitergegeben und werden weiterhin durch die Steuerimpulse g_1 und g_3 kontrolliert, bevor sie durch das UND-Tor 805 geleitet werden. Das Signal Φ_{-1} steuert das UND-Tor 805 so, dass dieses Tor nur dann schwingende Impulse weitergibt, wenn die Batteriespannung am Schwingkreis 791 anliegt, d.h. in den Zeiträumen, während denen der Spannungswert abgefragt wird. Das Ausgangssignal des UND-Tores 805 wird einem Zähler 793 zugeführt, welcher durch das Ausgangssignal eines NAND-Tores 811 alle zwei Sekunden neu gesetzt wird. Falls die Frequenz des Schwingkreises 791 in den Zeiträumen, in welchen die Batteriespannung daran anliegt, unterhalb eines bestimmten Wertes fällt, dann verbleibt der Q-Ausgang der letzten Stufe des Zählers 793 auf dem Potential L (d.h. im neugesetzten Zustand) zu einem Zeitpunkt, welcher dazu führt, dass das UND-Tor 812 (in Fig. 7B) ein Abtastsignal P_{AD} erzeugt. Dies bewirkt, dass ein Antriebsimpuls P_A erzeugt wird, und zwar gerade vor dem nächsten Antriebsimpuls P_B , welcher dadurch bedingt ist, dass das Signal $\bar{V}_{BL}$ auf dem L-Potential ist. Das Potential L des Signals $\bar{V}_{BL}$ unterdrückt den normalen P_{AN} -Impuls am Ausgang des UND-Tores 819. Dadurch wird bewirkt, dass der Sekundenzeiger des Zeitmessgerätes in alle zwei Sekunden wiederkehrenden Doppelschritten angetrieben wird. Dadurch wird angezeigt, dass die Batteriespannung sich unter einem vorbestimmten Wert befindet.

Während der Zeiträume, in denen der Schwingkreis 791 durch die stabilisierte Spannung V_{SS2} angetrieben wird, ist das Ausgangssignal des Schwingkreises 791 auch am Ausgang eines UND-Tores 813 erhältlich. Daher liefert dieses Signal eine Temperaturinformation, welche dazu verwendet werden kann, das Zeitmessgerät gegenüber durch Temperaturschwankungen des Schwingkristalles bedingtes Vor- oder Nachgehen zu kompensieren. Während des normalen Betriebes des Zeitmessgerätes ist das potentialverschobene

Ausgangssignal des Frequenzteilers 710 am Anschluss 728 erhältlich.

Es werden die durch die äusseren Schaltanschlüsse 792 und 793 auf das H-Potential gebrachten Signale R1 und R2 zu Prüf- und Einstellzwecken verwendet. Wenn R1 allein auf das H-Potential gesetzt wird, dann bewirkt ein Ausgangssignal des NAND-Tores 650, dass die Torschaltungen 816 und 817 den Sekundenzeiger neu setzen. Falls R1 über einen Widerstand mit einem Potential verbunden ist, welches etwas höher als V_{SS1} ist, dann ist es möglich, das Korrektursignal P_{FC} zu beobachten. Falls R2 allein auf das Potential H gesetzt wird, wird das Ausgangssignal des Potentialverschiebers 726 am Durchgang durch die Tore 727 und 729 verhindert, so dass ein externes Prüfsignal von 2048 Hz an den Frequenzteiler 781 angelegt werden kann. Wenn sowohl der Prüfanschluss 728 wie auch der Neusatzanschluss R2 auf V_{SS1} gesetzt werden, dann kann die Spannungsstabilisierung kurzgeschlossen werden. Wird der Prüfanschluss 728 über eine Kapazität von $10^{-3}F$ geerdet und R2 auf V_{SS1} gesetzt, dann können Ausgangscharakteristiken wie etwa Impedanz oder Rauschen verbessert werden. Falls sowohl R1 wie R2 auf das Potential H gesetzt werden, können Prüfsignale an die Eingänge JF9 und JF3 angelegt werden, welche als Signale M_B und M_A durch die Tore 816 bzw. 817 erzeugt werden. Dies bewirkt, dass die Antriebsverstärker 786 und 785 entsprechende Antriebssignale an den Ausgängen erzeugen, so dass die zeitanzeigenden Zeiger mit einer willkürlichen Geschwindigkeit angetrieben werden können, sei es zu Prüfzwecken, sei es, um eine vorbestimmte Stellung zu erreichen.

Es kann das Ausgangssignal des Schwingkreises 791 zur Kompensation von temperaturbedingtem Vor- und Nachgehen verwendet werden, indem die integrierten Schaltungsplättchen, deren Schaltungen in den Fig. 7A bis 7D gezeigt sind, auch für die in der US-Patentschrift 4 094 137 gezeigte Weise mit einer temperaturkompensierenden, integrierten Schaltung verbunden werden. Das Blockdiagramm der Fig. 7E zeigt ein Beispiel einer solchen integrierten Schaltung. Es ist in Fig. 7E der Anschluss 820 mit dem Anschluss 728 der Fig. 7A verbunden, um das Ausgangssignal des Potentialverschiebers 726 zu empfangen. Dieses Signal wird einer Zähschaltung 822 zugeführt, dessen Ausgangssignal an einen Decoder 823 angelegt wird, um verschiedene Steuersignale zu erzeugen.

Das Steuersignal 814 des Decoders 823 gestattet es, dass am Anschluss 820, welcher mit dem Anschluss 719 der Fig. 7D verbunden ist, um das Ausgangssignal des Schwingkreises 791 während der temperaturabtastenden Zeiträume zu erhalten, erscheinenden Impulse während vorbestimmter Zeitintervalle durch das UND-Tor 822 zu gehen. Am Ende jedes dieser Zeitintervalle, während denen das Ausgangssignal des UND-Tores 822 durch einen Zähler 824 gezählt wird, wird der Stand des Zählers 824 durch den Decoder 826 gezählt, und der decodierte Wert wird auf ein Steuersignal 818 hin in einer Speicherschaltung 828 gespeichert. Dann wird die Zähschaltung 824 neu gesetzt, und es kann ein neuer Zyklus beginnen. Es sind der Decoder 826 und die Speicherschaltung 828 so eingerichtet, dass, wenn der Stand des Zählers 824 auf einem bestimmten, einer Bezugstemperatur entsprechenden Wert bleibt, die Ausgänge 830, 832 und 834 im schwebenden Zustand verbleiben. Falls der Zählerstand des Zählers 824 unter diesen Bezugswert fällt, geht der Ausgang 830 auf das Potential H. Wenn der Zählerstand weiterhin abfällt, dann geht der Ausgang 832 auf das Potential H, und es kehrt 830 in den schwebenden Zustand zurück, und sofern der Zählerstand von 824 weiter abnimmt, gehen sowohl 830 wie auch 832 auf das Potential H. Anders gesagt, es sind 830, 832 und 834 zwanglos. Der Ausgang 830

ist mit dem Steueranschluss 707 der Fig. 7D verbunden, 832 ist mit dem Anschluss 705 verbunden, und Anschluss 834 ist mit dem Steueranschluss 703 verbunden. Es sind also die Anschlüsse 830 und 834 mit den Feineinstell-Steureingängen niederer Ordnung der Schaltung der Fig. 7A bis 7D verbunden. Auf diese Weise erfolgt bei Änderungen der Betriebstemperatur eine Kompensation. Falls der Stand des Zählers 824 über einen bestimmten Bezugswert steigt, werden ein oder mehrere der Anschlüsse 830 bis 834 der Fig. 7E auf das Potential L gesetzt, dergestalt, dass eine Korrektur in entgegengesetzter Richtung durchgeführt wird, d. h., dass eine Verlangsamung des Ganges des Zeitmessgerätes bewirkt wird.

Die Fig. 9A zeigt ein Beispiel einer Flüssigkristallanzeige, dessen Stellen- und Segmentelektroden in Matrix-Form angeordnet sind. Es bezeichnen D_1 – D_4 bzw. S_1 – S_{N+1} in der Fig. 9A die Stellen- bzw. Segmentelektroden. Um ein beliebiges Anzeigesegment S_{ij} ($i = 1, 2, 3, 4; j = 1, 2, \dots, N+1$) am Kreuzungspunkt der Stellen- und Segmentelektroden anzuregen, muss der quadratische Mittelwert der über Stellen- und Segmentelektroden angelegten Spannung grösser als der Schwellwert V_{TLC} zur Anregung des Flüssigkristalls sein. Um das Anzeigesegment S_{ij} abzuschalten, muss der quadratische Mittelwert der über Stellen- und Segmentelektroden angelegten Spannung kleiner sein als die Schwellwertspannung V_{TLC} . Diese Schwellwertspannung V_{TLC} des Flüssigkristalls steigt mit abnehmender Umgebungstemperatur. Um einen hohen Kontrast des Anzeigesegments beizubehalten, muss die Antriebsspannung bei niedriger Umgebungstemperatur erhöht werden. Die Fig. 9M zeigt die Beziehung zwischen dem Spannungsschwellwert V_{TLC} und der Temperatur (θ), während die Fig. 9N die Beziehung zwischen der Speisespannung V_{LC} und dem Kontrast C der Anzeige veranschaulicht.

Die Fig. 9B zeigt die Elektrodenanordnung für die Darstellung eines alphanumerischen Zeichens mit sieben Anzeigesegmenten.

Fig. 9C ist ein Blockdiagramm eines Zeitmessgerätes mit einer Antriebsschaltung für ein Flüssigkristall. Es bezeichnet 902 eine Energiequelle, 904 eine Zeitmessschaltung, 906 eine Verstärkerschaltung, 908 einen Spannungsteiler, 910 eine Antriebsschaltung und 912 eine Anzeigeanordnung. Wie schon erwähnt, kann der Spannungsteiler 908 eine Kombination von Kondensator und Feldeffekttransistor oder einen Widerstand aufweisen.

Die Fig. 9H zeigt die Wellenform von Stellenanregungs- und Segmentanregungssignalen, welche durch die Anregungsschaltung 912 der Fig. 9C erzeugt werden. Es bezeichnen S_{0000} und S_{1111} Segmentanregungssignale, während D_1 – D_4 Stellenanregungssignale bezeichnen. Wenn $S_i = S_{0000}$, dann verbleiben alle Anzeigesegmente an den Kreuzungspunkten der S_i -Segmentelektrode und der Stellenelektroden D_1 – D_4 AUS, d. h. im nicht anzeigenden Zustand. Wenn $S_i = S_{1111}$, dann werden alle Anzeigesegmente an diesen Kreuzpunkten eingeschaltet. Es kann also das Segmentantriebssignal S_i selektiv 16 verschiedene Zustände (ein/aus) der Anzeigesegmente bezeichnen, welche sich an den vier Schnittpunkten der Segmentelektrode S_i und der Stellenelektrode D_1 – D_4 befinden.

Wie in Fig. 9I gezeigt, werden die Stellenanregungssignale D_1 – D_4 und die Segmentanregungssignale S_1 – S_4 für eine bestimmte Phase auf niedrigen Spannungen gehalten werden, um sowohl die EIN-Spannungen V_{ON} wie auch die AUS-Spannungen V_{OFF} herabzusetzen. Die Fig. 9J zeigt das Diagramm einer Wellenform, in welchem nur die Anregungssignale D_1 – D_4 moduliert sind.

Die Fig. 9K zeigt das Diagramm einer Wellenform bei verringertem Spannungspotential sowohl der Stellen- wie

der Segmentanregungssignale. Der in den Fig. 9I und 9K gezeigte Spannungsabfall kann durch Modulation der Energieversorgungsschaltung in Abhängigkeit einer Temperaturinformation erreicht werden.

Es kann die in den Fig. 9J und 9K gezeigte Modulation des Signals D oder des Signals S allein in Abhängigkeit der Temperatur durch die Anregungsschaltung bewirkt werden. Üblicherweise wird das modulierte Stellenanzeigesignal D_1 – D_4 durch eine Anregungsschaltung erzeugt, die einen grossen Antriebskondensator aufweist, während das modulierte Segmentanregungssignal S_1 – S_{N+1} durch eine Anregungsschaltung mit einem verhältnismässig kleinen Antriebskondensator erzeugt werden kann. Es kann effektiv die Quellspannung mit einer geringen Anzahl von Modulierelementen moduliert werden.

Figur 9D zeigt ein Beispiel eines Schaltungsdiagrammes, welches eingerichtet ist, um die Stellen- und Segmentantriebssignale zu modulieren, welche an die Stellen- und Segmentelektroden anzulegen sind. Zur Vereinfachung ist darin die Zeitmessschaltung und die Anzeigeeinrichtung ausgelassen worden, und gleiche Teile tragen dieselben Bezugswerte wie in der Fig. 9C. Es ist in Fig. 9D eine Modulierschaltung 913 zwischen der Verstärkerschaltung 906 und einem Spannungswandler oder Spannungsteiler 908 zwischengeschaltet. Die Modulationsschaltung 913 umfasst einen ersten Widerstand 913a und einen zweiten Widerstand 913b, welche in Serie über die Ausgangsleitungen 906a und 906b der Verstärkerschaltung 906 geschaltet sind. Es ist ein Schaltorgan 913c vorgesehen, welches auf ein von der vorangehend beschriebenen Temperaturabtastschaltung geliefertes Temperaturinformationssignal V_{0H} reagiert. Das Schaltorgan 913c wird in Abhängigkeit des Temperaturinformationssignals geöffnet und geschlossen, so dass die durch die Anregungsschaltung 910 hervorgebrachten Amplituden von Stellen- und Segmentanregungssignalen einen optimalen Wert zur Erreichung eines hohen Anzeigecontrastes annehmen.

Die Fig. 9E zeigt ein weiteres Beispiel eines Schaltungsdiagrammes zur Modulation der Stellen- und Segmentanregungssignale, wobei gleiche Teile dieselben Bezugswerte wie in der Fig. 9D tragen. In der Fig. 9E umfasst eine Modulationsschaltung 915 ein Schaltorgan 917 und eine Steuereinheit 919, welche auf das Temperaturinformationssignal V_{0H} und Ausgangssignale von der Anregungsschaltung 910 reagieren, um die Betätigung des Schaltorgans 917 zu steuern, womit die Impulsbreite jedes Stellen- und Segmentanregungssignals auf die in den Fig. 9I und 9J gezeigte Weise moduliert werden kann.

Die Fig. 9F zeigt ein weiteres Beispiel einer Schaltung, welche eingerichtet ist, um in Abhängigkeit der Temperaturinformation modulierte Stellen- und Segmentanregungssignale zu liefern. Es ist in Fig. 9F zwischen der Spannungsumwandlungsschaltung 908 und der Anregungsschaltung 910 eine Modulierschaltung 916 vorgesehen, um in Abhängigkeit der Temperaturinformation die Verbindungen zwischen der Energiequelle und der Anregungsschaltung 910 zu schalten.

Die Fig. 9G zeigt ein weiteres Beispiel einer Schaltung mit einer Speiseschaltung 940, einer ersten und einer zweiten Anregungsschaltung 920 und 930, welche mit der Speiseschaltung 940 verbunden sind. In der gezeigten Schaltungsanordnung liefert die erste Anregungsschaltung Stellenanregungssignale, und die zweite Anregungsschaltung 930 liefert Segmentanregungssignale. Es haben die Segmentanregungssignale eine von derjenigen der Stellenanregungssignale verschiedene Spannung. Die Fig. 9J zeigt das Diagramm einer Wellenform von Stellenanregungssignalen, von denen jedes zwischen den Potentialen V und O variiert, und

Segmentanregungssignalen, von denen jedes zwischen den Potentialen 2V und 0 variiert. Die Schaltkreise 913C, 917 und 916 des in den Fig. 9D–9G gezeigten Anregungssystems können durch Feldeffekttransistoren betrieben werden.

Zurückkommend auf Fig. 9D, wird eine Erhöhung der Temperatur durch eine Schaltung festgestellt, welche ähnlich den im Zusammenhang mit Fig. 7D beschriebenen Schaltungen 793 und 794 ist. Ein über den Anschluss 719 der Fig. 7D erhaltendes Impulssignal wird ähnlich wie $\overline{V_{BL}}$ durch einen Frequenzdetektor verarbeitet, welcher den oben erwähnten ähnlich ist, um ein Temperaturinformationssignal V_{0H} zu erhalten. Dieses Impulssignal V_{0H} schaltet den Schalter 913c auf die Seite niederen Potentials L.

Es ist in der Fig. 9E eine Steuereinheit oder Modulationsantriebsschaltung 919 vorgesehen, welche auf das Signal V_{0H} hin einen Schalter 917 betätigt, so dass dieser für eine bestimmte Phase die Stellung L und für die andere Phase die Stellung H einnimmt, und zwar synchron mit den Ausgangssignalen der Anregungsschaltung 910. Es wird die geteilte Eingangsspannung durch die Schaltungen 917 und 919, wie in Fig. 9I gezeigt, synchron mit den Ausgangssignalen der Anregungsschaltung 910 moduliert.

Fig. 10A zeigt eine Ausführungsform des oben erwähnten Spannungswandlers 908. Die Wellenformen der Fig. 10H stellen die durch diesen Wandler 908 erzeugten Ausgangssignale dar.

Bezugnehmend auf Fig. 10A, werden in einer ersten Phase die Schalter A_1 und A_2 eingeschaltet und die Schalter B_1 , B_2 , C_1 und C_2 ausgeschaltet, so dass die Kondensatoren C_B , C_A und C_C zum Aufladen in Serie geschaltet werden. In einer zweiten Phase werden die Schalter B_1 und B_2 zur Erzeugung einer Parallelschaltung der beiden Kondensatoren C_A und

C_B eingeschaltet, wodurch die Potentialunterschiede allgemein gemittelt werden. In der Zwischenzeit werden die Schalter A_1 , A_2 , C_1 und C_2 nichtleitend gemacht. In einer dritten Phase werden die Schalter A_1 und A_2 leitend gemacht, so dass die Kondensatoren C_A , C_B , und C_C in Serie geschaltet sind. Die Schalter B_1 , B_2 , C_1 und C_2 werden ausgeschaltet. In einer vierten Phase werden die Schalter C_1 und C_2 eingeschaltet, der Kondensator C_A parallel zum Kondensator C_B geschaltet, und daher wird die Potentialdifferenz jedes des Kondensators zusammen mit den anderen gemittelt, und es werden die Schalter B_1 , B_2 , A_1 und A_2 ausgeschaltet.

Die eben beschriebenen Vorgänge werden wiederholt, bis eine Spannung von $1/3 (V_{DD} - V_{SS})$ generell über P_{DD} , P_1 , P_3 und P_{SS} erscheint. Es tritt somit die geteilte Spannung ständig an den Anschlüssen P_1 und P_3 auf. Obwohl das Auslassen der dritten Phase zulässig ist, sollte diese dritte Phase doch vorzugsweise vorhanden sein, um den Potentialunterschied zwischen P_{DD} und P_1 mit demjenigen zwischen P_3 und P_{SS} auszubalancieren.

Die Wellenformen der Fig. 10H zeigen eine Bildungsart eines Signals Φ_{A1} , welches die erste und dritte Phase bestimmt, eines Signals Φ_{B1} , welches die zweite Phase bestimmt, und eines Signals Φ_{C1} , welches die vierte Phase bestimmt. Die Wellenformen Φ_{B2} , Φ_{C2} und Φ_{A2} bezeichnen Signale, welche den Signalen Φ_{B1} , Φ_{C1} und Φ_{A1} entsprechen und welche erscheinen, wenn die Phase gesetzt wird, welche alle Schalter A_1 – C_2 ausschaltet. Die in der Fig. 10A gezeigten Schalter werden bei hohem Potential der Signale Φ_{A1} – Φ_{C1} eingeschaltet.

Es zeigen die Fig. 10B–10G je ein, Feldeffekttransistoren enthaltendes Beispiel der Schalter A_1 , A_2 , B_1 und C_2 .

Fig. 1

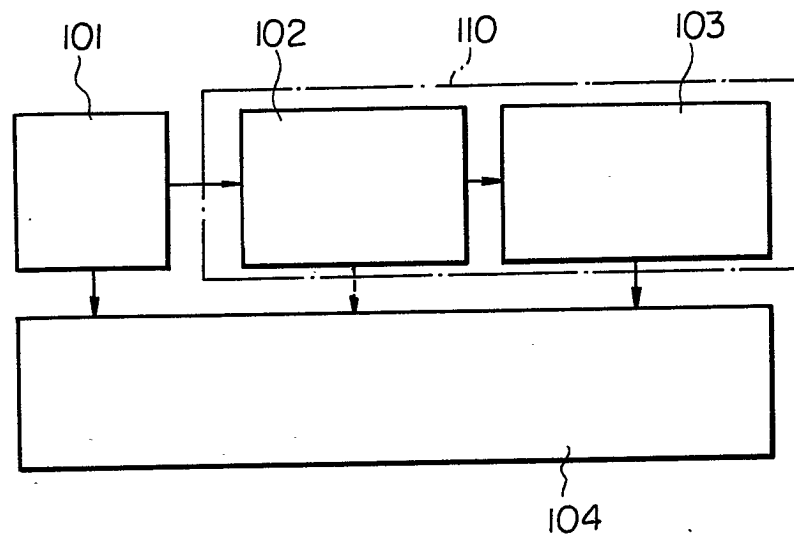


Fig. 3

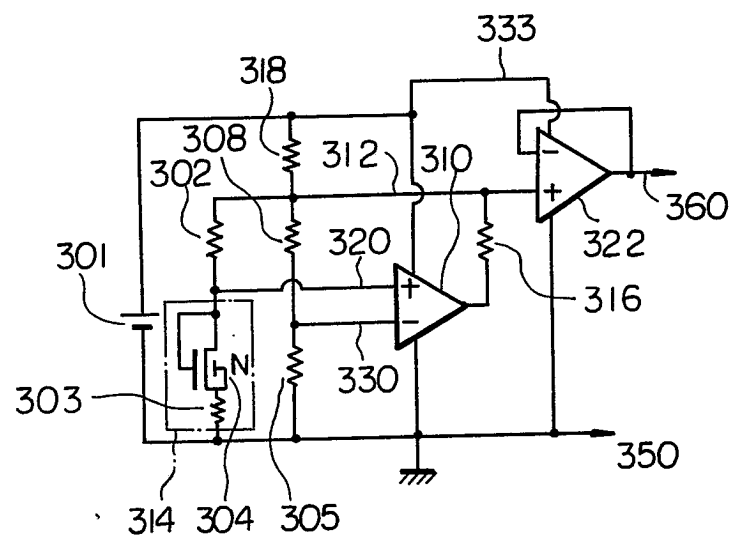


Fig. 2

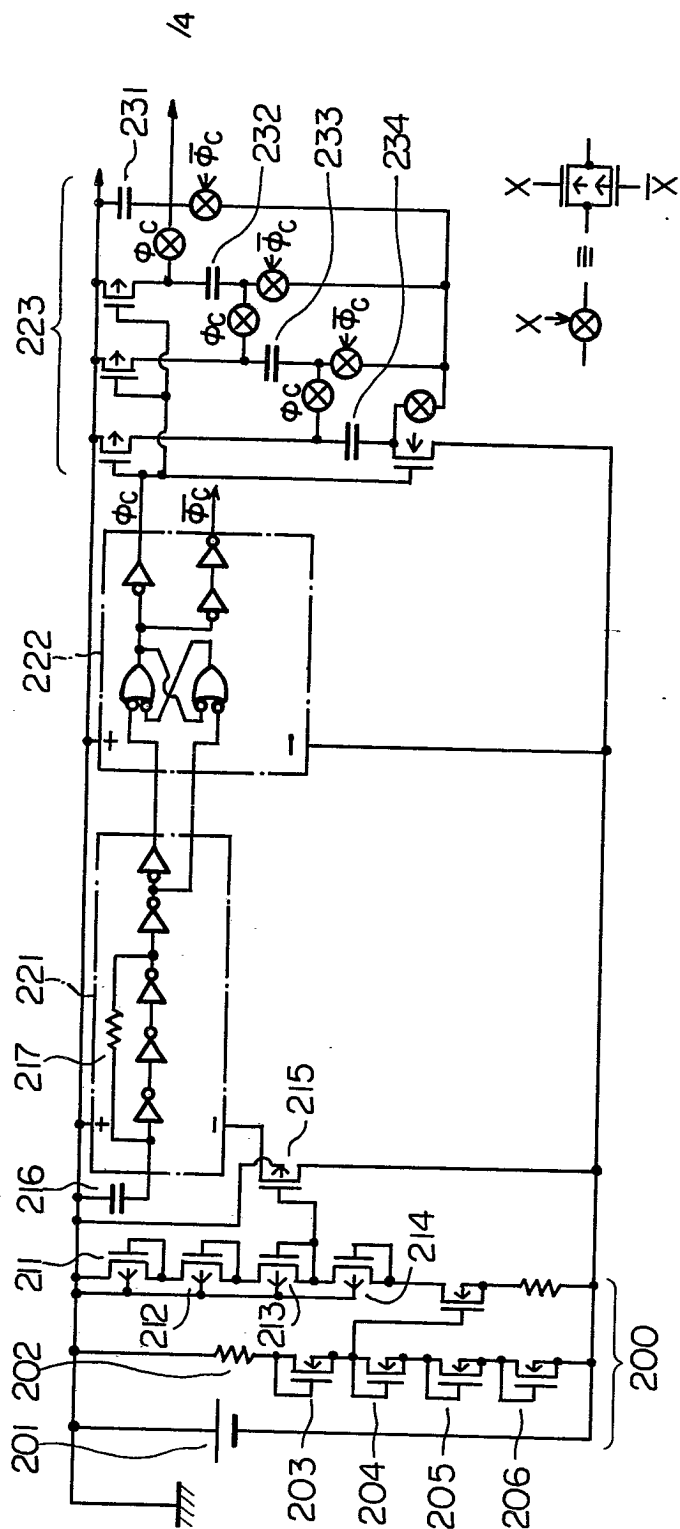


Fig. 4 A

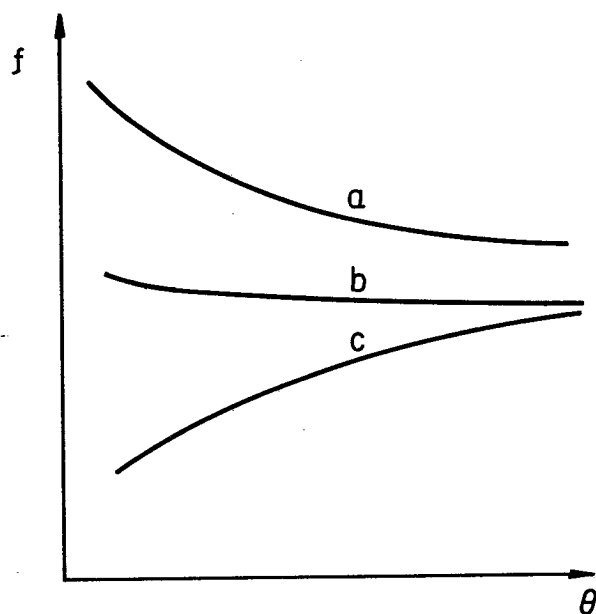


Fig. 4 B

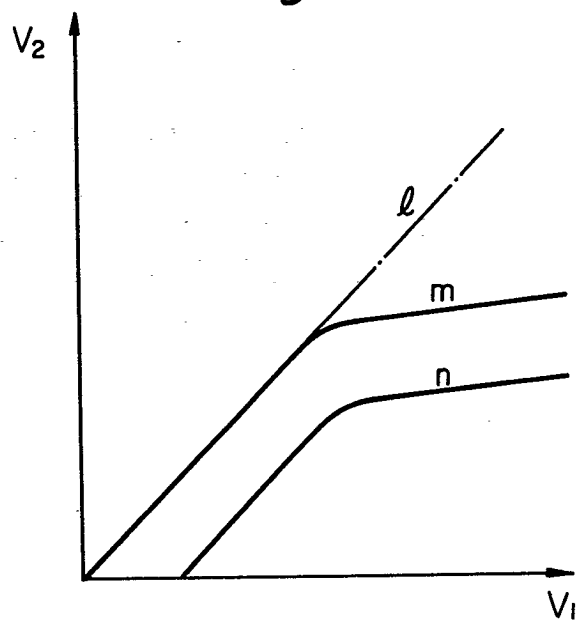
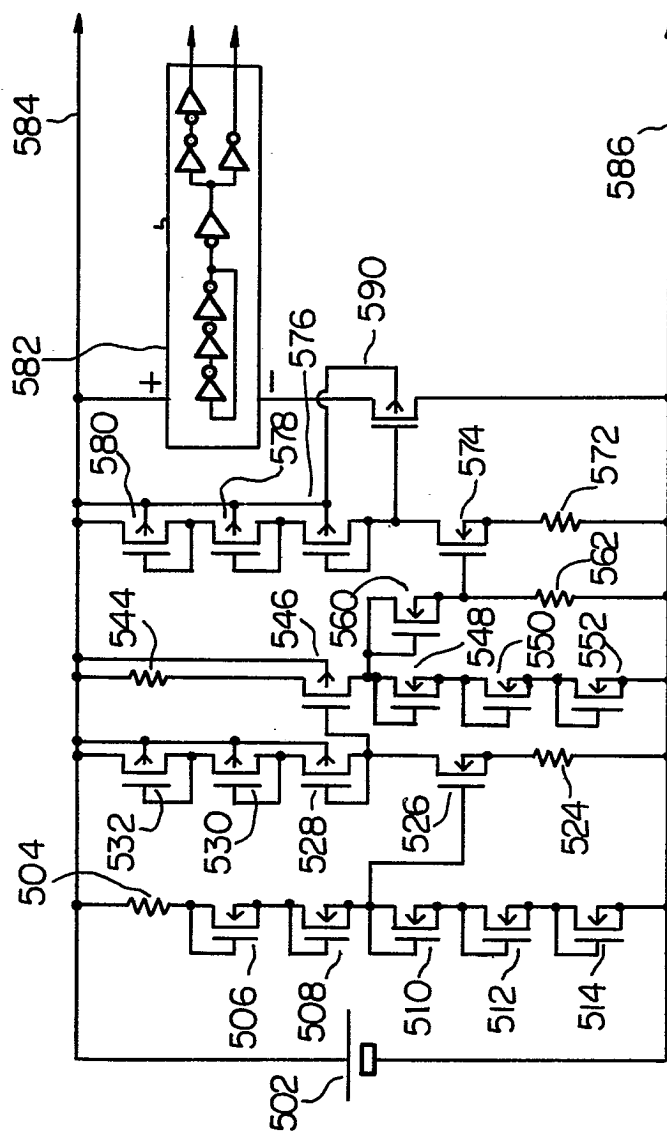


Fig. 5



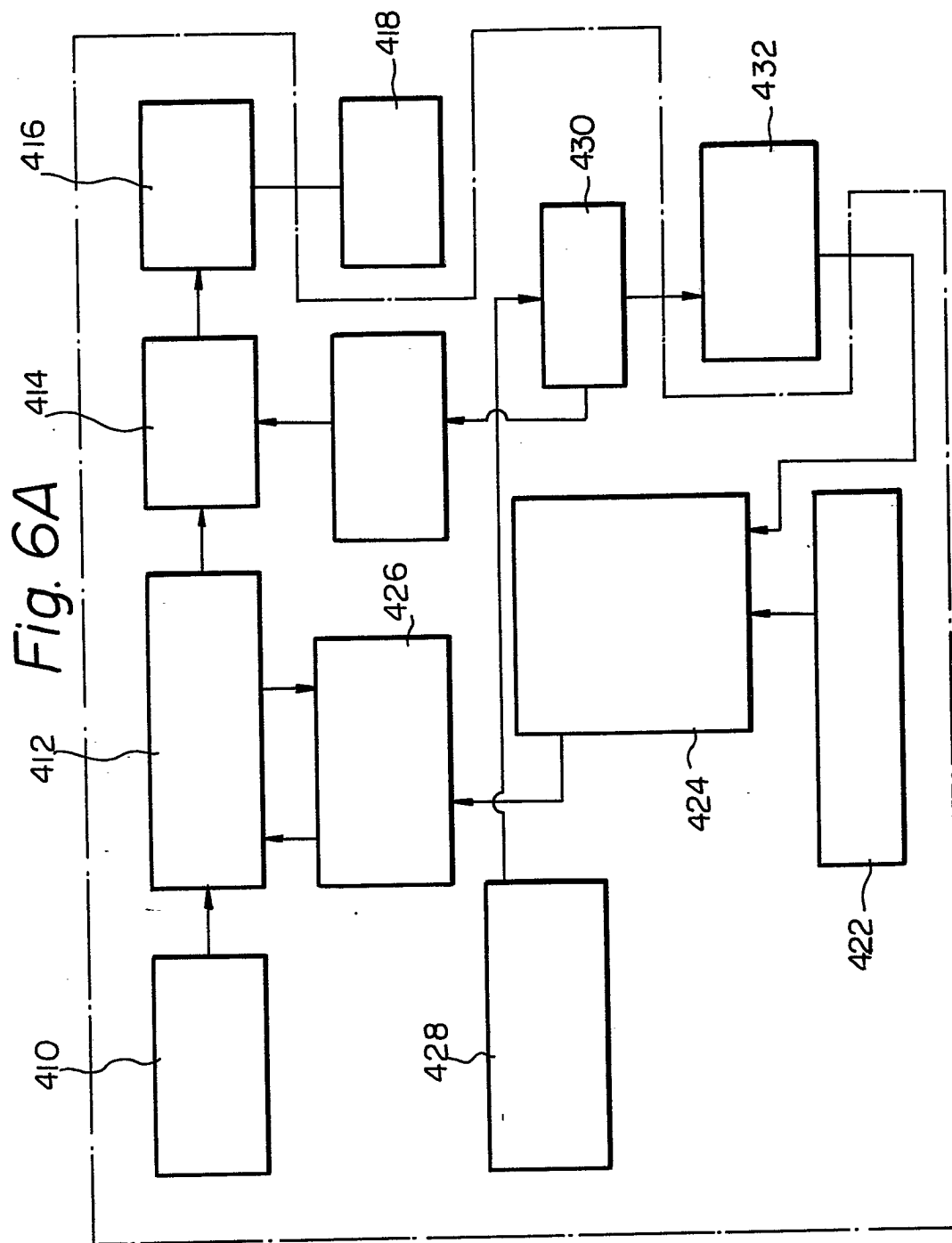


Fig. 6B

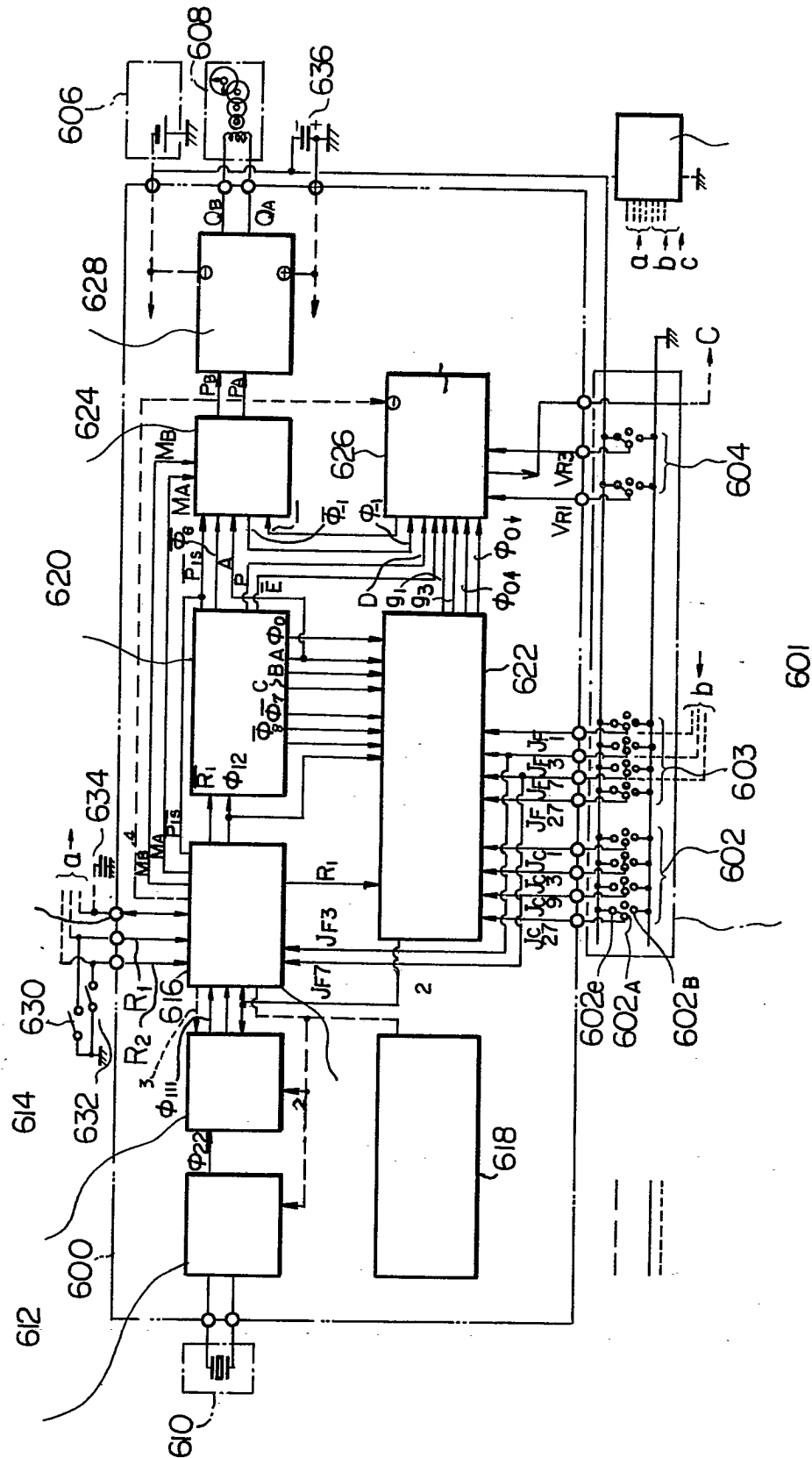
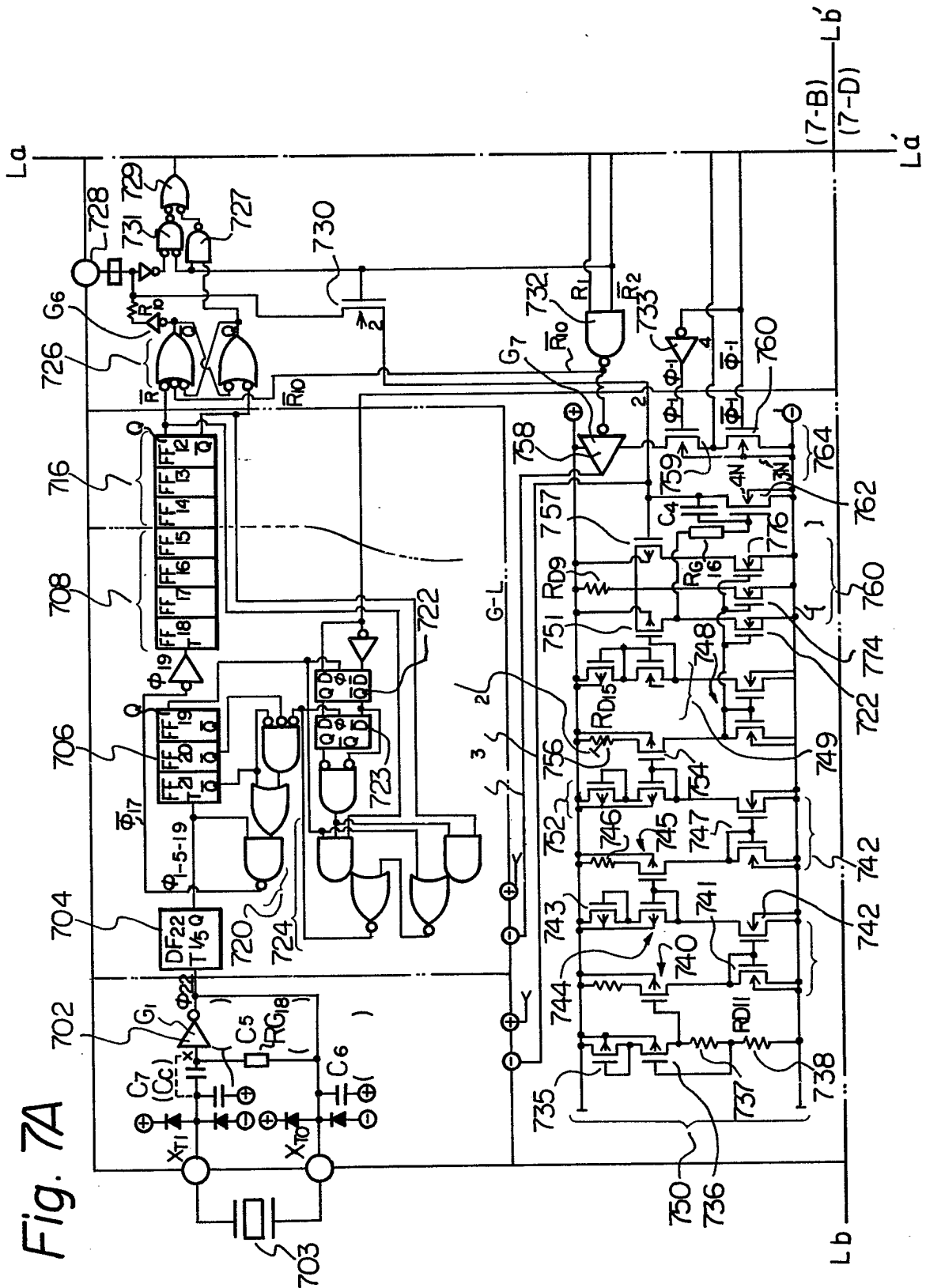


Fig. 7A



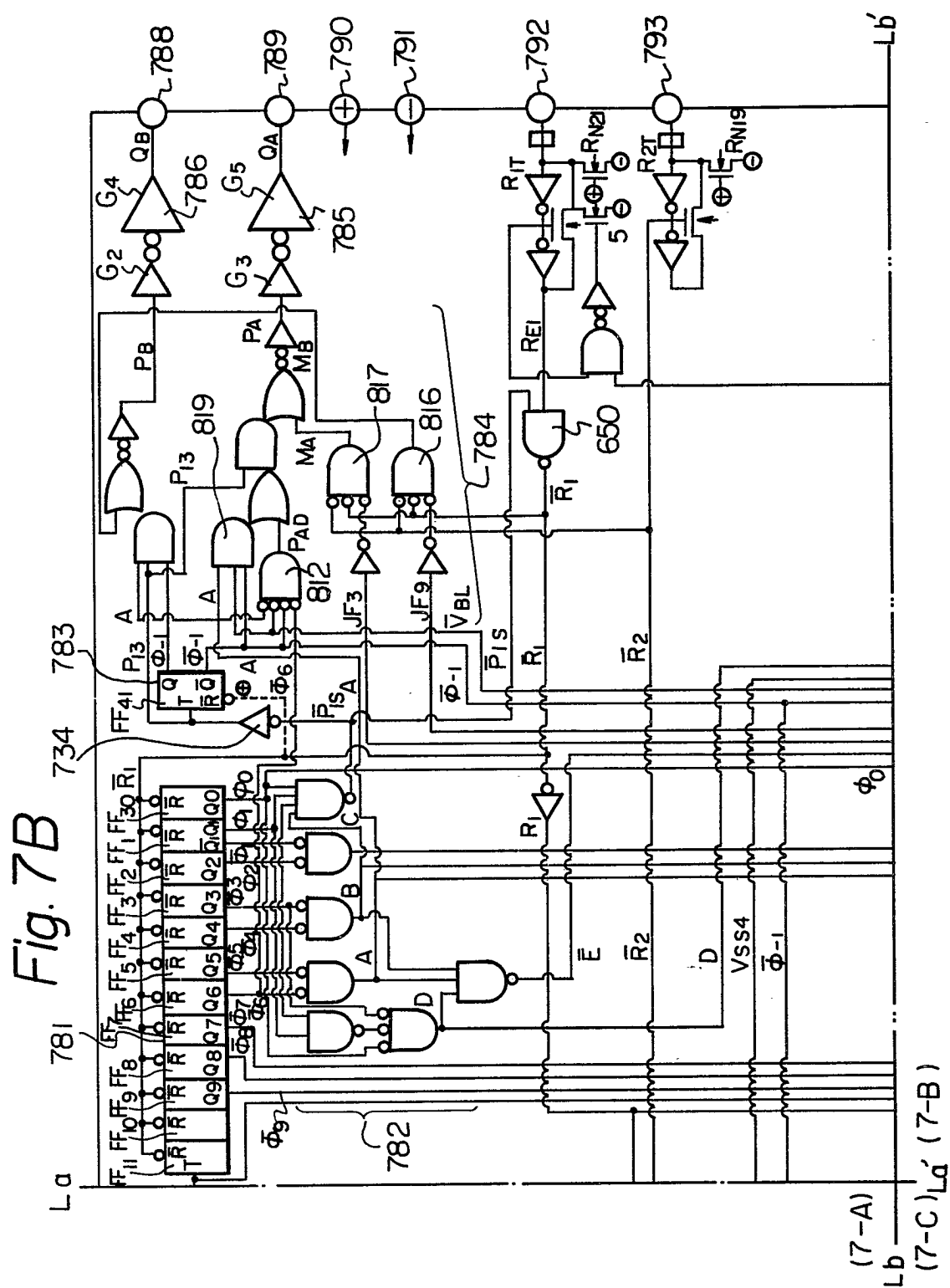


Fig. 7C

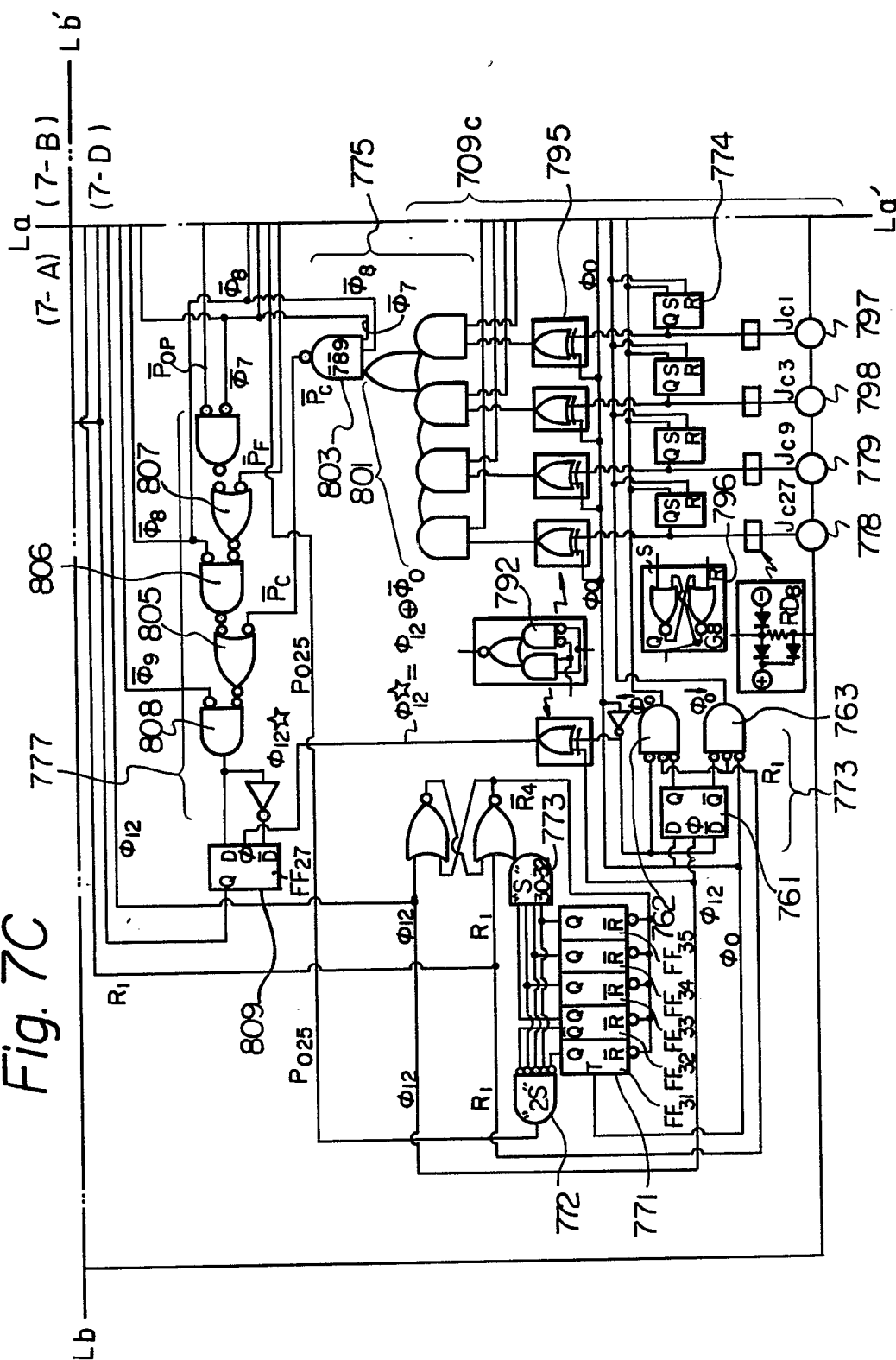


Fig. 7D

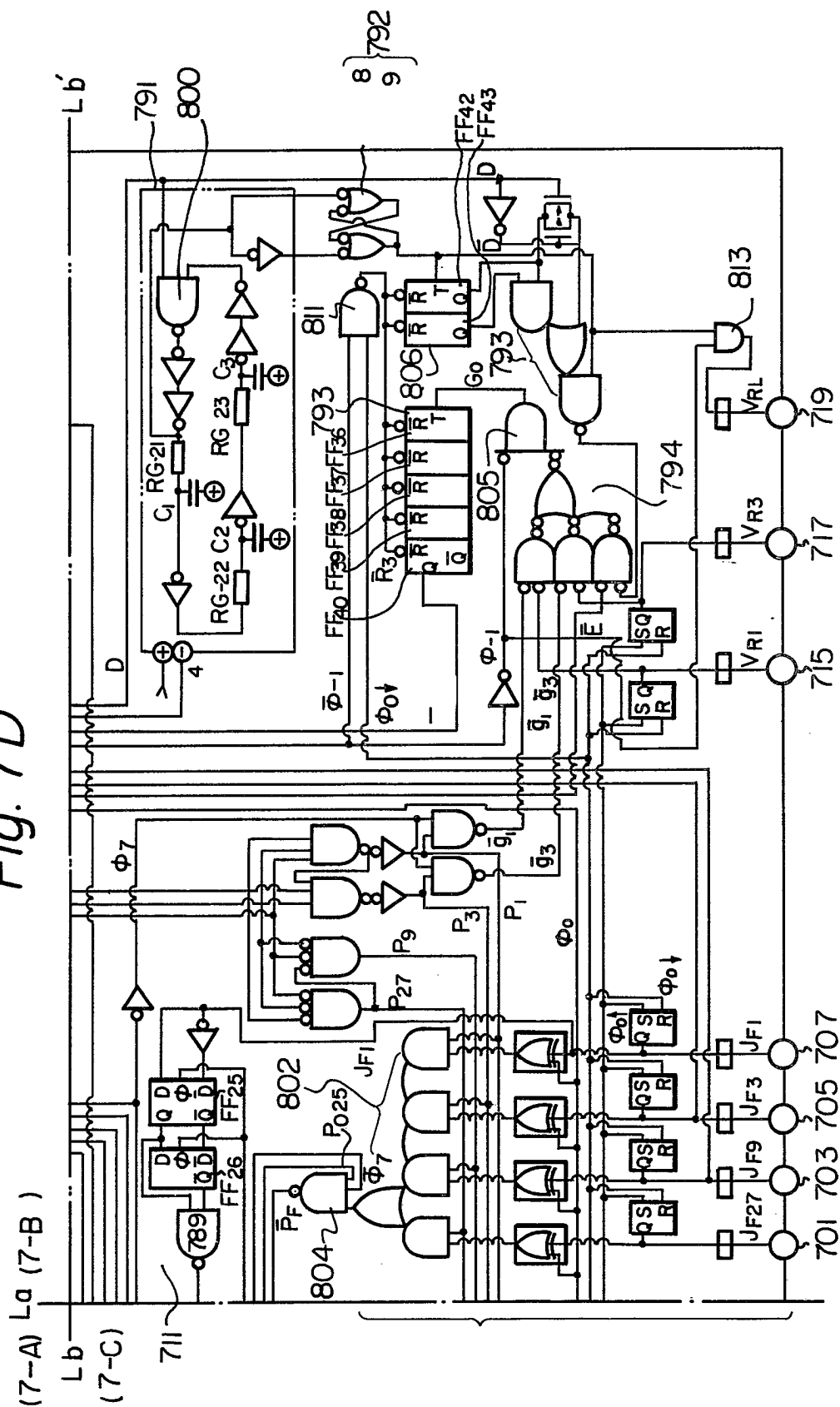
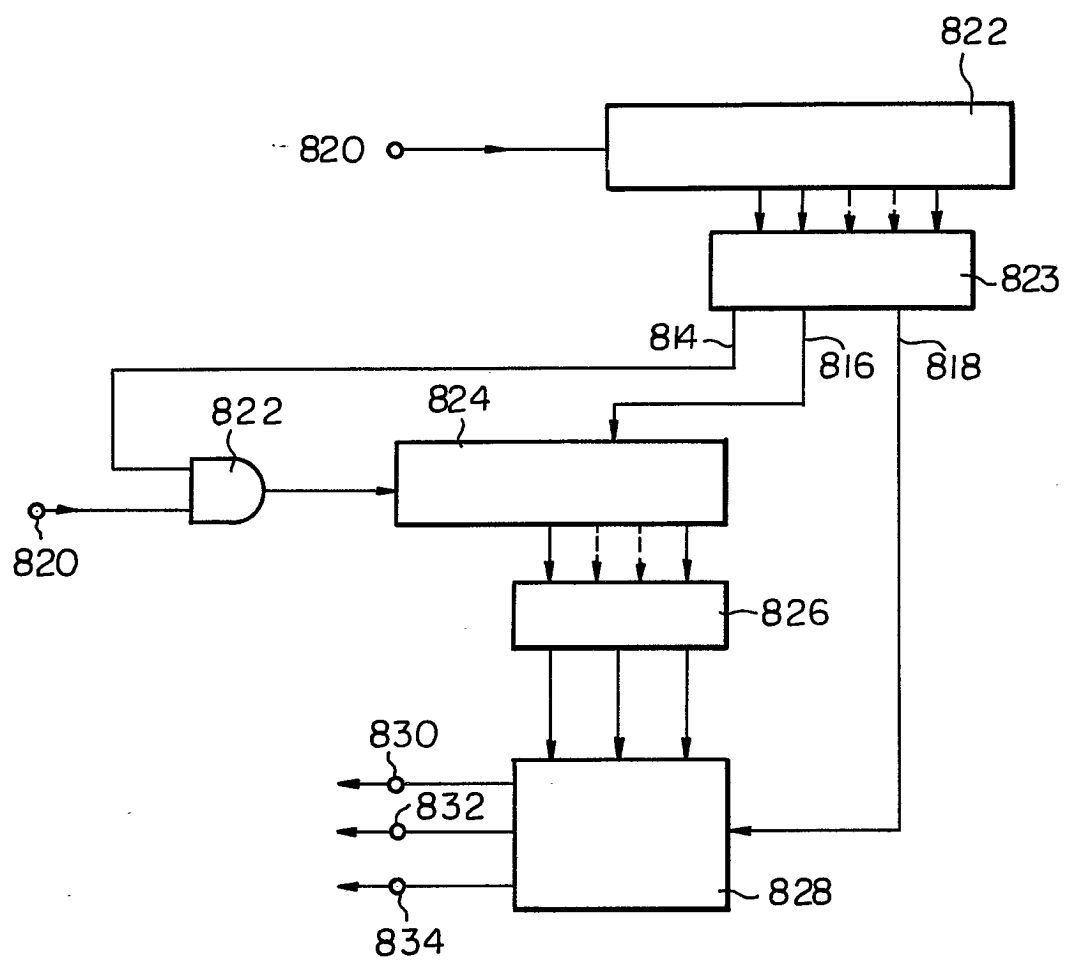
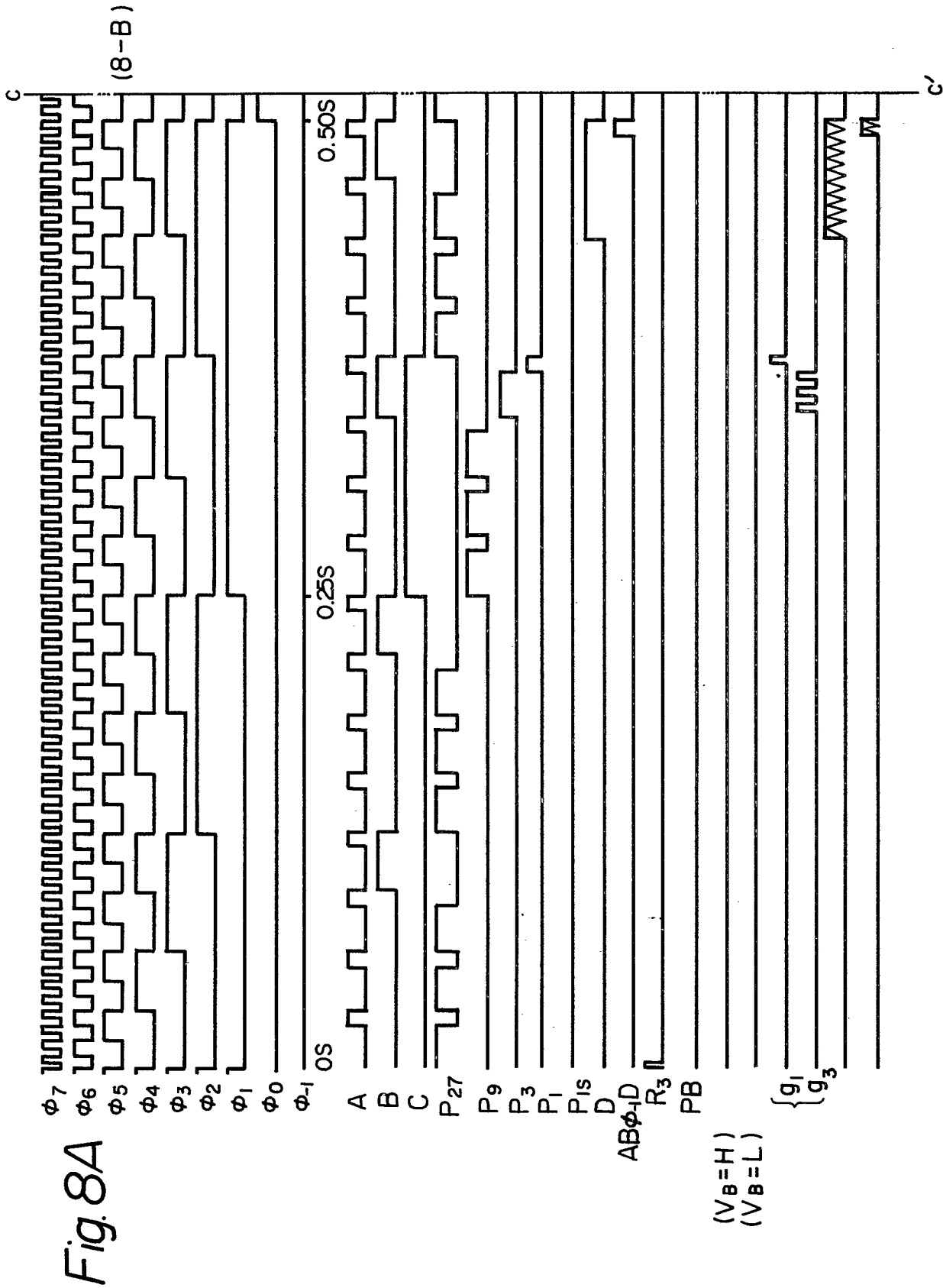


Fig. 7E





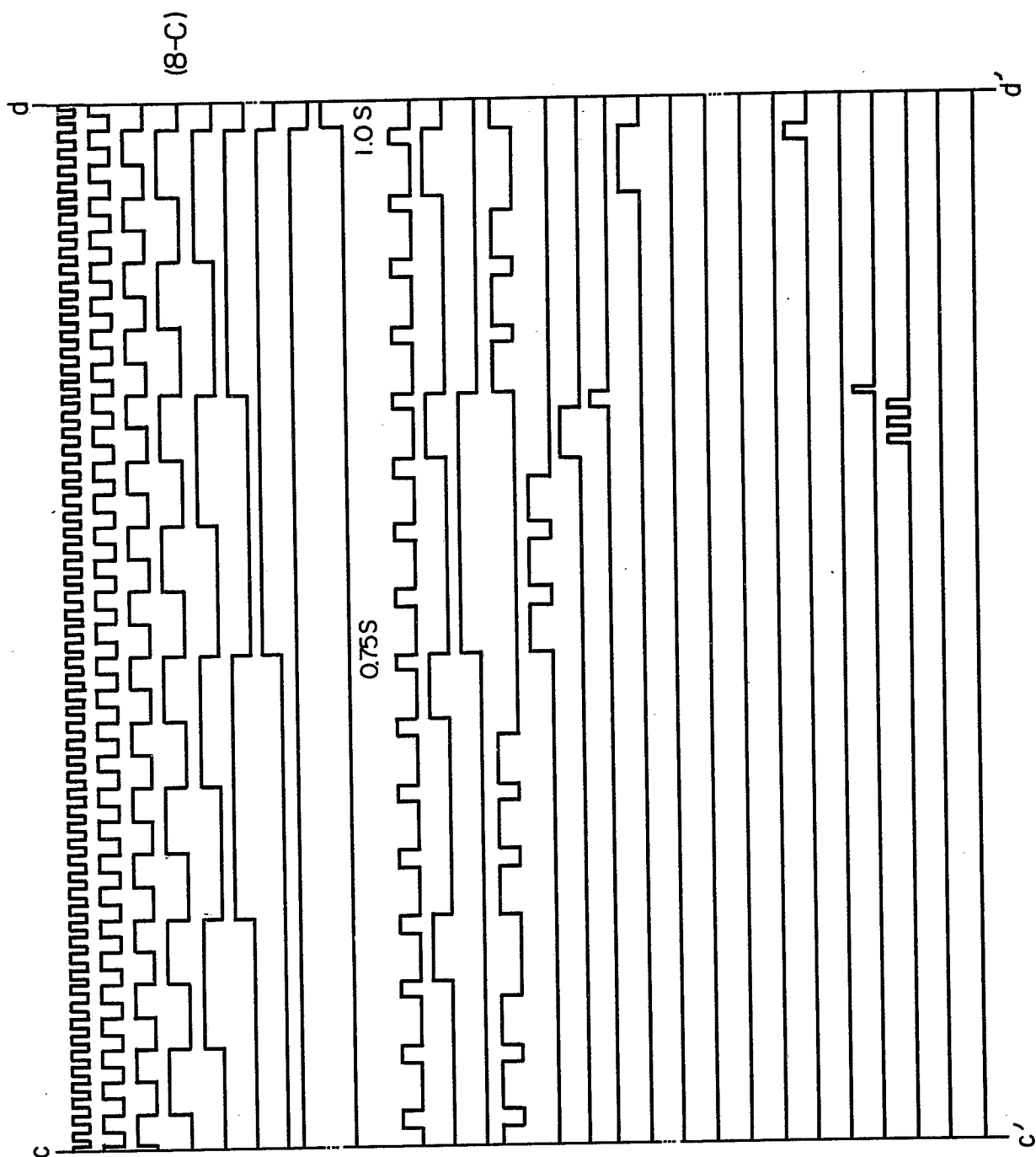


Fig. 8B

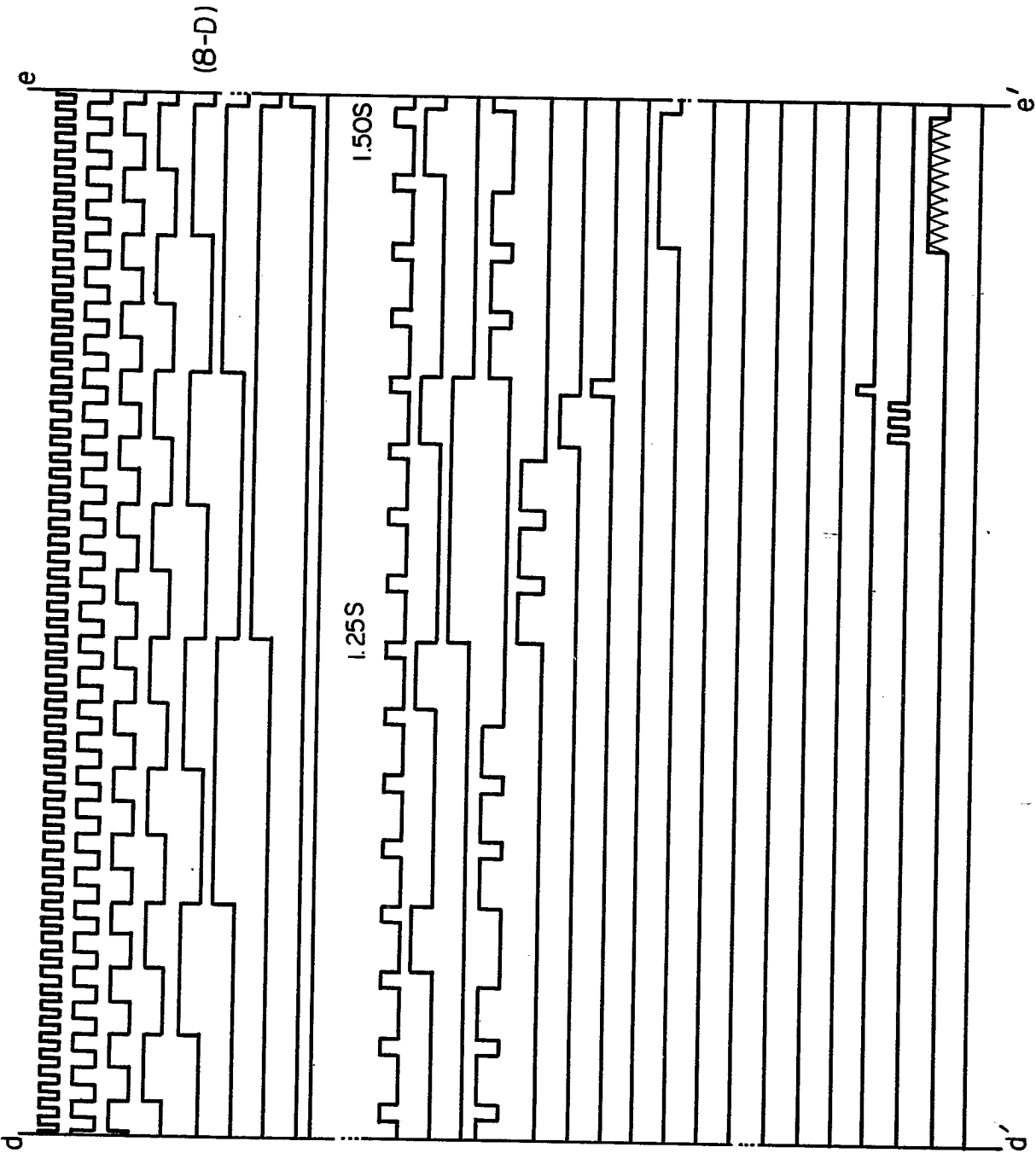


Fig. 8C

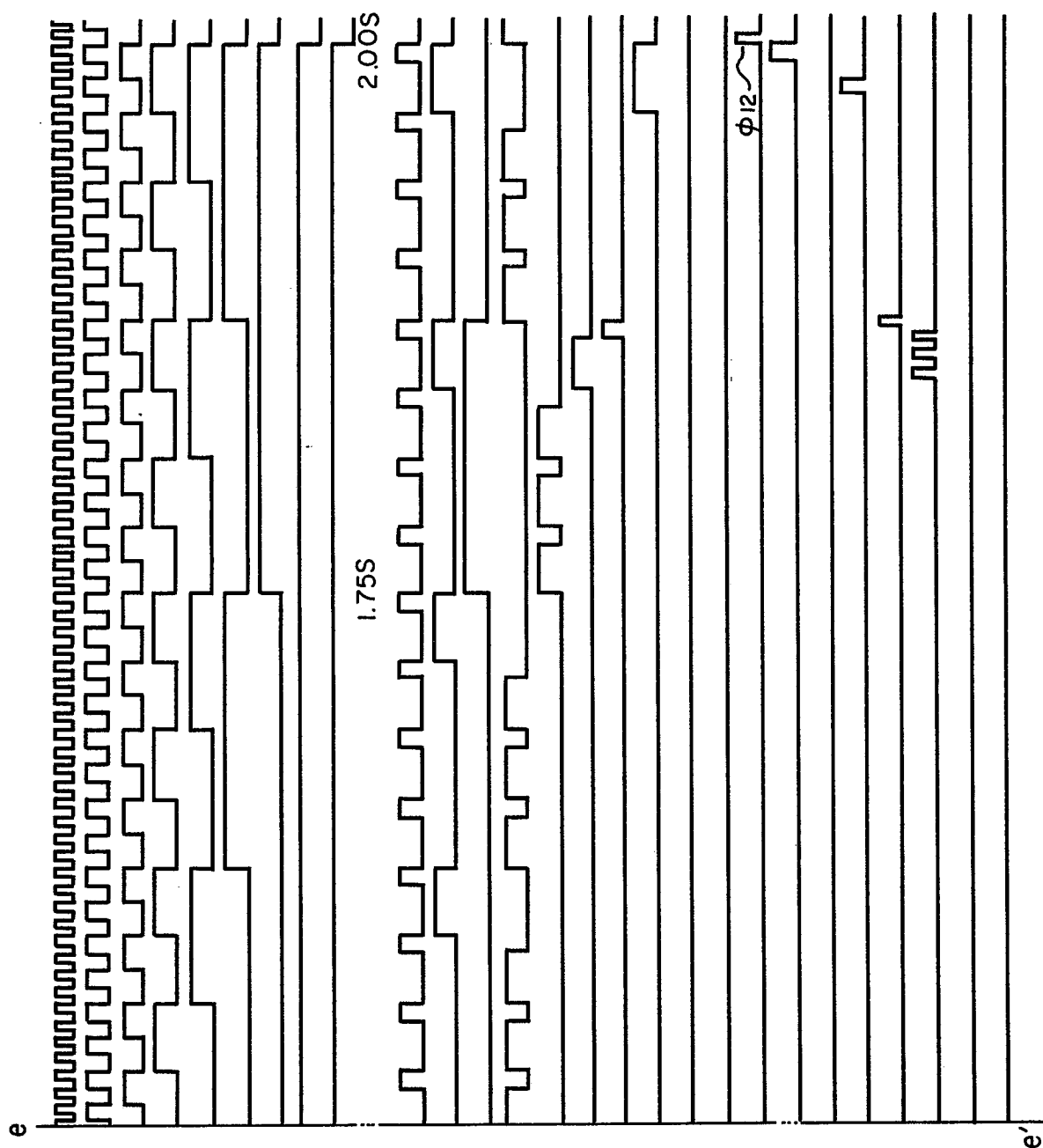


Fig.8D

Fig. 8E

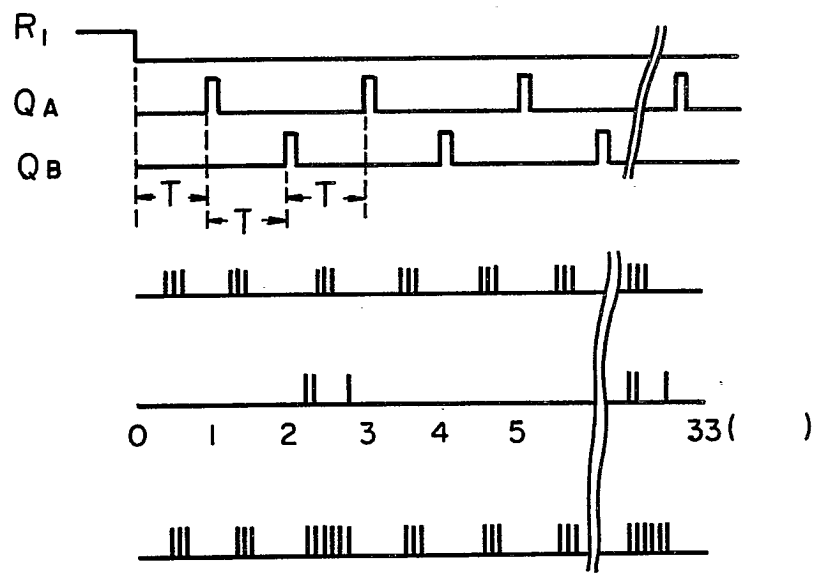


Fig. 8F

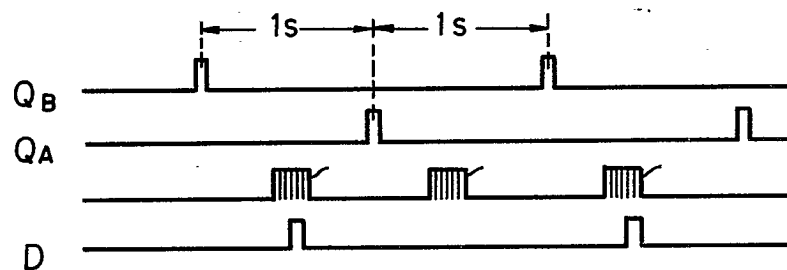


Fig. 9A

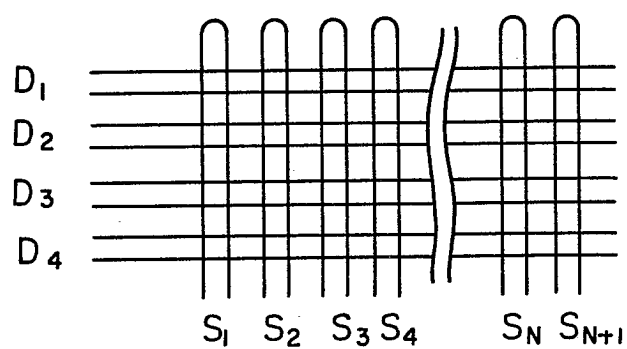


Fig. 9B

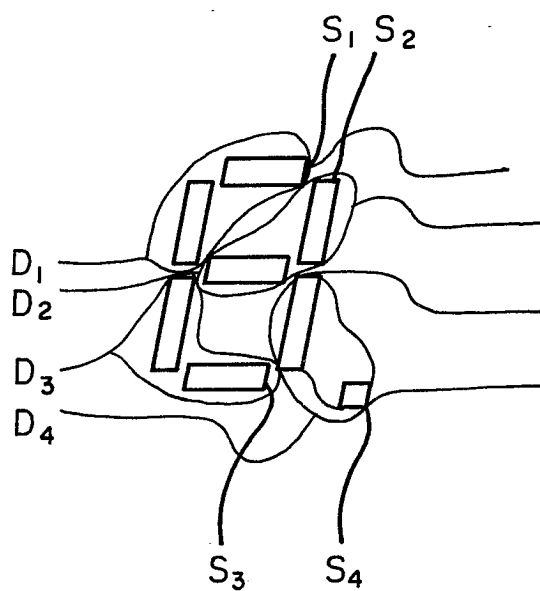


Fig. 9C

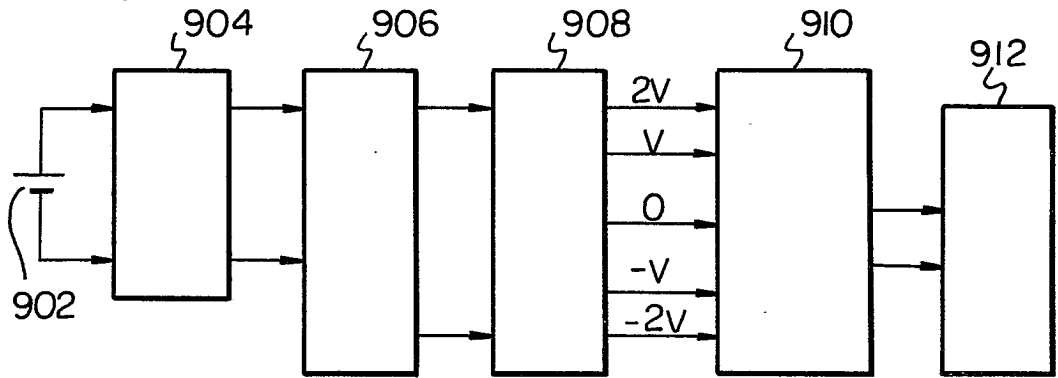


Fig. 9D

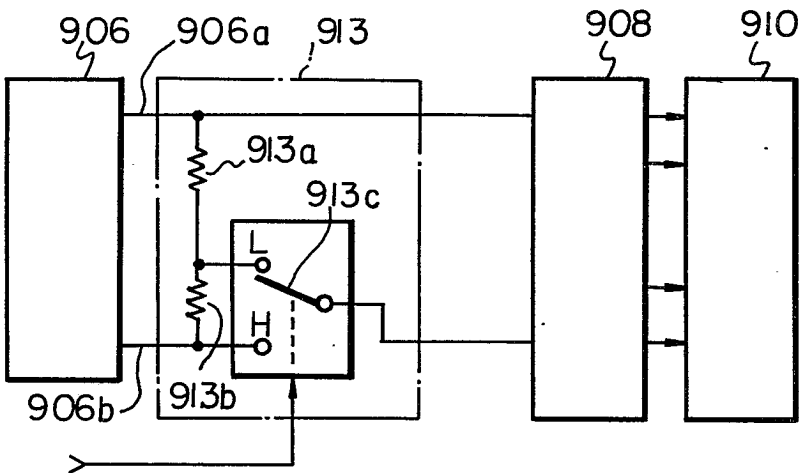


Fig. 9E

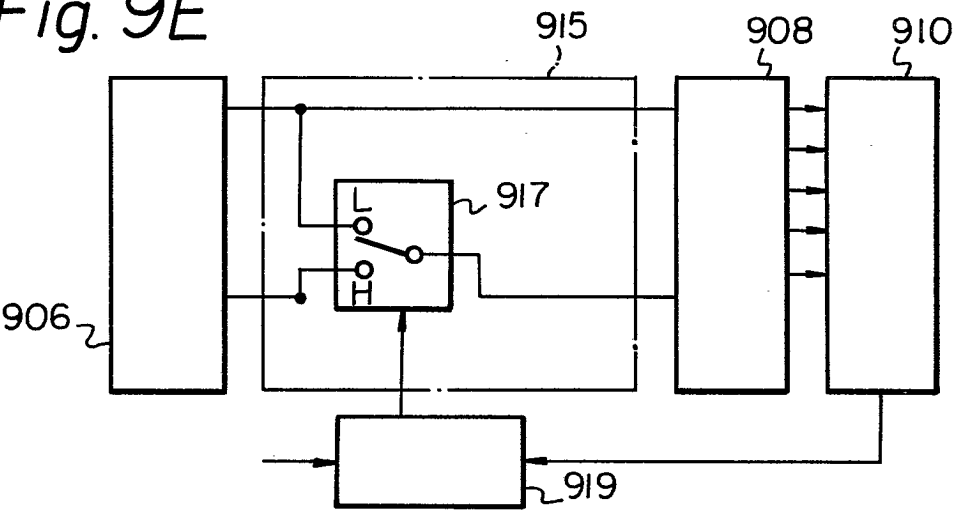


Fig. 9F

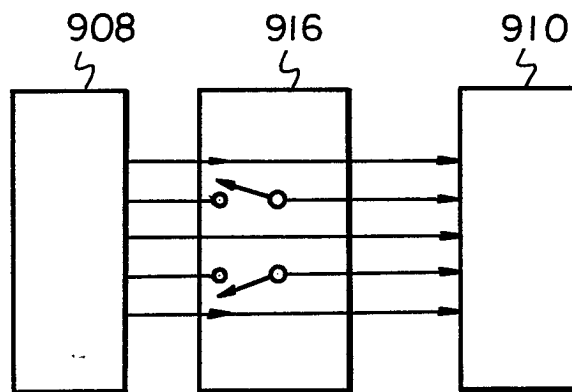


Fig. 9 G

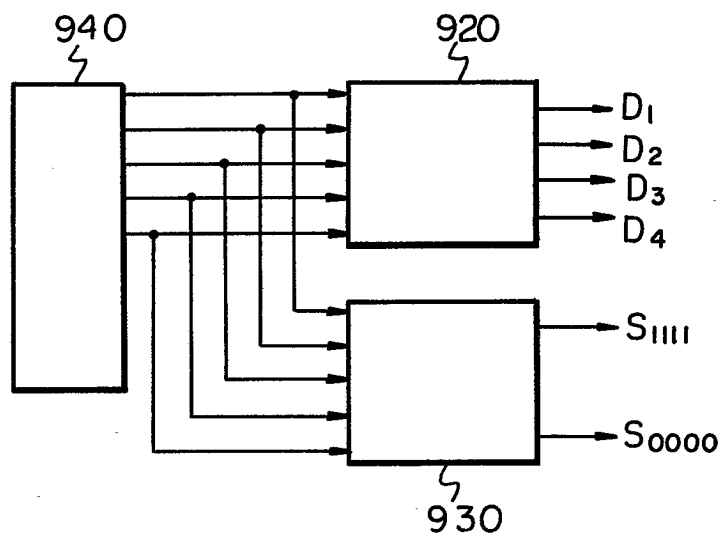


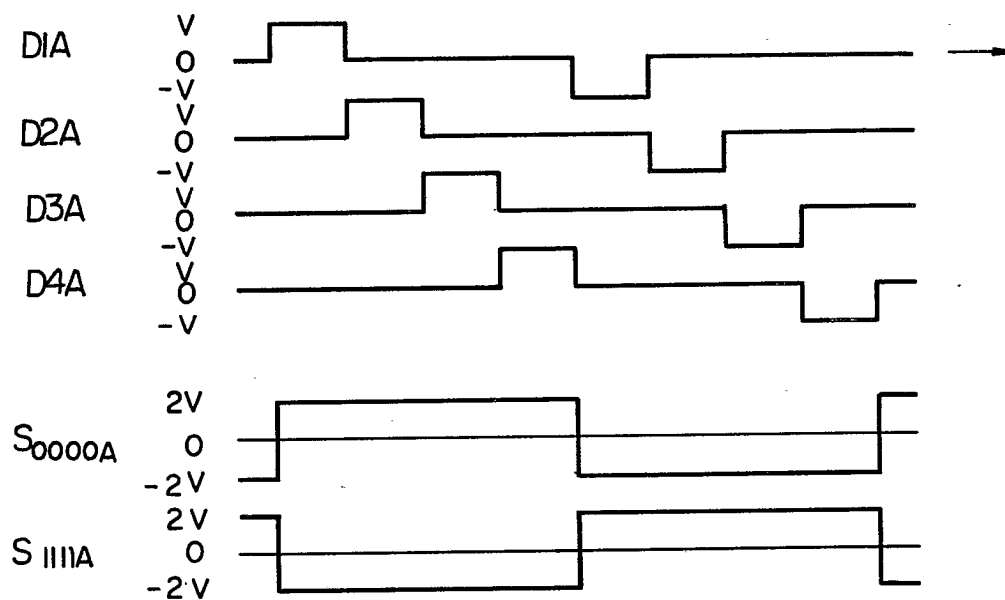
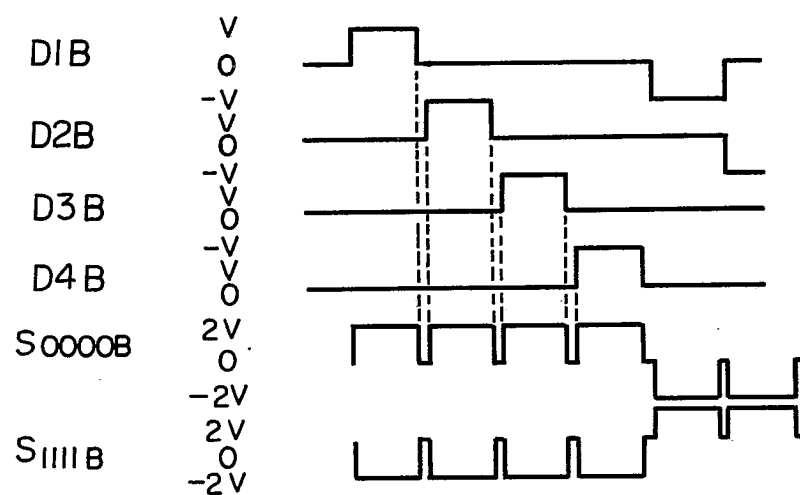
Fig. 9H*Fig. 9I*

Fig. 9J

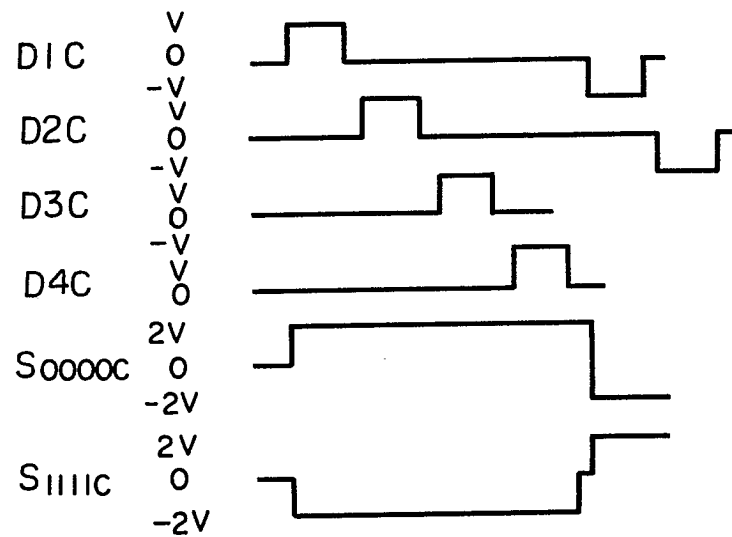


Fig. 9K

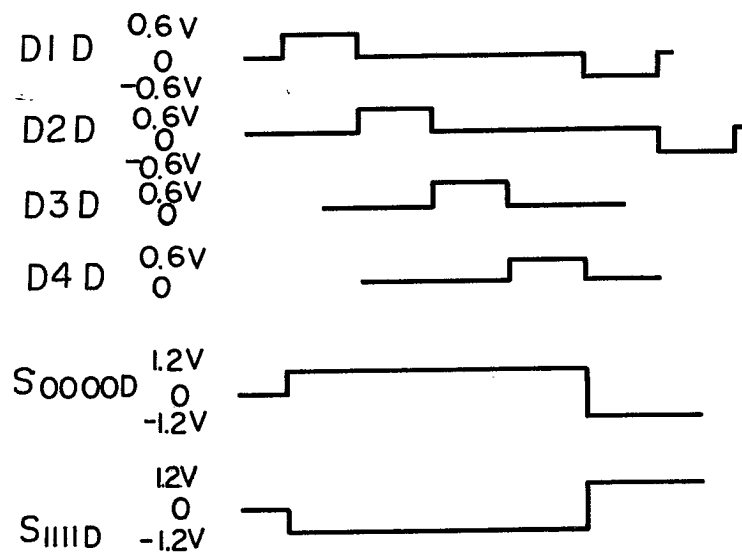


Fig. 9L

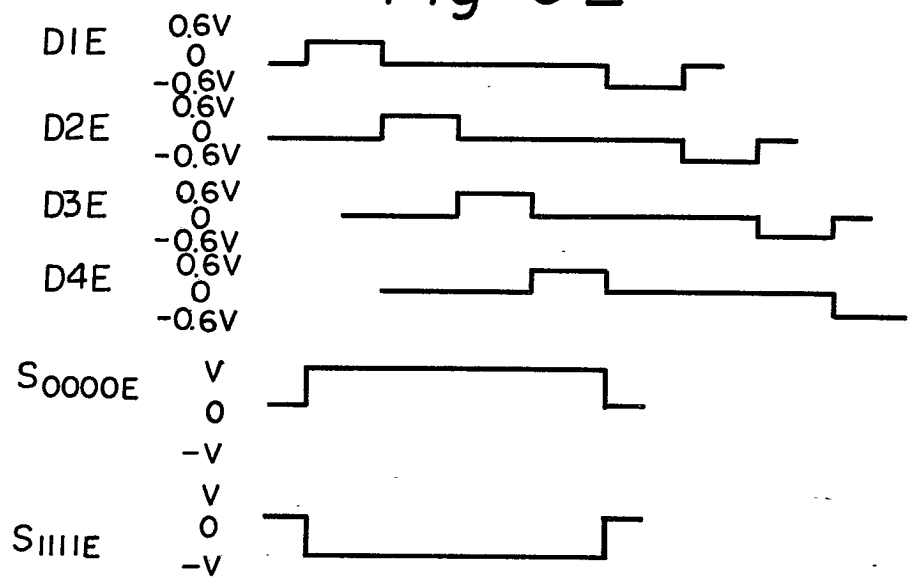


Fig. 9M

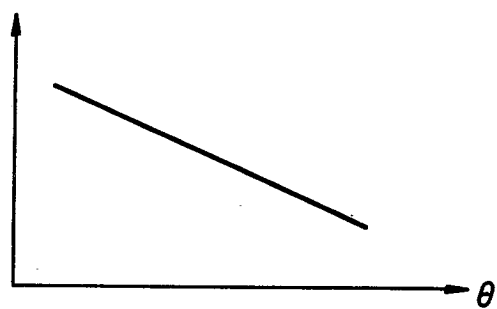


Fig. 9N

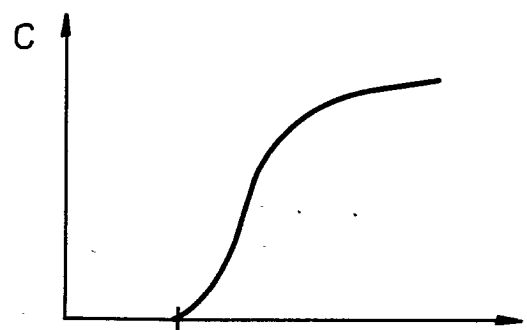


Fig. 10A

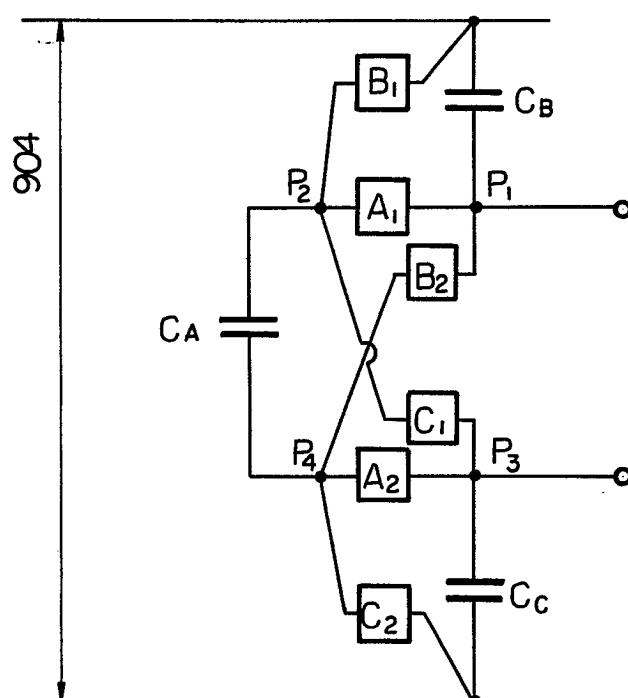


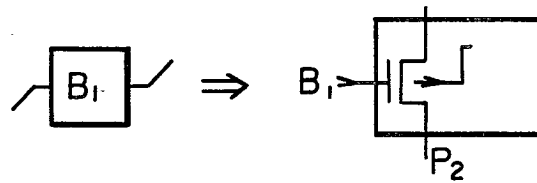
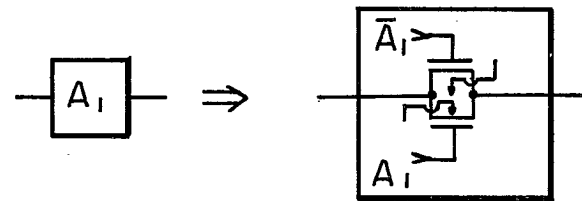
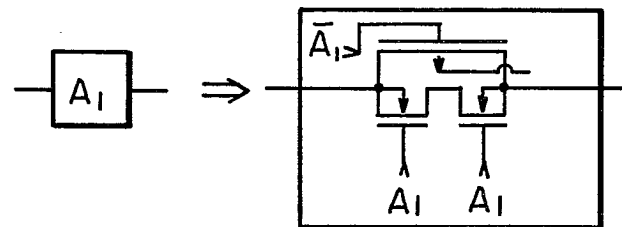
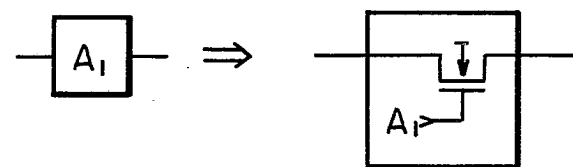
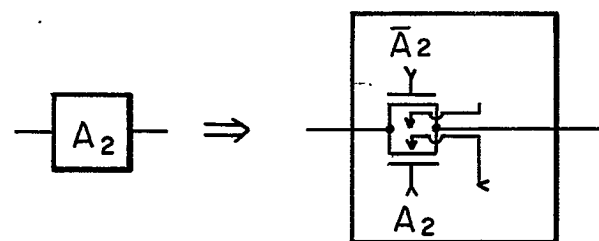
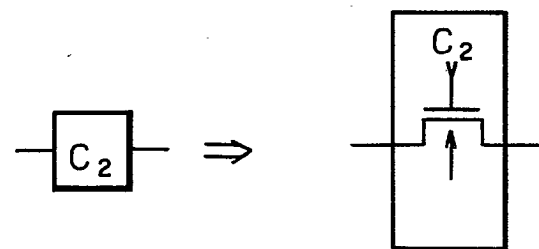
Fig. 10B*Fig. 10C**Fig. 10D**Fig. 10E**Fig. 10F**Fig. 10G*

Fig. IOH

