VERWERTUNG VON METHODEN DER IMPULSTECHNIK ZUR VERBESSERUNG ELEKTRONISCHER REGLER

FRANZ RAUFENBARTH

W. H. Joens & Co. GmbH, Düsseldorf, Deutschland

IMPULSMODULATOREN UND IMPULSDEMODULATOREN

Die Regelungstechnik löst den wesentlichsten Teil der auftretenden Regelprobleme mit einfachen Zweipunktreglern. Diese Tatsache läßt sich nicht nur aus der Kostenfrage ableiten; es sprechen auch die hohe Betriebssicherheit, die mit dem geringen apparativen Aufwand verbunden ist, sowie die relativ hohe Qualität des Regelergebnisses mit.

Auch schwierigere Probleme lassen sich mit Zweipunktreglern lösen, wenn man noch Rückführungen zu Hilfe nimmt. In Verbindung mit einer Rückführung läßt sich die Schaltfrequenz des Zweipunktreglers so vergrößern, daß man von einer kontinuierlichen Regelung sprechen kann.

In diesem Beitrag sollen zwei Baugruppen erläutert werden, die sich als Grundelemente unstetiger Regler verwenden lassen. Gleichzeitig eignen sie sich als Baugruppen für Analogrechner. Zum Abschluß werden einige Schaltungen erläutert, die sich besonders einfach bei Zweipunktreglern durchführen lassen.

Impulsmodulatoren

In der elektrischen Meßtechnik wendet man häufig die Umwandlung von Gleichspannungen in eine Impulsfolge an. Diese Methode hat eine besondere Bedeutung bei den Fernübertragungsverfahren für Meßwerte. Meist wird dabei die Gleichspannung in eine ihr proportionale Impulsfrequenz umgeformt. Am Empfangsort wird im allgemeinen die Impulsfrequenz wieder in eine Gleichspannung zurücktransformiert. Das Verfahren der Impulslängenmodulation ist dagegen in der Praxis seltener anzutreffen. Von einer Kombination beider Modulationsarten wird allerdings häufig, wenn auch meist unbewußt, Gebrauch gemacht.

Wir denken uns einen einfachen Zweipunktregler, dessen Aufgabe es sein soll, die Spannung an einem Kondensator konstant zu halten, den er über einen Widerstand im Wechsel auflädt und entlädt. Es läßt sich leicht zeigen, daß bei diesem einfachen Regelvorgang bereits eine Kombination der Impulslängenmodulation und der Impulsfrequenzmodulation vorliegt. Sowohl die Frequenz wie auch die Impulsbreite ändern sich, wenn man etwa den Sollwert der Kondensatorspannung ändert oder eine Störgröße einführt. Wir wollen aufgrund dieser Tatsache und im Hinblick auf die weiteren Überlegungen bereits den Zweipunktregler als Impulsmodulator betrachten. Auch ein Zweipunktregler, der die Temperatur an einer Temperaturregelstrecke konstant zu halten hat, zeigt das erwähnte Verhalten. Bezeichnen wir die Zeit, während der beispielsweise ein Dampfventil geöffnet wird, mit t_1 und die Schließzeit mit t_2, so ergibt sich für die im Mittel der Strecke zugeführte Wärmeenergie Q

$$Q = Q_0 \frac{t_1}{t_1 + t_2}, \tag{1}$$

wobei Q_0 vom Zustand des Dampfes abhängt. Da aber t_1 die Impulslänge ist und $1/(t_1 + t_2)$ die Impulsfrequenz, so ergibt sich das triviale Ergebnis, daß die Stellgröße Q in diesem Regelkreis in einem proportionalen Verhältnis zur Impulsfrequenz und zur Impulslänge steht.
Schreiben wir (1) in anderer Form

$$Q = Q_0 \frac{1}{1 + t_2/t_1} \tag{1 a}$$

so haben wir, wenn wir gleichzeitig t_2 und t_1 gegen Null streben lassen, den Grenzübergang zum stetigen Regler gemacht. Wir können also den stetigen Regler als besonderen Grenzfall des unstetigen Reglers auffassen.

Wir sehen ferner, daß wir nach (1*a*) auch Q als eine Funktion von t_1/t_2 auffassen können. Ganz allgemein sollen hier alle Anordnungen als Impulsmodulatoren bezeichnet werden, für die das Verhältnis t_1/t_2 in irgendeinem Zusammenhang mit einer oder mehreren Unabhängigen steht. Das Bild 1 zeigt einen Modulator, dessen Aufbau die wesentlichen Merkmale des Zweipunktreglers aufweist. Die Spannungen u_1 und u_2 sind Gleichspannungen. Der Verstärker schaltet das Relais in die t_1-Lage oder in die t_2-Lage, wenn u_1 kleiner oder größer als die Spannung am Kondensator C ist. Setzt man nun voraus, daß die Verstärkung des Nullverstärkers genügend groß und die Umschaltzeit des Umschalters genügend klein ist, so gilt mit guter Näherung:

$$s = \frac{t_1}{t_1 + t_2} = \frac{u_1}{u_2}. \tag{2}$$

Das Schaltzeitverhältnis s ist somit proportional dem Quotienten aus beiden Spannungen.

Die Ausgangsgröße dieser Schaltung kann in der Form

$$s = \frac{t_1}{t_1 + t_2} \quad \text{oder} \quad 1 - s = \frac{t_2}{t_1 + t_2}$$

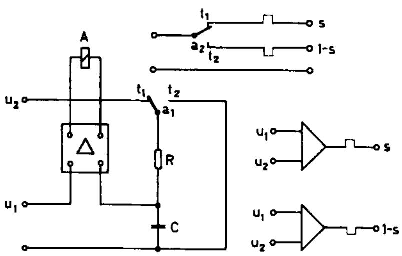


Bild 1.

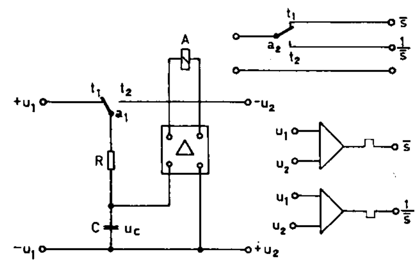


Bild 2.

Bild 1 und Bild 2.—Impulsmodulator.

gewonnen werden. Der Modulator erlaubt es, das Verhältnis von Spannungen in ein Verhältnis von Zeiten zu transformieren. Anstelle des Relais können auch elektronische versögerungsfreie Schalter Verwendung finden. Sieht man von der Schaltverzögerung des Umschalters ab, so hängt die Schaltfrequenz lediglich von der Verstärkung und der Zeitkonstanten $R \cdot C$ ab. Durch eine zusätzliche Mitkopplung über einen Kondensator kann die Frequenz verkleinert werden, falls dies notwendig ist, ohne daß hierdurch die Genauigkeit der Transformation herabgesetzt wird. Die beiden Zeichen rechts neben dem Prinzipschaltbild des Modulators sind für allgemeine Überlegungen wertvoll. Man kann also nicht mehr das Spannungsverhältnis abbilden, wenn u_1 größer als u_2 ist.

Bild 2 zeigt die Prinzipschaltung eines anderen Impulsmodulators. Liegt nun die Spannung u_1 an, so gilt:

$$\dot{u}_c = \frac{u_1 - u_c}{RC}. \tag{3}$$

Liegt die Spannung u_2 an, so gilt:

$$\dot{u}_c = \frac{u_c - u_2}{RC}. \tag{4}$$

Sind nun die Zeiten t_1 und t_2 klein gegen RC, so kann man in guter Näherung folgende Gleichung für den Gleichgewichtszustand ansetzen:

$$t_1 \frac{u_1 - u_c}{RC} = t_2 \frac{u_2 - u_c}{RC}. \tag{5}$$

Da t_1 und t_2 durch den Nullverstärker eingestellt werden, so wird der Mittelwert von u_C Null. Aus (5) folgt dann:

$$\bar{s} = \frac{t_1}{t_2} = \frac{u_2}{u_1}. \tag{6}$$

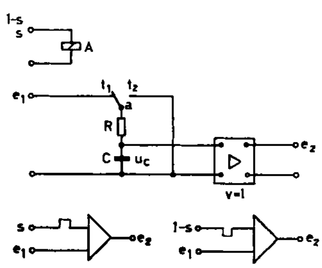


Bild 3.

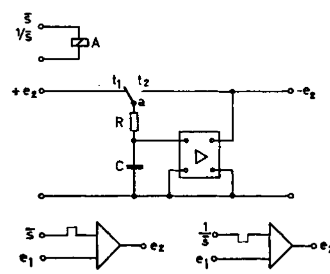


Bild 3*a*.

Bild 3 und Bild 3*a*.—Elektrischer Impulsdemodulator.

Hierbei kann $\bar{s}$ praktisch von 0 bis ∞ laufen. Bei den Schaltungen der Bilder 1 und 2 treffen wir wieder eine gleichzeitige Frequenz- und Längenmodulation der Impulse wie beim einfachen Zweipunktregler an. Die Ausgangsimpulse der Modulatoren lassen sich über praktisch beliebig lange Leitungen übertragen.

Impulsdemodulatoren

Die nun zu behandelnden Demodulatoren haben die Aufgabe, aus den Zeitverhältnissen wieder Spannungen oder auch zum Schaltzeitverhältnis proportionale Luftdrucke zu bilden.

Elektrischer Impulsdemodulator

Bild 3 zeigt die Prinzipschaltung eines elektrischen Impulsdemodulators. Nimmt man an, daß die Verstärkung des Ausgangsverstärkers Eins ist, so ist e_2 gleich der Spannung am Kondensator C. Es gilt dann:

Für die Aufladung des Kondensators

$$\dot{u}_c = \frac{e_1 - u_c}{RC}. \tag{7}$$

Für die Entladung

$$\dot{u}_c = -\frac{u_c}{RC}. \tag{8}$$

Unter der Annahme, daß t_1 und t_2 klein gegen RC sind, gilt dann:

$$t_1 \frac{e_1 - u_c}{RC} = t_2 \frac{u_c}{RC}, \tag{9}$$

$$e_2 = u_c = e_1 \frac{t_1}{t_1 + t_2}. \tag{10}$$

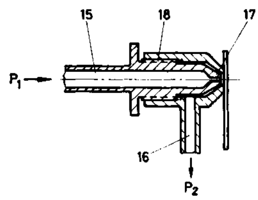


Bild 4.—Umschalter des pneumatischen Demodulators.

e_2 steht also mit dem Schaltzeitverhältnis $t_1/(t_1+t_2)$ und mit der Speisespannung in einem linearen Zusammenhang. Der Demodulator kann somit zur Bildung eines Produktes verwendet werden. Beachtet man nun noch, daß das Schaltzeitverhältnis s des Modulators nach Bild 1 dem Quotienten u_1/u_2 entspricht, so ergibt sich durch die Kombination dieses Modulators mit dem Demodulator nach Bild 3

$$e_2 = e_1 \frac{u_1}{u_2}. \tag{11}$$

In Bild 3 sind ebenfalls noch die Symbole für den Modulator angegeben.

Pneumatischer Impulsdemodulator

Ein pneumatisches Analogon zum Demodulator nach Bild 3 erhält man, wenn man e_1 und e_2 durch Drucke, R durch eine Drossel und C durch ein Volumen ersetzt. Der Verstärker kann durch einen pneumatischen Verstärker ersetzt werden. Der elektrischen Umschaltung entspricht dann das Anlegen der Drossel an den Druck der Umgebung und an einen Überdruck.

Bild 4 gibt ein Beispiel eines Umschalters eines pneumatischen Demodulators. Ein vorzugsweise konstanter Druck p_1 liegt an einer Ausströmdüse 15, auf die eine Ringdüse 18 aufgeschraubt ist. Die Abzweigung 16 führt zu einem hier nicht eingezeichneten Volumen über einem pneumatischen Verstärker. Die erforderliche Drosselwirkung wird dadurch erreicht, daß die Ausströmdüse 15 mehr oder weniger tief in die Ringdüse 18 hineingeschraubt wird. Die Prallplatte 17 wird über einen nicht eingezeichneten Elektromagneten im Takte der Impulsfrequenz des Modulators vor der Ausströmdüse und Ringdüse bewegt und verbindet somit über das möglichst klein zu haltende Volumen zwischen Ausström- und Ringdüse den Eingang der Drossel entweder mit dem Überdruck p_1 oder mit der Atmosphäre. Im Volumen hinter 16 stellt sich damit ein mittlerer Druck ein, der mit dem Schaltzeitverhältnis s der Prallplatte in einem nahezu linearen Zusammenhang steht.

Mit Hilfe dieses Druckes kann über einen pneumatischen Verstärker ein Membranventil betätigt werden. Die Forderung nach einer reproduzierbaren Zuordnung zwischen Ventilstellung und Schaltzeitverhältnis bedingt eine Konstanthaltung des Zuluftdruckes p_1.

RECHENSCHALTUNGEN

Kombinationsmöglichkeiten mit Impulsmodulatoren und Demodulatoren

Im folgenden sollen Kombinationsmöglichkeiten von Modulatoren nach Bild 1 und Demodulatoren nach Bild 3 untersucht werden. Aufgrund dessen, daß man bei diesen Gebilden zwei Eingangsgrößen und eine Ausgangsgröße hat, kann man selbstverständlich eine Fülle von Kombinationen durchführen. Hierzu kommt noch, daß man als Ausgangsgröße entweder das Schaltzeitverhältnis s oder auch $1-s$ wählen kann.

Im vorigen Abschnitt wurde bereits die einfachste Kombination von Modulator und Demodulator beschrieben. Das Ergebnis wurde in Gl. (11) festgehalten. Wird dem Demodulator nicht s, sondern $1-s$ zugeführt, so erhält man statt Gl. (11).

$$e_2 = e_1 \frac{u_2 - u_1}{u_2}. \tag{12}$$

Ist u_2 beispielsweise der Sollwert und u_1 der Istwert einer Spannung, so erhält man mit e_2 direkt den relativen bzw. prozentualen Fehler.

In Bild 5 sind weitere Kombinationsmöglichkeiten festgehalten. Die Ergebnisse für e_2, s und $1-s$ der ersten vier Schaltungen lassen sich durch Anwendung der Formeln (11) und (12) leicht gewinnen. Von besonderem Interesse ist die 1. Schaltung, die eine recht einfache Möglichkeit der Quadrierung von Spannungswerten bietet.

Bei den weiteren Beispielen wird die Ausgangsgröße des Demodulators auf den Eingang des Modulators und zwar multiplikativ zurückgekoppelt. Das Beispiel 5 stellt eine Schaltungsanordnung dar, bei der nur ein indifferentes Gleichgewicht existiert und zwar dann, wenn $e_1 = u_1$ ist. Für alle anderen Fälle kann s nur die Werte 1 oder 0 annehmen. Von besonderem Interesse dürften auch noch die Schaltungen 7 und 8 sein, mit deren Hilfe man einfach radizieren und quadratische Gleichungen auflösen kann. Bei der Bewertung der Ergebnisse, die die Schaltungen nach Bild 5 liefern, muss aber immer berücksichtigt werden, daß die Gültigkeitsbereiche der Gleichungen nicht beliebig groß sind, sondern daß Begrenzungen dadurch festgelegt sind, daß s nicht größer als 1 werden kann.

Größere Möglichkeiten hat man bei Anwendung des Modulators nach Bild 2 und des Demodulators nach Bild 3*a*. Selbstverständlich kann man auch Kombinationsschaltungen zusammenstellen, in denen die verschiedenen Arten von Modulatoren und Demodulatoren gleichzeitig vorkommen.

Spezielle Rechenschaltungen

Allein die in Bild 5 angeführten Beispiele zeigen, daß die verschiedenartigen Zusammenstellungen der beiden Grundbauelemente geeignet sind, eine Reihe in der Mess- und Regelungstechnik vorkommender mathematischer

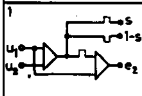
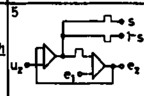
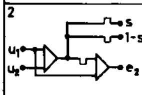
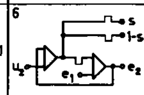
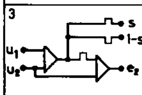
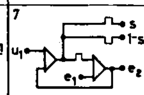
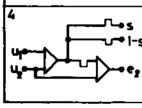
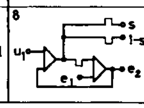
Schaltung	e_2	s	$1-s$	Schaltung	e_2	s	$1-s$
1 	$\frac{u_1^2}{u_2}$	$\frac{u_1}{u_2}$	$\frac{u_2-u_1}{u_2}$	5 	0 für $e_1<u_2$ e_1 für $e_1>u_2$	0 für $e_1<u_2$ 1 für $e_1>u_2$	1 für $e_1<u_2$ 0 für $e_1>u_2$
2 	$u_1\frac{u_2-u_1}{u_2}$	$\frac{u_1}{u_2}$	$\frac{u_2-u_1}{u_2}$	6 	$\frac{e_1\, u_2}{e_1+u_2}$	$\frac{e_1}{e_1+u_2}$	$\frac{u_2}{e_1+u_2}$
3 	u_1	$\frac{u_1}{u_2}$	$\frac{u_2-u_1}{u_2}$	7 	$\sqrt{u_1\, e_1}$	$\sqrt{\frac{u_1}{e_1}}$	$\frac{\sqrt{e_1}-\sqrt{u_1}}{\sqrt{e_1}}$
4 	u_2-u_1	$\frac{u_1}{u_2}$	$\frac{u_2-u_1}{u_2}$	8 	$\frac{e_1}{2}\left(1+\sqrt{1-\frac{4u_1}{e_1}}\right)$	$\frac{1}{2}\left(1+\sqrt{1-\frac{4u_1}{e_1}}\right)$	$\frac{1}{2}\left(1-\sqrt{1-\frac{4u_1}{e_1}}\right)$

Bild 5.—Kombinationsmöglichkeiten von Impulsmodulatoren und Demodulatoren.

Funktionen nachzubilden. Im folgenden Abschnitt sollen noch einige weitere Schaltungen erläutert werden.

Bild 6 zeigt eine Schaltung zur Bildung höherer Potenzen. Die Ausgangsgröße jedes Demodulators wird dem nächstfolgenden Demodulator als Eingangsgröße zugeführt. Allen Demodulatoren wird ferner das Schaltzeitverhältnis des Modulators aufgeschaltet. Es ergibt sich

$$e_2 = s\, e_1 = e_1\, \frac{u_1}{u_2}$$

$$e_3 = s^2 e_1 = e_1 \left(\frac{u_1}{u_2}\right)^2$$

und allgemein

$$e_n = e_1 \left(\frac{u_1}{u_2}\right)^{n-1}. \tag{13}$$

Von besonderem Interesse sind nun auch noch Schaltungen, bei denen in die Verbindungsleitungen weitere passive oder aktive Netzwerke eingebaut werden. Solche Netzwerke lassen sich vor die Eingänge des Modulators, vor den Eingang des Demodulators, sowie in vorhandene Rückkopplungen zwischen Ausgang Demodulator und einem der Eingänge des Modulators einfügen.

Die bis jetzt angeführten Rückkopplungsschaltungen zeichneten sich alle dadurch aus, daß die Rückkopplungsgröße multiplikativ auf einen Eingang eines Modulators gegeben wurde.

Man kann, und dies ist besonders für regelungs-technische Anwendungen von Bedeutung, selbstverständlich auch additive Rückkopplungen vornehmen. Bild 7 zeigt die einfachste Rückkopplungsschaltung vom Ausgang des

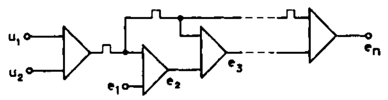


Bild 6.

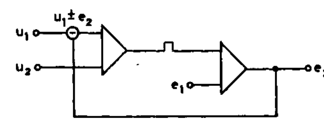


Bild 7.

Bild 6.—Bildung höherer Potenzen.

Bild 7.—Additive Rückkopplungsschaltung.

Demodulators auf den oberen Eingang des Modulators. Es gilt für e_2:

$$e_2 = s\,e_1 = e_1\,\frac{u_1 \pm e_2}{u_2}. \tag{14}$$

Löst man nach e_2 auf, so folgt:

$$e_2 = \frac{e_1 u_1}{u_2 \pm e_1}. \tag{15}$$

Aus Formel (15) könnte man leicht einen Trugschluss ziehen und bei mechanischer Anwendung der Gleichung u_2 beliebig klein machen. Aus (14) ist aber sofort zu sehen, daß u_2 nicht beliebig verkleinert werden darf, da s nicht über Eins hinauswachsen kann.

Man erkennt, daß sowohl die Mitkopplung wie auch die Gegenkopplung möglich ist. Der Verstärkungsfaktor dieser Anordnung kann sowohl durch Variieren der Spannung u_2 wie auch der Spannung e_1 beeinflußt werden. Zwischen e_2 und u_1 besteht ein linearer Zusammenhang, wie er auch von kontinuierlich arbeitenden stark gegengekoppelten Verstärkern her bekannt ist. Wird $e_1 = u_1$ gesetzt, so erhält man eine Entlinearisierung der Schaltung, die für viele Regelaufgaben von Nutzen ist. e_2 ändert sich bei kleinen Änderungen von u_1 nur sehr wenig, während die Vergrößerung für größere Abweichungen u_1 von Null erheblich wird.

Regler mit PID-Verhalten

Im folgenden Bild 8 ist ein spezieller Anwendungsfall dargestellt. Das Blockschaltbild zeigt einen Impulsregler mit PID-Verhalten. Die Eingangsgröße u_1 dieses Reglers entspricht der Differenz zwischen Istwert und Sollwert. Dem oberen Eingang des Impulsmodulators wird die Differenz zwischen u_1 und der Rückführgröße zugeführt.

Es gilt für u'_1

$$u'_1 = u_1 - e_2 G^*(j\omega) - e_2 k_2 G(j\omega).$$

Die Rückführungseinheit mit dem Frequenzgang $G^*(j\omega)$ dient lediglich zur Beeinflussung des Frequenzmaßstabes der Schaltfrequenz. Auf den Regelvorgang hat sie praktisch keinen Einfluss, da vorausgesetzt werden soll, daß die Zeitkonstanten der eingebauten Zeitglieder klein gegen die anderen im Regelkreis vorkommenden Zeitkonstanten sind. Man kann unter dieser Voraussetzung dann mit guter Annäherung auch die folgende Gleichung für u_1' schreiben

$$u'_1 = u_1 - k_2 G(j\omega) e_2.$$

Dann ergibt sich für die Gleichung des Reglers

$$\left.\begin{aligned} e_2 &= s\, e_1 = e_1 \frac{u_1 - k_2 G(j\omega) e_2}{k_1 e_1}. \\ e_2\, [k_1 + k_2 G(j\omega)] &= u_1, \\ e_2 &= \frac{u_1}{k_1 + k_2 G(j\omega)}. \end{aligned}\right\} \tag{16}$$

Unter der Annahme einer technisch verifizierbaren Einstellung des im Modulator befindlichen Schaltrelais kann $k_1 = 0$ gemacht werden. Dann erhält man aus (16)

$$e_2 = \frac{u_1}{k_2 G(j\omega)} = \frac{u_1}{k_2} F(j\omega). \tag{17}$$

Durch geeignete Wahl der Rückführung erhält der Regler dann das geforderte PID-Verhalten. Macht man k_1 von Null verschieden, so erkennt man aus Gl. 16, daß sich damit das kleinstmögliche Proportionalband vergrößert. Den Gleichungen (16) und (17) ist weiter zu entnehmen, daß man von der Betriebsspannung e_1 unabhängig ist, also keine Stabilisierung benötigt. Das gilt auch dann noch, wenn das kleinstmögliche Proportionalband nicht vernachlässigbar, also k_1 wesentlich von Null verschieden ist.

Die Ausgangsspannung e_2 kann einem elektropneumatischen Wandler zugeführt werden. Hierzu ist die Zwischenschaltung eines Impedanzwandlers erforderlich, der bereits in Bild 3 eingeführt wurde. Günstiger ist die Einführung eines Spannungs-Strom-Wandlers. Man kann aber auch durch Direktübertragung des Schaltzeitverhältnisses auf einen pneumatischen Impulswandler nach Bild 4 gehen. Diese Wandler benötigen zum Schalten nur eine verhältnismäßig kleine Energie, die ca. hundertmal kleiner sein kann als die bei üblichen elektropneumatischen Wandlern erforderliche.

Hierdurch ist es praktisch ohne Aufwand möglich, den pneumatischen Impulswandler in explosionsgeschützter Ausführung zu bauen. Als Nachteil dieser Anordnung muss angeführt werden, daß der Zuluftdruck konstant gehalten werden muss. Weiter muss bei Impulsübertragung die Spannung e_1 im Regler konstantgehalten werden, da

$$s = \frac{u_1}{e_1 [k_1 + k_2 G(j\omega)]}$$

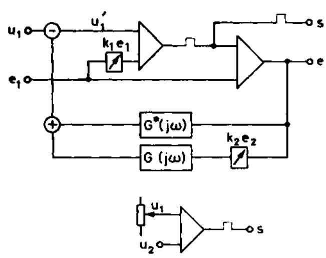


Bild 8.

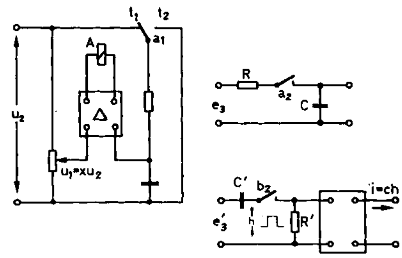


Bild 9.

Bild 8.—Impulsregler mit PID-Verhalten.

Bild 9.—Kontinuierliche Einstellung der Zeitkonstanten an Verzögerungs- und Vorhaltgliedern.

ist. Man erkennt aus der letzten Gleichung, daß eine Änderung von e_1 das Proportionalband des Reglers beeinflußt. Die Einstellung des Proportionalbandes könnte man also auch durch Änderung von e_1 erreichen.

Im Bild 8 ist noch die Handsteuerungseinheit dargestellt. Für die Spannung u_1 gilt:

$$u_1 = x u_2 \quad \text{mit} \quad 0 \leqslant x \leqslant 1.$$

Dann folgt für s: $$s = x.$$

Man gewinnt also ein von der Betriebsspannung unabhängiges Schaltzeitverhältnis. Damit wird dem Wunsche nach höchster Betriebssicherheit der Handsteuerung bei gleichzeitiger Konstanz Rechnung getragen. Wollte man bei Reglern mit kontinuierlichem Ausgang auch noch stabilisieren, so müsste man zusätzliche mehr oder weniger dem Verschleiß unterworfene Bauelemente einführen. Aber gerade die im Notfall erforderliche Handsteuerung sollte so einfach wie möglich sein. Der in Bild 8 dargestellte PID-Regler kann nun durch Anwendung zusätzlicher Modulaturen und Demodulatoren, oder auch nur mit Demodulatoren in der Weise entlinearisiert werden, daß die Ausgangsgröße bei kleinen Schwankungen der Eingangsgröße nur wenig, dagegen bei größeren Eingangsschwankungen relativ stärker und schneller reagiert.

WEITERE SCHALTUNGEN MIT IMPULSMODULATOREN UND DEMODULATOREN

Elektrische Zeitglieder mit kontinuierlicher Einstellung der Zeitkonstanten

Zum Schluß sollen noch Schaltungen untersucht werden, mit deren Hilfe die Zeitkonstante eines Verzögerungsgliedes an einem niederohmigen Potentiometer eingestellt werden kann.

In Bild 9 ist rechts oben ein Verzögerungsglied dargestellt. Wird der Schalter geschlossen, so wird der Kondensator nach der folgenden Übergangsfunktion aufgeladen

$$u_c = e_3\left(1 - \exp\left(-\frac{t}{RC}\right)\right).$$

Wird nun im Zeitabstand $t_1 + t_2$ der Schalter nur für die Dauer t_1 geschlossen, so ergibt sich für u_C im Mittel:

$$u_c = e_3\left(1 - \exp\left(-\frac{t}{RC}\,\frac{t_1}{t_1+t_2}\right)\right), \tag{18}$$

Die neue Zeitkonstante beträgt damit:

$$T = RC\frac{t_1+t_2}{t_1}. \tag{19}$$

Das Schaltzeitverhältnis wird mit Hilfe der links dargestellten Schaltung gebildet, die bereits in Bild 8 im Prinzip dargestellt wurde. Da für das Schaltzeitverhältnis

$$s = x$$

gilt, so erhält man für die Zeitkonstante

$$T = RC\cdot\frac{1}{x}. \tag{20}$$

Die Abhängigkeit T vom Reziprokwert von x ist für die Reglereinstellung günstig. Je kleiner x gemacht wird, um so stärker ändert sich die Zeitkonstante. Ähnliche Verhältnisse liegen bei der Differenzierschaltung vor, die rechts unten in Bild 9 dargestellt ist. Die Höhe der an R' stehenden Impulsspannung muss leistungslos gemessen und bis zum Einsatz des nächsten Impulses gespeichert werden. Für die Vergrösserung der Zeitkonstanten erhält man das gleiche Ergebnis wie in Formel (18) und (19).