

9 Temperaturüberwachung und Temperatursteuerung

9.1 Einfache Temperatur-Regelschaltung (10°C bis 30°C)

Die Schaltung (Abb. 9.1-1) wird aus dem 220-V-Wechselstromnetz gespeist. Nach Gleichrichtung mit der Diode BAX 10 und Glättung durch den Ladekondensator C1 steht eine leicht wellige Gleichspannung von etwa 310 V zur Verfügung. Die Basisspannung des Transistors T1 wird durch die Widerstände R2, R3, R4 und R6 bestimmt. R3 ist ein in Temperaturwerten geeichter Drehwiderstand zur Einstellung der Solltemperatur. Der NTC-Widerstand R4 dient als Istwertaufnehmer. R8 ist ein VDR-Widerstand, der eine Stabilisierung der Emitterspannung bewirkt.

Temperaturänderungen von R4 führen zu Basisspannungs- und damit zu Kollektorstromänderungen von T1. Durch den Kollektorstrom wird das Relais beim Unterschreiten der Solltemperatur ein- und beim Überschreiten ausgeschaltet.

Bei dem im Versuchsaufbau benutzten Relais (24 V, 1,2 k Ω) schloß sich der Arbeitskontakt bei 13,8 mA, er öffnet sich bei 5,4 mA. Dieses entspricht bei 30°C einer Temperaturhysterese von 1,13 grd.

9.2 Einfache Temperatur-Regelschaltung (30°C bis 90°C)

Diese Temperaturregelschaltung (Abb. 9.2-1) benötigt zu ihrem Betrieb eine Gleichspannung von 30 V. Sie ist für einen Temperaturbereich von 30 bis 90°C ausgelegt. In einem Anwendungsfall traten im Bereich von 50 bis 90°C Temperaturabweichungen bis ± 3 grd, im Bereich von 30 bis 50°C bis ± 2 grd auf. R3 ist ein in Temperaturwerten gee-

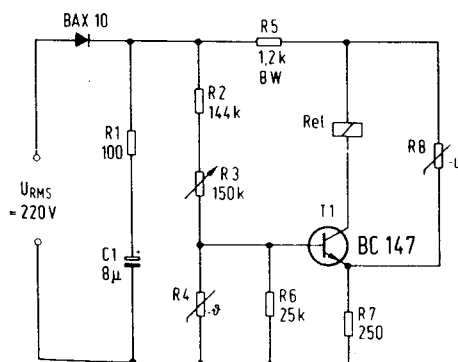


Abb. 9.1-1

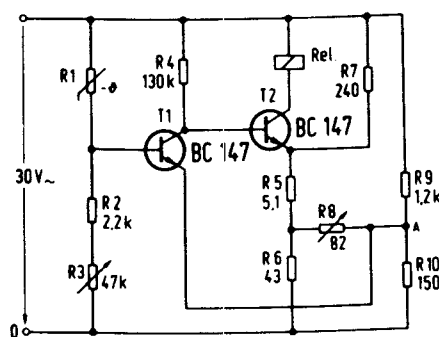


Abb. 9.2-1

geichter Drehwiderstand zum Einstellen des Sollwertes, der NTC-Widerstand R1 dient als Istwertaufnehmer.

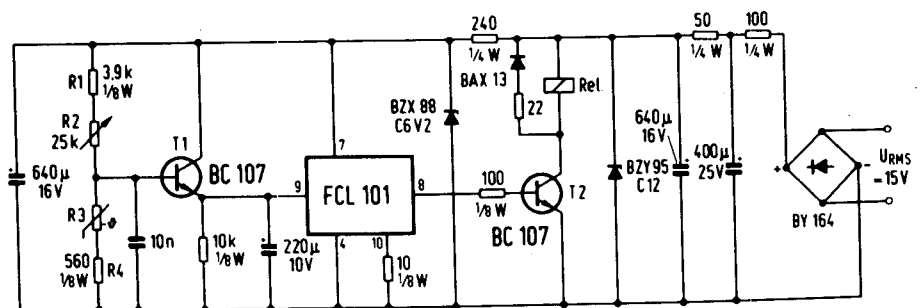
Beim Einschalten des kalten Verbrauchers hat R1 einen hohen Widerstand. Die Basisspannung von T1 liegt dabei so niedrig, daß T1 gesperrt ist und T2 im Sättigungsgebiet arbeitet. Durch das Relais (24 V, 1,2 k Ω) fließt ein Strom von etwa 20 mA, der Arbeitskontakt ist geschlossen, und der Verbraucher wird aufgeheizt. Mit ansteigender Temperatur verkleinert sich der Widerstandswert von R1, und die Basisspannung von T1 steigt an. Beim Erreichen des mit R3 eingestellten Temperatursollwertes beginnt ein Kollektorstrom durch T1 zu fließen; die Kollektorspannung von T1 und der Emitterstrom von T2 sinken ab. Die Folge ist eine Spannungsabnahme am Punkt A. Hier aber ist der Emitter von T1 angeschlossen, wodurch eine Rückkopplung wirksam wird, die zu einem abrupten Ausschalten des Relais führt. T2 ist nunmehr gesperrt, während sich T1 im Sättigungsbereich befindet. Beim Abkühlen wird ein entsprechender Rückkopplungsvorgang ausgelöst, der zum erneuten Einschalten des Relais führt. Der über R7 fließende Strom bewirkt eine gewisse Stabilisierung der Emitterspannung von T2. Mit R8 wird der Rückkopplungsgrad einmalig auf einen für den sicheren Betrieb der Schaltung erforderlichen optimalen Wert eingestellt.

9.3 Temperatur-Regelschaltung (100°C bis 300°C)

Die Schaltung Abb. 9.3-1 ist für Temperaturregelungen im Bereich von 100 bis 300°C geeignet. Es handelt sich um eine einfache Zweipunktregelung. R2 ist ein in Temperaturregeln geeichter Drehwiderstand, an dem die Solltemperatur eingestellt wird. Der NTC-Widerstand R3 dient als Istwertaufnehmer.

Beim Einschalten des kalten Verbrauchers besitzt R3 einen hohen Widerstand, wodurch die Basisspannung von T1 stark positiv ist. Der als Emitterfolger arbeitende Transistor T1 schaltet daher den Schwellenwertschalter FCL 101, so daß an dessen Ausgang (8) eine hohe positive Spannung liegt. Diese wiederum bewirkt, daß der Treibertransistor T2 in das Sättigungsgebiet gesteuert wird und das Relais seinen vollen Strom erhält. Über den geschlossenen Relaiskontakt wird das Heizelement im Verbraucher direkt oder unter Zwischenschaltung eines elektromagnetischen oder elektronischen Schalters eingeschaltet. Der Verbraucher wird nun aufgeheizt. Beim Erreichen der Solltemperatur

Abb. 9.3-1



ist der Widerstandswert von R3 und damit die Basisspannung von T1 soweit gesunken, daß der Schwellenwertschalter ausschaltet, worauf T2 gesperrt, das Relais stromlos und das Heizelement abgeschaltet wird. Nach Abkühlung des Verbrauchers unter den Sollwert setzt die nächste Heizperiode ein.

9.4 Temperaturregler für 150° C bis 300° C

Mit dem Heißleiter K 172, der für eine maximale Betriebstemperatur von 350° C zugelassen ist, können Temperaturregler für hohe Temperaturen gebaut werden. Es handelt sich hier um eine kleine Heißleiterperle mit geringer Wärmeträgheit, die in einem Glasgehäuse eingeschmolzen ist. Spezielle Fertigungs- und Alterungsverfahren gewährleisten eine hohe Zuverlässigkeit dieses Typs. Die Verwendung von Heißleitern zur Regelung auch hoher Temperaturen ist vor allem deshalb interessant, weil der Temperaturkoeffizient der Heißleiter etwa zehnmal höher ist als z.B. der von Platin-Widerstandsthermometern. Dadurch erreicht man höhere Genauigkeiten, oder es kann beim Verstärker an Aufwand gespart werden. Ein weiterer Vorteil der Heißleiter ist deren hoher Widerstand, weshalb auch lange Zuleitungen bei der Eichung nicht berücksichtigt werden müssen.

In der Schaltung Abb. 9.4-1 ist der Heißleiter K 172 in einer Brückenschaltung angeordnet. An den Nullzweig der Brücke ist ein Differentialverstärker angeschaltet. Um zu vermeiden, daß sich der Heißleiter zu stark erwärmt, wird er mit einer Vorspannung an die Brücke angeschlossen. Diese einstellbare Vorspannung wird mit dem Spannungsteiler, bestehend aus den Widerständen R1 und R2, gewonnen. Je größer das Verhältnis von Vorspannung zur Spannung am Heißleiter ist, desto ungenauer wird die Temperaturregelung.

Die Schalttemperatur wird mit dem Potentiometer R1 eingestellt. Sie ist mit dem Schalter S in zwei Bereiche von 150 bis 220° C und 220 bis 300° C umschaltbar. Durch diese Aufteilung des gesamten Regelbereiches wird eine größere Schaltgenauigkeit erreicht. Sobald am Heißleiter die eingestellte Temperatur erreicht wird, schaltet der Differenzverstärker den Ausgangstransistor BCY 78 durch und das Relais R spricht an.

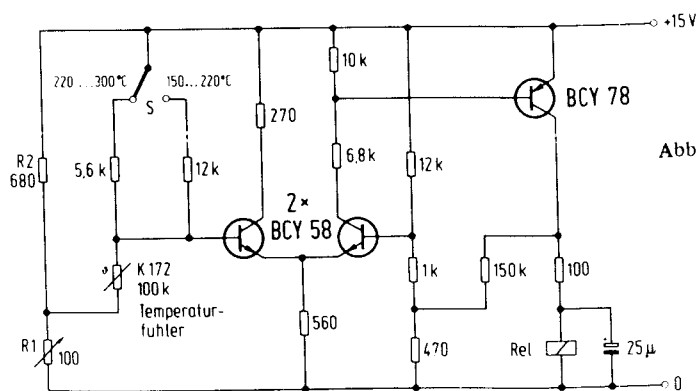


Abb. 9.4-1

9 Temperaturüberwachung

Technische Daten:

Betriebsspannung	15 V
Einstellbarer Temperaturbereich	150 bis 300°C
Zulässige Umgebungstemperatur	0 bis 70°C

Temperaturfehler der Schaltung (20 bis 50°C)

bei 150°C	0,5 grd
200°C	0,8 grd
250°C	1,2 grd
300°C	2 grd

Ein- und Ausschalt Differenz des Reglers

bei 150°C	0,3 grd
200°C	0,5 grd
250°C	1 grd
300°C	2,5 grd

9.5 Temperaturregler für 160°C bis 185°C

In der Schaltung nach Abb. 9.5-1 wird der Heißleiter K18 verwendet. Es handelt sich dabei um einen Heißleiter mit wesentlich größerer Masse als die des K 172. Wegen seiner großen Oberfläche kann dieser Typ bei entsprechender Montage vorteilhaft für höhere Belastungen eingesetzt werden. Deshalb ist in diesem Fall auch nicht die im vorhergehenden Abschnitt beschriebene Vorspannung vorgesehen.

Die Stabform macht diesen Heißleiter für den Einbau in Sonden geeignet. Selbstverständlich ist seine thermische Trägheit viel größer als die des K 172.

Der Heißleiter ist in der Schaltung nach Abb. 9.5-1 wieder in einer Brücke angeordnet. Bei Erreichen der am Widerstand R1 eingestellten Temperatur spricht das Relais R am Ausgang an.

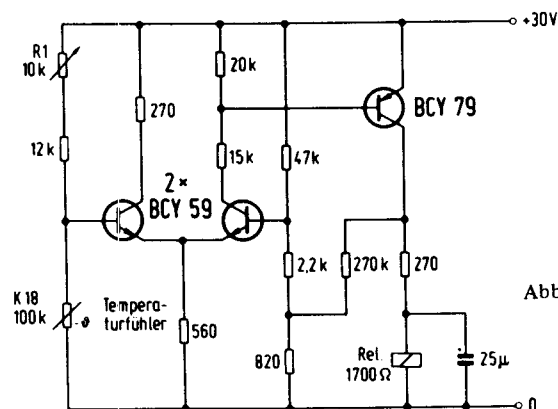


Abb. 9.5-1

Betriebsspannung	30 V (–15 bis +10%)
Einstellbarer Temperaturbereich	160 bis 185°C
Zulässige Umgebungstemperatur	0 bis 70°C
Temperaturfehler der Schaltung (20 bis 70°C)	0,5 grd
Ein- und Ausschaltdifferenz des Reglers	1 grd

In Heizkesseln, welche mit Proportionalregler arbeiten, treten je nach Last verschiedene Aufheizgeschwindigkeiten auf. Bei Sommerbetrieb, geschlossenem Mischventil und keinem Wärmebedarf für die Heizkörper beträgt diese z.B. $23^{\circ}\text{C}/\text{min}$, das zu einem thermischen Überspringen von 90°C auf 110°C führt. Bei Betrieb mit arbeitendem Mischer, angeschalteter Umwälzpumpe und Last durch Heizkörper treten Aufheizgeschwindigkeiten von ca. $3^{\circ}\text{C}/\text{min}$ auf. Die Überspringer können dabei vernachlässigt werden.

In einem praktischen Versuch wurde ein Überspringen von 2°C (Solltemperatur 90°C) bei allen Belastungsfällen beobachtet.

Der Meßheißleiter M 81/10 k Ω ist in einer Brückenschaltung angeordnet. Mit dem Potentiometer P1 kann man die Kesseltemperatur einstellen. Toleranzen des Heißleiters bei der Solltemperatur werden damit ebenso ausgeglichen. Die Heißleiterspannung liegt



nun als Istwert am invertierenden Eingang des Schaltverstärkers, die Brückenspannung am Eingang des Differentiators. Die zeitliche Änderung der Brückenspannung wird differenziert und steht am Ausgang als Spannung zur Verfügung. Das Differenzierglied besteht aus dem Kondensator C_1 und dem Widerstandstrimmer P_2 . Mit P_2 kann man die Kapazitätstoleranz ausgleichen und den Differentialanteil des Reglers dem gesamten Heizsystem anpassen. Das Potential am nichtinvertierenden Eingang des Schaltverstärkers ist durch den Spannungsteiler festgehalten. Bei Temperaturzunahme steigt die Ausgangsspannung des Differentiators, der Transistor steuert durch und hebt das Potential am nichtinvertierenden Eingang an. Dies bedeutet eine Erniedrigung der Schalttemperatur des Relais. Je steiler die Temperaturänderung verläuft, desto niedriger liegt die Schalttemperatur. Eine negative Differentialspannung bei Temperaturabnahme wirkt sich wegen des Transistors nicht aus. Die Schwankungen um die Solltemperatur verringern sich beim Vergrößern der Zeitkonstante $\tau = C_1 \cdot P_2$ des Differentiators. Dabei erniedrigt sich die Schalttemperatur des Relais.

Die Betriebsspannung wird entsprechend dem Relais bei einem maximalen Relaisstrom von 70 mA festgelegt.

9.7 Temperatur-Regelschaltung

In der vorliegenden Temperatur-Regelschaltung (Abb. 9.7-1) wird ein Heizwiderstand R_L solange mit voller Leistung aus dem 220-V-Netz gespeist, wie seine Temperatur einen eingestellten Sollwert noch nicht erreicht hat. Bei Annäherung an die Solltemperatur wird die Heizleistung etwa proportional zur Temperatur vermindert. Die Breite des Proportionalbereiches ist einstellbar.

Im Lastkreis (Abb. 9.7-1) sind zwei antiparallel geschaltete Thyristoren mit dem Heizwiderstand R_L in Reihe geschaltet. Die Steuerschaltung ist in Abb. 9.7-2 dargestellt. Zur Temperaturmessung wird die Brückenschaltung aus den Widerständen R_T (Meßfühler), R (Sollwert-Einstellwiderstand) und den zwei 1,5-k Ω -Widerständen verwendet. Die Brücke ist abgeglichen, wenn der Meßfühler den Widerstandswert erreicht hat, der am Widerstand R eingestellt ist. Der Strom im Meßfühler beträgt 10 mA.

Die Diagonalspannung der Brücke wird von einem symmetrischen Differenzverstärker mit den Transistoren T_1 und T_2 verstärkt. Das 500- Ω -Trimpotentiometer dient dem Ausgleich von Unsymmetrien. Das asymmetrische Ausgangssignal des Differenzverstärkers wird zur Ansteuerung des Transistors T_3 verwendet, der als Konstantstromquelle geschaltet ist und den Ladestrom für den 22-nF-Kondensator des nachgeschalteten Sperrschwingers (T_4) liefert. Da der Emitter von T_3 über den Widerstand R_S an einen Widerstandsteiler aus 1 k Ω und 2,2 k Ω , also an ein Potential von ca. 16 V gelegt ist, kann die Konstantstromquelle nur arbeiten, wenn das Kollektorpotential von T_2 dieses Potential unterschreitet. Das ist der Fall, wenn der Widerstand des Meßfühlers kleiner ist als der Widerstand des Sollwert-Einstellers.

Der Sperrschwinger, der die Zündimpulse für die Thyristoren erzeugt, soll während jeder Netzhalbperiode nur einen, jedoch in seiner Lage innerhalb der Halbperiode verschiebbaren Impuls abgeben. Die Verschiebung des Zündimpulses innerhalb der Halbperiode geschieht durch Variation des Kollektorstromes der Konstantstromquelle T_3 . Die zusätzliche Schaltung mit den Transistoren T_5 und T_6 erfüllt in Verbindung mit dem Sperrschwinger die Forderung nach nur einem Impuls und synchronisiert den Sperr-

9.7 Temperatur-Regelschaltung

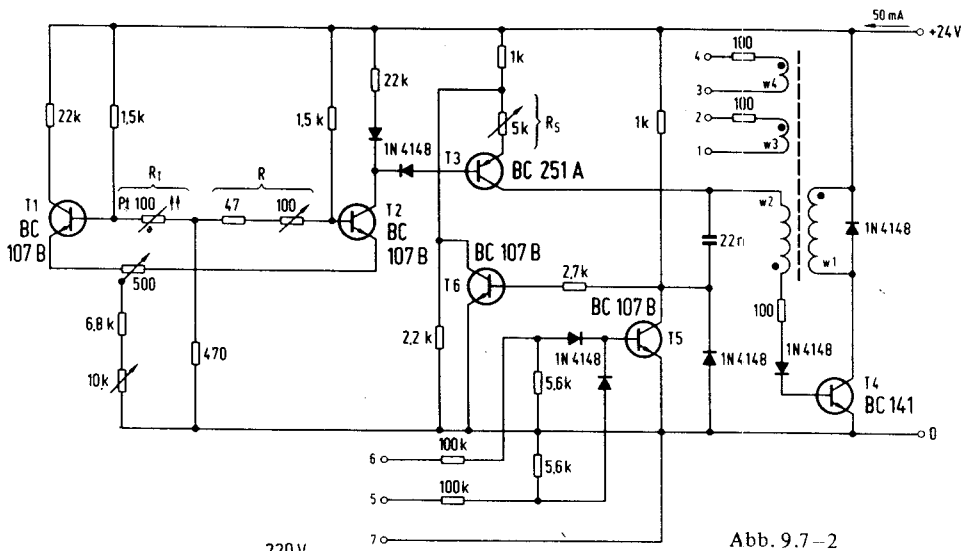


Abb. 9.7-2

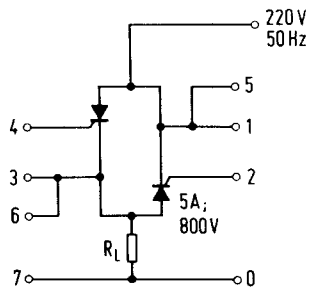


Abb. 9.7-1

schwinger mit der Netzfrequenz. Die Transistoren T5 und T6 arbeiten gegenphasig, d.h. wenn der eine sperrt, ist der andere durchgesteuert und umgekehrt. Ist z.B. T5 durchgesteuert, so ist der Ladestromkreis für den 22-nF-Kondensator geschlossen, und es kann, weil T6 den Teiler für das Emitterpotential von T3 nicht beeinflusst, auch Ladestrom fließen. Andernfalls ist bei durchgesteuertem T6, also kurzgeschlossenem 2,2-k Ω -Widerstand, die Konstantstromquelle stromlos.

Die Schaltungsanordnung aus T5 und T6 wird gesteuert von der Spannung, die über der Antiparallelschaltung der Thyristoren abgegriffen wird und über die Anschlüsse 5 und 6 zur Steuerschaltung gelangt. Sie wird mit einem Widerstandsteiler heruntergeteilt und in einer Mittelpunktschaltung mit zwei Dioden gleichgerichtet. Diese Spannung liefert der Steuerschaltung die Information über den Nulldurchgang der Spannung an den Thyristoren (zur Synchronisation des Sperrschwingers) und über die erfolgte Zündung des einen der beiden Thyristoren (Unterdrückung weiterer Zündimpulse während der restlichen Zeit der Halbwelle).

Der Sperrschwinger erzeugt an den beiden Sekundärwicklungen des Transformators mit den Anschlüssen 1...4 Zündimpulse mit ca. 20 V Amplitude, einem Innenwiderstand

9 Temperaturüberwachung

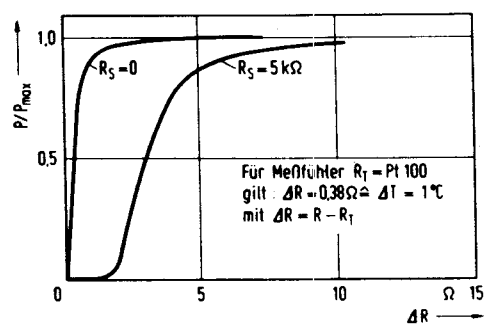


Abb. 9.7-3

von etwa 120 Ω und einer Impulsdauer von etwa 30...40 μ s, so daß Thyristoren sicher gezündet werden können.

Mit der Funktion $P/P_{\text{Pmax}}(\Delta R)$ zeigt Abb. 9.7-3 für zwei Einstellungen des Trimmerpotentiometers R_S , wie sich der Proportionalbereich der Regelschaltung variieren läßt.

Die Steuerschaltung wird an 24 V betrieben und nimmt unabhängig von ihrem Betriebszustand einen konstanten Strom von 50 mA auf. Mit den angegebenen Thyristoren darf der Lastwiderstand bis herab zu 33 Ω betragen, was einer maximalen Heizleistung von 1500 W entspricht.

Transformatordaten:

Siferrit-Schalenkern W1 = W2 = 100 Wdg., W3 = W4 = 80 Wdg., sämtl 0,2 ϕ CuL.
Der Punkt kennzeichnet den Wicklungsanfang.

9.8 Temperaturregler mit Triac-Nullspannungsschalter

Abb. 9.8-1 zeigt die Schaltung eines Temperaturreglers für Triacansteuerungen. Als Temperaturfühler werden Thermewid-Heißleiter-Fühler verwendet. Das Heißleitersignal wird mit einem Differenzverstärker (hier mit Einzelhalbleitern T4 und T5) abgenommen und dem Nullspannungsschalter zugeführt. Mit dem Potentiometer 10 k Ω kann die zu regelnde Temperatur eingestellt werden. Optimal kann mit jeweils einer Heißleitertype nur ein eingegrenzter Temperaturbereich eingestellt werden. In der folgenden Tabelle sind für einige Heißleiter die erzielbaren Temperatureinstellbereiche angegeben. Zur besseren Ausnützung des Regelbereiches ist ein Reihen- und ein Parallelwiderstand zum Heißleiter vorgesehen.

Technische Daten:

Netzspannung	220 V $\sim \pm 10\%$
max. Last (ohmsche Last)	1,2 kW
Umgebungstemperatur des Gerätes	-20 bis +75°C
Schalthysterese	0,5 K
Ansprechgenauigkeit	0,5 K
Triac TC	TX C01 A60

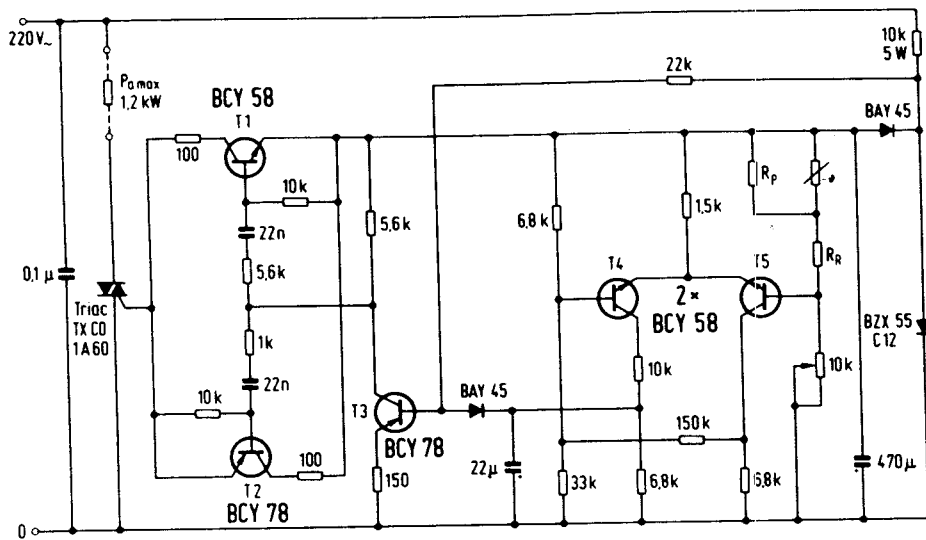


Abb. 9.8-1

Fühler	Temperaturbereich
K 283/1,25 k Ω	-20 bis +120°C
K 11/5 k Ω	-20 bis +120°C
K 17/100 k Ω	10 bis +220°C
K 273/1,25 k Ω	+20 bis +100°C
Reihenwiderstand	Parallelwiderstand
300 Ω	33 k Ω
300 Ω	22 k Ω
300 Ω	22 k Ω
300 Ω	—

9.9 Temperaturregler mit Vollwellensteuerung

Die Schaltung (Abb. 9.9-1) wurde entwickelt für die rundfunkstörfreie Temperaturregelung kleinerer Verbraucher (bis 200 W), z.B. für Heizkissen, Heizdecken, Lötkolben, Warmhalteplatten, Flaschenwärmer für Babyflaschen, Brennscheren u.v.m. In der Endstufe sind zwei antiparallel geschaltete Thyristoren BRY 43 eingesetzt, von denen der linke von der Temperatur-Meßbrücke beeinflusst wird, während der rechte stets dann zu Beginn einer Halbwelle von der zuvor in dem 1- μ F-Kondensator gespeicherten Ladung gezündet wird, wenn in der Halbwelle zuvor der linke Thyristor leitend war. Dieser erhält seinen Zündstrom über den 0,47- μ F-Kondensator von der Netzspannung und zündet jeweils zu Beginn seiner Halbwelle, wenn nicht sein Steuereingang durch den Tran-

9 Temperaturüberwachung

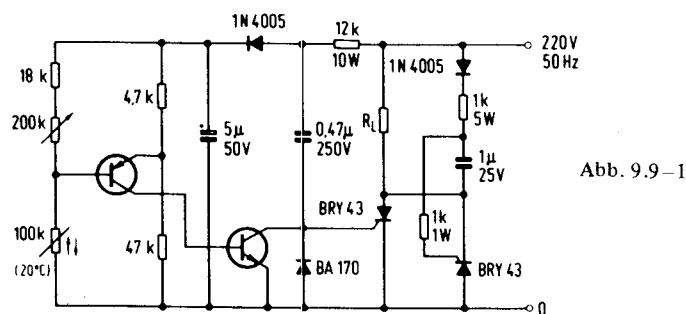


Abb. 9.9-1

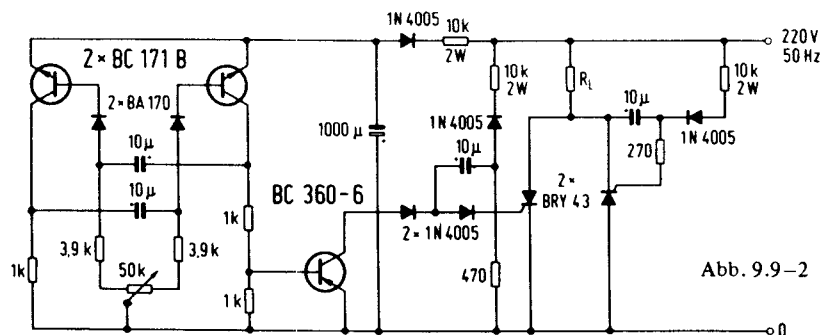


Abb. 9.9-2

sistor BSY 52 kurzgeschlossen ist. Das ist dann der Fall, wenn die Heizung die eingestellte Temperatur erreicht. Dann werden beide Transistoren leitend, worauf der Laststrom unterbrochen wird.

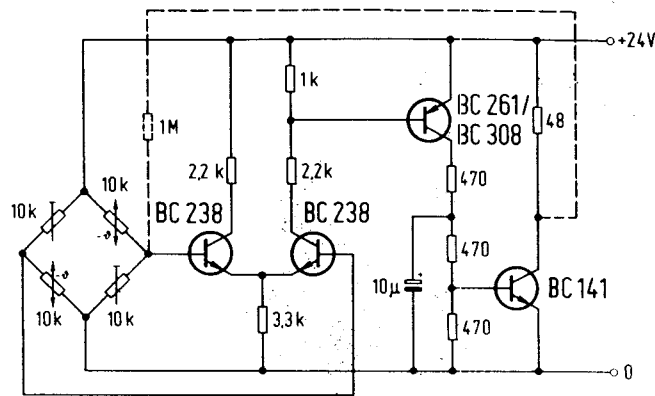
Ersetzt man in der Schaltung (Abb. 9.9-1) die Temperaturmeßbrücke durch einen instabilen Multivibrator, so erhält man eine Schaltung, bei der sich die an den Heizwiderstand gelieferte Leistung stufenlos verändern läßt, indem man das Tastverhältnis des Multivibrators ändert. Abb. 9.9-2 zeigt eine Abwandlung der Schaltung Abb. 9.9-1, mit der sich die Heizleistung eines 750-W-Heizkörpers stufenlos verringern läßt.

9.10 Temperaturregler mit Differenzverstärker

Will man den Einfluß der Umgebungstemperatur auf die Regelgenauigkeit vermindern, so muß für den Soll-Istwert-Vergleich ein symmetrischer Differenzverstärker eingesetzt werden. Abb. 9.10-1 zeigt die Schaltung.

Um die Empfindlichkeit des Thermostaten zu erhöhen, bestehen zwei einander gegenüberliegende Brückenarme aus Heißleitern. Ohne den gestrichelt gezeichneten Rückkopplungspfad arbeitet die Schaltung als Proportionalregler, d.h. der Strom durch den 48-Ω-Heizwiderstand ist der Brückenverstimmung proportional. Das gilt allerdings nur in der Nähe des Abgleichpunktes. Bereits bei einer Widerstandsänderung von 0,5%

Abb. 9.10-1



wird der gesamte Proportionalbereich durchlaufen. Bei größerer Verstimmung ist der Endtransistor entweder ganz durchgesteuert oder gesperrt.

In der Mitte des Proportionalbereiches wird im Endtransistor die größte Verlustleistung umgesetzt. Sie beträgt ein Viertel der maximalen Heizleistung, also 3 W. Sie muß durch ein Kühlblech abgeführt werden und kann unter Umständen, wenn die zu regelnde Temperatur niedrig genug ist, mit zur Heizung ausgenutzt werden. Die gesamte Heizleistung ist dann dem Ausgangsstrom proportional, während sie im anderen Fall dem Quadrat des Stromes proportional ist.

Wenn ein Proportionalbereich wegen der darin am Transistor auftretenden Verlustleistung nicht gewünscht wird, kann man der Schaltung durch Einfügen der gestrichelt gezeichneten Rückkopplung Kipverhalten geben und sie als Zweipunktregler betreiben. Die Hysterese beträgt dann ca. 0,2%.

9.11 Regelschaltungen für Speicheröfen

In bisher bekannten Schaltungsentwürfen wird häufig der Restwärmefühler (RWF) als Spannungsteiler eingesetzt. Mit dieser Anordnung ist keine lineare Kennlinie möglich. Die Schaltung Abb. 9.11-1 ermöglicht den Aufbau von Restwärmegeräten mit linearer Kennlinie. Mehrere Restwärmegeräte können wahlweise von einem externen Steuergerät beeinflusst werden, das eine von Umgebungsbedingungen abhängige Gleichspannung im Bereich von 0,91 V bis 1,43 V abgibt. Die Schaltspannung U_7 am Eingang 2 des OP 2 wird bei $U_{\text{Steuer}} = 0$ V bestimmt vom Teilverhältnis $P_3 + R_6/R_7$ und beträgt 0,91 V. Steuerspannungen $> 0,91$ V überträgt der OP 3 auf die Schaltspannung U_7 .

Wegen des großen Vorwiderstandes $330 \text{ k}\Omega$ zur Steuerspannung wurde der „Darlington-OP“ TCA 335 vorgesehen, dessen Eingangsstrom nur 20 nA beträgt. Der vom Eingangsoffsetstrom verursachte Ausgangs-Spannungsfehler beträgt ca. $\pm 3 \text{ mV}$; die Eingangsoffsetspannung ergibt einen zusätzlichen Fehler von $\pm 10 \text{ mV}$. Mit der Diode D2

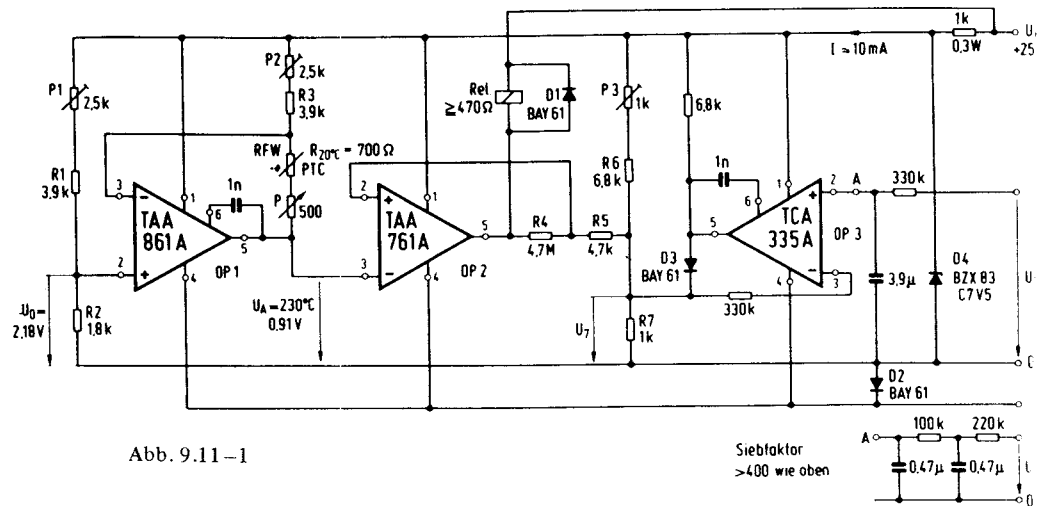


Abb. 9.11–1

wird die benötigte negative Versorgungsspannung von 0,6 V erzeugt. Sollte die der Steuerspannung überlagerte Wechsellspannung zu groß sein, ist ein Doppelsiebglied vorteilhaft.

Mit dem OP1 wird dem Restwärmefühler ein konstanter Strom eingeprägt. Dadurch erhält man eine lineare Kennlinie der Ausgangsspannung U_A in Abhängigkeit vom PTC-Widerstand.

Bei richtiger Einstellung der Spannung U_0 entspricht die von RWF erzeugte Ausgangsspannung U_A dem Steuerspannungshub, so daß keine weitere Teilung der Steuerspannung erforderlich ist. Die Berechnung der Spannung U_0 erfolgt nach der Gleichung

$$U_0 = U_{A\ 230^{\circ}\text{C}} \frac{1 - ab}{a - ab}$$

$$\text{Mit } a = \frac{U_{\text{Steuer min}}}{U_{\text{Steuer max}}} = \frac{0,91 \text{ V}}{1,43 \text{ V}} = 0,637$$

$$b = \frac{R_{RW20^{\circ}\text{C}}}{R_{RW230^{\circ}\text{C}}} = \frac{700\ \Omega}{1200\ \Omega} = 0,584$$

und $U_{A230^{\circ}\text{C}} = U_{\text{Steuermin}} = 0,91 \text{ V}$ wird $U_0 = 2,18 \text{ V}$.

Abb. 9.11–2 zeigt die Kennlinie der Schaltung. Die Hysterese wird bei $U_{\text{Steuer}} \leq 0,91 \text{ V}$ um ca. 20% größer, da in diesem Bereich der Widerstand R7 wirksam wird. Sollte dies stören, sind die Widerstände R4, R5 zu erhöhen oder der Teiler P3, R6, R7 niederohmig auszuführen.

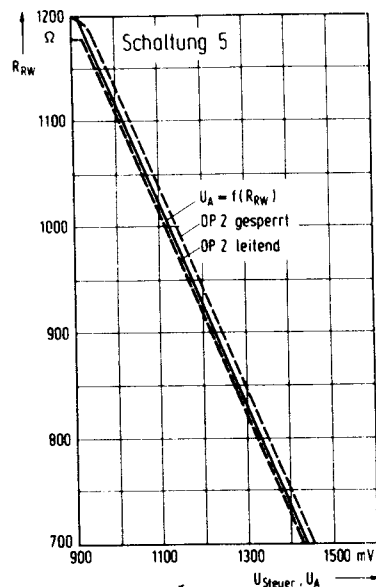


Abb. 9.11-2

Abgleich:

- Mit P1 $U_0 = 2,18 \text{ V}$ einstellen
- Bei $R_{RW} 230^\circ\text{C}$ und $P = 0 \Omega$ mit P2 $U_A 230^\circ\text{C} = 0,91 \text{ V}$ einstellen
- Bei $U_{\text{Steuer}} = 0$ mit P3 $U_7 = 0,91 \text{ V}$ einstellen.

Die Genauigkeit ist von der Stabilität der Zenerspannung abhängig. Die Anschlüsse 1 der OP's können bei Bedarf auch an die ungestabilisierte Spannung gelegt werden.

9.12 Temperatur-Regelschaltung für Ventilsteuerung

Eine Temperatur-Regelschaltung wurde so ausgelegt, daß ein relaisgeschalteter Rechts- und Linkslauf eines Stellmotors von 220 V mit einstellbarem Ruhebereich möglich ist, Abb. 9.12-1.

Ein gegengekoppelter Verstärker TAA 861 steuert die Basis der Gegentaktendstufe an. Über je einen Schalttransistor T3, T4 werden die beiden Relais betätigt.

Die Temperaturmessung erfolgt mit dem Fühler K 274 in einer Brückenschaltung R1 bis R6. Dies hat den Vorteil, daß Schwankungen der Batteriespannung weitgehendst ohne Einfluß bleiben.

Der Temperatursollwert wird mit dem Widerstand R1 vorgewählt. Der Ausgang der Meßbrücke liegt am Differenzeingang des Operationsverstärkers TAA 861. Die Brückenzweige sind so dimensioniert, daß unterhalb des Sollwertes der nichtinvertierende Eingang positiver ist als der invertierende. Am Ausgang des Operationsverstärkers liegt ein hohes Potential, so daß die Transistoren T1 und T3 durchschalten. Relais I ist angezogen. Wird die Solltemperatur erreicht, so sind beide Relais stromlos. Bei weiterem Überschreiten der Solltemperatur kehrt die Spannung U_{34} ihre Richtung um, so daß die Transistoren T2 und T4 leitend werden und Relais II anzieht.

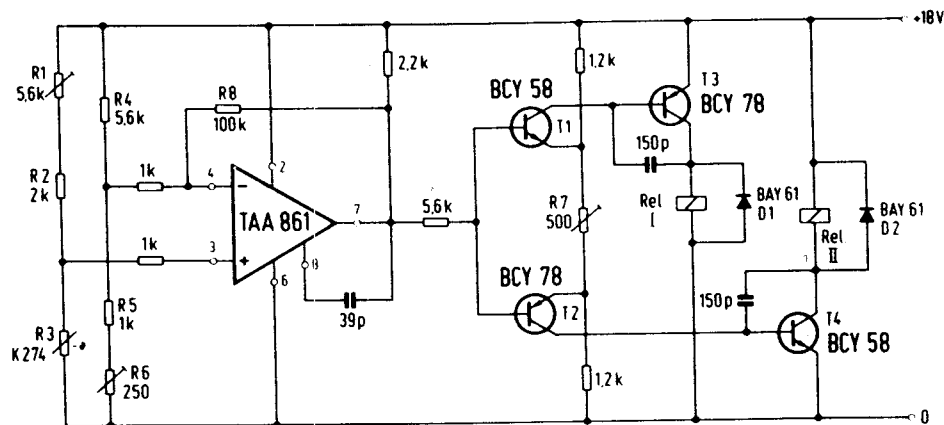


Abb. 9.12-1

Mit dem Trimpotentiometer R7 kann eine Ruhezone bis $\pm 0,5^\circ \text{K}$ symmetrisch zum Sollwert eingestellt werden, bei der kein Relais anzieht. Die minimale Ruhezone ist durch die Summe der Basisspannungen U_B von T1 und T2, etwa 1,2 V, gegeben. Dies ergibt eine minimale Ruhezone von $0,2^\circ \text{K}$.

Eine größere Ruhezone kann erzielt werden, indem die Verstärkung des TAA 861 durch Verkleinerung des Widerstandes R8 herabgesetzt wird. Das Trimpotentiometer R6 dient zum Feinabgleich der Meßbrücke.

Technische Daten:

Betriebsspannung U_{Batt}	18 V
Temperaturbereich T	25°C bis 95°C
max. zul. Temperatur des Fühlers K 274 T_{max}	100°C
Temperaturabweichung bei einer Änderung von U_{Batt} um $\pm 10\%$	$< 0,1^\circ \text{K}$
Ruhezone, einstellbar	$0,2^\circ \text{K}$ bis 1°K

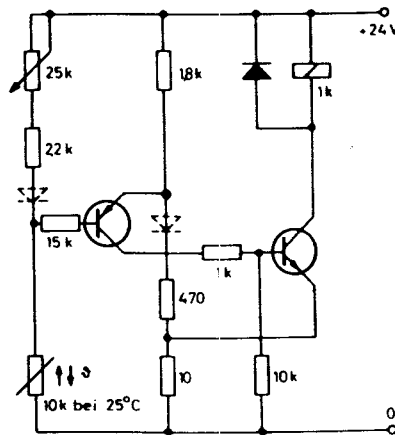
9.13 Zweipunkt-Temperaturregler

Zur Temperaturmessung dient eine Widerstandsbrücke in Abb. 9.13-1, in der ein Widerstand ein Thermistor (NTC) ist. In der Brückendiagonale liegt der Eingang eines zweistufigen, komplementär aufgebauten Transistorverstärkers, der mit seinem Ausgang ein Relais steuert. Der über dem $10\text{-}\Omega$ -Widerstand im rechten Brückenarm fließende Emitterstrom des Ausgangstransistors erzeugt eine Mitkopplung, durch die der Verstärker Schaltverhalten und eine Hysterese bekommt. Durch geeignete Wahl dieses Mitkopplungswiderstandes im Bereich $0\ldots 100\text{ }\Omega$ läßt sich eine gewünschte Hysterese zwischen Null und etwa 3% einstellen, bezogen auf den Widerstandswert des Thermistors.

9.14 Zweipunkt-Temperaturregler

BC 252 A BAV 18 BC 171 A

Abb. 9.13-1



Äquivalent: BAV 18 \approx 1N4148
BC 171 A \approx BC 107 B
BC 252 A \approx BC 261

Bei niedriger Temperatur ist das Relais stromlos und zieht bei Erreichen der mit dem Potentiometer im Bereich 35...95°C einstellbaren Schalttemperatur an. Wird die Schaltung zur Regelung einer Heizung eingesetzt, so muß der Heizkörper über einen Ruhekontakt des Relais geschaltet werden.

Mit den gestrichelt eingezeichneten Dioden (z.B. BA 170) läßt sich die Temperaturabhängigkeit der Basis-Emitter-Spannung des BC 252 A kompensieren. Dadurch wird die Schalttemperatur völlig unabhängig von der Umgebungstemperatur des Verstärkers.

9.14 Zweipunkt-Temperaturregler mit Schmitt-Trigger

Als Temperaturfühler dient ein Heißleiter (Abb. 9.14-1), durch den ein einstellbarer, annähernd konstanter Meßstrom fließt. Bei niedriger Temperatur ist der Spannungsabfall am Heißleiter groß, der linke Transistor des Schmitt-Triggers führt Strom, und das Relais ist abgefallen. Die zu regelnde Heizung muß also über einen Ruhekontakt des Relais angeschlossen werden.

Als Sollspannung dient die Umschaltspannung des Schmitt-Triggers. Sie wird gebildet durch den Spannungsabfall, den der Strom durch den linken Transistor an dessen Basis-Emitter-Strecke und an der Diode erzeugt. Unterschreitet der Spannungs-Istwert am Heißleiter bei steigender Temperatur den Sollwert, so schaltet der Schmitt-Trigger um, und das Relais zieht an.

Der hier verwendete Schmitt-Trigger besitzt ungleiche Kollektorwiderstände und eine Diode statt eines gemeinsamen Emitterwiderstandes. Da der Eingangstransistor vor dem Erreichen des Kippunktes über einen gewissen Spannungsbereich stetig durchgesteuert wird, würde in ihm eine zu große Verlustleistung entstehen, wenn sein Arbeitswiderstand ebenso klein wie der Relaiswiderstand wäre. Ungleiche Kollektorwiderstände führen in Verbindung mit einem linearen Emitterwiderstand zu einer sehr großen Schalt-

9 Temperaturüberwachung

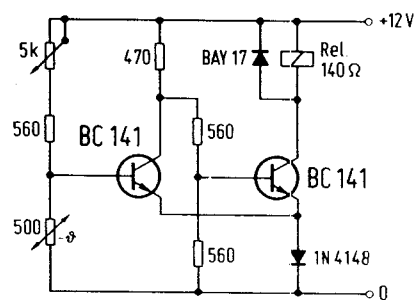


Abb. 9.14-1

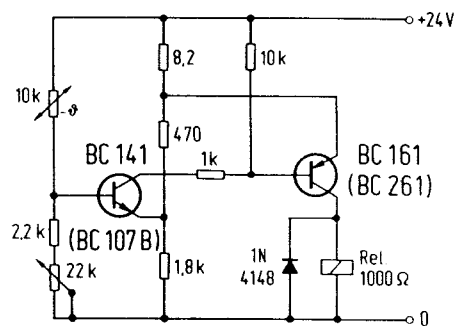


Abb. 9.15-1

hysteresis. Sie lässt sich verkleinern, wenn man an dieser Stelle die nichtlineare Kennlinie einer Diode ausnutzt. Dann beträgt der Abstand der Umschaltunkte, ausgedrückt als relative Widerstandsänderung des Heißleiters, nur 5%. Das entspricht einem Temperaturunterschied von 1 bis 2°C.

9.15 Zweipunkt-Temperaturregler mit komplementären Transistoren

Der Soll-Istwert-Vergleich (Abb. 9.15-1) erfolgt mit einer Brücke aus ohmschen Widerständen und einem Heißleiter. Die Abhängigkeit der Schwellspannung des Eingangstransistors von der Umgebungstemperatur wirkt sich bei dieser Schaltung nur geringfügig aus, da der Anteil dieser Schwellspannung an der wirksamen Sollspannung nur etwa 5% beträgt. In Schaltung 73 dagegen wurde die wirksame Sollspannung nur durch die Summe zweier Dioden-Schwellspannungen gebildet.

Bei steigender Temperatur am Heißleiter wird dessen Widerstand kleiner, und die Spannung zwischen Basis und Emitter des NPN-Transistors nimmt zu. Sein Kollektorstrom steuert den über einen 1-k Ω -Schutzwiderstand angekoppelten PNP-Transistor auf, und das Relais zieht an. Über einen Ruhekontakt kann der Heizstrom geschaltet werden.

Der Spannungsabfall, den der Relaisstrom an dem in der Brücke liegenden 8,2- Ω -Widerstand erzeugt, senkt das Emitterpotential des Eingangstransistors und wirkt als Mitkopplung. Die zweistufige Verstärkerschaltung bekommt dadurch Kippverhalten.

Die Hysteresis beträgt 0,5%, bezogen auf die Widerstandsänderung am Heißleiter. Vergrößert man den Rückkopplungswiderstand von 8,2 Ω auf 100 Ω , so wird die Hysteresis ca. 3%.

9.16 Dreipunkt-Temperaturregler

Die Schaltung zeigt Abb. 9.16-1. Als Temperaturfühler dient der Heißleiter R_H . Der nichtlineare Kennlinienverlauf des Heißleiterwiderstandes über die Temperatur wird mit den Widerständen R_1 und R_2 linearisiert. Man erreicht damit einen linearen Widerstands-Temperaturverlauf über ca. ± 20 K. Die Einstellung des Fensters erfolgt über die Fenstermitte und die halbe Fensterbreite. Befindet sich die Eingangsspannung $U_E = U_{6/7}$ inner-

9.17 Temperaturregler mit TCA 965

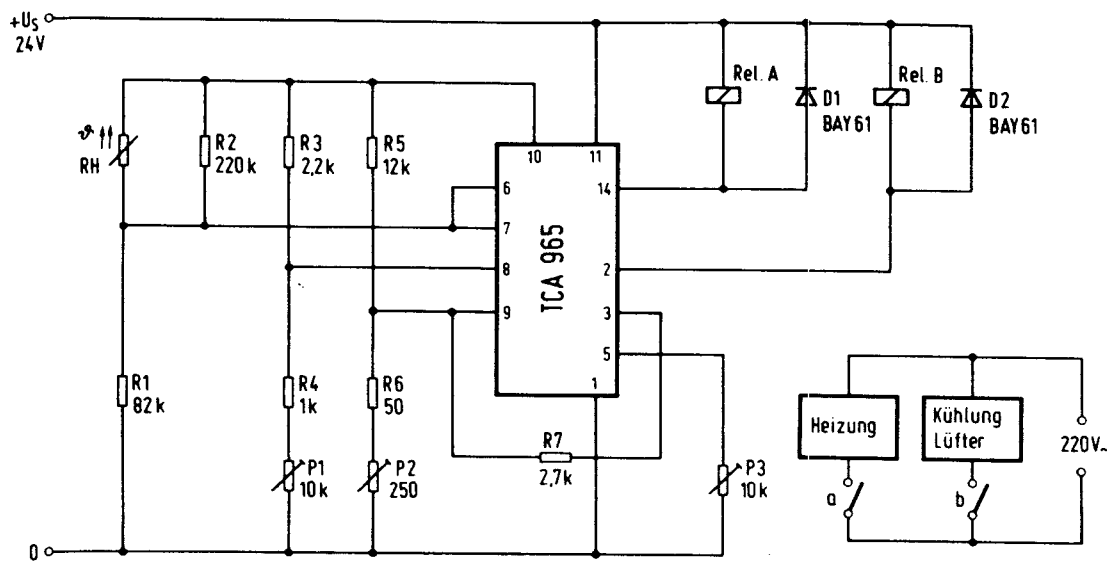


Abb. 9.18-1

halb des Fensters, so sind sowohl Heizung als auch Kühlung ausgeschaltet. Liegt U_E dagegen über oder unterhalb des Fensters, so ist entweder Heizung oder Kühlung in Betrieb.

Der Totbereich, den das Fenster darstellt, und damit die Genauigkeit der Regelung, läßt sich mit P2 einstellen. Wegen der unvermeidlichen Totzeiten bei Temperaturregelungen kann die Genauigkeit nicht beliebig hoch gemacht werden.

Die Fenstermittenspannung U_g stellt den Temperatursollwert dar, der mit P1 um ± 20 K um einen Mittelwert einstellbar ist. Aus Stabilitätsgründen wird mit R7 eine kleine Schalthysterese eingeführt, die unerwünschte Schwingungen im Schaltmoment vermeidet.

9.17 Temperaturregler mit TCA 965 und K 274 für -10°C bis $+20^\circ\text{C}$

Für allgemeine Anwendungen, insbesondere für die Regelung einer Raum- oder Behältertemperatur, wurde die Schaltung nach Abb. 9.17-1 entwickelt. Als Fühler wird der metallgekapelte Heißleiter K 274 S1, welcher in Luft und in Flüssigkeit verwendet werden kann, eingesetzt. Die Signalverstärkung übernimmt der Fensterdiskriminator TCA 965 mit einem nachgeschalteten PNP-Transistor. Mit der gezielten Eingangsteilerdimensionierung erreicht man eine Erkennung einer Fühlerunterbrechung. Die Unterbrechung wird durch eine gelbe Leuchtdiode (LEDge) angezeigt. Dabei ist das Relais, wie bei zu hoher Ist-Temperatur (grüne Leuchtdiode), abgefallen.

Bei zu niedriger Temperatur zieht das Relais an (rote Leuchtdiode). Mit dem Relais können Heizleistungen bis $2 \times 1,5$ kW geschaltet werden. Die Soll-Temperatur wird mit dem Potentiometer R eingestellt.

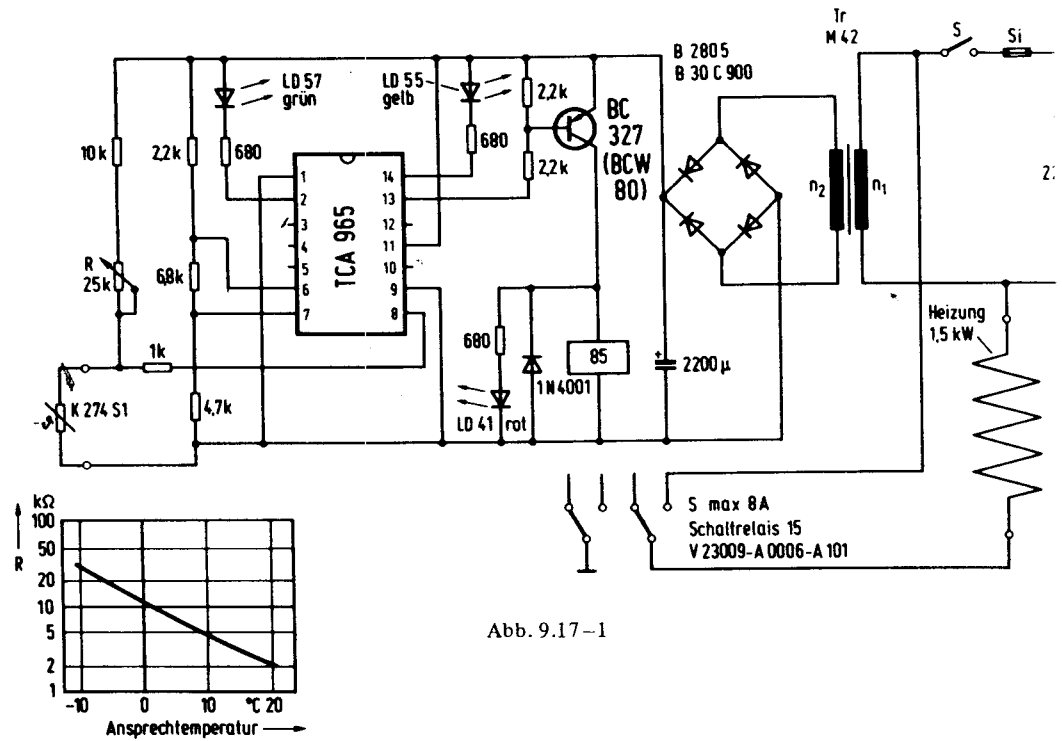


Abb. 9.17-1

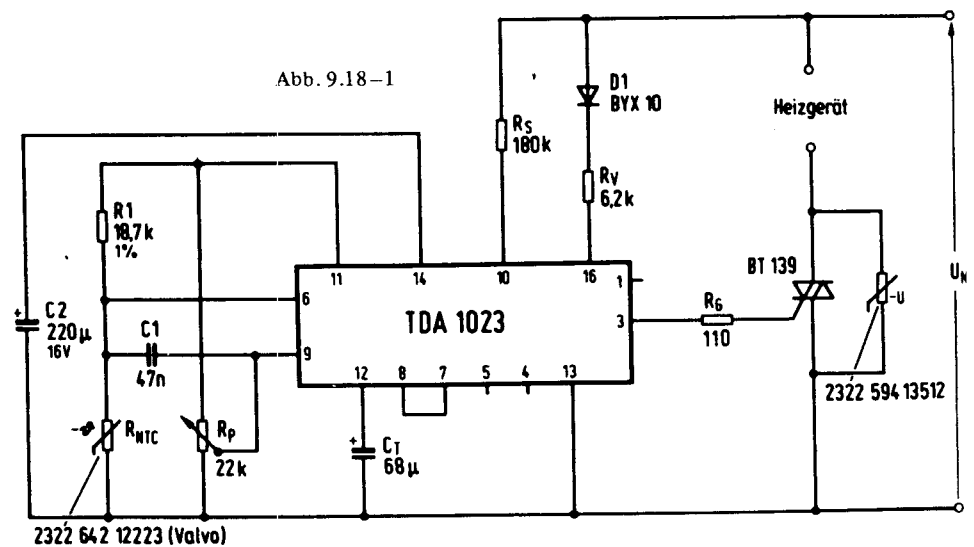


Abb. 9.18-1

Technische Daten:

Betriebsspannung	220 V ~
Betriebsgleichspannung	12 V
max. Relaisstrom	200 mA
Ansprechtemperatur	-10°C bis +25°C
Schalthysterese	max. 15 mV (~ 1°C)
Schaltleistung mit Schaltrelais 15	2 x 1,5 kW ~

9.18 Proportional-Temperaturregler mit der integrierten Zündstufe TDA 1023

Der für den Betrieb von 220-V-Raumheizgeräten vorgesehene Proportional-Temperaturregler arbeitet mit Periodengruppensteuerung und hat einen Solltemperaturbereich von 5°C bis 35°C. Die maximale Heizleistung ist vom verwendeten Triactyp abhängig, wobei aber beachtet werden muß, daß die gemäß DIN EN 50 006 für jede Heizleistung vorgeschriebene Mindestperiodendauer eingehalten wird. Die vorliegende Schaltung in *Abb. 9.18-1* ist für eine Leistung bis 2000 W vorgesehen, so daß ein Triac BT 139 (evtl. auch BT 138) geeignet ist.

Die Raumtemperatur wird durch einen NTC-Widerstand erfaßt, der zusammen mit R_1 den einen Zweig einer Brückenschaltung bildet. Im anderen Zweig liegt das Potentiometer R_p . Die dem Ist- und Sollwert entsprechenden Spannungen liegen an den Anschlüssen 6 (Spannung U_6) und 9 (Spannung U_9) der Zündstufe. Ein interner Komparator vergleicht U_6 und U_9 miteinander und gibt für $U_6 > U_9$ über eine interne Torschaltung die Zündimpulsabgabe an den Triac frei. Liegt die Raumtemperatur wesentlich unter der eingestellten Solltemperatur ($U_6 \gg U_9$), arbeitet der Heizkörper mit voller Heizleistung. Hat sich die Raumtemperatur bis auf 1 K der Solltemperatur genähert ($U_6 - U_9 \approx 80$ mV), setzt die Proportionalregelung ein. Die Differenz $U_6 - U_9$ bestimmt jetzt das Tastverhältnis.

R_V ist der Netzvorwiderstand. Durch die Diode D1 wird der Leistungsverbrauch der Zündstufe etwa halbiert. Anstelle von R_V und D1 kann auch die Reihenschaltung eines Widerstandes $R_V = 390 \Omega$ mit einem Kondensator $C_V = 470$ nF eingesetzt werden. R_G bestimmt die Zündleistung, R_S die Zündimpulsbreite und C_T die Periodendauer. Der VDR-Widerstand schützt den Triac vor Netzüberspannungsspitzen, und mit C2 wird die Versorgungsspannung für die Zündstufe geglättet. C1 schließt Störeinstreuungen kurz; dieser Kondensator ist nur bei langen Verbindungen zwischen der Brückenschaltung und den Anschlüssen 6 und 9 erforderlich.

9.19 Ein/Aus-Temperaturregler mit der integrierten Zündstufe TDA 1024

Die *Abb. 9.19-1a...c* zeigen die Schaltung des Temperaturreglers in 3 Versionen. Der für den Betrieb am 220-V-Netz vorgesehene Regler hat einen Solltemperaturbereich von 5°C bis 30°C. Er arbeitet mit der integrierten Zündstufe TDA 1024 und dem Triac BT 139 und ist zum Schalten von Heizleistungen bis 2000 W geeignet.

Die Raumtemperatur (Ist-Temperatur) wird durch einen NTC-Widerstand erfaßt, der den einen Zweig einer Brückenschaltung bildet. Die Einstellung der Soll-Temperatur erfolgt mit dem Potentiometer R. Der in der Zündstufe befindliche Komparator schaltet

9 Temperaturüberwachung

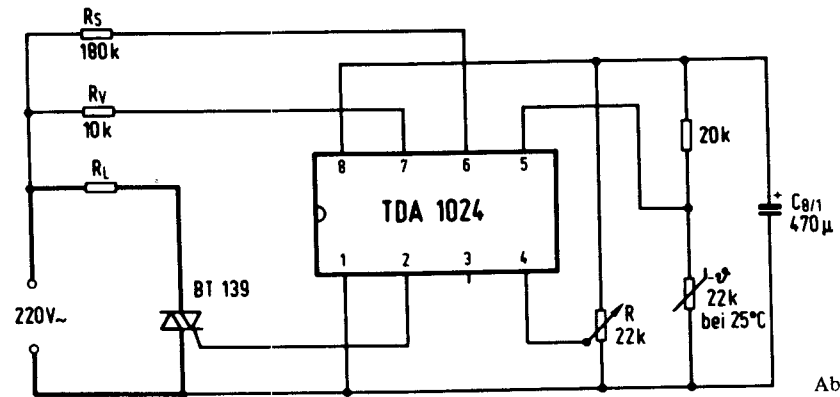


Abb. 9.19-1a

Temperaturregler in der einfachen Ausführung

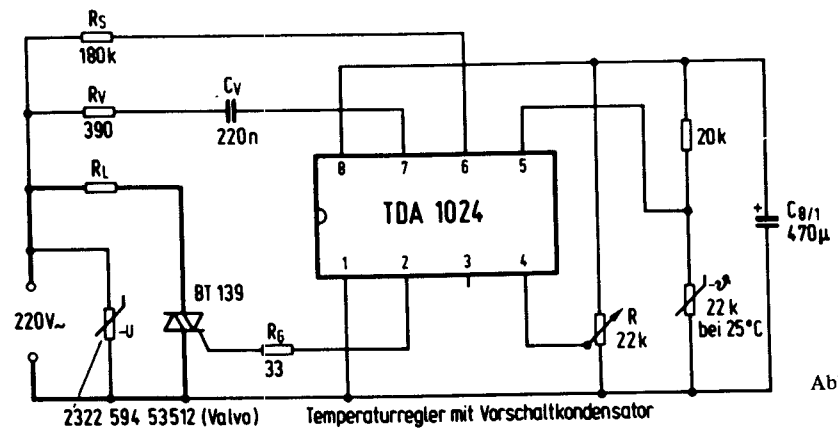


Abb. 9.19-1b

Temperaturregler mit Vorschaltkondensator

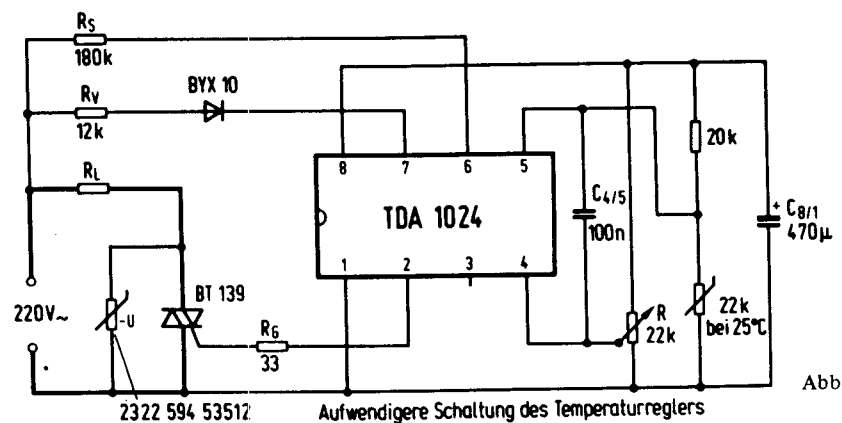


Abb. 9.19-1c

Aufwendigere Schaltung des Temperaturreglers

und gibt über eine Torschaltung die Zündimpulse frei, wenn die Ist-Spannung am Anschluß 5 die Soll-Spannung am Anschluß 4 überschritten hat (Hysterese vernachlässigt). Das über den Triac eingeschaltete Heizgerät R_L heizt jetzt so lange, bis die Raumtemperatur auf einen Wert angestiegen ist, der über dem Soll-Wert liegt. Der Komparator schaltet nun in den Ausgangszustand zurück, womit die Zündimpulsabgabe gesperrt und das Heizgerät ausgeschaltet wird.

Da Anschluß 3 nicht verbunden wurde, arbeitet der Komparator mit der kleinstmöglichen Hysterese, die in diesem Fall einer Temperaturdifferenz von etwa 0,3 K entspricht. Erfolgt die Verbindung zwischen der Widerstandsbrücke und den Anschlüssen 4 und 5 über längere Leitungen, kann es zur Erhöhung der Sicherheit gegen Einstreuungen zweckmäßig sein, einen 100 nF-Kondensator den Anschlüssen 4 und 5 parallelzulegen.

Zum Schutz des Triacs gegen Netz-Überspannungsspitzen empfiehlt sich der Einbau eines ZnO-Varistors parallel zum Triac. Die Leistungsaufnahme der Zündstufe läßt sich verkleinern, wenn man eine Diode in Serie mit R_V und einen Widerstand R_G in die Leitung zwischen Anschluß 2 und dem Steueranschluß des Triacs legt. Verwendet man einen Vorschaltkondensator C_V , dann muß zum Schutz der Zündstufe gegen Überspannungsspitzen dem Netzeingang ein ZnO-Varistor parallel geschaltet werden.

9.20 Temperatursensorelement mit Si-Sensorelement

Das Si-Temperatur-Sensorelement KTY 81 ist für Anwendungen in der Meß- und Regelschaltung vorgesehen.

Mechanische Daten:

Gehäuse: SOD 70 (SOT 54 modifiziert).

Betriebsdaten:

Die Sensorelemente liegen in Selektionsgruppen vor, deren Widerstandswerte mit einer Toleranz von $\pm 1\%$ bzw. $\pm 2\%$ eingehalten werden.

Typischer Widerstandswert

bei $\vartheta_U = 25^\circ\text{C}$, $I_D \leq 1\text{ mA}$

$R_{25} = 1000\ \Omega$

Widerstandsverhältnis

$R_{125^\circ\text{C}}/R_{25^\circ\text{C}}$

typ. $1,94 \pm 1\%$

$R_{-55^\circ\text{C}}/R_{25^\circ\text{C}}$

typ. $0,50 \pm 1\%$

Widerstandskennlinie $R = f(\vartheta_U)$

siehe Bild 20, Werte siehe Tabelle

Dauerstrom

$I_D = \text{max. } 1\text{ mA}$

Spitzenstrom

$I_M = \text{max. } 10\text{ mA}$

Temperaturkoeffizient bei $\vartheta_U = 25^\circ\text{C}$

$\alpha_R = 0,77\% \text{ K}^{-1}$

Meßtemperaturbereich

$\vartheta_M = -55^\circ\text{C} \dots +150^\circ\text{C}$

Thermische Zeitkonstante*)

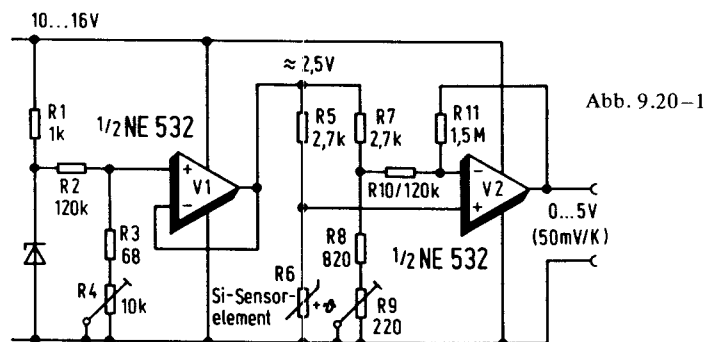
$\tau \leq 4\text{ s}$

*) Bei der Ermittlung der Zeitkonstante wird das Sensorelement zunächst in eine auf 25°C und dann in eine auf 75°C erwärmte, bewegte Flüssigkeit mit guter Wärmeleitung getaucht. Die thermische Zeitkonstante τ stellt dann die Zeit dar, die das Sensorelement benötigt, um 63,2% des Temperatursprungs zu durchlaufen.

9 Temperaturüberwachung

Vorläufige Widerstandswerte:

Temperatur (°C)	Widerstand (Ω)	Temperatur (°C)	Widerstand (Ω)
-50	525	50	1204
-40	577	60	1292
-30	632	70	1384
-20	691	80	1479
-10	753	90	1578
- 0	819	100	1680
10	889	110	1786
20	962	120	1896
25	1000	130	2010
30	1039	140	2128
40	1120	150	2249



Eine einfache Temperatur-Auswerteschaltung zeigt die Abb. 9.20-1. Das Si-Sensorelement befindet sich in einer Brückenordnung, die an einer konstanten Spannung liegt. Diese wird von einer Referenz-Z-Diode abgeleitet und über den Spannungsteiler R2/R3 + R4 auf ca. 2,5 V eingestellt. V1 ist als Impedanzwandler, V2 als Verstärker geschaltet. Die Ausgangsspannung läuft zwischen 0 und 5 V, d.h. mit 50 mV/K für den Bereich 0...100°C. Der Abgleich der Schaltung geschieht an den Bereichsenden: Zuerst bei 0°C durch R9, anschließend bei 100°C durch R4. Der Meßfehler, einschließlich Sättigungsspannung der Endstufe von V2, kann auf diese Weise auf $\pm 0,2$ K begrenzt werden.

9.21 Interface-Schaltung für den Silizium-Temperatursensor KTY 10

Der Meßgröße „Temperatur“ kommt als der am häufigsten erfaßten physikalischen Größe besondere Bedeutung zu. Mit dem Silizium-Temperatursensor KTY 10 wird dem steigenden Bedarf für einen kostengünstigen Fühler mit enger Toleranz und eindeutig reproduzierbarer Kennlinie Rechnung getragen. Die temperaturgesteuerte Stromschaltung

Abb. 9.21-1

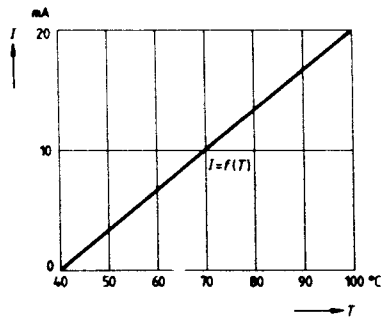
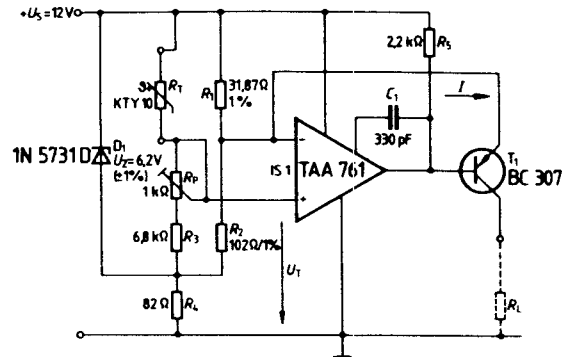


Abb. 9.21-2

ist für die in der analogen Meßtechnik üblichen Standardschnittstellen mit Stromeinprägung (0 bis 20 mA) geeignet.

Die Abb. 9.21-1 zeigt eine Brückenschaltung als temperaturgesteuerte Stromquelle, wobei der im Rückkopplungszweig des OP TAA 761 fließende Strom I über den PNP-Längstransistor BC 307 an die Last ausgekoppelt wird. Die beiden Brückenzweige werden einmal durch die Widerstände R_1 und R_2 , das andere Mal durch den Temperatursensor und die Widerstände R_p und R_3 gebildet. Der linke Brückenzweig mit dem Temperatursensor wird nur vom geringen Eingangsruhestrom des TAA 761 belastet. Da die Schaltung für einen Ausgangsstrom $I_{\max} = 20 \text{ mA}$ ausgelegt ist, muß aufgrund des Spannungsabfalles an den Zuleitungswiderständen eine Stabilisierung der Brückenspannung mit einer Z-Diode vorgesehen werden. Die Abb. 9.21-2 zeigt die Abhängigkeit des Ausgangsstromes von der Temperatur.

9.22 Temperaturgesteuerter Pulsdauermodulator mit dem Silizium-Temperatursensor KTY 10

Die Abb. 9.22-1 zeigt eine einfache Schaltung, welche eine temperaturproportionale Monoflopdauer (Torzeit) liefert. Sie kann vorteilhaft bei der Temperaturmessung und zur Auswertung durch nachgeschaltete Mikrocomputer ohne zusätzlichen A/D-Wandler eingesetzt werden. Durch Auszählen der variablen Pulsdauer mit dem Mikroprozessor läßt sich der entsprechende Temperaturmeßwert einfach übernehmen.

Die Schaltung zeichnet sich durch hohe Linearität über einen weiten Meßbereich, vernachlässigbare Versorgungsspannungs-Abhängigkeit und geringe Temperaturdrift aus. Für 100°C Meßbereich ist eine Auflösung von $0,1^\circ\text{C}$ möglich.

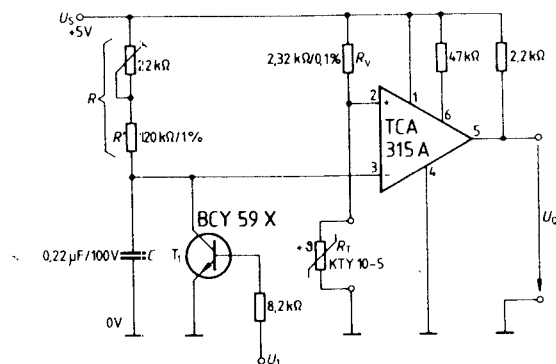


Abb. 9.22-1

Schaltung

Die Schaltung besteht aus einem Komparator und einem gesteuerten RC-Glied zur Bestimmung der Monoflop-Dauer. Die Schaltschwelle des Komparators wird über den Spannungsteiler, gebildet aus dem Vorwiderstand R_V und dem Sensorwiderstand R_T , temperaturabhängig verändert.

Im Ruhezustand liegt „H“-Potential (+5 V) als Eingangsspannung U_I am Transistor T1. Der Kondensator C wird über T1 kurzgeschlossen (Restspannung $U_{CES} \approx 25$ mV). Durch Rücksetzen der Eingangsspannung U_I auf „L“ ($< 0,5$ V) zum Zeitpunkt $t = 0$ wird das Monoflop vom Mikrocomputer gestartet. Der Kondensator lädt sich über den Ladewiderstand R auf U_S auf. Beim Durchtritt durch die Triggerschwelle U_T zum Zeitpunkt t_{EIN} wechselt die Eingangs differenzspannung U_{ID} am Komparator ihr Vorzeichen und ist somit eine Funktion der Temperatur. Der Mikrocomputer setzt nun U_I wieder auf H-Pegel. Nach der Wiederholzeit $t_3 > t_{2max}$ ist das Monoflop startbereit zum Erfassen eines neuen Temperaturwertes. Der Vorgang beginnt von neuem.

In der Ausführung mit dem OP TCA 315 als Komparator liefert die vorgeschlagene Schaltung einen TTL-kompatiblen Ausgangsimpuls. Die Dimensionierung bezieht sich auf den Ein-Chip-Mikrocomputer 8048 bei Betrieb mit 6-MHz-Quarz ($2,5 \mu s$ Befehlszyklenzeit). Während der Torzeit t_{EIN} wird eine Software-Schleife von 4 Statements durchlaufen, die alle $10 \mu s$ nach dem Ende des Monoflop-Impulses abfragt. Die Anzahl der Schleifendurchläufe n multipliziert mit der Auflösung ϑ ist dem gemessenen Temperaturwert proportional.

Gegeben: Meßbereich	$T1 = 0^\circ C$
	$T2 = 100^\circ C$
Auflösung	$\vartheta = 0,1^\circ C$
Abfragedauer	$t_s = 10 \mu s$

Der optimale Vorwiderstand beträgt: $R_{V,OPT} = 2322,3 \Omega$

Bei der gegebenen Auflösung von $0,1^\circ C$ fallen für den gesamten Meßbereich 1000 Schleifendurchläufe mit einer Dauer von 10 ms an. Aus der Differenz der Einschaltzeiten bei $100^\circ C$ wurde die Zeitkonstante τ bestimmt zu

$$\tau = 29,2969 \cdot 10^{-3} s \quad \text{mit der Ladekapazität } C = 220 nF$$

ergibt sich R zu

$$R = 133,168 \text{ k}\Omega.$$

Die Umsetzergleichung bei dieser Dimensionierung lautet: $T_{\text{ANZEIGE}} = 0,1 \cdot n - 155$

9.23 Linearisierung der Kennlinie des Silizium-Temperatur-Sensors KTY 10

Die relativ lineare Widerstandskennlinie $R(T)$ des Silizium-Temperatur-Sensors KTY 10 erlaubt eine Linearisierung über einen großen Temperaturbereich durch nur einen zusätzlichen Widerstand. Beim Betrieb an einer Konstant-Spannungsquelle wird der Widerstand in Serie geschaltet, beim Betrieb an einer Konstant-Stromquelle parallel.

Die Abb. 9.23-1 zeigt die theoretische Spannung U_T über der Temperatur. Für minimale Abweichung wird T_W in die Mitte des betrachteten Meßbereiches gelegt und der optimale Widerstand R_{OPT} aus der Kurve nach Abb. 9.23-2 entnommen. In der praktischen Schaltung wird jedoch der durch den Vorwiderstand R_{OPT} und den Temperatur-Sensor gebildete Spannungsteiler durch den Eingangswiderstand der nachfolgenden Schaltung belastet (Abb. 9.23-3). Der aus der Kurve entnommene Vorwiderstand ist dann noch nach der Formel

$$R_{\text{OPT}}^* = \frac{R_{\text{OPT}}}{1 - \frac{R_{\text{OPT}}}{R_E}} \text{ zu korrigieren.}$$

Der Verlauf von U_T über T wird flacher, der Wendepunkt bleibt bei Ersatz von R_{OPT} durch R_{OPT}^* erhalten.

Einfacher ist der Betrieb mit einer Konstant-Stromquelle (Abb. 9.23-4). In diesem Falle wird parallel zum Temperatur-Sensor ein Widerstand von $6,8 \text{ k}\Omega$ geschaltet. In diesem Widerstand ist der Eingangswiderstand der nachfolgenden Schaltung mit berücksichtigt. Es ergibt sich nur eine minimale Linearitätsabweichung der Funktion $U_T(T)$ von $\pm 1^\circ\text{C}$ über den Temperaturbereich von -50°C bis $+150^\circ\text{C}$.

Für den Bereich 0°C bis 100°C beträgt die Linearitätsabweichung $\pm 0,2^\circ\text{C}$. Der resultierende TK hat den Wert $0,56\%/K$. Der Strom I_T durch den Sensor soll wegen der Eigenerwärmung $1,5 \text{ mA}$ nicht überschreiten.

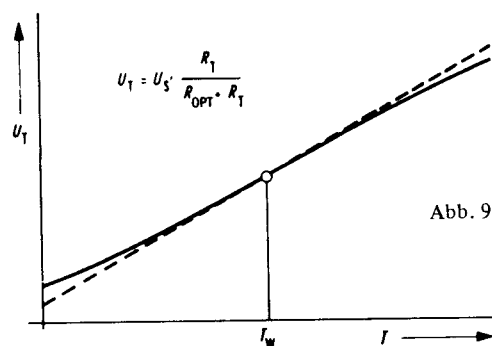


Abb. 9.23-1

9 Temperaturüberwachung

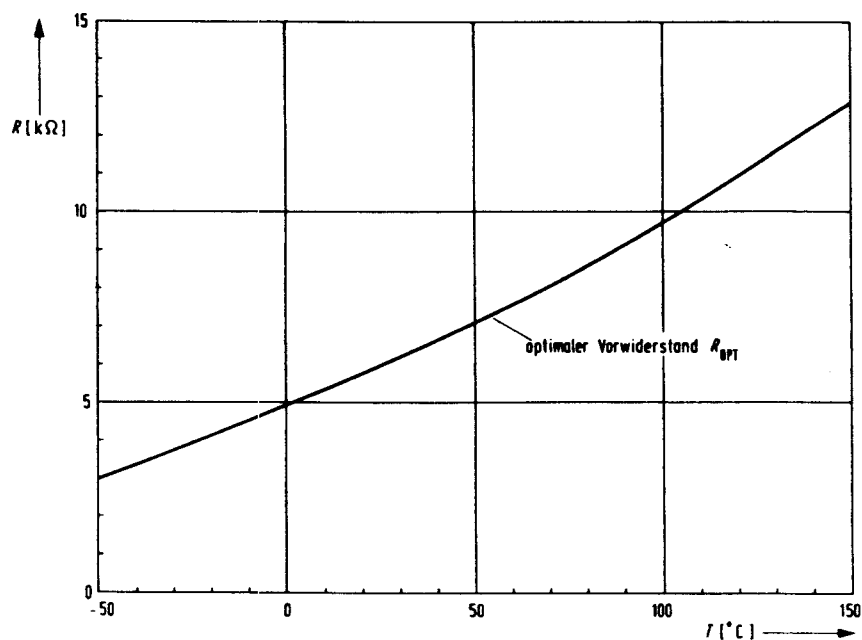


Abb. 9.23-2

Schaltung

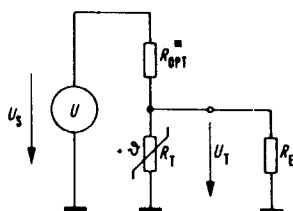


Abb. 9.23-3

Schaltung

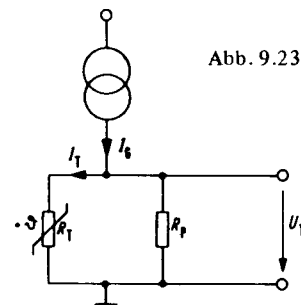


Abb. 9.23-4

9.24 Ein Widerstand/Frequenzwandler zur Temperaturmessung mit Temperatur-Sensor KTY 10

Für digitale Meßwertverarbeitung (Mikroprozessoren) ist es günstiger, nicht den Widerstand des Sensors zu messen, sondern ihn in einer Schaltung in einem Widerstand/Frequenzwandler als Meßglied einzusetzen. Das Ausgangssignal dieser Schaltung ist so beschaffen, daß z.B. TTL-Zählerbausteine oder Mikroprozessoren direkt angesteuert werden können. Besonderer Vorteil dieser Ausführung ist, daß neben der Masseleitung nur eine Datenleitung zum Mikrocomputer benötigt wird, falls der Mikrocomputer mit Zähler ausgestattet ist.

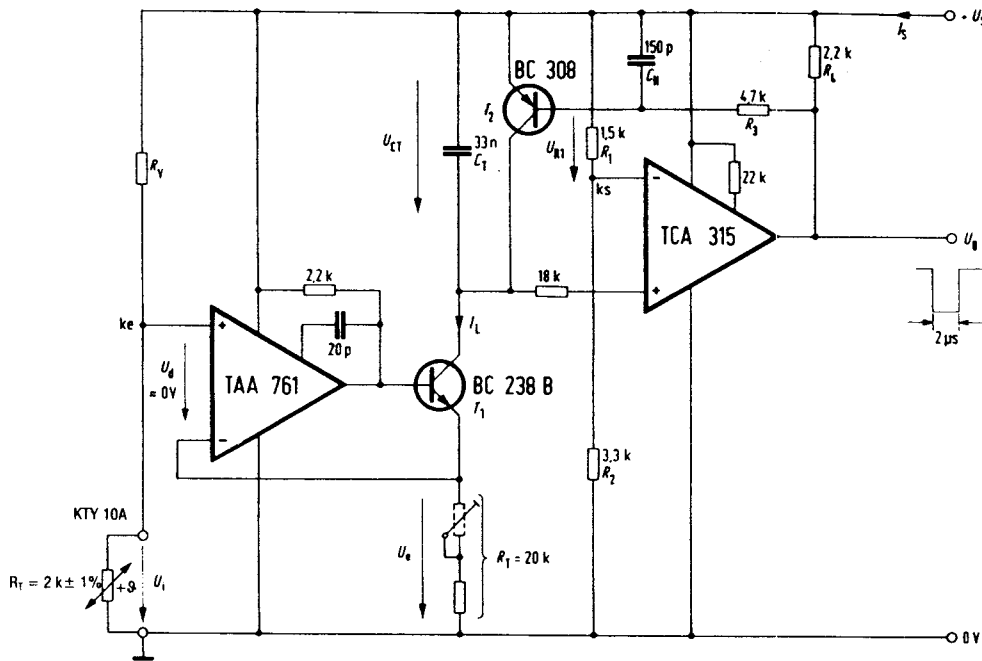


Abb. 9.24–1

Bei der Schaltung nach *Abb. 9.24-1* wird der Temperatursensor zur Linearisierung seiner $R(T)$ -Kennlinie mit einem Vorwiderstand R_V als Spannungsteiler betrieben. Die Teiler-Ausgangsspannung U_i ist der Temperatur proportional. Sie wird einem Spannungs-/Frequenz-Wandler zugeführt. In diesem Wandler wird U_i von einer gesteuerten Stromquelle in einen Ladestrom I_L für C_T umgewandelt. Ein Komparator vergleicht U_{CT} mit U_{R1} und entlädt C_T über den Transistor T2 bei $U_{CT} = U_{R1}$.

Der Operationsverstärker TAA 761 bildet zusammen mit dem Transistor T1 eine spannungsgesteuerte Stromquelle. Solange U_{CT} kleiner als U_{R1} ist, liegt der Ausgang des Komparators TCA 315 auf dem Potential der Versorgungsspannung. Damit ist der Transistor T2 gesperrt und C_T wird durch I_L aufgeladen. Erreicht U_{CT} den Wert der Spannungsschwelle U_{R1} , schaltet der Komparator bis auf eine Restspannung von 0,2 V durch. Über R3 wird der Transistor T2 mit einem kräftigen Basisstrom in die Sättigung gesteuert. C_T entlädt sich über T2. Die Frequenz der Ausgangsspannung errechnet sich zu:

$$f = \frac{I_L}{C_T \cdot U_{CT}} \quad \text{mit } k_e = \frac{R_{Th}}{R_v + R_{Th}} \quad \text{und } k_s = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

$$f = \frac{k_e}{R_T \cdot C_T \cdot k_s}$$

9 Temperaturüberwachung

Die Ausgangsfrequenz ist außer von der frequenzbestimmenden Zeitkonstante $R_T \cdot C_T$ nur von den Teilverhältnissen k_e und k_s , nicht aber von der Versorgungsspannung U_S abhängig. Damit entfällt die Notwendigkeit einer Speisespannungsstabilisierung. Die Variation der Ausgangsfrequenz hängt von der möglichen Variation von k_e ab:

$$0,2 \leq k_e \leq \frac{U_S - 2 \text{ V}}{U_S}$$

Einflüsse, die zur Abweichung des tatsächlichen Frequenzverlaufs vom theoretischen Verlauf führen, sind:

- endliche Restspannung von T2
- Offsetspannung des Komparators
- Schaltzeiten von T2 und Komparator.

Die Wirkungen dieser Einflüsse sind gegenläufig und kompensieren sich teilweise. Für Frequenzen oberhalb 10 kHz steigt der Fehler überproportional an, so daß sich Linearitätsfehler von besser $\pm 1\%$ nur für Frequenzen unter 10 kHz erzielen lassen. Für den Feinabgleich der Frequenz und den Ausgleich der Bauelemente-Toleranzen ist es zweckmäßig, R_T einstellbar zu machen.

Technische Daten

Speisespannung	U_S	4,75 bis 12	V
Stromaufnahme	I_S	5 bis 10	mA
Linearität der Ausgangsfrequenz	F_L	$\leq 1 $	%
Abhängigkeit der Ausgangsfrequenz von der Speisespannung ($k_e = 0,6, 4,5 \leq U_S \leq 5,5$)	$\frac{\Delta f}{\Delta U_S}$	3	$\frac{\text{Hz}}{\text{V}}$

Das Ausgangssignal ist TTL-kompatibel für $U_S = 5 \text{ V}$

9.25 Elektronischer Temperaturfühler mit einfachem 4-Bit-Analog-Digital-Wandler

Die Abb. 9.25-1 zeigt einen elektronischen Temperaturfühler, der Meßtemperaturen zwischen $+3$ und $+33^\circ\text{C}$ als 4-Bit-Wort abgibt. Der A/D-Wandler kann jedoch grundsätzlich auch auf Wortlängen über 4 Bit ausgebaut werden.

Funktionsprinzip

Der Heißleiter R1 befindet sich in einer analogen Brückenschaltung (R1 bis R4). Die Brückenspannung wird mit dem aus OP1 und OP2 gebildeten Fensterdiskriminator verglichen. Dieser unterscheidet, ob das Meßsignal zu groß, zu klein oder richtig ist, d.h. im Fenster liegt. Ist das gemessene Signal zu groß oder zu klein, wird vom Fensterdiskriminator der Binärzähler IS1 freigegeben, der kontinuierlich die Impulse eines externen

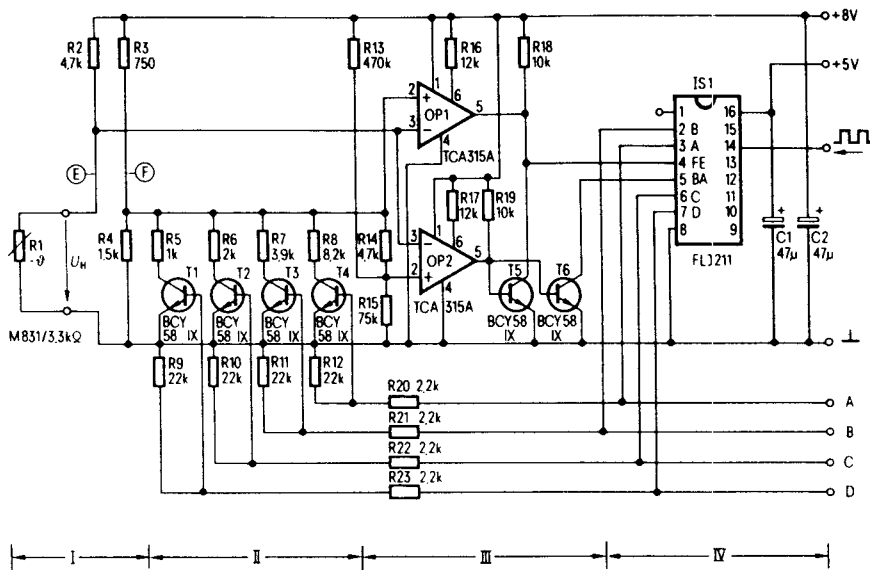


Abb. 9.25-1

Taktgenerators zählt. Die Ausgänge A bis D des Zählers steuern den binären Stufenschalter T1 bis T4, der die analoge Brückenschaltung schrittweise, entsprechend dem Zählerstand des Binärzählers, nachstimmt. Durch die Brückennachstimmung verändert sich stufenweise die Brückenspannung zwischen den Punkten E und F. Bei Abstimmung, d.h. wenn die Brückenspannung innerhalb des Fensterbereiches des Fensterdiskriminators liegt, wird der Zähler gestoppt. Der Zählerstand ist ein Maß für den Abstimmzustand der Analogbrücke bzw. für die Meßgröße. Der Binärzähler kann ein einfacher Vorwärts- oder ein Vorwärts-Rückwärts-Zähler (Umkehrzähler) sein. Die Verwendung eines Umkehrzählers (Abb. 9.25-1) hat den Vorteil, daß bei einer Änderung der Brückenspannung die Nachstimmung auf jeden Fall in die richtige Richtung erfolgt. Während des Nachzählens auftretende Zwischenwerte entsprechen genau der Änderungsrichtung des analogen Meßsignals.

Demgegenüber ist bei Verwendung eines Vorwärtszählers nur ein Durchzählen möglich. Dies bedeutet im ungünstigsten Fall, daß bei Verringerung des Analogsignals um nur einen Schritt der Zähler zunächst in die falsche Richtung bis zum Überlauf weiterzählt und dann von vorn beginnt, bis der neue Abgleich erreicht ist. Abgesehen von der dadurch zwangsläufig längeren Abgleichzeit würde ein möglicherweise nachfolgender Regelverstärker zunächst falsche Befehle erhalten. Wird das Ausgangssignal nur für Anzeigezwecke benutzt, genügt ein Vorwärtszähler (Abb. 9.25-2). Das Durchzählen ist bei einer hohen Taktfrequenz bis 100 kHz mit dem Auge nicht wahrnehmbar.