

ZYGMUNT WRÓBEL, WŁODZIMIERZ ŚMIGA

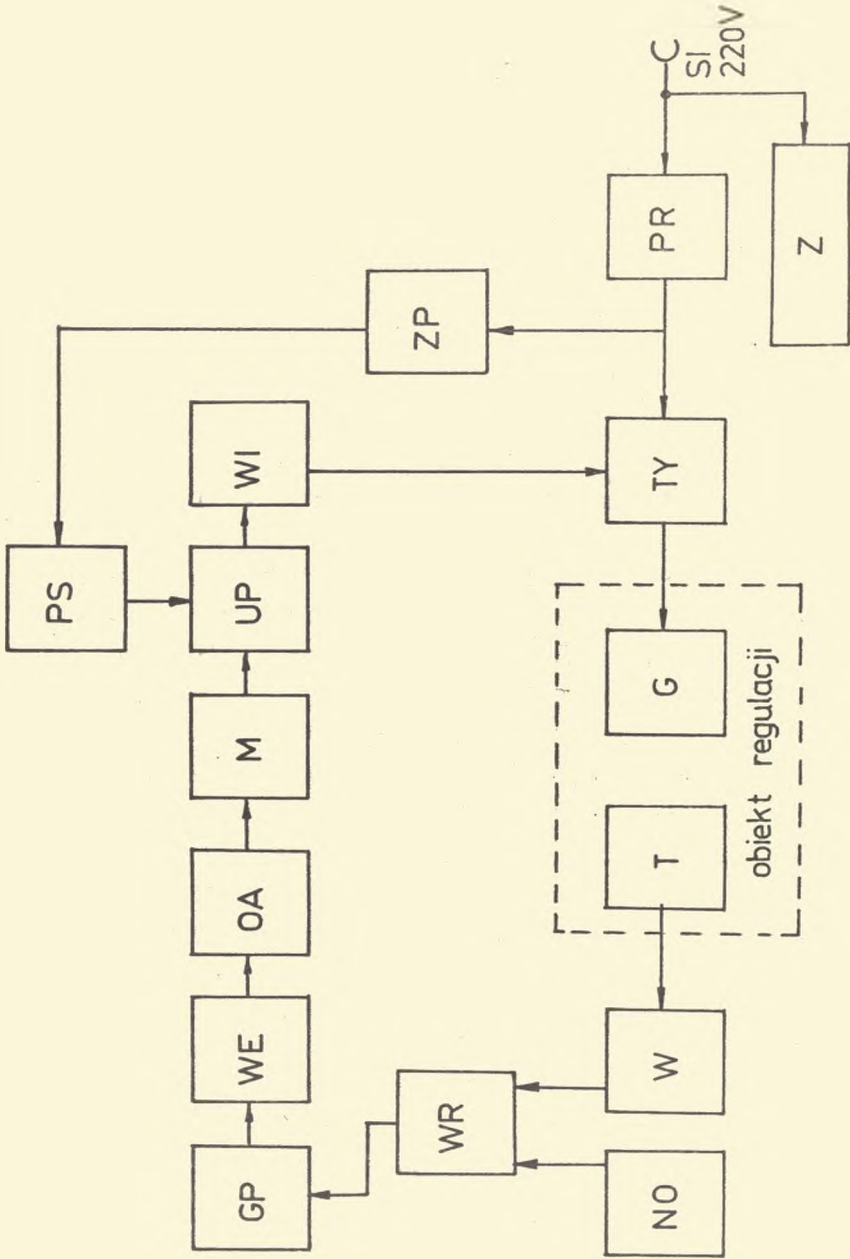
Impulsowy, tyrystorowy regulator temperatury

WSTĘP

W wielu dziedzinach techniki zachodzi potrzeba zapewnienia stałej temperatury otoczenia /z możliwością jej regulacji/, określonych elementów lub nawet całych urządzeń. Szczególnie jest to ważne w przypadku złożonych procesów technologicznych oraz przy pomiarach temperaturowych własności fizycznych badanych materiałów.

W celu utrzymania w obiekcie regulacji stałej temperatury z **możliwością** jej programowanych zmian, stosowano wiele układów automatycznej regulacji temperatury [1,2].

Proponowany poniżej regulator temperatury jest przykładem automatycznego termoregulatora o ciągłej regulacji mocy grzejnej. W odróżnieniu od układów tyrystorowych sterowanych fazowo proponowane rozwiązanie jest przykładem układu, w którym tyrystor przewodzi lub nie przewodzi przez całą połówkę sinusoidy. Moc dostarczana do termostatu zależy od wzajemnego stosunku ilości połówek sinusoidy, w których tyrystor przewodzi, do całkowitej liczby połówek sinusoidy. Schemat blokowy proponowanego termoregulatora przedstawiony został na rysunku 1.



Rys.1 Schemat blokowy termostatu. T- termopara, W- wzmacniacz, NO- sterowane napięcie odniesienia, WR- wzmacniacz różnicowy, GP- sterowany generator napięcia piłokształtnego, WE- wtórnik emiterowy, OA- ogranicznik amplitudy, M- multiwibrator monostabilny, UP- układ pamięci i wyzwalania tyrystora, WI- wzmacniacz impulsów sterujących tyrystor, TY- tyrystor, PS- przelutownik Schmitta, ZP- znacznik półówek sinusoidy, G- grzejnik termostatu, PR- przetwornik dwupółokowy, Z- zespół zasiliaczy stabilizowanych

ZASADA DZIAŁANIA PROPONOWANEGO TERMOREGULATORA

Siła termoelektryczna termopary E_α jest wzmacniana przez wzmacniacz W, a następnie porównywana przez wzmacniacz różnicowy WR ze spadkiem napięcia ΔU_{R1} na części wieloobrotowego potencjometru R_1 . W zależności od wielkości różnicy napięć między wejściami wzmacniacza różnicowego pojawia się na jego wyjściu napięcie niezrównoważenia

$$U_{AB} = k_R U = k_R / k E_\alpha - \Delta U_{R1}/$$

gdzie:

k - wzmacnienie wzmacniacza W

k_R - wzmacnienie wzmacniacza różnicowego WR.

Napięcie niezrównoważenia podawane jest przez opornik R_5 na bazę tranzystora Tr_1 . Zmiana prądu bazy tranzystora Tr_1 powoduje zmianę jego rezystancji, a tym samym zmianę prądu emitera tranzystora Tr_2 oraz prądu ładującego kondensator C_1 .

Układ multiwibratorowego generatora napięcia piłokształtnego (rys.2) został tak zaprojektowany, że czas ładowania kondensatora C_1 jest dużo większy od czasu jego rozładowania, możemy zatem przyjąć, że:

$$T = t_{\text{ład}} + t_{\text{rozład}} \approx t_{\text{ład}}$$

Ponieważ kondensator C_1 ładowany jest ze źródła prądowego, więc okres jego drgań

$$T \approx \tau_{\text{ład}} = \frac{U_C}{I}$$

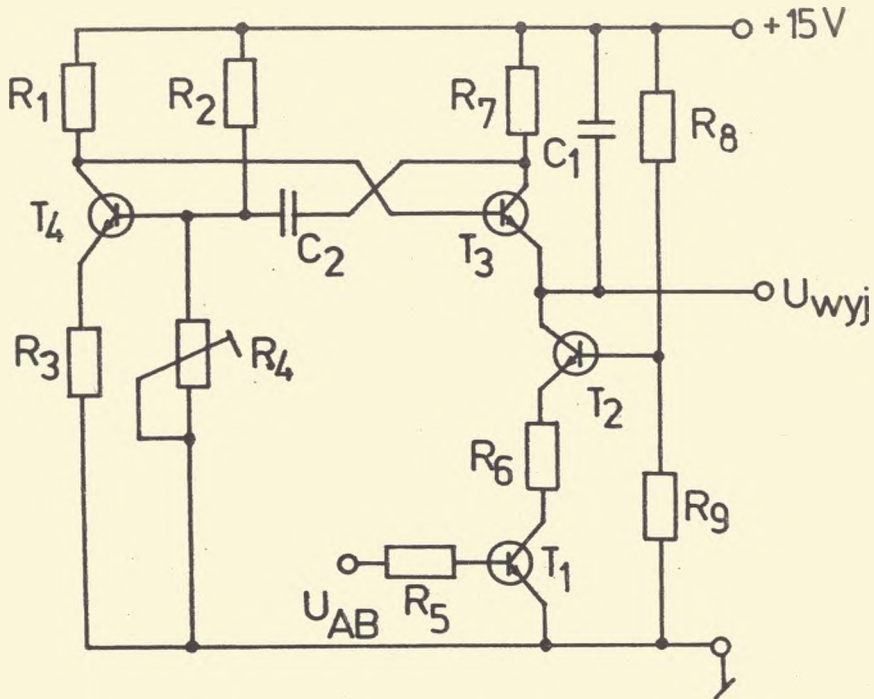
gdzie:

U_C - amplituda napięcia piłokształtnego na kondensatorze

C - pojemność ładowanego kondensatora

I - prąd ładowania kondensatora.

Ponieważ wartość amplitudy napięcia U_C oraz wartość pojemności C nie zmieniają się, więc:



Rys.2. Schemat sterowanego generatora napięcia piłokształtnego. U_{AB} - napięcie sterujące generator podawane z wyjścia wzmacniacza różnicowego, U_{wyj} - piłokształtne napięcie wyjściowe generatora

$$T = t_{\text{ład}} = k_1 \frac{1}{I}$$

gdzie:

$$k_1 = U_c C$$

Pomijając wpływ temperatury otoczenia i starzenia się elementów, zmiany częstotliwości pracy generatora zależec będą od wielkości napięcia na wyjściu wzmacniacza różnicowego WR.

Napięcie wyjściowe generatora piłokształtnego podawane jest poprzez wtórnik emiterowy zbudowany w układzie Darlingtona WE na ogranicznik amplitudy OA. W układzie ogranicznika amplitudy napięcie piłokształtne zostaje przekształcone na napięcie prostokątne o poziomach napięciowych występujących w technice układów scalonych klasy TTL. Częstotliwości napięć - piłokształtnego i prostokątnego są identyczne.

Napięcie z układu ogranicznika amplitudy podawane jest na multiwibrator monostabilny M - generujący 1 impuls prostokątny o stanie logicznym "0" i czasie trwania 1 mikrosekundy w okresie napięcia piłokształtnego T. Impuls ten podawany jest na bramkę B₁ przerzutnika R-S układu pamięci i wyzwala tyristora UP.

Aby z układu pamięci i wyzwala tyristora został wygenerowany impuls włączający tyristor, na obu wejściach bramki B₃ powinien pojawić się stan jedynek logicznej. Na jedno z wejść bramki B₃ podawane jest napięcie z wyjścia bramki B₁ przerzutnika typu R-S. Stan jedynek logicznej na wyjściu bramki B₁ pojawi się po wygenerowaniu impulsu z generatora monostabilnego M. Na drugim wejściu bramki B₃ będzie się pojawiała jedynka logiczna tylko i wyłącznie w czasie, gdy napięcie chwilowe sieci będzie niższe od napięcia zadziałania przerzutnika Schmitta PS, o progu zadziałania około 2 V.

Pojawienie się na obu wejściach bramki B₃ jedynek logicznych spowoduje wyzwolenie multiwibratora monostabilnego układu pamięci i wyzwala tyristora UP generującego impuls prostokątny o czasie trwania 1,5 m s. Wygenerowany

impuls o poziomie logicznym zero zostaje podany na wejście bramki B_2 i powoduje zmianę stanu przerzutnika R-S; na wyjściu bramki B_1 pojawi się zero logiczne.

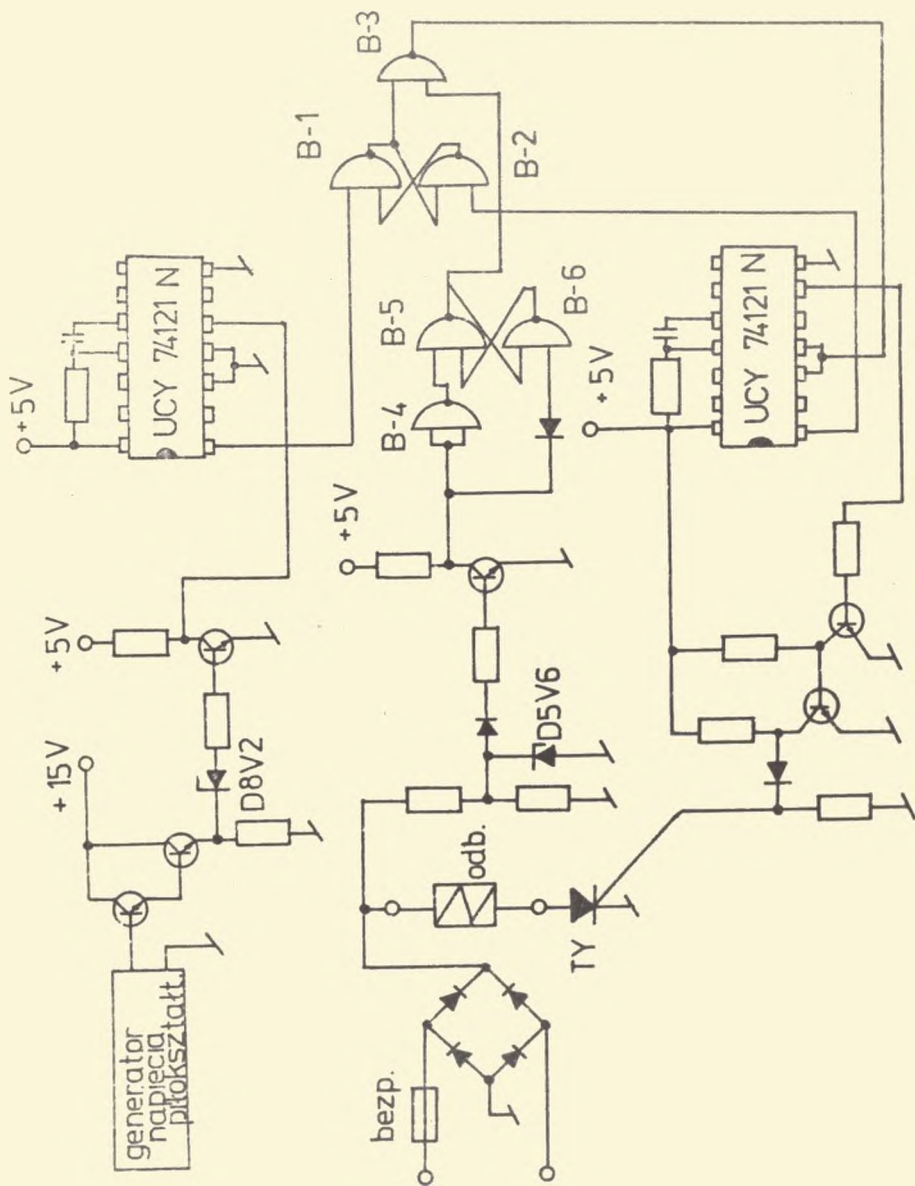
Tak długo, jak długo na wejście bramki B_1 nie zostanie podane zero logiczne z multiwibratora monostabilnego M - stany wyjść przerzutnika R-S nie ulegną zmianie. Pojawienie się zera logicznego na jednym wejściu bramki B_3 umożliwia wyzwolenie multiwibratora monostabilnego układu pamięci UP, pomimo dochodzących do drugiego wejścia impulsów o stanie logicznym jeden.

Wygenerowany po zadziałaniu multiwibratora monostabilnego impuls o poziomie logicznym jeden /z wyjścia Q/ podany jest na wzmacniacz impulsów sterujących tyrystor. Jest to konieczne ze względu na niewielką obciążalność scalonego multiwibratora monostabilnego i stosunkowo duży prąd sterujący tyrystora TY. Opóźnienie występujące między wyjściem bramki B_3 a wyjściem impulsów sterujących jest mniejsze od 1 mikrosekundy i praktycznie nie odgrywa żadnej roli.

Tyrystor jest przygotowany do załączenia wcześniej niż sinusoida przejdzie przez zero, nie zostanie on jednak załączony w tej połówce sinusoidy, gdyż napięcie panujące na nim - U_{AK} - jest zbyt niskie. Ponieważ czas trwania impulsu wyzwalającego tyrystor wynosi 1,5 ms tyrystor zostanie załączony w momencie, gdy napięcie anoda - katoda będzie dostatecznie duże do jego załączenia. Po załączeniu tyrystor będzie przewodził przez cały półokres sinusoidy.

Całkowita moc dostarczona do grzejnika termostatu będzie zależna od stosunku ilości połówek sinusoidy n_1 , w czasie w którym tyrystor przewodzi, do ilości połówek sinusoidy n_2 , w czasie w którym tyrystor jest w stanie nieprzewodzenia.

Moc dostarczona w jednej połówce sinusoidy, gdy tyrystor przewodzi, wyraża się wzorem:



Ryc.3 Schemat ideowy członu sterującego i członu wykonawczego

$$P_0 = \frac{U_m^2}{\pi^2 R_0}$$

gdzie:

U_m - amplituda napięcia sinusoidalnego
 R_0 - rezystancja obciążenia.

Całkowitą moc dostarczoną do grzejnika termostatu możemy obliczyć na podstawie wzoru

$$P = \frac{t_p}{t_z + t_p} P_0$$

gdzie:

t_p - czas pracy tyrystora
 t_z - czas, w którym tyrystor jest w stanie nieprzewodzenia

$$t_p = n_1 \frac{T_s}{2}$$

gdzie:

T_s - okres drgań sinusoidalnych

$$t_z = n_2 \frac{T_s}{2}$$

stąd:

$$P = \frac{n_1}{n_1 + n_2} P_0$$

Należy zwrócić uwagę na związek między czasami przewodzenia t_p i nieprzewodzenia t_z tyrystora TY a czasami trwania impulsów t_1 i t_0 , pojawiających się na wejściu multiwibratora monostabilnego M.

Jak wynika z przeprowadzonych rozważań zasady działania proponowanego rozwiązania stabilizatora temperatury

$$/n_1 - 1/ \frac{T_s}{2} \leq t_1 \leq /n_1 \frac{T_s}{2}/$$

$$/n_2 - 1/ \frac{T_s}{2} \leq t_0 \leq /n_2 \frac{T_s}{2}/$$

gdzie:

$$n_1, n_2 = 0, 1, 2, 3 \dots \dots \dots n$$

Jeśli wartości $t_1 + t_0 \leq \frac{T_s}{2}$, to impuls jest pojawiający na bramkę tyrystora na początku każdej połówki sinusoidy, a tym samym moc dostarczana do układu ma wartość maksymalną $P = P_0$.

Jak łatwo pokazać, dla $t_1 + t_0 > \frac{T_s}{2}$ moc dostarczona do układu wyraża się wzorem:

$$P = \frac{n_1}{n_1 + n_2} P_0$$

przy czym:

n_1, n_2 to liczby naturalne spełniające zależność:

$$n_1 / t_1 + t_0 / = / n_1 + n_2 / \cdot \frac{T_s}{2}$$

Oznacza to pojawienie się n_1 impulsów sterujących tyrystor w czasie $/ n_1 + n_2 / \cdot \frac{T_s}{2}$, czyli tyrystor będzie przewodził przez okres $n_1 \frac{T_s}{2}$, a następnie nie będzie przewodził w okresie $n_2 \frac{T_s}{2}$.

Wynika stąd, że moc dostarczona do układu może być regulowana od wartości maksymalnej $P = P_0$ dla

$$t_1 + t_2 \leq \frac{T_s}{2}$$

czyli $n_2 = 0$, poprzez wartości pośrednie równe ułamkowi rzeczywistemu $\frac{n_1}{n_1 + n_2} P_0$ do zera dla $n_1 = 1, n_2 = \infty$.

PODSUMOWANIE

Reasumując, wyżej opisany impulsowy regulator temperatury na tyrystorach posiada kilka istotnych zalet:

- wykorzystuje najbardziej rozpowszechniony czujnik temperatury - termoparę, w związku z tym może być łatwo zastosowany do regulacji temperatury w urządzeniach laboratoryjnych, gdzie termopara to właśnie podstawowy wskaźnik temperatury, ponadto zastosowanie termopary pozwala na równoczesny pomiar i regulację temperatury,

- umożliwia płynną regulację temperatury z wysoką dokładnością, przy czym szybkość zmian temperatury jak i okres czasu, w którym temperatura powinna pozostać niezmienna - mogą łatwo być zrealizowane poprzez zmianę położenia suwaka wieloobrotowego potencjometru R,

- umożliwia prawie ciągłą regulację mocy grzejnej, dostarczanej do grzejnika termostatu, co sprawia, że nie występują tętnienia temperatury. Jak pokazano wyżej wartości skuteczne prądu, napięcia, mocy dostarczanej do grzejnika termostatu zmieniają się zgodnie z pewnymi krzywymi schodkowymi a ilość schodków $\frac{n_1}{n_1 + n_2}$ może być dostatecznie duża,

- można wykazać, że przy tym sposobie sterowania prąd obciążenia będzie zawierał tylko podharmoniczne częstotliwości sieciowej oraz harmoniczne ułamkowe niskiego rzędu/3/.

- synchroniczne załączanie tyrystora na początku połowki sinusoidy powoduje, że nie występują duże strąmości prądu w układzie, a tym samym praktycznie całkowicie są wyeliminowane zakłócenia radioelektryczne. Eliminacja zakłóceń radioelektrycznych ma bardzo istotne znaczenie w laboratoriach, gdzie oprócz układów regulujących temperaturę w termostatach dokonuje się subtelnych pomiarów elektrycznych.

BIBLIOGRAFIA

1. H a h n S., K u n s k i R., Termostaty elektroniczne, Warszawa 1968.
2. S o c h o r B., M i c h a l s k i L., L u c i Ń s k i J., Regulacja i regulatory temperatury. Warszawa 1960.
3. L u c i Ń s k i J., Archiwum Automatyki i Telemekhaniki 3, 1963.
4. B a r a n o w s k i J., Półprzewodnikowe układy impulsowe i cyfrowe. Warszawa 1976.

5. M i s i u r e w i c z P., G r z y b e k M., Półprzewodnikowe układy logiczne. Warszawa 1975.
6. G o l d e W., Wzmacniacze tranzystorowe. Warszawa 1975.
7. K u l k a Z., N a d a c h o w s k i M., Liniowe układy scalone i ich zastosowanie, Warszawa 1974.

Zygmunt Wróbel, Włodzimierz Smiga

A PULSE DRIVEN - SILICON CONTROLLED-RECTIFYING REGULATOR OF TEMPERATURE

The principle of operation of a silicon controlled rectifying regulator of temperature, driven by impulses, is discussed. The main design data of a prototype and its parameters are given.

Зигмунт Врубелъ, Влодзимеж Смига

ТИРИСТОРНЫЙ РЕГУЛЯТОР ТЕМПЕРАТУРЫ УПРАВЛЯЕМЫЙ ИМПУЛЬСАМИ

Оговорен принцип действия тиристорного регулятора температуры управляемого импульсами. Поданы главные конструкционные данные изготовленного прототипа, а также его параметры.