

LEON LASEK

Katedra Elektroniki Przemysłowej

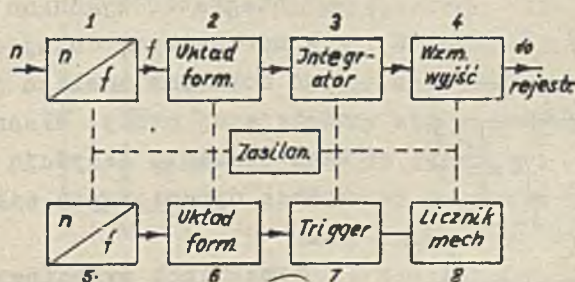
ANALIZA DYNAMICZNYCH WŁASNOŚCI MIERNIKA PRĘDKOŚCI
OBROTOWEJ ZBUDOWANEGO W OPARCIU O INTEGRATOR
Z KONDENSATOREM DOZUJĄCYM

Streszczenie. Praca obejmuje omówienie własności dynamicznych miernika prędkości obrotowej, który został wykonany w Katedrze Elektroniki Przemysłowej. Podstawowym elementem, od którego w głównej mierze zależą wyżej wspomniane własności, jest integrator z kondensatorem dozującym. Jego więc analiza jest podstawą niniejszej pracy. Zależności, które w niej wyprowadzono opisują dokładnie przebiegi czasowe napięcia jakie otrzymuje się na wyjściu integratora, a po wzmacnieniu również i na wyjściu przyrządu.

1. Wstęp

Miernik prędkości obrotowej, umożliwia rejestrowanie przebiegów jakie występują przy badaniu ruchomych układów mechanicznych. Układ zbudowany w Katedrze Elektroniki Przemysłowej pozwala na wykonanie następujących czynności:

- pomiar prędkości obrotowej w funkcji czasu $N = f(t)$,
- pomiar drogi kątowej.



Rys. 1. Schemat blokowy

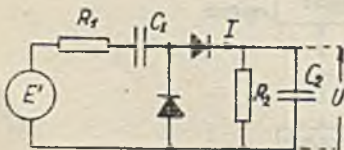
Schemat blokowy układu elektrycznego jest podany na rys. 1. Prędkość obrotowa N jest zamieniana w przetworniku 1 na impulsy o częstotliwości f . Impulsy te wchodzi na układ formujący, który zapewnia stałą wartość amplitudy impulsu wejściowego. Integrator 3 zamienia częstotliwość impulsów f na napięcie w postaci analogowej, które to napięcie jest wzmacniane w wzmacniaczu wyjściowym 4.

Równoległe do wyżej opisanego toru istnieje drugi, który pozwala na określenie drogi kątovej. Przetworniki 5 i 6 są takie same jak przetworniki 1 i 2. Uformowane impulsy otrzymane z układu formującego 6 wyzwala trigger 7, który z kolei uruchamia licznik mechaniczny 8.

Przetwornik obrotów na częstotliwość impulsowania został wykonany na drodze fotoelektrycznej. Stały strumień świetlny padający na fotodiode jest przerywany, przy pomocy kółka zębatego sprzężonego z mechanizmem, którego prędkość obrotową rejestrujemy. Ilość otworów na obwodzie, elementu przerywającego strumień wynosi 60 - tak, że częstotliwość impulsowania N jest równa wprost liczbie obrotów na minutę.

Do formowania impulsów został obliczony i zbudowany trigger Schmidta, który przy stabilizowanych napięciach zasilania zapewnia, stałą amplitudę impulsu wyjściowego, przy stosunkowo ostrym czole jego narastania. Jeszcze jedną zaletą takiego układu jest to, że próg napięciowego wyzwala triggera Schmidta jest stały, a więc jeżeli zapewnić stosunkowo duże napięcie, które spowoduje zmianę jego stanu, to układ taki jest bardzo pewny w działaniu i niezależny od wpływów zewnętrznych.

Integrator wykonano w układzie z kondensatorem dozującym rys. 2. Jego dokładna analiza jest tematem niniejszej pracy. Własności bowiem tego elementu decydują o właściwościach dynamicznych całego przyrządu.



Rys. 2. Schemat ideowy integratora z kondensatorem dozującym

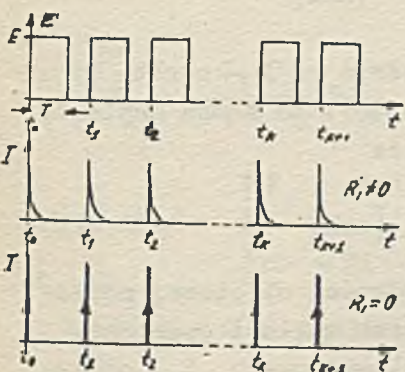
Wzmacniacz wyjściowy zbudowano w układzie mostkowym. Jest to wzmac-

niacz prądu stałego. Tak zbudowany układ reprezentuje dużą oporność wejściową i bardzo małą wyjściową, rzędu kilkuset om. Tak małą oporność wyjściową osiągnięto dzięki zastosowaniu lampy L_2 (rys. 6), która przedstawia małą oporność dynamiczną dla lampy wzmacniającej L_1 . Układ mostkowy pozwolił na obniżenie pływania zera do 1 mV na godzinę przy stabilizowanych napięciach zasilania. Do zalet tego układu należy również liniowość jego charakterystyki dynamicznej w zakresie $\pm 3V$ napięcia wyjściowego co w zupełności spełnia warunki jakie narzuca układ pomiarowy.

Część pomiarowa dotycząca zaliczania obrotów jest stosunkowo prosta i zasada jej działania wynika wprost ze schematu rys. 6.

2. Dokładna analiza procesów dynamicznych zachodzących w układzie integratora z kondensatorem dozującym

W dalszej części pracy zostanie przeprowadzona analiza układu, którego schemat jest przytoczony na rys. 2. Źródło napięcia E jest szeregiem impulsów o amplitudzie E i czasie trwania T (rys. 3).



Rys. 3. Przebiegi napięć i prądu w integratorze

Analizę przeprowadzę przy następujących warunkach dodatkowych:

1. Czas trwania impulsu prądowego I (rys. 3) jest mniejszy od czasu trwania impulsu napięciowego T .

2. W czasie przerw pomiędzy impulsami ($E=0$) kondensator zdąży się praktycznie rozładować do zera.

Warunki powyższe będzie wypełniał układ w którym spełniona jest nierówność

$$\text{Minimum } (t_k - t_{k-1}) \gg R_1 C_1 \quad (1)$$

Jak łatwo zauważyć wyżej wymienione warunki będą spełnione gdy $R_1 = 0$, bowiem wtedy prąd I reprezentowany jest przez funkcję $\delta(t)$ (funkcję Dirac'a) w punktach t_k (rys. 3). O ile bardzo łatwo jest spełnić nierówność (1) o tyle warunek $R_1 = 0$ jest nie do spełnienia w układach rzeczywistych, (bowiem R_1 jako suma oporu wewnętrznego źródła napięcia i oporu dynamicznego jest zawsze różna od zera).

Obecnie określimy momenty pojawienia się impulsów prądowych. Oczywiście, że ich chwila pojawienia się zależy od prędkości obrotowej tarczy impulsowej. Niech będzie dana funkcja obrotów jako

$$N = f(t) \quad [\text{obr/sek}] \quad (2)$$

oraz niech istnieje całka

$$\alpha = \int_0^t f(t) dt = F(t),$$

gdzie:

α - ilość obrotów jaką wykona tarcza w czasie od 0 do t .

Jeżeli można określić funkcję odwrotną, do funkcji $F(t)$, to czas określimy jako

$$t = [F(\alpha)]^{-1} \quad [\text{sek}]$$

a obecnie o ile impuls pojawiać się będzie co β - obrotu (w naszym wypadku co $1/60$ części całego obrotu), to można napisać, że k -ty impuls prądu pojawi się w czasie

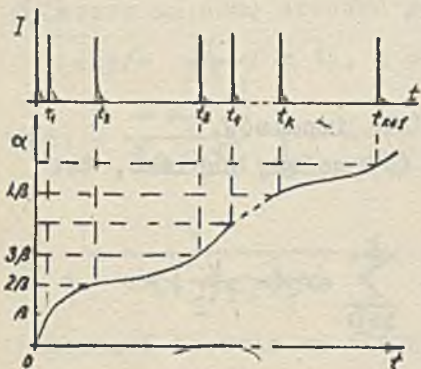
$$t_k = [F(k\beta)]^{-1} \quad [\text{sek}] \quad (3)$$

takie postawienie problemu pomiaru prędkości obrotowej pozwoli na łatwą interpretację wyników, bowiem zamiast operować różnie w czasie pojawiającymi się impulsami prądu t_k , operujemy stale tym samym podziałem kątowym k rys. 4.

Jeżeli obecnie do warunku (1) dodamy dodatkowy warunek że:

$$C_2 \gg C_1 \tag{4}$$

który w tego typu układzie musi być zawsze spełniony, aby otrzymać liniową zależność pomiędzy częstotliwością a napięciem, to korzystając z twierdzenia o przesunięciu funkcji zmiennej rzeczywistej o wartości t_k (gdzie $k=1,2,3, \dots, n$) możemy napisać, że prąd



Rys. 4. Sposób określania czasu t_k

$$I(p) = \frac{-pEC_1}{(1 + p\tau'_1)} \sum_{k=0}^K \exp(-pt_k)$$

lub

$$I(p) = \frac{pEC_1}{1 + p\tau'_1} \sum_{k=0}^K \exp(-p[F(k\beta)]^{-1}) \tag{5}$$

gdzie:

$$\tau'_1 = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} R_1$$

$$K = \begin{cases} K_0 - \text{skończona l.n. gdy } N \rightarrow 0 \\ \infty - \text{dla pozostałych } N \end{cases}$$

napięcie $U(t)$ znajdziemy jako transformatę odwrotną wyrażenia:

$$U(t) = \int_C^{-1} I(p) \frac{R_2}{1 + pR_2C_2} \tag{6}$$

rozpatrzmy przypadek skokowej zmiany prędkości obrotowej od 0 do N_0 w chwili $t = 0$. To znaczy, że:

$$N(t) = N_0$$

korzystając z wyżej wymienionych zależności możemy napisać że:

$$t_k = \frac{k}{f}, \quad (7)$$

gdzie: N_0
 $f = \frac{N_0}{\beta}$ częstotliwość pojawiania się impulsów.

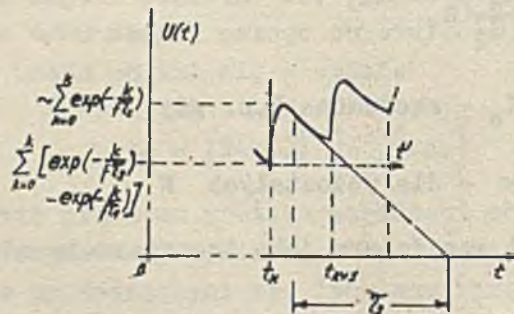
Wtedy na podstawie zależności (6) i (7) możemy napisać, że:

$$U(t) = \frac{E R_2 C_1}{\tau_2 - \tau_1} \left[\exp\left(-\frac{t'}{\tau_2}\right) \sum_{k=0}^k \exp\left(-\frac{k}{f\tau_2}\right) - \exp\left(-\frac{t'}{\tau_1}\right) \sum_{k=0}^k \exp\left(-\frac{k}{f\tau_1}\right) \right], \quad (8)$$

gdzie:

$$\tau_2 = R_2 C_2$$

$$t = t_k + t' \quad t_k < t' < t_{k+1}$$



Rys. 5. Przebieg napięcia $U(t)$ w przedziale $(t_{k+1} - t_k)$

Otrzymaliśmy więc dokładną zależność czasową funkcji $U(t)$. Jej przebieg jest przedstawiony na rys. 5. Należy tu zaznaczyć, że tego rezultatu nie można osiągnąć posługując się metodą łańdunku [1]

Obliczymy wartość ustaloną napięcia dla $t \rightarrow \infty$ to znaczy dla $k \rightarrow \infty$ wtedy sumę nieskończoną możemy obliczyć korzystając ze wzoru na sumę szeregu geometrycznego bo $\exp(-\frac{1}{F\tau_1}) < 1$

i $\exp(-\frac{1}{F\tau_2}) < 1$, a więc

$$U(t) = \frac{E R_2 C_1}{\tau_2 - \tau_1} \left[\frac{1}{1 - \exp(-\frac{1}{F\tau_2})} \exp(-\frac{t}{\tau_2}) - \frac{1}{1 - \exp(-\frac{1}{F\tau_1})} \exp(-\frac{t}{\tau_1}) \right] \quad (9)$$

A wartość średnia za okres trwania jednego impulsu będzie równa

$$U_{\text{sr}} = \frac{1}{t_{k+1} - t_k} \int_0^{t_{k+1} - t_k} U(t) dt = E R_2 C_1 f \quad (10)$$

taką wartość wskaże przyrząd magnetoelektryczny. Zależność 10 wiąże ze sobą częstotliwość impulsowania z napięciem średnim na kondensatorze C_2 . Wielkość ta jest identyczna z zależnościami otrzymywanymi w literaturze.

Przebieg ustalania się napięcia od 0 do wartości $U(t)$ określonego wzorem 9 można osiągnąć korzystając wprost z zależności 8 podstawiając w miejsce sum ich wartości. W tym wypadku możemy skorzystać ze wzoru na sumę postępu geometrycznego, otrzymując następującą wartość napięcia chwilowego dla czasu t

$$U(t) = \frac{E R_2 C_1}{\tau_2 - \tau_1} \left[\exp(-\frac{t}{\tau_2}) \frac{1 - \exp(-\frac{k}{F\tau_2})}{1 - \exp(-\frac{1}{F\tau_2})} - \exp(-\frac{t}{\tau_1}) \frac{1 - \exp(-\frac{k}{F\tau_1})}{1 - \exp(-\frac{1}{F\tau_1})} \right] \quad (11)$$

Jeżeli zapiszemy warunki 1 i 4 w nieco innej formie a mianowicie:

$$f\tau_1 \ll 1 \ll f\tau_2. \quad (12)$$

Korzystając z wymienionej nierówności jednoczesnej, możemy obliczyć wartość średnią z zależności 11 pomiędzy dwoma impulsami t_k, t_{k+1} , dla tak zdefiniowanej funkcji $U(t)$ otrzymamy:

$$U(t_k) = \frac{E R_2 C_1}{\tau_2 - \tau_1} f\tau_2 \left[1 - \frac{\tau_1}{\tau_2} - \exp\left(-\frac{k}{f\tau_2}\right) \right]$$

lub upraszczając

$$U(t_k) = E R_2 C_1 f \left[1 - \exp\left(-\frac{k}{f\tau_2}\right) \right]. \quad (13)$$

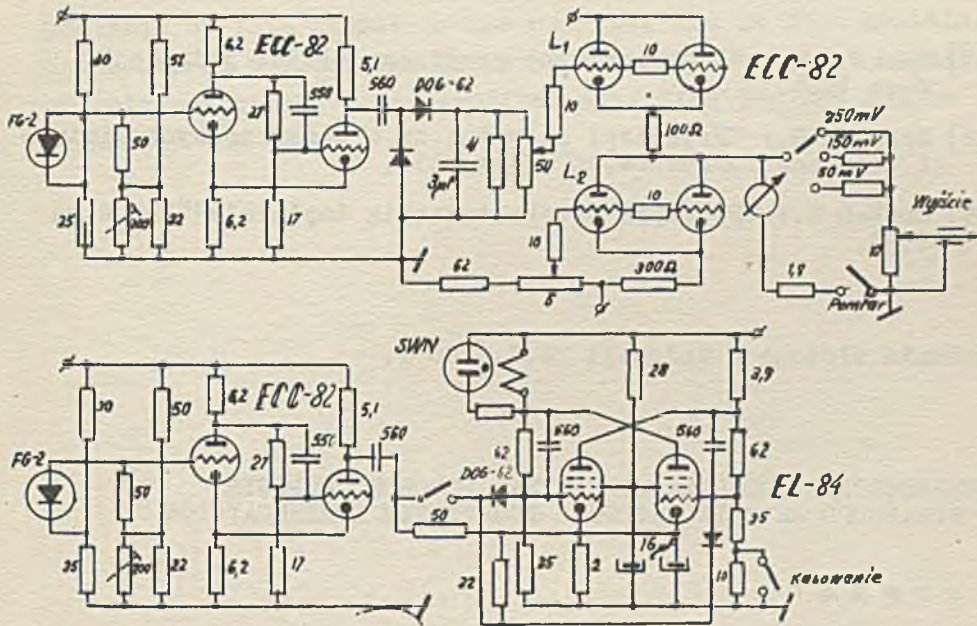
Zależność 13 jest identyczna z zależnością spotykaną w literaturze [1] gdzie

$$U(t) = E R_2 C_1 \left[1 - \exp\left(-\frac{t}{\tau_2}\right) \right].$$

Na podstawie przeprowadzonych rozważań widać, że wyżej wymieniona funkcja czasowa opisuje poprawnie przebieg napięcia tylko dla $t=t_k$, dla pozostałych t z przedziału $(t_{k+1}-t_k)$ należałoby ekstrapolować funkcję napięcia wartością $U(t)=U(t_k)$.

3. Wnioski końcowe

Schemat ideowy przyrządu przedstawiony jest na rys. 6. Ponieważ powyższy przyrząd spełnia wszystkie założenia przyjęte w niniejszej pracy, (dla prędkości obrotowych mniejszych od 1200 obr/min.) więc jego własności można opisywać wzorami wprowadzonymi w części II. Nie popełnimy dużego błędu jeżeli założymy, że przyrząd przedstawia inercję I rzędu o stałej czasowej τ_2 .



Rys. 6. Schemat ideowy miernika

LITERATURA

- [1] Sanin A.A.: "Elektroniczne przyrządy fizyki jądrowej" W-wa 1964.
- [2] Węgrzyn S.: "Przebiegi nieustalone w elektrycznych liniach i układach łańcuchowych" W-wa 1958.
- [3] Doetch G.: "Praktyka przekształcenia Laplace'a" PWN W-wa 1964.

Rękopis złożono w Redakcji 26.I.1968 r.

ДИНАМИЧЕСКИЕ СВОЙСТВА ИЗМЕРИТЕЛЯ УГЛОВОЙ СКОРОСТИ
ОСНОВАННОГО НА ИНТЕГРАТОРЕ С ДОЗИРУЮЩИМ КОНДЕНСАТОРОМ

Р е з ю м е

В работе рассматриваются динамические свойства измерителя угловой скорости, которой был изготовлен на кафедре промышленной электроники. Основным элементом, от которого преимущественно зависят вышеупомянутые свойства является интегратор с дозирующим конденсатором. Таким образом анализ его является основой настоящей работы. Зависимости, которые в ней выведены, точно описывают временные процессы напряжения, получаемые на выходе интегратора, а после усиления также и на выходе прибора.

ANALYSIS OF THE DYNAMIC PROPERTIES OF THE ANGULAR VELOCITY
METER BASED ON THE INTEGRATOR WITH INPUT CAPACITOR

S u m m a r y

This article presents the performance and dynamic properties of the electronic angular velocity meter carried out in Department of Industrial Electronics. Great influence on the proper-

ties of the meter has integrator with input capacitor and the analysis of this device is the main problem in this article. Mathematical expressions describe exactly the output signal of integrator, which is also after amplification the output signal of the meter.