

WŁADYSŁAW PASZEK

Katedra Maszyn Elektrycznych

CZŁONY POMIAROWO-PORÓWNAWCZE UKŁADÓW REGULACJI NAPIĘCIA

Streszczenie. Praca zawiera analizę członów pomiarowo-porównawczych układów regulacji napięcia. W liniowych układach różnicowych porównuje się napięcie wyjściowe układu regulacji ze stałym napięciem odniesienia. Przedstawiono budowę układów napięcia odniesienia. W nieliniowych układach mostkowych bądź różnicowych (o porównaniu galwanicznym lub magnetycznym) napięcie zadane wynika ze złożenia nieliniowych charakterystyk elementów składowych członu porównawczego.

1. Charakterystyka członu pomiarowo-porównawczego

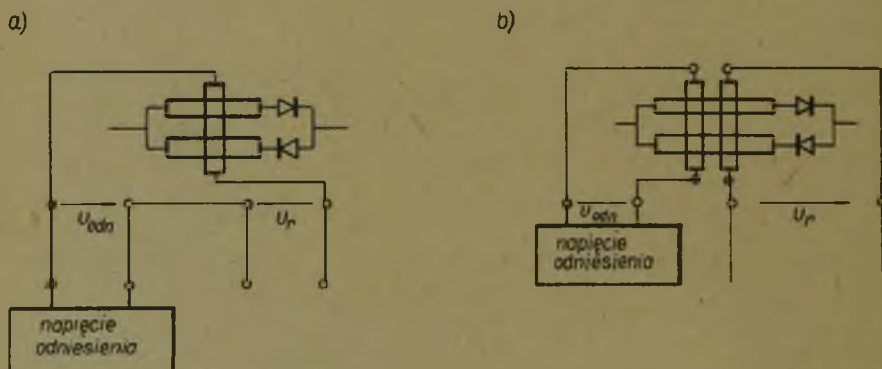
Zadaniem członu pomiarowo-porównawczego jest zmierzenie odchyłki wielkości wyjściowej układu regulacji napięcia od wartości zadanej. Odchyłka ta jest przyłożona na wejście pierwszego stopnia wzmocnienia układu regulacji w ten sposób, by wzrost odchyłki spowodował zmianę wysterowania układu regulacji w kierunku zmniejszenia bądź usunięcia powstałej odchyłki. Człon pomiarowo-porównawczy łączy w ten sposób wyjście kaskady wzmocnienia całego układu regulacji z jego wejściem (zamyka obieg regulacji). Pomiar odchyłki napięcia regulowanego przeprowadza się przez porównanie wielkości wyjściowej z wielkością odniesienia układu regulacji.

W członie pomiarowo-porównawczym, który często tworzy jedną całość konstrukcyjną, można wydzielić funkcjonalnie człon pomiarowy i człon porównawczy. W elektromechanicznych regulatorach wartość odniesienia jest określona przez naciąg sprężyny lub podobną wielkość mechaniczną. Takie regulatory są obciążone strefą nieczułości, wynikającą z efektu tarcia statycznego i kinetycznego ruchomych części członu pomiarowo-porównawczego. W elektrycznych regulatorach człon pomia-

rowo-porównawczy jest zrealizowany na drodze czysto elektrycznej bądź elektromagnetycznej i nie wykazuje strefy nieczułości.

Elektryczne człony porównawcze mogą pracować w liniowym bądź nieliniowym układzie różnicowym, lub w nieliniowym układzie mostkowym.

W liniowym układzie różnicowym porównuje się napięcie odniesienia z napięciem regulowanym. Porównanie może odbywać się na drodze galwanicznej (rys.1a), bądź magnetycznej (rys.1b). W tym ostatnim przypadku człon porównawczy stanowi jedną całość konstrukcyjną ze wzmacniaczem wstępnym kaskady



Rys.1. Porównanie napięcia odniesienia i napięcia regulowanego

a) galwaniczne, b) magnetyczne

wzmocnienia. Ponieważysterowanie takiego wzmacniacza jest spowodowane przez różnicę przepływów dwóch przeciwnie magnesujących części uzwojenia, zachodzi konieczność zwiększenia łącznej objętości uzwojeń (przewymiarowania uzwojeń sterujących). Wzmacniacz taki jest nazywany wzmacniaczem regulacyjnym. Od napięcia odniesienia jest wymagana niezależność napięcia od temperatury otoczenia i parametrów energii pomocniczej zasilającej układ odniesienia (np. niezależność od częstotliwości i amplitudy zmiennego napięcia zasilania układu odniesienia).

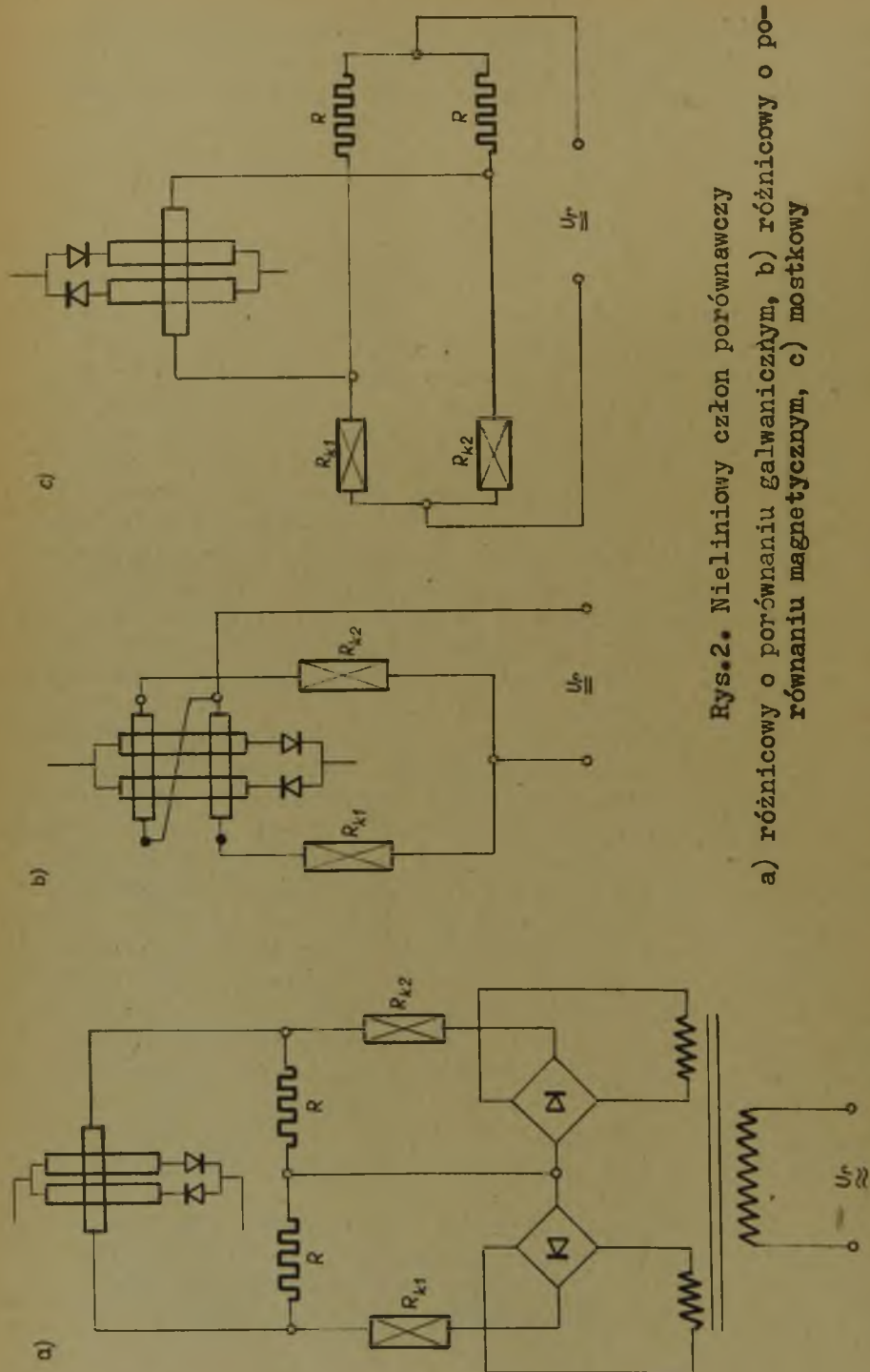
W liniowym układzie różnicowym o porównaniu galwanicznym współczynnik wzmocnienia napięcia członu porównawczego w stanie jałowym (przy nieskończonej oporności wyjściowej).

$$K_{uo} = \frac{\Delta U_{wy}}{\Delta U_{we}} = 1.$$

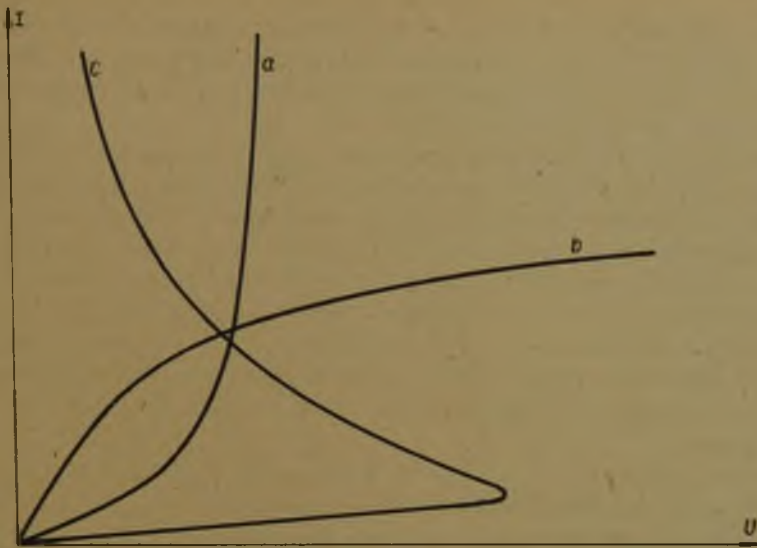
Optymalna oporność obciążenia członu porównawczego, przy której występuje maksimum mocy wyjściowej jest równa oporności wewnętrznej wzorca. Przy dopasowanej oporności obciążenia współczynnik wzmocnienia napięcia członu porównawczego wynosi 0,5. Poza kryteriami natury regulacyjnej jak dokładność stabilizowanego napięcia, wpływ temperatury otoczenia, wpływ starzenia, wpływ wibracji mechanicznych na napięcie stabilizowane, dobór optymalnego układu odniesienia może być uzależniony od poboru mocy przez ten układ (w szczególności jeśli układ odniesienia czerpie energię pomocniczą z zacisków wyjściowych obiektu regulowanego o małej mocy wyjściowej), od ciężaru bądź wymiarów geometrycznych (w szczególności w przypadku układów regulacyjnych na pokładzie samolotu) i od ceny.

W nieliniowym układzie różnicowym o porównaniu galwanicznym (rys.2a) bądź magnetycznym (rys.2b) oraz w nieliniowym układzie mostkowym (rys.2c) nie występuje napięcie odniesienia, a wartość zadana napięcia, względem której wyznacza się odchyłkę napięcia regulowanego, jest utworzona w wyniku złożenia charakterystyki prądowo-napięciowej elementów układu różnicowego o charakterystyce nieliniowej, bądź jednego elementu o charakterystyce nieliniowej, a drugiego o charakterystyce liniowej. Na rys.3 krzywa a, b i c przedstawia typowe charakterystyki napięciowo-prądowe nieliniowych elementów. Na rys.4 przedstawiono złożenie charakterystyki nieliniowej i liniowej do charakterystyki wypadkowej, z której wynika wartość zadana U_z oraz odchyłka napięcia ΔU_z . Dla małych odchyłek napięcia regulowanego od wartości zadanej wypadkowa charakterystyka prądowo-napięciowa członu pomiarowego jest zbliżona do przebiegu prostoliniowego.

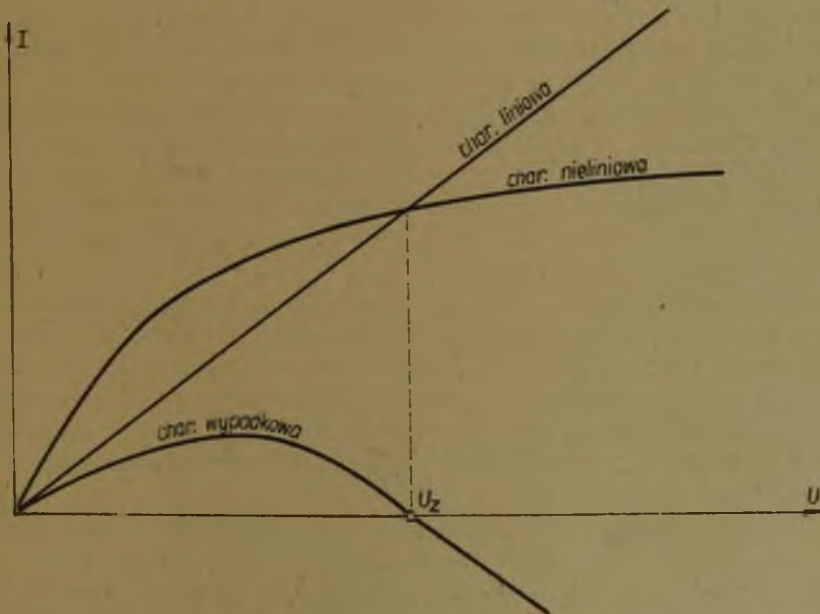
Wypadkowa charakterystyka prądowo-napięciowa mostkowego członu porównawczego ma przebieg podobny jak na rys.4. Przy napięciu zadanym mostek jest zrównoważony i napięcie wyjściowe zbierane z przekątnej mostka jest równe zero.



Rys.2. Nieliniowy człon porównawczy
 a) różnicowy o porównaniu galwanicznym, b) różnicowy o porównaniu magnetycznym, c) mostkowy



Rys.3. Typowe charakterystyki prądowo-napięciowe oporności nieliniowych



Rys.4. Złożenie charakterystyk elementów liniowych i nieliniowych do wypukłowej charakterystyki członu porównawczego

Od nieliniowych układów różnicowych i mostkowych jest wymagana możliwie duża niezależność charakterystyk prądowo-napięciowych od wahań temperatury otoczenia, bądź częstotliwości napięcia zasilania.

Różniamy człony porównawcze napięcia stałego (bądź wyprostowanego) i napięcia zmiennego. Wykonanie członów porównawczych napięcia zmiennego jest znacznie trudniejsze.

W przypadku zmiennego napięcia regulowanego posługujemy się przeważnie członami porównawczymi napięcia stałego po wyprostowaniu napięcia w członie pomiarowym. W układach regulacji napięcia zmiennego wchodzi w skład członów pomiarowych przekładniki napięciowe, potencjometry, prostowniki prostujące napięcie regulowane, oraz ewentualne filtry wygładzające.

Do specjalnych elementów członów pomiarowych zaliczyć można układy mierzące składowe czynne i bierne napięcie bądź prądów zmiennych oraz filtry składowych symetrycznych (w układach trójfazowych).

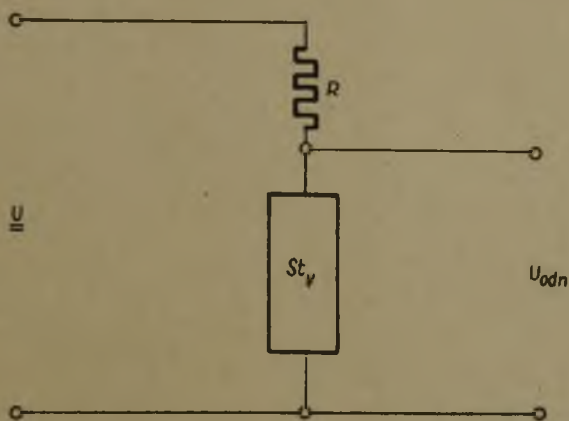
2. Układy odniesienia napięcia stałego

Najprostszym układem odniesienia napięcia stałego jest suche ogniwo. Z powodu konieczności okresowej wymiany ogniwa po wyładowaniu układ taki jest rzadko stosowany.

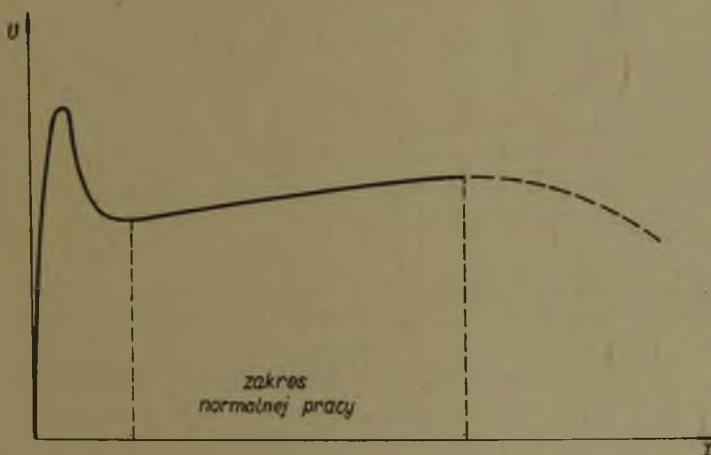
Układy odniesienia napięcia stałego budujemy najczęściej przy wykorzystaniu elementów nieliniowych o ostrym zakrzywieniu charakterystyki prądowo-napięciowej utrzymujących w dużym zakresie stałość napięcia (szczególny przypadek charakterystyki typu "a" z rys.3) bądź stałość prądu (szczególny przypadek charakterystyki typu "b").

Zdolność stabilizacji napięcia wykazują lampy gazowane o zimnej katodzie oraz monokrystaliczne półprzewodniki wykorzystujące efekt Zenera. Elementy te nazywamy stabilowoltami. W zakresie normalnej pracy stabilowolt wykazuje lekko nachyloną charakterystykę napięcia w funkcji prądu. Nachylenie tej charakterystyki określa wartość przyrostowej oporności prądowej stabilowolta.

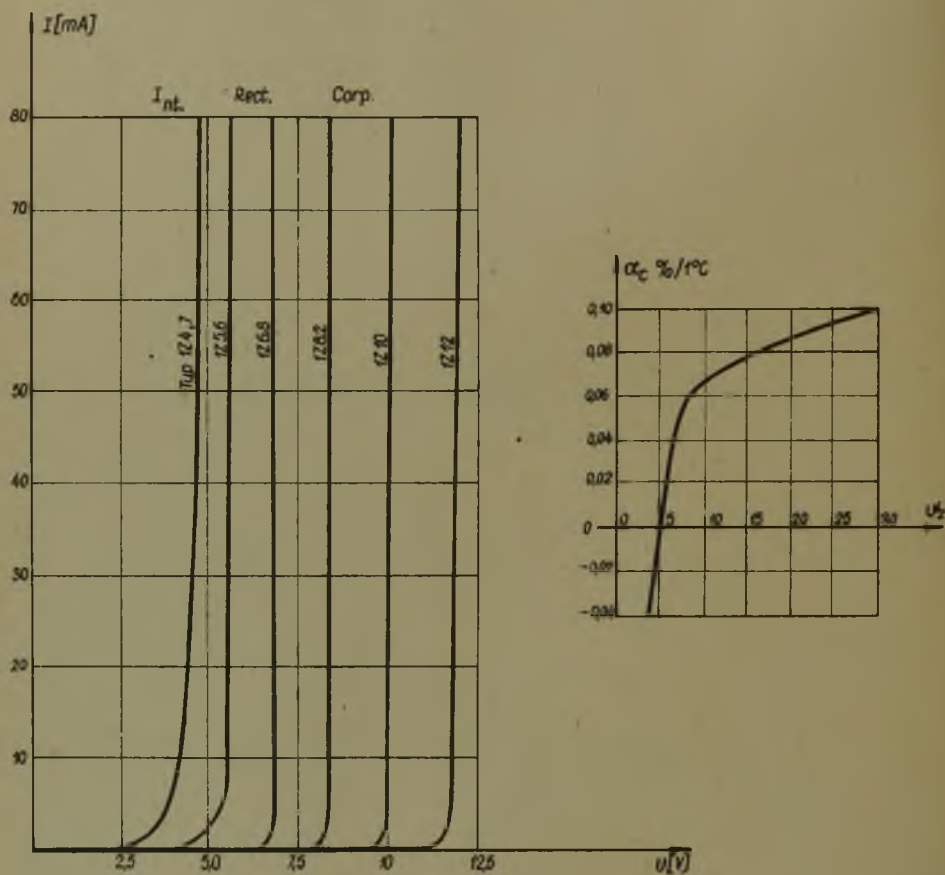
Rys.5 przedstawia układ połączeń stabilowolta lampowego. Opornik włączony w szereg z stabilowoltem ogranicza prąd maksymalny chroniąc stabilowolt przed zniszczeniem wskutek przeciążenia. Wartość napięcia stabilizowanego można dobrać łącząc szeregowo elementy stabilowoltowe. Napięcie stabilizowane lampy (przeważnie około 70V) zależy od rodzaju



Rys.5. Układ połączeń stabilowolta



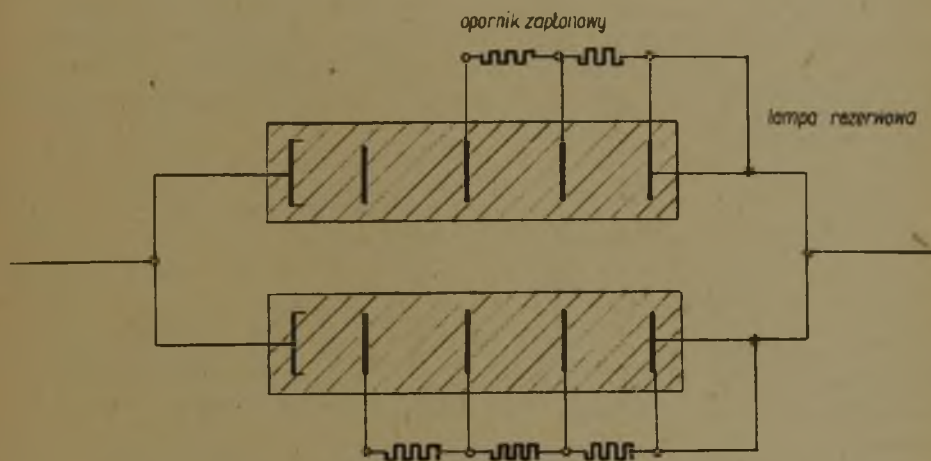
Rys.6a. Charakterystyka lampy gazowanej zastosowanej w charakterystyce stabilowolta



Rys.6b. Charakterystyki diod Zenera

gazu. Prąd dopuszczalny typowej lampy stabilowoltowej wynosi przeważnie 40 mA, bądź w innym wykonaniu 80 mA.

Wadą stabilizatorów lampowych jest występowanie napięcia zapłonu wyższego od napięcia stabilizowanego (ok. 100 V) rys.6a. Przy połączeniu szeregowym kilku stabilowoltów można obniżyć wypadkowe napięcie zapłonu do wartości mniejszej od napięcia stabilizowanego za pomocą oporników zapłonowych (rys.7). Łącząc równolegle dwie lampy stabilowoltowe (rys.7)



Rys.7. Równoległe połączenie gazowanej lampy stabilowoltowej z lampą rezerwową

można jedną z nich przeznaczyć do pracy jako lampę rezerwową wyposażając ją w opornik zapłonowy, bocznikujący większą liczbę elementów łączonych szeregowo. Prąd płynący w lampie rezerwowej może służyć do sygnalizacji awarii podstawowej lampy stabilowoltowej. Drugą wadą stabilowoltów lampowych są pewne zaburzenia pracy ujawniające się zmiennością napięcia stabilizowanego niektórych lamp gazowanych. Zależność napięcia stabilizowanego od temperatury otoczenia nie jest duża (około $0,003 \text{ V/1}^\circ \text{C}$ [4]).

Lepsze własności stabilizacyjne posiadają stabilowolty półprzewodnikowe (krzemowe diody Zenera). Rys.6b przedstawia charakterystykę prądowo-napięciową diod Zenera kilku typów, w wykonaniu f-my International Rectifier Corporation. Na rys.6b zamieszczono również zależność cieplnego współczynnika

oporności przyrostowej od napięcia stabilizowanego (napięcia Zenera) przy znamionowym prądzie stabilowolta. Przy napięciu około 5 V cieplny współczynnik oporności jest zbliżony do zera. Łącząc w szereg diody Zenera można powiększyć napięcie stabilizowane. Przy skokowych zmianach napięcia zasilania proces ustalania nowego punktu pracy jest bardzo szybki.

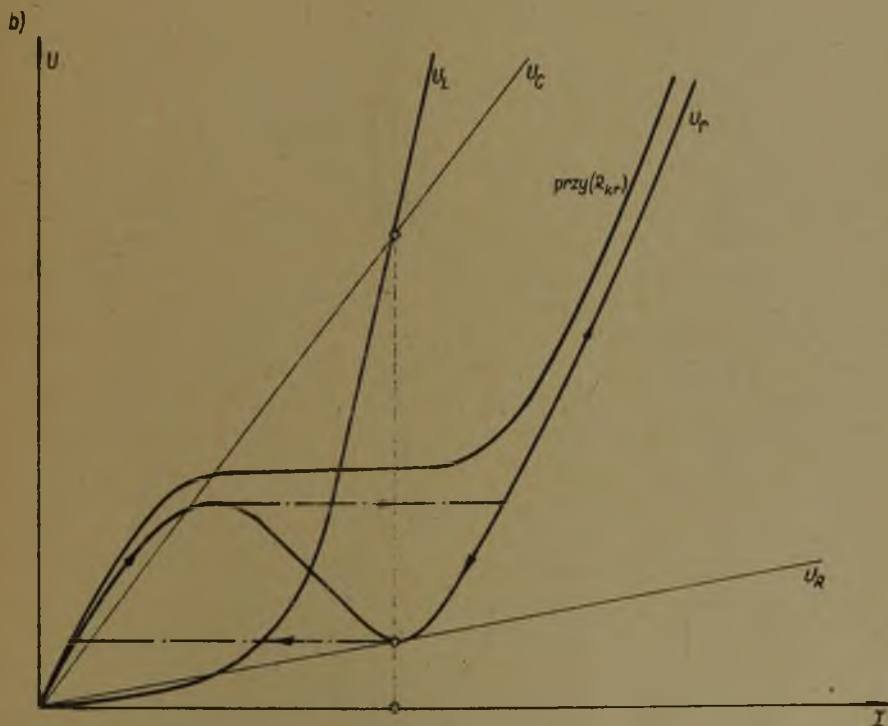
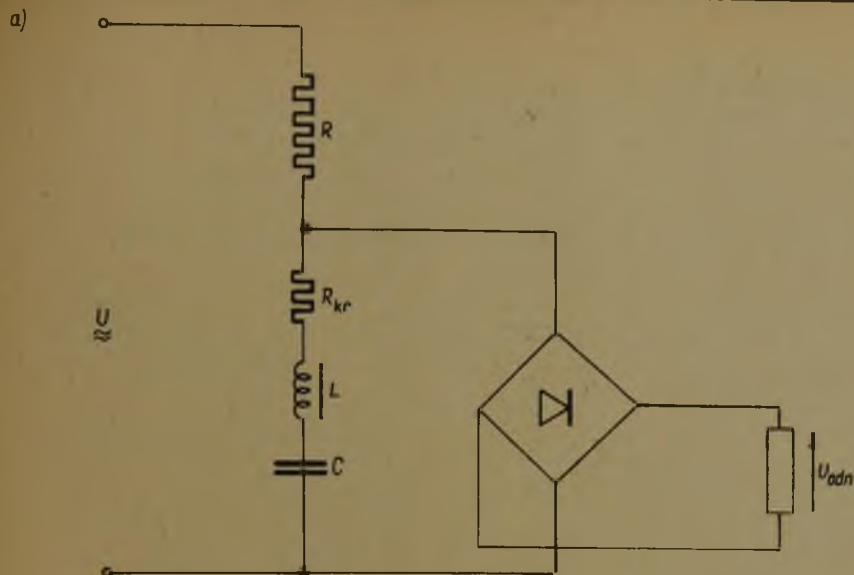
Wykorzystując zjawisko ferrerozonansu szeregowego dławika nasyconego i pojemności w obwodzie prądu zmiennego można otrzymać element wykazujący w dużym zakresie zmiany napięcia, stabilizację napięcia wyprostowanego (rys.8a). Na rys. 8b przedstawiono charakterystykę napięciowo-prądową dławika, kondensatora i oporności czynnej obwodu. Prąd obciążenia układu szeregowego IRC jest odkształcony na skutek nasycenia dławika. Ograniczając rozważania do podstawowej harmonicznej napięcia i prądu otrzymamy wypadkowe napięcie układu rezonansowego

$$U_r = \sqrt{(U_L - U_C)^2 + U_R^2}$$

którego zależność od prądu obwodu przedstawia krzywa U_r . Napięcie na dławiku przesunięte jest o 180° względem napięcia na pojemności i o 90° względem napięcia na oporności czynnej.

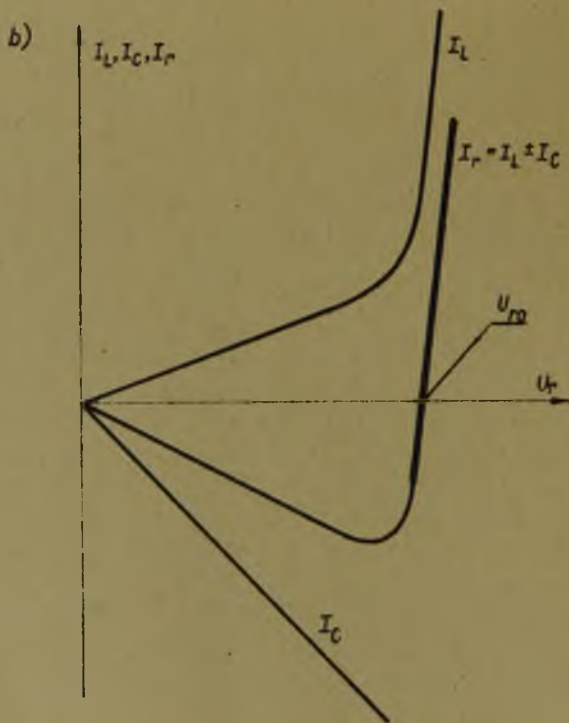
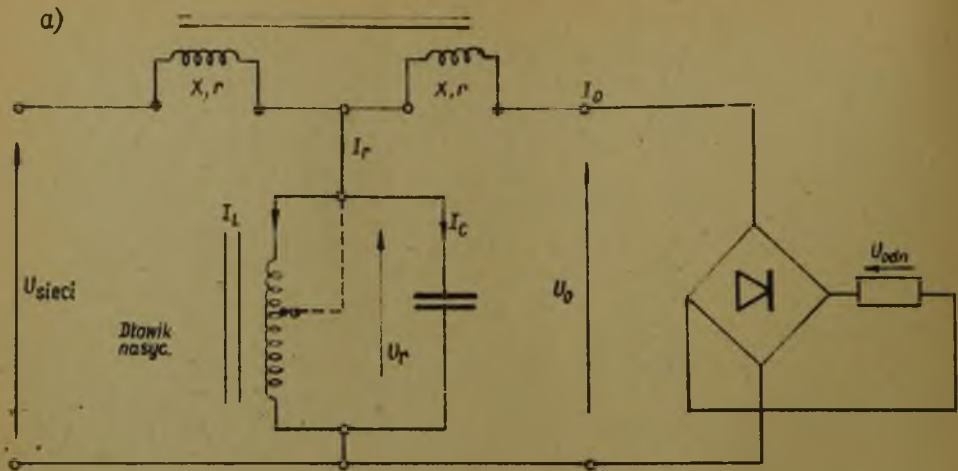
Przy zmianie napięcia zasilania obwodu rezonansowego prąd obwodu przebiega po pętlicy zaznaczonej na rysunku. Przy krytycznej oporności obwodu R_{kr} pętlica nie występuje, a charakterystyka napięciowo-prądowa ma przebieg poziomy. Przy oporności większej od wartości krytycznej charakterystyka napięciowo-prądowa ma przebieg lekko wznoszący.

Rys.8a przedstawia układ stabilizacji napięcia wyprostowanego przy wykorzystaniu układu $IR_{kr}C$. Przykład wykorzystania ferrerozonansu równoległego o małej oporności czynnej obwodu rezonansowego do stabilizacji napięcia przedstawia układ na rys.9a. Na rys.9b przedstawiono charakterystyki prądu dławika I_L i prądu kondensatora w funkcji napięcia na zaciskach obwodu rezonansowego. Na rysunku uwidoczniło wypadkową charakterystykę prądu zasilania obwodu rezonansowego I_r . Przy pominięciu oporności czynnej dławika charakterystyka wypadkowa jest sumą algebraiczną charakterystyk składowych. Roboczy, stromy odcinek wypadkowej charakterystyki zaznaczono grubszą linią. Dławik nienasyco-



Rys.8. Wykorzystanie ferorezonansu szeregowego do stabilizacji napięcia

a) układ połączeń, b) charakterystyki napięciowo-prądowe poszczególnych elementów układu rezonansowego i charakterystyka wypadkowa



Rys.9. Wykorzystanie ferrozrezonansu równoległego do stabilizacji napięcia

a) układ połączeń, b) charakterystyki

ny posiada dwa symetryczne uzwojenia. Oba uzwojenia są połączone przeciwsośnie, aby prąd obciążenia pobierany przez odbiornik ze sieci nie spowodował indukcyjnego spadku napięcia na dławiku. Przy napięciu U_{r0} obwód rezonansowy nie pobiera prądu biernego, wobec czego napięcie na zaciskach odbiornika równa się w przybliżeniu napięciu zasilania (przy pominięciu spadków napięcia na oporności czynnej dławika). Przy wzroście napięcia zasilania obwód rezonansowy pobiera prąd indukcyjny, który płynąc przez jedno uzwojenie dławika nienasyconego wytwarza na nim indukcyjny spadek napięcia. Ten spadek w dużym stopniu zmniejsza zmienność napięcia na zaciskach wyjściowych stabilizatora. W celu zmniejszenia pojemności kondensatora można powiększyć napięcie zasilania kondensatora stosując układ autotransformatora, przedstawiony na rys.9a linią przerywaną.

Układ przedstawiony na rys.9a (bez prostownika, może służyć do stabilizacji napięcia zmiennego. Napięcie wyjściowe jest silnie odkształcone (zawartość trzeciej harmonicznej dochodzi do 30%).

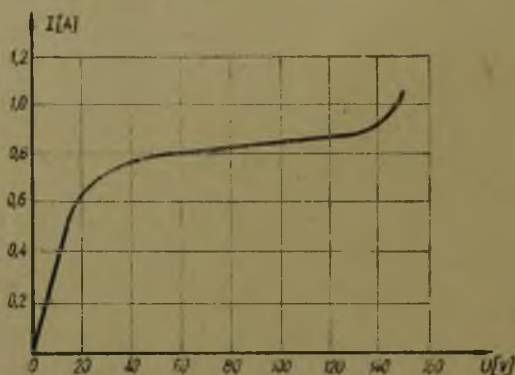
Wadą układów wykorzystujących ferorezonans jest zależność napięcia stabilizowanego od częstotliwości.

Zdolność stabilizowania prądu wykazują lampy żarowe z włóknem żelaznym, wypełnione wodorem. Elementy takie nazywane są bareterami. Rys.10a przedstawia charakterystykę prądowo-napięciową baretera. Rys.10b przedstawia układ połączeń baretera z opornikiem. Bareter powoduje stabilizację spadku napięcia w oporniku, które można wykorzystać jako napięcie odniesienia. Efekt stabilizowania prądu baretera jest spowodowany dużym cieplnym współczynnikiem oporności włókna żelaznego. Wadą baretera jest stosunkowo duża rozbieżność charakterystyki prądowo-napięciowej od idealnej charakterystyki stabilizatora prądu oraz duża inercja. Stosunkowo nie wielka temperatura włókna żelaznego powoduje ponadto wrażliwość prądu stabilizowanego na zmiany temperatury otoczenia (ok. 0,1% na 1°C). Czas potrzebny do ustalenia prądu baretera przy skokowej zmianie napięcia zasilania jest bardzo duży (ok. 5 minut). Przy skokowej zmianie napięcia zasilania przebieg prądu baretera jest początkowo bardzo stromy (50% przyrostu prądu ustalonego występuje po niespełna 0,06 s) dzięki małej bezwładności cieplnej włókna żarowego, po czym zmienia się powoli (począwszy od ok. 70% przyrostu ustalonego) odpowiednio do stosunkowo dużej bezwładności cieplnej gazu bare-

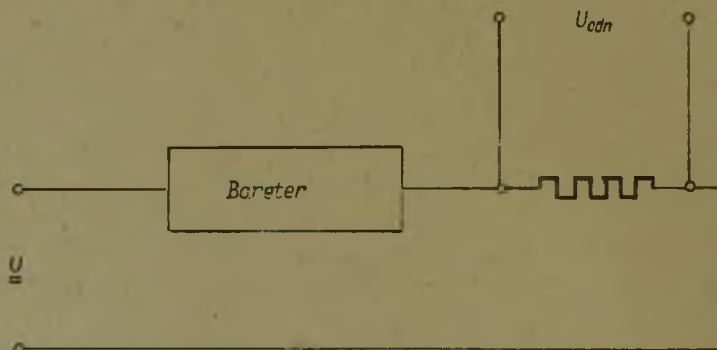
tera. Funkcję przejścia baretera można przedstawić w przybliżonej postaci

$$\frac{\Delta I(p)}{\Delta U(p)} = K \left(\frac{0,7}{1+pT_1} + \frac{0,3}{1+pT_2} \right),$$

a)



b)



Rys.10. Zastosowania baretera do stabilizacji napięcia odniesienia

- a) charakterystyka prądowo-napięciowa (bareter firmy AEG)
 b) układ połączeń

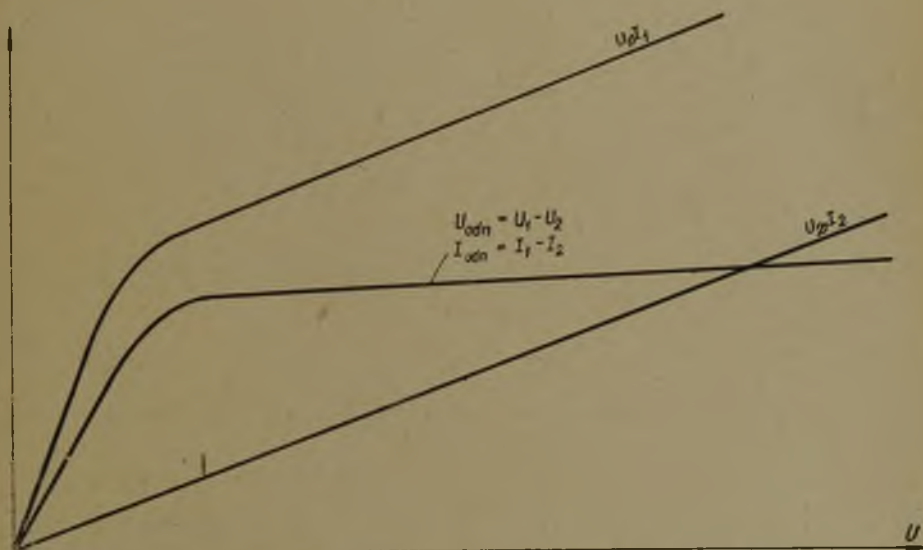
przy czym

$$T_1 \approx 0,05 \text{ s}$$

$$T_2 \approx 100 \text{ s.}$$

Baretery znalazły z powodzeniem zastosowanie w członach pomiarowo-porównawczych układów regulacji dzięki dużej początkowej prędkości zmian prądu baretera przy zmianach napięcia zasilania, mimo że ostateczny czas ustalenia punktu pracy jest stosunkowo duży.

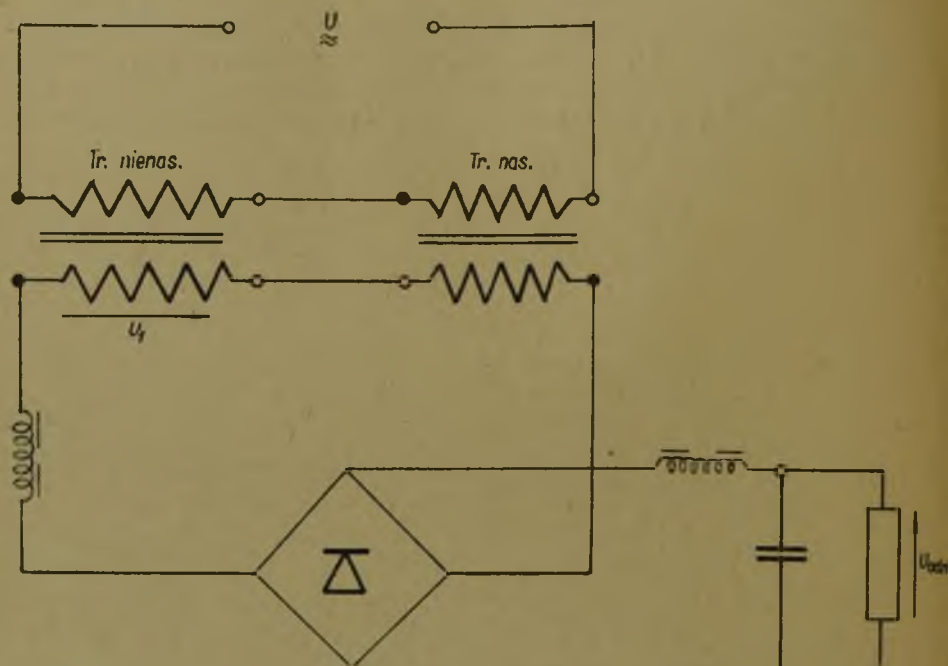
Napięcie odniesienia można otrzymać przez różnicową kombinację dwóch elementów: elementu o prądowo-napięciowej charakterystyce liniowej i elementu o charakterystyce nieliniowej typu odcinkowo-liniowej. Rys.11a przedstawia charakte-



Rys.11a. Złożenie charakterystyk elementów liniowych i odcinkami liniowych do wypadkowej charakterystyki układu odniesienia

rystyki elementu liniowego i nieliniowego elementu odcinkowo-liniowego, których różnica wykazuje stałość prądu w funkcji napięcia zasilania. Odejmowanie napięć odpowiednio dobranych takich dwóch elementów następuje w układzie mostkowym bądź różnicowym. W tym ostatnim przypadku napięcia zasilania dwóch elementów składowych muszą być galwanicznie rozdzielone. W przypadku zmiennego napięcia zasilania galwaniczne rozdzielanie otrzymuje się za pomocą transformatora.

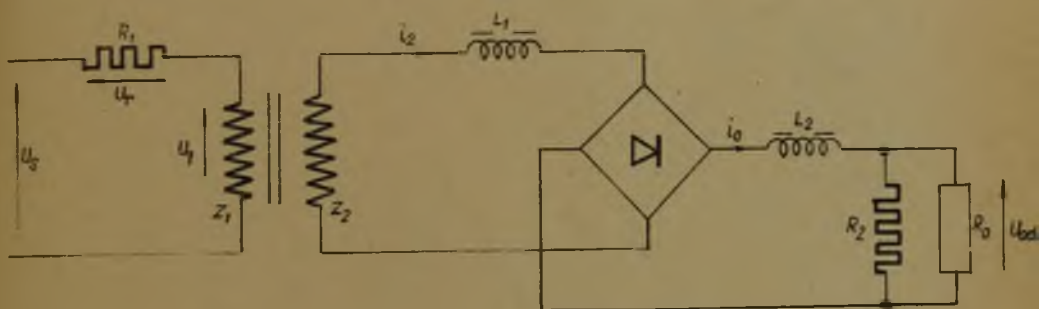
Przepływ odniesienia otrzymuje się we wzmacniaczu regulacyjnym za pomocą porównania magnetycznych charakterystyk elementu liniowego i odcinkowo-liniowego.



Rys.11b. Stabilizator napięcia odniesienia złożony z pary transformatorów o liniowej i nieliniowej charakterystyce magnesowania

Przy zasilaniu napięciem zmiennym można zastosować magnetyczne elementy liniowe (transformator nienasycony) i odcinkowo-liniowe (transformator nasycony o ostrym załamaniu charakterystyki magnesowania rdzeni) jak na rys.11b. Duża reaktancja dławika po stronie wtórnej transformatora, włączona do obwodu przed prostownikiem, majoryzuje oporność czynną wniesioną do obwodu wtórnego przez prostownik i oporność obciążenia. Dzięki tej reaktancji prąd wyjściowy jest w mniejszym stopniu zależny od wahań częstotliwości napięcia zasilania. Filtr indukcyjno-pojemnościowy wygładza napięcie odniesienia.

Rys.12a przedstawia układ napięcia odniesienia, w którym wykorzystuje się transformator o ostro załamanej charakterystyce magnesowania rdzenia, zbliżonej do przebiegu idealnego. Układ wykazuje dużą stabilność napięcia odniesienia nawet przy dużych wahaniami amplitudy i częstotliwości napięcia zasilania [1][5].



Rys.12a. Transformatorowy układ stabilizacji napięcia odniesienia

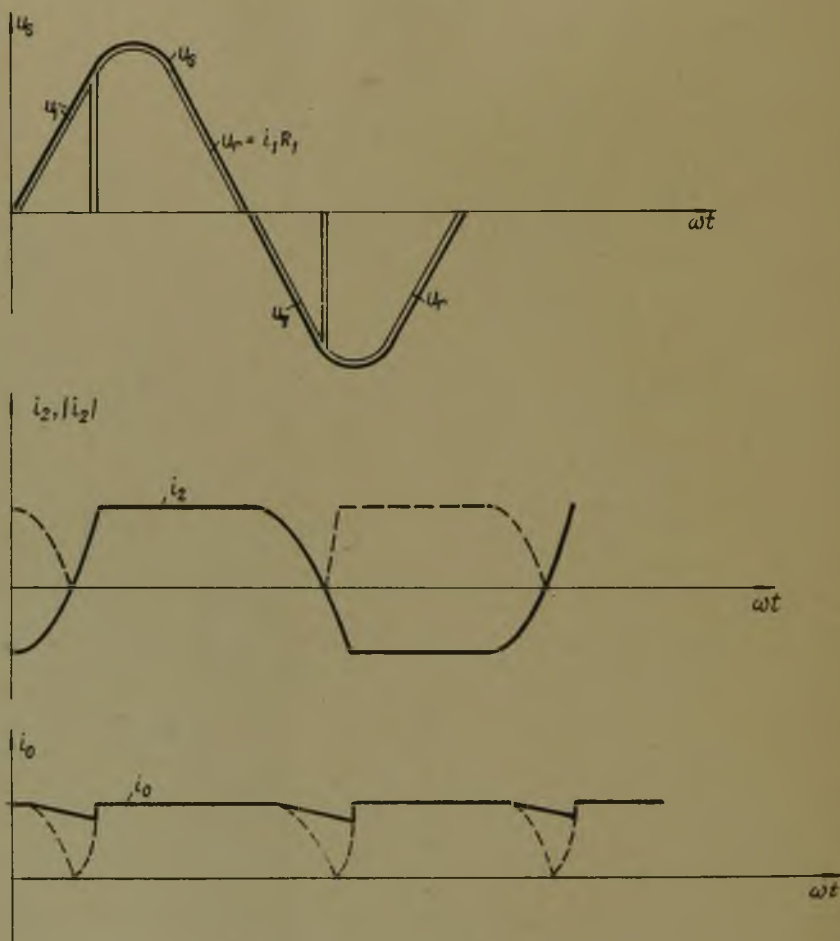
Napięcie zasilania uzwojenia pierwotnego dobieramy większe od napięcia nasycenia ($\frac{u_s}{U_n} > 1$). Przebieg prądu pierwotnego jest analogiczny jak w transduktorze przewzbudzonym. Prąd uzwojenia pierwotnego ogranicza opornik R_1 . Rys.12b przedstawia przebiegi prądu w uzwojeniu wtórnym i_2 , prądu odbiornika, i_0 , napięcia zasilania u_s i napięcia po stronie pierwotnej u_1 . Prąd strony wtórnej i_2 jest określony głównie przez reaktancję ωL_1 dławika-po stronie wtórnej, która majoryzuje impedancję obwodu wtórnego. Prąd strony wtórnej i_2 przy nienasyconym rdzeniu transformatora ma przebieg cosinusoidalny. Prąd maksymalny $i_{2 \max}$ jest wartością praktycznie stałą w zakresie $\alpha_n < \omega t < \alpha_0 = 180^\circ$. Indukcyjność L_2 za prostownikiem powoduje jednoczesną komutację wszystkich gałęzi prostownika przy prądzie wtórnym i_2 , mniejszym od prądu $i_{2 \max}$ przy odsyconym rdzeniu transformatora. Wyprostowany prąd odbiornika I_0 jest w przybliżeniu równy maksymalnemu prądowi wtórnemu, który nie zależy od wahań napięcia, zasilania i częstotliwości.

$$I_0 \approx \frac{B_n z_2 S}{L_1}, \quad (1)$$

gdzie:

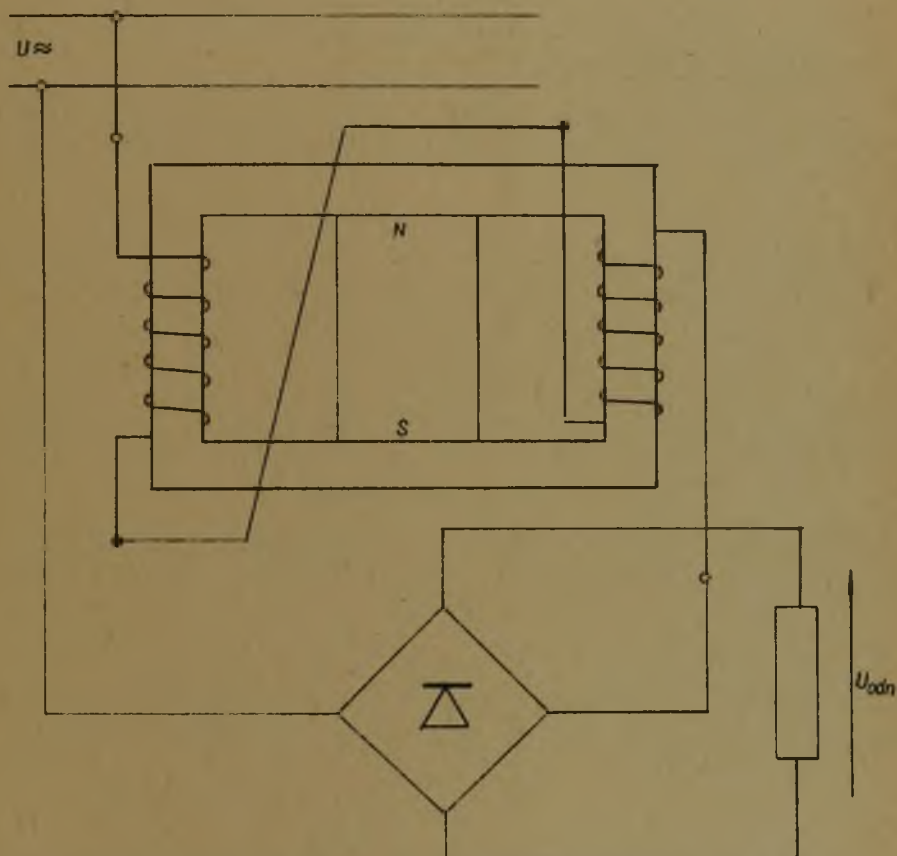
S - przekrój rdzenia transformatora.

Wpływ temperatury otoczenia na zmianę indukcji nasycenia rdzenia transformatora (przy wzroście temperatury B_n maleje nieznacznie) można kompensować przy pomocy opornika R_2 o odpowiednio dobranym dodatnim temperaturowym współczynniku oporności, który bocznikuje oporność wyjściową.



Rys.12b. Przebiegi napięć i prądów w stabilizatorze

Wygodne źródło prądu odniesienia można otrzymać przy wykorzystaniu wkładek magnesów trwałych o dużej koercji jako elementu sterującego transduktora o układzie szeregowym (rys.13). Rdzeń transduktora, na którym są umieszczone uzwojenia robocze jest wykonany z ferromagnetyku o ostrym załamaniu charakterystyki magnesowania. W tym układzie transduktor pracu-



Rys.13. Transduktorowy stabilizator napięcia odniesienia

je podobnie jak w przypadku wymuszonego prądu podmagnesowania. Średni prąd obciążenia transduktora w znikomym stopniu zależy od wahań amplitudy i częstotliwości napięcia zasilania obwodu głównego transduktora.

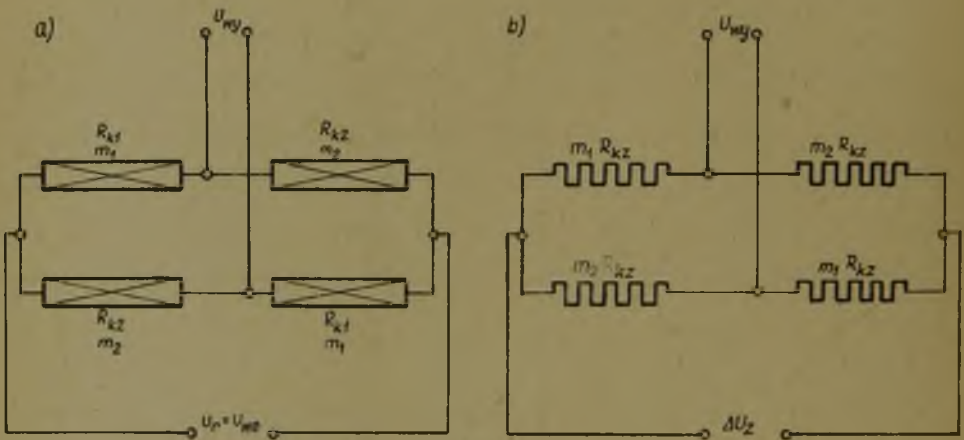
Do budowy układów odniesienia powinny być użyte wkładki magnetyczne o dużej trwałości w czasie, aby proces starze-

nia wkładek magnesów trwałych nie powodował dużych zmian wartości napięcia odniesienia. Inercja układów odniesienia z elementami ferromagnetycznymi w obwodzie prądu zmiennego ma charakter czasu martwego, bądź zwłoki czasowej wynoszącej od połowy do jednego okresu napięcia zasilania.

3. Nieliniowy mostkowy człon porównawczy

3.1. Mostek symetryczny

Rys.14a przedstawia mostek członu porównawczego zbudowany z dwóch par symetrycznych oporności nieliniowych. Każda



Rys.14. Symetryczny mostek nieliniowy a) i mostek linearyzowany b)

gałąź pary wykazuje paraboliczną zależność napięcia na oporności w funkcji prądu

$$U_k = k \cdot I_k \frac{1}{n_k} = k I_k m_k. \quad (2)$$

Wykładnik potęgowy n_k można wyznaczyć z pomierzonej charakterystyki $U_k = f(I_k)$ przedstawionej w skali logarytmicznej

$$\frac{1}{n_k} = m_k = \frac{d \lg(U_k)}{d \lg(I_k)}$$

Wykładniki potęgowe dwóch gałęzi oporności są różne ($n_1 \neq n_2$). W tabelicy I zestawiono wartości współczynników potęgowych oporności nieliniowych stosowanych w mostkowych i różnicowych członach porównawczych.

Tabela I

Oporność nieliniowa	Wykładnik n
Żarówki węglowe	1,27
Żarówki wolframowe	0,45-0,65
Baretery	0,016-0,039
Karbidki krzemu	4-5
Stabilowolty jarzeniowe	20-70
Termistory	(-2,5)-(-1,5)

Przy zrównoważonym mostku napięcie zasilania mostka jest równe podwójnej wartości napięcia na opornościach nieliniowych

$$U_z = 2 U_{kr}, \quad (3a)$$

Napięcie przekątni mostka jest równe zero. Napięcie U_z odpowiada napięciu odniesienia (napięciu zadanemu) układu regulacji. Prąd i moc zasilania mostka

$$I_z = \frac{U_z}{R_z}, \quad (3b)$$

$$P_z = \frac{U_z^2}{R_z}, \quad (3c)$$

gdzie

$$R_z = R_{kz} = \frac{U_{kz}}{I_{kz}}.$$

Przy zmianie napięcia zasilania mostka zmieniają się napięcia przyłożone do oporności nieliniowych. Przy małych odchyłkach napięcia zasilania mostka od wartości U_z mamy

$$U_k = U_{kz} + R_{kz} m_k \Delta I_k.$$

Przy posłużeniu się taką linearyzacją równania (2) można obliczyć związek między przyrostami napięcia i prądu na podstawie linearyzowanego mostka oporności (rys.14b).

Wzmocnienie napięcia członu porównawczego w stanie jałowym (przy $R_{wy} = \infty$)

$$K_{uo} = \frac{\Delta U_{wy}}{\Delta U_{we}} = \frac{m_1 - m_2}{m_1 + m_2} = \frac{n_2 - n_1}{n_1 + n_2}. \quad (4)$$

Dopasowująca oporność obciążenia mostka jest równa oporności wewnętrznej mostka obliczonej od strony zacisków wyjściowych (przekątnej mostka)

$$R_{dop} = \frac{2 m_1 m_2 R_z}{m_1 + m_2} = \frac{2 R_z}{n_1 + n_2}. \quad (5)$$

Przy takiej oporności obciążenia wzmocnienie napięcia $K_u = 0,5 K_{u0}$, a moc wydzielana na oporności obciążenia

$$P_{wy} = \frac{(m_1 - m_2)^2}{8 m_1 m_2 (m_1 + m_2)} \frac{\Delta U_z^2}{R_z} = \frac{(n_2 - n_1)^2}{8(n_1 + n_2)} \cdot \frac{U_z^2}{R_z} \quad (6a)$$

Porównując równ. (6) z równ. (3c)

$$P_{wy} = A \cdot P_z \left(\frac{\Delta U_z}{U_z} \right)^2, \quad (6b)$$

przy czym

$$A = \frac{(m_1 - m_2)^2}{8 m_1 m_2 (m_1 + m_2)} = \frac{(n_2 - n_1)^2}{8(n_1 + n_2)}.$$

Jeżeli człon pomiarowo-porównawczy jest połączony kaskadowo z wstępnym wzmacniaczem magnetycznym o układzie amplistatu, wówczas oporność wewnętrzna mostka powiększa wypadkową oporność obwodu sterującego i zmienia wzmocnienie i stałą czasową. Przy ocenie własności członu porównawczego można uwzględnić również wpływ członu porównawczego na stałą czasową amplistatu o dobroci wzmocnienia mooy Q_{pa} . W przypadku układu amplistatu o jednym uzwojeniu sterującym stała czasowa uzwojenia sterującego jest równa stałej czasowej wzmacniacza T_a .

Przy założeniu pomijalnej inercji mostka w porównaniu z inercją wzmacniacza jest wygodnie traktować kaskadę złożoną z członu porównawczego i wzmacniacza wstępnego jako odrębny inercyjny człon wzmocnienia. Na wyjściu tego członu jest przyłożona odchyłka napięcia ΔU_z a z jego wyjścia jest zbierana moc wyjściowa wzmacniacza P_a .

Otrzymamy

$$\frac{P_a}{T_a} = P_{wy} Q_{pa} = Q_{pa} B \cdot P_z \left(\frac{\Delta U_z}{U_z} \right)^2. \quad (7)$$

Porównując (7) i (6b) otrzymamy dla mostkowych układów pomiarowych $B = A$.

Z równań (4) do (6) wynika korzystne łączenie oporności nieliniowych w pary o wykładnikach potęgowych jak najbardziej różniących się od siebie $n_1 > n_2$, zatem oporności o charakterystyce napięciowej typu krzywej "a" i "b" z rys.3.

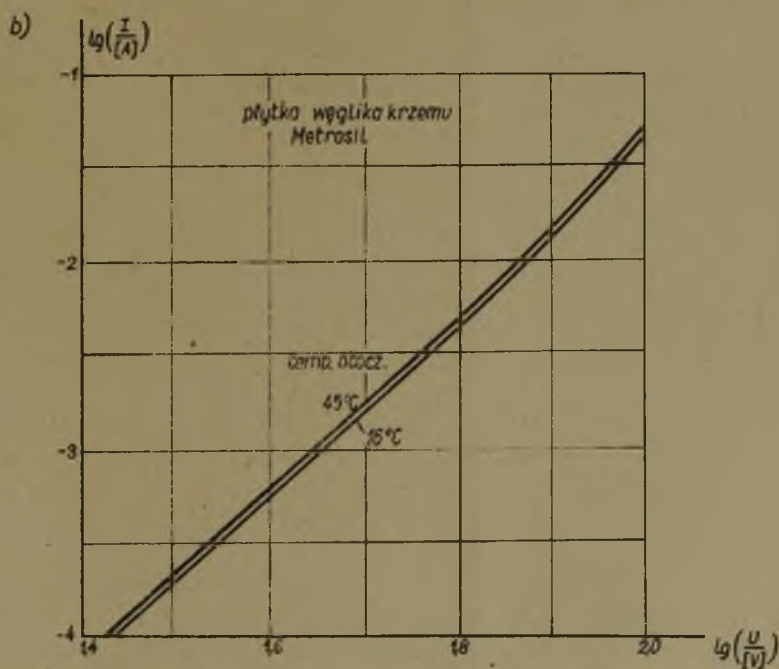
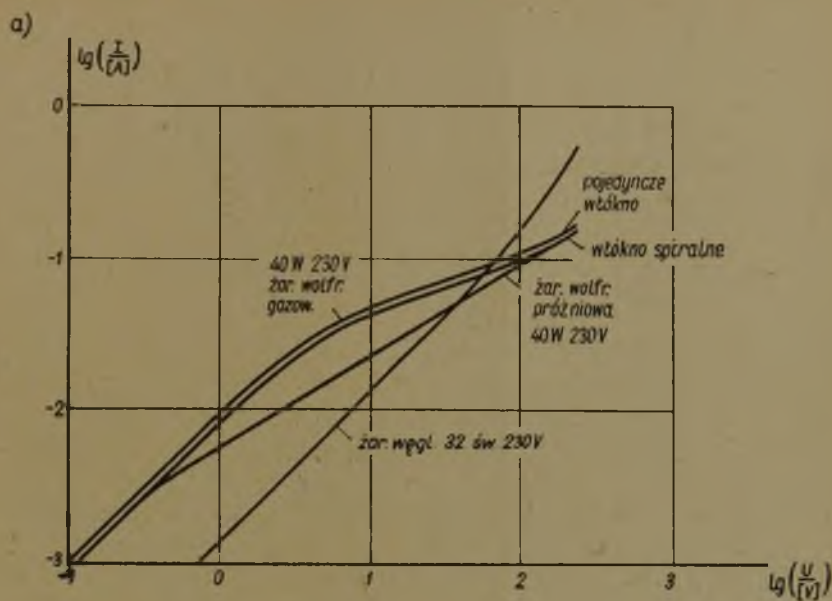
Łączenie dwóch par oporności nieliniowych następuje jednak pewne trudności z uwagi na konieczność dopasowania tych par do pracy przy tym samym napięciu U_{kz} i przy tym samym prądzie I_{kz} przy mostku zrównoważonym. W celu uniezależnienia napięcia odniesienia od temperatury otoczenia zachodzi ponadto konieczność stosowania odpowiedniej kompensacji wpływu temperatury. Kompensacja taka jest trudna przy połączeniu dwóch par oporności nieliniowych. Z tego powodu bywają częściej stosowane mostki złożone z pary oporności liniowej $n_1 = 1$ i nieliniowej $n_2 \neq 1$.

Wpływ temperatury otoczenia można kompensować za pomocą opornika o dużym cieplnym współczynniku oporności (opornika niklowego bądź miedzianego) połączonego w szereg z całym mostkiem.

Jako oporności o dodatnim wykładniku potęgowym znajdują zastosowanie żarówki węglowe, żarówki wolframowe próżniowe, bądź gazowane (rys.15a), które pracują w układzie mostkowym przy napięciu obniżonym do około 50-80% napięcia znamionowego, materiały półprzewodnikowe typu węglików krzemu (rys.15b), baretery i neonówki (lampy gazowane z zimną katodą).

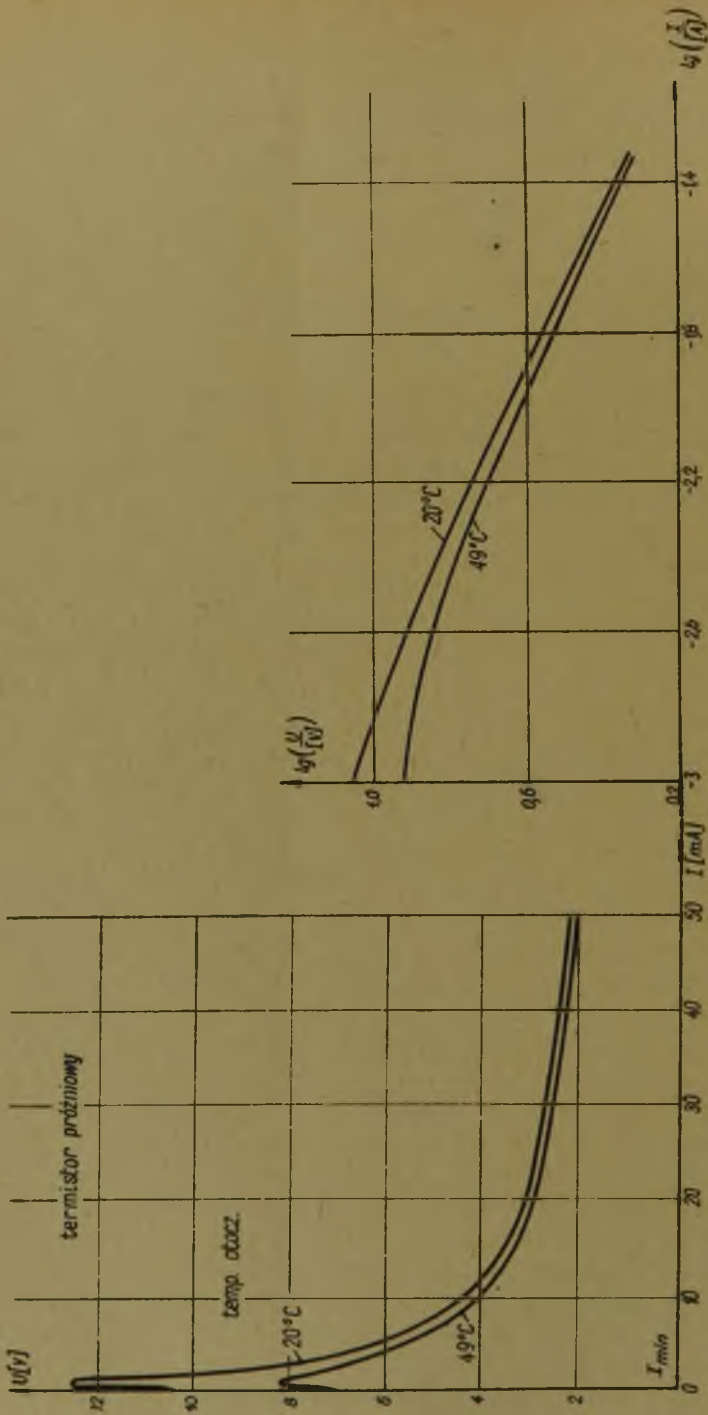
Wpływ temperatury otoczenia na charakterystyki tych elementów jest największy w przypadku bareterów, których temperatura żelaznego włókna żarowego jest stosunkowo niska. Żarówki węglowe i wolframowe, które pracują przy wysokiej temperaturze włókna żarowego są mało wrażliwe na temperaturę otoczenia (mniejsza wrażliwość występuje w lampach próżniowych), najmniejsza w żarówkach próżniowych z włóknem węglowym. Notowane są przypadki wrażliwości charakterystyk żarówek na wibracje mechaniczne. Zmiany oporności włókna występują z pewną inercją względem zmian napięcia przyłożonego, ponieważ nieliniowość oporności żarówek jest spowodowana przez cieplny współczynnik oporności.

Bezwładność cieplna włókna żarowego jest mała. Na stałą czasową mostkowego członu porównawczego wpływają liniowe oporności włączone w szereg z nieliniową opornością żarówek. Im większa jest ta oporność, tym stała czasowa mostka jest większa, ponieważ oporności liniowe ograniczają zmiany prądu włókna żarowego przy skokowych zmianach napięcia zasilania.



Rys. 15. Charakterystyki prądowo-napięciowe [4]

a) żarówka wolframowa próżniowa i gazowana, b) węgiel krzemu (metrosil)



Rys.15c. Charakterystyki prądowo-napięciowe [4] - termistora

Stała czasowa mostka zależy od masy włókna, od charakterystyki napięciowo-prądowej i charakterystyki temperatury włókna w funkcji mocy [4]. Przeciętnie stała czasowa jest zawarta w granicach od 0,02 s do 0,09 s. Może być przeważnie pominięta w porównaniu ze stałą czasową wzmacniacza wstępnego. Materiały półprzewodnikowe typu węglików krzemu o oporności napięciowo zależnej posiadają charakterystykę prądowo-napięciową typu "a" na rys.3. Zmiany temperatury otoczenia powodują zmianę napięcia zadanego przeciętnie o ok. 0,2 V na 1°C.

Zmiany oporności węglików krzemu występują prawie natychmiast przy zmianach napięcia przyłożonego. Odbija się to niekorzystnie w przypadku niewygładzonego wyprostowanego napięcia zasilania mostka, powodując powstanie składowej zmiennej wyższych harmonicznych napięcia na przekątnej mostka. Człon porównawczy tego typu powinien być zasilany dobrze wygładzonym napięciem stałym, bądź powinien posiadać na przekątnej mostka kondensator zwierający napięcie wyższych harmonicznych. Przy zastosowaniu oporności nieliniowych o charakterystyce typu "a" z rys.3 (neonówki, węgliki krzemu) trzeba zwrócić uwagę, że przy małej oporności wyjściowej mostka może wystąpić przeciążenie prądowe w obwodzie zamykającym się przez oporności nieliniowe mostka, połączone w szereg z opornością wyjściową. Przy dodatnich wykładnikach potęgowych nieliniowych oporności mostka współczynnik wzmocnienia jest zawsze mniejszy od jedności. Przy zastosowaniu pary oporności nieliniowej o wykładniku potęgowym dodatnim i oporności o wykładniku potęgowym ujemnym (o charakterystyce typu "c" z rys.3), wzmocnienie napięcia członu porównawczego jest większe od jedności, a przy $n_2 = -\frac{1}{n_1}$ rośnie nieograniczenie. Przy nieograniczeniu dużym wzmocnieniu człon porównawczy jest członem astatycznym, a przy ujemnym wzmocnieniu jest członem antystatycznym. Z tego powodu mogą być korzystne układy mostkowe zawierające oporność nieliniową o ujemnym wykładniku potęgowym (termistory próżniowe o bezpośrednim żarzeniu).

Termistory próżniowe są to przeważnie tlenki niklu, uranu lub magnezu o dużym ujemnym cieplnym współczynniku oporności. Rys.15c przedstawia charakterystykę napięciowo-prądową termistora próżniowego. Przy prądzie większym od prądu I_{min} ilość ciepła wywiązująca się w termistorze jest na tyle duża, że powoduje efekt malenia napięcia przy wzroście prądu. Termistor przyłączony do źródła napięciowego powiększałby prąd aż do cieplnego zniszczenia elementu. Oporność mostka połączona w szereg z termistorem ogranicza prąd elementu i chroni go przed cieplnym zniszczeniem. Termistor próżniowy stosowany

jest przeważnie w niesymetrycznym mostkowym członie porównawczym, złożonym z trzech gałęzi oporności liniowych i jednej gałęzi nieliniowej.

Wadą członów porównawczych zawierających termistory próżniowe, która ogranicza ich szerokie zastosowanie jest występowanie stosunkowo dużego ekstremum charakterystyki napięciowo-prądowej termistora, która dzieli charakterystykę na zakres nieroboczy o dodatnim i roboczy o ujemnym wykładniku potęgowym. Aby przejść w zakres ujemnego wykładnika potęgowego, napięcie przyłożone do termistora po załączeniu członu porównawczego do układu regulacji musi chwilowo wzrosnąć powyżej ekstremum charakterystyki napięciowo-prądowej, przy którym prąd termistora powiększy się powyżej I_{min} na roboczej części charakterystyki. Jeśli powiększenie napięcia przyłożonego do termistora nie może nastąpić w wyniku chwilowego wzmożenia napięcia regulowanego po załączeniu układu regulacji, zachodzi konieczność wyposażenia członu porównawczego w dodatkowe urządzenie rozruchowe. Wpływ temperatury otoczenia na charakterystyki termistora próżniowego (por. rys.15c) powoduje uzależnienie napięcia zadanego członu porównawczego od temperatury otoczenia. Istnieją układy kompensujące ten niepożądany wpływ temperatury otoczenia [4]. Stała czasowa mostka zależy od typu termistora oraz wzmocnienia napięcia mostka. Iloraz wzmocnienia napięcia i stałej czasowej jest w przybliżeniu stały. Pobór mocy termistora jest bardzo mały. Termistor nie wykazuje wrażliwości na wibracje mechaniczne.

3.2. Mostek niesymetryczny

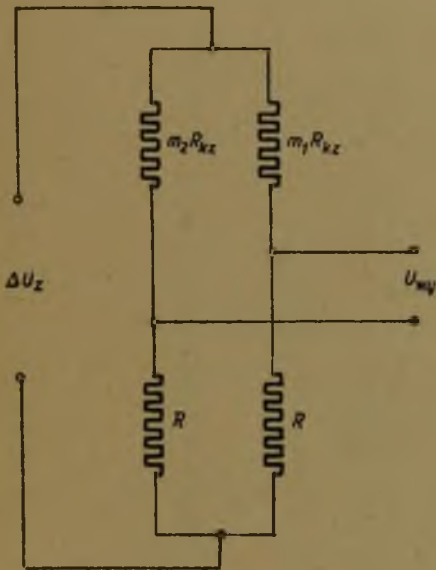
Rys.2c przedstawia niesymetryczny mostek zawierający dwie oporności nieliniowe o wykładniku n_1 i n_2 i dwie jednakowe oporności liniowe R . Rys.16a przedstawia ten mostek po zastosowaniu linearyzacji.

$$U_1 = k_1 I_1 \frac{1}{n_1} \approx U_{kz} + \frac{1}{n_1} R_{kz} \Delta I_1,$$

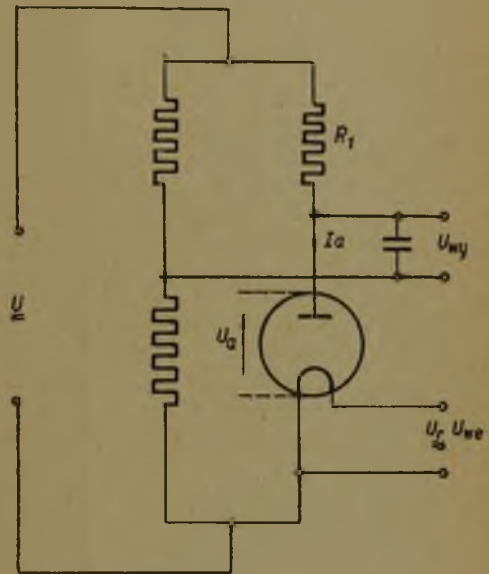
$$U_2 = k_2 I_2 \frac{1}{n_2} \approx U_{kz} + \frac{1}{n_2} R_{kz} \Delta I_2.$$

Wprowadziwszy $y = \frac{R_{kz}}{R}$ otrzymuje się wzmacnienie napięcia

$$K_{uo} = \frac{y(m_1 - m_2)}{(1 + y m_1)(1 + y m_2)} = \frac{y(n_2 - n_1)}{(n_1 + y)(n_2 + y)} \quad (8a)$$



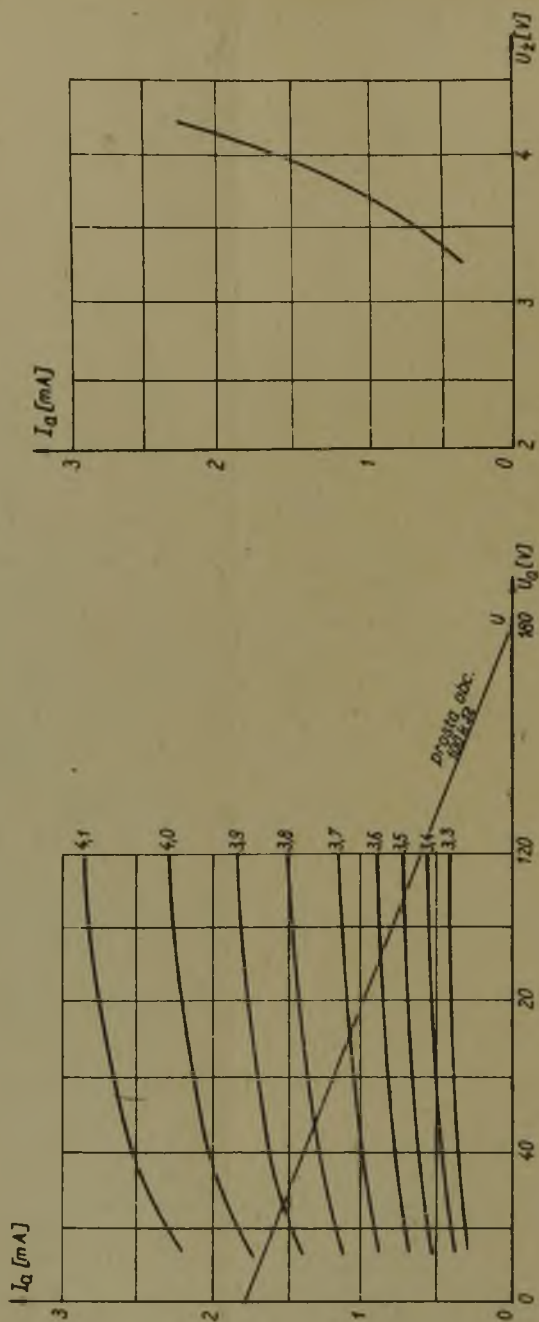
Rys. 16a. Linearyzowany mostek



Rys. 16b. Mostkowy człon porównawczy z wykorzystaniem dwuelektrodowej lampy elektronowej

Dopasowująca oporność wyjściowa członu porównawczego

$$R_{dop} = R \left(\frac{m_1 y}{1 + m_1 y} + \frac{m_2 y}{1 + m_2 y} \right) = Ry \frac{n_2 + n_1 + 2y}{(n_1 + y)(n_2 + y)} \quad (9a)$$



Rys. 16c. Charakterystyka prądowo-napięciowa dwuelektrodowej lampy elektronowej

Wzmocnienie napięcia przy dopasowanej oporności wyjściowej

$$K_u = \frac{1}{2} K_{uo}$$

Moc pobierana przez mostek przy napięciu U_z

$$P_z = \frac{U_z^2 \cdot 2}{R(y+1)} \quad (10a)$$

Moc wyjściowa przy dopasowanej oporności wyjściowej

$$P_{wy} = \frac{K_{uo}^2}{4 R_{dop}} = A P_z \left(\frac{\Delta U_z}{U_z} \right)^2 \quad (11a)$$

$$\frac{P_a}{T_a} = Q_a B P_z \left(\frac{\Delta U_z}{U_z} \right)^2 \quad (12a)$$

przy czym A oraz B są funkcjami m_1, m_2 (bądź n_1, n_2) i y.

Optyralne wartości parametrów K_u, A, B członu porównawczego występują jeśli y , spełnia ekstremum K_u, A bądź B .

Maksimum K_{uo} wypada przy $y = \frac{1}{\sqrt{m_1 m_2}} = \sqrt{n_1, n_2}$.

W tym szczególnym przypadku

$$K_{uo} = \frac{\sqrt{\frac{m_1}{m_2} - 1}}{1 + \sqrt{\frac{m_1}{m_2}}} = \frac{\sqrt{\frac{n_2}{n_1} - 1}}{\sqrt{\frac{n_2}{n_1} + 1}} \quad (8b)$$

$$R_{\text{dop}} = R, \quad (9b)$$

$$P_z = U_z^2 \frac{2 \sqrt{m_1 m_2}}{R(1 + \sqrt{m_1 m_2})} = U_z^2 \frac{2}{R(1 + \sqrt{m_1 m_2})}, \quad (10b)$$

$$P_{\text{wy}} = \frac{\Delta U_z^2}{4R} \left(\frac{\sqrt{\frac{m_1}{m_2}} - 1}{\sqrt{\frac{m_1}{m_2}} + 1} \right)^2 = \frac{\Delta U_z^2}{4R} \left(\frac{\sqrt{\frac{n_2}{n_1}} - 1}{\sqrt{\frac{n_2}{n_1}} + 1} \right)^2, \quad (11b)$$

$$P_{\text{wy}} = A P_z \left(\frac{\Delta U_z}{U_z} \right)^2, \quad (12b)$$

$$\frac{P_a}{T_a} = Q_a B P_z \left(\frac{\Delta U_z}{U_z} \right)^2,$$

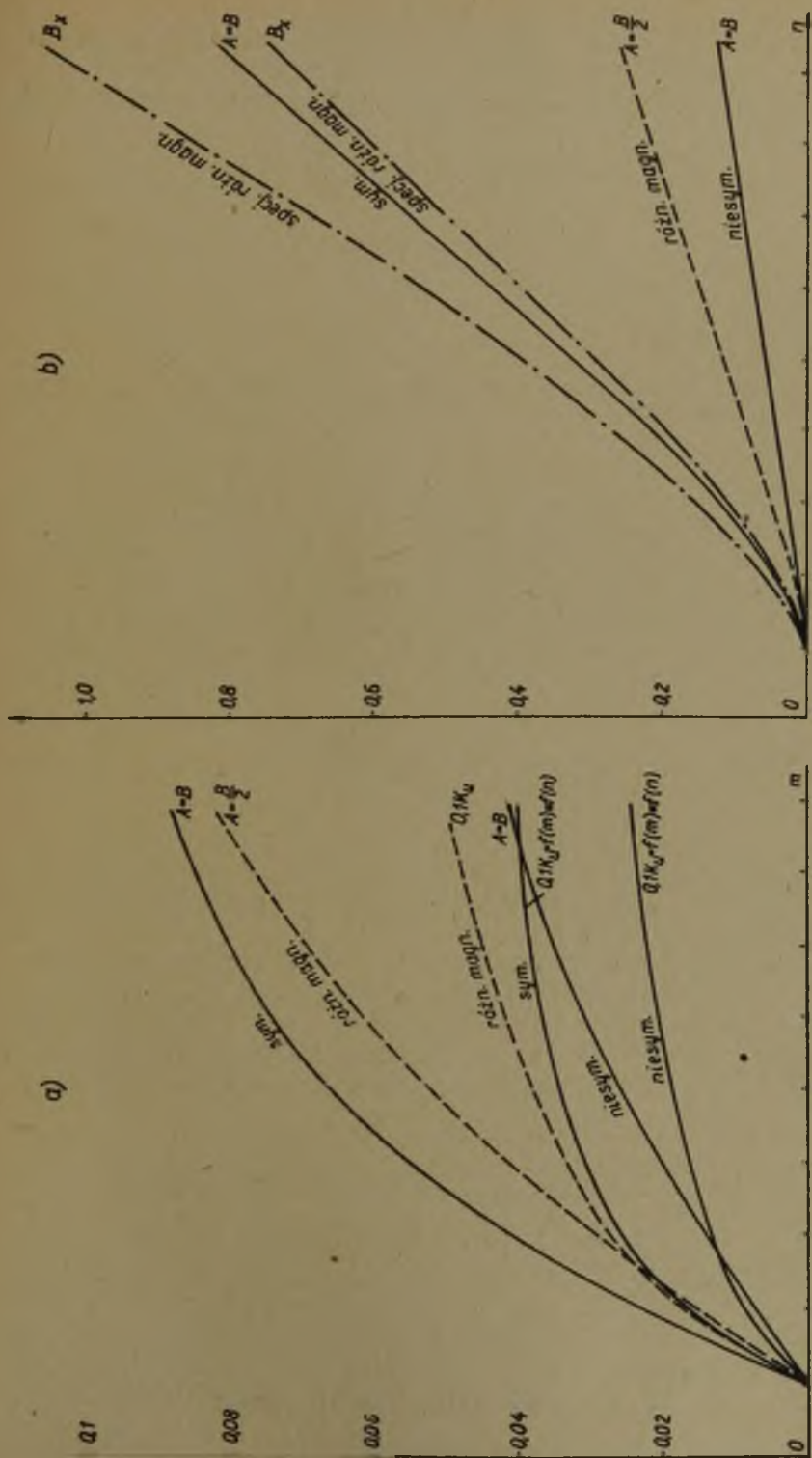
gdzie

$$A = B = \left(\frac{\sqrt{\frac{m_1}{m_2}} - 1}{\sqrt{\frac{m_1}{m_2}} + 1} \right)^2 \frac{\sqrt{m_1 m_2} + 1}{8 \sqrt{m_1 m_2}} = \left(\frac{\sqrt{\frac{n_2}{n_1}} - 1}{\sqrt{\frac{n_2}{n_1}} + 1} \right)^2 \cdot \frac{1 + \sqrt{n_1 n_2}}{8}.$$

Można porównać własności mostka symetrycznego i niesymetrycznego na podstawie wzmocnienia napięcia członu porównawczego K_{u} oraz współczynnika A .

Na rys. 17a i b przedstawiono wykres współczynnika A , oraz wzmocnienia napięcia K_{u} w funkcji wykładnika n_1 bądź m_1 (przy założeniu $n_2 = 1$) dla mostka symetrycznego i niesymetrycznego.

Specjalny przypadek mostka niesymetrycznego przedstawia człon porównawczy wykorzystujący nieliniowość prądu anodowego dwuelektrodowej lampy elektronowej (kenotronu) w funk-



Rys. 17. Zależność współczynników charakterystycznych - nieliniowych różnicowych i mostkowych członów porównawczych o jednym elemencie nieliniowym o wykładniku: a) $m > 0$, b) $n > 0$

cji napięcia żarzenia (rys.16b). Charakterystyka prądu anodowego jest przedstawiona na rys.16c.

Założywszy paraboliczną zależność prądu anodowego w funkcji napięcia żarzenia

$$I_a = c U_z^n$$

otrzymamy

$$I_a \approx I_{az} + c n U_z^{n-1} \Delta U_z = I_{az} + n \frac{I_{az}}{U_{zz}} \Delta U_z, \quad (13)$$

przy czym n - wynosi przeciętnie 8 10.

Mostek jest zasilany stabilizowanym napięciem stałym. Zmiany napięcia żarzenia powodują zmianę prądu anodowego i zachwianie równowagi mostka. Niewielkie zmiany napięcia zasilania mostka w małym stopniu wpływają na równowagę mostka.

Stosując linearyzację mostka otrzymamy w stanie jałowym mostka

$$K_{uo} = \frac{\Delta U_{wy}}{\Delta U_{we}} = n \frac{I_{az}}{U_{zz}} R_1. \quad (14)$$

Stała czasowa mostka i wpływ temperatury otoczenia na charakterystyki są tego samego rzędu jak w przypadku mostka symetrycznego z żarówkami.

W przypadku zasilania włókna żarzenia lampy napięciem zmiennym pojawia się na wyjściu mostka składowa zmienna zawierająca parzyste harmoniczne, powstałe w wyniku periodycznych zmian temperatury i emisji elektronowej. Kondensator na wyjściu mostka tłumí zmienną składową napięcia wyjściowego.

4. Nieliniowy różnicowy człon porównawczy

Rozróżniamy różnicowe człony porównawcze o porównaniu galwanicznym (rys.2a) i o porównaniu magnetycznym (rys.2b). Przy porównaniu galwanicznym napięcie zasilania dwóch obwodów składowych układu porównawczego jest rozdzielone za pomocą transformatora. Przy przekładni transformatora równej jedności, oraz przy założeniu symetrii uzwojeń sterują-

cych, układy różnicowe elektryczne odpowiadają układom mostkowym (symetrycznym bądź niesymetrycznym). Układy mostkowe mają tę przewagę nad układami różnicowymi o porównaniu galwanicznym, że nie jest potrzebny transformator. W przypadku zasilania napięciem stałym porównanie galwaniczne nie jest możliwe.

Przy porównaniu magnetycznym można podzielić uzwojenie sterujące wzmacniacza regulacyjnego na dwie równe części o oporności czynnej R . Obwody obu połówek uzwojenia sterującego są zasilane napięciem regulowanym poprzez nieliniowe oporności o wykładniku m_1 i m_2 . Taki układ połączeń odpowiada niesymetrycznemu układowi różnicowemu o porównaniu galwanicznym.

Wzmocnienie napięcia członu porównawczego można zdefiniować w tym przypadku jako stosunek napięcia, które należy przyłożyć na zaciskach nie rozdzielonego całego uzwojenia sterującego wzmacniacza by otrzymać równoważny przepływ sterujący wzmacniacza, do zaistniałej odchyłki napięcia zasilania członu porównawczego przy rozdzielonych uzwojeniach.

Przyjmując analogicznie jak w mostku magnetycznym

$$R = \sqrt{m_1 m_2} R_{uz}$$

$$K_u = \frac{\sqrt{\frac{m_1}{m_2}} - 1}{\sqrt{\frac{m_1}{m_2}} + 1} = \frac{\sqrt{\frac{n_2}{n_1}} - 1}{\sqrt{\frac{n_2}{n_1}} + 1} \quad (15)$$

Moc pobierana przez układ różnicowy przy napięciu U_z

$$P_z = \frac{U_z^2}{R} \frac{2\sqrt{m_1 m_2}}{\sqrt{m_1 m_2} + 1} = \frac{U_z^2}{R} \frac{2}{(\sqrt{n_1 n_2} + 1)} \quad (16)$$

Równoważna moc wyjściowa (wydzielona w nierozdzielonym uzwojeniu sterującym o równoważnym przepływie sterującym,

$$P_{wy} = \frac{K_u^2}{2R} (\Delta U_z)^2 = A P_z \left(\frac{\Delta U_z}{U_z} \right)^2. \quad (17a)$$

$$\frac{P_a}{T_a} = Q_a B P_z \left(\frac{\Delta U_z}{U_z} \right)^2, \quad (17b)$$

przy czym

$$A = \frac{\left(\sqrt{\frac{m_1}{m_2}} - 1 \right)^2}{\left(\sqrt{\frac{m_1}{m_2}} + 1 \right)^2} \frac{\sqrt{m_1 m_2} + 1}{4 \sqrt{m_1 m_2}} = \frac{\left(\sqrt{\frac{n_2}{n_1}} - 1 \right)^2}{\left(\sqrt{\frac{n_2}{n_1}} + 1 \right)^2} \frac{1 + \sqrt{n_1 n_2}}{4},$$

$$\frac{B}{A} = 2.$$

Na rys.17a,b naniesiono zależność współczynników K_u , A od wykładnika potęgowej oporności nieliniowej dla układu różnicowego o porównaniu magnetycznym, w którym występuje tylko jeden element nieliniowy. Jak widać z wykresu korzystniejsze są oporności nieliniowe o charakterystyce prądowo-napięciowej typu "a" z rys.3.

Można zmniejszyć moc pobieraną przez człon porównawczy o porównaniu magnetycznym z jednym elementem nieliniowym zasilając połowę uzwojenia sterującego amplitastatu wprost napięciem regulowanym bez stosowania liniowej oporności dodatkowej. W tym celu można połowę objętości uzwojenia sterującego zaprojektować na większą liczbę zwojów o większej oporności, tak by przepływ tego uzwojenia pozostał niezmienny. Drugą połowę uzwojenia o oporności κ można pozostawić niezmienną.

W tym przypadku parametry członu porównawczego

$$K_u = \frac{(n-1)y}{(y+n)(y+1)}, \quad (18)$$

$$P_z = \frac{U_z^2}{R} \frac{y+2}{(y+1)^2}, \quad (19)$$

$$P_{wy} = \frac{K_u^2}{2R} (\Delta U_z)^2 = A P_z \left(\frac{\Delta U_z}{U_z}\right)^2, \quad (20)$$

$$A = \frac{(n-1)^2 y^2}{2(y+n)^2 (y+2)},$$

$$\frac{B}{A} = \frac{2}{1 + \frac{n}{y+n}}.$$

Maksymalna wartość współczynnika A występuje przy

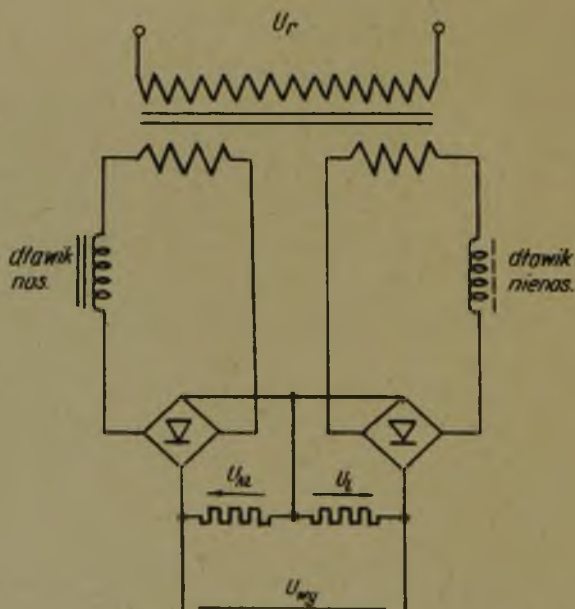
$$y_x = \frac{8}{\sqrt{1 + \frac{16}{n}} - 1}. \quad (21)$$

Na rys.17b naniesiono wartości współczynników A_x i B_x w funkcji n , które obliczono przyjąwszy y_x wyznaczone z warunku ekstremum współczynnika A .

Przy zasilaniu różnicowego członu porównawczego napięciem zmiennym często stosowanym elementem nieliniowym jest dławik nasycony włączony w obwód prądu zmiennego przed prostownikiem (rys.18). Jako element liniowy służy przeważnie dławik nie-nasycony. Dławik nasycony posiada charakterystykę prądowo-napięciową typu "a" z rys.3.

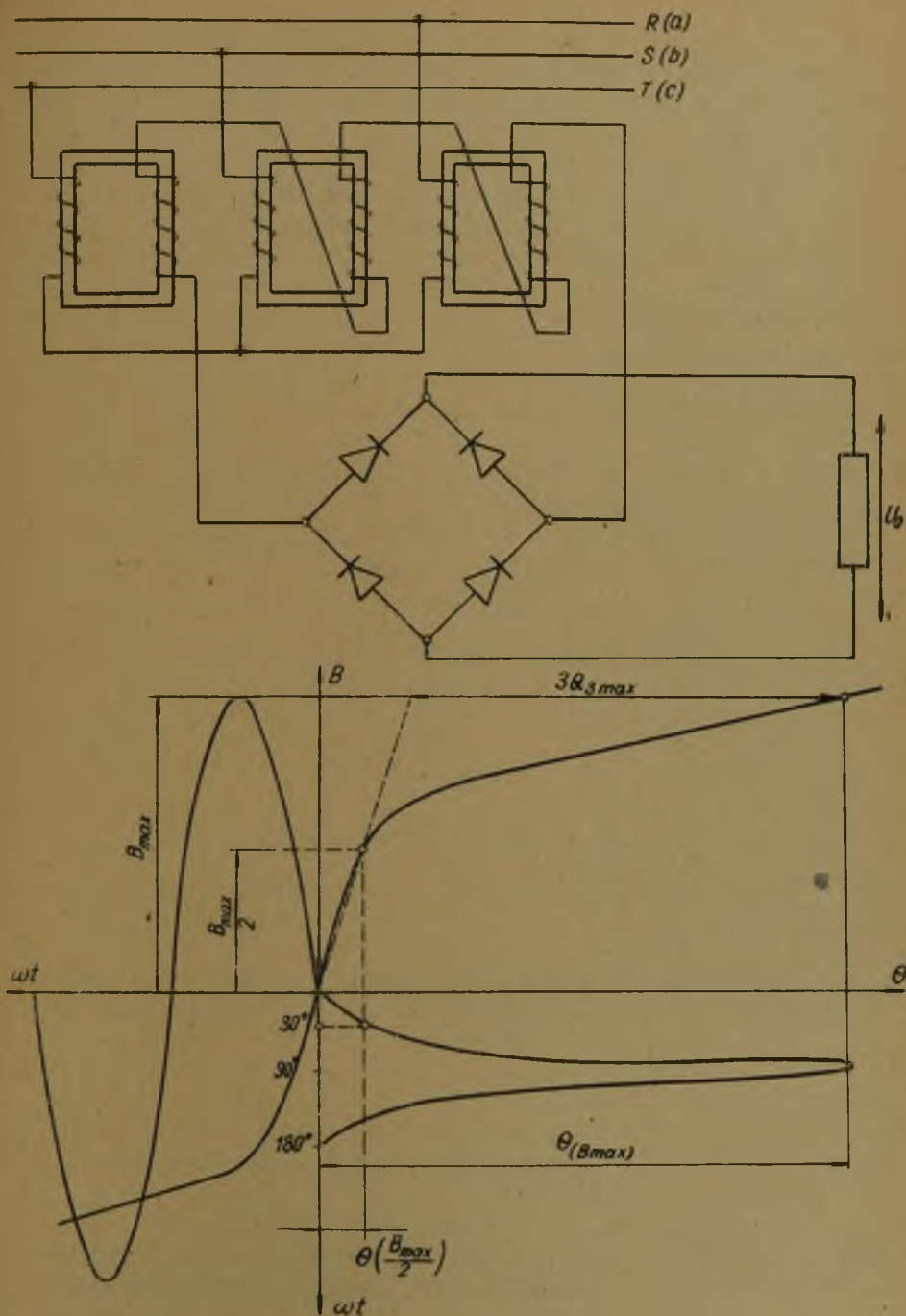
Jeśli regulowanym napięciem jest zmienne napięcie trójfazowe można zastosować magnetyczny element nieliniowy o cha-

rakterystyce typu "a" przedstawionym rys. 19a. Wykorzystano w nim trzecią harmoniczną napięcia fazowego przy nasyceniu trzech jednofazowych transformatorów, połączonych po stronie pierwotnej w gwiazdę bez przewodu zerowego i zasilanych napięciem trójfazowym. Przy nasyceniu rdzeni transformatorów pojawia się trzecia harmoniczna i inne nieparzyste harmoniczne strumienia w rdzeniach transformatorów, które indukują odpowiednie harmoniczne w napięciu fazowym. Wtórne strony transformatorów są połączone w otwarty trójkąt. W obwodzie wtórnym znoszą się podstawowe harmoniczne (i harmoniczne wyższe nie podzielne przez 3) napięcia fazowego trzech transformatorów, a sumują napięcia trzeciej harmonicznej (i harmoniczne wyższe podzielne przez 3).



Rys. 18. Zastosowanie dławików jako elementów nieliniowych

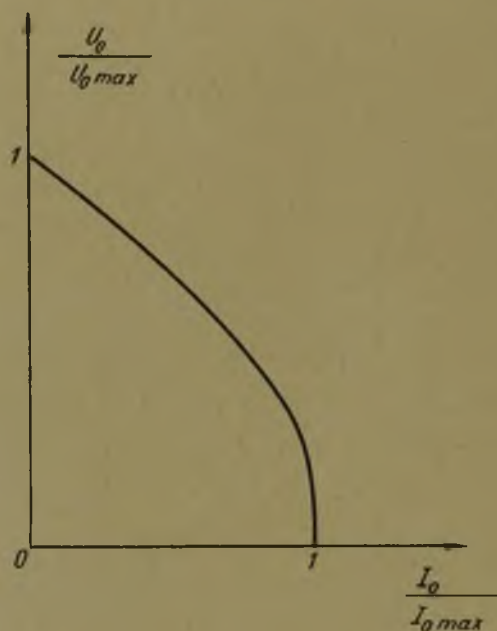
Przy małej oporności obciążenia wtórnej strony transformatorów można wyznaczyć prąd wyjściowy zakładając sinusoidalny przebieg indukcji w rdzeniach. Prąd obciążenia wytwarza w tym przypadku przepływ trzeciej harmonicznej (przy pominięciu jej nieparzystych wielokrotności). Na podstawie



Rys.19. Zastosowanie transformatorowego potrajacza często-
tliwości jako elementu nieliniowego
a) układ połączeń, b) wyznaczenie prądu trzeciej harmonicznej

charakterystyki magnesowania rdzeni (rys.19b) otrzymamy przy upraszczającym założeniu, że w przepływie uzwojenia wtórnego rdzeni pojawia się tylko trzecia harmoniczna

$$I_{3 \max} = \frac{\theta(B_{\max}) - 2 \theta\left(\frac{B_{\max}}{2}\right)}{3 z_2}, \quad (22)$$



Rys.19c. Zastosowanie transformatorowego potrajacza częstotliwości jako elementu nieliniowego, c) charakterystyka zewnętrzna

gdzie

$I_{3 \max}$

- maksymalna wartość prądu uzwojenia wtórnego,

$(B_{\max}), \theta\left(\frac{B_{\max}}{2}\right)$

- przepływ rdzeni, przy indukcji maksymalnej i przy połowie indukcji maksymalnej,

z_2

- liczba zwojów uzwojenia wtórnego.

Rys.19c przedstawia charakterystykę zewnętrzną transformatorów zdjętą przy stałej amplitudzie i częstotliwości napięcia trójfazowego. Napięcie maksymalne po stronie wtórnej, przy otwartym obwodzie obciążenia, można oszacować uwzględniając, że przepływ magnesujący rdzeń nie zawiera trzeciej harmonicznej. W przypadku niesymetrycznego napięcia zasilania transformatorów prąd wyjściowy jest w przybliżeniu proporcjonalny do średniej arytmetycznej napięć trzech faz zasilania. W konsekwencji układ regulacji reaguje na średnią wartość napięć fazowych zasilających człon pomiarowo-porównawczy.

Nieliniowymi elementami członu porównawczego przy zasilaniu napięciem zmiennym, mogą być również transduktory (w szczególności transduktor o układzie szeregowym i amplistat). Wadą tych układów jest duża inercja transduktorów, która może pogorszyć stabilność układu regulacji. Należy mieć na u uwadze, że układy filtrujące członu pomiarowego i członu porównawczego wpływają również na powiększenie inercji członu pomiarowo-porównawczego.

Wpłynęło do redakcji w styczniu 1963.

LITERATURA

- 1 E v a n s W.G.: Saturating Transformer Reference Circuit AIEE Tr. January 1955.
- 2 K a s s e n b e r g K.: Proste układy z oporami nieliniowymi jako stabilizatory napięcia. Przegląd Elektrotechniczny Nr 7/1956.
- 3 K u r y ł o w i c z J., C y m b r y k i e w i c z Z.: Waristory - Karborundowe oporniki nieliniowe. Pomiar - Automatyka - Kontrola Nr 8/62.
- 4 P a t c h e t G.N.: Automatic voltage regulators and stabilizers Pitman London 1954.
- 5 P a s z e k Wł.: Transformator w zastosowaniu do układów regulacji maszyn elektrycznych. Zesz. Naukowe Pol.Śl. Elektryka 11/61.
- 6 P a s z e k Wł.: Podstawowe własności nowoczesnych samoczynnych regulatorów napięcia generatorów synchronicznych. Zesz. Naukowe Pol.Śl. Elektryka 5/58.

ЗВЕНА ИЗМЕРЕНИЯ И СРАВНЕНИЯ В СХЕМАХ РЕГУЛИРОВАНИЯ НАПРЯЖЕНИЯ

В работе дан анализ звенов измерения и сравнения в схемах регулирования напряжения синхронных машин.

В работе рассматривается синтез линейных, а также нелинейных членов, имея в виду, что в нелинейных схемах заданное напряжение складывается, по характеристикам элементов, составляющих звена сравнения мостикового или дифференциального типа.

LES ÉLÉMENTS DE MESURE ET DE COMPARAISON DANS LES DISPOSITIFS DE RÉGULATION DE LA TENSION

Le mémoire contient l'analyse des éléments de mesure pour les dispositifs de régulation de la tension des machines. Dans les dispositifs linéaires on compare la tension de sortie avec une tension constante de base. Une discussion de la synthèse des schémas est présentée. Dans les dispositifs de ponts différentiels non-linéaires la tension de base est le résultat de l'addition des caractéristiques des éléments composants du dispositif de comparaison.