

Krzysztof SOWA

Instytut Maszyn i Urządzeń Elektrycznych  
Politechniki Śląskiej

## DOBÓR DŁAWIKA W OBWODZIE PRĄDU WYPROSTOWANEGO JEDNOFAZOWYCH PROSTOWNIKÓW STEROWANYCH

**Streszczenie.** Przedstawiono sposób doboru dławika wygładzającego w sterowanym prostowniku jednofazowym celem zapewnienia nieprzerywanego prądu wyprostowanego oraz ograniczenia jego składowej przemiennej. Jako obciążenie prostownika rozpatrzono twornik silnika prądu stałego z pominiętą rezystancją. Przedstawiono wpływ zastosowania diod w prostowniku na parametry dławika wygładzającego.

### 1. Wstęp

W prostownikach  $q$ -pulsowych sterowanych można wyróżnić dwa przypadki przewodzenia prądu, a mianowicie: przewodzenie nieprzerywane oraz przewodzenie przerywane, czyli impulsowe. W zależności od odbiornika, jaki zasilają prostowniki, przewodzenie przerywane prądu może być niepożądane z rozmaitych względów. Przewodzenie przerywane jest szczególnie niekorzystne w przypadku, gdy odbiornikiem jest maszyna prądu stałego, w której pulsacje prądu powodują pulsacje momentu obrotowego, zwiększenie strat dodatkowych oraz utrudniają komutację maszyny. Dlatego w obwodach prądu wyprostowanego przekształtników często stosuje się dławiki wygładzające, których zadaniem najczęściej jest ograniczenie zakresu kąta wysterowania, dla którego prąd wyprostowany ma charakter przerywany. Oprócz swojej podstawowej funkcji dławiki spełniają także inną rolę, mianowicie ograniczają składową przemienną (falistość) prądu wyprostowanego oraz ograniczają prędkość narastania prądu wyprostowanego w przypadku przeciążeń i zwarć. Dlatego istnieje ważny problem prawidłowego doboru parametrów dławika w obwodzie prądu wyprostowanego. Jest to szczególnie ważne ze względu na funkcję, jaką dławiki spełniają oraz ze względów ekonomicznych. Dławik prawidłowo zaprojektowany musi spełniać swoje funkcje przy minimalnym koszcie jego budowy, na który w dużej mierze składa się koszt materiałów czynnych zależny od podstawowych parametrów dławika.

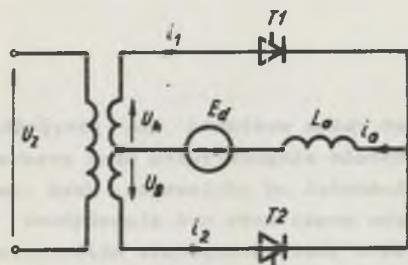
W artykule podano analitycznie wyznaczone i graficznie przedstawione zależności współczynników prądu przerywanego oraz falistości prądu wyprostowanego od stopnia wysterowania prostowników. Znajomość tych współczyn-

ników oraz parametrów odbiornika, jakim jest maszyna prądu stałego, umożliwia optymalny dobór diawika wygładzającego. Wyznaczając analitycznie powyższe współczynniki założono idealne własności zaworów i transformatora zasilającego przekształtnik (transformator o zerowej impedancji zwarcia) oraz pominięto rezystancję odbiornika, której udział jest znikomo mały, gdyż składa się na nią rezystancja twornika maszyny, rezystancja diawika oraz rezystancja przewodów doprowadzających.

## 2. Prostownik pełnokresowy z punktem środkowym

### 2.1. Współczynnik prądu przerywanego

Zgodnie ze schematem przedstawionym na rys. 1 możemy napisać dla chwili 11:  $\frac{\alpha}{\omega} \leq t < \frac{\alpha + \pi}{\omega}$  ( $\alpha$  - kąt wysterowania zaworów) następujące równania:



Rys. 1. Schemat układu prostownika pełnokresowego z punktem środkowym

$$\left\{ \begin{array}{l} u_A(t) = \hat{U}_A \sin \omega t \\ u_A(t) = L_o \frac{d i_o(t)}{dt} + E_d \quad (2.1) \\ i_1(t) = i_o(t) \end{array} \right.$$

gdzie:

$\hat{U}_A$  - amplituda napięcia  $u_A(t)$ ,

pozostałe oznaczenia zgodnie z rysunkiem 1.

Powyższy układ równań został ułożony dla przewodzącego tyrystora T1 (podobnie można ułożyć równania dla przewodzącego tyrystora T2, zakładając  $\hat{U}_A = \hat{U}_B$ ). Wprowadzając oznaczenia:  $\omega t = x$ ,  $\omega L_o = X_o$  oraz rozwiązując układ równań (2.1) otrzymujemy (dla  $\alpha \leq x < \alpha + \pi$ ):

$$i_o(x, \alpha) = \frac{\hat{U}_A}{X_o} (\cos \alpha - \cos x) + \frac{E_d}{X_o} (\alpha - x) + i_o(\alpha) \quad (2.2)$$

Równanie (2.2) musimy rozpatrywać osobno dla  $\alpha > \alpha_{gr}$  oraz dla  $\alpha < \alpha_{gr}$ , przy czym:

$$\alpha_{gr} = \arctg \frac{2}{\pi} \quad (2.3)$$

Na granicy przewodzenia nieprzerwanego i przerywanego łatwo możemy wyznaczyć prąd  $i_0(\alpha)$ , który wynosi:

$$i_0(\alpha) = \begin{cases} 0 & \text{dla } \alpha > \alpha_{gr} \\ \frac{\hat{U}_A}{X_0} (\cos \xi - \cos \alpha) + \frac{E_d}{X_0} (\xi - \alpha) & \text{dla } \alpha < \alpha_{gr} \end{cases} \quad (2.4)$$

gdzie:

$$\xi = \arcsin \frac{E_d}{\hat{U}_A} \quad (2.5)$$

Podstawiając równanie (2.4) do równania (2.2) otrzymujemy zależność na prąd  $i_0$  będący na granicy prądu nieprzerwanego i przerywanego:

$$i_0(x, \alpha) = \begin{cases} \frac{\hat{U}_A}{X_0} (\cos \alpha - \cos x) + \frac{E_d}{X_0} (\alpha - x) & \text{dla } \alpha > \alpha_{gr} \\ \frac{\hat{U}_A}{X_0} (\cos \xi - \cos x) + \frac{E_d}{X_0} (\xi - x) & \text{dla } \alpha < \alpha_{gr} \end{cases} \quad (2.6)$$

Obliczając wartość średnią prądu  $i_0$  określonego zależnością (2.6) zgodnie ze wzorem:

$$I_d = I_p = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\pi} i_0 dx \quad (2.7)$$

gdzie:

$I_p$  - wartość średnia prądu będącego na granicy prądu nieprzerwanego i przerywanego

otrzymujemy:

$$I_p = \begin{cases} \frac{2}{\pi} \frac{\hat{U}_A}{X_0} \sin \alpha & \text{dla } \alpha > \alpha_{gr} \\ \frac{1}{\pi} \frac{\hat{U}_A}{X_0} \left[ \pi \cos \xi + 2 \sin \alpha + 2 \left( \xi - \alpha - \frac{\pi}{2} \right) \cos \alpha \right] & \text{dla } \alpha < \alpha_{gr} \end{cases} \quad (2.8)$$

Korzystając z zależności:

$$E_d = U_d = \hat{U}_d \cos \alpha$$

$$\hat{U}_d = \frac{2}{\pi} \hat{U}_A \quad (2.9)$$

$$X_0 = \omega L_0$$

gdzie:

$\hat{U}_d$  - wartość maksymalna napięcia średniego dla  $\alpha = 0$ ,

$U_d$  - wartość średnia napięcia dla  $\alpha \neq 0$ ,

otrzymujemy:

$$I_p = \begin{cases} \frac{\hat{U}_d}{\omega L_0} \sin \alpha & \text{dla } \alpha > \alpha_{gr} \\ \frac{\hat{U}_d}{\omega L_0} \left[ \frac{\pi}{2} \cos \varepsilon + \sin \alpha + (\varepsilon - \alpha - \frac{\pi}{2}) \cos \alpha \right] & \text{dla } \alpha < \alpha_{gr} \end{cases} \quad (2.10)$$

Równanie (2.10) określające prąd średni  $I_p$  można przedstawić w postaci:

$$m_p(\alpha) = \frac{I_p L_0}{\hat{U}_d} \quad (2.11)$$

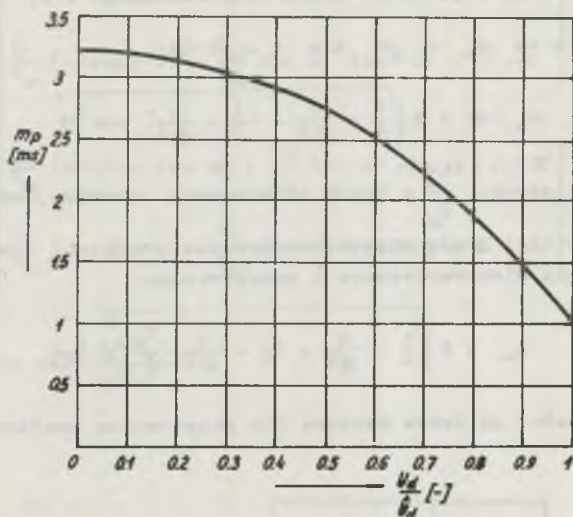
gdzie:

$m_p(\alpha)$  - współczynnik prądu przerywanego w s,

$$m_p(\alpha) = \begin{cases} \frac{1}{\omega} \sin \alpha & \text{dla } \alpha > \alpha_{gr} \\ \frac{1}{\omega} \left[ \frac{\pi}{2} \cos \varepsilon + \sin \alpha + (\varepsilon - \alpha - \frac{\pi}{2}) \cos \alpha \right] & \text{dla } \alpha < \alpha_{gr} \end{cases} \quad (2.12)$$

Wyrażając  $\alpha$  oraz  $\varepsilon$  za pomocą zależności (2.9) oraz (2.5) poprzez  $\frac{U_d}{\hat{U}_d}$  oraz podstawiając  $\omega = 2\pi f$  ( $f = 50$  Hz) otrzymujemy ostateczne wyrażenie na  $m_p$  w ms:

$$m_p(\alpha) = \begin{cases} \frac{10}{\pi} \sqrt{1 - \left(\frac{U_d}{\hat{U}_d}\right)^2} & \text{dla } \alpha > \alpha_{gr} \\ \frac{10}{\pi} \left\{ \frac{\pi}{2} \sqrt{1 - \left(\frac{2}{\pi}\right)^2 \left(\frac{U_d}{\hat{U}_d}\right)^2} + \sqrt{1 - \left(\frac{U_d}{\hat{U}_d}\right)^2} - \frac{U_d}{\hat{U}_d} \left[ \frac{\pi}{2} + \arccos\left(\frac{U_d}{\hat{U}_d}\right) - \arcsin\left(\frac{2}{\pi} \frac{U_d}{\hat{U}_d}\right) \right] \right\} & \text{dla } \alpha < \alpha_{gr} \end{cases} \quad (2.13)$$



Rys. 2. Zależność współczynnika prądu przerywanego  $m_p$  od stopnia występowania prostownika pełnokresowego z punktem środkowym

## 2.2. Współczynnik falistości prądu wyprostowanego

W celu wyznaczenia współczynnika falistości prądu wyprostowanego należy wyznaczyć wartość skuteczną składowej przemiennej prądu wyprostowanego  $i_o$  będącego na granicy prądu nieprzerywanego i przerywanego:

$$[i_{\sim}(x, \alpha_f)]_{sk} = I_{\sim} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\pi} [i_o(x, \alpha_f) - I_p]^2 dx} \quad (2.14)$$

Po wykonaniu obliczeń zgodnie z równaniem (2.14) otrzymujemy:

$$I_{\sim} = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{\hat{U}_d}{\omega L_o} \sqrt{\frac{1}{2} - \frac{4}{\pi^2} + \left(\frac{1}{3} - \frac{4}{\pi^2}\right) \cos^2 \alpha_f} \quad (2.15)$$

Relacja (2.15) jest słuszna zarówno dla  $\alpha_f > \alpha_{gr}$ , jak też dla  $\alpha_f < \alpha_{gr}$ . Przedstawiając zależność (2.15) w postaci:

$$m_{\sim}(\alpha_f) = \frac{I_{\sim} I_o}{\hat{U}_d} \quad (2.16)$$

gdzie:

$m_{\sim}(\alpha_f)$  - współczynnik falistości prądu wyprostowanego w s,

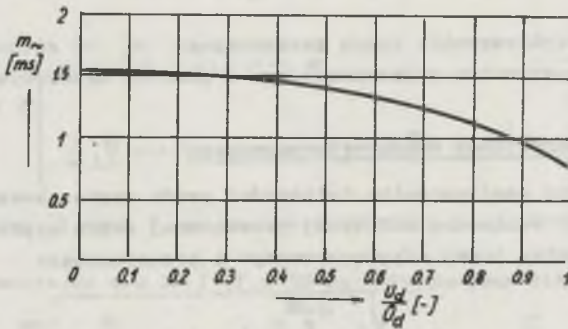
otrzymamy wyrażenie na  $m_{\sim}$  w ms dla  $f = 50$  Hz:

$$m_{\sim}(\alpha_f) = 5 \sqrt{\frac{1}{2} - \frac{4}{\pi^2} + \left(\frac{1}{3} - \frac{4}{\pi^2}\right) \cos^2 \alpha_f} \quad (2.17)$$

Podstawiając zależność  $\frac{U_d}{U_d} = \cos \alpha_f$  ostatecznie otrzymujemy wzór na współczynnik falistości prądu wyprostowanego dla prądu  $i_o$  znajdującego się na granicy prądu nieprzerwanego i przerywanego:

$$m_{\sim} = 5 \sqrt{\frac{1}{2} - \frac{4}{\pi^2} + \left(\frac{1}{3} - \frac{4}{\pi^2}\right) \left(\frac{U_d}{U_d}\right)^2} \quad [\text{ms}] \quad (2.18)$$

Powyższe zależności są także słuszne dla prostownika mostkowego z 4 tyrystorami.



Rys. 3. Zależność współczynnika falistości prądu wyprostowanego  $m_{\sim}$  od stopnia wysterowania prostownika pełnookresowego z punktem środkowym

### 3. Prostownik jednofazowy w układzie mostkowym

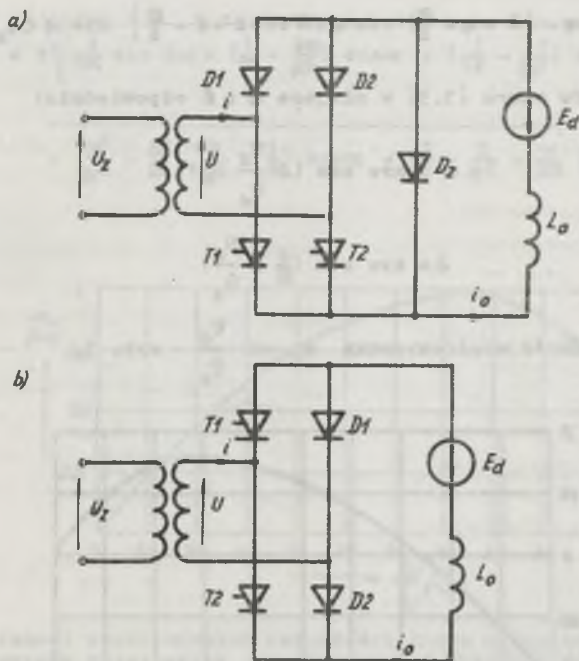
#### 3.1. Współczynnik prądu przerywanego

Postępując w sposób podobny, jak zostało to przedstawione w punkcie 2.1, możemy otrzymać wzór na prąd wyprostowany  $i_o$  będący na granicy prądu nieprzerwanego i przerywanego:

$$i_o(x, \alpha_f) = \begin{cases} \frac{\hat{U}}{X_o} (\cos \alpha_f - \cos x) + \frac{E_d}{X_o} (\alpha_f - x) & \text{dla } \alpha_f \leq x < \pi \\ \frac{\hat{U}}{X_o} (\cos \alpha_f + 1) + \frac{E_d}{X_o} (\alpha_f - x) & \text{dla } \pi < x < \pi + \alpha_f \end{cases} \quad \text{dla } \alpha_f > \alpha_{gr} \\ \begin{cases} \frac{\hat{U}}{X_o} (\cos \ell - \cos x) + \frac{E_d}{X_o} (\ell - x) & \text{dla } \alpha_f \leq x < \pi \\ \frac{\hat{U}}{X_o} (\cos \ell + 1) + \frac{E_d}{X_o} (\ell - x) & \text{dla } \pi < x < \pi + \alpha_f \end{cases} \quad \text{dla } \alpha_f < \alpha_{gr}$$
(3.1)

Gdzie:

$$\alpha_{gr} = \arccos \left( \frac{\alpha^2 - 1}{\alpha^2 + 1} \right)$$
(3.2)



Rys. 4. Schemat prostownika jednofazowego w układzie mostkowym, tyrystoro-diodowym

a - mostek z tyrystorami o wspólnych katodach (lub anodach), z diodą rozładowniczą, b - mostek z tyrystorami w gałęzi sieciowej

Korzystając z zależności (2.7), (2.11), (3.1) oraz:

$$E_d = U_d = \hat{U}_d \left( \frac{1 + \cos\alpha}{2} \right) = \frac{2}{\pi} \hat{U} \left( \frac{1 + \cos\alpha}{2} \right) \quad (3.3)$$

można dla układu mostkowego przekształtnika z rys. 4 wyznaczyć wartość średnią prądu  $I_0$  oraz współczynnik prądu przerywanego w ms dla  $f = 50$  Hz:

$$I_p = \begin{cases} \frac{1}{\pi} \frac{\hat{U}}{X_0} \left( \sin\alpha + \frac{\pi}{2} \cos\alpha - \frac{\pi}{2} + \alpha \right) & \text{dla } \alpha > \alpha_{gr} \\ \frac{1}{\pi} \frac{\hat{U}}{X_0} \left[ \sin\alpha + \left( \varepsilon - \alpha - \frac{\pi}{2} \right) \cos\alpha + \pi \cos\varepsilon + \varepsilon - \frac{\pi}{2} \right] & \text{dla } \alpha < \alpha_{gr} \end{cases} \quad (3.4)$$

$$m_p(\alpha) = \begin{cases} \frac{5}{\pi} \left( \sin\alpha + \frac{\pi}{2} \cos\alpha - \frac{\pi}{2} + \alpha \right) & \text{dla } \alpha > \alpha_{gr} \\ \frac{5}{\pi} \left[ \sin\alpha + \left( \varepsilon - \alpha - \frac{\pi}{2} \right) \cos\alpha + \pi \cos\varepsilon + \varepsilon - \frac{\pi}{2} \right] & \text{dla } \alpha < \alpha_{gr} \end{cases} \quad (3.5)$$

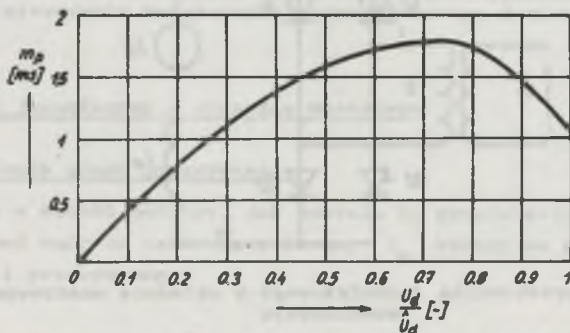
Podstawiając do wzoru (3.5) w miejsce  $\alpha$  i  $\varepsilon$  odpowiednio:

$$\alpha = \arccos \left( 2 \frac{U_d}{\hat{U}_d} - 1 \right)$$

oraz

$$\varepsilon = \arcsin \left( \frac{2}{\pi} \cdot \frac{U_d}{\hat{U}_d} \right) \quad (3.6)$$

otrzymujemy zależność współczynnika  $m_p$  od  $\frac{U_d}{\hat{U}_d}$  - rys. 5.



Rys. 5. Zależność współczynnika prądu przerywanego  $m_p$  od stopnia wystęrowania prostownika jednofazowego w układzie mostkowym, tyrystorowo-diodowym



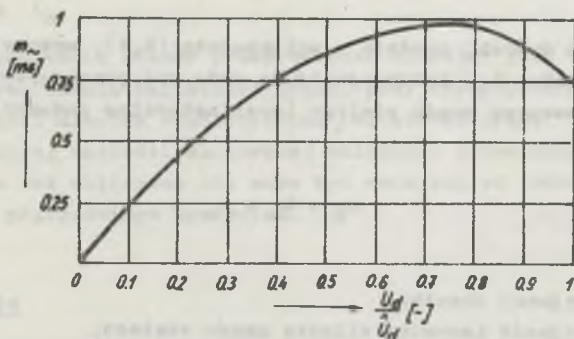
## 3.2. Współczynnik falistości prądu wyprostowanego

W celu wyznaczenia współczynnika falistości prądu wyprostowanego obliczamy wartość skuteczną składowej przemiennej prądu wyprostowanego  $i_o$ , która zgodnie ze wzorem (2.14) dla prostownika jednofazowego w układzie mostkowym z rys. 4 wynosi:

$$I_{\sim} = \frac{U_d}{2} \frac{1}{\omega L_o} \sqrt{\frac{1}{49} \sin^2 2\alpha + \left(\frac{1}{3} - \frac{2\alpha}{9\pi^2}\right) \sin^2 \alpha + \left(\frac{1}{12} - \frac{1}{9\pi^2}\right) \cos^2 \alpha + \dots} \\ + \left(\frac{\alpha^2}{9\pi^2} - \frac{\alpha}{9\pi} - \frac{4}{9\pi^2} + \frac{1}{6}\right) \cos^2 \alpha + \frac{7}{12} - \frac{3}{9\pi^2} - \frac{\alpha}{28\pi} \quad (3.7)$$

Relacja (3.7) obowiązuje dla  $\alpha \geq \alpha_{gr}$ , jak też dla  $\alpha < \alpha_{gr}$ . Z zależności (3.7) możemy bezpośrednio otrzymać współczynnik falistości prądu wyprostowanego korzystając z zależności (2.16) (dla  $f = 50$  Hz):

$$m_{\sim}(\alpha) = 5 \sqrt{\frac{1}{49} \sin^2 2\alpha + \left(\frac{1}{3} - \frac{2\alpha}{9\pi^2}\right) \sin^2 \alpha + \left(\frac{1}{12} - \frac{1}{9\pi^2}\right) \cos^2 \alpha + \dots} \\ + \left(\frac{\alpha^2}{9\pi^2} - \frac{\alpha}{9\pi} - \frac{4}{9\pi^2} + \frac{1}{6}\right) \cos^2 \alpha + \frac{7}{12} - \frac{3}{9\pi^2} - \frac{\alpha}{28\pi} \quad [\text{ms}] \quad (3.8)$$



Rys. 6. Zależność współczynnika falistości prądu wyprostowanego  $m_{\sim}$  od stopnia wysterowania prostownika jednofazowego w układzie mostkowym, tyrystorowo-diodowym

#### 4. Sposób doboru dławika wygładzającego

Podstawowym kryterium doboru dławika wygładzającego stanowi konieczność ograniczenia zakresu prądów przerywanych. Jest to osiągane przez odpowiednie dobranie indukcyjności dławika według zależności:

$$L_o = \frac{\hat{U}_d}{I_p} m_p \quad (4.1)$$

Wartość maksymalną napięcia średniego  $\hat{U}_d$  określamy z kryterium maksymalnej prędkości wirowania silnika prądu stałego, powiększając ją od 20 % do 30 %:

$$\hat{U}_d = (1,2 \dots 1,3) \hat{\omega}_m k \Phi \quad (4.2)$$

gdzie:

- $\hat{\omega}_m$  - maksymalna prędkość kątowna silnika,
- $\Phi$  - strumień wzbudzenia ( $\Phi = \text{const}$ ),
- $k$  - stała.

Wartość momentu elektromagnetycznego dla biegu jałowego napędu przy stałej wartości strumienia  $\Phi$  określa wartość prądu  $I_p$ . Zazwyczaj  $I_p = 0,1 I_N$  gdzie:  $I_N$  - wartość nominalna prądu silnika. Wartość współczynnika prądu przerywanego odczytujemy z rys. 2 lub rys. 5 w zależności od wymagań stawianych napędowi (co wiąże się z zakresem kąta wysterowania  $\alpha$ ). Jeżeli dla przykładu żądamy, aby prąd  $i_o$  nie był przerywany dla  $\omega_m = 0$ , tzn. dla  $\alpha = \frac{\pi}{2}$  (lub  $\alpha = \pi$ ), wówczas z rys. 2 (lub rys. 5) odczytujemy wartość  $m_p$  dla  $U_d = 0$ .

Z powyższych danych, zgodnie z zależnością (4.1), możemy obliczyć indukcyjność dławika  $L_o$ . Indukcyjność ta może być pomniejszona o indukcyjność twornika maszyny prądu stałego (oraz naturalne indukcyjności zasilanego obwodu):

$$L_D = L_o - L_a \quad (4.3)$$

gdzie:

- $L_D$  - indukcyjność dławika,
- $L_a$  - indukcyjność twornika silnika prądu stałego.

Moc typową dławika  $S_T$  możemy obliczyć ze wzoru:

$$S_T = \hat{U}_{SKD} \hat{I}_{SKD} \quad (4.4)$$

gdzie:

$\hat{U}_{SKD}$  - największa wartość skuteczna napięcia dławika,

$\hat{I}_{SKD}$  - największa wartość skuteczna prądu dławika.

Wartość prądu we wzorze (4.4) można obliczyć z zależności:

$$\hat{I}_{SKD} = \sqrt{\hat{I}_p^2 + \hat{I}_\omega^2} \quad (4.5)$$

gdzie:

$$\hat{I}_p = (1,2 + 1,5)I_N,$$

$$\hat{I}_\omega = \frac{U_d}{I_D} \hat{m}_\omega$$

$\hat{m}_\omega$  - maksymalna wartość współczynnika falistości prądu wyprostowanego w rozpatrywanym zakresie kątów  $\alpha$  (wg rys. 3 lub rys. 6).

Wartość napięcia  $\hat{U}_{SKD}$  we wzorze (4.4) zależy od rozwiązania układowego przekształtnika i tak dla przestownika z punktem środkowym napięcie  $\hat{U}_{SKD}$  jest równe wartości skutecznej napięcia  $U_{SKA}$ . W przybliżeniu zakładając, że składowa przemienna prądu posiada tylko harmoniczną o częstotliwości  $\omega q$  ( $q$  - liczba pulsów), możemy napisać, że:

$$\hat{U}_{SKD} \approx \hat{I}_\omega L_D \omega q \quad (4.6)$$

gdzie:

$\hat{I}_\omega$  - maksymalna wartość skuteczna składowej przemiennej prądu wyprostowanego  $i_o$ .

Podobne rozumowanie możemy przeprowadzić stosując jako kryterium doboru dławika ograniczenie falistości prądu, przy wykorzystaniu do obliczenia indukcyjności dławika współczynnika falistości prądu wyprostowanego oraz dopuszczalnej wartości skutecznej składowej przemiennej prądu. Indukcyjność jednak tak obliczona nie może być mniejsza od indukcyjności obliczonej według poprzedniego kryterium.

## 5. Podsumowanie

W artykule przedstawiono analityczne i graficzne zależności współczynnika prądu przerywanego  $m_p$  oraz falistości prądu wyprostowanego  $m_\omega$  od kąta wysterowania  $\alpha$  dla jednofazowych prostowników sterowanych. Jak wiadać na przykładzie przedstawionych przekształtników, na wartość powyższych współczynników mają nie tylko wpływ stopień wysterowania oraz liczba pulsów układu, lecz także rozwiązanie układów przekształtnika, stąd też

dla tego samego zakresu kąta wysterowania wartość indukcyjności dławika będzie różna dla różnych przekształtników jednofazowych.

#### LITERATURA

- [1] Paszek W.: Stany nieustalone w maszynach elektrycznych. Cz. I. Maszyny asynchroniczne. Skrypt Pol. Śl., Gliwice 1981.
- [2] Paszek W., Żywiec A.: Energoelektroniczne urządzenia zasilające w maszynach elektrycznych. Skrypt Pol. Śl. (przygotowany do druku).
- [3] Praca zbiorowa: Projektowanie przekształtników tyrystorowych. WNT, Warszawa 1974.
- [4] Luciński J.: Układy tyrystorowe. WNT, Warszawa 1978.
- [5] Tunia H., Winiarski B.: Podstawy energoelektroniki. WNT, Warszawa 1980.

Recenzent: prof. dr hab. inż. Kazimierz Bisztyga

Wpłynęło do Redakcji dn. 15.XII.1982 r.

#### ВЫБОР ДРОССЕЛЯ В ЦЕПИ ВЫПРЯМЛЕННОГО ТОКА ОДНОФАЗНЫХ УПРАВЛЯЕМЫХ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ

##### Резюме

Рассмотрен выбор сглаживающего дросселя в управляемом однофазном выпрямителе с целью получения беспрерывного выпрямленного тока, а также ограничения его переменной составляющей. В качестве нагрузки выпрямителя был применён якорь двигателя постоянного тока с пренебрегаемым активным сопротивлением. Представлено влияние применения диод в выпрямителе на параметры дросселя.

#### SELECTION OF THE SMOOTHING INDUCTOR IN THE SINGLE PHASE CONTROLLED RECTIFIERS

##### Summary

In order to ensure the nonintermittent load current and to limit its AC component in the single phase controlled rectifier the way of selection of the smoothing inductor has been presented. The armature of the DC motor without taking into account its resistance has been considered as the load of the rectifier. The effect of the application of diodes in the rectifier arrangement on the parameters of the smoothing inductor has been presented.