Seria: ELEKTRYKA z. 138

Nr kol. 1245

Andrzej CIOSKA, Stefan PASZEK, Henryk KOWALIK

WPŁYW OBCIĄŻANIA SIECI 3-FAZOWEJ DWUNASTOPULSOWYM PROSTO-WNIKIEM STEROWANYM DUŻEJ MOCY NA ZNIEKSZTAŁCENIE NAPIĘCIA

<u>Streszczenie</u>. Prostowniki sterowane dużej mocy generują prądy wyższych harmonicznych w sieci, które powodują zniekształcanie napięć zasilających 3-fazowej sieci systemu elektroenergetycznego, w szczególności przy małej mocy zwarciowej. Opracowano metodę analizy wpływu obciążenia sieci dwunastopulsowym prostownikiem sterowanym na zniekształcenia napięcia 3-fazowej sieci zasilającej oraz przeprowadzono obliczenia wyznaczające odpowiednie charakterystyki przy zmiennym kącie wysterowania prostownika.

INFLUENCE OF TWELVE PULSE HIGH POWER CONTROLLED RECTIFIER LOADING ON VOLTAGE DISTORTION IN 3-PHASE SUPPLYING NETWORK

<u>Summary</u>. A controlled high power rectifier generates harmonic currents in the supplying network, that in consequence cause a distortion of 3-phase line voltages, particulary in the case of relative small short-circuit power. The analysis deals with a loading reaction of twelve pulse, controlled rectifier on voltage distortion. Resulting characteristics for a variable thyristor control angle are presented.

EINFLUB DER DREHSTROMNETZBELASTUNG DURCH 12-PULSIGE GESTEUERTE GLEICHRICHTERSCHALTUNG GROBER LEISTUNG AUF DIE SPANNUNGSVERZERRUNG

Zusammenfassung. Gesteuerten Gleichrichter großer Leistung belasten das Versorgungsnetz mit Oberwellenströmen höherer Ordnung die entsprechende Spannungsverzerrung verursachen, inbesondere in Drehstromnetzen kleiner Leistung. Es wurde der Einfluß eines 12-pulsigen gesteuerten Gleichstromrichters auf Spannungsverzerrungen im Drehstromnetz rechnerisch ermittelt. Es ergeben sich entsprechende Kennlinien für variable Steuerwinkel des Gleichrichters.

1994

1. UKŁAD PRACY PROSTOWNIKA DWUNASTOPULSOWEGO

Analizę pracy zainstałowanego w Zakładzie Produkcyjno-Remontowym "Energoserwis" w Lublińcu [4] prostownika dwunastopulsowego ($q_s = 12$) przeprowadzono przyjmując dwa tyrystorowe mostki 3-fazowe pełnosterowne sześciopulsowe, pracujące równolegle (k=2) poprzez dławik wyrównawczy DŁ1 (rys.1). Wzajemne przesunięcie napięć zasilających tych mostków, wynoszące $\pi/6$ rad (30°) dla otrzymania w rezultacie prostownika dwunastopulsowego, otrzymuje się poprzez zastosowanie transformatora prostownikowego trójuzwojeniowego o jednym uzwojeniu wtórnym połączonym w trójkąt (d) i drugim uzwojeniu wtórnym połączonym w gwiazdę (y), przy uzwojeniu zasilającym połączonym w trójkąt (D) albo w gwiazdę (Y).



Na rys.1 przedstawiono schemat zastępczy urządzenia prostownikowego dwunastopulsowego z transformatorem trójuzwojeniowym o układzie połaczeń Ydy. Na wyjściu prostownika napięcie i prąd oznaczono odpowiednio przez Uda i Ida. Natomiast przez U_{da} i I_{da} oznaczono ich odpowiedniki po sprowadzeniu na stronę napięcia sieci zasilającej. Przez i, , i, , i, oznaczono prądy płynace po stronie zasilającej transformator prostownikowy, zaś przez i, ,i, ,i, oraz przez i_{a"}, i_{b"}, i_{c"} oznaczono prady płynące w uzwojeniach wtórnych połączonych odpowiednio w trójkąt (d) oraz w gwiazdę (y).



Fig.1. Equivalent diagram of a twelve-pulse rectifier

Na rys.2 przedstawiono pełny schemat zastępczy zespołu prostownikowego z rys.1, na którym wprowadzono odpowiednie oznaczenia napięć i prądów po stronie zasilającej

(1/2)1", (1/3) 15. ຳຕໍ່ຕໍ່ກໍ່ຕໍ່ກໍ

- Rys.2. Pełny schemat zastępczy zespołu prostownikowego dwunastopulsowego (a) i kolejność impulsów zapłonowych podawanych na poszczególne tyrystory (b)
- Complete equivalent diagram of twelve-Fig. 2. pulse rectifying set (a) and sequence of ignition pulses given on individual thyristors (b)

Sumaryczny przepływ uzwojeń wtórnych poszczególnych faz transformatora jest równoważony przepływem uzwojeń zasilających odpowiednich faz, przy założeniu zerowego przepływu magnesowania transformatora. Oznaczając z_1, z_2, z_2 odpowiednie przez liczby zwojów (rys.2) oraz przyjmując, że $z_2 = \sqrt{3} z_2^2$, dla otrzymania jednakowych napieć przemiennych na wejściach dwóch mostków sześciopulsowych obliczono prądy poszczególnych faz uzwojeń zasilających transformator zespołu prostownikowego

$$\begin{split} \dot{i}_{A}(t) &= \frac{Z_{2}}{Z_{1}} \Big[\dot{i}_{a''}(t) + \sqrt{3} \ \dot{i}_{c'a'}(t) \Big] , \\ \dot{i}_{B}(t) &= \frac{Z_{2}}{Z_{1}} \Big[\dot{i}_{b''}(t) + \sqrt{3} \ \dot{i}_{a'b'}(t) \Big] , \quad (1) \\ \dot{i}_{C}(t) &= \frac{Z_{2}}{Z_{1}} \Big[\dot{i}_{c''}(t) + \sqrt{3} \ \dot{i}_{b'c'}(t) \Big] . \end{split}$$

W części gwiazdowej (y) prostownika prądy $i_{a''}(t)$, $i_{b''}(t)$, $i_{c''}(t)$ transformatora są prądami komutującymi w odpowiednich tyrystorach tej części. Dla części trójkątnej (d) prostownika prądy $i_{a}(t)$, $i_{b}(t)$, $i_{c}(t)$ komutujące w pozostałych tyrystorach (rys.2) wyznacza się jako odpowiednie różnice prądów uzwojeń transformatora, połączonych w trójkąt $i_{c'a'}(t)$, $i_{ab'}(t)$, $i_{bb'}(t)$.



347

oraz odbierającej części, połączonej w trójkąt (d) i gwiazdę (y).

2. PRZEBIEGI CZASOWE PRĄDÓW SIECIOWYCH PROSTOWNIKA DWU-NASTOPULSOWEGO PRZY UWZGLĘDNIENIU PROCESU KOMUTACJI

Przeprowadzono analizę pracy zespołu prostownikowego dwunastopulsowego, zakładając nieskończenie wielką indukcyjność dławików DŁ1 i DŁ2 (rys.2) w celu otrzymania idealnie wygładzonego prądu I oraz wyeliminowania wpływu na siebie dwóch podstawowych układów prostowników sześciopulsowych [1],[2],[3].

Założono, że przebiegi czasowe prądów podczas komutacji prostej są identyczne w poszczególnych fazach uzwojeń wtórnych, połączonych w trójkąt (d) i gwiazdę (y). Założono, że tyrystory przekształtnika są elementami idealnymi, a prąd magnesujący transformatora jest pomijalnie mały. Nie uwzględniono rezystancji uzwojeń transformatora oraz rezystancji systemu elektroenergetycznego jako pomijalnie małych. Uwzględniono reaktancję rozproszenia transformatora X_t oraz reaktancję systemu elektroenergetycznego X_s , przy założeniu skończonej mocy zwarciowej S_z systemu na szynach stacji transformatorowej.

Przeprowadzono odpowiednią analizę dla poszczególnych zaworów komutujących w odpowiednich fazach dwóch zespołów prostownikowych sześciopulsowych [1],[2],[3], z której w konsekwencji wynikają przedstawione na rys.3 kształty symetrycznych prądów zasilających $i_A(t)$, $i_B(t)$, $i_C(t)$ względem odpowiednich napięć fazowych $u_A(t)$, $u_B(t)$, $u_C(t)$

 $u_{A}(t) = \sqrt{2}U_{sf} \cos\omega t ,$ $u_{B}(t) = \sqrt{2}U_{sf} \cos(\omega t - 2\pi/3) ,$ $u_{C}(t) = \sqrt{2}U_{sf} \cos(\omega t - 4\pi/3) ,$

3-fazowego układu zasilającego.

Dalszą analizę przeprowadzono dla wybranej fazy A przyjmując, że w pozostałych fazach układu trójfazowego odpowiednie przebiegi czasowe prądów i napięć symctrycznych przesunięte są o kąty $(2\pi/3)$ rad i $(4\pi/3)$ rad.

Prąd $i_A(t)$ dla fazy A względem przyjętego napięcia zasilania $u_A(t) = \sqrt{2} U_{st} \cos \omega t$ dany jest przedziałami:

$$i_{A1}(\omega t) = \frac{1}{2\sqrt{3}} I_{d\alpha} \left[2 \frac{\cos\alpha - \cos(\omega t + 3\pi/6)}{\cos\alpha - \cos(\alpha + \gamma)} - 1 \right] \qquad dla \qquad -3\frac{\pi}{6} + \alpha \le \omega t \le -3\frac{\pi}{6} + \alpha + \gamma ,$$
$$i_{A2}(\omega t) = \frac{1}{2\sqrt{3}} I_{d\alpha} \qquad dla \qquad -3\frac{\pi}{6} + \alpha + \gamma \le \omega t \le -2\frac{\pi}{6} + \alpha ,$$

(2)

$$i_{A3}(\omega t) = \frac{1}{2\sqrt{3}} I_{d\alpha} \left[\sqrt{3} \frac{\cos\alpha - \cos(\omega t + 2\pi/6)}{\cos\alpha - \cos(\alpha + \gamma)} + 1 \right] \qquad dla \qquad -2\frac{\pi}{6} + \alpha \le \omega t \le -2\frac{\pi}{6} + \alpha + \gamma \quad ,$$

$$i_{A4}(\omega t) = \frac{1}{2\sqrt{3}} (\sqrt{3} + 1) I_{d\alpha} \qquad dla \quad -2\frac{\pi}{6} + \alpha + \gamma \le \omega t \le -1\frac{\pi}{6} + \alpha ,$$

$$i_{A5}(\omega t) = \frac{1}{2\sqrt{3}} I_{d\alpha} \left[\frac{\cos\alpha - \cos(\omega t + \pi/6)}{\cos\alpha - \cos(\alpha + \gamma)} + (\sqrt{3} + 1) \right] \qquad dla \quad -1\frac{\pi}{6} + \alpha \le \omega t \le -1\frac{\pi}{6} + \alpha + \gamma$$

$$i_{A6}(\omega t) = \frac{1}{2\sqrt{3}} (\sqrt{3} + 2) I_{d\alpha} \qquad dla \quad -1\frac{\pi}{6} + \alpha + \gamma \le \omega t \le 1\frac{\pi}{6} + \alpha ,$$

$$i_{A7}(\omega t) = -\frac{1}{2\sqrt{3}} I_{da} \left[\frac{\cos\alpha - \cos(\omega t - \pi/6)}{\cos\alpha - \cos(\alpha + \gamma)} - (\sqrt{3} + 2) \right] \quad dla \qquad 1\frac{\pi}{6} + \alpha \le \omega t \le 1\frac{\pi}{6} + \alpha + \gamma \quad ,$$

$$i_{A8}(\omega t) = \frac{1}{2\sqrt{3}} (\sqrt{3} + 1) I_{d\alpha} \qquad \qquad dla \quad 1\frac{\pi}{6} + \alpha + \gamma \le \omega t \le 2\frac{\pi}{6} + \alpha ,$$

$$i_{A9}(\omega t) = -\frac{1}{2\sqrt{3}} I_{d\alpha} \left[\sqrt{3} \frac{\cos\alpha - \cos(\omega t - 2\pi/6)}{\cos\alpha - \cos(\alpha + \gamma)} - (\sqrt{3} + 1) \right] \qquad dla \qquad 2\frac{\pi}{6} + \alpha \le \omega t \le 2\frac{\pi}{6} + \alpha + \gamma$$

$$I_{A10}(\omega t) = \frac{1}{2\sqrt{3}} I_{d\alpha} \qquad \qquad dla \quad 2\frac{\pi}{6} + \alpha + \gamma \le \omega t \le 3\frac{\pi}{6} + \alpha ,$$

dla $3\frac{\pi}{6} + \alpha \le \omega t \le 3\frac{\pi}{6} + \alpha + \gamma$,

$$i_{A11}(\omega t) = -\frac{1}{2\sqrt{3}} I_{d\alpha} \left[2 \frac{\cos\alpha - \cos(\omega t - 3\pi/6)}{\cos\alpha - \cos(\alpha + \gamma)} - 1 \right]$$

$$i_{A12}(\omega t) = -\frac{1}{2\sqrt{3}}I_{d\alpha} \qquad \qquad dla \quad 3\frac{\pi}{6} + \alpha + \gamma \le \omega t \le 4\frac{\pi}{6} + \alpha \quad ,$$

$$i_{A13}(\omega t) = -\frac{1}{2\sqrt{3}}I_{d\alpha}\left[\sqrt{3}\frac{\cos\alpha - \cos(\omega t - 4\pi/6)}{\cos\alpha - \cos(\alpha + \gamma)} + 1\right] \qquad dla \qquad 4\frac{\pi}{6} + \alpha \le \omega t \le 4\frac{\pi}{6} + \alpha + \gamma ,$$

$$i_{A14}(\omega t) = -\frac{1}{2\sqrt{3}} (\sqrt{3} + 1) I_{d\alpha} \qquad dla \qquad 4\frac{\pi}{6} + \alpha + \gamma \le \omega t \le 5\frac{\pi}{6} + \alpha ;$$

$$i_{A15}(\omega t) = -\frac{1}{2\sqrt{3}} I_{d\alpha} \left[\frac{\cos\alpha - \cos(\omega t - 5\pi/6)}{\cos\alpha - \cos(\alpha + \gamma)} + (\sqrt{3} + 1) \right] \qquad dla \qquad 5\frac{\pi}{6} + \alpha \le \omega t \le 5\frac{\pi}{6} + \alpha + \gamma \quad ,$$

$$i_{A15}(\omega t) = -\frac{1}{2\sqrt{3}} I_{d\alpha} \left[\frac{\cos\alpha - \cos(\omega t - 5\pi/6)}{\cos\alpha - \cos(\alpha + \gamma)} + (\sqrt{3} + 1) \right] \qquad dla \qquad 5\frac{\pi}{6} + \alpha \le \omega t \le 5\frac{\pi}{6} + \alpha + \gamma \quad ,$$

Rys.3. Kształty prądów zasilających transformator prostownika sterowanego dwunastopulsowego (b) dla kąta α rozpoczęcia komutacji nienatychmiastowej (γ ≠ 0) w odniesieniu do przyjętych napięć zasilających(a)
Fig.3. Forms of currents which supply the controlled twelve-pulse rectifier (b)

for the α angle of noninstantaneous commutation beginning ($\gamma \neq 0$) in relation to assumed voltages (a)

Na rys.4 przedstawiono przebieg czasowy prądu $i_{A}(t)$ względem przyjętego do analizy napięcia zasilania $u_{A}(t)$.





3. SIECIOWE PRĄDY HARMONICZNE PROSTOWNIKA DWUNASTO-PULSOWEGO PRZY UWZGLĘDNIENIU PROCESU KOMUTACJI

Prąd $i_A(t)$ z relacji (3) jest prądem okresowym spełniającym warunki Dirichleta, zatem rozkładając $i_A(t)$ na zespolony szereg Fouriera

$$i_{A}(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \underline{A}_{n} e^{jn\omega t} \qquad dla \qquad -\infty < n < \infty,$$
(4)

gdzie:

$$\underline{A}_{n} = \frac{1}{2\pi} \int_{0}^{2\pi} i_{A}(t) e^{-jn\omega t} d(\omega t) \quad dla \quad -\infty < n < \infty,$$
(5)

otrzymuje się zespolony prąd skuteczny fazy A dla n-tej harmonicznej

$$\underline{I}_{An} = \sqrt{2} \underline{j} \underline{A}_{n} \qquad dla \qquad l \le n \le \infty$$
 (6)

Przeprowadzając odpowiednie obliczenia współczynnika \underline{A}_n zespolonego szeregu Fouriera według wzoru (5) przyjmując prąd $i_A(t)$ dany relacjami (3) w odpowiednich przedziałach, otrzymuje się z relacji (6) zespolony prąd skuteczny fazy A

$$I_{A1} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_{d\alpha} \left\{ \frac{1}{\cos\alpha - \cos(\alpha + \gamma)} \left[\cos\alpha (1 - e^{-j\gamma}) - \frac{1}{2} \left[j\gamma e^{j\alpha} + \frac{1}{2} e^{-j\alpha} (1 - e^{-j2\gamma}) \right] \right] + e^{-j\gamma} \right\} j e^{-j\alpha} \quad dia \quad n = 1$$
(7)
oraz

$$\mathbf{I}_{AB} = \frac{1}{\pi\sqrt{6}} \mathbf{I}_{AB} \frac{1}{n} \left\{ \frac{1}{\cos\alpha - \cos(\alpha + \gamma)} \left[\cos\alpha \left(1 - e^{-j\alpha \gamma}\right) - \frac{1}{2} \left[\frac{n}{n-1} e^{j\alpha} \left(1 - e^{-j(\alpha - i)\gamma}\right) + \frac{n}{n+1} e^{-j\alpha} \left(1 - e^{-j(\alpha + i)\gamma}\right) \right] \right] + e^{-j\alpha \gamma} \right\} j e^{-j\alpha \gamma}$$

$$\sin\left(n\frac{\pi}{3}\right)\left[2\cos\left(n\frac{\pi}{6}\right)+\sqrt{3}\right]\left(1-e^{-jn\pi}\right) \quad dia \quad n \neq 1 \quad . \tag{8}$$

Prąd ten jest odniesiony w stosunku do napięcia $\underline{U}_A = jU_A$ będącego zespolonym odpowiednikiem napięcia zasilania fazy A z równań (2).

Uwzględniając, że w relacji (8) wyrażenie tam występujące

$$\sin\left(n\frac{\pi}{6}\right)\left[2\cos\left(n\frac{\pi}{6}\right)+\sqrt{3}\right]\left(1-e^{-j\omega\pi}\right) = \begin{cases} 0 & \text{dla n parzyste} \\ 0 & \text{dla } n \neq 12k \pm 1 \\ -6 & \text{dla } n = 12k-1 \\ 6 & \text{dla } n = 12k+1 \end{cases}$$

zespolony prąd skuteczny n-tej harmonicznej fazy A z relacji (8) przyjmuje postać:

$$\mathbf{I}_{Aa} = \pm \frac{\sqrt{6}}{\pi} \mathbf{I}_{d\alpha} \frac{1}{n} \left\{ \frac{1}{\cos\alpha - \cos(\alpha + \gamma)} \left[\cos\alpha (1 - e^{-j\omega\gamma}) - \frac{1}{2} \left[\frac{n}{n-1} e^{j\alpha} (1 - e^{-j(\alpha - 1)\gamma}) + \frac{n}{n+1} e^{-j\alpha} (1 - e^{-j(\alpha + 1)\gamma}) \right] \right] + e^{-j\omega\gamma} \right\} \mathbf{j} e^{-j\omega\gamma}$$
(9)

przy czym znak (-) w równaniu odnosi się do harmonicznych rzędu n=12k-1, zaś znak(+) do harmonicznych rzędu n=12k+1, dla k=1,2,3,... Reasumując, prąd $i_A(t)$ dany przedziałami według relacji (3) zawiera, oprócz podstawowej harmonicznej z równania (7), harmoniczne rzędu n = 12k±1, dla k=1,2,3,... dane równaniem (9). Występujący w relacjach (7)...(9) prąd $I_{d\alpha}$ oraz kąt γ trwania komutacji w poszczególnych tyrystorach przy różnym kącie α rozpoczęcia komutacji wynikają z odpowiednich równań [1],[2],[3],[4], wyznaczonych przy analizie pracy prostownika sterowanego dwunastopulsowego. Uwzględniając w systemie elektroenergetycznym skończoną moc zwarciową S_z sieci, na podstawie układu z rys.2 oraz przedstawionego na rys.5a uproszczonego schematu zastępczego określono relacje (31) i (28) odpowiednio dla prądu I_{dα} i kąta γ .



- Rys.5. Schemat uproszczony dwunastopulsowego prostownika sterowanego zasilanego napięciem E_s sieci o skończonej mocy zwarciowej S_z (a), schemat zastępczy dla n-tej harmonicznej prądu I_n przekształtnika jako źródła prądowego (b), wykres wektorowy napięć i prądu dla pierwszej harmonicznej (c)
- Fig.5. Simplified diagram of a controlled twelve-pulse rectifier which is supplied with voltage E_s of the network with finite short circuit power S_z (a), the substitute diagram of n-th harmonic of the current I_n of a converter as a current generator (b), the vector diagram of voltages and currents for the 1-st harmonic (c)

4. ODDZIAŁYWANIE DWUNASTOPULSOWEGO PROSTOWNIKA STEROWANEGO NA SIEĆ SYSTEMU ELEKTROENERGETYCZNEGO O SKOŃCZONEJ MOCY ZWARCIOWEJ

Na rys.5b przedstawiono schemat zastępczy dla n-tej harmonicznej prądu przekształtnika jako źródła prądowego. Poszczególne harmoniczne prądu I_n z równań (7) i (9) wytwarzają spadki napięć fazowych $\Delta \underline{U}_{fn}$ na impedancji zastępczej układu, równolegle połączonej reaktancji sieci dla n-tej harmonicznej jnX_s z reaktancją baterii

kondensatorów $\frac{1}{jn} X_c$ dla n-tej harmonicznej, zgodnie z przyjętym do analizy układem przedstawionym w formie schematu zastępczego na rys.1.

Spadek napięcia fazowego $\Delta \underline{U}_{fn}$ dla n-tej harmonicznej na zaciskach pierwotnych transformatora zasilającego przekształtnik tyrystorowy

$$\Delta \underline{U}_{fn} = \frac{1}{\underline{Y}_{ABn}} \underline{I}_{n} \quad , \tag{10}$$

gdzie zespolona admitancja pomiędzy punktami A - B z rys.5b

$$\underline{\mathbf{Y}}_{ABn} = \frac{1}{j} \left(\frac{1}{nX_s} - \frac{n}{X_c} \right) , \tag{11}$$

gdzie: $X_s = 1.1E_z^2/S_z$ - reaktancja sieci dla 1 harmonicznej o napięciu E_s i mocy zwarciowej S_z , $X_c = E_z^2/Q_c$ - reaktancja baterii kondensatorów dla 1 harmonicznej o mocy Q_c .

Spadek napięcia fazowego $\Delta \underline{U}_{fi}$ 1 harmonicznej

$$\Delta \underline{\underline{U}}_{\Pi} = \frac{1}{\underline{\underline{Y}}_{ABI}} \underline{\underline{I}}_{I}$$
(12)

obniża napięcie fazowe zasilania \underline{E}_{sf} do wartości \underline{U}_{f1} , przy jednoczesnym skręceniu o kąt γ_1 (rys.5c).

Przyjmując układ współrzędnych zespolonych skręcony o kąty γ_1 (rys.5c), prąd \underline{I}_1 z równania (7) określa się w następującej postaci:

$$\underline{I}_{1} = I_{1} (\sin \phi_{1ES} + j \cos \phi_{1ES}) = \operatorname{Re} \{ \underline{I}_{1} \} + j \operatorname{Im} \{ \underline{I}_{1} \} , \qquad (13)$$

gdzie : $I_1 = |I_1|$ - moduł prądu z relacji (7) dla 1 harmonicznej, $\varphi_{1Es} = \varphi_{1U1} + \gamma_1$ - kąty z rys.5c, $\varphi_{1U1} = \alpha + \delta_1$ - kąty zgodnie z rys.4, α - kąt zapłonu tyrystorów, δ_1 - kąt dodatkowego przesunięcia prądu I_1 wskutek zjawiska komutacji określony z relacji (7). Napięcie fazowe 1 harmonicznej w układzie współrzędnych zespolonych skręconych o kąt γ_1 (rys.5c)

$$\underline{U}_{fl} = j \frac{1}{\sqrt{3}} \underline{E}_{s} - \Delta \underline{U}_{fl} = \operatorname{Re}\{\underline{U}_{fl}\} + j\operatorname{Im}\{\underline{U}_{fl}\} , \qquad (14)$$

gdzie:
$$\operatorname{Re}\{\underline{U}_{f1}\} = \frac{\cos\varphi_{1Es}}{\frac{1}{X_s} - \frac{1}{X_c}} I_1$$
 oraz $\operatorname{Im}\{\underline{U}_{f1}\} = \frac{1}{\sqrt{3}} \operatorname{E}_s - \frac{\sin\varphi_{1Es}}{\frac{1}{X_s} - \frac{1}{X_c}} I_1$

Moduł napięcia fazowego $|U_{f1}|$ 1 harmonicznej i kąt γ_1

$$U_{f1} = \sqrt{\left(\operatorname{Re}\{\underline{U}_{f1}\}\right)^{2} + \left(\operatorname{Im}\{\underline{U}_{f1}\}\right)^{2}} , \qquad (15)$$

$$\gamma_1 = \operatorname{arc} \operatorname{tg} \frac{\operatorname{Re}\{\underline{U}_{f1}\}}{\operatorname{Im}\{\underline{U}_{f1}\}} \quad . \tag{16}$$

Spadek napięcia fazowego od harmonicznych prądu I_n rzędu $n = 12k \pm 1$, dla k=1,2,3,..., określony równaniem (10), jest jednocześnie napięciem występującym na wejściu transformatora prostownikowego. Moduł tego napięcia określony jest relacją:

$$\Delta U_{\rm fn} = \frac{I_{\rm n}}{\left|\frac{1}{nX_{\rm s}} - \frac{n}{X_{\rm c}}\right|} , \qquad (17)$$

gdzie: $I_n = |I_n|$ - moduł prądu z relacji (9) dla $n = 12k \pm 1$, dla k=1,2,3,...

Napięcie fazowe skuteczne na wejściu transformatora prostownikowego

$$U_{fsk} = \sqrt{(U_{f1})^2 + \sum_{n=1}^{\infty} (\Delta U_{fn})^2} \quad dla \quad n = 12k \pm 1 \quad dla \quad k = 1, 2, 3, \dots$$
 (18)

Stopień zniekształcenia napięcia (na wejściu transformatora prostownikowego), określony współczynnikiem odkształcenia (lub inaczej współczynnikiem niesinusoidalności)

$$u_{n} = \frac{\sqrt{\sum_{n}^{\infty} (\Delta U_{fn})^{2}}}{U_{f1}} \qquad dla \quad n = 12k \pm 1, \quad dla \quad k = 1, 2, 3, \dots .$$
(19)

Odchylenie napięcia skutecznego

$$\delta u_{\rm fsk} = 1 - \frac{\sqrt{3}U_{\rm fl}}{E_{\rm s}} \sqrt{1 + (u_{\rm n})^2} \ . \tag{20}$$

Moc czynna, bierna oraz pozorna harmonicznej podstawowej dla sieci zasilającej (indeks Es) oraz na wejściu prostownika (indeks U1)

$$P_{1Es} = \sqrt{3}E_{s}I_{1}\cos\phi_{1Es} , \qquad P_{1UI} = 3U_{fI}I_{1}\cos\phi_{1UI} ,$$

$$Q_{1Es} = \sqrt{3}E_{s}I_{1}\sin\phi_{1Es} , \qquad Q_{1UI} = 3U_{fI}I_{1}\sin\phi_{1UI} ,$$

$$S_{1Es} = \sqrt{3}E_{s}I_{1} , \qquad S_{1UI} = 3U_{fI}I_{1} .$$
(21)

Moc odkształcenia (deformacji), dystorsji, pozorna wypadkowa oraz współczynnik mocy dla sieci zasilającej (indeks Es) oraz na wejściu prostownika (indeks U1)

$$\begin{split} T_{Es} &= \sqrt{3}E_s\sqrt{I_{sk}^2 - I_1^2} \quad , \qquad T_{U1} = 3U_{f1}\sqrt{I_{sk}^2 - I_1^2} \quad , \\ D_{Es} &= \sqrt{Q_{1Es}^2 + T_{Es}^2} \quad , \qquad D_{U1} = \sqrt{Q_{1U1}^2 + T_{U1}^2} \quad , \\ S_{Es} &= \sqrt{P_{1Es}^2 + Q_{1Es}^2 + T_{Es}^2} = \sqrt{3}E_sI_{sk} \quad , \qquad S_{U1} = \sqrt{P_{1U1}^2 + Q_{1U1}^2 + T_{U1}^2} = 3U_{f1}I_{sk} \quad , \end{split}$$

$$\cos \varphi_{Es} = \frac{P_{1Es}}{S_{Es}}$$
, $\cos \varphi_{U1} = \frac{P_{1U1}}{S_{U1}}$. (22)

Prądy poszczególnych harmonicznych z relacji (9) w odniesieniu do pierwszej harmonicznej z relacji (7)

$$k_n = \frac{I_n}{I_1}$$
 dla $n = 12k \pm 1$, dla $k = 1, 2, 3, ...$ (23)

Wartość skuteczna prądu

$$I_{sk} = \sqrt{(I_1)^2 + \sum_{n=1}^{\infty} (I_n)^2} \qquad dla \quad n = 12k \pm 1, \quad dla \quad k = 1, 2, 3, \dots.$$
(24)

Współczynnik odkształcenia prądu

$$k_i = \frac{I_1}{I_{sk}} \quad . \tag{25}$$

Współczynnik zawartości harmonicznych g_{hs} odniesiony do wartości skutecznej prądu sieciowego

$$g_{hs} = \frac{1}{I_{sk}} \sqrt{\sum_{n}^{\infty} (I_n)^2} = \sqrt{1 - k_i^2}$$
(26)

bądź współczynnik zawartości harmonicznych g_b odniesiony do 1 harmonicznej

$$g_{h} = \frac{1}{I_{l}} \sqrt{\sum_{n}^{\infty} (I_{n})^{2}}$$
 (27)

Występujący we wzorach (7)...(9) kąt trwania komutacji γ jest określony na podstawie pracy [1],[2] relacją:

$$\gamma = \arccos\{\cos\gamma_0 + \cos\alpha - 1\} - \alpha \quad , \tag{28}$$

zaś kąt γ_0 przy $\alpha = 0$ relacją:

$$\cos^{2} \frac{\gamma_{0}}{2} = \frac{1}{2} \left(1 + \sqrt{1 - \frac{2}{3} \pi \left(\frac{1}{S_{z}} + \frac{u_{z}}{S_{t}} \right) P_{d}} \right),$$
(29)

przy uwzględnieniu schematu zastępczego z rys.5a, gdzie: P_d - moc znamionowa prostownika w MW, S_t - znamionowa moc pozorna transformatora w MV · A, u_z - względne napięcie zwarcia transformatora, S_z - moc zwarciowa sieci w MV · A.

Zakładając stały stosunek napięcia $U_{d\alpha}$ do prądu $I_{d\alpha}$ przy różnych kątach α zapłonu tyrystorów, otrzymuje się:

$$\frac{\mathbf{U}_{d\alpha}}{\mathbf{I}_{d\alpha}} = \frac{\mathbf{U}_{d(\alpha=0)}}{\mathbf{I}_{d(\alpha=0)}} = \text{const} = \frac{\mathbf{P}_{d}}{\mathbf{I}_{d(\alpha=0)}^{2}} = \frac{\mathbf{U}_{d(\alpha=0)}^{2}}{\mathbf{P}_{d}} \quad .$$
(30)

Uwzględniając schemat zastępczy z rys.5a układu z rys.2 na podstawie relacji (30)

$$I_{d\alpha} = \frac{P_d}{U_{d(\alpha=0)}^2} U_{d\alpha} \quad , \tag{31}$$

gdzie:

$$U_{d\alpha} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} E_s \cos\left(\alpha + \frac{\gamma}{2}\right) \cdot \cos\frac{\gamma}{2},$$
(32)

zaś

$$U_{d(\alpha=0)} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} E_s \cos^2 \frac{\gamma_0}{2}$$
(33)
przyjmując, że $\gamma = \gamma_0$ dla $\alpha = 0$.

5. WYNIKI OBLICZEŃ

Obliczenia przeprowadzono dla układu prostownika dwunastopulsowego, przyjmując następujące dane wyjściowe [4]:

$P_{d} = 2 \cdot 2, 5 \cdot 10^{6} W$	- moc wyprostowana,
$S_t = 2 \cdot 3, 13 \cdot 10^6 \text{ V} \cdot \text{A}$	- pozorna moc transformatora prostownikowego,
$u_z = 0,06$	- względne napięcie zwarcia transformatora,
$E_s = 15 \cdot 10^3 V$	- napięcie zasilające transformator,
$S_z = 200 \cdot 10^6 \text{ V} \cdot \text{A}$	- moc zwarciowa na wejściu transformatora,
$Q_c = 3,9 \cdot 10^6 \text{ var}$	- moc bierna baterii kondensatorów.









Fig.7. Characteristic of current $I_{d\alpha}$ on the side of supply mains as a function of thyristor ignition angle α





Fig.8. Characteristic of 1-st harmonic of network current I_1 of the rectifier as a function of thyristor ignition angle α





Fig.9. Characteristic of harmonic currents I_n of the network (for n=11,13,23,25) as a function of thyristor ignition angle α



Rys.10. Charakterystyki $k_n = f(\alpha)$ dla n = 11, 13, 23, 25Fig.10. The characteristics of $k_n = f(\alpha)$ for n = 11, 13, 23, 25











Fig.12. Phase voltage drop ΔU_{fn} (for n=1,11,13,23,25) as a function of thyristor ignition angle α



Rys. 13. Charakterystyki napięcia fazowego 1-szej harmonicznej U_{f1} w zależności od kąta zapłonu tyrystorów α

Fig.13. Phase voltage of the 1-st harmonic U_{f1} as a function of thyristor ignition angle α





Fig.14. Characteristic of voltage distortion factor u_n (for 1/3 Q_c , 2/3 Q_c , Q_c) as a function of thyristor ignition angle α





Fig.15. Characteristic of deviation of root-mean-square voltage δu_{fsk} (for 1/3 Q_c, 2/3 Q_c, Q_c) as a function of thyristor ignition angle α



- Rys.16. Charakterystyki kątów γ , δ_1 , ϕ_{1Es} dla sieci zasilającej w zależności od kąta zapłonu tyrystorów α
- Fig.16. γ , δ_1 , ϕ_{1Es} angles for the supply network as a function of thyristor ignition angle α





Fig.17. Characteristic of P_{1U1} , Q_{1U1} , T_{U1} , D_{U1} , S_{U1} on the rectifier input as a function of thyristor ignition angle α

Korzystając z relacji przedstawionych w rozdziale 4, obliczenia prostownika dwunastopulsowego przeprowadzono na maszynie cyfrowej, przyjmując moce bierne kondensatorów $(1/3)Q_c, (2/3)Q_c, Q_c$ oraz zakładając kąty zapłonu tyrystorów w zakresie $\alpha = 0...\pi/2$ rad, przy czym rozpatrzono harmoniczne rzędu $n = 12k \pm 1$ dla $k = 1, 2, ..., k_{max}$ przyjmując $k_{max} = 20$.

Na rys. $6 \div 7$ przedstawiono przykładowo niektóre wyniki obliczeń. Rysunek 6 przedstawia charakterystykę kąta komutacji γ określoną równaniem (28) przy uwzględnieniu równania (29), rys.7 - prąd I_{da} (po stronie sieci zasilającej) z relacji (31), uwzględniając wzory (32) i (33), rys.8 i 9 - odpowiednio 1 harmoniczną prądu z relacji (7) i harmoniczne prądu rzędu n=11,13, 23, 25 z relacji (9), rys.10 - udziały harmonicznych prądu rzędu n=11, 13, 23, 25 odniesione do harmonicznej podstawowej z relacji (23), rys.11 - współczynnik odkształcenia prądu z relacji (25), rys.12 - spadki napięcia fazowego dla harmonicznych rzędu n=1, 11, 13, 23, 25 z relacji (10), (12), (17), rys.13 - napięcie fazowe 1 harmonicznej z relacji (15), rys.14 - współczynnik odkształcenia napięcia z relacji (19), rys.15 - odchylenie napięcia skutecznego z relacji (20), rys.16 - odpowiednie zależności kątowe dla sieci zasilającej z relacji (13), (28), (7), rys.17 - odpowiednie zależności mocy na wejściu prostownika z relacji (21), (22).

6. PODSUMOWANIE I WNIOSKI

Rys. $6 \div 17$ ilustrują odpowiednie zależności przy obciążaniu sieci dwunastopulsowym prostownikiem sterowanym o mocy sumarycznej $2 \cdot 2, 5 \cdot 10^6$ W. W szczególności na rys.14 zilustrowano stopień zniekształcania napięcia (na wejściu transformatora prostownikowego) określony współczynnikiem u_n odkształcenia napięcia, gdzie stwierdza się, że zniekształcania napięcia wprowadzane do sieci przez dwunastopulsowy prostownik sterowany o mocy $2 \cdot 2, 5 \cdot 10^6$ W są w granicach nie przekraczających względnej wartości 3,4%. Maksymalna wartość względna, wynosząca 3,35%, występuje przy kącie zapłonu tyrystorów $\alpha = 23^{\circ}$. Na rys. 15 zilustrowano odchylenie δu_{nk} napięcia skutecznego wprowadzane do sieci przez ten przekształtnik, na podstawie którego stwierdza się, że maksymalne odchylenie względne napięcia skutecznego, wynoszące 1,5%, występuje dła kąta zapłonu tyrystorów $\alpha = 43^{\circ}$. W przypadku występowania znacznych zniekształceń napięcia sieci, przekraczających dopuszczalną wartość określoną przez stosowne normy, należy w układzie zasilającym zastosować odpowiednie filtry energetyczne.

LITERATURA

- [1] Tunia H., Winiarski B.: Podstawy energoelektroniki. WNT, Warszawa 1980.
- [2] Tunia H., Nowak M., Smirnow A., Barlik R.: Układy energoelektroniczne, obliczanie, modelowanie, projektowanie. WNT, Warszawa 1982.
- [3] Kuczewski Z.: Energoelektronika. Skrypt Politechniki Śląskiej nr 876, Gliwice 1975.
- [4] Cioska A., Paszek S.: Analiza potrzeb filtrowania wyższych harmonicznych generowanych przez przekształtnik zasilający napęd odwirowni w PPRE-Przedsiębiorstwie Produkcyjno-Remontowym Energetyki w Lublińcu. Opracowanie nr 2/345/83/84, Instytut Maszyn i Urządzeń Elektrycznych Politechniki Śląskiej, Gliwice 1984.

Recenzent: Prof. dr hab. inż. Teresa Orłowska-Kowalska

Wpłynęło do Redakcji dnia 25 marca 1994r.

Abstract

A controlled high power rectifiers generates during loading the currents of particular harmonics, that in consequence cause a distortion of 3 phase line supplying voltages of energetic system with the finite short-circuit power. In a 12 pulse rectifier there are harmonic currents of $n=12k\pm1$ (k=1,2,3,...) order in addition to the basic harmonic current. They cause the distortion of the voltage waveform of the 3-phase power supplying line of the electroenergetic system with the finite short-circuit power.

Analysis of the influence of line loading of a 12 pulse controlled rectifier on distortions of voltage waveform of 3 phase line supplying the electroenergetic system is presented.

The current of the basic harmonic determined in equation (7) as well as currents of harmonics of $n=2k\pm 1$ order determined from equations (8) and (9) are computed with respect to a simple commutation process that occures in every commuting clamper of 12 pulse device.

Proper calculations to determine the suitable characteristics with various thiristor ignition angle (α) are performed. The figures $6 \div 17$ shows the exemplary characteristics of influence of the 12 pulse controlled rectifier loading of 3 phase line.