

Lesław GOŁĘBIEWSKI
Marek GOŁĘBIEWSKI
Damian MAZUR
Politechnika Rzeszowska

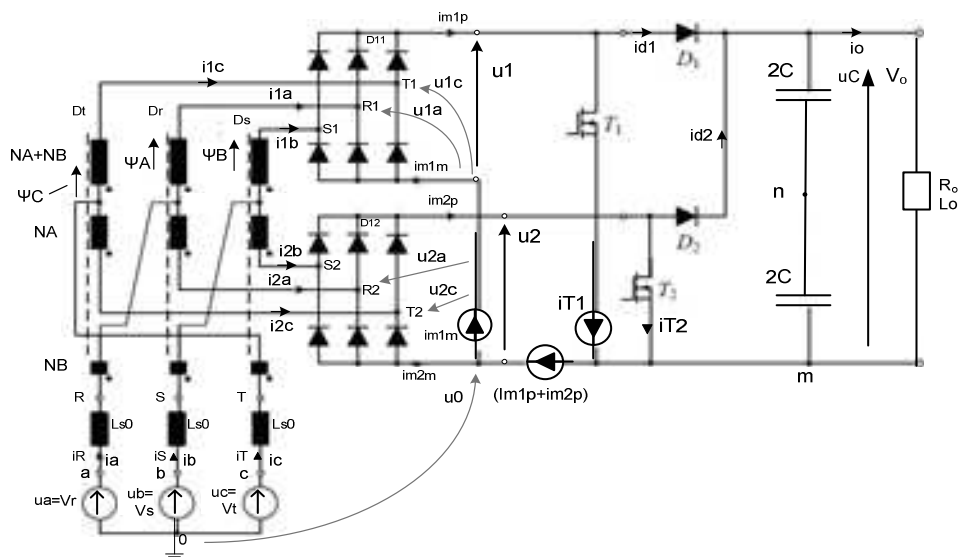
ZMNIEJSZANIE HARMONICZNYCH W UKŁADACH PROSTOWNICZYCH

Rozważono problem zmniejszenia harmonicznych prądu pobieranego z sieci przez układ prostowniczy. W związku z tym przedstawiono zasadę pracy układu prostowniczego 12- oraz 24-pulsowego z dławikami niesprzężonymi. Dzięki pracy tego układu uzyskuje się małą zawartość prądów wyższych harmonicznych w prądzie pobieranym z sieci oraz wyprostowanym. Do regulacji wartości prądu wyprostowanego zastosowano tranzystory. Sterowanie tranzystorów techniką PWM reguluje prąd wysterowany. Dodatkowo przewidziano możliwość takiego sterowania pracą tych tranzystorów, aby prąd pobierany z sieci przez układ zawierał jak najmniej wyższych harmonicznych, wyrażonych małą wartością współczynnika THD. Równocześnie rozważono elektroniczną filtrację prądu wyprostowanego. Zazwyczaj w tym celu stosuje się dławik. Rozwiązanie to powoduje jednak szereg trudności i zwiększa koszty. Przedstawiony alternatywny sposób wygładzania prądu, stosowany w układach lotniczych, wykorzystuje w tym celu kondensator zamiast dławika. Opracowany sposób sterowania załączania tego kondensatora w obwód prądu stałego zapewnia efektywny sposób zmniejszenia wyższych harmonicznych prądu wyprostowanego.

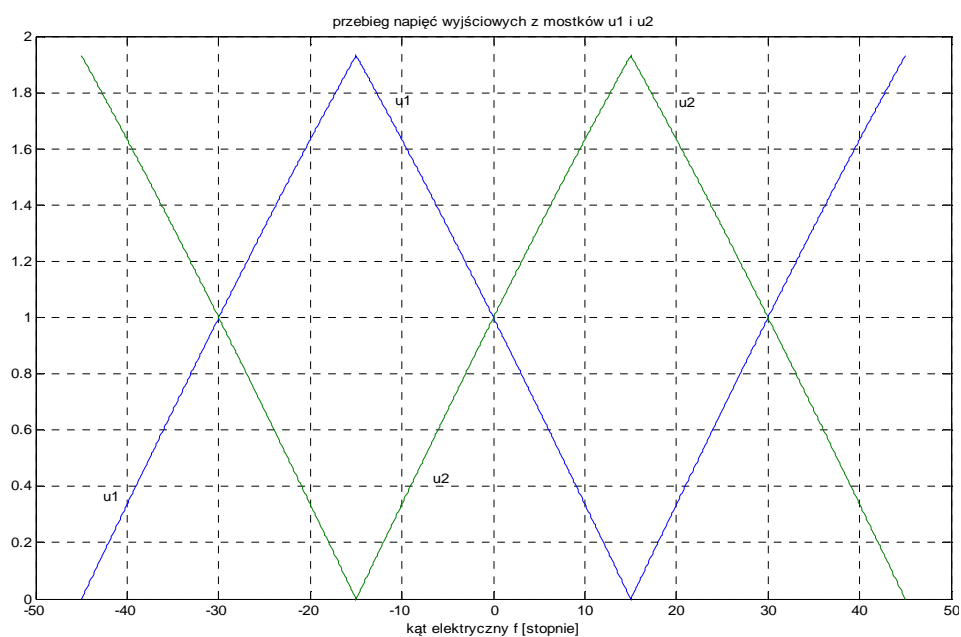
1. Wstęp

Prostownik diodowy 24-pulsowy wykorzystuje w swojej konstrukcji dwa współpracujące ze sobą prostowniki 12-pulsowe, z których jeden pokazany jest na rys. 1. Prostownik 12-pulsowy jest układem z trzema niezależnymi dławikami [1]. Przy zachowaniu właściwego stosunku zwojów na każdym dławiku, $N_B/N_A = 0,366$, zapewniamy właściwe przesunięcie fazowe dla prądów podstawowej harmonicznej.

Jeśli zapewnimy takie sterowanie tranzystorami T1, T2, aby napięcia u_1 , u_2 miały kształt przedstawiony na rys. 2., to wówczas układ 12-pulsowy będzie pobierał z sieci prąd sinusoidalny. Taki sposób sterowania będzie również zastosowany do każdego z podukładów prostownika 24-pulsowego.

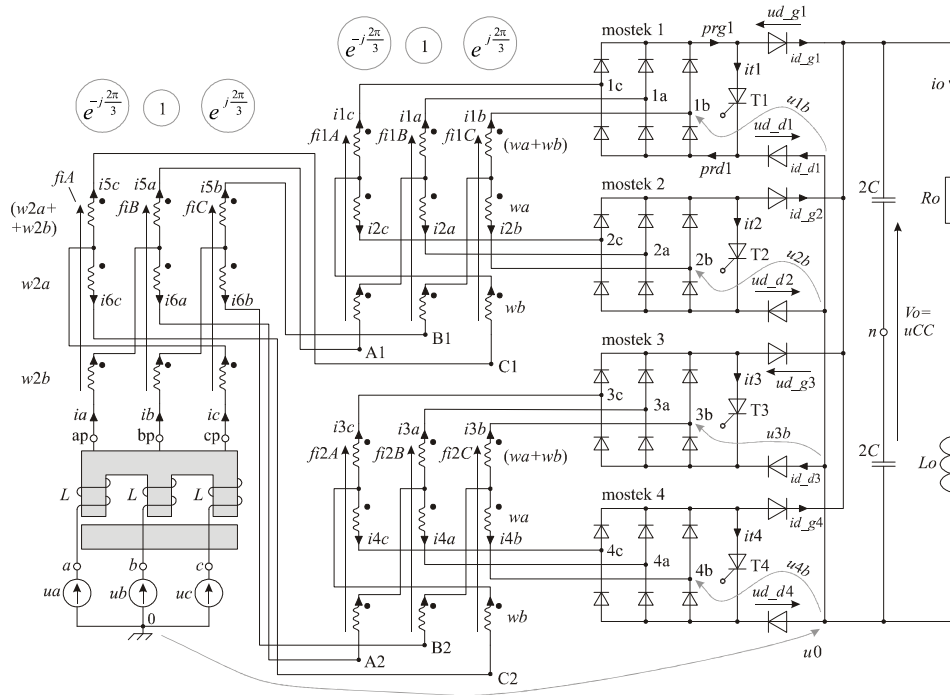


Rys. 1. Układ prostowniczy 12-pulsowy z trzema niezależnymi sprzężonymi dławikami, będący częścią składową układu 24-pulsowego z rys. 3.



Rys. 2. Przebieg napięć wyjściowych z mostków u_1 , u_2 dla zapewnienia sinusoidalnego kształtu prądów pobieranych z sieci układów z rys. 1. i 3.

Rozważany układ 24-pulsowy jest przedstawiony na rys. 3. [3]. Pierwszy wykorzystywany tu składowy układ 12-pulsowy (z rys. 1.) tworzą mostki 1 i 2 z zasilającymi je trzema dławikami 1A, 1B i 1C. Drugi układ 12-pulsowy tworzą mostki 3 i 4 z zasilającymi je trzema dławikami 2A, 2B i 2C. Oba układy diodowe 12-pulsowe są zasilane z dławików A, B, C. Dławiki te dostarczają do zacisków (A1, B1, C1) oraz (A2, B2, C2) układy trójfazowych napięć przesuniętych wzajemnie o 15° . Cały układ jest zasilany z sieci przez dławik trójfazowy L.



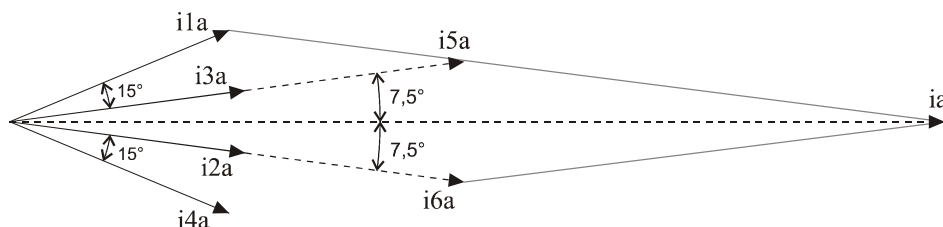
Rys. 3. Układ prostowniczy 24-pulsowy z dławikami niesprężonymi oraz przerywaczami

2. Zasada pracy układu prostownika 24-pulsowego

Diody g1, g2, g3, g4 z rys. 3. współpracują z odpowiednimi tranzystorami T1, T2, T3, T4, tworząc układy przerywaczy. Diody na drodze powrotnej prądu DC do mostków d1, d2, d3, d4 służą do uniezależnienia pracy mostków od siebie, aby prąd wyjścia z mostka, np. id_{g1} , był równy prądowi powrotu id_{d1} [2].

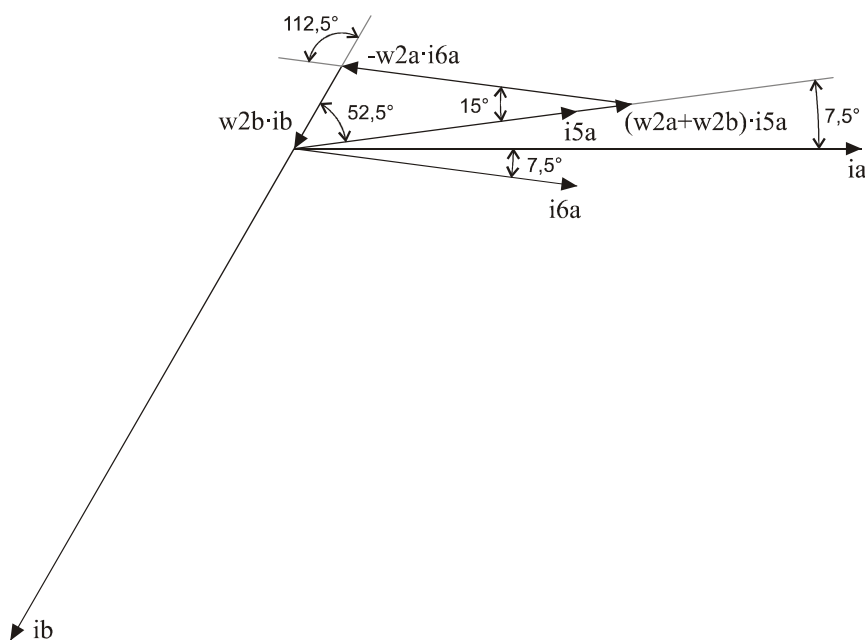
Dławiki sprzężone dostarczają do odpowiadających im mostków napięć 3-fazowych przesuniętych wzajemnie o 30° . W ten sposób spełniają wymogi układu 12-pulsowego przesunięcia wzajemnego o $60^\circ/2 = 30^\circ$ napięć mostków.

Dla układu 24-pulsowego obowiązuje żądanie przesunięcia wzajemnego napięć zasilających mostki o $60^\circ/4 = 15^\circ$. Można to osiągnąć, przesuwając dwa układy 12-pulsowe o 15° . Ilustruje to wykres wektorowy fazy A mostków na rys. 4.



Rys. 4. Wykres wektorowy prądów fazy A układu 24-pulsowego z rys. 3.

Wykres wektorowy prądów na rys. 4. przedstawia zasady pracy układu z rys. 3. dla pierwszej harmonicznej. Do obliczenia stosunku liczby zwojów w_{2b}/w_{2a} należy przyrównać do zera przepływ prądów pierwszej harmonicznej, np. dla dławika ze strumieniem Φ_B . Przedstawia to rys. 5.

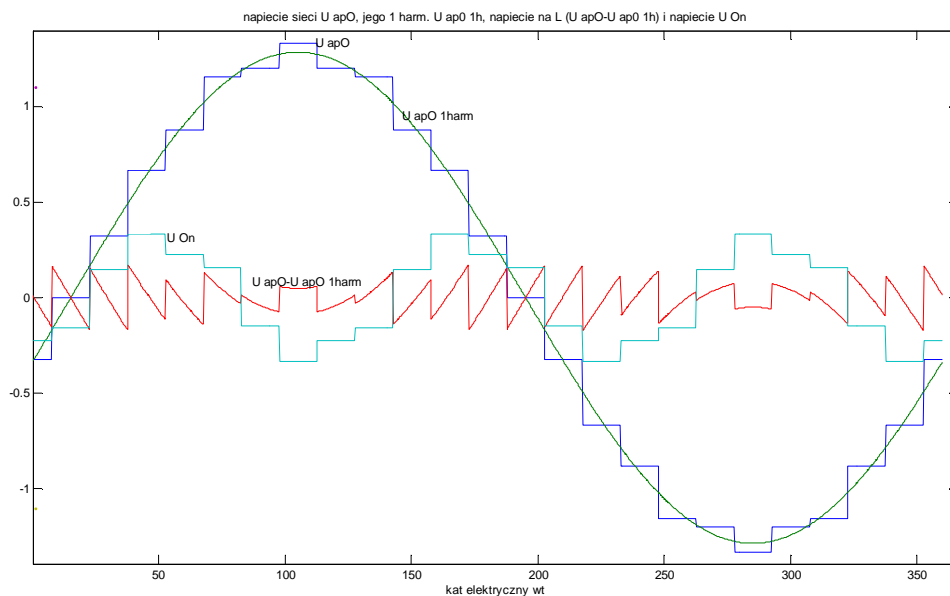


Rys. 5. Przyrównanie do zera przepływów prądów pierwszej harmonicznej na dławiku o strumieniu Φ_B z rys. 3., w celu obliczenia stosunku zwojów $w_{2b}/w_{2a} = 0,1645$

Stosując do trójkąta z rys. 5. twierdzenie sinusów, otrzymujemy zależność ($|i_{5a}| = |i_{6a}|$).

$$\frac{w_{2a}}{\sin(52,5^\circ)} = \frac{w_{2a} + w_{2b}}{\sin(112,5^\circ)} \Rightarrow \frac{w_{2b}}{w_{2a}} = 0,1645 \quad (1)$$

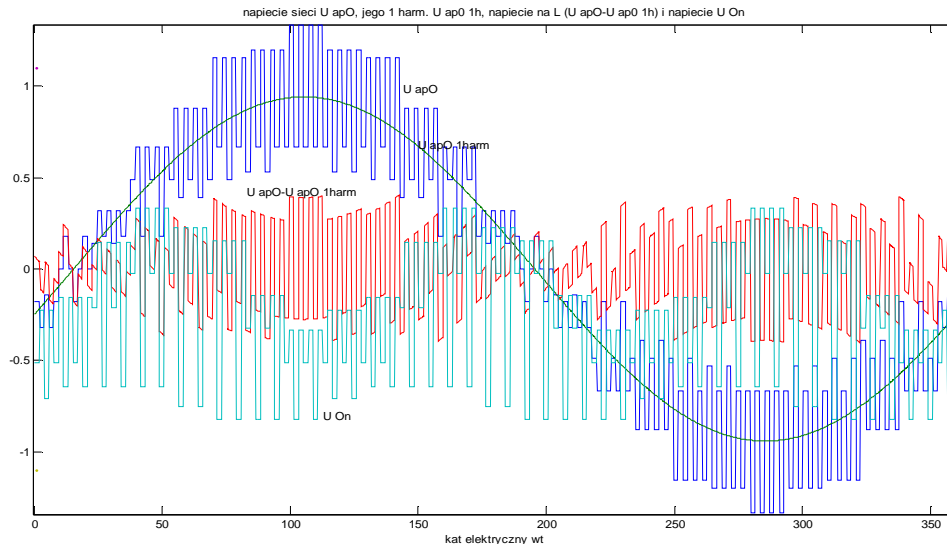
Stosunek zwojów dla pozostałych dławików jest ten sam co dla układu 12-pulsowego z rys. 1., będącego częścią składową rozważanego układu 24-pulsowego, czyli $w_b/w_a = 0,366$. Do zobrazowania uproszczonych przebiegów napięć rozważanego układu 24-pulsowego, przy wyłączonych tranzystorach T1, T2, T3, T4, należy przedstawić występujące w nim zależności na prawo przepływów Ampere'a. Uproszczenie polega na pominięciu indukcyjności rozproszenia dławików. Wyniki przedstawia rys. 6.



Rys. 6. Przebieg napięcia U_{ap0} , jego pierwszej harmonicznej U_{ap0_1harm} , napięcia odkładającego się na dławiku wejściowym L ($U_{ap0} - U_{ap0_1harm}$) oraz napięcia między węzłem n a punktem zerowym 0, czyli U_{On} przy wyłączonych tranzystorach (uproszczenie polegało na nieuwzględnieniu indukcyjności rozproszenia dławików)

Zależności na rys. 6. wyprowadzono przy założeniu, że napięcie wyprostowane $V_0 = 2$ V. Również uproszczone obliczenia, bez uwzględnienia indukcyjności rozproszenia, można zrealizować przy włączonych tranzystorach T1, T2,

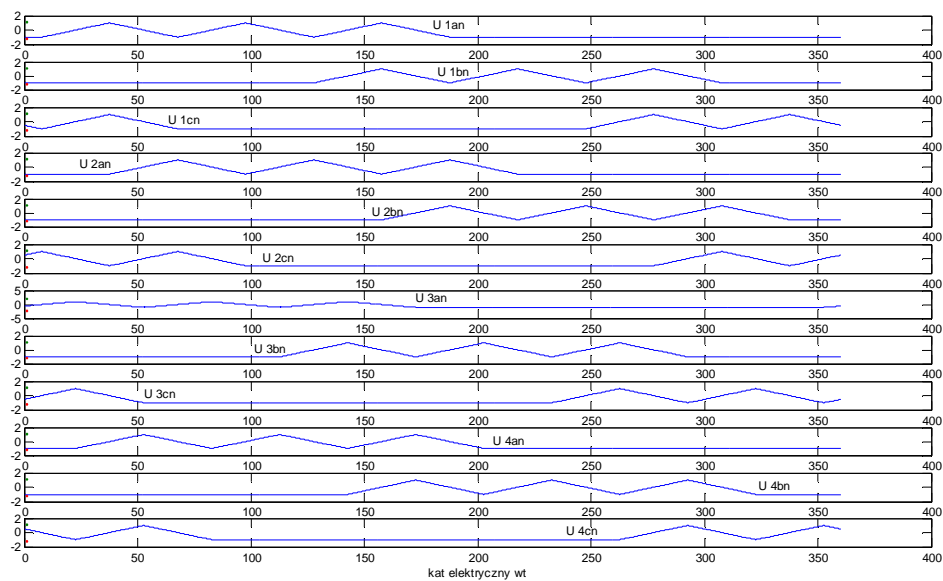
T3, T4. Realizują one cykl łączeniowy z zadaniem wypełnieniem D (w tym przypadku $D = 0,25$). Cykl pracy tranzystorów następuje z zadaną pulsacją, która jest 48 razy większa od pulsacji podstawowej (rys. 7.).



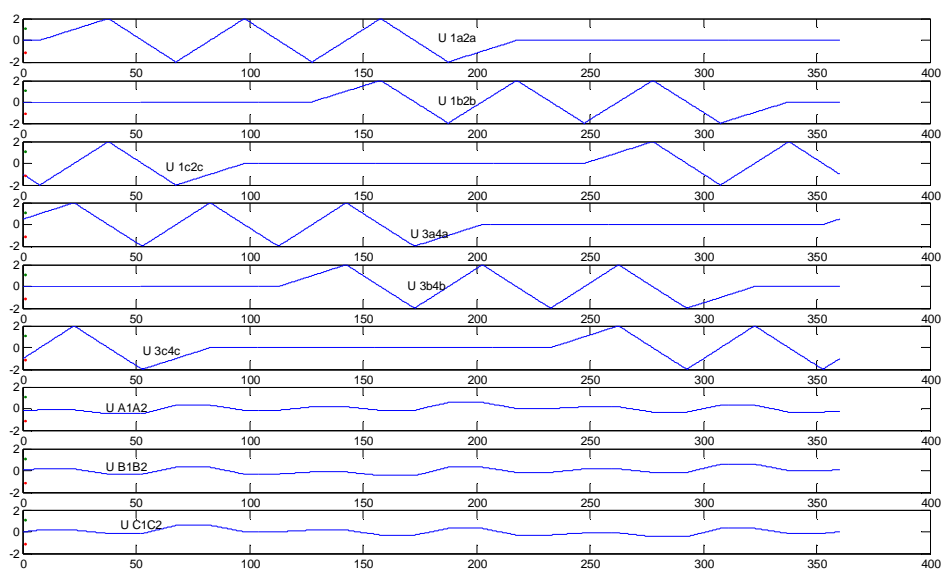
Rys. 7. Przebieg napięcia U_{ap0} , jego pierwszej harmonicznej U_{ap0_1harm} , napięcia odcładającego się na dławiku wejściowym L ($U_{ap0} - U_{ap0_1harm}$) oraz napięcia między węzłem n a punktem zerowym 0 , czyli U_{On} przy pracy przerywaczy układu z rys. 1. z wypełnieniem $D = 0,25$ oraz częstotliwością przełączania 48 razy większą od podstawowej

3. Sterowanie tranzystorami T1, T2, T3, T4 dla uzyskania jak najmniejszej zawartości wyższych harmoniczných w prądzie sieci (sterowanie według rys. 2.)

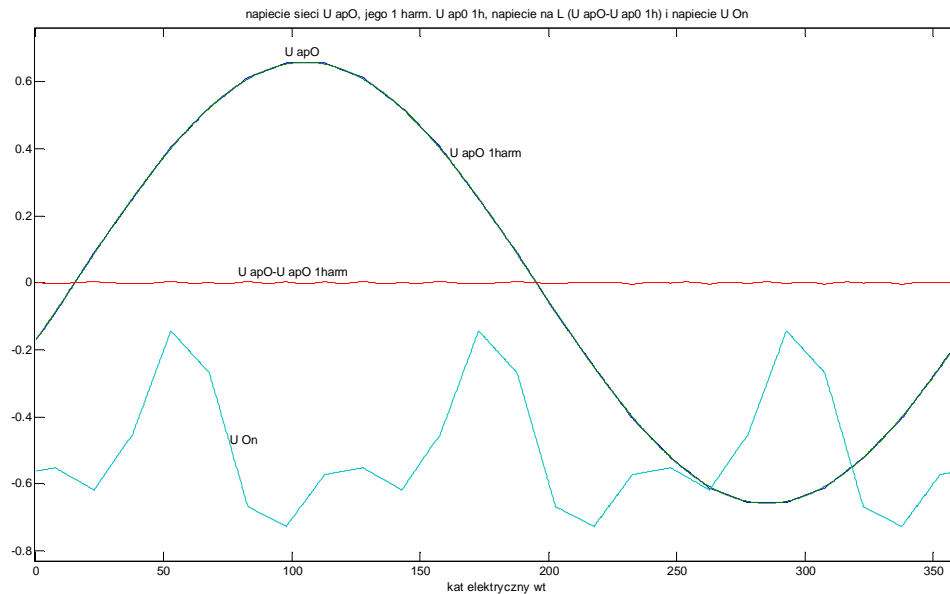
Zbadano możliwości pracy rozważanego układu 24-pulsowego z rys. 3. przy takim modelowaniu pracy tranzystorów przerywaczy, aby uzyskać prąd pobierany z sieci zbliżony do sinusoidy. Posłużono się tu sterowaniem przedstawionym na rys. 2. Jest ono właściwe dla układu 12-pulsowego z rys. 1. Kierowano się tym, że na wyjściu rozważanego układu z rys. 3. są dwa współpracujące ze sobą układy z rys. 1. Przebiegi uzyskano, korzystając tylko z prawa przepływu Ampere'a dla każdego dławika, przy pominięciu indukcyjności rozproszenia układu. Uzyskane przebiegi układu 24-pulsowego, przy trójkątnym sterowaniu tranzystorów, przedstawionym na rys. 2., są pokazane na rys. 8-10.



Rys. 8. Przebiegi napięć układu 24-pulsowego z rys. 3. względem węzła n, przy sterowaniu przerywaczy (rys. 2.), dla uzyskania przebiegów sinusoidalnych prądów pobieranych z sieci



Rys. 9. Napięcia na dławikach niesprężonych układu 24-pulsowego z rys. 3., przy sterowaniu przerywaczy (rys. 2.), dla uzyskania przebiegów prądów sieciowych najbardziej zbliżonych do sinusoidalnych



Rys. 10. Napięcie sieci U_{ap0} , jego pierwsza harmoniczna U_{ap0_1harm} , napięcie na dławiku wejściowym L ($U_{ap0} - U_{ap0_1harm}$) oraz napięcie węzła n względem uziemionego węzła 0, przy sterowaniu przerywaczy układu 24-pulsowego zgodnie z rys. 2.

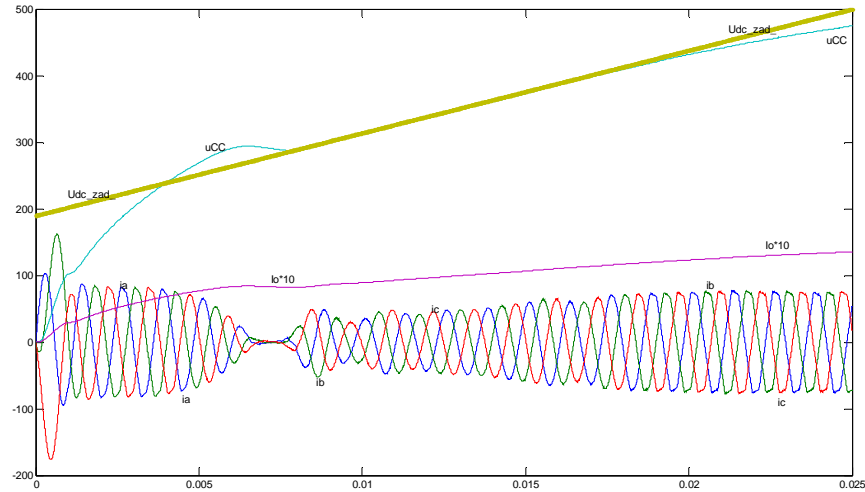
4. Sterowanie wartością napięcia wyprostowanego poprzez bezpośrednie zadanie poziomu załączania tranzystorów techniką PWM (nie według rys. 2.)

W celu dokładnego obliczenia przebiegów prądów w rozważanym układzie z rys. 3., przy uwzględnieniu indukcyjności oraz rezystancji uzwojeń, ułożono układ równań różniczkowych. Zmienne stanu układu w liczbie $n = 32$ wraz z napięciem u_0 tworzą wektor $\mathbf{x} = [i_{1a}, i_{1b}, i_{1c}, i_{2a}, i_{2b}, i_{2c}, i_{3a}, i_{3b}, i_{3c}, i_{4a}, i_{4b}, i_{4c}, i_{5a}, i_{5b}, i_{5c}, i_{6a}, i_{6b}, i_{6c}, fi_{1A}, fi_{1B}, fi_{1C}, fi_{2A}, fi_{2B}, fi_{2C}, fi_A, fi_B, fi_C, u_{CC}, i_o, u_0]^T$. Wielkości te są zaznaczone na rys. 3.

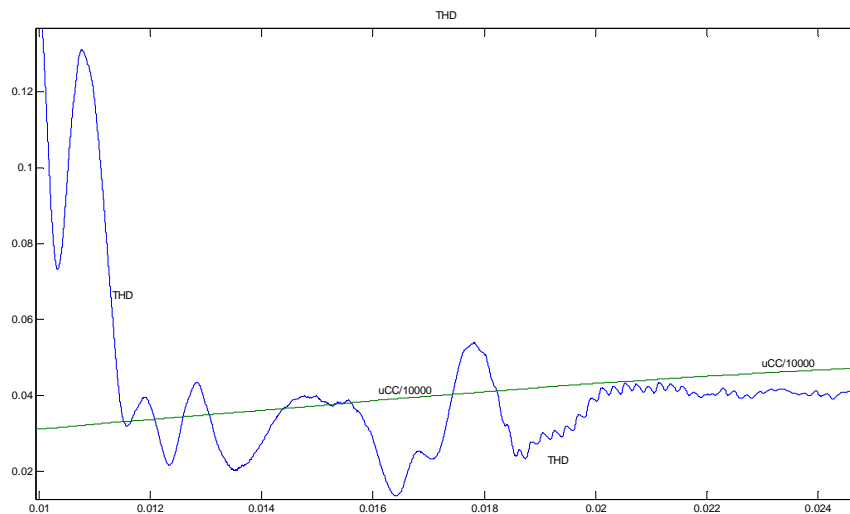
Do sterowania załączaniem tranzystorów stosowano technikę PWM. Właściwe napięcie na wyjściu U_{dc_zad} zapewniało ustawienie poziomu załączania tranzystorów: re100, re200, re300, re400. Stosowano tu sprzężenie zwrotne z regulatorem PI. Zabezpieczenie prądowe polegało na niedopuszczeniu do zwiększenia prądu sieciowego powyżej $I_{\text{max}} = 70$ A. Ten sposób sterowania nie zabezpiecza małego poziomu wyższych harmonicznych prądów sieci THD, różni się od sposobu przedstawionego na rys. 2. Jednak dzięki dużej liczbie pulsów prąd sieci nie zawiera zbyt dużej liczby harmonicznych. Potwierdza to rys. 12.

Prawidłową pracę mostków zabezpieczały zmienne typu: sek_zer1 = prg1-prd1, czyli różnice prądów anodowych i katodowych wpływających z poszczególnych mostków. Niezerowa ich wartość wpływała na odpowiednie

wysterowanie tranzystorów, zabezpieczając niezależną pracę mostków. Wyniki obliczeń przy zadanym, zmieniającym się napięciu wyjścia U_{dc_zad} przedstawia rys. 11. Przy dużej wartości napięcia U_{dc_zad} , zadawanego na wyjściu, nie jest ono osiągnięte ze względu na działanie układu zabezpieczającego przed przeciążeniem prądowym.



Rys. 11. Nadążanie napięcia wyjściowego u_{CC} za zadanym napięciem wyjścia U_{dc_zad} po włączeniu układu z rys. 3. w funkcji czasu [s]: i_a , i_b , i_c – prądy pobierane z sieci, $I_o \cdot 10$ – prąd obciążenia (razy 10) przy wartości rezystancji obciążenia $R_o = 35 \Omega$ (zadawanie poziomu włączania tranzystorów techniką PWM)



Rys. 12. Współczynnik THD prądów sieci oraz napięcie na wyjściu układu z rys. 3. w funkcji czasu [s] (odpowiada rys. 11.) oraz napięcie wyjścia $u_{CC} (/10000)$, przy wartości rezystancji obciążenia $R_o = 35 \Omega$

5. Sterowanie tranzystorów dla zapewnienia małego poziomu THD prądów sieciowych

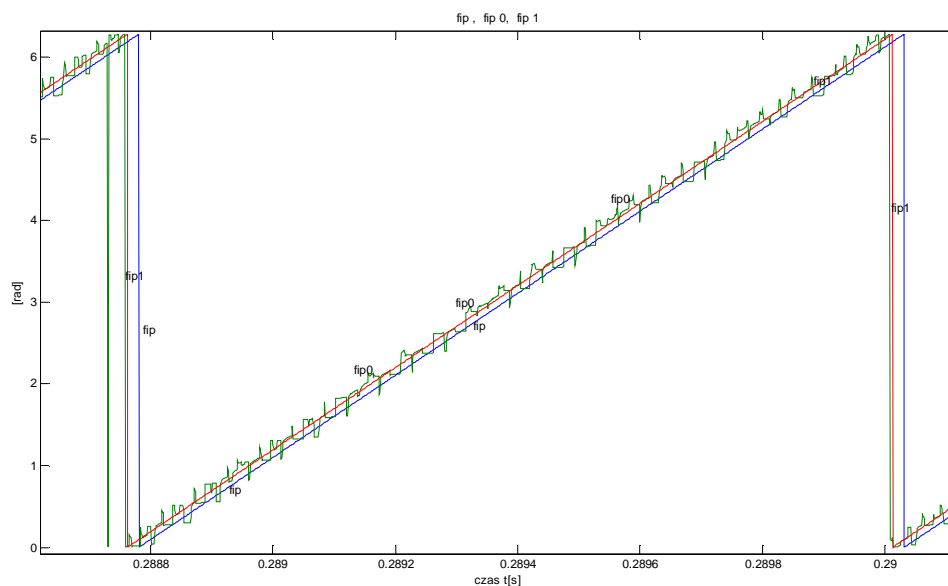
Do uzyskania jak najmniejszego współczynnika THD prądów pobieranych z sieci przez układ 24-pulsowy z rys. 3., sterowanie każdego z dwóch układów mostków (1, 2 oraz 3, 4) następuje jak dla układów 12-pulsowych z rys. 1., według rys. 2. Zgodnie jednak z rys. 2. sterowanie tych dwóch układów mostkowych powinno być wzajemnie przesunięte o 15 stopni. Pozycjonowanie sterowania następuje według kąta elektrycznego układu napięć w węzłach ap, bp, cp, oznaczonego przez fip. Należy ustalić, jaką pozycję fip względem tego kąta winny przybrać sterowania zgodne z rys. 2., dla uzyskania jak najmniejszego współczynnika THD prądów pobieranych z sieci. Dlatego podczas obliczeń zmienia się powoli liniowo tę pozycję fip i oblicza współczynnik prądów THD sieci.

Do określenia kąta elektrycznego fip napięć w węzłach ap, bp, cp stosuje się dwie metody. Gdy zmienna `z_rzeczywistych` przyjmuje wartość 1 (pierwszy sposób obliczeń), wówczas korzysta się z chwilowych wartości napięć w tych węzłach `uap`, `ubp`, `ucp` i sprowadza je do nieruchomego układu odniesienia α , β za pomocą równań:

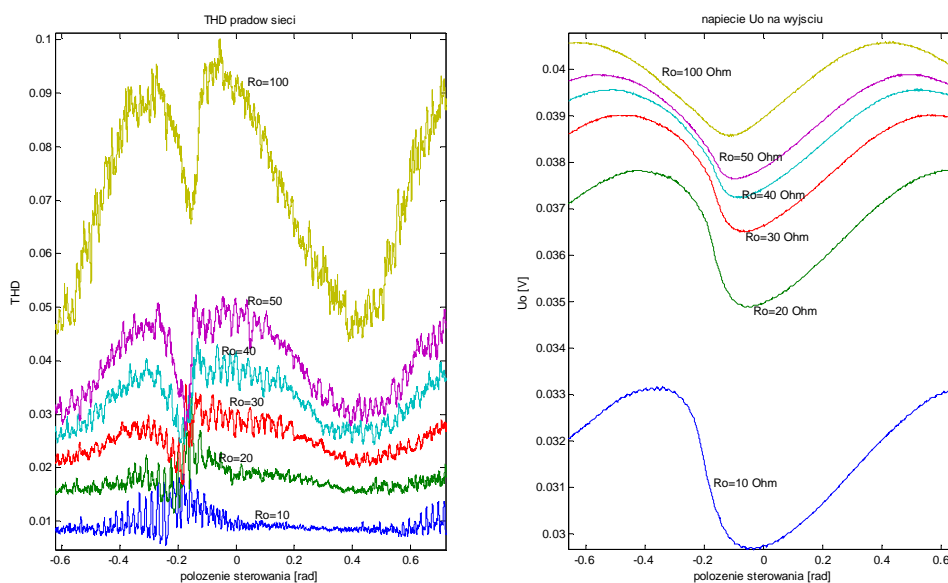
$$\begin{bmatrix} uabcp_al_t \\ uabcp_be_t \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -0,5 & -0,5 \\ 0 & +\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} uap \\ ubp \\ ucp \end{bmatrix} \quad (2)$$

Kąt elektryczny fip napięć w węzłach ap, bp, cp odczytujemy jako kąt fazowy liczby zespolonej: `angle(uabcp_al_t+j*uabcp_be_t)`. Gdy zmienna `z_rzeczywistych` przyjmuje wartość 0 (drugi sposób obliczeń), to liczy się pierwszą harmoniczną napięć w węzłach a, b, c oraz prądów sieci `ia`, `ib`, `ic`. Wykorzystuje się w tym celu metodę Goertzela. Do obliczeń bierze się ostatnie próbki sygnałów z przedziału 1 okresu wstecz, odnośnie każdej chwili czasowej. Można tu też ewentualnie wykorzystać śledzące, szybkie przekształcenie FFT. Pierwszą harmoniczną napięć w węzłach ap, bp, cp oblicza się z pierwszych harmonicznych napięć w węzłach a, b, c, odejmując spadek napięć na dławiku L pod wpływem pierwszej harmonicznej prądów sieciowych `ia`, `ib`, `ic`. Kąt elektryczny napięć również w tym przypadku oblicza się jako: `fipap=angle(uapp)`, gdzie `uapp` to zespolona wartość pierwszej harmonicznej napięcia w węźle ap. W pierwszym przypadku (`z_rzeczywistych==1`) obliczania kąta elektrycznego należy uwzględnić dużą zawartość wyższych harmonicznych w napięciach. Dlatego stosuje się (w obu przypadkach) filtrację dolnoprzepustową tak otrzymanego kąta poprzez filtrowanie wartości sinusa i kosinusa obliczonej dla tego kąta elektrycznego. Instrukcja `fip_wy=atan2(fip_wys,fip_wyc)` pozwala na uzyskanie nieodkształconej war-

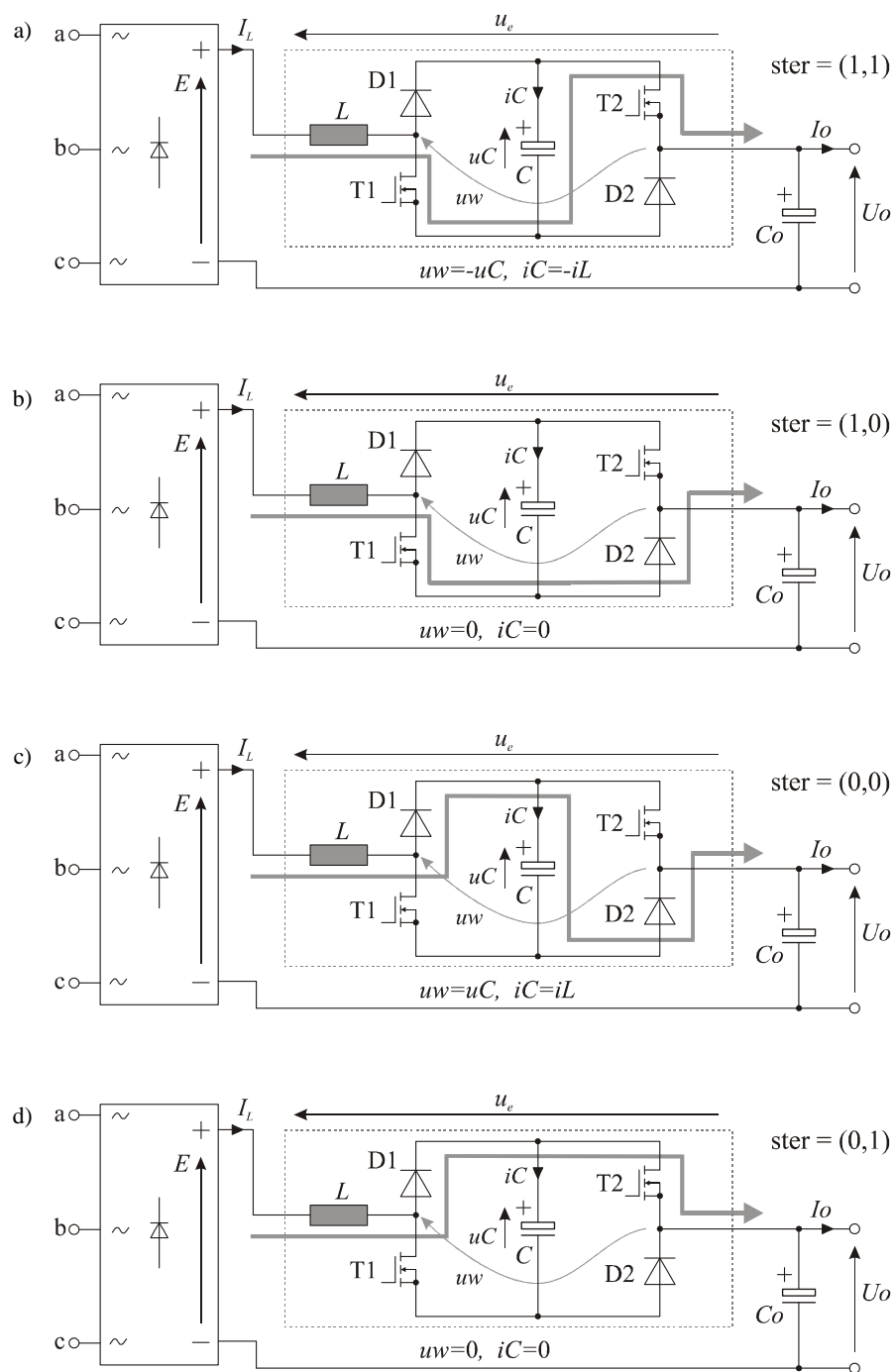
tości tego kąta z odfiltrowanej wartości jego sinusa i cosinusa. Rozważane kąty są przedstawione na rys. 13.



Rys. 13. Kąty przedstawiające kąt elektryczny napięcia w węzłach ap, bp, cp układu z rys. 3.: fip0 (zielony) z chwilowych wartości napięć, fip1 (czerwony) z pierwszej harmonicznej napięć, fip (niebieski) wzięty do obliczeń ($z_{rzeczywistych}=0$, $R_o=100\ \Omega$)



Rys. 14. Współczynnik THD prądów sieci układu z rys. 3. w zależności od położenia sterowania (zgodnie z rys. 2.) względem napięć węzłów ap, bp, cp (a), odpowiadające napięcie U_o na wyjściu układu (dla różnych obciążeń R_o układu) (b)



Rys. 16. Praca układu elektronicznej filtracji prądu stałego przy różnych jegoysterowaniach $\text{ster} = (tr1, tr2)$, gdzie $tr1$ i $tr2$ to załączenie (1) lub wyłączenie (0) jego tranzystorów

Przedstawiony na rys. 15. układ filtracji składa się z pojemności C , indukcyjności L oraz układu przełączającego $D1, T1, D2, T2$. Tranzystory tego układu są załączane za pomocą układu sterowania wykorzystującego technikę PWM. Przełączanie następuje z dużą częstotliwością $f_s = 70 \text{ kHz}$. Napięcie u_C na kondensatorze C powiększa napięcie wyjścia mostka $E = u_{Cp}$ w chwili, gdy jest ono małe, i przez to daje większą wartość napięcia wyjścia U_o . Wówczas następuje rozładowanie kondensatora C prądem i_L dławika L . Prąd i_L , przy pominięciu układów filtrów $C2, C2d, R2d$ i C_o , jest w przybliżeniu równy prądowi I_F oraz prądowi wyjścia układu I_o . Gdy napięcie wyjścia mostka E jest chwilowo duże, wówczas napięcie u_C kondensatora C jest włączane szeregowo przeciwnie i następuje ładowanie tego kondensatora C prądem i_L . Dzięki temu możliwe jest utrzymywanie uśrednionego napięcia na kondensatorze u_{Cf} , na zadanym poziomie poz_u_C . W związku z tym średni prąd przepływający przez kondensator C jest równy 0.

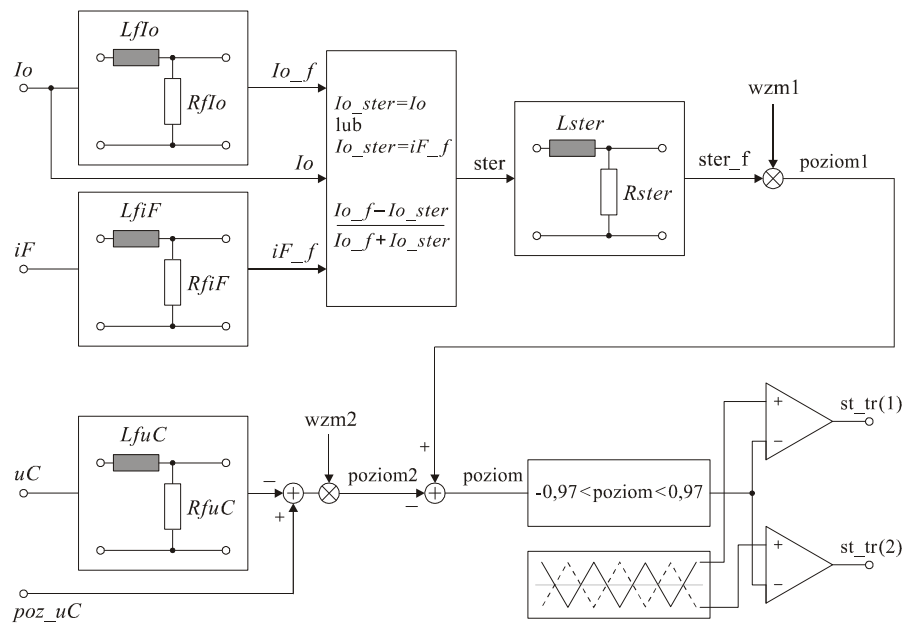
Podany sposób załączania kondensatora C z napięciem u_C szeregowo w obwód wyjścia DC mostka zapewnia stabilizację prądu obciążenia I_o . Dzięki temu dławik L może mieć małą wartość indukcyjności. Układ na rys. 15. zawiera też filtry, które zapobiegają generowaniu się zbytecznych pulsacji. Okazuje się, że zmniejszeniu tych niepotrzebnych pulsacji w dużym stopniu sprzyja właściwy dobór kondensatora C_p na wyjściu mostka. Dobłą pracę uzyskiwano już przy wartości tego kondensatora $C_p = 1 \text{ nF}$. Opisany sposób pracy układu elektronicznej filtracji prądu jest przedstawiony na rys. 16.

Przez uw oznaczono napięcie, które rozważany układ filtracji, korzystając z napięcia u_C na kondensatorze C , wprowadza szeregowo do obwodu dławika L . Dzięki temu duże zmiany napięcia u_e między wyjściem mostka i napięciem U_o na obciążeniu pojawiają się na dławiku L dużo zmniejszone. Skutkuje to mniejszymi zmianami jego prądu i_L , a co za tym idzie mniejszymi tętnieniami prądu obciążenia I_o . W ten sposób częściowo rolę dławika L przejmuje kondensator C , a sam dławik może być dużo mniejszy.

7. Sterowanie sposobem załączania kondensatora C do obwodu prądu stałego

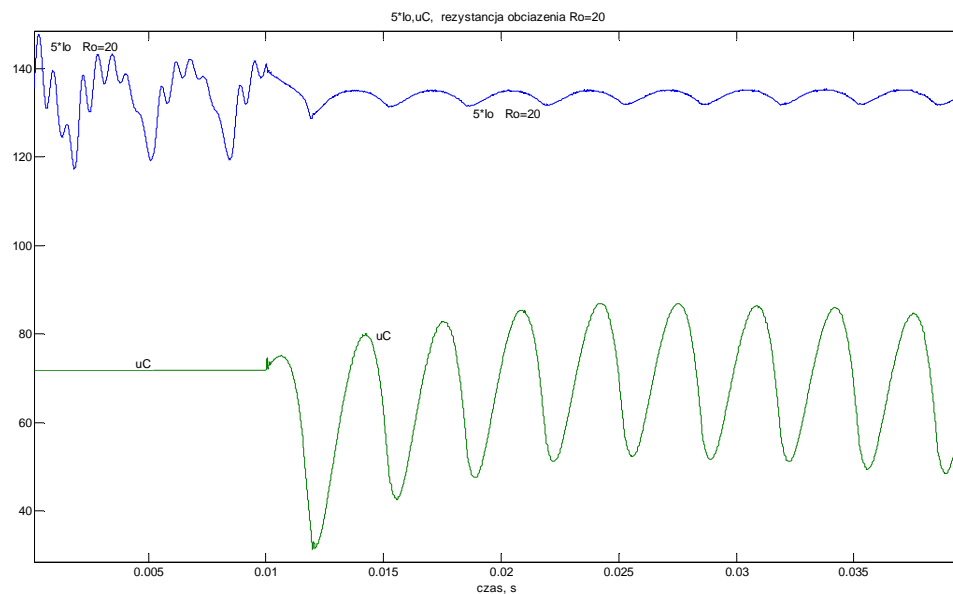
Zmienne stanu, zgodnie z rys. 15, są zawarte w wektorze $\mathbf{x} = [i_a, i_b, i_c, u_{C1a}, u_{C1b}, u_{C1c}, u_{C1da}, u_{C1db}, u_{C1dc}, i_{L1a}, i_{L1b}, i_{L1c}, i_{L1da}, i_{L1db}, i_{L1dc}, u_{C2}, u_{C2d}, i_L, u_C, U_o, u_{Cp}]$. W celu obliczenia pochodnych zmiennych stanu wykorzystuje się twierdzenie Millmana, czyli wzór na napięcie między dwoma węzłami. W ten sposób, wykorzystując gałęzie z elementami R_s, L_s oraz C_1 , oblicza się napięcie u_0 . Wykorzystując gałęzie z elementami C_1 oraz $C1d, R1d$, oblicza się następnie napięcie u_{00} . Wielkości związane z mostkiem oblicza podprogram, który wykorzystuje wartości prądów zmiennych wpływających do mostka ($i_{L1a}, i_{L1b}, i_{L1c}$) oraz napięcie na wyjściu mostka $E = u_{Cp}$. Mając na-

pięcia na dolnych diodach mostka $u_{g0n(2,1:3)}$ oraz napięcie na pojemnościach $C1$ i układach $RL1d$, $L1d$, oblicza się, za pomocą twierdzenia Millmana, napięcie u_{000} . Mając prądy i_{prost} , I_o , i_{C2d} oraz i_L , z oczka C_p , C_o , $C2$ oblicza się prąd i_F . Suma napięć w tym oczku musi być równa zero. Obliczając prąd i_F , realizuje się to w sposób samonaprawiający ewentualne błędne niezerowe wartości tej sumy napięć, związane z zaokrągleniami numerycznymi. Układ rozpatrywanej filtracji jest uwzględniony na dwa możliwe do wyboru sposoby. Sposób uproszczony polega na bezpośrednim zastosowaniu wzorów podanych na rys. 16. w zależności odysterowania tranzystorów $\text{ster} = (\text{st_tr}(1), \text{st_tr}(2))$. Sposób dokładny polega na wykorzystaniu podprogramu, który w tym celu wykorzystuje charakterystyki diód i tranzystorów przy danych wejściowych w postaci prądu wpływającego i_L i napięcia na kondensatorze u_C . Sposób sterowania tranzystorami układu filtracji elektronicznej jest przedstawiony na rys. 17.

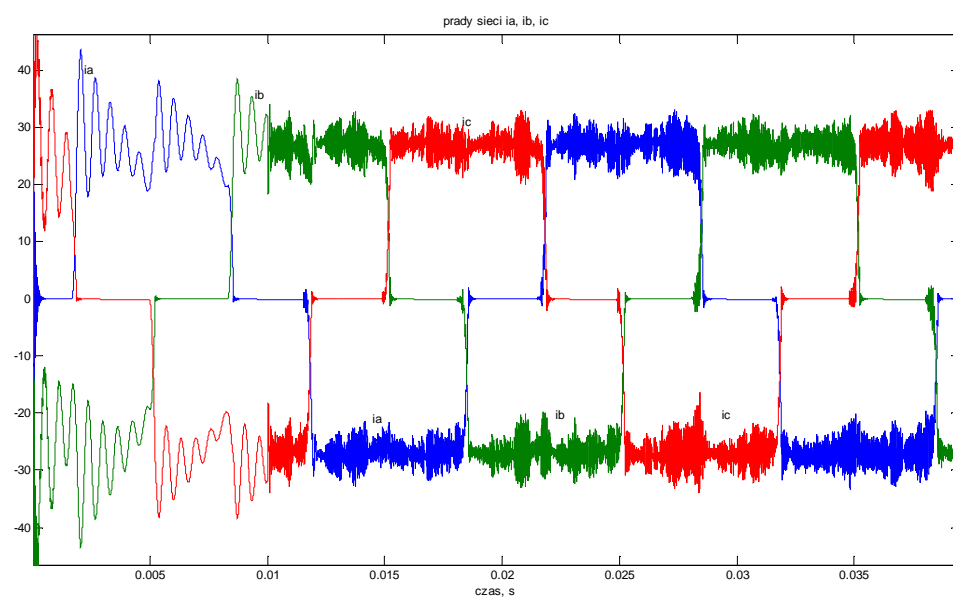


Rys. 17. Układ sterowania do określenia stanów załączenia tranzystorów układu z rys. 15. ($\text{st_tr}(1:2)$) techniką PWM

Przedstawione na rys. 17. układy RL stanowią filtry dolnoprzepustowe. Zadaje się średni poziom napięcia na kondensatorze poz_uC tak, aby był większy od maksymalnego wahania napięcia wyjściowego z mostka E. Podczas pracy układu filtracji napięcie na kondensatorze u_C zmienia się wokół tego poziomu poz_uC , chcąc wyrównać zmiany napięcia wyjściowego z mostka E. Za pomocą filtru jest obliczana też średnia wartość prądu obciążenia I_{o_f} . Działanie



Rys. 18. Prąd obciążenia i_o oraz napięcie na kondensatorze u_C przy obciążeniu $R_o = 20 \Omega$ i przy włączeniu układu sterowania przy 0,01 s



Rys. 19. Prądy sieci przy $R_o = 20 \Omega$ i przy włączeniu sterowania przy 0,01 s (odpowiadają rys. 18.)

układu sterowania polega na utrzymywaniu prądu iF_f (prądu iF po odfiltrowaniu pulsacji związanych z przełączaniem PWM) na poziomie Io_f . Możliwe też jest utrzymywanie na poziomie Io_f samego prądu Io , lecz w tym przypadku działanie układu jest mniej efektywne. Parametry układu określają znamionowe jego obciążenie na $Ro = 50 \Omega$. Tym niemniej jego działanie wygładzające prądu Io utrzymuje się w szerszym zakresie prądów obciążenia.

Na rysunkach 18. i 19. przedstawiono działanie układu przy obciążeniu $Ro = 20 \Omega$.

8. Wnioski

Przedstawiono zasady pracy układu prostownika 12- oraz 24-pulsowego z dławikami niesprężonymi. Przewidziano dwa sposoby pracy układu: 1) przy zadawanym poziomie włączenia tranzystorów techniką PWM dla uzyskania regulacji napięcia wyprostowanego, 2) przy sterowaniu tranzystorów dla uzyskania trójkątnego przebiegu napięć wyjściowych mostków, zgodnie z rys. 2. Drugi sposób sterowania pozwala dodatkowo zapewnić możliwie najmniejszy poziom wyższych harmonicznych prądów sieciowych pobieranych z sieci.

Przedstawione symulacje wskazują również na efektywną pracę układu elektronicznej filtracji prądu wyprostowanego. Po załączeniu tego układu wahania prądu wyprostowanego (rys. 18.) są dużo mniejsze. Również prąd pobierany z sieci wykazuje mniejszy udział wyższych harmonicznych. Zarówno mniejsze gabaryty układu, jak i jego mniejsze koszty wskazują na celowość jego stosowania w układach prostowniczych w lotnictwie. Duża częstotliwość sieci, którą posiadają układy lotnicze (400 Hz lub 800 Hz), powoduje dużą pulsację napięcia na kondensatorze układu, który zastępuje dławik. Dlatego można liczyć na mniejsze starzenie się kondensatora C w tym układzie.

Literatura

1. Frąckowiak L., *Energoelektronika*, Wyd. Politechniki Poznańskiej, Poznań 2003.
2. Trzynadlowski A., *Introduction to Modern Power Electronics*, John Wiley & Sons, 1998.
3. Tunia H., Winiarski B., *Podstawy energoelektroniki*, WNT, Warszawa 1975.

REDUCTION OF THE HIGH HARMONICS CONTENT IN THE CURRENTS OF AC/DC CONVERTERS

Summary

This paper deals with the problem of reducing high harmonics content in the rectifier mains currents. The operating principle of 12-pulse and 24-pulse AC/DC converters with non-coupled chokes was presented. These types of converters are characterized by low THD factors of mains and DC currents. Transistors, controlled with the PWM method, were used to regulate the value of

DC current. In addition this paper describes the method of such controlling of the transistors, that the mains current of the converter contains the smallest possible higher harmonics content. The method of electronic filtration of the DC current was also presented. Instead of the choke, the capacitor with the control electronic circuit is used for this purpose. The method of controlling the switching of that capacitor in the DC circuit was developed and presented. The simulations shows, that the presented method is effective in reducing the higher harmonics of the rectified current. Presented solution can be used in the aircraft industry.

Złożono w redakcji w lipcu 2011 r.

Autorzy:

Dr hab. inż. Lesław Gołębiowski, prof. PRz, Politechnika Rzeszowska, Wydział Elektrotechniki i Informatyki, 35-959 Rzeszów, e-mail: golebiye@prz.rzeszow.pl

Dr inż. Marek Gołębiowski, Politechnika Rzeszowska, Wydział Elektrotechniki i Informatyki, 35-959 Rzeszów, e-mail: yegolebi@prz.rzeszow.pl

Dr inż. Damian Mazur, Politechnika Rzeszowska, Wydział Elektrotechniki i Informatyki, 35-959 Rzeszów, e-mail: mazur@prz.rzeszow.pl

