

ZASILACZ NAPIĘCIA STAŁEGO Z POŚREDNICZĄCYM REZONANSOWYM OBWODEM WYSOKIEJ CZĘSTOTLIWOŚCI¹⁾

AC/DC High Frequency Resonant Converter

Henryk SUPRONOWICZ, Mafaya DIMBALENGI

Politechnika Warszawska

Streszczenie: W artykule opisano zasadę pracy oraz badania symulacyjne i eksperymentalne zasilacza napięcia stałego z pośredniczącym rezonansowym obwodem wysokiej częstotliwości. Przedstawiono również badania porównawcze podstawowych układów przekształtnikowych AC/DC.

Summary: This paper presents simulation and experimental results as well as the operation principles of an AC/DC High Frequency Resonant Converter. It also includes a comparison of basic AC/DC converter systems.

1. WSTĘP

Przekształtniki napięcia przemiennego na napięcie stałe przeznaczone do zasilania urządzeń profesjonalnych i powszechnego użytku o klasycznej topologii składają się z prostownika diodowego, filtru pojemnościowego oraz transformatora dopasowującego napięcie sieci zasilającej do napięcia odbiornika. Transformatory pracują przy częstotliwości 50 lub 60Hz, mają więc znaczny ciężar i gabaryty. Podstawowymi zaletami tego typu układów są: prosta struktura, niskie koszty i poprawność pracy z punktu widzenia odbiornika energii elektrycznej.

Stosowanie dużej liczby takich zasilaczy, bez filtru prądu wejściowego, stanowi dla sieci zasilającej obciążenie nieliniowe o charakterze impulsowym o znacznej zawartości wyższych harmonicznnych. Wyższe harmoniczne prądu pobieranego z sieci zasilającej przez odbiorniki nieliniowe są źródłem odkształcenia napięcia oraz powstawania dodatkowych strat cieplnych w linii zasilającej. Odkształcone napięcie sieci zasilającej może być powodem wadliwej pracy innych odbiorników energii elektrycznej zasilanych z tej sieci.

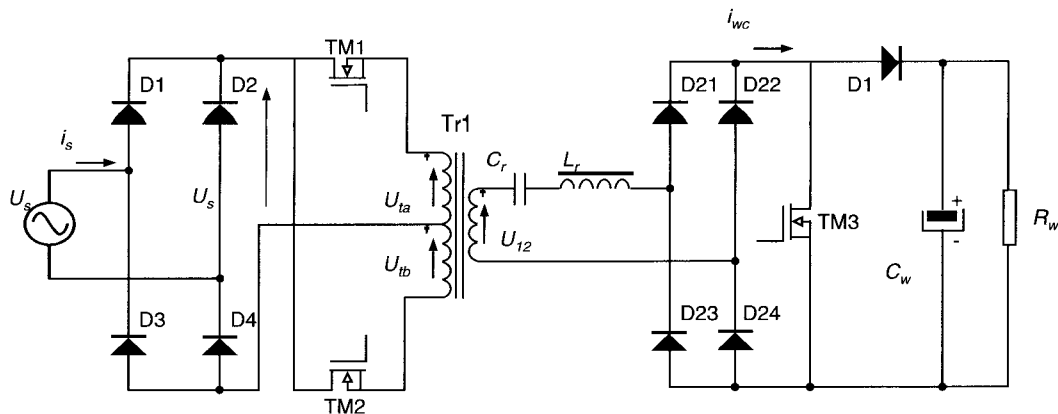
Biorąc pod uwagę międzynarodowe wymagania stawiane urządzeniom elektrycznym (EN 61000-3-2) dotyczące zawartości wyższych harmonicznnych w prądach pobieranych z sieci zasilającej, używanie takich urządzeń o większej mocy lub dużej ich liczby staje się niedopuszczalne.

Celem eliminacji tych niepożądanych zjawisk stosuje się filtry pasywne indukcyjno-pojemnościowe lub znacznie lżejsze i mniejsze filtry aktywne. Prostowniki wyposażone w filtry aktywne pozwalają na pobór z sieci zasilającej prądu o przebiegu chwilowym bliskim sinusoidalnie zmiennemu i pozostającym w fazie z przebiegiem napięcia zasilającego. Współczynnik mocy takich zasilaczy jest bliski jedności.

Znanych jest szereg rozwiązań zasilaczy jedno- i trójfazowych o jednostkowym współczynniku mocy, większość z nich ma tzw. konwerter DC/DC podwyższający napięcie umieszczony na wyjściu prostownika sieciowego. Rozwiązania takie nie eliminują jednak potrzeby stosowania transformatorów dopasowujących na wejściu układu prostowniczego.

W niniejszym artykule przedstawiono jedno z wielu rozwiązań zasilaczy AC/DC z zastosowaniem tzw. efektu **dither converter** o wysokim współczynniku mocy i stosunkowo małej zawartości wyższych harmonicznnych w prądzie pobieranym z sieci zasilającej. Układ ten ma modulator napięcia, pozwalający na zastosowanie transformatora dopasowującego wysokiej częstotliwości. Układ rezonansowy włączony po stronie wtórnej transformatora stanowi obwód pośredniczący prądu przemiennego wysokiej częstotliwości. Kształtowanie przebiegu czasowego prądu umożliwia łącznik umieszczony na wyjściu prostownika wysokiej częstotliwości.

1) Praca finansowana przez Komitet Badań Naukowych w ramach projektu badawczego Nr 855 0202905



Rys. 1. Schemat obwodu głównego zasilacza

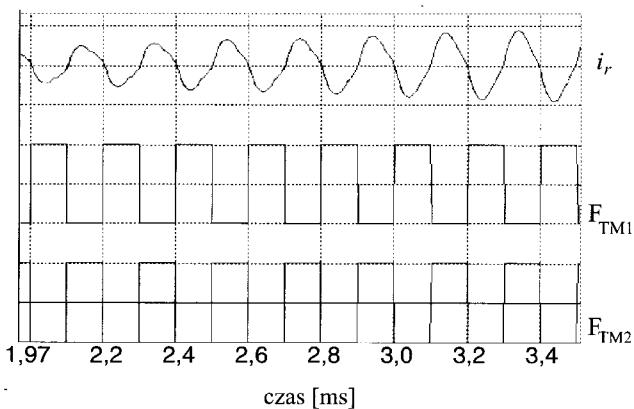
2. ZASADA PRACY UKŁADU

Schemat obwodu głównego układu zasilacza został przedstawiony na rysunku 1.

Łączniki TM1 i TM2 sterowane są przebiegiem prostokątnym o wypełnieniu 50%. Przebieg sterujący tranzystorami TM1 i TM2 jest zsynchronizowany z prądem obwodu rezonansowego, stanowiącego obwód pośredniczący prądu przemiennego, zasilany z wtórnego uzwojenia transformatora.

Komutacja tranzystorów TM1 i TM2 odbywa się w stanie bezprądowym (chwilowa wartość prądu w obwodzie rezonansowym równa się zero).

Przebieg czasowy prądu obwodu rezonansowego $i_r(t)$ oraz sygnałów sterujących łącznikami TM1 (F_{TM1}) i TM2 (F_{TM2}) jest przedstawiony na rysunku 2.

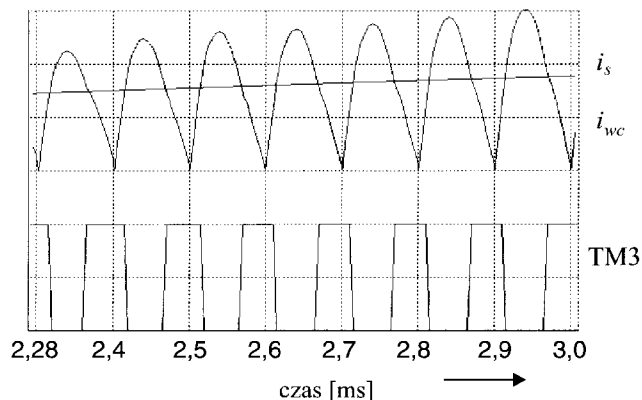


Rys. 2. Przebiegi czasowe prądu obwodu rezonansowego i sygnałów sterujących łącznikami

Łącznik TM3 jest sterowany sygnałem wyjściowym z regulatora histerezowego, na wejście którego wprowadzone są sygnały: zadający prąd obciążenia $i_s(t)$ oraz prąd wyjściowy obwodu prostownika wysokiej częstotliwości $i_{wc}(t)$.

Przebieg prądów $i_{wc}(t)$ i $i_s(t)$ oraz sygnału sterującego łącznikiem TM3 przedstawione zostały na rysunku 3.

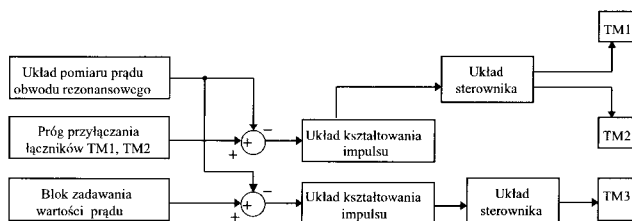
W chwili, gdy łącznik TM3 jest w stanie przewodzenia, strona wtórna transformatora TR obciążona jest obwodem rezonansowym, a wartość prądu ograniczona jest



Rys. 3. Przebiegi czasowe prądów i sygnału sterującego

jego impedancją falową. W ten sposób przy niskich wartościach chwilowych napięcia sieci zasilającej można uzyskać ciągły przepływ prądu po stronie pierwotnej transformatora układu zasilacza. W tym stanie pracy układu energia elektryczna pobierana z sieci zasilającej jest magazynowana w obwodzie rezonansowym. W chwili, gdy prąd przekroczy zadaną wartość, zostaje wyłączony tranzystor TM3, a energia zmagazynowana w obwodzie rezonansowym przekazywana jest do obwodu obciążenia. Gdy prąd mierzony $i_{wc}(t)$ zmaleje poniżej wartości prądu zadanego $i_s(t)$, następuje ponowne włączenie tranzystora TM3. Proces przekazywania energii odbywa się więc w sposób dyskretny.

Schemat blokowy sterowania tranzystorami modulatora TM1, TM2 i tranzystorem TM3 przedstawia rysunek 4.



Rys. 4. Schemat blokowy sterowania tranzystorami modulatora

Zakładając, że źródłem zasilania układu jest sieć, której napięcie jest nie odkształcone (przebieg czasowy napięcia jest sinusoidalnie zmienny), otrzymujemy następujące zależności opisujące napięcie na wyjściu modulatora:

$$u_{t1}(t) = u_{ta}(t) + u_{tb}(t)$$

$$u_{ta}(t) = F_{TM1}(t) u_m \sin(\omega_0 t)$$

$$u_{tb}(t) = F_{TM2}(t) u_m \sin(\omega_0 t)$$

gdzie:

$$\omega_0 = 2\pi f_0 \quad (f_0 = 50\text{Hz lub } 60\text{Hz})$$

$F_{TM1}(t)$ — funkcja stanu łącznika TM1

$F_{TM2}(t)$ — funkcja stanu łącznika TM2

Stąd napięcie pierwotnej strony transformatora wynosi:

$$u_{t1}(t) = (F_{TM1} + F_{TM2}) u_m \sin(\omega_0 t)$$

lub

$$u_{t1}(t) = F_{TR} u_m \sin(\omega_0 t)$$

Funkcje stanu łączników modulatora wyrażają się zależnościami:

$$F_{TM1} = \frac{1}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{-1+(-1)^n}{n\pi} \sin(n\omega_m t)$$

$$F_{TM2} = \frac{1}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1+(-1)^{n+1}}{n\pi} \sin(n\omega_m t)$$

$$F_{TR} = \frac{2}{\pi} + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1-(-1)^n}{n} \sin(n\omega_m t)$$

gdzie:

$$\omega_m = [L_r \cdot C_r]^{-1/2},$$

L_r — indukcyjność obwodu rezonansowego

C_r — pojemność obwodu rezonansowego

Prąd w obwodzie rezonansowym opisany jest następującym wzorem:

$$i_r(t) = \{ \text{sgn}(u_{t1}) \vartheta u_{t1}(t) - u_{TM3}(t) \} [L_r / C_r]^{-1/2} \sin(\omega_m t)$$

gdzie:

ϑ — przekładnie napięciowe transformatora TR

$u_{TM3}(t)$ — chwilowa wartość napięcia na łączniku TM3

3. BADANIA MODELU SYMULACYJNEGO

Do badań symulacyjnych wykorzystano pakiet programów do modelowania układów energoelektronicznych TCAD 4.2.

Przyjęto następujące parametry układu symulowanego:

— napięcie zasilania $U_s = 110\text{ V}$

— napięcie wyjściowe $U_w = 30\text{ V (DC)}$

— przekładnia napięciowa $\vartheta = 4$

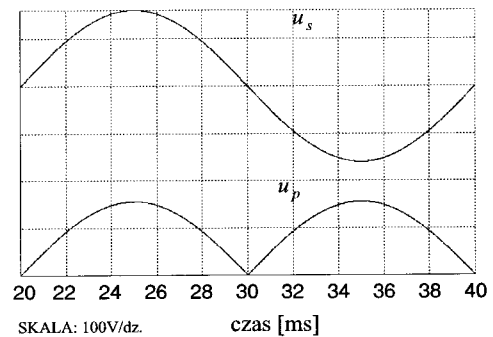
— częstotliwość rezonansowa $f_m = 5\text{ kHz}$

— pojemność obwodu rezonansowego $C_r = 13\text{ }\mu\text{F}$

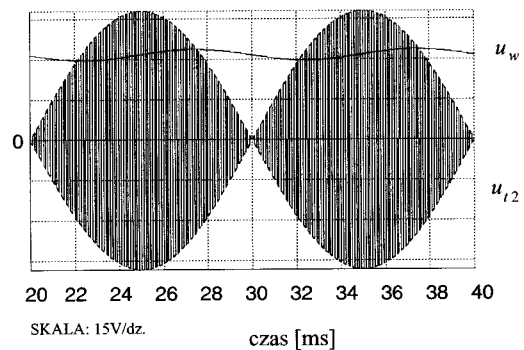
— pojemność filtra wyjściowego $C_w = 1000\text{ }\mu\text{F}$

— obciążenie na wyjściu $R_w = 2$

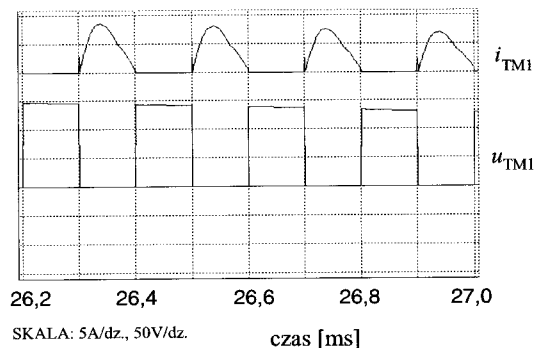
Wyniki badań symulacyjnych przedstawiają oscylogramy przebiegów czasowych napięć i prądów w wybranych punktach układu (rys. 5–8).



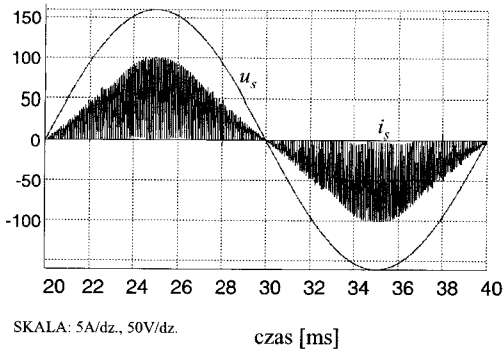
Rys. 5. Przebieg napięcia źródła zasilającego $u_s(t)$ i napięcia na wejściu modulatora (TM1, TM2) $u_p(t)$



Rys. 6. Przebieg napięcia na wyjściu transformatora wysokiej częstotliwości $u_{t2}(t)$ i napięcia na wyjściu układu zasilacza $u_w(t)$

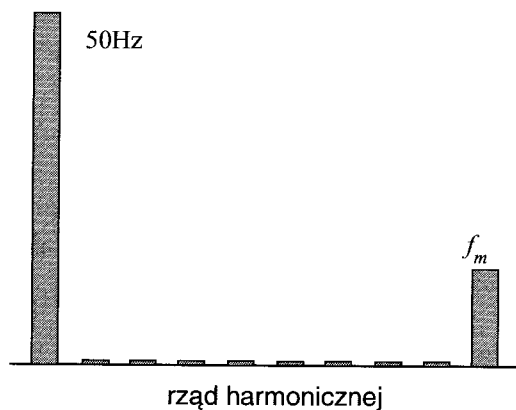


Rys. 7. Przebieg napięcia i prądu łącznika TM1, $u_{TM1}(t)$, $i_{TM1}(t)$



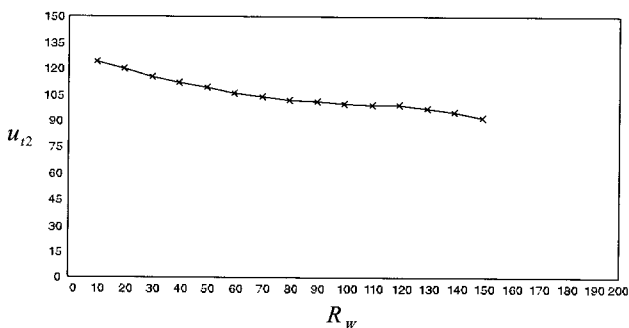
Rys. 8. Przebieg napięcia zasilającego $u_s(t)$ i prądu pobieranego z sieci zasilającej $i_s(t)$

Poniżej przedstawiona została charakterystyka widmowa przebiegu czasowego prądu pobieranego z sieci zasilającej.



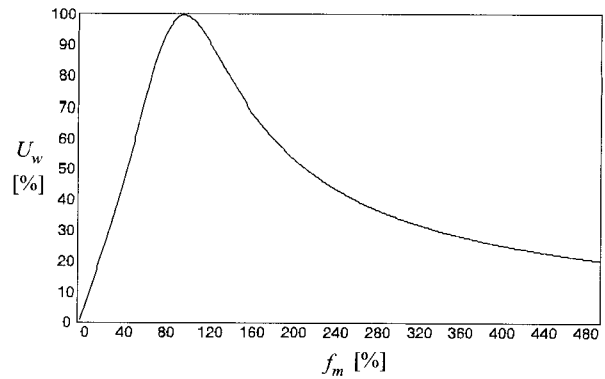
Rys. 9. Charakterystyka widmowa prądu $i_s(t)$ pobieranego z sieci zasilającej

Zależność maksymalnej wartości napięcia na zaciskach wtórnych transformatora wysokiej częstotliwości od zmian obciążenia układu pokazuje rysunek 10.



Rys. 10. Charakterystyka amplitudy napięcia wtórnej strony transformatora $u_{t2}(t)$ przy zmianie obciążenia R_w

Na rysunku 11 przedstawiona została charakterystyka napięcia wyjściowego układu w funkcji częstotliwości pracy modulatora.



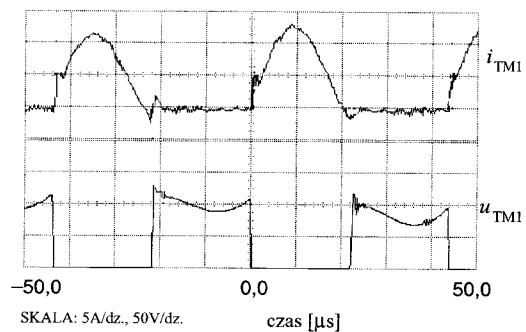
Rys. 11. Charakterystyka napięcia wyjściowego układu U_w [%] w funkcji częstotliwości przełączania modulatora f_m [%]

4. BADANIA MODELU LABORATORYJNEGO

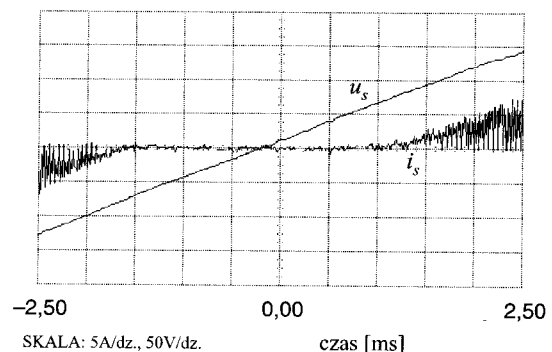
Parametry układu eksperymentalnego:

- napięcie zasilania $U_s = 110$ V
- napięcie wyjściowe $U_w = 30$ V (DC)
- przekładnia napięciowa $\vartheta = 4$
- częstotliwość obwodu rezonansowego $f_m = 12$ kHz
- pojemność obwodu rezonansowego $C_r = 10$ μ F
- pojemność filtra wyjściowego $C_w = 10\ 000$ μ F
- obciążenie na wyjściu $R_w = 1,5$ Ω

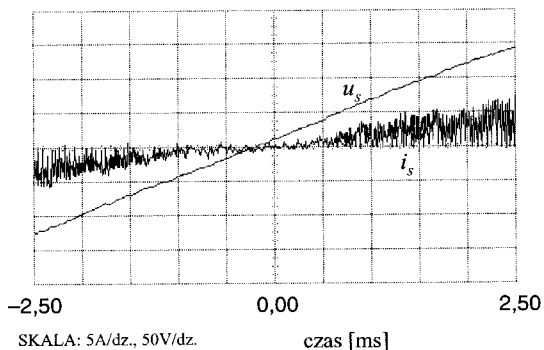
Wyniki badań eksperymentalnych przedstawiają przebiegi czasowe napięcia i prądu w wybranych punktach układu (rys. 12–16).



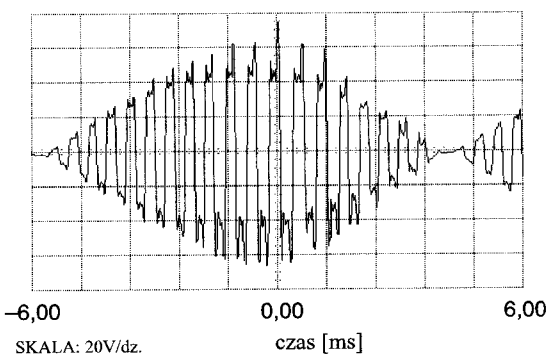
Rys. 12. Przebieg napięcia na łączniku TM1 $u_{TM1}(t)$ i prądu $i_{TM1}(t)$



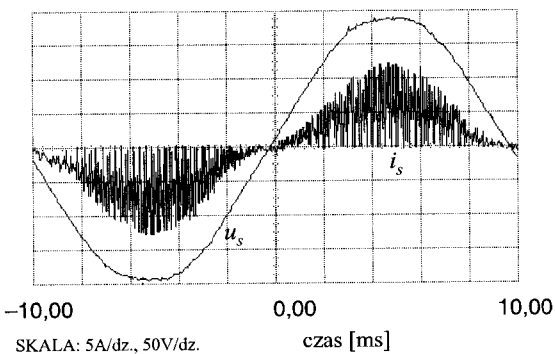
Rys. 13. Przebieg napięcia zasilania układu $u_s(t)$ i prądu pobieranego z sieci $i_s(t)$ dla wartości napięcia zasilania bliskich zera, przy pracy układu bez prądowego sprzężenia zwrotnego



Rys. 14. Przebieg napięcia zasilania układu $u_s(t)$ i prądu pobieranego z sieci $i_s(t)$ dla wartości napięcia zasilania bliskich zera, przy pracy układu z prądowym sprzężeniem zwrotnym



Rys. 15. Przebieg napięcia na wyjściu transformatora wysokiej częstotliwości $u_{t2}(t)$



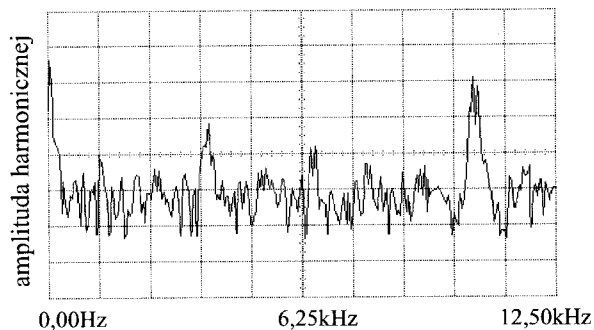
Rys. 16. Przebieg napięcia zasilającego $u_s(t)$ i prądu pobieranego z sieci zasilającej $i_s(t)$

Na rysunku 17 pokazano charakterystykę widmową prądu, pobieranego z sieci zasilającej, którego przebieg czasowy przedstawiony został na rysunku 16.

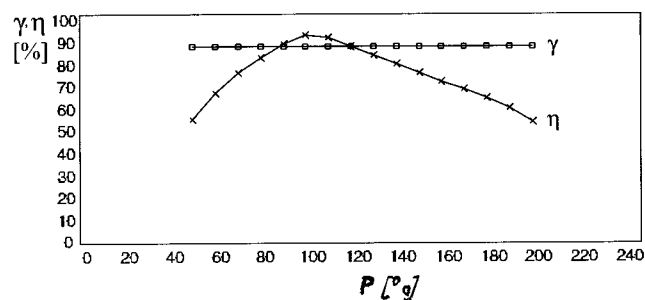
Rysunek 18 przedstawia charakterystykę współczynnika odkształcenia ($\gamma = \frac{S_1}{S}$) i sprawności układu przy zmianach obciążenia (S — moc pozorna; S_1 — moc pozorna harmonicznej podstawowej).

5. WNIOSKI

Poniżej zamieszczone zostały wyniki badań porównawczych opisanego w artykule układu oraz dwóch układów



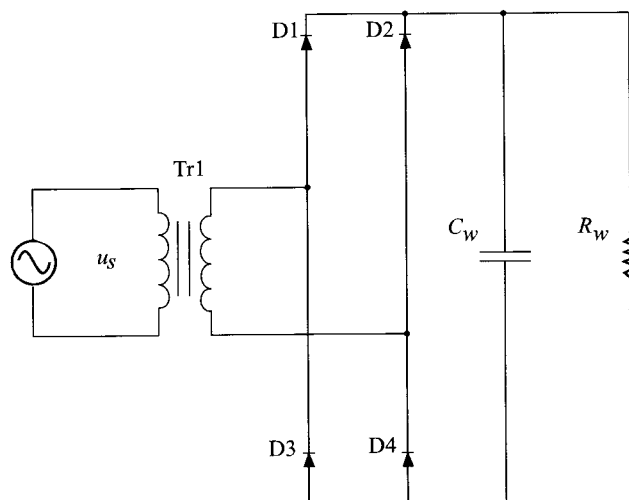
Rys. 17. Charakterystyka widmowa prądu $i_s(t)$ pobieranego z sieci zasilającej



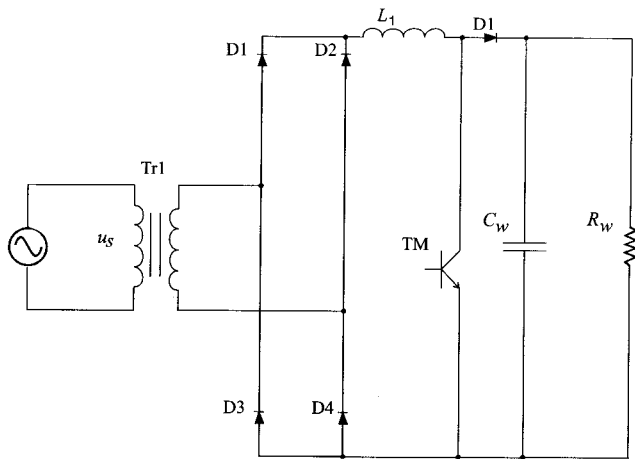
Rys. 18. Charakterystyka współczynnika odkształcenia γ [%] i sprawności układu η [%] przy zmianie obciążenia P [%]

przekształtników AC/DC przedstawionych na rysunkach 19a i 19b.

Na rysunku 19a pokazano schemat konwencjonalnego przekształtnika AC/DC z transformatorem sieciowym na wejściu, rysunek 19b przedstawia przekształtnik AC/DC z sieciowym transformatorem na wejściu oraz układem podwyższającym napięcie pozwalającym na poprawę przebiegu czasowego prądu wejściowego. Układ prezentowany w artykule oznaczony został symbolem „C”.



Rys. 19a. Układ „A” — konwencjonalny układ przekształtnika AC/DC



Rys. 19b. Układ „B” — układ przekształtnika o poprawionym kształcie przebiegu czasowego prądu pobieranego z sieci zasilającej

Tabela 1 przedstawia zawartość wyższych harmonicznych prądu (w amperach) wyznaczonych dla wartości skutecznej prądu obciążenia układów: $I = 5 \text{ A}$.

Tabela 1.

Rząd harmonicznej prądu	1	3	5	7	9	11	13	15
Wartości dop.* [A]	—	2,30	1,14	0,77	0,40	0,33	0,21	0,15
Układ A [A]	3,85	2,74	1,37	0,33	0,39	0,26	0,10	0,16
Układ B [A]	4,99	0,10	0,04	0,02	0,01	0,00	0,00	0,00
Układ C [A]	4,51	0,04	0,03	0,06	0,04	0,02	0,01	0,00

* — wartości dopuszczalne podane w EN 61000-3-2

W tabeli 2 zamieszczono wartości współczynnika odkształcenia, współczynnika przesunięcia fazowego, oraz częstotliwość napięcia zasilającego transformator dla poszczególnych układów.

Tabela 2. a — współczynnik odkształcenia γ [%]; b — współczynnik przesunięcia fazowego $(P_1/S_1) = \cos(\phi_1)$; c — częstotliwość pracy transformatora obniżającego napięcia

Typ układu	a	b	c
Układ A	77	0,67	50–60 Hz
Układ B	99	0,99	50–60 Hz
Układ C	91	0,99	10–120 Hz

gdzie:

P_1 — moc czynna harmonicznej podstawowej.

Przedstawione wyniki badań wykazują bardzo wysoką wrażliwość układu „C” na zmiany impedancji sieci oraz obciążenia. Zmiany te mogą być powodem odchylenia częstotliwości pracy modulatora od wartości znamiono-

wej, co utrudnia dopasowanie na wejściu układu zasilacza filtra dolnoprzepustowego. Układ umożliwia znaczne zmniejszenie gabarytów i ciężaru przekształtnika AC/DC przy założonej jego mocy. Uzyskanie idealnego przełączania tranzystorów modulatora możliwe jest wyłącznie przy obciążeniu znamionowym. Prąd pobierany z sieci zasilającej przez badany przekształtnik pozostaje zawsze w fazie z napięciem zasilającym.

7. LITERATURA

1. EN 61000-3-2 1994: *Electromagnetic compatibility (EMC) — Part 3: Limits — Section 2: Limits for harmonic current emissions (equipment input current $\leq 16 \text{ A}$ per phase)*.
2. Farrington R., Jovanović M.M., Lee F.C.: *Design oriented analysis of reactive power in resonant converters*. 0885-8993 IEEE 1993.
3. Moon G.W., Jo B.R., Ann H.W., Youn M.J.: *Modeling and predictive current control technique for new zero-current switched high power factor rectifier*. 0-7803-1227-9 IEEE 1993.
4. Salmon J. C.: *Techniques for minimizing the input current distortion of current — controlled single-phase boost rectifiers*. 0885-8993 IEEE 1993.
5. Schutten M.J., Steigerwald R.L., Kheraluwala M.H.: *Characteristics of load resonant converters operated in a high-power factor mode*. IEEE Transactions on Power Electronics 1992, 7, 2.
6. Supronowicz H.: *Metody zmniejszania zawartości harmonicznych w prądach pobieranych przez odbiorniki nieliniowe z sieci zasilającej*. OWPW, Warszawa 1995.
7. Takahashi I., Igarashi R.Y.: *Dither rectifier having improved power factor and its applications*. EPE Firenze 1991.
8. Thottuvelil V.J., Chin D., Verghese G.C.: *Hierarchical approaches to modeling high-power factor AC/DC converters*. IEEE Transactions on Power Electronics 1991, 6, 2.
9. Tunia H., Winiarski B.: *Energoelektronika*. WNT, Warszawa 1994.
10. Wernekinck E., Kawamura A., Hoft R.: *A high frequency AC/DC converter with unity power factor and minimum harmonic distortion*. IEEE Transactions on Power Electronics 1991, 6, 3.
11. Willers M.J., Egan M.G., Murphy J.M.D., Daly S.: *An AC/DC converter with low input distortion and near unity power factor*. EPE Brighton, 1993, 13-16, 9.



Dr hab. inż. Henryk Supronowicz

Adiunkt Politechniki Warszawskiej, Instytut Sterowania i Elektroniki Przemysłowej. Urodzony w Warszawie 15 lipca 1939 r. Wydział Elektryczny Politechniki Warszawskiej ukończył w roku 1964. W roku 1975 uzyskał stopień doktora nauk technicznych w dziedzinie energoelektroniki, a stopień doktora habilitowanego w 1995 r. Zajmuje się oddziaływaniem odbiorników nieliniowych na sieć zasilającą oraz metodami poprawy współczynnika mocy.



Mgr inż. Dimbalengi Mafaya

Urodzony 15 sierpnia 1966 r. w Kikwit, Zair, po ukończeniu liceum technicznego w Kinszasie w roku 1985, uzyskał w 1987 r. stypendium rządu polskiego. Studiował na Politechnice Warszawskiej na Wydziale Elektrycznym. W 1994r. otrzymał dyplom mgr inż. elektryka, specjalizacja — energoelektronika. Obecnie jest konstruktorem-projektantem układów bezprzewodowych zasilaczy (UPS) w PH FAST TRADE.