Bogusław GRZESIK Tomasz STENZEL

MODEL ODCINKOWO-LINIOWY PRZEKSZTAŁTNIKA KLASY C ZBUDOWANY NA TRANZYSTORZE MOSFET PRZY STEROWANIU PROSTOKĄTNYM

Streszczenie. Praca poświęcona jest modelowi odcinkowo-liniowemu przekształtnika rezonansowego klasy C. Model obejmuje dwa zakresy pracy: *I* - praca w obszarze aktywnym zaworu oraz *II* - praca obejmująca obszar aktywny i rezystancyjny zaworu. Ustalono optymalne parametry przekształtnika, zasilania, sterowania i obciążenia, przy założeniu pełnego wykorzystania zaworu pod względem napięciowym, prądowym oraz ze względu na dopuszczalną mocy strat. W warunkach optymalnych sprawność wynosi 92.3% (w drugim zakresie pracy).

PIECEWISE LINEAR MODEL OF RESONANT CONVERTER CLASS C IN ACTIVE REGION OF VALVE

Summary. The work deals with piecewise linear model of resonant converter of Class C built on MOSFET transistor with rectangular driving. The model is valued for two modes of operation. In the first one (I) transistor works in the active area while in the second mode (II) it operates alternatively in active and resistive areas. The optimum parameters of the converters, i.e., supplying voltage, control and load have been obtained as the result of the analysis of the model. These optimum parameters ensure transistor operation with rated voltage, rated current and admissible power losses. The theoretical efficiency of the converter with optimum parameters is 92.3% and is obtained in the second mode of operation.

1. WSTĘP

Praca dotyczy zagadnienia energoelektroniki obejmującego wysokoczęstotliwościowe przekształcanie energii elektrycznej w systemach nagrzewania indukcyjnego [S1]. Przedmiotem pracy jest tranzystorowy przekształtnik rezonansowy klasy C, który zbudowany jest na tranzystorze MOSFET. Jest on sterowany w szczególny sposób, za pomocą sygnału prostokątnego. Przekształtnik bada się poprzez badanie jego modelu odcinkowo-liniowego. Na wstępie przyjęto, że model przekształtnika zbudowany będzie na bazie tranzystorów IRF 460 oraz że częstotliwość pracy wynosi 1.2MHz. Częstotliwość ta podyktowana jest koniecznością przebadania możliwości realizacji technicznej półprzewodnikowego przekształtnika klasy C, który byłby porównywalny pod względem sprawności i mocy użytecznej z falownikami klasy: D i E [1;2;3;4].

Celem podjętych badań jest opracowanie odpowiedniego modelu, metody oraz algorytmu projektowania przekształtnika klasy C optymalizującego pracę zaworu [5;7].

2. ZAŁOŻENIA

Przyjęto następujące założenia:

- model zaworu jest modelem odcinkowo-liniowym, przy czym przełączanie zaworu jest bezinercyjne, poza tym wszystkie elementy przekształtnika są liniowe,
- · analizowany jest stan ustalony,
- obciążenie przekształtnika stanowi odbiornik stacjonarny *RL* o dużej dobroci *Q*, którego parametry dobierane są tak, by jak najlepiej wykorzystać zawór pod względem napięciowym, prądowym oraz mocy strat (optymalne wykorzystanie),
- zakłada się podstawową topologię przekształtnika klasy C bez transformatora dopasowującego,
- model zaworu ma parametry odpowiadające trzem tranzystorom MOSFET typu IRF 460 połączonym równolegle.

3. OPIS PRZEKSZTAŁTNIKA

Analizowany przekształtnik przedstawiono na rys.1. Jest to podstawowa topologia przekształtnika rezonansowego klasy C bez transformatora dopasowującego [5;7].

Przekształtnik zasilany jest ze źródła napięcia *E*. Dławik L_d służy do odpowiedniego, dość dobrego wygładzenia prądu zasilania. Zawór przekształtnika jest utworzony z trzech tranzystorów MOSFET połączonych równolegle i reprezentowany przez sterowane źródło prądu $g_{fs}u_{gs}$ oraz rezystancje R_{DS} . Odbiornikiem jest obwód złożony z dławika *L* i opornika *R*, połączonych szeregowo. Odbiornik wraz z kondensatorem *C* tworzą obwód rezonansu równoległego. Obwód ten z kolei jest przyłączony do pozostałej części przekształtnika poprzez kondensator blokujący C_b .

Parametry odbiornika reprezentują wzbudnik ze wsadem pewnego systemu nagrzewania indukcyjnego.



Rys.1. Schemat tranzystorowego przekształtnika rezonansowego klasy C Fig.1. Schematic diagram of the C Class converter

4. MODEL PRZEKSZTAŁTNIKA

Zaproponowany model odcinkowo-liniowy przekształtnika klasy C odzwierciedla ilościowo wszystkie istotne elementy mechanizmu przekształcania przekształtnika klasy C; pozwala na określenie istotnych charakterystyk i parametrów układu w całym zakresie sterowania.

Model odcinkowo-liniowy jest wygodny ze względu na przejrzystość i możliwość rozdzielenia procesu przekształcania na ciąg procesów opisanych równaniami liniowymi.

Zaproponowany model przekształtnika zilustrowano ilościowo przyjmując model zaworu odpowiadający trzem połączonym równolegle tranzystory IRF 460 (opisany za pomocą jego charakterystyki wyjściowej – (rys. 3). Wybrane parametry tranzystora IRF 460 zestawiono w tabeli 1.

Tabela 1

Parametry tranzystora IRF 460

Napięcie szczytowe dren-źródło	V _{DSS}	500V
Statyczna rezystancja dren-źródło	R _{DS(on)}	0.27Ω
Prąd impulsowy drenu	I _{DM}	240A
Prąd ciągły drenu	ID	20A
Transkonduktancja dren-źródło	gis	13 S

Przekształtnik może pracować w jednym z dwóch zakresów:

l - zakres pierwszy, w którym zawór pracuje wyłącznie w obszarze aktywnym (ten obszar pracy określany jest jako "płytka klasa C"),

II - zakres drugi, w którym zawór pracuje naprzemiennie w obszarze aktywnym i rezystancyjnym (ten drugi obszar pracy określa się jako "głęboka klasa C").

ZAKRES I. Przebiegi czasowe napięcia uDS i prądu iDS zaworu przedstawiono na rys. 2.

Trajektorię przełączania zaworu w pierwszym zakresie pracy przedstawiono na rys. 3.

Kąt 2θ jest kątem wysterowania zaworu. Wartość szczytowa prądu I_{DSmax} wynika z wysterowania zaworu przez napięcie bramki u_{GS} .



- Rys.2. ZAKRES *I*. Przebieg napięcia i prądu zaworu wysterowanego w obszarze aktywnym
- Fig. 2. First mode (1) of operation of the converter. Voltage and current waveforms of the converter (transistor in active region)



- Rys.3. ZAKRES *I.* Trajektoria przełączania zaworu (pracująca w obszarze aktywnym) na tle statycznej charakterystyki wyjściowej tranzystora MOSFET
- Fig. 3. First mode of operation (1). The switching trajectory (transistor in active region) and output MOSFET's characteristics

Wraz ze wzrostem wartości szczytowej prądu zaworu I_{DSmax} wzrasta amplituda napięcia zaworu U_{DSm} przy nie zmieniającej się wartości składowej stałej napięcia zaworu, równej napięciu zasilania *E*. Przebieg prądu zaworu wysterowanego w obszarze aktywnym w przedziale [- π , π] określony jest równaniem (1)

$$i_{DS}(\varpi t) = \begin{cases} I_{DS\max} = g_{fs} U_{GS} & -\theta < \varpi t < \theta \\ 0 & \theta < \varpi t < \pi \frown -\pi < \varpi t < -\theta \end{cases}$$
(1)

Aby zawór przekształtnika klasy C mógł być wysterowany w obszarze aktywnym, rys. 1 i 2, musi być spełniony warunek (2)

$$\frac{E - U_{DSm}}{R_{DS}} \ge g_{fs} U_{GS} \Longrightarrow U_{DSm} \le E - R_{DS} g_{fs} U_{GS} , \qquad (2)$$

Na podstawie równania (1) przy zachowaniu warunku (2) określa się dwie zasadnicze składowe prądu *i*_{DS}, składową harmoniczną zerową oraz pierwszą harmoniczną (3a), (3b)

$$i_{DS}(\varpi t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\theta}^{\theta} I_{DS\max} dt \, \varpi t + \frac{1}{\pi} \left(\int_{-\theta}^{\theta} I_{DS\max} \cos(\varpi t) d\varpi t \right) \cos(\varpi t) , \qquad (3a)$$

$$i_{DS}(\varpi t) = \frac{\theta}{\pi} I_{DSmax} + \frac{2}{\pi} I_{DSmax} \sin \theta \cos(\varpi t) , \qquad (3b)$$

ZAKRES II. Przebiegi czasowe napięcia u_{DS} i prądu i_{DS} zaworu przedstawiono na rys. 4. Odpowiednią trajektorię przełączania zaworu przedstawiono na rys.5. Oprócz kąta wysterowania 2θ do opisu pracy przekształtnika w zakresie II wykorzystuje się kąt α nazywany progowym.





Fig.4. Second mode (II) of operation of the converter. Voltage and current waveforms of the switch operating alternatively in active and resistive region



- Rys.5. ZAKRES II. Trajektoria przełączania zaworu, pracującego na przemian w obszarze aktywnym i rezystancyjnym, na tle statycznej charakterystyki wyjściowej tranzystora MOSFET
- Fig.5. Second mode (II) of operation of the converter. The switching trajectory of the MOSFET transistor and its output characteristic

Przebieg prądu zaworu wysterowanego w głęboką klasę C określony jest równaniem (4), przy czym kąt α (5) określa punkt przejścia zaworu z obszaru aktywnego w obszar rezystancyjny (rys. 5).

$$i_{DS}(\varpi t) = \begin{cases} I_{DS\max} = g_{fs} U_{GS} & \alpha < \varpi t < \theta \\ \frac{E}{R} - \frac{U_{DS\max}}{R_{DS}} \cos(\varpi t) & \theta < \varpi t < \alpha \end{cases}$$
(4)

$$\alpha = \arg \cos \left[\frac{E - I_{DS \max} R_{DS}}{U_{DS m}} \right], \tag{5}$$

Równania (4) i (5) są słuszne jeżeli, spełnione są następujące warunki:

$$\frac{E - U_{DSm}}{R_{DS}} \le g_{fs} U_{GS} \Rightarrow U_{DSm} \ge E - R_{DS} g_{fs} U_{GS} \text{ oraz } U_{DSm} \le E , \qquad (6)$$

$$\theta \succ \alpha \Rightarrow \theta \succ ar \cos\left[\frac{E - I_{DS \max} R_{DS}}{U_{DSm}}\right] \cap \theta \le \pi/2$$
, (7)

Na podstawie równania (4), (5) przy zachowaniu warunków (6), (7) określa się dwie zasadnicze składowe prądu i_{DS} , zerową harmoniczną i_{DS0} (9) i pierwszą harmoniczną i_{DS1} (10).

$$i_{DS}(\varpi t) = I_{DS0} + I_{DS1} \cos(\varpi t) , \qquad (8)$$

$$I_{DS0} = \frac{1}{\pi} \int_{0}^{\alpha} \left(\frac{E - U_{DSm} \cos(\varpi t)}{R} \right) d\varpi t + \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\theta} g_{fs} U_{GS} d\varpi t \quad , \tag{9}$$

$$I_{DS1} = \frac{2}{\pi} \int_{0}^{\alpha} \left(\frac{E - U_{DSm} \cos(\varpi t)}{R} \right) Cos(\varpi t) d\varpi t + \frac{2}{\pi} \int_{\alpha}^{\theta} g_{fs} U_{GS} \cos(\varpi t) d\varpi t \quad . \tag{10}$$

5. OPTYMALZACJA PARAMETRÓW PRZEKSZTAŁTNIKA

Określenie optymalny oznacza w niniejszej pracy najlepsze możliwe wykorzystanie zaworu pod względem napięciowym, prądowym oraz ze względu na dopuszczalną moc strat P_{DSdop} [S1].

Algorytm optymalnego doboru parametrów przekształtnika (optymalizacji) polega na określeniu: napięcia zasilania E, obwodu rezonansowego RLC, kąta przewodzenia zaworu θ , oraz prądu szczytowego zaworu I_{DSmax} - przy określonych założeniach, że:

1) dana jest częstotliwość rezonansowa f_r .

2) tranzystor jest wykorzystany napięciowo w stopniu maksymalnym, czyli

$$E + U_{DSm} = V_{DDS} , \qquad (11)$$

3) tranzystor jest wykorzystany prądowo w stopniu maksymalnym, czyli

$$I_{DSmax} = I_{DM} \,, \tag{12}$$

4) tranzystor wykorzystany jest pod względem dopuszczalnych strat mocy maksymalnie,

$$P_{DS} = P_{DSdop}, \tag{13}$$

gdzie P_{DSdop} - dopuszczalna moc strat.

Dla powyższych założeń dokonano analizy pracy przekształtnika w zakresie I i II.

W I zakresie pracy możliwe było takie określenie parametrów (E, I_{DSmax} , θ , RLC), aby spełnione były założenia 1, 2, 4. Sprawność przekształtnika osiągnęła wartość 91% przy niepełnym wykorzystaniu tranzystorów pod względem prądowym (założenie 3), tzn.

$$I_{DSmax} < I_{DM} \tag{14}$$

Ponieważ układ równań opisujący model analityczny przekształtnika klasy C w *II* zakresie pracy jest źle uwarunkowany względem kąta α (5), to niezbędne było przeprowadzenie analizy przy założeniu określonego stosunku kątów α/θ .

Z przeprowadzonej analizy wynika że najlepsze wyniki, spełnienie założeń (1, 2, 3, 4), osiąga się dla kąta $\alpha = 0.7\theta$ gdy $\theta = 0.46$ rad (tabela 2).

Wyniki analizy mającej na celu określenie optymalnych parametrów przekształtnika zamieszczono na rys. 6 i 7.

Charakterystyka z rys. 6 stanowi wynik pośredni analizy drugiego zakresu pracy, w którym znaleziono optymalne parametry przekształtnika, zasilania *E*, sterowania (I_{DSmax}, θ) i obciążenia *RLC*. Charakterystyki z rys. 6 stanowią jeden punkt współrzędnej I_{DSmax} na wykresach z rys. 7, zwany optymalnym - *Opt*. Zaznaczono go odpowiednio linią przerywaną. Zawierają one informacje o właściwościach przekształtnika obejmujące dwa zakresy pracy.

Rysunek 6 przedstawia charakterystyki: E, U_{DSm} , I_{DSmax} , η , P_1 , Z w funkcji kąta przewodzenia zaworu θ , gdzie Z jest impedancją obwodu obciążenia RLC, przy częstotliwości rezonansowej $f_r = 1.2 MHz$.

Kolejne wykresy, 4 i 5 (rys. 7), prezentują odpowiednio charakterystyki amplitudy napięcia zaworu U_{DSm} , oraz prądu dławika J.

Charakterystyka 1 i 2 (rys. 7) przedstawia moc wejściową P_1 , moc wyjściową P_2 oraz moc strat P_{DS} w zaworze analizowanego przekształtnika.

Sprawność przekształtnika η zamieszczono w części 3 na rys.7. Uwzględnia ona tylko straty zaworu.

Na uwagę zasługuje wykres 6 (rys.7), $\alpha = f(I_{DSmax})$, który podaje, jak zmienia się kąt graniczny α w funkcji I_{DSmax} .

Tabela 2

Parametry przekształtnika

Kąt przewodzenia zaworu	θ=0.46 rad
Kąt graniczny	α=0.322 rad
Napięcie zasilania	E=254.2V
Parametry obwodu rezonansowego	R=0.0516Ω L=6.853 10 ⁻⁸ H C=2.565 10 ⁻⁷ F Q=10



- Rys.6. Charakterystyki $(E, U_{DSm}, I_{DSmax}, \eta, P_I, Z) = f(\theta)$ dla drugiego zakresu pracy II kąta $\alpha = 0.7\theta$
- Fig. 6. θ -characteristics for second mode of operation II, for $\alpha=0.7\theta$



- Rys. 7. Charakterystyki przekształtnika klasy C dla zakresu I i II w funkcji prądu I_{DSmax}.
 1 moc wejściowa i wyjściowa (P₁, P₂); 2 straty mocy P_{DS}, 3 sprawność η; 4 napięcie zaworu Udsm; 5 prąd dławika J; 6 kąt graniczny α
- Fig. 7. Characteristics of the converter class C for both modes of operation, I and II:
 1 input and output power (P₁, P₂); 2 power losses (P_{DS}); 3 efficiency η; 4 voltage across transistor Udsm; 5 reactor current J; 6 switching angle α

6. WNIOSKI

Najważniejszym wynikiem pracy są zależności przedstawione na rys. 6 oraz 7.

Pozwalają one na zaprojektowanie przekształtnika klasy C, pracującego w drugim zakresie, przy założonym zaworze i założonej częstotliwości pracy, przy czym zawór jest w pełni wykorzystany pod względem napięciowym, prądowym i dopuszczalnych strat mocy.

Dopasowania wymaga jedynie odbiornik; może ono być zrealizowane za pomocą transformatora lub/i obwodów pasywnych.

Charakterystyki z rys. 7 ilustrują właściwości przekształtnika w pełnym zakresie obciążeń, który obejmuje obydwa zakresy pracy. Najważniejszym wnioskiem jest to, że w drugim zakresie pracy sprawność zwiększa się tylko nieznacznie. Teoretyczna wartość sprawność wynosi 92.3%. Należy oczekiwać, że przy zastosowaniu tranzystorów Cool MOS sprawność przekształtnika będzie wyższa.

Praca obejmuje jedynie część badań mających na celu ustalenie wszystkich właściwości przekształtnika klasy C i porównanie tego przekształtnika z przekształtnikami rezonansowymi innych klas.

Następny etap badań, w których wykorzystane będą przedstawione wyniki, obejmować będzie zagadnienia dopasowania odbiornika za pomocą układu pasywnego.

LITERATURA

- 1. Kaczmarczyk Z.: Analiza energoelektronicznych falowników rezonansowych klasy E wysokiej częstotliwości, Praca doktorska, Pol. Śląska, Gliwice 1996.
- Kasprzak M.: Analiza wybranych wysokoczęstotliwościowych falowników do nagrzewania indukcyjnego zbudowanych w oparciu o tranzystory MOSFET, Praca doktorska, Pol. Śląska, Gliwice 1996.
- 3. Kazimierczuk M., Czarkowski D.: Resonant power converters. J. Wiley & Sons, Inc., New York 1995.
- 4. Mohan N., Undeland T.M., Robbins W.P.: Power Electronics, Converters, Applications and Design, J. Wiley & Sons Inc., New York 1995.
- Ryżko S., Ebert J.: Wzmacniacze rezonansowe i generatory mocy wielkiej częstotliwości, WNT Warszawa 1971.
- 6. Simpson P.G.: Grzanie indukcyjne. WNT, Warszawa 1960.
- 7. Zagajewski T.: Układy elektroniki przemysłowej. WNT, Warszawa 1973.

Recenzent: Dr hab. inż. Witold Pawelski, prof. Politechniki Łódzkiej

Wpłynęło do Redakcji 31 maja 1999 r.

Abstract

A schematic diagram of the Class C converter, f_r =1.2MHz, is depicted in Fig.1.

The converter consists of: the piecewise linear model of MOSFET transistor which includes resistor R_{DS} and voltage controlled current generator $I=f(g_{fs}u_{gs})$, the blocking capacitor C_b and the excitation coil RL. The converter is supplied from in the voltage source E

via inductor L_d . The piecewise linear model represents three transistors IRF 460 connected in parallel. The parameters of IRF 460 transistor are given in Tab.1.

The analysis comprises two modes of operation of the converter (I and II). Fig. 2 and 3 illustrate the first mode (I) of operation of the converter, in which the transistor operates only in the active region. This mode of operation is defined as "flat Class C". The drain current for the first mode of operation, (I), is described by the formula (1).

The second mode of the inverter operation (*II*) is presented in Figs. 4 and 5. The transistor operates alternately both in active and resistance regions. This mode of operation is defined as ",deep Class C". The drain current is described by the relations (4) and (5).

The features of the converter can be described by relevant characteristics divided into two parts. The first one is called θ -control characteristics and the second one is called I_{DSmax} -characteristics.

The first one describes the converter features for the second mode *II*. The sample of these characteristics is given in Fig. 6. They were derived by systematic calculation within the range of $\theta \in (0...\pi/2)$, $\alpha/\theta \in (0.1..07)$ assuming that the condition (6) is fulfilled. Besides, the power loss of the transistor P_{DS} and its voltage $U_{DS}=E+U_{DSm}=V_{DSS}$ were kept constant, 480W and 500V respectively. The characteristics in Fig. 6 are valid for $\alpha/\theta=0.7$. This is the case in which transistor reaches its highest voltage/current capability, i.e., $I_{DSmax}=I_{DM}$, $E+U_{DSm}=V_{DSS}$.

In this case the highest value of input power P_1 and highest efficiency of 92.3% were obtained.

These characteristics are the starting point for the second part of characteristics (Fig. 7).

The I_{DSmax} -characteristics are given in Fig. 7. The control angle is constant for these characteristics θ =0.46rad. Analysing characteristics in Fig. 7 one can observe that the efficiency rises within the second mode of operation by not more than approximately 4%.

The obtained data prove that the efficiency of this converter is not much worse than that of Class E inverter.