

Wpływ parametrów obwodu wyjściowego falownika na charakterystyki sterowania mocą wyładowania barierowego w procesie powierzchniowej obróbki tworzyw sztucznych

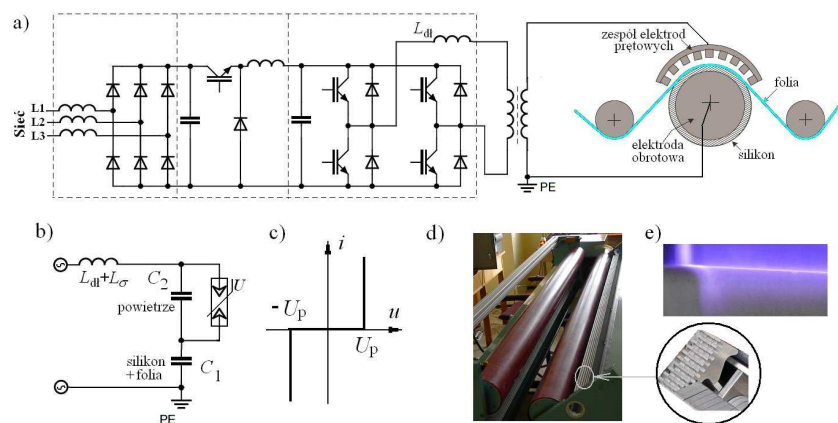
Abstract. The article describes a mathematical and simulation model of the dielectric barrier discharge generator used in the treating process of the polymer surface. Simulation model and mathematical relationships were used to investigate the influence of the inverter output circuit parameters on its control characteristics.

Słowa kluczowe: falownik rezonansowy, wyładowania barierowe, aktywacja powierzchni tworzyw
Keywords: resonant inverter, dielectric barrier discharge, surface corona treatment

Wprowadzenie

W celu poprawy przyczepności polimerów podczas klejenia, laminowania i drukowania stosuje się modyfikację ich powierzchni poprzez tzw. aktywację. Aktywacja polega na oddziaływaniu wyładowań niepełnych prądu przemiennego (tzw. wyładowań barierowych – ang. Dielectric Barrier Discharge, DBD) na warstwę polimeru. Dla uzyskania pożądanego poziomu przyczepności należy doprowadzić do tworzywa energię rzędu $0,65-1,3 \text{ kJ/m}^2$. Parametry aktywatorów mieszczą się na ogół w przedziale: moc - $0,5...10 \text{ kVA}$, częstotliwość – $5...50 \text{ kHz}$, napięcie na elektrodach – $4...20 \text{ kV}$.

Konstrukcja aktywatora folii polimerowych przedstawiona jest na rysunku 1a. Główne elementy aktywatora to: zasilacz nieregulowanego lub regulowanego (opcja) napięcia stałego, falownik, transformator oraz zespół elektrod wyładowczych. Wyładowania występują między elektrodą walcową (obrotową) i prętową (nieruchomą). Elektrody wraz

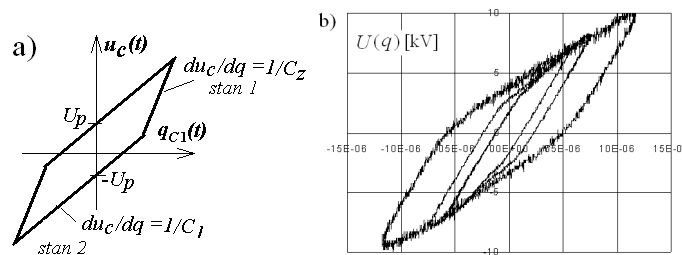


Rys.1. Aktywator folii polietylenowej: budowa (a), schemat zastępczy i charakterystyka obciążenia (b, c) oraz widok elektrod i wyładowania (d, e)

z dwoma warstwami dielektryka (silikon oraz powietrze) tworzą zespół kondensatorów. Trzecią warstwą dielektryka jest aktywowane tworzywo. Pojemności warstw silikonu i tworzywa uwzględnione są w dalszej analizie jako jeden kondensator. Pojemności elektrod oraz indukcyjności rozproszenia transformatora i dodatkowego dławika L_{di} stanowią obwód rezonansowy. Dobór przekładni transformatora oraz indukcyjności dławika umożliwia pracę układu w założonym zakresie częstotliwości, przy założonej mocy wyjściowej. Na rysunkach 1b i 1c przedstawiono schemat zastępczy zespołu elektrod i uproszczoną charakterystykę wyładowania $i=f(u)$ w powietrzu.

Podstawy matematyczne

Zgodnie ze schematem zastępczym (rys. 1b) i charakterystyką komory wyładowczej (rys. 1c) wyróżnić można dwa stany pracy (rys. 2): stan 1, w którym nie występują wyładowania oraz stan 2, w których występują wyładowania niezupełne (barierowe, DBD). W stanie 1 szybkość narastania napięcia $u_c(q)$ na zaciskach komory wyładowczej zależy od zastępczej pojemności C_z złożonej z szeregowo połączonych kondensatorów C_1 i C_2 (1). W stanie 2 napięcie na kondensatorze C_2 nie zmienia się, a szybkość narastania napięcia zależy od pojemności C_1 (2). Na podstawie przebiegu trajektorii $u_c(q)$ określić można eksperymentalnie parametry komory wyładowczej (rys. 2).



Rys. 2. Przebieg napięcia w funkcji ładunku dla elektrod wyładowczych: a) ilustracja przedstawiająca stany pracy, b) trajektoria uzyskana eksperymentalnie przy trzech różnych częstotliwościach napięcia wyjściowego falownika

$$(1), (2) \quad \frac{du_c}{dt} = \frac{1}{C_z} = \frac{C_1 + C_2}{C_1 C_2}, \quad \frac{du_c}{dt} = \frac{1}{C_1}$$

W celu opisu matematycznego jak również przy tworzeniu modelu symulacyjnego sprowadzono wartości parametrów oraz napięć i prądów strony wtórnej transformatora do strony pierwotnej (strony falownika). Wówczas sprowadzone wartości parametrów komory wynoszą: $C'_1 = \vartheta^2 C_1$, $C'_2 = \vartheta^2 C_2$, $C'_z = \vartheta^2 C_z$, $U'_p = U_p / \vartheta$, gdzie: U_p - napięcie zapłonu i gaśnięcia wyładowania, ϑ - przekładnia transformatora. W dalszej analizie indukcyjności rozproszenia mogą być pominięte, przy założeniu, że indukcyjność dławika L_{di} jest dużo większa od indukcyjności rozproszenia transformatora,

Częstotliwość napięcia wyjściowego falownika f_{syn} , przy której następuje synchronizacja prądu i napięcia, przy uwzględnieniu przekładni ϑ , mieści się w granicach $f_{rmax} > f_{syn} > f_{rmin}$ (zal. 3 i 4).

$$(3), (4) \quad f_{rmax} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{di}C_z\vartheta^2}}, \quad f_{rmin} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{di}C_1\vartheta^2}}$$

VIII Konferencja Naukowo-Techniczna – i-MITEL 2014

Dla napięć zasilających oraz częstotliwości, przy których napięcie na kondensatorze C_2 nie osiąga napięcia progowego U_p , przez nieliniową część odbiornika nie płynie prąd. W takich warunkach komora jest odbiornikiem liniowym – kondensatorem o pojemności C_z , który wraz z dławikiem L_{dl} tworzy obwód rezonansowy. Obwód ten ma własności filtra dolnoprzepustowego, a prąd przez niego płynący oraz napięcie na zastępczym kondensatorze C_z ma kształt zbliżony do sinusoidy. W takim przypadku może być zastosowana klasyczna analiza dla przebiegów sinusoidalnych. Amplituda napięcia na kondensatorze C_2 odniesiona do amplitudy podstawowej harmonicznej napięcia wyjściowego falownika opisana jest zależnościami (5) - (7), gdzie: U_{C2_1m} – amplituda napięcia na kondensatorze C_2 , U_{Inv_1m} – amplitudy podstawowej harmonicznej napięcia wyjściowego falownika (w układzie pełnego mostka, przy maksymalnym współczynniku wypełnienia), $\omega_s = 2\pi f_s$ – pulsacja napięcia wyjściowego falownika, f_s - częstotliwość przełączania tranzystorów.

$$(5) \quad \frac{U_{C2_1m} / \vartheta}{U_{Inv_1m}} = \left| \frac{1}{\omega_s^2 L_{dl} \vartheta^2 C_z - 1} \cdot \frac{C_z}{C_2} \right|$$

$$(6), (7) \quad U_{Inv_1m} = \frac{4}{\pi} U_{dc}, \quad U_{C2m} = U_p \approx U_{C2_1m}$$

Zależność (7) określa moment w którym amplituda napięcia na kondensatorze C_2 osiąga wartość U_p . Z zależności (5) – (7) wyznaczyć można częstotliwości graniczne, przy których pojawiają się wyładowania barierowe.

$$(8) \quad f_{sgr1} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L_{dl} \vartheta^2 C_2} \left(\frac{C_2}{C_z} - \frac{4U_{dc}}{\pi U_p / \vartheta} \right)},$$

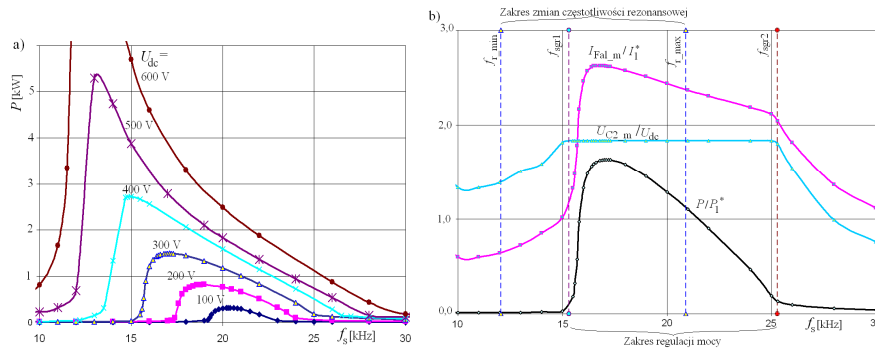
$$(9) \quad f_{sgr2} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L_{dl} \vartheta^2 C_2} \left(\frac{C_2}{C_z} + \frac{4U_{dc}}{\pi U_p / \vartheta} \right)}.$$

Zgodnie z zależnościami (8) i (9) wyładowania występują gdy $f_{sgr1} < f_s < f_{sgr2}$. Wartości częstotliwości granicznych zależą nie tylko od pojemności elektrod i indukcyjności dławika L_{dl} , ale także od napięcia zapięcia wyładowania, napięcia wyjściowego (wejściowego) falownika i przekładni transformatora. Przekładnia transformatora ma także wpływ na zakres częstotliwości pracy i moc urządzenia. Przy zmniejszaniu napięcia zasilającego falownik częstotliwości graniczne dążą do f_{rmax} (zal. 3, 8 i 9).

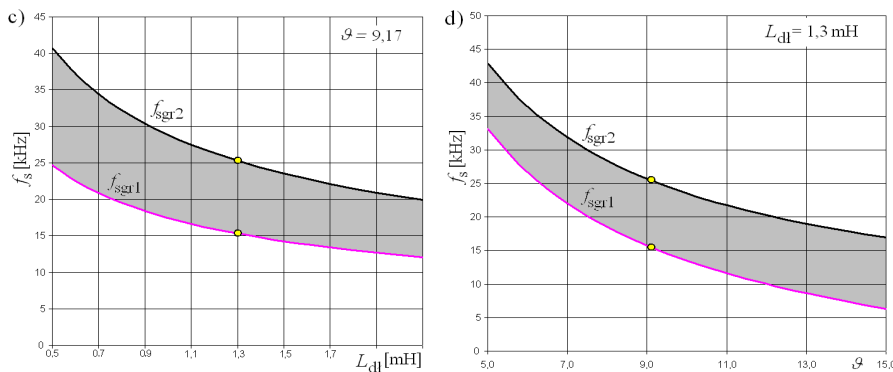
Zależności przedstawione powyżej były potwierdzone eksperymentalnie (przy jednej wartości przekładni [1]) oraz za pomocą badań symulacyjnych.

Charakterystyki mocy wyładowania w funkcji napięcia i częstotliwości przedstawione są na rysunku 3a, natomiast rysunek 3b przedstawia charakterystyki mocy, prądów i napięć na elementach w funkcji częstotliwości przy stałej wartości napięcia zasilającego falownik równej 300 V. Na rysunku 3b przedstawione zostały także częstotliwości graniczne określone równaniami (3), (4), (8) i (9). Rysunki 3a i 3b powstały przy założeniu stałej wartości przekładni transformatora ϑ oraz indukcyjności L_{dl} . W modelu symulacyjnym przyjęto wartości parametrów układu rzeczywistego o mocy $P_N=3$ kW: $U_{dc} \approx 300$ V, wałki: 2 sztuki 1700x100 mm, izolacja silikonowa 2 mm; elektrody: 2 sztuki 1600x36 mm o profilu zębatym, pojemność $C_1 = 1,59$ nF, $C_2 = 0,794$ nF; szczelina ok. 2 – 4 mm (zeby); $L_{dl} = 1,3$ mH; przekładnia $\vartheta = 9,17$. Na wyjściu falownika dołączony był

dodatkowy kondensator o względnie dużej pojemności, blokujący składową stałą (uwzględniony podczas symulacji komputerowej). Na rysunku 4 przedstawiono charakterystyki uzyskane na drodze analizy matematycznej (zal. (8) i (9)) dla powyższych danych. Na uwagę zasługuje fakt uzyskania takich samych wartości częstotliwości granicznych uzyskanych symulacyjnie i analitycznie (zaznaczono punkty na charakterystykach z rysunku 4). Częstotliwości te pokrywały się z częstotliwościami zmierzonymi eksperymentalnie, przy czym różnice nie przekraczały kilkuset herców.



Rys. 3. Przykładowe charakterystyki mocy wyładowania (a, b), napięcia maksymalnego na kondensatorze C_2 oraz prądu wyjściowego falownika (b) w funkcji częstotliwości napięcia wyjściowego falownika; wyniki symulacji; $I_1^* = U_{dc} / (L_{dl} C_1)^{1/2}$, $P_1^* = U_{dc}^2 / (L_{dl} C_1)^{1/2}$

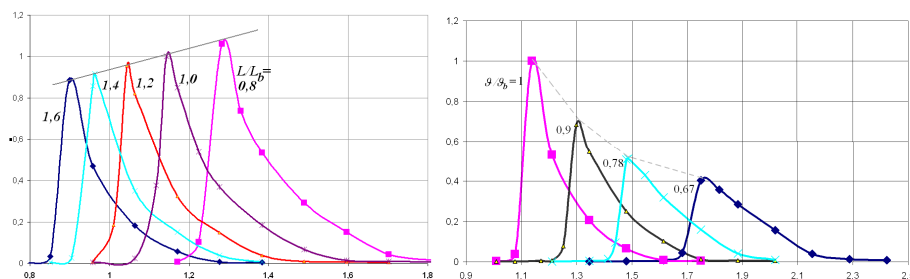


Rys. 4. Częstotliwości graniczne określające zakres zmian częstotliwości, przy których pojawiają się wyładowania; wyniki analizy matematycznej

Wpływ parametrów obwodu wyjściowego falownika na charakterystyki sterowania mocą

We wcześniejszych pracach nie badano wpływu zmian przekładni transformatora oraz indukcyjności dławika L_{dl} na charakterystyki sterowania mocą wyładowań DBD w układzie do obróbki powierzchniowej tworzyw. Wartości przekładni oraz indukcyjności najczęściej dobierane były eksperymentalnie. Duże zapotrzebowanie na urządzenia do obróbki różnych rodzajów tworzyw o różnych gabarytach (rys. 6) spowodowało konieczność zbadania wpływu przekładni transformatora i indukcyjności dławika na proces obróbki. Na rysunku 4 przedstawiono wpływ zmian wartości indukcyjności dławika obwodu rezonansowego oraz przekładni transformatora na częstotliwości graniczne, które określają zakres zmian częstotliwości przy modulacji PFM.

VIII Konferencja Naukowo-Techniczna – i-MITEL 2014



Rys. 5. Względna moc wyładowań w funkcji częstotliwości dla różnych indukcyjności obwodu rezonansowego (a) oraz przekładni transformatora (b); $L_b=1\text{mH}$, $v_b=9,17$, $f_b=1/(2\pi(C_1L_b)^{1/2})$

Na rysunku 5 przedstawione zostały charakterystyki sterowania mocą urządzenia o takich samych parametrach jak przedstawiono powyżej. Przyjęto przy tym stałe wartości pojemności elektrod oraz napięcia U_p . Należy zauważyć, że wraz ze zmianą przekładni transformatora zmieniają się zarówno wartości sprowadzonych do strony falownika pojemności elektrod oraz napięcia U_p .

Regulacja mocy procesu aktywacji [1, 2, 3] odbywać się może za pomocą modulacji: - szerokości impulsów (PWM), - częstotliwości (PFM, rys.3a, b, 5a, b), - napięcia na wejściu falownika (PAM, rys.3a), - modulacji PDM, - kombinacji wymienionych metod. Natomiast wpływ wartości parametrów obwodu wyjściowego falownika na charakterystyki regulacyjne przedstawiony jest na rysunku 5.

Wybrane zastosowania przemysłowe

Opisane w artykule urządzenia do powierzchniowej obróbki tworzyw metodą wyładowań niepełnych DBD produkowane są obecnie na podstawie dokumentacji i pod nadzorem autora. Na rysunku 6 przedstawione zostały urządzenia z opracowanymi przez autora generatorami. Natomiast komory wyładowcze oraz linie technologiczne (lub elementy tych linii) wykonano w Instytucie Inżynierii Materiałów Polimerowych i Barwników w Toruniu.

Wnioski

1. W artykule przedstawiono opis matematyczny oraz model symulacyjny układu wytwarzającego wyładowania DBD. Wcześniejsze prace autora [1] potwierdzają dostateczną zgodność wyników uzyskanych symulacyjnie z wynikami uzyskanymi eksperymentalnie, potwierdzając przydatność opracowanego modelu symulacyjnego.
2. Model symulacyjny oraz zależności matematyczne posłużyły do zbadania wpływu parametrów obwodu wyjściowego falownika na zakres zmian częstotliwości pracy generatora (rys.4) i jego charakterystyki regulacyjne (rys. 5).
3. Z rysunku 5a wynika, że moc maksymalna wyładowań zależy od indukcyjności dławika i zmienia się wraz z częstotliwością w sposób liniowy. Natomiast punkty określające moc maksymalną w funkcji przekładni i częstotliwości nie leżą na prostej. Analityczne określenie mocy maksymalnej i sposobu jej zmienności będzie przedmiotem przyszłych badań autora.
4. Opisane w artykule generatory do powierzchniowej obróbki tworzyw metodą wyładowań niepełnych DBD produkowane są obecnie na podstawie dokumentacji i pod nadzorem autora, a jeden ze sposobów sterowania generatorem uzyskał ochronę patentową [3].



Rys. 6. Urządzenia do powierzchniowej obróbki tworzyw za pomocą wyładowań koronowych (barierowych) z generatorami (a) wykonanymi na podstawie dokumentacji autora, obróbka: rur (b), folii (c), etykiet samoprzylepnych (d) oraz separatorów ruchu drogowego (e), elementy linii technologicznych wykonano w Instytucie Inżynierii Materiałów Polimerowych i Barwników w Toruniu.

Literatura

1. Mućko J. Corona Treatment System with Resonant Inverter - Selected Properties. 13th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE-PEMC 2008)
2. Tsai M. T. Chu C. L. Power control strategies evaluation of a series resonant inverter for atmosphere plasma applications IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE 2009).
3. Mućko J.: „Sposób sterowania falownikiem rezonansowym w zastosowaniu aktywatora folii” - Patent nr. P384865 (zgłoszenie/decyzja 07.04.2008/24.06.2013).

Autor: dr hab. inż. Jan Mućko prof. UTP; Uniwersytet Technologiczno-Przyrodniczy, Instytut Inżynierii Elektrycznej, ul. Prof. S. Kaliskiego 7, 85-789 Bydgoszcz, e-mail: mucko@utp.edu.pl