

Zastosowanie toru falowodowego o przekroju prostokątnym z przelotowym otworem poprzecznym do badania przenikalności elektrycznej ciał stałych

Streszczenie. W pracy zaproponowano koncepcję wykorzystania falowodu o przekroju prostokątnym z poprzecznie umieszczonym przelotowym otworem do kontroli wybranych wielkości fizycznych takich jak: przenikalność elektryczna i wilgotność, dla różnych rodzajów stałych materiałów dielektrycznych. W zaproponowanym rozwiązaniu wielkości te kontroluje się za pomocą pomiaru zmian mocy na końcu toru falowodowego. Sposób i miejsce wycięcia prostokątnego otworu przelotowego w ściankach oraz miejsce umieszczenia wpływają na jego możliwości badawcze.

Abstract. The paper proposes the concept of using a waveguide with rectangular cross section with transversely arranged through bore for the control of selected physical quantities, such as dielectric and humidity for various types of solid dielectric materials. In the proposed embodiment, these values are controlled by measuring changes in power at the end of the waveguide path. The method and cutting the rectangular hole through the wall and its positioning affects its research capabilities. (**Application a microwave waveguide of the rectangular cross section with transverse through hole for testing permittivity of solid materials**).

Słowa kluczowe: przenikalność elektryczna, wilgotność, poprzecznie wycięty tor falowodowy, straty mocy.

Keywords: permittivity, water content, wave guide with hole, power losses.

Wstęp

Falowód jest jednoprzewodnikową linią transmisyjną stosowaną w technice mikrofalowej. W technice falowodowej można wytwarzać wszystkie podstawowe elementy toru mikrofalowego takie jak: polaryzatory, izolatory, przełączniki, cyrkulatorami ferrytowych, złącza i przejścia, tłumiki, dzielniki mocy, sprzęgacze kierunkowe rezonatory, filtry, obciążenia itp. Obecnie łącza falowodowe zostały praktycznie wyparte przez technologie planarne, o dużej łatwości integracji z mikrofalowymi elementami aktywnymi. Dziś układy falowodowe używane są w technice antenowej, zwykle przy zastosowaniu dużych mocy (stacje radiolokacyjne) [6]. Autorzy tego opracowania podeszli inaczej do techniki falowodowej, po wstępnych badaniach [2], określili jej możliwości pomiarowe jako optymalne do wykorzystania dla pomiarów przenikalności elektrycznej oraz wilgotności materiałów. Zastosowanie niewielkich wartości pól elektromagnetycznych w tych układach pozwoliło na bezpieczne dla ludzi otwarcie toru falowodu poprzez wykonanie przelotowych wycięć poprzecznych w jego bokach.

Niewykorzystane dotychczas możliwości pomiarowo-badawcze stwarzają między innymi układy falowodowe z wyciętymi przelotowo otworami w falowodowych, umieszczonymi poprzecznie w stosunku do jego długości. Urządzenia takie są incydentalnie wykorzystywane w technice [2]. Spowodowane to jest zapewne powszechną nieznaną oddziaływania fal elektromagnetycznych na organizmy żywe.

Dielektryk w polu elektrycznym

W torze falowodowym prowadzone są fale elektromagnetyczne z zakresu mikrofalowego. Fale te są pochłaniane przez materię dielektryczną na dwa sposoby. Pierwszy mechanizm pochłaniania energii mikrofal związany jest z przewodnictwem jonowym. Pod wpływem pola elektrycznego, znajdujące się w materiale jony dodatnie zaczynają przemieszczać się zgodnie z kierunkiem działania pola elektrycznego natomiast jony ujemne w kierunku przeciwnym. Szybkie ruchy jonów pod wpływem harmonicznym zmian pola elektrycznego powodują grzanie się materiału dielektrycznego, a więc straty energii. Drugi, mechanizm pochłaniania związany jest ze zjawiskiem strat

dielektrycznych powstających przeważnie na skutek polaryzacji dipolowej (orientacyjnej). Jeśli w materiale poddanym działaniu pola elektromagnetycznego są dipole, wówczas w wyniku działania fali elektromagnetycznej dążą one do ustawienia się zgodnie z kierunkiem i zwrotem tego zmiennego pola elektrycznego. Pole elektryczne przekazuje dipolom energię, która jest następnie rozpraszana w materiale dielektrycznym i również tracona w postaci ciepła.

Umieszczając dielektryk w zewnętrznym polu elektrycznym następuje w nim polaryzacja struktury polegająca na wzajemnym przesunięciu cząstek tworzących wiązania względem położenia równowagi. Jednym z typów polaryzacji jest polaryzacja elektronowa podczas której lekkie elektrony atomów przesuwają się względem ciężkich jader we wiązaniach ich sieci krystalicznej.

Siła oddziaływania fali elektromagnetycznej na ładunek elektronu q_e określona jest wzorem Lorentza [5]:

$$(1) \quad \vec{F} = q_e \vec{E} + q_e \vec{v} \times \vec{B}$$

gdzie: \vec{E} - wektor natężenia pola elektrycznego fali elektromagnetycznej, \vec{B} - wektor indukcji magnetycznej fali elektromagnetycznej, \vec{v} - wektor prędkości elektronu.

Dopóki prędkość elektronów jest dużo mniejsza od prędkości fazowej fali elektromagnetycznej, wówczas bardzo małe oddziaływanie pola magnetycznego na elektron (druga składowa prawej strony powyższego wzoru) można pominąć.

Oddziaływanie pola elektrycznego fali płaskiej $\vec{E} = \vec{E}_x e^{j\omega t}$ dla drgań sinusoidalnych ma postać [3]:

$$(2) \quad \vec{F} = m_e \frac{d^2 x}{dt^2} = -kx - \gamma \frac{dx}{dt} + q_e \vec{E}$$

gdzie, m_e jest masą elektronu, x wychyleniem, k, γ są to współczynniki odpowiednio wyrażające stosunek siły do wychylenia i oporu ruchu, zależne od struktury jonu i sieci krystalicznej materiału.

Siła działająca na elektron jest równa sile inercji (bezwładności) a ta z kolei jest złożeniem siły zwrotnej (pierwszy człon równania (2) po prawej stronie) i siły tarcia (drugi człon równania (2) po prawej stronie), które są reakcją (odpowiedzią) na wymuszenie zewnętrzne polem

elektrycznym \vec{E} . Elektronu o ładunku elektrycznym q_e staje się wtedy oscylatorem Lorentza [4].

Dynamiczne objętościowe modele elektronów powiązane w sieci krystaliczne tworzą modele mikroskopowe dielektryków [4]. Każdy elektron w strukturze dielektryka, tworzy dipolowy moment elektryczny przemieszczający się względem swojego położenia spoczynkowego x_0 na skutek drgań cieplnych sieci krystalicznych oraz wymuszeń zewnętrznych (oddziaływania pola elektrycznego).

W stanie ustalonym wymuszenia harmonicznego polem elektrycznym, elektron jest wprowadzany w drgania o częstotliwości takiej samej, jak pole elektryczne które je wymusza, ale opóźnione w fazie o kąt θ . Przesunięcie elektronu podczas drgań od położenia wyjściowego można określić zależnościami [3]:

$$(1) \quad x_0 e^{-j\theta} = \frac{q_e}{m_e} E_x \frac{1}{(\omega_0^2 - \omega^2) + j2\mathcal{G}\omega}; \quad \theta = \arctg \frac{2\mathcal{G}\omega}{(\omega_0^2 - \omega^2)}$$

gdzie: $\mathcal{G} = \gamma / 2m_e$ jest współczynnikiem tłumienia drgań,

$\omega_0 = \sqrt{k/m_e}$ to częstość drgań własnych (czyli charakterystyczna pulsacja sprężysta wiązania elektronu).

Maksymalne wychylenie elektronu (maksymalna amplituda) występuje podczas rezonansu i dla pulsacji rezonansowej

$\omega_r = \sqrt{\omega_0^2 - 2\mathcal{G}^2}$ i wynosi ono [3]:

$$(2) \quad x_{0r} e^{-j\theta_r} = \frac{q_e}{m_e} E_x \frac{1}{(\omega_0^2 - \omega_0^2 - 2\mathcal{G}^2) + j2\mathcal{G}\sqrt{\omega_0^2 - 2\mathcal{G}^2}} = \frac{q_e}{m_e} E_x \frac{-1}{2\mathcal{G}[\mathcal{G} - j\sqrt{\omega_0^2 - 2\mathcal{G}^2}]}$$

Kąt opóźnienia fazowego podczas rezonansu można określić z zależności [3]:

$$(3) \quad \theta_r = \arctg \frac{-\sqrt{\omega_0^2 - 2\mathcal{G}^2}}{\mathcal{G}^2} = \arctg \left[-\sqrt{\frac{\omega_0^2}{\mathcal{G}^2} - 2} \right]$$

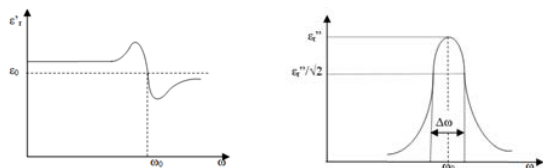
Przenikalność elektryczna dielektryka można przedstawić w postaci [3]:

$$(4) \quad \varepsilon_r = 1 + \frac{Nq_e^2}{m_e \varepsilon_0} \frac{1}{(\omega_0^2 - \omega^2) + j2\mathcal{G}\omega} = 1 + \frac{Nq_e^2}{m_e \varepsilon_0} \left[\frac{\omega_0^2 - \omega^2}{(\omega_0^2 - \omega^2)^2 + 4\mathcal{G}^2 \omega^2} - j \frac{2\mathcal{G}\omega}{(\omega_0^2 - \omega^2)^2 + 4\mathcal{G}^2 \omega^2} \right] = \varepsilon_r' - j\varepsilon_r''$$

gdzie: N jest liczbą elektronów w określonej (badanej) objętości dielektryka mającego podobne przemieszczenia poddanego działaniu pola elektrycznego, ω jest pulsacją pola elektromagnetycznego, ε_0 to przenikalność elektryczna próżni, natomiast $\omega_0 = \sqrt{k/m_e}$ jest częstością drgań własnych zwanych również charakterystyczną pulsacją sprężystego wiązania elektronu.

Wyrażenie powyższe przedstawia charakter rezonansowy zmian zespolonej przenikalności materiału dielektrycznego.

$$(5) \quad \varepsilon = \varepsilon_0 \varepsilon_r = \varepsilon_0 \varepsilon_r' - j\varepsilon_0 \varepsilon_r''$$



Rys. 1. Zmiany części rzeczywistej i części urojonej zespolonej przenikalności elektrycznej dielektryka w funkcji pulsacji.

Dyspersja występująca w dielektryku pokazana na rys.1, jest funkcją przenikalności względnej ε_r i zależy od pulsacji

ω a straty dielektryczne związane są z częścią urojoną przenikalności elektrycznej

W rzeczywistym dielektryku występują, nie tylko straty mocy biernej związane z przepływem prądu przewodzenia ale również straty mocy czynnej związane z okresową zmianą polaryzacji dielektryka, obracaniem cząstek (polaryzacją polarną) przesunięciem jonów lub atomów w sieci (polaryzacją atomową) oraz przesunięciem jąder atomowych i powłok atomowych (polaryzacja elektronowa). Niektóre z tych cząstkowych strat są pomijalnie małe.

Straty mocy w falowodzie prostokątnym

W falowodzie o niezmiennym prostokątnym przekroju poprzecznym rozciąga się wzdłuż osi z przyjętego prostokątnego układu współrzędnych x, y, z przy czym wymiar a położony jest wzdłuż osi x , wymiar b wzdłuż osi y natomiast długość falowodu rozciąga się wzdłuż osi z układu. Rodzaje pola, które mogą rozchodzić się w falowodzie prostokątnym oznacza się jako $TE_{m,n}$ i $TH_{m,n}$ gdzie liczby naturalne m i n nazywane są modami. Rozkłady pól elektrycznego i magnetycznego w falowodzie są odmienne dla każdego modu [3, 5].

Zespolony współczynnik propagacji fali elektromagnetycznej określony jest zależnością $\gamma = \alpha + j\beta$, gdzie: α [Np/m] jest współczynnikiem tłumienia natomiast β [rad/m] jest współczynnikiem fazy. Wielkość α reprezentują sumę współczynników tłumienia wynikających z różnych mechanizmów powstawania strat propagacyjnych w falowodzie. Podstawowe straty powstające przy przepływie energii pola elektromagnetycznego przez falowód, są sumą strat rezystancyjnych α_c , wynikające z przepływów prądów powierzchniowych po wewnętrznych ściankach falowodu oraz strat dielektrycznych α_d w wypełnieniu przestrzeni wewnętrznej falowodu. Wielkość β reprezentuje zmianę kąta składowej fali elektromagnetycznej na jednostkę długości falowodu.

Chwilowa wartość mocy czynnej przesyłanej przez falowód prostokątny (rys. 2a) może być określona zależnością [5, 6]

$$(6) \quad P = \frac{1}{2} \int_{x=0}^{x=a} \int_{y=0}^{y=b} (E_x H_y - E_y H_x) dy dx$$

gdzie: E_x, E_y to składowe przestrzenne wektora natężenia

pola elektrycznego a H_x, H_y są składowymi przestrzennymi wektora natężenia pola magnetycznej fali elektromagnetycznej w falowodzie. Dla stosowanego w pracy modu pola magnetycznego $TE_{1,0}$ wielkość chwilowa mocy czynnej wyraża się wzorem:

$$(7) \quad p(z, t) = H_0^2 \frac{\omega \mu \beta_{1,0} a^3 b}{2\pi} \cos^2(\omega t - \beta_{1,0} z)$$

gdzie: H_0 jest wartością maksymalną natężenia składowej magnetycznej pola elektromagnetycznego w falowodzie,

$\beta_{1,0} = \frac{1}{v} \sqrt{\omega^2 - \omega_c^2}$, $\omega = 2\pi f$ jest pulsacją pracy falowodu, $\omega_c = 2\pi f_c = \pi v/a$ to pulsacja odcięcia.

Wartość średnia tej mocy za okres T wynosi

$$(8) \quad P_{sr} = \frac{1}{T} \int_0^T p(z, t) dt = H_0^2 \frac{\omega \mu \beta_{1,0} a^3 b}{4\pi^2}$$

Ogólnie, średnie w okresie straty mocy liczone na jednostkę długości falowodu powstałe na skutek występowania prądów powierzchniowych w czterech jego wewnętrznych ściankach wynoszą [3]:

$$(9) \quad P_{sr}' = \frac{R_s a}{2} |\vec{H}_0|^2 \left(\frac{\omega}{\omega_c} \right)^2 \left[1 + \frac{2b}{a} \left(\frac{\omega}{\omega_c} \right)^2 \right] \left[\frac{W}{m} \right]$$

a $R_s = \sqrt{\frac{\omega\mu}{2\sigma}} [\Omega]$ jest rezystancją powierzchniową materiału wnętrza falowodu czyli rezystancją obszaru w które wnika pole elektromagnetyczne liczone na jednostkę długości falowodu [1], gdzie σ jest jego konduktywnością.

Jeżeli założymy, że średnia w okresie moc na początku falowodu ($z=0$) wynosi P_{0sr} , to maleje one wykładniczo wzdłuż osi z zgodnie z zależnością $P_{zss} = P_{0sr} e^{-2\alpha_c z}$.

Biorąc pod uwagę współczynnik tłumienia związany z przewodnością wysokoczęstotliwościową wypełnienia dielektrycznego falowodu α_d oraz współczynnik tłumienia wynikający z oddziaływania prądów powierzchniowych wewnątrz falowodu α_c określone w pracy [3], całkowity współczynnik tłumienia mocy w falowodzie α określony jest zależnością:

$$\alpha = \alpha_{c,TE_{1,0}} + \alpha_{d,TE_{1,0}} = \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_{c,TE_{1,0}}}{f}\right)^2}} \left\{ \frac{R_s}{Z_{fal} b} \left[1 + \frac{2b}{a} \left(\frac{f_{c,TE_{1,0}}}{f}\right)^2 \right] + \frac{\pi f l g \delta_c}{v} \right\} \left[\frac{Np}{m} \right] =$$

$$(10) \quad = \frac{1}{8,686} \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_{c,TE_{1,0}}}{f}\right)^2}} \left\{ \frac{R_s}{Z_{fal} b} \left[1 + \frac{2b}{a} \left(\frac{f_{c,TE_{1,0}}}{f}\right)^2 \right] + \frac{\pi f l g \delta_c}{v} \right\} \left[\frac{dB}{m} \right]$$

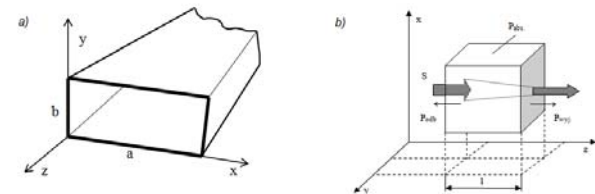
Jeżeli w zależności na prędkość fazową $v = 1/\sqrt{\mu\epsilon}$ uwzględnii zespolony charakter przenikalności elektrycznej $\epsilon = \epsilon' - j\epsilon''$, wówczas wyrażenie na całkowity współczynnik tłumienia jest wartością zespoloną.

Moc w torze falowodowym z przelotowym otworem

Na rys. 2a pokazano ogólny bilans mocy w torze falowodowym. Bilans mocy mikrofal działających na badaną próbkę umieszczoną w przelotowym otworze, przedstawia się następująco:

$$(11) \quad P_{wej} = P_{odb} + P_{abs} + P_{wyj}$$

gdzie: moc: $P_{wej}[W]$ - wejściowa, $P_{odb}[W]$ - odbita, $P_{abs}[W]$ - absorbowana, $P_{wyj}[W]$ - wyjściowa.



Rys. 2. a) Przekrój falowodu prostokątnego, b) Próba zbilansowania mocy w jednostkowej objętości dielektryka umieszczonego w przelotowym wycięciu w falowodzie

W skład mocy absorbowanej wchodzi również moc tracona w przelotowym wycięciu, nie tylko w samej próbce ale i w powietrzu otaczającym badaną próbkę. Z oceny prowadzących badania, wynika, że moc tracona w powietrzu jest niewielka i nie przekracza kilku procent w stosunku do mocy absorbowanej przez próbkę dielektryczną. Beźpośrednio związanym ze stratami powstałymi w wyniku pochłaniania mocy w badanej próbce, jest współczynnik pochłaniania α_e , który jest wyznacznikiem przepływu mocy w falowodzie. Przy przyjęciu, że moc odbita od badanej próbki jest minimalna i praktycznie nie występuje w bilansie, współczynnik ten można przedstawić w postaci [5, 6]:

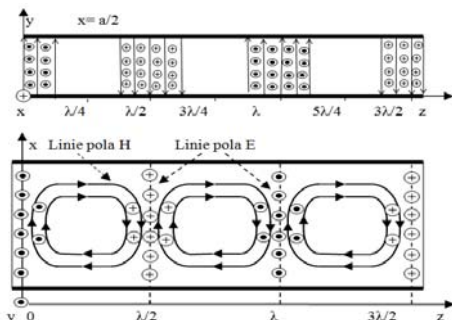
$$(12) \quad \alpha_e = \frac{P_{wyj}}{(P_{wej} - P_{odb})} = \frac{P_{wyj}}{P_{wej}},$$

gdzie: $\alpha_e = e^{-2\alpha z_s}$, przy czym z_s jest długością szczeliny powietrznej w falowodzie.

W celu sporządzenia bilansu mocy wykonano typowy tor mikrofalowy w którym umieszczono łącze falowodowe z przelotowym otworem.

Badania rzeczywistego toru falowodowego oraz zastosowane elementy mikrofalowe

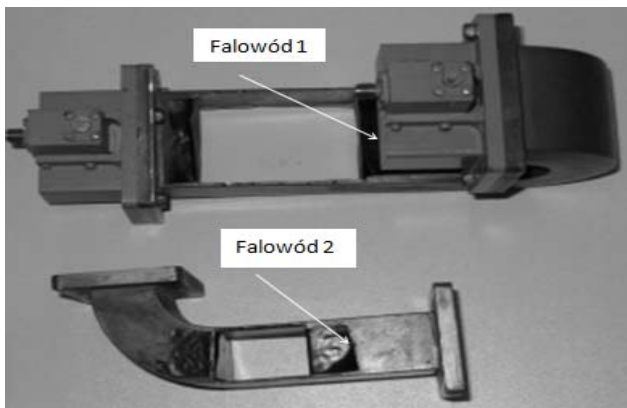
Z zakresu mikrofalowego w prowadzonych badaniach wykorzystano podzakres G o częstotliwościach granicznych 4,0 – 6,0 [GHz] przy zastosowaniu generatora wnikowego z diodą Gunna i podzakres J o częstotliwościach granicznych 5,3 – 8,2 [GHz] przy zastosowaniu generatora zewnętrznego. Zastosowano falowód o standardowych oznaczeniach: WG (*British Waveguide Number*)13, EIA (*Electronic Industries Association USA*) - WR 159, IEC (*International Electrotechnical Commission*) - R 58, wymiary wewnętrzne falowodu: głębokość $a=40,386$ [mm], wysokość $b=20,193$ [mm], dolna częstotliwość graniczna rodzaju podstawowego $TE_{10}(H_{10}) - f_{gr}=3,712$ [GHz], zalecane dolna częstotliwości graniczne zakresu użytkowego - $f_{min}=1,3f_{gr}=4,90$ [GHz], zalecane górna częstotliwości graniczne zakresu użytkowego - $f_{max}=1,9f_{gr}=7,05$ [GHz] Falowód tego typu ma stosunkowo duży przekrój poprzeczny $a \times b$. Złożono doświadczalny tor mikrofalowy na elementach falowodu prostokątnego składający się z generatora Alcatel typu VGSH – 100A o zakresie pracy 0,5-18 [GHz] zasilającego tor falowodowy w którego skład wchodziły: badane łącze falowodowe z przelotowym otworem z przyłączonym detektorem oraz miernikiem mocy na wyjściu firmy Boonton typu 4220. W tym torze, jak powiedziano to wcześniej, wykorzystano mod wiadący $TE_{10}(H_{10})$ o rozkładzie pola pokazanym na rys.4 i przeprowadzono komplet typowych badań odcinka falowodu.



Rys.4. Rozkład pola elektrycznego w falowodzie prostokątnym pobudzany modem $TE_{10}(H_{10})$.

Dla Falowodu 1 z rysunku.5, dla wycięcia całofalowego o długości 60 [mm] zmierzony współczynnik pochłaniania wyniósł $\alpha_e=0,09$, natomiast dla Falowodu 2 z rys.5 dla wycięcia półfalowego o długości 30 [mm] zmierzony współczynnik pochłaniania wyniósł $\alpha_e=0,57$, dla takiego samego materiału dielektrycznego.

Jak wykazały badania, sposób wycięcia prostokątnego otworu przelotowego w ścianie falowodu ma decydujące znaczenie dla jego możliwości badawczych. Zależnie od boku falowodu, w którym zostanie wycięty przelotowy otwór możliwe jest, między innymi, kontrolowanie zawartości wody w materiale (czyli jego wilgotności) lub określenie wartości względnej przenikalności elektrycznej materiału. W przypadku wycięcia otworu w węższym boku falowodu (Falowód 2 z rysunku 5) na całej jego szerokości, zmniejszeniu ulega pole magnetyczne w falowodzie a przy otworze o półfalowej długości (Falowód 1 na rysunku 5) spadek mocy w falowodzie nie przekracza 50% mocy w porównaniu z pełnym (nie wyciętym) falowodem [2] przy zwarciu kalibracyjnym na wyjściu falowodu.



Rys.5. Badane falowody, Falowód 1 z przelotowo wyciętą szerszą ścianką, Falowód 2 z przelotowo wyciętą węższą ścianką.

Wnioski

Badania wstępne wykazały, że najkorzystniejsze jest wykonanie prostokątnego przelotowego otworu w falowodzie poprzez usunięcie całych dwóch, wzajemnie równoległych ścianek falowodu w ograniczonej długości, przy czym długość wycięcia nie powinna przekraczać połowy długości fali generowanej w falowodzie $\lambda/2$ lub całkowitej nieparzystej wielokrotności tej wielkości. Również istotnym jest aby początek wyciętego otworu znajdował się w odległości $\lambda/2$ lub jej całkowitej wielokrotności od fizycznego końca falowodu. Optymalnym rozwiązaniem wydaje się praca ze zwartym falowodem na wyjściu i wykonywanie identyfikacji mocy za pomocą miernika mocy lub odpowiednio wyskalowanego detektora umieszczonego w odległości $\lambda/4$ od miejsca końcowego zwarcia.

W czasie prowadzonych badań, próbki materiałów dielektrycznych, zawsze wypełniały one całkowicie przelotowy otwór w falowodzie, gdyż wykonane próbne badania z próbkami nie całkowicie wypełniającymi otwór dowiodły, że wielkości próbek mają decydujący wpływ na koncentrację pola elektrycznego w tym miejscu toru falowodowego a tym samym wpływają na wartość otrzymanych wyników.

Jeżeli (tak jak na rys. 5 Falowód 2) badany tor falowodowy ma wycięty symetryczny, prostokątny, przelotowy otwór w węższym boku na długość równej długości generowanej fali (długość 30 [mm] x szerokość 20 [mm]), wówczas (bez próbki dielektrycznej w otworze) składowa magnetyczna pola elektromagnetycznego jest osłabiana, natomiast wpływ wykonanego otworu na składową elektryczną będzie stosunkowo niewielki. Po wprowadzeniu do otworu dielektryka, składowa elektryczna pola elektromagnetycznego ulegała niewielkiemu wzmocnieniu. Woda (wilgoć) wprowadzona do badanej próbki dielektrycznej powodowała zwiększenie absorpcji energii przez próbkę a tym samym większe straty mocy. Im bardziej nasycony wilgocią był dielektryk próbki umieszczonej w otworze tym mniej mocy dochodziło do końcowego obciążenia toru falowodowego i w zależności od poziomu wilgotności następowało prawie liniowe tłumienie wielkości mierzonej mocy. Umożliwiło to liniowe powiązanie wilgotności badanego materiału ze stratami mocy [2].

Jeżeli (tak jak na rys. 5 Falowód 1) wycięty został symetryczny przelotowy prostokątny otwór (większy) w szerszym boku falowodu na długość równej podwójnej długości generowanej fali (o wymiarach długość 60 [mm] x szerokość 42 [mm]), wówczas dominowała składowa

magnetyczna fali elektromagnetycznej poruszającej się w falowodzie, natomiast dla pola elektrycznego otwór stanowił symetryczną otwartą przestrzeń. Umieszczenie w otworze materiału dielektrycznego, powodowało skupienie mocy w materiale i wzrost mocy na wyjściu w stosunku do mocy uzyskanej bez dielektryka w otworze, w przybliżeniu ϵ_r razy.

Na podstawie prowadzonych badań należy stwierdzić, że dla dielektryków wypełniających całkowicie wykonany przelotowy otwór w ściankach falowodu, w praktycznym zastosowaniu:

- jeżeli wycięty zostanie prostokątny otwór przelotowy w węższym boku falowodu (rys.5, Falowód 2) i zostanie on całkowicie wypełniony dielektrykiem, wówczas taki tor falowodowy będzie dobrze nadawał się do określania wilgotności dielektryka nasączonego wodą,
- jeżeli wycięty zostanie przelotowy otwór w szerszym boku falowodu i zostanie całkowicie wypełniony dielektrykiem (rys.5, Falowód 1), wówczas taki układ będzie dobrze nadawał się do określenia względnej przenikalności elektrycznej ϵ_r tego materiału.

Powyższe rozważania mają charakter badań wstępnych w celu określania elektrycznej przenikalności względnej ϵ_r dielektryków a potwierdzają zaproponowaną w pracy [2] możliwość wykonania pomiaru wilgotności względnej dla różnego rodzaju dielektryków (np. biopaliw) nasączających się wodą.

Otrzymane wyniki badań wskazują na możliwość wykorzystania wycięcia przelotowego w węższym boku falowodu do określania zawartości wilgoci w dielektrykach stałych i sypkich nasiąkających wodą ale nie przewodzących prądu elektrycznego (materiały te nasiąkając wodą zmieniają swoją przenikalność elektryczną). Wycinając przelotowo szerszy bok falowodu uzyskuje się możliwość określania względnej przenikalności elektrycznej dielektryka znajdującego się w wycięciu, gdyż dla otworu wykonanego w taki sposób, wpływ wilgotności (zawartości wody) w dielektryku na bilans mocy jest niewielki.

LITERATURA

- [1] Epprecht G., Carnal H., Schanda E., Severin H., Bremmer H., Stock D. J. R., Theorie der elektromagnetischen Wellen, Physikalische Reihe, Volume 4; Springer Basel A.G., Basel 1969, s. 128, ISBN 978-3-0348-6975-1, ISBN 978-3-0348-6974-1(e-Book)
- [2] Gąsiorowski A., Posyłek Z., Wpływ wilgotności biomasy na straty mocy w torze falowodowym na pasmo X z wyciętym przelotowo otworem, Przegląd Elektrotechniczny 90 (2014), Nr 12, 204-207, ISSN 0033-2097
- [3] Koprowski J., Elektrodynamika falowa, Uczelniane Wydawnictwa Naukowo-Techniczne AGH, SU 1708, Kraków 2009, s. 526, ISSN 0239-6114
- [4] Ougstun K. E., Shiupyn S., Velocity of energy transport for a time-harmonic field in a multiple-resonance Lorentz medium, Journal of Optical Society of America B, 5 (1988), Issue 11, November, 2395-2398, ISSN 0740-3224
- [5] Piątek Z., Jabłoński P., Podstawy teorii pola elektromagnetycznego, WNT, Warszawa 2010, s. 466, ISBN 978-83-2043-599-3
- [6] Szóstka J., Mikrofale. Układy i systemy, WKŁ, Warszawa 2006, s. 350, ISBN 978 83-2061-607-1

Autorzy: dr inż. Aleksander Gąsiorowski, Politechnika Częstochowska, Instytut Elektrotechniki Przemysłowej, Zakład Podstaw Elektrotechniki, al. Armii Krajowej 17, 42-200 Częstochowa, E-mail: alekq@el.pcz.czest.pl; dr inż. Zdzisław Posyłek, Politechnika Częstochowska, Instytut Telekomunikacji i Kompatybilności Elektromagnetycznej, Zakład Kompatybilności i Teleinformatyki, al. Armii Krajowej 17, 42-200 Częstochowa, E-mail: zdzychu@el.pcz.czest.pl.