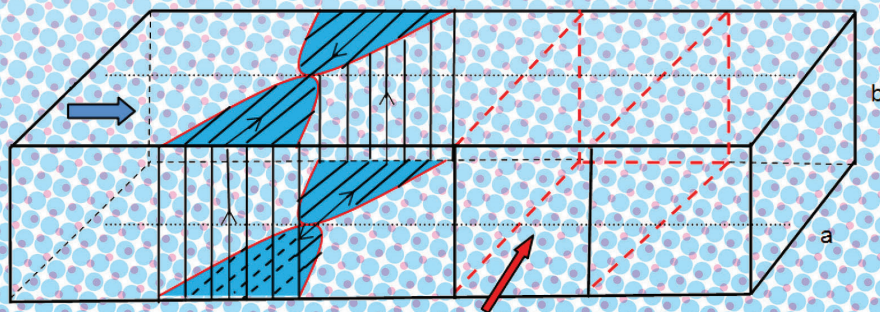
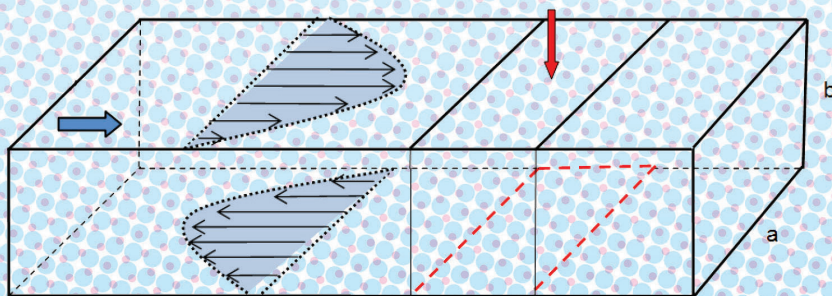


WYKORZYSTANIE FAL ELEKTROMAGNETYCZNYCH DO OKREŚLANIA WILGOTNOŚCI BIOSUROWCÓW NIEŻYWNOŚCIOWYCH METODĄ FALOWODOWĄ

Tomasz Dróżdż, Aleksander Gąsiorski, Zdzisław Posyłek

Monografia



Kraków, 2016

Wydział Inżynierii Produkcji i Energetyki
Uniwersytet Rolniczy im. Hugona Kołłątaja w Krakowie

**WYKORZYSTANIE
FAL ELEKTROMAGNETYCZNYCH
DO OKREŚLANIA WILGOTNOŚCI BIOSUROWCÓW
NIEŻYWNOŚCIOWYCH METODĄ FALOWODOWĄ**

Tomasz Dróżdż

(Uniwersytet Rolniczy, Wydział Inżynierii Produkcji i Energetyki)

Aleksander Gąsiorski, Zdzisław Posylek
(Politechnika Częstochowska, Wydział Elektryczny)

Monografia

Kraków, 2016

Patronat naukowy: Polskie Towarzystwo Inżynierii Rolniczej

Rada Naukowa Wydawnictwa

Prof. dr hab. Janusz Haman – czł. rzecz. PAN
Prof. dr hab. Rudolf Michałek – czł. rzecz. PAN
Prof. dr hab. Małgorzata Bzowska-Bakalarz
Prof. dr hab. Jan Bronisław Dawidowski
Prof. dr hab. Józef Szlachta
Prof. dr hab. Jerzy Weres
Prof. dr hab. Zdzisław Wójcicki
Prof. Radomir Adamovsky (Rep. Czeska)
Prof. Stefan Cenkowski (Kanada)
Doc. Ing. Ján Frančák, CSc. (Słowacja)
Prof. Jürgen Hahn (Niemcy)
Prof. Dorota Haman (USA)
Doc. Ing. Zuzana Hlaváčová, CSc. (Słowacja)
Prof. Gerard Wiliam Isaacs (USA)
Prof. Vladimir Kosołapov (Rosja)
Prof. Piotr Savinykh (Rosja)
Prof. Oleg Sidorcuk (Ukraina)

Komitety Redakcyjne

Prof. dr hab. inż. Rudolf Michałek, czł. rzecz. PAN	– redaktor naczelny
Prof. dr hab. inż. Janusz Haman, czł. rzecz. PAN	
Prof. dr hab. inż. Maciej Kuboń	– sekretarz
Dr hab. inż. Sławomir Kocira	
Dr hab. inż. Dariusz Kwaśniewski	

Redakcja naukowa: Aleksander Gąsior (Politechnika Częstochowska)

Recenzenci:

Dr hab. inż. Deta Łuczycka prof. UP	- Uniwersytet Przyrodniczy we Wrocławiu
Dr hab. inż. Andrzej Wac-Włodarczyk, prof. PL	- Politechnika Lubelska

ISBN 978-83-64377-17-4

Druk sfinansowany został z dotacji przyznanej przez MNiSW na działalność statutową.

Wydawca:

Polskie Towarzystwo Inżynierii Rolniczej, Kraków, ul. Balicka 116B

Druk i oprawa:

NOVA SANDEC
ul. Lwowska 143, 33-300 Nowy Sącz
tel. +48 (18) 547 45 45
e-mail: biuro@novasandec.pl; <http://www.novasandec.pl>
Ark. wyd. 9,5; ark. druk. 8,5
Nakład: 150 egz.

Spis treści:

OZNACZENIA PODSTAWOWE	7
1. WYKORZYSTANIE FAŁ ELEKTROMAGNETYCZNYCH DO FAŁOWODOWEGO OKREŚLENIA WILGOTNOŚCI LIGNOCELULOZY – OPIS METODY.....	9
1.1. Promieniowanie elektromagnetyczne i mikrofały	9
1.2. Idea fałowodowej metody określania wilgotności lignocelulozy	10
1.3. Narażenie ludzi na działanie mikrofał	11
1.4. Metody stosowane do badania wilgotności masy lignocelulozowej	11
1.5. Określanie wilgotności bezwzględnej i wilgotności względnej oraz części niepalnych lignocelulozy	15
1.6. Międzynarodowe patenty w zakresie fałowodowego pomiaru wilgotności materiałów	16
2. WILGOTNOŚĆ STAŁYCH BIOSUROWCÓW NIEŻYWNOŚCIOWYCH ..	20
2.1. Odnawialne źródła energii.....	20
2.2. Pojęcie biomasy w przyrodzie i technice.....	20
2.3. Biomasa lignocelulozowa w postaci peletu	21
2.4. Wartość opałowa a wilgotność lignocelulozy	24
2.5. Zawartość wody oraz substancji mineralnych w paliwie	26
2.6. Wpływ zawartości wilgotności i substancji mineralnej na wartość opałową paliwa	29
2.7. Znaczenie określania identyfikacji wilgotności materiałów	34
3. FAŁE ELEKTROMAGNETYCZNE I FAŁOWODY – UJĘCIE HISTORYCZNE	36
3.1. Początki elektryki i odkrycie fał elektromagnetycznych	36
3.2. Początki prowadzenia fał elektromagnetycznych w ograniczonym środowisku.....	43

4	MATERIAŁY DIELEKTRYCZNE I POLE ELEKTRYCZNE	52
4.1	Materiały dielektryczne i przenikalność elektryczna.....	52
4.2	Polaryzacja dielektryków	53
4.3.	Mechanizm pochłaniania mikrofal fal przez dielektryk.....	55
5	MATERIAŁY DIAMAGNETYCZNE I POLE MAGNETYCZNE	61
5.1.	Pojęcie przenikalności magnetycznej oraz materiały dia-, para- i ferro- magnetyczne	61
5.2	Materiały diamagnetyczne.....	62
5.3.	Własne i zewnętrzne pole magnetyczne	62
5.4	Materiały diamagnetyczne w polu magnetycznym.....	63
6	WODA ORAZ DREWNO JAKO SUBSTANCJE DIELEKTRYCZNE I DIAMAGNETYCZNE TWORZĄCE MATERIAŁ O ZŁOŻONEJ BUDOWIE UMIESZCZONY W ZEWNĘTRZNYM ZMIENNYM POLU ELEKTRYCZNYM.....	68
6.1	Woda nasycająca lignocelulozę.....	68
6.2	Drewno z którego odpadów wykorzystuje się lignocelulozę	72
6.3	Substancja dielektryczna i diamagnetyczna o złożonej budowie w zewnętrznym zmiennym polu elektrycznym	74
7	FALOWÓD, DZIAŁANIE, PODSTAWOWE PARAMETRY I ICH OKREŚLANIE	77
7.1.	Fale elektromagnetycznych i ich rozprzestrzenianie się w technice.....	77
7.2.	Współczesne zastosowania falowodów	82
7.3.	Typy fal elektromagnetycznych.....	83
7.4.	Falowód prostokątny	85
7.4.1	Konstrukcja mechaniczna falowodu o przekroju prostokątnym.	85
7.4.2	Rodzaje pola elektromagnetycznego rozchodzące się w falowo- dzie o przekroju prostokątnym	88

7.4.3	Współczynnik propagacji fali elektromagnetycznej oraz impedancja falowa w falowodzie o przekroju prostokątnym.....	89
7.4.4	Impedancja falowa i rozkład pola w falowodzie o przekroju prostokątnym z rodzajem podstawowym fali elektromagnetycznej	92
7.4.5	Straty mocy i współczynnik tłumienia w falowodzie prostokątnym wiodącym falę elektromagnetyczną TE _{1,0}	96
8	ZASTOSOWANIE FALOWODU METALOWEGO Z POPRZECZNIE WYCIĘTYM PRZELOTOWYM OTWOREM DO OKREŚLENIA WILGOTNOŚCI LIGNOCELULOZY I WZGLĘDNEJ PRZENIKALNOŚCI ELEKTRYCZNEJ MATERIAŁÓW	101
8.1	Moc w falowodach z przelotowym otworem i tor falowodowy	101
8.2	Określenie współczynnika tłumienia falowodu za pomocą wyrazów macierzy rozproszenia	102
8.3.	Falowody zastosowane w badaniach oraz techniczne elementy toru falowodowego	105
8.4.	Pomiary wilgotności odniesienia lignocelulozy badanej w torze falowodowym inną akceptowaną metodą	107
8.5	Potwierdzenia możliwości wykorzystania metody falowodowej identyfikacji wilgoci względnej lignocelulozy – przelotowy otwór w węższym boku falowodu.....	109
8.6	Przelotowe otwory w węższym i szerszym boku metalowego falowodu prostokątnego	114
8.7	Odcinek falowodu WR 159 z przelotowym otworem wykonanym w węższym boku – identyfikacja względnej przenikalności elektrycznej..	116
8.8	Odcinek falowodu WR 159 z przelotowym otworem wykonanym w szerszym boku – identyfikacja względnej przenikalności elektrycznej...	119

9	PODSUMOWANIE	124
9.1	Sposoby przelotowego wycięcia w falowodzie i ich wpływ na określenie parametrów materiałów	124
9.2.	Identyfikacja wilgotności – wycięcie przelotowe w węższym boku prostokątnego falowodu	124
9.3	Identyfikacja względnej przenikalności elektrycznej – wycięcie przelotowe w szerszym boku prostokątnego falowodu.....	126
9.4	Podsumowanie badań	126
10	BIBLIOGRAFIA	128
	STRESZCZENIE	132
	SUMMARY	133
	ZUSAMMENFASSUNG.....	134

OZNACZENIA PODSTAWOWE

- $A, A\%$ – bezwymiarowy współczynnik określający udział masowy popiołów w paliwie,
 $a, a\%$ – bezwymiarowy współczynnik zawartości substancji mineralnej,
 a, b (m) – wymiary wewnętrzne przekroju falowodu,
 $\vec{B}$ (T) – wektor indukcji magnetycznej,
 C (μF) – pojemność (elektryczna),
 $c = 299792458$ (m·s⁻¹) – prędkością światła,
 $\vec{D}$ (C·m⁻²) – wektor indukcji elektrycznej,
 E_{ch} (kJ) – Energia chemiczna paliwa,
 $\vec{E}$ (V·m⁻¹) – wektor natężenia pola elektrycznego,
 $\vec{F}$ (N) – wektor siły,
 f (Hz) – częstotliwość,
 G (S) – konduktancja,
 $\vec{H}$ (A·m⁻¹) – wektor natężenia pola magnetycznego,
 $H, H\%$ – bezwymiarowa wilgotność bezwzględna,
 $h, h\%$ – bezwymiarowa wilgotność względna,
 $H_{x,y}$ (kJ·kg⁻¹) – wartość opałowa,
 $h = 6,62606957 \dots 10^{-34}$ (Js) – stała Plancka,
 $\vec{i}_x, \vec{i}_y, \vec{i}_z$ – wektory jednostkowe (wersowy) układu współrzędnych prostokątnych
 x, y, z ,
 $\vec{J}$ (A·m⁻²) – wektor gęstości prądu,
 m (kg) – masa,
 M_e (A·m⁻²) – moment magnetyczny,
 $m_e = 9,1093897 \dots 10^{-31}$ (kg) – masa spoczynkowa elektronu,
 $m_p = 1,672621637 \dots 10^{-27}$ (kg) – masa spoczynkowa protonu,
 m, n – mody, indeksy rodzaju lub wskaźniki w falowodach,
 $\vec{P}$ (W·m⁻²) – wektor Poyntinga,
 P (W) – moc czynna,
 $\vec{p}_i$ (C·m) – moment dipolowy i-tej cząstki lub atomu,
 q (C) – ładunek elektryczny,
 $q_e = -1,6021766208(98) \cdot 10^{-19}$ (C) – ładunek elektronu,
 R (Ω) – rezystancja,
 r_w (kJ·kg⁻¹) – entalpia parowania wody,

- R_m (H^{-1}) – reluktancja (rezystancja magnetyczna),
 T (s) – okres,
 $\operatorname{tg} \delta_\varepsilon$ – współczynnik strat dielektrycznych,
 V (m^3) – objętości,
 $\vec{v}$ ($m \cdot s^{-1}$) – wektor prędkości,
 Y (S) – admitancja,
 Z (Ω) – impedancja,
 α ($Np \cdot m^{-1}$) – współczynnik tłumienia,
 β ($rad \cdot m^{-1}$) – współczynnik fazy,
 γ (m^{-1}) – współczynnik tłumienia,
 ε ($F \cdot m^{-1}$) – przenikalność elektryczna,
 ε_r – (bezwymiarowa) przenikalność elektryczna względna, stała dielektryczna materiału,
 $\varepsilon_0 \approx \frac{1}{36\pi} 10^{-9} (F \cdot m^{-1}) = 8,854187817 \dots 10^{-12} (F \cdot m^{-1})$ – przenikalność elektryczna próżni,
 $\mathcal{G}$ (s^{-1}) – współczynnik tłumienia drgań,
 μ ($H \cdot m^{-1}$) – przenikalność magnetyczna,
 $\mu_B = 9,2740154(31) \dots 10^{-24} (J \cdot T^{-1})$ – magneton Bohra,
 $\mu_j = 5,050783699(31) \dots 10^{-27} (J \cdot T^{-1})$ – magneton jądrowy,
 μ_r – (bezwymiarowa) przenikalność magnetyczna względna,
 $\mu_0 \approx 4\pi 10^{-7} (H \cdot m^{-1}) = 12,5663706144 \dots 10^{-7} (H \cdot m^{-1})$ – przenikalność magnetyczna próżni,
 λ (m) – długość fali,
 ρ ($C \cdot m^{-3}$) – gęstość objętościowa ładunku,
 σ ($S \cdot m^{-1}$) – konduktywność,
 ω (s^{-1}) – pulsacja,
 ω_0 (s^{-1}) – częstość drgań własnych.

1.2. Idea falowodowej metody określania wilgotności lignocelulozy

Jedną z metod pomiaru bezwymiarowej przenikalności względnej ϵ_r dowolnej substancji, nie przewodzącej stałego prądu elektrycznego, polega na porównaniu pojemności elektrycznej płaskiego dwupłytkowego kondensatora wypełnionego badaną substancją C_z (μF), z pojemnością tego samego kondensatora bez tej substancji C_0 (μF).

$$\epsilon_r = \frac{C_z}{C_0} \quad (1.1)$$

Jeżeli istnieje możliwość całkowitego wypełnienia badaną substancją np. dwupłytkowego kondensatora płaskiego i wykonanie przy niskiej częstotliwości pomiaru mocy traconej w tej substancji a następnie porównanie jej z mocą traconą w pozbawionym tej substancji pustym kondensatorze otrzymaną przy takim samym zasilaniu, wówczas istnieje możliwość określenia również przenikalności względnej ϵ_r tej substancji dla zastosowanej częstotliwości źródła. Najczęściej wartość ϵ_r materiału zmienia się wraz ze zmianą częstotliwości zasilania, co jest szczególnie widoczne przy wielkich częstotliwościach. Jeżeli względna przenikalność elektryczna ϵ_r badanej substancji jest funkcją parametrów jakiejś wielkości fizycznej (np. zawartości wody, temperatury, ciśnienia atmosferycznego) określonej w sposób empiryczny (doświadczalny), wówczas można określić wartość tej wielkości fizycznej z zależności jaka zachodzi między wzajemnym stosunkiem strat mocy w kondensatorze dwupłytkowym płaskim całkowicie wypełnionym tą substancją, a mocą traconą w takim samym kondensatorze powietrznym.

Idea falowodowej mikrofalowej metody określania wilgotności jest pochodną podanej wyżej idei. Badania wykazały, że jeżeli rośnie zawartość wody w lignocelulozowej próbce umieszczonej w przelotowym wycięciu węższej ścianki falowodu metalowego o przekroju prostokątnym, wówczas ze względu na wysoką wartość względnej przenikalności elektrycznej ϵ_r wody zwiększa się absorpcja promieniowania mikrofalowego tej próbki, a jednocześnie rośnie wielkość fali elektromagnetycznej odbitej przez tą próbkę. Przy stałych wymiarach otworu, im wilgotniejszy materiał znajduje się w przelotowym wycięciu tym większa jest moc absorbowana przez badany materiał i większa jest moc fali elektromagnetycznej przez tą próbkę odbita. Różnica pomiędzy mocą fali elektromagnetycznej podaną na wejściu a pomierzoną na końcu toru falowodowego, przy znanej wartości strat mocy w falowodzie metalowym nie wypełnionym substancją, pozwala na pośrednie wyznaczenie wilgotności badanej próbki. Różnica między mocą fali elektromagnetycznej podanej na wejściu a mocą fali odbitej pomierzonej od strony padania fali, tuż przed miejscem przelotowego wycięcia falowodu z umieszczoną próbką, może być również miarą wilgotności próbki. Falowód prostokątny z przelotowym wycięciem umieszczonym w szerszej ścianie może być również wykorzystywany do określania przenikalności elektrycznej materiału dielektrycznego umieszczonego w otworze.

Zastosowanie poprzecznego (do długości falowodu) przelotowego wycięcia ma znaczenie praktyczne. Umieszczenie w torze falowodowym substancji bez przelotowe-

go wycięcia wymaga rozmontowania toru, umieszczenie badanej substancji i z powrotem kłopotliwego montażu toru. Usunięcie substancji wymaga działań odwrotnych. Przelotowe wycięcie toru falowodowego otworzyło nowe możliwości oraz pozwoliło na przesypowy pomiar wilgotności materiału sypkiego i podawanie wyników jego aktualnej wilgotności „on line”.

1.3. Narażenie ludzi na działanie mikrofal

Do badań zastosowano niski poziom mocy promieniowania mikrofalowego dzięki czemu nie następuje suszenie lignocelulozy podczas pomiarów a jednocześnie wykorzystywane promieniowanie elektromagnetyczne jest bezpieczne dla ludzi, tym bardziej, że większa część mocy mikrofalowej zamyka się w obszarze wnętrza falowodu. Dla porównania telefon komórkowy (GSM 900 o paśmie częstotliwości wynoszącym 890-915 MHz oraz GSM 1800 o paśmie wynoszącym 1710-1880 MHz) w czasie pracy promieniuje porównywalną mocą jaka jest emitowana w trakcie poniższych badań.

Instytucje międzynarodowe określiły limity ekspozycji mikrofalowej, powyżej których istnieje możliwość negatywnego wpływu na zdrowie człowieka. Międzynarodowa Komisja ds. Ochrony przed Promieniowaniem Niejonizującym ICNIRP (*International Commission on Non-Ionizing Protection*), której decyzje w dziedzinie promieniowania niejonizującego uznawane są jako wiążące przez Światową Organizację Zdrowia WHO (*World Health Organization*), Międzynarodową Organizację Pracy MOP-ILO (*International Labour Organization*) oraz Unię Europejską (UE), określiła limit biologiczny stałego narażenia na ekspozycję pola elektromagnetycznego w zakresie mikrofalowym na gęstość mocy wynoszącą do $1 \text{ mW} \cdot \text{cm}^{-2}$ w obszarach dostępnych dla ludności. Ta graniczna wartość została również ujęta jako dopuszczalny poziom gęstości promieniowania mikrofalowego w obszarach dostępnych dla ludności w Polsce (Dz.U. 2003, nr. 192, poz. 1883). Należy dodać, że polskie przepisy są w tym względzie dość restrykcyjne, gdyż w wielu krajach Unii Europejskiej, dopuszczalny poziom gęstości promieniowania mikrofalowego w obszarach dostępnych dla ludności wynosi $10 \text{ mW} \cdot \text{cm}^{-2}$. Dopuszczalny poziom gęstości promieniowania mikrofalowego w obszarach dostępnych dla ludności $1 \text{ mW} \cdot \text{cm}^{-2}$ nie został przekroczony w prezentowanych w tej pracy badaniach i pomiarach falowodowych.

1.4. Metody stosowane do badania wilgotności masy lignocelulozej

Do pomiaru wilgotności służą przyrządy zwane higrometrami. Nazwa tego przyrządu pomiarowego pochodzi od greckich słów: „*hygrós*” (język grecki-*υδρος*) co znaczy „wilgoć”, „*wilgotny*” oraz „*métron*” (język grecki-*μέτρον*) co tu oznacza „mierzyć”. Pierwszy higrometr zbudował w 1500 roku Leonardo da Vinci (1452-1519) do pomiaru wilgotności powietrza. Składał się on z kuli wykonanej z wełny owczej zmieniającej swój ciężar w zależności od wchłoniętej wody Waga na której zawieszona była

kula wyskalowana była w ówczesnych miarach wilgotności a sam przyrząd był mało dokładny. Od tego czasu rozpoczęły się prace wielu osób wykorzystujących dużą liczbę zjawisk fizycznych i chemicznych wrażliwych na działanie wilgoci, a prace te owocowały opracowaniem wielu metod pomiarowych.

W niektórych metodach pomiaru wilgotności stosowanych obecnie trudno wydzielić element będący czujnikiem tej wielkości. Czasem określenie zawartości wody stanowi wypadkową procesu pomiarowego prowadzonego w kilku etapach, które realizowane są kolejno po sobie lub równolegle w tym samym czasie. W pracy nazwę współczesnego przyrządu mierzącego zawartość wody przyjęto określać jako „*miernik wilgotności*” potocznie „*wilgotnościomierz*” (Jankiewicz i in., 2003). Wilgotnościomierze różnych typów stosowane są do pomiarów wilgotności: litego drewna, trocin, pyłów, wiórów, zrębków, słomy ciętej i słomy w belach, peletów, ziaren, łusek, łodyg, rozdrobnionych i prasowanych odpadów drewna przeznaczonych do różnych celów, przede wszystkim do produkcji i spalania. Wilgotności drewna w różnej postaci można badać na kilka sposobów.

Najdokładniejsze metody są stosowane w laboratoriach, gdyż zwykle wymagają specjalistycznej aparatury i długiego czasu badań. Mniej dokładne, przemysłowe metody są stosowane u producentów masy drzewnej w różnych postaciach oraz suszarniach, składach drewna i zakładach produkcyjnych. Natomiast najmniej dokładane, tanie metody szacowania wilgotności są szeroko stosowane w niewielkich zakładach przerobu drewna, w składach masy drzewnej oraz zakładach rzemieślniczych zużywających drewno do różnych celów.

Do badania wilgotności masy celulozowej zasadniczo obecnie stosuje się dwie grupy metod: metody wagowe i metody elektryczne. W odpracowaniu nie opisywano bardzo dokładnej, drogiej i czasochłonnej metody destylacyjnej pomiaru wilgotności, która stosowana jest w pracach badawczych i laboratoryjnych dla drewna zawierającego ciała lotne (olejki eteryczne, terpeny, tłuszcze, żywice, impregnaty itp.).

Od wielu lat do badania wilgotności materiałów lignocelulozowych stosowana jest metoda wagowa. Ta skomplikowana, czasochłonna i pracochłonna metoda polega na oddestylowaniu z ksylenem wody zawartej w odważce próbki, pomiarze objętości oddestylowanej wody po skropleniu pary i obliczeniu zawartości wilgotności na podstawie masy odważki próbki i objętości oddestylowanej wody, ochłodzonej do temperatury pokojowej (Domański i in., 2005). Metoda ta daje stosunkowo dokładne wyniki pod warunkiem dotrzymania wszystkich parametrów procesu pomiarowego.

Do pomiaru wilgotności lignocelulozy powszechnie stosowane są obecnie wilgotnościomierze elektryczne (elektroniczne). Działają one na zasadzie pomiarów wybranych parametrów elektrycznych odpowiednio zagęszczonej (czasem sprasowanej) próbki, następnie określając na podstawie zmierzonej wartości elektrycznej, wilgotność badanego materiału wyrażoną w procentach.

Wilgotnościomierze elektroniczne pojemnościowe działają na zasadzie pomiaru stałej dielektrycznej badanego materiału (Tannenberg i in., 2011). Pomiar wartości stałej

dielektrycznej wilgotnego drewna lub sprasowanej masy lignocelulozowej pozwala określić, na podstawie obliczeń, ich wilgotność. Po nastawieniu parametrów drewna (gęstości i grubości próbki), jest ono penetrowane przez pole elektromagnetyczne generowane przez trzy płaskie przewodzące elektrody dotykowe, traktowane jako okładki kondensatora, którego dielektrykiem jest mierzony materiał. Wartość przenikalności dielektrycznej materiału wpływa na pojemność tak utworzonego kondensatora. Pomiar tej pojemności pozwala na ocenę wilgotności materiału. Ta metoda stosowana jest najczęściej do pomiaru wilgotności litego drewna o grubości powyżej 1 cm. Przykładem miernika wykorzystującego tą metodę pomiaru jest wilgotnościomierz WIP-22D firmy *Tanel Elektronika i Informatyka* z Gliwic.

Metoda elektrometryczna polega na wykonaniu pomiaru rezystancji drewna, która zmienia się wraz ze zmianami wilgotności drewna. Na rynku istnieją wilgotnościomierze różnych typów, jedne są zaopatrzone w ostre elektrody wbijane w określony sposób w drewno, inne w płaskie elektrody pomiędzy które wkładana jest odpowiednio sprasowana masa drzewna. Zwykle tego typu urządzenia nie są zaopatrzone w wyskalowany miernik a informację o wilgotności drewna podawana jest w zakresach za pomocą sygnalizacji np. w postaci zapalonych diod sygnalizacyjnych. Urządzenia tego typu umożliwiają również pomiar wilgotności z automatyczną kompensacją temperatury. Pomiar wilgotności drewna i masy drzewnej metodą elektrometryczną prowadzone są zwykle zgodnie z normą PN-84/D-04150.

Wilgotnościomierze rezystancyjne działają na zasadzie pomiaru rezystancji litego drewna lub sprasowanej próbki materiału lignocelulozowego. Pomiaru dokonuje się za pomocą elektrod metalowych wciskanych w materiał. W praktycznie realizowanych miernikach wilgotności peletu, pomiaru dokonuje się w trzech etapach: w pierwszym zagęszcza się badaną próbkę do standardowej stałej gęstości, w drugim mierzy się jej rezystancję, w trzecim przelicza otrzymaną wartość na wilgotność materiału. Przykładem takiego miernika jest wilgotnościomierz WTR-1E firmy *Tanel Elektronika i Informatyka* z Gliwic. Panuje opinia, że wilgotnościomierze pojemnościowe są dokładniejsze od wilgotnościomierzy rezystancyjnych. Należy dodać, że ciągłe badanie wilgotności drewna oraz materiałów drewnopochodnych wilgotnościomierzami rezystancyjnymi natrafia na spore trudności techniczne związane z koniecznością umieszczania elektrod w materiale.

Do metod elektrycznych pomiaru wilgotności zaliczyć można również nieniszczące metody reflektometryczne. Wilgotność materiału o znanych parametrach fizycznych i chemicznych wpływa na jego stałą dielektryczną. Znając rodzaj substancji i jej stałą dielektryczną można określić jej wilgotność. Metody reflektometryczne wykorzystują pomiar względnej przenikalności elektrycznej (stałej dielektrycznej) wilgotnego materiału i najczęściej są stosowane do pomiaru wilgotności (i zasolenia) fazy stałej gleby (Skierucha i in., 2012; Miłek, 1998). Techniki reflektometryczne w dziedzinie często-

liwości FDR (*Frequency-Domain Reflectometry*) czyli reflektometria w dziedzinie częstotliwości, pozwala na uzyskanie widma zespolonej względnej przenikalności elektrycznej w funkcji określonego zakresu częstotliwości przyłożonego pola elektrycznego. Jako bezpośrednie elementy pomiarowe wilgotności materiałów używane są sensory, które są jakby kondensatorami zmieniającymi swoją pojemność w zależności od wilgotności materiału i częstotliwości identyfikacji. Przy zastosowaniu odpowiednio wysokiej częstotliwości (zwykle od 100 MHz do 500 MHz), po wykonaniu odpowiedniej kalibracji, umożliwiają one pośredni pomiar wilgotności i konduktywności elektrycznej (będącej miarą zasolenia materiału). Urządzenia FDR pracujące w wystarczająco wysokich częstotliwościach są drogie i trudne w konstrukcji. Techniki reflektometryczne w dziedzinie czasu TDR (*Time-Domain Reflectometry*), czyli reflektometria w dziedzinie czasu, pracują w oparciu o pomiar czasu pomiędzy dwoma kolejnymi odbiciami impulsu od punktów charakterystycznych sztywnej sondy wykonanej w postaci specyficznego falowodu utworzonego z dwóch lub trzech prętów ze stali nierdzewnej całkowicie umieszczanych (wpychanych) w badanym materiale. Prędkość poruszania się impulsu w materiale jest odwrotnie proporcjonalna do pierwiastka ze stałej dielektrycznej ośrodka. Gdy czas pomiędzy odbiciami sygnału ulega skróceniu - co ma miejsce przy niskiej wilgotności badanego materiału, lub po przekroczeniu wartości krytycznej konduktywności - co występuje przy dużym zasoleniu badanej próbki, błąd względny pomiaru bardzo wzrasta. Ze względu na silne tłumienie sygnału w takim materiale, drugie odbicie przestaje być rozpoznawane przez aparaturę, co powoduje, że pomiar jest niemożliwy lub obciążony niedopuszczalnie dużym błędem. Urządzenia reflektometryczne w wyniku pomiaru dostarczają tzw. reflektogramu, czyli przebiegu w czasie odbić sygnału impulsowego, na podstawie analizy którego wyznaczany jest czas transmisji sygnału w specyficznym falowodzie, który służy do określenia wilgotność badanego materiału. Ze względu na generowanie impulsu elektrycznego, którego widmo mieści się w zakresie częstotliwości mikrofalowych, zmierzona wartość względnej przenikalności elektrycznej nie zależy od zasolenia materiału co z kolei może zostać wyznaczone z analizy poziomu tłumienia impulsu w badanym ośrodku. Urządzenia pozwalające na pomiar przenikalności elektrycznej materiału, używanej do wyznaczania wilgotności przy użyciu techniki reflektometrycznej TDR, są obecnie najczęściej wykorzystywane do celów naukowych. Cechy techniki TDR, takie jak odporność na zmienną konduktywność elektrycznej badanego materiału czy niewielką wrażliwość na typ badanego materiału są największymi atutami tej metody pomiarowej. Obecnie samo urządzenie pomiarowe FDR wykonywane przemysłowo jest bardzo drogie, urządzenie TDR jest trochę tańsze, dlatego znajdują one nabywców prawie wyłącznie wśród dużych instytucji i ośrodków naukowych.

1.5. Określanie wilgotności bezwzględnej i wilgotności względnej oraz części niepalnych lignocelulozy

Najczęściej są stosowane dwie miary wilgotności ciał stałych: wilgotność bezwzględna i wilgotność względna (Milek, 1998). Współczynniki te definicyjnie odnoszą się do masy. Przyjmując, że m_w (kg) jest to masa wody zawarta w materiale, natomiast m_0 (kg) jest masą materiału suchego, wówczas **wilgotność bezwzględna** jest definiowana jako masa wody zawartej w badanym materiale stałym m_w do masy suchego ciała m_0 i może być również wyrażana w procentach:

$$h = \frac{m_w}{m_0} ; h_{\%} = \frac{m_w}{m_0} 100 \% \quad (1.2)$$

Wilgotność względną ciała stałego nazywaną również krótko wilgotnością określa się jako masę wody zawartej w badanym materiale m_w do masy wilgotnego ciała stałego ($m_0 + m_w$) i może być również wyrażana w procentach:

$$H = \frac{m_w}{m_0 + m_w} = \frac{m_w}{m_p} ; H_{\%} = \frac{m_w}{m_0 + m_w} 100 = \frac{m_w}{m_p} 100 \% \quad (1.3)$$

gdzie:

m_p (kg) jest masą całkowitą materiału łącznie z masą wody w nim zawartej.

Ze względu na to, że stałe biosurowce nieżywnościowe (np. lignoceluloza) są materiałem stosowanym jako paliwo, a każde paliwo zawiera substancje mineralne (popioły), zawartość tych substancji w suchym materiale określana jest przez współczynnik zawartości substancji mineralnej definiowany jako stosunek masy substancji mineralnych m_A (kg) do masy materiału suchego m_0 (kg):

$$a = \frac{m_A}{m_0} ; a_{\%} = \frac{m_A}{m_0} 100 \% \quad (1.4)$$

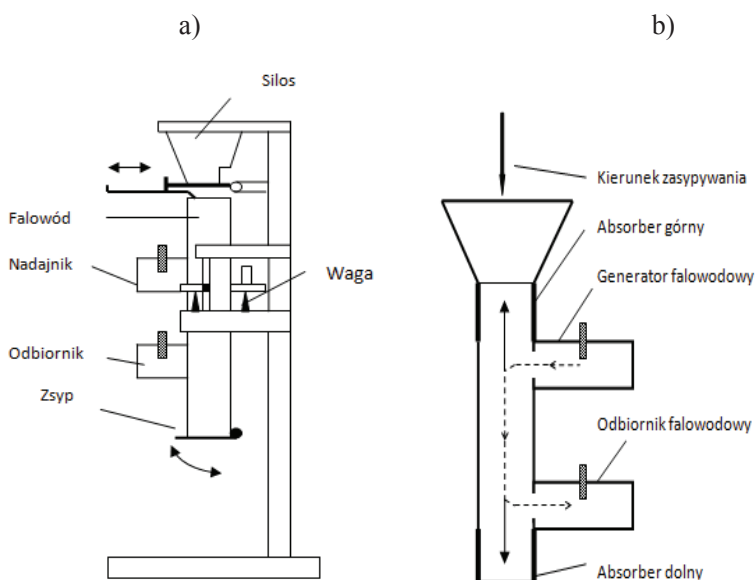
Natomiast współczynnik określający udział masowy popiołów w paliwie podawany jest jako iloraz masy substancji mineralnej zawartej w badanym materiale m_A do całkowitej masy ciała stałego m_p , co można określić wyrażeniami:

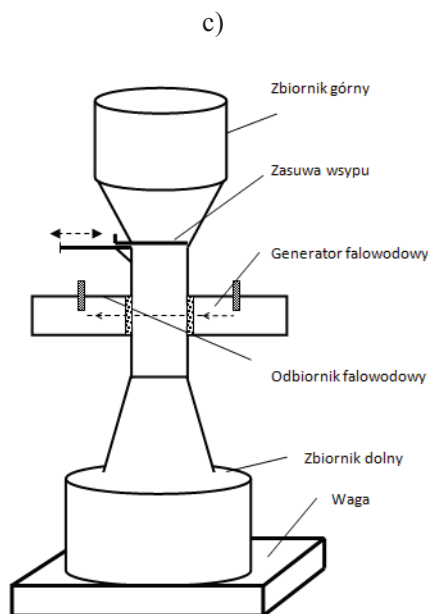
$$A = \frac{m_A}{m_0 + m_w} = \frac{m_A}{m_p} ; A_{\%} = \frac{m_A}{m_0 + m_w} 100 = \frac{m_A}{m_p} 100 \% \quad (1.5)$$

Przed wszystkim zależności (1,2) i (1.4) stosowane będzie w dalszej części opracowania.

1.6. Międzynarodowe patenty w zakresie falowodowego pomiaru wilgotności materiałów

Urządzenia wykorzystujące do określenia wilgotności częstotliwości mikrofalowe reagują na zmianę bezwzględnej liczby molekuł wody w badanym materiale. Techniki pomiaru wilgotności materiału biologicznego przy zastosowaniu mikrofal, to jest techniki analizy reakcji materiału na określone pobudzenie polem elektromagnetycznym lub zadany sygnałem elektrycznym dzielą się na dwie zasadnicze grupy: odbiciowe i transmisyjne. Pod wpływem zmian wilgotności badanego materiału zmianie ulega przenikalność dielektryczna materiału co powoduje zmianę tłumienia fali elektromagnetycznej oraz zmianę prędkości rozchodzenia się tej fali w tym materiale. Te mikrofalowe urządzenia pomiarowe są praktycznie bezinercyjne, posiadają dużą czułość i odpowiednio dużą dokładność. Właściwie wykonane umożliwiają realizację pomiarów wilgotności w sposób ciągły. Urządzenia te zwykle wymagają wzorcowania i są dość drogie a wskazanie wilgotności otrzymuje się przeważnie w sposób pośredni. Badanie wilgotności materiałów zapisano w Międzynarodowej Klasyfikacji Patentowej jako: Dział G – Fizyka, G01N22/04 (IPC1-7) - badanie wilgotności (ang. *Investigating moisture content*). W badaniach wilgotności materiałów, gdzie wykorzystano mikrofa-
le a badania przeprowadzono z użyciem falowodu, dostępne są trzy patenty japońskie z lat 1985-1996. Schematy tych rozwiązań pokazano na rysunku 1.2 natomiast podstawowe dane o patentach i zasady działania wynikające z opisów patentowych przedstawiono poniżej:





Rysunek 1.2. Schematy przedstawiające zasady działania opatentowanych falowodowych metod pomiaru wilgotności: a) patent JPS 6018745(A), b) patent JPS 61142445(A), c) patent JPH 08201315(A)

Patent Japoński JPS 6018745(A) – 1985 rok, autorzy: Oosaki Shigeyoshi, Nagata Schinichi, Sakai Kiyokazu, Fujii Yoshihiko, tytuł: Method for measuring moisture content of particulate material. Autorzy patentu uwzględnili badania statyczne wilgotności materiału rozdrobnionego, sypkiego nasączającego się wodą, stosując metodę falowodową otrzymując, ich zdaniem, dużą dokładność pomiaru. Badania określonej objętościowo i wagowo próbki wilgotnego materiału prowadzone są w pionowo ustawionym falowodzie w którym odpowiednio ukierunkowano elektromagnetyczne promieniowanie mikrofalowe. Po zasypaniu falowodu badanym materiałem dokonuje się pomiaru tłumienia mikrofal w falowodzie a następnie badany materiał jest osuszany powietrzem. Po idealnym osuszeniu materiału badanego jest on ważony i poddany ponownym pomiarom tłumienia mikrofal w tym samym falowodzie przy tej samej pobudzającej częstotliwości mikrofalowej. Wilgotność badanego materiału jest określana na podstawie eksperymentalnie otrzymanej zależności w której uwzględniono: typ użytego falowodu, jego mikrofalową częstotliwość pracy, tłumienie fali elektromagnetycznej w falowodzie z próbką wilgotną oraz porównanie masy próbki wilgotnej i suchej. Chodzi tu o określenie ubytku masy wody z próbki wilgotnej.

Patent Japoński JPS 61142445(A) – 1986 rok, autor: Oba Senkihiro, tytuł: Apparatus for measuring moisture content of granular material. Autorzy patentu wyszli z założenia, że fala elektromagnetyczna w rozdrobnionym, sypkim materiale nasączo-

nym wodą jest tym bardziej pochłaniana im wyższa jest jego wilgotność względna. Pionowo ustawiona rura tworzy falowód od góry i z dołu zakończony niskostratnymi dielektrycznymi rurami wytłumiającymi transmisję falowodową, dlatego fala elektromagnetyczna nie wychodzi na zewnątrz i urządzenie może być bezpieczne dla prowadzących pomiary. Za pomocą anteny nadawczej umieszczonej z boku falowodu u góry generowane jest w falowodzie pole elektromagnetyczne częstotliwości mikrofalowej. Na dole falowodu (powyżej dolnej dielektrycznej rury tłumiącej) z jego boku umieszczona została antena odbiorcza z detektorem promieniowania mikrofalowego. Z metalowego zbiornika zasypowego, znajdującego się powyżej górnej dielektrycznej rury tłumiącej fale, zasypywany jest wilgotny badany materiał. W trakcie przesypywania się tego materiału, na głównej części falowodu pomiędzy antenami: nadawczą i odbiorczą dokonywany jest pomiar tłumienia fali elektromagnetycznej, który jest podstawą określenia wilgotności materiału. Należy dodać, że generowana przez antenę nadawczą fala elektromagnetyczna rozdziela się w górnej części falowodu na dwie ścieżki, jedną idącą do góry w stronę tłumiącej rury dielektrycznej, drugą główną idącą w dół przez wilgotny materiał i dalej do położonej na dole rury dielektrycznej odbijającej i tłumiącej dochodzącą do niej falę elektromagnetyczną. Propagowana do góry fala elektromagnetyczna, w części jest wytłumiona przez rurę dielektryczną a w części jest pochłaniana przez wilgotny materiał sypki i znikoma część promieniowania sumuje się z falą znajdującą się w ścieżce głównej idącej w dół. Może to być główną przyczyną błędów pomiarowych i dlatego autorzy dopatrują się potrzeby zastosowania odpowiednich dielektrycznych rur pochłaniających promieniowanie mikrofalowe.

Patent Japoński JPH 08201315(A) – 1996 rok, autorzy: *Suzuki Kazuo, Ito Yasushi*, tytuł: *Moisture content measuring method of fine aggregate for concrete and devices thereof*. Autorzy patentu wyszli z założenia, że szybkość przepływu określonej objętościowo i wagowo próbki drobnoziarnistego materiału nasączającego się wodą oraz pomiar opóźnienia fazowego fali elektromagnetycznej poruszającej się w falowodzie w czasie przechodzenia próbki przez poprzecznie przecięty falowód, pozwala na określenie wilgotności badanego materiału. Tor falowodowy zbudowany jest z dwóch części stanowiących pionowo przecięty falowód, pomiędzy tymi przeciętymi częściami falowodu umieszczany jest pionowo w osi symetrii falowodu zasobnik przesypowy typu silosowego. Badane próbki o ściśle określonej objętości i nieznannej wilgotności umieszcza się w zasobniku wykonanym z materiału dielektrycznego znajdującego się nad torem falowodowym. Z chwilą uruchomienia urządzenia zawartość pojemnika jest opróżniania i dokonywane są pomiary: czasu opróżnienia pojemnika (szybkość przesypu) oraz opóźnienia fazowego fali elektromagnetycznej przenikającej przez przesypywany materiał w przecięciu falowodu. Pod falowodem umieszczono wagę, która każdorazowo waży masę próbki po zakończeniu procesu przesypywania. Wcześniej wykonane pomiary szybkości przemieszczania się, opóźnienia fazowego oraz wagi dla materiału absolutnie suchego oraz materiału o znanej wilgotności pozwalają na wykonanie charakterystyki. Charakterystyka ta pozwala na dokładne określenie wilgotności badanej próbki.

W niniejszym opracowaniu zastosowana została odmienna metoda statyczna falowodowego pomiaru wilgotności. Autorzy jednego z wyżej wymienionych patentów, zwrócili uwagę na istotny szczegół, związany z dynamicznymi pomiarami falowodowymi wilgotności, stwierdzili oni, że jeżeli rozdrobniony materiał nasycający się wodą przesypywany będzie poprzecznie do osi głównej falowodu, wówczas aby dokładnie określić wilgotność materiału należy uwzględnić masę przesypywanej substancji i szybkość przesypania porcji materiału zarówno suchego jak i wilgotnego.

2. WILGOTNOŚĆ STAŁYCH BIOSUROWCÓW NIEŻYWNOŚCIOWYCH

2.1. Odnawialne źródła energii

Gospodarka i życie ludzi wymaga nieprzerwanego dopływu energii, którą pozyskuje się wykorzystując lokalne źródła energii kopalnej, energię atomową i w coraz większym stopniu odnawialne źródła energii, które mniej wpływają na środowisko naturalne. Perspektywy wyczerpywania się zasobów kopalnych oraz obawy o stan środowiska naturalnego człowieka już w latach dziewięćdziesiątych minionego wieku znacznie zwiększyło zainteresowanie odnawialnymi źródłami energii, co w konsekwencji doprowadziło do znacznego wzrostu ich wykorzystania w wielu krajach. Technologie odnawialnych źródeł energii rozwinęły się już do takiego stopnia, że mogą konkurować z konwencjonalnymi systemami energetycznymi (Chmielniak, 2013; Ziębik i in., 2009). Źródłem energii pierwotnej (jako paliwo w procesie spalania istotna jest energia chemiczna zawarta w substancji palnej – organicznej) może być także biomasa, czyli materia pochodzenia roślinnego, powstającego głównie na drodze fotosyntezy. W traktacie akcesyjnym o przystąpieniu do Unii Europejskiej, Polska zadeklarowała wzrost udziału odnawialnych źródeł energii w produkcji energii elektrycznej w roku 2010 do 7,5% a w roku 2020 do 14%. Położenie geograficzne Polski nie pozwala uzyskać znacznego udziału źródeł odnawialnych w energetyce z energii wodnej, wiatrowej lub geotermalnej bez znacznych nakładów finansowych. Z odnawialnych źródeł energii w Polsce wzrastającym zainteresowaniem cieszy się, tania w produkcji, powstająca z materiałów odpadowych, biosurowców nieżywnościowych w postaci biomasy lignocelulozowej (peletu). Niezbędna staje się również kompleksowa ocena różnych właściwości energetycznych tego paliwa i określenie możliwości jej pozyskiwania w najtańszy sposób oraz ekonomicznego wykorzystania. Biomasa lignocelulozowa, uważana jest za ekologiczne paliwo spalane codziennie w piecach służących do ogrzewania pomieszczeń lub w piecach przemysłowych. Obecnie, ze względu na właściwości energetyczne oraz prostotę użytkowania zalicza się to paliwo do bardzo efektywnych źródeł energii cieplnej.

2.2. Pojęcie biomasy w przyrodzie i technice

Według Dyrektywy 2001/77/WE Parlamentu Europejskiego i Rady z dnia 27 września 2001 r. w sprawie wspierania produkcji na rynku wewnętrznym energii elektrycznej wytwarzanej ze źródeł odnawialnych (Dz.U.U.E. L. 283 z 27.10.2001) biomasę stanowią podatne na rozkład biologiczny frakcje produktów, odpady i pozostałości przemysłu rolnego, leśnictwa i związanych z nim gałęzi gospodarki, jak również po-

datne na rozkład biologiczny frakcje odpadów przemysłowych i miejskich. Substancje pochodzenia roślinnego zwane są fitomasą a pochodzenia zwierzęcego zomasą. Natomiast Rozporządzenie Ministra Gospodarki i Pracy z dnia 9 grudnia 2004 roku (Dz.U.R.P. 2004 r., Nr 267, poz. 2656) stanowi, że biomasa to stałe lub ciekłe substancje pochodzenia roślinnego lub zwierzęcego, które ulegają biodegradacji, pochodzące z owoców, odpadów i pozostałości z produkcji rolnej oraz leśnej i przemysłu przetwarzającego ich produkty, a także części odpadów z innych działów gospodarki, które ulegają biodegradacji. Według pracy (Postrzednik, 2010) wskaźniki pozyskania suchej biomasy kształtują się następująco: tereny leśne – od 3 do 5 Mg·ha·rok⁻¹, plantacje roślin energetycznych od 15 do 30 Mg·ha·rok⁻¹. Biomasa suchą w rzeczywistości są głównie odpady i pozostałości poprodukcyjne rolnictwa i przemysłu drzewnego. Jednak niektóre formy biomasy suchej są celowo wytwarzane w procesach produkcji rolniczej (np. plantacje roślin szybko rosnących jak wierzb wiciowa, ślazier peruwiański, trzcina pospolita, słonecznik bulwiasty) oraz stanowią efekt produkcji prawie przemysłowej (np. produkcja biomasy mikroorganizmów jaką jest np. plankton). Właściwości chemiczne, fizyczne i mechaniczne różnych rodzajów biomasy suchej wpływają na jej praktyczne wykorzystanie jako ekologicznego paliwa.

2.3 Biomasa lignocelulozowa w postaci peletu

Lignoceluloza tworzy szkielet ścian komórkowych występujących w roślinach, a zbudowana jest z połączenia ligniny oraz celulozy. Na cele energetyczne wykorzystuje się przeważnie biomasę lignocelulozową (czyli drewno i jego odpady, rośliny pochodzące z upraw energetycznych, odpady organiczne z rolnictwa i przemysłu drzewnego). Przetworzona biomasa lignocelulozowa, zwana również „*granulatem drzewnym*”, czasem potocznie „*pelletem*” (czyli śrutem, grudką, tabletką, pigułką) lub w Polsce po prostu „*peletem*”, uważana jest obecnie za ekologiczne paliwo spalane w różnego rodzaju piecach. Ze względu na właściwości energetyczne oraz prostotę użytkowania zalicza się to paliwo jako bardzo efektywne źródło energii cieplnej (Jasiulewicz, 2009; Frączek, 2010; Stolarski, 2006). Aby określić jakość peletowego granulatu należy określić jego gęstość nasypową, wartość opałową, wilgotność oraz zawartość popiołu. Dobrej jakości pelet posiada zawartość popiołu od 0,3% do 5%, który z dobrej jakości biomasy może służyć jako nawóz.

Historia peletu, rozpoczyna się w początkach lat 80-tych XX wieku. Wykorzystując maszyny przeznaczone do produkcji granulatów paszowych dla bydła, w Ameryce Północnej oraz w krajach skandynawskich rozpoczęto produkcję peletowego granulatu drzewnego na skalę przemysłową, wykorzystując dotychczas nie zagospodarowywane odpadki przemysłu drzewnego i rolnictwa. Granulat peletu szybko zaczął być konkurencyjny w stosunku do innych paliw takich jak ekogroszek, węgiel, olej opałowy i gaz. Rosnące uznanie dla peletowego granulatu ze strony użytkowników spowodowało rozwój gałęzi przemysłu produkującego to paliwo. Rynek peletu początkowo szybko rozwijał się w Kanadzie oraz w Szwecji, a następnie w Niemczech, Francji, Austrii,

Holandii, Belgii, Szwecji, Norwegii. Także w Polsce produkt ten zdobywa coraz więcej zwolenników. W kraju jest on używany do ogrzewania budynków przemysłowych (piekarnie, ciepłownie miejskie), obiektów użyteczności publicznej (między innymi: urzędy, szkoły, hotele) oraz gospodarstw domowych, czyli wszędzie tam, gdzie klient oczekuje czystości i wygody. Czasem, ze względu na swoje walory zdrowotne pelet ze słomy bywa stosowany jako podściółka dla zwierząt (dopiero po takim wykorzystaniu, osuszany i spalany).

Pelet jako paliwo ekologiczne

W czasie wzrostu roślin i zwiększania się ich masy, w procesie fotosyntezy pochłaniają one z atmosfery dwutlenek węgla oraz wodę. Podczas spalania ilość wydzielonego dwutlenku węgla jest porównywalna z ilością dwutlenku węgla pochłoniętego przez rośliny podczas ich wzrostu, dlatego spalanie granulatu peletu nie wpływa na zwiększenie w atmosferze koncentracji cząstek dwutlenku węgla, gdyż te pochłaniane są przez nowo rosnące rośliny. Natomiast utworzone z roślin z przed tysięcy lat paliwa takie jak: węgiel kamienny, brunatny czy torf, nie są uważane za paliwo ekologiczne gdyż dwutlenek węgla z atmosfery pochłaniały rośliny powstałe przed tysiącami lat. Ten tok myślenia powoduje, że bilans pochłaniania i dodawania dwutlenku węgla przez rośliny nie jest określany w globalnej skali czasu a tylko w okresie czasu, który rozpoczyna się w chwili nieznacznie odległej a kończy w dniu spalania paliwa.

Normy i certyfikaty dotyczące peletu

Każda norma lignocelulozy jest zbiorem wartości krytycznych ustalonych dla wybranych właściwości fizyko-chemicznych. Dla peletu normy odnoszą się do opisu jego wymiarów (średnicy i długości), minimalnej gęstości, trwałości, wartości opałowej, zawartości popiołu, zawartości siarki, węgla i wodoru oraz wilgotności. Od 2010 roku zaczęto wprowadzać Polskie Normy, stanowiące tłumaczenie norm europejskich pod wspólnym tytułem: Biopaliwa stałe. Normy odnoszące się do peletu to między innymi: *PN-EN 14588:2011*, *PN-EN 14774:2010E*, *PN-EN 14961-2:2011E*, *PN-EN 14961-6:2012E*, *PN-EN 14961-1:2010*, *PN-EN 15210 -1:2010E*, *PN-EN 15234-1:2011*, *PN-EN 15234-2:2012*, *PN-EN 15234-6:2012*, *PN-EN 16127:2012E*.

Do 2010 roku, czyli do przyjęcia norm europejskich stosowane były normy krajowe dotyczące peletu wprowadzone przez:

- Austriacki *Österreichische Normungstititut* opracował najbardziej kompleksową i bardzo wymagającą wobec jakości peletu normę *ÖNORM M 7135* uzupełnioną normami dotyczącymi logistyki *ÖNORM M 7136* i przechowywania *ÖNORM M 7137*.
- *Deutsches Institut für Normung* opracował normę *DIN 51731* o gorszych wymaganiach jakościowych, niż norma austriacka. Jednak rozbieżność między wymaganiami rynku, a ograniczeniami posiadanej normy, skłoniły *Deutsches Institut für Normung* do wprowadzenia w 2002 roku certyfikatu nazwanego *DIN Plus*, zasadniczo oparty został na rozwiązaniach opracowanych przez Austria-

ków. Dołączono do niego bardziej rozbudowaną analizę pierwiastkową normy DIN 51731. Certyfikat ten w przeciągu ostatnich lat zdobył sporą popularność.

- *Swedish Standards Institute* wprowadził normę SS 18 71 20. Wyróżnia ona 3 grupy jakościowe jednak dość łagodnie określa poszczególne klasy peletów.

Tylko norma DIN 51731 dopuszcza wilgotność peletu mniejszą od 12%, pozostałe normy przyjmują ten czynnik na poziomie mniejszym od 10%. Wilgotność przy dostawie peletu określa tylko norma SS 187120 (dla peletów 1 grupy) na mniej niż 10%. Pozostałe normy i certyfikaty nie określają wartości procentowej tej wielkości. W celu zagwarantowania kupującemu wysokiej jakości granulatu peletu, producenci często posługują się Świadectwem zgodności z normą, które wystawiają niektóre laboratoria na podstawie analizy próbki dostarczonego materiału. Zupełnie inaczej wygląda sytuacja jeżeli producent posiada certyfikat stosowania normy, potwierdzany okresowo wynikami badań mieszczących się w danej normie przez upoważnione instytucje. Spełnienie warunków certyfikacji upoważnia do posługiwania się logo danego certyfikatu wraz z przyznanym numerem rejestrowym. Zatwierdzone stosowane procedury produkcji, znacznie zwiększają prawdopodobieństwo utrzymywania przez producenta stałej jakości granulatu peletu.

Wytwarzanie peletu

Surowcem do produkcji peletu może być praktycznie każdy rodzaj roślin, jednak najcenniejszym i najbardziej kalorycznym materiałem są trociny, ścinki, wióry drzewne ewentualnie kora (Frączek, 2010; Stolarski, 2006). Produkcja peletu polega na poddaniu dowolnej biomasy trzem kolejnym procesom: suszeniu, mieleniu oraz prasowaniu. Rodzaj suszenia jest dostosowany do rodzaju surowca. Mielenie lignocelulozy przeprowadza się w różnego rodzaju rozdrabniaczach lub młynach pozwalających uzyskać założony w procesie produkcyjnym stopień rozdrobnienia. Następnie zostaje poddana procesowi zagęszczania w granuladorach, podczas tego procesu następuje zwiększenie temperatury materiału w wyniku którego lignina, będąca jednym z podstawowych składników drewna, zaczyna wykazywać właściwości klejące. Po uzyskaniu odpowiednich parametrów szerokości i długości podczas przejścia przez różnego rodzaju matryce następuje jego chłodzenie. Chłodzenie to nadaje mu odpowiednią twardość i stabilność. Należy dodać, że pelet nie zawiera żadnych chemicznych dodatków typu kleje, lakiery, utwardzacze itp. Ostatecznie przyjmuje on formę małych granuliek (granulatu), najczęściej o średnicy od 6 do 12 mm i długości maksymalnej regulowanej przez normy zazwyczaj 4 lub 5 razy większej od jego średnicy (rys. 2.1). Istotnymi parametrami mającymi wpływ na zagęszczanie biomasy lignocelulozowej jest jej stopień rozdrobnienia oraz poziom jej wilgotności.

Zaraz po zakończeniu procesu produkcji granulatu peletu (rys. 2.1) charakteryzuje się niską wilgotnością $H_{\%}$, wynoszącą od 4% do 12%, ma wysoką wartość energetyczną (opalową) H_u do 19 MJ·kg⁻¹ (przykładowe wartości opalowe H_u wynoszą: węgiel kamienny 30 MJ·kg⁻¹, olej opalowy 42 MJ·kg⁻¹, drewno o wilgotności $H_{\%}$ = 15% od 6,5 MJ·kg⁻¹ do 11 MJ·kg⁻¹, niską zawartość popiołu $A_{\%}$ wynoszącą od 0,2% do 5%, małą ilością substancji szkodliwych dla środowiska (Jasiulewicz, 2009). Jeżeli został

użyty surowiec dobrej jakości oraz został zastosowany właściwy przebieg procesu produkcji granulatu peletu, wówczas produkt finalny może ubiegać się o certyfikat jakości DIN Plus.



Rysunek 2.1. Wygląd typowego granulatu lignocelulozowego, peletu

Duża zawartość wody w pelecie, powoduje wzrost jego gęstości, co ma również wpływ na cenę sprzedaży oraz koszty transportu od producenta do pieca. Dodatkowo suchy pelet zbyt długo magazynowany akumuluje wodę, a mokry nie nadaje się do spalania w piecach, gdyż przed właściwym spalaniem niepotrzebnie pobiera ciepło na samoosuszenie a powstająca para wodna dodatkowo aktywuje chlor i siarkę, które wraz z tlenkami są przyczyną tworzenia się szkodliwych osadów i korozji wysokotemperaturowej na wewnętrznych powierzchniach grzewczych pieca. Granulat przeznaczony do spalania, według producentów pieców, powinien mieć wilgotność $H\%$, nie przekraczającą od 12% do 16% (Frączek, 2010). W przypadku wyższej wilgotności, peletu bez przesuszenia nie nadaje się do efektywnego spalania w piecach. Dlatego konieczne są skuteczne i proste metody techniczne szybkiej oceny wilgotności peletu.

2.4. Wartość opałowa a wilgotność lignocelulozy

Wartość opałowa biomasy (w tym peletu), jako podstawowy parametr energetyczny paliw, jest zazwyczaj niższa od wartości opałowej paliw klasycznych. Dla celów porównawczych przyjmuje się zwykle wartość opałową lignocelulozy na poziomie ok. $15 \text{ MJ} \cdot \text{kg}^{-1}$ (dla substancji suchej czyli bezwodnej i bezpopiołowej zwanej stanem „daf”). Cechą charakterystyczną wartości opałowej lignocelulozy jest stosunkowo duży rozrzut wartości, na co wpływa zróżnicowanie składu pozyskiwanej substancji orga-

niczne. Istotny jest gatunek roślin, miejsce wzrastania, warunki atmosferyczne, okres wegetacji i inne z których wyprodukowano lignocelulozę. Jednym z głównych składników lignocelulozy jest między innymi celuloza, o ogólnym wzorze chemicznym $(C_5H_{10}O_5)_n$, gdzie $n=100-3000$, przy czym drewno zawiera jej ok. 55% celulozy, natomiast włókna roślinne do 97% celulozy. W lignocelulozie występują także inne pierwiastki, jak: azot (N), chlor (Cl), siarka (S) oraz substancje mineralne (np. popiół). Masa drobinowa lignocelulozy zawarta jest w przedziale $M \approx 120-160 \text{ kg} \cdot \text{kmol}^{-1}$, a parametr *chemicznego zapotrzebowania tlenu* (ChZT) szacowany jest jako $\text{ChZT} \approx 1,45 \text{ mgO}_2 \cdot \text{dm}^{-3}$ biomasy (Postrzednik, 2010). Paliwa alternatywne (biomasa, biopaliwa) są zazwyczaj paliwami gorszej jakości w porównaniu z typowymi paliwami klasycznymi (np. paliwami płynnymi), ponadto także sprawność energetyczna urządzeń energetycznych zasilanych tymi paliwami jest niższa niż w przypadku zasilania pieca dobrej jakości paliwami klasycznymi (Ziębik i in., 2009). Dodatkowo paliwa alternatywne często zawierają znacznie więcej wody aniżeli paliwa klasyczne. Obecność balastu jakim jest woda oraz substancje mineralne, oddziałuje negatywnie na efektywną wartość opałową paliwa, co okazuje się być istotniejsze w przypadku paliw o niższych wartościach opałowych substancji palnej, np. w procesach utylizacji biomasy.

Stosując współspalanie paliw klasycznych oraz paliw alternatywnych (np. biomasy) można nieco zniwelować ten niepożądany, niekorzystny, efekt energetyczny. Obecnie prowadzone są badania dotyczące optymalnego współspalania paliw klasycznych oraz paliw alternatywnych (biopaliw). Dotyczą one przede wszystkim do współspalania paliw stałych (węglu kamiennego, węgla brunatnego, torfu) z biomasą oraz paliw ciekłych (olej opałowy, olej napędowy, benzyna) w mieszaninie z biopaliwami ciekłymi (olej rzepakowy, olej palmowy, alkohole).

Wilgotność jest podstawowym parametrem technologicznym lignocelulozy i wpływa zasadniczo na jej parametry fizyczne. Z tego powodu szybki, dokładny i niezawodny pomiar wilgotności tego materiału jest niezbędny w prawidłowym przebiegu procesu produkcji.

Względna stała dielektryczna ϵ_r drewna suchego, zależnie od rodzaju drewna, dla częstotliwości kilku kiloherców wynosi od 2 do 4. Stała dielektryczna, mierzona przy prądzie stałym, wody ϵ_{rw} przy 20°C wynosi 80 i wraz ze wzrostem temperatury wody, stała ta maleje osiągając przy 100°C wartość 55, a przy 200°C wartość 35 (Tannenberg i in., 2011). Wpływ zawartości wody w drewnie na jego stałą dielektryczną ϵ_r jest duży. Zmiana względnej stałej dielektrycznej ϵ_r drewna w funkcji wilgotności $H_{\%}$ ma przebieg zbliżony do bipolarniej funkcji sigmoidalnej:

$$\epsilon_r(H_{\%}) = a \tanh(bH_{\%} + c) + d \quad (2.1)$$

gdzie:

- $H_{\%}$ – jest wilgotnością podaną w procentach,
- a – są parametrami odpowiadającymi za położenie przebiegu na osi stałej dielektrycznej,
- b – jest parametrem odpowiadającym za nachylenie funkcji,

- c – jest parametrem odpowiadającym za położenie funkcji na osi wilgotności,
- d – jest parametrem przesunięcia funkcji na osi stałej dielektrycznej. Dla drewna miękkiego wielkości z zależności (2.1) przyjmują wartości: $a=3,269$; $b=0,080$; $c=-1,559$; $d=4,912$. Wielkości tak określone powodują, że funkcja bipolarna sigmoidalna jest przeskalowana w ten sposób, że dla drewna suchego (wilgotność $H\%=0\%$) stała dielektryczna ε_r przyjmuje wartość około 2, następnie ze wzrostem wilgotności narasta a dla wilgotności około $H\%=17\%$, przełamuje się zmieniając sposób narastania, osiągając przy wilgotności $H\%=50\%$ wartość 8,25. Określony za pomocą zależności (2.1) przebieg stałej dielektrycznej w funkcji wilgotności $H\%$ dla podanych wartości współczynników a , b , c , d prawie pokrywa się z tym podanym graficznie w pracy (Tannenberg i in., 2011).

2.5. Zawartość wody oraz substancji mineralnych w paliwie

Na dowolną porcję m_p (kg) materiału palnego składają się m_0 (kg) czyli masa substancji suchej paliwa i m_w (kg) masa wody zawartej w materiale palnym (PN-ISO 1928: 2002; PN-80/G-04511; PN-ISO 1171:2002):

$$m_p = m_0 + m_w \quad (2.2)$$

Masa m_0 substancji suchej określana jest z zależności (Postrzednik, 1999):

$$m_0 = m_A + m_B \quad (2.3)$$

gdzie:

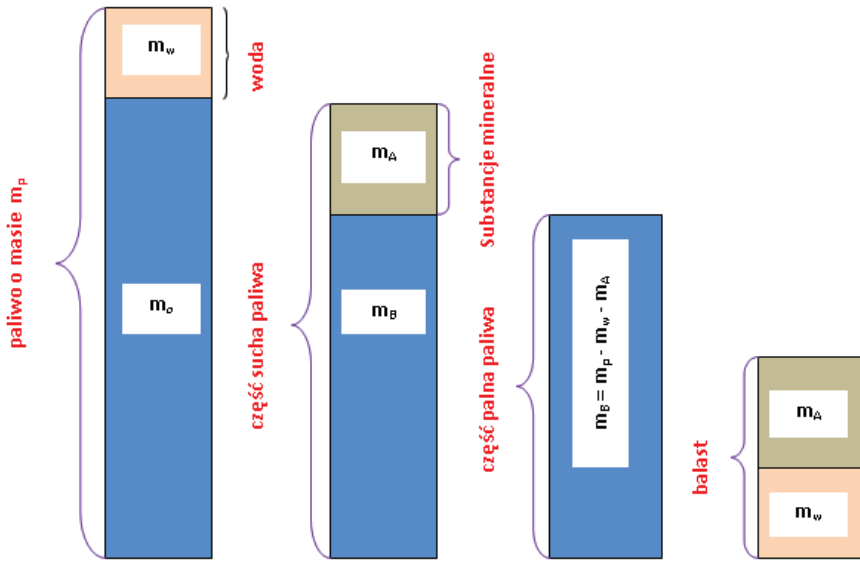
m_A (kg) – jest masą substancji mineralnych zawartych w paliwie,

m_B (kg) – to masa substancji palnej paliwa.

Wśród podanych składników paliwa (m_A, m_B, m_w) najistotniejsza jest masa substancji palnej m_B , będąca w dominującej części substancją organiczną, która jest zbudowana głównie z pierwiastków takich jak: węgiel (C), wodór (H), tlen (O), azot (N), siarka (S). Masa substancji palnej paliwa m_B , uwzględniając zależności (2.2) i (2.3), może być określona wyrażeniem:

$$m_B = m_p - m_w - m_A \quad (2.4)$$

Podstawowe składniki masy paliwa przedstawiono na rysunku 2.2.



Rysunek 2.2. Podstawowe składniki masy paliwa. Oznaczenia: m_p – masa materiału palnego, m_w – masa wody, m_0 – masa substancji suchej paliwa, m_A – masa substancji mineralnych, m_B – masa substancji palnej

Stosując zależność (2.2), zawartość wody w paliwie można przedstawić za pomocą zależności (1.3) jako wilgotność względną:

$$H = \frac{m_w}{m_p} \quad (2.5)$$

co uwzględnione w zależności (2.3) pozwala ją zapisać jako:

$$m_0 = (1 - H)m_p \quad (2.6)$$

Zawartość substancji mineralnej (popiołu) w substancji suchej paliwa, wyraża się zwykle za pomocą współczynnika zawartości substancji mineralnej a , zdefiniowanego wyrażeniem (1.4) :w odniesieniu masy substancji minerałów m_A do masy substancji suchej m_0 :

$$a = \frac{m_A}{m_0} \quad (2.7)$$

a wtedy masa m_B substancji palnej paliwa wynosi:

$$m_B = (1 - a) m_0 \quad (2.8)$$

i po uwzględnieniu zależności (2.6) uzyskuje się:

$$m_B = (1-a)(1-H) m_p \quad (2.9)$$

Udział b_{wA} balastu (wilgoć+popiół) w paliwie wilgotnym można określić następująco:

$$b_{wA} = \frac{m_w + m_A}{m_p} \quad (2.10)$$

Ze wzorów (2.3), (2.4), (2.5) można wyznaczyć zależność:

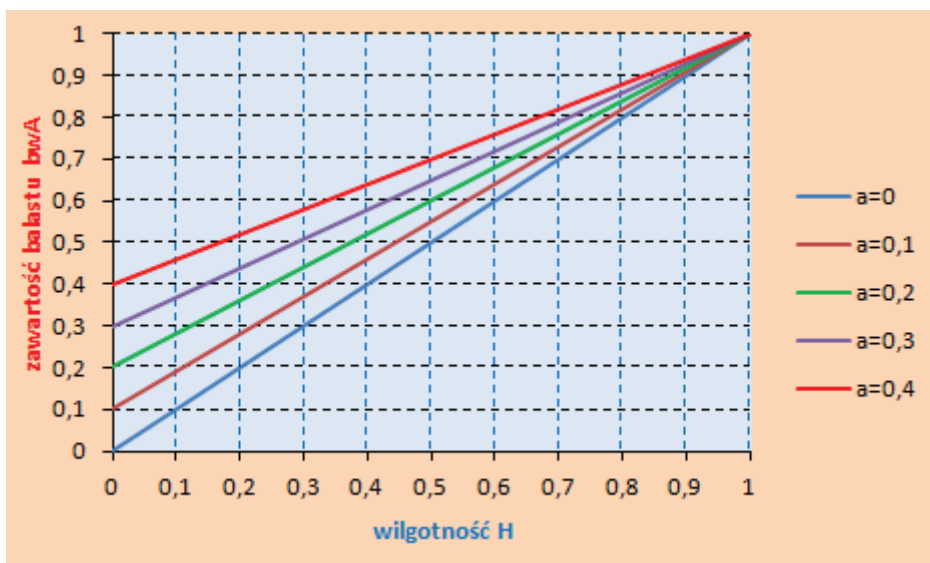
$$m_w = H m_p \quad (2.11)$$

stąd ostatecznie:

$$m_A = a(1-H) m_p \quad (2.12)$$

$$b_{wA} = h + a(1-H) \quad (2.13)$$

Wpływ zawartości substancji mineralnych określone wielkością a oraz wilgotności H na zawartość balastu b_{wA} w paliwie przedstawiono na rysunku 2.3.



Rysunek 2.3. Wpływ zawartości wilgotności H w funkcji zawartości balastu b_{wA} w paliwie przy różnych wartościach współczynnika a zawartości substancji mineralnej

Różnica prezentowanych powyżej wartości (rys. 2.3) jako uzupełnienie do jedności $(1 - b_{w,d})$ jest w istocie wagowym (masowym) udziałem substancji palnej (organicznej) w paliwie. Wśród różnych ujęć wartości opałowej paliwa najistotniejsza jest wartość opałowa substancji palnej $H_{u,B}$ ($\text{kJ}\cdot\text{kg}^{-1}$), obejmująca takie pierwiastki jak: węgiel (C), wodór (H), tlen (O), azot (N), siarkę (S) tego paliwa (stan „daf”).

2.6. Wpływ zawartości wilgotności i substancji mineralnej na wartość opałową paliwa

Obecność balastu (wody substancji mineralnej) przyczynia się do obniżenia energii chemicznej (wartości opałowej) stosowanego paliwa, co można przeanalizować bazując na wyprowadzonych oraz poniżej przytoczonych relacjach. Energia chemiczna paliwa $E_{ch,p}$ (kJ) (bilansowanie z wykorzystaniem wartości opałowej rzeczywistego paliwa $H_{u,p}$ ($\text{kJ}\cdot\text{kg}^{-1}$)) wynosi:

$$E_{ch,p} = m_p H_{u,p} \quad (2.14)$$

przy uwzględnieniu zależności (2.2), można ją wyrazić zależnością:

$$E_{ch,p} = m_0 H_{u,0} + m_w H_{u,w} \quad (2.15)$$

gdzie:

$H_{u,0}$ ($\text{kJ}\cdot\text{kg}^{-1}$) jest wartością opałową substancji suchej natomiast

$H_{u,w}$ ($\text{kJ}\cdot\text{kg}^{-1}$) jest entalpią dewaluacji ciekłej wody, którą określa wyrażenie:

$$H_{u,w} = -r_w \quad (2.16)$$

w którym r_w ($\text{kJ}\cdot\text{kg}^{-1}$) jest entalpią parowania wody.

Uwzględniając obecność substancji mineralnej otrzymano:

$$m_0 H_{u,0} = m_B H_{u,B} \quad (2.17)$$

Wówczas, po uwzględnieniu wyrażenia (2.8) mamy:

$$H_{u,0} = (1 - a) H_{u,B} \quad (2.18)$$

gdzie:

$H_{u,B}$ ($\text{kJ}\cdot\text{kg}^{-1}$) jest wartością opałową substancji palnej paliwa.

Z wyrażeń (2.14), (2.15) oraz (2.5), (2.8) otrzymuje się:

$$H_{u,p} = (1 - h) H_{u,0} + H_{u,w} \quad (2.19)$$

co po uwzględnieniu zależności (2.18) można dalej zapisać:

$$H_{u,p} = (1 - H)(1 - a) H_{u,B} - r_w h \quad (2.20)$$

a następnie, po wydzieleniu stronami przez $H_{u,B}$ otrzymano:

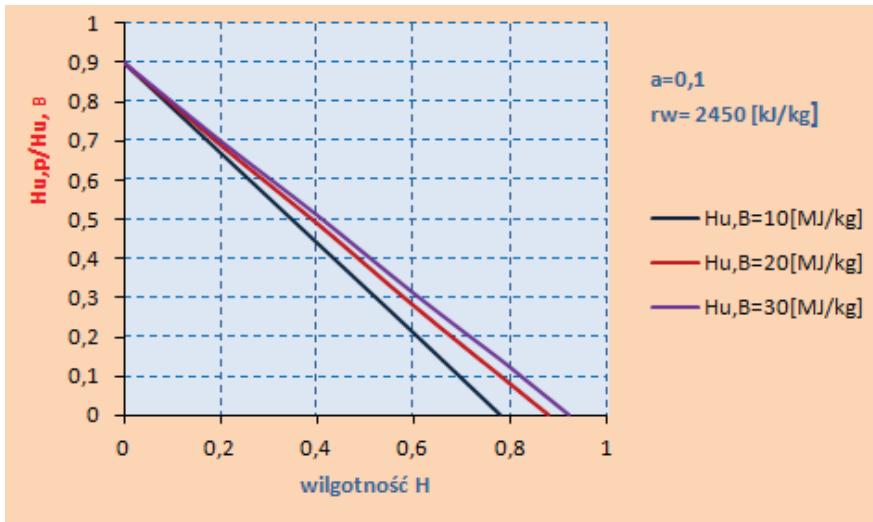
$$\frac{H_{u,p}}{H_{u,B}} = (1 - H)(1 - a) - H \frac{r_w}{H_{u,B}} \quad (2.21)$$

Entalpia parowania wody r_w w zakresie temperatur τ (w stopniach Celsjusza) od 0°C do 100°C, z dobrym przybliżeniem może być określona zależnością:

$$r_w = (2500 - 2,46\tau) \text{ (kJ}\cdot\text{kg}^{-1}\text{)} \quad (2.22)$$

Entalpia parowania wody przy temperaturze 0°C wynosi 2500 kJ·kg⁻¹, przy temperaturze pokojowej 20°C ma wartość 2450 kJ·kg⁻¹, przy temperaturze 100°C wynosi 2257 kJ·kg⁻¹. Wartość opałowa $H_{u,B}$ zależy od rodzaju paliwa stałego i w temperaturze 20°C zawiera się w stosunkowo szerokim przedziale od 12 do 34 MJ·kg⁻¹, przy czym niższe wartości zwykle odnoszą się do paliw typu lignoceluloza, biomasa. Iloraz wartości $\frac{r_w}{H_{u,B}}$ zmienia się zwykle od 0,07 do 0,20. Podstawowa funkcja względnych

zmian wartości opałowej paliwa $\frac{H_{u,p}}{H_{u,B}}$, opisana zależnością (2.21), przy różnych wartościach opałowych substancji palnej $H_{u,B}$ oraz zadanej zawartości substancji mineralnych a przedstawiono na rysunku 2.4.



Rysunek 2.4. Wpływ wilgotności H na iloraz wartości opałowej paliwa $\frac{H_{u,p}}{H_{u,B}}$ przy stałym współczynniku zawartości substancji mineralnej $a=0,1$ i różnej wartości opałowej.

Z zależności (2.21) wynika jasno, że ze wzrostem wilgotności, wartość opałowa rzeczywistego paliwa stopniowo maleje, przy czym miarą tego spadku jest pochodna

$$\frac{d\left(\frac{H_{u,p}}{H_{u,B}}\right)}{dH} = (1-a) + \frac{r_w}{H_{u,B}} \quad (2.23)$$

Niezależnie od zawartości współczynnika a substancji mineralnej paliwa, wartość tej pochodnej jest zawsze ujemna, co można zapisać:

$$\frac{d\left(\frac{H_{u,p}}{H_{u,B}}\right)}{dH} < 0 \quad (2.24)$$

Oddziaływanie wilgotności H jest szczególnie wyraźne dla paliw o niskiej zawartości substancji mineralnej (wtedy gdy $a \Rightarrow 0$), wtedy moduł tych zmian wynosi:

$$\left| \frac{d\left(\frac{H_{u,p}}{H_{u,B}}\right)}{dH} \right|_{\max, a \rightarrow 0} \Rightarrow \left[1 + \frac{r_w}{H_{u,B}} \right] \quad (2.25)$$

a konkretnie, przy ilorazie wartości $\frac{r_w}{H_{u,B}}$ zmieniającym się w zakresie od 0,07 do 0,20

uzyskuje się $\left| \frac{d\left(\frac{H_{u,p}}{H_{u,B}}\right)}{dH} \right|_{\max, a \rightarrow 0}$ w granicach od 1,07 do 1,20.

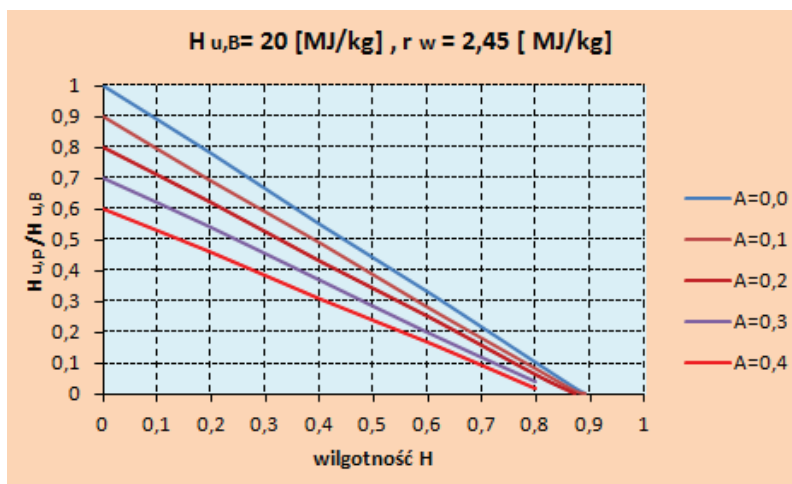
Oznacza to, że zmiana wilgotności paliwa o $|\Delta H|$ wynoszące 1% pociąga za sobą względną zmianę względnej wartości opałowej $\frac{H_{u,p}}{H_{u,B}}$ węgla kamiennego o około 7%, natomiast dla paliwa typu biomasa skutkuje zmianą względnej wartości opałowej $\frac{H_{u,p}}{H_{u,B}}$ aż o około 20%. Świadczy to o potrzebie głębszego osuszania biomasy przed jej spalaniem; tym bardziej że zawartość substancji mineralnych w biomase jest przeważnie niewielka. Wyznaczona funkcja względnych zmian wartości opałowej paliwa $\frac{H_{u,p}}{H_{u,B}}$, opisana zależnością (2.21), dla zadanej wartości opałowej substancji palnej $H_{u,B}$ oraz przy różnych zawartościach substancji mineralnej a , została przedstawiona na rysunku 2.5.

Analizując przebieg funkcji pokazanych na rysunkach 2.4 i 2.5 oraz korzystając z zależności (2.21) można wyznaczyć taką graniczną zawartość wody H_0 , przy której efektywna wartość opałowa paliwa $H_{u,p} = 0$, co określić można z zależności:

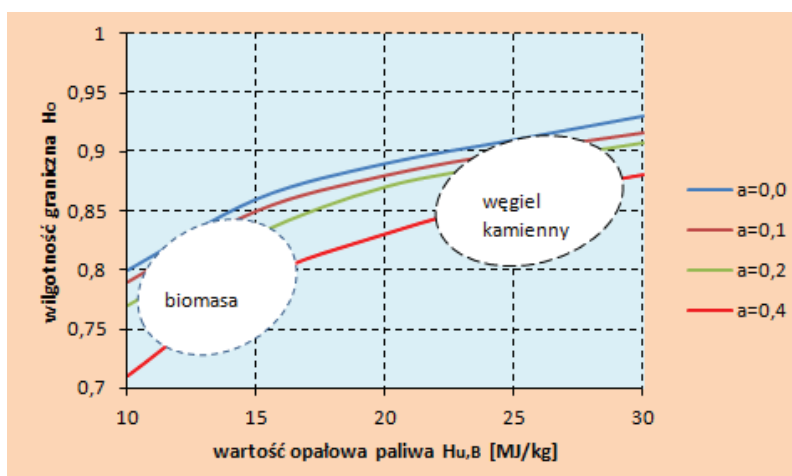
$$H_0 = \frac{(1-a)}{(1-a) + \frac{r_w}{H_{u,B}}} \quad (2.26)$$

Z kolei zależność (2.26) posłużyła do opracowania rysunku 2.6, gdzie przedstawiono wpływ zawartości substancji mineralnej a oraz wartości opałowej $H_{u,B}$ substancji palnej na graniczną zawartość wody w paliwie H_0 , przy której efektywna wartość

opałowa paliwa jest bliska zeru ($H_{u,p} = 0$). Obszary parametrów biomasy (lignocelulozy) oraz węgla są usytuowane rozdzielnie.



Rysunek 2.5. Wpływ wilgotności paliwa H na iloraz wartości opałowej $\frac{H_{u,p}}{H_{u,B}}$ przy wartości opałowej $H_{u,B} = 20 \text{ MJ} \cdot \text{kg}^{-1}$.



Rysunek 2.6. Wpływ zawartości substancji mineralnej oraz wartości opałowej substancji palnej paliw stałych na graniczną wartość H_0 wilgotności paliwa (zależność (2.26)) (Postrzednik, 1999).

Z przeprowadzonej analizy wynika więc, że negatywne oddziaływanie balastu (wilgoci oraz substancji mineralnej) na wartość energetyczną paliw jest wyraźniejsze, kiedy substancja palna paliwa charakteryzuje się niższą, jak w przypadku biomasy, wartością opałową $H_{u,B}$ kJ·kg⁻¹. Niższa zawartość substancji mineralnych dowolnego paliwa, np. biomasy, jest generalnie korzystna, jednak często jest ona okupiona jego zwiększoną wilgotnością. Wymusza to konieczność osuszania biomasy, co związane jest z dodatkowymi nakładami energetycznymi. Zawartość balastu (głównie wody, a także po części substancji mineralnej) dowolnego paliwa kształtuje się często w sposób przypadkowy (losowy, czynniki atmosferyczne), niezależny od służb zaopatrzeniowych oraz eksploatujących urządzenia energetyczne. Dlatego wszelka analiza wartości opałowej $H_{u,p}$ kJ·kg⁻¹ paliw odnosić się powinna do wartości opałowej $H_{u,B}$ kJ·kg⁻¹ dla czystej substancji palnej (stan „daf”). Decydująca w tym zakresie jest najczęściej struktura i budowa chemiczna oraz skład elementarny substancji palnej. Podstawowym parametrem charakteryzującym paliwo jest zawartość balastu (wody oraz substancji mineralnych), który towarzyszy substancji palnej (organicznej) każdego paliwa, natomiast głównym parametrem stanowiącym o przydatności energetycznej paliwa jest wartość opałowa substancji palnej $H_{u,B}$ kJ·kg⁻¹.

2.7. Znaczenie określania identyfikacji wilgotności materiałów

Identyfikacja wilgotności biosurowców nieżywnościowych pełni istotną rolę w wielu dziedzinach gospodarki rolnej, leśnej, przemysłu rolno-spożywczego oraz techniki. Spowodowane to jest tym, że zawartość wody znacząco wpływa na fizyczne i chemiczne właściwości różnych materiałów. Kontrolowanie wilgotności w procesach produkcji i przetwarzania materiału jest konieczne ze względów ekonomicznych i technicznych. Jedną z bardziej zaawansowanych technicznie i cechujących się dużą dokładnością metod pomiarowych okazują się metody wykorzystujące mikrofałę (Tannenberg i in., 2011). W rolnictwie oraz w przemyśle rolno-spożywczym pomiary zawartości wilgotności obejmują przede wszystkim substancje sypkie, np. ziarna zbóż, przyprawy czy zioła. W przypadku zbyt dużej zawartości wody substancje spożywcze poddawane są procesowi suszenia. Wysuszone artykuły spożywcze charakteryzuje zahamowanie rozwoju mikroorganizmów chorobotwórczych. Badanie wilgotności powietrza jest istotne w procesie magazynowania, ponieważ nadmierna obecność wody sprzyja rozwojowi m.in. grzybów i może przyspieszyć psucie się substancji spożywczych.

W przypadku substancji sypkich pomiar wilgotności pozwala zachować kontrolę nad zjawiskiem zbrylania. Ponadto, w przemyśle i rolnictwie monitorowana jest duża liczba procesów, takich jak np. wilgotność papieru, węgla, cementu, gleby i drewna. Ze względu na często specyficzne cechy wymienianych materiałów badania wilgotności wymagają wdrożenia odpowiednio dostosowanych do potrzeb metod pomiarowych.

W aplikacjach monitorujących zawartość wody, w których nie sprawdzają się inne metody, znaczącą rolę odgrywają pomiary wykorzystujące technikę mikrofalową. W higrometrach mikrofalowych są wykorzystywane obecnie częstotliwości w zakresie od 3 GHz do 30 GHz (Tannenberg i in., 2011); Domański i in., 2005). Ze względu na specyfikę tej metody pomiarowej mikrofalowe mierniki wilgotności pozwalają kontrolować wilgotność badanego materiału nieinwazyjnie i w czasie rzeczywistym. Jest to ważną zaletą przy monitorowaniu procesów produkcyjnych.

3. FALE ELEKTROMAGNETYCZNE I FALOWODY

– UJĘCIE HISTORYCZNE

Praca ta w zasadzie nie jest ukierunkowana na czytelnika mającego wyższe wykształcenie z zakresu nauk elektrycznych, dlatego w celu „łagodnego” wprowadzenia nazewnictwa, twierdzeń i równań fizyki oraz elektryki, pojawiających się przede wszystkim w częściach dotyczących elektromagnetyzmu (falowodów), wykorzystano historię niektórych zasadniczych odkryć tej dziedziny wiedzy. Z mediów kierowanej transmisji fal elektromagnetycznych obecnie najszybciej rozwijają się światłowody. Ciągłe wrasta częstotliwość ich pracy sięgając dziś do zakresu terahercowych. Dopracowanie w przyszłości urządzeń stanowiących zakończenia odcinków światłowodów (mających odpowiedniki w falowodowych antenach tubowych) pozwoli również na określenie wilgotności odpowiednio rozdrobionych suchych biosurowców nieżywnościowych (w tym peletu) umieszczanych między tymi zakończeniami. Wykorzystane zostanie tu zapewne zjawisko specyficznego zachowania się drobin wody w bardzo wysokich częstotliwościach. Dlatego w końcowej części tego rozdziału pokazano również krótko działanie i historię światłowodów jako przyszłościowego medium możliwego do wykorzystywania przy określaniu wilgotności materiałów biologicznych. W celu określenia podstawowych danych biograficznych w tym rozdziale wykorzystano dane encyklopedyczne (Wielka encyklopedia PWN 2001-2005; Oksfordzki słownik biograficzny, 1999; Słownik uczonych, 2001). Odkrycia dotyczące fizyki, elektryczności oraz zdarzeń z nimi powiązanych podano na podstawie dostępnej literatury z tego zakresu (Crombie, 1960; Gierlotka, 2012; Hammond, 1999; Heilbron, 1979; Weinfel, 1968; Whittaker, 1951). natomiast w części dotyczącej historii transmisji światłowodowej wykorzystano prace Goffa i Hechta (Goff, 2003; Hecht, 2004). Jeżeli wyżej podana literatura nie wymieniała zdarzeń istotnych dla przedstawianej tu historii, wówczas w tekście zostały podane pozycje ją uzupełniające.

3.1. Początki elektryki i odkrycie fal elektromagnetycznych

W starożytnej Grecji zadziwiającą karierę leczniczą zrobił oszlifowany magnetyt (magnetyczny tlenek żelaza Fe_3O_4) przyciągający żelazo, znany wcześniej w Chinach, gdzie znajdowano go w wielu miejscach. Uważa się, że ponad 2,5 tysiąca lat p.n.e. skonstruowano w Chinach pierwszy kompas. Jedni twierdzą, że nazwa „*magnes*” wywodzi się od miasta Magnes w Azji Mniejszej gdzie wydobywano i obrabiano ten materiał inni, że od imienia mitycznego pasterza, który odkrył magnetyt dzięki zjawisku przyciągania przez ten „*kamień*” końca jego pasterskiego kija okutego żelazną blachą.

Już starożytni zauważyli, że pocierany bursztyn (po słowiańsku *jantar*) nabiera własności przyciągania niewielkich przedmiotów takich jak włosy, słomki lub piórka.

Nadworny lekarz królowej Elżbiety I, a zarazem prezes angielskiego *Royal College of Physicians*, William Gilbert (1540-1603) prowadził badania nad elektryzowaniem się ciał przez tarcie, początkowo używając do tego celu bałtyckiego bursztynu. Zjawisko: elektryzowania się ciał nazwał „*electrics*” od greckiej nazwy bursztynu „*elektron*” (język grecki – *ηλεκτρον*). Zaobserwował on również inne ciała takie jak siarka, wosk, cenne kamienie, które podlegały procesowi elektryzacji. Opublikował swoje obserwacje w 134 stronicowej książce napisanej po łacinie pt. *De Magnete, Magneticisque Corporibus, et de Magno Magnete Tellure*, pierwsze wydanie Peter Short, London 1600 r., drugie wydanie Wolfgang Lockmans, Stettin (Szczecin) 1628 r. Angielski przekład z 1893 roku P. Fleury Mottelay został wydany jako faksimila przez Dover Publications, New York w 1991 roku. W pół wieku od pierwszego wydania pracy W. Gilberta angielski filozof Sir Thomas Browne (1605-1682), we wznawianej wielokrotnie łacińskiej książce pt. *Pseudodoxia Epidemica* (drukowanej przez T. H. dla Edwarda Dod, London 1646, stron 386) w siedmiu księgach usiłował upowszechnić większość posiadanej wtedy wiedzy ludzkiej. W pierwszej księdze wprowadził pojęcie elektryczności („*electricity*”).

Niemiecki fizyk, wynalazca i budowniczy Otto von Guericke (1602-1686), w latach 1646-1676 burmistrz Magdeburga, w 1662 roku skonstruował maszynę elektrostatyczną. Maszyna była zbudowana z topionej siarki uformowanej w kulę umieszczoną między deskami, którą można było obracać połączoną z nią korbą. Pocieranie za pomocą odpowiedniej rękojeści obracającej się kuli elektryzowało ją a kula przyciągała lekkie przedmioty, jak papier, słomki, łodygi traw, małe cząsteczki złota, płatki srebra. Za pomocą lnianej nici, nie dłuższej od trzech stóp dotykającej kuli, właściwość ta mogła być przekazywana na odległość. Był to pierwszy przypadek celowego przekazywania ukierunkowanej energii elektrycznej (w zasadzie elektrostatycznej) na odległość (Wróblewski, 2006). W styczniu 1746 roku matematyk, filozof, lekarz i astrolog Pieter van Musschenbroek (1692-1761) i jego asystent laboratoryjny Andreas Cuneus (1712-1778) w Leyden w Holandii wynaleźli pierwszy kondensator zwany „*butelką lejdejską*” („*Leyden jar*”). Była to folia metalowa przedzielona dielektrykiem umieszczona w słoiku szklanym przypominającym butelkę. Butelkę można było napełnić ładunkiem elektrostatycznym za pomocą wirującej maszyny elektrostatycznej a doświadczenia z jej udziałem były niebezpieczne dla życia jej wykonujących. Butelki lejdejskie mogły tworzyć „*baterie*”, połączone szeregowo, albo równolegle. Niemiecki prawnik, uczonek Ewald Jürgen Georg von Kleist (1700-1748), w latach 1722-1747 dziekan katedry w Kamieniu Pomorskim, był drugim niezależnym wynalazcą butelki lejdejskiej, którą zbudował już w listopadzie 1745 roku, jednak wynalazek związany został z Leyden miastem drugiego wynalazcy Pieter van Musschenbroek.

Uczony, filozof, polityk i wolnomularz Benjamin Franklin (1706-1790), jeden z założycieli Stanów Zjednoczonych, w latach 1746-1752 zajmował się badaniem natury pioruna i jako pierwszy wykazał, że piorun jest zjawiskiem elektrycznym (forma wyładowania elektrostatycznego) zachodzącym w atmosferze, skonstruował piorunochron, który niedługo wszedł do powszechnego użytku na całym ówczesnym cywilizowanym świecie. Przeprowadził on serię doświadczeń w czasie burz, polegających na ładowa-

niu butelek lejdejskich za pomocą cienkiego drutu połączonego z latawcem. Sformułował jedno z podstawowych praw elektrostatyki zwane *zasadą zachowania ładunku*, która mówi, że wypadkowy ładunek w układzie zamkniętym jest zawsze stały a układ zamknięty to taki układ, który nie może dokonywać wymiany ładunku z otoczeniem. Jest on również pomysłodawcą określenia *dodatniego „+” i ujemnego „-” biegunu napięcia*. Fizyk francuski Charles Augustin de Coulomb (1736-1806), w 1785 roku po wielu precyzyjnych eksperymentach przeprowadzonych za pomocą skonstruowanej przez siebie wagi skręceń, sformułował prawo nazywane jego nazwiskiem, które mówi, że siła wzajemnego oddziaływania dwóch punktowych ładunków elektrycznych jest wprost proporcjonalna do iloczynu tych ładunków i odwrotnie proporcjonalna do kwadratu odległości pomiędzy nimi, będące podstawowym prawem elektrostatyki. Rozwinął również teorię elektryzowania powierzchniowego przewodników. W 1786 roku odkrył zjawisko ekranowania elektrycznego, a w latach następnych wprowadził pojęcie „*momentu magnetycznego*”.

Od przełomu osiemnastego i dziewiętnastego wieku wykształceni ludzie parający się fizyką podejrzewali, że między elektrycznością a magnetyzmem istnieją jakieś wzajemne relacje a czas ten był okresem istotnych osiągnięć mających bezpośredni wpływ na powstanie elektrodynamiki. Z doświadczeń wiadano, że przepływająca energia rozładowania pioruna magnetyzuje żelazne elementy, jednak nie udawało się takiego magnesowania elementów otrzymać sztucznie, za pomocą elektryczności. W roku 1780 roku włoski lekarz, fizjolog i fizyk Luigi Galvani (1737-1798) po serii doświadczeń z udziałem żab i reakcji ich systemów nerwowego i mięśniowego na obecność napięcia elektrycznego, odkrył *akcję galwaniczną*. Dwadzieścia lat później, w roku 1800 włoski fizyk Alessandro Volta (1745-1827) wynalazł *ogniwo* zdolne do wytworzenia napięcia stałego o niewielkiej wartości. Wynalazek ten, który umożliwił w sposób prosty wytwarzanie napięcia źródłowego i po zamknięciu obwodu prądu elektrycznego, spowodował lawinę odkryć związanych z elektrycznością oraz stopniową budowę fundamentów teoretycznych elektrotechniki.

W 1820 roku Duńczyk Hans Christian Ørsted (1777-1851) pracujący jako farmaceuta w Kopenhadze dowiódł, że pod wpływem przepływającego przez przewód prądu elektrycznego, znajdująca się w pobliżu igła magnetyczna kompasu, zmienia swoje wychylenie, przy czym tym większa jest ta zmiana wychylenia im większa wartość prądu przepływa w przewodzie. Przyrząd do pomiaru prądu skonstruowany na tej zasadzie został nazwany *galwanometrem*.

W 1820 roku, francuscy badacze elektryczności: Jean-Baptiste Biot (1774-1862) fizyk, matematyk, geodeta i astronom oraz Félix Savart (1791-1841) profesor *Collège de France*, badając wpływ pola magnetycznego na natężenia prądu elektrycznego opublikowali prawo rządzące tym zjawiskiem, zwane od ich nazwisk *prawem Biota-Savarta*. Prawo to pozwala na określenie w dowolnym punkcie przestrzeni wartości indukcji pola magnetycznego, wygenerowanej przez przewodnik przez który płynie prąd elektryczny.

W roku 1821 matematyk i fizyk francuski André Marie Ampère (1775-1836) odkrył, że dwa różne przewody przewodzące prąd elektryczny przyciągają bądź odpy-

chają się nawzajem. Doszedł również do wniosku, że prąd płynący w przewodniku wytwarza wokół niego *pole magnetyczne*, które w postaci różniczkowej dziś można zapisać (*prawo Ampère'a*):

$$\operatorname{rot} \vec{H} = \vec{J} \quad (3.1)$$

gdzie:

$\vec{H}$ ($\text{A} \cdot \text{m}^{-1}$) – wektor natężenia pola magnetycznego,

$\vec{J}$ ($\text{A} \cdot \text{m}^{-2}$) – wektor gęstość prądu przewodzenia, natomiast *rot* oznacza rotację.

Dokładne badania tych zjawisk doprowadziły do zbudowania teorii oddziaływania prądów elektrycznych przepływających przez przewody a ta dziedzina wiedzy otrzymała nazwę „*elektrodynamika*”.

Angielski samouk fizyk i chemik, eksperymentator Michael Faraday (1791-1867) badał doświadczalnie wzajemne relacje pól elektrycznych i magnetycznych, a w 1831 roku dowiódł doświadczalnie, że zmienne pole elektryczne, może wywoływać prąd w znajdującym się w pobliżu obwodzie zamkniętym (*Prawo indukcji Faradaya*), tworząc ilościowe i jakościowe zasady indukcji elektromagnetycznej oraz wprowadzając pojęcia „*pola*” jako obszaru działania sił elektrycznych i magnetycznych. *Prawo indukcji magnetycznej* (Faradaya) można zdefiniować w następujący sposób: w zamkniętym obwodzie znajdującym się w zmieniającym się polu magnetycznym indukuje się siła elektromotoryczna równa szybkości zmian strumienia indukcji magnetycznej przechodzącego przez powierzchnię rozpiętą na tym obwodzie, przy czym strumień indukcji magnetycznej wywołany jest przez źródła zewnętrzne oraz prąd płynący w przewodniku. W postaci różniczkowej prawo można współcześnie wyrazić zależnością:

$$\operatorname{rot} \vec{E} = - \frac{\partial \vec{B}}{\partial t}, \quad (3.1)$$

gdzie:

$\vec{E}$ ($\text{V} \cdot \text{m}^{-1}$) – wektor natężenia pola elektrycznego,

$\vec{B}$ (T) – jest wektorem indukcji magnetycznej, natomiast

$\frac{\partial}{\partial t}$ – reprezentuje pochodną po czasie.

Przy czym pomiędzy wektorami $\vec{B}$ i $\vec{H}$ zachodzi ogólny związek:

$$\vec{B} = \mu \vec{H} \quad (3.2)$$

w którym:

μ ($\text{H} \cdot \text{m}^{-1}$) – jest przenikalnością magnetyczną ośrodka.

Odkrycie i opisanie teorii przez Faradaya indukcji magnetycznej dla rozwoju elektrodynamiki miały ogromne znaczenie z dwóch powodów: prawo Faradaya ma podstawowe znaczenie w teorii elektromagnetyzmu oraz indukcja elektromagnetyczna

może być wykorzystana do wytwarzania prądu elektrycznego, co zademonstrował sam Faraday budując pierwszą prądnice, wykorzystującą poruszający się mechanicznie magnes do wytwarzania przemiennego prądu elektrycznego. Doprowadziło ono również do zbudowania cewki indukcyjnej pozwalającej na wytworzenie z prądu wywołanego niskim napięciem wysokiego zmiennego napięcia (Duda i in., 2003).

Amerykański fizyk, profesor uniwersytetu w Princeton (USA), Joseph Henry (1797-1878), odkrył zjawisko samoindukcji, rok przed M. Faraday'em zaobserwował indukcję i samoindukcję elektromagnetyczną ale nie opublikował swoich odkryć, wskutek czego stracił status odkrywcy. Do wytworzenia pola magnetycznego zastosował on cewkę z wielowarstwowym izolowanym uzwojeniem. Włożone do wnętrza cewki żelazo umożliwiło wykonanie elektromagnesu o dużej sile udźwigu. W Princeton (Nassau Hall) J. Henry umieścił dwa długie proste przewody, jeden przed a drugi za budynkiem i wykazał że można przesłać impuls prądowy przez indukcję magnetyczną poprzez budynek. To działanie uważa się za pierwszą praktyczną prezentację telegrafu bez drutu. Aby przysyłać sygnały elektryczne pomiędzy swoim laboratorium a domem wykorzystywał on system ze zdalnie sterowanymi elektromagnesami przełączającymi obwody lokalne. W rzeczywistości stosowane urządzenie było pierwszym przekątnikiem magnetycznym. W 1829 roku skonstruował on silnik elektryczny a w 1842 roku zauważył, że silne iskrzenie indukuje prąd elektryczny w obwodach odsuniętych na duże odległości.

W 1826 roku na podstawie szeregu pomiarów, niemiecki fizyk i matematyk Georg Simon Ohm (1789-1854) wyznaczył zależność pomiędzy rezystancją, napięciem a prądem elektrycznym (*Prawo Ohma*), a samo odkrycie zostało przyjęte przez ludzi nauki bardzo chłodno. W 1834 roku fizyk rosyjski pochodzenia niemieckiego Heinrich Friedrich Emil Lenz (1804-1865) sformułował prawo zwane dziś jego imieniem, określające kierunek indukowanego pola magnetycznego w przewodniku w którym występuje zjawisko indukcji elektromagnetycznej. *Prawo Lenza* stwierdza, że prąd indukcyjny wzbudzany w przewodniku, pod wpływem zmieniającego się pola magnetycznego, ma zawsze taki kierunek, że wytworzone wtórne pole magnetyczne przeciwdziała przyczynie czyli zmianie pierwotnego pola magnetycznego, która go wywołała.

W roku 1835 Szwed Peter Munck af Rosenschöld (1803-1860) przeprowadzając eksperymenty elektryczne polegające na rozładowaniu butelki lejdejskiej, rurą szklaną wypełnioną opiłkami cynku, zakończoną z obu końców elektrodami, zauważył, że, po każdym rozładowaniu butelki opór elektryczny (obecnie rezystancja) rury maleje i aby osiągnął on swoją pierwotną wartość należy rurą potrząsnąć. Podobnie zachowywała się rura szklana wypełniona drobinami węgla. Bracia: Cromwell Fleetwood Varley (1828-1883) elektryk i inżynier telegrafu członek *Royal Society* oraz fizyk Samuel Alfred Varley (1832-1921) w drugiej połowie dziewiętnastego wieku zajmowali się w Wielkiej Brytanii rozwojem przemysłu elektrycznego i telegrafu. W 1856 roku prowadząc badania zauważyli oni, że opiłki żelaza w rurze szklanej wykazują duży opór elektryczny (rezystancję) jeżeli przepływa przez nie prąd wywołany napięciem o małej

i średniej wartości natomiast opór ten znacznie maleje jeżeli przyłożone do rury napięcie jest wysokie.

W 1845 roku niemiecki fizyk Gustav Robert Kirchhoff (1824-1887), na podstawie przeprowadzonych badań, wpisując się we wcześniej opracowane zasady: zachowania energii oraz zachowania ładunku, opracował dwa prawa określające zachowanie się obwodów elektrycznych zwane *Prawami Kirchhoffa*. Pierwsze z nich bilansowało prądy wpływające i wypływające do jakiegokolwiek punktu obwodu, drugie bilansowało siły elektromotoryczne i spadki napięć na elementach w zamkniętym obwodzie elektrycznym. Obok prawa Ohma stanowią one fundament elektrotechniki.

W 1855 roku, fizyk francuski Jean Bernard Léon Foucault (1819-1868) w 1855 roku odkrył prądy wirowe (zwane również „*prądami Foucaulta*”) to znaczy prądy indukcyjne, pojawiające się w przewodnikach znajdującym się w zmieniającym się w czasie polu magnetycznym lub poruszającym się względem stałego pola magnetycznego. Inaczej mówiąc, prądy wirowe powodują powstawanie indukowanego pola magnetycznego, przeciwdziałającego zmianom pierwotnego pola magnetycznego zgodnie z prawem Lenza. Wraz ze wzrostem natężenia pola magnetycznego, przewodności właściwej lub szybkości ruchu przewodnika, wzrasta wartość indukowanych prądów wirowych. Prądy wirowe wpływają na zmniejszenie sprawności urządzeń elektrotechnicznych, a zjawisko to szczególnie ostro uwidacznia się w magnetowodach prądu przemiennego wykonanych z materiałów przewodzących prąd (prądnica, transformator). Dlatego nie wytwarza się tych elementów z jednolitych materiałów ale składa się z pakietów blach, każda odizolowana jedna od drugiej.

Niemal od początku dziewiętnastego wieku podejmowano próby wykorzystania prądu elektrycznego do przesyłu energii i informacji. Przesył energii elektrycznej prądu stałego na niewielkie odległości realizowano za pomocą przewodów elektrycznych z trwale podłączonym źródłem i odbiornikiem. Przesył informacji realizowany był zwykle przez podłączanie i odłączanie źródła (baterii) na jednym końcu przewodów i pojawianiem się przepływu prądu na drugim jego końcu. Urządzenie do przesyłu informacji w ten sposób nazwano *telegrafem elektrycznym*. W 1878 roku eksperymentator David Edward Hughes (1831-1900), prowadzący prace nad drukującym telegrafem elektrycznym i mikrofonem, badając mikrofon w obwodzie do którego podłączono ogniwo oraz słuchawkę umieścił mikrofon węglowy zamiennie z rurą zawierającą opiłki, co było świadomym lub nieświadomym powtórzeniem doświadczeń P. S. Muncka af Rosenschöld. Zauważył on, że wyładowania elektryczne mające miejsce w dużej odległości od zmontowanego zamkniętego obwodu wywołują w nim zauważalne zmiany. Był on przekonany, że zaobserwował jakiś specjalny sposób przekazywania energii ale nie potrafił go wyjaśnić. Zaprosił on do udziału w eksperymentach kilku członków londyńskiego *Royal Society*. Ci orzekli, że występuje tutaj zwyczajne, znane od dawna, zjawisko indukcji elektromagnetycznej. To wyjaśnienie, doprowadziło do przerwania badań tego zjawiska, choć były one warte dalszego prowadzenia. Wyniki tych badań D. E. Hughes opublikował dopiero w 1899 roku. Dzisiaj łatwo zrozumieć pomyłkę członków *Royal Society*, gdyż w tamtych czasach fale elektroma-

gnetyczne nie były znane, choć już Faraday sygnalizował ścisły związek między zjawiskami elektrycznymi i magnetycznymi.

Carl Friedrich Gauß (Gauss) (1777-1855) niemiecki fizyk, astronom i geodeta, uważany jest za jednego z największych matematyków w dziejach, udowodnił „*twierdzenie Gaussa*”, wiążące pole elektryczne z jego źródłem, czyli ładunkiem elektrycznym oraz podał „*prawo Gaussa*” mówiące, że strumień indukcji magnetycznej przenikający przez dowolną zamkniętą powierzchnię jest zawsze równy zeru.

Angielski inżynier i fizyk William Thomson, od 1892 roku Lord Kelvin (1824-1907) w 1845 roku przedstawił matematyczne rozwinięcie pomysłu M. Faraday’a mówiącego, że w wyniku procesów polaryzacji dielektrycznej, indukcja elektryczna zachodzi w dielektryku znajdującym się w stałym polu elektrycznym. W roku 1851 przedstawił ogólną teorię właściwości termoelektrycznych. Opracował i wykonał także *elektrometr kwadrantowy*, zapewniający dokładniejszy pomiar prądu elektrycznego. Pod koniec dziewiętnastego wieku, wśród ludzi nauki panował pogląd, że najmniejszymi, niepodzielnymi cząstkami materii są *atomy* poszczególnych pierwiastków. W roku 1897 W. Thomson, na podstawie przeprowadzonych badań, ogłosił hipotezę, że odkrył rodzaj cząstek o bardzo małej masie i ujemnym ładunku elektrycznym i jest to nieznany wcześniej stan materii. Postulował też, że odkryte cząstki występują w atomach różnych pierwiastków. Cząstki te przyjęto nazywać istniejącą wcześniej nazwą „*elektron*”. Odkrycie elektronu spowodowało, że w elektrotechnice, udało się wyjaśnić szereg zjawisk przewodzenia prądu opisanych wcześniej, a w fizyce dzięki przyjęciu koncepcji elektronu można było budować modele wnętrza atomu.

Do połowy lat sześćdziesiątych dziewiętnastego wieku większość fizyków uważała, że teoria pola opracowana przez M. Faraday’a, jest niepraktycznym wymysłem. Szkocki matematyk, profesor fizyki brytyjskich uczelni, James Clerk Maxwell (1831-1879) zinterpretował wcześniejsze dokonania M. Faraday’a i innych fizyków oraz wykonał unifikację oddziaływań elektrycznych i magnetycznych, to znaczy udowodnił teoretycznie, że *elektryczność i magnetyzm są dwoma rodzajami elektromagnetyzmu* (Forbest i in., 2014). James Clerk Maxwell rozszerzył prawo Ampère’a dla prądów przemiennych o prądy przesunięcia, przy czym wektor gęstości prądu przesunięcia $\vec{J}_D$, $A \cdot m^{-2}$ zdefiniował jako szybkość zmiany w czasie t wektora indukcji elektrycznej $\vec{D}$ $C \cdot m^{-2}$, co można współcześnie zapisać (Hammond, 1999):

$$\vec{J}_D = \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (3.3)$$

dla:

$$\vec{D} = \epsilon \vec{E}, \quad (3.4)$$

gdzie:

ϵ ($F \cdot m^{-1}$) – jest przenikalnością elektryczną ośrodka w którym przemieszczają się fale.

Wyprowadzone przez niego w 1861 roku 20 równań wykazało, że pola elektryczne i magnetyczne rozchodzą się w próżni z prędkością światła w postaci fali (Maxwell, 1861). J.C. Maxwell przedstawił swoją teorię pola elektromagnetycznego londyńskiej *Royal Society* w 1864 roku, która szybko rozpowszechniła się wśród ludzi zajmujących się elektryką i magnetyzmem. W 1865 roku opublikował pracę formalizującą *teorię pola elektromagnetycznego*. Książkę w dwóch tomach opisującą tę teorię wydał w 1873 roku Maxwell J. C.; *A treatise on electricity and magnetism*, Clarendon Press; Oxford 1873. Zawarł w niej cztery równania opisujące zależności między składowymi elektryczną i magnetyczną pola elektromagnetycznego. Francuski inżynier górnictwa, matematyk, fizyk, astronom i filozof nauki (Jules) Henri Poincaré (1854-1912) twierdził, że „*równania Maxwella nie tłumaczą odkrycia Faradaya, dowodzą jedynie, że ich wyjaśnienie matematyczne jest możliwe*” (Messami, 1995). Teoria Maxwella dotycząca pola elektromagnetycznego uważana jest za jeden z największych przełomów w historii fizyki.

Genialny samouk angielski, fizyk i elektryk Oliver Heaviside (1850-1925) rozwinął i zastosował rachunek wektorowy, używając go do uwspółcześnienia równań J.C. Maxwella zapisując je w postaci układu czterech równań różniczkowych z dwoma niewiadomymi wektorami natężenia pola elektrycznego $\vec{E}$ ($\text{V}\cdot\text{m}^{-1}$) i natężenia pola magnetycznego $\vec{H}$ ($\text{A}\cdot\text{m}^{-1}$), co można dziś zapisać w postaci:

Równanie pierwsze wynikające z prawa Ampère'a:

$$\text{rot}\vec{H} = \vec{J} + \vec{J}_D = \vec{J} + \frac{\partial\vec{D}}{\partial t} = \vec{J} + \varepsilon \frac{\partial\vec{E}}{\partial t}, \quad (3.5)$$

Równanie drugie wynikające z prawa indukcji Faraday'a:

$$\text{rot}\vec{E} = -\frac{\partial\vec{B}}{\partial t} = -\mu \frac{\partial\vec{H}}{\partial t}, \quad (3.6)$$

Równanie trzecie wynikające z prawa Gauss'a:

$$\text{div}\vec{D} = \text{div}(\varepsilon\vec{E}) = \rho, \quad (3.7)$$

Równanie czwarte:

$$\text{div}\vec{B} = \text{div}(\mu\vec{H}) = 0 \quad (3.8)$$

wskazuje na jednorodność pola magnetycznego.
gdzie:

$$\vec{J} = \sigma\vec{E}, \quad (3.9)$$

natomiast:

σ ($\text{S}\cdot\text{m}^{-1}$) – jest konduktywnością (cechą materiałową) środowiska, a
 ρ ($\text{C}\cdot\text{m}^{-3}$) – to gęstość objętościowa ładunku.

O. Heaviside zbadał również zjawisko naskórkowości występujące w liniach transmisyjnych i opisał je równaniami, zaprojektował w 1880 roku kabel koncentryczny, był również pomysłodawcą falowodu rurowego jednak zamyślił porzucił. Jest autorem terminów: „*impedancja*” (oznaczenie Z (Ω)), „*admitancja*” (odwrotność impedancji, oznaczenie Y (S)), „*konduktancja*” (oznaczenie G (S), jest odwrotnością rezystancji R (Ω)), „*reluktancja*” (czyli rezystancja magnetyczna R_m (H^{-1}), oraz współodkrywcą wektora $\vec{P}$ ($W \cdot m^{-2}$) nazwanego „*wektorem Poyntinga*” na cześć angielskiego fizyka John’a Henry Poynting’a (1852-1914), określającego iloczyn wektorowy wektorów natężenia pola elektrycznego i natężenia pola magnetycznego

$$\vec{P} = \vec{E} \times \vec{H} \quad (3.10)$$

gdzie: $\times$ oznacza mnożenie wektorowe

Wybitny fizyk holenderski, laureat nagrody Nobla z fizyki, Hendrik Antoon Lorentz (1853-1928) w ramach prac nad uogólnieniem równań Maxwella dla pola elektromagnetycznego (w celu uwzględnienia niektórych własności elektrycznych, magnetycznych i optycznych ośrodków) opracował koncepcje, które legły później u podstaw „*elektronowej teorii materii*”. W 1878 roku, określił wzorem, między innymi, siłę jaką działa na cząstkę obdarzoną ładunkiem elektrycznym poruszającą się w polu magnetycznym, a wzór ten nazwano jego nazwiskiem. Pokazuje on w jaki sposób siła działająca na ładunek zależy od pola elektrycznego i pola magnetycznego (składowych pola elektromagnetycznego).

W roku 1870 niemiecki fizyk Hermann von Helmholtz (1821-1894) przedstawił *prawa odbicia i załamania fal elektromagnetycznych* wynikające z równań J. C. Maxwella a w 1881 roku wykazał, że naładowane cząstki w obrębie atomów zachowują się zgodnie z teoriami przedstawionymi przez J. C. Maxwella i M. Faraday’a. Uczeń H. v. Helmholtza, fizyk niemiecki Heinrich Rudolf Hertz (1857-1894), jako pierwszy wytworzył praktycznie w 1886 roku fale elektromagnetyczne posługując się skonstruowanym przez siebie oscylatorem elektrycznym, zwanym od jego nazwiska „*oscylatorem Hertza*”. Eksperymentalnie zademonstrował *promieniowanie elektromagnetyczne*, pokazując, że jak przewidywali to J. C. Maxwell i M. Faraday, sygnały elektryczne mogą przemieszczać się w powietrzu. Podczas swoich eksperymentów wywoływał przeskok iskry w iskierniku oscylatora, czyli obwodu nadawczego, rezultatem czego był przeskok mniejszej iskry między kulkami umieszczonego w pobliżu obwodu odbiorczego. Potwierdził on tożsamość fizyczną fal elektromagnetycznych i fal świetlnych oraz ich jednakową prędkość rozchodzenia się (Hertz, 1962). H. Hertz stworzył podstawy przesyłu energii wysokiej częstotliwości za pomocą fal elektromagnetycznych oraz przyczynił się do powstania i rozwoju radiokomunikacji.

Biorąc pod uwagę ośrodek jednorodny i izotropowy $\mu = const.$, $\epsilon = const.$ w którym występują prądy przewodzenia $\vec{J} \neq 0$, działając na drugie z równań Maxwella (3.6) lewostronnie operatorem rotacji otrzymano:

$$\text{rot}(\text{rot}\vec{E}) = -\mu \frac{\partial}{\partial t} \text{rot}\vec{H} . \quad (3.11)$$

Stosując dalej symbolikę Hamiltona, przekształcając następnie lewą stronę tak otrzymanej zależności za pomocą tożsamości wektorowej:

$$\text{rot}(\text{rot}\vec{E}) = \text{grad}(\text{div}\vec{E}) + \nabla^2 \vec{E} \quad (3.12)$$

(gdzie ∇^2 jest laplasjanem wektorowym, div to dywergencja a grad jest gradientem) w której przy braku ładunków objętościowych $\text{div}\vec{E} = 0$ oraz po podstawieniu do prawej strony drugiego równania Maxwella, pierwszego z równań (3.5) w postaci:

$$\text{rot}\vec{H} = \sigma\vec{E} + \varepsilon \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} \quad (3.13)$$

otrzymuje się równanie falowe dla składowej elektrycznej pola elektromagnetycznego, które można zapisać w postaci:

$$\nabla^2 \vec{E} - \mu\sigma \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} - \mu\varepsilon \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial t^2} = 0 . \quad (3.14)$$

Dla składowej magnetycznej pola elektromagnetycznego *równanie falowe* ma podobną postać:

$$\nabla^2 \vec{H} - \mu\sigma \frac{\partial \vec{H}}{\partial t} - \mu\varepsilon \frac{\partial^2 \vec{H}}{\partial t^2} = 0 . \quad (3.15)$$

Równania falowe są równaniami różniczkowymi cząstkowymi typu hiperbolicznego, po ich uściśleniu warunkami brzegowymi (określających zachowanie wektora na brzegu analizowanego obszaru działania pola) i początkowymi (określających wartości składowych wektora w chwili rozpoczęcia obliczeń) w sposób dokładny lub przybliżony rozwiązywane są metodami analitycznymi lub numerycznymi.

3.2. Początki prowadzenia fal elektromagnetycznych w ograniczonym środowisku

Polska nazwa przewodnicy falowej: *falowód* wynikająca z połączenia słów „fala” oraz „wodzić” dość wiernie oddaje ideę pracy urządzenia. Fale nie wydostają się poza środowisko falowodu rozchodząc się jedynie pomiędzy jego początkiem i końcem. Dziś ta nazwa odnosi się przede wszystkim do specjalnego rodzaju linii transmisyjnej wiodącej fale w ograniczonym środowisku. Fala w falowodzie jest ograniczona powierzchnią, na której następuje skokowa zmiana jednego z parametrów charakteryzujących własności mechaniczne, elektryczne lub świetlne środowiska. W zależności od wykonania falowody mogą służyć do prowadzenia fal mechanicznych (w tym aku-

stycznych) i fal elektromagnetycznych (w tym fal świetlnych) (Cronin, 1995; Packard, 1984).

Falowody mechaniczne

Falowód akustyczny jest kanałem w nieograniczonej przestrzeni służącym do prowadzenia fal akustycznych. Zwykle tworzy go ograniczony obszar ośrodkowy (kanał), różniący się od nieograniczonej przestrzeni współczynnikiem załamania fal. Fale akustyczne biegnące wzdłuż kanału rozchodzą się z tłumieniem mniejszym niż w ośrodku nieograniczonym. Fala akustyczna po wejściu do takiego falowodu odbija się wielokrotnie od jego granic na zasadzie częściowego lub całkowitego wewnętrznego odbicia. Falowody mechaniczne dzielą się na te powstające w sposób naturalny i sztuczne, budowane przez ludzi. Naturalne falowody akustyczne powstają w atmosferze oraz oceanach, a kanały akustyczne tworzone są przez zmiany temperatury a co zatem idzie, zmiany gęstości powietrza oraz gęstości wody. Naturalne falowody umożliwiają rozchodzenie się fal akustycznych przede wszystkim o niewielkich częstotliwościach na odległość rzędu setek tysięcy kilometrów.

Najprostszym falowodem mechanicznym, zwanym telefonem sznurkowym, może być zabawka złożona z dwóch swego rodzaju kubków, w których środki cienkich depek (membran) połączone są ze sobą cienkim sznurkiem. Przy naciągniętym sznurze, jedna osoba mówiła do kubka, a drgania były przenoszone w sznurku (a więc w torze falowodowym) do denka drugiego kubka przy którym znajdowało się ucho osoby słuchającej. Kubki dodatkowo wzmacniały docierający do ucha sygnał, co sprawiało, że dźwięk był dobrze słyszalny i co ważniejsze rozpoznawalny był głos osoby mówiącej. Fizyk i chemik angielski Robert Hooke (1635-1703) w 1667 roku doświadczalnie stwierdził, że dźwięk przekazywany w ten sposób szybciej dociera do adresata niż głos przekazywany powietrzem (Whittaker, 1951).

Innym przykładem rozchodzenia się fal mechanicznych w ograniczonym środowisku jest szyna kolejowa, przenosząca drgania wzbudzone przez jadący w oddali pociąg, będący daleko od miejsca odsłuchu. To w latach 1863-1864 Powstańcy Styczniowi na Drodze Żelaznej Warszawsko-Wiedeńskiej przykładali uszy do stalowych szyn kolejowych co pomagało im w ocenie odległości od nadjeżdżającego pociągu z carskim wojskiem, który mieli wykoleić, niszcząc przy okazji, rozciągnięte wzdłuż torów przewody telegrafów. Zaletą takich falowodów wykonanych z ciał stałych (sznurek, szyna) w którym poruszała się fala mechaniczna jest fakt znacznie większej prędkości rozchodzenia się w nich dźwięku w porównaniu do jego prędkości w powietrzu.

Zmniejszenie średnicy na wyjściu przekroju geometrycznego falowodu akustycznego, służy do koncentracji energii głosu. Nietypowym przykładem zastosowania takiego rodzaju koncentratora energii akustycznej jest zachowanych 29 tzw. „*amfor głośnikowych*”, z XIV wieku wmurowanych w ściany prezbiterium Bazyliki Katedralnej pod Wezwaniem Wniebowzięcia Najświętszej Marii Panny we Włocławku. „*Amfory głośnikowe*” zostały wmurowane w grubość muru, a zostały wykonane w postaci kulistych pojemników wychodzących przez rurkę o średnicy 10-12 cm do przestrzeni prezbiterium. Umieszczone parami, jedna pod drugim między oknami tuż pod

sklepieniem, po obu stronach pomieszczenia, wzmacniały słowa wypowiedane przez kapłana przy ołtarzu.

W okresie pierwszych parowców, około 1807 roku pojawiły się telegrafy akustyczne (tuby głosowe). Zainstalowany na mostku kapitańskiego statku służyły do dwustronnej komunikacji z obsługą maszyny. Głos rozchodził się wewnątrz rury metalowej a rozwiązanie okazało się tak dobre, że jest stosowane do dziś i to nie tylko na okrętach. Na zasadzie falowodu akustycznego działa powszechnie stosowany w medycynie stetoskop. Wynalezienie stetoskopu przypisuje się francuskiemu lekarzowi René Théophile Hyacinthe Laennec (1781-1826) w 1819 roku. Pierwotnie była to słuchawka w postaci drewnianej, lejkowatej rurki z płaskim zakończeniem od strony usznej. W 1840 brytyjski lekarz Golding Bird (1814-1854) członek brytyjskiego *Royal College of Physicians*, przedstawił wypróbowany praktycznie, projekt stetoskopu z tubą połączoną za pomocą elastycznej rurki z pojedynczą wkładką douszną. W 1851 roku lekarz irlandzki Arthur Leared (1822-1879), wynalazł stetoskop dwuosuszny, a w 1852 roku amerykański fizyk George P. Cammann (1804-1863) udoskonalił i przystosował stetoskop do produkcji komercyjnej. W 1961 amerykański lekarz David Littmann (1906-1981) zaproponował stetoskop wyposażony w membranę akustyczną wzmacniającą dźwięki, stosowany współcześnie, zwany stetoskopem membranowym.

Falowody akustyczne znalazły szczególne zastosowanie w akustycznych liniach opóźniających. Sygnał elektryczny zamieniany jest w nich na sygnał ultradźwiękowy, który w przestrzeni falowodu porusza się około 10^5 razy wolniej niż sygnał elektryczny a na końcu jest on z powrotem zamieniany na sygnał elektryczny.

Fale prowadzone w falowodach

Falowody wysokoczęstotliwościowe wykorzystywane są do przesyłu mocy oraz przekazu informacji na bardzo duże odległości z małymi stratami, co jest ich podstawową zaletą.

Falowody służą również do przesyłu fal elektromagnetycznych w postaci mikrofal i światła (falowody optyczne). Rozchodzenie się mikrofal elektromagnetycznych w falowodzie jest możliwe, gdy jego poprzeczne rozmiary są porównywalne z długością fali lub większe. W przypadku mikrofal falowodem jest metalowa rura o stałym przekroju wzdłuż długości a fala elektromagnetyczna porusza się odbijając się, prawie bez strat, od jego gładkich ścianek wewnętrznych.

Falowody metalowe

Pierwszym, który zakładał możliwość rozchodzenia fal elektromagnetycznych w metalowej rurze był angielski matematyk, fizyk i elektrotechnik, samouk *Oliver Heaviside* (1850-1925). Jednak już w 1893 roku odrzucił tę ideę twierdząc, że do prowadzenia energii elektromagnetycznej potrzebne są dwa przewodniki.

Znany fizyk brytyjski, profesor uniwersytetu w Cambridge. Dyrektor *Cavendish Laboratory* w latach 1883-1918 (między innymi członek Polskiej Akademii Umiejętności) *Sir Joseph John Thomson* (1856-1940), prowadził badania i w roku 1893

opublikował pracę teoretyczną dotyczącą analizy elektrycznych oscylacji w przewodzącym cylindrze o skończonej długości (Thomson, 1893).

Znany brytyjski fizyk, profesor Uniwersytetu w Cambridge (w latach 1879-1887) i Uniwersytetu w Londynie (od roku 1887), laureat Nagrody Nobla w dziedzinie fizyki z roku 1904, Lord Rayleigh czyli John William Strutt, (1842-1919), od 1897 roku prowadził prace teoretyczne dotyczące fal elektromagnetycznych w dielektrykach wypełniających rury metalowe (Strutt, 1897). Wykazał on teoretycznie, że propagacja fal jest możliwa w strukturach o przekroju kołowym i prostokątnym. Niestety, ze względu na ówczesne kłopoty z generacją pól elektromagnetycznych wysokiej częstotliwości, rozważania teoretyczne nie zostały zweryfikowane doświadczalnie. Postęp techniki w generacji drgań szybkozmiennych sprawił, że falowody zostały ponownie odkryte w 1936 roku i przedstawione niezależnie przez dwóch autorów na konferencji Amerykańskiej Sekcji *International Scientific Radio Union – Institute of Radio Engineers (URSI-IRE Meeting, Washington on May 1, 1936)*. Po udanych eksperymentach prowadzonych od 1932 r., przez inżyniera technik radiokomunikacyjnych George Clark Southworth (1890-1972) z firmy *American Telephone and Telegraph Company* przedstawił on referat dotyczący falowodów (Southworth, 1936). Na tej samej konferencji amerykański inżynier elektryki i telekomunikacji, nauczyciel akademicki dr Wilmer Lanier Barrow (1903-1975) z *Massachusetts Institute of Technology (MIT)* przedstawił artykuł o falowodzie cylindrycznym z eksperymentalnym potwierdzeniem propagacji fal elektromagnetycznych (Barrow, 1936).

Grecki fizyk Demetrius Hondros (1882-1962) profesor fizyki Uniwersytetu w Atenach oraz holenderski chemik Peter Debye (1884-1966), laureat Nagrody Nobla z 1936 roku w dziedzinie chemii, w 1938 roku opublikowali *Teorię propagacji różnych fal elektromagnetycznych w przewodzących rurach o prostokątnych i kołowych przekrojach poprzecznych* wykonanych z różnych materiałów przewodzących (Hondros i in., 1938).

W czasie II Wojny Światowej przyspieszono badania teoretyczne i praktyczne fal elektromagnetycznych w metalowych rurach. Po wojnie falowody znalazły one szerokie zastosowanie szczególnie do niskostratnego przekazu dużych mocy elektrycznych i wielkich energii. Falowody znalazły zastosowanie jako tory przesyłowe w urządzeniach radiolokacyjnych, radionawigacyjnych, telewizji, telefonii nośnej; odrębne zastosowanie mają odcinki falowodu, które wykorzystuje się jako rezonatory, filtry, dławiki itp. Falowody znajdują również zastosowanie jako elementy układów pomiarowych. Źródła mikrofalowej energii elektrycznej lub odbiorniki są sprzęgane z falowodem przeważnie za pomocą specjalnej sondy (anteny) umieszczonej w miejscu falowodu gdzie występuje brzusiec pola elektrycznego lub niewielkiej pętli sprzęgającej umieszczonej w miejscu gdzie występuje brzusiec pola magnetycznego.

Dla fali elektromagnetycznej o częstotliwości powyżej 3 GHz budowa linii symetrycznych lub współosiowych, w których nie wystąpią szkodliwe drgania jest bardzo trudna, dlatego powyżej tego zakresu jako przewodnice fal elektromagnetycznych stosowane są linie falowodowe. Przyjmuje się, że dla tych wysokich częstotliwości, w porównaniu z przewodami współosiowymi falowód o tych samych rozmiarach co

przewód może przenosić znacznie większą moc. Falowody są samonośne, czyli pozbawione są wewnątrz wsporników mechanicznych, co upraszcza technologię i koszty wykonania, zwiększa wytrzymałość napięciową toru oraz niweluje prawdopodobieństwo wystąpienia niepożądanych odbić. Przy częstotliwościach poniżej 1,5 GHz falowody są rzadko stosowane, ze względu na ich znaczne rozmiary poprzeczne. Zwykle wykonane są one w postaci metalowych rur wypełnionych powietrzem lub dielektrykiem, przy czym przekrój tych rur jest przeważnie prostokątny, cylindryczny lub elipsoidalny (zwykle falowody elastyczne).

Światłowody czyli falowody optyczne

Najbardziej obecnie rozpowszechnionym falowodem, bez którego nie można sobie wyobrazić współczesnej telekomunikacji, jest falowód optyczny czyli światłowód. Służy on do przenoszenia informacji na duże odległości, a przez odpowiednią modulację sygnału można zapewnić bardzo szybką transmisję dużej liczby danych. Po stronie pierwotnej konieczne jest zastosowanie przetwornika zmieniającego sygnał elektryczny na fale świetlne, natomiast po stronie odbiorczej dokonywana jest operacja odwrotna, zamiana fal świetlnych z powrotem na sygnał elektryczny.

Historia transmisji światła rozpoczyna się około 200 lat p.n.e., wraz z rozwojem produkcji przez Rzymian przezroczystego szkła powstałego przez dodanie do masy szklanej rud manganu. Opanowano również wyciąganie z masy szklanej cienkiego i długiego włókna szklanego a następnie po jego ochłodzeniu oraz przycięciu i odpowiednim ustawieniu jednego z końców względem słońca zauważono, że „przewodzi” ono światło słoneczne przez kamienną ścianę budynku. W starożytności pokazy tego efektu świetlnego używano za dobrą zabawę, nie poszukując jednak sposobów praktycznego jego wykorzystania. W 1854 roku znany irlandzki fizyk i chemik, profesor londyńskiego *Royal Institution*, John Tyndall (1820-1893) wykazał, że światło może rozchodzić się w łuku strumienia wody wypływającej ze zbiornika, czyli mając odpowiednio przygotowaną drogę może się ono rozchodzić po liniach krzywych (Tyndall, 1872). W grudniu 1880 roku, Szkot Alexander Graham Bell (1847-1922) opatentował w USA swój telefon optyczny nazwany „*Photophone*” (*U.S. Patent 235,199; Apparatus for Signalling and Communicating, called Photophone*). Przekaz informacji na odległość odbywał się za pomocą modulowanego światła słonecznego. Światło słoneczne, przez szkła optyczne padało na tubę, wewnątrz której znajdował się układ cienkich lusterek nalepionych na membranę, poruszana ciśnieniem wytworzonym przez głos mówiącego do tuby. W ten sposób lustro modulowało światło słoneczne. Światło przez układ soczewek skupiających przechodziło do odbiornika. Odbiornik stanowiło ogniwo selenowe w środku parabolicznej czaszy, zmieniające wartość rezystancji w dużym zakresie pod wpływem zmian światła, połączone szeregowo z regulowanym opornikiem, źródłem napięcia i słuchawkami. Zmiany wartości rezystancji ogniwa selenowego powodowała zmianę wielkości prądu w słuchawce a drgania membran słuchawki, dość wiernie oddawały głos i wyrazy mówiącego. Dwa takie urządzenia połączone razem, tworzyły układ dwustronnego telefonu optycznego. Optyczny telefon „*bez drutu*” działał w dni słoneczne na odległość ponad 200 m.

W 1880 roku nauczyciel akademicki i inżynier hydrauliki William Wheeler (1851-1932) z Concorde, Massachusetts (USA) skonstruował system rur posiadających od wewnątrz powłokę refleksyjną, wewnątrz pręty szklane, który oświetlał pomieszczenia w całym domu światłem z elektrycznej lampy łukowej umieszczonej w piwnicy budynku, system opatentował w 1881 roku w USA (*U.S. Patent No.: 247,229; 247,230; 247,231*). W. Wheeler swoją konstrukcję nazwał rurociągiem świetlnym (ang. „*light piping*”) i była to prawdopodobnie pierwsza poważna praktyczna próba prowadzenia światła w ośrodku szklanym, planował wykorzystać swój pomysł do oświetlania wnętrza budynków a wynalezienie żarówki wyeliminowało pomysł jako zbyt drogi, skomplikowany i niepraktyczny. W 1895 roku francuz Henry C. Saint-Rene z Crezancy przedstawił pierwszy pomysł na obrazówód, czyli system zagiętych szklanych prętów, które miały służyć do przesyłania obrazu.

Teorie dielektrycznego falowodu oraz propagacji fali elektromagnetycznej w strąnym cylindrze opublikowane została w latach 1909-1910 przez D. Hondros i P. Debye (Hondros, 1909; Hondros i in., 1910). W dniu 15 października 1926 roku przyszły wynalazca pierwszego działającego systemu telewizyjnego Szkot John Logie Baird (1888-1946) przystąpił do patentowania w Wielkiej Brytanii pomysłu wykorzystania zestawu równoległych przezroczystych prętów do przekazywania obrazów na odległość (telewizja mechaniczna). W dniu 30 grudnia 1926 roku amerykański inżynier Clarence Weston Hansell (1898-1967) zgłosił do opatentowania bardzo podobny wynalazek w USA. Pierwszą osobą, której w 1930 roku udało się za pomocą pęku przezroczystych prętów szklanych przenosić obrazy optyczne, był student medycyny we Wrocławiu i Monachium, Heinrich Lamm (1908-1974), po dojściu A. Hitlera do władzy w Niemczech od 1937 roku nauczyciel akademicki fizyki w USA. Falowód optyczny, czyli światłowód przeznaczony jest do transmisji światła. Wykonuje się go w postaci cienkiego przezroczystego włókna szklanego lub polimerowego (rdzenia) pokrytego płaszczem z tworzywa sztucznego. Strumień światła w światłowodzie porusza się jedynie w rdzeniu, odbijając się bezstratnie (całkowicie) od granicy płaszcz-rdzeń. Na początku lat pięćdziesiątych, zaproponowane zostały pierwsze światłowody z płaszczem o niższym niż w rdzeniu współczynniku załamania światła. W 1961 roku, amerykański fizyk Elias Snitzer (1925-2012) opublikował teorię włókien jednomodowych, to znaczy takich, które umożliwiających transmisję w bardzo cienkim rdzeniu włókna światłowodowego jednej długości fali (jednego modu czyli promienia światła). Zademonstrował on również praktycznie propagację wiązki światła laserowego w światłowodzie jednomodowym. Początkowo bardzo duża tłumienność włókien światłowodowych spowodowana zanieczyszczeniami materiału, pozwalała na ich wykorzystanie jedynie w medycynie a wykluczała zastosowanie w telekomunikacji. Sytuacja ta uległa radykalnej zmianie w roku 1966, gdy została opublikowana współautorska praca chińskiego fizyka pracującego w Europie i Ameryce Sir Charlesa Kuen Kao (ur.1933r.), laureata Nagrody Nobla z fizyki 2009 roku oraz brytyjskiego inżyniera zajmującego się telekomunikacją wysokoczęstotliwościową: George Alfred Hockhama (1938-2013). Autorzy wskazali na źródła tłumienia w falowodzie szklanym, które rozpraszały energię. Od tej chwili obserwuje się bardzo szybki postęp teorii propagacji

i technologii w technice światłowodowej. Trwały również badania światłowodów wielomodowych, to jest takich, które przenoszą wiele modów czyli promieni światła, rozchodzących się pod różnymi kątami względem osi światłowodu. Światłowody wielomodowe początkowo miały skokową zmianą współczynnika załamania światła między rdzeniem a płaszczem i wąskie pasmo transmisji, w 1965 roku w celu poszerzenia pasma transmisyjnego światłowodów wielomodowych zbudowano światłowody, w których współczynnik załamania światła między rdzeniem a płaszczem zmienia się gradientowo. Przyjęto również dwie standardowe średnice rdzenia włókna światłowodu wielomodowego. W 1970 r. zespół badaczy: R. Maurer'a, D. Keck'a, P. Schultz'a i F. Zimar z firmy *Corning Glass Works* (USA) zademonstrował światłowód zdolny do przenoszenia większej ilości informacji (niż drut miedziany) o stratności $17 \text{ dB} \cdot \text{km}^{-1}$ dla światła o długości fali 633 nm. Wydarzenie to zbiegło się z wynalezieniem i zastosowaniem w 1970 roku pierwszej diody laserowej przez *Bell Labs* (USA). Osiągnięcia te spowodowały wzrost zainteresowania światłowodami i stanowiły punkt startowy dla rozwoju telekomunikacji światłowodowej i wykorzystania ich w celach komercyjnych. Obecnie światłowody są szeroko wykorzystywane w telekomunikacji, medycynie, przemyśle, wojsku, motoryzacji, lotnictwie, okrętownictwie i wielu innych dziedzinach. Dziś światłowód należy do najlepszych mediów transmisyjnych, pozwalającym na przekaz informacji za pomocą pasma przekraczającego 1 (THz), przy bardzo niskiej tłumienności rzędu $0,2 \text{ dB} \cdot \text{km}^{-1}$.

4. MATERIAŁY DIELEKTRYCZNE I POLE ELEKTRYCZNE

4.1. Materiały dielektryczne i przenikalność elektryczna

Dielektryki są to ośrodki materialne, dla których liczba swobodnych ładunków elektrycznych jest znikomo mała i które w odróżnieniu od przewodników tylko w sposób szczątkowy przewodzą prąd elektryczny. W przyrodzie nie występują doskonałe izolatory, ale zdolność izolacyjna niektórych materiałów jest ponad tysiąc razy większa niż miedzi (np. kwarcu jest około 1025 razy większa niż miedzi), dlatego w wielu przypadkach niektóre materiały zachowują się w sposób zbliżony do doskonałych izolatorów. Dobrym dielektrykiem i izolatorem jest suche drewno. Częsteczki niektórych dielektryków mają trwały moment dipolowy (do nich należy woda).

Własności elektryczne dielektryków charakteryzuje przenikalność elektryczna ε . Dla materiałów izotropowych jest ona wielkością skalarną równą stosunkowi indukcji pola elektrycznego D ($C \cdot m^{-2}$) do wartości natężenia tego pola E ($V \cdot m^{-1}$). W polu elektrostatycznym lub w polach wolnozmiennych, przenikalność elektryczna jest wielkością rzeczywistą, natomiast w polach szybkozmiennych badacze posługują się pojęciem zespolonej przenikalności elektrycznej. Dla pól elektrostatycznych i wolnozmiennych określana jest ona zależnością:

$$\varepsilon = \varepsilon_0 \varepsilon_r \quad (F \cdot m^{-1}) \quad (4.1)$$

gdzie:

$$\varepsilon_0 \approx \frac{1}{36\pi} 10^{-9} \text{ F m}^{-1} = 8,854187817 \dots 10^{-12}$$

$F \cdot m^{-1}$ – jest przenikalnością elektryczną próżni,

ε_r – to względna (bezwymiarowa) przenikalność elektryczna (stała dielektryczna) wskazująca, ile razy przenikalność ośrodka jest większa od przenikalności próżni ε_0 , przyjmuje wartości od 1 (dla próżni) do dziesiątek tysięcy (dla materiałów ferroelektrycznych).

Należy dodać, że względna przenikalność elektryczna ε_r w stałym polu elektrycznym nazywana jest przenikalnością statyczną, natomiast w zmiennym polu przenikalność ta zależy od częstotliwości tego pola.

4.2 Polaryzacja dielektryków

Teoria polaryzacji dielektrycznej została opracowana a następnie rozwinięta przez holenderskiego chemika Petra Debye (1884-1966), laureata Nagrody Nobla z 1936 roku w dziedzinie chemii. Większość współczesnych teorii polaryzacji opiera się na klasycznym modelu relaksacji Debye'a polegającym na założeniu że: dipole lub cząstki naładowane nie oddziałujące wzajemnie na siebie, nie występują wzajemne oddziaływania bliskiego zasięgu a dipole swobodnie poruszają się w objętości dielektryka (Chelkowski, 1993).

Dipol trwały i dipol indukowany w zewnętrznym polu elektrycznym

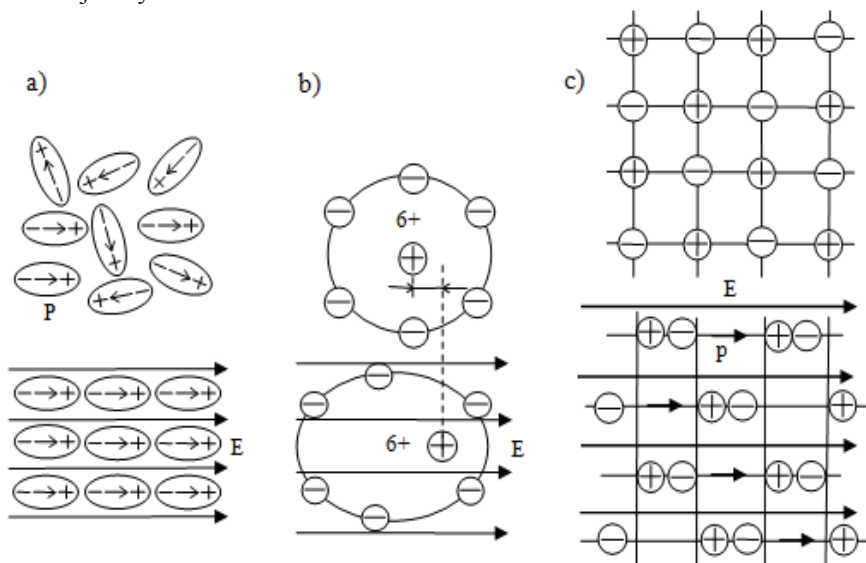
Ładunki elektryczne w cząsteczkach dielektryka poddanego działaniu pola elektrycznego rozsuwają się (dążąc do rozerwania cząsteczki), rozsuwają się także w najdrobniejszych częściach tego dielektryka. Zatem i drobiny i atomy muszą ulegać polaryzacji w ten sposób atom lub drobina znajdująca się w polu elektrycznym staje się *dipolem indukowanym*. Badania wykazały, że drobiny bardzo wielu ciał posiadają nie tylko własności stawania się dipolami indukowanymi w polu elektrycznym ale nawet bez pola elektrycznego są również dipolami. Takie dipole w odróżnieniu od indukowanych nazywa się *dipolami trwałymi*. Jeżeli dielektryk nie jest umieszczony w polu elektrycznym, dipole (drobiny) mają najrozmaitsze kierunki czyli rozmieszczenie kierunków dipoli jest zupełnie bezładne a żaden kierunek nie jest kierunkiem uprzywilejowanym. Umieszczenie takiego dielektryka w stałym polu elektrycznym, powoduje dążenie dipoli do ustawienia się równolegle do linii sił tego pola. Ale takiemu uporządkowaniu się kierunków dipoli stoi na przeszkodzie ruch cieplny drobin, psujący ten porządek. W rezultacie obu tych oddziaływań wytworzy się pewna równowaga, to jest stan w którym nastąpi częściowe uporządkowanie dipoli.

Rodzaje polaryzacji dielektryka w zewnętrznym polu elektrycznym

Polaryzacja dielektryka polega na wytworzeniu wewnątrz dielektryka umieszczonego w zewnętrznym polu elektrycznym makroskopowego momentu elektrycznego (rys. 4.1).

Rozróżnia się między innymi polaryzację elektryczną: orientacyjną (dipolową, zorientowaną), atomową (molekularną, cząsteczkową) i jonową. Jeżeli dielektryk jest zbudowany z cząstek polarnych posiadających stały dielektryczny moment dipolowy, wówczas *polaryzacja orientacyjna* polega na obrocie osi dipoli elektrycznych wzdłuż kierunku działania wektora natężenia pola elektrycznego. Powstałe uporządkowanie jest degenerowane przez drgania termiczne, co powoduje, że polaryzacja orientacyjna jest zależna od temperatury. Polaryzacja orientacyjna rośnie wraz ze wzrostem wartości natężenia pola elektrycznego a maleje ze wzrostem temperatury dielektryka. *Polaryzacja atomowa* występuje w rezultacie przesunięcia się względem siebie atomów cząsteczki niepolarnej posiadających różne ładunki, to znaczy w każdej cząstce indu-

kowanie momentu dielektrycznego następuje w wyniku względnego przesunięcia jej dodatnich i ujemnych ładunków.



Rysunek 4.1. Rodzaje polaryzacji w polu elektrycznym E . Na rysunkach górnych stan przed polaryzacją, na rysunkach dolnych stan podczas polaryzacji. a) Polaryzacja orientacyjna, b) Polaryzacja atomowa, c) Polaryzacja jonowa.

Wewnątrz cząstki powstaje pole elektryczne skierowane przeciwnie do pola pierwotnego, przeciwdziałając dalszemu przesunięciu ładunków elektrycznych. Zjawiska wynikające z polaryzacji atomowej są obserwowane do częstotliwości odpowiadającej podczerwieni, jednak jej udział w całkowitej polaryzacji dielektryka jest znacznie mniejszy niż polaryzacji elektronowej, toteż niekiedy w rozważaniach bywa ona pomijana. *Polaryzacja jonowa* zachodzi w materiałach o wiązańach jonowych i polega na przesunięciu dodatnich jonów sieci krystalicznej zgodnie z kierunkiem zewnętrznego pola elektrycznego a jonów ujemnych w kierunku przeciwnym. Ilościowo polaryzację dielektryczną opisuje się za pomocą wektora polaryzacji dielektrycznej $\vec{P}$.

$$\vec{P} = \frac{\sum_{i=1}^I \vec{p}_i}{V} \quad (\text{C} \cdot \text{m}^{-2}) \quad (4.2)$$

gdzie:

$\vec{p}_i$ ($\text{C} \cdot \text{m}$) – jest momentem dipolowym i -tej cząstki lub atomu,

I – jest liczbą cząstek lub atomów znajdujących się w objętości V (m^3) dielektryka.

Mechanizm oddziaływań zewnętrznego stałego pola elektrycznego na dielektryk

Wszystkie dielektryki pod wpływem zewnętrznego pola elektrycznego polaryzują się. W przypadku braku pola elektrycznego cząsteczki dielektryka mają ustawienia chaotyczne i ich całkowity moment dipolowy równy jest zeru. Dielektryki ze względu na rozkład ładunków elektrycznych w materiale można podzielić na dwie podstawowe grupy: niepolarne i polarne. Dielektryki niepolarne składają się z cząsteczek o zerowym momencie dipolowym i pod wpływem stałego pola elektrycznego w cząsteczce następuje rozsuniecie ładunków dodatnich i ujemnych a cząsteczka uzyskuje moment dipolowy (polaryzacja indukowana). W dielektrykach polarnych cząsteczki dielektryka są dipolami a przyłożenie stałego pola elektrycznego powoduje ustawienie cząstek wzdłuż linii jego sił (polaryzacja orientacyjna). Przykładem takiej cząstki jest molekula wody, która ulega w polu elektrycznym bardzo silnej polaryzacji. Umieszczone w polu elektrycznym cząsteczki, niezależnie od tego czy ma ona trwały własny moment dipolowy (dielektryk polarny) czy też nie, mogą uzyskać moment dipolowy przez indukcję (dielektryk niepolarny), który istnieje tylko w obecności pola elektrycznego i dąży on do rozerwania cząstki. Moment dipolowy jest proporcjonalny do natężenia pola elektrycznego i wzrasta liniowo z jego natężeniem. Należy również dodać, że jeżeli dielektryk umieszczony jest w zewnętrznym polu elektrycznym to na jego powierzchniach pojawiają się wyindukowane ładunki, na jednej dodatnie na przeciwnej ujemne.

4.3. Mechanizm pochłaniania mikrofal fal przez dielektryk

Składowa elektryczna mikrofalowego promieniowania elektromagnetycznego jest pochłaniana przez materię na dwa różne 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. Jony w czasie szybkich ruchów pod wpływem harmonicznym zmian pola elektrycznego w czasie przemieszczania się zderzając się z innymi cząsteczkami oddają energię i powodują powstawanie strat cieplnych w materii. 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 dążą one do ustawienia się zgodnie z kierunkiem i zwrotem tego pola. Pole elektryczne przekazuje dipolom energię, która jest następnie rozpraszana w materiale i tracona w postaci ciepła. Jest oczywiste, że mechanizm polaryzacji orientacyjnej, odpowiada za ogrzewanie tylko dipoli (a do takich należy woda). Substancje nie posiadające struktury dipolowych praktycznie nie ogrzewają się pod wpływem pola elektrycznego. Umieszczając dielektryk w zewnętrznym przemiennym polu elektrycznym następuje w nim ciągle zmieniająca się polaryzacja struktury polegająca na wzajemnym przesunięciu cząstek tworzących wiązania względem położenia równowagi. Jednym z najczęściej występujących typów polaryzacji, która w sposób najbardziej znaczący występuje w takim układzie jest polaryzacja

elektronowa podczas której lekkie elektrony atomów przesuwają się względem ciężkich jąder we wiąźaniach ich sieci krystalicznej (Fröhlich, 1949; Krajewski, 1970).

Wzorem Lorentz określona jest siła $\vec{F}$ (N) oddziaływania fali elektromagnetycznej na ładunek elektronu $q_e = -1,6021766208(98) \cdot 10^{-19}$ (C) (Piątek i in., 2010):

$$\vec{F} = q_e \vec{E} + q_e \vec{v} \times \vec{B} \quad (4.3)$$

gdzie:

- $\vec{E}$ – jest wektorem natężenia pola elektrycznego fali elektromagnetycznej,
- $\vec{B}$ – wektor indukcji magnetycznej fali elektromagnetycznej natomiast
- $\vec{v}$ (m s^{-1}) jest wektorem 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 $\vec{E} = \vec{E}_x e^{j\omega t}$ (w ogólnym kierunku oznaczonym tu jako oś x układu współrzędnych kartezjańskich przy pulsacji ω (s^{-1})), dla drgań sinusoidalnych ma postać (Koprowski, 2009):

$$\vec{F} = m_e \frac{d^2 x}{dt^2} = -kx - \gamma \frac{dx}{dt} + q_e \vec{E} \quad (4.4)$$

gdzie,

- $x = x(t) = x_0 e^{j\omega t}$ – wychylenie (przesunięcie),
- x_0 – położenie spoczynkowe elektronu,
- m_e – masa elektronu,
- k, γ – 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 (4.2) po prawej stronie) i siły tarcia (drugi człon równania (4.2) po prawej stronie), które są reakcją (odpowiedzią) na wymuszenie zewnętrzne polem elektrycznym $\vec{E}$. Elektron o ładunku elektrycznym q_e staje się wtedy oscylatorem Lorentza (Ougstun i in., 1988).

Postać kanoniczną równania ruchu tego oscylatora można przedstawić w postaci:

$$\frac{d^2 x}{dt^2} + 2\alpha \frac{dx}{dt} + \omega_0^2 x = \frac{q_e}{m_e} E_x e^{j\omega t} \quad (4.5)$$

gdzie: $\alpha = \frac{\gamma}{2m_e}$; $\omega_0^2 = \frac{k}{m_e}$.

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 (Koprowski, 2009):

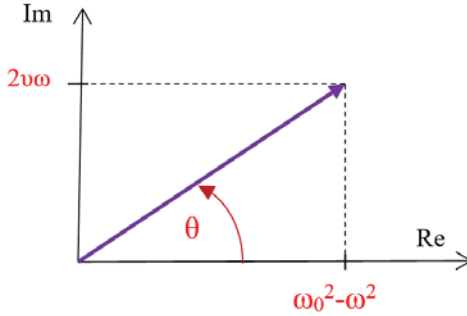
$$x_0 e^{-j\theta} = \frac{q_e}{m_e} E_x \frac{1}{(\omega_0^2 - \omega^2) + j2\mathcal{G}\omega} ; \theta = \arctg \frac{2\mathcal{G}\omega}{(\omega_0^2 - \omega^2)} \quad (4.6)$$

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).

Korzystając z teorii liczb zespolonych, kąt θ określony został na podstawie rysunku 4.2.



Rysunek 4.2. Określenie kąta θ

Maksymalne wychylenie elektronu (maksymalna amplituda) występuje podczas rezonansu i dla pulsacji rezonansowej $\omega_r = \sqrt{\omega_0^2 - 2\mathcal{G}^2}$ i wynosi (Koprowski, 2009):

$$x_{0r} e^{-j\theta_r} = \frac{q_e}{m_e} E_x \frac{1}{(\omega_0^2 - \omega_0^2 - 2\mathcal{G}^2) + j2\mathcal{G}\sqrt{\omega_0^2 - 2\mathcal{G}^2}} = \frac{q_e}{m_e} E_x \frac{-1}{2\mathcal{G}[\mathcal{G} - j\sqrt{\omega_0^2 - 2\mathcal{G}^2}]} \quad (4.7)$$

Kąt opóźnienia fazowego podczas rezonansu można określić z zależności (Koprowski, 2009):

$$\theta_r = \arctg \frac{-\sqrt{\omega_0^2 - 2\mathcal{G}^2}}{\mathcal{G}^2} = \arctg \left[-\sqrt{\frac{\omega_0^2}{\mathcal{G}^2} - 2} \right] \quad (4.8)$$

Dynamiczne objętościowe modele elektronów powiązane w sieci krystaliczne tworzą modele mikroskopowe dielektryków (Ougstun i in., 1988). Każdy elektron w struk-

turze dielektryka, tworzy dipolowy moment elektryczny $\vec{p}(t)$ przemieszczający się względem swojego położenia spoczynkowego x_0 na skutek drgań cieplnych sieci krystalicznych oraz wymuszeń zewnętrznych (oddziaływania pola elektrycznego).

$$\vec{p}(t) = 1_x q_e x_n(t) \quad (4.9)$$

Wszystkie N elektronów, które w określonej objętości mają podobne przemieszczenia tworzą objętościowy moment dipolowy czyli wektor polaryzacji elektrycznej

$$\vec{P}(t) = N\vec{p}(t) = 1_x Nq_e x_n(t) \quad (4.10)$$

Z teorii pola elektromagnetycznego wynika, że dla dielektryków liniowych, wektor polaryzacji elektrycznej określony jest zależnością (Piątek i in., 2010):

$$\vec{P}(t) = \kappa \varepsilon_0 \vec{E}(t) \quad (4.11)$$

gdzie

κ jest podatnością elektryczną zależną od dielektryka, związana z przenikalnością elektryczną dielektryka zależnością:

$$\varepsilon_r = 1 + \kappa \quad (4.12)$$

Zależność ta z dobrym przybliżeniem wyraża to, że w wielu dielektrykach polaryzacja jest proporcjonalna do pola elektrycznego w ich wnętrzu.

Porównując zależności (4.10 i 4.11), uwzględniając wyrażenie (4.6) i (4.12), względną przenikalność elektryczną dielektryka ε_r można przedstawić w postaci (Koprowski, 2009):

$$\begin{aligned} \varepsilon_r &= 1 + \frac{Nq_e^2}{m_e \varepsilon_0} \frac{1}{(\omega_0^2 - \omega^2) + j2\vartheta\omega} = 1 + \frac{Nq_e^2}{m_e \varepsilon_0} \left[\frac{\omega_0^2 - \omega^2}{(\omega_0^2 - \omega^2) + 4\vartheta^2\omega^2} - j \frac{2\vartheta\omega}{(\omega_0^2 - \omega^2) + 4\vartheta^2\omega^2} \right] = \\ &= \left[1 + \frac{Nq_e^2}{m_e \varepsilon_0} \frac{\omega_0^2 - \omega^2}{(\omega_0^2 - \omega^2) + 4\vartheta^2\omega^2} \right] - j \left[\frac{Nq_e^2}{m_e \varepsilon_0} \frac{2\vartheta\omega}{(\omega_0^2 - \omega^2) + 4\vartheta^2\omega^2} \right] = \varepsilon_r' - j\varepsilon_r'' \end{aligned} \quad (4.13)$$

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 częstotliwością drgań własnych (pulsacją mechaniczną) zwana również charakterystyczną pulsacją sprężystego wiązania elektronu.

Wyrażenie (4.13) przedstawia charakter rezonansowy zmian zespolonej przenikalności materiału dielektrycznego i uwzględnia opóźnienie polaryzacji elektrycznej względem natężenia pola elektrycznego.

$$\underline{\varepsilon} = \varepsilon_0 \varepsilon_r = \varepsilon_0 \varepsilon_r' - j \varepsilon_0 \varepsilon_r'' \quad (4.14)$$

Część rzeczywista względnej przenikalności elektrycznej jest miarą energii zgromadzonej w materiale wskutek przyłożenia zewnętrznego pola elektromagnetycznego i dla czystych dielektryków w stałym polu elektrycznym nosi nazwę względnej stałej dielektrycznej. Część urojona względnej przenikalności elektrycznej jest miarą strat energii tego pola i nosi również nazwę współczynnika strat. Straty energii przyłożonego pola elektromagnetycznego powodowane są bezwładnością cząstek dipolowych w wielkich częstotliwościach oraz przewodnictwem jonowym substancji co przy reprezentacji odpowiednio przez ε_D'' i ε_σ'' , prowadzi do wyrażenia (Miłek, 1998):

$$\varepsilon_r'' = \varepsilon_D'' + \varepsilon_\sigma'' \quad (4.15)$$

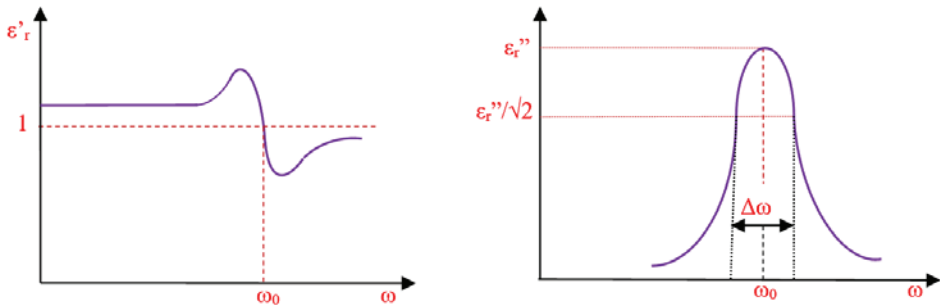
Składnik ε_σ'' jest między innymi rezultatem namakania soli znajdujących się w dielektryku i wyraża się wzorem:

$$\varepsilon_\sigma'' = \frac{\sigma}{2\pi f \varepsilon_0} \quad (4.16)$$

gdzie: σ ($\text{S} \cdot \text{m}^{-1}$) jest niskoczęstotliwościową konduktywnością elektryczną materiału.

Chemiczne zasolenie rozpatrywanego materiału dielektrycznego ma silny wpływ na przewodnictwo jonowe czyli na jego konduktywność elektryczną σ .

Dyspersja występująca w dielektryku, pokazana na rysunku 4.3, jest funkcją przenikalności elektrycznej względnej ε_r i zależy od pulsacji ω .



Rysunek 4.3. Orientacyjny przebieg zmian części rzeczywistej ε_r' i części urojonej ε_r'' zespolonej względnej przenikalności elektrycznej dielektryka w funkcji pulsacji ω .

Zaznaczona na rysunku wielkość $\Delta\omega$ jest to szerokość pasma przenoszenia (3dB spadek przenikalności względnej ε_r'').

Część urojona ε_r'' względnej zespolonej przenikalności elektrycznej związana jest z występowaniem prądu przesunięcia (zmian polaryzacji pod wpływem zmian napięcia przemiennego) oraz występowaniem strat dielektrycznych objawiających się czasem w postaci ciepła wydzielanego w materiale, natomiast obecność strat dielektryka powoduje zmianę różnicy faz δ między napięciem i natężeniem prądu (staje się ona mniejsza niż $\frac{\pi}{2}$). Samo zjawisko jest nierozzerwalnie związane z polaryzacją dielektryczną, występuje nawet w idealnym dielektryku. Współczynnik strat dielektrycznych $\operatorname{tg} \delta_\varepsilon$ wrażony jest poprzez stosunek:

$$\operatorname{tg} \delta_\varepsilon = \frac{\varepsilon_r''}{\varepsilon_r'} \quad (4.17)$$

Tangens kąta strat dielektrycznych jest miarą opóźnienia zmian polaryzacji dielektryka w stosunku do zmian pola elektrycznego.

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 (polaryzacją elektronową). Niektóre z tych cząstkowych strat są pomijalnie małe i nie są brane pod uwagę nawet w dokładnej analizie.

Ponieważ cząsteczki materiału dielektrycznego zbudowane są z dodatnio naładowanych jąder o dużej gęstości oraz otaczających je ujemnych elektronów krążących po orbitach, ich elektryczne właściwości są szczególnie istotne i w większości przypadków składowa elektryczna pola elektromagnetycznego działająca na materię wywiera zdecydowanie większy efekt niż towarzysząca mu składowa magnetyczna.

5. MATERIAŁY DIAMAGNETYCZNE I POLE MAGNETYCZNE

5.1. Pojęcie przenikalności magnetycznej oraz materiały dia-, para- i ferro- magnetyczne

Siły magnetyczne są jednym z podstawowych oddziaływań występującym w naturze. Każdy materiał oddziałuje z polem magnetycznym, jednak nie każdy wykazuje zdolność do silnych oddziaływań (czyli magnesowania się). W środowisku izotropowym magnetycznie występujące pole magnetyczne opisują dwa wektory: wektor natężenia pola magnetycznego $\vec{H}$ ($\text{A}\cdot\text{m}^{-1}$) oraz wektor indukcji pola magnetycznego $\vec{B}$ (T). Dla środowiska materialnego związek między wielkościami B i H ma postać:

$$B = \mu H \quad (5.1)$$

gdzie:

$\mu = \mu_0 \mu_r$ ($\text{H}\cdot\text{m}^{-1}$) jest przenikalnością magnetyczną materiału,

$\mu_0 \approx 4\pi 10^{-7}$ ($\text{H}\cdot\text{m}^{-1}$) = 12,5663706144 10^{-7} ($\text{H}\cdot\text{m}^{-1}$) to przenikalność magnetyczna próżni, natomiast

μ_r jest względną (odniesioną do przenikalności magnetycznej próżni) przenikalnością magnetyczną materiału, dla próżni (i powietrza) $\mu_r = 1$.

Względna przenikalność magnetyczna środowiska charakteryzuje jego własności magnetyczne. Zależnie od wartości μ_r materiały dzieli się na trzy grupy (Halliday i in., 2005):

- ciała diamagnetyczne, dla których μ_r jest nieznacznie mniejsza od jedności – należą tu między innymi: woda, złoto, bizmut, cynk, fosfor, grafit, krzem, magnez, miedź, gazy szlachetne; diamagnetykiem jest również drewno i jego pochodne,
- ciała paramagnetyczne, dla których μ_r jest nieznacznie większe od jedności, należą tu między innymi: tlen, aluminium, platyna sód oraz większość minerałów zawierających żelazo,
- ciała ferromagnetyczne, dla których μ_r jest znacznie większe (czasem kilkadziesiąt tysięcy razy) od jedności, należą tu między innymi: żelazo, kobalt, nikiel, gadolin oraz niektóre stopy metali.

Przenikalność magnetyczna względna ciał diamagnetycznych i paramagnetycznych zmienia się liniowo i nie zależy od natężenia pola magnetycznego. Przenikalność magnetyczna ferromagnetyków nie zmienia się liniowo i zależy od natężenia pola magne-

tycznego. W materiałach diamagnetycznych pole magnetyczne przeciwdziała polu magnetycznemu przyłożonemu z zewnątrz, zatem wypadkowa indukcja magnetyczna jest mniejsza niż by była w próżni. W materiałach paramagnetycznych pole magnetyczne współdziała z polem magnetycznym zewnętrznym, co oznacza że wypadkowa indukcja magnetyczna jest większa niż by była w próżni. Ciała ferromagnetyczne charakteryzują się silnymi właściwościami magnetycznymi związanymi z występowaniem spontanicznego namagnesowania, czyli występowaniem namagnesowania przy braku zewnętrznego pola magnetycznego.

5.2. Materiały diamagnetyczne

W diamagnetykach momenty magnetyczne atomów (cząstek), w przypadku braku zewnętrznego pola magnetycznego są równe zero. Spowodowane to jest tym, że momenty magnetyczne wszystkich elektronów w atomie (cząstce) są wzajemnie skompensowane (Jaworski i in., 1995). Takie własności mają substancje złożone z jonów, atomów lub cząstek mających wyłącznie całkowicie zajęte powłoki elektronowe. Po umieszczeniu substancji diamagnetycznej w zewnętrznym polu magnetycznym jej atomy (cząstki) uzyskują indukowany moment magnetyczny. Wtedy wektor indukcji magnetycznej własnego pola magnetycznego diamagnetyka, jak i sam diamagnetyk wytwarza przy magnesowaniu go zewnętrznym polem magnetycznym, jest skierowany przeciwnie do tego wektora zewnętrznego. Diamagnetyki mają pewną cechę odróżniającą ją od innych materiałów magnetycznych, różnią się tym, że są odpychane przez magnesy, przeważnie bardzo małymi siłami (co trudno zaobserwować) i to niezależnie od polaryzacji pola magnetycznego. Należy dodać, że fascynującą i ciekawą historię diamagnetyzmu, wnikliwy i zainteresowany czytelnik znajdzie w artykule Jackson R.; John Tyndall and the early history of diamagnetism, *Annals of Science*, 2015, Oct 2; 72(4): pp. 435-489.

5.3. Własne i zewnętrzne pole magnetyczne

Magnetyczne właściwości materii łatwiej jest zrozumieć, jeżeli założymy, że atomy i molekuly z których materia jest zbudowana tworzą krążące po zamkniętych orbitach elektrony posiadające ładunek elektryczny $q_e = -1,6021766208(98) \cdot 10^{-19}$ (C) czego odpowiednikami są mikroskopijne pętle z prądem elektrycznym. Zgodnie z hipotezą o istnieniu prądów molekularnych André Marie Ampère, takie małe prądy płynące w atomach lub cząsteczkach, nazywane są prądami molekularnymi i wytwarzają własne pole magnetyczne oraz posiadają określony moment magnetyczny.

Zwykle przyjmuje się, że jednolity materiał wypełnia całkowicie obszar w którym występuje jednorodne pole magnetyczne, w zasadzie pole makroskopowe (uśrednione po obszarze wystarczająco dużym by zawierało bardzo wiele atomów).

Pole magnetyczne zewnętrzne zmienia własności ciał, niektórych w stopniu słabym, innych w stopniu znacznym (Craik, 1995). Na każde ciało umieszczone w polu magnetycznym działa siła lub moment sił. W polu magnetycznym jednorodnym na ciała o podłużonym kształcie działa moment sił, który powoduje ustawienie się ciał paramagnetycznych wzdłuż kierunku działania pola a ciała diamagnetycznych ustawia poprzecznie do kierunku pola. W polu niejednorodnym ciała paramagnetyczne przemieszczają się w kierunku wzrostu natężenia pola (ciała są wciągane w pole) natomiast ciała diamagnetyczne poruszają się w kierunku zmniejszenia natężenia (są wypychane z obszaru działania pola). Pole magnetyczne zewnętrzne wywołuje namagnesowanie znajdującego się w nim ciała, w rezultacie czego ciało to wytwarza własne pole magnetyczne. Dla ciał diamagnetycznych pole własne skierowane jest przeciwnie do pola magnesującego, dla ciał paramagnetycznych pole własne ma kierunek zgodny z kierunkiem zewnętrznego pola magnesującego. Własne pole magnetyczne nakłada się na pola zewnętrzne magnesujące) dając magnetyczne pole wypadkowe.

5.4 Materiały diamagnetyczne w polu magnetycznym

Wszystkie ciała odznaczają się pewnymi własnościami magnetycznymi które ujawniają się po umieszczeniu ich w zewnętrznym polu magnetycznym. Jeżeli w materii w której występują ładunki zostanie umieszczone w polu magnetycznym o wektorze indukcji magnetycznej $\vec{B}$ (T) to na ładunki te działa siła Lorentza $\vec{F}$ (N) (Mulay i in., 1976):

$$\vec{F} = q\vec{v} \times \vec{B} \quad (5.2)$$

gdzie: w ogólnym przypadku q (C) jest wielkością ładunku, a $\vec{v}$ ($\text{m} \cdot \text{s}^{-1}$) wektorem jego prędkości.

Siła Lorentza $\vec{F}$ jest prostopadła do kierunku prędkości ładunku, w związku z tym nie zmienia ona prędkości ładunku a zmienia tylko kierunek poruszania się ładunku. Sposób oddziaływania na materię zależy od charakteru ruchu tych ładunków, ich prędkości, kształtu oraz rozmieszczenia ich torów.

Źródłem pola magnetycznego wewnętrznego są poruszające się ładunki. W każdym atomie wokół jądra atomowego krążą elektrony (Kittel, 1986). Dla uproszczenia założmy, że wokół jądra atomu (wodoru) krąży tylko jeden elektron. Ten krążący po promieniu $r[m]$ elektron równoważny jest prądowi elektrycznemu, którego natężenie wynosi q_e/T , gdzie T (s) jest czasem jednego obiegu elektronu po promieniu r . Jeżeli v ($\text{m} \cdot \text{s}^{-1}$) jest prędkością ruchu elektronu po tym okręgu, wówczas czas jego obiegu $T = 2\pi r / v$. Moment magnetyczny M_e prądu kołowego jaki tworzy elektron zwany jest orbitalnym momentem magnetycznym. Ten moment magnetyczny równy jest iloczynowi natężenia prądu i powierzchni orbity kołowej po której elektron krąży πr^2 i wynosi:

$$M_e = \frac{q_e v}{2\pi} \pi r^2 = \frac{1}{2} q_e v r \quad (\text{A} \cdot \text{m}^2) \quad (5.3)$$

gdzie: q_e – jest ładunkiem elementarnym (ładunkiem elektronu).

W wielu materiałach pętle z prądem są przypadkowo zorientowane w przestrzeni i ich globalne, wypadkowe pole magnetyczne jest równe zero. W przypadku atomów lub jonów innego rodzaju materiałów, zewnętrzne pole magnetyczne może powodować takie ustawianie się pętli po których krążą elektrony, że reprezentujące je dipole magnetyczne będą zorientowane zgodnie z kierunkiem działającego zewnętrznego pola, a pole magnetyczne zewnętrzne i wewnętrzne dodadzą się. Mówimy wówczas o procesie magnetyzowania się substancji.

Zgodnie z zasadami mechaniki kwantowej, dla elektronów krążących wokół jąder atomów możliwe są tylko takie orbity na których ich moment pędu

$$L = m_e v r \quad (5.4)$$

jest całkowitą wielokrotnością wyrażenia $\frac{h}{2\pi}$, gdzie $h = 6,62606957 \cdot 10^{-34}$ (J·s) jest stałą Plancka (Jaworski i in., 1995).

$$m_e v r = n \frac{h}{2\pi}, \quad n = 1, 2, 3, \dots \quad (5.5)$$

gdzie:

$m_e = 9,1093897 \dots 10^{-31}$ (kg) jest masą spoczynkową elektronu,

Dla każdego elektronu jego orbitalny moment magnetyczny M_e jest wielokrotnością pewnego podstawowego momentu magnetycznego μ_B zwanego magnetonem Bohra (Feynman, 2014):

$$M_e = \mu_B \cdot n, \quad n = 1, 2, 3, \dots \quad (5.6)$$

gdzie:

$$\mu_B = \frac{h q_e}{4\pi m_e} = 9,2740154(31) \dots 10^{-24} \quad (\text{J} \cdot \text{T}^{-1}) \quad (5.7)$$

jest magnetonem Bohra (jednostka magnetycznego elementu dipolowego)

Tak więc w każdym atomie płyną elementarne prądy elektryczne wytwarzane przez krążące po orbitach elektrony. Obecność tych elementarnych prądów nie jest jedyną przyczyną magnetycznych własności ośrodków materialnych. Każdy elektron, niezależnie od tego jaki rodzaj ruchu wykonuje, ma własny moment magnetyczny M_s zwany spinowym momentem magnetycznym. Wartość spinowego momentu magnetycznego

go jest zawsze równa magnetonowi Bohra. Pole magnetyczne wytwarzane przez elektron ma kształt taki jak pole dipola magnetycznego.

W planetarnym modelu atomu elektrony krążą dookoła jądra po kołowych orbitach o promieniu r . Równoważne natężenie prądu jednego elektronu wynosi $I = \frac{q_e v}{2\pi r}$ a moment magnetyczny:

$$M_e = \frac{q_e v}{2\pi r} \pi r^2 = \frac{1}{2} q_e v r \text{ (A} \cdot \text{m}^2\text{)} \quad (5.8)$$

Każdemu okrążającemu jądro elektronowi można przypisać moment pędu $L = m_e v r$, którego wektor jest prostopadły do płaszczyzny orbity a jego zwrot jest zgodny z regułą śruby prawoskrętnej. Uwzględniając to, że elektron ma ładunek ujemny, można powiązać moment magnetyczny z momentem pędu:

$$\vec{M}_e = -\frac{q_e}{2m_e} \vec{L} \quad (5.9)$$

a stosunek wartości obu momentów:

$$\frac{\vec{M}_e}{\vec{L}} = -\frac{q_e}{2m_e} = -0,8794023...10^{11} \text{ (C} \cdot \text{kg}^{-1}\text{)} \quad (5.10)$$

nosi nazwę współczynnika giromagnetycznego.

Biorąc pod uwagę atom wodoru w stanie podstawowym, mający tylko jeden elektron wirujący po orbicie o promieniu $r = 0,529 \cdot 10^{-1} \text{ m}$ z prędkością $v = 2,19 \cdot 10^6 \text{ (m} \cdot \text{s}^{-1}\text{)}$, jego moment magnetyczny wynosi (Feynman, 2014):

$$M_e = \mu_B = \frac{1}{2} 1,60 \cdot 10^{-19} \cdot 2,19 \cdot 10^6 \cdot 0,529 \cdot 10^{-10} = 9,27 \cdot 10^{-24} \text{ (J} \cdot \text{T}^{-1}\text{)} \text{ jest magnetonem}$$

Bohra, jak wcześniej to pokazano, będącym jednostką atomowego momentu magnetycznego.

Wypadkowy orbitalny moment magnetyczny atomu wieloelektronowego jest sumą momentów poszczególnych elektronów:

$$M_e = -\frac{q_e}{2m_e} \sum_i^I \vec{L}_i \quad (5.11)$$

Moment ten dla diamagnetyków jest równy zeru, dla paramagnetyków jest różny od zera.

Należy również stwierdzić, że jądra magnetyczne mają moment magnetyczny, którego jednostką jest magneton jądrowy (Feynman, 2014):

$$\mu_j = \frac{q_e \frac{h}{2\pi}}{2m_p} = 5,050783699(31) \dots 10^{-27} \text{ (J} \cdot \text{T}^{-1}) \quad (5.12)$$

gdzie:

$m_p = 1,672621637 \cdot 10^{-27} \text{ (kg)}$ jest masą spoczynkową protonu.

Momenty magnetyczne atomów i jąder bada się metodami rezonansu magnetycznego.

Właściwości magnetyczne ciał charakteryzuje wektor namagnesowania (magnetyzacji) definiowany jako przestrzenna gęstość magnetyczna momentów dipolowych $m_p = 1,672621637 \dots 10^{-27} \text{ (kg)}$ jest masą spoczynkową protonu.

$$\vec{J} = \frac{\sum \vec{M}_e}{V} \text{ (A} \cdot \text{m}^{-1}) \quad (5.13)$$

Wielkość namagnesowania związana jest z natężeniem pola magnetycznego wewnętrznego pochodzącego od dipoli atomowych i cząsteczek, co pozwala na określenie dodatkowej wewnętrznej indukcji magnetycznej: $\vec{B}_w = \mu_0 \vec{J}$. Jeżeli cząstki znajdują się w zewnętrznym polu magnetycznym o indukcji określonej zależnością $\vec{B}_z = \mu_0 \vec{H}$ to całkowita indukcja magnetyczna określona jest zależnością

$$\vec{B} = \vec{B}_w + B_z = \mu_0 \vec{H} + \mu_0 \vec{J}. \quad (5.14)$$

Jak stwierdzono to wcześniej, w ciałach paramagnetycznych przenikalność magnetyczna względna μ_r jest nieco większa od jedności, w ciałach diamagnetycznych – nieco mniejsza. Wyrażenie χ nazywa się podatnością magnetyczną i określane jest bezwymiarną zależnością

$$\chi = \mu_r - 1 \quad (5.15)$$

Podatność magnetyczna χ jest bardzo małą wielkością (rzędu 10^{-4} – 10^{-6}), słabo zależną od wartości pola magnetycznego, dodatnia dla paramagnetyków a ujemna dla diamagnetyków. Przenikalność magnetyczna obu rodzajów substancji nieznacznie odbiega od jedności. Osobną grupę stanowią materiały ferromagnetyczne dla których $\chi \gg 0$ i $\mu_r \gg 0$, gdzie zarówno podatność magnetyczna jak i przenikalność magnetyczna zależą od natężenia zewnętrznego pola magnetycznego.

Między wektorem namagnesowania $\vec{J}$ a wektorem natężeniem zewnętrznego pola magnetycznego $\vec{H}$ zachodzi związek:

$$\vec{J} = \frac{1}{\mu_0} \vec{B} - \vec{H} = (\mu_r - 1) \vec{H} = \chi \vec{H} \quad (5.16)$$

Wektor namagnesowania materiału jest wprost proporcjonalny do wektora natężenia zewnętrznego pola magnetycznego $\vec{H}$, a współczynnikiem proporcjonalności jest

podatność magnetyczna $\chi = (\mu_r - 1)$. Wewnętrzne pole magnetyczne jest tym silniejsze im większa jest podatność magnetyczna ośrodka i im silniejsze jest pole magnetyczne zewnętrzne. Podatność magnetyczna jest wielkością bezwymiarową.

W zależności od właściwości substancji jej podatność magnetyczna zmienia się w dość szerokim zakresie, dla:

- materiałów diamagnetycznych $\chi < 0$, co wskazuje, że pole magnetyczne jest „wypychane” z takiego ciała (maleje gęstość strumienia pola magnetycznego w porównaniu z próżnią),
- próżni (powietrza) $\chi = 0$, czyli występuje brak podatności,
- materiałów paramagnetycznych $\chi > 0$, co wskazuje, że pole magnetyczne jest „wciągane” do takiego ciała (rośnie gęstość strumienia pola magnetycznego w porównaniu z próżnią),
- ferromagnetyków $\chi \gg 0$.

Przykładowe wartości podatności magnetyczne diamagnetyków: woda $\chi = -0,9$, plastik $\chi = -0,5$, węgiel $\chi = -2,1$.

Należy również dodać, że niektórzy badacze, dla obliczeń za pomocą liczb zespolonych, stosują ogólną zależność

$$\underline{\mu} = \mu_0 \mu_r = \mu_0 \mu_r' - j \mu_0 \mu_r'' \quad (5.17)$$

która uwzględnia opóźnienie wektora magnetyzacji ośrodka względem wektora natężenia pola magnetycznego. Współczynnik (tangens) strat diamagnetycznych $\text{tg} \delta_\mu$ wrażony jest poprzez stosunek:

$$\text{tg} \delta_\mu = \frac{\mu_r''}{\mu_r'} \quad (5.18)$$

jest miarą opóźnienia zmian polaryzacji materiału diamagnetycznego w stosunku do zmian pola elektrycznego.

Oddziaływania zewnętrznego stałego magnetycznego stałego oraz składowej magnetycznej pola elektromagnetycznego na materiał diamagnetyczny są znikome i nie są uwzględniane w analizie pól mikrofalowych występujących w falowodach.

6. WODA ORAZ DREWNO JAKO SUBSTANCJE DIELEKTRYCZNE I DIAMAGNETYCZNE TWORZĄCE MATERIAŁ O ZŁOŻONEJ BUDOWIE UMIESZCZONY W ZEWNĘTRZNYM ZMIENNYM POLU ELEKTRYCZNYM

Zachowanie się przenikalności dielektrycznej w zależności, od zmian różnych czynników zewnętrznych materiałów jednofazowych, a do takich należy woda, jest znane i szczegółowo opisane w literaturze (Hasted, 1973). Natomiast materiały wielofazowe (mieszanki różnych substancji np. lignoceluloza), posiadają bardzo skomplikowany i złożony opis przenikalności elektrycznej i dotychczas nie opracowano ogólnej teorii ich zachowania się w zmieniających się zewnętrznych czynnikach oddziałujących.

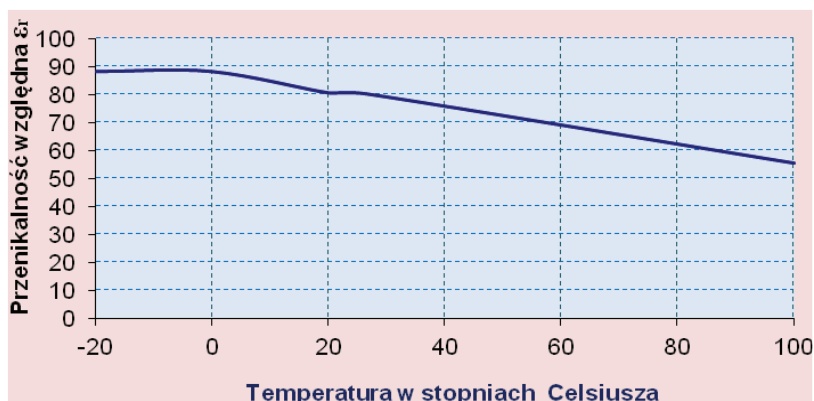
6.1. Woda nasycająca lignocelulozę

Czysta woda jako związek chemiczny składa się z dwóch atomów wodoru i jednego atomu tlenu. Atomy wodoru są połączone z tlenem wiązaniami kowalencyjnymi. Występująca duża różnica elektroujemności pomiędzy tymi pierwiastkami powoduje przesunięcie par elektronowych w kierunku atomu tlenu, w wyniku czego cząsteczka wody staje się dipolem (Overman, 1977). Woda jest dipolem trwałym, w którym ładunki dodatnich i ujemnych są rozdzielone, a jej molekuly mają trwały moment dipolowy (Chelkowski, 1993). Ulega ona w polu elektrycznym bardzo silnej polaryzacji. W przyłożonym zewnętrznym polu elektrycznym molekuly polarne wody dążą do ustawienia się wzdłuż linii tego pola ale sieć wiązań wodorowych przeciwstawia się takiemu ustawieniu. Obecność ładunków dodatnich i ujemnych powoduje, że pojedyncze cząsteczki mogą łączyć się z innymi cząsteczkami znajdującymi się w pobliżu, tworząc nietrwałą sieć, w której atom wodoru, należący do jednej cząsteczki wody jest przyciągany przez parę elektronów z zewnętrznej powłoki atomu tlenu cząsteczki sąsiedniej, w efekcie powstaje tzw. wiązanie wodorowe, a odległość między sąsiednimi molekułami jest rzędu 10^{-10} m. Wiązanie wodorowe w sposób zasadniczy wpływa na strukturę i właściwości wody.

Woda posiada trzy normalne stany skupienia: stały, ciekły i gazowy a jej zachowanie jest odmienne niż zachowanie większości substancji występujących w przyrodzie. W stanie stałym (lód), dzięki tworzeniu się wiązań wodorowych, powstaje uporządkowana struktura krystaliczna o symetrii heksagonalnej, a same cząsteczki tworzą sześciokąty o dużych, wolnych przestrzeniach, na co wpływa to, że atomy wodoru starają się ustawić jak najbliżej atomu tlenu (przez który są przyciągane), a jednocześnie jak

najdalej od innych atomów wodoru (przez które są odpychane). W lodzie odstęp między pojedynczych cząsteczek wody wbudowanych w sieć krystaliczną są większe niż w cieczy, dlatego gęstość lodu jest mniejsza niż gęstość wody (lód pływa po wodzie). Zamarzając czysta woda zwiększa swoją objętość do około 10%. Otrzymany lód świadczy o jakości wody, jej czystości oraz ułożeniu molekuł w stanie ciekłym. Woda w stanie ciekłym ma częściowo uporządkowaną strukturę, w której cząsteczki ulegają nieustannemu procesowi tworzenia się i rozpadania. Stan gazowy wody (para wodna) powstaje w wyniku parowania wody lub sublimacji lodu. Podczas parowania następuje zerwanie wiązań wodorowych, a woda występuje w postaci wolnych cząsteczek H_2O . Podczas tego procesu cząsteczki wody odrywają się od powierzchni cieczy lub ciała stałego i przechodzą w stan gazowy. Do takiego przejścia potrzebna jest energia, którą para pobiera z cieczy, przez co ją oziębia. Współczesne badania wykazały, że woda posiada czwarty stan skupienia występujący pomiędzy temperaturami $0^{\circ}C$ a $60^{\circ}C$, zwany płynnym stanem krystalicznym, w którym woda posiada specjalny ładunek magnetyczny.

Woda jest bardzo spoista (kohezyjna) i dlatego ma wysoką przenikalność elektryczną (stałą dielektryczną). Względna przenikalność elektryczna czystej wody (rys.6.1) w temperaturze: $1^{\circ}C$ wynosi $\epsilon_{rH_2O} = 87,5$; $20^{\circ}C$ wynosi $\epsilon_{rH_2O} = 81,0$; $100^{\circ}C$ wynosi $\epsilon_{rH_2O} = 55,3$; $200^{\circ}C$ wynosi $\epsilon_{rH_2O} = 34,5$ a dla lodu w stanie stałym tylko $\epsilon_{rH_2O} = 3$.



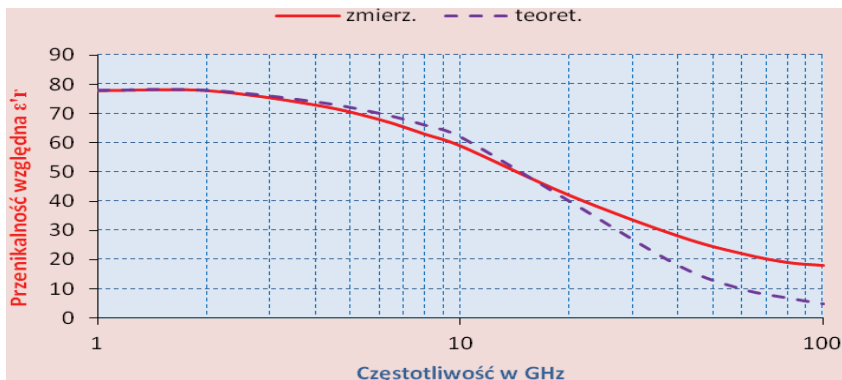
Rysunek 6.1. Względna przenikalność elektryczna wody ϵ_{rH_2O} w funkcji temperatury

Zanieczyszczenia wody powodują, że zmianie ulega jej ϵ_{rH_2O} . Wraz ze wzrostem temperatury względna stała dielektryczna wody ϵ_{rH_2O} maleje (np. dla temperatury $25^{\circ}C$ wynosi 78,4) a wraz ze wzrostem ciśnienia atmosferycznego względna stała dielektryczna wody ϵ_{rH_2O} rośnie. W stanie ciekłym cząsteczki wody znajdujące się w polu elektrycznym ulegają przede wszystkim polaryzacji orientacyjnej, natomiast w stanie stałym, dokładniej w kryształkach lodu nie mogą się one obracać tak jak w wodzie, a jedynie jony dodatnie mogą się przesuwać w ograniczonym zakresie.

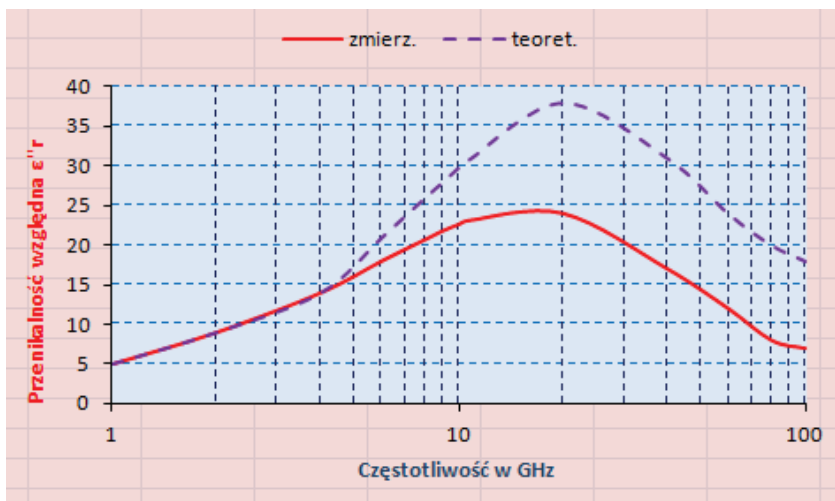
Cząstki wody w stanie ciekłym charakteryzują się dużą wartością momentu dipolowego.

Na rysunku 6.2 pokazano wykresy w funkcji częstotliwości: teoretyczny, określony na podstawie teorii P. Debye, i pomierzony dla części rzeczywistej i urojonej zespolonej względnej przenikalności elektrycznej ε_{rH_2O} , ε_{rH_2O} oraz dla współczynnika strat dielektrycznych $\tan \delta_{zH_2O}$ wody dla temperatury 25°C (Шпунтов, 1951).

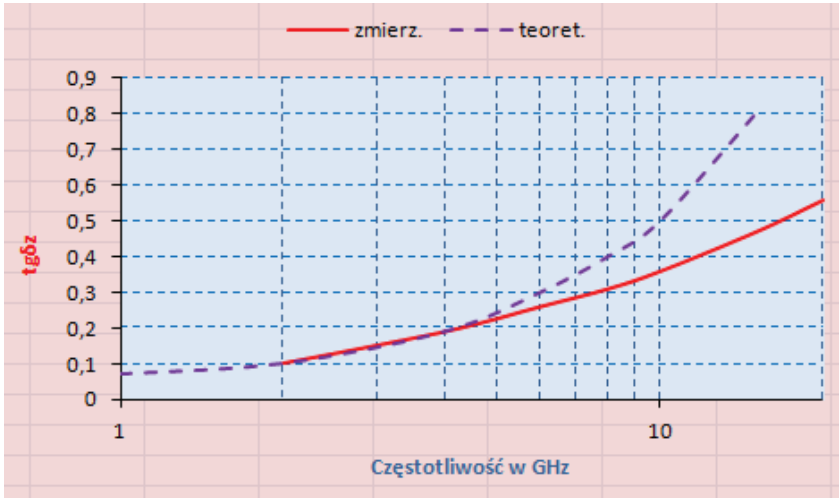
a)



b)



c)



Rysunek 6.2. Przebieg części rzeczywistej ϵ'_{rH_2O} - rys a), części urojonej ϵ''_{rH_2O} - rys. b) ze-
spolonej względna przenikalność elektryczna wody $\epsilon_{rH_2O} = \epsilon'_{rH_2O} - j\epsilon''_{rH_2O}$ oraz współ-

czynnik strat dielektrycznych wody $\text{tg}\delta_{eH_2O} = \frac{\epsilon''_{rH_2O}}{\epsilon'_{rH_2O}}$ - rys. c), w funkcji częstotliwości

w GHz (linią ciągłą zaznaczono wartości z pomiarów, linią przerywaną zaznaczono
wartości obliczone teoretycznie) (Шпунтов, 1951)

Z rysunku 6.2 wynika, że przy częstotliwościach falowodowych stosowanych w tej pracy, występuje duża zbieżność pomiędzy wynikami pomiarów a obliczeniami teoretycznymi dla składowych: rzeczywistej i urojonej względnej przenikalności elektrycznej wody w temperaturze pokojowej.

Jak powiedziano już wcześniej, w dielektrykach umieszczonych w polu elektrycznym szybkozmiennym można wyróżnić pięć rodzajów polaryzacji: elektronową, jonową, dipolową, przestrzenną i spontaniczną. Charakteryzują się one różnym czasem relaksacji, a co za tym idzie różną wartością przenikalności elektrycznej względnej w funkcji częstotliwości. Dwie ostatnie polaryzacje mają niewielki wpływ na zachowanie się dielektryka w szybkozmiennym polu elektrycznym, tym mniejszy im większa jest szybkość zmian (częstotliwość) tego pola. W polu elektromagnetycznym w zakresie mikrofalowym, woda posiada własne częstotliwości rezonansowe, dla czystej wody w temperaturze pokojowej wynoszą one: dla polaryzacji jonowej $f_{01}=22,3$ GHz, dla polaryzacji atomowej $f_{02}=183,3$ GHz oraz polaryzacji orientalnej $f_{03}=323,8$ GHz. Woda nasączająca materiały (np. drewno) wpływa na częstotliwości rezonansowe tych materiałów.

6.2. Drewno z którego odpadów wykorzystuje się lignocelulozę

Drewno jest materiałem powszechnie dostępnym, z którym człowiek spotyka się od tysiącleci. Dziś drzewa rosnące w lasach lub na plantacjach, dzięki przemysłanej, planowej gospodarce człowieka są okresowo wycinane, a materiał z nich uzyskany jest wyciskiwany przez ludzi na różne sposoby. Podstawowymi pierwiastkami wchodzącymi w skład drewna są: węgiel (około 50%), tlen (ponad 40%), wodór (około 6%), azot (około 0,2%) oraz inne. Główne związki tworzące drewno to: celuloza (około 45% masy), hemiceluloza (około 30% masy) oraz lignina (około 20% masy). Ponadto w drewnie występują też takie związki jak białko, skrobia, cukier, guma oraz substancje mineralne, które po spaleniu dają popiół, którego skład chemiczny zależy między innymi od rodzaju drewna, klimatu z którego pochodzi drewno oraz gleby na której wyrosło (Kozakiewicz i in., 2013).

Drewno jest materiałem anizotropowym i higroskopijnym dlatego w sposób łatwy akumuluje wodę, zmieniając w ten sposób swoje parametry fizyczne i chemiczne. Zawartość wody jest istotnym parametrem z punktu widzenia zastosowania drewna w różnej postaci. Bezpośrednio po ścięciu drzewa wilgotności $H\%$ drewna wynosi ponad 35%, ale w niektórych przypadkach jest znacznie większa. Drewno lub masa drzewna w stanie tzw. powietrzno-suchym, czyli wyschnięta na wolnym powietrzu, ma wilgotność $H\%$ rzędu od 15% do 20%, natomiast przechowywana w suchych pomieszczeniach osiąga wilgotność względną $H\%$ około (8-13)%. Duża wilgotność drewna lub masy drzewnej stwarza warunki dogodne do rozwoju różnego rodzaju grzybów, a samo drewno nie nadaje się również do spalania w piecach, ze względu na to, że podczas procesu palenia, najpierw energia musi być niepotrzebnie tracona na podsuszenie materiału a następnie dopiero może nastąpić proces spalania.

W drewnie woda występuje jako: związana chemicznie czyli wchodząca w skład związków chemicznych (kilka procent drewna wilgotnego), związana fizycznie przez nasycenie błon międzykomórkowych (stanowiąca mniej niż 1/3 wody zawartej w drewnie wilgotnym), woda wolna wypełniająca wnętrza komórek oraz przestrzenie międzykomórkowe (stanowiąca około 3/5 wody zawartej w stanie wilgotnym drewna). Struktura poszczególnych gatunków drewna powoduje zmianę tych proporcji co powoduje zmianę charakterystyki rezystancji w funkcji zawartości wody.

Suche drewno jest złym przewodnikiem elektryczności i ma względną przenikalność elektryczną ϵ_r , większą od względnej przenikalności elektrycznej powietrza.

Drewno jest materiałem higroskopijnym to znaczy posiada skłonność do wchłaniania wody z powietrza lub oddaje ją do powietrza tak długo, aż osiągnie stan równowagi pomiędzy wilgotnością własną a wilgotnością otoczenia. Istotnym parametrem fizycznym i chemicznym z punktu widzenia zastosowania drewna w różnej postaci jest zawartość wody. Woda przenika do drewna przede wszystkim na zasadzie zjawiska włoskowatości. Przenika przez błony komórkowe i gromadzona jest w jamach komórek i w przestrzeniach między komórkami. Gdy zwiększa się zawartość wody w drewnie wówczas następuje pęcznienie drewna, to jest wzrost wymiarów liniowych i objętości drewna, zwiększa się również jego masa. Podczas suszenia drewna na początku

woda odparowuje wolnej, a następnie szybciej. Należy dodać, że gdyby tanim sposobem, drewno lub paliwo z niego wykonane zostało wysuszone do stanu absolutnie suchego $H_{\%}=0\%$ stałoby się materiałem pękającym i bardzo kruchym ale idealnie nadającym się do spalenia.

Z punktu widzenia nauk elektrycznych drewno jest jednocześnie dielektrykiem i diamagnetykiem a na dodatek jest materiałem niejednorodnym anizotropowym, posiadającym strukturę włóknistą. Przewodnictwo elektryczne suchego drewna jest znikome, co umożliwia wykorzystanie go w elektryce jako materiału izolacyjnego. Wtedy ma ono względną przenikalność elektryczną ϵ_r pomiędzy 2 a 4. Przewodność właściwa drewna zwiększa się w miarę wzrostu jego wilgotności $H_{\%}$ w granicach od 0% do 30%, zmniejszeniu ulega jego rezystancja a zwiększeniu przenikalność elektryczna ϵ_r . Dalszy wzrost wilgotności wpływa w niewielkim stopniu na wzrost przewodności właściwej drewna ale również na zmianę przenikalności elektrycznej.

Drewno wykazuje przewodnictwo elektryczne, szczególnie istotne przy wykonywaniu pomiarów wilgotności prostopadle do przebiegu włókien, gdyż rezystancja drewna wzdłuż włókien jest kilkukrotnie niższy niż w poprzek włókien. Przewodnictwo elektryczne wzdłuż włókien litego drewna jest prawie dwukrotnie większa niż w poprzek włókien i dlatego prostopadle do tych włókien jest mierzone. Przewodnictwo to ulega zwiększeniu przy przejściu drewna ze stanu absolutnie suchego (o wilgotności $H_{\%}$ wynoszącej około 0%), do punktu nasycenia włókien (o wilgotności względnej $H_{\%}$ wynoszącej około 30%). Dalszy wzrost zawartości wody powoduje tylko nieznaczne zmiany przewodnictwa i dlatego zwykle nie są wykonywane wtedy jego pomiary przy pomocy wilgotnościomierzy elektrycznych. Zmiana wilgotności samego drewna oraz w masy drzewnej powoduje zmianę przewodności właściwej i przenikalności dielektrycznej ośrodka. Drewno wiąże znaczne ilości wody, relacja zawartości wody i przenikalności dielektrycznej jest taka, że wraz ze wzrostem ilości zaabsorbowanej wody stała dielektryczna drewna ϵ_r rośnie.

Drewno umieszczone między płytami kondensatora w polu wysokiej częstotliwości o dużej mocy, nagrzewa się równomiernie w całej swej objętości. Zjawisko to jest wykorzystywane przy klejeniu i suszeniu drewna w przemyśle.

Gęstość materiału drzewnego jest uzależniona od jego wilgotności i rodzaju drzewa z którego jest otrzymane. Przy wilgotności $H_{\%}=15\%$ waha się przykładowo od: $470 \text{ kg}\cdot\text{m}^{-3}$ dla świerku, $550 \text{ kg}\cdot\text{m}^{-3}$ dla sosny, $720 \text{ kg}\cdot\text{m}^{-3}$ dla dębu i buka do $850 \text{ kg}\cdot\text{m}^{-3}$ dla grabu.

6.3. Substancja dielektryczna i diamagnetyczna o złożonej budowie w zewnętrznym zmiennym polu elektrycznym

Jak pokazano wcześniej pole elektromagnetyczne ma dwie składowe: elektryczną i magnetyczną. Rozważany materiał: lignoceluloza (pelet) + woda, jest dielektrykiem i jednocześnie diamagnetykiem. Oddziaływania zewnętrznego zmiennego pola magnetycznego na materiały diamagnetyczne są znikome i nie są tu analizowane. Poniżej przedstawiono oddziaływanie zewnętrznego zmiennego pola elektrycznego.

Dla większości substancji przenikalność elektryczna i konduktywność elektryczna są stałe w ograniczonym zakresie częstotliwości. Wraz ze wzrostem częstotliwości przenikalność elektryczna substancji biologicznych zmniejsza się a konduktywność elektryczna zwiększa skokowo. Te kolejne zmiany skokowe określane są mianem dyspersji reprezentującej określone rodzaje polaryzacji.

Biorąc pod uwagę natężenie zewnętrznego pola elektrycznego harmonicznie zmieniającego się w czasie, działającego na dielektryk, przy czym niezależnie od sposobu generacji (działanie prądu elektrycznego lub wymuszenie przez źródło pola) ma ono postać:

$$E(t) = E_m \sin \omega t = E \sqrt{2} \sin \omega t \quad (\text{V} \cdot \text{m}^{-1}) \quad (6.1)$$

gdzie:

$\omega = 2\pi f$ (s^{-1}) to pulsacja,

f (Hz) jest częstotliwością,

E_m ($\text{V} \cdot \text{m}^{-1}$) jest amplitudą natężenia pola elektrycznego,

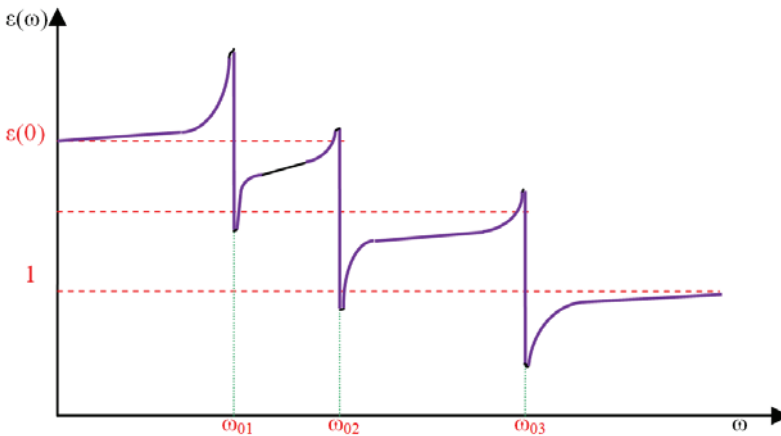
$E(t)$ ($\text{V} \cdot \text{m}^{-1}$) to wartość skuteczna natężenia pola elektrycznego będącego funkcją czasu.

Wielkość polaryzacji elektronowej i polaryzacji cząsteczkowej uzależniona jest od amplitudy natężenia pola elektrycznego E_m oraz od pulsacji wymuszającej ω .

Zależność przenikalności elektrycznej względnej (stałej dielektrycznej) ϵ_r od pulsacji wymuszającej ω jest na ogół dość skomplikowana i zależy od szczegółów budowy dielektryka np. rodzajów wchodzących w jego skład atomów oraz rodzaju wiązań międzyatomowych (Chełkowski, 1993). Po usunięciu wymuszającego pola elektrycznego, ładunki elektryczne w atomach dielektryka powracają do pierwotnego położenia równowagi ruchem harmonicznym tłumionym, który można zapisać w postaci ogólnej zależności $Ae^{-\alpha t} \sin \omega_0 t$ gdzie A, α są to stałe zależne od rodzaju dielektryka i wartości wymuszającego pola elektrycznego, natomiast ω_0 (s^{-1}) jest to charakterystyczna dla każdego rodzaju atomu częstość drgań własnych (pulsacja mechaniczna). Ten efekt powoduje, że atomy uważa się za oscylatory harmoniczne tłumione.

Pod wpływem harmonicznego zewnętrznego pola elektrycznego rozkład elektronów w atomach dielektryka zmienia się periodycznie wraz z pulsacją wymuszającą ω . Amplituda wychyleń elektronów zależy od różnicy $\omega - \omega_0$ pomiędzy pulsacją pola elek-

trycznego a częstotliwością drgań własnych atomów. Wartość różnicy $\omega - \omega_0$ wpływa również na względną przenikalność elektryczną ϵ_r ośrodka dielektrycznego. Dla pulsacji ω znacznie mniejszej od częstości rezonansowej ω_0 , amplituda wychyleń elektronów jest taka jak dla pola elektrycznego stałego w czasie. Stała dielektryczna ϵ_r jest więc taka jak w przypadku pola elektrycznego stałego, a wartość tej względnej przenikalności dielektrycznej nosi nazwę statycznej stałej dielektrycznej. Gdy pulsacja ω jest znacznie większa od częstotliwości drgań własnych ω_0 , amplituda drgań wymuszonych jest znikomo mała, można przedstawić obrazowo, że elektrony nie zdążą się wychylić w jedną stronę, a pole elektryczne już zmienia kierunek i zmusza je do wychylenia w drugą stronę. Polaryzacja dielektryka jest wtedy mała i przyjmuje się, że stała dielektryczna ϵ_r dla wielkich częstotliwości ma wartość zbliżoną do jedności. Dla pulsacji ω zmierzającej do wartości porównywalnej z częstotliwością drgań własnych ω_0 , amplituda wychyleń elektronów dielektryka gwałtownie rośnie, a przy występującym wtedy rezonansie stała dielektryczna ϵ_r osiąga szczególnie duże zespolone wartości.



Rysunek 6.3. Typowa zależność stałej dielektrycznej od pulsacji w materiale dielektrycznym.

Dla wartości znacznie mniejszych od pulsacji ω_{01} czyli w obszarze małych częstotliwości (prawie wymuszenia stałe) stała dielektryczna jest bliska jej wartości statycznej, w obszarze częstotliwości znacznie większych od wielkości pulsacji ω_{03} stała dielektryczna ma wartość równą jedności. W punktach pulsacji drgań własnych ω_{01} , ω_{02} , ω_{03} stała dielektryczna, na skutek istniejących rezonansów, osiąga duże wartości.

W materiałach dielektrycznych zbudowanych z atomów różnego rodzaju substancji mamy do czynienia z kilkoma częstościami drgań własnych atomów materiałów składowych a zależność stałej dielektrycznej od częstotliwości komplikuje się jeszcze bardziej a ϵ_r staje się liczbą zespoloną. Dla częstotliwości bliskiej którejkolwiek z częstotliwości rezonansowej materiałów składowych stała dielektryczna ϵ_r osiąga szczególnie duże wartości.

Częstotliwości drgań własnych w atomach materiałów, dielektrycznych są tak duże, że zależność stałej dielektrycznej od częstotliwości drgań wymuszającego pola zewnętrznego odgrywa dopiero istotną rolę dla pola elektrycznego o długości fali elektromagnetycznej mniejszej od $\lambda=0,159$ m co odpowiada pulsacji $\omega = 1,884$ GHz.

Istotą mikrofalowych pomiarów wilgotności substancji o złożonej budowie jest określenie wpływu, jaki na dielektryczne właściwości materiału wywiera zawartość wody w jednostce objętości. W przypadku wilgotnej próbki jej względna przenikalność elektryczna jest wypadkową przenikalności suchego materiału oraz przenikalności wody zawartej w tym materiale.

Promieniowanie mikrofalowe jest pochłaniane przez materię na dwa różne sposoby, pierwszy związany jest z przewodnictwem jonowym, drugi związany ze zjawiskiem strat dielektrycznych powstających na skutek polaryzacji dipolowej. Woda jest dipolem, nawet występując w strukturze innego materiału nadal jest dipolem, dlatego w tej pracy dla określania wilgotności lignocelulozy wykorzystano tor falowodowy w celu określania strat energii dielektrycznej powstającej na skutek polaryzacji dipolowej. Wilgotność materiałów porowatych, a do takich zwykle należy lignoceluloza, w decydujący sposób wpływa na zachodzące w nich procesy fizyczne, chemiczne oraz biologiczne. Wiedza na temat wielkości i dynamiki zmian wilgotności lignocelulozy jest bardzo istotna między innymi dla jej producentów, dystrybutorów oraz szeroko pojętych użytkowników. Natomiast wiedza związana z wpływem wilgotności na jakość oraz trwałość lignocelulozy jest istotna ze względów ekonomicznych i logistycznych. Stała dielektryczna wody w normalnych warunkach wynosi około 80 i zależy od temperatury, natomiast stała dielektryczna lignocelulozy (drewna) wynosi kilka (zależnie od rodzaju drewna, oraz formy materialnej w której jest poddane pomiarowi). Należy również nadmienić, że wartość stałej dielektrycznej lignocelulozy zależy od zawartości składników chemicznych w tym soli. Dlatego wartość względnej przenikalności elektrycznej lignocelulozy determinuje zawartość wody. Względna przenikalność elektryczna jest w ogólności zależna od częstotliwości przyłożonego pola elektrycznego, tzn. pomiar dla różnych wartości częstotliwości pola elektrycznego daje różne wartości.

7. FALOWÓD, DZIAŁANIE, PODSTAWOWE PARAMETRY I ICH OKREŚLANIE

7.1. Fale elektromagnetycznych i ich rozprzestrzenianie się w technice

Fala elektromagnetyczna jest nośnikiem energii i jest praktycznie wykorzystywana do przesyłania energii wielkoczęstotliwościowej i informacji. Energia pola elektromagnetycznego wielkiej częstotliwości znajduje się w stanie cyklicznej wymiany energii pola magnetycznego i elektrycznego. Przy rozchodzeniu się fali następuje ciągła zamiana energii elektrycznej w magnetyczną i na odwrót. W fali elektromagnetycznej występują jednakowe, okresowe zmiany natężenia pola w punktach przestrzeni, oddalonych od siebie o odległość, jaką pokona ta fala w określonym czasie, zwanym okresem oznaczanym literą T (s). Odległość między dwoma sąsiednimi punktami przestrzeni, w których natężenie pola elektrycznego lub magnetycznego jest jednakowe, nazywamy długością fali elektromagnetycznej λ m. Długość fali jest ściśle powiązana z częstotliwością f (Hz), która określa liczbę drgań w ciągu sekundy wykonanych przez pole elektryczne lub magnetyczne. Natomiast pulsacja ω (s^{-1}) w prosty sposób zależy od częstotliwości. Zależność pomiędzy długością a częstotliwością fali, częstotliwością a okresem i pulsacją a częstotliwością jest określona następująco (Gwarek i in., 2006):

$$f = \frac{1}{T} = \frac{c}{\lambda} \text{ (Hz)}, \quad \omega = 2\pi f \text{ (s}^{-1}\text{)} \quad (7.1)$$

gdzie:

$c = 299792458 \text{ (m} \cdot \text{s}^{-1}\text{)}$ – jest prędkością światła,

$\pi \approx 3,1415926536 \dots$

Długość fali elektromagnetycznej w przestrzeni niedispersyjnej innej niż próżnia i powietrze zależy od właściwości fizycznych ośrodka i można ją określić z zależności:

$$\lambda_p = \frac{\lambda}{\sqrt{\epsilon_r \mu_r}} \text{ (m)} \quad (7.2)$$

Prędkość sinusoidalnej fali elektromagnetycznej z którą czoło fali przemieszcza się w przestrzeni, nazywa się prędkością fazową v_f ($m \cdot s^{-1}$), zależy od właściwości fizycznych ośrodka i może mieć różne wartości w różnych ośrodkach. Długość fali w falowodzie jest większa od długości tej samej fali w wolnej przestrzeni. Dla ośrod-

ków niedispersyjnych prędkość fali nie zależy od częstotliwości pobudzającej i przyjmuje ona postać:

$$v_f = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r \mu_r}} \text{ (m}\cdot\text{s}^{-1}\text{)}, \quad (7.3)$$

Prędkość fazowa (oznaczająca szybkość zmiany fazy fali elektromagnetycznej) nie stanowi rzeczywistej prędkości propagacji energii elektromagnetycznej i może być nawet większa od prędkości światła. W środowiskach dyspersyjnych (rozpraszających), w których parametry układu zależą od częstotliwości, prędkość fali elektromagnetycznej zmienia się również w funkcji częstotliwości i nosi nazwę prędkości grupowej v_g (m·s⁻¹).

$$v_g = \frac{d\omega}{d\beta} \text{ (m}\cdot\text{s}^{-1}\text{)}. \quad (7.4)$$

gdzie: β jest współczynnikiem fazy zdefiniowanym niżej.

Prędkość grupowa jest zawsze mniejsza od prędkości światła. Iloczyn prędkości fazowej i prędkości grupowej równy jest kwadratowi prędkości światła:

$$v_f v_g = c^2 \quad (7.5)$$

W tej i następnych częściach pracy przyjęto zapis liczb zespolonych bez kreski pod oznaczeniem literowym. Dla dowolnej chwili czasu, wielkości zespolone: skalar i wektor, można zapisać odpowiednio w postaciach: $A(t) = Ae^{j\omega t}$, $\vec{A}(t) = \vec{A}e^{j\omega t}$. Zespolony wektor $\vec{A}$ ma trzy składowe zapisywane z użyciem odpowiednich wersorów (wektorów jednostkowych).

Rozpatrzmy równania Maxwella zapisane w postaci zespolonej, wprowadzając założenie upraszczające $\rho = 0$, (co jest jednoznaczne z przyjęciem, że w obszarze nie znajdują się ładunki). Dopuszczając straconość jednorodnego, izotropowego, liniowego środowiska opisanego parametrami: przenikalnością elektryczną ϵ , przenikalnością magnetyczną μ , przewodnością właściwą (konduktywnością) σ , można napisać;

$$\vec{B} = \mu \vec{H}, \quad \vec{D} = \epsilon \vec{E}, \quad \vec{J} = \sigma \vec{E} \quad (7.6)$$

Wówczas wektorowe, zespolone równania Maxwella przyjmują odpowiednio postać:

$$\nabla \times \vec{H} = (\sigma + j\omega\epsilon)\vec{E}, \quad \nabla \times \vec{E} = -j\omega\mu\vec{H}, \quad \nabla \cdot \vec{D} = 0, \quad \nabla \cdot \vec{H} = 0 \quad (7.7)$$

a równania falowe, noszą nazwę wektorowych zespolonych równań falowych Helmholtza i można je zapisać w postaci:

$$\nabla^2 \vec{H} - \gamma^2 \vec{H} = 0, \quad \nabla^2 \vec{E} - \gamma^2 \vec{E} = 0 \quad (7.8)$$

gdzie, zespolona stała propagacji γ (m^{-1}) wynosi:

$$\gamma = \sqrt{j\omega\mu(\sigma + j\omega\varepsilon)} = j\omega\sqrt{\mu\varepsilon} \sqrt{1 - j\frac{\sigma}{\omega\varepsilon}} = \alpha + j\beta, \quad (7.9)$$

natomiast α ($\text{Np}\cdot\text{m}^{-1}$) jest współczynnikiem tłumienia, β ($\text{rad}\cdot\text{m}^{-1}$) jest współczynnikiem fazy.

Prędkość fazowa dla ośrodka o skończonej przewodności właściwej σ wynosi

$$v_f = \frac{\omega}{\beta} = c \sqrt{\frac{\mu_r \varepsilon_r}{2} \left(\sqrt{1 + \frac{\sigma^2}{\varepsilon^2 \mu^2}} + 1 \right)} \quad (7.10)$$

Jeżeli znane są ogólne wartości zespolonych przenikalności: elektrycznej $\varepsilon = \varepsilon_0 \varepsilon_r = \varepsilon_0 (\varepsilon_r' - j\varepsilon_r'')$ i magnetycznej $\mu = \mu_0 \mu_r = \mu_0 (\mu_r' - j\mu_r'')$, wówczas stała propagacji może być określona zależnością (Gwarek i in., 2006):

$$\gamma = \sqrt{j\omega\mu_0 \{(\mu_r' - j\mu_r'')[\sigma + j\omega\varepsilon_0(\varepsilon_r' - j\varepsilon_r'')]\}} = \alpha + j\beta \quad (7.11)$$

gdzie:

$$\alpha = \omega \sqrt{\frac{\mu_0 \varepsilon_0 (\varepsilon_r' - j\varepsilon_r'')(\mu_r' - j\mu_r'')}{2}} \left(\sqrt{1 + \frac{\sigma^2}{[\varepsilon_0 \mu_0 (\varepsilon_r' - j\varepsilon_r'')(\mu_r' - j\mu_r'')]^2}} - 1 \right) \quad (\text{Np}\cdot\text{m}^{-1}) \quad (7.12)$$

$$\beta = \omega \sqrt{\frac{\mu_0 \varepsilon_0 (\varepsilon_r' - j\varepsilon_r'')(\mu_r' - j\mu_r'')}{2}} \left(\sqrt{1 + \frac{\sigma^2}{[\varepsilon_0 \mu_0 (\varepsilon_r' - j\varepsilon_r'')(\mu_r' - j\mu_r'')]^2}} + 1 \right) \quad (\text{rad}\cdot\text{m}^{-1}) \quad (7.13)$$

Wtedy impedancję właściwą ośrodka pozwala określić wyrażenie:

$$Z = \sqrt{\frac{j\omega\mu_0(\mu_r' - j\mu_r'')}{\sigma + j\omega\varepsilon_0(\varepsilon_r' - j\varepsilon_r'')}} \quad (\Omega) \quad (7.14)$$

Należy również dodać, że μ_r'' opisuje straty magnetyczne i praktycznie dotyczy tylko ferromagnetyków, a te są wyłączone z dalej prowadzonych tu rozważań. Opóźnienie zjawiska polaryzacji elektrycznej lub magnetycznej względem wektora natężenia pola jest przyczyną dodatkowych strat mocy w ośrodku. Całkowity wektor gęstości prądu (przewodzenia i przesunięcia) w dielektryku wyrażony jest wzorem:

$$\vec{J} = \sigma \vec{E} + j\omega\varepsilon_0(\varepsilon_r' - j\varepsilon_r'')\vec{E} = \vec{E} \left[(\sigma + \omega\varepsilon_0\varepsilon_r'') + j\omega\varepsilon_0\varepsilon_r' \right] \quad (7.15)$$

Straty mocy fali elektromagnetycznej wywołuje składowa prądu, która jest w fazie z polem elektrycznym (czyli składowa prądu proporcjonalna do czynnika $(\sigma + \omega\epsilon_0\epsilon_r'')\vec{E}$), natomiast składowa prądu proporcjonalna do czynnika $\omega\epsilon_0\epsilon_r'\vec{E}$ powoduje magazynowanie energii.

Stratność ośrodka dla którego $\sigma > 0$ można scharakteryzować przez podanie wartości stosunku tych dwóch składowych prądu. Tangens kąta stratności dielektrycznej, w tym przypadku wynosi:

$$\operatorname{tg} \delta_{\epsilon\sigma} = \frac{\sigma + \omega\epsilon_0\epsilon_r''}{\omega\epsilon_r'} \quad (7.16)$$

Przy wielkich częstotliwościach o stratach ośrodka dielektrycznego decyduje opóźnienie polaryzacji dielektrycznej. Należy dodać, że przy małych częstotliwościach zjawisko to można pominąć i stosować wartość rzeczywistą przenikalności magnetycznej.

Biorąc pod uwagę falę płaską, to jest taką w której nie występują składowe wektorów: elektrycznego i magnetycznego w kierunku rozchodzenia się fali a tylko składowe prostopadłe do kierunku jej propagacji, co oznacza, że ta fala elektromagnetyczna jest falą poprzeczną czyli falą w której drgania są prostopadłe do kierunku propagacji (wektory natężenia pola elektrycznego i magnetycznego są do siebie wzajemnie prostopadłe).

Impedancję falową takiego ośrodka definiuje się jako wzajemny stosunek prostopadłych do kierunku rozchodzenia się fali i prostopadłych wzajemnie do siebie składowych elektrycznej do magnetycznej pola elektromagnetycznego:

$$Z_c = \frac{E_{\perp}}{H_{\perp}} (\Omega) \quad (7.17)$$

Fala elektromagnetyczna, której impedancja falowa jest opisana tym równaniem nie ma składowej wzdłuż kierunku propagacji czyli jest falą poprzeczną. W ośrodku w którym przewodność właściwa $\sigma = 0$ przyjmuje ona postać:

$$Z_c = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} (\Omega) \quad (7.18)$$

Dla wolnej przestrzeni ($\mu_r = 1$, $\epsilon_r = 1$) wyrażona jest liczbą;

$$Z_{c0} = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = 120\pi = 376,6 (\Omega) \quad (7.19)$$

W przypadku ogólnym gdy przewodność właściwa $\sigma \neq 0$, impedancja falowa ma postać:

$$Z_c = \frac{\alpha(1 + j1)}{\sqrt{\sigma^2 + \omega^2 \epsilon^2}} (\Omega) \quad (7.20)$$

Przy rozchodzeniu się pola elektromagnetycznego ulega ono wykładniczemu tłumieniu. Najlepiej przybliżyć to zagadnienie dla jednowymiarowego równania Helmholtza. Załóżmy, że sinusoidalnie zmienne pole magnetyczne ma jedną składową H_x i rozchodzi się wzdłuż osi z układu kartezjańskiego, wówczas równanie Helmholtza sprowadza się do postaci:

$$\frac{\partial^2 H_x}{\partial z^2} + \gamma_z^2 H_x = 0 \quad (7.21)$$

gdzie:

$\gamma_z = \alpha_z + j\beta_z$ to współczynnik propagacji fali wzdłuż osi z .

Zapisując równanie stałej fazy w następujący sposób:

$$\omega t - \gamma_z z = \text{const.}, \quad (7.22)$$

przewiduje się rozwiązanie równania Helmholtza w postaci:

$$H_x(z, t) = H^+ \cos(\omega t - \gamma_z z) + H^- \cos(\omega t + \gamma_z z) \quad (7.23)$$

gdzie:

H^+ i H^- są amplitudami rzeczywistymi. Pierwszy składnik H^+ , przedstawia fale biegnącą wzdłuż osi z , drugi składnik H^- prezentuje falę rozchodzącą się w stronę przeciwną do kierunku osi z . Załóżmy, że nie ma fali odbitej, wówczas falę rozchodzącą się w kierunku osi z ma następującą zależność od czasu i przestrzeni, co można przedstawić w dziedzinie zespolonej $e^{-\gamma_z z} e^{j\omega t} = e^{-\alpha_z z} e^{j(\omega t - \beta_z z)} = e^{-\alpha_z z} e^{j\omega t} e^{-j\beta_z z}$ albo w dziedzinie rzeczywistej $e^{-\alpha_z z} \cos(\omega t - \beta_z z)$. Wyrażenie $e^{-\alpha_z z}$ odpowiada za wykładnicze tłumienie amplitudy wzdłuż kierunku propagacji, wielkość $\cos(\omega t - \beta_z z)$ wykazuje zmianę kąta przesunięcia fazowego fali elektromagnetycznej wzdłuż osi z . Ostatecznie, wyrażenie na składową natężenia pola elektrycznego $H_x(z, t)$ przyjmuje postać odpowiednio w dziedzinie rzeczywistej i w dziedzinie liczb zespolonych:

$$H_x(z, t) = H^+ e^{-\alpha_z z} \cos(\omega t - \beta_z z) \quad (7.24)$$

$$H_x(z) = H^+ e^{-\alpha_z z} e^{-j\beta_z z} \quad (7.25)$$

Obydwa równoznaczne zapisy stosowane są w dalszej części pracy.

7.2. Współczesne zastosowania falowodów

W zakresie wielkich częstotliwości energię elektryczną przesyła się przeważnie za pomocą falowodów, gdyż przewody współosiowe wprowadzają znaczne tłumienie, oraz stwarzają trudności przy przemianie typu fali. Falowody metalowe są to rury wykonane z materiału przewodzącego o stałym przekroju (obecnie zwykle prostokątnym lub kołowym) wzdłuż całej długości. Przemieszczanie się obu składowych fali elektromagnetycznej wzdłuż falowodu możliwe jest dzięki odbiciom od bocznych gładkich ścianek wewnętrznych. Gdyby fala poruszała się wzdłuż osi z falowodu zostałaby szybko wytłumiona i nie wpływałaby na przenoszenie mocy. Fale generowane przez sinusoidalne źródła w kierunkach ukośnych do osi falowodu biegają do ścianek falowodu, gdzie są odbijane z pomijalnymi stratami. Na skutek odbić od ścianek bądź narożników, energia fali elektromagnetycznej koncentruje się bardziej w pewnych punktach, a rozprasza w innych a w falowodzie występują miejscowe maksima i minima składowych: elektrycznej i magnetycznej pola elektromagnetycznego. W przypadku wystąpienia niedopasowania na końcu toru falowodowego występuje tam odbicie części fali elektromagnetycznej, wynikiem którego jest powstanie fali stojącej w falowodzie. Kąt pod którym czoło fali elektromagnetycznej przecina oś z falowodu jest funkcją długości fali oraz wymiaru poprzecznego falowodu. Gdy częstotliwość generowanej fali elektromagnetycznej maleje, kąt padania i odbicia fali od ścianek falowodu zwiększa się i gdy zbliża się do $\frac{\pi}{2}$ to fale padająca i odbita w dużej części

znoszą się wzajemnie, powstają duże straty energii przenoszonej przez falowód. Występuje to przy tzw. częstotliwości krytycznej falowodu f_c , której odpowiada krytyczna długość fali λ_c . Zaletami prawidłowo pracujących torów falowodów jest małe tłumienie fali elektromagnetycznej oraz wytrzymałość na przesyłu dużych mocy, dlatego tam, gdzie trzeba przesłać duże moce częstotliwości mikrofalowej, nieodzowny jest metalowy tor falowodowy.

Falowód jest jednoprzewodnikową linią transmisyjną stosowaną w technice mikrofalowej. Każdy falowód jest ograniczony powierzchnią, na której następuje skokowa zmiana jednego z parametrów charakteryzujących własności elektryczne (np. przenikalność elektryczna, przewodność właściwa). Rozróżnia się falowody zamknięte (rury metalowa o przekroju prostokątnym, okrągłym, owalnym i innymi), w której fala przemieszcza się w przestrzeni wewnątrz falowodu, i otwarte (np. przewód metalowy, pręt lub rurka zbudowana z dielektryka), w których fala przemieszcza się na zewnątrz falowodu. Rozchodzenie się fal w falowodzie jest możliwe, gdy jego poprzeczne rozmiary są porównywalne z długością fali lub są większe. Z tych względów falowody są stosowane głównie do przenoszenia fal elektromagnetycznych o długościach centymetrowych i milimetrowych, bo wtedy wymiary poprzeczne torów falowodowych są stosunkowo niewielkie. Właściwości przenoszenia fali elektromagnetycznej w każdym falowodzie zależą od geometrii jego przekroju oraz rodzajów materiałów, dielektryka wypełniającego przestrzeń pracy oraz materiału (metal) z którego wykonane są prze-

wodzące ścianki. W falowodach metalowych zależą również od jakości (gładkości) wykończenia ścianek bocznych.

W technice falowodowej wytwarzane są wszystkie podstawowe elementy toru mikrofalowego takie jak: polaryzatory, izolatory, przełączniki, cyrkulatory ferrytowe, złącza i przejścia, tłumiki, dzielniki mocy, sprzęgacze kierunkowe rezonatory, filtry, obciążenia itp. (Thomas, 1978; Szóstka, 2006). Można również dokonywać pomiarów parametrów fali elektromagnetycznej poruszającej się w falowodzie (Galwas, 1985). Obecnie tory (łącza) falowodowe w telekomunikacji zostały praktycznie wyparte przez technologie planarne, o dużej łatwości integracji z mikrofalowymi elementami aktywnymi, które ze względu na płaską strukturę, jednak nie są w stanie zastąpić falowodów w obszarach, gdzie badanie cech materiałów musi mieć kubaturowy (przestrzenny) charakter. Dziś układy falowodowe kubaturowe używane są w technice antenowej, zwykle przy zastosowaniu dużej mocy (stacje radiolokacyjne) oraz przy zastosowaniu minimalnych mocy w badaniach materiałów kubaturowych (Szóstka, 2006). W pracy, po wstępnych badaniach, które wykazały możliwości wykorzystania toru falowodowego kubaturowego jako optymalnego obiektu mikrofalowego do pomiarów przenikalności elektrycznej oraz wilgotności materiałów, zastosowano falowody o przekroju prostokątnym. Zastosowanie w układach falowodowych niewielkich wartości natężeń pól elektromagnetycznych, nie przekraczających gęstości mocy $1 \text{ (mW}\cdot\text{cm}^{-2}\text{)}$ pozwoliło na bezpieczne dla ludzi otwarcie toru falowodu poprzez wykonanie przelotowych wycięć poprzecznych w jego ściankach bocznych. Niewykorzystane dotychczas możliwości pomiarowo-badawcze stwarzają między innymi układy falowodowe z wyciętymi przelotowo otworami w falowodowych, umieszczonymi poprzecznie w stosunku do jego długości. Dotychczas urządzenia takie były incydentalnie wykorzystywane w technice, a spowodowane to jest zapewne powszechną nieznaną oddziaływania fal elektromagnetycznych na organizmy żywe oraz nieuważnym strachem przed taką projekcją.

7.3. Typy fal elektromagnetycznych

Fala elektromagnetyczna może poruszać się w wolnej przestrzeni lub może być prowadzona w przewodnicach falowych. Przewodnicą falową nazywa się układ powierzchni granicznych tworzących ciągłą drogę pomiędzy dwoma punktami przestrzeni, umożliwiającą skierowanie przepływu energii fali elektromagnetycznej wzdłuż tej drogi. Prowadzenie fal elektromagnetycznych w przewodnicach falowych odbywa się za pomocą odpowiedniego typu fal i powiązanego z nim rodzaju pola elektromagnetycznego, który może rozchodzić się w stosowanej przewodnicy falowej wzdłuż drogi określonej przez układ przewodników lub dielektryków. Wzbudzany rodzaj i typ pola zależy od kształtu i wymiarów przewodnicy falowej, materiału wypełniającego przewodnice oraz częstotliwości. Zbiór możliwych typów i rodzajów pola elektromagnetycznego występujących w przewodnicach falowych można określić z odpowiednich rozwiązań

równań Maxwella i warunków brzegowych (Dobrowolski, 2001). Każda przewodnica falowa ma swój charakterystyczny przekrój poprzeczny.

Żałómy, że fala elektromagnetyczna rozchodzi się zgodnie z kierunkiem osi z i wtedy wyróżnia się następujące jej typy (Szóstka, 2006):

- Fala typu TEM – poprzeczna elektryczna-magnetyczna (w języku ang. *Transverse Electric-Magnetic*). Wektor składowej elektrycznej i wektor składowej magnetycznej pola elektromagnetycznego leżą w płaszczyźnie prostopadłej do kierunku propagacji ($E_z = 0, H_z = 0$) a każdy z tych wektorów ma co najwyżej dwie składowe. Fale tego typu TEM występują w przewodnicach, których przekroje poprzeczne są obszarami wielospójnymi, (np. linia współosiowa, linia dwuprzewodowa, linie paskowe symetryczne i niesymetryczne),
- Fala typu E, określana również jako TM – poprzeczna magnetyczna (w języku ang. *Transverse Magnetic*), posiada niezerową składową wektora natężenia pola elektrycznego w kierunku rozchodzenia się fali ($E_z \neq 0$) oraz zerową składową wektora natężenia pola magnetycznego będącą w płaszczyźnie prostopadłej do kierunku propagacji fali ($H_z = 0$).
- Fala typu H, określana również jako TE – poprzeczna elektryczna (w języku ang. *Transverse Electric*), posiada niezerową składową wektora natężenia pola magnetycznego w kierunku rozchodzenia się fali ($H_z \neq 0$) oraz zerową składową pola elektrycznego leżącą w płaszczyźnie prostopadłej do kierunku propagacji fali ($E_z = 0$). Fale typu TM i typu TE lub ich złożenie wzbudzone są w przewodnicach, których przekroje poprzeczne są obszarami jednospójnymi (np. falowód prostokątny, kołowy, grzbietowy) oraz w przewodnicach o wielospójnych obszarach przekrojów poprzecznych jako wyższe rodzaje pola.
- Fala typu EH, posiada niezerowe składowe wektora natężenia pola elektrycznego i wektora natężenia pola magnetycznego w kierunku rozchodzenia się fali ($E_z \neq 0, H_z \neq 0$).

Pierwsza z podanych typów fal jest falą poprzeczną i przewodnice falowe, w których mogą rozchodzić się rodzaje fal TEM nazywane są liniami TEM albo przewodnicami TEM. Struktura przewodnicy TEM musi zawierać co najmniej dwa przewody. Przykładem linii TEM jest linia współosiowa, tzw. kabel koncentryczny. Fale elektromagnetyczne typu TH (E) oraz TE (H) występują w falowodach metalowych. Fale elektromagnetyczne typu EH występują między innymi w falowodach dielektrycznych i światłowodach. Określenie postaci fali elektromagnetycznej w każdej przewodnicy falowej wiąże się z poszukiwaniem rozwiązań równań Maxwella z określonymi warunkami brzegowymi, które jest zagadnieniem matematycznym odmiennego typu niż w przypadku fali elektromagnetycznej w nieograniczonej przestrzeni (Yen i in., 2008).

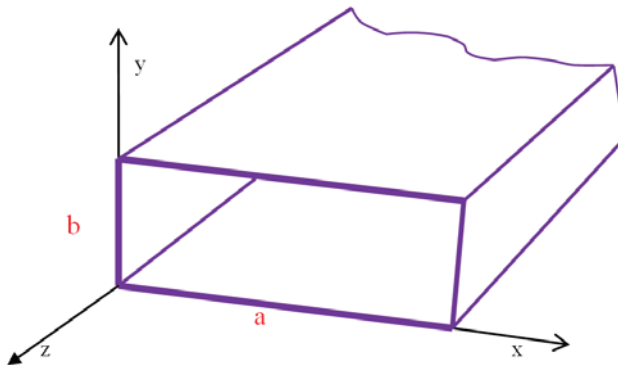
7.4. Falowód prostokątny

7.4.1. Konstrukcja mechaniczna falowodu o przekroju prostokątnym

Falowód prostokątny (rys. 7.1) jest metalową rurą o poprzecznym przekroju prostokątnym (Czarczyński, 2003), której ściany są wykonane z przewodników diamagnetycznych. Zwykle dla obliczeń przyjmuje się, że jest torem jednorodnym (posiada dokładnie jednakowy przekrój poprzeczny na całej długości), ścianki falowodu są wykonane z doskonałego przewodnika a sam falowód jest wypełniony ośrodkiem jednorodnym, izotropowym, liniowym i bezstratnym ($\varepsilon = const.$, $\mu = const.$, $\gamma = const.$). W rzeczywistości falowody gładkie we wnętrzu, wykonuje się z miedzi, brązu, mosiądzu, aluminium lub rzadziej ze srebra. Są to materiały o wysokiej, ale skończonej konduktywności. Pola elektromagnetyczne w takim falowodzie zmieniają się sinusoidalnie w czasie i spełniają równania Maxwella oraz warunki brzegowe na granicy przewodnik rury – dielektryk wypełnienia.

Falowody prostokątne są produkowane w standardowych wymiarach, w większości przypadków mają bok a dwukrotnie dłuższy od boku b , przy czym im wyższe są częstotliwości pracy falowodu tym mniejsze są jego wymiary poprzeczne. Jeżeli falowód prostokątny o niezmiennym 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 przyjętego układu), wtedy rozchodzenie się fal elektromagnetycznych w falowodzie prostokątnym jest możliwe, jeśli jego wewnętrzne poprzeczne rozmiary a i b (gdzie $b \leq \frac{a}{2}$) są porównywalne lub większe od długości fali, z tego względu

falowody są stosowane do przenoszenia fal centymetrowych i milimetrycznych. Właśnie tego typu falowód został wykorzystany do określenia wilgotności lignocelulozy (peletu) metodą falowodową.

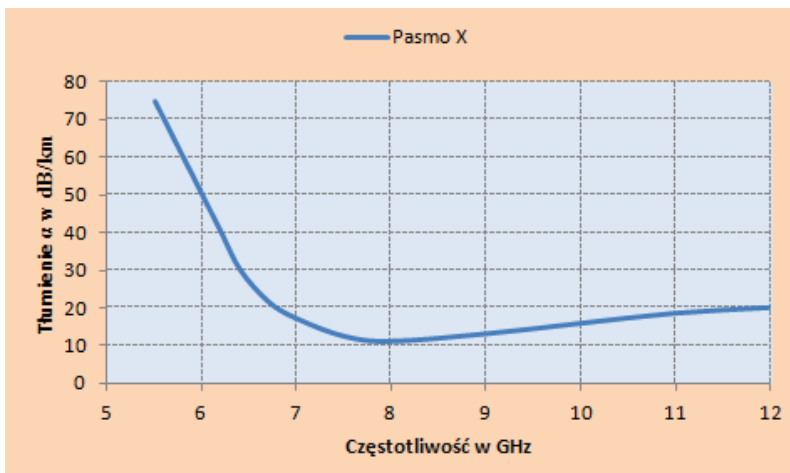


Rysunek 7.1. Przekrój falowodu prostokątnego stosowanego do określenia wilgotności lignocelulozy (peletu) metodą falowodową

W układzie falowodowym nośnikiem energii jest pole elektromagnetyczne rozchodzące się w postaci fali wzdłuż falowodu. Fala rozchodząca się w falowodzie jest wytwarzana przez wejściowe prądy i napięcia. Z polem elektrycznym jest związana różnica potencjałów między ściankami falowodu. Z polem magnetycznym jest związany przepływ prądu po wewnętrznej powierzchni falowodu. Ścianki falowodu, nie przenoszą energii i służą jedynie jako przewodnice fal w przestrzeni. Energia fali elektromagnetycznej jest przenoszona w dielektryku wypełniającym falowód. Składowe pola elektromagnetycznego w falowodzie prostokątnym zależą sinusoidalnie od czasu i spełniają równania Maxwella (równania falowe) oraz warunki brzegowe na granicy dielektryk wypełniający falowód – przewodnik ścianek bocznych, czyli na wewnętrznym brzegu falowodu.

Wzbudzanie fali elektromagnetycznej w falowodzie może odbywać się na trzy sposoby: przez pobudzenie pola elektrycznego, przez pobudzenie pola magnetycznego lub przez pobudzenie obu składowych pola elektromagnetycznego. Pobudzenie pola elektrycznego odbywa się najczęściej poprzez sondę (antenkę) wtrąconą w środku szerszej ścianki w odległości ćwiartki długości fali elektromagnetycznej ($\lambda/4$) od zwartego początku falowodu. Pobudzenie pola magnetycznego odbywa się za pomocą małej pętli umieszczonej przy zwartym początku falowodu.

W każdym falowodzie istnieje częstotliwość graniczna (krytyczna, odcięcia) f_c (Hz) czyli taka powyżej której, fala może poruszać się w falowodzie. Badania wykazały, że tłumienie fali elektromagnetycznej wynikające ze strat w metalowych ściankach falowodu α_c jest bardzo duże w pobliżu granicznej (krytycznej) f_c i maleje ze wzrostem częstotliwości pracy f . Poniżej przedstawiono orientacyjny przebieg tłumienia α_c w falowodzie prostokątnym.



Rysunek 7.2. Orientacyjny przebieg tłumienia α_c w falowodzie prostokątnym dla pasma „X”

Z rysunku 7.2 wynika, że dla zmniejszających się częstotliwości wraz ze zbliżaniem się do krytycznej jej wartości f_c , zwanej również częstotliwością odcięcia, tłumienie α_c w falowodzie bardzo szybko rośnie. Dla wzrastających częstotliwości następuje stopniowy wzrost tłumienia. Istnieje pewien zakres częstotliwości (długości fal), dla których tłumienie w falowodzie jest możliwie najmniejsze.

Poniżej granicznej długości fali:

$$\lambda_c = \frac{c}{f_c} \text{ (m)} \quad (7.26)$$

zwanej również długością fali dla częstotliwości odcięcia, falowód praktycznie nie przenosi energii. Długość fali w falowodzie λ_z poruszającej się wzdłuż osi z większej od znanej częstotliwości odcięcia f_c określona jest zależnością (Szóstka, 2006):

$$\lambda_z = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_c}\right)^2}} = \frac{c}{f \sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}} \text{ (m)} \quad (7.27)$$

gdzie:

$\lambda = \frac{c}{f}$ (m) jest długością fali generowanej przez źródło mikrofal (w wolnej przestrzeni).

Prędkość fazowa poruszania się fali w falowodzie określona jest wzorem:

$$v_f = \frac{c}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_c}\right)^2}} = \frac{c}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}} \text{ (m} \cdot \text{s}^{-1}) \quad (7.28)$$

Istnieje pewien zakres częstotliwości, dla których tłumienie fal w falowodzie o przekroju prostokątnym jest najmniejsze. Dla falowodu o przekroju prostokątnym, którego szersza ścianka ma szerokość wewnętrzną a , ten zakres częstotliwości określony jest zależnością (Dobrowolski, 2001):

$$(1,15 \div 1,2) \frac{v_f}{2a} \leq f \leq (0,9 \div 0,95) \frac{v_f}{a} \quad (7.29)$$

Zależność powyższa wynika z właściwości pola elektromagnetycznego oraz jego rozkładu w falowodzie prostokątnym.

7.4.2. Rodzaje pola elektromagnetycznego rozchodzące się w falowodzie o przekroju prostokątnym

Rozkład pola w falowodzie prostokątnym nazywa się rodzajem fal lub rodzajem falowodowym. Dla fal mogących rozchodzić się w falowodzie o przekroju prostokątnym, w dodatnim kierunku osi z występują następujące rodzaje: fala rodzaju TM , czasem oznaczana też literą E posiada następujące składowe: $E_z \neq 0$ jest niezerową składową pola elektrycznego w kierunku rozchodzenia się fali (mogą istnieć jeszcze dwie składowe w kierunku pozostałych osi układu współrzędnych prostokątnych), $H_z = 0$ bo wtedy pole magnetyczne leży w płaszczyźnie prostopadłej do kierunku propagacji fali. Fala rodzaju TE , określana też literą H posiada następujące składowe: $H_z \neq 0$ jest niezerową składową pola magnetycznego w kierunku rozchodzenia się fali (mogą istnieć jeszcze dwie składowe w kierunku pozostałych osi układu współrzędnych prostokątnych), $E_z = 0$ bo wtedy pole elektryczne leży w płaszczyźnie prostopadłej do kierunku rozchodzenia się fali. Dowolne pole elektromagnetyczne występujące w takim falowodzie można stanowić również superpozycję wymienionych rodzajów pól.

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, indeksami rodzaju lub wskaźnikami (Pozar, 2011). Mod m rodzaju pola oznacza liczbę zmian, czyli liczbę połówek okresu funkcji sinus lub cosinus pola wzdłuż dłuższego boku a falowodu, a mod n opisuje liczbę zmian pola wzdłuż krótszego boku b falowodu. Zmiany te dotyczą wszystkich składowych wektorów pól elektrycznego i magnetycznego występujących dla danego rodzaju pola, czyli rozkłady pól elektrycznego i magnetycznego w falowodzie są odmienne dla każdego modu. Przy czym rodzaj $TM_{m,n}$ rozchodzi się dla $m \geq 1, n \geq 1$, natomiast rodzaj $TE_{m,n}$ realizowany może być dla $m \geq 0, n \geq 0$, za wyjątkiem $TE_{1,0}$. Konfiguracja pól: elektrycznego i magnetycznego w falowodzie jest inna dla każdego rodzaju. Dąży się aby w falowodzie wystąpił tylko jeden rodzaj pola bo wtedy rozkład i parametry fali elektromagnetycznej są jednoznacznie określone i można je kontrolować pomiarowo. Nie ma takiej możliwości jeżeli występuje kilku rodzajów pola, które mają różne parametry transmisji i różne rozkłady pola wzdłuż długości falowodu. Dlatego praktyczne pasmo pracy falowodu ogranicza się do częstotliwości, dla których w falowodzie występuje tylko rodzaj podstawowy.

Większość elementów mikrofalowych wykonywanych przemysłowo jest projektowane przy założeniu propagacji jednego tylko rodzaju pola w falowodzie. Najłatwiej i najdogodniej można to zrealizować opierając się na modzie podstawowym dopasowanym do przekroju poprzecznego falowodu. Falowody prostokątne zwykle dobrze pracują w paśmie częstotliwości, w którym jest możliwa propagacja w najniższym modzie a falą użytkową jest fala TE . Najniższy możliwy rodzaj pracy TE (o możliwie najniższych modach) o najdłuższej fali granicznej nazywany jest rodzajem podstawowy.

wym TE . Wprowadzenie do falowodu fali elektromagnetycznej o częstotliwości wyższej (wyższych modach) może powodować powstanie niekorzystnych zjawisk: dyspersji, zniekształceń i innych błędów w przepływie energii niesionej przez te fale.

Częstotliwością odcięcia (częstotliwość krytyczna) poniżej której fala w falowodzie się nie rozchodzi, dla modów m, n jest określona zależnością

$$f_{c(TE_{m,n})} = \frac{v}{2} \sqrt{\frac{m^2}{a^2} + \frac{n^2}{b^2}} \quad (\text{Hz}) \quad (7.30)$$

gdzie: $v = v_f$ (m s^{-1}) jest prędkością fali w falowodzie.

Najprostszym modem $TE_{m,n}$ w falowodzie prostokątnym jest mod o $m=1$ i $n=0$ zapisywany jako $TE_{1,0}$ o częstotliwości odcięcia $f_{c(TE_{1,0})} = \frac{v}{2a}$. Jak widać częstotliwość odcięcia pracy falowodu zależy od długości dłuższego boku przekroju falowodu prostokątnego. Następny istniejący mod $m=2$ i $n=0$ ma już częstotliwość odcięcia dwa razy większą $f_{c(TE_{2,0})} = \frac{v}{a} = 2f_{c(TE_{1,0})}$, natomiast dla modu $m=0$ i $n=1$ otrzymano częstotliwość odcięcia $f_{c(TE_{0,1})} = \frac{v}{2b}$, jednak dzięki przyjętej zasadzie konstrukcji falowodu ($b \leq \frac{a}{2}$), można zapisać $f_{c(TE_{1,0})} < f_{c(TE_{2,0})} < f_{c(TE_{0,1})}$. Ze względu na wartość strat należy używać do pracy falowodu częstotliwości większe od częstotliwości odcięcia modu $TE_{1,0}$ oraz mniejszych od częstotliwości wzbudzenia modu następnego $TE_{2,0}$. Regułą jest praca falowodu przy częstotliwości bliskiej środka tego pasma. Dolna granica pasma pracy falowodu wynika z tłumienia fali w falowodzie, podczas gdy możliwość wzbudzenia wyższych rodzajów określa górną granicę pasma. Pasma pracy falowodu prostokątnego zawiera się w granicach od $f_{cTE_{1,0}}$ do wartości nieznacznie większej od częstotliwości granicznej następnego rodzaju $f_{cTE_{2,0}}$. W praktyce dla rodzaju $TE_{1,0}$, zalecane pasmo pracy falowodu prostokątnego mieści się w zakresie od 1,2 do 1,9 częstotliwości granicznej $f_{cTE_{1,0}}$.

7.4.3. Współczynnik propagacji fali elektromagnetycznej oraz impedancja falowa w falowodzie o przekroju prostokątnym

Jak zostało stwierdzone wcześniej, zespolony współczynnik propagacji fali elektromagnetycznej określony jest zależnością $\gamma = \alpha + j\beta$, gdzie α ($\text{Np} \cdot \text{m}^{-1}$) jest współczynnikiem tłumienia natomiast β ($\text{rad} \cdot \text{m}^{-1}$) jest współczynnikiem fazy, który rośnie liniowo wraz z częstotliwością. Rozpatrzmy falę elektromagnetyczną o modach m i n poruszającą się w kierunku dodatniego zwrotu osi z w falowodzie o przekroju prostokątnym. Dla danego rodzaju pola o ustalonych modach, rozchodzącego się w kierunku

dodatniego zwrotu osi z , zależność wszystkich występujących w nim składowych pól elektrycznego i magnetycznego wzdłuż kierunku propagacji jest opisana przez czynnik $e^{\gamma_z z}$, przy czym γ_z jest to współczynnik propagacji fali wzdłuż osi z . Jeżeli pominie-
my straty w falowodzie ($\alpha = 0$), to równanie dyspersyjne dla falowodu prostokątnego
ma postać $\gamma_z = \sqrt{(\beta_c^2 - \beta^2)}$. Wielkość β_c , która jest nazywana granicznym współ-
czynnikiem fazy, i jest wielkością charakterystyczną przyporządkowaną wskaźnikom
rodzaju i wymiarom falowodu. Współczynnik ten dla modów m i n wynosi:

$$\beta_c = \beta_{c(m,n)} = \pi \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2} \quad (\text{rad} \cdot \text{m}^{-1}) \quad (7.31)$$

Graniczny współczynnik fazy nie zależy od częstotliwości i w falowodzie prostokątnym jest taki sam dla rodzaju $TE_{m,n}$ jak i dla rodzaju $TM_{m,n}$.

Drugim składnikiem we wzorze na współczynnik propagacji fali wzdłuż osi z jest współczynnik fazy fali płaskiej o częstotliwości f rozchodzącej się w dielektryku wypełniającym falowód

$$\beta = 2\pi f \sqrt{\mu\epsilon} = \frac{2\pi f}{c} \quad (\text{rad m}^{-1}) \quad (7.32)$$

Wielkość β narasta liniowo wraz ze wzrostem częstotliwości.

Z równania dyspersyjnego wynika, że dla rodzaju pola o wskaźnikach m, n w falowodzie o danych wymiarach a, b i wypełnionym bezstratnym dielektrykiem o przenikalności elektrycznej ϵ i przenikalności magnetycznej μ istnieje częstotliwość graniczna, dla której współczynnik propagacji γ_z jest równy zeru. Wynosi ona

$$f_c = \frac{\sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2}}{2\sqrt{\epsilon\mu}} = \frac{\beta_c}{2\pi\sqrt{\epsilon\mu}} = \frac{c}{2\pi} \beta_c \quad (\text{Hz}) \quad (7.33)$$

i jest powiązana z granicznym współczynnikiem fazy oraz parametrami ośrodka wypełniającego falowód.

Z równania dyspersyjnego falowodu wynikają zależności określające współczynnik propagacji dla wartości częstotliwości granicznej oraz różnych od granicznych. Gdy częstotliwość fali danego rodzaju jest mniejsza od jego częstotliwości granicznej $f < f_c$ to współczynnik propagacji jest wielkością rzeczywistą równą współczynnikowi tłumienia dla α_z a propagacja w falowodzie nie występuje.

$$\gamma_z = \alpha_z = \beta \sqrt{\left(\frac{f_c}{f}\right)^2 - 1} \quad (\text{m}^{-1}) \quad (7.34)$$

Stąd wynika, że amplitudy składowych wektorów pól elektrycznego i magnetycznego tego rodzaju zanikają wykładniczo, według zależności e^{α_z} , bez zmiany fazy dla $\beta_c = 0$. Szybkość wykładniczego zanikania zależy od wartości współczynnika tłumienia α_z i jest tym większa im znaczniejsza jest różnica pomiędzy częstotliwością graniczną i częstotliwością fali. Dla częstotliwości $f = f_c$ współczynnik propagacji zeruje się ($\gamma_z = 0$). Dla częstotliwości $f > f_c$ współczynnik propagacji jest urojony i jego część urojona to współczynnik fazy β_z , współczynnik tłumienia jest równy zero ($\alpha_z = 0$):

$$\gamma_z = j\beta_c = j\beta \sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2} \quad (\text{m}^{-1}) \quad (7.35)$$

Fala w falowodzie nie zmienia amplitudy gdy współczynnik tłumienia jest równy zeru. Współczynnik fazy dla każdego rodzaju pola w falowodzie jest nieliniową funkcją częstotliwości, a więc fala elektromagnetyczna w falowodzie wykazuje własności dyspersyjne. Dyspersja ta jest cechą propagacji fali w bezstratnym falowodzie, nie jest wywołana więc stratami czy właściwościami dyspersyjnymi ośrodka w falowodzie, jest określana jako dyspersja rodzaju pola (dyspersja modowa).

Ze współczynnikiem fazy związane są takie parametry fali elektromagnetycznej jak długość fali w falowodzie $\lambda_c = \frac{2\pi}{\beta_c}$, oraz prędkości: fazowa fali w falowodzie $v_{fz} = \frac{\omega}{\beta_c}$, prędkość grupowa fali w falowodzie $v_{gz} = \frac{\partial \omega}{\partial \beta_c}$. Parametry te określa się wtedy, gdy

dany rodzaj pola rozchodzi się w falowodzie, czyli dla częstotliwości f większych od jego częstotliwości granicznej f_c .

Impedancja falowa określana jest dla każdego rodzaju pola elektromagnetycznego w falowodzie. Dla rodzaju TE opisuje ją zależność

$$Z_{cTE} = Z \frac{\beta}{\beta_c} \quad (\Omega) \quad (7.36)$$

a dla rodzaju TM impedancja falowa to

$$Z_{cTM} = Z \frac{\beta_c}{\beta} \quad (\Omega) \quad (7.37)$$

gdzie:

$Z = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \quad (\Omega)$ jest impedancją falową środowiska wypełniającego falowód.

W funkcji częstotliwości impedancje te dążą asymptotycznie do impedancji właściwej dielektryka wypełniającego falowód.

W idealnym przypadku, w paśmie przenoszenia falowodu prostokątnego, impedancje falowe są rzeczywiste a składowe poprzeczne są ze sobą w fazie. W rzeczywistym przypadku impedancja falowa jest liczbą zespoloną a składowe poprzeczne mogą nie być z sobą w fazie.

Z warunków brzegowych na brzegu wewnętrznym falowodu (Pozar, 2011; Szóstka, 2006) wynika, że zmiany składowych wektorów pól elektrycznego i magnetycznego w płaszczyźnie $x-y$ opisują funkcje sinus lub cosinus. Przykładowo, dla rodzaju $TE_{m,n}$ składowa H_z w płaszczyźnie $z=0$ jest proporcjonalna do wyrażenia $\cos\left(\frac{m\pi}{a}x\right)\cos\left(\frac{n\pi}{b}y\right)$, czyli składowa ta osiąga maksimum na ściankach falowodu.

7.4.4. Impedancja falowa i rozkład pola w falowodzie o przekroju prostokątnym z rodzajem podstawowym fali elektromagnetycznej $TE_{1,0}$

Założmy, że w falowodzie prostokątnym rozchodzi się rodzaj podstawowy fali elektromagnetycznej $TE_{1,0}$. Dla tego rodzaju fali elektromagnetycznej $TE_{1,0}$ impedancję falową, określamy analogicznie jak dla fali płaskiej, jako stosunek wzajemnie prostopadłych do kierunku propagacji, składowych pól: elektrycznego E_y i magnetycznego H_x . Impedancja ta jest proporcjonalna do impedancji właściwej ośrodka wypełniającego falowód i zmienia się odwrotnie proporcjonalnie do współczynnika fazy, a więc jej funkcyjna zależność od częstotliwości jest taka jak dla prędkości fazowej. Impedancja falowa rodzaju $TE_{1,0}$ ma postać:

$$Z_{cTE_{1,0}} = -\frac{E_y}{H_x} = Z \frac{\beta}{\beta_c} = \frac{Z}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_{cTE_{1,0}}}{f}\right)^2}} \quad (\Omega) \quad (7.38)$$

W funkcji częstotliwości, impedancja $Z_{cTE_{1,0}}$ dąży asymptotycznie do impedancji właściwej dla dielektryka w falowodzie. Częstotliwość odcięcia określona jest zależnością:

$$f_{cTE_{1,0}} = \frac{1}{2a\sqrt{\epsilon\mu}} \quad (\text{Hz}) \quad (7.39)$$

Dla danego rodzaju pola elektromagnetycznego (o ustalonych wskaźnikach rodzaju $m=1, n=0$) rozchodzącego się w kierunku osi z , zależność wszystkich występujących w nim składowych pola: elektrycznego i magnetycznego wzdłuż kierunku propagacji jest opisana przez czynnik $e^{\gamma_z z}$, przy czym γ_z (m^{-1}) to współczynnik propagacji fali wzdłuż osi z falowodu. Można wykazać, że wektory natężeń pól magnetycznego i elektrycznego najczęściej stosowanego rodzaju $TE_{1,0}(H_{1,0})$ w falowodzie prostokąt-

nym dla $f > f_c$ i rodzaju podstawowego (czyli $TE_{1,0}$), rozchodzącego się w kierunku dodatniego zwrotu osi z przyjmują odpowiednio postać (Pozar, 2011) w postaci liczb rzeczywistych:

$$\vec{H}(x, z, t) = \vec{i}_x H_x + \vec{i}_z H_z = \vec{i}_x H_{x0} \sin\left(\frac{\pi}{a} x\right) \sin(\omega t - \beta_z z) + \vec{i}_z H_{z0} \cos\left(\frac{\pi}{a} x\right) \cos(\omega t - \beta_z z), \quad (7.40)$$

$$\vec{E}(y, z, t) = -\vec{i}_y E_y = -\vec{i}_y E_{y0} \sin\left(\frac{\pi}{a} x\right) \sin(\omega t - \beta_z z) \quad (7.41)$$

a w dziedzinie liczb zespolonych:

$$\vec{H}(x, z) = jH_x + H_z = jH_{x0} \sin\left(\frac{\pi}{a} x\right) e^{-j\beta_z z} + H_{z0} \cos\left(\frac{\pi}{a} x\right) e^{-j\beta_z z} \quad (7.42)$$

$$\vec{E}(y, z) = -jE_y = -jE_{y0} \sin\left(\frac{\pi}{a} x\right) e^{-j\beta_z z} \quad (7.43)$$

gdzie:

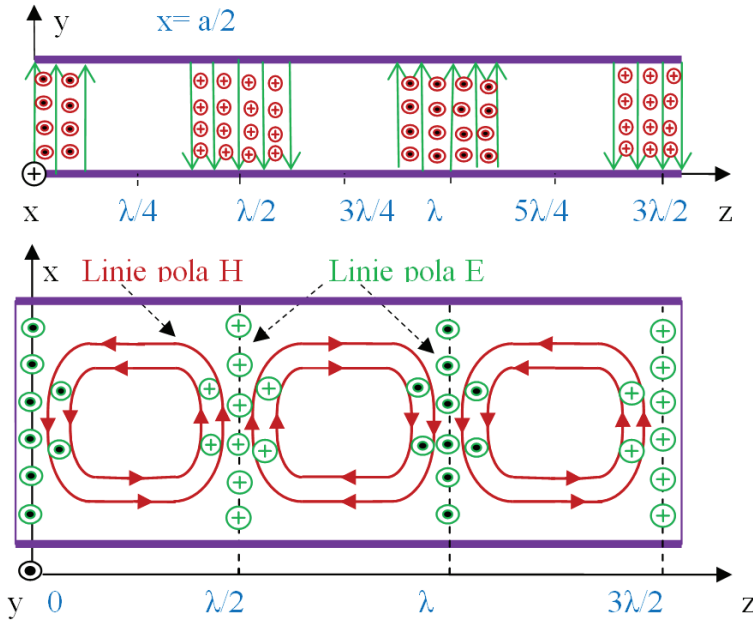
H_{z0} jest amplitudą natężenia pola magnetycznego (w miejscu pobudzenia) czyli na początku falowodu ($z = 0$) w punkcie początku układu współrzędnych,

$H_{x0} = \frac{a}{\pi} \beta_z H_{z0}$, $E_{y0} = \frac{a}{\pi} \beta_z Z H_{z0}$, natomiast

$\vec{i}_x, \vec{i}_y, \vec{i}_z$ są to wektory jednostkowe (wersory) układu współrzędnych prostokątnych x, y, z .

Wektor natężenia pola magnetycznego ma składową wzdłużną H_z , która jest wyróżnikiem fali typu TE , oraz jedną składową poprzeczną H_x . Pole elektryczne ma tylko składową E_y . Składowe poprzeczne pól elektrycznego E_y i magnetycznego H_x w identyczny sposób zależą od zmiennych x i z . Amplitudy składowych poprzecznych E_{y0} i H_{x0} w różny sposób zmieniają się z częstotliwością, przy ustalonej wartości amplitudy składowej wzdłużnej H_{z0} . Współczynnik fazy β_z jest równy zeru dla częstotliwości granicznej i wtedy znika składowa H_x . Dla rodzaju $TE_{1,0}$ występują tylko dwie składowe pola H_z i E_y o stałych rozkładach wzdłuż osi z . Pola elektryczne i magnetyczne spełniają warunki brzegowe na ściankach falowodu. Składowe E_y i H_x zerują się na krawędziach szerszego boku falowodu, czyli na granicy dielektryk wypełniający falowód – metal ścianek bocznych, pole elektryczne nie ma składowej stycznej, a składowa normalna magnetycznego nie występuje. Natomiast składowa H_z (będąca składową styczną), na tej granicy osiąga maksimum. Dodatkowo dla $TE_{1,0}$ w tym falowodzie drugi wskaźnik jest równy zeru i w konsekwencji składowe pola elektromagnetycznego nie zależą: od zmiennej y oraz od długości krótszego boku b .

Na rysunku 7.3 pokazano linie sił pól elektrycznego i magnetycznego rodzaju podstawowego $TE_{1,0}$ w falowodzie prostokątnym dla fali rozchodzącej się w kierunku dodatniego zwrotu osi z w chwili $t=0$ (Pozar, 2011; Szóstka, 2006; Dobrowolski, 2001).



Rysunek 7.3. Przykładowy rozkład składowych: elektrycznej E i magnetycznej H w falowodzie prostokątnym pobudzany modem $TE_{1,0}(H_{1,0})$ w funkcji długości falowodu z dla czasu $t=0$.

Rozpatrzmy równania pola dla tego rodzaju i tego falowodu w dziedzinie rzeczywistej. Składowa H_z zmienia się wzdłuż kierunku propagacji zgodnie z funkcją $\cos(\omega t - \beta_z z)$ natomiast składowe poprzeczne H_x i E_y zmieniają zgodnie z funkcją $\sin(\omega t - \beta_z z)$ i jak widać wielkości te są w fazie. Pole elektryczne rodzaju $TE_{1,0}$ ma składową E_y , która indukuje na szerszych bokach falowodu (a) ładunki powierzchniowe o gęstości równej indukcji elektrycznej, przy czym dla $z = \frac{l\lambda_z}{4}, l=1,2,3,\dots$ na jednym szerszym boku wystąpi ładunek dodatni, na przeciwnym szerszym boku ładunek ujemny. Ładunki zgromadzone na dłuższych bokach falowodu mają przeciwne znaki ale te same wartości, co powoduje, że całkowity ładunek jest równy zero. Składowe styczne wektora natężenia pole magnetycznego generuje na wewnętrznych powierzchniach ścianek falowodu prądy powierzchniowe. W każdym rozpatrywanym punkcie wewnętrznej powierzchni bocznej falowodu gęstość indukowanego prądu jest

równa co do wartości natężeniu pola magnetycznego. Składowa H_x indukuje składową prądu przewodzenia na szerszych bokach falowodu. Biorąc przekrój poprzeczny dla, $z = \frac{l\lambda_z}{4}, l = 1, 2, 3, \dots$ po dolnym boku płynie prąd w kierunku dodatniego zwrotu osi z ,

a w przeciwnym kierunku płynie prąd po powierzchni górnego boku. Analogicznie jak wykazano to dla ładunków, również i tu całkowite prądy płynące po szerszych bokach falowodu są równe co do wartości i w rezultacie suma prądów płynących po tych bokach wynosi zero. Składowa H_z wywołuje dwie składowe wektora gęstości prądu przewodzenia leżące w płaszczyźnie przekroju poprzecznego falowodu: składową y na powierzchniach węższych (b) boków falowodu oraz składową x na powierzchniach dłuższych (a) boków falowodu. Poza prądem powierzchniowym w falowodzie występuje również prąd przesunięcia. Dla przypadku pokazanego na rysunku 7.3, dla czasu $t = 0$, można wykazać, że wektor gęstości prądu przesunięcia opisywany jest zależnością $-\vec{i}_y \varepsilon \frac{\partial E_y}{\partial t} = -\vec{i}_y \omega \varepsilon E_{y0} \sin\left(\frac{\pi}{a}x\right) \sin(-\beta_z z)$ ($A \cdot m^{-2}$). Prąd ten przepływa pomiędzy

dłuższymi bokami falowodu, linie tego prądu są tak skierowane jak linie pola elektrycznego, ale są przesunięte względem tego pola o ćwierć długości fali w falowodzie.

W płaszczyźnie $z = \frac{l\lambda_z}{4}, l = 1, 2, 3, \dots$ gdzie składowe poprzeczne wektorów natężeń pól elektrycznego i magnetycznego osiągają wartości maksymalne, prąd przesunięcia zeruje się. Gęstość prądu przesunięcia wzdłuż osi z jest maksymalna w płaszczyźnie $z = \frac{k\lambda_z}{2}, k = 1, 2, 3, \dots$ gdzie prąd przesunięcia płynie od dolnej do górnej ścianki falowodu.

Składowe poprzeczne H_x i E_y zmieniają się wzdłuż osi z zgodnie z funkcją $\sin(\omega t - \beta_z z)$, natomiast składowa wzdłużna natężenia pola magnetycznego zmienia się wzdłuż osi z zgodnie z funkcją $\cos(\omega t - \beta_z z)$, przy czym składowe te są przesunięte względem siebie w fazie o kąt $\frac{\pi}{2}$. W takim falowodzie, w dowolnej chwili czasu

płaszczyzna poprzeczna do kierunku rozchodzenia się fali, w której składowa H_z jest maksymalna, odległa jest o $\frac{1}{4}$ długości fali λ_z od płaszczyzny, w której maksymalne są składowe H_x i E_y . Jeżeli w płaszczyźnie z występują maksymalne składowe poprzeczne wtedy składowa wzdłużna jest równa zero, a kiedy składowa wzdłużna ma wartość maksymalną wówczas składowe poprzeczne są równe zero.

7.4.5. Straty mocy i współczynnik tłumienia w falowodzie prostokątnym wiodącym falę elektromagnetyczną $TE_{1,0}$

Problematyka strat mocy w falowodzie oraz powiązanego z tymi stratami współczynnika tłumienia falowodu, ze względu na wielość czynników mogących wpływać na te wielkości jest trudna do zinterpretowania i opisanie za pomocą wzorów. Poniżej przedstawiono tylko krótki zarys problematyki strat mocy i współczynnika tłumienia.

Moc jest tracona w falowodzie z różnych przyczyn, np. występują prądy powierzchniowe na ściankach o skończonej przewodności właściwej stanowiącej wnętrze falowodu. Podnoszą one temperaturę tych ścianek oraz środowiska zamkniętego we wnętrzu falowodu, rzeczywisty dielektryk wypełniający miejscowo falowód jest niedoskonały (czasem dodatkowo niejednorodny). Dodatkowo fala występująca w falowodzie nie jest idealna, co powoduje dodatkowe straty mocy. Występowanie tych czynników powoduje, że stała propagacji γ_z w paśmie przenoszenia falowodu, będzie zespolona a jej część rzeczywista określi stałą tłumienia. Ścianki falowodu nie są idealne i mają skończoną przewodność właściwą i na skutek tego część mocy transportowanej przez falowód będzie tam tracona. W tym przypadku mod podstawowy $TE_{1,0}$ nie spełnia ściśle teoretycznie zakładanych warunków brzegowych, które są inne na powierzchni idealnego i inne na powierzchni rzeczywistego przewodnika, wobec tego rzeczywisty rozkład składowych pola elektromagnetycznego tego modu może być inny niż podano to powyżej. Dodatkową przyczyną strat będzie niedostateczna gładkość i niejednorodność powierzchni wewnętrznych ścianek falowodu. Ten stan może być przyczyną powstawania wyższych rodzajów (modów) pól, które są bardziej tłumione przez falowód. Wymienione zagadnienia są trudne jeżeli chodzi o teorię i wykraczają poza ramy niniejszej pracy. Ze względu na niemożliwość uwzględnienia wszystkich wymienionych czynników, istnieje tylko możliwość na obliczenie w sposób przybliżony strat mocy. Zakłada się również, że odkształcenia propagowanego pola elektromagnetycznego w falowodzie są nieduże i pole elektromagnetyczne pozostaje tak jak w modzie podstawowym. Poza tym zakłada się, że moc tracona w ściance wchodzi prostopadłe do jej powierzchni i że fala elektromagnetyczna w ściance jest lokalnie płaska.

Wyrażenia opisujące składowe pola elektromagnetycznego fali rodzaju podstawowego $TE_{1,0}$ pozwalają na obliczenie wektora Poyntinga a następnie na określenie mocy przenoszonej przez falowód. Wektor Poyntinga $\vec{P}$ ($W \cdot m^{-2}$) określony jako iloczyn wektorowy wektorów: natężenia pola elektrycznego $\vec{E}$ ($V \cdot m^{-1}$) i natężenia pola magnetycznego $\vec{H}$ ($A \cdot m^{-1}$), można napisać:

$$\vec{P} = \vec{E} \times \vec{H} \quad (7.44)$$

Dla rodzaju podstawowego $TE_{1,0}$ na wartość wektora Poyntinga, wpływają składowe poprzeczne wektorów pól elektrycznego E_y i magnetycznego H_x .

Chwilowa moc czynna przesyłana przez falowód prostokątny może być określona poprzez całkowanie wektora Poyntinga w przekroju poprzecznym falowodu, co prowadzi do zależności:

$$p = \frac{1}{2} \int_{x=0}^{x=a} \int_{y=0}^{y=b} (E_x H_y - E_y H_x) dy dx \quad (\text{W}) \quad (7.45)$$

co dla stosowanego w pracy modu pola magnetycznego $TE_{1,0}$ prowadzi do wyrażenia

$$p(z, t) = H_{z0}^2 \frac{\omega \mu \beta_{c(1,0)} a^3 b}{2\pi} \cos^2(\omega t - \beta_{c(1,0)} z) \quad (\text{W}) \quad (7.46)$$

gdzie:

$$\beta_{c(1,0)} = \frac{1}{v} \sqrt{\omega^2 - \omega_c^2}, \quad \omega = 2\pi f \text{ jest pulsacją pracy falowodu,}$$

$$\omega_c = 2\pi f_c = \frac{\pi v}{a} \text{ pulsacją odcięcia, przy czym średnia wartość tej mocy za okres } T \text{ (s) wynosi:}$$

$$P_{sr} = \frac{1}{T} \int_0^T p(z, t) dt = H_{z0}^2 \frac{\omega \mu \beta_{c(1,0)} a^3 b}{4\pi^2} \quad (\text{W}) \quad (7.47)$$

Ogólnie, średnie w okresie straty mocy liczone na jednostkę długości falowodu powstałe na skutek występowania prądów powierzchniowych w czterech jego ściankach wynoszą (Koprowski, 2009):

$$P_{srz} = \frac{R_s a}{2} |\vec{H}_{z0}|^2 \left(\frac{f}{f_c} \right)^2 \left[1 + \frac{2b}{a} \left(\frac{f}{f_c} \right)^2 \right] \quad (\text{W} \cdot \text{m}^{-1}) \quad (7.48)$$

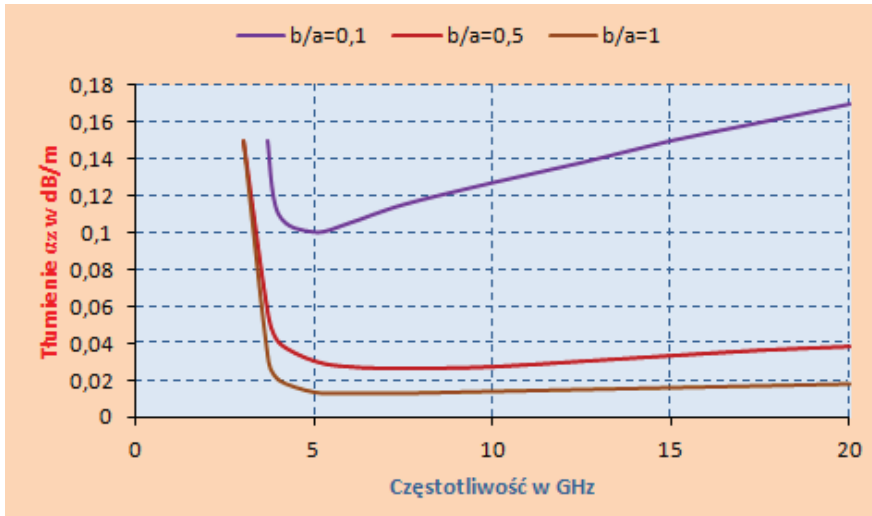
gdzie:

$$R_s = \sqrt{\frac{2\pi f \mu}{2\sigma_f}} \quad (\Omega) \text{ jest rezystancją powierzchniową materiału wnętrza falowodu}$$

czyli rezystancją obszaru w które wnika pole elektromagnetyczne na jednostkę długości falowodu (Epprecht i in., 1969), natomiast

$\sigma_f \text{ (S} \cdot \text{m}^{-1})$ jest wysokoczęstotliwościową przewodnością właściwą materiału wewnętrznej powierzchni falowodu. Jeżeli założymy, że średnie w okresie straty mocy na początku falowodu ($z = 0$) wynoszą P_{sr0} , to maleją one wykładniczo wzdłuż osi z zgodnie z zależnością $P_{sr} = P_{sr0} e^{-2\alpha_z z}$.

Jak wykazano to wcześniej, w zależnościach na zespolony współczynnik propagacji, wielkość α_z reprezentuje sumę współczynników tłumienia wynikających z różnych mechanizmów powstawania propagacyjnych strat mocy w falowodzie (rys. 7.4).



Rysunek 7.4. Współczynnik tłumienia α_z w powietrznym metalowym falowodzie prostokątnym wiodącym falę elektromagnetyczną rodzaju $TE_{1,0}$ o różnym stosunku wymiarów przekroju poprzecznego b/a .

Do możliwych do oszacowania, podstawowych strat powstających przy przesyle energii pola elektromagnetycznego przez falowód, należy zaliczyć straty rezystancyjne wynikające z przepływów prądów powierzchniowych w ściankach falowodu α_c oraz straty dielektryczne w wypełnieniu przestrzeni wewnętrznej falowodu α_d .

$$\alpha_z = \alpha_c + \alpha_d \quad (7.49)$$

Wartość współczynnika tłumienia (straty dielektryczne) α_d dla falowodu wypełnionego powietrzem jest niewielka, natomiast wartość współczynnika strat α_c (straty w ściankach falowodu) jest wielokrotnie większa. W falowodzie, w części wypełnionym dielektrykiem (lignocelulozą) współczynnik strat α_d gwałtownie rośnie. Zjawisko minimalnych strat w falowodzie wypełnionym powietrzem jest wykorzystane w przedstawionej w tej pracy metodzie pomiaru wilgotności.

Dla podstawowego stosowanego modu $TE_{1,0}$ w falowodzie o przekroju prostokątnym, współczynnik strat powstających w wyniku działania prądów powierzchniowych α_c określony jest zależnością (Koprowski, 2009):

$$\alpha_{c(TE_{1,0})} = \frac{R_s}{Z_c b} \frac{1 + \frac{2b}{a} \left(\frac{f_{c(TE_{1,0})}}{f} \right)^2}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_{c(TE_{1,0})}}{f} \right)^2}} \quad (\text{Np} \cdot \text{m}^{-1}) \quad (7.50)$$

gdzie: $Z_c [\Omega]$ jest impedancją falową nieograniczonego środowiska.

Oprócz strat przewodnictwa w falowodach wypełnionych rzeczywistym dielektrykiem powstają straty dielektryczne. Ich udział w jednostce objętości wypełnienia może być scharakteryzowany tangensem kąta stratności dielektrycznej $\text{tg } \delta_\epsilon$ wypełnienia lub jego przewodnością właściwą wysokoczęstotliwościową $\sigma_d = \omega \epsilon \text{tg } \delta_\epsilon$. Zastępcza przenikalność elektryczna ośrodka wynosi wówczas $\epsilon(\omega) = \epsilon - j \frac{\sigma_d}{\omega} = \epsilon(1 - j \text{tg } \delta_\epsilon)$.

Współczynnik tłumienia związany z przewodnością właściwą wysokoczęstotliwościową wypełnienia dielektrycznego falowodu α_d określa zależność (Koprowski, 2009):

$$\alpha_{d(TE_{1,0})} = \frac{\pi f \text{tg } \delta_\epsilon}{v_f \sqrt{1 - \left(\frac{f_{c(TE_{1,0})}}{f} \right)^2}} \quad (\text{Np} \cdot \text{m}^{-1}) \quad (7.51)$$

Całkowity współczynnik tłumienia określony jest wyrażeniem:

$$\alpha_{(TE_{1,0})} = \alpha_{c(TE_{1,0})} + \alpha_{d(TE_{1,0})} = \frac{R_s}{Z_c b} \frac{1 + \frac{2b}{a} \left(\frac{f_{c(TE_{1,0})}}{f} \right)^2}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_{c(TE_{1,0})}}{f} \right)^2}} + \frac{\pi f \text{tg } \delta_\epsilon}{v_f \sqrt{1 - \left(\frac{f_{c(TE_{1,0})}}{f} \right)^2}} \quad (\text{Np} \cdot \text{m}^{-1})$$

$$\alpha_{(TE_{1,0})} = \frac{1}{8,686} \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_{c(TE_{1,0})}}{f} \right)^2}} \left\{ \frac{R_s}{Z_c b} \left[1 + \frac{2b}{a} \left(\frac{f_{c(TE_{1,0})}}{f} \right)^2 \right] + \frac{\pi f \text{tg } \delta_\epsilon}{v_f} \right\} \quad (\text{dB} \cdot \text{m}^{-1}) \quad (7.52)$$

Jeżeli w zależności na prędkość fazową fali elektromagnetycznej $v_f = \frac{1}{\sqrt{\mu\epsilon}}$ ($\text{m}\cdot\text{s}^{-1}$) uwzględni się zespolony charakter przenikalności elektrycznej materiału wypełniającego część obszaru wnętrza falowodu $\underline{\epsilon} = \epsilon' - j\epsilon''$, wówczas wyrażenie na $\alpha_{d(TE_{1,0})}$ staje się liczbą zespoloną.

8. ZASTOSOWANIE FAŁOWODU METALOWEGO Z POPRZECZNIE WYCIĘTYM PRZELOTOWYM OTWOREM DO OKREŚLENIA WILGOTNOŚCI LIGNOCELULOZY I WZGLĘDNEJ PRZENIKALNOŚCI ELEKTRYCZNEJ MATERIAŁÓW

8.1. Moc w fałowodach z przełotowym otworem i tor fałowodowy

Ponieważ cząsteczki wody zawarte w lignocelulozie pochłaniają znaczącą część energii fali poruszającej się w fałowodzie a odbijają tylko jej niewielką część, dlatego wykorzystując to zjawisko, istotny jest bilans mocy.

Na rysunku 8.1 pokazano ogólny bilans mocy w torze fałowodowym. Bilans mocy mikrofal działających na badaną próbkę umieszczoną w przełotowym otworze, przedstawia się następująco:

$$P_{wej} = P_{odb} + P_{abs} + P_{wyj} \quad (8.1)$$

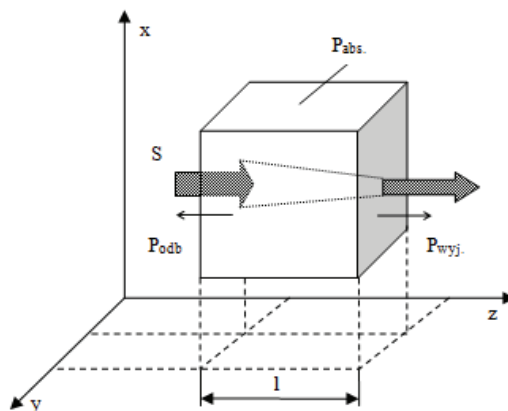
gdzie moce:

P_{wej} (W) – wejściowa,

P_{odb} (W) – odbita,

P_{abs} (W) – absorbowana,

P_{wyj} (W) – wyjściowa.



Rysunek 8.1. Bilans mocy w jednostkowej objętości badanej próbki lignocelulozowej lub dielektryka umieszczonego w przełotowym wycięciu fałowodu

W skład mocy absorbowanej wchodzi również moc tracona w przelotowym wycięciu w falowodzie, nie tylko w samej próbce ale i w powietrzu otaczającym badaną próbkę (jeżeli badany materiał nie wypełnia całkowicie otworu). Z oceny prowadzących badania, wynika, że moc tracona w powietrzu wypełniającym tor falowodowy jest nieznaczna i nie przekracza nawet pojedynczych procentów w stosunku do mocy absorbowanej przez próbkę lignocelulozową. Bezpośrednio związanym ze stratami powstałymi w wyniku pochłaniania mocy w badanej próbce, jest współczynnik tłumienia pochłaniania, który jest wyznacznikiem przepływu mocy w falowodzie. Przy założeniu, że moc odbita od badanej próbki jest minimalna i praktycznie nie występuje w bilansie mocy, współczynnik ten można przedstawić w postaci:

$$\alpha_{TE_{1,0}} = \frac{P_{wyj}}{(P_{wej} - P_{odb})} = \frac{P_{wyj}}{P_{wej}} \quad (8.2)$$

Bilans mocy przeprowadzono w zbudowanym typowym torze mikrofalowym w którym umieszczono łącze falowodowe z przelotowym otworem.

8.2. Określenie współczynnika tłumienia falowodu za pomocą wyrazów macierzy rozproszenia

W obwodach elektrycznych występują pary zacisków, służące do łączenia elementów obwodu, w zrealizowanych praktycznie obwodach są one widoczne i często łatwe do wskazania. W falowodach, pary zacisków nie występują, dlatego zastępuje się je pojęciem „wrót”. Zwykle określa się je na wejściach i wyjściach elementu, przy czym przyjmuje się, że płaszczyzna każdego wrót jest skierowana prostopadle do płaszczyzny propagacji fali. Względem wrót określa się własności elementu mikrofalowego. Ponieważ najprostszy element falowodowy (falowód) ma dwa wrota: wejściowe i wyjściowe, dlatego zwany jest dwuwrotnikiem. W każdej płaszczyźnie odniesienia (czyli we wrotach 1 i 2) określa się zespolone amplitudy prądów I_1, I_2 oraz zespolone amplitudy napięć U_1, U_2 . Jeżeli na poniższym rysunku, założymy, że fala elektromagnetyczna porusza się od lewej strony do prawej, wówczas tam oznaczone Z_{01} i Z_{02} są impedancjami pozostałych elementów toru falowodowego widziane z wrót, znajdujących się odpowiednio po lewej i prawej stronie rozpatrywanego elementu. We wrotach 1 (wejściowych) występuje fala napięciowa: U_{p1} jako fala napięciowa padająca, U_{w1} jest falą napięciową powrotną(odbitą). We wrotach 2 (wyjściowych), U_{p2} jest falą padającą napięcia odbitą od obciążenia wynikającą z niedopasowania elementu falowego, U_{w2} jest falą napięciową powrotną (odbitą). Wszystkie wartości napięcia są wielkościami maksymalnymi (mierzonymi „peak to peak”). Dla wrót 1 (wejściowych) P_1^+ jest mocą fali padającej, P_1^- jest mocą fali odbitej, natomiast dla wrót 2 (wyjściowych), P_2^- jest mocą fali odbitej, a P_2^+ jest mocą fali padającej.



Rysunek 8.2. Przyjęte oznaczenia dla dwuportnika liniowego odcinka falowodu

Typową dla techniki mikrofalowej jest macierz rozproszenia $[S]$. Współczynniki tej macierzy mają prostą interpretację fizyczną i można je łatwo określić pomiarowo. Wprowadzając nowe zmienne a_1, a_2, b_1, b_2 nazywane znormalizowanymi amplitudami fal, każda posiadająca wartość wyrażoną w $(V \Omega^{-1/2})$ jako zespolone, znormalizowane amplitudy fal, z definicji:

$$a_1 = \frac{U_{p1}}{\sqrt{Z_{01}}}, \quad a_2 = \frac{U_{p2}}{\sqrt{Z_{02}}}, \quad b_1 = \frac{U_{w1}}{\sqrt{Z_{01}}}, \quad b_2 = \frac{U_{w2}}{\sqrt{Z_{02}}} \quad (8.3)$$

można określić moce na wejściu dwuportnika:

$$P_1^+ = \frac{|U_{p1}|^2}{Z_{01}} = |a_1|^2, \quad P_1^- = \frac{|U_{w1}|^2}{Z_{01}} = |b_1|^2 \quad (8.4)$$

Napięcie na wejściu wynosi $U_1 = U_{p1} + U_{w1} = \sqrt{Z_{01}}(a_1 + b_1)$ stąd $(a_1 + b_1) = \frac{U_1}{\sqrt{Z_{01}}}$,

natomiast prąd na wejściu jest określony wzorem:

$$I_1 = I_{p1} + I_{p2} = \frac{U_{p1}}{Z_{01}} - \frac{U_{w1}}{Z_{01}} = \frac{1}{\sqrt{Z_{01}}}(a_1 - b_1)$$

Zależność między parametrami b_1, b_2 a a_1, a_2 można zapisać w postaci definicyjnej za pomocą dwóch równań:

$$b_1 = s_{11}a_1 + s_{12}a_2 \quad (8.5)$$

$$b_2 = s_{21}a_1 + s_{22}a_2$$

lub w postaci macierzowej;

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_{11}s_{12} \\ s_{21}s_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (8.6)$$

gdzie:

$$[S] = \begin{bmatrix} s_{11}s_{12} \\ s_{21}s_{22} \end{bmatrix}. \quad (8.7)$$

Macierz $[S]$ nazywa się macierzą rozproszenia, której wyrazami są współczynniki rozproszenia.

s_{11}, s_{22} nazywa się współczynnikami refleksyjności, bo opisują efekty odbicia fali elektromagnetycznej od dwuwrotnika,

s_{12}, s_{21} nazywa się współczynnikami transmitancji, bo opisują transmisję fali elektromagnetycznej przez dwuwrotnik.

Współczynniki rozproszenia określa się z zależności:

$s_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0}$ – refleksyjność we wrotach 1 (na wejściu), przy obciążeniu wrot 2

(wyjścia) impedancją charakterystyczną,

$s_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0}$ – transmitancja między wrotami 1 (wejściem) a wrotami 2 (wy-

jściem), przy obciążeniu wrót 2 impedancją charakterystyczną,

$s_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0}$ – refleksyjność we wrotach 2 (na wyjściu), przy obciążeniu wrot 1

(wyjścia) impedancją charakterystyczną,

$s_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0}$ – transmitancja między wrotami 2 (wyjściem) a wrotami 1 (wejściem),

przy obciążeniu wrót 1 impedancją charakterystyczną.

Współczynniki macierzy rozproszenia mają prostą interpretację fizyczną. Współczynnik s_{11} jest współczynnikiem odbicia fali elektromagnetycznej w dwuwrotniku określany we wrotach 1 (wejście) i pozwala obliczyć moc odbitą od dwuwrotnika:

$$P_1^- = P_1^+ |s_{11}|^2 \quad (8.8)$$

Współczynnik s_{12} zwany transmitancją pozwala obliczyć część mocy która przejdzie do obciążenia umieszczonego we wrotach 2 (wyjściowych). Współczynnik s_{22}

interpretuje się jako współczynnik odbicia fali elektromagnetycznej we wrotach 2 (wyjściowych):

$$P_2^- = P_2^+ |s_{22}|^2 \quad (8.9)$$

natomiast s_{21} określa transmitancję mocy do wrót 1 (wejściowych).

Jeżeli dwuwrotnik jest odwracalny wówczas $s_{12} = s_{21}$, i jest wtedy bezstratny jeżeli żadna część mocy padającej P_1^+ nie zostanie pochłonięta w dwuwrotniku, z tego wynika, że $P_2^+ = 0$.

Należy również dodać, że wykorzystując macierz rozproszenia (Piątek i in., 2010) wyrażenie (8.2) można zapisać w postaci:

$$\alpha_{TE_{1,0}} = 10 \log \left[\frac{1 - |s_{11}|^2}{|s_{21}|^2} \right] \quad (8.10)$$

Wartość wyrazów macierzy rozproszenia s_{11}, s_{21} zmienia się przy każdej zmianie parametrów próbki lignocelulozowej lub zmianie jej położenia w otworze. W celu określenia tych parametrów rozproszenia niezbędne byłoby dokonanie pomiarów współczynnika odbicia dla każdej badanej próbki przy obciążeniu dopasowanym oraz przy zwarcie na końcu linii szczelinowej, co zwiększałoby liczbę elementów pomiarowego toru mikrofalowego i wydłużało czas wykonywania badań. Dlatego w rozważanym przypadku utworzono tor mikrofalowy zbudowany z generatora, badanej linii wraz z przelotowym otworem, w którym umieszczano badaną próbkę, odcinka toru falowodowego dopasowanego lub zwartego na końcu oraz umieszczonego w nim czujnika, umożliwiające wykonanie pomiarów mocy.

Macierz rozproszenia (S) posłużyła do wstępnych teoretycznych obliczeń toru falowodowego z przelotowym otworem.

8.3. Falowody zastosowane w badaniach oraz techniczne elementy toru falowodowego

W trakcie badań korzystano z trzech pasm z zakresu mikrofalowego:

- „G” o częstotliwościach granicznych od 4,0 do 6,0 GHz przy zastosowaniu generatora wnękowego z diodą Gunna,
- „J” o częstotliwościach granicznych od 5,3 do 8,2 GHz,
- „X” o częstotliwościach granicznych od 8,0 do 12,5 GHz.

Dla zakresu pasma „J” i „X” korzystano z odpowiedniego generatora zewnętrznego.

W każdym skalibrowanym torze falowodowym, jako rodzaj generowanego pola wykorzystano mod wiodący $TE_{1,0}(H_{1,0})$ o częstotliwości odpowiedniej do wymiarów przekroju prostokątnego falowodu i dla pobudzenia harmonicznego przeprowadzono komplet typowych badań odcinka falowodu.

Zastosowane zostały następujące rodzaje falowodów:

- Falowód o standardowym oznaczeniu: WR 90 (wg. *EIA - Electronic Industries Association USA*), przy czym podana tu liczba oznacza szerokość wewnętrzną falowodu w setnych częściach cala, R 100 (wg. *IEC - International Electrotechnical Commission*), WG 16 (wg. *British Waveguide Number*), wymiary wewnętrzne: głębokość $a=22,86$ mm, wysokość $b=10,16$ mm, dolna częstotliwość graniczna dla rodzaju podstawowego $TE_{1,0}(H_{1,0})$ wynosi $f_{gr}=6,557$ GHz, dolna częstotliwość graniczna zakresu użytkowego $-f_{min}=1,25f_{gr}=8,19$ GHz, górna częstotliwość graniczna zakresu użytkowego $-f_{max}=1,9f_{gr}=12,45$ GHz, zalecane częstotliwości pracy zawarte są w zakresie od 8,20 GHz do 12,40 GHz. Falowód dla tego zakresu ma stosunkowo niewielki przekrój poprzeczny. W oparciu o ten typ falowodu zbudowano dwa tory falowodowe.

Dla badań wstępnych opracowany został układ pomiarowy składający się z generatora typu G4-86 (produkcji rosyjskiej) o zakresie pracy od 7,5 GHz do 10,5 GHz zasilającego tor falowodowy w którego skład wchodziły: przejście z kabla koncentrycznego na falowód PK.060-660 (produkcji rosyjskiej), izolator *Polfer* typu IX-34 (produkcji polskiej) eliminujący negatywny wpływ fali odbitej w falowodzie, falowodowy dzielnik mocy, pomiarowa linia szczelinowa typ P14 (produkcji rosyjskiej), badany odcinek falowodu o długości 180 mm, mikrofalowy miernik mocy *Hewlett Packard* typu 423 B z głowicą pomiarową na pasmo „X”.

Układ do właściwych badań zestawiony został z generatora VGSH 100 A firmy *Sintra-Alcatel* pracującego w zakresie częstotliwości od 0,5 do 18 GHz, który umożliwiał nastawy stałej mocy wejściowej podawanej na układ falowodowy poprzez kabel koncentryczny. Poprzez układ dopasowujący (przejście falowodowe) CWT-4880-0T firmy *UTE Microwave Inc.* (USA) i dołączony izolator tłumiący fale odbite, zasilony został falowód z wyciętym przelotowo otworem. Falowód zakończony został bliźniaczym przejściem firmy *UTE Microwave Inc* z falowodu na złącze typu N, które podłączone zostało do miernika mocy typu 4220 firmy Boonton, miernik ten mierzył moc dochodzącą do wyjścia układu.

Generatory były tak nastawione, aby długość fali w tym falowodzie była w przybliżeniu równa $\lambda_z = 30$ mm.

- Falowód o standardowych oznaczeniach: WG 13 (wg. *British Waveguide Number*), WR 159 (wg. *EIA - Electronic Industries Association USA*), R 58 (wg. *IEC - International Electrotechnical Commission*), wymiary wewnętrzne falowodu: szerokość $a=40,386$ mm, wysokość $b=20,193$ mm, dolna częstotliwość graniczna dla rodzaju podstawowego $TE_{1,0}(H_{1,0})$ $-f_{gr}=3,712$ GHz, zalecana dolna częstotliwość graniczna dla zakresu użytkowego $-f_{min}=1,3f_{gr}=4,90$ GHz a za-

leczona górna częstotliwość graniczna dla zakresu użytkowego – $f_{\max}=1,9$, $f_{gr}=7,05$ GHz. Falowód ten ma stosunkowo duży przekrój poprzeczny. Za pomocą elementów tego systemu falowodowego złożono doświadczalny tor mikrofalowy składający się z generatora *Alcatel* typu VGSH – 100A o zakresie pracy od 0,5 do 18 GHz, zasilającego tor falowodowy w którego skład wchodziły: izolator, badany odcinek falowodu z wykonanym przelotowym otworem i zakończonym detektorem oraz miernikiem mocy firmy *Boonton* typu 4220 na wyjściu. W tak zbudowanym torze falowodowym częstotliwość generatora wynosiła $f=6,9$ GHz, co odpowiada długości fali $\lambda=43$ mm. Dolna częstotliwość graniczna (częstotliwość odcięcia) wynosząca $f_c=4,90$ GHz odpowiada długości fali $\lambda_c=61$ mm. Podstawiając λ i λ_c do zależności (7.27) wyznaczono rzeczywistą długość fali rozchodzącej się w falowodzie, która wynosiła $\lambda_z=60$ mm a połowa długości fali wynosiła $\frac{\lambda_z}{2}=30$ mm. Falowód ten zastosowano do badań podstawowych.

Należy podkreślić, że niedogodnością była konieczność zastosowania w torze falowodowym izolatora na wyjściu generatora w celu ograniczenia nadmiernego wydzielania się mocy (czyli ciepła) w generatorze ze względu na stosunkowo dużą moc odbitą od zwarcia na końcu toru oraz konieczność stosowania generatora z powiększoną mocą wyjściową niż ta, która była potrzebna do przeprowadzenia badań. chodziło o skompensowanie dodatkowej mocy pochodzącej od fali odbitej.

8.4. Pomiary wilgotności odniesienia lignocelulozy badanej w torze falowodowym inną akceptowaną metodą

Do określenia wilgotności $H(H\%)$ lignocelulozy i litego drewna zastosowany został wilgotnościomierz do biopaliw BIO-1 firmy *Tanel Elektronika i Informatyka* z Gliwic, mierzący poziom wilgotności względnej lignocelulozy. Wilgotnościomierz biopaliw BIO-1 jest nowoczesnym, elektronicznym przyrządem do pomiaru wilgotności względnej H : trocin, zrębków, wiórów, słomy i siana, suszu owocowego, makulatury rozdrobnionej, łusek słonecznika, łusek gryki, otrębów, plew, łodyg słonecznika, łodyg kukurydzy, śruty zbożowej, makucha rzepakowego, makucha sojowego. Podstawowym przeznaczeniem przyrządu jest ocena wilgotności materiałów w procesie produkcji granulowanych peletów i brykietów. Przyrząd może także służyć do orientacyjnego pomiaru wilgotności względnej gotowych granulowanych peletów (po rozdrobnieniu) i jest wyposażony w układ kompensacji temperatury. Wilgotnościomierz działa na zasadzie pomiaru rezystancji sprasowanej próbki. Pomiaru dokonuje się w dwóch etapach: w pierwszym – zagęszcza się badaną próbkę do zawsze takiego samego ciśnienia, wynoszącego ok. 0.2 MPa, w drugim - mierzy się rezystancję i przelicza jej war-

tość na wilgotność biopaliwa. Na stronie internetowej wytwórcy (www.tanel.com.pl) BIO-1, podane zostały parametry przyrządu: zakres temperatury pracy od 0°C do 50°C, zasilanie bateryjne 12 V, wskaźnikiem jest wyświetlacz LCD, rozdzielczość przyrządu 0,1%, pojemność komory pomiarowej 120 cm³, zakres pomiarowy wilgotności względnej $H_{\%}$ od 8% do 30%.

Po przeprowadzeniu badania miernikiem BIO-1 każdej próbki badanego materiału, zostawała ona natychmiast umieszczona w falowodzie zbudowanego toru falowodowego i bez zbędnej zwłoki wykonywane były pomiary.

W praktycznych pomiarach przyjęto następujące oznaczenie mocy mierzonych w torach falowodowych z poprzecznym przelotowym wycięciem:

- P_1 (mW) moc zmierzona na wejściu toru falowodowego,
- P_{2b} (mW) moc zmierzona na wyjściu toru falowodowego bez poprzecznego otworu,
- P_{2o} (mW) moc zmierzona na wyjściu toru falowodowego z przelotowym otworem nie wypełnionym badanym materiałem,
- P_{2s} (mW) moc zmierzona na wyjściu toru falowodowego z przelotowym otworem wypełnionym suchym materiałem badanym,
- P_2 (mW) moc mierzona na wyjściu toru falowodowego z przelotowym otworem wypełnionym badanym wilgotnym materiałem.

Określenie wilgotności względnej materiału wyrażono przez pomiar poziomu mocy na wyjściu wyciętego toru falowodowego zawierającego wilgotną biomasę w stosunku do poziomu mocy toru falowodowego bez poprzecznego otworu albo z przelotowym otworem nie wypełnionym badanym materiałem lub z przelotowym otworem wypełnionym suchym materiałem badanym. Iloraz ten, nazywany dalej tłumieniem i oznaczany literą „ α ”, dla każdego rozpatrywanego tu przypadku, służył do pośredniego określenia wilgotności względnej badanego materiału. Tor falowodowy z przelotowo wyciętym otworem, kalibrowany był na podstawie kilku próbek których wilgotność względną określano na podstawie innej sprawdzonej i akceptowanej metody pomiaru zawartości wody. Wartość α może być powiązana z wilgotnością względną $H_{\%}$ za pomocą empirycznego wzoru lub wykresu. W niektórych przypadkach, przez odpowiedni dobór parametrów fali elektromagnetycznej oraz dobór przelotowego wycięcia i próbki badanego materiału, wynik może być uzyskany bezpośrednio ze wskazań miernika mocy.

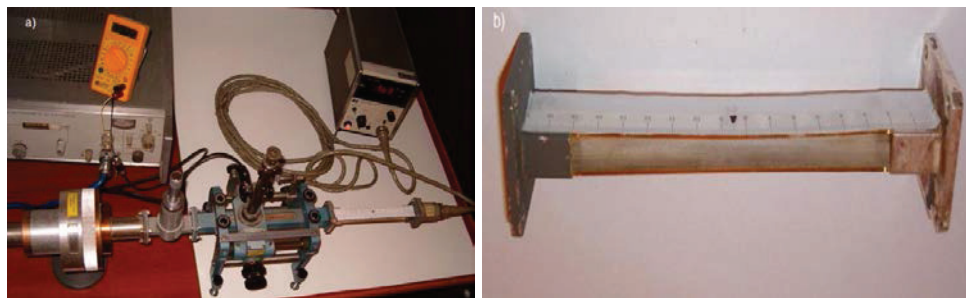
W dalszej części pracy, długość otworu oznaczono jako l_z natomiast długość próbki badanego materiału jako l .

8.5. Potwierdzenia możliwości wykorzystania metody falowodowej identyfikacji wilgotności względnej lignocelulozy – przelotowy otwór w węższym boku falowodu

Jak przedstawiono wcześniej, właściwości dielektryczne ośrodka w postaci względnej przenikalności dielektrycznej zależą od temperatury oraz koncentracji i aktywności dipoli elektrycznych na skutek ich ustawiania się zgodnie ze zmianami wymuszającego pola elektrycznego. Cząsteczki wody występujące w masie lignocelulozowej są dipolami, które przy braku pola zewnętrznego, na skutek ruchów cieplnych, pozostają nieuporządkowane. Kiedy zewnętrzne pole elektromagnetyczne zostaje przyłożone do wilgotnego materiału dielektrycznego, energia tego pola ulega rozproszeniu w tym materiale, co związane jest z polaryzacją wewnętrzną cząstek wody w mokrym dielektryku. W celu wykazania możliwości wykorzystania mikrofal i falowodów przeprowadzone zostały badania wstępne.

Badania i pomiary przeprowadzono na zestawach falowodowych zaprojektowanych i wykonanych w Laboratorium Elektrotechniki Wielkoczęstotliwościowej Wydziału Elektrycznego Politechniki Częstochowskiej. Do badań (pomiarów i mechanicznego wykonywania wycięć) wykorzystano typowy prostoliniowy element falowodowy typu WR 90 o długości 20 cm (rys. 8.3b). Zestaw pomiarowy został złożony z generatora, tłumika falowodowego, linii pomiarowej z detektorem, prostoliniowego elementu falowodowego z wyciętym i miernika mocy wyjściowej (rys. 8.3a). Badania prowadzone były dla dolnej częstotliwości granicznej podstawowego rodzaju fali elektromagnetycznej $TE_{1,0}$ w celu określenia optymalnej długości użytkowej wycięcia, za pomocą linii pomiarowej wyznaczono długość fali w tak zmodyfikowanym torze falowodowym. Przy zasilaniu układu pomiarowego z generatora częstotliwością $f_g = 10$ GHz dokonano pomiaru częstotliwość sinusoidalnej fali elektromagnetycznej w falowodzie, która wynosiła $f_z = 7,5$ GHz, co odpowiada długości fali $\lambda_z = 40$ mm, na którą składały się dwie takie same połówki fali stojącej. Czas identyfikacji wilgotności masy lignocelulozowej (peletu) był bardzo krótki a moc podawana na układ falowodowy wynosiła 1 (MW) i była na tyle mała, aby wyeliminować zjawisko suszenia badanych próbek materiału w czasie trwania pomiarów. Mała moc podawana na układ falowodowy ograniczyła również zjawiska mogące zagrażać w jakikolwiek sposób zdrowiu osób prowadzących badania. Celem prowadzonych badań było określenie optymalnej długości wycięcia falowodu dla określenia wilgotności względnej materiału lignocelulozowego nasiąkającego wodą.

W trakcie prowadzonych pomiarów w elemencie falowodu wykonywano przelotowy prostokątny otwór w węższym boku falowodu, którego długość l zawsze stanowiła wielokrotność długości fali $\frac{1}{4} \lambda_f = 10$ mm. Należy również dodać, że w obszarze przelotowego wycięcia, falowód w zasadzie staje się linią transmisyjną symetryczną w której następuje niewielki spadek mocy propagacji (Piątek i in., 2010).



a)

b)

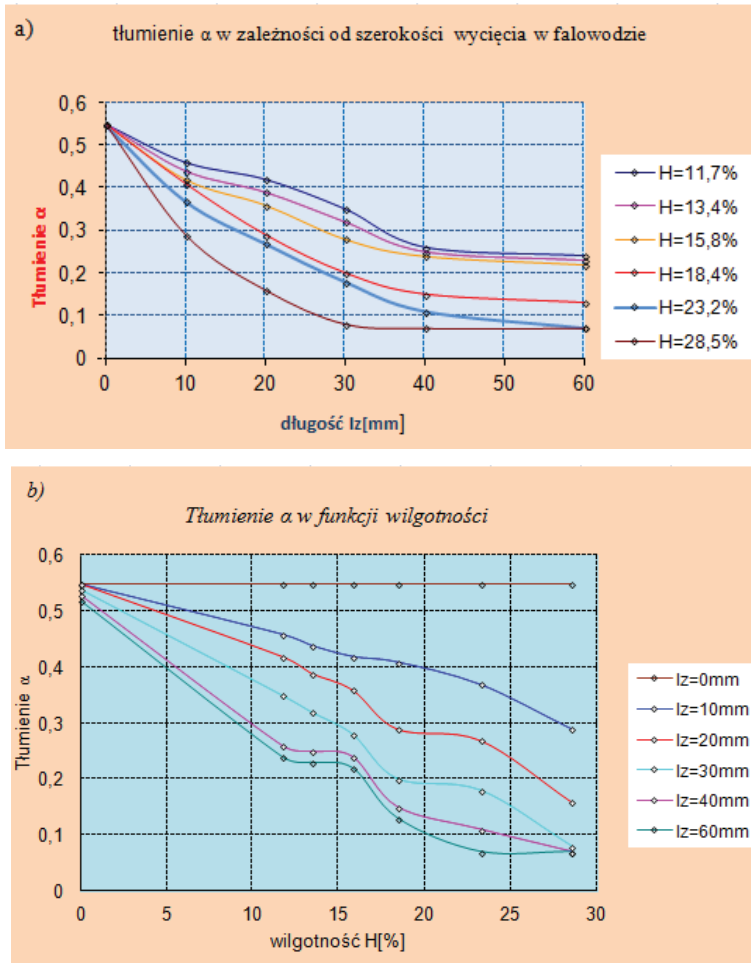
Rysunek 8.3. Widok kompletnego stanowiska badawczego (rys. a) oraz odcinek falowodu WR 90 z wykonanym przelotowym otworem o długości $l_z = 13$ cm (rys. b). Fotografie wykonano w Laboratorium Elektrotechniki Wielkoczęstotliwościowej Wydziału Elektrycznego Politechniki Częstochowskiej.

Zmianie ulegała wilgotność próbek, przy czym przed umieszczeniem ich pomiędzy płytami linii pomiarowej (w przelotowym otworze falowodu) każdorazowo sprawdzano ich wilgotność względną za pomocą wykalibrowanego elektromechanicznego miernika wilgotności rozdrobnionej biomasy lignocelulozowej typu BIO-1.

Krok pierwszy badań

W pierwszym kroku przeprowadzono pełny cykl badań toru falowodowego zawierającego prosty element falowodowy o długości 20 cm bez wycięć a przeznaczony do ich wykonywania. W następnym kroku dokonywano kolejnych wycięć polegających na ścięciu górnej (węższej) ścianki falowodu, wykonaniu cyklu pomiarów falowodowych przy wypełnieniu tak powstałego otworu suchym a następnie kilkoma próbkami peletu o znanych wilgotnościach, a po ścięciu, (na tej samej długości) przeciwnej węższej ścianki falowodu (tworząc w ten sposób przelotowy otwór), również wykonano pomiary mocy dla tych samych materiałów. Wyniki strat mocy w torze falowodowym, przy tym samym materiale badanym i tej samej długości wycięcia, dla wyciętej jednej ścianki oraz przelotowo wyciętych dwóch ścianek odcinka falowodu były prawie identyczne. Badania te wykazały, że ze względów praktycznych i możliwość przesypowego ruchu materiału badanego w wycinanym przelotowym otworze, wskazane jest stosowanie falowodu z przelotowym wycięciem obu ścianek. Kolejno do wykonywanych badań, wycinane były w węższych bokach, na całą szerokość ścianki, prostokątne otwory kolejno o długości $l_z = 1, 2, 3, 4, 6$ cm oraz $l_z = 13$ cm. Na tym etapie wyniki wykonanych pomiarów były takie jak oczekiwano i prowadzący badania uznali je za zadowalające. W przypadku układu z torem falowodowym bez wycięć (pomiar mocy P_{2b}) a następnie z wycięciami (pomiar mocy P_2), uzyskana pomiarowo długość fali elektromagnetycznej doskonale odpowiadała długości otrzymanej z obliczeń. Jako

wartość mocy odniesienia, jeżeli nie zaznaczono to inaczej, przyjęto straty mocy P_{2b} zmierzone na końcu toru falowodowego z elementem falowodowym bez wycięć. Otrzymane wyniki pomiarów przedstawione zostały na rysunku 8.4.



Rysunek 8.4. Tor falowodowy zbudowany z elementów falowodowych WR 90, przelotowy otwór w węższej ścianie a) Wykres tłumienia $\alpha = \frac{P_2}{P_{2b}}$ w funkcji wykorzystywanej długości wycięcia l_z dla różnych wilgotności $H_{\%}$ rozdrobnionej biomasy lignocelulozowej oraz b) Wykres tłumienia $\alpha = \frac{P_2}{P_{2b}}$ w funkcji wilgotności $H_{\%}$ rozdrobnionej biomasy lignocelulozowej dla różnych długości wypełnienia l .

Krok drugi badań

W drugim kroku dla elementu falowodowego z przelotowym wycięciem o długości $l_z = 13$ cm, przygotowano próbki wilgotnego sprasowanego peletu o jednakowej szerokości (równej szerokości b falowodu) i długości l wypełnienia odpowiednio kolejno 1, 2, 3, 4 oraz 6 cm. Próbki badanej lignocelulozy (peletu) ustawiano w przelotowym wycięciu, w ten sposób, że ich środki znajdowały się w geometrycznym środku wycięcia zajmując całą szerokość wycięcia. Przeprowadzono badania strat mocy w torze falowodowym a wyniki przedstawiono w tablicy 8.1.

Tabela 8.1. Wartość tłumienia $\alpha = \frac{P_2}{P_{2b}}$ próbek lignocelulozy (granulowanego peletu) o znanej wilgotności $H\%$ umieszczanych w przelotowym wycięciu falowodu w funkcji długości próbki l (cm)

Długość wypełnienia wycięcia l (cm)	Wilgotność próbki lignocelulozowej (granulowanego peletu) $H\%$ (%)					
	11,7	13,4	15,8	16,4	18,5	28,5
Wycięcie $l_z = 13$ cm bez próbki	$\frac{P_{20}}{P_{2b}} = 0,55$					
1	0,46	0,44	0,42	0,39	0,32	0,29
2	0,42	0,39	0,36	0,31	0,29	0,16
3	0,35	0,32	0,28	0,25	0,20	0,08
4	0,26	0,25	0,24	0,20	0,15	0,07
6	0,24	0,23	0,22	0,17	0,13	0,06

Źródło: (Zygmulka, 2014)

Propagacja fali elektromagnetycznej oraz tłumienie w torze falowodowym w dużym stopniu była zależna od wypełnienia wycięcia badaną wilgotną próbką granulowanego peletu. Przy próbce o wilgotności prawie 30%, straty mocy P_2 znacząco spadały w stosunku do strat mocy w wyciętym falowodzie bez próbki P_{2b} . Spadek strat mocy był tym większy im więcej wilgotnego materiału lignocelulozowego wypełniało otwór w falowodzie.

Przy przelotowym otworze w elemencie falowodowym nie wypełnionym peletem o długości $l_z = 13$ cm, zmierzona moc P_{20} na wyjściu toru stanowiła tylko 55% mocy P_{2b} jaka została zmierzona przy falowodzie bez wycięcia.

Wnioski z badań

Te praktyczne badania wstępne pozwoliły na wyciągnięcie następujących wniosków:

- Tor falowodowy z element falowodowym z wycięciem przelotowym, przy małej mocy fali elektromagnetycznej poruszającej się w falowodzie, po wykonaniu pomiarów strat mocy na końcu toru falowodowego, pozwala na określenie wartości tłumienia fali. Znając wartość tłumienia fali elektromagnetycznej w masie lignocelulozowej można określić wilgotność względną w badanej próbce lignocelulozowej umieszczonej w przelotowym otworze. Jeżeli długość przelotowego wycięcia, wymiary badanej próbki, parametry badanego materiału wypełniającego wycięcie oraz wartości i rodzaj pobudzenia mikrofalowego w czasie prowadzonych pomiarów były stałe, to mierzone tłumienie fali elektromagnetycznej zależało jedynie od zawartości wody w badanym materiale. Zawartość wody w postaci wilgotności względnej można więc było określić bezpośrednio na podstawie znajomości odpowiednich parametrów fali elektromagnetycznej po przejściu przez złożony tor falowodowy. W tym rozwiązaniu technicznym wilgotność względna lignocelulozy H może być również określana na podstawie pomiaru stosunku mocy po przejściu fali elektromagnetycznej przez układ falowodowy P_2 do mocy dostarczonej przez generator P_1 .

$$H \approx \frac{P_2}{P_1} \quad (8.11)$$

Jednak określenie wilgotności w taki sposób wymagałoby zastosowania dwóch mierników mocy: jednego przy generatorze (na początku toru falowodowego), drugiego na końcu toru falowodowego, co niepotrzebnie podrożyłoby koszty pomiarów.

- Długość przelotowego otworu l_z powinna być pełną wielokrotnością długości połowy fali elektromagnetycznej $\lambda_z / 2$ prowadzonej w falowodzie.

$$l_z = \frac{k\lambda_z}{2}, k = 1, 2, 3, \dots \quad (8.12)$$

- Początek wyciętego otworu powinien znajdować się w odległości $\lambda_z / 2$ lub jej całkowitej wielokrotności od fizycznego końca falowodu.
- Jako optymalne rozwiązanie przyjęto pracę z dopasowanym lub zwartym falowodem na wyjściu, i wykonywanie identyfikacji mocy za pomocą wyskalowanego detektora umieszczonego w odległości $\lambda_z / 4$ od zwartego końca toru falowodowego.

Wyniki identyfikacji laboratoryjnej przedstawione na rysunkach 8.4 pozwalają na określenie optymalnej długości użytkowego wycięcia i szczeliny oraz wykazują, że stosunkowo duże zmiany spadków mocy w funkcji wilgotności są dogodne do przybliżonego jej określania. Wskazuje to, że zaproponowana metoda doskonale nadaje się do

szybkiej oceny stopnia wilgotności próbek wykonanych z biomasy lignocelulozowej. Ponieważ czas identyfikacji wilgotności jest bardzo krótki, dlatego też można zastosować tę metodę identyfikacji wilgotności nawet wówczas, gdy biomasa lignocelulozowa będzie się powoli przemieszczała przez przelotowy otwór w fałowodzie. Metoda pozwala również na to, aby wyniki identyfikacji wilgotności można było podawać w czasie rzeczywistym oraz, w przypadku zainstalowania fałowodowego miernika zawartość wody przed podawaniem lignocelulozy do pieca możliwa była blokada nasytu zbyt wilgotnej biomasy lignocelulozowej do tego pieca.

Zastosowanie nowatorskiej metody identyfikacji zawartości wody w masie lignocelulozowej, to znaczy wykorzystanie zamkniętego układu fałowodowego z przelotowym poprzecznym wycięciem (pomiarowym) w której znajduje się badany wilgotny materiał, a być może w której taki materiał może się powoli przemieszczać, w przyszłości może być przyczyną zmiany koncepcji zasilania w lignocelulozę urządzeń spalających.

Po przeprowadzeniu badań na fałowodzie WR 90 o stosunkowo niewielkim przekroju, prowadzący badania doszli też do wniosku, że dla planowanego w przyszłości pomiaru wilgotności w wolnym ruchu przesypowym rozdrobnionej lignocelulozy, niewielki przekrój wykonanego otworu w węższej ścianie fałowodu, może stać się ograniczeniem zaproponowanej metody.

Powyżej opisane działania wykazały możliwość zastosowania metody fałowodowej (z poprzecznie wyciętym przelotowym otworem) do określania wilgoci materiału znajdującego się w wycięciu. Same badania prowadzone w tej części pracy miały raczej charakter obserwacyjny i zaowocowały wnioskami ukierunkowującymi dalsze szczegółowe badania.

8.6. Przelotowe otwory w węższym i szerszym boku metalowego fałowodu prostokątnego

Przemysłowe fałowody metalowe są w zasadzie elementami samonośnymi i celowe ich zniszczenie wymaga użycia dużych sił i wysiłku, dlatego idealnie nadają się do zastosowań przemysłowych, wszędzie tam, gdzie otoczenie wymaga urządzeń odpowiednio wytrzymałych i odpornych na udary.

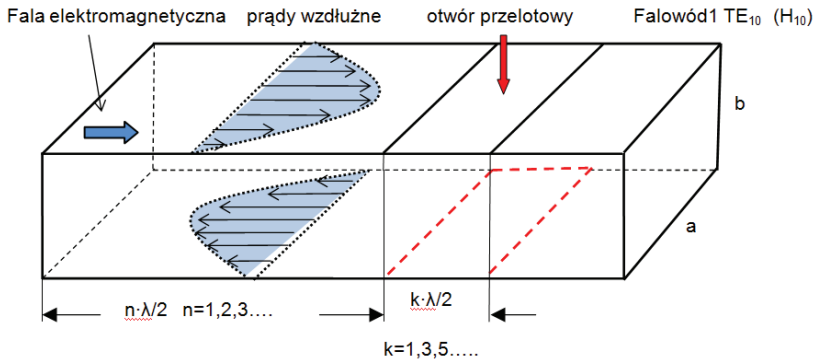
Sposób wycięcia przelotowego prostokątnego otworu w ścianie fałowodu ma decydujące znaczenie dla jego możliwości badawczych. Zależnie od boków fałowodu, w którym zostanie wycięty przelotowy otwór możliwe będzie kontrolowanie zawartości wody w materiale lignocelulozowym (czyli jego wilgotności) oraz wartości względnej przenikalności elektrycznej materiału.

Fałowody o przekroju prostokąta posiadają cztery ścianki: dłuższą o szerokości a , krótszą o szerokości b . Sama budowa stwarza możliwość wykonania tylko dwóch rodzajów przelotowych wycięć, w bokach: szerszym lub węższym. Zastosowano przelotowe prostokątne otwory wycięte między ściankami fałowodu wzdłuż jego długości (czyli wzdłuż osi z), o długości $l_z = \frac{k\lambda_z}{2}$, $k=1, 2, 3, \dots$

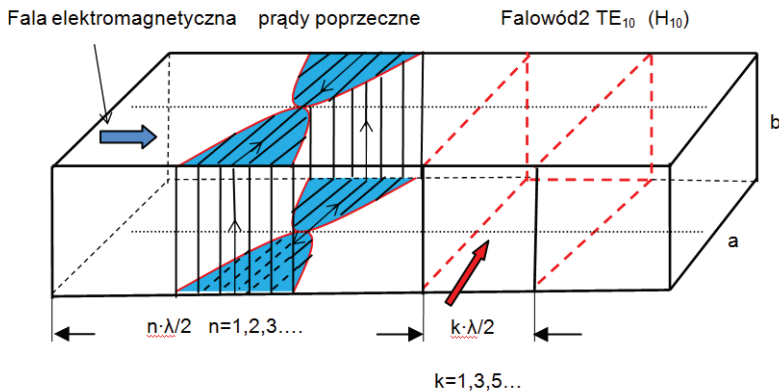
Wycięcie przelotowego otworu w szerszym boku falowodu, przerywa prądy płynące wzdłuż dłuższej ścianki falowodu (rys. 8.5 a). Dlatego prąd skierowany zostaje na ścianki węższe falowodu aby po minięciu otworu mógł wrócić z powrotem na szerszy bok falowodu. W wyniku wycięcia takiego otworu w szerszym boku falowodu następuje zdecydowane osłabienie pola elektrycznego na końcu toru falowodowego. Wypełnienie otworu materiałem dielektrycznym powoduje wzmocnienie tej składowej pola.

Wycięcie przelotowego otworu w węższym boku falowodu (rys. 8.5b) uniemożliwia przepływ prądu przez te węższe boki pionowo do jego długości. Osłabia to składową magnetyczną pola elektromagnetycznego w torze falowodowym, natomiast wpływ na składową elektryczną wykonanego otworu jest niewielki. Wypełnienie otworu dielektrykiem z suchego materiału lignocelulozowego powoduje niewielkie wzmocnienie pola elektrycznego. Woda nasycająca lignocelulozę powoduje absorpcję energii mikrofalowej i tłumienie mocy.

a)



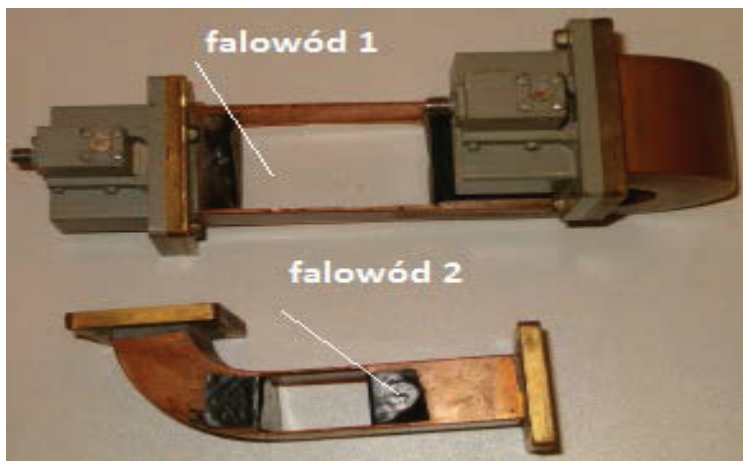
b)



Rysunek 8.5. Falowody z przelotowo wyciętymi otworami:

a) otwór w szerszej ścianie, b) otwór w węższej ścianie

W falowodzie 1 (rys.8.6.) typu WR 159 lub R 58, o stosunkowo dużym przekroju poprzecznym wycięto przelotowo otwór o wymiarach 60x40 mm w szerszej ścianie falowodu, co odpowiadało długości fali generowanej w falowodzie wynoszącej $l_z = \lambda_z = 60$ mm. W falowodzie 2 (rys. 8.6.) o standardowym oznaczeniu WR 159 lub R 58, wycięto przelotowy otwór o wymiarach 30 mm x 20 mm w węższej ścianie falowodu, co odpowiadało połowie długości fali wynoszącej $l_z = \frac{\lambda_z}{2} = 30$ mm.



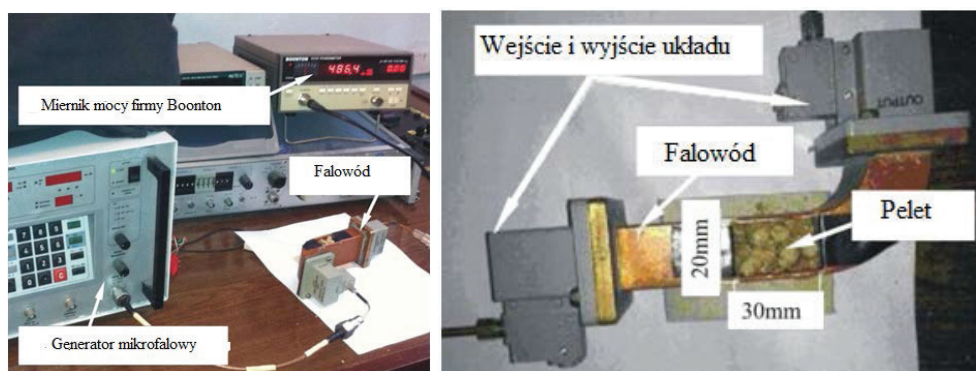
Rysunek 8.6. Badane odcinki falowodu WR 159, Falowód 1 z przelotowo wyciętą szerszą ścianką, Falowód 2 z przelotowo wyciętą węższą ścianką

Zależnie od boku falowodu, w którym zostanie wycięty przelotowy otwór i wprowadzony nie przewodzący materiał badawczy, możliwe będzie między innymi: określenie wartości względnej przenikalności elektrycznej materiału (otwór przelotowy w szerszym boku falowodu), kontrolowanie wilgoci materiału lignocelulozowego (otwór przelotowy w węższym boku falowodu).

8.7. Odcinek falowodu WR 159 z przelotowym otworem wykonanym w węższym boku – identyfikacja względnej przenikalności elektrycznej

Odcinek falowodu o oznaczeniu WR 159 (R 58), o większym przekroju poprzecznym, pozwolił na złożenie doświadczalnego toru mikrofalowego, w którym dokonano przelotowego wycięcia w węższym boku. Częstotliwość odpowiadająca modowi $TE_{1,0}$ w falowodzie o wymiarach wewnętrznych $a \times b = 40,4 \times 20,2$ mm mieści się w zakresie od $f_{min}=4,9$ GHz do $f_{max}=7,09$ GHz. Częstotliwość generatora wybrana do badań wyniosła 6,9 GHz i odpowiada modowi $TE_{1,0}$. Jeżeli badany tor falowodowy ma element

z wycięciem prostokątnym, przelotowym w węższym boku na długość równej długości generowanej fali (długość 30 mm x szerokość 20 mm), wówczas składowa magnetyczna pola elektromagnetycznego jest osłabiana, natomiast wpływ na składową elektryczną wykonanego otworu będzie niewielki. Po wprowadzeniu do otworu suchego dielektryka (suchego drewna sosnowego) całkowicie wypełniającego przekrój otworu, składowa elektryczna pola ulegała niewielkiemu wzmocnieniu. Dokonując zwiększającego się nawilgocenia drewna sosnowego, oraz badając jego wilgotność metodą elektryczną, stwierdzono, że woda znajdująca się w badanej próbce dielektrycznej powodowała zwiększającą się absorpcję energii przemieszczającej się w torze falowodowym przez próbkę. Im bardziej nasycony wodą był dielektryk tym mniej mocy dochodziło do końcowego obciążenia toru falowodowego i w zależności od poziomu wilgotności następowało prawie liniowe tłumienie mocy. Dlatego istnieje możliwość liniowego powiązania wilgotności badanego materiału ze stratami mocy.



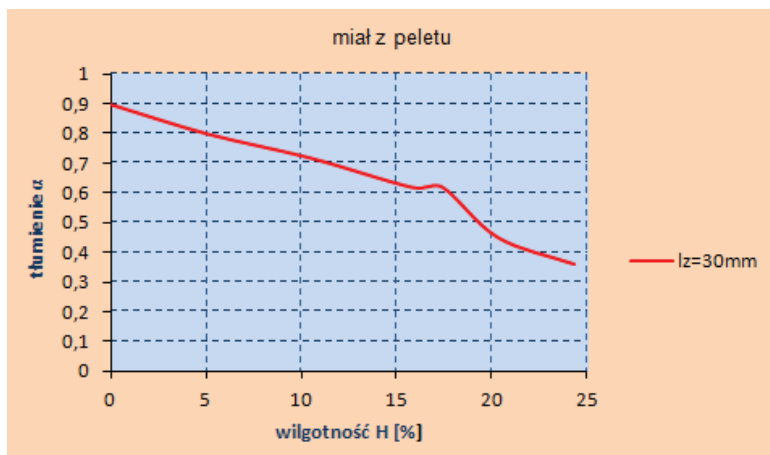
Rysunek 8.7. Fotografia zestawu falowodowego o przekroju prostokątnym WR 159 z przelotową szczeliną pomiarową o wymiarach 30x20 mm umieszczonego na stanowisku badawczym oraz ten sam falowód wypełniony granulowanym peletem. Fotografie wykonane w Laboratorium Elektrotechniki Wielkoczęstotliwościowej Wydziału Elektrycznego Politechniki Częstochowskiej

Laboratoryjny układ pomiarowy przedstawiony na rysunku 8.7. Tor falowodowy zbudowany został z aparatury laboratoryjnej: generatora VGSH 100A firmy *Sintra-Alcatel* pracującego w zakresie częstotliwości od 0,5 do 18 GHz umożliwiającego nastawy stałej mocy wejściowej P_1 podawanej na układ falowodowy poprzez kabel koncentryczny i układ dopasowujący (przejście falowodowe) CWT-4880-0T firmy *UTE Microwave Inc.* (USA) zawierający izolator tłumiący fale odbite. Do izolatora dołączony został odcinek falowodu z wycięciem przelotowo otworem (o wymiarach 30x20 mm odpowiadający długości fali stojącej w użytym falowodzie). Odcinek falowodu z przelotowym otworem zakończony został bliźniaczym przejściem firmy *UTE Microwave Inc.* z falowodu na złącze typu N, podłączone do miernika mocy Boonton 4220, mie-

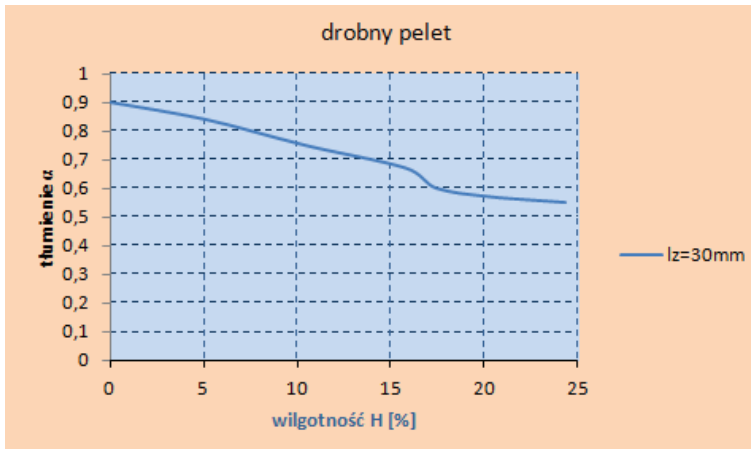
rzącego moc dochodzącą na wyjściu układu P_2 . Przed umieszczeniem peletu o określonej wilgotności w otworze falowodu, był on lekko zgęszczany w celu lepszego wypełnienia całego przekroju otworu. Spadek mocy na wyjściu układu był związany z zawilgoceniem miazły drewnianego lub granulowanego peletu umieszczanego w przestrzeni pomiarowej. Jako moc odniesienia przyjęto moc P_{2s} określoną pomiarowo na wyjściu zbudowanego układu falowodowego z przelotowym otworem napełnionym suchym materiałem lignocelulozowym. Falowód zasilono falą o modzie $TE_{1,0}$ i mocy 1 (MW). Za przyrząd porównawczy posłużył wilgotnościomierz do biopaliw BIO-1 firmy *Tanel Elektronika i Informatyka* (Gliwice), mierzący poziom wilgotności trocin, zrębków i wiór drewnianych w zakresie od 8% do 30% przy zagęszczeniu ich do ciśnienia około 0,2 MPa.

Z fizykalnego punktu prowadzone działania odpowiadają wprowadzaniu w przekrój falowodu dielektryka o względnej przenikalności elektrycznej ϵ_r większej od względnej przenikalności elektrycznej powietrza. Należy dodać, że wprowadzenie suchego miazły drewnianego lub suchego klocka drewnianego (wilgotność $H\%$ niższa od 8%) spowodowało by wprowadzenie do falowodu dielektryka o przenikalności rzędu 3. Ponieważ woda ma względną przenikalność elektryczną ϵ_r rzędu 80 to ona ma decydujący wpływ na pochłanianie mikrofal przez mokrą masę drzewną. Wobec tego im większa wilgotność względna granulowanej lub rozdrobnionej lignocelulozy (peletu), tym bardziej tłumiona jest moc fali elektromagnetycznej. Jako kryterium badawcze przyjęto sprawność przesyłu mocy mikrofalowej, czyli stosunek mocy P_2/P_{2s} .

Wyniki badań zostały przedstawione graficznie na rysunkach 8.8 (miazła z peletu) i 8.9 (drobny pelet).



Rysunek 8.8. Zależność tłumienia $\alpha = P_2 / P_{2s}$ w funkcji wilgotności względnej materiału lignocelulozowego $H\%$ dla miazły peletowego. Tor falowodowy zbudowany z elementów WR 159, przelotowy otwór w węższej ścianie o długości $l=30$ mm



Rysunek 8.9. Zależność tłumienia $\alpha = P_2 / P_{2s}$ w funkcji wilgotności względnej materiału lignocelulozowego $H_{\%}$ dla drobnego peletu. Tor falowodowy zbudowany z elementów WR 159, przelotowy otwór w węższej ścianie ścianie o długości $l_z = 30$ mm

Jak oczekiwano, wraz ze wzrostem wilgotności materiału lignocelulozowego, tłumienie $\alpha = P_2 / P_{2s}$ (sprawność przesyłu mocy) w wykonanej przewodnicy falowej maleje. Dla wilgotności względnej $H_{\%}$ rzędu od 15% do 16% przebieg obu charakterystyk (dla miazgi peletowej i drobnego peletu) pokazanych na powyższych rysunkach łączy się, a następnie charakterystyki zmieniają swój liniowy charakter na zbliżony do hiperbolicznego. Ponieważ drobny miazg zawierał w tej samej objętości więcej cząstek wody dlatego w efekcie badań, dla tego materiału wykazywany był gwałtowniejszy spadek mocy na wyjściu, który dla wilgotności $H_{\%} = 20\%$ wynosił około $P_2 / P_{2s} = 0,44$, natomiast dla drobnego peletu wynosił $P_2 / P_{2s} = 0,58$. Ze względu na krótki czas pomiaru zawartości wody, istnieje możliwość wykorzystania tej metody pomiarowej do ciągłej kontroli stanu zawilgocenia miazgi lignocelulozowego lub samego drobnego peletu.

8.8. Odcinek falowodu WR 159 z przelotowym otworem wykonanym w szerszym boku – identyfikacja względnej przenikalności elektrycznej

Odcinek falowodu o oznaczeniu WR 159 (R 58), o większym przekroju poprzecznym, o wymiarach wewnętrznych 40,4x20,2 mm i o zakresie granicznych częstotliwości pracy od 4,9 do 7,05 GHz, o przelotowym otworze wykonanym w szerszym boku, pozwolił na złożenie doświadczalnego toru mikrofalowego składającego się z generatora VGS 100A firmy *Sintra-Alcatel* o zakresie pracy od 0,5 do 18 GHz zasilającego tor falowodowy, w którego skład wchodziły: izolator eliminujący wpływ fali odbitej od

badanej próbki lignocelulozy, badany odcinek falowodu (pierwotnie bez wycięcia a następnie z wyciętym przelotowo otworem), odcinek falowodu z przyłączonym detektorem oraz miernikiem mocy typu 4220 o zakresie od 0,5 do 18 GHz firmy *Boonton* (na wyjściu). W tym torze przeprowadzono komplet typowych badań odcinka falowodu przy dolnej częstotliwości granicznej rodzaju podstawowego $TE_{1,0}$ wynoszącej $f = 3,712$ GHz (pasmo mikrofalowe „S”), dokonując pomiaru mocy wyjściowej po przejściu całego toru falowodowego. Przelotowy prostokątny otwór wycięty w szerszym boku falowodu miał wymiary 60x40 mm co odpowiada długości wycięcia równego $l_z = \lambda_z = 60$ mm i szerokości równej odległości między ściankami 40 mm. Przeprowadzając ponowne badania toru falowodowego z przelotowym wycięciem zauważono, że zmniejszyła się wartość składowej elektrycznej w falowodzie w stosunku do wartości składowej elektrycznej w falowodzie bez otworu.

Podczas prowadzenia badań w przelotowym wycięciu umieszczano próbki w postaci walców wykonanych z drewna sosnowego, walców ze sprasowanej lignocelulozy (sprasowanego peletu) oraz próbki w postaci prostopadłościanów wykonane z drewna sosnowego i ubitego peletu..

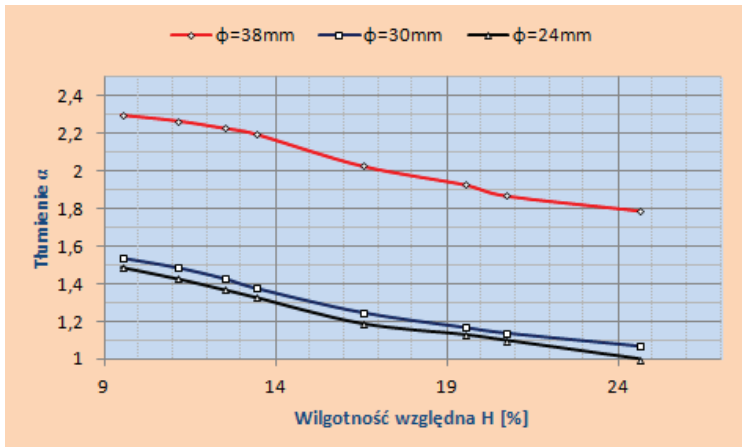
Badanie walcowych próbek o różnej średnicy wykonanych z drewna sosnowego (falowodowe określanie przenikalności elektrycznej)

Próbki z drewna sosnowego miały odpowiednio średnice: $\phi = 24, 30$ i 38 mm oraz wysokość nieznacznie większą od odległości pomiędzy szerszymi ściankami falowodu wynoszącej 25 mm. Umieszczenie w osi środkowej przelotowego otworu pionowo suchych próbek walcowych o różnej średnicy powodowało wzmacnianie składowej elektrycznej fali elektromagnetycznej w falowodzie. Z teoretycznego punktu widzenia, istnieje możliwość takiego doboru średnicy próbki, o określonej względnej przenikalności elektrycznej ϵ_r , która skompensuje (połowo) wpływ wycięcia falowodu przez umieszczoną w nim próbkę walcową. Przeprowadzone badania wykazały, że umieszczając próbkę walcową o średnicy $\phi = 24$ mm wykonaną z suchego drewna sosnowego, otrzymano na wyjściu układu pomiarowego prawie identyczną moc wyjściową P_2 jak moc P_{20} otrzymywaną przy pomiarach toru falowodowego bez przelotowego otworu. Taka próbka może być w przyszłości wykorzystana do kalibracji układu pomiarowego. Określenie poziomu odniesienia mocy wyjściowej jak i kalibrację całego pomiarowego toru falowodowego można przeprowadzić również dla próbki wzorcowej o takich samych wymiarach i tak samo umieszczonej jak próbka badana ale wykonanej z materiału jednolitego dielektrycznego i diamagnetycznego, nieprzewodzącego oraz odpornego na warunki zewnętrzne, takiego jak np. teflon. Działania takie umożliwiają kalibrację całego toru falowodowego z wykorzystaniem znanych dielektrycznych własności próbki wzorcowej. Jeżeli w wewnętrznej strukturze badanej próbki wystąpi jakaś wystarczająco duża niejednorodność (np. bańka powietrza), to za pomocą zaproponowanej metody jest ona możliwa do wykrycia, a jej objawem są zmiany wartości

mocy na wyjściu. Im większe wskazania miernika mocy umieszczonego na końcu toru falowodowego, tym przenikalność elektryczna ε_r dielektrycznej próbki ma większą wartość. Przesuwano również próbki w otworze od osi otworu, jednak najlepsze warunki do badania próbek otrzymuje się, jeżeli są one umieszczone centralnie w osi symetrii wyciętego prostokątnego przelotowego otworu. Wtedy, gdy badana próbka jest tak umieszczona, niezależnie od tego czy koniec toru falowodowego będzie zwarty czy też będzie pracował w stanie dopasowania, wartość mocy przepływającej przez falowód będzie maksymalna. Zdaniem autorów, przez otwór można przepuszczać odpowiednio spreparowane badane medium również w powolnym ruchu otrzymując ciągłą kontrolę jego miejscowej przenikalności magnetycznej w czasie rzeczywistym. Należy również dodać, że przy określeniu przenikalności elektrycznej ε_r próbek tą metodą, wszystkie badane materiały dielektryczne powinny mieć ten sam kształt (np. walca) i te same wymiary.

Badanie walcowych próbek o różnej średnicy wykonanych z ubitego peletu

Próbki wykonane z ubitego peletu, podobnie jak próbki wykonane z drewna sosnowego miały odpowiednio średnice: $\phi = 24, 30$ i 38 mm. Na rys. 8.10 przedstawiono tłumienia mocy P_2/P_{20} w funkcji wilgotności względnej $H\%$ dla różnych średnic próbek walcowych wykonanych z ubitego rozdrobnionego peletu, pokazano wyniki otrzymane dla próbek walcowych o średnicy $\phi = 24, 30, 38$ mm o różnych stopniach ich wilgotności.

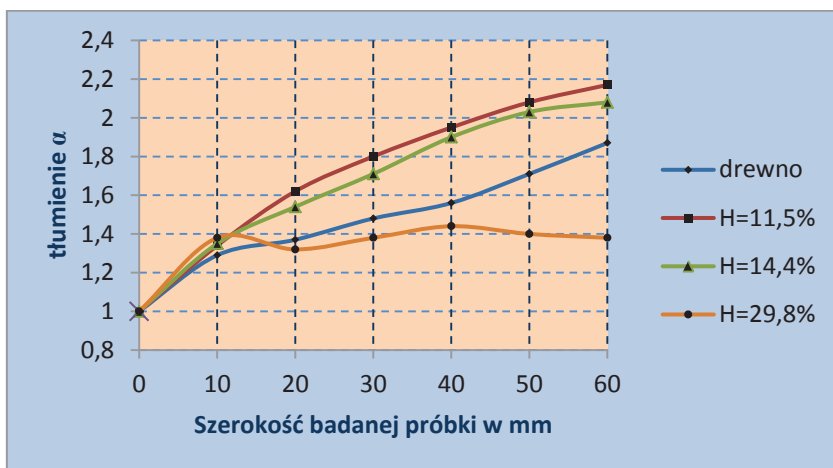


Rysunek 8.10. Wykres tłumienia mocy $\alpha = P_2/P_{20}$ pomierzonej w funkcji wilgotności względnej $H\%$ próbek walcowych o różnych średnicach ϕ . Tor falowodowy zbudowany z elementów WR 159, przelotowy otwór w szerszej ścianie

Można zaobserwować wzrastanie wartości ilorazu P_2 / P_{20} dla próbek wraz z rosnącą ich średnicą oraz spadek wartości tego ilorazu jeżeli zwiększa się wilgotność próbek. Dla próbki o średnicy $\phi=24$ mm już przy wilgotności względnej $H_\%$ wynoszącej około 25% wartość ilorazu P_2 / P_{20} jest w przybliżeniu taka sama jak dla tak wykonanego toru falowodowego z przelotowym otworem ale bez próbki (pustym).

Badanie próbek w postaci prostopadłościanów wykonanych z drewna i peletu w różny sposób wypełniających przelotowy otwór

Pomiary mocy wykonano przy stopniowym zapełnianiu powierzchni prostokątnego przelotowego otworu w falowodzie rozdrobnioną, odpowiednio ubitą masą wykonaną z lignocelulozy (peletu) oraz z wysuszonego drewna sosnowego. Szerokość takiego prostopadłościanu była równa odległości między węższymi bokami falowodu, a długość l ulegała zmianie. W przypadku próbek drewnianych, zmiana długości l realizowana była poprzez przycinanie klocka w czasie trwania pomiarów. Oba rodzaje próbek były umieszczane w geometrycznym środku przelotowego otworu wykonanego w falowodzie i nasycane wilgotnością $H_\%$ w granicach od 11,5% do 29,8%. Na rys. 8.11 przedstawione zostały charakterystyki tłumienia układu jako stosunek mocy na wyjściu P_2 układu do mocy P_{20} uzyskanej na wyjściu toru falowodowego z otworem ale bez badanych próbek.



Rysunek 8.11. Wykres tłumienia $\alpha = P_2 / P_{20}$ w funkcji szerokości badanej próbki dla różnej wilgotności materiału $H_\%$. Tor falowodowy zbudowany z elementów WR 159, przelotowy otwór w szerszej ścianie o długości $l_z=60$ mm

Przy wypełnieniu przelotowego otworu w falowodzie o długości 10 mm dla wilgotności względnej $H_{\%}$ próbek do 29,8% iloraz P_2/P_{20} osiągał wartość bliską 1,4 i wartość ta była prawie niezależna od dalszego wypełnienia tego otworu. Dlatego dalsze wypełnianie tak wykonanego przelotowego otworu w torze falowodowym wilgotnym peletem nie zmienia w sposób znaczący stosunku mocy, to znaczy że dla wilgotnych próbek wystarczy zapłacić np. tylko 1/6 długości l_z otworu w falowodzie. Natomiast dla próbki wykonanej z suchego drewna sosnowego przy zapalnianiu przelotowego otworu od długości 10 mm do długości 60 mm, czyli do całkowitego wypełnienia otworu próbką, iloraz P_2/P_{20} zmieniał się od 1,3 do 1,9 w sposób zbliżony do liniowego.

Zaproponowany układ falowodowy z przelotowym wycięciem szerszej ścianki, bardzo dobrze nadaje się do pomiaru przenikalności elektrycznej ϵ_r materiałów dielektrycznych.

Na podstawie przeprowadzonych badań stwierdzono, że w zbudowanym torze falowodowym, optymalne do prowadzenia pomiarów wilgotności były próbki walcowe wykonane z ubitego peletu o średnicach większych, prawie dotykające boków przelotowego wycięcia. Jednak przy takim wycięciu przelotowego otworu w torze falowodowym, zmiany wilgotności badanych próbek nie wywoływały tak dużych wartości zmian tłumienia jak dla toru falowodowego z przelotowym wycięciem w węższym boku. Dodatkowo wykonanie próbek walcowych jest bardziej kłopotliwe od przesyłowego napełniania przelotowego otworu w węższym boku toru falowodowego.

Rozwiązanie techniczne toru falowodowego o przekroju prostokątnym, z przelotowym wycięciem w szerszym boku falowodu, powinno być preferowane do pomiarów przenikalności elektrycznej ϵ_r materiałów dielektrycznych.

9. PODSUMOWANIE

9.1. Sposoby przelotowego wycięcia w falowodzie i ich wpływ na określenie parametrów materiałów

Na podstawie prowadzonych badań należy stwierdzić, że w praktycznym zastosowaniu:

- jeżeli wycięty zostanie w falowodzie prostokątny otwór przelotowy w węższym boku, i otwór ten zostanie wypełniony lignocelulozą (peletem) to taki tor falowodowy będzie dobrze nadawał się do określania wilgotności względnej tego materiału nasączającego się wodą.
- jeżeli wycięty zostanie w falowodzie prostokątny przelotowy otwór w szerszym boku, i otwór ten zostanie wypełniony dielektrykiem, wówczas taki układ będzie dobrze nadawał się do określenia względnej przenikalności elektrycznej ϵ_r materiałów tego typu.

Długość przelotowego wycięcia w ściankach falowodu powinna być równa połowie długości fali generowanej w falowodzie lub całkowitej nieparzystej wielokrotności tej wielkości. Również istotnym jest aby początek wyciętego otworu znajdował się w odległości połowy długości fali lub jej całkowitej wielokrotności od fizycznego końca falowodu. Optymalnym rozwiązaniem wydaje się praca z dopasowanym lub zwartym falowodem na wyjściu, a wykonywanie identyfikacji mocy za pomocą miernika mocy lub odpowiednio wyskalowanego detektora umieszczonego w odległości czwartej części długości fali poruszającej się w falowodzie mierzonej od końca dopasowanego lub zwartego falowodu.

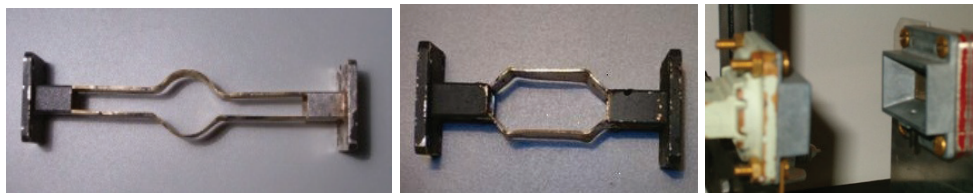
9.2. Identyfikacja wilgotności – wycięcie przelotowe w węższym boku prostokątnego falowodu

Zaproponowana metoda doskonale nadaje się do szybkiej oceny stopnia wilgotności względnej próbek wykonanych z lignocelulozy. Dla identyfikacji wilgotności względnej, najkorzystniejsze jest wykonanie prostokątnego przelotowego otworu w falowodzie poprzez usunięcie całych dwóch, wzajemnie równoległych ścianek falowodu węższego boku w ograniczonej długości. Przy takim wycięciu składowa magnetyczna pola elektromagnetycznego jest osłabiana, natomiast wpływ na składową elektryczną wykonanego otworu będzie niewielki. Po wprowadzeniu do otworu masy lignocelulozowej (granulat peletu) całkowicie wypełniającej przekrój, składowa elektryczna pola ulegała niewielkiemu wzmocnieniu. Woda znajdująca się w badanej próbce dielektrycznej powodowała absorpcję energii przez próbkę. Im bardziej nasycony wodą był dielektryk jakim jest lignoceluloza (granulat peletu) tym mniej mocy docho-

działo do końcowego obciążenia toru falowodowego i w zależności od poziomu wilgotności następowało prawie liniowe tłumienie mocy. Przy zmianie wilgotności materiału lignocelulozowego następowały stosunkowo duże zmiany spadków mocy w funkcji wilgotności, które były wystarczająco dogodne do przybliżonego jej określania. Przy zastosowaniu tej metody identyfikacji zaistniała możliwość liniowego powiązania wilgotności badanego materiału ze stratami mocy.

Z jednej strony, w czasie badań prowadzonych na falowodzie prostokątnym, w którym przelotowy otwór wykonano w węższym boku stwierdzono, że w zastosowanym rozwiązaniu możliwa jest kontrola wilgotności względnej $H_{\%}$ praktycznie w zakresie od 5% do 30%, z drugiej strony zakres ten ma duże znaczenie praktyczne, gdyż pokrywa on techniczne aspekty wykorzystania biomasy lignocelulozowej.

Wykorzystanie tak niewielkiego przekroju wykonanego otworu w węższej ścianie falowodu może być dużym ograniczeniem zaproponowanej metody, a zbyt małe wymiary otworu wykonanego w falowodzie mogą być przyczyną utrudnień w przemysłowym prowadzeniu pomiarów wilgotności niektórych materiałów. Dla zastosowań praktycznych planuje się zwiększenie przepustowości przelotowego otworu w falowodzie poprzez rozszerzenie części falowodu w celu przeprowadzenia badań z większym strumieniem lignocelulozy (granulat peletu) wolno przemieszczającej się przez wycięty przelotowo otwór. Wówczas, na przykład, ta rozszerzona część toru falowodowego przypominała by falowód z walcowym wygięciem boków, falowód zakończony parą anten tubowych z połączonymi dwoma bokami lub nawet zastosowanie wzajemnie równoległych dwóch jednakowych anten tubowych pomiędzy którymi miałby się wolno przemieszczać lignoceluloza (rys. 9.1).



Rysunek 9.1. Proponowane rozwiązania problemu zwiększenia przepustowości wycięcia przelotowego otworu w falowodzie (przykłady dla falowodu WR 90) od lewej: widok części falowodu z walcowym wygięciem boków, widok rozszerzenia tubowego falowodu, widok łączy falowodowych zakończonych dwoma niewielkimi antenami tubowymi (między którymi może wolno przemieszczać się masa lignocelulozowa).

Fotografie wykonano w Laboratorium Elektrotechniki Wielkoczęstotliwościowej Wydziału Elektrycznego Politechniki Częstochowskiej

Dzięki takiemu rozwiązaniu występuje możliwość zwiększenia częstotliwości roboczej układu do pasm mikrofalowego „X” przy zachowaniu w miarę dużej przestrzeni badawczej, zbliżonej do tej, które występuje w torach falowodowych o niższych częstotliwości pracy.

Przy zaproponowanym rozwiązaniu i dynamicznym pomiarze wilgotności lignocelulozy w czasie rzeczywistym, przesypywanie materiału przez otwór w falowodzie powinno odbywać się stosunkowo wolno. Jeżeli falowód ustawiony jest w ten sposób, że otwór znajduje się poziomo, wówczas zasyp lignocelulozy może odbywać się pod wpływem własnego ciężaru. W celu zmniejszenia szybkości przesypywania się masy lignocelulozowej przez poprzeczny otwór w falowodzie, należy stosować odpowiednio ukształtowany zasyp, zwężający się w stronę otworu wykonany z odpowiedniego materiału. Wiedząc, że szybkość przesypywania się materiału, ze względu na siły tarcia, jest najmniejsza przy brzegach urządzenia zasypowego, największa w jego środku, dla materiału z którego wykonane jest urządzenie przesypowe, może w znaczący sposób wpływać na prędkość przesypu. W przypadku bardzo szybkiego przesypywania się masy lignocelulozowej przez przelotowy otwór w falowodzie, w celu uzyskania prawidłowych wyników wartości wilgotności względnej lignocelulozy należałoby uwzględnić szybkość przemieszczania się materiału przez otwór oraz masę przesypywanej próbki w określonym czasie.

9.3. Identyfikacja względnej przenikalności elektrycznej – wycięcie przelotowe w szerszym boku prostokątnego falowodu

Jeżeli wycięty został symetryczny przelotowy prostokątny otwór większy w szerszym boku falowodu wówczas dominowała składowa magnetyczna fali elektromagnetycznej poruszającej się w falowodzie, natomiast dla pola elektrycznego otwór stanowił symetryczną otwartą przestrzeń. Umieszczenie w otworze falowodu materiału dielektrycznego całkowicie wypełniającego przestrzeń wycięcia, powodowało skupienie mocy w materiale i wzrost mocy na wyjściu w przybliżeniu ϵ_r razy. W czasie prowadzonych badań próbki materiałów dielektrycznych powinny wypełniać całkowicie przestrzeń przelotowego wycięcia w falowodach, gdyż wykonane badania z próbkami nie całkowicie wypełniającymi otwór dowiodły, że wielkości próbek materiału dielektrycznego umieszczone w przelotowym wycięciu falowodu mają decydujący wpływ na koncentrację pola elektrycznego w zbudowanym torze pomiarowym.

9.4. Podsumowanie badań

Otrzymane wyniki badań wskazują na możliwość wykorzystania wycięcia przelotowego w węższym boku falowodu do określania zawartości wody w dielektrykach stałych i sypkich nasiąkających wodą (np. szeroko pojętych biopaliw) ale nie przewodzących prądu elektrycznego (materiały te nasiąkając wodą zmieniają swoją względną

przenikalność elektryczną ε_r). 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.

Zaproponowana metoda w swojej podstawowej wersji powinna spełniać warunki stawiane przez producentów, firmy transportujące, magazynujące oraz użytkujące lignocelulozę w postaci granulatu peletowego. Wymagania stawiane takim urządzeniom pomiarowym są następujące: mają być tanie, poręczne, proste w obsłudze i ekonomiczne w użytkowaniu, stosunkowo niewielkie, podające szybko wartość wilgotność (najlepiej na ekranie monitora) z możliwością zapisu tych wartości, bez konieczności wykonywania dodatkowych działań na masie badanej lignocelulozy (takich jak np. rozdrabnianie a następnie ubijanie peletu). Natomiast nie jest wymagana zbyt wysoka (laboratoryjna) dokładność pomiaru zawartości wody. Przy właściwym wykonaniu urządzenia, warunki te mogą spełnić urządzenia wykonane w produkcji seryjnej. Przelotowy otwór umożliwia napełnienie falowodu badaną lignocelulozą nawet poprzez głębokie zanurzenie, niewielkiego w swoich rozmiarach urządzenia falowodowego, w masie peletu gromadzonego w postaci pryzm w magazynach lub znajdującego się na przyczepie samochodowej, a wynik prowadzonego pomiaru może być również podany od razu na telefon komórkowy badającego.

Zwiększenie dokładności pomiaru wilgotności lignocelulozy można otrzymać jeżeli pelet doprowadzany do wycięcia w falowodzie posiada rozdrobnioną strukturę a w jego objętości umieszczonej w przelotowym wycięciu falowodu występuje niewielka ilość wolnej przestrzeni wypełnionej powietrzem. Znacznie mniejszą dokładność pomiarów otrzymuje się jeżeli pelet nie jest rozdrobniony a w jego objętości umieszczonej w przelotowym wycięciu znajduje się stosunkowo dużo wolnej przestrzeni wypełnionej powietrzem. Wskazane byłoby również aby, przy poziomym ułożeniu fragmentu falowodu z przelotowym otworem, pelet umieszczać w wycięciu metodą zasypową, po to aby znajdował się on w przelotowym wycięciu naciskany przez drobiny peletu umieszczone w zwężającej się tubie zasypowej.

W każdym przypadku średnia zawartość powietrza w porcji danego typu peletu wypełniającej przestrzeń przelotowego wycięcia w falowodzie może zostać oszacowana, dlatego podczas skalowania urządzenia, istnieje możliwość w wynikach pomiaru wilgotności uwzględnienia szacunkowej objętości tego powietrza w przelotowym wycięciu.

Zaproponowane urządzenie falowodowe pomiaru wilgotności lignocelulozy jest efektywnym narzędziem umożliwiającym szybki, tani i sprawny pomiar tej wielkości z możliwością zapisu w pamięci dowolnego urządzenia multimedialnego wraz z automatycznym przekazem otrzymanych wyników na odległość.

10. BIBLIOGRAFIA

- Barrow, W.L. (1936). *Transmission of electromagnetic waves in hollow tubes of metal*. IRE Proceedings, 1298-1328.
- Chełkowski, A. (1993). *Fizyka dielektryków*. Wydanie 3 zmienione, Wydawnictwo Naukowe PWN, Warszawa. ISBN 83-01-11245-X.
- Chmielniak, T. (2013). *Technologie energetyczne*. Wydawnictwa Naukowo-Techniczne WNT, Warszawa. ISBN 978-83-792603-2-4.
- Craik, D. J. (1995). *Magnetism principles and applications*. John Wiley and Sons, New York. 468. ISBN 978-0-471-95417-0.
- Crombie, A. C. (1960). *Nauka średniowieczna i początki nauki nowożytnej*. T. 1, Nauka w średniowieczu w okresie V-XIII w. s. 319, T. 2, *Nauka w późnym średniowieczu i na początku czasów nowożytnych w okresie XIII-XVII w.* s. 471, Instytut Wydawniczy „Pax”, Warszawa.
- Cronin, N.J. (1995). *Microwave and optical waveguides*. CRC Press, London. ISBN 978-0750302166.
- Czarczyński, W. (2013). *Podstawy techniki mikrofalowej*. Wydawnictwa Politechniki Wrocławskiej, Wrocław. ISBN 9788370856939.
- Dobrowolski, J.A. (2001). *Technika wielkich częstotliwości*. Oficyna Wydawnicza Politechniki Warszawskiej. Warszawa. ISBN 83-7207-308-2.
- Domański, M., Osipiuk, J. (2005). *Metrologia techniczna w przemyśle drzewnym*. Wydanie 2 poprawione i uzupełnione. Wydawnictwo SGGW, Warszawa. ISBN 83-7244-249-5.
- Duda, M., Krawczyk, A. (2003). *Wielcy badacze elektromagnetyzmu*. Polskie Towarzystwo Zastosowań Elektromagnetyzmu, Warszawa. ISBN 83-916065-8-9.
- Epprecht, G., Carnal, H., Schanda, E., Severin, H., Bremmer, H., Stock, D. J. R. (1969). *Theorie der elektromagnetischen wellen*. Physikalische Reihe Volume 4; Springer Basel A.G., Basel. ISBN 978-3-0348-6975-1, ISBN 978-3-0348-6974-1 (e-Book).
- Feynman, R. P. (2014). *Feynmana wykłady z fizyki*. T. 3, *Mechanika kwantowa*. Wydanie szóste poprawione. Wydawnictwo Naukowe PWN, Warszawa. ISBN 978-83-01-17786-7.
- Forbest, N., Mahon, B. (2014). *Faraday, Maxwell and the magnetic field; How two men revolutionized physics*. Prometheus Books. ISBN 1616149426, ISBN 978-1616149420.
- Frączek, J. (2010). *Przetwarzanie biomasy na cele energetyczne*, Polskie Towarzystwo Inżynierii Rolniczej (PTIR), Kraków. ISBN 978-83-917053-9-1.
- Fröhlich, H.E. (1949). *Theory of dielectrics: Dielectric constant and dielectric loss*. Clarendon Press. Oxford (England). ISBN 9780198513032.
- Galwas, B. (1985). *Miernictwo mikrofalowe*. Wydawnictwa Komunikacji i Łączności. Warszawa. ISBN 83-206-0587-3.
- Gierlotka, S. (2012). *Historia elektrotechniki*. Śląsk Wydawnictwo Naukowe, Katowice. ISBN 978-83-7164-714-7.
- Goff, D.R. (2003). *Fiber optic video transmission: The complete guide*. Taylor & Francis Ltd, United Kingdom. ISBN 0240804880 (chapter: “Brief History of Video Transmission” and chapter “Brief History of Fiber Optics”).
- Gwarek, W. Morawski, T. (2006). *Pola i fale elektromagnetyczne*. Podręcznik Akademicki Elektronika, Informatyka, Telekomunikacja, Wydawnictwa Naukowo-Techniczne, Warszawa. ISBN 83-204-3257-X.
- Halliday, D., Resnick, R., Walker, J. (2005). *Podstawy fizyki*, t. 3. Wydawnictwo Naukowe PWN, Warszawa. ISBN 83-01-14076-3.

- Hammond, P. (1999). *Od Gilberta do Einsteina, Krótka historia elektromagnetyzmu*. Wydawnictwo Politechniki Częstochowskiej, Częstochowa. ISBN 83-7193-072-0.
- Hasted, J.B. (1973). *Aqueous dielectrics*. Serie: Studies in Chemical Physics, Chapman and Hall, London. ISBN 9780412098000.
- Hecht, J. (2004). *City of light: The story of fibre optics, Revised and expanded edition*. The Sloan Foundation Technology Series, Oxford University Press. ISBN ISBN 9780195162554.
- Heilbron, J.L. (1979). *Electricity in the 17th and 18th centuries: A Study of Early Modern Physics*. University of California Press, Berkeley.
- Hertz, H. (1962). *Electric waves: Being researches on the propagation of electric action with finite velocity through space*. Macmillan and Company, London and New York 1893, reprinted by Dover Publications, New York. ISBN 0486600572.
- Hondros, D., Debye, P. (1938). *Electromagnetic waves in hollow metal tubes of rectangular cross section*. Proceedings of the Institute of Radio Engineers, Dec., Volume 26, Issue 12, p. 1520-1555.
- Hondros, D., Debye, P. (1910). *Elektromagnetische wellen an dielektrischen drähten*. Annalen der Physik. 465-476.
- Hondros, D. (1909). *Über elektromagnetische drahtwellen*. Annalen der Physik, 1909, series 4, band 30, no15.905-950.
- Jankiewicz, M., Kędzior, Z. (red.) (2003). *Metody pomiarów i kontroli jakości w przemyśle spożywczym i biotechnologii*. Wydanie 2, Wydawnictwo Akademii Rolniczej im A. Cieszkowskiego, Wydział Technologii Żywności, Poznań. ISBN 8371603177.
- Jasiulewicz, M. (2009). *Energetyczne wykorzystanie biomasy w działalności gospodarczej*. Wydawnictwo Politechniki Koszalińskiej, Koszalin. ISBN 978-83-736518-2-1.
- Jaworski, B. M., Dietla, A. A. (1995). *Fizyka. Poradnik encyklopedyczny*. Wydawnictwo Naukowe PWN, Warszawa. ISBN 83-0111858-X.
- Kittel, Ch. K. (1986). *Introduction to solid state physics, 6th ed.*. John Wiley & Sons. New York. ISBN 0-471-87474-4.
- Koprowski, J. (2009). *Elektrodynamika falowa*. Uczelniane Wydawnictwa Naukowo-Techniczne AGH, SU 1708, Kraków. ISSN 0239-6114.
- Kozakiewicz, P., Krzosek S. (2013). *Inżynieria materiałów drzewnych*. Wydawnictwo SGGW, Warszawa. ISBN 978-83-7583-426-0.
- Krajewski, T.(red.) (1970). *Zagadnienia fizyki dielektryków*. Seria Problemy Elektroniki i Telekomunikacji, Wydawnictwa Komunikacji i Łączności, Warszawa. ISSN 0860-651X.
- Maxwell, J.C. (1995). *On physical lines of force, Philosophical Magazine*. Serie 4: Volume 21, 1861, Part I, II, III, 1861 p. 161-175, 281-191, 834-849; Volume 23, 1862, p. 13-25, 85-95.
- Milek, M. (1998). *Metrologia elektryczna wielkości nieelektrycznych*. Oficyna Wydawnicza Uniwersytetu Zielonogórskiego, Zielona Góra. ISBN 83-7481-023-8.
- Mulay, L. N., Boundreaux, E. A. (eds.) (1976). *Theory and applications of molecular diamagnetism*. Wiley - Interscience, New York. ISBN 9780471623588.
- Ougstun, K.E., Shioupyn, S. (1988). Velocity of energy transport for a time-harmonic field in a multiple-resonance Lorentz medium. *Journal of Optical Society of America B. Issue 11, November*. 2395-2398. ISSN 0740-3224.
- Overman, M. (1977). *Woda, Biblioteka Problemów T. 235*. Państwowe Wydawnictwa Naukowe, Warszawa.
- Oksfordzki słownik biograficzny. (1999). Świat Książki, Bertelsmann Media, Warszawa. ISBN 83-7227-109-7.
- Packard, K. S. (1984). The origin of waveguides A case of multiple rediscovery. *IEEE Transactions on Microwave and Techniques. MTT 32(9)*, 961-967.
- Piątek, Z., Jabłoński, P. (2010). *Podstawy teorii pola elektromagnetycznego*. WNT, Warszawa. ISBN 978-83-2043-599-3.

- Postrzednik, S. (2010). *Biomasa – jej znaczenie oraz aspekty wykorzystania*. Energetyka. ISSN 0013-7294.
- Postrzednik, S. (1999). Stosunek nadmiaru tlenu (powietrza) jako parametr procesu spalania. *Gospodarka Paliwami i Energią*. ISSN 0017-2413.
- Pozar, D. M. (2011). *Microwave Engineering, Fourth edition*. John Wiley & Sons, New York. ISBN 978-0-470-63155-3.
- Skierucha, W. Wilczek, A., Szyplowska, A. (2012). *Techniki spektroskopii dielektrycznej w badaniach jakości materiałów i produktów rolniczych*. LAB – Laboratoria, Aparatura, Badania. ISSN 1427-5819.
- Słownik uczonych*. (2001). Wyd. Horyzont, Grupa Wydawnicza Bertelsmann Media, Warszawa. 631. ISBN 83-7311-430-0.
- Southworth, G.C. (1936). Hyper frequency wave guides – General considerations and experimental results. *Bell System Technical Journal*, vol. 15. 284-309.
- Stolarski, M. (2006). Wykorzystanie biomasy do produkcji peletu. *Czysta Energia*, 6(56). 28-29. ISSN 1643-126X.
- Strutt, J.W. (3rd Baron Rayleigh - Lord Rayleigh). (1897). On the passage of electric wave through tubes, or the vibrations of the electric cylinders. *Philosophical Magazine. Volume 43, Issue 261*, 125-132.
- Szóstka, J. (2006). *Fale i anteny*. Wydawnictwa Komunikacji i Łączności, III wydanie, Warszawa. ISBN 978-83-206-1626-2.
- Tannenberga, K. Tannenberga, G. (2011). Pomiar wilgotności drewna wilgotnościomierzami pojemnościowymi. *Pomiary, Automatyka, Kontrola (PAK)*, 2, 161-164, ISSN 0032-4110.
- Thomas, H. E. (1978). *Techniki i urządzenia mikrofalowe – poradnik*. Wydawnictwo Naukowo Techniczne, Warszawa.
- Thomson, J.J. (2010). *Notes on recent researches in electricity and magnetism: intended as a sequel to Professor Clerk-Maxwell's „Treatise on Electricity and Magnetism”*. Oxford, Clarendon, 1893, p. 597 (reprint Cambridge University Press).
- Tyndall, J.(1874). The forms of water, In *Clouds & Rivers, Ice & Glaciers*, Henry S. King & Co., 65 Cornhill , London 1872, 228 p.- wydanie polskie - Tyndall J.; *Woda jej kształt i przeobrażenia jako obłoki i rzeki, lód i lodniki*. z 26 drzeworytami, przełożył K. Jurkiewicz, nakładem Spółki Wydawniczej GiW, M. Glücksberg, M. Orgelbrandt, G. Sennewald, E. Wende, Warszawa.s. XI+210.
- Weinfeil, S. (1968). *Elektryczność włada światem*. Wiedza Powszechna, Warszawa, 456.
- Whittaker, E.T. (1951). *A history of the theories of aether and electricity: Pt.1 The classical theories*, Revised and enlarged ed., Thomas Nelson and Son, London. p. 429.
- Wielka encyklopedia PWN*.(2001) 30 tomów + 1 tom suplementu, (redaktor naczelny Jan Wojnowski), Wydawnictwo Naukowe PWN, Warszawa.
- Wróblewski, A.K. (2006). *Historia fizyki, od czasów najdawniejszych do współczesności*. Wydawnictwo Naukowe PWN, Warszawa. ISBN 83-01-14635-4.
- Yen, C., Shimabukuro, F. (2008). *The essence of dielectric waveguides*. Springer Verlag, Berlin. ISBN 978-0-387-30929-3.
- Ziębik, A., Zuwała, J., Ściążko, M. (2009). Energy and ecological effectiveness of biomass co-firing in CHP plant. *Archives of Thermodynamics. Vol. 30, No.2*, 29-44, ISSN 1231-0956.
- Zygmulka, P. (2014). *Modernizacja stanowiska dydaktycznego do badania łączy falowodowych*. Praca dyplomowa inżynierska, promotor dr inż. Zdzisław Posyłek, Politechnika Częstochowska, Wydział Elektryczny, Częstochowa.
- Шпунтов, А. И. (ред. перевода с английского) (1951). *Теория линий передачи сверхвысоких частот*. Часть II, Издательство „Советское Радио” Москва .строн 264.
- Akty Normatywne
PN-EN 14588:2011 *Biopaliwa stałe - Terminologia, definicje i określenia*.

- PN-EN 14774:2010E *Biopaliwa stałe - Oznaczanie zawartości wilgoci -- Metoda suszarkowa.*
- PN-EN 14961-2:2011E *Biopaliwa stałe - Specyfikacje paliw i klasy -- Część 2: Pelety drzewne do zastosowań nieprzemysłowych.*
- PN-EN 14961-6:2012E *Biopaliwa stałe - Specyfikacje paliw i klasy -- Część 6: Pelety nieдрzewne do zastosowań nieprzemysłowych.*
- PN-EN 14961-1:2010 *Biopaliwa stałe - Specyfikacje paliw i klasy -- Część 1: Wymagania ogólne.*
- PN-EN 15210 -1:2010E *Biopaliwa stałe - Oznaczanie wytrzymałości mechanicznej brykietów i peletów - Część 1: Pelety.*
- PN-EN 15234-1:2011 *Biopaliwa Stałe - Zapewnienie Jakości Paliwa - Część 1: Wymagania Ogólne.*
- PN-EN 15234-2:2012 *Biopaliwa stałe - Zapewnienie jakości paliwa - Część 2: Pelety drzewne do użytku nieprzemysłowego.*
- PN-EN 15234-6:2012 *Biopaliwa stałe - Zapewnienie jakości paliwa - Część 6: Pelety nieдрzewne do użytku nieprzemysłowego.*
- PN-EN 16127:2012E *Biopaliwa stałe - Określanie długości i średnicy peletów.*
- PN-ISO 1928: 2002 *Paliwa stałe, Oznaczanie ciepła spalania metodą spalania w bombie kalorymetrycznej i obliczanie wartości opałowej.*
- PN-84/D-04150 *Tarcica-Oznaczanie wilgotności.*
- PN-80/G-04511 *Paliwa stałe, Oznaczenie zawartości wilgoci.*
- PN-ISO 1171:2002 *Paliwa stałe, Oznaczanie popiołu (m_p).*

WYKORZYSTANIE FAL ELEKTROMAGNETYCZNYCH DO OKREŚLANIA WILGOTNOŚCI BIOSUROWCÓW NIEŻYWNOŚCIOWYCH METODĄ FALOWODOWĄ

Streszczenie. W monografii przedstawiono wykorzystanie fali elektromagnetycznej do określenia wilgotności biomasy. W początkowych rozdziałach opisano ideę zaproponowanej metody na tle innych metod falowodowych stosowanych na świecie, zdefiniowano pojęcia takie jak biomasa, pelet oraz w ujęciu historycznym wprowadzono podstawowe zależności dotyczące fal elektromagnetycznych oraz historię rozwoju i wykorzystania techniki mikrofalowej, a szczególnie transmisji sygnałów i energii za pomocą różnych typów falowodów. Określono również parametry lignocelulozy oraz podkreślono praktyczne znaczenie niektórych z nich w zastosowaniach w przemyśle i gospodarce. W następnych rozdziałach opisane zostało oddziaływanie pola elektrycznego na dielektryki oraz pola magnetycznego na materiały diamagnetyczne a także wodę i drewno jako substancje dielektryczne i diamagnetyczne tworzące materiał o złożonej budowie umieszczony w zewnętrznym zmiennym polu elektromagnetycznym. W końcowych rozdziałach przedstawione zostało działanie oraz podstawowe parametry elektromagnetyczne wolnej przestrzeni oraz falowodów i określono podstawowe zależności dotyczące falowodów o przekroju prostokątnym. Następnie przedstawiono całość przeprowadzonych badań falowodów metalowych z poprzecznie wyciętym przelotowym otworem przeznaczonych zarówno do określenia wilgotności lignocelulozy (peletu) jak i względnej przenikalności elektrycznej materiałów. W ostatnim rozdziale podano wnioski wyciągnięte z przeprowadzonych badań, wskazano, jak sposób wycięcia przelotowego otworu w ściankach falowodu o przekroju prostokątnym, wpływa na jego wykorzystanie do identyfikacji dla określonej grupy materiałów takich parametrów jak np. wilgotność, przenikalność elektryczna oraz wskazano przyszłościowe kierunki dalszych badań.

THE APPLICATION OF ELECTROMAGNETIC WAVES FOR DETERMINING THE MOISTURE CONTENT OF NON-FOOD BIOMATERIALS BY USING THE WAVEGUIDE METHOD

Summary. The monograph presents the application of an electromagnetic wave for determining the moisture content of biomass. In the early chapters the idea of the proposed method compared to other methods of waveguide used in the world was described, terms such as biomass, pellets were defined and the basic dependences for the electromagnetic wave were introduced from historical perspective. The history of the development and use of microwave technique, especially for the transmission of signals and energy through different types of waveguides were presented. Also the parameters of lignocelluloses and the practical importance of some of these applications in industry and the economy were determined. In the following chapters, the impact of the electric field on the dielectric materials and magnetic fields on the diamagnetic materials as well as water and wood as dielectric and diamagnetic forming a material with a complex structure placed in an external alternating electromagnetic field was described. The final chapters presented the effects and basic electromagnetic parameters of the free space and the basic dependences concerning waveguides with rectangular section were defined. Then the whole studies of metal waveguides with a transversely cut through hole, which were designed both to determine the moisture content of lignocellulose (pellets) and the relative dielectric materials, were presented. The last chapter presents the conclusions drawn from the study. It was indicated how the way of cutting a hole through the wall of a rectangular waveguide section, affects their use in order to identify a specific group of material parameters, such as: moisture, dielectric material and indicated future directions for further research.

DIE ANWENDUNG DER ELEKTROMAGNETISCHEN WELLEN FÜR DIE FEUCHTIGKEITSBESTIMMUNG DER NICHT-NAHRUNGS-BIOMATERIALIEN MITHILFE DER WELLENLEITER-METHODE

Zusammenfassung. In der Monographie wurde die Anwendung einer elektromagnetischen Welle für die Feuchtigkeitsbestimmung der Biomasse dargestellt. In den ersten Kapiteln wurde die Idee des vorgeschlagenen Verfahrens im Vergleich zu den anderen in der Welt verwendeten Wellenleiter-Methoden beschrieben und Begriffe wie Biomasse, Pellets wurden definiert. In der historischen Perspektive wurden die Grundabhängigkeiten bei den elektromagnetischen Wellen und die Geschichte der Entwicklung und Anwendung der Mikrowellentechnik eingeführt, insbesondere der Übertragung von Signalen und Energie mithilfe verschiedenen Arten von Wellenleitern. Auch die Parameter von Lignocellulose wurden bestimmt und die praktische Bedeutung einiger Parameter für Industrie und Wirtschaft wurde betont. In den folgenden Kapiteln wurde die Auswirkung des elektrischen Feldes auf die Dielektrika und des magnetischen Feldes auf diamagnetische Materialien und Wasser sowie Holz als dielektrische und diamagnetische Materialien, die ein mit einer komplexen Struktur und in einem äußeren elektromagnetischen Wechselfeld gelegten Material bilden. In den weiteren Kapiteln wurden das Funktionieren und die elektromagnetische Basisparameter des Freiraums und der Wellenleiter präsentiert. Dazu wurden die Basisabhängigkeiten der Wellenleiter mit einem rechteckigen Durchschnitt bestimmt. Danach wurde die gesamte Studie der Metallwellenleiter mit einem querschnittenen Durchgangsloch dargestellt, die sowohl für die Feuchtigkeitsbestimmung der Lignocellulose (des Pellets) als auch für die Bestimmung der relativen elektrischen Durchlässigkeit des Materialien verwendet wird. In dem letzten Kapitel wurden die Schlussfolgerungen aus der Studie präsentiert. Es wurde hingewiesen, welchen Einfluss die Art des Ausschneidens des Durchgangslochs in den Wänden des Wellenleiters mit einem rechteckigen Durchschnitt auf dessen Anwendung für die Identifizierung der Parametern wie Feuchtigkeit oder elektrische Durchlässigkeit der bestimmten Materialengruppen hat. Die zukünftige Richtungen der weiteren Forschung wurden genannt.

WIR
WYDAWNICTWO

ISBN 978-83-64377-17-4