POLITECHNIKA WARSZAWSKA

DYSCYPLINA NAUKOWA AUTOMATYKA, ELEKTRONIKA I ELEKTROTECHNIKA DZIEDZINA NAUK INŻYNIERYJNO-TECHNICZNYCH

Rozprawa doktorska

mgr inż. Jakub Jerzy Sobolewski

Wybrane zagadnienia integracji układów sub-terahercowych

Promotor prof. dr hab. inż. Yevhen Yashchyshyn

WARSZAWA 2022

Pragnę serdecznie podziękować wszystkim współpracownikom z Instytutu Radioelektroniki i Technik Multimedialnych Politechniki Warszawskiej, którzy przyczynili się do powstania tej pracy za wsparcie i przekazaną wiedzę. W szczególności pragnę podziękować mojemu promotorowi prof. Yevhenowi Yashchyshynowi za inspirację, motywację i nieocenione wsparcie w prowadzeniu badań.

Podziękowania kieruję także do pracowników Sieci Badawczej Łukasiewicz – Instytutu Mikroelektroniki i Fotoniki oraz Instytutu Wysokich Ciśnień PAN za współpracę badawczą oraz pomoc w zakresie wykonania układów eksperymentalnych.

Streszczenie

Rozprawa poświęcona jest zagadnieniom integracji układów pracujących w zakresie częstotliwości sub-terahercowych, określanych także jako zakres fal milimetrowych. Rozważono dwie główne koncepcje integracji. Pierwsza z nich, nazywana System-in-Package, zakłada łączenie we wspólnych strukturach komponentów wykonywanych w różnych procesach technologicznych, natomiast druga, określana terminem System-on-Chip opiera się o ich wytworzenie w jednym procesie, najczęściej w strukturze półprzewodnikowej. Możliwości i ograniczenia pierwszej z metod omówiono na przykładzie zaprojektowanego i wykonanego zintegrowanego modułu nadawczego pracującego przy częstotliwości powyżej 100 GHz na bazie struktury ceramicznej LTCC. Przyjrzano się tu problematyce integracji anten oraz ograniczeniom technologicznym układów LTCC. Szczególną uwagę poświęcono połączeniom sygnałów w.cz. pomiędzy elementami składowymi, które stanowią jedno z najważniejszych ograniczeń tej koncepcji integracji.

Duga z rozważanych koncepcji integracji umożliwia znaczne ograniczenie liczby i długości połączeń pomiędzy komponentami oraz większą miniaturyzację urządzeń. Jej analizy dokonano na przykładzie układu zintegrowanego w jednej strukturze półprzewodnikowej, zawierającego elementy czynne i bierne, o konstrukcji dostosowanej do włączenia w tor sygnałowy. Układ ten realizuje przełączanie sygnałów sub-terahercowych, co jest istotnym elementem nowoczesnych, rekonfigurowalnych systemów bezprzewodowych. W rozprawie zaproponowano nowe rodzaje konstrukcji układów przełączających z elementami aktywnymi typu HEMT wykonanymi z azotku galu zintegrowanymi z koplanarną linią transmisyjną. Na podstawie przeprowadzonych badań szeregu wariantów układów o topologiach szeregowych i bocznikowych określono wady i zalety poszczególnych konstrukcji. Uzyskane wyniki wskazują, że zaproponowane rozwiązania dają możliwość uzyskania dobrych parametrów i wykazują znaczny potencjał do dalszego udoskonalania.

Ponadto, w rozprawie przeanalizowano możliwość zastosowania w układach zintegrowanych typu System-on-Chip pracujących przy częstotliwościach powyżej 100 GHz elektrod sterujących wykonanych z grafenu. Wskazano na korzystne właściwości tego materiału dla tego typu zastosowań oraz konieczność utrzymania wysokiej jakości warstw grafenowych dla uzyskania dobrych parametrów przyrządów.

Słowa kluczowe: układy zintegrowane, System-in-Package, System-on-Chip, zakres subterahercowy, LTCC, przełącznik w.cz., AlGaN/GaN, HEMT

5

Summary

This thesis focuses on integration of circuits operating in the sub-terahertz frequency range, often referred to as the millimeter wave range. Two main integration concepts have been studied. The first one, called System-in-Package, assumes connecting components made in different technological processes in common structures. The second one, called System-on-Chip, is based on combining all parts of the circuit in single technological process, typically in semiconductor structures. The example of designed and manufactured integrated transmitter module operating at frequencies above 100 GHz based on LTCC ceramic structure has been used to discuss capabilities and limitations of the first method. Also, the issues of antenna integration and technological limitations of LTCC circuits have been considered. Special attention has been paid to the RF interconnections between the components, which is one of the most important limitations of this integration concept.

The second of the considered integration concepts enables significant reduction of number and length of interconnections between components and greater miniaturization of devices. It has been analysed using the example of a circuit integrated in a single semiconductor structure, containing active and passive elements, designed for straightforward incorporation into RF signal path. This circuit operates as a sub-terahertz signal switching device, which is an important element of modern reconfigurable RF systems. New types of switching circuit designs have been proposed with gallium nitride HEMT-type active elements integrated into a coplanar transmission line. A number of test structures with different variants of proposed devices in series and shunt topologies have been examined in order to determine the advantages and disadvantages of particular designs. The obtained results indicate satisfactory performance of proposed solutions and show their considerable potential for further improvement.

Moreover, the thesis includes analysis of the possibility of using control electrodes made of graphene in System-on-Chip integrated structures operating at frequencies above 100 GHz. The favourable properties of this material for this type of applications have been pointed out and experimentally evaluated. However, it has been shown that in order to obtain good performance of the devices, it is essential to maintain high quality of the graphene layers.

Keywords: integrated devices, System-in-Package, System-on-Chip, sub-terahertz range, LTCC, RF switch, AlGaN/GaN, HEMT

Wykaz skrótowców i oznaczeń

2DEG	2-Dimensional Electron Gas - dwuwymiarowy gaz elektronowy		
AiP	Antenna-in-Package - zastosowanie techniki SiP do integracji anten		
AoC	Antenna-on-Chip - zastosowanie techniki SoC do integracji anten		
BGA	Ball Grid Array - obudowa z wyprowadzeniami sferycznymi w siatce rastrowej		
CMOS	Complementary Metal Oxide Semiconductor -technologia wytwarzania układów		
	scalonych z komplementarnymi tranzystorami MOS		
CNC	Computerized Numerical Control - komputerowe sterowanie urządzeń		
	numerycznych		
CVD	Chemical Vapour Deposition - chemiczne osadzanie z fazy gazowej		
DHBT	Double Heterojunction Bipolar Transistor - tranzystor bipolarny z podwójnym		
	heterozłączem		
DRA	Dielectric Resonator Antenna - antena z rezonatorem dielektrycznym		
E_{br}	krytyczna wartość natężenia pola elektrycznego		
Eg	szerokość przerwy energetycznej		
EIRP	Equivalent Isotropically Radiated Power - zastępcza moc promieniowana		
	izotropowo		
eWLB	Embedded Wafer Level Ball Grid Array - rodzaj obudowy BGA		
f	częstotliwość		
GAA	Grid-Array Antenna - rodzaj szyku antenowego		
HBT	Heterojunction Bipolar Transistor - heterozłączowy tranzystor bipolarny		
HEMT	High Electron Mobility Transistor - tranzystor polowy o wysokiej ruchliwości		
	elektronów		
HTCC	High Temperature Co-fired Ceramics - współwypalana ceramika		
	wysokotemperaturowa		
Ig	prąd bramki		
IP_{1dB}	punkt kompresji 1 dB		
JM	kryterium jakości Johnsona		
K(k)	całka eliptyczna zupełna pierwszego rodzaju		
Lext	długość przedłużenia pola kontaktowego		
L _G	szerokość bramki		
L_{gap}	odległość pomiędzy bramką a elektrodą metalową		

LO	oscylator lokalny
L _{pad}	długość pola kontaktowego
LTCC	Low Temperature Co-Fired Ceramics - współwypalana ceramika
	niskotemperaturowa
MCM-D	Multi Chip Module – Deposited
MEMS	Micro Electro-Mechanical Systems - układy mikroelektromechaniczne
mHEMT	metamorficzny tranzystor typu HEMT
MLO	Multilayer Organic packages - wielowarstwowe obudowy z materiałów
	organicznych
MMIC	Microwave Monolitic Integrated Circuit - monolityczny mikrofalowy układ
	scalony
NEMS	Nano Electro-Mechanical Systems - układy nanoelektromechaniczne
OOR	On-Off Ratio - stosunek wartości współczynnika transmisji w stanie włączonym i
	wyłączonym przełącznika
PCM	Phase Changing Materials - materiały zmiennofazowe
PVD	Pysical Vapour Deposition - fizyczne osadzanie z fazy gazowej
QFN	Quad-Flat No-leads - rodzaj obudowy układów scalonych do montażu
	powierzchniowego
RDL	warstwa redystrybucyjna obudowy eWLB
SiP	System-in-Package - technika integracji poprzez łączenie komponentów we
	wspólnej obudowie
SIW	Substrate Integrated Waveguide - falowód zintegrowany z podłożem
SLA	stereolitografia
\mathbf{S}_{nm}	element macierzy rozproszenia
SoC	System-on-Chip - technika integracji poprzez łączenie komponentów w jednym
	układzie scalonym
SOLT	kalibracja typu Short-Open-Load-Thru - zwarcie, rozwarcie, dopasowane
	obciążenie, bezpośrednie połączenie
SPDT	Single-Pole Double-Throw - przełącznik pojedynczy, dwustykowy
SPST	Single-Pole Double-Throw - przełącznik pojedynczy, jednostykowy
tgδ	tangens kąta stratności, stosunek części urojonej do części rzeczywistej zespolonej
	przenikalności elektrycznej
TRL	kalibracja typu Thru-Reflect-Line - bezpośrednie połączenie, odbicie, odcinek linii
Us	napięcie sygnału sterującego

v_p	prędkość fazowa fali elektromagnetycznej
Vsat	prędkość nasycenia elektronów
W	odległość pomiędzy polami kontaktowymi
β	stała fazowa
Er	względna przenikalność elektryczna
Eref	efektywna względna przenikalność elektryczna
Θ	przewodność cieplna
λ	długość fali
μ	ruchliwość elektronów

Spis treści

Streszczenie
Summary7
Wykaz skrótowców i oznaczeń9
Spis treści
1. Wstęp
1.1. Motywacja
1.2. Zakres badań
1.3. Tezy i cele rozprawy
2. Integracja układów na pasmo fal milimetrowych w skali makro19
2.1. Metody integracji elementów wykonywanych w oddzielnych procesach technologicznych
2.2. Analiza możliwości zastosowania metod SiP w konstrukcji modułu nadawczego pracującego w zakresie fal milimetrowych
2.2.1. Technologia LTCC
2.2.2. Podłoża LTCC
2.2.3. Opracowanie, wykonanie i badania mikropaskowych struktur testowych w technologii LTCC
2.2.4. Zoptymalizowane przejście linii mikropaskowej przez skokową zmianę grubości podłoża [59]54
2.2.5. Zastosowanie soczewki dielektrycznej w układzie antenowym
2.2.6. Układ scalony nadajnika74
2.2.7. Zintegrowany moduł nadawczy typu system-in-package
2.2.8. Połączenia drutowe typu wire bond w zakresie sub-terahercowym
3. Integracja układów na pasmo fal milimetrowych w skali mikro91
3.1. Metody integracji System-on-Chip91
3.2. Przegląd stanu techniki w zakresie układów przełączających w.cz. w zakresie fal milimetrowych
3.3. Opracowanie, wykonanie i badania układu przełączającego w.cz. zintegrowanego w strukturze AlGaN/GaN z bramką grafenową113
3.3.1. Konstrukcja układu przełączającego zintegrowanego z linią transmisyjną w strukturze AlGaN/GaN z bramką grafenową115
3.3.2. Badania struktur testowych
3.3.3. Opracowanie struktur testowych układów przełączających o topologii bocznikowej
3.3.4. Badania struktur testowych układów przełączających o topologii bocznikowej. 143

4. Podsumowanie	
Bibliografia	

1. Wstęp

1.1. Motywacja

W ostatniej dekadzie obserwuje się dynamiczny rozwój urządzeń pracujących w zakresie fal milimetrowych. Terminem tym określa się najczęściej wycinek widma fal elektromagnetycznych o długościach wyrażanych w pojedynczych milimetrach (częstotliwości 30 – 300 GHz), oznaczany według klasyfikacji Międzynarodowego Związku Telekomunikacyjnego jako pasmo EHF (ang. Extremely High Frequency). Fale milimetrowe określane są także zyskującym znaczną popularność terminem "fale sub-terahercowe", który odnosi się do szerszego zakresu częstotliwości, sięgającego aż do 1 THz. Wykorzystanie tego słabo zagospodarowanego wcześniej fragmentu widma umożliwia rozwiązanie pojawiającego się problemu niewystarczających zasobów widmowych i tworzenie szerokopasmowych systemów łączności bezprzewodowej osiągających bardzo wysokie przepływności [1]. Ponadto szczególne właściwości fal elektromagnetycznych w tym zakresie częstotliwości powodują duże zainteresowanie wykorzystaniem ich w innych dziedzinach nauki i techniki. Wśród ważniejszych obszarów zastosowań fal w zakresie sub-terahercowym wymienić można m.in. badania kosmosu [2, 3], obrazowanie [4, 5], medycynę [6, 7], spektroskopię [8, 9], badania materiałów [10, 11] oraz radiolokację [12, 13].

W wielu zastosowaniach pożądany jest wysoki stopień miniaturyzacji elementów składowych systemów. Poza zmniejszeniem rozmiarów ułatwiającym implementację nowych przyrządów, przyczynia się ona często także do zwiększenia efektywności energetycznej. Miniaturyzacja jest szczególnie istotna w przypadku urządzeń mobilnych, dla których przewiduje się najszersze zastosowanie łączności w zakresie sub-terahercowym. Aby osiągnąć wysoki stopień miniaturyzacji, konieczna jest jak największa integracja bloków funkcjonalnych składających się na układy pracujące w paśmie sub-terahercowym.

Integracja komponentów i bloków funkcjonalnych jest jednym z najważniejszych zagadnień w elektronice w.cz.. Wraz ze zwiększaniem częstotliwości pracy układów staje się ona coraz większym wyzwaniem, ale również koniecznością dla utrzymania wysokiej sprawności urządzeń. Wiele stosowanych powszechnie metod konstrukcji komponentów elektronicznych okazuje się nieodpowiednimi do zastosowania w zakresie fal milimetrowych, jednak część z nich przy zachowaniu pewnych ograniczeń i wprowadzeniu odpowiednich modyfikacji może być nadal wykorzystywana.

Wśród znanych metod integracji układów można wyróżnić dwie główne grupy. Pierwsza z nich opiera się na połączeniu komponentów wykonywanych w różnych procesach technologicznych, zapewniających ich najlepsze parametry, we wspólnej obudowie tworząc w ten sposób zintegrowany obwód o niewielkich rozmiarach. Drugą grupę, umożliwiającą znacznie większą miniaturyzację, stanowią metody łączenia komponentów poprzez wykonywanie ich we wspólnym procesie technologicznym tworząc pojedynczy układ scalony.

W ramach niniejszej pracy zbadano możliwości i ograniczenia metod integracji zaliczających się do obu wymienionych grup. W pierwszej części pracy przeanalizowano makroskopowe metody integracji układów we wspólnej obudowie, ze szczególnym uwzględnieniem problematycznego zagadnienia integracji anten, których wymiary są uzależnione od długości fali przez co nie poddają się procesom miniaturyzacji. Dla zbadania ograniczeń tego typu metod podjęto próbę stworzenia zintegrowanego modułu nadawczego zawierającego układ antenowy wykonanego przy użyciu w miarę możliwości typowych, dostępnych na poziomie krajowym technologii. Wykorzystano w tym celu stosowaną w konstrukcji obwodów elektronicznych o wysokiej niezawodności technologie współwypalanej ceramiki niskotemperaturowej LTCC (ang. Low Temperature Co-fired Ceramics). Struktura LTCC została wykorzystana jako podstawa konstrukcji i element zapewniający połączenia pomiędzy komponentami wykonanymi w różnych technologiach i o odmiennych, często sprzecznych, wymaganiach technologicznych. Szczególną uwagę poświęcono analizie możliwości zastosowania w układach na pasmo sub-terahercowe połączeń drutowych, tzw. bondingu. Na jej podstawie określono możliwości samo-kompensacji tego typu połączeń poprzez odpowiedni dobór ich długości.

W drugiej części pracy skupiono się na metodach integracji komponentów w skali mikro, w ramach struktury półprzewodnikowej wbudowanej w linię transmisyjną. Pozwala to na jej bezpośrednie połączenie się z układem antenowym, którego wymiary mogą być znacząco większe w porównaniu do komponentu półprzewodnikowego. Zbadano możliwość stworzenia zintegrowanego układu przełączającego o dobrych parametrach pracującego w zakresie sub-terahercowym. Wykorzystano w tym celu strukturę półprzewodnikową typu HEMT (ang. *High Electron Mobility Transistor*) wykonaną z azotku galu (GaN). Na podstawie przeprowadzonych badań licznych struktur testowych zaproponowano nowe rozwiązanie układu przełączającego wykorzystującego topologię bocznikową. Ponadto zbadano możliwość zastosowania w tego typu strukturze elektrod sterujących wykonanych z grafenu poprzez porównanie z analogicznymi układami z typowymi elektrodami metalowymi.

1.2. Zakres badań

W ramach rozprawy poruszono zagadnienie integracji układów pracujących w zakresie fal milimetrowych. Przeprowadzone prace obejmowały projektowanie i badania struktur zintegrowanych pracujących przy częstotliwościach powyżej 100 GHz. Jest to o tyle istotne, że powyżej 100 GHz zastosowanie niektórych metod wykorzystywanych powszechnie w zakresie mikrofal staje się niepraktyczne ze względu na znaczną degradację parametrów, natomiast metody stosowane w optoelektronice jeszcze nie działają.

Przedstawione w pierwszej części pracy badania obejmowały analizę ograniczeń metod integracji elementów wykonanych w różnych procesach technologicznych, w szczególności połączeń wykonywanych techniką wire bond oraz procesu wytwarzania struktur ceramicznych LTCC. Weryfikację zaproponowanych rozwiązań przeprowadzono z wykorzystaniem technik symulacyjnych oraz badań eksperymentalnych. Na podstawie uzyskanych wyników zaprojektowano zintegrowany moduł nadawczy, który został wykonany we współpracy z krajowymi ośrodkami badawczo-rozwojowymi. Parametry wykonanej struktury oraz najważniejszych elementów składowych określono za pomocą opracowanych w tym celu układów pomiarowych.

Badania opisane w drugiej części pracy obejmowały analizę budowy miniaturowej struktury zintegrowanej w jednym procesie technologicznym. Została ona przeprowadzona na przykładzie integracji elementów przełączających sygnały w zakresie sub-terahercowym z linią transmisyjną w strukturze półprzewodnikowej typu HEMT z azotku galu. Przeprowadzono badania symulacyjne oraz eksperymentalne umożliwiające określenie charakterystyk struktur przełączających o różnej topologii oraz parametrów elementów struktury półprzewodnikowej. Badania symulacyjne ograniczone były do uproszczonych modeli projektowanych układów ze względu na brak możliwości wiarygodnego modelowania warstw o grubościach rzędu kilku nanometrów przez dostępne pełnofalowe symulatory elektromagnetyczne.

1.3. Tezy i cele rozprawy

Przeprowadzony przegląd dostępnej literatury z zakresu integracji układów na pasmo sub-terahercowe oraz wstępne badania doprowadziły do sformułowania następujących tez niniejszej rozprawy:

- Możliwe jest tworzenie sub-terahercowych układów integrujących komponenty wykonane w różnych procesach technologicznych wraz z układami antenowymi, a głównym ograniczeniem dla tego typu konstrukcji są wewnętrzne połączenia pomiędzy elementami składowymi, w szczególności wykonywane techniką wire bonding.
- 2) Możliwe jest stworzenie sub-terahercowych układów zintegrowanych w jednym procesie technologicznym zawierających elementy aktywne i bierne
- Możliwe jest zastosowanie jako elementu sterującego w układach zintegrowanych elektrod wykonanych z grafenu, co może skutkować uproszczeniem procesu technologicznego oraz poprawą niektórych parametrów.

Potwierdzenie powyższych tez wymagało rozwiązania szeregu zagadnień. W związku z tym wyznaczono także cele rozprawy:

- 1. Opracowanie i zbadanie zintegrowanego w skali makro modułu nadawczego na zakres fal milimetrowych.
- 2. Zbadanie właściwości połączeń drutowych typu "wire bond" w obwodach na pasmo fal milimetrowych.
- Opracowanie i zbadanie struktur testowych zintegrowanych w skali mikro na przykładzie układów przełączających sygnały w.cz. w zakresie fal milimetrowych o różnych topologiach
- 4. Zbadanie możliwości zastosowania w strukturach zintegrowanych elektrod sterujących wykonanych z grafenu

2. Integracja układów na pasmo fal milimetrowych w skali makro

2.1. Metody integracji elementów wykonywanych w oddzielnych procesach technologicznych

Bardzo wiele obecnie istniejących urządzeń pracujących w zakresie fal milimetrowych zbudowanych jest z modułów typu split-block połączonych za pomocą falowodów prostokątnych (rys. 2.1). Ten tradycyjny sposób konstrukcji jest często stosowany ze względu na niskie straty w falowodach, stabilność konstrukcji, wysoką niezawodność i powtarzalność połączeń falowodowych, a także doskonałą zdolność odprowadzania ciepła. Przyrządy falowodowe odznaczają się także bardzo wysoką dokładnością wykonania, na poziomie pojedynczych mikrometrów. W modułach split-block stosuje się przejścia falowodowe umieszczone bardzo blisko [14, 15], a często na powierzchni układu scalonego [16, 17], co ogranicza do minimum straty na połączeniach układu z innymi elementami (rys. 2.1b). Umieszczenie struktury przejścia na powierzchni półprzewodnika wymaga jednak zastosowania specjalnych procesów w celu zmniejszenia grubości podłoża, aby ograniczyć straty i uniemożliwić wzbudzanie się fal powierzchniowych w podłożu.

Konstrukcje tego typu charakteryzują się jednak bardzo dużymi rozmiarami oraz masą, natomiast precyzyjna obróbka dużej liczby metalowych elementów jest czasochłonna i przekłada się na wysoki koszt wykonania modułów. Na duże rozmiary układów falowodowych w dużej mierze wpływają rozmiary standardowej flanszy falowodu. W falowodach prostokątnych na pasma milimetrowe wymiary wewnętrzne nie przekraczają 4 mm, natomiast typowe średnice flanszy wynoszą ok. 20 mm. Inny rodzaj połączeń falowodów oraz sposób ich wytwarzania mógłby umożliwić znaczne zmniejszenie rozmiarów urządzeń. Obecnie trwają m.in. prace nad opracowaniem nowego standardu interfejsu falowodowego do zastosowań w pasmach powyżej 60 GHz (w ramach grupy roboczej IEEE P3136).



Rys. 2.1 Przykład modułu wzmacniacza typu split-block [14] a) wygląd zewnętrzny; b) połączenie układu scalonego z falowodem

Koncepcją umożliwiającą znaczne obniżenie kosztów elementów falowodowych jest zastosowanie do ich produkcji tworzyw sztucznych. Obecnie dostępne technologie odlewania elementów plastikowych pozwalają na osiągnięcie dokładności na poziomie odpowiadającym obróbce metali za pomocą urządzeń CNC (ang. *Computerized Numerical Control*) [18]. Istnieją także metody skutecznej metalizacji powierzchni tworzyw sztucznych takie jak fizyczne osadzanie z fazy gazowej PVD (ang. *Pysical Vapour Deposition*). Przykłady urządzeń na fale milimetrowe wykonanych z metalizowanego plastiku można znaleźć w [19] czy [20]. Techniki formowania stosowane w produkcji elementów plastikowych mogą być także zastosowane do obniżenia kosztów wytwarzania struktur metalowych. Przykładem takiego rozwiązania może być szyk antenowy na częstotliwość 76 GHz przedstawiony w [21].

Obecnie coraz większym zainteresowaniem cieszy się technologia druku 3D. Dostępne techniki druku pozwalają na osiągnięcie dokładności poniżej 100 µm. Największą dokładność, dochodzącą do 25 µm można uzyskać techniką stereolitografii (SLA). W połączeniu z precyzyjnymi technikami metalizacji pozwala to na wykonywanie struktur na fale milimetrowe. W literaturze znaleźć można przykłady struktur wykonanych techniką druku 3D odznaczających się bardzo dobrymi parametrami. W [22] przedstawiono wykonany techniką SLA i metalizacji miedzią odcinek falowodu prostokątnego WR-3.4 (rys. 2.2a). Zaprezentowane wyniki pomiarów wskazują, że tłumienie takiego falowodu jest zbliżone do teoretycznych ograniczeń miedzianego falowodu metalowego. Autorzy przedstawili także diagonalną antenę tubową (rys. 2.2b) wykonaną tą samą techniką, która również wykazywała parametry nie odbiegające od analogicznej anteny wykonanej z metalu. Podobne wyniki uzyskane dla falowodu WR-10 przedstawiono w [23]. Przegląd technik druku 3D pod kątem ich zastosowania w wytwarzaniu elementów na pasmo milimetrowe można znaleźć w [24]. Należy jednak zauważyć, że technika druku 3D nie jest rozwiązaniem o bardzo ograniczonych możliwościach produkcji masowej i jest używana głównie do wykonywania prototypów lub niewielkich serii produktów.



Rys. 2.2 a) Falowód prostokątny WR-3,4, b) Diagonalna antena tubowa wykonane techniką druku 3D [22]

Układy wykorzystujące falowody prostokątne, nawet przy zastosowaniu nowatorskich technik wytwarzania nie mogą być jednak w wielu przypadkach zastosowane ze względu na ich znaczne rozmiary. Konieczność miniaturyzacji urządzeń prowadzi do coraz większej ich integracji, czyli zabudowywania coraz większej ilości elementów składowych danego systemu w pojedynczym układzie scalonym lub obudowie układu scalonego. Ważną korzyścią takiego rozwiązania jest wyeliminowanie konieczności zapewnienia połączeń umożliwiających wyprowadzenie sygnału w paśmie milimetrowym na zewnątrz układu lub znaczne ograniczenie długości tych połączeń. Obecnie powszechnie stosowane obudowy układów scalonych nie są odpowiednie do dołączania sygnałów o tak wysokich częstotliwościach ze względu na znaczne długości połączeń wewnętrznych pomiędzy układem scalonym a zewnętrznymi wyprowadzeniami, jak również samych wyprowadzeń umożliwiających lutowanie. Dodatkowo połączenia pomiędzy układem scalonym a obudową (bonding) posiadają często znaczną długość. Przy typowych indukcyjnościach takich połaczeń na poziomie 1nH/mm [25] moga one mieć znaczący wpływ na parametry układów na pasmo milimetrowe. Aby zapobiec powstawaniu strat konieczna jest minimalizacja długości połaczeń. Także połaczenia zewnętrzne w typowych obudowach mają duże rozmiary oraz nie zapewniają kontrolowanej impedancji. Może to prowadzić do niekorzystnych efektów takich jak straty związane z wypromieniowywaniem energii poprzez wyprowadzenia.

Istnieją liczne przykłady integracji kompletnych układów nadawczo-odbiorczych zawierających w sobie zarówno bloki przetwarzania sygnału, generacji sygnałów w.cz. jak i obwody wejściowe. Jednakże integracja anten nadal stanowi wyzwanie. Przy niższych częstotliwościach podstawowy problem stanowiły duże rozmiary anten, znacznie przewyższające typowe rozmiary układów scalonych. W przypadku układów na pasmo milimetrowe ograniczenie to nie występuje, ponieważ anteny mają wymiary rzędu pojedynczych milimetrów lub mniejsze.

Jednym ze sposobów integracji anten na pasmo milimetrowe jest wykorzystanie technik łączenia komponentów we wspólnej obudowie określanych jako System-in-Package (SiP). Szczególnym przypadkiem SiP jest koncepcja anteny umieszczonej we wspólnej obudowie z układem scalonym (ang. Antenna-in-Package, AiP). Umożliwia ona ograniczenie do minimum długości połączeń pomiędzy układem scalonym a anteną oraz wyeliminowanie konieczności wyprowadzania sygnałów w paśmie fal milimetrowych na zewnątrz obudowy. Pomimo konieczności wykonania połączenia pomiędzy strukturą półprzewodnikową a podłożem obudowy, straty wnoszone przez to połączenie są zwykle rekompensowane przez dobre parametry anteny umieszczonej w obudowie z materiałów o niskiej stratności i przenikalności elektrycznej. Do wykonywania obudów układów scalonych wykorzystuje się często materiały ceramiczne, ze względu na ich bardzo dobre właściwości mechaniczne oraz możliwości odprowadzania ciepła. Obudowy ceramiczne są także wykorzystywane do wytwarzania układów typu AiP. Większość materiałów ceramicznych odznacza się parametrami znaczne korzystniejszymi dla konstrukcji anten niż podłoże półprzewodnikowe (znacznie wyższa rezystywność oraz niższa przenikalność elektryczna). Umożliwia to wykonywanie anten o wysokiej sprawności. Wadą materiałów ceramicznych jest skomplikowany proces wytwarzania zwiększający koszt układów.

Wśród materiałów ceramicznych rosnącym zainteresowaniem cieszy się współwypalana ceramika niskotemperaturowa LTCC (ang. *Low Temperature Co-Fired Ceramics*). Charakteryzuje się ona niską komplikacją i kosztem wytwarzania oraz wysoką niezawodnością wykonanych układów. Ze względu na stosunkowo niską temperaturę spiekania pozwala ona na wykorzystanie metalizacji z dobrych przewodników (srebro, złoto), co umożliwia wykonywanie pewnych połączeń o niskich stratach. Poza tym szeroki wybór dostępnych folii ceramicznych pozwala na dobranie optymalnego podłoża dla projektowanej anteny.

W literaturze znaleźć można liczne przykłady modułów LTCC integrujących układy nadawczo - odbiorcze z antenami pracujących w paśmie fal milimetrowych. Najczęściej w strukturach LTCC integrowane są anteny planarne ze względu na prostotę wykonania oraz niewielkie rozmiary. Przykład takiego modułu pracującego przy częstotliwości 122 GHz przedstawiono W [26]. Autorzy wykorzystali możliwości tworzenia struktur wielowarstwowych w LTCC do wykonania dwuelementowej anteny łatkowej (rys. 2.3). Dwa promienniki łatkowe umieszczono na dwóch warstwach najbliżej powierzchni obudowy. Dzięki takiej konstrukcji możliwe było uzyskanie poszerzonego pasma pracy w stosunku do typowej anteny łatkowej (20%). Antena zasilana jest z linii mikropaskowej poprzez

22

szczelinę w warstwie metalizacji stanowiącej płaszczyznę masy anteny. Linia mikropaskowa dołączona jest poprzez przelotkę metalizowaną do niższej warstwy metalizacji, gdzie zrealizowano połączenie z krzemowym układem scalonym za pomocą standardowego procesu bondingu. Układ półprzewodnikowy umieszczono we wnęce wykonanej od spodu obudowy. Po wykonaniu bondingu możliwe jest hermetyczne zamknięcie obudowy. Wykorzystane materiały ceramiczne ($\varepsilon_r = 7.1 \text{ tg}\delta = 0,001$) pozwoliły na ograniczenie strat i uzyskanie wysokiego zysku anteny na poziomie 8 dBi. Wskazano jednak na konieczność zapobiegania wzbudzaniu się fal powierzchniowych w dielektryku o stosunkowo wysokiej przenikalności oraz na występujące niedokładności procesu wytwarzania.



Rys. 2.3 Przykład anteny w technologii LTCC [26] a) schemat struktury, b) wykonana antena

Technologia LTCC umożliwia tworzenie struktur o dużych rozmiarach, co przy pracy w paśmie milimetrowym pozwala na zintegrowanie w jednej obudowie z układami nadawczoodbiorczymi także szyków antenowych. Przykład takiej konstrukcji można znaleźć w [27]. Zastosowano tu kompaktowy szyk antenowy typu grid-array antenna (GAA) złożony z 240 elementów promieniujących (rys. 2.4a). Konstrukcja taka pozwoliła na ograniczenie wymiarów struktury do zaledwie 12 mm x 12 mm przy częstotliwości pracy 146 GHz. Promienniki umieszczono na powierzchni struktury. Szyk został podzielony na 16 podszyków. Na kolejnej warstwie metalizacji umieszczono litą metalową płaszczyznę masy, poprzez którą przeprowadzono przelotki metalizowane zasilające każdy z podszyków. Na szczególną uwagę zasługuje tu sposób przeprowadzania sygnału mikrofalowego pomiędzy warstwami struktury. Każda z przelotek w liniach zasilających otoczona jest szeregiem przelotek dołączonych do masy tworząc w ten sposób strukturę współosiową zapobiegającą wzbudzaniu fal powierzchniowych w warstwie dielektryka. W analogiczny sposób wykonano połączenie sieci zasilającej z polami kontaktowymi na kolejnej warstwie metalizacji służącymi do dołączenia układu scalonego detektora za pomocą bondingu. Samą strukturę półprzewodnikową umieszczono we wnęce w podłożu ceramicznym, co umożliwiło znaczne ograniczenie długości połączeń (rys. 2.4b). Maksymalizacja ilości elementów szyku w strukturze oraz ograniczanie strat transmisji sygnału wewnątrz obudowy umożliwiło uzyskanie wysokiego zysku na poziomie 17,6 dBi oraz sprawności na poziomie 65%. Szerokość pasma pacy anteny wyniosła ponad 6%. Wskazano jednak na występowanie znaczących rozbieżności wyników pomiarów względem przeprowadzonych symulacji. Stwierdzono, że ich przyczyną są rozrzuty wymiarów struktury LTCC powstające na skutek występowania skurczu, niedokładności pozycjonowania poszczególnych warstw oraz niedokładności nanoszenia metalizacji.



Rys. 2.4 a) Przykład szyku antenowego typu grid-array antenna wykonany w technologii LTCC; b) Sposób montażu układu scalonego pozwalający na ograniczenie długości połączeń bondowanych [27]

Technologia LTCC, ze względu na możliwość zastosowania dużej liczby warstw pozwala na wykonywanie skomplikowanych struktur przestrzennych. Cechę tą wykorzystano w koncepcji falowodów zintegrowanych z podłożem (ang. Substrate Integrated Waveguide, SIW). Polega ona na wytwarzaniu wewnątrz struktury falowodów prostokątnych wypełnionych dielektrykiem. Ze względu na ograniczenia technologiczne LTCC nie jest możliwe wykonywanie pionowych ścianek metalowych. W tym celu wykorzystuje się umieszczone blisko siebie przelotki metalizowane łączące warstwy metalizacji ograniczające falowód z góry i z dołu (rys. 2.5a). Najważniejszą zaletą SIW są znacznie niższe straty niż w stosowanych najczęściej w strukturach LTCC liniach mikropaskowych i koplanarnych. Poza tym zastosowanie SIW umożliwia łatwiejsze łączenie struktur LTCC z falowodami. Przykład konstrukcji wykorzystującej SIW do integracji w jednej obudowie układu scalonego MMIC (ang. Microwave Monolitic Integrated Circuit) oraz anteny zasilanych falowodem można znaleźć w [28]. Przedstawiona konstrukcja łączy obudowę metalową typu split-block z ceramiką LTCC (rys. 2.5b). W ten sposób możliwe było uzyskanie stabilności i wytrzymałości obudowy metalowej jednocześnie obniżając koszt jej wykonania. Moduł składa się z dwuczęściowej metalowej obudowy, wewnątrz której umieszczono strukturę LTCC. W dolnej części obudowy metalowej wykonano fragment falowodu prostokątnego wraz z kołnierzem umożliwiającym przykręcenie falowodu zasilającego typu WR-10. Falowód z obudowy metalowej przechodzi w umieszczony nad nim falowód SIW w strukturze LTCC utworzony poprzez wykonanie prostokątnych wycięć w metalizacji kolejnych warstw oraz otoczenie ich położonymi blisko siebie przelotkami metalizowanymi. Na końcu falowodu SIW stworzono przejście z falowodu do linii mikropaskowej dołączonej do układu MMIC poprzez bonding. Połączenie układu z anteną wykonano w podobny sposób. Linia mikropaskowa zasila falowód SIW po przeciwnej stronie struktury LTCC. Zakończenie falowodu znajduje się pod wycięciem w górnej połowie obudowy metalowej. Wycięcie to rozszerza się ku górze tworząc piramidalną antenę tubową. Parametry anteny w module mogą być zatem zmieniane poprzez wymianę górnej części obudowy metalowej. W badanym prototypie zastosowano obudowę o grubości 3mm, co umożliwiło uzyskanie zysku na poziomie 12,3 dBi przy 89 GHz. Szerokość pasma pracy wyniosła ponad 10%. Wykonanie anteny w obudowie metalowej pozwoliło na uzyskanie wyższego zysku niż w przypadku wykonania anteny w strukturze LTCC oraz wyeliminowanie problemu niedokładności wykonania struktur ceramicznych.



Rys. 2.5 Przykład struktury LTCC wykorzystującej technikę SIW [28]: *a) schematyczny przekrój struktury; b) wykonana struktura*

Jedną z wad zastosowania ceramiki LTCC do konstrukcji anten jest typowo wysoka przenikalność elektryczna folii ceramicznych sprzyjająca występowaniu strat związanych z wypromieniowywaniem części energii do dielektryka i propagacją fal powierzchniowych. Utrudnia to także tworzenie anten o szerokim paśmie pracy. Sposobem wyeliminowania tego problemu mogą być obudowy łączące materiały ceramiczne z innymi materiałami podłożowymi. Przykłady takich rozwiązań zaprezentowano w [29] i [30] (rys. 2.6). W obu konstrukcjach wykorzystano technologię LTCC do wytworzenia obudowy do montażu powierzchniowego typu QFN (ang. *quad-flat no-leads*). Zawiera ona w sobie pola lutownicze umożliwiające wyprowadzenie sygnałów niskiej częstotliwości oraz wspomagające oddawanie ciepła. Pola te połączone są z powierzchnią struktury za pomocą przelotek metalizowanych.



Rys. 2.6 Przykład struktury łączącej ceramikę LTCC z innymi materiałami [30]: *a) kompletna struktura; b) obwód na podłożu poliamidowym*

W środku obudowy wykonano otwartą od góry wnękę umożliwiającą montaż struktury półprzewodnikowej. Obudowa zamknięta jest za pomocą warstwy podłoża poliamidowego. Umieszczono na nim antenę wraz z koplanarną linią zasilającą oraz ścieżki łączące kontakty układu scalonego MMIC z wyprowadzeniami obudowy (rys. 2.6b). Połączenia ze strukturą półprzewodnikową wykonane są bezpośrednio, techniką flip-chip wykorzystującą styki wykonane ze złota umieszczone na powierzchni układu. W ten sposób możliwe było wyeliminowanie bondingu. Taka konstrukcja obudowy sprawia, że promiennik anteny znajduje się na cienkim (14 µm) podłożu o niskiej przenikalności i stratności ($\varepsilon_r = 3,1$, tg $\delta = 0,01$) zawieszonym nad wnęka wypełniona powietrzem. Dodatkowo dno wnęki pokryte zostało warstwą metalu, która separuje antenę od podłoża ceramicznego oraz spełnia rolę reflektora pozwalającego na modyfikację charakterystyk kierunkowych zastosowanych anten dipolowych. Wykorzystanie podłoża poliamidowego jest także korzystne ze względu na jego obróbkę techniką cienkowarstwową umożliwiającą uzyskanie bardzo wysokiej precyzji wykonania, nieosiągalnej w technologii LTCC. W [30] w obudowie tego typu zintegrowano szyk złożony z dwóch dipoli pętlowych, co pozwoliło na uzyskanie zysku na poziomie 9,7 dBi przy 122,5 GHz. Szerokość pasma pracy wyniosła 14%, a sprawność 80%. W [29] zastosowano antenę typu bow-tie dipole [31] umożliwiającą uzyskanie szerszego pasma pracy w stosunku do klasycznej anteny dipolowej. Uzyskano tu zysk na poziomie od 7 do 14 dBi w paśmie od 118 GHz do 170 GHz. W obu konstrukcjach wskazano na niekorzystny wpływ znacznego rozrzutu grubości struktur LTCC na charakterystyki anteny ze względu na zastosowanie reflektora. Poza tym elastyczne podłoże poliamidowe może powodować niestabilność parametrów anteny ze względu na uginanie się oraz podatność na wibracje.

Pomimo niewielkiej komplikacji procesu wytwarzania struktur LTCC nadal generuje on stosunkowo wysokie koszty przy produkcji masowej. Z tego względu poszukuje się możliwości zastosowania najbardziej rozpowszechnionych obudów z tworzyw sztucznych. Jednym z najbardziej rozpowszechnionych obecnie typów obudów układów scalonych jest BGA (ang. Ball Grid Array) umożliwiająca uzyskiwanie wysokiej gęstości połączeń. Jednym z wariantów wytwarzania obudów typu BGA, który może być wykorzystany do integracji anten jest eWLB (ang. Embedded Wafer Level Ball Grid Array) [32-37]. Obudowa taka składa się z wierzchniej warstwy wykonanej z żywicy, chroniącej strukturę półprzewodnikową oraz wzmacniającą mechanicznie obudowę, warstwy redystrybucyjnej (ang. redistribution layer, RDL) zawierającej połączenia pomiędzy strukturą a polami lutowniczymi, oraz warstwy pól lutowniczych z kulkami cynowymi służącymi do montażu modułu (rys. 2.7a). Obudowę eWLB wytwarza się poprzez zalanie żywicą struktury półprzewodnikowej od strony podłoża w taki sposób by powierzchnia układu scalonego była równa z powierzchnią tworzywa. Następnie techniką cienkowarstwową wytwarza się warstwę redystrybucyjną nanosząc warstwy izolacyjne oraz przewodzące. Na ostatniej warstwie przewodzącej umieszcza się warstwe izolacyjną z wycięciami na pola lutownicze, a następnie formuje się na ich powierzchni kulki cynowe. Warstwa redystrybucyjna poza rozprowadzeniem sygnałów ze struktury półprzewodnikowej może być także wykorzystana do integracji dodatkowych komponentów, w tym anten (rys. 2.7b). Takie rozwiązanie jest korzystne ze względu na dużą, w porównaniu z układem scalonym, powierzchnię warstwy RDL pozwalającą na umieszczenie stosunkowo dużych promienników i większą swobodę w projektowaniu układu antenowego. Dodatkowym czynnikiem wpływającym na zastosowanie eWLB do integracji anten są dobre parametry żywic stosowanych do odlewania obudowy ($\varepsilon_r = 3.2$, tg $\delta = 0,004$). Pewną niedogodnością przy tworzeniu anten jest położenie anteny w pobliżu metalowych wyprowadzeń i płytki PCB oraz jej przykrycie dielektrykiem. Przykłady konstrukcji tego typu pokazuja jednak, że możliwe jest uzyskanie zintegrowanych anten o dobrych parametrach. W [33] przedstawiono pętlową antenę dipolową zintegrowaną w obudowie eWLB z układem scalonym zawierającym powielacz częstotliwości oraz wzmacniacz o regulowanym wzmocnieniu wykonanym z półprzewodnika SiGe. Antenę umieszczono w warstwie RDL obok struktury półprzewodnikowej, na obszarze pozbawionym ścieżek przewodzących i odseparowanym za pomocą szerokiej ścieżki dołączonej do masy układu i połączonej polami lutowniczymi z płytką drukowaną poniżej. Dla poprawnej pracy anteny konieczne jest zapewnienie płaszczyzny masy na powierzchni płytki drukowanej pod anteną. Antena pracująca na częstotliwości 76,5 GHz charakteryzuje się zyskiem na poziomie 7dBi oraz szerokością pasma pracy na poziomie ponad 10%. Stwierdzono, że położenie struktury półprzewodnikowej o niskiej rezystywności ma zauważalny wpływ na charakterystykę kierunkową anteny w płaszczyźnie, w której znajduje się struktura.



Rys. 2.7 a) Schemat obudowy typu eWLB [35]; b) Przykład realizacji układu z anteną dipolową w warstwie RDL obudowy eWLB [33]

W [34] autorzy przeprowadzili porównanie anteny dipolowej [33] z innymi typami anten zintegrowanych w analogicznym module eWLB. Zbadano parametry anteny łatkowej, rombowej oraz dipolowej umieszczonej pod kątem 45°. Otrzymane wyniki są zbliżone, z wyjątkiem pochylonej anteny dipolowej, gdzie zaobserwowano niższy zysk (4,9 dBi), jednak udało się zminimalizować wpływ obecności struktury półprzewodnikowej na charakterystyki kierunkowe. Dla anteny rombowej uzyskano niższy niż w pozostałych poziom listków bocznych. Zbadano także możliwość zintegrowania systemu wielokanałowego z wieloma antenami. Zarówno w przypadku modułu dwu jak i czteroantenowego wyposażonego w pętlowe anteny dipolowe wykazują one charakterystyki zbliżone do anteny pojedynczej i zysk na poziomie 4,5 – 5 dBi. Dla układu czterokanałowego zbadano także wspólne działanie całego szyku uzyskując zysk na poziomie 8,2 dBi. Czteroelementowy szyk antenowy złożony z anten dipolowych zintegrowany w obudowie eWLB zaprezentowano także w [35]. Uzyskano tu zysk na poziomie 13,6 dBi. Technologia eWLB umożliwia także tworzenie anten na wyższe częstotliwości. Przykłady takich konstrukcji pracujących na częstotliwościach 160 GHz i 240 GHz zaprezentowano w [32] i [37].

Aby uzyskać lepsze parametry anten w technologii eWLB możliwy jest także ich montaż na oddzielnym podłożu mikrofalowym umieszczonym na powierzchni obudowy. Przykład takiego rozwiązania przedstawiono w [36]. Wykorzystano tu możliwość tworzenia przelotek metalizowanych przechodzących przez warstwę żywicy obok struktury półprzewodnikowej (ang. *through mold via*). Dzięki temu utworzono kolejną warstwę RDL

na powierzchni obudowy, do której zamontowano poprzez lutowanie strukturę zawierającą szyk antenowy wykonany w technice SIW. W ten sposób poza wyeliminowaniem wpływu obecności struktury półprzewodnikowej w pobliżu anteny zmniejszono także powierzchnię zajmowaną przez cały moduł AiP. Stwierdzono poprawną pracę wykonanego w ten sposób modułu radarowego, jednak wykonane testy wykazały niską odporność konstrukcji na częste zmiany temperatury.

Inną metodą wykonywania obudów BGA, która może być wykorzystana do integracji anten jest zastosowanie wielowarstwowych struktur z materiałów organicznych (ang. Multilayer Organic Packages - MLO). Odznaczają się one niskim kosztem wytwarzania. Konstrukcja obudowy zbliżona jest do typowych obwodów drukowanych PCB i składa się z laminowanych warstw folii metalowej oddzielanych warstwami izolatora. Struktura krzemowa montowana jest do obudowy od spodu techniką flip-chip za pomocą kontaktów umieszczonych bezpośrednio na strukturze. Obudowa MLO może posiadać duże rozmiary, co umożliwia integrację szyków antenowych. Przykład takiej konstrukcji przedstawiono w [38]. Zastosowano tu 16 elementowy szyk antenowy złożony z promienników łatkowych dołączonych do układu scalonego realizującego formowanie wiązki. Każdy z nich umieszczony jest nad wnęką wypełnioną powietrzem zajmującą jedną warstwę (dla obniżenia efektywnej przenikalności elektrycznej podłoża) i zasilany poprzez szczelinę w płaszczyźnie masy z linii mikropaskowej. Linia ta doprowadzona jest poprzez ustawione współosiowo przelotki metalizowane do kontaktów struktury krzemowej. Ze względu na trudności związane z pomiarem parametrów anteny w zintegrowanym układzie przedstawiono wyniki pomiarów zastępczej mocy promieniowanej izotropowo EIRP (ang. Equivalent Isotropically Radiated Power). Dla całego szyku uzyskano moc 34 dBm przy poborze mocy na poziomie 2,7 W. Wynik ten w porównaniu z wynikiem dla pojedynczego promiennika wskazuje na wzrost zysku o ok. 23 dB.



Rys. 2.8 Przykład zintegrowanego modułu opartego o obudowę typu MLO [38]: *a) schemat budowy; b) wykonane urządzenie*

2.2. Analiza możliwości zastosowania metod SiP w konstrukcji modułu nadawczego pracującego w zakresie fal milimetrowych

2.2.1. Technologia LTCC

Biorąc pod uwagę wszystkie dostępne technologie możliwe do zastosowania w integracji układów na pasmo fal milimetrowych największe możliwości pod względem rozdzielczości i dokładności wykonania oraz miniaturyzacji struktur posiadają technologie cienkowarstwowe typu MCM – D (ang. *Multi Chip Module – Deposited*) [39]. Niestety, wysokie możliwości tej technologii niosą za sobą znaczną komplikację procesów wytwarzania. Wymagają one zarówno specjalistycznej aparatury jak i precyzyjnie kontrolowanych warunków w jakich się odbywają. Powoduje to bardzo wysokie koszty wytwarzania tego typu układów, szczególnie przy konstrukcjach eksperymentalnych, gdzie wytwarza się niewielkie ilości, a procesy produkcyjne muszą być często modyfikowane, aby uwzględnić specyficzne wymagania poszczególnych struktur.

Kolejnym istotnym czynnikiem ograniczającym możliwości zastosowania technologii MCM – D jest wykorzystanie w konstrukcji tego typu układów podłoży półprzewodnikowych, których właściwości wpływają często niekorzystnie na parametry układów w.cz.. Jest to szczególnie ważne w przypadku integracji układów antenowych, gdzie podłoża o stosunkowo wysokiej przewodności oraz przenikalności elektrycznej powodują powstawanie strat i znaczące obniżenie sprawności elementów promieniujących.

Ponadto, technologie cienkowarstwowe nakładają istotne ograniczenia rozmiarów wytwarzanych struktur zarówno jeśli chodzi o zajmowaną powierzchnię podłoża, jak i ilości oraz grubości warstw. W znaczący sposób ogranicza to swobodę projektowania, a także ilość i rodzaj bloków funkcjonalnych jakie mogą być zintegrowane w tego typu strukturze. Jest to także kolejny czynnik utrudniający wykonanie efektywnych układów antenowych w strukturach cienkowarstwowych, szczególnie pracujących na niższych częstotliwościach z zakresu milimetrowego.

W związku z wyżej wymienionymi czynnikami wysokim zainteresowaniem cieszą się metody integracji oparte o technologię grubowarstwową (rys. 2.9). W tej technologii struktury wytwarzane są poprzez nanoszenie warstw przewodzących, dielektrycznych lub rezystancyjnych na podłoża o dobrych właściwościach izolacyjnych [40]. Warstwy te są następnie utrwalane za pomocą obróbki termicznej. Najczęściej wykorzystywanym rodzajem podłoży w strukturach grubowarstwowych są materiały ceramiczne. Charakteryzują się one wysoką wytrzymałością mechaniczną, możliwością pracy w wysokich temperaturach, bardzo dobre właściwości elektroizolacyjne przy jednoczesnej wysokiej przewodności cieplnej a także

niską rozszerzalnością cieplną. Parametry te wpływają na szerokie zastosowanie tej technologii w elektronice, szczególnie do budowy układów wymagających najwyższej niezawodności i pracujących w trudnych warunkach środowiskowych. Materiały ceramiczne wykazują także korzystne właściwości dla zastosowań w układach w.cz. takie jak niska stratność oraz stabilne w szerokim zakresie częstotliwości parametry elektryczne. W niektórych zastosowaniach istotny jest także niski wpływ czynników zewnętrznych (temperatura, wilgotność, ciśnienie) zarówno na właściwości elektryczne jak i wymiary elementów ceramicznych. Typowymi materiałami podłożowymi stosowanymi w technologii grubowarstwowej są ceramika alundowa (Al₂O₃), berylowa (BeO) oraz z azotku glinu (AlN).

Technologia grubowarstwowa umożliwia znaczące obniżenie kosztów wytwarzania w stosunku do technik cienkowarstwowych. Ze względu na znacznie prostszy sposób konstrukcji struktur grubowarstwowych oraz niższą wymaganą precyzję ich wykonania procesy produkcyjne nie wymagają tak zaawansowanej i kosztownej aparatury. Są one także znacznie mniej wrażliwe na warunki zewnętrzne i zanieczyszczenia, przez co nie wymagają zachowania tak wysokiej sterylności procesów jak układy cienkowarstwowe, gdzie wymagane są pomieszczenia typu clean room. W technologii grubowarstwowej warstwy funkcjonalne nanoszone są na podłoża izolacyjne najczęściej za pomocą techniki sitodruku z wykorzystaniem past o odpowiednich właściwościach elektrycznych [40, 41]. Po nałożeniu każdej z warstw następuje ich wypalanie w temperaturze od 700 do 1000 °C, po którym uzyskują one pożądane właściwości. Technika ta nie wymaga skomplikowanych urządzeń i nie generuje wysokich kosztów przy zmianach wykonywanych struktur. Dodatkową zaletą tego sposobu wytwarzania jest możliwość wykonywania nie tylko warstw przewodzących i izolacyjnych, ale także tworzenie zintegrowanych elementów pasywnych (rezystory, kondensatory) poprzez użycie past o odpowiednim składzie. Wartości takich elementów mogą być dodatkowo korygowane za pomocą obróbki laserowej w układach wymagających wysokiej precyzji.



Rys. 2.9 Przykłady struktur wykonanych w technologii grubowarstwowej [42]

W technologii grubowarstwowej możliwe jest także tworzenie struktur hybrydowych poprzez montaż elementów wykonanych w innych technologiach takich jak cienkowarstwowe półprzewodnikowe układy scalone czy elementy pasywne poprzez połączenia lutowane lub bonding.

Istotnym ograniczeniem typowej technologii grubowarstwowej z punktu widzenia integracji wielu bloków funkcjonalnych, a w szczególności układów antenowych jest możliwość wykorzystania tylko jednej warstwy podłoża. Możliwe jest wprawdzie wykonanie struktur o więcej niż jednej warstwie przewodzącej za pomocą nadrukowywanych warstw dielektrycznych, jednak ich parametry elektryczne są znacząco gorsze niż materiałów ceramicznych. Nie jest także możliwe wykonanie tą techniką dużej liczby warstw (a także warstw o wysokiej grubości) ze względu na powstające deformacje przy nadruku na nierównomierną powierzchnię.

W związku z rosnącym zapotrzebowaniem na wytwarzanie zminiaturyzowanych komponentów i struktur o wysokiej gęstości połączeń konieczne stało się rozwinięcie technologii grubowarstwowej, aby umożliwić tworzenie struktur o podłożu wielowarstwowym. Pierwszą tego typu technologią jest współwypalana ceramika wysokotemperaturowa HTCC (ang. *High Temperature Co-fired Ceramics*). Umożliwia ona wytworzenie struktury złożonej z wielu warstw ceramiki (najczęściej alundowej) z obwodami naniesionymi na każdej z warstw i połączonymi metalizowanymi przelotkami tak jak w typowych obwodach drukowanych (rys. 2.10). Warstwy są następnie łączone poprzez wypalanie w wysokiej temperaturze (1600 – 2000 °C) tworząc trwałą, hermetyczną strukturę. Największą wadą technologii HTCC jest wysoka temperatura wypalania, która powoduje konieczność wykonywania warstw przewodzących z metali o wysokiej temperaturze topnienia, charakteryzujących się wysoką rezystywnością, a zatem wprowadzających dodatkowe straty.



Rys. 2.10 Przykłady struktur wykonanych w technologii HTCC [43]

Rozwinięciem technologii HTCC pozwalającym na znaczne obniżenie temperatury wytwarzania jest współwypalana ceramika niskotemperaturowa LTCC. Dzięki zredukowaniu temperatury wypalania do ok. 850 °C możliwe stało się wykorzystanie nanoszonych techniką sitodruku materiałów przewodzących o dobrych parametrach elektrycznych (srebro, złoto, pallad, platyna) stosowanych w klasycznej technologii grubowarstwowej. Możliwe jest także wykonywanie nadrukowywanych elementów pasywnych. Dodatkową korzyścią obniżenia temperatury wytwarzania jest możliwość integracji niektórych elementów pasywnych, wykonywanych w innych technologiach, zagrzebanych wewnątrz struktury LTCC. Poza tym warstwy przewodzące stosowane w LTCC pozawalają na tworzenie połączeń poprzez lutowanie lub bonding, co znacząco ułatwia integrację struktur LTCC z układami scalonymi w technologii cienkowarstwowej. W tego typu strukturach istotną zaletą ceramiki LTCC jest wysoka przewodnóść cieplna (porównywalna ze strukturami półprzewodnikowymi), co umożliwia efektywne chłodzenie nawet przy wysokiej gęstości montażu.

Niska temperatura wypalania struktur LTCC jest związana z zastosowanymi materiałami ceramicznymi. W odróżnieniu od klasycznej technologii grubowarstwowej i HTCC wykorzystuje się tu szklano – ceramiczne materiały kompozytowe [44, 45]. Szkło o stosunkowo niskiej temperaturze topnienia wykorzystywane jest tu w roli spoiwa wiążącego cząstki materiału ceramicznego bez konieczności osiągania temperatury topnienia ceramiki (rys. 2.11). Ponadto zastosowanie kompozytów znacząco rozszerza możliwości modyfikacji parametrów elektrycznych podłoży poprzez odpowiedni dobór proporcji składników.



Rys. 2.11 Struktura kompozytu szklano – ceramicznego

Surowe podłoża LTCC, na podstawie których wytwarza się struktury wielowarstwowe, mają postać elastycznej folii wykonanej z mieszaniny proszków szklanych i ceramicznych z dodatkami organicznymi w postaci rozpuszczalników, substancji wiążących i stabilizatorów. Dodatki te zapewniają odpowiednie właściwości fizyczne folii ceramicznej ułatwiające jej obróbkę przed procesem wypalania, w czasie którego są one usuwane z podłoża. Proces wytwarzania struktury LTCC można podzielić na następujące etapy [45]:

1. Przygotowanie materiału

Folia ceramiczna dostarczana w postaci rolek na podłożu transportowym jest rozwijana i poddawana wygrzewaniu w celu usunięcia naprężeń.

2. Formowanie kształtu struktury

Z arkuszy folii ceramicznej wycinane są poszczególne warstwy struktury. Wymiary tych elementów są większe niż docelowe wymiary struktury, aby możliwe było wykonanie otworów bazujących pozwalających na precyzyjne pozycjonowanie warstw względem siebie.

3. Tworzenie wnęk i przelotek metalizowanych

W poszczególnych warstwach wycinane są otwory tworzące wnęki (jeśli takie występują) oraz służące do wykonania połączeń elektrycznych pomiędzy warstwami w postaci przelotek metalizowanych (ang. via).

4. Nanoszenie warstw przewodzących

Otwory przelotek metalizowanych wypełniane są pastą przewodzącą, a następnie za pomocą sitodruku wykonuje się obwody na powierzchniach poszczególnych warstw podłoża.

5. Łączenie warstw i laminacja

Warstwy podłoża usuwane są z podłoża transportowego, składane są ze sobą i precyzyjnie ustawiane za pomocą otworów bazujących. Następnie struktura umieszczana jest w prasie izostatycznej, gdzie poddawana jest jednoczesnemu oddziaływaniu wysokiego ciśnienia i podwyższonej temperatury.

6. Współwypalanie

Struktura umieszczana jest w piecu komorowym lub tunelowym, gdzie ogrzewana jest przez kilka godzin zgodnie z odpowiednim dla danego rodzaju folii profilem temperaturowym. Typowe temperatury szczytowe podczas wypalania wynoszą ok. 850 – 875 °C. Podczas tego procesu z folii LTCC tworzy się kompozyt szklano – ceramiczny, a warstwy ulegają trwałemu połączeniu. Jednocześnie stopieniu ulegają cząstki past metalicznych tworząc ciągłe warstwy przewodzące.

7. Obróbka mechaniczna

Po współwypalaniu gotowe struktury LTCC są przycinane do wymaganych rozmiarów. Dodatkowo na tym etapie możliwe jest nakładanie dodatkowych warstw grubowarstwowych, które wymagają dodatkowego wypalania.

8. Montaż powierzchniowy komponentów

Na powierzchni struktur LTCC mogą być zamontowane elementy aktywne i pasywne za pomocą lutowania miękkiego lub bondingu.

2.2.2. Podłoża LTCC

Obecnie na rynku istnieje wiele rodzajów folii ceramicznych LTCC o szerokim zakresie parametrów elektrycznych i mechanicznych. Możliwe jest zatem w pewnym stopniu dobranie do konkretnego zastosowania materiału o odpowiedniej przenikalności elektrycznej, przewodności cieplnej czy grubości warstwy podłoża. Istnieją tu jednak znaczące ograniczania. Dostępne folie LTCC charakteryzują się typowo wysoką przenikalnością elektryczną, co w układach na pasmo milimetrowe jest często niepożądane, szczególnie w przypadku układów antenowych. Nawet w przypadku materiałów dedykowanych do zastosowań wysokoczęstotliwościowych typowa względna przenikalność elektryczna zawiera się w przedziale 6 – 8, a najniższe osiągane wartości wynoszą ok. 4. Ceramika LTCC odznacza się przy tym niską stratnością (typowo tg $\delta < 10^{-2}$). Należy jednocześnie zauważyć, że wartości deklarowane przez producentów podawane są zazwyczaj dla niskich częstotliwości od 1 MHz do 10 GHz i różnią się od rzeczywistych parametrów uzyskiwanych w paśmie milimetrowym. Konieczne jest zatem przeprowadzenie pomiarów materiałów w wybranym zakresie częstotliwości dla uzyskania wiarygodnych danych niezbędnych przy projektowaniu struktury LTCC. Deklarowane przez producentów parametry wybranych folii LTCC zestawiono w tab. 1.

W celu weryfikacji parametrów podłoży LTCC w zakresie fal milimetrowych przeprowadzono pomiary przenikalności elektrycznej oraz stratności próbek wybranych materiałów w paśmie 90 – 140 GHz. Do wykonania pomiarów wykorzystany został system pomiarowy opracowany w Instytucie Radioelektroniki i Technik Multimedialnych PW (IRiTM) bazującym na pomiarze zespolonego współczynnika transmisji fali elektromagnetycznej przez próbkę umieszczoną w wolnej przestrzeni [46–48]. Ekstrakcji parametrów materiałów dokonuje się na podstawie pomiaru próbki oraz pomiaru referencyjnego (bez próbki w układzie pomiarowym) za pomocą odpowiednich algorytmów zaimplementowanych w środowisku Matlab. Zmierzone parametry wybranych folii LTCC w zakresie częstotliwości 90 – 140 GHz przedstawiono w tab. 2.

Тур	Grubość (przed wypaleniem) [µm]	Przenikalność elektryczna (ε _r)	Stratność (tgδ)	Skurcz X-Y [%]	Skurcz Z [%]
DuPont Green Tape 9K7	125, 254	7,1 (10 GHz)	0,001	9,1	11,8
DuPont Green Tape 951	115,165,254	7,8 (3 GHz)	0,014	12,7	15
Ferro A6M	127	5,7 (10 GHz)	0,001	15,6	28
ESL 41010	130	7,5 (1 MHz)	0,0095	13	17
ESL 41010-T	115 - 135	7,2 - 8,2 (1 MHz)	0,0005	0	47
ESL 41110-T	115 - 135	4,0 - 5,0 (1 MHz)	0,0005	0	47
Ceramtech Ceramtape GC	220	7,9 (1 MHz)	0,002	21	18
Murata AWG	300 - 1000	8,8 (1 MHz)	0,0042	20	-
Murata LFC	400 - 6000	7,7 (1 MHz)	0,004	0	-
Heraeus CT700	165	7,9 (2,5 GHz)	0,0021	14,4	14,9
Heraeus HL2000	90 - 100	7,3 (2,5 GHz)	0,0026	0,24	32
Heraeus CT2000	20, 40, 80, 100, 200	9,1 (2,5 GHz)	0,002	10,6	16

Tab. 1. Parametry wybranych dostępnych na rynku folii LTCC

Tab. 2. Zmierzone parametry wybranych folii LTCC

Тур	Przenikalność elektryczna (ɛr)	Stratność (tgð)
DuPont Green Tape 9K7	$7,35 \pm 0,1$ (90 – 140 GHz)	≤0,010
DuPont Green Tape 951	$7{,}52\pm0{,}05~{\rm (90-140~GHz)}$	≤0,011
Ferro A6M	$5{,}9\pm0{,}1~{\rm (90-140~GHz)}$	$\leq 0,005$
ESL 41110-T	$4,05 \pm 0,05$ (1 MHz)	$\leq 0,006$
Ceramtech Ceramtape GC	$7,15 \pm 0,05$ (1 MHz)	$\leq 0,009$

Technologia LTCC daje dużą swobodę w projektowaniu trójwymiarowych struktur wielowarstwowych, jednakże możliwe do uzyskania grubości podłoża ograniczone są do dyskretnych wartości związanych z minimalną dostępną grubością folii ceramicznej. Jak można zaobserwować w tab. 1 minimalne grubości folii ceramicznych zazwyczaj znajdują się w zakresie $115 - 160 \mu$ m przed wypaleniem, co przekłada się na ok. $70 - 130 \mu$ m po wypaleniu. To ograniczenie jest szczególnie istotne w przypadku układów mikrofalowych, gdzie grubość podłoża ma znaczący wpływ na parametry elektryczne obwodu. W układach na pasmo milimetrowe kwestia ta staje się jeszcze bardziej istotna, ponieważ grubości warstw podłoża zaczynają stanowić znaczącą część długości fali (ok. 0,3 λ przy 100 GHz dla typowych grubości
folii). Możliwe jest wprawdzie łączenie różnych rodzajów folii ceramicznych w jednej strukturze, jednak jest to proces powodujący wiele komplikacji i w praktyce nie jest stosowany. Podstawowym problemem jest tu konieczność dobrego dopasowania wartości skurczu materiału podczas wypalania oraz współczynników rozszerzalności cieplnej pomiędzy sąsiadującymi warstwami. W przeciwnym wypadku może dojść do deformacji struktury lub powstawania pęknięć. Istnieje tu także problem kompatybilności nadrukowywanych warstw przewodzących z różnymi podłożami.

Kolejną istotną dla projektowania struktur cechą technologii LTCC jest występowanie wspomnianego wcześniej zjawiska skurczu ceramiki w trakcie procesu wypalania. Jest ono związane z mieszaniem się składników folii ceramicznej w procesie formowania się kompozytu szklano – ceramicznego oraz usuwaniem dodatków organicznych. Wielkość skurczu struktury jest zazwyczaj różna dla płaszczyzny X-Y (równoległej do powierzchni folii) i osi Z. Dla typowych folii LTCC różnice te są niewielkie. Typowe wartości skurczu w osiach X i Y wynoszą 10 - 20%, natomiast w osi Z 15 - 20%. Skurcz podłoża przekłada się także na zmianę wymiarów warstw przewodzących, co może w znaczący sposób wpłynąć na parametry elektryczne obwodów w.cz. takie jak impedancja czy częstotliwość rezonansowa. Szczególnie istotne jest to w przypadku anten. Konieczne jest zatem uwzględnienie zmian wymiarów struktury na etapie projektowania.

Istnieją także techniki pozwalające na ograniczanie zjawiska skurczu w płaszczyźnie X-Y kosztem istotnie zwiększonego skurczu w osi Z, osiągającego wartości 30 – 50% (folia bezskurczowa, ang. *Zero Shrinkage*; rys. 2.12). W strukturach planarnych grubość podłoża ma jednak zwykle znacznie mniejszy wpływ na parametry elektryczne obwodów niż wymiary elementów [49].



Rys. 2.12 Przykłady struktur LTCC wykonanych z folii bezskurczowej

Wadami tego rozwiązania są mniejszy wybór folii LTCC tego typu oraz konieczność modyfikacji procesu technologicznego wytwarzania struktur. Aby zapewnić brak skurczu

w płaszczyźnie X-Y struktura budowana jest na alundowej płytce ceramicznej, a proces wypalania powtarza się po dodaniu każdej kolejnej warstwy folii LTCC (rys. 2.13). Dodatkową zaletą tego typu folii jest bardzo dobra planarność struktury związana ze sposobem wytwarzania oraz lepsza, w porównaniu do typowych folii LTCC, jakość powierzchni warstw metalicznych.



Rys. 2.13 Proces wytwarzania struktur LTCC z folii bezskurczowej

2.2.3. Opracowanie, wykonanie i badania mikropaskowych struktur testowych w technologii LTCC

2.2.3.1. Przelotki metalizowane w strukturach LTCC

a) Problemy wytwarzania przelotek metalizowanych w strukturach LTCC

Liczne struktury testowe w technologii LTCC stworzone w ramach projektu PBS wykazały, że jednym z problemów związanych z ich wytwarzaniem jest precyzyjne wykonywanie przelotek metalizowanych (ang. *via*). Często obserwowanym defektem było występowanie przesunięcia pomiędzy warstwami podłoża a nadrukowanymi przewodnikami [50]. Z tego powodu przelotki metalizowane były przesunięte względem łączonych za ich pomocą ścieżek przewodzących (rys. 2.14). Błędy tego typu są szczególnie istotne w przypadku niewielkich pól kontaktowych służących do dołączania sond pomiarowych, gdzie w skrajnych przypadkach dochodziło nawet do powstawania zwarć.



Rys. 2.14 Defekty struktur LTCC związane z błędami pozycjonowania przelotek metalizowanych

Przesunięcia przelotek metalizowanych na polach kontaktowych mogą w znaczący sposób wpłynąć na powtarzalność pomiaru lub całkowicie uniemożliwić jego wykonanie. Wpływ przesunięć przelotek na charakterystykę zbadano za pomocą symulacji elektromagnetycznych przy użyciu modelu przedstawionego na rys. 2.15. W modelu tym zastosowano odcinek linii mikropaskowej zasilany modelem sondy ostrzowej poprzez pola kontaktowe na jednym z końców, natomiast drugi koniec linii obciążony jest portem o impedancji 50 Ω .



Rys. 2.15 Model symulacyjny przejścia sonda ostrzowa – linia mikropaskowa; $lw = 50 \mu m$

Na rys. 2.16 zestawiono wyniki symulacji charakterystyk współczynnika odbicia na porcie współosiowym zasilającym uproszczony model sondy ostrzowej przy zmianach odległości przelotki metalizowanej od krawędzi pola kontaktowego. Jak można zaobserwować niekorzystne umiejscowienie przelotek może znacząco zaburzyć dopasowanie impedancyjne przejścia pomiędzy sondą pomiarową, a badaną strukturą zaburzając wyniki pomiaru.



Rys. 2.16 Wyniki symulacji charakterystyk współczynnika odbicia widzianych od strony modelu sondy ostrzowej przy zmianach odległości przelotki od krawędzi pola kontaktowego

(dv)

Poważniejszym problemem, w wypadku występowania wyżej wymienionych defektów jest nierównomierność powierzchni pól kontaktowych. Przelotki metalizowane w technologii LTCC tworzy się poprzez wypełnienie pastą metaliczną otworów w folii ceramicznej. Ze względu na zmniejszanie się objętości pasty w trakcie wypalania, niezwykle trudno jest uzyskać równą powierzchnię warstwy metalu nad przelotkami. Przykład profilu powierzchni pola kontaktowego z przelotką przedstawiono na rys. 2.17. W przedstawionym przypadku nierównomierność powierzchni przekracza 80 μm.



Rys. 2.17 Profil wysokościowy powierzchni pola kontaktowego z przelotką metalizowaną

Sondy ostrzowe wykorzystywane podczas pomiarów w paśmie milimetrowym wymagają wysokiej równomierności powierzchni pól kontaktowych ze względu na niską podatność ostrzy na ugięcie. Nawet w przypadku zastosowania sond dedykowanych do pomiarów struktur o niższej niż układy cienkowarstwowe jakości powierzchni, takich jak

wykorzystywane w laboratoriom IRiTM sondy typu ACP firmy Cascade Microtech dopuszczalna nierównomierność powierzchni wynosi zaledwie 25 μm. W przypadku gdy przelotki metalizowane zostaną zlokalizowane zbyt blisko punktów dołączenia sondy ostrzowej może dojść do sytuacji, gdy nie wszystkie ostrza uzyskają połączenie z polami kontaktowymi. Przykłady takich defektów przedstawiono na rys. 2.18.



Rys. 2.18 Przykłady braku połączenia wszystkich trzech ostrzy sondy GSG z polami kontaktowymi wywołanego nierównościami z powodu przesuniętych przelotek metalizowanych

b) Struktury testowe z polami kontaktowymi bez przelotek metalizowanych

Aby przeciwdziałać problemowi nierównomierności powierzchni pól kontaktowych spowodowanych przesunięciami przelotek metalizowanych zbyt blisko punktu dołączania sondy zbadano możliwość realizacji pól kontaktowych całkowicie pozbawionych przelotek [51]. Działanie takich pól kontaktowych opiera się na sprzężeniu pojemnościowym pomiędzy polem, a płaszczyzną masy na spodzie warstwy dielektryka. W konstrukcji nowych pól kontaktowych zastosowano typową geometrię rozproszonych elementów pojemnościowych stosowanych w technice mikrofalowej w formie wycinka okręgu (ang. *radial stub*). Podczas projektowania nowego typu pól kontaktowych przeanalizowano wpływ różnych wariantów geometrii pola na parametry połączenia sondy z linią mikropaskową za pomocą szeregu symulacji elektromagnetycznych.

Najlepsze rezultaty udało się osiągnąć dla konfiguracji pól kontaktowych w formie wycinka okręgu o kącie 90° przedstawionej na rys. 2.19b. Z przeprowadzonej analizy symulacyjnej wynika, że przy zastosowaniu tego rodzaju pól możliwe jest uzyskanie w całym rozpatrywanym zakresie częstotliwości wartości współczynnika odbicia na poziomie poniżej -10 dB (rys. 2.20). Konieczne jest jednak znaczne zwiększenie powierzchni pól kontaktowych

względem konstrukcji wykorzystującej przelotki (rys. 2.19a), aby zapewnić dobre sprzężenie pojemnościowe. W porównaniu z konstrukcją zawierającą przelotki metalizowane pola kontaktowe ze sprzężeniem pojemnościowym wykazują nieco gorsze dopasowanie impedancyjne, jednak w całym paśmie pozostaje ono na akceptowalnym poziomie. Tłumienie w środku pasma jest porównywalne dla obu rodzajów pól kontaktowych, jednak przy zbliżaniu się do jego krańców w przypadku pól bez przelotek wzrasta do ok. 4 dB.



Rys. 2.19 Pola kontaktowe struktury mikropaskowej: a) z wykorzystaniem przelotek metalizowanych, b) nie wykorzystujące przelotek metalizowanych



Rys. 2.20 Porównanie wyników symulacji współczynników transmisji i odbicia dla pól kontaktowych wykorzystujących przelotki metalizowane (via) i bez nich

W celu weryfikacji eksperymentalnej wyników uzyskanych z symulacji elektromagnetycznych zaprojektowano i wykonano struktury testowe zawierające szereg linii mikropaskowych o różnych długościach, w tym rozwarte i zwarte na końcu, wyposażonych w pola kontaktowe bez przelotek metalizowanych (rys. 2.21). Tak przygotowane zestawy linii transmisyjnych pozwalają na wykorzystanie ich jako wzorców do wykonania kalibracji metodą TRL (ang. *Thru, Reflect, Line*). Struktury te zostały wykonane z ceramiki LTCC ESL 41110-T

(tab. 2) charakteryzującej się zerowym skurczem w płaszczyźnie XY. Zastosowanie tego typu folii wymaga zastosowania dodatkowej warstwy podłoża alundowego na spodzie struktury LTCC. Pomiędzy linią mikropaskowa na powierzchni struktury, a płaszczyzną masy znajduje się jedna warstwa folii LTCC o grubości 70 μm (po wypaleniu).



Rys. 2.21 Wykonane struktury testowe z odcinkami linii mikropaskowych wyposażonymi w pola kontaktowe bez przelotek metalizowanych

2.2.3.2. Układ pomiarowy do badania struktur planarnych z użyciem sond ostrzowych

a) Budowa stanowiska pomiarowego

Do badania struktur LTCC przystosowanych do zasilania za pomocą sond ostrzowych wykorzystano stanowisko pomiarowe, którego schemat przedstawiono na rys. 2.22. Składa się ono z wektorowego analizatora obwodów Keysight PNA-X N5245A, dwóch głowic falowodowych VDI VNAX na pasmo 90 – 140 GHz, stacji pomiarowej Cascade Microtech PM8 EPS200MMW oraz dwóch sond ostrzowych typu Cascade Microtech ACP140-S-GSG-250BT, współosiowych kabli połączeniowych oraz odcinków falowodów prostokątnych WR-8.

Stacja pomiarowa jest niezbędnym elementem stanowiska do pomiarów za pomocą sond ostrzowych. Ze względu na bardzo małe rozmiary oraz niską podatność na odkształcenia ostrzy sond, wymagają one wysokiej precyzji pozycjonowania we wszystkich trzech osiach oraz odizolowania od zewnętrznych zaburzeń mechanicznych. Z tego względu stacja pomiarowa posadowiona jest na podstawie wyposażonej w poduszki pneumatyczne tłumiące drgania co zapewnia odpowiednią stabilność. Sondy ostrzowe montowane są do pozycjonerów umożliwiających ich precyzyjne poruszanie w trzech osiach, a ich dołączanie do badanej

struktury odbywa się przy obserwacji za pomocą wbudowanego w stację mikroskopu. Dodatkowo możliwe jest obracanie sond, co pozwala na ich planaryzację, czyli ustawienie wszystkich ostrzy sondy na płaszczyźnie równoległej do powierzchni badanej struktury. Dzięki temu zapewniony jest równomierny nacisk na każde z ostrzy niezbędny dla uzyskania poprawnego połączenia elektrycznego. Badana struktura umieszczana jest na podstawie (ang. *chuck*) umożliwiającej jej przesuwanie w płaszczyźnie XY oraz obrót wokół osi Z, dzięki czemu możliwe jest badanie wielu elementów badanej struktury bez konieczności zmiany ustawienia sond. Podstawa odpowiada także za mocowanie badanej struktury przy użyciu podciśnienia. Z tego względu wymagana jest planarność spodniej powierzchni badanej struktury.



Rys. 2.22 Schemat układu pomiarowego do wyznaczania parametrów macierzy rozproszenia struktur zasilanych sondami ostrzowymi

W typowej konfiguracji mikrofalowe sondy ostrzowe posiadają trzy ostrza w układzie GSG (ang. *Ground Signal Ground*), który jest najlepiej przystosowany do pomiarów struktur koplanarnych. W przypadku innego rodzaju linii zasilających wymagane jest zastosowanie odpowiednich pół kontaktowych. Rozstaw ostrzy zastosowanych w opisywanym stanowisku pomiarowym sond wynosi 250 µm. Sondy ACP140 przeznaczone do pomiarów w zakresie 90 – 140 GHz zasilane są za pomocą falowodu prostokątnego WR-8. Interfejs pomiędzy sondami, a wektorowym analizatorem obwodów stanowią głowice falowodowe, zawierające układy przemiany oraz powielania częstotliwości, umożliwiające rozszerzenie zakresu częstotliwości pomiarowych analizatora. Połączenie sond z głowicami zrealizowane jest za pomocą odpowiednio wyprofilowanych odcinków falowodu WR-8, natomiast głowice dołączone są do analizatora obwodów za pomocą kabli współosiowych.

b) Kalibracja układu pomiarowego

Ze względu na zastosowanie zewnętrznych układów przemiany częstotliwości w postaci głowic falowodowych oraz sond ostrzowych wprowadzających znaczące zaburzenia w torze pomiarowym bardzo istotna jest poprawna kalibracja układu pomiarowego. Kalibracja układu pomiarowego z sondami ostrzowymi może być przeprowadzona jako proces dwuetapowy. W pierwszym etapie przeprowadzana jest kalibracja układu bez sond ostrzowych przeprowadzana w płaszczyźnie kołnierza falowodu, do którego dołączana jest sonda. Stosuje się tu metodę kalibracji TRL z wykorzystaniem falowodowych wzorców zwarcia (wzorzec *Reflect*) oraz linii o długości $\lambda/4$ dla środkowej częstotliwości pasma pracy falowodu (wzorzec *Line*). Wzorzec *Thru* stanowi bezpośrednie połączenie kołnierzy falowodów z dwóch głowic.

Drugi etap kalibracji pozwala na wyeliminowanie wpływu charakterystyk sond ostrzowych na wynik pomiaru. Przeprowadza się go po dołączeniu i planaryzacji sond, za pomocą dedykowanego dla danego rodzaju sondy zestawu wzorców kalibracyjnych. W przypadku wykorzystywanych na stanowisku sond ACP140 wykorzystano standard kalibracyjny Cascade Microtech 143-033 (rys. 2.23) zawierający wzorce umożliwiające wykonanie kalibracji metodą SOLT (ang. *Short, Open, Load, Thru*).



Rys. 2.23 a) Wzorce kalibracyjne standardu Cascade Microtech 143-033; b) Wzorzec Thru podczas pomiaru

Kalibracja układu pomiarowego z sondami ostrzowymi za pomocą dedykowanych wzorców kalibracyjnych oferowanych przez producentów sond umożliwia skuteczne wyeliminowanie z pomiaru zaburzeń wprowadzanych przez sondę w typowych zastosowaniach związanych z pomiarami struktur półprzewodnikowych. Jednakże ze względu na fakt, że płaszczyzna kalibracji sondy umiejscowiona jest na polach kontaktowych do których dołączona jest sonda, parametry podłoża wzorców odgrywają znaczącą rolę w procesie

kalibracji. W przypadku gdy parametry podłoża badanej struktury w sposób znaczący różnią się

od parametrów podłoża wzorca kalibracyjnego lub istnieją pomiędzy nimi znaczne różnice w geometrii pól kontaktowych mogą wystąpić poważne błędy w wynikach tak przeprowadzonych pomiarów. Przy występowaniu takich rozbieżności konieczne jest zatem stworzenie wzorców kalibracyjnych dedykowanych dla konkretnej badanej struktury. Wpływ sposobu kalibracji na wyniki pomiarów struktury testowej z liniami mikropaskowymi ilustruje rys. 2.24. Przedstawiono tu wynik pomiaru charakterystyk linii mikropaskowej o długości 1 = 6.295 mm wyposażonej w pola kontaktowe bez przelotek metalizowanych (najdłuższa linia z zestawu przedstawionego na rys. 2.21) dla trzech przypadków: bez kalibracji na sondach ostrzowych (tylko pierwszy etap kalibracji na końcach falowodów); z wykonaną kalibracją metodą SOLT z wykorzystaniem wzorców z zestawu dostarczonego przez producenta sond; z wykonaną kalibracją metodą TRL z wykorzystaniem wzorców na strukturze LTCC (rys. 2.21). Jak można zaobserwować przy braku kalibracji, nieciągłości impedancji oraz wysokie tłumienie wnoszone przez sondę ostrzową uniemożliwiają ekstrakcję parametrów mierzonej linii transmisyjnej. Kalibracja wykonana za pomocą wzorców dostarczonych przez producenta sond także wprowadza duże zniekształcenia. Można zaobserwować zmniejszenie tłumienia mierzonej struktury w stosunku do pomiaru bez kalibracji, a także wzrost współczynnika odbicia w niektórych zakresach częstotliwości. Świadczy to o znaczącym wpływie obszaru połączenia sondy z badaną strukturą na pomiar oraz niewłaściwym odwzorowaniu tego obszaru badanej struktury we wzorcu kalibracyjnym. Uzyskane wyniki korespondują ze znaczącymi różnicami w budowie pomiędzy zastosowanym standardem kalibracyjnym, a badaną strukturą. Standard 143-033 (rys. 2.23) wykonany został na podłożu alundowym o względnej przenikalności elektrycznej $\varepsilon_r = 9.9$ i grubości 254 µm, podczas gdy struktura testowa wykorzystuje ceramikę LTCC o przenikalności $\varepsilon_r = 4.03$ i grubości warstwy równej 70 µm. Ponadto, choć w obu strukturach nie są stosowane przelotki metalizowane, występują jednak znaczące różnice kształtu i rozmiaru pól kontaktowych.



Rys. 2.24 Porównanie wyników pomiarów odcinka linii mikropaskowej o długości l = 6.295 mm w strukturze LTCC bez kalibracji oraz z użyciem dwóch rodzajów wzorców kalibracyjnych.

Linią ciągłą na rys. 2.24 oznaczono charakterystyki uzyskane po zastosowaniu kalibracji metodą TRL z wykorzystaniem wzorców wykonanych w tej samej strukturze LTCC (rys. 2.21). Dopiero w tym przypadku udaje się wyeliminować wpływ charakterystyki sondy oraz jej połączenia z badaną strukturą na wynik pomiaru. Uzyskane charakterystyki odpowiadają oczekiwanym wynikom dla krótkiego odcinka linii transmisyjnej umieszczonej na nisko stratnym podłożu. Można zatem stwierdzić poprawność działania w założonym zakresie częstotliwości zaprojektowanych pól kontaktowych pozbawionych przelotek metalizowanych. Na charakterystykach przedstawionych na rys. 2.24 zaobserwować można pewne błędy powstałe w procesie kalibracji. Szczególnie widoczne są one na charakterystyce współczynnika transmisji w pobliżu częstotliwości 120 GHz, gdzie wartości |S₂₁| zbliżone są do 0 dB, co nie znajduje fizycznego uzasadnienia. Jest to spowodowane rozrzutami produkcyjnymi pomiędzy poszczególnymi liniami w strukturze LTCC, których źródłem jest niska dokładność procesu nanoszenia warstw metalicznych. Z tego względu istnieją niewielkie różnice geometrii pól kontaktowych oraz szerokości linii pomiędzy wzorcami kalibracyjnymi.

2.2.3.3. Anteny mikropaskowe w technologii LTCC

a) Prostokątne anteny łatkowe

Kolejnym elementem niezbędnym do budowy zintegrowanego układu do komunikacji bezprzewodowej jest układ antenowy. Ze względu na małe rozmiary anten na pasmo milimetrowe, ich wykonanie w technologii LTCC wymaga często operowania na granicy możliwości produkcyjnych, szczególnie tworzeniu przy warstw metalicznych. Aby przeanalizować możliwości wykonywania anten na podłożach LTCC zaprojektowano struktury testowe zawierające mikropaskowe anteny łatkowe. Zastosowano tu możliwie prostą konstrukcję pojedynczego prostokątnego promiennika łatkowego zasilanego linią mikropaskową. Konstrukcję wyposażono w pozbawione przelotek metalizowanych pola kontaktowe opisane w punkcie 2.2.3.1b (rys. 2.25b). Promiennik umieszczony jest na pojedynczej warstwie bezskurczowej folii ceramicznej ESL 41110-T o parametrach elektrycznych podanych w tab. 2 i grubości warstwy równej 70 µm.

Wykonano badania eksperymentalne struktury zawierającej 8 egzemplarzy anten (rys. 2.25a), a także symulacje elektromagnetyczne modelu struktury. Wyniki pomiarów anten ilustrują wyraźnie konieczność wykonywania kalibracji układu pomiarowego za pomocą wzorców dedykowanych dla badanej struktury wykonanych z tych samych materiałów oraz posiadających tego samego typu pola kontaktowe. Na rys. 2.26a przedstawiono wyniki pomiarów 8 egzemplarzy anten łatkowych z użyciem kalibracji SOLT wykonanej na wzorcach Cascade Microtech 143-033. Jak można zauważyć w uzyskanej w ten sposób charakterystyce współczynnika odbicia widocznych jest wiele głębokich minimów, które nie powinny występować w przypadku prostego promiennika łatkowego. Uniemożliwia to także stwierdzenie jaka jest częstotliwość rezonansowa badanej anteny. Dopiero zastosowanie wzorców kalibracyjnych wykonanych w strukturze LTCC o takiej samej konstrukcji jak struktura z antenami (rys. 2.21) pozwala na uzyskanie bardziej czytelnych wyników (rys. 2.26b).



Rys. 2.25 a) Wykonana struktura testowa z antenami łatkowymi. b) Antena łatkowa podczas pomiaru

Wyniki pomiarów z zastosowaniem poprawnej kalibracji pozwalają stwierdzić, że dla większości zmierzonych anten rezonans występuje na częstotliwościach w przedziale 125 - 130 GHz, co stanowi ok. 5% odstrojenie od projektowanej częstotliwości rezonansowej 120 GHz. Widoczny jest także wyraźny rozrzut częstotliwości rezonansowej pomiędzy egzemplarzami anteny. Jest to najprawdopodobniej spowodowane niedokładnościami w nadruku warstw przewodzących, ponieważ w przypadku badanej anteny o wymiarach promiennika 0,549 × 2,071 mm rozdzielczość nadruku rzędu kilkudziesięciu µm stanowi istotną część wymiarów anteny. Szerokość pasma pracy anten jest zbliżona do obliczonej na podstawie symulacji elektromagnetycznych (charakterystyka symulowana oznaczona linią przerywaną na rys. 2.26b).



Rys. 2.26 Wyniki pomiarów 8 egzemplarzy anteny łatkowej na podłożu LTCC przy zastosowaniu metody kalibracji: a) kal. SOLT (wzorce Cascade 143-033); b) kal. TRL (wzorce LTCC); dla porównania wynik symulacji elektromagnetycznej modelu anteny

Występujący dla wszystkich zmierzonych anten systematyczny błąd w postaci ok. 5% odstrojenia w górę częstotliwości rezonansowej świadczy o występowaniu czynnika innego niż rozrzuty produkcyjne, który nie został uwzględniony w modelu symulacyjnym anteny. Jednym z takich czynników mogą być inne niż założone parametry materiału stanowiącego podłoże anteny. Zmiany przenikalności elektrycznej podłoża przekładają się na zmiany długości fali w dielektryku, co może spowodować obserwowany efekt. W takim przypadku odstrojenie anteny w górę wskazuje na to, że rzeczywista przenikalność podłoża jest niższa niż zakładana.

W celu weryfikacji wartości względnej przenikalności elektrycznej podłoża LTCC ustalonej za pomocą pomiarów w wolnej przestrzeni oszacowano wartości przenikalności na podstawie wyników pomiarów linii transmisyjnych w strukturze LTCC. Pierwszą strukturą testową był zestaw linii mikropaskowych opisany w punkcie 2.2.3.2b. Na podstawie obserwacji fazy zespolonego współczynnika transmisji możliwe jest ustalenie dla danej linii transmisyjnej stałej fazowej β . Jej znajomość pozwala na obliczenie prędkości fazowej v_p fali elektromagnetycznej w linii na podstawie (2.1).

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} \tag{2.1}$$

Na podstawie prędkości fazowej możliwe jest obliczenie efektywnej względnej przenikalności elektrycznej ε_{ref} zgodnie z (2.2) [52].

$$\sqrt{\varepsilon_{ref}} = \frac{c}{v_p} \tag{2.2}$$

Wartość efektywnej przenikalności jest niższa niż przenikalność podłoża ze ponieważ w linii mikropaskowej fala elektromagnetyczna propaguje częściowo w powietrzu. Zależność między efektywną względną przenikalnością elektryczną w linii mikropaskowej na podłożu o skończonej grubości, a względną przenikalnością elektryczną podłoża może być z dobrym przybliżeniem (z dokładnością lepszą niż 0,2% dla rozpatrywanego przypadku) opisana wzorem (2.3)[53].

$$\varepsilon_{ref} = \frac{\varepsilon_{r+1}}{2} + \frac{\varepsilon_{r-1}}{2} \left(1 + \frac{10h}{w}\right)^{-ab}$$
(3.3),

gdzie:

$$a(u)|_{u=\frac{w}{h}} = 1 + \frac{1}{49} \ln\left[\frac{u^4 + \left(\frac{u}{52}\right)^2}{u^4 + 0.432}\right] + \frac{1}{18.7} \ln\left[1 + \left(\frac{u}{18.1}\right)^3\right]$$
(2.4),

$$b(\varepsilon_r) = 0.564 \left(\frac{\varepsilon_r - 0.9}{\varepsilon_r + 3}\right)^{0.053}$$
(2.5),

w – szerokość linii mikropaskowej,

h – grubość podłoża.

Z pomiaru linii mikropaskowej przedstawionej w powiększeniu na rys. 2.21 wyznaczono, dla częstotliwości 120 GHz, $\beta = 4,516 \cdot 10^3$ rad/m, stąd $\epsilon_{ef} = 3,224$. Teoretyczna wartość ϵ_{ef} wyznaczona z (2.3) dla podłoża o przenikalności względnej $\epsilon_r = 4,05$ wynosi $\epsilon_{ef} = 3,1$. Wartość ta nie odbiega znacząco od tej wyznaczonej metodą pomiaru w wolnej przestrzeni, jednak wskazuje, że względna przenikalność podłoża jest nieco wyższa.

Dodatkowo zbadano także strukturę testową zawierającą zestaw linii koplanarnych w konfiguracji zbliżonej do analizowanego wcześniej zestawu linii mikropaskowych. Dla linii koplanarnej zależność między efektywną względną przenikalnością elektryczną linii na podłożu o skończonej grubości, a względną przenikalnością elektryczną podłoża opisana jest wzorem (2.6) [54].

$$\varepsilon_{ref} = 1 + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \cdot \frac{K(k_2)}{K'(k_2)} \cdot \frac{K'(k_1)}{K(k_1)}$$
(2.6),

gdzie:

$$k_1 = \frac{W}{W+2s} \tag{2.7},$$

$$k_2 = \frac{\sinh\left(\frac{\pi W}{4h}\right)}{\sinh\left(\frac{\pi \cdot (W+2s)}{4h}\right)}$$
(2.8),

W – szerokość linii,

s – szerokość szczeliny,

h – grubość podłoża,

K(k), K'(k) – całki eliptyczne zupełne pierwszego rodzaju.

Wartości wyrażenia $\frac{K(k)}{K'(k)}$ mogą być z dobrym przybliżeniem (z dokładnością rzędu 3·10⁻⁶) opisane wzorami (2.9) i (2.10) [55].

$$\frac{K(k)}{K'(k)} = \frac{\pi}{\ln\left(2 \cdot \frac{1 + \sqrt{k'}}{1 - \sqrt{k'}}\right)} \, \mathrm{dla} \ 0 \le k \le \frac{1}{\sqrt{2}}$$
(2.9)

$$\frac{K(k)}{K'(k)} = \frac{\ln\left(2\cdot\frac{1+\sqrt{k}}{1-\sqrt{k}}\right)}{\pi} \, \mathrm{dla} \, \frac{1}{\sqrt{2}} \le k \le 1$$
(2.10)

gdzie:

$$k' = \sqrt{1 - k^2}$$
(2.11)

Na podstawie wyników pomiarów struktury testowej z linią koplanarną o długości 5,5 mm na częstotliwości 120 GHz wyznaczono stałą fazową $\beta = 5,615 \cdot 10^3$ rad/m, co odpowiada $\varepsilon_{ef} = 4,984$. Natomiast na podstawie (2.6) efektywna przenikalność podłoża dla linii koplanarnej o W = 130 µm, s = 80 µm, h = 70 µm na podłożu o $\varepsilon_r = 4,05$ wynosi $\varepsilon_{ef} = 2,01$. Podobnie zatem jak w przypadku struktury z linią mikropaskową widoczne jest zawyżanie wartości przenikalności podłoża oszacowanej na podstawie pomiaru transmisji w linii. Jednakże dla linii koplanarnej zjawisko to jest znacznie silniejsze.

Zjawisko zawyżania pozornej wartości przenikalności elektrycznej podłoża w planarnych liniach transmisyjnych związane jest nierównomiernością powierzchni przewodników [56, 57]. Z tego powodu dla laminatów stosowanych w mikrofalowych obwodach drukowanych podaje się często wartość pozornej względnej przenikalności elektrycznej podłoża do uwzględnienia przy projektowaniu obwodów (oznaczane typowo jako Design-DK). W przypadku struktur LTCC nierównomierność powierzchni może być znacznie większa niż w przypadku typowych obwodów drukowanych ze względu na wytwarzanie metodą sitodruku. Drobiny metalu zawarte w pastach służących do wytwarzania powłok metalicznych mają średnice rzędu 10 – 20 µm [58]. W czasie wypalania nie ulegają one całkowitemu stopieniu, co pozostawia porowata powierzchnie, na której występują zmiany wysokości rzędu 5 – 10 µm. Dla porównania typowe folie miedziane nanoszone elektrolitycznie występujące na laminatach do produkcji obwodów drukowanych posiadają typowo nierównomierności powierzchni poniżej 2 µm [56]. Uzyskane wyniki wskazują na większy wpływ tych zjawisk na transmisję w linii koplanarnej, gdzie większy jest udział przewodników. Jako że wpływ nierównomierności powierzchni jest różny dla różnych geometrii linii transmisyjnych pomiary transmisji w liniach nie mogą być wiarygodnym źródłem informacji o pozornej przenikalności podłoża, która mogłaby być wykorzystana przy projektowaniu anten planarnych. Z tego powodu zbadano charakterystyki struktury testowej zawierającą antenę łatkową o takiej samej konstrukcji jak antena przedstawiona na rys. 2.25, jednakże zaprojektowaną przy założeniu wartości względnej przenikalności elektrycznej podłoża równej $\varepsilon_r = 5$. Badając odstrojenie tak wykonanej anteny można ustalić, w jaki sposób zmienia się pozorna przenikalność elektryczna podłoża dla takiej struktury.

Wyniki pomiarów struktury testowej z antenami łatkowymi zaprojektowanymi przy założeniu $\varepsilon_r = 5$ przedstawiono na rys. 2.27b. Można tu zaobserwować dalsze odstrojenie anteny w górę o ok. 16,5% w porównaniu z anteną zaprojektowaną przy założeniu $\varepsilon_r = 4,05$ (rys. 2.27a), gdzie występowało odstrojenie na poziomie ok. 4 – 6%. Zwiększenie błędu częstotliwości rezonansowej przy zwiększeniu zakładanej przenikalności podłoża świadczy o tym, że pozorna przenikalność podłoża dla struktury z anteną łatkową jest niższa niż zmierzona dla materiału podłoża za pomocą metody pomiaru w wolnej przestrzeni. Na podstawie symulacji elektromagnetycznych można oszacować, że dla uzyskania zmierzonego odstrojenia anteny pozorna względna przenikalność elektryczna podłoża wynosi ok. 3,5 – 3,55. Dowodzi to konieczności wykonania struktur testowych zbliżonych konstrukcyjnie do docelowej anteny,

aby ocenić wpływ charakterystyk materiałów i stosowanego procesu technologicznego na częstotliwość rezonansową anteny, co umożliwi zastosowanie niezbędnych korekt w projekcie.



Rys. 2.27 Porównanie wyników pomiarów charakterystyk współczynnika odbicia dla ośmiu egzemplarzy anten łatkowych zaprojektowanych na częstotliwość rezonansową 120 GHz przy założeniu względnej przenikalności elektrycznej podłoża równej a) $\varepsilon_r = 4,05$, b) $\varepsilon_r = 5$ oraz charakterystyk wyznaczonych w wyniku symulacji elektromagnetycznych modeli tych anten.

b) Mikropaskowy szyk antenowy

Dla zwiększenia zysku oraz zawężenia charakterystyki kierunkowej anteny dla modułu nadawczego, zaproponowano zastosowanie szyku antenowego. Zawężenie charakterystyki jest pożądane ze względu na możliwość zastosowania soczewki dielektrycznej do dodatkowego zwiększenia zysku anteny. Ze względu na łatwość połączenia ze scalonym układem nadawczym oraz ograniczenie strat w sieci zasilającej zaproponowano zastosowanie dwuelementowego szyku prostokątnych anten łatkowych o zasilaniu szeregowym. Wykonaną strukturę testową zawierającą zestaw takich szyków antenowych przedstawiono na rys. 2.28.



Rys. 2.28 Wykonana struktura testowa z dwuelementowymi szykami antenowymi o zasilaniu szeregowym

Wyniki pomiaru struktury testowej za pomocą sondy ostrzowej przedstawiono na rys. 2.29. Dla wszystkich zbadanych anten pasmo pracy znajduje się w przedziale 114 – 120 GHz. Szerokości pasma zbadanych anten wynoszą pomiędzy 8 GHz a 10 GHz, jednak występujący rozrzut parametrów pomiędzy poszczególnymi egzemplarzami powoduje przesunięcia ich pasm pracy względem siebie. Rozrzut jest jednak nieco mniejszy niż w przypadku pojedynczego promiennika. W charakterystykach widoczne są także dodatkowe minima, jednak są one związane z interferencjami występującymi w szyku zasilanym szeregowo związanymi z niedopasowaniem impedancyjnym promienników.



Rys. 2.29 Wyniki pomiaru charakterystyk współczynnika odbicia dla 8 egzemplarzy dwuelementowego szyku antenowego zasilanego szeregowo

2.2.4. Zoptymalizowane przejście linii mikropaskowej przez skokową zmianę grubości podłoża [59]

Ze względu na wielowarstwową budowę struktur LTCC i różne wymagania poszczególnych elementów składających się na zintegrowane urządzenie pojawia się konieczność prowadzenia linii transmisyjnych łączących te elementy na podłożu o zmiennej grubości. Problemem w takim przypadku jest utrzymanie ciągłości impedancji linii, aby ograniczyć straty związane z odbiciami. W niniejszym rozdziale zaproponowano i przeanalizowano kilka typów przejść linii mikropaskowej przez nieciągłość grubości podłoża pod kątem minimalizacji współczynnika odbicia, prostoty wykonania i odporności na typowe niedokładności produkcyjne występujące w strukturach LTCC.

Do analizy wykorzystano model symulacyjny zawierający linię mikropaskową o szerokości 140 µm umieszczoną na podłożu dielektrycznym (odpowiadającym parametrom folii LTCC ESL 41110-T) złożonym z dwóch warstw o grubości 70 µm każda (rys. 2.30). Na spodzie podłoża znajduje się ciągła powierzchnia przewodząca, natomiast pomiędzy

warstwami dielektryka umieszczono powierzchnię przewodzącą z prostokątnym otworem, Otwór ten tworzy pod liną wnękę o podwójnej grubości podłoża. Obie warstwy przewodzące zostały połączone elektrycznie za pomocą przelotek metalizowanych. Szerokość linii odpowiada impedancji charakterystycznej 50 Ω przy pojedynczej warstwie podłoża.



Rys. 2.30 Model struktury z linią mikropaskową na podłożu o zmiennej grubości

Zaprojektowano i zbadano cztery rodzaje przejść linii mikropaskowej przez skokową zmianę grubości podłoża mających na celu utrzymanie ciągłości impedancji. Analizowane konstrukcje o różnym stopniu komplikacji wykonania przedstawiono na rys. 2.31.



Rys. 2.31 Rozważanie warianty przejścia linii mikropaskowej przez skokową zmianę grubości podłoża: A) linia referencyjna o stałej szerokości, B) skokowa zmiana szerokości linii, C) dwustopniowa zmiana szerokości linii, D) płynna zmiana szerokości linii – wariant 1, E) płynna zmiana szerokości linii – wariant 2.

Jako punkty odniesienia dla analizy wyników symulacji wyznaczono charakterystyki linii mikropaskowych na podłożu o ciągłej grubości oraz po wprowadzeniu wnęki o podwójnej grubości podłoża (rys. 2.31a). Wprowadzenie wnęki pod linią, bez zmiany jej szerokości powoduje lokalną zmianę impedancji charakterystycznej do ok. 77 Ω , co skutkuje zwiększeniem współczynnika odbicia do ok. -6 dB (rys. 2.32).



Rys. 2.32 Porównanie charakterystyk współczynnika odbicia dla modelu linii o stałej szerokości przy ciągłej grubości podłoża (bez wnęki) i przy nieciągłości grubości podłoża.

Dla utrzymania impedancji 50 Ω nad wnęką konieczne jest zwiększenie szerokości linii do 314 µm. Najprostszym rozwiązaniem jest skokowe zwiększenie szerokości linii na krawędzi wnęki (rys. 2.31b), co umożliwia obniżenie poziomu współczynnika odbicia do maksymalnie -21,5 dB w rozważanym zakresie częstotliwości (rys. 2.33). Ustalono, że możliwe jest nieznaczne obniżenie tego poziomu do ok. -24 dB w przypadku zwiększenia szerokości linii 10 µm przed krawędzią wnęki. Wskazuje to na wysoką wrażliwość tego rodzaju konstrukcji na błędy pozycjonowania warstw, które mogą występować w procesie wytwarzania.



Rys. 2.33 Charakterystyki współczynnika odbicia w linii o skokowo zmiennej szerokości przy zmianie odległości punktu zmiany szerokości od krawędzi wnęki d

Dalsze obniżanie poziomu odbić przy zmianie grubości podłoża wymaga zniwelowania nieciągłości impedancji poprzez stopniowe przejście między liniami o różnej szerokości wraz ze stopniowym zwiększaniem szerokości wnęki (rys. 2.31c-e). Pierwsze zaproponowane rozwiązanie (rys. 2.31c) zakłada dwustopniowe zwiększanie szerokości linii z elementami łączącymi w kształcie trapezu. Zastosowano tu także wycięcie w wewnętrznej warstwie przewodzącej stanowiącej płaszczyznę masy dla linii mikropaskowej o stopniowo

zwiększającej się szerokości. Pozostałe dwa rozwiązania (rys. 2.31d-e) zapewniające płynne przejście przez zmianę szerokości linii wykorzystują krzywe opisane funkcjami wykładniczymi. W analogiczny sposób wykonano też wycięcia w płaszczyźnie masy.

Porównanie wyników symulacji uzyskanych dla wszystkich analizowanych typów przejść przedstawiono na rys. 2.34. Jak można zauważyć najniższy poziom odbić (<-34 dB), zbliżony do linii umieszczonej na podłożu o stałej grubości uzyskano dla wariantu 2 przejścia wykorzystującego krzywe wykładnicze (rys. 2.31e). Jednakże wyniki uzyskane dla wariantu 1 (rys. 2.31d) oraz przejścia dwustopniowego (rys. 2.31c) są tylko nieznacznie gorsze od tego rezultatu zachowując współczynnik odbicia na poziomie <-29 dB w całym analizowanym paśmie. Zauważalna jest przewaga wszystkich powyższych rozwiązań nad prostą, skokową zmianą szerokości linii (rys. 2.31b).



Rys. 2.34 Porównanie charakterystyk a) współczynnika odbicia, b) współczynnika transmisji dla różnych typów przejścia przez skokową zmianę grubości podłoża przedstawionych na rys.

2.31

W związku z obserwowanym w wykonanych strukturach testowych LTCC występowaniem rozrzutów wymiarów, istotne jest zbadanie odporności zaprojektowanych elementów na niedokładności procesu wytwarzania. Zaprojektowane przejścia przez skokową zmianę grubości podłoża wykorzystują detale o niewielkich rozmiarach, współpracujące ze sobą elementy umieszczone na różnych warstwach oraz przelotki metalizowane. Cechy te zwiększają ich potencjalną wrażliwość na występujące defekty. Dla każdego z czterech zaproponowanych rozwiązań przeanalizowano względne zmiany wymiarów elementów struktury o ± 1 , 2, 5 i 10%. Dla każdej struktury zbadano również wpływ zmian grubości podłoża, które mogą pojawić się w wyniku znacznego rozrzutu wartości skurczu w osi pionowej bezskurczowych folii LTCC. Poza tym zbadano wpływ niedokładności pozycjonowania

przelotek metalizowanych oraz przesunięć warstw metalizacji względem siebie, co zaobserwowano w części wykonanych struktur LTCC.

W tab. 3 zestawiono wyniki badań wpływu zmian szerokości linii mikropaskowej umieszczonej na podłożu o stałej grubości na poziom współczynników odbicia i transmisji. Wartości przedstawione w tabeli odzwierciedlają najgorsze wartości współczynników uzyskane w paśmie 90 – 140 GHz przy zmianie parametru w górę lub w dół. Procentowe zmiany współczynników odnoszą się do struktury referencyjnej o najlepszych parametrach opracowanej z wykorzystaniem algorytmów optymalizacyjnych. W analogiczny sposób uzyskano dane przedstawione w pozostałych przypadkach badania wpływu względnych zmian parametrów (tab. 3,4,5,9,10,11). Jak można zauważyć, wahania szerokości linii mikropaskowej mają stosunkowo niewielki wpływ na jej charakterystyki. Nawet przy 10% błędach szerokości względem nominalnej parametry linii pozostają na akceptowalnym poziome. Jest to zatem typ linii transmisyjnej odpowiedni do zastosowania w strukturze LTCC.

Tab. 3. Wpływ zmian szerokości linii na parametry linii mikropaskowej względem modelu referencyjnego – najgorszy przypadek

Względna zmiana parametru	S ₁₁ [dB]	Zmiana S ₁₁	S ₂₁ [dB]	Zmiana S ₂₁
1%	-28,91	0,2%	-0,492	0,01%
2%	-26,95	25,0%	-0,505	0,16%
5%	-25,17	53,5%	-0,515	0,28%
10%	-21,61	131,2%	-0,529	0,44%

Jak wspomniano wcześniej, w przypadku przejścia przez zmianę grubości podłoża ze skokową zmianą szerokości linii odpowiedni dobór odstępu pomiędzy punktem rozszerzania się linii a krawędzią wnęki pozwala na uzyskanie zauważalnej poprawy charakterystyk. Może to jednak świadczyć o wrażliwości struktury na zmianę tego parametru. Zbadano zatem wpływ zmian długości odcinka linii o zwiększonej szerokości na wartości współczynników odbicia i transmisji (tab. 4). Ze względu na symetrię badanego modelu parametr ten jest bezpośrednio związany z położeniem punktu rozszerzenia linii. Uzyskane wyniki potwierdzają bardzo wysoką wrażliwość tego typu przejścia na rozrzuty produkcyjne. Przesunięcie punku rozszerzenia linii na poziomie 5% względem modelu referencyjnego powodują bardzo silną degradację parametrów przejścia.

Względna zmiana parametru	S ₁₁ [dB]	$\begin{array}{c} Zmiana \\ S_{11} \end{array}$	S ₂₁ [dB]	$Zmiana S_{21} $
1%	-18,56	84,3%	-0,815	0,74%
2%	-14,59	191,1%	-0,947	2,28%
5%	-8,08	515,9%	-1,679	11,28%
10%	-3,81	906,9%	-3,668	39,91%

Tab. 4. Wpływ zmian długości odcinka linii o zwiększonej szerokości na parametry ze skokową zmianą szerokości – najgorszy przypadek

Kolejnym analizowanym parametrem była szerokość linii mikropaskowej nad wnęką. Wyniki dla wszystkich rozpatrywanych typów przejść przedstawiono w tab. 5. Zgodnie z przewidywaniami wyniki te nie odbiegają w znaczący sposób od tych uzyskanych dla linii o stałej szerokości i wskazują na niewielki wpływ rozrzutów szerokości linii z przejściem na jej parametry.

Tab.5. Wpływ zmian szerokości odcinka linii mikropaskowej położonego nad wnęką na charakterystyki przejść linii mikropaskowej przez skokową zmianę grubości podłoża

Typ przejścia	Względna zmiana parametru	max. S ₁₁ [dB]	Zmiana S ₁₁	$\begin{array}{c} \text{min.} S_{21} \\ [dB] \end{array}$	$\begin{array}{c} Zmiana \\ S_{21} \end{array}$
	1%	-23,34	6,3%	-0,752	0,01%
р	2%	-22,61	15,6%	-0,753	0,02%
Б	5%	-20,85	41,6%	-0,762	0,13%
	10%	-18,42	87,3%	-0,775	0,28%
	1%	-22,30	5,2%	-0,566	0,03%
C	2%	-21,87	10,5%	-0,568	0,06%
C	5%	-20,58	28,2%	-0,576	0,15%
	10%	-18,69	59,4%	-0,596	0,38%
	1%	-28,24	9,3%	-0,439	0,01%
D	2%	-28,25	9,1%	-0,438	0,00%
D	5%	-26,93	27,1%	-0,452	0,16%
	10%	-22,09	121,8%	-0,466	0,32%
F	1%	-31,32	24,5%	-0,469	0,06%
	2%	-30,29	40,1%	-0,468	0,05%
E	5%	-28,32	75,8%	-0,480	0,18%
	10%	-29,48	53,8%	-0,443	0,24%

Istotnym parametrem w przypadku wykorzystywania bezskurczowej folii LTCC jest grubość warstwy podłoża, która może ulegać większym wahaniom niż przy zastosowaniu bardziej typowych folii. Wyniki analizy wpływu zmian grubości podłoża (względem nominalnej grubości 70 µm) na parametry wszystkich badanych typów przejść zaprezentowano w tab. 6. Jak można zauważyć najbardziej odpornym na tego typu rozrzuty jest przejście typu C. Niewiele większy wpływ zaobserwowano dla struktury typu B. Struktury D i E wykazują

znacznie większą niż pozostałe wrażliwość na zmiany grubości podłoża, przy czym jest ona największa dla struktury E.

Typ przejścia	Grubość podłoża [µm]	max. S ₁₁ [dB]	Zmiana S ₁₁	$\begin{array}{c} \min S_{21} \\ [dB] \end{array}$	Zmiana S ₂₁
	50	-10,19	383,1%	-0,805	0,62%
D	60	-15,38	165,8%	-0,639	1,30%
D	65	-19,07	73,8%	-0,659	1,06%
	80	-14,83	183,1%	-1,026	3,22%
	50	-10,75	297,6%	-0,74	2,06%
C	60	-16,23	111,6%	-0,548	0,17%
C	65	-20,69	26,6%	-0,586	0,27%
	80	-17,42	84,5%	-0,589	0,30%
	50	-11,51	649,9%	-0,568	1,51%
D	60	-19,41	202,0%	-0,458	0,23%
D	65	-24,24	73,2%	-0,431	0,08%
	80	-17,20	289,5%	-0,499	0,70%
Б	50	-10,37	1288%	-0,655	2,22%
	60	-16,99	547,9%	-0,476	0,14%
E	65	-23,37	210,8%	-0,450	0,16%
	80	-18,23	461,7%	-0,577	1,31%

Tab.6. Wpływ zmian grubości podłoża na charakterystyki przejść linii mikropaskowej przez skokową zmianę grubości podłoża

Kolejnym defektem obserwowanym często w strukturach testowych było występowanie przesunięć pomiędzy warstwami struktury. W związku z tym zbadano wpływ przesunięcia warstwy metalicznej na powierzchni struktury względem pozostałych warstw o 25 i 50 µm w obu osiach na parametry każdego z badanych przejść (tab. 7). Wyraźnie najmniejszą degradację parametrów zaobserwowano dla przejścia typu C. Przejście typu B wykazuje wysoką wrażliwość na przesunięcia w osi X, co koresponduje z wynikami przedstawionymi w tab. 4. Największą wrażliwość na defekty zaobserwowano ponownie dla przejścia typu E.

Tab.7. Wpływ przesunięć warstwy przewodnika na powierzchni w osiach X i Y względem pozostałych elementów struktury na charakterystyki przejść linii mikropaskowej przez skokową zmianę grubości podłoża

Тур	Przesunięcie	max. $ S_{11} $	Zmiana	min. $ S_{21} $	Zmiana
przejścia	[µm]	[dB]	$ S_{11} $	[dB]	$ S_{21} $
	X +25	-15,77	154,1%	-0,895	1,67%
В	X+50	-9,56	419,4%	-1,328	6,87%
	Y+25	-21,50	31,4%	-0,729	0,25%
	Y+50	-21,11	37,4%	-0,759	0,09%

C	X +25	-21,1	20,8%	-0,534	0,33%
	X+50	-16	117,3%	-0,578	0,17%
C	Y+25	-20,71	26,3%	-0,568	0,06%
	Y+50	-17,24	88,4%	-0,619	0,65%
	X +25	-21,23	144,9%	-0,471	0,38%
D	X+50	-14,92	406,4%	-0,597	1,85%
	Y+25	-21,54	136,3%	-0,474	0,42%
	Y+50	-18,89	220,6%	-0,561	1,43%
Е	X +25	-20,68	323,6%	-0,488	0,28%
	X+50	-15,70	651,6%	-0,520	0,65%
	Y+25	-26,94	106,1%	-0,463	0,01%
	Y+50	-21	318,3%	-0,494	0,35%

Błędy pozycjonowania przelotek metalizowanych opisane w punkcie 2.2.3.1 są często występującymi rozrzutami produkcyjnymi w strukturach LTCC. Ich zastosowanie jest konieczne w przypadku potrzeby zmiany grubości podłoża pod linią transmisyjną. W tab. 8 zestawiono wyniki analizy wpływu przesunięć przelotek metalizowanych względem pozostałych elementów struktury na parametry przejścia. Podobnie jak w przypadku przesunięć pomiędzy warstwami największą odporność na przesunięcia przelotek metalizowanych wykazuje przejście typu C. Nieco większą wrażliwość na tego typu rozrzuty posiadają przejścia typu B i E, natomiast wpływ na parametry przejścia typu D jest wielokrotnie większy niż dla pozostałych typów.

Tab.8. Wpływ przesunięć przelotek metalizowanych w osiach X i Y względem pozostałych elementów struktury na charakterystyki przejść linii mikropaskowej przez skokową zmianę grubości podłoża

Тур	Przesunięcie	max. $ S_{11} $	Zmiana	min. $ \mathbf{S}_{21} $	Zmiana
przejścia	[µm]	[dB]	$ S_{11} $	[dB]	$ S_{21} $
	X +25	-18,51	85,4%	-0,831	0,93%
D	X+50	-12,19	283,7%	-1,191	5,20%
Б	Y+25	-21,30	34,4%	-0,733	0,21%
	Y+50	-21,32	34,1%	-0,743	0,09%
	X +25	-24,4	21,1%	-0,497	0,76%
C	X+50	-16,75	99,3%	-0,911	4,09%
C	Y+25	-22,18	6,7%	-0,551	0,14%
	Y+50	-22,46	3,3%	-0,522	0,47%
	X +25	-4,27	1625%	-9,925	198,09%
D	X+50	-4,24	1631%	-10,19	207,29%
	Y+25	-21,52	136,9%	-0,474	0,42%
	Y+50	-20,48	167,0%	-0,603	1,92%
F	X +25	-34,30	13,2%	-0,467	0,03%
	X+50	-30,01	44,7%	-0,493	0,33%
E	Y+25	-24,09	186,1%	-0,469	0,06%
	Y+50	-24,01	188,7%	-0,481	0,20%

Dla przejść typu C, D i E zbadano także wrażliwość na zmian parametrów charakterystycznych dla danego typu. Oznaczenia wymiarów poszczególnych elementów przejścia typu C przedstawiono na rys. 2.35. Wyniki analizy wpływu zmian wybranych wymiarów przedstawiono w tab. 9. Jak można zauważyć zmiany w zakresie ±10% żadnego z parametrów nie powodują pogorszenia parametrów poniżej akceptowalnego poziomu, przy czym największą wrażliwość wykazuje parametr w1_MS odpowiadający szerokości środkowego segmentu przejścia oraz parametr II odpowiadający przesunięciom w osi X punktu maksymalnego poszerzenia linii mikropaskowej.



Rys. 2.35 Oznaczenia parametrów struktury z przejściem dwustopniowym

Tab.9. Wpływ zmian wymiarów elementów na charakterystyki przejścia dwustopniowego

Parametr	Względna zmiana parametru	max. S ₁₁ [dB]	Zmiana S ₁₁	$\begin{array}{c} \text{min.} S_{21} \\ \text{[dB]} \end{array}$	Zmiana S ₂₁
	1%	-21,85	10,8%	-0,568	0,06%
11	2%	-20,93	23,2%	-0,586	0,27%
11	5%	-18,64	60,3%	-0,619	0,65%
	10%	-14,05	172,0%	-0,681	1,37%
	1%	-22,62	1,4%	-0,568	0,06%
1.000	2%	-22,41	3,9%	-0,571	0,09%
1111	5%	-22,74	0,0%	-0,559	0,05%
	10%	-21,93	9,8%	-0,583	0,23%
	1%	-21,71	12,6%	-0,569	0,07%
w1 MS	2%	-20,79	25,2%	-0,575	0,14%
w1_115	5%	-18,38	65,2%	-0,599	0,42%
	10%	-15,63	126,7%	-0,651	1,02%
tu1	1%	-31,32	24,5%	-0,469	0,06%
	2%	-30,29	40,1%	-0,468	0,05%
w_u i	5%	-28,32	75,8%	-0,480	0,18%
	10%	-29,48	53,8%	-0,443	0,24%

	1%	-22,59	1,7%	-0,565	0,02%
w_tr_end	2%	-22,43	3,6%	-0,567	0,05%
	5%	-21,96	9,4%	-0,570	0,08%
	10%	-21,03	21,8%	-0,577	0,16%

W przypadku przejścia typu D oznaczenia parametrów struktury przedstawiono na rys. 2.36. Ponadto analizie poddano wpływ parametrów związanych z krzywymi opisującymi krawędzie elementów. Krawędź przejścia pomiędzy dwiema szerokościami linii mikropaskowej opisana jest krzywą $f(t) = e^{\exp _m1 \cdot t} + w_MS/2$, gdzie t zmienia się w zakresie od -2 do -0,2. Jej położenie względem środka wnęki wynosi $t - \frac{l}{2} + \exp_x_pos$, gdzie l to długość wnęki. Krawędź wycięcia w wewnętrznej warstwie metalicznej opisana jest natomiast krzywą $f(t) = e^{\exp _m2 \cdot t} - 0,0025$, gdzie t zmienia się w zakresie od -1,5 do -0,04. Jej położenie względem środka wnęki wynosi $t - \frac{l}{2} + \exp_s$, gdzie l to długość wnęki.

Wyniki analizy wrażliwości przejścia na zmiany powyższych parametrów przedstawiono w tab. 10. Podobnie jak w przypadku przejścia typu C rozrzuty wszystkich badanych parametrów mają umiarkowany wpływ na charakterystyki przejścia i w żadnym przypadku nie powodują ich nadmiernej degradacji. Największą wrażliwość wykazują parametry exp_m1 i exp_m2 związane z kształtem elementów, przy czym w strukturach testowych nie zaobserwowano zauważalnych deformacji tego rodzaju.



Rys. 2.36 Oznaczenia parametrów struktury z przejściem z płynną zmianą szerokości linii – wariant 1

Względna max. Zmiana Zmiana min. $|S_2|$ Parametr zmiana $|S_{11}|$ $|S_{11}|$ $_{1}|[dB]$ $|S_{21}|$ [dB] parametru 0,01% -29,15 1.6% -0,437 1% 2% 26,6% -0,439 0,01% -26,96 exp m1 -22.20 119.0% -0,445 0.08% 5% -19.34 10% 204,4% -0,457 0,22% -28,59 0,00% 1% 5,0% -0,438 2% -28.47 -0.438 0.00% 6,4% exp x pos -0,439 5% -27.1723,6% 0,01% 10% -25,03 58,1% -0,442 0,05% 1% -28,57 5,2% -0,441 0,03% 2% -27,64 17,1% -0,445 0.08% exp m2 5% -23,83 81,6% -0,446 0,09% 10% -19,79 189,1% -0,453 0,17% 1% 16,5% -27,68 -0,440 0.02% 2% 10.3% -0,439 0.01% -28,16exp_bottom -27,17 5% 23,6% -0,446 0,09% x pos 10% -26,41 34,9% -0,439 0.01%

Tab.10. Wpływ zmian wymiarów elementów na charakterystyki przejścia z płynną zmianą szerokości linii – wariant 1

Oznaczenia parametrów przejścia typu E przedstawiono na rys. 2.37. W przejściu tym zastosowano krzywe położone odwrotnie w stosunku do typu D. Krawędź przejścia pomiędzy dwiema szerokościami linii mikropaskowej opisana jest krzywą $f(t) = e^{\exp -m1 \cdot t} - 0,158$, gdzie t zmienia się w zakresie od -2 do -0,317. Jej położenie względem środka wnęki wynosi $t - \frac{l}{2} + \exp_x$ pos, gdzie 1 to długość wnęki. Krawędź wycięcia w wewnętrznej warstwie metalicznej opisana jest natomiast krzywą $f(t) = e^{\exp -m2 \cdot t} - 0,2234$, gdzie t zmienia się w zakresie od -2 do -0,02. Jej położenie względem środka wnęki wynosi $t + \frac{l}{2} + \exp_bottom_x$ pos, gdzie 1 to długość wnęki.

Wyniki analizy wrażliwości przejścia na zmiany powyższych parametrów przedstawiono w tab. 11. Jak można zauważyć wrażliwość struktury na zmiany każdego z parametrów jest wyraźnie większa niż w przypadku pozostałych badanych typów przejść. Największy wpływ na degradację charakterystyk przejścia mają parametry exp_x_pos oraz exp_bottom_x_pos opisujące przesunięcia w osi X odpowiednio warstwy metalicznej na powierzchni struktury i wewnętrznej warstwy metalicznej.



Rys. 2.37 Oznaczenia parametrów struktury z przejściem z płynną zmianą szerokości linii – wariant 2

Tab.11. Wpływ zmian wymiarów elementów na charakterystyki przejścia z płynną zmianą szerokości linii – wariant 2

Parametr	Względna zmiana parametru	$\max_{\substack{ S_{11} \\[dB]}}$	Zmiana S ₁₁	min. S ₂ 1 [dB]	$\begin{array}{c} Zmiana \\ S_{21} \end{array}$
	1%	-33,08	1,6%	-0,467	0,03%
ov.a. m 1	2%	-29,47	54,0%	-0,473	0,10%
exp_m1	5%	-24,19	182,8%	-0,488	0,28%
	10%	-18,05	473,5%	-0,507	0,50%
	1%	-20,92	312,1%	-0,503	0,45%
exp_x_po	2%	-15,65	656,0%	-0,532	0,79%
S	5%	-8,73	1577%	-1,095	7,54%
	10%	-5,48	2338%	-1,940	18,52%
	1%	-33,04	2,1%	-0,465	0,01%
ovn m)	2%	-30,25	40,8%	-0,463	0,01%
exp_m2	5%	-25,56	141,5%	-0,458	0,07%
	10%	-20,61	327,1%	-0,461	0,03%
	1%	-29,26	57,8%	-0,466	0,02%
exp botto	2%	-25,61	140,2%	-0,479	0,17%
m_x_pos	5%	-19,64	377,5%	-0,539	0,87%
	10%	-13,69	847,3%	-0,695	2,70%

Podsumowując, konstrukcje z płynnym przejściem pomiędzy dwiema szerokościami linii mikropaskowej (typ D i E), pozwalające na uzyskanie najmniejszego poziomu strat przy przejściu przez skokową zmianę grubości podłoża, wykazują jednak bardzo niską odporność na rozrzuty wymiarów mogące wystąpić w procesie wytwarzania struktur LTCC.

Z przeprowadzonych badań wynika, że również w przejściu o najprostszej formie (typ B ze skokową zmianą szerokości linii) występują wymiary krytyczne, bardzo wrażliwe na niedokładności wykonania. Najmniej wrażliwą na rozrzuty parametrów okazała się konstrukcja z dwustopniowym przejściem pomiędzy dwiema szerokościami linii (typ C). Przy tym wykazuje ona zadowalające parametry oraz odznacza się łatwością wykonania. Spośród zbadanych rodzajów przejścia linii mikropaskowej przez skokową zmianę grubości podłoża wydaje się ona optymalna do zastosowania w strukturach LTCC. Należy jednak zapewnić odpowiednią grubość warstw podłoża, ponieważ wszystkie badane struktury mikropaskowe wykazują znaczną wrażliwość na zmiany tego parametru. Optymalne wymiary przejścia typu C przedstawiono na rys. 2.38.



Rys. 2.38 Zoptymalizowane wymiary przejścia z dwustopniową zmianą szerokości linii (typ C)

2.2.5. Zastosowanie soczewki dielektrycznej w układzie antenowym

Dla uzyskania większego skupienia wiązki w antenach mikrofalowych stosuje się soczewki wykonane z materiałów dielektrycznych. Zwykle jednak wiąże się to ze znacznym zwiększeniem rozmiarów układu antenowego, a także dodatkowymi stratami wnoszonymi przez dielektryk. Praca w zakresie fal milimetrowych czyni stosowanie soczewek bardziej praktycznym ze względu na proporcjonalne do długości fali zmniejszenie ich rozmiarów.

Wśród materiałów wykorzystywanych do wykonywania soczewek do zastosowań w paśmie milimetrowym wymienić można szkło [60, 61], tworzywa sztuczne takie jak teflon [62, 63], HDPE [64, 65], czy ABS [66], materiały ceramiczne [67, 68] oraz materiały półprzewodnikowe [69–73]. Coraz większą popularność zdobywa także zastosowanie technik druku 3D do wytwarzania soczewek dielektrycznych [74–79]. Pozwalają one na łatwe wykonywanie soczewek o skomplikowanych kształtach takich jak soczewki Fresnela.

Do zastosowania w projektowanym module nadawczym wybrano soczewki wykonane z wysokorezystywnego krzemu o wysokiej czystości (ang. High Resistivity Float Zone Silicon – HRFZ-Si) ze względu na ich niską stratność w zakresie fal milimetrowych oraz dobrą dostępność na rynku. Typowe wartości rezystywności tego rodzaju krzemu wynoszą powyżej 1 k Ω ·cm, natomiast względna przenikalność elektryczna wynosi $\varepsilon_r = 11,7$.

Zbadano możliwość zastosowania dwóch rodzajów płasko-wypukłych soczewek sferycznych: o średnicy 10 mm, grubości 4,4 mm i promieniu krzywizny 6,523 mm oraz o średnicy 12,7 mm, grubości 3 mm i promieniu krzywizny 23,77 mm. Ogniskowe optyczne dla powyższych soczewek wynoszą odpowiednio 2,7 mm i 9,8 mm.

W celu zbadania wpływu soczewki na charakterystyki anteny, wpływu rezystywności materiału na straty oraz ustalenia optymalnego położenia soczewki względem anteny przeprowadzono szereg pełnofalowych symulacji elektromagnetycznych. Pierwszym rozważanym modelem była soczewka zawieszona w wolnej przestrzeni oświetlana falą płaską o częstotliwości 110 GHz padającą na wypukłą powierzchnię soczewki wzdłuż osi Z. Obliczony rozkład natężenia pola elektrycznego na przekrojach w płaszczyźnie pola E i H soczewki o średnicy 10 mm przedstawiono na rys. 2.39. Na podstawie rozkładu natężenia pola stwierdzić można występowanie znaczących odbić od powierzchni soczewki powodujących widoczne interferencje z falą padającą. Wynikają one ze znacznej różnicy przenikalności elektrycznej pomiędzy ośrodkami. Ponadto można zaobserwować, że ognisko soczewki dla fali sub-terahercowej znajduje się bliżej soczewki niż wynikałoby to z ogniskowej optycznej obliczonej z wymiarów soczewki. Położenie ogniska w odległości zaledwie 0.82 mm

od płaskiej powierzchni soczewki powoduje, że jej zastosowanie może kolidować z elementami zamontowanymi na strukturze zawierającej antenę.



Rys. 2.39 Rozkład natężenia pola elektrycznego na przekroju soczewki krzemowej o średnicy 10 mm a) w płaszczyźnie pola E, b) w płaszczyźnie pola H

Rozkład natężenia pola dla drugiej badanej soczewki, o średnicy 12,7 mm, przedstawiono na rys. 2.40. Ponownie zaobserwować można interferencje fali odbitej od powierzchni soczewki z falą padającą, a także ognisko soczewki w odległości ok. 4,25 mm od płaskiej powierzchni soczewki. W przypadku większej soczewki ognisko jest także bardziej rozmyte w osi Z niż dla soczewki o średnicy 10 mm, co nieco zmniejsza wymagania odnośnie precyzji umiejscowienia soczewki względem anteny.



Rys. 2.40 Rozkład natężenia pola elektrycznego na przekroju soczewki krzemowej o średnicy 12,7 mm a) w płaszczyźnie pola E, b) w płaszczyźnie pola H

Aby zredukować problem odbić występujących na granicy ośrodków pomiędzy powietrzem a soczewką krzemową stosuje się niekiedy powłoki antyrefleksyjne poprawiające dopasowanie impedancyjne pomiędzy ośrodkami [70]. Najczęściej wykorzystuje się tu napylane powłoki dielektryczne stanowiące ćwierćfalowy transformator impedancji. Nakładanie tego typu powłok wymaga jednak specjalistycznej aparatury i długotrwałych procesów technologicznych, co znacząco podnosi koszt soczewek. W przypadku zastosowania soczewki płasko-wypukłej możliwe jest jednak zastosowanie mniej skomplikowanego rozwiązania w postaci płytki dielektrycznej stanowiącej transformator impedancji, do której przymocowana jest soczewka. W zaproponowanej konstrukcji wykorzystano płytkę wykonaną ze standardowego laminatu mikrofalowego Rogers RO4003C o przenikalności elektrycznej $\varepsilon_r = 3,55$ i grubości 0,305 mm, co stanowi ¼ długości fali przy częstotliwości 130 GHz. Rozkład natężenia pola dla soczewki wraz z warstwą laminatu przedstawiono na rys. 2.41. Jak można zauważyć zastosowanie transformatora impedancji z jednej strony soczewki pozwoliło na znaczne ograniczenie odbić i wyraźny wzrost natężenia pola w ognisku. Dodatkową zaletą tego rozwiązania jest jednoczesne wykorzystanie warstwy laminatu do zamocowania soczewki nad anteną.



Rys. 2.41 Rozkład natężenia pola elektrycznego na przekroju soczewki krzemowej o średnicy 12,7 mm z transformatorem impedancji a) w płaszczyźnie pola E, b) w płaszczyźnie pola H

Przedstawione powyżej wyniki symulacji elektromagnetycznych przeprowadzono przy założeniu typowej dla wysokorezystywnego krzemu wartości minimalnej rezystywności równej 1 k Ω ·cm. Ze względu na zaobserwowane znaczne różnice tego parametru pomiędzy materiałami oferowanymi przez różnych producentów soczewek przeanalizowano wpływ rezystywności soczewki na wnoszone przez nią straty. Na rys. 2.42 przedstawiono rozkład natężenia pola elektrycznego na osi soczewki dla kilku wartości rezystywności krzemu. Jak można zaobserwować dla rezystywności 1 k Ω ·cm i większych straty w soczewce są w przybliżeniu stałe i pomijalnie niskie. Dopiero obniżenie rezystywności do 100 Ω ·cm skutkuje zauważalnym wzrostem strat o ok. 2 dB. Dokładny rodzaj zastosowanego krzemu

wsokorezystywnego nie ma zatem istotnego wpływu na parametry układu antenowego z soczewką krzemową na tych częstotliwościach.



Rys. 2.42 Rozkład natężenia pola E w osi soczewki krzemowej dla różnych wartości rezystywności krzemu

Za pomocą symulacji elektromagnetycznych zbadano także wpływ soczewki krzemowej na charakterystyki promieniowania anten opisanych w punkcie 2.2.3.3. Na rys. 2.43 przedstawiono symulowane charakterystyki kierunkowe dwóch rozważanych typów anten bez zastosowania soczewki. Charakterystyka uzyskana dla pojedynczej anteny łatkowej jest typowa dla tego typu konstrukcji, z wiązką główną o szerokości ok. 150° i maksymalnym zyskiem kierunkowym ok. 7,5 dBi. Zastosowanie dwuelementowego szyku promienników łatkowych pozwoliło na zawężenie wiązki głównej do ok. 50° i podniesienie maksymalnego zysku do ok. 10,5 dBi.



Rys. 2.43 Symulowane charakterystyki kierunkowe w przekroju w płaszczyźnie pola E i H dla pojedynczej anteny łatkowej i dwuelementowego szyku anten łatkowych bez zastosowania soczewki krzemowej

Do wyznaczenia charakterystyk anteny wyposażonej w soczewkę wykorzystano model przedstawiony na rys. 2.44. Soczewka umieszczona została na podłożu stanowiącym transformator impedancji o rozmiarach nieznacznie wykraczających ponad rozmiar soczewki, jednak pokrywających wiązkę główną charakterystyki kierunkowej anteny. Soczewka została zawieszona nad anteną w odległości d pomiędzy anteną a transformatorem impedancji.



Rys. 2.44 Model symulacyjny anteny łatkowej z soczewką krzemową i transformatorem impedancji

Na rys. 2.45 przedstawiono wyniki symulacji charakterystyk kierunkowych pojedynczej anteny łatkowej przy zmianach odległości d od soczewki. Dla każdego z przypadków zaobserwowano wyraźnie zawężenie charakterystyk z maksimum zysku (ok. 18,5 dBi) dla odległości d ok 4,0 – 4,1 mm. Szerokość wiązki głównej wyniosła ok. 15°. Zwiększanie odległości powyżej 4,5 mm powoduje, że część wiązki głównej anteny trafia poza obszar soczewki, co skutkuje zwiększaniem poziomu listków bocznych w charakterystykach. Należy także zwrócić uwagę na znaczną wrażliwość charakterystyk promieniowania anteny na zmiany wysokości zawieszenia soczewki, co powoduje konieczność zachowania wysokiej precyzji jej montażu.



Rys. 2.45 Symulowane charakterystyki kierunkowe w przekroju w płaszczyźnie pola E pojedynczej anteny łatkowej dla różnych wysokości zawieszenia soczewki

Na rys. 2.46 przedstawiono wpływ zmian odległości soczewki od anteny na charakterystyki kierunkowe dwuelementowego szyku antenowego. W tym przypadku maksimum zysku występuje dla odległości nieco wyższej niż dla pojedynczego promiennika, ok. 5 mm, co jest związane z większymi wymiarami anteny. Maksymalny uzyskany zysk kierunkowy jest zbliżony do wartości uzyskiwanych dla pojedynczego promiennika z soczewką, ok. 18,5 dBi. Również szerokość wiązki głównej pozostaje na poziomie ok. 15°. Jednakże, w przeciwieństwie do pojedynczej anteny łatkowej wrażliwość charakterystyk szyku na zmiany odległości od soczewki jest wyraźnie mniejsza, co sprawia, że rozwiązanie to jest bardziej korzystne ze względu na odporność na rozrzuty produkcyjne.



Rys. 2.46 Symulowane charakterystyki kierunkowe w przekroju w płaszczyźnie pola E dwuelementowego szyku anten łatkowych dla różnych wysokości zawieszenia soczewki

Ze względu na konieczność precyzyjnej kontroli wysokości zawieszenia soczewki oraz zapewnienia możliwości jej regulacji podczas badań eksperymentalnych do wykorzystania w konstrukcji modułu nadawczego przewidziano rozwiązanie przedstawione na rys. 2.47a. Soczewka krzemowa jest tu zamocowana do płytki transformatora impedancji za pomocą wosku (rys. 2.47b). Ze względu na bardzo niską grubość laminatu mikrofalowego, konieczne było zastosowanie dodatkowej płytki usztywniającej wykonanej z typowego laminatu typu FR4 wyposażonej w okrągły otwór o średnicy 17 mm pod soczewką. Odpowiedni dystans od anteny i możliwość jego regulacji zapewnione są przez wymienne tuleje dystansowe umieszczone na śrubach mocujących. Elementy te wykonane są z tworzywa sztucznego, aby nie wprowadzać elementów przewodzących w pobliżu anteny.


Rys. 2.47 a) Sposób montażu soczewki krzemowej nad anteną; b) Soczewka krzemowa zamocowana do płytki transformatora impedancji

Przedstawione dotąd wyniki symulacji opierały się na uproszczonym modelu struktury przedstawionym na rys. 2.44. Ze względu na złożoność obliczeniową nie uwzględnia on jednak pełnych rozmiarów zarówno płaszczyzny masy pod anteną przewidzianych w docelowej strukturze LTCC jak i pełnych rozmiarów płytki transformatora impedancji oraz płytki usztywniającej pod soczewką. Dla weryfikacji poprawności przeprowadzonych symulacji wykonano model symulacyjny zawierający powyższe detale. Porównanie uzyskanych charakterystyk kierunkowych dla dwóch modeli szyku antenowego przedstawiono na rys. 2.48. Jak można zauważyć uwzględnienie pełnych wymiarów struktury nie ma istotnego wpływu na wiązkę główną charakterystyki, jednak zwiększenie rozmiarów płaszczyzny masy spowodowało znaczne obniżenie poziomu listków wstecznych. Zastosowanie w procesie projektowania modelu uproszczonego jest zatem wystarczające i nie powoduje znaczących błędów.



Rys. 2.48 Symulowane charakterystyki kierunkowe zysku zrealizowanego dwuelementowego szyku anten łatkowych dla uproszczonego modelu (rys. 2.44) oraz modelu pełnego uwzględniającego pełny docelowy rozmiar podłoża oraz dodanie płytki usztywniającej

2.2.6. Układ scalony nadajnika

Elementem aktywnym rozważanego zintegrowanego modułu nadawczego jest cienkowarstwowy układ scalony typu MMIC wykonany w strukturze z krzemo-germanu (SiGe) przedstawiony na rys. 2.49 [80]. Został on zaprojektowany, wykonany i zbadany dzięki współpracy z firmami SIRC Sp. z o.o. (Polska; projekt) i IHP (Niemcy; wykonanie) oraz Instytutem Mikroelektroniki i Fotoniki sieci badawczej Łukasiewicz (Polska; montaż). MMIC wykonany został w procesie 130 nm w technologii SiGe:C BiCMOS w procesie technologicznym SG13S opracowanym przez IHP [81]. Głównymi funkcjami tego układu typu front-end są ośmiokrotne powielenie częstotliwości sygnału lokalnego oscylatora (LO) oraz wzmocnienie sygnału na wyjściu powielacza, aby skompensować straty konwersji. Układ został zaprojektowany na częstotliwość sygnału wyjściowego w.cz. równą 110 GHz.



Rys. 2.49 Zdjęcie mikroskopowe układu MMIC nadajnika podczas pomiaru za pomocą sond ostrzowych

Główne bloki składające się na układ MMIC przedstawiono na schemacie na rys. 2.50. Na wejście układu trafia sygnał zewnętrznego lokalnego oscylatora o częstotliwości ok. 13,75 GHz. Sygnał ten doprowadzany jest niesymetryczną linią zasilającą. Jest on następnie poddawany konwersji na sygnał symetryczny za pomocą pasywnego układu symetryzatora. Jest to konieczne ze względu na konstrukcję bloku powielania częstotliwości. Różnicowy sygnał LO trafia następnie do bloku ośmiokrotnego powielacza częstotliwości zbudowanego z trzech stopni podwajających. Stopnie te posiadają identyczną budowę, jednakże wymagają indywidualnego strojenia ze względu na występowanie rezonansowego stopnia wyjściowego. Po powieleniu częstotliwości sygnał ponownie ulega konwersji na postać niesymetryczną za pomocą drugiego pasywnego symetryzatora, a następnie podawany jest na wejście wzmacniacza mocy. Wzmacniacz ten, zbudowany z wykorzystaniem tranzystorów bipolarnych, składa się z trzech stopni zbudowanych w układzie kaskody. Każdy ze stopni wyposażony jest w wejściowy i wyjściowy układ dopasowujący impedancję oraz układ ustalający punkt pracy tranzystorów. Układ kaskody jest często stosowany w bipolarnych wzmacniaczach w. cz. ze względu na znaczną redukcję wpływu pojemności pasożytniczych tranzystorów na parametry wzmacniacza. Obwód wyjściowy bloku wzmacniacza mocy zapewnia dopasowanie do impedancji 50 Ω na zaciskach wyjściowych układu. MMIC wymaga zasilania napięciem 3,3 V i mocy sygnału LO na poziomie -5 dBm.



Rys. 2.50 Schemat blokowy układu MMIC nadajnika

W celu ustalenia parametrów wykonanych układów oraz ich rozrzutów wyprodukowano i zbadano kilka egzemplarzy układów MMIC. Wyniki uzyskane dla większej niż jednostkowa próby są istotne ze względu na znaczne trudności w zbadaniu konkretnego układu przeznaczonego do integracji w docelowym module. Jest to spowodowane nieodwracalnością procesu bondowania wykorzystywanego do łączenia wyprowadzeń układu z zewnętrznymi obwodami oraz brakiem możliwości dołączenia sond ostrzowych do pól kontaktowych zawierających już wykonane połączenia drutowe.

Badania charakterystyk układów MMIC zostały wykonane za pomocą stacji pomiarów ostrzowych z wykorzystaniem pomiarowej do układu pomiarowego przedstawionego na rys. 2.51. Funkcje generatora sygnału LO oraz odbiornika pomiarowego pełni wektorowy analizator obwodów Keysight PNA-X N5245A. Sygnał LO doprowadzany jest do pól kontaktowych badanego układu za pomocą sondy ostrzowej GSG Cascade I40-A-GSG-100 zasilanej kablem współosiowym (rys. 2.52a). Do wyjścia w. cz. układu MMIC dołączona jest falowodowa sonda ostrzowa Cascade I140-S-GSG-100BT. Sygnał z sondy trafia do głowicy falowodowej VDI VNAX na pasmo 90 - 140 GHz, skąd po przemianie częstotliwości podawany jest na wrota analizatora obwodów. Znana charakterystyka przenoszenia głowicy pozwala na pomiar mocy wyjściowej badanego urządzenia. Zasilanie układu MMIC podczas pomiaru zapewniane jest poprzez płytkę testową (rys. 2.52b) do której dołączony jest on techniką bondingu.



Rys. 2.51 Schemat układu pomiarowego



Rys. 2.52 a) Układ MMIC nadajnika podczas pomiarów za pomocą sond ostrzowych,
b) Płytka testowa z zamontowanym układem MMIC w trakcie pomiaru

Zmierzone charakterystyki częstotliwościowe mocy wyjściowej dla pięciu egzemplarzy układu MMIC przedstawiono na rys. 2.53. Kształt charakterystyk dla większości próbek jest zbliżony z wyjątkiem układu Tx3. Moc wyjściowa przy częstotliwości 110 GHz wacha się w zakresie od -14,85 do -11 dBm. Maksimum występuje przy częstotliwości 108,5 GHz. Na tej częstotliwości moc wyjściowa zmienia się pomiędzy egzemplarzami w zakresie od -15 do -10,5 dBm. Przesunięcie częstotliwości maksimum mocy może wynikać z niedokładności w dostrojeniu rezonansowych stopni wyjściowych niektórych bloków układu MMIC.



Rys. 2.53 Zmierzone charakterystyki częstotliwościowe mocy wyjściowej pięciu egzemplarzy układu MMIC nadajnika

2.2.7. Zintegrowany moduł nadawczy typu system-in-package

Dla zbadania możliwości i ograniczeń wynikających z zastosowania techniki Systemin-Package do integracji elementów składowych wykonanych w różnych technologiach opracowano moduł nadawczy na pasmo sub-terahercowe łączący w sobie elementy omówione we wcześniejszych rozdziałach [80, 82]. Przy projektowaniu modułu zwracano uwagę na możliwość stosowania wielu gotowych, dostępnych komercyjnie, elementów składowych, a także ograniczenie konieczności stosowania skomplikowanych technologii wytwarzania i montażu. Takie rozwiązania pozwalają na ograniczenie kosztów wytwarzania tego typu konstrukcji oraz pozwoliły na wykonanie modułu z wykorzystaniem możliwości ośrodków krajowych.

Podstawą budowy zintegrowanego modułu nadawczego jest struktura LTCC zawierająca układ antenowy oraz zapewniająca połączenia pomiędzy elementami składowymi. Model obrazujący budowę zaprojektowanej struktury LTCC przedstawiono na rys. 2.54.

Struktura LTCC ma postać kwadratowej płytki o boku o długości 35 mm składającej się z trzech warstw podłoża ceramicznego. Ze względu na zastosowanie bezskurczowej folii LTCC na spodzie struktury znajduje się warstwa ceramiki alundowej o grubości 0,5 mm (oznaczenie 1 zgodnie z rys. 2.54). Na warstwie alundowej położone są dwie warstwy podłoża LTCC o grubości 70 µm każda (2,3). Na każdej z warstw podłoża naniesiono odpowiednią mozaikę ścieżek przewodzących. Na powierzchni struktury, na środku płytki umieszczony został dwuelementowy zasilany szeregowo szyk anten łatkowych (4) opisany w 2.2.3.3. Zasilanie szyku doprowadzone zostało linią mikropaskową o szerokości 140 µm (5) zakończonej przed szerokim metalowym polem przeznaczonym do montażu układu MMIC (6). Pole to jest konieczne do zapewnienia połączenia spodu MMIC do masy. W pobliżu układu MMIC po obu stronach linii mikropaskowej umieszczono metalowe pola przeznaczone do wykonania połączeń bondowanych do masy. Kolejne tego typu pola umieszczone są wzdłuż dłuższych krawędzi MMIC i przeznaczone są do zasilania układu (7).



Rys. 2.54 Model kompletnej struktury LTCC

Pola kontaktowe służące do wykonywania połączeń bondowanych wymagają dodatkowego pokrycia złotą pastą przewodzącą, aby zapewnić odpowiednią przyczepność złotego drutu. Zasilanie układu MMIC doprowadzone jest do modułu za pomocą złącza (8). W module przewidziano lokalne kondensatory odsprzęgające linie zasilające (9). Wykorzystano tu standardowe kondensatory do montażu powierzchniowego w obudowie 0603. Wszystkie ścieżki masy wokół układu MMIC dołączone zostały także do wewnętrznych płaszczyzn masy (10, 11) wykonanych na położonych niżej warstwach podłoża. Dla zapewnienia niskiej rezystancji tych połączeń zastosowano tu zamiast typowych przelotek metalizowanych (via) rowki o szerokości 70 μ m (12) i 200 μ m (13) wypełnione przewodnikiem (12 łączące z warstwą przewodzącymi 5 i 13 łączące z warstwami przewodzącymi 10 i 11). Połączenia pomiędzy warstwami zilustrowano także na rys. 2.55.



Rys. 2.55 Przekrój struktury LTCC modułu nadawczego

Po prawej stronie od układu MMIC doprowadzono linie mikropaskowa (14) doprowadzającą zewnętrzny sygnał LO ze złącza współosiowego (15) umieszczonego na krawędzi struktury. Podobnie jak od strony anteny po bokach linii występują pola do bondowania linii masy odzwierciedlające konfiguracje pól kontaktowych na powierzchni MMIC. Ze względu na stosunkowo wysoką częstotliwość sygnału LO ok. 14 GHz konieczne jest zastosowanie precyzyjnego złącza współosiowego SMA o odpowiedniej maksymalnej częstotliwości pracy. Złącze tego typu wymaga doprowadzenia linii zasilającej o szerokości co najmniej 250 μm o impedancji charakterystycznej 50Ω. Nie jest zatem możliwe bezpośrednie połączenie z linią mikropaskową na pojedynczej warstwie podłoża LTCC. Problem ten rozwiązano stosując wycięcie (16) w wewnętrznej warstwie przewodzącej (10) lokalnie dwukrotnie zwiększając grubość podłoża. Umożliwiło to zastosowanie odcinka 50Ω linii mikropaskowej o szerokości 314 µm. Dla zachowania ciągłości impedancji linii przy zmianie grubości podłoża, na krawędzi wycięcia zastosowano zoptymalizowane dwustopniowe przejście (17) omówione w punkcie 2.2.4. Dla zapewnienia dobrego połączenia masy złącza współosiowego z wewnętrznymi warstwami przewodzącymi zastosowano przelotki metalizowane (18) i rowki wypełnione przewodnikiem (19). Rowki tego typu zastosowano także na całym obwodzie wewnętrznej warstwy przewodzącej (20). Cztery otwory umieszczone w narożnikach struktury przeznaczone są do montażu soczewki za pomocą konstrukcji o regulowanej wysokości przedstawionej na rys. 2.47a. Zdjęcia w pełni zmontowanej struktury LTCC oraz kompletnego zintegrowanego modułu nadawczego przedstawiono odpowiednio na rys. 2.56 oraz 2.57.



Rys. 2.56 Zdjęcie wykonanego modułu nadawczego przed montażem soczewki



Rys. 2.57 Zdjęcie zmontowanego modułu nadawczego

Do zbadania wykonanego modułu wykorzystano układ pomiarowy przedstawiony na rys. 2.58. Umożliwia on wyznaczenie charakterystyk kierunkowych promieniowania modułu, a także określenie charakterystyk częstotliwościowych mocy promieniowanej. Badane urządzenie umieszczone jest na programowalnym precyzyjnym stole obrotowym umożliwiającym zautomatyzowany pomiar charakterystyk kierunkowych w jednej płaszczyźnie. Sygnał LO_{DUT} dostarczany jest do badanego modułu kablem współosiowym z wektorowego analizatora obwodów Keysight PNA-X N5245A. Tor odbiorczy układu pomiarowego składa się z wzorcowej falowodowej anteny tubowej o wysokim zysku dołączonej do głowicy falowodowej VDI VNAX pracującej w paśmie 90 – 140 GHz. Głowica ta dołączona jest do wektorowego analizatora obwodów. Znane charakterystyki przenoszenia głowicy pozwalają na wyznaczenie wartości bezwzględnej mocy odbieranej. Automatyzację pomiarów zrealizowano za pomocą stworzonego oprogramowania w środowisku Matlab. Odległość anteny odbiorczej od badanego urządzenia została dobrana tak aby spełnić warunki pomiaru w strefie dalekiej. Wykonany układ pomiarowy zaprezentowano na rys. 2.59.



* przy pomiarze przekroju charakterystyki kierunkowej w płaszczyźnie pola E

Rys. 2.58 Schemat układu pomiarowego do badania charakterystyk promieniowania integrowanego modułu nadawczego.

Układ pomiarowy umożliwia określenie zastępczej mocy promieniowanej izotropowo (EIRP). Moc EIRP urządzenia nadawczego jest określana na podstawie bilansu łącza układu pomiarowego (2.12)

$$EIRP = P_{Rx} - G_{VNAX} - G_{Rx} + L_{FS}, \qquad (2.12)$$

gdzie:

 P_{Rx} – poziom mocy zarejestrowany przez odbiornik pomiarowy wektorowego analizatora obwodów,

GvNAX - zysk konwersji głowicy falowodowej,

G_{Rx} – zysk tubowej anteny pomiarowej,

LFS - straty w wolnej przestrzeni



Rys. 2.59 Układ pomiarowy do badania charakterystyk promieniowania zintegrowanego modułu nadawczego podczas pomiaru

Aby określić optymalną wysokość zawieszenia soczewki nad anteną zmierzono charakterystyki modułu nadawczego przy zmianach położenia soczewki. Wartości mocy EIRP badanego modułu dla wysokości zawieszenia soczewki d zmieniającej się w zakresie od 3 do 8,5 mm zmierzone na częstotliwości 108,5 GHz (co odpowiada częstotliwości, dla której osiągnięto maksymalną moc wyjściową układów MMIC) przedstawiono na rys. 2.60.



Rys. 2.60 Moc EIRP modułu nadawczego przy częstotliwości 108,5 GHz względem wysokości zawieszenia soczewki d [80]

Jak można zaobserwować przy zmianach położenia soczewki występują znaczne wahania mocy EIRP. Mają one charakter okresowy, z okresem ok. 1,4 mm, co odpowiada ¹/4 długości fali. Powodem tego zjawiska są odbicia, które występują na granicy ośrodków między soczewką, a powietrzem na wypukłej powierzchni soczewki nie wyposażonej w powłokę antyrefleksyjną. Wielokrotnie odbijające się fale pomiędzy soczewką, a strukturą LTCC interferują ze sobą zależnie od odległości pomiędzy powierzchniami, co skutkuje otrzymaną charakterystyką. Pomiędzy soczewką, a strukturą LTCC tworzy się zatem rodzaj rezonatora. Takie zachowanie badanego modułu powoduje konieczność bardzo precyzyjnego (z dokładnością ok. 0,1 mm) pozycjonowania soczewki, aby uzyskać maksymalną moc promieniowania. Najwyższą wartość EIRP, wynoszącą -3,8 dBm uzyskano przy wysokości zawieszenia soczewki d = 3,84 mm. Dalsze pomiary przeprowadzono przy zachowaniu tej wartości.

Charakterystyki częstotliwościowe EIRP dla modułu z zamontowaną soczewką krzemową oraz po jej zdemontowaniu przedstawiono na rys. 2.61. Zgodnie z oczekiwaniami maksymalną moc EIRP osiągnięto przy częstotliwości 108,5 GHz odpowiadającej maksimum typowej charakterystyki mocy wyjściowej układu MMIC. Przy zdemontowanej soczewce maksymalna moc EIRP wyniosła ok. -13 dBm przy nieznacznie wyższej częstotliwości ok. 109 GHz. Zastosowanie soczewki krzemowej pozwala zatem na ok. 10 dB wzrost zysku układu antenowego, co pokrywa się z wynikami uzyskanymi w wyniku symulacji elektromagnetycznych.



Rys. 2.61 Porównanie charakterystyk częstotliwościowych mocy EIRP modułu nadawczego z i bez soczewki

Charakterystyki kierunkowe modułu zmierzone przy częstotliwości 108,5 GHz przedstawiono na rys. 2.62. Jak można zaobserwować zastosowanie soczewki pozwoliło na znaczące zawężenie wiązki głównej zarówno w płaszczyźnie pola E, jak i w płaszczyźnie pola H. Szerokości wiązki wyniosły odpowiednio 15,5° i 15° w płaszczyźnie pola E i H, co również pokrywa się z wynikami uzyskanymi z symulacji elektromagnetycznych.



Rys. 2.62 Charakterystyki kierunkowe mocy EIRP modułu nadawczego z i bez soczewki przy częstotliwości 108,5 GHz

Na podstawie zmierzonych szerokości wiązki głównej możliwe jest oszacowanie kierunkowości anteny na poziomie 22,5 dBi [83], co świadczy, że efektywna apertura anteny (ok. 120 mm²) jest zbliżona do powierzchni soczewki (ok. 160 mm²).

Dla dokładnego ustalenia zysku kierunkowego układu antenowego wraz soczewką i układem zasilającym konieczna jest znajomość mocy wyjściowej układu MMIC. Jednakże, ze względu na zastosowaną technologię montażu nie jest możliwy pomiar charakterystyk konkretnego egzemplarza występującego w module zintegrowanym. Przy założeniu,

na podstawie wyników pomiarów pozostałych egzemplarzy (rys. 2.53), że moc wyjściowa zamontowanego układu MMIC wynosi -12,7 dBm zysk kierunkowy układu antenowego można oszacować na poziomie ok. 8,9 dBi. W takim wypadku różnica pomiędzy oszacowanym zyskiem kierunkowym, a oszacowaną kierunkowością anteny wyniesie ok. 13,6 dB. Świadczy to o bardzo wysokim poziomie strat w układzie antenowym lub o wadliwym działaniu konkretnego układu MMIC, które obarczałoby powyższe szacunki znacznym błędem.

Około 1,5 dB strat może zostać przypisane wpływowi odbić od wypukłej powierzchni soczewki nie pokrytej powłoką antyrefleksyjną. Jak wykazano wcześniej straty wnoszone przez samą soczewkę krzemową są pomijalnie niskie. W związku z tym najbardziej prawdopodobnymi źródłami start w badanej konstrukcji są:

- Drutowe połączenia bondowane pomiędzy układem MMIC, a linią zasilającą antenę
- Większe niż zakładane straty w przewodniku związane z jakością nadrukowywanych warstw przewodzących w strukturze LTCC

2.2.8. Połączenia drutowe typu wire bond w zakresie sub-terahercowym

Połączenia bondowane ze względu na swoją znaczną długość (rys. 2.63), w zakresie częstotliwości sub-terahercowych mogą stanowić znaczącą indukcyjność, co przyczynia się do niedopasowania impedancyjnego takiego połączenia. Poza tym, przy niekorzystnej geometrii połączenia istnieje możliwość powstawania strat związanych z promieniowaniem.



Rys. 2.63 Połączenia drutowe pomiędzy układem MMIC, a linią zasilającą antenę

Aby przeanalizować straty wprowadzano do układu przez połączenia bondowane stworzono model symulacyjny możliwie dokładnie odzwierciedlający wykonaną strukturę oraz geometrię drutów połączeniowych (rys. 2.64). Wykonane symulacje elektromagnetyczne pozwoliły na ustalenie tłumienia pomiędzy układem MMIC, a anteną jak również obserwację rozkładu pola elektrycznego wokół struktury.



Rys. 2.64 Model symulacyjny połączenia bondowanego

Obliczoną w wyniku symulacji charakterystykę współczynnika transmisji pomiędzy portem zasilającym zlokalizowanym na modelu układu MMIC, a portem umieszczonym w miejscu anteny przedstawiono na rys. 2.65. Jak można zaobserwować przy częstotliwości 108,5 GHz straty na połączeniu bondowanym wynoszą ok. 12,7 dB. Jest to wartość bardzo zbliżona do oszacowanej dla rzeczywistego urządzenia, co potwierdza istotny negatywny wpływ tego typu połączeń na układy pracujące w zakresie sub-terahercowym.



Rys. 2.65 Symulowana charakterystyka modułu współczynnika transmisji dla modelu połączenia bondowanego

Na rys. 2.66 przedstawiono chwilowy rozkład pola elektrycznego wokół modelu. Można tu zaobserwować, że nieznaczna część energii transmitowanej przez druty połączeniowe zostaje wypromieniowana co częściowo przyczynia się do obserwowanych strat.



Rys. 2.66 Chwilowy rozkład pola elektrycznego na przekroju modelu połączenia bondowanego

Znane są metody pozwalające na ograniczenie strat związanych z połączeniami bondowanymi. Po pierwsze możliwe jest obniżenie indukcyjności wprowadzanej przez bonding poprzez zastosowanie zamiast typowego drutu szerokiej taśmy metalowej [84, 85]. Przykład takiego rozwiązania przedstawia rys. 2.67a. Alternatywą dla stosowania taśmy jest wielokrotne równoległe łączenie tych samych punktów za pomocą drutu (rys. 2.67b) [86]. Oba te rozwiązania wymagają jednak zastosowania w obu łączonych elementach pól kontaktowych o większych rozmiarach.



Rys. 2.67 a) Przykład połączenia bondowanego z użyciem taśmy [87];
b) Przykład zastosowania podwójnych połączeń drutowych [88]

Ponadto korzystne jest ograniczenie długości połączeń oraz unikanie tworzenia pętli o dużych rozmiarach. Jedną z metod umożliwiającą osiągnięcie tych założeń jest umieszczenie układu MMIC wewnątrz wnęki, w taki sposób, aby jego powierzchnia znajdowała się na poziomie zbliżonym do pól kontaktowych na strukturze, do której jest on dołączany. Przykład takiego rozwiązania przedstawiono na rys. 2.68a [27]. Bardziej zaawansowaną techniką służącą poprawieniu efektywności transmisji przez połączenia bondowane jest zastosowanie połączeń współosiowych (MicroCoax) [89] (rys. 2.68b). Posiadają one bardzo dobre parametry

elektryczne, a także pozwalają na całkowite wyeliminowanie promieniowania połączeń, jednakże wymagają skomplikowanego procesu technologicznego pozwalającego na napylanie warstw dielektrycznych i przewodzących. Bardzo korzystnym rozwiązaniem jest także całkowite wyeliminowanie bondingu poprzez zastosowanie techniki flip-chip polegającej na bezpośrednim połączeniu pól kontaktowych układu MMIC z polami kontaktowymi obwodu drukowanego za pomocą kulek spoiwa lutowniczego [90, 91].



Rys. 2.68 a) Przykład skrócenia połączeń bondowanych poprzez zastosowanie wnęki [27] ; b) Przykład współosiowego połączenia typu MicroCoax [89]

Inną metodą ograniczania strat połączeń bondowanych jest kompensacja indukcyjności drutu za pomocą układów dopasowujących. Układy te mają zazwyczaj postać włączanych równolegle elementów pojemnościowych (rys. 2.69a), niekiedy uzupełnianych dodatkowymi elementami indukcyjnymi w postaci połączeń bondowanych (rys. 2.69b) [88].



Rys. 2.69 Przykłady układu dopasowującego: a) z elementem pojemnościowym; b) z elementem pojemnościowym i indukcyjnym [88]

Dążenie do maksymalnego skrócenia połączenia nie zawsze jest działaniem korzystnym. Jednym z rozwiązań układu dopasowującego kompensującego wpływ połączenia bondowanego, które jest stosunkowo łatwe w realizacji jest samokompensacja poprzez odpowiedni dobór długości drutu połączeniowego. W literaturze znaleźć można przykłady zastosowania tego rodzaju kompensacji z zastosowaniem połączeń o długości równej

 $\frac{1}{2}$ λ [92–94]. W celu sprawdzenia możliwości zastosowania takiego rozwiązania zaprojektowano i wykonano strukturę testową zawierającą zestaw par pól kontaktowych połączonych pojedynczym złotym drutem techniką bondingu (rys. 2.70).



Rys. 2.70 Struktura testowa z połączeniami bondowanymi różnej długości

Do zbadania charakterystyk parametrów macierzy rozproszenia elementów struktury testowej wykorzystano układ pomiarowy opisany w punkcie 2.2.3.2. Zmierzone charakterystyki dla wybranych elementów przedstawiono na rys. 2.71. Zaznaczona przy wykresach długość odpowiada odległości pomiędzy polami kontaktowymi. Wysokości pętli drutu połączeniowego dla zmierzonych elementów zawiera się w przedziale 220 - 360 µm. Porównując uzyskane wyniki przy zmieniającej długości połączenia bondowanego w zakresie 2,4 – 1,2 mm (rys. 2.71a-e) można zauważyć przesuwające się w częstotliwości pasmo przepustowe w którym tłumienie osiąga wartości poniżej 4 dB, natomiast współczynnik odbicia pozostaje na poziomie poniżej -10 dB. Pasmo takie nie jest widoczne dla połaczenia o długości 0,9 mm (rys. 2.71f) prawdopodobnie z powodu jego przesunięcia poza zakres częstotliwości pomiarowych. Widać wyraźnie, że za pomocą zmian długości drutu połączeniowego możliwe jest uzyskanie pożądanego zakresu częstotliwości pracy. Dla ograniczenia strat w analizowanym zintegrowanym module nadawczym długości połączeń powinny zostać zwiększone do ok. 1,3 – 1,4 mm. Wadą takiego rozwiązania, podobnie jak większości układów dopasowujących jest ograniczona szerokość pasma pracy, która dla zbadanych struktur osiągała maksymalnie ok. 23%. Jednakże tego rzędu szerokości pasma mogą okazać się wystarczające dla bardzo wielu zastosowań. Na przykład w przypadku analizowanego modułu zintegrowanego szerokość pasma układu MMIC wynosi ok. 6%. Na podstawie uzyskanych wyników można zatem stwierdzić, że przy odpowiednim doborze długości możliwe jest wykonanie typowego drutowego połączenia bondowanego pracującego przy częstotliwości powyżej 100 GHz charakteryzującego się niskimi stratami i dobrym dopasowaniem impedancyjnym.



Rys. 2.71 Zmierzone charakterystyki częstotliwościowe parametrów macierzy rozproszenia dla wybranych długości struktur testowych

Biorąc pod uwagę, że z wysokim prawdopodobieństwem stwierdzić można, że połączenia bondowane odpowiadają za zdecydowaną większość strat zaobserwowanych w zintegrowanym module nadawczym, wprowadzenie analizowanego powyżej sposobu kompensacji umożliwi znaczącą poprawę sprawności. Jest zatem możliwe stworzenie efektywnie działającego urządzenia typu System-in-Package integrującego komponenty wykonane w różnych technologach, pracującego w zakresie częstotliwości sub-terahercowych. Ponadto jest to możliwe przy wykorzystaniu standardowych procesów produkcyjnych i technik montażu. Najważniejszym ograniczeniem tego typu konstrukcji pozostają wewnętrzne połączenia przenoszące sygnały w.cz., jednak zastosowanie odpowiednich technik pozwala na znaczące ograniczenie ich wpływu.

Podsumowując, w niniejszym rozdziale omówiono techniki integracji elementów układów na pasmo milimetrowe wykonanych w różnych procesach technologicznych. Dokonano analizy stanu techniki w zakresie dostępnych metod i technologii tworzenia struktur zintegrowanych tego typu ze szczególnym uwzględnieniem problemu integracji układów antenowych.

Następnie przeanalizowano możliwość wykorzystania metod integracji System-in-Package w układach na zakres fal milimetrowych na przykładzie modułu nadawczego. Jako podstawę konstrukcji takiego modułu wykorzystano strukturę ceramiczną w technologii LTCC. W punkcie 2.2.3 na przykładzie struktur testowych omówiono częste problemy spotykane przy wytwarzaniu obwodów w.cz. w technologii LTCC i zaproponowano alternatywne rozwiązania pozwalające na ich rozwiązanie. Ponadto zaprezentowano zaprojektowane i wykonane struktury testowe LTCC zawierające anteny oraz budowę wykorzystywanego w badaniach stanowiska pomiarowego. Struktury z antenami pozwoliły na przeanalizowanie wpływu niedoskonałości warstw przewodzących w strukturach LTCC na ich parametry, co umożliwiło uwzględnienie tych zjawisk przy projektowaniu anten.

W kolejnych punktach omówiono elementy składowe projektowanego modułu nadawczego oraz przeanalizowano zastosowanie soczewki dielektrycznej do zwiększenia zysku układu antenowego. Następnie przedstawiono konstrukcję zintegrowanego modułu nadawczego oraz dokonano analizy wyników przeprowadzonych badań. Na ich podstawie stwierdzono znaczący negatywny wpływ bondowanych połączeń drutowych na parametry modułu potwierdzony analizą symulacyjną.

W końcowej części rozdziału przeanalizowano możliwości ograniczenia strat wprowadzanych przez połączenia bondowane w obwodach pracujących w zakresie fal milimetrowych. Zbadano możliwość kompensacji tego typu połączeń za pomocą odpowiedniego doboru długości połączenia. W tym celu wykonano i zbadano struktury testowe z połączeniami bondowanymi o zmiennej długości. Na podstawie uzyskanych wyników stwierdzono wysoką skuteczność tego rozwiązania przy częstotliwościach w pobliżu 100 GHz. Należy jednak zauważyć, że straty w tego typu połączeniach związane z ich wysoką indukcyjnością oraz promieniowaniem, w przypadku ich długości porównywalnej z długością fali, wzrastają wraz ze wzrostem częstotliwości, co znacząco ogranicza możliwości zastosowania tego typu połączeń przy znacząco wyższych częstotliwościach.

3. Integracja układów na pasmo fal milimetrowych w skali mikro

3.1. Metody integracji System-on-Chip

Metody integracji typu System-in-Package pozwalają uzyskać dużą swobodę projektowania oraz możliwość doboru materiałów o parametrach optymalnych dla danego rodzaju układu [91, 95]. Nadal jednak największym problemem tego typu struktur pozostaje wykonywanie połączeń pomiędzy elementami składowymi [96]. Istniejące metody łączenia wraz ze wzrostem częstotliwości pracy układu generują coraz większe straty, a dostępne metody kompensacji stają się trudniejsze w realizacji oraz wpływają negatywnie na szerokość pasma pracy. Trudności te skłaniają do poszukiwania rozwiązań pozwalających na wykonanie wszystkich elementów toru w.cz. pracującego w zakresie fal milimetrowych w jednym procesie technologicznym. Takie rozwiązanie pozwala na wyeliminowanie konieczności wyprowadzania sygnałów w.cz. poza układy scalone, a co za tym idzie ograniczenie strat. Rozwiązania integrujące wiele elementów pełniących różne funkcje (np. zasilanie, przetwarzanie danych, cyfrowe przetwarzanie sygnałów, generacja sygnałów w.cz, układy nadawczo-odbiorcze i anteny) składające się na kompletny system (np. moduł komunikacyjny, radar) określane jako System-on-Chip (SoC) przyczyniają się także do coraz większej miniaturyzacji. W ciągu ostatniej dekady bardzo wiele prac badawczych dotyczących układów typu SoC na pasmo milimetrowe koncentruje się na integracji anten (Antenna-on-Chip, AoC) [97-99], jako ostatnim elemencie toru radiowego stojącym na przeszkodzie stworzeniu SoC z interfejsem bezprzewodowym. Ewolucja systemów radiowych umożliwiająca wykorzystanie zakresu fal milimetrowych pozwoliła na realizację tej koncepcji ze względu na zmniejszenie wymaganych rozmiarów anten do wielkości realizowalnych w strukturach scalonych. Nadal jednak najważniejszymi czynnikami utrudniającymi tworzenie układów tego typu są niekorzystne parametry materiałów półprzewodnikowych. Wykazują one wysokie wartości przenikalności eklektycznej (np. dla krzemu $\varepsilon_r = 11.9$), niska rezystywność (13 - 200 Ω /cm) oraz wysoka grubość podłoża (250 – 300 μm). Stwarza to niekorzystne warunki pracy anteny. Wysoka przenikalność podłoża powoduje, że większość energii wypromieniowywana jest w kierunku podłoża (rys. 3.1a) [100]. W połączeniu z jego znaczną grubością stwarza to warunki sprzyjające wzbudzaniu fal powierzchniowych propagujących w podłożu [101]. Z tego powodu zintegrowane anteny wykorzystujące typowe rozwiązania technologiczne w cienkowarstwowych strukturach półprzewodnikowych wykazują się niskim, najczęściej ujemnym zyskiem oraz niską sprawnością [101-105]. Opracowano jednak szereg rozwiązań pozwalających na poprawę parametrów anten typu AoC [106]. Najlepsze rezultaty osiągnięto

dla struktur wyposażonych w anteny z rezonatorem dielektrycznym (ang. *Dielectric Resonator Antenna* – DRA) [107–109] oraz ze zintegrowaną soczewką półprzewodnikową (rys. 3.1b) [72, 110]. Rozwiązania te wiążą się jednak z koniecznością zastosowania elementów montowanych na powierzchni układu scalonego znacznie zwiększających jego rozmiary oraz komplikujących proces wytwarzania. Dla zachowania planarnej struktury układu SoC możliwe jest zastosowanie rezonatora zintegrowanego w strukturze półprzewodnikowej [111], dodanie warstw dielektrycznych na powierzchni struktury [112–114], czy też zmniejszanie grubości warstw półprzewodnika pod anteną [115]. Możliwe jest zatem wykonanie konwencjonalnych obwodów antenowych w cienkowarstwowej strukturze półprzewodnikowej.



Rys. 3.1 a) Typowe charakterystyki promieniowania anten na podłożu krzemowym [97]; *b) Przykład rozwiązania typu AoC zintegrowanego z soczewką krzemową* [69]

Współczesne systemy łączności w coraz większym stopniu opierają się o urządzenia rekonfigurowane, dynamicznie dostosowujące się do zmiennych warunków pracy oraz wykonywanego zadania. Wykorzystują one także coraz częściej słabo zagospodarowane dotąd pasmo fal milimetrowych (np. 5G New Radio). Rekonfigurowalność dotyczy także układów antenowych, gdzie wymagane są anteny o przełączanej wiązce, zmiennej polaryzacji czy częstotliwości pracy. Warto tu także wspomnieć o podlegającej obecnie intensywnemu rozwojowi nowej klasie szyków antenowych – anten z modulacją czasową, gdzie kluczowym elementem jest efektywne i szybkie przełączanie sygnałów w.cz. [116–118]. Rozwiązania te wymagają zastosowania układów przełączających sygnały w zakresie fal milimetrowych. Układy takie są także niezbędnie dla rozwoju wielu systemów komunikacji, detekcji, obrazowania czy kontrolno-pomiarowych [4, 5, 119]. Wśród ich zastosowań znajdują się wielopasmowe odbiorniki, układy nadawczo-odbiorcze, systemy z dupleksem czasowym czy wielokanałowe systemy pomiarowe. Integracja układów przełączających jest zatem ważnym zagadnieniem dla rozwoju zminiaturyzowanych, wysokosprawnych rozwiązań typu SoC. Aby jednak było to możliwe, technologia wykonania układu musi zapewniać kompatybilność

z pozostałymi elementami SoC takimi jak układy cyfrowego przetwarzania sygnałów, wzmacniacze oraz anteny AoC.

3.2. Przegląd stanu techniki w zakresie układów przełączających w.cz. w zakresie fal milimetrowych

W literaturze znaleźć można przykłady konstrukcji układów przełączających na pasmo fal milimetrowych wykorzystujących wiele różnych technologii [120]. Większość z nich wykorzystuje przyrządy półprzewodnikowe, najczęściej wykonane z krzemu lub półprzewodników złożonych ze związków pierwiastków III i V grupy układu okresowego. Wśród nich stosowane są diody oraz tranzystory zarówno bipolarne (najczęściej heterozłączowe – ang. *Heterojunction Bipolar Transistor*, HBT) jak i polowe. Przyrządy te wykonywane są zazwyczaj w typowych procesach technologicznych półprzewodnikowych układów cienkowarstwowych. Do mniej konwencjonalnych rozwiązań należą natomiast systemy mikroelektromechaniczne (ang. *Micro Electro-Mechanical Systems*, MEMS) czy materiały o zmiennych fazach (ang. *Phase Changing Materials* – PCM). Poza tym, w ostatnim czasie pojawiają się nowe rozwiązania oparte o materiały dwuwymiarowe (ang. *2D Materials*), takie jak grafen.

a) Układy przełączające wykorzystujące tranzystory

Najbardziej rozpowszechnioną i najprostszą technologią wytwarzania układów półprzewodnikowych, zapewniającą najniższe koszty produkcji jest technologia CMOS (ang. *Complementary Metal Oxide Semiconductor*) na podłożach krzemowych. Umożliwia ona tworzenie obwodów z tranzystorami polowymi i jest szeroko stosowana w przemyśle elektronicznym. Sprzyja to konstruowaniu układów przełączających, które mogą być łatwo zintegrowane z innymi komponentami w jednej strukturze krzemowej.

Najczęściej wykorzystywaną topologią w przełącznikach w technologii CMOS jest konstrukcja bocznikowa z linią ćwierćfalową (ang. $\lambda/4$ shunt switch) [121–125]. Wykorzystuje się ją zazwyczaj do konstruowania przełączników dwupozycyjnych SPDT (ang. *Single-Pole Double-Throw*). Ćwierćfalowe odcinki linii transmisyjnej stosowane są tu w roli transformatorów impedancji (rys. 3.2). Wrota wejściowe przełącznika podłączone są do dwóch gałęzi zawierających linie ćwierćfalowe. Na drugim końcu każdej z linii, dołączonej do odpowiednich wrót wyjściowych, umieszcza się element przełączający (w tym wypadku tranzystor) pomiędzy linią, a masą. Kiedy tranzystor jest w stanie włączonym stanowi niską impedancję, która test transformowana poprzez linię ćwierćfalowa, na wysoką impedancję od strony wrót wejściowych. W tym stanie dana gałąź jest izolowana. Jeżeli w drugiej gałęzi tranzystor jest w stanie wyłączonym, a jego impedancja jest dopasowana do impedancji charakterystycznej linii transmisyjnej (najczęściej za pomocą stroika w postaci odcinka linii) następuje transmisja pomiędzy wrotami wejściowymi, a wrotami wyjściowymi w tej gałęzi.



Rys. 3.2 Schemat przełącznika SPDT w topologii bocznikowej z linią ćwierćfalową [121]

Topologia ta jest najczęściej stosowaną w przełącznikach w.cz., posiada jednak znaczące wady, szczególnie istotne przy wysokich częstotliwościach pracy. Linie transmisyjne umieszczone w strukturach półprzewodnikowych charakteryzują się typowo wysokimi stratami ze względu na wysoką stratność podłoża, a także zajmują znaczny obszar na powierzchni układu scalonego. Ponadto w tego typu konstrukcjach występuje kompromis pomiędzy izolacją, a szerokością pasma pracy przełącznika. Aby zwiększyć izolację, konieczne jest obniżenie impedancji tranzystora w stanie włączonym. Można to osiągnąć zwiększając szerokość tranzystora. Jednakże, zwiększenie szerokości pociąga za sobą wzrost pojemności zastępczej tranzystora w stanie wyłączonym, co negatywnie wpływa na szerokość pasma pracy.

Opisywane w publikacjach przełączniki zbudowane w procesie technologicznym 90 nm charakteryzują się tłumieniem wtrąceniowym na poziomie poniżej 1,9 dB oraz izolacją powyżej 25 dB w paśmie 50 – 70 GHz [121]. Nieco lepsze parametry osiągnięto przy wykorzystaniu procesu 65 nm. Tłumienie wyniosło poniżej 1,6 dB w paśmie 0 - 94 GHz [122] oraz poniżej 3,6 dB w paśmie 110 - 170 GHz [123], natomiast izolacja odpowiednio pomiędzy 19 dB a 32 dB oraz powyżej 19,5 dB.

Prezentowane są także rozwiązania przełączników wykorzystujące zmodyfikowaną technologię CMOS z zastosowaniem techniki *Silicon-On-Insulator* (SOI) [125–127]. W technice tej złącza półprzewodnikowe wykonuje się w cienkiej warstwie krzemu oddzielonej od reszty podłoża warstwą izolacyjną wykonaną najczęściej z dwutlenku krzemu lub szafiru (rys. 3.3). SOI umożliwia ograniczenie pojemności pasożytniczych oraz obniżenie strat w liniach transmisyjnych w układach scalonych. Zastosowanie technologii CMOS SOI

w przełączniku o topologii bocznikowej opisanym w [125] pozwoliło na obniżenie tłumienia wtrąceniowego do wartości poniżej 1,5 dB w paśmie 140 – 220 GHz przy izolacji na poziomie ok. 20 dB. Możliwe jest zwiększenie izolacji tego typu przełącznika (26,5 – 32 dB w paśmie 110 – 170 GHz [126]) jednak wiąże się to ze zwiększeniem tłumienia (4 – 5 dB). W [127] zaproponowano konstrukcję przełącznika rozproszonego (ang. *distributed switch*) składającego się z czterech stopni o topologii bocznikowej. Umożliwiło to uzyskanie wysokiego poziomu izolacji (30 – 50 dB) w bardzo szerokim paśmie (DC – 220 GHz) przy umiarkowanym tłumieniu wtrąceniowym (poniżej 3,1 dB).



Rys. 3.3 Przekrój struktury CMOS SOI [125]

Kolejną topologią stosowaną w przełącznikach na pasmo milimetrowe jest przełącznik z falą bieżącą (ang. *travelling wave switch*) [128–130]. Jest to modyfikacja topologii bocznikowej, w której poza transformatorem ćwierćfalowym zastosowano w każdej gałęzi odcinki linii transmisyjnej o długości $\lambda/8$ obciążone tranzystorami (rys. 3.4). Stosuje się kilka połączonych szeregowo odcinków tego typu tworzących okresowo obciążoną linię. Gdy tranzystory znajdują się w stanie wyłączonym ich pojemności obciążają linię kompensując jej indukcyjność, co umożliwia jej dobre dopasowanie i transmisyjną (ang. *artificial transmission line*). Przy stanie włączonym tranzystorów gałąź zwierana jest do masy przez ich niewielką rezystancję co przekształcane jest przez transformator ćwierćfalowy na rozwarcie od strony wrót wyjściowych (Ant. na rys. 3.4) analogicznie jak w typowej topologii bocznikowej.



Rys. 3.4 Schemat przełącznika w topologii z falą bieżącą [129]

Zastosowanie przełącznika z falą bieżącą pozwala na zwiększenie izolacji w stosunku do typowej topologii bocznikowej (ponad 27 dB w zakresie 50 – 94 GHz [128] i ponad 40 dB w zakresie 70 – 110 GHz [129]) jednakże nadal kosztem zwiększonych strat (odpowiednio poniżej 3,3 dB i poniżej 3,4 dB). Przełączniki te oferują także możliwość przenoszenia większych mocy niż inne przełączniki oparte o technologię CMOS (IP_{1dB} > 15 dBm).

Zmodyfikowaną topologię przełącznika z falą bieżącą zaprezentowano w [131]. W miejsce odcinków linii transmisyjnej zastosowano tu sprzężone indukcyjności, co pozwoliło na osiągnięcie wysokiej izolacji (ponad 33 dB w paśmie 54 – 84 GHz) przy niższych stratach (poniżej 2,5 dB) i jednocześnie mniejszej zajmowanej powierzchni.

Kolejne dwie topologie zaproponowane w technologii CMOS wykorzystują sztuczny rezonator [132] i sprzęgacz gałęziowy [133]. W pierwszej z nich przełącznik zbudowany jest z trzech sprzężonych odcinków linii transmisyjnej (rys. 3.5a). Środkowa linia dołączona jest z jednej strony do wrót wejściowych, z drugiej zaś do masy. Boczne linie dołączone są natomiast z jednej strony do masy, a z drugiej do wrót wyjściowych i tranzystorów w układzie bocznikowym. Kiedy jeden z tranzystorów jest w stanie właczonym linia zwarta jest do masy z obu stron, a dołączone do niej wrota są izolowane. W tym samym czasie drugi tranzystor pozostaje w stanie wyłączonym, a jego pojemności pasożytnicze tworzą ze sprzężonymi liniami obwód rezonansowy o charakterystyce pasmowo-przepustowej pomiędzy wrotami wejściowymi, a wyjściowymi w linii sprzężonej. Przełącznik wykorzystujący tę topologię opisany w [132] wykazuje zbliżone parametry do konstrukcji o topologii bocznikowej z linią ćwierćfalową (tłumienie 3,5 - 4 dB, izolacja 22 - 23 dB w zakresie 130 – 180 GHz), jednak umożliwia znaczne zmniejszenie zajmowanej powierzchni układu scalonego. Ponadto, jest to jeden z najszybszych prezentowanych w publikacjach przełączników w technologii CMOS na pasmo milimetrowe (czas przełączania na poziomie 580 ps). Przykład konstrukcji wykorzystującej linie sprzeżone pracującej przy wyższym zakresie częstotliwości (290 - 320 GHz) można znaleźć w [134]. Charakteryzuje się ona wysoką izolacją (ok. 40 dB) i relatywnie wysokim tłumieniem (5 – 7 dB). Oba powyższe przykłady ilustrują główną wadę rozwiązania ze sprzężonymi liniami transmisyjnymi jaką jest ograniczenie szerokości pasma pracy przełącznika.

Koncepcję wykorzystania 90° sprzęgacza gałęziowego do budowy przełącznika przerywającego obwód (ang. *Single-Pole Single-Throw*, SPST) przedstawiono w [133] (rys. 3.5b). Umożliwia ona osiągnięcie niewielkich rozmiarów przełącznika, jednak parametry opisanych w literaturze przełączników tego typu ustępują innym konstrukcjom w technologii CMOS.



Rys. 3.5 a) Schemat przełącznika SPDT wykorzystującego topologię sztucznego rezonatora [132]; b) Schemat przełącznika SPST wykorzystującego sprzęgacz gałęziowy [133]

Na rynku dostępne są przełączniki na zakres fal milimetrowych wykonane w technologii CMOS, jednak ich maksymalna częstotliwość pracy jest obecnie ograniczona do ok. 60 GHz. Przykładem takiego urządzenia może być przełącznik SPDT PE42525 produkowany przez firmę Peregrine Semiconductor [135]. Oferuje on tłumienie wtrąceniowe poniżej 3 dB i izolację powyżej 35 dB w zakresie częstotliwości od 9 kHz do 60 GHz.

Analizując przełączniki w technologii CMOS należy także zauważyć, że istotną cechą tych układów jest praca przy niskich napięciach, co ogranicza zdolność przenoszenia sygnałów o wysokiej mocy. Maksymalne wartości IP_{1dB} raportowane w publikacjach osiągają ok. 15 dBm. Zwiększenie mocy przełączanych sygnałów wymaga zastosowania półprzewodników o większej przerwie energetycznej takich jak związki pierwiastków III i V grupy.

Kolejną technologią układów półprzewodnikowych mającą zastosowanie w przełącznikach na pasmo fal milimetrowych jest wytwarzanie heterozłączowych tranzystorów bipolarnych (HBT) na podłożach z krzemo-germanu (SiGe). Tranzystory tego typu oferują wyższą częstotliwość graniczną oraz niższe komponenty pasożytnicze w porównaniu z CMOS. Ponadto charakteryzują się zdolnościami przenoszenia sygnałów większej mocy jednocześnie zachowując łatwość integracji i niskie koszty wytwarzania.

Podobnie jak w przypadku układów CMOS, większość opisywanych w literaturze przełączników SiGe wykorzystuje topologię bocznikową z linią ćwierćfalową. Niższe pojemności pasożytnicze pozwalają jednak na zmniejszenie strat w przełączniku. Konstrukcje przedstawione w [136–138] oferują najniższe wartości tłumienia wtrąceniowego wśród przełączników SiGe, istotnie lepsze w porównaniu z CMOS (poniżej 1,25 dB w zakresie 42 – 70 GHz [136] i 1,1 – 1,5 dB w zakresie 75 – 100 GHz [137, 138]). Wartości izolacji tych

przyrządów są na poziomie porównywalnym z CMOS (18 - 22 dB). Wyższe wartości izolacji zaprezentowano w [139] (21 - 29 dB w paśmie 80 - 170 GHz) i w [140] (26 - 31 dB w paśmie 80 - 170 GHz). Wartości te są nadal porównywalne z technologią CMOS i również zostały osiągnięte kosztem większego tłumienia (2,6 - 4,5 dB). Tłumienie to pozostaje jednak niższe niż w odpowiednikach CMOS.

Ważną zaletą przełączników SiGe są bardzo niskie czasy przełączania (75 ps w [136]), a także lepsze niż w przypadku CMOS możliwości przełączania sygnałów dużej mocy (IP_{1dB} = 35 dBm w [137]).

Lepsze parametry przełącznika z jednocześnie niższym tłumieniem, wyższą izolacją, a także pracą nawet dla prądu stałego uzyskano przy zastosowaniu topologii szeregowo – bocznikowej (rys. 3.6) [141]. Przełącznik ten wykorzystuje trzy tranzystory HBT. Dwa z nich, połączone antyrównolegle, tworzą element przełączający szeregowo włączony w ścieżkę sygnałową, natomiast trzeci stanowi bocznikowy element przełączający umieszczony za elementem szeregowym. Topologia ta pozwoliła na osiągniecie tłumienia wtrąceniowego na poziomie 1,3 – 3,2 dB i izolacji w zakresie 20 – 40 dB w szerokim paśmie 0 – 110 GHz. Prezentowane urządzenie charakteryzuje się także krótkim czasem przełączania na poziomie 250 ps.



Rys. 3.6 Przełącznik SPDT w topologii szeregowo-bocznikowej wykorzystujący tranzystory SiGe HBT a) Trzy rozważane konfiguracje elementu szeregowego (oznaczonego szarym prostokątem); b) Schemat przełącznika; Konfiguracja antyrównoległa (AP) wykazuje najlepsze właściwości. [141]

Kolejną topologią zaproponowaną w układach SiGe jest *through – load switch* zaprezentowany w [142] (rys. 3.7). Przełącznik SPST w tej topologii jest dwuwrotnikiem osiągającym dwa stany: transmisję pomiędzy wrotami lub 50 Ω obciążenie obu wrót. Zbudowany jest w oparciu o 3 dB sprzęgacz kierunkowy i dwa tranzystory zwierające wrota

sprzężone sprzęgacza do masy. W stanie wyłączonym tranzystory stanowią wysoką impedancję, dzięki czemu pomiędzy pozostałymi wrotami sprzęgacza odbywa się transmisja. W stanie włączonym tranzystory stanowią impedancję bliską 50 Ω dzięki odpowiedniemu doborowi ich rozmiarów. W tym stanie moc sygnału zostaje w nich wytracona, a wrota przełącznika są izolowane. Konstrukcja ta umożliwiła uzyskanie dobrych parametrów (tłumienie 1,4 – 2,2 dB i izolacja 20 – 30 dB w zakresie 77 – 179 GHz), a jednocześnie ograniczyć zajmowaną powierzchnię układu scalonego do 0,019 mm².



Rys. 3.7 a) Schemat przełącznika o topologii "through-load switch" [142]. Tranzystory dołączone są do wrót sprzężonych; b) Działanie przełącznika przy $V_g = 0$ V; c) Działanie przełącznika przy $V_g = V_{dd}$

Przełączniki SiGe pracujące przy wyższych częstotliwościach (220 – 280 GHz) zaprezentowano w [143]. Wykorzystują one topologię z rezonatorem podobnie jak przełączniki CMOS opisane w [132] i oferują izolację porównywalną z urządzeniami SiGe na niższe zakresy częstotliwości (14 – 29 dB). Ich tłumienie jest jednak znacząco wyższe (4,2 – 5,3 dB).

Następną technologią półprzewodnikową, która znalazła zastosowanie w przełącznikach na pasmo fal milimetrowych są tranzystory bipolarne z podwójnym heterozłączem (ang. *Double Heterojunction Bipolar Transistor*, DHBT) wykonywane z fosforku indu (InP) [144–148]. Tranzystory tego typu posiadają heterozłącze zarówno na złączu emiter – baza, jak i baza – kolektor. Umożliwia to uzyskanie wysokiej częstotliwości pracy, niskiej pojemności baza – kolektor, szybkie przełączanie oraz wyższe napięcie przebicia niż w tranzystorach HBT z pojedynczym heterozłączem.

Przełącznik InP zaprezentowany w [144] wykorzystuje podwójny układ w topologii bocznikowej z linią ćwierćfalową. Osiąga on znacznie lepszą izolację (ponad 45 dB w paśmie 90 – 170 GHz) w porównaniu z układami CMOS i SiGe HBT przy tłumieniu nieznacznie wyższym niż porównywalne konstrukcje w technologii CMOS. Prezentowane w publikacjach przełączniki InP charakteryzują się podobnymi zdolnościami przenoszenia mocy, a także

niskim zużyciem energii. Możliwa jest także ich integracja z innymi obwodami przy umiarkowanym koszcie wytwarzania.

W literaturze można znaleźć także przełączniki oparte o tranzystory InP DHBT pracujące przy wyższych częstotliwościach. Pierwszym z nich jest konstrukcja o topologii bocznikowej z linią ćwierćfalową na pasmo 220 – 325 GHz [145], gdzie osiągnięto tłumienie wtrąceniowe poniżej 4,1 dB i izolację ok. 35 dB. Wykazuje on także wyższą w porównaniu z większością urządzeń CMOS i SiGe zdolność przenoszenia mocy z IP_{1dB} >20 dBm. Wyższą izolację (poniżej 50 dB w paśmie 90 – 325 GHz) przy zbliżonym tłumieniu (3 – 6 dB) osiągnięto w [146]. W topologii bocznikowej uzyskano także niższe tłumienie (1,2 – 2,9 dB), jednak kosztem pogorszenia izolacji (13,1 – 15,7 dB) [147].

Wartym odnotowania jest przełącznik InP zaprezentowany w [148], wykorzystujący topologię wzmacniacza. Jego tłumienie (poniżej 4 dB) oraz izolacja (powyżej 20 dB) nie odbiegają znacząco od innych przełączników w tej technologii, jednak czas przełączania ok. 40 ps stanowi wyraźną przewagę nad przełącznikami CMOS i SiGe HBT.

Należy także zauważyć, że prezentowane w publikacjach przełączniki InP DHBT zajmują większą niż CMOS i SiGe HBT powierzchnię układu scalonego (0,95 mm² w [144] i 0,536 mm² w [145]).

Kolejnym materiałem półprzewodnikowym jaki znajduje zastosowanie w przełączaniu sygnałów w paśmie fal milimetrowych jest azotek galu (GaN) [149–151]. Oferuje on szeroką przerwę energetyczną i wysoką przewodność cieplną. Wykonywane z tego półprzewodnika tranzystory polowe o wysokiej ruchliwości elektronów (ang. *High Electron Mobility Transistor*, HEMT) osiągają podobne częstotliwości graniczne oraz współczynniki szumów jak przyrządy SiGe, InP, czy GaAs, przy czym ich napięcie przebicia jest około pięciu razy wyższe.

Przełącznik GaN w topologii bocznikowej z liną ćwierćfalową zaproponowany w [149] wykazuje niższe niż w opisywanych wcześniej technologiach tłumienie (0,9 – 1,4 dB w paśmie 60 - 110 GHz) a także punkt kompresji IP_{1dB} na poziomie ponad 27 dBm. Jednakże jego izolacja jest bardzo niska, na poziomie ponad 9 dB w całym paśmie. Lepsze wartości izolacji, porównywalne z SiGe zaprezentowano w [150]. Obraz mikroskopowy struktury tego przełącznika przedstawiono na rys. 3.8a. W [151] zaproponowano nieznacznie zmodyfikowaną topologię bocznikową, co pozwoliło na uzyskanie parametrów porównywalnych z przełącznikami opartymi o tranzystory CMOS, HBT i DHBT (tłumienie 1,8 – 3,2 dB, izolacja 27 – 38 dB, rys. 3.8b) w szerokim paśmie 90 – 200 GHz, a jednocześnie umożliwić pracę z sygnałami o większych mocach (IP_{1dB} >33 dBm). Podobnie jak w przypadku InP

100

prezentowane przełączniki GaN zajmują znaczny obszar na powierzchni układu scalonego od 0,3 do 1,5 mm².



Rys. 3.8 a) Obraz mikroskopowy struktury przełącznika GaN o topologii bocznikowej z linią ćwierćfalową [150]; b) Zmierzone charakterystyki parametrów macierzy rozproszenia przełącznika wykorzystującego tranzystory GaN HEMT [151]

Innym półprzewodnikiem umożliwiającym wykonywanie tranzystorów HEMT jest arsenek galu (GaAs). Ważną cechą tego materiału jest wysoka rezystywność, co korzystnie wpływa na straty i zmniejszenie elementów pasożytniczych. Jednocześnie możliwe jest uzyskanie tranzystorów o wysokiej częstotliwości granicznej. Wśród konstrukcji przełączników GaAs o najlepszych parametrach dominują topologie bocznikowa i z falą bieżącą[152, 153]. Przełącznik z falą bieżącą zaproponowany w [152] wykazuje niskie tłumienie wtrąceniowe na poziomie poniżej 2 dB i izolację ponad 30 dB, które są wielkościami porównywalnymi z najlepszymi urządzeniami CMOS i HBT w tym samym zakresie częstotliwości (48 – 85 GHz).

Przełącznik osiągający najniższy spośród dotąd rozważanych technologii poziom tłumienia wtrąceniowego (poniżej 1,1 dB w paśmie 59 – 77 GHz) oraz wysoką izolację (ponad 25 dB) przedstawiono w [153]. Było to możliwe dzięki zastosowaniu zmodyfikowanej topologii z falą bieżącą z tranzystorami częściowo zintegrowanymi z linią koplanarną (rys. 3.9).



Rys. 3.9 Schemat budowy i obwód zastępczy elementu przełączającego GaAs HEMT zintegrowanego z linią koplanarną [153]

W celu ograniczenia efektów pułapkowania elektronów w heterozłączowych tranzystorach HEMT stosuje się w złączu warstwy buforowe tworząc tranzystory metamorficzne (ang. *metamorphic HEMT*, mHEMT). W strukturach InGaAs tranzystory metamorficzne zbudowane są z podłoża GaAs, warstwy buforowej AlInAs i kanału InGaAs. Konstrukcja ta pozwala na większą swobodę w manipulowaniu charakterystykami tranzystora poprzez zmianę koncentracji indu w kanale [154].

W literaturze znaleźć można wiele przykładów przełączników na pasmo fal milimetrowych w strukturach InGaAs [155–161]. Większość z nich oparta jest o typową topologię bocznikową z linią ćwierćfalową (rys. 3.10). Przełącznik tego typu, pracujący w paśmie 53 – 150 GHz zaprezentowany w [156] wykazuje tłumienie wtrąceniowe na poziomie poniżej 3 dB, co jest wartością tylko nieznacznie gorszą niż w najlepszych przełącznikach SiGe i GaN. Jednocześnie izolacja jest wyraźnie lepsza niż w porównywanych przyrządach (ponad 36 dB). Jak pokazano w [157] możliwe do uzyskania są nawet wyższe wartości izolacji (do 35 – 52 dB w paśmie 52 – 168 GHz i do 50-65 dB w paśmie 75 – 170 GHz) kosztem większego tłumienia (odpowiednio 2,1 – 5,1 dB i 3 – 6 dB). Najniższe wartości tłumienia w podobnym zakresie częstotliwości (1,0 – 1,9 dB w paśmie 72 – 120 GHz) opisano w [158]. Przełącznik ten wykazuje także wyższą izolację w porównaniu z urządzeniami SiGe i GaN o porównywalnym poziomie tłumienia. Maksymalne moce przenoszonych przez przełączniki InGaAs sygnałów są porównywalne z konstrukcjami na podłożach SiGe (IP14B ok. 19 dBm).



Rys. 3.10 Przykład przełącznika InGaAs w topologii bocznikowej z linią ćwierćfalową – obraz mikroskopowy struktury [158]

Przełączniki w oparciu o tranzystory mHEMT InGaAs pracujące w wyższych zakresach częstotliwości przedstawiono w [157] i [156]. W [157] opisano przełącznik na pasmo 122 – 330 GHz wykazujący tłumienie na poziomie 1,5 – 4,5 dB i izolację 13,5 – 22,8 dB. Natomiast w [156] osiągnięto tłumienie 1,7 – 5 dB i izolację powyżej 14 dB w paśmie 200 – 330 GHz. Jak można zauważyć parametry tych urządzeń są nieznacznie gorsze od przełączników DHBT InP pracujących w zbliżonym zakresie częstotliwości.

Warta odnotowania jest także możliwość wykorzystania tranzystorów w układach przełączających jako urządzeń aktywnych wzmacniających przełączany sygnał [161]. Takie rozwiązanie pozwala skompensować znaczące straty pojawiające się na wysokich częstotliwościach. Wadą tego typu konstrukcji jest jednokierunkowe działanie przełączników aktywnych i dodatkowy szum wprowadzany przez urządzenie aktywne.

Inne topologie do zastosowania w przełącznikach InGaAs zaproponowano w [159] i [160]. W pierwszej publikacji zaprezentowano konstrukcję wykorzystującą topologię przełącznika z falą bieżącą (rys. 3.11), gdzie udało się osiągnąć rezultaty porównywalne z technologią CMOS (tłumienie poniżej 2,1 dB i izolacja ponad 25,5 dB w paśmie 38 – 80 GHz).



Rys. 3.11 Schemat budowy przełącznika InGaAs o topologii przełącznika z falą bieżącą [159]

Interesującą koncepcję przełącznika zaproponowano w [160]. W przełączniku tym zastosowano tranzystory w konfiguracji diody umieszczone w rozproszonej topologii bocznikowej. Diody wykonane z tranzystorów HEMT wykazują niską pojemność Schottky'ego i niższą rezystancję w porównaniu z tranzystorami. Rezystancja ta jest nadal wyższa niż w przypadku diody PIN, jednak najważniejszą zaletą tego typu konstrukcji jest możliwość łatwej integracji w układach MMIC, co nie jest możliwe dla diod PIN. Podstawowe parametry tego przełącznika są lepsze niż urządzeń we wszystkich opisanych wcześniej technologiach pracujących w zbliżonym zakresie częstotliwości (tłumienie 1,3 – 1,8 dB i izolacja 32 – 41 dB w paśmie 50 – 70 GHz). Wartość IP_{1dB} wyniosła tu 20 dBm.

b) Układy wykorzystujące diody PIN

Poza tranzystorami, w przełącznikach na pasmo fal milimetrowych mogą być wykorzystywane także inne rodzaje przyrządów. Jak wspomniano wcześniej jednym z często stosowanych rozwiązań w przełącznikach mikrofalowych jest zastosowanie diod PIN. Diody PIN charakteryzują się korzystnymi z punktu widzenia konstrukcji przełączników parametrami: niskimi pojemnościami pasożytniczymi, niską rezystancją szeregową i zdolnością przenoszenia sygnałów o znacznych mocach. Posiadają jednak także istotne wady, wśród których najważniejsze, biorąc pod uwagę konstrukcję zintegrowanych układów MMIC, są odmienne

od tranzystorów procesy technologiczne wykorzystywane w wytwarzaniu diod PIN, utrudniające ich wykonanie w tej samej strukturze. Ponadto diody PIN odznaczają się stosunkowo długimi czasami przełączania i wysokim poborem energii związanym ze znacznymi prądami koniecznymi do ich wysterowania.

Opisywane w literaturze oraz dostępne komercyjnie przełączniki wykorzystujące diody PIN zazwyczaj, podobnie jak rozwiązania oparte o tranzystory, wykorzystują topologię bocznikową, a najczęściej stosowanym półprzewodnikiem jest tu arsenek galu [162–165]. Porównując poziomy tłumienia wtrąceniowego, przełączniki z diodami PIN osiągają porównywalne lub nieznacznie lepsze charakterystyki niż urządzenia we wcześniej opisywanych technologiach (1,1 – 1,6 dB w paśmie 75 – 100 GHz [162] i 0,75 – 2 dB w paśmie 85 – 105 GHz [163]). Jednakże osiągane przez te urządzenia wartości izolacji są umiarkowane (ok. 21 dB). Sprawia to, że ustępują one przełącznikom opartym o tranzystory mHEMT [158], gdzie przy zbliżonych wartościach tłumienia można osiągnąć znacznie lepszą izolację. Ze względu na brak zmierzonych wartości parametrów takich jak punkt kompresji IP_{1dB} w przytoczonych przykładach nie jest możliwe porównanie zdolności tych przełączników do przełączania sygnałów dużej mocy.

Na rynku są już dostępne przełączniki na zakres fal milimetrowych wykorzystujące diody PIN wykonane z arsenku galu. Przykładem takiego urządzenia, oferowanego jako nieobudowany układ scalony jest HMC-SDD112 firmy Analog Devices [164]. Jest to przełącznik SPDT zbudowany w topologii bocznikowej pracujący w paśmie 55 – 90 GHz. Charakteryzuje się on stosunkowo niskim tłumieniem wtrąceniowym w zakresie 1,0 - 2,5 dB i wysoką izolacją w zakresie 25 – 45 dB. Specyfikacje dotyczące maksymalnej przenoszonej mocy oraz szybkości przełączania nie zostały podane przez producenta. Należy zwrócić uwagę na wysokie, w porównaniu z tranzystorami polowymi zużycie energii (prąd sterujący 22 mA przy 5 V). Innymi przykładami dostępnych komercyjne urządzeń na zakres fal milimetrowych z diodami PIN są przełączniki falowodowe HSW1001 i HSW1003 firmy HXI [165] (rys. 3.12). Urządzenia te, pracujące w zakresie częstotliwości 75 – 110 GHz zostały zoptymalizowane pod kątem minimalnego tłumienia (w przypadku HSW1001) lub maksymalnej izolacji (HSW1003), co ilustruje istniejący w tej kwestii kompromis. W pierwszym przypadku osiągnięto tłumienie poniżej 2,2 dB w całym paśmie przy minimalnej izolacji na poziomie 18 dB, natomiast w drugim tłumienie poniżej 3,5 dB i izolację ponad 40 dB (rys. 3.12b). Czasy przełączania tych urządzeń (czas włączenia odpowiednio 150 ns i 175 ns, wyłączenia 25 ns i 30ns) są wyższe o niemal dwa rzędy wielkości od najlepszych przełączników opartych o tranzystory.



Rys. 3.12 a) Przykład dostępnego komercyjnie przełącznika falowodowego z diodami PIN na pasmo W HSW1003 [165]; b) Charakterystyki tłumienia wtrąceniowego i izolacji przełącznika HSW1003

Konstrukcja typowych diod PIN sprawia, że nie są one kompatybilne z procesami wytwarzania układów MMIC, co stoi na przeszkodzie ich integracji. Istnieją jednak rozwiązania pozwalające na wykonanie diody PIN w często stosowanej dla układów MMIC technologii SiGe BiCMOS [166] (rys. 3.13). Prezentowany w przytoczonej publikacji przełącznik na pasmo 77 – 133 GHz zawierający wykonane w ten sposób diody wykonany jest w topologii bocznikowej. Oferuje on tłumienie i izolację zbliżone do konstrukcji opartych o tranzystory HBT SiGe, jednakże może on przełączać sygnały o większej mocy (IP_{1dB} powyżej 24 dBm, nie określony dokładnie ze względu na ograniczoną moc źródła).



Rys. 3.13 Przekrój struktury pionowej diody PIN w technologii SiGe BiCMOS [166]

Innym szczególnym rodzajem diody PIN, jaki może znaleźć zastosowanie w obwodach przełączających na zakres milimetrowy jest powierzchniowa dioda PIN (S-PIN). W przeciwieństwie do typowej diody PIN, S-PIN mają konstrukcję lateralną. Dioda taka tworzy obszar, którego przewodność może być kontrolowana zewnętrznym sygnałem. Jak dotąd większość opisanych w literaturze urządzeń wykorzystujących diody S-PIN jest oparta o falowody [167, 168], jednakże konstrukcja tego typu diody pozwala na ich zastosowanie także w planarnych liniach transmisyjnych. Jak pokazano w [167] i [168] element przełączający S-PIN może zostać zintegrowany bezpośrednio z anteną, pozwalając na sterownie wiązką.

Przedstawione rozwiązania wykorzystują diody S-PIN wykonane w technologii SOI do stworzenia rekonfigurowalnych szczelin promieniujących w falowodzie. Tego typu szyk antenowy pozwala na sterowanie wiązką w zakresie $\pm 45^{\circ}$. Szybkości przełączania diod S-PIN przedstawionych w [168] wynoszą ok. $10-20 \,\mu$ s, co pozwoliło na ich wykorzystanie w antenie z modulacją czasową. Ze względu na integrację z anteną nie określono tłumienia ani izolacji przełączników S-PIN. Do wad diod S-PIN należą wysoki pobór energii oraz konieczność zastosowania bipolarnego sygnału sterującego.

c) Przełączniki MEMS

Kolejną klasą przełączników stosowaną w zakresie fal milimetrowych są urządzenia na bazie systemów mikro-elektromechanicznych (MEMS). Większość przełączników MEMS pracujących przy wysokich częstotliwościach wykorzystuje topologię bocznikową [169–176]. W stanie wyłączonym linia transmisyjna wewnątrz przełącznika (najczęściej linia koplanarną) zwierana jest za pomocą przewodzącej membrany mechanicznie dociśniętej do linii. Taka konstrukcja powoduje, że typowym dla MEMS jest przełącznik odbiciowy SPST. Membrana przewodząca przemieszczana jest elektrostatycznie, co powoduje konieczność zastosowania napięć sterujących znacznie wyższych (45 - 60 V [169, 174]) niż w przełącznikach półprzewodnikowych. Należy przy tym zauważyć, że istnieją techniki konstrukcji przyrządów MEMS pozwalające znacznie zredukować napięcia sterujące. Przykładem może być tu przełącznik pracujący przy częstotliwości do 60 GHz z napięciem stepującym równym 6V zaproponowany w [176]. Jednocześnie parametry tego przełącznika (tłumienie poniżej 0,7 dB i izolacja 20 – 50 dB) nie odbiegają od innych przyrządów MEMS. W publikacji tej zwrócono także uwagę na szczególną cechę urządzeń MEMS jaką jest wzrost napięcia sterującego wraz z temperaturą. Membrany przełączników MEMS wykonywane są zazwyczaj z metalu, jednak możliwe jest wykorzystanie innych materiałów, jak grafen [177], co może przyczynić się do zmniejszenia strat.

Do niedawna integracja przyrządów MEMS postrzegana była jako skomplikowana i kosztowna ze względu na złożone procesy wytwarzania niekompatybilne z procesami produkcyjnymi układów MMIC. Obecnie można znaleźć wiele publikacji dotyczących przełączników MEMS wykonanych z typowych półprzewodników IV grupy ([169–175]), które mogą być wytwarzane w procesach kompatybilnych z innymi elementami składowymi zintegrowanych układów MMIC [170, 172] (rys. 3.14a). Możliwe jest także zastosowanie przełączników MEMS w układach falowodowych [174, 175] (rys. 3.14b).



Rys. 3.14 Przykłady przełączników MEMS: a) przełącznik SPST zintegrowany w strukturze BiCMOS [173], b) przełącznik falowodowy SPST WR-12 [175]

Ze względu na niski wpływ elementów pasożytniczych przełączniki MEMS mogą osiągać bardzo niskie poziomy tłumienia wtrąceniowego, znacznie lepsze niż w urządzeniach opartych o tranzystory czy diody PIN pracujących w zbliżonych zakresach częstotliwości (poniżej 0,8 dB w paśmie 0 – 67 GHz [169], 0,8 – 1 dB w paśmie 70 – 110 GHz [171] czy 1,23 – 1,68 w paśmie 110 – 170 GHz [172]). Jednocześnie ich izolacja pozostaje na porównywalnym (powyżej 20 dB w [169] i 20 – 30 dB w [171]) lub wyższym poziomie (18,25 – 54,5 w [172]) niż w przyrządach półprzewodnikowych. Istnieją także przełączniki MEMS pracujące na wyższych częstotliwościach (220 – 325 w [173]) posiadające nieznacznie większe tłumienie oraz niższą izolację (odpowiednio poniżej 1,1 dB i poniżej 24 dB).

Urządzenia MEMS mogą pracować w wyższych temperaturach niż układy oparte o tranzystory lub diody i przełączać sygnały o wysokich mocach. Ich główną wadą są niskie szybkości przełączania, rzędu 10 µs, co w wielu zastosowaniach takich jak systemy z modulacją czasową jest często niewystarczające.

d) Układy wykorzystujące materiały zmiennofazowe

Interesującą klasą przełączników na pasmo fal milimetrowych są urządzenia na bazie materiałów zmiennofazowych (PCM). Wykorzystują one zazwyczaj jeden z dwóch materiałów: tellurek germanu (GeTe) lub dwutlenek wanadu (VO₂) [178–184]. Wymienione materiały wykazują efekt termochromatyczny tj. zmieniają właściwości pomiędzy przewodnikiem a dielektrykiem pod wpływem ciepła. Tellurek germanu jest szeroko stosowany w przemyśle m.in. do produkcji optycznych nośników danych, co wpływa na jego dużą dostępność i niski koszt. Jego właściwości pozwalają na wykonywanie przełączników bistabilnych, które wymagają zasilania tylko w czasie przełączania. Jak wykazano w [178] czas ten może być na poziomie nawet poniżej 2 µs, co jest wielkością niemal o rząd wielkości lepszą niż w przypadku przełączników MEMS o podobnych parametrach. Jak dotąd przedstawiono

przełączniki wykorzystujące GeTe pracujące przy częstotliwościach do 67 GHz [178–181]. Urządzenia te oferują bardzo niskie tłumienie wtrąceniowe (poniżej 1,1 dB w [178] i poniżej 0,6 dB w [179]) i wysoką izolację (ponad 39 dB w [178] i ponad 24 dB w [181]). Przełączniki GeTe pozwalają także na przełączanie sygnałów o znacznej mocy (maksymalnie 35,5 dBm, IP_{1dB} = 41 dBm w [181]).

Opisywane w publikacjach przełączniki PCM pracujące w wyższych zakresach częstotliwości wykorzystują dwutlenek wanadu [182, 183]. W przeciwieństwie do GeTe materiał ten nie ma właściwości bistabilnych i wymaga ciągłego zasilania dla utrzymania w stanie włączonym. Przyczynia się to do znacznego zużycia energii, ponieważ w prezentowanych przełącznikach do zmiany stanu materiału konieczne jest dostarczenie ok. 20 mW ciepła. Opisany w [182] przełącznik pracujący w bardzo szerokim zakresie częstotliwości 1 – 110 GHz charakteryzuje się bardzo niskim tłumieniem wtrąceniowym, poniżej 0,6 dB i wysoką izolacją, w zakresie 15 – 45 dB (rys. 3.15). Wartości te porównywalne są jedynie z przełącznikami MEMS, które jednak charakteryzują się wolniejszym przełączaniem. Prezentowany przełącznik wykazuje czas przełączania zbliżony do urządzeń opartych o GeTe, ok. 2 µs.



Rys. 3.15 a) Widok z góry kompletnego przełącznika na bazie VO₂; b) and c) Obrazy mikroskopowe przełącznika przed nałożeniem powierzchniowej warstwy metalizacji [182]

Jeszcze wyższe częstotliwości pracy przełącznika VO₂, 210 – 290 GHz wykazano w [183]. Przyrząd ten także charakteryzuje się bardzo niskim poziomem tłumienia (0,5 - 1,5 dB), jednak izolacja pozostaje na umiarkowanym poziomie 11 – 20 dB. Czas przełączania wynosi tu 10 µs. Zaletami tego przełącznika są zdolność przełączania sygnałów o stosunkowo wysokiej mocy (IP_{1dB} >30 dBm) i niewielkie rozmiary. Do wad przełączników opartych o VO₂ zaliczyć można znaczne zużycie energii oraz niestandardowy proces wytwarzania, który nie pozwala w prosty sposób zaimplementować je w układach MMIC. Istnieją jednak pewne możliwości integracji przełączników PCM opisane w [184].
e) Układy wykorzystujące materiały dwuwymiarowe

Klasą materiałów, która cieszy się obecnie dużym zainteresowaniem w wielu obszarach elektroniki są materiały dwuwymiarowe. Określa się w ten sposób materiały mogące tworzyć bardzo cienkie warstwy o grubościach rzędu pojedynczych atomów (monowarstwy), które to warstwy odznaczają odmiennymi charakterystykami od tego samego materiału w innych postaciach. Układy przełączające przeznaczone do pracy z sygnałami wysokoczęstotliwościowymi na bazie materiałów 2D znajdują się obecnie na bardzo wczesnym etapie rozwoju, a w literaturze spotkać można niewiele urządzeń na zakres fal milimetrowych. Większość z nich posiada pasmo pracy znacznie poniżej 100 GHz.

Jednym z materiałów 2D znajdujących zastosowanie w konstrukcji przełączników jest dwusiarczek molibdenu (MoS₂). Materiał ten, stosowany na szeroką skalę w przemyśle jako środek smarujący oraz katalizator procesów chemicznych wykazuje cechy półprzewodnika, który może być nanoszony w formie monowarstw. Charakteryzują się one szeroką bezpośrednią przerwą energetyczną korzystną dla budowy tranzystorów.

Przykład przełącznika z zastosowaniem monowarstw MoS₂ pracującego w zakresie 0-50 GHz przedstawiono w [185]. Jest on zbudowany z tranzystorów polowych wykonanych z MoS₂. Charakteryzuje bardzo niskim tłumieniem wtrąceniowym w porównaniu z przełącznikami opartymi o tranzystory i diody PIN wykonane z typowych półprzewodników. Wysoka izolacja na poziomie 50 dB przy prądzie stałym szybko z spada z częstotliwością osiągając 15 dB przy 50 GHz. Wielkości te pokazują, że nawet na wczesnym etapie przełączniki MoS₂ wykazują możliwości konkurencyjne względem wielu bardziej dojrzałych technologii półprzewodnikowych. Dalszy rozwój i udoskonalenie konstrukcji tych przełączników może przynieść dobre rezultaty nawet na wyższych częstotliwościach.

Innym, lepiej znanym materiałem 2D jest grafen, będący monowarstwą węgla. Pomimo atomowej grubości grafen zachowuje wysoką przewodność elektryczną i cieplną, co sprawia, że znajduje on wiele zastosowań w różnych obszarach techniki. Interesującą własnością grafenu jest możliwość zmiany przewodności za pomocą przyłożonego napięcia. Właściwość ta może zostać wykorzystana do budowy układów przełączających. Istnieje wiele publikacji, w których analizowano możliwości zastosowania grafenu w przełącznikach na zakres fal milimetrowych [177, 186–192], jednakże większość z nich obejmuje jedynie rozważania teoretyczne i wyniki symulacji tego typu struktur. Ponadto pasma pracy prezentowanych przyrządów są poniżej 100 GHz. Pośród wymienionych publikacji zaproponowano kilka różnych sposobów konstrukcji przełączników. W [186] opisano projekt grafenowego przełącznika SPDT na bazie falowodu zintegrowanego z podłożem SIW ze szczeliną zamkniętą warstwą grafenu (rys. 3.16). W ten sposób zmieniając przewodność grafenu można uzyskać otwarcie lub zamknięcie szczeliny w falowodzie wpływając w ten sposób na transmisję sygnału. Przedstawione wyniki symulacji modelu przełącznika pokazują, że możliwe jest w ten sposób osiągnięcie izolacji na poziomie ok. 17 dB przy tłumieniu wtrąceniowym poniżej 3 dB w bardzo wąskim paśmie 59,5 – 60,8 GHz. Z wykonanych obliczeń wynika także konieczność zastosowania stosunkowo wysokiego napięcia sterującego ok. 33V.



Rys. 3.16 Schemat budowy przełącznika na bazie falowodu SIW ze szczeliną zamkniętą elementem grafenowym [186]

Inną konstrukcję o podobnej maksymalnej częstotliwości pracy przedstawiono w [187]. Wykorzystano tu odcinek linii koplanarnej, w której w szczelinach pomiędzy przewodnikami umieszczono warstwę grafenu (rys 3.17a). W takiej konfiguracji napięcie stałe podawane pomiędzy środkowy przewodnik linii koplanarnej, a pola masy powoduje zmiany przewodności warstw grafenu, a co za tym idzie zmianę impedancji obwodu zwierającego linę. Wyniki symulacji modelu struktury wskazują ma możliwość uzyskania wysokiej izolacji, w zakresie 32 – 45 dB przy tłumieniu poniżej 5 dB w paśmie 20 – 70 GHz (rys. 3.17a). Podobną konstrukcję (rys. 3.17b) można znaleźć także w [188].



Rys. 3.17 Schemat konstrukcji grafenowych przełączników SPST o topologii bocznikowej a) [187]; b) [188]

Pośród niewielu zbadanych eksperymentalnie urządzeń przełączających wykorzystujących grafen na uwagę zasługują tłumiki regulowane przedstawione w [189] i [190]. Tłumiki regulowane moga być rozważane jako szczególny przypadek przełącznika, w którym występuje wiele stanów pośrednich pomiędzy stanem włączonym, a wyłączonym. Przyrząd przedstawiony w [189] stosuje topologię podobną do wcześniej wspomnianych przełączników [186-188] gdzie zjawisko zależności przewodności grafenu od napięcia wykorzystywane jest do zmiany stanu. Jego konstrukcja oparta jest o linię koplanarną z trzema stopniami elementów grafenowych umieszczonych w szczelinach. Tłumik ten, pracujący w paśmie 3,5 – 28 GHz wykazuje się tłumieniem wtrąceniowym poniżej 2,5 dB i niezbyt wysoką izolacją na poziomie 14 dB. Należy także zauważyć, że napięcie sterujące podawane na środkowy przewodnik linii koplanarnej powoduje przepływ znacznego prądu przez elementy grafenowe, co wpływa na wysokie zużycie energii przez to urządzenie (ok. 390 mW). W [190] zbadano dwa rodzaje tłumików regulowanych na pasmo 10 – 50 GHz. Oba z nich wykorzystują element grafenowy o zmiennej przewodności, pierwszy w konstrukcji opartej o linię koplanarną, zaś drugi w linii szczelinowej. W odróżnieniu od [189] zastosowano tu pojedynczy, duży element grafenowy z dodatkową warstwą izolacyjną. Oba przełączniki wykazują zbliżone do [189] tłumienie wtrąceniowe i izolację (odpowiednio 3 dB i 15 dB), jednakże zastosowanie warstwy izolacyjnej umożliwiło znaczne obniżenie poziomu współczynnika odbicia do poziomu -20 – -40 dB.

Grafen może być także stosowany do wytwarzania przełączników MEMS. Określane są one często jako systemy nanoelektromechaniczne (NEMS). Koncepcję tę analizowano w [177], [191] i [192]. Przełączniki te zaprojektowano na bazie linii koplanarnej o specjalnej konstrukcji z zawieszoną nad nią membraną grafenową (rys. 3.18). Po przyłożeniu napięcia sterującego membrana wygina się i tworzy zwarcie w linii transmisyjnej. Membrana może być wykonana z monowarstwy lub wielowarstwowego grafenu. Przedstawione wyniki symulacji elektromagnetycznych wskazują, że lepsze parametry przełącznika można uzyskać stosując membranę wielowarstwową (tłumienie poniżej 0,3 dB i izolacja powyżej 20 dB w paśmie 1 - 60 GHz). Ważną cechą przełączników MEMS wykorzystujących grafen jest niższe napięcie wymagane do zmiany stanu w porównaniu z MEMS z membranami metalowymi.



Rys. 3.18 Schemat budowy przełącznika MEMS z membraną grafenową [177]

Jeżeli rozważymy także niektóre rodzaje modulatorów jako szczególny rodzaj urządzeń przełączających, dużym zainteresowaniem cieszy się koncepcja zastosowania grafenu w modulatorach optycznych [193]. Istnieje wiele publikacji dotyczących modulatorów o wysokiej szybkości i szerokim paśmie pracujących w zakresie bliskiej podczerwieni (ok. 200 THz). Jednakże można znaleźć również urządzenia pracujące na dużo niższych częstotliwościach, dochodzących nawet do 200 GHz [194, 195]. W związku z tym, że modulatory te przewidziane są do pracy w systemach optycznych, zostały skonstruowane do modulacji wiązki optycznej padającej z wolnej przestrzeni. Z tego powodu nie są one praktyczne do zastosowania w typowych obwodach ma zakres fal milimetrowych. Wydaje się jednak, że możliwe jest ich przystosowanie do wykorzystania w układach falowodowych. Zaletą modulatorów zaproponowanych w [194] i [195] jest sterowanie za pomocą sygnału optycznego, co powoduje brak konieczności stosowania połączeń elektrycznych do polaryzacji przyrządu i może ułatwić tworzenie interfejsu radiowego dla optycznych systemów łączności.

Zasada działania obu opisywanych modulatorów jest zbliżona. Aktywnym elementem urządzenia jest metamateriał utworzony poprzez naniesienie monowarstwy grafenu na podłoże półprzewodnikowe. W [194] zastosowano grafen na podłożu krzemowym, natomiast w [195] na podłożu germanowym. Metamateriał umieszczony na drodze wiązki przy braku pobudzenia powoduje niewielkie tłumienie sygnału. Aby zmienić stan przyrządu metamateriał oświetlany jest wiązką laserową (40 mW przy $\lambda = 0,488 \ \mu m w$ [194] i 800 mW przy $\lambda = 1,55 \ \mu m w$ [195]). W wyniku tego w metamateriale wytwarzają się nośniki zwiększając jego przewodność, a w związku z tym tłumienie sygnału. Możliwe jest osiągnięcie w ten sposób wysokiej głębokości modulacji: maksymalnie 99% w paśmie 0,2 – 2 THz w urządzeniu na bazie krzemu [194] i 94% w paśmie 0,25 – 1 THz w urządzeniu na bazie germanu [195]. Szybkość modulacji tych urządzeń jest jednak bardzo niska, ok. 200 kHz.

3.3. Opracowanie, wykonanie i badania układu przełączającego w.cz. zintegrowanego w strukturze AlGaN/GaN z bramką grafenową

Układy przełączające na zakres fal milimetrowych wykorzystujące grafen znajdują się obecnie na bardzo wczesnym etapie rozwoju i ich parametry nie wykraczają poza stan techniki w innych technologiach. Jednakże unikatowe właściwości tego materiału oraz wyniki dotychczasowych badań dają perspektywy na znaczącą poprawę ich parametrów. Wspólną cechą opracowanych dotąd przełączników wykorzystujących grafen jest zastosowanie tego materiału jako elementu aktywnego. Wpływ na sygnał przełączany osiągany jest w nich poprzez zmiany przewodności grafenu przy pobudzeniu sygnałem sterującym.

Inną koncepcją wykorzystania grafenu jest zastosowanie go jako elementu konstrukcji przyrządów półprzewodnikowych. Ze względu na bardzo wysoką ruchliwość elektronów w grafenie prowadzone są badania nad budową tranzystorów polowych wykorzystujących ten materiał w konstrukcji kanału [196-198]. Nieco słabiej zbadanym zagadnieniem jest zastosowanie grafenowych elektrod w przyrządach półprzewodnikowych. Wśród korzyści takiego rozwiązania wymienić można możliwość uzyskania przezroczystych [199, 200], odpornych na wysoką temperaturę [201] elektrod o bardzo dobrej przewodności, możliwość zmian napięcia progowego tranzystora [202, 203], ograniczenie prądu upływu bramki [204, 205], ograniczenie degradacji dielektryka bramki w układach pamięciowych [205] czy możliwość budowy przyrządów do detekcji gazów [203, 206]. Ponadto skrajnie niska grubość grafenu oraz wykorzystanie zjawiska zmiany przewodności pod wpływem napięcia może umożliwić redukcję elementów pasożytniczych w tranzystorze, co ma szczególne znaczenie w układach przełączających w zakresie fal milimetrowych, gdzie znaczący wpływ odgrywają sprzężenia pojemnościowe. Grafen może tworzyć z półprzewodnikami zarówno kontakty omowe jak i barierę Schottky'ego [207, 208]. Może być zatem zastosowany do wykonania bramki tranzystora polowego.

Wśród materiałów półprzewodnikowych wykorzystywanych do wytwarzania tranzystorów dla układów w.cz. dużą popularnością cieszy się azotek galu (GaN). Wynika to z jego korzystnych właściwości fizycznych (Tab. 12). Dla tworzenia wydajnych urządzeń o wysokiej gęstości mocy i wysokiej częstotliwości pracy wymagane są półprzewodniki o szerokiej przerwie energetycznej E_g i wysokiej krytycznej wartości natężenia pola elektrycznego E_{br} umożliwiające wykonywanie przyrządów o wysokim napięciu przebicia oraz wysokiej prędkości elektronów v_{sat} umożliwiającej pracę z wysokimi częstotliwościami. Parametrem pozwalającym porównać ograniczenia fizyczne materiałów półprzewodnikowych pod kątem osiąganych mocy i maksymalnej częstotliwości pracy jest kryterium jakości

Johnsona (*JM*) [209]. Jak można zauważyć w Tab. 12, najwyższe wartości tego kryterium osiągają węglik krzemu (SiC) oraz azotek galu (GaN). Zasadniczą przewagą azotku galu wobec węglika krzemu jest zdolność tworzenia tranzystorów o wysokiej ruchliwości elektronów (HEMT).

	Si	GaAs	4H–SiC	GaN
przerwa energetyczna $E_g(eV)$	1,12	1,42	3,25	3,4
przenikalność elektryczna ε	11,8	13,1	10	9,0
ruchliwość elektronów μ (cm ² /V·s)	1350	8000	800	2000 (2DEG)
przewodność cieplna Θ (W/cm·K)	1,5	0,43	3,3-4,5	1,3
pole krytyczne <i>E_{br}</i> (MV/cm)	0,3	0,4	3,0	3,3
prędkość nasycenia v _{sat} (10 ⁷ ·cm/s)	1,0	1,0	2,0	2,5
$JM = \frac{E_{br} \cdot v_{sat}}{2\pi}$	1	2,7	20	27,5

Tab. 12 Parametry wybranych materiałów półprzewodnikowych [210]

Tranzystory HEMT są tranzystorami polowymi złączowymi. Ich konstrukcja opiera się o wykorzystanie heterozłącza (w przypadku GaN jest to najczęściej złącze AlGaN – GaN lub InGaN – GaN) [210–213]. Ze względu na różnice szerokości pasma zabronionego na styku materiałów w heterozłączu tworzy się wąska studnia potencjału na dnie pasma przewodnictwa (rys. 3.19). Elektrony o energiach odpowiadających studni potencjału mogą poruszać się praktycznie tylko w dwóch wymiarach, dlatego określane są mianem dwuwymiarowego gazu elektronowego (ang. 2-Dimensional Electron Gas, 2DEG) [214]. W strukturach AlGaN/GaN poza polaryzacją spontaniczną materiałów występuje także polaryzacja piezoelektryczna na skutek naprężeń związanych z niedopasowaniem sieci krystalicznej na ich styku [215]. Dzięki temu powstaje warstwa 2DEG stanowiąca przewodzący kanał tranzystora bez potrzeby domieszkowania, które niekorzystnie wpłynęłoby na ruchliwość elektronów w 2DEG. 2DEG poza wysoką ruchliwością elektronów (do 2000 cm²/V·s [216]) charakteryzuje się także ich wysoką koncentracją $(10^{11} - 10^{13} \text{ cm}^{-2} [211, 213])$, znacznie przewyższającą wartości uzyskiwane w tranzystorach HEMT opartych o GaAs. Połączenie tych parametrów powoduje niską rezystancję kanału i wysoką gęstość prądu, co pozwala konstruować urządzenia o niskich startach, wysokiej mocy i zredukowanych elementach pasożytniczych, co szczególnie istotne w zakresie fal milimetrowych. Dodatkową zaletą tranzystorów GaN jest możliwość ich integracji w układach typu MMIC [151, 217].



Rys. 3.19 Przebieg dna pasma przewodnictwa w rejonie heterozłącza [213]

Zastosowanie bramki grafenowej w tranzystorach HEMT AlGaN/GaN jest obszarem słabo zbadanym. Wśród nielicznych publikacji opisujących tego typu struktury dopiero w ostatnich dwóch latach przedstawiono badania eksperymentalne tranzystora z bramką grafenową [204, 206–208]. W niniejszym rozdziale przedstawiono wyniki badań nad opracowaniem przełącznika na zakres fal milimetrowych zintegrowanego z koplanarną linią transmisyjną w strukturze AlGaN/GaN na bazie tranzystorów HEMT z bramką grafenową [218].

3.3.1. Konstrukcja układu przełączającego zintegrowanego z linią transmisyjną w strukturze AlGaN/GaN z bramką grafenową

Zaproponowany układ przełączający zbudowany został w oparciu o element aktywny na bazie tranzystora HEMT AlGaN/GaN z bramką grafenową włączonego szeregowo w koplanarną linię transmisyjną zintegrowaną w strukturze półprzewodnikowej [218]. Zastosowanie linii koplanarnej jako podstawy przełącznika wynika z niższych strat w takiej linii w porównaniu z często stosowaną w układach półprzewodnikowych linią mikropaskową [54, 219, 220], możliwości łatwiejszego łączenia z innymi obwodami mikrofalowymi oraz znacznie mniejszą komplikacją procesu wytwarzania ze względu na brak konieczności tworzenia połączeń pionowych przez warstwy struktury [221–223]. Korzystne efekty zastosowania linii koplanarnych widoczne są także w publikacjach dotyczących układów przełączających na zakres fal milimetrowych, w których zastosowano ten rodzaj linii transmisyjnej [153, 162, 187]. Budowę zaproponowanego układu przełączającego zilustrowano na rys. 3.20. Podłoże struktury stanowi warstwa wysokorezystywnego węglika krzemu (SiC) w odmianie polimorficznej 4H o grubości 500 µm. Zastosowanie podłoża z innego materiału niż zastosowany do wykonania właściwego przyrządu jest konieczne ze względu na bardzo trudny technologicznie proces wytwarzania monokryształów GaN, co powoduje trudną dostępność i wysoki koszt płytek podłożowych GaN [224]. Jako podłoża w strukturach AlGaN/GaN mogą być stosowane materiały takie jak szafir lub krzem, jednak zastosowanie SiC jest korzystne dla układów MMIC ze względu na jego wysoką przewodność cieplną (Tab. 12) [225, 226].



Rys. 3.20 a) Częściowy przekrój perspektywiczny, b) Przekrój wzdłuż linii koplanarnej struktury przełącznika AlGaN/GaN z bramką grafenową zintegrowanego z linią koplanarną [218]

Wykorzystanie podłoża z odmiennego materiału wymaga zastosowania do wytworzenia struktury półprzewodnikowej procesu heteroepitaksji, w którym konieczne jest połączenie materiałów o niedopasowanej strukturze krystalograficznej. W tym celu zastosowano warstwę buforową określaną jako *nucleation layer* wykonaną z azotku glinu (AlN) o grubości 38 nm. Na warstwie buforowej znajduje się warstwa wysokorezystywnego półprzewodnika GaN (HR-GaN) o grubości 3 µm, która ulega nieintencjonalnemu domieszkowaniu [227] w pobliżu

złącza na głębokość ok. 0,7 μm (UID GaN). Kolejną warstwę stanowi AlGaN o grubości 18,2 nm tworzący na styku AlGaN/GaN heterozłącze, w którym wytwarza się dwuwymiarowy gaz elektronowy (2DEG). AlGaN przykryty jest dodatkową warstwą GaN określaną jako *GaN cap*, której obecność umożliwia poprawę parametrów struktury poprzez zmniejszenie prądu upływu bramki [228] i ograniczenie części niepożądanych zjawisk występujących w tranzystorach HEMT [229, 230]. Powyższa struktura jest typowa dla tranzystorów HEMT AlGaN/GaN do zastosowań w układach w.cz. [226].

Na tak przygotowanej strukturze wykonuje się metalizację. W proponowanym urządzeniu elektrody mają układ koplanarny. Linia sygnałowa (centralny przewodnik linii koplanarnej) o szerokości 80 μ m podzielona jest na dwie równe części. Połączenie elektryczne pomiędzy częściami realizowane jest poprzez warstwę 2DEG, zatem części linii stanowią dren i źródło tranzystora HEMT. Aby uzyskać połączenie z 2DEG, a więc kontakt omowy, pole kontaktowe wykonuje się po wytrawieniu części warstwy AlGaN w procesie trawienia jonowego. Następnie w procesie osadzania z fazy gazowej nakłada się kolejne warstwy metalu Ti (15 nm), Al. (100 nm), Ni (40 nm) i Au (50 nm), po czym wykonuje się wyżarzanie w temperaturze 750 °C w celu uzyskania dyfuzji do warstwy AlGaN. Jednocześnie w podobny sposób, jednak bez procesu trawienia warstwy AlGaN wykonuje się boczne przewodniki linii koplanarnej. Odstęp bocznych przewodników od linii sygnałowej wynosi 30 μ m dla zapewnienia impedancji charakterystycznej linii bliskiej 50 Ω , a ich szerokość jest równa 400 μ m. W ostatnim etapie nakładania metalizacji pola kontaktowe przedłuża się o L_{ext} dla uzyskania pożądanego odstępu pomiędzy częściami linii sygnałowej, nanosząc takie same warstwy metaliczne, jednak bez trawienia struktury i wyżarzania.

Końcowym etapem konstrukcji struktury układu przełączającego jest utworzenie bramki grafenowej. Warstwa grafenu wykonana w technice chemicznego osadzania z fazy gazowej (ang. *Chemical Vapour Deposition*, CVD) nanoszona jest na całą powierzchnię struktury w procesie delaminacji elektrochemicznej [208, 231]. Poprawność naniesienia warstwy weryfikuje się za pomocą spektroskopii Ramana. Widmo ramanowskie z widocznymi prążkami charakterystycznymi dla grafenu uzyskane dla wykonanej struktury przedstawiono na rys. 3.21. Następnie pożądany kształt elektrody grafenowej uzyskuje się za pomocą trawienia plazmowego. Warstwa grafenu położona na powierzchni *GaN cap* tworzy kontakt Schottky'ego [208] stanowiący bramkę, a więc umożliwiający kontrolowanie gęstości elektronów w warstwie 2DEG. Możliwe jest zatem kontrolowanie przewodności kanału pomiędzy dwoma częściami linii sygnałowej.



Rys. 3.21 Widmo ramanowskie warstwy grafenu na strukturze AlGaN/GaN [218]

Ze względu na to, że elektroda grafenowa sięga aż na powierzchnię bocznych kontaktów linii koplanarnej (rys. 3.20a) jest ona z nimi połączona elektrycznie. Taka konfiguracja sprawia, że układ przełączający sterowany jest poprzez napięcie podawane na kontakty linii koplanarnej wraz z sygnałem w.cz.. Tranzystory HEMT AlGaN/GaN są tranzystorami normalnie włączonymi z kanałem typu n, tj. kanał 2DEG przewodzi przy zerowym napięciu bramki, a wyłączenie następuje w wyniku spolaryzowania bramki napięciem ujemnym. W opisywanej strukturze bramka dołączona jest na stałe do masy linii koplanarnej, a więc aby uzyskać jej właściwą polaryzację konieczne jest podanie na linię sygnałową napięcia dodatniego względem masy linii koplanarnej. Jednocześnie ze względu na przewodnictwo typu p grafenu wytwarzanego metodą CVD [232] odwrotne spolaryzowanie struktury wpływa na zmniejszenie koncentracji dziur w grafenie, a w konsekwencji zmniejszenie jego przewodności.

3.3.2. Badania struktur testowych

Przygotowano szereg struktur testowych o takiej samej budowie warstw półprzewodnikowych, różniące się geometrią metalizacji i bramki grafenowej: odstępem pomiędzy polami kontaktowymi W, długością przedłużenia pola kontaktowego (L_{ext} , rys. 3.20), odstępem pomiędzy bramką i elektrodą metalową L_{gap} oraz szerokością bramki grafenowej L_G . We wszystkich strukturach długość pola kontaktowego (kontaktu omowego) L_{pad} pozostawała równa 80 µm.

Struktury testowe wykonano w postaci matrycy 4 x 4. Kolumny, oznaczone cyframi 1 - 4 posiadają stałą odległość pomiędzy polami kontaktowymi, natomiast różnią się między sobą szerokością bramki grafenowej L_G (odpowiednio 10, 20, 30 i *W*-20 µm) i w kolumnie 4 odstępem bramki od elektrody metalowej L_{gap} (10 µm wobec 5 µm w pozostałych kolumnach), a więc wraz z wyższym oznaczeniem spada długość przedłużenia pola kontaktowego L_{ext}

(kolumna 4 jest go całkowicie pozbawiona). Wiersze, oznaczone literami E – H różnią się między sobą odstępem pomiędzy polami kontaktowymi W, rosnącym w porządku alfabetycznym (odpowiednio 65, 130, 200 i 300 μ m). W kolumnach 1 – 3 pozostałe parametry nie zmieniają się w kolejnych wierszach, zatem wraz z wydłużaniem odstępu między polami kontaktowymi w kolumnach rośnie długość przedłużenia pola kontaktowego L_{ext}. W kolumnie 4, pozbawionej przedłużenia pola kontaktowego w kolejnych wierszach zwiększeniu ulega szerokość bramki grafenowej L_G. Parametry struktur testowych zestawiono w Tab. 13.

		1	2	3	4	
			$L_{gap} = 10 \ \mu m$			
		$L_G = 10 \ \mu m$	$L_G = 20 \ \mu m$	$L_G = 30 \ \mu m$	$L_G = W-20 \ \mu m$	
E	$W = 65 \ \mu m$	$L_{ext} = 22,5 \ \mu m$	$L_{ext} = 17,5 \ \mu m$	$L_{ext} = 12,5 \ \mu m$	$L_G = 45 \ \mu m$	
F	$W = 130 \ \mu m$	$L_{ext} = 55 \ \mu m$	$L_{ext} = 50 \ \mu m$	$L_{ext} = 45 \ \mu m$	$L_{G} = 110 \ \mu m$	
G	$W = 200 \ \mu m$	$L_{ext} = 90 \ \mu m$	$L_{ext} = 85 \ \mu m$	$L_{ext} = 80 \ \mu m$	$L_{G} = 180 \ \mu m$	
Н	$W = 300 \ \mu m$	$L_{ext} = 140 \ \mu m$	$L_{ext} = 135 \ \mu m$	$L_{ext} = 130 \ \mu m$	$L_{G} = 280 \ \mu m$	

Tab. 13 Parametry wykonanych struktur testowych (oznaczenia zgodnie z rys. 3.20b)

Na rys. 3.22 przedstawiono zdjęcia mikroskopowe wybranych struktur testowych wykonanych we współpracy z Instytutem Wysokich Ciśnień PAN. Warstwy metalizacji poddane procesowi wyżarzania widoczne są jako obszary o ciemnym kolorze, natomiast nie wyżarzane przedłużenia pól kontaktowych jako jasne prostokąty. Cienkie szare linie w rejonie linii sygnałowej wyznaczają granice warstw AlGaN i *GaN cap*, pod którymi występuje 2DEG stanowiący kanał tranzystora. Czerwoną przerywaną linią zaznaczono warstwę grafenu, która nie jest dobrze widoczna pod mikroskopem optycznym.



Rys. 3.22 Zdjęcia mikroskopowe wybranych wykonanych struktur testowych. Ze względu na transparentność warstwy grafenu obszar bramki zaznaczono czerwoną linią przerywaną

Pomiary struktur testowych przeprowadzono w dwóch zakresach częstotliwości: od 10 MHz do 50 GHz oraz od 70,5 GHz do 114.5 GHz. W tym celu konieczne było wykorzystanie dwóch wariantów układu pomiarowego na stanowisku do badań za pomocą sond ostrzowych, przedstawionych na rys. 3.23a i 3.23b. Oba układy wykorzystują stację pomiarową Cascade Microtech PM8 EPS200MMW oraz wektorowy analizator obwodów Keysight PNA-X N5245A. W wariancie do pomiarów w niższym zakresie częstotliwości (rys. 3.23a) analizator połączony jest z sondami ostrzowymi Cascade Microtech I50-A-GSG-100 za pomocą kabla współosiowego. Umożliwia to podanie stałego napięcia sterującego wraz z sygnałem mikrofalowym (niezależnie dla każdego z wrót pomiarowych) poprzez wykorzystanie wbudowanych w analizator układów sprzęgających (bias1 i bias2). Napięcia sterujące ustalane są za pomocą dwukanałowego zasilacza laboratoryjnego. Sposób połączenia zasilacza z badanymi strukturami zilustrowano na rys. 3.23d.

W drugim wariancie układu pomiarowego (rys. 3.23b) wektorowy analizator obwodów wyposażony został w głowice falowodowe VDI VNAX umożliwiające pomiary w zakresie częstotliwości 70,5 – 114,5 GHz dołączone do badanego układu za pomocą falowodowych sond ostrzowych Cascade Microtech I110-S-GSG-100-BT (rys. 3.23c). Ze względu na zasilanie falowodowe sond napięcia sterujące podawane są poprzez wbudowane w sondy układy polaryzacji. Sposób dołączenia kanałów zasilacza do badanego układu jest analogiczny jak w pierwszym wariancie układu pomiarowego (rys. 3.23d).



Rys. 3.23 a) Schemat układu pomiarowego dla zakresu częstotliwości 10 MHz – 50 GHz;
b) Schemat układu pomiarowego dla zakresu częstotliwości 70,5 – 114 GHz;
c) Zdjęcie mikroskopowe struktury podczas pomiaru;
d) Sposób podłączenia napięć sterujących do badanej struktury

W celu ustalenia zakresu wymaganych napięć sygnału sterującego oraz przeanalizowania sposobów zasilania zbadano odpowiedzi struktur na podanie niezależnych napięć sterujących w zakresie 0 - 4 V na oba pola kontaktowe. Zmierzone charakterystyki współczynnika transmisji względem napięć sterujących na częstotliwościach do 50 GHz przedstawiono na rys. 3.24. Przedstawiono tu charakterystyki wybranych struktur o skrajnych parametrach W, Lg i Lext. Jak można zauważyć dla każdej ze struktur największą amplitudę zmian współczynnika transmisji uzyskano przy zasilaniu symetrycznym, tj. z jednoczesną zmianą napięć po obu stronach struktury. W takiej sytuacji do sterowania wystarczające jest pojedyncze źródło napięcia, a także można uniknąć przepływu prądu stałego przez kanał tranzystora, co przekłada się na niższe zużycie energii i mniejsze nagrzewanie struktury. Taki sposób działania ma jednak zasadniczą wadę w postaci konieczności podawania napięcia jednocześnie przez oba wrota sygnału w.cz.. Wiąże się z koniecznością stworzenia dwóch obwodów odsprzęgających zasilanie, które mogą stanowić źródło dodatkowych strat.

Dla większości ze zbadanych struktur w tym zakresie częstotliwości stan włączony (maksymalna transmisja) występuje przy napięciach sterujących Ch1 = Ch2 = 0 V, natomiast stan wyłączony (maksymalna izolacja przy napięciach Ch1 = Ch2 = 4 V. Określenie stanów dla struktury H4 przy 50 GHz jest utrudnione ze względu na bardzo małe zmiany transmisji w funkcji napięcia.

Na podstawie charakterystyk współczynnika transmisji w funkcji napięcia można stwierdzić, że nie jest korzystne nadmierne wydłużanie struktury (seria H wobec serii E), ponieważ powoduje to znaczący wzrost strat i spadek stosunku wartości współczynnika transmisji w stanie włączonym i wyłączonym (tzw. on – off ratio, OOR). Podobny skutek, choć mniej znaczący przynosi oddalanie elektrod metalowych od bramki (w strukturach z kolumny 4 wobec kolumny 1). Efekty te można jednak zredukować kompensując zwiększanie odległości pomiędzy polami kontaktowymi ich przedłużaniem dodatkową warstwą metalu (poprzez zwiększenie wartości L_{ext} w strukturze H1).

Ten sam rodzaj charakterystyk zmierzony dla tych samych struktur za pomocą drugiego wariantu stanowiska pomiarowego, na częstotliwości 100 GHz przedstawiono na rys. 3.25. W przypadku wszystkich struktur następuje dalszy spadek OOR wraz ze wzrostem częstotliwości. Dla wszystkich zbadanych struktur, oprócz H4 utrzymana została własność zmiany stanu przy napięciu symetrycznym. W przypadku H4 występuje niemal odwrócenie kierunku zmian współczynnika transmisji względem napięcia i największa amplituda zmiana przy zasilaniu asymetrycznym. Jednakże przy amplitudzie zmian na poziomie zaledwie ok. 1 dB na wynik mogły mieć wpływ niedokładności pomiaru.



Rys. 3.24 Zmierzone charakterystyki współczynnika transmisji w funkcji dodatnich napięć sterujących przy częstotliwościach 1 GHz, 20 GHz i 50 GHz dla wybranych struktur testowych: a) E1, b) H1, c) E4, d) H4

Interesującym zjawiskiem jest spadek napięcia koniecznego do całkowitego wyłączenia przełącznika do poziomu ok. 3,2 V (rys. 3.25). Prawdopodobną przyczyną takiego zachowania jest brak możliwości osiągnięcia lepszej izolacji poprzez dalsze zmniejszanie koncentracji elektronów w 2DEG ze względu na dominujące w tym zakresie częstotliwości sprzężenia pojemnościowe pomiędzy elektrodami.



Rys. 3.25 Zmierzone charakterystyki współczynnika transmisji względem dodatnich napięć sterujących przy częstotliwości 100 GHz dla wybranych struktur testowych: a) E1, b) H1, c) E4, d) H4

Dla wybranych struktur zbadano także wpływ zjawiska zmiany przewodności grafenu pod wpływem napięcia na tłumienie wtrąceniowe w stanie włączonym. Ze względu na przewodnictwo typu p grafenu tworzącego bramkę w badanych strukturach podanie ujemnego napięcia sterującego powinno skutkować obniżeniem koncentracji nośników w grafenie. Wyniki pomiarów w takich warunkach przedstawiono na rys. 3.26. W przypadku każdej ze zbadanych struktur zaobserwowano w charakterystykach uzyskanych dla napięć ujemnych kontynuację trendu zmian współczynnika transmisji obserwowanego wcześniej w charakterystykach dla napięć dodatnich (rys. 3.25). W strukturach E1, E4 i H1 następuje dalsze zwiększanie współczynnika transmisji, co świadczy o obniżaniu się strat związanych z obecnością bramki wraz ze zmniejszaniem jej przewodności. Straty te są jednak niewielkie i możliwa do uzyskania poprawa w tego rodzaju strukturach to ok. 0,5 – 1 dB. W strukturze H4 kontynuowana jest charakterystyka odwrotna od pozostałych zbadanych struktur – następuje obniżenie współczynnika transmisji wraz ze spadkiem napięcia. Może to świadczyć o tym, że bramka grafenową, która w strukturze H4 wypełnia większość przestrzeni pomiędzy polami kontaktowymi bierze udział w transmisji sygnału w.cz.. Ze względu na znaczną długość kanału 2DEG jego rezystancja w stanie włączonym staje się na tyle wysoka, że sprzężenia pomiędzy polami kontaktowymi poprzez bramkę zaczynają odgrywać dominującą rolę. W tej sytuacji obniżenie przewodności bramki grafenowej powoduje ograniczenie sprzężeń i widoczny spadek współczynnika transmisji. Należy zatem dążyć do jak największego skrócenia kanału.



Rys. 3.26 Zmierzone charakterystyki współczynnika transmisji względem ujemnych napięć sterujących przy częstotliwości 100 GHz dla wybranych struktur testowych: a) E1, b) H1, c) E4, d) H4

Na rys. 3.27a i b przedstawiono porównanie charakterystyk częstotliwościowych współczynników, odpowiednio, transmisji i odbicia pomiędzy strukturami serii E. Wraz ze zwiększaniem numeru struktury następuje tu zmniejszanie długości przedłużenia pola kontaktowego L_{ext} przy jednoczesnym zwiększaniu długości bramki grafenowej. Jak można zaobserwować obniżanie wartości L_{ext} skutkuje wzrostem strat wtrąceniowych oraz odbiciowych w stanie włączonym przy jednoczesnej poprawie izolacji w stanie wyłączonym.

Wzrost strat jest spowodowany zwiększaniem efektywnej długości kanału 2DEG przy zmniejszaniu L_{ext}, co skutkuje wzrostem jego rezystancji. W związku z tym, że kanał jest włączony szeregowo w linię transmisyjną wywołuje zaburzenie impedancji będące źródłem strat odbiciowych. Poprawa izolacji w stanie wyłączonym związana jest z ograniczeniem sprzężeń pojemnościowych spowodowanym zwiększeniem odległości pomiędzy elektrodami.



Rys. 3.27 Zmierzone charakterystyki częstotliwościowe współczynnika a) transmisji; b) odbicia wybranych struktur testowych (wiersz E) w stanie włączonym (Ch1 = Ch2 = 0 V) i wyłączonym (Ch1 = Ch2 = 4 V)

W celu oceny skuteczności przedłużeń pól kontaktowych zbadano struktury o zmiennej długości W, jednak z zachowaniem stałej szerokości bramki L_g oraz odstępu pomiędzy przedłużeniem pola kontaktowego, a bramką L_{gap} stanowiących kolumnę 1. Wyniki pomiarów charakterystyk współczynnika transmisji (rys. 3.28a) wykazują bardzo niewielkie różnice przebiegów pomiędzy tymi strukturami powyżej ok. 1 GHz. Świadczy to o wysokiej skuteczności działania przedłużeń pól kontaktowych na wysokich częstotliwościach, gdzie

nie wykazują one znaczących różnic w stosunku do kontaktów omowych. Ich działanie poniżej 1 GHz jest mniej skuteczne ze względu na słabnące sprzężenie z 2DEG. Można to także zauważyć w charakterystykach współczynnika odbicia (rys. 2.28b), gdzie korzystny wpływ zastosowania przedłużenia pól kontaktowych widoczny jest już powyżej ok. 200 MHz.



Rys. 3.28 Zmierzone charakterystyki częstotliwościowe współczynnika a) transmisji; b) odbicia wybranych struktur testowych (kolumna 1) w stanie włączonym (Ch1 = Ch2 = 0 V) i wyłączonym (Ch1 = Ch2 = 4 V)

Dla porównania zbadano także charakterystyki struktur o zmiennej długości *W* całkowicie pozbawionych przedłużenia pól kontaktowych (kolumna 4). Wyniki przeprowadzonych pomiarów przedstawiono na rys. 3.29. W tym przypadku charakterystyki współczynnika transmisji (rys. 3.29a) w stanie włączonym wykazują niemal stałe w częstotliwości różnice pomiędzy strukturami – wzrastająca długość kanału wprost przekłada się na zwiększenie strat, a jego rezystancja pozostaje stała w funkcji częstotliwości. Podobne zachowanie można zaobserwować na charakterystykach współczynnika odbicia (rys. 3.29b).

W stanie wyłączonym poprawie w stosunku do struktur z przedłużonymi polami kontaktowymi uległa izolacja przy częstotliwościach powyżej ok. 5 GHz. W tym przypadku wydłużanie struktur skutkuje zwiększeniem odległości pomiędzy metalowymi elektrodami, co powoduje zmniejszenie sprzężeń pomiędzy nimi redukujących izolację.



Rys. 3.29 Zmierzone charakterystyki częstotliwościowe współczynnika a) transmisji; b) odbicia wybranych struktur testowych (kolumna 4) w stanie włączonym (Ch1 = Ch2 = 0 V) i wyłączonym (Ch1 = Ch2 = 4 V)

Charakterystyki wszystkich zbadanych struktur wykazują podobny przebieg – niewielkie zmiany tłumienia wtrąceniowego (stan włączony) w funkcji częstotliwości oraz szybki spadek izolacji (stan wyłączony) ze wzrostem częstotliwości. Dobrze ilustruje to porównanie przebiegów współczynnika OOR przedstawione na rys. 3.30. Dla niskich częstotliwości osiąga on bardzo wysokie wartości, jednak w zakresie fal milimetrowych zostają one zredukowane do poziomu pojedynczych decybeli. Sprawia to, że tego typu przełącznik może skutecznie pracować co najwyżej w zakresie mikrofalowym, poniżej 10 GHz.

Na niekorzyść analizowanej konstrukcji działa także wysoki poziom współczynnika odbicia w całym badanym zakresie częstotliwości. Przebieg zmian izolacji w funkcji częstotliwości świadczy o dużym wpływie niepożądanych sprzężeń pojemnościowych powodujących przenikanie sygnału przez strukturę pomimo jej wyłączenia.



Rys. 3.30 Zmierzone charakterystyki częstotliwościowe amplitudy zmian tłumienia pomiędzy stanem włączonym, a wyłączonym (on-off ratio) wybranych struktur testowych

Zbadano także charakterystyki przełączania wybranych struktur testowych. Pod uwagę wzięto tu dwie struktury charakteryzujące się najlepszymi wartościami tłumienia wtrąceniowego i izolacji przy wysokich częstotliwościach (E1 i G1) oraz najwyższą wartością OOR dla częstotliwości 1 GHz (E4). Zmierzone przebiegi napięcia obwiedni sygnału w.cz. o częstotliwości 1 GHz przy sterowaniu przebiegiem prostokątnym o amplitudzie 5V i częstotliwości 100 kHz przedstawiono na rys. 3.31 [218, 233]. Dla lepszego uwidocznienia zboczy przebiegi podczas włączania i wyłączania ukazane są na oddzielnych wykresach (odpowiednio 3.31a i 3.31b) i zostały unormowane względem poziomu w stanie ustalonym.



Rys. 3.31 Przebiegi czasowe napięcia obwiedni sygnału w.cz. w trakcie a) włączania; b) wyłączania struktur testowych E1, E4 i G1. Przebiegi zostały unormowane względem poziomu obwiedni w stanie ustalonym.

Na podstawie przebiegów z rys. 3.31 wyznaczono czasy narastania i opadania przełączników dla typowego kryterium zmiany pomiędzy 10%, a 90% napięcia obwiedni sygnału w.cz. (tab. 14). Jak można zaobserwować, najkrótsze czasy zarówno włączenia jak i wyłączenia wykazuje struktura G1. Należy tu zaznaczyć, że wyznaczone dla tej struktury czasy narastania i opadania znajdują się w pobliżu granicy rozdzielczości wykorzystywanej metody pomiarowej, stąd mogą być one zawyżone. Struktura E1, pomimo bardzo zbliżonej konstrukcji o tych samych rozmiarach bramki wykazuje natomiast najgorsze charakterystyki przełączania z czasami włączenia i wyłączenia o ok. dwa rzędy wielkości większymi niż w G1. Na rys. 3.31b widoczne jest, że transmisja w tym przełączniku nie osiąga stanu ustalonego przez cały czas trwania impulsu sterującego (5 µs). Taka rozbieżność pomiędzy strukturami G1 i E1 jest najprawdopodobniej związania z niedokładnościami produkcyjnymi powodującymi niedoskonałości warstwy grafenowej. Ze względu na zastosowanie dostępnego komercyjnie grafenu wytwarzanego techniką CVD na folii miedzianej [234] konieczne jest przetransferowanie warstwy grafenowej na powierzchnię wykonywanej struktury. Podczas tego procesu może dojść do powstania defektów negatywnie wpływających na ciągłość i przewodność elektrod grafenowych [208, 231]. Na czasy przełączania negatywny wpływ ma także zwiększanie rozmiarów kanału i bramki o czym świadczą wyniki uzyskane dla struktury E4.

Struktura testowa	Czas narastania	Czas opadania		
E4	360 ns	120 ns		
E1	2900 ns	1750 ns		
G1	25 ns	17 ns		

Tab. 14 Zmierzone czasy przełączania wybranych struktur testowych (10% - 90% napięciaobwiedni sygnału w.cz.)

Uzyskane dla struktury G1 bardzo krótkie czasy przełączania osiągnięte w konstrukcji eksperymentalnej, nie zoptymalizowanej pod kątem szybkości wskazują na wysoki potencjał struktur AlGaN/GaN z bramką grafenową w zakresie realizacji przełączników w.cz. Rezultaty te plasują się w środku zestawienia parametrów przełączników na zakres milimetrowy i są porównywalne z przełącznikami na bazie tranzystorów HEMT GaAs [120] (brak jest jak dotąd danych na temat czasów przełączania tego typu przełączników na bazie GaN). Tego rzędu czasy przełączania umożliwiają zastosowanie przełączników np. w antenach z modulacją czasową gdzie pozwoliłoby to na osiągnięcie szerokości pasma na poziomie ok. 20 MHz, co jest wysokim wynikiem dla tego rodzaju anten [117].

Na podstawie analizy budowy fizycznej badanych struktur oraz wyników pomiarów opracowano model małosygnałowy opisany schematem zastępczym przedstawionym na rys. 3.32a. Na schemacie szarym kolorem oznaczono rezystory R4 i R5 reprezentujące bramkę grafenową. Są one rozmieszczone zgodnie z fizyczną budową bramki zilustrowaną na rys. 3.32b. Środkowa część bramki (R4), umieszczona nad kanałem 2DEG (R3) tworzy z nim kondensator o okładkach rezystywnych co jest reprezentowane przez element R3-C3-R4. Element ten jest kondensatorem rozproszonym, na którego model składa się nieskończony szereg stopni elementarnych dR3-dC3-dR4 połączonych w sposób pokazany na rys. 3.32a. Wartości R3, C3 i R4 są sumą wartości podzespołów elementarnych. Kondensatory C2 reprezentują dodatkowe pojemności pasożytnicze występujące pomiędzy bramką a warstwą 2DEG elektrodami, odpowiadające w stanie wyłączonym za pogarszanie się izolacji wraz ze wzrostem częstotliwości.



Rys. 3.32 a) Schemat zastępczy badanych struktur testowych. Kolory na schemacie odnoszą się do reprezentowanych elementów fizycznej konstrukcji: czerwony – 2DEG, pomarańczowy

– pola kontaktowe wraz z przedłużeniami, szary – grafen; b) Schemat struktury z zaznaczonymi fragmentami warstwy grafenowej reprezentowanymi na schemacie zastępczym przez rezystory R4 i R5

Podobnie jak bramka, także rozszerzenia pól kontaktowych tworzą z warstwą 2DEG rozproszony kondensator o jednej okładce rezystywnej C1-R1. Rezystancję drugiej okładki pominięto ze względu na wysoką przewodność metalu. Wpływ takiego połączenia widoczny

jest w wynikach pomiarów, gdzie efektywność przedłużeń pól kontaktowych spada na niskich częstotliwościach. Rezystor R2 reprezentuje rezystancję 2DEG na odcinku pomiędzy polem kontaktowym lub jego przedłużeniem, a obszarem kontrolowanym przez bramkę.

W tab. 15 zestawiono wartości elementów schematu zastępczego wyznaczone dla wybranych struktur na podstawie parametrów materiałowych oraz charakterystyk stałoprądowych. Wyjątek stanowiła wartość kondensatorów C2, która została dobrana na podstawie zmierzonych charakterystyk wysokoczęstotliwościowych.

Struktura	Stan	R1	C1	R2	R3	C2	C3	R4	R5
11	wł.	160.0	5 0 nE	45.0	72 Ω	22 ff	26 nE	222 0	8 MO
EI	wył.	100 22	5,9 pr	45 32	∞	22 II	2,0 pr	233 32	0 10152
	wł.	645 0	24 mE	45.0	72 Ω	22 ft	2.6 mE	222.0	<u> 9 1 0</u>
Gl	wył.	043 22	24 рг	43 12	∞	22 IF	2,0 рг	233 22	0 KS2
	wł.	0.0	0 mE	50.0	320 Ω	16 fE	11 9 mE	110	<u> 9 1 0</u>
E4	wył.	0 12	о рг	30 12	00	10 IF	11,8 pr	1 KS2	0 KU2

Tab. 15 Wartości elementów schematu zastępczego dla wybranych struktur testowych

W celu weryfikacji opracowanego schematu zastępczego wykonano symulacje komputerowe modelu obwodowego z wykorzystaniem oprogramowania Cadence AWR Design Environment. Wyniki symulacji dla obu stanów wybranych struktur porównano z wynikami pomiarów (rys. 3.33). Jak można zauważyć uzyskano bardzo wysoką zbieżność wyników symulacji i pomiarów, co świadczy o dobrym odwzorowaniu struktury przez model. Pewne rozbieżności widoczne są jedynie przy górnym krańcu zakresu częstotliwości pomiarowych dla struktur w stanie włączonym (rys. 3.33a,c,e) oraz przy dolnym krańcu tego zakresu dla struktur E4 i G1 w stanie wyłączonym.

Na podstawie analizy wyników pomiarów oraz schematu zastępczego można stwierdzić, że najważniejszymi problemami występującymi w strukturze przełączającej o konstrukcji szeregowej jest występowanie znacznych sprzężeń pojemnościowych pomiędzy dwiema częściami linii transmisyjnej, znacząca rezystancja kanału 2DEG oraz występujące w procesie wytwarzania defekty warstwy grafenowej.

Pierwszy problem prowadzi do bardzo dużego spadku izolacji w stanie wyłączonym na skutek przenikania sygnału poprzez pojemności (C2 na rys. 3.32a) do bramki, a następnie do drugiej części linii. Efekt ten można w pewnym stopniu zniwelować wykorzystując zdolność grafenu do obniżenia przewodności pod wpływem napięcia sterującego o odwrotnej polaryzacji.



Rys. 3.33 Porównanie zmierzonych charakterystyk parametrów macierzy rozproszenia wybranych struktur testowych z charakterystykami obliczonymi dla modelu struktury opisanego schematem zastępczym (rys. 3.32a)

Drugi problem, poza stratami wtrąceniowymi w stanie włączonym skutkuje w strukturach przełączników o topologii szeregowej wysokim poziomem współczynnika odbicia obserwowanym dla wszystkich zbadanych struktur testowych. Wynika on z niedopasowania impedancyjnego powstającego po włączeniu szeregowo w linię zasilającą rezystancji (2·R1+2·R2+R3). Przy rezystancji powierzchniowej warstwy 2DEG na poziomie ok. 400 Ω/\Box konieczne byłoby wykonanie możliwie szerokiego przewodu centralnego linii transmisyjnej, co jest niepraktyczne w strukturze półprzewodnikowej lub wykonanie bardzo krótkiego kanału, co z kolei skutkowałoby spadkiem izolacji na skutek sprzężeń. Występowanie tej zależności sprawia, że konstrukcja przełącznika szeregowego wydaje się niekorzystna do zastosowań w przełącznikach przeznaczonych do pracy w zakresie fal milimetrowych.

Występowanie ostatniego z wymienionych problemów jako źródła dużych rozbieżności pomiędzy czasami przełączania zbliżonych konstrukcyjnie struktur znajduje potwierdzenie w analizie schematu zastępczego, gdzie w strukturze E1 następuje wzrost rezystancji R5 o trzy rzędy wielkości. R5 reprezentuje wykonane z grafenu połączenia bramki z bocznymi elektrodami linii koplanarnej. Zwiększenie jego rezystancji wiąże się ze zwiększeniem stałej czasowej obwodu RC tworzonego przez R5 i pojemność bramki C3. Ze względu na niewielkie rozmiary element ten jest wrażliwy na występowanie defektów warstwy grafenowej.

3.3.3. Opracowanie struktur testowych układów przełączających o topologii bocznikowej

Ze względu na zaobserwowane w pierwszych strukturach testowych wady układów przełączających w topologii szeregowej postanowiono zbadać możliwości wykonania w analogicznej strukturze półprzewodnikowej AlGaN/GaN układów o topologii bocznikowej. Podobnie jak w badanych wcześniej strukturach szeregowych zaproponowano integrację układu przełączającego z linią koplanarną.

Koncepcje budowy struktur o topologii bocznikowej poddano wstępnej weryfikacji za pomocą symulacji elektromagnetycznych uproszczonych modeli. Modele trzech zaproponowanych układów przełączających przedstawiono na rys. 3.34.

Pierwsza ze struktur (rys. 3.34a) wykorzystuje linię koplanarną o szerokości przewodnika centralnego równej 80 µm i szczelinach pomiędzy przewodnikiem centralnym, a bocznymi o szerokości 30 µm (impedancja charakterystyczna 50 Ω). W miejscu umieszczenia kanału 2DEG (kolor czerwony) szczeliny linii koplanarnej ulegają lokalnemu zwężeniu do 8,5 µm na długości L w celu uzyskania niskiej rezystancji kanału. W modelu symulacyjnym warstwę 2DEG reprezentuje nieskończenie cienka powierzchnia o rezystancji powierzchniowej 400 Ω/\Box , o długości L i szerokości g.

Druga struktura (rys. 3.34b) ma budowę zbliżoną do pierwszej, z tą różnicą, że zastosowano tu linię koplanarną o węższym przewodniku centralnym (14 μ m) i szczelinach (8 μ m) zachowującej impedancję charakterystyczną 50 Ω . Dzięki takiemu rozwiązaniu

możliwe jest unikniecie stosowania zwężeń mogących wprowadzać nieciągłości impedancji linii przy zachowaniu zbliżonych wymiarów kanału.

Ostatnią strukturę (rys. 3.34c) stanowi zmodyfikowana struktura a) z dodanym elementem szeregowym o szerokości 8,5 µm. Przedstawione modele struktur włączono do modelu odcinka linii koplanarnej o geometrii przedstawionej na rys. 3.34d.





Na rys. 3.35 przedstawiono wyniki symulacji modelu struktury z rys. 3.34a dla dwóch długości bocznikowego elementu przełączającego L: 100 μ m (rys. 3.35a) i 300 μ m (rys. 3.35b). Dla każdego wariantu przeprowadzono symulacje w trzech stanach: szczelinie całkowicie pozbawionej warstwy 2DEG (g = 0 μ m), szczelinie wypełnionej warstwą 2DEG z pozostawieniem odstępu 1 μ m od przewodnika centralnego (g = 7,5 μ m) i szczelinie całkowicie szczeliny podyktowane jest uniknięciem zwarcia w linii dla prądu stałego, gdy sygnał sterujący podawany jest na centralny przewodnik linii koplanarnej. Jak można zauważyć, zastosowanie tego odstępu uniemożliwia działanie przełącznika na bardzo niskich częstotliwościach, jednak w dużo mniejszym stopniu wpływa na jego pracę w pobliżu 100 GHz. Można także stwierdzić możliwość uzyskania większej izolacji w strukturze o większej długości L, jednak kosztem zwiększonych strat. Oba warianty struktury wykazują obniżenie poziomu współczynnika odbicia w stosunku do badanych konstrukcji szeregowych, jednak

zastosowanie zwężenia szczeliny nadal generuje znaczne nieciągłości impedancji. Przeprowadzone dodatkowe symulacje wykazały, że niewielką poprawę można uzyskać zawężając szczelinę tylko od strony bocznych przewodników linii koplanarnej pozostawiając przewodnik centralny o stałej szerokości (rys. 3.41). Upraszcza to jednocześnie wykonywanie masek litograficznych struktury.



Rys. 3.35 *Wyniki symulacji elektromagnetycznych modelu struktury przełączającej* w konfiguracji bocznikowej (rys. 3.34a) dla długości a) $L = 100 \ \mu m$; b) $L = 300 \ \mu m$

Model struktury przedstawionej na rys. 3.34b zbadano dla tych samych wartości parametru L. Wyniki symulacji elektromagnetycznych dla tego modelu (rys. 3.36) wyraźnie ilustrują wpływ wyeliminowania lokalnych zwężeń szczelin linii koplanarnej na znaczące obniżenie poziomu współczynnika odbicia. Konstrukcja ta pozwoliła także na znaczące zwiększenie współczynnika OOR. Wadą tego rozwiązania jest zwiększenie strat wtrąceniowych, co jest naturalną konsekwencją zwężenia linii koplanarnej. Podobnie jak w pierwszym analizowanym modelu zwiększenie długości L umożliwia uzyskanie większej izolacji przełącznika.



Rys. 3.36 *Wyniki symulacji elektromagnetycznych modelu struktury przełączającej* w konfiguracji bocznikowej (rys. 3.34b) dla długości a) $L = 100 \ \mu m$; b) $L = 300 \ \mu m$

Wyniki symulacji dla modelu struktury w konfiguracji szeregowo – bocznikowej przedstawiono na rys. 3.37. Zastosowanie tej konstrukcji umożliwia zwiększenie poziomu współczynnika OOR w zakresie niskich częstotliwości w stosunku do konfiguracji bocznikowej. Przy wyższych częstotliwościach nie zaobserwowano znaczących zmian, co wynika prawdopodobnie ze sprzężeń przez wąski element szeregowy. Większa komplikacja wykonania i sterowania takiej struktury przy braku znaczącej poprawy parametrów sprawia, że konstrukcja ta nie została zakwalifikowana do dalszych badań.



Rys. 3.37 *Wyniki symulacji elektromagnetycznych modelu struktury przełączającej* w konfiguracji szeregowo – bocznikowej (rys. 3.34c) dla długości $L = 100 \ \mu m$

Przeanalizowano także możliwość wykorzystania szeregowego połącznia elementów bocznikowych przedstawionych na rys. 3.34a. Założeniem takiego rozwiązania jest zwiększenie izolacji przełącznika poprzez zmniejszenie wypadkowej rezystancji kanału w stanie wyłączonym, a także możliwość częściowej kompensacji niedopasowania impedancyjnego elementów przełączających w ograniczonym paśmie za pomocą odpowiedniego doboru odległości pomiędzy nimi.

Do analizy wykorzystano opracowane modele obwodowe struktur przedstawione na rys. 3.38. Zakładają one wprowadzenie wspomnianej wcześniej modyfikacji struktury bocznikowej polegającej na zwężaniu szczelin linii koplanarnej przy pozostawieniu przewodnika centralnego o stałej szerokości.

Model obwodowy pojedynczego bocznikowego elementu przełączającego w stanie włączonym przedstawiono na rys. 3.38a. Składa się on z odcinka linii transmisyjnej długości L = 300 μ m o impedancji charakterystycznej 28 Ω , co odpowiada impedancji linii koplanarnej w miejscu zwężenia i dwóch wrót o impedancji 50 Ω (oznaczonych PORT P=1 i P=2). W stanie wyłączonym (rys. 3.38b) odcinek linii obciążony jest na obu końcach rezystancjami R = 5,3 Ω , co wypadkowo odpowiada zakładanej rezystancji kanału.

Modele struktury dwustopniowej dla stanu włączonego i wyłączonego przedstawiono, odpowiednio, na rys. 3.38c i 3.38d. Zastosowano tu dwa pojedyncze elementy o długości zmniejszonej do 150 μ m oddzielone odcinkiem linii transmisyjnej o impedancji charakterystycznej 50 Ω . Długość tego odcinka została dobrana w taki sposób, aby uzyskać dobre dopasowanie impedancyjne struktury w pobliżu częstotliwości 100 GHz i wyniosła 175 μ m.



Rys. 3.38 Schematy modeli obwodowych struktury przełączającej w konfiguracji bocznikowej: a) jednostopniowa, $L = 300 \ \mu m$, stan włączony; b) jednostopniowa, $L = 300 \ \mu m$, stan wyłączony; c) dwustopniowa, $L = 150 \ \mu m$, stan włączony; d) dwustopniowa, $L = 150 \ \mu m$, stan wyłączony

Wyniki przeprowadzonych symulacji powyższych modeli obwodowych (z wykorzystaniem oprogramowania Cadence AWR Design Environment) przedstawiono na rys. 3.39. Jak można zaobserwować na charakterystykach współczynnika transmisji (rys. 3.39a) zastosowanie szeregowego połączenia dwóch elementów bocznikowych pozwoliło na zwiększenie izolacji niemal w całym analizowanym zakresie częstotliwości. Jednocześnie uzyskano także obniżenie strat wtrąceniowych w szerokim paśmie. Na charakterystykach współczynnika odbicia (rys. 3.39b) w stanie włączonym dla struktury dwustopniowej widoczne jest wyraźne minimum przy zakładanej częstotliwości 100 GHz. Uzyskano w ten sposób obniżenie współczynnika odbicia w stosunku do pojedynczego elementu w paśmie o szerokości ok.100 GHz.



Rys. 3.39 Wyniki symulacji modeli obwodowych struktury przełączającej w konfiguracji bocznikowej jedno- i dwustopniowej (rys.3.38): a) współczynnik transmisji, b) współczynnik odbicia

Na podstawie wyników analiz symulacyjnych opracowano udoskonalone struktury testowe. Zaplanowano wykonanie szeregu struktur o różnej konfiguracji elementów przełączających w układzie bocznikowym zarówno z zastosowaniem bramki grafenowej jak i metalowej. Ze względu na konwencjonalny sposób tworzenia elektrod metalowych proces ten jest lepiej kontrolowany, a defekty są mniej liczne niż w przypadku elektrod grafenowych. Jednocześnie oba typy elektrod tworzą w strukturze HEMT złącze Schottky'ego. Pozwala to na zbadanie różnych rozwiązań konstrukcyjnych w sposób możliwie niezależny od defektów produkcyjnych grafenu, które nie mogą być w łatwy sposób wykryte.

Elektrody z barierą Schottky'ego tworzące bramkę tranzystora HEMT mogą być wykonywane na dwa sposoby – jako kontakt lateralny (rys. 3.40a) lub wertykalny (rys. 3.40b) [235]. W przypadku struktury tranzystora kontakt lateralny różni się od przedstawionego na rysunku przykładu diody występowaniem jedynie elementu kontaktu leżącego na powierzchni warstwy AlGaN.



Rys. 3.40 Przykład a) lateralnego; b) wertykalnego kontaktu Schottky'ego w strukturze AlGaN/GaN na przykładzie diody [235].

Pierwsza zaprojektowana struktura testowa (struktura A, rys. 3.41) wykorzystuje bramkę o kontakcie lateralnym w konstrukcji zbliżonej do analizowanej wcześniej w modelu symulacyjnym przedstawionym na rys. 3.34a, o zmniejszonej długości L do 50 μm. Budowa wewnętrzna struktury półprzewodnikowej pozostaje taka sama jak w zbadanych wcześniej układach o topologii szeregowej (rys. 3.20). Z tego powodu, dla większej czytelności na rysunkach udoskonalonych struktur (rys.3.41 – 3.46) ograniczono się do przedstawienia położenia elementów warstw metalizacji (kontakty omowe), warstwy 2DEG oraz elektrod bramki.





Ze względu na sposób sterowania struktury A polegający na podawaniu napięcia stałego na centralny przewodnik linii koplanarnej wraz z sygnałem w.cz. nie jest możliwe zastosowanie warstwy 2DEG na całej szerokości szczeliny linii (spowodowałoby to zwarcie sygnału sterującego). Z tego powodu konieczne jest wykonanie odstępu pomiędzy tymi elementami. Na podstawie wyników symulacji modelu struktury można stwierdzić, że należy dążyć do minimalizacji tego odstępu dla zapewnienia wysokiej izolacji przełącznika. Ograniczenia technologiczne procesów litografii sprawiają, że minimalna szerokość tego odstępu wynosi 3 µm i taką odległość zastosowano w zaprojektowanych strukturach. Aby możliwe było utworzenie kontaktu lateralnego, a jednocześnie utrzymanie stałej szerokości centralnego przewodnika linii koplanarnej zastosowano widoczne na rys. 3.41 wcięcie w centralnym przewodniku niejako uzupełnione elektrodą bramki.

W drugiej strukturze testowej (struktura B, rys. 3.42) zastosowano układ dwustopniowy wykorzystujący dwa elementy przełączające o budowie identycznej ze strukturą A umieszczone w odległości 175 µm od siebie.



Rys. 3.42 Schemat budowy zaprojektowanej dwustopniowej struktury przełączającej w konfiguracji bocznikowej z bramką o kontakcie lateralnym – struktura B

Trzecia struktura testowa (struktura C, rys. 3.43) wykorzystuje bramkę o kontakcie wertykalnym w układzie z dwoma stopniami przełączającymi. Zastosowano tu także węższą linię koplanarną podobnie jak w stosowaną w modelu symulacyjnym widocznym na rys. 3.34b. Jednakże w tym przypadku zastosowano dodatkowe zwężenia szczeliny linii koplanarnej (do 3 µm) dla uzyskania niższej rezystancji kanału. Są one jednak proporcjonalnie mniejsze w stosunku do wymiarów linii niż w strukturze A i B, co powinno powodować mniejsze straty odbiciowe. Zastosowanie bramki o kontakcie lateralnym jako fragmentu centralnego przewodnika pozwoliło na umieszczenie warstwy 2DEG pod całą linią, bez konieczności pozostawiania odstępów izolujących. Należy jednak mieć na uwadze, że działanie takiej struktury będzie w znaczącym stopniu uzależnione od przewodności bramki.



Rys. 3.43 Schemat budowy zaprojektowanej dwustopniowej struktury przełączającej w konfiguracji bocznikowej z bramką o kontakcie wertykalnym na całej szerokości przewodu centralnego – struktura C

Czwartą strukturę testową (struktura D, rys. 3.44) stanowi zmodyfikowana struktura A, w której zastosowano bramkę o kontakcie wertykalnym. W tym celu zwiększono odstęp pomiędzy warstwą 2DEG, a centralnym przewodnikiem do 8 μ m (w miejscu wycięcia w tym przewodniku), a elektrodę bramki powiększono poprzez dodanie ścieżki o szerokości 3 μ m dołączonej na końcach. Taka konstrukcja bramki ma na celu zmniejszenie wypełnienia szczeliny linii koplanarnej elementem przewodzącym, a co za tym idzie ograniczenie strat wtrąceniowych w stanie włączonym. Zaprojektowano dwa warianty struktury D o różnej długości L = 100 μ m i L = 300 μ m.



Rys. 3.44 Schemat budowy zaprojektowanej jednostopniowej struktury przełączającej w konfiguracji bocznikowej z bramką o kontakcie wertykalnym – struktura D

Piątą strukturą testową (struktura E, rys. 3.45) jest konstrukcja oparta o szeroką linię koplanarną z zastosowaniem bramki o kontakcie wertykalnym ze sterowaniem odseparowanym od toru w.cz. Pierwszą zaletą takiego rozwiązania jest brak konieczności podawania sygnału sterującego wraz z sygnałem w.cz., co pozwala uniknąć konieczności stosowania obwodów odsprzęgających. Drugą natomiast jest możliwość zastosowania kanału 2DEG pod całą szerokością szczeliny linii koplanarnej, co skutkuje znacznym spadkiem rezystancji elementu przełączającego w stanie wyłączonym oraz pracą przełącznika na niskich częstotliwościach, od prądu stałego. W konstrukcji wykorzystano szeroką linię koplanarną ze zwężonymi lokalnie szczelinami do 8 μm na długości 300 μm w miejscu zastosowania elementu przełączającego. Na środku zwężonych szczelin umieszczono elektrody bramki o szerokości 2 μm, które przedłużono poza zakończenie linii transmisyjnej i połączono z dodatkowym polem kontaktowym umożliwiającym dołączenie sygnału sterującego za pomocą dodatkowej sondy igłowej.



Rys. 3.45 Schemat budowy zaprojektowanej jednostopniowej struktury przełączającej w konfiguracji bocznikowej z bramką o kontakcie wertykalnym z odseparowanym sygnałem sterującym – struktura E

Ostatnią zaprojektowaną strukturą testową (struktura F, rys. 3.46) jest zmodyfikowana struktura E, w której zastosowano wąską linę koplanarną podobnie jak w strukturze C. Wykorzystanie węższej linii pozwoliło na wyeliminowanie występujących w strukturze E zwężeń, które wprowadzają nieciągłości impedancji mogące zwiększać straty odbiciowe.



Rys. 3.46 Schemat budowy zaprojektowanej jednostopniowej struktury przełączającej o stałej szerokości przewodu centralnego w konfiguracji bocznikowej z bramką o kontakcie wertykalnym z odseparowanym sygnałem sterującym – struktura F

3.3.4. Badania struktur testowych układów przełączających o topologii bocznikowej

Wszystkie zaprojektowane struktury testowe zostały wykonane w wariancie z bramką metalową, a struktury E i F także z bramką grafenową. Na rys. 3.47 przedstawiono zdjęcia mikroskopowe dwóch wariantów struktury E. W wariancie z bramką metalową (rys. 3.47a) wyraźnie widoczne są elektrody bramki o złotym kolorze odróżniające się od pozostałych elementów metalizacji, które poddane zostały procesowi wyżarzania. W przeciwieństwie do nich elektrody grafenowe (rys. 3.47b) ze względu na swoją niską grubość są niemal niewidoczne przy obserwacji za pomocą mikroskopu optycznego, co uniemożliwia wykrycie w ten sposób defektów.

Ze względu na budowę struktur o topologii bocznikowej linia koplanarna zachowuje ciągłość, co powoduje uproszczenie sposobu sterowania. Wymagane jest tu podanie tylko jednego napięcia sterującego U_s na jedno z wrót sygnału w.cz. Podczas przeprowadzonych badań stosowano jednak zasilanie dołączone ze wspólnego źródła poprzez obie sondy ostrzowe dla zapewnienia dobrego kontaktu (rys. 3.48a). W przypadku struktur z odseparowanym zasilaniem napięcie sterujące podawane było poprzez dodatkową sondę igłową na elektrodę sterującą (rys. 3.48b).

Wspólną cechą wszystkich zaprojektowanych struktur o topologii bocznikowej jest sterowanie za pomocą napięcia Us ujemnego względem masy linii koplanarnej.



Rys. 3.47 Zdjęcia mikroskopowe wykonanych struktur typu E z odseparowanym sygnałem sterującym a) z bramką metalową; b) z bramką grafenową



Rys. 3.48 Schemat sposobu dołączenia sygnału sterującego do struktury a) z zasilaniem wraz z sygnałem w.cz. (typ A - D); b) z odseparowanym zasilaniem (typ E i F)
a) Struktura A



Rys. 3.49 Zdjęcie mikroskopowe wykonanej struktury typu A

Pomiary struktur testowych wykonano ponownie w dwóch zakresach częstotliwości: 10 MHz – 50 GHz oraz 70,5 – 114,5 GHz. Wyniki pomiarów dla struktury A (rys. 3.49) przedstawiono na rys. 3.50. Zgodnie z oczekiwaniami struktura ta nie posiada możliwości przełączania sygnałów o bardzo niskiej częstotliwości i prądu stałego ze względu na występowanie odstępu pomiędzy warstwą 2DEG a centralnym przewodnikiem linii koplanarnej, co widoczne jest na charakterystyce współczynnika transmisji (rys.3.50a). Brak tego połączenia powoduje także bardzo dobre dopasowanie impedancyjne linii przy niskich częstotliwościach (rys. 3.50b). W odróżnieniu od struktur o topologii szeregowej można tu zaobserwować wzrost izolacji wraz z częstotliwością do ok. 70 GHz, a następnie jej powolny spadek. Wyraźnie niższe są także straty wtrąceniowe w stanie włączonym. Znaczącemu obniżeniu uległ także współczynnik odbicia ze względu na wyeliminowanie szeregowego elementu rezystancyjnego. Współczynnik OOR uległ niewielkiej poprawie jedynie w pobliżu górnej granicy zakresu pomiarowego. W pozostałym zakresie uległ obniżeniu również za sprawą braku całkowitego zwarcia linii transmisyjnej poprzez warstwę 2DEG.



Rys. 3.50 Zmierzone charakterystyki częstotliwościowe współczynnika a) transmisji; b) odbicia struktury typu A dla wybranych wartości napięcia sygnału sterującego U_s (stan wyłączony – $U_s = 0$ V; stan włączony – $U_s = -5$ V)

b) Struktura B



Rys. 3.51 Zdjęcie mikroskopowe wykonanej struktury typu B

Kolejną zbadaną strukturą testową była złożona z dwóch stopni typu A struktura B (rys. 3.51). W celu potwierdzenia pełnego wysterowania struktury zbadano, dla wybranych częstotliwości pomiarowych, przebieg zmian współczynników transmisji (rys. 3.52a) i odbicia (rys.3.52b) w funkcji napięcia sterującego. Badana struktura posiada charakterystykę normalnie wyłączoną z wyraźnym progiem napięcia, przy którym następuje pełne włączenie na poziomie ok. -4V. Dalsze zwiększanie amplitudy napięcia sterującego powoduje niewielki wzrost transmisji, a zmiany te powoli zanikają poniżej -5 V.

Jednocześnie zmierzono także charakterystykę prądowo – napięciową bramki (rys. 3.53). Jak można zaobserwować struktura wymaga bardzo niewielkiego prądu sterującego na poziomie 30 μA dla napięcia -5V, a prąd bramki narasta liniowo ze wzrostem amplitudy napięcia.



Rys. 3.52 Przebieg współczynnika a) transmisji; b) odbicia struktury typu B w funkcji napięcia sygnału sterującego Us dla wybranych częstotliwości



Rys. 3.53 Charakterystyka prądu bramki I_g w funkcji napięcia sygnału sterującego U_s dla struktury typu B

Zmierzone charakterystyki częstotliwościowe współczynników transmisji i odbicia dla struktury B przedstawiono na rys. 3.54. Na podstawie przebiegów współczynnika transmisji (rys. 3.54a) można stwierdzić, że zastosowanie konstrukcji dwustopniowej pozwoliło na bardzo dużą poprawę izolacji w stanie wyłączonym w stosunku do jednostopniowej struktury A w całym zakresie częstotliwości pomiarowych (o ponad 10 dB przy 50 GHz i 17 dB przy 110 GHz). Jednocześnie poziom tłumienia wtrąceniowemu uległ nieznacznemu wzrostowi do maksymalnie ok. 3,5 dB. Znacznemu obniżeniu uległ poziom współczynnika odbicia (rys. 3.54b) powyżej 75 GHz z minimum przy 110 GHz, nieznacznie odstrojonym od projektowanego. Struktura ta jest zatem skutecznie działającym przełącznikiem na zakres fal milimetrowych z OOR na poziomie ponad 18 dB przy 114 GHz. Uzyskane wyniki potwierdzają zalety rozwiązania dwustopniowego zaobserwowane w wyniku symulacji. Nieco gorsze parametry rzeczywistej struktury wynikają z zastosowania uproszczonego modelu obwodowego nie uwzgledniającego szczegółów konstrukcji struktury.



Rys. 3.54 Zmierzone charakterystyki częstotliwościowe współczynnika a) transmisji; b) odbicia struktury typu B dla wybranych wartości napięcia sygnału sterującego $U_{s.}$ (stan wyłączony – $U_s = 0$ V; stan włączony – $U_s = -5$ V)

c) Struktura C



Rys. 3.55 Zdjęcie mikroskopowe wykonanej struktury typu C

W strukturze C (rys. 3.55) w konfiguracji dwustopniowej zastosowano bramkę będącą fragmentem centralnego przewodnika wąskiej linii koplanarnej. Związane z tym znaczne zwiększenie powierzchni bramki spowodowało ponad czterokrotny wzrost prądu bramki w stosunku do struktury B (rys. 3.56). Nadal jednak jest to prąd niewielki, na poziomie ok. 127 µA przy -5 V, kiedy struktura zostaje w pełni wysterowana.



Rys. 3.56 Charakterystyka prądu bramki I_g w funkcji napięcia sygnału sterującego U_s dla struktury typu C

Wyniki pomiaru charakterystyk częstotliwościowych struktury C przedstawiono na rys. 3.57. Zarówno na charakterystykach współczynnika transmisji (rys. 3.57a) jak i odbicia (rys. 3.57b) można zaobserwować zachowanie odwrotne niż w strukturach A i B dla niskich częstotliwości, poniżej 20 GHz. Taka charakterystyka świadczy o występowaniu zwarcia lub rozwarcia dla prądu stałego. Rozwarcie mogłoby być spowodowanie brakiem kontaktu galwanicznego pomiędzy sondą ostrzową, a polem kontaktowym lub pomiędzy bramką, a polem kontaktowym. O większym prawdopodobieństwie pierwszej z możliwych przyczyn świadczy fakt, że w badanych strukturach obserwowano problemy z właściwym kontaktem sond spowodowanym niską jakością powierzchni kontaktów metalowych po wyżarzaniu. Problem ten można jednak wyeliminować poprzez pokrycie pól kontaktowych dodatkową, nie wyżarzaną warstwą metalu w taki sam sposób, w jaki tworzone były przedłużenia pól kontaktowych w szeregowych strukturach testowych. Obserwowane jednocześnie na charakterystykach współczynnika transmisji przełączanie może świadczyć o tym, że tylko jedna z sond ostrzowych nie miała dobrego połączenia galwanicznego ze strukturą, a ze względu na zasilanie z obu stron sygnał sterujący nadal docierał do struktury. Przy wyższych częstotliwościach problem braku dobrego kontaktu zostaje zniwelowany poprzez sprzężenie pojemnościowe, natomiast przy częstotliwościach powyżej 70 GHz stosowano inny rodzaj sond, dla których tego typu problemy z kontaktem mogły nie wystąpić.

W zakresie fal milimetrowych struktura C wykazuje wyraźnie wyższe (o ok. 6 dB) straty wtrąceniowe w porównaniu ze strukturą B, co częściowo jest wynikiem zastosowania węższej linii koplanarnej. Zwiększeniu uległa także izolacja, jak również, w niewielkim stopniu, współczynnik OOR osiągając ok. 20 dB przy 110 GHz. Współczynnik odbicia uległ niewielkiemu pogorszeniu w stosunku do struktury B, nadal jednak jest znacząco lepszy niż w strukturze A.



Rys. 3.57 Zmierzone charakterystyki częstotliwościowe współczynnika a) transmisji; b) odbicia struktury typu C dla wybranych wartości napięcia sygnału sterującego U_s . (stan wyłączony – $U_s = 0$ V; stan włączony – $U_s = -5$ V)

d) Struktura D



Rys. 3.58 Zdjęcie mikroskopowe wykonanej struktury typu D

Struktury typu D z branką o kontakcie wertykalnym (rys. 3.58) zostały wykonane w dwóch wariantach różniących się długością L: 100 μm i 300 μm. Jak można zaobserwować na rys. 3.59 zwiększenie długości struktury nie prowadzi do istotnych zmian prądu bramki. W obu wariantach struktury jego wartość dla napięcia sterującego -5 V jest bardzo zbliżona do wyniku dla struktury B i wynosi ok. 31 μA.



Rys. 3.59 Charakterystyka prądu bramki I_g w funkcji napięcia sygnału sterującego U_s dla struktury typu D dla dwóch długości L

Również porównanie charakterystyk współczynników transmisji i odbicia w funkcji napięcia dla obu wariantów struktury D (rys. 3.60 i 3.61) wykazuje ich podobieństwo w zakresie napięcia progowego przy którym następuje stan włączony wynoszącego ok. -4V. W przypadku struktury o L = 100 μ m do włączenia konieczne jest napięcie ok. 0,2 V niższe, co jest prawdopodobnie wynikiem drobnych rozrzutów produkcyjnych. W obu przypadkach dalsze obniżanie napięcia powoduje dalszy nieznaczny spadek tłumienia.



Rys. 3.60 Przebieg współczynnika a) transmisji; b) odbicia struktury typu D o długości $L = 100 \ \mu m \ w \ funkcji \ napięcia \ sygnału \ sterującego \ U_s \ dla \ wybranych \ częstotliwości$



Rys. 3.61 Przebieg współczynnika a) transmisji; b) odbicia struktury typu D o długości $L = 300 \ \mu m \ w \ funkcji \ napięcia \ sygnału \ sterującego \ U_s \ dla \ wybranych \ częstotliwości$

Zmierzone charakterystyki częstotliwościowe dla struktury D o długości L = 100 μ m przedstawiono na rys. 3.62. W porównaniu ze strukturą A wykorzystującą kontakt lateralny zaobserwowano wzrost strat wtrąceniowych o ok. 3 dB przy 110 GHz (rys. 3.62a). Jednocześnie znaczącej poprawie uległa izolacja, która osiąga wartości powyżej 10 dB już przy ok. 12 GHz dochodząc do 14,5 dB przy 110 GHz. Pogorszeniu wobec struktury A uległy natomiast straty odbiciowe, szczególnie w wyższym zakresie częstotliwości (rys. 3.62b). Współczynnik OOR wyniósł ok. 12 dB przy 50 GHz i ok. 9 dB przy 110 GHz.



Rys. 3.62 Zmierzone charakterystyki częstotliwościowe współczynnika a) transmisji; b) odbicia struktury typu D o długości $L = 100 \ \mu m$ dla wybranych wartości napięcia sygnału sterującego U_{s.} (stan wyłączony – U_s = 0 V; stan włączony – U_s = -5 V)

Zwiększenie długości struktury do L = 300 μ m skutkuje wzrostem zarówno izolacji o ok. 5 – 8 dB, jak i strat wtrąceniowych o ok. 2 – 3 dB (rys. 3.63a). Poziom współczynnika odbicia ulega natomiast obniżeniu dla częstotliwości powyżej 90 GHz (rys. 3.63b).



Rys. 3.63 Zmierzone charakterystyki częstotliwościowe współczynnika a) transmisji; b) odbicia struktury typu D o długości $L = 100 \ \mu m$ dla wybranych wartości napięcia sygnału sterującego U_{s.} (stan wyłączony – U_s = 0 V; stan włączony – U_s = -5 V)

e) Struktura E z bramką metalową



Rys. 3.64 Zdjęcie mikroskopowe wykonanej struktury typu E z bramką metalową podczas pomiaru

Struktura typu E z odseparowanym sygnałem sterującym została wykonana w dwóch wariantach – z bramką metalową (rys. 3.64) i grafenową. W przypadku struktury z bramką metalową zaobserwowano znaczne obniżenie prądu bramki (o ok. 2 do 3 rzędów wielkości) w porównaniu z wszystkimi strukturami z sygnałem sterującym podawanym razem z sygnałem w.cz. (rys. 3.65). Jest to zatem rozwiązanie korzystne dla zmniejszenia zużycia energii przez przełącznik. Charakterystyka jest też silnie nieliniowa, z gwałtownym wzrostem prądu w zakresie -3 - 4 V.



Rys. 3.65 Charakterystyka prądu bramki I_g w funkcji napięcia sygnału sterującego U_s dla struktury typu E z bramką metalową

Przebiegi współczynników transmisji i odbicia korespondują z charakterystyką prądu bramki – w zakresie -3 - -4 V następują najszybsze zmiany. Struktura osiąga stan włączony przy ok. -4,5 V, a dalsze obniżanie napięcia skutkuje niewielkim spadkiem tłumienia.



Rys. 3.66 Przebieg współczynnika a) transmisji; b) odbicia struktury typu E z bramką metalową w funkcji napięcia sygnału sterującego Us dla wybranych częstotliwości

Na rys. 3.67 przedstawiono wyniki pomiarów charakterystyk częstotliwościowych współczynników transmisji i odbicia. Zgodnie z założeniami, struktura z odseparowanym sygnałem sterujących pracuje już dla prądu stałego z OOR na poziomie 14 dB (rys. 3.67a). Wraz z częstotliwością wzrastają straty wtrąceniowe, do poziomu ok. 5,5 dB przy 110 GHz. Zwiększenie amplitudy napięcia sterującego do 15 V pozwala obniżyć tłumienie o ok. 1 dB. Izolacja w zakresie fal milimetrowych jest bardzo zbliżona do najlepszej pod tym względem struktury bez odseparowanego zasilania (typ C). Poziom tłumienia jest jednak niższy niż w C, co pozwala osiągnąć wyższy współczynnik OOR ok. 22,5 dB przy 110 GHz. Jednakże, w porównaniu ze strukturą C osiągnięto wyraźnie wyższy poziom współczynnika odbicia powyżej 50 GHz.



Rys. 3.67 Zmierzone charakterystyki częstotliwościowe współczynnika a) transmisji; b) odbicia struktury typu E z bramką metalową dla wybranych wartości napięcia sygnału sterującego U_{s.} (stan wyłączony – U_s = 0 V; stan włączony – U_s = -5 V – -15 V)

f) Struktura E z bramką grafenową



Rys. 3.68 Zdjęcie mikroskopowe wykonanej struktury typu E z bramką grafenową podczas pomiaru

Strukturę typu E z zastosowaniem bramki grafenowej (rys. 3.68) wytworzono w dwóch egzemplarzach, aby umożliwić ocenę ewentualnych rozrzutów produkcyjnych. Na rys. 3.69 przedstawiono zmierzone charakterystyki prądowo – napięciowe bramki dla obu egzemplarzy. Widoczne są tu bardzo niewielkie różnice nie przekraczające 0,1 µA, a obie charakterystyki mają charakter liniowy w odróżnieniu od analogicznej struktury z bramką metalową. Prąd bramki jest nieznacznie niższy niż dla bramki metalowej.



Rys. 3.69 Charakterystyka prądu bramki I_g w funkcji napięcia sygnału sterującego U_s dla dwóch egzemplarzy struktury typu E z bramką grafenową

Porównując przebiegi współczynników transmisji i odbicia obu egzemplarzy (rys. 3.70 i 3.70 można zauważyć, że drugi egzemplarz ma charakterystykę zbliżoną do struktury z bramką metalową i osiąga stan włączony przy ok. -4,2 V, natomiast pierwszy egzemplarz wymaga do tego napięcia ok. -4,8 V. W obu przypadkach dalsze obniżanie napięcia skutkuje niewielkim spadkiem tłumienia.



Rys. 3.70 Przebieg współczynnika a) transmisji; b) odbicia pierwszego egzemplarza struktury typu E z bramką grafenową w funkcji napięcia sygnału sterującego Us dla wybranych



Rys. 3.71 Przebieg współczynnika a) transmisji; b) odbicia drugiego egzemplarza struktury typu E z bramką grafenową w funkcji napięcia sygnału sterującego Us dla wybranych częstotliwości

Na rys. 3.72 zestawiono charakterystyki częstotliwościowe współczynnika transmisji dla dwóch egzemplarzy struktury E z bramką grafenową. Różnice pomiędzy egzemplarzami są minimalne, nie przekraczające 1.5 dB. Są one widoczne głównie w niższym zakresie częstotliwości, gdzie drugi egzemplarz (rys. 3.72b) wykazuje większe tłumienie i izolację. W porównaniu ze strukturą z bramką metalową zaobserwowano znaczny wzrost tłumienia wtrąceniowego, szczególnie w niższym zakresie częstotliwości. Przyczyną tego zjawiska może być stosunkowo wysoka rezystancja grafenu lub zwiększające ją defekty, które uniemożliwiają skuteczną ekstrakcję elektronów z warstwy 2DEG. Może o tym świadczyć także nieco większa niż w strukturach z bramką metalową reakcja na zwiększenie amplitudy napięcia sterującego. W celu przeciwdziałania takiemu zjawisku korzystne byłoby zastosowanie dwustronnego zasilania bramki, bądź też położenie warstwy grafenowej na całej powierzchni bocznych przewodników linii koplanarnej odseparowanej od nich warstwą izolatora. Drugie rozwiązanie wydaje się skuteczniejsze, jednakże wymaga procesu litograficznego umożliwiającego wykonywanie warstw izolacyjnych. Inną przyczyną może być obecność elementu rezystywnego jakim jest grafen wzdłuż linii koplanarnej, który wytraca energię transmitowaną w linii. Przeprowadzone symulacje elektromagnetyczne modelu linii koplanarnej z elementem rezystywnym w szczelinie wskazują na możliwy niewielki wzrost tłumienia w takiej konfiguracji. Izolacja natomiast nie uległa znaczącej zmianie w stosunku do struktury z elektrodą metalową. Jest to zachowanie oczekiwane ze względu na występujące w stanie wyłączonym zwarcie w linii poprzez warstwę 2DEG, które sprawia, że obecność elektrody bramki nie ma istotnego znaczenia dla jej parametrów.



Rys. 3.72 Zmierzone charakterystyki częstotliwościowe współczynnika transmisji a) pierwszego; b) drugiego egzemplarza struktury typu E z bramką grafenową dla wybranych napięć sygnału sterującego U_s . (stan wyłączony – $U_s = 0$ V; stan włączony – $U_s = -5$ V – -10 V)

Również charakterystyki współczynnika odbicia (rys. 3.73) wykazują bardzo niewielkie różnice pomiędzy egzemplarzami. W stosunku do struktury z bramką metalową istotne różnice występują tylko dla częstotliwości poniżej 35 GHz, gdzie zaobserwowano znaczne zwiększenie poziomu odbić. Przyczyny tych zmian są prawdopodobnie tożsame z przyczynami wzrostu tłumienia.



Rys. 3.73 Zmierzone charakterystyki częstotliwościowe współczynnika odbicia a) pierwszego; b) drugiego egzemplarza struktury typu E z bramką grafenową dla wybranych napięć sygnału sterującego $U_{s.}$ (stan wyłączony – $U_s = 0$ V; stan włączony – $U_s = -5$ V – -10 V)

g) Struktura F z bramką metalową



Rys. 3.74 Zdjęcie mikroskopowe wykonanej struktury typu F z bramką metalową podczas pomiaru

Strukturę F z odseparowanym sygnałem sterującym opartą o wąską linię także wykonano w dwóch wariantach – z bramką metalową (rys. 3.74) i grafenową. Charakterystykę prądowo-napięciową bramki w strukturze z bramką metalową przedstawiono na rys. 3.75. W porównaniu z konstrukcją z szeroką linią koplanarną zaobserwowano spadek maksymalnego prądu o ok. połowę oraz całkowicie inny przebieg charakterystyki z prądem wzrastającym w przybliżeniu wykładniczo ze wzrostem napięcia.



Rys. 3.75 Charakterystyka prądu bramki I_g w funkcji napięcia sygnału sterującego U_s dla struktury typu F z bramką metalową

W odróżnieniu od struktury E charakterystyki współczynników transmisji i odbicia w funkcji napięcia sterującego (rys. 3.76) nie wykazują korelacji z charakterystyką prądowo – napięciową bramki. Przejście do stanu włączonego następuje tu przy niższej niż w strukturze E amplitudzie napięcia sterującego ok. 3 V. Podobnie jak we wszystkich pozostałych badanych strukturach dalsze obniżanie napięcia powoduje niewielki spadek tłumienia.



Rys. 3.76 Przebieg współczynnika a) transmisji; b) odbicia struktury typu F z bramką metalową w funkcji napięcia sygnału sterującego Us dla wybranych częstotliwości

Na rys. 3.77 przedstawiono wyniki pomiarów charakterystyk częstotliwościowych współczynników transmisji oraz odbicia dla struktury F. Struktura ta wykazuje najwyższe wartości izolacji spośród wszystkich badanych struktur (maksymalnie 29,5 dB przy 110 GHz) przy tłumieniu nieznacznie tylko większym (o ok. 1,2 dB przy 110 GHz) niż w strukturze E w wyższym zakresie częstotliwości (rys. 3.77a). Struktura ta osiąga także najwyższy poziom współczynnika OOR wynoszący 23,7 dB przy 110 GHz.

Poziom współczynnika odbicia (rys. 3.77b) w stanie włączonym jest przy częstotliwościach powyżej 70 GHz znacznie niższy dla struktury F w porównaniu ze strukturą E. Świadczy to o znacznym ograniczeniu nieciągłości impedancji dzięki wyeliminowaniu zwężeń szczelin linii koplanarnej.



Rys. 3.77 Zmierzone charakterystyki częstotliwościowe współczynnika a) transmisji; b) odbicia struktury typu E z bramką metalową dla wybranych wartości napięcia sygnału sterującego U_{s.} (stan wyłączony – U_s = 0 V; stan włączony – U_s = -5 V – -10 V)

h) Struktura F z bramką grafenową



Rys. 3.78 Zdjęcie mikroskopowe wykonanej struktury typu F z bramką grafenową podczas pomiaru

Strukturę F z bramką grafenową (rys. 3.78) podobnie jak strukturę E wykonano w dwóch egzemplarzach. Ze względu na brak zauważalnych różnic w charakterystykach prądowo – napięciowych bramki na rys. 3.79 przedstawiono przykładową charakterystykę egzemplarza pierwszego. Podobnie jak między strukturami E i F z bramką metalową występują znaczne równice kształtu charakterystyki w stosunku do struktury E. W porównaniu ze strukturą E z bramką grafenową zaobserwowano średnio ok. dwukrotny wzrost prądu bramki.



Rys. 3.79 Charakterystyka prądu bramki I_g w funkcji napięcia sygnału sterującego U_s dla pierwszego egzemplarza struktury typu F z bramką grafenową

Na rys. 3.80 zestawiono zmierzone charakterystyki częstotliwościowe współczynnika transmisji dla dwóch egzemplarzy struktury F z bramką grafenową. Porównując charakterystyki dla częstotliwości poniżej 50 GHz można zauważyć bardzo niewielkie różnice w stanie wyłączonym (na poziomie ok. 1 dB) i bardzo duże w stanie włączonym (dochodzące do 14 dB. Podobne zachowanie zaobserwowano także w wyższym zakresie częstotliwości,

przy czym zauważono także rozbieżność zakresu napięć koniecznego do zmiany stanu struktury. Świadczy to o występowaniu znaczących defektów w warstwie grafenowej w drugim egzemplarzu uniemożliwiające skuteczne usuwanie elektronów z warstwy 2DEG. Ze względu na zastosowanie bardzo wąskiej bramki wymagana jest tu bardzo wysoka jakość warstwy grafenowej. Otrzymane wyniki wskazują na konieczność zmiany sposobu nakładania grafenu lub modyfikacji struktury przełączającej. Jak wspomniano wcześniej przy analizie wyników dla struktury typu E z bramką grafenową przewiduje się, że najskuteczniejszą modyfikacją struktury byłoby zastosowanie warstwy grafenowej o większej powierzchni odseparowanej warstwą izolacyjną od bocznych przewodników linii koplanarnej. Zbadane struktury wykazują się najlepszymi ze wszystkich zbadanych struktur wartościami izolacji dochodzącej niemal do 35 dB przy 114 GHz. Świadczy to o wysokim potencjale tego typu konstrukcji, jeżeli udałoby się wyeliminować problem ciągłości bramki grafenowej.

Należy także zwrócić uwagę na znaczne rozbieżności zachowania struktur w stanie włączonym pomiędzy zakresami częstotliwości pomiarowej. Biorąc pod uwagę, że pomiary w wyższym zakresie częstotliwości były wykonywane w około tygodniowym odstępie czasu od pomiarów w niższym zakresie przeprowadzonych w krótkim czasie od wykonania struktur może to świadczyć następującej degradacji warstwy grafenowej np. poprzez utlenianie, jednak weryfikacja tego zjawiska wymaga przeprowadzenia dodatkowych badań. Interesującym zjawiskiem zaobserwowanym wyłącznie dla struktur typu F z bramką grafenową i tylko w wyższym zakresie częstotliwości jest występowanie przedziału napięcia (ok. -19 – -22 V dla pierwszego egzemplarza i ok. -16 – -18 V dla drugiego) w którym struktura wykazuje wysoką niestabilność objawiającą się wahaniami w czasie wartości współczynnika transmisji dochodzącymi do 5 dB. Zmiana napięcia w dowolnym kierunku poza ten zakres powoduje ustabilizowanie charakterystyk. Zjawisko to jest dobrze widoczne na charakterystyce dla napięcia -20 V na rys. 3.80a. Pozorne zmiany w funkcji częstotliwości przez analizator obwodów. Nie ustalono jednak przyczyny takiego zachowania struktury.



Rys. 3.80 Zmierzone charakterystyki częstotliwościowe współczynnika transmisji a) pierwszego; b) drugiego egzemplarza struktury typu F z bramką grafenową dla wybranych napięć sygnału sterującego Us.

 $(stan wyłączony - U_s = 0 V; stan włączony - U_s = -5 V - -24 V)$

Podobne rozbieżności pomiędzy egzemplarzami struktury zaobserwowano także na charakterystykach współczynnika odbicia (rys. 3.81). Uzyskane wyniki również świadczą o wysokim potencjale tego typu konstrukcji do uzyskania dobrych parametrów przy udoskonaleniu konstrukcji bramki ze względu na osiągnięte niskie minimalne wartości współczynnika odbicia, poniżej -15 dB dla drugiego egzemplarza.



Rys. 3.81 Zmierzone charakterystyki częstotliwościowe współczynnika odbicia a) pierwszego; b) drugiego egzemplarza struktury typu F z bramką grafenową dla wybranych napięć sygnału sterującego $U_{s.}$ (stan wyłączony – $U_s = 0$ V; stan włączony – $U_s = -5$ V – -24 V)

W niniejszym rozdziale przedstawiono sposób integracji układów na zakres fal milimetrowych w ramach jednej cienkowarstwowej struktury półprzewodnikowej SoC. Rozważono możliwości stworzenia przełącznika w.cz. na zakres milimetrowy zintegrowanego z koplanarną linią transmisyjną do zastosowań w układach scalonych typu MMIC. W badaniach wykorzystano strukturę półprzewodnikową AlGaN/GaN umożliwiającą tworzenie tranzystorów typu HEMT. Dodatkowo zbadano możliwość zastosowania w tego typu przyrządach elektrod bramki wykonanych z grafenu.

Zaproponowano kilka wariantów konstrukcji zintegrowanego układu przełączającego, które można podzielić na dwie grupy: o topologii szeregowej oraz o topologii bocznikowej.

Przeprowadzone badania wykonanych struktur testowych o topologii szeregowej pozwoliły na stwierdzenie, że umożliwia ona stworzenie przełączników w.cz. o wysokiej izolacji oraz OOR przy częstotliwościach poniżej 2 GHz. Charakteryzują się one także niskimi czasami przełączania. Należy jednak stwierdzić, że topologia szeregowa nie jest odpowiednia do konstrukcji układów pracujących w zakresie fal milimetrowych. Najważniejszymi wadami

tego typu struktur jest znaczna rezystancja kanału powodująca wysokie straty odbiciowe oraz występowanie silnych pasożytniczych sprzężeń pojemnościowych uniemożliwiających uzyskanie wysokich wartości izolacji. Na podstawie uzyskanych wyników, które umożliwiły określenie najważniejszych parametrów struktur AlGaN/GaN zaproponowano udoskonalone rozwiązania układów przełączających opartych o topologię bocznikową. Analiza symulacyjna tych rozwiązań pozwoliła na ich dopracowanie i zaprojektowanie struktur testowych. Przeprowadzone badania potwierdziły obserwowaną w wynikach symulacji możliwość znacznej poprawy parametrów układów przełączających w stosunku do konstrukcji szeregowych.

Na podstawie badań struktur testowych stwierdzono możliwość zastosowania w konstrukcji przełącznika bramki o kontakcie zarówno lateralnym, jak i wertykalnym, przy czym w przypadku drugiego rozwiązania uzyskano lepsze parametry. Możliwe jest także skonstruowanie przełącznika z sygnałem sterującym podawanym poprzez wrota w.cz., jak i odseparowanego od sygnału w.cz.. Druga z konstrukcji posiada jednak istotne zalety takie jak możliwość osiągnięcia wyższych poziomów izolacji, praca przy bardzo niskich częstotliwościach, od prądu stałego oraz brak konieczności stosowania układów odsprzęgających zasilanie w torze w.cz. Ważną obserwacją jest także poprawa parametrów układów o zaproponowanej konstrukcji przy zastosowaniu elementów przełączających o większej długości. W przypadku typowych tranzystorów unika się natomiast zwiększania ich rozmiarów ze względu na rosnący udział elementów pasożytniczych degradujących parametry przełącznika w stanie włączonym. Jednocześnie zmniejszanie rozmiarów tranzystorów ma niekorzystny wpływ na rezystancję kanału, a co za tym idzie izolację przełącznika.

W wyniku przeprowadzonych badań stwierdzono także możliwość zastosowania w konstrukcji przełącznika bramki wykonanej z grafenu. Zaletami wykorzystania bramki grafenowej są mniejsza, w porównaniu z bramką metalową degradacja parametrów linii transmisyjnej z powodu umieszczenia bramki w jej pobliżu oraz możliwość dalszego ograniczenia wpływu bramki poprzez wykorzystanie zjawiska zmiany przewodności grafenu pod wpływem napięcia. Dla uzyskania dobrych parametrów przełączników konieczne jest jednak udoskonalenie metod nakładania warstw grafenowych w celu poprawy ich jakości i wyeliminowania defektów. Korzystne może być także wprowadzenie zmian w konstrukcji bramki, aby zmniejszyć podatność struktury na defekty warstwy grafenowej.

4. Podsumowanie

Niniejsza rozprawa dotyczyła zagadnień integracji układów pracujących w zakresie częstotliwości sub-terahercowych. Jest to problem istotny ze względu na postępujący szybki rozwój systemów wykorzystujących ten zakres widma w wielu dziedzinach nauki i techniki. Jednocześnie, w znacznej części zastosowań istnieje potrzeba wysokiej skali miniaturyzacji urządzeń, która wymaga integracji ich komponentów. W rozprawie przeanalizowano możliwości i ograniczenia dwóch głównych koncepcji integracji. Pierwsza z nich, omawiana w rozdziale 2 dotyczy łączenia we wspólnej strukturze typowych komponentów wykonanych w różnych, niekompatybilnych wzajemnie procesach technologicznych. Jest ona często określana terminem System-In-Package. Druga koncepcja integracji, omawiana w rozdziale 3 zakłada natomiast łączenie komponentów w strukturach wykonywanych w jednym procesie technologicznym, co umożliwia większą miniaturyzację oraz ograniczenie do minimum długości połączeń pomiędzy elementami składowymi. Tego typu układy określane są jako System-On-Chip.

W rozdziale 2 dokonano przeglądu stanu techniki w zakresie dostępnych metod i technologii integracji elementów wytwarzanych w różnych procesach technologicznych ze szczególnym uwzględnieniem problematyki integracji układów antenowych. Następnie rozważono możliwości i ograniczenia tego typu struktur w zakresie sub-terahercowym na przykładzie zintegrowanego modułu nadawczego pracującego przy częstotliwości powyżej 100 GHz. W jego konstrukcji wykorzystano technologię ceramiki LTCC.

Na podstawie analizy dostępnych materiałów i technik wytwarzania układów LTCC oraz przeprowadzonych badań struktur testowych stwierdzono problemy z niewystarczającą dokładnością wykonywania przelotek metalizowanych, co stwarza szczególne trudności w pomiarach tego typu elementów. W związku z tym zaproponowano rozwiązania konstrukcyjne pozwalające na wyeliminowanie tego typu połączeń. Rozważono także kwestie pomiarów struktur LTCC za pomocą sond ostrzowych i odpowiedniej kalibracji tego typu układu pomiarowego.

Zaprojektowane pod kątem zastosowania w zintegrowanym module nadawczym mikropaskowe układy antenowe na podłożach ceramicznych LTCC pozwoliły na stwierdzenie znacznego wpływu niedoskonałości warstw metalicznych w tego typu strukturach na parametry anten. Wpływ ten, obserwowany jako pozorne zmiany przenikalności elektrycznej podłoża wynika z ze znacznych nierównomierności wykonywanych techniką sitodruku elementów przewodzących wymaga określenia dla danego typu materiału oraz rodzaju elementu

171

i uwzględnienia w procesie projektowania anteny w celu uniknięcia jej niekontrolowanego odstrojenia.

W ramach badań układów antenowych rozważono także możliwość zastosowania w strukturze zintegrowanej soczewek dielektrycznych wykonanych z wysokorezystywnego krzemu w celu uzyskania większego skupienia wiązki promieniowania i zwiększenia zysku energetycznego. Przeprowadzone badania symulacyjne oraz eksperymentalne pozwoliły stwierdzić możliwość zwiększenia zysku układu antenowego za pomocą soczewki krzemowej o ponad 10 dB, oraz występowanie pomijalnie niskich strat przy propagacji fali sub-terahercowej przez taką soczewkę. Jednocześnie wykazano istotny wpływ odbić od granicy ośrodków na powierzchni soczewki oraz skuteczność zaproponowanego układu dopasowującego.

Zastosowanie powyższych wyników badań wniosków oraz umożliwiło zaprojektowanie i wykonanie zintegrowanego modułu nadawczego pracujacego na częstotliwości powyżej 100 GHz. Układ ten, zbudowany z wykorzystaniem struktury ceramicznej LTCC integruje elementy wykonane w różnych technologiach takie jak układ scalony typu MMIC, komponenty pasywne do montażu powierzchniowego, układ antenowy wraz z soczewką krzemową oraz obwody łączące te elementy, w tym linie transmisyjne wykonywane na podłożach wielowarstwowych. Zapewnia on także możliwość łatwego dołączania sygnałów zewnętrznych. Na podstawie wyników badań przeprowadzonych przy pomocy opracowanych układów pomiarowych stwierdzono poprawność działania układu zintegrowanego, jednakże zaobserwowano występowanie znacznych strat w torze sygnału sub-terahercowego.

W celu ustalenia źródła nadmiernych strat przeanalizowano kwestię wykonywania połączeń sygnałów w.cz. pomiędzy komponentami układu zintegrowanego w paśmie sub-terahercowym, a szczególną uwagę poświęcono połączeniom drutowym typu wire bond. Na podstawie przeprowadzonych badań symulacyjnych i eksperymentalnych stwierdzono, że połączenia drutowe odpowiadają za większość strat zaobserwowanych w module zintegrowanym. Rozważono także możliwość ograniczenia strat na połączeniach typu wire bond w obwodach sub-terahercowych za pomocą ich samokompensacji poprzez odpowiedni dobór długości. Przeprowadzone badania struktur testowych potwierdziły, że zastosowanie tego typu rozwiązań pozwala na zmniejszenie strat do poziomu poniżej 4 dB przy częstotliwościach w pobliżu 100 GHz. Należy mieć jednak na uwadze istotne ograniczenia szerokości pasma wykonanych w ten sposób połączeń. Ponadto, wraz ze wzrostem częstotliwości straty w połączeniach bondowanych będą ulegały wzrostowi ze względu na znaczną indukcyjność tego typu połączeń oraz wypromieniowywanie części energii w sytuacji niekorzystnej relacji długości połączenia do długości fali. Powyższe wnioski udowadniają pierwszą tezę rozprawy.

W rozdziale 3 omówiono metody integracji w skali mikro określane jako System-On-Chip polegające na łączeniu elementów układów w ramach struktury wytwarzanej w jednym procesie technologicznym. Na podstawie analizy publikacji w tym zakresie stwierdzono znaczne ograniczenia tego typu metod w przypadku integracji anten. Jednym z rozwiązań tej kwestii może być zastosowanie struktur hybrydowych łączących rozwiązania System-on-Chip i System-in-Package. Dla uzyskania wysokiej efektywności tego typu struktur konieczne jest zoptymalizowanie elementów składowych pod kątem wzajemnych połączeń w torze w.cz..

Współczesne i projektowane systemy bezprzewodowe w coraz większym stopniu opierają się na urządzeniach rekonfigurowalnych, które są w stanie dynamicznie dostosowywać swoje parametry do aktualnych potrzeb i warunków pracy. Bardzo istotnym komponentem takich urządzeń są układy przełączające, które znajdują szereg zastosowań od przełączania torów sygnałowych w układach wielopasmowych, przez systemy z dupleksem czasowym po rekonfigurowane układy antenowe. Z tego względu rozważono możliwość stworzenia układu zintegrowanego w jednej strukturze półprzewodnikowej, zawierającego elementy czynne i bierne, o konstrukcji dostosowanej do włączenia w tor sygnałowy realizującego przełączanie sygnału sub-terahercowego. W tym celu dokonano przeglądu stanu techniki w zakresie układów przełączających pracujących w zakresie milimetrowym, co umożliwiło określenie stosowanych topologii układów oraz porównanie możliwości różnych materiałów.

Na podstawie zebranych informacji oraz przeprowadzonych analiz symulacyjnych opracowano zintegrowane układy przełączające zbudowane w strukturze AlGaN/GaN w oparciu o wbudowane w koplanarną linię transmisyjną elementy aktywne typu HEMT. Badania opracowanych układów przełączających o topologii szeregowej pozwoliły stwierdzić, że tego typu konstrukcje są w stanie osiągnąć bardzo dobre parametry takie jak niskie czasy przełączania, rzędu dziesiątek ns, czy stosunek izolacji do strat wtrąceniowych na poziomie kilkudziesięciu dB. Jednakże parametry te ulegają szybkiej degradacji ze wzrostem częstotliwości, co uniemożliwia zastosowanie tego typu konstrukcji w zakresie sub-terahercowym. Na podstawie analizy wyników przeprowadzonych pomiarów oraz opracowanego modelu zastępczego struktury określono, że najistotniejszymi wadami konstrukcji o topologii szeregowej jest występowanie znacznych sprzężeń pojemnościowych w elemencie przełączającym, uniemożliwiających osiągnięcie wysokiej izolacji w paśmie sub-terahercowym oraz stosunkowo wysoką rezystancję tego elementu w stanie włączonym.

Rezystancja ta, włączona szeregowo w linę transmisyjną powoduje powstawanie istotnych strat wtrąceniowych, jak również odbiciowych ze względu na niedopasowanie impedancyjne.

W związku z powyższym przeanalizowano możliwość wykorzystania w konstrukcji przełączającego topologii bocznikowej. podstawie zintegrowanego układu Na przeprowadzonych analiz symulacyjnych z zastosowaniem zarówno metod pełnofalowych jak i obwodowych zaproponowano szereg konfiguracji tego typu układów. Wykonane badania struktur testowych wykazały znacznie lepsze parametry układów o topologii bocznikowej w porównaniu z konstrukcjami szeregowymi. Zbadane struktury wykazały możliwość uzyskania izolacji na poziomie powyżej 26 dB przy jednocześnie niskich stratach wtrąceniowych na poziomie poniżej 5 dB przy częstotliwości 110 GHz. Choć parametry te ustępują najlepszym istniejącym rozwiązaniom w strukturach półprzewodnikowych, biorąc pod uwagę wczesny etap rozwoju tego typu konstrukcji, wykazują one znaczny potencjał dalszej optymalizacji. Istotnym jest tu także fakt, iż wiele z istniejących rozwiązań wymaga dołączenia do linii transmisyjnej za pomocą różnych technik, które mogą spowodować pogorszenie parametrów, podczas gdy w proponowanym rozwiązaniu elementy przełączające wbudowane są w linię transmisyjną. Powyższe wnioski pozwalają na udowodnienie drugiej tezy rozprawy.

Ponadto badania struktur testowych pozwoliły na stwierdzenie, że możliwe jest skonstruowanie tego rodzaju zintegrowanego układu przełączającego sterowanego zarówno napięciem podawanym poprzez wrota sygnału w. cz., jak i poprzez odseparowane elektrody. Jednocześnie wskazano na istotne zalety drugiego z rozwiązań takie jak możliwość osiągniecia wyższego poziomu izolacji, umożliwienie pracy układu przy niskich częstotliwościach, w tym dla prądu stałego oraz uproszczenie układu zasilającego ze względu na brak konieczności stosowania układów odsprzęgających.

Istotną obserwacją jest także możliwość poprawy parametrów zaproponowanych struktur poprzez zwiększenie rozmiarów elementów przełączających. Jest to zjawisko przeciwne do obserwowanego w układach opartych o typowe tranzystory. Dąży się w nich do minimalizacji rozmiarów tranzystora ze względu na rosnący wraz z wymiarami wpływ elementów pasożytniczych degradujący parametry przełącznika w stanie włączonym. Jednocześnie występuje tu kompromis związany ze zwiększaniem rezystancji kanału tranzystora wraz ze zmniejszaniem jego rozmiarów, co powoduje pogorszenie izolacji. Powoduje to konieczność tworzenia bardziej skomplikowanych układów wielostopniowych.

W ramach badań układów zintegrowanych w jednej strukturze półprzewodnikowej rozważono także możliwość zastosowania elektrod sterujących wykonanych z grafenu.

174

Właściwości tego materiału, takie jak skrajnie niska, na poziomie atomowym, grubość, wysoka przewodność elektryczna, możliwość zmiany parametrów pod wpływem napięcia oraz stosunkowo prosty proces nakładania powodują, że zastosowanie go w strukturach na pasmo sub-terahercowe może być korzystne dla uproszczenia procesu wytwarzania czy zmniejszenia strat związanych z umieszczaniem dodatkowych elektrod metalowych w liniach transmisyjnych. Przeprowadzone badania struktur testowych układów przełączających z bramką grafenową pozwoliły stwierdzić możliwość zastosowania takiego rozwiązania w układach pracujących przy częstotliwościach powyżej 100 GHz. Potwierdzono także perspektywę wykorzystania w niektórych rodzajach struktur zjawiska zmiany przewodności grafenu pod wpływem napięcia do obniżenia strat wtrąceniowych poprzez ograniczenie sprzężeń poprzez bramkę. Ponadto struktury z bramką grafenową wykazały najwyższe wśród zbadanych układów wartości izolacji powyżej 100 GHz, co również świadczy o potencjale poprawy parametrów urządzeń zintegrowanych poprzez zastosowanie grafenu. Jednocześnie stwierdzono znaczny negatywny wpływ defektów warstwy grafenowej na parametry układów. Zaobserwowana, zwiększona w wyniku występowania defektów rezystancja elektrod grafenowych uniemożliwia pełne włączenie układu oraz negatywnie wpływa na szybkość przełączania. Świadczy to o konieczności udoskonalenia technik nakładania warstw grafenowych dla uzyskania przyrządów o dobrych parametrach. Korzystne może być także wprowadzenie pewnych zmian konstrukcyjnych zmniejszających podatność struktury na powstawanie defektów warstwy grafenowej oraz ich wpływ na charakterystyki przyrządu. Powyższe wnioski pozwalają na udowodnienie trzeciej tezy rozprawy.

Wkładem autora w rozwój tematyki integracji układów na pasmo sub-terahercowe są następujące osiągnięcia:

- Opracowanie i wykonanie zintegrowanego modułu nadawczego typu System-in-Package integrującego komponenty wykonane w różnych procesach technologicznych pracującego na częstotliwości powyżej 100 GHz.
- Opracowanie i zbadanie zoptymalizowanych połączeń typu bond wire pracujących przy częstotliwościach powyżej 100 GHz.
- Opracowanie nowego rodzaju konstrukcji zintegrowanego w jednej strukturze półprzewodnikowej układu przełączającego opartego o elementy aktywne typu HEMT wbudowane w linę transmisyjną.
- Przeprowadzenie badań eksperymentalnych nad zastosowaniem w układach zintegrowanych w strukturze półprzewodnikowej elektrod sterujących wykonanych z grafenu.

Wykazane osiągnięcia nie wyczerpują tematu integracji układów na pasmo sub-terahercowe. Opracowane struktury mogą zostać poddane dalszym udoskonaleniom, które mogą pozwolić na uzyskanie znacznie lepszych parametrów. Szczególnie interesującym kierunkiem rozwoju jest wykorzystanie warstw grafenowych, które wykazują znaczny potencjał poprawy parametrów przyrządów oraz uproszczenia procesów wytwarzania, jednak wymagają dopracowania zagadnień technologicznych w celu zwiększenia ich jakości. Nawet jednak przy zastosowaniu obecnie wykorzystywanych technik widoczne są możliwości poprawy parametrów poprzez wprowadzenia zmian w konstrukcji zaproponowanych struktur przełączających.

Bibliografia

- K. C. Huang i Z. Wang, *Millimeter Wave Communication Systems*. John Wiley and Sons, 2011. doi: 10.1002/9780470889886.
- [2] K. I. Kellermann, E. N. Bouton, i S. S. Brandt, *Exploring the Millimeter Sky*. Springer, 2020. doi: 10.1007/978-3-030-32345-5_10.
- J. M. Payne, "Millimeter and Submillimeter Wavelength Radio Astronomy", *Proceedings of the IEEE*, tom 77, nr 7, str. 993–1017, 1989, doi: 10.1109/5.30751.
- B. Ustundag, E. Turkmen, A. Burak, B. Gungor, H. Kandis, B. Cetindogan, M. Yazici, M. Kaynak, i Y. Gurbuz, "Front-End Blocks of a W-Band Dicke Radiometer in SiGe BiCMOS Technology", *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, tom 67, nr 11, str. 2417–2421, lis. 2020, doi: 10.1109/TCSII.2020.2968313.
- [5] R. Ben Yishay i D. Elad, "Low Power 75-110 GHz SiGe Dicke Radiometer Front-End", w *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, cze. 2021, tom 2021-June, str. 885–887. doi: 10.1109/IMS19712.2021.9575002.
- [6] L. Yu, L. Hao, T. Meiqiong, H. Jiaoqi, L. Wei, D. Jinying, C. Xueping, F. Weiling, i Z. Yang, "The medical application of terahertz technology in non-invasive detection of cells and tissues: opportunities and challenges", *RSC Advances*, tom 9, nr 17, str. 9354–9363, mar. 2019, doi: 10.1039/C8RA10605C.
- [7] F. Topfer i J. Oberhammer, "Millimeter-wave tissue diagnosis: The most promising fields for medical applications", *IEEE Microwave Magazine*, tom 16, nr 4, str. 97–113, maj 2015, doi: 10.1109/MMM.2015.2394020.
- U. Dey, Y. Li, i J. Hesselbarth, "Millimeter-Wave Resonant Spectroscopy of Sub-Wavelength Dielectric Particle", *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, tom 2021-June, str. 485–488, cze. 2021, doi: 10.1109/IMS19712.2021.9574958.
- S. L. Widicus Weaver, "Millimeterwave and Submillimeterwave Laboratory Spectroscopy in Support of Observational Astronomy", *https://doi.org/10.1146/annurev-astro-091918-104438*, tom 57, str. 79–112, sie. 2019, doi: 10.1146/ANNUREV-ASTRO-091918-104438.
- Y. Yashchyshyn i K. Godziszewski, "A New Method for Dielectric Characterization in Sub-THz Frequency Range", *IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology*, tom 8, nr 1, str. 19–26, sty. 2018, doi: 10.1109/TTHZ.2017.2771309.
- [11] J. Barowski, M. Zimmermanns, i I. Rolfes, "Millimeter-wave characterization of

dielectric materials using calibrated FMCW transceivers", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, tom 66, nr 8, str. 3683–3689, sie. 2018, doi: 10.1109/TMTT.2018.2854180.

- G. Alvarez-Narciandi, J. Laviada, i F. Las-Heras, "Freehand mm-Wave Imaging with a Compact MIMO Radar", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, tom 69, nr 2, str. 1224–1229, luty 2021, doi: 10.1109/TAP.2020.3013745.
- [13] A. Durr, D. Schwarz, S. Hafner, M. Geiger, F. Roos, M. Hitzler, P. Hugler, R. Thoma, i
 C. Waldschmidt, "High-Resolution 160-GHz Imaging MIMO Radar Using MMICs
 With On-Chip Frequency Synthesizers", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, tom 67, nr 9, str. 3897–3907, wrz. 2019, doi: 10.1109/TMTT.2019.2906176.
- [14] A. Tessmann, A. Leuther, V. Hurm, H. Massler, M. Zink, M. Kuri, M. Riessle, R. Lösch, M. Schlechtweg, i O. Ambacher, "A 300 GHz mHEMT amplifier module", w *Conference Proceedings - International Conference on Indium Phosphide and Related Materials*, 2009, str. 196–199. doi: 10.1109/ICIPRM.2009.5012477.
- [15] T. Kosugi, H. Hamada, H. Takahashi, H. Song, A. Hirata, H. Matsuzaki, i H. Nosaka, ,,250 – 300 GHz waveguide module with ridge-coupler and InP-HEMTIC", w 2014 Asia-Pacific Microwave Conference, 2014, str. 1133–1135.
- [16] S. Martin, B. Nakamura, A. Fung, P. Smith, J. Bruston, A. Maestrini, F. Maiwald, P. Siegel, E. Schlecht, i I. Mehdi, "Fabrication of 200 to 2700 GHz multiplier devices using GaAs and metal membranes", *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, tom 1, str. 1641–1644, 2001, doi: 10.1109/MWSYM.2001.967219.
- [17] B. Thomas, C. Lee, A. Peralta, J. Gill, G. Chattopadhyay, S. Sin, R. Lin, i I. Mehdi, "A 530-600 GHz silicon micro-machined integrated receiver using GaAs MMIC membrane planar schottky diodes", w 21st International Symposium on Space Terahertz Technology 2010, ISSTT 2010, 2010, str. 134–137.
- [18] R. Ruprecht, T. Gietzelt, K. Müller, V. Piotter, i J. Haußelt, "Injection molding of microstructured components from plastics, metals and ceramics", w *Microsystem Technologies*, sie. 2002, tom 8, nr 4–5, str. 351–358. doi: 10.1007/s00542-001-0153-7.
- [19] M. Wagner, D. Stanelli, P. Nuechter, i U. Goebel, "Compact 60GHz diplexer in metallized plastic technology for gigabit wireless links", w 34th European Microwave Conference, 2004., 2004, tom 2, str. 1009–1012.
- [20] T. W. Crowe, P. J. Koh, W. L. Bishop, C. M. Mann, J. L. Hesler, R. M. Weikle, P. A.D. Wood, i D. Matheson, "Inexpensive Receiver Components For Millimeter And

Submillimeter Wavelengths", *Eighth International Symposium on Space Terahertz Technology, Harvard University*, nr March, str. 377–384, 1997.

- [21] K. Sakakibara, T. Watanabe, K. Sato, K. Nishikawa, i K. Seo, "Millimeter-wave slotted waveguide array antenna manufactured by metal injection molding for automotive radar systems", *IEICE Transactions on Communications*, tom E84-B, nr 9, str. 2369– 2376, 2001.
- [22] A. Von Bieren, E. De Rijk, J. P. Ansermet, i A. Macor, "Monolithic metal-coated plastic components for mm-wave applications", lis. 2014. doi: 10.1109/IRMMW-THz.2014.6956222.
- [23] M. D'Auria, W. J. Otter, J. Hazell, B. T. W. Gillatt, C. Long-Collins, N. M. Ridler, i S. Lucyszyn, "3-D Printed Metal-Pipe Rectangular Waveguides", *IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology*, tom 5, nr 9. Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., str. 1339–1349, 1 wrzesień 2015. doi: 10.1109/TCPMT.2015.2462130.
- [24] B. Zhang, Y.-X. Guo, H. Zirath, i Y. P. Zhang, "Investigation on 3-D-Printing Technologies for Millimeter- Wave and Terahertz Applications", *Proceedings of the IEEE*, tom 105, nr 4, str. 723–736, mar. 2017, doi: 10.1109/jproc.2016.2639520.
- [25] J. Y. Kim, H. Y. Lee, J. H. Lee, i D. P. Chang, "Wideband characterization of multiple bondwires for millimeter-wave applications", w *Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings, APMC*, 2000, str. 31. doi: 10.1109/apmc.2000.926064.
- [26] A. Bhutani, H. Gulan, B. Goettel, C. Heine, T. Thelemann, M. Pauli, i T. Zwick, "122 GHz aperture-coupled stacked patch microstrip antenna in LTCC technology", maj 2016. doi: 10.1109/EuCAP.2016.7481147.
- [27] B. Zhang, H. Gulan, T. Zwick, Y. Li, U. Oderfalt, F. Carlsson, i H. Zirath, "Integration of a 140 GHz Packaged LTCC Grid Array Antenna with an InP Detector", *IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology*, tom 5, nr 8, str. 1060–1068, sie. 2015, doi: 10.1109/TCPMT.2015.2453407.
- [28] B. Cao, H. Wang, Y. Huang, J. Wang, i H. Xu, "A novel antenna-in-package with LTCC technology for W-band application", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, tom 13, str. 357–360, 2014, doi: 10.1109/LAWP.2014.2306435.
- [29] B. Göttel, S. Beer, M. Pauli, i T. Zwick, "Ultra wideband D-band antenna integrated in a LTCC based QFN package using a flip-chip interconnect", w 2013 European Microwave Conference, 2013, str. 227–230. doi: 10.23919/EuMC.2013.6686632.
- [30] S. Beer, H. Gulan, C. Rusch, i T. Zwick, "Integrated 122-GHz antenna on a flexible

polyimide substrate with flip chip interconnect", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, tom 61, nr 4, str. 1564–1572, 2013, doi: 10.1109/TAP.2012.2232260.

- [31] L. Ge i K. M. Luk, "A low-profile magneto-electric dipole antenna", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, tom 60, nr 4, str. 1684–1689, kwi. 2012, doi: 10.1109/TAP.2012.2186260.
- [32] A. Stelzer i R. Feger, "Integrated microwave sensors in SiGe with antenna in package: From concepts to solutions", luty 2017. doi: 10.1109/ICECom.2016.7843873.
- [33] A. Fischer, Z. Tong, A. Hamidipour, L. Maurer, i A. Stelzer, "A 77-GHz antenna in package", w 2011 8th European Radar Conference, 2011, str. 428–431.
- [34] A. Fischer, Z. Tong, A. Hamidipour, L. Maurer, i A. Stelzer, "77-GHz multi-channel radar transceiver with antenna in package", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, tom 62, nr 3, str. 1386–1394, 2014, doi: 10.1109/TAP.2013.2294206.
- [35] M. Wojnowski, C. Wagner, R. Lachner, J. Böck, G. Sommer, i K. Pressel, "A 77-GHz SiGe single-chip four-channel transceiver module with integrated antennas in embedded wafer-level BGA package", w *Proceedings - Electronic Components and Technology Conference*, 2012, str. 1027–1032. doi: 10.1109/ECTC.2012.6248962.
- [36] K. F. Chang, R. Li, C. Jin, T. G. Lim, S. W. Ho, H. Y. Hwang, i B. Zheng, "77-GHz automotive radar sensor system with antenna integrated package", *IEEE Transactions* on Components, Packaging and Manufacturing Technology, tom 4, nr 2, str. 352–359, 2014, doi: 10.1109/TCPMT.2013.2292931.
- [37] A. Hamidipour, R. Feger, S. Poltschak, i A. Stelzer, "A 160-GHz system in package for short-range mm-wave applications", *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, tom 6, nr 3–4, str. 361–369, 2014, doi: 10.1017/S1759078714000270.
- [38] X. Gu, D. G. Kam, D. Liu, M. Piz, A. Valdes-Garcia, A. Natarajan, C. Baks, B. Sadhu, i S. K. Reynolds, "Enhanced multilayer organic packages with embedded phased-array antennas for 60-GHz wireless communications", w *Proceedings - Electronic Components and Technology Conference*, 2013, str. 1650–1655. doi: 10.1109/ECTC.2013.6575794.
- [39] J. Grzyb, I. Ruiz, D. Cottet, i G. Tröster, "An investigation of the material and process parameters for thin-film MCM-D and MCM-L technologies up to 100GHz", *Proceedings - Electronic Components and Technology Conference*, str. 478–486, 2003, doi: 10.1109/ECTC.2003.1216322.
- [40] Z. Szczepański i S. Okoniewski, *Technologia i materiałoznawstwo dla elektroników*.Warszawa: Wydawnictwa Szkolne i Pedagogiczne, 2007.
- [41] R. Sturdivant, *Microwave and Millimeter-Wave Electronic Packaging*. Artech House, 2013.
- [42] B. Lu, "Thick film hybrid technology for automotive applications", *International Microsystems Packaging Assembly and Circuits Technology Conference, IMPACT 2010 and International 3D IC Conference, Proceedings*, 2010, doi: 10.1109/IMPACT.2010.5699549.
- [43] Y. Zhou, L. Liu, Z. Qiao, K. Wang, i L. Gao, "A Wideband and Low Loss Millimeterwave MMIC Packaging Based on HTCC Technology", 2020 21st International Conference on Electronic Packaging Technology, ICEPT 2020, sie. 2020, doi: 10.1109/ICEPT50128.2020.9202501.
- [44] M. R. Gongora-Rubio, P. Espinoza-Vallejos, L. Sola-Laguna, i J. J. Santiago-Avilés, "Overview of low temperature co-fired ceramics tape technology for meso-system technology (MsST)", *Sensors and Actuators A: Physical*, tom 89, nr 3, str. 222–241, kwi. 2001, doi: 10.1016/S0924-4247(00)00554-9.
- [45] Y. Imanaka, *Multilayered low temperature cofired ceramics (LTCC) technology*. Springer, 2005. doi: 10.1007/b101196.
- [46] K. Godziszewski, Y. Yashchyshyn, E. Pawlikowska, E. Bobryk, i M. Szafran, "Development and measurements of ferroelectric ceramic-polymer composites for sub-THz range", w 2013 7th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), 2013, str. 3857–3859.
- [47] P. R. Bajurko, "Millimeter wave permittivity and loss tangent measurements of LTCC materials", cze. 2016. doi: 10.1109/MIKON.2016.7492104.
- [48] J. Krupka, "Frequency domain complex permittivity measurements at microwave frequencies", w *Measurement Science and Technology*, kwi. 2006, tom 17, nr 6, str. R55. doi: 10.1088/0957-0233/17/6/R01.
- [49] Y. Yashchyshyn, P. R. Bajurko, P. Piasecki, P. Wlodarczyk, K. Godziszewski, J. Sobolewski, B. Synkiewicz, i J. Kulawik, "Experience in developing LTCC technologies for mm-Wave antennas", w 2017 11th European Conference on Antennas and Propagation, EUCAP 2017, maj 2017, str. 1306–1310. doi: 10.23919/EuCAP.2017.7928083.
- [50] J. Sobolewski, B. Synkiewicz, i P. Bajurko, "Antena łatkowa na pasmo 120 GHz w bezskurczowej technologii LTCC", *Przegląd Telekomunikacyjny - Wiadomości Telekomunikacyjne*, tom LXXXVI, nr 6, 2017, doi: 10.15199/59.2017.6.26.
- [51] J. Sobolewski i P. Bajurko, "A 120 GHz Antenna for LTCC Package with Via-Less

Contact Pads for Probe Measurements", w 13th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), 2019, str. 1–5.

- [52] M. Steer, *Fundamentals of Microwave and RF Design*, Third Edit. Raleigh: NC State University, 2019. doi: 10.5149/9781469656892 steer.
- [53] E. Hammerstad i O. Jensen, "Accurate Models for Microstrip Computer-Aided Design.", w *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 1980, str. 107– 409. doi: 10.1109/mwsym.1980.1124303.
- [54] R. N. Simons, Coplanar Waveguide Circuits, Components, and Systems. John Wiley & Sons, 2001. doi: 10.1002/0471224758.
- [55] K. C. Gupta, R. Garg, I. Bahl, i P. Bhartia, *Microstrip Lines and Slotlines*, Second Edi. Artech House, 1996.
- [56] G. Gold i K. Helmreich, "A physical surface roughness model and its applications", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, tom 65, nr 10, str. 3720– 3732, paź. 2017, doi: 10.1109/TMTT.2017.2695192.
- [57] A. F. Horn, J. W. Reynolds, i J. C. Rautio, "Conductor profile effects on the propagation constant of microstrip transmission lines", w 2010 IEEE MTT-S International Microwave Symposium, gru. 2010, str. 868–871. doi: 10.1109/mwsym.2010.5515933.
- [58] L. Golonka, Zastosowanie ceramiki ltcc w mikroelektronice. Wrocław: Oficyna Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej, 2001.
- [59] J. Sobolewski i P. R. Bajurko, "Design of LTCC patch antenna for increased bandwidth and reduced susceptibility to fabrication process inaccuracies", w *MIKON* 2018 - 22nd International Microwave and Radar Conference, lip. 2018, str. 218–221. doi: 10.23919/MIKON.2018.8405182.
- [60] P. Hallbjörner, Z. He, S. Bruce, i S. Cheng, "Low-profile 77-GHz lens antenna with array feeder", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, tom 11, str. 205–207, 2012, doi: 10.1109/LAWP.2012.2188265.
- [61] J. M. Edwards i G. M. Rebeiz, "High-efficiency silicon RFIC millimeter-wave elliptical slot-antenna with a quartz lens", *IEEE Antennas and Propagation Society*, *AP-S International Symposium (Digest)*, str. 899–902, 2011, doi: 10.1109/APS.2011.5996421.
- [62] B. G. Porter, "Dual-polarized slot-coupled patch antennas on duroid with teflon lenses for 76.5-GHz automotive radar systems", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, tom 47, nr 12, str. 1836–1842, 1999, doi: 10.1109/8.817660.

- [63] B. Schoenlinner, X. Wu, J. P. Ebling, G. V. Eleftheriades, i G. M. Rebeiz, "Wide-scan spherical-lens antennas for automotive radars", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, tom 50, nr 9, str. 2166–2175, wrz. 2002, doi: 10.1109/TMTT.2002.802331.
- [64] A. Dyck, M. Rosch, A. Tessmann, A. Leuther, M. Kuri, S. Wagner, B. Gashi, J. Schafer, i O. Ambacher, "A Transmitter system-in-package at 300 GHz with an offchip antenna and gaas-based mmics", *IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology*, tom 9, nr 3, str. 335–344, maj 2019, doi: 10.1109/TTHZ.2019.2910511.
- [65] B. Gottel, M. Pauli, H. Gulan, M. Girma, J. Hasch, i T. Zwick, "Miniaturized 122 GHz short range radar sensor with antenna-in-package (AiP) and dielectric lens", 8th European Conference on Antennas and Propagation, EuCAP 2014, str. 709–713, 2014, doi: 10.1109/EUCAP.2014.6901858.
- [66] A. Bisognin, D. Titz, C. Luxey, G. Jacquemod, F. Ferrero, D. Lugara, A. Bisognin, R. Pilard, F. Gianesello, D. Gloria, J. R. Costa, C. Laporte, H. Ezzeddine, E. B. Lima, i C. A. Fernandes, "A 120 GHz 3D-printed plastic elliptical lens antenna with an IPD patch antenna source", *Proceedings IEEE International Conference on Ultra-Wideband*, str. 171–174, lis. 2014, doi: 10.1109/ICUWB.2014.6958972.
- [67] M. Kokkonen, A. Ghavidel, N. Tervo, M. Nelo, S. Myllymaki, i H. Jantunen, "An Ultralight High-Directivity Ceramic Composite Lens Antenna for 220-330 GHz", *IEEE Access*, tom 9, str. 156592–156598, 2021, doi: 10.1109/ACCESS.2021.3130319.
- [68] M. Imbert, J. Romeu, M. Baquero-Escudero, M. T. Martinez-Ingles, J. M. Molina-Garcia-Pardo, i L. Jofre, "Assessment of LTCC-Based Dielectric Flat Lens Antennas and Switched-Beam Arrays for Future 5G Millimeter-Wave Communication Systems", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, tom 65, nr 12, str. 6453–6473, gru. 2017, doi: 10.1109/TAP.2017.2767821.
- [69] B. Goettel, W. Winkler, A. Bhutani, F. Boes, M. Pauli, i T. Zwick, "Packaging solution for a millimeter-wave system-on-chip radar", *IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology*, tom 8, nr 1, str. 73–81, sty. 2018, doi: 10.1109/TCPMT.2017.2758725.
- [70] A. K. M. Z. Hossain, M. I. Ibrahimy, i S. M. A. Motakabber, "Integrated Si lens antenna with planar log spiral feed for THz band", w *Proceedings - 5th International Conference on Computer and Communication Engineering: Emerging Technologies via Comp-Unication Convergence, ICCCE 2014*, luty 2015, str. 284–287. doi: 10.1109/ICCCE.2014.87.

- [71] M. A. Campo, K. Holc, A. Leuther, R. Weber, S. Bruni, i N. Llombart, "H-band Silicon Lens Antenna with Quartz Leaky-Wave Feeder and Novel Chip Interconnect", *International Conference on Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves, IRMMW-THz*, tom 2020-November, str. 402, lis. 2020, doi: 10.1109/IRMMW-THZ46771.2020.9370689.
- [72] A. Babakhani, X. Guan, A. Komijani, A. Natarajan, i A. Hajimiri, "A 77-GHz phased-array transceiver with on-chip antennas in silicon: Receiver and antennas", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, tom 41, nr 12, str. 2795–2805, gru. 2006, doi: 10.1109/JSSC.2006.884811.
- [73] K. Froberger, C. B. Goncalves, G. Ducournau, i J. F. Lampin, "Radiation pattern measurements of a silicon-lens horn antenna", *International Conference on Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves, IRMMW-THz*, tom 2019-September, wrz. 2019, doi: 10.1109/IRMMW-THZ.2019.8874494.
- [74] D. Dancila, V. Valenta, A. C. Bunea, D. Neculoiu, H. Schumacher, i A. Rydberg, "Differential microstrip patch antenna as feeder of a hyper-hemispherical lens for Fband MIMO radars", cze. 2016. doi: 10.1109/GSMM.2016.7500312.
- [75] P. Probst, D. Kumar, i Y. Deng, "Design and implementation of a 9.4 dBi gain patch antenna with additively manufactured dielectric lens", 2020 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and North American Radio Science Meeting, IEEECONF 2020 Proceedings, str. 1459–1460, lip. 2020, doi: 10.1109/IEEECONF35879.2020.9330185.
- [76] B. T. Malik, V. Doychinov, S. A. R. Zaidi, I. D. Robertson, i N. Somjit, "Antenna Gain Enhancement by Using Low-Infill 3D-Printed Dielectric Lens Antennas", *IEEE Access*, tom 7, str. 102467–102476, 2019, doi: 10.1109/ACCESS.2019.2931772.
- [77] S. Ooms i P. Reynaert, "A 120-GHz Wireless Link Using 3D-Printed Lens with Flexible Dielectric Fiber Feed and 28-nm CMOS Transceiver", *IEEE Solid-State Circuits Letters*, tom 3, str. 142–145, 2020, doi: 10.1109/LSSC.2020.3008224.
- S.-H. Shin, R. Payapulli, L. Zhu, M. Stanley, X. Shang, N. M. Ridler, i S. Lucyszyn, "3-D Printed Plug and Play Prototyping for Low-Cost Sub-THz Subsystems", *IEEE Access*, tom 10, str. 41708–41719, 2022, doi: 10.1109/ACCESS.2022.3167437.
- [79] Q. Yang, S. Gaol, X. Ren, D. Kong, W. Liu, L. Wen, Q. Luo, i J. Wu, "Millimeter-Wave Dual-Polarized Patch Antenna Designed for Integrating with Chip Package", 2020 IEEE MTT-S International Wireless Symposium, IWS 2020 Proceedings, wrz. 2020, doi: 10.1109/IWS49314.2020.9360151.

- [80] P. Bajurko, J. Sobolewski, G. Bogdan, K. Godziszewski, J. Marczewski, J. Kulawik, M. Widlok, i Y. Yashchyshyn, "Millimeter-Wave Transmitter with LTCC Antenna and Silicon Lens", *International Journal of Electronics and Telecommunications*, tom 68, nr 2, str. 269–274, 2022, doi: 10.24425/ijet.2022.139877.
- [81] H. Rucker i B. Heinemann, "SiGe BiCMOS technology for mm-wave systems", *ISOCC 2012 - 2012 International SoC Design Conference*, str. 266–268, 2012, doi: 10.1109/ISOCC.2012.6407091.
- [82] P. Bajurko, J. Sobolewski, M. Widlok, K. Godziszewski, G. Bogdan, J. Marczewski, i
 J. Kulawik, "A 110 GHz Hybrid Integrated Transmitter Design", w 2020 23rd
 International Microwave and Radar Conference, MIKON 2020, paź. 2020, str. 367– 370. doi: 10.23919/MIKON48703.2020.9253943.
- [83] C. A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design*, tom 4, nr 3. John Wiley & Sons, 2016.
- [84] R. Gilardoni, "Ribbon Bonding for High Frequency Applications Advantages of Ribbon and the Impact on the Microwave Market", w IMAPS/SEMI Advanced technology workshop on wire bonding, 2008, str. 5.
- [85] C. C. Wei, C. T. Fan, T. H. Chiang, M. K. Chiu, i S. P. Ru, "A comparison study of high-frequency performance between ball bonding and ribbon bonding", w *IMPACT Conference 2009 International 3D IC Conference - Proceedings*, 2009, str. 685–688. doi: 10.1109/IMPACT.2009.5382280.
- [86] V. Valenta, H. Schumacher, T. Spreng, V. Ziegler, D. Dancila, i A. Rydberg, "Experimental evaluation of differential chip-to-Antenna bondwire interconnects above 110 GHz", *European Microwave Week 2014: Connecting the Future, EuMW 2014 -Conference Proceedings; EuMC 2014: 44th European Microwave Conference*, str. 1008–1011, gru. 2014, doi: 10.1109/EUMC.2014.6986608.
- [87] F&S BONDTEC Semiconductor GmbH. https://www.fsbondtec.at/
- [88] V. Valenta, T. Spreng, S. Yuan, W. Winkler, V. Ziegler, D. Dancila, A. Rydberg, i H. Schumacher, "Design and experimental evaluation of compensated bondwire interconnects above 100 GHz", *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, tom 7, nr 3–4, str. 261–270, cze. 2015, doi: 10.1017/S1759078715000070.
- [89] S. S. Cahill, E. A. Sanjuan, i L. Levine, "Development of 100+ GHz High-frequency MicroCoax Wire Bonds", w Proceedings of International Symposium on Microelectronics, 2006, str. 668.

- [90] A. Jentzsch i W. Heinrich, "Theory and measurements of flip-chip interconnects for frequencies up to 100 GHz", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, tom 49, nr 5, str. 871–878, 2001, doi: 10.1109/22.920143.
- [91] J. H. Lau, "Recent Advances and Trends in Advanced Packaging", *IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology*, tom 12, nr 2, str. 228–252, luty 2022, doi: 10.1109/TCPMT.2022.3144461.
- [92] G. Bogdan i Y. Yashchyshyn, "Study of Bondwire Interconnect for Antenna Applications in W-Band", 2021 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and North American Radio Science Meeting, APS/URSI 2021 -Proceedings, str. 1994–1995, 2021, doi: 10.1109/APS/URSI47566.2021.9704330.
- [93] S. Beer, C. Rusch, B. Gottel, H. Gulan, T. Zwick, M. Zwyssig, i G. Kunkel, "A selfcompensating 130-GHz wire bond interconnect with 13% bandwidth", *IEEE Antennas* and Propagation Society, AP-S International Symposium (Digest), str. 2133–2134, 2013, doi: 10.1109/APS.2013.6711725.
- [94] S. Beer, B. Ripka, S. Diebold, H. Gulan, C. Rusch, P. Pahl, i T. Zwick, "Design and measurement of matched wire bond and flip chip interconnects for D-band system-inpackage applications", *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2011, doi: 10.1109/MWSYM.2011.5972851.
- [95] A. A. Nawaz, W. T. Khan, i A. C. Ulusoy, "Organically Packaged Components and Modules: Recent Advancements for Microwave and mm-Wave Applications", *IEEE Microwave Magazine*, tom 20, nr 11, str. 49–72, lis. 2019, doi: 10.1109/MMM.2019.2935365.
- [96] W. Heinrich, M. Hossain, S. Sinha, F.-J. Schmuckle, R. Doerner, V. Krozer, i N.
 Weimann, "Connecting Chips With More Than 100 GHz Bandwidth", *IEEE Journal of Microwaves*, tom 1, nr 1, str. 364–373, sty. 2021, doi: 10.1109/JMW.2020.3032879.
- [97] H. M. Cheema i A. Shamim, "The last barrier: On-chip antennas", *IEEE Microwave Magazine*, tom 14, nr 1, str. 79–91, 2013, doi: 10.1109/MMM.2012.2226542.
- [98] M. K. Hedayati, A. Abdipour, R. Sarraf Shirazi, M. J. Ammann, M. John, C. Cetintepe, i R. B. Staszewski, "Challenges in On-Chip Antenna Design and Integration with RF Receiver Front-End Circuitry in Nanoscale CMOS for 5G Communication Systems", *IEEE Access*, tom 7, str. 43190–43204, 2019, doi: 10.1109/ACCESS.2019.2905861.
- [99] M. De Kok, A. B. Smolders, i U. Johannsen, "A Review of Design and Integration Technologies for D-Band Antennas", *IEEE Open Journal of Antennas and Propagation*, tom 2, str. 746–758, 2021, doi: 10.1109/OJAP.2021.3089052.

- [100] A. Babakhani, X. Guan, A. Komijani, A. Natarajan, i A. Hajimiri, "A 77-GHz phasedarray transceiver with on-chip antennas in silicon: Receiver and antennas", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, tom 41, nr 12, str. 2795–2805, gru. 2006, doi: 10.1109/JSSC.2006.884811.
- [101] V. Lammert, M. Leyrer, M. Hamouda, R. Weigel, i V. Issakov, "Dual-Mode Substrate Wave Cancellation in a 120 GHz 2×2 on-Chip Dipole Array", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, str. 1–1, mar. 2022, doi: 10.1109/TAP.2022.3161330.
- [102] D. Titz, F. Abdeljelil, S. Jan, F. Ferrero, C. Luxey, P. Brachat, i et Jacquemod, "Design and Characterization of CMOS On-Chip Antennas for 60 GHz Communications", *Radioengineering*, tom 21, str. 324–332, kwi. 2012.
- [103] N. Van Thienen, W. Steyaert, Y. Zhang, i P. Reynaert, "On-chip and in-package antennas for mm-Wave CMOS circuits", w 2015 9th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), 2015, str. 1–5.
- [104] S. Yuan, A. Strodl, V. Valenta, A. Trasser, i H. Schumacher, "Compact 120-140 GHz radar Tx/Rx sensors with on-chip antenna", *IEEE Radio and Wireless Symposium*, *RWS*, str. 79–81, 2014, doi: 10.1109/RWS.2014.6830122.
- [105] E. F. Garay, D. J. Munzer, i H. Wang, "A 150 GHz Lens-Free Large FoV Regenerative 2 x 2 Transceiver Array With 31% DC-to-EIRP Efficiency and -70 dBm Sensitivity for a 70 cm Bidirectional Peer-to-Peer Link", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 2022, doi: 10.1109/JSSC.2022.3149526.
- [106] R. Karim, A. Iftikhar, i R. Ramzan, "Performance-Issues-Mitigation-Techniques for On-Chip-Antennas - Recent Developments in RF, MM-Wave, and Thz Bands with Future Directions", *IEEE Access*, tom 8, str. 219577–219610, 2020, doi: 10.1109/ACCESS.2020.3042928.
- [107] C. H. Li i T. Y. Chiu, "340-GHz Low-Cost and High-Gain On-Chip Higher Order Mode Dielectric Resonator Antenna for THz Applications", *IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology*, tom 7, nr 3, str. 284–294, maj 2017, doi: 10.1109/TTHZ.2017.2670234.
- [108] P. Burasa, T. Djerafi, N. G. Constantin, i K. Wu, "On-Chip Dual-Band Rectangular Slot Antenna for Single-Chip Millimeter-Wave Identification Tag in Standard CMOS Technology", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, tom 65, nr 8, str. 3858–3868, sie. 2017, doi: 10.1109/TAP.2017.2710215.
- [109] J. P. Guzman, C. Calvez, R. Pilard, F. Gianesello, M. Ney, D. Gloria, i C. Person, "Silicon integrated dielectric resonator antenna solution for 60GHz front-end

modules", 2012 IEEE 12th Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems, SiRF 2012 - Digest of Papers, str. 53–56, 2012, doi: 10.1109/SIRF.2012.6160131.

- [110] J. Grzyb, Y. Zhao, i U. R. Pfeiffer, "A 288-GHz lens-integrated balanced triple-push source in a 65-nm CMOS technology", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, tom 48, nr 7, str. 1751–1761, 2013, doi: 10.1109/JSSC.2013.2253403.
- [111] S. H. Choi, I. J. Lee, S. Jeon, i M. Kim, "280-GHz Rectangular Cavity Antenna Integrated in an 80-µm InP Substrate", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, tom 16, str. 837–839, 2017, doi: 10.1109/LAWP.2016.2606650.
- [112] R. A. Alhalabi i G. M. Rebeiz, "Design of high-efficiency millimeter-wave microstrip antennas for silicon RFIC applications", *IEEE Antennas and Propagation Society, AP-S International Symposium (Digest)*, str. 2055–2058, 2011, doi: 10.1109/APS.2011.5996912.
- [113] W. H. Syed, G. Fiorentino, D. Cavallo, M. Spirito, P. M. Sarro, i A. Neto, "Design, fabrication, and measurements of a 0.3 THz on-chip double slot antenna enhanced by artificial dielectrics", *IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology*, tom 5, nr 2, str. 288–298, mar. 2015, doi: 10.1109/TTHZ.2015.2399276.
- [114] E. Öjefors, H. Kratz, K. Grenier, R. Plana, i A. Rydberg, "Micromachined loop antennas on low resistivity silicon substrates", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, tom 54, nr 12, str. 3593–3601, gru. 2006, doi: 10.1109/TAP.2006.886532.
- [115] N. Hoivik, D. Liu, C. V. Jahnes, J. M. Cotte, C. Tsang, C. Patel, U. Pfeiffer, J. Grzyb, J. Knickerbocker, J. H. Magerlein, i B. Gaucher, "High-efficiency 60 GHz antenna fabricated using low-cost silicon micromachining techniques", *IEEE Antennas and Propagation Society, AP-S International Symposium (Digest)*, str. 5043–5046, 2007, doi: 10.1109/APS.2007.4396679.
- [116] R. Maneiro-Catoira, J. Brégains, J. A. García-Naya, i L. Castedo, "Time Modulated Arrays: From their Origin to Their Utilization in Wireless Communication Systems", *Sensors 2017, Vol. 17, Page 590*, tom 17, nr 3, str. 590, mar. 2017, doi: 10.3390/S17030590.
- [117] G. Bogdan, K. Godziszewski, Y. Yashchyshyn, C. H. Kim, i S. B. Hyun, "Time-Modulated Antenna Array for Real-Time Adaptation in Wideband Wireless Systems-Part I: Design and Characterization", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, tom 68, nr 10, str. 6964–6972, paź. 2020, doi:

10.1109/TAP.2019.2902755.

- [118] G. Bogdan, K. Godziszewski, i Y. Yashchyshyn, "Time-Modulated Antenna Array with Beam-Steering for Low-Power Wide-Area Network Receivers", *IEEE Antennas* and Wireless Propagation Letters, tom 19, nr 11, str. 1876–1880, lis. 2020, doi: 10.1109/LAWP.2020.3007925.
- [119] M. Frounchi i J. D. Cressler, "A SiGe Millimeter-Wave Front-End for Remote Sensing and Imaging", w Digest of Papers - IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium, sie. 2020, tom 2020-Augus, str. 227–230. doi: 10.1109/RFIC49505.2020.9218399.
- [120] J. Sobolewski i Y. Yashchyshyn, "State of the Art Sub-Terahertz Switching Solutions", *IEEE Access*, tom 10, str. 12983–12999, 2022, doi: 10.1109/ACCESS.2022.3147019.
- [121] M. Uzunkol i G. Rebeiz, "A low-loss 50-70 GHz SPDT switch in 90 nm CMOS", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, tom 45, nr 10, str. 2003–2007, paź. 2010, doi: 10.1109/JSSC.2010.2057950.
- [122] A. Tomkins, P. Garcia, i S. P. Voinigescu, "A 94GHz SPST switch in 65nm bulk CMOS", 2008. doi: 10.1109/CSICS.2008.34.
- [123] U. Yodprasit, R. Fujimoto, M. Motoyoshi, K. Takano, i M. Fujishima, "D-band 3.6dB-insertion-loss ASK modulator with 19.5-dB isolation in 65-nm CMOS technology", w 2010 Asia-Pacific Microwave Conference, 2010, str. 1853–1856.
- [124] A. Tomkins, P. Garcia, i S. P. Voinigescu, "A passive W-band imaging receiver in 65nm bulk CMOS", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, tom 45, nr 10, str. 1981–1991, paź. 2010, doi: 10.1109/JSSC.2010.2058150.
- [125] M. Uzunkol i G. M. Rebeiz, "140-220 GHz SPST and SPDT switches in 45 nm CMOS SOI", *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, tom 22, nr 8, str. 412–414, 2012, doi: 10.1109/LMWC.2012.2206017.
- [126] W. T. Khan, A. C. Ulusoy, R. Schmid, T. Chi, J. D. Cressler, H. Wang, i J.
 Papapolymerou, "A D-band (110 to 170 GHz) SPDT switch in 32 nm CMOS SOI", lip. 2015. doi: 10.1109/MWSYM.2015.7167061.
- [127] L. Wu, H. Y. Hsu, i S. P. Voinigescu, "A DC to 220-GHz High-Isolation SPST Switch in 22-nm FDSOI CMOS", *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, tom 31, nr 6, str. 775–778, cze. 2021, doi: 10.1109/LMWC.2021.3067003.
- [128] S. F. Chao, H. Wang, C. Y. Su, i J. G. J. Chern, "A 50 to 94-GHz CMOS SPDT switch using traveling-wave concept", *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, tom 17, nr 2, str. 130–132, luty 2007, doi: 10.1109/LMWC.2006.890339.

- [129] W. C. Lai, C. C. Chou, S. C. Huang, T. H. Huang, i H. R. Chuang, "75-110-GHz Wband High-Linearity Traveling-Wave T/R Switch by Using Negative Gate/Body-Biasing in 90-nm CMOS", *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, tom 27, nr 5, str. 488–490, maj 2017, doi: 10.1109/LMWC.2017.2690837.
- [130] R. Bin Lai, J. J. Kuo, i H. Wang, "A 60 110 GHz transmission-line integrated SPDT switch in 90 nm CMOS technology", *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, tom 20, nr 2, str. 85–87, luty 2010, doi: 10.1109/LMWC.2009.2038519.
- [131] R. Shu, J. Li, A. Tang, B. J. Drouin, i Q. J. Gu, "Coupling-Inductor-Based Hybrid mm-Wave CMOS SPST Switch", *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, tom 64, nr 4, str. 367–371, kwi. 2017, doi: 10.1109/TCSII.2016.2565509.
- [132] F. Meng, K. Ma, K. S. Yeo, i S. Xu, "Monolithic Sub-Terahertz SPDT Switches with Low Insertion Loss and Enhanced Isolation", *IEEE Transactions on Terahertz Science* and Technology, tom 8, nr 2, str. 192–200, mar. 2018, doi: 10.1109/TTHZ.2017.2786024.
- [133] X. D. Deng, Y. Li, W. Wu, i Y. Z. Xiong, "A W-band single-pole single-throw switch using on-chip rectangular coaxial transmission line in 0.13-µm CMOS technology", w *Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings, APMC*, luty 2016, tom 2. doi: 10.1109/APMC.2015.7413200.
- [134] J. Kim, S. Kim, K. Song, i J. S. Rieh, "A 300-GHz SPST Switch with a new coupledline topology in 65-nm CMOS technology", *IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology*, tom 9, nr 2, str. 215–218, mar. 2019, doi: 10.1109/TTHZ.2019.2898815.
- [135] Karta katalogowa Peregrine Semiconductor PE42525.https://www.psemi.com/pdf/datasheets/pe42525ds.pdf (online, dostęp: 1 marzec 2022).
- [136] M. Thian i V. F. Fusco, "Ultrafast low-loss 42-70 GHz differential SPDT switch in
 0.35 μm SiGe technology", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*,
 tom 60, nr 3 PART 2, str. 655–659, mar. 2012, doi: 10.1109/TMTT.2011.2180395.
- [137] R. L. Schmid, A. C. Ulusoy, P. Song, i J. D. Cressler, "A 94 GHz, 1.4 dB insertion loss single-pole double-throw switch using reverse-saturated SiGe HBTs", *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, tom 24, nr 1, str. 56–58, sty. 2014, doi: 10.1109/LMWC.2013.2288276.
- [138] R. L. Schmid, P. Song, C. T. Coen, A. C. Ulusoy, i J. D. Cressler, "On the analysis and design of low-loss single-pole double-throw w-band switches utilizing saturated SiGe HBTs", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, tom 62, nr 11, str.

2755–2767, lis. 2014, doi: 10.1109/TMTT.2014.2354017.

- [139] A. Ç. Ulusoy, P. Song, R. L. Schmid, W. T. Khan, M. Kaynak, B. Tillack, J. Papapolymerou, i J. D. Cressler, "A low-loss and high isolation D-band SPDT switch utilizing deep-saturated SiGe HBTs", *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, tom 24, nr 6, str. 400–402, 2014, doi: 10.1109/LMWC.2014.2313529.
- [140] B. Cetindogan, B. Ustundag, E. Turkmen, M. Wietstruck, M. Kaynak, i Y. Gurbuz, "A D-band SPDT switch utilizing reverse-saturated SiGe HBTs for dicke-radiometers", w *GeMiC 2018 2018 German Microwave Conference*, kwi. 2018, tom 2018-Janua, str. 47–50. doi: 10.23919/GEMIC.2018.8335025.
- [141] C. D. Cheon, M. K. Cho, S. G. Rao, A. S. Cardoso, J. D. Connor, i J. D. Cressler, "A New Wideband, Low Insertion Loss, High Linearity SiGe RF Switch", *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, tom 30, nr 10, str. 985–988, paź. 2020, doi: 10.1109/LMWC.2020.3020317.
- [142] M. Margalef-Rovira, A. A. Saadi, S. Bourdel, M. J. Barragan, E. Pistono, C. Gaquiere, i P. Ferrari, "Mm-Wave through-load switch for in-situ vector network analyzer on a 55-nm BiCMOS technology", w NEWCAS 2020 - 18th IEEE International New Circuits and Systems Conference, Proceedings, cze. 2020, str. 82–85. doi: 10.1109/NEWCAS49341.2020.9159829.
- [143] Y. Tawfik, A. Raju, M. Varonen, M. Najmussadat, i K. A. I. Halonen, "250 GHz SiGe SPDT Resonator Switch", w 2020 15th European Microwave Integrated Circuits Conference (EuMIC), 2021, str. 289–291.
- T. Shivan, M. Hossain, R. Doerner, S. Schulz, T. Johansen, S. Boppel, W. Heinrich, i
 V. Krozer, "Highly linear 90-170 GHz SPDT Switch with High Isolation for Fully Integrated InP Transceivers", w *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, cze. 2019, tom 2019-June, str. 1011–1014. doi: 10.1109/mwsym.2019.8700974.
- [145] T. Shivan, M. Hossain, D. Stoppel, N. Weimann, S. Boppel, R. Doerner, W. Heinrich, i
 V. Krozer, "220–325 GHz high-isolation SPDT switch in InP DHBT technology", *Electronics Letters*, tom 54, nr 21, str. 1222–1224, paź. 2018, doi: 10.1049/el.2018.6028.
- [146] T. Shivan, M. Hossain, R. Doerner, T. Johansen, K. Nosaeva, H. Yacoub, W. Heinrich, i V. Krozer, "A high-isolation and highly linear super-wideband SPDT Switch in InP DHBT Technology", w *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, sie. 2020, tom 2020-Augus, str. 1125–1128. doi: 10.1109/IMS30576.2020.9223920.

- [147] Y. Kim, H. Lee, i S. Jeon, "A 220-320 GHz single-pole single-throw switch", wrz. 2016. doi: 10.1109/RFIT.2016.7578184.
- [148] C. Yi, S. H. Choi, M. Urteaga, i M. Kim, "20-Gb/s ON-OFF-Keying Modulators Using 0.25-um InP DHBT Switches at 290 GHz", *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, tom 29, nr 5, str. 360–362, maj 2019, doi: 10.1109/LMWC.2019.2908878.
- [149] A. Margomenos, A. Kurdoghlian, M. Micovic, K. Shinohara, H. Moyer, D. C. Regan, R. M. Grabar, C. McGuire, M. D. Wetzel, i D. H. Chow, "W-band GaN receiver components utilizing highly scaled, next generation GaN device technology", gru. 2014. doi: 10.1109/CSICS.2014.6978585.
- [150] F. Thome, E. Ture, P. Brückner, R. Quay, i O. Ambacher, "W-band SPDT switches in planar and tri-gate 100-nm gate-length GaN-HEMT technology", w *GeMiC 2018 -2018 German Microwave Conference*, kwi. 2018, tom 2018-Janua, str. 331–334. doi: 10.23919/GEMIC.2018.8335097.
- [151] F. Thome, P. Bruckner, R. Quay, i O. Ambacher, "Millimeter-Wave Single-Pole Double-Throw Switches Based on a 100-nm Gate-Length AlGaN/GaN-HEMT Technology", w *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, cze. 2019, tom 2019-June, str. 1403–1406. doi: 10.1109/mwsym.2019.8700955.
- [152] J. Kim, W. Ko, S. H. Kim, J. Jeong, i Y. Kwon, "A High-Performance 40-85 GHz MMIC SPDT Switch Using FET-Integrated Transmission Line Structure", *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, tom 13, nr 12, str. 505–507, gru. 2003, doi: 10.1109/LMWC.2003.819962.
- [153] Z. M. Tsai, M. C. Yeh, M. F. Lei, H. Y. Chang, C. S. Lin, i H. Wang, "DC-to-135 GHz SPST and 15-to-135 GHz SPDT traveling wave switches using FET-integrated CPW line structure", w *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2005, tom 2005, str. 1393–1396. doi: 10.1109/MWSYM.2005.1516945.
- [154] Y. Kim i S. Jeon, "Mm-wave single-pole single-throw m-HEMT switch with low loss and high linearity", *Electronics Letters*, tom 56, nr 14, str. 719–721, lip. 2020, doi: 10.1049/el.2020.0969.
- [155] I. Kallfass, S. Diebold, H. Massler, S. Koch, M. Seelmann-Eggebert, i A. Leuther, "Multiple-throw millimeter-wave FET switches for frequencies from 60 up to 120 GHz", w *Proceedings of the 38th European Microwave Conference, EuMC 2008*, 2008, str. 1453–1456. doi: 10.1109/EUMC.2008.4751740.
- [156] F. Thome, M. Ohlrogge, A. Leuther, M. Schlechtweg, i O. Ambacher, "An

investigation of millimeter wave switches based on shunt transistors including SPDT SWITCH MMICs up to 300 GHz", w *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, sie. 2016, tom 2016-Augus. doi: 10.1109/MWSYM.2016.7540422.

- [157] F. Thome i O. Ambacher, "Highly Isolating and Broadband Single-Pole Double-Throw Switches for Millimeter-Wave Applications Up to 330 GHz", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, tom 66, nr 4, str. 1998–2009, kwi. 2018, doi: 10.1109/TMTT.2017.2777980.
- [158] F. Thome, A. Leuther, i O. Ambacher, "Low-Loss Millimeter-Wave SPDT Switch MMICs in a Metamorphic HEMT Technology", *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, tom 30, nr 2, str. 197–200, luty 2020, doi: 10.1109/LMWC.2019.2958209.
- [159] H. Mizutani, N. Iwata, Y. Takayama, i K. Honjo, "38-80 GHz SPDT traveling wave switch MMIC utilizing fully distributed FET", w Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings, APMC, 2006, tom 1, str. 3–6. doi: 10.1109/APMC.2006.4429367.
- [160] T. Shimura, Y. Mimino, K. Nakamura, Y. Aoki, i S. Kuroda, "High isolation V-band SPDT switch MMIC for high power use", w *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2001, tom 3, str. 245–248. doi: 10.1109/MWSYM.2001.966880.
- [161] D. Müller, G. Scherer, U. J. Lewark, H. Massler, S. Wagner, A. Tessmann, A. Leuther, T. Zwick, i I. Kallfass, "A Novel Unit Cell for Active Switches in the Millimeter-Wave Frequency Range", *Journal of Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves*, tom 39, nr 2, str. 161–176, luty 2018, doi: 10.1007/s10762-017-0454-2.
- [162] F. Steinhagen, H. Massler, W. H. Haydl, A. Hülsmann, i K. Köhler, "Coplanar W-band SPDT and SPTT resonated PIN diode switches", w *1999 29th European Microwave Conference, EuMC 1999*, 1999, tom 2, str. 53–56. doi: 10.1109/EUMA.1999.338407.
- [163] C. Yao, M. Zhou, Y. Luo, J. Zhang, X. Wei, i C. Xu, "Design of 85-105GHz wideband traveling wave PIN diode switches and attenuators with radial stubs", *Chinese Journal* of *Electronics*, tom 26, nr 1, str. 218–222, sty. 2017, doi: 10.1049/cje.2016.08.033.
- [164] Karta katalogowa Analog Devices HMC-SDD112. https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/hmcsdd112.pdf (online, dostęp: 1 marzec 2022).
- [165] Karta katalogowa HXI HSW100x. http://www.hxi.com/Datasheets/HSW-RevE.pdf (online, dostęp: 1 marzec 2022).
- [166] P. Song, R. L. Schmid, A. Ç. Ulusoy, i J. D. Cressler, "A high-power, low-loss W-band SPDT switch using SiGe PIN diodes", w Digest of Papers - IEEE Radio Frequency

Integrated Circuits Symposium, 2014, str. 195–198. doi: 10.1109/RFIC.2014.6851695.

- [167] Y. Yashchyshyn, K. Derzakowski, G. Bogdan, K. Godziszewski, D. Nyzovets, C. H. Kim, i B. Park, "28 GHz Switched-Beam Antenna Based on S-PIN Diodes for 5G Mobile Communications", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, tom 17, nr 2, str. 225–228, luty 2018, doi: 10.1109/LAWP.2017.2781262.
- [168] Y. Yashchyshyn, K. Derzakowski, P. R. Bajurko, J. Marczewski, i S. Kozlowski, "Time-Modulated Reconfigurable Antenna Based on Integrated S-PIN Diodes for mm-Wave Communication Systems", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, tom 63, nr 9, str. 4121–4131, wrz. 2015, doi: 10.1109/TAP.2015.2444425.
- [169] A. H. Zahr, L. Y. Zhang, C. Dorion, A. Deveautour, A. Beneteau, R. Stefanini, i P. Blondy, ,,RF-MEMS Switches for Millimeter-Wave Applications", w 2019 European Microwave Conference in Central Europe (EuMCE), 2019, str. 336–338.
- [170] S. Reyaz, C. Samuelsson, R. Malmqvist, M. Kaynak, i A. Rydberg, "Millimeter-wave RF-MEMS SPDT switch networks in a SiGe BiCMOS process technology", w European Microwave Week 2012: "Space for Microwaves", EuMW 2012, Conference Proceedings - 42nd European Microwave Conference, EuMC 2012, 2012, str. 1071– 1074. doi: 10.23919/eumc.2012.6459170.
- [171] M. Ulm, J. Schöbel, M. Reimann, T. Buck, J. Dechow, R. Müller-Fiedler, H. P. Trah, i
 E. Kasper, "Millimeter-wave microelectromechanical (MEMS) switches for automotive surround sensing systems", w 2003 Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems - Digest of Papers, 2003, str. 142–149. doi: 10.1109/SMIC.2003.1196691.
- [172] S. T. Wipf, A. Göritz, M. Wietstruck, C. Wipf, B. Tillack, i M. Kaynak, "D-Band RF-MEMS SPDT Switch in a 0.13µm SiGe BiCMOS Technology", *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, tom 26, nr 12, str. 1002–1004, gru. 2016, doi: 10.1109/LMWC.2016.2623245.
- [173] S. T. Wipf, A. Goritz, C. Wipf, M. Wietstruck, A. Burak, E. Turkmen, Y. Gurbuz, i M. Kaynak, "240 GHz RF-MEMS switch in a 0.13 µm SiGe BiCMOS Technology", w *Proceedings of the IEEE Bipolar/BiCMOS Circuits and Technology Meeting*, lis. 2017, tom 2017-Octob, str. 54–57. doi: 10.1109/BCTM.2017.8112910.
- [174] Z. Baghchehsaraei, U. Shah, S. Dudorov, G. Stemme, J. Oberhammer, i J. Åberg, "MEMS 30µm-thick W-band waveguide switch", w 2012 7th European Microwave Integrated Circuit Conference, 2012, str. 675–678.
- [175] Z. Baghchehsaraei, U. Shah, J. Åberg, G. Stemme, i J. Oberhammer, "Millimeter-wave

SPST waveguide switch based on reconfigurable MEMS surface", 2013. doi: 10.1109/MWSYM.2013.6697774.

- [176] S. Shekhar, K. J. Vinoy, i G. K. Ananthasuresh, "Low-voltage high-reliability MEMS switch for millimeter wave 5G applications", *Journal of Micromechanics and Microengineering*, tom 28, nr 7, str. 075012, kwi. 2018, doi: 10.1088/1361-6439/aaba3e.
- [177] P. Sharma, J. Perruisseau-Carrier, C. Moldovan, i A. M. Ionescu, "Electromagnetic performance of RF NEMS graphene capacitive switches", *IEEE Transactions on Nanotechnology*, tom 13, nr 1, str. 70–79, sty. 2014, doi: 10.1109/TNANO.2013.2290945.
- [178] P. Borodulin, N. El-Hinnawy, C. R. Padilla, A. Ezis, M. R. King, D. R. Johnson, D. T. Nichols, i R. M. Young, "Recent advances in fabrication and characterization of GeTe-based phase-change RF switches and MMICs", w *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, paź. 2017, str. 285–288. doi: 10.1109/MWSYM.2017.8059098.
- [179] T. Singh i R. R. Mansour, "Monolithic PCM Based Miniaturized T-type RF Switch for Millimeter Wave Redundancy Switch Matrix Applications", w *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, cze. 2019, tom 2019-June, str. 658–660. doi: 10.1109/mwsym.2019.8700946.
- [180] T. Singh i R. R. Mansour, "Experimental investigation of performance, reliability, and cycle endurance of nonvolatile dc-67 ghz phase-change rf switches", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, tom 69, nr 11, str. 4697–4710, lis. 2021, doi: 10.1109/TMTT.2021.3105413.
- [181] T. Singh i R. R. Mansour, "Scalable mmWave Non-Volatile Phase Change GeTe-Based Compact Monolithically Integrated Wideband Digital Switched Attenuator", *IEEE Transactions on Electron Devices*, tom 68, nr 5, str. 2306–2312, maj 2021, doi: 10.1109/TED.2021.3069729.
- [182] C. Hillman, P. A. Stupar, J. B. Hacker, Z. Griffith, M. Field, i M. Rodwell, "An ultralow loss millimeter-wave solid state switch technology based on the metal - Insulator -Transition of vanadium dioxide", 2014. doi: 10.1109/MWSYM.2014.6848479.
- [183] C. Hillman, P. Stupar, i Z. Griffith, "Scaleable vanadium dioxide switches with submillimeterwave bandwidth: VO2 switches with impoved RF bandwidth and power handling", w 2017 IEEE Compound Semiconductor Integrated Circuit Symposium, CSICS 2017, gru. 2017, tom 2017-Janua, str. 1–4. doi: 10.1109/CSICS.2017.8240450.

- [184] N. El-Hinnawy, P. Borodulin, A. Ezis, C. Furrow, C. Padilla, M. King, E. Jones, B. Wagner, J. Paramesh, J. Bain, D. Nichols, i R. M. Young, "Substrate agnostic monolithic integration of the inline phase-change switch technology", w *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, sie. 2016, tom 2016-Augus. doi: 10.1109/MWSYM.2016.7540103.
- [185] M. Kim, S. Park, A. Sanne, S. K. Banerjee, i D. Akinwande, "Towards mm-wave nanoelectronics and RF switches using MoS2 2D Semiconductor", w *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, sie. 2018, tom 2018-June, str. 352–354. doi: 10.1109/MWSYM.2018.8439336.
- [186] F. Yang, X. Wu, X. Guo, i Y. Xu, "A design of SPDT switch using graphene device", w *IEEE Antennas and Propagation Society, AP-S International Symposium (Digest)*, paź. 2015, tom 2015-Octob, str. 1658–1659. doi: 10.1109/APS.2015.7305218.
- [187] K. Pan, T. Leng, X. Zhang, i Z. Hu, "Design and modeling of back gated graphene based RF switch with CPW transmission line on a high resistivity silicon substrate", paź. 2017. doi: 10.1109/UCMMT.2017.8068505.
- [188] P. C. Theofanopoulos i G. C. Trichopoulos, "Modeling of sub-millimeter wave coplanar waveguide graphene switches", w 2019 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC-URSI Radio Science Meeting, APSURSI 2019 -Proceedings, lip. 2019, str. 1527–1528. doi: 10.1109/APUSNCURSINRSM.2019.8889029.
- [189] B. Wu, Y. Zhang, H. Zu, C. Fan, i W. Lu, "Tunable Grounded Coplanar Waveguide Attenuator Based on Graphene Nanoplates", *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, tom 29, nr 5, str. 330–332, maj 2019, doi: 10.1109/LMWC.2019.2908034.
- [190] A. Q. Zhang, Z. G. Liu, L. Wei-Bing, i H. Chen, "Graphene-Based Dynamically Tunable Attenuator on a Coplanar Waveguide or a Slotline", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, tom 67, nr 1, str. 70–77, sty. 2019, doi: 10.1109/TMTT.2018.2875078.
- [191] P. Sharma, J. Perruisseau Carrier, i A. M. Ionescu, "Nanoelectromechanical microwave switch based on graphene", w ULIS 2013: The 14th International Conference on Ultimate Integration on Silicon, Incorporating the "Technology Briefing Day", 2013, str. 189–192. doi: 10.1109/ULIS.2013.6523516.
- [192] Y. Litun, V. Litun, O. Kononenko, M. Chichkov, i D. Borisenko, "Technological Features of Graphene-based RF NEMS Capacitive Switches on a Semi-insulating

Substrate", w *Progress in Electromagnetics Research Symposium*, cze. 2019, tom 2019-June, str. 3666–3672. doi: 10.1109/PIERS-Spring46901.2019.9017225.

- [193] J. Liu, Z. U. Khan, C. Wang, H. Zhang, i S. Sarjoghian, "Review of graphene modulators from the low to the high figure of merits", *Journal of Physics D: Applied Physics*, tom 53, nr 23, str. 233002, kwi. 2020, doi: 10.1088/1361-6463/ab7cf6.
- [194] P. Weis, J. L. Garcia-Pomar, M. Höh, B. Reinhard, A. Brodyanski, i M. Rahm, "Spectrally wide-band terahertz wave modulator based on optically tuned graphene", *ACS Nano*, tom 6, nr 10, str. 9118–9124, paź. 2012, doi: 10.1021/nn303392s.
- [195] Q. Y. Wen, W. Tian, Q. Mao, Z. Chen, W. W. Liu, Q. H. Yang, M. Sanderson, i H. W. Zhang, "Graphene based all-optical spatial terahertz modulator", *Scientific Reports*, tom 4, nr 1, str. 1–5, gru. 2014, doi: 10.1038/srep07409.
- [196] B. Zhan, C. Li, J. Yang, G. Jenkins, W. Huang, i X. Dong, "Graphene Field-Effect Transistor and Its Application for Electronic Sensing", *Small*, tom 10, nr 20, str. 4042– 4065, paź. 2014, doi: 10.1002/SMLL.201400463.
- [197] L. Liao i X. Duan, "Graphene for radio frequency electronics", *Materials Today*, tom 15, nr 7–8, str. 328–338, lip. 2012, doi: 10.1016/S1369-7021(12)70138-4.
- [198] L. Liao, J. Bai, R. Cheng, Y. C. Lin, S. Jiang, Y. Qu, Y. Huang, i X. Duan, "Sub-100 nm channel length graphene transistors", *Nano Letters*, tom 10, nr 10, str. 3952–3956, paź. 2010, doi: 10.1021/NL101724K/SUPPL FILE/NL101724K SI 001.PDF.
- [199] L. Wang, W. Liu, Y. Zhang, Z. H. Zhang, S. Tiam Tan, X. Yi, G. Wang, X. Sun, H. Zhu, i H. Volkan Demir, "Graphene-based transparent conductive electrodes for GaN-based light emitting diodes: Challenges and countermeasures", *Nano Energy*, tom 12, str. 419–436, mar. 2015, doi: 10.1016/J.NANOEN.2014.12.035.
- [200] X. Wang, L. Zhi, i K. Müllen, "Transparent, conductive graphene electrodes for dyesensitized solar cells", *Nano Letters*, tom 8, nr 1, str. 323–327, sty. 2008, doi: 10.1021/NL072838R/SUPPL FILE/NL072838RSI20071031 120726.PDF.
- [201] S. Tongay, M. Lemaitre, T. Schumann, K. Berke, B. R. Appleton, B. Gila, i A. F. Hebard, "Graphene/GaN Schottky diodes: Stability at elevated temperatures", *Applied Physics Letters*, tom 99, nr 10, str. 102102, wrz. 2011, doi: 10.1063/1.3628315.
- [202] L. Anzi, A. Tuktamyshev, A. Fedorov, A. Zurutuza, S. Sanguinetti, i R. Sordan, "Controlling the threshold voltage of a semiconductor field-effect transistor by gating its graphene gate", *npj 2D Materials and Applications 2022 6:1*, tom 6, nr 1, str. 1–7, kwi. 2022, doi: 10.1038/s41699-022-00302-y.
- [203] N. Harada, K. Hayashi, M. Kataoka, J. Yamaguchi, M. Ohtomo, M. Ohfuchi, I. Soga,

D. Kondo, T. Iwai, i S. Sato, "Graphene-gate transistors for gas sensing and threshold control", *Technical Digest - International Electron Devices Meeting, IEDM*, str. 18.2.1-18.2.4, sty. 2017, doi: 10.1109/IEDM.2016.7838444.

- [204] X. Ding, G. Yu, L. Song, T. He, K. Cheng, X. Zhang, i B. Zhang, "Influence of graphene on AlGaN/GaN heterostructure as the gate electrode", 2020 17th China International Forum on Solid State Lighting and 2020 International Forum on Wide Bandgap Semiconductors China, SSLChina: IFWS 2020, str. 40–41, lis. 2020, doi: 10.1109/SSLCHINAIFWS51786.2020.9308832.
- [205] J. K. Park, S. M. Song, J. H. Mun, i B. J. Cho, "Graphene gate electrode for MOS structure-based electronic devices", *Nano Letters*, tom 11, nr 12, str. 5383–5386, gru. 2011, doi: 10.1021/NL202983X/SUPPL FILE/NL202983X SI 001.PDF.
- [206] J. Ahn, D. Kim, K. H. Park, G. Yoo, i J. Heo, "Pt-Decorated Graphene Gate AlGaN/GaN MIS-HEMT for Ultrahigh Sensitive Hydrogen Gas Detection", *IEEE Transactions on Electron Devices*, tom 68, nr 3, str. 1255–1261, mar. 2021, doi: 10.1109/TED.2021.3053515.
- [207] B. Pandit, T. H. Seo, B. D. Ryu, i J. Cho, "Current transport mechanism in graphene/AlGaN/GaN heterostructures with various Al mole fractions", *AIP Advances*, tom 6, nr 6, str. 065007, cze. 2016, doi: 10.1063/1.4953917.
- [208] M. Dub, P. Sai, A. Przewłoka, A. Krajewska, M. Sakowicz, P. Prystawko, J. Kacperski, I. Pasternak, G. Cywiński, D. But, W. Knap, i S. Rumyantsev, "Graphene as a schottky barrier contact to AlGaN/GaN heterostructures", *Materials*, tom 13, nr 18, str. 4140, wrz. 2020, doi: 10.3390/ma13184140.
- [209] E. Johnson, "Physical limitations on frequency and power parameters of transistors", mar. 1966. doi: 10.1109/irecon.1965.1147520.
- [210] U. K. Mishra, L. Shen, T. E. Kazior, i Y. F. Wu, "GaN-based RF power devices and amplifiers", *Proceedings of the IEEE*, tom 96, nr 2, str. 287–305, 2008, doi: 10.1109/JPROC.2007.911060.
- [211] M. Asif Khan, A. Bhattarai, J. N. Kuznia, i D. T. Olson, "High electron mobility transistor based on a GaN-AlxGa 1-xN heterojunction", *Applied Physics Letters*, tom 63, nr 9, str. 1214–1215, sie. 1993, doi: 10.1063/1.109775.
- [212] U. K. Mishra, P. Parikh, i Y. F. Wu, "AlGaN/GaN HEMTs An overview of device operation and applications", *Proceedings of the IEEE*, tom 90, nr 6, str. 1022–1031, 2002, doi: 10.1109/JPROC.2002.1021567.
- [213] W. Janke i W. Wojtasiak, "Właściwości i zastosowania tranzystorów HEMT na bazie

azotku galu", *Przegląd Elektrotechniczny*, tom 91, nr 9, str. 65–73, sie. 2015, doi: 10.15199/48.2015.09.18.

- [214] M. A. Khan, J. N. Kuznia, J. M. Van Hove, N. Pan, i J. Carter, "Observation of a twodimensional electron gas in low pressure metalorganic chemical vapor deposited GaN-AlxGa1-xN heterojunctions", *Applied Physics Letters*, tom 60, nr 24, str. 3027, cze. 1998, doi: 10.1063/1.106798.
- [215] E. A. Jones, F. F. Wang, i D. Costinett, "Review of Commercial GaN Power Devices and GaN-Based Converter Design Challenges", *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, tom 4, nr 3, str. 707–719, wrz. 2016, doi: 10.1109/JESTPE.2016.2582685.
- [216] R. Gaska, J. W. Yang, A. Osinsky, Q. Chen, M. A. Khan, A. O. Orlov, G. L. Snider, i M. S. Shur, "Electron transport in AlGaN–GaN heterostructures grown on 6H–SiC substrates", *Applied Physics Letters*, tom 72, nr 6, str. 707, cze. 1998, doi: 10.1063/1.120852.
- [217] L. Dobrzański, P. Caban, A. Kowalik, J. Podgórski, M. Rudziński, K. Góra, A. Jagoda, B. Stańczyk, D. Wojnowski, A. Kozłowski, K. Przyborowska, A. Lewandowski, W. Wiatr, i R. Paszkiewicz, "Monolityczny mikrofalowy układ scalony GaN/AlGaN", *Elektronika : konstrukcje, technologie, zastosowania*, tom 56, nr 6, str. 6–9, cze. 2015, doi: 10.15199/13.2015.6.1.
- [218] Y. Yashchyshyn, P. Bajurko, J. Sobolewski, P. Sai, A. Przewłoka, A. Krajewska, P.
 Prystawko, M. Dub, W. Knap, S. Rumyantsev, i G. Cywiński, "Graphene/AlGaN/GaN
 RF Switch", *Micromachines*, tom 12, nr 11, str. 1343, paź. 2021, doi: 10.3390/MI12111343.
- [219] D. M. Pozar, Microwave Engineering, 4th Edition. John Wiley & Sons, 2011.
- [220] G. Ghione i C. U. Naldi, "Coplanar Waveguides for Mmic Applications: Effect of Upper Shielding, Conductor Backing, Finite-Extent Ground Planes, and Line-to-Line Coupling", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, tom 35, nr 3, str. 260–267, 1987, doi: 10.1109/TMTT.1987.1133637.
- [221] V. F. Pavlidis, I. Savidis, i E. G. Friedman, *Three-dimensional integrated circuit design*. Elsevier, 2017.
- [222] P. Garrou, C. Bower, i P. Ramm, Handbook of 3D Integration: Technology and Applications of 3D Integrated Circuits, tom 1–2. John Wiley and Sons, 2008. doi: 10.1002/9783527623051.
- [223] J. Knechtel, O. Sinanoglu, I. A. M. Elfadel, J. Lienig, i C. C. N. Sze, "Large-Scale 3D

Chips: Challenges and Solutions for Design Automation, Testing, and Trustworthy Integration", *IPSJ Transactions on System LSI Design Methodology*, tom 10, str. 45– 62, sie. 2017, doi: 10.2197/IPSJTSLDM.10.45.

- [224] T. Paskova, D. A. Hanser, i K. R. Evans, "GaN substrates for III-nitride devices", *Proceedings of the IEEE*, tom 98, nr 7, str. 1324–1338, 2010, doi: 10.1109/JPROC.2009.2030699.
- [225] R. Gaska, J. Yang, A. Osinsky, M. A. Khan, i M. S. Shur, "Novel high power AlGaN/GaN HFETs on SiC substrates", w *Technical Digest - International Electron Devices Meeting, IEDM*, 1997, str. 565–568. doi: 10.1109/iedm.1997.650449.
- [226] R. S. Pengelly, S. M. Wood, J. W. Milligan, S. T. Sheppard, i W. L. Pribble, "A review of GaN on SiC high electron-mobility power transistors and MMICs", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, tom 60, nr 6 PART 2, str. 1764– 1783, 2012, doi: 10.1109/TMTT.2012.2187535.
- [227] T. Zhu i R. A. Oliver, "Unintentional doping in GaN", *Physical Chemistry Chemical Physics*, tom 14, nr 27, str. 9558–9573, cze. 2012, doi: 10.1039/C2CP40998D.
- [228] J. Kotani, J. Yaita, A. Yamada, N. Nakamura, i K. Watanabe, "Impact of n-GaN cap layer doping on the gate leakage behavior in AlGaN/GaN HEMTs grown on Si and GaN substrates", *Journal of Applied Physics*, tom 127, nr 23, str. 234501, cze. 2020, doi: 10.1063/1.5142696.
- [229] S. Yoshida, Y. Sakaida, J. T. Asubar, H. Tokuda, i M. Kuzuhara, "Current collapse in AlGaN/GaN HEMTs with a GaN cap layer", *IMFEDK 2015 - 2015 International Meeting for Future of Electron Devices, Kansai*, str. 48–49, lip. 2015, doi: 10.1109/IMFEDK.2015.7158543.
- [230] H. Guo, W. Tang, W. Zhou, i C. Li, "Effect of gan cap layer on the electrical properties of ALGaN/GaN HEMT", *Applied Mechanics and Materials*, tom 217–219, str. 2393– 2396, 2012, doi: 10.4028/www.scientific.net/AMM.217-219.2393.
- [231] T. Ciuk, I. Pasternak, A. Krajewska, J. Sobieski, P. Caban, J. Szmidt, i W. Strupinski, "Properties of chemical vapor deposition graphene transferred by high-speed electrochemical delamination", *Journal of Physical Chemistry C*, tom 117, nr 40, str. 20833–20837, paź. 2013, doi: 10.1021/JP4032139/ASSET/IMAGES/LARGE/JP-2013-032139_0006.JPEG.
- [232] S. Goniszewski, M. Adabi, O. Shaforost, S. M. Hanham, L. Hao, i N. Klein, "Correlation of p-doping in CVD Graphene with Substrate Surface Charges", *Scientific Reports 2016 6:1*, tom 6, nr 1, str. 1–9, mar. 2016, doi: 10.1038/srep22858.

- [233] Zgłoszenie patentowe: P. Bajurko, J. Sobolewski, "System pomiarowy i sposób pomiaru charakterystyk czasowych przełączanych przyrządów w.cz.", 2022.
- [234] C. Backes *et al.*, "Production and processing of graphene and related materials", *2D Materials*, tom 7, nr 2, str. 022001, sty. 2020, doi: 10.1088/2053-1583/AB1E0A.
- [235] G. Cywiński, K. Szkudlarek, P. Kruszewski, I. Yahniuk, S. Yatsunenko, G. Muzioł, C. Skierbiszewski, W. Knap, i S. L. Rumyantsev, "Low frequency noise in twodimensional lateral GaN/AlGaN Schottky diodes", *Applied Physics Letters*, tom 109, nr 3, str. 033502, lip. 2016, doi: 10.1063/1.4958857.