

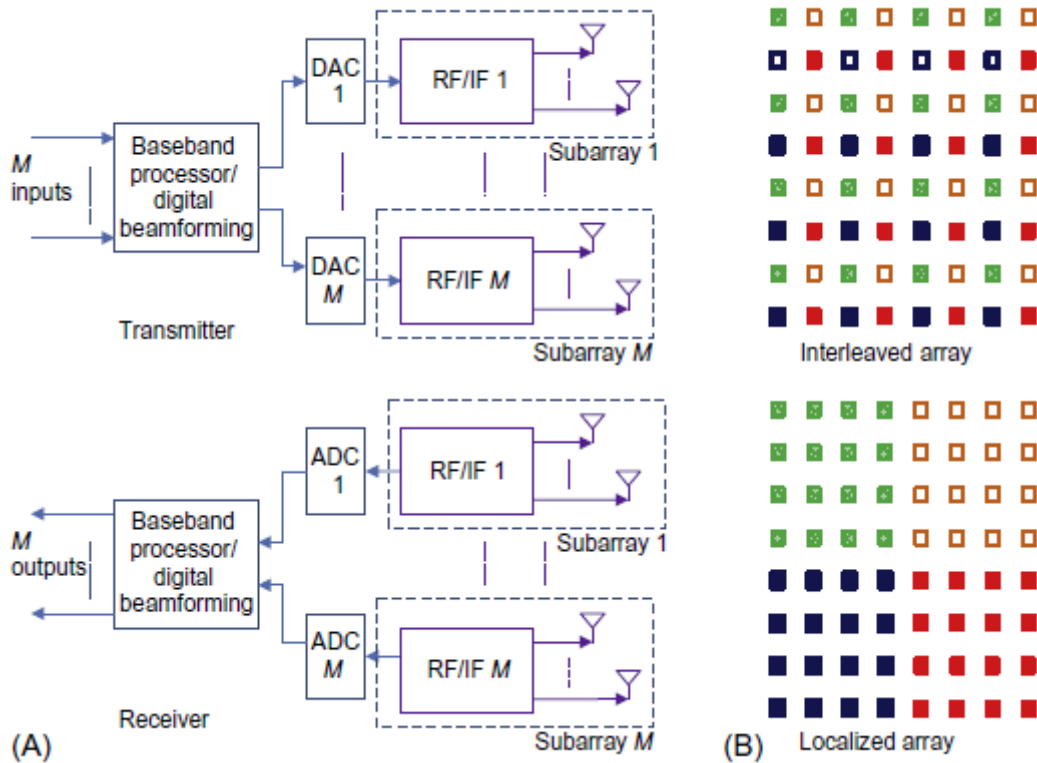
Hybrydowy układ antenowy dla MIMO mmWave

WPROWADZENIE

Masywne, wielokrotne wejście i wiele wyjść (MIMO) jest praktyczne w systemach wykorzystujących fale milimetrowe (mmWave). Dzięki małej długości fali mmWave możliwe jest umieszczenie dużej liczby elementów anteny na fizycznie ograniczonej przestrzeni. Massive MIMO jest również niezbędne do komunikacji komórkowej mmWave. Moc promieniowania jest niska ze względu na mały rozmiar anteny, a tłumienie propagacji fali mm jest bardzo duże. Dlatego konieczne jest stosowanie anten o wysokiej kierunkowości, aby zapewnić otrzymanie wystarczająco dużej mocy sygnału dla skutecznego wykrywania sygnału. Ponadto, aby obsługiwać użytkowników mobilnych i wielu użytkowników w różnych lokalizacjach, radio mmWave musi używać sterowanych anten kierunkowych lub konfigurowalnych zestawów antenowych zamiast anten talerzowych o dużym zysku. W związku z tym w przypadku komunikacji komórkowej mmWave masywny układ antenowy staje się obiecującą propozycją. Niestety, w pełni cyfrowa implementacja masywnej macierzy mmWave, to znaczy używanie przedniego końca częstotliwości radiowej (RF) i cyfrowego pasma podstawowego dla każdej anteny, jest nierealistyczna dla większości zastosowań komercyjnych, chociaż zapewnia pełną pojemność i elastyczność. Na przykład, aby uzyskać zysk anteny na poziomie 30 dB, potrzeba 1000 elementów antenowych. Koszt takiej pełnej macierzy cyfrowej będzie zaporowo wysoki. W pełni cyfrowa masywna macierz mmWave jest również niepraktyczna ze względu na niewielkie ograniczenia przestrzenne. Elementy antenowe w szeregu muszą być umieszczone blisko siebie, aby zapobiec powstawaniu płatek siatki. Komponenty analogowe, takie jak wzmacniacz niskoszumowy (LNA) (lub wzmacniacz mocy), przetwornica częstotliwości i lokalny oscylator (LO), powinny być ciasno upakowane za elementami anteny, aby zmniejszyć tłumienie i zniekształcenia sygnału. Powierzchnia czołowa każdego elementu anteny wynosi zaledwie kilka milimetrów kwadratowych, a w dużym układzie fazowanym wszystkie połączenia z tyłu układu są ograniczone do tego samego obszaru na element anteny. To ograniczenie przestrzeni stanowi duże wyzwanie techniczne dla tablic antenowych o częstotliwościach mmWave. Bardziej realnym rozwiązaniem okazuje się macierz hybrydowa, która składa się z wielu analogowych podtablic z własnymi odpowiednimi łańcuchami cyfrowymi [1–3]. W hybrydowym układzie antenowym elementy anten są pogrupowane w analogowe podtablice. W swojej najprostszej postaci tylko przesuwnik fazy jest dedykowany do pojedynczego elementu anteny, a wszystkie pozostałe komponenty są wspólne dla wszystkich elementów anteny w podtablicy. Każda podtablica analogowa wysyła / przyjmuje tylko jeden sygnał cyfrowy i sygnały dla wszystkich sygnałów analogowych, podtablice są przetwarzane wspólnie w procesorze cyfrowym. Taka konstrukcja może w znacznym stopniu obniżyć koszty i złożoność, a także przewyżnić problem ograniczeń przestrzennych przy znacznie zmniejszonej liczbie komponentów sprzętowych. Taka macierz hybrydowa zapewnia duże możliwości w osiągnięciu zarówno różnorodności macierzy, jak i wzmocnienia multipleksowania, szczególnie gdy weźmiemy pod uwagę cechę wielodrożności kanałów propagacyjnych mmWave. W pomiarach propagacji wykazano, że wielościeżkowa propagacja sygnału mmWave jest rzadka zarówno w domenie czasowej, jak i przestrzennej. Tylko kilka sygnałów wielościeżkowych dociera w kilku skoncentrowanych kierunkach, a komponent nieliniowy (NLOS) ma znacznie mniejszą moc w porównaniu do komponentu linii wzroku (LOS). W związku z tym podtablica analogowa może osiągnąć duże wzmocnienie macierzy poprzez tworzenie analogowego kształtowania wiązki, a wykorzystanie indywidualnych łańcuchów przetwarzania cyfrowego dla każdej podtablicy dodaje możliwości multipleksowania i eliminacji zakłóceń wielu użytkowników (MUI). Niewątpliwie masywna macierz hybrydowa do komunikacji mmWave napotyka wiele trudnych problemów projektowych zarówno w zakresie sprzętu, jak i przetwarzania sygnałów. W tym rozdziale przedstawimy obszerny przegląd masywnej macierzy hybrydowej mmWave, obejmujący zarówno projektowanie sprzętu, jak i techniki przetwarzania sygnału. Omówimy strukturę macierzy

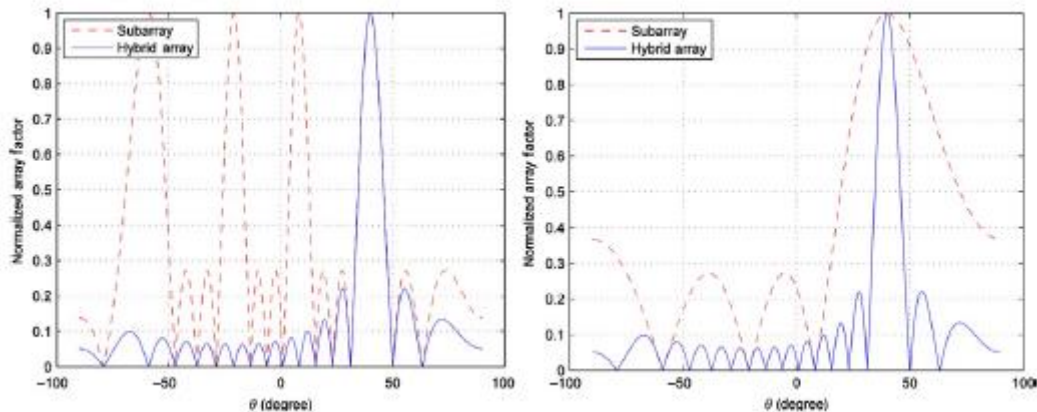
hybrydowych, omówimy problemy związane z projektowaniem sprzętu, w tym anteny i łańcuchy RF, a następnie zbadamy zastosowania technik przetwarzania sygnałów w macierzach, obejmując tematy dotyczące czystego kształtowania wiązki, dla jednego użytkownika Techniki MIMO i wielodostępu z podziałem przestrzennym (SDMA).

MASYWNE ARCHITEKTURY HYBRYDOWE



Rysunek A przedstawia architekturę macierzy hybrydowej, w której cała tablica jest podzielona na wiele analogowych podmacierzy. Każda podtablica zawiera N anten i jednostkę zawierającą składowe RF i częstotliwości pośredniej (IF). Te komponenty mogą być współużytkowane przez różne elementy anteny na różne sposoby, w zależności od rzeczywistych implementacji. Każda podtablica jest połączona z procesorem pasma podstawowego za pośrednictwem konwertera cyfrowo-analogowego (DAC) w nadajniku lub konwertera analogowo-cyfrowego (ADC) w odbiorniku. Sygnały ze wszystkich podtablic są ze sobą połączone i mogą być przetwarzane centralnie w procesorze pasma podstawowego. Dla wygody oznaczamy macierz z M podtablicami i N elementami antenowymi w każdej podtablicy jako macierz hybrydową NM . Zazwyczaj N jest większe niż M , tak że wysoki zysk anteny można uzyskać przy niższych kosztach. Odległość między odpowiednimi elementami w sąsiednich podtablicach nazywana jest odstępami między podtablicami. Sygnały w podtablicy analogowej i procesorze cyfrowym są przetwarzane w różnych domenach i na różne sposoby. W każdej podtablicy sygnał można po prostu zważyć w domenie analogowej, aby uzyskać głównie wzmocnienie macierzy. Sygnał dla każdego elementu anteny podtablicy może zmieniać się zarówno pod względem wielkości, jak i fazy, zazwyczaj z ograniczoną rozdzielczością. W najprostszym przypadku stosowany jest tylko przesuwnik fazy, a sygnał jest ważony przez dyskretną wartość przesunięcia fazy ze skwantowanego zestawu wartości, którego rozmiar jest zwykle reprezentowany przez liczbę bitów kwantyzacji. Na przykład 3-bitowa kwantyzacja oznacza 8 dyskretnych wartości równomiernie rozłożonych na $[\pi, \pi]$. W procesorze cyfrowym sygnały z / do wszystkich podtablic są wspólnie przetwarzane i można zaimplementować zaawansowane techniki, takie jak przestrzenne kodowanie /

dekodowanie, podobnie jak w konwencjonalnych systemach MIMO. Elementy antenowe w macierzy hybrydowej można konfigurować na różne sposoby, aby tworzyć różne topologie z odpowiednimi zaletami i wadami. Taka konfiguracja jest zwykle ustalana na etapie produkcji. Typowe dwa typy regularnych konfiguracji to macierze przeplatane i zlokalizowane, jak zilustrowano na rys. 3.1B dla macierzy hybrydowej o rozmiarze 16 x 4 jednorodnych kwadratów. W układzie z przeplotem elementy antenowe w każdej podtablicy rozpraszają się równomiernie po całej macierzy, podczas gdy w szyku zlokalizowanym sąsiadują ze sobą. Warto zauważyć, że pojedyncze zlokalizowane i przeplatane podtablice mają różne wzory wiązek, ale macierze hybrydowe mogą mieć ten sam wzór, gdy używany jest ten sam cyfrowy wektor formujący wiązkę, jak pokazano.



Rysunek wyraźnie pokazuje różnicę między wzorami wiązek dwóch indywidualnych podtablic i podobieństwo dwóch wzorów szyku. Większy płatek siatki w przeplatanej podtablicy jest tłumiony we wzorze macierzy, a zlokalizowana podtablica nie ma płatka siatki, ale ma szerszą szerokość wiązki, która jest również znacznie zmniejszona w macierzy hybrydowej. Wzorzec wiązki sugeruje, że tablice z przeplotem mają mniejszą szerokość wiązki i są bardziej odpowiednie do generowania wielowięzki do zastosowań SDMA, podczas gdy tablice zlokalizowane mogą lepiej wspierać systemy o stosunkowo większych kątach nadejścia (AoAs). Ogólnie rzecz biorąc, tablica z przeplotem jest trudniejsza do zaimplementowania z powodu ograniczeń przestrzennych. Oferuje zalety w zakresie szerokości wiązki, ale ogólnie jest gorszy od zlokalizowanej macierzy.

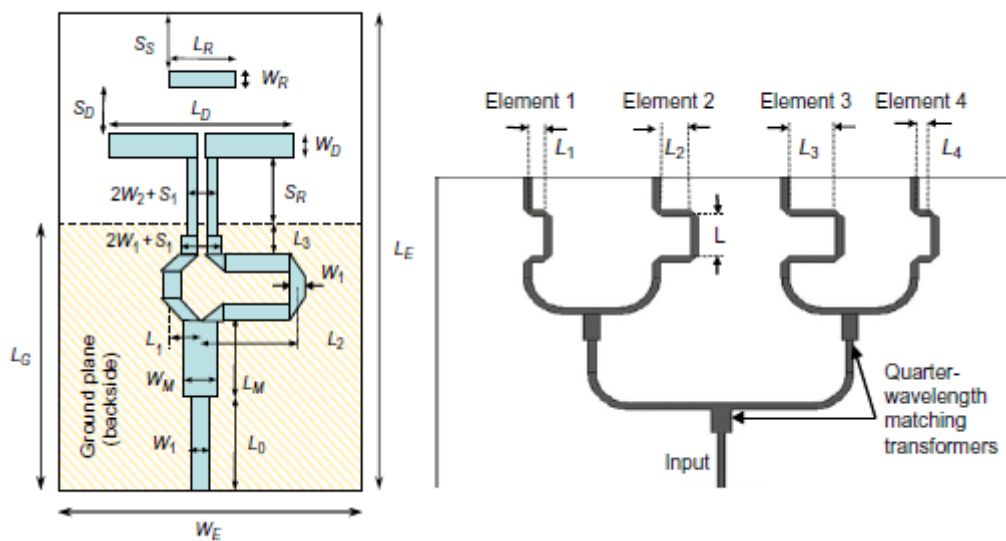
KONSTRUKCJA OSPRZĘTU DO ANALOGOWEGO SUBARRAY

UKŁADY ANTENOWE

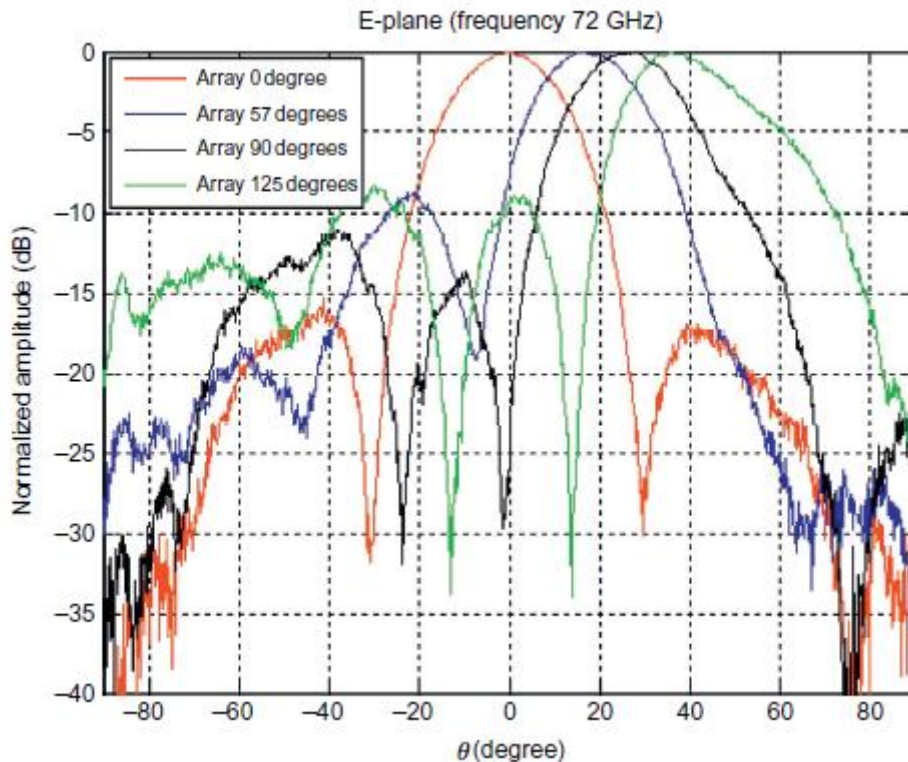
Większy układ anten, w szczególności układy fazowane, można zbudować, łącząc ze sobą mniejsze układy. Montaż można sklasyfikować jako podejście „cegła” i „dachówka”. W przypadku tablic mmWave, w których odstęp między elementami są ograniczone, a głębokość nie jest ograniczona, podejście oparte na cegłach ma wiele zalet, ponieważ monolityczne układy mikrofalowe (MMIC) można umieszczać sekwencyjnie za elementami anteny. W przypadku konstrukcji z cegieł moduły szyku są prostopadłe do płaszczyzny apertury, a typowymi elementami promieniującymi są dipole lub anteny quasi-Yagi. Macierze fazowane mikropasków są dobrze rozwinięte, ale są mniej podatne na konstrukcje z cegieł, szczególnie gdy częstotliwość zbliża się do obszaru mmWave. Następnie podajemy dwa przykłady projektów tablic opracowanych przez Organizację Badań Naukowych i Przemysłowych Wspólnoty Narodów (CSIRO), oba odpowiednie dla konstrukcji z cegły. Te tablice mają wbudowane stałe przesuwniki fazowe, a zatem mają kształtowanie wiązki wskazujące na zadane kierunki. Mogą być używane jako elementy antenowe w macierzy hybrydowej lub analogowej podtablicy (ze stałym kierunkiem wiązki głównej).

Macierze antenowe quasi-Yagi

Jak donoszą Deal i wsp. , antena quasi-Yagi to kompaktowa i prosta antena planarna, która może pracować w bardzo szerokim paśmie częstotliwości (rzędu 50%) z dobrą charakterystyką promieniowania. Kompaktowy rozmiar pojedynczego elementu i niskie wzajemne sprzężenie między elementami sprawiają, że idealnie nadaje się do zastosowania w masywnym układzie. Antena jest kompatybilna z integracją z mikropaskami MMIC. Czteroelementowe tablice antenowe quasi-Yagi, z przesunięciem fazowym między sąsiednimi elementami macierzy ustalonymi pod kątem 0, 57, 90 i 125 stopni, zostały zaprojektowane i wykonane w CSIRO. Różne wzajemne różnice faz osiągnęte są przez różne sieci zasilające z mikropaskami. Rysunek poniżej przedstawia przykład pojedynczego elementu anteny quasi-Yagi w układzie wykonanym na dielektrycznym podłożu z tlenku glinu z metalizacją po obu stronach.

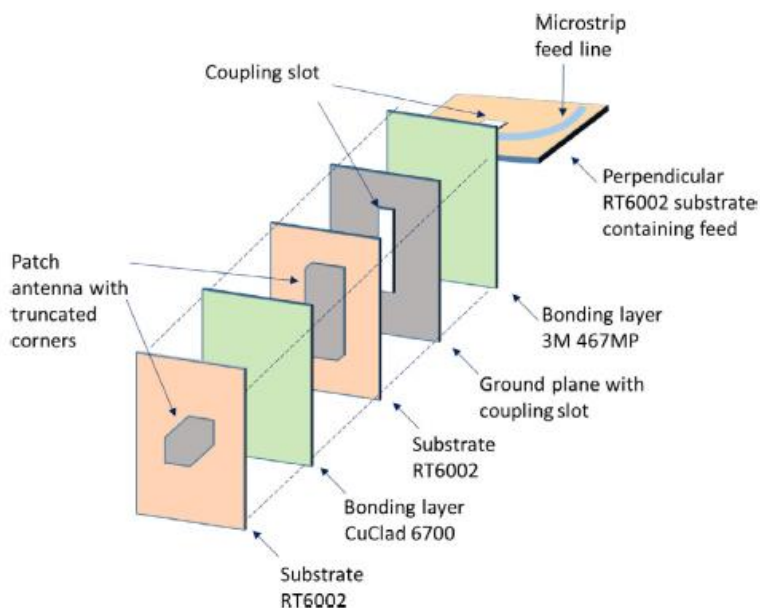


Górna metalizacja składa się z zasilania mikropaskowego, szerokopasmowego baluna z mikropaskowej do współpłaszczyznowej linii paskowej (CPS) i dwóch dipoli. Jeden dipol jest elementem sterującym zasilanym bezpośrednio przez CPS, a drugi dipol (dyrektor) jest zasilany pasożytniczo. Metalizacja w dolnej płaszczyźnie tworzy mikropaskowe uziemienie i jest ścięta, aby utworzyć element odbłyśnikowy dla anteny. Sterownik na górnej płaszczyźnie jednocześnie kieruje propagację anteny w kierunku końca ognia i działa jako element pasożytniczy dopasowujący impedancję. Element napędowy można również zrealizować przy użyciu składanego dipola, aby zapewnić większą elastyczność w projektowaniu wartości impedancji głośnika i uniemożliwić użycie na podłożu z polimeru ciekłokrystalicznego. Podłoże z tlenku glinu ma następujące specyfikacje: grubość dielektryka 127 μm , grubość metalizacji 3 μm , przenikalność dielektryczna 9,9 i stytna straty 0,0003. Całkowita powierzchnia podłoża wynosi $2,5 \pm 3$ mm. Sieci zasilające z mikropaskiem zostały zaprojektowane przy użyciu prostych dzielników mocy z trójnikiem i pasujących sekcji ćwierć długości fali. Rysunek pokazuje również układ sieci, który osiąga wymagane przesunięcie fazowe poprzez zmianę długości linii mikropaskowej. Odstęp między elementami wynosi 0,48 długości fali, co zostało dobrane tak, aby zminimalizować wygląd listków siatki. Rysunek poniżej przedstawia zmierzone znormalizowane wzorce promieniowania czterech macierzy w płaszczyźnie xz. Poziomy płatów bocznych można poprawić stosując zwiężające się wzbudzenie elementów zamiast prostego wzbudzenia o równej amplitudzie.



Stackowana antena patch z prostopadłym podłożem

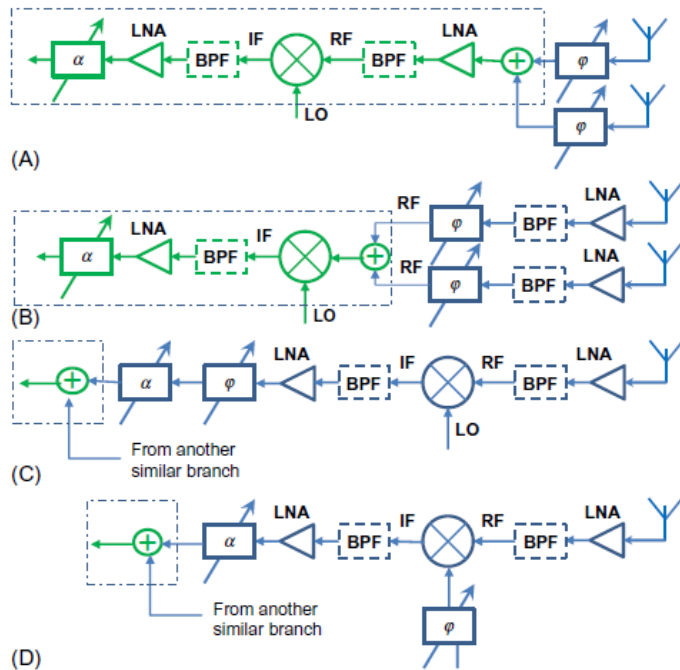
8-elementową macierz liniową opracowano i opisano demonstrując wykonalność stosowania konstrukcji z cegieł w układach fazowanych z mikropaskami. Antena wykorzystuje element promieniujący z nowym przejściem, skumulowaną antenę połączoną z polaryzacją kołową z prostopadłym podłożem zasilającym. Połączenie tały z prostopadłą linią zasilania mikropasku odbywa się przez szczelinę w płaszczyźnie uziemienia zarówno tały, jak i prostopadłego podłoża. Poszczególną warstwę anteny pokazano



Konstrukcja składa się z trzech identycznych podłoży Rogers RT 6002 0,508 mm, dwóch warstw łączących i jednej płaszczyzny uziemienia. Pierwsze dwa podłoża zawierają ułożone w stos anteny patch, które mają ścięte rogi, aby zrealizować polaryzację kołową. Te dwa podłoża są połączone ze sobą warstwą 35 μm CuClad 6700. Płaszczyzna uziemienia ze szczeliną sprzęgającą jest przymocowana do drugiego podłoża. Druga warstwa spajająca, zastosowana z tyłu płaszczyzny uziemienia, mocuje krawędź trzeciego podłoża, która jest zorientowana prostopadłe do tych warstw i zawiera linię zasilania mikropaskami i drugą szczelinę łączącą. Warstwy łączące są bardzo ważne, ponieważ usuwają potencjalne szczeliny powietrzne między prostopadłym podłożem a ułożonymi warstwami i zmniejszają wrażliwość konstrukcji na szczelinę. Jest to szczególnie ważne w przypadku anten milimetrowych. Zbudowano 8-elementowy układ liniowy przy użyciu tej ułożonej w stos anteny z prostopadłym podłożem zasilającym. Opracowano pięć sieci zasilających opartych na stałych opóźnieniach linii mikropaskowej, aby przetestować wydajność formowania wiązki tego układu, z wiązką główną skierowaną pod kątem 0, 10, 20, 30 i 40 stopni. Wykazano, że prototypy te działają na częstotliwości 20 GHz, ze zmierzonymi wzmocnieniami od 9,58 (przy 40 stopniach) do 12,94 dBic (przy 0 stopniach).

ARCHITEKTURA ŁAŃCUCHA RF

Najprostszym sposobem zaimplementowania analogowej podtablicy i realizacji analogowego kształtowania wiązki jest zastosowanie macierzy fazowej, w której opóźnienie / faza sygnału na każdej antenie jest dokładnie kontrolowana. W idealnym przypadku wiązka ołówkowa o dużym wzmocnieniu jest generowana przez rzeczywiste opóźnienie czasowe w każdym elemencie, które dokładnie kompensuje opóźnienie propagacji w wolnej przestrzeni. Opracowanie liniowej linii opóźniającej o niskich stratach i regulowanym opóźnieniu bezpośrednio w mmWave jest bardzo trudne. Niektóre z obiecujących nowszych technologii wdrażania szerokopasmowego opóźnienia czasu rzeczywistego obejmują linie transmisyjne o przełączanej długości wykorzystujące mikroelektromechaniczne RF, przełączniki i linie przesyłowe o zmiennej prędkości oparte na materiałach ferroelektrycznych. Należy jednak przewidywać wiele problemów, takich jak niezawodność i straty zależne od częstotliwości. Równoważne opóźnienie może być również realizowane przez przesuwniki fazowe w kanałach RF, IF lub LO. W przypadku systemu wąskopasmowego działającego na częstotliwościach poniżej 40 GHz wdrożenie opóźnienia jako równoważnego przesunięcia fazowego przy częstotliwości środkowej jest prostą opcją; jednakże pozostaje wyzwaniem w górnych pasmach mmWave, gdzie przesuwniki fazowe o wysokiej rozdzielczości z niskimi stratami wtrąceniowymi, błędami fazy i wielkością nie są obecnie dostępne. Dlatego korzystne jest przesunięcie fazowe przy częstotliwościach IF lub LO. Kilka możliwych architektur łańcuchowych odbiorników RF pokazano.



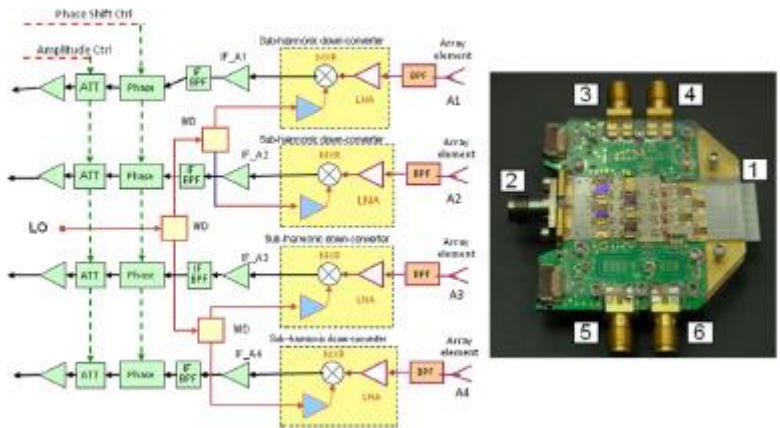
Architektura łańcucha RF nadajnika jest bardzo podobna, z odwrotnym przepływem sygnału i LNA zastąpionym wzmacniaczem mocy. Wszystkie zilustrowane architektury wykorzystują opcjonalny zmienny tłumik w IF, który może być użyty do kompensacji zmian wzmocnienia konwersji i strat w sieci łączącej oraz kalibracji podtablicy analogowej. Dodaje to również możliwość dostosowania skończonej wielkości do analogowych podmacierzy, co prawie nie było brane pod uwagę w literaturze dotyczącej przetwarzania sygnałów dla macierzy hybrydowej mmWave. Opcjonalne filtry pasmowo-przepustowe (BPF) mogą być wymagane do ograniczania pasma sygnału IF po konwersji częstotliwości, a także do ograniczania pasma i odrzucania obrazu (w większości zastosowań) przy częstotliwości RF. Rysunek A przedstawia najprostszą architekturę, w której zastosowano tylko przesuwnik fazowy i antenę są niezależne, a wszystkie pozostałe komponenty są wspólne dla wszystkich elementów w podtablicy analogowej. Ta pasywna architektura łączenia mocy powoduje straty przy łączeniu mocy, które rosną wraz z liczbą elementów anteny i częstotliwością pracy. Taka utrata mocy może spowodować, że duże tablice pasywne będą niepraktyczne. Modyfikację tej architektury pokazano na rysunku B, gdzie zastosowano indywidualną LNA do każdego elementu anteny przed przesuwnikiem fazowym. Ta modyfikacja może znacznie zmniejszyć szum i zapewnić zwiększoną czułość odbiornika. Opcja Rys. 3.6B może być zaimplementowana przy użyciu wspólnej przetwornicy częstotliwości (z indywidualnymi łańcuchami RF połączonymi na wejściu miksera) lub indywidualnej konwersji częstotliwości i łączenia na IF. Chociaż opisano prototypy badawcze 2- do 4-bitowych przesuwników fazowych [10,11], odpowiednie przesuwniki fazowe dla architektur z rysunki A i B nie są jeszcze dostępne w handlu w górnym paśmie częstotliwości mmWave. Rysunki C i D pokazują bardziej praktyczne konfiguracje z przesunięciem fazowym zaimplementowanym odpowiednio w obwodach IF i LO. Dostępne są komercyjne 6-bitowe cyfrowe przesuwniki fazowe MMIC (np. Z HittiteMicrowave i Triquint) dla zakresu częstotliwości LO i IF odpowiednich dla macierzy mmWave. Urządzenia te zapewniają 360 stopni zmiany fazy, z najmniej znaczącym bitem (LSB) 5,625 stopni, co umożliwi analogowe formowanie wiązki z dokładnością kąta skanowania do ułamka stopnia. Opcja pokazana na rysunku D jest szczególnie atrakcyjna, ponieważ urządzenia w torze LO pracują zwykle w stanie nasycenia, a zmienne straty z przesunięciem fazowym nie stanowią problemu. Łańcuchy RF pokazane na rysunkach A – D można łączyć na różne sposoby w szyku antenowym. Jednak integracja pojedynczego łańcucha RF za elementem anteny nie jest wykonalna ze względu na fizyczny rozmiar komponentu w istniejących

technologiach półprzewodnikowych, szczególnie w przypadku układów scalonych z arsenku galu (GaAs) głównego nurtu. Zamiast tego można zintegrować wszystkie łańcuchy RF dla podtablicy znajdującej się za nią. Na przykład dla podtablicy z maksymalnym kątem skanowania większym niż 30 stopni rozmiar elementu wyniesie 2–2,5 mm. Integracja podtablicy zapewniłaby ścisłe, ale wykonalne dostosowanie dla każdego z obwodów RF, IF, LO, mocy i sterowania.

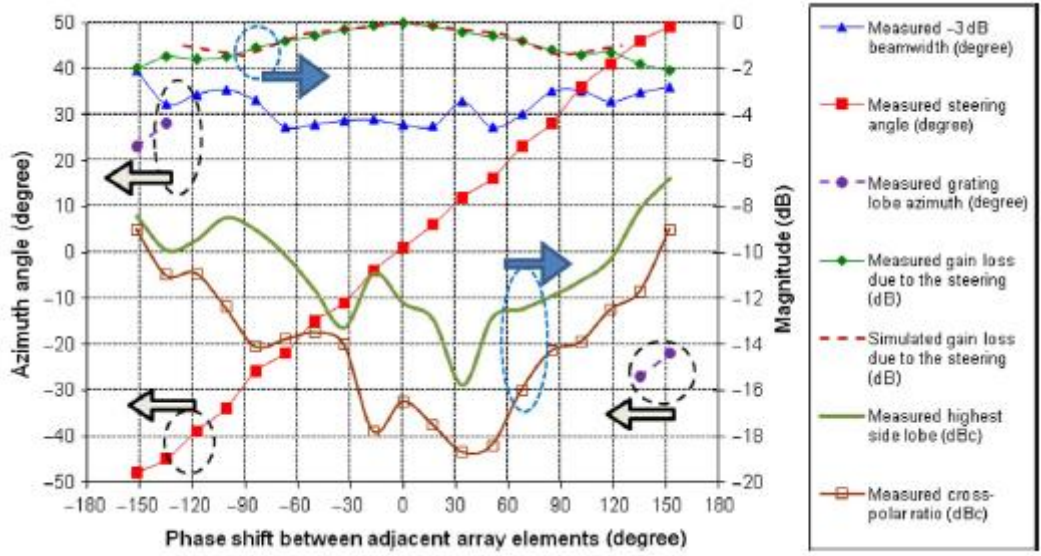
Powierzchnia tej macierzy wynosi około 100 mm² przy zastosowaniu MMIC GaAs. Postęp technologii CMOS i krzemowo-germanu (SiGe) BiCMOS ułatwi również integrację opartą na podtablicy. Implementacje CMOS i SiGe BiCMOS mogą mieć mniejsze profile i mieć bardzo podobne fizyczne wymiary podtablicy. Do początku XXI wieku praca w pasmach częstotliwości mmWave była wyłączną domeną półprzewodników złożonych III – V, takich jak GaAs i fosforek indu (InP). Technologie CMOS i SiGe BiCMOS ewoluowały szybko dzięki agresywnemu skalowaniu (obecnie 45 nm CMOS i 0,8 μm SiGe BiCMOS). Układy scalone wykorzystujące te technologie zostały pomyślnie zaprojektowane dla pasma E. Te najnowsze osiągnięcia wskazują, że technologia Si jest odpowiednia do rozwoju masywnych macierzy o falach mmWave o krótkim i średnim zasięgu. Jednak obwody GaAs nadal zachowują lepszą wydajność jako wzmacniacze mocy MMIC, ponieważ moc wyjściowa urządzeń Si wynosi zwykle tylko kilka miliwatów, podczas gdy GaAs może osiągnąć więcej niż 1W. Powszechnym problemem dla architektury opartej na przesunięciu fazowym omówionym wcześniej jest ułamkowe ograniczenie przepustowości. Gdy macierz jest skanowana za pomocą przesuwnika fazowego zamiast rzeczywistego opóźnienia czasowego, pozycja wiązki głównej zmienia się wraz z częstotliwością, a efekt ten staje się bardziej wyraźny, gdy kąt skanowania wiązki jest szerszy. W przypadku dużej, jednorodnej macierzy ułamkową szerokość pasma 3 dB można w przybliżeniu oszacować jako $0,866\lambda\sin(\theta) / D$, gdzie D jest średnicą macierzy, λ jest długością fali, a θ jest maksymalnym kątem skanowania. W związku z tym ułamkowa szerokość pasma powyżej 1% jest możliwa dla dużej macierzy ($D / \lambda \geq 120$) przy maksymalnym kącie skanowania nieprzekraczającym 45 stopni.

PROTOTYPY MASZINY HYBRYDOWEJ

Zbudowano i przetestowano prototypy macierzy hybrydowych mmWave, na przykład prototyp CSIRO i prototyp Samsunga. Te prototypy demonstrują skuteczność macierzy hybrydowych w generowaniu zysków z kształtowania wiązki i multipleksowania. Prototyp CSIRO [3] jest czterokanałowym modułem odbiorczym RF zintegrowanym z liniowym układem antenowym quasi-Yagi z liniowym układem antenowym typu endfire ze zwykłym sterownikiem dipolowym, strukturalnie podobnym do pokazanego na rysunku C. Działa w zakresie częstotliwości 71–76 GHz przy subharmonicznych LO 38–39 GHz i IF 1–7 GHz. Typowy zysk konwersji wynosił 6 ± 1 dB w zakresie roboczym częstotliwości RF i IF, odpowiednio 71,5–72,5 GHz i 3,5–4,5 GHz. Maksymalna nierównowaga wielkości między każdym z czterech kanałów wynosiła poniżej 1,5 dB. Uproszczony schemat wraz ze zdjęciem zmontowanego prototypu czterokanałowego układu scalonego odbiornika pokazano na rysunku poniżej



Przedwzmacniacze IF, obwody łączące, dopasowujące i wyrównujące opóźnienie grupowe są opracowywane przy użyciu standardowego komercyjnego procesu cienkowarstwowego na podłożu ceramicznym. Sterowanie fazą i amplitudą dla każdego kanału jest realizowane w IF przy użyciu 6-bitowych cyfrowych przesuwników fazy HMC649LP6 i tłumików HMC4214LP3, które są dostępne w Hittite Microwave Corporation. Przy użyciu tego urządzenia ustawiono stanowisko badawcze, a pomiar prowadzono w komorze bezchowej. Zmierzone układy anten były bardzo zbliżone do przewidywanych przez symulacje elektromagnetyczne dla kątów skrętu w granicach 40 stopni. Dokładność sterowania wiązką wynoszącą 1 stopień została osiągnięta dzięki 6-bitowemu dyskretnemu przesunięciu fazowemu i kontroli wielkości przy IF. Zmierzone wzmocnienie układu wyniosło 9,5 dBi dla kątów skrętu poniżej 22 stopni i zostało zredukowane do 7,5 dBi przy maksymalnym kącie skrętu 42 stopnie. Podsumowanie pomiarów w płaszczyźnie E przedstawiono,



gdzie zmierzony kąt skrętu, szerokość wiązki 3 dB, zmierzona i symulowana utrata wzmocnienia spowodowana sterowaniem, zmierzony współczynnik skrośny, zmierzone wielkości najwyższego płata bocznego i siatki płaty są wykreślane jako funkcja przesunięcia fazowego między sąsiednimi elementami macierzy. Płaty kraty obserwowano tylko przy kątach skrętu powyżej 43 stopni, co potwierdza symulowane przewidywania. Prototyp Samsunga to system 2x2 MIMO z oddzielnymi nadajnikami i odbiornikami na każdym końcu, pracujący z częstotliwością 28 GHz i pasmem 500 MHz. Każda tablica to jednolita planarna tablica z ośmioma poziomymi i czterema pionowymi elementami na obszarze od 60 do 30 mm. Te elementy są pogrupowane w dwie podtablice. Każda podtablica ma 4

jednostki RF, a zatem każda jednostka RF łączy się z ośmioma elementami. Nie jest to ujawnione, czy te osiem elementów jest połączonych w celu generowania stałego kształtowania wiązki wskazującej w różnych kierunkach, czy nie. Całkowite wzmocnienie tablicy wynosi 18 dBi przy 3 dB szerokości wiązki wynoszącej 10 stopni (w poziomie) i 20 stopni (w pionie). Zakres skanowania wiązki wynosi [30, 30] stopni. Techniki adaptacyjnego kształtowania wiązki są testowane w warunkach terenowych przy użyciu macierzy, demonstrując wsparcie użytkowników mobilnych do 8 km / h, nawet w środowiskach NLOS.

INTELIGENTNE TECHNIKI ANTENOWE

Hybrydowy układ antenowy umożliwia korzystanie z różnych technik inteligentnych anten, takich jak formowanie czystej wiązki (zróznicowanie przestrzenne), MIMO (multipleksowanie przestrzenne) i SDMA. Właściwość kanału LOS lub near-LOS, wraz z dużą liczbą anten i architekturą macierzy hybrydowej, stwarza wiele nowych wyzwań i motywuje do nowych technik przetwarzania i optymalizacji sygnału. Na przykład kanały bez bogatego rozpraszania napędzają nowy projekt MIMO, taki jak LOS-MIMO; SDMA staje się bardziej preferowane, ponieważ może wykorzystywać niezależność kanałów między różnymi użytkownikami, podczas gdy wzmocnienie multipleksowania dla MIMO jednego użytkownika wymaga większych macierzy. Jest to również możliwe aby zastosować sztywne narzędzia matematyczne oparte na formowaniu wiązki do projektowania systemów MIMO i SDMA, zamiast polegać na statystykach kanałów.

Macierz hybrydowa nie jest prostym połączeniem wielu macierzy analogowych. Konwencjonalnie, analogowa tablica fazowa wykorzystuje całkowite wielokrotności stałej wartości dla swoich przesuwników fazowych, w oparciu o kierunek sygnału. Jest to skuteczne, gdy sygnały koncentrują się w jednym kierunku. Macierz hybrydowa zapewnia możliwość optymalizacji wartości przesunięcia fazy w podtablicach. Oznacza to, że każda podtablica może tworzyć wiele jednoczesnych belek zamiast tradycyjnej pojedynczej wiązki w zastosowaniach z szybkim fazowanym, a ogólne kształtowanie wiązki dla jednego docelowego użytkownika może mieć udział więcej niż jednej podtablicy.

GEOMETRIA TABLICY

Użyjemy teraz odbiornika jako przykładu do matematycznego opisu modelu sygnału w macierzy hybrydowej. Zakłada się, że podtablica analogowa ma przesuwnik fazy zastosowany do sygnału na każdym elemencie anteny.

Rozważamy kwadratową tablicę z podtablicami $M = M_x \times M_y$, a każda podtablica ma $N = N_x \times N_y$ elementów, gdzie M_x (lub N_x) i M_y (lub N_y) to liczby podtablic (lub elementów) umieszczonych wzdłuż osi x i y -osi, odpowiednio. Położenie i-tego elementu w mth, $m = m_y M_x + m_x$, podtablica to $(X_{i,m}, Y_{i,m})$, gdzie $X_{i,m} = X_{i,0} + m_x d_x^s$, $Y_{i,m} = Y_{i,0} + m_y d_y^s$, $m_x = 0, 1, \dots, M_x - 1$ i $m_y = 0, 1, \dots, M_y - 1$, d_x^s i d_y^s to odstęp między podtablicami wzdłuż osi x i y - odpowiednio oś. Położenie $(X_{i,0}, Y_{i,0})$ i-tego elementu, $i = i_y N_x + i_x$, określa $X_{i,0} = X_{0,0} + i_x d_x^e$, $i_x = 0, 1, \dots, N_x - 1$ i $Y_{i,0} = Y_{0,0} + i_y d_y^e$, $i_y = 0, 1, \dots, N_y - 1$, gdzie d_x^e i d_y^e są elementami podtablicy odstęp wzdłuż osi x i y, odpowiednio, a $(X_{0,0}, Y_{0,0})$ to położenie elementu o numerze $i = 0$. Dla uproszczenia pozwolimy $(X_{0,0}, Y_{0,0}) = 0, 0$ i porzucimy indeks dolny x i y, gdy dyskusje dotyczą podtablic i elementów na obu osiach.

CZyste kształtowanie światła i szacowanie AOA

Tutaj czyste formowanie wiązki jest określane jako generowanie pojedynczej lub wielu wiązek w celu osiągnięcia zróznicowania przestrzennego i złagodzenia MUI dla interesującego użytkownika. Zwykle obejmuje oszacowanie AoA sygnałów zdarzenia i generowanie wektorów kształtujących wiązkę na podstawie oszacowań.

Oszacowanie AoA w macierzy hybrydowej mmWave jest bardzo ważnym problemem i stanowi podstawę wielu zaawansowanych technik, takich jak formowanie wiązki, MIMO dla jednego użytkownika i dostęp wielu użytkowników z podziałem przestrzennym. Oszacowanie AoA w macierzy hybrydowej różni się znacznie od tych dobrze zbadanych w pełnej macierzy analogowej lub cyfrowej. W pełni analogowa tablica generalnie wykorzystuje skanowanie wiązki do przeszukiwania AoA [13], podczas gdy pełna tablica cyfrowa może oszacować ją w jednym kroku przy użyciu, na przykład, technik analizy widma i estymatora maksymalnego prawdopodobieństwa. W przypadku macierzy hybrydowej istniejące algorytmy należy dostosować do specjalnej architektury i różnych konfiguracji podtablic. Algorytmy estymacji AoA dla macierzy hybrydowej zwykle wymagają rekurencyjnej implementacji między częściami cyfrowymi i analogowymi. Dzieje się tak, ponieważ estymacja AoA o niskiej dokładności prowadzi do niskiego analogowego wzmocnienia formowania wiązki i stosunku sygnału do szumu (SNR) w gałęziach cyfrowych, co skutkuje niedokładnym oszacowaniem AoA. Stąd estymacja AoA może być ulepszona rekurencyjnie tylko poprzez aktualizację analogowych wag formowania wiązki o najnowsze oszacowane wartości AoA. Załóżmy, że planarny przebieg $\tilde{s}(t) = hx(t)$ dociera do macierzy hybrydowej z kątem zenitalnym θ i kątem azymutu ϕ , gdzie $x(t)$ to przesyłany sygnał, a h to utrata ścieżki. Niech $s_m(t)$ oznacza odebrany sygnał wyprowadzony do cyfrowego pasma podstawowego z m -tej podtablicy. Bez uwzględnienia jakichkolwiek zniekształceń, takich jak wzajemne sprzężenie między elementami anteny, $s_m(t)$ można wyrazić jako

$$s_m(t) = \tilde{s}(t) \sum_{i=0}^{N-1} P_{i,m}(\theta, \phi) e^{j \left[\frac{2\pi}{\lambda_c} (X_{i,m} \sin \theta \cos \phi + Y_{i,m} \sin \theta \sin \phi) + \alpha_{i,m} \right]} + z_m(t), \quad m = 0, 1, \dots, M-1 \quad (3.1)$$

gdzie $P_{i,m}(\theta, \phi)$ to wzór promieniowania i -tego elementu znajdującego się w $(X_{i,m}, Y_{i,m})$ w m -tej podtablicy, λ_c to długość fali sygnału nośnego, $\alpha_{i,m}$ to przesunięcie fazowe, a $z_m(t)$ jest dodatkowym białym szumem Gaussa prezentowanym na wyjściu podtablicy m -th. Hałas $z_m(t)$ może pochodzić z pojedynczego źródła hałasu lub z sumy wielu źródeł hałasu, w zależności od tego, gdzie hałas jest wprowadzany. Załóżmy, że elementy we wszystkich podtablicach mają ten sam wielokierunkowy wzór promieniowania, to znaczy $P_{i,m}(\theta, \phi) = 1$. Następnie powyższe równanie można uprościć jako

$$s_m(t) = \tilde{s}(t) P_m(\theta, \phi) e^{j \frac{2\pi}{\lambda_c} (m_x d_x^e \sin \theta \cos \phi + m_y d_y^e \sin \theta \sin \phi)} + z_m(t) \quad (3.2)$$

gdzie

$$P_m(\theta, \phi) = \sum_{i=0}^{N-1} e^{j \left[\frac{2\pi}{\lambda_c} (i_x d_x^e \sin \theta \cos \phi + i_y d_y^e \sin \theta \sin \phi) + \alpha_{i,m} \right]}$$

to ogólny wzór promieniowania podtablicy m -tej. Do estymacji pojedynczej wartości AoA, jedną techniką jest wykorzystanie stałej różnicy faz między odpowiednimi elementami w dwóch sąsiednich podtablicach, gdzie algorytm śledzenia wiązki różnicowej i algorytm wyszukiwania wiązki różnicowej (DBS) są proponowane odpowiednio dla tablic przeplatanych i zlokalizowanych. Potrzeba dwóch różnych algorytmów wynika głównie z problemu niejednoznaczności faz w konfiguracji zlokalizowanej. DBS może usunąć niejednoznaczność faz, kosztem zwiększonej złożoności i zmniejszonej szybkości konwergencji. Wykorzystanie różnicy faz nie tylko eliminuje konieczność znanego sygnału odniesienia lub synchronizacji sygnału, ale także prowadzi do rozwiązania sprężystego Dopplera. Podstawowa

zasada w obu algorytmach jest podobna i polega na ustawieniu takiego samego przesunięcia fazy α_i , dla anten o tych samych indeksach na podtablicach, czyli $\alpha_{i,m} = \alpha_i$, oraz obliczeniu korelacji krzyżowej między sąsiednimi podtablicami. W przypadku tablic z przeplotem korelacja krzyżowa między sąsiednimi podtablicami jest określona przez

$$R_x = E \left\{ s_{m_y, M_x + m_x}^*(t) s_{m_y, M_x + m_x + 1}(t) \right\} = E \left\{ |\tilde{s}(t)|^2 \right\} |P_m(\theta, \phi)|^2 e^{jN_x u_x} \quad (3.3)$$

i

$$R_y = E \left\{ s_{m_y, M_x + m_x}^*(t) s_{(m_y + 1), M_x + m_x}(t) \right\} = E \left\{ |\tilde{s}(t)|^2 \right\} |P_m(\theta, \phi)|^2 e^{jN_y u_y} \quad (3.4)$$

gdzie

$$u_x = \frac{2\pi}{\lambda_c} d_x^s \sin \theta \cos \phi / N_x, \quad u_y = \frac{2\pi}{\lambda_c} d_y^s \sin \theta \sin \phi / N_y$$

Gdy d_x^s i d_y^s są mniejsze niż $\lambda_c / 2$, u_x i u_y można oszacować z fazy R_x i R_y bez niejednoznaczności fazowej. Po uzyskaniu jednego zestawu oszacowań są one stosowane do generowania wartości przesunięcia fazowego $\alpha_{i,m}$ i proces jest powtarzany w celu uzyskania lepszych SNR. Sygnały z różnych podtablic można również łączyć konstruktywnie przy użyciu oszacowanych wartości AoA, aby wygenerować lepsze oszacowania. Ten proces zwykle szybko się zbiega. W przypadku macierzy zlokalizowanej niemożliwe jest zmniejszenie przestrzeni podtablicy do połowy długości fali. Kiedy elementy anteny są umieszczone w odległości połowy długości fali, będzie N_x (lub N_y) możliwych wartości z kąta wartości korelacji krzyżowej, co jest znane jako problem niejednoznaczności fazy. Te możliwe wartości są podane przez

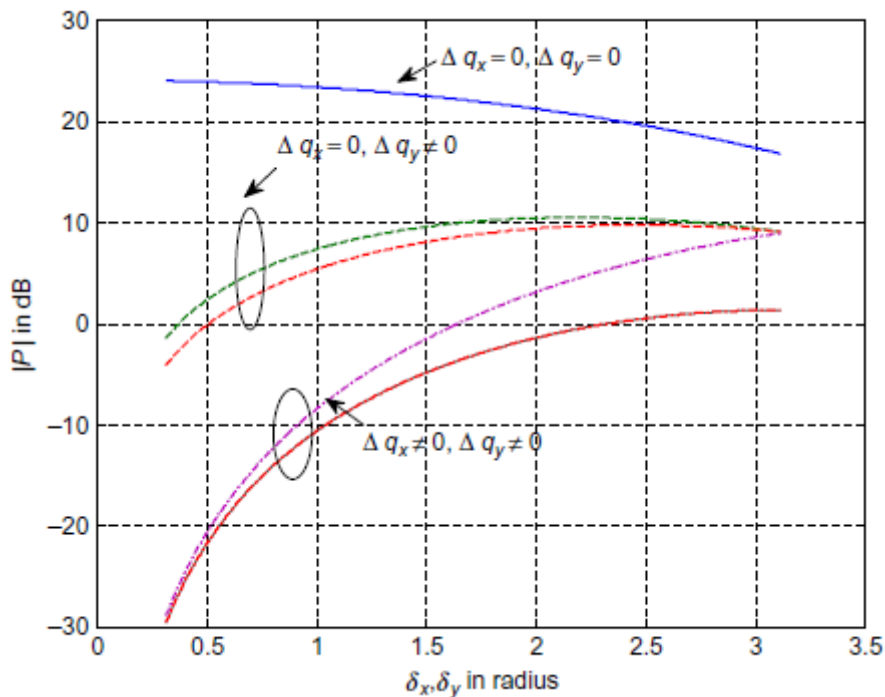
$$\begin{aligned} u_x(q_x) &= \text{mod}((\angle\{R_x\} + 2\pi q_x) / N_x, 2\pi) - \pi \\ u_y(q_y) &= \text{mod}((\angle\{R_y\} + 2\pi q_y) / N_y, 2\pi) - \pi \end{aligned} \quad (3.5)$$

gdzie $\text{mod}(\cdot)$ jest operatorem modulo, a $q_x \in [0, N_x - 1]$, $q_y \in [0, N_y - 1]$

Algorytm DBS niezależnie testuje każdą kombinację (q_x, q_y) w każdej iteracji i wybiera tę, która generuje maksymalną moc jako dane wejściowe dla następnej iteracji. Algorytm DBS boryka się z problemami z konwergencją, głównie z powodu błędu estymacji w $\angle\{R\}$ i problemu nieciągłości fazy. Te problemy powodują efekt „zygzaka”, w którym oszacowania przeskakują między wartościami prawidłowymi i nieprawidłowymi. Błąd estymacji w $\angle\{R\}$ może mieć istotny wpływ na wartość $|P_m(\theta, \phi)|^2$, a co za tym idzie na wybór odpowiedniego (q_x, q_y) w kolejnej iteracji. Niech wartość przesunięcia fazowego zastosowana w (i_x, i_y) podtablicy, wyznaczona z oszacowań, będzie $\alpha(i_x, i_y) = -(i_x u_x + i_y u_y)$. Niech błędy estymacji w $\angle\{R\}$ będą δ i \hat{q} , rzeczywistą liczbą całkowitą, która generuje oszacowanie u . Ogólny wzór promieniowania podtablicy można uzyskać jako

$$P_m(\theta, \phi) = \sum_{i_y=0}^{N_y-1} \sum_{i_x=0}^{N_x-1} e^{j[(\delta_x + 2\pi(q_x - \hat{q}_x))i_x / N_x + (\delta_y + 2\pi(q_y - \hat{q}_y))i_y / N_y]}$$

Na rys. pokazujemy, jak $|P_m \theta, \varphi|$ zmienia się z różnymi $\Delta q = q - \hat{q}$ przy różnych błędach estymacji $\delta_x = \delta_y$, gdy $N_x = N_y$.

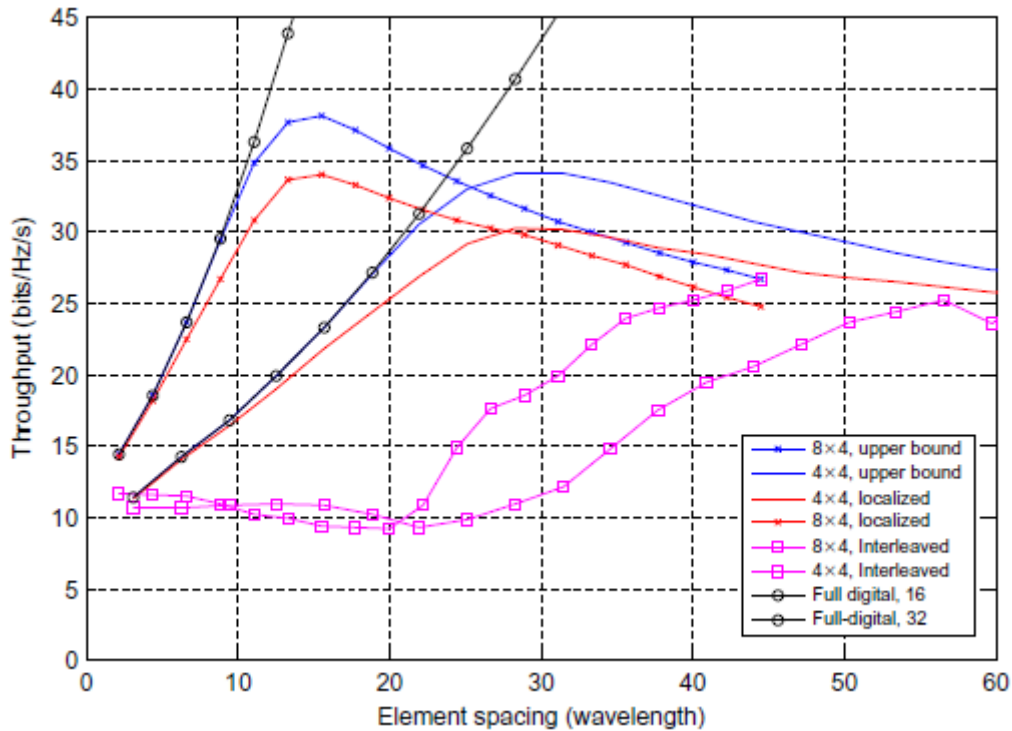


Różnica między $|P|$ dla $\Delta q_x = \Delta q_y = 0$ a innymi przypadkami szybko maleje wraz ze wzrostem δ . Dla małych δ , takich jak $\delta < 0.5$, przerwa jest większa niż 20 dB, a prawe q można znaleźć nawet przy bardzo niskich współczynnikach SNR. Jednak wraz ze wzrostem δ różnica szybko się zmniejsza i można wybrać niewłaściwe q przy niskim SNR. W takiej sytuacji większe δ może prowadzić iterację w złym kierunku. Dlatego ważne jest, aby mieć algorytm, który może uzyskać małe δ , szczególnie przy niskim SNR. Nieciągłość fazy jest specjalnym, ale zaniedbywanym problemem w estymacji AoA w zlokalizowanej macierzy hybrydowej. Powstaje, gdy rzeczywista wartość $\angle\{R\}$ jest bliska π , a szum powoduje, że oszacowanie zmienia się wokół π . Na przykład rzeczywistą wartość $\angle\{R\} = 0.99\pi$ można oszacować jako -0.99π . Różnica między nimi jest niewielka pod względem kąta; jednak prowadzą one do istotnie różnych wartości $\exp(j\angle\{R\}/N)$, a następnie u dla danego q . Stąd oszacowanie u dla danego q może przeskakiwać między bardzo różnymi wartościami, co prowadzi do braku zbieżności i efektu zygzaka. Aby rozwiązać te dwa problemy i przyspieszyć konwergencję. Zaproponowano algorytm adaptacyjnego wyszukiwania i śledzenia (AST). Podstawowym pomysłem jest uzyskanie dostatecznie dobrego wstępnego oszacowania za pomocą skanowania / wyszukiwania, a następnie użycie go jako punktu zakotwiczenia do określenia u z $\angle\{R\}$ w kolejnych iteracjach. Po uzyskaniu punktu zakotwiczenia algorytm zamierza zakończyć wyszukiwanie i przejść do trybu wyszukiwania, aby zminimalizować okres oszacowania. Stąd algorytm AST zawiera dwa wymienne etapy wyszukiwania i śledzenia, a mechanizm jest zaprojektowany tak, aby umożliwić przełączanie między dwoma etapami. Na etapie wyszukiwania AST próbuje znaleźć początkową ocenę $\{R\}$ poprzez skanowanie zestawu kątów równomiernie rozłożonych na jednostce, aż energia odebranego sygnału spełni warunek nazwany Warunkiem A. Jeśli Warunek A nie jest spełniony, a zostanie zeskanowany nowy zestaw kątów interpolowanych. Po spełnieniu warunku A i uzyskaniu wstępnego oszacowania AST przejdzie do śledzenia etap, w którym oszacowana wartość będzie bezpośrednio używana jako dane wejściowe do następnej iteracji bez wyszukiwania. Energia odbieranego sygnału będzie również monitorowana na etapie śledzenia. Jeśli

narusza inny warunek, zwany Warunkiem B, algorytm przełącza się z powrotem do etapu wyszukiwania. Może być kilka opcji dla warunków A i B. Próg stosunku mocy szczytowej do średniej sygnałów w każdej iteracji jest używany dla warunku A, a degradacja całkowitej mocy poniżej progu dla warunku B. Algorytm AST wykazuje dużą poprawę szybkości zbieżności i oszacowanie wydajności błędu w porównaniu z algorytmem DBS. Jednak w symulacji zaobserwowano również, że nie zawsze jest ona zbieżna, co w dużej mierze wynika z zastosowania nieoptymalnych warunków przełączania A i B. Aby uniknąć procesu wyszukiwania w DBS, w pracy Ref. zaproponowano algorytm AoA w dziedzinie częstotliwości, gdzie właściwość zależna od częstotliwości macierzy szerokopasmowej i efekt wzajemnego sprzężenia są również brane pod uwagę i ograniczane. Niestety, podejście to opiera się na iloczynie dwóch wartości korelacji krzyżowej i ma znacznie wyższy szum niż podejście w dziedzinie czasu.

MIMO DLA JEDNEGO UŻYTKOWNIKA

W takim przypadku między dwiema tablicami wymienianych jest więcej niż jeden strumień przestrzenny. Z powodu rzadkości wielościeżkowej macierz propagacji kanału może być prawie pojedyncza, a konwencjonalna pojemność MIMO ulegnie znacznemu pogorszeniu. Pojemność MIMO dla pojedynczego użytkownika dla pełnej cyfrowej macierzy mmWave została zbadana tylko dla ścieżki LOS i dla kanału dwutorowego. Optymalizacja przepustowości była również badana dla macierzy hybrydowej w rzadkim, ale nie-LOS kanale. Kiedy dominuje ścieżka LOS, wzmocnienie multipleksowania jest w dużej mierze ograniczone do wzmocnienia osiągalnego przez LOS-MIMO, który polega na ostrożnym rozmieszczeniu anten nadajnika i odbiornika. W przypadku pełnej macierzy cyfrowej pojemność LOS-MIMO, którą można osiągnąć na poziomie odległości Rayleigha zależy od orientacji nadajników i odbiorników, ich odległości R , odstępów między elementami i liczby elementów anteny. Odległość Rayleigha prowadzi do pełnoprawnej i ortogonalnej macierzy kanałowej MIMO, ale generalnie wymaga niepraktycznie dużej przestrzeni antenowej i rozmiaru tablicy. Na przykład, w konfiguracji z częstotliwością nośną 38 GHz, dwoma równoległymi, jednorodnymi liniowymi macierzami (ULA) składającymi się z 16 elementów i $R=500$ metrów, osiągnięcie pojemności systemu wymaga odległości między elementami około 0,5 m (~ 63 długości fal). Przepustowość systemu jest badana dla tablic z mniejszą przestrzenią elementów. Pokazano, że maksymalna odległość do obsługi komunikacji multipleksującej w kanale LOS-MIMO jest określana głównie przez iloczyn wielkości apertury układów anten nadajnika i odbiornika, zamiast liczby anten na obu końcach. W przypadku odległości komunikacyjnej rzędu kilometrów wzmocnienie multipleksowania jest ograniczone do 4, nawet dla dużej tablicy o wielkości 5 m. Wyniki dotyczące pojemności dla pełnej macierzy cyfrowej wskazują, że użycie macierzy hybrydowej jest niewystarczające do osiągnięcia pojemności MIMO dla pojedynczego użytkownika, ponieważ wzmocnienie multipleksowania jest ograniczone. Pojemność macierzy hybrydowej jest ściśle związana z konfiguracjami podtablic. Wartości przesunięcia fazowego stają się częścią kanału i są głównymi parametrami wpływającymi na pojemność stałej macierzy. Optymalizacja pojemności macierzy hybrydowych pozostaje jednak trudnym, otwartym problemem, a wyniki analityczne nie są jeszcze dostępne. Na rysunku przedstawiono liczbowy przykład przepustowości w funkcji odstępów między elementami dla dwóch równoległych hybrydowych ULA 8×4 i 4×4 , przy założeniu równej odległości między elementami anteny.



Przepustowość jest obliczana przy użyciu równania wydajności dla deterministycznych kanałów bez stosowania optymalizacji mocy napełniania wodą. Używamy tutaj terminu przepustowość zamiast pojemności, ponieważ krzywe zarówno dla przeplecionych, jak i zlokalizowanych tablic są uzyskiwane, gdy wartości przesunięcia fazowego są wybrane tak, aby odpowiadały AoA sygnału. Górna granica odpowiada kształtowaniu wiązki własnej i można się do niej zbliżyć, ale nie można jej osiągnąć, gdy analogowe tablice pomocnicze mogą wybierać tylko dyskretne wartości przesunięcia fazowego. Interesujące obserwacje z rysunku obejmują: (1) górną granicę, jak również przepustowość tablic zlokalizowanych, są wypukłymi funkcjami rozstawu elementów; osiągają maksimum przy długościach fal około 15,75 i 31,5 dla macierzy 8x4 i 4x4, które stanowią ¼ i ½ odstępów między elementami (61 długości fal), gdy pojemność pełnego układu cyfrowego jest zmaksymalizowana; (2) ze względu na praktyczny rozmiar macierzy hybrydowej osiąga przepustowość bardzo bliską górnej granicy i pojemność pełnych tablic cyfrowych; i (3) tablice z przeplotem osiągają znacznie niższą przepustowość w porównaniu do tablic zlokalizowanych. Pojemność tę można znacznie zwiększyć, stosując większe odstępów między podtablicami niż odstępów między elementami podtablicy, gdy całkowity rozmiar tablicy jest stały. Ogólnie rzecz biorąc, MIMO dla jednego użytkownika jest mniej atrakcyjną opcją w systemach komórkowych mmWave ze względu na ograniczone wzmocnienie multipleksowania i zależność od odległości.

SDMA

W macierzach hybrydowych można zastosować techniki SDMA do obsługi maksymalnie użytkowników. Jednak ze względu na specjalną strukturę macierzy hybrydowych planowanie przez użytkownika i generowanie formowania wiązki są trudne i zupełnie inne niż w przypadku konwencjonalnych w pełni cyfrowych macierzy. Rozważmy prostą jednowymiarową hybrydową macierz liniową, opartą na modelu macierzy kwadratowej. Załóżmy, że użytkownicy $K \leq M$ z AoAs θ_k będą połączeni przez macierz hybrydową jednocześnie przy użyciu technik SDMA. W przypadku kanałów LOS odebrany sygnał widziany w cyfrowym paśmie podstawowym może być reprezentowany jako

$$\mathbf{y} = \mathbf{A} \begin{pmatrix} \mathbf{W}_0 \\ \vdots \\ \mathbf{W}_{M-1} \end{pmatrix} \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{z} \quad (3.6)$$

W równaniu (3.6), \mathbf{y} jest wektorem $M \times 1$; \mathbf{x} jest wektorem $K \times 1$ oznaczającym przesyłany sygnał od K użytkowników; \mathbf{z} jest wektorem szumu $M \times 1$; \mathbf{H} jest macierzą diagonalną $K \times K$ z elementem diagonalnym h_k oznaczającym tłumienie ścieżki dla użytkownika k ; \mathbf{A} to $M \times NM$ analogowa macierz przesunięcia fazowego

$$\mathbf{A} = \begin{pmatrix} \mathbf{a}_0 & \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{a}_1 & \dots & \mathbf{0} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \dots & \mathbf{a}_{M-1} \end{pmatrix}$$

gdzie $\mathbf{a}_m = e^{j\alpha_0, m}, \dots, e^{j\alpha_{N-1}, m}$ jest wektorem przesunięcia fazowego w podtablicy m -th; a \mathbf{W}_m jest macierzą wzorców tablicowych $N \times K$ dla m -tej podtablicy z (i, k) -tym elementem

$$w_{m,i,k} = e^{j \frac{2\pi}{\lambda_c} (id^r + md^r) \sin(\theta_k)}$$

Z równania (3.6) widzimy, że odbierany sygnał w każdej podtablicy jest mieszanką sygnałów od K użytkowników, a zatem wartości przesunięcia fazowego będą miały wpływ na wszystkie sygnały. Optymalne planowanie użytkownika będzie zazwyczaj wymagało wspólnej optymalizacji wartości przesunięcia fazowego i powiązania użytkownika, co jest bardzo złożone, zwłaszcza gdy wartości przesunięcia fazowego są dyskretne. Jednym prostszym i nieoptymalnym podejściem jest oddzielenie alokacji użytkowników i generowania wartości z przesunięciem fazowym. W szczególności każda podtablica komunikuje się tylko z jednym użytkownikiem, jeden użytkownik może być obsługiwany przez wiele podtablic, a różni użytkownicy są w dużej mierze rozdzieleni w kierunkach i mogą być obsługiwani przez różne podtablice. Taki schemat będzie skuteczny, gdy liczba użytkowników będzie wystarczająco duża, chociaż analiza jakościowa nie jest jeszcze dostępna. Projekt takiego prostszego schematu SDMA można podzielić na trzy etapy: (1) skojarzenie podtablic z użytkownikami, (2) określenie wartości przesunięcia fazowego oraz (3) określenie wstępnego kodowania i współczynników korekcji SDMA w celu złagodzenia MUI. Pierwszy krok można zrealizować, po prostu wybierając użytkowników o znacznie oddzielonych AoA, wraz z podobnymi wartościami strat ścieżki. Po skojarzeniu użytkowników z podtablicami, wartości przesunięcia fazowego można określić za pomocą jednej z wielu możliwych metryk, takich jak maksymalizacja wzmocnienia analogowego kształtowania wiązki oraz maksymalizacja stosunku sygnału do zakłóceń i szumu. Ponieważ wartości przesunięcia fazowego są dyskretne, w celu przyspieszenia tego procesu można zastosować konstrukcję książki kodowej i techniki wyszukiwania, które są podobne do tych badanych dla kanałów MIMO. Drugi i trzeci etap mogą być również przetwarzane łącznie, aby poprawić wydajność systemu. Na przykład w ref. [20], oba etapy są połączone, a projekt formowania wiązki jest sformułowany jako problem minimalizacji mocy z ograniczeniem sygnału do interferencji i szumu (SINR). Jest to dodatkowo uproszczone jako pół-skończony problem programowania, zakładając kanały Rician o dużym współczynniku K w oparciu o rzadkość kanałów i dominującą propagację LOS. Bardziej zaawansowany i złożony projekt formowania wiązki zbadano, rozważając bardziej ogólne przypadki, w których stosowana jest modulacja cross-subarray. Oznacza to, że sygnały różnych użytkowników są wstępnie kodowane i odwzorowywane na wiele podtablic, a każda podtablica utworzy wiele wiązek wskazujących na wielu użytkowników. Techniki te w dużej mierze wykorzystują rzadkość kanałów, aby uprościć projekt formowania wiązki. Na przykład metryka optymalizacji, taka jak pojemność lub

wzajemne informacje w systemie macierzy hybrydowej, jest generalnie funkcją nieprzekraczającą w ramach ograniczeń analogowych przesuwników fazy. Aby ułatwić rozwiązanie problemu optymalizacji, stosuje się przybliżenie w celu uproszczenia metryki poprzez wykorzystanie dużej liczby anten, rzadkości kanałów i wysokiej korelacji macierzy kanału. Schemat JSDM najpierw dzieli użytkowników z podobnymi macierzami kanałów kowariancji na tę samą grupę, a następnie określa prebeamformer z podziałem przestrzennym i prekoder MIMO (MU-MIMO) dla wielu użytkowników dla każdej grupy. Formator przedwiązki jest określany zgodnie z macierzą kowariancji, a zatem nie wymaga sprzężenia zwrotnego kanału w czasie rzeczywistym. Prekoder MU-MIMO jest określany przy użyciu chwilowych wartości kanałów, które nie są trudne do uzyskania dzięki znacznemu zmniejszeniu wymiarów tablicy po formowaniu wiązki wstępnej.

WNIOSKI

przedstawiliśmy hybrydową architekturę macierzy dla komunikacji komórkowej mmWave, w której elementy anteny są zgrupowane w wiele analogowych podmacierzy, a pojedynczy sygnał cyfrowy jest odbierany lub wysyłany do każdej podtablicy. Komponenty RF mogą być współużytkowane przez wiele jednostek antenowych w każdej podtablicy analogowej. W najprostszym przypadku każda podtablica jest macierzą fazowaną, w której tylko regulowany przesuwnik fazy jest prywatny dla każdej anteny. Taka macierz hybrydowa zapewnia niedrogie i wykonalne przestrzenne rozwiązanie dla masywnych macierzy mmWave i może osiągnąć porównywalną wydajność z pełną cyfrową macierzą dzięki czasowej i przestrzennej rzadkości kanałów propagacji mmWave. Najpierw przedstawiliśmy architekturę, podkreślając dwie typowe konfiguracje tablic przeplatanych i zlokalizowanych oraz dokonaliśmy krótkiego porównania ich wydajności. Następnie omówiliśmy cztery opcjonalne implementacje sprzętowe tej architektury, które zapewniają różne kompromisy między złożonością a wydajnością. Budowanie masywnych tablic antenowych za pomocą obiecującej konstrukcji z cegieł jest demonstrowane za pomocą macierzy antenowych quasi-Yagi i ułożonych w stos anten połączonych z prostopadłym podłożem zasilającym. Przedstawiono również dwa praktyczne prototypy macierzy hybrydowych, opracowane przez CSIRO i Samsung. Po przeanalizowaniu prac sprzętowych, w tym rozdziale omówiono dokładniej techniki przetwarzania sygnału dla macierzy hybrydowych, ze szczególnym uwzględnieniem szacowania AoA, LOSMIMO dla jednego użytkownika i jego pojemności oraz technik SDMA. Podkreśliliśmy różnicę w problemie estymacji AoA między macierzami hybrydowymi a konwencjonalnymi macierzami analogowymi i cyfrowymi oraz przejrzyliśmy kilka rozwiązań tego problemu. Pokazujemy również, że wydajność LOS-MIMO dla pojedynczego użytkownika jest bardzo ograniczona przez praktyczny rozmiar macierzy, a zatem ogólnie wzmocnienie multipleksowania pojedynczego użytkownika jest niewielkie. SDMA jest lepszym sposobem wykorzystania wzmocnienia multipleksowania dla macierzy hybrydowej mmWave. Omówiono techniki SDMA, w tym podejścia wykorzystujące jedną lub więcej podmacierzy dla pojedynczego użytkownika oraz modulacje krzyżowe. Pierwsza ma mniejszą złożoność i jest łatwiejsza do wdrożenia, podczas gdy druga może osiągnąć lepszą wydajność przy znacznie zwiększonej złożoności. Macierz hybrydowa to wschodząca architektura, w której należy rozwiązać wiele trudnych problemów. Niemniej jednak jest to praktyczne rozwiązanie dla masywnej macierzy i jest bardzo obiecujące dla komunikacji komórkowej 5G mmWave.