

Linearni antenski niz dizajniran primjenom funkcije izoštrenog uzdignutog kosinusa

Rendić, Ana

Master's thesis / Diplomski rad

2024

Degree Grantor / Ustanova koja je dodijelila akademski / stručni stupanj: **Josip Juraj Strossmayer University of Osijek, Faculty of Electrical Engineering, Computer Science and Information Technology Osijek / Sveučilište Josipa Jurja Strossmayera u Osijeku, Fakultet elektrotehnike, računarstva i informacijskih tehnologija Osijek**

Permanent link / Trajna poveznica: <https://um.nsk.hr/um:nbn:hr:200:478941>

Rights / Prava: [In copyright](#)/[Zaštićeno autorskim pravom.](#)

Download date / Datum preuzimanja: **2025-01-30**

Repository / Repozitorij:

[Faculty of Electrical Engineering, Computer Science and Information Technology Osijek](#)



SVEUČILIŠTE JOSIPA JURJA STROSSMAYERA U OSIJEKU
FAKULTET ELEKTROTEHNIKE, RAČUNARSTVA I
INFORMACIJSKIH TEHNOLOGIJA

Diplomski sveučilišni studij Elektrotehnika

Linearni antenski niz dizajniran primjenom funkcije
izoštrenog uzdignutog kosinusa

Diplomski rad

Ana Rendić

Osijek, 2024.

**FERIT**FAKULTET ELEKTROTEHNIKE, RAČUNARSTVA
I INFORMATIJSKIH TEHNOLOGIJA OSIJEK**Obrazac D1: Obrazac za ocjenu diplomskog rada na sveučilišnom diplomskom studiju****Ocjena diplomskog rada na sveučilišnom diplomskom studiju**

Ime i prezime pristupnika:	Ana Rendić
Studij, smjer:	Sveučilišni diplomski studij Elektrotehnika, Komunikacije i Informatika
Mat. br. pristupnika, god.	D-1486, 07.10.2022.
JMBAG:	0165073728
Mentor:	prof. dr. sc. Snježana Rimac-Drlje
Sumentor:	
Sumentor iz tvrtke:	Mateja Weber
Predsjednik Povjerenstva:	prof. dr. sc. Slavko Rupčić
Član Povjerenstva 1:	prof. dr. sc. Snježana Rimac-Drlje
Član Povjerenstva 2:	prof. dr. sc. Vanja Mandrić
Naslov diplomskog rada:	Linearni antenski niz dizajniran primjenom funkcije izoštrenog uzdignutog kosinusa
Znanstvena grana diplomskog rada:	Radiokomunikacije (zn. polje elektrotehnika)
Zadatak diplomskog rada:	U radu je potrebno teorijski obraditi linearne atenske nizove i metode za dizajn antenskih nizova. U Matlab programskom paketu treba implementirati algoritam za Dolph-Chebyshev antenski niz bez i s faznim zakretom. Napraviti rutinu za izračun karakterističnih parametara antenskog niza (kao što su 3 dB širina snopa, širina snopa, usmjerenost, razina sekundarne laticice). Nadalje potrebno je objasniti dizajn linearnog antenskog niza primjenom funkcije izoštrenog uzdignutog kosinusa (eng. sharpened raised-cosine beampattern) i implementirati u Matlab-u algoritam za proračun
Datum ocjene pismenog dijela diplomskog rada od strane mentora:	22.09.2024.
Ocjena pismenog dijela diplomskog rada od strane mentora:	Izvrstan (5)
Datum obrane diplomskog rada:	15.10.2024.
Ocjena usmenog dijela diplomskog rada (obrane):	Vrlo dobar (4)
Ukupna ocjena diplomskog rada:	Izvrstan (5)
Datum potvrde mentora o predaji konačne verzije diplomskog rada čime je pristupnik završio sveučilišni diplomski studij:	21.10.2024.



FERIT

FAKULTET ELEKTROTEHNIKE, RAČUNARSTVA
I INFORMACIJSKIH TEHNOLOGIJA OSIJEK

IZJAVA O IZVORNOSTI RADA

Osijek, 21.10.2024.

Ime i prezime Pristupnika:

Ana Rendić

Studij:

Sveučilišni diplomski studij Elektrotehnika, Komunikacije i informatika

Mat. br. Pristupnika, godina upisa:

D-1486, 07.10.2022.

Turnitin podudaranje [%]:

9

Ovom izjavom izjavljujem da je rad pod nazivom: **Linearni antenski niz dizajniran primjenom funkcije izoštrenog uzdignutog kosinusa**

izrađen pod vodstvom mentora prof. dr. sc. Snježana Rimac-Drlje

i sumentora

moj vlastiti rad i prema mom najboljem znanju ne sadrži prethodno objavljene ili neobjavljene pisane materijale drugih osoba, osim onih koji su izričito priznati navođenjem literature i drugih izvora informacija.

Izjavljujem da je intelektualni sadržaj navedenog rada proizvod mog vlastitog rada, osim u onom dijelu za koji mi je bila potrebna pomoć mentora, sumentora i drugih osoba, a što je izričito navedeno u radu.

Potpis pristupnika:

Sadržaj

1. UVOD	1
2. PREGLED RELEVANTNIH ISTRAŽIVANJA	3
3. ANTENSKI NIZOVI	7
3.1. Linearni antenski niz s jednakom pobudom.....	7
3.2. Dolph-Chebyshev antenski niz.....	10
3.3. Implementacija Dolph-Chebyshevog prozora za sintezu antenskog niza	12
4. DIZAJN ANTENSKOG NIZA PRIMJENOM FUNKCIJE IZOŠTREN OG UZDIGNUTOG KOSINUSA.....	19
4.1. FIR filtar s izoštre nim amplitudnim odzivom uzdignutog kosinusa	20
A. Amplitudni odziv niskopropusnog filtra s uzdignutom kosinusnom funkcijom	20
B. Odziv izoštre nog niskopropusnog filtra	20
C. Odziv izoštre nog pojasnopro pusnog filtra	22
D. Odziv izoštre nog visokopropusnog filtra	23
4.2. Polinomi za izoštravanje	23
4.3. Dizajn izoštre nih FIR filtara.....	25
4.4. Primjeri dizajna linearnog antenskog niza s usmjeravanjem zrake.....	26
4.5. FIR filtar s izoštre nim amplitudnim odzivom uzdignutog kosinusa sa faznim zakretom	28
5. ZAKLJUČAK	31
LITERATURA.....	33
SAŽETAK.....	35
ABSTRACT	36
ŽIVOTOPIS	37
PRILOG	38

1. UVOD

Jedan od načina prenošenja elektromagnetske energije je zračenjem elektromagnetskog vala u slobodnom prostoru pri čemu nije potrebna materijalna struktura kao posrednik između odašiljača i prijemnika. Za ovaj način prijenosa potrebne su posebne naprave različitih geometrijskih oblika koje su izrađene od materijala različitih električnih i magnetskih svojstava. Ovakve naprave nazivaju se antene. One služe za pretvaranje elektromagnetske energije vezane za linije i valovode u prostorni elektromagnetski val i obrnuto. Funkcija antene je višestruka, ona predstavlja element za prilagodbu između linije ili valovoda i slobodnog prostora te zračenu energiju usmjerava po cijelom prostoru na unaprijed utvrđen način. Antene se upotrebljavaju u različitim radiokomunikacijskim sustavima gdje su vrlo važan element. Cjelokupne mogućnosti radiokomunikacijskog sustava ovise upravo o odabranoj konstrukciji antene. Njezini parametri moraju zadovoljavati često i vrlo teške uvjete. [1] Također je vrlo važan i položaj antene u odnosu na tlo i okolne objekte koji imaju različita električna i magnetska svojstva. Prema [1], parametri antene predstavljaju karakteristične veličine koje opisuju glavna svojstva antene i jednaki su ako se antene upotrebljava za odašiljanje ili prijem. Glavni parametri antene su polarizacija, dijagram zračenja, impedancija, usmjerenost, dobitak, efektivna površina (duljina ili visina), temperatura šuma te ostale električne i mehaničke komponente, [1].

Sustav složen od većeg broja antena često se izvodi na način da se antene poredaju u niz uzduž jednog pravca na jednakim razmacima d . [1] Linearni nizovi sastoje se od više elementarnih radijatora raspoređenih u ravnoj liniji, dok se dvodimenzionalni planarni nizovi sastoje od radijatora postavljenih na geometrijskoj mreži u ravnini. Planarni nizovi mogu se smatrati skupom linearnih nizova smještenih jedan pored drugog, tvoreći dvodimenzionalni niz. Linearni niz se također može omotati oko zakrivljene površine, najčešće sfere ili cilindra. Dvodimenzionalni nizovi mogu se formirati repliciranjem linearnih nizova duž generacija cilindara i stožaca ili omotavanjem u sfere. U ovom diplomskom radu predstavljen je dizajn linearnog antenskog niza primjenom funkcije izoštreneog uzdignutog kosinusa, [2].

Zadatak rada je teorijski obraditi linearne antenske nizove te predstaviti metode za dizajn antenskih nizova s fokusom na dizajn niza primjenom funkcije izoštreneog uzdignutog kosinusa. Nadalje, treba objasniti klasične antenske nizove kao što je Dolph-Chebyshev te u MATLAB-u implementirati algoritam za Dolph-Chebyshev antenski niz bez faznog zakreta, a zatim dodati

fazni zakret. Također je potrebno implementirati i proračun parametara antenskog niza, a to su razina bočnih latica (engl. *sidelobe level*), kut usmjerenosti (engl. *3dB beamwidth*), širina glavne laticice (engl. *first null beamwidth*), usmjerenost (engl. *directivity*), relativna snaga bočnih latica (engl. *relative sidelobe power*) te omjer dinamičnog raspona (engl. *dynamic range ratio*). Algoritam je potrebno ponoviti za dijagram zračenja dobiven funkcijom izoštrenog uzdignutog kosinusa (engl. *raised-cosine beam pattern*) te mu dodati fazni zakret. Dobiveni antenski niz treba usporediti s klasičnim antenskim nizovima na temelju parametara koji ih karakteriziraju.

U drugom poglavlju je dan pregled relevantnih znanstvenih istraživanja objavljenih u recentnoj literaturi. U trećem poglavlju je dana teorijska podloga za proračun dijagrama zračenja i parametara linearnih antenskih nizova s jednakom pobudom te za dizajn Dolph-Chebyshev antenskog niza. U programskom paketu MATLAB napravljeni su proračuni parametara niza i dijagrama zračenja te su prikazani dobiveni rezultati za antenski niz bez faznog zakreta i sa faznim zakretima od 15° , 30° , 45° i 60° . U četvrtom poglavlju dana je teorija za dizajn antenskog niza primjenom dizajna FIR filtra s oblikovanjem uskog prijelaznog pojasa funkcijom izoštrenog uzdignutog kosinusa. Proračun dijagrama zračenja ovakvog niza napravljen je primjenom MATLAB skripte iz [14], a proširivanjem skripte napravljen je proračun dijagrama zračenja i parametara antene uz fazni zakret. Parametri dobivenih linearnih antenskih nizova uspoređeni su s parametrima klasičnih antenskih nizova, a to su razina bočnih latica, kut usmjerenosti, širina glavne laticice, usmjerenost, relativna snaga bočnih latica i omjer dinamičnog raspona.

2. PREGLED RELEVANTNIH ISTRAŽIVANJA

Antenski nizovi su široko rasprostranjeni u različitim područjima uključujući komercijalne, senzorske, radarske i 5G komunikacijske sustave. Određivanjem koeficijenta pobude i pozicije elemenata antenskog niza mogu se kontrolirati ključni elementi dijagrama zračenja poput dobitka, širine glavne laticice i razine bočnih latica. Uz već poznate metode dizajna antenskih nizova, razvijaju se i nove metode koje omogućavaju sintezu faktora niza sa željenim dijagramom zračenja. U kontekstu dizajna antenskih nizova, posebna pozornost posvećena je sintezi dijagrama zračenja s ciljem smanjenja razine bočnih latica kako bi se poboljšala usmjerenost i smanjila interferencija. Različite tehnike, uključujući optimizaciju pobuda antenskih elemenata, usklađivanje njihovih pozicija te korištenje analitičkih metoda poput Taylorove ili Gaussove raspodjele, imaju za cilj postizanje optimalnog dijagrama zračenja s definiranim minimumom potiskivanja bočnih latica. Također, evolucijski algoritmi poput optimizacije rojem čestica i genetskih algoritama koriste se za precizno podešavanje dijagrama zračenja u linearnim i planarnim antenskim nizovima, [4]. Kroz razvoj novih metoda sinteze, istraživači nastoje poboljšati performanse uz zadržavanje jednostavne mreže napajanja i smanjenje složenosti sustava, što rezultira učinkovitim rješenjima za primjene u radarskim, komunikacijskim i navigacijskim sustavima. U nastavku je navedeno nekoliko znanstvenih radova u kojima su predstavljena zanimljiva rješenja dizajna antenskih nizova.

U [3] je predložena planarna antena s usmjerenjem zrake na frekvenciji od 2.45 GHz za sustave unutarnjeg pozicioniranja. Antenski niz sastoji se od četiri yagi antene koje su napajane s pobudom s faznim pomakom prema 4×4 Butlerovoj matrici. Odabirom jednog od četiri načina pobude pomoću upravljačkog prekidača, glavna zraka antene može se usmjeriti u četiri smjera, a to su 37° , -12° , 12° i -36° . Antena ima usku lepezastu zraku sa širinom snopa u azimutalnoj ravnini od 21.5° do 24.5° , te približno 90° u elevacijskoj ravnini, što učinkovito minimizira višestruke putanje signala. Navedene prednosti su pogodne za sustave pozicioniranja za povećanja točnosti lokacije. Antena postiže vršno pojačanje od 9.1 do 9.8 dBi, ovisno o smjeru te široki frekvencijski pojas od 400 MHz. Antena je potpuno elektronički upravljiva, a implementirana je u sustavu unutarnjeg pozicioniranja, [3].

Prilagodba položaja elemenata niza za generiranje niskih razina bočnih latica uz korištenje jednake pobude elemenata analizirana je u [4]. Dijagram zračenja niza izražen je kao polinomska funkcija s obzirom na varijaciju položaja elemenata niza, tj. Δx , putem Taylorovog reda. Predložen je iterativni algoritam za rješavanje optimizacijskog problema u vezi s Δx kako bi se postigla niska

razina bočnih latica. Algoritam najprije pretvara izvorni nekonveksni problem u konveksan, čime se problem može učinkovito riješiti pomoću dostupnih alata. Položaj elemenata niza zatim se iterativno ažurira podešavanjem Δx koristeći konveksnu tehniku. Napravljene su numeričke simulacije s linearnim i planarnim antenama kako bi se potvrdila učinkovitost predloženog algoritma. U usporedbi s postojećim algoritmima, predloženi algoritam može dodatno smanjiti razina bočnih latica za 0.9 dB kod linearnih i 0.4 - 1.2 dB kod ravninskih antena. [4]

U [5] je predložena nova konfiguracija kompaktnog niskoprofilnog suženog antenskog niza s ciljem smanjenja razine prve bočne latice (engl. *First Sidelobe Level*) u dvije ortogonalne ravnine korištenjem malog broja različitih pravokutnih mikrotrakastih antenskih elemenata. Smanjivanje antenskih elemenata rezultira sužavanjem antene, a svrha smanjivanja je promjena amplitude pobude antenskih elemenata jer ona ovisi o dimenzijama mikrotrakaste antene. U radu se analizira antenski niz s koeficijentima suženja koji su raspodijeljeni po antenama prema funkciji kvadrata kosinusa s dodanom konstantnom vrijednošću (engl. *cosine square over pedestal*) za realizaciju smanjenja amplitude u dvije ortogonalne ravnine s ciljem smanjenja razine bočnih latica. Postignuta je razina prve bočne latice od -17.5 dB u E ravnini i -15.0 dB u H ravnini. Simulirani rezultati eksperimentalno su potvrđeni te su u skladu s očekivanjima. Ovaj dizajn je namijenjen radarskoj primjeni u X frekvencijskom pojasu, ali se može prilagoditi za bilo koju drugu frekvenciju za drugu primjenu. [5]

U [6] autori predstavljaju tehniku za sintezu dijagrama zračenja sa specifičnim obrascem. Nova metoda sinteze zasniva se na principu superpozicije i Taylorovom redu, a omogućava kontrolu razine bočnih latica oblikovanog dijagrama zračenja. Metoda uključuje četiri koraka. Prvi korak je proračun amplitude pobude niza s vrlo uskim dijagramom zračenja (engl. *pencil beam*) s niskom razinom bočnih latica primjenom Taylorova reda. Drugi korak uključuje superpoziciju uskih dijagrama zračenja na način da formiraju željeni dijagram zračenja. To se postiže primjenom fazne matrice za usmjeravanje zrake u odabrane smjerove prema zahtjevima za oblikovani dijagram zračenja. U trećem koraku uzorkuje se željeni dijagram zračenja u N točaka, pri čemu N ovisi o širini glavne latice antenskog niza. Posljednji korak je računanje raspodjele pobude na temelju nove funkcije antenskog faktora dobivene iz prethodna tri koraka. Navedena metoda predstavlja efikasan pristup za sintezu oblikovanih dijagrama zračenja putem uniformnih linearnih nizova. Nova metoda sinteze omogućava kontrolu kako valovitosti tako i razine bočnih latica oblikovanog dijagrama zračenja. Povećanjem broja uzoraka osigurava se manja razina valovitosti oblikovanog dijagrama zračenja. [6]

Vrlo jednostavan i izuzetno brz algoritam za sintezu uskog dijagrama zračenja linearnih rijetkih antena s uniformnom distribucijom pobude predstavljen je u [7]. Za dobivanje uskog dijagrama zračenja autori predlažu korištenje Gaussovu funkcije s malom standardnom devijacijom za funkciju raspodjele pobude. Ovo daje pobudu odgovarajućeg kontinuiranog niza beskonačne duljine. Na temelju ovog rezultata, za linearni niz duljine L s N elemenata s jednakim pobudama, predložen je izuzetno brz i precizan algoritam za izračun optimalnog položaja antenskih elemenata s postupnim smanjenjem njihove gustoće, čime se dobije faktor niza koji generira dijagram zračenja koji dobro aproksimira željeni dijagram. Numerički primjeri prikazali su učinkovitost razvijenog postupka u usporedbi s najnovijim algoritmima. Predloženi pristup ne uzima u obzir međusobno povezivanje (engl. *mutual coupling*) elemenata niza, ali numerički je pokazano da ovaj efekt uzrokuje relativno malu degradaciju sintetiziranih dijagrama zračenja. Također je pokazano da je metoda numerički efikasna (brza) i za nizove s tisućama elemenata. [7]

Nova tehnika oblikovanja dijagrama zračenja koja se koristi za sintezu faktora niza linearnih i planarnih antenskih nizova s minimalnim brojem elemenata zasnovana na proračunu faktora niza pomoću Legendrove transformacije predstavljena je u [8]. Izveden je sustav linearnih jednadžbi, a njegovo rješenje se dobije primjenom metode najmanjeg kvadratnog odstupanja od željenog dijagrama zračenja. Uvedena je iterativna procedura za smanjenje broja elemenata početno dizajniranog niza za zadanu srednju kvadratnu pogrešku. Zatim se predložena metoda primjenjuje na sintezu faktora polja planarnih i prstenastih antenskih nizova. Kako bi se provjerila učinkovitost predložene metode, ispitano je nekoliko poznatih linearnih, planarnih i prstenastih nizova. Dobiveni rezultati pokazuju da se predložena metoda može koristiti za dizajn faktora niza različitih praktičnih nizova s visokom točnošću. [8]

Polinomska aproksimacija vrlo uskog dijagrama zračenja omogućava analitički dizajn linearnih nizova s izravnom kontrolom razine bočnih latica. Najpopularnija polinomska aproksimacija je Dolph-Chebyshev. Ona donosi dijagram s jednolikim bočnim laticama i, kao rezultat toga, visokom snagom u području bočnih latica. Snaga bočnih latica može se smanjiti korištenjem nizova s padajućim bočnim laticama. Takav niz se dobiva primjenom polinoma s nejednakom distribucijom bočnih latica. U [9] je predložena jednostavna metoda za dizajn uniformnih linearnih nizova koji formiraju uske dijagrame zračenja s padajućim bočnim laticama. Metoda se temelji na polinomskoj aproksimaciji u kojoj se koristi derivacija Chebyshevljevog polinoma proizvoljnog reda. Za zadanu razinu bočnih latica, povećanje reda uzrokuje smanjenje snage bočnih latica. Značajno smanjenje postiže se za derivacije do petog reda. Međutim, takvo ponašanje pogoršava širinu glavne latice, usmjerenost i omjer dinamičkog raspona, [9].

Linearni nizovi koji formiraju vrlo uske dijagrame zračenja s polako padajućim bočnim laticama pružaju dobar kompromis između omjera dinamičkog raspona pobude, učinkovitosti zračenja, usmjerenosti, razine bočnih latica i širine glavne latice. Popularni nizovi s takvim ponašanjem bočnih latica su Taylor, Gauss, Gegenbauer i Chebyshev drugog reda. U [10] autori predlažu metodu u zatvorenom obliku za dizajn nizova s vrlo uskim dijagramom zračenja s propisanom razinom bočnih latica. Metoda koristi aproksimaciju najmanjih kvadrata funkcije uzdignutog kosinusa u azimutalnoj domeni, čime se postiže dijagram zračenja s polako padajućim bočnim laticama. Za uobičajene brojeve koeficijenata pobude i razine bočnih latica, predloženi nizovi istovremeno pokazuju optimalnu širinu glavne latice, omjer dinamičkog raspona i usmjerenost, [10].

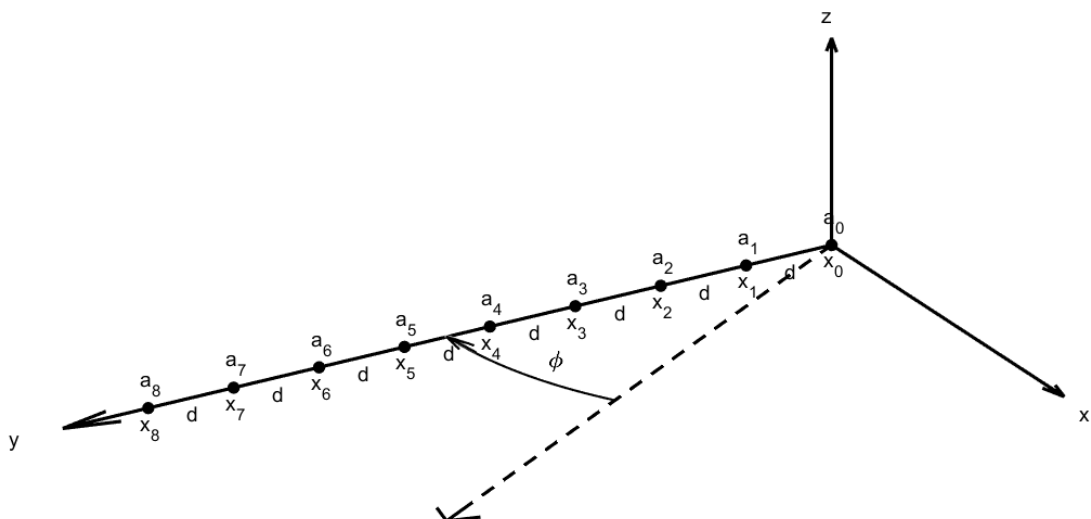
3. ANTENSKI NIZOVI

Antenski nizovi koriste se za usmjeravanje zračene snage u željenom pravcu. Broj i geometrijski raspored elemenata niza te relativne amplitude i faze njihove pobude ovise o dijagramu zračenja koji se nastoji postići.

Zahtjevi na dizajn niza obično obuhvaćaju smjer maksimalnog zračenja, maksimalnu širinu glavne latice i minimalno gušenje najveće bočne latice u dijagramu zračenja. Pri tome je zahtjev za što užom glavnom laticom suprotan zahtjevu za što većim prigušenjem bočnih latica. Nakon što je niz dizajniran s određenim smjerom maksimalnog zračenja, postaje jednostavno promijeniti smjer maksimalnog zračenja mijenjanjem relativnih faza elemenata niza - proces koji se naziva upravljanje ili skeniranje. Za ravnomjerno raspoređene nizove, metode dizajna su identične metodama za dizajn digitalnih filtara s konačnim impulsnim odzivom (engl. *Finite Impulse Response* - FIR) u digitalnoj obradi signala, kao što su projekti temeljeni na prozoru i uzorkovanju frekvencije, [11].

3.1. Linearni antenski niz s jednakom pobudom

Linearni nizovi sastoje se od jednako razmaknutih elementarnih radijatora postavljenih u ravnoj liniji, dok se dvodimenzionalni planarni nizovi sastoje od radijatora orijentiranih na geometrijskoj mreži u ravnini, [2]. Na slici 3.1. prikazan je linearni antenski niz s devet elementarnih radijatora, postavljenih na međusobnoj udaljenosti d duž y -osi.



Slika 3.1. Linearni antenski niz, $N = 9$ i $d = 2\lambda$

Pravokutni nizovi mogu se smatrati skupom linearnih nizova postavljenih jedan pored drugog na jednakoj udaljenosti, tvoreći dvodimenzionalni niz. Linearni niz također može biti omotan oko zakrivljene površine, obično kruga ili cilindra.

Prema [11], faktor $F(k)$ zbog pojedinog antenskog elementa u ishodištu zajednički je za sve članove. Tako dobivamo svojstvo umnoška dijagrama zračenja niza:

$$F_{tot}(k) = A(k)F(k) \quad (3-1)$$

gdje je $A(k)$ faktor niza.

Nadalje, [11] navodi da za nizove koji imaju jednak razmak između elemenata, položaji elemenata su $x_n = nd$, gdje je d udaljenost između elemenata. U tom slučaju, faktor niza postaje:

$$A(\theta, \Phi) = \sum_n a_n e^{jnkd \sin\theta \cos\Phi} \quad (3-2)$$

Budući da kutna ovisnost dolazi kroz faktor $k_x d = kd \sin\theta \cos\Phi$ dolazi se do definicije varijable (digitalni broj valova):

$$\Psi = k_x d = kd \sin\theta \cos\Phi \quad (3-3)$$

Zatim se faktor niza može smatrati sljedećom funkcijom Ψ (faktor niza u prostoru digitalnog broja valova):

$$A(\Psi) = \sum_n a_n e^{j\Psi n} \quad (3-4)$$

U analogiji s digitalnom obradom signala u vremenskoj domeni, može se definirati i prostorni ekvivalent z-ravnine definiranjem varijable $z = e^{j\Psi}$ i odgovarajuće z-transformacije, prema [11]:

$$A(z) = \sum_n a_n z^n \quad (3-5)$$

Razlika u znaku između definicija u prostornoj i vremenskoj domeni također je očita ovdje, gdje je ekspanzija u potencijama z^n umjesto z^{-n} . Faktora niza $A(\Psi)$ može se nazvati diskretnom prostornom Fourierovom transformacijom (engl. *Discrete-Space Fourier Transform* - DSFT) sekvence težina (koeficijenata) niza a_n , slično kao diskretna vremenska Fourierova transformacija (engl. *Discrete-Time Fourier Transform* - DTFT) u vremenskoj domeni. Odgovarajuća inverzna DSFT dobiva se pomoću sljedećeg izraza koji je naveden u [11]:

$$a_n = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} A(\Psi) e^{-j\Psi n} d\Psi \quad (3-6)$$

Ova inverzna transformacija čini osnovu većine metoda dizajna za koeficijente niza, a takve metode su iste kao metode za dizajn FIR filtera u digitalnoj obradi signala, [11].

Slika 3.2. prikazuje dijagrama zračenja za linearni niz s jednakom pobudom za sve elemente te za $N = 9$ i $d = 0.5\lambda$. Elementarna antena koja je korištena je poluvalni dipol gdje je $F(k)$ zadan kao:

$$F_{\theta} = \frac{60I_T}{d} \frac{\cos(\pi \cos\theta) + 1}{\sin\theta} \quad (3-7)$$

Karakteristični parametri dijagrama zračenja su razina bočnih latica, kut usmjerenosti, širina glavne latice, usmjerenost, relativna snaga bočnih latica i omjer dinamičnog raspona.

Kut usmjerenosti definira se kao kut koji obuhvaća smjerove zračenja oko maksimalnog zračenja unutar kojih je intenzitet zračenja polovica maksimalnog intenziteta zračenja, odnosno ne pada za više od 3 dB. [12] Za linearni niz s konstantnom (jednakom) pobudom kut usmjerenosti je dan s (3-8).

$$\Delta\Phi_{3dB} = 0.886 \frac{\lambda}{Nd} \quad (3-8)$$

Usmjerenost D se može definirati kao omjer gustoće snage zračenja u zadanom smjeru i prosječne gustoće zračenja u svim smjerovima. [12] Maksimalna usmjerenost je omjer gustoće snage zračenja u smjeru maksimalnog zračenja, S_{max} i prosječne gustoće snage, S_0 :

$$D_{max} = \frac{S_{max}}{S_0} \quad (3-9)$$

Prema [11] usmjerenost antenskog niza se može izračunati pomoću formule (3-10)

$$D = \frac{4\pi}{\Delta\Omega} = \frac{|\sum_n a_n|^2}{\sum_{n,m} a_n a_m^* \frac{\sin(kd(n-m))}{kd(n-m)}} \quad (3-10)$$

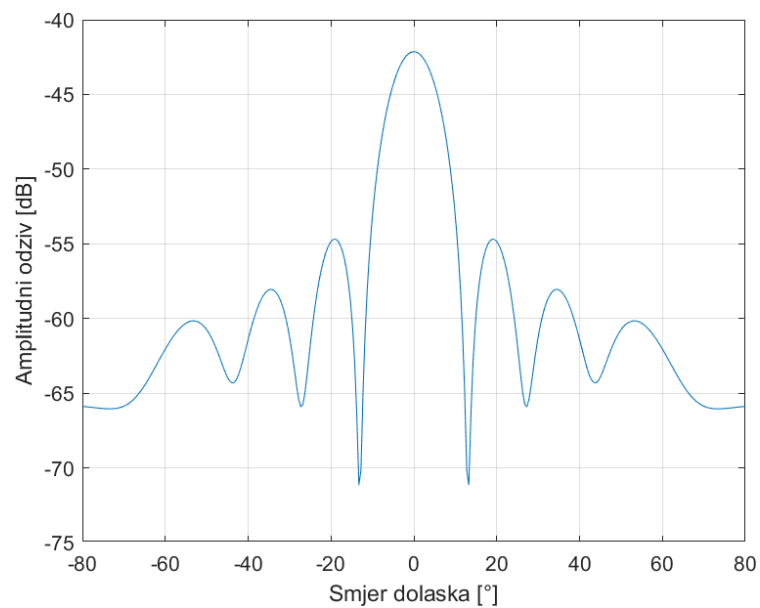
Relativna razina bočne latice RSL definira se kao omjer između maksimalne gustoće snage glavne latice i maksimalne gustoće snage bočne latice. [12]

$$RSL = \frac{S_{glavna\ latica}}{S_{bočne\ latice}} \quad (3-11)$$

Dinamički raspon DR računa se kao omjer između maksimalne i minimalne amplitude pobude antenskih elemenata (tj. koeficijenata antenskog niza). [12]

$$DR = \frac{A_{max}}{A_{min}} \quad (3-12)$$

Karakteristični parametri dijagrama zračenja nalaze se u tablici 3.1.



Slika 3.2. Dijagram zračenja linearne antenske nizice za $N = 9$ i $d = 0.5\lambda$

3.2. Dolph-Chebyshev antenski niz

Dizajn linearne antenske nizice može se provesti različitim metodama, a često korištena je metoda aproksimacije faktora nizice polinomom. Jedan od najčešće korištenih polinoma za sintezu antenske nizice s uskom glavnom laticom je Dolph-Chebyshev polinom koji za definirano prigušenje bočnih latica daje dijagram zračenja s jednakim bočnim laticama i najužom glavnom laticom, [9].

Kao što je ranije spomenuto, za ravnomjerno raspoređene nizove metode dizajna su identične metodama za dizajn digitalnih FIR filtara u digitalnoj obradi signala, a jedna od metoda je metoda prozora. Pri tome, većina vrsta prozora postiže najveće bočne latice blizu glavne latice. Ako je prozor dizajniran da postigne minimalno prigušenje bočnih latica, R dB, tada će tipično R biti prigušenje bočnih latica najbližih glavnoj latici; udaljenije bočne latice imat će prigušenja veće od R . Zbog kompromisa između širine glavne latice i prigušenja bočnih latica, dodatno prigušenje najudaljenijih bočnih latica postiže se nauštrb povećane širine glavne latice. Kada bi se prigušenje ovih bočnih latica moglo smanjiti do minimalne razine R , tada bi se širina glavne latice smanjila. Slijedi da se za zadanu minimalnu željenu razinu bočnih latica R , najmanja širina glavne latice postiže pomoću prozora kojim se dobije da su sve bočne latice jednake R . Suprotno tome, za danu maksimalnu željenu širinu glavne latice, najveće prigušenje bočnih latica postiže se prozorom s jednakim razinama bočnih latica, [11].

Dolph-Chebyshev antenski niz dobije se primjenom Dolph-Chebyshev prozora, koji je zasnovan na Chebyshev polinomu (3-13).

$$T_m(x) = \cos(m \arccos(x)) \quad (3-13)$$

gdje je x varijabla Dolph-Chebyshev polinoma, a m njegov red.

Antenski niz temeljen na ovim polinomima koristi se za dizajn Dolph-Chebyshev antenskog niza koji je kompromis između uniformnih i binominalnih nizova. Koeficijenti pobude se dobiju iz Chebyshevjevog polinoma, a odabirnu se tako da se smanji razina bočnih latica. Veza između kosinusnih funkcija i Chebyshevjevog polinoma vrijedi u intervalu $-1 \leq x \leq 1$. Za $|x| > 1$, Chebyshevjevi polinomi su povezani s hiperbolnim kosinusnim funkcijama. Prednost ovakvog niza je kontrola omjera između glavne i bočnih latica, [12]. Dolph-Chebyshevjev prozor je definiran tako da bočne latice odgovaraju dijelu $|x| \leq 1$ jednolike valovitosti Chebyshevjevog polinoma, dok njegova glavna latica odgovara dijelu raspona $x > 1$, [11]. Metoda prozora primjenjuje se tako da se koristi unaprijed definirana funkcija prozora. Na taj način se smanjuje iznenadni prijelaz između susjednih elemenata čime se kontroliraju bočne latice kao i širina glavne latice.

Dolph-Chebyshevjev prozor, prema [13], u frekvencijskoj domeni dan je izrazom

$$W(\theta) = \frac{T_{2M}[x_0 \cos(\theta/2)]}{T_{2M}(x_0)} \quad (3-14)$$

gdje je $x_0 > 1$.

3.3. Implementacija Dolph-Chebyshevovog prozora za sintezu antenskog niza

U MATLAB-u je implementiran algoritam za proračun dijagrama zračenja Dolph-Chebyshev antenskog niza bez faznog zakreta te proračun njegovih parametara, a to su razina bočnih latica, kut usmjerenosti, širina glavne laticice, usmjerenost, relativna snaga bočnih latica i omjer dinamičnog raspona koji se nalazi u Prilogu.

Na slici 2.1. prikazan je dijagram za Dolph-Chebyshev antenski niz bez faznog zakreta s razmakom između elemenata niza $d = 0.5\lambda$, brojem elemenata $N = 9$ i faktorom potiskivanja bočnih latica 20 dB. Ako se ovaj dijagram uspoređi s dijagramom za linearni antenski niz s $d = 0.5\lambda$, $N = 9$ i jednakom pobudom na svim antenskim elementima (Slika 3.2.) može se vidjeti da Dolph-Chebyshev antenski niz ima veći kut usmjerenosti u usporedbi s linearnim antenskim nizom s jednakom pobudom na svim antenskim elementima, širu glavnu laticu, ali nižu relativnu snagu bočnih latica. U tablici 3.1. nalaze se karakteristični parametri oba niza.

Može se vidjeti da Dolph-Chebyshev antenski niz ima manju usmjerenost i relativnu snagu bočnih latica, no ima veći omjer dinamičkog raspona. Smjer glavnog zračenja je jednak za oba niza.

Tablica 3.1. Usporedba parametara Dolph-Chebyshev antenskog niza i niza s jednakom pobudom, $N=9$, $d = 0.5\lambda$

Parametri antenskog niza	Dolph-Chebyshev antenski niz	Niz s jednakom pobudom
Kut usmjerenosti	12.53°	11.36°
Širina glavne laticice	30.49°	25.68°
Usmjerenost	8.64 dB	9.00 dB
Relativna snaga bočnih latica	0.032	0.09
Omjer dinamičnog raspona	1.66	1.00
Smjer glavnog zračenja	0°	0°

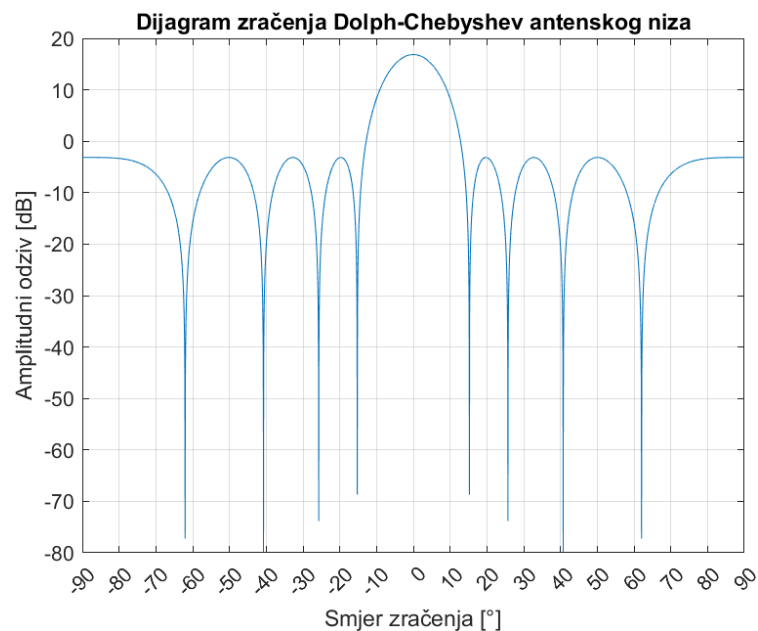
Na dijagram zračenja te parametre antena osim pobude utječe i broj antenskih elemenata, udaljenosti između njih i fazni pomak i pobude.

Utjecaj broja elemenata N na dijagram zračenja može se vidjeti na slikama 3.3. i 3.4. gdje su prikazani dijagrami za Dolph-Chebyshev antenski niz bez faznog zakreta s $d = 0.5\lambda$ i $N = 9$ (Slika

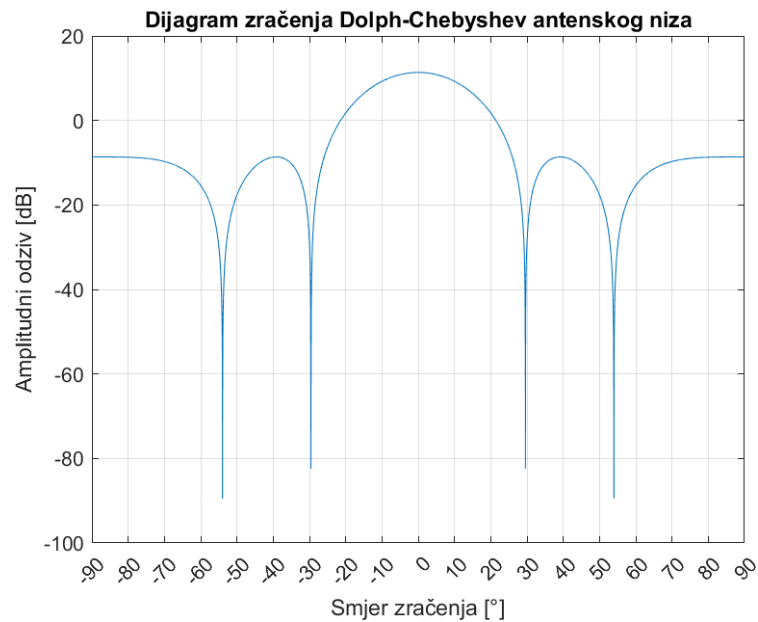
3.3.) te $N = 5$ (Slika 3.4.). Može se vidjeti da povećanjem broja elemenata glavna latica postaje uža, čime se povećava usmjerenost te smanjuje kut usmjerenosti (Tablica 3.2.). Veća usmjerenost znači da se antena može preciznije usmjeriti energiju u željenom smjeru. Povećanjem broja elemenata antenskog niza također se povećava i složenost dizajna i upravljanja antenskim nizom.

Tablica 3.2. Vrijednosti parametara Dolph-Chebyshev antenskog niza bez faznog zakreta za različite vrijednosti N i d

Parametri antenskog niza	$N = 9, d = 0.5\lambda$	$N = 5, d = 0.5\lambda$	$N = 9, d = 0.75\lambda$
Kut usmjerenosti	12.53°	23.71°	8.34°
Širina glavne laticice	30.49°	59.13°	20.19°
Usmjerenost	8.64 dB	4.69 dB	12.66 dB
Relativna snaga bočnih latica	0.03	0.012	0.03
Omjer dinamičnog raspona	1.66	1.93	1.66
Smjer glavnog zračenja	0°	0°	0°

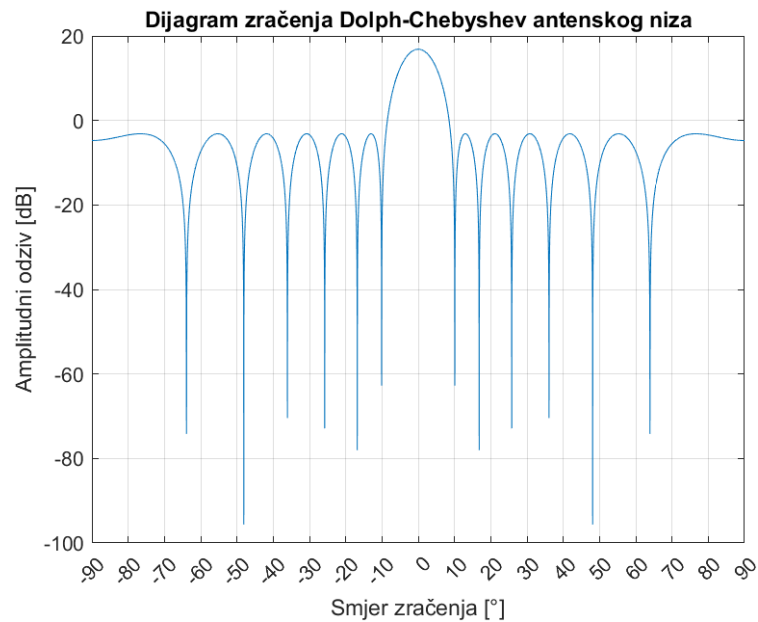


Slika 3.3. Dijagram zračenja Dolph-Chebyshev antenskog niza bez faznog zakreta za $N = 9$ i $d = 0.5\lambda$



Slika 3.4. Dijagram zračenja Dolph-Chebyshevjevog antenskog niza bez faznog zakreta za $N = 5$ i $d = 0.5\lambda$

Utjecaj udaljenosti između antenskih elemenata prikazan je za $d = 0.5\lambda$ (Slika 3.3.) i $d = 0.75\lambda$ (Slika 3.5.) uz $N = 9$ i bez pomaka u fazi. Povećanjem udaljenosti između elemenata antenskog niza, vidljivo je da se širina glavne latice znatno smanjila, a vrijednost kuta usmjerenosti je manja (Tablica 3.2.). Vrijednosti ostalih parametara, usmjerenosti, relativne snage bočnih latica, omjera dinamičkog raspona te smjera glavnog zračenja, jednake su onima za $d = 0.5\lambda$. Prilikom dizajniranja antenskog niza potrebno je odabrati razmak koji najbolje zadovoljava primjenu antenskog niza i daje najbolje rezultate za problem koji se pokušava riješiti.

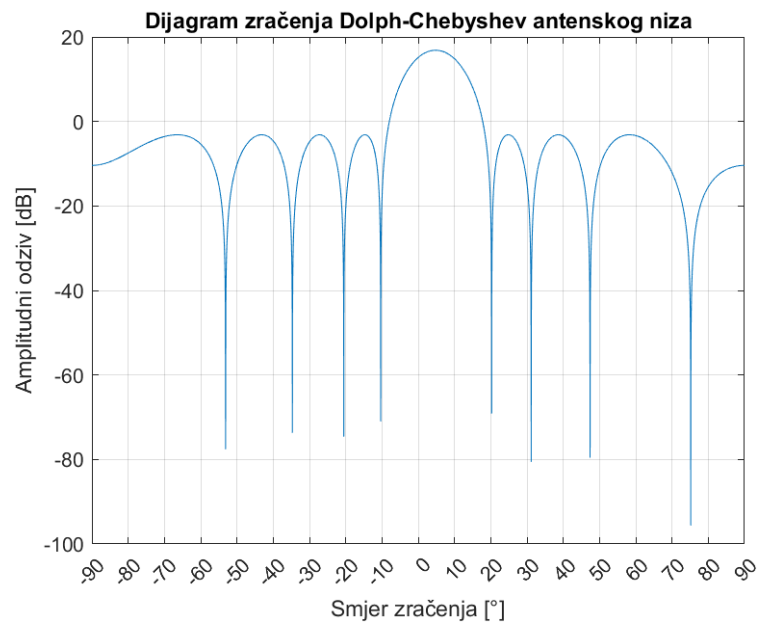


Slika 3.5. Dijagram zračenja Dolph-Chebyshevjevog antenskog niza bez faznog zakreta za $N=9$ i $d = 0.75\lambda$

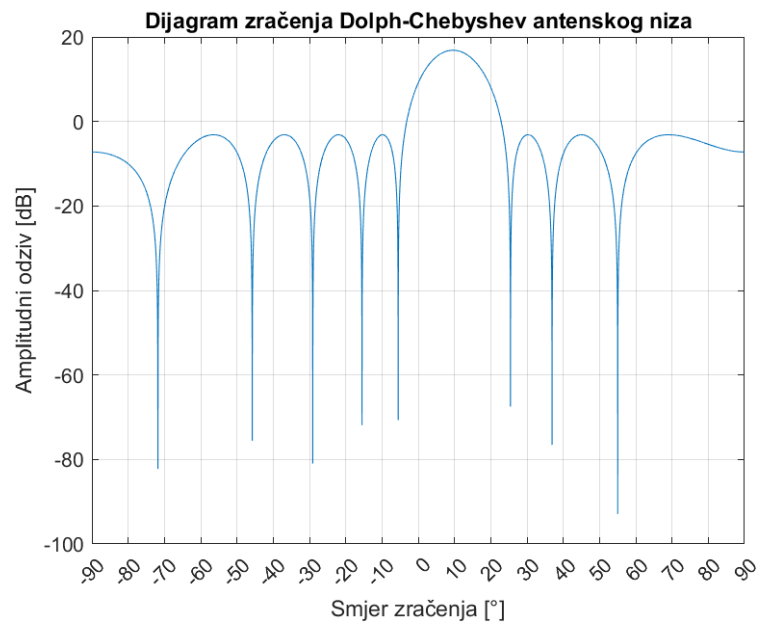
Zatim je implementiran algoritam za Dolph-Chebyshev antenski niz sa faznim zakretom te je napravljen proračun dijagrama zračenja za fazni zakret u iznosu od 15° (Slika 3.6.), 30° (Slika 3.7.), 45° (Slika 3.8.) i 60° (Slika 3.9.). Parametri ovih antenskih nizova su dani u tablici 3.3. gdje je vidljivo da promjena faznog zakreta antenskog niza najviše utječe na smjer glavnog zračenja. Promjena faze mijenja smjer glavnog zračenja bez potrebe za fizičkim pomicanjem antene. Pomicanje faze omogućuje precizno usmjeravanje smjera glavnog zračenja u različite smjerove. Vidljivo je da fazni zakret izravno ne utječe na kut usmjerenosti, širinu glavne laticе, usmjerenost, relativnu snagu bočnih laticа, omjer dinamičkog raspona.

Tablica 3.3. Vrijednosti parametara antenskog niza uz različite vrijednosti faznog zakreta, $N=9$, $d = 0.5\lambda$

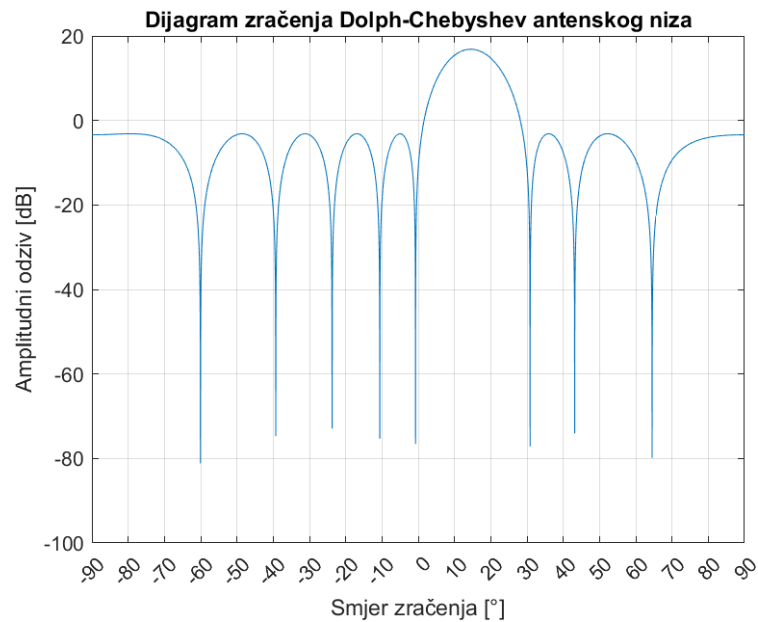
Parametri antenskog niza	$\varphi = 15^\circ$	$\varphi = 30^\circ$	$\varphi = 45^\circ$	$\varphi = 60^\circ$
Kut usmjerenosti	12.53°	12.53°	12.53°	12.53°
Širina glavne laticе	30.49°	30.49°	30.49°	30.49°
Usmjerenost	8.6371 dB	8.6371 dB	8.6371 dB	8.6371 dB
Relativna snaga bočnih laticа	0.032	0.032	0.032	0.032
Omjer dinamičkog raspona	1.6627	1.6627	1.6627	1.6627
Smjer glavnog zračenja	4.78°	9.59°	14.48°	19.47°



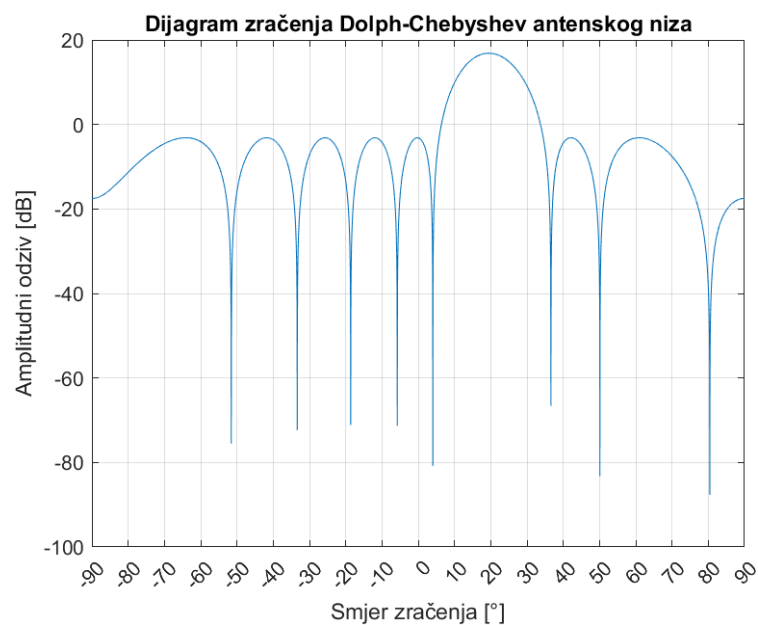
Slika 3.6. Dijagram zračenja Dolph-Chebyshev antenskog niza sa faznim zakretom od 15° , $N = 9$ i $d = 0.5\lambda$



Slika 3.7. Dijagram zračenja Dolph-Chebyshev antenskog niza sa faznim zakretom od 30° , $N = 9$ i $d = 0.5\lambda$



Slika 3.8. Dijagram zračenja Dolph-Chebyshevog antenskog niza sa faznim zakretom od 45° , $N = 9$ i $d = 0.5\lambda$



Slika 3.9. Dijagram zračenja Dolph-Chebyshevog antenskog niza sa faznim zakretom od 60° , $N = 9$ i $d = 0.5\lambda$

Dodavanje faznog zakreta u pobudu elementarnih antena omogućava postavljanje smjera maksimalnog zračenja antenskog niza u željenom pravcu. Promjenom faze na svakoj anteni moguće je kontrolirati interferenciju između signala. Postoje uređaji koji se nazivaju zakretači faze te se koriste u današnjim antenskim nizovima. To su najčešće digitalni ili analogni uređaji koji su

digitalno upravljani. Pri tome faza nije kontinuirano upravljiva već je moguće postaviti određene diskretne vrijednosti faze na svakom antenskom elementu, [2].

Dolph-Chebyshev antenski niz ima najužu glavnu laticu za zadano minimalno gušenje bočnih latica, ali zbog približno jednake snage zračenja svih bočnih latica njihova zračena snaga je velika. Dobar omjer usmjerenosti, širine glavne latice, gušenja bočnih latica i razine njegova zračenja može se ostvariti primjenom prozora sa sporo opadajućom snagom bočnih latica. Jedno takvo rješenje je i primjena funkcije izoštrekog kosinusa [10] i izoštrekog uzdignutog kosinusa [14] u dizajnu antenskog niza.

4. DIZAJN ANTENSKOG NIZA PRIMJENOM FUNKCIJE IZOŠTREN OG UZDIGNUTOG KOSINUSA

Za dizajn antenskog niza često se primjenjuje tehnika oblikovanja frekvencijskog odziva odgovarajućeg FIR filtra. Faktor niza $A(\Psi)$ prema izrazu (3-5) odgovara diskretnoj prostornoj Fourierovoj transformaciji (DSFT) sekvence težina (koeficijenata) niza a_n , a matematički se može iskazati jednako kao i prijenosna funkcija digitalnog filtra, [11]. Stoga se određena svojstva koja se žele postići za faktor antenskog niza, mogu osigurati dizajniranjem filtra s ekvivalentnom prijenosnom funkcijom. Koeficijenti antenskog niza (pobuda antenskih elemenata) računaju se primjenom inverzne DSFT, (3-6), tako dobivene funkcije.

Oblikovanje frekvencijskog odziva filtra se može primijeniti na cijelo frekvencijsko područje, ili na područja od interesa, kao što je prijelazni pojas između pojasa propuštanja i pojasa zapiranja filtra. Oblikovanje prijelaznih pojaseva u frekvencijskom odzivu FIR filtara moguće je aproksimacijom izabrane funkcije s kojom se ostvaruje izravna kontrola rubova prijelaznog pojasa uz primjenu metode najmanjih kvadrata za minimizaciju odstupanja aproksimacije od željene funkcije. Osnovna aproksimacija metodom najmanjih kvadrata dobiva se primjenom Fourierovog reda. U [14], ovo se koristi za razvoj jednostavne metode za projektiranje FIR filtara s naglim padom. Metoda se temelji na frekvencijskom odzivu dobivenom polinomskim izoštravanjem prijelaznog pojasa funkcijom uzdignutog kosinusa. Odgovarajući impulsni odziv je dobro lokaliziran u vremenu, što omogućuje projektiranje filtara niskog reda bez dodatnih prozora. Takav pristup prikladan je za dizajn filtara sa širokim propusnim područjem, što bi odgovaralo širokoj glavnoj latici antenskog niza dobivenog primjenom dizajna filtra. Za dizajn filtara s uskim propusnim područjem, prikladniji su tzv. kompozitni sustavi. Računski učinkovit kompozitni sustav je filtar za maskiranje frekvencijskog odziva (engl. *Frequency Response Masking* - FRM). Stoga, za dobivanje filtara s uskim prijelaznim područjem, filtri dobiveni funkcijom izoštrenog uzdignutog kosinusa su ugrađeni u FRM strukturu. U nastavku su, prema [14], predstavljeni primjeri za pojedinačne i kompozitne filtre te su prikazani primjeri koji uključuju dizajn prostornih filtara.

4.1. FIR filtar s izoštrenim amplitudnim odzivom uzdignutog kosinusa

A. Amplitudni odziv niskopropusnog filtra s uzdignutom kosinusnom funkcijom

Kao što je navedeno u [14], frekvencijski odziv idealnog niskopropusnog filtra s uzdignutom kosinusnom prijenosnom funkcijom, s prijelazom na $\omega_p < |\omega| < \omega_s$, daje se kao

$$H_{RC}(\omega) = \begin{cases} A_{RC}(\omega)e^{j(\varphi-D\omega)} & , -\pi \leq \omega < 0 \\ A_{RC}(\omega)e^{-j(\varphi+D\omega)} & , 0 \leq \omega < \pi \end{cases} \quad (4-1)$$

gdje je φ fazni zakret, D je kašnjenje, a $A_{RC}(\omega)$ amplitudni odziv uzdignute kosinusne funkcije oblika

$$A_{RC}(\omega) = \begin{cases} 1 & , 0 \leq |\omega| \leq \omega_p \\ \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos\left(\pi \frac{|\omega| - \omega_p}{\omega_s - \omega_p}\right) & , \omega_p < |\omega| < \omega_s \\ 0 & , \text{inače} \end{cases} \quad (4-2)$$

Vrijednost faznog pomaka određuje vrstu FIR filtera. Filtri s linearnom fazom dobivaju se postavljanjem $\varphi = 0$ ili $\varphi = \frac{\pi}{2}$, a simetrični filtri imaju $\varphi = 0$. [14]

B. Odziv izoštrenog niskopropusnog filtra

Nadalje, prema [14], polinom izoštravanja reda M dan je sljedećim izrazom

$$f(x) = \sum_{m=1}^M a_m x^m \quad (4-3)$$

Supstitucijom $x = A_{RC}(\omega)$ i uvrštavanjem u jednadžbu (4-3), dobije se izoštreni amplitudni odziv uzdignute kosinusne funkcije. On je dan izrazom

$$A_{LP}(\omega, a) = \sum_{m=1}^M a_m A_{RC}^m(\omega) \quad (4-4)$$

gdje je a vektor koeficijenata polinoma dan s $a = [a_1, a_2, \dots, a_M]$. Koristeći jednadžbu (4-2) uz pretpostavku da je $f(1) = 1$ i $f(0) = 0$, izoštreni odziv ima oblik

$$A_{LP}(\omega, a) = \begin{cases} 1 & , \quad 0 \leq |\omega| \leq \omega_p \\ \sum_{m=1}^M a_m A_{RC}^m(\omega) & , \quad \omega_p < |\omega| < \omega_s \\ 0 & , \quad \text{inače} \end{cases} \quad (4-5)$$

Odziv uzdignute kosinusne funkcije u jednadžbi (4-2) može se zapisati u kraćem obliku u prijelaznom pojasu

$$A_{RC}(\omega) = \begin{cases} 1 & , \quad 0 \leq |\omega| \leq \omega_p \\ \cos^2\left(\frac{\pi}{2} \frac{|\omega| - \omega_p}{\omega_s - \omega_p}\right) & , \quad \omega_p < |\omega| < \omega_s \\ 0 & , \quad \text{inače} \end{cases} \quad (4-6)$$

Uvrštavanjem izraza (4-6) u izraz (4-5), dođe se do sljedećeg izraza

$$A_{LP}(\omega, a) = \begin{cases} 1 & , \quad 0 \leq |\omega| \leq \omega_p \\ \sum_{m=1}^M a_m \cos^{2m}\left(\frac{\pi}{2} \frac{|\omega| - \omega_p}{\omega_s - \omega_p}\right) & , \quad \omega_p < |\omega| < \omega_s \\ 0 & , \quad \text{inače} \end{cases} \quad (4-7)$$

Potencija kosinusa s parnim eksponentom izražena je kao

$$\cos^{2m}(x) = \frac{1}{2^{2m}} \binom{2m}{m} + \frac{2}{2^{2m}} \sum_{k=0}^{m-1} \binom{2m}{k} \cos [2(m-k)x] \quad (4-8)$$

Uvrštavanjem izraza (4-8) u izraz (4-7), $A_{LP}(\omega, a)$ poprima sljedeći oblik

$$A_{LP}(\omega, a) = \begin{cases} 1 & , \quad 0 \leq |\omega| \leq \omega_p \\ \sum_{m=1}^M \frac{a_m}{2^{2m}} \binom{2m}{m} + 2 \sum_{m=1}^M \frac{a_m}{2^{2m}} \sum_{k=0}^{m-1} \binom{2m}{k} \cos \left[(m-k) \left(\frac{\pi}{2} \frac{|\omega| - \omega_p}{\omega_s - \omega_p} \right) \right] & , \quad \omega_p < |\omega| < \omega_s \\ 0 & , \quad \text{inače} \end{cases} \quad (4-9)$$

Na temelju jednadžbe (4-1), frekvencijski odziv idealnog izoštrjenog niskopropusnog filtra je dan kao

$$H_{LP}(\omega, a) = \begin{cases} A_{LP}(\omega, a)e^{j(\varphi-D\omega)} & , -\pi \leq \omega < 0 \\ A_{LP}(\omega, a)e^{-j(\varphi+D\omega)} & , 0 \leq \omega < \pi \end{cases} \quad (4-10)$$

Impulsni odziv dobiva se primjenom inverzne Fourierove transformacije u diskretnom vremenu, kao što je prikazano u sljedećem izrazu

$$h_{LP}(n) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} H_{LP}(\omega, a) e^{j\omega n} d\omega \quad (4-11)$$

Rješavanjem navedenog integrala, impulsni odziv dobiva se kao

$$h_{LP}(n) = \begin{cases} \frac{\cos\varphi}{\pi} \left[\omega_p + (\omega_s - \omega_p) \sum_{m=1}^M \frac{a_m}{2^{2m}} \binom{2m}{m} \right] & , n = D \\ \text{u izrazu (13)} & , n \neq D \end{cases} \quad (4-12)$$

$$h_{LP}(n) = \frac{\sin\varphi}{\pi(n-D)} + \frac{\sin[\omega_p(n-D) - \varphi]}{\pi(n-D)} + \frac{\sin[\omega_s(n-D) - \varphi] - \sin[\omega_p(n-D) - \varphi]}{\pi(n-D)} \sum_{m=1}^M \frac{a_m}{2^{2m}} \binom{2m}{m} +$$

$$\frac{2}{\pi(n-D)} \sum_{m=1}^M \frac{a_m}{2^{2m}} \sum_{k=0}^{m-1} \binom{2m}{m} \cdot \begin{cases} \frac{(-1)^{m-k} \sin[\omega_s(n-D) - \varphi] - \sin[\omega_p(n-D) - \varphi]}{1 - \left[\frac{(m-k)\pi}{(\omega_s - \omega_p)(n-D)} \right]^2} & ; n \neq D \pm \frac{(m-k)\pi}{\omega_s - \omega_p} \\ (-1)^{\frac{m-k-1}{2}} \frac{(m-k)\pi}{2} \sin \left[\frac{\omega_p + \omega_s}{2} (n-D) - \varphi \right] & , m-k \text{ je neparan} \\ \pm (-1)^{\frac{m-k}{2}} \frac{(m-k)\pi}{2} \cos \left[\frac{\omega_p + \omega_s}{2} (n-D) - \varphi \right] & , m-k \text{ je paran} \end{cases} \quad ; n = D \pm \frac{(m-k)\pi}{\omega_s - \omega_p} \quad (4-13)$$

C. Odziv izoštrenog pojasnopropusnog filtra

U [14] je razmotren pojasnopropusni filter s propusnim pojasom $\omega_2 \leq |\omega| \leq \omega_3$, koji je izoštren s $f(x)$ unutar prijelaznih pojaseva $\omega_1 \leq |\omega| \leq \omega_2$ i $\omega_3 \leq |\omega| \leq \omega_4$, gdje $0 \leq \omega_1 < \omega_2 \leq \omega_3 < \omega_4 \leq \pi$. Njegov frekvencijski odziv može se izraziti kao:

$$H_{BP}(\omega, a_2) = H_{LP2}(\omega, a_2) - H_{LP1}(\omega, a_1) \quad (4-14)$$

gdje su $H_{LP1}(\omega, a_1)$ i $H_{LP2}(\omega, a_2)$ frekvencijski odzivi niskopropusnih filtera s prijelaznim pojasevima $\omega_1 \leq |\omega| \leq \omega_2$ i $\omega_3 \leq |\omega| \leq \omega_4$, a a_1 i a_2 su vektori koeficijenata polinoma $1 - f(1-x)$ i $f(x)$. Impulsni odziv pojasnopropusnog filtra tada se dobiva kao linearna kombinacija dvaju niskopropusnih odziva

$$h_{BP}(n) = h_{LP2}(n) - h_{LP1}(n) \quad (4-15)$$

gdje $h_{LP1}(n)$ i $h_{LP2}(n)$ odgovaraju $H_{LP1}(\omega, a_1)$ i $H_{LP2}(\omega, a_2)$.

Nadalje, u [14] je navedeno da je iz jednadžbi (4-13) i (4-15) vidljivo da pojasnopropusni odziv ne sadrži komponentu $\sin\pi/\pi/(n-D)$. Budući da ta komponenta ima polako opadajuće repove, pojasnopropusni odziv je bolje lokaliziran u vremenu nego odgovarajući niskopropusni odzivi.

D. Odziv izoštrenog visokopropusnog filtra

Prema [14], frekvencijski odziv visokopropusnog filtra može se lako izvesti iz pojasnopropusnog odziva u (4-14). Naime, visokopropusni odziv izoštren s $f(x)$ unutar prijelaznog pojasa $\omega_1 \leq |\omega| \leq \omega_2$ dobiva se postavljanjem $\omega_3 = \omega_4 = \pi$ i $a_2 = 0$ u $H_{LP2}(\omega, a_2)$. Visokopropusni odziv tada poprima sljedeći oblik

$$H_{HP}(\omega, a_2) = H_{LP2}(\omega, 0) - H_{LP1}(\omega, a_1) \quad (4-16)$$

Odgovarajući impulsni odziv dan je kao

$$h_{HP}(n) = h_{LP2}(n) - h_{LP1}(n) \quad (4-17)$$

gdje $h_{LP2}(n)$ odgovara frakcijskom Hilbertovom transformatu delta funkcije. Prema [14], on je dan kao:

$$h_{LP2}(n) = \begin{cases} \cos\varphi & , n = D \\ \frac{2\sin^2\left[\frac{\pi(n-D)}{2}\right]}{\pi(n-D)} & , n \neq D \end{cases} \quad (4-18)$$

4.2. Polinomi za izoštravanje

Za dobivanje uskog prijelaznog područja filtra, odnosno za izoštravanje tog područja, mogu se koristiti i drugi polinomi kao što su Kaiser-Hamming polinom. U [14] se navodi da su Kaiser i

Hamming konstruirali polinom koji ima tangentnost reda p u točki $x = 1$, tangentnost reda q u točki $x = 0$, i prolazi kroz točke $(1, 1)$ i $(0, 0)$. Njihov polinom je dan kao

$$f_{p,q}(x) = x^{q+1} \sum_{r=0}^p \frac{(q+r)!}{q!r!} (1-x)! \quad (4-19)$$

gdje je $p + q = M - 1$.

Samadi je predložio opći izraz Kaiser-Hammingovog polinoma. On je konstruirao polinom koji ima tangentnost reda p s linijom $y = 1 - \sigma(1 - x)$ u točki $x = 1$ i tangentnost reda q s linijom $y = \delta x$ u točki $x = 0$. Samadijev polinom je dan kao

$$f_{p,q,\sigma,\delta}(x) = \delta x + \sum_{m=q+1}^M (b_{m,0} - \sigma b_{m,1} - \delta b_{m,2}) x^m \quad (4-20)$$

gdje su

$$b_{m,0} = b_{m,1} + b_{m,2} \quad (4-21)$$

$$b_{m,1} = \sum_{n=q+1}^m (-1)^{m-n} \binom{M}{m} \binom{m}{n} \left(1 - \frac{n}{M}\right) \quad (4-22)$$

$$b_{m,2} = \sum_{n=q+1}^m (-1)^{m-n} \binom{M}{m} \binom{m}{n} \frac{n}{M} \quad (4-23)$$

U ovom općem izrazu, Kaiser-Hammingov polinom se dobiva postavljanjem $\sigma = 0$ i $\delta = 0$.

Na kraju, [14] navodi svojstvo Samadijevog, a posljedično i Kaiser-Hammingovog polinoma, koje je korisno u dizajnu izoštrjenih filtara. Naime, može se pokazati da Samadijevi polinomi zadovoljavaju sljedeću jednakost

$$f_{p,q,\sigma,\delta}(1-x) + f_{q,p,\delta,\sigma}(x) = 1 \quad (4-24)$$

Iz (4-24) slijedi da ako je $f(x) = f_{p,q,\sigma,\delta}(x)$, tada $1 - f(1-x) = f_{q,p,\delta,\sigma}(x)$. Dakle, a_1 i a_2 korišteni u (4-14) i (4-16) sadrže koeficijente polinoma $f_{q,p,\delta,\sigma}(x)$ i $f_{p,q,\sigma,\delta}(x)$.

4.3. Dizajn izoštrenih FIR filtara

Prijenosna funkcija izoštrenog FIR filtra s uzdignutom kosinusnom funkcijom N -tog reda, prema [14], dana je kao

$$H_{SRC}(z) = \sum_{n=0}^N h_{SRC}(n)z^{-n} \quad (4-25)$$

gdje je $h_{SRC}(n)$ impulsni odziv filtra. Primjenom metode Fourierovog reda, $h_{SRC}(n)$ se dobiva skraćivanjem $h_{LP}(n)$, $h_{BP}(n)$ ili $h_{HP}(n)$. Kako bi se osiguralo da je $h_{SRC}(n)$ najbolja aproksimacija, ovi odzivi moraju biti izračunati za $D = N / 2$.

Impulsni odziv niskopropusnog filtra tada se dobiva kao

$$h_{SRC}(n) = h_{LP}(n) \quad ; \quad n = 0, 1, \dots, N \quad (4-26)$$

Isto skraćivanje, ali primijenjeno na $h_{BP}(n)$ ili $h_{HP}(n)$, koristi se za dizajniranje pojasnopropusnih ili visokopropusnih filtara.

Prijenosna funkcija u (4-25) prikladna je za dizajn filtara s širokim prijelaznim pojasevima. Međutim, za dobivanje filtara s uskim prijelaznim pojasevima, treba uključiti izoštrene filtre s uzdignutom kosinusnom funkcijom u strukturu maskiranja frekvencijskog odziva.

Prema [14], prijenosna funkcija simetričnog FRM filtra izražena je kao

$$H(z) = H_a(z^R)H_{ma}(z) + H_c(z^R)H_{mc}(z) \quad (4-27)$$

gdje je R nenegativan cijeli broj koji predstavlja faktor skaliranja frekvencije, $H_a(z)$ je komplementarni filter, $H_c(z)$ je komplementarni filter od $H_a(z)$, a $H_{ma}(z)$ i $H_{mc}(z)$ su filtri za maskiranje koji obrađuju propusne pojaseve periodičnih filtara $H_a(z^R)$ i $H_c(z^R)$. Za dani $H_a(z)$, komplementarni filter se dobiva kao

$$H_c(z) = z^{-D} - H_a(z) \quad (4-28)$$

gdje je D kašnjenje $H_a(z)$.

U ovoj strukturi, $H_a(z^R)$ se dobiva iz $H_a(z)$ zamjenom svakog elementa kašnjenja s R elemenata kašnjenja. Osim toga, kako bi se izbjeglo polovično kašnjenje u implementaciji z^{-DR} reda $H_a(z)$ i faktor R treba biti odabran tako da je $N_a R$ paran broj. Također, kašnjenja grana

$H_{ma}(z)$ i $H_{mc}(z)$ moraju biti ista. Ako su redovi $H_{ma}(z)$ i $H_{mc}(z)$ zadani pomoću N_{ma} i N_{mc} , polovica apsolutne razlike između N_{ma} i N_{mc} mora se dodati kao kašnjenje u grani s manjim kašnjenjem. Nadalje, kako bi se izbjeglo polovično kašnjenje, parnost N_{ma} i N_{mc} mora biti ista.

U [14] se navodi kako je prijenosna funkcija u izrazu (4-27) prikladna za dizajn filtera sa širokim propusnim pojasevima. Međutim, za dizajn usko-propusnih filtera koristi se poseban slučaj ove funkcije. Usko-propusni FRM filter s prijelazom na $\omega_p < |\omega| < \omega_s$ daje se kao

$$H(z) = H_a(z^R)H_{ma}(z) \quad (4-29)$$

gdje $H_a(z)$ ima prijelaz na $R\omega_p < |\omega| < R\omega_s$, a $H_{ma}(z)$ ima prijelaz na $\omega_p < |\omega| < 2\pi/R - \omega_p$.

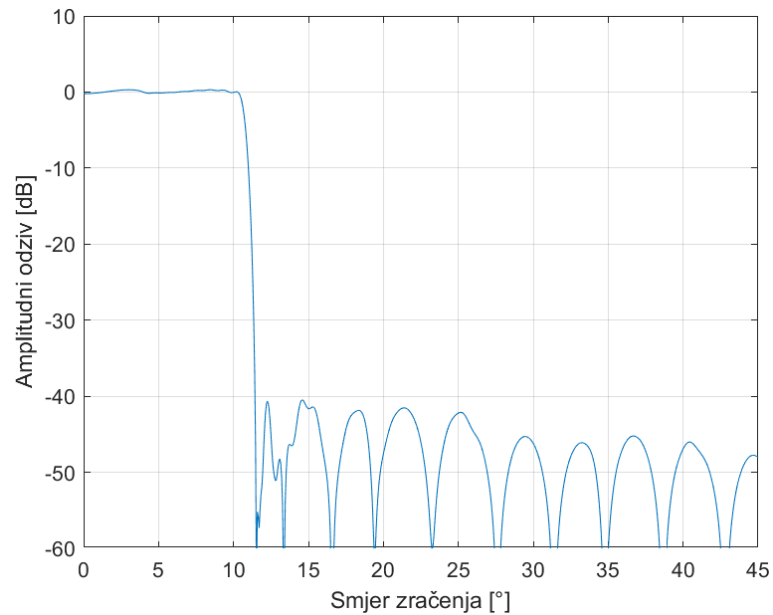
4.4. Primjeri dizajna linearnog antenskog niza s oblikovanjem snopa

Prema [14], oblikovanje snopa uniformnog linearnog niza se postiže FIR filtrom s linearnom fazom ako se usmjerivanje zrake radi na jednoj frekvenciji. Pod pretpostavkom da je razmak između elementarnih antena u nizu polovica valne duljine signala, dijagram zračenja zadan je s $H(\omega) = H(\pi \sin \theta)$, gdje θ označava smjer zračenja. Smjer zračenja ima vrijednost u intervalu $-\frac{\pi}{2} \leq \theta < \frac{\pi}{2}$.

Smanjenje broja antena u nizovima može se postići pomoću maskiranja frekvencijskog odziva. Takvo smanjenje postiže se konstrukcijom linearnog antenskog niza koji se sastoji od nekoliko podnizova, od kojih je svaki povezan s jednim FRM podfiltrom. Tako dobiveni nizovi nazivaju se linearni nizovi s oblikovanjem snopa (engl. *linear array beamformers*). [14]

U [14] je opisan dizajn širokokutnog FRM usmjerenog niza s oštrim prijelazom između $\theta_p = 10^\circ$ i $\theta_s = 11^\circ$ u azimutalnoj domeni i minimalnom prigušenjem u području zapiranja od 40 dB. Takva sinteza odgovara dizajnu simetričnog niskopropusnog filtra s $\omega_p = 0.174\pi$ i $\omega_s = 0.191\pi$. Za dobivanje usmjerenog niza u izrazu (4-27), koriste se sljedeće specifikacije podfiltera: $R = 8$; $N_a = 32$, $\omega_p = 0.472\pi$ i $\omega_s = 0.608\pi$ za $H_a(z)$; $N_{ma} = 30$, $\omega_p = 0.076\pi$ i $\omega_s = 0.191\pi$ za $H_{ma}(z)$; te $N_{mc} = 30$, $\omega_p = 0.174\pi$ i $\omega_s = 0.309\pi$ za $H_{mc}(z)$. Dodatno, za dizajn $H_a(z)$ odabran je Samadijev polinom $f_{1,1,1,2}(x)$ s $a = [2, -2, 1]$, dok za dizajn $H_{ma}(z)$ i $H_{mc}(z)$ polinom $f_{2,2,2,1}(x)$ s $a = [1, 0, -4, 7, -3]$. Slika 4.1. prikazuje dijagram zračenja usmjerenog

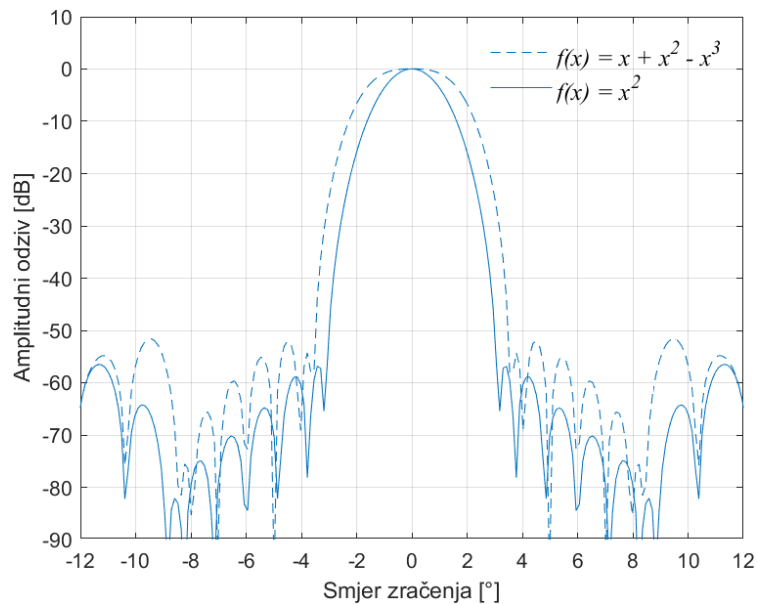
niza sa 64 elementarne antene dobiven strukturom maskiranja frekvencijskog odziva koja sadrži izoštrene filtre s uzdignutom kosinusnom funkcijom.



Slika 4.1. Široki dijagram zračenja s $\theta_p = 10^\circ$ i $\theta_s = 11^\circ$, $N_a = 32$, $N_{ma} = 30$, $N_{mc} = 30$, $d=0.5\lambda$

Uski dijagrami zračenja dobivaju se smanjivanjem propusnog pojasa na jednoj frekvencijskoj točki. Kao primjer, u [14] dizajnirana su dva FRM usmjerena niza s prijelazom između $\theta_p = 0^\circ$ i $\theta_s = 3.5^\circ$, i minimalnim prigušenjem u zapornom pojasu od 50 dB. Svaki usmjereni niz odgovara FRM filtru u izrazu (4-29) uz $\omega_p = 0$ i $\omega_s = 0.061\pi$. Za oba niza, u [14] se koriste sljedeće specifikacije podfiltera: $R = 10$; $N_a = 9$, $\omega_p = 0$ i $\omega_s = 0.061\pi$ za $H_a(z)$; te $N_{ma} = 29$, $\omega_p = 0$ i $\omega_s = \frac{\pi}{5}$ za $H_{ma}(z)$. Nadalje, za izoštravanje $H_{ma}(z)$ odabran je polinom $f_{0,1,0,0}(x)$. U dizajnu $H_a(z)$ korišteni su polinomi $f_{0,1,0,0}(x)$ i $f_{1,1,0,1}(x)$, s $a = [0, 1]$ i $a = [1, 1, -1]$.

Na Slici 4.2. prikazani su uski dijagrami zračenja s $\theta_p = 10^\circ$ i $\theta_s = 11^\circ$, dobiveni strukturom maskiranja frekvencijskog odziva koja sadrži izoštrene filtre s uzdignutom kosinusnom funkcijom. Svaki dijagram zračenja sintetiziran je s prototipnim filtrom koji uključuje izoštravajući polinom $f(x)$. Dobiveni dijagrami zračenja imaju prigušenje u zapornom pojasu. [14] Dijagram zračenja predložen polinomom $f_{0,1,0,0}(x)$ pokazuje užu propusni pojas, dok dijagram zračenja predložen polinomom $f_{1,1,0,1}(x)$ uz širi propusni pojas donosi ravniji amplitudni odziv u tom području.



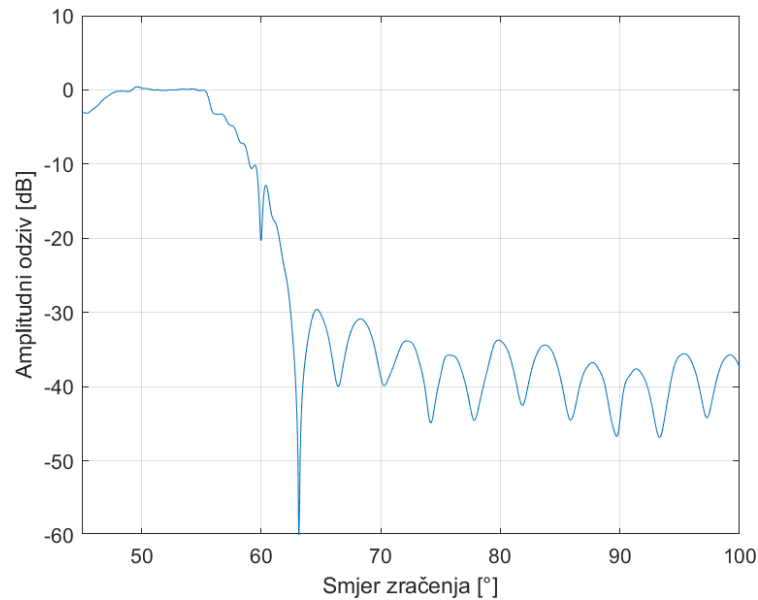
Slika 4.2. Uski dijagrami zračenja s $\theta_p = 10^\circ$ i $\theta_s = 11^\circ$, $N_a = 9$, $N_{ma} = 29$, $d=0.5\lambda$

4.5. FIR filtar s izoštreanim amplitudnim odzivom uzdignutog kosinusa sa faznim zakretom

FIR filtar sa izoštreanim amplitudnim odzivom uzdignutog kosinusa i faznim zakretom može se realizirati za specifične primjene u komunikacijskim sustavima. Osim za modeliranje dijagrama zračenja antenskog niza, često se koristi u digitalnoj modulaciji i demodulaciji signala.

Kao što je ranije navedeno, vrijednost faznog pomaka određuje vrstu FIR filtara. Postavi li se faza u 0° , dobiju se filtri s linearnom fazom koji su simetrični. [14] U ovom dijelu rada FIR filtru s izoštreanim amplitudnim odzivom uzdignutog kosinusa dodaje se fazni zakret od 45° , odnosno $\frac{\pi}{4}$.

Na slici 4.3. prikazan je široki dijagram zračenja sa faznim pomakom od 45° . Napravljena je usporedba parametara antenskog niza sa i bez faznog zakreta (Tablica 4.1.). Iz dobivenih rezultata može se vidjeti da su vrijednosti gotovo svih parametara antenskog niza osim omjera dinamičnog raspona veće u slučaju gdje nema faznog zakreta. Dodavanjem faznog zakreta dobiva se uža glavna latica.

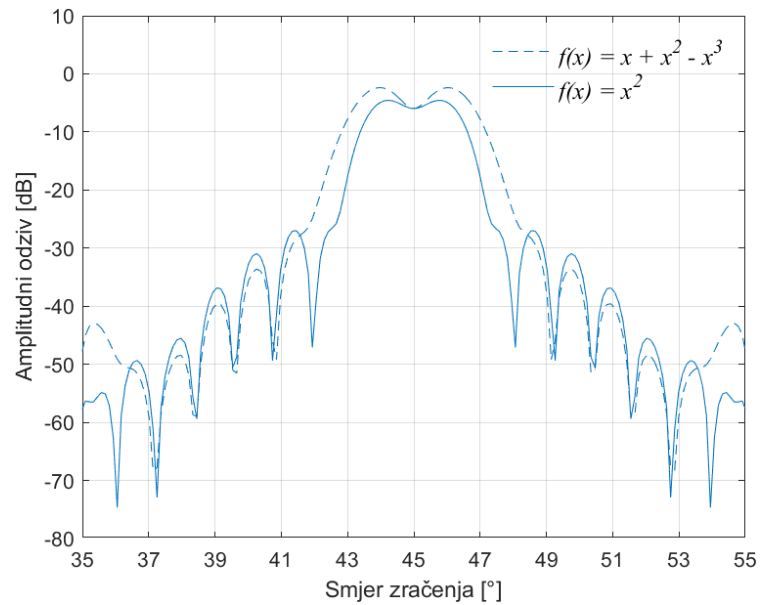


Slika 4.3. Široki dijagram zračenja s faznim pomakom, $N_a = 32, N_{ma} = 30, N_{mc} = 30, d=0.5\lambda$

Tablica 4.1. Usporedba parametara antenskog niza sa i bez faznog zakreta za široki dijagram zračenja, $N_a = 32, N_{ma} = 30, N_{mc} = 30, d=0.5\lambda$

Parametri antenskog niza	$\varphi = 0^\circ$	$\varphi = 45^\circ$
Kut usmjerenosti	10.63°	9.85°
Širina glavne laticice	48.77°	45.05°
Usmjerenost	14.79 dB	14.04 dB
Relativna snaga bočnih latica	0.999	0.97
Omjer dinamičnog raspona	1.22	1.31

Slika slici 4.4. prikazuje uski dijagram zračenja sa faznim pomakom od 45°. U tablici 4.2. prikazana je usporedba parametara antenskog niza sa i bez faznog zakreta. Rezultati dobiveni za H_1 na dijagramu su prikazani isprekidanom linijom, dok su rezultati dobiveni za H_2 na dijagramu prikazani punom linijom. Može se vidjeti da su u slučaju bez faznog zakreta vrijednosti kuta usmjerenosti, širine glavne laticice i relativne snage bočnih latica manje, dok je vrijednost omjera dinamičnog raspona za H_1 manja, a za H_2 veća. Usmjerenost je veća u slučaju bez faznog zakreta jer je glavna latica uža te je energija više koncentrirana u tom užem dijelu.



Slika 4.4. Uski dijagrami zračenja s faznim pomakom, $N_a = 9, N_{ma} = 29, d=0.5\lambda$

Tablica 4.2. Usporedba parametara antenskog niza sa i bez faznog zakreta za uski dijagram zračenja, $N_a = 9, N_{ma} = 29, d=0.5\lambda$

Parametri antenskog niza	$\varphi = 0^\circ$	$\varphi = 45^\circ$
Kut usmjerenosti za H_1	3.00°	3.48°
Kut usmjerenosti za H_2	1.80°	2.76°
Širina glavne laticе za H_1	8.05°	8.29°
Širina glavne laticе za H_2	6.37°	6.13°
Usmjerenost za H_1	27.35 dB	26.10 dB
Usmjerenost za H_2	31.02 dB	27.52 dB
Relativna snaga bočnih laticа za H_1	0.003	1.00
Relativna snaga bočnih laticа za H_2	0.001	1.00
Omjer dinamičnog raspona za H_1	1.38	1.40
Omjer dinamičnog raspona za H_2	1.40	1.35

5. ZAKLJUČAK

Dizajn linearnog antenskog niza često je složen zadatak zbog zahtjeva koje treba zadovoljiti u različitim primjenama. Postoje različite vrste antenskih nizova, a jedna od njih je linearni antenski niz. Njegov dizajn može se provesti metodom aproksimacije faktora niza polinomom, a najčešće se koristi je Dolph-Chebyshev polinom. Nakon usporedbe dijagrama zračenja i karakterističnih parametara, poput kuta usmjerenosti, širine glavne laticе, usmjerenosti, relativne snage bočnih latica, omjera dinamičnog raspona te smjera glavnog zračenja, za linearni antenski niz s jednakom pobudom na svim elementima i Dolph-Chebyshev antenski niz dolazi se do zaključka da Dolph-Chebyshev antenski niz ima nešto veći kut usmjerenosti, ali manju snagu bočnih latica. Također je vidljivo da na dijagram zračenja te parametre antena osim amplitude pobude utječe i broj antenskih elemenata, udaljenosti između njih te fazni pomak pobude. Usporedbe su napravljene za Dolph-Chebyshev antenski niz za različite udaljenosti i broj elemenata niza. Iz ovoga je vidljivo da povećanjem broja elemenata glavna latica postaje uža, čime se povećava usmjerenost te smanjuje kut usmjerenosti. Veća usmjerenost znači da se antena može preciznije usmjeriti energiju u željenom smjeru. Povećanjem broja elemenata antenskog niza također se povećava i složenost dizajna i upravljanja antenskim nizom. Povećanjem razmaka između elemenata antenskog niza s 0.5λ na 0.75λ , kut usmjerenosti postaje manji, a glavna latica uža. Prilikom dizajniranja antenskog niza potrebno je odabrati razmak koji najbolje zadovoljava primjenu antenskog niza i daje najbolje rezultate za problem koji je potrebno riješiti. Analizirano je i dodavanje faznog pomaka pobude čime se utječe na smjer glavnog zračenja što omogućuje precizno usmjeravanje smjera glavnog zračenja bez potrebe za fizičkim pomicanjem antene.

Za dobivanje dijagrama zračenja s uskom glavnom laticom i malom snagom bočnih latica, razmatran je dizajn antenskog niza primjenom funkcije izoštrene uzdignutog kosinusa. Metoda koja je korištena je slična metodi za dizajn izoštrene FIR filtara, pri čemu je za postizanje uskog prijelaznog pojasa prijenosne karakteristike filtra korištena funkcija izoštrene uzdignutog kosinusa (potencije kosinusa), a za ostvarivanje uskog propusnog područja filtra, a time i uske glavne laticе antenskog niza, korištena je metoda frekvencijskog maskiranja. Opisana metoda primijenjena je na usmjereni niz sa 64 elementarne antene te je izračunat dijagram zračenja primjenom strukture maskiranja frekvencijskog odziva koja sadrži izoštrene filtre s uzdignutom kosinusnom funkcijom za koji je korišten Samadijev polinom, a smanjivanjem propusnog pojasa na jednoj frekvencijskoj točki dobiven je uski dijagrami zračenja. Dodavanjem faznog pomaka

vidljivo je da se mijenja širina glavna latica u oba slučaja, i za široki i za uski dijagram zračenja. Za primjer bez faznog pomaka dobivena je veća usmjerenost.

Mnogi znanstvenici aktivno rade na novim metodama i algoritmima za dizajn linearnih antenskih nizova kako bi se smanjila složenost koja otežava dizajn i sprječava dobivanje optimalnih rezultata.

LITERATURA

- [1] E., Zentner, *Antene i radiosustavi*, Graphis, Zagreb, 2001.
- [2] W. H., Kummer, *Basic array theory*, Proceedings of the IEEE, br. 1, sv. 80, str. 127-140, siječanj 1992.
- [3] D. B. Thi, T. H. T. Phuong, *A Narrow Beam Steering Antenna Array for Indoor Positioning Systems Based on Wireless Sensor Network*, IEEE Access, sv. 10, str. 89022-89030, 2022.
- [4] S. Lei, H. Hu, B. Chen, P. Tang, J. Tian, X. Qiu, *An Array Position Refinement Algorithm for Pencil Beam Pattern Synthesis With High-Order Taylor Expansion*, IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, br. 9, sv. 18, str. 1766-1770, rujan 2019.
- [5] B. Singh, N. Sarwade and K. P. Ray, *Compact Planar Antenna Array With Tapering in Both Planes for Desired First Sidelobe Reduction*, IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, br. 3, sv. 18, str. 531-535, ožujak 2019.
- [6] J.-Y. Li, Y.-X. Qi and S.-G. Zhou, *Shaped Beam Synthesis Based on Superposition Principle and Taylor Method*, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, br. 11, sv. 65, str. 6157-6160, studeni 2017.
- [7] G. Buttazzoni and R. Vescovo, *Density Tapering of Linear Arrays Radiating Pencil Beams: A New Extremely Fast Gaussian Approach*, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, br. 12, sv. 65, str. 7372-7377, prosinac 2017.
- [8] M. G. H. Alijani and M. H. Neshati, *Development of a New Method for Pattern Synthesizing of Linear and Planar Arrays Using Legendre Transform With Minimum Number of Elements*, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, br. 4, sv. 70, str. 2779-2789, travanj 2022.
- [9] M. Matijaščić and G. Molnar, *Design of Linear Arrays Forming Pencil Beams Based on Derivatives of Chebyshev Polynomials*, 2019 42nd International Convention on Information and Communication Technology, Electronics and Microelectronics (MIPRO), str. 117-121, Opatija, Hrvatska, 2019.
- [10] G. Molnar, M. Babić and Z. Šipuš, *Closed-Form Design of Optimum Linear Arrays Based on Raised-Cosine Beampattern*, 2020 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and North American Radio Science Meeting, str. 1889-1890, Montreal, Kanada, 2020.
- [11] S. J. Orfanidis, *Electromagnetic Waves and Antennas*, 2016., dostupno na: <https://eceweb1.rutgers.edu/~orfanidi/ewa/> [5.9.2024.]

- [12] C. A. Balanis, *Antenna Theory Analysis and Design*, John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey, 2005.
- [13] P. Lynch, *The Dolph–Chebyshev Window: A Simple Optimal Filter*, Američko meteorološko društvo, 1996.
- [14] G. Molnar, M. Babić and Z. Šipuš, *Sharpened raised-cosine FIR filters*, 2018. 41st International Convention on Information and Communication Technology, Electronics and Microelectronics (MIPRO), str. 0111-0116, Opatija, Hrvatska, 2018.

SAŽETAK

Ovaj diplomski rad se bavi dizajnom antenskih nizova s uskim dijagramom zračenja. Prilikom dizajna linearnih antenskih nizova koriste se metode identične metodama za dizajn digitalnih FIR filtara, kao što je metoda prozora. Opisana je primjena Dolph-Chebyshevljeva prozora koji se konstruira uz pomoć Chebyshevovih polinoma. Prozor je definiran tako da njegove bočne latice odgovaraju dijelu Chebyshevovog polinoma s jednakim oscilacijama. Dodavanje faznog zakreta omogućava usmjeravanje zraka antenskog niza u željenom pravcu. Nadalje, opisana je metoda za dizajn oštih FIR filtara s brzim padom prijenosne karakteristike prema zapornom području primjenom aproksimacije dijagrama zračenja Fourierovim redom i minimizacijom srednjeg kvadratnog odstupanja aproksimacije od željenog dijagrama. Navedena metoda se temelji na frekvencijskom odzivu dobivenom polinomskim izoštravanjem prijelaznog pojasa s funkcijom uzdignutog kosinusa. U ovom radu je predstavljen opis dizajna FIR filtara s izoštranim amplitudnim odzivom uzdignutog kosinusa, koja omogućava izravnu kontrolu prijelaznog pojasa filtra i poboljšava lokalizaciju odziva u vremenu. Prikazana je primjena ovih filtara u sustavima za maskiranje frekvencijskog odziva, čime se postiže optimizacija za uske i široke propusne pojaseve te preciznije usmjeravanje antenskog niza.

Ključne riječi: Antenski niz, Dolph-Chebyshevljeva prozor, filter za maskiranje frekvencijskog odziva, filteri s konačnim impulsnim odzivom, funkcija izoštrano uzdignutog kosinusa

ABSTRACT

This final thesis deals with the design of antenna arrays with a narrow beam pattern. When designing linear antenna arrays, methods identical to those for designing digital FIR filters, such as the window method, are used. The application of the Dolph-Chebyshev window, which is constructed with the help of Chebyshev polynomials, is described. The window is defined so that its side lobes correspond to the part of the Chebyshev polynomial with equal oscillations. Adding a phase shift enables the beam of the antenna array to be directed in the desired direction. Furthermore, a method is described for the design of sharp FIR filters with a rapid drop in the transmission characteristic towards the blocking region by applying the Fourier series approximation of the radiation diagram and minimizing the mean square deviation of the approximation from the desired diagram. The mentioned method is based on the frequency response obtained by polynomial sharpening of the transition band with the raised cosine function. The paper also includes a description of the design of an FIR filter with a sharpened raised cosine amplitude response, which allows direct control of the filter transition band and improves the localization of the response in time. The application of these filters in frequency response masking systems is presented, which achieves optimization for narrow and wide pass bands and more precise routing of the antenna array.

Keywords: Antenna array, Dolph-Chebyshev window, Frequency Response Masking Filter, Finite Impulse Response Filters, The sharpened raised cosine function

ŽIVOTOPIS

Ana Rendić rođena je 22. siječnja 1999. godine u Slavanskom Brodu, Republika Hrvatska. Nakon završene opće gimnazije u Slavanskom Brodu, 2017. upisuje Fakultet elektrotehnike, računarstva i informacijskih tehnologija u Osijeku. Godine 2022. stječe akademski naziv sveučilišne prvostupnice (lat. *baccalaureus*) inženjerke elektrotehnike i informacijske tehnologije. Iste godine upisuje diplomski sveučilišni studij elektrotehnike, smjer Komunikacije i informatika, modul Mrežne tehnologije i prijavljuje se na online program obrazovanja i obuke usmjerenog na industriju, inovacije i tehnologiju tvrtke Huawei pod nazivom *Seeds for the Future* gdje stječe certifikat za uspješno završen program.

PRILOG

MATLAB kod za proračun dijagrama zračenja Dolph-Chebyshev antenskog niza.

```
d = 0.5;

N = 9;

R = 20;

phase_shift = 0;

N1 = N - 1;

h = chebwin(N, R);

phmin = 0;

phmax = 180;

figure;

ph = linspace(phmin*pi/180, phmax*pi/180, 50000);

A = abs(freqz(h, 1, -2*pi*d*cos(ph) - deg2rad(phase_shift)));

plot(ph*180/pi-90, 20*log10(A));

xlabel('Smjer zracenja [°]');

ylabel('Amplitudni odziv [dB]');

title('Dijagram zracenja Dolph-Chebyshev antenskog niza');

grid on;

xticks(-90:10:90);

xlim([-90, 90]);

bw3db = beamwidth01(h/sum(h), d, phmin, phmax);

Asl = attsidelobe01(h, d);

[Ps1, bw] = powsidelobe01(h, d);

D = directivity01(h, d);

DRR = dynranger01(h);

[maxA, idx] = max(A);

main_beam_angle = ph(idx)*180/pi-90;

fprintf('Sidelobe Level: %.2f dB\n', R);

fprintf('3-dB Beamwidth: %.2f°\n', bw3db);

fprintf('First Null Beamwidth: %.2f°\n', bw);

fprintf('Directivity: %.4f dB\n', D);

fprintf('Relative Sidelobe Power: %.3f\n', Ps1);

fprintf('Dynamic Range Ratio: %.4f\n', DRR);

fprintf('Main Beam Angle: %.2f°\n', main_beam_angle);
```

MATLAB kod za proračun dijagrama zračenja linearnog antenskog niza s jednakom pobudom.

```
N = 9;

d = 1/2;

lambda = 1;

frequency = 3e8 / lambda;

array = linearArray('ElementSpacing', d*lambda, 'NumElements', N);

theta_deg = linspace(-90, 270, 720);

radiation_pattern_db = pattern(array, frequency, theta_deg, 0, 'Type', 'powerdb');

figure;

plot(theta_deg-90, radiation_pattern_db);

xlabel('Smjer dolaska [°]');

ylabel('Amplitudni odziv [dB]');

grid on;

xlim([-80, 80]);

h = [1 1 1 1 1 1 1 1 1];

% 3-dB Beamwidth

bw3db = beamwidth01(h/sum(h), d, 0, 180);

% First null beamwidth

Asl = attsidelobe01(h, d);

% Relative sidelobe power

[Psl, bw] = powsidelobe01(h, d);

% Directivity

D = directivity01(h, d);

% Dynamic range ratio

DRR = dynranger01(h);

fprintf('3-dB Beamwidth: %.2f°\n', bw3db);

fprintf('First Null Beamwidth: %.2f°\n', bw);

fprintf('Directivity: %.2f dB\n', D);

fprintf('Relative Sidelobe Power: %.2f\n', Psl);

fprintf('Dynamic Range Ratio: %.2f\n', DRR);
```