

Potiskivanje bočnih lobova zvučničkog niza u realnom vremenu

Marija Ratković

Katedra za Telekomunikacije, Laboratorija za Akustiku
Elektrotehnički fakultet
Beograd, Srbija
rm@etf.rs, <https://orcid.org/0009-0006-2174-553X>

Miloš Bjelić

Katedra za Telekomunikacije, Laboratorija za Akustiku
Elektrotehnički fakultet
Beograd, Srbija
bjelic@etf.rs, <https://orcid.org/0000-0002-5859-1654>

Apstrakt—U ovom radu je implementirana metoda za potiskivanje bočnih lobova linijskog zvučničkog niza. Metoda koristi Hanovu prozorsku funkciju za projektovanje frekvencijskih odziva filtera kojim se potiskuju bočni lobovi. Projektovanje filtera i njihovo testiranje je realizovano u namenski kreiranom softverskom modelu. Simulacijom predložene metode je pokazano da se pored potiskivanja bočnih lobova, može obezbediti i konstantna širina glavnog loba. Glavni cilj ovog rada je potiskivanje bočnih lobova u realnom vremenu što je realizovano kroz hardversku implementaciju na namenskom procesoru. Korišćenjem predložene metode veliki bočni lobovi su na 1/3 oktavnom opsegu sa centralnom frekvencijom 8 kHz potisnuti do 6 dB, dok je glavni lob znatno sužen. Ovakvi sistemi mogu doprineti formiranju privatnih zona slušanja. Takođe se mogu se koristiti u konferencijskim i razglasnim sistemima gde je potrebno fokusirati zvuk u uskoj zoni.

Ključne reči—*Bela hardver, bočni lobovi, filtriranje, Hanov prozor, realno vreme, zvučnički niz*

I. UVOD

Formiranje personalizovane zone slušanja bez nošenja slušalica predstavlja bitan zadatak u oblasti akustike. Poznate su aplikacije koje se koriste za formiranje personalizovanih zvučnih sistema koji omogućavaju formiranje personalizovanih zona za slušanje [1-3]. Kontrola prostiranja zvučnog polja, odnosno usmerenosti zvučnih nizova se razvijaju kako bi se primenile za lično ozvučavanje, kao i u razglasnim i *surround* zvučnim sistemima [4-5]. *Beamforming* ili kontrola usmerenosti iz oblasti obrade mikrofonskih nizova se proučava u svrhu poboljšanja govora i lokalizaciju izvora zvuka [6]. Ovakve aplikacije se mogu primenjivati u oblasti zvučnih nizova [7-8]. Određivanje koeficijenata prostornih filtera koji kontrolišu usmerenost i prostiranje zvučnog polja je neophodno u ovim aplikacijama.

Zvučnički niz predstavlja sistem sačinjen od grupe zvučnika. Ovakvi sistemi pojačavaju nivo signala u određenom pravcu i imaju veću usmerenost nego pojedinačni zvučnici [9]. Glavne karakteristike svakog zvučničkog niza su oblik njegovog dijagrama usmerenosti i pravac ose maksimalnog zračenja oko koje se formira glavni lob na dijagramu usmerenosti. Ove osobine zavise od prostorne raspodele zvučnika kao i od obrade pojedinačnih signala [10]. Glavni lob dijagrama usmerenosti se formira duž ose zračenja. Širina glavnog loba predstavlja ugaoni opseg izražen u stepenima gde je nivo zvučnog pritiska manji za 3 dB od zvučnog pritiska u osi zračenja. Bočni lobovi su neželjeni efekat koji nastaju kao posledica geometrijske raspodele zvučnika. Bočni lobovi dovode do rasipanja zvučne energije u nepoželjnim pravcima. Kod linijskih nizova,

ekvidistantno raspoređenih zvučnika, izraženi bočni lobovi počinju da se javljaju na frekvencijama čija je talasna dužina uporediva sa međusobnim rastojanjem susednih zvučnika. Na višim frekvencijskim opsezima glavni lob postaje uži ali su prisutni i veliki bočni lobovi. U ovoj oblasti istraživanja su usmerena ka pronalaženju algoritama koji omogućavaju održavanje konstantne širine glavnog loba uz istovremeno efikasno potiskivanje bočnih lobova [6].

Cilj kontrole usmerenosti zvučničkog niza je da se minimizira zračenje zvučne energije u neželjenim pravcima, naročito kroz redukciju bočnih lobova [10-12]. U ovom radu je metoda za potiskivanje bočnih lobova implementirana za linijski zvučnički niz sačinjen od 12 ekvidistantnih zvučnika. Ova metoda se zasniva na projektovanju optimalnih filtera u frekvencijskom domenu korišćenjem Hanove prozorske funkcije [9]. Prozorska funkcija definiše željenu raspodelu zvučnog pritiska u prostoru. Koeficijenti frekvencijskog odziva filtera se računaju za različite širine Hanovog prozora. Optimalni filteri se određuju na osnovu kriterijumske funkcije koja definiše odnos energija u zoni glavnog i bočnih lobova.

Rad ima za cilj redukciju amplitude bočnih lobova u dijagramu usmerenosti linijskog niza kroz filtriranje signala u realnom vremenu. Fokus je na filtriranju nepoznatog signala što rezultira prostornim usmeravanjem zvučne energije ka željenom području. Optimalni filteri koji su određeni u predloženoj metodi su implementirani na hardveru. Signali se na Bela hardveru blokovski filtriraju u realnom vremenu što rezultira fokusiranjem zvuk u osi sistema [13]. Ovakav sistem pogodan je za primenu u uslovima koji zahtevaju visoku koncentraciju zvučne energije unutar ograničene prostorne zone. U jako reverberantnim prostorima kao što su crkve veliki bočni lobovi će dovesti do rasipanja zvučne energije u svim pravcima. Prostiranje zvuka u zonama gde nema slušalaca će dovesti do narušavanja odnosa direktnog i reflektovanog zvuka. Zato se u ovakvim uslovima može koristiti predloženi sistem koji može da fokusira zvuk ka zoni gde se nalaze slušaoci. U konferencijskim salama je moguće implementirati ovakve sisteme za kontrolisanje distribucije zvučne energije. Takođe je moguće koristiti ovakav sistem u industrijskim zonama gde je potrebno fokusirati zvuk da bi se izbeglo ometanja okoline.

Kroz softversku implementaciju je pokazano da je moguće korišćenom metodom uspešno potisnuti bočne lobove na celom frekvencijskom opsegu. Pokazano da je moguće obezbediti konstantnu širina glavnog loba. Hardverska realizacija pokazuje da je moguće na određenim frekvencijskim opsezima potisnuti bočne lobove koji su nivoa kao i glavni. Na 1/3 oktavnom opsegu sa centralnom frekvencijom 8 kHz bočni lobovi su veoma

izraženi. Bočni lobovi su približno istog nivoa kao i glavni lob ukoliko se ne koristi metoda za njihovo potiskivanje. Implementirana metoda doprinosi smanjenju bočnih lobova za 6 dB na ovom frekvencijskom opsegu. Takođe implementirana metoda rezultira sužavanjem glavnog loba.

Nastavak rada je podeljen na tri celine. U Poglavlju II je detaljno opisana metoda za potiskivanje bočnih lobova linijskog zvučnog niza uz pregled implementiranog algoritma. Takođe su opisani postavka eksperimenta za merenje dijagrama usmerenosti i implementacija blokovskog filtriranja na hardveru. Poglavlje III prikazuje rezultate i analizu softverske simulacije i hardverske realizacije. Zaključci rada kao i glavni pravci za nastavak istraživanja su prikazani u Poglavlju IV.

II. METODOLOGIJA

U ovom radu je predstavljena metoda za potiskivanje bočnih lobova projektovanjem optimalnih filtera u frekvencijskom domenu. Prvi deo ovog rada obuhvata projektovanje filtera korišćenjem Hanove prozorske funkcije u prostornom domenu. Algoritam je detaljno predstavljen u narednom potpoglavlju. Drugi deo rada obuhvata testiranje metode kroz kreirani simulacioni model. U ovom delu se ispituje uspešnost potiskivanja bočnih lobova korišćenjem optimalnih filtera. Glavni deo rada podrazumeva sprovođenje eksperimenta u kome se meri usmerenost niza. Tokom eksperimenta signali se filtriraju optimalnim filterima u realnom vremenu.

A. Metoda za potiskivanje bočnih lobova

Metoda za potiskivanje bočnih lobova koja se koristi u ovom radu podrazumeva dizajniranje optimalnih filtera u frekvencijskom domenu. *Pressure-Matching Method* (PMM) je tipična metoda koja se realizuje u frekvencijskom domenu i podrazumeva dizajniranje filtera koji utiču na formiranje zvučnog polja [14-15]. Zvučni niz se sastoji od L zvučnika koji se nalaze na y osi kao što je prikazano na Sl. 1. Na kružnici poluprečnika r se nalazi M kontrolnih pozicija na kojima se beleži zvučni pritisak. Ove pozicije su opisane koordinatama (r, φ_m) , gde je φ_m azimut. Azimut određuje poziciju kontrolne pozicije u odnosu na centar zvučnog niza. Opseg vrednosti φ_m je $-180^\circ \leq \varphi_m \leq 180^\circ$. Koeficijenti frekvencijskog odziva filtera koji se koriste za potiskivanje bočnih lobova za frekvenciju f su definisani kao vektor $\mathbf{w}(f) = [w_1(f), w_2(f), \dots, w_L(f)]^T$. Zvučni pritisak koji se određuje na svakoj kontrolnoj poziciji je definisan kao vektor $\mathbf{p}(f) = [p_1(\varphi_1, f), p_2(\varphi_2, f), \dots, p_M(\varphi_M, f)]^T$. Zvučni pritisak $\mathbf{p}(f)$ je određen kao u (1).

$$\mathbf{p}(f) = \mathbf{G}(f) \mathbf{w}(f) \quad (1)$$

gde je $\mathbf{G}(f)$ vektor transfer funkcije koji opisuje vezu svakog zvučnika i svake kontrolne pozicije, što je definisano u (2).

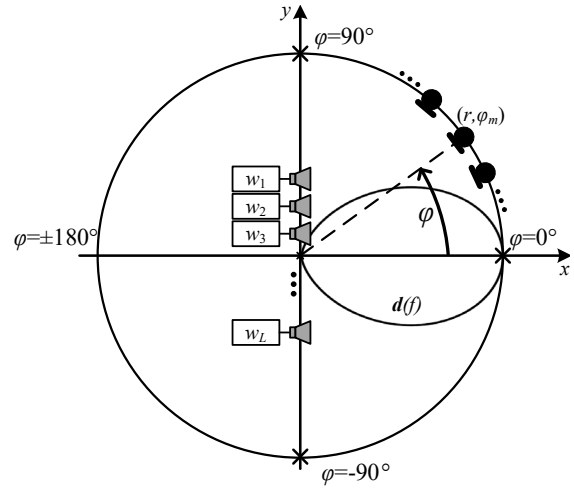
$$\mathbf{G}(f) = \begin{bmatrix} G_{11}(f) & G_{12}(f) & \dots & G_{1L}(f) \\ G_{21}(f) & G_{22}(f) & \dots & G_{2L}(f) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ G_{M1}(f) & G_{M2}(f) & \dots & G_{ML}(f) \end{bmatrix} \quad (2)$$

$G_{ml}(f)$ je transfer funkcija za frekvenciju f između zvučnika na poziciji l i kontrolne pozicije m . Željeni dijagram usmerenosti odnosno željeni zvučni pritisak na kontrolnim pozicijama je definisan sa $\mathbf{d}(f) = [d_1(\varphi_1, f), d_2(\varphi_2, f), \dots, d_M(\varphi_M, f)]^T$. Primer željenog dijagrama usmerenosti u odnosu na položaj zvučnog niza i kontrolne pozicije je prikazan na Sl. 1. U PMM se koeficijenti frekvencijskog odziva filtera $\mathbf{w}(f)$ određuju tako da je

zbir srednjih kvadratnih grešaka između željenog i dobijenog dijagrama usmerenosti minimalan. Optimalni koeficijenti filtera mogu da se definišu kao u (3).

$$\mathbf{w}(f) = \frac{\mathbf{G}(f)^H \mathbf{d}(f)}{\mathbf{G}(f)^H \mathbf{G}(f)} \quad (3)$$

gde $(\cdot)^H$ predstavlja kompleksno konjugovanu transpoziciju.



Sl. 1. Blok šema eksperimentalne postavke

U ovom radu se koristi Hanova prozorska funkcija za definisanje željenog dijagrama usmerenosti [16]. Ovakva metoda obezbeđuje veći kontrast između zone glavnog loba i zone bočnih lobova. Zona glavnog loba se formira oko ose maksimalnog zračenja zvučnog niza. Dok je zona bočnih lobova deo zvučnog polja gde je poželjno potisnuti signale koji dolaze od zvučnog niza. Definisanje željenog dijagrama usmerenosti $\mathbf{d}(f)$ je prikazano u (4).

$$d(\varphi_m, \varphi_w, f) = \begin{cases} 0.5 - 0.5 \cos \frac{\varphi_w + 2\varphi_m}{\varphi_w} \pi & -\frac{\varphi_w}{2} \leq \varphi_m \leq \frac{\varphi_w}{2} \\ 0 & \text{inače} \end{cases} \quad (4)$$

U (5) je definisana veza između svake kontrolne pozicije i prozorske funkcije. φ_w predstavlja širinu prozora. Pomoću ove prozorske funkcije se može formirati uža ili šira zona glavnog loba u zavisnosti od φ_w .

Kako bi se odredio frekvencijski odziv filtera potrebno je definisati željeni dijagram usmerenosti, odnosno širinu Hanovog prozora. Menjanjem širine prozora se menjaju koeficijenti frekvencijskog odziva filtera kao i dijagram usmerenosti. Nije poznato sa kojom širinom prozora će bočni lobovi biti najmanji. Zato je potrebno definisati kriterijum na osnovu koga će se odrediti širina Hanovog prozora, odnosno izračunati koeficijenti frekvencijskog odziva filtera. U ovom radu se koristi kriterijumska funkcija J prikazana u (5). Ona predstavlja odnos zvučne energije u zoni glavnog loba i zoni bočnih lobova.

$$J(\varphi_w, f) = \frac{M_S \sum_{\varphi_T} |p(\varphi_m, f)|^2}{M_T \sum_{\varphi_S} |p(\varphi_m, f)|^2} \quad (5)$$

φ_T i φ_S su azimut uglovi koji opisuju kontrolne pozicije u zoni glavnog loba, odnosno u zoni bočnih lobova. M_T i M_S predstavljaju broj kontrolnih pozicija koji se nalazi u zoni glavnog loba i zoni bočnih lobova. Širina Hanovog prozora na frekvencijskom opsegu f za koju je kriterijumska funkcija maksimalna određuje željeni dijagram usmerenosti na tom

opsegu. Predložena metoda određivanja optimalnih koeficijenata frekvencijskog odziva filtra je prikazana u Algoritmu 1. ε_φ je inkrement koji u Algoritmu 1 označava za koliko stepeni se povećava širina Hanovog prozora tokom algoritma. ε_φ inkrement koji se koristi u ovom radu je 5° . U Algoritmu 1 je prikazan postupak menjanja željenog dijagrama usmerenosti povećavanjem širine Hanovog prozora. U svakoj iteraciji se računaju koeficijenti $w(\varphi_w, f)$ i kriterijumska funkcija $J(\varphi_w, f)$. Optimalni koeficijenti frekvencijskog odziva filtra se određuju na kraju algoritma biranjem širine Hanovog prozora za koji je kriterijumska funkcija maksimalna.

Algoritam 1 se ponavlja za svaki frekvencijski opseg. Broj frekvencijskih opsega je određen redom filtara koji su označeni sa N . Ponavljanjem metode prikazane u Algoritmu 1 za svaki frekvencijski opseg se određuju optimalni frekvencijski odzivi filtara. Svaki zvučnik iz zvučničkog niza je opisan svojim optimalnim filtrom.

Algoritam 1 Metoda za dizajn frekvencijskog odziva filtra.

- 1: Definirati inkrement ε_φ ,
 - 2: Definisanje φ_T , φ_S , M_T i M_S parametara za J
 - 2: Inicijalizovati $\varphi_w = 1^\circ$,
 - 3: **while** $\varphi_w \leq 360^\circ$ **do**
 - 4: Odrediti $d(\varphi_w, f)$ koristeći (4),
 - 5: Izračunati $w(\varphi_w, f)$ koristeći (3),
 - 6: Izračunati $p(\varphi_w, f)$ koristeći (1),
 - 7: Izračunati kriterijumsku funkciju $J(\varphi_w, f)$ koristeći (5),
 - 8: $\varphi_w \leftarrow \varphi_w + \varepsilon_\varphi$,
 - 9: **end while**
 - 10: Izabrati optimalni $w(\varphi_w, f)$ za koji je $J(\varphi_w, f)$ maksimalna.
 - 11: Ponoviti korake od 2 do 11, za sve frekvencijske opsege.
-

B. Merenje usmerenosti zvučničkog niza

Testiranje predložene metode za potiskivanje bočnih lobova zvučničkog niza je realizovano kroz softversku simulaciju i hardversku realizaciju. Za računanje koeficijenata filtra potrebno je definisati transfer funkciju sistema. U okviru ovog rada je izmerena transfer koja se koristi za projektovanje optimalnih filtara. U ovom radu se koristi linearni zvučnički niz koji se sastoji od 12 zvučnika koji se nalaze na ekvidistantnim rastojanjima. Rastojanje između dva susedna zvučnika je 6 cm, dok je dužina celog niza 66 cm. Kontrolne pozicije koje se koriste za merenje transfer funkcije niza se nalaze na kružnici oko zvučničkog niza poluprečnika 2 m. Ove kontrolne pozicije se koriste za optimizaciju frekvencijskih odziva filtara kao i sprovođenje eksperimenta. Kontrolne pozicije i zvučnički niz se nalaze u istoj ravni. Dve uzastopne kontrolne pozicije se razlikuju za azimut 5° . Na celoj kružnici oko zvučničkog niza ima 72 merne pozicije.

Red filtara koji su projektovani u ovom radu je $N=1024$. Inkrement ε_φ koji u algoritmu za pronalazak optimalnih filtara utiče na promenu širine Hanovog prozora je 5° . U kriterijumskoj funkciji se računa odnos energija u zoni glavnog loba i zoni bočnih lobova. Za određivanje optimalnih koeficijenata filtra potrebno je precizno definisati ove dve zone. Zona glavnog loba je opisana graničnim uglovima φ_T i $-\varphi_T$. Sve kontrolne pozicije čija je apsolutna vrednost azimuta manja od graničnog ugla φ_T spadaju u zonu glavnog loba. Zona bočnih lobova je ograničena uglovima φ_S i $-\varphi_S$. Sve kontrolne pozicije čija je apsolutna

vrednost azimuta veća od graničnog ugla φ_S spadaju u zonu bočnih lobova. U ovom radu se granični uglovi zona menjaju sa promenom frekvencije. Širina glavnog loba je veličina koja opisuje dijagram usmerenosti i označena je sa θ_{BW} . Izražava se kao ugaona širina gde nivo zvučnog pritiska opadne manje od 3 dB u odnosu na osu sistema. Širina glavnog loba zvučničkog niza kada se ne koristi predložena metoda se koristi za definisanje graničnih uglova. Granični uglovi zone glavnog loba i zone bočnih lobova na frekvencijskom opsegu f se računaju kao što je prikazano u (6).

$$\begin{aligned}\varphi_T(f) &= \frac{\theta_{BW}(f)}{2}, \\ \varphi_S(f) &= \frac{\theta_{BW}(f)}{2} + 20.\end{aligned}\tag{6}$$

Visina na kojoj su se tokom eksperimenta nalazili zvučnik i mikrofoni je 1.5 m. Eksperimentalna postavka za merenje transfer funkcije je prikazana na Sl. 2 gde je prikazan korišćen zvučnički niz. Prikazan je linijski zvučnički niz i mikrofoni na kontrolnoj poziciji čiji je azimut 30° . Sniman je impulsni odziv između svakog zvučnika i svake merne pozicije, što je grafički predstavljeno na Sl. 1. Iz impulsnih odziva su izračunate transfer funkcije između svakog pojedinačnog zvučnika i kontrolne pozicije. Ove transfer funkcije se koriste u algoritmu za optimizaciju koeficijenata frekvencijskog odziva filtra. Na Sl. 2 je prikazan merni mikrofoni koji se koristi tokom eksperimenta i tokom merenja impulsnih odziva zvučnika na mernim pozicijama [17].

C. Blokovo filtriranje signala

U radu je fokus na filtriranju signala u realnom vremenu. Tokom ovakve implementacije nije dostupan ceo signal koji se filtrira kao što je dostupan kada se softverski filtriraju signali. Pobudni signal koji se obrađuje na hardveru se posmatra kao signal beskonačnog trajanja. Na ulaz hardvera pristizu blokovi signala koje je potrebno filtrirati. Ovakav način obrade signala se naziva blokovska obrada signala. Za ovakvo filtriranje koristi se *Overlap-Add* metoda koja je prikazana u algoritmu 2 [18].

Algoritam 2 *Overlap-Add* blokovo filtriranje signala.

- 1: Definirati širinu bloka N ,
 - 2: Definirati prozor $window(N)$ i definirati pomeraj hop ,
 - 3: Odrediti dužinu x ulaznog signala, L ,
 - 4: Definirati izlazni bafer y_k dužine L , za svaki zvučnik k ,
 - 5: Inicijalizovati $i=0$,
 - 6: **while** $i \leq L-N$ **do**
 - 7: Odrediti blok $x_i = x(i : i+N)$,
 - 8: Pomnožiti x_i prozorskom funkcijom $x'_i = x_i \cdot window$,
 - 9: Izračunati $X'_i(f) = \text{DFT}(x'_i)$,
 - 10: Definirati frekvencijski odziv filtra $W_k(f)$,
 - 11: Izračunati $Y_{k,i}(f) = X'_i(f) \cdot W_k(f)$,
 - 12: Izračunati $y_{k,i} = \text{IDFT}(Y_{k,i}(f))$,
 - 13: Pomnožiti $y_{k,i}$ prozorskom funkcijom $y_{k,i} = y_{k,i} \cdot window$,
 - 14: Računati $y_k(i : i+N) = y_k(i : i+N) + y_{k,i}$,
 - 15: Ponoviti korake od 10 do 14, za sve zvučnike k ,
 - 16: $i \leftarrow i + hop$,
 - 17: **end while**
-

U Algoritmu 2 je prikazano blokovsko filtriranje signala koje je realizovano u softverskoj simulaciji. Na isti način je realizovana obrada signala na hardveru ali se smatra da je ulazni signal x beskonačne dužine. Za svaki zvučnik k iz niza se definiše izlazni bafer y_k , koji je određen frekventijskim odzivom filtra $W_k(f)$. Diskretna Furijeova transformacija i inverzna Furijeova transformacija su u algoritmu označene kao DFT i IDFT [18]. Kod blokovske obrade audio signala bitan je odabir pomeraja, hop i prozorske funkcije $window$. Kako bi se izbegla izobličenja u izlaznom signalu koja mogu nastati kao posledica diskontinuiteta na ivicama blokova neophodno je preklapati blokove i množiti ih prozorskom funkcijom. Prozorska funkcija koja se koristi je Hanova prozorska funkcija realizovana u vremenskom domenu [19]. Pomeraj koji je izabran u ovom radu je $hop=256$ odbirka jer ova vrednost za Hanovu prozorsku zadovoljava COLA kriterijum [20].



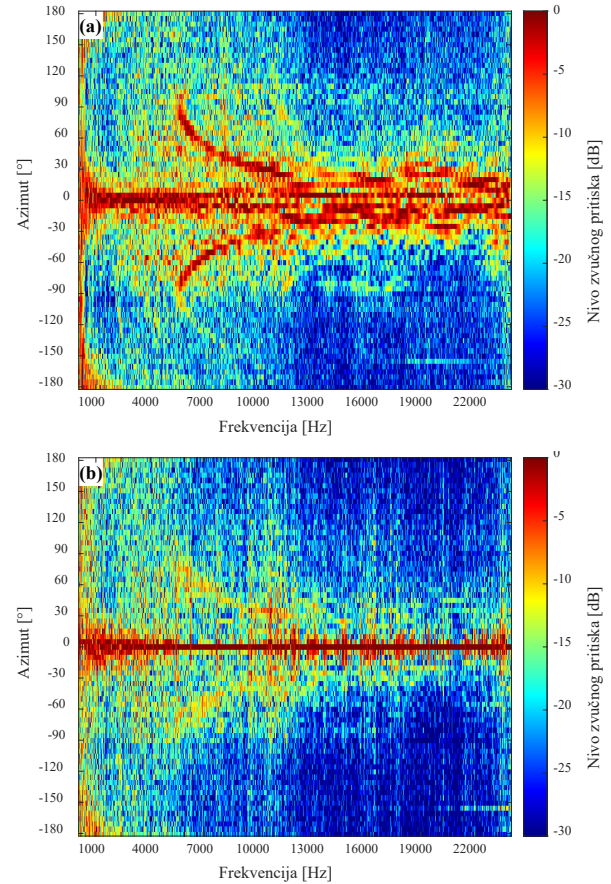
Sl. 2. Postavka eksperimenta

Softversko i hardversko filtriranje je realizovano na opisani način. Simulacioni model obuhvata simulaciju prostiranja zvučnih talasa od svakog zvučnika do svake merne pozicije pomoću snimljene transfer funkcije. Pored toga na svakoj mernoj poziciji se sabiraju zvučni talasi koji dolaze sa svih zvučnika iz niza.

D. Hardverska realizacija postavka eksperimenta

Eksperiment gde se testira predložena metoda podrazumeva merenje dijagrama usmerenosti u anehoičnoj prostoriji. Eksperimentalna postavka je ista kao kod merenja transfer funkcije što je prikazano na Sl. 2. Kontrolne pozicije na kojima se beleži zvučni pritisak se nalaze na rastojanju 2 m od centra zvučničkog niza. Pored merenja dijagrama usmerenosti uz korišćenje predložene metode meri se dijagram usmerenosti zvučničkog niza kada se ne koristi metod za potiskivanje bočnih lobova. Filtriranje signala optimalnim filterima je realizovano na Bela hardveru [12]. Bela je otvoren hardver specijalizovan za rad sa audio signalima i senzorima. Glavna prednost ovog hardvera je malo kašnjenje što omogućava obradu audio signala u realnom vremenu kao i detektovanje i reprodukciju zvuka. Kao dodatak Bela hardveru koristi se *Bela CTAG Beast* [22]. Frekvencija odabiranja Bela hardvera koja je korišćena u ovom radu je $f_s=48$ kHz. Pored Bela hardvera neophodno je korišćenje pojačavača koji se nalaze unutar kutije zvučničkog niza. Obrada signala, odnosno filtriranje, realizovano je u realnom vremenu. Zvučni pritisak se beleži mikrofonom na predviđenim kontrolnim pozicijama [17]. Tokom eksperimenta za merenje usmerenosti sa i bez filtriranja se koristi poznati širokopojasni

signal, MLS sekvenca [23]. Signal se iz izvora audio signala dovodi na ulaz Bela hardvera gde se multiplicira 12 puta. Svaki multiplicirani signal se nezavisno filtrira optimalnim filtrom projektovanim kao što je prikazano u Poglavlju II. Zatim prosleđuje na odgovarajući pojačavač i zatim na zvučnike.



Sl. 3. Simulacija nivoa zvučnog pritiska na kontrolnim pozicijama u zavisnosti od frekvencije a) bez filtriranja, b) sa filtriranjem.

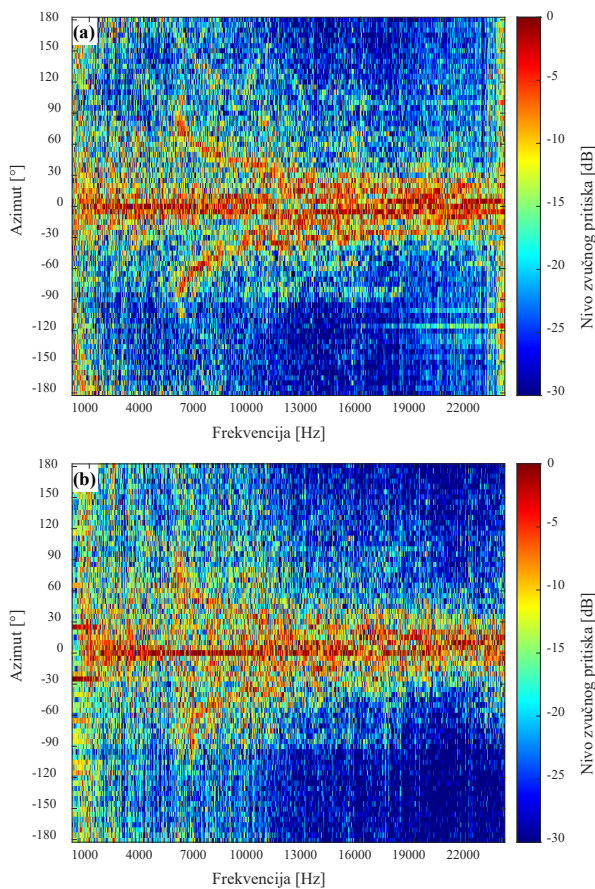
III. REZULTATI

Filtri se projektuju u frekventijsko-prostornom domenu kao što je opisano u prethodnom poglavlju. Tokom projektovanja filtera koristi se snimljena transfer funkcija koja opisuje vezu svakog zvučnika i svake merne pozicije. Metoda se testira kroz softversku modelovanje, gde se simulira prostiranje zvučnih talasa od zvučnika do kontrolnih pozicija. Eksperiment koji je sproveden testira uspešnost metode za potiskivanje bočnih lobova u realnom vremenu.

A. Potiskivanje bočnih lobova – softversko modelovanje

U softverskoj realizaciji je testirana metoda za potiskivanje bočnih lobova. Na Sl. 3 su prikazani simulirani frekventijski odzivi sistema na kontrolnim pozicijama. Na y-osi na Sl. 3 su predstavljene kontrolne pozicije označene svojim azimutom. x-osa predstavlja frekvenciju i u opsegu je od 200 Hz do 24 kHz. Bojom je prikazan nivo zvučnog pritiska izražen u dB na kontrolnim pozicijama u zavisnosti od frekventijskog opsega. Na Sl. 3.(a) je prikazan frekventijski odziv sistema kada se ne koristi filtriranje. Dok je na Sl. 3.(b) prikazan frekventijski odziv sistema kada se koristi filtriranje. Filtriranje signala optimalnim filterima je doprinelo smanjenju bočnih lobova na celom frekventijskom opsegu. Zbog geometrije niza veliki bočni

lobovi koji su nivoa kao i glavni lob počinju da se javljaju na frekvencijama većim od 6 kHz, što se vidi na Sl. 3 (a). Na Sl. 3 (b) je prikazan frekvencijski odziv sistema kada se signali namenjeni za reprodukciju na zvučnicima filtriraju projektovanim filtrima. Nakon filtriranja na čitavom frekvencijskom opsegu ne postoje bočni lobovi koji su nivoa kao glavni. Veliki bočni lobovi na frekvencijskom opsegu između 6 kHz i 12 kHz koji su prikazani na Sl. 3 (a) su na Sl. 3 (b) potisnuti između -5 dB i -15 dB. Na frekvencijskom opsegu preko 12 kHz bočni lobovi na kontrolnim pozicijama čiji je azimut veći od 30° i manji od -30° su potisnuti preko 30 dB u odnosu na glavni lob. Poređenjem frekvencijskih odziva sistema prikazanih na Sl. 3 (a) i Sl. 3 (b) se potvrđuje da je korišćenjem predložene metode moguće uspešno potisnuti bočne lobove. Takođe, glavni lob je na Sl. 3 (b) konstantne širine na celom frekvencijskom opsegu i iznosi približno 5° . Nivo zvučnog pritiska na kontrolnim pozicijama koje nisu u osi sistema je manji od -5 dB. Kroz simulaciju je pokazano da ova metoda pored potiskivanja bočnih lobova utiče i na održavanje konstantne širine glavnog loba.



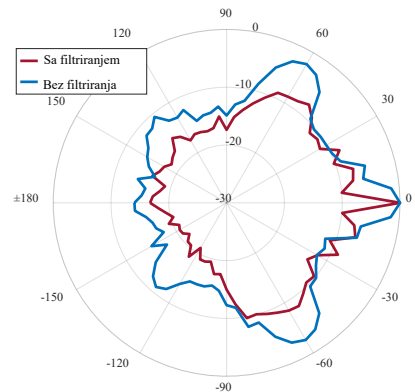
Sl. 4. Nivo zvučnog pritiska na kontrolnim pozicijama u zavisnosti od frekvencije a) bez filtriranja, b) sa filtriranjem.

B. Potiskivanje bočnih lobova – hardverska implementacija

Sproveden je eksperiment u kome su snimani signali na kontrolnim pozicijama. Prvi deo eksperimenta podrazumeva reprodukciju širokopojasnog MLS signala bez obrade, dok drugi deo obuhvata snimanje signala na kontrolnim pozicijama kada se koristi predložena metoda. Na Sl. 4 su prikazani frekvencijski odzivi sistema izračunati iz eksperimentalno snimljenih signala na kontrolnim pozicijama. Frekvencijski odziv kada se ne koristi

predložena metoda je prikazan na Sl. 4 (a). Bočni lobovi velikih nivoa se javljaju na istim mestima na kojim se javljaju prilikom simulacije frekvencijskog odziva, čime se potvrđuje relevantnost simulacionog modela. Veliki bočni lobovi su prisutni na frekvencijama preko 6 kHz. Filtriranjem se smanjuju bočni lobovi na frekvencijskom opsegu preko 10 kHz. Na opsegu između 5 kHz i 11 kHz glavni lob je uži nego bez filtriranja. Dok su na tom opsegu bočni lobovi potisnuti između -5 dB i -10 dB. Na nižim frekvencijskim opsezima se glavni lob širi što definiše temu za dalje analize i istraživanja.

Na Sl. 5 su prikazani dijagrami usmerenosti linijskog zvučničkog niza za $1/3$ oktavni opseg sa centralnom frekvencijom na 8 kHz. Korišćeni zvučnički niz na ovom frekvencijskom opsegu ima veoma izražene bočne lobove koji su približno nivoa kao i glavni lob. Na Sl. 5 je crvenom bojom prikazan dijagram usmerenosti kada se signali tokom eksperimenta filtriraju optimalnim filtrima. Dok je plavom bojom prikazan dijagram usmerenosti kada se ne koristi filtriranje. Korišćenje predložene metode rezultira suženjem glavnog loba na manje od 5° za prikazani frekvencijski opseg. Na ovom frekvencijskom opsegu bočni lobovi su najveći na kontrolnoj poziciji za azimut od 60° , odnosno -60° . Korišćenjem predložene metode bočni lobovi su na ovoj poziciji manji za 6 dB.



Sl. 5. Dijagrami usmerenosti na tercnom opsegu 8 kHz

Rezultati hardverske realizacije pokazuju da se korišćenjem predložene metode mogu uspešno potisnuti bočni lobovi na određenim frekvencijskim opsezima. Rezultati eksperimenta su lošiji nego rezultati koji su dobijeni kroz simulaciju. Uslovi u kojima se sprovodi eksperiment, kao i parametri hardvera na kome se vrši filtriranje utiču na snimljene signale na kontrolnim pozicijama. Zvučnici koji se nalaze u linijskom nizu su definisani sopstvenom usmerenošću, što može biti iskorišćeno tokom optimizacije koeficijenata prostornog filtra. Koeficijenti filtra se u nastavku istraživanja mogu optimizovati na osnovu rezultata eksperimenta. Testiranje različitih načina filtriranja na hardveru može doprineti poboljšanju rezultata. U nastavku istraživanja je potrebno definisati nove kriterijume koji bi doprineli da rezultati eksperimenta budu što sličniji rezultatima simulacije.

IV. ZAKLJUČAK

U ovom radu je implementirana metoda za potiskivanje bočnih lobova linijskog zvučničkog niza u realnom vremenu. Ova metoda se koristi za smanjenje rasipanja zvučne energije u neželjenim pravcima. Metoda podrazumeva dizajn filtera u frekvencijskom domenu korišćenjem Hanove prozorske funkcije. Kroz softversku simulaciju je pokazano da se

predloženom metodom može obezbediti konstantna širina glavnog loba. Pokazano je da se veliki bočni lobovi, koji su istih nivoa kao i glavni lob, mogu potisnuti između 7 dB i 12 dB. Filtriranje signala optimalnim filtrima je realizovano na hardveru, što omogućava procesiranje zvučnih signala u realnom vremenu. Na određenim frekvencijskim opsezima, kao što je tereni opseg 8 kHz, najveći bočni lobovi su smanjeni za 6 dB. Takođe, na ovom frekvencijskom opsegu glavni lob je značajno uži u odnosu na glavni lob bez filtriranja. Na nižim frekvencijskim opsezima filtriranje rezultuje širenjem glavnog loba, što može predstavljati jednu od glavnih tema u budućim istraživanjima. Takođe, detaljnija analiza osobina zvučnika od kojih je sačinjen niz može biti značajna za projektovanje optimalnih filtara. Dalje analize se mogu baviti ispitivanjem zavisnosti dijagrama usmerenosti od prozorske funkcije i pomeraja koji se koriste tokom filtriranja.

ZAHVALNICA

Ovaj rad finansijski je podržan od strane Ministarstva za nauku, tehnološki razvoj i inovacije pod brojevima ugovora 451-03-137/2025-03/200103 i 451-03-136/2025-03/200103. Istraživanje je realizovano u prostorijama Palate nauke, Zadužbini Miodraga Kostića.

REFERENCE/LITERATURA

- [1] S. J. Elliott, J. Cheer, J.-W. Choi, and Y. Kim, "Robustness and Regularization of Personal Audio Systems," *IEEE Transactions on Audio, Speech, and Language Processing*, vol. 20, no. 7, pp. 2123–2133, Sep. 2012, doi: 10.1109/TASL.2012.2197613.
- [2] J.-H. Chang, C.-H. Lee, J.-Y. Park, and Y.-H. Kim, "A realization of sound focused personal audio system using acoustic contrast control," *The Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 125, no. 4, pp. 2091–2097, Apr. 2009, doi: 10.1121/1.3082114.
- [3] Y. Cai, M. Wu, and J. Yang, "Sound reproduction in personal audio systems using the least-squares approach with acoustic contrast control constraint," *The Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 135, no. 2, pp. 734–741, Feb. 2014, doi: 10.1121/1.4861341.
- [4] K. Imaizumi and Y. Haneda, "Personal audio reproduction using two wearable end-fire loudspeaker arrays," *The Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 140, no. 4_Supplement, pp. 3057–3058, Oct. 2016, doi: 10.1121/1.4969506.
- [5] M. Poletti and T. Betlehem, "Design of a prototype variable directivity loudspeaker for improved surround sound reproduction in rooms," *Proceedings of the AES International Conference*, pp. 248–257, Jan. 2013.
- [6] M. Crocco and A. Trucco, "Design of Robust Superdirective Arrays With a Tunable Tradeoff Between Directivity and Frequency-Invariance," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 59, no. 5, pp. 2169–2181, May 2011, doi: 10.1109/TSP.2011.2106780.
- [7] B. Rafaely and D. Khaykin, "Optimal Model-Based Beamforming and Independent Steering for Spherical Loudspeaker Arrays," *IEEE Transactions on Audio, Speech, and Language Processing*, vol. 19, no. 7, pp. 2234–2238, Sep. 2011, doi: 10.1109/TASL.2011.2116011.
- [8] F. Olivieri, F. M. Fazi, P. A. Nelson, M. Shin, S. Fontana, and L. Yue, "Theoretical and experimental comparative analysis of beamforming methods for loudspeaker arrays under given performance constraints," *Journal of Sound and Vibration*, vol. 373, pp. 302–324, Jul. 2016, doi: 10.1016/j.jsv.2016.03.005.
- [9] D. H. Johnson, *Array signal processing: concepts and techniques*. Englewood Cliffs, NJ: P T R Prentice Hall, 1993. Accessed: May 07, 2025. [Online]. Available: <http://archive.org/details/arraysignalproce000john>
- [10] E. Mabande, A. Schadt, and W. Kellermann, "Design of robust superdirective beamformers as a convex optimization problem," in *2009 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing*, Apr. 2009, pp. 77–80. doi: 10.1109/ICASSP.2009.4959524.
- [11] K. Sato and Y. Haneda, "Directivity control of a compact circular loudspeaker array based on selected orders of circular harmonic expansion," *The Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 140, no. 4_Supplement, p. 3061, Oct. 2016, doi: 10.1121/1.4969527.
- [12] A. P. McPherson and V. Zappi, "An environment for submillisecond-latency audio and sensor processing on beaglebone black," vol. 2, pp. 965–971, Jan. 2015.
- [13] O. Kirkeby, P. A. Nelson, F. Orduna-Bustamante, and H. Hamada, "Local sound field reproduction using digital signal processing," *The Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 100, no. 3, pp. 1584–1593, Sep. 1996, doi: 10.1121/1.416060.
- [14] F. Olivieri, F. Fazi, M. Shin, and P. Nelson, *Pressure-Matching beamforming method for loudspeaker arrays with frequency dependent selection of control points*, vol. 2. 2015.
- [15] T. Okamoto and A. Sakaguchi, "Experimental validation of spatial Fourier transform-based multiple sound zone generation with a linear loudspeaker array," *The Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 141, no. 3, pp. 1769–1780, Mar. 2017, doi: 10.1121/1.4977995.
- [16] M. Frigo and S. G. Johnson, "FFTW: an adaptive software architecture for the FFT," in *Proceedings of the 1998 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing, ICASSP '98 (Cat. No.98CH36181)*, May 1998, pp. 1381–1384 vol.3. doi: 10.1109/ICASSP.1998.681704.
- [17] "Measurement-Microphones-Manual.pdf." Accessed: May 07, 2025. [Online]. Available: <https://www.nti-audio.com/Portals/0/data/en/Measurement-Microphones-Manual.pdf>
- [18] I.-S. Lin and S. K. Mitra, "Overlapped block digital filtering," *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing*, vol. 43, no. 8, pp. 586–596, Aug. 1996, doi: 10.1109/82.532005.
- [19] J.-R. Liao, "Analytical solution of DFT interpolated frequency estimator for Hanning windowed signal," in *2015 15th International Symposium on Communications and Information Technologies (ISCIT)*, Oct. 2015, pp. 177–180. doi: 10.1109/ISCIT.2015.7458336.
- [20] O. Özhan, "Short-Time-Fourier Transform," in *Basic Transforms for Electrical Engineering*, O. Özhan, Ed., Cham: Springer International Publishing, 2022, pp. 441–464. doi: 10.1007/978-3-030-98846-3_7.
- [21] C. Borß and R. Martin, "On the construction of window functions with constant-overlap-add constraint for arbitrary window shifts," in *2012 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP)*, Mar. 2012, pp. 337–340. doi: 10.1109/ICASSP.2012.6287885.
- [22] "CTAG Multichannel Board - The Bela Knowledge Base." Accessed: May 07, 2025. [Online]. Available: <https://learn.bela.io/products/multichannel/ctag-multichannel-board/>
- [23] P. Guidorzi and M. Garai, *Impulse responses measured with MLS or Swept-sine signals: A comparison between the two methods applied to noise barriers measurements*. 2013.

ABSTRACT

In this paper, a method for suppressing sidelobes of a line array loudspeaker is implemented. The method uses the Hann window function to design the frequency responses of sidelobe suppression filters. The filter design and testing is carried out in a custom-developed software model. Simulating the proposed method has shown that, in addition to sidelobe suppression, a constant main lobe width can also be achieved. The main objective of this work is real-time sidelobe suppression, which was realized through hardware implementation on a dedicated processor. Using the proposed method, large sidelobes in the one-third octave band with the center frequency of 8 kHz were suppressed by up to 6 dB, while the main lobe was significantly narrowed. Such systems can contribute to forming private listening zones. They can also be used in conference and public announcement systems where sounds need to be narrowly focused.

REAL-TIME SIDELOBE SUPPRESSION OF LOUDSPEAKER ARRAY

Marija Ratković, Miloš Bjelić