

SVEUČILIŠTE U ZAGREBU  
FAKULTET ELEKTROTEHNIKE I RAČUNARSTVA

DIPLOMSKI RAD br. 064

# **Implementacija audio procesora na osobnom računalu**

Igor Brkić

Zagreb, lipanj 2010.



# SADRŽAJ

<b>1. Uvod</b>	<b>1</b>
<b>2. Dosadašnja istraživanja u ovom području</b>	<b>2</b>
<b>3. Val na 2D plohi</b>	<b>4</b>
3.1. Širenje valova kroz materijal . . . . .	4
3.2. Jednadžba prigušenog vala na 2D plohi . . . . .	4
3.2.1. vremenski dio jednadžbe . . . . .	5
3.2.2. prostorni dio jednadžbe . . . . .	5
3.3. Rubni uvjeti . . . . .	6
3.3.1. fiksirani rubovi . . . . .	6
3.3.2. slobodni rubovi . . . . .	7
3.4. Valna jednadžba . . . . .	7
3.5. Odziv plohe na pobudu . . . . .	9
3.6. Različite brzine propagacije vala u $x$ i $z$ smjeru . . . . .	9
<b>4. Određivanje pozicije</b>	<b>13</b>
4.1. Određivanje vremenske razlike . . . . .	13
4.2. Određivanje lokacije . . . . .	15
4.3. Ograničenja u praksi . . . . .	16
<b>5. Kompenzatori</b>	<b>19</b>
5.1. Refleksije . . . . .	19
5.2. LS filtriranje . . . . .	19
5.2.1. “otežana” LS metoda . . . . .	20
5.2.2. matrica ulaznih podataka . . . . .	20
5.3. TLS metoda . . . . .	22

<b>6. Rezultati</b>	<b>25</b>
6.1. Hardver . . . . .	25
6.2. Rad na projektu . . . . .	27
6.3. Kompenzacija . . . . .	28
6.3.1. kalibracija . . . . .	28
6.4. “Virtualne tipke” . . . . .	30
6.4.1. algoritam . . . . .	31
6.5. Ploča kao akustički baziran ulazni uređaj . . . . .	34
<b>7. Zaključak</b>	<b>35</b>
<b>Literatura</b>	<b>36</b>
<b>A Shema pretpojačala</b>	<b>38</b>
<b>B Matlab skripta za simulaciju gibanja valova</b>	<b>39</b>



# 1. Uvod

Cilj ovog rada je osmisliti i realizirati sustav za obradu audio signala u realnom vremenu. Primjer toga sustava je sustav koji će prepoznati lokaciju laganog udarca na drvenoj ploči koristeći audio signale snimljene u četiri kuta ploče. Razmotrit će se teorija širenja valova, određivanja lokacije temeljeno na vremenskim odnosima više signala, te LS (*Least Squares*) metoda filtriranja. Ta će se teorijska podloga iskoristiti u pokušaju realizacije sustava. Očekivani problemi su mjerni i ambijentalni šum u signalu, refleksije signala od rubova, te izobličenje signala prilikom propagacije kroz materijal.

## 2. Dosadašnja istraživanja u ovom području

Postoji nekoliko postojećih istraživanja na ovom području gdje su najznačajniji Tai-Chi i *Scratch input*, te neki komercijalni proizvodi bazirani na sličnim principima.

*Scratch Input* (Harrison i Hudson, 2008) je akustički baziran sustav za prepoznavanje gesta na raznim tipovima površina. Senzor, koji je u ovom slučaju prerađeni stetoskop, snima i obrađuje zvuk koji proizvodi prst kad se povlači po teksturiranom materijalu kao što je površina radnog stola ili zid. Sustav se sastoji od samo jednog senzora te prepoznaje jednostavne geste tipa linija, krug, kvadrat, trokut. Sustav prepoznaje geste na temelju amplitude i frekvencije – brži pokret rezultira većom amplitudom i frekvencijom. Zbog vrlo osjetljivog senzora (stetoskop), sustav je u stanju sa dosta velike udaljenosti prepoznati gestu, te može npr. postojeći zid pretvoriti u jednostavan ulazni uređaj za kontrolu odabranih parametara (glazba, rasvjeta, ...). Također je primjenjiv i na manje površine tipa kućišta mobilnih uređaja i slično.

Tai-Chi (*Tangible Acoustic Interfaces for Computer-Human Interaction*) je projekt sa ciljem stvaranja novih, akustički baziranih, ulaznih uređaja za interakciju između čovjeka i računala (Pham et al.). Projekt je bio aktivan od 2005. do 2007. godine. Među ciljevima su im bile nove metode kontroliranja glazbenih instrumenata (Crevoisier i Polotti, 2005), prepoznavanje laganog udarca po (unaprijed snimljenoj) lokaciji na ploči (princip “virtualnih tipki”) pomoći *Time Reversal* metode, te kontinuirano praćenje pokreta po ploči sa četiri senzora.

Jedan od komercijalnih proizvoda je i APR (*Acoustic Pulse Recognition* tehnologija tvrtke Elo TouchSystems (<http://www.elotouch.com>)). APR tehnologija se bazira na staklenoj ploči sa ugrađenim piezzo kontaktnim sensorima uz rubove, te DSP procesoru koji obrađuje primljene signale u realnom vremenu. Cijela ideja je snimiti karakteristike svih signala u što više kalibracijskih točaka – tehnički gledano, svaki “piksel” je jedna kalibracijska točka. Cijela ploča se kalibrira u procesu proizvodnje, prije isporuke korisniku. Ova tehnologija ima prednost kod rada u raznim

industrijskim uvjetima jer je staklena ploča otporna na razne vrste kemikalija i mehaničkih oštećenja, te može biti dodatno premazana raznim zaštitnim slojevima bez utjecaja na funkcionalnost.

## 3. Val na 2D plohi

### 3.1. Širenje valova kroz materijal

Prilikom širenja zvučnih valova kroz materijal, pojavljuje se nekoliko vrsta valova. Najznačajniji među njima su takozvani Rayleigh i Lamb valovi (Viktorov, 1981). Osim njih postoje još i Love, te Stoneley, no oni se pojavljuju samo u posebnim uvjetima i nisu toliko bitni za ovaj rad.

Rayleigh valovi su površinski akustički valovi i oni su najbitniji za širenje zvuka površinom elastičnog materijala. Prvi ih je opisao Lord Rayleigh 1885. godine. Obično trnu eksponencijalno sa dubinom prodora u materijal.

Lamb valovi, s druge strane, putuju kroz materiju. Puno su kompleksniji za opis od površinskih valova. Brzina propagacije vala direktno ovisi o frekvenciji. U našem razmatranju Lamb valovi će biti zanemareni zbog svoje kompleksnosti, te premalog utjecaja na naša mjerenja.

Radi teoretskog pogleda na širenje valova, u narednim poglavljima će biti izvedena valna jednačina za gušeni val na 2D plohi.

### 3.2. Jednačina prigušenog vala na 2D plohi

Osnovna parcijalna jednačina prigušenog vala na 2D plohi Sa stranicama  $L_x$  i  $L_z$  u  $x$ - $z$  ravnini je prikazana izrazom 3.1, gdje je  $y(x, z, t)$  vertikalni pomak točke  $(x, z)$  ravnine u vremenu  $t$ , uz faktor gušenja  $2\beta$  i brzinu propagacije vala kroz sredstvo  $c$ .

$$\frac{\partial^2 y}{\partial t^2} + 2\beta \frac{\partial y}{\partial t} - c^2 \frac{\partial^2 y}{\partial x^2} - c^2 \frac{\partial^2 y}{\partial z^2} = 0. \quad (3.1)$$

Jednačinu ćemo riješiti metodom separacije varijabli. Pretpostavit ćemo da se rješenje može napisati u obliku

$$y(x, z, t) = X(x)Z(z)T(t). \quad (3.2)$$

Uvrštavanjem izraza 3.2 u početnu jednadžbu 3.1 dobivamo sljedeći izraz ( $X$ ,  $Y$  i  $T$  radi preglednijeg zapisa označavaju redom  $X(x)$ ,  $Z(z)$  i  $T(t)$ ):

$$\frac{\partial^2 X Z T}{\partial t^2} + 2\beta \frac{\partial X Z T}{\partial t} - c^2 \frac{\partial^2 X Z T}{\partial x^2} - c^2 \frac{\partial^2 X Z T}{\partial z^2} = 0. \quad (3.3)$$

Dijeljem cijelog izraza sa  $X Z T$  i sređivanjem dobivamo:

$$\frac{1}{T} \frac{d^2 T}{dt^2} + 2\beta \frac{1}{T} \frac{dT}{dt} - c^2 \frac{1}{X} \frac{d^2 X}{dx^2} - c^2 \frac{1}{Z} \frac{d^2 Z}{dz^2} = 0, \quad (3.4)$$

što možemo zapisati i na način:

$$c^2 \frac{1}{X} \frac{d^2 X}{dx^2} + c^2 \frac{1}{Z} \frac{d^2 Z}{dz^2} = \frac{1}{T} \frac{d^2 T}{dt^2} + 2\beta \frac{1}{T} \frac{dT}{dt}. \quad (3.5)$$

Da bi izraz 3.5 bio ispravan, i lijeva i desna strana jednadžbe moraju biti jednake konstanti. Nazovimo ju  $-\omega^2$  i riješimo oba izraza.

### 3.2.1. vremenski dio jednadžbe

$$\frac{1}{T} \frac{d^2 T}{dt^2} + \frac{2\beta}{T} \frac{dT}{dt} + \omega^2 = 0 \quad (3.6)$$

$$\frac{d^2 T}{dt^2} + 2\beta \frac{dT}{dt} + \omega^2 T = 0 \quad (3.7)$$

Jednadžba 3.7 je linearna diferencijalna jednadžba drugog reda sa konstantnim koeficijentima, te je, prema Polyanin i Zaitsev (2003), uz pretpostavku da je  $\beta < \omega$  (što je u našem slučaju ispunjeno), njeno rješenje:

$$T(t) = e^{-\beta t} \left[ C_1 \sin(\sqrt{\omega^2 - \beta^2} t) + C_2 \cos(\sqrt{\omega^2 - \beta^2} t) \right]. \quad (3.8)$$

Konstante  $C_1$  i  $C_2$  se određuju iz početnih uvjeta.

### 3.2.2. prostorni dio jednadžbe

$$c^2 \frac{1}{X} \frac{d^2 X}{dx^2} + c^2 \frac{1}{Z} \frac{d^2 Z}{dz^2} = -\omega^2 \quad (3.9)$$

$$\frac{1}{X} \frac{d^2 X}{dx^2} = -\frac{1}{Z} \frac{d^2 Z}{dz^2} - \frac{\omega^2}{c^2} \quad (3.10)$$

I opet, da bi izraz 3.10 bio ispravan, obje strane moraju biti jednake konstanti. Nazo-

vimo ju  $-k_x^2$  (Weisstein, 2010). Sad možemo separirati  $Z(z)$  jednadžbu

$$\frac{1}{Z} \frac{d^2 Z}{dz^2} = k_x^2 - \frac{\omega^2}{c^2} \equiv -k_z^2 \quad (3.11)$$

gdje smo uveli novu konstantu  $k_z$  koja zadovoljava

$$k_x^2 + k_z^2 = \frac{\omega^2}{c^2}. \quad (3.12)$$

Nakon toga imamo dvije diferencijalne jednadžbe (3.13 i 3.14) istog oblika koje trebamo riješiti:

$$\frac{1}{X} \frac{d^2 X}{dx^2} = -k_x^2, \quad (3.13)$$

$$\frac{1}{Z} \frac{d^2 Z}{dz^2} = -k_z^2. \quad (3.14)$$

Njihova rješenja (Polyanin i Zaitsev, 2003), su:

$$X(x) = C_3 \cos(k_x x) + C_4 \sin(k_x x), \quad (3.15)$$

$$Z(z) = C_5 \cos(k_z z) + C_6 \sin(k_z z). \quad (3.16)$$

### 3.3. Rubni uvjeti

Za izračunavanje konstanti  $k_x$  i  $k_z$ , potrebno je u prostorne jednadžbe uvrstiti rubne uvjete. Postoje dva tipa rubnih uvjeta: fiksirani rubovi i slobodni rubovi. Kod promatranja valova u prirodi rubni uvjeti su obično kombinacija obje vrste rubova.

#### 3.3.1. fiksirani rubovi

Ako ploha ima fiksirane rubove tada je vertikalni pomak u točkama rubova u svakom trenutku jednak nuli ili:

$$y(0, z, t) = y(L_x, z, t) = 0, \quad (3.17)$$

$$y(x, 0, t) = y(x, L_z, t) = 0. \quad (3.18)$$

Uvrštavanjem  $y(0, z, t) = 0$  u jednadžbu 3.15 dobivamo:

$$X(0) = C_3 \cos(k_x 0) + C_4 \sin(k_x 0) = 0, \quad (3.19)$$

iz čega slijedi  $C_3 = 0$ . Slično i za  $y(L_x, z, t) = 0$ :

$$X(L_x) = C_4 \sin(k_x L_x), \quad (3.20)$$

što vrijedi samo za

$$k_x = \frac{p\pi}{L_x}, \quad (3.21)$$

gdje je  $p$  cijeli broj. Ponavljanjem istog postupka za izraz 3.16 dobivamo:

$$C_5 = 0, \quad (3.22)$$

$$k_z = \frac{q\pi}{L_z}. \quad (3.23)$$

Konačni izrazi za  $X(x)$  i  $Z(z)$  glase:

$$X(x) = C_4 \sin\left(\frac{p\pi}{L_x} x\right), \quad (3.24)$$

$$Z(z) = C_6 \sin\left(\frac{q\pi}{L_z} z\right). \quad (3.25)$$

### 3.3.2. slobodni rubovi

Rubni uvjeti za slobodne rubove glase:

$$\left. \frac{d}{dx} X(x) \right|_{x=0} = 0, \quad (3.26)$$

$$\left. \frac{d}{dz} Z(z) \right|_{z=L_z} = 0, \quad (3.27)$$

što nakon deriviranja i uvrštavanja daje:

$$X(x) = C_3 \cos\left(\frac{p\pi}{L_x} x\right), \quad (3.28)$$

$$Z(z) = C_5 \cos\left(\frac{q\pi}{L_z} z\right). \quad (3.29)$$

## 3.4. Valna jednadžba

Kombiniranjem svih dobivenih izraza dobivamo jednadžbu vala na 2D plohi za indekse  $p$  i  $q$ :

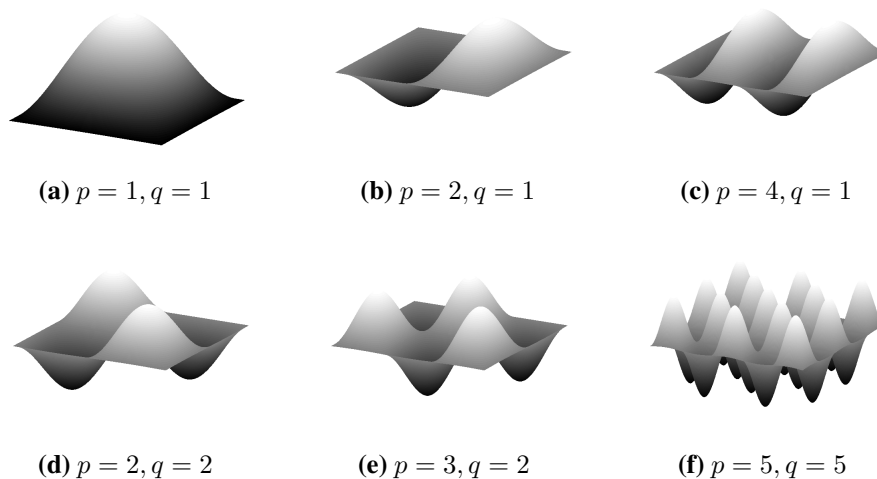
$$y_{pq}(x, z, t) = e^{-\beta t} [C_{\omega 1} \sin(\lambda t) + C_{\omega 2} \cos(\lambda t)] C_{px} f_b(p, x) C_{qz} f_b(q, z), \quad (3.30)$$

gdje je:  $\lambda = \sqrt{\omega^2 - \beta^2}$ , a  $f_b(k, \xi)$  je jednak  $\sin(\frac{k\pi}{L_\xi}\xi)$  za fiksirane te  $\cos(\frac{k\pi}{L_\xi}\xi)$  za slobodne rubove.

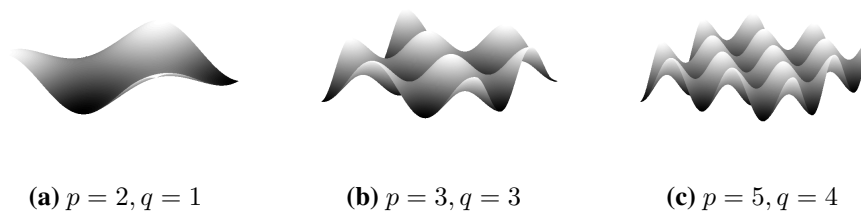
Daljnijm sređivanjem izraza 3.30, konstante  $C_{\omega_1}$ ,  $C_{\omega_2}$ ,  $C_{px}$  i  $C_{qz}$  možemo zamijeniti samo dvjema<sup>1</sup>,  $A_{pq} = C_{\omega_1}C_{px}C_{qz}$  i  $B_{pq} = C_{\omega_2}C_{px}C_{qz}$ , čime valna jednadžba poprima oblik:

$$y_{pq}(x, z, t) = e^{-\beta t} [A_{pq}\sin(\lambda t) + B_{pq}\cos(\lambda t)] f_b(p, x)f_b(q, z). \quad (3.31)$$

Jednadžba 3.31 predstavlja *modove*, stojne valove, za faktore  $p$  i  $q$ . Slike 3.1 i 3.2 prikazuju stojne valove za razne kombinacije  $p$  i  $q$ , i to uz uvjet fiksiranih rubova, te slobodnih rubova.



**Slika 3.1:** stojni valovi na 2D plohi uz fiksirane rubove



**Slika 3.2:** stojni valovi na 2D plohi uz slobodne rubove

Opći oblik jednadžbe vala na 2D plohi dobit ćemo sumiranjem preko svih vrijed-

<sup>1</sup>ovo možemo učiniti jer je, prema 3.12,  $\omega$  funkcija od  $p$  i  $q$



nosti  $p$  i  $q$ , čime za fiksne rubove dobivamo:

$$y(x, z, t) = e^{-\beta t} \sum_{p=1}^{\infty} \sum_{q=1}^{\infty} [A_{pq} \sin(\lambda t) + B_{pq} \cos(\lambda t)] \sin\left(\frac{p\pi}{L_x} x\right) \sin\left(\frac{q\pi}{L_z} z\right), \quad (3.32)$$

a za slobodne:

$$y(x, z, t) = e^{-\beta t} \sum_{p=1}^{\infty} \sum_{q=1}^{\infty} [A_{pq} \sin(\lambda t) + B_{pq} \cos(\lambda t)] \cos\left(\frac{p\pi}{L_x} x\right) \cos\left(\frac{q\pi}{L_z} z\right). \quad (3.33)$$

### 3.5. Odziv plohe na pobudu

Da bismo dobili odziv plohe na proizvoljnu pobudu, potrebno je riješiti jednadžbu 3.1 gdje smo, umjesto nule, na desnu stranu uvrstili željeni pobudni signal. No za slučaj pobude Dirac delta funkcijom<sup>2</sup>, ovaj dio se može pojednostaviti. U tom slučaju pobudu smatramo početnim uvjetom iz kojeg računamo konstante  $A_{pq}$  i  $B_{pq}$ . Konstante  $A_{pq}$  i  $B_{pq}$  su zapravo koeficijenti uz sinusne i kosinusne članove rastava pobudne funkcije u Fourierov red.

Slika 3.3 prikazuje simulaciju valnog gibanja na ograničenoj 2D plohi. Parametri korišteni pri simulaciji su:

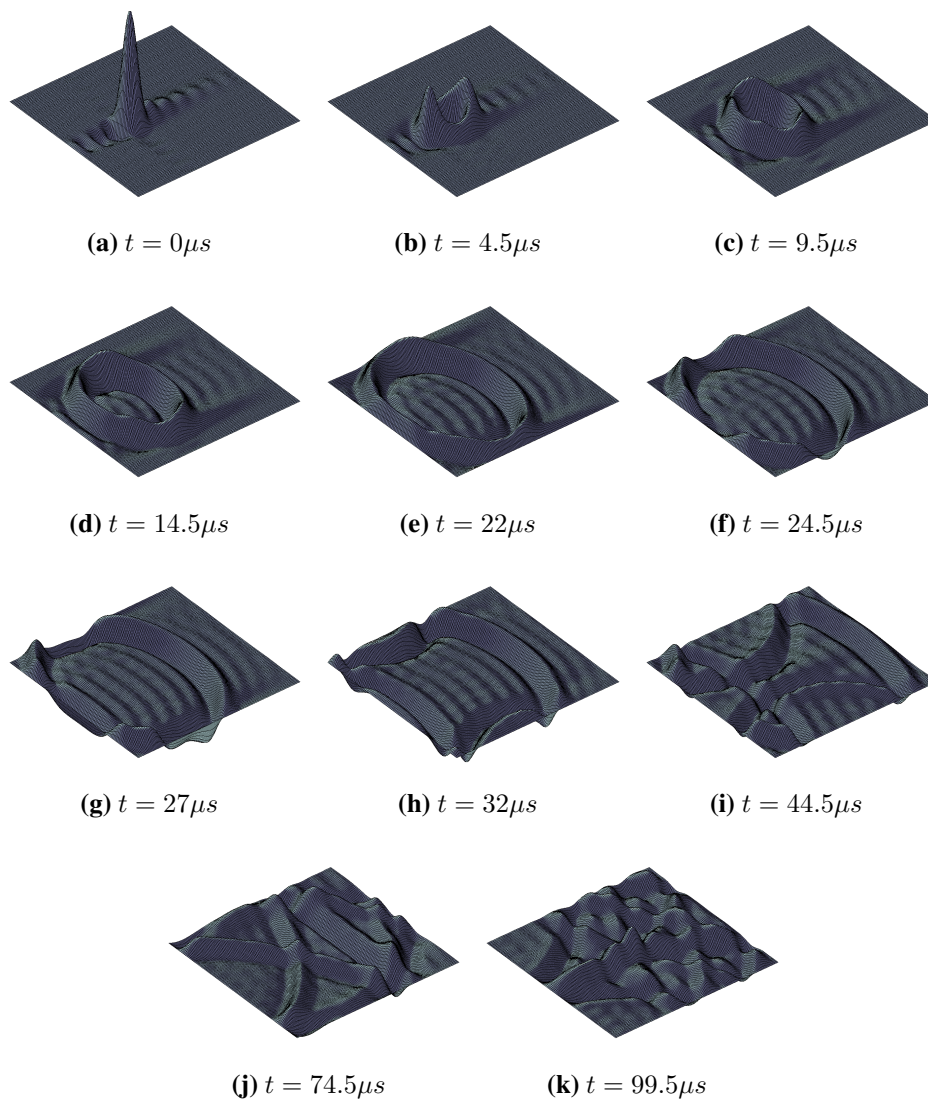
- dimenzije plohe:  $L_x = 0.15\text{m}$ ,  $l_z = 0.1\text{m}$
- brzina propagacije vala:  $c_x = c_z = 2000\text{m/s}$
- faktor gušenja:  $\beta = 40$
- pozicija početnog impulsa:  $x_0 = 0.05\text{m}$ ,  $z_0 = 0.05\text{m}$
- fiksirani rubovi

Lagani nabori na površini materijala koji se vide na prvim slikama su posljedica aliasinga zbog uzimanja malog broja koeficijenata Fourierovog reda. Na slikama 3.3d do 3.3f se vidi odbijanje vala od fiksiranog ruba. Matlab kod korišten za simulaciju se nalazi u dodatku B.

### 3.6. Različite brzine propagacije vala u $x$ i $z$ smjeru

Ako se valovi šire kroz drvo ili nekakav sličan “vlaknasti” materijal, pretpostavljajući dovoljnu homogenost toga materijala, zbog strukture, brzine propagacije vala u  $x$  i  $z$

<sup>2</sup>ili bilo kojom drugom funkcijom koja je definirana samo u trenutku  $t = 0$



**Slika 3.3:** simulacija valnog gibanja

smjerovima nisu jednake. Izvod i konačna jednađba su vrlo slični kao i u prethodnom slučaju.

Izvod započinjemo uvrštavanjem posebnih brzina  $c_x$  i  $c_z$  u jednađbu 3.2 i dijeljenjem sa  $XZT$ :

$$\frac{1}{T} \frac{d^2 T}{dt^2} + 2\beta \frac{1}{T} \frac{dT}{dt} - c_x^2 \frac{1}{X} \frac{d^2 X}{dx^2} - c_z^2 \frac{1}{Z} \frac{d^2 Z}{dz^2} = 0. \quad (3.34)$$

Ponovno, da bi prethodni izraz bio ispravan, mora biti jednak konstanti, tj  $\omega$ . Vremenski dio jednađbe ostaje nepromijenjen dok prostorni glasi:

$$c_x^2 \frac{1}{X} \frac{d^2 X}{dx^2} + c_z^2 \frac{1}{Z} \frac{d^2 Z}{dz^2} = -\omega^2, \quad (3.35)$$

$$c_x^2 \frac{1}{X} \frac{d^2 X}{dx^2} = -c_z^2 \frac{1}{Z} \frac{d^2 Z}{dz^2} - \omega^2. \quad (3.36)$$

Što nakon uvođenja konstanti  $k_x$  i  $k_z$ , uvrštavanja i sređivanja daje jednađbe:

$$c_x^2 \frac{1}{X} \frac{d^2 X}{dx^2} = -k_x^2 \quad (3.37)$$

$$c_z^2 \frac{1}{Z} \frac{d^2 Z}{dz^2} = -k_z^2 \quad (3.38)$$

čija rješenja glase:

$$X(x) = C_3 \cos\left(\frac{k_x}{c_x} x\right) + C_4 \sin\left(\frac{k_x}{c_x} x\right) \quad (3.39)$$

$$Z(z) = C_5 \cos\left(\frac{k_z}{c_z} z\right) + C_6 \sin\left(\frac{k_z}{c_z} z\right). \quad (3.40)$$

Uvrštavanjem rubnih uvjeta dobivamo:

$$k_x = \frac{p\pi c_x}{L_x} \quad (3.41)$$

$$k_z = \frac{q\pi c_z}{L_z}, \quad (3.42)$$

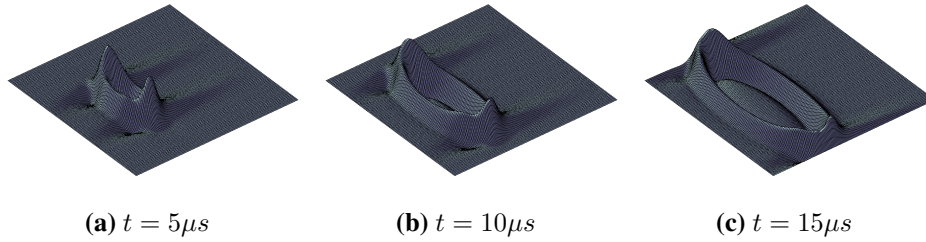
a prostorne jednađbe za fiksirane i slobodne rubove ostaju identične onima kao i za slučaj jednakih brzina u oba smjera.

Spajanjem dobivenih izraza dobivamo izraz 3.30, samo što je u ovom slučaju  $\omega$  različit i glasi:

$$\omega = \sqrt{\left(\frac{p\pi c_x}{L_x}\right)^2 + \left(\frac{q\pi c_z}{L_z}\right)^2} \quad (3.43)$$

Slika 3.4 prikazuje primjer propagacije vala sa različitim brzinama u smjeru  $x$  i  $z$

osi, gdje je  $c_x = 1500\text{m/s}$ , te  $c_z = 3000\text{m/s}$ . Ostali parametri su jednaki parametrima za sliku 3.3.



**Slika 3.4:** primjer vala sa različitom brzinom propagacije u  $x$  i  $z$  smjeru

## 4. Određivanje pozicije

U slučajevima kada više prijarnika prima signal jednog izvora<sup>1</sup>, pozicija toga izvora se može odrediti na temelju vremenske razlike u dolasku signala do pojedinog prijarnika. Ova tehnika se naziva i *Time Difference of Arrival* – TDOA tehnika. Drugi nazivi su multilateracija i hiperboličko pozicioniranje. Ova tehnika se često koristi kod određivanja položaja zrakoplova ili mobilne stanice.

Vremenska razlika se obično određuje uzimanjem signala istovremeno od više prijarnika i izračunom njihove kros-korelacije (Aatique, 1997). Ukoliko nema šuma, refleksija ni izobličenja signala, maksimum kros-korelacijske funkcije će dati vremensku razliku među signalima. Izračunata vrijednost vremenske razlike između dva signala definira hiperbolu na kojoj se odašiljač može nalaziti. Odatle i naziv hiperboličko pozicioniranje. U slučaju 2D plohe, potrebna su minimalno tri prijarnika (dvije vremenske razlike) za točno određivanje pozicije.

### 4.1. Određivanje vremenske razlike

TDOA algoritam se provodi u dvije faze. U prvoj fazi se određuju vremenske razlike između parova prijarnika, dok se u drugoj fazi dobivene vrijednosti koriste kako bi se nedvosmisleno odredila pozicija odašiljača.

Ako se izuzmu nelinearna izobličenja pri propagaciji vala kroz materijal, dva primljena signala se mogu zapisati kao

$$x_1(t) = A_1 s(t - d_1) + n_1(t) \quad (4.1)$$

$$x_2(t) = A_2 s(t - d_2) + n_2(t), \quad (4.2)$$

gdje  $A_1$  i  $A_2$  predstavljaju skaliranje amplitude signala,  $n_1(t)$  i  $n_2(t)$  aditivni šum, a  $d_1$  i  $d_2$  kašnjenje pojedinih signala. Model pretpostavlja da su  $s(t)$ ,  $n_1(t)$  i  $n_2(t)$  realni,

---

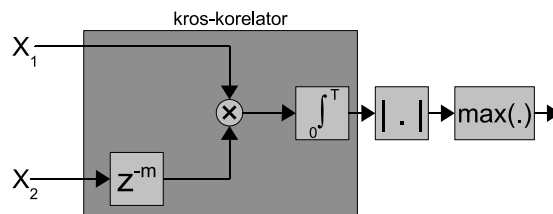
<sup>1</sup>isto vrijedi i u slučaju kad imamo više odašiljača koji odašilju isti signal, te prijarnik koji prima sve te signale i određuje svoju poziciju

zajednički stacionarni slučajni procesi sa nultom srednjom vrijednosti, te da signal  $s(t)$  nije koreliran sa šumom  $n_1(t)$  i  $n_2(t)$ . Uzimanjem prvog signala kao referentnog, tj. pretpostavljajući da je  $d_1 < d_2$ , gorenji izrazi se mogu zapisati i kao

$$x_1(t) = s(t) + n_1(t) \quad (4.3)$$

$$x_2(t) = As(t - D) + n_2(t), \quad (4.4)$$

gdje je  $A$  omjer amplituda i  $D = d_2 - d_1$ . Zadatak je procijeniti vremensku razliku  $D$  između ta dva signala.



**Slika 4.1:** blok dijagram algoritma za određivanje vremenske razlike

Vremenska razlika  $D$  se može odrediti određivanjem maksimuma apsolutne vrijednosti<sup>2</sup> kros-korelacijske funkcije signala  $x_1(t)$  i  $x_2(t)$  (slika 4.1). Izraz za kros-korelaciju ta dva signala glasi

$$R_{x_2x_1}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} x_1(t)x_2(t - \tau)dt. \quad (4.5)$$

Zbog granica integracije koje teže u beskonačnost, jednadžbu 4.5 nije moguće izračunati u tome obliku, već je rezultat moguće samo procijeniti. Osim toga, integriranje nije jednostavno izvedivo na digitalnom računalu, te se, zbog diskretnog seta podataka, integral može zamijeniti sa sumom. Nakon toga, izraz za estimaciju kros-korelacijske funkcije je

$$\hat{R}_{x_2x_1}(m) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-|m|-1} x_1(n)x_2(n + m), \quad (4.6)$$

gdje je  $N$  duljina signala. Ovaj izraz će dati nepristranu procjenu kros-korelacijske funkcije.

Zbog šuma u signalima ili nelinearnih izobličenja metoda kros-korelacije može dati i krivu procjenu vremenske razlike među signalima. Jednostavan test za provjeru dobivenog rezultata je usporedba sa vremenom potrebnim da signal dođe od jednog prijatelja do drugog. Ta vremenska razlika je maksimalna moguća i dogodit će se u slučaju

<sup>2</sup>može se uzeti i kvadrat funkcije

da se odašiljač nalazi neposredno pokraj jednog od prijamnika. Ako je dobivena procjena vremenske razlike veća od te vrijednosti, signali su ili previše zašumljeni, ili (nelinearno) izobličeni.

## 4.2. Određivanje lokacije

Udaljenost između izvora signala i  $i$ -tog prijamnika je definirana sa:

$$R_i = \sqrt{(x_i - x)^2 + (y_i - y)^2} \quad (4.7)$$

$$= \sqrt{x_i^2 + y_i^2 - 2x_ix - 2y_iy + x^2 + y^2}. \quad (4.8)$$

Na sličan način razliku udaljenosti između izvora signala i prijamnika  $i$  i 1 računamo (uz pretpostavku da je signal stigao prvo do prijamnika 1):

$$R_{i,1} = cd_{i,1} = R_i - R_1 \quad (4.9)$$

$$= \sqrt{(x_i - x)^2 + (y_i - y)^2} - \sqrt{(x_1 - x)^2 + (y_1 - y)^2}, \quad (4.10)$$

gdje je  $c$  brzina propagacije signala kroz sredstvo, a  $x$  i  $y$  koordinate odašiljača. Za 2D slučaj, uz pretpostavku tri prijamnika  $R_1$ ,  $R_2$  i  $R_3$ , nas to dovodi do jednadžbi:

$$\tau_{21} = \frac{1}{c} \left( \sqrt{(x_2 - x)^2 + (y_2 - y)^2} - \sqrt{(x_1 - x)^2 + (y_1 - y)^2} \right) \quad (4.11)$$

$$\tau_{31} = \frac{1}{c} \left( \sqrt{(x_3 - x)^2 + (y_3 - y)^2} - \sqrt{(x_1 - x)^2 + (y_1 - y)^2} \right). \quad (4.12)$$

Jednadžbe 4.11 i 4.12 su nelinearne hiperboličke jednadžbe, te njihovo rješavanje nije trivijalno. One se, prije rješavanja, obično prvo lineariziraju, te se rješavanjem lineariziranih jednadžbi dobije približno rješenje. Često se za linearizaciju koriste prva dva člana razvoja u Taylorov red (Torrieri, 1984).

Drugi često upotrebljavan pristup (Abel i Smith, 1987) je transformacija seta nelinearnih jednadžbi 4.10 u drugi set jednadžbi. Ako izraz 4.10 zapišemo u obliku

$$R_i^2 = (R_{i,1} + R_1)^2, \quad (4.13)$$

jednadžbu 4.8 možemo zapisati kao:

$$R_{i,1}^2 + 2R_{i,1}R_1 + R_1^2 = x_i^2 + y_i^2 - 2x_ix - 2y_iy + x^2 + y^2. \quad (4.14)$$

Oduzimanjem 4.8 uz  $i = 1$  od 4.14 dobivamo:

$$R_{i,1}^2 + 2R_{i,1}R_1 = x_i^2 + y_i^2 - 2x_{i,1}x - 2y_{i,1}y + x^2 + y^2 \quad (4.15)$$

gdje  $x_{i,1}$  i  $y_{i,1}$  označavaju  $x_i - x_1$  i  $y_i - y_1$ . Ako uvrstimo 2D slučaj sa tri prijarnika u 4.15 dobivamo sustav od dvije jednadžbe sa dvije nepoznanice:

$$R_{2,1}^2 + 2R_{2,1}R_1 = x_2^2 + y_2^2 - 2x_{2,1}x - 2y_{2,1}y + x^2 + y^2 \quad (4.16)$$

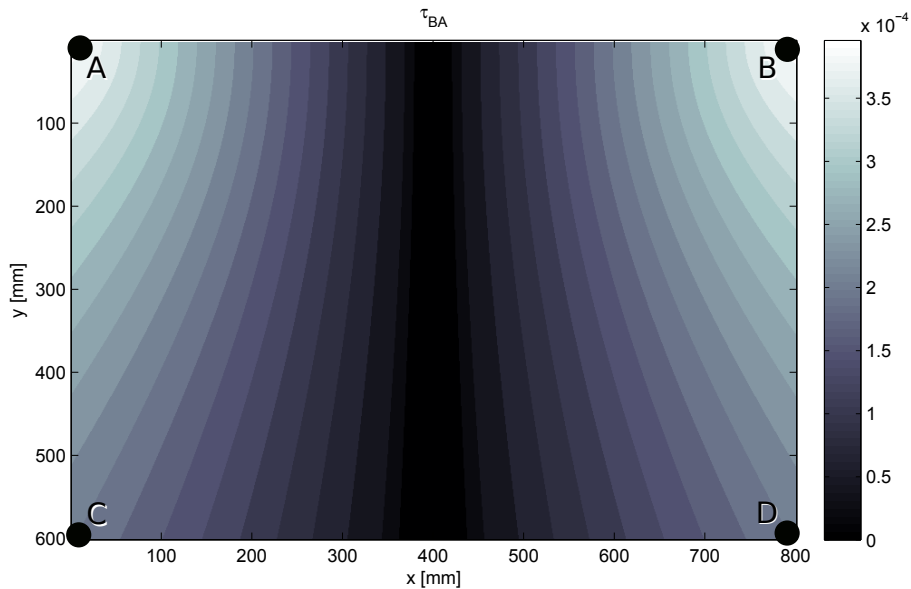
$$R_{3,1}^2 + 2R_{3,1}R_1 = x_3^2 + y_3^2 - 2x_{3,1}x - 2y_{3,1}y + x^2 + y^2. \quad (4.17)$$

Taj sustav je linearan i moguće ga je riješiti metodama rješavanja sustava jednadžbi.

### 4.3. Ograničenja u praksi

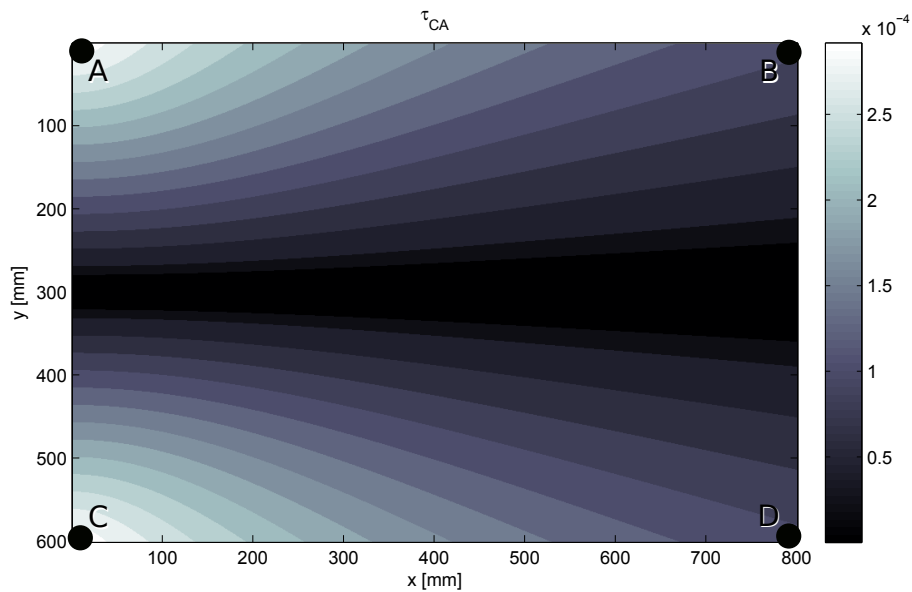
Za određivanje pozicije izvora signala vrlo bitan korak je određivanje vremenske razlike u primitku dva signala (TDOA). Pri tome postoje dva bitna ograničenja na konačnu razlučivost mjerenja – brzina širenja zvuka kroz sredstvo, te frekvencija uzorkovanja. Osim tih ograničenja bitan problem zadaju i signali reflektirani od rubova plohe.

Prema TDOA teoriji, za jednoznačno određivanje pozicije izvora signala na 2D plohi, potrebna su nam tri prijarnika, tj. dvije vremenske razlike u dolasku signala. Dodatni prijarnici povećavaju robusnost sustava u stvarnoj primjeni.



**Slika 4.2:** apsolutne vrijednosti vremenske razlike u dolasku signala između prijarnika B i A



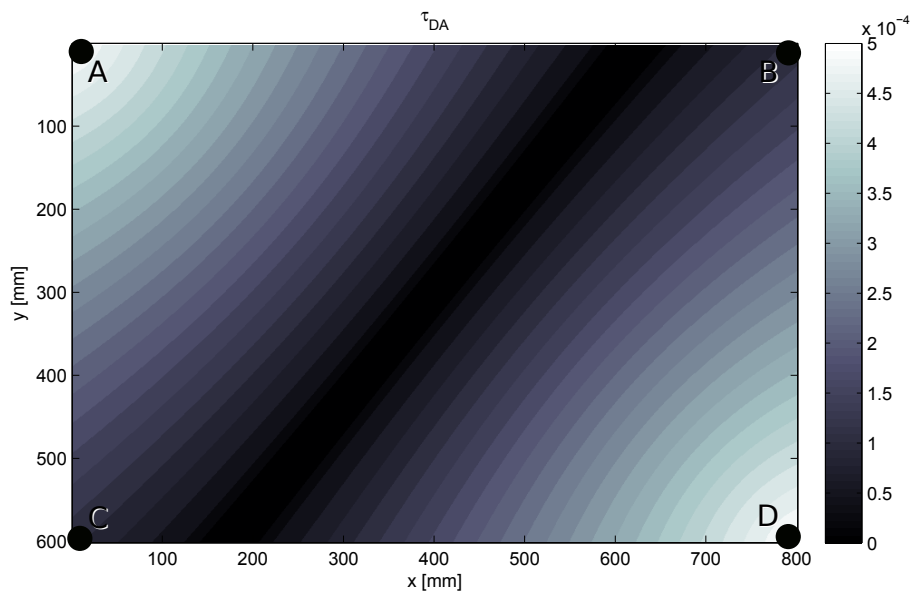


**Slika 4.3:** apsolutne vrijednosti vremenske razlike u dolasku signala između prijamnika C i A

Uzmimo za primjer ploču dimenzija  $0.8 \times 0.6$  metara, brzinu zvuka kroz materijal  $c = 2000\text{m/s}$ , te frekvenciju uzorkovanja od  $48\text{kHz}$ .

Slike 4.2 i 4.3 prikazuju teoretske apsolutne vremenske razlike između dolaska signala do prijamnika A i B, odnosno do prijamnika A i C. Dodavanjem prijamnika D vremenske razlike npr. između prijamnika A i D možemo dodatno popraviti točnost detekcije i razlučivost, pogotovo u “crnom području” na slikama (slika 4.4).

Razlučivost opada sa većom brzinom rasprostiranja zvuka u materijalu, te s manjom frekvencijom uzorkovanja. Razlučivost se još malo može povećati interpoliranjem između uzoraka, na primjer paraboličkom interpolacijom.



**Slika 4.4:** apsolutne vrijednosti vremenske razlike u dolasku signala između prijavnika D i A

# 5. Kompenzatori

## 5.1. Refleksije

Valovi koji dolaze do ruba plohe se reflektiraju. Zbog toga u točki mjerenja osim pobudnog signala se pojavljuje i takozvana reverberacija. U slučaju mirne plohe koju pobudimo impulsom, na val koji se širi plohom će se superponirati i refleksije tako da će samo prvi dio izmjerenog signala biti jednak poslanom signalu dok će u ostatku prevladavati reflektirane instance signala. Cilj kompenzatora je poništiti te refleksije u točki mjerenja.

## 5.2. LS filtriranje

Metodom LS (*Least Squares* – metoda najmanjih kvadrata) filtriranja je često korištena metoda u obradi signala. Osnovna ideja je filtrirati ulazni signal  $f[n]$  pomoću filtra  $h[n]$  duljine  $m$  uzoraka na način da se izlaz što bolje podudara sa željenim signalom  $d[n]$  (Moon i Stirling, 1999). Nazovimo izlaz filtra  $y[n]$  te dobivamo klasičan izraz za filtriranje signala:

$$y[n] = \sum_{i=0}^{m-1} h[i]f[n-i]. \quad (5.1)$$

Možemo pisati  $d[n] = y[n] + e[n]$ , gdje je  $e[n]$  pogreška između dobivenog i željenog izlaza filtra. Želja nam je izabrati koeficijente filtra na način da

$$e[n] = d[n] - y[n] \quad (5.2)$$

bude što manji, za svaki  $n$ . Kod filtriranja metodom najmanjih kvadrata, minimizacijski kriterij nam je suma svih kvadriranih elemenata od  $e$ .

Izraz za filtriranje možemo napisati i u matričnom obliku, gdje  $\Psi$  predstavlja maticu ulaznih podataka:

$$\mathbf{d} \approx \mathbf{y} = \Psi \mathbf{h}. \quad (5.3)$$

Dodavanjem vektora razlike gornji izraz zapisujemo kao

$$\mathbf{d} = \Psi \mathbf{h} + \mathbf{e}, \quad (5.4)$$

gdje je  $\mathbf{e}$  vektor razlike između dobivenog izlaza  $\mathbf{y}$  i željenog izlaza  $\mathbf{d}$ . Prema metodi najmanjih kvadrata (Moon i Stirling, 1999), rješenje se dobiva kao

$$\mathbf{h} = (\Psi^H \Psi)^{-1} \Psi^H \mathbf{d}, \quad (5.5)$$

pri čemu  $\Psi^H$  označava kompleksno-konjugiranu transpoziciju matrice  $\Psi$ . Ukoliko su svi podaci realni, operator kompleksno-konjugirane transpozicije se može zamijeniti sa obično mtranspozicijom. Ovaj izraz se još naziva i lijevo dijeljenje matrica i može se pisati kao  $\mathbf{h} = \Psi \setminus \mathbf{d}$ .

### 5.2.1. “otežana” LS metoda

Ako u skupu ulaznih podataka imamo točnije i manje točne podatke, tj. podatke sa manjom i podatke sa većom pogreškom, vektor ulaznih podataka možemo “otežati” na način da podacima koje smatramo točnijima damo veću težinu nego onima manje točnima. Ovo je mala varijacija na LS metodu i naziva se WLS (*Weighted Least Squares*) ili “otežana” LS metoda. Razlika LS i WLS metode je u dodatnoj matrici težina

$$\mathbf{W} = \text{diag}(w_1, w_2, w_3, \dots, w_N). \quad (5.6)$$

Matrica  $\mathbf{W}$  je dijagonalna matrica koja na dijagonali ima vrijednosti težina za svaki element ulaznog seta podataka. Težine u materici  $\mathbf{W}$  ne predstavljaju apsolutnu težinu svakog elementa, već je bitan samo njihov relativan odnos.

Uzimanjem u obzir matrice težina  $\mathbf{W}$ , izraz za impulsni odziv WLS filtra  $\mathbf{h}$  prima oblik

$$\mathbf{h} = (\Psi^H \mathbf{W} \Psi)^{-1} \Psi^H \mathbf{W} \mathbf{d}. \quad (5.7)$$

### 5.2.2. matrica ulaznih podataka

Matricu  $\Psi$  moguće je popuniti na više načina. Najpoznatije metode su autokorelacijska, te kovarijancijska metoda.

Autokorelacijska metoda daje matricu dimenzija  $(N + m - 1) \times m$ . Ova metoda

pretpostavlja da su svi podaci prije  $f[1]$  i poslije  $f[N]$  jednaki nuli.

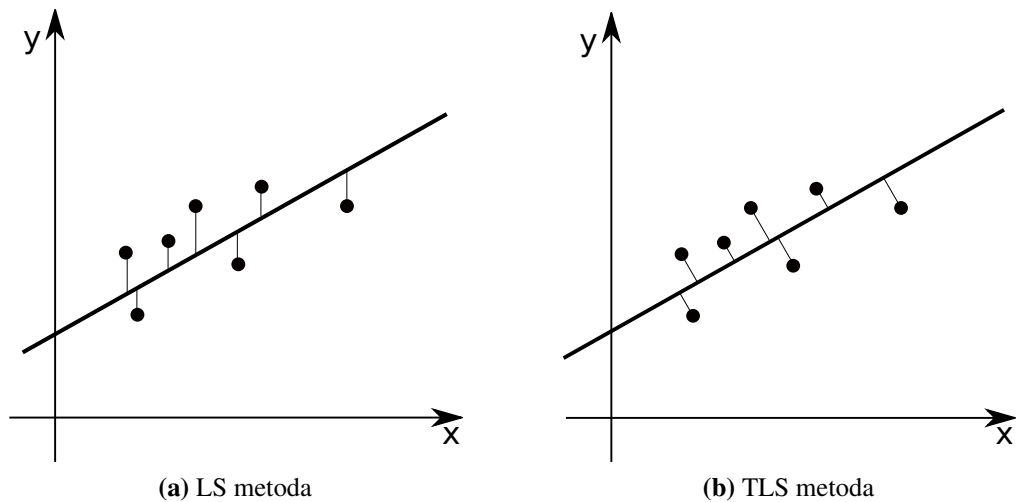
$$\Psi = \begin{bmatrix} f[1] & 0 & 0 & \dots & 0 \\ f[2] & f[1] & 0 & \dots & 0 \\ f[3] & f[2] & f[1] & \dots & 0 \\ \vdots & & & & \\ f[m] & f[m-1] & f[m-2] & \dots & f[1] \\ f[m+1] & f[m] & f[m-1] & \dots & f[2] \\ \vdots & & & & \\ f[N] & f[N-1] & f[N-2] & \dots & f[N-m+1] \\ 0 & f[N] & f[N-1] & \dots & f[N-m+2] \\ \vdots & & & & \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix} \quad (5.8)$$

Ova matrica ima sve padajuće dijagonale složene od konstanti. Takav tip matrice se naziva Toeplitz matrica (Gray, 1975). Ovo je dobra osobina jer je u tom slučaju računaska složenost pri rješavanju sustava puno manja.

Kovarijancijska metoda koristi samo podatke koji su dostupni – ne pretpostavlja ništa o podacima izvan toga raspona. To je matrica dimenzija  $(N - m + 1) \times m$ . Tehnički gledano, ova matrica se može dobiti tako da iz matrice dobivene autokorelacijskom metodom izbacimo redove koji sadrže nule koje se ne nalaze u samom signalu već su posljedica pretpostavke o vrijednosti signala izvan raspona indeksa od 1 do  $N$ . To je prvih i zadnjih  $m$  redova.

$$\Psi = \begin{bmatrix} f[m] & f[m-1] & f[m-2] & \dots & f[1] \\ f[m+1] & f[m] & f[m-1] & \dots & f[2] \\ \vdots & & & & \\ f[N] & f[N-1] & f[N-2] & \dots & f[N-m+1] \end{bmatrix} \quad (5.9)$$

Nazivi “autokorelacijska” i “kovarijancijska” metoda ne označavaju da se radi o autokorelacijskoj i kovarijancijskoj matrici u klasičnom smislu. To su nazivi metoda koje se često koriste u području obrade govora<sup>1</sup>.



Slika 5.1: fitanje pravca prema podacima

### 5.3. TLS metoda

Pogledamo li LS metodu u kontekstu često korištene tehnike približnog opisa podataka pravcem<sup>2</sup> (takozvano *fitanje*), vidimo da LS metoda pretpostavlja postojanje pogreške (šuma) samo u  $y$  komponenti (slika 5.1a). Govoreći iz konteksta LS filtriranja, to znači da pretpostavljamo da će se pogreška pojaviti samo na izlazu filtra, dok željeni izlaz filtra smatramo bez pogreške. U nekim slučajevima ovo nije zadovoljeno, te je prilikom proračuna potrebno pretpostaviti šum i u vektoru željenog rezultata. Na taj način, u kontekstu fitanja, minimiziramo “pravu”, euklidsku, kvadratnu udaljenost od pravca (slika 5.1b). Ova metoda se naziva TLS (*Total Least Squares*) metoda.

LS metoda pronalazi vektor  $\hat{\mathbf{x}}$  takav da vrijedi (Moon i Stirling, 1999):

$$\|\mathbf{A}\hat{\mathbf{x}} - \mathbf{b}\|_2 = \min, \quad (5.10)$$

što postizemo dodavanjem perturbacije, tj. vektora pogreške  $\mathbf{r}$ , te tražimo rješenje jednadžbe

$$\mathbf{A}\hat{\mathbf{x}} = \mathbf{b} + \mathbf{r}. \quad (5.11)$$

Kod TLS problema, pretpostavlja se da i  $\mathbf{b}$  i matrica podataka  $\mathbf{A}$  sadrže pogrešku, te se traži rješenje jednadžbe

$$(\mathbf{A} + \mathbf{E})\hat{\mathbf{x}} = (\mathbf{b} + \mathbf{r}), \quad (5.12)$$

gdje je  $\mathbf{E}$  perturbacija matrice ulaznih podataka. Napišimo ovaj izraz u matričnom

<sup>1</sup>primjer: LPC-10 koder govornog signala

<sup>2</sup>ovo može biti i neka druga funkcija

obliku:

$$[\mathbf{A} + \mathbf{E}|\mathbf{b} + \mathbf{r}] \begin{bmatrix} \mathbf{x} \\ -1 \end{bmatrix} = 0, \quad (5.13)$$

što je jednako

$$([\mathbf{A}|\mathbf{b}] + [\mathbf{E}|\mathbf{r}]) \begin{bmatrix} \mathbf{x} \\ -1 \end{bmatrix} = 0, \quad (5.14)$$

gdje  $[x|y]$  označava stavljanje matrica  $x$  i  $y$  jednu pokraj druge i spajanje u jednu. Neka je  $\mathbf{C} = [\mathbf{A}|\mathbf{b}]$  i  $\mathbf{\Delta} = [\mathbf{E}|\mathbf{r}]$ . Da bi jednadžba 5.14 imala rješenje, prošireni vektor  $[\mathbf{x}^T, -1]^T$  mora biti unutar nul-prostora od  $\mathbf{C} + \mathbf{\Delta}$ , te da rješenje ne bi bilo trivijalno, perturbacija  $\mathbf{\Delta}$  mora biti takva da matrica  $\mathbf{C} + \mathbf{\Delta}$  ne bude punog ranga. TLS metoda pronalazi  $\mathbf{\Delta}$  s najmanjom normom, uz uvjet da matrica  $\mathbf{C} + \mathbf{\Delta}$  ne bude punog ranga.

Za izračun TLS rješenja često se koristi metoda SVD dekompozicije. Napišimo SVD dekompoziciju matrice  $\mathbf{C}$  kao

$$\mathbf{C} = \mathbf{U} \text{diag}(\sigma_1, \sigma_2, \dots, \sigma_{n+1}) \mathbf{V}^H = \sum_{k=1}^{n+1} \sigma_k \mathbf{u}_k \mathbf{v}_k^H, \quad (5.15)$$

gdje je

$$\mathbf{U} = [\mathbf{u}_1, \mathbf{u}_2, \dots, \mathbf{u}_m], \mathbf{V} = [\mathbf{v}_1, \mathbf{v}_2, \dots, \mathbf{v}_{n+1}]. \quad (5.16)$$

Možemo pretpostaviti da su vrijednosti u dijagonalnoj matrici sortirane, te da je najmanja vrijednost unikatna

$$\sigma_1 \geq \sigma_2 \geq \dots \geq \sigma_n > \sigma_{n+1}. \quad (5.17)$$

Prema teoremu o reduciranju ranga matrice<sup>3</sup>, matrica reduciranog ranga najbliža matrici  $\mathbf{C}$  je matrica

$$\mathbf{C} + \mathbf{\Delta} = \tilde{\mathbf{C}} = \sum_{i=1}^n \sigma_i \mathbf{u}_i \mathbf{v}_i^H. \quad (5.18)$$

Zbog toga je perturbacija oblika

$$\mathbf{\Delta} = -\sigma_{n+1} \mathbf{u}_{n+1} \mathbf{v}_{n+1}^H. \quad (5.19)$$

Pošto vektorski prostor koji razapinje  $\mathbf{C} + \mathbf{\Delta}$  ne sadrži vektor  $\mathbf{v}_{n+1}$ , rješenje 5.14 mora

---

<sup>3</sup>teorem i njegov dokaz se nalazi u Moon i Stirling (1999), stranica 377, poglavlje “7.5. Rank-reducing approximations: effective rank”

biti višekratnik od  $\mathbf{v}_{n+1}$ :

$$\begin{bmatrix} \mathbf{x} \\ 1 \end{bmatrix} = \alpha \mathbf{v}_{n+1}. \quad (5.20)$$

Ako je zadnji element vektora  $\mathbf{v}_{n+1}$  različit od nule, rješenje glasi

$$\mathbf{x} = -\frac{\mathbf{v}_{n+1}(1:n)}{\mathbf{v}_{n+1}(n+1)}. \quad (5.21)$$

U slučaju da je zadnji element vektora  $\mathbf{v}_{n+1}$  jednak nuli, rješenje ne postoji.

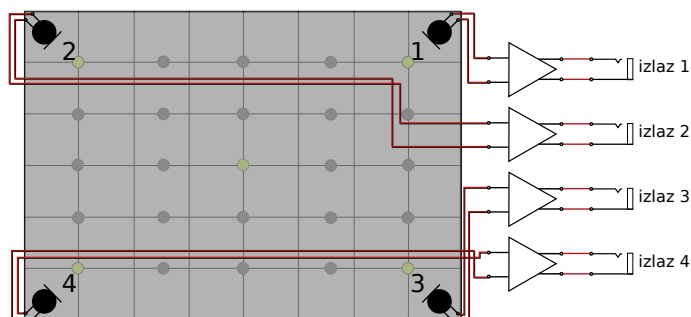
Ako zadnja (najmanja) vrijednost dijagonalne matrice nije unikatna rješenje je nešto složenije i neće biti ovdje prikazano.



# 6. Rezultati

## 6.1. Hardver

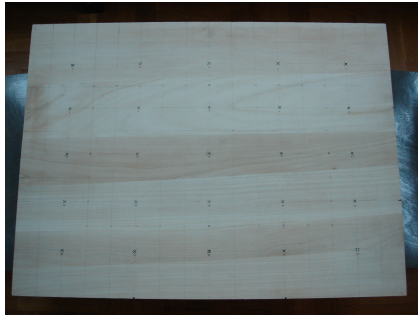
Za simuliranje, snimanje i testiranje korištena je drvena ploča sa četiri mikrofona raspoređena u četiri kuta ploče. Ploča je gumenim nožicama odvojena od podloge na koju se polaže. Signal svakog mikrofona prolazi kroz mikrofonsko pretpojačalo, te se dovodi na linijski ulaz zvučne kartice (blok shema uređaja je prikazana na slici 6.1). Svi mikrofoni su elektretske i zalijepljeni su za gornju površinu ploče cijano-akrilnim ljepilom (slika 6.4). Pretpojačala su jednostavni sklopovi sa operacijskim pojačalom napajani baterijom od 9V (shema sklopa se nalazi u dodatku). Sklop i baterija su zalijepljeni na stražnju stranu ploče (slika 6.5). Shema sklopa se nalazi u dodatku A.



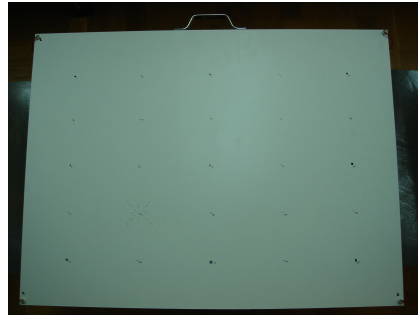
**Slika 6.1:** blok shema sustava za simulaciju i testiranje

Prvi sustav je bio napravljen na ploči od lijepljenih dasaka (može se vidjeti na slici 6.2). Pojedine regije te ploče su bile različitih gustoća, te je, zbog problema s nehomogenosti materijala, ploča zamijenjena drugom. Druga ploča je od iverice presvučene plastičnim furnirom (slika 6.3) osiguravajući time puno homogeniji medij za prijenos zvuka. Ova ploča je davala puno bolje rezultate te je rad nastavljen na njoj.

Signal doveden na linijske ulaze zvučne kartice (korišteno je vanjsko USB audio sučelje Lexicon Omega) se uzorkuje frekvencijom 48kHz, te se softverski filtrira visokopropusnim FIR filtrom sa linearnom fazom. U primljenom signalu pojavljuje se vrlo značajna komponenta na 50Hz (smetnje iz gradske mreže), te je filter dizajniran



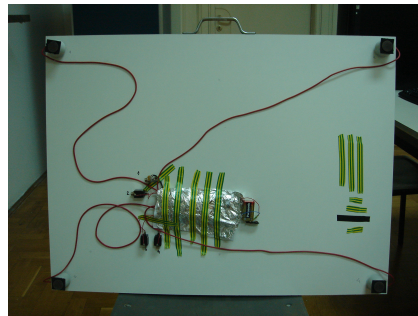
**Slika 6.2:** prva ploča



**Slika 6.3:** nova ploča

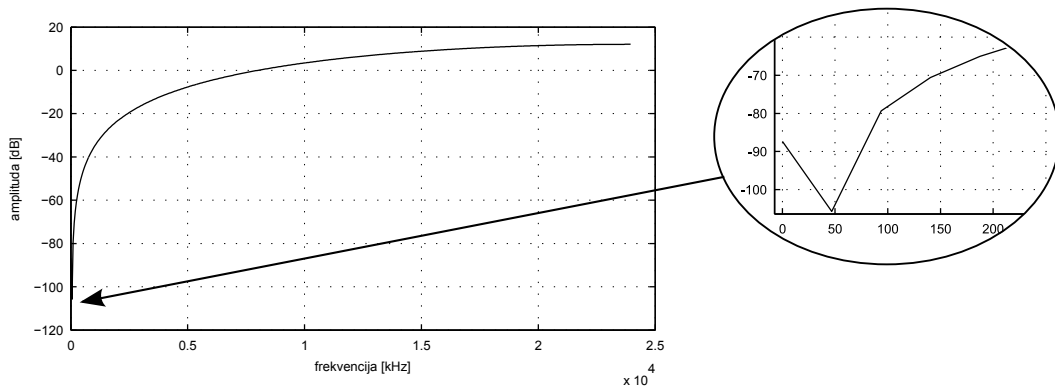


**Slika 6.4:** mikrofon



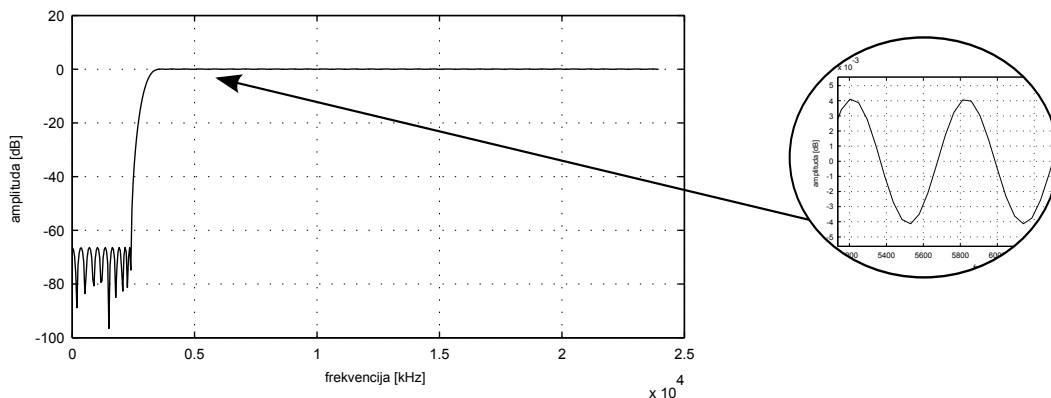
**Slika 6.5:** stražnja strana ploče

na način da ima nulu na toj frekvenciji. Amplitudno frekvencijska karakteristika filtra je prikazana je na slici 6.6.



**Slika 6.6:** amplitudno frekvencijska karakteristika filtra

U kasnijoj fazi je korišten filter kojemu je, osim filtriranja komponente na 50Hz, bio cilj i filtrirati sve frekvencije ispod 3600Hz, na taj način rješavajući velikim dijelom i problem ambijentalne buke. Filter je projektiran kao FIR filter reda 150, korištenjem Parks-McClellan algoritma. Amplitudni dio frekvencijske karakteristike filtra je prikazan na slici 6.7



Slika 6.7: amplitudno frekvencijska karakteristika novog filtra

## 6.2. Rad na projektu

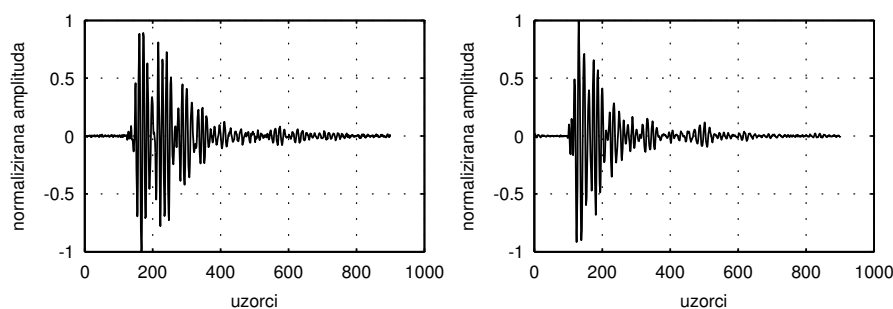
Metoda direktne primjene korelacije na snimljene signale se nije pokazala uspješnom. U dobivenim rezultatima nije postojala ponovljivost – zadavanjem pobude<sup>1</sup> na istu ili vrlo blisku lokaciju rezultati su se drastično razlikovali. Usto, vrijednost vremenske razlike dolazaka signala primjenom direktne korelacije upućivala je na vrlo malu brzinu širenja zvuka kroz ploču što je ukazivalo na krivo mjerenje. Primjer toga se može vidjeti na slici 6.8. Slika 6.8a prikazuje dva filtrirana i normalizirana signala snimljena na mikrofonima 2 i 3. Slika 6.8b prikazuje rezultat njihove kros-korelacije. Može se vidjeti da se maksimum kros-korelacijske funkcije nalazi pri pomaku od oko 50, dok bi stvarni pomak trebao biti oko 20.

Krivi rezultati direktne primjene korelacije posljedica su činjenice da vrlo brzo nakon dolaska signala do mikrofona, do njega dolaze i refleksije signala od rubova koje mogu biti i značajno veće amplitude od početnog (ispravnog) dijela primljenog signala. Jedno potencijalno rješenje je korištenje kraćeg otvora kros-korelacije, dok je drugo korištenje kompenzatora koji će do neke mjere poništiti refleksije.

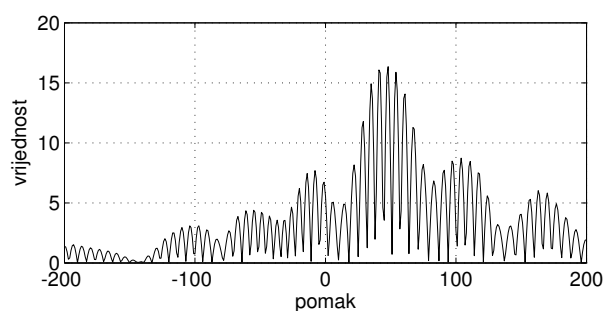
Korištenje kraćeg vremenskog otvora ima svoje prednosti i mane. Svakako najveća prednost je djelomično izbjegavanje refleksija jer znamo u kojem rasponu bi trebao biti rezultat. Mana je ta da u slučaju premalog “komada” signala taj komad postaje “preobičan” i korelacija ga nalazi i na onim mjestima gdje se ne bi trebao nalaziti.

Cilj kompenzatora je umanjiti utjecaj refleksija, te utjecaj mikrofona i pretpojačala na signal. Bitno je naglasiti da je to moguće savršeno izvesti **u jednoj točki**. Izvan te točke za koju je kompenzator projektiran on neće raditi ili će slabije raditi u nekom malom području oko te točke. U narednim poglavljima će detaljnije biti opisane vrste

<sup>1</sup>lagani udarac prstom ili olovkom po određenom mjestu na ploči



(a) filtrirani i normirani signali



(b) kros-korelacija signala

**Slika 6.8:** Loši rezultati direktne primjene kros-korelacije

i osobine korištenih kompenzatora.

## 6.3. Kompenzacija

Pošto direktna primjena kros-korelacije na primljene signale nije polučila prevelikim uspjehom, sljedeći korak je bio pokušaj projektiranja sustava koji bi radio u dvije faze: kalibracija i primjena. U fazi kalibracije projektiraju se kompenzatori za određeni broj kalibracijskih točaka, dok se u fazi primjene ti podaci koriste za lociranje izvora signala.

### 6.3.1. kalibracija

Za svaku kalibracijsku točku, kojih je u ovom slučaju bilo 25 (mreža  $5 \times 5$ ), te za svaku korelaciju koja se koristi, računa se kompenzator. Kompenzator projektiramo kao LS filtar na način da jedan signal koristimo kao ulaz, a drugi kao željeni izlaz. Korišteno je više modela LS filtra koji će biti opisani u nastavku.

### kauzalni (minimalno fazni) model

Ovaj model kompenzatora je jednak modelu opisanom poglavlju 5.2.2. To je osnovni LS filtar, te mu je matrica ulaznih podataka jednaka

$$\Psi = \begin{bmatrix} y[n-m] & y[n-m-1] & \dots & y[n-1] \\ y[n-m+1] & y[n-m] & \dots & y[n-2] \\ \vdots & & & \\ y[n-N] & y[n-N-1] & \dots & y[n-N-m+1] \end{bmatrix}. \quad (6.1)$$

### nul-fazni model

Nul-fazni model daje simetričan impulsni odziv filtra – filtar sa linearnom fazom. Zbog te činjenice, filtar će, pri pokušaju da ulazni signal učini što sličnijim željenom signalu, imati utjecaj samo na amplitudni dio frekvencijske karakteristike ulaznog signala. To nam garantira nepromijenjene fazne odnose tj. nepromijenjenu vremensku razliku između dolaska ta dva signala.

Nul-fazni model opisujemo jednadžbom diferencija

$$a_N y(n+N) + \dots + a_2 y(n+2) + a_1 y(n+1) + y(n) + a_1 y(n-1) + a_2 y(n-2) + \dots + a_N y(n-N) = x(n), \quad (6.2)$$

što možemo kraće zapisati kao

$$y(n) + a_1 [y(n+1) + y(n-1)] + \dots + a_N [y(n+N) + y(n-N)] = x(n). \quad (6.3)$$

Zapisom te jednadžbe u LS matičnom obliku dobivamo matricu ulaznih podataka:

$$\Psi = \begin{bmatrix} y(n+1) + y(n-1) & \dots & y(n+m) + y(n-m) \\ y(n+1+1) + y(n+1-1) & \dots & y(n+1+m) + y(n+1-m) \\ y(n+2+1) + y(n+2-1) & \dots & y(n+2+m) + y(n+2-m) \\ \vdots & & \vdots \\ y(n+N+1) + y(n+N-1) & \dots & y(n+N+m) + y(n+N-m) \end{bmatrix}, \quad (6.4)$$

te izlazni (željeni) vektor

$$\mathbf{y} = \begin{bmatrix} y(n) \\ y(n+1) \\ \vdots \\ y(n+N) \end{bmatrix}. \quad (6.5)$$

Za dobivanje konačnog impulsnog odziva LS filtra, dobiveni vektor  $\mathbf{a}$  je potrebno još transformirati na način

$$\mathbf{h} = [-a(N) \quad \dots \quad -a(1) \quad 1 \quad -a(1) \quad \dots \quad -a(N)]^T. \quad (6.6)$$

To je potrebno učiniti jer, prema 6.3, svaki koeficijent  $a_i$  množi  $y(n-i)$  i  $y(n+i)$ .

### nekauzalni kompenzator

Za razliku od klasičnog kompenzatora, nekauzalni kompenzator pri proračunu ima na raspolaganju i prethodne i buduće uzorke ulaznog signala (uz dodano kašnjenje). On će utjecati i na amplitudni i na fazni dio frekvencijske karakteristike, no za isti red sustava će dati bolje rezultate od klasičnog LS filtra.

Matrica ulaznih podataka nekauzalnog kompenzatora se slaže na sljedeći način:

$$\Psi = \begin{bmatrix} y(n-2m+1) & \dots & y(n-2) & y(n-1) \\ y(n-2m+2) & \dots & y(n-3) & y(n-2) \\ \vdots & & \vdots & \vdots \\ y(n-N) & \dots & y(n-N-2m+1) & y(n-N-2m) \end{bmatrix}, \quad (6.7)$$

dok je vektor željenog izlaza jednak

$$\mathbf{y} = \begin{bmatrix} d(n-m+1) \\ \vdots \\ d(n-N+m) \end{bmatrix} \quad (6.8)$$

## 6.4. “Virtualne tipke”

Tijekom rada na projektu osmišljen je algoritam “virtualnih tipki”. Koristeći nekauzalni kompenzator prilikom kalibracije postizemo efekt ponovljivosti u okolini kalibracijske točke – prilikom ponavljanja signala u toj točki ili nekoj njenoj okolini,

kompenzirana kros-korelacijska funkcija imati će svoj maksimum u ili vrlo blizu nulte točke<sup>2</sup>. Na temelju te značajke možemo ostvariti sustav “virtualnih tipki” – možemo prepoznati signal koji potječe iz okoline kalibracijske točke.

Dakle, nekauzalni kompenzator će postaviti maksimum korelacijske funkcije u blizini nulte točke u slučaju da je signal poslan iz okoline te kalibracijske točke<sup>3</sup>. Uzimajući u obzir samo jedne kompenzirane kros-korelacije obično nije dovoljno. Zbog toga stvaramo novi signal množenjem svih dobivenih kros-korelacija. Ukoliko sve korelacije imaju maksimum otprilike na istom mjestu, što bi značilo da koristimo ispravan kompenzator za tu točku, taj umnožak će imati najveću maksimalnu amplitudu (slika 6.10). Prije množenja se svaka kompenzirana kros-korelacija može dodatno filtrirati niskopropusnim filtrom kako bi se njen maksimum lagano “razmrljao” po okolnim uzorcima.

### 6.4.1. algoritam

1. osiguraj da unutar bloka veličine  $N_b$  postoji korisna informacija, te predprocesiraj dobiveni blok signala (filtriranje i normiranje) (slika 6.9)
2. svaki blok signala nadopuni sa  $N_b$  nula, te izračunaj brzu Fourierovu transformaciju
3.  $umnosci = ones(2 * N_b, k)$
4. za svaku kalibracijsku točku  $k$ :
  - 4.1 za svaku korelaciju  $m$  iz liste:
    - 4.11 napravi kros-korelaciju<sup>4</sup> signala  $SIG(:, s1)$  i  $SIG(:, s2)$  ( $s1$  i  $s2$  su određeni listom kros-korelacija), te primjeni kompenzator<sup>5</sup> za trenutnu kalibracijsku točku  $k$  i korelaciju  $m$ :
 
$$xc = \text{ifft}(SIG(:, s1) .* \text{conj}(SIG(:, s2)) .* H(:, k, m))$$
    - 4.12 (opcionalno) filtriraj kompenziranu kros-korelaciju  $xc$  niskopropusnim filtrom<sup>6</sup>
    - 4.13  $umnosci(:, k) = umnosci(:, k) .* xc$

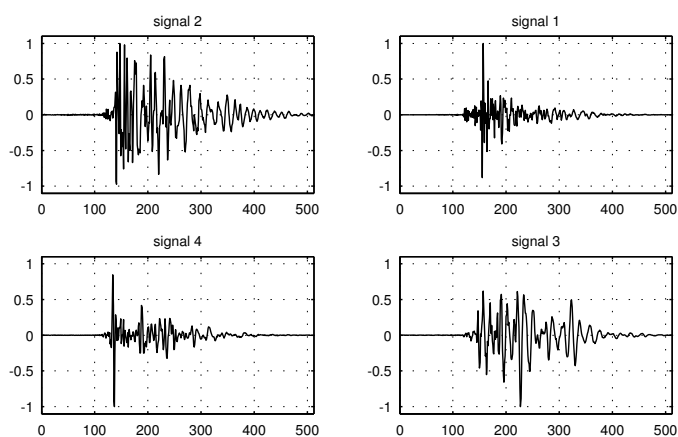
<sup>2</sup>duljina bloka signala + duljina impulsnog odziva filtra

<sup>3</sup>prilikom testiranja ta okolina je bila unutar kružnice radijusa oko 2-2,5cm oko kalibracijske točke

<sup>4</sup>kros-korelacija u vremenskoj domeni jednaka je množenju sa konjugiranim spektrom u frekvencijskoj domeni

<sup>5</sup>filtriranje se u frekvencijskoj domeni svodi na množenje s impulsnim odzivom filtra

<sup>6</sup>u primjeru je korišten Butterworth filtar četvrtoga reda sa gornjom graničnom frekvencijom  $0.3\pi$

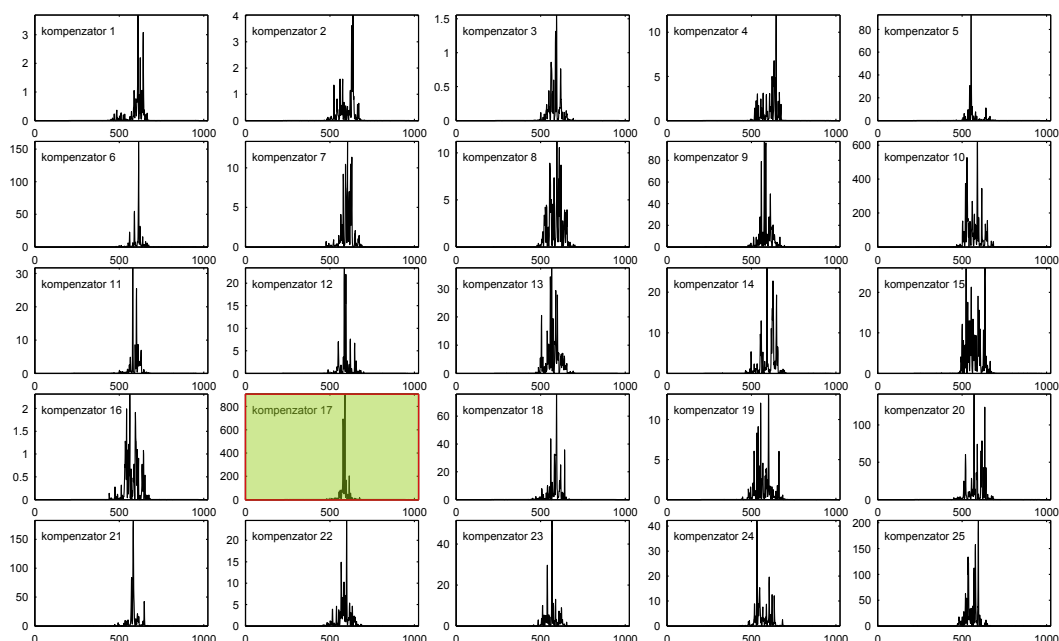


**Slika 6.9:** sva četiri testna signala nakon filtriranja i normiranja

5. odredi koji signal u matrici  $umnos_{ci}$  ima najveću maksimalnu amplitudu

Efikasnost algoritma se može poboljšati ne spremajući cijeli umnožak kros-korelacija u matricu  $umnos_{ci}$ , već samo maksimalnu vrijednost, te množeći kompenzirane kros-korelacije samo u malom području oko nulte točke.

U testnom slučaju, lista kros-korelacija je sadržavala parove signala: 2-4, 1-3, 2-1, 4-3, 2-3 i 1-4. Signali na slici 6.9 nisu korišteni u kalibraciji već su naknadno snimljeni. Signali sadrže lagani udarac olovkom oko 1,5 cm od kalibracijske točke 17.



**Slika 6.10:** umnošci kompenziranih kros-korelacija za testne podatke

Glavna osobina ovog algoritma je mogućnost primjene na, do neke mjere, nehomogenim materijalima. Mana mu je relativno visoka složenost zbog prolaska kroz



sve kalibracijske točke i sve kros-korelacije. Moguće primjene su virtualne tipke na više-manje bilo kojoj podlozi (npr.: ulazna vrata, zid, radni stol)

Za stvarnu primjenu bi algoritam trebalo nadograditi u smislu izbjegavanja krivih rezultata – korisnik je odabrao točku koja nije u blizini niti jedne kalibracijske.

Metoda odabira najbolje kompenzirane kros-korelacije se potencijalno može poboljšati uzimanjem u obzir širine najvećeg maksimuma, te omjera prvih nekoliko najvećih maksimuma.

TODO: dodati još o metodama i rezultatima metoda sa kompenzacijama

## 6.5. Ploča kao akustički baziran ulazni uređaj

TODO: nove metode, novi rezultati, kompletan sustav...

## **7. Zaključak**

# LITERATURA

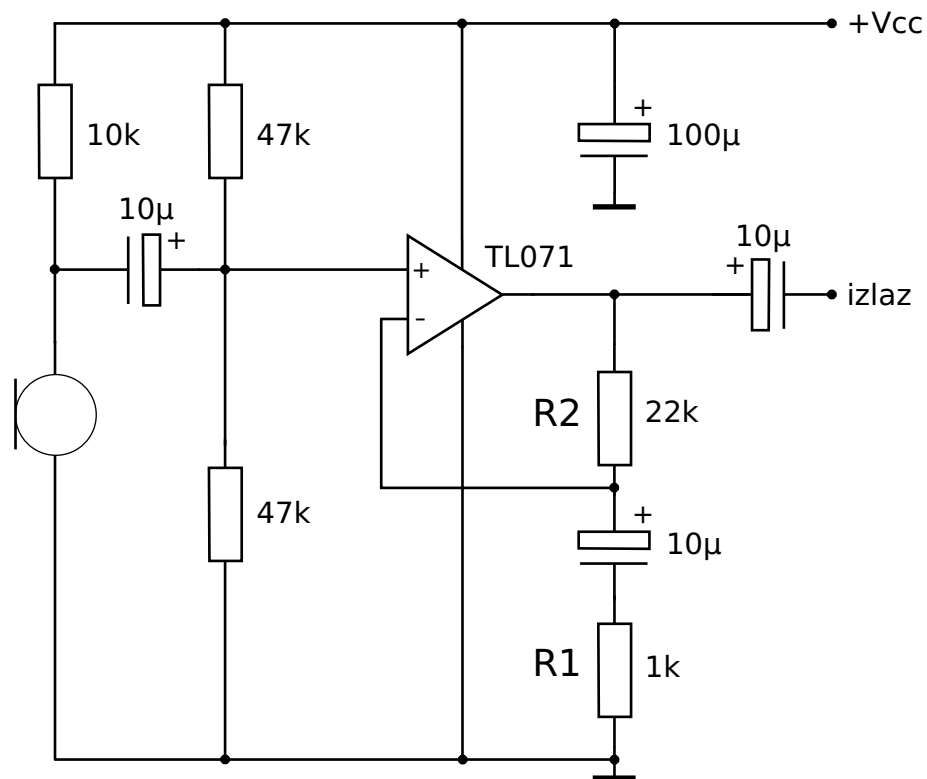
- Muhammad Aatique. Evaluation of tdoa techniques for position location in cdma systems. Magistarski rad, Faculty of the Virginia Polytechnic Institute and State University, 1997.
- J. S. Abel i J. O. Smith. The spherical interpolation method for closed-form passive localization using range difference measurements. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 1987.
- A. Crevoisier i P. Polotti. Tangible acoustic interfaces and their applications for the design of new musical instruments. U *Proceedings of the 2005 conference on New interfaces for musical expression*, stranica 100. National University of Singapore, 2005.
- R. M. Gray. Toeplitz and circular matrices: A review, 1975.
- C. Harrison i S.E. Hudson. Scratch input: creating large, inexpensive, unpowered and mobile finger input surfaces. U *Proceedings of the 21st annual ACM symposium on User interface software and technology*, stranice 205–208. ACM, 2008.
- T. K. Moon i W. C. Stirling. *Mathematical Methods and Algorithms for Signal Processing*. Prentice Hall, 1999.
- DT Pham, M. Al-Kutubi, Z. Ji, M. Yang, Z. Wang, i S. Catheline. Tangible acoustic interface approaches. *Manufacturing Engineering Centre, Cardiff University, UK and Laboratoire Ondes et Acoustique, ESPCI, Paris, France*.
- A. D. Polyanin i V. F. Zaitsev. *Handbook of Exact Solutions for Ordinary Differential Equations*. Chapman & Hall/CRC, 2003.
- D. J. Torrieri. Statistical theory of passive location systems. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 1984.

IA Viktorov. Zvukovye poverkhnostnye volny v tverdykh telakh (Surface Acoustic Waves in Solids), 1981.

Eric W. Weisstein. "Wave Equation - Rectangle" from mathworld - a wolfram web resource. <http://mathworld.wolfram.com/WaveEquationRectangle.html>, 2010.

## Dodatak A

### Shema pretpojačala



Slika A1: Shema korištenog pretpojačala

## Dodatak B

# Matlab skripta za simulaciju gibanja valova

```
1  % val.m - proračun i animacija valova na 2D plohi
2
3  Lx=0.15;      % sirina daske
4  Lz=0.1;      % visina
5  beta=40;     % prigusenje
6
7  % brzina zvuka u x i z smjeru
8  cx=1500;
9  cz=3000;
10
11 % broj korištenih harmonika
12 pmax=50;
13 qmax=50;
14
15 % pozicija pocetnog impulsa
16 x0=0.05*1000;
17 z0=0.05*1000;
18
19 p_s=36;      % sirina impulsa
20
21 ploha=zeros(Lx*1000, Lz*1000);
22 s=size(ploha);
23 pobuda=zeros(s);
24
25 % izbor vrste pobude: kornet, blackman ili hann
26 tip_pobude='blackman';
27 switch tip_pobude
28     case 'kornet'
29         for x=1:s(1)
30             for z=1:s(2)
31                 pobuda(x,z)=
32                     (p_s/2-sqrt((x-x0)^2+(z-z0)^2)) .^2 ...
33                     ./
34                     (p_s^2/4)*(1-heaviside(sqrt((x-x0)^2+(z-z0)^2)-p_s/2));
35             end
36         end
```

```

37     case 'blackman'
38         % nema provjere rubova
39         tmp=(blackman(p_s)*blackman(p_s')).^2;
40         pobuda(x0-p_s/2:x0+p_s/2-1,z0-p_s/2 : z0+p_s/2-1)=tmp;
41     case 'hann'
42         % nema provjere rubova
43         tmp=(hann(p_s)*hann(p_s)');
44         pobuda(x0-p_s/2:x0+p_s/2-1,z0-p_s/2 : z0+p_s/2-1)=tmp;
45 end
46
47 % simetriranjem pobude FFT2 daje samo kosinusne komponente
48 pobuda=pobuda./max(max(pobuda));
49 pobuda=[flipud(pobuda); pobuda];
50 pobuda=[fliplr(pobuda) pobuda];
51 pobuda(:,end)=[];
52 pobuda(end,:)=[];
53
54 P=fft2(pobuda);
55 B=real(P(1:pmax,1:qmax));
56
57 %% proracun
58 plohe={};
59 x=kron(ones(s(2), 1), 1:s(1))'/s(1)*Lx;
60 z=kron(ones(s(1), 1), 1:s(2))/s(2)*Lz;
61
62 for t=0:.5e-6:12e-6
63     ploha(:, :)=0;
64     ploha2(:, :)=0;
65     for p=1:pmax
66         for q=1:qmax
67             lambda=sqrt(((cx*pi*p/Lx)^2+(cz*pi*q/Lz)^2)-beta^2);
68             kx=(p)*pi/(Lx);
69             kz=(q)*pi/(Lz);
70             % val sa fiksiranim rubovima
71             ploha=ploha+(B(p,q)*cos(lambda*t)).*sin(kx*x).*sin(kz*z);
72         end
73     end
74     ploha=ploha.*exp(-beta*t);
75
76     plohe{end+1}=ploha;
77 end
78
79 %% prikaz "animacije"
80 a=[0 150 0 100 -600 600];
81 norm=20;
82 for l=1:1
83     for k=1:length(plohe)
84         surf1((plohe{k})'./norm);
85         view(141.5, 36);
86         title(k);
87         zoom(2); axis(a); axis off
88         pause(0.1);
89     end
90 end

```



## **Implementacija audio procesora na osobnom računalu**

### **Sažetak**

Sažetak na hrvatskom jeziku.

**Ključne riječi:** Ključne riječi, odvojene zarezima.

### **Title**

### **Abstract**

Abstract.

**Keywords:** Keywords.