

UNIVERZITET U BEOGRADU  
ELEKTROTEHNIČKI FAKULTET

Zdravko R. Živković

**FILTRI SA POVRŠINSKIM AKUSTIČKIM  
TALASOM ZA HEMIJSKE GASNE  
SENZORE**

Doktorska disertacija

Beograd, 2014.

UNIVERSITY OF BELGRADE  
SCHOOL OF ELECTRICAL ENGINEERING

Zdravko R. Živković

**SURFACE ACOUSTIC WAVE FILTERS  
FOR CHEMICAL VAPOR SENSORS**

Doctoral Dissertation

Belgrade, 2014.

**Mentor:**

Dr Dejan Tošić, redovni profesor  
Elektrotehnički fakultet Univerziteta u Beogradu

**Članovi komisije:**

Dr Miodrag Popović, redovni profesor  
Elektrotehnički fakultet Univerziteta u Beogradu

Dr Zlata Cvetković, redovni profesor  
Elektronski fakultet Univerziteta u Nišu

Dr Milan Tadić, redovni profesor  
Elektrotehnički fakultet Univerziteta u Beogradu

Dr Milka Potrebić, docent  
Elektrotehnički fakultet Univerziteta u Beogradu

**Datum odbrane:**

# ZAHVALNICA

Autor se zahvaljuje Ministarstvu za nauku i tehnološki razvoj Republike Srbije na finansijskoj podršci u naučno-istraživačkom radu, u okviru projekta TR 11026, čiji je jedan od rezultata i ova doktorska disertacija.

Posebno se zahvaljujem profesoru Mariji Hribšek, vodećem stručnjaku u oblasti tehnologije elemenata sa površinskim akustičkim talasima u našoj zemlji, kao osobi sa kojom sam započeo rad, koja je učestvovala u definisanju teme, koja mi je davala osnovne smernice i stručna uputstva, i koja mi je neprekidno pomagala u radu.

Zahvaljujem se mentoru profesoru Dejanu Tošiću na znalačkom vođenju rada, finom usmeravanju i stručnim savetima koji su bili dragoceni za uspešan završetak započetog istraživanja.

Zahvaljujem se svojoj porodici na moralnoj podršci i razumevanju tokom izrade ovog rada a disertaciju posvećujem svojim roditeljima u znak zahvalnosti za ono što su mi pružili.

# **Filtri sa površinskim akustičkim talasom za hemijske gasne senzore**

Rezime:

Ova disertacija razmatra važne probleme u analizi i modelovanju senzora na bazi elemenata sa površinskim akustičkim talasima (PAT) kao i projektovanje i realizaciju PAT filtera koji su osnova za izradu senzora. Kod ovih elemenata je zastupljena specifična vrsta procesiranja signala, procesiranje u realnom vremenu: konverzijom električnih signala visokih učestanosti u mehanički talas, njegovu modulaciju merenom neelektričnom veličinom i ponovnu konverziju u električni signal. Predloženi su nov model i metod analize transversalnih PAT hemijskih senzora, zasnovan na metodi ekvivalentnih električnih kola, koji se može lako primeniti na bilo koju podlogu, polimer i gas. Prezentirana je takođe primena predloženog modela za određivanje brzine površinskih akustičkih talasa u višeslojnoj podlozi što je neophodno za određivanje koncentracije gasa kao i primena razvijenog metoda za analizu hemijskih PAT senzora na višeslojnim podlogama. Predložen je algoritam za projektovanje PAT filtera sa uniformnim pretvaračima sa konstantnim grupnim kašnjenjem i realizovan prototip filtera koji je baza za izradu hemijskog senzora.

U prvom delu se izlažu osnovi teorije površinskih akustičkih talasa. Sažeto se predstavljaju svojstva površinskih akustičkih talasa i odgovarajuća analiza, odnosno fizički i matematički modeli. Objašnjava se funkcionisanje PAT elemenata utemeljeno na prostiranju elastičnih mehaničkih talasa visokih učestanosti duž površine monokristalne piezoelektrične podloge (supstrata). Zatim se izlaže princip rada elemenata sa površinskim akustičkim talasima, a potom načini analize i modelovanja interdigitalnih pretvarača kao i celog PAT elementa.

Princip rada, modelovanje i implementacija transversalnih senzora koji su zasnovani na elementima sa površinskim akustičkim talasom se prvo obrazlažu u drugom delu. Sažeto se prikazuje originalni metod u modelovanju PAT biosenzora koji omogućuje određivanje funkcije prenosa i ulazne admitanse PAT elementa sa uniformnim pretvaračima u konačnoj formi za opšti slučaj opterećenja. Upotrebom ovog metoda, gde se ceo filter predstavlja kao četvoropol a IDP-i i bezelektrodni deo admitansnim matricama, moguće je vršiti analizu i predikciju u svakom pojedinačnom slučaju biosenzora kao i u slučaju PAT transpondera. U ovom delu je predložen nov model i metod analize transversalnih hemijskih gasnih senzora sa površinskim akustičkim talasima. Problem određivanja promene izlaznog električnog signala u funkciji koncentracije hemijskog agensa je rešen korišćenjem elektromehaničkog ekvivalentnog modela. U predloženom modelu gasni senzor se predstavlja kao četvoropol, interdigitalni pretvarači se predstavljaju mrežom sa tri para krajeva, a linija za kašnjenje prekrivena osetljivim slojem mrežom sa dva para krajeva. Određuje se

promena izlaznog signala (napona ili učestanosti) u funkciji koncentracije gasa. Analizira se i uticaj osobina realnog PAT senzora, kao što je slabljenje usled prostiranja, koje se u postojećim poznatim metodama analize zanemaruje. Izvedeni su eksplicitni analitički izrazi u zatvorenom obliku za estimaciju koncentracije gasa. Izrazi direktno povezuju koncentraciju gasa, parametre podloge, i centralnu učestanost. Oni omogućuju neposredan uvid u uticaj parametara projektovanja senzora na performanse senzora kao i veoma efikasnu predikciju naponskog i frekvencijskog pomaka zbog koncentracije gasa u okruženju. Prikazuju se rezultati simulacije, zasnovani na predloženom modelu, i poređenja sa eksperimentalnim rezultatima dobijenim merenjem. Predstavlja se slučaj predikcije masene osetljivosti kao funkcije učestanosti, izračunavanje koncentracije gasa trihloretilena (TCE) kada je osetljivi sloj polimer PVDT, kao i primer u kome se simulira slabljenje usled prostiranja na višim učestanostima, a za slučaj gasnog senzora sa kvarcnom podlogom za otkrivanje nedozvoljene koncentracije gasova koji emuliraju bojne otrove.

Posebno su razmatrane mogućnosti primene novog metoda za analizu i modelovanje savremenih hemijskih PAT senzora na višeslojnim podlogama, koji su ili deo složenog elektronskog sistema u MEMS ili CMOS tehnologiji ili se pak radi o senzoru sa dijamantskim slojem na površini silicijumskog integrisanog kola. Prezentirana je procedura koja se sastojala iz dva koraka. Pošto je polazni parametar u analizi centralna učestanost PAT elementa koja je funkcija brzine prostiranja površinskih akustičkih talasa u materijalu, u prvom koraku je određena efektivna brzina talasa u višeslojnoj podlozi, što je neophodno za određivanje koncentracije gasa. Izveden je izraz za brzinu talasa u složenoj PAT strukturi u konačnoj formi. Brzina je određena primenom predloženog modela, formiranjem ekvivalentne elektro-mehanička šeme linije za kašnjenje bez osetljivog sloja i korišćenjem analogije između mehaničkih i električnih veličina. Izraz eksplicitno povezuje brzinu talasa, parametre slojeva (gustina, debljina) i talasnu dužinu koja odgovara centralnoj učestanosti i koja je osnovni parametar u analizi. Pokazano je da se prikazanim načinom brzina izračunava veoma efikasno i tačno. Efikasnost znači mnogo brže i jednostavnije određivanje brzine nego uobičajeno korišćenim metodom koji zahteva složena numerička izračunavanja uključujući parcijalne diferencijalne jednačine. U narednom koraku je prezentirano određivanje koncentracije detektovanog gasa PAT senzorom sa višeslojnom strukturom korišćenjem izraza izvedenih u predloženom metodu analize.

Pokazano je da se primenom preloženog metoda analize i modelovanja na PAT hemijske gasne senzore sa višeslojnom strukturom postižu značajne prednosti: (1) realizacija senzora sa manjim dimenzijama uz višu radnu učestanost, posebno na dijamantu, što povećava osetljivost senzora, (2) razvoj senzora postavljenog na podlozi od Si odnosno  $\text{SiO}_2/\text{Si}$  što je savremena tehnologija, (3) dobija se kompaktni senzor (integrisani) na manjoj površini podloge. Predloženi algoritam omogućuje rešavanje posebnog problema: određivanje koncentracije gasa u slučaju senzora na višeslojnoj

podlozi, zahvaljujući izvedenim formulama i jedinstvenom postupku određivanja brzine talasa u podlozi sa višeslojnom strukturom.

Projektovanje i realizacija transverzalnih PAT filtara propusnika opsega učestanosti namenjenih za primenu u hemijskim senzorima su razmatrani u trećem delu i predložen je algoritam pogodan za CAD – sintezu filtara sa površinskim akustičkim talasima sa uniformnim pretvaračima. Kao teorijski osnov za razvoj algoritma za projektovanje filtara sa površinskim akustičkim talasima navedeni su principi sinteze filtra sa površinskim akustičkim talasom i uspostavljena je analogija između blok šeme idealnog transverzalnog filtra i filtra sa površinskim akustičkim talasom. Na osnovu uspostavljene analogije predstavlja se projektovanje filtra sa površinskim akustičkim talasom na osnovu opšte postojeće teorije i metoda sinteze transverzalnih filtara. Analiziran je uticaj odstupanja realizacije filtra u odnosu na željene performanse i konstrukcija pretvarača da bi se nesavršenosti kompenzovale. Posebno je prikazano projektovanje realnih PAT filtara uzimajući u obzir opterećenje i njegov uticaj na karakteristike filtra kako bi se korigovala geometrija pretvarača, pošto bi karakteristike dobijenog filtra znatno odstupale od željenih.

Izložen je algoritam za kompletno projektovanje transverzalnih RF PAT filtara sa uniformnim pretvaračima sa maksimalnim propusnim opsegom i minimalnim slabljenjem i nov softver, pod imenom, IDPMPAT ver. 1.0, koji služi za projektovanje maske interdigitalnih pretvarača odabrane vrste PAT filtara. Softver IDPMPAT izračunava geometrijske dimenzije interdigitalnih pretvarača i u izlaznom izveštaju generiše crtež maske interdigitalnih pretvarača i celog filtra. Prikazana je primena predloženog algoritma i softvera IDPMPAT: projektovan je filter sa dva identična neapodizovana pretvarača i izrađen laboratorijski prototip PAT filtra propusnika opsega učestanosti sa minimalnim slabljenjem PAT FPO, koji je osnova za izradu hemijskog senzora nanošenjem osetljivog sloja polimera između pretvarača. Ispunjenje zadatih specifikacija je provereno merenjem parametara rasejanja proizvedenog filtra.

Izloženi algoritam bi se mogao upotrebiti u budućnosti za projektovanje optimalnih filtara s obzirom na raspoloživu tehnologiju i izabrani tip podloge prilikom razvoja novih senzora.

Ključne reči: PAT element, Filtar sa površinskim akustičkim talasom, Interdigitalni pretvarač, RF PAT filter, PAT senzor, Analiza i modelovanje hemijskih gasnih PAT senzora, Višeslojna podloga, Brzina talasa, Projektovanje i realizacija transverzalnog RF PAT filtra, Softver IDPMPAT

Naučna oblast: Elektrotehnika i računarstvo

Uža naučna oblast: Elektronika

UDK broj: 621.3

# Surface Acoustic Wave Filters for Chemical Vapor Sensors

## Summary:

This dissertation examines important issues in the analysis and sensor modeling based on the surface acoustic waves (SAW) devices as well as the design and realization of SAW filters which are the basis for the development of sensors. A specific type of signal processing is present in these elements – the processing in real time: converting high frequency electrical signals into mechanical wave, its modulation by measured a non-electric quantity and re-conversion into electric signal. A new model and a method of analysis of transversal SAW chemical sensors are proposed; they are based on the method of equivalent electrical circuit which can be easily applied to any surface, polymer and gas. In addition, the application of the proposed model for determination of the velocity of SAW in multilayer substrate is presented what is necessary for the determination of gas concentration as well as the application of the developed method for the analysis of chemical SAW sensors on multilayer substrates. An algorithm for a complete design of filters with uniform transducers with constant group delay is proposed. A prototype filter, which is the base for the development of chemical sensors has been designed and made with proposed algorithm.

The first section presents the basis of the theory of surface acoustic waves. The properties of surface acoustic waves and the corresponding analysis and physical and mathematical models are concisely presented. The functioning of the SAW devices, which is based on propagation of the high frequency elastic mechanical waves along the surface of a single crystal piezoelectric substrate, is explained. Then, the principle of operation of the surface acoustic wave devices is presented, and methods of analysis and modeling of the interdigital transducers as well as the entire SAW device.

The principle of operation, modeling and implementation of transversal sensors, which are based on the surface acoustic wave devices, are the first to be explained in the second part. The original method of modeling SAW biosensors, which allows the determination of the transfer function and the input admittance of SAW devices with uniform transducers in closed form for the general case load, is summarized. Using this method, where the entire filter is represented as an equivalent two port and IDTs and sensing part with the admittance matrix, it is possible to perform the analysis and prediction in each case of biosensors as in the case of SAW transponder. In this part a new model and method of analysis of transversal surface acoustic wave chemical vapor sensors are proposed. The problem of determining the change in the output electrical signal, as a function of the chemical agent concentration, is solved using electromechanical equivalent model. In the proposed model, the vapor sensor is modeled as a two-port device, transducers as three-port devices which have one



electrical and two mechanical ports, and a delay line that is covered with a sensing layer as two-port network. The change in the output signal (voltage or frequency) in function of the gas concentration is determined. The influence of the properties of real SAW sensor, such as propagation losses, which in the existing well-known methods of analysis are neglected, is also analyzed. Explicit analytical expressions in closed form for the estimation of vapor concentration are obtained. Expressions directly connect the gas concentration, the parameters of the substrate, and the central frequency. They enable direct insight into the influence of the sensor design parameters on the sensor performance and very efficient prediction of voltage and frequency shift due to the gas concentration in the surrounding environment. The simulation results, based on the proposed model, and a comparison with experimental results, obtained by the measurement, are shown. The case of predicting the mass sensitivity as a function of frequency is represented, calculation of gas concentration of trichlorethylene (TCE) when a sensitive layer is polymer PVDT, and an example in which attenuation due to propagation at higher frequencies is simulated, for the case of a gas sensor with a quartz substrate for the detection of illicit concentration gases which emulate warfare agents.

Especially are considered the possibilities of applying new method for analysis and modeling of modern chemical SAW sensors on multilayer substrates, which are either part of a complex electronic system in the MEMS or CMOS technology, or a sensor is with a diamond layer placed on the surface of silicon integrated circuits. The used procedure consisted of two steps. Since the initial parameter in the analysis is the central frequency of the SAW device which is a function of the velocity of propagation of surface acoustic waves in the material, the first step was to determine the effective velocity of waves in a multilayered substrate, which is necessary for the determination of the gas concentration. An expression for the velocity of waves in a complex SAW structure was derived in a closed-form. The velocity is determined by applying the proposed model, by forming electro-mechanical equivalent scheme of the delay line without sensitive layer and using the analogy between mechanical and electrical quantities. The relation explicitly connects the velocity of waves, the layer parameters (density, thickness) and the wavelength corresponding to the central frequency and which is the essential parameter in the analysis. It is shown that with the presented method velocity is calculated very efficiently and accurately. Efficiency means much faster and easier velocity determination than in the commonly used method that requires complex numerical calculations including partial differential equations. The next step presents the determination of the concentration of gas detected by SAW sensor with multi-layer structure using the expressions derived from the proposed method of analysis.

It is shown that application of the proposed method of analysis and modeling on SAW chemical gas sensors with multi-layer structure provides significant advantages: (1) realization of the sensor with a smaller size with higher operating frequency,

particularly on diamond, what increases the sensitivity of the sensor, (2) the development of the sensor placed on the surface of Si or SiO<sub>2</sub>/Si as modern technology, (3) a compact sensor (embedded) in a small area of the substrate is obtained. The proposed algorithm allows solving specific problem: the determination of the gas concentration in the case of multilayered sensor, thanks to its derived formulas and unique procedure for determining the velocity of waves in substrate with multilayer structure.

The design and realization of transversal SAW bandpass filter intended for use in chemical sensors are considered in the third section and the algorithm suitable for CAD – surface acoustic wave filters synthesis with uniform interdigital transducers is proposed. As a theoretical basis for the development of an algorithm for the design of SAW filters the principles of surface acoustic wave filter synthesis are mentioned. The analogy between the block diagram of ideal transversal filter and the surface acoustic wave filter is established. Based on the existing analogies, the design of a filter with a surface acoustic wave is presented based on the existing theories and general method for the synthesis of transversal filters. The effect of discrepancies in the realization of the filter in relation to the desired performance is analyzed and design of transducers in order to compensate for imperfections. It particularly shows the design of real SAW filters taking into account the load and its influence on the characteristics of the filter in order to correct the geometry of the transducers, as the characteristics of the obtained filter would significantly deviate from the desired ones.

The algorithm for the complete design of transversal uniform transducers RF SAW filters with maximal bandwidth and minimum attenuation and new software, named, IDPMPAT ver. 1.0, which is used for designing masks of interdigital transducers of selected kinds of SAW filters, are presented. IDPMPAT software calculates the geometric dimensions of interdigital transducers and in the output report generates a drawing of a mask of interdigital transducers and the entire filter. The application of the proposed algorithm and software IDPMPAT is shown as follows: the filter is designed with two identical unapodised transducers and a laboratory prototype of SAW bandpass filter with minimal attenuation PAT FPO is made, which is the basis for the development of chemical sensors by applying a sensitive polymer layer between the transducers. The fulfillment of the given specification is checked by measuring the scattering parameters of the produced filter.

The presented algorithm could be used in the future for the design of optimal filters for the given available technology and the selected type of substrate, intended for the development of new sensors.

Keywords: SAW device, Surface acoustic wave filter, Interdigital transducer, RF SAW filter, SAW sensor, Analysis and modelling of SAW chemical vapor sensors,

Multilayer substrate, Wave velocity, Design and realization of transversal RF SAW filter, software IDPMPAT

Scientific field: Electrical Engineering and Computing

Narrower scientific field: Electronics

UDC number: 621.3

# SADRŽAJ

	<b>Strana</b>
<b>Spisak korišćenih oznaka.....</b>	<b>i</b>
<b>Spisak naziva slika.....</b>	<b>ix</b>
<b>Spisak naslova tabela .....</b>	<b>xii</b>
<b>1. Uvod.....</b>	<b>1</b>
<b>2. Površinski akustički talasi (PAT).....</b>	<b>7</b>
2.1. Jednačine talasnog kretanja.....	7
2.2. Najvažnije karakteristike površinskih akustičkih talasa .....	10
2.2.1.1. Gornja površina podloge slobodna.....	10
2.2.1.2. Gornja površina podloge opterećena.....	10
2.2.1.3. Površinski talas kao linearna kombinacija parcijalnih talasa .....	10
2.2.2. Površinski akustički talas na izotropnoj podlozi .....	12
2.3. Uticaj anizotropije i piezoelektričnih osobina na PAT-e .....	13
2.4. Površinski akustički talasi i piezoelektrični materijali za PAT senzore .....	18
<b>3. PAT elementi.....</b>	<b>21</b>
3.1. Princip rada PAT elemenata .....	21
3.2. Analiza rada i modelovanje PAT transverzalnih elemenata .....	24
3.2.1. Analiza interdigitalnog pretvarača (IDP).....	24
3.2.1.1. Tačna analiza interdigitalnog pretvarača (IDP) .....	26
3.2.1.2. Metod ekvivalentnih kola.....	27
3.2.1.3. Model sa delta funkcijama .....	30
<b>4. PAT senzori.....</b>	<b>37</b>
4.1. Princip rada PAT senzora .....	40
4.1.1. Princip rada direktnih PAT senzora.....	41
4.1.2. Princip rada PAT transpondera.....	43
4.1.3. Princip rada RF PAT senzora .....	45
4.2. Vrste PAT senzora .....	49
4.2.1. Senzori fizičkih veličina .....	50
4.2.2. Senzori osetljivi na opterećenje masom .....	54

4.2.2.1. Hemijski PAT senzori .....	55
4.2.2.2. Biosenzori .....	63
4.3. Analiza i modelovanje hemijskih PAT senzora .....	65
4.3.1. Metodi analize hemijskih PAT senzora .....	65
4.3.1.1. Analiza zasnovana na talasnoj jednačini .....	66
4.3.1.2. Analiza zasnovana na publikovanim formulama .....	68
4.3.2. Novi model i metod analize hemijskog PAT senzora .....	69
4.3.3. Primena predloženog modela za analizu hemijskih PAT senzora na višeslojnim podlogama .....	76
<b>5. Opšti principi projektovanja PAT filtara .....</b>	<b>81</b>
5.1. Osnovi teorije transverzalnih filtara .....	83
5.2. Interdigitalni pretvarač kao transverzalni filter .....	85
5.3. Ponderisanje pretvarača .....	86
5.4. Funkcija prenosa PAT filtra za različite kombinacije pretvarača .....	90
5.5. Metode sinteze PAT filtara .....	94
5.5.1. Komparativna analiza konvencionalnih i PAT filtara .....	94
5.5.2. Metode za sintezu i projektovanje .....	95
5.5.2.1. Projektovanje pomoću Furijeove transformacije .....	96
5.5.2.2. Metode za optimizovano projektovanje .....	103
5.6. Projektovanje realnih PAT filtara .....	107
5.6.1. Kompromisno projektovanje .....	111
5.6.2. Dodatni kompromisi .....	118
<b>6. Projektovanje RF i MF PAT filtara i realizacija PAT filtra za hemijske senzore .....</b>	<b>121</b>
6.1. Algoritam projektovanja nedisperzivnih PAT filtara propusnika opsega sa specifičnom namenom .....	121
6.2. Realizacija transverzalnog RF PAT filtra propusnika opsega sa specifičnom namenom .....	129
6.3. Eksperimentalni rezultati realizacije RF PAT filtra za hemijske senzore .....	134
<b>7. Zaključak .....</b>	<b>137</b>
<b>Literatura .....</b>	<b>144</b>
<b>Biografija autora .....</b>	<b>151</b>
<b>Prilozi .....</b>	<b>153</b>
Izjava o autorstvu .....	153
Izjava o istovetnosti štampane i elektronske verzije .....	154
Izjava o korišćenju .....	155

## SPISAK KORIŠĆENIH OZNAKA

$a$	širina elektroda
$a_{1\mu s}$	koefficient slabljenja u dB/ $\mu s$
$a_{dB}$	$a_{dB} = a_{1\mu s} \tau$ , slabljenje (u dB)
$a_n$	$a_n = (-1)^n h(nT)$ , koefficienti dobijeni uzorkovanjem $h(t)$
$a_n$	težinski koefficient odgovarajuće delta funkcije
$\arg(S_{21}(j\omega))$	fazni odziv laboratorijskog prototipa PAT filtra
$A$	površina poprečnog preseka podloge kroz koju se prostiru akustički talasi
$A(\omega)$	amplitudski odziv
$A_0(\omega)$	željeni amplitudski odziv
$A, F$	normalizacione konstante
$A_{i_i}$	koefficienti koji su funkcije elastičnih, piezoelektričnih i dielektričnih konstanti, gustine $\rho$ i brzine $v$
$A_m$	površina poprečnog preseka tankog filma od polimera
$A_n e^{j\xi_n}$	težinski koefficienti kojim se množe signali na odgovarajućim linijama za kašnjenje
$b$	konstanta opadanja
$b$	rastojanje centara elektroda
$B$	propusni opseg filtra propusnika opsega učestanosti
$B_a(f)$	akustička radijaciona susceptansa
$B/f_o$	relativni propusni opseg pretvarača
$B_{max}$	maksimalni optimalni propusni opseg
$B_s$	širina prelazne oblasti filtra
$BW_T$	širina prelazne oblasti između propusnog i nepropusnog opsega filtra

$c_{ijkl}$	konstante krutosti materijala merene pri konstantnom električnom polju
$C_0$	statička kapacitivnost jednog para elektroda (jedne sekcije)
$C_{FF}$	podužna kapacitivnost jednog para elektroda
$C_i$	težinski koeficijenti linearnih kombinacija parcijalnih rešenja
$C_{nm}$	$C_{nm} = \min \{w(x_n), g(y_m)\}$ , složena funkcija ponderisanja elektroda pretvarača
$C_s$	koncentracija apsorbovanog gasa u polimeru
$C_v$	koncentracija gasa u okruženju
$C_T$	ekvivalentni ulazni kapacitet pretvarača
$d$	$d = \lambda/2$ , rastojanje između elektroda reflektora kod senzora sa PAT rezonatorom
$D_i$	električni pomeraj
$D_n$	kašnjenja linije za kašnjenje idealnog transverzalnog filtra
$e^{j\omega t}$	ulazni prostoperiodični napon
$e_{kij}$	piezoelektrične konstante materijala (elementi piezoelektričnog tenzora)
$e(\omega)$	težinska funkcija greške
$E_A$	funkcija greške
$E_k$	električno polje
$f$	učestanost
$f_0$	centralna učestanost propusnog opsega filtra ili centralna učestanost pretvarača
$f_0$	radna učestanost senzora
$f_{GHz}$	učestanost u GHz
$f_n$	$f_n = f_0 = F = const$ , trenutna učestanost filtra propusnika opsega učestanosti sa površinskim akustičkim talasima
$f_{od}$	$f_{od} = 2f_0$ , učestanost odabiranja elektrodama IDP-a
$f_s$	sinhrona učestanost određena periodom elektroda pretvarača
$F$	normalizaciona konstanta

$F_1, F_2$	sile na mehaničkim krajevima sekcije odnosno mehaničke sile na krajevima linije za kašnjenje opterećene slojem polimera
$F_{20}$	$F_2$ bez opterećenja masom
$g(y_m)$	funkcija preklapanja elektroda izlaznog pretvarača
$G_a(f)$	akustička radijaciona konduktansa
$G_c$	provodnost koja se vezuje paralelno kalemu induktivnosti $L$ u cilju smanjenja koeficijenta stojećih talasa pretvarača
$G_p$	provodnost generatora $E_g$
$\{h_0, h_1, \dots, h_m\}$	koeficijenti dobijeni uzorkovanjem impulsnog odziva
$h_m$	debljina osetljivog sloja
$h(t)$	impulsni odziv interdigitalnog pretvarača
$h_T(t)$	impulsni odziv ograničenog trajanja
$H(f)$	funkcija prenosa PAT filtra na imaginarnoj osi (frekvencijski odziv)
$ H(f) $	amplitudski odziv
$H_i^*(f)$	konjugovano-kompleksna vrednost prenosne funkcije izlaznog pretvarača
$H_u(f)$	prenosna funkcija ulaznog pretvarača
$H(j\omega)$	prenosna funkcija pretvarača na osi učestanosti
$I_m$	koeficijent srazmere izvora delta funkcija i napona na elektrodama izlaznog pretvarača
$I_n$	koeficijent srazmere izvora delta funkcija i napona na elektrodama ulaznog pretvarača
$I_s$	struja kratkog spoja pretvarača
$IL$	slabljenje PAT elementa (linije za kašnjenje)
$k$	$k = \omega / v$ , talasni vektor
$k$	koeficijent elektromehaničke sprege podloge
$k^2$	konstanta materijala piezoelektrične podloge
$K$	efektivni koeficijent elektromehaničke sprege (piezoelektrična sprega)
$K$	$K = C_s / C_v$ , koeficijent raspodele koji predstavlja odnos koncentracije apsorbovanog gasa u polimeru i gasa u vazduhu



$K_w$	$K_w = W_m/W_a$ , odnos širine osetljivog filma $W_m$ i širine PAT fronta $W_a$
$l$	rastojanje između centara interdigitalnih pretvarača u filtru
$L$	akustička dužina (rastojanje između prvih elektroda ulaznog i izlaznog IDP-a)
$L$	induktivnost kalema u kolu za prilagođenje
$L_p$	dužina pretvarača
$M$	broj ivica elektroda izlaznog pretvarača
$N$	broj ivica elektroda ulaznog pretvarača odnosno broj odbiraka impulsnog odziva
$N_e$	broj elektroda pretvarača
$N_{opt}$	$N_{opt} = \sqrt{\pi}/2k$ , optimalni broj elektrodnih parova
$N_p$	broj parova elektroda IDP-a
$N_s$	broj sekcija pretvarača (dužine $\lambda_0$ )
$P$	koeficijent koji se koristi za normalizaciju i predstavlja snagu površinskog akustičkog talasa
$P_{11}(f)$	efikasnost refleksije na akustičkim krajevima pretvarača
$P_{11}^{ks}$	koeficijent refleksije IDP-a kao reflektora pri kratkospojenim priključcima.
$P_{13}(f)$	$P_{13}(f) =  T_{13} ^2$ , efikasnost tj. uneseno slabljenje pretvarača
$Q_p$	električni faktor dobrote pretvarača
$Q_r$	radijacioni faktor dobrote pretvarača
$r$	prenosni odnos transformatora u kolu za prilagođenje
$R_0$	izlazna otpornost pretvarača na centralnoj učestanosti
$R_a(f_0)$	ulazna otpornost pretvarača na centralnoj učestanosti
$R_g$	otpornost generatora
$R_p$	otpornost potrošača
$s(t)$	impulsni odziv idealnog transverzalnog filtra
$S$	rastojanje između prvih elektroda ulaznog i izlaznog pretvarača
$S_{21}(j\omega)$	frekvencijski odziv laboratorijskog prototipa PAT filtra, parametar rasejanja

$ S_{21}(j\omega) $	amplitudski odziv laboratorijskog prototipa PAT filtra
$S_{kl}$	relativni mehanički pomeraj
$S_m$	masena osetljivost
$S_T^y$	relativna osetljivost vremena kašnjenja
$t_n$	$t_n = 1/f_n$ , trenuci odabiranja
$T$	$T = 1/2f_0$ , vremenski izražen razmak između elektroda IDP-a
$T$	funkcija prenosa senzora u konačnoj formi za opšti slučaj opterećenja
$T_{13}(f)$	$T_{13}(f) = V_i/F_2$ , funkcija prenosa jednog od dva identična pretvarača u senzoru
$T_{13}(f)$	funkciju prenosa realnog PAT pretvarača
$ T_{13} ^2$	slabljenje pretvarača prilagođenog na opterećenje
$T(f_0)$	$ T(f_0)  =  T_{13}(f_0) ^2 \left  \frac{F_2}{F_1} \right $ , funkcija prenosa senzora na centralnoj učestanosti
$T_{ij}$	komponente tenzora mehaničkog napona
$T_k$	vreme kašnjenja linije za kašnjenje
$T_s$	perioda odabiranja elektrodama IDP-a
TTE	smetnja trostrukog prelaza (triple transit echo)
$u_1$	longitudinalna komponenta mehaničkog pomeraja površinskog talasa
$u_3$	vertikalna komponenta mehaničkog pomeraja površinskog talasa
$u_i$	mehanički pomeraj čestice u odgovarajućem pravcu
$U_0$	gustina energije
$v$	brzina prostiranja površinskih talasa kada je površina podloge slobodna
$v_0$	neperturovana brzina prostiranja
$v_1, v_2$	brzine kretanja čestica na mehaničkim krajevima sekcije
$v_b$	brzina zapreminskih talasa
$v_{ks}$	brzina prostiranja površinskih talasa pri kratkospojenoj površini
$v_s$	brzina površinskih akustičkih talasa

$V$	prostoperiodični napon učestanosti $f$ priključen na ulazni IDP
$V_0$	izlazni napon bez opterećenja masom
$V_b$	referentni nivo izlaznog napona
$V_i(f)$	izlazni napon (napon na opterećenju)
$V_u(f)$	ulazni napon (napon na elektrodama ulaznog pretvarača)
$w_n$	dužina preklapanja elektroda
$w(t)$	prozorska funkcija
$w(x)$	funkcija apodizacije normalizovana tako da je $(w(x)) = 1$
$w(x_n)$	funkcija preklapanja elektroda ulaznog pretvarača
$W_0$	najduže preklapanje elektroda odnosno apsolutna funkcija apodizacije (apertura pretvarača)
$W(f)$	Furijeova transformacija prozorske funkcije $w(t)$
$W_n$	dužina preklapanja n-te elektrode
$x_n$	položaj ivice elektrode ulaznog pretvarača ili $x_n = vt_n$ , položaj centara elektroda pretvarača
$X$	$X = Q_p / Q_r$ , koeficijent stojećih talasa
$y$	merena veličina
$y_m$	položaj ivice elektrode izlaznog pretvarača
$Y_{ij}$	$y$ parametri ekvivalentnog četvoropola
$Y_u$	ulazna admitansa pretvarača
$Z_0$	karakteristična akustička impedansa neopterećene podloge
$Z_0$	karakteristična impedansa na akustičkom kraju pretvarača
$Z_b$	karakteristična akustička impedansa osnovnog sloja višeslojnog PAT senzora
$Z_c$	karakteristična mehanička impedansa voda
$Z_d$	karakteristična akustička impedansa srednjeg sloja višeslojnog PAT senzora
$Z_g = R_g$	omska otpornost generatora
$Z_m$	akustička impedansa tankog filma
$Z_p = R_p$	omska otpornost električnog opterećenja na izlazu senzora

$Z_u$	karakteristična akustička impedansa srednjeg sloja višeslojnog PAT senzora
$\alpha$	koeficijent čija vrednost određuje vrstu ekvivalentnog modela jedne sekcije PAT pretvarača
$\beta$	$\beta \equiv \Delta f / f_0$ , relativni propusni opseg pretvarača
$\gamma$	$\gamma \equiv const$ , frekvencijska karakteristika uniformnog pretvarača
$\gamma_y$	osetljivost kašnjenja senzora u odnosu na merenu veličinu $y$
$\delta$	vrednost maksimalne greške
$\delta$	ugao pod kojim se zapreminski talasi prostiru u podlogu
$\delta_s$	najmanje dozvoljeno slabljenje u nepropusnom opsegu u dB
$\delta_p$	najveće dozvoljeno slabljenje u propusnom opsegu u dB
$\Delta m$	promena mase osetljivog sloja u senzoru
$\Delta V_g$	naponski pomak zbog apsorpcije gasa
$\varepsilon_{ij}$	dielektrične konstante podloge merene pri konstantnim mehaničkim uslovima
$\varepsilon_s$	efektivna dielektrična konstanta površine
$\lambda$	talasna dužina površinskih akustičkih talasa (perioda interdigitalnog pretvarača)
$\lambda_o$	talasna dužina koja odgovara centralnoj učestanosti IDP-a
$\lambda_0$	talasna dužina koja odgovara centralnoj učestanosti $f_0$
$\rho$	gustina podloge
$\rho_0$	gustina
$\rho_m$	gustina tankog filma (osetljivog sloja)
$\rho_p, h_p$	gustina i debljina polimerskog sloja
$\rho_s$	gustina piezoelektrične podloge
$\sigma$	raspodela preostalih slobodnih naelektrisanja
$\tau$	$\tau = L/v$ , kašnjenje PAT senzora sa linijom za kašnjenje,
$\varphi$	transformisani potencijal na površini $x_2 = 0$
$\phi$	prenosni odnos transformatora koji pretvara električne veličine u mehaničke i obrnuto
$\phi_A$	fazni pomak pojačavača u PAT oscilatoru

$\psi$	skalarni ali promenljivi potencijal
$\omega$	kružna učestanost
$\omega_0$	centralna kružna učestanost filtra ili rezonantna kružna učestanost rezonatora

## Spisak naziva slika

- Sl. 2.1. Koordinatni sistem za prostiranje površinskih elastičnih talasa
- Sl. 2.2. Komponente mehaničkog pomeraja PAT-a kao funkcije dubine za izotropnu podlogu
- Sl. 2.3. Izobličenje kvadratne mreže zbog površinskog talasa u ravni  $x_1$  i  $x_3$
- Sl. 2.4. Amplitude komponenti  $u_1$  i  $u_3$  za YZ litijum niobat
- Sl. 2.5. Raspodela potencijala pri slobodnoj i kratkospojenoj površini YZ litijum niobata
- Sl. 2.6. Promena brzine površinskog talasa u XZ ravni litijum niobata za slučaj slobodne površine
- Sl. 2.7. Polarni dijagram recipročne vrednosti brzine u funkciji ugla prostiranja za Y Litijum niobat u blizini z ose
- Sl. 2.8. a) Ilustracija promene amplitude talasa kod PAT senzora, b) talasi slični Rejljevim, c) smičući horizontalni talas
- Sl. 3.1. Konfiguracija jednog PAT elementa
- Sl. 3.2. Izgled IDP-a i struktura elektroda
- Sl. 3.3. Električno polje IDP-a a) stvarno b) paralelni model c) ukršteni model
- Sl. 3.4. Masonova ekvivalentna šema jedne sekcije pretvarača
- Sl. 3.5. Ekvivalentni model IDP-a sa delta funkcijama
- Sl. 3.6. Struktura elektroda disperzivnog PAT elementa ( $y_m = C - x_n$ )
- Sl. 3.7. Apodizovani IDP podeljen u trake
- Sl. 3.8. Apodizovani pretvarač
- Sl. 4.1. Senzor realizovan kao transversalni PAT filter tipa linije za kašnjenje
- Sl. 4.2. Senzor realizovan kao rezonantni PAT filter
- Sl. 4.3. PAT senzor sa linijom za kašnjenje
- Sl. 4.4. PAT oscilator (PATO)
- Sl. 4.5. Diferencijalni PAT senzorski sistem
- Sl. 4.6. Relativni izlazni napon u funkciji relativne provodnosti opterećenja

- Sl. 4.7. Relativni izlazni napon u dB u funkciji relativne susceptanse opterećenja
- Sl. 4.8. Širokopojasna PAT linija za kašnjenje kao radio senzor [Hri08a, Živ03]
- Sl. 4.9. Radio PAT transponder
- Sl. 4.10. Šematski prikaz izgleda PAT ID markera sa pretvaračima priključenim na zajedničke sabirnice za napajanje
- Sl. 4.11. Šematski prikaz izgleda PAT ID markera sa reflektorima.
- Sl. 4.12. Blok šema RF sistema za praćenje – identifikaciju vozila
- Sl. 4.13. PAT senzor uvijanja
- Sl. 4.14. Šematski prikaz PAT žiroskopa
- Sl. 4.15. (a) Gasni senzorski sistem sa PAT sensorima u MEMS tehnologiji (b) PAT platforma za istovremenu detekciju različitih gasova
- Sl. 4.16. Konfiguracija hemijskog PAT senzora
- Sl. 4.17. Blok šema diferencijalnog hemijskog PAT senzorskog sistema
- Sl. 4.18. Ekvivalentna šema PAT senzora
- Sl. 4.19. Ekvivalentno kolo linije za kašnjenje opterećene slojem polimera
- Sl. 4.20. Osetljivost PAT senzora na masu u zavisnosti od  $f_0^2$  (tačkama su označene izmerene vrednosti [Gra91])
- Sl. 4.21. Koncentracija TCE u zavisnosti od normalizovanog naponskog pomaka (tačkama su označene izmerene vrednosti [Ho03])
- Sl. 4.22. Šematski prikaz izgleda hemijskog PAT senzora na troslojnoj podlozi
- Sl. 4.23. Ekvivalentno kolo na ulazu linije za kašnjenje hemijskog PAT senzora na troslojnoj podlozi
- Sl. 5.1. Konfiguracija transverznog PAT filtra
- Sl. 5.2. Idealni transverzalni filter
- Sl. 5.3. a) Talasni front apodizovanog pretvarača oblika  $\sin x/x$  b) Izgled apodizovanog pretvarača
- Sl. 5.4. Metod selektivnog uklanjanja elektroda
- Sl. 5.5. Apodizovani pretvarači spregnuti MSC-om
- Sl. 5.6. Transfer energije pomoću MSC-a
- Sl. 5.7. Šematski prikaz PAT filtra i korespondencije između geometrije IDP-a i impulsnih odziva a) predstava geometrije IDP-a b) impulsnih odziva IDP-a c) predstava filtra kao kaskadne veze blokova koji predstavljaju IDP-ove i liniju za kašnjenje
- Sl. 5.8. Veza između položaja elektroda i impulsnog odziva pretvarača
- Sl. 5.9. Projektovanje PAT filtra pomoću Furijeove transformacije i upotrebe pravougaone prozorske funkcije

- Sl. 5.10. Projektovanje PAT filtra i upotreba težinske funkcije za smanjenje oscilacija
- Sl. 5.11. Karakteristike filtra sa uniformnom talasnošću (a) i aproksimativne performanse (b)
- Sl. 5.12. Pretvarač pobuđen realnim generatorom, bez refleksije
- Sl. 5.13. Ekvivalentna šema generatora i paralelnog kola IDP-a bez refleksije
- Sl. 5.14. Ekvivalentno kolo pretvarača sa elementima za prilagođenje
- Sl. 5.15. Uneseno slabljenje IDP-a na učestanosti  $f_0$  u funkciji  $\beta Q_r$
- Sl. 5.16. Slabljenje PAT filtra na različitim podlogama u zavisnosti od propusnog opsega
- Sl. 5.17. Zavisnost koeficijenta stojećih talasa od  $Q_p / Q_r$  na učestanosti  $f_0$  (a) i od  $\beta Q_p$  na granici propusnog opsega (b)
- Sl. 5.18. Zavisnost slabljenja pretvarača na učestanosti  $f_0$
- Sl. 6.1. Listing implementacionih parametara PAT filtra za hemijski gas senzor
- Sl. 6.2. Lejaut maske PAT pretvarača za hemijski gasni senzor automatski generisan pomoću softvera IDPMPAT ver. 1.0
- Sl. 6.3. Šematski prikaz maske za izradu PAT filtra: (a) pojedinačna maska (b) raspored filtara na podlozi
- Sl. 6.4. Mikroskopski snimak segmenta interdigitalnog pretvarača PAT filtra sa uvećanjem od 200x
- Sl. 6.5. Izgled laboratorijskog prototipa PAT filtra
- Sl. 6.6. Potpuno upakovan PAT filter sa i bez konektora
- Sl. 6.7. Izmerena amplitudska katakteristika laboratorijskog prototipa filtra
- Sl. 6.8. Izmerena fazna katakteristika laboratorijskog prototipa filtra
- Sl. 6.9. Izmereni realni i imaginarni deo frekvencijskog odziva



## **Spisak naslova tabela**

Tabela 4.1. Temperaturni koeficijenti za neke materijale

Tabela 4.2. Tipične vrednosti rezolucije bežičnih PAT senzora

Tabela 4.3. Koeficijenti osetljivosti PAT senzora za neke fizičke veličine

# 1. UVOD

Intenzivan razvoj u oblasti savremenih telekomunikacija zahteva sve složenija sredstva za obradu signala. Jedna od novih tehnologija koja je doprinela razvoju savremenih elektronskih uređaja u ovoj oblasti, ali i mnogim drugim, je i tehnologija elemenata sa površinskim akustičkim talasima – PAT (Surface Acoustic Wave – SAW). Glavna prednost sistema za obradu signala sa PAT elementima leži u tome što se obrada može vršiti u realnom vremenu tj. istovremeno sa prijemom signala. U tom pogledu komponente sa površinskim akustičkim talasima imaju konkurente u digitalnim procesorima signala koji su dostigli visok stepen razvoja. Međutim, u pogledu performansi kao što su frekvencijski opseg, cene, dimenzije, potrošnja i posebno brzina rada PAT komponente su i dalje superiorne.

Elementi sa površinskim akustičkim talasima su dostigli visok stepen razvoja i značajne civilne i vojne primene. Koriste se u uređajima široke potrošnje (TV prijemnici, bežični telefoni, mobilni telefoni, alarmni kućni sistemi), GPS sistemima, digitalnoj kablovskoj televiziji, radarskim sistemima, satelitskim telekomunikacijama, kao i u obradi signala u realnom vremenu. Prvi PAT filtri su našli primene u radarima, a zatim u telekomunikacionim uređajima i sistemima, sistemima za procesiranje signala, kao i u mobilnim radio i telefonskim sistemima. Poslednjih decenija prošlog veka PAT filtri su počeli da se primenjuju kao senzori. Danas se već prave PAT senzori visokog kvaliteta za merenje temperature, pritiska, mehaničkog napona, kao i hemijski i biosenzori [Comini2009, Golio2008]. PAT senzori se koriste i u bežičnom praćenju pokretnih objekata posebno u nepristupačnom okruženju. Takođe, ovi elementi su našli primenu u postojećim sistemima za bežičnu komunikaciju, gde se koriste RF i MF filtri sa niskim nivoom slabljenja, a očekuje se i njihova primena u novim generacijama ovih uređaja. Aplikacija konvencionalnih filtara sa standardnim nivoom slabljenja i visokoselektivnih PAT filtara zastupljena je u uređajima zasnovanim na CDMA (Code Division Multiple Access) tehnici.

Kao razvojno-istraživačka tema, PAT elementi su aktuelni, o čemu svedoči i činjenica da NASA u svojim sistemima za monitoring zagađenja gasovima organskog porekla u prostorijama gde se prave svemirska vozila koristi senzore na bazi filtara sa površinskim akustičkim talasima.

Kao posledica industrijskog razvoja i primene novih tehnologija u okruženju se nalazi čitav niz štetnih produkata, posebno hemijskih agenasa odnosno gasova. Oni nastaju pod različitim uslovima, nisu jednako opasni, ali ostavljaju posledice po zdravlje ljudi. Zbog toga je neophodno kontinualno praćenje njihove prisutnosti u vazduhu. Otuda su za detekciju ovih gasova potrebni senzori koji rade na sobnoj temperaturi, brzo reaguju, imaju visoku osetljivost i visoko su selektivni. Zadnjih godina došlo je do razvoja novih vrsta senzora i materijala koji sve bolje odgovaraju na ove zahteve, a koji su pri tome jeftini i malih dimenzija. Najnoviji detektori hemijskih agenasa sadrže različite tipove senzora u zavisnosti od tipa agensa i željene tačnosti. Sve veću primenu u ovim detektorima imaju PAT senzori.

Kao PAT senzori koriste se linije za kašnjenje i rezonatori, i primenjuju se dva principa: PAT elementi sa jednim parom krajeva koji su direktno podvrgnuti uticaju merene veličine i PAT elementi sa dva para krajeva koji su električno opterećeni konvencionalnim senzorom i, stoga, indirektno pod uticajem merene veličine. Rad PAT senzora zasniva se na reverzibilnoj absorpciji gasa osetljivim materijalom kojim je prekriven deo PAT elementa. Kod ovih elemenata je zastupljena specifična vrsta procesiranja signala, procesiranje u realnom vremenu: konverzijom električnih signala visokih učestanosti u mehanički talas, njegovu modulaciju merenom neelektričnom veličinom i ponovnu konverziju u električni signal. Amplitudska karakteristika ovih elemenata je tipa filtra propusnika opsega učestanosti, pa se stoga ovi elementi često nazivaju filtrima. Bežični merni sistemi sa pasivnim PAT senzorima nude nove i obećavajuće perspektive u oblastima kao što su daljinsko merenje koncentracija otrovnih gasova i bojnih otrova, *in-situ* monitoring isparljivih organskih jedinjenja u zemlji i vodi itd.

Projektovanje hemijskog gasnog PAT senzora obuhvata više aktivnosti. Jedna od njih je izbor optimalnog polimera za detekciju odgovarajućeg gasa. Idealni osetljivi sloj bi trebalo da ima: visoku osetljivost prema detektovanom gasu, veliku selektivnost, odgovarajuću debljinu (neodgovarajuća debljina dovodi do nelinearnosti i povećava gubitke). Takođe, ispituje se uticaj parametara aktivnog sloja na osetljivost PAT hemijskog senzora (poređenje promena brzine izazvane različitim osetljivim filmovima iste debljine, zavisnosti promena brzine, ili frekvencije od vrste gasa). Za navedene aktivnosti, kako bi se racionalizovao postupak projektovanja novih senzora, neophodno je vršiti analizu i modelovanje kao obavezni deo projektovanja.

U novije vreme prave se PAT senzori sa višeslojnom strukturom, inkorporirani u CMOS ili mikro-elektro-mehanički sistem (MEMS) integrisanih kola. Takođe, u cilju povećanja brzine talasa koja određuje radnu učestanost i dimenzije elementa, sve više se koristi dijamant. U cilju određivanja koncentracije gasa neophodno je modelovanje višeslojnih senzora kako bi se odredila zavisnost brzine od parametara slojeva.

PAT filtri veoma liče na električne filtre koji koriste elemente sa raspodeljenim parametrima i superiorni su za primene u VHF i UHF opsezima, a takođe i u području niskih mikrotalasnih frekvencija. Dok kod klasičnih elektronskih filtara odziv često mora imati vrlo strogo kontrolisane karakteristike i čije je izračunavanje relativno jednostavan proces, tehnike za analizu i sintezu kod PAT filtara su znatno složenije, posebno u primenama gde se zahteva precizna kontrola karakteristika. U poređenju sa pasivnim i aktivnim filtrima, filtri sa površinskim akustičkim talasima su uvek složenije strukture i sa mnogim nepoželjnim sporednim efektima, koji komplikuju njihovu analizu i sintezu, ali koji se mogu prevazići razvojem odgovarajućih računarskih algoritama.

U ovoj disertaciji se razmatraju PAT filtri transverzalnog tipa koji su osnova za izradu senzora. Tipičan PAT transverzalni filter se sastoji od najmanje dva interdigitalna pretvarača, ulaznog i izlaznog, a svaki par elektroda uzorkuje akustički talas na površini, obezbeđujući direktnu kontrolu impulsnog odziva filtra. Na taj način, PAT filter se prirodno opisuje impulsnim odzivom, iz kojeg se izračunava njegov frekvencijski odziv pomoću Furijeove transformacije. Ova direktna kontrola amplitudske i fazne karakteristike omogućuje značajnu fleksibilnost u analizi i modelovanju, koja se manifestuje u širokom području filterarskih funkcija koje se mogu izvesti sa ovom tehnologijom.

Hemijski PAT senzor se obično pravi pomoću transverzalnog PAT filtra sa progresivnim talasom. Kod njih se kao izlazna veličina očitava vreme kašnjenja (propagacije) ili faza ili amplituda izlaznog napona. Srednji deo filtra između pretvarača predstavlja liniju za kašnjenje koja se obično tretira kao da je bez gubitaka. U telekomunikacionim primenama ovih filtara dužina linije za kašnjenje je mala, ali ovde je ona esencijalni deo i mora imati određenu dužinu, koja se mora uzeti u obzir. Usled dejstva hemijskog agensa na osetljivi sloj između pretvarača dodatno će se promeniti brzina i faza površinskog akustičkog talasa. Kako bi se dobili eksplicitni izrazi za estimaciju koncentracije gasa i detekciju hemijskih agenasa potrebno je vršiti analizu i modeliranje senzora kao neophodni deo projektovanja.

U raspoloživoj literaturi hemijski PAT senzori se analiziraju na dva osnovna načina, egzaktnom analizom preko talasne jednačine ili pak analizom zasnovanom na publikovanim formulama dobijenim iz talasne jednačine. Najkompletniji tretman egzaktne analize je dat u [Mart1994]. Generalno, senzori se analiziraju sa hemijske tačke gledišta dok se mnogo manje pažnje posvećuje relacijama između električnih i hemijskih veličina i uslovima prilagođenja na električnim ulazima. Pored toga, u postojećim metodama analize, zanemaruju se mnoga svojstva realne PAT linije za kašnjenje kao što je slabljenje usled prostiranja, tehnološka ograničenja i proizvodne tolerancije [Joo2005].

U svetu postoji razvijena industrija PAT filtara, koja poseduje sopstveni softver za projektovanje filtara i crtanje maski za proizvodnju ovih filtara. U literaturi se mogu naći podaci da je softver za projektovanje PAT filtara uglavnom specijalizovan za određeni tip filtara. Postojeći softver za projektovanje i analizu PAT filtara može biti dostupan, ali je ili namenjen projektovanju jednostavnih PAT filtara ili je veoma skup. Međutim, softver za projektovanje i crtanje maski PAT filtara je nedostupan.

Osnovni zadatak ove teze je da se istraže metode analize i modelovanja senzora na bazi transversalnih PAT elemenata i projektovanje i realizacija RF/MF PAT filtra za implementaciju senzora. Krajni cilj teze je (1) da se predloži novi model i metod analize hemijskog gasnog senzora sa površinskim akustičkim talasima za otkrivanje gasova, (2) razvije algoritam za kompletno projektovanje RF PAT transversalnog filtara sa uniformnim interdigitalnim pretvaračima (IDP) sa maksimalnim propusnim opsegom i minimalnim slabljenjem i (3) izradi laboratorijski prototip PAT filtra propusnika opsega učestanosti koji je osnova za izradu hemijskog PAT senzora. Za ciljnu tehniku u modelovanju je odabrana metoda ekvivalentnih kola a za sintezu impulsni model i tehnika projektovanja digitalnih FIR filtara zasnovana na razmatranju PAT IDP-a kao strukture za uzorkovanje signala i sagledavanju PAT elementa kao analogno/digitalne komponente.

U sklopu ostvarivanja ciljeva teze, potrebno je: (1) napraviti nov model i metod analize PAT filtara kao hemijskih gasnih senzora korišćenjem električnih ekvivalentnih kola, (2) formirati algoritam za projektovanje filtara propusnika opsega učestanosti, sa minimalnim slabljenjem u propusnom opsegu i sa uniformno raspoređenim elektrodama, (3) razviti softver za projektovanje maske interdigitalnih pretvarača i (4) napraviti laboratorijski prototip filtra i eksperimentalnom verifikacijom (merenjem) proveriti ispunjenost zahteva specifikacije.

Teza je organizovana u sedam glava, sadrži spisak korišćenih oznaka, naziva slika, naslova tabela, i spisak korišćene literature.

Prva glava je uvodna.

U drugoj glavi razmotreni su fizički osnovi fenomena površinskih akustičkih talasa. Prezentirana je sažeta analiza ovih talasa i njihova svojstva. Funkcionisanje PAT elemenata se zasniva na prostiranju elastičnih, mehaničkih talasa, duž površine monokristalne piezoelektrične podloge. Ova teorija polazi od talasne jednačine kretanja čestice podloge kao i Maksvelovih jednačina za elektromagnetno polje, uzimajući u obzir granične uslove i vezu električnih i mehaničkih veličina. Prikazano je prvo kako se dobija rešenje za najjednostavniji slučaj nepiezoelektrične izotropne podloge. Potom je razmotren slučaj kada je propagacioni medijum anizotropan, s obzirom da PAT elementi zahtevaju piezoelektričnu podlogu koju odlikuje anizotropija, i uvažavajući uticaj piezoelektrične sprege na brzinu prostiranja površinskih akustičkih talasa.

Posebno su analizirani materijali za izradu PAT senzora, i tipovi površinskih talasa koji se mogu upotrebiti za realizaciju senzora.

U trećoj glavi detaljno je izložen princip rada PAT elemenata, načini analize i modelovanja interdigitalnih pretvarača kao i celog PAT elementa. Detaljno je objašnjen mehanizam funkcionisanja interdigitalnih pretvarača, ponašanje PAT elementa kao filtra propusnika opsega učestanosti kao i pojava smetnji trostrukog prelaza. Prikazane su metode za analizu PAT elemenata, tačne i aproksimativne, i razmotrene sa aspekta njihove efikasnosti i tačnosti s obzirom na opterećenje i vrstu podloge i pretvarača. Detaljno je izložena aproksimativna analiza rada interdigitalnog pretvarača, pomoću modela sa delta funkcijama i pomoću metode ekvivalentnih kola. Posebno je prikazano Masonovo ekvivalentno kolo koje daje dobre rezultate za uniformne pretvarače kakvi se koriste kod senzora i ukazano na potrebu uvođenja promenljivog modela u slučaju apodizovanih pretvarača.

Glavni doprinos disertacije je predstavljen u četvrtoj glavi. Ovde je prvo objašnjen princip rad oba osnovna tipa PAT senzora: direktnih PAT senzora i PAT transpondera, a zatim način izrade i modelovanje transverzalnih senzora na bazi elemenata sa površinskim akustičkim talasima. U ovoj glavi se izlaže nov model i metod analize transverzalnih hemijskih gasnih senzora sa površinskim akustičkim talasom. Senzor se modeluje kao četvoro-pol sastavljen od tri dela: (1) ulaznog pretvarača koji se sastoji od više elektroda, (2) linije za kašnjenje prekrivene materijalom koji je osetljiv na gasove i koji se realizuje tankim slojem polimera i (3) izlaznog pretvarača sa više elektroda. Svaki deo je predstavljen svojim ekvivalentnim kolom. Izračunava se promena izlaznog napona ili učestanosti u funkciji koncentracije gasa. Analizira se i uticaj osobina realnog PAT senzora, kao što je slabljenje usled prostiranja, koje se u postojećim poznatim metodama analize zanemaruje. Dobijeni su eksplicitni izrazi za estimaciju koncentracije gasa. Prikazani su rezultati simulacije, zasnovani na predloženom modelu, i upoređeni su sa eksperimentalnim. Demonstrirana je predikcija masene osetljivosti kao funkcija učestanosti, provedeno je izračunavanje koncentracije gasa trihloretilena (TCE), kada je osetljivi sloj polimer PVDT, i izložen je primer gde je uzeto u obzir slabljenje usled propagacije na višim učestanostima, za slučaj kvarcnog senzora za detekciju koncentracije gasova koji simuliraju bojne otrove. Posebno je razmotrena primena predloženog metoda za analizu hemijskih gasnih senzora na višeslojnim podlogama. Prikazan je postupak određivanje efektivne brzine talasa u višeslojnoj podlozi pomoću razvijenog modela i određivanje koncentracije gasa PAT filtrom na ovakvoj podlozi, zavisne od centralne učestanosti PAT elementa.

U petoj glavi izloženi su osnovni principi sinteze PAT filtera koji su baza za izradu senzora. Razmotrena je analogija filtra sa površinskim akustičkim talasima i idealnog transverzalnog filtra. Prezentirana je opšta teorija transverzalnih filtera na osnovu koje se mogu razviti metodi za projektovanje PAT filtera. Pošto PAT element

nije striktno ekvivalentan idealnom transverzalnom filtru ukazano je na razlike koje postoje između njih i kako utiču na performanse, i kako se one kontrolišu konstrukcijom pretvarača. Razmotreno je modelovanje filtra sa površinskim akustičkim talasima i određivanje njegove funkcije prenosa kao osnove za projektovanje. Analizirane su različite tehnike za projektovanje i sintezu PAT filtara. Utvrđeno je da se većina postupaka za projektovanje izvodi u frekvencijskom domenu i zasniva na iterativnom pristupu. Detaljno su prikazana dva osnovna načina za sintezu i projektovanje PAT filtara, pristup pomoću Furijeove transformacije i prozorskih funkcija, i optimizacione metode sinteze. Posebno je prikazano projektovanje realnih PAT filtara uzimajući u obzir opterećenje i njegov uticaj na karakteristike filtra kako bi se korigovala geometrija IDP-a, pošto bi karakteristike dobijenog filtra znatno odstupale od željenih.

U šestoj glavi obrađeno je projektovanje i realizacija transverzalnih PAT filtara propusnika opsega učestanosti za hemijske senzore. Izložen je algoritam projektovanja PAT filtara propusnika opsega učestanosti sa minimalnim slabljenjem u propusnom opsegom i maksimalnim propusnim opsegom, i sa IDP-ima sa uniformno raspoređenim elektrodama jednakih dužina. Ovaj filter je baza za izradu hemijskih PAT senzora, neposredno ili kao linija za kašnjenje u kolu oscilatora. Pored toga on je i višenamenski PAT filter propusnik opsega učestanosti koji se može koristiti u obradi signala i telekomunikacionim sistemima kao međufrekvencijski filter. Projektovana odabrana vrsta PAT filtra treba da omogući nanošenjem osetljivog sloja između IDP-a, implementaciju specifične vrste PAT senzora, hemijskog gasnog senzora. Prvi korak u algoritmu je izbor podloge i konfiguracije filtra. U narednim koracima se određuje geometrija IDP-a. Za projektovanje maske interdigitalnih pretvarača razvijen je originalni softver IDPMPAT ver 1.0. Na kraju, određuju se elementi mreže za prilagođenje na ulazu i izlazu filtra. Osnovni rezultati projektovanja su geometrijske dimenzije elektroda IDP-a, crtež maske za izradu filtra i vrednosti elemenata mreže za prilagođenje. Primenom predloženog metoda projektovan je filter sa dva identična uniformna pretvarača i izrađen laboratorijski prototip PAT filtra propusnika opsega učestanosti sa minimalnim slabljenjem **PAT FPO**, koji je osnova za hemijski senzor specijalne namene. Ispunjenje zadatih specifikacija je provereno merenjem parametara rasejanja proizvedenog filtra.

U poslednjoj, sedmoj glavi, sažeto je predstavljena struktura i ciljevi teze i osnovni pravci istraživanja. Dat je kratak pregled i opis dobijenih rezultata, navedeni su doprinosi teze i predlažu se pravci mogućeg daljeg razvoja istraživanja započetog u ovoj tezi.

Na kraju sledi Literatura, spisak svih referenci koje se neposredno navode u radu.

## 2. POVRŠINSKI AKUSTIČKI TALASI (PAT)

U čvrstim materijalima se može prostirati više različitih vrsta akustičkih talasa ali su sa stanovišta primene za implementaciju elemenata sa površinskim akustičkim talasima najznačajniji površinski talasi. Naime, funkcionisanje PAT elemenata se zasniva na prostiranju elastičnih talasa visokih učestanosti u čvrstoj piezoelektričnoj podlozi – substratu duž njene granične površine sa vazduhom ili vakuumom. Amplituda ovih talasa, koji se često nazivaju i Rayleigh-ovi (prema Lordu Rayleigh-u koji je otkrio i prvi analizirao ovu vrstu talasa), opada eksponencijalno sa rastojanjem od površine tako da se sva energija talasa nalazi u delu podloge na dubini oko jedne talasne dužine. Putanje čestica podloge su eliptičnog oblika [Mat77, p. 20], [Hri09a] a pobuđivanje površinskog talasnog kretanja može se izvršiti na više načina. Međutim, sa gledišta primene PAT elemenata u elektronskim sklopovima najpogodnije to učiniti električnim putem pomoću takozvanih interdigitalnih pretvarača. Interdigitalni pretvarač (IDP) se sastoji od dva niza češljasto raspoređenih tankih metalnih elektroda jednakih ili nejednakih dužina.

U ovom poglavlju će biti prezentirana sažeta analiza površinskih akustičkih talasa i njihova svojstva. Cilj analize je da se predstave glavne odlike ovih talasa u matematičkoj i grafičkoj formi, posebno u slučaju dodatne složenosti zbog anizotropije i piezoelektričnih osobina materijala podloge na kome se formira PAT element. Poseban osvrt je posvećen materijalima i tehnologiji primenjenoj u proizvodnji senzora kao i tipovima površinskih talasa koji se koriste za njihovu implementaciju.

### 2.1. JEDNAČINE TALASNOG KRETANJA

Površinski elastični talas u piezoelektričnoj podlozi predstavlja u stvari kretanje čestica materijala i za opis ove pojave treba postaviti jednačinu kretanja beskonačno male čestice podloge. Ako se koordinatni sistem odabere kao što je prikazano na sl. 2.1 onda, prema II Njutnovom zakonu mehanike [Mat77] jednačina kretanja čestice podloge daleko od njenih ivica glasi:



$$\rho \frac{\partial^2 u_i}{\partial t^2} = \sum_{j=1}^3 \frac{\partial T_{ij}}{\partial x_j}, \quad i=1,2,3 \quad (2.1)$$

gde je:

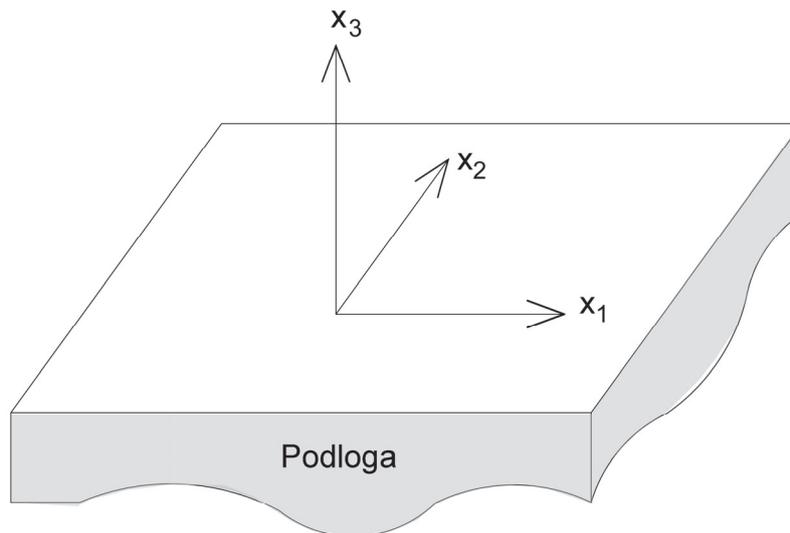
$\rho$  - gustina podloge

$u_i$  - mehanički pomeraj čestice u odgovarajućem pravcu

$T_{ij}$  - komponente tenzora mehaničkog napona

i kako nema torzionih sila unutar podloge tenzor će biti simetričan tj. važiće:

$$T_{ij} = T_{ji} \quad (2.2)$$



### SI. 2.1. Koordinatni sistem za prostiranje površinskih elastičnih talasa

Piezoelektricitet je fenomen koji spreže elastični napon i istežanje sa električnim poljem i pomeranjem, i u homogenoj piezoelektričnoj podlozi komponente tenzora mehaničkog napona  $T_{ij}$  zavise od električnog polja  $E$  odnosno električnog pomeraja  $D$ .

Ukoliko pretpostavimo da su sve ove veličine dovoljno male, veze između mehaničkih i električnih veličina će biti linearne i mogu se izraziti sledećim jednačinama:

$$T_{ij} = c_{ijkl} S_{kl} - e_{kij} E_k, \quad i, j, k, l = 1, 2, 3 \quad (2.3)$$

$$D_i = e_{ijk} S_{jk} + \varepsilon_{ij} E_j \quad (2.4)$$

gde su:

$c_{ijkl}$  - konstante krutosti podloge merene pri konstantnom električnom polju

$e_{kij}$  - piezoelektrične konstante podloge

$\varepsilon_{ij}$  - dielektrične konstante podloge merene pri konstantnim mehaničkim uslovima

$E_k$  - električno polje

$D_i$  - električni pomeraj

$S_{kl}$  - relativni mehanički pomeraj definisan kao:

$$S_{kl} = \frac{1}{2} \left( \frac{\partial u_k}{\partial x_l} + \frac{\partial u_l}{\partial x_k} \right) \quad (2.5)$$

Pored gornjih relacija važe i Maksvelove jednačine za elektromagnetno polje. Pošto je brzina prostiranja kod mehaničkog kretanja znatno manja nego kod elektromagnetnog, može se pretpostaviti da je električno polje statičko, tj. da je električno polje gradijent skalarnog ali promenljivog potencijala  $\psi$ :

$$E_i = - \frac{\partial \psi}{\partial x_i} \quad (2.6)$$

Pošto u podlozi nema slobodnih naelektrisanja to će takođe biti:

$$\frac{\partial D_i}{\partial x_i} = 0 \quad (2.7)$$

Sada se pomoću izraza (2.2)-(2.7) jednačine (2.1) i (2.7) mogu transformisati u podesniji oblik:

$$\rho \frac{\partial^2 u_i}{\partial t^2} = \sum_j \sum_k \left[ \sum_l c_{ijkl} \frac{\partial^2 u_k}{\partial x_j \partial x_l} + e_{kij} \frac{\partial^2 \psi}{\partial x_j \partial x_k} \right] \quad (2.8)$$

$$\sum_i \sum_j \varepsilon_{ij} \frac{\partial^2 \psi}{\partial x_i \partial x_j} = \sum_i \sum_j \sum_k e_{ijk} \frac{\partial^2 u_j}{\partial x_i \partial x_k} \quad (2.9)$$

Poslednje dve jednačine daju četiri jednačine za  $u_i$  i  $\psi$ , i kretanje je određeno ukoliko se specificiraju granični uslovi. Jednačina (2.9) predstavlja ustvari Laplasovu jednačinu za anizotropnu piezoelektričnu sredinu i da bi se našlo rešenje sistema jednačina (2.8) i (2.9) potrebno je poznavati mehaničke i elektromagnetne granične uslove, za površinu  $x_3 = 0$ .

## 2.2. NAJVAŽNIJE KARAKTERISTIKE POVRŠINSKIH AKUSTIČKIH TALASA

Kako je kod klasičnih PAT elemenata gornja površina ili slobodna ili se na njoj nalaze elektrode IDP-a, tj. tanak sloj metala razmatraće se samo ova dva slučaja.

### 2.2.1.1. Gornja površina podloge slobodna

Ako je gornja površina podloge slobodna, odnosno ako na nju ne deluju nikakve mehaničke ili električne sile, onda se mehanički granični uslovi mogu predstaviti sledećim izrazima:

$$T_{3j}|_{x_3=0} = 0, \quad j=1,2,3 \quad (2.10)$$

Pošto je površina slobodna, potencijal iznad nje zadovoljava Laplasovu jednačinu, a sam potencijal i električni pomeraj  $D_3$  zadovoljavaju jednačinu kontinuiteta za  $x_3 = 0$ , a nestaju za  $x_3 \rightarrow +\infty$ . U tom slučaju potencijal  $\Psi$  mora imati sledeći oblik:

$$\Psi = \Psi(0)e^{-kx_3} e^{jk(x_1-vt)} \quad (2.11)$$

gde je  $k = \omega/v$  tzv. talasni vektor, a  $v$  brzina prostiranja površinskih elastičnih talasa.

### 2.2.1.2. Gornja površina podloge opterećena

Ako se na piezoelektričnoj podlozi nalazi veoma tanak sloj metala, što je slučaj kod IDP-a, može se smatrati da su njegova težina i masa veoma male, tako da ne menjaju mehaničke granične uslove pa su oni isti kao i u slučaju slobodne površine. Međutim, električni granični uslovi se znatno menjaju tako da je potencijal na površini  $x_3 = 0$  sada jednak nuli.

### 2.2.1.3. Površinski talas kao linearna kombinacija parcijalnih talasa

Postoji više načina rešavanja jednačina (2.8) i (2.9) ali su svi numerički. Jedan od načina je da se opšte rešenje predstavi kao linearna kombinacija parcijalnih talasa oblika [Oli78, p. 18]:

$$u_i^{(m)} = \chi_i^{(m)} e^{jkb^{(m)}x_3} e^{jk(x_1-vt)} \quad i = 1,2,3,4 \quad (2.12)$$

$$\Psi^{(m)} = u_4^{(m)} \quad (2.13)$$

Svako parcijalno rešenje mora da zadovoljava jednačine (2.8) i (2.9) i da opadne na nulu za  $x_3 \rightarrow \infty$ . Težinski koeficijenti  $C_i$  linearnih kombinacija biraju se tako da opšte rešenje zadovoljava granične uslove za  $x_3 = 0$  a da bi se odredili parcijalni talasi postupa se na sledeći način. Parcijalna rešenja se zamene u jednačine (2.8) i (2.9) tako da se dobije sistem od četiri linearne jednačine po  $\chi_i$  oblika:

$$\sum_{i=1}^4 A_{li} \chi_i \quad l = 1,2,3,4 \quad (2.14)$$

gde su koeficijenti  $A_{li}$  funkcije elastičnih, piezoelektričnih i dielektričnih konstanti, gustine  $\rho$  i brzine  $v$ .

Da rešenja ovog sistema ne bi bila trivijalna, determinanta tog sistema mora biti jednaka nuli. To daje za svaku vrednost brzine  $v$  algebarsku jednačinu osmog reda po  $b^{(m)}$ , što znači da za svaku vrednost brzine  $v$  postoji osam vrednosti konstante opadanja  $b$ . Kako površinski talasi treba da opadaju sa dubinom, to su od interesa samo ona rešenja koja leže u donjoj poluravni kompleksne promenljive  $b$ . U opštem slučaju postoje samo četiri takve vrednosti konstante  $b$  i za svaku od njih odgovarajući skup vrednosti koeficijenata  $\chi$ , tako da se sada opšte rešenje jednačina (2.8) i (2.9) može predstaviti u obliku:

$$u_i = \left\{ \sum_m C_m \chi_i^{(m)} e^{jkb^{(m)}x_3} \right\} e^{jk(x_1-vt)}, \quad \Psi = u_4 \quad (2.15)$$

Konstante  $C_m$  i  $v$  se određuju iz graničnih uslova za površinu  $x_3 = 0$ , s obzirom da je brzina  $v$  implicitno sadržana u  $b^{(m)}$  i  $\chi^{(m)}$ . Za slučaj slobodne površine dobija se na taj način sistem od četiri linearne jednačine po  $C_m$  sa koeficijentima koji su veoma složene funkcije brzine i konstanti  $c$ ,  $e$ , i  $\epsilon$  upotrebljenog materijala. Brzina  $v$  se dobija iz uslova da determinanta ovog sistema mora biti jednaka nuli. Međutim, čak i za kristale sa dobrom simetrijom, za koje su mnogi koeficijenti  $c$ ,  $e$  i  $\epsilon$  jednaki nuli, rešenja za brzinu se moraju tražiti numerički iterativnim metodama. Za izračunato  $v$ , iz sistema jednačina se određuju koeficijenti  $C_m$  a njihovom smenom u (2.15) dobijaju se konačno rešenja za kretanje čestica i potencijal.

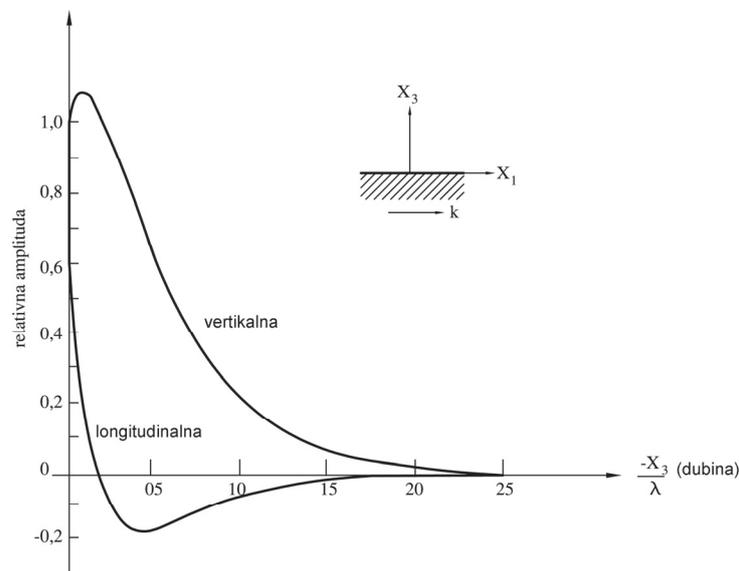
### 2.2.2. Površinski akustički talas na izotropnoj podlozi

Opisanom procedurom mogu se dobiti rešenja za bilo koju podlogu a za najjednostavniji slučaj izotropnog, nepiezoelektričnog substrata dobijaju se izrazi za mehanički pomeraj oblika:

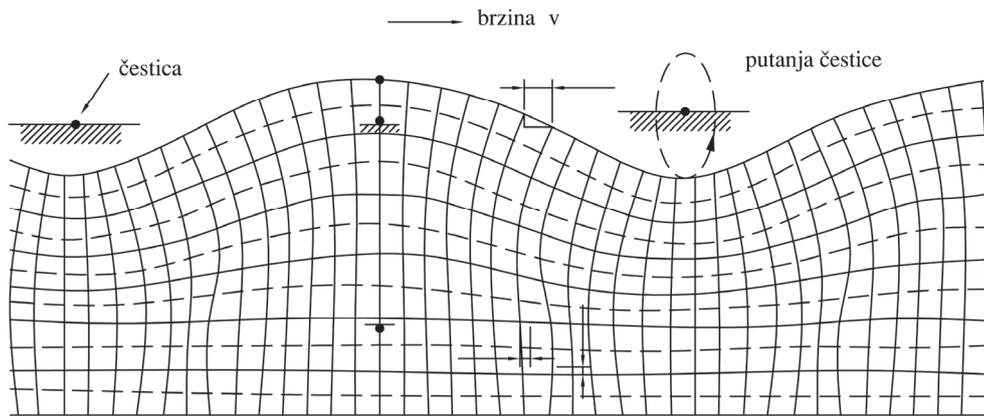
$$u_1 = C[e^{jkb_1x_3} - Ae^{kb_2x_3}]e^{jk(x_1-vt)} \quad (2.16)$$

$$u_3 = -jkb_1[Ce^{kb_1x_3} - A^{-1}e^{kb_2x_3}]e^{jk(x_1-vt)} \quad (2.17)$$

gde su  $A$ ,  $b_1$  i  $b_2$  pozitivne realne vrednosti zavisne od brzine  $v$  i brzina longitudinalnih i transverzalnih talasa, a  $C$  je konstanta koja zavisi od pobude. Ostale dve komponente rešenja, potencijal i  $u_2$  ne postoje. Kako su vrednosti izraza u zagradama relacije (2.16) realne, komponente mehaničkog pomeraja  $u_1$  - longitudinalna i  $u_3$  - vertikalna su u faznoj kvadraturi za svaku vrednost od  $x_3$ . Mehanički pomeraj čestica je eliptičan sa oblikom elipse koji se menja zavisno od dubine. Zavisnost relativnih amplituda  $u_1$  i  $u_3$  od dubine je prikazana na sl. 2.2 dok je slikom 2.3 ilustrovano kretanje talasa u jednom trenutku u ravni  $x_1x_3$ . Najtipičnija odlika površinskih talasa je upravo naglašena na sl. 2.2: amplitude pomeraja postaju zanemarljive pri dubinama većim od nekoliko talasnih dužina.



Sl. 2.2. Komponente mehaničkog pomeraja PAT-a kao funkcije dubine za izotropnu podlogu

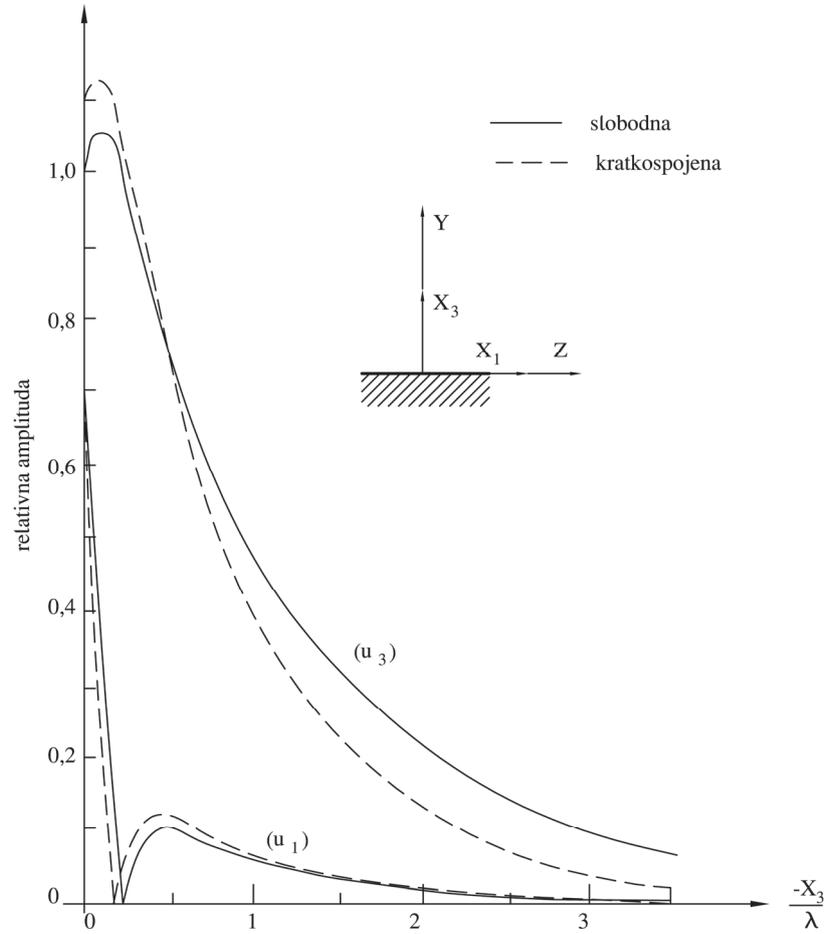


Sl. 2.3. Izobličenje kvadratne mreže zbog površinskog talasa u ravni  $x_1x_3$

### 2.3. UTICAJ ANIZOTROPIJE I PIEZOELEKTRIČNIH OSOBINA NA PAT-e

Kada je propagacioni medijum anizotropan, kao što je slučaj kod PAT elemenata, elastični površinski talasi i dalje egzistiraju a njihova osnovna svojstva su i dalje zadržana: pomeraj čestica je eliptičan sa amplitudom koja opada sa dubinom, a brzina prostiranja ne zavisi od frekvencije signala. Međutim, anizotropija dovodi do mnogih razlika u obliku i svojstvima površinskih talasa. Tako, fazna brzina zavisi od pravca prostiranja a pravac protoka energije nije paralelan talasnom vektoru. Zbog piezoelektričnih osobina materijala prisutan je i električni potencijal odnosno električno polje u substratu i iznad njega tako da je brzina prostiranja talasa zavisna i od električnih uslova na površini i u njenoj blizini. Uticaj piezoelektrične sprege ogleda se generalno u tome da se brzina povećava zavisno od graničnih uslova na površini a konstanta  $b$  može da postane i kompleksna tako da omogući prigušeno oscilatorno kretanje čestica. Takođe, temperaturna zavisnost brzine je ovde uslovljena i temperaturnim promenama dielektričnih i piezoelektričnih konstanti materijala.

U literaturi postoje gotova rešenja jednačina (2.8) i (2.9) za neke od najvažnijih materijala koji se koriste za proizvodnju PAT elemenata. Jedan od tih je i YZ litijum niobat. Pošto ravan YZ deli kristal  $\text{LiNbO}_3$  na dva dela tako da jedan predstavlja lik u ogledalu drugog, neki od koeficijenata  $A_{ij}$  iz relacije (2.14) su jednaki nuli. Stoga je  $u_2$  nezavisno od piezoelektričnih osobina materijala i predstavlja zapreminski talas (bulk wave) čiji je Pointingov vektor (smer prenosa energije) paralelan sa osom  $x_1$  odnosno  $z$ . Drugo rešenje je površinski talas sa komponentama pomeraja  $u_1$  i  $u_3$  i pridruženim potencijalom  $\Psi$ . Zbog toga, odnosno zbog piezoelektričnih osobina podloge, brzina talasa  $v$  je veća od vrednosti koja bi bila da su piezoelektrične konstante nula.



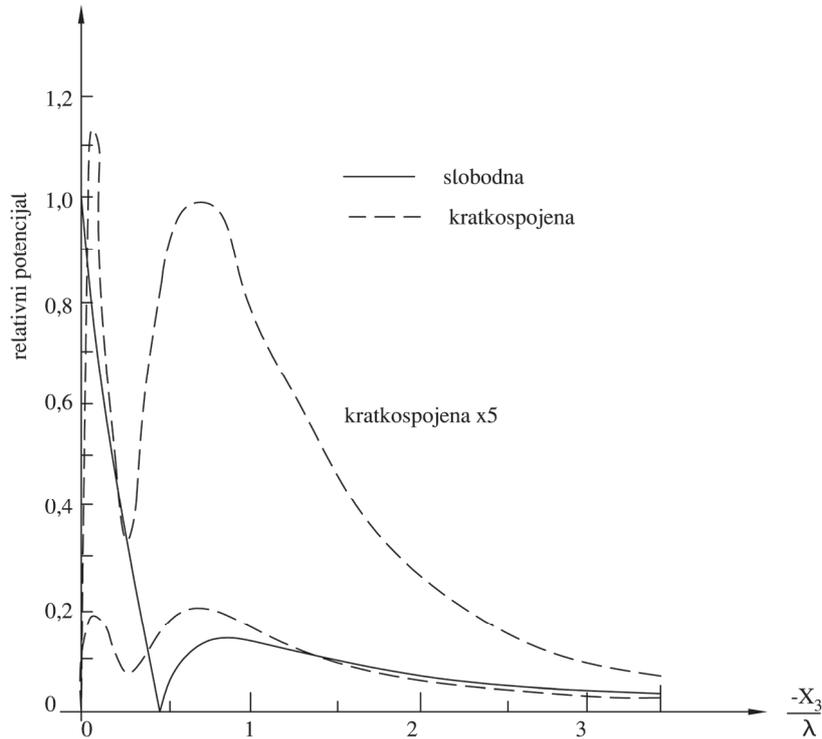
Sl. 2.4. Amplitude komponenti  $u_1$  i  $u_3$  za YZ litijum niobat

Amplitude  $u_1$  i  $u_3$  za oba slučaja graničnih uslova na površini, slobodne i kratkospojene tankim slojem metala, prikazane su na sl. 2.4. Konstanta normalizacije za ovaj dijagram iznosi  $2.62 \times 10^{-6} (P/\omega)^{1/2}$ , gde je  $P$  koeficijent koji se koristi za normalizaciju i predstavlja snagu površinskog talasa po jedinici širine (pravac  $x_2$ ).

Dijagram potencijala je prikazan na sl. 2.5 dok je konstanta normalizacije u ovom slučaju  $1.4 \times 10^4 (P/\omega)^{1/2}$ . Inače, snaga površinskog talasa  $P$  se izračunava integracijom Pointingovog vektora na sledeći način:

$$P_i = -2^{-1} \operatorname{Re} \left[ \int_{-\infty}^0 T_{ij} u_j^* dx_3 - j\omega \int_{-\infty}^{\infty} \Psi D_i dx_3 \right], \quad i=1,2 \quad (2.18)$$

odakle se, u našem slučaju, dobija da je  $P = P_1$  pošto jedino komponenta  $P_1$  ima vrednost različitu od nule i što znači da se sva energija prenosi u pravcu kretanja talasa.



**Sl. 2.5.** Raspodela potencijala pri slobodnoj i kratkospojenoj površini YZ litijum niobata

Ako je površina električki slobodna fazna brzina je 3488 m/s dok u slučaju tankog metalnog sloja na površini (kratkospojena površina) ona iznosi 3405 m/s. Ova razlika u brzini odraz je, u stvari, jačine sprege površinskih talasa i metalnih elektroda na površini podloge. Stoga se, po analogiji sa zapreminskim talasima, ona koristi za definisanje efektivnog elektromehaničkog koeficijenta sprege  $K$  :

$$K^2 = -2 \frac{\Delta v}{v} = -2 \frac{v_{ks} - v}{v} \quad (2.19)$$

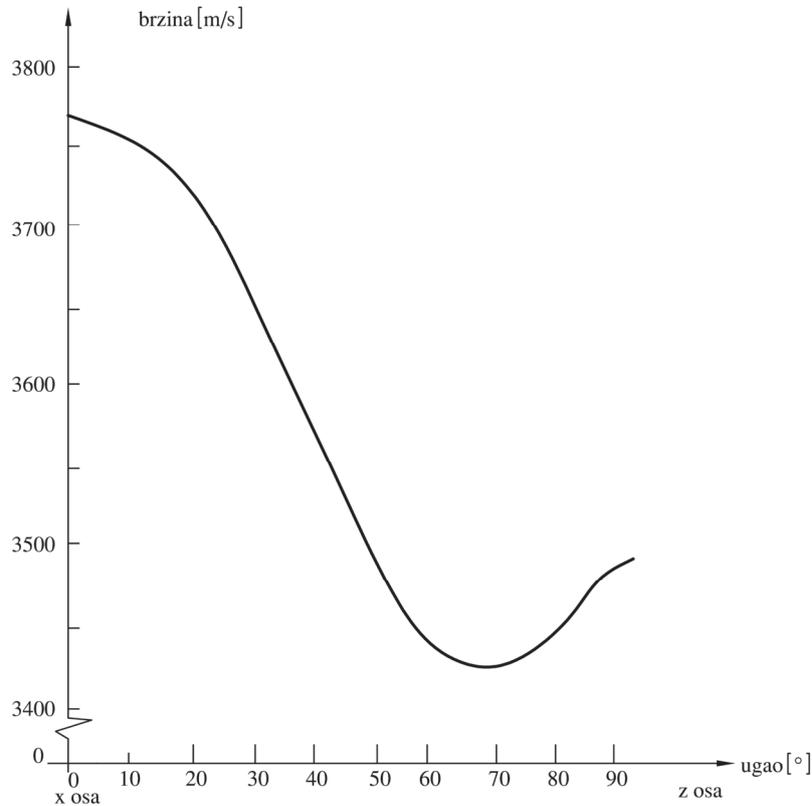
gde je  $v_{ks}$  brzina pri kratkospojenoj površini a  $v$  brzina kada je površina podloge slobodna.

Vrednost konstante  $K$  zavisi od vrste materijala izabranog za podlogu kao i pravca kretanja talasa. Poseban značaj faktora sprege je u tome što se neki parametri PAT elemenata kao što su uneseno slabljenje, efikasnost IDP-a i propusni opseg, mogu često izraziti kao eksplicitna funkcija vrednosti faktora sprege. Jedan od materijala koji ima najveću vrednost konstante  $K$  je svakako litijum niobat i za YZ  $\text{LiNbO}_3$  ona iznosi 0,046 [Mat77, p. 27]. Posmatrani slučaj materijala predstavlja geometriju čistog moda jer su pravac prostiranja i pravac prenosa energije paralelni.

Ovakvo prostiranje čistog tipa javlja se još i kod STX kvarca. Naravno, pri proizvodnji PAT elemenata teži se da se dobiju talasi čistog tipa. Međutim, pri njihovoj

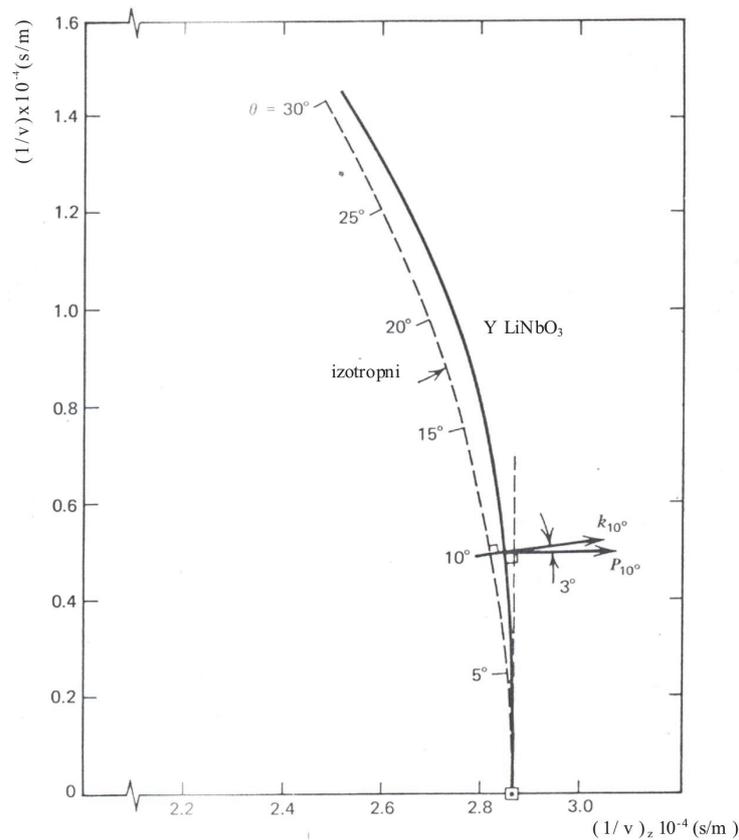


proizvodnji može doći do izvesnog odstupanja između pravca prostiranja i pravca "čistog tipa", što izaziva promene brzine kao što prikazuje kriva na sl. 2.6, za slučaj površinskih talasa na  $\text{LiNbO}_3$  u ravni XZ u okolini  $z$  ose.



**Sl. 2.6.** Promena brzine površinskog talasa u XZ ravni litijum niobata za slučaj slobodne površine

Ukoliko se uradi dijagram recipročne vrednosti brzine u funkciji ugla prostiranja  $\theta$ , tada, pošto je pravac prenosa energije tj. Pointingov vektor normala na krivu, sl 2.7, u posmatranoj tački, pomoću ovog grafika se može odmah odrediti kolika je razlika između pravca prostiranja i pravca prenosa energije ako se pravac prostiranja ne poklapa sa  $z$  osom. Tako, ukoliko je pravac prostiranja pomeren za  $10^\circ$  u odnosu na  $z$  osu sa dijagrama na sl. 2.7, može se videti da će Pointingov vektor biti pomeren u odnosu na smer prostiranja samo za  $3^\circ$ . Ovo nastaje zbog toga što je grafik  $1/v$  skoro linearan i normalan na  $z$  osu za širok opseg uglova odstupanja od  $z$  ose i ova karakteristika litijum niobata dovodi do efekta difrakcije.



SI. 2.7. Polarni dijagram recipročne vrednosti brzine u funkciji ugla prostiranja za Y Litijum niobat u blizini z ose

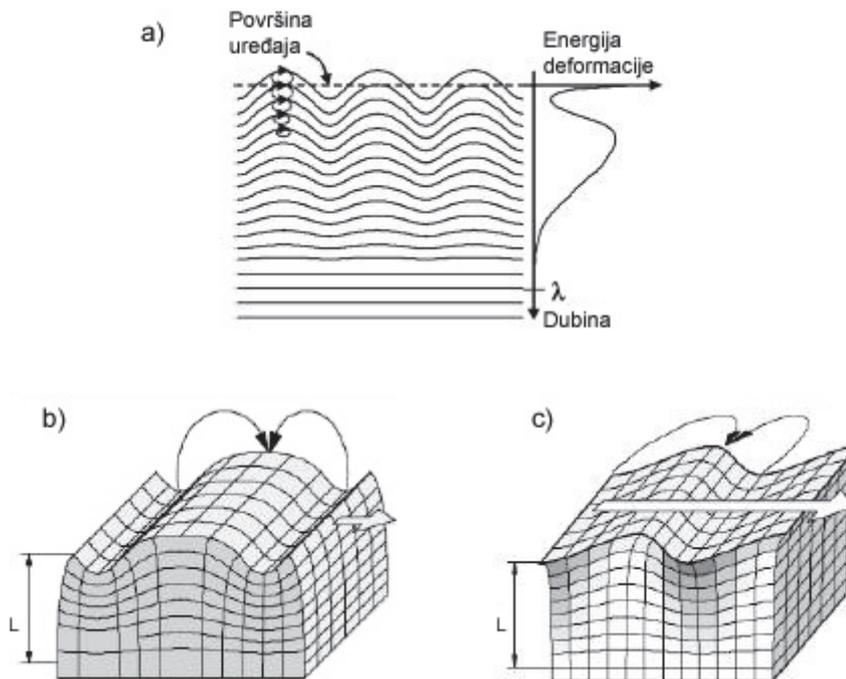
U realnim PAT elementima širina talasnog fronta je ograničena širinom pretvarača na  $10 \div 100$  talasnih dužina. Usled toga dolazi do dvodimenzionalne difrakcije analogne difrakciji svetlosti kod proreza.

U našem slučaju širina interdigitalnog pretvarača određuje dimenziju proreza. Kako PAT elementi uglavnom rade u Frenelovoj zoni, to prijemni pretvarač prima praktično svu energiju koju emituje predajni IDP u tom smeru. S obzirom da je granica Frenelove zone  $a^2/\lambda$  ( $2a$  dimenzija proreza), to kod elemenata koji zahtevaju veća rastojanja između pretvarača jedan deo energije se gubi zbog difrakcionog širenja akustičkog snopa. Tako, u nekim akustičkim elementima varijacija u intenzitetu izračene energije po širini snopa, prouzrokovana difrakcijom, čak utiče na funkciju prenosa celokupnog sklopa.

## 2.4. POVRŠINSKI AKUSTIČKI TALASI I PIEZOELEKTRIČNI MATERIJALI ZA PAT SENZORE

Rad PAT senzora kao i svih drugih PAT filtera zasnovan je na prostiranju površinskog akustičkog talasa. Kretanje površinskih akustičkih talasa, Rejljevih talasa, je ilustrovano na slici 2.8. Oni, poput talasa na površini vode i seizmičkih talasa imaju i longitudinalnu i transverzalnu komponentu, što znači da čestice materijala imaju eliptične putanje (sl. 2.8a).

Osim klasičnih Rejljevih talasa, mogu se javiti i neke druge vrste površinskih talasa, zavisno od materijala, načina njegovog sečenja i graničnih uslova. Transverzalni ili smičući talasi mogu da budu polarisani tako da se čestice podloge pomeraju normalno na podlogu kao kod Rejljevog talasa (sl. 2.8b) (smičući vertikalni talas). Transverzalni talas može da bude polarisan i tako da se čestice kreću paralelno sa podlogom (smičući horizontalni talas – shear horizontal SH-SAW), (sl. 2.8c). Sreću se takođe i tzv. cureći PAT (leaky – LSAW), kao i Love talasi koji su naročito pogodni za primenu u oblasti biosenzora [Har03].



**Sl. 2.8.** a) Ilustracija promene amplitude talasa kod PAT senzora, b) talasi slični Rejljevim, c) smičući horizontalni talas

Brzina prostiranja površinskih talasa je reda veličine  $10^3$  m/s (3000 do 5000 m/s – pet redova veličine manja od brzine elektromagnetnih talasa) i oni spadaju u

najsporije talase u čvrstim telima. Zbog toga pomoću njih mogu da se dobiju linije za kašnjenje reda mikrosekundi vrlo malih dimenzija, u odnosu na linije za kašnjenje elektro-magnetskih talasa. Sva energija talasa (95%) praktično je vezana za površinski sloj materijala debljine do jedne talasne dužine. Amplituda ovih talasa je reda nanometra, a talasne dužine su im u opsegu od  $1\mu\text{m}$  do  $100\mu\text{m}$ . Tipični PAT senzori rade na frekvencijama od 10MHz do oko 3 GHz [Hrib09a, p. 2].

Piezoelektrični materijali su materijali koji se najčešće koriste kao podloge za izradu PAT filtara i senzora. Piezoelektrični efekat je karakterističan za ove materijale i predstavlja pojavu naelektrisanja na površini materijala kada je on izložen dejstvu mehaničkog napreznja. Taj proces je reverzibilan: primenom određenog električnog polja na piezoelektrični materijal stvara se mehaničko napreznje. Kod piezoelektričnih PAT elemenata se primenjuje promenljivo (oscilujuće) električno polje da bi se proizveo mehanički talas koji se prostire kroz piezoelektričnu podlogu, a zatim se on ponovo prevodi u električni signal koji se registruje.

Pri izboru materijala za PAT senzore važno je da materijal ima veliki koeficijent elektromehaničke sprege, značajnu faznu brzinu površinskog talasa, i nizak temperaturski koeficijent, osim ako nije u pitanju PAT senzor temperature. U tu svrhu najčešće se koristi kvarc ( $\text{SiO}_2$ ), koji je temperaturno stabilan. Zatim se koriste: litijum niobat ( $\text{LiNbO}_3$ ) i litijum tantalat ( $\text{LiTaO}_3$ ), galijum arsenid ( $\text{GaAs}$ ) i galijum fosfat ( $\text{GaPO}_4$  – primenljiv čak do  $1000^\circ\text{C}$ ), silicijum karbid ( $\text{SiC}$ ), langasit ( $\text{LGS}$  –  $\text{La}_3\text{Ga}_5\text{SiO}_{14}$ , takođe pogodan za visoke temperature), cink oksid ( $\text{ZnO}$ ), aluminijum nitrid ( $\text{AlN}$ ) i aluminijum fosfat ( $\text{AlPO}_4$ ), litijum tetraborat ( $\text{Li}_2\text{B}_4\text{O}_7$ ), olovo cirkonijum titanat ( $\text{PZT}$ ) i poliviniliden fluorid ( $\text{Pvdf}$ ).

Frekvencija na kojoj rade PAT filtri na klasičnoj piezoelektričnoj podlozi je oko 1 GHz, a ograničenja su najčešće uslovljena tehnologijom izrade interdigitalnih pretvarača. Postoji nekoliko načina kako da se poveća radna frekvencija. Prvo, može da se smanjuje talasna dužina, odnosno period IDP, drugo da se koriste podloge sa većom brzinom prostiranja akustičkih talasa ili da se koriste drugi modovi prostiranja talasa. Prema sadašnjim istraživanjima najperspektivnija je opcija sa postavljanjem piezoelektrične podloge na druge materijale kao što su: silicijum, safir,  $\text{SiC}$  ili dijamant. Dijamant ima najveću brzinu prostiranja akustičkih talasa  $V_L=17,52$  (km/s) i  $V_T=12,82$  (km/s), nije piezoelektričan ali se koristi u kombinaciji sa tankim filmom od piezoelektričnog materijala.  $\text{AlN}$  ima brzinu prostiranja  $V_L=11,37$  (km/s) i  $V_T=6,09$  (km/s), dok kvarc ima  $V_L= 5,96$  (km/s) i  $V_T=3,31$  (km/s).

PAT filtri imaju relativno niske cene zato što se za njihovu proizvodnju koriste tehnološki postupci već dobro razvijeni u izradi integrisanih kola: fotolitografija i metalizacija. Proizvodnja počinje čišćenjem i glačanjem piezoelektrične podloge, na koju se zatim ravnomerno nanese sloj metala (obično aluminijuma), a potom i sloj fotorezista sa kojim se peče da bi fotorezist očvrsnuo. Posle toga se površina prekrije

maskom kod koje neprovidni delovi predstavljaju mesta na kojima treba da ostane metal (metalne elektrode) i izlaže se ultraljubičastom zračenju. Ozračeni deo površine se hemijski promeni tako da on može da se ukloni pomoću razvijaača, a zatim da se ukloni metal koji je bio ispod njega. Na kraju se ukloni i preostali fotorezist.

Za izradu elektroda se obično koristi aluminijum, ali ako je za PAT fitar bitno da je otporan na koroziju onda se koristi zlato. U tom slučaju se, zbog dobrog prijanjanja, na podlogu prvo nanosi hrom ili titanijum [Bhi07].

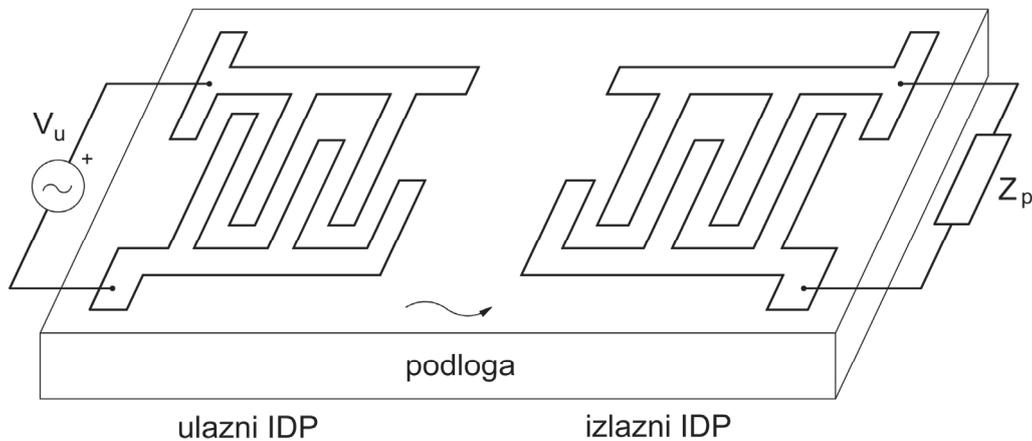
### **3. PAT ELEMENTI**

U ovom poglavlju je izložen princip rada elemenata sa površinskim akustičkim talasima, a potom načini analize i modelovanja interdigitalnih pretvarača kao i celog PAT elementa.

#### **3.1. PRINCIP RADA PAT ELEMENATA**

Osnovni PAT element je pronađen 1965. godine [Cam89a]. Sastoji se od dva interdigitalna pretvarača postavljena na podlogu od piezoelektričnog materijala, kao što je prikazano na sl. 3.1. Interdigitalni pretvarač se sastoji od dva niza učešljanih metalnih elektroda i služi za pretvaranje električnog signala u akustički talas i obrnuto. Geometrija i broj elektroda određuju centralnu učestanost PAT elementa. Tehnologija proizvodnje PAT elemenata obuhvata izradu tankih filmova i proces fotolitografije koji je potpuno podudaran proizvodnji integrisanih kola. Ovo olakšava celokupan način izrade ovih elemenata i omogućuje njihovu masovnu proizvodnju.

Funkcionisanje PAT elemenata se zasniva na prostiranju površinskih akustičkih talasa duž površine monokristalne piezoelektrične podloge između pretvarača. Amplituda ovih talasa, kao što je objašnjeno u poglavlju dva, opada eksponencijalno sa rastojanjem od površine tako da je skoro sva energija talasa (obično više od 95%) sadržana u površinskom sloju debljine jedne talasne dužine. Pošto njihova brzina, zavisno od materijala podloge, iznosi  $1500 \div 4000 \text{ m/s}$ , tj.  $10^5$  puta je manja od brzine elektromagnetnih talasa, to su i dobili naziv akustički, iako su po učestanostima daleko od čujnih.



Sl. 3.1. Konfiguracija jednog PAT elementa

Najčešće je širina elektroda IDP-a jednaka njihovom međusobnom rastojanju jer je tada koeficijent pretvaranja električne energije u mehaničku najveći [Hri08a, p. 424], [Hri95, p. 4]. Za podloge se obično koriste monokristali materijala kao što su litijum niobat, kvarc, olovo cirkonat, litijum tantalat ili oksid bizmut germanijuma. Broj elektroda i njihova geometrija kao i vrsta podloge biraju se zavisno od funkcije koju element treba da obavlja.

Levi pretvarač sa sl. 3.1, priključen na generator, je ulazni pretvarač (predajni), a desni pretvarač, priključen na potrošač, je izlazni pretvarač (prijemni). Ulazni i izlazni pretvarači mogu biti isti ili različiti, što zavisi od funkcije koju element treba da obavlja kao i od izabranog načina projektovanja. Od toga takođe zavisi i izbor podloge, broj elektroda i geometrija elektroda pretvarača: dužina preklapanja elektroda, njihovo rastojanje i širina.

Linearni PAT elementi imaju jedan ulazni a jedan ili više izlaznih pretvarača. Kod PAT elementa na slici 3.1. oba pretvarača imaju uniformno raspoređene elektrode različitih dužina preklapanja, što je poznato pod nazivom apodizacija.

Princip rada IDP-a se može, vrlo uprošćeno, objasniti na sledeći način. Kada se prostoperiodični napon  $V$  učestanosti  $f$  priključi na elektrode ulaznog pretvarača stvara se električno polje koje, zbog piezoelektričnih osobina podloge, izaziva odgovarajuću promenu mehaničkog napona usled čega se javlja talasno kretanje duž površine podloge u oba smera od pretvarača. Pošto električno polje menja znak kod svake elektrode, može se pojaviti samo površinski talas za koji je dužina ponavljanja elektroda  $L = 2d$  jednaka neparnom broju talasnih dužina. Kada ovaj mehanički

odnosno akustički talas stigne do izlaznog pretvarača svojim mehaničkim naponom izaziva odgovarajuće električno polje koje stvara odgovarajući električni napon na potrošaču  $Z_p$ . Odavde proizilazi da je IDP reverzibilnog karaktera a amplituda napona na potrošaču zavisi pre svega od odnosa talasne dužine pobudnog signala i rastojanja centara susednih elektroda. Signal čija je talasna dužina jednaka dvostrukoj vrednosti tog rastojanja imaće najveću amplitudu, dok će amplitude ostalih biti utoliko manje ukoliko su po učestanosti udaljeniji od signala najveće amplitude. Ovo pokazuje da se PAT element u suštini ponaša kao transverzalni filter propusnik opsega učestanosti pa se stoga PAT elementi često i nazivaju PAT filterima.

U transverzalnim PAT filterima propusnicima opsega fazna karakteristika je funkcija rastojanja između elektroda a amplitudska karakteristika je funkcija broja elektroda i njihove dužine preklapanja. Ako pretvarači imaju mali broj uniformno raspoređenih elektroda PAT element će biti širokopolasna linija za kašnjenje sa konstantnim kašnjenjem. Veličina kašnjenja je određena rastojanjem prvih elektroda pretvarača. Disperzivna linija za kašnjenje se dobija ako je jedan pretvarač uniforman sa malim brojem elektroda, a drugi sa elektrodama čije rastojanje linearno opada ili raste.

Jedan deo talasa se reflektuje od izlaznog pretvarača, odlazi do ulaznog pretvarača, reflektuje se od njega i vraća na izlazni pretvarač predstavljajući smetnju. Ova smetnja se naziva smetnja trostrukog prelaza TTE (triple transit echo), jer ovaj signal tri puta pređe rastojanje od ulaznog do izlaznog pretvarača.

Druga vrsta PAT elemenata koristi takođe interdigitalne pretvarače, ali oni služe samo kao pretvarači za pobuđivanje i ekstrakciju signala, dok se željeni oblik karakteristike prenosa postiže na drugi način. Kod ovih elemenata se pored prostiranja koristi i refleksija talasa od malih prepreka na površini podloge. Prepreke se mogu praviti ili nanošenjem tankog sloja provodnog ili neprovodnog materijala na površnu podloge ili ukopavanjem plitkih žljebova u podlogu. Koeficijent refleksije, tj. pretvaranje pobudne snage površinskog talasa u reflektovani, zavisi od odnosa visine prepreke i talasne dužine. Rasipanje i konverzija u zapreminske (parazitne) talase su veći ako je refleksija jača. Zato se potpuna refleksija površinskih talasa može ostvariti samo sabiranjem fazno sinhronizovanih slabih refleksija od većeg broja malih prepreka. Na ovom principu rade PAT rezonatori i RAC (Reflective array compressor) filteri [Mat77, Oli78].



## 3.2. ANALIZA RADA I MODELOVANJE PAT TRANSVERZALNIH ELEMENATA

Analizi PAT elemenata se može pristupiti na tri načina: (1) egzaktnom analizom pomoću rešavanja talasne jednačine, (2) aproksimativnom analizom pomoću ekvivalentnih elektro-mehaničkih kola, (3) aproksimativnom analizom preko modela sa delta funkcijama [Mat77, pp. 55-107]. Kao što je poznato, egzaktna analiza PAT elemenata upotrebom talasne teorije je veoma kompleksna (čak i u slučaju slobodne površine) [Mat77, pp. 1-55], [Mor85]. Ona polazi od drugog Njutnovog zakona i skupa parcijalnih diferencijalnih jednačina. Jednačine se rešavaju za odgovarajuće granične uslove i veze između mehaničkih i električnih veličina piezoelektrične podloge. Isto tako, u prisustvu elektroda na površini, treba uzeti u razmatranje i Maksvelove jednačine za elektromagnetno polje. Shodno tome, egzaktna analiza se može efikasno primeniti samo u slučaju malog broja uniformno raspoređenih elektroda. Za složenije pretvarače vreme izračunavanja je izuzetno dugo.

Najjednostavniji aproksimativni metod analize je zasnovan na modelu sa delta funkcijama. On daje rezultate relativno brzo, ali njegova upotreba je ograničena na mala opterećenja i podloge sa nižim koeficijentom elektromehaničke sprege.

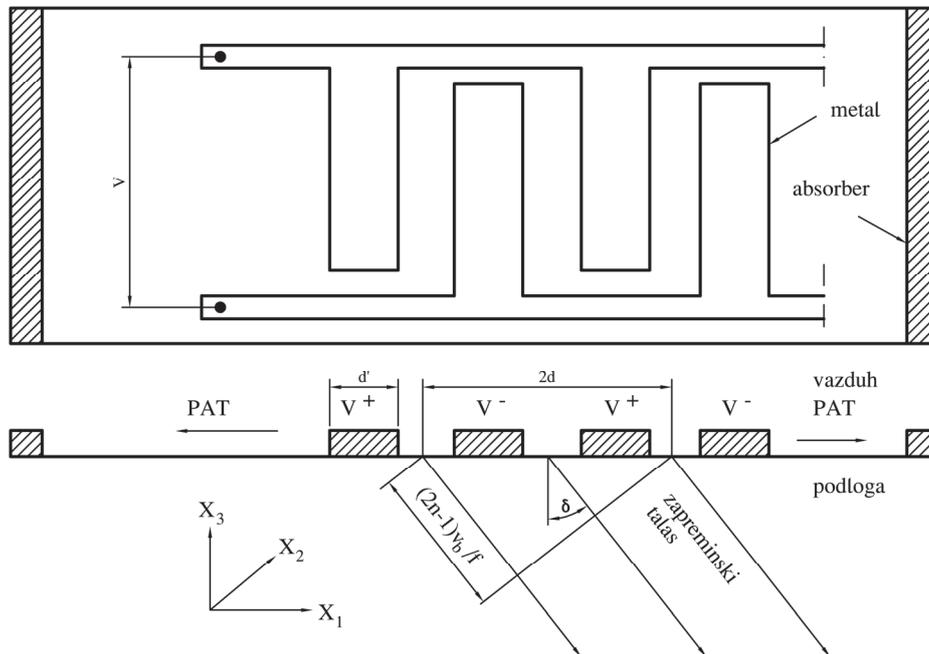
Bolji aproksimativni metodi koriste modele sa ekvivalentnim kolima za IDP-e, gde mogu da se primene za analizu alati široko rasprostranjeni u elektrotehnici. Ovi metodi se mogu uspešno koristiti za sve vrste podloga i pretvarača, kao i za različita opterećenja. Kod ovih metoda tačnost zavisi od kompleksnosti modela. Rešenja u zatvorenoj formi se dobijaju za jednostavne IDP-e na kvarcu i litijum niobatu [Mat77, pp. 1-55], [Smi69]. U razvoju MEMS PAT hemijskih senzora, na novim piezoelektričnim materijalima, takođe se koriste ekvivalentna kola ali samo za modelovanje frekvencijskih karakteristika uniformnih pretvarača. Pored toga, razvijena su rešenja u zatvorenoj formi za mnogo kompleksnije strukture IDP-a pomoću savremenih metoda inženjerske analize [Deb83].

U ovom odeljku je obrađena analiza, tačna i aproksimativna, rada interdigitalnih pretvarača pojedinačno, kao i celog PAT elementa.

### 3.2.1. Analiza interdigitalnog pretvarača (IDP)

Najjednostavnija konfiguracija interdigitalnog pretvarača je uniformni pretvarač načinjen od dva niza periodično raspoređenih paralelnih metalnih elektroda istih dužina kao što je prikazano na sl. 3.2. Pretvarač ima dva priključka na koje se dovodi pobudni napon. Pod uticajem ovog napona stvara se u podlozi električno polje koje, zbog

piezoelektričnih osobina podloge, izaziva odgovarajuću promenu mehaničkog napona odnosno talasno kretanje. Generisani talas se prostire po površini u oba smera od IDP-a.



Sl. 3.2. Izgled IDP-a i struktura elektroda

Pored površinskih talasa pojavljuju se i zapreminski talasi koji se prostiru u podlogu pod uglom  $\delta = \arcsin[(2n-1)v_b / fL]$ , gde je  $v_b$  brzina zapreminskih talasa. Ako je broj elektroda beskonačan generisanje zapreminskih talasa je stoga znatno samo za učestanosti veće od  $v_b / L$ . Međutim, kod realnih pretvarača sa konačnim brojem elektroda javljaju se zapreminski talasi na svim učestanostima, pa i na osnovnoj učestanosti površinskih talasa iako je ona znatno niža od učestanosti  $v_b / L$  najsporijeg zapreminskog talasa.

Pojava ovih talasa ima štetne efekte na rad PAT elemenata i to na tri različita načina. Prvo, tako što odnose deo energije pa time povećavaju slabljenje korisnog signala. Drugo, zbog sprege sa površinskim talasima menjaju režim njihovog emitovanja. Konačno, zapreminski talasi koji se prostiru blizu površine stižu do izlaznog pretvarača prouzrokujući smetnje. Takođe, dodatne smetnje se javljaju odbijanjem zapreminskih talasa od dna podloge i njenih ivica. Ove smetnje, kao i refleksija samih površinskih talasa se otklanjaju absorberima.

Postoji više metoda analize rada IDP-a. Metoda tačne analize bazirana na talasnoj jednačini. je efikasna samo u slučaju malog broja uniformno raspoređenih elektroda. Za složenije pretvarače vreme izračunavanja je izuzetno dugo. Aproximativna analiza rada interdigitalnog pretvarača vrši se korišćenjem različitih ekvivalentnih modela pretvarača. U tom slučaju se zanemaruje kretanje u pravcu  $x_3$ , pa

je problem jednodimenzionalan. Jedna grupa aproksimativnih metoda se bazira na Masonovom ekvivalentnom kolu jednog para elektroda. Drugu grupu predstavlja model sa delta funkcijama, koji je najjednostavniji i koji je ustvari proizišao iz modela ekvivalentnog kola.

### 3.2.1.1. Tačna analiza interdigitalnog pretvarača (IDP)

Tačna analiza rada PAT pretvarača se izvodi pomoću teorije polja i zahteva rešavanje jednačina (2.8) i (2.9) uz odgovarajuće granične uslove. Da bi se našla veza između ulaznog električnog napona i talasnog kretanja u podlozi mora se rešavati talasna jednačina za granične uslove koji važe za pretvarač, a koji su jako složeni. Pošto su elektrode veoma tanke metalne trake može se sa dovoljnom tačnošću pretpostaviti da su one idealno provodne i da su im masa i debljina zanemarljive. To znači da su mehanički granični uslovi isti kao kod slobodne površine. Međutim, električni granični uslovi su vrlo složeni. Naime, na površini između elektroda gustina slobodnih naelektrisanja jednaka je nuli, a u svakom trenutku potencijal mora da bude isti na svim međusobno povezanim elektrodama. Nadalje struje u elektrodama vezanim za  $+V$  moraju biti jednake po veličini, a suprotne po znaku strujama elektroda vezanim za  $-V$ , a one i napon  $V$  moraju zadovoljavati uslove zadate spoljašnjim kolom. Zbog toga je analiza pretvarača pomoću jednačina (2.8) i (2.9) veoma složena čak i u najjednostavnijem slučaju uniformno raspoređenih elektroda istih dužina.

Komplikovani granični uslovi veoma otežavaju nalaženje tačnog rešenja, pa se nameće potreba da se traži prvo rešenje za slučaj beskonačnog niza elektroda, koji je nešto jednostavniji, pa se potom modifikacijom dobijenih rezultata dolazi do aproksimativnog rešenja za IDP sa konačnim brojem elektroda. U rešenju za beskonačni niz elektroda datom u [Mat77], pošto su mehanički granični uslovi isti za površinu sa i bez elektroda, traži se prvo pomoćno rešenje tj. efektivna dielektrična konstanta  $\epsilon_s$ , a onda se pomoću elektromagnetnih graničnih uslova određuje tačno rešenje za površinsko kretanje. Po definiciji je efektivna dielektrična konstanta površine data izrazom:

$$\epsilon_s = \frac{\bar{\sigma}}{|k|\bar{\varphi}|_{x_3=0}} \quad (3.1)$$

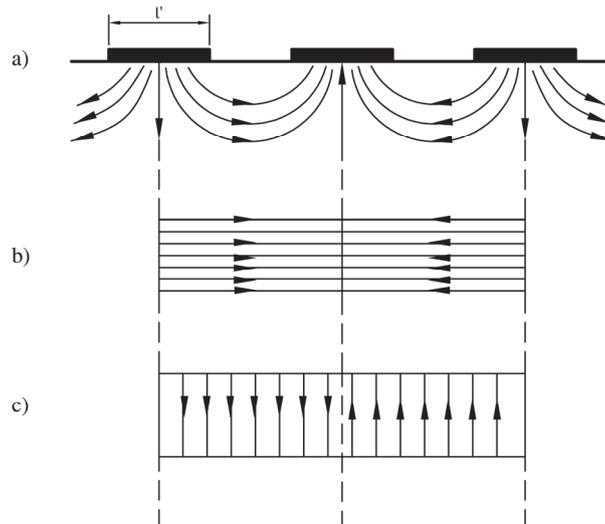
gde je  $\bar{\varphi}$  Furijeova transformacija potencijala a  $\bar{\sigma}$  raspodela preostalih slobodnih naelektrisanja, na površini  $x_2 = 0$ , pa se u [Mat77, p. 60] dobija:

$$\epsilon_s = \epsilon_0 + \frac{\frac{k}{|k|} \sum_{n=1}^4 A_n [\alpha_n \epsilon_{22} - j\epsilon_{23} - (\alpha_n e_{2k2} - j e_{2k3}) \bar{u}_k^{(n)}]}{\sum_{n=1}^4 A_n} \quad (3.2)$$

Prikazani izraz pokazuje da je  $\epsilon_s$  samo funkcija fazne brzine  $v$ , za određeni materijal i orijentaciju kristala, i predstavlja tačno rešenje koje zadovoljava jednačinu kretanja i mehaničke granične uslove bez obzira na električna ograničenja. Primena Ricovog varijacionog metoda, sada omogućuje dobijanje tačnog rešenja za rešetku sastavljenu od beskonačnog niza elektroda. Teškoće zbog potrebe rešavanja trostrukih integrala se prevazilaze tako što se pretpostavi rešenje koje zadovoljava relaciju (3.1) pa se trostruki integrali svode na površinske. Ovaj metod se može primeniti i za komplikovani neuniformni raspored elektroda, uz naravno složenije izračunavanje a njegovi rezultati se mogu direktno primeniti na rešetke sa konačnim nizom elektroda [Mil71]. Naime, poznavajući  $\epsilon_s$  analiza se svodi na određivanje  $\varphi$  i  $\sigma$  takvih da zadovolje jednačinu (3.1) i električne granične uslove. Ipak, primena ove metode je ograničena na pretvarače sa relativno malim brojem elektroda te se za analizu IDP-a sa većim brojem elektroda moraju koristiti aproksimativni metodi, zasnovani na uprošćenju predstavi električnog polja u podlozi. Jednostavniji metodi za analizu rada pretvarača, odnosno dobijanje funkcije prenosa PAT elementa, su metod pomoću ekvivalentnih kola i metod sa delta funkcijama.

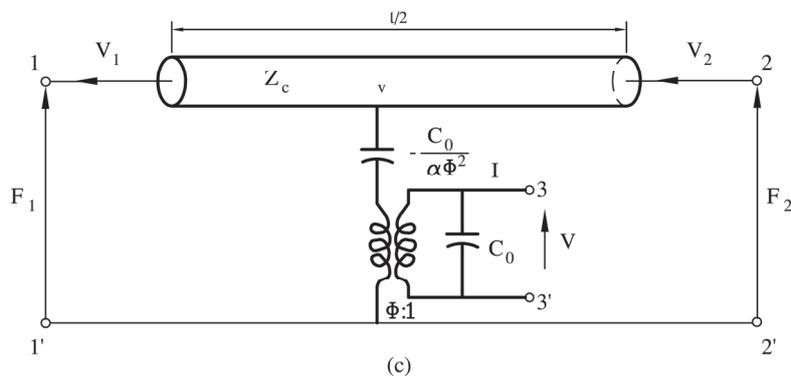
### 3.2.1.2. Metod ekvivalentnih kola

U ovoj analizi svaki elektrodni par, tj. jedna sekcija, se predstavlja ekvivalentnim modelima sa tri para krajeva: jednim električnim i dva mehanička. Do ovih modela se došlo polazeći od izgleda stvarnog električnog polja u uniformnom pretvaraču, sl. 3.3a [Mat77, Deb83] dok su na sl. 3.3b i c prikazane dve uprošćene predstave ovog polja tzv. paralelni model kod koga su linije polja paralelne sa pravcem prostiranja i "ukršteni" model gde su linije polja normalne na pravac prostiranja talasa.



Sl. 3.3. Električno polje IDP-a a) stvarno b) paralelni model c) ukršteni model

Ovi uprošćeni modeli električnog polja su analogni poljima koja se javljaju kod vibracija piezoelektričnih ploča i konzola tako da se svaka sekcija može predstaviti Masonovim ekvivalentnim kolom sa dva mehanička i jednim električnim ulazom, sl. 3.4.



Sl. 3.4. Masonova ekvivalentna šema jedne sekcije pretvarača

Pravac  $l$  označava pravac prostiranja površinskih talasa a ekvivalentna kola su povezana mehaničkim krajevima kaskadno a električnim u paraleli. Sa  $F_1$  i  $F_2$  su označene sile a  $v_1$  i  $v_2$  označavaju brzine kretanja čestica na mehaničkim krajevima sekcije dok  $Z_c$  predstavlja karakterističnu mehaničku impedansu voda. Kapacitivnost  $C_0$  je statička kapacitivnost jednog para elektroda. Za elektrode istih dužina  $W$  ova kapacitivnost se računa kao  $C_0 = C_{FF}W$  [Slo76] gde je  $C_{FF}$  kapacitivnost elektrodnog para po jedinici dužine. Koeficijent  $\alpha$  zavisi od koeficijenta elektromehaničke sprege  $K$  tj. od karakteristika podloge, kao i od broja elektroda i odnosa njihove širine i

rastojanja. Prenosni odnos transformatora koji pretvara električnu veličinu u mehaničku i obrnuto, dat je izrazom:

$$\phi^2 = K^2 C_0 v \frac{Z_c}{d} \quad (3.3)$$

Vrednost koeficijenta  $\alpha$  određuje karakter modela pa se za  $\alpha = 0$  dobija "ukršten" ekvivalentni model a za  $\alpha = 1$  "paralelni" ekvivalentni model jedne sekcije PAT pretvarača. Kondenzator negativne kapacitivnosti postoji stoga samo kod paralelnog modela (piezoelektrična konzola) dok se kod ukrštenog (piezoelektrična ploča) zamenjuje kratkim spojem. Zbog negativne kapacitivnosti koeficijent refleksije na ulazu 11' kada je ulaz 22' zatvoren impedansom  $Z_c$ , a ulaz 33' kratkospojen, nije jednak nuli. Posledica toga je fenomen poznat pod imenom regeneracija ili interakcija. On se ogleda u tome što pretvarač prima i ponovo emituje sve talase koji do njega dođu, a koji mogu biti generisani na nekom drugom udaljenom mestu, kvareći na taj način amplitudu talasa koje sam generiše. Ovaj fenomen naročito dolazi do izražaja kod pretvarača sa velikim brojem elektroda.

Za kolo sa sl. 3.4 mogu se napisati jednačine koje povezuju sile, brzine, napon  $V$  i struju  $I$ . One imaju sledeći izgled:

$$F_2 + \phi V(1 - \alpha) - \frac{jI\alpha\phi}{\omega C_0} = \left[ F_1 + \phi V(1 - \alpha) - \frac{jI\alpha\phi}{\omega C_0} \right] \cos \theta + jv_1 Z_c \sin \theta \quad (3.4)$$

$$v_2 = v_1 \cos \theta + j \left[ F_1 + \phi V(1 - \alpha) - \frac{jI\alpha\phi}{\omega C_0} \right] \frac{\sin \theta}{Z_c} \quad (3.5)$$

$$j\omega C_0 V = -\phi(v_2 - v_1) + I \quad (3.6)$$

gde je

$$\theta = \frac{\omega L}{v} = \frac{\omega}{\omega_0} \quad (3.7)$$

i gde  $\omega_0$  označava rezonantnu ili centralnu učestanost.

Ako se jednačine ekvivalentnog kola reše za slučaj da je  $\alpha = 0$  i da su akustički krajevi zatvoreni karakterističnim impedansama  $Z_c$  dobiće se sledeći izraz za  $F_1$  i  $F_2$ :

$$F_1 = F_2 = -\frac{1}{2} \phi V (1 - e^{-j\theta}) \quad (3.8)$$

Ovaj izraz pokazuje da su sile  $F_1$  odnosno  $F_2$  ustvari jednake zbiru dve sile u obliku delta funkcije koje deluju na krajevima voda u kolu sa sl. 3.4, što znači da se

ukršteni ekvivalentni model bez refleksije može zameniti izvorima u obliku delta funkcija amplitude  $\frac{1}{2}\phi V$  smeštenim na krajevima voda, tj. u centrima susednih elektroda.

Prezentirani ekvivalentni model omogućuje analizu svih vrsta pretvarača, ali je u slučaju velikog broja elektroda neophodna upotreba složenih računarskih resursa i odgovarajućeg softvera. Kod analize celog pretvarača treba imati u vidu da su mehanički krajevi sekcija vezani na red, a električni paralelno. Rešenja u zatvorenoj formi se mogu dobiti samo za IDP sa uniformno raspoređenim elektrodama istih dužina sa malim brojem elektroda u okolini centralne učestanosti. Na primeru takve konfiguracije, u literaturi je pokazano da amplitudska karakteristika ima oblik karakteristike propusnika opsega učestanosti, čiji propusni opseg zavisi od koeficijenta sprege  $K$  i broja elektrodnih parova. Od njihovog broja zavisi i efikasnost pretvaranja električne energije u mehaničku i obrnuto, odnosno uneseno slabljenje pretvarača i ono opada sa porastom broja elektroda.

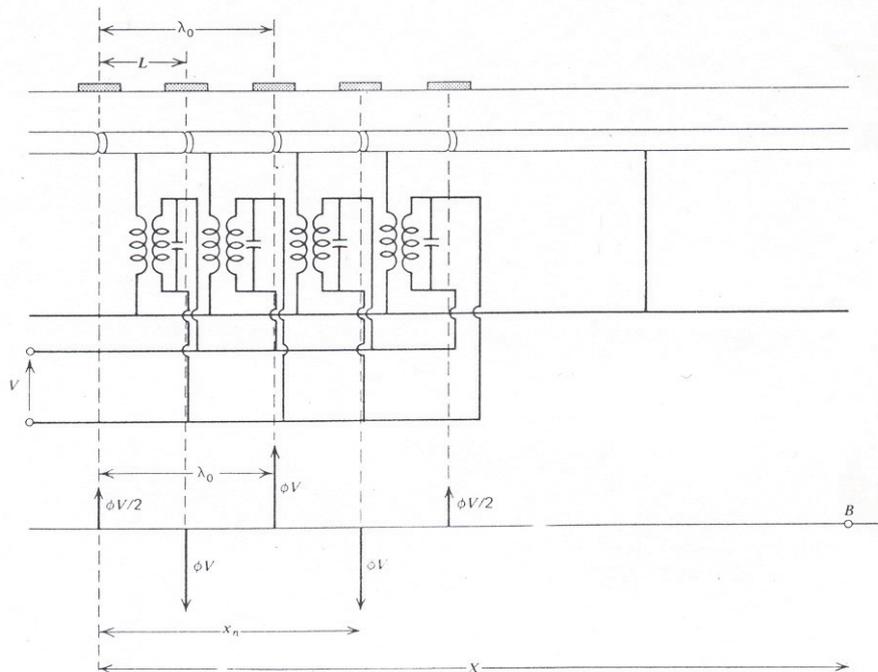
Primena ovog modela daje dobre rezultate samo za uniformne pretvarače. Međutim, u većini slučajeva za dobijanje željene amplitudske karakteristike PAT filtra samo je jedan pretvarač uniforman, a drugi je ili apodizovan, ili su elektrode neuniformno raspoređene, ili se širine elektroda i međuprostora razlikuju. U slučaju apodizovanih elektroda može se koristiti Masonovo kolo, ali je izračunavanje složenije jer su sekcije različite.

Masonovo ekvivalentno kolo važi samo kada je odnos širine elektroda i njihovog rastojanja jednak jedinici. Ako je ovaj odnos proizvoljan najbolje je koristiti promenljivi ekvivalentni model Milsoma i Redwooda [Mil71]. U ovom modelu piezoelektrično aktivni delovi sekcija su razdvojeni piezoelektrično neaktivnim delovima. Odnos dužina aktivnog i neaktivnog dela, izražen preko parametra  $\gamma$  kao i ostali parametri ekvivalentnog kola zavise od osobina podloge i od odnosa širine elektroda i njihovog rastojanja.

### **3.2.1.3 Model sa delta funkcijama**

Za određivanje funkcije prenosa nekog PAT elementa neophodno je poznavati frekvencijsku karakteristiku njegovih interdigitalnih pretvarača. Stoga je potrebno vršiti analizu IDP-a pomoću odgovarajućeg modela strukture elektroda na piezoelektričnoj podlozi. Model sa delta funkcijama, koji povezuje parametre pretvarača (oblik, geometrija) i njegov frekvencijski odziv, predstavlja jedan od najjednostavnijih načina za analizu pretvarača.

Do modela sa delta funkcijama dolazi se sledećim razmatranjem [Tan71, Hri95]. Suština je u sledećem: kako je pomeraj čestica srazmeran gradijentu električnog polja oko elektroda, a pošto je on najveći na ivicama elektroda, to se ova pojava može aproksimirati izvorima akustičke energije u obliku delta funkcija na ivicama elektroda. Amplituda delta funkcija iznosi  $\phi V/2$ , gde je  $\phi$  odnos transformacije električnih veličina u mehaničke i obrnuto, a  $V$  napon koji se dovodi na elektrode. Pošto su elektrode uzane, model se može uprostiti tako što se ekvivalentni izvori u obliku delta funkcija postavljaju u centar svake elektrode, kao što je prikazano na sl. 3.5.



Sl. 3.5. Ekvivalentni model IDP-a sa delta funkcijama

Svaka elektroda ulaznog pretvarača se pobuđuje naponom oblika  $e^{j\omega t}$ , a emituje mehanički ravanski talas duž površine u pravcu normalnom na ivice elektroda. Ako je dužina elektroda dovoljno velika može se smatrati da je emitovanje uniformno duž elektroda, odnosno da nema difrakcije. Tada se analiza svodi na sabiranje ravnih talasa emitovanih od  $\delta$  izvora na ivicama elektroda. Tako npr. amplituda talasa u tački B na rastojanju  $X$  se dobija sabiranjem doprinosa iz svakog izvora jačine  $A_n$  na položaju  $x_n$  [Mat77]. Kod prijemnog pretvarača izlazni signal se dobija sabiranjem svih talasa koji stižu sa predajne strane na sve elektrode ovog pretvarača. Pošto svaka ivica elektrode predajnika daje talas oblika  $e^{j2\pi f(x_n-x)/v} e^{j2\pi f t}$  funkcija prenosa celog filtra  $H(f)$  se dobija u sledećem obliku:

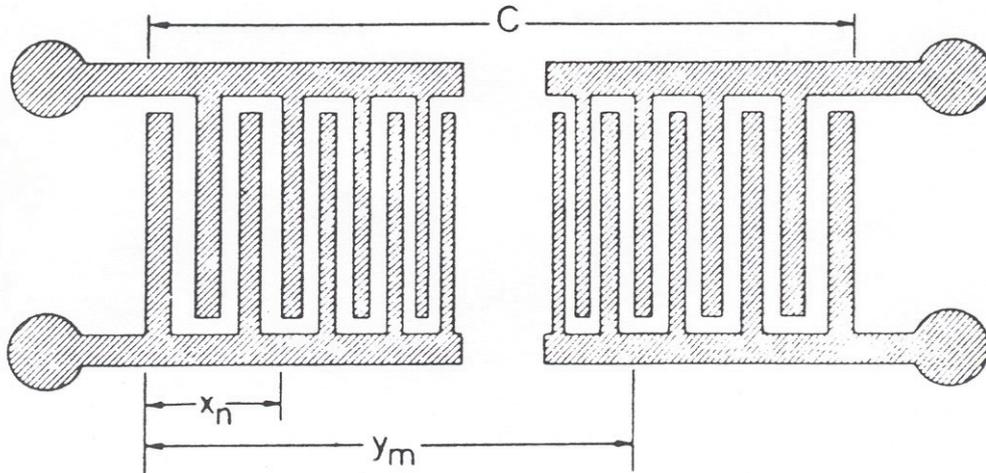


$$H(f) = V_i(f) / V_u(f) = \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N I_n I_m e^{j(x_n - y_m)2\pi f / v} \quad (3.9)$$

gde su  $V_i(f)$  i  $V_u(f)$  izlazni odnosno ulazni napon,  $M$  broj ivica elektroda izlaznog a  $N$  broj ivica elektroda ulaznog pretvarača,  $y_m$  položaj ivice elektrode izlaznog pretvarača a  $x_n$  položaj ivice elektrode ulaznog pretvarača. Amplitude i faze koeficijenta  $I_n$  i  $I_m$  su srazmerne gradijentu električnog polja na odgovarajućoj ivici elektrode. To znači da veličine ovih koeficijenta zavise od geometrije elektroda, a njihovi znaci od toga da li je dotična elektroda vezana za pozitivan ili negativan pol napona napajanja. Ukoliko imamo PAT element kao što je onaj na sl. 3.6, gde je prijemni pretvarač slika u ogledalu predajnog, amplitude koeficijenta  $I_n$  i  $I_m$  su jednake, pa se dvostruka suma može rastaviti na proizvod dve nezavisne sume po  $n$  i  $m$ . Tada se iz (3.9) dobija:

$$H(f) = \left[ \sum_{n=1}^N I_n e^{jx_n 2\pi f / v} \right]^2 e^{-j2\pi f C / v} \quad (3.10)$$

Izraz u uglastoj zagradi je, u principu kompleksan broj tako da funkcija prenosa ima disperzivnu frekvencijsku zavisnost. PAT filtri, kao što je ovaj prikazan na sl. 3.6 imaju veliku primenu u radarskoj tehnici kao filtri za kompresiju i ekspanziju signala.



Sl. 3.6. Struktura elektroda disperzivnog PAT elementa ( $y_m = C - x_n$ )

Drugi tip PAT elementa se sastoji od ulaznog pretvarača sa samo nekoliko elektroda konstantnog preklapanja i razmaka, i mnogo kompleksnijeg izlaznog IDP-a. Funkcija prenosa onda dobija oblik:

$$H(f) = \left[ \sum_{n=1}^N I_n e^{jx_n 2\pi f / v} \right] \left[ \sum_{m=1}^M I_m e^{-jy_m 2\pi f / v} \right] \quad (3.11)$$

gde je  $M$  broj ivica jednostavnog pretvarača (mali broj) tako da se drugi član u izrazu (3.11) može smatrati konstantom budući da ima ravan širokopojasni odziv dok je funkcija prenosa PAT filtra u celosti određena kompleksnim IDP-om, prvi član u izrazu (3.11).

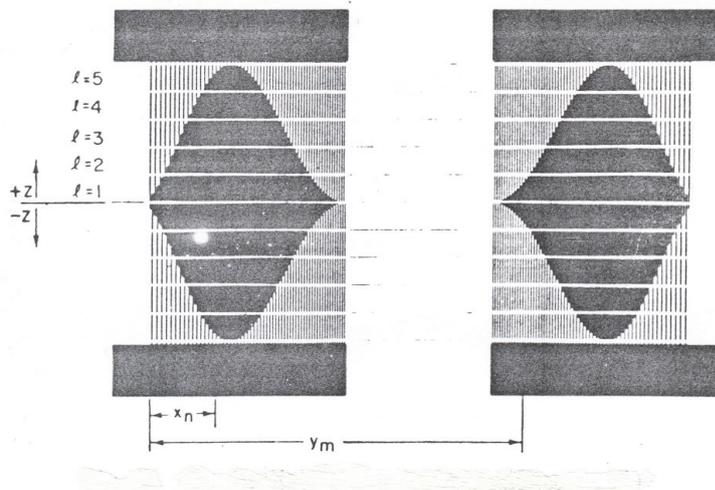
Iz ove analize se može videti da je član  $\sum_{n=1}^N I_n e^{jx_n 2\pi f / v}$ , ustvari Furijeova transformacija od  $\sum_n I_n \delta(x - x_n)$ . Za ostvarenje željene funkcije prenosa  $H(f)$  amplitude  $\delta$  funkcija na ivicama elektroda treba da imaju određene vrednosti. To se postiže tako što se vrši promena dužine preklapanja elektroda tj. sprovodi se tehnika apodizacije. Na taj način se ustvari vrši ponderisanje pretvarača i funkcija prenosa se proračunava integracijom po dužini elektroda, tako da se  $H(f)$  može predstaviti sledećim izrazom:

$$H(f) = \sum_n \sum_m C_{nm} I_n I_m e^{j(x_n - y_m) 2\pi f / v} \quad (3.12)$$

gde je:

$$C_{nm} = \min\{w(x_n), g(y_m)\} \quad (3.13)$$

a  $w(x_n)$  i  $g(y_m)$  predstavljaju respektivno funkcije preklapanja elektroda ulaznog i izlaznog pretvarača. Međutim, sada se dvostruka suma ne može rastaviti na dve nezavisne sume, kao što je to učinjeno za neapodizovani IDP, jer  $C_{nm}$  zavisi i od  $n$  i od  $m$ . Alternativan metod ovom je da se nizovi elektroda "izdele" na trake kao što je prikazano na sl. 3.7,



Sl. 3.7. Apodizovani IDP podeljen u trake

da se svaka traka tretira kao nezavisni predajno-prijemni par, i gde pojedine trake imaju različit broj aktivnih elektroda. Rezultujuća funkcija prenosa je onda zbir pojedinačnih, za svaku traku, pa za konfiguraciju sa sl. 3.7 ona ima sledeći oblik:

$$H(f) = \sum_l \left[ \sum_n I_n^l e^{jx_n 2\pi f / v} \right]^2 \quad (3.14)$$

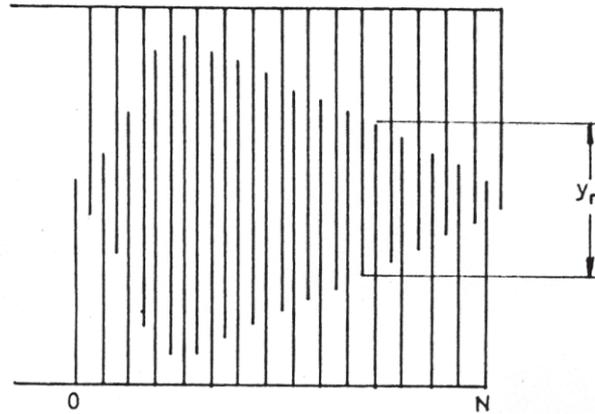
gde je koeficijent  $I_n^l = \pm 1$  ili 0 zavisno od apodizacije tj. odnosa  $|w(x_n)|/(l/L)$ , pri čemu je  $L$  ukupan broj traka a  $w(x)$  funkcija apodizacije normalizovana tako da je  $(w(x)) = 1$ .

Ukoliko je jedan od pretvarača uniforman sa malim brojem elektroda onda on ima širok propusni opseg pa se tada funkcija prenosa uprošćava. U tom slučaju je  $C_{nm}$  iz (3.12) jednako  $w(x_n)$ , s obzirom da je  $w(x_n)$  uvek manje od  $g(y_m)$ , tako da funkcija prenosa sada dobija sledeći oblik:

$$H(f) = \gamma \sum_n w(x_n) I_n e^{jx_n 2\pi f / v} \quad (3.15)$$

gde je  $\gamma \equiv const$ , frekvencijska karakteristika uniformnog pretvarača, a  $w(x)$  i  $I_n$  karakterišu neuniformni pretvarač. U ovom slučaju se dobija eksplicitna veza između oblika neuniformnog pretvarača i frekvencijske karakteristike PAT elementa. To pre svega omogućava efikasno projektovanje PAT elemenata, a zatim ukazuje i na veoma široke mogućnosti njihove primene. Izneto takođe potvrđuje već zaključeno da se ovakvi PAT elementi mogu svrstati u transverzalne filtre.

U PAT elementima vrlo često se koriste apodizovani pretvarači – pretvarači sa elektrodama različitih dužina, kao što je šematski prikazano na sl. 3.8,. Naime, apodizacijom se tehnološki relativno jednostavno ostvaruje razlika u preklapanju elektroda i do 100 puta. Kod apodizovanog pretvarača amplitude odgovarajućih  $\delta$  funkcija srazmerne su preklapanju elektroda.



Sl. 3.8. Apodizovani pretvarač.

Model sa delta funkcijama kod apodizovanih pretvarača se može modifikovati uvođenjem amplituda po jedinici dužine elektrode. Ako dužina preklapanja elektroda iznosi  $y$  onda ova amplituda iznosi  $\phi V/2y$ . Ona ne zavisi od  $y$  pošto je  $\phi$  srazmerno sa  $y$ . U prijemnom pretvaraču se kao merilo primljene snage uzima struja kratkog spoja  $I_s$  kada na jednom akustičkom kraju deluje sila  $F_1$ , dok je drugi kraj zatvoren karakterističnom impedansom  $Z_c$  [Mat77]:

$$I_s = \phi(1 - e^{-j\theta})F_1 / Z_c \quad (3.16)$$

Ova struja ne zavisi od  $y$  već samo od  $F_1$ . Ako se definiše podužna sila  $\tau$  kao  $dF/dy$  i ako se  $\delta$  funkcije definišu kao izvori podužne sile onda će struja  $I_s$  prijemne elektrode dužine  $Y_n$  u tački B biti srazmerna sledećem izrazu:

$$I_s \propto e^{-j\omega x/v} \sum_{n=1}^N A_n Y_n e^{j\omega x_n/v} \quad (3.17)$$

gde  $Y_n$  označava dužinu elektrode na mestu  $x_n$ . Izlazni napon prijemnog pretvarača sada je:

$$V_i \propto \sum_{m=1}^n B_m e^{-j\omega X_m/v} \sum_{n=1}^N \int_0^{Y_m} e^{j\omega x_n/v} dY \quad (3.18)$$

Akustička snaga u tački B nije u ovom slučaju jednostavno proporcionalna kvadratu apsolutne vrednosti amplitude već se mora integraliti po dužini elektrode:

$$P \propto \int_0^Y \left| \sum A_n e^{j\omega x_n/v} \right|^2 dy \quad (3.19)$$

Model sa delta funkcijama daje dobre rezultate samo u okolini osnovne učestanosti. On se može koristiti i za brzo određivanje oblika funkcije prenosa. Osim toga pomoću modela sa delta funkcijama se dobija samo oblik frekvencijske zavisnosti posmatrane veličine, ali ne i njen apsolutni iznos na određenoj učestanosti. Zbog toga se za tačniju analizu mora koristiti neki složeniji ekvivalentni model. Pored toga pomoću ovog modela se ne mogu analizirati smetnje trostrukog prelaza i refleksije usled neprilagođenja na potrošač ili generator.

Proces izrade konvencionalnih PAT elemenata analogan postupku izrade metalnih veza u integrisanim kolima sastoji se u tome da se na podlogu nanese sloj metalnog filma (aluminijum ili Pd + Pt + zlato), a zatim se vrši selektivna litografija sa odgovarajućom maskom i uklanjanjem neželjenih metalnih delova. Očigledno je da je minimalna širina elektroda, tj. maksimalna radna učestanost određena kvalitetom litografije.

Klasična kontaktna litografija ograničava minimalnu širinu elektroda na približno 2  $\mu\text{m}$ , a komforna kontaktna litografija na približno 0,4  $\mu\text{m}$ . Elektronska litografija daje širinu linija od 0,1  $\mu\text{m}$  omogućavajući na taj način maksimalne radne učestanosti od približno 2,5 GHz ako se radi na osnovnom harmoniku, a približno 6 GHz ako se radi na trećem harmoniku. Minimalna učestanost je ograničena difrakcijom i dimenzijama podloge. Uspešan razvoj PAT elemenata u poslednjih nekoliko godina je upravo omogućen izradom visokokvalitetnih sintetičkih piezoelektričnih podloga od kvarca, litijum niobata i litijum tantalata. Projektovanje PAT komponenata je takođe dostiglo zavidan nivo pa se PAT elementi mogu praviti u velikim serijama.

## 4. PAT SENZORI

Istraživački napor u razvoju hemijskih PAT senzora usmereni su na sledeće: (1) otkrivanje (detekciju) hemijskih agenasa, (2) procenu (estimaciju) njihove koncentracije i (3) prepoznavanje (identifikaciju) detektovanih hemijskih supstanci. Stoga je potrebno praviti modele PAT senzora koji bi omogućili brzo, precizno i efikasno određivanje zahtevanih parametara. Modelovanje PAT senzora je neophodni deo projektovanja koji ubrzava i pojeftinjuje ceo postupak [Hri09b].

Ovde je prikazan, osnovni doprinos teze [Živ09], nov model i metod analize transversalnih PAT hemijskih senzora, zasnovan na metodi ekvivalentnih električnih kola, koji se može lako primeniti na bilo koju podlogu, polimer i gas. Polazeći od modela linije za kašnjenje sa osetljivim filmom dobijaju se eksplicitne opšte veze između izlaznih signala i koncentracije gasa u okruženju. Procena koncentracije gasa je bolja ako se na odgovarajući način uzmu u obzir svojstva praktičnih PAT elemenata, posebno na višim centralnim učestanostima.

Jedna velika grupa savremenih senzora su elektroakustički senzori, čiji je rad zasnovan na prostiranju površinskih akustičkih (mehaničkih) talasa u piezoelektričnom materijalu. Razvoj senzora na bazi PAT filtera počinje osamdesetih godina prošlog veka. Pored kovencionalnog polja primene: za procesiranje signala u telekomunikacijama i radarskoj tehnici, krajem prošlog veka PAT filteri su počeli da se primenjuju i kao senzori za merenje različitih neelektričnih fizičkih veličina. Prvi PAT senzori su bili za merenje temperature, a sada se prave i za detekciju pritiska i mehaničkih napona. U poslednje vreme sve više se radi na razvoju hemijskih i biosenzora sa ovim elementima. Posebna pogodnost ovih senzora je da se mogu koristiti za daljinski monitoring i merenja na nepristupačnim mestima, ako se prave kao radio senzori [Hri08, Hri010a].

Razvoj i primena PAT senzora u medicini i zaštiti životne sredine je naročito porasla nakon velikih terorističkih napada, s kraja prošlog i početkom ovog veka. Među njima, značajno mesto zauzimaju senzori prisustva hemijskih agenasa kao što su bojni otrovi kao i senzori bioloških supstanci, kao što su antraks i drugi bacili [Hri09, Hri09a, Hri09b]. Brojne su i druge industrijske i komercijalne primene PAT senzora (senzori pare, vlažnosti, i mase).

PAT senzori se koriste i u bežičnom praćenju pokretnih objekata posebno u nepristupačnom okruženju [Hri09a]. PAT senzori koji se koriste za identifikaciju pokretnih objekata i delova nazivaju se ID markeri (tags). Radio PAT senzori se koriste za bežično merenje temperature, pritiska, mehaničkih napona, uvijanja, ubrzanja itd. Senzori na bazi PAT elemenata se ugrađuju i u savremene elektronske uređaje koji se koriste u sistemima za tehničku dijagnostiku. Oni tu služe za detekciju različitih fizičkih, hemijskih, i mehaničkih pojava.

PAT senzori imaju malu težinu i zapreminu, izvrsnu stabilnost, veliku osetljivost, nisku cenu, veoma brzo reaguju. Tipični PAT senzori rade na frekvencijama od 10 MHz do 3 GHz. Zahvaljujući načinu proizvodnje koji je kompatibilan sa CMOS i MEMS tehnologijom, mogu se ugraditi u kompleksne sisteme merenja i monitoringa. Interesantno je da se u sistemima kontrole zagađenja isparljivim organskim materijalima u prostorijama gde se prave satelitske i vasijske letilice u SAD-u, NASA, koriste senzorski sistemi bazirani na PAT sensorima. U PAT sensorima se koriste linije za kašnjenje ili PAT rezonatori.

PAT senzori se koriste kod automobila i kamiona za merenje pritiska u gumama i trenja između gume i puta. Ovi senzori su zamenili kapacitivne i piezootporne senzore koji su zahtevali posebno napajanje i žično povezivanje. Jedan PAT senzor pritiska je lakši od grama, a ima rezoluciju od 5033,17 Pa. On omogućava vozaču da posmatra pritisak u gumama iz svog sedišta. Pravilan pritisak u gumama poboljšava sigurnost, smanjuje potrošnju goriva i produžava vek trajanja guma.

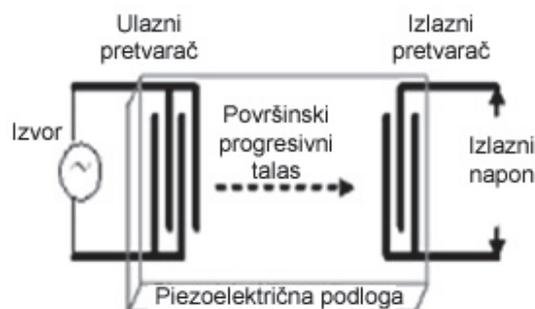
Kao podloge za komercijalno dostupne PAT senzore koriste se najčešće kristali kvarca i litijumniobata. Pored njih koriste se i kristali litijum tantalata, cink oksida i bizmut germanijum oksida. Oni imaju različite piezoelektrične koeficijente i temperaturne osetljivosti. ST kvarc se koristi za temperaturno stabilne senzore. Posednjih decenija se dosta radi i na drugim materijalima kao što su langasit, ZnO, AlGa<sub>N</sub>, GaN, AlN.

Tipični PAT senzor sadrži jedan ili više pretvarača električne u mehaničku energiju i obrnuto, interdigitalnih pretvarača. Pomoću IDP-a se prave različiti PAT filtri koji mogu da se upotrebe kao senzori. Primena PAT filtara kao senzora je zasnovana na činjenici da prostiranje talasa između dva pretvarača zavisi i od parametara okoline u kojoj se PAT filtar nalazi. Tako na primer, PAT elementi kod kojih se menja prostiranje površinskih talasa ako su izloženi promenljivoj naponu naprezanja, mogu da se koriste kao senzori pritiska, sile, momenta sprega sila, mase ili udara. Princip rada PAT senzora se zasniva na tome što bilo koja promena u karakteristikama propagacionog puta utiče na brzinu i/ili amplitudu površinskih akustičkih talasa. Promene u brzini se mogu registrovati merenjem frekvencijske ili fazne karakteristike senzora i dovesti u direktnu vezu sa odgovarajućom fizičkom veličinom koja se meri.

Opseg pojava koje se mogu detektovati PAT filtrima se još više proširuje ako se površina između pretvarača prekrije tankim slojem materijala čija se masa, elastičnost ili provodnost menja pod dejstvom fizičkih ili hemijskih agenasa iz okoline. Ako se PAT senzor pokrije slojem koji apsorbuje određene hemijske supstance u parnom stanju, ili biološke supstance u tečnom stanju, masa sloja raste proporcionalno koncentraciji ispitivane supstance i time menja brzinu prostiranja površinskih talasa. Na taj način PAT filtri postaju hemijski i biološki senzori. Zahvaljujući činjenici da brzina prostiranja površinskih talasa zavisi i od temperature, proizvode se i temperaturski PAT senzori. Funkcionisanje PAT hemijskog senzora se bazira na promenama u opterećenju masom na površini podloge PAT elementa. Masa i viskoznost tankog sloja utiču na promenu brzine i slabljenja akustičkog talasa. Apsorbovanjem hemijskog agensa dodatno se menjaju brzina i faza akustičkog signala a promene izlaznog signala, napona na opterećenju izlaznog IDP-a, omogućuju PAT hemijsku detekciju.

Pomoću interdigitalnih pretvarača prave se senzori realizovani kao PAT filtri koji se mogu svrstati u dve grupe:

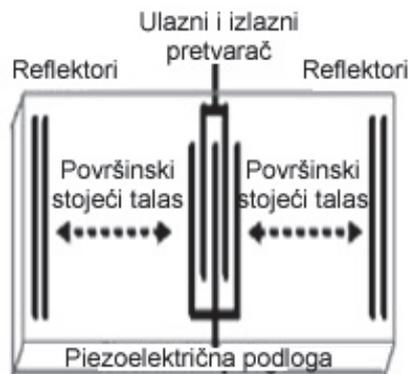
1) Transverzalni PAT filtri sa progresivnim talasom. To su ustvari linije za kašnjenje. Kod njih su elektrode uniformno raspoređene, kao što je slučaj na sl. 4.1. Stoga je fazna karakteristika linearna funkcija učestanosti a fazno kašnjenje konstantno u odgovarajućem frekvencijskom opsegu. Kod njih se kao izlazna veličina očitava vreme propagacije ili faza ili amplituda izlaznog napona (sl. 4.1).



**Sl. 4.1.** Senzor realizovan kao transversalni PAT filter tipa linije za kašnjenje

2) PAT filtri sa stojećim talasima kod kojih se kao izlazna veličina očitava sopstvena frekvencija, odnosno frekvencija stojećeg talasa koji se formirao. To su filtri rezonantnog tipa. (sl. 4.2). Kod ovog tipa senzora meri se promena rezonantne učestanosti ili promena vremena kašnjenja između ulaznog i izlaznog signala.





Sl. 4.2. Senzor realizovan kao rezonantni PAT filter

Ulazni odnosno izlazni pretvarač kod bilo kog od ova dva tipa senzora, ne mora biti direktno vezan na izvor, već se može napajati preko antene sa udaljenog izvora. U tom slučaju se dobijaju radio PAT senzori pogodni za daljinska merenja na teško pristupačnim mestima i u surovim uslovima okoline.

#### 4.1. PRINCIP RADA PAT SENZORA

PAT filtri su najznačajnija komponenta posebnih tipova senzora za merenje različitih neelektričnih fizičkih veličina. Princip rada PAT senzora se zasniva na činjenici da merena veličina (temperatura, pritisak, itd.) utiče na prostiranje talasa tako što menja ili njegovo slabljenje ili kašnjenje. Ako se senzor zagreva, isteže ili opterećuje, menja se dužina podloge kao i njene elastične konstante. Ove promene izazivaju promene faze i brzine kretanja talasa, koje pak izazivaju odgovarajuće promene centralne učestanosti, slabljenja i kašnjenja.

Za detektovanje određene fizičke veličine koriste se linije za kašnjenje i rezonatori i postoje dva principa rada koji se koriste: PAT element sa jednim parom krajeva je direktno pod uticajem merene veličine ili je PAT element sa dva para krajeva električno opterećen klasičnim senzorom i stoga, indirektno reaguje na merenu veličinu. Ako PAT element, linija za kašnjenje ili rezonator, direktno meri varijacije neke fizičke veličine kao što je temperature, pritisak, koncentracija gasa, itd., onda on predstavlja direktni senzor. Kod druge vrste – indirektnih senzora ili tzv. transpondera PAT element samo transformiše podatak izmeren nekim drugim direktnim senzorom u električni signal pogodan za dalju obradu. U sensorima na bazi PAT filtera se može ostvariti bežičan pristup a upotreba PAT elemenata kao radio senzora se odlikuje svojim specifičnostima. Shodno tome, princip rada svakog tipa senzora je posebno objašnjen.

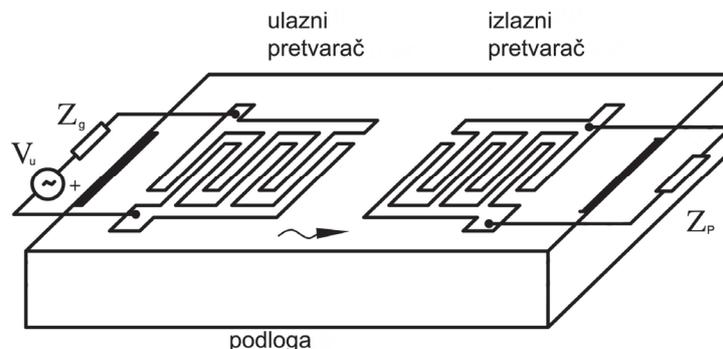
#### 4.1.1. Princip rada direktnih PAT senzora

Princip rada direktnih PAT senzora se zasniva na činjenici da merena veličina (temperatura, pritisak, itd.) utiče na prostiranje talasa tako što menja ili njegovo slabljenje ili kašnjenje. Ako se npr. senzor zagreva, isteže ili opterećuje, menja se dužina podloge kao i njene elastične konstante. Ove promene izazivaju promene faze i brzine kretanja talasa, koje pak izazivaju odgovarajuće promene centralne učestanosti, slabljenja i kašnjenja.

Kašnjenje  $\tau$  PAT senzora sa linijom za kašnjenje, sl. 4.3 je odnos akustičke dužine  $L$  (rastojanje između prvih elektroda ulaznog i izlaznog pretvarača) i brzine površinskog akustičkog talasa  $v$ . U poznatim senzorskim primenama  $L$  i  $v$  se menjaju zbog promene temperature, mehaničkog napona i pritiska ili zbog mase tankog sloja koji se nanosi na površinu podloge [Poh00]. Relativna promena kašnjenja izazvana varijacijom merene veličine  $y$ , može se izraziti na sledeći način:

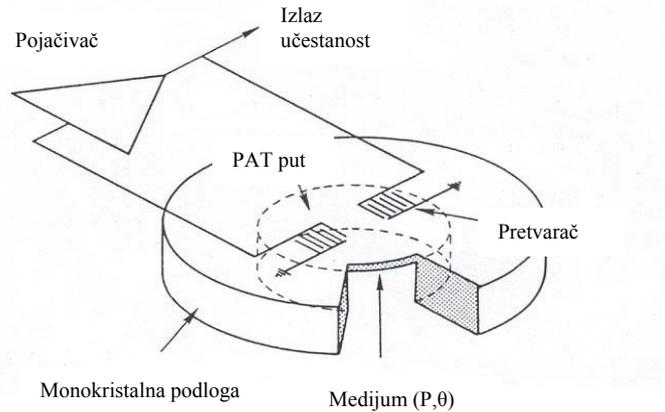
$$\frac{d\tau}{\tau} = \left( \frac{1}{L} \frac{\partial L}{\partial y} - \frac{1}{v} \frac{\partial v}{\partial y} \right) dy = \gamma_y dy \quad (4.1)$$

gde  $\gamma_y$  predstavlja osetljivost kašnjenja u odnosu na merenu veličinu  $y$ , koja je određena orijentacijom i tipom kristalnog materijala upotrebljenog za proizvodnju senzora [Poh00], [Živ03].



Sl. 4.3. PAT senzor sa linijom za kašnjenje

Dobro poznata procedura merenja nekog fizičkog parametra jeste njegova konverzija u frekvenciju koja se onda može meriti efikasno i sa velikom preciznošću. Navedeni princip može da se upotrebi i za implementaciju merenja sa PAT senzorom koristeći pri tom kao generator signala oscilator sa površinskim akustičkim talasima (PATO). Obično se kod PATO-a kao element povratne sprege uzima linija za kašnjenje sa dva para krajeva ili rezonator, tako da je učestanost oscilovanja proporcionalna fizičkoj veličini i lako se može meriti. Konfiguracija PATO-a sa linijom za kašnjenje u petlji povratne sprege, pogodna za primenu kao merni pretvarač, data je na slici 4.4.



**Sl. 4.4.** PAT oscilator (PATO)

Kao što se sa slike vidi, monokristalna podloga je stanjena u zoni IDP-a formirajući minijaturnu fleksibilnu dijafragmu osetljivu na delovanje medijuma. Za oscilovanje senzorskog kola sa sl. 4.4 potrebno je da budu ispunjeni sledeći uslovi:

- pojačanje u otvorenoj petlji povratne sprege da bude veće od jedinice
- ukupni fazni pomak u zatvorenoj petlji povratne sprege, akustički plus električki treba da bude jednak  $2\pi n$  gde je  $n$  ceo broj (broj moda)

$$\frac{2\pi f L}{v} + \phi_A(f) = 2\pi n \quad (4.2)$$

gde je  $f$  učestanost oscilovanja i  $\phi_A$  faza pojačavača. S obzirom da je akustičko kašnjenje mnogo veće od električnog, kada je senzor izložen dejstvu neke procesne veličine (npr.  $P$  – pritisak,  $\theta$  – temperatura), na osnovu (4.2) za izlazni signal PATO-a se dobija [Živ03]  $f(P, \theta) \cong \frac{n}{\tau(P, \theta)}$  pa se iz (4.1) i (4.2) nalazi:

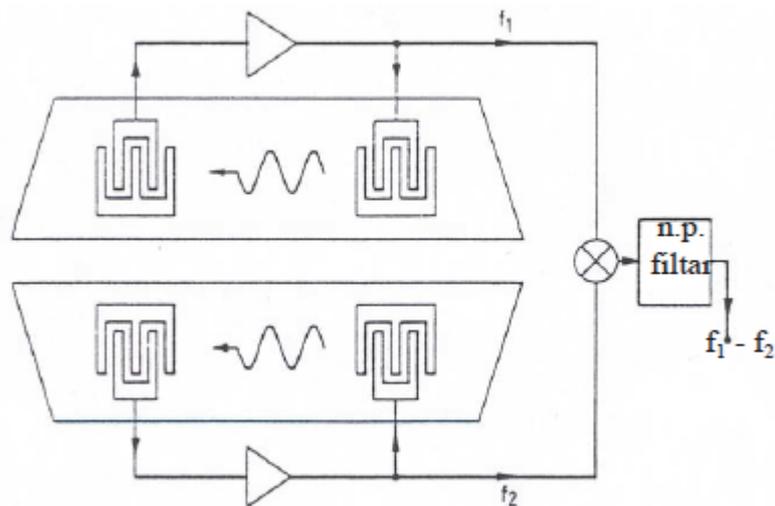
$$df / f = -d\tau / \tau = -\gamma_y dy \quad (4.3)$$

što izražava direktan uticaj merene veličine na učestanost oscilovanja senzorskog kola.

Ako postoji više izvora koji izazivaju varijacije kašnjenja onda se relativna promena kašnjenja nalazi kao:

$$\frac{d\tau}{\tau} = \sum_{i=1}^N \left( \frac{1}{L} \frac{\partial L}{\partial y_i} - \frac{1}{v} \frac{\partial v}{\partial y_i} \right) d\gamma_i = \sum_{i=1}^N \gamma_{y_i} d\gamma_i \quad (4.4)$$

gde je  $N$  broj fizičkih veličina. U cilju izbegavanja uticaja neke druge veličine na merenje željene veličine, koristi se diferencijalno merenje kašnjenja odnosno učestanosti oscilovanja [Poh00, Hri010b], kao što je prikazano na sl. 4.5.



Sl. 4.5. Diferencijalni PAT senzorski sistem

Pravi se senzorski sistem sa dva PATO-a od kojih jedan služi kao referentni a drugi je radni. Referentni oscilator sadrži (neopterećeni) PAT senzor koji se ne izlaže dejstvu merene veličine. Radni oscilator je identičan referentnom oscilatoru, a jedina razlika je u tome što se koristi opterećeni PAT senzor, tj. senzor koji se izlaže uticaju merene veličine. Razlika učestanosti referentnog i radnog oscilatora se automatski detektuje pomoću mešača frekvencija, kao što je prikazano na sl. 4.5, tako da je izlazna učestanost celog sklopa srazmerna merenoj veličini.

Rezonantna učestanost kod senzora sa PAT rezonatorima je određena rastojanjem između elektroda reflektora  $d = \lambda/2$ . Pod uticajem merene veličine  $y$  menjaju se  $d$  i  $\lambda = v/f = vT_p$ , pa se menja i rezonantna učestanost. Sa osetljivošću  $S_{T_p}^y$  parametra  $T_p$  u odnosu na  $y$  [Poh00] linearna aproksimacija ove veličine će biti:

$$T_{p,y} = T_{p,o} (1 + S_{T_p}^y \cdot y) = T_{p,o} (1 + \epsilon) \quad (4.5)$$

Efekat senziranja izaziva skaliranje  $T_p$  za faktor  $1 + \epsilon$  što rezultuje promenama rezonantne učestanosti:

$$\Delta f = f_{p,y} - f_{p,o} = S_{T_p}^y \cdot y / T_{p,y} \quad (4.6)$$

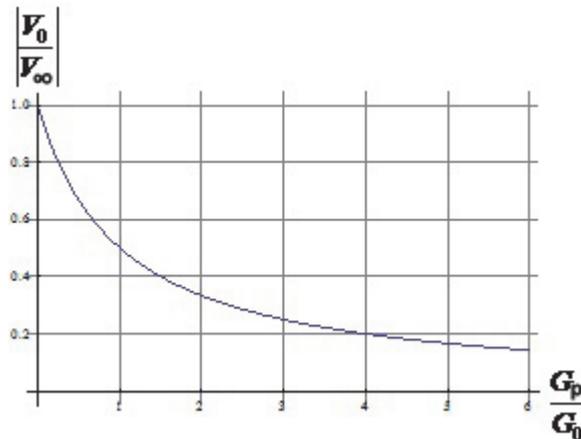
#### 4.1.2. Princip rada PAT transpondera

Informacija o merenoj veličini se u PAT transponderu dobija nekim drugim direktnim senzorom, i sadržana je u određenoj srazmeri u impedansi  $Z_p$ , prikazanoj na sl. 4.3. Napon na impedansi  $Z_p$  može se izračunati kao:

$$V_0(Z_p) = V_0(\infty) \frac{1}{1 + \frac{R_0}{Z_p}} \quad (4.7)$$

gde je  $V_0(\infty)$  izlazni napon kada je izlaz otvoren, a  $R_0$  je izlazna otpornost pretvarača na centralnoj učestanosti. Kapacitivnost pretvarača se obično kompenzuje na rezonantnoj učestanosti induktivnošću koja je vezana na red sa pretvaračem. Otpornost  $R_0$  zavisi od oblika pretvarača i vrste podloge. Ako je potrošač odnosno opterećenje

čista otpornost ( $Z_p = R_p = 1/G_p$ ) zavisnost  $\left| \frac{V_0(Z_p)}{V_0(\infty)} \right|$  ima oblik prikazan na slici 4.6.



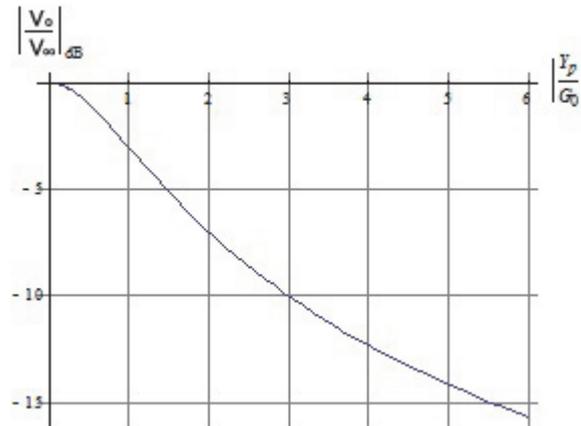
**Sl. 4.6.** Relativni izlazni napon u funkciji relativne provodnosti opterećenja

Dijagram sa sl. 4.6 nam omogućuje da na osnovu poznatog (izmerenog) odnosa  $V_0/V_\infty$  i  $G_0$  odredimo nepoznato opterećenje. Ako je ta otpornost funkcija temperature, onda se znači može odrediti i temperatura na kojoj se otpornost nalazi.

U slučajevima kada je impedansa opterećenja induktivna ili kapacitivna izlazni napon ima oblik:

$$V_o(B_p) = V_o(\infty) \frac{1}{1 + jB_p R_0} \quad (4.8)$$

gde  $B_p$  označava susceptansu opterećenja. Odgovarajući dijagram je prikazan na sl. 4.7.

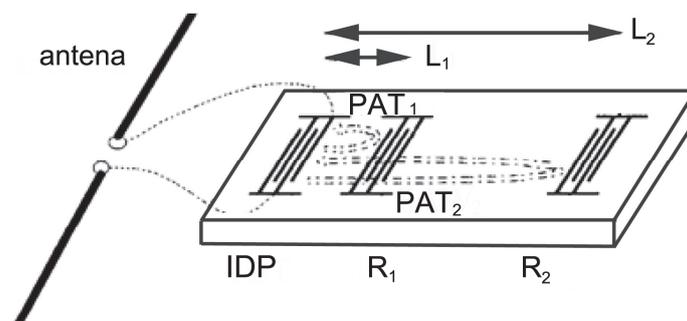


Sl. 4.7. Relativni izlazni napon u dB u funkciji relativne susceptanse opterećenja

#### 4.1.3. Princip rada RF PAT senzora

Elektronski senzori su važni elementi svakog modernog sistema automatske kontrole i upravljanja. Uobičajeni način upotrebe senzora je prenos mernih signala u elektronski upravljački blok žičnim putem. Međutim, postoje sistemi nadzora i upravljanja gde se vrši daljinsko očitavanje mernih podataka. Tu se najčešće koriste senzori koji sadrže aktivna elektronska kola (konverzija podataka, predajnik) i napojeni su RF pobudnim signalom ili iz baterije. Takođe, mogu se primeniti pasivni radio PAT senzori.

Jedna od osnovnih prednosti PAT senzora je mogućnost bežičnog pristupa. Tako kod PAT elementa sa jednim ulazom koji ima samo jedan pretvarač vezan električno dok su svi drugi refleksioni, slično rezonatoru, vezivanjem električnog ulaza na antenu dobija se pasivni senzor pogodan za bežične aplikacije. Struktura takvog PAT senzora sa linijom za kašnjenje prikazana je na sl. 4.8. Ovakvi, tzv. "ID - tag" senzori mogu se upotrebiti za daljinsku indikaciju identifikacionih kodova, i prvo su bili implementirani u industriji.



Sl. 4.8. Širokopojasna PAT linija za kašnjenje kao radio senzor [Hri08a, Živ03]

Kada se na senzor dovede RF upitni signal, u signalu odgovora se pojavljuje povorka impulsa pri čemu svaki impuls odgovara jednom reflektoru a kašnjenje vremenu akustičke propagacije. Identifikaciona informacija je sadržana u broju i vremenskom pomaku reflektovanih impulsa. Vreme kašnjenja  $\tau_{m,n}$  između dva impulsa  $m$  i  $n$  u signalu replike ( $m,n=1,2,\dots$ ), koje zavisi od mehaničkog rastojanja  $L_{m,n}$  između odgovarajućih reflektora i brzine površinskih akustičkih talasa, dato je izrazom

$$\tau_{m,n} = \frac{L_{m,n}}{v}$$

Upotreba ovog tipa senzora se zasniva na određivanju kašnjenja  $\tau_{m,n}$ , iz prijemnog signala. Na osnovu vrednosti kašnjenja, može se odrediti relativna promena mehaničke dužine  $\Delta L/L$  ili promena brzine PAT-a. Ukoliko se za monokristalnu podlogu uzme litijum niobat, materijal čiji je ukupni temperaturni koeficijent  $\epsilon_\tau(\theta)$  vremenskog kašnjenja  $\tau$  zbog varijacije temperature  $\theta$  aproksimativno 94 ppm/°K, "ID-tag" senzori na ovakvoj podlozi se mogu upotrebiti za daljinsku indikaciju temperature.

Rezolucija sistema koji koriste podatke o vremenskom kašnjenju impulsa u senzorskom odzivu može se povećati ako se umesto merenja vremenske razlike primeni merenje fazne razlike. Tako, u RF opsegu od oko 1 GHz, diferencijalnom vremenskom kašnjenju od 1 ns odgovara fazni pomak od  $2\pi$ . Naravno, teško je odrediti vremenske pomake reda subnanosekundi ali je lako proceniti fazne razlike od nekoliko stepeni u koherentnom prijemu. Na taj način rezolucija sa nekoliko stepeni °K može biti povećana na aproksimativno stotinak mK.

Za realizaciju radio senzora koriste se i transverzalni i rezonatorski PAT elementi, ali se u oba slučaja praktično koristi refleksija. Naime, i kod transverzalnih elemenata – linija za kašnjenje, postoji refleksija. Deo signala se reflektuje od izlaznog pretvarača i vraća na ulazni od koga se opet odbija i ponovo vraća na izlaz. Kod većine primena ovo predstavlja smetnju, tzv. smetnju trostrukog prelaza. Kod radio senzora se upravo to koristi.

Kod širokopojasnog radio senzora sa sl. 4.8 antena priključena na ulazni pretvarač prima radio (RF) ispitni signal. Radio sistem posle emitovanja signala za ispitivanje (najčešće kratkotrajni impuls) prebacuje se u prijemni mod i prima impuls koji predstavlja konvoluciju odaslanog signala i reflektovanog signala od PAT elementa. Radio sistemi koji se ovde koriste su veoma slični tradicionalnim radarskim sistemima. Kao i kod radara, prijemnik mora da bude blizu predajnika da bi se dobila koherentna detekcija. Ako je širina propusnog opsega senzora veća od frekvencijskog opsega signala, odziv senzora će biti zakasnela replika radio ispitnog signala. Primljeni signal nosi informaciju o merenoj veličini.

Vreme kašnjenja zavisi od akustičke dužine  $L$  i brzine prostiranja talasa u podlozi  $v$ . Dužina i brzina su pak podložne promenama usled temperature, mehaničkog naprezanja i pritiska ili opterećenja masom tankog sloja na površini elementa. Uticaj bilo kog od ovih fizičkih efekata  $y$  na vreme kašnjenja  $T_k$  linije za kašnjenje (LK) može se izračunati na sledeći način:

$$T_y = T_k (1 + S_T^y y) \quad (4.9)$$

gde je  $T_y$  rezultatno kašnjenje, a  $S_T^y = \frac{1}{T} \frac{dT}{dy}$  relativna osetljivost vremena kašnjenja

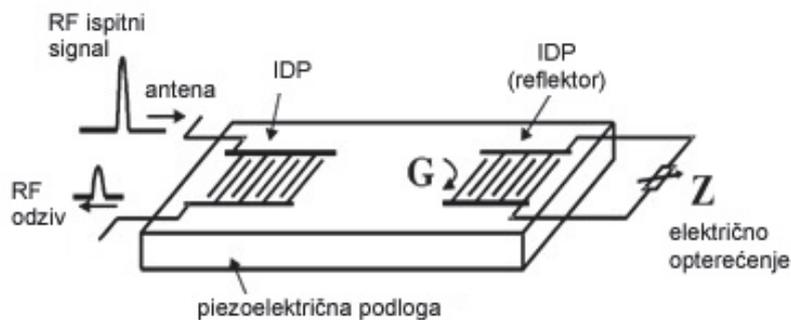
koja predstavlja konstantu zavisnu od materijala podloge.

Fizička veličina koja se meri može biti temperatura ili pritisak. Ako se meri temperatura, ona se može odrediti pomoću jednačine (4.9) iz izmerenog kašnjenja i poznate temperaturne osetljivosti za datu podlogu [Mat77]. Merenja se vrše na centralnoj učestanosti.

Kod senzora sa sl. 4.8 merena veličina izaziva promene impulsnog odziva senzora: ili promenu veličine kašnjenja  $(L_2 - L_1)/v$  između reflektora  $R_1$  i  $R_2$  na pozicijama  $L_1$  i  $L_2$  prema (4.9), ili promenu slabljenja i stoga impulsnu amplitudsku modulaciju.

Kao direktni radio senzori umesto širokopojasne linije za kašnjenje kao što je ona na sl. 4.8, koriste se i disperzivne linije za kašnjenje i PAT rezonatori.

Pored direktnih PAT senzora kao radio senzori se mogu upotrebiti i transponderi. To se postiže jednostavno priključivanjem ulaznog pretvarača na RF upitni signal preko antene kao što je šematski prikazano za PAT transponder na sl. 4.9 koji se tada naziva radio transponder.



Sl. 4.9. Radio PAT transponder



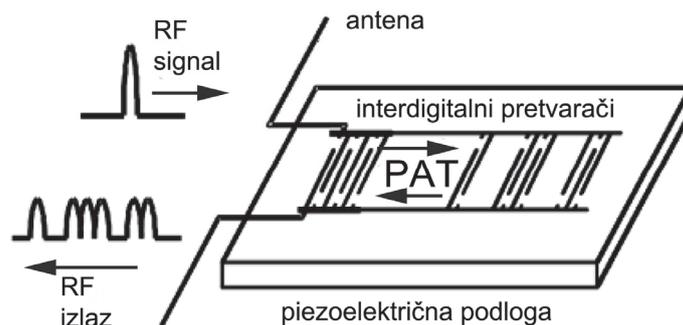
Kod radio transpondera, sl. 4.9, antena je vezana na ulazni interdigitalni pretvarač (IDP), a reflektor (izlazni IDP) je opterećen spoljašnjom impedansom  $Z$ . Reflektor se modeluje kao trolpol sa dva akustička i jednim električnim parom krajeva a zavisnost koeficijenta refleksije reflektora od opterećenja je data u [Poh00]:

$$P_{11}(Z_p) = P_{11}^{ks} + \frac{2P_{13}^2}{P_{33} + \frac{1}{Z_p}} \quad (4.10)$$

gde je  $P_{11}^{ks}$  koeficijent refleksije pri kratkospojenim priključcima. Za dvostuke elektrode  $P_{11}^{ks}$  je približno nula. Koeficijent refleksije reflektora je kompleksan parametar s obzirom na činjenicu da je odziv senzora modulisan merenom veličinom i po amplitudi i po fazi. Da bi se dobio maksimalni dinamički opseg, impedansa opterećenja je redno oscilatorno kolo pri čemu merna veličina utiče na promenu bar jednog elementa ovog kola.

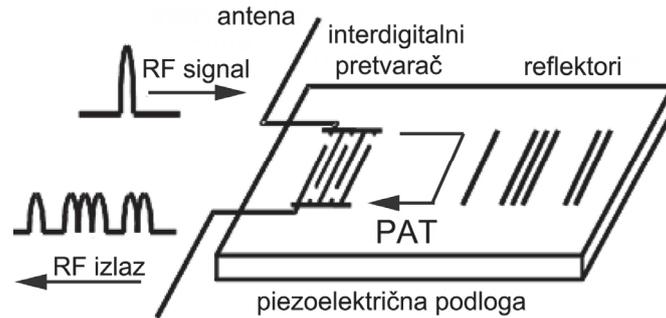
Ovakav sistem je prvo upotrebljen za identifikaciju životinja (RF identifikacija). Kod indentifikacije se reflektori prave kao prilagođeni filtri na PSK, impulsno poziciono ili impulsno fazno modulisan signal. Prva industrijska primena je bila kod naplate putarine u Norveškoj. Radna učestanost je ograničena veličinom podloge i dobrotom fotolitografskog postupka. Sada se koriste učestanosti u opsegu od 30 MHz do oko 3GHz.

Dve vrste PAT identifikacionih markera (ID tags) iz [Rei04] su šematski prikazane na slikama 4.10 i 4.11. Na sl. 4.10 je prikazan PAT ID marker sa nekoliko pretvarača koji su povezani na iste sabirnice za napajanje. Ovaj način izrade je pogodan za kvarc odnosno podloge sa malim vrednostima dielektričnih i piezoelektričnih konstanti.



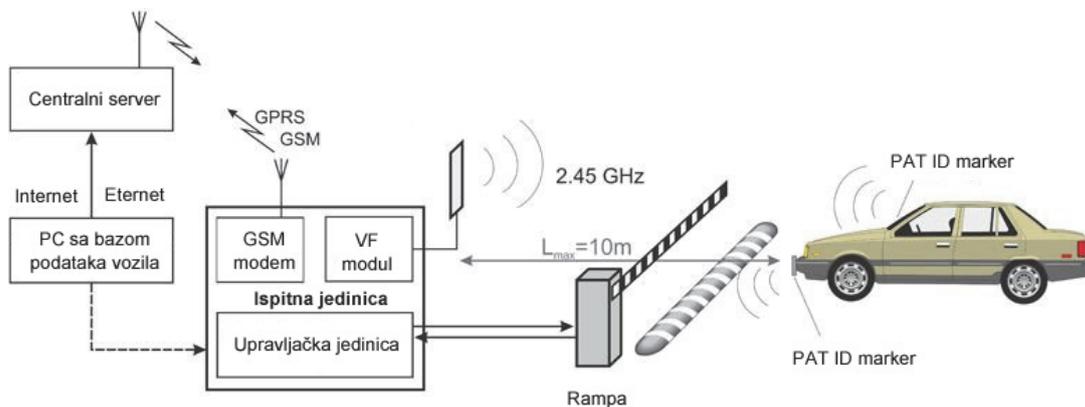
**Sl. 4.10.** Šematski prikaz izgleda PAT ID markera sa pretvaračima priključenim na zajedničke sabirnice za napajanje

Na sl. 4.11 je prikazan PAT ID marker sa reflektorima koji se prave na podlogama sa velikim vrednostima dielektričnih i piezoelektričnih konstanti.



Sl. 4.11. Šematski prikaz izgleda PAT ID markera sa reflektorima.

Na sl. 4.12 je prikazana blok šema jednog sistema za RF praćenje – identifikaciju vozila koji je zasnovan na pasivnim ID markerima sa površinskim akustičkim talasima i koji radi na radnoj učestanosti od 2,45 GHz. Inače, rad radio sistema u kojima se koriste radio senzori je posebno regulisan propisima svake države.



Sl. 4.12. Blok šema RF sistema za praćenje – identifikaciju vozila

## 4.2. VRSTE PAT SENZORA

PAT senzorima se mogu meriti različite fizičke veličine kao što su npr. temperatura, pritisak, uvijanje (torzija), kao i detektovati hemijski agensi. Opseg pojava koje se mogu detektovati PAT filterima se još više proširuje ako se površina između pretvarača prekrije tankim slojem materijala čija se masa, elastičnost ili provodnost menja pod dejstvom fizičkih ili hemijskih agenasa iz okoline. Tako recimo, PAT senzori, kod kojih se menja prostiranje površinskih talasa ako su izloženi promenljivoj naponu naprezanja, mogu da se koriste kao senzori pritiska, sile, momenta sprega sila, mase ili udara. Ako se PAT senzor prekrije slojem koji apsorbuje određene hemijske supstance u parnom stanju, ili biološke supstance u tečnom stanju, masa i provodnost

sloja se menjaju proporcionalno koncentraciji ispitivane supstance menjajući brzinu prostiranja površinskih talasa. Na taj način se od PAT filtara dobijaju hemijski ili biološki senzori. Pošto brzina prostiranja površinskih talasa zavisi i od temperature, ovaj efekat je upotrebljen za proizvodnju temperaturskih PAT senzora. Ti temperaturski senzori imaju rezoluciju reda milistepena, dobru linearnost i mali histerezis

#### 4.2.1. Senzori fizičkih veličina

PAT sensorima se mogu meriti različite fizičke veličine kao što su temperatura, pritisak, ubrzanje, masa, uvijanje (torzija) itd.

Senzori za merenje temperature se najjednostavnije prave ili kao linije za kašnjenje ili kao rezonatori. Osetljivost senzora je određena osetljivošću podloge. Koeficijenti temperaturnih osetljivosti brzine i kašnjenja za najčešće korišćene piezoelektrične materijale su prikazani u Tabeli 4.1 [Mat78, Oli77]. Da bi se izbegao uticaj temperature pri merenju drugih fizičkih veličina senzori se prave na ST kvarcu. PAT senzori imaju rezoluciju od milistepena, dobru linearnost i mali histerezis [Poh00, Hri010b]. Oni se zatvaraju u hermetička kućišta. Brzina reakcije PAT senzora iznosi oko 0,3 s, što je 1000 puta brže od senzora sa zapreminskim akustičkim talasima (bulk acoustic wave – BAW). Za temperature do 200°C litijum niobat je idealni materijal za temperaturne senzore, jer ima veliki koeficijent temperaturne osetljivosti TCD i veliki koeficijent piezoelektrične sprege. Za temperature iznad 200°C do 1000°C koriste se podloge od langasita (LGS –  $\text{La}_3\text{Ga}_5\text{SiO}_{14}$ ) i galijum fosfata ( $\text{GaPO}_4$ ).

**Tabela 4.1.** Temperaturni koeficijenti za neke materijale

Materijal	Orijentacija	Temp.koef.brzine	Temp. koef kašnjenja TCD
$\text{LiNbO}_3$	YZ	-87	94
$\text{LiTaO}_3$	YZ	-52	69
kvarc	YX	38	-24
kvarc	ST	14	0

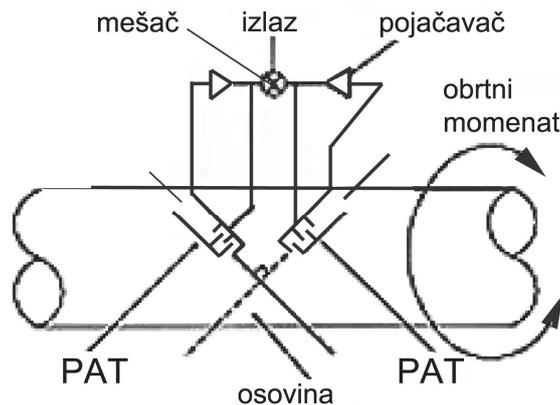
Prva primena PAT tehnologije u sensorima je registrovana 1975 godine [Cul80], kada su PAT elementi upotrebljeni za merenje pritiska. Brzina talasa se jako menja ako

se podloga izloži dejstvu mehaničkog napona. Kao što je prikazano na sl. 4.4, senzor pritiska se pravi tako što se PAT element gradi na membrani i uključuje u granu povratne sprege pojačavača. Na taj način se formira PATO za merenje pritiska sa sl. 4.4.

Kada se membrana savija pod uticajem pritiska menja se izlazni signal PAT elementa, a shodno tome i izlazna učestanost oscilatora sa sl. 4.4, prema (4.3). Ako je podloga od ST kvarca uticaj temperature je minimalan. Međutim, ako to nije slučaj uticaj temperatura se može eliminisati korišćenjem dualne konfiguracije PATO-a kao što je ona na sl. 4.5. Referentni senzor se postavlja u blizinu senzora pritiska na istu podlogu, ali tako da na njega ne deluje pritisak, [Hri010b, Živ03]. Referentni senzor radi kao detektor temperature, a zbog blizine senzori su na istoj temperaturi. PAT senzori pritiska su pasivni, vrlo malih dimenzija i mase i mogu biti bežični. Pogodni su za merenje pritiska u gumama motornih vozila. Zbog nabrojanih karakteristika PAT senzora pritiska oni su mnogo bolji od kapacitivnih i piezo-otpornih senzora pritiska koji nisu pasivni i nemaju bežični pristup.

Senzori uvijanja se prave pomoću linije za kašnjenje. Ako se PAT linija za kašnjenje postavi na ravan deo osovine pa se osovina podvrgne uvijanju, ono prouzrokuje promene u PAT elementu. Ako se osovina okreće u jednom smeru PAT senzor uvijanja je podvrgnut istežanju, a kada se osovina okrene u suprotnom pravcu on je podvrgnut sabijanju (kompresiji).

U praksi su senzori uvijanja postavljeni tako da su njihove ose simetrije pod pravim uglom, kao što je šematski prikazano na slici 4.13 [Hri010b]. Tako je postignuto da kad jedan senzor trpi kompresiju, drugi trpi istežanje. Pošto su oba senzora na istoj temperaturi, sabiranjem njihovih signala minimizira se uticaj temperature.

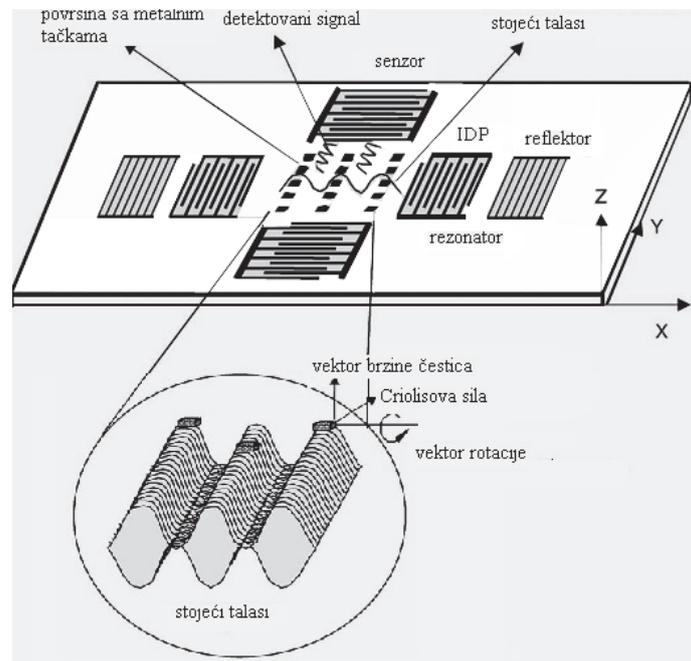


Sl. 4.13. PAT senzor uvijanja

U poređenju sa ostalim senzorima uvijanja (otporni, optički, torzione šipke) PAT senzori uvijanja su jeftiniji, imaju manju težinu, visoku pouzdanost i bežični pristup. Monitoring uvijanja kod motornih vozila PAT senzorima znatno poboljšava upravljanje i kočenje jer ovi senzori mnogo bolje mere trenje točkova od rpm senzora koji su se do

sada koristili. Ovaj tip senzora ima i značajne vojne primene pošto se može instalirati na sva vojna vozila, transportere, tenkove itd.

PAT senzori su našli brojne važne primene u industriji kao delovi složenih sistema za bežično, bezkontaktno i nedestruktivno merenje i monitoring. Specifična je primena PAT filtera u žiroskopima koji se koriste u mehaničkom inženjerstvu, i koji imaju kako vojnu tako i civilnu primenu. PAT žiro senzori se prave na podlozi od  $128^\circ$  Y-sečenog  $\text{LiNbO}_3$  (sl. 4.14). Koriolisove sile generišu sekundarne površinske akustičke talase koji su ortogonalni sa primarnim talasima.



Sl. 4.14. Šematski prikaz PAT žiroskopa

Sistemi za identifikaciju na bazi PAT senzora se koriste u industriji vozila, u kontroli saobraćaja, za praćenje kontejnera za prevoz robe i za pakovanje proizvoda [Poh00, Hri010b]. PAT ID markerski sistem koji se koristi u metrou u Minhenu radi na učestanosti 2,45 GHz [Jae04]. Markeri su postavljeni na boku vozila. Radio predajnici su postavljeni na izabranim tačkama duž pruge blizu šina i povezani sa centralnim računarnom. Ispitivanja su pokazala da je sistem pouzdan i pri vrlo nepovoljnim uslovima u pogledu ometanja.

Sistem za merenje mehaničkih naprezanja se formira tako što se komplet od tri PAT senzora postavlja tako da su dva na delovima koji trpe naprezanja, na primer osovine, a jedan na referentnom položaju. Deformacije koje prate podlogu se prenose na senzore, koji se sa jedne strane šire, a sa druge komprimuju. Zbog toga se menja srednja frekvencija izlaznog signala. Signal se prenosi bežično. Obrada se vrši poređenjem srednjih frekvencija i amplituda signala. Monitoring trenja između guma i kolovoza koji

je ključan za stabilizaciju vozila u kritičnim situacijama takođe se izvodi PAT senzorima. Pored toga radio PAT senzori se koriste i za identifikaciju vozila, praćenje temperature izduvnog lonca i detekciju izduvnih gasova.

Primena PAT senzora je danas zastupljena u kompleksnim sistemima za merenje i monitoring instaliranim u saobraćajnim sredstvima najnovije generacije. Tako se u savremenim kamionima i automobilima koristi čak 7 bežičnih sistema i oko 15 senzora po vozilu za merenje, uvijanja, pritiska i temperature: tzv. EPAS senzor uvijanja, senzor uvijanja volana, menjača, osovina točkova (dva ili četiri), prenosa, sistem za monitoring pritiska u gumama (TPMS), senzor trenja guma-kolovoz. Uvijanje se meri u opsegu od  $-1500$  do  $+5000$  Nm u temperaturnom osegu od  $-40^{\circ}\text{C}$  do  $+150^{\circ}\text{C}$ , sa tačnošću od  $\pm 1\%$  pune skale i brzinom reakcije od 6,25 ms. Pravilno napumpane gume poboljšavaju sigurnost, smanjuju potrošnju goriva i produžavaju vek guma. Monitoring trenja između guma i kolovoza je presudan u stabilizaciji vozila u kritičnim situacijama.

Tipične vrednosti rezolucije bežičnih PAT senzora pri merenju različitih fizičkih veličina su prikazane u Tabeli 4.2. [Rei04, Hri010b].

**Tabela 4.2.** Tipične vrednosti rezolucije bežičnih PAT senzora

Merena veličina	Fizički efekat	Rezolucija
Identifikacija	Analiza signala	32 bit
Temperatura	Promena brzine talasa	0.1 K
Mehatroničke veličine (pritisk, uvijanje, ubrzanje, trenje guma - kolovoz)	Promena elastičnih konstanti	1% pune skale
Senzori impedanse	Promena amplitude i faze reflektovanog signala	5% pune skale
Rastojanje	Kašnjenje signala	20 cm
Relativno rastojanje	Kontinualno merenje Dopplerove faze	2 cm
Ugaono rastojanje	Merenje Dopplerove faze	3 stepena

Danas se u svetu sprovode obimna istraživanja novih primena PAT filtara u veoma različitim oblastima. Stoga se širi spektar aplikacija ovih elemenata. Tako, danas se senzori na bazi PAT filtara koriste za merenje protoka tako što se zagreju iznad

ambijentalne temperature i postave u struju fluida. Hlađenje konvekcijom uzrokuje promenu centralne frekvencije izlaznog signala. Takođe, razvijeni su uređaji na bazi PAT elemenata koji se danas koriste za merenja napona smicanja u turbulentnoj struji.

Odkora, u industrijskoj i komercijalnoj primeni nalaze se i senzori tačke rose / vlažnosti vazduha sa površinskim akustičkim talasima. Ako se PAT senzor temperaturski kontroliše i izloži atmosferi okoline, voda će se kondenzovati na njemu na temperaturi rose, omogućujući da on ustvari postane senzor tačke rose. Razvijen je 50 MHz-ni PAT senzor vlažnosti na YZ litijum niobatu koji je imun na uobičajene zagađivače, za razliku od komercijalno raspoloživih instrumenata za visoko-precizna merenja rošenja koji su zasnovani na optičkim tehnikama. On ima rezoluciju od  $\pm 0,025^{\circ}\text{C}$  (nasuprot  $\pm 0,2^{\circ}\text{C}$  za optički senzor), jeftiniji je i ima značajno bolju dugoročnu stabilnost.

#### 4.2.2. Senzori osetljivi na opterećenje masom

Kao i piezoelektrični senzor mase tako i kristal senzora sa površinskim talasima može biti presvučen tankim senzirajućim filmom koji reaguje s merenom veličinom i tako postaje senzor mase. PAT elementi su najosetljiviji na opterećenje masom. To je omogućilo razvoj nekoliko vrsta senzora: hemijskih gasnih senzora, biosenzora i senzora za merenje debljine tankih slojeva (filmova). Kod senzora za merenje debljine tankih slojeva tanki sloj se deponuje na podlogu između pretvarača. Kod hemijskih i biosenzora na podlogu između pretvarača se postavlja sloj osetljivog materijala koji apsorbuje ili adsorbuje gas ili čestice i time povećava opterećenje masom [Hri09, Woh79, Živ09]. Rezolucija ovih senzora na ST-kvarcu na radnoj učestanosti od 200 MHz iznosi 3 pg, što je 1000 puta veće od osetljivosti TSM rezonatora od 10 MHz [Hri010b]. Senzori čestica se koriste u čistim sobama (npr. NASA), i u monitorima kvaliteta vazduha i atmosfere.

Osnovni princip rada senzora mase se zasniva na prostiranju akustičkih talasa generisanih u predajnom IDP-u, preko linije za kašnjenje, do prijemnog IDP-a. Informacija od interesa na strani prijemnika je fazni odnosno frekvencijski pomak između odaslanih i primljenih talasa koji se može učiniti proporcionalnim izlaznom naponu. Bilo kakva promena mase utiče na brzinu akustičkih talasa u liniji za kašnjenje, pri čemu se moduliše i fazni (frekvencijski) pomak. Kod hemijskog senzora ta promena mase je posledica apsorpcije/desorpcije osetljivog sloja i merene veličine. Promena centralne učestanosti koju izaziva tanak sloj je proporcionalna masi sloja. U slučaju hemijskih gasnih senzora ona je egzaktno određena u odeljku 4.3.2 primenom novog modela hemijskog PAT senzora, koji predstavlja glavni doprinos teze. PAT senzori

debljine sloja imaju veću osetljivost od TSM senzora debljine koji su se koristili do sada u komercijalnim sensorima debljine slojeva.

Koeficijenti osetljivosti PAT senzora za različite fizičke veličine, uključujući i opterećenje masom prikazani su u Tabeli 4.3 [Poh00, Hri010b].

**Tabela 4.3.** Koeficijenti osetljivosti PAT senzora za neke fizičke veličine

Fizička veličina	Koeficijent
Temperatura	do 100 ppm/K
Pritisak, napon	2 ppm/kPa
Sila	10 ppm/kN
Opterećenje masom	30 ppm/ $\square$ gcm <sup>2</sup>

#### 4.2.2.1. Hemijski PAT senzori

Opseg pojava koje se mogu detektovati PAT filtrima se još više proširuje ako se površina između pretvarača prekrije tankim slojem materijala čija se masa, elastičnost ili provodnost menja pod dejstvom fizičkih ili hemijskih agenasa iz okoline. Tako na primer, ako se deo filtra između pretvarača prekrije slojem koji apsorbuje određene hemijske supstance u parnom stanju, ili biološke supstance u tečnom stanju, masa sloja raste proporcionalno koncentraciji ispitivane supstance i time menja brzinu prostiranja površinskih talasa. Na taj način PAT filtri postaju hemijski senzori.

Iako vrlo mala, promena mase, nastala kao posledica reakcije osetljivog materijala sa nekom veličinom iz okruženja može biti merena koristeći piezoelektričke (BAW) ili PAT senzore. Hemijski piezoelektrični senzori imaju relativno veliku osetljivost u odnosu na neke druge hemijske senzore, dok im je nedostatak što im je radna temperatura relativno niska (<50°C), te su vrlo nestabilni kod upotrebe visoko temperaturnih metalnih oksida. Poređenje PAT hemijskih senzora s piezoelektričnim ukazuje da senzori koji koriste PAT filtre rade na višim učestanostima (~GHz naspram ~10 MHz) što ima za posledicu veću rezoluciju mase.

PAT senzori pokazuju superiornu selektivnost za detekciju hemijskih agenasa. Zbog svog čvrstog stanja i načina izrade koji je kompatibilan sa drugim modernim tehnologijama, kao što je MIC (mikrotalasna integrisana kola), MEMS (mikro-elektromehanički-sistemi), CMOS, CCD (elementi spregnuti opterećenjem) i integrisanih optičkih kola, hemijski PAT senzori su izuzetno pouzdani. Oni imaju



kompaktnu strukturu, veliku osetljivost, male dimenzije, izuzetnu stabilnost, nisku cenu, brzo reagovanje u realnom vremenu, pasivnost, a pre svega sposobnost da se implementiraju u složene sisteme za obradu podataka [Hri09], [Poh00]. Zbog svojih dobrih osobina oni se mogu upotrebiti u sistemima za *in-situ* monitoring isparljivih organskih jedinjenja u zemlji i vodi [Ho03, Woh79, Woh84] kao i u sistemima za bežično merenje koncentracije otrovnih gasova [Poh00], uključujući detekciju hemijskih bojnih otrova [Dat05]. NASA u svojim sistemima za monitoring zagađenja gasovima organskog porekla u prostorijama gde se prave svemirska vozila takođe koristi ovakve senzore.

Hemijski senzori na bazi PAT elemenata predstavljaju jednu veliku grupu senzora koja se može razvrstati prema tome da li su transverzalni ili rezonatorski, da li se koriste za detekciju gasovitih ili tečnih reagenasa, na kojoj podlozi su izrađeni itd. PAT senzori detektuju organofosfate, hlorne ugljovodonike, ketone, alkohole, aromatične ugljovodonike, zasićene ugljovodonike i vodu [Ho03]. Prvi senzor ovog tipa je izumeo Wohltjen 1979.godine [Woh79, Woh82]. PAT hemijski senzor se pravi od PAT elementa postavljanjem hemijski osetljivog premaza (obično tanki film polimera) na površinu između pretvarača. Apsorbovana hemijska isparenja u osetljivom sloju polimera izazivaju promenu centralne ili rezonantne frekvencije senzora. Ove promene mikroračunar može da izmeri i upotrebi ih za utvrđivanje prisustva i koncentracije hemijskih agenasa.

Naneti osetljivi premazi u PAT senzoru imaju jedinstvene fizičke osobine koje omogućavaju reverzibilnu apsorpciju hemijskih agenasa. Da bi se ceo sistem učinio što je moguće kompaktnijim, PAT sklop treba da bude implementiran u CMOS ili MEMS integrisana kola [Zak06]. U tom slučaju piezoelektrični materijal se postavlja na gornji deo IC kola, npr. na površinu silicijumskog ili izolacionog sloja, obično silicijum dioksida. Uobičajeno korišćeni piezoelektrični materijali u klasičnim PAT aplikacijama su ST kvarc i litijum niobat. U poslednje vreme, pored njih, koriste se i ZnO, AlGa<sub>N</sub>, GaN, AlN [Zak06, Ruf05], kao i višeslojne podloge kojima se povećava brzina talasa [Ahm04]. Najveća brzina se dobija kada se piezoelektrični materijal postavi na dijamantsku podlogu [Ben04, Hri010c, Hri010d]. Time se sa klasičnom litografijom postiže viša radna učestanost i veći koeficijent piezoelektrične sprege. Pored toga, izuzetna hemijska stabilnost dijamanta i njegova bioinertnost čine dijamant idealnim materijalom za izradu senzora koji rade u nepovoljnim uslovima. Međutim, određivanje brzine talasa u višeslojnim strukturama je veoma složeno i zahteva obimna numerička izračunavanja [Hri010d].

Hemijski senzori rade na učestanostima od 50 do 500 MHz. Brzina prostiranja i slabljenje površinskih akustičkih talasa zavise od viskoznih i elastičnih osobina osetljivog sloja na površini podloge, kao i od njegove mase. Ove osobine se menjaju sa količinom apsorbovane supstance koja je u kontaktu sa osetljivom površinom.

Osetljivost senzora je srazmerna kvadratu centralne frekvencije. Senzori obično imaju ugrađene grejne elemente uz pomoć kojih se vrši desorpcija [Hri09b].

Proizvođači hemijskih senzora za specijalne namene koriste umesto kvarca podloge od GaAs, LiNbO<sub>3</sub>, LiTaO<sub>3</sub>, i GaP. Izrađuju se senzori koji rade pri veoma visokim temperaturama, i preko 1000°C. Uređaji koji koriste te senzore su prenosivi i opremljeni softverom za dobijanje podataka u realnom vremenu. Hemijski osetljivi sloj se obično izrađuje od čistih ili pomešanih plemenitih metala, različitih polimera, itd. u veoma tankom filmu sa debljinom reda nekoliko nm. Selektivnost senzora zavisi od izbora polimera. Nalaženje optimalnog polimera za odgovarajući gas je jedan od osnovnih zadataka proizvođača hemijskih PAT senzora.

Kod transversalnih PAT senzora deo filtra između pretvarača predstavlja liniju za kašnjenje pa se stoga senzori ovog tipa često nazivaju senzori sa linijom za kašnjenje. Rezonatorski tip senzora je nešto novijeg datuma u odnosu na transversalni koji se još uvek češće primenjuje. Prednosti rezonantnih PAT senzora u odnosu na one sa linijom za kašnjenje su u tome što je kod njih bolji faktor dobrote Q, slabije prigušenje, niži šum, manja zapremina i cena.

Ulazni, odnosno izlazni pretvarač kod bilo kog od ova dva tipa senzora, ne mora da bude direktno vezan za izvor, već se može napajati preko antene sa udaljenog izvora. Na taj način se dobijaju radio PAT senzori pogodni za daljinska merenja, što je naročito pogodno kada treba postaviti senzor na mesto koje je teško pristupačno ili u surove uslove okoline (visoka temperatura, otrovna sredina).

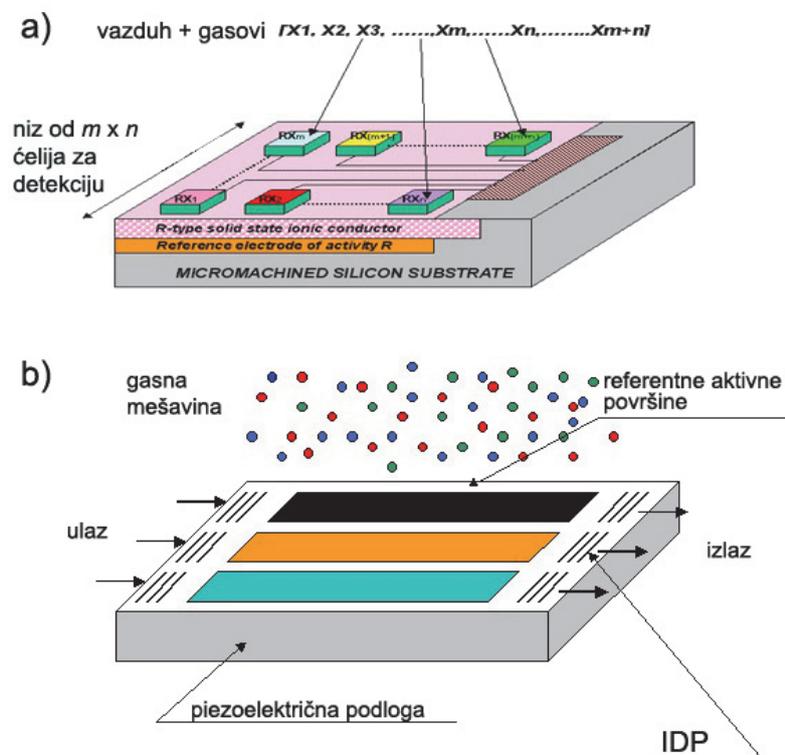
U svetu se intenzivno radi na razvoju novih vrsta senzora. Kao primer dokle se stiglo sa razvojem hemijskih senzora na bazi PAT elemenata, navodi se deo proizvodnog programa Sandia National Laboratories, koji su još pre desetak godina razvili senzore za detekciju i identifikaciju preko 14 organskih komponenti sa sigurnošću od 98% i tačnošću od 96%, za više od 21 smeše sa po sedam komponentata.

Iako su hemijski senzori za detekciju CO<sub>2</sub> razvijeni među prvima, oni se i danas usavršavaju. Pronalaze se nove aktivne supstance, smanjuje se debljina aktivnog sloja, a povećava njihova osetljivost. Koristi se, na primer, sloj od teflona AF 2400 kod pasivnog, bežičnog senzora sa frekvencijom 440 MHz. Podloga je 41° YX LiNbO<sub>3</sub>. Senzor je linearan, temperaturno stabilan i za koncentracije CO<sub>2</sub> od 0 – 450 ppm, ima osetljivost 1,98°/ppm [Hri09a].

Savremeni trend razvoja hemijskih senzora uključuje korišćenje nanotehnologija. Na primer, na podlogu od kvarca se nanosi sloj SiO<sub>2</sub>, za izolaciju elektrode od sloja ugljeničnih nanocevi koji je aktivan senzorski sloj. Sloj od fullerena se koristi za detekciju organskih isparenja. Nanotehnologije su primenjene i pri izradi senzora za vodonik koji imaju osetljivi sloj sačinjen od amorfno TiO<sub>2</sub> dopiranog koloidnim zlatom, sol-gel tehnologijom na podlozi 64° YX LiNbO<sub>3</sub> [Sad08, Hri09a].

U novije vreme se razvijaju višeslojni hemijski senzori koji imaju veću osetljivost i mogućnost istovremene detekcije različitih reagenasa i istovremenu upotrebu u gasnim i tečnim sredinama.

PAT elementi su našli široku primenu u izradi mikro-elektro-mehaničkih sistema (MEMS) (sl. 4.15a) i u sklopu tehnologije tankog filma. Ove tehnologije omogućuju integraciju mikroelektronskih kola i multifunkcionalnih senzorskih sistema za detekciju fizičkih i hemijskih agenasa. Integracijom ovih tehnologija omogućeno je projektovanje sofisticiranih senzora za multifunkcionalne aplikacije. Danas se prave multisenzorske platforme koje se koriste kao hemijski gasni senzori (sl. 4.15b) [Hri09a].



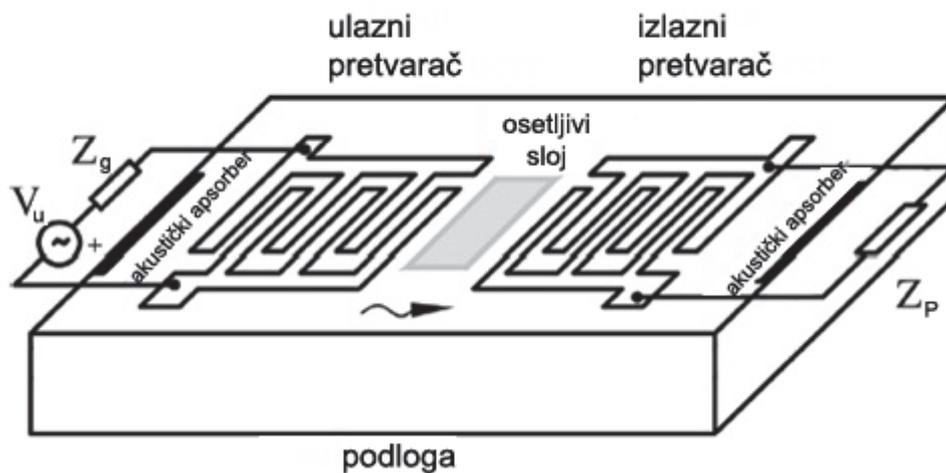
**Sl. 4.15.** (a) Gasni senzorski sistem sa PAT sensorima u MEMS tehnologiji (b) PAT platforma za istovremenu detekciju različitih gasova

U prenosivim uređajima za detekciju hemijskih reagenasa obično ima više senzora sa različitim aktivnim premazima, koji istovremeno mogu da detektuju različite supstance. Osim identifikacije, oni pokazuju i koncentraciju. Pored industrijske i vojne primene, ovi senzori su nezamenljivi u ekološkom monitoringu.

#### *Princip rada PAT hemijskog senzora*

Rad hemijskih gasnih senzora sa površinskim akustičkim talasima se zasniva na reverzibilnoj apsorpciji hemijskih agenasa pomoću nanetog sloja koji je osetljiv na

gasove koje treba detektovati. Osetljivost ovih senzora je velika jer registruju promene mase na površini reda  $100 \text{ pg/cm}^2$ . Osnovna konfiguracija transverzalnog, odnosno PAT hemijskog senzora sa linijom za kašnjenje, može se šematski predstaviti kao što je prikazano na sl. 4.16. Ona se sastoji od dva IDP-a i hemijski osetljivog tankog sloja (najčešće polimera) smeštenog između pretvarača na površinu piezoelektrične podloge. Piezoelektrični materijali su anizotropni, što daje različita svojstva materijala zavisno od reza materijala i smera prostiranja. Odkora, pored uobičajenih ST – kvarca i  $\text{LiNbO}_3$ , koji se koriste u klasičnim PAT aplikacijama, za podloge se primenjuju npr.  $\text{ZnO}$  ili  $\text{GaN}$  u MEMS tehnologiji i u sistemima kompatibilnim sa CMOS tehnologijom [Ahm04].



Sl. 4.16. Konfiguracija hemijskog PAT senzora

Površinski talas se pobuđuje električnim signalom dovedenim na ulazni pretvarač. Izlazni signal (napon) se dobija na sabirnicama prijemnog IDP-a. Brzina i slabljenje talasa su osetljivi na masu i viskoznost tankog sloja. Uloga tankog sloja, filma od polimera, je da vrši apsorpciju hemijskih agenasa. U slučaju hemijske apsorpcije, masa polimera se povećava uzrokujući promene u brzini i fazi akustičkog signala, što izaziva promenu u amplitudi i frekvenciji izlaznog napona na impedansi opterećenja  $Z_p$ .

IDP je bidirekcion i stoga prouzrokuje pojavu površinskog akustičkog talasa koji se kreće u oba smera od pretvarača po površini podloge. Zbog toga se na ivice podloge nanosi materijal koji apsorbuje akustički talas, koji ide prema ivici i koji bi mogao od nje da se odbije i prouzrokuje smetnje, kao što je prikazano na sl. 4.16. Kao što je već navedeno u odeljku 2.3 i prikazano na sl. 2.8a amplituda talasa opada sa dubinom po eksponencijalnom zakonu, tako da je praktično cela energija talasa sadržana u gornjem sloju podloge debljine jedne talasne dužine pobudnog signala.

IDP-i su identični sa uniformno raspoređenim elektrodama jednake dužine i jednakim odnosom širine elektroda i njihovog rastojanja. Broj elektroda određuje frekvencijski opseg PAT elementa. Broj i dužina elektroda, i mreže za prilagođenje na električnim ulazima, biraju se tako da prilagode ulaznu otpornost IDP-a, na centralnoj učestanosti filtra  $f_0$ , otpornosti opterećenja  $R_p$  i otpornosti generatora  $R_g$ . U tom slučaju, ukupno minimalno slabljenje zbog IDP-a je 12 dB. Talasna dužina koja odgovara centralnoj učestanosti jednaka je rastojanju između centara elektroda istog polariteta. Centralna frekvencija i propusni opseg su određeni geometrijom IDP-a i osobinama piezoelektrične podloge (brzina talasa, koeficijent piezoelektrične sprege).

Deo filtra između pretvarača (srednji deo PAT senzora) predstavlja liniju za kašnjenje. Uobičajeno se neopterećena linija za kašnjenje tretira kao da nema gubitaka. Međutim, to je tačno samo ako su kašnjenja mala (mala rastojanja između pretvarača) i ako je učestanost niža od 0,5 GHz [Gol08, p. I.6-10]. U telekomunikacijama, u primenama za elektronsko filtriranje, rastojanje između IDP-a je malo. Nasuprot tome, u hemijskim sensorima ovaj deo je od suštinskog značaja i mora imati određenu dužinu, obično 100 – 200 talasnih dužina [Mar94], koja se mora uzeti u obzir.

Amplituda i učestanost izlaznog napona na potrošaču su proporcionalni opterećenju masom zbog osetljivog sloja. Izlazni napon u prisustvu osetljivog materijala (bez gasa) služi kao referenca. Razlika izlaznog napona u prisustvu gasa i reference je proporcionalna koncentraciji gasa. Izlazni napon se može meriti direktno, ali se obično i hemijski PAT senzor smešta u petlju povratne sprege oscilatora kao što je objašnjeno u odeljku 4.1.1, tako da je učestanost oscilovanja proporcionalna merenoj veličini i može se lako meriti.

Kašnjenje  $\tau$  PAT senzora sa linijom za kašnjenje, kao odnos akustičke dužine  $L$  i brzine površinskog akustičkog talasa  $v$ , menja se zbog promene  $L$  i  $v$ . Međutim, u hemijskim gasnim sensorima dužina  $L$  se ne menja tako da se izraz za relativnu promenu kašnjenja zbog varijacije u opterećenju masom tankog sloja, sa ili bez gasa, može predstaviti u obliku:

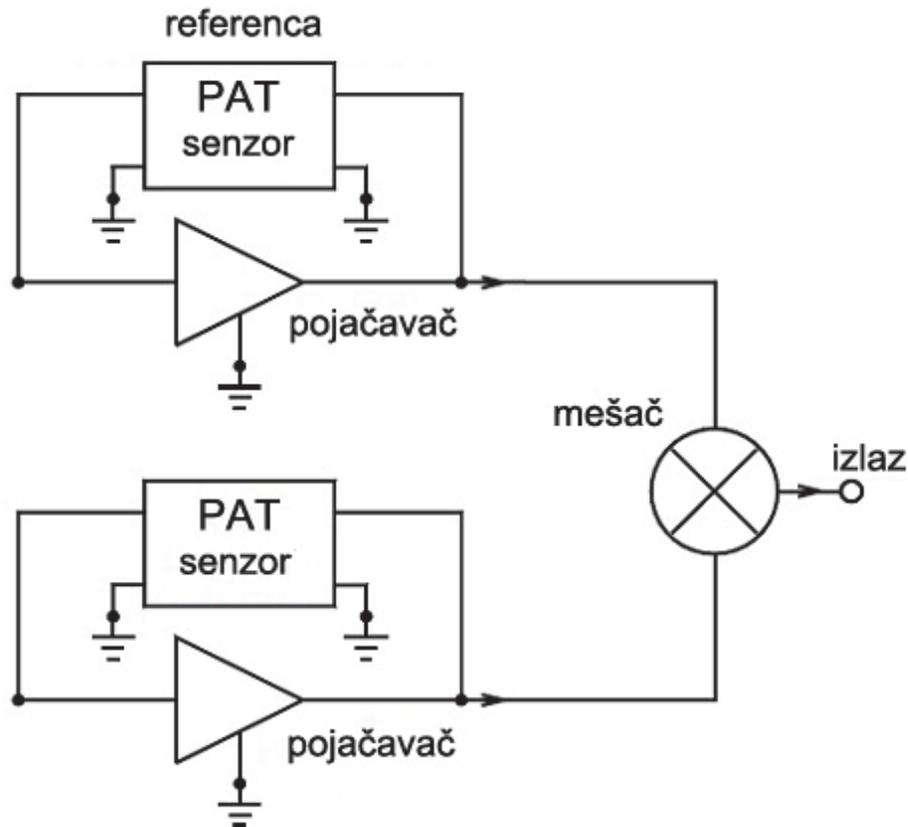
$$\frac{d\tau}{\tau} = -\frac{dv}{vdy} dy = \gamma_y dy \quad (4.11)$$

gde je  $\gamma_y$  osetljivost kašnjenja u odnosu na merenu veličinu  $y$  iz izraza (4.1). Kada je poznata varijacija kašnjenja, na osnovu relacije (4.3) lako se dobija veza izlaznog signala (učestanosti oscilovanja) i merene veličine  $y$ :

$$\frac{df}{f} = -\frac{d\tau}{\tau} = -\gamma_y dy \quad (4.12)$$

Postoje primene gde je senzor deo mnogo sofisticiranijeg sistema. U tim slučajevima koriste se dva jednaka PAT senzora u diferencijalnoj sprezi, kao što je

prikazano na sl. 4.17: na jedan senzor ne utiče gas i on služi kao referenca, drugi je izložen dejstvu agensa i vrši mernu funkciju. PAT senzori se uključuju u elektronske oscilatore a frekvencijski pomak između oscilatora je proporcionalan koncentraciji gasa. Na izlazu iz mešača, na osnovu frekvencijskog pomaka dobija se napon proporcionalan koncentraciji gasa.



Sl. 4.17. Blok šema diferencijalnog hemijskog PAT senzorskog sistema

#### *PAT senzori za bojne otrove*

PAT senzori za bojne otrove su posebna vrsta hemijskih PAT senzora namenjenih detekciji specifičnih hemijskih agenasa.

Hemijski agensi se odavno koriste i u vojne svrhe, kao bojni otrovi. Bojni otrovi su vrsta hemijskog oružja koje svojim otrovnim dejstvom onesposobljava ili uništava ljude, životinje i biljke i kontaminira zemljište i objekte. Hemijski bojni otrovi su snažno oružje i najčešće ne mogu biti detektovani golim okom kao klasično oružje. Zbog toga je veoma bitno koristiti senzore koji mogu da ih detektuju pre nego što živa

silu oseti delovanje otrova. Najnoviji detektori hemijskih agenasa sadrže različite tipove senzora u zavisnosti od tipa agenasa i željene tačnosti. Zadnjih godina dominantni postaju senzori sa površinskim akustičkim talasom.

Hemijski bojni otrovi se mogu klasifikovati prema različitim kriterijumima. Po fiziološkom dejstvu obično se dele na zagušljivce, plikavce, nadražljivce, krvne, nervne, psihohemijske i radioaktivne. Po jačini toksičkog delovanja su: uništavajući (nervni, zagušljivi i opšte otrovni), onesposobljavajući (plikavci, suzavci, nadražljivci, kijavci), i uznemiravajući (nadražljivci, kijavci, psihohemijski). Nervni otrovi obično nose oznaku G: GA-Tabun, GB-Sarin, GD-Soman i GF ostali. Nervno paralitički bojni otrovi spadaju u klasu organofosfornih jedinjenja. Veoma su toksični i lako se šire. Napadaju nervni sistem kada dođu u dodir sa kožom ili preko disajnih organa. Predstavnici plikavaca (oznaka H) su: sumporni iperit, luizit i azotni iperit. Pored opšteotrovnog dejstva izazivaju i povrede na koži i sluzokoži. Plikavci su slabo isparljive uljaste tečnosti od žućkaste do tamnomrke boje sa karakterističnim mirisom. To su dugotrajni otrovi, javljaju se u vidu kapljica, magle ili pare. Detekcija se vrši organoleptički i hemijskim detektorima. Fozgen i difozgen deluju preko organa za disanje, napadaju i oštećuju plućno tkivo, izazivajući gušenje i smrt. To su kratkotrajni bojni otrovi iz grupe zagušljivaca. Krvni bojni otrovi su cijanovodonična kiselina i hlorcijan. Deluju u vidu para ili preko digestivnog trakta. Veoma su toksični. Kao hemijski bojni otrovi se mogu smatrati i produkti živih organizama kao što su botulin i ricin.

Za razliku od klasičnog oružja hemijski bojni otrovi najčešće se ne mogu detektovati neposredno, golim okom. Zbog toga je veoma bitno koristiti senzore koji mogu pravovremeno da ih detektuju pre nego što živa sila oseti delovanje otrova. PAT senzori su našli široku primenu u detektorima za brzo i precizno otkrivanje i identifikaciju hemijskih bojnih otrova. Performanse detektora na bazi PAT senzora se razlikuju od proizvođača do proizvođača. Dinamički opseg tipičnih PAT detektora se kreće približno od 1 pikogram do 1 mikrogram hemijskog agenasa, u kontrolisanom temperaturnom opsegu, jer za temperature izvan radnog režima dolazi do promene fizičko-hemijskih osobina polimernog sloja PAT senzora.

Firma Microsensor Systems Inc. proizvodi detektore bojnih otrova na bazi PAT tehnologije. Tako, recimo, HAZMATCAD Plus™ otkriva plikavce, nervne i krvne bojne otrove. Nervne otrove identifikuje u koncentracijama od 0.04 – 0.14 ppm za 20 s, kada radi u brzom režimu, ili u koncentracijama od 0.01 – 0.03 ppm za 120 s kada je izabrana opcija povećane osetljivosti. SAW MiniCAD mk II Detector je savremen detektor nervnih bojnih otrova i plikavaca za personalnu primenu. Izrađuje ga firma MSA Safety company. Lak je za upotrebu sa veoma sofisticiranim sistemom za pouzdan rad. Za manje od 60 s vrši detekciju i identifikaciju sledećih bojnih otrova u navedenim koncentracijama: GA 0.2 mg/m<sup>3</sup>, GB 0,5 mg/m<sup>3</sup>, GD 0,1 mg/m<sup>3</sup>, HD 1,0 mg/m<sup>3</sup>.

Na osnovu raspoloživih podataka iz dostupne literature se vidi da se u svetu vrše intenzivna istraživanja orijentisana ka poboljšanju selektivnosti i povećanju osetljivosti PAT senzora. Za detekciju hemijskih bojnih otrova na bazi PAT tehnologije koriste se senzori u kojima je osetljivi sloj najčešće polimer (primer polydimethylsiloxane). Takođe se koriste i polimeri na bazi fenola (phenol, BSP3) kada se traži povećana selektivnost za sarin itd. PAT detektori rezonatorskog tipa su veoma perspektivni za vojne primene što pokazuju najnovija istraživanja. U radu [Chu07] je prikazano da je povećana osetljivost detekcije gasnih hemijskih bojnih otrova, kada se kao osetljivi sloj koriste: polyepichlorohydrin (PECH), Silicone (SE-30), Hexafluoro-2-propanol bisphenol-substituted siloxane polymer (BSP3) i fluorinated polymethyldrosiloxane (PTFP).

#### 4.2.2.2. Biosenzori

Poslednjih godina, biosenzori su postali vrlo aktuelni. Velik interes za njihovom upotrebom potiče stoga što oni predstavljaju alate pomoću kojih je moguće vršiti brzu i tačnu analizu bioloških čestica kao što su molekuli ili ćelije.

O aktuelnosti i atraktivnosti PAT biosenzora svedoči i projekat NanoSecure koji je skorije finansirala EU i koji se odnosio na razvoj sistema za detekciju, identifikaciju i neutralizaciju toksičnih / štetnih hemijskih i bioloških agenasa u vazduhu i narkotika, primenom nanotehnologija. Jedan od najvažnijih ciljeva projekta je bio da se pored sistema za detoksikaciju proizvedu napredni senzori, posebno oni na bazi PAT elemenata za detekciju kokaina.

Biosenzori na bazi PAT filtara su veoma pogodni za primenu jer ispunjavaju naučne i komercijalne zahteve za jednostavnu i pouzdanu upotrebu. Ovi elementi su najosetljiviji u klasi gravimetrijskih senzora. Aktivan sloj u senzoru stupa u interakciju sa biomolekulima na slobodnoj površini. Usled te interakcije sa ispitivanom veličinom, dolazi do promene mase osetljivog sloja tj. do promene opterećenja masom. Promena mase senzora dovodi do promene u frekvenciji izlaznog signala [Gol08, Sad08, Hri09b]. Najveći deo biosenzora radi sa horizontalnim talasima (SH-tip) kao i Love talasima. U okviru NanoSecure projekta realizovan je biosenzor koji koristi Love talase.

Danas se u mnogim značajnim svetskim laboratorijama radi na usavršavanju ovih senzora, njihovoj minijaturizaciji, optimizaciji zaštitnog sloja i njihovom korišćenju *in vivo*. Kao primer se navodi biosenzor na bazi PAT elemenata koji je razvijen 2006. godine u istraživačkom centru RTB u Francuskoj. Dimenzije senzora su 3x4mm. Podloga je ST kvarc, ima Al elektrode, prekrivene slojem Si i slojem Au. Na Imperijal koledžu u Londonu PAT senzori su implementirani u sisteme za dugoročna klinička ispitivanja.



Biosenzori sa SH-talasima uspešno su primenjeni za merenje koagulacije krvi tokom složenih operativnih zahvata, gde je neophodan pouzdan uređaj sa brzim odzivom koji *on line* daje podatke o merenim veličinama. Takođe se u literaturi mogu naći podaci da se minijaturni uređaji na bazi PAT elemenata za bežični prenos podataka koriste i za merenje temperature *in vivo*.

U referencama, postoji analiza ovih senzora samo u vremenskom domenu. U frekvencijskom domenu prikazano je samo modelovanje senzora rezonantnog tipa [Camp89]. U [Hri09b] prikazano je modelovanje transverzalnog PAT biosenzora. Razvijen je aproksimativni metod analize PAT elementa zasnovan na ekvivalentnim modelima IDP-a. Kompletna konfiguracija senzora je predstavljena ekvivalentnim četvoropolom čiji je jedan kraj električni ulaz ulaznog pretvarača, a drugi električni ulaz izlaznog pretvarača. Pomoću ovog modela određena je prenosna karakteristika senzora  $T$  u konačnoj formi za opšti slučaj opterećenja:

$$T = \frac{V_0}{V_g} = \frac{-Y_{21}}{(Y_{22} + 1/Z_p)(1 + Y_{11}Z_g) - Y_{12}Y_{21}Z_g} \quad (4.13)$$

gde su  $Y_{ij}$   $y$  parametri ekvivalentnog četvoropola,  $Z_p$  je impedansa kojom su zatvoreni električni krajevi izlaznog (prijemnog) pretvarača,  $Z_g$  je impedansa generatora pobudnog napona  $V_g$ , a  $Z_0$  je karakteristična akustička impedansa. Na taj način problem određivanja prenosne funkcije sveden je na izračunavanje  $y$  parametara ekvivalentnog četvoropola. Pri određivanju  $y$  parametara ekvivalentnog četvoropola koriste se poznata pravila teorije kola i analogije između električnih i mehaničkih veličina. Iz prenosne funkcije se mogu odrediti karakteristike slabljenja i grupnog kašnjenja, a iz  $y$  parametara mogu se odrediti ulazne impedanse filtra. Određivanje ovih impedansi je veoma važno za izračunavanje mreža za prilagođenje na ulazu i izlazu filtra, čime se može regulisati nivo refleksije.

Izloženi metod u [Hri09b] se može uspešno upotrebiti za analizu ili predikciju u bilo kom posebnom slučaju PAT biosenzora. U takvim slučajevima zbog opterećenja masom osetljivog filma promeniće se akustička impedansa, a shodno tome i ulazna admitansa i funkcija prenosa senzora. Pored toga, pošto je dovoljno opšt, metod se može efikasno upotrebiti u analizi PAT transpondera [Poh00] u frekvencijskom domenu. PAT transponderi su PAT elementi koji nemaju osetljivi film između IDP-a. Kao što je objašnjeno u odeljku 4.1.2 oni preuzimaju signal od nekog direktnog senzora tako da je informacija o merenoj veličini sadržana u impedansi  $Z_p$ . U tom slučaju su sve admitanse konstantne a jedina promenljiva je  $Z_p$  tako da se za funkciju prenosa dobija znatno prostiji izraz što je slučaj i sa ostalim karakteristikama PAT elementa.

### 4.3. ANALIZA I MODELOVANJE HEMIJSKIH PAT SENZORA

#### 4.3.1. Metodi analize hemijskih PAT senzora

Cilj analize hemijskih PAT senzora, kako to sledi iz relacije (4.12), je određivanje formula koje daju direktnu vezu između promene učestanosti i hemijskih veličina kao što je npr. koncentracija gasa. Postojeći metodi analize se mogu svrstati u sledeće grupe: (a) analiza zasnovana na rešavanju talasne jednačine [Woh79, Mar94], (b) analiza zasnovana na publikovanim formulama dobijenim iz talasne jednačine [Gra91, Gra00]. U svakom od ovih pristupa hemijski PAT senzori se analiziraju uglavnom sa hemijskog stanovišta, bez uvida u uticaj geometrije PAT elementa i prilagođenja na električnim krajevima na osetljivost senzora i njegov izlazni signal.

Najkompletniji postupak egzaktno analize, pomoću talasne jednačine, prikazan je u [Mar94]. Zbog komplikovanih graničnih uslova, nalaženje tačnog rešenja talasne jednačine je veoma teško čak i u najjednostavnijem slučaju uniformno raspoređenih elektroda istih dužina što je slučaj kod PAT senzora. Do aproksimativnog rešenja se dolazi modifikacijom rezultata dobijenih za slučaj beskonačnog niza elektroda, koji je nešto jednostavniji. Pri tome, analiza u slučaju konačnog broja elektroda IDP-a se svodi na određivanje raspodele naelektrisanja za poznati potencijal elektroda i mora se rešavati numerički.

S druge strane, već pomenute gotove formule su dobijene rešavanjem sistema parcijalnih diferencijalnih jednačina i to samo za podlogu od kvarca. Ukoliko se za analizu uzimaju gotove formule iz literature, iz njih se ne vidi uticaj stvarnog PAT filtra na karakteristike senzora.

Bez obzira na pristup u analizi, neophodno je poznavati centralnu učestanost bez osetljivog filma. Centralna učestanost je proporcionalna brzini talasa  $v$  a obrnuto proporcionalna talasnoj dužini  $\lambda_0$ , veličini koja je jednaka periodi IDP-a:

$$f_0 = \frac{v}{\lambda_0} \quad (4.14)$$

U slučaju homogene podloge sastavljene iz jednog sloja piezelektričnog kristala centralna učestanost se jednostavno izračunava na osnovu geometrije pretvarača i brzine talasa u materijalu koja je data u literaturi. Međutim, ako je podloga višeslojna, kao što je slučaj kada je senzor ugrađen u MEMS ili integrisana kola ili kada se koristi dijamant, teorijsko određivanje brzine je dosta složeno pa se moraju primeniti numeričke metode izračunavanja za svaki slučaj posebno [Mor08, Ben04, Adl90] što je svakako vrlo složeno.

#### 4.3.1.1. Analiza zasnovana na talasnoj jednačini

Kao što se može videti iz poglavlja dva gde su predstavljeni površinski akustički talasi, egzaktna analiza površinskog talasnog kretanja je veoma složena, čak i u slučaju slobodne površine piezoelektrične podloge [Fel89, Bal97, Gol08]. Polazna tačka u analizi je II Njutnov zakon primenjen na kretanje čestice podloge, bez IDP-a, koji daje talasnu jednačinu. Talasna jednačina predstavlja sistem parcijalnih diferencijalnih jednačina, definisan relacijom (2.1). Koristeći vezu između mehaničkih i električnih veličina piezoelektrične podloge, uzimajući u obzir Maksvelove jednačine za elektromagnetno polje kao i činjenicu da u podlozi nema slobodnih naelektrisanja, ova jednačina se transformiše u mnogo podesniji oblik, relacija (2.8). Zajedno sa relacijom (2.9) koja predstavlja Laplasovu jednačinu za anizotropnu piezoelektričnu sredinu čini sistem koji se rešava za odgovarajuće granične uslove, mehaničke i električne, za površinu  $x_3 = 0$  (shodno koordinatnom sistemu sa sl. 2.1). S obzirom da je kod klasičnih PAT elemenata gornja površina ili slobodna ili se na njoj nalaze interdigitalni pretvarači – elektrode, u daljoj analizi razmatraju se samo ova dva slučaja. Jednačine (2.8) i (2.9) se rešavaju numerički na različite načine a u glavi dva je to učinjeno tako da se opšte rešenje predstavi sumom parcijalnih rešenja oblika datog u (2.12) i (2.13). Polazeći od toga da svako parcijalno rešenje mora da zadovolji jednačine (2.8) i (2.9) i da talas opada sa dubinom dolazi se do opšteg rešenja datog u (2.15).

Težinski koeficijenti  $C_i$  i  $v$  se određuju iz graničnih uslova za površinu  $x_3 = 0$ . Rešenje za brzinu  $v$  se nalazi numerički, iterativnom metodom. Kada se izračuna brzina, iz sistema jednačina se određuju koeficijenti  $C_i$ , a potom se dobijaju rešenja za kretanje čestica i potencijal. Koristeći ovu proceduru mogu se dobiti rešenja za bilo koji materijal, ali vreme izračunavanja zavisi od vrste materijala. Pošto amplituda talasa opada eksponencijalno sa rastojanjem od površine i kako promenljive iz (2.15) ne zavise od  $x_2$  to se kretanje u pravcu  $x_1$ , može predstaviti kao:

$$u_1 = u_1(x_3)e^{j\omega t - \gamma x_1}, \quad \gamma = \alpha + jk = \alpha + j\frac{\omega}{v} \quad (4.15)$$

gde je  $\gamma$  kompleksni faktor prostiranja a  $\alpha$  slabljenje [Bal97].

Promena učestanosti zbog osetljivog sloja i hemijskih veličina se lako dobija iz formule (4.14) za  $f_0$ :

$$\frac{\Delta f_0}{f_0} = \frac{\Delta v}{v} \quad (4.16)$$

Promena brzine nije određena samo vrednostima konstanti materijala, već takođe i odnosom između debljine piezoelektričnog sloja i talasne dužine koja odgovara centralnoj frekvenciji.

Primenom metode perturbacije na rešenja talasne jednačine, Tiersten i Sinha su izveli formulu koja povezuje promenu brzine sa svojstvima osetljivog sloja za slučaj akustički tankog, elastičnog filma [Tie78]. Wohltjen je prvi primenio Tierstenovu formulu za analizu odziva PAT senzora sa osetljivim slojem od polimera [Woh84].

Najjednostavniji i najčešće korišćeni efekat u primenama PAT senzora je odziv zbog promena u gustini na površini elementa. U tom slučaju, relacija koja povezuje promene u brzini talasa, promene u gustini energije talasa, i relativne promene u gustini medijuma bez gubitaka, je izvedena u [Bal97]:

$$\frac{\Delta v}{v_0} = -\frac{\Delta U}{U_0} = -\frac{\Delta \rho}{\rho_0} \quad (4.17)$$

gde  $v_0$ ,  $U_0$ , i  $\rho_0$  predstavljaju neperturbovanu brzinu prostiranja, gustinu energije i gustinu, respektivno. Koristeći izraz (4.17), rešenja za brzine iz talasne jednačine i grupisanjem zajedno svih konstanti materijala, kao rezultat se dobija izraz za promenu brzine prostiranja PAT u zavisnosti od promene mase tankog filma, u obliku:

$$\frac{\Delta v}{v_0} = -c_m f_0 \rho_s \quad (4.18)$$

gde je  $c_m$  faktor masene osetljivosti, a  $\rho_s$  gustina opterećenja. Koficijent  $c_m$  za kvarc, litijum niobat i galijum arsenid bi se mogao izračunati iz podataka datih u [Tab. 3.1, Bal97].

Metod perturbacije je takođe upotrebljen za pronalaženje promena u kompleksnom faktoru prostiranja (brzina i slabljenje) koje izazivaju akustički tanki i debeli viskoznoelastični slojevi polimera [Mar94]. U akustički tankim slojevima, pomeraj je uniforman po dubini filma i varira samo u pravcu prostiranja. Za slučaj debelih slojeva, inercioni efekti izazivaju fazno kašnjenje preko filma za transverzalna pomeranja. Da bi se dobile promene brzine linearno srazmerne koncentraciji apsorbiranog gasa, neophodno je da film ostane u akustički tankom režimu [Mar94]. Režim rada filma može da se odredi iz odnosa  $R$ , gradijenata poprečnog sloja i onog u ravni izazvanih površinskim akustičkim talasima [Mar94]:

$$R = \frac{A f v_0 \rho h}{|G|} \quad (4.19)$$

gde su  $\rho$ ,  $h$  i  $G$  gustina sloja, debljina sloja i modul smicanja, respektivno.  $A$  je parametar koji zavisi od podloge i ima vrednost 1,9 za ST kvarc [Mar94].

Kada je premaz od polimera dovoljno tanak (malo  $h$ ) i rigidan (veliko  $G$ ) takav da je  $R \ll 1$ , sloj je *akustički tanak*. Ako su osobine filma takve da je  $R \gg 1$ , film je *akustički debeo*. Kada su premazi elastični, pojedinačni elastični moduli su realni, što rezultuje u nultim promenama slabljenja, pa se Tirstenova formula [Tie78] za relativnu promenu brzine, piše u smislu Lameovih konstanti ( $\lambda, \mu$ ) [Mar94, Bal97]:

$$\frac{\Delta v}{v_0} = -\omega h \left[ c_1 \left( \rho - \frac{\mu}{v_0^2} \right) + c_2 \rho + c_3 \left( \rho - \frac{4\mu}{v_0^2} \frac{\lambda + \mu}{\lambda + 2\mu} \right) \right] \quad (4.20)$$

gde je  $\omega$  kružna učestanost a  $c_i$  su elastične konstante materijala.

Wohltjen je predstavio frekvencijski pomak  $\Delta f_s$  zbog tankog neprovodnog filma kao [Woh84]:

$$\Delta f_s = (k_1 + k_2) F^2 h \rho - k_2 F^2 h \frac{4\mu}{V_R^2} \frac{\lambda + \mu}{\lambda + 2\mu} \quad (4.21)$$

gde je  $F$  centralna učestanost PAT elementa,  $V_R$  brzina talasa u podlozi, a  $k_1$ , i  $k_2$  su konstante materijala podloge. Ako se uzme u obzir samo opterećenje masom, frekvencijski pomak se računa koristeći prvi član u jednačini (4.21).

#### 4.3.1.2. Analiza zasnovana na publikovanim formulama

Karakteristično za publikovane formule, koje povezuju promene frekvencije i hemijske veličine, je da se one primenjuju formalno, bez bilo kakvog uvida u uticaj mnogih svojstava realne PAT linije za kašnjenje (geometrija, gubici usled prostiranja, tehnološka ograničenja, i proizvodne tolerancije) na frekvencijski pomak. Iz tog razloga neki istraživači izvode mnogo više eksperimenata nego što je potrebno, ili imaju teškoće u objašnjavanju protivrečnosti između očekivanih i izmerenih vrednosti [Joo05]. Najčešće korišćena formula za frekvencijski pomak je ustvari jednačina (4.18) izražena u nešto drugačijem obliku. U [Bal07], zanemarujući promene viskoznoelastične, dielektrične konstante i električne provodljivosti sloja, ona dobija oblik:

$$\Delta f = K_s f_0^2 \Delta m \frac{1}{A} \quad (4.22)$$

gde je  $K_s$  konstanta (za litijum niobat  $K_s = 5,49 \cdot 10^{-11} \text{ s m}^2 \text{ g}^{-1}$ ),  $f_0$  je radna učestanost senzora,  $A$  je površina hemijski osetljivog sloja, i  $\Delta m$  je promena mase sloja u senzoru.

U [Ben04] ona se predstavlja u obliku:

$$\Delta f = -c_m f_0^2 h' \Delta \rho_s \quad (4.23)$$

gde je  $c_m$  koeficijent masene osetljivosti (frekvencijski nezavisan),  $h'$  je debljina dela polimerskog sloja koja obuhvata gasne molekule, i  $\Delta \rho_s$  je promena gustine usled apsorpcije.

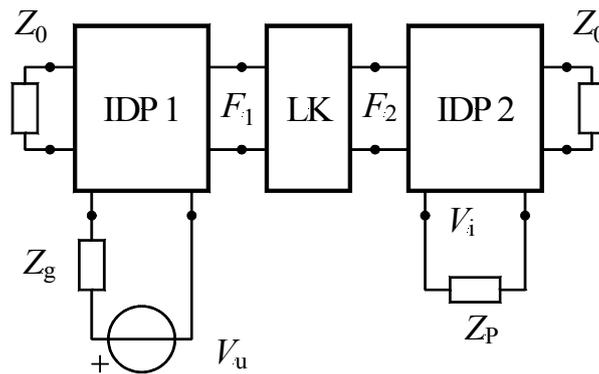
### 4.3.2. Novi model i metod analize hemijskog PAT senzora

Konfiguracija hemijskog PAT senzora, prikazana na sl. 4.16, može se modelovati opštim ekvivalentnim elektro-mehaničkim kolom datim na sl. 4.18. Interdigitalni pretvarači se modeluju kao mreže sa tri para krajeva, a linija za kašnjenje (osetljivi deo) kao mreža LK sa dva para krajeva [Živ09]. Karakteristična akustička impedansa neopterećene podloge je označena sa  $Z_0$  a akustička impedansa tankog filma je  $Z_m$ :

$$Z_0 = A \rho_s v \quad (4.24)$$

$$Z_m = A_m \rho_m v \quad (4.25)$$

gde je  $A$  površina poprečnog preseka podloge kroz koju se prostiru talasi,  $\rho_s$  je gustina piezoelektrične podloge,  $v$  je brzina PAT u piezoelektričnoj podlozi,  $A_m$  je površina poprečnog preseka tankog sloja, i  $\rho_m$  je gustina tankog sloja.  $Z_g = R_g$  i  $Z_p = R_p$  su čisto omske otpornosti generatora i električnog opterećenja, respektivno.



Sl. 4.18. Ekvivalentna šema PAT senzora

Promena izlaznog napona na opterećenju  $V_i$  proporcionalna je masi kojom je opterećen osetljivi deo, tj. linija za kašnjenje. Prvo se izračunava izlazni napon kada je linija za kašnjenje opterećena samo osetljivim slojem (polimer bez gasa) i on služi kao referentni napon  $V_b$ . Razlika izlaznog napona u prisustvu gasa i referentnog napona je

proporcionalna koncentraciji gasa u okruženju. U nekim slučajevima se ovaj napon direktno meri, ali je češće senzor deo složenog mernog sistema. U tom slučaju se pravi senzorski sistem od dva identična senzora od kojih se samo jedan izlaže uticaju gasa, a drugi služi kao referenca. Svaki od ova dva senzora se uključuje u kolo oscilatora i od njih se formira diferencijalni PAT senzorski sistem. Razlika učestanosti oscilovanja ova dva oscilatora je srazmerna koncentraciji gasa, sl. 4.17. Korišćenjem odgovarajućih elektronskih kola, iz frekvencijskog pomaka se dobija napon proporcionalan koncentraciji gasa. Prema tome, u svakom slučaju, neophodno je odrediti napon na opterećenju što nameće potrebu da se odredi električna funkcija prenosa senzora.

Shodno sl. 4.18 električna funkcija prenosa celog sklopa  $T(f)$  se može izraziti kao proizvod funkcija prenosa svakog pojedinačnog dela. Ako se sa  $T_{13}(f) = V_i/F_2$  označi funkcija prenosa izlaznog pretvarača, pošto su pretvarači identični, funkcija prenosa ulaznog pretvarača biće njena konjugovano kompleksna vrednost, pa se dobija:

$$|T(f)| = \left| \frac{V_i}{V_u} \right| = |T_{13}(f)|^2 \left| \frac{F_2}{F_1} \right| \quad (4.26)$$

gde su  $F_1$  i  $F_2$  mehaničke sile.

Određivanje amplitudske karakteristike i ulazne admitanse uniformnog IDP-a pomoću ekvivalentnog elektro-mehaničkog modela je detaljno razrađeno u poglavlju 3 odnosno 5. U slučaju hemijskih senzora ova analiza se još dodatno pojednostavljuje jer senzori rade u okolini centralne učestanosti, a elektrode imaju iste dužine. U tom slučaju se  $T(f_0)$  određuje pomoću relacije

$$|T(f_0)| = |T_{13}(f_0)|^2 \left| \frac{F_2}{F_1} \right| \quad (4.27)$$

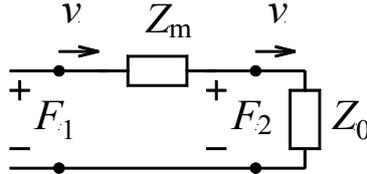
Takođe, moduo funkcije prenosa pretvarača se može izračunati pomoću ulazne provodnosti i otpornosti generatora odnosno potrošača:

$$|T_{13}(f_0)| = \frac{1}{1 + R_g G_a(f_0)} \quad (4.28)$$

koristeći izraz za ulaznu provodnost pretvarača na centralnoj učestanosti  $G_a(f_0) = 8k^2 f_0 C_s W_a N_p^2$  [Gol08, p. I.6-6], gde je:  $k$  piezoelektrični koeficijent,  $f_0$  centralna učestanost,  $C_s$  kapacitivnost po jedinici dužine elektrode,  $W_a$  dužina elektrode (to je širina talasnog fronta),  $N_p$  broj elektrodnih parova.

Kao što se vidi iz (4.28) funkcija prenosa pretvarača se svodi na konstantu koja u slučaju prilagođenja na ulazu, odnosno izlazu, iznosi 0,5. Prema tome promena izlaznog napona zavisi samo od promene sile  $F_2$ , koja se menja zbog opterećenja linije

za kašnjenje polimerskim filmom, odnosno gasom. Ako linija za kašnjenje nije opterećena polimerom, i ako su gubici zanemarljivi, može se smatrati da je  $F_2/F_1 = 1$ . Stoga iz (4.27) proizilazi da je relativna varijacija izlaznog napona  $V_i$  zbog opterećenja masom jednaka relativnoj varijaciji  $F_2$ , a ona se može izračunati korišćenjem ekvivalentne šeme za liniju za kašnjenje. Linija za kašnjenje posmatrana sa ulaznih krajeva šematski se može predstaviti kolom sa sl. 4.19.



Sl. 4.19. Ekvivalentno kolo linije za kašnjenje opterećene slojem polimera

Korišćenjem analogije između mehaničkih i električnih veličina (brzina je analogna struji, sila je analogna naponu) i zakona osnova elektrotehnike, za  $Z_m$  mnogo manje od  $Z_0$ , prema slici 4.19 se može izračunati:

$$\frac{\Delta V_i}{V_0} = \frac{\Delta F_2}{F_{20}} = \frac{\Delta v}{v} = \frac{F_2 - F_{20}}{F_{20}} = \frac{-Z_m}{Z_0 + Z_m} \approx \frac{-Z_m}{Z_0} \Big|_{Z_m \ll Z_0} \quad (4.29)$$

i gde  $F_{20}$  označava  $F_2$  bez opterećenja masom,  $v$  odgovarajuću brzinu, a  $V_0$  izlazni napon bez opterećenja masom.

Primenjujući (4.24) i (4.25) i poznatu relaciju između brzine  $v$ , talasne dužine  $\lambda$  i učestanosti  $f$  iz (4.29) se dobija izraz za relativnu promenu učestanosti  $f$  usled prisustva osetljivog sloja:

$$\frac{\Delta f}{f_0} = \frac{\Delta V_i}{V_0} = \frac{-Z_m}{Z_0} = -\frac{\rho_m h_m}{\rho_s v} f_0 = -\frac{\rho_m h_m}{\rho_s \lambda_0} K_w \quad (4.30)$$

gde je  $h_m$  debljina osetljivog sloja,  $\lambda_0$  talasna dužina koja odgovara centralnoj učestanosti i  $K_w$  koeficijent koji zavisi od od tehnološkog procesa izrade senzora.  $K_w$  se definiše kao odnos širine osetljivog filma  $W_m$  i širine PAT fronta  $W_a$ :  $K_w = W_m/W_a$ . U izrazu (4.30) se umesto fizičke debljine podloge uzima talasna dužina  $\lambda_0$  jer se talas prostire samo do te dubine. Iz poslednje jednačine se za  $\Delta f$  dobija:

$$\Delta f = -\frac{\rho_m h_m}{\rho_s v} f_0^2 K_w \quad (4.31)$$

Ova jednačina pokazuje uticaj izbora podloge i radne učestanosti na veličinu promena napona i učestanosti. Iz nje se vidi da se veća osetljivost dobija ako je



centralna učestanost viša, debljina i gustina filma veća, a gustina i brzina podloge manje. Pošto kvarc ima manju gustinu od litijum niobata on se češće koristi kod ovakvih senzora. Pored toga, ako se koristi ST kvarc temperaturne promene su zanemarljive. Na osnovu (4.30), takođe se mogu odrediti relativne promene usled prisustva polimerskog filma, bez prisustva gasa, kao:

$$-\frac{\Delta V_i}{V_0} = -\frac{\Delta f_p}{f_0} = \frac{\rho_p h_p}{\rho_s v} f_0 K_w \quad (4.32)$$

gde su  $\rho_p$  i  $h_p$  gustina i debljina polimerskog sloja, respektivno. Referentni nivo izlaznog napona je sada:

$$V_b = V_0 - |\Delta V_i| = V_0 \left( 1 - \frac{|\Delta V_i|}{V_0} \right) \quad (4.33)$$

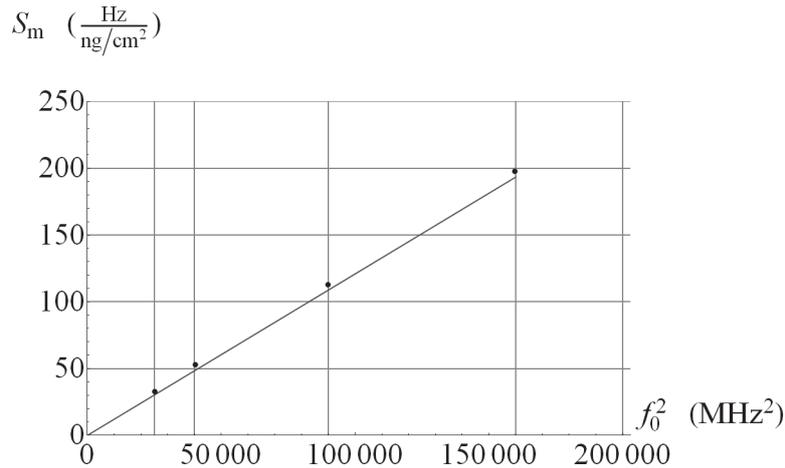
Pošto je  $\Delta V_i$  vrlo malo u odnosu na  $V_0$ , referentni napon je približno jednak  $V_0$ .

Važna karakteristika PAT senzora, osetljivost na masu  $S_m$ , definisana je kao  $S_m = \Delta f / \Delta(\rho_p h_p)$  [Gra91]. Shodno relaciji (4.32), uz pretpostavku da je  $K_w = 1$  pošto je obično širina polimera jednaka širini talasnog fronta, biće:

$$S_m = \frac{\Delta f}{\Delta(\rho_p h_p)} = \frac{1}{\rho_s v} f_0^2 \quad (4.34)$$

što znači da je osetljivost na masu određena samo parametrima podloge ( $\rho_s$  i  $v$ ) i geometrijom IDP-a ( $f_0$ ).

Mogućnosti metode su demonstrirane predikcijom masene osetljivosti u funkciji učestanosti. Za podlogu od kvarca ( $\rho_s = 2,62 \text{ g/cm}^3$ ,  $v = 3158 \text{ m/s}$ ), shodno relaciji (4.34), zavisnost masene osetljivosti senzora od učestanosti je izračunata i prikazana na sl. 4.20. Rezultati simulacije su predstavljeni punom linijom a publikovani rezultati su označeni tačkama. Kao što se može videti, rezultati simulacije, zasnovani na predloženom modelu, odlično se slažu sa eksperimentalnim rezultatima [Živ09]. Tačke na dijagramu su dobijene iz [Gra91] za PAT element transverzalnog tipa učestanosti 158 MHz i elemente rezonatorskog tipa učestanosti (200, 300, 400) MHz.



**Sl. 4.20.** Osetljivost PAT senzora na masu u zavisnosti od  $f_0^2$  (tačkama su označene izmerene vrednosti [Gra91])

Kada se preko senzora propušta gas, polimer apsorbuje gas pa se opterećenje povećava i prouzrokuje dodatnu promenu napona i učestanosti. Koristeći isto rezonovanje i činjenicu da je  $h_p$  mnogo manje od  $\lambda_0$ , mogu se izračunati promene na izlazu senzora u funkciji koncentracije gasa:

$$-\frac{\Delta V_g}{V_b} = -\frac{\Delta f_g}{f_0} = \frac{\rho_g h_p}{\rho_s v} f_0 \quad (4.35)$$

gde je  $\rho_g$  gustina apsorbovanog gasa u polimeru. Pošto je poznat relativni naponski pomeraj bez gasa, jednačina (4.32), poslednji izraz se može predstaviti u obliku:

$$\frac{\Delta V_g}{V_b} = \frac{\rho_g}{\rho_p} \frac{\Delta V_i}{V_0} \quad (4.36)$$

Iz ove formule može da se izvede izraz za određivanje koncentracije detektovanog gasa  $C_v$  koristeći poznatu relaciju između koncentracije apsorbovanog gasa u polimeru i koncentracije istog u okruženju [Gra91]. Naponski pomak  $\Delta V_g$  kao funkcija koncentracije gasa u okruženju  $C_v$ , može se izračunati kao

$$\frac{\Delta V_g}{V_b} = K C_v \frac{1}{\rho_p} \frac{\Delta V_i}{V_0} \quad (4.37)$$

gde je  $K$  koeficijent raspodele,  $C_s$  koncentracija apsorbovanog gasa u polimeru i  $C_v$  koncentracija gasa u okruženju, vazduhu [Bal97, p.291]:

$$K = C_s / C_v \quad (4.38)$$

koji zavisi od izbora tipa polimera za osetljivi sloj i vrste gasa koji se detektuje. Faktor  $K$  se bira tako da se dobije maksimalna osetljivost senzora za detektovani gas.

Ekvivalentna veza postoji za  $\Delta f_p$  i frekvencijski pomak zbog gasa  $\Delta f_g$ :

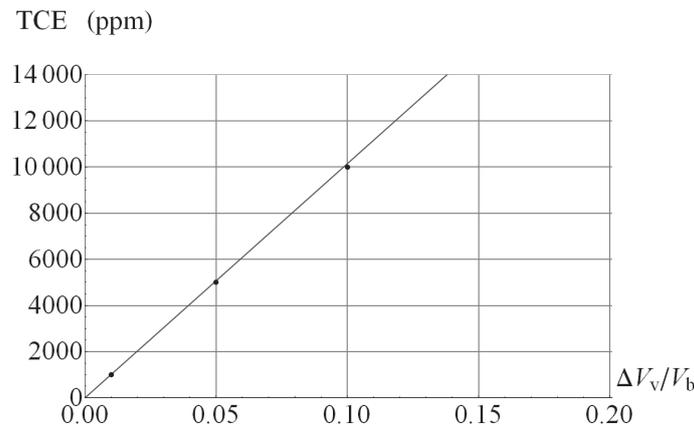
$$\Delta f_g = KC_v \frac{\Delta f_p}{\rho_p} \quad (4.39)$$

Eksplisitan izraz za koncentraciju gasa u vazduhu oko senzora se dobija tako što se uvrsti  $\Delta f_p$  iz (4.32) u poslednju relaciju tako da će konačno biti:

$$C_v = \frac{\Delta f_g \rho_s v}{Kh_p f_0^2} = \frac{\Delta f_g \rho_s \lambda^2}{Kh_p v} \quad (4.40)$$

Verifikacija predloženog metoda analize je takođe izvedena poređenjem rezultata dobijenih pomoću izvedenih izraza i eksperimentalnih podataka iz literature, za slučaj određivanja koncentracije gasa. Uzet je primer iz [Ho03].

Za taj primer, provedeno je izračunavanje koncentracije gasa trihloretilena (TCE), gde je osetljivi sloj polimer polivinil tetradecanal (PVDT), a centralna učestanost  $f_0 = 500$  MHz. U ovom slučaju, pošto je radna učestanost visoka trebalo bi uzeti u obzir i slabljenje usled propagacije, ali ono ne utiču na odnos  $\Delta V_g/V_b$ . Koristeći podatke iz [Ho03] ( $f_0 = 500$  MHz,  $\log(K) = 2.65$ ,  $\rho_p = 0.96$  g/cm<sup>3</sup>,  $\Delta f = 1.5$  MHz, MW = 131.4 g/mol,  $V_m = 24.46$  l/mol) i izraz (4.37), izračunata je koncentracija gasa kao funkcija od  $\Delta V_g/V_b$ . Rezultati su prikazani na sl. 4.21. gde tačke predstavljaju izmerene podatke [Ho03] pri čemu je za korekcionni faktor uzeto  $K_w = 0.76$  [Ho03, sl. 3]. Predviđanje je bilo u veoma dobroj saglasnosti sa eksperimentalnim rezultatima.



**Sl. 4.21.** Koncentracija TCE u zavisnosti od normalizovanog naponskog pomaka (tačkama su označene izmerene vrednosti [Ho03])

Izvedene zavisnosti za relativne promene na izlazu senzora važe za sve linije za kašnjenje: sa i bez gubitaka. Međutim, ako se izračunavaju naponi onda se kod linija za kašnjenje sa gubicima moraju i oni uzeti u obzir. Gubici usled prostiranja zavise od vrste podloge, učestanosti i veličine kašnjenja. Za kvarc se izračunavaju prema formuli [Mat77]:

$$a_{1\mu s} = (2,15f_{\text{GHz}}^2 + 0,45f_{\text{GHz}}) \quad (4.41)$$

gde je  $a_{1\mu s}$  koeficijent slabljenja u dB/ $\mu s$ , a  $f_{\text{GHz}}$  je učestanost u GHz. Slabljenje  $a_{\text{dB}}$  (u dB) je proizvod koeficijenta  $a_{1\mu s}$  i kašnjenja  $\tau$  (u  $\mu s$ ):  $a_{\text{dB}} = a_{1\mu s}\tau$ . Svaka vrednost napona  $V$  ili promena napona  $\Delta V$  u prisustvu slabljenja se dobija kada se njihove vrednosti dobijene iz modela bez slabljenja podele faktorom  $a = 10^{a_{\text{dB}}/20}$ .

Urađen je primer gde je uzeto u obzir slabljenje usled propagacije na višim učestanostima. Predloženi metod analize je primenjen na senzor centralne učestanosti 99 MHz za predikciju koncentracije gasova koji simuliraju bojne otrove. Podloga je kvarc. Rastojanje između pretvarača je 1500  $\mu m$  sa aperturom od 1800  $\mu m$ . Polimer je poli-epihlorohidrin (PECH), a gas dihlorometan ( $\text{CH}_2\text{Cl}_2$ , DCM). Podaci koji su korišćeni u izračunavanjima su:  $\rho_s = 2,62 \text{ g/cm}^3$ ,  $v = 3158 \text{ m/s}$ ,  $k^2 = 0,0014$ ,  $C_s = 50,3385 \text{ pF/cm}$ ,  $N_p = 100$ ,  $\rho_p = 1,36 \text{ g/cm}^3$ ,  $h_p = 0,24 \mu m$ ,  $V_m = 24,46 \text{ l/mol}$ ,  $\text{MW} = 85 \text{ g/mol}$ ,  $K = 10^{2,0743}$ . Prvo je izračunata  $T(f_0)$  bez opterećenja, za  $R_g = R_p = 50 \Omega$ :  $T(f_0) = 0,0276$ .

Iz veličine  $T(f_0)$  se jasno vidi da apertura i broj elektrodnih parova  $N_p$  nisu pravilno odabrani: slabljenje je veliko.

Prema (4.41) se izračunava korekcionni koeficijent slabljenja usled prostiranja  $1/a$ . Kašnjenje  $\tau$  je izračunato iz rastojanja između pretvarača  $d_{\text{IDP}} = 1500 \mu m$  i brzine talasa  $v = 3158 \text{ m/s}$ :  $\tau = d_{\text{IDP}}/v = 0,475 \mu s \approx 0,5 \mu s$ . Za ovo kašnjenje i  $f_{\text{GHz}} = 0,099$ , korekcionni koeficijent slabljenja je  $1/a = 0,996$ . Kao što se i moglo očekivati, on je mali pošto je radna učestanost niža od 500 MHz, a i kašnjenje je malo. Za koncentraciju DCM-a od 5 ppm, predikcija frekvencijskog pomaka je 584 Hz dok je izmerena vrednost 574 Hz. Za istu koncentraciju istog gasa na polimeru PIB izračunata vrednost pomeraja je približno 200 Hz. Merni podaci za verifikaciju metoda iz [Joo05] su dobijeni eksperimentima koji su rađeni bez ikakvog prethodnog proračuna sa senzorima na kvarcu. Karakteristike su merene direktno mrežnim analizatorom E-5061 A.

Kao što rezultati pokazuju za istu koncentraciju istog gasa na polimeru PIB nije bilo moguće izmeriti odgovarajući pomeraj. To se može objasniti činjenicom što je

konstanta  $K$  u ovom slučaju oko tri puta manja, pa je prema tome i detektovani signal tri puta manji, što je verovatno ispod granice osetljivosti analizatora.

Iz prezentiranih primera se vidi da je predloženi model i metod analize transversalnih hemijskih gasnih senzora sa površinskim akustičkim talasom vrlo efikasan. Slaganje između rezultata dobijenih izračunavanjem pomoću izvedenih izraza i izmerenih vrednosti, pri predikciji gasova, je sasvim zadovoljavajuće. Predloženi metod predikcije koncentracije gasa je verifikovan eksperimentalnim rezultatima [Živ09, Hri09].

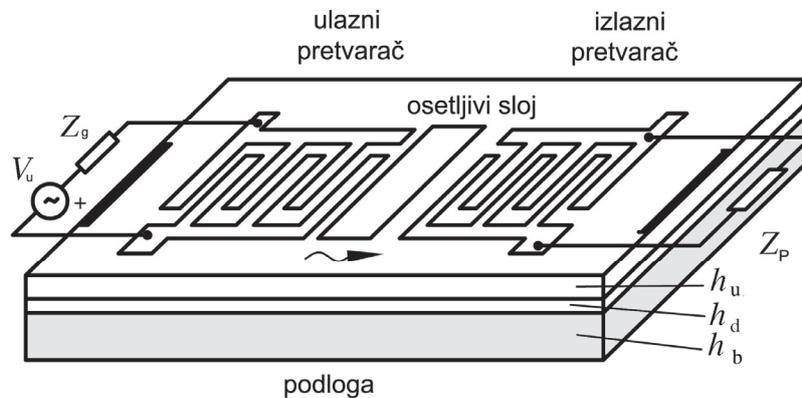
Jedinstvena odlika novog, originalnog metoda analize je skup analitičkih izraza koji eksplicitno povezuju koncentraciju gasa, parametre podloge, i centralnu učestanost. Zahvaljujući primenjenom modelu i pristupu u analizi omogućen je bolji uvid u rad senzora i stoga efikasnije projektovanje senzora za ispitivani gas. Pored toga metod je univerzalan jer može da se primeni na različite vrste podloga koje se danas koriste za izradu senzora, kao i na bilo koji polimer i gas. Primenom razvijenog metoda moguće je optimizovati hemijski gasni PAT senzor. Naime, zahvaljujući izvedenim analitičkim izrazima koji pokazuju uticaj parametara senzora na veličinu promena izlaznog signala (napona ili učestanosti) moguće je izvršiti izbor adekvatne podloge PAT elementa kao i izbor adekvatnog osetljivog sloja prema vrsti gasa koji se detektuje. Takođe, u ovom pristupu se analizira i uticaj osobina realnog PAT filtra, kao što je slabljenje usled prostiranja, koje se u postojećim poznatim metodama analize zanemaruje.

#### **4.3.3. Primena predloženog modela za analizu hemijskih PAT senzora na višeslojnim podlogama**

Danas se PAT senzori sve više koriste kao vitalni delovi sofisticiranih sistema za nadzor i merenja [Ho03]. Kako bi se sistem učinio što kompaktnijim, tendencija je da se PAT element ugradi u CMOS ili MEMS integrisana kola [Ahm04, Ruf05, Zaki06]. U takvim slučajevima kao i kada se koristi dijamant [Hri010c], piezoelektrični materijal se nanosi preko debljeg sloja nekog nepiezoelektričnog materijala npr. silicijuma, silicijum dioksida ili dijamanta. Izgled hemijskog PAT senzora na troslojnoj podlozi se može šematski predstaviti kao na sl. 4.22.

Polazna tačka u projektovanju PAT elementa za željenu učestanost pa tako i senzora je određivanje geometrije IDP-a. U tu svrhu, neophodno je odrediti brzinu akustičkih talasa u piezoelektričnom materijalu. Egzaktno izračunavanje brzine talasa je veoma kompleksno čak i u slučaju jednoslojne podloge. Obično, brzina se nalazi rešavanjem talasne jednačine kretanja što zahteva složena izračunavanja uključujući parcijalne diferencijalne jednačine [Ahm04, Cam98]. U ovom slučaju, pošto se radi o PAT elementu na višeslojnoj podlozi, potrebno je odrediti efektivnu brzinu površinskih akustičkih talasa. Predloženi model može efikasno da se primeni i u slučaju senzora na

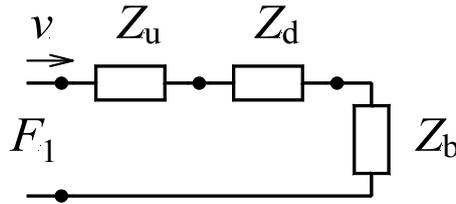
višeslojnoj podlozi za određivanje efektivne brzine talasa, što je neophodno za određivanje koncentracije gasa.



Sl. 4.22. Šematski prikaz izgleda hemijskog PAT senzora na troslojnoj podlozi

Teorijski se brzina u višeslojnoj strukturi može izračunati rešavanjem talasne jednačine uz odgovarajuće granične uslove za svaki sloj, ali to zahteva obimno numeričko izračunavanje u svakom posebnom slučaju. Za nalaženje brzine u višeslojnim podlogama, mogu se upotrebiti matricna tehnika [Ahm04] i metoda konačnih elemenata (FME) [San05]. Međutim, pošto je u praksi piezoelektrični sloj tanak, brzina talasa u višeslojnoj podlozi se može odrediti na mnogo jednostavniji način upotrebom predloženog modela. Prema novom modelu, višeslojni PAT senzor se može modelovati ekvivalentnim električnim kolom, analognim onom na sl. 4.18. Pretvarači su mreže sa tri para krajeva dok je osetljivi deo, linija za kašnjenje, mreža sa dva para krajeva. Za određivanje efektivne brzine je onda dovoljno odrediti zamensku šemu linije za kašnjenje.

U tu svrhu treba formirati ekvivalentnu elektro-mehaničku šemu linije za kašnjenje bez osetljivog sloja. Ekvivalentno kolo linije za kašnjenje posmatrane sa ulaznih krajeva, za troslojnu podlogu, šematski je predstavljeno na sl. 4.23, gde  $Z_b$  predstavlja karakterističnu impedansu osnovnog sloja,  $Z_d$  je karakteristična impedansa srednjeg sloja, i  $Z_u$  je karakteristična impedansa gornjeg sloja.



Sl. 4.23. Ekvivalentno kolo na ulazu linije za kašnjenje hemijskog PAT senzora na troslojnoj podlozi

Pomoću slike 4.23, koristeći analogiju između mehaničkih i električnih veličina može se izračunati efektivna brzina talasa kao:

$$v = \frac{v_b}{1 + \frac{Z_u + Z_d}{Z_b}} = \frac{v_b}{1 + \frac{\rho_u h_u + \rho_d h_d}{\rho_b \lambda}} \quad (4.42)$$

gde su  $\rho_u$ ,  $\rho_d$  i  $\rho_b$  gustine slojeva,  $h_u$  i  $h_d$  visine slojeva a  $v_b$  brzina talasa u osnovnom sloju u odsustvu drugih slojeva. Poslednji izraz pokazuje da je relativna promena brzine prouzrokovana postojanjem više slojeva proporcionalna njihovoj debljini i gustini kao što sledi i iz PDE pristupa, pristupa sa dvodimenzionim parcijalnim diferencijalnim jednačinama [Far78, pp. 41-48]. Jednačina (4.42) je u [Toš011] upotrebljena za određivanje brzine talasa za slučajeve publikovane u literaturi, gde su promene brzine izračunate pomoću sistema parcijalnih diferencijalnih jednačina, npr. za troslojnu podlogu ZnO/SiO<sub>2</sub>/Si.

Brzina prostiranja talasa je jedan od najvažnijih parametara materijala podloge jer određuje radnu učestanost i dimenzije PAT elementa. Odnedavno, višeslojne podloge se koriste za povećanje brzine talasa pošto povećanje brzine talasa omogućuje više radne učestanosti senzora bez povećanja gubitaka [Ahm04, Hri010c]. Više radne učestanosti, s druge strane omogućuju veću osetljivost senzora [Živ09, Ho03]. Najveće brzine se postižu kada se piezoelektrični materijal postavi na površinu dijamantskog sloja, zbog toga što on ima najveću brzinu akustičkih talasa (10 750 m / s) [Hri010c]. Predloženi metod se može uspešno primeniti i za analizu hemijskih PAT senzora izrađenih na podlozi sa dijamantom.

Hemijski gasni senzor sa dijamantom se takođe može predstaviti strukturom sa sl. 4.22. Donji sloj transversalnog PAT senzora je silicijum, srednji sloj je dijamant a gornji sloj je piezoelektrični materijal. Debljina dijamantskog sloja mora biti dovoljno velika kako bi se uticaj silicijumske podloge na akustičko prostiranje mogao zanemariti a dijamant mogao smatrati polu-beskonačnim. S druge strane da bi se iskoristile povoljne osobine dijamanta, debljina piezoelektričnog sloja treba da bude znatno manja od debljine sloja dijamanta. U tom slučaju ekvivalentno kolo na ulazu linije za kašnjenje

će se transformisati u kolo koje odgovara hemijskom PAT senzoru na dvoslojnoj podlozi pa se korišćenjem ovog kola i analogije između mehaničkih i električnih veličina [Živković09] dobija izraz za brzinu u vrlo pogodnom obliku.

$$v = \frac{v_d}{1 + \frac{Z_u}{Z_d}} = \frac{v_d}{1 + \frac{\rho_u h_u}{\rho_d \lambda}} \quad (4.43)$$

gde je  $v_d$  brzina talasa u dijamantskom sloju bez gornjeg sloja.

Koristeći relacije razvijene u predloženom modelu može se naći direktna veza između promena izlaznog signala senzora na višeslojnoj podlozi (napona ili učestanosti) i koncentracije gasa.

Za određivanje koncentracije gasa se može upotrebiti izvedeni izraz (4.40) ili, pak, formula koja se nalazi primenom (4.37) i (4.39) iz prezentiranog metoda analize u obliku:

$$C_v = \frac{\Delta f_g}{\Delta f_p K} \rho_p = \frac{\Delta V_g}{\Delta V_i K} \rho_p \quad (4.44)$$

ali se pre toga mora naći centralna učestanost PAT elementa koja je funkcija brzine prostiranja talasa u piezoelektričnom materijalu. Zahvaljujući izvedenim izrazima za brzinu na višeslojnim podlogama u konačnoj formi, primenom ovog metoda, omogućeno je efikasno i tačno određivanje koncentracije gasa.

Rezultati analize pokazuju da je brzina talasa u višeslojnim podlogama veća nego brzina u pojedinačnom sloju iste debljine npr. za ZnO. Povećanje brzine akustičkih talasa omogućuje više radne učestanosti senzora bez povećanja gubitaka. Više radne učestanosti, s druge strane, obezbeđuju veće osetljivosti senzora [Bal97, Ho03, Živ09].

Provedeno istraživanje primene razvijenog metoda analize i modelovanja na PAT hemijske gasne senzore sa višeslojnom strukturom je ukazalo na njegove mogućnosti. Zahvaljujući novom, originalnom modelu postižu se prednosti koje se mogu rezimirati kako sledi:

- Na višeslojnoj podlozi moguće je ostvariti senzor sa manjim dimenzijama uz višu radnu učestanost, posebno na dijamantu, što povećava osetljivost senzora.

- Prezentirani rezultati omogućuju razvoj senzora postavljenog na podlozi od Si odnosno SiO<sub>2</sub>/Si što je savremena tehnologija. Kao što je poznato, sloj SiO<sub>2</sub> se koristi samo da bi zaštitio silicijumsku površinu, tako da je njegova debljina uvek mala u poređenju sa talasnom dužinom.



- Dobija se kompaktan senzor (integrisani) na manjoj površini podloge, koji se inače formira postavljanjem piezoelektričnog sloja na površinu IC kola, npr. na površinu silicijumskog ili izolacionog sloja, obično silicijum dioksida.

- Omogućuje se određivanje koncentracije gasa na višeslojnoj podlozi zavisne od centralne učestanosti PAT elementa a time i od brzine talasa zahvaljujući analitičkim izrazima u konačnoj formi za izračunavanje efektivne brzine prostiranja talasa u piezoelektričnom materijalu. Ovi izrazi eksplicitno povezuju brzinu talasa, parametre sloja, i talasnu dužinu koja odgovara centralnoj učestanosti senzora.

- Prezentirani model se može upotrebiti u različitim praktičnim slučajevima projektovanja optimalnih senzora, s obzirom na osetljivost senzora ili zahtevanu površinu na senzorskom čipu.

- Pruža osnovu za dalja istraživanja u analizi i projektovanju višeslojnih senzora inkorporiranih u CMOS ili MEMS integrisana kola odnosno proizvedenih korišćenjem AlGa<sub>N</sub>, GaN, AlN / dijamanta.

## 5. OPŠTI PRINCIPI PROJEKTOVANJA PAT FILTARA

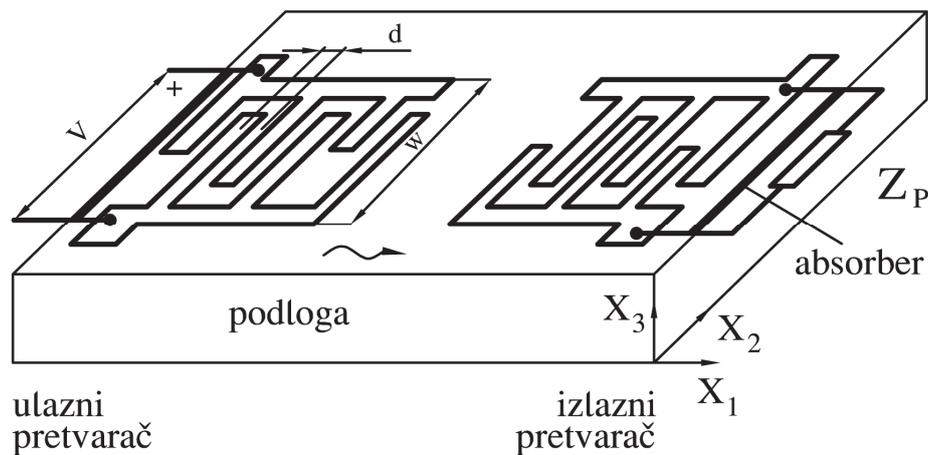
Filtri sa površinskim akustičkim talasima su vrlo respektivna alternativa konvencionalnim komponentama za filtriranje, koje su široko prihvaćene i koriste se. Pasivni filtri, koji koriste elemente sa koncentrisanim parametrima: kondenzatore, kalemove i otpornike, i aktivni filtri koji koriste pojačivače, mogu se realizovati u širokom frekvencijskom opsegu od 0,1 Hz do 1 GHz. Filtri koji koriste električne mreže sa raspodeljenim parametrima, prenosne linije ili talasovode, rade u frekvencijskom opsegu iznad 100 MHz. Filtri sa elektromehaničkim rezonatorima-kristalima kvarca se mogu realizovati u frekvencijskom opsegu od 1 KHz do 150 MHz. Na nižim frekvencijama i za uzane propusne opsege postoje filtarske tehnike kao što su višepolne LC-mreže, mreže kristalnih filtara i druge, koje se mogu porediti sa PAT tehnologijom i koje možda imaju prednost u pogledu sinteze filtara na tim frekvencijama. Ali PAT filtri su mnogo pogodniji za zahteve u VHF i UHF opsezima, kao i u opsegu niskih mikrotalasnih frekvencija. Naime, performanse koje se mogu postići sa ovim filtrima su takve, da ih je vrlo teško ili čak nemoguće ostvariti sa drugim tehnikama.

PAT filtri veoma liče na električne filtre koji koriste elemente sa raspodeljenim parametrima. Pri tome, prednost PAT filtara nad klasičnim *LC* filtrima (klasom filtara koja se najčešće koristi), za istu funkciju, je u tome što je brzina prostiranja površinskih talasa u čvrstim materijalima oko  $10^5$  puta manja nego brzina elektromagnetnih talasa u vazduhu. Ovaj odnos omogućava da PAT filtri mogu da rade u frekvencijskom opsegu od 10 MHz do više od 5 GHz, pri čemu je donja granica diktirana veličinom podloge a gornja granica mogućnošću pravljenja pretvarača.

U elektronskim filtrima odziv često mora da ima vrlo određene performanse. U konvencionalnim filtarskim mrežama, sastavljenim od induktivnih (*L*) i kapacitivnih (*C*) elemenata, izračunavanje odziva je relativno jednostavan proces, za koji su razvijene tehnike za sintezu velikih mogućnosti. Međutim, tehnike za analizu i sintezu PAT filtara nemaju tako dugu tradiciju, neke su još u razvoju tako da njihov potencijal ne može u potpunosti da se iskoristi, posebno u primenama gde se zahteva precizna kontrola karakteristika. U poređenju sa *LC* filtrima, filtri sa površinskim talasima su uvek složenije strukture sa mnogim nepoželjnim sporednim efektima, koji komplikuju

njihovu analizu i sintezu. No, zahvaljujući napretku u razvoju računarske tehnike i odgovarajućeg softvera, ove poteškoće se postepeno prevazilaze, a razlike smanjuju.

Površinski talas je visokofrekventni (VHF/UHF) zvučni talas koji se prostire sa malim gubicima na poliranoj površini kristala [Lew84]. Filtarske karakteristike PAT elementa se ostvaruju pomoću elektro-akustičke konverzije energije u interdigitalnim pretvaračima na piezoelektričnoj podlozi. Izgled jednog tipičnog transverzalnog PAT filtra, gde broj i geometrija elektroda IDP-a određuju ponašanje sklopa, prikazan je na sl. 5.1.



Sl. 5.1. Konfiguracija transverzalnog PAT filtra

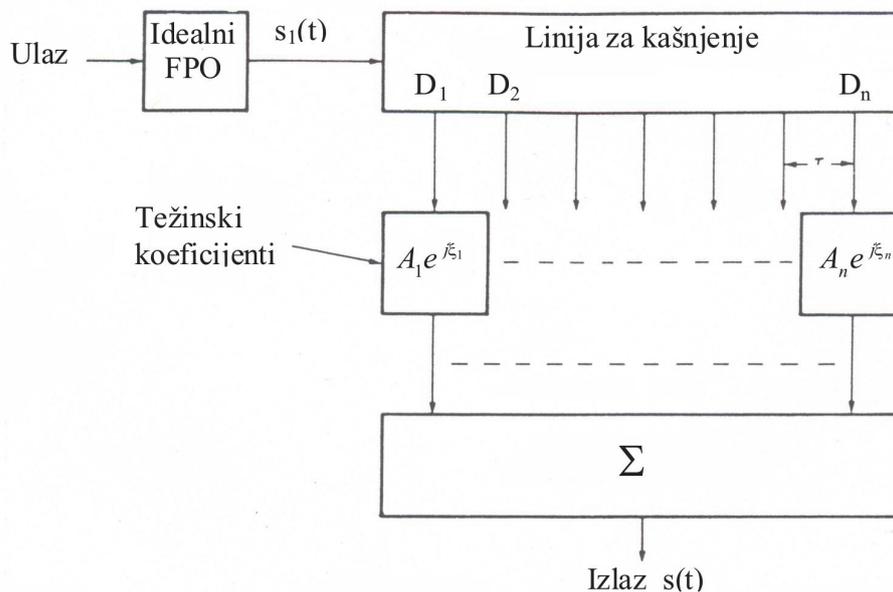
Tipični PAT filter zahteva najmanje dva IDP-a, ulazni i izlazni, a svaki par elektroda uzorkuje akustički talas na površini, obezbeđujući direktnu kontrolu impulsnog odziva elementa [Ash85]. Na taj način, PAT filter je predstavljen preko svog impulsnog odziva, iz kojeg se izračunava njegov frekvencijski odziv pomoću Furijeove transformacije. Ova direktna kontrola amplitudne i fazne karakteristike omogućuje značajnu fleksibilnost u projektovanju, koja se manifestuje u širokom području filtarskih funkcija koje se mogu izvesti sa ovom tehnologijom.

Površinski talasi se mogu generisati ili detektovati pomoću IDP-a. Jedan pretvarač pretvara dolazeći električni signal u površinski talas, a drugi pretvarač detektuje i filtrira taj talas i inverznim procesom ponovo ga pretvara nazad u izlazni električni signal na sledeći način. Struktura elektroda pretvarača omogućava da se na piezoelektričnu podlogu prenese RF napon učestanosti  $f$ . Njegovom primenom, usled piezoelektričnog efekta, između susednih elektroda se stvara napon naprezanja, koji se manifestuje tako što se površina podloge deformiše na sinusoidalni način. Tako se generišu površinski akustički talasi, koji se zatim prostiru po propagacionom regionu. Kada površinski talasi stignu do izlaznog IDP-a napon naprezanja, usled deformacije

podloge, reverzibilnim procesom preko piezoelektričnog efekta generiše električno polje, a time i naizmenični napon, i pomoću IDP-a ga pretvara u električni signal. Oba procesa konverzije su frekvencijski selektivna, tako da je ukupan odziv filtra kombinacija karakteristika dva pretvarača. Pri tome se generišu ili detektuju samo oni PAT-i, čija se talasna dužina poklapa sa periodom strukture elektroda ili je blizu nje a centralna učestanost odziva je određena baš tom talasnom dužinom.

## 5.1. OSNOVI TEORIJE TRANSVERZALNIH FILTARA

U ovom poglavlju će biti prezentirani osnovi teorije transversalnih filtara na osnovu kojih se mogu razviti principi metoda za sintezu i projektovanje PAT filtara. Naime, po svom ponašanju filtar sa površinskim akustičkim talasima je vrlo sličan idealnom transversalnom filtru [Fel89], [Hri09a]. Sličnosti između PAT filtara i idealnih transversalnih filtara pojednostavljuju proces projektovanja. Međutim, PAT element nije striktno ekvivalentan idealnom transversalnom filtru tako da je važno uočiti kako razlike koje postoje između njih utiču na performanse, i kako se one kontrolišu konstrukcijom pretvarača.



Sl. 5.2. Idealni transversalni filtar

Blok šema idealnog transversalnog (Kalmanovog) filtra prikazana je na sl. 5.2, čija je struktura komponovana iz serijske veze idealnog filtra propusnika opsega učestanosti (FPO) i linije za kašnjenje sa uniformno raspoređenim izvodima, kašnjenja

$D_1, D_2, \dots, D_n$ . Sa  $A_1 e^{j\xi_1}, \dots, A_n e^{j\xi_n}$  su označeni težinski koeficijenti kojima se množe signali na odgovarajućim izlazima linije za kašnjenje [Dat86], [Ger78, pogl. 8]. Amplitudno i fazno ponderisani signali sa izlaza linije za kašnjenje se sumiraju u sabiraču formirajući izlaz transverzalnog filtra.

Za slučaj da je ulazni napon prostoperiodičan oblika  $e^{j\omega t}$ , funkcija prenosa filtra  $H(f)$  se može izračunati kao Furijeova transformacija impulsnog odziva filtra. Ukoliko je centralna učestanost filtra propusnika opsega  $f_0$ , a njegov propusni opseg  $B$  onda je njegov impulсни odziv:

$$s_1(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{\omega_0 - \pi B}^{\omega_0 + \pi B} e^{j\omega t} d\omega = B \frac{\sin \pi B t}{B t} e^{j\omega_0 t} \quad (5.1)$$

Prolaskom signala kroz liniju za kašnjenje i nakon sumiranja ponderisanih izlaznih signala dobija se impulсни odziv celog transverzalnog filtra:

$$s(t) = B \sum_{n=1}^N A_n \frac{\sin \pi B (t - D_n)}{\pi B (t - D_n)} e^{j[2\pi f_0 (t - D_n) + \xi_n]} \quad (5.2)$$

Prenosna funkcija  $H(f)$  transverzalnog filtra se dobija Furijeovom transformacijom impulsnog odziva  $s(t)$ :

$$H(f) = \text{F.T}[s(t)] = \int_{-\infty}^{+\infty} s(t) e^{-j2\pi f t} dt \quad (5.3)$$

a rezultujući integral se može predstaviti u obliku standardnog tabličnog integrala što daje izraz sledećeg oblika:

$$H(f) = \sum_{n=1}^N A_n e^{j\xi_n} e^{-j2\pi f D_n}, \quad |f - f_0| \leq \frac{B}{2} \quad (5.4)$$

Ovo je posebno značajan izraz koji pokazuje da se željene funkcije prenosa mogu ostvariti korišćenjem linije za kašnjenje sa težinskim koeficijentima određenim prema impulsnom odzivu filtra. Ovi težinski koeficijenti ustvari predstavljaju  $N$  koeficijenata Furijeovog reda u koji je razvijena funkcija prenosa. Iz izraza (5.4) se takođe vidi da se ova funkcija može menjati ili promenom  $A_n$  ili promenom  $D_n$ , odnosno da se amplitudska i fazna karakteristika mogu nezavisno menjati, što omogućava da se pogodnim izborom  $D_n$  može ostvariti filter neminimalne faze.

Iako je prezentirano projektovanje transverzalnog filtra jednostavno i efikasno, njegova praktična vrednost zavisi od raspoloživosti komponenata sa kojima se može implementirati struktura sa sl. 5.2. Naime, ovakav idealni transverzalni filter je teško

praktično ostvariti uglavnom stoga što je teško ostvariti liniju za kašnjenje sa tačnim kašnjenjem između izvoda i nezavisnim težinskim koeficijentima.

## 5.2. INTERDIGITALNI PRETVARAČ KAO TRANSVERZALNI FILTER

U odeljku koji se odnosi na analizu rada elektromehaničkog interdigitalnog pretvarača (tačka 3.2.3) izveden je izraz za prenosnu funkciju PAT elementa na imaginarnoj osi, frekvencijski odziv, na osnovu modela sa delta funkcijama, sledećeg oblika:

$$H(f) = \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N I_n I_m e^{j(x_n - y_m)2\pi f / v} \quad (5.5)$$

gde  $I_n$ ,  $I_m$  označavaju koeficijente srazmere izvora delta funkcija i napona na elektrodama ulaznog i izlaznog pretvarača respektivno, a znaci su im određeni položajem odgovarajuće delta funkcije (sl. 3.5). Ovaj izraz se može predstaviti i u sledećem obliku:

$$H(f) = \sum_{n=1}^N I_n e^{j2\pi f x_n / v} \sum_{m=1}^M I_m e^{-j2\pi f y_m / v} = H_u(f) H_i^*(f) \quad (5.6)$$

što znači da je ukupna funkcija prenosa elementa proizvod prenosne funkcije ulaznog pretvarača  $H_u(f)$  i konjugovano-kompleksne vrednosti prenosne funkcije izlaznog pretvarača  $H_i^*(f)$ .

Poredeći izraze za  $H_u(f)$  odnosno  $H_i(f)$  sa izrazom za prenosnu funkciju idealnog transversalnog filtra, relacija (5.4), uočava se analogija IDP-a i idealnog transversalnog filtra. Interdigitalni pretvarač se sastoji od elektroda koje naizmenično menjaju polaritet na piezoelektričnoj površini. Centralna učestanost IDP-a  $f_0$  je određena rastojanjem elektroda a propusni opseg dužinom pretvarača tj. brojem elektroda. U isto vreme, metalne elektrode predstavljaju izvode linije za kašnjenje odgovarajućeg transversalnog filtra a njihove dužine su u srazmeri sa težinskim koeficijentima. Sabirne linije koje služe za napajanje pozitivnih i negativnih elektroda, predstavljaju mrežu za sabiranje. Shodno ovome, proizilazi da IDP u suštini aproksimira idealni transversalni filter. No, treba imati u vidu da je u ovoj analizi korišćen model sa delta funkcijama kod koga su mnogi realni efekti zanemareni. Stoga se IDP u određenoj meri razlikuje od idealnog transversalnog filtra što se može rezimirati u sledećem:

- sabirnice za napajanje predstavljaju idealni sabirač samo ako je opterećenje jednako nuli, što je nerealno jer je pri tom opterećenju slabljenje beskonačno
- deo energije se u IDP-u kao pasivnom elementu troši na elektrodama tj. izvodima linije za kašnjenje, tako da težinski koeficijenti nisu sasvim nezavisni
- zbog naizmenične promene znaka koeficijenata  $I_n$ , zavisno od položaja delta funkcija, moguće je ostvariti samo filter propusnik opsega učestanosti, a nije moguće ostvariti niskofrekventni filter sa  $f_0 = 0$ .

Ipak, podesnim izborom geometrije pretvarača i opterećenja može se naći adekvatno rešenje koje ima prihvatljivo slabljenje i odstupanje od idealnih karakteristika u dozvoljenim granicama.

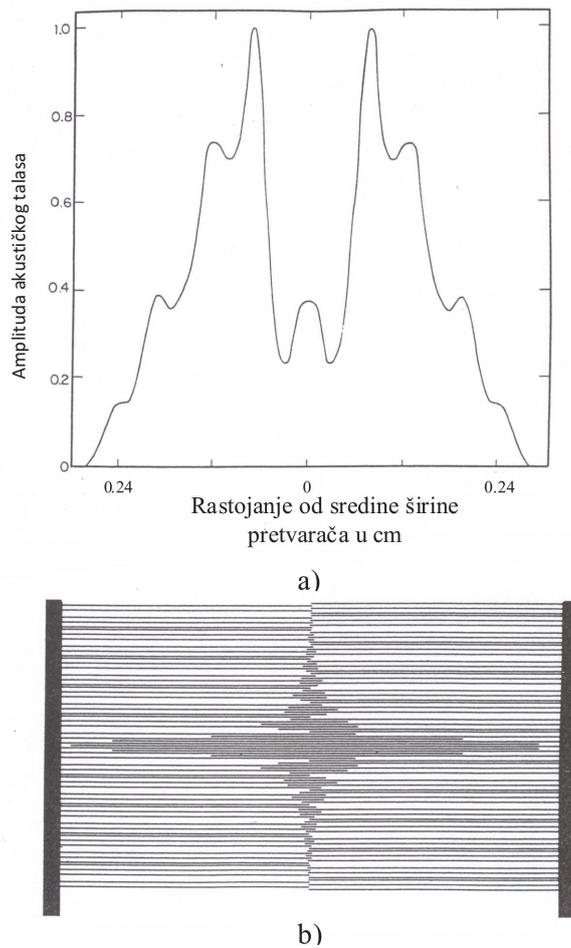
### 5.3. PONDERISANJE PRETVARAČA

U cilju dobijanja željene frekvencijske karakteristike potrebno je amplitudski ponderisati elektrode pretvarača. Tehnike, koje su potrebne za fizičku realizaciju težinskog odmeravanja po amplitudi mogu biti teško ostvarljive. Konceptualno najpogodniji način je dovodenje različitog napona na svaku elektrodu, i na taj način se ponderiše njihov doprinos frekvencijskom odzivu. Fizička implementacija ovog koncepta je izuzetno teška zato što male dimenzije svake elektrode umnogome komplikuju proizvodnju [Mil71].

Iz provedenog istraživanja se vidi da se kod transversalnog filtra željena karakteristika može ostvariti promenom koeficijenata  $A_n$  i  $D_n$ , dok se kod IDP-a to ostvaruje promenom koeficijenata  $I_n$ , tj. amplituda delta funkcija, odnosno promenom rastojanja elektroda. Za razliku od promene  $D_n$  koja znači promenu rastojanja elektroda, promena  $A_n$  odnosno  $I_n$  se može ostvariti na više načina. To su razne težinske tehnike za odmeravanje [Mor76], [Cam98] kojima se vrši oblikovanje amplitudnog i faznog odziva pretvarača. Jedna od njih je promena širine i rastojanja elektroda ali to nije pogodno za praktičnu primenu zbog teškoća u kontroli odnosa ovih dimenzija.

Najčešće korišćen postupak za ponderisanje pretvarača je tehnika apodizacija, navedena u tački 3.2.3, zasnovana na promeni dužine preklapanja elektroda. Ovaj način ponderisanja (promene  $I_n$ ) koristi se i kod uniformno i kod neuniformno raspoređenih elektroda i sa tehnološkog aspekta je najjednostavniji jer ne zahteva dodatni

fotolitografski postupak, slično neponderisanim pretvaračima. Njime se može postići razlika u težinskim koeficijentima i do 100 puta [Ash85], s tim da razlika dva susedna težinska koeficijenta ne može biti mnogo velika, zato što svaka elektroda ima susednu na svakoj strani i utiče na dva koeficijenta istovremeno [Mat77]. Izgled apodizovanog pretvarača i njegov talasni front su prikazani na sl. 5.3.

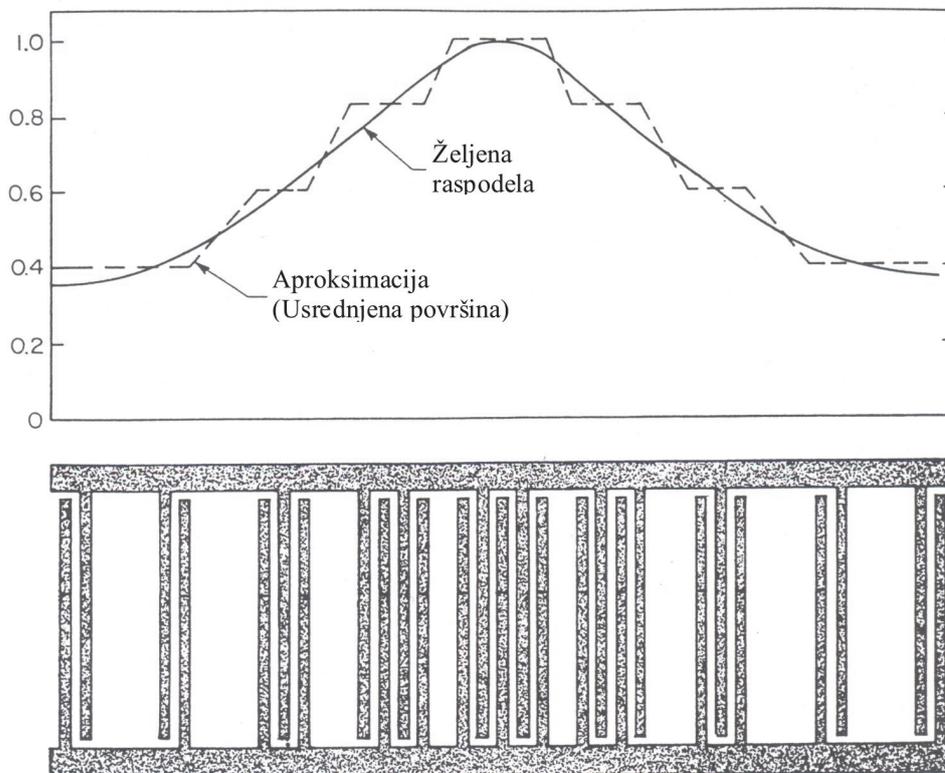


**Sl. 5.3.** a) Talasni front apodizovanog pretvarača oblika  $\sin x/x$  b) Izgled apodizovanog pretvarača

U području bez preklapanja, susedne elektrode imaju isti polaritet i električno polje ne postoji. Akustički talas se pak generiše samo u tzv. aktivnom području gde se preklapaju susedne elektrode suprotnog polariteta. Amplituda generisanog akustičkog talasa zavisi od veličine preklapanja između elektroda a prostorna raspodela talasnog fronta duž širine pretvarača je prikazana na sl. 5.3a. Iz nje se vidi da talasni front ima veće prostorno širenje tamo gde je preklapanje veliko i manje tamo gde je ono malo. Razlika u izračenoj akustičkoj energiji na svakoj elektrodi ostvaruje indirektno ponderisanje pretvarača.



Drugi često korišćen način za dobijanje željenih težinskih koeficijenata je tzv. uklanjanje elektroda, metod ponderisanja pretvarača bez promene preklapanja. Dobijanje željenih težinskih koeficijenata se ostvaruje tzv. postupkom selektivnog uklanjanja elektroda (withdrawal weighting) [Har73]. Elektrode se selektivno uklanjaju sa određenih mesta tako da srednja gustina preostalih elektroda na određenoj dužini aproksimira željenu težinsku funkciju, kao što je prikazano dijagramima na sl. 5.4. Osnov metode je u tome što je snaga elastičnog talasa koji generiše grupa elektroda srazmeran broju elektroda u grupi. Na taj način je moguće dobiti samo težinsku funkciju sa skokovitom promenom, tako da ona samo aproksimira željenu kontinualnu težinsku funkciju.



SI. 5.4. Metod selektivnog uklanjanja elektroda

Ovaj metod dobijanja težinskih koeficijenata je pogodan za sporo promenljive težinske funkcije i pretvarače sa velikim brojem elektroda. Pošto je propusni opseg filtra obrnuto proporcionalan broju elektroda, to se ovaj način ne koristi kod PAT filtara sa uniformno raspoređenim elektrodama za relativne propusne opsege veće od 20 %, jer bi broj elektroda bio suviše mali. Ukoliko se rastojanje elektroda duž IDP-a menja postepeno, onda se može koristiti veliki broj elektroda a da se pritom ne suzi propusni opseg jer je tada propusni opseg određen promenom rastojanja između elektroda. U

pretvaračima u kojima se rastojanje elektroda menja po zakonu linearnog čirpa naročito je pogodno primeniti ovaj način ostvarenja težinske funkcije.

Prenosna funkcija ovako ponderisanog pretvarača se izračunava primenom izraza (5.6) na preostale elektrode. Relacija (5.6) tretira sve elektrode kao jednako važne. Za mnogo tačniji proračun bilo bi potrebno uzeti u obzir činjenicu da sve elektrode u grupi nemaju istu jačinu polja. Naime, polje u centru grupe je jače nego na krajevima gde nema susednih elektroda. Takođe, odsustvo susednih elektroda izaziva efektivni fazni pomak talasa pobuđenih iz preostalih elektroda. Detaljan prikaz rutine koja obezbeđuje potrebne korekcije kao i iterativni računarski program za analizu i sintezu je dat u [Smi69].

Prednost ovakvog načina ponderisanja je da je akustički talas uniforman po širini pretvarača, nema difrakcije, što umnogome uprošćava proces analize i sinteze. U odnosu na apodizaciju, prednost ovog načina je u tome što su elektrode istih dužina tako da to olakšava analizu i projektovanje. Takođe, praktična realizacija ovih pretvarača je dosta jednostavna što je naročito korisno kod IDP-a sa mnogo elektroda. Jedina mana ovog postupka je da se može dobiti samo skokovita promena težinske funkcije.

Treći način ostvarenja različitih težinskih koeficijenata  $I_n$  je tzv. serijski način. Pored toga postoji još jedna vrsta pretvarača koji se ne mogu svrstati ni u jednu pomenutu grupu, a to su tzv. pretvarači sa obrtanjem faze ili fazno kodovani pretvarači.

Međutim, bez obzira na način kojim se ostvaruje ponderisanje elektroda pretvarača, dobijena karakteristika zavisi samo od veličine i rasporeda težinskih koeficijenata. Za brzo određivanje odnosno procenu oblika karakteristike mogu da posluže sledeće dve teoreme o interdigitalnim pretvaračima.

a) Teorema 1: Ako je pretvarač simetričan u odnosu na centralnu elektrodu, grupno kašnjenje je konstantno tj. ne zavisi od učestanosti.

b) Teorema 2: Ako pretvarač ima uniformno raspoređene elektrode, njegova amplitudska karakteristika je simetrična oko centralne učestanosti određene rastojanjem elektroda.

Ova poslednja teorema se odnosi na pretvarače sa uniformno raspoređenim elektrodama i na osnovu nje se može pokazati da važi i obrnuto tvrđenje, tj. da pretvarač sa simetričnom amplitudskom karakteristikom mora imati uniformno raspoređene elektrode.

## 5.4. FUNKCIJA PRENOSA PAT FILTRA ZA RAZLIČITE KOMBINACIJE PRETVARAČA

Iz jednačine (5.6) se vidi kako prenosna karakteristika PAT filtra zavisi od prenosnih karakteristika pretvarača ako oni imaju elektrode istih dužina. Pošto se za dobijanje željene funkcije prenosa filtra sa površinskim talasima, koriste različite kombinacije interdigitalnih pretvarača, treba utvrditi kakva se prenosna karakteristika dobija u tim slučajevima. U ovom odeljku će biti razmotrene konfiguracije kada se koriste apodizovani IDP-i, uključujući i uniformni kao specijalan slučaj apodizovanog, pošto se one koriste u predloženom algoritmu.

### a) Nedisperzivni PAT filtri

U principu, postoje dva načina za postizanje nedisperzivne frekvencijske karakteristike PAT elementa, jedan upotrebom dva nedisperzivna pretvarača a drugi upotrebom dva identična pretvarača. Tako npr., prema prethodno izloženim teoremama simetrični pretvarač je nedisperzivan. Shodno tome, ako je svaki IDP individualno simetričan u odnosu na centralnu elektrodu, frekvencijska karakteristika celog sklopa je nedisperzivna. Razmotrićemo moguće slučajeve.

#### *Dva simetrična neidentična pretvarača*

Pošto su pretvarači simetrični njihova grupna kašnjenja su konstantna. Na osnovu relacije (5.6) i ceo PAT element će biti nedisperzivan, tj. imaće konstantno grupno kašnjenje.

#### *Dva uniformna neidentična pretvarača*

S obzirom da su uniformni pretvarači i simetrični, prema prezentiranim teoremama oni imaju konstantno grupno kašnjenje. Shodno relaciji (5.6) može se zaključiti da će frekvencijska karakteristika celog PAT elementa biti takođe nedisperzivna sa amplitudskom karakteristikom simetričnom oko centralne učestanosti.

#### *Dva identična pretvarača*

Ukoliko su interdigitalni pretvarači identični onda će za m-tu ivicu izlaznog IDP-a da važi:

$$y_m = x_n + S, \quad \text{za } n = m \quad (5.7)$$

$$a_m = a_n, \quad \text{za } n = m \quad (5.8)$$

pri čemu veličina  $S$  predstavlja rastojanje između prvih elektroda ulaznog i izlaznog pretvarača. U ovom slučaju, slično relaciji (5.6), funkciju prenosa  $H(f)$  možemo napisati u sledećem obliku:

$$H(f) = \sum_n a_n e^{-j\alpha x_n / v} \sum_m a_m e^{j\omega y_m / v} = \sum_n a_n e^{-j\alpha x_n / v} \sum_n a_n e^{j\omega(x_n + S) / v} \quad (5.9)$$

što nakon sređivanja daje:

$$H(f) = e^{j\omega S/v} \left| \sum_n a_n e^{j\omega x_n/v} \right|^2 \quad (5.10)$$

odnosno:

$$H(f) = e^{j\omega S/v} |H_u(f)|^2 \quad (5.11)$$

gde je  $H_u(f)$  prenosna karakteristika ulaznog pretvarača. Pošto je faza  $H(f)$ ,  $2\pi fS/v$ , linearna funkcija učestanosti to je grupno kašnjenje konstantno a prenosna karakteristika filtra nedisperzivna. To znači da se nedisperzivni filter može dobiti pomoću dva identična ali disperzivna pretvarača. Ovakva kombinacija IDP-a se često koristi za dobijanje nedisperzivnih filtera sa širim propusnim opsegom.

### b) Filter sa dva apodizovana pretvarača

Funkcija prenosa ulaznog pretvarača zavisi od raspodele energije duž širine pretvarača, pošto talasni front koji se generiše iz apodizovanog ulaznog IDP-a nije uniforman duž širine pretvarača, kao što je ilustrovano na sl. 5.3, za zakon apodizacije sinc  $x$ . Izlazni napon takođe zavisi i od zakona apodizacije izlaznog pretvarača. Postupak izvođenja funkcije prenosa PAT elementa sa dva apodizovana IDP-a, zasnovan na deljenju celog sklopa u niz traka i integracijom duž ivice svake izlazne elektrode, prezentiran je u odeljku 3.2.3. Na osnovu njega je dobijeno da je funkcija prenosa sledećeg oblika:

$$H(f) = \sum_n \sum_m C_{nm} I_n I_m e^{j(x_n - y_m)2\pi f/v} \quad (5.12)$$

gde je  $C_{nm} = \min \{w(x_n), g(y_m)\}$  a  $w(x_n)$  i  $g(y_m)$  predstavljaju respektivno funkcije preklapanja elektroda ulaznog i izlaznog pretvarača.

Kako se dvostruka suma ne može rastaviti na dve sume, jer  $C_{nm}$  zavisi i od  $n$  i od  $m$ , to se ni  $H(f)$  ne može rastaviti na proizvod dve funkcije prenosa kao u slučaju dva uniformna IDP-a. Na ovaj način se funkcija prenosa može dosta jednostavno odrediti, ali se raspodela izvora delta funkcija ne može jednoznačno odrediti iz  $H(f)$  upotrebom Furijeove transformacije, kao što je to bilo kod uniformnih pretvarača. Iz navedenih razloga se ovakva kombinacija pretvarača izbegava ali se, pošto je apodizacija vrlo pogodan metod za dobijanje težinske funkcije, često koriste kombinacije apodizovanog i uniformnog pretvarača.

### c) Filter sa apodizovanim i uniformnim pretvaračem

Filter sa apodizovanim i uniformnim pretvaračem se može tretirati kao specijalni slučaj sklopa sa dva apodizovana pretvarača čija je funkcija prenosa gore navedena. Pretpostavimo da je ulazni IDP apodizovan a izlazni sa konstantnim preklapanjem

elektroda. Stoga je  $g(y)=1$  za svako  $y$  pa se gornja relacija može napisati u sledećem obliku:

$$H(f) = \sum_n \sum_m w(x) I_n I_m e^{j(x_n - y_m)2\pi f / v} \quad (5.13)$$

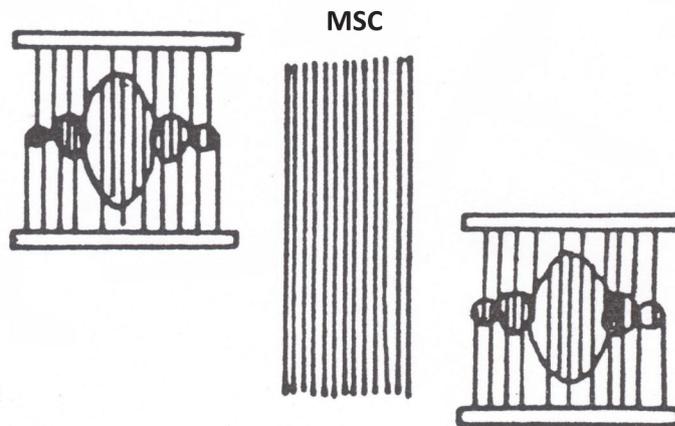
što nakon sređivanja konačno daje:

$$H(f) = \left[ \sum_n w(x) I_n e^{jx_n 2\pi f / v} \right] \left[ \sum_m I_m e^{-jy_m 2\pi f / v} \right] = H_u(f) H_i^*(f) \quad (5.14)$$

i odakle se vidi da se prenosna funkcija ovakvog filtra može predstaviti u obliku proizvoda prenosnih funkcija ulaznog i izlaznog pretvarača. Takođe se može uočiti da funkcija preklapanja elektroda  $w(x_n)$  odgovara, u stvari, težinskim koeficijentima  $A_n$  transversalnog filtra. Ovakva konfiguracija IDP-a se veoma često koristi jer omogućava jednostavno projektovanje PAT filtra.

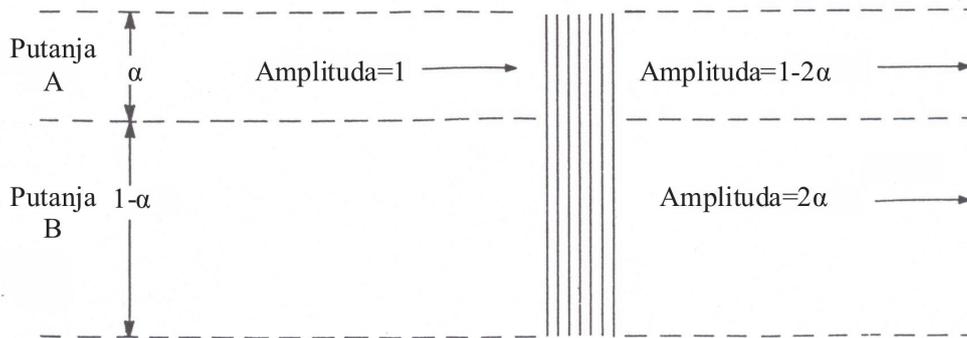
#### d) Filtrar sa apodizovanim IDP-ima i MSC-om

Ukoliko se između dva apodizovana pretvarača postavi višeelektrodni sprežni element (MSC) kao što je prikazano na sl. 5.5, ostvaruje se mogućnost kompleksnijeg ponderisanja pomoću funkcije preklapanja elektroda. Na taj način, funkcija prenosa PAT elementa se može rastaviti na proizvod  $H_u(f)H_i^*(f)$  što predstavlja značajnu prednost ovakve konfiguracije. Samo projektovanje se znatno pojednostavljuje jer se sinteza relativno lako izvodi, za svaki apodizovani pretvarač posebno. Pored toga, odziv filtra je sa strmijim prelazom između propusnog i nepropusnog opsega nego kad je samo jedan pretvarač apodizovan, a kada su IDP-i identični talasnost u propusnom i nepropusnom opsegu je dva puta manja [Mat77, Mor85].



Sl. 5.5. Apodizovani pretvarači spregnuti MSC-om

Višeelektrodni sprežni element se sastoji od niza paralelnih tankih metalnih traka međusobno nepovezanih. Transfer akustičke energije pomoću MSC-a je prikazan na sl. 5.6. Kada površinski talas npr. jedinične amplitude i širine snopa  $\alpha$  nailazi sa leve strane u stazi A na MSC, amplituda elastičnog površinskog talasa na desnoj strani MSC-a u stazi A iznosi  $1 - 2\alpha$ , a u stazi B  $2\alpha$ .



Sl. 5.6. Transfer energije pomoću MSC-a

Ubacivanjem sprežnika između apodizovanih pretvarača, prostorno ponderisan akustički talasni front generisan ulaznim pretvaračem se transformiše u prostorno uniforman ali amplitudski ponderisan akustički talas koji prima izlazni pretvarač. Na taj način se omogućuje da i prijemni i predajni IDP budu apodizovani a što omogućuje dobijanje amplitudske karakteristike koja je bliže idealnoj pravougaonoj nego kada je samo jedan pretvarač apodizovan. Mana ovakvog načina projektovanja PAT elementa je što se zahteva veća površina podloge zbog bočnog izmeštanja pretvarača kao i upotreba materijala sa većim koeficijentom piezoelektrične sprege kako bi broj elektroda MSC-a bio što manji.

Kao što se moglo videti iz prezentirane analize različitih kombinacija interdigitalnih pretvarača, projektovanje PAT filtera traženih karakteristika se svodi na projektovanje svakog pretvarača posebno, sem u slučaju kada su oba IDP-a apodizovana i različita a ne koristi se MSC. Naravno, ta kombinacija se obično izbegava jer praktično onemogućava projektovanje jer se tada prenosna karakteristika ne može rastaviti na proizvod prenosnih funkcija pretvarača. Pri tome, način kako će se izvršiti izbor konfiguracije IDP-a odnosno podela funkcije prenosa  $H(f)$  na  $H_u(f)$  i  $H_i(f)$  zavisi od projektanta.

## 5.5. METODE SINTEZE PAT FILTARA

Provedena analiza je omogućila dobijanje analitičkih izraza za funkcije prenosa filtara sa površinskim talasima. Iako je za analizu upotrebljen jednostavni model sa delta funkcijama on predstavlja veoma dobru aproksimaciju za ponašanje IDP-a i kao takav može poslužiti kao osnova za projektovanje filtara. No, pre razmatranja konkretnih metoda za projektovanje napravićemo poređenje između analitičkih izraza za PAT filtre i onih za konvencionalne  $LC$  mreže.

### 5.5.1. Komparativna analiza konvencionalnih i PAT filtara

Koncepcijski, PAT filtri kao transverzalni filtri imaju impulsni odziv sa konačnim trajanjem i ne pripadaju klasi filtara minimalne faze [Mor85, Mat77]. Postoji suštinska razlika u analitičkom izrazu funkcije prenosa ovih filtara i konvencionalnih  $LC$  filtara. Funkcija prenosa lestvičastog  $LC$  filtra je količnik polinoma po kompleksnoj učestanosti  $s$ :

$$H(s) = \frac{\sum_{n=0}^N a_n s^n}{\sum_{m=0}^M b_m s^m} \quad (5.15)$$

gde su  $M$  i  $N$  broj polova i nula filtra respektivno. Prilikom projektovanja filtara polovi i nule se distribuiraju u kompleksnoj frekvencijskoj ravni tako tako da se ostvari najbolja aproksimacija željenog frekvencijskog odziva. Postoji obimna literatura o sintezi  $LC$  filtara sa aproksimacijama kao što su Batervortova, Beselova ili Čebiševljeva.

Međutim, funkcija prenosa PAT filtra nije oblika (5.15). Frekvencijski odziv filtra sa površinskim akustičkim talasima se može predstaviti u obliku polinoma po eksponencijalno transformisanoj učestanosti:

$$H(f) = \sum_{n=1}^N a_n x^n \quad (5.16)$$

gde je  $x = e^{j2\pi fD}$ . Ova jednačina ima samo nule koje se mogu upotrebiti za oblikovanje odziva filtra. S druge strane, odsustvo polova ograničava slobodu u projektovanju. U principu, za ostvarenje iste frekvencijske karakteristike potreban je viši red polinoma za transverzalni filter nego za filtre gde su polovi dozvoljeni. Međutim, za PAT filtre veliki broj nula nije problem jer svaka nula odgovara jednom izvodu u pretvaraču.

Druga važna odlika PAT filtara se može objasniti u kontekstu teorije mreža. Naime, postoji klasa filtara koji spadaju u klasu neminimalanih faznih mreža, i gde se amplitudska i fazna karakteristika mogu specificirati nezavisno jedna od druge. Nasuprot njima, ove karakteristike su kod minimalnih faznih filtara vezane integralnim jednačinama [Mat77] a primer takve mreže je uobičajena lestvičasta mreža. Neminimalnu faznu karakteristiku može imati i mnogo složenija rešetkasta mreža. Ona se ostvaruje zbog postojanja mnoštva putanja signala između ulaza i izlaza. Ova odlika višestrukog prostiranja (multipath) je karakteristična za PAT filtre. Uzećemo u obzir da akustički talas pobuđen sa jedne elektrode ulaznog IDP-a sa  $N$  elektroda može stići na izlaz preko  $M$  elektroda izlaznog IDP-a. U tom slučaju postoji  $N \cdot M$  puteva kojim ulazni signal može stići na izlaz.

Većina metoda za sintezu  $LC$  filtara su razvijene za tip sa minimalnom fazom, tako da su  $LC$  mreže većinom ovog tipa. Iz tog razloga kao i zbog činjenice da prenosna funkcija PAT filtra nema polove, procedure za sintezu i projektovanje  $LC$  filtara nisu pogodne za projektovanje filtara sa površinskim talasima, čak i u slučajevima kada se zahteva uobičajena Čebiševljeva ili Batervortova amplitudska karakteristika. Iz navedenih razloga, za sintezu i projektovanje PAT filtara moraju se primeniti metode drugačije od onih koje se koriste za  $LC$  filtre.

### 5.5.2. Metode za sintezu i projektovanje

Pri projektovanju PAT filtara, kao i u slučaju drugih PAT elemenata, postoji potreba za procedurom sinteze ili pak metodama za optimizaciju projektnog rešenja. Većina postupaka za projektovanje se zasniva na iterativnom pristupu, izvodi se u frekvencijskom domenu, i sprovodi se metodom pokušaja i ispravljanja grešaka [Col76, Tan71]. Na prvi pogled izgleda nelogično kako ovi postupci mogu voditi ka optimizaciji projekta. No, ako se uzme u obzir da postoji analogija u izrazima koji opisuju dijagram zračenja antena ili pak odziv nerekurzivnih digitalnih filtara kao i onih koji opisuju funkciju prenosa PAT filtra, to se mnogi aspekti tehnika za projektovanje željenih odziva koji postoje u ovim oblastima mogu uspešno primeniti za projektovanje PAT filtara. Na taj način, tehnike sinteze filtara formirane na osnovu više disciplina primenjuju se na projektovanje PAT filtara a shodno svojoj prirodi mogu se klasifikovati u dve osnovne kategorije [Tan71], [Tan74], [Col76]. Jedna je tehnika za projektovanje koja koristi prilaz preko Furijeove transformacije a druga je pomoću numeričkih metoda koje daju filtre "optimalnih" karakteristika.



### 5.5.2.1. Projektovanje pomoću Furijeove transformacije

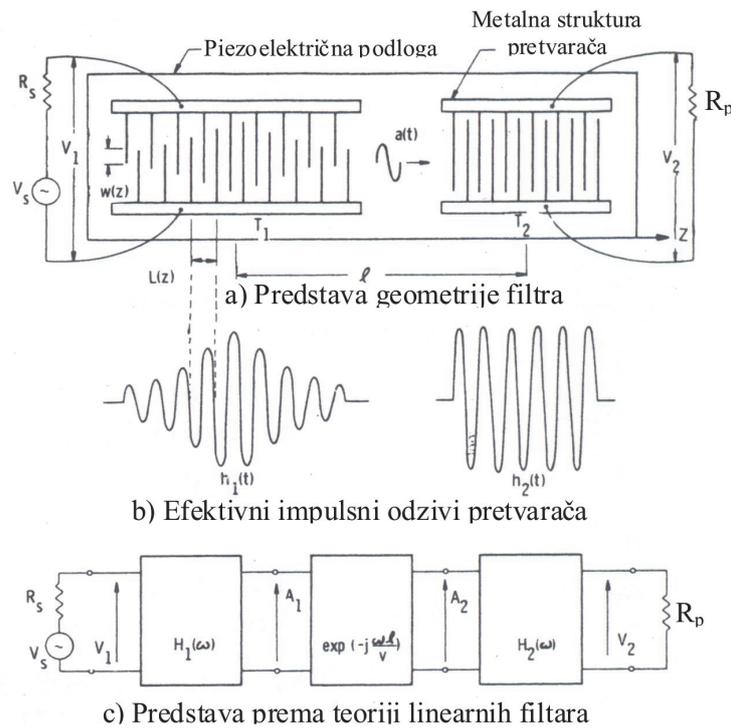
Tehnika projektovanja PAT filtera zasnovana na primeni Furijeove transformacije predstavlja analitički metod sinteze filtera koji omogućava uvid u fizičku strukturu interdigitalnih pretvarača. Naime, pomoću Furijeove transformacije se uspostavlja jednoznačna veza između geometrije IDP-a, oblika i položaja elektroda i frekvencijske karakteristike pretvarača. S obzirom da je PAT pretvarač prostorna slika impulsnog odziva filtra, struktura pretvarača se može dobiti pomoću inverzne Furijeove transformacije tražene funkcije prenosa:

$$h(t) = \mathfrak{S}^{-1}[H(f)] = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} H(j\omega) e^{j2\pi ft} d\omega \quad (5.17)$$

$H(\omega)$  je centrirano na učestanosti nula tako da je  $h(t)$  talasni oblik slike impulsnog odziva. Za projektovanje IDP-a sa centralnom učestanošću  $f_0$  vremenski izražen razmak između elektroda je  $T = 1/2f_0$ . U slučaju da je npr. pretvarač apodizovan, koeficijenti preklapanja elektroda se mogu odrediti uzorkovanjem funkcije  $h(t)$  sa periodom  $T$  i stavljanjem da su koeficijenti  $a_n$  jednaki uzorkovanim vrednostima  $h(t)$ :

$$a_n = (-1)^n h(nT) \quad (5.18)$$

gde znak označava promenu polariteta elektroda. Ovaj metod određivanja težinskih koeficijenata nije dovoljno egzaktno zbog pojave efekta preklapanja frekvencijskih opsega (aliasing), što je uzrokovano diskretnim uzorkovanjem. Mnogo tačniji inverzni postupak zahteva diskretnu Furijeovu transformaciju i Z-transformaciju, koje u sebe uključuju i efekat preklapanja opsega. Razlike između ove dve metode su relativno male zato što je za praktične svrhe filter željenih karakteristika ograničen po opsegu, sa širinom propusnog opsega koja je manja od  $2f_0$  [Tan74]. Šematski prikaz PAT filtera, veze između geometrije IDP-a i impulsnih odziva pretvarača kao i ekvivalentna predstava prema teoriji linearnih filtera su dati na sl. 5.7.



**Sl. 5.7.** Šematski prikaz PAT filtera i korespondencije između geometrije IDP-a i impulsnih odziva a) predstava geometrije IDP-a b) impulsnih odzivi IDP-a c) predstava filtera kao kaskadne veze blokova koji predstavljaju IDP-ove i liniju za kašnjenje

Prenosne funkcije ulaznog i izlaznog pretvarača na imaginarnoj osi  $H_1(j\omega)$  i  $H_2(j\omega)$  su povezane frekvencijskim odzivom linije za kašnjenje, vremenskog kašnjenja  $e^{-j\omega l/v}$ , gde je  $v$  brzina prostiranja površinskih talasa a  $l$  rastojanje između centara dva pretvarača. Talasni oblici efektivnih impulsnih odziva pretvarača dati su na sl. 5.7b, i kao što se može videti, svaka polovina ciklusa u  $h(t)$  odgovara jednom određenom razmaku između susjednih elektroda suprotnog polariteta.

Kod projektovanja PAT nedisperzivnih filtera, za razliku od recimo čirp filtera, obično se specificira željena prenosna funkcija na osi učestanosti  $H(j\omega)$  a impulсни odziv, koji se dobija inverznom Furijeovom transformacijom prenosne funkcije, može se predstaviti u kompleksnom obliku sledećom jednačinom :

$$h(t) = a(t)e^{j\phi(t)} \quad (5.19)$$

tako da se na osnovu njegove amplitude i faze može odrediti struktura IDP-a.

Shodno raspoloživim podacima u literaturi, metode za projektovanje interdigitalnih pretvarača pomoću Furijeove transformacije mogu se svrstati u dve osnovne grupe:

- a) Projektovanje pomoću delta funkcija
- b) Projektovanje pomoću prozorskih funkcija

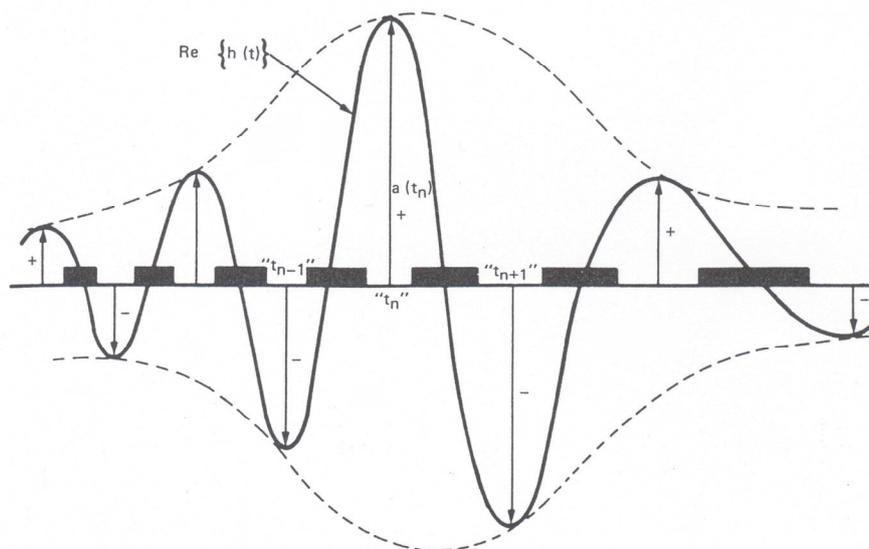
#### a) Projektovanje pomoću modela sa delta funkcijama

Predstava IDP-a pomoću ranije opisanog modela sa delta funkcijama predstavlja vrlo pogodno sredstvo za sintezu PAT filtera. Polazi se od željenog frekvencijskog odziva filtra i na osnovu njega se odrede impulsni odzivi pretvarača. Kod nedisperzivnih pretvarača sa jednostrukim elektrodama obično se uzima da širina elektroda iznosi  $\lambda/4$  a položaji centara elektroda se određuju iz uslova da one vrše odmeravanje signala u trenucima kada su odmerci realni tj. kada je faza 0 ili  $\pi$ , kao što je prikazano na sl. 5.8, i što se može predstaviti izrazom:

$$\phi(t_n) = n\pi, \quad n = 0, 1, \dots \quad (5.20)$$

Na taj način položaj centara elektroda  $x_n$  se izračunava preko  $t_n$  kao  $x_n = t_n v$ , gde je  $v$  efektivna brzina prostiranja akustičkih talasa. Nakon što se odrede trenuci vremena u kojima se vrši uzorkovanje iz (5.20), njihovom zamenom u (5.19) dobijamo težinske koeficijente  $a_n$  odgovarajuće delta funkcije:

$$a_n = a(t_n) = |h(t_n)| \quad (5.21)$$



SI 5.8. Veza između položaja elektroda i impulsnog odziva pretvarača

tj. omogućuje se određivanje efektivne dužine elektroda preko amplitudnog dela impulsnog odziva.

Alternativni način izračunavanja bi se mogao izvoditi ako bi se vršilo uzorkovanje impulsnog odziva svaki put kada se faza menja za  $\pi/2$ . Težinski koeficijenti  $a_n$  se onda određuju iz amplitude impulsnog odziva  $h(t)$ , njenim uzorkovanjem takođe u trenucima vremena  $t_n$ , a zatim izjednačavanjem  $a_n$  sa uzorkovanom vrednošću [Oli78, p. 69]. Međutim, ovakav postupak zahteva dva puta više izračunavanja a razlika u tačnosti rezultata je zanemarljiva.

Izloženi postupak sinteze pomoću modela sa delta funkcijama predstavlja jednostavan metod za određivanje geometrije pretvarača ali daje dobru aproksimaciju. Kao takav, posebno je pogodan za projektovanje filtera sa unapred zadatim impulsnim odzivom. Ako je prenosna funkcija simetrična onda je faza  $h(t)$  linearna funkcija vremena, pa su elektrode uniformno raspoređene. Ukoliko je pak ona asimetrična, raspoređivanje elektroda će biti neuniformno. Međutim, ovaj postupak ne uzima u obzir sekundarne efekte koji se javljaju pri prostiranju površinskih talasa kao što su npr. refleksije zbog metalizacije na površini piezoelektrične podloge. Stvarni odziv PAT filtra stoga odstupa od odziva predviđenog prostim modelom sa delta funkcijama. No, i pored toga ovaj model predstavlja dobar osnov za projektovanje, jer omogućuje da se na početku projektovanja, u prvoj aproksimaciji, ustanovi izvodljivost realizacije nekog zahtevanog odziva. Kasnije, mnogo strožijim postupcima sinteze može se vršiti unapređivanje ovog postupka.

### **b) Projektovanje pomoću prozorskih funkcija**

Često se dešava da struktura pretvarača dobijena pomoću modela sa delta funkcijama bude nepraktična. Razlog za to leži u konačnoj prirodi interdigitalnih pretvarača. Naime, direktnom primenom inverzne Furijeove transformacije na funkciju prenosa obično se dobija impulsni odziv beskonačnog vremena trajanja. Ovaj odziv treba na neki način ograničiti kako bi se IDP mogao fizički realizovati, jer zbog konačnog broja elektroda  $h(t)$  mora imati konačnu dužinu. Stoga se pribegava "odsecanju" beskonačnog impulsnog odziva pomoću tzv. "prozorskih" funkcija. Uloga prozorske funkcije jeste onda da što bolje aproksimira traženu frekvencijsku karakteristiku filtra.

U matematičkom smislu, zaokruživanje funkcije  $h(t)$  u cilju dobijanja impulsnog odziva konačnog trajanja  $h_T(t)$ , vrši se množenjem prozorskom funkcijom  $w(t)$  u vremenskom domenu:

$$h_T(t) = h(t) \cdot w(t) \tag{5.22}$$

Kako množenju u vremenskom domenu odgovara konvolucija u frekvencijskom domenu to se zaokruživanje može vršiti i u frekvencijskom domenu konvolucijom željenog frekvencijskog odziva sa Furijeovom transformacijom prozorske funkcije (konvolucionom funkcijom):

$$H_T(f) = H(f) * \mathfrak{F}[w(t)] = H(f) * W(f) \quad (5.23)$$

čime se dobija rezultujući odziv u frekvencijskom domenu.

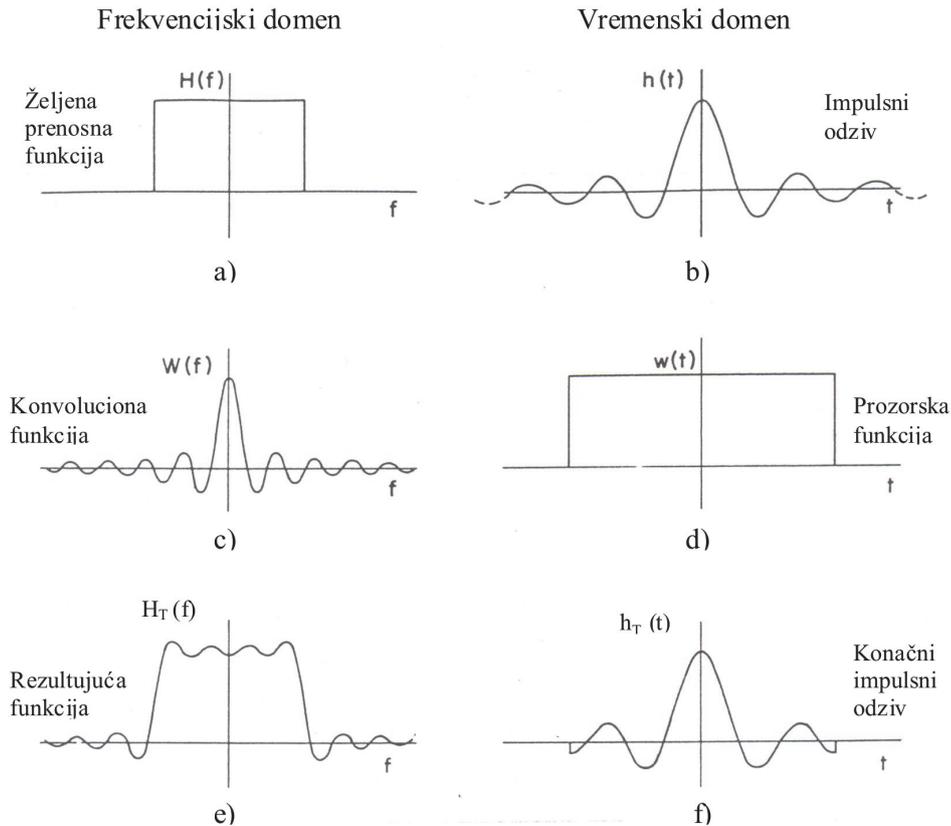
Ukoliko pretpostavimo da je željena funkcija prenosa  $H(f)$ , kao što je ilustrovano na sl. 5.9a, pravougaonog oblika (idealni filter propusnik opsega učestanosti):

$$H(f) = 1, \quad |f| \leq \frac{\Delta f}{2} \quad (5.24)$$

onda je odgovarajući impulsni odziv sledećeg oblika:

$$h(t) = \Delta f \frac{\sin \pi \Delta f t}{\pi \Delta f t} \quad (5.25)$$

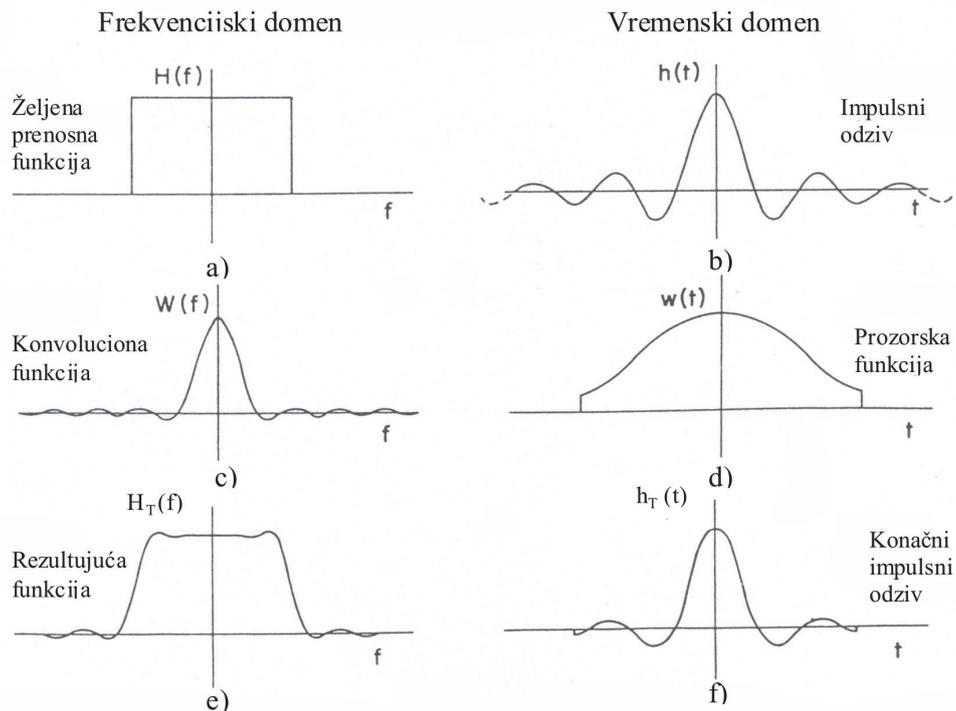
tj. oblika  $\sin x/x$  i beskonačnog trajanja, sl. 5.9b. Dobijanje konačnog impulsnog odziva koji odgovara IDP-u konačne dužine se ostvaruje odsecanjem kao što je prikazano na sl. 5.9. Ovo ograničavanje je ekvivalentno množenju beskonačne  $h(t)$  sa pravougaonom prozorskom funkcijom  $w(t)$ . S obzirom da je množenje u vremenskom domenu ekvivalentno konvoluciji u frekvencijskom domenu, to se rezultujući frekvencijski odziv filtra sa konačnim impulsnim odzivom, sl. 5.9e, dobija kada se izvrši konvolucija željene funkcije  $H(f)$  i  $W(f)$  - Furijeove transformacije funkcije  $w(t)$ . Kao što se može videti, stvarna frekvencijska karakteristika filtra ima varijacije unutar propusnog opsega kao i na početku nepropusnog opsega, jer je  $W(f)$  oscilatornog karaktera. Takođe, kao posledica zaokruživanja javlja se i smanjenje strmine prelaza između propusnog i nepropusnog opsega odnosno povećanje širine prelazne oblasti  $BW_T$ .



Sl. 5.9. Projektovanje PAT filtra pomoću Furijeove transformacije i upotrebe pravougaone prozorske funkcije

Efekti opisani u ovom primeru, kao što su talasnost u propusnom opsegu, proširenje prelazne oblasti i bočni snopovi u nepropusnom opsegu, spadaju u opšte fenomene u filtrima sa konačnim impulsnim odzivom. Cilj projektovanja je da se smanji talasnost u propusnom opsegu kao i smanjenje nivoa bočnih snopova u nepropusnom opsegu. Varijacije slabljenja se ne mogu smanjiti samo prostim produžavanjem dužine trajanja impulsnog odziva jer se time veće talasnosti u frekvencijskom odzivu pomeraju prema ivicama opsega, ali zadržavaju istu amplitudu (9% ili 1,4 dB peak-to-peak) [Mat77, p. 140]. Ovaj fenomen je poznat kao Gibbsove oscilacije. Ako je širina prozorske funkcije  $T$  imamo da je proizvod  $T \times BW_T = \text{const.}$ , tako da se širina prelazne oblasti smanjuje ako se prozorska funkcija produžava i obrnuto. Izobličenja zbog odsecanja se mogu smanjiti povećanjem dužine prozora, pri čemu veća vrednost  $T$  smanjuje širinu prelazne oblasti i talasnost u sredini propusnog opsega, ali talasnost blizu ivica propusnog opsega i lobovi blizu ivica nepropusnog opsega imaju amplitude skoro nezavisne od  $T$ . Tako, za  $T \times BW_T$  veliko, nivo najvećeg loba je 21 dB ispod nivoa propusnog opsega što je za praktične svrhe neprihvatljivo [Mor85].

Postupak smanjenja varijacija unutar opsega povećanjem  $T$  ne daje zadovoljavajuće rezultate pa se pribegava tehnici zasnovanoj na upotrebi prozorskih funkcija koje imaju manje oštre ivice, umesto ranije korišćene pravougaone prozorske funkcije. Primena ove tehnike je ilustrovana na sl. 5.10. Konvoluciona funkcija sada ima manje oscilacije ali i mnogo veću širinu nego što je imala sa pravougaonom prozorskom funkcijom istog vremena trajanja. Prozorska funkcija upotrebljena u ovom primeru ima veći  $T \times BW_T$  proizvod nego pravougaona prozorska funkcija sa sl. 5.9. Na taj način je povećana širina prelazne oblasti kao posledica smanjenja talasnosti.



**Sl. 5.10.** Projektovanje PAT filtra i upotreba težinske funkcije za smanjenje oscilacija

Pošto su zahtevi za malu širinu prelazne oblasti i male varijacije protivrečni, pribegava se pronalaženju kompromisnog rešenja. U tom smislu, projektovanje se svodi na pronalaženje najpogodnije prozorske funkcije koja se može upotrebiti. U literaturi je opisan čitav niz ovih funkcija koje se mogu koristiti, zavisno od zahteva koji se postavljaju, kao npr. Hann-ova, Hamming-ova, Kaiser-ova itd., mada se ni sa jednom od njih ne postiže optimum. Karakteristično za sve prozorske funkcije je da postepeno opadaju na nulu i da se razlikuju po tačnom obliku prelazne oblasti [Tan74], a osnovni cilj je da željena konvoluciona funkcija ima energiju pretežno skoncentrisanu u glavnom snopu a samo minimalnu količinu u bočnim snopovima. Kao što je poznato, dobijeni rezultati predstavljaju idealni transversalni filter kojim se aproksimira realni PAT filter, pa bi stoga karakteristike filtera realizovanog sa ovakvom geometrijom

elektroda znatno odstupale od željenih. Zbog toga u sledećem koraku treba izvršiti korekciju geometrije elektroda uzimajući u obzir opterećenje na ulazu i izlazu i njegov uticaj na karakteristike filtra.

Može se konstatovati da ova metoda omogućava projektantu fizički uvid u vezu između pojedinih parametara kao što su veličina talasnosti, širina prelazne oblasti i broj elemenata u filtru. Međutim, ova tehnika sa matematičke tačke gledišta nije optimalna (rezultati unutar 10% od optimalnih) [Tan71]. Čest je slučaj da treba specificirati talasnost u propusnom opsegu nezavisno od one u nepropusnom opsegu, ali je to sa ovim pristupom nemoguće. Naime, sa upotrebom prozorskih funkcija varijacije u oba opsega su iste veličine. Navedeni nedostatak se može prevazići upotrebom neke od optimizacionih metoda

Evidentna je činjenica da se u prilazu preko Furijeove transformacije teško može ostvariti sinteza korišćenjem zatvorenih matematičkih formula. Ovakav prilaz je manje pogodan za procesiranje MF signala odnosno sintezu MF PAT filtera namenjenih npr. TV tehnicima pošto su zahtevi za amplitudnu karakteristiku, vrlo strogi u okolini nekih frekvencija, a manje strogi u okolini drugih [Rab75], [Opp75]. Praktično samo dva tipa filtera se mogu projektovati na ovaj način. Jedan je maksimalno ravan filter (sličan Batervortovom filtru) a drugi je Čebiševljevog tipa sa varijacijama u propusnom opsegu i maksimalno ravnom karakteristikom u nepropusnom opsegu.

### 5.5.2.2. Metode za optimizovano projektovanje

Do sada prezentirane procedure projektovanja PAT filtera nisu bile optimalne. Tako recimo, talasnost u propusnom i nepropusnom opsegu nije uniformna. Takođe, prilikom projektovanja često je potrebno specificirati varijacije u propusnom opsegu nezavisno od onih u nepropusnom opsegu. Ovi nedostaci se mogu prevazići primenom numeričkih metoda koje omogućuju optimizovano projektovanje filtera. Od svih prilaza za sintezu i projektovanje PAT filtera ovo je najsloženiji metod. Međutim, odlikuju ga određene prednosti u odnosu na druge procedure. Tako npr., pri projektovanju se mogu postaviti različiti zahtevi za različite frekvencijske opsege, i sa različitim tolerancijama, a uz to pruža mogućnost projektovanja sa potpuno linearnim faznim odzivom. Takođe, pomoću njega se može izvršiti minimizacija broja elektroda pretvarača, a time uticati i na ukupnu složenost sklopa.

S obzirom na činjenicu da PAT filtri pripadaju klasi transverzalnih filtera i da su jednačine koje opisuju njihovu prenosnu funkciju analogne sa onima koje opisuju odzive nerekurzivnih digitalnih filtera (FIR filtera), to se za njihovo projektovanje mogu primeniti metodi poznati iz teorije digitalnih FIR filtera. Postoji više tehnika za



projektovanje FIR filtara koje su na raspolaganju ali je potrebno u postupku sinteze PAT filtara izvršiti optimizaciju dizajna pogodnim postupkom kako bi se dobio najkraći impulsni odziv koji može da aproksimira zahtev za traženu prenosnu funkciju. To se takođe može postići ovim metodama projektovanja, a za tu svrhu je razvijeno nekoliko iterativnih postupaka optimizacije odziva filtara.

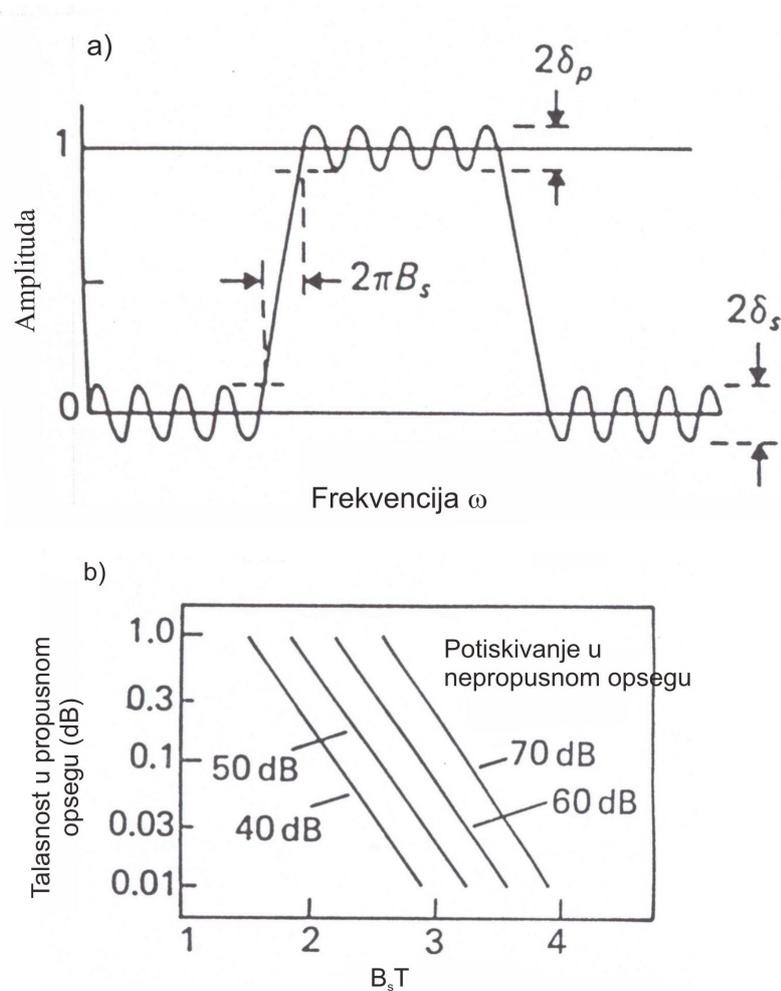
Ovi postupci optimizuju odziv filtra iterativnim određivanjem koeficijenata funkcije prenosa filtra. Obično se definiše neki kriterijum, kao što je recimo maksimalno dozvoljena veličina talasnosti a odgovarajući računarski program automatski traga za filtrom sa najužom širinom prelazne oblasti za datu veličinu talasnosti. Za ove namene je razvijeno više postupaka koji se međusobno razlikuju po algoritmima upotrebljenim za potragu, kao i broju parametara za koje je dozvoljeno da variraju. Zajedničko za sve njih je da se zasnivaju ili na rešavanju skupa jednačina, ili pak na varijaciji svih koeficijenata impulsnog odziva, kako bi se postigla minimalna greška usled devijacije.

Sa stanovišta primene u projektovanju dva postupka su karakteristična, jedan je metod frekvencijskog odabiranja a drugi je metod projektovanja sa jednakom talasnošću (equiripple design). U metodi sa odabiranjem [Gol69, Rab70], specificiraju se sve tačke uzorkovanja frekvencijske karakteristike, sem u prelaznoj oblasti. Adekvatnim variranjem nespecificiranih frekvencijskih odbiraka moguće je dobiti optimalno poništavanje talasnosti u propusnom i nepropusnom opsegu. Prednost ovog metoda je da je broj parametara koji se drži slobodnim relativno mali, obično tri ili četiri, a računsko vreme je kratko. Međutim, rezultujući dizajn nije uvek sa jednakom talasnošću. Kod drugog metoda dobijaju se filtri sa uniformnom talasnošću i u propusnom i u nepropusnom opsegu, a oblik karakteristike podseća na Čebiševljeve odziv u  $LC$  mrežama.

Postoji nekoliko tehnika projektovanja filtara sa jednakom talasnošću. Radi se o metodama koje minimizuju maksimalno odstupanje od željenog odziva, i ponekad se zovu mini-max metode. Jedna od ovih metoda [Her70], dopušta da se svi koeficijenti impulsnog odziva proizvoljno biraju, i optimizuje se skup nelinearnih jednačina. Zbog njihove nelinearnosti ove jednačine se rešavaju iterativnim postupkom pri čemu računsko vreme značajno raste kada broj članova postane veliki. Drugačije procedure se sastoje u tome da se ne rešava skup jednačina eksplicitno već se vrši variranje svih koeficijenata impulsnog odziva kako bi se ostvarila minimalna greška devijacije. One koriste metod najmanjih kvadrata ili linearno programiranje [Rab72], ili pak postupak interpolacije [Hof70]. Svi ovi postupci rezultuju sličnim dizajnom, pri čemu su prilaz preko linearnog programiranja i nelinearni postupak sporiji nego interpolacioni postupak.

Kod numeričkog metoda sa jednakom talasnošću, varijacije slabljenja filtra unutar i van propusnog opsega su uniformne ali međusobno različite kao što je i

ilustrovano slikom 5.11a. Međutim, i širina prelazne oblasti može biti u ovom slučaju uža nego što se dobija kod filtera projektovanih pomoću prozorskih funkcija. Projektovanje filtera sa jednakom talasnošću je važno s obzirom na to da se talasnost u željenom odzivu, i u propusnom opsegu ( $1 \pm \delta_p$ ) i u nepropusnom opsegu ( $\delta_s$ ) može zadati nezavisno jedna od druge [Tan74]. Optimalnost ovako projektovanih filtera se ogleda u tome da za određene varijacije imaju najmanju širinu prelazne oblasti, za dati red filtera.



**Sl. 5.11.** Karakteristike filtera sa uniformnom talasnošću (a) i aproksimativne performanse (b)

U postupku projektovanja koristi se iterativna procedura, koja minimizira širinu prelazne oblasti za date varijacije unutar i van propusnog opsega, i koja se vrši numerički uz pomoć računara. Pored talasnosti, u postupku sinteze se specificiraju i broj elektroda i relativni propusni opseg. Minimizacija širine prelazne oblasti se vrši varijacijom težinskih koeficijenata apodizacije uz pomoć interpolacione procedure podržane odgovarajućim softverskim programom. Međutim, ovakvi numerički postupci

ne daju analitičku vezu između pojedinih parametara kao što su širina prelazne oblasti i dozvoljene talasnosti. Stoga su razvijeni određeni empirijski izrazi. Tako, za filter sa  $(2N + 1)$  elemenata i talasnosti  $\delta_p = \delta_s \cong 0.01$  dobija se sledeći izraz:

$$N \left( \frac{TW}{f_0} \right) \cong 2 \quad (5.26)$$

gde je  $f_0$  centralna učestanost. Na taj način je ostvarena direktna veza između broja elemenata i širine prelazne oblasti ( $TW$ ). Ovaj izraz kao i onaj sa mnogo detaljnijom aproksimacijom dat u [Her70, p. 328] međutim ne zavise od relativne širine propusnog opsega filtra, ali od toga zavisi raspodela težinskih koeficijenata. Jedine važne veličine su širina prelazne oblasti i dužina pretvarača. U [Tan74, pp. 19-20] je pokazan primer dva filtra sa istim brojem elektroda, istom talasnošću i istom širinom prelazne oblasti, a različitog relativnog propusnog opsega. Iz njega se vidi, da se vrednosti težinskih koeficijenata za ova dva filtra znatno razlikuju, bez obzira što je broj elemenata isti. Pri tome implementacija ovog metoda je mnogo jednostavnija kod filtara sa užim propusnim opsegom jer se koeficijenti mnogo sporije menjaju. Pokazano je da se teško mogu ostvariti PAT filteri sa propusnim opsegom većim od  $0,4f_0$  upravo zbog toga što se zahtevaju skokovite promene težinskih koeficijenata. Glavna poteškoća sa širokopojasnim filterima leži u činjenici da se brza promena koeficijenata ne može implementirati apodizacijom interdigitalnih pretvarača budući je težinsko preklapanje tačno jedino ako su promene male od elementa do elementa.

Numerički metod se zasniva na tehnici razvijenoj za nerekurzivne digitalne filtre. Stoga se brojne optimizacione tehnike razvijene u ovoj oblasti [Hof70, Tan74, Rab75] mogu primeniti direktno na projektovanje PAT pretvarača. Ove tehnike daju direktno težine transverzalnog filtra vezane za geometriju pretvarača. Obično se filter projektuje tako da amplitudski odziv  $A(\omega)$  bude dobra aproksimacija željenog amplitudskog odziva  $A_0(\omega)$ . Projektovanjem se minimizira funkcija greške  $E_A$ , definisana sledećim izrazom:

$$E_A = \text{Max} \left\{ e(\omega) | A(\omega) - A_0(\omega) \right\}, \quad 0 < \omega < \frac{\omega_s}{2} \quad (5.27)$$

gde je  $e(\omega)$  težinska funkcija greške koju bira projektant. Na ovaj način, može se specificirati da zahtevani odziv bude tačniji u nekim područjima opsega nego u drugim. Dobijena tačnost zavisi od dužine impulsnog odziva, koja mora biti veća ako se traži bolja tačnost. Ako je funkcija prenosa željenog filtra pravougaonog oblika (idealni propusnik opsega učestanosti) ovaj metod projektovanja može dati odziv sa jednakom talasnošću. Takav tip karakteristike se dobija ako su tolerancije u propusnom i nepropusnom opsegu nezavisne od učestanosti. Normalizovana amplitudska

karakteristika u propusnom opsegu osciluje između ekstremnih vrednosti datih sa  $(1 \pm \delta_p)$ , a nivo svih bočnih snopova je  $\delta_s$ . Pokazano je da filter sa ovakvom karakteristikom ima najmanju moguću širinu prelazne oblasti u odnosu na datu maksimalnu grešku u propusnom opsegu i dati maksimalni nivo bočnih snopova. Ustanovljeno je da se ovim tipom projektovanja postiže širina prelazne oblasti  $B_s$  data sledećim aproksimativnim izrazom [Mor85, p. 198]:

$$\log(\delta_p \delta_s) \cong -1.05 - 1.45 B_s T \quad (5.28)$$

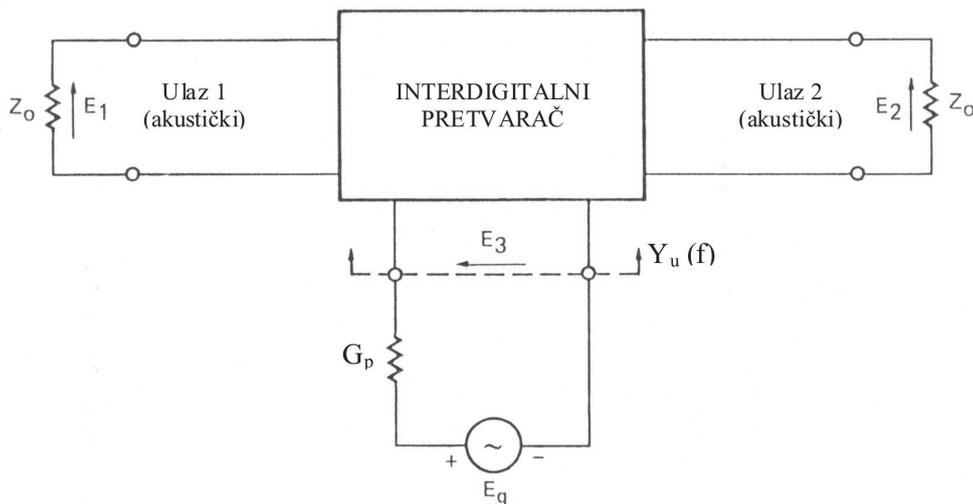
gde je  $T$  dužina impulsnog odziva. Ova jednačina omogućuje određivanje  $T$  potrebnog za ispunjenje traženih zahteva. Veza između širine prelazne oblasti i drugih projektnih parametara je data na sl. 5.11 a tipične vrednosti proizvoda  $B_s T$  su u opsegu 2 do 4.

U ovom poglavlju je prezentirano nekoliko tehnika za sintezu i projektovanje filtera sa površinskim talasima. Pristup zasnovan na upotrebi Furijeove transformacije i prozorskih funkcija direktno određuje fizičku strukturu filtera. Ovaj postupak omogućuje projektantu najbolji uvid u fizičku zavisnost između veličine talasnosti, širine prelazne oblasti i broja elektroda. Pored toga daje intuitivno najbolji osećaj o tome kako da se smanje tzv. Gibbs-ove oscilacije. Nedostatak ove tehnike je da se talasnosti u propusnom i nepropusnom opsegu ne mogu zadati nezavisno jedne od druge kao i činjenica da postoji tendencija da talasnosti budu najveće na ivicama opsega. Mnogo tačnije tehnike projektovanja su one sa numeričkim procedurama. One su zasnovane na iterativnim algoritmima koji se implementiraju uz pomoć digitalnih računara i daju filtre sa konstantnom vrednošću talasnosti i u propusnom i u nepropusnom opsegu. Širine prelazne oblasti su uže u odnosu na projekte sa maksimalno ravnim karakteristikom ili pak u odnosu na one sa prozorskim funkcijama, kod kojih talasnost opada sa udaljavanjem od ivica opsega. Pored dobijanja filtera sa jednakom talasnošću, ove iterativne procedure omogućuju da se veličine talasnosti u propusnom i nepropusnom opsegu specificiraju nezavisno jedne od drugih. Prednost ovih numeričkih postupaka je što daju filtre optimalnih performansi, ali je procedura projektovanja mnogo složenija nego što je recimo u slučaju tehnike sa upotrebom prozorskih funkcija, a uz to neke od optimalnih projekata je teško fizički realizovati.

## 5.6. PROJEKTOVANJE REALNIH PAT FILTERA

U prezentiranim metodama projektovanja korišćen je model zasnovan na predstavi interdigitalnog pretvarača kao idealnog transverzalnog filtra tako da dobijeno rešenje samo aproksimira realni PAT filter. U takvom pristupu zanemarena je interakcija između električnih struja koje ulaze u pretvarače i akustičkih talasa. Ove interakcije su važne kada se filter pobudi generatorom konačne unutrašnje impedanse i

poveže na impedansu potrošača. Njihovo zanemarivanje je prihvatljivo samo za slabo spregnute pretvarače kada filter ima veliko uneseno slabljenje dok je neodgovarajuće ukoliko je impedansa IDP-a prilagođena onoj od generatora i opterećenja. Uslov da se stvarni IDP može aproksimirati idealnim transverzalnim filtrom jeste kratkospojen električni ulaz što je fizički nerealno pošto to implicira i bekonačno slabljenje. Zato bi karakteristike PAT elemenata projektovanih samo na osnovu modela sa delta funkcijama znatno odstupale od željenih, u realnim uslovima. Pri projektovanju IDP-a stoga treba voditi računa o uticaju opterećenja na karakteristike kompletnog sklopa. Da bi se ono uzelo u obzir neophodno je analitički odrediti zavisnost prenosne funkcije IDP-a od opterećenja na električnom izlazu, tj. otpornosti generatora priključenog na električni ulaz. Ako se pretpostavi da su akustički krajevi zatvoreni karakterističnom impedansom  $Z_0$  tj. da nema refleksije, pretvarač i generator se mogu predstaviti kolom sa sl. 5.12.



Sl. 5.12. Pretvarač pobuđen realnim generatorom, bez refleksije

U prikazanom kolu sa  $G_p$  je označena provodnost generatora  $E_g$ , a sa  $Y_u$  ulazna admitansa pretvarača.

Za određivanje ulazne admitanse pretvarača treba poći od modela ekvivalentnog kola. Ukoliko je piezoelektrični pretvarač predstavljen u obliku regularnog interdigitalnog češlja sastavljenog od  $N+1$  elektrode sa konstantnim razmakom  $D$  i konstantnom dužinom preklapanja elektroda  $W$  onda on ustvari predstavlja mrežu od  $N$  statičkih kapacitivnosti  $C$  između kojih su kašnjenja  $\tau = D/v_\infty$ , koja odgovaraju brzini  $v_\infty$  – akustičkih talasa. U tom slučaju aproksimativna formula za impedansu pretvarača će imati sledeći oblik [Fel89, p. 108]:

$$Z = \frac{1}{jNC\omega} + R_0 \left[ \left( \frac{\sin x}{x} \right)^2 + j \frac{\sin 2x - 2x}{2x^2} \right] \quad (5.29)$$

Ova jednostavna formula pokazuje da je statička kapacitivnost  $NC$  vezana u seriju sa radijacionom impedansom  $Z_a$  koja je data izrazom:

$$Z_a = 2R_0 \frac{e^{-z} + z - 1}{z^2} \quad (5.30)$$

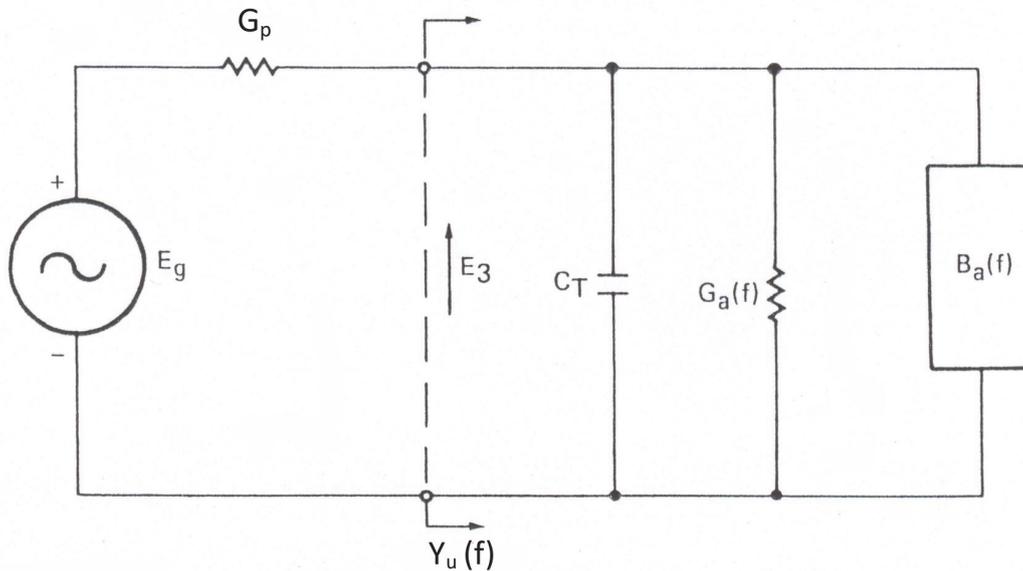
gde je:

$$z = j2x = jN\tau(\omega - \omega_0) \quad (5.31)$$

Piezoelektrični IDP se može predstaviti i paralelnim električnim kolom polazeći od relacije (5.29) ili kao što je prikazano na sl. 5.13, na osnovu [Har73a]. Elementi kola, za učestanosti u blizini akustičkog sinhronizma, dati su aproksimativnim izrazima:

$$G_a(f) = G_0 \left( \frac{\sin x}{x} \right)^2, \quad B_a(f) = G_0 \left( \frac{\sin 2x - 2x}{2x^2} \right) \quad (5.32)$$

gde je  $G_0 = G_a(f_0)$ .



Sl. 5.13. Ekvivalentna šema generatora i paralelnog kola IDP-a bez refleksije

Pomoću ukrštenog ekvivalentnog modela može se izračunati ulazna admitansa pretvarača sa sl. 5.12. Pokazuje se da ona ima oblik:

$$Y_u(f) = G_a(f) + j\omega C_T + B_a(f) \quad (5.33)$$

pri čemu su  $G_a$ ,  $B_a$  i  $C_T$  (statička kapacitivnost) funkcije određenih fizičkih veličina kao što je konstanta piezoelektrične sprege  $k^2$  i broja i geometrije elektroda, i date su izrazima:

$$G_a(f) = 4k^2 C_0 \left| \sum_{n=1}^N (-1)^n \sqrt{W_n f_n} \sin\left(\frac{\pi f}{2 f_n}\right) e^{-j\omega t_n} \right|^2 \quad (5.34)$$

što predstavlja ekvivalentnu akustičku radijacionu provodnost,

$$C_T = \sum_{n=1}^N C_n = C_{FF} W_0 \sum_{n=1}^N \frac{W_n}{W_0} \quad (5.35)$$

$$B_a(f) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{G_a(u)}{u-f} du \quad (5.36)$$

gde je  $C_{FF}$  kapacitivnost po jedinici dužine elektrodnog para,  $W_n$  dužina preklapanja elektroda a  $W_0$  najduže preklapanje elektroda.

Pomoću sl. 5.13 i modifikovanog modela sa ukrštenim poljem moguće je izvesti i izraz za funkciju prenosa realnog pretvarača  $T_{13}(f)$  [Ger78]:

$$T_{13}(f) = \frac{j2\pi \sqrt{2G_p W_0 C_0 k^2} \sum_{n=1}^N (-1)^n \frac{W_n}{W_0} \sqrt{f_n} \sin\left(\frac{\pi f}{2 f_n}\right) e^{-j\omega t_n}}{G_p + Y_u(f)} \quad (5.37)$$

Relacija (5.37) predstavlja generalizovani izraz za funkciju prenosa pretvarača u PAT filtru, zasnovana na skupu vrednosti vremena uzorkovanja  $t_n$ , i težina  $W_n$ . Polazeći od ove relacije, relativno jednostavno se uspostavlja veza između preklapanja elektroda i zahtevanih težinskih amplituda. U [Oli78] je pokazano, polazeći od zakona postavljanja elektroda i na osnovu pretpostavke da su tačke odabiranja na sredini između elektroda, da Furijeova transformacija vremenski semplovane replike  $h_s(t)$  željenog impulsnog odziva  $h(t)$  ima sledeći oblik:

$$H(f) = \mathfrak{S}[h_s(t)] = \frac{1}{\pi} \sum_{n=1}^N (-1)^n \left[ \frac{a(t_n)}{f_n} \right] \sin\left(\frac{\pi f}{2 f_n}\right) e^{-j\omega t_n} \quad (5.38)$$

Poređenjem poslednja dva izraza, uočava se sličnost u izrazima pod sumom tako da pod pretpostavkom da važi:

$$\frac{W_n}{W_0} = \left(\frac{f_n}{F}\right)^{-3/2} \frac{a(t_n)}{A} \quad (5.39)$$

onda se  $T_{13}(f)$  može predstaviti u obliku:

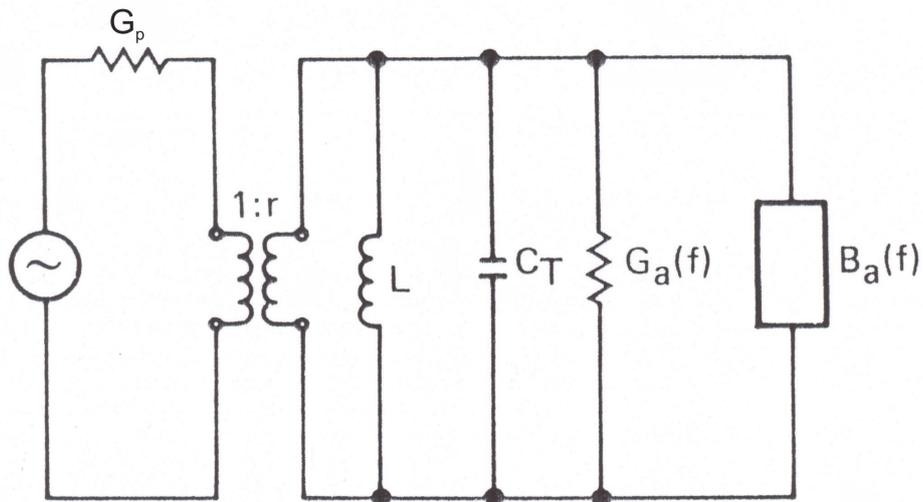
$$T_{13}(f) = \frac{j2\pi\sqrt{2k^2G_pW_0C_0}}{G_p + Y_u} \{ \mathfrak{S}[h_s(t)] \} \quad (5.40)$$

Parametri  $A$  i  $F$  su normalizacione konstante, gde  $A$  predstavlja maksimalnu vrednost težinskog koeficijenta  $a(t_n)$  a  $F$  se određuje tako da maksimalna vrednost  $W_n$  bude jednaka  $W_0$ . Relacija (5.39), izvedena na osnovu impulsnog PAT pretvarača, koja predstavlja zakon apodizacije za željeni impulsni odgovor pokazuje da dužina preklapanja elektroda mora biti proporcionalna amplitudi željenog impulsnog odziva. Takođe, iz nje se vidi da se mora vršiti korekcija preklapanja ako se menja  $f_n$  odnosno rastojanje između elektroda. S druge strane pak jednačina (5.40) pokazuje kako elementi kola sa sl. 5.13 utiču na tačnost projektovanja filtra. Naime, funkcija prenosa IDP-a ne zavisi samo od Furijeove transformacije  $h_s(t)$  kao što je to slučaj kod idealnog transverzalnog filtra, već i od  $Y_u(f)$  i  $G_p$ . Da bi uticaj promena  $Y_u(f)$  bio što manji potrebno je da ova admitansa ima i što konstantniju vrednost u propusnom opsegu filtra. Odstupanja prenosne karakteristike od idealne, koja se mogu tolerisati zavise i od ostalih parametara koje treba ispuniti, kao što su slabljenje u propusnom opsegu i širina propusnog opsega. U svakom slučaju razmatrani elementi kola dovode do grešaka o kojima se mora voditi računa prilikom projektovanja pretvarača.

### 5.6.1. Kompromisno projektovanje

Zbog toga što je karakteristika pretvarača u suštini neidealna potrebno je prilikom projektovanja uvesti kompromis između parametara kao što su uneseno slabljenje, širina propusnog opsega i zahtevanih oblika karakteristika filtra. Prvo se razmatra uneseno slabljenje PAT filtra a da bi razmatranje bilo jednostavnije posmatra se samo slabljenje koje nastaje usled neprilagođenja izvora (ili potrošača) i pretvarača. Prilagođenje izvora i potrošača obično se vrši pomoću mreže koja se sastoji od transformatora i kalema tako da ekvivalentno kolo IDP-a sa elementima za prilagođenje ima izgled kao na sl. 5.14.





Sl. 5.14. Ekvivalentno kolo pretvarača sa elementima za prilagođenje

Slabljenje ovakvog pretvarača, ako se zanemare otpornosti elektroda kao i drugi parazitni gubici, iznosi  $|T_{13}|^2$ . Međutim, pri određivanju unesenog slabljenja interdigitalnog pretvarača mnogo je pogodnije poći od snage akustičkog snopa  $P_{13}(f)$  tako da se na osnovu slike 5.14 dobija:

$$P_{13}(f) = |T_{13}|^2 = \frac{2(Q_p/Q_r) \frac{G_a(f)}{G_a(f_0)}}{\left[1 + (Q_p/Q_r) \frac{G_a(f)}{G_a(f_0)}\right]^2 + \left[Q_p(f/f_0 - f_0/f) + (Q_p/Q_r) \frac{B_a(f)}{G_a(f_0)}\right]^2} \quad (5.41)$$

gde su:

$$Q_p = 2\pi f_0 \frac{C_T r^2}{G_p}, \quad Q_r = 2\pi f_0 \frac{C_T}{G_a(f_0)}, \quad f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_T}} \quad (5.42)$$

Iz izvedenog izraza se vidi da se frekvencijski zavisni članovi  $B_a(f)$  i  $G_a(f)$  množe faktorom  $Q_p/Q_r$  tako da će njihov uticaj na slabljenje biti manji ako je odnos  $Q_p/Q_r$  manji. To znači da je uticaj ovog faktora vrlo značajan i da će za male vrednosti  $Q_p/Q_r$  prenosna karakteristika biti vrlo bliska prenosnoj karakteristici idealnog transverzalnog filtra. Tako će se za učestanosti blizu  $f_0$  i  $Q_p/Q_r \ll 1$  izraz (5.41) uprostiti i dobiti oblik:

$$P_{13}(f) \cong \frac{2(Q_p / Q_r) \frac{G_a(f)}{G_a(f_0)}}{1 + 4Q_p^2 \frac{(f - f_0)^2}{f_0^2}} \quad (5.43)$$

Iz ovog poslednjeg izraza se vidi da je nemoguće postaviti  $Q_p$  na nulu bez redukcije efikasnosti pretvarača na nulu pa se stoga pravi kompromis između greške koju unosi imenilac prenosne funkcije i efikasnosti, tj. unesenog slabljenja IDP-a.

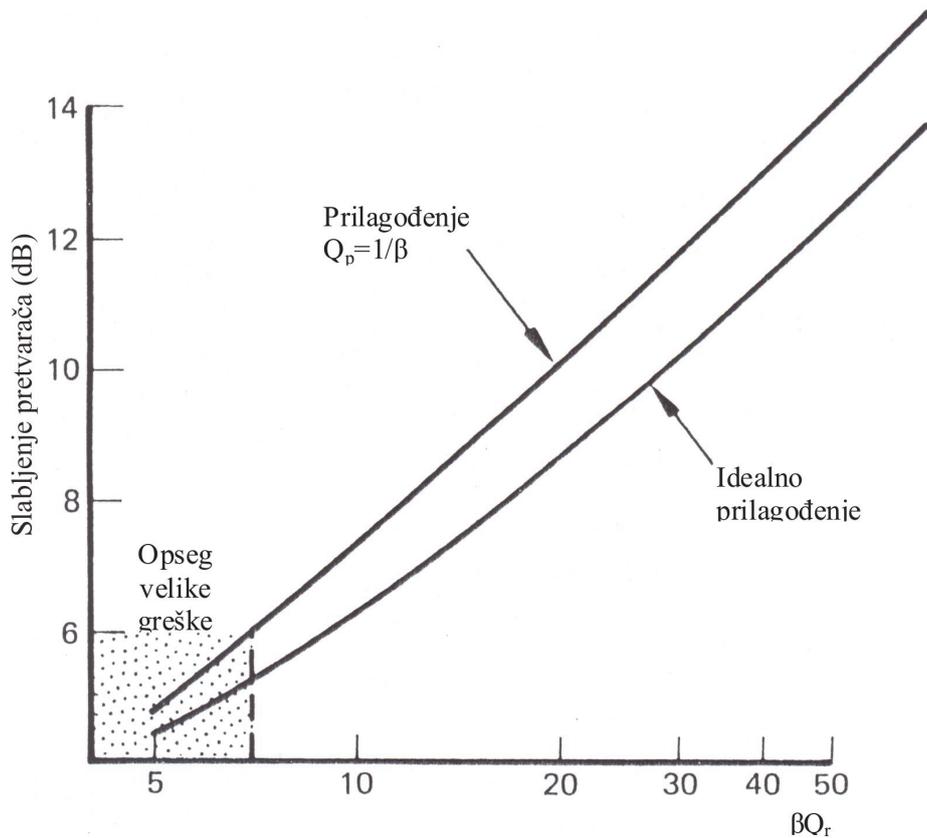
Potrebno je razmotriti slabljenje u propusnom opsegu. Za efikasnost pretvarača na granicama propusnog opsega se na osnovu izraza (5.43) dobija:

$$P_{13}(f_0 \pm \Delta f / 2) = 2(Q_p / Q_r) \frac{[G_a(f) / G_a(f_0)]}{1 + \beta^2 Q_p^2}, \quad Q_p / Q_r \ll 1 \quad (5.44)$$

gde je  $\beta \equiv \Delta f / f_0$ , relativni propusni opseg pretvarača. Maksimum efikasnosti na granicama propusnog opsega se ostvaruje za  $Q_p = 1/\beta$  a za ovu vrednost parametra  $Q_p$  efikasnost na centralnoj učestanosti  $f_0$  iznosi:

$$P_{13}(f_0) \cong \frac{2}{\beta Q_r}, \quad \beta Q_r \gg 1 \quad (5.45)$$

Koristeći ovaj poslednji izraz može se odrediti zavisnost unesenog slabljenja pretvarača od  $\beta Q_r$ , što je prikazano dijagramom na sl. 5.15, kao i njegovo poređenje sa onim za slučaj idealnog prilagođenja.



Sl. 5.15. Uneseno slabljenje IDP-a na učestanosti  $f_0$  u funkciji  $\beta Q_r$ .

Napred postavljeni uslov  $Q_p/Q_r \ll 1$  ili njemu ekvivalentni  $\beta Q_r \gg 1$  služi da spreči prekomernu devijaciju odziva pretvarača a uslov  $Q_p = 1/\beta$  daje još jednu vezu između parametara  $C_T$ ,  $G_p$  i  $r$ :

$$2\pi f_0 \frac{C_T r^2}{G_p} = \frac{1}{\beta} \quad (5.46)$$

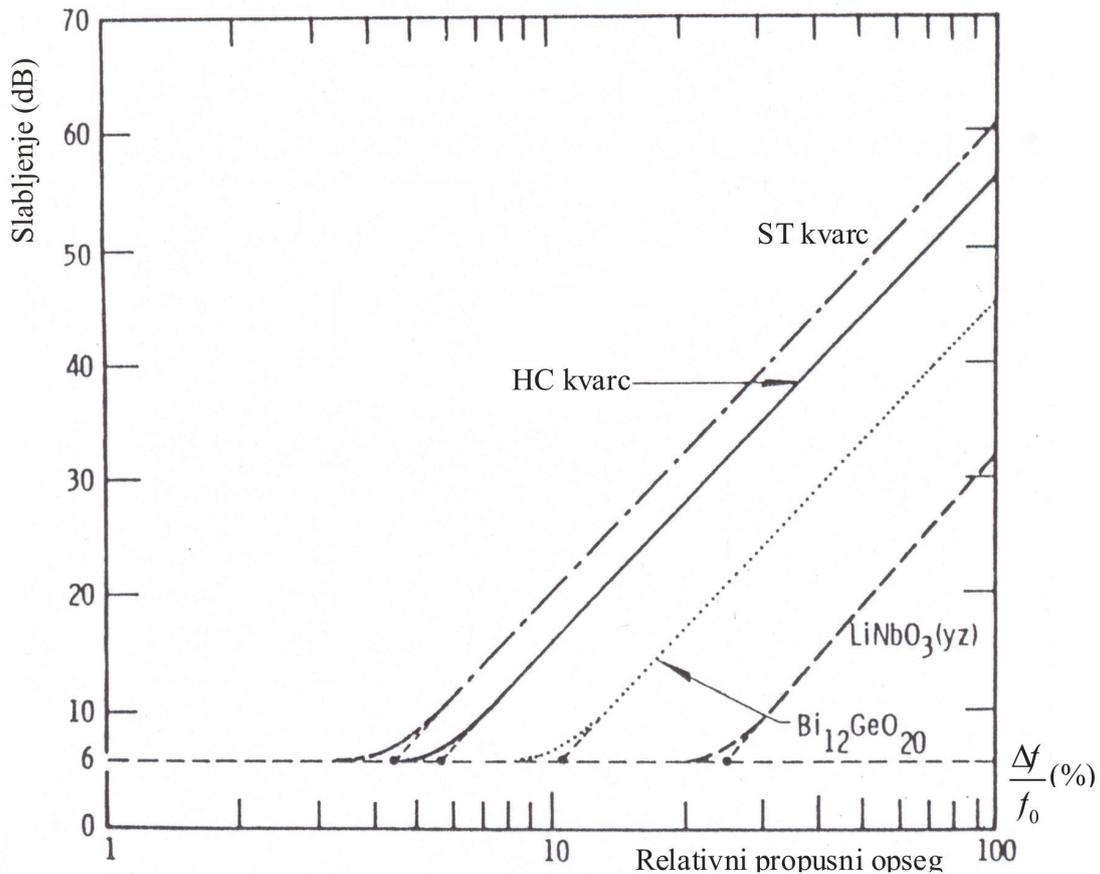
Relacija (5.46) se može upotrebiti u kombinaciji sa (5.35) za određivanje  $W_0$ , ukoliko je prethodno određen zakon apodizacije. Ako je dobijena vrednost za  $W_0$  nepraktična, onda se ona može korigovati promenom odnosa transformacije  $r$ .

Veličina  $Q_r$  definisana izrazom u (5.42) predstavlja jedan od najvažnijih faktora kojim se može uticati na ostvarenje kompromisa pri projektovanju pretvarača. Pošto  $Q_r$  zavisi od  $G_a(f_0)$ , za tačno određivanje vrednosti  $Q_r$  trebalo bi izračunati  $G_a(f_0)$  na osnovu poznatog položaja i preklapanja elektroda. Međutim, u većini slučajeva  $Q_r$  se može aproksimirati sledećim izrazom:

$$Q_r \cong \frac{\pi\beta}{4k^2} \quad (5.47)$$

Polazeći od vrednosti za  $Q_r$ , može se zaključiti da je efikasnost pretvarača  $P_{13}(f_0)$ , relacija (5.45), proporcionalna sa  $k^2$  a obrnuto proporcionalna sa  $\beta^2$ . Takav rezultat ukazuje na značaj izbora podloge, pa tako npr. pretvarač na litijum niobatu za  $Q_p = 1/\beta$  i  $Q_r\beta \gg 1$  ima za oko 14 dB manje slabljenje od istog pretvarača na podlozi od kvarca. S druge strane zavisnost efikasnosti od  $\beta^2$  ukazuje da povećanje relativnog propusnog opsega dovodi do povećanja slabljenja u propusnom opsegu. Tako, u slučaju da se relativni propusni opseg udvostruči, slabljenje pretvarača će se povećati za 6 dB. Za brzo određivanje uticaja projektnih parametara  $\beta$ ,  $Q_r$  i  $Q_p$  na slabljenje IDP-a mogu poslužiti dijagrami dobijeni na osnovu izraza (5.44) i dati u [Oli78, sl. 3.18, p. 84].

Ako se pri projektovanju PAT filtara desi da uslov  $Q_p = 1/\beta$  ne daje  $Q_r\beta \gg 1$ , slučaj kada je  $\beta < 2k/\pi$ , tada treba ili smanjiti  $Q_p$  ili povećati  $Q_r$  izborom podloge sa manjim koeficijentom piezoelektrične sprege. Prema tome, proizilazi da podloga sa jakim piezoelektričnom spregom nije uvek najbolje rešenje kada su u pitanju filtri sa uskim propusnim opsegom. Za ilustraciju ove konstatacije mogu korisno da posluže i dijagrami prikazani na sl. 5.16, koji daju zavisnost minimalnog slabljenja u funkciji propusnog opsega, za različite materijale podloge. Na ovoj slici je prikazano i teorijski minimalno slabljenje koje iznosi 6 dB i posledica je bidirektivnosti pretvarača.



Sl. 5.16. Slabljenje PAT filtra na različitim podlogama u zavisnosti od propusnog opsega

U prethodnom razmatranju koje se odnosilo na kompromise u projektovanju svaki IDP je tretiran posebno a takođe su zanemareni neki efekti čiji je uticaj u praksi znatan. Naime, prisustvo metalnih elektroda na piezoelektričnoj podlozi menja granične uslove na površini, pre svega električne a onda i mehaničke. Usled toga dolazi do efekata kao što su refleksija površinskih talasa na ivicama elektroda i smanjenje brzine prostiranja talasa. Do interakcije između predajnog i prijemnog IDP-a dolazi zbog "regeneracije" akustičkih talasa unutar pretvarača. Naime, kada površinski akustički talas dođe do izlaznog pretvarača on indukuje napon između njegovih elektroda odnosno na potrošaču. Ovaj napon sada generiše drugi akustički talas koji se kreće u oba smera od ovog pretvarača, znači i prema ulaznom pretvaraču. Faza i amplituda ovog regenerisanog talasa zavise od električnog opterećenja priključenog na IDP. Ako je otpor opterećenja jednak nuli, nema indukovanog napona i regeneracije neće biti, a ako se pak izvrši potpuno prilagođenje može se pokazati da će se četvrtina akustičke energije regenerisati [Hri09c, p. 73]. Ovaj regenerisani talas putuje nazad do ulaznog pretvarača, tamo se ponovo reflektuje i vraća na izlazni pretvarač kao "eho" koji je za 12 dB niži od korisnog signala. Pošto ovaj "eho" pređe put od ulaznog do izlaznog

pretvarača tri puta, on se naziva smetnjom ili ehom, trostrukog prelaza (TTE). Echo se u vremenskom domenu pojavljuje u pravilnim vremenskim razmacima jednakim dvostrukoj vrednosti kašnjenja filtra.

U frekvencijskom domenu ovaj eho prouzrokuje varijacije u propusnom opsegu i amplitudske i fazne karakteristike. Učestanost varijacija zbog trostrukog prelaza iznosi  $(2d)^{-1}$  gde je  $d$  kašnjenje filtra. Za slučaj prilagođenja, varijacije amplitudske karakteristike iznose 4,4 dB što je u većini slučajeva neprihvatljivo. Najpogodniji način za potiskivanje smetnji trostrukog prelaza jeste razdešavanje impedanse opterećenja, u kom slučaju se traži kompromis između slabljenja i smetnje trostrukog prelaza. Uslov  $Q_p / Q_r \ll 1$  omogućuje i smanjenje izobličenja koja su posledica refleksije i interakcije IDP-a. Kako je efikasnost refleksije na akustičkom kraju pretvarača data izrazom:

$$P_{11}(f) = \frac{(Q_p / Q_r)^2}{\left[ 1 + (Q_p / Q_r) \frac{G_a(f)}{G_a(f_0)} \right]^2 + \left[ Q_p (f / f_0 - f_0 / f) + (Q_p / Q_r) \frac{B_a(f)}{G_a(f_0)} \right]^2} \quad (5.48)$$

to se s obzirom na izraz za  $P_{13}(f)$ , ona može predstaviti u obliku:

$$P_{11}(f) = (Q_p / 2Q_r) \frac{G_a(f_0)}{G_a(f)} P_{13}(f) \quad (5.49)$$

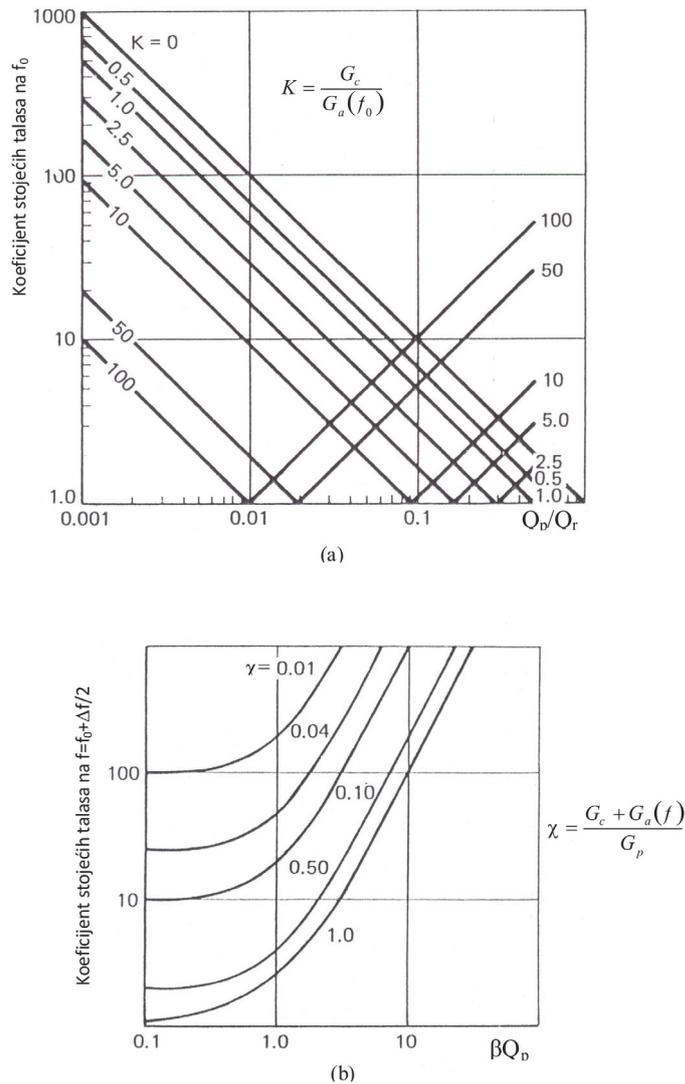
Poslednji izraz pokazuje da je efikasnost refleksije tj. regeneracije proporcionalna efikasnosti prenosa  $P_{13}$ , redukovana za odnos  $Q_p / 2Q_r$ . Za potrebe određivanja nivoa smetnji trostrukog prelaza mogu da posluže dijagrami odnosa  $P_{11} / P_{13}$  u funkciji  $\beta Q_p$ , takođe prikazani u [Oli78, sl. 3.19, p. 85].

Poređenjem ovih i pomenutih dijagrama slabljenja na granici propusnog opsega vidi se da je za dobijanje manjeg nivoa smetnji trostrukog prelaza potrebno povećati slabljenje smanjenjem  $Q_p$  tako da je  $\beta Q_p < 1$ . Pored ovog postoji i dodatni razlog za usvajanje  $\beta Q_p < 1$ , pošto je za  $Q_p \beta = 1$  slabljenje pretvarača na granici propusnog opsega za 3 dB veće od slabljenja na centralnoj učestanosti  $f_0$ . Ako se uzme u obzir da i drugi pretvarač unosi isto toliko slabljenja onda to znači da će slabljenje celog PAT elementa na granici propusnog opsega biti za 6 dB veće od slabljenja na sredini propusnog opsega, što nije dozvoljeno. Jedan način da bi se ovo prevazišlo je uvođenje tzv. predistorzije u zadatu prenosnu karakteristiku IDP-a, a drugi je da se smanji  $Q_p$  na određenu vrednost koja se dobija iz dijagrama greške amplitudske i fazne karakteristike. Ovi dijagrami predstavljaju odstupanje ovih karakteristika od idealnih usled zavisnosti imenioca prenosne karakteristike  $T_{13}(f)$  od učestanosti, i mogu se naći u raspoloživoj

literaturi. Idealne karakteristike su one koje odgovaraju idealnom transversalnom filtru odnosno željenom impulsnom odzivu  $h(t)$  prema kome je projektovan filter.

### 5.6.2. Dodatni kompromisi

Uslov za dobijanje traženih tačnih frekvencijskih karakteristika pretvarača izražen relacijom  $Q_p/Q_r \ll 1$  je ekvivalentan onome da je  $G_a(f_0)/G_p \ll 1$ , što ustvari znači da IDP ima dosta veliki koeficijent stojećih talasa. U cilju poboljšanja ovog koeficijenta odnosno smanjenja njegove vrednosti, može se na ulazu kola sa sl. 5.14 paralelno kalemu  $L$  vezati provodnost  $G_c$ , ali po cenu izvesnog smanjenja efikasnosti samog pretvarača. U suštini, svaki realni pretvarač zbog gubitaka koji nastaju usled otpornosti elektroda ima na ovom mestu uvek prisutnu neku provodnost. Kada se još doda i paralelna provodnost  $G_c$  u ekvivalentno kolo pretvarača, može se relativno jednostavno, rešavajući ovo kolo odrediti novi izraz za prenosnu funkciju pretvarača iz koga se može sagledati uticaj provodnosti  $G_c$  na osobine pretvarača. Za pomenutu namenu mogu korisno poslužiti grafički dijagrami prikazani na slikama 5.17 i 5.18.

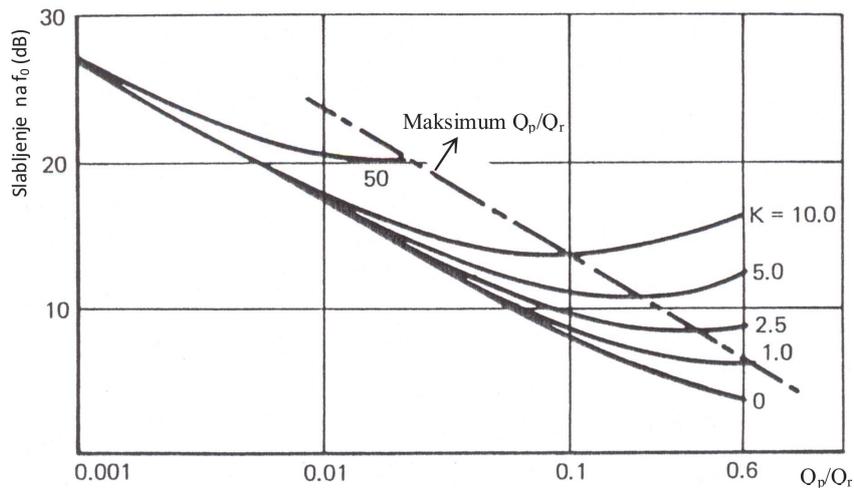


**Sl. 5.17.** Zavisnost koeficijenta stojećih talasa od  $Q_p/Q_r$  na učestanosti  $f_0$  (a) i od  $\beta Q_p$  na granici propusnog opsega (b)

Na sl. 5.17 je prikazan uticaj provodnosti  $G_c$  na koeficijent stojećih talasa na učestanosti  $f_0$ , kao i na granici propusnog opsega. Dijagram zavisnosti koeficijenta stojećih talasa od  $X = Q_p/Q_r$  prikazan na sl. 5.17a, gde je korektivni faktor  $K = G_c/G_a(f_0)$  uzet za parametar, pokazuje da se koeficijent stojećih talasa može smanjiti u oblasti negativnih nagiba ovih pravih kada se  $G_c$  povećava. Naravno, koeficijent stojećih talasa se može takođe smanjiti i povećanjem  $Q_p$  ali bi to dovelo do povećanja greške fazne i amplitudske karakteristike. Sa ove slike se takođe vidi da je moguće povećati provodnost  $G_c$  do vrednosti pri kojoj je koeficijent stojećih talasa



jednak jedinici, a daljnje povećanje njegove vrednosti iznad ove dovelo bi do povećanja ovog koeficijenta (oblast pozitivnih nagiba pravih). Ovi dijagrami takođe pokazuju da je u oblasti gde je  $Q_p/Q_r \ll 1$ , koeficijent stojećih talasa mali samo ako je ispunjen uslov  $K \cdot X = 1$ . Međutim sl. 5.17b, koja prikazuje zavisnost koeficijenta stojećih talasa od  $\beta Q_p$  na granici propusnog opsega, gde je  $\chi = (G_c + G_a)/G_p$  parametar, pokazuje da taj uslov ne obezbeđuje mali koeficijent stojećih talasa u celom propusnom opsegu ako je opseg veliki.



Sl. 5.18. Zavisnost slabljenja pretvarača na učestanosti  $f_0$

Na sl. 5.18 prikazan je uticaj  $G_c$  na slabljenje na učestanosti  $f_0$ . Sa prikazanog dijagrama slabljenja u funkciji  $Q_p/Q_r$  vidi se da pri datom odnosu  $Q_p/Q_r$  sa povećanjem  $G_c$  raste i slabljenje. Na istoj slici je ucrtana i prava koja označava granicu do koje se sme u praksi povećavati odnos  $Q_p/Q_r$ . Za datu vrednost parametra  $K$ , povećanje odnosa  $Q_p/Q_r$  iznad date granice daće lošije rezultate kako u pogledu slabljenja tako i u pogledu tačnosti odnosno grešaka fazne i amplitudske karakteristike.

## **6. PROJEKTOVANJE RF I MF PAT FILTARA I REALIZACIJA PAT FILTRA ZA HEMIJSKE SENZORE**

U ovom poglavlju je obrađeno projektovanje i realizacija transversalnih PAT filtara propusnika opsega učestanosti namenjenih za primenu u hemijskim senzorima. Prezentiran je algoritam pogodan za CAD – sintezu filtara sa površinskim akustičkim talasima sa uniformnim pretvaračima. Razmatrano je projektovanje odabrane vrsta PAT filtra koja treba da omogući nanošenjem osetljivog sloja između IDP-a, specifičnu vrstu procesiranja signala, procesiranje u realnom vremenu: konverzijom električnih signala visokih učestanosti u mehanički talas, njegovu modulaciju merenom neelektričnom veličinom i ponovnu konverziju u električni signal.

Projektovan je RF PAT filtar čija su oba IDP-a uniformna, neapodizovana sa jednostrukim elektrodama. Ovaj filtar je baza za izradu hemijskih PAT senzora, neposredno ili kao linija za kašnjenje u kolu oscilatora. Pored toga on je i višenamenski PAT filtar propusnik opsega učestanosti koji se može koristiti u obradi signala i telekomunikacionim sistemima kao međufrekvencijski filtar. Za realizaciju je odabran filtar centralne učestanosti 72 MHz sa identičnim pretvaračima sa uniformno raspoređenim elektrodama istih dužina na podlozi od kvarca. Broj elektroda je određen tako da se dobije minimalno slabljenje u propusnom opsegu filtra. Pri projektovanju filtra korišćene su procedure i opšti principi detaljno izloženi u poglavlju 5 ove teze.

### **6.1. ALGORITAM PROJEKTOVANJA NEDISPERZIVNIH PAT FILTARA PROPUSNIKA OPSEGA SA SPECIFIČNOM NAMENOM**

PAT filtri nude visok stepen fleksibilnosti u realizaciji različitih funkcija u procesiranju signala, a kao što se iz prethodnog poglavlja moglo zaključiti, proces projektovanja IDP-a je usložen zbog velikog broja oprečnih zahteva. Radi zadovoljenja često potpuno suprotnih zahteva za vrednosti pojedinih parametara deo postupka projektovanja se mora izvoditi iterativno. Izbor metode projektovanja zavisi

od vrste filtra i zadatih specifikacija kao i od raspoložive tehnologije kojom će se filter realizovati.

Ključnu ulogu u ostvarenju zahtevane PAT frekvencijske karakteristike potrebne u procesiranju signala ima određivanje odgovarajućeg razmeštaja i dužine elektroda IDP-a. S obzirom na to da se svaki interdigitalni pretvarač može tretirati kao struktura za uzorkovanje u vremenskom domenu analogna digitalnom FIR filtru [Tan74, p. 13], [Cam89] to se za projektovanje IDP-a mogu upotrebiti metode projektovanja ovih filtara.

Generalno, postupak projektovanja transverzalnih PAT filtara propusnika opsega učestanosti se može razložiti na nekoliko faza:

- Izbor podloge i konfiguracije pretvarača.
- Određivanje koeficijenata impulsnih odziva pretvarača.
- Određivanje elemenata kola za spregu i apertura pretvarača.
- Određivanje geometrije IDP-a i PAT filtra u celini.
- Izračunavanje karakterističnih parametara filtra uzimajući u obzir da IDP-i nisu idealni transverzalni filtri.

U ovom odeljku je izložen algoritam projektovanja transverzalnog PAT filtra koji je osnova za izradu senzora [Hri010a]. Prezentira se metod projektovanja filtra propusnika opsega učestanosti sa uniformnim pretvaračima sa maksimalnim propusnim opsegom i minimalnim slabljenjem. Algoritam je pogodan za CAD dizajn filtara i u daljem tekstu je izložen njegov tok.

PAT element sa uniformnim interdigitalnim pretvaračima se može upotrebiti kao linija za kašnjenje ili kao filter propusnik opsega učestanosti [Mal06]. Hemijski senzor se, kao što je objašnjeno u poglavlju 4, pravi tako što se bezelektrodni deo između pretvarača prekriva materijalom koji upija određeni hemijski agens. Pomoću impulsnog modela PAT pretvarača [Har73a], primenjenog u poglavlju 5, modeluje se i ovaj filter. Prema ovom modelu modeluje se piezoelektrično, mehaničko i električno ponašanje PAT filtra. Pomoću ovog modela određuju se prenosna funkcija, radijaciona konduktansa, akustička susceptansa, impedansa, i drugi električni parametri u algoritmu.

Algoritam se sastoji od nekoliko koraka. U prvom koraku, vrši se izbor tipa podloge i konfiguracije filtra. U drugom koraku se vrši proračun geometrije interdigitalnih pretvarača. U narednim koracima, projektuju se maske pretvarača i mreže za prilagođenje između IDP-a i opterećenja/generatora.

### A. Izbor podloge i konfiguracije filtra

Izbor podloge i konfiguracije filtra se vrši prema zadatim specifikacijama: centralnoj učestanosti, propusnom opsegu, prenosnoj funkciji, tipu elektroda i filtra, težinskoj funkciji, otporu opterećenja, i otporu generatora.

Različiti tipovi i orijentacije materijala podloge se mogu koristiti, ali zbog praktičnih razloga takvih kao što su cena, jednostavnost proizvodnje, poliranje, temperaturna stabilnost, reproduktivnost, pouzdanost i performanse, izbor se uglavnom svodi na dve mogućnosti, kvarc ili litijum niobat. Litijum niobat ima veći koeficijent elektromehaničke sprege pa je stoga pogodniji u slučajevima kada se traži manje uneseno slabljenje, za širokopolasne filtre i linije za kašnjenje. ST kvarc ima niži koeficijent elektromehaničke sprege ali i značajne prednosti u pogledu uticaja sekundarnih efekata, npr. niže generisanje zapreminskih talasa, niže akustičke refleksije i bolju temperaturnu stabilnost.

Karakteristični parametri upotrebljenog materijala koji utiču na performanse projektovanog elementa su npr.: koeficijent piezoelektrične sprege, brzina površinskih talasa, temperaturski koeficijent brzine i kašnjenja, parametar anizotropije, gubici usled propagacije itd. Ova svojstva materijala se moraju razmatrati u kontekstu izabranog tipa pretvarača i upotrebljenog prilagođenja. Posebno je važna temperaturna osetljivost. Naime, poznato je da ST kvarc ima mnogo manji temperaturni koeficijent ( $\approx 0,03 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ ) od litijum niobata ( $\approx 90 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ ) tako da za filtre propusnike opsega sa veoma malom relativnom širinom opsega (ispod 5%) mora se koristiti ST kvarc. Međutim, filtri načinjeni na podlozi od ST kvarca imaju veliko uneseno slabljenje što je posledica malog koeficijenta sprege. Uzevši u obzir i druge sekundarne efekte (brzina prostiranja, difrakcija, veličina podloge, ...) proizilazi da ST kvarc ima prednost uvek kada je relativna širina propusnog opsega ispod 10% ili ako su potrebna veća kašnjenja na višim učestanostima.

U PAT senzorima sa linijom za kašnjenje koriste se nedisperzivne linije za kašnjenje, slika 4.3, koje imaju konstantno grupno kašnjenje u propusnom opsegu. Kao što se sa slike 4.3 vidi ova linija predstavlja filter propusnik opsega učestanosti sa konstantnim grupnim kašnjenjem. Željena funkcija prenosa filtra  $H(f)$  se deli na dve funkcije  $H_1(f)$ , i  $H_2(f)$  koje se realizuju kao ulazni i izlazni pretvarač. Najčešće su oba pretvarača identična pa je  $H_1(f) = H_2(f) = \sqrt{H(f)}$ . U suprotnom, jedna od funkcija se odabere da ima neku dobro poznatu karakteristiku tako da je druga data odnosom zahtevane i prve prenosne funkcije,  $H_2(f) = H(f)/H_1(f)$ . Ovim se projektovanje PAT filtra svodi na projektovanje pojedinačnih, uniformnih neapodizovanih pretvarača.

### B. Projektovanje geometrije interdigitalnih pretvarača

Polazna tačka u projektovanju uniformnih IDP-a je usvajanje odnosa širine elektroda  $a$  i rastojanja njihovih centara  $b$ . Shodno impulsnom modelu uzima se  $a = b/2$ .

Iz zadate centralne učestanosti  $f_0$  se određuje  $b$ , odnosno  $a$  kao:

$$b = \lambda_0 / 2 = v / 2f_0 \quad (6.1)$$

$$a = b/2 = v / 4f_0 \quad (6.2)$$

gde  $\lambda_0$  označava talasnu dužinu koja odgovara centralnoj učestanosti  $f_0$ . Ako bi se koristile dvostruke elektrode, što zavisi od radne učestanosti, onda bi njihova širina bila  $\lambda_0/8$ .

Broj elektroda je u funkciji veličine relativnog propusnog opsega  $B/f_0$ . Maksimalna veličina relativnog propusnog opsega sa minimalnim unesenim slabljenjem od 6 dB je određena vrstom podloge i određuje se prema obrascu [Mor73]:

$$(B/f_0)_{\max} = 2k/\sqrt{\pi} \quad (6.3)$$

gde je  $k$  poznati koeficijent elektromehaničke sprege, što daje optimalni broj elektrodnih parova  $N_{\text{opt}} = \sqrt{\pi}/2k$ .

Veći propusni opsezi se ostvaruju sa manjim brojem elektrodnih parova od optimalnog i posebnom mrežom za prilagođenje dok se relativni propusni opseg manji od maksimalnog dobija, kada se broj jednostrukih elektroda izračuna prema obrascu [Mor73]:

$$N_e = 1 + 2f_0/B \quad (6.4)$$

Dužina pretvarača onda iznosi:

$$L_p = (f_0/B + 1/4)\lambda_0 \quad (6.5)$$

Ako je zadati propusni opseg veći od optimalnog, broj jednostrukih elektroda se izračunava prema obrascu:

$$N_e = 1 + \frac{2B}{\pi f_0^2 C_s R_a(f_0)} \quad (6.6)$$

gde je  $C_s$  kapacitivnost jednog para elektroda, a  $R_a(f_0)$  otpornost pretvarača na centralnoj učestanosti. U ovom slučaju je uneseno slabljenje veće od 6 dB.

Rastojanje između centara pretvarača, ulaznog i izlaznog, se kreće u rasponu od  $10\lambda_0$  do desetostruke vrednosti širine talasnog fronta. S obzirom da je filter namenjen

za implementaciju senzora, gde je rastojanje između IDP-a bitno, izabrana je vrednost od 50 talasnih dužina.

Dužina elektroda uniformnog pretvarača se određuje na osnovu njegovog impulsnog odziva. Kao što je prezentirano u odeljku 5.5.2.1, efektivna dužina elektroda je određena vrednošću amplitudnog faktora  $a_n$ . Težinski koeficijent  $a_n$  odgovarajuće delta funkcije jednak je vrednosti funkcije  $h(t)$  u trenutku  $t_n$  tj.  $a_n = |h(t_n)|$ . Prethodno se odziv ograničava nekom "prozorskom" funkcijom  $w(t)$ , koja treba da idealnu prenosnu funkciju što bolje aproksimira ali tako da se može realizovati sa konačnim brojem elektroda.

Optimalna širina aperture pretvarača  $W_0$  tj. širina talasnog fronta, i elementi mreže za prilagođenje na ulazu i izlazu filtra se određuju na osnovu zadatih specifikacija za amplitudsku i faznu grešku, potiskivanje smetnji trostrukog prelaza, uneseno slabljenje na granicama propusnog opsega, i otpornosti generatora i potrošača, kao što je objašnjeno u poglavlju 5.

### C. Projektovanje maske interdigitalnih pretvarača

Za projektovanje maske interdigitalnih pretvarača PAT filtara propusnika opsega učestanosti neophodan je odgovarajući softver. Pošto nisu raspoloživi standardni programi bilo je neophodno napraviti sopstveni softver.

U svetu postoji razvijena industrija PAT filtara, koja poseduje vlastiti softver za projektovanje filtara i crtanje maski za proizvodnju ovih filtara. Softver za projektovanje PAT filtara uglavnom je specijalizovan za određeni tip filtara. Postojeći softver za projektovanje PAT filtara može biti dostupan, ali je ili namenjen projektovanju jednostavnih PAT filtara ili je veoma skup. Međutim, softver za projektovanje specifičnih filtara [Živ09a] i crtanje maski PAT filtara je nedostupan. Stoga je za realizaciju PAT filtra bilo neophodno razviti softver za projektovanje i crtanje maski njegovih pretvarača.

Razvijen je softver, pod imenom IDPMPAT ver. 1.0, za projektovanje maske interdigitalnih pretvarača filtra sa površinskim akustičkim talasom [Živ010]. Filtar je propusnik opsega učestanosti, sa minimalnim slabljenjem u propusnom opsegu, i sa uniformno raspoređenim elektrodama. Ovakav filter se primenjuje u hemijskim PAT sensorima gde se vrši specifična vrsta procesiranja signala u realnom vremenu, a može se upotrebiti i u obradi signala i telekomunikacionim sistemima.

Izvorni kod softvera, za implementaciju procedure projektovanja maske je napisan u jeziku *Mathematica*. Ulazni podaci su tehnološki parametri podloge, centralna učestanost filtra, impedansa generatora i impedansa potrošača. Softver IDPMPAT

izračunava geometrijske dimenzije interdigitalnih pretvarača i u izlaznom izveštaju daje crtež maske interdigitalnog pretvarača potrebne za izradu PAT filtra.

Računarski program, realizovan u programskom jeziku *Mathematica*, na osnovu zadatih specifikacija vrši projektovanje i crtanje maske interdigitalnih pretvarača PAT filtara propusnika opsega učestanosti, sa minimalnim slabljenjem u propusnom opsegu, i sa elektrodama istih dužina. Program se može koristiti za implementaciju opšte strukture PAT filtara konfigurisanih sa uniformnim interdigitalnim pretvaračima. Najvažniji izlaz softvera je precizan crtež maske IDP-a. Softver je namenjen za projektovanje maske pretvarača koji se implementiraju u PAT senzore a može se koristiti i za linije za kašnjenje.

Softver za crtanje maski interdigitalnih pretvarača se koristi pre svega u projektovanju PAT senzora. Namenjen je za crtanje maski interdigitalnih pretvarača koje se koriste pri implementaciji PAT filtra sa uniformnim pretvaračima, i izradu laboratorijskog prototipa filtra za hemijske senzore.

Za implementaciju softvera potrebni minimalni hardverski resursi su:

- CPU Intel Pentium IV
- RAM 1 GB
- HDD 250 GB
- DVD drive
- Štampač

a potreban sistemski i aplikativni softver je:

- Operativni sistem Microsoft Windows XP (32-bit)
- Wolfram *Mathematica* version 7 for Microsoft Windows XP (32-bit)

### **Upotreba softvera**

IDPMPAT ver. 1.0 projektuje i crta masku bidirekcionog interdigitalnog pretvarača transverzalnog filtara sa površinskim akustičkim talasom. Filtar je propusnik opsega učestanosti, optimizovan da ima minimalno slabljenje u propusnom opsegu, u konfiguraciji koju čine dva PAT IDP-a koji su u kaskadi i čije su elektrode istih dužina. Osnovna pretpostavka proistekla iz modelovanja je da su konstitutivni pretvarači periodični, sa konstantnom periodom (pitch) i stepenom metalizacije (duty factor), i da su neapodizovani (ponderisanje sa uniformnom aperturom).

Softver IDPMPAT ver. 1.0 se pokreće kao Wolfram *Mathematica* dokument IDPMPAT.nb, u kome se izvršava funkcija IDPMPAT.

U interaktivnom dijalogu sa softverom unose se ulazni podaci potrebni za implementaciju maske:

- vrsta podloge (*i d*: 1 za kvarc, 2 za litijum niobat)
- brzina prostiranja talasa u podlozi (*v*)
- centralna učestanost propusnog opsega filtra (*f<sub>0</sub>* u MHz),
- koeficijent elektromehaničke sprege podloge (*k*)
- rastojanje između interdigitalnih pretvarača (*L* u mm)

Funkcija IDPMPAT se poziva sa pet argumenata, IDPMPAT [*i d*, *v*, *k*, *f<sub>0</sub>*, *L*], što ilustruje sledeći primer:

**IDPMPAT [1, 3158,  $\sqrt{0.0014}$ , 71.7, 2.2];**

Rezultat izvršavanja programa je skup implementacionih parametara filtra i crtež maske interdigitalnog pretvarača. Po potrebi, moguće je masku interdigitalnog pretvarača predstaviti kao niz koordinata temena odgovarajućih poligona (Export CSV ASCII file). Takođe, maska se može zapisati kao vektorska slika (Export EPS, WMF, DXF file).

#### D. Projektovanje mreže za prilagođenje

U poslednjoj fazi projektovanja proračunavaju se elementi mreža za prilagođenje (na generator i potrošač) na ulazu i izlazu filtra. Prilagođenje između izvora odnosno opterećenja i pretvarača vrši se obično pomoću transformatora prenosnog odnosa *r* i paralelno vezanog kalema *L* kao što je prikazano na sl. 5.14, poglavlje 5.

Veličina elemenata ulazne admitanse IDP-a, sl. 5.13, se izračunava pomoću formula (5.34), (5.35) i (5.36), a efikasnost pretvarača  $P_{13}(f)$  prema (5.41) iz odeljka 5.6.1.

Prenosni odnos transformatora *r* se određuje iz uslova prilagođenja otpornosti potrošača i  $G_a(f_0)$ . Da bi efikasnost na granici propusnog opsega bila najveća, a da pritom funkcija prenosa bude što bliža idealnoj, treba  $Q_p / Q_R$  da bude malo ( $\ll 1$ ) i:

$$2\pi f_0 B C_T r^2 = G_p \quad (6.7)$$

Pošto je poznat zakon apodizacije (konstantno preklapanje elektroda, koeficijent apodizacije 1), pomoću (5.35) i izraza za  $f_0$  iz (5.42), mogu se odrediti apertura  $W_0$  i induktivnost *L*. Ako je dobijena veličina  $W_0$  suviše velika, može se smanjiti korigovanjem veličine prenosnog odnosa transformatora *r*. Često se optimalna veličina aperture i *r* nalaze iterativnim postupkom da bi se zadovoljili konfliktni zahtevi u



pogledu amplitudske i fazne greške, potiskivanja smetnje trostrukog prelaza i slabljenja na granici propusnog opsega.

Dobre početne vrednosti za  $W_0$  mogu biti one koje je predložio Butler [But80]:  $W_0 = 108\lambda_0$  za  $\text{LiNbO}_3$  i  $W_0 = 35\lambda_0$  za ST kvarc. Optimalna vrednost aperture se dobija iz uslova prilagođenja  $R_a(f_0) = R_g$ , gde je  $R_g$  otpornost generatora a  $R_a(f_0)$  ulazna otpornost pretvarača, i zavisnosti  $R_a(f_0)$  od dimenzija pretvarača. Za optimizovanje vrednosti  $W_0$  koristi se sledeći izraz:

$$W_0 = \frac{4k^2}{\pi\omega_0 R_g C_{\text{FF}}} \quad (6.8)$$

Imajući u vidu da se projektuje PAT filter sa specifičnom namenom koji je osnova za izradu PAT senzora sa linijom za kašnjenje izabrana je jednostavna mreža za prilagođenje bez transformatora: redna induktivnost. Naime, pošto senzori rade u okolini centralne učestanosti sa prilagođenim električnim krajevima, može se uopotrebiti serijski kalem za prilagođenje. Veličina redne induktivnosti  $L$  se određuje tako da kompenzuje uticaj kapacitivnosti pretvarača na učestanosti  $f_0$ :

$$L = \frac{1}{2\omega_0^2 N_s W_0 C_{\text{FF}}} \quad (6.9)$$

gde je  $N_s$  broj sekcija pretvarača (dužine  $\lambda_0$ ).

Funkcija prenosa uniformnog, neapodizovanog pretvarača se može implementirati upotrebom *impulsnog modela*. Amplitudska karakteristika ima oblik sinc funkcije, i izračunava se pomoću izraza [Har73a, pp. 162-175]:

$|H(f)| = 2k\sqrt{(C_{\text{FF}}f_0)}N_p \frac{\sin(X)}{X}$ , gde je  $f$  učestanost,  $f_0$  je centralna ili sinhrona učestanost,  $N_p$  je broj parova elektroda u IDP-u,  $k$  konstanta piezoelektrične sprege,  $C_{\text{FF}}$  je kapacitivnost po jedinici dužine para elektroda. Promenljiva  $X$  [Har73a] se koristi da bi se uprostio izraz i definiše se kao  $X = N_p\pi \frac{(f - f_0)}{f_0}$ .

Funkcija prenosa kompletnog filtra se dobija kao proizvod pojedinačnih funkcija prenosa svakog IDP-a i ima oblik funkcije  $\text{sinc}^2$ . Slabljenje projektovanog PAT elementa je funkcija učestanosti i izračunava se, koristeći konduktansu, susceptansu i otpornost opterećenja [Har73a], na način prikazan u poglavlju 5:

$$IL = -10\log \left[ \frac{2G_a(f)R_g}{(1 + G_a(f)R_g)^2 + [R_g(2\pi f C_T + B_a(f))]^2} \right] \quad (6.10)$$

## 6.2. REALIZACIJA TRANSVERZALNOG RF PAT FILTRA PROPUSNIKA OPSEGA SA SPECIFIČNOM NAMENOM

U ovom odeljku je prikazana realizacija laboratorijskog prototipa RF filtra propusnika opsega učestanosti sa površinskim akustičkim talasom. Filtar sa specifičnom namenom projektovan je prema predloženom algoritmu i proizveden na kvarcu.

Upotrebom prezentirane procedure projektovanja i IDPMPAT softvera projektovan je i izrađen transversalni PAT filter koji je baza za izradu hemijskih gasnih senzora. Kompletan postupak izrade projektovanog PAT filtra je imao tri faze. Prva faza je bila projektovanje PAT filtra. Naredne dve faze su bile: (a) izrada maski interdigitalnih pretvarača, odnosno filtra, na osnovu crteža maski, dobijenog upotrebom originalnog softvera IDPMPAT ver. 1.0 i izrada laboratorijskog prototipa filtra i (b) testiranje karakteristika napravljenih filtara. S obzirom na raspoložive tehnološke mogućnosti izrade PAT filtara, za projektovanje je izabran jednostavan višenamenski PAT filter propusnik opsega učestanosti namenjen implementaciji senzora dodavanjem osetljivog sloja polimera. Pored toga ovaj filter se može upotrebiti za obradu signala u RF i MF stepenima elektronskih i telekomunikacionih uređaja. Ulazni podaci u algoritam su:

- centralna učestanost
- propusni opseg
- kašnjenje
- vrsta podloge i tip elektroda
- otpornosti generatora i opterećenja.

Izlazni podaci su:

- pozicije pretvarača
- maske pretvarača i celog filtra
- vrednosti elemenata mreža za prilagođenje.

Mogućnosti algoritma su ilustrovane projektovanjem filtra sa dva identična pretvarača sa uniformno raspoređenim elektrodama istih dužina, za centralnu učestanost od 71,72 MHz. Za podlogu je izabran ST kvarc. Broj elektroda je određen tako da se dobije minimalno slabljenje u propusnom opsegu filtra od 2,8 MHz. Rastojanje između pretvarača je 50 talasnih dužina. Impedanse na ulazu i izlazu su projektovane da budu 50  $\Omega$ . Izbor materijala podloge određuje kapacitivnost,  $C_{FF} = 0,503385$  pF/cm, koeficijent piezoelektrične sprege  $k = 0,04$ , i brzinu akustičkih talasa,  $v = 3158$  m/s [Slo76]. S obzirom na ove vrednosti optimalna veličina aperture je 1,541 mm [But80]. Takođe, talasna dužina je 44,04  $\mu$ m a optimalan broj parova elektroda 24.

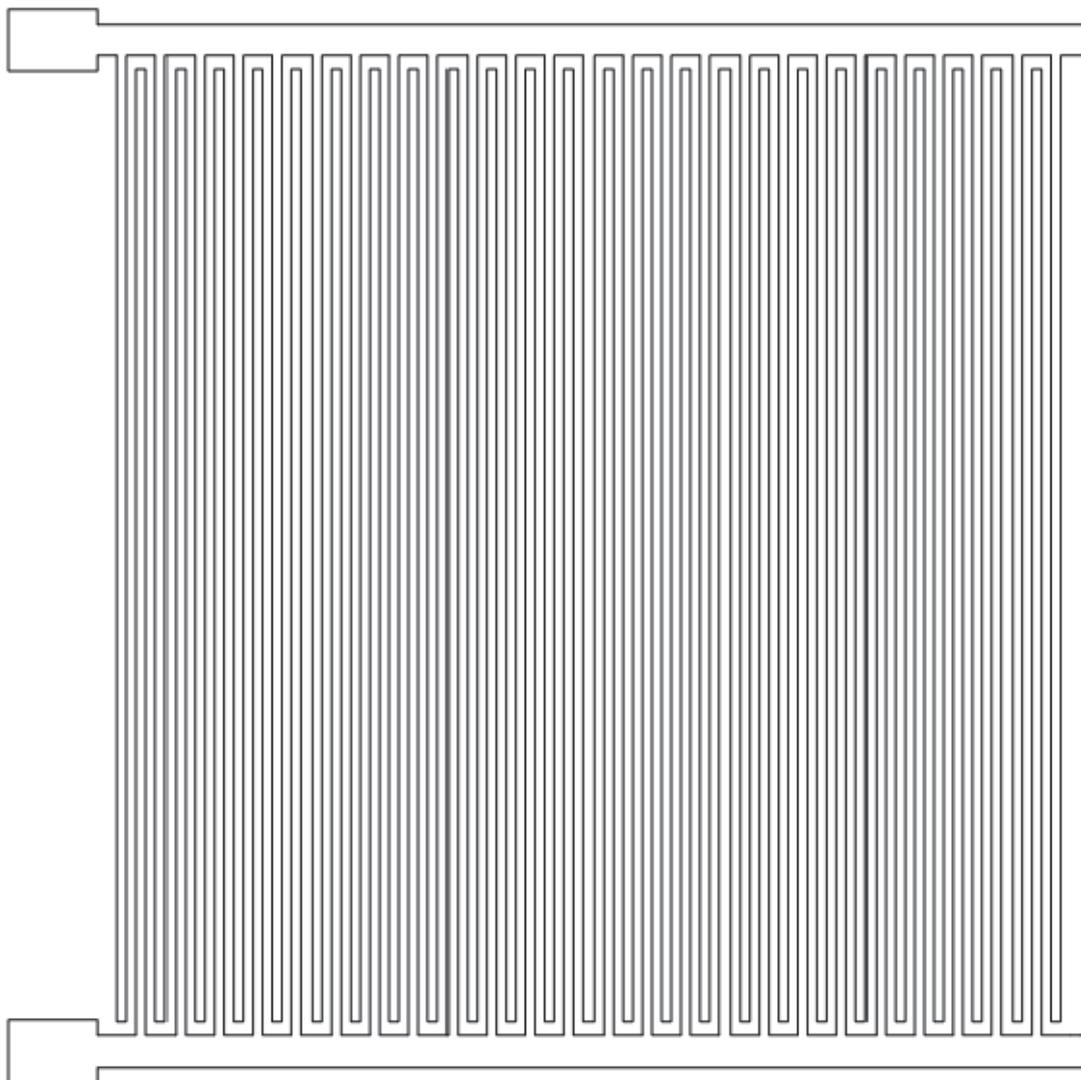
Primenom razvijenog softvera IDPMPAT ver. 1.0 projektovana je geometrijska struktura elektroda potrebna za izradu maski svakog IDP-a, urađen precizan crtež maski svakog pretvarača i celog filtra a listing implementacionih parametara PAT RF filtra propusnika opsega učestanosti je dat na sl. 6.1.

```
IDPMPAT ver. 1.0, M. Hribsek, Z. Zivkovic, TR11026, 2010.
IDP maska za PAT filter propusnik opsega minimalnog slabljenja
Materijal: Kvarc
Brzina prostiranja talasa u podlozi, v (m/s) = 3158
Koeficijent elektromehanicke sprege podloge, k = 0.0374166
f0 (MHz) = 71.7
Rastojanje izmedju pretvaraca (od 10*λ0 do 10*W), L (mm) = 2.2
λ0 (μm) = 44.0446
Optimalni broj sekcija na polovini talasne duzine, Nopt = 48
Maksimalni optimalni propusni opseg
  (optimalan = sa najmanjim slabljenjem), Bmax (MHz) = 2.9875
Broj elektroda pretvaraca, Ne = 49
Širina talasnog fronta (duzina elektroda), W (mm) = 1.54156
Širina elektroda, a (μm) = 11.0112
Rastojanje elektroda, b (μm) = 11.0112
Širina busbar, c (μm) = 50
Širina stopice priključka, d (μm) = 100
Rastojanje vrha elektrode i busbar, e (μm) = 22.0223
```

### Sl. 6.1. Listing implementacionih parametara PAT filtra za hemijski gasni senzor

Kao što je prikazano u izlaznom protokolu sa sl. 6.1 širina elektroda je 11 μm a rastojanje između centara susednih elektroda je 22 μm, širina sabirnice 50 μm a proračunati optimalni propusni opseg je 2,99 MHz. Takođe, shodno impulsnom modelu izračunata je ukupna kapacitivnost po jednom pretvaraču  $C_T = 4,65$  pF dok je veličina redne induktivnosti potrebna da kompenzuje uticaj kapacitivnosti pretvarača na centralnoj učestanosti  $L = 1,0595$  μH. Pre nego što se izračunati parametri upotrebe za realizaciju crteža maski IDP-a neophodno je usvojiti vrednosti još nekih parametara kao što su X i Y ofset (položaj referentne tačke), rastojanje vrha elektrode i sabirnice i širina stopice priključka. Za posmatrani primer projektovanja rastojanje vrha elektrode i sabirnice je  $e = 22$  μm a širina stopice priključka  $d = 100$  μm.

Izgled maske interdigitalnog pretvarača dobijen pomoću softvera IDPMPAT, za projektovanje i izradu crteža maski pretvarača PAT filtara propusnika opsega sa minimalnim slabljenjem, je prikazan na sl. 6.2 a projektovana maska filtra sa minimalnim slabljenjem je prikazana na sl. 6.3.

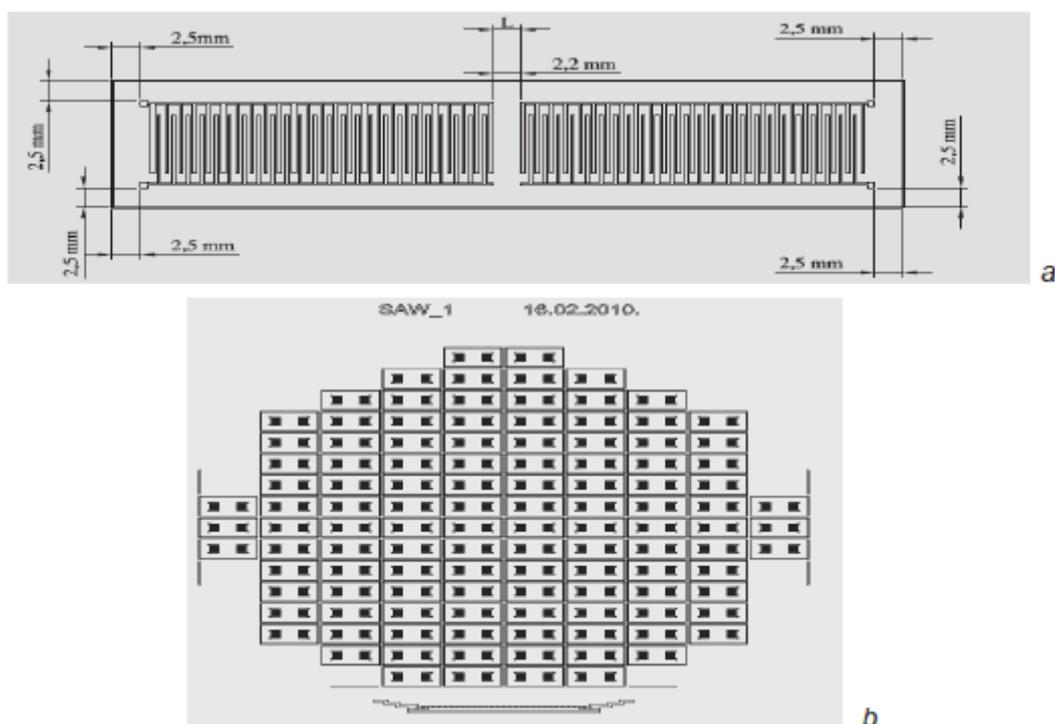


**Sl. 6.2.** Lejaut maske PAT pretvarača za hemijski gasni senzor automatski generisan pomoću softvera IDPMPAT ver. 1.0

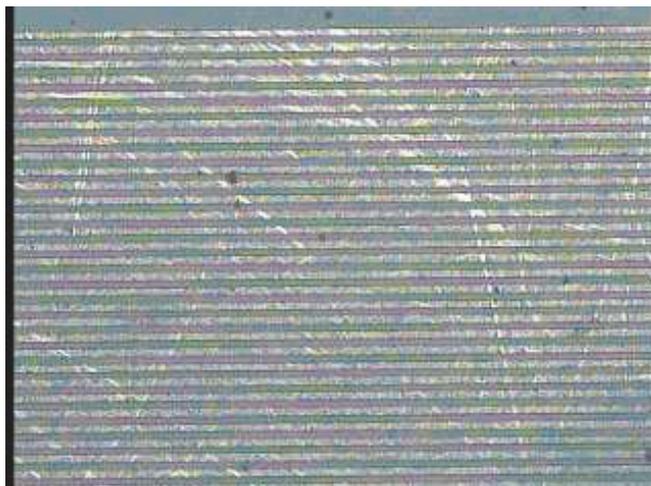
Na osnovu proračunatih vrednosti projektnih parametara i crteža maski u Institutu IHTM Beograd, Centar za mikroelektronske tehnologije i monokristale, napravljene su maske IDP-a i laboratorijski prototip filtra PAT FPO [Hri010]. Maska, na ploči od hroma, proizvedena je upotrebom mašine za lasersku litografiju LW405. Filtar je realizovan na podlozi od ST-kvarca firme SAWER, prečnika 7,62 cm. Na kvarcnu pločicu nanosio se sloj aluminijuma debljine 0,5  $\mu\text{m}$  u uređaju za spaterovanje Perkin Elmer.

Na pločicu sa aluminijumom nanešen je negativan rezist N1410 i izvršen je fotopostupak korišćenjem maske, na uređaju sa dvostranim podešavanjem EVG 620. Pločica je sečena na uređaju Cambridge Microslice 4. Dobijeni PAT filtri postavljeni su i zalepljeni silikonskim gitom na pozlaćena kućišta sa šest priključaka – pinova. Ulazni i izlazni krajevi filtra spojeni su na četiri spoljašnja pina termokompresionim bondovanjem zlatnom žicom debljine 25  $\mu\text{m}$ . Kućišta su zatvorena kapticama od poliamida.

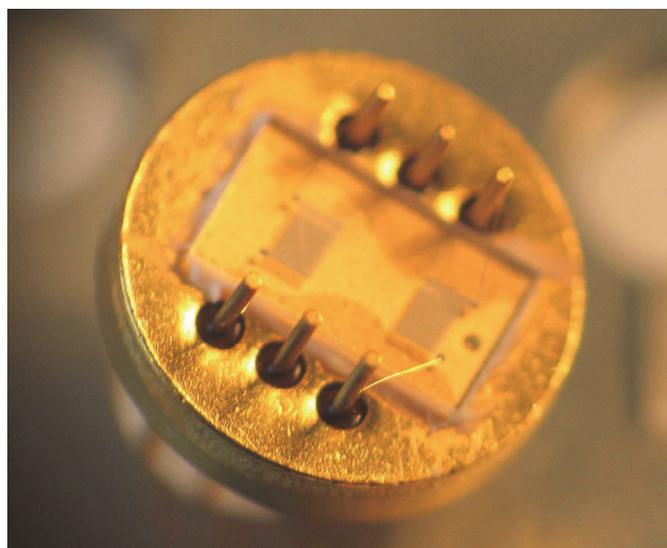
Mikroskopski izgled elektroda pretvarača je prikazan na sl. 6.4. Kao što se može videti sa sl. 6.4 širine elektroda realizovanog pretvarača kao i njihova međusobna rastojanja ne odgovaraju vrednostima koje su bile predviđene projektom, i to zbog zaokruživanja i tehnoloških ograničenja. Fotografije koje prikazuju realizovan PAT filter u kućištu bez poklopca kao i potpuno upakovan filter, bez i sa konektorima za merenje karakteristika filtra su date na sl. 6.5 i sl. 6.6, respektivno.



Sl. 6.3. Šematski prikaz maske za izradu PAT filtra: (a) pojedinačna maska (b) raspored filtara na podlozi



**Sl. 6.4.** Mikroskopski snimak segmenta interdigitalnog pretvarača PAT filtra sa uvećanjem od 200x



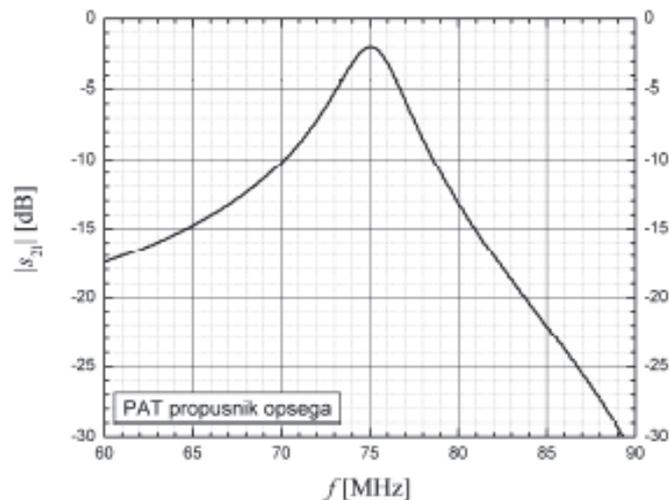
**Sl. 6.5.** Izgled laboratorijskog prototipa PAT filtra



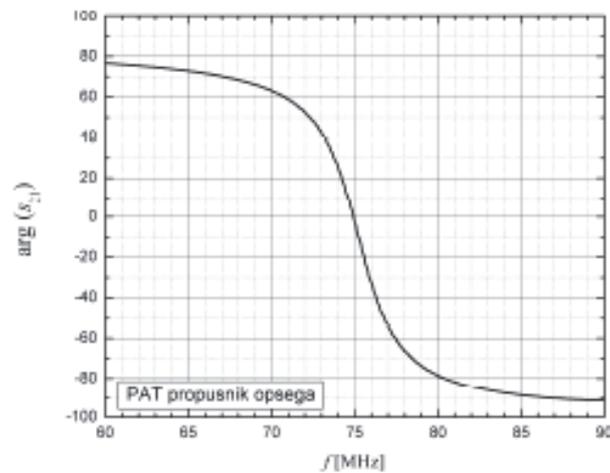
**Sl. 6.6.** Potpuno upakovan PAT filtar sa i bez konektora

### 6.3. EKSPERIMENTALNI REZULTATI REALIZACIJE RF PAT FILTRA ZA HEMIJSKE SENZORE

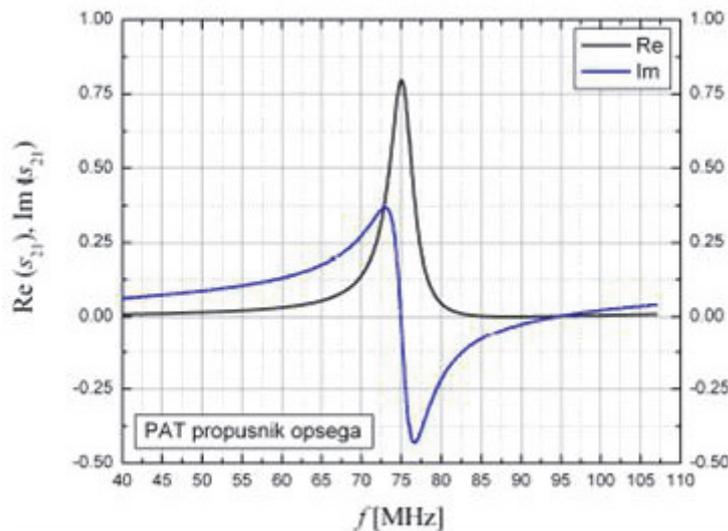
Nakon pravljenja laboratorijskog prototipa filtra izvršena je provera njegovih performansi. U ovom odeljku je dat osvrt na eksperimentalnu analizu i proveru karakteristika realizovanog filtra merenjem parametara laboratorijskog prototipa PAT filtra propusnika opsega učestanosti. U cilju provere ispunjenja zadatih specifikacija ispitana je frekvencijska karakteristika proizvedenog filtra. PAT filter kao recipročna mreža, slično mikrotalasnim filtrima, može se opisati parametrima rasejanja (S-parametrima) koji se obično mere u eksperimentalnoj verifikaciji karakteristika filtra [Poz05, p. 174], [Đor06]. Frekvencijski odziv proizvedenog filtra, parametar rasejanja  $S_{21}(j\omega)$  je izmeren mrežnim analizatorom Agilent ENA-L E5062A na Elektrotehničkom fakultetu u Beogradu. Izmerene karakteristike u frekvencijskom domenu, amplitudska karakteristika  $|S_{21}(j\omega)|$  i fazna karakteristika  $\arg(S_{21}(j\omega))$  su prikazane na slikama 6.7 i 6.8. Na sl. 6.9 su prikazani realni i imaginarni deo frekvencijskog odziva.



Sl. 6.7. Izmerena amplitudska karakteristika laboratorijskog prototipa filtra



Sl. 6.8. Izmerena fazna karakteristika laboratorijskog prototipa filtra



Sl. 6.9. Izmereni realni i imaginarni deo frekvencijskog odziva

Osobine realizovanog filtra su razmotrene na osnovu merenja karakteristika laboratorijskog prototipa, uzimajući u obzir raspoložive tehnološke mogućnosti proizvodnje ovih elemenata. Dobijeni eksperimentalni rezultati pokazuju da je centralna učestanost filtra 75 MHz, propusni opseg 2 MHz a ulazna/izlazna otpornost 65  $\Omega$ . Fazna karakteristika u propusnom opsegu je, kao što se i očekivalo linearna s obzirom da se radi o nedisperzivnom PAT filtru sa simetričnim impulsnim odzivom u odnosu na maksimalnu vrednost, koji ima konstantno grupno kašnjenje. Uneseno slabljenje je oko 12 dB što je takođe očekivano s obzirom na izabrani tip filtra.

Analiza performansi realizovanog filtra na osnovu rezultata merenja ukazuje da se predloženi algoritam projektovanja filtara za hemijske senzore pokazao efikasnim. Izmereni podaci verifikuju prezentirani algoritam projektovanja transversalnog PAT



filtra propusnika opsega koji je osnova za izradu senzora. Izmerene frekvencijske karakteristike proizvedenog filtra u potpunosti ispunjavaju zadate specifikacije potvrđujući ispravnost i korektnost algoritma. Razlika između izmerene i projektovane vrednosti centralne učestanosti je posledica nesavršenosti tehnološkog postupaka izrade PAT elementa kao i nedovoljno pouzdanih podataka o karakteristikama podloge. Naime, proračunom je za širinu elektroda dobijena vrednost od 11,0112  $\mu\text{m}$  i jednaka njihovom međusobnom rastojanju, dok je zbog zaokruživanja računskih vrednosti i nesavršenosti u izradi maski širina napravljenih elektroda 13  $\mu\text{m}$ .

Takođe, precizna stvarna vrednost brzine površinskih akustičkih talasa nije bila poznata. U projektovanju je pretpostavljeno da je brzina 3158 m/s, što je vrednost koja je uzeta iz raspoložive literature.

Interdigitalni pretvarači su ispitivani i na skenirajućem elektronskom mikroskopu (SEM) i ustanovljeno je da je njihova struktura veoma homogena.

Izložena CAD procedura i realizacija RF PAT filtra propusnika opsega sa minimalnim slabljenjem je sprovedena u okviru projekta tehnološkog razvoja TR 11026 Ministarstva za naučni i tehnološki razvoj Republike Srbije. Rezultati ove faze projekta, **Istraživanje u oblasti filtara sa površinskim akustičkim talasom (PAT)**, su novi softver: Softver za projektovanje maske interdigitalnih pretvarača PAT filtara propusnika opsega sa minimalnim slabljenjem i tehničko rešenje Laboratorijski prototip PAT filtra propusnika opsega učestanosti sa minimalnim slabljenjem (PAT-FPO).

Izloženi algoritam bi se mogao upotrebiti u budućnosti za projektovanje optimalnih filtara s obzirom na raspoloživu tehnologiju i izabrani tip podloge.

## 7. ZAKLJUČAK

Tehnologija elemenata sa površinskim akustičkim talasima (PAT) dostigla je visok stepen razvoja a oblast njene primene se proširila na mnoga područja primenjene elektrotehnike kao što su telekomunikacije i radarska tehnika. Takođe, veoma važnu primenu PAT elementi su našli kao senzori za merenje različitih neelektričnih fizičkih veličina a u poslednje vreme i u hemijskim i biosenzorima. Hemijski gasni senzori sa površinskim akustičkim talasima se koriste za detekciju i merenje koncentracije štetnih gasova, posebno u sistemima za daljinsko merenje i nadzor u nepristupačnom okruženju, dok se PAT senzori fizičkih veličina koriste npr. u senzorskim mrežama za tehničku dijagnostiku. Upotreba ovih elemenata je zasnovana na primeni PAT filtara a broj RF i MF filtara koji se koriste stalno raste. Stoga, analiza i modelovanje ovih elemenata postaju važni.

Način izrade PAT filtara je kompatibilan sa ostalim savremenim planarnim tehnologijama kao što su mikrotalasna integrisana kola (Microwave Integrated Circuits, MIC), MEMS (Micro-Electro-Mechanical Systems), CMOS, CCD (Charge Coupled Devices) i integrisana optička kola. Prednosti PAT filtara nad klasičnim LC filtrima, koji obavljaju istu funkciju, je u tome što su oni mnogo manjih dimenzija (deset i više puta), veoma su pouzdani i imuni na zračenja. Pored toga, kod PAT filtara se mogu nezavisno podešavati amplitudska i fazna karakteristika, što nije moguće ni kod pasivnih LC filtara kao ni kod aktivnih filtara.

U sklopu ostvarivanja ciljeva disertacije razmotreni su i istraženi senzori u čijoj se osnovi nalaze PAT filtri, kao elementi kod kojih je zastupljena specifična vrsta procesiranja RF i MF signala: procesiranje u realnom vremenu: konverzijom električnih signala visokih učestanosti u mehanički talas, njegovom modulacijom merenom neelektričnom veličinom i ponovnom konverzijom u električni signal. Prikazani su osnovni principi funkcionisanja ovih senzora i pokazano kako se poznati princip merenja nekog fizičkog parametra, njegovom konverzijom u frekvenciju, može realizovati implementacijom PAT senzora sa linijom za kašnjenje u elektronski oscilator čija se frekvencija oscilovanja kontroliše parametrom kašnjenja.

U disertaciji su prikazani hemijski PAT senzori kao poseban slučaj PAT senzora osetljivih na opterećenje masom. Istražene su i analizirane mogućnosti primene PAT

hemijskih senzora za detekciju hemijskih agenasa i estimaciju njihove koncentracije. Detaljno su objašnjeni konfiguracija i principi rada hemijskih senzora sa površinskim talasima. Prezentirano je rešenje sofisticiranog PAT senzorskog sistema koje omogućuje da se izbegne uticaj neke druge veličine na merenje željene hemijske veličine i poveća osetljivost senzora. Rešenje je zasnovano na upotrebi dva jednaka PAT senzora od kojih je jedan izložen dejstvu hemijskog agenasa a drugi služi kao referenca, implementirana u PAT oscilatore koji su vezani na mešač čime se obezbeđuje diferencijalno merenje kašnjenja odnosno učestanosti oscilovanja. Dat je sažet osvrt na jedan originalni metod u modelovanju PAT biosenzora koji omogućuje određivanje funkcije prenosa i ulazne admitanse PAT elementa sa uniformnim pretvaračima u konačnoj formi za opšti slučaj opterećenja. Upotrebom ovog metoda, gde se ceo filter predstavlja kao četvoropol a IDP-i i bezelektrodni deo admitansnim matricama, moguće je vršiti analizu i predikciju u svakom pojedinačnom slučaju biosenzora kao i u slučaju PAT transpondera.

Pošto se PAT elementi široko koriste u savremenim RF senzorskim aplikacijama, postoji potreba za procenom svakog elementa pre fabrikacije, posebno u slučajevima gde svojstva materijala i dimenzije imaju veliki uticaj na performanse ukupnog sklopa. Takođe, u primenama transverzalnih PAT filtera kao hemijskih senzora javlja se potreba za analizom i modeliranjem senzora kao neophodnim delom projektovanja, a u cilju detekcije i estimacije koncentracije hemijskih agenasa.

Prilikom razvoja hemijskih gasnih senzora sa površinskim akustičkim talasom potrebno je izabrati adekvatan aktivni premaz za detekciju analiziranog gasa. Istraživanje je pokazalo da se kao osetljivi slojevi u PAT sensorima najčešće koriste polimeri i da je u upotrebi veliki broj različitih polimernih filmova. Za tehniku detektovanja se koristi promena fizičkih osobina materijala sa koncentracijom apsorbovanog gasa. Stoga je potrebno, analizom i modelovanjem PAT elementa doći do optimalnog polimera za detekciju odgovarajućeg gasa.

Analizi hemijskih PAT senzora se može pristupiti na dva osnovna načina: (1) egzaktnom analizom baziranom na rešavanju talasne jednačine i (2) analizom baziranom na publikovanim formulama dobijenim iz talasne jednačine. U ova dva načina senzor se analizira uglavnom sa hemijskog stanovišta, bez uvida uticaja geometrije PAT elementa i prilagođenja na električnim krajevima na osetljivost senzora i njegov izlazni signal.

U disertaciji je predložen nov model i metod analize hemijskih gasnih senzora sa površinskim akustičkim talasima. Problem određivanja promene izlaznog električnog signala u funkciji koncentracije hemijskog agenasa je rešen korišćenjem elektromehaničkog ekvivalentnog modela. Prvi korak u modelovanju transverzalnog PAT hemijskog senzora je podrazumevao formiranje ekvivalentne šeme kompletnog filtra. U predloženom modelu senzor se predstavlja kao četvoropol, interdigitalni pretvarači se predstavljaju mrežom sa tri para krajeva, a linija za kašnjenje prekrivena

osetljivim slojem mrežom sa dva para krajeva. Zatim se vrši određivanje električne funkcije prenosa senzorskog sklopa. Električne veličine su dobijene na osnovu analogije sa mehaničkim veličinama, brzinom prostiranja akustičkog talasa i mehaničkom silom, koje su promenljive veličine (promena brzine zavisi od tipa osetljivog sloja i koncentracije osetljivog agensa). Kao rezultat analize dobijaju se izrazi koji daju promenu izlaznog napona ili učestanosti u funkciji koncentracije gasa. Analiziran je i uticaj osobina realnog PAT senzora, kao što je slabljenje usled prostiranja, koje se u postojećim poznatim metodama analize zanemaruje. Dobijeni su eksplicitni izrazi za estimaciju koncentracije gasa. Izrazi direktno povezuju koncentraciju gasa, parametre podloge, i centralnu učestanost. Oni omogućuju neposredan uvid u uticaj parametara projektovanja senzora na performanse senzora kao i veoma efikasnu predikciju naponskog i frekvencijskog pomaka zbog koncentracije gasa u okruženju. Prikazani rezultati se mogu upotrebiti za projektovanje optimalnog senzora za dati gas.

Verifikacija i provera efikasnosti predloženog metoda analize je izvedena poređenjem rezultata dobijenih pomoću izvedenih izraza i eksperimentalnih podataka iz literature, za slučaj predikcije koncentracije gasa u okruženju. Posebno je prezentiran primer gde je pokazano kako treba uzeti u obzir osobine realnog PAT senzora kao što je slabljenje usled prostiranja na višim učestanostima. Modelovanje je primenjeno na senzore za detekciju gasova trihloretilena i dihlormetana, načinjene na podlozi od kvarca. Izračunata je masena osetljivost, važna karakteristika PAT senzora, i pokazano da ona isključivo zavisi od vrste podloge (gustina, brzina) i geometrije pretvarača (centralna učestanost). Demonstrirana je predikcija masene osetljivosti u funkciji učestanosti. Rezultati simulacije su u svim slučajevima upoređivani sa eksperimentalnim iz literature, dobijenim merenjem, i pokazali su odlično slaganje što ukazuje da izvedeni izrazi daju dobru estimaciju koncentracije gasa.

U disertaciji su ispitane mogućnosti primene novog metoda za analizu i modelovanje hemijskih PAT senzora na višeslojnim podlogama, koji su ili deo složenog elektronskog sistema u MEMS ili CMOS tehnologiji ili se pak radi o senzoru sa dijamantskim slojem na površini silicijumskog integrisanog kola. Polazni korak u analizi je izračunavanje centralne učestanosti PAT elementa koja je funkcija brzine prostiranja površinskih akustičkih talasa u materijalu. Stoga je prvo trebalo odrediti efektivnu brzinu talasa u višeslojnoj podlozi, što je neophodno za određivanje koncentracije gasa.

Prezentirana je procedura koja se sastojala iz dva koraka. U prvom koraku izveden je izraz za brzinu talasa u složenoj PAT strukturi u konačnoj formi. Brzina je određena tako što je prvo formirana ekvivalentna elektro-mehanička šema linije za kašnjenje bez osetljivog sloja pa je na osnovu nje, koristeći analogiju između mehaničkih i električnih veličina i činjenicu da se površinski talas praktično prostire samo u gornjem sloju podloge do dubine jedne talasne dužine, izveden izraz za brzinu

talasa u višeslojnoj podlozi. Izraz eksplicitno povezuje brzinu talasa, parametre slojeva (gustina, debljina) i talasnu dužinu koja odgovara centralnoj učestanosti i koja je osnovni prametar u analizi. Prikazanim načinom brzina se izračunava mnogo brže i jednostavnije nego uobičajeno korišćenim metodom koji zahteva složena numerička izračunavanja. U narednom koraku je pokazano da se korišćenjem izraza izvedenih u predloženom metodu analize može dobiti koncentracija detektovanog gasa.

Utvrđeno je da se primenom razvijenog metoda analize i modelovanja na PAT hemijske gasne senzore sa višeslojnom strukturom postižu značajne prednosti: (1) realizacija senzora sa manjim dimenzijama uz višu radnu učestanost, posebno na dijamantu, što povećava osetljivost senzora, (2) razvoj senzora postavljenog na podlozi od Si odnosno  $\text{SiO}_2/\text{Si}$  što je savremena tehnologija, (3) dobija se kompaktni senzor (integrisani) na manjoj površini podloge, (4) omogućuje se određivanje koncentracije gasa na višeslojnoj podlozi zahvaljujući izvedenim analitičkim izrazima za izračunavanje efektivne brzine prostiranja talasa u piezoelektričnom materijalu.

Prilikom razvoja i izrade hemijskih PAT senzora neophodno je projektovati i izraditi odgovarajući PAT filter u čiju konfiguraciju, između IDP-a, treba da se inkorporira hemijski osetljivi sloj. Shodno nameni, projektovani filter po tipu treba da bude nedisperzivni PAT filter propusnik opsega učestanosti sa konstantnim grupnim kašnjenjem. Pošto se u senzorskim primenama zahteva da deo filtra između pretvarača ima veću dužinu (50–200 talasnih dužina) to znači da će i slabljenje usled prostiranja biti veće. Ako se pored toga traži i temperaturna stabilnost slabljenje će biti veće zbog malog koeficijenta piezoelektrične sprege. Stoga, projektovani filter treba da ima što manje slabljenje u propusnom opsegu i prilagođene električne krajeve.

U disertaciji su istražene mogućnosti projektovanja i realizacije transversalnih PAT filtera propusnika opsega učestanosti koji realizuju linearnu faznu karakteristiku i uz to uzimaju u obzir posebne zahteve u pogledu kašnjenja. Razvijen je algoritam pogodan za CAD – sintezu filtera sa površinskim akustičkim talasima sa uniformnim pretvaračima i na osnovu njega napravljen PAT filter za implementaciju senzora za detekciju hemijskih agenasa.

Kao teorijski osnov za razvoj algoritma za projektovanje filtera sa površinskim akustičkim talasima razmotreni su osnovni principi projektovanja i konstrukcije transversalnih PAT filtera. Prezentirani su principi sinteze PAT filtera polazeći od analogije filtera sa površinskim akustičkim talasima i idealnih transversalnih filtera. Detaljno su izloženi osnovi teorije transversalnih filtera i prikazane mogućnosti za njihovu implementaciju u tehnologiji površinskih akustičkih talasa. Pošto interdigitalni pretvarač nije striktno ekvivalentan idealnom transversalnom filteru analizirane su razlike koje postoje između njih i njihov uticaj na performanse, i pokazano kako se one kontrolišu konstrukcijom pretvarača. Poseban akcenat je dat na modelovanju filtera sa površinskim akustičkim talasima i određivanju njihove funkcije prenosa. Izvršena je

komparativna analiza PAT filtara i drugih implementacija filtara. Prikazano je nekoliko načina za ponderisanje pretvarača i dobijanje željenih težinskih koeficijenata, a s obzirom na neidealnu karakteristiku IDP-a posebno je razmotreno projektovanje realnih PAT filtara, uzimajući u obzir impedansu generatora i potrošača i njihov uticaj na karakteristike filtra.

Dat je pregled postojećih metoda za projektovanje transversalnih PAT filtara i sintezu pretvarača, primenom Furijeove transformacije i numeričkim optimizacionim metodama. Posebno je obrađeno projektovanje pomoću Furijeovih transformacija. Metod zasnovan na Furijeovoj transformaciji može se upotrebiti pri projektovanju filtara nezavisno od toga da li su elektrode raspoređene uniformno ili neuniformno, a osim toga pruža projektantu bolji uvid u fizičku zavisnost varijacije slabljenja, širine prelazne oblasti i broja elektroda. U prethodnom metodu se mogu pojaviti strukture filtra nepodesne za specifične implementacije, pa se za što bolju aproksimaciju željene prenosne funkcije koriste drugačiji pristupi kao što je onaj zasnovan na metodi prozorskih funkcija.

U disertaciji je predložen, kao jedan od doprinosa, algoritam za kompletno projektovanje transversalnih RF PAT filtara sa uniformnim pretvaračima sa maksimalnim propusnim opsegom i minimalnim slabljenjem. Algoritam se sastoji iz nekoliko koraka. U prvom algoritamskom koraku se vrši izbor podloge i konfiguracije pretvarača. Izbor podloge zavisi pre svega od zahteva u pogledu temperaturne osetljivosti i određuje se na osnovu centralne učestanosti i propusnog opsega filtra. Izbor konfiguracije pretvarača pak zavisi od izbora podloge. Naredni koraci obuhvataju određivanje geometrijskih dimenzija pretvarača i celog filtra, projektovanje maski pretvarača sa minimalnim slabljenjem i određivanje vrednosti elemenata mreže za prilagođenje na ulazu i izlazu filtra. Poslednji korak predviđa proveru realizovane transfer funkcije i drugih karakterističnih parametara filtra, odnosno potvrdu da je zadovoljena specifikacija.

U disertaciji je predložen nov softver, kao jedan od doprinosa, pod imenom, IDPMPAT ver. 1.0. Softver služi za projektovanje maske interdigitalnih pretvarača odabrane vrste PAT filtara – transversalnog filtra propusnika opsega učestanosti, sa minimalnim slabljenjem u propusnom opsegu i uniformnim pretvaračima. Izvorni kod softvera IDPMPAT, za implementaciju procedure projektovanja maske je napisan u jeziku *Mathematica*. Predstavljena je struktura i način upotrebe softvera IDPMPAT kojim se i projektuju i crtaju maske pretvarača i celog filtra. IDPMPAT se može primeniti za projektovanje maski filtara koji nalaze primenu u senzorskim sistemima, a mogu se upotrebiti i u obradi signala i telekomunikacionim sistemima kao međufrekvencijski filtar ili kao linija za kašnjenje u kolu oscilatora. Ulazni podaci su tehnološki parametri podloge, centralna učestanost filtra, i rastojanje između interdigitalnih pretvarača. Softver IDPMPAT izračunava geometrijske dimenzije

interdigitalnih pretvarača i u izlaznom izveštaju daje crtež maske interdigitalnog pretvarača potrebne za izradu PAT filtra.

Ulazni podaci u algoritam su: centralna učestanost, propusni opseg filtra, kašnjenje, vrsta podloge i tip elektroda, otpornosti generatora i opterećenja. Implementacijom koraka iz algoritma koji se odnose na određivanje optimalnog broja elektrodnih parova, izračunavanje geometrijskih parametara pretvarača i crtanje maski pretvarača, omogućena je sinteza PAT filtara sa maksimalnom veličinom relativnog propusnog opsega sa minimalnim unesenim slabljenjem. Osnovni rezultati izvršavanja algoritma su: broj elektroda pretvarača, njihove geometrijske dimenzije i položaj, dimenzije podloge filtra, pozicije pretvarača, crteži maski pretvarača i celog filtra, kao i vrednosti elemenata mreža za prilagođenje.

Izloženi algoritam i softver IDPMPAT su primenjeni za projektovanje i realizaciju filtra koji je osnova za izradu hemijskog PAT senzora. Upotrebom prezentirane procedure, s obzirom na raspoložive tehnološke mogućnosti izrade PAT elemenata i namenu filtra, implementaciju senzora dodavanjem osetljivog sloja polimera između IDP-a, projektovan je RF PAT filter za centralnu učestanost od 72· Hz sa identičnim pretvaračima sa uniformno raspoređenim elektrodama istih dužina na podlozi od kvarca. Broj elektroda odabran je tako da se dobije minimalno slabljenje u propusnom opsegu filtra. Filter je projektovan da bude propusnik opsega učestanosti sa maksimalnim optimalnim propusnim opsegom (optimalnim – sa minimalnim slabljenjem) 2,8 MHz. Izvedena je predviđena optimizacija, generisan listing implementacionih parametara filtra i napravljen crtež maski IDP-a i celog sklopa. Poslednji korak u realizaciji filtra je bilo pravljenje laboratorijskog prototipa i provera njegovih karakteristika. Na osnovu dobijenog crteža napravljena je maska filtra, izrađen laboratorijski prototip **PAT-FPO** na podlozi od ST-kvarca i izmeren njegov odziv u frekvencijskom domenu.

Na osnovu dobijenih eksperimentalnih rezultata je utvrđeno da karakteristike realizovanog filtra zadovoljavaju zadate specifikacije: ostvareni nivo slabljenja ima vrednosti koje odgovaraju primeni filtra u sensorima a takođe, fazna karakteristika je linearna u propusnom opsegu. Uočeno odstupanje između izmerene i projektovane vrednosti centralne učestanosti je posledica zaokruživanja dobijenih vrednosti geometrijskih dimenzija elektroda, nesavršenosti raspoloživog tehnološkog postupka izrade PAT elemenata, kao i nedovoljno pouzdanih podataka o karakteristikama podloge.

Rezultati istraživanja ove disertacije sadrže sledeće doprinose:

- (1) Nov metod analize i modelovanja transverzalnih PAT hemijskih gasnih senzora. Ovaj rezultat je objavljen u časopisu međunarodnog značaja.
- (2) Nov pristup, zasnovan na primeni predloženog metoda, u analizi i modelovanju transverzalnih PAT hemijskih gasnih senzora na nehomogenim podlogama, ugrađenih u složene elektronske sisteme u MEMS ili CMOS tehnologiji, ili kada se koristi dijamant. Ovaj rezultat se prvi put objavljuje u disertaciji.
- (3) Algoritam za kompletno projektovanje jedne vrste PAT filtera – transverzalnog RF PAT filtra propusnika opsega učestanosti sa uniformnim pretvaračima sa maksimalnim propusnim opsegom sa minimalnim slabljenjem, koji nalaze primenu u senzorskim sistemima i obradi signala. Ovaj algoritam je jedan od rezultata projekta tehnološkog razvoja TR 11026 Ministarstva za nauku i tehnološki razvoj Republike Srbije.
- (4) Nov softver za projektovanje maske interdigitalnih pretvarača PAT filtera propusnika opsega učestanosti sa minimalnim slabljenjem. Ovaj softver je takođe jedan od rezultata projekta tehnološkog razvoja i objavljen je kao tehničko rešenje.
- (5) Laboratorijski prototip PAT filtra propusnika opsega učestanosti sa minimalnim slabljenjem. Ovaj laboratorijski prototip je takođe objavljen kao tehničko rešenje.

Softver za projektovanje filtera sa uniformnim (neapodizovanim) pretvaračima je poseban slučaj u okviru softvera RFIFSAWFilter za projektovanje i analizu transverzalnih PAT filtera sa složenom amplitudskom karakteristikom, takođe jednog od rezultata projekta. Taj softver je osnova za izradu maske pretvarača PAT filtra propusnika opsega koji je realizovan, o čemu svedoči laboratorijski prototip filtra sa minimalnim slabljenjem.

Istraživanja i rezultati ove disertacije otvaraju nove naučnoistraživačke teme koje će biti predmet budućeg rada autora. Jedna od takvih je razvoj i projektovanje hemijskog PAT senzora na višeslojnoj podlozi inkorporiranog u CMOS integrisana kola. U okviru ove teme biće primenjen izloženi model i metod analize u cilju poboljšanja selektivnosti i osetljivosti senzora.



## LITERATURA

- [Adl90] E. L. Adler, J. K. Slaboszewicz, G. W. Farnell, C. K. Jen, "PC Software for SAW Propagation in Anisotropic Multilayers", *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, vol. 37, no. 3, pp. 215–223, May 1990.
- [Ahm04] S. Ahmadi, F. Hassani, C. Korman, M. Rahaman, M. Zahloul, "Characterization of Multy- and Single- layer Structure SAW Sensor", *Proceedings of the IEEE Conference on Sensors*, Vienna, Austria, pp. 1129–1132, Oct. 24–27, 2004.
- [Ash85] E. A. Ash and E. G. S. Paige (eds), *Rayleigh-Wave Theory and Application*, Springer Verlag, 1985.
- [Bal97] D. S. Ballantine, R. M. White, S. J. Martin, A. J. Ricco, E. T. Zellers, G. C. Frye, H. Wohltjen, *Acoustic Wave Sensors: Theory, Design, Physico-Chemical Applications*, Academic Press, San Diego, USA, pp. 1–7, 1997.
- [Bal07] A. Balcerzak, G. Zhavnerko, "Ultrasonic Chemical Sensor For Detection of Vapors of Some Volatile Organic Compounds", *Molecular and Quantum Acoustics*, vol. 28, pp. 7–12, 2007.
- [Ben04] M. Benetti, D. Cannata, A. D'Amico, F. Di Pietrantonio, A. Macagnano, E. Verona, "SAW Sensors on AlN/Diammond/Si Structures", *Proceedings of the IEEE Conference on Sensors*, Vienna, Austria, pp. 753–756, Oct. 24–27, 2004.
- [Bhi07] T. M. Bhide, C. S. Yamarthy, C. D. Ellis and R. W. Cernosek, "Shear Horizontal Surface Acoustic Wave Sensor Platform Development For Chemical And Biological Detection", *ICCES'07, Miami*, USA, 2007.
- [But80] M. B. N. Butler, "Surface Acoustic Wave Devices", *Electronic Engineering*, vol. 52, no. 640, pp. 57–65, July 1980.
- [Cam89] C. K. Campbell, *Surface Acoustic Wave Devices and Their Signal Processing Applications*, Academic Press, San Diego, USA, pp. 238–315, 1989.

- [Cam89a] C. K. Campbell, "Applications of Surface Acoustic and Shallow Bulk Acoustic Wave Devices", *Proceedings of the IEEE*, vol. 77, no. 10, pp. 1453–1476, Oct. 1989.
- [Cam98] C. K. Campbell, *Surface Acoustic Wave Devices for Mobile and Wireless Communications*, Academic Press, Boston, 1998.
- [Chu07] C. Chuanzhi, M. Jinyi, Z. Boli, J. Hongmin "A Novel Toxic Gases Detection System Based on SAW Resonator Array and Probabilistic Neural Network", *ICEMI '07. 8th International Conference on Electronic Measurement and Instruments*, ISBN: 978-1- 4244-1136-8, Digital Object Identifier:10.1109/ICEMI.2007.4350964, Current Version Published: 2007-10-22, 2007.
- [Col76] J. H. Collins and L. Masotti (eds.), Special issue on "Computer-aided design of SAW devices", *Wave Electronics*, no. 2, pp. 1–304, July 1976.
- [Com09] E. Comini, G. Faglia, G. Sberveglieri, "Solid State Gas Sensing", *Springer Science+Business Media LLC*, New York, 2009.
- [Cul80] D. Cullen, T. Montress, "Progress in the Development of SAW Resonator Pressure Transducers", in: *Proceedings of Ultrasonics Symposium*, vol. 2, pp. 519–522, 1980.
- [Dat86] S. Datta, *Surface Acoustic Wave Devices*, Prentice-Hall, 1986.
- [Dat05] *Data Sheet-07-2093/September (2005). MSA International*, ©MSA 2005, <http://www.MSAnet.com>
- [Deb83] N. C. Debnath, J. C. Ajmera, M. F. Hribšek, R. W. Newcomb, "Scattering Admittance Matrices of SAW Transducers", *Circuits, Systems and Signal Processing*, vol. 2, no. 2, pp. 161–178, 1983.
- [Đor06] A. R. Djordjević, D. V. Tošić, *Mikrotalasna tehnika*. Beograd: Akademska misao, 2006.
- [Far78] G. W. Farnell, "Types and Properties of Surface Waves", ch. 2, in *Acoustic Surface Waves*, A.A. Oliner, ed., Springer Verlag, 1978.
- [Fel89] M. Feldman, J. Henaff, *Surface Acoustic Waves for Signal Processing*, Artech House, London, 1989.
- [Ger78] H. M. Gerard, "Principles of Surface Wave Filter Design", ch. 3, in *Acoustic Surface Waves*, A.A. Oliner, ed., Springer Verlag, 1978.
- [Gol69] B. Gold, K. L. Jordan, "A Direct Search Procedure for Designing Finite Duration Impulse Response Filters", *IEEE Trans.*, vol. AU-17, pp. 33–36, 1969.

- [Gol08] M Golio, "The RF, Microwave Handbook", Second Edition; *CRC Press LLC: Boca Raton, USA*, pp. I.6.1-I.6.15, 2008.
- [Gra91] J. W. Grate, M. Klusty, "Surface Acoustic Wave Vapor Sensor Based on Resonator Devices", *NRL Memorandum report 6829*, pp. 1–38, May 23, 1991.
- [Gra00] J. W. Grate, E. T. Zellers, "The Fractional Free Volume of the Sorbed Vapor in Modeling the Viscoelastic Contribution to Polymer-Coated Surface Acoustic Wave Vapor Sensor Responses", *Analytical Chemistry*, vol. 72, pp. 2861–2868, 2000.
- [Har73] C. S. Hartmann, "Weighting interdigital surface wave transducers by selective withdrawal of electrodes" in J. de Klerk, Ed, *IEEE Ultrasonics Symposium*, pp. 423–426, 1973.
- [Har73a] C. S. Hartmann, D. T. Bell and R. C. Rosenfeld, "Impulse model design of acoustic-surface-wave filters", *IEEE Trans.*, MTT-21, pp. 162–175, 1973.
- [Har03] C. M. Harris, *Anal.Chem.* 75, 355-358, 2003.
- [Her70] O. Hermann, "Design of Non-Recursive Digital Filters with Linear Phase", *Electronics Letters* 6, pp. 328–329, 1970.
- [Ho03] C. K. Ho, E. R. Lindgren, K. S. Rawlinson, L. K. McGrath, J. L. Wright, "Development of a Surface Acoustic Wave Sensor for In-Situ Monitoring of Volatile Organic Compounds", *Sensors 2003*, no. 3, pp. 236–247, 2003.
- [Hof70] E. M. Hofstetter, "A New Technique for the Design of Non-Recursive Digital Filters", M. I. T. Lincoln Laboratory, Lexington, Mass., Technical Note 1970-2, 1970.
- [Hri95] M. Hribšek, "Kola sa površinskim talasima – SAW", *Nauka, Tehnika Bezbednost*, vol. 2, pp. 3–13, 1995.
- [Hri08] M. Hribšek, "Elementi sa površinskim akustičkim talasom u radio sensorima", in *Proc. XVI Telecommunications forum (TELFOR 2008)*, Belgrade, Serbia, pp. 424–427, 25–27. Nov. 2008.
- [Hri09] M. Hribšek, D. Tošić, Z. Živković, "Hemijski gasni senzori sa površinskim akustičkim talasom", *Tehnika-Elektrotehnika*, vol. 64, no. 2, pp. 7–12, 2009.
- [Hri09a] M. Hribšek, S. Ristić, J. Ilić, "Senzori sa površinskim akustičkim talasom", *Tehnička dijagnostika*, vol. 8, no. 2, pp. 31–40, 2009.

- [Hri09b] M. Hribšek, S. Ristić, Z. Živković, D. Tošić, "Modelling of SAW Biosensors", in *Proc. BIODVICES 2009 – International Conference on Biomedical Electronics and Devices*, Porto, Portugal, pp. 376–379, Jan. 14–17, 2009.
- [Hri010] M. Hribšek, Z. Živković, M. Radosavljević, *Laboratorijski prototip PAT filtra propusnika opsega učestanosti sa minimalnim slabljenjem (PAT-FPO)*, podtip rešenja: novi laboratorijski prototip (M85), projekat tehnološkog razvoja TR-11026 Ministarstva za nauku i tehnološki razvoj Republike Srbije, 2010.
- [Hri010a] M. Hribšek, D. Tošić, M. Tasić, Z. Filipović, Z. Živković, "Design and Realization of Transversal Surface Acoustic Wave RF filters", in *Proc. ECCSC'10 – 5th European Conference on Circuits and Systems for Communication*, Belgrade, Serbia, pp. 82–85, Nov. 23–25, 2010.
- [Hri010b] M. Hribšek, D. Tošić, M. Radosavljević, "Surface Acoustic Wave Sensors in Mechanical Engineering", *FME Transactions*, vol. 38, no. 1, pp. 11–18, 2010.
- [Hri010c] M. F. Hribšek, S. S. Ristić, B. M. Radojković, "Diamond in Surface Acoustic Wave Sensors", *Acta Physica Polonica A*, vol. 117, no. 5, pp. 794–798, 2010.
- [Hri010d] M. Hribšek, D. Tošić, "Analysis and Modelling of Surface Acoustic Wave Chemical Vapour Sensors", *chapter in Acoustic Waves*, Scyio, 2010.
- [Jae04] K. Jaehwan and J. H. Park, "Saw Sensor for Train Wheel Monitoring", *Engineering Materials*, vol. 270-273, pp. 921-926, 2004.
- [Joo05] B. S. Joo, J. H. Lee, E. W. Lee, K. D. Song, D. D. Lee, "Polymer Film SAW Sensors for Chemical Agent Detection", in *Proceedings of the 1st International Conference on Sensing Technology*, Palmerston North, New Zealand, pp. 307-310, Nov. 21–23, 2005.
- [Lew84] M. F. Lewis, "Recent developments in SAW devices", *IEE Proceedings*, vol. 131, Pt. A, no. 4, pp. 186-212, June 1984.
- [Mal06] D. C. Malocha, "Surface Acoustic Waves", *The Electrical Engineering Handbook*, CRC Press, R. C. Dorf, Editor, Section 47, pp. 1055–1067, 2006.
- [Mar94] S. J. Martin, G. C. Frye, S. D. Senturia, "Dynamics and Response of Polymer-Coated Surface Acoustic Wave Devices: Effect of Viscoelastic Properties and Film Resonance", *Analytical Chemistry*, vol. 66, pp. 2201–2219, 1994.

- [Mat77] H. Matthews, *Surface Wave Filters*, John Wiley, New York, 1977.
- [Mil71] R. F. Milsom, M. Redwood, "Piezoelectric generation of Surface Waves by Interdigital array", *Proceeding IEE*, vol. 118, pp. 831-840, 1971.
- [Mor73] D. P. Morgan, "Surface Acoustic Wave Devices, Applications", *Ultrasonics*, vol. 11, pp. 121-131, 1973.
- [Mor76] D. P. Morgan, "Surface Acoustic Wave Passive Interdigital Devices", *IEE Reprint Series*, no. 2, 1976.
- [Mor85] D. P. Morgan, *Surface Acoustic Wave Devices for Signal Processing*, Elsevier, Amsterdam, Neth., 1985.
- [Mor08] V. Mortet, O. A. Williams, K. Haenen, "Diamond: a material for acoustic devices", *phys. stat. sol. (a)*, 205, no. 5, pp. 1009–1020, 2008.
- [Oli78] A. A. Oliner, *Acoustic Surface Waves*, Springer Verlag, Berlin, 1978.
- [Opp75] A. V. Oppenheim, R. W. Schaffer, *Digital Signal Processing*, Prentice Hall, Inc. Chapt.5, 1975.
- [Poh00] A. Pohl, "A Review of Wireless SAW Sensors", in *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control*, vol. 47, no. 2, pp. 317–332, 2000.
- [Poz05] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, Wiley, New York, 2005.
- [Rab70] L. R. Rabiner, B. Gold, C. A. McGonegal, "An Approach to the Approximation Problem for Non-Recursive Digital Filters", *IEEE Trans.*, vol. AU-18, pp. 83–106, 1970.
- [Rab72] L. R. Rabiner, "Linear Program Design of Finite Impulse Response Digital Filters", *IEEE Trans.*, vol. AU-20, pp. 280–288, 1972.
- [Rab75] L. R. Rabiner, J. H. McClellan and T. W. Parks, "FIR digital filter design techniques using weighted Chebyshev approximation", *Proc. IEEE*, vol. 63, pp. 595–610, 1975.
- [Rei04] L. Reindl, "Acoustic Wave Devices for Future Mobile Communication Systems", in: *Proceedings of 2nd Int. Symposium*, Chiba, pp. 1–15, 3rd-5th March, 2004.
- [Ruf05] L. Rufer, A. Torres, S. Mir, M. O. Alam, T. Lalinsky, Y. C. Chan, "SAW chemical sensors based on AlGaIn/GaN piezoelectric material system: acoustic design, packaging considerations", in *Proceedings of the 7th International Conference on Electronics Materials, Packaging*, EMAP 2005, Tokyo, Japan, pp. 204–208, 2005.

- [Sad08] Z. A. Sadek, D. Buso, A. Martucci, P. Mulvaney, W. Wlodarski, K. Kalantar-Zadeh, "Titanium Dioxide-Based 64° YX LiNbO<sub>3</sub> Surface Acoustic Wave Hydrogen Gas Sensors", *Journal of Sensors*, Art. ID 254283, 5 pages, 2008.
- [San05] S. Sankaranarayanan, V. R. Bhethanabotla, and B. Joseph, "A 3-D Finite Element Model of Surface Acoustic Wave Sensor Response", in *Proceedings of the 208th ECS Meeting, Acoustic Wave Based Sensors and Sensor Systems*, Los Angeles, USA, vol. 1, issue 19, pp. 19–27, 2005.
- [Slo76] A. J. Slobodnik, "Surface Acoustic Waves and SAW Materials", *Proc. IEEE*, vol. 64, no. 5, pp. 581–595, May 1976.
- [Smi69] W. R. Smith, et al., "Analysis of interdigital surface wave transducer by use of equivalent circuit model", *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, vol. 17, pp. 856–864, 1969.
- [Tan71] R. H. Tancrell and M. G. Holland. "Acoustic surface wave filters", *Proc. IEEE*, vol. 59, pp. 393–409, 1971.
- [Tan74] R. H. Tancrell, "Analytic design of surface wave bandpass filters", *IEEE Trans.*, vol. SU-21, pp. 12–22, 1974.
- [Tie78] H. F. Tiersten, B. K. Sinha, "A perturbation analysis of the attenuation and dispersion of surface waves", *Journal of Applied Physics*, ISSN 0021-8979, vol. 49, no. 1, pp. 87–95, Jan. 1978.
- [Toš11] D. V. Tošić, M. F. Hribšek, "Modelling and wave velocity calculation of multilayer structure SAW sensors", *Microelectronics International*, ISSN: 1356-5362, vol. 28, no. 2, pp. 3–7, 2011.
- [Woh79] H. Wohltjen, R. Dessy, "Surface acoustic wave probe for chemical analysis", *Analytical Chemistry*, vol. 51, pp. 1458–1464, 1979.
- [Woh82] H. Wohltjen, *Patent 4*, US, 312,228, Jan. 26, 1982.
- [Woh84] H. Wohltjen, "Mechanism of operation and design considerations for surface acoustic wave device vapour sensors", *Sensors and Actuators*, vol. 5, pp. 307–325, 1984.
- [Zak06] A. Zaki, H. Elsimary, M. Zaghoul, "Miniature SAW Device for RF-Wireless Applications Using MEMS Technology", *Proceedings of the 5th WSEAS International Conference on Circuits, Systems, Electronics Control and Signal Processing*, ISBN ~ ISSN 1790-5117, 960-8457-55-6, Dallas, USA, World Scientific and Engineering Academy and Society (WSEAS), Stevens Point, Wisconsin, USA, pp. 10–13, Nov. 1–3, 2006.

- [Živ03] Z. Živković, "PAT senzori i njihova primena", *Zbornik XLVII Konferencije ETRAN*, Herceg-Novi, vol. III, pp. 424-427, Jun 8-13, 2003.
- [Živ09] Z. Živković, M. Hribšek, D. Tošić, "Modeling of Surface Acoustic Wave Chemical Vapor Sensors", *Journal of Microelectronics, Electronic Components and Materials*, ISSN 0352-9045, vol. 39, no. 2, pp. 111-117, June 2009.
- [Živ09a] Z. Živković, M. Hribšek, *Univerzalni softver za projektovanje nedisperzivnih PAT filtara*, podtip rešenja: novi softver (M85), projekat tehnološkog razvoja TR-11026 Ministarstva za nauku i tehnološki razvoj Republike Srbije, 2009.
- [Živ010] Z. Živković, M. Hribšek, *Softver za projektovanje maske interdigitalnih pretvarača PAT filtara propusnika opsega sa minimalnim slabljenjem*, podtip rešenja: novi softver (M85), projekat tehnološkog razvoja TR-11026 Ministarstva za nauku i tehnološki razvoj Republike Srbije, 2010.

## Biografija autora

Zdravko R. Živković je rođen 1951. godine u Rumi, gde je završio gimnaziju "Stevan Puzić". Diplomirao je na Elektrotehničkom fakultetu u Beogradu 1975. godine sa temom „Linearni vremenski diskretni sistemi sa čistim kašnjenjem”. Magistrirao je na istom fakultetu 1992. godine sa temom „Primena teleinformacionih terminala u SCADA sistemima upravljanja u elektroenergetici”.

Posle diplomiranja zaposlio se u IM „Pobeda” Novi Sad kao inženjer za elektronske sisteme na numerički upravljanim alatnim mašinama. U tom periodu bio je na stručnoj specijalizaciji u firmi Carl Zeiss Jena, za digitalne optičke enkodere.

Nakon toga prelazi u SOUR SAVA KRANJ, fabrika pneumatike u Rumi, gde je bio član radnog tima za realizaciju investicionog projekta izgradnje nove fabrike poljoprivrednih pneumatika. Bio je upućen na stručno usavršavanje u „Pirelli” Italija, za mikroprocesorsko upravljanje mašinama i u ISE Vićenca, za projektovanje i proizvodnju programabilnih logičkih kontrolera i tiristorskih regulatora. Radio je kao rukovodilac službe elektronike, regulacije i merenja i kao glavni inženjer tehničke pripreme u industriji „Rumaguma” za odsek održavanja i projektovanja elektronskih sistema na tehnološkoj opremi.

Godine 1988. prelazi u Tehnički opitni centar-Poligon Nikinci, kao istraživač u Odseku za merenja i snimanja. Oblast bavljenja su mu bila elektronska merenja pri razvojnim i verifikacionim ispitivanjima i istraživanja mernih metoda u balistici zasnovana na upotrebi savremenih elektronskih mernih instrumenata i radarskih sistema, a u okviru toga, razvoj i implementacija nestandardnih mernih metoda te projektovanje elektronskih sklopova i sistema. Učestvovao je na projektima koji su se odnosili na razvoj novih mernih metoda za određivanje balističkih parametara kao što su spin i vreme leta projektila i razvoj softverskih paketa za digitalnu obradu Dopler radarskih signala.

Od 2001. godine počinje da se bavi istraživanjem i razvojem elemenata sa površinskim akustičkim talasima, posebno u vojne svrhe, u oblasti radara i telekomunikacija. Biran je u zvanje istraživač saradnik dva puta a takođe je redovno



biran za člana Naučnog veća Tehničkog opitnog centra VS. Od 2007. godine radi kao nastavnik elektrotehničke grupe predmeta u srednjoj tehničkoj školi.

Naučno veće instituta "Goša" ga je 2008. godine izabralo u zvanje „istraživač saradnik” i angažovalo na projektu tehnološkog razvoja TR 11026 Ministarstva za nauku i tehnološki razvoj Republike Srbije, a na istraživanju i razvoju filtera sa površinskim akustičkim talasima.

Autor je ili koautor 5 radova u časopisima, 13 radova na naučnim skupovima od toga 2 na skupovima međunarodnog značaja a 11 na skupovima nacionalnog značaja, 12 stručnih radova i tri tehnička rešenja na projektu TR 11026. Neki od ovih radova su nastali kao rezultat rada na ovoj disertaciji.

Прилог 1.

## Изјава о ауторству

Потписани-а Здравко Живковић

број уписа \_\_\_\_\_

### Изјављујем

да је докторска дисертација под насловом

„Филтри са површинским акустичким таласом за хемијске гасне сензоре”

- резултат сопственог истраживачког рада,
- да предложена дисертација у целини ни у деловима није била предложена за добијање било које дипломе према студијским програмима других високошколских установа,
- да су резултати коректно наведени и
- да нисам кршио/ла ауторска права и користио интелектуалну својину других лица.

Потпис докторанда

У Београду, 09.04.2014.

Здравко Живковић

Прилог 2.

**Изјава о истоветности штампане и електронске  
верзије докторског рада**

Име и презиме аутора Здравко Живковић

Број уписа \_\_\_\_\_

Студијски програм \_\_\_\_\_

Наслов рада „Филтри са површинским акустичким таласом за хемијске гасне сензоре”

Ментор др Дејан Тошић, редовни професор, Електротехнички факултет,  
Универзитет у Београду

Потписани Здравко Живковић

изјављујем да је штампана верзија мог докторског рада истоветна електронској верзији коју сам предао/ла за објављивање на порталу **Дигиталног репозиторијума Универзитета у Београду**.

Дозвољавам да се објаве моји лични подаци везани за добијање академског звања доктора наука, као што су име и презиме, година и место рођења и датум одбране рада.

Ови лични подаци могу се објавити на мрежним страницама дигиталне библиотеке, у електронском каталогу и у публикацијама Универзитета у Београду.

**Потпис докторанда**

У Београду, 09.04.2014.

Здравко Живковић

### Прилог 3.

## Изјава о коришћењу

Овлашћујем Универзитетску библиотеку „Светозар Марковић“ да у Дигитални репозиторијум Универзитета у Београду унесе моју докторску дисертацију под насловом:

„Филтри са површинским акустичким таласом за хемијске гасне сензоре“

која је моје ауторско дело.

Дисертацију са свим прилозима предао/ла сам у електронском формату погодном за трајно архивирање.

Моју докторску дисертацију похрањену у Дигитални репозиторијум Универзитета у Београду могу да користе сви који поштују одредбе садржане у одабраном типу лиценце Креативне заједнице (Creative Commons) за коју сам се одлучио/ла.

1. Ауторство
2. Ауторство - некомерцијално
3. Ауторство – некомерцијално – без прераде
4. Ауторство – некомерцијално – делити под истим условима
5. Ауторство – без прераде
6. Ауторство – делити под истим условима

(Молимо да заокружите само једну од шест понуђених лиценци, кратак опис лиценци дат је на полеђини листа).

**Потпис докторанда**

У Београду, 09.04.2014.

*Здравко Жубкович*

1. Ауторство - Дозвољавање умножавања, дистрибуцију и јавно саопштавање дела, и прераде, ако се наведе име аутора на начин одређен од стране аутора или даваоца лиценце, чак и у комерцијалне сврхе. Ово је најслободнија од свих лиценци.

2. Ауторство – некомерцијално. Дозвољавање умножавања, дистрибуцију и јавно саопштавање дела, и прераде, ако се наведе име аутора на начин одређен од стране аутора или даваоца лиценце. Ова лиценца не дозвољава комерцијалну употребу дела.

3. Ауторство - некомерцијално – без прераде. Дозвољавање умножавања, дистрибуцију и јавно саопштавање дела, без промена, преобликовања или употребе дела у свом делу, ако се наведе име аутора на начин одређен од стране аутора или даваоца лиценце. Ова лиценца не дозвољава комерцијалну употребу дела. У односу на све остале лиценце, овом лиценцом се ограничава највећи обим права коришћења дела.

4. Ауторство - некомерцијално – делити под истим условима. Дозвољавање умножавања, дистрибуцију и јавно саопштавање дела, и прераде, ако се наведе име аутора на начин одређен од стране аутора или даваоца лиценце и ако се прерада дистрибуира под истом или сличном лиценцом. Ова лиценца не дозвољава комерцијалну употребу дела и прерада.

5. Ауторство – без прераде. Дозвољавање умножавања, дистрибуцију и јавно саопштавање дела, без промена, преобликовања или употребе дела у свом делу, ако се наведе име аутора на начин одређен од стране аутора или даваоца лиценце. Ова лиценца дозвољава комерцијалну употребу дела.

6. Ауторство - делити под истим условима. Дозвољавање умножавања, дистрибуцију и јавно саопштавање дела, и прераде, ако се наведе име аутора на начин одређен од стране аутора или даваоца лиценце и ако се прерада дистрибуира под истом или сличном лиценцом. Ова лиценца дозвољава комерцијалну употребу дела и прерада. Слична је софтверским лиценцама, односно лиценцама отвореног кода.