

**Dr Dragan Novković**

**PRODUKCIJA  
MUZIKE  
TEHNOLOGIJE I TEHNIKE**



**Visoka škola elektrotehnike i računarstva  
strukovnih studija  
Beograd, 2019.**

**Autor**

Dr Dragan Novković

**PRODUKCIJA MUZIKE - TEHNOLOGIJE I TEHNIKE**

**Recenzenti**

Dr Olivera Gračanin,

redovni profesor, Akademija umetnosti Novi Sad

Dr Filip Pantelić,

predavač, Visoka škola elektrotehnike i računarstva, Beograd

**Tehnička obrada i dizajn korica**

Dr Dragan Novković

**Izdavač**

Visoka škola elektrotehnike i računarstva strukovnih studija, Beograd

**Štampa**

Razvojno-istraživački centar grafičkog inženjerstva TMF, Beograd

**Tiraž**

15 primeraka

**ISBN**

978-86-7982-300-7

CIP - Каталогизација у публикацији - Народна библиотека

Србије, Београд

789.983(075.8)

004.4'277.4(075.8)

004.9:[681.84:78(075.8)]

НОВКОВИЋ, Драган, 1972-

Производња музике : технологије и технике / Dragan Novković. -

Beograd : Visoka škola elektrotehnike i računarstva strukovnih studija, 2019

(Београд : Развојно-истраживачки центар графичког инженерства TMF). - 253

стр. : илустр. ; 25 cm

Tiraž 15. - Bibliografija: str. 253.

ISBN 978-86-7982-300-7

а) Електронска музика б) Рачунарска музика с) Дигитална обрада звука

COBISS.SR-ID 274633484

# SADRŽAJ

## 9      PREGOVOR

## 13      ANALIZA STEREOFONSKIH EFEKATA METODOM FAZORA

I deo

- 1.1 Lokalizacija jednog zvučnog izvora
- 1.2 Slušalac u polju dva zvučna izvora
- 1.3 Reprodukcija fazno pomerenih signala

## 27      OSNOVNI PRINCIPI FORMIRANJA STEREO ZVUČNE SLIKE

II deo

- 2.1 Tehnike stereofonskog snimanja zvuka
- 2.2 Akustička podela mikrofona
- 2.3 Koincidentna stereo postavka
  - 2.3.1 X-Y postavka
    - Kardiodni par
    - Bidirekcioni par
    - Hiperkardiodni par

- 2.3.2 Praktični aspekti korišćenja X-Y tehnike
- 2.3.3 M-S postavka
  - Osnovne karakteristike M-S tehnike
  - Praktični aspekti korišćenja M-S tehnike
- 2.4 „Spaced-apart” tehnike**
- 2.5 „Decca-tree” postavka**
- 2.6 ORTF i NOS postavke**
- 2.7 Kombinovane tehnike**
  - „Close miking“ tehnike
  - Panorama regulator

**75**

## **VREMENSKA OBRADA SIGNALA**

III deo

- 3.1 Zvučni prostor**
- 3.2 Praktični aspekti upotrebe digitalnih uređaja za veštačku reverberaciju**
- 3.3. Specijalni efekti**
  - 3.3.1 Efekti bez modulacije
  - 3.3.2 Efekti sa modulacijom

**89**

## **UREĐAJI ZA OBRADU DINAMIKE AUDIO SIGNALA**

IV deo

- 4.1 Podela uređaja za obradu audio signala**
- 4.2 Povezivanje uređaja za obradu dinamike audio signala u audio lanac**
- 4.3 Uredaji za smanjenje dinamičkog opsega signala**
  - 4.3.1 Diodni ograničavač
  - 4.3.2 Ograničavači nivoa sa povratnom spregom
  - 4.3.3 Vremenske konstante povratne sprege kola za obradu dinamike audio signala
    - Vreme reakcije
    - Vreme opuštanja
    - Kontrola vremena reakcije i opuštanja
    - Obrada dinamike signal po frekvencijskim podopsezima

Aktivna konstanta vremena opuštanja  
Vreme zadržavanja

#### **4.4 Uredaji za proširivanje opsega dinamike**

- 4.4.1 Propusnik signala
- 4.4.2 Principi realizacije

*Subtractive Feedback Gate*

Ekspander

Upotreba uređaja za smanjivanje opsega dinamike signala

#### **4.5 Primeri upotrebe gejta i kompresora u muzičkoj produkciji**

- 4.5.1 Pojedini aspekti primene kompresora

**127**

### **FILTERI I EKVILAJZERI**

V deo

#### **5.1 Podela filtera**

#### **5.2 Ekvilajzeri**

#### **5.3 Upotreba filtera i ekvilajzera**

**147**

### **ADITIVNA SINTEZA**

VI deo

#### **6.1 Osnovni pojmovi**

#### **6.2 Teorijske osnove**

#### **6.3 Furijeova analiza osnovnih talasnih oblika**

#### **6.4 Praktična primena aditivne sinteze**

**171**

### **SUBTRAKTIVNA SINTEZA**

VII deo

#### **7.1 Osnovni principi**

#### **7.2 Filtriranje**

#### **7.3 Modulacija**

**185**

**FM SINTEZA**

VIII deo

- 8.1 Istorijski razvoj**
- 8.2 Osnovni principi funkcionisanja FM sinteze**
- 8.3. Indeks modulacije**
- 8.4. Principi praktične realizacije FM sinteze**

**203**

**WAVETABLE SINTEZA**

IX deo

**215**

**MIDI PROTOKOL**

X deo

- 10.1 Istorija razvoja MIDI protokola**
- 10.2 Povezivanje MIDI uređaja**
- 10.3 MIDI kontroleri**
- 10.4 Struktura MIDI protokola**
- 10.5 Sistemske poruke**
- 10.6 MIDI Time Code (MTC)**





# PREDGOVOR

Muzika, kao najimaginativnija, a verovatno i najmoćnija vrsta umetnosti, oduvek je privlačila čovekovu pažnju. Pa ipak, dugo vremena ona je bila privilegija vrlo ograničenog broja ljudi. Tek razvojem najhumanije od svih grana elektrotehnike – audiotehnike, muzika postaje dostupna svima koji su za nju zainteresovani.

Prve eksperimente na polju zapisa i reprodukcije zvuka vršio je francuski naučnik *Édouard-Léon Scott de Martinville*, 1860. godine. Sedamnaest godina kasnije, Edison je patentirao fonograf, koji je omogućavao da se zvučne vibracije, preko specijalnog noža, urezuju u obliku brazdi na valjak od podesnog materijala. Iste te brazde su naknadno, analognim postupkom, mogле biti rekonstruisane u originalni zvuk. Međutim, tek je ploča sa širokim rezom ušla u masovnu upotrebu, i na taj način postala prvi standardni „nosač” zvuka. Ona je podrazumevala mono zapis, koji je bio vrlo ograničenog trajanja i kvaliteta. Čak ni najkvalitetnije ploče tog tipa nisu omogućavale reprodukciju iznad frekvencije od 6.5 kHz.

Prilikom prisustvovanja izvođenju nekog muzičkog dela, slušalac, čak i zatvorenih očiju, ima veoma jasan utisak „prisutnosti”. To se, pre svega, odnosi na mogućnost preciznog pozicioniranja kako celokupnog orkestra, tako i svakog instrumenta ponaosob, kao i na osećaj akustičke atmosfere prostora u kojem se muzika izvodi. Snimanjem i reprodukcijom tog istog dela u jednokanalnom, mono sistemu slušalac gubi pravi osećaj za originalni zvučni prostor.

Svi izvori zvuka dolaze iz iste tačke – zvučnika, čime gube svoju pozicioniranost, dok sama muzika gubi na „dubini” i stiče se utisak kao da dolazi iz nekog otvora.

Iz tog razloga ljudi su se od samog početka trudili da stvore sistem koji će omogućiti što vernije i prirodnije prenošenje muzike do slušaoca. Već na prvi pogled je bilo jasno da je za tako nešto neophodno povećati broj kanala. U tom pravcu su išli i prvi eksperimenti, koji su sprovođeni tridesetih godina u *Dolby* laboratorijama, a koji su se zasnivali na korišćenju 3 kanala. Takvi višekanalni sistemi, nezavisno od toga koliki broj kanala poseduju, su još u ono doba dobili naziv stereo – tj. sistemi za prostornu reprodukciju zvuka. Osnovna prepreka uvođenju ovakvih sistema u masovnu upotrebu je bila tehnološke prirode, jer u to doba nije postojala mogućnost da se tolika količina informacija upiše na komercijalno isplativ medij. I tako, kada je 1958. godine stereo napokon počeo masovno da ulazi u komercijalnu upotrebu, on je podrazumevao korišćenje svega dva kanala. Jednostavno, više od toga nije moglo da se smesti na, u to doba novi i jedini stereo „nosač” zvuka, ploču sa mikrorezom. Upravo bi se ta 1958. godina mogla proglašiti i godinom početka prve prave revolucije u sferi snimanja i reprodukcije zvuka, koja je izazvala pravu lavinu novih pronađazaka i tehnika, i podstakla razvoj ne samo audiotehnike, već i same muzike, otvarajući potpuno nove horizonte u njenom stvaranju i poimanju. Ljudi su bili prinuđeni da se prilagode dvokanalnom sistemu i da iz njega izvuku maksimum. Taj uzbudljivi proces iznalaženja novih metoda i „trikova” za što kvalitetnije formiranje zvučne slike još uvek traje, sa uvek novim i nepredvidljivim rezultatima.

Iako se radilo o napretku od samo jednog kanala, rezultati su bili fascinantni. Dvokanalnom stereo reprodukcijom je postalo moguće, do izvesne mere, rekonstruisati pozicioniranost izvora zvuka, osećaj dubine, prostora i akustičke atmosfere. Zvuk više ne dolazi iz jednog zvučnika, već iz celokupnog prostora između dva zvučnika, tzv. zvučne baze. Običan čovek je po prvi put imao mogućnost da doživi osećaj onoga što se naziva stereo zvučna slika, dok se čitav niz generacija inženjera, snimatelja i producenata sve ove godine svojski trudio da istu tu sliku predstavi u što boljem svetlu.

Ovaj udžbenik ima za cilj da ukaže na neke od osnovnih tehnika i polazišta koji se koriste pri kreiranju stereo zvučne slike. U tu svrhu, njegov prvi deo je posvećen analizi fenomena do kojih dolazi prilikom stereo reprodukcije. Ta analiza je sprovedena uz korišćenje metode fazora, i ima za cilj da pojasni neke od principa na kojima se zasniva tzv. stereo efekat. To se pre svega odnosi na sposobnost lokalizacije virtuelnog zvučnog izvora u okviru stereo baze, kao i na neke zanimljive aspekte međusobnog faznog odnosa signala u levom i desnom kanalu.

Muzika je umetnost koja se izvodi u vremenu, u situacijama sa ili bez auditorijuma. Iako to nije u svakom slučaju situacija (npr. u elektronskoj muzici), može se reći da je temelj

kvalitetne zvučne slike, pre svega, baziran na pravilnoj upotrebi mikrofona. Od načina postavke i vrste korišćenih mikrofona zavise ne samo njen konačan izgled (u smislu zvučanja), već i celokupan utisak koji neko ima prilikom slušanja. Iz tih razloga, drugi deo ovog udžbenika, je posvećen razmatranju klasičnih mikrofonskih tehniki, koje spadaju u bazične principe formiranja stereo zvučne slike. Prvi deo ove celine je posvećen podsećanju na osnovne vrste i karakteristike mikrofona. Nakon toga je razmotrena upotreba koincidentnog mikrofonskog stereo para, pri čemu su posebno analizirane X-Y i M-S postavke. Posebna pažnja je posvećena analizi svake od ovih postavki u zavisnosti od tipova korišćenih mikrofona. Sledeća oblast u okviru ove celine je analiza takozvanih „*spaced-apart*”, odnosno prostorno razdvojenih postavki. Nakon toga je ukazano na neke od mogućnosti kombinovanja različitih tehniki, što predstavlja i neku vrstu uvoda u poslednji analizirani tip postavke mikrofona, tzv. tehnike blisko postavljenih mikrofona (engl. *-close miking*).

Nakon snimanja (danас se ova faza u procesu produkcije muzike često zamenjuje postupkom odabira semplova) se pristupa sledećoj fazi u radu, koja se označava imenom miks. Miks je procedura koja podrazumeva obradu svih signala koji učestvuju u kompletnoj zvučnoj slici, sa ciljem njihovog usklađivanja u celinu koja na najbolji mogući način prezentuje dato muzičko delo krajnjem slušaocu. U tom postupku se signali obrađuju u jednom od tri moguća domena: vremenskom, dinamičkom ili frekvencijskom. Dakle, sve manipulacije audio signalima koji se tretiraju u miksu, koje jesu brojne i raznovrsne, mogu se svrstati u jednu od tri pomenute grupe. S obzirom na takvu činjenicu, ovaj udžbenik za cilj ima da čitaocu u tri odvojena poglavlja predstavi osnovne tehnike, termine i polazne preporuke za upotrebu uređaja koji služe za procesiranje audio signala.



# **ANALIZA STEREOFONSKIH EFEKATA METODOM FAZORA**

## **I deo**

Jedan od osnovnih zadataka muzičke produkcije jeste formiranje kvalitetne zvučne slike koja potencijalnom slušaocu može da prenese sve bitne komponente muzičkog dela čijoj reprodukciji prisustvuje. Stereofonski efekat, do kojeg dolazi prilikom reprodukcije zvučnog sadržaja putem nekog od višekanalnih (dva ili više kanala) audio sistema, predstavlja osnovu na kojoj se svaka zvučna slika gradi. Iz tog razloga, prvi deo ovog udžbenika posvećen je analizi fenomena do kojih dolazi prilikom stereo reprodukcije zvuka u sistemima dvokanalne stereofonije, na osnovu kojih je moguće izvesti sve potrebne zaključke i o stereofonskim efektima do kojih dolazi u sistemima u kojima se reprodukcija obavlja putem više od dva kanala. Ta analiza je sprovedena uz korišćenje fazora, fizičkih vektora, kojima se na neposredan način mogu predstaviti veličine bitne za razumevanje ovog problema - nivo i faza reprodukovanih signala na mestu slušanja. U ovom poglavlju je objašnjena i sposobnost lokalizacije virtualnih zvučnih izvora u okviru stereo baze, kao i neki, sa aspekta muzičke produkcije, zanimljivi fenomeni do kojih dolazi prilikom istovremene reprodukcije fazno pomerenih signala u levom i desnom kanalu. U tom smislu ovo poglavlje se sastoji iz sledećih celina:

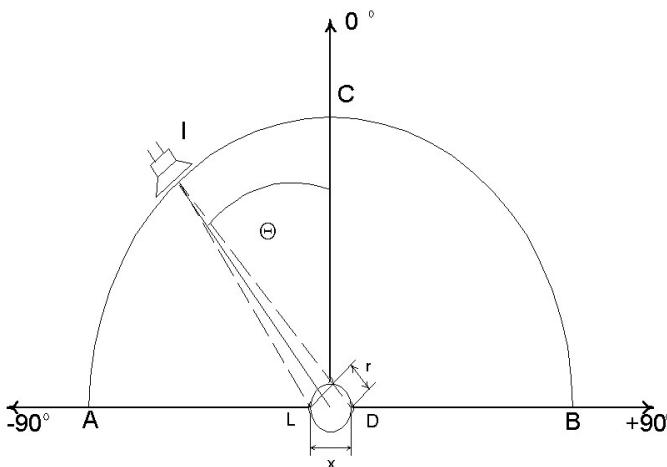
1. Lokalizacija jednog zvučnog izvora
2. Slušalac u polju dva zvučna izvora
3. Reprodukcija fazno pomerenih signala



## 1.1 Lokalizacija jednog zvučnog izvora

Čulo sluha predstavlja izuzetno kompleksno, i do dan danas do kraja neistraženo ustrojstvo, koje kroz spregu samog uva, centralnog nervnog sistema, pa, šire gledano, i celog tela rezultuje osećajem sluha. Jedna od vrlo bitnih karakteristika sluha je i mogućnost lokalizacije zvučnog izvora, kao i pravca i smera iz kojeg zvuk do slušaoca pristiže. Ova osobina je najdirektnije povezana sa činjenicom da je uvo „parni organ”, jer je samo kombinacijom i analizom zvuka koji stiže do svakog uha ponaosob mozak u stanju da odredi tačan položaj izvora. Osobe gluve na jedno uvo od samog rođenja ovu sposobnost jednostavno nemaju, a zanimljivo je da i kod potpuno zdravih osoba ova osobina nije „apsolutna”, već u velikoj meri zavisi od trenutnog psihičkog stanja, konkretnog vizuelnog doživljaja i slično.

Zvuk koji iz jednog zvučnog izvora pristiže do levog, odnosno desnog uha, nije isti, već se razlikuje kako po intenzitetu, tako i po fazi, tj. vremenskom trenutku pobude svakog uha ponaosob. Nizom eksperimenata je vrlo jasno pokazano da upravo ove dve vrste razlika (intenzitetna i vremenska, kao i njihova kombinacija) imaju ključnu ulogu u procesu lokalizacije. S obzirom da se, bez ikakvog gubitka na opštosti daljih razmatranja, zvučni talas može posmatrati kao niz sinusoidalnih funkcija koje se u svakom trenutku odlikuju određenim intezitetom i faznim uglom, u cilju lakšeg objašnjavanja i razumevanja, analizu nekih stereofonskih efekata je moguće sprovesti metodom fazora, „fizičkih” vektora koji su promenljivi u vremenu, a u svakom trenutku daju informaciju o intenzitetu i fazi veličine koju predstavljaju.



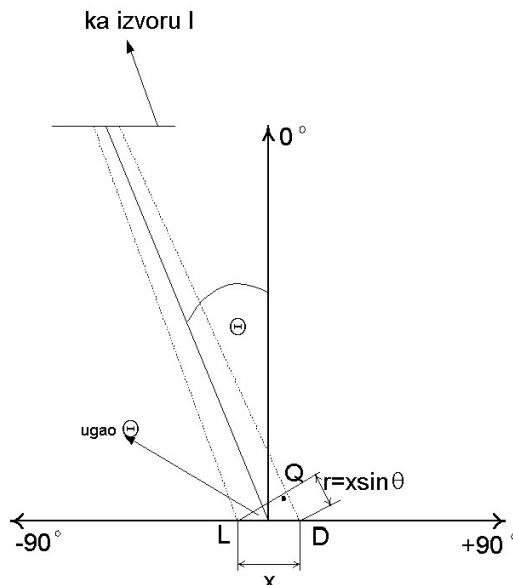
Slika 1.1: Lokalizacija jednog zvučnog izvora

Sada ćemo, na vrlo jednostavan način, dovesti u vezu položaj koji u odnosu na slušaoca zauzima neki zvučni izvor, i međusobni položaj koji zauzimaju fazori koji opisuju akustički pritisak koji stvara posmatrani izvor na mestu levog, odnosno desnog uha slušaoca. Posmatrajmo crtež prikazan na *slici 1.1*.

Neka se zvučni izvor I, koji emituje zvuk neke proizvoljne frekvencije, kreće po polukrugu koji se nalazi u horizontalnoj ravni, sa glavom slušaoca u njegovom centru. Označimo sa x rastojanje izmedju levog (L) i desnog (D) uha, a sa  $\theta$  ugao koji izvor I zaklapa sa centralnom osom, koja predstavlja normalu na LD. Analizirajmo za početak uopštenu situaciju kada se izvor I nalazi u proizvoljnoj tački, kao na slici (1). Očigledno je da se izvor zvuka tada nalazi bliže levom nego desnom uhu, i to za rastojanje r. Ukoliko predpostavimo da je rastojanje od izvora do slušaoca u većini slučajeva dovoljno veće od rastojanja izmedju ušiju slušaoca (LD), ugao LQD (*slika 1.2*) se može, za potrebe prve aproksimacije, smatrati pravim.

U tom slučaju nije teško izračunati, na osnovu jednakosti ugla QLD i ugla koji zvučni izvor zaklapa sa centralnom osom, kao uglova sa normalnim kracima, da putna razlika koju zvučni talas pređe do bližeg, odnosno daljeg uha, iznosi  $r = xsin\theta$ . Kao direktna posledica toga možemo reći da zvuk kasni pri prijemu u dalje uho za  $\Delta t = (xsin\theta)/c$ , gde je c brzina zvuka. Samim tim, fazni ugao koji formiraju fazori koji opisuju akustički pritisak na mestu levog, tj. desnog uha, iznosi:

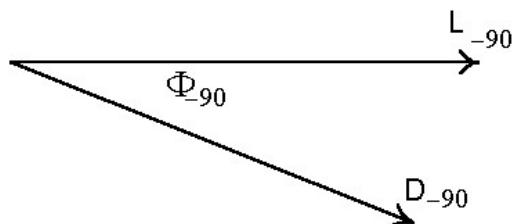
$$\Phi_\theta = \omega \cdot \Delta t = \omega \cdot \left( \frac{x}{c} \right) \cdot \sin \theta \quad (1-1)$$



Slika 1.2: Prikaz putne razlike zvučnih talasa na mestu slušanja

Pogledajmo sada kako izgleda medjusobni odnos ovih fazora kada se izvor nalazi u nekoliko karakterističnih tačaka:

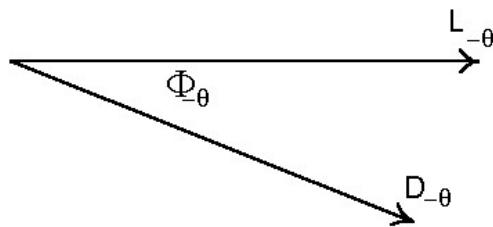
Kada je izvor u krajnjem levom položaju (tačka A na slici 1), funkcija  $\Phi_0$  ima maksimum, i tada fazor levog uha prednjači ispred fazora desnog uha za ugao  $\Phi_{-90}$  (slika 1.3), što rezultuje osećajem da zvuk dolazi do slušaoca sa leve strane.



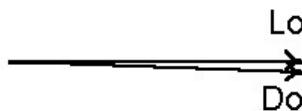
Slika 1.3: Fazorski dijagram u slučaju kada je izvor u tački A

Kako se izvor pomera u smeru kazaljke na satu, funkcija  $\Phi$  se smanjuje sa koeficijentom  $\sin\theta$ , s tim što sve vreme fazor zvučnog pritiska na levo uvo, L, prednjači u odnosu na fazor D. Izgled fazorskog dijagrama kada se izvor nalazi pod proizvoljnim uglom u odnosu na vertikalnu osu, ali u levoj poluravni u odnosu na slušaoca je prikazan na slici 1.4.

Kada se zvučni izvor I nađe u tački C, dakle tačno ispred slušaoca, vrednost funkcije  $\Phi$ , odnosno ugao koji formiraju fazori L i D, iznosi  $\Phi(0)=0$ , tj. fazori Lo i Do su u fazi (slika 1.5). S obzirom na potpunu simetriju zvučnih pritisaka na oba uha, u ovom slučaju slušalac ima osećaj da se zvučni izvor nalazi direktno ispred njega.

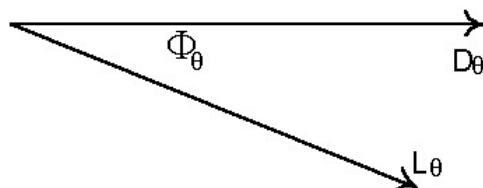


Slika 1.4: Fazorski dijagram za slučaj kada je izvor u proizvoljnoj tački leve poluravni u odnosu na slušaoca



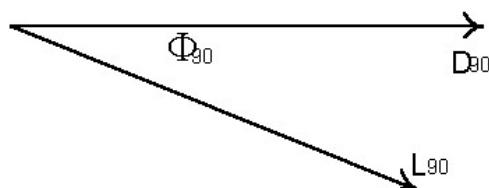
Slika 1.5: Fazorski dijagram za slučaj kada se izvor nalazi tačno ispred slušaoca

U nastavku kretanja zvučnog izvora od tačke C do tačke B, fazni ugao opet počinje da raste sa istim koeficijentom  $\sin\theta$ , s tim što ovog puta fazor desnog uha prednjači pred fazorom levog (slika 1.6). Rezultujući osećaj je da se izvor nalazi u slušaočevoj desnoj poluravni.



Slika 6: Fazorski dijagram za slučaj kada se izvor nalazi u proizvoljnoj tački desne poluravni

Konačno, kada se izvor nađe u krajnje desnom položaju (tačka B na slici 1.1), fazorski dijagram izgleda kao na slici 1.7, a funkcije  $\Phi$  ima maksimalnu vrednost (koeficijent  $\sin \theta$  dostiže svoj maksimum za  $\theta = 90^\circ$ ), što rezultuje osećajem da zvuk dolazi sa slušaočeve desne strane.



Slika 1.7: Fazorski dijagram za slučaj kada se izvor nalazi u krajnje desnoj tački u odnosu na slušaoca

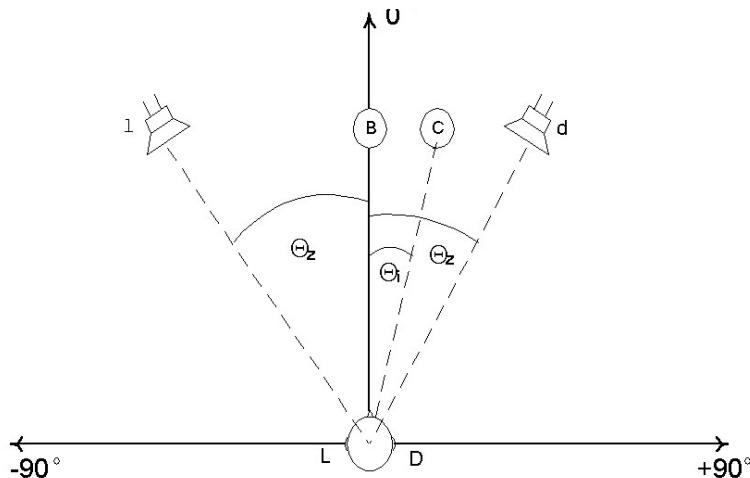
U ovim razmatranjima nismo uzeli u obzir postojanje intezitetnih razlika, koje se nikako ne smeju smetnuti sa uma, s obzirom da je, sem kada je izvor u centralnom položaju C ( $\theta = 0^\circ$ ), intenzitet zvučnog pritiska na bližem uhu veći nego na daljem. Ova pojava je do izvesne mere posledica postojanja putne razlike (intenzitet zvuka opada obrnuto proporcionalno sa rastojanjem), ali pre svega nastaje usled difrakcije zvuka, koja se javlja oko glave slušaoca. Kao što je poznato, do difrakcije dolazi kada talas nailazi na prepreku čije su dimenzije uporedive sa njegovom talasnou dužinom, pa možemo slobodno smatrati da do frekvencija od otprilike 500 - 700 Hz ( $\lambda = c / f = 340 / 500 = 0.68$  m) difrakcija ne igra značajniju ulogu, te da se lokalizacija zvučnog izvora u tom frekventnom opsegu odvija, pre svega, na osnovu vremenskih kašnjenja. Od 500 Hz pa do, otprilike, 2000 Hz efekat difrakcije postaje sve izraženiji, tako da i intenzitetne razlike „ulaze u igru“ lokalizacije izvora. Za više frekvencije, difrakcija je dosta izražena i intenzitetne razlike postaju dominantne u procesu pozicioniranja izvora, tako da bi njihovim zanemarivanjem mogli doći do netačnih zaključaka. Zanimljivo je primetiti da, ukoliko usvojimo da rastojanje izmedju levog i desnog uha, sa uračunatom krivinom glave, retko prelazi 24 cm, maksimalna vrednost kašnjenja zvuka od bližeg do daljeg uha iznosi  $\Delta t = (0.24 \text{ m}) / (340 \text{ m/s}) = 0.7 \text{ ms}$ . Kako u tom slučaju maksimalna fazna razlika (u tačkama A i B, gde je  $\sin \theta = 1$ ) iznosi  $\Phi_{\max} = 2\pi f \Delta t$ , nije teško izračunati da na frekvencijama većim od približno 700 Hz dolazi do nepouzdanog određivanja pravca na osnovu faznih razlika, jer za  $\Phi > \pi$  fazno prednjačenje prelazi u kašnjenje. Dakle, za sve frekvencije veće od 700 Hz analiza koja ne bi podrazumevala i intezitetne razlike zvuka na mestu levog i desnog uha, sasvim sigurno ne bi davala tačne rezultate.

Pre nego što predjemo na dalju analizu, bitno je istaći dve stvari u vezi upotrebe fazora:

- Ljudsko uvo nije direktno osetljivo na fazu zvučnog talasa. Ono što je bitno za potrebe lokalizacije jesu vremenski trenuci pobudjivanja levog, odnosno desnog uha. Fazni ugao predstavlja, dakle, samo zgodno matematičko „oruđe“ za opisivanje vremenskih kašnjenja, a ne direktni uzrok sposobnosti lokalizacije zvučnog izvora.
- Na osnovu jednačine (1-1) se lako izvodi zaključak da veličina faznog ugla direktno zavisi od frekvencije, tako da bi bilo kakva ozbiljnija analiza realnog signala morala biti sprovedena u punom frekventnom opsegu koji on zauzima.

## 1.2 Slušalac u polju dva zvučna izvora

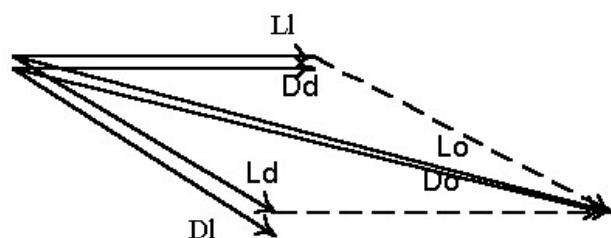
Posmatrajmo slučaj prikazan na *slici 1.8*. U ovom slučaju se slušalac nalazi na jednakom rastojanju od dva zvučna izvora (zvučnika), koji emituju signale koji su medjusobno fazno korelisani:



*Slika 1.8: Slušalac u polju dva zvučna izvora*

Ukoliko je aktivан samo levi zvučnik, fazorski dijagram će biti identičan kao u situaciji kada se jedan pokretni izvor nalazi na mestu tog zvučnika. Dakle, levi fazor će biti ispred desnog, a slušalac ima osećaj da zvuk dolazi sa mesta na kojem se zvučnik nalazi.

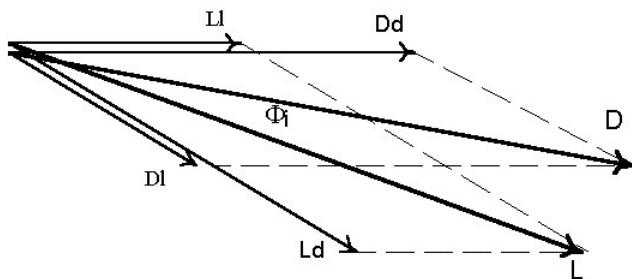
U situaciji kada oba zvučnika emituju identičan zvuk, kako po intenzitetu, tako i po fazi, fazorski dijagram se može predstaviti kao na *slici 1.9*. Indeksi l i d se odnose na levi i desni zvučnik, i označavaju fazore u zavisnosti od toga da li su posledica zvuka koji proizvodi levi ili desni zvučnik.



*Slika 1.9: Fazorski dijagram u slučaju kada oba zvučnika emituju potpuno isti zvuk*

Kao što se vidi, rezultantni fazori za levo i desno uvo, Lo i Do, su isti i po fazi i po intenzitetu, što je analogno slučaju kada se jedan zvučni izvor nalazi direktno ispred slušaoca. I zaista, slušalac ima utisak da zvuk dolazi iz prostora izmedju zvučnika, iz tzv. virtuelnog zvučnog izvora (u daljem tekstu VZI), koji se u ovom slučaju nalazi tačno na sredini prostora izmedju dva zvučnika, odnosno u centru zvučne baze (tačka B na *slici 1.8*).

Razmotrimo na kraju uopšteni slučaj kada, recimo, levi zvučnik emituje signal manjeg intenziteta u odnosu na desni. Fazorski dijagram za tu situaciju je predstavljen na slici 10.



*Slika 1.10: Fazorski dijagram za slučaj kada desni zvučnik emituje zvuk jačeg intenziteta*

Kao što se vidi, rezultantni fazor koji opisuje ukupni akustički pritisak na desno uvo (koje je bliže jačem zvučniku), se nalazi ispred rezultantnog fazora za levo uvo, i to za ugao  $\Phi_i$ . Kao rezultat takve situacije, virtualni izvor se postavlja u tačku C, koja se nalazi pod uglom  $\theta_i$  u odnosu na slušaoca (*slika 1.8*), u desnoj polovini zvučne baze.

Precizniju analizu pozicije u kojoj će se naći virtualni izvor moguće je sprovesti polazeći od formule za izračunavanje faznog ugla  $\Phi_i$  izmedju rezultujućih fazora L i D, a koja glasi:

$$\Phi_i = \frac{L - D}{L + D} \cdot \frac{\omega \cdot x}{c} \cdot \sin \theta_z \quad (1-2)$$

U ovoj formuli L i D označavaju prosečne trenutne vrednosti zvučnih pritisaka na levo i desno uvo prilikom reprodukcije sa oba zvučnika, x je rastojanje od levog do desnog uva, dok  $\theta_z$  predstavlja ugao pod kojim slušalac „vidi“ zvučnike. Njenim izjednačavanjem sa jednačinom (1-1), uz primenu osnovnih aritmetičkih transformacija, veoma lako možemo doći do sledeće relacije:

$$\frac{L - D}{L + D} \cdot \sin \theta_z = \sin \theta_i \quad (1-3)$$

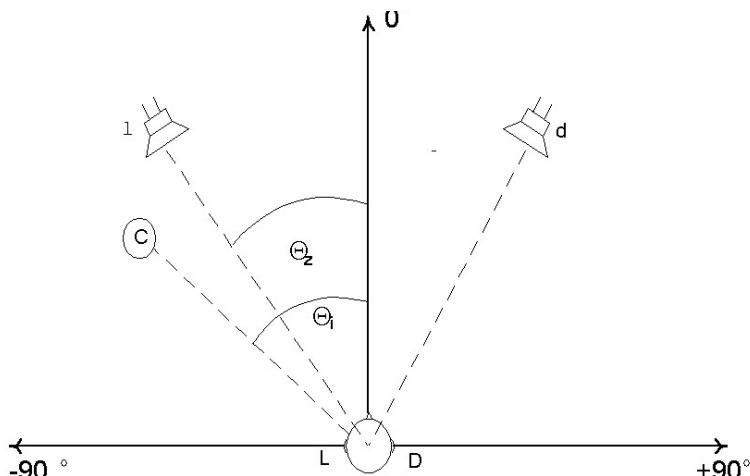
Ukoliko sa  $S_l$  i  $S_d$  označimo snage koje se privode levom, tj. desnom zvučniku, i ukoliko znamo da važi da su one proporcionalne sa  $L$  i  $D$  ( $L=kS_l$  i  $D=kS_d$ ), možemo definitivno pisati:

$$\frac{\sin \theta_i}{\sin \theta_z} = \frac{S_l - S_d}{S_l + S_d} \quad (1-4)$$

Ovo je tzv. sinusni zakon stereofonije koji povezuje snage signala koje privodimo levom i desnom zvučniku ( $S_l$  i  $S_d$ ), ugao koji zvučnici zauzimaju u odnosu na slušaoca ( $\theta_z$ ) i položaj virtuelnog izvora (oličen kroz ugao  $\theta_i$  koji VZI zauzima u odnosu na slušaoca). Posmatrajući ovu formulu možemo doći do veoma značajnog zaključka da odgovarajućom intenzitetnom raspodelom signala na levi i desni kanal možemo smestiti virtuelni izvor u bilo koju tačku zvučne baze, i na taj način ga direktno pozicionirati na željeno mesto u okviru zvučne slike. Upravo na tom principu se i zasniva sistem tzv. intenzitetne stereofonije.

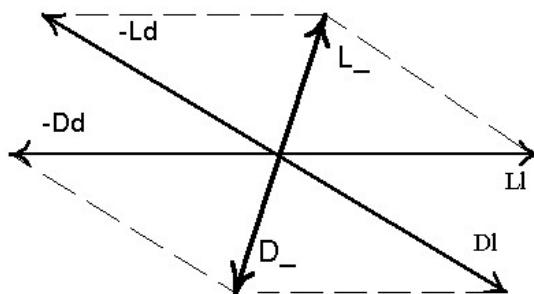
### 1.3 Reprodukcija fazno pomerenih signala

Pozabavimo se sada zanimljivom situacijom koja nastaje prilikom reprodukcije jednog signala koji se nalazi u različitim fazama u levom, tj. desnom kanalu. Ukoliko se u situaciji prikazanoj na slici 11 vrši reprodukcija signala istim intezitetima preko oba kanala, očigledno je da će obrtanje faze za  $180^\circ$  jednog od njih, recimo desnog, dovesti i do obrtanja samih fazora koji opisuju reprodukciju sa desnog zvučnika,  $L_d$  i  $D_d$ .



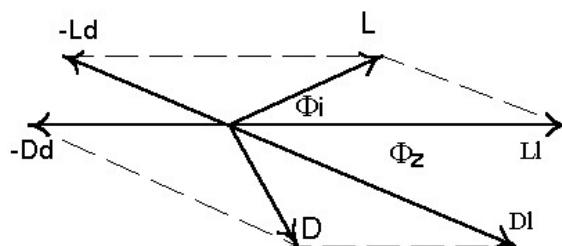
Slika 1.11: Reprodukcija fazno nekorelisanih signala

Na taj način fazori  $D_d$  i  $L_d$  postaju  $-D_d$  i  $-L_d$ . Rezultujući fazori na mestu levog i desnog uha, obeleženi na *slici 1.12* kao  $L_-$  i  $D_-$ , biće potpuno identični po dužini, ali postavljeni pod uglom od  $180^\circ$  jedan u odnosu na drugi, nezavisno od same frekvencije koju emituje zvučni izvor (*slika 1.12*). Čovek jednostavno nije opremljen informacijom koja bi trebalo da mu pomogne da se snađe, tj. odredi pravac zvučnog izvora u takvoj situaciji, jer ona nije „prirodna”, tako da dolazi do dezorientacije. Efekti koji se javljaju prilikom ovakve reprodukcije su višestruki, i u velikoj meri zavise od uslova slušanja, ali se vrlo često dešava da slušalac ima osećaj „pritiska u ušima” ili utisak da mu zvuk dolazi iz glave. Ova činjenica se ponekad koristi za kreiranje specijalnih efekata, ali se u većini slučajeva dešava da do nje dođe greškom, usled pogrešnog procesiranja signala.



*Slika 1.12: Fazorski dijagram za slučaj reprodukcije identičnih, ali fazno suprotno orientisanih signalna u levom i desnom kanalu*

U slučaju kada su protivfazni signali u levom i desnom kanalu različitih intenziteta, takođe dolazi do zanimljivih pojava. Ukoliko pogledamo *sliku 1.13*, koja prikazuje fazorski dijagram koji opisuje situaciju koja nastaje kada je levi signal jači od desnog, pri čemu signal desnog kanala ima obrnutu fazu. Zbog obrtanja faze u desnom kanalu, fazori  $D_d$  i  $L_d$  postaju  $-D_d$  i  $-L_d$ , dok usled činjenice da je signal u levom kanalu jači od signala u desnom, rezultantni ugao između fazora  $L$  i  $D$  ( $\Phi_i$ ), postaje veći od faznog ugla koji je posledica reprodukcije zvuka sa svakog zvučnika ponaosob ( $\Phi_z$ ). Upravo ova činjenica „predviđa” da će se VZI smestiti negde van granica zvučne baze, što se u praksi zaista i dešava. Dakle, odgovarajućom intenzitetnom raspodelom protivfaznih signala na levi i desni kanal bi trebalo da bude moguće pozicionirati VZI u bilo koju tačku prostora, nevezano za granice zvučne baze, koje su određene samim položajem zvučnika.



*Slika 1.13: Fazorski dijagram za slučaj kada se reprodukuju fazno pomereni signalni, nejednaki po intenzitetu*

Ukoliko se vratimo na sinusni zakon stereofonije (jednačina 1-4), i ukoliko predpostavimo da signal desnog kanala ima obrnutu fazu, možemo veličinu  $S_d$  smeniti sa  $-S_d$ , čime ta jednačina dobija sledeći oblik:

$$\frac{\sin \theta_i}{\sin \theta_z} = \frac{S_l + S_d}{S_l - S_d} \quad (1-5)$$

Sređivanjem ovog izraza se dobija:

$$\frac{S_d}{S_l} = \frac{\sin \theta_i - \sin \theta_z}{\sin \theta_i + \sin \theta_z} \quad (1-6)$$

S obzirom da maksimalna vrednost ugla  $\theta_i$ , pod kojim se može nalaziti VZI u odnosu na slušaoca, iznosi  $90^\circ$ , izraz  $\sin \theta_i$  ne može biti veći od 1. Ukoliko bismo želeli da postavimo VZI baš pod uglom od  $90^\circ$  u odnosu na slušaoca, odnos intenziteta fazno suprotnih signala u levom i desnom kanalu bi trebalo da iznosi:

$$\frac{S_d}{S_l} = \frac{1 - \sin \theta_z}{1 + \sin \theta_z} \quad (1-7)$$

Na osnovu tog izraza nije teško izračunati da, ukoliko su zvučnici postavljeni pod uglom od  $\theta_z = 30^\circ$  u odnosu na slušaoca, maksimalni dozvoljeni odnos intenziteta signala u fazi i protivfazi, potreban za smeštanje VZI pod uglom od  $90^\circ$ , iznosi  $(1-0.5)/(1+0.5) = 0.333$ . Slično tome, ukoliko su zvučnici pod uglom od  $45^\circ$ , taj odnos iznosi  $S_d/S_l = 0.17$ . Za odnose koji su manji od ovih maksimalnih, VZI se smešta pod uglovima manjim od  $90^\circ$ .

Zanimljivo je razmotriti i uticaj faznih pomeraja manjih od  $180^\circ$ , identičnih signala u levom i desnom kanalu koji se reprodukuju istim intezitetima, na lokalizaciju VZI. Ukoliko je fazni pomeraj u granicama od  $0^\circ$  do, otprilike,  $135^\circ$ , dolazi do proširivanja VZI. Naime, gubi se osećaj da on dolazi iz jasno definisane tačke, ili dela prostora, i čini se da zauzima veliki prostor ispred samog slušaoca. Takođe dolazi i do različitih uticaja na frekventni sadržaj signala, koji se razlikuju od frekvencije do frekvencije. Na nekim od njih dolazi do delimičnog, ili potpunog, sabiranja signala iz levog i desnog kanala, dok na drugim dolazi do potiranja. Kako se fazni pomeraj povećava i preko  $135^\circ$ , zvučna slika se sve više razliva, što dovodi do osećaja da se ona „raspada”. Konačno, fazni pomeraj od  $180^\circ$  dovodi do već opisanog efekta „zvuka iz glave”.

### PITANJA ZA PROVERUZNANJA

1. Šta su to intenzitetne, a šta fazne razlike do kojih dolazi u procesu binauralnog slušanja?
2. Na koji način se vrši lokalizacija zvučnog izvora?
3. U kom opsegu frekvencija dominantnu ulogu u procesu lokalizacije imaju fazne, a u kom intenzitetne razlike?
4. Kako glasi sinusni zakon stereofonije?
5. Šta je to zvučna baza?
6. Šta je to virtuelni zvučni izvor (VZI)?
7. Na koji način je u sistemima dvokanalne stereofonije moguće VZI smestiti van granica zvučne baze?



# OSNOVNI PRINCIPI FORMIRANJA STEREO ZVUČNE SLIKE

## II deo

Muzika je umetnost koja se izvodi u vremenu, u situacijama sa ili bez auditorijuma. Iako to nije u svakom slučaju situacija (npr. u elektronskoj muzici), muzika se beleži njenim snimanjem, pa se može reći da je temelj kvalitetne zvučne slike, pre svega, baziran na pravilnoj upotrebi mikrofona. Od načina postavke i vrste korišćenih mikrofona zavise ne samo njen konačan izgled (u smislu zvučanja), već i celokupan utisak koji neko ima prilikom slušanja. Pravilno razumevanje mogućnosti koje pružaju mikrofonske tehnike u velikoj meri olakšava sve faze poslova u postupcima muzičke produkcije. Iz tih razloga, drugi deo ovog udžbenika je posvećen razmatranju klasičnih mikrofonskih tehnika, koje spadaju u bazične principe formiranja stereo zvučne slike. Prvi deo ove celine je posvećen podsećanju na osnovne vrste i karakteristike mikrofona. Nakon toga je razmotrena upotreba koincidentnog mikrofonskog stereo para, pri čemu su posebno analizirane X-Y i M-S postavke. Posebna pažnja je posvećena analizi svake od ovih postavki u zavisnosti od tipova korišćenih mikrofona. Sledeća oblast u okviru ove celine je analiza takozvanih "spaced-apart", odnosno prostorno razdvojenih postavki. Nakon toga je ukazano na neke od mogućnosti kombinovanja različitih tehnika, što predstavlja i neku vrstu uvoda u poslednji analizirani tip postavke mikrofona, tzv. "*close miking*". Poglavlje je u tom smislu podeljeno u sledeće celine:

1. Tehnike stereofonskog snimanja zvuka
2. Akustička podela mikrofona
3. Koincidentne stereo postavke
10. Razdvojene tehnike
11. *Decca-tree* postavka
12. ORTF i NOS postavke
13. Kombinovane tehnike



## 2.1 Tehnike stereofonskog snimanja zvuka

Od samog početka primene stereo sistema, ljudi su eksperimentisali sa načinima i tehnikama postavke mikrofona, koje su za cilj imale da obezbede što verniju rekonstrukciju originalne zvučne slike prilikom reprodukcije. U tim manje ili više uspešnim pokušajima, iskristalisalo se par sada već „klasičnih” pristupa, čija primena zavisi od konkretnе namene i situacije. Neke tehnike omogućuju bolje očuvanje prirodnosti i atmosfere, neophodne za snimanje npr. klasične muzike, dok su druge usavršene za potrebe snimanja nekih modernijih muzičkih formi.

„Klasične” stereo postavke podrazumevaju korišćenje dva mikrofona putem kojih se formira zvučna slika u celini, i dele se na tzv. koincidentne i prostorno razdvojene (od engleskog „spaced-apart”) tehnike. Kao poseban pristup problemu formiranja zvučne slike bi se mogla izdvojiti tzv. „close miking” tehnika, kod koje se koristi više mikrofona postavljenih blizu zvučnih izvora, sa ciljem da svaki mikrofon „hvata” samo odredjeni instrument (ili grupu instrumenata), čiji se položaj u ukupnoj zvučnoj slici naknadno rekonstruiše odgovarajućim metodama. Pa ipak, verovatno najčešći pristup u svakodnevnoj snimateljskoj praksi predstavljaju upravo kombinacije svih raspoloživih tehnika i metoda, sa jednim ciljem: napraviti zvučnu sliku što verniju originalnom zvuku koji nastaje na zvuačnoj sceni koja se snima.

Kao što smo već objasnili, mogućnost pozicioniranja VZI u horizontalnoj ravni (levo-desno) zvučne baze je posledica ili razlike u intezitetu reprodukcije izmedju levog i desnog kanala ili različitih vremenskih trenutaka u kojima reprodukcija jednog takvog zvučnog

izvora započinje, ili, u krajnjem slučaju, kombinacije ova dva faktora. Zamislimo za trenutak slušaoca koji se nalazi u klasičnoj postavci stereo reprodukcije, pod kojom ćemo u daljem tekstu podrazumevati situaciju kada se glava slušaoca i dva zvučnika nalaze u temenima zamišljenog jednakostraničnog trougla. Maksimalni ugao  $\theta$ i koji u tom slučaju VZI može zauzimati u odnosu na slušaoca iznosi 30 stepeni, a određen je samim položajem zvučnika, koji se mogu smatrati krajnjim tačkama zvučne baze. (U principu je moguće, na način objašnjen u glavi 1.3 virtualni izvor smestiti i van ovih granica, ali za sada ta mogućnost neće biti uzimana u razmatranje). Postavlja se pitanje koliko zaista treba da iznose intenzitetne ili vremenske međukanalne razlike, da bi se, kao njihova posledica, VZI pojavio na željenom mestu u okviru zvučne baze. Na ovo pitanje bi se odgovor, u principu, mogao potražiti i iz sinusnog zakona stereofonije (jednačina 4), ali ćemo se, iz praktičnih razloga, koristiti eksperimentalnim rezultatima. Za potrebe tog eksperimenta su korišćeni monofonski signali, čija je reprodukcija vršena preko klasičnog stereo sistema. Eksperiment se sastojao u modifikacijama ovakvog signala, koje su bile ograničene na osnovne promene intenziteta, ili kašnjenja, u jednom u odnosu na drugi kanal. Slušaoci su bili zamoljeni da lociraju položaj VZI pri svakoj novoj promeni, a neki od na taj način dobijenih rezultata su prikazani u tabeli 2.1.

Pozicija VZI	Intenzitetne razlike ( $D_i$ ) za $D_t = 0$	Vremenske razlike ( $D_t$ ) za $D_i = 0$
0°	0 dB	0 mS
10°	2.5 dB	0.2 mS
20°	5.5 dB	0.44 mS
30°	15 dB	1.12 mS

*Tabela 2.1: Intenzitetne i vremenske međukanalne razlike potrebne za smeštanje VZI pod određenim uglom u odnosu na slušaoca*

Kao što je i bilo za očekivati, pozicioniranost VZI pod uglom od 0° (na sredini zvučne baze) je ostvarena kada su oba kanala identična, i u intenzitetnom i u vremenskom smislu. Povećavanje intenziteta jednog od kanala za 2.5 dB (pri čemu se „vremenski odnos” izmedju kanala održava konstantnim) pomera VZI 10 stepeni od centra, ka „jačem” zvučniku. Isti efekat se postiže i kada se međusobni intenziteti održavaju na istom nivou, a jedan kanal se zakasni u odnosu na drugi za 0.2 mS, pri čemu se VZI pomera ka „nezakašnjrenom” zvučniku. Vrednosti vremenskih i intenzitetnih razlika potrebnih za smeštanje VZI pod uglovima od 20 i 30 stepeni su prikazani u tabeli 2.1.

Pre nego što pokušamo da dovedemo u vezu ove rezultate sa praktičnim metodama koje omogućuju njihovu primenu, podsetićemo se osnovnih stvari vezanih, pre svega, za polarne karakteristike mikrofona.

## 2.2 Akustička podela mikrofona

Kada se mikrofon nalazi u zvučnom polju, javlja se, usled promene zvučnog pritiska, naizmenična sila koja deluje na membranu. U zavisnosti od toga koja akustička veličina izaziva ovu promenu, izvršena je tzv. akustička podela mikrofona, koja podrazumeva postojanje dva osnovna tipa:

- Mikrofoni koji rade na pritisak (presioni mikrofoni), i
- Mikrofoni koji rade na gradijent (razliku) pritisaka (dvosmerni mikrofoni).

Membrana mikrofona koji rade na pritisak je izložena dejstvu zvučnih talasa samo sa jedne strane. S obzirom da je pritisak skalarna veličina koja nema pravac i smer delovanja, osetljivost ove vrste mikrofona je nezavisna od ugla pod kojim zvučni talas dolazi do njih. Iz tog razloga njihova karakteristika direktivnosti je teorijski kružnog oblika, pa se često kaže da se radi o nedirektivnim, odnosno omnidirekcionim mikrofonima. Jednačina kojom se opisuje njihova osetljivost  $T_{e,p}$  glasi:

$$T_{e,p} = 1 \quad (2-1)$$

Mikrofoni koji rade na gradijent pritiska reaguju na razliku pritisaka koji deluju na prednju i zadnju stranu membrane. Kako je razlika pritisaka, a samim tim i pomeraj membrane, najveći kada se izvor nalazi na osi normalnoj na membranu mikrofona, možemo zaključiti da je njihova osetljivost najveća kada se zvučni izvor nalazi upravo u nekoj od tačaka na ovoj osi. S druge strane, njihova membrana neće moći da se kreće ( $S = 0$ ) kada se izvor nalazi pod uglom od  $\pm 90^\circ$ , jer tada vlada potpuna simetrija i nema nikakve razlike među pritiscima. Ukoliko sa ‘a’ označimo ugao incidencije zvuka, izraz za osetljivost ove vrste mikrofona se može pisati kao:

$$T_{e,p} = \cos a \quad (2-2)$$

Karakteristika direktivnosti ovog tipa mikrofona je dvosmerna, i može se predstaviti u obliku „osmice”, s tim što je neophodno imati na umu postojanje fazne razlike od  $180^\circ$  u zavisnosti od toga da li se izvor nalazi ispred ili iza mikrofona.

Kombinacijom ove dve vrste mikrofona, odnosno sabiranjem njihovih izlaznih elektromotornih sila u odgovarajućim odnosima, moguće je realizovati mikrofone različitih karakteristika usmerenosti, koje se mogu opisati uopštenom jednačinom:

$$T_{e,p} = B + (1 - B) \cos a \quad (2-3)$$

U ovoj jednačini  $B$  označava odnos izmedju omni i bidirekcione komponente i ima vrednost izmedju 0 i +1. Konkretne vrednosti ove veličine za tri najčešće korišćene mikrofonske karakteristike usmerenosti, kao i rezultantni izrazi koji opisuju njihove osetljivosti  $T_{c,p}$ , su prikazane u tabeli 2.2.

Polarna karakteristika usmerenosti	Jednačina osetljivosti [ $B + (1 - B) \cos(a)$ ]
Omnidirekciona ( $B = 1$ )	$1.00 + 0.00 \cos(a)$
Kardioidna ( $B = 0.5$ )	$0.50 + 0.50 \cos(a)$
Bidirekciona ( $B = 0$ )	$0.00 + 1.00 \cos(a)$

Tabela 2.2: Osetljivost pet najčešće korišćenih vrsta mikrofona

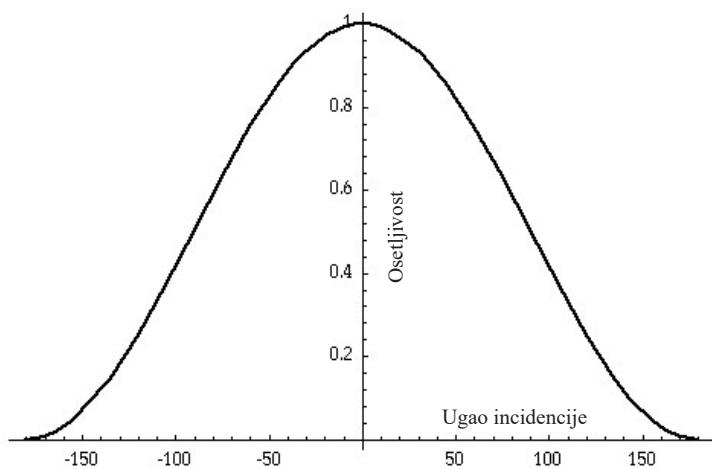
Na osnovu ovih formula je vrlo jednostavno naći osetljivost bilo kog tipa mikrofona u odnosu na njegovu „centralnoosnu” osetljivost, odnosno osetljivost pod uglom od  $0^\circ$ , u funkciji incidentnog ugla ‘ $a$ ’. Razlika ovih osetljivosti izražena u decibelima se računa kao:

$$D[dB] = 20 \log \frac{\text{osetljivost na osi}}{\text{osetljivost van ose}} \quad (2-4)$$

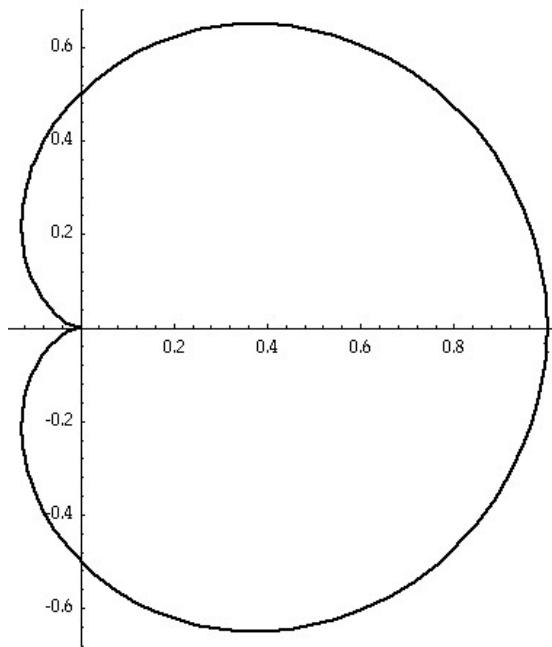
Primenom jednačine iz tabele 2.2 na sve uglove incidencije oko kardioidnog mikrofona, možemo doći do grafika prikazanog na *slici 2.1*. U ovom slučaju x-osa predstavlja ugao pod kojim dolazi zvuk (ugao incidencije), dok y-osa reprezentuje osetljivost samog mikrofona.

Kao što se sa grafika može videti, kardioidni mikrofon ima maksimalnu osetljivost  $T_{c,p}=1$  za ugao incidencije od  $0^\circ$  (na osi), dok je za izvore koji se nalaze pod uglom od  $180^\circ$  ovaj mikrofon praktično neosetljiv, tj.  $T_{c,p}=0$ . Ovakva vrsta grafika se mnogo češće predstavlja u obliku polarne karakteristike, koja je prikazana na *slici 2.2*.

Ovakav način prikazivanja karakteristike direktivnosti podrazumeva da je mikrofon usmeren u pravcu centralne ose (na ovoj slici „u desno“) i da je osetljivost u tom pravcu maksimalna ( $T_{c,p}=1$ ), dok se osetljivost mikrofona za određeni ugao, normalizovana na osetljivost u odnosu na centralnu osu, predstavlja rastojanjem od centra grafika do tačke na samom grafiku.



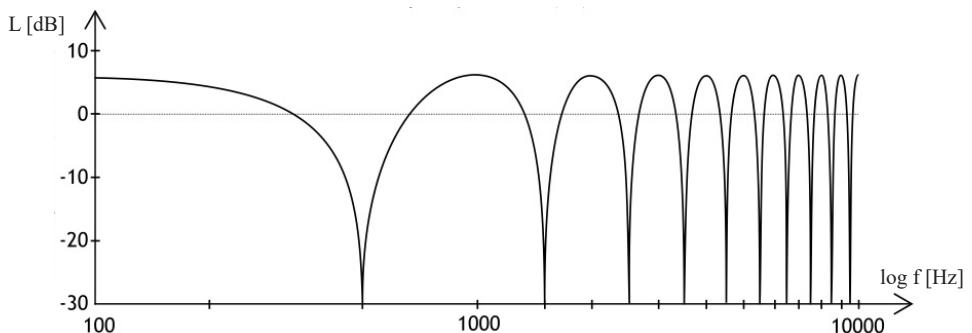
Slika 2.1: Osetljivost kardioidnog mikrofona u Dekartovom koordinatnom sistemu



Slika 2.2: Osetljivost kardioidnog mikrofona u polarnom koordinatnom sistemu

## 2.3 Koincidentna stereo postavka

Postavljanje mikrofona za potrebe stereo snimanja određene zvučne scene predstavlja veoma kompleksan problem, čije rešavanje ne podleže egzaktno utvrđenim pravilima. Osnovno polazište se svakako nalazi u činjenici da je za potrebe takvog snimanja neophodno imati minimalno dva mikrofona – jedan „zadužen” za levi, a drugi za desni kanal. Jedan od osnovnih problema vezanih za upotrebu više od jednog mikrofona prilikom snimanja je u tome što zvučni talas do svakog od njih dolazi u različitim vremenskim trenucima, što neminovno dovodi do promena u zvuku. Naime, rezultantni signal će u takvom slučaju predstavljati zbir fazno pomerenih signala, koji će se na nekim frekvencijama, delimično ili potpuno, potirati, dok će se na nekim drugim frekvencijama sabirati. Ova kašnjenja u praksi su veoma mala (ponekad čak i ispod 1ms), i ljudsko uvo ih pre svega oseća kao promenu u boji samog tona. Ovaj efekat je poznat pod imenom češljasti filter, ili komb filter (od engleskog „comb” - češlj), koji je takvo ime dobio zbog karakterističnog izgleda rezultujućeg signala, koji često podseća na češlj (slika 2.3).



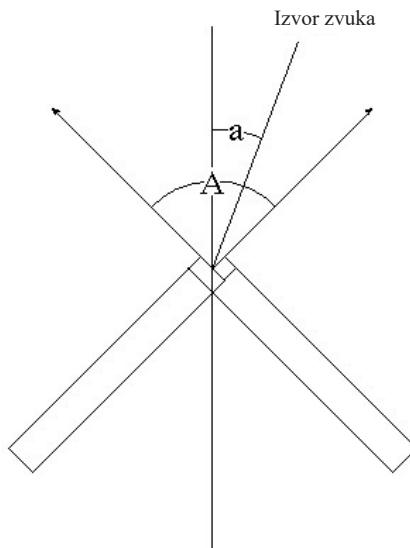
Slika 2.3: Karakterističan izgled „comb-filter” funkcije.

Na frekvencijama  $f_n = n/2T$  ( $n = 1, 3, 5, \dots$ ) dolazi do potiranja direktnog i zakašnjjenog signala, pri čemu je  $T$  vreme kašnjenja izraženo u sekundama.

Koincidentne postavke mikrofona su razvijene pre svega iz potrebe za prevazilaženjem takvih problema. Generalna ideja se sastoji u tome da se membrane oba korišćena mikrofona dovedu u što je moguće bliskiji položaj, čime bi se obezbedilo da zvuk do svake od njih pristiže u praktično istom trenutku. Kako je nemoguće smestiti obe membrane u istu tačku prostora, najčešće se pribegava njihovom postavljanju jedne iznad druge. Time se najpričližnije simulira ekvidistantnost svih zvučnih izvora do obe membrane, jer je u tom slučaju vreme prispeća zvuka pod bilo kojim uglom iz horizontalne ravni (a logično je predpostaviti da se zvučna scena formira pre svega po „širini“) do oba mikrofona praktično identično. U tom slučaju, stereo slika se formira isključivo na osnovu razlike intenziteta izlaznih e.m.s. ova dva mikrofona. To je moguće pre svega zahvaljujući usmerenosti korišćenih mikrofona, što

dovodi do toga da zvuk iz jednog zvučnog izvora svaki od mikrofona „tumači” na svoj način, u zavisnosti od sopstvene karakteristike direktivnosti i ugla koji takav izvor zauzima u odnosu na njegovu centralnu osu. Kao posledica toga, ova postavka isključuje mogućnost upotrebe nedirektivnih mikrofona.

Pozicioniranost VZI u zvučnoj slici, dakle, u celini zavisi od vrste korišćenih mikrofona, ali i, u velikoj meri, od ugla koji njihove centralne ose međusobno zaklapaju. Ovaj ugao se u engleskoj literaturi označava kao „included angle”, dok ćemo na ovom mestu koristiti izraz postavni ugao, za čije ćemo označavanje u nastavku teksta koristiti oznaku ‘A’.



*Slika 2.4: Koincidentna postavka mikrofona. ‘A’ označava postavni ugao, dok ‘a’ označava ugao incidencije zvučnog talasa.*

U zavisnosti od toga na koji način se tretiraju izlazni signali iz svakog od mikrofona, koincidentne stereo postavke se generalno mogu podeliti u dve grupe:

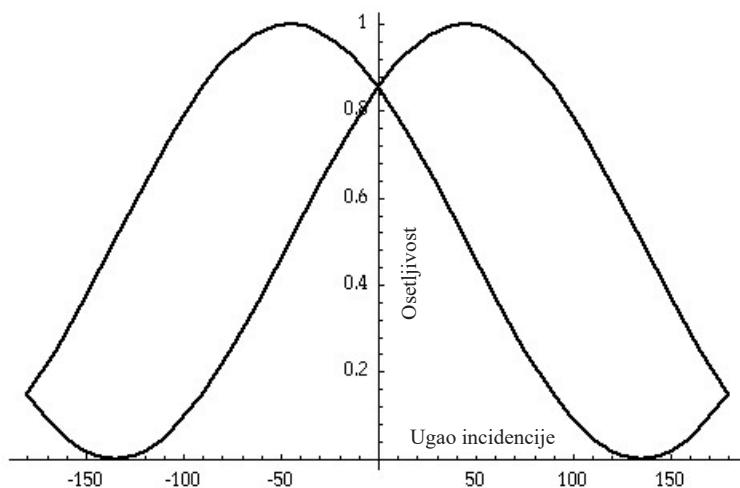
- X-Y postavka, kod koje se izlazni signali iz oba mikrofona direktno vode u levi, tj. desni kanal, pri čemu se mikrofon „zadužen” za levi kanal označava sa „X”, dok se desni mikrofon označava sa „Y”.
- M-S postavka (od engleskog Mid-Side), kod koje izlazni signali iz oba mikrofona podležu određenoj transformaciji, pre nego što se pošalju u levi, tj. desni kanal.

U nastavku teksta ćemo izvršiti detaljniju analizu svake od ovih postavki, i to pre svega u svetlu različitih vrsta korišćenih mikrofona i njihovih postavnih uglova.

### 2.3.1 X - Y postavka

#### Kardioidni par

Posmatrajmo par identičnih mikrofona sa kardioidnim karakteristikama direktivnosti, koji formiraju postavni ugao od  $90^\circ$ . U tom slučaju će jedan mikrofon biti usmeren  $45^\circ$  uлево, a drugi  $45^\circ$  удесно од centralne ose stereo para posmatranog kao celine. Drugim rečima, ukoliko usvojimo da su uglovi десно od оse pozitivni, a они лево од осе negativni, леви mikrofon је под углом од  $-45^\circ$ , dok је десни mikrofon usmeren под углом од  $+45^\circ$ . Karakteristike osetljivosti ova dva mikrofona су приказане на *slici 2.5*.



Slika 2.5: Osetljivost kardioidnih mikrofona koji formiraju koincidentni stereo par sa postavnim uglom od  $90^\circ$

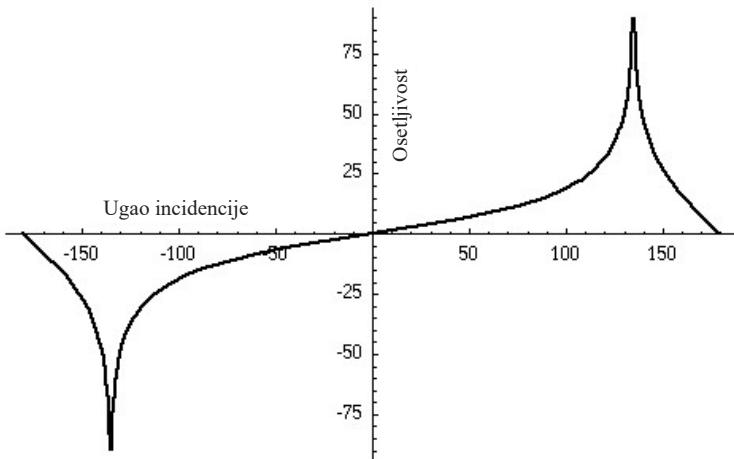
Kao što smo već napomenuli, pozicija VZI u horizontalnoj ravni zvučne baze je u potpunosti određena razlikom intenziteta u levom i desnom kanalu. Ukoliko proračunamo osetljivost ovakvog para u odnosu na različite uglove koje prema njihovoj zajedničkoj osi zauzima nekakav zvučni izvor, bićemo u stanju da nađemo i razliku njihovih izlaznih e.m.s., a samim tim i da odredimo virtualni položaj koji će takav zvuk zauzimati u okviru zvučne baze prilikom reprodukcije. Primenimo na situaciju sa slike (2.4) sledeću jednačinu, koja opisuje razliku osetljivosti levog i desnog mikrofona, izraženu u decibelima:

$$D[dB] = 20 \log \frac{0.5 + 0.5 \cos\left(\frac{A}{2} - a\right)}{0.5 + \cos\left(\frac{A}{2} + a\right)} \quad (2-5)$$

Za vrednost postavnog ugla od  $90^\circ$  poslednja jednačina postaje:

$$D[\text{dB}] = 20 \log \frac{0.5 + 0.5 \cos(45^\circ - a)}{0.5 + 0.5 \cos(45^\circ + a)} \quad (2-6)$$

Uvrštavanjem svih vrednosti incidentnih uglova ‘a’ od  $-180^\circ$  do  $+180^\circ$  u poslednji izraz, možemo doći do sledećeg grafika:

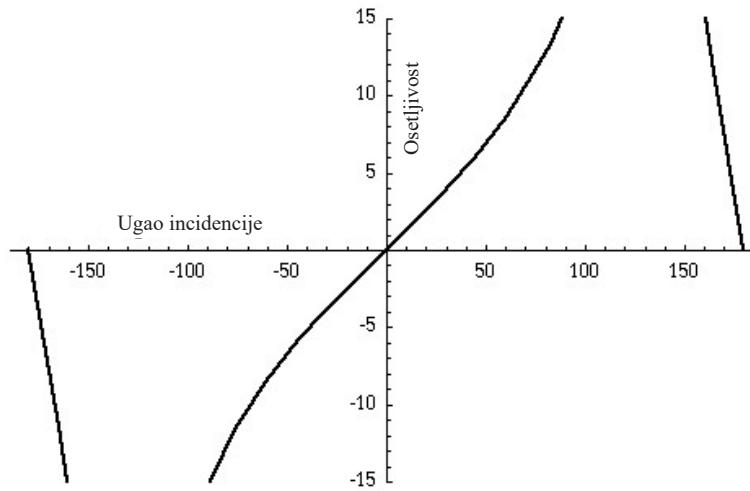


Slika 2.6: Amplitudska razlika izlaznih signala levog i desnog mikrofona u koincidentnom kardiodidnom paru sa postavnim uglom od  $90^\circ$  (izražena u dB), u zavisnosti od ugla incidencije zvučnog talasa

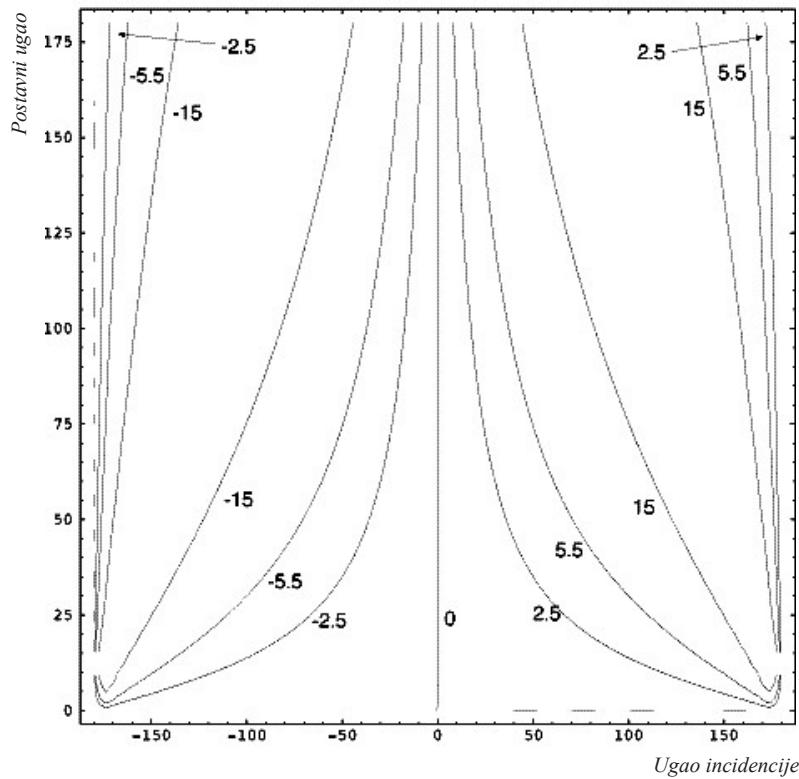
Ovaj grafik nam nudi prikaz razlike intenziteta izlaznih signala iz oba mikrofona (izraženih u decibelima) u funkciji od ugla incidencije, tj. ugla koji zauzima zvučni izvor prema centralnoj osi mikrofonskog para. Pozitivni rezultati ukazuju na uglove incidencije za koje desni kanal ima jači intezitet, a negativni obrnuto.

Maksimum i minimum na ovom grafiku odgovaraju tačkama u kojima je odziv jednog od mikrofona ravan nuli. S obzirom da kardiodidni mikrofoni pod uglom od  $180^\circ$  imaju osetljivost ravnu nuli, te da je, sledstveno tome, međukanalna razlika intenziteta u tim tačkama, izražena u decibelima, praktično beskonačna, grafik ima veoma oštре ekstremne pikove.

Ukoliko se vratimo na tabelu 2.1, videćemo da 15 dB razlike intenziteta između levog i desnog kanala praktično smešta VZI pod uglom od  $30^\circ$  u odnosu na slušaoca, tj. stiče se utisak da celokupan zvuk dolazi iz jačeg zvučnika. Razlike veće od 15 dB ne dovode do daljeg pomeranja VZI, pa iz tog razloga možemo redukovati prikaz sa slike 2.6, i koncentrisati se samo na prvih 15 dB međukanalne intezitetne razlike (slika 2.7).



Slika 2.7: Uveličani detalj sa slike 19, koji odgovara opsegu amplitudskih razlika X i Y signala do granice od 15dB [2]



Slika 2.8: Konturni crtež koji prikazuje karakteristične međukanalne intezitetne razlike (u dB), u zavisnosti od incidentnog i postavnog ugla [2]

Ovako prikazan grafik nam daje relativno uopštenu sliku odziva ovog stereo para, ali sam njegov format nije previše praktičan za izvlačenje nekih detaljnijih zaključaka. Ukoliko se skoncentrišemo samo na „bitne” tačke na y-osi, koji prema tabeli jedan iznose 2.5 dB, 5.5 dB i 15 dB, možemo formirati novi grafik koji sadrži 7 krivih koje uspostavljaju vezu između postavnih i incidentnih uglova potrebnih za formiranje karakterističnih intenzitetnih razlika (*slika 2.8*).

Na ovoj slici se može uočiti nekoliko zanimljivih stvari. Prvo, ukoliko posmatramo situaciju u kojoj postavni ugao iznosi  $90^\circ$  možemo doći do zaključka da pozicioniranost VZI u zvučnoj bazi pod uglovima od  $10^\circ$ ,  $20^\circ$  i  $30^\circ$  (tj. međukanalne intenzitetne razlike od 2.5 dB, 5.5 dB i 15 dB respektivno), predstavlja direktnu posledicu činjenice da se originalni zvučni izvor na mestu snimanja nalazio pod uglovima od  $20^\circ$ ,  $41^\circ$  i  $89^\circ$  respektivno, u odnosu na koincidentni par. Dakle, zvuk koji dolazi do stereo para pod incidentnim uglom od  $20^\circ$  će se javiti u zvučnoj slici podugom od  $10^\circ$  u odnosu na slušaoca; zvuk koji ima incidentni ugao od  $41^\circ$  će se postaviti podugom od  $20^\circ$  pri reprodukciji, dok se izvor pod incidentnim uglom od  $89^\circ$  javlja podugom od maksimalnih  $30^\circ$  u odnosu na slušaoca. Prema tome, bez obzira što su pravci od  $10^\circ$ ,  $20^\circ$  i  $30^\circ$  u okviru zvučne baze podjednako razdvojeni korakom od  $10^\circ$ , ta rastojanja ne odgovaraju podjednakim rastojanjima na mestu snimanja. Iz tog razloga, prilikom snimanja relativno široke zvučne scene (kao što je npr. simfonijski orkestar) ovakvim stereo parom, dolazi do pomeranja zvučne slike ka levom i desnom kraju stereo baze (ka zvučnicima), s obzirom na činjenicu da prostor od  $0^\circ$  do  $20^\circ$  na sceni, zauzima prostor od  $0^\circ$  do  $10^\circ$  prilikom reprodukcije, dok višestruko veći prostor originalne zvučne scene (od  $41^\circ$  do  $89^\circ$ ), popunjava isti fizički prostor zvučne baze, samo u drugom području, bliže zvučnicima. To je poznati stereofonski *zoom* efekat, koji se često u literaturi obeležava i kao efekat distorzije uglova.

Kao drugu važnu osobinu koje treba biti svestan prilikom korišćenja ove tehnike, možemo pomenuti činjenicu da karakteristika osetljivosti kardiodnih mikrofona pokriva i zvučne izvore koji se nalaze „iza” mikrofona. Ukoliko opet posmatramo slučaj koji nastaje pri korišćenju postavnog ugla od  $90^\circ$ , primetićemo da se VZI pod uglovima od  $10^\circ$ ,  $20^\circ$  i  $30^\circ$  u zvučnoj bazi javljaju i pri snimanju izvora koji se nalaze pod uglovima incidencije od  $176^\circ$ ,  $173^\circ$  i  $161^\circ$  respektivno.

Na osnovu toga možemo odrediti granice incidentnih uglova u kojima se mora nalaziti zvučni izvor prilikom snimanja, da bi se prilikom reprodukcije njegov virtualni par našao u krajnje levom, odnosno desnom delu zvučne baze, tj. na mestu zvučnika. S obzirom da takav slučaj nastupa za sve intenzitetne međukanalne razlike veće od 15 dB, jasno je da će se svi zvučni izvori koji se nalaze između  $89^\circ$  i  $161^\circ$  u odnosu na mikrofonski par javiti

na mestu zvučnika prilikom reprodukcije. Slično kao i kod frontalno postavljenih izvora, i prilikom snimanja pozadinskih zvukova dolazi do njihove neravnomjerne raspoređenosti u okviru zvučne baze, tj. do efekta distorzije uglova.

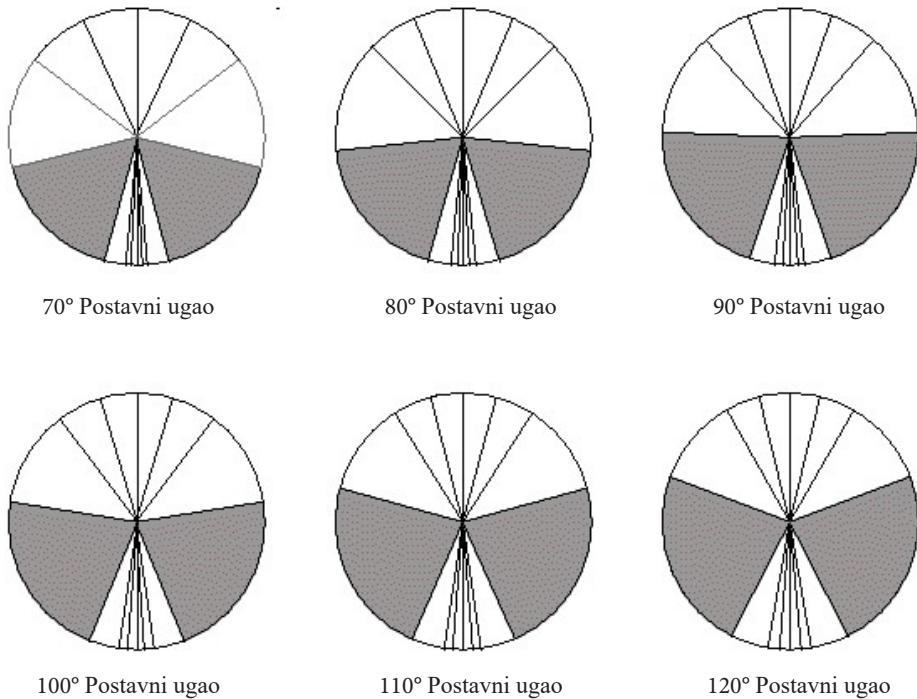
Analizirani grafik sa slike 21 nam omogućava i da uporedimo karakteristike koincidentnog para u zavisnosti od veličine postavnog ugla. Uzimajući u obzir vrednosti od  $50^\circ$  do  $135^\circ$  (sa korakom od  $5^\circ$ ), možemo formirati tabelu 3, koja nam daje, na vrlo pregledan način, informacije o tome pod kojim upadnim uglom treba da se nalaze zvučni izvori, da bi se njihovi virtualni parovi javili u zvučnoj bazi pod uglovima od  $10^\circ$ ,  $20^\circ$  ili  $30^\circ$ .

Tako na primer, da bi se VZI locirao pod uglom od  $20^\circ$  u odnosu na slušaoca, realan zvučni izvor prilikom snimanja bi trebalo da se, kao što smo već istakli, nalazi na  $41^\circ$  od centralne ose stereo para, u slučaju da postavni ugao iznosi  $90^\circ$ . Da bi postigli da se VZI nalazi u istoj tački zvučne baze, ali u slučaju kada postavni ugao iznosi  $120^\circ$ , realni zvučni izvor bi trebalo da bude lociran  $30^\circ$  od ose.

Podaci iz tabele 2.3 se mogu iskoristiti za formiranje kružnih dijagrama koji ukazuju na potrebne uglove incidencije zvučnih izvora neophodnih za generisanje karakterističnih intenzitetnih razlika ( $2.5\text{ dB}$ ,  $5.5\text{ dB}$  i  $15\text{ dB}$ ), pri čemu se koincidentni par posmatra kao zaseban stereo mikrofon smešten u centar kruga. Ovi crteži (*slika 2.9*) prikazuju šest zona sa obe strane stereo mikrofona, koje proizvode odgovarajuće intenzitetne razlike. Sivi sektori kruga predstavljaju zone nalaženja realnog zvučnog izvora čiji će se virtualni par prilikom reprodukcije nalaziti pod uglom od  $30^\circ$  u odnosu na slušaoca. Dijagrami ukazuju i na to da par koincidentnih kardioidnih mikrofona sa postavnim uglom od npr.  $A = 80^\circ$  rekonstruiše veći deo originalne zvučne scene između zvučnika, nego isti par sa postavnim uglom od npr.  $110^\circ$ . Zanimljivo je primetiti da se povećavanjem postavnog ugla smanjuje frontalni ugao originalne zvučne scene koja se reproducuje od  $-30^\circ$  do  $+30^\circ$ , ali da se istovremeno povećava opseg „hvatanja“ onih zvučnih izvora koji se nalaze iza stereo para. Kao rezultat toga, koincidentni par sa većim postavnim uglom će ubaciti više ambijenta, publike i same akustičke atmosfere prostora u kojem je vršeno snimanje u prostor između zvučnika, nego na mesto samih zvučnika, dok će se istovremeno scenski zvuk pomeriti više ka krajevima zvučne baze, ostavljajući nešto više prostora oko njene sredine.

Položaj VZI	10°	20°	30°	30°	20°	10°
Postavni ugao	2.5 dB	5.5 dB	15 dB	15 dB	5.5 dB	2.5 dB
50°	36°	70°	123°	170°	176°	178°
55°	33°	65°	118°	169°	175°	178°
60°	30°	61°	113°	168°	175°	178°
65°	28°	56°	109°	166°	175°	177°
70°	25°	53°	104°	165°	175°	177°
75°	24°	50°	100°	165°	174°	177°
80°	23°	46°	96°	164°	174°	177°
85°	21°	44°	92°	162°	173°	176°
90°	20°	41°	89°	161°	173°	176°
95°	18°	40°	85°	160°	172°	176°
100°	17°	37°	82°	158°	172°	176°
105°	16°	35°	79°	157°	171°	176°
110°	15°	33°	76°	156°	171°	175°
115°	15°	32°	74°	155°	170°	175°
120°	14°	30°	70°	153°	170°	175°
125°	14°	29°	68°	152°	169°	175°
130°	13°	27°	65°	151°	168°	175°
135°	12°	26°	63°	150°	168°	174°

Tabela 2.3: Ugao pod kojim se VZI javlja u odnosu na slušaoca u zavisnosti od ugla incidencije i postavnog ugla u slučaju korišćenja koincidentnog stereo para kardioidnih mikrofona stereo mikrofonskog para



*Slika 2.9: Zone preslikavanja zvučne scene u zvučnu bazu pri korišćenju kardiodnidnog koincidentnog stereo para [2]*

### Bidirekcioni par

Primenom identičnog postupka kao kod koincidentnog para mikrofona sa kardiodnidm karakteristikama možemo, uz uvažavanje razlike u polaznim jednačinama koje opisuju karakteristike usmerenosti, doći do izraza za razliku intenziteta u levom i desnom kanalu koji nastaju pri upotrebi incidentnog para mikrofona sa bidirekcionim karakteristikama. Izražena u decibelima, ta razlika iznosi:

$$D[dB] = 20 \log \left| \frac{\cos\left(\frac{A}{2} - a\right)}{\cos\left(\frac{A}{2} + a\right)} \right| \quad (2-7)$$

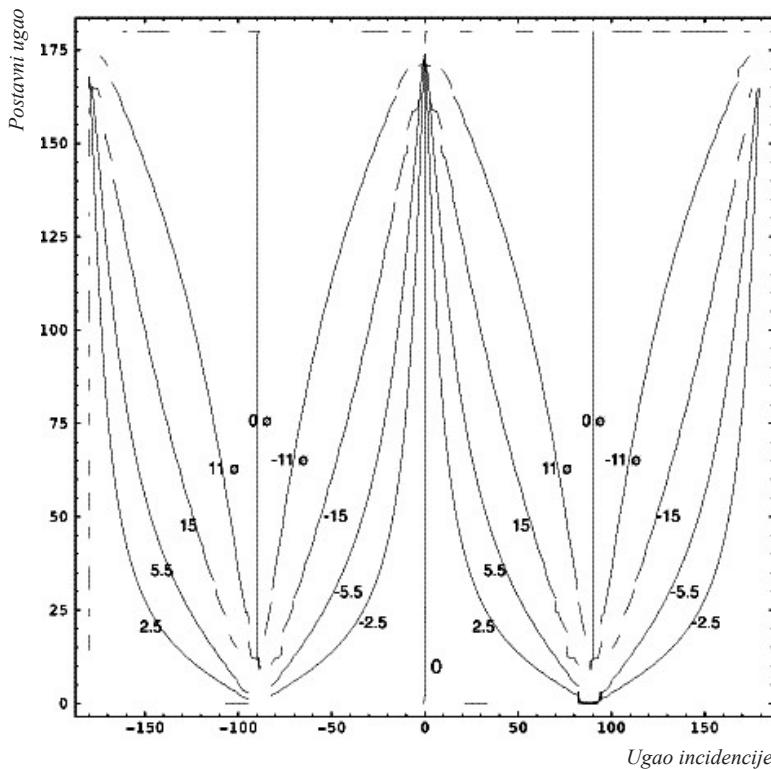
Uočimo da je u proračun ove postavke neophodno uvrstiti apsolutnu vrednost odnosa intenziteta. To je direktna posledica postojanja „negativne“ zadnje poluoblasti u polarnoj karakteristici direkтивности bidirekcionih mikrofona. Kada koristimo par koincidentnih bidirekcionih ili hiperkardiodnidnih mikrofona, postoje uglovi incidencije zvučnog izvora koji dovode do toga da izlazne e.m.s. jednog i drugog mikrofona imaju različit polaritet. Ukoliko

ne bismo koristili apsolutnu vrednost, došli bi u situaciju da ne možemo izračunati odnos intenziteta u decibelima, s obzirom da logaritmovanje negativnih vrednosti nema smisla. Dakle, rezultat ove jednačine nam pokazuje samo intenzitetnu razliku levog i desnog kanala, ne vodeći računa o njihovom relativnom faznom odnosu. Ovaj zaključak se svakako mora uzeti u obzir za sve kasnije analize odziva ovakvog para mikrofona.

Primenom navedene jednačine na sve postavne uglove između  $0^\circ$  i  $180^\circ$ , možemo izvući uopštene zaključke o ponašanju ovog stereo para. Zvučni izvori koji se nalaze od  $0^\circ$  do  $90^\circ$  ispred stereo para, rezultuju jačim desnim kanalom. Međutim, izvori postavljeni od  $90^\circ$  do  $180^\circ$  proizvode jači intenzitet u levom kanalu. Na taj način se zvučni izvori smešteni „pozadi desno” u odnosu na mikrofone pojavljuju na levoj strani zvučne baze.

Svako ko je imao priliku da, namerno ili slučajno, obrne polaritet jednog od kanala stereo sistema, mogao je da primeti da u takvoj situaciji dolazi do pojave veoma nestabilne zvučne slike. Visoki opseg frekvencija ima tendenciju da biva lociran u prostor između zvučnika, zvuci srednjih frekvencija se često pojavljuju i van granica zvučne baze (u ekstremnim slučajevima se javljaju čak i iza ili u glavi slušaoca), dok niži opseg frekvencija biva znatno potisnut, pa čak i izostavljen iz zvučne slike. Dakle, zvučna slika gubi svoju definisanost i postaje vrlo razlivena, bez mogućnosti za preciznu lokalizaciju VZI. Ovi efekti do punog izražaja dolaze samo kada se oba kanala reprodukuju približno istim intenzitetima. Pri većim razlikama u intenzitetima levog i desnog kanala, dolazi do lociranja zvuka pod uglom od  $30^\circ$ , u jačem od dva zvučnika.

Prilikom stereo reprodukcije muzičkog zapisa koji pokriva pun opseg frekvencija, a u slučaju suprotne polarizacije kanala, minimalna međukanalna razlika intenziteta pri kojoj dolazi do „sabijanja” zvučne slike u jači zvučnik iznosi otprilike 11 dB. Bilo koja manja razlika intenziteta u principu dovodi do malopre opisanih nestabilnosti u zvučnoj slici. Dakle, ova vrednost (11 dB) se, pri reprodukciji suprotno polarisanih kanala, može usvojiti za prag nakon kojeg se VZI locira u jednom od zvučnika, slično pragu od 15 dB međukanalne intenzitetne razlike koja važi za fazno korelisane stereo signale. To je razlog zbog kojeg konturna karakteristika para bidirekcionih mikrofona (*slika 2.10*) sadrži dve dodatne krive, koje ukazuju na pozicije zvučnog izvora pri kojima se javljaju razlike u intenzitetima od  $\pm 11$  dB između kanala, u slučaju kada su oni suprotno polarisani. (Ovaj prag ćemo obeležavati kao 11 dBo, da bismo znali da se odnosi na slučaj kada su kanali suprotno polarisani). Svi zvučni izvori locirani između uglova pod kojima se generišu razlike od 15 dB i 11 dBo će se pojaviti u zvučnoj slici prilikom reprodukcije pod uglom od  $30^\circ$ , u jačem od dva zvučnika. Izvori koji su pozicionirani između uglova koji „proizvode” razlike od +11 dBo i -11 dBo biće veoma nestabilni prilikom reprodukcije. Ova nestabilnost će, kao što smo već objasnili, biti maksimalno izražena za one izvore koji generišu obrnute faze, ali jednakе intenzitete u svakom od kanala. Ove tačke su označene kao 0dBo, a fizički se nalaze pod uglovima od  $90^\circ$ , tj.  $270^\circ$  ( $-90^\circ$ ), u odnosu na osu koincidentnog para mikrofona.



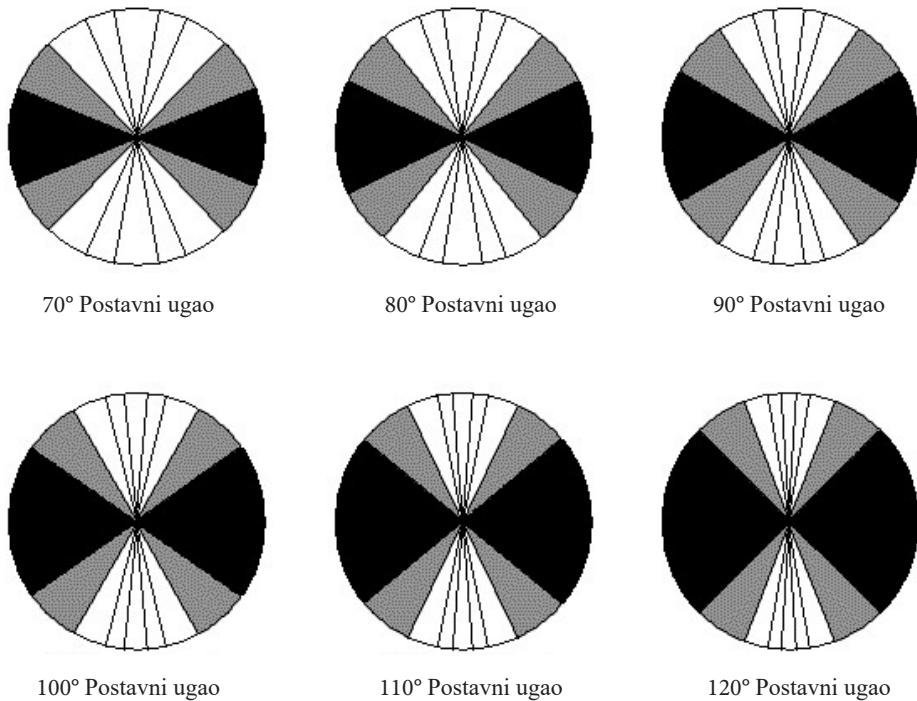
*Slika 2.10: Konturni crtež koincidentnog para bidirekcionih mikrofona koji pokazuje karakteristične vrednosti međukanalnih intenzitetnih razlika, u zavisnosti od postavnog i incidentnog ugla [2]*

Slično kao i kod kardioidnog para, povećavanje postavnog ugla i u ovom slučaju dovodi do sužavanja rasporeda frontalnih zvučnih izvora u stereo bazi. Međutim, kod koincidentnog para bidirekcionih mikrofona ta tendencija postoji i za područja koja se nalaze „iza“ mikrofona. Tako se na kružnim dijagramima (*slika 2.11*) razlikuju sivi delovi, koji ukazuju na prostor u kojem se nalaze izvori koji se u zvučnoj slici javljaju na krajevima baze, i crni delovi, koji obeležavaju zone nalaženja zvučnih izvora koji dovode do suprotnog polarisanja levog i desnog kanala, tj. do nestabilne zvučne slike (granice od  $-11$  dBo do  $+11$  dBo).

Na potpuno analogan način kao i u prethodnom slučaju, i ovde je moguće formirati tabelu koja ukazuje na uglove pod kojim bi trebalo da se nalaze zvučni izvori u odnosu na osu koincidentnog para bidirekcionih mikrofona, da bi se njima odgovarajući VZI smestili pod nekim od karakterističnih uglova u odnosu na slušaoca prilikom reprodukcije. U ovoj tabeli se takođe nalaze i vrednosti uglova za koje dolazi do smeštanja VZI u krajnje levi ili krajnje desni ugao zvučne baze, u slučaju različite polarizacije levog i desnog kanala. (granice  $+11$  dBo i  $-11$  dBo) Vrednosti postavnog ugla su varirane u granicama od 50 do 135 stepeni.

Položaj VZI	$10^\circ$	$20^\circ$	$30^\circ$	$-30^\circ$	$-20^\circ$	$-10^\circ$	$30^\circ$	$-30^\circ$
Postavni ugao	2.5 dBo	5.5 dBo	15 dBo	15 dBo	5.5 dBo	2.5 dBo	11 dBo	-11 dBo
50°	17°	33°	56°	124°	147°	163°	75°	105°
55°	15°	30°	53°	127°	150°	165°	74°	106°
60°	13°	27°	50°	130°	153°	167°	72°	108°
65°	13°	26°	47°	133°	154°	167°	70°	110°
70°	11°	24°	44°	136°	156°	169°	68°	112°
75°	10°	22°	42°	138°	158°	170°	67°	113°
80°	10°	20°	39°	141°	160°	170°	65°	115°
85°	9°	19°	37°	143°	161°	171°	63°	117°
90°	8°	17°	34°	146°	163°	172°	60°	120°
95°	7°	15°	32°	148°	165°	173°	58°	122°
100°	6°	14°	30°	150°	166°	174°	56°	124°
105°	5°	13°	27°	153°	167°	175°	54°	126°
110°	5°	12°	26°	154°	168°	175°	51°	129°
115°	5°	11°	24°	156°	169°	175°	49°	131°
120°	4°	10°	21°	159°	170°	176°	46°	134°
125°	4°	9°	20°	160°	171°	176°	43°	137°
130°	3°	8°	18°	162°	172°	177°	40°	140°
135°	3°	7°	15°	165°	173°	177°	37°	143°

Tabela 2.4: Ugao pod kojim se VZI javlja u odnosu na slušaoca u zavisnosti od ugla incidencije i postavnog ugla



*Slika 2.11: Zone preslikavanja za koincidentni par bidirekcionih mikrofona za 6 vrednosti postavnih uglova. Zvučni izvori koji se nalaze u sivim zonama će prilikom reprodukcije biti „smešteni” u jedan od zvučnika, dok će oni u crnoj zoni biti veoma nestabilni usled različite polarizacije X i Y signala [2]*

### Hiperkardiodni par

Slično kao i u prethodna dva slučaja, razmatranje ovakvog koincidentnog para mikrofona počećemo od jednačine koja opisuje međukanalne intenzitetne razlike. U ovom slučaju ta relacija glasi:

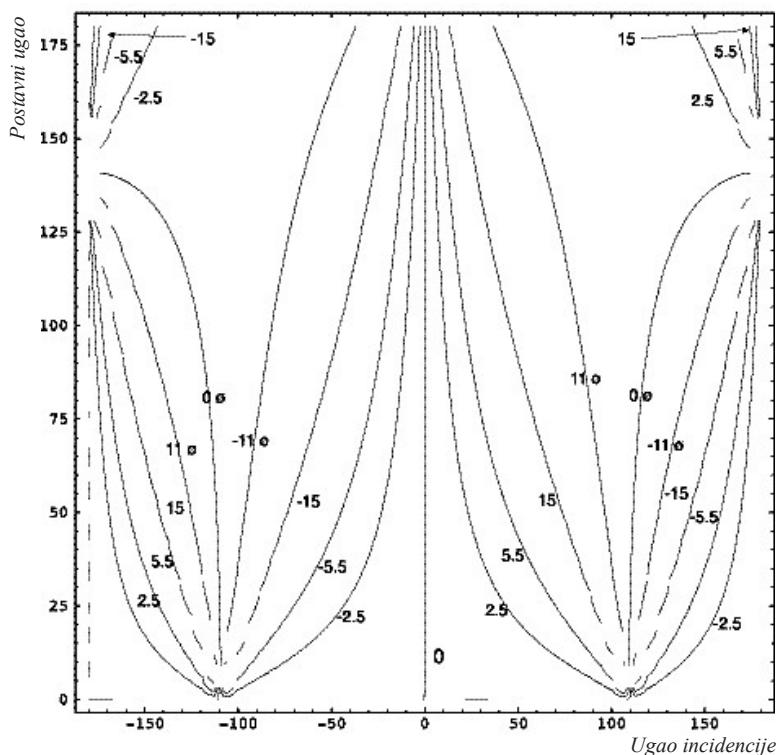
$$D[dB] = 20 \log \frac{0.25 + 0.75 \cos\left(\frac{A}{2} - a\right)}{0.25 + 0.75 \cos\left(\frac{A}{2} + a\right)} \quad (2-8)$$

Odgovarajući grafici koji proističu iz ove jednačine, a koji se formiraju na već opisanim principima, su prikazani na slikama 2.14, 2.15 i 2.16.

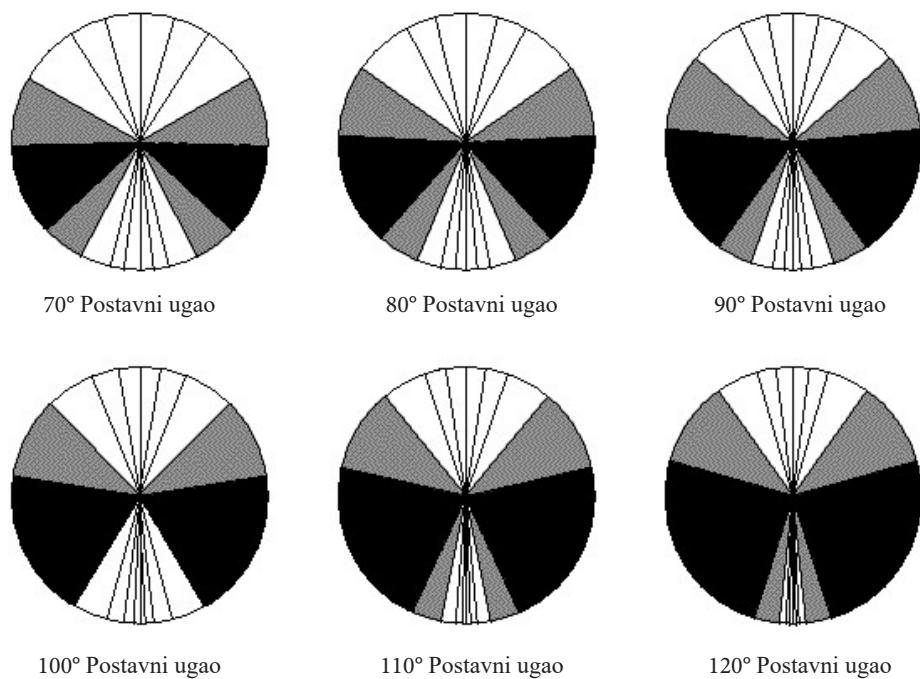
Uočimo dve zanimljive karakteristike specifične za ovaj stereo par. Kao prvo, može se uočiti da za postavne uglove veće od  $140^\circ$  ne postoji mogućnost da zvučni izvor prouzrokuje

signale jednakih intenziteta u levom i desnom kanalu, a da pri tome oni budu suprotnih faznih stavova (linija 0 dBo na *sl. 2.12*). Ovo nije bio slučaj kod bidirekcionog para mikrofona, gde je mogućnost da dođe do ove situacije postojala za sve vrednosti postavnih uglova, osim  $0^\circ$ . Napomenimo da postavni ugao od  $180^\circ$  kod para bidirekcionih mikrofona uvek dovodi do ove situacije – signali u levom i desnom kanalu istih intenziteta, ali suprotnih polariteta.

Kao drugu zanimljivu osobinu, trebalo bi istaći da postavni uglovi manji od približno  $145^\circ$  rezultiraju formiranjem zvučne baze slično kao u slučaju bidirekcionog para, što podrazumeva da se zvuci koji dolaze sa prednje desne strane pojavljuju u desnoj polovini baze, dok se zvuci koji dolaze sa zadnje desne strane javljaju u levoj polovini baze, zahvaljujući dominantnom uticaju zadnjeg „repa“ polarne karakteristike direktivnosti levog mikrofona. (Naravno da potpuno simetrična priča važi i za levu polovinu prostora u kojem se snima). Za postavne uglove veće od  $145^\circ$  ova karakteristika se menja, i postaje sličnija slučaju koji važi za par kardiodnih mikrofona, s obzirom da dominantni uticaj relativno slabog zadnjeg dela hiperkardiodne karakteristike biva prevladan prednjom stranom iste te karakteristike, koja opisuje drugi mikrofon u posmatranom stereo paru. Na *slici 2.12* se ova karakteristika pojavljuje u obliku karakterističnih linija u gornjim uglovima crteža.



Slika 2.12: Konturni prikaz karakterističnih međukanalnih intenzitetnih razlika koincidentnog para hiperkardioidnih mikrofona, u zavisnosti od postavnog i incidentnog ugla [2]



Slika 2.13: Zone preslikavanja za hiperkardioidni X-Y par [2]

Kao i u slučaju bidirekcionih mikrofona, sive zone na kružnim dijagramima (*slika 2.13*) označavaju prostor u kojem se nalaze zvučni izvori koji se prilikom reprodukcije smeštaju u jedan od zvučnika, dok crne zone označavaju prostor u kojem se nalaze zvučni izvori koji će prilikom reprodukcije imati tendenciju ka nestabilnosti u okviru zvučne slike, usled razlike u faznim stavovima signala u levom i desnom kanalu.

Tabela 2.5 prikazuje konkretnе uglove pod kojima bi trebalo da se nalaze zvučni izvori u odnosu na stereo par da bi se njima odgovarajući VZI nalazili u karakterističnim tačkama stereo baze:

Položaj VZI	10°	20°	30°	-30°	-20°	-10°	30°	-30°
Postavni ugao	2.5 dB	5.5 dB	15 dB	15 dB	5.5 dB	2.5 dB	11 dBo	-11 dBo
50°	23°	45°	74°	142°	158°	169°	96°	125°
55°	21°	41°	70°	144°	160°	170°	95°	127°
60°	19°	38°	67°	147°	163°	171°	94°	128°
65°	18°	35°	64°	150°	164°	172°	92°	131°
70°	16°	33°	61°	152°	166°	173°	91°	133°
75°	15°	31°	58°	154°	167°	174°	89°	135°
80°	14°	28°	56°	157°	168°	175°	88°	138°
85°	13°	26°	53°	159°	170°	175°	86°	140°
90°	12°	25°	50°	161°	171°	176°	85°	144°
95°	11°	24°	48°	163°	172°	176°	84°	146°
100°	10°	22°	45°	165°	173°	177°	82°	149°
105°	10°	20°	43°	167°	174°	177°	80°	152°
110°	9°	19°	40°	169°	175°	178°	78°	155°
115°	8°	18°	38°	172°	176°	178°	76°	158°
120°	8°	16°	36°	174°	177°	178°	75°	162°
125°	7°	15°	34°	175°	178°	179°	73°	166°
130°	6°	14°	32°	XXX	XXX	XXX	70°	168°
135°	6°	13°	30°	XXX	XXX	XXX	68°	XXX

Tabela 2.5: Ugao pod kojim se VZI javlja u odnosu na slušaoca u zavisnosti od ugla incidencije i postavnog ugla

### **2.3.2 Praktični aspekti korišćenja X - Y tehnike**

Svi prethodno izneti rezultati su proračunati na osnovu idealnih modela svake od pomenutih vrsta mikrofona, kao i idealnih uslova koji bi trebali da vladaju prilikom snimanja i reprodukcije. Naravno da je u praksi situacija nešto drugačija, pa ćemo stoga na ovom mestu razmotriti neke od realnih problema koji mogu uticati na izneta razmatranja.

Ozbiljnija analiza, koja bi se odnosila na konkretni par mikrofona, bi svakako morala da uzme u obzir realnu osetljivost korišćenih membrana, za razliku od do sada razmatranog matematičkog modela. Iako većina kvalitetnijih mikrofona ima polarnu karakteristiku osetljivosti koja je bliska odgovarajućem teoretskom modelu, nijedna od njih nije savršena. Čak i mala odstupanja od matematičkog modela rezultuju promenama u generalnoj karakteristici konkretnog para, koje dovode i do promena u formiranju zvučne slike. Pa ipak, kod visoko kvalitetnih mikrofona ovi problemi su mahom uspešno prevaziđeni, tako da rezultuju relativno malim odstupanjima u odnosu na idealno proračunate rezultate.

Druga, mnogo bitnija realna osobina korišćenih mikrofona, koja dovodi do znatnijih odstupanja od teoretskih razmatranja, jeste pitanje frekvencijske zavisnosti odziva konkretnog mikrofona, kao i odziva na izvore koji se nalaze izvan njegove centralne ose. Polarne karakteristike koje su korišćene u prethodnim razmatranjima su proračunavane na nominalnoj frekvenciji od 1000Hz. Ova karakteristika je, uglavnom, vrlo frekvencijski zavisna, sa generalnim trendom povećavanja usmerenosti sa povećanjem frekvencije.

Poređenjem eksperimentalno dobijenih vrednosti mikrofonskih osetljivosti sa teorijskim očekivanjima, mogu se uočiti znatna odstupanja, koja direktno zavise od frekvencije na kojoj je izvršeno merenje. Kao rezultat ove osobine direktivnih mikrofona, dolazi do „razmazivanja” VZI duž stereo baze, jer originalni zvučni izvor, koji se nalazi pod određenim uglom u odnosu na stereo par, proizvodi različite međukanalne intenzitetne razlike, u zavisnosti od toga koja je frekvencija u pitanju.

Treća stvar koja svakako podleže diskusiji su i same vrednosti intenzitetnih razlika između levog i desnog kanala prilikom reprodukcije, na osnovu kojih su izvlačeni dalji zaključci. Različiti slušaoci pod različitim uslovima u kojima se obavlja test slušanja uopšte ne moraju da izraze mišljenje koje bi se poklapalo sa onim da se VZI u stereo bazi nalaze pod uglovima od 10°, 20° ili 30°, ukoliko su razlike intenziteta između levog i desnog kanala 2.5, 5.5, odnosno 15 decibela. Ono što bi ipak mogli da usvojimo kao važeće, jeste činjenica da svaki slušalac zadržava stalnost svog suda. Drugim rečima, razlika od 5.5 dB može da

proizvodi utisak i da se VZI nalazi pod uglom različitim od  $20^\circ$ , ali će ta nova pozicija biti stalna, dokle god intenzitetnu razliku održavamo konstantnom. U sličnom kontekstu možemo napomenuti i da sami uslovi slušanja, koji se pre svega odnose na akustički ambijent, dovode do nepredvidljivih pomeranja lokacije VZI u okviru zvučne slike, što dodatno utiče na promenljivost kojoj podležu izneti rezultati.

Na kraju bi svakako morali da uzmemu u obzir i akustičke uslove na samom mestu snimanja. Tako na primer, prve refleksije koje stižu do mikrofona mogu biti dovoljno jake da unesu neočekivane i dodatne intenzitetne razlike u oba kanala. Takođe je vrlo dobro poznato da ta vrsta refleksija može izazvati već pomenuti efekat češljastog filtera, koji direktno zavisi od vremenskog kašnjenja reflektovanog zvuka. Ukoliko ovakve refleksije dolaze iz pravca centralne ose direktivnog mikrofona, a direktni zvuk van nje, i ukoliko je mikrofon okružen reflektujućim površinama, pri čemu putne razlike direktnog i reflektovanog zvuka nisu prevelike, možemo očekivati zaista drastične promene u zvuku, pre svega u njegovom frekvencijskom sadržaju, usled veoma izraženog češljastog filtriranja. Zastupljenost ove pojave ne zavisi samo od koeficijenta apsorpcije reflektujućih površina i razdaljine na kojoj se one nalaze, već i od karakteristika usmerenosti korišćenih mikrofona.

Ukoliko uzmemu u obzir i dodatnu činjenicu da će se korišćeni par ponašati, u smislu osetljivosti, drugačije prema direktnom nego prema reflektovanom zvuku (zbog različitih pravaca iz kojih dolaze), možemo kao posledicu toga očekivati dodatne nestabilnosti u zvučnoj slici, mada ovaj problem do izražaja dolazi pre svega u specifičnim, ne toliko čestim situacijama.

### 2.3.3 M - S postavka

Izraz „M-S” (skraćenica od engleskog „Middle-Side”) se odnosi na tehniku postavke mikrofona koja, slično kao kod X-Y postavke, podrazumeva postojanje koincidentnog stereo para. Jedan mikrofon je tzv. „Mid” (M) mikrofon (mikrofon zadužen za „sredinu” zvučne scene), koji može biti bilo koje karakteristike direktivnosti, i čija je centralna osa usmerena direktno ka sredini zvučne scene. (Ova osa ujedno predstavlja i središnju osu stereo para kao celine). Drugi mikrofon je tzv. „Side” (S) mikrofon, koji prevashodno pokriva bočne delove zvučne scene, koji ima bidirekcionu karakteristiku usmerenosti, i koji je orijentisan upravno na centralnu osu M mikrofona. Logika ove postavke je takva da se M mikrofonom zvučna scena snima tako da se izborom ovog mikrofona i njegovom postavkom dobije što bolji mono snimak, dok se S mikrofon postavlja tako da dve strane njegove bidirekcione karakteristike "pokupe" informaciju o reverberantnoj karakteristici prostora u kojem se snimanje obavlja, uz maksimalno potiskivanje izvora koji se nalaze na centralnoj osi M mikrofona. Rezultujuća zvučna slika se može kontrolisati izborom podesne karakteristike usmerenosti M mikrofona, ali i regulisanjem relativnog odnosa izlaznih signala iz M i S mikrofona. Da bi smo ove izlazne signale mogli da reprodukujemo u klasičnom stereo sistemu, dakle putem levog i desnog zvučnika, moramo izvršiti njihovu konverziju u „klasične” X i Y signale, odnosno signale levog i desnog kanala. To se postiže odgovarajućim elektronskim sklopolom za sabiranje i oduzimanje, pri čemu se signal levog kanala formira kao suma ( $L = M+S$ ), a desnog kao razlika ( $D = M-S$ ) M i S signala.

Da bi mogli da vršimo analizu rada M-S stereo para, potrebno je da koristimo jednačine (16), koje opisuju svaki od M-S parova preko odnosa M i S signala i polarne karakteristike M mikrofona. Izlaz S mikrofona je ovde predstavljen sinusnom funkcijom, umesto češće korišćenom kosinusnom, jer je centralna osa S mikrofona orijentisana pod uglom od  $90^\circ$  u odnosu na centralnu osu M-S para kao celine, koja predstavlja osu od  $0^\circ$  ( $\cos(\theta + 90^\circ) = \sin\theta$ ).

Uopšteni oblik tih jednačina je:

$$\begin{aligned} M &= |C(B+(1-B)\cos\theta)|, \quad 2\pi \geq \theta \geq 0 \\ S &= |(1-C)\sin\theta|, \quad 2\pi \geq \theta \geq 0 \end{aligned} \tag{2-9}$$

Ovde C predstavlja doprinos M mikrofona ukupnom M-S signalu (što je C veće, u zbirnom signalu je više prisutan izlaz iz M mikrofona), dok B opisuje njegovu karakteristiku usmerenosti, i to kao odnos omnidirekcione i bidirekcione komponente koju ta karakteristika

sadrži, u skladu sa objašnjnjem iz Tabele 2. C i B su pozitivni brojevi koji se kreću u rasponu od 0 do +1. Kada je C = 0, izlaz iz M mikrofona praktično nema uticaja na ukupno formirani signal. Kada je B = 0, polarna karakteristika M mikrofona je bidirekciona, a kada je B = 1, karakteristika je omnidirekciona. U slučaju kada je B = 0.5, polarna karakteristika M mikrofona je kardioidna. Na osnovu vrednosti parametara B i C je takođe moguće izračunati i postavni ugao ekvivalentnog X-Y para. Ta formula, bez ulaska u detalje njenog izvođenja, glasi:

$$A = 2 \operatorname{arctg} \left( \frac{1-C}{C(1-B)} \right) \quad (2-10)$$

Ukoliko M mikrofon ima omnidirekcionu (B = 1) karakteristiku usmerenosti, i ukoliko M:S odnos iznosi 50 : 50, ekvivalentni X-Y par se može predstaviti parom kardioidnih karakteristika koje su postavljene „leđa uz leđa”, odnosno pod postavnim uglom od A=180°. Ukoliko se ovaj odnos menja u korist bidirekcione (S) komponente (npr. odnos 30 : 70), ekvivalentne karakteristike mikrofona u ekvivalentnom X-Y paru postaju hiperkardioide, čiji je ekvivalentni postavni ugao takođe 180°. U kombinaciji koja favorizuje omnidirekcioni M mikrofon (M : S = 70 : 30), rezultujuće X-Y karakteristike su par „leđno” orijentisanih subkardioida. Dakle, za slučaj kada je M mikrofon neusmerenog tipa, postavni ugao ekvivalentnog X-Y para uvek iznosi 180°, samo se menjaju ekvivalentne polarne karakteristike.

Kada M mikrofon ima kardioidnu karakteristiku (B=0.5), M-S odnos od 50 : 50 rezultuje ekvivalentnim X-Y parom hiperkardioida sa postavnim uglom od 126.9°. Kako M komponenta raste (M : S = 70 : 30), postavni ugao ekvivalentnog X-Y para se sužava (81.2°), s tim što se zadnji list ekvivalentne hiperkardioide osetno smanjuje, čime karakteristika praktično prelazi u kardioidu. Kada dominira S komponenta (M : S = 30 : 70), postavni ugao ekvivalentnog X-Y para se širi (155.8°), dok zadnji listovi ekvivalentnih polarnih karakteristika postaju veće, što takve karakteristike praktično prevodi u bidirekcion oblik. Dakle, u ovom slučaju se promenom M-S odnosa menjaju kako postavni ugao ekvivalentnog X-Y para, tako i njegove polarne karakteristike.

I na kraju, posmatrajmo slučaj kada je M mikrofon bidirekcionalan (B=0). U tom slučaju su polarne karakteristike usmerenosti ekvivalentnog X-Y para uvek bidirekcione, bez obzira na M-S odnos. Sada pri promeni tog odnosa dolazi samo do variranja postavnog ugla takvog bidirekcionog X-Y para. U slučaju kada važi M : S = 50 : 50, ekvivalentni postavni ugao X-Y para će iznositi 90° - dakle isto kao kod originalnog M-S para, s tim što su centralne ose X i Y mikrofona rotirane za po 45° u odnosu na centralnu osu M-S para. Kada dominira

S komponenta ( $M : S = 30 : 70$ ), postavni ugao se povećava ( $133.6^\circ$ ), a kada preovlađuje M komponenta ( $M : S = 70 : 30$ ), ugao se smanjuje ( $46.4^\circ$ ).

Iz svega do sada izloženog može se izvući zaključak da M-S postavka praktično predstavlja transformaciju već analizirane X-Y tehnike. Međutim, ona istovremeno i pruža određene prednosti u odnosu na ostale vrste stereo postavki mikrofona, snabdevajući sposobne snimatelje i producente moćnim oružjem u borbi za što kvalitetniju stereo sliku. Razmotrimo zato sada detaljnije o kakvim se tačno prednostima radi, uz istovremeno obraćanje pažnje na specifičnosti ove postavke koje odatle proizilaze.

### Osnovne karakteristike M-S tehnike

Po samoj svojoj definiciji, ova vrsta postavke obezbeđuje kompatibilnost između stereo i mono moda reprodukcije. Naime, kada se pri prelasku na mono levi i desni kanal saberi, ostaje samo signal iz M mikrofona ( $L + D = (M + S) + (M - S) = 2M$ ). Dakle, mono signal koji se dobija pri korišćenju ove stereo postavke je signal M mikrofona, pa se pravilnim izborom njegove polarne karakteristike i samog mesta postavke može proizvesti mono signal koji ostale stereo postavke teško mogu da obezbede. Pažljivim slušanjem M signala tokom pripreme postavke, ova mono kompatibilnost može biti dovedena do optimuma.

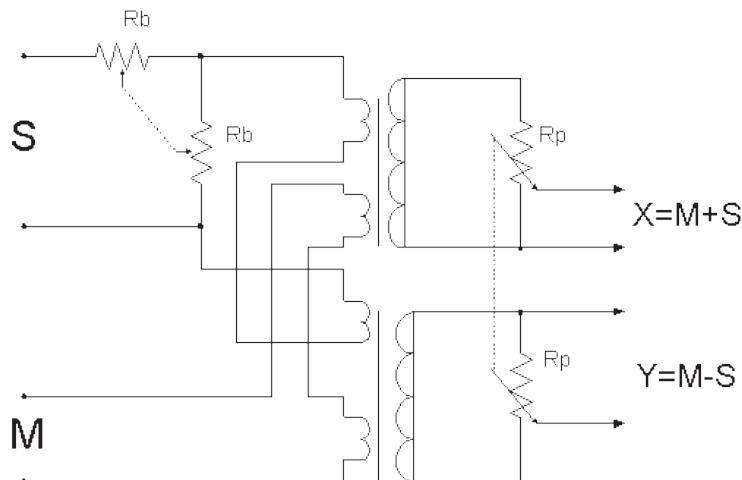
Ukoliko se osa M mikrofona usmeri direktno ka zvučnom izvoru, izbegava se nekontrolisana kolorizacija zvuka i njegovo razlivanje u zvučnoj slici, što je česta posledica promene odziva mikrofona van centralne ose. Slično tome, veliki deo ambijenta se nalazi na osi S mikrofona, tako da je i kolorizacija reverberantnog polja manje izražena. Činjenica da je M mikrofon uglavnom zadužen za sredinu zvučne scene, gde se obično nalazi i zvučni izvor, a da S mikrofon pokriva bokove, a samim tim i veći deo ambijenta, je takođe vrlo dobro došla u kontekstu mono/stereo kompatibilnosti. Prosto sabiranje signala levog i desnog kanala, koji sa sobom nose i dosta nekorelisanih informacija o prostoru, često umeđu dovede do neprijatnih rezultata. U M-S tehnici sav prostor koji se nalazi u mono signalu potiče od M mikrofona, tako da je ona zaštićena od ovakvih problema. Upravo ovi navedeni primeri odlične mono/stereo kompatibilnosti su razlog iz kojeg se ova vrsta postavke rado koristi za poterebe radija, televizije i filma, gde je mono reprodukcija još uvek veoma prisutan vid reprodukcije.

Sledeća prednost M-S postavke je u tome što se svaka od komponenti (M i S) može tretirati nezavisno. To omogućava selektivne korekcije signala, koje su više nego dobro došle u praksi. Uzmimo za primer neke probleme vezane za sam prostor u kojem se snima. Nije redak slučaj da se zbog loših akustičkih uslova javlja niskofrekvenčni šum (spoljna buka, strujni brumovi, ventilacija i sl.). S obzirom da S signal u principu nosi sa sobom dosta takvih

informacija, možemo njegovim propuštanjem kroz „hi-pass” filter znatno uticati na smanjenje tog problema, a da istovremeno uopšte ne menjamo sadržaj M signala. Naravno, to se mora činiti sa merom, da ne bismo narušili kvalitet celokupne zvučne slike.

Sledeća veoma praktična karakteristika ove tehnike je mogućnost regulacije stereo baze, koja se zasniva na elektronskoj kontroli odnosa M i S signala. Menjanje širine baze se vrši povećanjem i smanjenjem S signala, dok se pozicioniranje VZI u bazi izvodi povećavanjem, tj. smanjivanjem X ili Y signala (uz istovremeno smanjivanje, tj. povećavanje onog drugog). Dakle, stereo zvuk snimljen M-S parom se može proizvoljno raširiti ili suziti u okviru zvučne baze, a onda se signal tako određene širine može dodatno pozicionirati u horizontalnoj ravni. Ovakvu manipulaciju zvučne slike je u principu moguće izvršiti na mestu snimanja, pri čemu se za potrebe monitoringa M-S signal mora transformisati u odgovarajuću X-Y signal. Međutim, ukoliko se izvrši direktno snimanje M i S signala, regulacija zvučne slike se može ostaviti za fazu postprodukcije, što je pogotovo zgodno kada usnimljeni zvuk treba prilagoditi nekom određenom trenutku, poput scene u filmu ili na televiziji i tome slično. Naravno, mono/stereo kompatibilnost i u ovom slučaju ostaje potpuno predvidiva na prethodno opisani način.

Elektronski slopovi kojima je moguće regulisati širinu zvučne baze (odnosno količinu S signala) i koji istovremeno prevode M i S signale u odgovarajuće X-Y komponente se nazivaju M-S dekoderi. Prvobitne metode za postizanje ovog cilja su podrazumevale korišćenje dva transformatora sa dualnim primarima (*slika 2.14*).

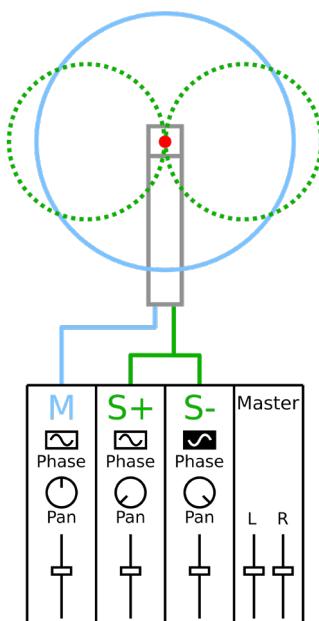


*Slika 2.14: Principska šema M-S regulatora u transformatorskoj tehnici*

Ulagni M signal se na oba transformatora vodi na isti način, dok se S signal na gornji transformator, odakle se skida X komponenta, vodi „u fazu”, dok se na donji transformator, sa kog se skida Y komponenta, vodi sa obrnutim polaritetom. Razdelnik napona na S ulazu služi za regulisanje količine S signala koji se vodi u dalju obradu, tj. za regulisanje širine stereo baze, dok se sa otpornika Rp skidaju odgovarajući nivoi X i Y signala, za levo-desno pozicioniranje VZI. Problem sa ovakvim pristupom je u povećanju distorzije i šuma, koji nastaju kao posledica uvođenja dodatnih transformatora i otpornika na put već i onako slabog mikrofonskog signala.

U principu, najbolji rezultati se postižu kada se izlazi M i S mikrofona vode direktno u mikrofonske prepojačavače, odakle se dalje signal na linijskom nivou uvodi u kolo M-S dekodera. To opet može biti dekoder u transformatorskoj tehnologiji, ali se danas mahom koriste kola sa aktivnim komponentama koja omogućavaju dobro balansirane izlazne signale i kontrolu M-S odnosa, bez velikog uticaja na odnos signal-šum, te frekvencijsku ili faznu karakteristiku.

Stereo regulatori su se sretali kao sastavni delovi određenih audio mikseta, dok se danas M-S dekoderi češće prave kao posebni uređaji sa nezavisnim napajanjem, koji rade sa signalima linijskog nivoa, i kod kojih se kontrola M-S odnosa vrši jednim potenciometrom.



Slika 2.15: Postavka miksera za stereo reprodukciju M-S signala

Alternativni metod tretiranja M-S signala podrazumeva korišćenje tri ulaza na mikseti (*slika 2.15*). „S” signal se deli na dva podjednaka dela (preko Y adaptera), koji se zatim vode u dva nezavisna ulaza na mikseti, pri čemu se jedan od njih šalje na levu šinu, a drugi, fazno pomeren za  $180^\circ$ , na desnu šinu izlaznog master modula. Signal sa M mikrofona se vodi u treći kanal, pri čemu se vrši njegovo pozicioniranje u sredinu zvučne slike. Na taj način levi kanal prima sumu M i S signala, a desni njihovu razliku. Podešavanjem relativnih odnosa signala u sva tri kanala, moguće je kontrolisati izgled zvučne slike. Osnovni problem ovog rešenja leži u činjenici da S mikrofon „napaja” dva ulaza na mikseru, te samim tim i „vidi” duplo manju ulaznu impedansu, što može dovesti do povećanja šuma i/ili distorzije, tj. degradacije ukupnog signala. Konkretan nivo ove pojave zavisi od kvaliteta korišćenih mikrofona i mikrofonskih prepojavačavača. Ne bi trebalo zanemariti ni činjenicu da je ovo dosta „nekomforan” način rada, pogotovo u uslovima živih prenosa i snimanja, kada je neophodno donošenje trenutnih odluka i promena M : S odnosa.

### Praktični aspekti korišćenja M-S tehnike

Upotreba M-S tehnike ni u kom slučaju neće dovesti do željenih rezultata ukoliko se ne obrati velika pažnja samom činu postavke mikrofona. S obzirom da pravilno angularno pokrivanje široke zvučne scene često zahteva da se M-S par nalazi na relativno velikom rastojanju od nje, akustičke osobine prostora u kojem se snimanje obavlja dolaze do velikog izražaja, pa se posebna pažnja mora posvetiti pravilnom balansiranju direktnih i reflektovanih komponenti zvuka. Dodatno vreme i trud koji se utroše na traženje pravog mesta za postavku M-S para kao po pravilu predstavljaju vrlo isplativu investiciju.

Bilo bi veoma pogrešno zaključiti da upotreba ove tehnike sama po sebi dovodi do optimalne kompatibilnosti između mono i stereo reprodukcije. U tom kontekstu se posebna pažnja mora posvetiti izboru M mikrofona, koji će najbolje odgovarati zadatim uslovima snimanja. Sama karakteristika direkтивnosti ponekad može biti isuviše usmerena, čime se pokriva „preuzak” prostor za potrebe mono reprodukcije, pri čemu stereo zvučna slika i dalje može odlično zvučati zahvaljujući doprinosu S mikrofona. S druge strane, M mikrofon može biti i „preširok”, što može dovesti do neželjene pojave suviše velikog učešća reverberacionog zvuka u mono signalu. Dakle, da bi se postigla željena kompatibilnost, bez obzira što koristimo M-S tehniku, i dalje moramo pažljivo kontrolisati kako stereo, tako i sam mono signal.

S obzirom da se u većini slučajeva centralna osa M mikrofona usmerava ka sredini zvučne scene, najbolji frekvencijski odziv se postiže upravo iz tog pravca. To je još jedan razlog iz kojeg M-S tehnika nudi bolju mono kompatibilnost od ekvivalentne X-Y strukture.

M mikrofon se nalazi direktno usmeren ka zvučnom izvoru, dok kod mikrofona koji formiraju X-Y par to nije slučaj, što dovodi do kolorizacije i nestabilnosti centralne zone zvučne slike. Direktivni mikrofoni kao po pravilu najbolji frekvencijski odziv imaju u odnosu na zvučne izvore koji im se nalaze na centralnoj osi, i koji su dovoljno daleko da bi se izbeglo izdizanje niskih frekvencija usled efekta blizine. Kada se mikrofon pomeri za neki ugao, tako da zvuk dolazi van ose, odziv na visokim frekvencijama progresivno opada sa povećavanjem tog ugla. U tom opsegu frekvencija do izražaja dolaze i sam oblik i veličina kućišta mikrofona, usled pojave difrakcije. Iz tih razloga, pri snimanju uvek treba biti svestan frekvencijske zavisnosti karakteristika usmerenosti korišćenih mikrofona.

Analizirajmo situaciju koja nastaje pri upotrebi dve vrlo rasprostranjene X-Y postavke, kao što su hiperkardiodni par sa postavnim uglom od  $90^\circ$  i kardiodni par sa postavnim uglom od  $110^\circ$ . U prvom slučaju je zvučni izvor, koji je na sredini zvučne scene, pod uglom od  $45^\circ$ , a u drugom  $55^\circ$  u odnosu na centralnu osu svakog od mikrofona. S obzirom da su pod tim uglovima mikrofoni znatno osetljiviji na niže frekvencije, vrlo se često dešava da centralni zvučni izvor biva snimljen sa viškom niskih frekvencija, tj. sa srazmerno manjim sadržajem visokih frekvencija, što posledično dovodi do mutnijeg zvuka prilikom reprodukcije (na visokim frekvencijama imamo rupu u sredini zvučne slike), što je posebno izraženo pri sabiranju levog i desnog kanala, tj. u mono reprodukciji.

S obzirom da M-S tehnika nudi najbolji frekvencijski opseg upravo na centralnoj osi, dok bokove zvučne scene vrlo lepo pokriva S mikrofon, nije redak slučaj da se ona koristi za snimanje vrlo širokih zvučnih izvora (tada se najčešće pribegava upotrebi neusmerenog M mikrofona), kao što su horovi, veliki orkestri i sl. S druge strane, pri snimanju pojedinačnog zvučnog izvora često se koristi usmereniji tip M mikrofona, pri čemu se u obzir uzima činjenica da je njegov odziv najbolji na osi u kojoj S mikrofon praktično i nema odziv. Iz tog razloga S komponenta postaje primarno nosilac reverberacione informacije, a M-S odnos se može koristiti za kontrolu odnosa direktnog i reflektovanog zvuka u konačnoj zvučnoj slici.

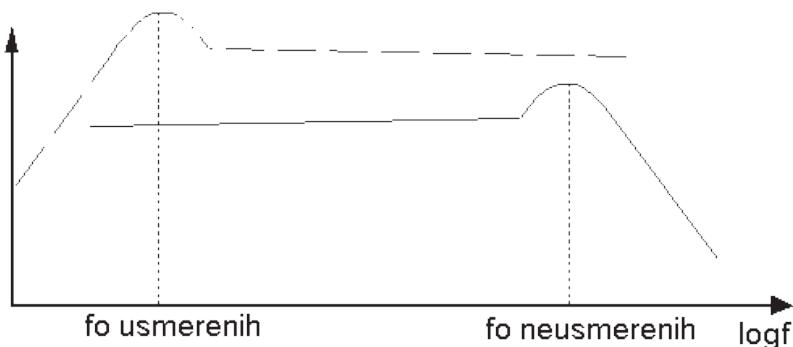
## 2.4 Tehnike sa razmaknutim mikrofonima

Sve do sada analizirane tehnike postavke mikrofona su podrazumevale da zvuk do obe kapisle stiže istovremeno, a da na formiranje stereo zvučne slike utiče isključivo razlika u intenzitetima izlaznih signala jednog i drugog mikrofona. Kao što je ranije istaknuto, pozicioniranje zvučnog izvora se može vršiti i na osnovu različitih vremenskih trenutaka prispeća zvuka do levog i desnog uha, tj. formiranje zvučne slike može biti ostvareno i korišćenjem različitih kašnjenja zvuka do jednog i drugog mikrofona. U tu svrhu se mikrofoni postavljaju na nekom određenom međusobnom rastojanju, čime, dakle, osim razlike u intenzitetima u „igru” ulaze i vremenske razlike. Ovakve tehnike sa razmaknutim mikrofonima se u anglosajsonskoj literaturi označavaju kao „*Spaced Apart*” tehnike.

Prvo što se mora istaći je da ova vrsta stereo postavke ima veoma izražene probleme sa mono kompatibilnošću. Na ma kom rastojanju bili postavljeni takvi mikrofoni, isti zvuk će do jednog i drugog dolaziti u različitim vremenskim trenucima. Pri sabiranju njihovih izlaza za potrebe kreiranja mono signala, može doći do znatnih promena u samoj boji zvuka, kao posledica pojave „*comb-filter*” efekta, koji nastaje, kao što je već objašnjeno, usled međusobnih faznih pomaka istih signala koji se sabiraju. U ekstremnim slučajevima se čak može desiti i tolika promena u zvuku da npr. snimljeni orkestar zvuči kao da se nalazi na kraju neke dugačke cevi. Sasvim se logično nameće pitanje iz kojih razloga se onda ova tehnika uopšte i koristi, kada ovakvih problema u principu nema kod koincidentnih tipova stereo postavki.

Svi koincidentni sistemi podrazumevaju korišćenje usmerenih mikrofona, kao neophodan uslov da bi se mogao ostvariti potreban nivo intenzitetne razlike u levom i desnom kanalu stereo sistema. Usmereni mikrofoni, kao što smo već objasnili, rade na principu razlike pritisaka. Iz čisto konstrukcijskih razloga, u čije detalje nećemo zalaziti, ova vrsta mikrofona ima „problema” sa odzivom na niskim frekvencijama. Naime, sa frekvencijske karakteristike osetljivosti gradijentnih mikrofona (slika 29 - isprekidana linija), se vidi da postoji rezonantna učestanost  $f_o$ , ispod koje dolazi do naglog pada osetljivosti. Današnja tehnologija, doduše, omogućava spuštanje te frekvencije ispod radnog područja, ali taj proces generalno utiče na zvučni kvalitet, u smislu finoće i „veličine” odziva na najniži opseg frekvencija.

S druge strane, neusmereni mikrofoni nemaju tih problema. Kvalitetni mikrofoni ovakve polarne karakteristike usmerenosti imaju vrlo fin i „širok” niskofrekvenčni opseg, sa istovremeno i veoma ravnomernim odzivom van centralne ose. Obe ove karakteristike su veoma poželjne u snimateljskoj praksi. Jedini nedostatak je što dva neusmerena mikrofona u



Slika 2.16: Osetljivost gradijentnog (- -) i presionog mikrofona

koincidentnom paru jednostavno ne daju dobru stereo sliku, jer zbog svoje neusmerenosti ne „proizvode“ dovoljno intenzitetnih razlika. Jedini način da se oni iskoriste za stereo snimanje je bio da se prostorno razdvoje.

Posmatrajmo par omnidirekcionih mikrofona na nekom međusobnom rastojanju. S obzirom da je to rastojanje veoma često manje od jednog metra, te da se zvučni izvori, pogotovo u slučaju snimanja klasične muzike, veoma često nalaze na znatno većem rastojanju, za potrebe prvih analiza možemo zanemariti postojanje intenzitetnih razlika između signala levog i desnog mikrofona. Ukoliko pogledamo Tabelu 1, možemo konstatovati da u slučaju kada su intenziteti signala u oba kanala identični, kašnjenja od 0.2 ms, 0.44 ms i 1.12 ms „smeštaju“ VZI pod uglovima od 10°, 20° i 30° respektivno. Za potrebe računanja vremenskog kašnjenja zvuka sa različitih lokacija oko mikrofona, koristićemo sledeću jednačinu, koja je dobijena na osnovu pomenutih aproksimacija, na sličan način opisan prilikom izvođenja jednačine (1-1) (pogledati sliku 1.2):

$$Dt = \frac{m \cdot \sin \alpha}{34} \quad (2-11)$$

U ovoj formuli  $Dt$  predstavlja međukanalni vremenski pomeraj, izražen u milisekundama, ‘m’ predstavlja rastojanje između mikrofona, izraženo u cm, dok je ‘ $\alpha$ ’ ugao incidencije zvučnog izvora.

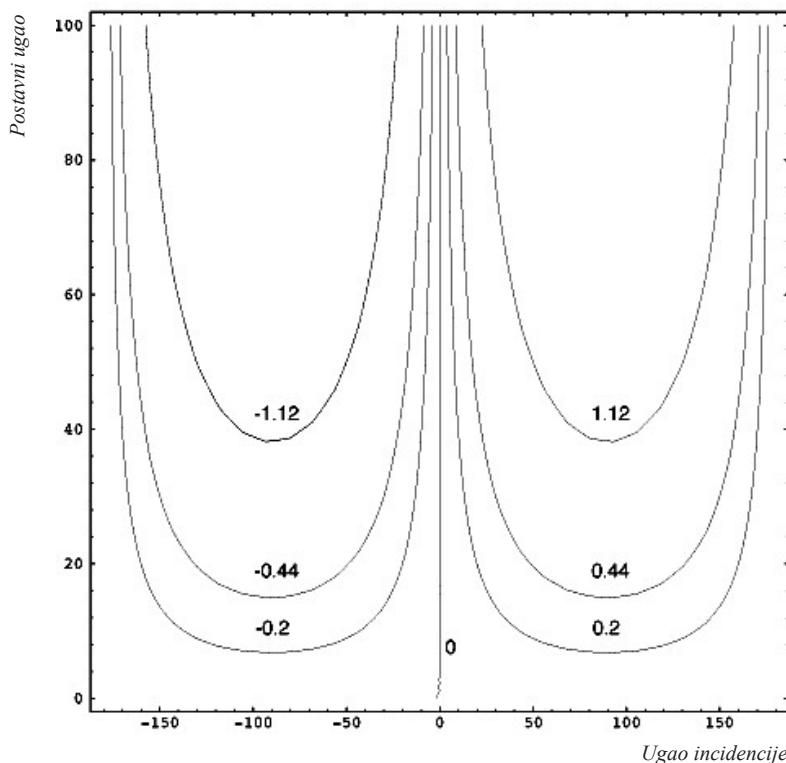
Ova formula se, na sličan način kao što je to činjeno kod koincidentnih parova, može iskoristiti za konstruisanje crteža sa *slike 17*, koji ukazuje na uglove incidencije pod kojima se mora nalaziti zvučni izvor da bi mogao da prouzrokuje željena međukanalna kašnjenja signala, i to za različita međumikrofonska rastojanja. Tabela 2.6 sadrži upravo podatke dobijene sa tog grafa, ili direktnom primenom formule (2-11).

Analizom tako dobijenih rezultata se može primetiti da mala rastojanja između mikrofona jednostavno nisu u stanju da „generišu“ međukanalna kašnjenja potrebna za popunjavanje celokupne stereo baze, u širini od  $\pm 30^\circ$ . Tako na primer za rastojanje od 10cm nije moguće ostvariti ni međusobno kašnjenje od 0.44ms, koje je neophodno za postavljanje VZI pod uglom od  $20^\circ$  u odnosu na slušaoca. Kao što se iz tabele 2.6 može uočiti, tek za međumikrofonska rastojanja veća od 35cm dolazi do „popunjavanja“ celog prostora u okviru zvučne baze.

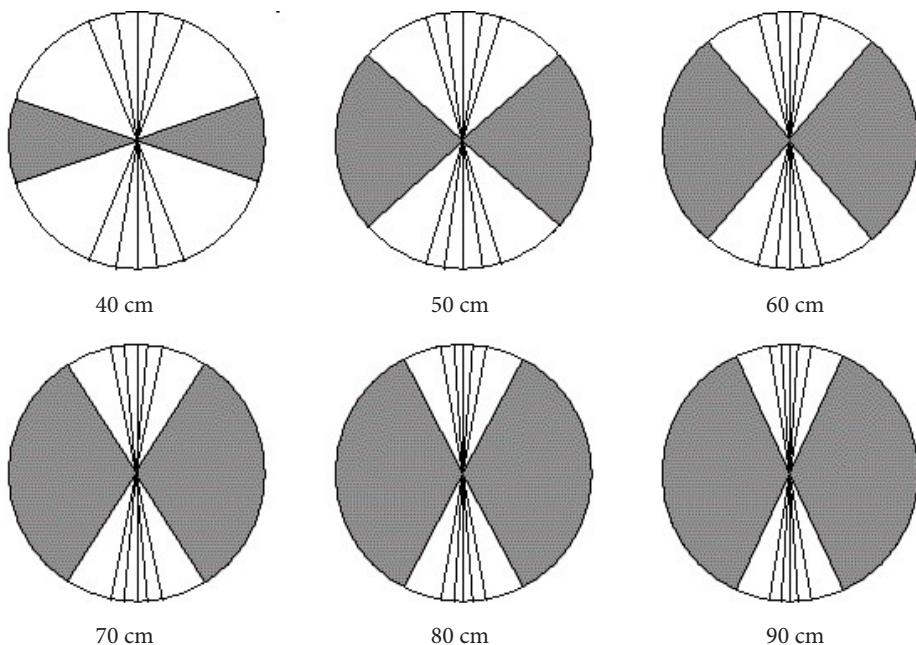
Takođe je moguće primetiti da je generalni odziv ovakvog para, slično kao u slučaju koincidentnih bidirekcionih parova, simetričan po dve ose. Osnovna razlika je u tome što omnididirekcion par zadržava isti polaritet signala, bez obzira da li se zvučni izvor nalazi ispred ili iza para. To se najbolje može uočiti poređenjem kružnih dijagrama sa *slikama 2.9 i 2.18*. Ovakava osobina se zgodno može iskoristiti u situacijama kada je neophodno smestiti mirofon na sredinu zvučne scene, tj. kada je sa svih strana okružen izvođačima.

Kao što je već naglašeno, kašnjenja zvuka od prvog do drugog mikrofona, koja su reda veličine 1ms, su dovoljna da VZI prilikom reprodukcije smeste u same krajeve zvučne baze. Međutim, neophodno je imati na umu da kašnjenje između levog i desnog kanala od 1 ms može biti posmatrano i kao fazni pomeraj signala od  $360^\circ$  na frekvenciji od 1000 Hz, ali i kao fazni pomeraj od  $180^\circ$ , na frekvenciji od 500 Hz. Drugim rečima, jedan zvuk koji ima spektar određene širine, i koji se reproducuje sa fiksnim kašnjenjem između levog i desnog kanala, biva prilikom te reprodukcije različito fazno pomeren na svakoj od frekvencija iz svog spektra, što može dovesti do određenih efekata, pre svega do razlivanja konkretnе strukture i položaja VZI u okviru zvučne slike.

Dakle, zvučna slika dobijena ovom tehnikom se ne odlikuje velikom preciznošću i vrlo često dolazi do njenog „razmazivanja“ duž zvučne baze. Postoji jedno zanimljivo poređenje koje kaže da je dobar snimak nastao korišćenjem koincidentne tehnike - poput crteža: veoma precizan, sa dosta detalja i da ne ostavlja previše prostora za maštanje; s druge strane, snimak nastao upotrebom prostorno razdvojene tehnike više liči na akvarel – detalji su razliveni, a suština je pomerena više ka impresiji nego ka realnosti. Traženje analogija ovakve vrste je veoma opasna i nezahvalna stvar, jer može dovesti do „okoštavanja“ i predrasuda vezanih za pojmove koji se opisuju na taj način. Iz tog razloga bi bilo dobro navedeno poređenje shvatiti samo uslovno.



Slika 2.17: Konturni prikaz karakterističnih vrednosti međukanalnih kašnjenja u funkciji rastojanja između mikrofona izraženog u cm (y-osa) i ugla incidencije zvučnog talasa (x-osa) [2]



Slika 2.18: Zone preslikavanja zvučne scene u zvučnu bazu prostorno razdvojenog mikrofonskog para za različite vrednosti međumikrofonskog rastojanja. Sive zone predstavljaju oblasti nalaženja zvučnog izvora za koje se odgovarajući VZI prilikom reprodukcije javlja pod uglom od  $30^\circ$  u odnosu na slušaoca. [2]

Ukažimo na još jedan potencijalni problem koji može nastati prilikom korišćenja ove postavke. Ukoliko se međumikrofonsko rastojanje isuviše povećava, postoji tendencija da se praktično svi zvučni izvori (osim onih koji se nalaze na tačno jednakom rastojanju od oba mikrofona) prilikom njihove reprodukcije pomeraju ka jednom ili drugom kraju zvučne baze, u zavisnosti od toga koji im je mikrofon bliži, što dovodi do pojave „rupe” u sredini zvučne baze. Uzrok tome je što se i intenzitetne i vremenske razlike superponiraju, tako da signal bližeg mikrofona previše dominira. Najprostiji način da se ovaj problem prevaziđe je da se mikrofoni približe jedan drugom, što međutim može negativno uticati, iz malopre objašnjenih razloga, na samu prostornost zvučne slike. Iz tog razloga se veoma često pribegava dodavanju trećeg mikrofona, čiji se izlaz ravnomerno šalje u oba kanala. Centralni deo zvučne slike koji se proizvodi na ovaj način stabilizuje celo stereo polje, pri čemu dolazi i do dodatnog fokusiranja centralnog područja zvučne scene, gde se najčešće nalaze solisti, pevači i slični „važni” zvučni izvori. Podaci dobijeni direktnom primenom formule (2.11), su predstavljeni u tabeli 2.6.

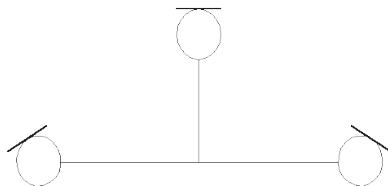
Međumikrofonsko rastojanje	10°	20°	30°	30°	20°	10°
	0.2 mS	0.44 mS	1.12 mS	1.12 mS	0.44 mS	0.2 mS
10 cm	43°	XXX	XXX	XXX	XXX	137°
15 cm	27°	86°	XXX	XXX	94°	153°
20 cm	19°	48°	XXX	XXX	132°	161°
25 cm	16°	37°	XXX	XXX	143°	164°
30 cm	13°	30°	XXX	XXX	150°	167°
35 cm	11°	25°	XXX	XXX	155°	169°
40 cm	10°	22°	72°	108°	158°	170°
45 cm	9°	19°	58°	122°	161°	171°
50 cm	8°	17°	49°	131°	163°	172°
55 cm	7°	16°	44°	136°	164°	173°
60 cm	6°	15°	40°	140°	165°	174°
65 cm	6°	13°	36°	144°	167°	174°
70 cm	6°	12°	33°	147°	168°	174°
75 cm	5°	11°	31°	149°	169°	175°
80 cm	5°	11°	28°	152°	169°	175°
85 cm	5°	10°	26°	154°	170°	175°
90 cm	5°	10°	25°	155°	170°	175°
95 cm	4°	9°	24°	156°	171°	176°
100 cm	4°	9°	22°	158°	171°	176°

Tabela 2.6: Položaj VZI u stereo bazi za različite vrednosti međumikrofonskog rastojanja [2]

U nastavku teksta će biti predstavljene neke od često korišćenih stereo mikrofonskih postavki ovog tipa koje su razvijene od strane kompanija koje su imale potrebu za postavkama čije korišćenje daje zadovoljavajuće rezultate u različitim radnim uslovima, koje su se vremenom iskristalisale kao veoma upotrebljive i kao takve u literaturi ostale zabeležene pod imenima koje ih vezuju za institucije u okviru kojih su razvijene.

## 2.5 „Decca-tree” postavka

Jedna od vrlo često korišćenih tehniku, koja podrazumeva i korišćenje trećeg mikrofona, je tzv., „Decca-Tree” postavka, razvijena početkom pedesetih godina u okviru kompanije „Decca”. Njen osnovni oblik podrazumeva da se mikrofoni nalaze u temenima ravnokrakog trougla, pri čemu se centralni mikrofon postavlja bliže zvučnom izvoru u odnosu na ostala dva (*slika 2.19*). Dimenzije ovakvog trougla nisu previše kritične, ali, čisto za sticanje osnovne slike, možemo pomenuti rastojanje između bočnih mikrofona od oko 140cm, pri čemu se centralni mikrofon može nalaziti na oko 75cm ispred njih. Naravno da se ove dimenzije moraju prilagođavati veličini zvučne scene, prostoru, a i samim karakteristikama korišćenih mikrofona. Često se pribegava i zaokretanju bočnih mikrofona ka ivicama zvučne scene, radi dobijanja što boljeg odziva na visokim frekvencijama iz tih delova prostora.



*Slika 2.19: Šematski prikaz „decca-tree” postavke*

Kao što bi se moglo i predpostaviti, izlaz levog mikrofona se vodi u levi kanal, desnog u desni, dok se izlazni signal centralnog mikrofona vodi ravnomerno u oba kanala. Iako dodavanje centralnog mikrofona, čiji se izlaz direktno sabira sa izlazima bočnih, realno može dovesti do pojave „comb-filter” efekta prilikom stereo reprodukcije, prevazilaženje stvaranja „rupe” u sredini zvučne slike i njena dodatna stabilnost, učinile su ovu tehniku veoma rasprostranjenom. Ova stabilnost je posebno naglašena isturanjem centralnog mikrofona bliže zvučnom izvoru. Na taj način zvuk do njega dolazi pre nego do bočnih mikrofona, što dovodi do toga da se zvučna slika formira od centra, šireći se ka krajevima. Ovo je veoma suptilan efekat, koga slušalac najčešće i nije svestan, ali koji ovu postavku čini vrlo „zanimljivom” za upotrebu.

## 2.6 ORTF i NOS postavke

To što je prostorno razdvojena postavka mikrofona razvijena pre svega iz potrebe za korišćenjem neusmerenih mikrofona, nikako ne znači da se na isti način ne mogu koristiti i usmereni tipovi mikrofona. Često se dešava da snimatelji koriste pojedine osobine i koincidentnih i prostorno razdvojenih tehnika, u cilju postizanja željenih rezultata. To je dovelo do razvoja tzv. skoro koincidentnih (*engl. - „near coincident“*) tehnika, koje podrazumevaju korišćenje dva direktivna mikrofona na nekom, ne tako velikom, međusobnom rastojanju. Time se kombinuju intenzitetne razlike, koje su posledica direktivnosti korišćenih mikrofona, i različita vremena prispeća zvuka do svakog od njih, usled prostorne razdvojenosti. Vrlo često se na taj način mogu potisnuti neki neželjeni zvuci, poput „loše“ reverberacije, zvukova iz publike i slično, koji se često pojavljuju u zvučnoj slici prilikom korišćenja omnidirekcionih mikrofona.

Kombinovanjem mikrofona različitih karakteristika usmerenosti, njihovog međusobnog rastojanja i ugla pod kojim im se nalaze centralne ose, moguće je vrlo precizno kontrolisati bitne parametre stereo zvučne slike, poput njene širine, odnosa direktnog i reflektovanog zvuka, faznog odnosa signala u levom i desnom kanalu, kao i objašnjeni efekat distorzije uglova. Naravno da svaka postavka zahteva poseban pristup, ali se kao početne vrednosti u razmatranju problema pokrivenosti zvučne scene u funkciji međusobnog razmaka i postavnog ugla mikrofonskog para, mogu uzeti vrednosti iz tabele 2.7, koja se odnosi na kardioidni par.

Širina zvučne scene	Razmak između mikrofona	Postavni ugao
60°	40 cm	100°
80°	30 cm	90°
100°	25 cm	70°

Tabela 2.7: Početne preporuke za međumikrofonsko rastojanje i postavni ugao skoro koincidentnog mikrofonskog para u zavisnosti od širine zvučne scene koja se snima

Dve velike evropske radio-difuzne kompanije su za svoje potrebe razvile karakteristične postavke skoro koincidentnog tipa, koje su se veoma dobro pokazale u praksi. ORTF (*Office de Radio Television Francaise*) tehnika podrazumeva korišćenje dva kardioidna mikrofona na međusobnom rastojanju od oko 17 cm, sa postavnim uglom od 110°, dok NOS (*Nederlandse Omroep Stichting*) postavka predviđa upotrebu takođe kardioidnog para, pri čemu se mikrofoni nalaze na međusobnom rastojanju od oko 30 cm i pod uglom od 90°. Obe ove tehnike su dosta korišćene, jer daju dobre rezultate u većini slučajeva, što je veoma bitno u situacijama kada je vreme za postavku mikrofona limitirano, što je čest slučaj

u radio-televizijskoj praksi. Naravno da se najbolji rezultati mogu postići tek ako se navedene vrednosti shvate kao početni parametri, koje treba prilagoditi realnim uslovima snimanja.

Prostorno razdvojene tehnike su vrlo popularne i često korišćene za snimanje klasične muzike, s obzirom da proizvode neku vrstu „topljenog” zvuka. Zanimljivo je primetiti da se vremenska kašnjenja signala, koja postaje između mikrofona, mogu posmatrati kao vrsta „dodatanih” prvih refleksija koje se superponiraju na one „prirodne”, neraskidivo vezane za sam prostor u kojem se obavlja snimanje. Ukoliko tako gledamo na stvari, možemo zaključiti da snimatelj može samom postavkom i izborom vrste mikrofona da utiče na ova kašnjenja i na taj način poboljšava kvalitet snimka. Zato i nije retkost da se ovoj tehniци pribegava u neidealnim akustičkim uslovima, sa nastojanjem da se oni eventualno poboljšaju.

## 2.7 Kombinovane tehnike

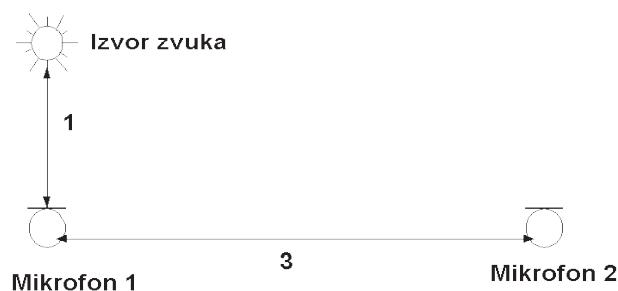
Prisustvovanje izvođenju nekog muzičkog dela predstavlja specifičan doživljaj, koji podrazumeva veoma suptilan spoj kako same muzike i načina na koji se ona interpretira, tako i sveukupne atmosfere i energije koja se formira i razmenjuje između izvođača i publike na licu mesta. Večiti „san“ svih pravih snimatelja i producenata je da takav jedan osećaj što vernije zabeleže i pokušaju da eventualnog slušaoca „prenesu“ na originalno mesto na kojem je delo izvođeno. Najmoćnije oruđe kojim raspolažu za potrebe postizanja takvog cilja svakako predstavlja jedan dobar stereo mikrofonski par, koji bi trebalo da predstavlja „uši“ slušaoca koji iz ovih ili onih razloga nije bio u stanju da prisustvuje originalnom izvođenju, pa je prinuđen da isto delo sluša na svom kućnom stereo sistemu.

Upravo iz razloga koji su malopre navedeni, a koji podrazumevaju da muzika nije samo prosti zbir zvukova i tonova, ovaj zadatak je ubedljivo najteže ostvariti. S obzirom da se sva muzika i energija izvođenja nalaze u prostoru u kojem se svira, potrebno je ono što se dobija na licu mesta, u samom „vazduhu“, što vernije snimiti (u tom smislu se često koristi iznenađujuće tačna sintagma: „vazduh je najbolji mikser“.). Da bi se takav jedan snimak ipak napravio, potrebno je da se steknu mnogi idealni uslovi: dobro izbalansirana kompozicija, dobri muzičari sa odličnim instrumentima, fantastičan prostor u kojem se svira i snima, visokokvalitetni mikrofoni i oprema za snimanje....pa kada se sve to skupi, uz malo eksperimenta za traženje pravog mesta za postavku mikrofona, znanja i iskustva, te određene doze sreće i vudu magije (ja zaista ne znam kojim drugim rečima da opišem neverovatne procese i situacije koji nastaju pri ovakvim događajima), možemo se eventualno nadati da će slušalac takvog jednog snimka osetiti ono „nešto“ što muziku čini najmoćnijom od svih umetnosti. S obzirom da u većini slučajeva svi ovi uslovi teško mogu biti ispunjeni, pribegava se raznim „trikovima“ koji imaju za cilj da učine krajnji snimak što bližim ovakvom jednom idealu.

U tu svrhu veoma često se izvestan broj mikrofona postavlja blizu određenih instrumenata, kao dodatak samom stereo paru, koji služe da „izvuku“ ili naglase određene stvari u konačnom snimku, i na taj način „osvetle“ ili učine prezentnijim pojedine instrumente ili delove kompozicije. Naravno, izlazni signali iz tih mikrofona se panoramski smeštaju u prostor koji inače zauzimaju tako snimljeni instrumenti u sklopu celog orkestra, s tim što se njihovo „doziranje“ mora vršiti veoma pažljivo (o funkcionisanju panorama regulatora nešto više reči će biti u nastavku teksta). S obzirom da su tako dobijeni signali često i po 20 - 30 mS „ispred“ signala koji generiše stereo par, može doći do prevelikog „iskakanja“ instrumenata ispred orkestra kao celine, pogotovo ako je i nivo tog dodatnog signala prevelik. Iz tog razloga

nije redak slučaj, pogotovo u snimcima klasične muzike, da pojedini instrumenti, pa čak i solisti, bivaju preuveličani. Ovaj problem se ponekad na elegantan način može rešiti unošenjem vremenskog kašnjenja u signal „pojašnjavajućeg“ mikrofona, sa ciljem da se vremenski približi signalu iz glavnog stereo para. Količina tog kašnjenja se može približno proračunati na osnovu formule  $T = x / 340$ , gde je  $x$  rastojanje od pojašnjavajućeg do bližeg mikrofona u stereo paru, izraženo u metrima, dok je potrebno kašnjenje  $T$  izraženo u sekundama.

Naravno da je korišćenjem dodatnih mikrofona znatno povećana i mogućnost menjanja boje samog zvuka, usled pojave „*comb-filter*“ efekta. Ta promena će pogotovo biti izražena ukoliko dva ili više mikrofona hvataju približno istim nivoom zvuk jednog istog instrumenta. (Spomenimo da čak i korišćenje samo jednog mikrofona može dovesti do ovakvih „faznih“ problema, ukoliko je nivo reflektovanog zvuka koji on prima dovoljno visok, što je čest slučaj ukoliko se mikrofon nalazi blizu neke reflektujuće površine (zid, pod, razni zastori, nameštaj i sl.)). Ovo je veoma česta i neželjena pojava, koja će najlakše biti izbegнутa ukoliko smo sve vreme svesni da do nje može doći. Konkretna pravila za njeno prevazilaženje ne postoje, već zavise od situacije do situacije. Pa ipak, nije loše imati na umu rezultate do kojih je svojevremeno došao istraživački tim kompanije „*Electro-Voice*“. Oni su, nakon niza eksperimenata u kojima su kombinovani razni signali sa svojim zakašnjениm replikama, došli do zaključka da kada je zakašnjeni signal 9 dB nižeg nivoa od direktnog signala, odstupanja od početnog nivoa direktnog signala, koja nastaju kao posledica njihovog međusobnog sabiranja i oduzimanja, ne prelaze  $\pm 1$  dB, što je praktično nečujno. Dakle, ukoliko je nivo izlaznog signala daljeg mikrofona za 9 dB niži od nivoa signala na izlazu iz bližeg mikrofona, kolorizacija zvuka koja bi nastala usled njihovog sabiranja bi trebala da bude neprimetna. Prema zakonu inverznih kvadrata, to bi značilo da međusobno rastojanje između mikrofona treba da bude najmanje 3 puta veće od rastojanja između zvučnog izvora i njemu bližeg mikrofona, ukoliko želimo da izbegnemo navedene probleme (*slika 2.20*). Ovaj zaključak se u literaturi često sreće pod nazivom „3:1 pravilo“. Naravno da je i ovo samo polazna činjenica koju nije loše imati na umu, ali koju ne treba uzimati zdravo za gotovo. Konkretni nivoi izlaznih signala svakog od mikrofona zavise i od njihove karakteristike direkтивnosti, mesta na kojem se nalaze i mnogih drugih parametara.



*Slika 2.20: Ilustracija 3:1 pravila*

Dodatni načini koji se mogu koristiti za izbegavanje ovog problema bi bili: približavanje mikrofona zvučnom izvoru; dodatna separacija mikrofona od mikrofona (koja može biti postignuta bilo njihovim međusobnim udaljavanjem, bilo postavljanjem akustičkih zastora ili paravana između njih); snimanje u akustički „mirnijoj” prostoriji (sa manjim vremenom reverberacije), u cilju smanjenja jačine reflektovanog zvuka koji hvata svaki od mikrofona ponaosob; korišćenje direktivnijih tipova mikrofona i njihovo usmeravanje u željenom pravcu; udaljavanje mikrofona od reflektujućih površina... Pa ipak, kao i u svim situacijama vezanim za snimanje muzike, i ovde je najvažnije pažljivo slušati ono što se dobija kao rezultat konkretnе postavke.

### **Tehnike blisko postavljenih mikrofona**

Zamislimo za trenutak situaciju u kojoj je potrebno snimiti jedan gudački kvartet. Ukoliko bi bili ispunjeni barem minimalni uslovi o kojima smo raspravljali malopre, verovatno bi bilo moguće napraviti pristojan snimak jednim stereo parom, uz eventualno korišćenje dodatnih mikrofona za „pojašnjavanje” nekih zvukova. Takav snimak bi se odlikovao jasnom pozicijom instrumenata i osećajem originalnog prostora, što bi zvučnu sliku učinilo popunjrenom i bogatom. Ukoliko bi smo isti taj kvartet snimili korišćenjem 4 posebna mikrofona, od kojih je svaki „zadužen” za po jedan instrument, dobili bi snimak koji bi se sastojao od četiri „tačke” u zvučnoj bazi, bez definisanog prostora i bez osećaja mešanja i preplitanja zvukova svih instrumenata. Ovakva zvučna slika bi se najpre mogla okarakterisati kao siromašna, i bilo bi neophodno izvršiti dosta korekcija da bi ona ipak ličila na originalnu. Iz tog razloga se pri snimanju svih vrsta muzike koje se baziraju na prirodnom zvuku, poput klasične muzike, džeza, izvornih i etno kompozicija i sl., teži formiranju zvučne slike upotrebom što manje mikrofona, u cilju prenošenja originalnog muzičkog doživljaja. Međutim, razvoj novih muzičkih formi i pravaca, pogotovo od pedesetih godina XX veka, je doveo i do razvoja drugačijeg pristupa i same filozofije pri formiranju zvučne slike, a samim tim i do novih tehnika i tehnologija neophodnih za njeno formiranje. Ovaj proces je veoma vezan i za razvoj audioteknike, što je dovelo do neraskidivog preplitanja muzike i tehnike, koje je pre svega oličeno kroz zanimanje muzičkog snimatelja/producenta.

Uslovi u kojima takva, uslovno rečeno popularna muzika nastaje i u kojima se snima (vrlo često su to „suvi” akustički prostori, sa relativno malim vremenima reverberacije), zatim upotreba specifičnih, vrlo često električnih instrumenata, kao i sam muzički izraz i osećaj koji se želi putem stereo zvučne slike preneti do slušaoca, doveli su do razvoja tehnika bliske postavke mikrofona (engl. - *close-miking*). Ove tehnike podrazumevaju da se mikrofoni postavljaju vrlo blizu instrumenata, što dovodi do vrlo jasne i precizne definisanosti njihovog

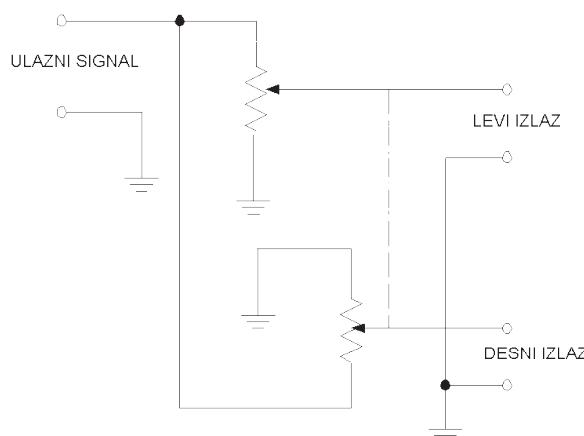
originalnog zvuka (a vrlo često i do stvaranja novih zvukova), ali istovremeno i do gubitka informacije o prostoru u kojem se snima i pozicioniranosti instrumenta u okviru zvučne scene, koji se naknadnim procesiranjima signala moraju rekonstruisati.

Prvo pravilo koje važi pri korišćenju ove tehnike je da ne postoje striktna pravila. Položaj mikrofona zavisi od njegovog tipa, konkretnog instrumenta, prostora u kojem se snima, načina na koji muzičar svira i mnogih drugih stvari koje su promenljive od situacije do situacije. Sa te strane bi zaista bilo iluzorno (i beskorisno) pokušati dati neka generalna pravila vezana za sam način postavljanja mikrofona. Međutim, postoje određene faze i postupci tokom korišćenja ovakve tehnike, koji se, u manjoj ili većoj meri, mogu primeniti u većini konkretnih situacija. Ovo se pre svega odnosi na tehnike procesiranja signala, koje predstavljaju bitan segment u radu prilikom ovakvog formiranja zvučne slike.

### Panorama regulator

Vrlo često se ova tehnika poistovećuje sa višekanalnim načinom snimanja. To podrazumeva da se na ovaj način dobijeni signali (faza snimanja), kojih može biti dosta (u svakom slučaju više od dva), „smeštaju” na neki od višekanalnih uređaja za snimanje. Odatle se, preko višekanlnog miksera, uvode u dalji proces obrade (tzv. faza miksovanja). U procesu miksovanja signali dobijaju svoj „konačni” izgled i mesto koje će zauzimati u okviru zvučne slike.

Pozicioniranje svakog signala posebno na željeno mesto u zvučnoj slici se zasniva na kontroli relativnog odnosa intenziteta koji takav signal ima u levom, tj. desnom kanalu. Za lakše manipulisanje signalima u tom smislu, koriste se tzv. panorama - potenciometri ('panpot') ili regulatori, čija je principska šema prikazana na *slici 2.21*.



Slika 2.21: Principska šema panorama regulatora

Kao što se vidi, on ima jedan ulaz, na koji dolazi signal, i dva izlaza, za levi i desni kanal, čime se omogućuje kontinualna promena položaja VZI u okviru zvučne baze. Bitno je primetiti da oba izlazna nivoa moraju biti takva da zbirno obezbeđuju konstantnu akustičku energiju prilikom reprodukcije, bez obzira na položaj u kojem se nalazi potenciometar. Tako na primer, kada se panorama potenciometar nalazi u centralnom položaju, koji mora da obezbedi podjednak nivo signala u oba kanala, rezultujući nivoi na oba izlaza iz potenciometra moraju biti za po 3dB manji u odnosu na nivoe kada se panpot nalazi u krajnje levom, odnosno krajnje desnom položaju.

### PITANJA ZA PROVERUZNANJA

1. Kolika je intenzitetna, a kolika vremenska razlika, dovoljna da se pri reprodukciji VZI pojavi u krajnje levom (ili desnom) položaju u okviru zvučne baze?
2. Šta je to *comb filter*, i na koji način dolazi do ove pojave?
3. Šta su koincidentne stereo postavke?
4. Na koji način promena postavnog ugla koincidentnog stereo mikrofonskog para utiče na formiranje stereo zvučne slike?
5. Šta je to M-S stereo postavka?
6. Na koji način se obavlja slušanje snimka realizovanog M-S stereo parom mikrofona?
7. U kom tipu stereo postavke nema smisla koristiti mikrofone omnididirekcione karakteristike?
8. Šta je *Decca Tree* postavka?
9. Šta su ORTF i NOS postavke?
10. Koje su prednosti, a šta su mane, korišćenja close miking tehnike?
11. Šta je panorama regulator?



# VREMENSKA OBRADA SINALA

## III deo

Prilikom snimanja tehnikom bliske postavke mikrofona ne dolazi samo do separacije sinala od drugih signala, već i do separacije svakog signala ponaosob od prostora u kojem se snima. Naime, mikrofon se vrlo često nalazi toliko blizu izvora da se prostor jednostavno „ne čuje“. Naravno da to ne mora biti uvek slučaj, ali, generalno gledano, svi signali snimljeni na ovaj način moraju proći kroz manji ili veći stepen prostorne korekcije. Upotreboom sprava koje unose vremenska kašnjenja i uređaja za veštačku reverberaciju, moguće je isprocesirati signale tako da zvuče, do neke mere, kao da su snimani u željenom prostoru. Rekonstrukcija originalnog, ili kreiranje nekog zamišljenog prostora, predstavlja veoma bitan momenat u procesu obrade signala, koji puno utiče na konačni izgled zvučne slike. Dodavanjem ili oduzimanjem prostora pojedinim signalima moguće je njihovo dodatno pozicioniranje, koje se pre svega odnosi na „udaljenost“ u odnosu na slušaoca, kao i na osećaj prostora u kojem se nalazi originalni zvučni izvor. Da bismo u potpunosti mogli da razumemo i primenimo ove tehnike, moramo se upoznati sa osnovnim karakteristikama koje utiču na „zvučanje“ nekog prostora. Kao posebnu grupu procesora i algoritama čiji se rad zasniva na tretiranju originalnog signala u vremenu upotreboom linija za kašnjenje i eventualnim dodavanjem modulacije sa ciljem dobijanja različitih zvučnih efekata, možemo izdvojiti tzv. specijalne efekte koji se koriste u muzičkoj produkciji. U tom smislu, u ovom poglavljju su obrađene sledeće metodske celine:

1. Zvučni prostor
2. Praktični aspekti upotrebe digitalnih uređaja za veštačku reverberaciju
3. Efekti bez modulacije
4. Efekti sa modulacijom

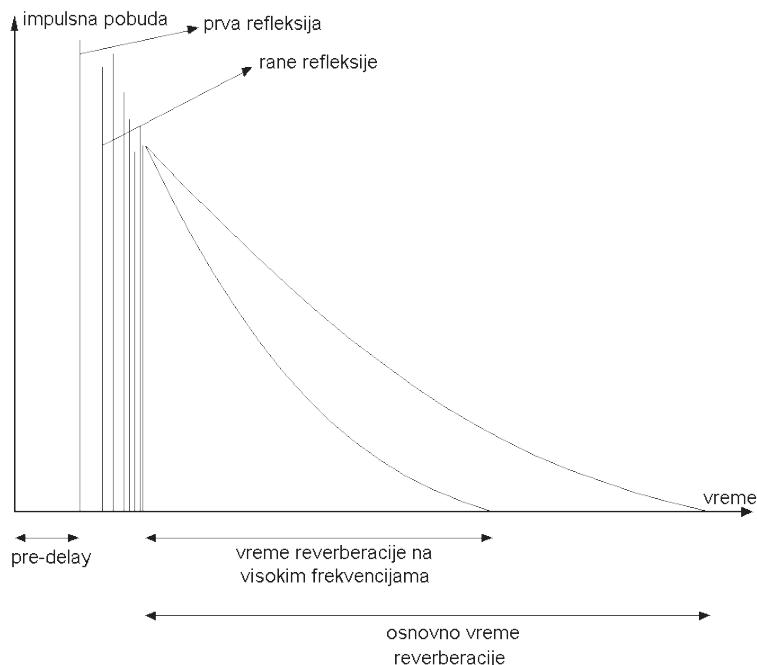


### 3.1 Zvučni prostor

Svaki zvuk, pa tako i onaj koji dolazi do mikrofona, se sastoji od tri komponenete:

- direktni zvuk;
- prve refleksije;
- ostale refleksije, tj. reverberacija;

Zamislimo situaciju da se u nekoj proizvoljnoj prostoriji nalaze slušalac i zvučni izvor koji generiše impulsnu pobudu. Prvi zvuk koji dolazi do slušaoca je direktni zvuk zvučnog izvora, i upravo tu činjenicu mozak koristi za određivanje položaja koji taj zvučni izvor zauzima u prostoru. (tzv. zakon „prvog talasnog fronta“). Određeno vreme nakon direktnog zvuka, do slušaoca dolazi prva refleksija, koja nastaje odbijanjem zvučnog talasa od slušaocu najbliže reflektujuće površine. Vreme koje protekne do prispeća prve refleksije veoma puno utiče na slušaočev osećaj veličine prostora u kojem se nalazi. Kraće kašnjenje predpostavlja manji prostor, a veća vremena kašnjenja veći prostor. Ova prva refleksija je praćena refleksijama zvuka od ostalih površina u prostoriji, koje sve skupa čine tzv. rane refleksije. Vreme njihovog prispeća do slušaoca i relativni odnosi njihovih amplituda zavise od tri stvari: lokacije zvučnog izvora; položaja, oblika i vrste reflektujućih površina; i mesta na kojem se slušalac nalazi. Promena bilo kojeg od ova tri parametra će dovesti i do promene izgleda polja ranih refleksija, što se veoma značajno odražava na ono što slušalac čuje. Ovakvo „rano“ zvučno polje do slušaoca stiže pre nastanka difuznog zvučnog polja, koje se formira već nakon prvih par refleksija, i u mnogome određuje karakter zvučanja prostora u kojem se slušalac nalazi. U zavisnosti od intenziteta i trajanja prvih refleksija, direktni zvuk može biti promenljiv u pogledu jasnoće, glasnoće, definisanosti, prisutnosti i slično.



Slika 3.1: Odziv prostorije na impulsnu zvučnu pobudu

Reverberacija podrazumeva da je stvoreno difuziono zvučno polje, tj. da se zvuk odbio više puta od reflektujućih površina, tako da se slušalac nalazi u „gustom” zvučnom prostoru. Generalno govoreći, možemo smatrati da se takvo polje formira nakon 20 - 50 ms od početnog impulsa. Vreme reverberacije, koje se definiše kao vreme potrebno da akustička energija, odnosno intezitet zvuka, opadne po isključenju izvora na milioniti deo svoje prvobitne vrednosti, odnosno za 60 dB, zavisi od zapreminе prostorije, njenog oblika, te njenog ukupnog koeficijenta apsorpcije. Pojam optimalnog vremena reverberacije je veoma relativan, i pre svega zavisi od namene prostora i njegove zapremine. Različita muzika se stvara za različite prostore. U principu je moguće, primenom određenih tehnika, uticati na vreme reverberacije, ali generalno pravilo glasi da optimalno vreme reverberacije raste sa zapreminom prostorije. Razmotrimo to na slučaju dva prostora - crkve i neke manje sale, koji ponekad mogu imati približno slično vreme reverberacije na srednjim frekvencijama. Kao prvo, slušalac sa povezom preko očiju neće imati problema da odredi u kom se tačno prostoru nalazi, s obzirom na srazmerno veće kašnjenje prvih refleksija u većem prostoru, u ovom slučaju crkvi, dok je, kao drugo, za približno ista rastojanja od izvora do slušaoca, odnos direktnog i reflektovanog zvuka u većem prostoru veći nego u manjem, tako da je zvuk mnogo jasniji i precizniji. Upravo iz tih razloga, mali prostori koji su tako dizajnirani da imaju vreme reverberacije karakteristično za veće prostore, veoma često mogu biti neprijatni,

kako za sviranje, tako i za slušanje muzike. Manji prostori zahtevaju manje reverberacije da bi mogao da bude ostvaren odgovarajući odnos direktnog i reflektovanog zvučnog polja, dok većim prostorima treba i veća reverberacija da bi mogli da „obezbede“ adekvatnu glasnoću zvuka na mestu na kojem se nalazi slušalac.

Razmotrimo neke od najvažnijih parametara subjektivnog doživljaja prostora, čije je poznavanje i razumevanje neophodno za pravilnu upotrebu uređaja za kreiranje veštačkih prostora. Njihovi nazivi su opisni, jer su vezani, pre svega, za lični doživljaj osobe koja sluša, a odnose se na:

- Intimnost prostora
- Živost prostora
- Toplinu prostora

„Intimnost“ nekog prostora se odnosi na osećaj blizine slušaoca izvođačima, i pre svega je posledica prvih refleksija, koje slede 15-20 ms nakon pojave direktnog zvuka. Stepen ovakvog osećaja se u znatnoj meri može regulisati pravilnom kontrolom odnosa direktnog i reflektovanog zvuka koji dolazi do mikrofona. Takođe, jedan od načina za kontrolu ovog parametra je i pravilna upotreba uređaja za vremensko kašnjenje i reverberaciju.

„Živost“ prostora pre svega proističe iz relativno velikog vremena reverberacije na srednjim frekvencijama (500 Hz-2000 Hz), zajedno sa tipom prvih refleksija karakterističnih za ne tako velike prostore. Ovakvi prostori su, na primer, sale za ples koje imaju dosta reflektujućih površina za visoke frekvencije (poput ogledala), ali istovremeno i određenu dozu apsorpcije na niskim frekvencijama, zahvaljujući drvenim podovima i konstrukcijama na zidovima. Ovakvi prostori mogu biti odlični za potrebe snimanja muzike, pogotovo kada je moguće korigovati niskofrekventni sadržaj. Istovremeno, nije neobično ukoliko isti prostori prilikom izvođenja muzike u njima zvuče kud i kamo lošije, pre svega usled nedostatka basova. Osećaj živosti se na snimku može proizvesti veštačkim putem pre svega produžavanjem vremena reverberacije do otprilike 1.5-2 s, uz istovremeno isticanje spektra u opsegu od 0.5 kHz -2 kHz. Vreme do pojave prvih refleksija bi pri tome trebalo da ostane relativno kraće, s obzirom da je živost pre svega osobina nevelikih prostora.

„Toplina“ prostora je pre svega povezana sa relativno velikim vremenom reverberacije na niskim frekvencijama (100 Hz - 250 Hz), u odnosu na opseg srednjih frekvencija. Upravo ovu osobinu prostora je najteže istaći prilikom procesiranja signala. Problem je pre svega u mogućnostima uređaja za veštačku reverberaciju: u nižem opsegu frekvencija često dolazi do neprirodne kolorizacije, koja je posledica nemogućnosti takvih sprava da imitiraju prevelike razdvojenosti prirodnih modova, odnosno rezonantnih učestanosti, koje se javljaju

u zatvorenim prostorima na nižim frekvencijama. Naime, u svakoj prostoriji, u zavisnosti od njenih dimenzija, dolazi do stvaranja stoećih talasa na karakterističnim frekvencijama, koje se vrlo često nazivaju i sopstvenim frekvencijama. Približan broj sopstvenih frekvencija,  $dN$ , koje sadrži frekvencijski opseg  $df$ , se može izračunati preko formule:

$$dN \approx \frac{4\pi \cdot V \cdot f^2}{c^3} \cdot df \quad (3-1)$$

Kao što se vidi, kako se krećemo ka višim frekvencijama, broj sopstvenih frekvencija je sve veći, razmak između njih je sve manji, pa rezonantne pojave ne utiču na promenu samog zvuka, već pre svega na njegovu glasnoću. Međutim, u opsegu nižih frekvencija su sopstvene učestanosti prilično razdvojene, i svojim rasporedom i uzajamnim odnosima direktno utiču na zvuk koji se stvara u prostoriji, dajući mu specifičan karakter koji se prepoznae upravo kao toplina prostora. (Zanimljivo je istaći da ova karakteristika zavisi i od samog mesta u okviru prostorije, pogotovo ako direktan zvuk nije preglasan.) Iz iste formule se može uočiti da je broj sopstvenih učestanosti u istom opsegu frekvencija veći za veće prostore. Za početne proračune često se koristi stav da sopstvene učestanosti ulaze u „gušći” opseg nakon frekvencije koja je 10 puta veća od najniže sopsvene učestanosti, pri čemu je najniža sopstvena frekvencija paralelopipedne prostorije ona za koju je najveća dimenzija prostorije ravna polovini njoj odgovarajuće talasne dužine. Ukoliko uzmemo za primer neku veliku crkvu, lako se može desiti da se njena najniža sopstvena učetanost nalazi i ispod čujnog opsega, na frekvenciji od recimo 6 Hz. Dakle, već na frekvencijama od 60 Hz pa naviše, sopstvene frekvencije su dovoljno gusto raspoređene i ulaze u fazu „preklapanja”. Često se kaže da je do te frekvencije prostor mali, a preko nje veliki. U malim prostorijama se na niskim frekvencijama može nalaziti jako malo sopstvenih učestanosti, tako da su razlike u zvučnim pritiscima na različitim frekvencijama vrlo istaknute. Upravo to je razlog što male prostorije, poput kupatila ili kuhinje, umeju da odzvanjaju ili bubenjaju.

Iz svega navedenog je jasno da je podražavanje prostora koji imaju kvalitetan odziv u ovom delu spektra (topli prostori) veoma teško ostvariti. Umereno izdizanje niskog opsega, i odgovarajuća redukcija visokog, mogu pomalo da „utople” stvar, ali generalno gledano elektronsko „grejanje” zvučnog prostora je veoma teško postići.

### 3.2 Praktični aspekti upotrebe digitalnih uređaja za veštačku reverberaciju

Digitalni uređaji za veštačku reverberaciju u postupcima muzičke produkcije omogućavaju, u manjoj ili većoj meri uspešno, formiranje željenih zvučnih prostora. Prilikom njihovog korišćenja se srećemo sa malopre opisanim pojmovima koji utiču na zvučanje svakog prostora ponaosob. Pravilna upotreba ovih uređaja podrazumeva i poznavanje njihovih konkretnih mogućnosti. Sada ćemo se pozabaviti parametrima koji se mogu sresti u radu sa ovakvima spravama.

Prvo na šta bi svakako trebalo обратити pažnju, iako se ne odnosi direktno na problematiku kreiranja prostora, jeste pravilno podešavanje nivoa signala koji se „šalje” u spravu (*Input level control*). Ukoliko se prekorači i određeni nivo ulaznog signala, može doći do tzv. klipovanja, pri čemu A/D konvertor odlazi u režim prekoračenja maksimalno dozvoljenog nivoa (engl. - *overload*). Sve to rezultuje veoma neprijatnim zvukom koji čini snimak tehnički neispravnim.

Drugi veoma bitan parametar se vezuje za kontrolu međusobnog odnosa „suvog” ulaznog signala i njegove reverberacione komponente koju mu daje sam uređaj. Ovaj odnos se u anglosaksonskoj literaturi označava kao „*wet/dry*”, pri čemu njegovo povećavanje podrazumeva veći procenat reverberacije u ukupnom izlaznom signalu. „*Wet*” komponenta se odnosi na reverberaciju, dok je „*dry*” ulazni, neisprocesiran signal.

Prva kontrola kojom se reguliše sama reverberacija je početno vreme kašnjenja, koje se u terminologiji rada sa namenskim uređajima označava kao „*Pre-Delay Time*”. Ona se odnosi na vreme koje protekne do pojave prve refleksije, odnosno na rastojanje do prve reflektujuće površine, i samim tim veoma bitno utiče na veličinu prostora koji se kreira. Uobičajeno je da se podešavanja vrše i izražavaju u milisekundama, s tim što je opseg u kojem se vreme početnog kašnjenja može kretati veoma veliko. Generalno govoreći, to vreme ne bi trebalo da bude kraće od 8-10 ms, ukoliko se želi izbeći prevveliko mešanje i preplitanje direktnе i reflektovane komponente zvuka. Kašnjenje prve refleksije od 50 ms pa naviše ljudsko uvo oseća kao odjek, i to treba imati na umu prilikom rada.

Podešavanje „*Pre-Delay*” parametra treba da bude propraćeno i adekvatnim podešavanjem broja, grupisanosti, vremena pojavljivanja, amplituda i tonalnih kvaliteta ranih refleksija. U zavisnosti od proizvođača i, pre svega, kvaliteta korišćenog uređaja, za ova podešavanja je omogućena kontrola manje ili više parametara. Veoma često su vrednosti ovih

parametara formirane od strane samog proizvođača, i moguće ih je direktno koristiti (to su unapred određeni programi ili tzv. „*Preset*“ opcije). Pa ipak, najbolje sprave omogućavaju dosta veliki stepen slobode, koji ostavlja jako puno prostora za veoma fina podešavanja. Naj sofisticiranije mašine omogućuju korisniku da specificira i zapreminu imaginarnog prostora, pa čak i njegove tačne dimenzije, zajedno sa položajem zvučnog izvora i slušaoca u njemu.

Sledeća faza u „traženju“ pravog prostora se odnosi na podešavanje vremena reverberacije, dok se parametar koji se na to odnosi, kao po pravilu, označava imenom vreme opadanja (engl. - *Decay Time*). Ukoliko krenemo od toga da je osnovno vreme reverberacije ono koje je karakteristično za srednji opseg frekvencija, jasno je da vreme reverberacije na nižim i srednjim frekvencijama moramo prilagoditi njegovom trajanju. Visoke frekvencije se znatno prigušuju, pa je i vreme reverberacije u tom opsegu srazmerno kraće. Izraz „visoke frekvencije“ se u ovom slučaju odnosi na opseg od 2-3 kHz pa naviše, a nije redak slučaj da je vreme reverberacije tog opsega i do 50% kraće od osnovnog. Ova vrednost se obično reguliše tzv. „*Hi-ratio*“ parametrom, koji predstavlja odnos vremena reverberacije na visokim i srednjim frekvencijama. Standardnu reverberaciju ima smisla analizirati do nekih 5-6 kHz, jer je na višim frekvencijama apsorpcija toliko izražena da je teško govoriti o postojanju vremena reverberacije. Što se tiče niskih frekvencija, nije zgoreg primetiti da prijatni zvučni prostori vrlo često imaju vreme reverberacije oko 1.2 puta duže od osnovnog. Problemima o kojima smo do sada diskutovali vezano za kreiranje veštačkih prostora, svakako bi trebalo dodati i činjenicu da prirodni prostori nemaju ograničenja koja se kao neophodna uvode u kreiranje algoritama za veštačku reverberaciju, poput graničnih frekvencije na kojima se menjaju, na ovaj ili onaj način, vremena reverberacije. Sve su to razlozi iz kojih je dobar prirodni prostor uvek za korak ispred svojih veštačkih kreiranih pandana, te ga stoga uvek treba koristiti i sa pažnjom usnimavati kad god je tako nešto moguće.

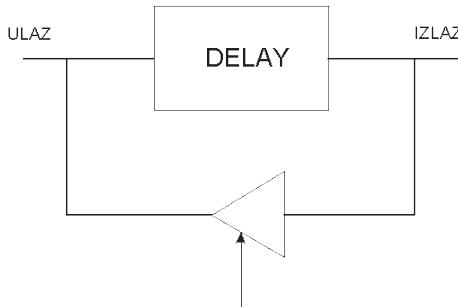
### 3.3 Specijalni efekti

#### 3.3.1 Efekti bez modulacije

Uređaji za veštačku reverberaciju su kompleksni elektronski sklopovi, čiji se princip rada bazira na vremenskom kašnjenju signala. Naime, određeni broj refleksija osnovnog signala se simulira linijom za kašnjenje (taj broj varira od desetak za jeftinije, do pedesetak refleksija za najkvalitetnije sprave), a onda se vrši njihovo međusobno „kombinovanje” i procesiranje po zadatom algoritmu. Dakle, u samoj osnovi ovog uređaja se nalazi vremensko kašnjenje signala, tzv. „*time delay*”. S obzirom da se većina efekata koji se koriste u procesu obrade zvuka zasniva upravo na vremenskom kašnjenju, ne bi bilo loše razmotriti osnovne parametre i načine upotrebe sprava za generisanje vremenskog kašnjenja, kao i efekata koji se iz njih izvode.

Svi „specijalni” efekti vezani za vremensku obradu signala se zasnivaju na kašnjenju osnovnog signala. U prvo vreme se radilo sa magnetnim trakama. Više magnetofona čije se trake kreću različitim brzinama su se koristili za kombinovanje i generisanje različitih vremenskih kašnjenja. Pri korišćenju manjih brzina, kašnjenja su bila reda veličine 200-300 ms, dok se upotrebom većih brzina moglo ostvariti kašnjenje i od 20 ms. Za potrebe postizanja specifičnog echo efekta, koji zapravo predstavlja višestruko kašnjenje, tj. ponavljanje osnovnog signala, su se koristili magnetofoni sa nekoliko glava za reprodukciju, pri čemu se najčešće radilo sa manjim brzinama kretanja trake. Međutim, ubrzanim razvojem digitalne tehnologije, od početka osamdesetih godina XX veka na ovomo, u većini slučajeva se koriste digitalni uređaji za kašnjenje signala.

Digitalno kašnjenje se generiše kroz proces vođenja digitalnog audio signala u bafer, u kojem se zadržava određeno vreme, koje je moguće varirati po potrebi. Nakon isteka specificiranog vremena signal se šalje na izlaz sprave, u dalji tok obrade. Za potrebe formiranja eha, pribegava se vraćanju signala preko povratne sprege na ulaz, čime se on ponovo uvodi u liniju za kašnjenje (*slika 3.2*).



*Slika 3.2: Princip funkcionisanja echo efekta*

Dakle, dva najvažnija parametra pri upotrebi uređaja za vremensko kašnjenje su vreme kašnjenja i količina fidbeka, odnosno procenat signala koji vraćamo na ulaz. Prema vrednostima vremena kašnjenja moguće je izvršiti podelu efekata na:

- „*Comb filter*” efekat, o kojem je već bilo reči. Vremena kašnjenja koja se primenjuju za njegovo generisanje se kreću u opsegu od 1 ms (pa čak i manje), pa negde do 3 ms. Pri takо malim vremenima kašnjenja dolazi do faznih pomaka između originalnog i zakašnjenog signala, što, iz već objašnjenih razloga, dovodi do promene boje zvuka. Ljudsko uvo ovako mala kašnjenja ne može precizno razlikovati. Tačno vreme kašnjenja pri kojem uvo može da uoči da postoji i zakašnjeni signal nezavisno od osnovnog nije tačno definisano, i zavisi od vrste i karaktera samog zvuka. Za perkusivne zvuke ta granica se nalazi negde oko 20 ms, dok za neke druge vrste zvukova može biti pomerena i na 50-60 ms.

- „*Duplex*” efekat stvara utisak dupliranja zvuka. Tipična vremena kašnjenja potrebna za njegovo generisanje, u zavisnosti od vrste zvuka, kreću se od 15-30 ms. Ako se koriste veća kašnjenja efekat je izraženiji. Korišćenje ovog efekta teško može da zavara slušaoca da su zaista odsvirana dva instrumenta, već se više koristi za postizanje specifične atmosfere.

- „*Slap echo*” ima za cilj da simulira echo koji se oseća u velikim prostorima, poput hala i pećina, u kojima dolazi do odbijanja zvuka od udaljenih zidova. Vreme kašnjenja se kreće od 100 do 200 ms. Najčešće se koristi samo jedno kašnjenje, ali je moguće koristiti i određeni, ne veliki, procenat povratne sprege.

### 3.3.2 Efekti sa modulacijom

Zajedničko za sve do sada opisane efekte je to što im je vreme kašnjenja, kada se jednom podesi, konstantno. Međutim, postoji grupa efekata koja se zasniva na modulaciji tog vremena, koje se menja u ritmu nekog osnovnog signala. To su tzv. efekti sa modulacijom, a principska blok šema njihovog formiranja je prikazana na *slici 3.3*.

Oblici signala na izlazu niskofrekventnog oscilatora (*Low Frequency Oscillator - LFO*) mogu biti različiti (sinusni, četvrtasti, testerasti itd.), a njihovi parametri koji podležu promeni su najčešće frekvencija i procenat, odnosno dubina modulacije. Tako na primer, ukoliko imamo osnovno vreme kašnjenja od 50 ms, i ukoliko ga modulišemo sinusnim signalom frekvencije 1Hz, sa procentom modulacije od 10%, kao rezultat ćemo dobiti vreme kašnjenja koje se menja u granicama od 45-55 ms, pri čemu jedan ciklus promene traje tačno jednu sekundu. Efekti sa modulacijom se, pre svega u odnosu na trajanje osnovnog vremena kašnjenja i načina na koji utiču na zvučanje osnovnog signala, mogu podeliti na sledeće karakteristične grupe:

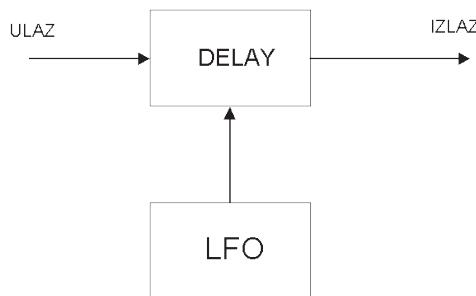
• *Fejzer (engl - Phaser)* je efekat koji predstavlja modulisani „*combfilter*“. Modulacija je proizvoljna, a osnovno vreme kašnjenja se nalazi u granicama od 2 do 4 ms.

• *Flendžer (engl. - Flanger)* je efekat kod kojeg je osnovno vreme kašnjenja 8-12 ms, što dovodi do zvuka kod kojeg se osećaju promene u boji usled faznih pomeraja, ali se istovremeno nazire i dupliranje.

• *Korus (engl. - Chorus)* je efekat kod kojeg se već oseća blago raštimavanje. Osnovno vreme kašnjenja je 15-25ms. U fazi smanjivanja ovog vremena oseća se povećanje visine tona, dok se pri njegovom povećanju oseća smanjivanje visine. Ovakvo ponašanje je moguće objasniti preko doplerovog efekta.

• „*Vibrato*” podrazumeva upotrebu vremena kašnjenja od 20 do 40 ms, pri čemu se izlaz iz efekta ne kombinuje sa originalnim signalom. Obično se koriste modulacije sa frekvencijom oscilovanja od 2Hz i više.

• „*Harmonizer*” je ime dobio po firmi koja ga je prva izbacila na tržište, a danas se isti efekat sreće pod imenom „*pitch shifter*”. Ovde nema oscilovanja oko osnovne vrednosti vremenskog kašnjenja, već se frekvencija osnovnog zvuka pomera za određeni, fiksni iznos. Princip rada se zasniva na doplerovom efektu, što podrazumeve da se za potrebe povećanja frekvencije mora obezbediti da se vreme kašnjenja non-stop smanjuje (kao da se izvor sve vreme približava), dok smanjenje frekvencije zahteva da se omogući da vreme kašnjenja sve vreme raste, čime se stiče utisak da se zvučni izvor konstantno udaljava od slušaoca.



Slika 3.3 : Princip rada efekata sa modulacijom

Svi navedeni efekti se mogu kreirati sa velikim stepenom slobode, pri čemu pomenuta vremena kašnjenja nisu fiksna, već zavise od konkretnog cilja koji se želi postići i samog signala koji se obrađuje. Svi nabrojani efekti, sa ili bez modulacije, se mogu koristiti kako za kreiranje veštačkih akustičkih okruženja, tako i za dobijanje potpuno novih zvukova. Neki od njih su nezaobilazni u procesu obrade zvuka. Na primer, zvuk koji nije prošao kroz određanu dozu prostorne obrade može imati sve karakteristike snimljenog instrumenta, ali neće imati dubinu, prostornost i ostale parametre potrebne za formiranje kvalitetne zvučne slike. Upravo upotrebom ovih efekata moguće je vršiti raspoređivanje VZI po „dubini” zvučne slike.

Najčešće se zvuci u većem prostoru osećaju kao da su „dalji” od onih koji su smešteni u manji prostor. Ovo je veoma suptilan način za prostorno formiranje zvučne slike koji podrazumeva duboko razumevanje procesa i uređaja koji to omogućuju. Uplivom digitalne tehnologije i *Hi-Fi* tehnike, čime je (teoretski) omogućena reprodukcija u dinamičkom opsegu od 96 dB, do izražaja su došla upravo pitanja vezana za najfinija preplitanja prostora, njihovo trajanje i boju, koji su uspeli da se „izdignu” iznad šuma ploče, odnosno trake. Čitav niz zvučnih „događanja” koja se nalaze iza osnovne zvučne slike je postao vrlo bitno područje interesovanja muzičke produkcije, dajući dodatni značaj kvalitetu i načinu upotrebe sprava za prostornu obradu signala.

**PITANJA ZA PROVERUZNANJA**

1. Na koji način se zvučno polje formira u vremenu?
2. Na kojim principima se zasniva rad uređaja za veštačku reverberaciju?
3. Koji su osnovni parametri koji su sreću u radu sa uređajima za veštačku reverberaciju?
4. Šta je linija za kašnjenje?
5. Koji efekti spadaju u grupu efekata bez modulacije?
6. Šta su efekti sa modulacijom?



# UREĐAJI ZA OBRADU DINAMIKE AUDIO SIGNALA

## IV deo

Obrada dinamike audio signala je postupak automatske kontrole nivoa tretiranog signala. Ovaj tip obrade se koristi kao standardna procedura u radu sa audio signalima, koja utiče kako na tehničku ispravnost signala koji se obrađuje, tako i na njegovu estetsku dimenziju. Krajnji ishod ovog tipa obrade je određen parametrima koji utiču na rad elektronskih sklopova koji tu obradu vrše, ali i konkretnim karakteristikama signala koji se obrađuje. Ovaj deo udžbenika ima za cilj da čitaoca upozna sa osnovnim pojmovima i problemima na koje se nailazi pri radu sa uređajima za obradu dinamike audio signala, ali i sa osnovnim principima koji se koriste prilikom projektovanja ovog tipa uređaja, čije razumevanje treba da omogući dodatnu efikasnost u svakodnevnom operativnom radu. Poglavlje je podeljeno u sledeće celine:

1. Podela uređaja za obradu dinamike signala
2. Povezivanje uređaja za obradu dinamike signala u audio lanac
3. Uređaji za smanjenje dinamičkog opsega
4. Diodni ograničavač signala
5. Ograničavači sa povratnom spregom
6. Vremenske konstantne povratne sprege kola za obradu dinamike
7. Obrada dinamike signala po frekvencijskim podopsezima
8. Uređaji za proširivanje dinamike
9. Primeri upotrebe gejta i kompresora u muzičkoj produkciji



## 4.1 Podela uređaja za obradu dinamike audio signala

U kolima koja ne vrše nikakav uticaj na nivo signala, izlazni nivo signala je jednak ulaznom nivou. Grafička predstava ovakve zavisnosti izlaznog (Y osa) i ulaznog napona (X osa) je definisana pravom koja zaklapa ugao od  $45^\circ$  sa osama (*sl. 4.1*). Na grafiku se jasno može uočiti da se promena ulaznog napona od npr. 3 dB preslikava u istu toliku promenu napona na izlazu. Uobičajeno označavanje ovakvog odnosa ulaznog i izlaznog nivoa signala je 1:1.

Uređaji koji vrše obradu dinamike audio signala se mogu svrstati u dve osnovne grupe:

**(1) Uredaji koji smanjuju dinamički opseg signala na izlazu u odnosu na ulaz uređaja.**

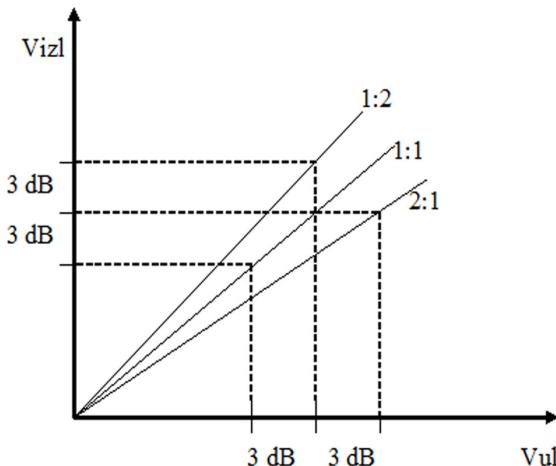
Taj proces se realizuje postupkom potiskivanja signala. Praktična upotreba ovkih elektronskih sklopova podrazumeva i mogućnost definisanja onog nivoa signala iznad kojeg proces potiskivanja počinje. Taj nivo se naziva nivo praga. (engl.- *threshold* – prag.)

**(2) Uredaji koji povećavaju dinamički opseg signala na izlazu u odnosu na ulaz uređaja.**

Taj postupak se takođe zasniva na potiskivanju signala, sa tom razlikom što se ovog puta potiskuju signali koji se po nivou nalaze ISPOD nivoa praga. Na taj način se „tiši“ signali čine još „tišim“, tj. dinamički opseg se povećava.

Zavisnost izlaznog i ulaznog napona uređaja koji smanjuju dinamički opseg signala grafički je predstavljena pravom koja zaklapa ugao manji od  $45^\circ$  sa X osom (*slika 4.1*). Na slici je predstavljena konkretna situacija pri kojoj se promena nivoa ulaznog napona od 6 dB preslikava u promenu nivoa izlaznog napona od 3dB. Uređaji koji vrše ovakav tip obrade

nazivaju se kompresori. Uobičajeno označavanje ovakvog odnosa ulaznog i izlaznog nivoa signalata je 2:1. Ovaj relativni odnos dinamičkog opsega signala na ulazu i signala na izlazu iz uređaja se naziva stepen kompresije (engl. - *ratio*).

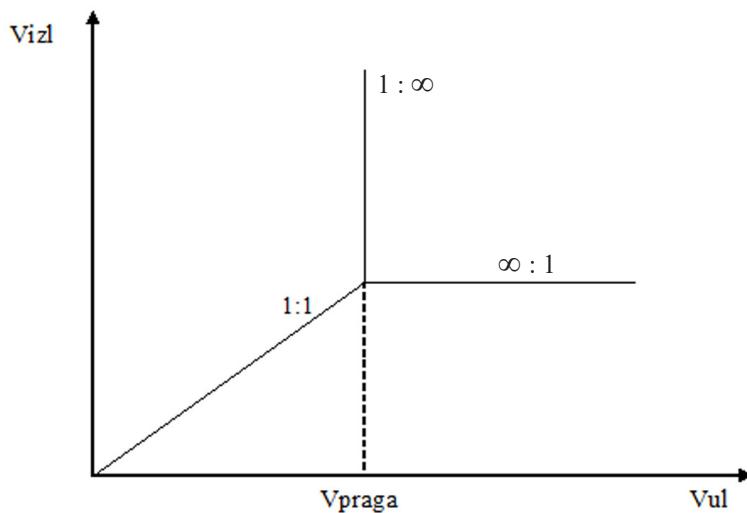


Slika 4.1: Grafička predstava zavisnosti izlaznog i ulaznog napona uređaja za obradu dinamike audio signala

Uređaj koji automatski registruje nivo signala, i koji ima mogućnost da taj nivo kontroliše i spušta ispod unapred definisanog kritičnog nivoa - praga, naziva se limiter, dok se ovaj tip obrade dinamike naziva limitovanje signala. Limiteri za prevashodni cilj imaju potpuno potiskivanje signala koji prekoraču je nivo praga, i mogu se okarakterisati stepenom kompresije  $\infty:1$ . Grafička predstava ovog odnosa kompresije je karakterisana pravom paralelnom sa X osom (slika 39). U praksi se svaki uređaj sa odnosom kompresije većim od 10:1 može nazvati limiterom.

Zavisnost izlaznog i ulaznog napona uređaja koji povećavaju dinamički opseg signala je predstavljena pravom koja zaklapa ugao veći od  $45^\circ$  sa X osom (slika 4.1). Na slici je predstavljena konkretna situacija pri kojoj se promena nivoa ulaznog napona od 3dB preslikava u promenu nivoa izlaznog napona od 6dB. Uobičajeno označavanje ovakvog odnosa ulaznog i izlaznog nivoa signala je 1:2. Uređaji koji vrše ovaj tip obrade nazivaju se ekspanderi, dok se relativni odnos dinamičkih opsega na ulazu i izlazu iz uređaja naziva stepen ekspanzije.

Uređaj koji ima teoretski odnos ekspanzije  $1:\infty$  vrši potpuno potiskivanje signala koji se po nivou nalazi ispod unapred zadatog nivoa praga. Ovo je praktično propusnik signala koji po nivou prekoračuju prag. Grafička predstava ovog tipa obrade je karakterisana pravom paralelnom sa Y osom (slika 4.2). U praksi se svaki uređaj sa odnosom ekspanzije većim od 1:10 može okarakterisati kao propusnik signala.



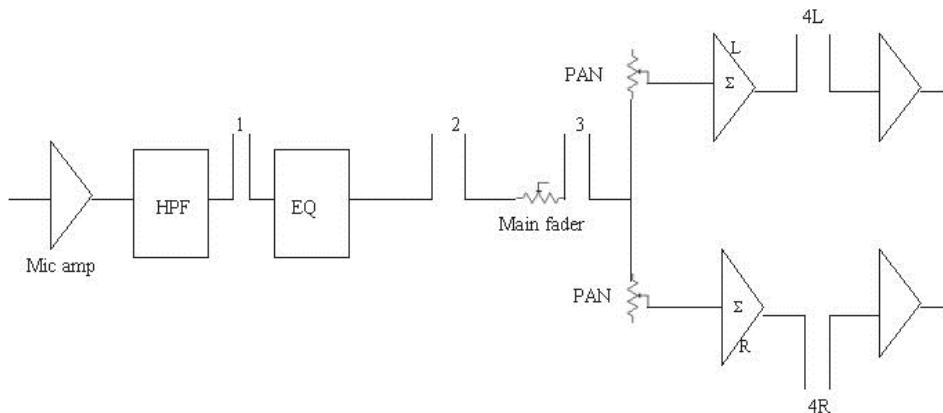
Slika 4.2: Grafička predstava procesa limitovanja ( $\infty:1$ ) i propuštanja signala iznad nivoa praga ( $1:\infty$ )

## 4.2 Povezivanje uređaja za obradu dinamike audio signala u audio lanac

Elektronski sklopovi koji vrše ovaj tip obrade se proizvode kao nezavisni uređaji, ali je danas sve češće slučaj da se, upravo zbog važnosti i zastupljenosti u radu, ugrađuju u same audio miksere kao sastavni deo toka signala kroz svaki kanal miksera ponaosob. U slučajevima da se u radu ipak koriste eksterni uređaji za obradu dinamike signala, njihovo povezivanje u audio lanac se kao po pravilu vrši preko audio miksera. U te svrhe dizajn miksera podrazumeva obavezno postojanje tzv. insertnih tačaka, odnosno priključnih mesta koja obezbeđuju redno vezivanje uređaja za obradu dinamike u tok signala u svakom kanalu ponaosob. Ovakav pristup je neophodan zbog same prirode obrade dinamike audio signala, koja podrazumeva posebna podešavanja parametara obrade za svaki od signala koji se obrađuje. Korišćenje jednog elektronskog sklopa za obradu dinamike više različitih audio signala nema smisla, jer svaki audio signal ima specifičnu, samo sebi svojstvenu dinamiku.

Insertne tačke se, u zavisnosti od dizajna i koncepcije miksera, mogu nalaziti pre ili posle filterske sekcije u kanalu. I jedna i druga koncepcija imaju svoje razloge za i protiv. Smeštanje insertnih tačaka odmah nakon ulazne sekcije u kanal (tačka 1 na *slici 4.3*) ima svoje opravdanje u činjenici da se signal na dinamičku obradu šalje pre procesa filtriranja, koji često može dovesti do znatne promene nivoa pojedinih delova spektra signala. Na taj

način se eliminiše potreba za naknadnim podešavanjima parametara obrade dinamike nakon svake intervencije koja se eventualno vrši filterskom sekcijom. Ukoliko u ulaznoj sekciji kanala na mikseru postoji filter propusnik visokih učestanosti, insertne tačke se pozicioniraju nakon njega. Na taj način korisniku se omogućava uklanjanje eventualnih niskofrekventnih smetnji koje nisu sastavni deo audio signala od interesa. Takve smetnje ponekad mogu biti visoke po nivou, što može dovesti do nepotrebnog pobuđivanja elektronskog sklopa koji vrši dinamičko procesiranje. Pozicioniranje insertnih tačaka nakon filterske sekcije, s druge strane, omogućava kontrolu signala koji je prošao kompletну obradu u kanalu. Ove tačke se postavljaju neposredno pred glavni potenciometar u kanalu (tačka 2 na *slici 4.3*), i obično se koriste kada postoji potreba za automatskom kontrolom pojačanja. Pozicioniranje insertnih tačaka nakon glavnog potenciometra u kanalu (tačka 3 na *slici 4.3*) se takođe može pronaći kao rešenje na starijim tipovima audio miksera, ali je danas taj koncept praktično potpuno napušten kao izrazito nepraktičan. Naime, svaka promena nivoa koja se reguliše glavnim potenciometrom direktno utiče na nivo signala na ulazu u uređaj za obradu dinamike, što zahteva i odgovarajuće izmene parametara obrade dinamike audio signala. Moderan dizajn audio miksera podrazumeva postojanje insertnih tačaka i na grupnim šinama, kao i na glavnim izlaznim šinama na mikseru, što predstavlja dodatan kvalitet i omogućuje veću fleksibilnost u radu (tačka 4 na *slici 4.3*).



*Slika 4.3: Tipične pozicije insertnih tačaka: 1. Pre filterske sekcije; 2. Posle filterske sekcije; 3. Posle glavnog potenciometra; 4. Na grupnim šinama.*

## 4.3 Uredaji za smanjenje opsega dinamike signala

Sa aspekta istorijskog razvoja uređaja za obradu dinamike signala, uređaji za smanjenje dinamičkog opsega su bili skloovi koji su prvi razvijani. To nikako ne treba da čudi, jer je potreba za uređajima tog tipa u sklopu audio lanaca oduvek bila izrazito velika, i to u sledeće bitne svrhe:

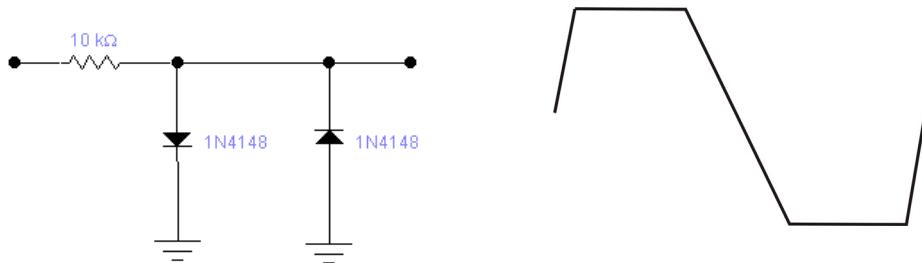
- Zaštita audio sistema: Svaki audio sistem ima potrebu za zaštitom od preopterećenja signalom. Ovakvu zaštitu veoma efikasno obezbeđuju limiteri. Dovoljno je napomenuti da nijedna radio stanica AM tipa nije bila zamisliva bez limitera koji se u lanac povezivao neposredno ispred predajnika signala, čije se preopterećenje signalom nije smelo dozvoliti ni u kom slučaju.
- Ispravan rad audio sistema: Svaki audio uređaj ima jasno definisan dinamički opseg ispravnog rada. U anglosaksonskoj literaturi se veličina koja opisuje taj opseg označava kao *headroom*. Ovaj opseg je definisan kao razlika maksimalnog dozvoljenog i nominalnog nivoa signala definisanog za dati uređaj, i izražava se u decibelima. Stoga je očigledna potreba za uređajima koji mogu smanjiti dinamički opseg signala koji se dovodi na ulaz audio uređaja, i na taj način ga prilagoditi njegovom headroom-u. U te svrhe su razvijani elektronski skloovi danas poznati kao kompresori, koji su postali sastavni deo većine audio lanaca.
- Specifičan način na koji ovi uređaji tretiraju audio signal je omogućio njihovu upotrebu ne samo u svrhe zaštite i ispravnog rada sistema, već i u kreativne svrhe postizanja određenih efekata i tipova zvukova u procesu formiranja zvučne slike.

### 4.3.1 Diodni ograničavači nivoa

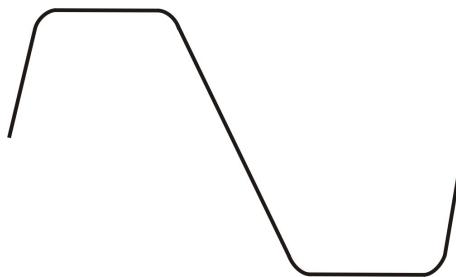
Verovatno najčešći korišćen tip obrade dinamike audio signala je automatsko ograničavanje nivoa - limitovanje. Elektronski skloovi za ovakvu regulaciju nivoa su upravo iz tog razloga prvi počeli da se razvijaju i koriste u praksi, i na osnovu njihovog dizajna i koncepcijskih rešenja su razvijeni i svi ostali tipovi uređaja za obradu dinamike audio signala koji se danas koriste u praksi. Upravo to je razlog zbog kojeg ćemo se malo detaljnije posvetiti njihovoj praktičnoj realizaciji.

Na *slici 4.4* je prikazan koncepcijski bazičan tip elektronskog sklopa kojim se vrši limitovanje. Radi se o paru tzv. *back-to-back* dioda. Ukoliko diodni napon, bilo u negativnom, bilo u pozitivnom delu poluperiode, prekorači vrednost probojnog napona diode ( $0.6V$ - $0.7V$ ), jedna od dve diode će provesti i postaviti nivo izlaznog napona na konstantnu vrednost  $+V_d$  ili  $-V_d$ . Ovakav način limitovanja dovodi do velikih izobličenja signala, ali je krajnje

efikasan. Ukoliko se za isti sklop iskoriste germanijumske diode, dobijamo kolo koje ima niži prag osetljivosti (probojni napon ovih dioda je 0.2 V - 0.3 V), ali istovremeno i nešto „finiju” karakteristiku odsecanja vrhova signala (*slika 4.5*), čime se donekle umanjuje efekat čujnih izobličenja.



Slika 4.4: Diodni ograničavač nivoa signala sa prikazom odziva izlaznog napona na sinusoidalnu pobudu

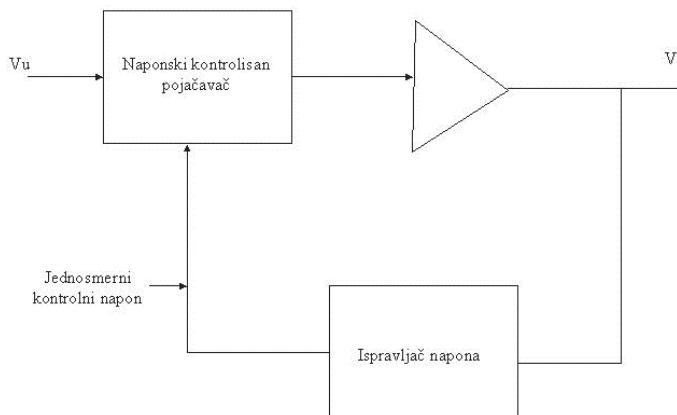


Slika 4.5: Izgled odziva izlaznog napona diodnog ograničavača nivoa signala na sinusoidalnu pobudu – germanijumske diode

U situacijama gde sam kvalitet krajnjeg zvuka nije od presudnog značaja, već se insistira na zaštiti sistema od preopterećenja nivoom signala, ovo jednostavno rešenje nalazi svoju primenu. To je razlog zbog kojeg se zaštitna kola ovakvog tipa i danas mogu sresti u sistemima za govornu komunikaciju, gde imaju zadatak da odsecaju vrhove u nivou govornog signala veće od desetak decibela u odnosu na nominalni nivo sistema.

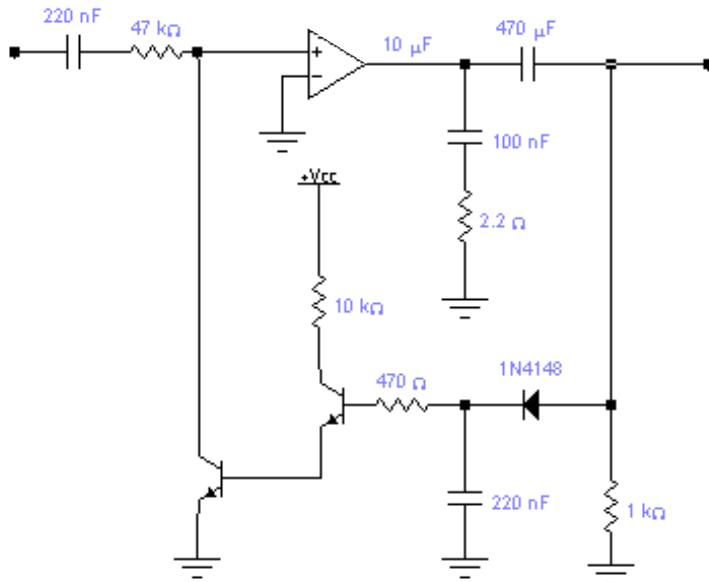
### 4.3.2 Ograničavači nivoa sa povratnom spregom

Mnogo efikasniji ograničavač nivoa signala bio bi onaj elektronski sklop koji bi bio u stanju da „oseti” da će ulazni nivo signala preći unapred zadati nivo praga i koji bi mogao efikasno da smanji taj nivo, tako da se signal što manje izobliči, istovremeno održavajući nivo signala što bliže pragu. Blok šema na *slici 4.6* je principski prikaz ovako opisanog sklopa. Kolo povratne sprege u ovakvim sklopovima, (engl. - *sidechain*), generiše kontrolni signal onog trenutka kada signal na izlazu iz pojačavača dostigne prethodno zadatu vrednost praga. Ovaj jednosmerni kontrolni napon utiče na rad naponski kontrolisanog pojačavača, i to tako što obara njegovo pojačanje, time obarajući i nivo izlaznog signala na vrednost ispod nivoa praga. Kada je ulazni nivo signala iznad nivoa praga celo kolo funkcioniše u povratnoj sprezi tako što se prati promena ulaznog nivoa signala: veći ulazni nivo, tj. veći nivo potencijalnog prekoračenja praga generiše veći kontrolni signal, koji obezbeđuje veće obaranje ulaznog nivoa. Za nivoe ulaznog signala koji se nalaze ispod praga ne generiše se kontrolni signal, tj. kolo funkcioniše kao običan pojačavač.



*Slika 4.6: Blok šema ograničivača nivoa sa povratnom spregom*

Na *slici 4.7* je prikazana šema kola koje predstavlja konkretnu realizaciju jednog od prostijih limitera sa povratnom spregom. Ovo rešenje datira iz sredine šezdesetih godina prošlog veka, kada ga je firma *Philips* koristila u svojim ranim verzijama kasetofona. Korišćeni operacioni pojačavač (LM386) je obično bio korišćen kao pojačavač za slušalice ili manje zvučnike, obezbeđujući pojačanje od oko 30dB, a u ovom kolu je našao primenu pre svega zbog pojačavača snage u izlaznom stepenu koji je iskorišćen za napajanje diodnog ispravljača u kolu povratne sprege. Kada napon tačke A poraste iznad nivoa probognog napona diode (oko 0.7V), dioda provede i počne da puni kondenzator  $C_t$ . Dioda je opterećena *emitter follower* tranzistorom  $TR_p$ , koji napaja tranzistor  $TR_g$  koji ima ulogu da kontroliše nivo pojačanja (*gain controlling transistor*).



Slika 4.7: Limiter sa povratnom spregom

#### 4.3.3 Vremenske konstante povratne sprege kola za obradu dinamike audio signala

U povratnoj spregi opisanog kola se kondenzator  $C_t$  prazni preko tranzistora i puni preko diode. Drugi tipovi kola podrazumevaju drugačija konstrukcionala rešenja, ali sva ona u sebi poseduju kondenzatore koji se pune i prazne brzinama koje su određene vremenskim konstantama posmatranih kola. Neizbežno postojanje tih vremenskih intervala u mnogome definiše rad kola, što u krajnjoj instanci utiče na signal koji takvo jedno kolo tretira. Vreme potrebno da se uspostavi režim rada u kojem kolo počinje da potiskuje signal nakon trenutka prekoračenja praga se naziva vreme reakcije (engl. *attack time*), dok se vreme koje je potrebno da prođe da bi kolo prestalo da vrši potiskivanje nivoa ulaznog signala nakon što on padne ispod zadatog praga naziva vreme otpuštanja (engl. *release time*).

Postavlja se pitanje zbog čega se u igru uvode vremena kašnjenja, ako je primaran cilj limitovanja zaštita od preopterećenja? Diodni ograničavači su upravo primer kola koja nemaju kašnjenje, tj. reaguju praktično trenutno na prekoračenje praga. Kaže se da ovo kolo ima vreme reakcije nula (engl. *zero attack time*). Slično tome, nakon pada ulaznog nivoa signala ispod praga ovaj sklop praktično trenutno ulazi u normalan režim rada, tj. vreme otpuštanja je praktično nula. Problem sa ovakvim rešenjem je, pre svega u tome što ovakav

način rada dodvodi do velikog izobličenja originalnog signala, tj. zvuk koji u krajnjoj instanci proizvode ovakvi skloovi ne odiše kvalitetom.

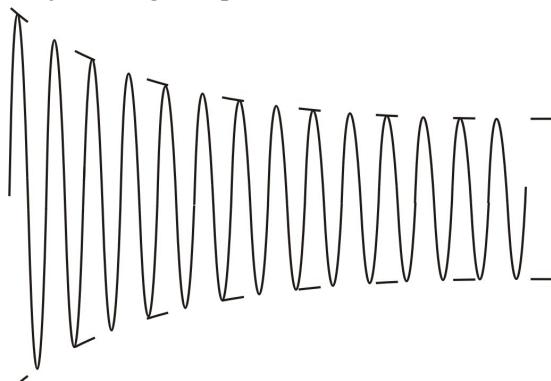
### Vreme reakcije

U trenucima prelaska signala preko nivoa praga, potrebno je da protekne vreme da bi kolo počelo da vrši potiskivanje signala. Ukoliko su vremena reakcije kratka, efekat potiskivanja je izraženiji, dok duža vremena reakcije obezbeđuju odloženo, postepenije uspostavljanje potiskivanja. Kao posledica toga, kratka vremena reakcije bivaju čujno bolje detektovana, usled postojanja nagle promene u nivou signala. Tome još više ide u prilog i činjenica da se radi o signalima visokih nivoa, koji prelaze nivo praga.

Duža vremena reakcije obezbeđuju manje čujan efekat potiskivanja signala, ali se u tom slučaju suočavamo sa činjenicom da se signal duže vremenski zadržava iznad nivoa praga. Ovo je pogotovo problem u situacijama kada se sistemi štite od preopterećenja nivoom signala postupkom limitovanja, gde propuštanje vrhova signala može prouzrokovati probleme.

Jasno je da će signali propušteni kroz sklop sa dužim vremenom reakcije biti manje izobličeni, a samim tim će zadržati više karakteristika originalnog zvuka. Na *slici 4.8* je prikazan uticaj produžavanja vremena reakcije na veći broj ciklusa. Duža vremena reakcije postepeno dovode do uspostavljanja procesa potiskivanja, tj. potrebno je da prođe više vremena dok se ulazni signal potpuno iskontroliše.

Dakle, kola sa dužim vremenima reakcije manje „oštećuju“ ulazni signal, ali istovremeno propuštaju ulazni signal iznad zadatog praga sve dok se proces potiskivanja ne uspostavi. Uspostavljanje balansa između ovog prekoračenja po nivou koje je sve izraženije sa povećanjem vremena reakcije i izobličenja signala koje je sve izraženije sa smanjenjem vremena reakcije je stvar subjektivnog kompromisa.



*Slika 4.8: Postepeno slabljenje signala na izlazu iz limitera za duža vremena reakcije*

Posebnu pažnju treba obratiti na činjenicu da je efekat vremena reakcije na izobličenje signala frekvencijski zavisani. Signali nižih frekvencija, sa dužim vremenima trajanja ciklusa, i signali viših frekvencija, sa kraćim trajanjem ciklusa, isto vreme reakcije „vide“ na drugačiji način. Vreme reakcije od 5 ms podrazumeva prolazak 5 ciklusa signala frekvencije 1000 Hz ( $T=1 \text{ mS}$ ), što se može, u nekim slučajevima, smatrati sporim. Sa druge strane, isto ovo vreme reakcije podrazumeva uspostavljanje procesa potiskivanja već nakon pola ciklusa signala frekvencije 100 Hz, što je poprilično brzo.

Kao posledica ovakvog razmatranja može se lako zaključiti da odgovarajuće podešeno vreme reakcije za signale visokih frekvencija lako može biti prekratko za signale nižih frekvencija, i obratno: adekvatno vreme reakcije za signale nižih frekvencija je, kao po pravilu, nepotrebno dugačko za signale viših učestanosti.

Vremena reakcije se mere i izražavaju u mikro ili milisekundama. To su zapravo vremenske konstante punjenja kondenzatora u kolu povratne sprege, koje aproksimativno odgovaraju vremenima potrebnim da se tranzijenti u signalu stave pod kontrolu u procesu limitovanja. Vreme reakcije se ponekad izražava i u “dB/ms”, što je zapravo mera brzine potiskivanja signala.

### **Vreme otpuštanja**

Vreme otpuštanja je ono vreme koje je potrebno da prođe da kolo, nakon pada ulaznog signala ispod nivoa praga, prestane da vrši slabljenje signala.

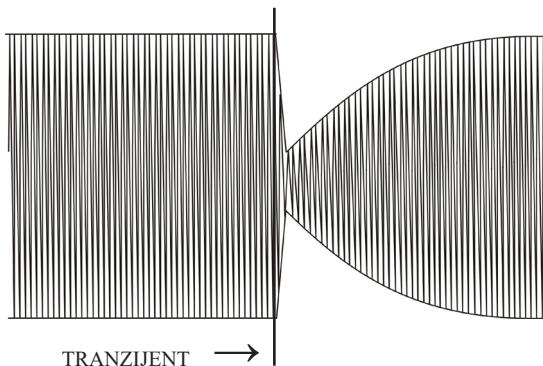
Ukoliko je signal na ulazu u elektronski sklop koji vrši potiskivanje sinusoida koja u određenim vremenskim intervalima po nivou prelezi prag, i ukoliko je vreme otpuštanja prekratko, dolaziće do pojave pri kojoj neposredno nakon pada signala ispod praga prestaje slabljenje, tj. dolazi do obnavljanja početnog nivoa pojačanja. To dovodi do toga da oni delovi sinusoide u okviru jedne njene periode koji se nalaze ispod praga bivaju veštački izdignuti po nivou u odnosu na one delove sinusoide u okviru iste periode koji se nalaze iznad praga. Ova pojava predstavlja izobličenje originalnog, ulaznog signala.

Vreme otpuštanja kao po pravilu traje znatno duže od vremena reakcije. Sa izuzetkom izraženih tranzijenata u zvuku, koji se javljaju s vremenom na vreme, većina audio signala ima tendenciju da se izvesno vreme zadržava oko nivoa na koji se izdigla. Ovo zadržavanje traje barem po nekoliko ciklusa. Dakle, razumno je pretpostaviti da će signal koji se izdigne

iznad nivoa praga, iznad, ili oko praga ostati još neko vreme. Ako je već tako, nema svrhe dozvoliti da slabljenje nestane istog trenutka kada ulazni signal padne ispod praga, da bi već nekoliko milisekundi kasnije slabljenje opet bilo uspostavljano. Vreme otpuštanja se može shvatiti i kao vremenski interval u kojem funkcioniše neka vrsta memorije koja određeno vreme pamti nivo signala koji se procesira, i tokom kojeg se nivo slabljenja održava manje više konstantnim. Na ovakav način se sklop kojim se reguliše vreme reakcije znatno manje koristi, čime se izbegavaju i svi potencijalni problemi i izobličenja koji nastaju usled same prirode prelaznih procesa punjenja i pražnjenja kondenzatora.

Kraća vremena otpuštanja podrazumevaju da elektronski sklop omogućuje preciznije praćenje anvelope originalnog signala, jer se potiskivanje isključuje vrlo brzo nakon pada signala ispod nivoa praga. Duža vremena reakcije obezbeđuju duži uticaj sklopa za potiskivanje na nivo signala.

Loše strane korišćenja dugačkog vremena otpuštanja dolaze do izražaja pre svega u situacijama u kojima tranzijent u signalu prekoračuje prag i time startuje nepotrebno slabljenje signala koji sledi u vremenu za tranzijentom, a po nivou se nalazi ispod praga. Time se može izgubiti dosta od primarne informacije tokom celokupnog trajanja vremena otpuštanja (*slika 4.9*).



*Slika 4.9: Efekat dugačkog vremena otpuštanja pri pojavi izraženog tranzijenta u signalu. Signal je nepotrebno potisnut nakon nailaska tranzijenta.*

Subjektivni kompromis se u ovom slučaju vrši između izbora dužeg trajanja vremena otpuštanja, koje je u funkciji smanjenja opisanog izobličenja, s jedne strane, i bržeg prestanka slabljenja signala nakon pada ulaznog nivoa ispod nivoa praga, sa druge strane. Odluke po pitanju ovog kompromisa treba donositi u skladu sa konkretnim programskim materijalom koji se procesira.

Prekratko vreme otpuštanja, slično kao i u slučaju vremena reakcije, može dovesti do čujnih izobličenja, usled činjenice da se kolo za potiskivanje isuviše često uključuje i isključuje. Dobar primer za ovako nešto je česta pojava modulacije pozadinskih signala ili šumova dominantnom zvučnom energijom koja kontroliše uključivanje sklopa za potiskivanje. Ta modulacija se veoma često oseća kao neprirodno izdizanje i spuštanje nivoa određenog zvuka. U anglosaksonskoj literaturi se ova pojava označava kao *breathing* – disanje.

U zavisnosti od konkretnog programskog sadržaja koji se tretira sklopom za potiskivanje, isti uzrok može dovesti i do nešto drugačije izraženog problema. Naime, često se dešava da prekratko podešeno vreme otpuštanja dovodi do efekta neprirodnog izdizanja pozadinskog siganala ili šuma, usled činjenice da dominantni signal koji prekoračuje nivo praga biva potiskivan. Uzmimo za primer situaciju u kojoj se procesira snimak akustične gitare: zbog kratkog vremena otpuštanja, potiskivanje prestaje neposredno nakon odsviranog tona, što za posledicu ima relativno izdizanje po nivou onih delova signala koji se nalaze ispod nivoa praga, kao što su škripanja žica, disanje, šum odeće i sl. Subjektivni efekat je, dakle, izdizanje nivoa pozadinskog šuma u snimku. Ovako izražen efekat se u anglosaksonskoj literaturi označava kao pumping – što bi trebalo da asocira na neprirodno pumpanje, tj. izdiznje nivoa pozadinskog šuma.

Nije zgoreg napomenuti da se usled činjenice da se dominantna zvučna energija najčešće nalazi u oblasti niskih frekvencija, često uspostavlja frekventna zavisnost gore opisanih efekata. To podrazumeva da nivo signala na srednjim i visokim frekvencijama direktno zavisi od načina na koji dominantni signali niskih frekvencija pobuđuju sklop za potiskivanje.

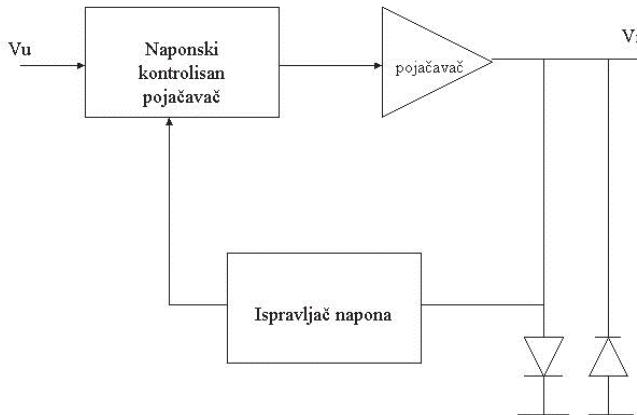
Sva ova izobličenja nastaju usled činjenice da dolazi do veoma brze promene pojačanja signala u vremenu, i nezavisna su od konkretnog primjenjenog elektronskog rešenja. Ovako nastala izobličenja su, čak šta više, znatno izraženija od izobličenja koje u signal unosi sama elektronika. Izobličenja nastala usled korišćenog elektronskog sklopa mogu doći do izražaja samo ukoliko je signal niži po nivou od praga, te se dinamička obrada signala nikako ili retko vrši. Onog trenutka kada signal pređe preko praga, subjektivni kvalitet korišćenog sklopa je određen pre svega načinom na koji su vremena reakcije i otpuštanja prilagođena konkretnom signalu.

Vreme otpuštanja se meri i izražava u milisekundama ili sekundama, a ponekad i nivoom opadanja koja se izražava u dB/ms ili dB/s.

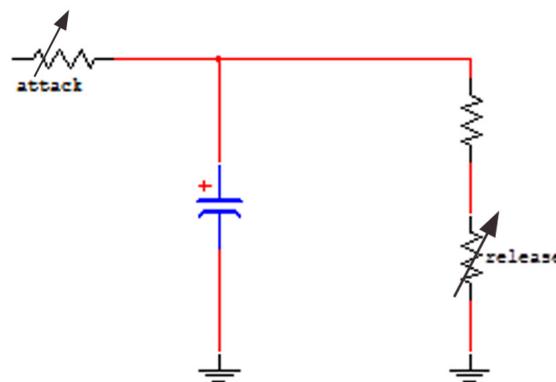
### Kontrola vremena reakcije i otpuštanja. Složena vremenska konstanta.

Rešavanju opisanog problema u korišćenju dužeg vremena otpuštanja koji nastaje usled nailaska tranzijenata, može se pristupiti na dva načina. Ukoliko kvalitet zvuka nije primaran, već je neophodno imati pre svega efikasnu zaštitu od prekoračenja nivoa praga, kao što je npr. slučaj u AM radio prenosu, mogu se u kolu povratne sprege koristiti *back-to-back* diode, tj. sklop sa *slike 4.10*. Ovaj sistem obezbeđuje, kao što je već objašnjeno, efikasno zaustavljanje porasta nivoa signala iznad praga, bez naknadnog produžavanja vremena u kojem se slabi nivo signala koji je ispod praga limitovanja.

Kontrolu vremena reakcije i otpuštanja moguće je realizovati na način prikazan na *slici 4.11*. Naime, u kolu povratne sprege se dodaje sklop sa jednim kondenzatorom koji služi za pražnjenje otpornika čije vrednosti definišu trajanje vremena reakcije i otpuštanja.



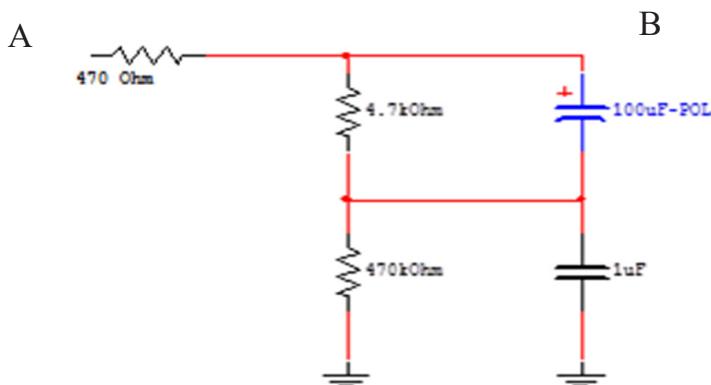
*Slika 4.10: Limiter sa povratnom spregom bez mogućnosti regulisanja vremena reakcije i otpuštanja*



*Slika 4.11: Deo kola povratne spregе koji omogućava podešavanje vremena reakcije i otpuštanja*

Drugi, znatno suptilniji tip rešenja, je prikazan na *slici 4.12*. Umesto jednog zajedničkog kondenzatora i po jednog otpornika za definisanje vremena reakcije i otpuštanja, moguće je koristiti složenje kolo. Otpornik i kondenzator malih vrednosti čine dodatno kolo za formiranje kraćih vremena reakcije i otpuštanja, koje radi u saglasju sa kolom čije karakteristike omogućavaju formiranje dužih vremenskih konstanti. Na ovaj način se realizuje tzv. kolo sa složenim vremenskim konstantama (engl. *Compound Time Constants Circuit*).

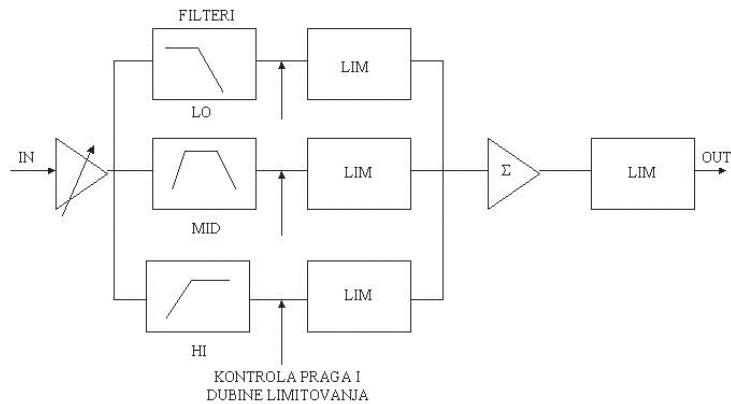
Logika koja se koristi pri projektovanju ovakvog sklopa je da dokle god signal zadržava relativno stabilne vrednosti, deo kola koji obezbeđuje duže vremenske konstante prati promene u nivou. Prilikom nailaska tranzijenata uključuje se deo kola sa kraćim vremenskim konstantama, koji obezbeđuje znatno bržu reakciju i srazmerno kraće vreme otpuštanja. Na ovakovom tipu kola, sa pažljivo isprojektovanim vrednostima korišćenih elemenata, se često zasnivaju sklopovi koji imaju mogućnost rada u automatskom režimu (engl. - *auto mode*), koji ne omogućava manuelno podešavanje vremena reakcije i otpuštanja.



*Slika 4.12: Deo kola povratne sprege sa mogućnošću formiranja dve različite vremenske konstante - kraće i duže*

### Obrada dinamike signala po frekvencijskim podopsezima

Složen, ali efikasan metod prevazilaženja problema frekvencijske zavisnosti optimalnih vremenskih konstanti je prikazan blok dijagramom na *slici 4.13*, na primeru jednog tropojasnog limitera. Ulazni signal se deli na više frekvencijskih podopsega (u ovom slučaju tri), nakon čega se svaki podopseg nezavisno podvrgava postupku limitovanja uz upotrebu vremenskih konstanti optimizovanih za procesirani opseg frekvencija: niži frekvencijski opsezi se tretiraju kolima sa dužim vremenskim konstantama, viši opsezi sa kraćim, čime se izbegavaju kompromisi u podešavanju vremenskih parametara kola, koji u krajnjoj instanci doprinose, kao što je već objašnjeno, izobličenju procesiranog signala.



Slika 4.13: Limitovanje signala po podopsezima

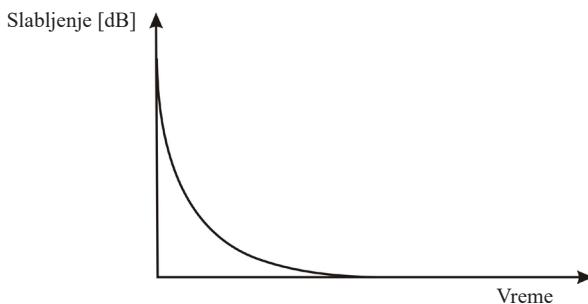
Signali iz svih podopsega se na izlazu iz sklopa sabiraju, nakon čega se signal vodi na limiter anvelope, koji vrši limitiranje na ovakav način dobijenog ukupnog signala. S obzirom da su podopsezni već prošli kroz proces limitiranja, može se zaključiti da ovaj finalni limiter anvelope vrši veoma blago procesiranje i usaglašavanje signala kao celine, ne utičući previše na konačan rezultat celog postupka limitovanja po podopsezima.

Ova tehnika dozvoljava mnogo preciznije procesiranje dinamike signala. Samom činjenicom da se niskofrekvenčni sadržaj tretira nezavisnim sklopolom, izbegnuta je mogućnost neželjene pojave modulisanja srednje i visokofrekvenčnog sadržaja niskofrekvenčnim, na način opisan u prethodnom odeljku.

### Konstanta vremena otpuštanja u aktivnoj realizaciji (*Active release time constant*)

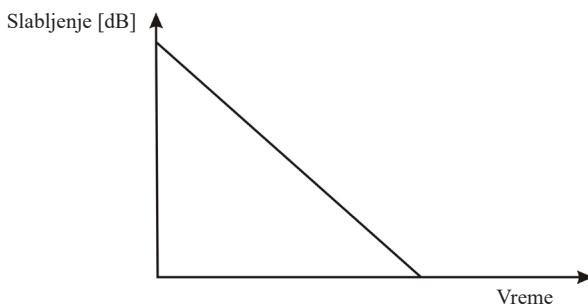
Pasivno pražnjenje kondenzatora u povratnoj sprezi preko otpornika nije uvek najbolje rešenje. U početnim trenucima procesa pasivnog pražnjenja kondenzator se znatno brže prazni nego u kasnijim fazama procesa. Kao posledica ovakve prirode procesa pražnjenja generiše se kontrolni napon koji na izlazu iz naponski kontrolisanog pojačavača prouzrokuje veoma brz oporavak početnog pojačanja u procesu otpuštanja, da bi kasnije u vremenu brzina oporavka bila znatno manja, kao što je prikazano na *slici 4.14*. Ovako velika strmina krive koja opisuje pražnjenje kondenzatora u vremenu je loša okolnost jer podrazumeva brzu početnu promenu pojačanja koja dovodi do izdizanja nivoa izobličenja i često zahteva produženje vremenskih konstanti kako bi se zadržao prihvatljiv nivo izobličenja, pre svega na niskim frekvencijama.

Ukoliko se isti kondenzator prazni upotrebom strujnog izvora, onda će i oporavak pojačanja u procesu otpuštanja biti linearan proces u vremenu (*slika 4.15*), pri čemu treba imati u vidu da razmatrani naponski kontrolisani pojačavači koji se kontrolisu linearnim naponom na svom izlazu daju linearnu vremensku zavisnost karakteristike pojačanja izraženog u dB. Korišćenjem ovakvog ravnomenijeg načina pražnjenja kondenzatora, tj. ravnomenije promene pojačanja, moguće je skratiti vremena otpuštanja u odnosu na slučaj pasivnog pražnjenja kondenzatora, uz zadržavanje sličnih nivoa izobličenja niskih frekvencija.



Slika 4.14: Vremenska zavisnost slabljenja za slučaj kada se koristi pasivno pražnjenje kondenzatora

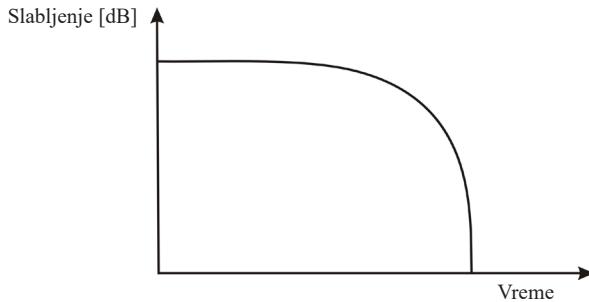
Pojedini naponski kontrolisani elementi sa logaritamskom (bipolarni tranzistori) ili kvadratnom (FET) zavisnošću od kontrolnog napona mogu se iskoristiti tako da uz upotrebu kola sa pasivnim pražnjenjem kondenzatora za generisanje kontrolnog napona daju na izlazu prilično dobru aproksimaciju linearne zavisnosti karakteristike pojačanja izražene u dB/s.



Slika 4.15: Vremenska zavisnost slabljenja kada se kondenzator prazni strujnim izvorom

Ukoliko se pražnjenje kondenzatora vrši preko strujnog generatora, upotrebom ovakvih nelinearnih naponski kontrolisanih elemenata može se dobiti karakteristika otpuštanja slabljenja koja je u početnim trenucima sporija (što za posledicu ima manje izobličenje niskofrekvenčnog sadržaja), da bi se sa vremenom početno pojačanje sve brže uspostavljalo. Ovakav tip kola omogućava uklanjanje nepotrebnog potiskivanja nivoa brže od svih do sada opisanih, uz zadržavanje sličnih nivoa izobličenja. Rezultat tretiranja programskog sadržaja

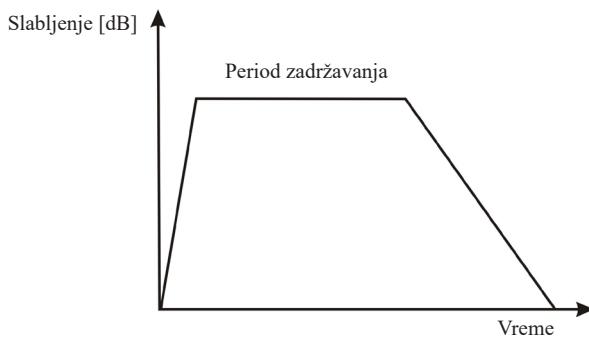
ovakvim tipom kola je veoma dobar, pri čemu se umanjuju ranije opisani neželjeni efekti, kao i posledice koje nastaju prilikom pojave izraženih tranzijenata u zvuku koji se procesira. Vremenska zavisnost ovog tipa slabljenja je prikazana na *slici 4.16*.



*Slika 4.16: Vremenska zavisnost slabljenja za slučaj pražnjenja strujnim izvorom konstantne struje, uz korišćenje nelinearnih naponski kontrolisanih elemenata.*

### Vreme zadržavanja

Ukoliko se pražnjenje kondenzatora vrši preko strujnog generatora koji je moguće na neki način kontrolisati, proces pražnjenja se u svakom trenutku može prekinuti. Na taj način se napon na kondenzatoru zadržava na zatečenom nivou, što za posledicu ima zadržavanje nivoa slabljenja kola na nivou zatečenom u trenutku isključenja strujnog generatora.



*Slika 4.17: Karakteristika slabljenja sa namerno unešenim periodom zadržavanja*

Dizajn naprednjih uređaja za obradu dinamike signala omogućava da se istog trenutka kada signal pređe nivo praga isključi strujni generator koji prazni kondenzator. Nakon pada nivoa signala ispod nivoa praga, za razliku od klasičnih sistema gde proces otpuštanja počinje automatski istog trenutka, strujni generator ostaje isključen još neko vreme (engl. *hold* ili *hang time*), čime se nivo potiskivanja održava konstantnim. Nakon isteka tog vremena, strujni generator se uključuje, i proces pražnjenja kondenzatora, tj. proces otpuštanja se nastavlja uobičajenim tokom (*slika 4.17*).

Prednosti ovog sistema leže u činjenici da tokom vremena zadržavanja ne dolazi do opisanih izobličenja koja su posledica postojanja vremenskih konstanti kola za otpuštanje, kao i da je moguća potpuna kontrola procesa otpuštanja, tj. stope oporavka pojačanja proizvoljnom brzinom nakon proizvoljnog trenutka u vremenu.

Vreme zadržavanja se direktno izražava u milisekundama ili sekundama.

## 4.4 Uređaji za proširivanje opsega dinamike

U dosadašnjem tekstu smo se bavili osnovnim principima na kojima se zasniva rad uređaja koji služe za smanjivanje dinamičkog opsega signala. Suština je u tome da oni vrše potiskivanje signala koji prelazi određeni, unapred zadati nivo praga.

Uređaji koji proširuju dinamički opseg signala rade na veoma sličnom principu: takođe potiskuju signal, ali tek u situaciji kada on po nivou padne ispod nekog unapred zadatog nivoa praga. Dakle, svi pojmovi i principi opisani u dosadašnjem delu teksta apsolutno važe i za elektronske sklopove koji proširuju dinamički opseg. Iz tog razloga ćemo u nastavku teksta ukazati samo na neke specifičnosti u njihovom dizajnu i upotrebi.

### 4.4.1 Propusnik signala

Možda i najčešća upotreba ove vrste procesiranja u praksi je u svrhe sprečavanja propuštanja signala u dalji tok audio sistema ukoliko po nivou ne prekoračuje nivo unapred zadatog praga. Veoma često to podrazumeva da u procesu rada sa višekanalnim sistemima kanali u kojima trenutno nema korisnog signala bivaju automatski isključeni iz ukupnog signala, čime se izbegava njihov doprinos sveukupnom šumu. Ovakva funkcija popusnika signala pogotovo dolazi do izražaja u svrhe zaštite i unapređenja audio sistema namenjenih za potrebe ozvučavanja, gde se propusnik koristi za automatsko isključivanje toka mikrofonskog signala kada signal padne ispod vrednosti prethodno definisanog praga. Na taj način se može vršiti smanjivanje broja »otvorenih« mikrofona na pozornici u skladu sa izvođenim sadržajem, što umnogome može umanjiti opasnost od pojave akustičke povratne sprege.

Prilikom snimanja zvuka u višekanalnoj tehnici, uz korišćenje više mikrofona istovremeno, propusnikom signala je moguće izvršiti procesiranje kojim se u signalu zadržava

samo dominantni signal izvora za čije je snimanje konkretni mikrofon direktno zadužen, dok se signali ostalih izvora iz neposrednog akustičkog okruženja potiskuju usled činjenice da njihovi nivoi nisu dovoljni da prekorače unapred zadati prag.

Uređaj koji vrši ovakvu regulaciju toka signala se u anglosaksonskoj literaturi, kao što smo već napomenuli, označava kao *gate* – kapija. Izražena asocijativnost ovog jezika nam ovog puta predviđa sliku obične kapije, koja će se otvoriti samo ukoliko je signal dovoljno jako „gurne”.

Klasična upotreba propusnika signala podrazumeva potpuno potiskivanje signala ispod praga, ali u praksi se koriste i niži nivoi potiskivanja. Povremeno potpuno isključivanje i uključivanje pojedinih kanala može biti osetno i nepotrebno čujno u ukupnom zvuku, tako da se izbegava. Nivo slabljenja signala se podešava pomoću parametra koji na komercijalnim uređajima najčešće nosi oznaku *Depth* (dubina) ili *Attenuation* (*slabljenje*). Niži nivoi zahtevanog potiskivanja takođe omogućavaju niže nivoe izobličenja, u odnosu na zahtev da se signal ispod praga potpuno potisne. Uređaj koji omogućava podešavanje nivoa potiskivanja se u anglosaksonskoj literaturi označava kao Expander.

Parametar vremena reakcije (*attack time* se na nekim uređajima ovog tipa označava kao *wake-up time* - vreme buđenja) određuje brzinu kojom propusnik vrši propuštanje izlaznog signala nakon što ulazni signal prekorači nivo praga. Pri tome ne treba smetnuti sa uma da vreme reakcije kod ovih uređaja podrazumeva vreme potrebno da se proces potiskivanja signala zaustavi, dok kod uređaja za smanjivanje dinamičkog opsega ono označava upravo obrnuto: vreme potrebno da se proces potiskivanja uspostavi.

Vreme zadržavanja je parametar koji određuje koliko dugo nakon pada nivoa ulaznog signala ispod nivoa praga izlazni signal ostaje prisutan, dok je vreme otpuštanja u ovom slučaju ono vreme koje je potrebno da se uspostavi zahtevano slabljenje.

Podešavanje parametara pre svega treba da omogući unošenje što manjih smetnji i izobličenja u tretirani signal. U tom smislu ovi parametri variraju od veoma kratkih vremena reakcije i otpuštanja za rad sa izrazito tranzijentnim signalima, do dužih vrednosti istih parametara koji se koriste u postupcima redukcije šuma.

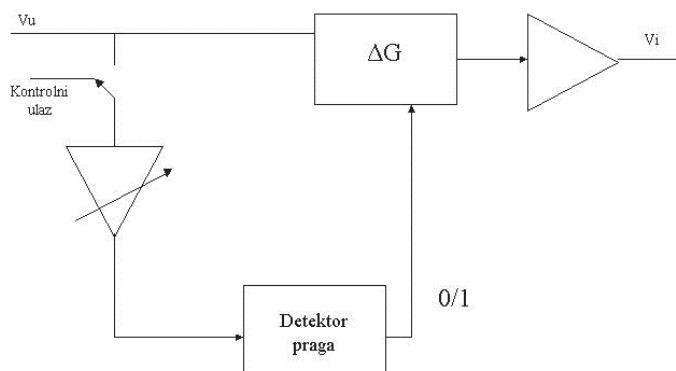
Opsezi korišćenih vremenskih konstanti su slični onima koje se koriste kod uređaja za smanjivanje opsega dinamike. Nivo praga, pak, u praksi ima mnogo veći radni opseg i može se kretati od relativno visokih nivoa (čak i oko +20 dBu za pojedine namene) pa sve do ispod –40 dBu. Viši nivoi praga se često koriste za potrebe generisanja kontrolnih signala (engl.

*key triggering*), dok se prag u praksi postavlja na niže nivoe pre svega u svrhe potiskivanja šuma i neželjenih signala. Prilikom upotrebe propusnika u svrhe automatskog isključivanja kanala u kojima koristan signal padne ispod određenog praga potrebno je veoma pažljivo postaviti prag na nivo koji se u svakom trenutku nalazi ispod nivoa korisnog signala. Ukoliko taj uslov nije zadovoljen, doći će do odsecanja delova korisnog signala ispod praga. U radu sa uobičajenim signalima vrednosti praga od oko -10 do -20 dBu se mogu smatrati standardnim. Nivoi slabljenja se najčešće mogu podešavati u opsegu od 0 dB do oko 40 dB.

#### 4.4.2 Principi realizacije

Kod uređaja za smanjivanje opsega dinamike signala se sve vreme vrši poređenje nivoa signala na izlazu iz naponski kontrolisanog pojačavača sa nivoom praga. Kod uređaja koji vrše potiskivanje signala ispod nivoa zadatog praga se mora omogućiti poređenje nivoa signala na ulazu u kolo sa nivoom praga. Principsko rešenje predstavljeno blok šemom na *slici 4.18* se u anglosaksonskoj literaturi označava kao *feed-forward sidechain* tip kola i predstavlja danas najčešće korišćeni metod generisanja kontrolnog signala za potrebe potiskivanja nivoa signala ispod nivoa praga.

Ovo rešenje podrazumeva da se ulazni signal paralelno vodi u naponski kontrolisan oslabljivač  $\Delta G$  i pojačavač promenljivog pojačanja. Promenom pojačanja tog pojačavača se reguliše nivo praga. Iza ovog pojačavača se nalazi detektor praga, koji predstavlja komparator tipa 0/1, i koji vrednost izlaza menja prilikom prelaska signala na svom ulazu preko nivoa praga. Na taj način je omogućeno nesmetano praćenje promena ulaznog signala i, u skladu sa tim, regulisanje slabljenja izlaznog signala. Nivo potiskivanja se reguliše kontrolom oslabljivača  $\Delta G$ .

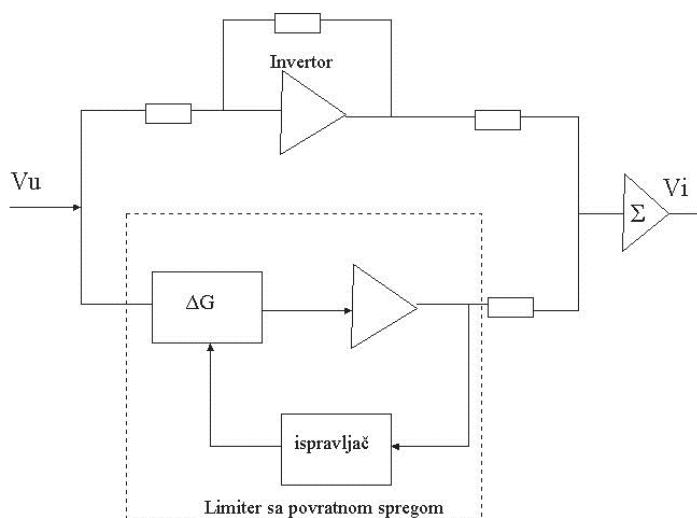


Slika 4.18: Blok šema povratne sprege tipa feed forward sidechain tipa

Kontrola detektora praga se može vršiti i preko kontrolnog ulaza (engl.- *key input*) na koji se dovodi potpuno nezavisani kontrolni signal. Ovakav način korišćenja propusnika se može sresti u pokušajima da se simuliraju zvuci nekih perkusivnih instrumenata pomoću, nejčešće, belog šuma. Naime, udarci u instrument služe za „otvaranje kapije”, tj. za definisanje vremenskih intervala u kojima je šum prisutan na izlazu iz sklopa. Filtriranjem šuma, uz adekvatno podešavanje parametara procesa, na ovaj način je moguće generisati veoma zanimljive zvuke. Poznati su primeri iz prakse da su čak i brumovi iz napajanja vođeni na obradu na ovaj način, sa krajnjim rezultatom koji predstavlja zanimljiv zvuk sličan timpanima ili bas bubnju.

### ***Subtractive Feedback Gate***

Na blok šemi na *slici 4.19* se može uočiti da se ulazni signal paralelno vodi kroz klasično kolo za limitiranje sa povratnom spregom (donji put), i kroz obrtač faze (gornji put). Ukoliko se signal nalazi ispod nivoa praga definisanog parametrima kola za limitovanje, na izlaznom sabiraču dolazi do potpunog faznog poništavanja signala iz gornjeg i donjeg toka, tj. izlazni nivo signala je nula. Kada signal u donjoj grani pređe unapred zadati prag limitera, ostaje na konstantnom nivou, dok nivo signala u gornjoj grani kola nastavlja neometano da raste, što za posledicu ima pojavu signala na izlazu iz sabirača. Vremenske konstante kola i nivo praga su definisani karakteristikama korišćenog kola za limitiranje, dok se količina slabljenja signala definiše stepenom razdešenosti limitiranog i nelimitiranog dela signala koji se pojavljuju na ulazu u izlazni sabirač. Ovaj tip kola se u anglosaksonskoj literaturi označava kao *Subtractive Feedback Gate*.



Slika 4.19: Blok šema realizacije propusnika signala korišćenjem limitera sa povratnom spregom

## **Ekspander**

Ekspanderi proširuju dinamički opseg izlaznog signala u odnosu na ulazni u skladu sa odnosom ekspanzije. Odnos ekspanzije od 1:3 proširuje opseg dinamike ulaznog signala tri puta, od npr. 4 dB na 12 dB na izlazu.

Ekspanderi koji rade u celokupnom opsegu dinamike se retko sreću. Najčešće se takav režim rada sreće u komplementarnom radu sa kompresorima punog opsega, koji se koriste u sistemima za redukciju šuma. U takvim primenama se kao po pravilu koristi odnos ekspanzije 1:2.

Ekspanderi koji se koriste u praksi imaju parametar prag ekspanzije. Iznad praga ekspanzije, signal ostaje nepromjenjen, dok se ispod praga uspostavlja određeni nivo redukcije signala. Ovakav način rada prilično liči na princip rada gejta. I zaista, gejt se može predstaviti kao ekspander sa odnosom  $1: \infty$ . Upotreba eksplandera je slična kao i za gejt, samo što je moguće vršiti finija podešavanja. Relativno blagi odnosi ekspanzije (1:2, 1:3) mogu omogućiti isti nivo redukcije šuma kao i gejt, ali sa manje uticaja na originalni signal. Signal je utišan, ali i dalje čujan ispod praga, dok iznad praga nema naglog pojavljivanja signala, već samo njegovog pojačanja. Vreme reakcije je moguće držati dužim, što za posledicu ima manji uticaj procesiranja na kvalitet signala. Ekspanzija se koristi kao suptilnija zamena za gejt, u istoj meri u kojoj se kompresija koristi kao nežnija zamena za limitiranje.

## **Upotreba uređaja za smanjivanje opsega dinamike signala**

Verovatno najčešća upotreba uređaja za smanjivanje dinamičkog opsega signala u praksi je, kako je već napomenuto, u svrhe preventivne zaštite audio sistema od eventualnih preopterećenja nivoom signala. Kada je jasno definisan *headroom* korišćenog audio sistema, često je neophodno ograničiti dinamički opseg programske materijala. To je pogotovo slučaj pri emitovanju audio signala. Veliki i nekontrolisani dinamički opseg emitovanog materijala realno može dovesti do problema: sa jedne strane postoji opasnost od preopterećenja sistema nivoom signala, dok se sa druge strane, tih delovi programske materijala lako mogu na prijemnoj strani utopiti u ambijentalnu buku ili statičke i interferencione smetnje. Upotreboom limitera se vrši suočenje dinamičkog opsega na prihvatljive nivoe, koji omogućavaju da se emitovani program nesmetano prati čak i u izrazito bučnim sredinama, poput automobila, radionica itd. Redukcijom dinamičkog opsega signala se postiže da se tiši delovi mogu reprodukovati nivoom potrebnim za nesmetano praćenje programske materijala, a da istovremeno glasniji delovi ne izlaze iz dinamičkog opsega definisanog *headroom*-om sistema.

U kreativnom smislu limiter svoju ulogu nalazi u situacijama kada je određeni programski sadržaj potrebno učiniti što glasnijim. Subjektivan osećaj prilikom slušanja emitovanog programa je da glasniji delovi programskog sadržaja »bolje« zvuče. To je razlog zbog kojeg se ponekad prave posebne verzije zvučnih zapisa za potrebe emitovanja, u kojima je programski sadržaj prethodno pažljivo istretiran limiterom. Nije neobično da se pri emitovanju vrši limitiranje signala od praga koji se nalazi i po 15 do 20 dB ispod granice određene *headroom*-om sistema.

Uobičajeni audio signali podrazumevaju postojanje izraženih tranzijenata i pikova koji se po nivou nalaze iznad prosečnog za dati sadržaj. Ukoliko se ovi pikovi uklone iz signala, prosečan emitovani nivo se u skladu sa tim može izdici. Uklanjanje pikova je efikasnije ukoliko je kraća vremenska konstanta sklopa koji na pikove reaguje i to uklanjanje vrši, što za posledicu ima mogućnost efikasnijeg izdizanja ukupnog sadržaja po nivou. Treba imati na umu da ovakvi postupci, ukoliko im se ne pristupi izuzetno pažljivo, uvek za posledicu imaju umanjenje originalnog kvaliteta tretiranog signala.

Zanimljiv psihoakustički efekat koji treba imati u vidu prilikom upotrebe uređaja za smanjivanje opsega dinamike signala je da uvo zvuke za koje na osnovu iskustva »zna« da treba da budu »glasni« zaista i oseća kao glasnije u odnosu na zvuke za koje »zna« da su uobičajenijih nivoa, čak i ako su limitovanjem oba zvuka dovedena na isti nivo. Ukoliko imamo na umu činjenicu da se prostori koji imaju nivo reverberacionog zvuka bliže nivou direktnog zvuka subjektivno doživljavaju kao glasniji, možemo zaključiti da približavanje nivoa reverberacione i direktne komponente zvuka upotrebom limitera dovodi do efekta da čitav zvuk ostavlja utisak veće glasnoće.

Kompresija je postupak obrade signala koja ima za cilj da porast nivoa signala na izlazu iz kompresora smanji u odnosu na porast nivoa signala na ulazu u kompresor, za iznos definisan parametrom stepen kompresije. Liči na limiter, radi kao limiter... Osnovna razlika je u praktičnoj primeni. Kompresori se najčešće koriste sa umerenijim odnosima kompresije za regulisanje dinamičkog opsega signala, što za posledicu ima da procesirani signal ima očuvan, mada umanjen, odnos tiših i glasnijih delova programskog materijala. Upotrebom kompresora se može uticati i na boju procesiranog zvuka. Određeni stepen kompresije može da dovede do akcentovanja niskofrekventnog sadržaja, koji je energetski dominantan u prosečnom audio signalu, te kao takav kontroliše proces komprimovanja.

Teoretski, kompresor može da utiče na sve signale na isti način, nevezano od njihovog nivoa. Bez obzira da li je ulazni nivo signala +20 dBu ili –60 dBu, nivo promene ulaznog

nivoa se pojavljuje, umanjen stepenom kompresije, na izlazu. U praksi se kompresori ne koriste za rad sa ovolikim opsezima ulaznih signala. To je pogotovo slučaj za niske nivoe signala, osim za neke specijalne namene (u sistemima za redukciju šuma u telefonskim linijama, magnetnim snimačima i sl.), gde se koriste sa komplementernim ekspanderima za restauraciju originalnog dinamičkog opsega nakon sprovedene redukcije šuma.

Većina kompresora ima mogućnost podešavanja praga kompresije, tj. onog nivoa ulaznog signala ispod kojeg se ne vrši njegovo smanjivanje po nivou (odnos kompresije 1:1). Iznad praga se vrši kompresija definisanim stepenom, na način sličan načinu na koji radi limiter. Sličnosti u radu limitera i kompresora posebno dolaze do izražaja kada kompresor radi sa velikim odnosima kompresije. Odnos kompresije od 10:1 smanjuje porast nivoa na ulazu od 10 dB na 1 dB porasta nivoa na izlazu.

Vremenske konstante povratnih sprega koje se koriste pri projektovanju kompresora su veoma slične vremenskim konstantama koje se u praksi koriste kod limitera. Vrednosti praga koje se koriste u praksi su nešto niže nego pri radu sa limiterima i kreću se od oko –30 dBu do +10 dBu. Podešavanje odnosa kompresije je najčešće omogućeno u punom opsegu, od 1:1 do  $\infty$ :1, što je teoretska granica, koja predstavlja limitovanje signala.

## 4.5 Primeri upotrebe gejta i kompresora u muzičkoj produkciji

Gejt je, kao što je već objašnjeno, uređaj za procesiranje dinamike koji je prilično „surov“ u tretiraju signalu, u tom smislu da zvuk na njegovom izlazu ili postoji ili ne postoji. Ovakva karakteristika gejta čini da njegova upotreba u svrhu muzičke produkcije nije preterano česta, ali daleko od toga da nema svoju primenu. Neke od tih primena su razmotrene u nastavku teksta.

Za dobar primer upotrebe gejta u fazi miksa može poslužiti rad sa snimkom bubenja. Bubanj je instrument koji se veoma često snima upotrebom više mikrofona, od kojih barem po jedan snima svaki od elemenata ponaosob. U takvim situacijama je neminovno da u fazi miksa dođe do pojave preslušavanja između kanala, u tom smislu da se u svim snimljenim kanalima mogu čuti zvuci svih elemenata bubenja. Ovo samo po sebi nije nikakva greška niti nepoželjna pojava, već jednostavno logična posledica takvog pristupa snimanju bubenja. Ponekad je od interesa da se tako usnimljeni kanali „očiste“ od zvukova kojima nisu prвobitno bili namenjeni, tj. da se u datom kanalu čuje samo zvuk onog elementa koji je bio predviđen da se u njemu snimi. Ovakva potreba svoje opravdanje ima u činjenici da bilo kakve intervencije koje se vrše u tom kanalu neće uticati samo na element koji je u njemu dominantan (npr. bas bubanj), već i na zvuke elemenata koji se u njemu takođe čuju (npr. doboš), što može dovesti do određenih problema i neželjenih kompromisa u fazi miksa. Ovaj zadatak se može realizovati upotrebom gejta, čiji se prag postavlja tako da propušta dominantan zvuk u kanalu, dok manje dominantni zvuci ostaju ispod praga, te na taj način ne učestvuju u daljem toku rada na miksu.

S obzirom na činjenicu da ritam sviranja bubenja često podrazumeva brzu smenu zvukova njegovih pojedinačnih elemenata, u ovakvim postupcima potrebno je vreme otpuštanja postaviti na kratko trajanje, kako bi se sprečilo da se nepoželjan zvuk „provuče“ kroz kapiju koju je pre toga otvorio dominantan zvuk. Sa druge strane, ukoliko je vreme otpuštanja prekratko, veoma lako može doći do odsecanja „repa“ zvuka koji se želi propustiti, čime se bitno i najčešće negativno utiče na karakter zvuka čiji se kanal trenutno procesira. Ovakva situacija je relativno česta, pogotovo kod instrumenata koji imaju izraženo trajanje tona nakon početnog tranzijenta, poput klavira, činela i sl. Ukoliko do toga dođe, neophodno je vreme otpuštanja podesiti na duže vrednosti, ali tako da nepoželjni zvuci ipak ostanu odstranjeni. U ovom podešavanju vremena otpuštanja često se mora doći do neke vrste kompromisa između potrebe da se zadrži prirodnost zvuka želenog i odstrani prisustvo neželenog zvuka u kanalu. Nije retka situacija da je ovaj kompromis i nemoguće postići na zadovoljavajuć način, pa se od postupka gejtovanja odustaje. Da bi se ovakve situacije predupredile, ukoliko je producent

svestan da će želeti da izvrši čišćenje kanala gejtom u fazi pripreme miksa, neophodno je u fazi snimanja mikrofone postaviti tako da maksimalno potiskuju zvuke neželjenih instrumenata koji sviraju u istom prostoru.

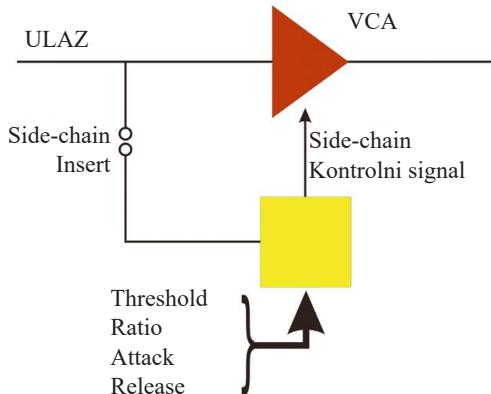
Postoje situacije kada se gejt koristi upravo sa namerom da skrati nepoželjno dugo trajanje tona snimljenog instrumenta, poput bas bubenja, doboša, timpana ili sl. Ovo predugo trajanje se ponekad manifestuje kao krajnje nepoželjna pojave rezonatne zvonjave snimljenog instrumenta, koja svojim tonalnim karakterom smeta u fazi miksa. U tim situacijama prag gejta se postavlja tako da propušta inicijalni udarac, a vremenom otpuštanja se podešava dužina trajanja zvuka koji će biti propušten, na taj način da se neželejno dugo trajanje zvuka svodi na prihvativ nivo. Pojavu nepoželjne zvonjave je naravno bolje spreciti u fazi snimanja, ili drugaćijim pozicioniranjem ili izborom mikrofona, ili dodatnim „otežavanjem“ membrane perkusivnog instrumenta. (Česte su sitacije u snimateljskoj praksi kada se na „kože“ pojedinih elemenata bubenja lepe papirne maramice, salvete i slične stvari, koje treba da spreće preterano oscilovanje membrane nakon inicijlanog udarca u nju.)

Istu tehniku treba imati na umu i kao korisnu kada se iz snimka želi elliminisati prisustvo reverberacije prostorije: u ovom slučaju se zvučanje prostora može smatrati repom zvuka instrumenta, koji se po potrebi može skraćivati upotrebom gejt procesora: izuzetno kratka vremena otpuštanja će praktično potpuno eliminisati zvuk snimljene reverberacije, dok se njegovim produžavanjem ovaj aspekt zvuka može dozirati u skladu sa trenutnim potrebama.

Većina današnjih uređaja za obradu dinamike signala poseduje posebno dizajniran ulaz koji se označava imenom *Sidechain Insert*. Ovakvo ime treba da označi situaciju u kojoj se signal koji se dovodi na taj ulaz u procesor koristi za kontrolu otvaranja kapije (gejta), kroz koju i dalje prolazi (ili ne prolazi) signal koji je na ulazu. Dakle, kontrolu otvaranja gejta ima signal na ovom „sporednom“ ulazu u spravu: onog trenutka kada se na *Sidechain* ulazu pojavi signal, raskida se veza između ulaznog signala i kola za detekciju, i signal sa *Sidechain* ulaza počinje da diktira rad tog kola (*slika 4.20*).

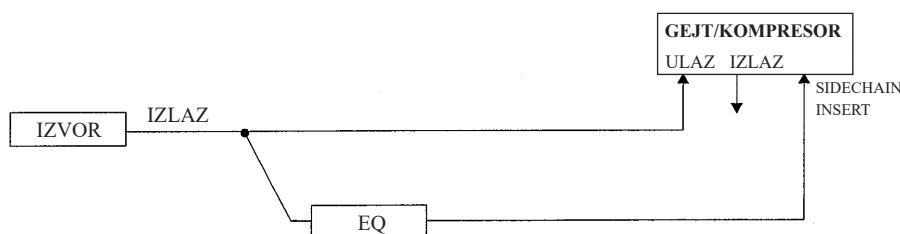
Ovakva mogućnost otvara zanimljive kreativne opcije, poput postizanja savršene sinhronizacije u sviranju pojedinih instrumenata, naglašavanja ritma i dinamike ili popravljanja dinamički nedorečenih ritmičkih struktura. Razmotrimo sledeći, verovatno najčešće korišćen, primer upotrebe ove opcije u radu sa gejtom: snimak bas gitare se dovodi na ulaz gejta, dok se istovremeno snimak bas bubenja dovodi na *Sidechain* ulaz, pri čemu se prag postavlja tako da se gejt otvara samo u trenucima kada dođe do udarca bas bubenja. Ova postavka dovodi do toga da zvuk bas gitare prolazi na izlaz gejta samo u trenucima kada dođe do udarca bas bubenja – pre i posle udarca, bas gitara se jednostavno ne čuje, čak i ako je ima u snimku, jer

gejt nije otvoren. Na ovaj način se postiže praktično savršeno vremensko poklapanje zvukova bas bubnja i bas gitare, što, sa jedne strane nije lako postići sviranjem, a, sa druge strane, jeste česta potreba u određenim muzičkim žanrovima. Česta je i situacija u kojoj se signal bas bubnja na *Sidechain* ulazu koristi da na izlaz gejta propušta zvuk nekog oscilatora. S obzirom na savršeno vremensko poklapanje zvuka bas bubnja i oscilatora, dobija se mogućnost kombinovanja u svrhe postizanja specifičnog zvuka.



Slika 4.20: Blok šema realizacije propusnika signala korišćenjem limitera sa povratnom spregom

Još jedna korisna primena *Sidechain* opcije u radu sa gejtom je tzv. frekvencijski zavisno gejtovanje. U primeru sa početka ovog dela teksta, u kojem smo razmatrali upotrebu gejta u svrhe „čišćenja“ kanala npr. bas bubnja od zvuka doboša, rekli smo da je jako teško podešiti prag gejtovanja tako da ne dolazi do tzv. lažnog okidanja, kada gejt otvara udarac u doboš. Da bi se ova pojava dodatno predupredila, moguće je na *Sidechain* ulaz dovesti signal bas bubnja koji je prethodno poslat u ekvilajzer, gde je izvršena obrada zvuka na taj način da je frekvencijski maksimalno odsečen svaki zvuk osim zvuka bas bubnja, koji je dodatno naglašen. Na taj način će gejtovanje u svrhe čišćenje kanala biti kontrolisano prethodno namenski isfiltriranim signalom, tako da samo željeni signal (u ovom slučaju bas buben) kontroliše kolo za detekciju, čime će gejt postati dodatno selektivan za otvaranje samo u onim trenucima kada nastupi udarac bas bubnja, što jeste bio početni cilj. Principska blok šema realizacije ovako opisanog načina rada prikazana je na slici 4.21.



Slika 4.21: Principska blok šema realizacije postupka frekvencijski zavisnog gejtovanja/kompresije

Česta je pojava da se u radu sreću snimci na kojima dolazi do varijacije nivoa usnimljenog signala. Tipičan primer za ovako nešto je situacija u kojoj pevač ili instrumentalista menjaju rastojanje od mikrofona tokom trajanja snimanja. Takođe nije retka situacija da različiti tonovi na nekim instrumentima variraju po nivou koji generišu na snimku, ili da sam izvođač nema dobru kontrolu dinamike kojom svira svoj instrument. U svim ovim situacijama se kompresor koristi kako bi se izvršila nivelacija nivoa problematičnih deonica snimka. U te svrhe se parametar *ratio* – odnos kompresije, postavlja na vrednosti koje, u zavisnosti od konkretne situacije, mogu varirati od malih odnosa kompresije 2:1, 3:1 do relativno velikih odnosa poput 10:1, sve u zavisnosti od konkretne situacije i potreba. Podešavanje praga kompresije se obavlja uz pomoć vizuelne kontrole koju poseduju praktično svi uređaji za kontrolu dinamike koja je označena kao *gain reduction*. Standardan prikaz ove kontrole je preko niza lampica čije paljenje označava kada i koliko se potiskuje procesirani signal, izraženo u decibelima. Kombinovanjem ove vizuelne kontrole i pažljivim slušanjem rezultata sprovedene kompresije moguće je fino podešavanje praga kompresije. Podešavanje praga će definisati vremenske trenutke u kojima se gain reduction kontrola aktivira (trenutak paljenja lampica), dok se konkretan nivo potiskivanja signala (broj upaljenih lampica) reguliše podešavanjem *ratio* parametra.

Sličan način tretiranja kompresora je čest i u samom procesu usnimavanja, čime se sprečava da dođe do neželjenog izobličenja ili distorzije snimljenog signala. U takvima situacijama se prag kompresije postavlja tako da usnimavani instrument sviran prosečnom dinamikom koju određena numera podrazumeva ne pobuđuje redukciju signala, dok povremene glasnije deonice bivaju potisnute za iznos potreban da se uređaj za snimanje zaštiti od preopterećenja. Ova procedura je pogotovo korisna kada se obavlja snimanje numere ili deonice nepoznatog sadržaja i karaktera dinamike, u kojima nije moguće predvideti najviši nivo signala koji će se pri snimanju pojavit.

Upotreba kompresora u svrhe sprečavanja izobličenja snimka može biti tako realizovana da se spreči da do izobličenja dođe samo u kritičnom regionu frekvencija. Dobar primer za takvu situaciju je snimanje *overhead* mikrofona na bubenju, kada lako može doći do neželjene distorzije snimka samo pri jačim udarcima u činele (koje bi zbog toga trebalo komprimovati), dok blaži udarci u činele ili udarci u timpane ne izazivaju nikakav problem (te ih shodno tome nema potrebe kompresovati). U tim situacijama se koristi tehnika frekvencijski zavisne kompresije (već opisana na primeru gejta - *slika 4.21*), koja podrazumeva da se signal iz *overhead* mikrofona istovremeno vodi i na ulaz kompresora i u ekvilajzer. U ekvilajzeru se vrši obrada koja za cilj ima da istakne opseg frekvencija na koji želimo da utičemo kompresijom (npr. 5 kHz u primeru sa činelama), nakon čega se tako obrađen signal dovodi na *Sidechain insert* ulaz kompresora. Na ovaj način se obezbeđuje da proces kompresije nije

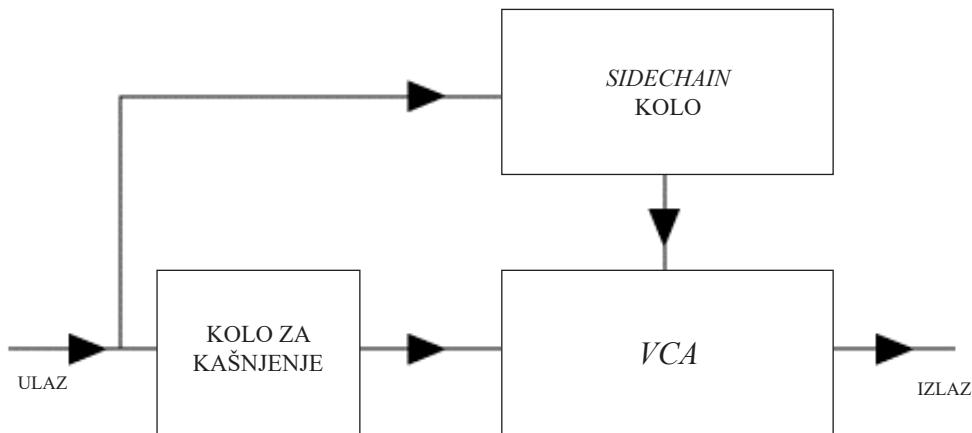
iniciran udarcem u timpane ili slabijim udarcima u činele, već samo u trenucima jakih pobuda u visokim frekvencijama, što jeste bio prvobitni cilj.

Ovakva frekvencijski zavisna kompresija predstavlja dakle mogućnost da se u signalu potisnu samo određeni frekvencijski regioni, što može biti iskorišćeno u situacijama kada je od interesa da se u snimku istaknu određene komponente, koje ostaju nepotisnute. Jednostavnije rečeno, one frekvencije koje se na ekvilajzeru u sidechain petlji izdižu bivaju maksimalno potisnute u glavnom toku audio signala. Ovde nikako ne treba smetnuti sa umu da onog trenutka kada do kompresije dođe, ceo signal biva zahvaćen, a ne samo one njegove komponente koje su prekoračile nivo, što jeste suštinska razlika u odnosu na *Multiband* kompresiju kod koje se vrši komprimovanje samo unapred određenog opsega frekvencija, na koju ovakav postupak može naizgled da liči.

Nije naodmet napomenuti da ista tehnika može biti korišćena i na taj način da se frekvencijski regioni signala koji se žele istaći potiskuju ekvilajzerom, što dovodi do toga da bivaju manje zahvaćeni kompresijom, odnosno do njihovog dodatnog isticanja u odnosu na delove spektra koji nisu potisnuti ekvilizacijom, te samim tim češće prekoračuju prag i bivaju komprimovani.

Na istovetan način kompresor može biti iskorišćen za potrebe obavljanja „*de-essing*“ funkcije (potiskivanje prenaglašenih sibilanata u vokalu). Potrebno je samo na ekvilajzeru u sporednoj petlji istaći frekvencijski region u kojem sibilanti dominiraju (5-8 kHz), nakon čega će nastupi preterane energije vokala u tom regionu biti potisnuti, što i jeste cilj *de-essing* tehnike. De-eseri su namenski uređaji koji se kao po pravilu svrstavaju u uređaje za ekvilizaciju signala, ali suštinski jesu upravo frekvencijski zavisni kompresori. Njihova uloga nije da obavljuju kompresiju vokala, već samo da potiskuju prenaglašene sibilante. Iako stoji činjenica da u trenutku kada dođe do prekoračenja praga kompresije čitav procesirani signal biva komprimovan, setovanjem vremenskih parametara kompresije na kratke vrednosti (brza kompresija – kratko vreme nastupa i otpuštanja), praktično se može smatrati da samo sibilanti bivaju tretirani ovakvim postupkom, jer u trenucima njihovog nastupa ostale komponente signala praktično ne postoje.

Još jedan interesantan način upotrebe *Sidechain* petlje se sreće u situacijama kada je potrebno obezbediti potpuno eliminisanje brzih početnih tranzijenata signala koji se procesira. U takvim situacijama je moguće u glavni tok signala ubaciti jednu liniju za kašnjenje (*Delay*) koja obezbeđuje da signal koji se komprimuje (ili još češće limituje u ovakvim primenama) dolazi da kola za redukciju u trenucima kada je ono već sigurno aktivirano preko nezakašnjenog *Sidechain* ulaza (*slika 4.22*). Ova tehnika može biti korisna u digitalnim sistemima gde se često ne sme dozvoliti ni kratkotrajno prekoračenje graničnog nivoa A/D konvertora.



Slika 4.22: Principska blok šema ralizacije efikasnog potiskivanja početnih tranzijenata signala upotrebom uređaja za kašnjenje signala u glavnom toku signala

*Sidechain* funkcija se često koristi i u slučajevima kada je potrebno napraviti „prostor“ za vokal u ostatku zvučne slike. Kompletan zvuk matrice se u tim situacijama dovodi na ulaz kompresora, dok se vokalom kontroliše njegov rad preko *Sidechain* petlje. Ovo je postavka koja se kao po pravilu koristi u TV i filmskoj produkciji za potrebe sinhronizacije i snimanja različitih glasovnih poruka, kada se kompletan zvuk koji nije glas na ovaj način automatski utišava u situacijama kada se glas pojavi. Ovakav postupak, s obzirom na često korišćenje, ima i svoje ime – *ducking*, termin koji upućuje na činjenicu da se matrica čujno potiskuje i ostavlja mesto za dominantnu ulogu glasa u trenucima njegove pojave. U muzičkoj produkciji slična, samo znatno suptilnije realizovana postavka (mali odnosi kompresije, kratko vreme otpuštanja) se koristi pre svega u savremenoj *dance-pop* produkciji. Ređe cela matrica, a češće samo oni signali koji dominiraju u numeri kada vokal nije prisutan, se dovode na ulaz kompresora, kome je vokal doveden na *Sidechain* ulaz. Na taj način se obezbeđuje suptilno potiskivanje tih vodećih zvukova u trenucima kada je vokal prisutan, uz njihovo vraćanje u prvi plan kada vokala nema. Ova pojava nikako ne bi trebala biti čujna u smislu onoga što *ducking* jeste, već krajnje suptilna u tom smislu da omogućuje vokalu da se „lakše“ izbori sa dominantnim zvucima u matrici, istovremeno im omogućavajući da oni ostanu takvi u trenucima kada nije prisutan. Ovakav postupak, uz ispravno podešavanje parametara kompresije, jeste suptilniji od primene automatizacije, i često može da dovede do zanimljivog ritmičkog „disanja“ kompozicije u ritmu koji diktira vokal.

Česta je situacija, pogotovo u elektronskoj muzici, gde je u miksu potrebno napraviti mesto za neometan i jasan nastup svakog pojedinačnog udarca bas bubnja, kao vodećeg ritmičkog elementa. I dok pokušaj da se takvo mesto bas bubnja u ukupnoj zvučnoj slici

obezbedi upotrebo ekvilajzera često vodi ka uzrokovaju novih problema, upotreba *sidechain* kompresije često ovu situaciju rešava na krajnje elegantan način. Ukoliko se krene od činjenice da mesto nastupu bas bubenja obezbeđuje pravilna usklađenost sa zvukom pre svega bas deonice, lako se dolazi do zaključka da komprimovanje bas linije uz dovođenje bas bubenja na *sidechain* ulaz dovodi do potrebnog potiskivanja zvuka bas linije samo u trenucima nastupa bas bubenja, omogućavajući mu da u potpunosti dospe u željeni prvi plan. U svim ostalim trenucima, između dva udarca bas bubenja, bas linija neometano funkcioniše. Ova tehnika, iako slična onoj opisanoj kod tretiranja istih instrumenata primenom gejta, jeste od pomenute suštinski različita. Upotreba gejta u istoj konfiguraciji dovodi do puštanja bas linije u matricu samo u trenucima kada je prisutan bas bubenj, sa željom preciznog ritmičkog poklapanja ta dva instrumenta, dok primena kompresora ima za cilj da obezbedi, kao što je rečeno, neometan nastup bas bubenja u trenucima njegove pojave.

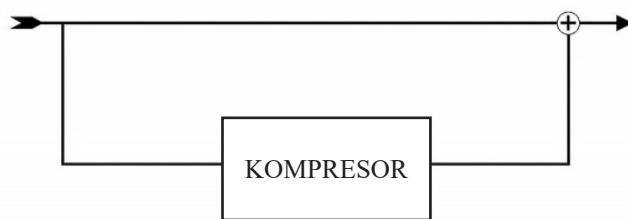
U prethodnom tekstu je kao primer prenaglašenog rada kompresora pomenuta pojava tzv. *pumping* efekta, koji se manifestuje kao čujna previše čujna razlika nivoa tretiranog zvuka u situacijama kada je signal iznad i ispod praga. I dok pumpanje jeste efekat do kojeg može doći usled pogrešnog tretiranja kompresora, ponekad je upravo ova pojava nešto što se želi izazvati u cilju postizanja određenih produkcijskih efekata. Pumpanje se veoma lako izaziva upotreboom *Sidechain* funkcije kada se parametri kompresije postave na nešto radikalnije nivoe (nizak prag, visok odnos kompresije i kraće vreme otpuštanja). Ukoliko se pri takvom setovanju na ulaz kompresora dovede određeni signal (vrlo često se u cilju postizanja čujnih i dramatičnih efekata za to koristi kompletna matrica), a na *Sidechain* ulaz bas bubenj, lako se može detektovati promena nivoa cele matrice u ritmu specifičnog pumpanja: nivo odlazi na dole u trenutku nastupa bas bubenja, pa se opet vraća na gore kada bas bubenja nema. Numere grupe „Daft punk“ – „One more time“ i „Around the World“ iz 90ih godina XX veka se često navode kao rani i veoma uspešni primeri ovako radikalne upotrebe bas bubenja u *sidechain* kompresiji. Ohrabreni uspesima na ovaj način tretiranih numera, producenti su počeli znatno više da eksperimentišu i koriste efekat pumpanja, tako da je njegova upotreba danas veoma česta pre svega u EDM (*Electronic Dance Music*) i *American Pop* žanrovima, gde se koristi da naglasi specifične ritmičke strukture.

Upotreba *Sidechain* tehnike je izuzetno prosta u radu sa hardverskim uređajima: dovoljno je na *Sidechain* ulaz uređaja dovesti željeni signal preko nekog od pomoćnih izlaza iz miksera (*Aux* ili *Bus send*), i stvar već funkcioniše. Danas se u radu verovatno češće koriste softverske verzije ovih tipova uređaja, koje u najvećem broju takođe podrazumevaju postojanje *sidechain* opcije. U *Pro Tools* sekvenceru je pristup ovoj tehnici najlakše realizovati na taj način što se signal koji se želi dovesti na *sidechain* ulaz pošalje na bilo koji sloboden bus izlaz iz kanala (npr. Bus 1). Nakon toga se na kanal instrumenta koji se želi komprimovati

insertuje željeni gejt/kompresor, a *sidechain* ulaz u plug-in se podesi na Bus 1. *Sidechain* ulaz se najčešće označava kao *key-input* dugme, čijim se selektovanjem aktivira padajući meni iz kojeg se bira konkretni Bus sa kojeg se želi primiti signal u *sidechain* petlju. Ovakav postupak je manje-više sličan u svim ostalim danas korišćenim sekvencerima.

Kao poseban način upotrebe kompresora u postupcima miksa često se sreće tzv. paralelna kompresija. U suštini, ovaj postupak podrazumeva da se jedan isti signal račva na taj način da u jednom kanalu ostaje potpuno netretiran, dok se u drugom, paralelenom kanalu, podvrgava postupku kompresije (*slika 4.23*). Ova dva kanala se zatim sabiraju u miksnu. Ovakav način rada kao po pravilu podrazumeva ekstremnu upotrebu kompresije, sa nivoima redukcije signala od preko 20 dB. Ukoliko se sada ovako jako komprimovan signal podmiksuje sa originalnim signalom istim nivoom pojačanja (regleri na kanalu miksera su postavljeni na isti nivo), može se reći da je njegov udeo u ukupnom nivou signala u trenucima kada je kompresor aktivan praktično zanemarljiv. To za posledicu ima da sve karakteristike signala koje definišu njegov karakter, olike pre svega kroz brze i delikatne tranzijente koji bivaju bitno „oštećeni“ u klasičnom postupku kompresije, ostaju očuvani u ukupnom signalu. Onog trenutka kada signal padne ispod praga kompresije, signal u kanalu sa kompresijom se vraća na isti nivo kao u kanalu sa nekompresovanim signalom, što znači da u ukupnom zbiru imamo dva istovetna signala, odnosno porast ukupnog nivoa za +6 dB. Dakle, ovakvim postupkom dolazi do izdizanja nižih nivoa signala za 6 dB, pri čemu je ovo izdizanje potpuno nedestruktivno i ni na jedan način ne utiče na strukturu signala jer se radi o prostom sabiranju dva originalna signala.

#### REALIZACIJA PARALELNE KOMPRESIJE



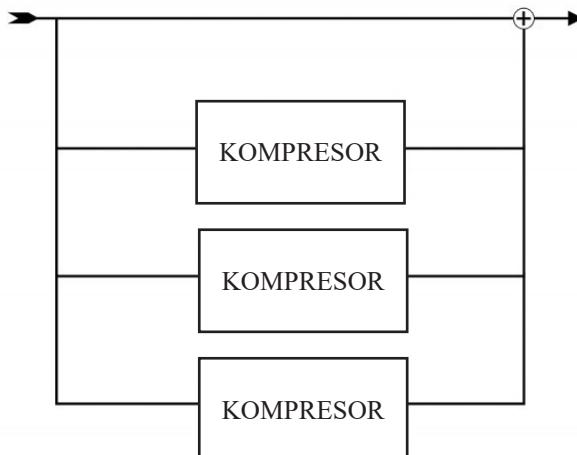
*Slika 4.23: Principska blok šema postupka paralelne kompresije koja obezbeđuje kompresiju signala od 6 dB*

Ovde je bitno uočiti da ovakav postupak suštinski jeste kompresija, samo što ovog puta ona ne podrazumeva klasično i do sada opisivano potiskivanje signala iznad praga kompresije (ovaj postupak je neminovno destruktivan, utiče na karakter signala i veoma zavisi od konkretnog uređaja koji se koristi), već potpuno benigno pojačavanje signala ispod praga kompresije. Konačan rezultat je istovetan – ukupan opseg dinamike je smanjen, u ovom slučaju za fiksnih 6 dB. Veći nivoi redukcije se ovakvom tehnikom postižu upotrebom većeg

broja paralelno komprimovanih signala – u radu sa ukupno 4 kanala, pri padu nivoa signala ispod praga kompresije dolazi do izdizanja „tiših“ deonica u odnosu na „glasnije“ koji su komprimovani u ukupnom iznosu od 12 dB (*slika 4.24*). U ovakvim proširenim sistemima paralelne kompresije moguće je u svakom kanalu koristiti različite kompresore, kako bi se omogućio specifičan karakter u podmiksusu konačnog zvuka kada se kompresija obavlja.

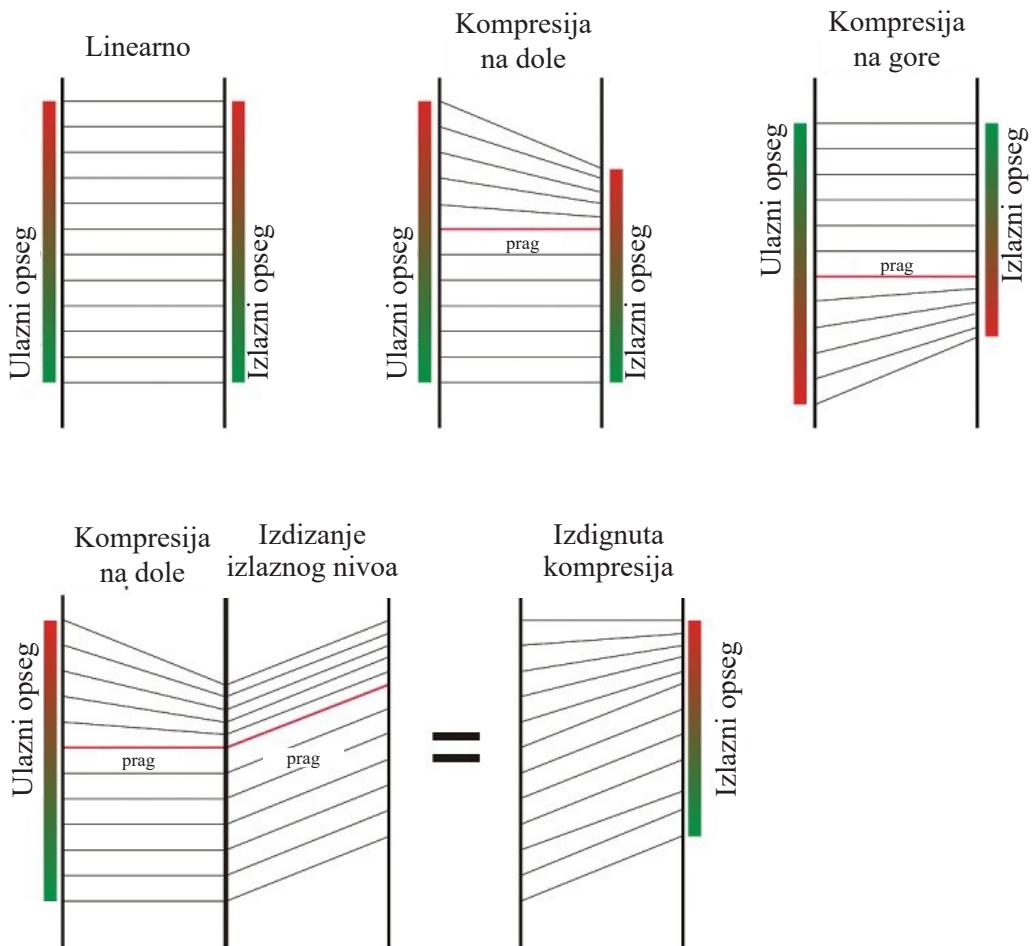
Ovakav tip kompresije se često naziva *Upward* kompresija (kompresija na gore – izdizanje tihih u odnosu na glasne nivo signala), za razliku od klasične kompresije koja se u tom smislu označava terminom *Downward* (kompresija na dole – potiskvanje glasnih nivo signala). Grafički prikazi osnovnih principa ova dva koncepta kompresije signala su prikazani na *slici 4.25*.

#### REALIZACIJA PROŠIRENE PARALELNE KOMPRESIJE



*Slika 4.24: Principska blok šema postupka proširene paralelne kompresije koja obezbeđuje ukupnu kompresiju signala od 12 dB*

*Upward* kompresori se izuzetno retko sreću na tržištu audio opreme, jer je njihova hardverska realizacija povezana sa nizom problema. Iako se na prvi pogled može činiti da je ova dva tipa kompresije moguće pomoću izdizanja izlaznog niva (*Output gain* funkcije) svesti na isti rezultat (poslednji prikaz na *slici 4.25* – izdignuta (*Uplift*) kompresija), još jednom se treba setiti da klasično komprimovanje na dole u samoj svojoj prirodi uvek podrazumeva kompromis sa bitnim tranzijentnim karakteristikama zvuka, usled čega se i dešava da svaki pojedinačni tip ovih uređaja daje specifičan karakter konačnom komprimovanom zvuku, što veoma često nije poželjna osobina. Upotreba ovog tipa kompresije stoga uvek treba biti promišljena i sa svesnom namerom koja se očituje kroz uvek neophodno pitanje na koje producent u svakom trenutku mora imati jasan odgovor: „Da li je, zašto i na koji način potrebno



Slika 4.25: Grafički prikaz osnovnih koncepata kompresije audio signala

izvršiti kompresiju određenog audio signala?“. Bez jasnog odgovora na ovako formulisano pitanje kao po pravilu je bolje ne ulaziti u postupak kompresije, upravo iz razloga neminovnog uspostavljanja kompromisa između originalnih soničnih vrednosti signala na ulazu u uređaj i konačnog zvuka koji se na izlazu iz kompresora dobija. Paralelna kompresija je dobar način da se ovakvi nedostaci odstrane i kompresija učini manje problematičnim postupkom, uz istovremeno zadržavanje kontrole i bitnih aspekata koje komprimovanje signala u postupku miksa omogućava.

### PITANJA ZA PROVERUZNANJA

1. Koja je osnovna podela uređaja za obradu dinamike audio signala?
2. Na koji način se ovi uređaji povezuju u audio lanac?
3. Šta je to diodni ograničavač?
4. Zašto su uvedeni ograničavači sa povratnom spregom?
5. Šta je to vreme reakcije?
6. Šta je vreme otpuštanja?
7. Kako se realizuje *multiband* kompresor?
8. Šta je vreme zadržavanja?
9. Na kom principu radi gejt?
10. Šta je ekspander i koji su primeru njegove primene?
11. Šta je to *Sidechain insert* ?



# FILTERI I EKVILAJZERI

## V deo

Najčešći postupak obrade audio signala u kontekstu muzičke produkcije je podešavanje boje zvuka pojedinih instrumenata, grupa instrumenata ili celog snimka. Ovaj tip obrade podrazumeva upotrebu namenskih filtera, ili filterskih sekcija koje se označavaju zajedničkim imenom ekvilajzer. Filteri, koji se mogu realizovati u analognoj ili digitalnoj tehnici, su uređaji koji tretiraju spektar signala, ističući ili potiskujući određeni opseg, u skladu sa odlukom koju donosi muzički producent. Ekvilajzeri su uređaji koji imaju mogućnost da audio signal tretiraju u više frekvencijskih podopsega, i kao takvi se sastoje od grupa namenski projektovanih i međusobno usklađenih pojedinačnih audio filtera. Ovo poglavlje je podeljeno u sledeće tematske celine:

1. Podela audio filtera
2. Ekvilajzeri
3. Upotreba filtera i ekvilajzera



Istorija ekvilajzera datira još od sredine 19. veka kada se javila potreba za frekvencijskim tretiranjem električnih signala koji su prenošeni sa jednog kraja transatlanskog kabla na drugi, tj. između pošiljaoca s jedne i primaoca s druge strane istog. Irski fizičar i inženjer *William Thompson* matematički je modelovao slabljenje i rasipanje električnog signala u kablu, i tom prilikom je primetio da je uzrok slabljenja signala, pre svega na visokim frekvencijama, električna kapacitivnost kabla. Taj problem ga je naveo da osmisli i dizajnira novu napravu koju je nazvao „*Automatic curb sender*“ (što bi u bukvalnom prevodu značilo sredstvo ili naprava za automatsko ograničavanje pošiljke) - elektromehaničku napravu čiji je zadatak bio da umanji efekte opisanog slabljenja električnih signala.

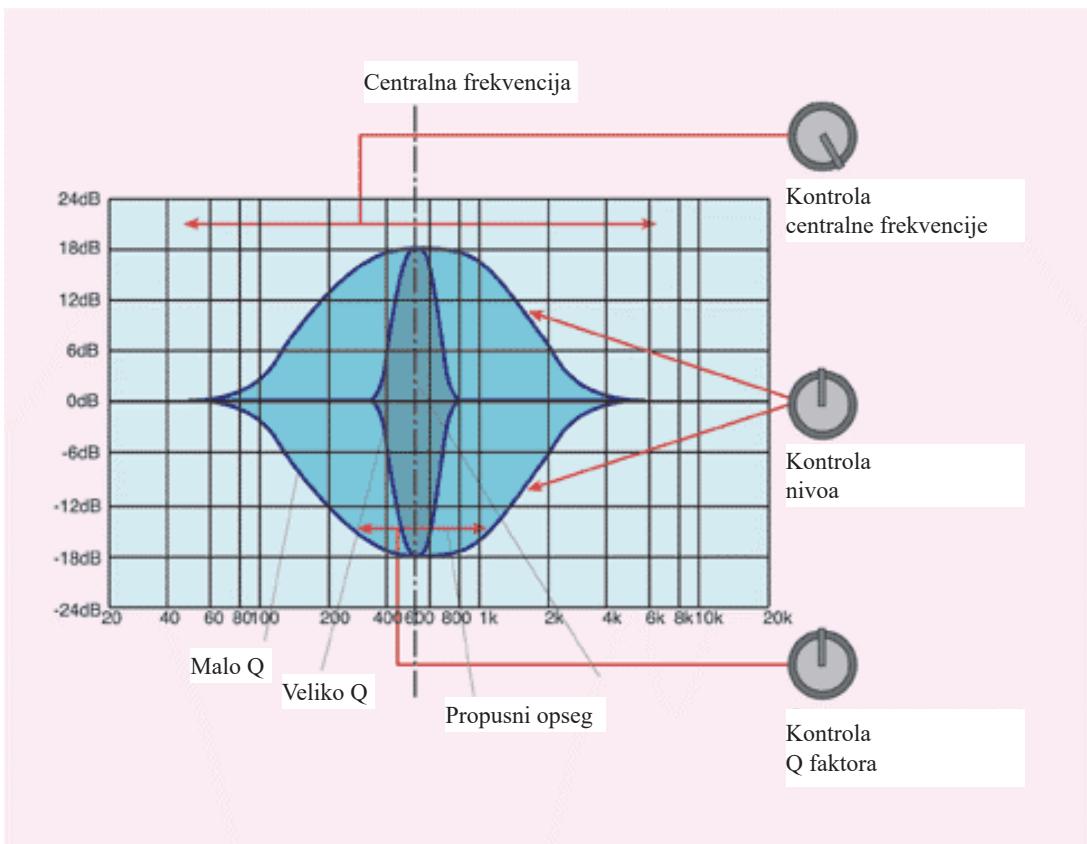
Sledeći veliki korak u ranoj primeni uređaja koji jesu preteće savremenih ekvilajzera bio je iniciran potrebom za održavanjem frekvencijskog sadržaja signala prenošenog na daljinu u ranim sistemima telefonije. U razvoju ove tehnologije ključnu ulogu su imali radovi Mihajla Pupina, koji su rezultirali u tehnici sinteze linearnih filtera sastavljenih od kalemova, kondenzatora i otpornika. Ova tehnika je morala da obezbedi stabilnost električnog signala tj. verodostojnost ljudskog glasa koji se prenosio telefonskim žicama, što su omogućavali ekvilajzeri, neizostavni elementi koji se koriste i u modernoj telefoniji. Dakle, prva primena ekvilajzera bila je u oblasti prenosa signala električnim vodovima, dok je tokom kasnijeg razvoja tehnologije ovaj tip uređaja postao neizostavan i u ostalim oblastima, poput radija, televizije, snimanja i obrada audio signala, te muzičke produkcije.

## 5.1 Podela filtera

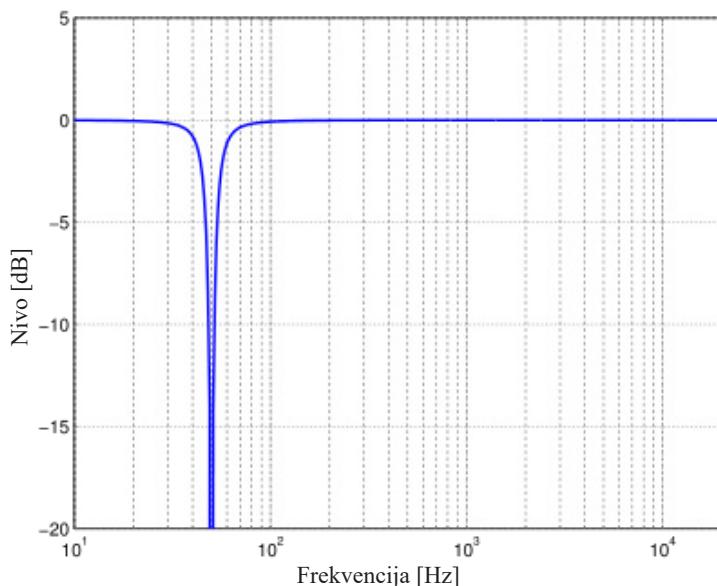
Sve audio filtre delimo u dve osnovne grupe, u skladu sa načinom na koji tretiraju zadati frekvenčijski opseg: zvonaste (engl. *peak* – vrh) i lepezaste (engl. *shelf* – polica) filtre. Zbog kompatibilnosti sa rečnikom koji se koristi u standardnoj snimateljsko-producentskoj praksi, u nastavku teksta ćemo koristiti transkripcije engleskih naziva ovih filtera. Pik filtri najjače utiču na signal (maksimalno ga izdižu ili potiskuju) na jednoj, tzv. centralnoj frekvenciji, dok njihov uticaj na frekvencijama oko centralne proporcionalno opada kako se od nje udaljavamo. Način funkcionisanja ovog tipa filtera je potpuno definisan sa tri parametra: centralnom frekvencijom, nivoom izdizanja (engl.- *boost*) ili potiskivanja (engl. – *cut*) na njoj i oblikom karakteristike filtra koja se često naziva zvonasta kriva zbog svog karakterističnog izgleda (*slika 5.1*). Nivo izdizanja ili potiskivanja se izražava u decibelima, dok je oblik zvonaste krive pre svega definisan tzv. Q faktorom. Vrednost ovog parametra se izražava u neimenovanim brojevima, i to po sledećem principu: što je vrednost Q faktora veća – zvonasta kriva je uža i strmija a intervencije na audio signalu drastičnije, dok manje vrednosti Q faktora dovode do raširenijeg oblika zvona, koji obezbeđuje manje drastične intervencije u spektru signala. Pik filteri sa manjim vrednostima Q faktora (od 0.3 do 1) se u tom smislu smatraju muzikalnijim i češće se primenjuju u intervencijama koje za cilj imaju prirodniji rezultat u konačnom zvučanju.

Kao posebna podvrsta pik filtera se pojavljuju filtri sa ekstremno velikim vrednostima Q faktora, koji često služe za potiskivanje nekih neželjenih komponenti u signalu (uskopojasne smetnje poput pištanja, zujanja i sl.), i za takve potrebe se namenski projektuju (*slika 5.2*). Iz tog razloga se u praksi sreću uskopojasni filtri nepropusnici opsega koji se označavaju posebnim imenom: *notch* filtri (engl. *notch* – usek, zarez).

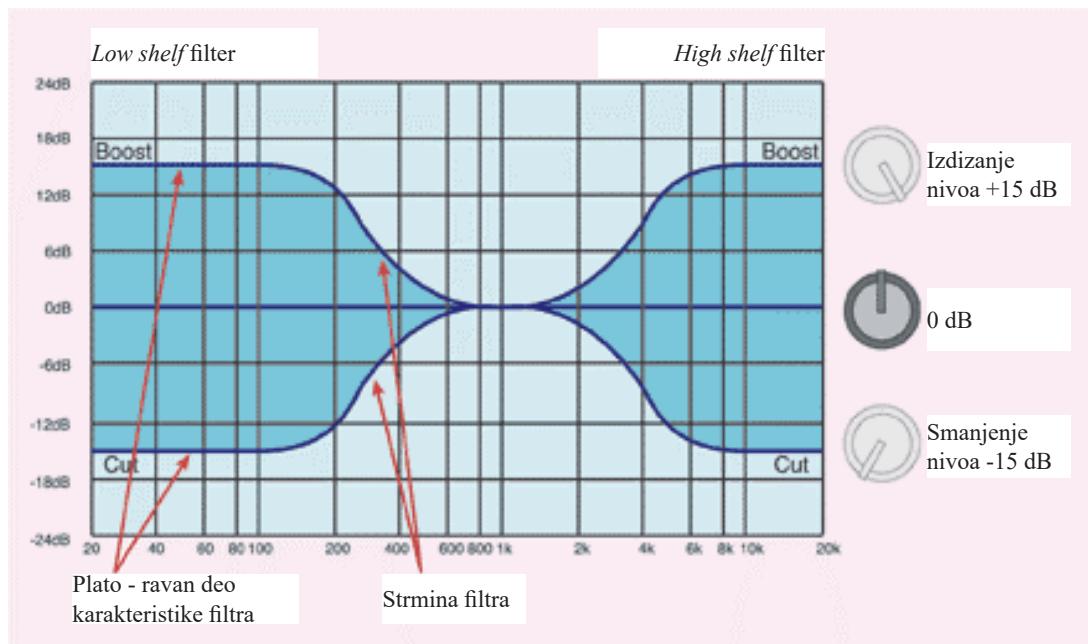
Šelffiltri (*slika 5.3*) su filtri koji utiču ravnomerno na sve frekvencije iznad ili ispod neke prethodno zadate, tzv. granične frekvencije (engl. – *cut off frequency*). Ganična frekvencija se definiše kao frekvencija na kojoj je propusna karakteristika filtra opala (ili porasla) za 3 dB. Ravnomeran uticaj ovakvim filterima na željeni opseg frekvencija nije moguće ostvariti neposredno iznad ili ispod granične frekvencije, već do njega dolazi tek nakon što filter dostigne svoj maksimalni uticaj. Kolika će ta prelazna zona biti zavisi od parametra koji se naziva strmina filtra (engl. – *slope*). Treći parametar koji definiše karakteristiku ovih filtera je nivo izdizanja (engl.- *boost*), ili potiskivanja (engl. – *cut*) signala iznad (ili ispod) granične frekvencije.



Slika 5.1: Tipičan izgled karakteristike peak filtera sa prikazom parametara za njeno podešavanje

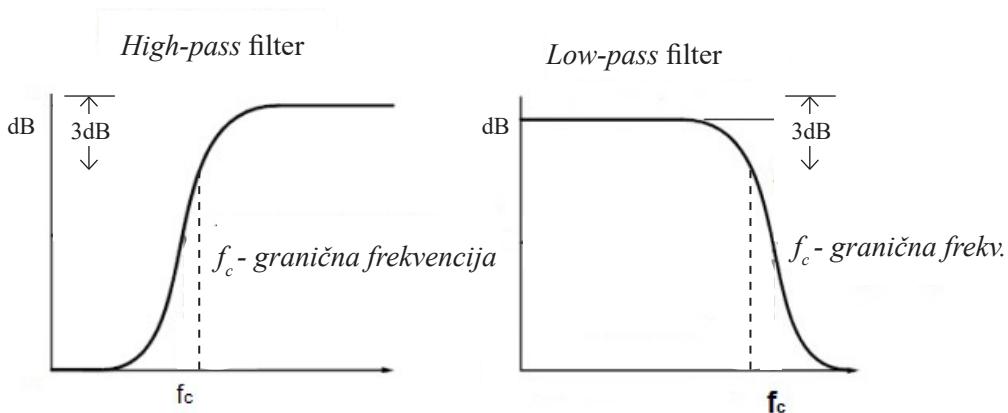


Slika 5.2: Prikaz karakteristike "notch" filtera projektovanog da eliminiše uskpojasnu smetnju napajanja na frekvenciji  $f = 50 \text{ Hz}$



Slika 5.3: Tipičan izgled karakteristike shelf filtera sa prikazom parametara za njeno podešavanje

Poseban tip šelf filtera su filteri propusnici visokog (engl. - *high pass*) i niskog (engl. – *low pass*) opsega frekvencija (slika 5.4). *High pass* filtri su tako projektovani da potpuno potiskuju sve frekvencije ispod granične (koja se obično nalazi u opsegu od 30-300 Hz), dok na opseg ispod granične frekvencije ne utiču. *Low pass* filteri za cilj imaju potpuno obrnuto: da u potpunosti potisnu viši opseg frekvencija, iznad neke zadate granične (koja je najčešće između 3 kHz i 15 kHz), dok na opseg frekvencija ispod nje ne utiču. Kod ovako dizajniranih filtera, dakle, nije moguće uticati na nivo potiskivanja komponenti signala iznad (ili ispod) granične, kao kod klasičnih šelf filtera, već je ovo potiskivanje potpuno.



Slika 5.4: Tipičan izgled karakteristika High-pass i Low-pass filtera

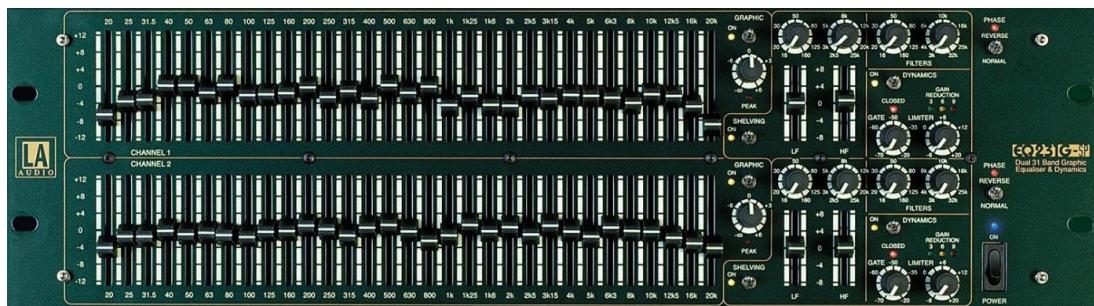
## 5.2 Ekvilajzeri

Da bi se audio signal u potpunosti i na zadovoljavajuć način istretirao u spektralnom domenu, najčešće nije dovoljno imati na raspolaganju samo jedan filter. Iz tog razloga se filtri grupišu u sekcije koje se nazivaju ekvilajzeri, u okviru kojih se svi pojedinačno mogu koristiti u isto vreme. Čest način grupisanja, koji se može sresti na većini analognih audio miksera, je takav da se opseg niskih i visokih frekvencija tretiraju šelf filtrima, dok se opseg srednjih frekvencija tretira upotrebljom dva pik filtra. Ovo je tzv.četvoropojasni ekvilajzer, koji u velikom broju slučajeva biva dovoljan za kvalitetnu obradu signala. Digitalna tehnika omogućava relativno laku realizaciju ekvilajzera i sa većim brojem pojedinačnih filtara (sedmopojasni, dvanaestopojasni ekvilajzeri i sl.).

U praksi, u zavisnosti od broja i tipa parametara na koje krajnji korisnik može uticati u radu sa ekvilajzerom , mogu se sresti tri tipa ekvilajzera:

1. Grafički ekvilajzeri (engl. – *graphic equalizers*)
2. Ekvilajzeri sa kontinualno promenljivom frekvencijom (engl. – *sweep equalizers*)
3. Parametrički ekvilajzeri (engl. – *parametric equalizers*)

Grafički ekvilajzeri su ekvilajzeri koji se sastoje od niza pik filtera kod kojih se može uticati samo na nivo izdizanja ili potiskivanja signala. Centralne frekvencije i Q faktori svih filtera u okviru grafičkog ekvilajzera su unapred zadati i ne mogu se menjati. S obzirom na ovakvu postavku, grafički ekvilajzeri se najčešće realizuju kao serija filtera koji pokrivaju ceo frekvencijski opseg. U tom smislu razlikujemo oktavne i tercne grafičke ekvilajzere. Oktavni ekvilajzeri imaju po jedan filter u svakoj oktavi (desetopojasni grafički ekvilajzeri), najčešće na centralnim učestanostima koje su standardizovano pozicionirane na 31 Hz, 62 Hz, 125 Hz, 250 Hz, 500 Hz, 1 kHz, 2 kHz, 4 kHz, 8 kHz i 16 kHz. Tercni ekvilajzeri poseduju po jedan filter u okviru svake terce čujnog opsega i realizuju se u 27 i 31 pojasnoj verziji. Dizajn ovih uređaja je takav da se izdizanje ili potiskivanje frekvencija realizuje kliznim potenciometrima koji su poređani jedan pored drugog (*slika 5.5*), tako da se konačan izgled krive ekvilizacije na celom opsegu frekvencija može lako uočiti i grafički predstaviti (odatle i ime ovog tipa ekvilajzera).



Slika 5.5: Tipičan izgled grafičkog ekvilajzera

U prethodnom tekstu je pomenuta činjenica da analogni miksi pultevi u najvećem broju slučajeva poseduju četvoropojasni ekvilajzer na svakom kanalu, pri čemu su dva filtera u toj sekciji šelf a ostal dva pik tipa. Ovakav koncept, koji se pokazao kao sasvim dovoljan za komforan rad u većini slučajeva, je baziran na činjenici da je pik filtrima u okviru ove sekcije moguće podešavati dva parametra: centralnu frekvenciju i nivo izdizanja (ili potiskivanja) na njoj. Kada ekvilajzer sa kojim se radi ima ovaku mogućnost manipulacije, govorimo o tzv. *sweep* ekvilajzera, odnosno ekvilajzera kod kojih je centralnom frekvencijom moguće „klizati“ (*sweep* - klizanje) po frekvencijskoj osi, i pozicionirati se na onom mestu gde je intervencija najpotrebniha. Podešavanje trećeg parametra pik filtera (Q faktor) kod sweep ekvilajzera nije moguće.

Ekvilajzeri koji pružaju mogućnost podešavanja sva tri parametra (centralna frekvencija, nivo i Q faktor) pružaju potpunu fleksibilnost u radu i nazivaju se parametričkim ekvilajzera. Realizacija ovakvih ekvilajzera u analognoj izvedbi predstavlja složen problem koji ih čini najskupljim tipom ekvilajzera na tržištu. *Daniel N. Flickinger* konstruisao je prvi parametrički ekvilajzer početkom 1971. godine. Godine 1972. *George Masenburg* uvodi pojam parametričkog ekvilajzera u svom radu predstavljenom na 42. AES konvenciji. Većina parametričkih ekvilajzera konstruisana nakon ovoga, napravljena je po principima i topologiji kola uspostavljenim u ovom periodu ranih sedamdesetih godina.

U praksi se sreću i kombinacije ovih tipova ekvilajzera. Sweep – grafički (kod kojih se može „klizati“ u uskom opsegu oko unapred zadatih frekvencija najčešće oktavnog grafičkog ekvilajzera), para – grafički (kod kojih se na manjem broju filtera (5-6) može ograničeno klizati i podešavati Q faktor) i kvazi-parametrički (kod kojih se Q faktor može birati između nekoliko, najčešće 2 ili 3, unapred zadate vrednosti).

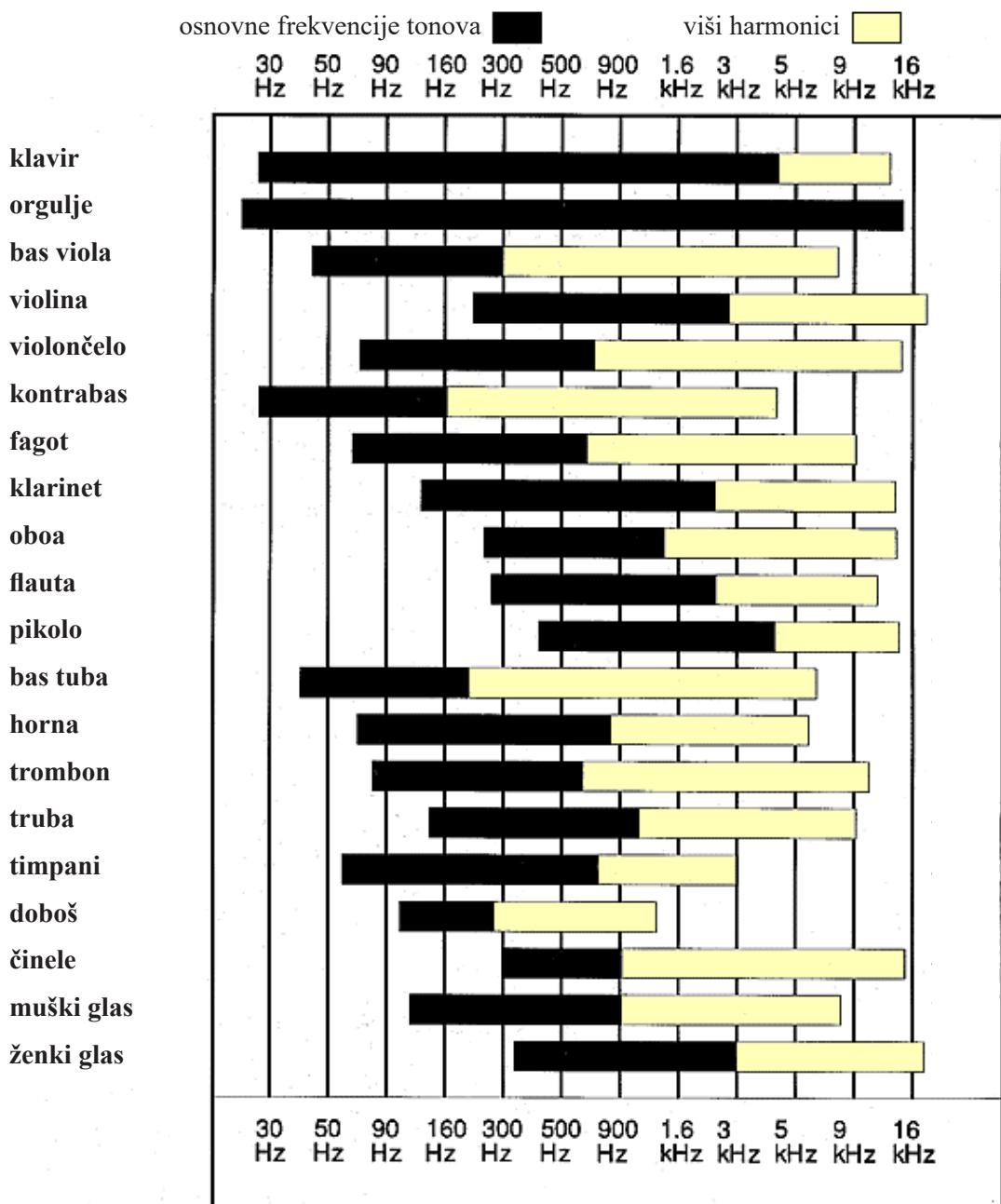
### 5.3 Upotreba filtera i ekvilajzera

Analogni filtri i ekvilajzeri su komponente koje se sastoje od velikog broja pasivnih elektronskih elemenata, otpornika, kalemova i kondenzatora, koji u sadržaj audio signala unose, osim neminovnog šuma, i različite tipove faznih pomeraja u različitim frekvencijskim podopsezima. Ovu činjenicu treba imati na umu pri svakom donošenju odluke o korišćenu ovih elektronskih sklopova za obradu zvuka: sve intervencije koje dovode do boljeg tonskog balansa i lepše boje zvuka su neminovan kompromis sa unošenjem šumova i faznih izobličenja originalnih signala. Ova izobličenja su još izraženija pri višim vrednostima korišćenih parametara, kada elektronika ulazi u tzv. nelinearne režime rada: velike vrednosti korišćenih nivoa izdizanja ili potiskivanja (preko 5-6 dB) ili Q faktora svakako utiču na manju prirodnost i narušen balans frekvencijskog sadržaja pre svega akustičnih instrumenata (što ponekad može biti i namera), ali i na izraženiju pojavu šumova i faznih izobličenja.

*High-pass* filter se često koristi u svrhe „čišćenja“ kanala od neželjenih niskofrekvenčkih smetnji (udarci u mikrofonski stalak, šumovi instalacija u prostoru, saobraćaj u daljini i sl.). Upotreba ovog filtra, zbog njegove „isključivosti“ u tretiranju frekvencija, bi trebala da bude takva da njegova granična frekvencija bude postavljena ispod najniže osnovne frekvencije tona koji instrument koji tretiramo može da odsvira. Na taj način možemo biti sigurni da upotrebotom *high-pass* filtera nismo kompromitovali zvuk samog instrumenta. U tom smislu je dobro poznavati frekvencijske rasponе pojedinih instrumenata, koji su prikazani na *slici 5.6*.

Kako bi ekvalizacija bila uspešno izvedena, bilo bi dobro što tačnije definisati šta želimo da postignemo. Ekvalizaciju (kao ni bilo koji drugi postupak u miksu) ne treba vršiti ukoliko ne postoji jasno definisana potreba i cilj. Postoje dva glavna, međusobno povezana, razloga za ekvilizaciju zvuka: da bi se izbeglo maskiranje (preklapanje) komponenti različitih zvukova u miksu, ili radi promene samog karaktera zvuka pojedinačnih instrumenata. Ova promena karaktera zvuka može opet biti dvojaka: ili da se istakne i unapredi prirodnost zvuka snimljenog instrumenta, ili da se od početnog zvuka napravi novi, osetno, možda čak i do neprepoznatljivosti, drugačiji zvuk.

Maskiranje je fenomen koji nastaje u situaciji kada više zvukova, koji se simultano reprodukuju, a pri tome zahvataju slične, ili iste frekvencijske opsege, utiču jedan na drugi na taj način da se u konačnom miksu gube željene komponente ili međusobni odnosi pojedinačnih zvukova. Ovaj problem je posebno izražen na niskim frekvencijama: što su frekvencije niže, više je „prostora“ potrebno kako bi zvuk zadržao svoju definisanost i jasnoću u ukupnom



Slika 5.6: Frekvencijski opsezi osnovnih harmonika tonova pojedinih instrumenata [6]

miksu. Jedan od najčešćih i najviše analiziranih problema preklapanja jeste interakcija deonica bas bubnja i bas gitare. U klasičnoj pop, rok ili dens numeri, deonice bas bubnja i bas gitare praktično u potpunosti definišu opseg niskih frekvencija i ritmički karakter pesme, i učiniti da se oni međusobno ne preklapaju na negativan način je konstantan problem sa kojim se producenti svakodnevno susreću. Ako je nedovoljno pažnje posvećeno interakciji ova dva instrumenta, lako može doći do pojave „mutnog“ i nedefinisanozvuka u donjem registru, koji numeru ne nosi na pravi način, čineći da krajnji rezultat u samoj svojoj ritmičkoj osnovi, što jeste suština muzike ovog tipa, ne bude zadovoljavajuć. Isti tip problema može naravno nastati i u bilo kom drugom opsegu frekvencija, između bilo kojih instrumenata čiji se tonalni karakteri preklapaju na gore opisan način.

Ovaj problem do kojeg dolazi u fazi miksa, može u znatnoj meri biti olakšan ukoliko se u fazi snimanja (ili odabira semplova) unapred planira željeni karakter zvuka i međusobni odnosi korišćenih instrumenata. Ovo je moguće postići prigodnim štimovanjem perkusivnih instrumenata, odabirom različitih tipova električnih i bas gitara, pojačala, pozicijom i odabirom mikrofona pri usnimavanju - dakle svim onim što u startu može definisati zvuk instrumenta na taj način da mu se dodeli jasna uloga u kontekstu konačnog miksa.

Svi instrumenti, kako god da je realizovan snimak, imaju komponente koje se nalaze u praktično celom čujnom opsegu, tako da efekat preklapanja teoretski nije moguće potpuno izbeći bez obzira na kvalitet planiranja u fazi predprodukcije. U tom smislu, ovaj problem se u fazi miksa uvek i iznova rešava upotrebom ekvilajzera. U tom cilju na producentu je da ima jasnu sliku o tome koji instrument će dominirati u kom frekvencijskom opsegu. Ekvilajzerom se mogu ukloniti ili smanjiti manje bitne komponente zvuka svakog pojedinačnog instrumenta, kao i dodatno naglasiti one bitne. Kako bi zvuk dominirao određenim frekvencijskim opsegom, potrebno je korigovati ostale zvuke u tom opsegu, i/ili naglasiti dominantni zvuk. Većina zvukova poseduje energiju, kako smo već napomenuli, u celom čujnom opsegu, ali je ta energija, u zavisnosti od samog izvora zvuka, koncentrisana u određenim delovima spektra. Ove „kritične regije“ su esencija zvuka svakog instrumenta ponaosob, i predstavljaju njihov deo koji će im definisati konačnu poziciju u miksu.

Pri tome treba imati na umu nekoliko polaznih odrednica:

1. Izdizanje nekog opsega frekvencija je suštinski isto što i smanjenje onog opsega koji ostaje neizdignut. Na isti način treba imati na umu da potiskivanje nekog opsega u konačnom rezultatu jeste izdizanje nepotisnutog dela opsega. U tom smislu treba donositi odluke da li posezati za izdizanjem ili potiskivanjem opsega. Izdizanje opsega se vrši na onim delovima spektra u kojima se nalazi karakteristika zvuka koju želimo naglasiti, dok se za potiskivanje

odlučujemo u onim opsezima u kojima se nalaze komponente zvuka koje nam smetaju u konkretnoj situaciji. Često se sreće mišljenje da je potiskivanje opsega bolji izbor, jer se na taj način oslobođa (ne zauzima) opseg u kojem do izražaja mogu doći karakteristike zvuka nekog drugog instrumenta u ukupnom miksu. Ovo je logičan pristup, kojem treba težiti ukoliko je moguće. U ovakvom pristupu može se koristiti način rada koji podrazumeva izdizanje užeg opsega frekvencija i klizanje po frekvencijskoj osi, dok se ne uoči komponenta zvuka koja nam u ukupnom zvuku trenutno tretiranog signala smeta. Nakon takvog detektovanja problematičnog opsega, karakteristika filtra se obrće, i vrši se potiskivanje dok se neželjena komponenta zvuka ne svede na prihvatljiv nivo. Ovakav pristup je bitno olakšan ukoliko pri slušanju nefiltriranog zvuka možemo unapred da definišemo šta je to što nam u zvuku kojim se trenutno bavimo smeta.

**2.** U radu sa ekvilajzerima se, pogotovo nakon određenog vremena navikavanja na konkretne uređaje i stečeno iskustvo u njihovoj primeni, osim racionalnog vrlo često koristi i intuitivni pristup. Oba pristupa su znatno olakšana upotrebot parametričkih ekvilajzera, koji daju maksimalnu slobodu u tretiraju spektra signala. U radu sa ovim tipom ekvilajzera se kao jedna od preporuka može koristiti procedura u kojoj se prvo određuje centralna frekvencija na koju se postavlja filter, a nakon toga definišu vrednosti nivoa izdizanja ili potiskivnja i Q faktora.

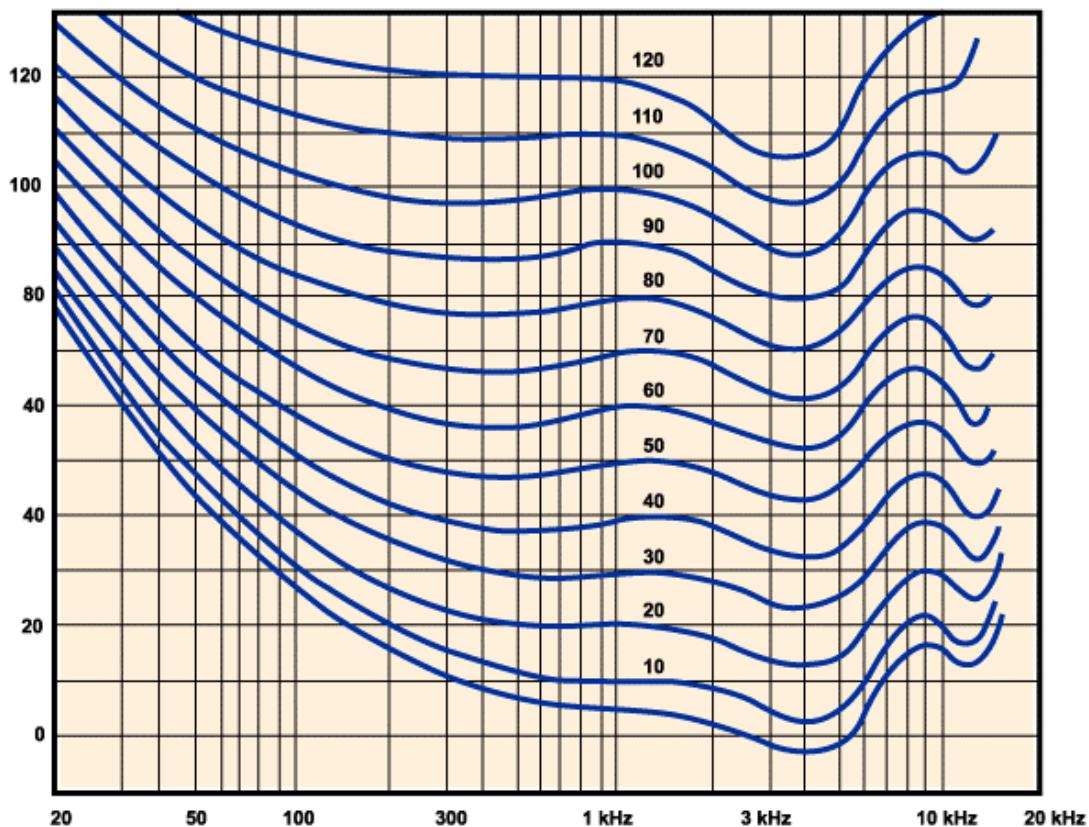
**3.** Prilikom traženja centralne frekvencije, prvo je potrebno doneti odluku na koji deo spektra se načelno želi uticati, a potom i na koju centralnu frekvenciju pozicionirati karakteristiku filtra. Ponekad, naročito u početku rada sa ekvilajzerima, određivanje dela spektra na koji se želi uticati se određuje metodom pokušaja, opisanog klizanja po spektru i traženja karakteristike zvuka na koju se želi uticati. U tom procesu se može potrošiti dosta vremena, koje se skraćuje stečenim iskustvom i ispravnim upoznavanjem sa frekvencijskim karakteristikama instrumenata sa kojima se producent sreće u svom svakodnevnom radu. Analizator spektra je uređaj koji može pomoći prilikom analize bitnih frekvencijskih opsega. Danas postoje softverski ekvilajzeri koji u sebi već imaju integrisane analizatore spektra, tako da se na jednom grafičkom prikazu mogu videti i karakteristika ekvilajzera i spektar signala, što dodatno olakšav „potragu“ za željenom centralnom frekvencijom karakteristike trenutno korišćenog filtera. U ovoj fazi rada se kao po pravilu koristi tehniku „klizanja“ centralne frekvencije po frekvencijskoj osi. U primeni ove tehnike kao dobra polazna osnova može poslužiti savet da se Q parametar postavi na neku srednju vrednost (možda između 0.7 i 3 do 4), dok se parametar nivoa postavlja na relativno visok pozitivan nivo (+ 4 do +8 dB) kako bi se u slušanju naglasio opseg frekvencija koji se trenutno filtrira i na taj način lakše uočile željene (ili neželjene) karakteristike zvuka za kojima se trenutno traga. Na ovakav pristup radu, koliko god bio logičan, ne treba se preterano navikavati i to iz dva razloga: prvo, dosta

je zamoran za uši, i drugo - nakon ovakvog postupka „prebrisavanja“ frekvencija percepcija zvuka, u smislu objektivnosti, umeđu da bude prilično kompromitovana. Ovakvom procedurom se definiše opseg u kojem se želi intervenisati, dok precizno određivanje centralne frekvencije u okviru tog opsega često i nije toliko kritično. Ako je komponenta zvuka koja se tretira po svom karakteru posebno istaknuta i naglašena, onda se može posvetiti neko vreme i približnjem pozicioniranju centralne frekvencije, kako bi taj specifični deo opsega bio do kraja detektovan. U tom smislu je moguće ponoviti proceduru proklizavanja, samo ovog puta u okviru već definisanog frekvencijskog podopsega, sa visokim podešavanjima Q faktora. Visoke vrednosti Q faktora će omogućiti da se centralna frekvencija precizno pozicionira na izraženu tonalnu frekvenciju zvuka. Kao rezultat ovakvog pristupa često se dolazi do prepoznatljivog tona koji liči na huk ili zvonjavu u trenutku kada se do kraja „pogodi“ rezonantna ili na drugi način istaknuta komponenta zvuka koji se trenutno obrađuje.

**4.** Kao što smo već istakli, pri radu sa ekvilajzerima treba u svakom trenutku biti svestan činjenice da se uvo izuzetno lako adaptira na zvuk koji se sluša. Ovo je psihoaustički fenomen koji dovodi do toga da se referenca u smislu onoga zbog čega vršimo korekciju veoma lako može izgubiti. Način na koji se ovaj problem prevazilazi je konstantna upotreba tzv. A/B testa, koji podrazumeva naizmenično uključivanje i isključivanje ekvilajzera sa kojim se trenutno radi, kako bi se mogli čuti rezultati ekvilizacije i uporediti dobijeni zvuk sa početnim, od kojeg se u ekvilizaciju pošlo ka željenom cilju. To je najsigurniji način da obezbedimo da konačan rezultat ekvilizacije bude saglasan sa početnom odlukom i ciljem.

**5.** A/B poređenje sa ciljem procene rezultata ekvalizacije nema smisla ukoliko se zvuk u stanju sa i bez ekvilizacije reprodukuje različitim nivoima. S jedne strane to je posledica činjenice da ljudsko uvo na različitim nivoima slušanja različito percepira frekvencijski balans niskih, srednjih i visokih frekvencija (videti izofonske krive, *slika 5.7*), ali i činjenice da je veoma čest subjektivan osećaj da glasniji zvuk zvuči „bolje“ od tišeg (sintagma „*louder is better*“ koja se veoma često sreće u svetu muzičke produkcije). S obzirom da svako tretiranje signala ekvilajzerom podrazumeva pojačavanja ili utišavanja pojedinih frekvencijskih podopsega, konačan nivo tretiranog signala će biti različit od početnog. Iz tog razloga je neophodno na odgovarajućem mestu izvršiti korekciju nivoa zvuka tretiranog signala (najčešće je to tzv. *output gain* funkcija ekvilajzera) na taj način da se nivo zvuka izjednači sa nivoom zvuka netretiranog signala – tek nakon ovoga primena A/B testa dobija pun smisao. Ovo podešavanje ukupnog nivoa tretiranog signala je bitno i zbog ukupne strukture nivoa (*gain structure*) u audio lancu, jer promena nivoa ekvilajzerom tretiranog signala može bitno uticati na rad uređaja koji se nalaze nakon ekvilajzera u audio lancu.

**6.** Pomenuta referenca u radu sa ekvilajzerima podrazumeva da pre ulaska u proces ekvilizacije imamo manje ili više jasnu ideju šta ekvilizacijom želimo postići. U tom smislu je



Slika 5.7: Izofonske krive – pri nižim nivoima slušanja ljudsko uvo percepira niske i visoke frekvencije subjektivno znatno slabije nego srednje. Pri višim nivoima slušanja ove razlike su znatno manje izražene.

veoma dobra navika imati pri ruci snimke na kojima se može čuti zvuk pojedinih instrumenata kakvima u trenutnom radu težimo, tzv. referentne snimke, kojima se stalno možemo vraćati kao reperu na osnovu kojeg donosimo odluke.

**7.** Celokupan opseg frekvencija se može grubo podeliti na niske (od 20 Hz do 250 Hz), donje srednje (od 250 Hz do 1 kHz), gornje srednje (od 1 kHz do 4 kHz) i visoke (preko 4 kHz) frekvencije. Krajnje uopšteno govoreći, izdizanjem srednjih frekvencija (viših ili nižih, u zavisnosti od instrumenta) dobija se tvrđi, prodorniji ali i suženiji, često se kaže tačkastiji zvuk. Potiskivanjem srednjeg opsega (odnosno naglašavanjem niskog i visokog) dobija se mekši, baršunastiji zvuk, ali se istovremeno gubi na prezentnosti, uz subjektivno smanjenje glasnoće instrumenta u ukupnom miksu.

**8.** U okviru ovih početnih opsega, može se govoriti o podospezima koji na karakterističan način utiču na kvalitet zvuka: opseg od 300 Hz-600 Hz često definiše toplinu

zvuka, opseg od od 800 Hz-1200 Hz prodornost i tvrdoću, dok se prisutnost (prezentnost) zvuka često definiše u podopsegu od 2 kHz-4 kHz. Svetlina u zvuku se može naglasiti izdizanjem opsega iznad 4 kHz. Na *slici 5.14* i *tabeli 5.1* date su neke od mogućih posledica tretiranja određenih podopsega, koje se mogu uzeti kao početna referenca u radu sa ekvilajzerima.

**9.** Izdizanje određenih opsega u cilju naglašavanja bitnih karakteristika zvuka ponekad može dovesti do izdizanja uvek prisutnih šumova instrumenta (škripanje žica, zvuk klapni, disanje, zvuk pedala i sl.). Iz tog razloga u procesu slušanja i donošenja odluka treba obraćati pažnju i na moguće narušavanje prirodnosti odnosa zvuka instrumenta i pratećih šumova.

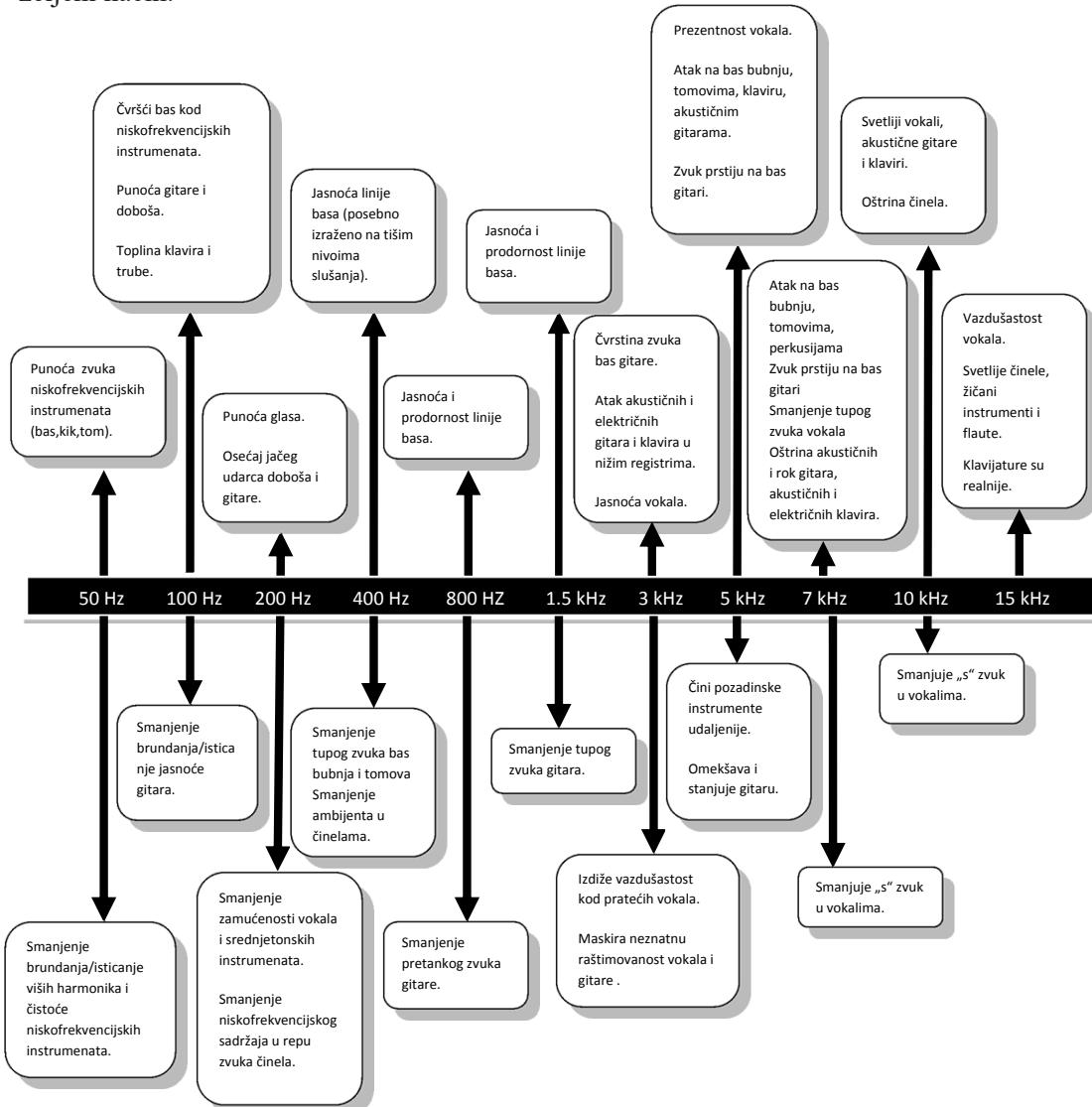
**10.** Ekvalizacija pojedinačnog instrumenta ima samo donekle smisla, jer konačan rezultat mora biti u potpunosti usaglašen sa potrebama ukupnog miksa. U tom smislu, ekvilizaciju na kanalu u solo modu rada treba često kombinovati sa slušanjem i ekvilizacijom pri slušanju određenih grupa kanala ili miksa u celini.

**11.** Boja instrumenta koji je sniman sa više mikrofona može drastično (u pozitivnom ili negativnom smislu) biti promenjena izmenom faznog stava signala u nekom od kanala (tzv. obrtanje faze). Ovo ne treba smetnuti sa uma, zato što je ovim prostim postupkom uključivanja ili isključivanja jednog prekidača moguće doći, ako ne do krajnjeg, a ono barem do zvuka od kojeg je znatno bolje krenuti u dalji postupak ekvilizacije.

**12.** Rezolocija dinamike ljudskog uha je takva da je prosečnom slušaocu praktično nemoguće da primeti promene nivoa koje su manje od 1 dB. Ova činjenica direktno zavisi od vrste zvuka i nivoa slušanja, ali se kao generalno polazište može smatrati tačnom. To praktično znači da se sve promene nivoa signala, ili nekog njegovog podopsega, koje su reda veličine 1 dB mogu razmatrati više u domenu osećaja nego primetne razlike. 2 dB je promena koju je relativno laki uočiti, dok se promene nivoa od 3 dB smatraju bitnim. Sve promene nivoa koje podrazumevaju upotrebu verdnosti od preko 5-6 dB se mogu smatrati drastičnim, i veoma često ukazuju ili na potrebu producenta da bitno izmeni karakter početnog zvuka. I na ovom mestu nije loše istaći činjenicu da je svakako bolje u fazi snimanja posvetiti veću pažnju pokušaju da se dođe do zvuka koji će po svojim karakteristikama zahtevati blažu ekvilizaciju u fazi miksa, nego ispravljati početni karakter snimljenog zvuka drastičnim intervencijama.

**13.** Pri radu sa ekvilajzerima treba imati na umu i sliku izofonskih krivih (*slika 5.7*), koje ukazuju na način na koje ljudsko uvo reaguje na različite frekvencije pri različitim nivoima slušanja. U poslovima muzičke produkcije ne postoje definisani standardi i preporuke za nivoe kojima se u studijskom radu obavlja slušanje. Iz tog razloga treba biti svestan da viši nivoi slušanja „olakšavaju“ uhu da percepira niske i visoke frekvencije na sličan način kao i srednje, dok slušanje na nižim nivoima za posledicu ima da uvo sve otežanje percepira

niski i visoki frekvencijski podopseg. Ovo dovodi do toga da miksevi koji nisu kontrolisani na niskim nivoima slušanja veoma često mogu biti takvi da se pri tihoj reprodukciji niske i visoke frekvencije jednostavno ne čuju, čime se u potpunosti gubi cela koncepcija. S obzirom na činjenicu da nije moguće kontrolisati na kom nivou će muzika biti slušana od strane krajnjih konzumenata, neophodno je vršiti konstantnu proveru frekvencijskog balansa miksa pri visokim, srednjim i niskim nivoima slušanja, sa ciljem da se konačni miks izbalansira na taj način da se pri svim nivoima slušanja njegove bitne komponente uklapaju i dopunjuju na željeni način.



Slika 5.8: Očekivani rezultati ekvilizacije pri izdizanju (gornja polovina) i smanjivanju (donja polovina) određenih frekvencijskih podopseg

INSTRUMENT	ŠTA SMANJIVATI?	ZAŠTO SMANJIVATI?	ŠTA IZDIZATI?	ZAŠTO IZDIZATI
<b>Ljudski glas</b>	7 kHz	Sibilance	8 kHz	Big sound
	2 kHz	Shrill	3 kHz i više	Clarity
	1 kHz	Nasal	200-400 Hz	Body
	90 Hz i niže	Popping P's	/	/
<b>Klavir</b>	1-2 kHz	Tinny	5 kHz	More presence
	300 Hz	Boomy	100 Hz	Bottom end
<b>Električna gitara</b>	1-2 kHz	Shrill	3 kHz	Clarity
	90 Hz i niže	Muddy	125 Hz	Bottom end
<b>Akustična gitara</b>	2-3 kHz	Tinny	5 kHz i više	Sparkle
	200 Hz	Boomy	125 kHz	Full
<b>Električni bas</b>	1 kHz	Thin	600 Hz	Growl
	125 Hz	Boomy	90 Hz i niže	Bottom end
<b>Kontrabas</b>	600 Hz	Hollow	2-5 kHz	Sharp attack
	200 Hz	Boomy	125 Hz i niže	Bottom end
<b>Doboš</b>	1 kHz	Annoying	2 kHz	Crisp
			150-200 Hz	Full
			90 Hz	Deep
<b>Bas bubanj</b>	400 Hz	Muddy	2-5 kHz	Sharp attack
	90 Hz i niže	Boomy	60-125 Hz	Bottom end
<b>Timpani</b>	300 Hz	Boomy	2-5 kHz	Sharp attack
			90-200 Hz	Bottom end
<b>Činele</b>	1 kHz	Annoying	7-8 kHz	Sizzle
			8-12 kHz	Brilliance
			15 kHz	Air
<b>Limeni duvački instrumenti</b>	1 kHz	Honky	8-12 kHz	Big sound
	120 Hz i niže	Muddy	2 kHz	Clarity
<b>Žičani instrumenti</b>	3 kHz	Shrill	2 kHz	Clarity
	120 Hz i niže	Muddy	400-600 Hz	Lush and full

Tabela 5.1: Važniji frekvencijski podopsezi instrumenata koji se koriste u pop-rock muzici i rezultati njihovog tretiranja opisani izvornim terminima na engleskom jeziku

**PITANJA ZA PROVERUZNANJA**

1. Koje su osnovne vrste audio filtera?
2. Šta su ekvilajzeri?
3. Koje su osnovne vrste ekvilajzera?
4. Šta je A/B test?
5. Šta je Q faktor?
6. Šta je *notch* filter?





# **ADITIVNA SINTEZA**

## **VI deo**

Prvo poglavlje upućuje studenta u izučavanje oblasti Aditivne sinteze, predstavljajući četiri celine. Nakon objašnjavanja Osnovnih pojmov (6.1), proučavaju se Teorijske osnove (6.2) i Furijeova analiza osnovnih talasnih oblika (6.3), kako bi se konačno došlo do Praktične primene aditivne sinteze (6.4). Student će detaljnije biti informisan o sledećim temama:

1. Osnovni pojmovi o sintezi zvuka;
2. Teorijske osnove aditivne sinteze zvuka;
3. Furijeova analiza osnovnih talasnih oblika koji se koriste u postupcima sinteze zvuka;
4. Signal testerastog talasnog oblika;
5. Signal pravougaonog talasnog oblika;
6. Signal trougaonog talasnog oblika;
7. Praktična primena aditivne sinteze zvuka;
8. Istorijski razvoj aditivne sinteze zvuka;
9. Telharmonijum;
10. Hammond orgulje;
11. Principi rada savremenih aditivnih sintetizatora zvuka.



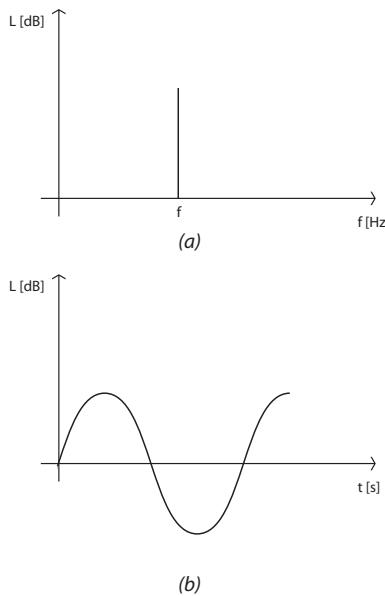
## 6.1 Osnovni pojmovi

Sinteza je, uopšteno gledano, proces kombinacije osnovnih elemenata kako bi se pomoću njih stvorio potpuno nov sadržaj, tj. stvaranje nečeg kompleksnog od određenog broja jednostavnijih komponenata. Sinteza zvuka ima sličan koncept u kojem se kompleksan zvuk formira uz pomoć jednostavnih osnovnih elemenata.

Osnovna podela u oblasti sinteze zvuka je na imitativnu i apstraktну sintezu. Imitativna sinteza teži što vernijem oponašanju zvuka realnog instrumenta poput violine, francuske trube, elektronskih orgulja itd. Danas se ovaj cilj lako postiže uzorkovanjem (engl. sampling) zvuka, ali to ne možemo smatrati sintezom u užem, originalnom kontekstu tog pojma. Ovo je vrsta kopiranja nekog već postojećeg zvuka koji se ne kombinuje s drugim osnovnim elementima zvuka ili se ne manipuliše njime samim kako bi se dobio drugi zvuk. Za razliku od imitativne, apstraktna sinteza teži kreiranju potpuno novih, originalnih zvukova koji se ne mogu generisati upotrebom klasičnih muzičkih instrumenata.

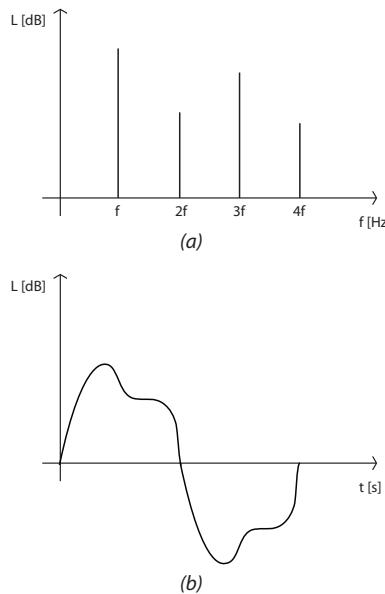
Svaki se zvuk u prirodi može svrstati u jednu od tri grupe:

1. **Prost ton:** ovo je vrsta zvuka koja se ne može sresti u prirodi, već se proizvodi u za te potrebe namenski konstruisanim uređajima – oscilatorima ili ton generatorima. Prost ton se karakteriše postojanjem samo jednog harmonika u spektru, dok je vremenski oblik takvog signala sinusoidalan. Iz tog razloga se prost ton često naziva i sinusoidom.



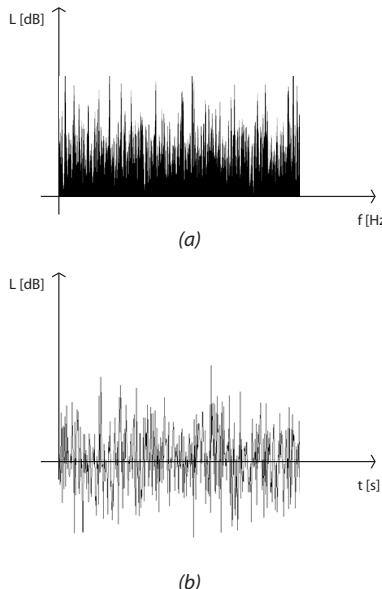
*Slika 6.1: Izgled spektra (a) i vremenaskog oblika (b)  
signala prostog tona*

2. **Složen ton:** ovu vrstu zvuka karakteriše postojanje harmonskog niza, koji, u slučaju pravilnih tonova kakve generišu klasični muzički instrumenti, podrazumeva postojanje harmonika na frekvencijama koje su celobrojni umnošci osnovne frekvencije tona.



*Slika 6.2: Izgled spektra (a) i vremenaskog oblika (b)  
signala složenog tona*

3. **Šum:** ovo je vrsta zvuka u čijem spektru je aktivna veliki broj harmonika, usled čega uvo više ne može da razaznaje njihove odnose i postojanje kao nezavisne događaje, već dolazi do njihovog stapanja koji se manifestuje kao osećaj šuma.



*Slika 6.3: Izgled spektra (a) i vremenanskog oblika (b) signala šuma*

Složen ton, koji karakteriše zvuk svakog muzičkog instrumenta, može se u potpunosti okarakterisati sa sledeće tri osobine:

1. **Visina tona** (engl. *pitch*) – fizički gledano, to je frekvencija oscilovanja zvučnog talasa. U slučaju složenog tona, visina je definisana učestanošću osnovnog, najnižeg harmonika u spektru tona. Što je osnovna frekvencija viša, viši je i ton čijem spektru ona pripada, i obrnuto.

2. **Boja tona** (engl. *timbre*) – boja je definisana harmonskom strukturu spektra tona. Boju tona određuju raspored i međusobni odnosi pojedinih harmonika u spektru. Subjektivno se boja tona može izraziti raznim pridjevima, pa tako imamo svetle, tamne, šuplje, nazalne, tanke, oštре, itd. zvukove.

3. **Glasnoća tona** (engl. *volume*) – glasnoća tona je određena amplitudom oscilovanja zvučnog talasa. Što je veća amplituda, to je ton glasniji, i obrnuto.

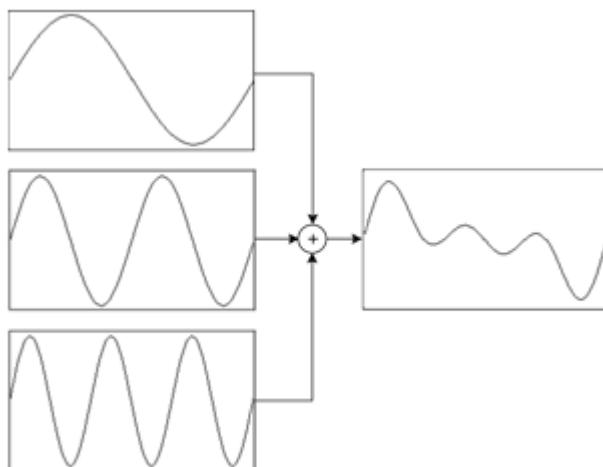
U stvarnosti su ta tri parametra retko kada konstantna – kod svih muzičkih instrumenata oni su vremenski promenljivi. Kod klasičnih instrumenata ta je promena najčešće kontinualna. Pritiskom dirke na klaviru u početku je zvuk vrlo svetao, što znači da ima izražene više harmonike (uzrok tome je udarac čekića po žicama), a s vremenom postaje sve mekši i tamniji budući da viši harmonici odumiru brže nego harmonici nižeg reda.

Glasnoća tona odsviranog na klaviru se takođe menja u vremenu. Pre nego što odsviramo notu pritiskom dirke, glasnoća je jednaka nuli, zatim, u trenutku pritiska na dirku, glasnoća skače na maksimalnu vrednost (ta vrednost je određena jačinom izvršenog pritiska na dirku), nakon čega se postupno smanjuje natrag na nulu dok ton rezonira kroz vreme držanja dirke. Naravno da ova vremenska nestalnost osnovnih parametara zvuka važi za sve realne muzičke instrumente.

Sa ovako postavljenim sistemom osnovnih parametara i shvatanjem njihove strukture i uticaja na formiranje konačnog zvuka, moguće je izvršiti analizu bilo kog zvuka, a na osnovu takve analize moguće je dalje baviti se različitim postupcima sinteze. Dakle, elektronski instrumenti – sintisajzeri, da bi do kraja bili funkcionalni, svakako moraju obezbediti potpunu kontrolu nad sva tri objašnjena parametra, uz neophodne dodatne mogućnosti modulacije koje omogućavaju promenu tih parametara u vremenu.

## 6.2 Teorijske osnove

Aditivna (adicija – sabiranje) sinteza je, istorijski gledano, prvi tip korišćene sinteze zvuka. Ona se zasniva na principu generisanja zvuka dodavanjem harmonika i oblikovanjem spektralne envelope. Princip koji stoji iza aditivne sinteze je vrlo jednostavan: svaki talas se može predstaviti kao serija harmonika, čistih sinusnih talasa, postavljenih na različite pozicije u spektru, koji sabiranjem daju specifičan ton. U aditivnim sintisajzerima, dakle, mora postojati određeni broj oscilatora bazičnih signala, čiji su izlazi povezani sa odgovarajućim pojačavačima pomoću kojih se formira spektralna anvelopa signala. Izlaz svakog pojačavača povezan je na mikser koji sabira sve na ovaj način generisane spektralne komponente, dajući na svom izlazu konačni signal.



*Slika 6.4: Prikaz osnovnog principa sabiranja prostih sinusnih tonova u postupku aditivne sinteze*

Iza ovako prostog principa sinteze stoji matematička analiza koju je početkom XIX veka razvio francuski matematičar Jean Baptiste Joseph Fourier (1768-1830), i koja predstavlja temelj analize i sinteze signala u mnogo širem domenu.

Verovatno najvažniji pojedinačni zaključak Furijeove analize je da bilo koji analizirani signal može biti rastavljen na niz prostih, sinusoidalnih signala, koji čine pojedinačne harmonike složenog signala koji se analizira. Na osnovu ovoga, lako se dolazi do pomenutog principa koji stoji u osnovi aditivnog načina sinteze signala zvuka: sabiranjem niza prostih



Slika 6.5: Jean Baptiste Joseph Fourier  
(1768-1830)

tonova moguće je rekonstruisati ili sintetisati bilo koji složen zvuk. Nije retkost da se aditivna sinteza u užem smislu često naziva i Furijeovom sintezom. Termin “u užem smislu” podrazumeva situaciju u kojoj se u postupku aditivne sinteze polazi od prostih sinusoidalnih tonova. Kao što ćemo kasnije videti ovo ne mora uvek biti slučaj, tj. aditivna sinteza može podrazumevati i rad sa oscilatorima koji generišu složenije oblike početnih signala.

Matematički gledano, Furije je dokazao da se periodične funkcije mogu formirati sumiranjem beskonačnih nizova. Sledeći tu predpostavku, ustanovio je da se svi periodični signali, kada se predstave matematičkom funkcijom, mogu rastaviti na sumu sinusnih funkcija različitih frekvencija. Preciznije, bilo koji periodičan signal se u diskretnom vremenskom domenu može sintetisati prema izrazu (6-1).

$$s[n] = \frac{1}{2}a_0[n] + \sum_{k=1}^{k_{\max}} a_k[n] \cos\left(\frac{2\pi f_0}{F_s} kn\right) - b_k[n] \sin\left(\frac{2\pi f_0}{F_s} kn\right) \quad (6-1)$$

ili jednostavnije:

$$s[n] = \frac{1}{2}a_0[n] + \sum_{k=1}^{k_{\max}} r_k[n] \cos\left(\frac{2\pi f_0}{F_s} kn + \varphi_k[n]\right) \quad (6-2)$$

gde je:

$$a_k[n] = r_k[n] \cos(\varphi_k[n]), \quad b_k[n] = r_k[n] \sin(\varphi_k[n]) \quad (6-3)$$

U ovim formulama  $F_s$  je frekvencija uzorkovanja,  $f_0$  je fundamentalna frekvencija, a  $k_{\max}$  je najvišiji harmonik ispod Nyquist-ove frekvencije. Jednosmerna komponenta je uopšteno nepoželjna u sintezi zvuka, stoga se element  $a_0$  može ukloniti. Uvođenje vremenski promenljivih koeficijenata  $r_k[n]$  omogućuje dinamičko korišćenje generatora envelope signala kako bi se modulisali oscilatori, stvarajući pritom kvaziperiodični talasni oblik (što znači da je talasni oblik periodičan kratkotrajno, i da menja svoj talasni oblik kroz vreme).

Aditivnom sintezom možemo kreirati i neharmonične zvukove (one koji sadrže neperiodične talasne oblike), ako pojedini harmonici nemaju frekvenciju koja je celobrojni umnožak osnovne (fundamentalne) frekvencije. Uz vremenski promenjive i uopštene (ne nužno harmonične) frekvencije  $f_k[n]$  (trenutna frekvencija  $k$ -te sastavnice za vreme  $n$ -tog uzorka), definicija sintetisanog izlaza se može izraziti pomoću jednačine (6-4):

$$s[n] = \frac{1}{2}a_0[n] + \sum_{k=1}^{k_{\max}} a_k[n] \cos\left(\frac{2\pi}{F_s} \sum_{i=1}^n f_k[i]\right) - b_k[n] \sin\left(\frac{2\pi}{F_s} \sum_{i=1}^n f_k[i]\right) \quad (6-4)$$

što je u stvari varijacija izraza (6-1). Na isti način, korišćenjem supstitucija (6-3), dobijamo pojednostavljenu verziju izraza (6-4), prikazanog jednačinom (6-5).

$$s[n] = \frac{1}{2}a_0[n] + \sum_{k=1}^{k_{\max}} r_k[n] \cos\left(\frac{2\pi}{F_s} \sum_{i=1}^n f_k[i] + \varphi_k[n]\right) \quad (6-5)$$

Ako je  $f_k[n] = kf_0$ , uz konstantu vrednost fundamentalne frekvencije  $f_0$ , sve sastavnice signala su harmoničke, a rezultujući talasni oblik je kvaziperiodičan. Takođe se generalizovani izrazi (6-1) i (6-4) lakše svode na jednostavnije varijante (6-2) i (6-5). Za svaku neharmoničku sastavnicu, fazni član  $\varphi_k[n]$  se može predstaviti preko trenutne frekvencije  $f_k[n]$  pomoću sledeće smene (1-6).

$$f_k[n] \leftarrow f_k[n] + \frac{F_s}{2\pi} (\varphi_k[n] - \varphi_k[n-1]) \quad (6-6)$$

Koristeći ovu smenu, svi se fazni članovi  $\varphi_k[n]$  mogu postaviti na nulu bez gubitka generalizacije, budući da će početna vrednost faze pri  $s[0]$  ostati očuvana. Dodatnom eliminacijom istosmerne komponente, izraz za neharmoničku aditivnu sintezu pojednostavljuje se na izraz (6-7).

$$s[n] = \sum_{k=1}^{k_{\max}} r_k[n] \cos \left( \frac{2\pi}{F_s} \sum_{i=1}^n f_k[i] + \varphi_k[0] \right) \quad (6-7)$$

$$\varphi_k[0] = \frac{2\pi}{F_s} \sum_{i=-\infty}^0 f_k[i] \quad (6-8)$$

Ako konstantni fazni član (u vremenskom trenutku  $n = 0$ ) izrazimo pomoću (6-8), generalni izraz za aditivnu sintezu se može krajnje pojednostaviti na konačan izraz definisan jednačinom (6-9).

$$s[n] = \sum_{k=1}^{k_{\max}} r_k[n] \cos \left( \frac{2\pi}{F_s} \sum_{i=-\infty}^n f_k[i] \right) \quad (6-9)$$

### 6.3 Furijeova analiza osnovnih talasnih oblika

Uopšteno, ako imamo periodičan talasni oblik  $X[n]$ , možemo odrediti njegove koeficijente Furijeovog niza  $A[k]$  direktno primjenjujući Furijerovu transformaciju, prema izrazu (6-10).

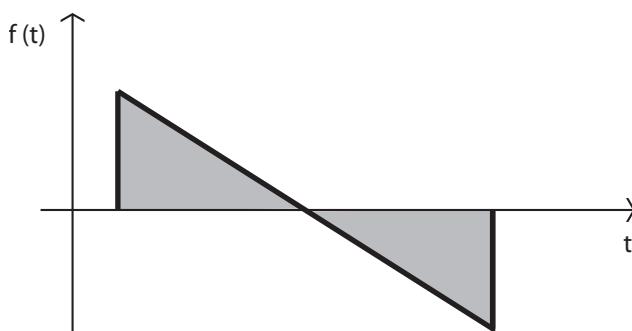
$$A[k] = \frac{1}{N} [X[0] + U^{-k} X[1] + \cdots + U^{-(N-1)k} X[N-1]] \quad (6-10)$$

No, koristeći taj izraz direktno za testerasti talasni oblik će rezultirati mnogim stranicama algebre (nešto manje ako bi koristili diferencijalne jednačine). Umesto toga, oslonićemo se na svojstvo Furijeove transformacije koje u relaciju stavlja signal  $x[n]$  i njegovu prvu razliku, koja je definisana sa  $x[n] - x[n-1]$ . Prva razlika testerastog talasnog oblika biće dovoljno jednostavna kako bi je mogli direktno odrediti i tako dobiti željenu Furijeovu seriju. Formula koja će nam pomoći u tome je izražena sa (6-11). FT označava Furijeovu transformaciju funkcije.

$$FT\{x[n] - x[n-1]\} \approx i\omega k FT\{x[n]\} \quad (6-11)$$

#### Testerasti talasni oblik

Primeničemo izraz (6-11) na testerasti talasni oblik  $s[n]$ , prikazan na slici 6.6.



Slika 6.6: Signal testerastog talasnog oblika

Za interval  $0 \leq n < N$  imamo:

$$s[n] - s[n-1] = -\frac{1}{N} + \begin{cases} 1 & \text{za } n=0 \\ 0 & \text{za } n \neq 0 \end{cases} \quad (6-12)$$

Ignorišući konstantni pomak od  $-1/N$ , ovo nam daje impuls, odnosno vrednost nula svugde osim u prvom uzorku po ciklusu. Suma u Furijeovoj transformaciji tako ima samo jedan član, pa time dobijamo izraz (6-13).

$$FT\{s[n] - s[n-1]\}(k) = 1, k \neq 0, -N < k < N \quad (6-13)$$

Zatim primenjujemo diferencijalnu formulu unatrag kako bi dobili izraz (6-14):

$$FT\{s[n] - s[n-1]\}(k) \approx \frac{1}{i\omega k} = \frac{-iN}{2\pi k} \quad (6-14)$$

koji vredi za celobrojne vrednosti  $k$ , male u poređenju i sa  $N$ , ali uz  $k \neq 0$ . Drugi oblik izraza smo dobili kombinovanjem relacija  $\omega = 2\pi/N$  i  $1/i = -i$ .

Ova analiza nam ne daje istosmernu komponentu  $FT\{s[n]\}(0)$ , jer bi u tom slučaju morali deliti s  $k = 0$ . Umesto toga, istosmernu komponentu možemo izračunati direktno kao sumu svih tačaka talasnog oblika – približno je jednaka nuli.

Kako bi dobili Furijeovu seriju izraženu preko poznatih realnih sinusnih i kosinusnih funkcija, kombinujemo odgovarajuće izraze za pozitivne i negativne vrednosti  $k$ . Prvi harmonik ( $k = \pm 1$ ) iznosi:

$$\frac{1}{N} [FT\{s[n]\}(1) \cdot U^n + FT\{s[n]\}(-1) \cdot U^{-n}] \approx \frac{-i}{2N} [U^n - U^{-n}] = \frac{\sin(\omega n)}{\pi} \quad (6-15)$$

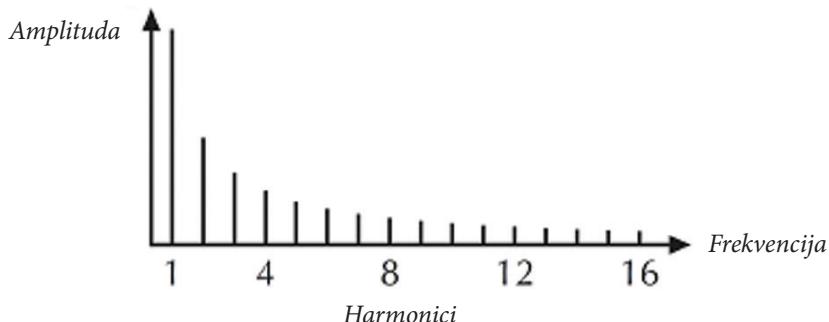
Analogno izrazu (6-15),  $k$ -ti harmonik će iznositi:

$$\frac{\sin(k\omega n)}{k\pi} \quad (6-16)$$

što na kraju rezultuje Furijeovom serijom za testerasti talasni oblik, koja je definisana jednačinom (6-17):

$$s[n] \approx \frac{1}{\pi} \left[ \sin(\omega n) + \frac{\sin(2\omega n)}{2} + \frac{\sin(3\omega n)}{3} + \dots + \frac{\sin(k\omega n)}{k} \right] \quad (6-17)$$

Harmonijska (Furijeova) struktura testerastog talasnog oblika je prikazana na *slici 6.7*. Uočavamo da testerasti talasni oblik sadrži sve harmonike, i da njihova amplituda pada obrnuto proporcionalno umnošku frekvencije fundamentalnog harmonika ( $1/2$ ,  $1/3$ ,  $1/4$ , i tako dalje).



Slika 6.7: Harmonijski niz testerastog talasnog oblika

## Pravougani talasni oblik

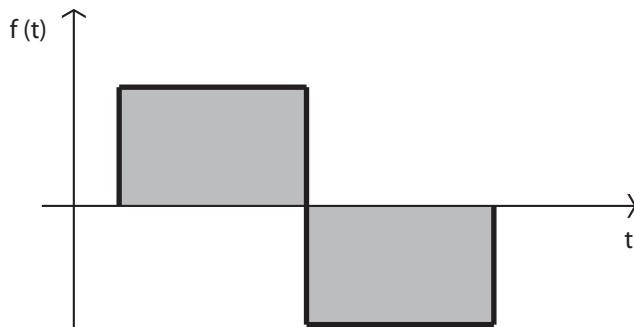
Kako bi dobili Furjieovu seriju za pravougaoni i trouglasti talasni oblik, koji dele slične spektralne karakteristike po pitanju rasporeda harmonika, razmotrimo izraz (6-18):

$$x[n] = s[n] - s\left[n - \frac{N}{2}\right] \quad (6-18)$$

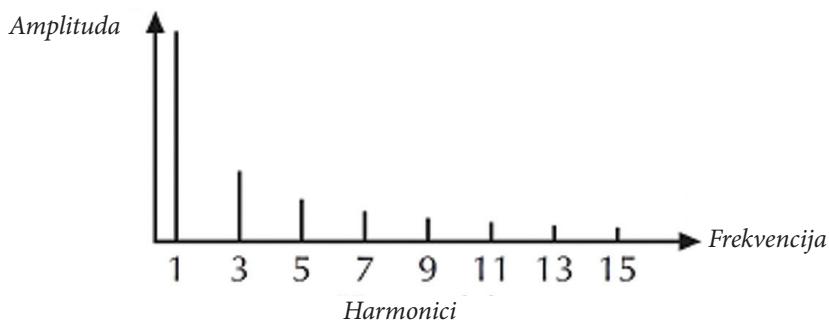
koji je jednak  $1/2$  za prvu polovinu ciklusa ( $0 \leq n < N/2$ ), i  $-1/2$  za drugu polovinu. Furijeovu seriju pravougaonog talasnog oblika dobijamo uvrstavajući Furijeovu seriju za  $s[n]$  (izraz (6-17)) dva puta, što rezultira jednačinom (6-19):

$$\begin{aligned} x[n] &\approx \frac{1}{\pi} \left[ \sin(\omega n) + \frac{\sin(2\omega n)}{2} + \frac{\sin(3\omega n)}{3} + \dots - \sin(\omega n) + \frac{\sin(2\omega n)}{2} - \frac{\sin(3\omega n)}{3} \pm \dots \right] \\ &= \frac{2}{\pi} \left[ \sin(\omega n) + \frac{\sin(3\omega n)}{3} + \frac{\sin(5\omega n)}{5} + \dots + \frac{\sin[(2k-1)\omega n]}{2k-1} \right] \end{aligned} \quad (6-19)$$

Uočavamo da pravougaoni talasni oblik sadrži samo neparne harmonike, i da njihova amplituda opada obrnuto proporcionalno umnošku frekvencije fundamentalnog harmonika, slično kao kod testerastog talasnog oblika. Harmonijski (Furijeov) niz spektra signala pravougaonog talasnog oblika je prikazana na slici 6.9.



Slika 6.8: Signal pravougaonog talasnog oblika



Slika 6.9: Harmoniski niz signala pravougaonog talasnog oblika

### Trougaoni talasni oblik

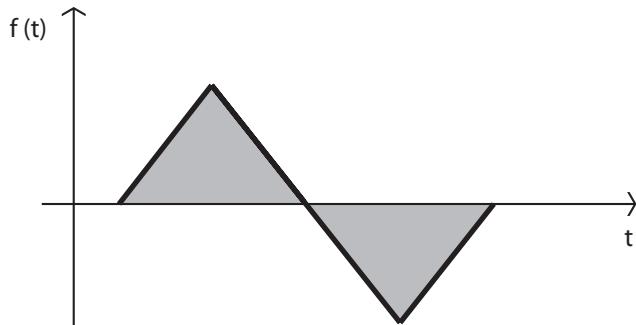
Simetrični trougaoni talasni oblik definišemo izrazom (6-20).

$$x[n] = 8p[n] - 8p\left[n - \frac{N}{2}\right] \quad (6-20)$$

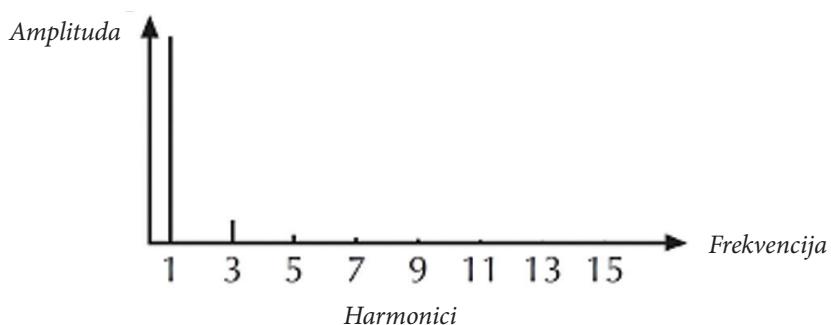
Uvršćavanjem Furijeove serije za  $p[n]$  (6-17) dva puta, dobijamo Furijeovu seriju trougaonog talasnog oblika (6-21).

$$x[n] \approx \frac{8}{\pi} \left[ \sin(\omega n) + \frac{\sin(3\omega n)}{9} + \frac{\sin(5\omega n)}{25} + \dots + \frac{\sin[(2k-1)\omega n]}{(2k-1)^2} \right] \quad (6-21)$$

Uočavamo kako i trouglasti talasni oblik sadrži samo neparne harmonike, no njihova amplituda opada obrnuto proporcionalno kvadratu umnožaka frekvencije fundamentalnog harmonika, čime se dobija harmonski (Furijeov) niz prikazan na slici 1.11.



Slika 6.10: Signal trougaonog talasnog oblika



Slika 6.11: Harmoniski niz signala trougaonog talasnog oblika

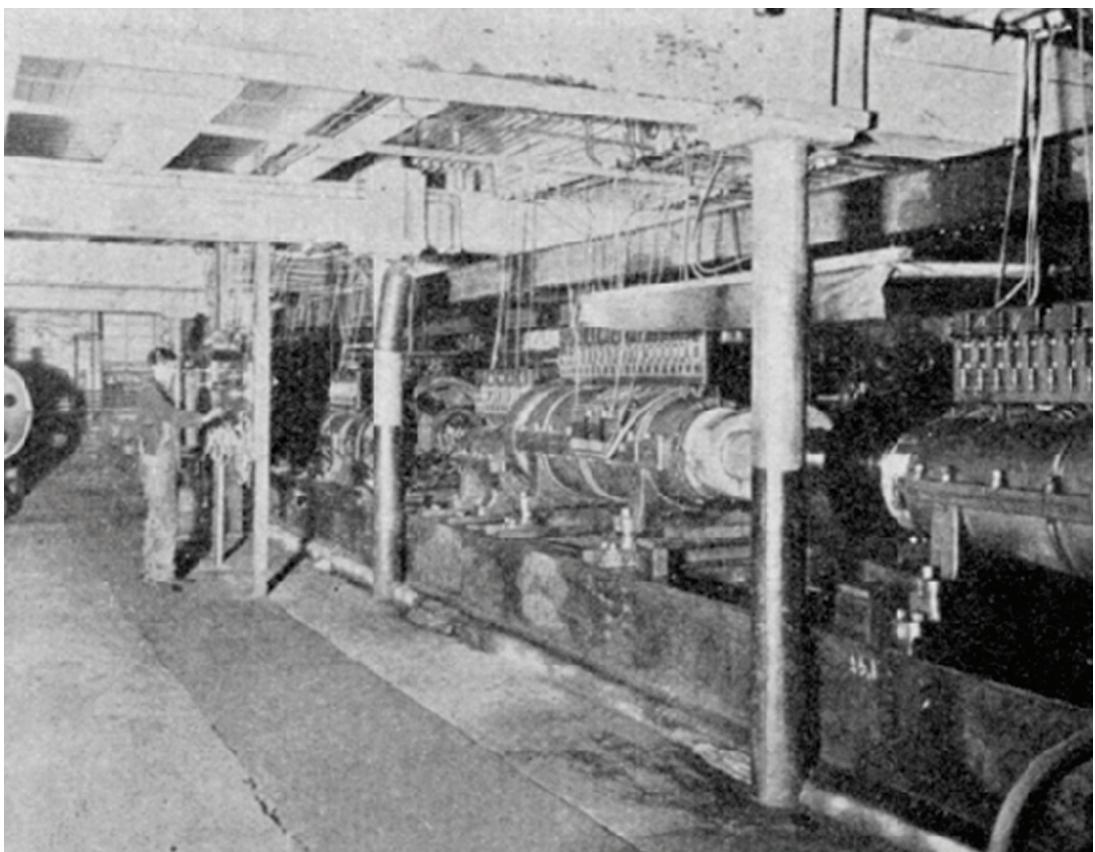
## 6.4 Praktična primena aditivne sinteze

Princip aditivne sinteze se od davnina koristi kod crkvenih orgulja: određene cevi (kod orgulja se nazivaju registri) generišu talasne oblike bliske sinusoidalnim koji se onda po prilici mogu mešati u raznim kombinacijama što je orguljama davalо prilično širok spektar različitih zvukova. Osnovni tonovi su proizvođeni sistemom cevi, pri čemu je postojala jasna korelacija između frekvencije tona kojeg proizvodi cev i dužine te cevi. Tako je cev dužine 8 stopa proizvodila fundamentalnu frekvenciju, dvostruko kraća cev (4 stope) je proizvodila ton dvostruko veće frekvencije (oktava više), a cev dužine 16 stopa je proizvodila prvi subharmonik, ton koji je dvostruko manje frekvencije (oktava niže), i tako dalje.

Vodeći se principima Furijeove teorije, 1860. godine, nemački naučnik Hermann von Helmholtz je konstruisao prvi namenski sintetizator zvuka, odnosno elektro-mehanički sklop koji je bio u stanju da od osnovnih, prostih tonova generiše složen ton. Ovaj uređaj je bio baziran na tada praktično jedinom izvoru prostog, sinusnog tona – zvučnoj viljušci. Okidanje zvučnih viljušaka bilo je kontrolisano električnim putem, čime je bilo omogućeno sabiranje njihovih pojedinačnih tonova u jednom trenutku.

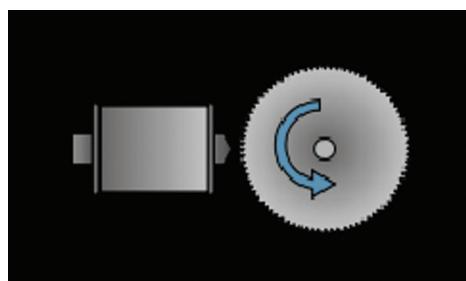
Na prelazu iz XIX u XX vek, Amerikanac Thaddeus Cahill dizajnirao je uređaj koji se smatra prvim za sviranje realno upotrebljivim sintetizatorom zvuka, koji je dobio naziv Tellharmonium. Ovaj uređaj je bio polifon i svirao se putem standardne klavijature osetljive na pritisak. Dirke klavijature su kontrolisale sistem motora i alternatora koji su se okretali velikim brzinama, čije su učestanosti padale u čujni opseg. Na ovaj način je generisan niz prostih sinusoidalnih tonova koji su činili osnov za dalju sintezu složenog zvuka. I pored ovih interesantnih karakteristika i dobro zamišljenog sistema rada, uređaj nikada nije zaživeo u muzičkoj praksi, pre svega iz razloga ogromne mase (bio je težak oko 200 tona) i problema sa transoptrom (morao se transportovati vozom) i instaliranjem.

Aditivna sinteza, kao jedina realno ostvariva na nivou tadašnjeg tehnološkog razvoja, koji je podrazumevao kombinovanje električnih i mehaničkih rešenja, svoj zlatni period beleži u prvoj polovini XX veka, zaključno sa i danas popularnim i rado sviranim Hammond orguljama. Njihov tvorac, Laurens Hammond, osnovni princip rada koji podrazumeva mehaničku rotaciju kretnih elemenata sa kružnim brzinama koje upadaju u čujni frekvencijski opseg, preuzeo je od Tellharmonium-a. Hammond je tu osnovnu ideju tehnološki unapredio u smislu veličine i tipa rotirajućih elemenata i ukupne električne kontrole sistema.



Slika 6.12: Mašinsko postrojenje koje je obezbeđivalo rad Tellharmonium-a

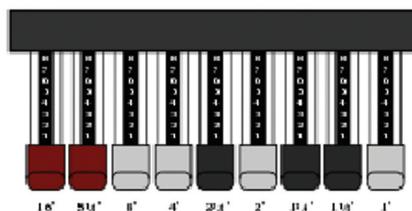
Prvi u javnosti predstavljen model imao je, kao srce sistema, električni motor koji je kontrolisao osovinu na kojoj se nalazio 91 metalni disk, svaki različite veličine. Diskovi su bili nazubljeni i rotirali su različitim ugaonim brzinama ispred pick-up jedinica, koje su na sebi imale namotan provodnik, i unutar kojih se nalazio stalan magnet (vidi sliku 6.13).



Slika 6.13: Prikaz mehanizma za generisanje struje prostog sinusnog oblika kod Hammond orgulja

Naizmenično smenjivanje metalnih nazubljenih delova neposredno ispred pickup jedinice, dovodi do promena u magnetnom polju stalnog magneta što, po principu elektromagnetne indukcije, dovodi do generisanja naizmenične struje čija frekvencija direktno zavisi od brzine rotiranja diska. Kako se diskovi okreću brzinama koje odgovaraju učestanostima u čujnom opsegu, na izlazu iz ovog sistema se generišu proste sinusoidalne struje čijim se kombinovanjem generišu složeni tonovi, koji se preko sistema pojačavača reprodukuju na za to namenskom zvučniku. U jednom trenutku je bilo omogućeno kombinovanje 9 ovakvih prostih signala.

Oblikovanje envelope ovako generisanog signala složenog spektra je na ovom instrumentu rešeno sistemom od 9 poluga (engl. drawbars), kojima se mogao regulisati nivo svakog od maksimalno 9 harmonika u spektru signala koji je u jednom trenutku bio generisan (*slika 1.14*) Svaka od 9 poluga je bila graduisana sa 8 diskretnih nivoa, koji su se generisali manjim ili većim izvlačenjem/uvlačenjem poluge.



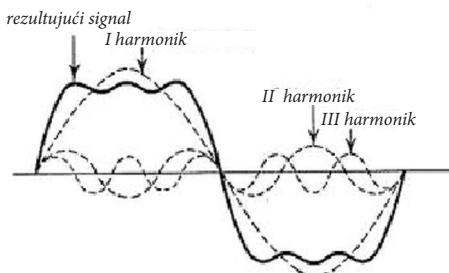
*Slika 6.14: Sistem poluga za dodatnu manipulaciju strukturu tona kod Hammond orgulja*

Pritiskanjem određene dirke na klavijaturi uključivao se zvuk koga bi generisao samo jedan disk, i na taj način se čuo prost ton. Uključivanjem određenih registara na instrumentu, pritiskanje dirke je uključivalo zvuk generisan od strane dva ili više diskova. Klasična struktura Hammond orgulja, na taj način posmatrano, je dakle sastavljena od 9 oscilatora, 9 pojačavača, električnog miksera i kontrole koja uključuje i isključuje određene pojačavače. Regulisanjem amplitude svakog od devedeset i jednog oscilatora sistemom 9 višestepenih poluga moguće je ostvariti na stotine hiljada različitih kombinacija zvukova, što je za ono vreme bila prava revolucija.

Uz pomoć Hammond orgulja, dakle, mogao je da se generiše ogroman broj talasnih oblika, ali generisani zvuk bio je statican i jednoličan. Nijedan parametar se nije mogao menjao za vreme sviranja određene note. Zato su u kasnijim modelima na izlazu iz miksera dodati naponski kontrolisani filter i naponski kontrolisani pojačavač, koji su, menjajući spektor i amplitudu u vremenu, učinili zvuk dinamičnim.

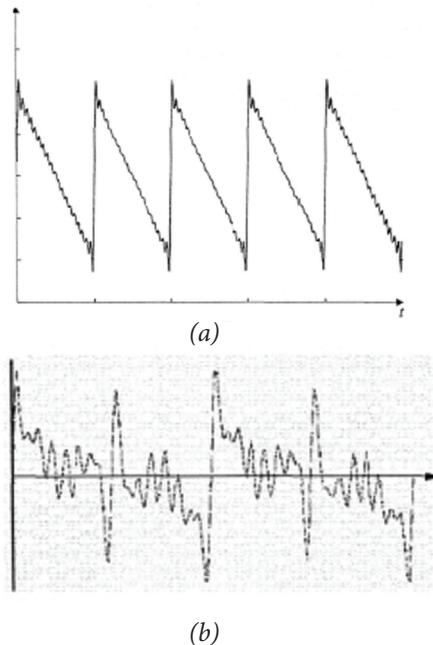
Iako najprostija po osnovnom principu rada, aditivna sinteza je, pogotovo za potrebe generisanja realnih zvukova (imitativna sinteza), izuzetno zahtevna za implementaciju: potrebno je raspolagati velikim brojem oscilatora (i po nekoliko desetina sinusnih oscilatora), od kojih svaki mora imati mogućnost kontrole dinamike (postojanje velikog broja anvelopa ADSR generatora). Kontrola ovakvih elektronskoh sklopova u analognoj izvedbi je praktično neostvariva, tako da je njena puna snaga i upotrebljivost u postupcima imitativne sinteze morala sačekati pojavu digitalnih tehnologija.

Broj od 9 oscilatora po instrumentu, koji se često sretao kao neka vrsta standarda u ranoj fazi razvoja aditivne sinteze, bio je kompromis između realnih potreba i mogućnosti u to vreme, ali to nikako nije bilo dovoljno za preciznije sintetisanje realnih zvukova. Postojanje velikog broja sinusnih oscilatora svoje opravdanje traži u činjenici da je složene talasne oblike do kraja precizno moguće rekonstruisati samo korišćenjem celog harmonskog niza koji ih opisuje. Takav harmonijski niz može imati jako puno komponenti, koje moraju biti savaka za sebe ponaosob generisana sopstvenim oscilatorom. Korišćenjem prvih nekoliko harmonika moguće je samo delimično rekonstruisati talasni oblik. Tako, na primer, na *slici 6.15* je dat je talasni oblik signala četvrtke, rekonstruisan na osnovu svojih prva tri harmonika u nizu.



*Slika 6.15: Izgled rezultujućeg talasnog oblika pravougaonog signala, nastalog sabiranjem prve tri komponente u harmonskom nizu*

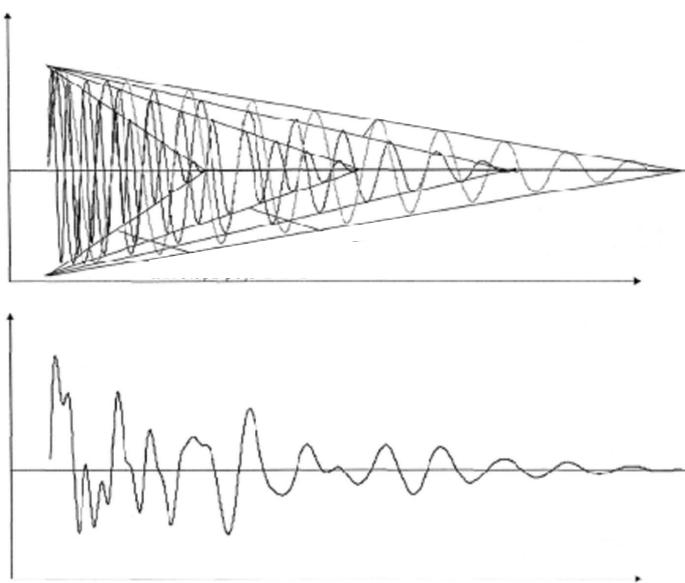
Kao što se sa slike vidi, talasni oblik ovako sintetisanog signala samo delimično liči na signal idealne četvrtke. Svako sledeće dodavanje harmonika u spektru će činiti da signal sve više teži idealnom, što dovodi do zaključka da će preciznost sinteze direktno zavisiti od broja oscilatora koje imamo na raspolaganju. U vidu treba imati i da se talasni oblik signala može drastično promeniti ako amplitude harmonika uzimamo proizvoljno, tj. da je zbilja neophodna precizna kontrola nivoa svakog harmonika ponaosob. U tom smislu na *slici 1.16a* je prikazana situacija u kojoj je testerasti signal formiran uz pomoć prvih 9 harmonika, čije amplitude stoje u pravilnom opadajućem nizu, dok je na *slici 1.16b* prikazan signal dobijen sumiranjem istog harmonskog niza, kod kojeg su amplitude svih harmonika dovedene na nivo osnovnog. Nije teško uočiti veliku razliku u izgledu talasnog oblika ova dva signala sintetisana upotrebom istih harmonika različitih amplituda.



*Slika 6.16: Izgled talasnog ovblika testerastog signala formiranog uz pomoć prvih devet harmonika jednakih amplituda (a) i amplituda koje stoje u pravilnom opadajućem nizu (b)*

Da bi do kraja uvideli potrebnu strukturu aditivnog sintisajzera, moramo razmotriti generisanje realnih zvukova, poput zvuka okidanja žice na gitari. Iz iskustva znamo da je on za vreme okidanja jak i pun, a vremenom postaje tiši i "mračniji". Da bi aditivni sintetizator mogao da proizvede ovaj zvuk, morao bi da ima vremensku kontrolu menjanja amplitude na svakom od osciliatora. Isto tako, iz iskustva znamo da je na početku okidanja zvuk pun jer sadrži jake više harmonike, a da se vremenom amplitude viših učestanosti smanjuju. Ustvari, vremenom i viši i niži harmonici slabe, ali niži slabe sporije od viših. Dalje, moramo simulirati i promenu amplitude za vreme trajanja note i kreirati profile za filter i pojačavač za većinu instrumenata.

Međutim, kontrolišući amplitudu harmonika u vremenu, štedimo na izlaznom filtru i pojačavaču. Filter oblikuje izlazni spektar signala, a to se isto može postići i kontrolisanjem pojačanja svake komponente na izlazu iz oscilatora. Proporcionalnim pojačanjem i slabljenjem svake komponente može se uticati i na anvelopu izlaznog signala. Na osnovu opisanog, možemo aditivnom sintezom rekonstruisati zvuk okidanja žice na gitari. Recimo da oscilator 1 generiše sinusoidu na osnovnoj učestanosti (1. harmonik), oscilator 2 - sinusoidu na dva puta većoj učestanosti (drugi harmonik) itd. Isto tako pretpostavimo da pojačavač 1 proporcionalno utišava zvuk oscilatora 1 do tištine za neko vreme  $T$ , pojačavač 2 proporcionalno utišava zvuk na izlazu oscilatora 2 do tištine za polovinu vremena -  $T/2$  itd. U ovom primeru, kao i u realnom slučaju, amplitude nižih harmonika sporije slabe. Talasni oblici 4 harmonika i



*Slika 6.17: Prikaz slabljenja pojedinih harmonika u spektru signala koji za cilj ima sintezu zvuka žičanog instrumenta*

promena njihovih amplituda koja se odvija na upravo opisan način, kao i rezultujući talasni oblik na taj način sintetisanog signala su prikazani na *slici 6.17*.

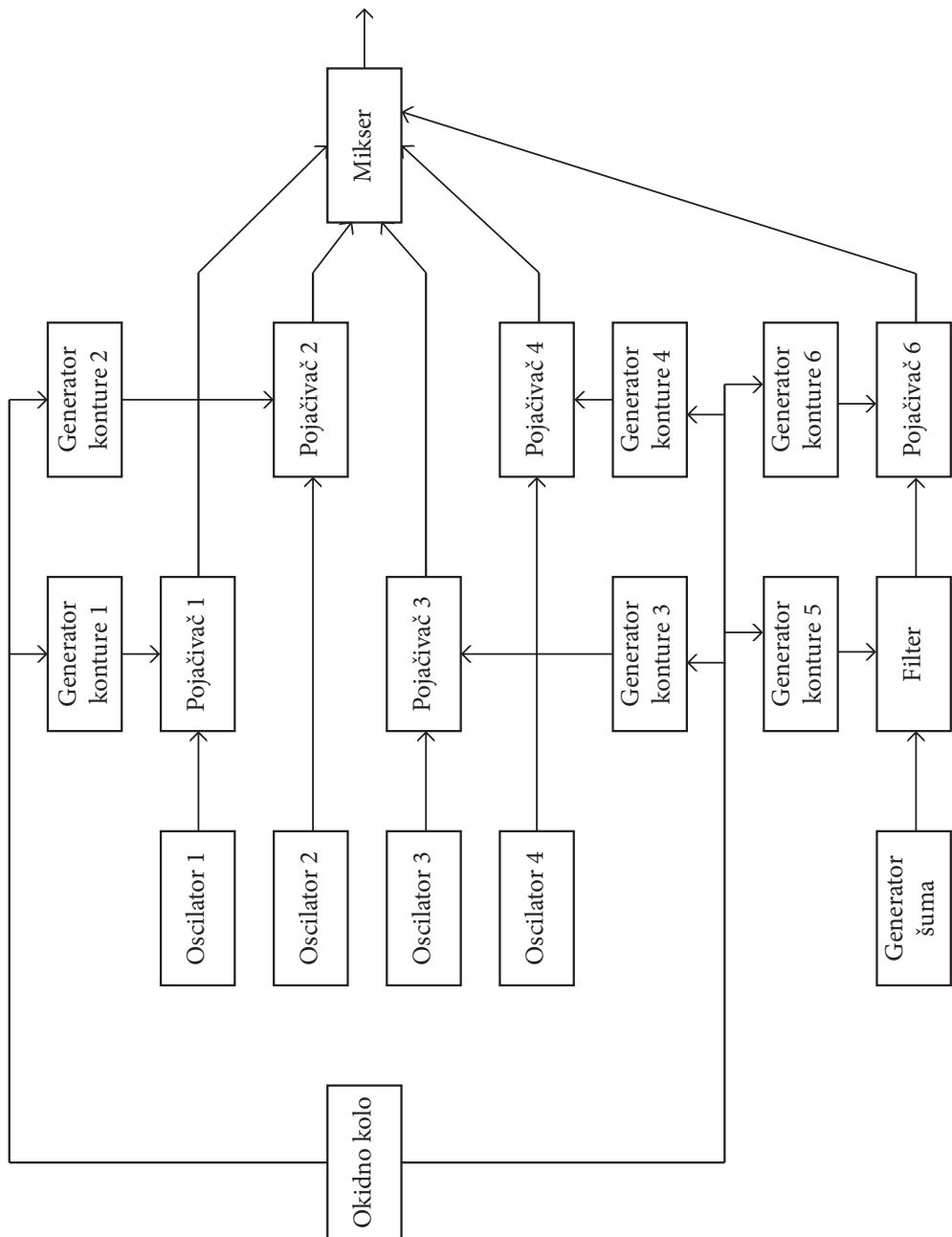
Treba napomenuti da postoje i instrumenti kod kojih uporedno sa slabljenjem određenih učestanosti u vremenu, neke druge amplitude inicijalno slabe, zatim se pojačavaju, pa opet slabe. Ovo je dodatni zahtev koji se mora rešavati precizno vremenski kontrolisanim generatorima anvelopa.

Obzirom da postoji puno zvukova koji nisu periodični, nameće se pitanje kako rekonstruisati njihov talasni oblik. Proučimo zvukove koje stvaraju neki instrumenti u orkestru, na primer, flauta i truba. Odgovarajućom analizom se iz njihovih zvukova mogu izdvojiti periodične komponente. Međutim, oduzimanjem ovih komponenti od originalnog zvuka ostaće neperiodična komponenta - šum. Dakle, prirodni instrumenti reprodukuju i neperiodične zvukove koji se ne mogu regenerisati sinusoidama. Tako se, u aditivnoj sintezi, ovi zvuci sintetišu uz pomoć generatora šuma. Neperiodični generatori zvuka nemaju spektar teoretski belog ili ružičastog šuma, već su filtrirani upotrebom realnih filtera. Da bi se postigla prirodna promena spektra u vremenu, pojačanje i ovog generatora, kao i kod oscilatora, treba da bude kontrolisano od strane generatora konture. Na *slici 6.18* prikazana je sveobuhvatnija blok šema aditivnog sintisajzera. Pojava digitalnih procesora uslovila je vrlo jednostavno funkcionisanje oscilatora, miksera, pojačavača i generatora kontura. Obzirom

da se digitalnom Furijeovom transformacijom (inverznom) iz zamišljenog spektra može na jednostavan način dobiti talasni oblik u vremenskom domenu, današnji aditivni sintizajzeri se nazivaju i Furijeovim sintisajzerima.

Tržište je vrlo siromašno instrumentima ove vrste; postoje samo dva uređaja pristupačnih cena: Kawai K5000 i Kurzweil K150FS. Neki sintisajzeri nude mogućnost generisanja talasnih funkcija crtanjem njihovog oblika ili specificiranjem amplituda što je rudimentarna i apstraktna verzija aditivne sinteze.

Moderno višejezgredi procesori su dovoljno snažni kako bi mogli u realnom vremenu računati sa velikim brojem harmonika (i do nekoliko stotina), pa su virtuelni instrumenti koji koriste aditivnu sintezu puno češći nego njihovi hardverski pandani. Takvi instrumenti neretko poseduju mogućnost resinteze zvuka, koja korišćenjem Furijeove analize razbija uzorak zvuka na osnovne harmonike, te prati njihove promene kroz vreme, koristeći kasnije te informacije u postupku sinteze. Korisnik tada može uticati na rezultate resinteze, i potpuno promeniti karakter zvuka. Na taj način, od zvuka klavira se može napraviti zvuk orgulja, koji će sadržati osnovni karakter zvuka klavira – mogućnosti su neograničene. Primer takvog specijaliziranog virtuelnog instrumenta je Camel Audio Cameleon5000, danas veoma često korišćen softverski aditivni sintisajzer.



Slika 6.18: Blok dijagram tipičnog aditivnog sintisajzera

## REZIME I PITANJA ZA PROVERU ZNANJA

U poglavlju *Aditivna sinteza* izloženi su osnovni pojmovi vezani za sintezu zvuka u opštem smislu. Objasnjena je Furijeova analiza signala koja leži u osnovi postupka aditivne sinteze zvuka. Zatim su opisani osnovni tipovi signala koji se koriste u postupcima sinteze. Nakon kratkog opisa istorijskog razvoja ovog tipa sinteze, pojašnjeni su principi rada pojedinih važnijih uređaja čiji se rad zasniva na ovoj sintezi.

1. Šta je sinteza zvuka?
2. Koja su dva osnovna tipa sinteze zvuka?
3. Objasniti osnovni princip aditivne sinteze zvuka.
4. Objasniti osnovne postulate Furijeove analize signala.
5. Objasniti osnovne karakteristike i skicirati vremenski  
i spektralni  
oblik testerastog signala.
6. Objasniti osnovne karakteristike i skicirati vremenski i spektralni oblik  
pravougaonog signala.
7. Objasniti osnovne karakteristike i skicirati vremenski i spektralni oblik  
trougaonog signala.
8. Objasniti princip rada Hammond orgulja.
9. Objasniti princip generisanja periodičnih tonova postupkom  
aditivne sinteze.
10. Objasniti princip generisanja neperiodičnih tonova postupkom  
aditivne sinteze.
11. Nacrtati principski blok šemu funkcionalnog aditivnog sintisajzera.

## KLJUČNE REČI

Sinteza zvuka, Talasni oblik signala, Furijeova analiza, Aditivna sinteza zvuka, Telharmonijum, Hammond orgulje.

# **SUBTRAKTIVNA SINTEZA**

## **VII deo**

Drugo poglavlje uvodi u oblast Subtraktivne sinteze kroz predstavljanje tri tematske celine: Osnovni principi (7.1), Filtriranje (7.2) i Modulacija (7.3). Na taj način, student se podrobnije upoznaje sa sledećim temama:

1. Osnovni principi subtraktivne sinteze
2. Osnovna blok šema subtraktivnog sintetizatora zvuka
3. Oscilatori osnovnih talasnih oblika koji se koriste  
u postupku subtraktivne  
sinteze zvuka
4. Filracija signala u postupku subtraktivne sinteze zvuka
5. Uticaj i primena neidealnosti korišćenih elemenata u postupku  
subtraktivne sinteze zvuka
6. Primena modulacije u subtraktivnoj sintezi zvuka
7. LFO generatori

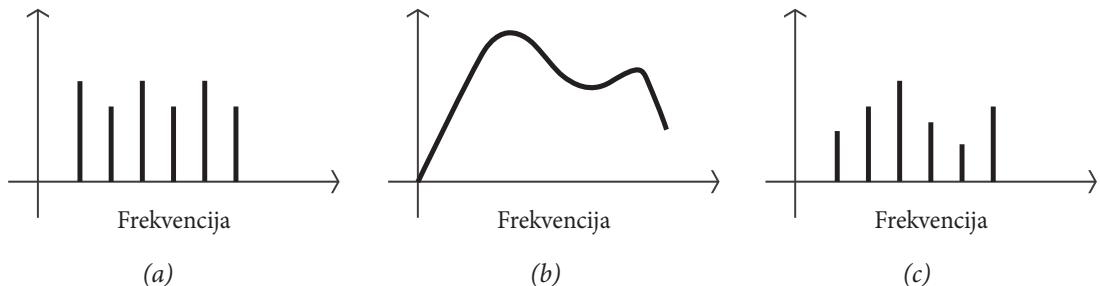


## 7.1 Osnovni principi

Subtraktivna sinteza (subtrakcija – oduzimanje) je tip sinteze baziran na principu oduzimanja i oblikovanja spektara početnih, širokopojasnih signala. Signali koji se najčešće koriste kao osnov za dalja postupanja u procesu subtraktivne sinteze u vremenskom domenu imaju oblike četvrtke i trouglasto/testerastog oblika, koji imaju široke i pravilne spekture pogodne za kreiranje muzičkih tonova. Šumovi se u ovom tipu sinteze često i rado koriste kao osnov za kreiranje perkusivnih tipova zvukova.

Ideja koja stoji u osnovi subtraktivne sinteze je intuitivna i nameće se sama po sebi. Nagli razvoj analogne audio elektronike u dekadi 60-ih godina prošlog veka, omogućio je da se ovakva ideja relativno lako i sprovede u delo: nakon jednovekovne vladavine aditivnog koncepta sinteze, subtraktivna sinteza postaje dostupna i suvereno vlada tržištem sintisajzera sve do početka digitalne revolucije s početka 80-ih godina XX veka.

Subtraktivna sinteza jeste vrsta fizičkog modelovanja analognog tipa. Elektronski sklopovi koji se koriste u njenoj realizaciji su idejno kompletno bazirani na analizi kontrolisanog akustičkog zvučnog sistema, koji se uvek i iznova sastoji od ekscitatora, oscilatora i rezonatora.



Slika 7.1: Prikaz principa formiranja tona akustične gitare: (a) harmonski niz generisan okidanjem žice, (b) formantni oblik tela akustične gitare i (c) rezultujući signal zvuka.

U tom smislu, u postupku subtraktivne sinteze se koriste sledeći elektronski sklopovi:

**1. Oscilatori.** Generišu početnu talasnu formu, najčešće signale širokog spektra. Uobičajeno je da sintisajzeri imaju više od jednog oscilatora koji se daju korisniku na raspolaganje.

**2. Filter.** Koristi se za spektralno oblikovanje signala oscilatora. U dizajnu sintisajzera često se sreću modeli sa po jednim filterom koji „opslužuje“ veći broj oscilatora. Luksuznija varijanta podrazumeva postojanje namenskog filtra za svaki od oscilatora u multioscilitornom sintisajzeru.

**3. Pojačavačka sekcija.** Koristi se za kontrolisanje nivoa signala u vremenu. U okviru ove sekciije nalazi se i anvelopa modul, koji obezbeđuje postojanje ADSR tipa kontrole pojačanja signala. I u slučaju ove sekcije, skuplji sintisajzeri se odlikuju postojanjem većeg broja anvelopa modula.

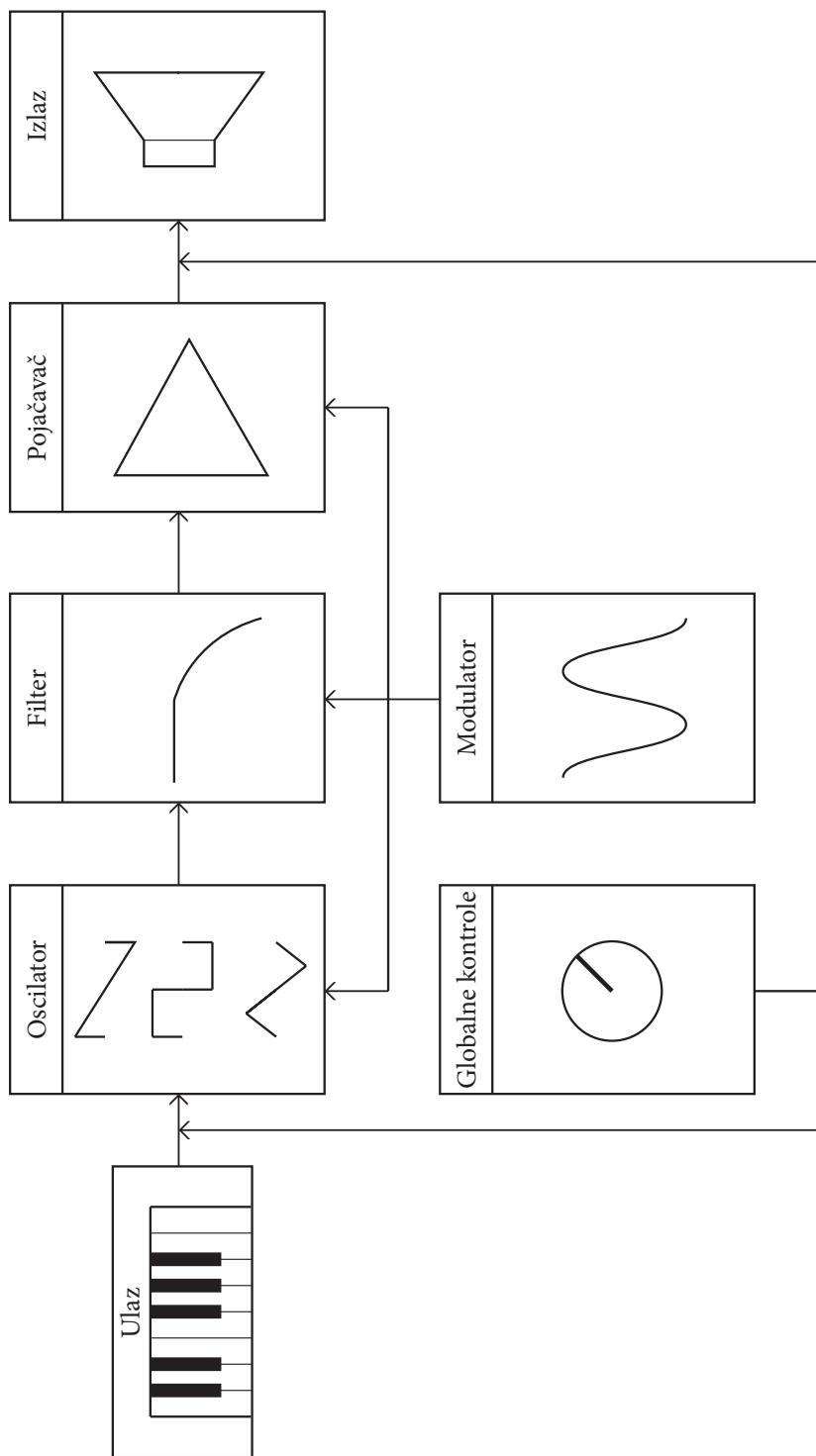
Ova tri tipa elektronskih sklopova čine neophodnu bazu za realizaciju postupka subtraktivne sinteze.

U cilju postizanje veće realističnosti i kontrole ovako generisanog zvuka, u postupku subtraktivne sinteze se kao po pravilu koriste i:

**4. Modulatori.** Kao što ima samo ime kaže, ovi elektronski sklopovi se koriste u cilju modulacije prethodno generisanih signala. Svaka vrsta vibrata, tremola ili nekog drugačijeg podrhtavanja i promene zvuka u vremenu, što je karakteristika praktično svih realnih zvučnih izvora, bila bi nemoguća bez modulatora. Modulatori se na sintisajzerima izvode kao automatski i manuelni. Automatski modulatori su kao po pravilu niskofrekvenčni, LFO oscilatori (eng. *Low Frequency Oscilator*), dok se u svrhe manuelne kontrole modulacije koja se primenjuje na osnovni zvuk koriste namenski točkići (eng. *wheels*), tzv. šabanajzeri.

**5. Globalne kontrole.** Ovim terminom se označavaju svi dodatni elektronski sklopovi koji muzičarima omogućavaju dodatne kontrole, komfor i kvalitet izraza u sviranju.

Blok šema kojom se povezuju svi opisani elementi je prikazana na *slici 7.2*.



Slika 7.2: Blok šema tipičnog subtraktivnog sintisajzera

Kao što je prethodno rečeno, standardni tipovi signala koji se koriste u postupcima subtraktivne sinteze su:

1. Četvrtke
2. Trouglasti signali
3. Testerasti signali
4. Šumovi

Razmotrimo ponaosob karakteristike svakog od ovih tipova signala.

Pravougaoni signali su signali koji u toku jednog ciklusa imaju dva stanja: stanje nule i stanje punog nivoa signala. Pravougaoni signali se deklarišu procentualnim odnosima ova dva stanja. Izgled spektra je takav da je pobuđen ceo harmonski niz, ali su pri tome neparni harmonici favorizovani: kako se pravougaoni signal približava odnosu 50 - 50% parnih harmonika je sve manje i manje.

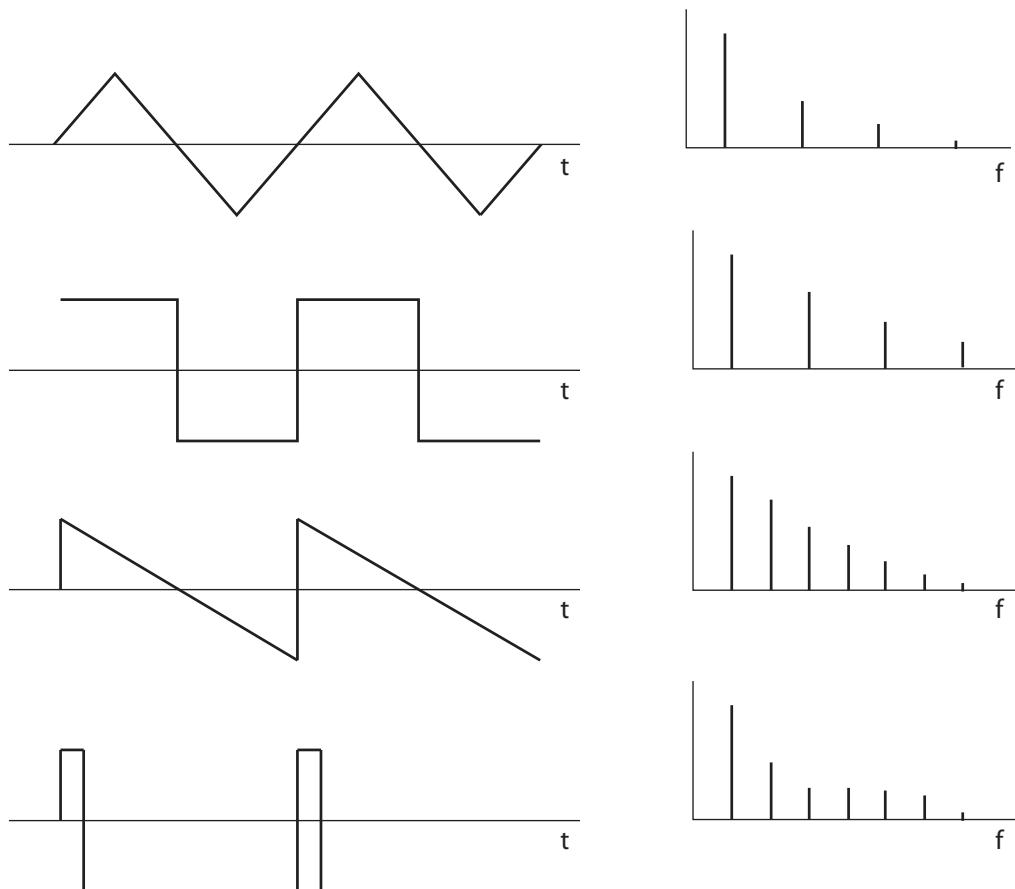
Zbog tonalne karakteristike ovakvog tipa signala, koji sa na engleskom jeziku opisuje terminima *hollow* i *woody-sounding*, ovaj tip signala se rado koristi kao početni u svrhe formiranja tonova koji liče na one koji se proizvode duvačkim instrumentima sa trskom, različiti pokrivajući zvuci i boje, kao i fini bas zvuci. Takođe se sreće i u emulacijama zvukova bas bubenja, perkusivnih instrumenata. Za takve potrebe kao po pravilu se kombinuje sa izlazima iz drugih oscilatora, poput oscilatora šuma i sl.

Harmonska struktura se karakteriše pobuđenim nizom neparnih harmonika. Tačan izgled ovog niza u frekvencijskom domenu zavisi od pravilnosti izgleda pravouganog signala u vremenskom domenu. Što je izgled bliži teoretskoj pravilnosti, harmonski niz je uravnoteženiji i bliži idelanom.

U tonalnom smislu se ova težnja pravilnosti karakteriše sve većim prisustvom nazalne komponente u ukupnom zvuku, što treba imati na umu prilikom kreiranja zvukova limenih duvača, basova i sl.

Trougaoni signal takođe poseduje samo neparne harmonike u spektru, ali za razliku od četvrtke, kod trougla dolazi do bitnijeg opadanja viših harmonika. Ovo se pojavljuje kao mekoća u tonalnom prikazu, što ovakve signale čini pogodnim za kreiranje zvuka flaute, različitih mekih pozadinskih boja i sl.

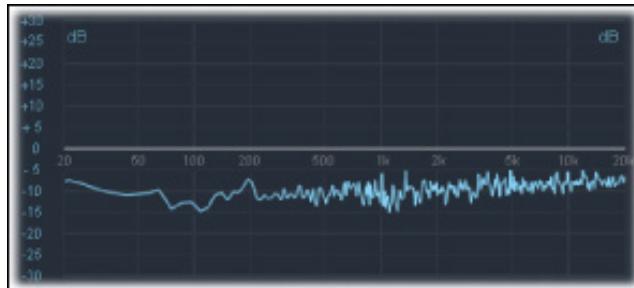
Testerasti signali pobuđuju sve harmonike u harmonskom nizu, pri čemu je njihovo opadanje ravnomerno, slično kao kod pravougaonih signala. U tonalnom smislu, ova činjenica se manifestuje jasnim i svetlim zvukom pogodnim za dalje generisanje žičanih, duvačkih i sličnih zvukova. Šumovi se, kao što je već rečeno, kao po pravilu koriste za generisanje perkusivnih tipova zvukova, ali i zvukova poput zvuka vetra, mora i sl.



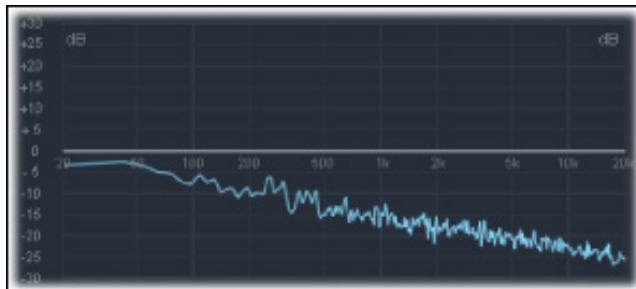
Slika 7.3: Standardni talasni oblici i spektri signala osculatora u subtraktivnoj sintezi

Beli šum, verovatno najčešće sretan na izlazima iz osculatora, pogodan je za dalju obradu jer ima ravnomerno sve harmonike u spektru. Treba imati na umu da je energija u poslednjoj oktavi spektra ovog šuma za skoro 30 dB viša od energije zvuka u najnižoj oktavi u spektru. Ovo u tonalnom smislu znači da je to izrazito svetao zvuk, sa procentualno malom količinom energije u opsegu niskih frekvencija. Ovakav tonalni karakter je pogodan za formiranje perkusivnih zvukova tipa doboša, na primer. Obojeni šumovi takođe pobuduju sve harmonike, ali se pri tome neki od njih potiskuju.

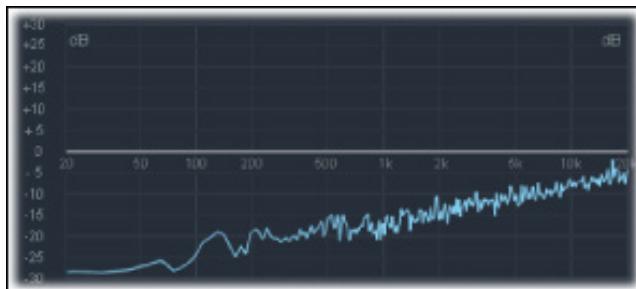
Ružičasti šum je šum kod kojeg je ukupna snaga harmonika u svakoj oktavi u spektru podjednaka. To znači da se on može formirati uz korišćenje filtera koji slabi harmonike stopom od 3 dB/okt koji se postavlja na izlazu iz generatora belog šuma. Ovaj zvuk se odlikuje znatno impozantnijim tonalnim karakterom u opsegu niskih frekvencija, te se kao takav može koristiti u generisanju bas bubanj tipa zvukova.



(a)



(b)



(c)

Slika 7.4: (a) beli šum, (b) roze šum, (c) plavi šum

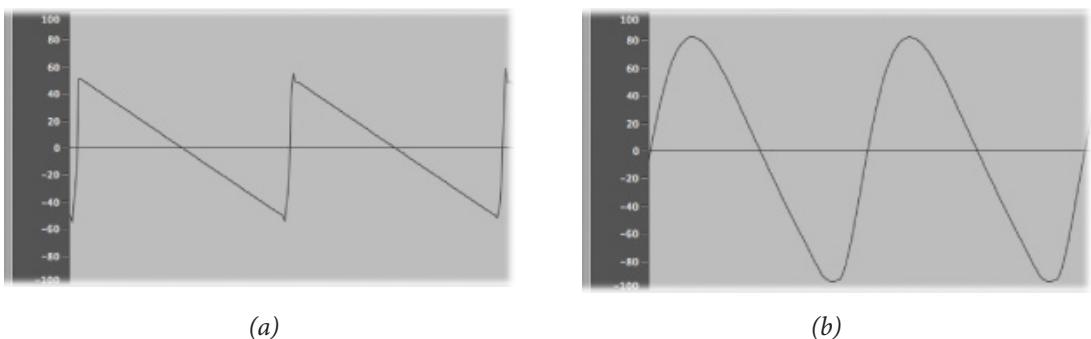
Ukoliko želite još više energije u opsegu niskig frekvencija, od ružičastog klizite ka crvenom šumu, koji se u audio tehnici definiše kao beli šum oslabljen filtrom čija je kriva opadanja na nivou od 6 dB/okt.

Ukoliko vam treba istaknuta regija visokih frekvencija, možete beli šum filtrirati tako da primenite filter sa krivom koja obezebeđuje porast energije od 3 dB/okt. U tom slučaju, znajte da imate posla sa plavim šumom, i čuvajte svoje visokotonske zvučnike!

## 7.2 Filtriranje

U postupku subtraktivne sinteze, nakon faze generisanja početnog signala, potrebno je pozabaviti se fazom filtriranja signala, filtriranja u smislu oblikovanja harmonske strukture signala koja treba da obezbedi željeno zvučanje tona.

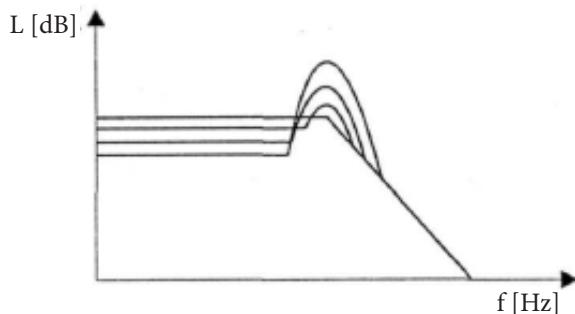
Trouglasti signali po svom izgledu podsećaju na sinusoidalne. Za razliku od njih zvuče tvrde, jer u spektru imaju više od jedne komponente. Lep primer upotrebe filtera je prikazan na *slici 7.5*.



Slika 7.5: Vremenski oblik trouglastog signala pre (a) i posle (b) postupka filtriranja filtrom koji čisti sadržaj spektra iznad 2,5 kHz.

Na slici je prikazan vremenski oblik trouglastog signala pre i posle postupka filtriranja filtrom koji čisti sadržaj spektra iznad 2,5 kHz. Signal postaje vidno sličniji sinusoidalnom obilku signala, dok tonalno postaje sve mekši, sličniji zvučanju prostog sinusoidalnog signala.

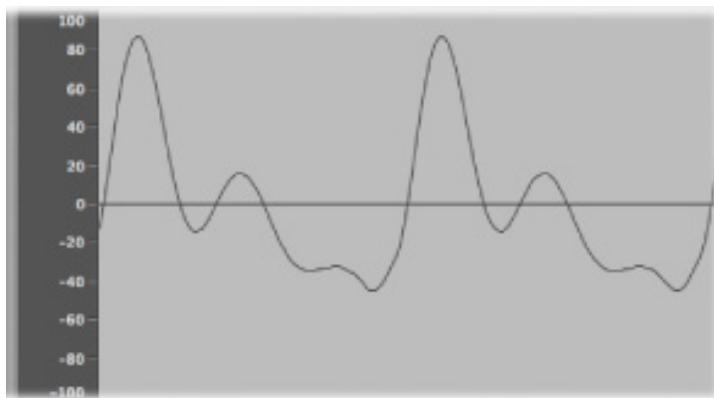
Pri korišćenju filtera, kako analognih, tako i digitalnih, treba imati na umu neke činjenice koje utiču na kvalitet konačnog zvuka koji će se sintetizovati. Naime, svi realni filtri kroz koje se propusti signal u isti taj signal unose određenu dozu nečega što se opisuje terminom zvonjava (eng. *Ringing*). Zvonjava je pojava do koje dolazi u osciltornom sistemu kalem/kondenzator, koja se manifestuje izdizanjem ukupne energije sistema na frekvencijama bliskim frekvenciji rezonanse sistema. To u praksi znači da realni filtri nemaju idealne prenosne karakteristike, kakvima se često predstavljaju, već njihove prenosne karakteristike u okolini bitne frekvencije imaju neminovan porast.



Slika 7.6: Prenosna karakteristika realnog filtra

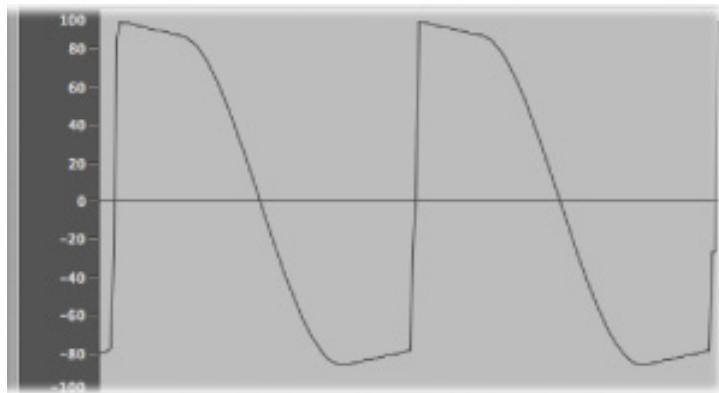
Ova karakteristika filtera se zgodno koristi u postupku subtraktivne sinteze, kroz praktičnu upotrebu parametra resonance. Ovaj parametar omogućava rezonantno izdizanje (ili utišavanje) određenih regiona u spektru početnog signala, što često jeste potrebno pri simulaciji akustičnih instrumenata, vokalnih simulatora i sl.

Na slici 7.7 je prikazan testerasti signal filtriran iznad 660 Hz, uz naglašeno korišćenje parametra Resonance. U izgledu signala jasno se uočava „zvonasta“ karakteristika, dok je tonalni karakter umekšan (zbog filtriranja). Zbog naglašenog izdizanja spektra u opsegu rezonantne učestanosti filtra, ton postaje frekvencijski istaknut pre svega u tom užem frekvencijskom opsegu. Ekstremno visoke vrednosti resonance parametra mogu dovesti do samooscilovanja filtra, pri čemu se generiše manje-više prosta, sinusoidalna pobuda na frekvenciji rezonanse.



Slika 7.7: Testerasti signal propušten kroz filter sa izraženim efektom zvonjave granične frekvencije od 660 Hz

Parametar Drive, koji se često sreće na instrumentima ovog tipa, omogućava dodatno izdizanje nivoa početnog signala na ulazu u filter. Elektronika filtera se na ovaj način može pobuditi na rad u režimima koji teže zasićenju, što se na prenosnu karakteristiku odražava kao pojava izobličenja usled odsecanja i specifične vrste limitovanja signala. Tonalno, ovakav zvuk postaje „prljaviji“, čvršći, manje fin.



*Slika 7.8: Izobličenje vremenskog oblika testerastog signala  
usled prekomerne upotrebe drive kontrole*

## 2.3 Modulacija

Dodatne mogućnosti kreativnog upliva u postupak ove vrste sinteze omogućene su kroz kontrolisanu modulaciju karakteristika filtera koji se koriste. Signali na izlazu iz LFO oscilatora, koji se koriste za modulaciju različitih stvari, u ovom slučaju svojim ritmom upravljaju parametrima filtra poput granične ili centralne frekvencije. Zvuci bez modulacije imaju tendenciju da zvuče monotono. Određeni prizvuk modulacije i nestabilnosti u zvuku tokom trajanja čini da zvuk postane življiji i bliži realnim izvorima zvuka. Modulator se, tako, u okviru elektronskog sklopa sintetizatora zvuka često u dizajnu može pronaći u pojačavačkom stepenu, gde služi da moduliše završno pojačanje formiranog signala.

Sam postupak modulacije može biti automatski, ili izazvan nekom neposrednom akcijom. Automatska modulacija se vrši uz opisano korišćenje LFO oscilatora koji kontinualno u vremenu vrše svoju funkciju. Izazvana modulacija se može kontrolisati ili korišćenjem opšte kontrolne površine (najčešće klavijature) ili uz pomoć namenskih kontrolera modulacije (točkovi za modulaciju eng. – *pitch wheel*), raznih pedala i sl. Tako, na primer, dirke na klavijaturama koje su osjetljive na dinamiku pritiska lako mogu postati kontroleri modulacije granične frekvencije filtra, čime agrsivnije sviranje uz jači pritisak na dirke klavijature za posledicu ima svetliju boju tona sintetisanog zvuka.

Pomenuti generator niskih frekvencija (LFO generator) je sastavni deo praktično svakog sintisajzera zasnovanog na principima subtraktivne sinteze. Kao što mu samo ime kaže, njegov osnovni zadatak je da generiše tonove niskih frekvencija, koje su najčešće izvan čujnog opsega čoveka. Dakle, oni ne utiču na zvuk neposredno, ali su izuzetno aktivni u automatskoj kontroli parametara signala, što se u zvuku može pojaviti kroz formu vibrata, podrhtavanja, klizanja granične frekvencije filtra itd.

LFO generator nudi nekoliko parametara čijim je podešavanjem moguće uticati na konačan rezultata modulacije. Prvi je sam izbor talasnog oblika NF signala. U tom smislu kao česti se sreću trougaoni i pravougaoni talasni oblici signala. Trougaoni signali su zgodni u aplikacijama kontrole modulacije granične frekvencije filtra ili centralne učestanosti oscilatora, dok se pravougaoni koriste u situacijama gde je potrebna nagla promena između dva različita stanja: promena visine kod efekta vibrata, promena tona za oktavu i sl.

Frekvencija ili *rate* parametar služe za kontrolu učestanosti izlaznog signala. Manje vrednosti učestanosti dovode do efekta poljuljavanja koji se zgodno može koristiti za sintetisanje zvukova poput valjanja morskih talasa.

LFO generatori mogu biti nezavisni u svom funkcionisanju, ili deo šire mreže uređaja čiji se radni takt kontroliše sa jednog mesta koje je izvor tog takta. Ta veza se ostvaruje preko *sync* funkcije koju većina LFO oscilatora omogućuje.

Opisani postupak subtraktivne sinteze je omogućio da se industrija sintisajzera tokom 70-ih godina XX veka pretvori u važan segment audio tržišta. Razvoj digitalne tehnologije znatno je olakšao kontrolu parametara u procesu subtraktivne sinteze. Osnovna mana je svakako limitiranost, definisana vrstom i kvalitetom korišćenih oscilatornih i filterskih kola. Bitno je napomenuti i da se aditivna i subtraktivna sinteza, kao tipični predstavnici analogne sinteze zvuka, danas kombinuju u cilju proširivanja mogućnosti sinteze.

### **REZIME I PITANJA ZA PROVERUZNANJA**

U ovom poglavlju su pojašnjeni osnovni pojmovi vezani za subtraktivnu sintezu, kao i blok šema na kojoj se rad sintisajzera ovog tipa zasniva. Razmotrene su karakteristike osnovnih tipova signala koji iniciraju ovaj proces. Pojašnjena je uloga filtra, kao i uticaj njihovih realnih karakteristika na ovaj tip sinteze. Na kraju poglavlja je opisana i uloga modulatora u postupku subtraktivne sinteze.

1. Objasniti princip rada, nabrojati osnovne gradivne elemente i skicirati blok šemu subtraktivnog sintisajzera.
2. Nabrojati i opisati karakteristike osnovnih tipova signala koji se koriste za iniciranje postupka subtraktivne sinteze.
3. Definisati i skicirati izgled spektra belog, roze i plavog šuma.
4. Objasniti ulogu i uticaj realnih karakteristika filtra u postupku subtraktivne sinteze.
5. Objasniti ulogu i primenu modulacije u postupku subtraktivne sinteze.

### **KLJUČNE REČI**

Subtrakcija, oscilator, filter, modulator, zvonjava, LF oscilator



# FM SINTEZA

## VIII deo

Osmo poglavlje uvodi studenta u izučavanje oblasti FM sinteze kroz četiri podpoglavlja. Najpre se razmatra *Istorijski razvoj* (8.1), zatim *Osnovni principi funkcionisanja FM sinteze* (8.2) i *Indeks modulacije* (8.3), da bi se konačno došlo do *Principa praktične primene realizacije FM sinteze* (8.4). Ovako struktuirano poglavlje, studenta upućuje u sledeće teme:

1. Istorijski razvoj FM sinteze
2. Osnovni principi funkcionisanja FM sintetizatora zvuka
3. Pojam nosioca i modulatora
4. Osnovna pravila generisanja spektra signala u postupku FM sinteze zvuka
5. Indeks modulacije
6. Uticaj promene indeksa modulacije na konačan izgled spektra sintetisanog signala
7. Osnovni principi realizacije FM sintetizatora zvuka
8. Pojam operatora
9. Principi formiranja blok šeme FM sintisajzera upotrebom operatora



## **8.1 Istorijski razvoj**

FM sinteza (eng. *Frequency Modulation*) je postupak sinteze zvuka čiji je idejni tvorac američki kompozitor, muzičar, pronalazač i profesor Stanford univerziteta, dr Džon Čauning (John Chowning). Do otkrića je došao slučajno, dok je eksperimentisao sa različitim tipovima zvučnih vibracija u svojoj laboratoriji na Stanford univerzitetu sredinom 60-ih godina XX veka. On je u tom periodu izvršio veliki broj eksperimenata sa različitim tipovima vibrata. Vibrato je oblik promene-modulacije zvuka, koji predstavlja naizmeničnu promenu frekvencije ili jačine zvuka, koja se na sintesajzerima lako postiže upotrebom oscilatora niskih frekvencija (LFO). Za eksperimente je koristio tadašnji računarski sistem na univerzitetu. Samo otkriće se dogodilo slučajno: kada je ubrzavao stepen vibrato modulacije do frekvencija koje je ljudsko uho moglo čuti, dolazio je do tačke u kojoj su se mogli razaznati novi kompleksni tonovi, tj. novi signali nastali iz modulisanih osnovnih signala. U tim početnim eksperimentima, zvuci koje je dobijao imali su karakter metalnog, zvonastog zvuka koji je po svojim tonalanim karakteristikama imao dosta sličnosti sa zvukom perkusivnih instrumenata. Ovo je dr Čauning, koji je i sam bio vrstan perkusionista, bio sasvim dovoljan motiv da se upusti u dalje istraživanje.

Sličan princip se koristi i pri emitovanju FM radio programa, ali se za te potrebe koriste mnogo više frekvencije, izvan granica čujnog opsega. Čauning je radio sa nižim frekvencijama modulacije, unutar granica čujnog opsega, brzo uvidevši sav potencijal ovog načina sinteze zvuka. Narednih godina razvio je metodu frekvencijske modulacije do kraja, matematički i praktično. Kroz svoj praktičan rad je pokazao da je FM sinteza upotrebljiva i perspektivna metoda sinteze i 1968. postao je prva osoba koja je komponovala i snimila muzičko delo koristeći FM sintezu kao jedino sredstvo u stvaranju zvuka.

Čauning i njegovi saradnici proveli su nekoliko narednih godina u usavršavanju i razvoju postupaka FM sinteze, postavivši jasnu matematičku i praktičnu osnovu za rezultate koje su postizali. Osetivši se spremnim za ulazak u komercijalnu eksploraciju, Čauning je posredstvom Standfordove kancelarije za licence ponudio saradnju pojedinim američkim proizvođačima elektronske audio opreme. U vreme kada su Minimoog i ARP Odyssey vladali tržištem subtraktivnih sintisajzera, i u trenutku kada su četvorobitni mikroprocesori predstavljeni napredne i skupe naprave, nijedan američki proizvođač nije uvideo komercijalni potencijal FM sinteze. Stanford se nakon toga okrenuo japanskim proizvođačima. Yamaha je krajnje poslovno odreagovala na ponudu, poslavši svoje ljude na Stanford. Kada su shvatili čime Čauning raspolaže vrlo brzo su se dogovorili i oko praktične primene nove vrste sinteze. FM sinteza je zvanično patentirana 1975. Godine (nosilac patentnih prava bio je Stanford), a neposredno nakon toga licencirana od strane Yamaha-e. Zanimljivo je da je prva komercijalna implementacija koju je Yamaha upotrebila bila zasnovana na faznoj modulaciji, a ne direktno na metodi frekvencijske modulacije. Činjenica da je postupak FM sinteze poprilično teško realizovati i kontrolisati u analognoj izvedbi, uslovio je da pravi komercijalni probaj na tržište ovaj tip sinteze doživi sa početkom ere digitalnog audija, koja je vezana za osamdesete godine XX veka. Prva verzija sintisajzera Yamaha DX-7, koja je u potpunosti bazirana na FM sintezi, i koju je Yamaha proizvodila u periodu od 1983-86, doživela je ogroman komercijalni uspeh, svrstavši ovaj model u jedan od najprodavanijih i najčuvenijih modela sintisajzera ikad. Yamaha je nakon 1986. godine nastavila sa razvojem DX7 modela, izbacujući na tržište unapredene verzije (DX7II, DX7S). Razvijeniji algoritam FM sinteze, koju je se na tržištu pojavio pod oznakom AFM (*Advanced Frequency Modulation*), Yamaha je koristila u svojim SY/TG serijama sintisajzera. Godine 1998. Yamaha je na tržište izbacila i svoj ultimativni model FM sintisajzera pod oznakom FS1R, u čijem dizajniranju su bila iskorišćena sva dotadašnja iskustva i nagli razvoj tehnologije.

Godine 1995. je isteklo patentno pravo koje je na FM sintezu polagao Stanford. Stanford je u tom periodu od patentnog prava inkasirao 20 miliona dolara.

## 8.2 Osnovni principi funkcionisanja FM sinteze

FM sinteza je sinteza kod koje se izlaz iz jednog oscilatora koristi za modulaciju osnovne učestanosti drugog oscilatora. Izlazni signal oscilatora kojim se osnovni signal moduliše se naziva modulator, dok se osnovni signal koji biva modulisan naziva nosilac. Na opisani način se osnovna učestanost nosioca menja na osnovu amplitude modulatora.

Ako se signal prvog oscilatora, modulatora, predstavi formulom:

$$m(t) = A_m \sin (\omega_m * t) \quad (8-1)$$

a signal drugog, nosioca, formulom:

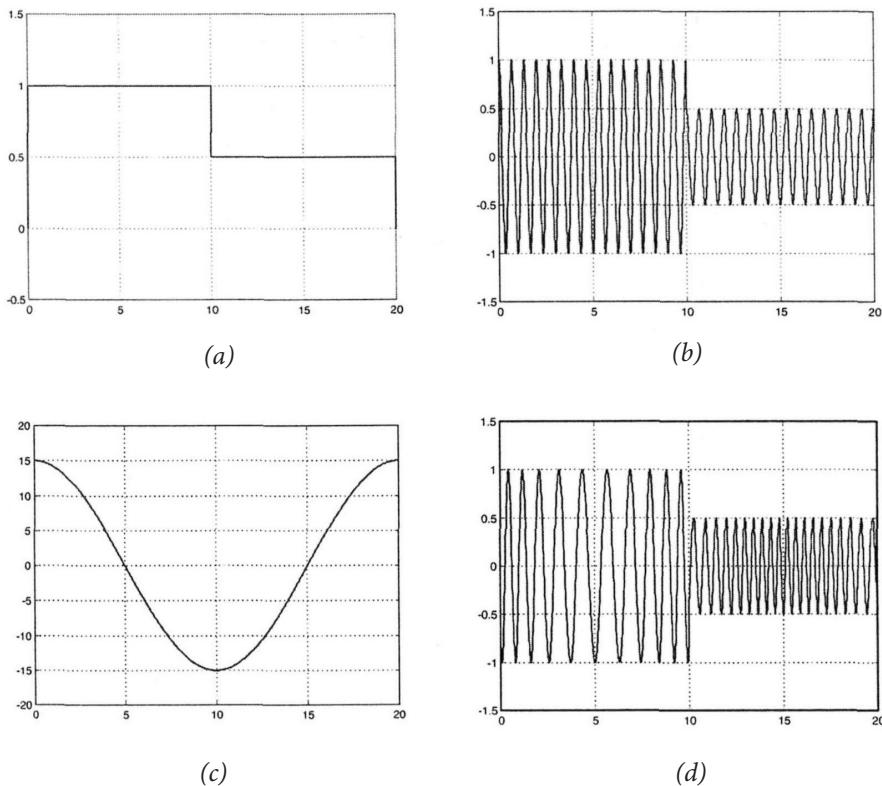
$$c(t) = A_c \sin (\omega_c * t) \quad (8-2)$$

Tada je konačni, frekvencijsko modulisani signal dat formulom:

$$r(t) = A \sin (\omega_c + A_m \sin (\omega_m t)) \quad (8-3)$$

Ako prepostavimo da  $A_c$  izgleda kao na slici 1(a), tada  $C(t)$  izgleda kao na *slici 8.1(b)*. Ukoliko vremenski oblik signala modulatora  $M(t)$  izgleda kao na *slici 8.1(c)*, tada rezultujući signal  $R(t)$  izgleda kao na *slici 8.1(d)*. Dakle, osnovna promena nivoa signala u vremenu ostala je očuvana, ali je sam frekvencijski sadržaj signala promenjen, što se na slici 1 uočava razlikom u toku rezultujućeg sinusoidalnog signala predstavljenog na *slici 8.1(d)* (obratiti pažnju na različito trajanje periode sinusnog signala predstavljenog na *slici 8.1(d)*). Informacija o ritmu promene koju sa sobom nosi signal modulatora (8-1) je na ovaj način postala direktno utisnuta u vremenski oblik signala nosioca, čineći konačan oblik signala (8-3). Ova promena frekvencije nosioca, diktirana oblikom modulatora jeste matematička predstava procesa frekvencijske modulacije.

Frekvencijska modulacija, dakle, menja učestanost nosioca po zakonu modulišućeg signala. Frekvencijom modulatora se moduliše signal nosioca. Iako je zbog jasnoće prikaza procesa frekvencijske modulacije na *slici 8.1* dat relativno prost oblik amplitude nosioca  $A_c$ , u muzičkoj sintezi ovaj oblik može imati proizvoljno kompleksan oblik, sa svim karakteristikama koje se koriste u analizi zvuka tipičnog instrumenta: attack, decay, sustain i release delove signala (ADSR forma vremenskog predstavljanja audio signala). Dokle god je frekvencija modulatora niska, ovaj tip modulacije se slušno ne detektuje kao promena vrste zvuka, već kao specifičan modulacijski efekat koji se naziva vibrato – promena frekvencije osnovnog tona nosioca u ritmu promene frekvencije signala modulatora.

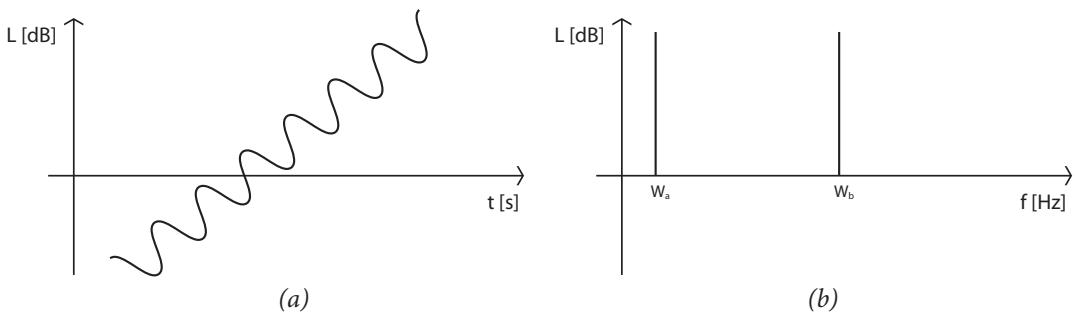


Slika 8.1: Grafička predstava vremenskih oblika signala: (a) – Promena amplitude nosioca, (b) – signal nosioca, (c) – signal modulatora (LFO), (d) – izlazni, modulisani signal

Oscilatori, koji se u ovom procesu sinteze koriste kao početni generatori zvučnog signala, su kao po pravilu kontrolisani naponom. To su tzv. VCO (*Voltage Controlled Oscillators*), ili naponski kontrolisani oscilatori. Signal modulatora, koji se za potrebe kreiranja vibrato efekta generiše upotrebom oscilatora niskih frekvencija moduliše naponski oscilator nosioca i čini da njegova osnovna učestanost raste i pada, stvarajući na taj način vibrirajući zvuk – vibrato efekat. Povećanje amplitude LFO-a doprinosi da vibracije postaju dublje i pliće (*Ratio parametar*), dok povećanje brzine LFO-a dovodi do ubrzanja ciklusa promene frekvencije (*Speed parametar*).

FM sinteza, u smislu mogućnosti generisanja kvalitativno novih tonova, nastaje onog trenutka kada se frekvencija modulatora izdigne dovoljno da ne utiče samo na „ljuljanje“ osnovne frekvencije nosioca. Pri upotrebi modulatornih oscilatora koji generišu više frekvencije, koje podpadaju u čujni opseg, dolazi do pojave „utiskivanja“ informacije koju sa sobom nosi modulator u vremenski oblik nosioca na nivou izmene njegove osnovne strukture

vremenske predstave, a ne samo osnovne frekvencije. Ovaj tip promene u vremenskom domenu ilustrovan je na *slici 8.2*, na kojoj je predstavljen znatno uvećan segment koji prikazuje izgled dela linije sinusoide nosioca modulisanog signalom modulatora visoke frekvencije, koja više nije „glatka“ već postaje talasasta. Ovakva promena u vremenskom domenu se čujno više ne percepira kao vibrato efekat, već kao ton kvalitativno novih karakteristika, sa novim harmonskim sadržajem spektra.



*Slika 3.2: (a) – Prikaz vremenskog izgleda dela sinusoide FM modulisanog signala,  
(b) – Pozicije nosioca i modulišućeg signala u spektru.*

Ako analiziramo spektar signala generisanog postupkom frekvencijekse modulacije, možemo zaključiti sledeće: ako je M učestanost nosioca, a C učestanost modulatora, njihova kombinacija određuje koje će učestanosti biti prisutne u spektru. Razvojem izraza (8-3) u Beselov red, dobija se sledeći matematički oblik frekvencijski modulisanog signala:

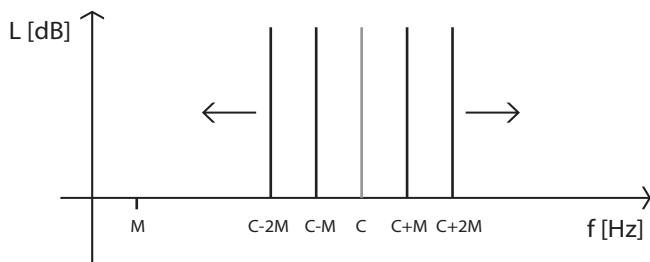
$$\begin{aligned} \sin((\omega_c t + A_m \sin(\omega_m t)) = & J_0(A_m) \sin(\omega_m t) - J_1(A_m)[\sin(\omega_c - \omega_m)t - \sin(\omega_c + \omega_m)t] \\ & + J_2(A_m)[\sin(\omega_c - 2\omega_m)t + \sin(\omega_c + 2\omega_m)t] - J_3(A_m)[\sin(\omega_c - 3\omega_m)t \\ & - \sin(\omega_c + 3\omega_m)t] + J_4(A_m) \dots \end{aligned} \quad (8-4)$$

U ovom izrazu se lako uočava postojanje potpuno novih komponenti u spektru, koje su definisane konkretnim vrednostima učestanosti signala nosioca i modulatora, koje ćemo u daljem tekstu obeležavati sa C i M.

Pravila su sledeća:

1. U spektru je uvek prisutan harmonik nosioca (C)
2. Na učestanostima većim od učestanosti nosioca, postojaće sledeći harmonici: C+M, C+2M, C+3M ... Ovaj deo spektra se naziva gornji bočni opseg (*Upper Sideband*)
3. Na učestanostima manjim od učestanosti nosioca, postojaće sledeći harmonici: C-M, C-2M, C-3M ... Ovaj deo spektra se naziva donji bočni opseg (*Lower Sideband*).

Dakle, energija modulacije se transformiše u bočne opsege, odnosno grupe harmonika sa obe strane nosioca. Pojava bočnih opsega je uvek u paru sa obe strane nosioca (C). Ovi parovi se razlikuju po svom redu separacije: C+M i C-M su parovi prvog reda, C+2M i C-2M su parovi drugog reda itd.



Slika 8.3: Izgled spektra FM modulacije

Treba primetiti i sledeće:

1. Ako se učestanost C smanji za određeni iznos, tada će se ceo spektar pomeriti uлево, ka opsegu nižih frekvencija, za isti taj iznos;
2. Ako se učestanost M smanji za određeni iznos (na  $M'$ ), tada će se harmonici iz bočnih opsega približiti učestanosti C, a i sami biti na odstojanju  $M'$ . Promena frekvencije modulatora M tako utiče na širenje i sužavanje razmaka između harmonijskih komponenti u spektru;
3. U jednom trenutku će harmonici višeg reda sa leve strane učestanosti C dostići nultu učestanost, što će se reflektovati u stvaranju novog bočnog opsega.

Dakle, harmoniske komponente donjeg bočnog opsega, koje se nalaze na učestanostima  $C-n^*M$ , u jednom trenutku dolaze do vrednosti od 0 Hz, nakon čega se premeštaju u negativni deo spektra. Fizičko tumačenje ove situacije je takvo da ustvari dolazi do osnosimetričnog reflektovanja ovih „negativnih“ harmonika nazad u pozitivan deo spektra, ali sa negativnim predznakom amplitude: faza harmonika je pomerena za  $180^\circ$ . Na taj način se harmonik donjeg bočnog opsega koji se u harmonskom nizu pojavljuje na frekvenciji -100Hz, vraća u pozitivni deo spektra kao dodatna komponenta na frekvenciji od 100Hz, pri čemu je faza te komponente obrnuta, tj. pomerena za  $180^\circ$ . Ovaj fazni obrtaj, dalje, u praksi znači da se amplituda tog preslikanog harmonika pojavljuje kao negativna.

Razmotrimo nekoliko primera. Reflektovani bočni opsezi su označeni zagradama. U ovim primerima dati su harmonici do 6 reda, dok je, naravno, broj harmonika teoretski neograničen. Brojevi u tabeli su koeficijenti kojima možemo množiti tačno određenu učestanost. (5 -  $5^*1$  kHz ili  $5^*440$ Hz ili  $5^*112$ Hz itd.)

M	C	Bočni opsezi					
2	3	5	7	9	11	13	15
		1	(1)	(3)	(5)	(7)	(9)
3	5	8	11	14	17	20	23
		2	(1)	(4)	(7)	(10)	(13)
1	1	2	3	4	5	6	7
		0	(1)	(2)	(3)	(4)	(5)

Tabela 8.1: Raspored harmonika modulisanog signala u zavisnosti od  $M : C$  odnosa.

Za odnos  $M : C = 2 : 3$ , reflektovani bočni opseg ima učestanosti koje se podudaraju sa onima u standardnom bočnom opsegu i rezultujuća komponenta se dobija kao zbir standardne i reflektovane. Za odnos  $M : C = 3 : 5$ , učestanosti reflektovanog bočnog opsega se ne podudaraju sa učestanostima standardnog, pa se, dakle, generišu dodatni harmonici. U trećem primeru, za odnos  $M = C$ , dobija se skoro ista slika kao u prvom primeru, s tim što postoji komponenta na nultoj učestanosti, koja se, naravno, ne čuje. Kada se učestanosti standardnih i reflektovanih bočnih opsega podudaraju, tada se harmonici nalaze na standardnoj udaljenosti jedan od drugog, dok se u drugom slučaju javlja alternativna raspodela harmonika.

### 3.3. Indeks modulacije

Tačne amplitude harmonskih komponenti spektra dobijenih u postupku FM sinteze se u izrazu (8-4) pojavljuju kao koeficijenti Beselove funkcije: amplituda n-tog harmonika je određena koeficijentom n-tog reda  $J_n$ . Koeficijenti Beselove funkcije su predstavljeni sledećim izrazom:

$$J_n(\beta) = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{-1^k * \left(\frac{\beta}{2}\right)^{n+2k}}{k! * (n+k)!} \quad (8-5)$$

Parametar  $\beta$  koji se pojavljuje u ovom izrazu naziva se indeks modulacije i njegova vrednost iznosi:

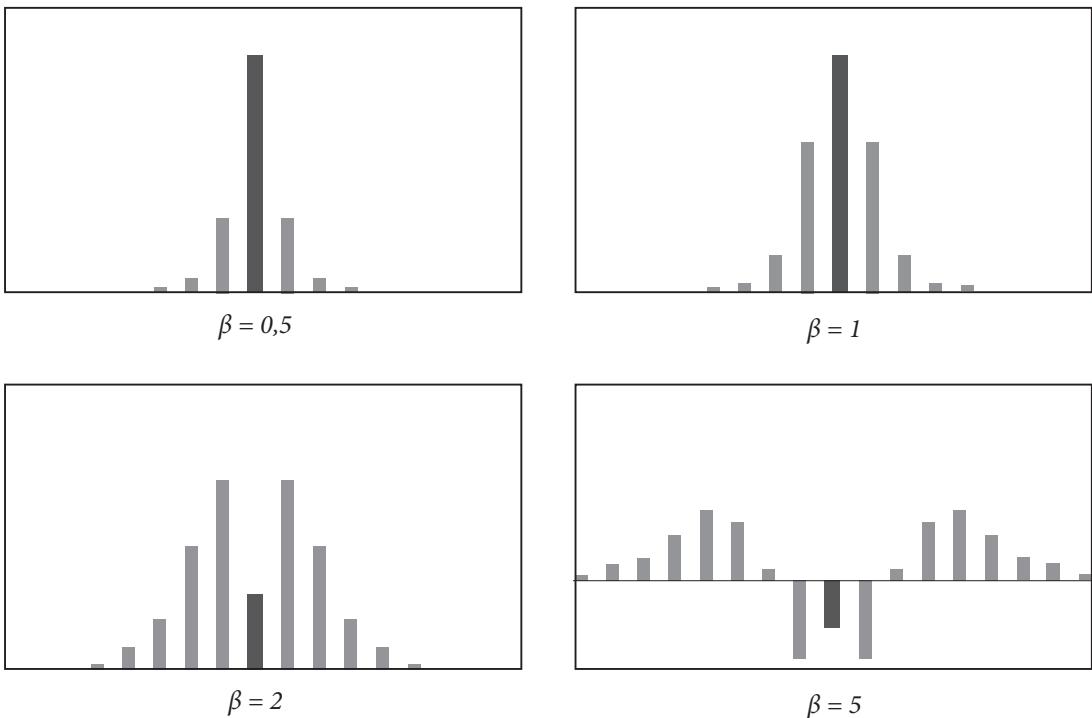
$$\beta = \frac{\Delta W_c}{W_m} \quad (8-6)$$

U brojiocu izraza (8-6) nalazi se vrednost koja označava promenu frekvencije nosioca do koje dolazi u postupku modulacije. Ova vrednost, u skladu sa izrazom (8-3), direktno zavisi od amplitude modulišućeg signala. Dakle, amplituda modulišućeg signala direktno utiče na svaku amplitudu u spektru izlaznog, modulisanog signala.

Informacija o tačnoj vrednosti amplitude svakog harmonika u spektru, u praktične svrhe, i nije od preterane važnosti: bitno je znati ukupan bilans, tj. konačan izgled spektra. Svakako je na ovom mestu bitno ukazati da vrednosti indeksa modulacije  $\beta$  direktno određuju amplitude nosioca i harmonika svih redova u bočnim opsezima. Izdizanjem vrednosti indeksa modulacije pojavljuje se više bočnih opsega. Izbor vrednosti indeksa modulacije sa kojim se radi u konkretnoj sintezi određuje, dakle, način na koji se bočni opsezi pojavljuju u konačnom spektru, što daje karakterističan zvuk FM sintezi. Tu se mogu istaći sledeće zakonitosti:

1. Kada nema modulacije, postoji samo učestanost nosioca (bez bočnih opsega),
2. Pri niskim nivoima indeksa modulacije, raspodela amplituda je oblika šatora sa vrhom na učestanosti nosioca  $C$ . Porastom indeksa modulacije do srednjih nivoa, raspodela dobija oblik zvona, sa centrom na učestanosti  $C$ ,
3. Mala pojačanja modulacije čine oblik zvona širim,
4. Velika pojačanja modulacije menjaju raspodelu na par zvona, sa centralnim učestanostima na učestanosti  $C$ .

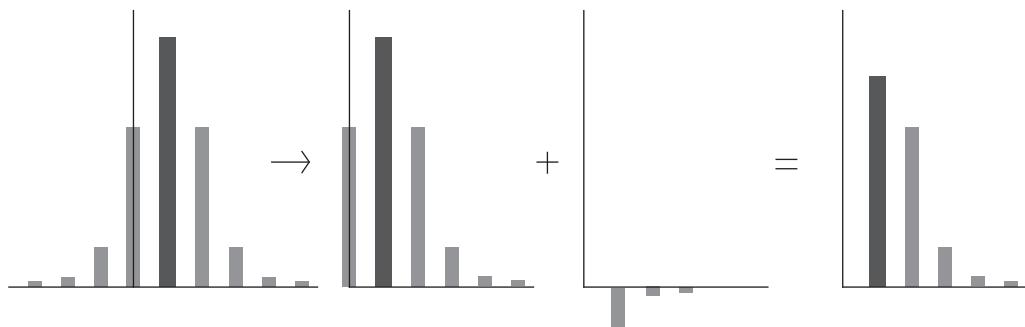
Neke od mogućih raspodela spektra prikazane su na *slici 8.4.*



Slika 8.4: Karakterističan izgled spektra FM signala za različite vrednosti indeksa modulacije  $\beta$

Razmotrimo praktičan primer mogućnosti generisanja željenog signala upotrebom odgovarajućih vrednosti parametara koji se koriste u ovoj vrsti modulacije. Ukoliko je, naprimjer,  $C : M = 1 : 1$  i  $\beta = 1$ , generisani harmonski niz će imati komponente gornjeg bočnog opsega na učestanostima  $C+M$ ,  $C+2M$ ,  $C+3M$ ... dok će u donjem bočnom opsegu biti zastupljene komponente na učestanostima  $C-M = 0\text{Hz}$ ,  $-C$ ,  $-2C$ ,  $-3C$ ... . Kao što smo već objasnili, ove negativne komponente u spektru se preslikavaju u pozitivan domen, uz oduzimanje od već postojećih komponentima na odgovarajućim mestima u spektru. Kao rezultat dobija se harmonski niz u kojem je  $C$  osnovni harmonik, a sve ostale komponente su celobrojni umnošci  $C$ , pri čemu njihove amplitude opadaju sa faktorom  $1/n$  kako se pomeramo u spektru. Ovako opisan spektar je spektar testerastog signala, dobijen pravilnim odabirom parametara FM sinteze. Opisana situacija predstavljena je na *slici 8.5*.

Slično tome, ukoliko koristimo parametre  $C : M = 1 : 2$  i  $\beta = 1$ , u gornjem bočnom opsegu dobijamo komponente  $3C$ ,  $5C$ ,  $7C$ ... dok su komponente donjeg bočnog opsega  $-C$ ,  $-3C$ ,  $-5C$ ... Ovde takođe dolazi do pojave opadajućeg harmonskog niza, ali ovog puta samo sa neparnim harmonicima, što znači da smo ovim putem generisali signal četvrtke.



Slika 8.5: Postupak generisanja testerastog signala postupkom FM sinteze.  
 $C : M = 1, \beta = 1$

Interesantno je primetiti da ukoliko odnos  $C : M$  nije celobrojan, dobijeni harmonijski može imati potpuno proizvoljne komponente. Naravno da je broj svih mogućih kombinacija i odnosa parametara praktično beskonačan, odakle se izvodi zaključak da FM sinteza teoretski zaista pruža ogromne mogućnosti za generisanje najrazličitijih tipova signala.

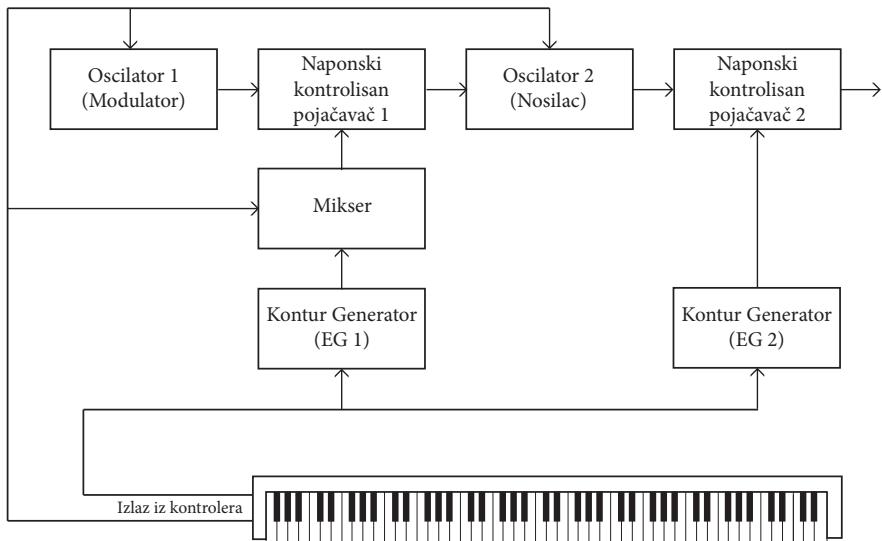
Dakle, konačna boja zvuka generisanog FM sintezom zavisi od tri osnovna faktora: indeksa modulacije (koji u sebi nosi informaciju o nivou amplitude modulišućeg signala), odnosa (*ratio*) izmedju frekvencija dva oscilatora ( $C : M$  odnos) i oblika talasa modulacije (*waveform*). Međuodnos ova tri faktora je prilično komplikovan, i zahteva dosta kompleksne matematičke proračune za preciznu predikciju rezultata modulacije. Za praktične potrebe na nivou prve aproksimacije u izvlačenju zaključaka, dovoljno je znati da promena amplitude modulatora dovodi do povećanja kompleksnosti i svetlijeg talasa, odnos  $C:M$  definiše međusobno rastojanje među harmonicima u spektru, a talasni oblik (*waveform*) određuje način na koji će se generisani signal menjati. Stariji instrumenti su za osnovni talas uvek imali sinusni talas, a kasnije su počeli da se koriste svi talasi koji je bilo moguće generistai na analognim mašinama, kao i neki novonastali.

### 3.4. Principi praktične realizacije FM sinteze

U složenijim vidovima FM sinteze kompleksnog signala koristi se veći broj oscilatora, čime se preciznije podešava anvelopa signala, kao i broj i međusobni odnos harmonika u konačno sintetizovanom signalu. FM sinteza je najpre vršena u analognoj tehnici. U cilju maksimalnog iskorišćenja FM sinteze, tj. da bi se dobila mogućnost kontrole procesa u smislu generisanja zvuka koji je približno identičan zvuku originalnih instrumenata, potrebno je imati preciznu kontrolu parametara i u proces sinteze uključiti veliki broj generatora, što u analognoj izvedbi svakako nije praktično rešenje. Kada se u obzir uzme i činjenica da potreba za polifonijom dodatno multiplicira neophodan broj elemenata, nije teško shvatiti zašto je FM sinteza morala sačekati razvoj digitalnih tehnologija kako bi doživela svoju punu implementaciju. Treba napomenuti da se ovaj način sinteze zvuka danas često sreće u jeftinim muzičkim karticama za računar, u kojima je kvalitet opisane sinteze relativno loš, u skladu sa kompleksnošću algoritma koji se u takvima proizvodima koristi.

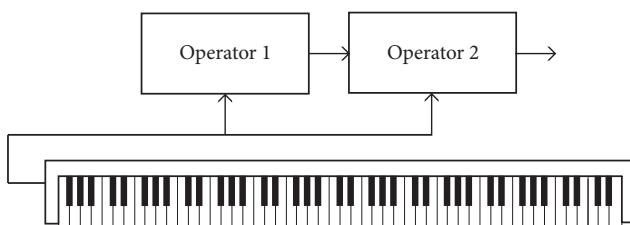
Zamislimo stari analogni sintisajzer sa 2 VCO-a. Kada se svira na klavijaturi, oba VCO-a će emitovati određene talasne oblike osnovnih učestanosti određenih tonova. Zamislimo sada VCO1 kao modulacioni signal na ulazu u VCO2. Kada se svira na klavijaturi, oba oscilatora će, zavisno od pritisnutih dirki, oscilovati, ali će se osnovna učestanost VCO2 menjati u vremenu po oscilacijama oscilatora VCO1. Oscilatori u FM sintezi se nazivaju operatorima. Sintisajzeri, zbog stvaranja bogatijeg spektra, obično imaju 4 ili 6 operatora. Načini povezivanja operatora se nazivaju algoritmima. U svakom povezivanju će nosilac biti poslednji operator, a oni ispred njega - modulatori. Obzirom na njihov broj, može se napraviti veliki broj različitih kombinacija. Izgled bazične FM konfiguracije u kojoj se koriste samo dva neophodna oscilatora, prikazan je na *slici 8.6*.

Ukoliko parametre elemenata na ovoj slici podesimo tako da su frekvencije oscilatora 1 (M) i oscilatora 2 (C) jednake, dobićemo odnos  $C : M = 1 : 1$ . Ukoliko sada prvi generator anvelope (EG1) podesimo tako da je njegova vrednost 0 (isključen), a drugi (EG2) tako da su mu parametri 0/0/10/0 (*no attack, no decay, full sustain, instantaneous release* - ovaj tip ADSR obvojnice se često naziva *Organ type*), sviranjem nekog tona dobićemo zvuk koji po svojim karakteristikama teži signalu testerastog tipa, što je u potpunosti u skladu sa prethodno opisanim primerom generisanja ovog tipa signala. U ovakvoj konfiguraciji moguće je i fino podešavanje visine i boje sviranog tona podešavanjem nivoa pojačanja prvog naponski kontrolisanog pojačavača VCA1, što je u skladu sa izrazom (8-6) i objašnjnjem datim uz njega.



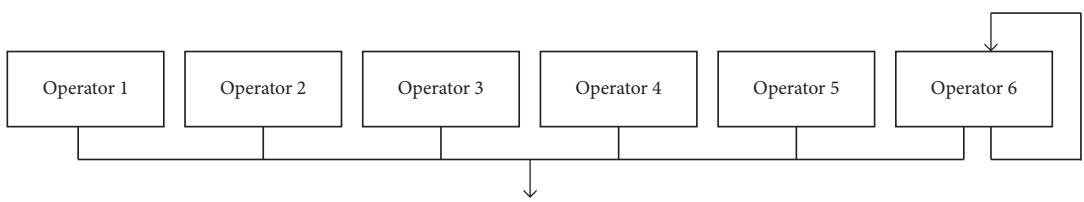
*Slika 8.6: Blok šema bazične konfiguracije praktične realizacije FM sinteze upotrebom dva oscilatora i pet dodatnih elemenata.*

Potreban broj elemenata koji učestvuju u procesu generisanja FM sinteze, u skladu sa potrebama prakse, drastično raste, te se ovakav prikaz blok-šeme veoma brzo komplikuje i u tom smislu postaje nepraktičan. Upravo to je razlog zbog kojeg je u praksi uveden element blok šeme pod nazivom operator, koji u sebi sadrži oscilator, mikser, VCA i generator envelope. Blok šemu sa *slike 8.6* je, upotrebom operatora, moguće predstaviti na način prikazan na *slici 8.7*.



*Slika 8.7: Blok šema sa slike 8.6 realizovana upotrebom operatora*

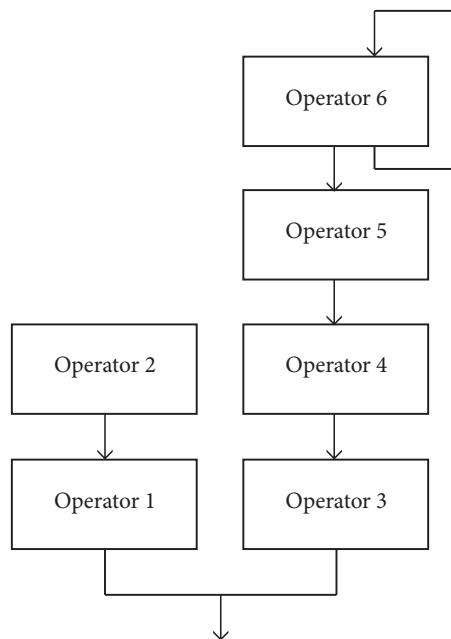
Ovako definisani element – operator, postaje veoma zgodno sredstvo za predstavljanje konkretnih realizacija kola za frekvencijsku modulaciju. Kao primer za jednu od mogućih predstava iz koje se veoma lako može protumačiti šta konkretan sklop praktično radi možemo pogledati primer na *slici 8.8*.



*Slika 8.8: Primer predstave blok šeme upotrebom operatora*

U ovom primeru, ni jedan operator nema direktnu vezu, odnosno ne utiče ni na jedan drugi, već se izlazi svih pojedinačno sabiraju. To praktično znači da ne postoji modulacija ni na jednom mestu u kolu, iz čega lako zaključujemo da ovakvom vezom elemenata ne može doći do FM sinteze zvuka.

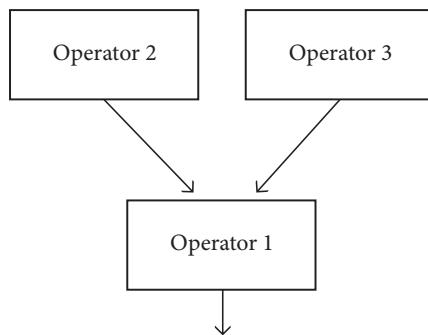
Japanski proizvođač elektronske audio opreme (i mnogo više od toga) Yamaha, koja je polagala pravo na originalnu licencu ovog postupka sinteze je prva uvela prikaz tipa sinteze upotrebom operatora, razradila ovaj sistem do kraja i na njemu bazirala komunikaciju sa krajnjim korisnikom proizvoda. Njihov već pomenuti, prvi komercijalno do kraja uspešni model FM sintisajzera, je na sebi imao operatorski prikaz svih algoritama sinteze koji su dostupni korisniku.



*Slika 8.9: Prikaz jednog od algoritama FM sinteze na modelu Yamaha DX7.*

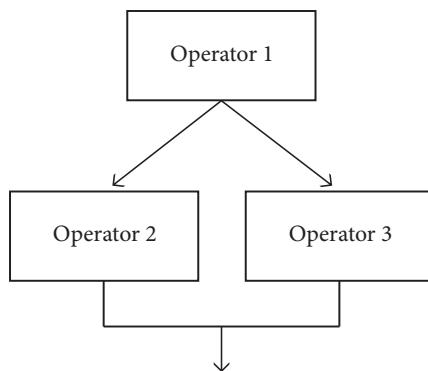
U tumačenju ovog prikaza osnovno je imati na umu da su operatori – nosioci uvek pozicionirani na samom kraju blok šematskog prikaza algoritma, dok su svi ostali operatori operatori – modulatori. Blok šemu prikazanu na *slici 8.8* možemo, u skladu sa tim tumačiti na sledeći način (operator ćemo skraćeno predstaviti oznakom O): O2 je modulator za O1, koji je u ovoj situaciji nosilac. O6 moduliše O5, koji moduliše O4, koji na kraju moduliše nosilac predstavljen kao O3. Izlazi iz O1 i O3 su nakon toga direktno sabrani u nekom prostom mikseru, tako da je konačan rezultat sinteze zbir dva nezavisna modulacijska puta u ovako dizajniranom algoritmu.

Sledeća interesantna mogućnost u praktičnoj realizaciji ovog tipa sinteze je predstavljena na *slici 8.10*.



*Slika 8.10: Prikaz modulacije jednog nosioca upotrebom dva modulišuća signala*

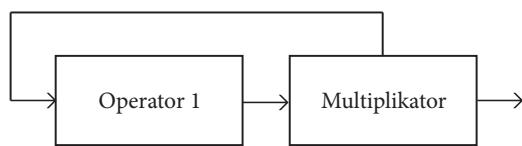
Na prvi pogled se može činiti da ovakav algoritam teško može biti kontrolisan, tj. da je teško predvideti konačan izgled generisanog signala. Pa ipak, ovo nije slučaj, jer izlazni signal praktično predstavlja aritmetičku sumu dva talasna oblika koja bi se dobila upotrebom svakog od modulatora ponaosob. Dakle, ako bi modulacijom nosioca O1 modulatorom O2 generisali četvrtku, a kombinacijom O3 – O1 testerasti signal, kao konačan signal na izlazu blok šeme sa *slike 8.9* bi se pojavio signal koji je tačna suma dva ovako nezavisno generisana signala.



*Slika 8.11: Prikaz modulacije dva nosioca upotrebom jednog modulatora*

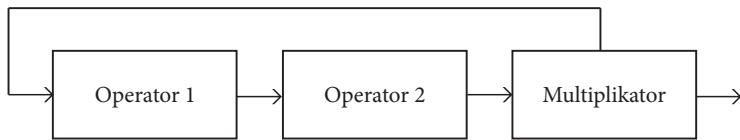
Situacija u kojoj se jednim modulatorom modulišu dva nosioca istovremeno prikazana je na *slici 8.11*. Činjenica da se izlaz iz jednog modulatora vodi na dva mesta ni na jedan način ne utiče na rezultat sinteze – praktično se obavljaju dve nezavisne modulacije, baš kao da modulator moduliše svaki nosilac ponaosob. Na izlazu se, dakle, pojavljuje suma signala dva praktično nezavisna toka FM sinteze.

U generisanju algoritama FM sinteze često se koristi i povratna sprega, čijom upotreboru veoma lako možemo rešiti neke od zahteva. Generisanje testerastog signala na ovaj način, upotreboru sinusnog operatora, predstavljeno je na *slici 8.12*.



*Slika 8.12: Prikaz generisanja testerastog signala upotrebom sinusnog operatora*

Na *slici 8.13* prikazan je algoritam za generisanje šumova postupkom FM sinteze. Modulacija između O1 i O2 proizvodi bočne opsege. Ovako generisan spektar se povratnom spregom vraća na ulaz O1, čime se generiše signal izuzetno bogatog spektra koji nastavlja da moduliše nosilac O2. U svega nekoliko iteracija, na ovaj način moguće je generisati spektre sa hiljadama pa čak i milionima harmonika, što svakako jesu signali tipa šuma. A kada je šum generisan, kao po pravilu postaje veoma lako, uz upotrebu filtara, proizvesti bilo koji tip perkusivnog zvuka. Dakle, FM sinteza, koja je poznata kao veoma pogodna za generisanje zvukova električnih klavira, orgulja i zvona, jeste veoma pogodna i za sintetisanje perkusivnih zvukova.



*Slika 8.13: Prikaz generisanja šuma FM sintezom upotrebom povratne sprege*

## REZIME I PITANJA ZA PROVERUZNANJA

U ovom poglavlju je predstavljen istorijski kontekst razvoja FM sinteze. Nakon toga su objašnjeni osnovni principi i pojmovi vezani za ovaj postupak. Pojašnjen je uticaj signala nosioca, modulatora i indeksa modulacije na izgled spektra koji se formira. Na kraju poglavlja su predstavljene blok šeme praktične realizacije ovog tipa sinteze bazirane na upotrebi operatora.

1. Objasniti istorijske okolnosti i uslove nastanka FM sinteze.
2. Šta označava skraćenica FM?
3. Objasniti osnovne principe na kojima počiva FM sinteza.
4. Šta je nosilac, a šta modulator?
5. Objasniti na koji način vrednosti nosioca i modulatora utiču na formiranje spektra FM signala.
6. Šta je indeks modulacije i na koji način utiče na formiranje spektra FM signala?
7. Nacrtati blok šemu bazične konfiguracije praktične realizacije FM sinteze  
upotrebom 2 oscilatora i potrebnog broja dodatnih elemenata.
8. Šta je operator i na koji način se koristi u postupku pojašnjenja postupka FM sinteze?
9. Upotrebom operatora prikazati blok šemu generisanja testerastog signala Postupkom FM sinteze.

## KLJUČNE REČI

FM sinteza, nosilac, modulator, indeks modulacije, operator

# WAVETABLE SINTEZA

## IX deo

Deveto poglavlje uvodi u oblast *Wavetable sinteze* detaljno informišući studenta o sledećim temama:

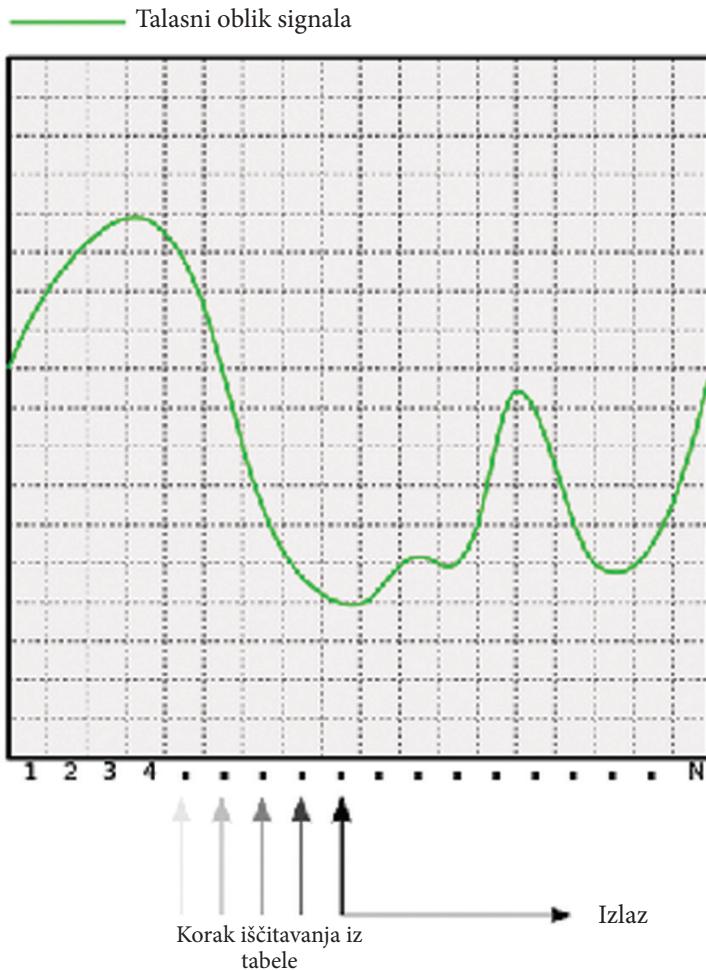
1. Tabela talasnih oblika
2. Osnovni principi upisa i iščitavanja iz tabele talasnih oblika
3. Uticaj brzine iščitavanja iz tabele na promenu frekvencije talasnog odbirka
4. Sample Looping procedura
5. One-shot zvuci



Kao što je već napomenuto, u predigitalnom dobu razvoja sintisajzera, oscilatori koji su korišćeni kao osnova za dalje kreiranje zvuka su bili ograničeni, kako po svom broju, tako i po vrsti. Tek razvojem digitalne tehnologije postalo je moguće u igru uvesti praktično bilo koji talasni oblik kao osnov za dalju sintezu zvuka. Kao jedno od prvih praktičnih rešenja u tom smislu pojavila se PPG *Wavetable* serija sintisajzera, čiji je tvorac bio nemački naučnik Wolfgang Palm, čime je po prvi put u oblast sinteze zvuka bio uveden pojam tzv. *Wavetable* digitalnih „oscilatora“. Termin oscilator je namerno stavljen pod znake navoda, zato što ova tehnika ne podrazumeva postojanje oscilatora kao elektronskih sklopova u klasičnom smislu, već njihovu funkciju preuzimaju proizvoljni talasni oblici koji se smeštaju u tzv. *Look-Up* tabelu, namensku tabelu talasa, odakle i potiče generalni naziv ovog tipa sinteze – *Wavetable*.

Na taj način je po prvi put u istoriji razvoja sintisajzera dizajnerima na raspolaganju bilo znatno više od uobičajenih nekoliko tipova početnih talasnih oblika (četvrtka, trougao, testera, sinus, šum...). U namenske tabele bilo je moguće smestiti bilo koji tip digitalno kreiranog talasnog oblika. Tabele su na početku bile organizovane sa po 64 talasna oblika u svakoj, pri čemu su često na raspolaganju bile po minimum 32 tabele. Talasnim oblicima, tj. poljima u tabeli se pristupalo i dalje manipulisalo sa kontrolne površine sintisajzera.

Jedno polje u tabeli talasa u suštini predstavlja predefinisani niz od N vrednosti, gde se vrednostima od 1 do N predstavlja jedan ceo ciklus talasnog oblika smeštenog u tabelu (*slika 4.1*). To praktično znači da svaka od N vrednosti predstavlja talasni oblik u tačno definisanom, diskretnom trenutku vremena tokom trajanja jednog ciklusa.



Slika 9.1: Prikaz jednog polja unutar tabele talasa

U tabelu je, naravno, moguće postaviti ne samo namenski, digitalno kreirane, već i prethodno sniljene talasne oblike. Na ovom mestu treba napomenuti da, i pored ove vrste sličnosti, ovaj tip sinteze ni na jedan način ne treba brkati sa kasnije razvijenom *sampling* sintezom zvuka. Jedna od osnovnih razlika leži u činjenici da se u poljima talasnih tabela nalaze isključivo pojedinačni ciklusi kreiranih talasnih oblika, a nikako celokupni zvučni uzorci, što je slučaj u procesu tzv. *sampling* sinteze.

Čitanje iz tabele se obavlja upotrebom čitača (eng. *Read Pointer*). Čitač se ciklično kreće kroz tabelu, pri čemu brzina tog kretanja, tj. iščitavanja može biti promenljiva.

U procesu čitanja se kao rezultat na izlaz posleđuje vrednost trenutno pročitanog odbirka talasnog oblika, pri čemu se čitanje vrši ciklično, što podrazumeva vraćanje čitača na početak polja tabele nakon trenutka čitanja poslednjeg (N-tog) odbirka.

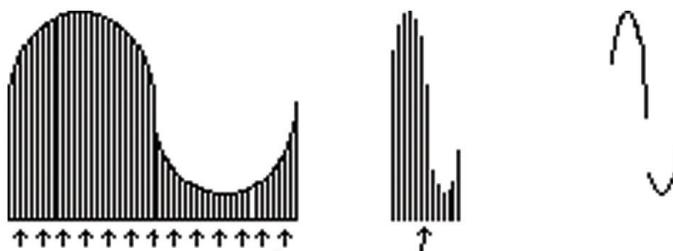
Osnovnu brzinu iščitavanja iz tabele definišu dužina polja tabele (N) i frekvencija odabiranja koja se koristi. Ukoliko imamo tabelu talasa definisanih sa  $N = 1024$  odbirka, i koristimo radni takt od  $f = 44.100$  Hz, lako ćemo zaključiti da je vreme potrebno da se iščita jedan ciklus iz tabele  $t = N / f = 1024 / 44100 = 0.023$  s. Na osnovu ovoga se definiše osnovna frekvencija iščitavanja iz tabele talasa, kao  $F = 1 / t = 1 / 0.023 = 43.5$  Hz. Upravo ova vrednost definiše osnovnu učestanost talasnog oblika koji se iščitava.

Naravno da bi generisanje različitih osnovnih učestanosti za svaki talasni oblik pohranjen u tabeli bilo dosta zametno ukoliko bi ta, za neometanu sintezu potrebna stavka, podrazumevala posebno mesto za talas svake frekvencije ponaosob. Ovakvo rešenje bi bilo krajnje nepraktično i podrazumevalo bi neophodnost postojanja tabela sa hiljadama polja samo za jednu istu vrstu talasnog oblika. *Wavetable* sinteza omogućava promenu osnovne učestanosti, tako da se na osnovu odbiraka jedne note pohranjene u tabeli, dobija veliki broj ostalih nota. Na taj način dolazi do minimizovanja memorije koja je potrebna za sintezu. Tako, na primer, ako su u memoriji prisutni odbirci srednje note C akustičkog klavira, isti odbirci se mogu koristiti i za sintezu note Cis ili za sintezu note D pomoću algoritma promene osnovne učestanosti. Prethodno izloženom analizom brzine iščitavanja iz tabele lako možemo doći do zaključka da ovaj način tretiranja talasnih oblika omogućava relativno laku promenu osnovne učestanosti talasa koji se iščitava, tzv. *Pitch Shifting*. Za tako nešto dovoljno je promeniti ili osnovnu dužinu polja tabele (N) ili radni takt iščitavanja iz nje (f). Promena radnog takta je problematična u svakom smislu, kako sa aspekta programiranja, tako i sa aspekta praktične, hardverske realizacije. Kao dodatan razlog nepraktičnosti ovakvog načina promene učestanosti treba napomenuti i činjenicu da bi radni takt za generisanje visokih osnovnih učestanosti talasnih oblika morao biti izrazito velik, što je u vreme razvoja ovog tipa sinteze bio popriličan problem.

Sve to su razlozi iz kojeg je u postupku promene učestanosti u okviru Wave table sinteze odabранo rešenje bazirano na promeni koraka iščitavanja iz tabele. Tako ukoliko u prethodnom primeru iščitavamo tek svaki peti odbirak iz tabele, osnovna frekvencija će biti  $F_5 = 5F = 217.5$  Hz.

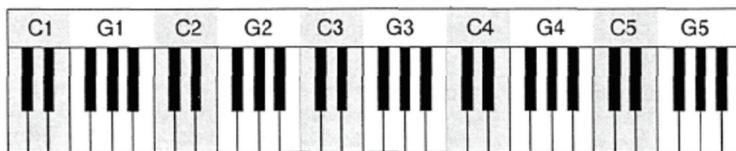
Daljom analizom, lako dolazimo do zaključka da se korak iščitavanja S, potreban da bi se generisao talasni oblik željene učestanosti F može izračunati po prostoj formuli  $S = NF / f$ , gde je N dužina tabele, F željena frekvencija a f korišćena frekvencija iščitavanja iz tabele. Ilustracija ovog postupka je prikazana na *slici 9.2*. Naravno da ovako prost način definisanja

osnovne učestanosti talasnog oblika podrazumeva neke dodatne probleme o kojima se mora voditi računa. Vrednost koraka ne mora biti ceo broj, a sam čitač se ovakvim načinom čitanja neće uvek vratiti na početak tabele. Ovo za sobom povlači potrebu za uvođenjem postupaka zaokruživanja ili interpolacije u proces iščitavanja.



Slika 9.2: Prikaz postupka promene osnovne frekvencije tona kontrolom iščitavanja iz talasne tabele

Kada se prilikom izvođenja određene note promeni osnovna učestanost načinima za menjanje osnovne učestanosti prethodno opisanim, menja se i prirodnost, odnosno kvalitet originalnog instrumenta. Ovaj efekat je manje primetan kod malih promena osnovne učestanosti (do nekoliko polotonova), dok je kod većih promena očigledan. Da bi se održala prirodnost zvuka, određeni odbirci zvuka će se koristiti za regenerisanje samo ograničenog notnog opsega. Za obuhvatanje ukupnog notnog opsega koristi se nekoliko različitih grupa odbiraka, od kojih se svaka koristi za generisanje ograničenog broja polotonova. Za ovako generisani notni opseg instrumenta kaže se da je *Multisampled instrument*. Ova tehnika se može posmatrati kao tehnika razdvajanja klavijature na notne regije, po kojoj se note iz svakog regiona rekonstruišu na osnovu grupe odbiraka vezanih za taj region.



Slika 9.3: Prikaz razdvajanja klavijature na notne regije

Osim razdvajanja ukupnog notnog opsega na podopsege, vrši se i razdvajanje pritisaka na dirke klavijature. Tako, ako se dirka pritisne naglo, zvuk se rekonstruise iz jedne grupe odbiraka, a ako se pritisne nežno, rekonstruise iz druge. Podela dirki klavijatura se može izvršiti i na sledeći način: pritiskom dirki na nižim oktavama može se generisati zvuk iz odbiraka basa, a obzirom da bas ne postoji na višim učestanostima, pritiskom dirki na višim oktavama može se generisati zvuk iz odbiraka, recimo, vibrafona.

U zvuku instrumenta se prilikom procesa rekonstruisanja odbiraka, radi povećavanja osnovne učestanosti, može pojaviti aliasing šum. Generisanje aliasing šuma, takođe, može ograničiti broj polotonova koji se mogu rekonstruisati iz odredene grupe odbiraka. Postoje instrumenti bogati visokim harmonicima i kod njih će biti izraženiji aliasing šum. Zato se nakon postupka menjanja osnovne učestanosti, novodobijeni odbirci moraju propustiti kroz digitalni filter niskih učestanosti.

Vibrato i tremolo efekti su česti u zvukovima akustičkih instrumenata. Vibrato predstavlja niskofrekvencijsku modulaciju osnovne učestanosti note, dok je tremolo modulacija amplitude zvuka. Ovi efekti se simuliraju u sintisajzerima primenom oscilatora niskih učestanosti (*Low Frequency Oscillator - LFO*), koji se koriste da modulišu osnovnu učestanost ili amplitudu sintetizovanog zvuka. Prirodni vibrato i tremolo efekti najviše dolaze do izražaja kada je nota koja se izvodi u sustain delu. U sintisajzeru se ovaj efekat izvodi povezivanjem generatora envelope sa oscilatorom niskih učestanosti. Tako, na primer, zvuk flaute ima tremolo efekat odmah nakon početka izvođenja note, koji se naglo pojačava do nekog maksimalnog nivoa, gde ostaje do trenutka kada nota prestaje da se izvodi.

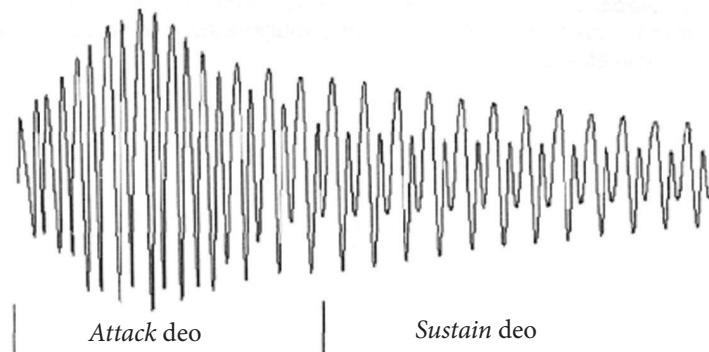
U postupku wavetable sinteze, koji je u potpunosti digitalan, se često upotrebljavaju digitalni filtri. Oni se upotrebljavaju i kod opisanog dodavanja efekata tremola i vibrata. Ako bi ovaj tip efekata naglo isključivali nakon prestanka sustain dela, tada bi zvuk bio neprirodan. To se rešava dinamičkom promenom karakteristike filtara između ova dva dela envelope zvuka. Isto tako, digitalni filtri mogu generisati i efekte koji nisu prisutni u akustičkim instrumentima. Tako na primer, *Wan - Wah* efekat se izvodi propuštanjem signala kroz filter sa jako izraženom rezonantnom učestanošću. Ova učestanost je obično blizu granične učestanosti i ona može dovesti do samooscilovanja filtra.

Kod mnogih akustičnih instrumenata boja tona menja se drastično u funkciji amplitude generisanog tona. Tako, na primer, ton akustičkog klavira može biti vrlo jasan kada se na instrumentu svira energično, a isto tako i "razvodnjen" kada se svira lagano. Tada se koristi princip sinteze zvuka iste note iz različitih grupa odbiraka, za različite načine sviranja. Međutim, isti efekat se može rekonstruisati primenom digitalnog filtra niskih učestanosti za svaku notu ponaosob, čija se granična učestanost može menjati kao funkcija pritiska na dirku klavijature.

Digitalno filtriranje takođe uslovjava omekšavanje prelaska sa nota koje se nalaze na granicama grupa različitih odbiraka. Kao što je ranije opisano, ukupan notni opseg se deli na nekoliko ograničenih podopsega. Ako, recimo, želimo da odsviramo prvo notu koja se rekonstruiše iz jedne grupe odbiraka, a zatim notu koja se rekonstruise iz druge grupe odbiraka, uvo će registrirati razlike u spektrima, kao da sviraju dva različita instrumenta. Ovaj problem

se rešava primenom digitalnog filtriranja koje koristi note za podešavanje karakteristika filtara. Tako se može izvesti i tabela karakteristika filtara na osnovu notnih pozicija.

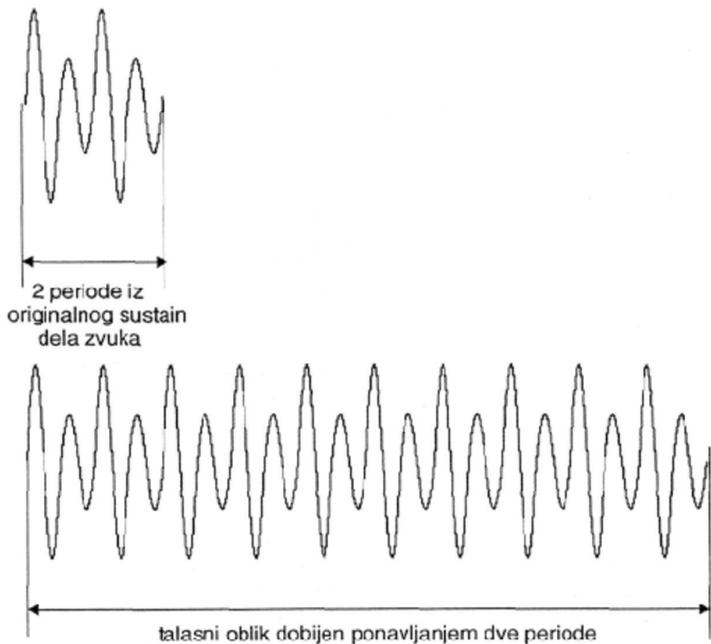
Jedna od primarnih tehnika koja se upotrebljava u wavetable sintezi, a rezultuje uštedom u broju odbiraka u raspoloživoj memoriji, je korišćenje petlje nad segmentom zvučnih odbiraka. Kod većine instrumenata zvuk se može modelirati tako da se sastoji od dva glavna dela: napad (*attack*) i zadržavanje (*sustain*). *Attack* deo predstavlja početak zvuka, i tu se amplituda i spektar zvuka menjaju naglo. *Sustain* deo je iza dela *attack*, i ovde se karakteristike zvuka menjaju sporije. Na *slici 9.4* prikazani su pomenuti delovi.



*Slika 9.4: Prikaz korišćenja tehnike petlje nad segmentom zvučnih odbiraka*

U ovom primeru je pretpostavljeno da se ne menja spektar signala. U realnom slučaju promena spektra i amplitude je prisutna u oba dela, ali u cilju razumevanja postupka sinteze pretpostavićemo da je spektar konstantan. Isto tako, pretpostavićemo da amplituda signala u sustain delu opada po skoro linearном zakonu. U wavetable sintezi može se uštedeti veći deo memorije ukoliko se umesto kompletног *sustain* dela u memoriju smesti samo jedan njegov segment, koji se kasnije može reprodukovati neprestanim ponavljanjem. Na *slici 9.5* pokažane su dve periode segmenta *sustain* dela talasnog oblika sa *slike 9.4* iz kojih se ponavljanjem može rekonstruisati pomenuti deo. Ukoliko je originalni zvuk imao pribлизно konstantan spektralni sadržaj i amplitudu za vreme *sustain* dela, onda se ponavljanjem ovih perioda može dobiti prilično tačna reprodukcija originalnog zvuka.

Spektralne karakteristike zvuka mnogih instrumenata za vreme *sustain* dela su skoro konstantne, dok amplituda signala opada. Ovo se može simulirati, kao što je ranije pokazano, ponavljanjem izdvojenih perioda, ali i množenjem ovako dobijenih funkcija određenim opadajućim faktorom pojačanja. Na taj način dobija se željena anvelopa. Amplituda celokupnog signala se može modelovati pod pretpostavkom da se sastoji od nekoliko linearnih segmenata. U te svrhe se i u ovom tipu sinteze koristi klasična ADSR anvelopa signala koja se sastoji iz četiri dela: *Attack-Decay-Sustain-Release*.



Slika 9.5: Prikaz generisanja produženog trajanja sustain dela tona

Obično se u tabeli talasnih oblika čuvaju odbirci attack dela, i nekoliko perioda iz sustain dela. Ovi delovi se mogu nazvati inicijalnim zvukom i ponavljanim zvukom. Inicijalni zvuk se reproducuje jednom, dok se ponavljeni vrti u petlji sve dok ne stigne komanda za prestanak note. Generator anvelope konstruiše envelopu svakog instrumenta ponaosob, i ova anvelopa se javlja na samom izlazu za vreme reprodukcije.

Reprodukovanje inicijalnog zvuka počinje kada stigne komanda o početku sviranja određene note, i trajanje ovog dela je fiksno i određeno brojem odbiraka u tom segmentu. Za svaki instrument trajanje ovog dela je različito. Reprodukovanje zvuka koji se ponavlja traje sve dok ne nađe komanda o isključivanju note. Za vreme trajanja petlje, zavisno od instrumenta amplituda može biti sporo opadajuća ili konstantna. Kada stigne komanda o isključivanju note, generator anvelope kontroliše način generisanja promene amplitude *release* dela. Deo dela signala koji se ponavlja meri se brojem odbiraka i njegova dužina treba da bude celobrojni umnožak perioda osnovne učestanosti zvuka koji se generiše. Ukoliko to nije slučaj, javiće se neželjene promene osnovne učestanosti u trenutku kada počinje *sustain* deo. Praktično, dužina segmenta koji treba da se ponavlja za akustične instrumente može biti i nekoliko desetina, pa i stotina perioda osnovne učestanosti. Ako zvuk instrumenta sadrži

prirodne efekte, kao što su *vibrato* ili *chorus*, tada je poželjno da uzorak za ponavljanje sadrži i ceo broj perioda tih efekata.

Naravno, postoje i instrumenti kod kojih se ne može izvršiti reprodukcija po opisanom sistemu generisanja anvelope i uzimanja uzorka. Tako, na primer, zvuk koji generiše bubanj je kratak i njegove karakteristike se u vremenu menjaju dinamički. Zvuk takvih instrumenata ne možemo regenerisati ponavljanjem bilo kog dela iz njegovog originalnog signala. Tada se u memoriji moraju zapamtiti odbirci celokupnog talasnog oblika. Zvuk ovakvih instrumenata naziva se *one - shot* zvuk.

Za vreme regenerisanja zvuka originalnih instrumenata, proces sinteze se ne vrši prostim "lepljenjem" delova koji sačinjavaju regenerisani zvuk. Potrebno je izvršiti i procesiranje odbiraka pripremljenih za sintezu. Kada treba da se izvrši spajanje jednog dela sa drugim mora se voditi računa o spektralnim karakteristikama završnice prvog dela i početka drugog dela. Ukoliko se spektralne karakteristike u momentu spajanja razlikuju, uvo će čuti ove skokove, pa tako procesor mora da ove karakteristike u momentu spajanja skoro izjednači. Isto tako, promene amplituda na mestima spajanja pomenutih delova moraju biti kontinualne.

Odnos signal - kvantizacioni šum je za digitalni signal ograničen brojem bitova po odbirku i amplitudom digitalizovanog signala. Većina akustičkih muzičkih instrumenata dostiže vršnu vrednost vrlo brzo, a onda amplituda sporo opada. Uvo se automatski prilagođava ovim razlikama nivoa. Kako vremenom jačina signala slabi, a nivo maskiranja opada, uvo počinje da čuje kvantizacioni šum. Ovaj problem se rešava povećanjem broja bitova po odbirku, ali postoji granica do koje se i u ovom postupku može ići.

Razne kompresione tehnike mogu poboljšati odnos signal - kvantizacioni šum. Ove tehnike smanjuju dinamički opseg odbiraka zvukova koji se čuvaju u memoriji. Za vreme reprodukcije, signal dobijen ovakvim odbircima se dekomprimuje i na taj način se vraća dinamika originalnom signalu. Korišćenje kompresije uslovjava smanjivanje broja bitova po odbirku i na taj način se štedi memorija. Naravno, prilikom upotrebe ovih tehnika treba voditi računa o opisanim neželjenim efektima koji bi mogli da nastanu za vreme regenerisanja muzičkog signala.

## REZIME I PITANJA ZA PROVERU ZNANJA

U ovom poglavlju je objasnjen pojam tabele talasnih oblika, kao i načina na koji se u nju upisuju i na koji se iz nje iščitavaju talasni oblici. Opisan je postupak promene osnovne frekvencije talasnog oblika u zavisnosti od načina iščitavanja iz tabele. Uvedeni su i objasnjeni pojmovi petlje nad segmentom zvuka i *one-shot* zvukova. Na kraju poglavlja su pojašnjene neke metode koje se koriste za izdizanje odnosa signal/kvantizacioni šum.

1. Objasniti pojam i principe upisa i čitanja iz tabele talasnih oblika.
2. Na koji način se vrši promena osnovne frekvencije signala u postupku Wavetable sinteze.
3. Objasniti razloge i principe razdvajanja klavijature na notne regione.
4. Objasniti postupak petlje nad segmentom odbiraka.
5. Šta su to "one-shot" zvuci? Navesti primere.
6. Koje su metode za poboljšanje odnosa signal/kvantizacioni šum u postupku Wavetable sinteze.

## KLJUČNE REČI

Tabela talasnih oblika, čitač iz tabele, promena osnovne učestanosti, petlja nad segmentom odbiraka, odnos signal/kvantizacioni šum



# MIDI PROTOKOL

## X deo

Deseto poglavlje sadrži šest podpoglavlja koja uvode studenta u izučavanje oblasti MIDI protokola: *Istorijski razvoj* (10.1), *Povezivanje MIDI uređaja* (10.2), *MIDI kontroleri* (10.3), *Struktura MIDI protokola* (10.4), *Sistemske poruke* (10.5) i *MIDI Time Code* (10.6). Student će detaljnije biti informisan o sledećim temama:

1. Istorijski razvoj MIDI protokola
2. Povezivanje MIDI uređaja
3. MIDI lanac i MIDI petlja
4. Tipovi MIDI konekcija
5. MIDI i računari
6. Kompleksni MIDI sistemi
7. Sekvenceri
8. MIDI kontroleri
9. Struktura MIDI protokola
10. Kanalne poruke zvuka
11. Sistemske poruke
12. MIDI Time Code



## 10.1 Istorija razvoja MIDI protokola

MIDI je skraćenica od engleskog izraza **Musical Instrument Digital Interface** koja označava industrijski standardizovan protokol koji omogućava komunikaciju i sinhronizaciju između elektronskih muzičkih instrumenata, kompjutera i ostale elektronske opreme. MIDI je moćan alat koji omogućava veću kreativnost u izvođenju i stvaranju muzike. Praktična realizacija MIDI protokola je proistekla iz sve veće potrebe za fleksibilnošću upotrebe elektronskih muzičkih uređaja, koji su svoju ekspanziju počeli da proživljavaju od kraja 60-ih godina XX veka, i potpuno je neodvojiva od stanja na tržištu tog tipa audio opreme u tom vremenskom periodu. Razmotrimo stoga, u cilju potpunijeg sagledavanja konteksta nastanka i razumevanja suštine MIDI protokola, istorijske okolnosti koje su dovele do njegovog razvoja.

Prvi elektronski muzički instrumenti, bazirani dobrom delom na primeni mehaničkih rešenja, prisutni su još od kraja devetnaestog veka. Uredaji pod imenom *Music Telegraph* (1876.), *Singing Arc* (1899) ili *Telharmonium* (1902) datiraju još iz perioda ranog razvoja primenjene elektrotehnike, dok se u prvim decenijama XX veka, prateći nagli razvoj elektrotehnike, u primeni našlo još nekoliko vrsta elektronskih muzičkih instrumenata, od francuskog *Ondes-Martenot-a* (1928) ili nemačkog *Pianorad-a* (1926), pa sve do ruskog *Theremin-a* (1919). Kao vrhunac te prve faze razvoja elektro-mehaničkih instrumenata razvijene su i danas rado korišćene *Hammond* orgulje (1929).

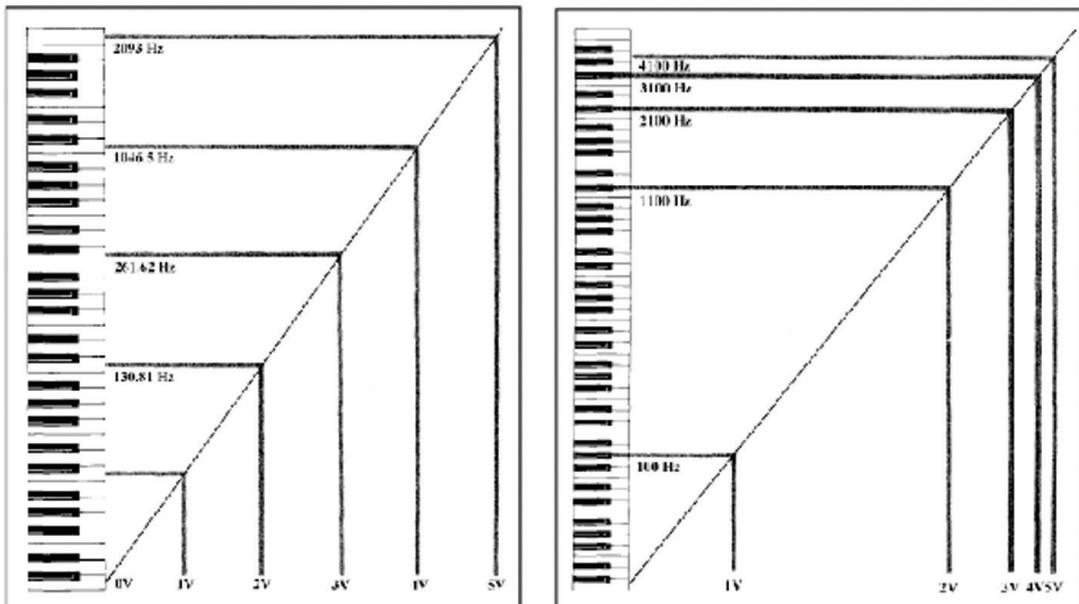
Pojam „sintisajzer“, koji označava elektronski muzički uređaj, je u upotrebu uveden početkom 50-ih godina prošlog veka, kada se pojavljuje uređaj kompanije RCA pod imenom *Electronic Music Synthesizer*, koji je bio veličine jedne osrednje sobe, i čija je realizacija koštala u to vreme basnoslovnih pola miliona dolara. Kompanija RCA je 1957. godine napravila i prvi programabilni elektronski muzički uređaj pod imenom *Mark II Sound Synthesizer*, nakon čega je termin sintisajzer i definitivno uveden u zvaničnu terminologiju audio tehnike. Isti termin, bez ikakvog prevodenja, koristi se i u našem jeziku. Ubrzani razvoj nauke i tehnologije, kao i sve veće interesovanje tržišta za ovaj tip muzičkih instrumenata, je doveo do njihovog brzog razvoja zahvaljujući pre svega pionirskim radovima vizacionara kao što su *Robert Moog, Don Buchla, Harold Bode, Pete Zinovieff i Dave Cockerell*.

Najviše zahvaljujući toj generaciji audio inženjera, muzičara i entuzijasta, sintisajzeri su izašli iz univerzitetskih laboratorija i stigli u ruke muzičara. Ubrzani razvoj popularne muzike tokom 60-ih godina prošlog veka (u to vreme je bio izuzetno popularan album *“Switched on Bach”* Walter-a Carlos-a (1968), koji je ukazao na sve mogućnosti upotrebe sintisajzera u domenu do tada nedodirljive klasične muzike), i pojave praktičnih i pristupačnih modela na tržištu, poput MiniMoog-a (1970), sami muzičari kao i publika postaju sve više zainteresovani za ovaj tip instrumenata koji je otvarao potpuno nove horizonte u kreiranju i sviranju muzike. Sintisajzeri bazirani na upotrebi analogne elektronike i ranih integrisanih kola, kao što su *Moog, ARP i EMS*, su zaista otvorili vrata nadolazećoj industriji, ali se tek pojavom japanskih kompanija poput, *Korg-a, Roland-a i Yamaha-e* sredinom 1970-tih potencijal sintisajzera pretvorio u kvalitet i kvantitet, dodatno im uvećavajući dostupnost i popularnost. Nije daleko od istine ako se kaže da su 70-te godine XX veka u istoriji razvoja muzike dobrim delom obeležene i naglim uplivom sintisajzera u sve oblike muzičkog izraza.

Svi sintisajzeri iz te epohe su bili zasnovani na upotrebi tada jedino dostupne analogne tehnologije koja je imala svoja jasna ograničenja u smislu mogućnosti koje je pružala. Instrumenti pravljeni u to doba reproducivali su relativno proste zvuke, često siromašne harmonicima. Mogućnosti dodatnih manipulacija su takođe bile svedene. Većina sintisajzera iz tog perioda je bila monofona, što znači da se u jednom trenutku mogao generisati samo jedan ton. Muzičari su, naravno, time bili frustrirani: nemogućnost upotrebe višezvučja u sviranju je prilično ograničenje na koje muzičari jednostavno nisu navikli. Taj problem je često rešavan sviranjem više od jednog sintisajzera u jednom trenutku, što je ubrzo dovelo do pojave tzv. *“Wall of Synthesizers”*, što je izraz koji označava pojavu da se muzičari okružuju velikim brojem sintisajzera koje sviraju po potrebi, i iza kojih se često nisu mogli ni videti. Bitno ograničenje je bila i nemogućnost razdvajanja kontrolne površine – klavijature, od ostatka instrumenta, kao i nemogućnost “pamćenja” odsvirane sekvencije i njenog naknadnog reprodukovanja. Kao poseban problem koji se sve više nametao je bila i potpuna nekompatibilnost između uređaja koje su na tržište izbacivali različiti proizvođači. Sve to je bilo zatečeno stanje u osvit razvoja

digitalne tehnologije, koja je svoju primenu i te kako našla u ovom domenu, nudeći rešenja za praktično sve navedene probleme.

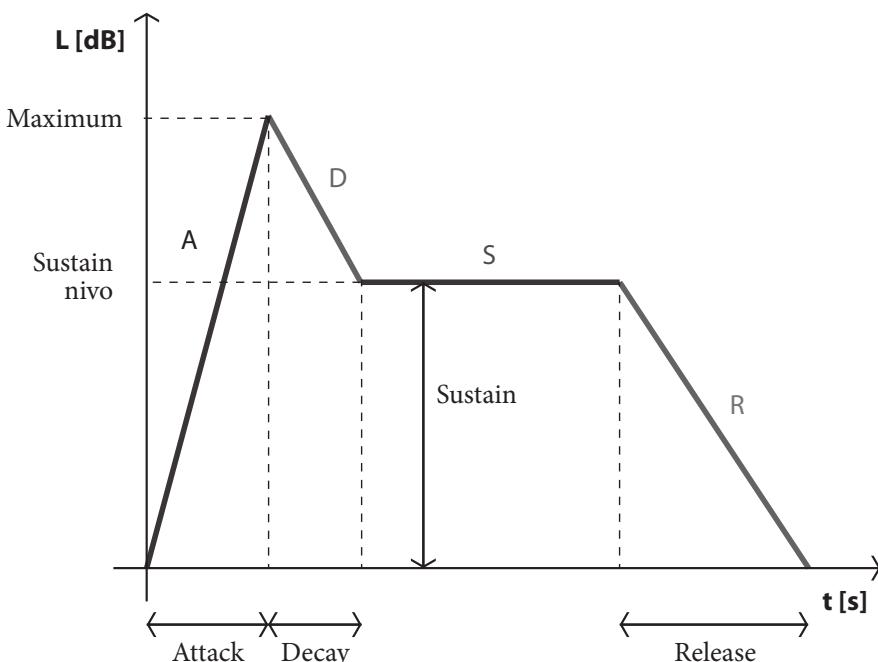
Zvuk koji se u analognim sintisajzerima generisao nastajao je pomoću naponski kontrolisanih oscilatora (*Voltage Control Oscillator - VCO*). Naime, pritiskom na dirku klavijature generisao se prvo određeni napon, da bi se zatim u zavisnosti od tog napona pobuđivao oscilator koji je generisao ton čija je osnovna učestanost bila dodeljena tom naponskom nivou. Najčešće korišćen standard je bio da se naponi između oktava razlikuju za po 1V. Tako, na primer, srednje C generisalo je napon od 2V, sledeća polunota CIS generisala je napon od 2+1/12 V, D - 2+2/12V itd. Pritiskom dirke note C u sledećoj oktavi, generisao se napon od 3V. U isto vreme na tržištu su postojali i sintisajzeri kod koji je naponska razlika od 1V bila vezana za frekvencijsku razliku od 1000 Hz (*slika 10.1*). Naravno da ova dva tipa standarda ni na jedan način nisu bila kompatibilna, što je u startu onemogućavalo povezivanje dva takva uređaja.



*Slika 10.1: Dva standarda dodeljivanja naponskih nivoa klavijaturama sintisajzera:  
1V po oktavi i 1V za svakih 1000 Hz*

Činjenica je da su se proizvođači i u to vreme trudili da sve te probleme na neki način prevaziđu. Dva instrumenta koja su koristila isti naponski standard su teoretski mogla biti povezana, na taj način da je jedna dirka mogla da kontroliše dva oscilatora - jedan na matičnom uređaju i drugi na priključenom. Sintisajzer koji je proglašen za master morao je imati izlazni priključak za svoj VCO, dok je slave uređaj imao isti takav ulazni priključak. Na taj način, pritiskom dirke na klavijaturi master uređaja, preko priključka i kabla, generisani napon je mogao da se prenese do oscilatora drugog, slave sintisajzera sa ulaznim priključkom.

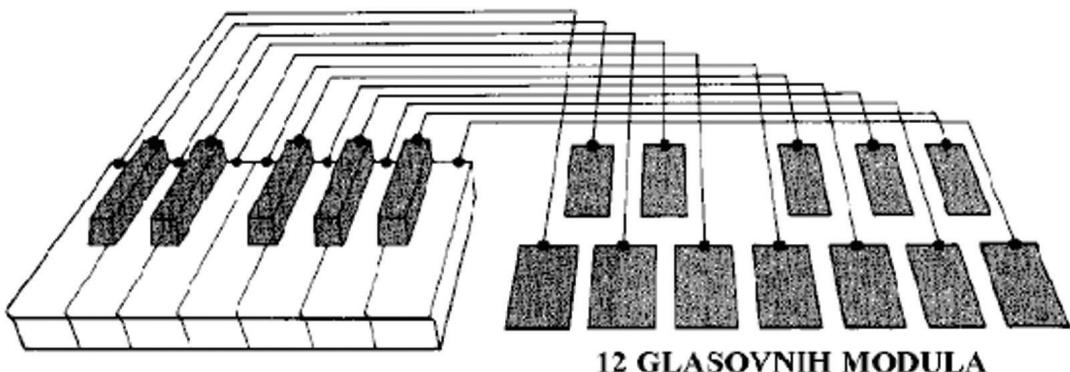
Dodatne mogućnosti su nuđene i u formi generisanja dva nezavisna napona pritiskom na jednu dirku klavijature: pomenuti napon za kontrolu oscilatora (VCO) i napon za kontrolu pojačanja (*Voltage Controlled Amplifier* - VCA). Napon VCA se najčešće kretao u granicama od 0V do 10V. Naponom od 0V isključivao se audio pojačavač, a naponom od 10V dobijalo se maksimalno pojačanje. Iz navedenog se jasno da zaključiti da je jačina zvuka zavisila od jačine pritiska dirke na klavijaturi, čime je omogućena kontrola dinamike sviranja, u smislu generisanja različite glasnoće zvuka u zavisnosti od pritiska kojim se deluje na dirku.



Slika 10.2: Standardan izgled oblika ADSR anvelope

Dodatno poboljšanje kvaliteta samog tona koji se generiše, kao i njegove sveukupne dinamike je ostvareno uvođenjem tzv. generatora anvelope. Ovaj generator ima 4 osnovna parametra: uspon tona (*attack*), inicijalno slabljenje (*decay*), nivo na kojem se ton zadržava (*sustain level* - koji se održava sve dok je prst na dirki klavijature) i vreme otpuštanja (*release time* – vreme od trenutka otpuštanja dirke do potpunog nestajanja tona). Po početnim slovima svakog od ovih delova – *Attack*, *Decay*, *Sustain*, *Release*, ovaj tip generatora je poznat kao ADSR generator. Ideja iza uvođenja baš ovakvog oblika generatora anvelope signala je bila u omogućavanju preciznijeg podražavanja tona prirodnih instrumenata. Naime, analizom načina na koji se tonovi pojedinih muzičkih instrumenata razvijaju, traju i nestaju u vremenu se došlo do zaključka da ovakav izgled grafika dovoljno dobro opisuje realno stanje stvari: tonovi različitih instrumenata se mogu prilično tačno okarakterisati različitim trajanjem i nivoima svakog od ova četiri segmenta.

Razvoj analogne tehnologije i pad cena komponenti omogućio je i pojavu polifonih sintisajzera. Potpuna polifonija, koja je podrazumevala postojanje zasebnih glasovnih modula za svaku dirku ponaosob (*slika 10.3*) je bila nepraktična i preskupa.



*Slika 5.3: Princip funkcionisanja potpune polifonije*

Znatno korišćenije i praktičnije rešenje je bilo projektovanje polifonih sintisajzera na principu tzv. dodeljivanja glasovnih modula. Ovaj princip se bazira na razmišljanju da muzičar ne može držati sve dirke pritisnute u jednom trenutku, te da je broj istovremeno reprodukovanih glasova moguće ograničiti. Ovakvo rešenje je podrazumevalo postojanje kontrolne logike – procesora, koja je prvi sloboden glasovni modul dodeljivala trenutno pritisnutoj dirki. Primer principa realizacije ovako zamišljenog sintisajzera koji omogućava istovremeno generisanje 6 glasova je prikazano na *slici 10.4*.



Slika 10.4: Princip rada šest polifonog sintisajzera

Pojava polifonih sintisajzera je dodatno naglasila i usložnila problem povezivanja instrumenata. Još veći problem u povezivanju uređaja nastao je pojavom sekvencera i ritam mašina. Vremenom su konstruisani sve moćniji i moćniji uređaji, čiji napredak tada korišćena tehnologija njihovog povezivanja nije mogla da isprati.

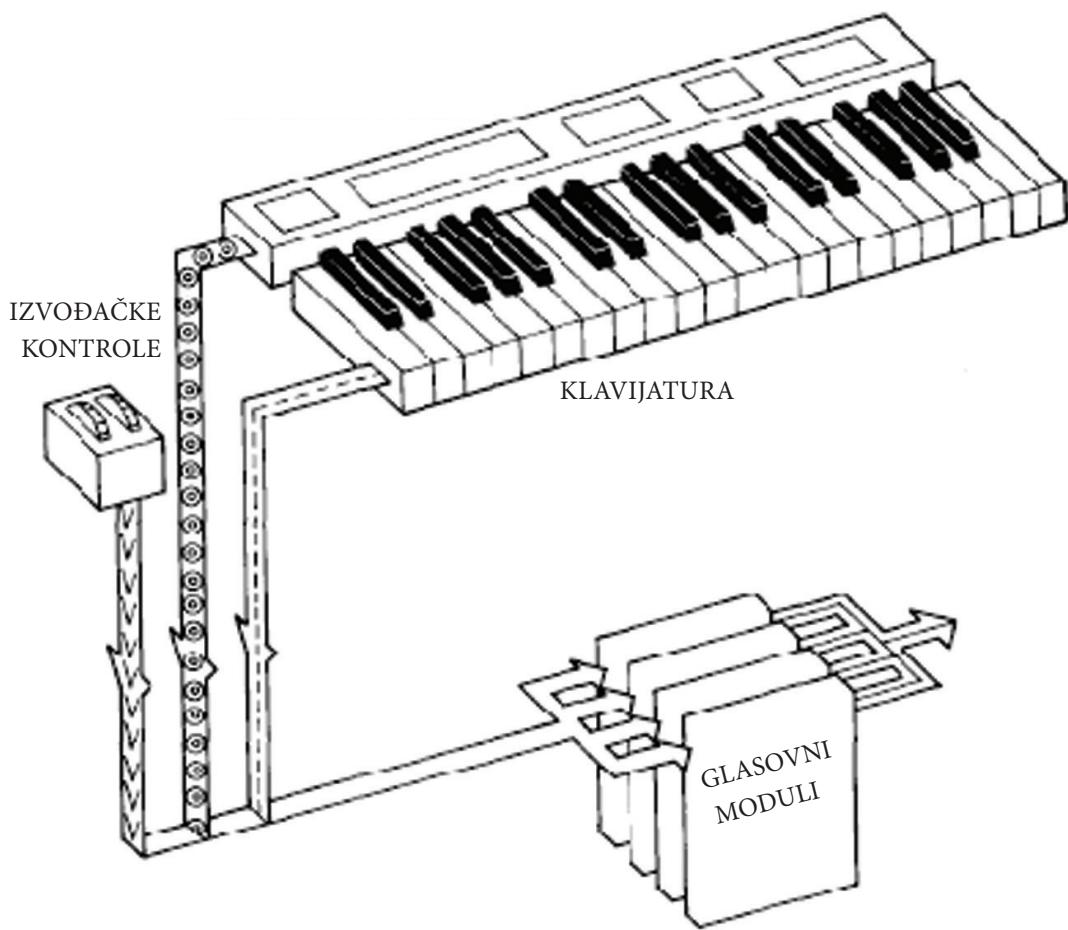
Problem povezivanja je sve vreme podrazumevao i rešavanje problema sinhronizacije. Naime, svaki uređaj posedovao je svoj unutrašnji takt, koji je u jednakim vremenskim intervalima emitovao povorku najčešće pravougaonih impulsa. Da bi se izvršila sinhronizacija više uređaja, došlo se na ideju da je dovoljno startovati (inicijalizovati) njihove taktove istovremeno. Međutim, to nije dovodilo do željenog rezultata, obzirom da su generatori takta u svakom uređaju ponaosob vremenski prilično neujednačeni. Tempo je varirao u vremenu usled raznih električnih problema, poput napajanja, nestabilnosti korišćenih komponenata, temperturnih koeficijenata i sl. Ovo su sve bili realni i nedopustivi problemi: ako uređaji ne bi startovali u istom trenutku, tj. ako bi jedan kasnio za drugim samo za 15ak milisekundi u radu je bilo moguće detektovati veoma neprijatnu pojavu eha.

Taj problem je prevaziđen tako što su svi uređaji sinhronizovani jednim generatorom takta - taktom tzv. *master* uređaja. Prilikom uključivanja ritam mašine ili sekvencera, takt je obično bio stopiran, a za svaki slučaj postojale su i kontrole kojima se takt mogao zaustaviti. Ritam mašine su bile programirane tako da je takt na početku bio isključen, a uključivanje takt generatora vršilo se pedalom. Ako bi svi uređaji imali ulaz za generator takta, sinhronizacija bi se izvršila jednostavno. Brzina takta se definiše kao broj impulsa po četvrtini note. Postoje različite brzine: 24, 48, 96, pa čak i 384 impulsa po četvrtini note. To znači da su odgovarajuće brzine za 4/4 vremena:  $4 \times 24 = 96$ ,  $4 \times 48 = 192, \dots, 4 \times 384 = 1536$  impulsa.

U memoriji ritam mašina na različitim adresama smešteni su pokazivači na odbirke (semplove) određenih udaraljki (timpan, doboš, činela, konga ...). U svakom taktu procesor ritam mašine obide sve adrese i proverava da li je predviđeno da se neka od udaraljki na tim adresama čuje u tom trenutku. Kada se na nekoj od adresa ustanovi da određena udaraljka treba da se čuje, generiše se impuls koji u bazi nalazi odgovarajuće odbirke koje preko generatora zvuka šalje na izlaz. Ukoliko bi želeli da programiramo ritam u vremenskoj podeli na četvrtinu note – jedan impuls po četvrtini bi bio dovoljan. Međutim, tako generisan zvuk je prilično robotizovan. Povećanjem rezolucije (više impulsa po četvrtini note) omogućava se prirodnija, spontanija ritmička sekvenca.

Kao dodatan problem javljala se i sinhronizacija elektronskih muzičkih instrumenata sa ostalim karikama audio lanca koje su korišćene u praksi. Iz tog razloga je u to vreme često korišćena metoda da se takt impulsi snime na magnetnu traku i da se kasnije u studijskom radu koriste za sinhronizaciju. Ova metoda je bila prilično problematična i nikada nije do kraja zaživela u praksi jer je takt nestajao na mestima gde je traka izgužvana, vremenom se dešavalo da zapis “bledi” a sama sinhronizacija je uvek morala da počne od početka trake. Nešto bolji način za snimanje takta na traku bio je da se umesto snimanja pravougaonih impulsa snimaju dve različite učestanosti - jedna za postojanje pravougaonog impulsa i druga kada impuls ne postoji. Ovaj način kodovanja poznat je pod imenom kodovanje sa promenom učestanosti (eng. *Frequency Shift Keying* - FSK). Ni ova ideja nije nikada zaživela do kraja jer proizvođači nisu imali standard za učestanosti koje se koriste. Standard koji bi snimljeni FSK prevodio u neki univerzalni format, mogao je da reši problem, ali je realizacija te ideje bila jako skupa. Uočene probleme povezivanja uređaja proizvođači su pokušavali da reše, ali uvek i iznova samo u okviru palete uređaja koju su nudili tržištu svaki od njih pojedinačno. Tako je Roland razvio svoj digitalni interfejs pod nazivom *Digital Control Buss* – DCB, Yamaha je imala svoj tzv. *Key Code* interfejs, Oberheim je pak imao svoj standard itd.

Pravu malu revoluciju u načinu tretiranja svih navedenih problema je uveo čovek pod imenom *Dave Smith*, projektujući svoj polifoni sintisajzer *Prophet 5*. On je u praksu uveo tzv. *Sound Producing Engine* čiji se rad zasniva na činjenici da se svi parametri pojedinačnih glasova digitalno kontrolišu. Sve promene pojedinačnih parametara se digitalizuju i kao takve mogu biti korišćene za kontrolu više glasovnih modula istovremeno. *Prophet 5* je prvi sintisajzer kod kojeg je postojao mikroprocesor koji je sve vreme pratilo i digitalizovao sve promene kontrolnih parametara generisanih dirkama klavijature. Dve su bitne posledice proizašle iz ovakvog načina digitalizovanja kontrolnih parametara: sve promene postalo je moguće pamtiti (sintisajzeri sa memorijom, presetima i sl.), a kontrolne površine (klavijature, pedale i sl.) više nisu bile neodvojivi deo analognog kola za generisanje signala, čime je otvoren put za korišćenje danas veoma popularnih kontrolera. Ovakav način tretiranja problema u toku signala unutar jednog elektronskog muzičkog instrumenta je prikazan na *slici 10.5*.



#### LEGENDA

- |  |                                    |
|--|------------------------------------|
|  | PARAMETRI                          |
|  | PODACI O VISINI I<br>TRAJANJU TONA |
|  | PODACI OSTALIH<br>KONTROLERA       |
|  | AUDIO SIGNAL                       |
|  | OSTALI UPRAVLJAČKI<br>SIGNAL       |

*Slika 10.5: Principska šema funkcionisanja sintisajzera sa kontrolama i glasovnim modulima kao nezavisnim elektronskim celinama*

Ovakva situacija je dovela do potrebe za definisanjem standardnog protokola za komunikaciju između kontrolera i kola za generisanje zvuka. *Dave Smith* je, nakon uspeha ostvarenog sa *Prophet 5* sintisajzerom, sistematski počeo da se zalaže za omogućavanje konekcije ulazno/izlaznih parametara na svim uređajima, uz istovremeno standardizovanje protokola na nivou bitnih proizvođača, kao neophodnog preduslova da cela stvar uspe. S obzirom na opisanu haotičnu situaciju na tržištu, raspoloženje proizvođača da se stvari napokon standardizuju, te očekivanja krajnjih korisnika, ove *Smith*-ove ideje su naišle na opštu podršku i odobravanje.

Nakon dogovora na relaciji američkih i japanskih proizvođača opreme, strukovnih audio inženjera i firme *Sequential Circuits Inc.* koju je predvodio *Dave Smith*, predložena je prva verzija standarda na AES konvenciji u *New York*-u 1981. godine. U januaru 1983. godine na sajmu audio opreme u *Los Angeles*-u *Dave Smith* je uspešno i po prvi put demonstrirao povezivanje dva uređaja različitih proizvođača, koji ostvaruju punu komunikaciju. U istoriji razvoja audio tehnike ostaje zabeleženo da je prva komunikacija putem MIDI protokola ostvarena između sintisajzera *Prophet 600* i *Roland JP-600*. Iste godine u avgustu objavljena je zvanična specifikacija standarda pod imenom MIDI 1.0. Na taj način, MIDI je i zvanično rođen.

Usvajanje MIDI protokola i početak njegove primene veoma brzo i konkretno se osetio i na tržištu audio opreme. Potreba za postojanjem pomenutog "zida sintisajzera" je prestala da postoji, ta vrsta uređaja je počela sve više da se pravi u tzv. "rack mount" verzijama, što je podrazumevalo da se više nezavisnih zvučnih modula smeštenih u odgovarajući rekom kontrolisu jednim zajedničkim kontrolerom. Iste godine kada je MIDI 1.0 standard usvojen isti protokol ratifikuju i tadašnji vodeći proizvođači kompjuterske opreme, kao što su Apple, Commodore, Amiga i IBM. Atari ST je prvi računar koji se pravio sa već ugrađenim MIDI priključcima, što ga je već u drugoj polovini 80-ih godina pozicioniralo kao neophodan deo studijske opreme. U to vreme se, na početku kao hardverski uređaji, na tržištu sve više pojavljuju tzv. sekvenci, koji imaju mogućnost snimanja, editovanja i naknadnog reprodukovanja MIDI, a nešto kasnije i audio sekvenci. Sa razvojem računarske tehnologije su počeli da se pojavljuju i sekvenci u softverskoj verziji, koji danas predstavljaju verovatno najrasprostranjeniji i najčešće upotrebljavan oblik softvera koji se koristi za namenski rad sa zvukom. Pomenuti problemi sa sinhronizacijom različitih elektronskih uređaja u audio lancu su takođe rešavani upotrebom MIDI protokola, koji je definisao tzv. *MIDI Time Code*, koji se u literaturi označava skraćenicom MTC. MTC je neka vrsta podprotokola u okviru MIDI protokola koja je imala osnovnu nameru da sinhronizuje istovremeni rad više MIDI sekvenci ili uređaja u MIDI lancu. MTC se u praksi pokazao kao veoma pouzdan način sinhronizacije, tako da se i danas, 30 godina od početka njegove implementacije veoma često koristi kao osnova za sinhronizaciju digitalnih audio uređaja.

Praksa upotrebe MIDI 1.0 standarda tokom 80-ih godina prošlog veka je ukazala na jedan praktičan problem. Naime, u to vreme nisu postojali standardni zvuci za različite vrste sintisajzera koji su bili kontrolisani putem MIDI-ja. To je za posledicu imalo da je MIDI sekvenca odsvirana na jednom instrumentu potpuno drugačije zvučala prilikom reprodukovanja na drugom tipu sintisajzera. Ovo je odstupalo od početne ideje unifikacije i standardizacije zvučanja instrumenata povezanih MIDI protokolom, tako da se pojavila potreba za uvođenjem seta standardnih zvukova koje bi posedovali svi sintisajzeri na tržištu. Iz tog razloga je 1991. uveden General MIDI (GM1) standard koji je standardizovao 128 tipova zvuka zajedničkih za sve sintisajzere: postavljen je standard zvučanja i "mesta" na kojem se ti zvuci nalaze unutar same interne memorejske strukture sintisajzera. U to vreme (1995.) je formirana i asocijacija proizvođača opreme bazirane na upotrebi MIDI protokola, MIDI Manufacturer Association (MMA), koja je na sebe preuzela brigu o daljem razvoju i primeni protokola.

MIDI protokol je svoju ulogu našao i u okviru interneta, pre svega zahvaljujući svojoj sveukupnoj robustnosti i izuzetno malim bitskim protocima koje koristi. Sama činjenica da MIDI poruke sa sobom ne nose direktnu informaciju o zvuku, već samo instrukcije sintisajzera koji zvuk i na koji način da reprodukuje, omogućile su tako superiorne bitske protoke. Dok je za audio zapis standardnog CD kvaliteta (44.1 KHz, 16 bita) potrebno obezbediti protok koji je reda veličine 10 Mb/min., prenos MIDI poruka zahteva bitski protok od svega nekoliko desetina Kb/min., što je izuzetno pogodovalo potrebama prenosa informacija putem interneta u ranoj fazi njegovog razvoja. Ukoliko ste na prijemu imali računar sa zvučnom karticom koja na sebi ima sintisajzer, povlačenjem MIDI poruka sa interneta ste u realnom vremenu mogli čuti zvuk. U tom trenutku, samo je MIDI bio u stanju da obezbedi takav komfor. Čitava industrija pravljenja tzv. MIDI fajlova je u pravom smislu te reči procvetala, kao način da se informacije i zapisi o muzici prenose i razmenjuju putem interneta.

## 10.2 Povezivanje MIDI uređaja

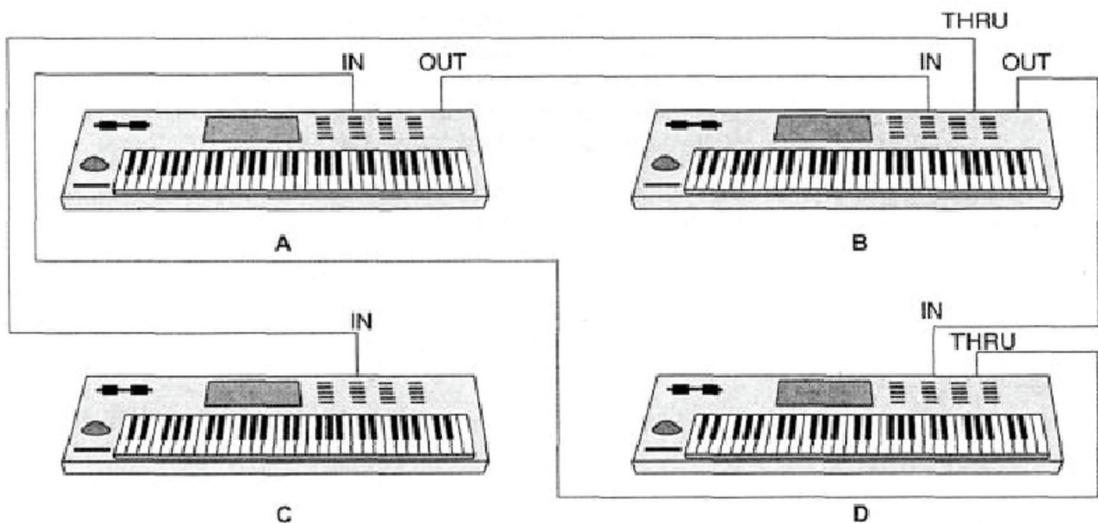
### MIDI lanac i petlja

MIDI protokol se prenosi kablom koji povezuje specijalne (MIDI) portove na uređajima. Svaki uređaj ima tri MIDI porta i to: MIDI IN, MIDI OUT i MIDI THRU. Na portu MIDI IN vrši se primanje MIDI poruka, na portu MIDI OUT slanje, a port MIDI THRU omogućava ulaz i prosleđivanje MIDI poruka nadalje bez promene ulaznih podataka. Poželjno je da kabal za povezivanje ovih portova bude dug oko 20 stopa (oko 6 - 7 metara), dok se komercijalno ovi kablovi proizvode u dužinama od 5 stopa (1,5 - 1,8 m) i 10 stopa (3 - 3,3 m). MIDI 1.0 standardom je definisan petopolni DIN konektor kao tip konektora koji se koristi u ove svrhe, dok se danas MIDI konekcija u najvećem broju slučajeva ostvaruje preko USB porta.

Najprostije povezivanje sastoji se u priključivanju MIDI OUT porta jednog uređaja za MIDI IN port drugog. U ovoj konfiguraciji pritiskanje dirke na klavijaturi prvog uređaja usloviće pojavu zvuka na oba uređaja. Međutim, pritiskanje dirke na drugoj klavijaturi usloviće pojavu zvuka samo na torn uređaju.

MIDI lanac sastoji se od više priključenih uređaja. OUT port prvog uređaja se priključuje na IN port drugog, THRU port drugog na IN trećeg, THRU trećeg na IN četvrtog itd. Ako su svi uređaji podešeni da primaju podatke na istom kanalu, pritiskanje dirke na prvom rezultovaće zvukom na svim uređajima. Međutim, isto kao i ranije, pritiskanjem dirki na bilo kom drugom uređaju usloviće da se zvuk čuje samo na njemu. Kao što je ranije rečeno, MIDI THRU port prenosi iste podatke nadalje onako kako ih primi na MIDI IN portu. Moguće je vršiti i povezivanje u petlju. MIDI OUT port prvog uređaja se povezuje sa MIDI IN portom drugog, a MIDI OUT port drugog sa MIDI IN portom prvog. Obzirom da MIDI OUT port ne prenosi podatke koji dolaze na ulazu u MIDI IN port, ne može se stvoriti beskonačna petlja. Na ovaj način pritiskanje dirke na bilo kojem uređaju usloviće pojavu zvuka na oba uređaja.

Povezivanje uređaja u petlju korišćenjem sva tri porta postaje praktično neizvodljivo već i kod malog broja uređaja. Tako, na primer, ako port MIDI OUT uređaja A povežemo sa portom MIDI IN uređaja B, port MIDI THRU uređaja B sa portom MIDI IN uređaja C, port MIDI OUT uređaja B sa portom MIDI IN uređaja D i MIDI THRU port uređaja D sa portom MIDI IN uređaja A, rezultat je sledeći: ako pritisnemo dirku na uređaju A, čuju se i uređaji B i C. Sviranje na uređaju B čuje se i na uređajima D i A, dok se sviranje na uređajima C i D čuje samo na tim uređajima. Prethodno opisani način povezivanja prikazan je na *slici 10.6*.



Slika 10.6: Povezivanje više uređaja u petlju korišćenjem sva tri porta

## MIDI i računari

Proizvođači računara su brzo došli do zaključka da bi računar mogao biti izvanredan uređaj za MIDI povezivanje, jer komunicira sa okolinom preko digitalnih informacija. Kako brzina kojom se prenose podaci preko MIDI protokola (31.25 kBaud) nije standardna brzina za računar, trebalo je konstruisati interfejs preko kojeg bi se razmenjivale informacije između računara i MIDI uređaja. Apple Computers i Commodore su bili prvi računari upotrebljeni u ovu svrhu. Roland je konstruisao prve kartice za IBM kompatibilne računare, dok je Atari konstruisao kompletno nov računar sa ugrađenim MIDI portovima. Danas postoje različiti MIDI interfejsi za skoro sve tipove računara.

Da bi računar mogao da posluži ovoj nameni morao je, naravno, da se programira određeni softver. Prvo su izrađeni računarski programi za sekvencere. Obzirom da su sekvenceri uređaji koji mogu da izvrše snimanje, kako u internoj memoriji tako i na prenosnom medijumu, i kasnije reprodukuju muziku, vrlo brzo je uočena pogodnost računara za tu vrstu primene. Prvi programi su bili relativno prosti, ali su vremenom prerastali u veoma moće softverske pakete u kojima postoji mogućnost da se pogrešno odsvirana melodija na klavijaturi u programu ispravi, da se vremenski resinhronizuju melodije u odgovarajućem taktu itd. Takođe, danas postoje programi koji imaju čitave biblioteke boja različitih instrumenata i muzičkih efekata, tako da omogućavaju pripremanje muzičkog materijala korišćenjem samo jedne klavijature kao kontrolera.

Danas je računar moćniji od bilo kog sintisajzera, obzirom da može da generiše boje prisutne u skoro svakom sintisajzeru, dok svaki sintisajzer ima ograničen broj boja. Računar na interfejsu ima sva tri porta i može se priključiti u lancu ili u petlji, kao svaki drugi MIDI uređaj. Specifičnost računara u odnosu na ostale muzičke uređaje je u tome što računar može da pošalje i primi podatke po svih 16 MIDI kanala simultano, čime računar postaje moćan muzički instrument koji se često može tretirati kao kompletan elektronski muzički orkestar.

## Kompleksni MIDI sistemi

Kompleksni MIDI sistemi su audio sistemi koji se sastoje iz više računara i hardverskih uređaja koji su međusobno povezani putem MIDI ili Ethernet LAN protokola u jedan veliki lanac. U ovom poglavlju biće opisane vrste i principi povezivanja kompleksnih MIDI sistema, konfiguracije računara i hardverskih kontrolera potrebnih za realizaciju jednog ovakvog sistema, kao i osnovne vrste softvera neophodnih za rad u ovakvim sistemima.

Postoje tri vrste kompleksnih MIDI sistema: softverski, hardverski i kombinovani. Softverski MIDI sistemi su najkompleksniji i mogu se podeliti u tri podvrste:

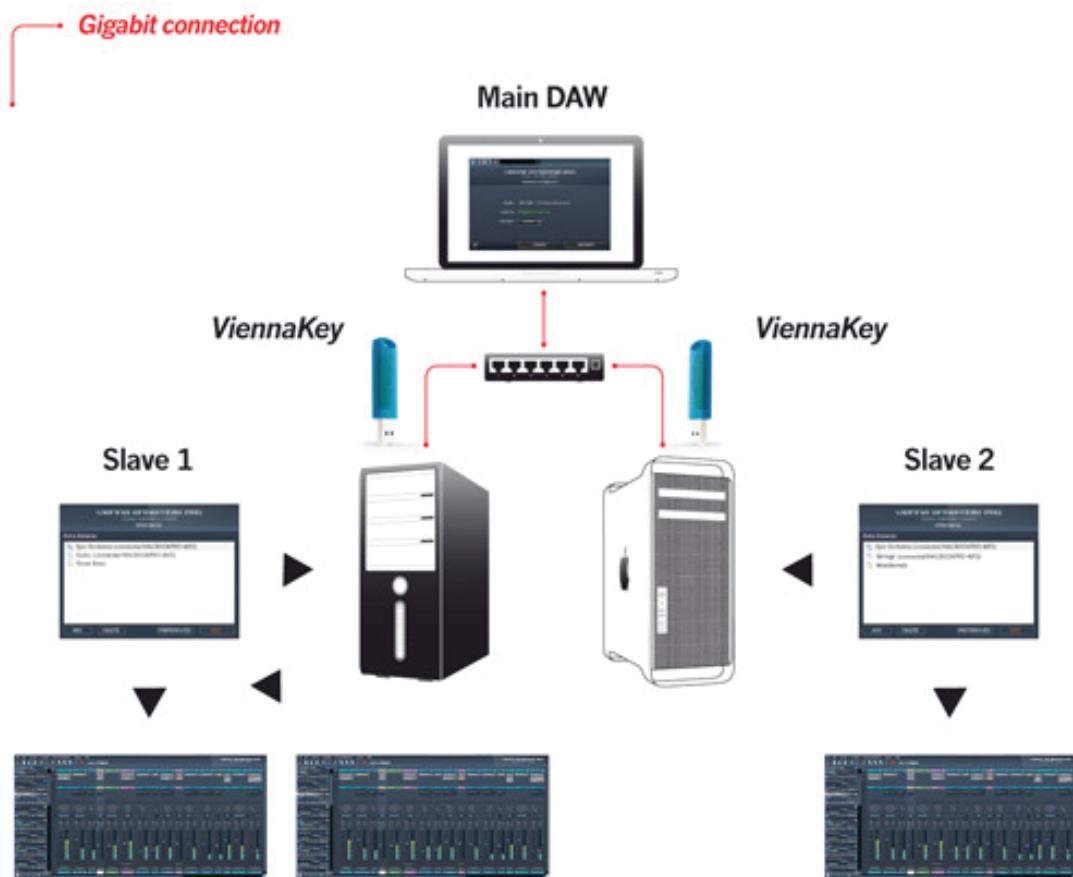
1. Interni MIDI sistemi.
2. LAN MIDI sistemi.
3. ReWire MIDI sistemi.

**Interni MIDI sistemi** se realizuju na jednom računaru uz pomoć više softverskih semplera i sintisajzera koji imaju više izlaza i ulaza koji se stiču u jednom sekvenceru. Po standardu svaki današnji sempler ima maksimalno 16 izlaza. Prednosti ovakvih sistema su jednostavnost povezivanja i korišćenja, kao i činjenica da se u radu koristi samo jedan računar na kojem se nalaze svi virtuelni instrumenti i banke zvukova. Najveća i verovatno jedina praktična mana ovog sistema je ograničenje radnog takta procesora i količine RAM memorije, što dovodi do ograničenosti istovremenog korišćenja više polifonih instrumenata i njihovog sviranja polifonih melodija. Dosta je ograničena i mogućnost korišćenja velikog broja virtuelnih instrumenata. Mogućnosti rada, dakle, direktno su limitirane snagom centralnog procesora računara i konkretnim tipom korišćene računarske konfiguracije.

**LAN MIDI sistemi** su realizovani uz pomoć više računara koji su međusobno povezani putem lokalne LAN mreže, i koji rade na „master – slave“ principu. Na glavnom, master računaru je postavljen master sekvencer, a na pomoćnim računarima se nalaze VST Host aplikacije koje putem LAN mreže šalju signale po kanalima na glavni računar. Najveća prednost ovakvog sistema je praktična neograničenost istovremenog sviranja polifonih

instrumenata usled činjenice da se koristi više računara, što automatski smanjuje opterećenje procesora i RAM memorije na svakom računaru pojedinačno, dok je osnovna mana ovakvog sistema komplikovanost povezivanja i održavanja.

Kako se u praksi povezuje jedan LAN MIDI sistem? Na glavni računar se instalira željeni sekvencer u kojem se snima muzika. Na sekundarne, slave računare se instaliraju VST Host aplikacije koje omogućavaju slanje audio signala u glavni računar. Na glavni računar se onda instalira ista ta aplikacija, ali u vidu plug-in dodatka koji treba da omogući komunikaciju između master i slave mašine. Potrebno je imati i internet ruter koji će omogućiti vezu između glavnog i sekundarnih računara. Kada se ostvari takvo povezivanje, putem IP adresa se mogu povezati sekvencer sa glavnog računara i host aplikacije sa sekundarnih. Adrese sa sekundarnih računara se upisuju u plug-in host aplikacije u sekvenceru glavnog. Od velike je važnosti da sve adrese budu tačno upisane, inače će doći do gubitka veza između računara.



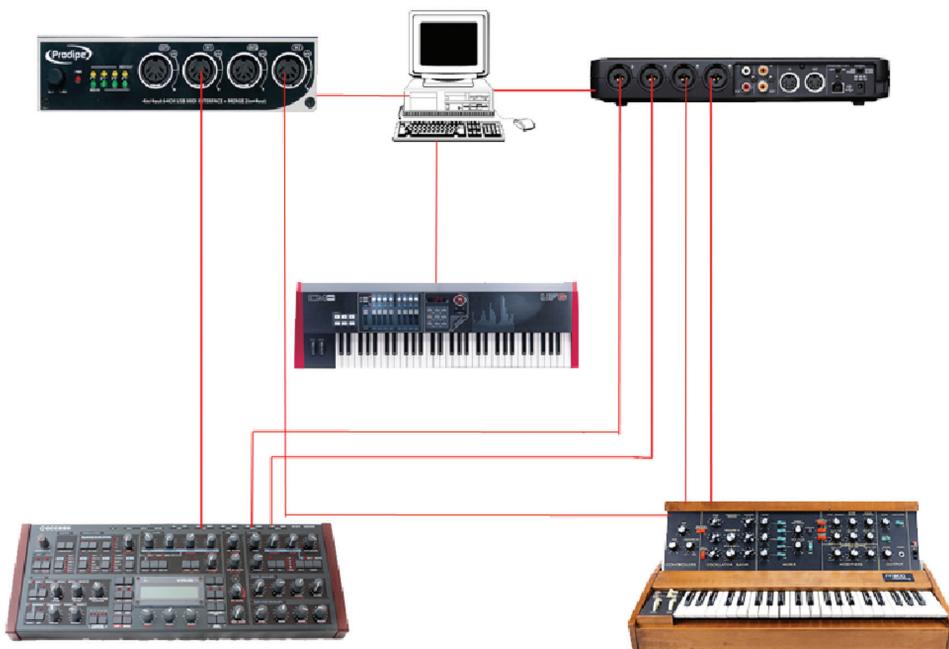
Slika 10.7: Šema povezivanja LAN MIDI sistema

**ReWire MIDI sistemi** se realizuju uz pomoć dva sekvencera na jednom računaru. Rade na softverskom „master-slave“ principu. Glavne prednosti ovakvog načina povezivanja su zajedničko korišćenje više sekvencera istovremeno i simultano korišćenje njihovih različitih opcija. Mane su, slično kao i kod internih MIDI sistema, limitiranost korišćenja različitih opcija i mogućnosti koje stoje na raspolaganju usled ograničenosti radnog takta procesora i RAM memorije računara. Ovaj tip sistema se povezuje putem sledećeg niza relativno prostih koraka:

1. Aktivira se glavni sekvencer.
2. Aktivira se ReWire sekvencer koji se automatski postavlja u „slave mod“.
3. U glavnom sekvencoru napravi se MIDI traka i kao izlaz te trake odaberemo instrument iz ReWire uređaja.

Nakon toga, ovakav sistem je spreman za neometan rad.

**Hardverski MIDI sistemi** se realizuju uz pomoć računara i više hardverskih semplera i sintisajzera. Povezuju se putem MIDI kablova preko eksternih višekanalnih MIDI interfejsa. Obično u sistemu postoji master klavijatura koja je povezana sa sekvencerom na računaru za snimanje i preko koje se kontrolišu ostali uređaji u sistemu. Prednosti ovakvog sistema su takve da su memorija i procesor računara potpuno rasterećeni usled korišćenja eksternih hardverskih instrumenata. Jedina mana sa kojom se mnogi suočavaju i danas je ta što ovakve postavke zauzimaju dosta fizičkog prostora u studiju i iziskuju dodatna novčana sredstva za kupovinu više zasebnih uređaja koji se koriste u sistemu.



Slika 10.8: Šema povezivanja hardverskog MIDI sistema

Za potrebe snimanje, ovakvi sistemi se povezuju i analogno i digitalno. Na računaru na kojem je sekvencer mora biti priključen audio interfejs (zvučna karta) sa više ulaza i eksterni MIDI interfejs sa više ulaza i izlaza. Pored toga, master klavijatura mora biti priključena na računar preko DIN ili USB veze. Hardverski sintisajzeri se povezuju i analogno i digitalno. Na ulaz instrumenta dovodi se MIDI kabl iz izlaza MIDI interfejsa koji je na glavnom računaru povezan sa master klavijaturom, a izlazi instrumenata, koji su najčešće analogni, preko TRS konektora, kojih ima dva zbog stereo izlaza iz instrumenta, se povezuju na analogne ulaze audio interfejsa koji je povezan sa računarom.

**Kombinovani MIDI sistemi** su, kao što im samo ime kaže, kombinacija opisanih softverskih i hardverskih sistema. Imaju praktično neograničene mogućnosti korišćenja, ali umeju biti izuzetno skupi. Ovakvi sistemi, pored LAN softverskih, se najčešće sreću u profesionalnoj filmskoj muzičkoj produkciji, koja predstavlja verovatno najzahtevniji oblik produkcije koji se danas pred ovakve sisteme može postaviti.

## **Softver za međusobnu komunikaciju računara**

Ovakvi softverski paketi su srž kompleksnih MIDI sistema o kojima je bilo pomena u prethodnom poglavlju. Oni omogućavaju komunikaciju virtuelnih instrumenata na različitim računarima koji su povezani u sistemu. Takvi softverski paketi se drugačije nazivaju i VST Host aplikacije.

Softveri tog tipa koji se danas najčešće koriste u svakodnevnoj praksi su Steinberg V-Stack, FX Max Teleport, AudioPort Universal, IPMidi, Plogue Bidule i Vienna Ensemble Pro.

Steinberg V-Stack je jedan od prvih softvera te namene koji su se pojavili na tržištu. Ima ograničene mogućnosti usled činjenice da maksimalno može koristiti 16 virtuelnih instrumenata koje povezuje sa sekvencerom. Kada se koristi samostalno (stand-alone mode), pretvara računar u muzičku radnu stanicu koja se često koristi za žive nastupe. Isključivo je dizajniran za PC računare i Steinberg Nuendo i Cubase sekvencere.

FX Max Teleport je dizajniran od strane FX Max kompanije i veliki plus mu je podržavanje VST 3 standarda koji je odlikuje visokim kvalitetom zvuka i izrazito malim latencijama. Relativno je jeftin i vrlo je jednostavan i dobro osmišljen za korišćenje i povezivanje.

AudioPort Universal je samostalna aplikacija kompanije Audio Impressions, koja je dizajnirana da omogući višekanalno slanje signala iz VST Host aplikacije sa sekundarnog

računara u sekvencer na glavnom računaru. Moguće je koristiti više ovih aplikacija istovremeno i svaka od njih može da šalje do 32 audio kanala u master sekvencer.

*IP Midi* je dizajniran od strane kompanije *Nerd.de* i specijalno je namenjen *Macintosh* računarima. Vrlo je jednostavan za korišćenje i ima podršku za rad sa do 20 kanala.

*Plogue Bidule* je dizajniran po istom principu kao i *AudioPort Universal*, ali ima mogućnost povezivanja i slanje neograničenog broja kanala u sekvencer na glavnom računaru. Ovo je jedna od najčešće korišćenih *Host* aplikacija za pravljenje zahtevnih orkestralnih MIDI postavki.

*Vienna Ensemble Pro* je verovatno najkvalitetniji i najpopularniji softverski paket u svetu filmske muzike. Dizajniran od strane *Vienna Symphonic Library* kompanije, namenjen je pre svega za rad na realizaciji filmske i slične orkestarske muzike. Na sekundarnom računaru radi samostalno kao *VST Host*. Grafički interfejs mu je dizajniran tako da podseća na miks pult, pa tako svaki kanal ima svoj instrument. Instrumenti sa više izlaza se mogu povezivati na posebne kanale u *Vienna Ensemble Pro*. Na glavnom računaru u sekvenceru se koristi kao *plug-in* i povezuje se na MIDI kanale. Ima mogućnost povezivanja neograničenog broja kanala.

## Sekvenci

Kao što je već rečeno, sekvenci su programi koji omogućavaju snimanje zvuka, njegovo čuvanje na računaru, kao i sve oblike naknadnih manipulacija sa tako formiranim zapisom. U današnjem radu sa zvukom na računarima oni su svakako najbitniji i najkorišćeniji tip softvera koji se koristi. Postoji ih mnogo, od kojih je nekoliko najpopularnijih: *Avid Pro Tools*, *Steinberg Cubase/Nuendo*, *Apple Logic Pro*, *MOTU Digital Performer*, *PreSonus Studio One*, *Cakewalk Sonar*.

*Avid Pro Tools* je takozvani „veliki brat“ u muzičkoj produkciji jer je istorijski verovatno prvi masovno korišćen softverski sekvencer, koji je od samog početka bio baziran na specijalizovanoj hardverskoj podršci za koju su mnoge prestižne firme pisale namenske softvere. Usvojen je kao standard od strane filmske industrije, upravo zbog svoje nezavisnosti od snage centralnog procesora računara, i velike namenske procesorske snage koja mu je stajala na raspolaganju. Poseduje izuzetno napredne opcije za post produkciju zvuka i muzike. Trenutno aktuelna verzija 10 je učinila napredak sa AAX *Plug In* standardom koji sada svaki *Pro Tools HDX* sistem koristi. Pored svih ovih naprednih opcija za audio, ovaj sekvencer nikada nije važio za tip sekvencera optimizovan za rad u MIDI okruženju.

*Steinberg Cubase/Nuendo* su dva veoma slična, a opet i različita sekvencera nemačke kompanije *Steinberg*. *Cubase* je tržišno pozicioniran kao sekvencer namenjen muzičkoj produkciji, dok je *Nuendo* baziran na audio post produkciju za video. Imaju veoma sličan grafički interfejs i opcije, s tim što je *Cubase* nešto optimizovaniji za rad u MIDI okruženju.

*Apple Logic Pro* je jedan od sekvencera koji je dizajnirala kompanija *Apple*. Obiluje velikom količinom opcija za MIDI i mnogi se slažu da je možda i najbolji za rad u MIDI okruženju, između ostalog i zbog toga što poseduje kvalitetne instrumente koji se dobijaju u paketu prilikom njegove kupovine.

*MOTU Digital Performer* je ne toliko rasprostranjen među *Apple* korisnicima kao *Logic*, ali poseduje neke od naprednijih opcija za MIDI u odnosu na *Logic*.

*PreSonus Studio One* je trenutno najmlađi sekvencer na tržištu. Stvorila ga je kompanija *PreSonus* tako što je zaposlila otpuštene radnike iz *Steinberg* i *Apple* kompanija koji su dizajnirali hibridni sekvencer koji je baziran na iskustvima iz oba ova sveta. Na tržištu je pozicioniran kao hibrid *Pro Tools*, *Logic* i *Cubase* sekvencerski rešenja. Interfejs mu je baziran na rešenjima iz *Logic*-a, MIDI opcije su mu slične kao kod *Logic* i *Cubase*, opcije za audio kao kod *Pro Tools*, a organizacija opcija i podataka kao kod *Cubase*.

*Cakewalk Sonar* je dizajniran od strane kompanije *Cakewalk*, koja je ogranač kompanije *Roland*. Ovaj sekvencer je dosta popularan među kompozitorima avangardne i ambijentalne muzike zbog svojih MIDI opcija, a i zbog činjenice da je *Roland* danas jedan od najvećih proizvođača klavijatura, aranžera i sintisajzera.

## 5.3 MIDI kontroleri

### Klavirski kontroleri

Ovi kontroleri su rađeni po modelima standardnih akustičnih klavira. Kada je pritisnuta dirka, *Note On* ili *Note Off* MIDI poruka je poslata uređaju koji je prima (*master device*), recimo sempleru, govoreći mu koju notu da reprodukuje. U gotovo istom trenutku, poslata je poruka koja govori o nivou, odnosno koliko jako je određena dirka pritisnuta.

U poređenju sa pravim klavirom, većina ovih kontrolera ima male dirke i uobičajeno pružaju opseg od samo par oktava. Zbog ovog razloga profesionalni muzičari favorizuju veće, i teže klavijature nalik *Kurzweil K2600* (*slika 10.9*), da bi dobili celokupni opseg i veće nijanse za svoju izvedbu.



Slika 10.9: Kurzweil K2600

Da bi muzičari imali što veću kontrolu nad svojim softverskim sekvencerima, većina profesionalnih sintisajzera ima set MIDI kontrola, slajdera koji mogu biti dodeljeni bilo kojoj od 127 CCs kontinualnih kontrola (continuous controllers), koje su sadržane u MIDI specifikaciji.

Na primer, slajder može biti dodeljen CC#7, za kontrolu promene nivoa, drugi može biti dodeljen CC#74 (frequency cut-off), da bi se dobila živost u zvuku. Kao dodatak ovih osam slajdera, Kurzweil K2600 ima i točkić osetljiv na dodir koji omogućuje dodatnu kontrolu. Ovaj vrhunski uređaj omogućava muzičarima slanje kontinualnih MIDI poruka jednostavnim pomeranjem prsta po točkiću.

Naravno, postoje i mnogo jeftiniji uređaji na tržištu koji su namenjeni široj paleti korisnika. Mnogi muzičari koriste male desktop kontrolere, za kontrolu svojih muzičkih softvera i hardvera u realnom vremenu. Jedan ovakav kontroler je, jako popularni *M-Audio USB Oxygen* (*slika 10.10*).



*Slika 10.10: M-Audio USB Oxygen*

## Gitarski kontroleri

Postoje dve poznate metode prenosa MIDI podataka preko gitare. Jedan od njih predstavlja korišćenje specijalno proizvedenog MIDI instrumenta poput Ztar-a, firme Starrlabs. Na konvencionalnoj gitari, selektovanje nota se vrši levom rukom, i to pritiskom prstiju na pragove koji se nalaze na vratu gitare. Na Ztar MIDI gitarskom kontroleru, selektovanje note se vrši pomoću tastera osetljivih na dodir. Dok se sa desnom rukom okida deo nalik žici, koji se nalazi na trupu gitare. Ipak, uprkos brzom odzivu i izvanrednoj kontroli, ovakvi uređaji su jako skupi i od korisnika se zahteva učenje novih tehnika sviranja.

Druga mnogo jeftinija metoda, je MIDI gitara koja funkcioniše po principu pitch tracking-a. Specijalna heksofonična tonska ručka je postavljena na gitaru, i ona nezavisno detektuje pič svih šest žica i konvertuje ih u MIDI podatke. Jedna od firmi koja se bavi proizvodnjom ovih tonskih pomagala je i, Blue Chip Music Tehnology. Ova firma proizvodi ovakve ručke za gitare i bas gitare, i na njima implementira Axon AX-100 konvertor koji je u stanju da prepozna tačan pič note istog trenutka kad je nota odsvirana. Mogućnost da čujemo i snimamo konvencionalnu gitaru uz pomoć MIDI-ja je velika prednost i pruža mnoge zanimljive mogućnosti.

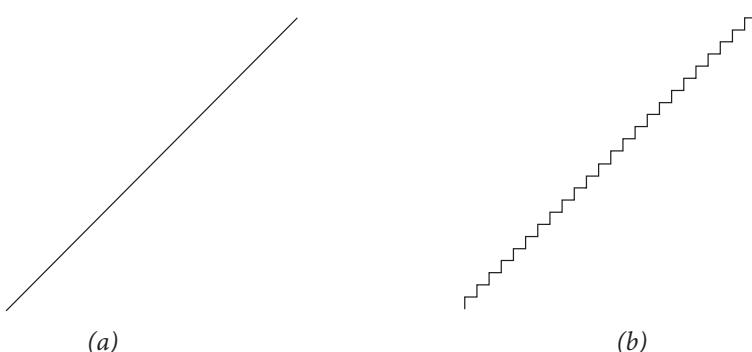
## Kontroleri za udaraljke (ritam mašine)

Većina ranijih bubenjarskih kontrolera se sastojala od analognih padova koji su posedovali sopstvene zvukove. Međutim ovi padovi su bili skloni habanju, senzori nisu bili naročito osetljivi i mnogi semplovi su bili lošeg kvaliteta. Ustvari bili su jako sirovi i loši u odnosu na današnje uređaje ovog tipa. Moderni uređaji, poput Roland-a-a SPD-20, imaju visok kvalitet reprodukcije i sposobni su za prenos MIDI podataka kako kvalitetno i brzo. Firma Roland je vodeća na tržištu u proizvodnji drum mašina, sa svojim V-Drums proizvodima koji sadrže velike komplete zvukova, od realističnih cimbala, doboša i tomova, kao i posebne bubanj module. Semplovi imaju širok dinamički opseg i čak uključuju trigerovanje *rim shot*-ova. Takođe, *hi-hat* semplovi zvuče veoma prirodno.

## Kontroleri duvačkih instrumenata

Zvuk kod ove vrste instrumenata nastaje uduvavanjem vazduha i korišćenjem facijalnih mišića oko usta svirača. Kontroleri duvačkih instrumenata koriste senzore za konvertovanje daha i pritiska usana u MIDI podatke. Najpoznatiji i najuspešniji, rani model ovih kontrolera, pojavio se sedamdesetih godina i bio je produkt firme *Lyricson*. Baziran na principu pravog akustičnog instrumenta, u sebi je sadržao i sintisajzer i kontrolni modul. Kada je prestala proizvodnja Lyricon-a, Akai je došao na scenu sa svojim doradjenim EWI instrumentima (electronic wind instruments) kao i EVI instrumentima (*electronic valve instruments*). Od proizvodnje EVI-ja se na kraju odustalo, ali EWI je nastavio da postoji i do današnjeg dana se smatra za najbolji uređaj ove vrste.

Glavni razlog ove tvrdnje je da ovaj uređaj, za razliku od digitalnih kontrolera, gde su podaci kvantizovani u diskretnim koracima, tj. step kvantizaciji (*step-quantised*), EWI koristi naponsku kontrolu. Prenos podataka teče glatko, i performanse su veoma izražajne.



Slika 10.11: Prikaz naponske kontrole (a) i step kvantizacije (b)

Za razliku od Akai-ja, Yamaha je proizvela pravi duvački MIDI kontroler. Model WX5 (*slika 10.12*), ima dva moda, može raditi kao saksofon ili kao flauta, sa izborom jednog piska (za muzičare koji sviraju saksofon ili clarinet), ili kao tip za snimanje piskova. Nije zgodan kao EWI, ali je zato moguće konektovati ga direktno na MIDI ton generatore. Takođe veoma je lak za korišćenje pa ga mogu koristiti i početnici.



*Slika 10.12: Model WX5*



*Slika 10.13: Primer jednog MIDI kontrolera*

## Nožne pedale (*foot pedals*)

MIDI kontroleri nisu ograničeni samo na prenos MIDI podataka o samom sviranju. Nožne pedale su primer velikog pomagala, pogotovo gitaristima, u smislu unapređivanja izvedbe i kontrole efekata. Sa pedalama, moguće je zaustaviti sviranje u sred neke solo deonice, i "igrati" se sa postojećim presetima. Korišćenje pedale čini nastup na sceni mnogo lakšim, jer je moguće unapred pripremiti efekte i tajming njihovog pojavljivanja. Takođe sa nožnom pedalom moguće je kontrolisati više MIDI kanala. Uz to moguće je i menjati pojačanje sviranja kao i nebrojano mnogo drugih efekata.

## Kontrolerske konzole

Muzički softveri su u mnogome olakšali i unapredili muzičko stvaralaštvo. Ali za mnoge, fina kontrola kliznih (*fader*) i rotirajućih (*knob*) potenciometara uz pomoć kompjuterskog miša je dosadan i naporan posao. Naravno, ovaj problem se najlakše rešava korišćenjem MIDI kontrolerskih konzola sa pravim, fizičkim potenciometrima, koji omogućavaju znatno veći komfor i brzinu rada.

## 5.4 Struktura MIDI protokola

Nosioci informacija u MIDI protokolu su bajtovi. Kombinovanjem bajtova više informacija se može preneti iz jednog u drugi uređaj. Svaka MIDI poruka ima tačno određenu sekvencu bajtova. Prvi bajt poruke je uvek tzv. statusni bajt, koji govori MIDI uređaju koju funkciju da odradi. U statusnom bajtu se nalazi i informacija o kanalu po kojem se poruka prenosi. MIDI protokol definiše postojanje 16 logičkih kanala koji su numerisani brojevima od 0 do 15. MIDI uređaji će prihvati ili ignorisati statusni bajt u zavisnosti od toga na kojem kanalu je uređaj podešen da radi. Svi ostali bajtovi se kasnije prenose tim kanalom, dok se ne primi naredni status bajt.

U zavisnosti od sadržaja status bajta, sledi povorka ostalih bajtova različitih dužina i tipova informacija koje oni nose. Tako, na primer, ako status bajt nosi informaciju o uključivanju note, za njim slede dva bajta. Prvi nosi informaciju o noti koju uređaj treba da svira, a drugi o jačini te note. Ista je struktura i komande za isključivanje note. Status bajt može nositi i npr. informaciju o promeni instrumenta koji se proziva, u kom slučaju kompletну poruku sačinjavaju status bajt koji promenu najavljuje i bajt koji pokazuje redni broj instrumenta u bazi instrumenata u uređaju.

Sve MIDI poruke se dele na Kanalne poruke (*Channel messages*) i Sistemske poruke (*System messages*). Kanalne poruke su one koje se odnose na specifičan kanal i u status bajtu ovih poruka uvek mora biti naveden broj kanala po kojem se komunicira. Sistemske poruke se ne odnose na pojedinačne kanale, već komuniciraju na nivou celog uspostavljenog sistema. U njihovom status bajtu nije prisutna informacija o broju kanala. Kanalne poruke se nadalje mogu podeliti na Kanalne poruke zvuka (*Channel Voice messages*) i Poruke režima (*Mode Messages*). Kanalne poruke zvuka zauzimaju najveći deo bitskog protoka i najčešće se koriste u MIDI prenosu podataka. One nose informacije o načinu izvođenju nota. Poruke režima pokazuju kako treba da reaguje instrument kome su upućene kanalne poruke zvuka. Razmotrimo sada detaljnije strukturu najčešće korišćenih poruka MIDI protokola.

### ***Channel Voice Messages***

Kanalne poruke zvuka se koriste kako bi prenеле informacije o načinu sviranja zadatih nota. Poruke koje se ubrajaju u ovu kategoriju su: uključivanje note, isključivanje note, polifonični pritisak na dirke klavijature, pritisak dirke po kanalu, promena osnovne učestanosti, promena instrumenta i promena kontrole.

## Note On i Note Off poruke

U MIDI sistemu, aktiviranje određene note i prestanak sviranja iste note se posmatraju kao dva zasebna događaja. Prilikom pritiska dirke na klavijaturi, generiše se poruka uključivanja note (Note On) na MIDI OUT portu. Na klavijaturi se može podesiti po kom kanalu se prenosi poruka o pritisnutoj dirki, pa je u status bajtu prisutna i informacija o odabranom rednom broju kanala. Pomenuta poruka, osim status sadrži još dva bajta. Prvi nosi informaciju o noti koja se izvodi, a drugi kojom jačinom treba da se reprodukuje ta nota. Na osnovu status bajta, generator zvuka vrši izbor uređaja koji treba da odsvira željenu notu, a koji se nalazi na određenom kanalu. Drugi bajt određuje koju notu će generator zvuka odsvirati, a treći koje amplitude. Poruka koja nosi informaciju o prestanku sviranja određene note sastoji se od status bajta, u kojem se nalazi komanda "isključi notu", i informacija o rednom broju kanala u kojem treba isključiti notu, i još dva bajta. Prvi od pomenuta dva bajta nosi informaciju koju notu treba isključiti, dok se drugi bajt se pri ovoj naredbi zanemaruje.

Poruka o uključivanju note, kao što je rečeno, počinje status bajtom, čija prva četiri bita imaju vrednost 1001. Sledeća četiri bita mogu imati bilo koju vrednost koja pokazuje po kom se kanalu treba izvršiti sinteza zvuka. Ta četiri bita se koduju na sledeći način:

0000 - Kanal 1

0001 - Kanal 2

0010 – Kanal 3

...

...

1111 - Kanal 16

Bajtovi podataka mogu imati vrednosti od 0 do 127, tj. od 00000000 do 01111111. Kodovanje notne lestvice u prvom bajtu prikazano je u *tabeli 10.1*:

Oktava	C	C#	D	D#	E	F	F#	G	G#	A	A#	B
-1	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
0	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23
1	24	25	26	27	28	29	30	31	32	33	34	35
2	36	37	38	39	40	41	42	43	44	45	46	47
3	48	49	50	51	52	53	54	55	56	57	58	59
4	60	61	62	63	64	65	66	67	68	69	70	71
5	72	73	74	75	76	77	78	79	80	81	82	83
6	84	85	86	87	88	89	90	91	92	93	94	95
7	96	97	98	99	100	101	102	103	104	105	106	107
8	108	109	110	111	112	113	114	115	116	117	118	119
9	120	121	122	123	124	125	126	127				

Tabela 10.1: Kodovanje nota različitih oktava

Na osnovu prethodno navedenog, može se lako dekodovati sledeća 'Note On' poruka sledeće strukture:

**1001 1110      0011 1100      0001 0011**

Niz 1001 u statusnom bajtu pokazuje da se radi o poruci uključivanja note, a 1110 pokazuje da tu notu treba da odsvira instrument na 15-om kanalu. Sledeći bajt nosi informaciju da treba odsvirati notu broj 60 (u tablici 1 se vidi da je to nota C4), dok poslednji bajt pokazuje da tu notu treba odsvirati jačinom 19. Ukupan raspon jačina je, u skladu sa osmobilnom rezolucijom, podeljen na 128 diskretnih nivoa.

Status bajt isključivanja note počinje četvorkom: 1000. Tako poruka u obliku

**1000 1110      00111100      00010011**

znači: isključiti notu C4 na kanalu broj 15.

### ***Polyphonic Key Pressure i Channel Pressure poruke***

Neke MIDI klavijature su osetljive na pritisak koji trpe dirke za vreme sviranja. Ova informacija koja se često u MIDI žargonu naziva *aftertouch* - nakon dodira, može se u odgovarajućem formatu poruke prenositi do generatora zvuka. Ako klavijatura ima senzore pritiska za svaku dirku, onda se prilikom sviranja akorda mogu preneti informacije o pritisku na svaku dirku ponaosob preko Poruke o polifoničnom pritisku na dirke - *Polyphonic Key Pressure Messages*. U ovim porukama su prisutna po dva bajta za svaku dirku - prvi od njih označava notu, a drugi pritisak na dirku te note. Neke klavijature ne poseduju mogućnost da prenesu informacije o pritisku na svaku dirku već prenose poruke o jačini pritiska na nivou cele klavijature.

Tako poruke tipa *Channel Pressure* - Kanalni pritisak, prenose samo u jednom bajtu informaciju o pritisku izvršenom na dirke klavijature. Prva četiri bita u status bajtu u *Polyphonic Key Pressure* poruci su 1010, a u *Channel Pressure* poruci 1101.

Tako, na primer, poruka:

**10100011      0011 1100      0100 1100**

znači da je izvršen polifonični pritisak na dirke i da na kanalu broj tri treba odsvirati notu C4 pritiskom u iznosu od 76. Ovo je poruka *Polyphonic Key Pressure* tipa i ona se generiše čim se promeni pritisak na dirku klavijature.

Poruka:

**11010100 00111100**

znači da note koje se već sviraju na kanalu broj 4 treba odsvirati pritiskom 60. Ovo je poruka *Channel Pressure* tipa.

### **Pitch bend**

Poruke o promeni osnovne učestanosti se generišu kada se točkić (*wheel*) za ovu namenu na kontroleru izvede iz ravnotežnog položaja. Ova poruka ima za cilj da promeni osnovnu učestanost svih nota koje se trenutno sviraju na zadatom kanalu. Osim statusnog bajta, koji sadrži informaciju o kanalu u kojem treba promeniti osnovnu učestanost, poruka sadrži još dva bajta. Da promena osnovne učestanosti ne bi bila skokovita, odnosno da bi se mogla menjati kontinualno, ova dva bajta nose 14 - bitnu informaciju o stepenu promene osnovne učestanosti. U prvom bajtu se nalazi 7 informacionih bitova manje težine (tzv. *Least Significant Byte* - LSB), a u drugom 7 informacionih bitova veće težine (tzv. *Most Significant Byte* - MSB). Ravnotežno stanje (kada je točkić u ravnotežnom položaju) odgovara sledećim vrednostima za LSB i MSB: 0000 0000 i 0100 0000 respektivno, što predstavlja polovinu skale od 14 bitova.

Prvi bit u oba bajta je uvek jednak nuli. Status bajt ovog tipa poruke počinje četvorkom 1110. Tako na primer poruka:

**1110 0101 0000 0000 0100 0000**

znači da je točkić za kontrolu promene osnovne učestanosti sa kanala 5 vraćen u ravnotežni položaj.

### **Program change**

Kada se želi promena instrumenta na određenom kanalu, generiše se poruka ovog tipa. Poruka osim statusnog bajta sadrži još jedan bajt koji pokazuje na redni broj instrumenta u tablici instrumenata. Prva 4 bita status bajta su 1100. Ono što je bitno da znamo jeste pripadnost odgovarajućih vrednosti grupama instrumenata, što je prikazano u *tabeli 10.2*.

Prema prethodno napisanom sledeća MIDI poruka:

**1100 0101 0000 0001**

informiše generator zvuka da na kanalu 5 treba da se generiše zvuk velikog akustičnog klavira.

Redni brojevi	Grupa instrumenata	Redni brojevi	Grupa instrumenata
1-8	Klaviri	65-72	Duvački instrumenti 1
9-16	Metalne udaraljke	73-80	Duvački instrumenti 2
17-24	Orgulje	81-88	Sinteiz. instrumenti
25-32	Gitare	89-96	Sinteiz. prigušeni instr.
33-40	Basovi	97-104	Sinteiz. efekti
41-48	Simf. žičani instr.	105-112	Etnički instrumenti
49-56	Ansamblji	113-120	Udarački instrumenti
57-64	Brass	121-128	Zvučni efekti

Tabela 10.2: Opsezi rednih brojeva po grupama instrumenata definisanih GM standardom

### **Control change**

Kontrolne poruke se u MIDI protokolu upotrebljavaju za kontrolu mnoštva različitih funkcija u sintisajzeru. Kao i druge Kanalne poruke i poruke ovog tipa utiču samo na naznačeni kanal. Pored statusnog bajta u poruci su prisutna još dva bajta. Prvi nosi informaciju o rednom broju kontrole, a drugi o vrednosti za tu kontrolu. Redni broj kontrole pokazuje koju funkciju sintisajzer treba da kontroliše po prijemu ove poruke. Kontrole su sledećeg tipa: jačina zvuka u kanalu, balans kanala (levi, desni), stisnuta ili opuštena nožna pedala, stepen modulacije zvuka, vremena pojedinih sekcija u ADSR anvelopi i slično.

Za svaku od kontrole vrednost poslednjeg bajta pokazuje koliko treba uticati na tu kontrolu. Nisu sve vrednosti poslednjeg bajta u opsegu od 0 - 127 dozvoljene za svaku kontrolu. Tako, na primer, pojedine kontrole mogu imati samo dve vrednosti: 0 i 127 za stanja ON i OFF (uključeno, isključeno), dok se vrednosti 1-126 ne upotrebljavaju. Za neke druge kontrole vrednosti u opsegu 0-63 mogu značiti isključivanje, a 64 - 127 uključivanje kontrole, kao na primeru kontrole sa brojevima 64 - 69 koje označavaju razne vrste pedala (videti tabelu Control change poruka). Međutim, postoje i kontrole kod kojih je informacija u jednom 7-bitnom bajtu mala da opiše za koliko treba promeniti određenu kontrolu.

Kako većina kontrola ima dva različita redna broja u tabeli kontrolnih brojeva - jedan za slanje bajta manje i jedan za slanje bajta veće važnosti, tada se šalju dve poruke od kojih je u trećem bajtu prve poruke bajt veće važnosti, a u trećem bajtu druge bajte manje važnosti ukupne 14 - bitne informacije. Prva četvorka bitova u statusnom bajtu za ovu grupu je 1011.

Poruka koja se sastoji iz 6 bajtova

**10110110 0000 0111 0000 1000 / 10110111 0010 0111 0100 0000**

se može podeliti u dve poruke: prva koja obaveštava da se na kanalu 6 pojačanje mora postaviti na vrednost  $8 * 27 = 1024$  i druga da pojačanju na istom kanalu treba dodati vrednost 64, pa će ukupno pojačanje kanala 7 biti 1088. Drugi bajt prve poruke označava promenu pojačanja preko 7 bitova veće važnosti, dok drugi bajt druge poruke označava promenu pojačanja preko 7 bitova manje važnosti.

Posebno je interesantna još jedna namena poruka za promenu kontrola. Kontrola pod rednim brojem 0 je tzv. Bank Select kontrola i njome se prenosi bajt veće važnosti. Bajt manje važnosti se prenosi pod rednim brojem 32. Kako porukom Program Change generator zvuka može da se izabere jedan od ponuđenih 128 instrumenata, što je mali broj, upotrebom poruke za promenu kontrola pod rednim brojem 0 i 32 moguće je izvršiti izbor još  $128 * 16384$  instrumenata (14 bitova ima ukupno  $2^{14} = 16384$  kombinacija). Instrumenti koji se ne nalazi u prvih 128 kanala definisanih po GM standardu može se izabrati tako što će se poslati dve poruke različitog tipa - poruka za promenu programa i iza nje dve poruke za promenu kontrole sa kontrolnim brojevima 0 i 32.

Obzirom da po MIDI standardu nije definisan raspored instrumenata po pomenutim bankama zvuka, proizvođač može rasporediti instrumente po svom nahodenju. Tako su Roland (sa standardom GS) i Yamaha (sa standardom XG) usvojili za svoje proizvode sopstvene rasporede instrumenata.

Tabela sa svim porukama ovog tipa su date u prilogu 1. Prazna polja u tabeli omogućavaju slobodu korisniku da sam definiše poruke u skladu sa svojim specifičnim potrebama.

### ***Channel Mode Messages***

Poruke režima kanala se nalaze na rednim brojevima 121 - 127 poruka za promenu kontrola. To znači da je prva četvorka bitova status bajta 1011, i da u prvom sledećem bajtu, gde se nalaze redni brojevi kontrola, poruke ovog tipa zauzimaju vrednosti 0111 1001 do 0111 1111. Poruke ovog tipa utiču na reagovanje sintisajzera na MIDI poruke. Tako, kontrolni broj 121 se upotrebljava da resetuje sve kontrolere (uglavnom klavijature), kontrolni broj 122 se koristi da omogući ili onemogući lokalnu kontrolu. Naime, u sintisajzerima su spojena dva MIDI uređaja - MIDI kontroler (klavijatura) i MIDI generator zvuka. Podrazumeva se da je prilikom uključivanja sintisajzera povezanost kontrolera sa generatorom zvuka omogućena.

Međutim, ova povezanost se može onemogućiti. Tako, na primer, ako želimo da na kanalu 5 onemogućimo da se čuje zvuk, dok pritiskamo na dirke klavijature, generisće se poruka:

**1011 0101      0111 1010      0000 0000**

dok se ova veza ponovo omogućuje porukom:

**1011 0101      0111 1010      0111 1111.**

Redni brojevi kontrola od 124 do 127 se koriste za izbor uključivanja i isključivanja tzv. Omni režima i za izbor Mono ili Poli režima. Kada je uključen Omni režim, sintisajzer će reagovati na MIDI poruke za sve kanale. Kada je isti režim isključen, sintisajzer će reagovati samo na određeni MIDI kanal. Kada se izabere Poli režim sintisajzer će na svaku poruku o uključivanju note reagovati tako što će je svirati polifonično. To znači da poruka o uključivanju note uključuje zaseban generator zvuka za tu notu i ne remeti sviranje ostalih nota. Međutim, kada je uključen Mono režim, ukoliko je ranije svirala neka druga nota, pri dolasku poruke o uključivanju druge note, generator prestaje sa sviranjem prethodne i svira sadašnju notu na torn kanalu. Simultano sviranje nekoliko nota je ovim onemogućeno. Obično je sintisajzer podešen da bude u režimima Uključen Omni i Poli režim (*Omni On/Poly*) i tada svira po svim kanalima polifonično. Ukoliko se želi povezivanje u lanac preko *MIDI THRU* porta vise sintisajzera, gde bi svaki svirao samo po jednom kanalu tada se vrši izbor Isključen Omni i Poli režim. Na tabeli 10.3. su prikazane pomenute *Channel Mode* poruke.

Poruka	Bajt rednog broja kontrole	Vrednost
Isključena lok. kontrola	122	0111 1010
Uključena lok. kontrola	122	0111 1010
Isključene sve note	123	0111 1011
Isključen Omni režim	124	0111 1100
Uključen Omni režim	125	0111 1101
Uključen Mono režim	126	0111 1110
Uključen Poli režim	127	0111 1111

Tabela 10.3: Sadržaj *Channel Mode* poruka

Kada je Omni režim uključen podrazumevana vrednost za Mono režim je 0000 0001. U opštem slučaju vrednosti za 0zzz zzzz su od 0000 0001 do 0000 1111 i predstavljaju broj kanala koji su u Mono režimu. Ove vrednosti su aktivne u slučaju kada je isključen Omni i uključen Mono režim, dok se u svim ostalim slučajevima se ignorišu.

## 5.5 Sistemske poruke

Sistemske poruke se dele na sistemske zajedničke poruke (System Common Messages), sistemske poruke o realnom vremenu (System Real - Time Messages), i sistemske ekskluzivne poruke (System Exclusive Messages). Zajedničke poruke su usmerene svim MIDI uređajima u sistemu. Poruke o realnom vremenu su namenjene za sinhronizaciju MIDI uređaja, kojima je neophodna informacija o taktovanju. Ekskluzivne poruke su one koje sadrže identifikacioni broj proizvođača i namenjene su za prenos određenih informacija u formatu definisanom od strane tog proizvođača.

### ***System Common Messages***

Do sada definisane sistemske poruke su: MTC *Quarter Frame*, Izbor pesme (*Song Select*), pokazivač trenutnog položaja u pesmi (*Song position pointer*), Zahtev za resetovanjem oscilatora (*Tune request*) i poruka za Kraj ekskluzivnog bloka (*End of Exclusive*). MTC (*Midi Time Code*) *Quarter Frame* poruka je deo MIDI informacije za taktovanje i upotrebljava se za sinhronizaciju MIDI opreme i druge opreme kao što su video i audio mašine sa magnetnim trakama. Ova se poruka sastoji iz dva bajta, od kojih je prvi 1111 0001, a drugi, koji definiše određeni vremenski kod, može imati vrednost od 0 do 127...

*Song Select* poruka se koristi u MIDI uređajima kao što su sekvenci ili ritam mašine, koje mogu sačuvati i kasnije reprodukovati sačuvane pesme. Ova poruka ima dva bajta, od kojih je prvi 1111 0011, a drugi može imati proizvoljnu vrednost od 0 do 127 i ona označava redni broj pesme. *Song position pointer* poruka se koristi kako bi u sekvencu pesma mogla da se nastavi iz određenog položaja u pesmi. Ova poruka ne zahteva od sekvencera da započne emitovanje Channel Voice poruke, već samo da se pozicionira u delu pesme i očekuje komandu za nastavak. Prvi bajt ove poruke je 1111 0010 i slede ga dva bajta koja sadrže 14-bitnu vrednost koja pokazuje redni broj MIDI takta u pesmi. Prvo se šalje bajt niže, a zatim bajt vise vrednosti. Jeden MIDI takt u ovoj informaciji podrazumeva jednu šesnaestinu note.

*Tune request* poruka se koristi da bi uređaj koji je primi izveo kalibraciju oscilatora. Koristi se kod analognih sintisajzera, a vrlo retko ili gotovo nikako kod digitalnih. Poruka se sastoji od jednog bajta - 1111 0110.

*End of Exclusive* poruka se koristi kako bi se definisao kraj ekskluzivne poruke. Ova poruka se sastoji od jednog bajta oblika 1111 0111.

### ***System Real - Time Messages***

Poruke ovog tipa se koriste za sinhronizaciju svih MIDI uređaja kojima je sinhronizacija potrebna, kao što su sekvenci i ritam mašine. Većina ovih poruka se obično ignoriše od strane sintisajzera. Da bi se osiguralo izvođenje kompozicije u tačnim vremenskim trenucima, poruke ovog tipa imaju prednost nad ostalim porukama. Ove poruke, koje se sastoje od samo jednog bajta, se mogu pojaviti bilo u bilo kojem delu niza podataka MIDI protokola. Tako, na primer, Real - Time poruka se može pojaviti i između status bajta i ostalih bajtova nekih drugih MIDI poruka. Poruke ovog tipa su: *Timing Clock* (1111 1000), *Start* (1111 1010), *Continue* (1111 1011), *Stop* (1111 1100), *Active Sensing* (1111 1110) i *System Reset* (1111 1111).

*Timing clock* poruka je glavna poruka za sinhronizaciju. Ova poruka se šalje 24 puta po četvrtini note, dok poruke *Start*, *Stop* i *Continue* služe za kontrolu izvođenja sekvence u sekvencerima i ritam mašinama. *Active sensing* poruka se generiše u slučaju kada je zbog neke greške u kablu ili na neki drugi način "zaglavila" neka nota. Tako, na primer, ako bi se izvukao kabal koji povezuje kontroler sa generatorom zvuka, komanda o isključivanju odgovarajućih nota ne bi nikad stigla do generatora i sviranje ne bi prestalo, kada ne bi bilo ovog tipa poruke. *System reset* poruka, kako i ime kazuje, služi da resetuje sve uređaje u MIDI sistemu. Ova poruka se ne generiše automatski, već je mora generisati korisnik.

### ***System Exclusive Messages***

Poruke ovog tipa se koriste za razmenu podataka kao što su parametri instrumenta, odbirci talasnog oblika, itd. Proizvođači MIDI opreme mogu da definišu sopstveni format za slanje podataka različitog tipa u okviru ovih poruka. Svaki proizvođač je dobio jedinstven identifikacioni broj (ID) koji je prisutan u porukama ovog tipa. Tako, na primer, Rolandov ID broj je 0100 0001, Yamaha ima ID 0100 0011, Kawai 0100 0000, Kurzwel 0000 0111 itd. Iza bajta sa identifikacionim proizvođačem, može da bude proizvoljan broj bajtova, a kraj poruke ovog tipa je definisan ranije pomenutom End of Exclusive sistemskom zajedničkom porukom.

Proizvođači su obavezni da objave format svojih ekskluzivnih naredbi, kako bi te podatke koristili i drugi proizvođači. Svaka od ovih poruka počinje Begin System Exclusive bajtom (1111 0000). Obično se iza ovog i ID bajta nalazi bajt koji pokazuje kom modelu proizvođača je namenjena ova poruka. Neki od proizvođača koriste i bajtove za proveru parnosti. Neki od ID brojeva su rezervisani za specijalne protokole. Među njima je i tzv. Sample Dump Standard preko kojeg se prenose odbirci talasnih oblika instrumenata, MIDI show control, MIDI machine control i drugi. Poruke ove vrste se nazivaju Univerzalnim SysEx

porukama. U takvoj standardizaciji ID sa brojem 0111 1111 označava da se primljena poruka mora izvršiti u realnom vremenu, a poruka sa ID brojem 0111 1110, da se poruka ne mora izvršiti u realnom vremenu.

*SysEx* poruke pružaju, pored ostalog, i mogućnost uključivanja i isključivanja General Midi tabele instrumenata. Ukoliko muzički uređaji mogu da koriste odbirke proizvoljnih instrumenata u tablici od 128 instrumenata, tada oni mogu da po želji uključe ili isključe GM tablicu. To se postiže sledećim nizom bajtova: 1111 0000 (početak *SysEx* poruke), 0111 1110 (poruka nije u realnom vremenu), 0111 1111 (recimo 128. instrument), 0000 1001 (podešavanje uključenosti GM), 0000 0001 (uključiti GM na torn kanalu, sve nule pokazuju da GM treba isključiti), 1111 1111 (kraj *SysEx* poruke).

Isto tako se, preko *SysEx* poruke može podešiti i tzv. *Master Volume*, tj. jačina kompletno generisanog zvuka. Preko standardnih MIDI poruka mogu se podešavati jačine zvuka za svaku notu ili za svaki kanal posebno, na način kao što je to već objašnjeno.

## 5.6 MIDI Time Code (MTC)

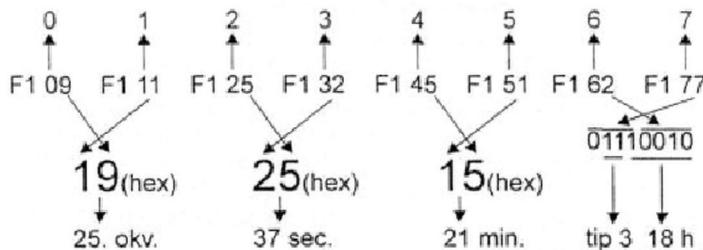
Ovo je podprotokol unutar MIDI protokola. Njegov zadatak je da održava vremensku sinhronizaciju između dva uređaja koji simultano rade. To je, u osnovi, SMPTE sinhronizacija koja je prilagodena prenosu preko MIDI kanala. Standardne MIDI poruke za sinhronizaciju, kao što su MIDI takt i pokazivač položaja u pesmi su zasnovani na broju muzičkih taktova (beats) od početka kompozicije. Međutim, za mašine koje treba sinhronizovati, kao i za inženjere, lakše je sinhronizaciju uspostaviti po apsolutnom vremenu. Postoji nekoliko MIDI poruka koje sačinjavaju MTC protokol, od kojih su sve izuzev jedne SysEx poruke.

### *Quarter Frame*

*Quarter Frame* (četvrtina okvira) je najvažnija poruka koja pripada MTC i ona nije SysEx poruka. Sastoji se iz status bajta 0xF1 i još jednog bajta podataka. Ova poruka se šalje periodično kako bi održavala proces sinhronizacije. Poruke se šalju 4 puta u jednom SMPTE okviru. Tako, na primer, ukoliko je u jednoj sekundi prisutno 30 okvira, poruke se šalju svakih  $1/(30 \times 4) = 8,3$  ms. Ova poruka sadrži informaciju o SMPTE vremenu koje je izraženo u časovima, minutama, sekundama i okvirima. Očigledno je da je informacija o vremenu suviše velika da bi se prosledila preko jednog bajta podataka, pa se tako jednom porukom prosleđuje samo deo ukupne poruke o vremenu. Da bi mašina koja treba da se sinhronizuje dobila ukupnu informaciju o vremenu, mora da primi 8 poruka ovog tipa. Dakle, dva okvira treba da prođu kako bi sinhronizovana mašina iz pomenutih poruka sastavila delove koje nose poruke i odredila tačno vreme. Od 8 poruka, prve dve prenose nižu i višu četvorku bitova (nibble), koji nose informaciju o okviru, treća i četvrta prenose nižu i višu četvorku bitova o sekundama, peta i šesta o minutama i sedma i osma o časovima. Osma poruka sadrži i informaciju o tipu SMPTE sinhronizacije (24, 25, 30 "drop" i 30 okvira/sekund). Pomenutih osam poruka sadrže bajtove podataka formata Onnn dddd, gde su nnn tri bita koja predstavljaju redni broj poruke (000 - niža četvorka bitova okvira, 001 - visa četvorka bitova okvira, 010 - niža četvorka bitova sekundi, 011 - visa četvorka bitova sekundi, 100 - niža četvorka bitova minuta, 101 - visa četvorka bitova minuta, 110 - niža četvorka bitova časova I 111 - visa četvorka bitova časova).

Bitovi označeni sa dddd u prvih sedam poruka predstavljaju četvorke nižih i viših bitova podataka, dok u osmoj poruci dddd je formata xyyd, gde je x = 0, yy predstavlja tip SMPTE sinhronizacije (00 - 24, 01 - 25, 10 - 30 "drop" i 11 - 30 okvira/sekund) i d bit najveće važnosti informacije o časovima.

Ukoliko je ovaj postupak jasan, nije teško protumačiti *sliku 10.14* na kojoj je dat niz od 8 uzastopnih *quarter frame* poruka i koje nose informaciju o 25 - torn od 30 okvira u 18h 21 min i 37s.



*Slika 10.14: Tumačenje niza od 8 uzastopnih "quarter frame" poruka*

Redni broj okvira je onaj koji je prisutan kada se generiše prva poruka. Ostalih sedam poruka se koristi radi sklapanja informacije o SMPTE vremenu. To znači da u momentu kada se dobije svih osam poruka, izračunato vreme kasni za realnim za dva okvira. Tako, ako sinhronizovani uređaj ima displej, treba uvek dodati dva okvira primljenom rekonstruisanom vremenu.

### REZIME I PITANJA ZA PROVERUZNANJA

U ovom poglavlju je objašnjen istorijski kontekst nastanka i razvoja MIDI protokola. Nakon toga su objašnjeni osnovni tipovi konekcija i načini povezivanja MIDI uređaja i lance i petlje. Razmotreni su i kompleksni MIDI sistemi, kao i sekvenci na kojima se rad ovakvih sistema zasniva. Pojašnjeni su tipovi i uloga MIDI kontrolera. U drugom delu poglavlja je analizirana struktura MIDI poruka, uz detaljnu analizu tipova poruka koje se koriste. Na kraju je objašnjen pojam i način funkcionisanja MIDI Time Code podprotokola.

1. Opisati istorijske okolnosti i razloge nastanka MIDI protokola.
2. Šta označava skraćenica MIDI?
3. Koji su sonovni tipovi MIDI portova?
4. Koji je tip konektora standardizovan za potrebe MIDI konekcije 1.0 standardom?
5. Šta je MIDI lanac, a šta MIDI petlja?
6. Nabrojati i opisati vrste kompleksnih MIDI sistema.
7. Opisati osnovne vrste MIDI kontrolera.
8. Koliko logičkih kanala je definisano MIDI protokolom?
9. Šta su kanalne poruke?
10. Nabrojati i opisati tipove kanalnih poruka.
11. Šta su sistemske poruke?
12. Nabrojati i opisati tipove sistemskih poruka.
13. Šta je MIDI Time Code?
14. Opisati način funkcionisanja Quarter Frame poruke.

### KLJUČNE REČI

MIDI, lanac, petlja, MIDI sistemi, MIDI kontroleri, kanalne poruke, sistemske poruke, MIDI Time Code

## LITERATURA

- [1] John Eargle, *Sound Recording*, Litton Educational Publishing, 1976.
- [2] Geoff Martin, *Towards a Better Understanding of Stereo Microphone Techniques*, 1995
- [3] Đorđe Petrović, *Skripte za muzičku produkciju*, Beograd, 1995.
- [4] Grupa autora, *Handbook for Sound Engineers*, Howard W. Sams&Co., 1987.
- [5] Siniša Ilić, Skripta za predmet *Obrada audio signala*, VETŠ, 2003.
- [6] Martin Russ, *Sound Synthesis and Sampling*, Focal Press, 2011.
- [7] David Miles Huber, *The MIDI Manual*, Focal Press, 2012.
- [8] [www.dak.com](http://www.dak.com)
- [9] [www.presonus.com](http://www.presonus.com)
- [10] [www.midi.org](http://www.midi.org)
- [11] [www.soundonsound.com](http://www.soundonsound.com)