Elektrotehnički fakultet
Univerzitet u Banjoj Luci

IZVJEŠTAJ PROJEKTNOG ZADATKA

iz predmeta

SISTEMI ZA DIGITALNU OBRADU SIGNALA

Student:
Vidić Luka 11102/21

Mentori:
prof. dr Mladen Knežić
prof. dr Mitar Simić
ma Vedran Jovanović
dipl. inž. Damjan Prerad

Februar 2024. godine

1. Opis projektnog zadatka

Cilj projektnog zadatka je implementacija sistema za dodavanje muzičkih audio efekata korištenjem razvojnog okruženja ADSP-21489 i na personalnom računaru pomoću Python jezika i njegovi biblioteka NumPy i SciPy. Pored same implementacije potrebno je izvršiti i odgovajuće profilisanje koda i njegovu optimizaciju. Audio efekti su osnovi muzičke produkcije i mogu se, prema načinu obrade signala, podijeliti na sledeće grupe :

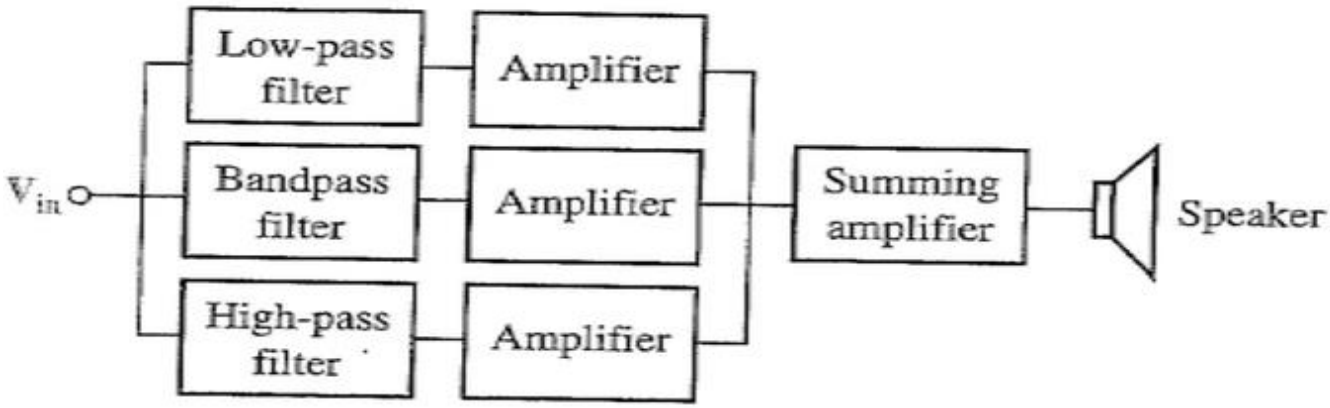
- filtriranje – niskopropusni filtri, equalizer
- vremenski promjenljivi filtri – wah-wah, phaser
- kašnjenje – vibrato, flanger, chorus, echo, delay
- nelinearne obrade – kompresija, limiter, distorzija, noise gate
- specijalni efekti – panning, reverb, surround, pitch shifter, rotary speaker...

Ovi audio efekti su podijeljeni u grupe po težini implementacije i zahtjevana je implementacija bar tri efekta.

2. Izrada projektnog zadatka

U konkretnom rješenju projektnog zadatka implementirana su četiri audio efekta: equalizer, wah-wah efekat, flanger i tremolo. Daćemo kratku teorijsku osnovu svakog efekta nakon čega ćemo pojasniti i implementaciju. Prije nego što pređemo na implementacije efekata, pomenućemo da je signal nad kojim je vršeno testiranje efekata složenoperiodični signal trajanja od 3 sekunde koji se sastoji od zbira sinusoida sledećih frekvencija (u Hz): {50, 120, 260, 440, 520, 720, 1020, 1250, 1400}. Ovaj signal generisan je u Pythonu i eksportovan u vidu header fajla *compound_signal.h* u CrossCore projekat gdje je implementiran program za ADSP procesor. Frekvencija odmjeravanja koja je uzeta za generisanje signala je 10 kHz.

Equalizer je primjer primjene selektivnog filtriranja audio signala koji omogućuje da izdvojimo tonove iz određenih frekvencijskih opsega, nakon čega ih možemo utišavati ili pojačavati množenjem sa odgovarajućim faktorima pojačanja koji predstavljaju parametre equalizera. Equalizeri se realizuju pomoću filtara, počevši sa niskopropusnim filtrom na koji se nadovezuje niz filtara propusnika opsega, a završava se visokopropusnim filtrom. Na svaki od filtara dovodi se ulazni signal nakon čega se filtriranjem izdvajaju ciljni opsezi, koji se potom množe sa odgovarajućim faktorima pojačanja i na kraju sabiraju čime dobijamo izlazni audio signal. Blok šema equalizera sa tri opsega koja ilustruje prethodno opisani proces data je na sledećoj slici.



Slika 2.1 – *Blok šema equalizer-a sa tri opsega*

Napredniji equalizeri mogu imati i promjenljive parametre graničnih frekvencija koje izdvajaju opsege, ali u našem slučaju dizajniran je equalizer sa pet opsega definisani sledećim fiksnim graničnim frekvencijama (u Hz): (0,299) - (300,599) - (600, 899) - (900, 1199) - (1200,1500). Granične frekvencije su odabrane tako da vrše jasno izdvajanje komponenata složenoperiodičnog testnog signala. Filtri su projektovani u Pythonu koristeći se Parks-McClellan algoritmom koji se može koristiti iz biblioteke SciPy pozivom funkcije *remez*. Potrebni argumenti koje proslijeđujemo funkciji su dužina filtra, granične frekvencije, sekvenca pojačanja koja opisuje tip filtra te opciono relativne težine svakog od opsega filtra. Nakon projektovanja filtara i primjene nad ulaznim signalom uz pojačanja u Pythonu, koeficijenti filtara su izvezeni u header fajl *equ_filters.h* da bi se mogli iskoristiti u CrossCore projektu. Blok koda koji obavlja funkciju equalizer-a na ADSP procesoru dat je na sledećoj slici.

```
gain1 = pow(10, GAIN1/20);
gain2 = pow(10, GAIN2/20);
gain3 = pow(10, GAIN3/20);
gain4 = pow(10, GAIN4/20);
gain5 = pow(10, GAIN5/20);
// Clear temp register for every filtering
for(int i = 0; i < (len + NUM_TAPS - 1); i++)
    temp[i] = 0.0;
convolve(signal, len, FILTER_1, NUM_TAPS, temp);
for(int i = 0; i < len; i++)
    output[i] += gain1 * temp[i + delay];
for(int i = 0; i < (len + NUM_TAPS - 1); i++)
    temp[i] = 0.0;
convolve(signal, len, FILTER_2, NUM_TAPS, temp);
for(int i = 0; i < len; i++)
    output[i] += gain2 * temp[i + delay];
for(int i = 0; i < (len + NUM_TAPS - 1); i++)
    temp[i] = 0.0;
convolve(signal, len, FILTER_3, NUM_TAPS, temp);
for(int i = 0; i < len; i++)
    output[i] += gain3 * temp[i + delay];
for(int i = 0; i < (len + NUM_TAPS - 1); i++)
    temp[i] = 0.0;
convolve(signal, len, FILTER_4, NUM_TAPS, temp);
for(int i = 0; i < len; i++)
    output[i] += gain4 * temp[i + delay];
for(int i = 0; i < (len + NUM_TAPS - 1); i++)
    temp[i] = 0.0;
convolve(signal, len, FILTER_5, NUM_TAPS, temp);
for(int i = 0; i < len; i++)
    output[i] += gain5 * temp[i + delay];
```

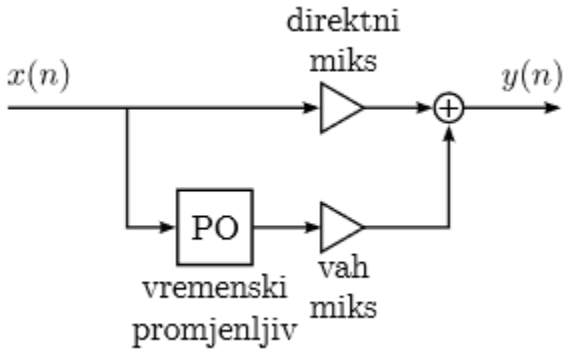
Slika 2.2 – *Blok koda equalizer-a*

Prvo je potrebno definisane parametre pojačanja koji su u decibelima, pretvoriti u pojačanja bez dimenzije prema formuli:

$$A = 10^{\frac{A[dB]}{20}} \tag{2.1}$$

Za operaciju stepenovanja koristimo funkciju *pow* iz zaglavlja *math.h*. Prethodno u funkciji smo alocirali memoriju za pomoćni niz *temp* koji će da skladišti međurezultate filtriranja ulaznog signala sa odgovarajućim filtrima equalizera da bi potom mogli te međurezultate da pomnožimo sa prethodno proračunatim pojačanjima, te akumulišemo u izlazni signal. Operacija filtriranja realizovana je konvolucijom ulaznog signala sa filtrima pozivom funkcije *convolve* iz zaglavlja *filter.h*. Pošto je rezultat konvolucije niz dužine koja je jednaka zbiru dužina ulaznog signala i filtra – 1, onda niz *temp* mora imati toliko alocirane memorije. Koeficijenti koji se uzimaju iz tog niza za formiranje izlaza, uzimaju se sa kašnjenjem koje je fiksno i koje unose FIR filtri (kao što su filtri dobijeni *remez* funkcijom). Ovo kašnjenje se može proračunati kao (dužina filtra – 1) / 2 i ono je smješteno u varijablu *delay* koja se nalazi u funkciji equalizer-a. Dakle, operacija koju obavlja naš equalizer je filtriranje ulaznog signala sa 5 različitih filtara pomoću konvolucije, izdvajanje odgovarajućih odmjeraka i njihovo moženje sa faktorom pojačanja za taj opseg, te akumulacija u izlazni signal.

Wah-wah efekat spada u grupu efekata dobijenih vremenski promjenljivim filtrima. Ovaj efekat se postiže filtriranjem signala filtrom propusnikom opsega koji ima promjenljivu centralnu frekvenciju i uzak propusni opseg. Filtrirani signal se miksa sa originalnim čime se dobija izlazni signal. Blok šema koja opisuje ovaj proces data je na sledećoj slici.



Slika 2.3 – *Blok dijagram sistema za realizaciju vah-vah efekta*

Centralna frekvencija filtra se mora mijenjati tokom iteracija algoritma, što je postignuto pomoću trougaonog signala koji linearno povećava i spušta frekvencije od donje do gornje granice i nazad. Parametri ovog efekta su: vah frekvencija, donja granična frekvencija, gornja granična frekvencija i faktor prigušenja (NAPOMENA: Ove granične frekvencije nisu direktno vezane za granične frekvencije filtra, nego za opseg frekvencija kroz koji će centralna frekvencija „šetati“ tokom izvršavanja algoritma). Jednačine koje implementiraju algoritam date su u nastavku:

$$\begin{aligned} y_l(n) &= F1 y_b(n) + y_l(n-1), \\ y_b(n) &= F1 y_h(n) + y_b(n-1), \\ y_h(n) &= x(n) - y_l(n-1) - Q1 y_b(n-1). \end{aligned} \tag{2.2}$$

Gdje se Q1 i F1 računaju u zavisnosti od parametra faktora prigušenja i centralne frekvencije PO filtra respektivno, prema formulama:

$$\begin{aligned} Q1 &= 2d, \\ F1 &= 2\sin\frac{\pi F_c}{F_s}. \end{aligned} \tag{2.3}$$

U formulama d je parametar prigušenja, Fs je frekvencija odmjeravanja i Fc je centralna frekvencija filtra. Izlazni signal na koji je primjenjen wah-wah efekat je signal y_b iz jednačina (2.2).

U nastavku su dati blokovi C koda koji implementiraju efekat. Prvo je prikazan način generisanja trougaonog signala koji mijenja centralne frekvencije, a nakon toga i implementacija samog algoritma (koji nije ništa drugo nego implementacija jednačina (2.2)).

```
cutoff_freq[0] = f_low;
for(; i < max_iter; i++)
{
    cutoff_freq[i] = cutoff_freq[i-1] + inc;
}
while(i < len)
{
    for(int j = (max_iter - 1); j >= 0; j--)
    {
        cutoff_freq[i] = cutoff_freq[j];
        i++;
    }
    for(int j = 0; j < max_iter; j++)
    {
        cutoff_freq[i] = cutoff_freq[j];
        i++;
    }
}
```

Slika 2.4 – *Generator trougaonog signala*

```
// Implement algorithm
f1_param = PI / SAMPLE_FREQ; // Calculate once to avoid multiple float divisions in loop
F1 = 2 * sinf(f1_param * cutoff_freq[0]);
Q1 = 2 * damp;
yh = signal[0];
output[0] = F1 * yh;
yl = F1 * output[0];
for(i = 1; i < len; i++)
{
    yh = signal[i] - yl - Q1 * output[i-1];
    output[i] = F1 * yh + output[i-1];
    yl = F1 * output[i] + yl;
    F1 = 2 * sinf(f1_param * cutoff_freq[i]);
}
```

Slika 2.5 – *Implementacija wah-wah algoritma*

Sa slike 2.4 vidimo da se niz koji sadrži centralne frekvencije popunjava linearno trougaonim zakonom u granicama od donje granične frekvencije (f_low) do gornje (f_high) i nazad sa korakom koji je definisan varijablom *inc*. Ova varijabla se računa u odnosu na wah frekvenciju kao količnik te frekvencije i frekvencije odmjeravanja. Nakon generisanja trougaonog signala prelazimo na implementaciju algoritma. Prvu iteraciju zbog nultih početnih uslova izvršavamo van petlje kao što vidimo sa slike 2.5, nakon čega se izvršava petlja prema jedinačinama (2.2) i (2.3). Radi čuvanja memorije nismo kreirali nove nizove yl, yb i yh kao u jedinačini (2.2) već smo koristili samo po jednu varijablu (jer nam trebaju trenutni i odmjerci sa jediničnim kašnjenjem kroz iteracije), a odmjerke yb smo stavljali direktno u izlazni niz.

Flanger efekat je efekat dobijen kašnjenjem ulaznog signala koji se zasniva na vibrato efektu. Osnovna ideja je da se promjena relativne udaljenosti između slušaoca i zvuka opaža kao promjena visine zvuka što se u digitalnom domenu realizuje kao sistem sa promjenljivim kašnjenjem. Jedačina diferencija koja opisuje ovaj proces je sledeća:

$$y(n) = x(n - \beta(n)) \tag{2.4}$$

Za realizaciju efekata kao što su vibrato i flanger, kašnjenje $\beta(n)$ je periodična funkcija niskofrekventnog oscilatora:

$$\beta(n) = R(1 + \sin \omega_0 n) \tag{2.5}$$

U formuli R je maksimalno željeno kašnjenje izraženo u odmjercima, R = round(T*F_S). F_S je frekvencija odmjeravanja, a T je parametar maksimalnog željenog kašnjenja u vremenskoj dimenziji koji korisnik unosi. Učestanost oscilovanja zavisi od frekvencije oscilatora. Za efekat vibrata tipična kašnjena su od 0.1ms do 10ms, a frekvencije oscilovanja su od 5Hz do 14Hz. U slučaju vibrata izlazni signal je potpuno određen jednačinom (2.4). Sa druge strane kod flanger efekta frekvencija oscilovanja je manja i tipično je 1Hz, a izlazni signal se dobija tako što se zakašnjeli signal iz jednačine (2.4) kombinuje sa originalnim signalom. Implementacija u C kodu data je na sledećoj slici.

```
void flanger(float* restrict signal, float* output, int len)
{
    float* delay_line = NULL;
    float beta, frac, w_osc, R;
    int N, dl_len;
    w_osc = 2 * PI * f_osc / SAMPLE_FREQ;
    R = floorf(delay * SAMPLE_FREQ + 0.5);
    dl_len = 2 * ((int)R + 1);
    delay_line = (float*)heap_malloc(index, dl_len);
    if(delay_line == NULL)
    {
        printf("Memory allocation failed (delay_line)\n");
        return;
    }
    for(int i = 0; i < dl_len; i++)
        delay_line[i] = 0.0;
    for(int i = 0; i < len; i++)
    {
        beta = R * (1 + sinf(w_osc*i));
        N = (int)(floorf(beta));
        frac = beta - N;
        for(int j = (dl_len - 1); j > 0; j--)
            delay_line[j] = delay_line[j-1];
        delay_line[0] = signal[i];
        output[i] = delay_line[N+1] * frac + delay_line[N] * (1 - frac) + signal[i];
    }
    heap_free(index, delay_line);
}
```

Slika 2.6 – *Implementacija flanger efekta*

Za implementaciju kašnjenja alocirali smo novi niz *delay_line* u koji se smještaju odmjerci ulaznog signala shodno kašnjenju.Vidimo da se za implementaciju algoritam blago modifikovao tako da se umjesto jednog zakašnjelog odmjerka uzmu dva, ali skalirana odgovarajućim *frac* faktorom. Razlog ovoga je mnogo bolji kvalitet zvuka, jer onaj koji je implementiran originalnom jednačinom (2.4) bude veoma grub za slušanje.

Tremolo je efekat baziran na konceptu amplitudne modulacije signala. Jednačina diferencije koja opisuje amplitudnu modulaciju ulaznog signala je:

$$y(n) = [1 + \alpha m(n)] \cdot x(n) \tag{2.6}$$

Koeficijent α se naziva dubina modulacije i predstavlja jedan od parametara efekata baziranih na amplitudnoj modulaciji i on se kreće u granicama [0,1] u zavisnosti od toga koliko želimo da izrazimo modulaciju. Signal $m(n)$ je modulišući sporopromjenljivi prostoperiodični signal čija frekvencija predstavlja parametar algoritma i za tremolo efekat se kreće u granicama od 0.1 Hz do 20 Hz. Implementacija algoritma u C kodu data je na sledećoj slici.

```
void tremolo(float* restrict signal, float* output, int len)
{
    float* mod_signal = NULL;
    float w_mod = 2 * PI * f_mod / SAMPLE_FREQ;
    // Generate modulating signal with given modulation frequency
    mod_signal = (float*)heap_malloc(index, len);
    if(mod_signal == NULL)
    {
        printf("Memory allocation failed (carrier)\n");
        return;
    }
    for(int i = 0; i < len; i++)
        mod_signal[i] = sinf(w_mod*i);
    // Generate tremolo output
    for(int i = 0; i < len; i++)
        output[i] = (1 + alpha * mod_signal[i]) * signal[i];
    heap_free(index, mod_signal);
}
```

Slika 2.7 – *Implementacija tremolo efekta*

Vidimo sa slike da je efekat implementiran baš po jednačini (2.6) s tim što smo prvo izgenerisali modulišući signal u novom nizu, pa potom računali izlaz čime smo otvorili put boljoj optimizaciji.

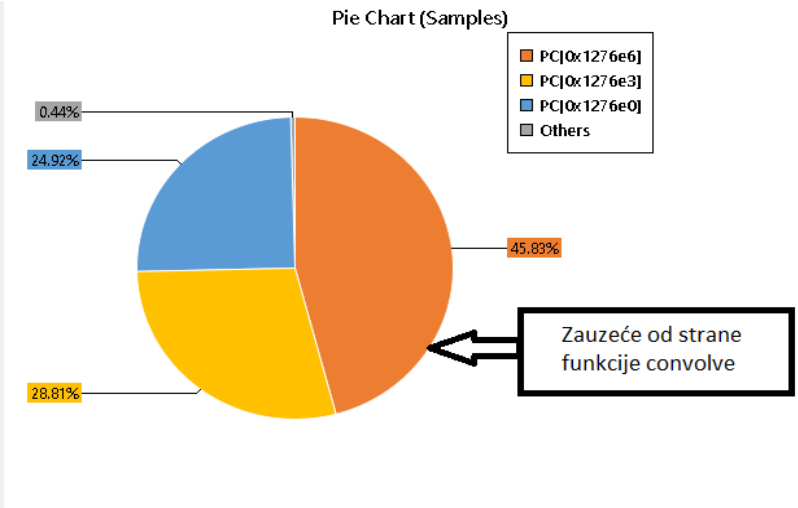
Nakon prezentacije implementiranih efekata osvrnućemo se na profilisanje koda i optimizacije. Profilisanje koda izvršili smo koristeći se mehanizmima zaglavlja *cycle_count.h* koje nam daje metode *START_CYCLE_COUNT*, *STOP_CYCLE_COUNT* i *PRINT_CYCLES*. Ove metode služe za dobijanje i ispisivanje informacija o broju ciklusa koje DSP utroši za izračunavanje dijelova koda izmedju poziva *START_CYCLE_COUNT* i *STOP_CYCLE_COUNT*. Za svaki od algoritama ćemo izvršiti ovakvo profilisanje. Prvo ćemo dobiti rezultate bez ikakvih optimizacija, nakon toga ćemo uključiti kompajlerske optimizacije (optimizacije za maksimalnu brzinu –Ov100) i na kraju dodati i *#pragma SIMD_for* za optimizacije petlji. Dobijeni rezultati (brojevi ciklusa) za pojedine algoritme smješteni su u sledećoj tabeli.

Tabela 2.1 – *Brojevi ciklusa ADSP procesora za različite algoritme i nivoe optimizacije*

	Bez optimizacija	Kompajlerske optimizacije	Vektorizacija petlji
Equalizer	3615472733	3608166794	3603352042
Wah-wah	8996954	5397518	(neuspješno)
Flanger	40441333	28200953	(neuspješno)
Tremolo	5400273	3960261	1890333

NAPOMENA: Za polja koja spadaju pod kolone vektorizacije petlje koja su naznačena kao neuspješna, kompajler nije mogao da postigne paralelizaciju usljed zavisnosti podataka unutar petlji.

Kao što vidimo iz prethodne tabele, kompajlerske optimizacije postižu veoma dobra ubrzanja na algoritmima wah-wah (ubrzanje 40%), flanger (30%) i tremolo (27%). Problem dolazi kod algoritma equalizera gdje kompajlerske optimizacije praktično ostvaruju zanemarljiv učinak. Razlog zbog koga se ovo dešava jeste zbog korišćenja funkcije *convolve* u kojoj se troši ogroman broj ciklusa što možemo vidjeti kada pokrenemo Profiling prozor CCES razvojnog okruženja (naredna slika).



Slika 2.8 – *Grafik dobijen Profiling alatom CCES okruženja za slučaj funkcije equalizera*

Rješenje koje poboljšava drastično ovaj problem jeste da filtriranje implementiramo koristeći funkciju *fir* koja se takođe nalazi u zaglavlju *filter.h*. Sada umjesto da mi vršimo konvolucije signala i koeficijenata filtara, jednostavno pozovemo funkciju koja će u pozadini to da odradi mnogo efikasnije. Rezultati koje dobijamo su dati u narednoj tabeli.

Tabela 2.2 - *Brojevi ciklusa ADSP procesora za unaprijeđeni algoritam equalizera*

	Bez optimizacija	Kompajlerske optimizacije	Vektorizacija petlji
Equalizer	63717536	57079453	52278612

Kao što vidimo, poboljšanja su drastična, a ako proračunamo ubrzanje dobijeno u odnosu na dvije implementacije sa kompajlerskim optimizacijama ono iznosi čak 98% !

Prije nego što pređemo na zaključak, razmotrićemo značajan problem koji se javlja kada probamo vektorizacije petlji. Nakon izvršavanja algoritama, dobijeni rezultati kada su petlje vektorizovane ne budu korektni. Preciznije, svaki drugi odmjerak izlaznog signala bude jednak tačno

0,000. Razlog zbog kojega se ovaj problem javlja jeste korištena memorija za alokaciju svih nizova koji skladište ulazni signal, međurezultate i izlaz. Naime, svi ovi nizovi su bili alocirani unutar eksterne SRAM memorije, a ova memorija nije kompatibilna sa dvostrukim dobavljanjem podataka koji SIMD instrukcije zahtjevaju. Da bi se premostio ovaj problem, nakon čitanja dokumentacije vidimo da je za familije ADSP procesora 214xx (kao što je naš) podržan SIMD režim rada sa eksternom memorijom, ali samo za memoriju tipa SDRAM. Razlog što ova memorija nije od početka korištena je taj što je SRAM najbrža eksterna memorija, međutim za slučaj korištenja SIMD instrukcija podatke smo morali alocirati unutar SDRAM memorije. Da bismo to uradili, u .ldf fajlu projekta definišemo novi memorijski segment koji pokriva dostupnu SDRAM memoriju sledećom linijom:

```
mem_sdram               { TYPE(DM RAM) START(0x00200000) END(0x009FFFFF) WIDTH(32) },
```

a zatim kreiramo novu sekciju koja će da se nalazi u toj memoriji, i unutar koje alociramo podatke:

```
dxe_seg_sdram
{
       INPUT_SECTIONS( $OBJECTS(seg_sdram) )
} > mem_sdram
```

Rezultati utroška ciklusa na ADSP procesoru kada se koristi SDRAM memorija umjesto SRAM dati su u sledećoj tabeli (NAPOMENA: Koristi se efikasniji algoritam za equalizer, sa funkcijom *fir*).

Tabela 2.1 – *Brojevi ciklusa ADSP procesora za različite algoritme i nivoe optimizacije (SDRAM memorija)*

	Bez optimizacija	Kompajlerske optimizacije	Vektorizacija petlji
Equalizer	65328448	59876933	58223320
Wah-wah	9188486	6919650	(neuspješno)
Flanger	41081089	29415909	(neuspješno)
Tremolo	5304906	4468752	2724456

Još jedna mogućnost koju smo otvorili kada smo omogućili SIMD režim rada jeste korišćenje ubrzane funkcije za filtriranje *firf* iz zaglavlja *filter.h*. Ova funkcija naravno, kada su podaci u SRAM memoriji takođe nije davala dobre rezultate (jer interno koristi SIMD instrukcije). Kada iskoristimo i ovu prednost, za algoritam equalizera sa uključenim optimizacijama i SIMD vektorizacijama petlji, dobijamo da je utrošeni broj ciklusa 57151600.

(NAPOMENA: Za sva mjerenja korišteni su podrazumijevani parametri algoritama, broj ciklusa nekih algoritama dosta zavisi od parametara, na primjer algoritam flanger efekta može da ima znatno duži/kraći niz linije za kašnjenje u zavisnosti od parametra kašnjenja.)

Za kraj još ćemo pojasniti implementaciju dodatka koji je implementiran, a to je izbor parametara od strane korisnika koristeći tastere koji se nalaze na ADSP-EzKit razvojnoj ploči. Tasteri koji se koriste na ploči su označeni labelama PB1 i PB2. Taster PB2 se koristi za biranje algoritma i parametara, a taster PB2 za potrvđivanje izbora. Princip rada svake funkcije za izbor parametara je metoda *polling*-a tastera PB1 u beskonačnoj petlji, odnosno čekanje dok se ne potvrdi unos, a unutar petlje se *if* konstrukcijama ispituje stanje tastera PB2 i mijenja rezultat odabira svakim pritiskom tastera. Stanja ova dva tastera (logička 0 ili 1) su sadržana u bitima FLG1 i FLG2 unutar FLAGS registra. Za pristup ovom registru i testiranju statusa ovih bita koristimo funkciju *sysreg_bit_tst* iz zaglavlja *SYSREG.h*. Funkciji proslijeđujemo sistemski registar kome pristupamo i masku koja izdvaja željeni bit koji se testira, a ona nam vraća 0 ili 1 u zavisnosti od statusa datog bita. Ono što je još bitno da bismo koristili taster PB2 jeste da unutar SYSCTL registra očistimo IRQ2EN i MSEN bite. Pošto taster PB2 može da se koristi kao izvor prekida po liniji 2 i unutar konfiguracije za odabir memorije onda onda čišćenjem ova dva bita to onemogućujemo čime taster PB2 konfigurišemo kao I/O opšte namjene.

3. Zaključak

Primjene kompajlerskih optimizacija kao i vektorizacija petlji mogu da imaju veoma dobar uticaj na poboljšanje performansi kao što smo se mogli uvjeriti razmatrajući rezultate iz tabele (2.1). Sa druge strane, poznavanje i čitanje dokumentacije kao i razmatranje raznih funkcionalnosti koje nam nude već postojeće biblioteke može da se pokaže kao krucijalno za poboljšanje nekog algoritma. U ovo smo se jasno uvjerili kada smo pokazali poboljšanje algoritma equalizera, kako je samo pronalaženje i upoteba druge funkcije iz istog zaglavlja koja tačno odgovara problemu dovela do ogromnih poboljšanja performansi. Naravno sa druge strane vidjeli smo da neki algoritmi audio efekata nisu baš „prijateljski nastrojeni“ prema metodama optimizacija i preporukama. Primjeri ovih algoritama su algoritam wah-wah efekta i flanger efekta. Kod njih uočavamo postojanje ugnježdenih petlji koje imaju znatno manji broj iteracija nego spoljašnje, što je suprotno preporukama za efikasno izvršavanje petlji. Takođe, vidjeli smo da nad petljama koje realizuju ove efekte nije moguće iskoristiti vektorizacije petlji. Razlog je postanje zavisnosti izmedju podataka u petlji (*true dependencies*). Drugim riječima za izvršavanje jedne linije koda u petlji potreban je rezultat neke od prethodnih unutar iste iteracije (čisti primjer je petlja wah-wah efekta). Ove probleme nameće sama priroda algoritma i način implementacije, tako da se s tim moramo pomiriti ili osmisliti neki drugi način za implementaciju koji bi nam otvorio put ka rješenju ovih problema. Ovo može biti poprilično zahtjevno, memorijski neefikasno/neizvodivo ili da na kraju i ne donese neke značajne rezultate pogotovo za primjere dva prethodno spomenuta algoritma.

Kada uporedimo rezultate profilisanja koje smo dobili za različite korištene memorije za nizove, vidimo da je SRAM memorija primjetno brža od SDRAM, što je i očekivano (osim „anomalije“ kod

tremolo efekta bez optimizacija, koja je autoru dokumenta lično neobjašnjiva...). Naravno, zauzvrat smo dobili mogućnost da koristimo SIMD instrukcije, a da na izlazu dobijemo ispravne rezultate. Međutim, ako pogledamo vidimo da samo tremolo algoritam dobija značajnija poboljšanja, dok algoritam equalizer-a je čak i sporiji sa SIMD instrukcijama nego onaj samo kompajlerski optimizovan kada se podaci nalaze u SRAM memoriji (što je i očekivano jer je mnogo filtriranja, računanja i pristupa memoriji...). Naravno, algoritmi wah-wah i flanger kao što smo razjasnili nemaju uopšte mogućnost za SIMD vektorizaciju tako da su oni oštećeni po pitanju performansi. Ovo nas dovodi do pitanja da li uopšte koristiti SIMD režim rada za ovaj konkretan primjer upotrebe, ili jednostavno ostati na bržoj SRAM memoriji sa kompajlerski optimizovanim kodom.

Još nam je ostalo da prokomentarišemo i uporedimo rezultate dobijene u Pythonu i na ADSP procesoru. Zbog ograničenja maksimalnog broja stranica izvještaja, slike dobijenih signala i signala greške nećemo ovde kačiti, nego ćemo se pozivati na *Jupyter Notebook* fajl koji je kreiran u sklopu projekta. Unutar ovog fajla se nalaze python implementacije svih algoritama i njihovo reprodukovanje na audio izlaz, kao i čitanje fajlova koje generiše ADSP koji predstavljaju izlazne signala na koji su primjenjeni efekti. Nakon čitanja ovih fajlova oni se prevode u *NumPy* nizove i takođe reprodukuju nakon čega poredimo rezultate. Kao što možemo vidjeti sa slika iz datog fajla, svi algoritmi se izvšavaju identično na obe platforme a dobijene apsolutne greške su dimenzije 10^{-5} što je zanemarivo. Takođe kada slušamo reprodukovane signale apsolutno nema nikakvih razlika pa možemo zaključiti da su svi efekti ispravno implementirani (u odnosu na Python kod).

Predlog poboljšanja i dodatne implementacije jeste proširenje aplikacije tako da se implementiraju metode kao što su *Overlap-Add* ili *Overlap-Save* čime otvaramo put ka obradi stvarnih audio zapisa koji će da imaju mnogo veći broj odmjeraka od testnog signala koji smo mi koristili. Tada bismo mogli da primjenjujemo efekte na stvarne audio zapise (kao npr. zapis *acoustic.wav* koji je bio korišten u *notebook* fajlu za prikaz djelovanja efekta nad stvarnim audio zapisom isječka odsvirane melodije na gitari). Takođe, za stvarne primjene bismo iskoristili druge filtre odnosno projektovali na druge načine tako da relaksiramo neke kriterijume, ili uportijebimo IIR filtre da bismo smanjili broj koeficijenata, jer je 500 koeficijenata izuzetno velika dužina filtra pogotovo za real-time aplikacije (praktično neupotrebljiva).

4. Literatura

[1] Vladimir Risojević, *Multimedijalni sistemi*, Univerzitet u Banjoj Luci, Elektrotehnički fakultet, 2018.

[2] Udo Zölzer, *DAFX: Digital Audio Effects, Second Edition*, John Wiley & Sons, 2011.

[3] Marion, Jean Guy Bruno, *Wah Wah - DAS 2014 Lab Report 2*, University of Sydney, 2014.

[4] Oficijalna CCES i ADSP dokumentacija za SHARC procesore.

[5] Materijali sa predmeta Sistemi za digitalnu obradu signala i Osnovi digitalne obrade signala.