

UNIVERZITET U NOVOM SADU
FAKULTET TEHNI^KIH NAUKA
ELEKTROTEHNI^KI ODSEK
Institut za ra~unarstvo, automatiku i merenja
Katedra za ra~unarsku tehniku



**Jedno rje{enje CELP-vokodera po
CCITT preporuci G.728**

- Diplomski rad -

iz predmeta

**PROJEKTOVANJE NAMJENSKIH
RA^UNARSKIH SISTEMA**

Mentor :
Prof. dr Vladimir Kova~evi}

Kandidat:
@eljko Luka~

Novi Sad, 1996

UNIVERZITET U NOVOM SADU
FAKULTET TEHNI^KIH NAUKA
KLJU^NA DOKUMENTACIJSKA INFORMACIJA

Redni broj:
RBR

Identifikacioni broj:
IBR

Tip dokumentacije:
TD *Monografski rad*

Tip zapisa:
TZ *[tampa*

Vrsta rada:
VR *Diplomski rad*

Autor:
AU *@eljko Luka~*

Mentor / Komentor:
MN *dr Vladimir Kova~evi}, redovan profesor*

Naslov rada:
NR *Jedno rje{enje CELP-vokodera po CCITT preporuci G.728*

Jezik publikacije:
JP *srpski*

Jezik izvoda:
JI *srpski*

Zemlja publikovanja:
ZP *Jugoslavija*

U`e geografsko podru~je:
UGP *Vojvodina*

Godina:
GO *1996.*

Izdava~:
IZ *Fakultet tehni~kih nauka*

Mesto i adresa:
MA *21000 Novi Sad, Trg Dositeja Obradovi}a 5*

Fizi~ki opis rada:
FO

Nau~na oblast:
NO *Elektrotehnika*

Nau~na disciplina:	Ra~unarska tehnika
Predmet odrednica/ Klju~ne re~i: PO	ra~unarstvo, obrada govora, CELP, realizacija, MASC 3500
UDK	
^uva se: ^U	u biblioteci Fakulteta tehni~kih nauka
Va`na napomena:	
Izvod: IA	U radu je prikazana ralizacija CELP-vokodera po CCITT preporuci G.728 na DSP-u MASC 3500
Datum prihvatanja teme od NN	1.10.1996
ve}a: DP	
Datum odbrane: DO	27.12.1996.
^lanovi komisije: KO	
Predsednik:	Dr Vladimir Kova~evi}, red. prof, FTN
^lan:	Dipl. ing. Nikola Tesli}, FTN
^lan:	Dr Miroslav Popovi}, docent, FTN

UNIVERSITY OF NOVI SAD
FACULTY OF TECHNICAL SCIENCES
KEY WORDS DOCUMENTATION

Accession number:
ANO

Identification number:
RBR

Document type:
DT

Monographic

Type of record:
TR

Printed

Content code:

Graduate thesis

CC

Author:
AU

@eljko Luka~

Mentor / Comentor:
MN

Proffesor Vladimir Kova~evi}, Ph. D.

Title:
TI

One Solution of CELP-vokoder Acording to CCITT
Recomendation G.728

Language of text:
LT

SERBIAN

Language of abstract:
LA

SERBIAN

Country of publication:
CP

YUGOSLAVIA

Locality of publication:
LP

VOJVODINA

Publication year:
PY

1996.

Publisher:
PU

FACULTY OF TECHNICAL SCIENCES

Publ. Place:
PP

21000 Novi Sad, Trg Dositeja Obradovi}a 5

Physical descriptions:
PD

Scientific field:
SF

Electrical engineering

Scientific discipline:

Computer engineering

Subject/
Key words:
SKW

computer engineering, voice procesing, CELP, realisation,
MASC 3500

UC

Holding Data:
HD

the Library of the Faculty of Technical sciences

Note:
N

Abstract:
AB

This paper contain realisation of CELP-vokoder acording to
CCITT recomendation G.728. The paper contains description of
recomendation G.728 and description of realisation on DSP MASC
3500

Accepted by the Scientific Board

october, 1., 1996.

on:

ASB

Defended on:
DE

december, 27. , 1996.

Thesis defend board:
DB

President:

Prof. Vladimir Kova~evi}, Ph. D.

Member:

Teaching Assistant Nikola Tesli}, BSEE

Member:

Proffesor Miroslav Popovi}, Ph. D.

UVOD	7
2. OPIS ALGORITMA	8
2.1 CELP	8
2.1.1 MODEL ZA PROIZVOĐENJE GOVORA	8
2.1.1.1 ODREĐIVANJE PARAMETARA FILTERA	9
2.1.1.2 ODREĐIVANJE POBUDE	11
2.1.2 ENKODER	11
2.1.3 DEKODER	12
2.2 LD-CELP	12
Slika 2.5 Pojednostavljena shema LD-CELP kodera	13
2.2.1 LD-CELP ENKODER	13
2.3.1 PRETVARANJE ULAZNOG SIGNALA U PCM	15
2.3.2 PRIHVAT ULAZNOG VEKTORA	15
2.3.3 ADAPTER PERCEPTUALNOG TE@INSKOG FILTERA	15
2.3.4 PERCEPTULNI TE@INSKI FILTER	20
2.3.4.1 OBRADA NE GOVORNIH SIGNALA	20
2.3.5 SINTETIZATORSKI FILTER	20
2.3.6 RAČUNANJE CILJNOG VEKTORA VEKTORSKOG KVANTOVANJA	20
2.3.7 ADAPTER SINTETIZATORSKOG FILTERA	21
2.3.8 ADAPTER VEKTORSKOG POJAČANJA	23
2.3.9 BLOK ZA PRETRAGU KODNE KNJIGE	26
2.3.9.1 PRINCIP PRETRAGE KODNE KNJIGE	26
2.3.10 SIMULIRANI DEKODER	26
2.4 LD-CELP DEKODER	27
2.4.1 POBUDNA VEKTORSKI KVANTOVANA KODNA KNJIGA	27
2.4.2 BLOK ZA SKALIRANJE POJAČANJEM	27
2.4.3 SINTETIZATORSKI FILTER	27
2.4.4 ADAPTER POJAČANJA VEKTORA	27
2.4.5 ADAPTER SINTETIZATORSKOG FILTERA	27
2.4.6 POSTFILTER	28
3. REALIZACIJA	30
3.1 SIMULACIJA LD-CELP KODERA U PROGRAMSKOM JEZIKU C	30
3.2 REALIZACIJA LD-CELP KODERA NA DIGITALNOM SIGNAL PROCESORU MASC 350030	
4. ZAKLJUČAK	33
5. LITERATURA	34
PRILOG 1	35
PRILOG 2	36

1.UVOD

Zadatak ovog rada je realizacija ITU-T (CCITT) preporuke "CODING OF SPEECH AT 16 kbit/s USING LOW-DELAY CODE EXCITED LINEAR PREDICTION" na digitalnom signal procesoru MASC 3500 .

Ograničenja propusnog opsega komunikacionog kanala sve više dolaze do izražaja u razvoju telekomunikacija, pa su zbog toga razvijene razne tehnike kompresije podataka. Jedna od tehnika za kompresiju govornog signala je CELP (CODE EXCITED LINEAR PREDICTION) čija je varijanta LD-CELP (LOW-DELAY CODE EXCITED LINEAR PREDICTION).

LD-CELP vrši kompresiju ulaznog toka 64 kbit/s (8 kHz PCM kodirano po A ili μ zakonu) na izlazni tok 16 kbit/s, koji se prenosi kroz komunikacioni kanal i na prijemnoj strani se vrši dekompresija na 64 kbit/s. Kašnjenje prouzrokovano obradom je manje od 2 ms po čemu je nazvan algoritam. Namena algoritma je kompresija govornog signala, ali se može koristiti i za kompresiju ne govornih signala.

Zadatak je realizovan na sljedeći način:

- realizovana je simulacija LD-CELP koda/dekoda u programskom jeziku C,
- realizovani su svi blokovi koji čine algoritam LD-CELP-a i proveren je njihov rad u simulatoru DSP-a MASC 3500.
- izvršeno je objedinjavanje blokova i testiranje.

U glavi 2., OPIS ALGORITMA LD-CELP-a je dat opis algoritma LD-CELP-a prema preporuci G.728. U glavi 3., REALIZACIJA je izložena realizacija algoritma u programskom jeziku C na personalnom računaru i u asembleru na digitalnom signal procesoru MASC 3500. Glava 4., ZAKLJUČAK daje karakteristike implementacije algoritma LD-CELP-a na digitalnom signal procesoru MASC 3500.

2. OPIS ALGORITMA

2.1 CELP

2.1.1 MODEL ZA PROIZVOĐENJE GOVORA

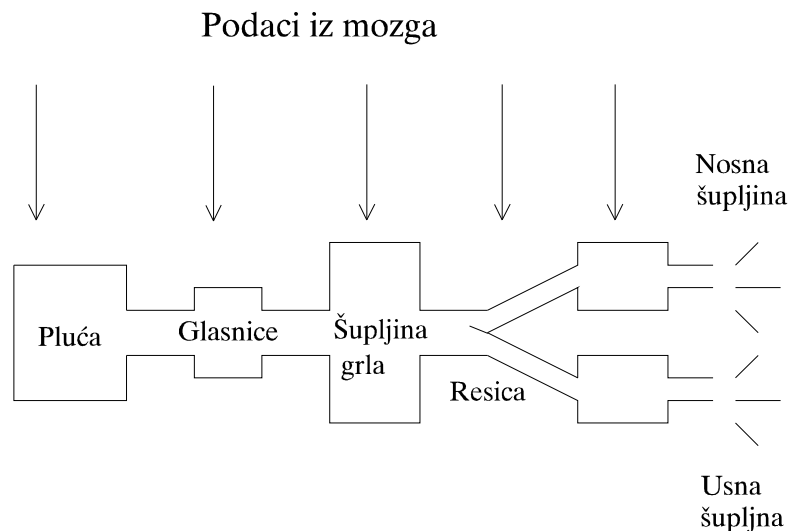
Zbog razumjevanja rada algoritma potrebno je objasniti način proizvodnje govora. S tim ciljem opisuje se sistem za proizvodnje govora. Organi čovjeka koji učestvuju u proizvodnji govora prikazani su shematski na slici 2.1. Vokalni trakt je akustička cijev koja se na jednom kraju završava glasnim žicama, a na drugom usnama. Nazalni trakt, koji je posebna cijev, spaja se ili razdvaja od vokalnog trakta pomoću resice. Oblik vokalnog trakta je određen položajem usana, vilice, jezika i resice.

Zvučni glasovi proizvode se pobuđivanjem vokalnog trakta periodičnim impulsima vazdušnog pritiska koje proizvode glasne žice.

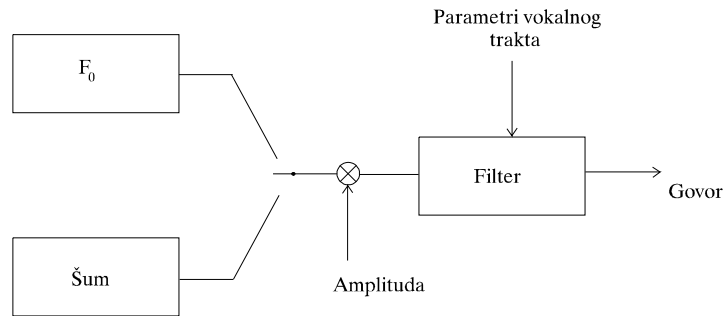
Bezvučni glasovi se proizvode turbulencijom vazduha. Ona proizvodi izvor udara, pomoću koga se pobuđuje vokalni trakt.

Izvori kojima se pobuđuje vokalni trakt daju širok frekventni opseg pobude. Vokalni trakt se ponaša kao linearni vremenski promjenljiv filter.

Zvučni izvor i vokalni trakt su relativno nezavisni, pa model za proizvodnje govornog signala izgleda kao na slici 2.2. Govorni signal je dobijen na izlazu vremenski promjenljivog filtera, uticajem pobude na vokalni trakt. Za zvučni dio govornog signala vremenski promjenljiv filter je pobuđivan impulsima čija perioda odgovara osnovnoj periodi govora, dok je za bezvučni dio filter pobuđivan udarom koji ima ravan spektar.



Slika 2.1 Sistem za proizvodnje govora



Slika 2.2 Model za proizvođenje govora

2.1.1.1 LINEARNA PREDIKCIJA

Analiza govora zasnovana na linearnoj predikciji je jedna od najvažnijih tehnika analiza govora. Linearna predikcija se zasniva na činjenici da je, zbog međusobne korelacije odbiraka govornog signala, vrednost svakog odbirka moguće predvidjeti sa nekom greškom, na osnovu linearne kombinacije prethodnih signala. Prediktovana vrijednost signala u n-tom trenutku vremena, $\hat{s}(n)$ određena je relacijom:

$$\hat{s}(n) = \sum_{i=1}^p a_i s_{n-i} \quad (2-1)$$

gdje su:

- | | |
|------------------------|--|
| - $a_i, i=1,2,\dots,p$ | - koeficijenti linearne predikcije |
| - p | - red predikcije |
| - $s(n-i)$ | - odbirak signala u (n-i)-tom trenutku vremena |

2.1.1.2 ODREĐIVANJE PARAMETARA FILTERA

Greška predikcije $e(n)$ je razlika između stvarne i prediktovane vrednosti odbiraka signala.

$$e_n = s_n - \hat{s}_n \quad (2-2)$$

$$= s_n - \sum_{i=1}^p a_i s_{n-i} \quad (2-3)$$

Srednja kvadratna greška, na konačnom intervalu dužine N, se može izraziti kao:

$$E = \sum_{n=0}^{N-1} e_n^2 \quad (2-4)$$

$$= \sum_{n=0}^{N-1} \left(s_n - \sum_{k=1}^p a_k s_{n-k} \right)^2 \quad (2-5)$$

E dosti`e svoj minimum kada je njegova derivacija po parametrima a_k jednaka nuli. Vrijednosti E (prema 2-5) odgovara kvadratna funkcija pa stoga postoji jedno jedino rje{enje. Zna~i, rje{enje jedna~ine

$$\frac{\partial E}{\partial a_k} = 0$$

mora biti minimum.

Deriviraju}i jedna~inu 2-5 po a_j i izjedna~avaju}i ih sa nulom dobijamo sistem od p jedna~ina:

$$\frac{\partial E}{\partial a_k} = 0 = - \sum_{n=0}^{N-1} (2 (s_n - \sum_{k=1}^p a_k s_{n-k}) s_{n-j}) \quad (2-6)$$

$$= -2 \sum_{n=0}^{N-1} s_n s_{n-j} + 2 \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{k=1}^p a_k a_{n-k} s_{n-j} \quad (2-7)$$

Preure|ivanjem, sistem jedna~ina 2-7 postaje:

$$\sum_{n=0}^{N-1} s_n s_{n-j} = \sum_{k=1}^p a_k \sum_{n=1}^{N-1} a_{n-k} s_{n-j} \quad (2-8)$$

Ovaj sistem jedna~ina mo`e se rije{iti primjenom autokorelacionog metoda. Pri autokorelacionoj metodi, interval minimizacije srednje kvadratne gre{ke teorijski je beskona~an, ali je prakti~no kona~an, jer se primjenom prozorske funkcije signal ograni~ava na interval $0 \leq n \leq N-1$.

Autokorelaciona funkcija ima oblik:

$$r_k = \sum_{n=0}^{N-1-k} s_n s_{n-k} \quad (2-9)$$

Primjenju}i prozorsku funkciju na s_n jedna~ina (2-9) se mo`e napisati u obliku autokorelacione funkcije.

$$r_k = \sum_{i=0}^p a_i r_{k-i} \quad (2-10)$$

Efikasno rekurzivno rje{enje sistema od p jedna~ina se dobija Levins-Durbinovim algoritmom. Ako ozna~imo LP koeficijente u iteraciji i sa a_k^i

$$k_i = \frac{r(i) + \sum_{j=0}^{i-1} a_j^{(i-1)} r(i-j)}{E(i-1)} \quad (2-11)$$

$$a_i^{(i)} = k_i \quad (2-12)$$

$$a_j^{(i)} = a_j^{(i-1)} - k_i a_{i-j}^{(i-1)} \quad (2-13)$$

$$E(i) = (1 - k_i^2)E(i-1) \quad (2-14)$$

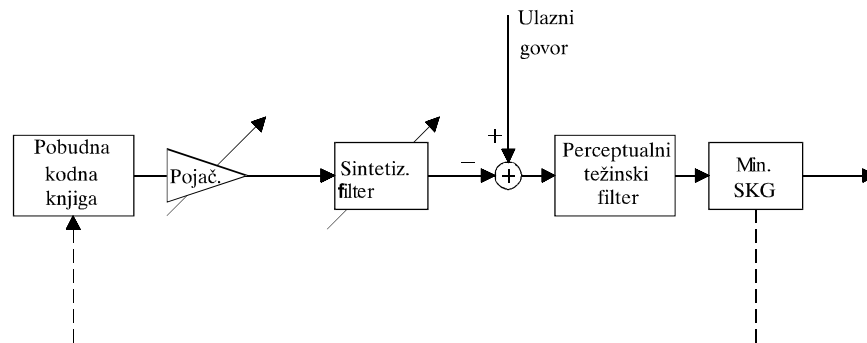
Metoda garantuje stabilnost filtera.

2.1.1.3 ODREĐIVANJE POBUDE

U CELP algoritmu filter sa slike 2.2 se pobuđuje pobudnim vektorima. Ograničen skup reprezentativnih pobudnih vektora naziva se kodna knjiga. Vektorski kvantizovana kodna knjiga se sastoji od odbiraka signala koji se razmatra (govora). Vektorskom kvantizacijom se preslikavaju ulazni vektori iz M-dimenzionalnog vektorskog prostora u konačan skup (kodna knjiga) K-dimenzionalnih vektora (kodne riječi). Obično se uzima da je $M=K$.

2.1.2 ENKODER

Blok šema CELP enkodera je data na slici 2.3. Svaki pobudni vektor se propušta kroz sintetizatorski filter, računa se razlika između ulaznog vektora i sintetizovanog vektora signala, propušta kroz perceptualni težinski filter, a zatim se računa srednja kvadratna greška. Indeks kodnog vektora sa najmanjom srednjom kvadratnom greškom se šalje u prenosni kanal.



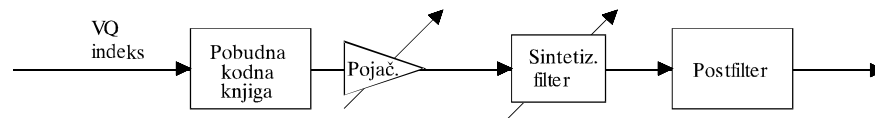
Slika 2.3 Blok šema CELP enkodera

Uloga perceptualnog težinskog filtera je da poboljša kvalitet sintetizovanog govora u perceptualnom smislu. Snaga kvantizacionog šuma je proporcionalna grešci predikcije. Stoga je efikasna predikcija veoma važna za minimizaciju kvantizacionog šuma. Međutim, mali kvantizacioni šum ne obezbjeđuje i malo perceptivno odstupanje rekonstruisanog govornog signala. Zbog toga se spektar kvantizacionog šuma i njegov odnos prema spektru govornog signala. Spektralna karakteristika govornog signala se sastoji od visoko-energetskih dijelova koji se nazivaju formanti i od nisko-energetskih dijelova. Visoko energetski dijelovi govornog spektra bolje maskiraju šum nego

niskoenergetski dijelovi. Iz toga slijedi da najveći dio perceptualnog guma potječe od onih frekventnih oblasti gdje je nivo signala nizak. Perceptualno-tehnički filter se koristi za redukciju kvantizacionog guma u tim oblastima. Redukcija kvantizacionog guma na određenim frekvencijama se može postići jedino povećanjem kvantizacionog guma na ostalim frekvencijama. Međutim, povećanje kvantizacionog guma u oblastima visokog nivoa signala (formantne oblasti) ne utječe na percepciju. Signal greške koji se generiše u svakom prolazu sintetizatora se uobličava na odgovarajući način da bi se iskoristila ova pojava. Perceptivni tehnički filter pojačava spektar signala greške u neformantnim oblastima spektra govora i prigušuje signal greške u formantnim oblastima govora.

2.1.3 DEKODER

Blok guma CELP enkodera data je na slici 2.4 . Na osnovu dobijenog indeksa u kodnoj knjizi, izdvaja se traženi kodni vektor, skalira pojačanjem i propušta kroz sintetizatorski filter i postfilter. Na izlazu se dobija sintetizovani govor.

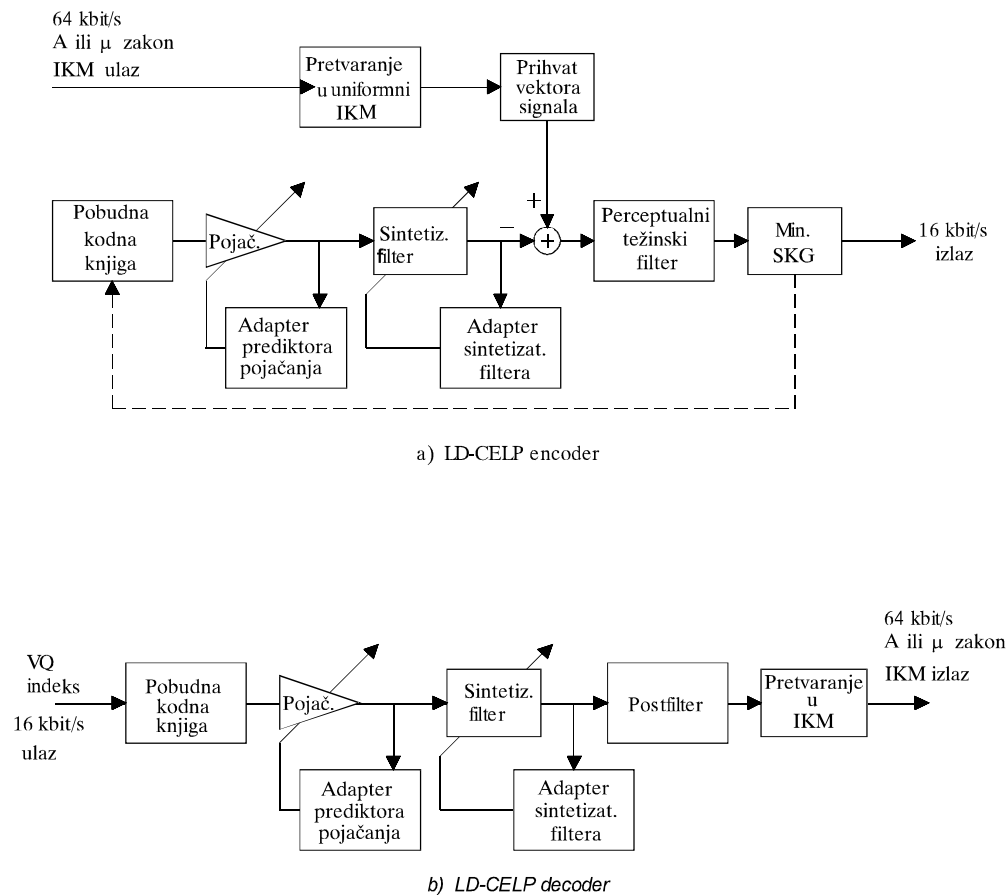


Slika 2.4 Blok guma CELP dekodera

Postfilter se koristi radi poboljšanja perceptualnog kvaliteta sintetizovanog govora. Postfilter naglašava spektralne vrhove povećavajući pri tome subjektivni odnos signal/gum na račun većeg odstupanja rekonstruisanog signala u odnosu na originalni govorni signal.

2.2 LD-CELP

Na slici 2.5 data je pojednostavljena guma LD-CELP kodera. U odnosu na slike 2.3 i 2.4 dodani su blokovi za adaptivno računanje koeficijenata prediktora i koeficijenata perceptualnog tehničkog filtera, adaptivno računanje pojačanja i adaptivno računanje koeficijenata postfiltera.

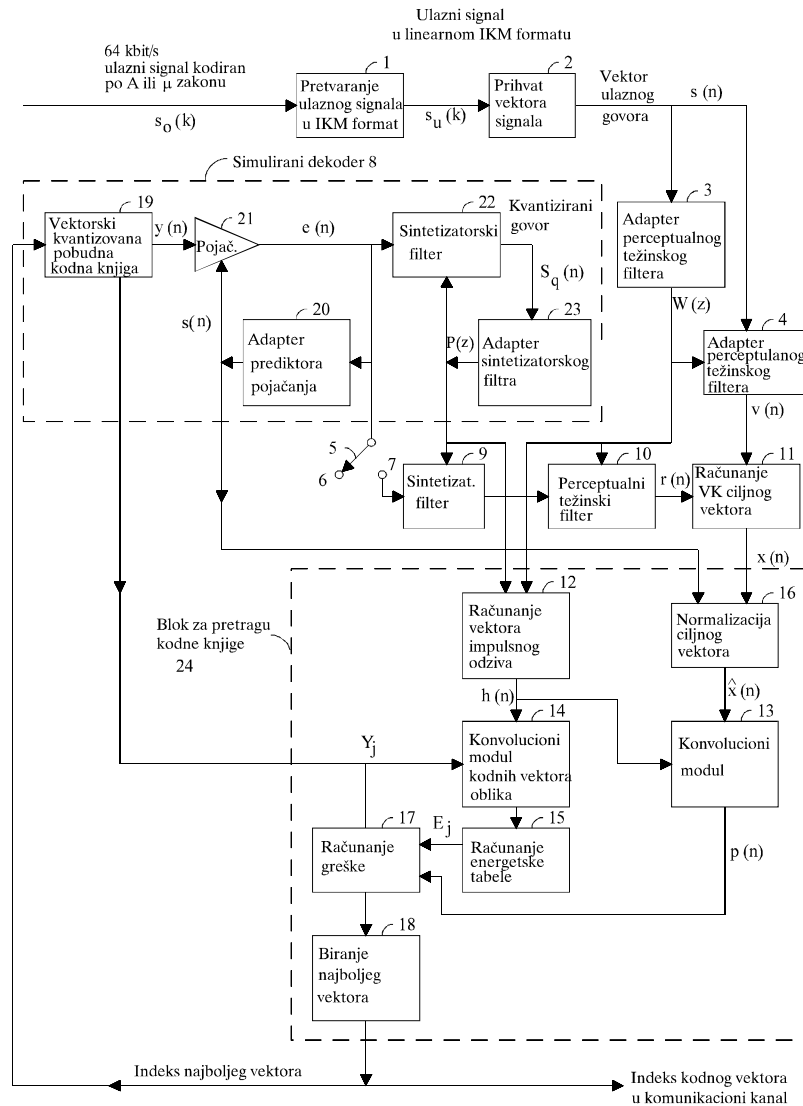


Slika 2.5 Pojednostavljena {ema LD-CELP koda

2.2.1 LD-CELP ENKODER

Na slici 2.6 je dat detaljan prikaz blokova LD_CELP enkodera. Enkoder na slici 2.6 je matemati~ki ekvivalentan enkoderu na slici 2.5 ali je pogodniji za implementaciju jer zahtjeva manje ra~unanja.

Jedina informacija koja se prenosi od enkodera do dekodera je indeks u kodnoj knjizi. Tri tipa parametara se periodi~no izra~unavaju: poja~anje pobude, koeficijenti sintetizatorskog filtera i koeficijenti perceptualnog te`inskog filtera. Ovi parametri se izra~unavaju u smislu adaptacije unazad od signala koj je bio prije teku}eg vektora signala. Poja~anje pobude se se ra~una za svaki vektor, dok se koeficijenti sintetizatorskog filtera i koeficijenti perceptualnog te`inskog filtera ra~unaju jednom u ~etriri vektora (tj. 20 odbiraka ili 2.5 ms).



Slika 2.6 Prikaz blokova LD-CELP enkodera

Razlika u odnosu na sliku 2.5 je da je perceptualni te`inski filter premješten ispred sumatora. Memorija perceptualnog te`inskog filtera sadr`i uticaj prethodnih odbiraka {to se otklanja na sljede}i na~in. Preklapanje prekida~a 5 u polo`aj 7 odgovara dovođenju nultog ulaza na ulaz sintetizatorskog filtera. Odziv na nulti ulaz se propušta kroz perceptualno te`inski filter 10 i rezultat se oduzima od izlaza perceptualnog te`inskog filtera 4 i na taj na~in se dobije odziv perceptualnog te`inskog filtera na trenutni ulazni vektor. Zatim se tako dobijen vektor normalizuje poja~anjem iz prthodnog ciklusa. U bloku 12 se ra~una impulsni odziv kaskadno vezanih sintetizatorskog filtera i perceptualnog te`inskog filtera. Konvolucija pobudnog vektora i impulsnog odziva sintetizatorskog filtera je ekvivalentna filtriranju pobudnog vektora kroz filter ~ija je memorija postavljena na nulu. Na ovaj na~in se smanjuje broj potrebnih ra~unskih operacija. U bloku 14 se vrši konvolucija svakog kodnog vektora sa ranije dobijenim impulsnim odzivom, i zatim se u bloku 15 ra~una energija rezultata konvolucije. U bloku 17 se ra~una greška predikcije i zatim se u bloku 18 nalazi indeks najboljeg kodnog vektora. Indeks najboljeg kodnog vektora se šalje u

komunikacioni kanal. Nakon toga se najbolji kodni vektor propušta kroz sintetizatorski filter i a`urira se memorija sintetizatorskog filtera 9.

Slijedi opis svakog bloka enkodera.

2.3.1 PRETVARANJE ULAZNOG SIGNALA U PCM

Ovaj blok pretvara ulazni signal kodiran po A-zakonu ili μ -zakonu u uniformni PCM signal $s_u(k)$.

2.3.2 PRIHVAT ULAZNOG VEKTORA

Ovaj blok prihvata 5 uzastopnih odbiraka ulaznog signala $s_u(5n)$, $s_u(5n+1)$, ..., $s_u(5n+4)$ zbog formiranja vektora ulaznog signala $s(n)=[s_u(5n), s_u(5n+1), s_u(5n+2), s_u(5n+3), s_u(5n+4)]$.

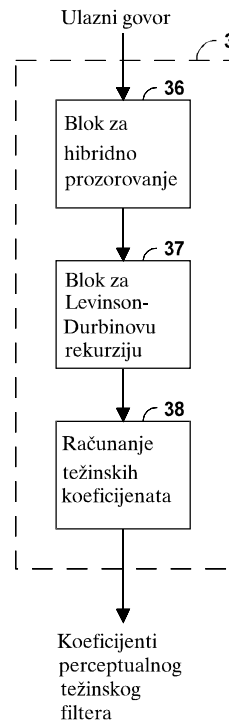
2.3.3 ADAPTER PERCEPTUALNOG TE`INSKOG FILTERA

Slika 2.4 pokazuje detalje operacija adaptera perceptualnog te`inskog filtera (blok 3 na slici 2.2). Ovaj adapter ra`una koeficijente perceptualnog te`inskog filtera jednom za svaki ~etiri vektora. Ra`unaje se zasniva na analizi linearnom predikcijom (~esto se naziva i LPC analiza) ulaznog signala. Nove vrijednosti koeficijenata se postavljaju u toku obrade tre}eg vektora za svaki ~etvoro-vektorski adaptacioni ciklus. Koeficijenti se ne mijenjaju izme|u dva postavljanja.

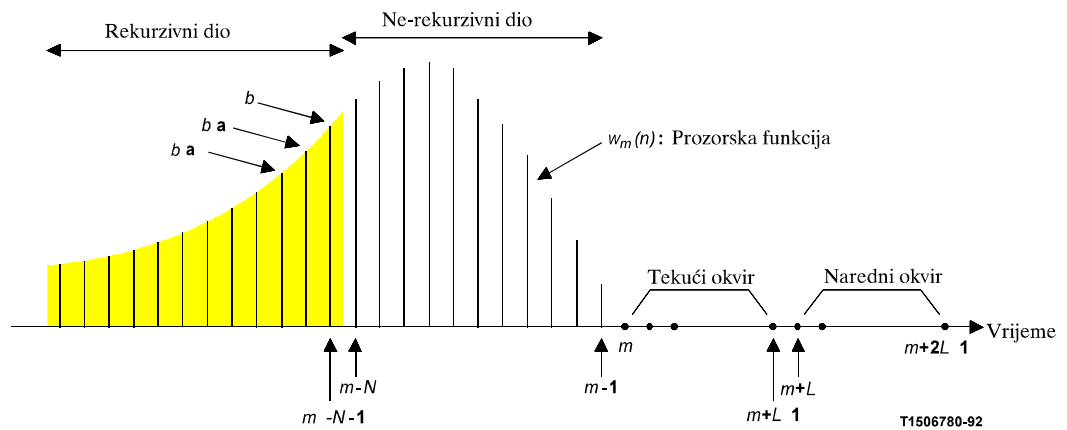
Ra`unanje se odvija prema slici 2.4 . Prvo se vektor ulaznog signala propušta kroz blok za prozoriranje (blok 36) gdje se vr{i prozoriranje prethodnih vektora ulaznog signala i ra`una prvih jedanaest autokorelacionih koeficijenata prozorovanog signala. U bloku za Levinson-Durbinovu rekurziju (blok 37) se konvertuju autokorelacioni koeficijenti u prediktorske koeficijente. Na bazi tih prediktorskih koeficijenata, u bloku za ra`unanje koeficijenata te`inskog filtera (blok 38) se ra`unaju tra`eni koeficijenti te`inskog filtera. Ova tri bloka }e biti detaljnije obja{njena u nastavku.

Prvo }e biti poja{njeni principi hibridnog prozorovanja. S obzirom da se tehnika hibridnog prozorovanja koristi u tri razli~ite vrste LPC analize, prvo }e biti dat generalni opis tehnike a potom specijalizacija u raznim slu~ajevima. Pretpostavimo da se LPC analiza obavlja jednom na svakih L odbiraka signala. Pretpostavimo da su odbirci signala koji odgovaraju teku}em adaptacionom ciklusu $s_u(m)$, $s_u(m+1)$, $s_u(m+2)$, ..., $s_u(m+L-1)$. Zatim se zbog LPC analize, mno`e hibridnom prozorskom funkcijom svi prethodni odbirci signala sa indeksom manjim od m (kao {to se vidi na slici 2.4b). Neka u hibridnoj prozorskoj funkciji ima N nerekurzivnih odbiraka. Odbirci signala  $s_u(m-1)$ ,  $s_u(m-2)$ , ...,  $s_u(m-N)$  se mno`e sa nerekurzivnim dijelom prozorske funkcije. Po~ev{i od $s_u(m-N-1)$, svi

odbirci lijevo od ovog (uključujući i njega) se množe sa rekursivnim dijelom prozorske funkcije, koja ima vrijednosti $b, b\alpha, b\alpha^2, \dots$ gdje je $0 < b < 1$ i $0 < \alpha < 1$.



Slika 2.7a Adapter perceptualnog težinskog filtera



Slika 2.7b Ilustracija hibridnog prozora

U trenutku m , hibridna prozorska funkcija $w_m(k)$ se definiše kao

$$w_m(k) = \begin{cases} f_m(k) = b\alpha^{-[k-(n-N-1)]}, & \text{if } k \leq m - N - 1 \\ f_m(k) = -\sin[c(k-m)], & \text{if } m - N \leq k \leq m - 1 \\ 0, & \text{if } k \geq m \end{cases} \quad (3-1a)$$

a prozorovani signal je

$$w_m(k) = \begin{cases} f_m(k) = b\alpha^{-[k-(n-N-1)]}, & \text{if } k \leq m - N - 1 \\ f_m(k) = -\sin[c(k-m)], & \text{if } m - N \leq k \leq m - 1 \\ 0, & \text{if } k \geq m \end{cases} \quad (3-1b)$$

Odbirci nerekurzivnog dijela $g_m(k)$ i početna sekcija rekurzivnog dijela su $f_m(k)$ za različite hibridne funkcije su specificirane u prilogu A preporuke. Za LPC analizu m-tog reda, treba izračunati $M+1$ autokorelacioni koeficijent $R_m(i)$ za $i=0,1,\dots,M$. Autokorelacioni koeficijent u tekućem adaptacionom ciklusu sa indeksom i se može izraziti kao

$$R_m(i) = \sum_{k=-\infty}^{m-1} s_m(k)s_m(k-i) = r_m(i) + \sum_{k=m-N}^{m-1} s_m(k)s_m(k-i) \quad (3-1c)$$

gdje je

$$r_m(i) = \sum_{k=-\infty}^{m-N-1} s_m(k)s_m(k-i) = \sum_{k=-\infty}^{m-N-1} s_u(k)s_u(k-i)f_m(k)f_m(k-i) \quad (3-1d)$$

Na desnoj strani jednačine (3-1c), prvi član $r_m(i)$ predstavlja rekurzivnu komponentu od $R_m(i)$ dok je drugi član ne rekurzivna komponenta. Konačna suma nerekurzivne komponente se računa u toku svakog adaptacionog ciklusa. Rekurzivna komponenta se računa rekurzivno.

Pretpostavimo da smo izračunali i memorisali sve $r_m(i)$ tekućeg adaptacionog ciklusa i želimo da idemo u sljedeći adaptacioni ciklus, koji počinje sa odbirkom $s_u(m+L)$. Nakon što je hibridni prozor pomjeren udesno za L odbiraka, sljedeći prozorovani signal za sljedeći adaptacioni ciklus postaje

$$s_{m+L}(k) = s_u(k) w_{m+L}(k) = \begin{cases} s_u(k) f_{m+L}(k) = s_u(k)f_m(k)\alpha^L & \text{if } k \leq m+L-N-1 \\ s_u(k)g_{m+L}(k) = -s_u(k)\sin[c(k-m-L)], & \text{if } m+L-N \leq k \leq m+L-1 \\ 0, & \text{if } k \geq m+L \end{cases} \quad (3-1e)$$

Rekurzivna komponenta od $R_{m+L}(i)$ se može napisati kao

$$r_{m+L}(i) = \sum_{k=-\infty}^{m-N-1} s_{m+L}(k) s_{m+L}(k-i) \quad (3-1f)$$

$$\begin{aligned}
&= \sum_{k=-\infty}^{m-N-1} s_{m+L}(k) s_{m+L}(k-i) + \sum_{k=m-N}^{m+L-N-1} s_{m+L}(k) s_{m+L}(k-i) \\
&= \sum_{k=-\infty}^{m-N-1} s_u(k) f_m(k) \alpha^L s_u(k-i) f_m(k-i) \alpha^L + \sum_{k=m-N}^{m+L-N-1} s_{m+L}(k) s_{m+L}(k-i)
\end{aligned}$$

ili

$$r_{m+L}(i) = \alpha^{2L} r_m(i) + \sum_{k=-\infty}^{m+L-N-1} s_{m+L}(k) s_{m+L}(k-i) \quad (3-1g)$$

Znači, $r_{m+L}(i)$ se može računati rekurzivno iz $r_m(i)$ koristeći jednačinu (3-1g). ova novo izračunata vrijednost $r_{m+L}(i)$ se smješta u memoriju da bi se koristila u narednom adaptacionom ciklusu. Autokorelacioni koeficijent $R_{m+L}(i)$ se onda računa kao

$$R_{m+L}(i) = r_{m+L}(i) + \sum_{k=m+L-N}^{m+L-1} s_{m+L}(k) s_{m+L}(k-i) \quad (3-1g)$$

Do sada je uopšteno objašnjen način kako radi procedura za hibridno prozorovanje. Vrijednosti parametara za blok za hibridno prozorovanje 36 slika 3.4a su

$$M=10, L=20, N=30 \text{ i } \alpha=(1/2)^{1/40}=0.982820598 \text{ (pa je } \alpha^{2L}=1/2)$$

Kad se završi računanje svih 11 autokorelacionih koeficijenata izvršava se "korekcija bijelog {uma". To se izvodi povećanjem energije $R(0)$ za mali iznos:

$$R(0) \leftarrow \left(\frac{257}{256} \right) R(0) \quad (3-1i)$$

Efekat toga je popunjavanje dolina u spektru bijelim {umom da bi se smanjio spektralni dinamički opseg i izbjeglo stanje greške u pratećem bloku za Levins-Durbinovu rekurziju. Faktor korekcije bijelog {uma (WNCF) od 257/256 odgovara nivou bijelog {uma od 24 dB ispod srednje snage govora.

Zatim, koristeći korigovane autokorelacione koeficijente, u bloku za Levins-Durbinovu rekurziju broj 37 rekurzivno se računaju prediktorski koeficijenti od 1 do 10 reda. Neka je j-ti koeficijent prediktora i-tog reda $a_j^{(i)}$. Tada se rekurzivna procedura može definisati na sljedeći način:

$$E(0) = R(0) \quad (3-2a)$$

$$k_i = - \frac{R(i) + \sum_{j=1}^{i-1} a_j^{(i-1)} R(i-j)}{E(i-j)} \quad (3-2b)$$

$$a_i^{(i)} = k_i \quad (3-2c)$$

$$a_j^{(i)} = a_j^{(i-1)} + k_i a_{i-1}^{(i-1)}, \quad 1 \leq j \leq i-1 \quad (3-2d)$$

$$E(i) = (1 - k_i^2) E(i-1) \quad (3-2e)$$

Jednačine (3-2b) do (3-2e) se računaju rekurzivno za $i=1,2,\dots,10$, i konačno rješenje je

$$q_i = a_i^{(10)}, \quad 1 \leq i \leq 10 \quad (3-2f)$$

Ako definiemo da je $q_0=1$, tada "filter greške predikcije" (naziva se i "analizatorski filter") ima prenosnu funkciju

$$\tilde{Q}(z) = \sum_{i=0}^{10} q_i z^{-i} \quad (3-3a)$$

a odgovarajući linearni prediktor 10-tog reda je definisan sljedećom prenosnom funkcijom

$$Q(z) = - \sum_{i=1}^{10} q_i z^{-i} \quad (3-3b)$$

Blok za računanje teških koeficijenata (blok 38) računa koeficijente perceptualnog teškog filtera prema sljedećim jednačinama:

$$W(z) = \frac{Q(z/\gamma_2)}{Q(z/\gamma_1)} \quad (3-4a)$$

$$Q(z/\gamma_1) = - \sum_{i=1}^{10} (q_i \gamma_1^i) z^{-i} \quad (3-4b)$$

i

$$Q(z/\gamma_2) = - \sum_{i=1}^{10} (q_i \gamma_2^i) z^{-i} \quad (3-4c)$$

Perceptualni teški filter je desetog reda definisan prenosnom funkcijom $W(z)$ u jednačini (3-4a). Vrijednosti γ_1 i γ_2 su 0.9 i 0.6.

Prema slici 2.2 adapter perceptulnog te`inskog filtera (blok 3) periodi~no ra~una koeficijente od  $W(z)$  prema jedna~inama (3-2) do (3-4), i proslje|uje koeficijente do bloka za ra~unanje vektora impulsnog odziva (blok 12) i perceptulnog te`inskog filtera (blok 4 i 10).

2.3.4 PERCEPTULNI TE@INSKI FILTER

Prema slici 3.2 teku}i vektor ulaznog signala $s(n)$ se propu{ta kroz perceptualni te`inski filter (blok 4), daju}i te`inski (weighted) vektor signala $v(n)$. Osim za vrijeme inicijalizacije, memorija filtera (promjenljive stanja ili vrijednosti koje se nalaze u }elijama za ka{njenje filtera) se nesmiju ni u kom slu~aju postaviti na nulu.

2.3.4.1 OBRADA NE GOVORNIH SIGNALA

Za modemske signale i druge ne govorne signale, CCITT testovi su pokazali da je po`eljno izostaviti perceptulni te`inski filter. To je ekvivalentno postavljanju $W(z)=1$. To se najlak{e mo`e u~initi postavljanjem γ_1 i γ_2 u jedna~ini (3-4a) na nulu. Nominalne vrijednosti za ove promjenljive u govornom modu su 0.9 i 0.6.

2.3.5 SINTETIZATORSKI FILTER

Na slici 2.2 se nalaze dva sintetizatorska filtera (blokovi 9 i 22) sa identi~nim koeficijentima. Oba filtera dobijaju koeficijente od adaptera sintetizatorskog filtera (blok 23). Oba sintetizatorska filtera su filteri 50-tog reda koji se sastoje od petlje povratne sprege sa LPC prediktorom 50-tog reda u grani povratne sprege. Prenosna funkcija sintetizatorskog filtera je $F(z)=1/[1-P(z)]$, gdje je $P(z)$ prenosna funkcija LPC prediktora 50-tog reda.

Nakon {to je dobijen te`inski vektor signala  $v(n)$ , bi}e generisan vektor odziva na nula-ulaz  $r(n)$  pomo}u sintetizatorskog filtera (blok 9) i perceptualnog te`inskog filtera (blok 10). Da bi to ostvarili prvo otvorimo prekida~ 5 spajaju}i ga na ~vor 6. posljedica toge je da }e signal koji ide od ~vora 7 u sintetizatorski filter (blok 9) biti nula. Onda pustimo sintetizatorski filter 9 perceptualni te`inski filter 10 da izvr{e filtriranje 5 odbiraka (jedan vektor). To zna~i da smo nastavili operaciju filtriranja sa signalom nula u ~voru 7. Rezultuju}i izlaz perceptualnog te`inskog filtera 10 je `eljeni vektor odziva na nula-ulaz $r(n)$.

Izuzev nakon inicijalizacije, memorija filtera 9 i 10 nije nikada nula, izlazni vektor $r(n)$ tako|e nije nula, iako je ulaz filtera iz ~vora 7 nula. Vektor $r(n)$ je odziv ova dva filtera na prethodni poja~anjem skaliran pobudni vektor $e(n-1), e(n-2), \dots$.

2.3.6 RA^UNANJE CILJNOG VEKTORA VEKTORSKOG KVANTOVANJA

U ovom bloku se vr{i oduzimanje vektora odziva na nultu pobudu $r(n)$ od te`inskog vektora govora $v(n)$ da bi se dobio ciljni vektor za pretragu kodne knjige kvantovanih vektora $x(n)$.

2.3.7 ADAPTER SINTETIZATORSKOG FILTERA

Adapter 23 računa koeficijente sintetizatorskih filtera 9 i 22. Kao ulaz uzima kvantovani (sintetizirani) govor i kao izlaz daje koeficijente sintetizatorskog filtera. Njegov rad je sličan radu adaptera perceptulnog teškog filtera 3.

Ovaj adapter je prikazan na slici 2.5. Operacije bloka za hibridno prozorovanje i bloka za Levins-Durbinovu rekurziju 50-tog reda su iste kao i u blokovima 36 i 37 na slici 2.4a osim za naredne tri razlike:

- a) ulazni signal je kvantovani govor, a ne nekvantovani govor
- b) red prediktora je 50

c) različit su parametri hibridnog prozora: $N=35$, $\alpha = \left(\frac{3}{4}\right)^{\frac{1}{40}} = 0.992833749$

Period postavljanja novih koeficijenata je i dalje 20, i koeficijent korekcije bijelog {uma je i dalje $257/256=1.00390625$.

Neka je $P(z)$ prenosna funkcija LPC prediktora 50-tog reda oblika

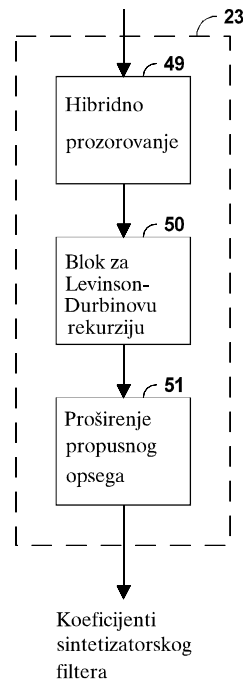
$$P(z) = -\sum_{i=1}^{50} \mathfrak{S}_i z^{-i} \quad (3-5)$$

gdje su $\mathfrak{S}$ koeficijenti prediktora. Da bi se poboljšala otpornost na greške u kanalu, ovi koeficijenti se izmjenjuju da bi se malo proširili vrhovi u rezultujućem LPC spektru. Modul za proširenje propusnog opsega 51 izvodi postupak proširenja na sljedeći način. Od dobijenih LPC prediktorskih koeficijenata $\mathfrak{S}$, novi skup koeficijenata a_i se računa prema

$$a_i = \lambda^i \mathfrak{S}, \quad i = 1, 2, \dots, 50 \quad (3-6)$$

gdje je λ dato sa

$$\lambda = \frac{235}{236} = 0.9821825 \quad (3-7)$$



Slika 2.8 Adapter sintetizatorskog filtera

Ovo ima efekat pomjeranja svih polova sintetizatorskog filtera radijalno prema ishodištu za faktor λ . Kako se polovi pomjeraju od jedinične kružnice, proširuju se vrhovi u frekventom odzivu.

Poslije ovakvog proširenja propusnog osega, izmjenjeni LPC prediktor ima prenosnu funkciju

$$P(z) = -\sum_{i=1}^{50} a_i z^{-i} \quad (3-8)$$

Izmjenjeni koeficijenti se poslije proslijeđuju u sintetizatorske filtere 9 i 22. Ovi koeficijenti se također proslijeđuju u blok za računanje vektora impulsnog odziva 12.

Sintetizatorski filteri 9 i 22 imaju prenosnu funkciju

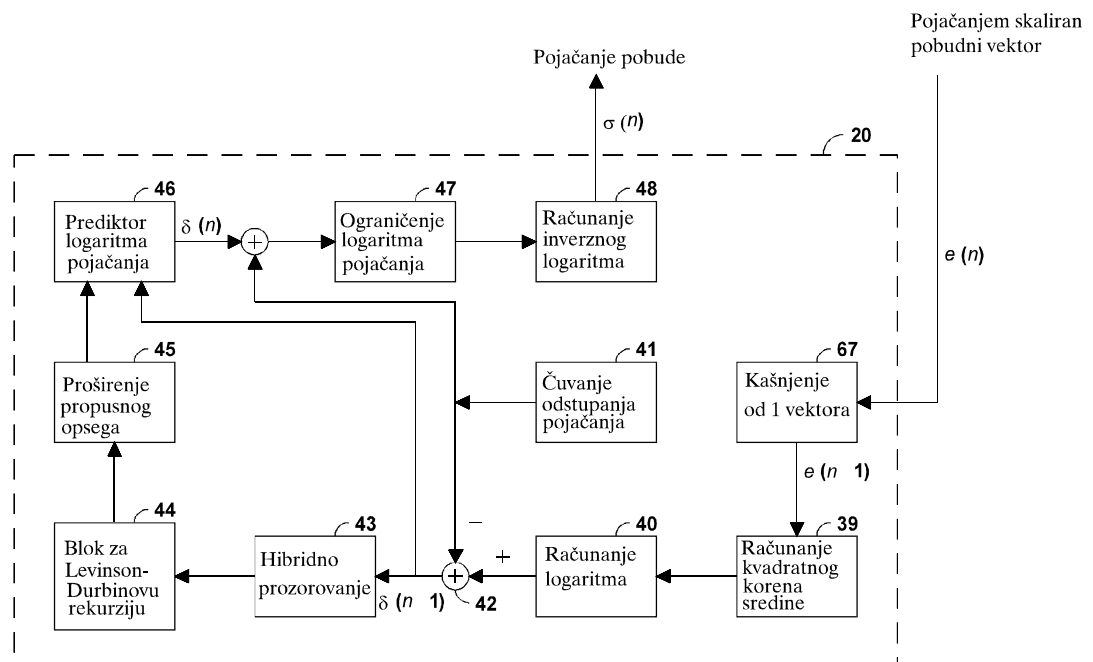
$$F(z) = \frac{1}{1 - P(z)} \quad (3-9)$$

Sliče perceptualnom tešinskom filteru, sintetizatorski filteri 9 i 22 dobijaju nove koeficijente jednom u četiri vektora, i to se dešava u toku obrade trećeg vektora u svakom četvoro vektorskom adaptacionom ciklusu. Novi koeficijenti se računaju na osnovu kvantovanog govora zaključno sa posljednjim vektorom prošlog adaptacionog ciklusa, tj. postoji kašnjenje od dva vektora prije nego što se počnu koristiti novi koeficijenti. To je zato što blok za Levinson-Durbinovu rekurziju 50 i blok za računanje tabele energije vektora

15 (koji je biti kasnije obja{njen) zahtjevaju intenzivno ra~unanje. Iako su autokorelacioni koeficijenti prethodno kvantovanog govora dostupni u toku obrade prvog vektora teku~eg adaptacionog ciklusa, ra~unanje mo~e da bude du~e od vremena obrade jednog vektora. Da bi se odr~ala osnovna veli~ina prihvatne zone od jednog vektora (da bi se odr~alo malo ka{njenje obrade), i da bi se ra~unanje moglo izvoditi u realnom vremenu, uvedeno je ka{njenje od dva vektora.

2.3.8 ADAPTER VEKTORSKOG POJA^ANJA

Ovaj adapter ra~una poja~anje pobude $\sigma(n)$ za svaki indeks (vremenski) vektora n . Poja~anje pobude $\sigma(n)$ je faktor skaliranja koji se koristi za skaliranje pobudnog vektora $y(n)$. Adapter 20 uzima poja~anjem skaliran pobudni vektor $e(n)$ kao ulaz, i daje poja~anje pobude $\sigma(n)$ kao izlaz. Ovaj blok vr{i predikciju poja~anja od $e(n)$ na osnovu poja~anja od $e(n-1)$, $e(n-2)$, koriste}i adaptivnu linearnu predikciju poja~anja u logaritamskom domenu. Ovaj adapter je prikazan detaljno na slici 3.6



Slika 2.9 Adapter vektorskog poja~anja

Ovaj adapter radi na sljede}i na~in. Blok za ka{njenje za jedan vektor 67 ~ini dostupnim prethodni poja~anjem skaliran pobudni vektor $e(n-1)$. Blok za ra~unanje srednje kvadratne vrijednosti 39 ra~una srednju kvadratnu vrijednost vektora $e(n-1)$. Potom blok za ra~unanje logaritma ra~una vrijednost srednje kvadratne vrijednosti od $e(n-1)$ u dB.

Prema slici 2.6 vrijednost pomjeraja logaritma pojaćanja od 32 dB je smjećtena u bloku 41. Ova vrijednost odgovara srednjem nivou pojaćanja pobude u dB za vrijeme zvučnih dijelova govora. Sabirać 42 oduzima vrijednost pomjeraja logaritma pojaćanja od logaritma pojaćanja koji je izračunat u bloku 40. Rezultujući logaritam pojaćanja sa uklonjenim pomjerajem $\delta(n-1)$ se koristi u bloku za hibridno prozorovanje 43 i bloku za Levinson-Durbinovu rekurziju 44. Blokovi 43 i 44 rade na isti naćin kao i blokovi 36 i 37 u adapteru perceptualnog tećinskog filtera (slika 2.4), izuzev toga da su parametri hibridnog prozora razlićiti i signal koji se analizira je sad logaritam pojaćanja sa uklonjenim pomjerajem a ne ulazni govor. (Samo jedna vrijednost pojaćanja se računa za pet odbiraka govora). Parametri hibridnog prozora bloka 43 su :

$$M=10, L=4, N=20 \text{ i } \alpha = \left(\frac{3}{4}\right)^{\frac{1}{8}} = 0.96467863$$

Izlaz iz bloka za Levinson-Durbinovu rekurziju 44 su koeficijenti linearnog prediktora 10-tog reda sa prenosnom funkcijom

$$\mathcal{R}(z) = -\sum_{i=1}^{10} \mathcal{G}_i z^{-i} \quad (3-10)$$

Blok za proćirenje propusnog opsega 45 vrći pomjeranje korijena polinoma radijalno prema ishodićtu na slićan naćin kao u modulu 51 na slici 2.5. Rezultat toga je prediktor pojaćanja sa proćirenim propusnim opsegom sa prenosnom funkcijom

$$R(z) = -\sum_{i=1}^{10} \alpha_i z^{-i} \quad (3-11)$$

gdje se koeficijenti λ_i računaju kao

$$\alpha_i = \left(\frac{29}{32}\right)^i \mathcal{G}_i = (0.90625)^i \mathcal{G}_i \quad (3-12)$$

Ovakvo proćirenje propusnog opsega ćini adapter pojaćanja (blok 20 na slici 2.2) otpornijim na grećke u kanalu. Koeficijenti α_i se zatim koriste kao koeficijenti prediktora logaritama pojaćanja (blok 46 na slici 2.6). Koeficijenti prediktora 46 se mijenjaju na svaka ćetiri vektora, i ta izmjena se dećava za vrijeme obrade drugog vektora govora u toku ćetvoro-vektorskog adaptacionog ciklusa. Prediktor pokućava da predvidi koeficijente $\delta(n)$ na bazi linearne kombinacije od $\delta(n-1)$, $\delta(n-2)$, ..., $\delta(n-10)$. Predvićena verzija $\delta(n)$ se oznaćava sa $\hat{\delta}(n)$ i data je sa

$$\hat{\delta}(n) = -\sum_{i=1}^{10} \alpha_i \delta(n-i) \quad (3-13)$$

Nakon ćto je dobijen $\hat{\delta}(n)$ od linearnog prediktora logaritma pojaćanja, dodaje se pomjeraj logaritma pojaćanja od 32 dB. Blok za ogranićenje logaritma pojaćanja (blok 37) tada provjeri vrijednost logaritma pojaćanja i ogranići je ako je izvan opsega. Gornja

granica je 60 dB, a donja 0 dB. Izlaz iz bloka za ograničenje se dalje vodi u blok za računanje inverzne vrijednosti logaritma (blok 48), koji pretvara vrijednost iz logaritamskog domena (vrijednost u dB) u linearni domen. Blok za ograničenje pojačanja obezbjeđuje da je pojačanje između 1 i 1000.

2.3.9 BLOK ZA PRETRAGU KODNE KNJIGE

Na slici 2.2 vidi se da blokovi 12 do 18 čine blok za pretragu kodne knjige. Ovaj blok pretražuje između 1024 vektora kandidata u pobudnoj vektorski kvantovanoj kodnoj knjizi (blok 19) i daje indeks najboljeg kodnog vektora koji daje odgovarajući kvantovani vektor govora koji je najbliži ulaznom vektoru govora.

Da bi se smanjila složenost pretrage kodne knjige, 10-bitna kodna knjiga sa 1024 članova je podijeljena na dvije manje kodne knjige: 7-bitnu "kodnu knjigu oblika" koja sadrži 128 odgovarajućih kodnih vektora i 3-bitnu "kodnu knjigu pojačanja" koja sadrži osam skalarnih vrijednosti koje su simetrične u odnosu na nulu (tj. jedan bit za znak, dva bita za veličinu). Konačni izlazni kodni vektor je proizvod najboljeg kodnog vektora oblika (iz 7-bitne kodne knjige oblika) i najboljeg nivoa pojačanja (iz 3-bitne kodne knjige pojačanja). Tabela sa 7-bitna kodnom knjigom oblika i tabela sa 3-bitnom kodnom knjigom pojačanja su date u prilogu A preporuke.

2.3.9.1 PRINCIP PRETRAGE KODNE KNJIGE

U principu, blok za pretragu kodne knjige (blok 24) skalira svaki od 1024 vektora kandidata sa tekućim pojačanjem pobude $\sigma(n)$ i proizvodi rezultujuća 1024 vektora, jedan po jedan, kroz kaskadni filter koji se sastoji od sintetizatorskog filtera $F(z)$ i perceptualnog teškog filtera $W(z)$. Memorija filtera se postavlja na nulu svaki put kad blok 23 proslijedi novi kodni vektor u kaskadni filter sa prenosnom funkcijom $H(z)=F(z)W(z)$.

2.3.10 SIMULIRANI DEKODER

Iako je uloga enkodera da identificira i pošalje indeks najboljeg kodnog vektora, potrebno je da se obave neke dodatne radnje kao priprema za enkodiranje narednih vektora govora. Prvo se najbolji indeks u kodnoj knjizi proslijedi do pobudne vektorski kvantovane kodne knjige da bi se dobio odgovarajući najbolji kodni vektor $y(n) = g_{i_{\min}} y_{j_{\min}}$. Najbolji kodni vektor se potom skalira tekućim pobudnim pojačanjem $\sigma(n)$ u bloku 21. Rezultujućim pojačanjem skalirani pobudni vektor je $e(n)=\sigma(n)y(n)$.

Vektor $e(n)$ se potom proizvodi kroz sintetizatorski filter 22 da bi se dobio tekući kvantovani vektor govora $s_q(n)$. Može se primjetiti da blokovi 19 do 23 formiraju simulirani dekodirani vektor govora u odsustvu grešaka u kanalu. Prema slici 3.2, adapteru sintetizatorskog filtera je potreban ovaj kvantovani vektor govora $s_q(n)$ da bi izračunao nove koeficijente sintetizatorskog filtera. Sliče, adapteru vektorskog pojačanja je potreban pojačanjem skaliran pobudni vektor $e(n)$ da bi izračunao nove koeficijente prediktora logaritma pojačanja.

Posljednja radnja koju je potrebno izvesti prije enkodiranja narednog vektora govora je postavljanje novog stanja memorije sintetizatorskog filtera 9 i perceptualnog teškog filtera 10. Da bi to izveli, prvo sačuvamo memoriju filtera 9 i 10 nakon

ra~unanja odziva na nula-pobudu opisanu u paragrafu 2.3.5 . Potom se postavi memorije filtera 9 i 10 na nulu i zatvori se prekida~ 5, tj. spoji se na ~vor 7. Tada se propusti poja~anjem skaliran pobudni vektor kroz dva filtera sa memorijama postavljenim na nulu. Mo~e se primjetiti da zbog toga {to je $e(t)$ du~ine pet odbiraka i filteri imaju memorije postavljene na nulu, broj mno`enja i sabiranja ide od 0 do 4 za period od pet odbiraka. To je zna~ajna u{teda u ra~unanju jer bi bilo 70 mno`enja i sabiranja po odbirku da memorija filtera nije na nuli. Potom dodamo sa~uvano stanje memorije na novo stanje nakon filtriranja $e(n)$. Efekat toga je dodavanje odziva na nula-pobudu i odziva u nultom-stanju filtera 9 i 10.

Mo~e se primijetiti da dobijanja novog stanja memorije, prvih pet elemenata memorije sintetizatorskog filtera 9 su jednaki elementima kvantovani vektora govora $s_q(n)$. To zna~i dodatno smanjenje od 50 mno`enja i sabiranja po odbirku.

Operacije enkodera opisane do sada odre~uju na~in za enkodiranje jednog vektora ulaznog signala. Enkodiranje kompletnog ulaznog signala se obavlja ponavljanjem opisanog postupka za svaki vektor signala.

2.4 LD-CELP DEKODER

Na slici 2.3 dat je {ematski prikaz LD-CELP dekodera. Slijed opis funkcija svakog bloka.

2.4.1 POBUDNA VEKTORSKI KVANTOVANA KODNA KNJIGA

Ovaj blok sadr~i pobudnu vektorski kvantovanu kodnu knjigu (uklju~uju}i kodne knjige oblika i poja~anja) identi~nu kodnoj knjizi 19 u LD-CELP enkoderu. Ovaj blok koristi primljeni najbolji indeks u kodnoj knjizi da bi se izdvojio najbolji kodni vektor $y(n)$ izabran u LD-CELP enkoderu.

2.4.2 BLOK ZA SKALIRANJE POJA^ANJEM

Ovaj blok ra~una skalirani pobudni vektor $e(n)$ mno`enjem svake komponente od $y(n)$ sa poja~anjem $\sigma(n)$.

2.4.3 SINTETIZATORSKI FILTER

Ovaj filter ima istu prenosnu funkciju kao i sintetizatorski filter u LD-CELP enkoderu.

2.4.4 ADAPTER POJA^ANJA VEKTORA

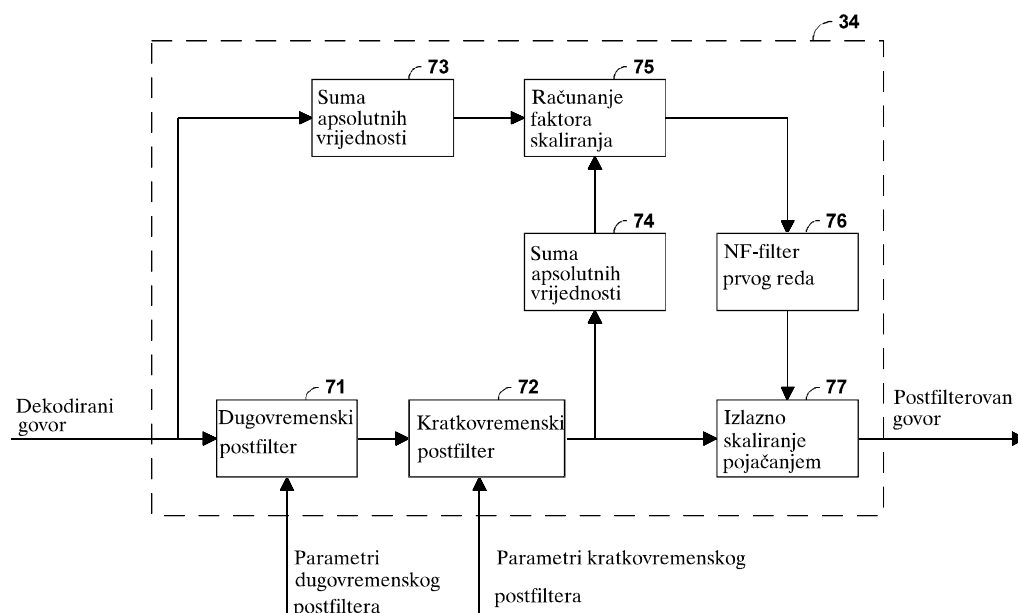
Funkcija ovog bloka je obja{njena u paragrafu 2.3.8 .

2.4.5 ADAPTER SINTETIZATORSKOG FILTERA

Funkcija ovog bloka je objašnjena u paragrafu 2.7 .

2.4.6 POSTFILTER

U ovom bloku se vrši filtriranje dekodiranog govora da bi poboljšao perceptualni kvalitet. Ovaj blok je dalje prikazan na slici 2.7 zbog detaljnijeg prikaza. Postfilter se u osnovi sastoji od tri glavna dijela: dugo-vremenski postfiltera 71, kratko-vremenski postfiltera 72, i izlaznog bloka za skaliranje pojačanja 77. Preostala četiri bloka na slici 2.7 služe za računanje odgovarajućeg faktora skaliranja koji se koristi u bloku 77.



Slika 2.7 [ematski prikaz postfiltera

Dugo-vremenski postfilter 71, je filter nelinearnog oblika sa spektralnim vrhovima lociranim na umnošcima osnovne frekvencije govora koji treba da se postfiltrira. Osnovni period se može izdvojiti iz dekodiranog govora korištenjem detektora osnovnog perioda. Neka je p osnovni period govora (u odbircima) dobijen od detektora osnovnog perioda, tada se prenosna funkcija dugovremenskog postfiltera može izraziti kao

$$H_1(z) = g_1(1 + bz^{-p}) \quad (4-1)$$

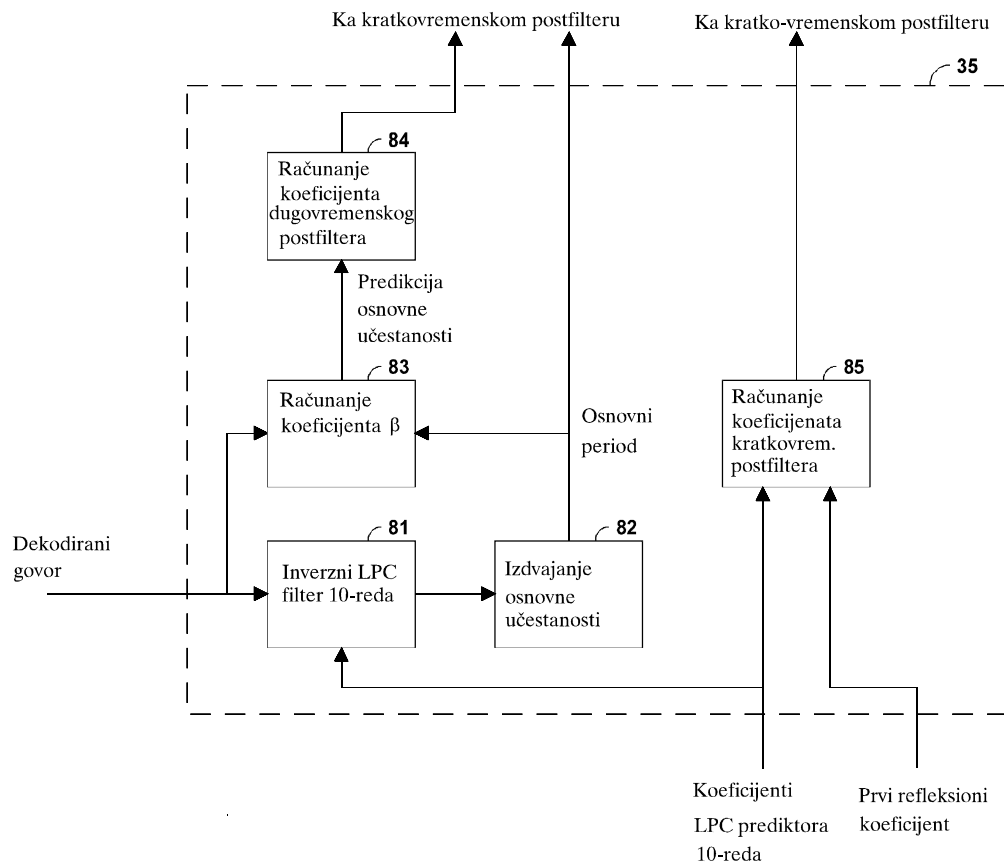
gdje se koeficijenti g_1 , b i osnovni period p obnavljaju jednom u svaki četiri vektora (adaptacioni ciklus) i obnavljanje se dešava za vrijeme obrade trećeg vektora govora u svakom adaptacionom ciklusu.

Kratko-vremenski postfilter 72 se sastoji od filtera (s nulama i polovima) 10-tog reda u kaskadi sa filtrom (sa svim nulama) prvog reda. Filter desetog reda prigušuje

frekvencijske komponente između formantnih vrhova, dok filter prvog reda pokušava da kompenzira skokove u spektru frekventnog odziva filtera desetog reda.

2.4.7 ADAPTER POSTFILTERA

Ovaj blok računa koeficijente postfiltera za svaki adaptacioni ciklus. Postfilter adapter je detaljno prikazan na slici 2.8



Slika 2.8 [ematski prikaz adaptera postfiltera

Prema slici 2.8 inverzni LPC filter 10-tog reda (blok 81) i blok za izdvajanje osnovnog perioda (blok 82) djeluju zajedno da bi se izdvojio osnovni period iz dekodovanog govora. U stvari bilo koji ekstraktor osnovnog perioda sa prihvatljivim karakteristikama (i bez uno{enja dodatnog ka{njenja) se mo`e koristiti ovdje.

3.REALIZACIJA

Opisani algoritam je realizovan u programskom jeziku C radi simulacije na personalnom računaru i u assembleru digitalnog signal procesora MASC 3500.

3.1 SIMULACIJA LD-CELP KODERA U PROGRAMSKOM JEZIKU C

Simulacija algoritma u programskom jeziku C je razvijena zbog potrebe za testiranjem algoritma, proučavanjem ponašanja pojedinih dijelova algoritma i zbog potrebe za poređenjem rezultata dobijenih na DSP MASC 3500 (tj njegovom simulatoru) sa rezultatima dobijenim C simulacijom.

Enkoder i dekodeer su realizovani kao posebne cjeline. Kod je pisan modularno tako da svakom bloku algoritma odgovara posebna funkcija. Svaka funkcija je smještena u posebnoj datoteci. Kodna knjiga, hibridni prozori i ostali koeficijenti su smješteni u posebnim datotekama.

U glavnom programu enkodera se čita iz datoteke vektor ulaznog signala, pozivaju funkcije redoslijedom kako se izvršavaju blokovi algoritma i na kraju se zapisuju u posebne datoteke indeks izabrane kodne riječi (izlaz enkodera) i dekodirani vektor signala (izlaz simuliranog dekodeera - zbog testiranja).

U glavnom programu dekodeera se čita iz datoteke indeks izabrane kodne riječi, pozivaju funkcije redoslijedom kako se izvršavaju blokovi algoritma i na kraju se zapisuju u posebne datoteke dekodirani vektor signala prije i nakon prolaska kroz postfilter.

3.2 REALIZACIJA LD-CELP KODERA NA DIGITALNOM SIGNAL PROCESORU MASC 3500

MASC 3500 je Digitalni Signal Procesor (DSP) sa dužinom riječi od 20 bita i aritmetikom u nepokretnom zarezu (fixed point arithmetic). Procesor je zasnovan na "Harvard" arhitekturi (dvije memorijske zone za podatke D0 i D1, i memorijska zona za program). To je procesor sa protočnim izvršavanjem instrukcija, gdje se svakog masinskog ciklusa dobavlja nova instrukcija, a vrijeme izvršenja instrukcije može da bude nekoliko masinskih ciklusa. Dužina instrukcijske riječi je 20 bita.

Osnovne karakteristike:

- djelimična izmjenljivost programske memorije i memorije za podatke
- 4 hiljade riječi RAM-a i 6 hiljade riječi ROM na čipu
- tri sabirnice za podatke, PD programska, D0 nulta zona podataka, D1 prva zona podataka
- maskiranje i pomjeranje podataka pri dobavljanju/smjertanju iz memorije u ALU
- arhitekturom podržana petlja
- frekvencija rada >40 MHz pri napajanju 4.75..5.5V
- programski kontrolisana frekvencija rada

Sastavni dijelovi procesora su:

- jedinica za 20x20 bitno množenje_i_sabiranje (MAC) ->40 (32) bita rezultat
- 32 bitna aritmetičko logička jedinica (ALU)

- (+23/-24 *32 bita) Barel pomjera~i
- dva modifikatora
- osam akomulatora
- dva adresna generatora za zone podataka
- programski broja~
- instrukcijski deko~der
- 2x32 20-bitna registra op{te namjene
- 20 bitni paralelni I/O
- dva sinhrona serijska I/O kanala
- I/O zasnovan na DMA

Realizacija algoritma na MASC procesoru je izvedena po ugledu na C simulaciju uz kori{}enje prednosti procesora i uz ograni~enja procesora.

Kod je organizovan po modulima kao u C simulaciji. Glavne razlike u odnosu na C simulaciju su proistekle zbog aritmetike u nepokretnom zarezu i potrebe za radom u realnom vremenu. Algoritam je definisan za rad sa aritmetikom u pokretnom zarezu pa su pri implementaciji algoritma na procesoru koji radi u nepokretnom zarezu bile potrebne odre|ene izmjene u odnosu na C kod koji radi u pokretnom zarezu.

Prva vrsta izmjena je prouzrokovana opsegom vrijednosti koje mo`e uzeti broj predstavljen u nepokretnom zarezu (-1.0 do 0.9999999). Zbog toga je bilo potrebno izvr{iti skaliranje svih vrijednosti da bi se na{le u tom opsegu. C simulacijom su odre|eni opsezi u kojima se kre}u vrijednosti koje figuriraju u algoritmu (za svaku vrijednost njen opseg), pa su vrijednosti svedene na opseg -1.0 do 0.9999999 .

Druga vrsta izmjena je prouzrokovana kona~nom du`inom rije~i (20 bita) {to u odre|enim dijelovima algoritma izaziva veliku gre{ku. To je rje{avano tako {to se nekim mjestima simulira aritmetika u pokretnom zarezu (ra~unski zahtijevno), a na nekim mjestima je vr{eno adaptivno pomjeranje opsega promjenljivih zbog {to boljeg iskori{tenja opsega vrijednosti brojeva.

Tre}a vrsta izmjena se odnosi na realizaciju matemati~kih operacija koje ne postoje na MASC procesoru, a to su dijeljenje, logaritmiranje i antilogaritmiranje. Realizacija ovih operacija je zahtijevala naro~itu pa`nju jer se za ove operacije zahtijeva velika ta~nost.

^etvrta vrsta izmjena je prouzrokovana zahtjevom za radom u realnom vremenu i odnosi se na izmjene redoslijeda i/ili na~ina odvijanja pojedinih operacija algoritma.

Peta vrsta izmjena su izmjene zbog potrebe za "istovremenim" radom enkodera i dekodera i odnosi se prvenstveno na potrebu za postojanjem razli~itih promjenljivih za one blokove koji su istovjetni za enkoder i deko~der.

Po preporuci opseg ulaznog signala je -4095 do +4095 {to bi odgovaralo opsegu -0.999999 do 0.999999 nakon dijeljenja sa 4096. Zbog toga su elementi kodne knjige skalirani nadole sa 4096. Tako|e su i vrijednosti minimuma i maksimuma u bloku 10 koje se koriste za ograni~enje opsega izlaznog signala postavljene na -1. +0.999999 (u slu~aju da se MASC povezuje sa A/D i D/A konvertorom koji kodira brojeve po A ili μ zakonu potrebno je te vrijednosti postaviti na granice zasi}enja u tim zakonima) jer A/D D/A konvertor ASCO 2300 sa kojim se spre`e MASC procesor vrijednosti kodira u PCM

formatu. U prilogu B dat je opseg svih promjenljivih i konstanti koje se koriste u algoritmu LD-CELP-a.

Simuliranje računanja u pokretnom zarezu je omogućeno naredbom za detekciju eksponenta EXP i naredbom za aritmetičko pomjeranje broja. Nakon detekcije eksponenta broja vrši se svlačenje broja na opseg 0.5 do 0.999999, odnosno -0.5 do -1. (ako je broj u pokretnom zarezu ovo nije potrebno) i onda se njim postupa kao sa brojem u pokretnom zarezu uz ograničenja da eksponent na kraju računanja mora biti u opsegu +23 -24. Ovim postupkom se povećava tačnost računanja, ali je računski zahtjevan pa je korišten samo na mjestima gdje je to bilo neophodno. Memorisanje brojeva predstavljenih u pokretnom zarezu zahtijeva dvostruko veće zauzete memorije što je dodatna nepovoljnost.

Korištenjem naredbi za detekciju eksponenta i aritmetičkog pomjeranja vršeno je adaptivno pomjeranje opsega promjenljivih. To je korišteno za autokorelacione koeficijente. Za vrijeme računanja oni se čuvaju u formatu pokretnog zareza, a nakon računanja se vrši normalizacija tako da se koeficijent sa najvećom apsolutnom vrijednošću dovede u opseg 0.5 0.999999 (-0.5 -1.), a ostali koeficijenti se skaliraju proporcionalno. Prema jednačinama (3-2a) do (3-2e) može se vidjeti da vrijednost prediktorskih koeficijenata ne ovisi o veličini autokorelacionih koeficijenata, nego o njihovom međusobnom odnosu. Mjenja se vrijednost brojnika razlomka u jednačini (3-2b) ali se na isti način mijenja i vrijednost nazivnika u istoj jednačini pa je rezultat nepromjenjen, a vrijednosti brojnika i nazivnika se čuvaju u formatu pokretnog zareza (brojnik se koristi samo za računanje vrijednosti količnika pa se i ne čuva u memoriji). Ovim postupkom je smanjena greška računanja pa se rezultati dobijeni radom ovih blokova na MASC procesoru ne razlikuju mnogo od rezultata dobijenih radom ovih blokova u C simulaciji. Zbog toga što ovi blokovi zahtijevaju mnogo računanja bilo je bitno da se izbjegne računanje u pokretnom zarezu što je i postignuto.

Dijeljenje je realizovano korištenjem razvoja u Tejlorov red (kao i druge dvije funkcije), uz modifikaciju postupka računanja u cilju smanjenja broja potrebnih operacija. Prvo se dijeljenik i dijelilac prevedu u format pokretnog zareza, pa se vrši dijeljenje mantisa, a eksponenti se oduzimaju. Nakon završenog dijeljenja rezultat se vrati u format u nepokretnom zarezu, a po potrebi se može i koristiti rezultat u pokretnom zarezu (potrebno je izvršiti normalizaciju količnika mantisa i korigovati eksponent). Datim postupkom je postignuta maksimalna greška manja od 10^{-6} što odgovara cifri najmanje četine u akumulatoru MASC procesora. Zbog toga što se operacija dijeljenja koristi u Levinson-Durbinovom rekurzivnom algoritmu na njenoj implementaciji je posvećena velika pažnja.

Logaritmovanje i antilogaritmovanje je također realizovano korištenjem razvoja u Tejlorov red i pretvaranjem ulaza u format pokretnog zareza, čime je postignuta velika tačnost (ovdje nije bilo zahtjeva za malim brojem računskih operacija jer se ove operacije koriste po jednom u toku obrade jednog vektora).

Zbog zahtjeva za radom u realnom vremenu došlo je do promjene redoslijeda izvršavanja instrukcija u pojedinim modulima, a negdje su neke operacije i izmjenjene (tj. obavljaju se na drugi način), ali bez promjene rezultata tih operacija. Najveće izmjene su u blokovima za hibridno prozorovanje, bloku za pretragu kodne knjige 17, bloku za računanje konvolucije i računanje energije vektora kodne knjige oblika i sintetizatorskim filterima 50 reda.

4. ZAKLJUČAK

U ovom radu je realizovana simulacija LD-CELP koda/dekoda u programskom jeziku C, realizovani su svi blokovi koji čine algoritam LD-CELP-a u assembleru digitalnog signal procesora MASC 3500 i testirani poređenjem njihovog rada sa radom odgovarajućih blokova u C simulaciji. Nakon realizacije svih blokova izvršeno je povezivanje i testiranje.

Realizacija ovog rada je zahtijevala detaljnu analizu rada algoritma LD-CELP-a, analizu aritmetike u nepokretnom zarezu i realizovanje algoritma u njoj i upoznavanje sa DSP MASC 3500.

Kvalitet sintetizovanog govora je nešto lošiji nego kod C simulacije, ali te razlike se na testiranim uzorcima govora nisu mogle utvrditi slušanjem, nego vizuelnim poređenjem talasnih oblika signala i mjerenjem odnosa signal/šum.

Algoritam se može izvršavati u realnom vremenu na DSP MASC 3500 i zahtijeva nešto manje od 40 MIPS-a.

Zahtijeva se i 4 hiljade riječi programske memorije i 4 hiljade riječi memorije za podatke.

Realizacija i testiranje algoritma su izvedeni na simulatoru DSP-a MASC 3500 koji se izvršava na personalnom računaru pod operativnim sistemom Windows 3.1x

Dalji razvoj se može vršiti u tri oblasti:

- povećanje kvaliteta sintetizovanog govora sa ciljem izjednačavanja sa C simulacijom
- smanjenje potrebnog memorijskog prostora za kod i podatke
- povećanje brzine rada
- ispitivanje osjetljivost koda na greške u prenosu.

5.LITERATURA

[1] CCITT Recommendation G.728 "CODING OF SPEECH AT 16 kbit/s USING LOW-DELAY CODE EXCITED LINEAR PREDICITON" ,Geneva, 1992

[2] MASC 3500 CONCEPT, ITT Intermetall

PRILOG 1

LISTING SIMULACIJE LD-CELP KODERA U PROGRAMSKOM JEZIKU C

PRILOG 2

LISTING IMPLEMENTACIJE LD-CELP KODERA NA DSP MASC 3500

