

S. Leonardis

Fakulteta za elektrotehniko, Ljubljana

M. Jagodič

L. Petrovič

Dj. Zrilič

Institut za prenosno tehniko-ISKRA, Ljubljana

PROBLEMATIKA REALIZACIJ ADAPTIVNOG DELTA MODULATORA - ADM SA SLOGOVNIM KOMPANDIRANJEM

1. Uvod

Poznato je da se srednja snaga govornog signala mijenja po slogovima. Vokali i konsonanti grade slogove čije prosječno trajanje iznosi $1/4$ s. Od toga izgovor konsonanta traje $1/25$ do $1/50$ s i predstavlja prelazno stanje. Ostali dio vremena ispunjavaju vokali i to je stacionarno stanje $1/5$.

Poznato je da je Δ -modulator tip modulatora sa povratnom vezom. Znači, karakteristike modulatora su određene kvalitetom lokalnog demodulatora, koji je sadržan u toj povratnoj vezi. Strategijom slogovnog kompondiranja bi željeli očuvati konstantnu normalizovanu ulaznu snagu pri najvećem odnosu S/N . Podatak o veličini normalizovanog ulaznog signala je sadržan u digitalnom izlazu modulatora. Ovaj digitalni izlaz memorišemo i detektujemo, a zatim vodimo na slogovni integrator. Vrijednost vremenske konstante slogovnog integratora je različita i prema mnogim autorima njena veličina se kreće od $3 - 50$ ms $/6/$. Mnogi autori (Rigby, Smith, Canniff i dr.) su dali prednost slogovnom kompondiranju u odnosu na trenutno, kada je upotrebljen govor kao modulišući signal.

Najveću vrijednost normalizovane ulazne snage dostižemo onda kada je vjerovatnoća nastupa 4 za redom jednaka bita: $0,1 \leq \eta \leq 0,3$ $/7/$. To dostižemo na više načina. Ovdje su usvojena dva načina vrijednotenja veličine ulaznog signala. Kod prvog je kompondorska logika izvedena na način prikazan na slici 1, tj. detektovanje 4 za redom jednaka bita, pa zatim produžavanje za 4 jednaka bita.

Kod drugog načina je usvojena samo detekcija 4 jednaka bita, kao što je prikazano na slici 12.

2. Opis prve varijante ADM sa slogovnim kompondiranjem

Analizu ove varijante bi mogli podijeliti po njenim sklopovima: komparator, kompondorska logika, slogovni integrator, rekonstrukcijski integrator i impulzni amplitudni

modulator. Pošto bi analiza svih ovih sklopova bila obimna i izlazila iz okvira ovog referata, ovdje su analizirani neki najznačajniji problemi pri realizaciji pojedinih sklopova.

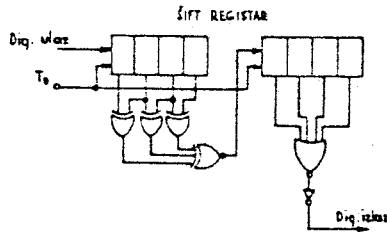
2.1 Komparator

Za zahtjevanu dinamiku $D \geq 40$ dB rekonstruisanog signala pri odnosu $S/N \geq 28$ dB i ulaznom signalu amplitude $1 V_{eff}$ u našem primjeru su zahtjevi sledeći:

- da ima dovoljnu osjetljivost (≥ 1 mV)
- da ima dovoljno pojačanje (≥ 72 dB u frekventnom području do $f_0/2$)
- vrijeme odziva nije uopće kritično
- da ima kompenzirane off-set napone.

2.2 Kompandorska logika

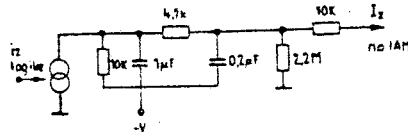
Sa detekcijom sekvence 4 jednaka bita i produžavanjem sa 4 jednaka bita postiže se jednosegmentnu kompandorsku karakteristiku. Sa produžavanjem, sistem postane još posebno neosjetljiv na istovremene greške /6/. Realizacija je prikazana na slici 1, a izvedena je sa CMOS-logikom RCA serije CD 4000.



Sl. 1 Detekcija strmine ulaznog signala
(napojanje logike je: 0 - 10 V)

2.3 Slogovni integrator

Digitalni izlaz kompandorske logike vodimo na slogovni integrator I_2 (sl. 2).



Sl. 2 Strujni generator sa slogovnim integratorom
(R_M - određuje veličinu minimalne stepenice)

IAM je izveden sa operacijskim pojačavačem CA 3080 i on ima strujnu regulaciju pojačanja. Da bi obezbjedili strujnu regulaciju pojačanja IAM, neophodno je da izvedemo naponsko-strujnu konverziju digitalnog izlaza logike. U ovoj varijanti slogovni iniegrator je dvojni i ima polove pri frekvenciji 15 Hz i 150 Hz. Za tačan rad IAM neophodna je velika tačnost elemenata u dvojnog integratoru

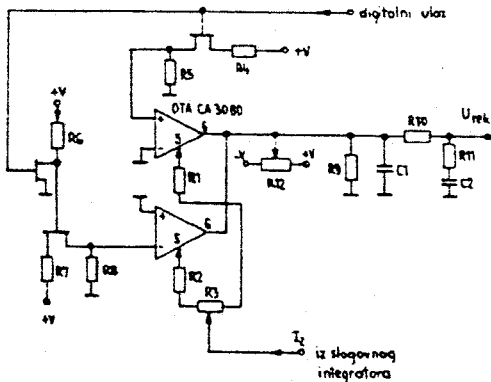
2.4 Impulsni amplitudni modulator - IAM

Ako usvojimo da je $S/N = A$ tada možemo za prosti primjer utvrditi približne tolerance u kojima se smiju kretati kompletnog IAM zajedno sa slogovnim i rekonstrukcijskim integratorom

Neka je $S/N = 28$ dB, tada odstupanje mora biti ≤ 4 %.

Za $S/N = 33$ dB, tada odstupanje mora biti ≤ 2.25 %.

To bi bile ustvari veličine promjene stepenice na strani demodulatora gledajući na onu u modulatoru. Postoje dvije mogućnosti realizacije IAM: da je regulisan strujno ili naponski. Ovdje je izvedena varijanta sa strujnom regulacijom. Naime, to je izvedba strujnog generatora koji dodatno sadrži diodno kompondiranje (RCA-linear Katalog 1975 - transkonduktančni operacijski pojačavač CA 3080), Principijelna shema IAM je data na slici 3.

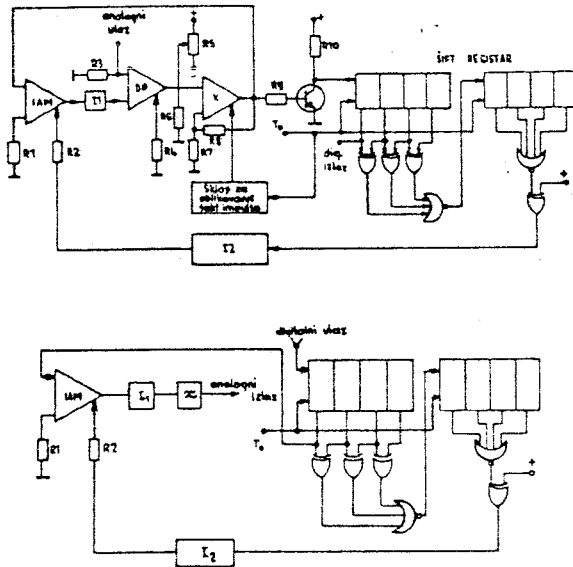


Sl. 3 IAM sa rekonstrukcijskim integratorom

Prednost ovog IAM pred ostalima je da je on ustvari prost strujni generator sa unutrašnjim kompondiranjem. Izborom istih operacijskih transkonduktančnih pojačavača CA 3080 sa jednakom ovisnošću I od I_2 , dobili bi praktično idealan IAM, bez faznih promjena i frekventnih uticaja do 100 kHz.

Veliku ulogu na odnos S/N rekonstrukcijskog signala ima takodje rekonstrukcijski integrator. To se odnosi u prvom redu na izbor nula i polova, kao i izbor samih elemenata rekonstrukcijskog integratora. U slučaju da nam je sistem u modu izvedbi, tada nam se javne zabljevi za tačnošću obaju dvojnih integratora i IAM.

Na slici 4 je data uprošćena šema modulatorskog i demodulatorskog kola.



Sl. 4 Uprošćena principijelna šema modulatora i demodulatora

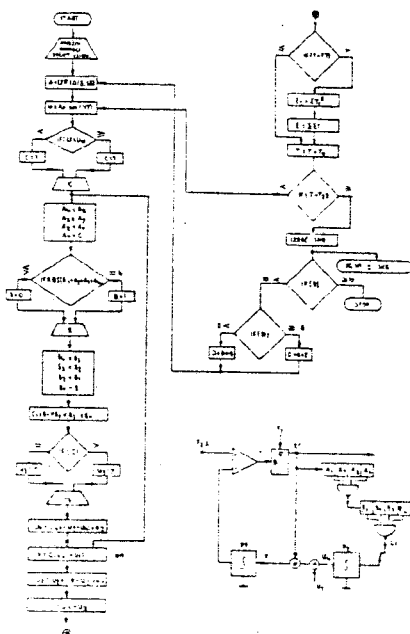
2.5 Rezultati računarskih simulacija

Na slici 5 je dat dijagram toka računarskih simulacija u BASICU na računaru HP-9830A. Simulacija je izvedena za komandorsku logiku sa odlukom na 4 jednaka bita i zatim sa produženjem za 4 jednaka bita.

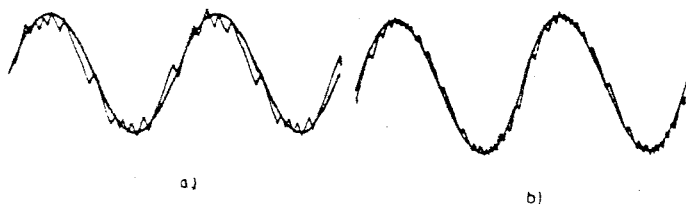
Na slici 6 je prikazana računarska simulacija rekonstruisanog sinusnog signala frekvencije $f = 800$ Hz, amplitude 1 V, pri ulaznom nivou 0 dB. Slogovno komandiranje je izvedeno sa odlukom na 4 jednaka bita, pa zatim produžavanjem za 4 jednaka bita. Slogovni integrator ima vremensku konstantu punjenja $t_1 = 10$ ms, i pražnjenja $t_2 = 20$ ms. Crtanje rekonstruisanog signala je počelo nakon 10 do 12 perioda od početka delta procesa. Za $f_0 = 32$ kHz je odnos $S/N = 24,4$ dB a za $f_0 = 64$ kHz je odnos $S/N = 34$ dB. U formuli za simulaciju je uzet u obzir filter propusnik opsega, $B = 3100$ Hz, kao i jednostruka integracija.

Na slici 7 je prikazana računarska simulacija rekonstruisanog odskočnog signala, amplitude 1 V pri 0 dB, pri različitim frekvencijama odmeravanja. Uzet je u obzir isti način komandiranja kao i u prvom slučaju simulacije. Zbog velike vremenske

konstante, sa slike nije moguće vidjeti vrijeme smirivanja rekonstruisanog signala.

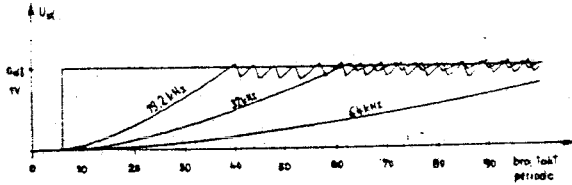


Sl. 5 Dijagram toka računarskih simulacija



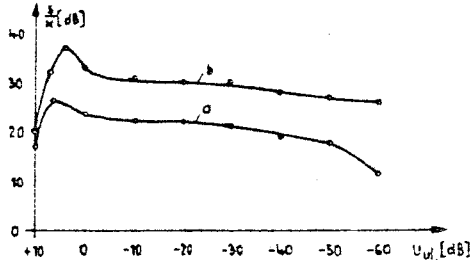
Sl. 6 Simulirani odziv na sinusni signal frekvencije $f = 800$ Hz i frekvencija odmeravanja

- a) $f_0 = 32$ kHz
 b) $f_0 = 64$ kHz



Sl. 7 Simulirani odziv na odskočnu funkciju amplitude 1 V pri 0 dB i različitim frekvencijama odmjerenja
 a) $f_o = 19,2$ kHz
 b) $f_o = 32$ kHz
 c) $f_o = 64$ kHz

Na slici 8 su prikazani rezultati simulacije odnosa S/N ove varijante za sinusni signal frekvencije 800 Hz i frekvencija odmjerenja 32 kHz i 64 kHz. Pri ovoj simulaciji nije uzet u obzir komparatorski efekt diode u IAM-CA3080. Ova simulacija je izvedena za jednostruku integraciju u rekonstrukciji.



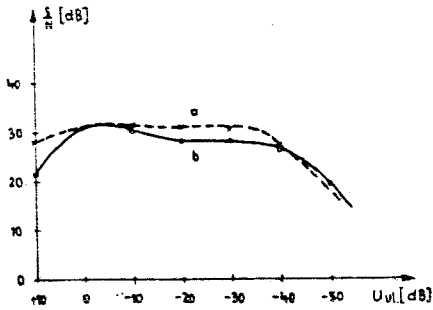
Sl. 8 Odnos S/N u funkciji ulaznog nivoa sinusnog signala frekvencije $f = 800$ Hz
 a) $f_o = 64$ kHz
 b) $f_o = 32$ kHz

2.6 Rezultati mjerenja

Jedan od zahtjeva je bio: izgradnja kvalitetnog digitalnog slogovnog kompariranja, čiji kvalitet možemo kontrolisati, tako da kompariranje simuliramo i mjerimo kvalitet rekonstrukcije, tj. odnos S/N. Na slici 9. je prikazan odnos S/N u ovisnosti od veličine ulaznog nivoa signala (sinus frekvencije $f = 800$ Hz) za simuliranu adaptivnost (kriva a) i adaptivnost slogovnog kompariranja (kriva b).

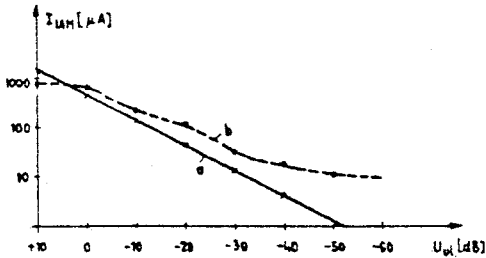
Na slici 10 se vidi razlika između teorijske a) i realizovane b) struje adaptacije I_2 za adaptivnu stepenicu u ovisnosti od nivoa ulaznog signala ($I_2 = I_{2AV}$ izl.). Simulirana adaptivnost ne daje uvijek optimalnih rezultata, je se u primjeru originalne adaptivnosti povelope napona na slogovnom integratoru mijenja u ritmu ulaz-

nog signala sa 10 %-tnom amplitudom kod nivoa - 40 dB, do nekoliko procenata jednosmjerne vrijednosti kod nivoa 0 dB ulaznog signala.



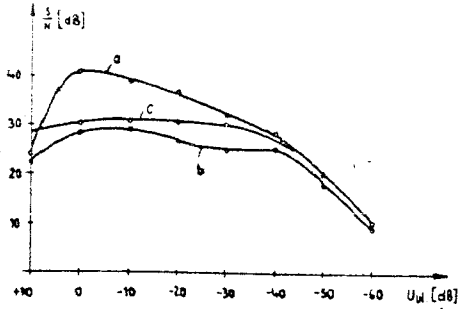
Sl. 9 Kvalitet rekonstruisanog signala na lokalnom demodulatoru
 a) simulirana adaptivnost (otvorena povratna veza)
 b) sa zatvorenom povratnom vezom

Sa slike 10 se takodje vidi razlika izmedju vrijednosti adaptivne struje slogovnog integratora I_z (kriva b) i teorijske vrijednosti I_z (kriva a). Taj efekat je naročito izražen pri nivou ulaznog signala od - 30 dB. Ovo je radi nesavršene izvedbe strujnog generatora, koji daje struju I_z . Pri nivou od - 40 dB dolazi do izražaja komparatorska osobina diode sadržane u IAM. Taj efekat se vidi na slici 11.



Sl. 10 Izlazna struja IAM u funkciji ulaznog nivoa signala
 a) teorijska vrijednost
 b) praktično realizirana vrijednost

Kao glavni kriterij za ocjenu kvalitete ADM uzet je odnos S/N. Mjerenje je vršeno preko filtra-propusnika opsega od 300 - 3400 kHz sa slabljenjem od 0,5 dB u propusnom opsegu. Rezultati mjerenja su prikazani na slici 11.

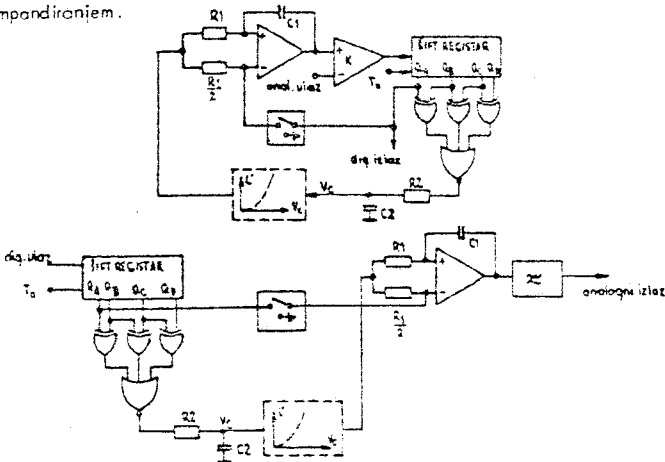


Sl. 11 Odnos S/N za sinusni signal frekvencije $f = 800$ Hz za različite ulazne nivoe.
 a) za $f_0 = 64$ kHz
 b) simulirana adapt. pri $f_0 = 32$ kHz
 c) mjereno na demodulatoru, prenosni kanal bez greške

3. Opis druge varijante ADM sa slogovnim kompondiranjem

U daljnjem radu se nastojalo minimizirati što više analognih komponenta sadržanih u prvoj varijanti. Premda je ta varijanta dala upotrebljive rezultate, nastojalo se je jednom prostijom hardwareskom strategijom doći do upotrebljivih rezultata. U prvoj varijanti je kompondiranje izvedeno uz pomoć kompondorske logike, slogovnog integratora i IAM. Međutim, sa slike 4 vidimo da pri nižim ulaznim nivoima signala dolazi do degradacije odnosa S/N . Ovom drugom varijantom želimo zadržati odnos S/N konstantnim u dinamičkom opsegu od 40 dB, uz što skromniju hardware-sku konstrukciju.

Na slici 12 je prikazana druga varijanta modulatora i demodulatora sa slogovnim kompondiranjem.



Sl. 12 Principijelna šema druge varijante ADM sa slogovnim kompondiranjem

Mjera normalizovane ulazne snage je sadržana u izlaznom binarnom signalu. Za razliku od prve varijante, koja koristi kompondiranje sa produžavanjem na 4 jednaka bita, ovdje se koristi kompondiranje sa detekcijom 4 uzastopno jednaka bita bez logike za produžavanje. Znači, i ovdje, binarni izlaz, kada memorišemo u shift registru, upotrebljavamo kao indikator za ocjenu veličine normalizovane ulazne snage.

Modulator sa slike 12 sadrži sledeće bitne sklopove: komparator, kompondorsku logiku, slogovni integrator vremenske konstante $t_2 = R_2C_2$, sklop za kompondiranje i aktivni rekonstrukcijski integrator.

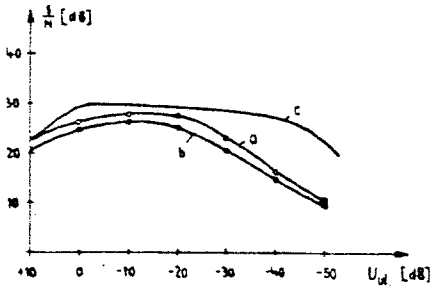
Za komparator se postavljaju isti zahtjevi kao i u prethodnoj izvedbi. Treba napomenuti da je u ovoj varijanti komparator prostije konstrukcije i njegovo pojačanje iznosi 130 dB, osjetljivost mu je jako velika. Realizovan je sa OTA CA 3080.

Kod kompondorske logike detekcija 4 sukcesivne jedinice ili nule daje slogovnom integratoru nalog da se dužina stepenice mijenja proporcionalno sa nivoom ulaznog signala. Izlazna funkcija kompondorske logike ima oblik

$$\eta = Q_A Q_B Q_C Q_D + \overline{Q}_A \overline{Q}_B \overline{Q}_C \overline{Q}_D$$

Vrijednost η je prema Canniffu (7) od 0,1 do 0,3. Napon slogovnog integratora V_C se pojavljuje na kompondorskom sklopu. Ta promjena napona na ulazu kompondorskog sklopa prouzrokuje promjenu struje na izlazu toga sklopa. Zakon promjene se odvija po 4-segmentnoj aproksimacijskoj karakteristici, kao što je prikazano na slici 12.

Treba napomenuti da je realizacija kompondorskog sklopa u toku. Vrše se računarske simulacije u cilju iznalaženja optimalne kompondorske karakteristike za maksimalan odnos S/N u dinamičkom području od 40 dB. Već su dobiveni bolji rezultati. Ovim sklopom se žele postići vrijednosti odnosa S/N , koje opisuje kriva c na slici 13. Na istoj slici su prikazani rezultati mjerenja na modelu bez kompondorskog sklopa.



Sl. 13 Odnos S/N u funkciji nivoa ulaznog signala

- mjereno na lokalnom demodulatoru
- mjereno na prijemnom demodulatoru
- očekivano poboljšanje postignuto kompondorskim sklopom

Kazlika u odnosu S/N između lokalnog i prijemnog demodulatora, nastaje zbog nesavršene jednakosti elemenata sa jedne strane i interne kompenzacije eventualnih odstupanja u samom modulatoru sa druge strane.

Mjerenje je višeno na instrumentu "DISTORTION ANALYZER" preko filtra-propusnika opsega od 300 - 3400 Hz, sa slabljenjem od 0,5 dB u propusnom opsegu.

4. Poredjenje dobijenih rezultata

Mnogi autori su već dali prednost slogovnom komandiranju u odnosu na trenutno, kada se radi o govornim signalima. Pri trenutnom komandiranju je uticaj greške, jako veliki. To su ustvari sinhroni sistemi. Naime, slogovne promjene se dešavaju jako sporo i ne postoji bojazan da bi greška na liniji izazvala degradaciju u odnosu S/N . Ovaj sistem je asinhron i za njega nije potrebno nikakvo izvođenje posebnog sinhronizma.

Iz dobijenih rezultata se vidi da se dobije znatno bolji odnos S/N na širem dinamičkom području, u odnosu na trenutno komandiranje /1/, /2/, /3/. Za očekivati je da će se dobiti još bolji rezultat optimizacijom sklopa za komandiranje na isti način koga je dao Conniff /7/. Ukoliko želimo zadržati prostu hardwaresku strategiju ADM sa slogovnim komandiranjem, a pri tome želimo postići CCITT kvalitet propisan za PCM, onda je jasno da frekvencija odmjerenja mora biti veća od 32 kHz (sl. 11 i sl. 13).

Bez obzira na to ADM sa slogovnim komandiranjem je upotrebljiv u najnižim ravniama javne mreže, kao i u posebnim telefonskim mrežama gdje od strane CCITT ne zahtjevamo predviđen broj A/D konverzija.

Daljim usavršavanjem ADM možemo samo poboljšati dinamiku, međutim najveći odnos S/N , pri frekvenciji odmjerenja $f_0 = 32$ kHz, ostaje oko 29 dB.

Literatura:

- /1/ N.S. Jayant: "Adaptive Delta Modulation with a One-Bit Memory".
TBSTJ. March 1970, No. 3
- /2/ C.J. Kikkert: "Digital Techniques in Delta Modulation". IEEE Transactions
on Communication Technology, August 1971.
- /3/ N.S. Jayant: "Digital Coding of Speech Waveforms: PCM, DPCM and DM
- Quantizers". Proceedings of IEEE, Vol. 62, No. 5,
May 1974
- /4/ Hansr. Schindler: "Linear, Nonlinear and Adaptive Delta Modulation."
IEEE Transaction on Communications, Vol. com. 22, No.11,
November 1974
- /5/ A. Damjanović, H. Kurtović: "Elektroakustika". Beograd, 1965
- /6/ J.A. Greefkes, K. Riemens: "Codemodulation mit digital gesteueter
Kompondierung für Sprechübertragung". Philips Technische
Rundschau 1970/71, Nr. 11/12.
- /7/ R.J. Canniff: "Signal Processing in SLC - 40, a 40 channel rural subscriber
carrier". Bell Laboratories Whippany, New Jersey 07981.
- /8/ Dj. Zrilić, M. Jagodić, A. Iršič: "Adaptivni delta modulator sa digitalnom
adaptacijom". "TEHNIKA" br. 11, 1075, Beograd
- /9/ S. Leonardis, M. Jagodić, A. Iršič, Dj. Zrilić: "Digitalni prenosni sistemi
z adaptivno delta modulacijom". I. faza, april 1974.
Neobjavljen rad za SBK
- /10/ S. Leonardis, M. Jagodić, A. Iršič, M. Petrovičić, Dj. Zrilić:
"Digitalni prenosni sistemi z adaptivno delta modulacijom".
II. faza, januar 1976 Neobjavljen rad za SBK

