



Univerzitet u Nišu

Elektronski fakultet



DRAGAN R. TOPISIROVIĆ

**UNIFIKOVANA TEORIJA SINTEZE
I POSTUPAK PROJEKTOVANJA
POLINOMSKIH FILTERA SA GRANIČNO
MONOTONOM KARAKTERISTIKOM**

Doktorska disertacija

Tekst ove doktorske disertacije stavlja se na uvid javnosti, u skladu sa članom 30. stav 8. Zakona o visokom obrazovanju („Sl. glasnik RS“, br. 76/2005, 100/2007 – autentično tumačenje, 97/2008, 44/2010, 93/2012, 89/20013 i 99/2014).

NAPOMENA O AUTORSKIM PRAVIMA:

Ovaj tekst se smatra rukopisom i samo se saopštava javnosti (član 7. Zakona o autorskim i srodnim pravima, „Sl. glasnik RS“, br. 104/2009, 99/2011 i 119/2012).

Nijedan deo ove doktorske disertacije ne sme se koristiti nu u kakve svrhe, osim za upoznavanje sa sadržajem pre odbrane.

Niš, 2015.



Univerzitet u Nišu
Elektronski fakultet



DRAGAN R. TOPISIROVIĆ

**UNIFIKOVANA TEORIJA SINTEZE
I POSTUPAK PROJEKTOVANJA
POLINOMSKIH FILTERA SA GRANIČNO
MONOTONOM KARAKTERISTIKOM**

Doktorska disertacija

Niš, 2015.



University of Niš
Faculty of Electronic Engineering



DRAGAN R. TOPISIROVIĆ

**UNIFIED THEORY AND STATE
VARIABLE IMPLEMENTATION OF
CRITICAL-MONOTONIC ALL-POLE
FILTERS**

Doctoral dissertation

Niš, 2015.

Podaci o mentoru i članovima komisije

Mentor:

dr Miona Andrejević Stošović, docent, Univerzitet u Nišu, Elektronski fakultet

Komisija za ocenu i odbranu doktorske disertacije:

1. dr Miona Andrejević Stošović, docent, Univerzitet u Nišu, Elektronski fakultet
2. dr Predrag Petković, redovni profesor, Univerzitet u Nišu, Elektronski fakultet
3. dr Miloš Živanov, redovni profesor, Univerzitet u Novom Sadu, Fakultet tehničkih nauka

Datum odbrane: _____

Mojoj porodici

Zahvalnica

Posebnu zahvalnost dugujem prof. dr Vanči Litovskom, na savetima prilikom realizacije i pisanja teze, kao i dugogodišnjoj saradnji tokom mog rada u Elektronskoj industriji Niš i Regionalnom centru za talente Niš.

Takođe, zahvaljujem se kolegama iz Laboratorije za projektovanje elektronskih kola na Elektronskom fakultetu u Nišu na podršci i pomoći tokom pisanja teze.

Podaci o doktorskoj disertaciji

Naslov doktorske disertacije:

Unifikovana teorija sinteze i postupak projektovanja polinomskih filtara sa granično monotonom karakteristikom

Rezime:

Sinteza niskopropusnih filtara sa granično monotonom amplitudskom karakteristikom (CMAC) sa svim nulama u beskonačnosti predmet je analize i istraživanja prezentovanih u disertaciji. Izloženo je nekoliko novih razmatranja vezanih za doprinos razvoju sinteze da bi se postigli sledeći rezultati: olakšati postupak izbora pogodne prenosne funkcije, omogućiti katalogizaciju koeficijenata prenosne funkcije, pojednostaviti proceduru sinteze kola i izvršiti sintezu "state-variable" filtra.

U postupku sinteze implementirana su četiri glavna kriterijuma za sintezu prenosne funkcije i to: maksimalno ravna amplitudska karakteristika u koordinatnom početku, maksimalan nagib amplitudske karakteristike na granici propusnog opsega, maksimalno asimptotsko slabljenje i minimalna zakrivljenost amplitude u propusnom opsegu i minimalna amplitudna iskrivljenost u propusnom opsegu filtra. Za svaki navedeni kriterijum određene klase filtra generisani su koeficijenti prenosne funkcije filtra. Takođe, po prvi put je izložen mali katalog koeficijenata prenosnih funkcija, čime su na najpogodniji način dokumentovane osnovne klase filtara.

Svojstva tako generisanih klasa filtara su kvanitativno upoređena po prvi put. Izložen je sistematski i najjednostavniji način za sintezu CMAC filtara koji realizuje pomenute prenosne funkcije u obliku "state-variable" strukture filtara. Objasnen je i prikazan postupak projektovanja ovakvih filtara polazeći od specifikacija, a završavajući sa analizom svojstava konačno dobijenih električnih šema, sa naročitim naglaskom na preslikavanju tolerancija.

Ključne reči: granično monotona amplitudska karakteristika, prenosna funkcija filtra, struktura "state-variable" filtra, procedura sinteze CMAC filtara

Naučna oblast:

Elektrotehničko i računarsko inženjerstvo

Uža naučna oblast:

Elektronika

UDK broj: (621.372.54:004.382):519.714

Doctoral dissertation information

Doctoral dissertation title:

Unified theory and state variable implementation of critical-monotonic all-pole filters

Abstract:

The synthesis of critical monotonic low-pass amplitude characteristics(CMAC) is the subject of analysis and research presented in the dissertation. Several new considerations related to the contributions to the development of synthesis have been presented in order to: facilitate the choice of the proper transfer function, allow cataloguing the transfer functions, simplify the circuit synthesis procedure, and perform synthesis in the form of a state variable continuous time active filter.

In the process of synthesis four main criteria for transfer function synthesis have been implemented: maximally flat at the origin, maximum slope at the band-edge, maximal asymptotic attenuation, and minimal amplitude distortion in the pass-band. For every criterion a class of filter are generated and the coefficients of the transfer functions and are published for the first time.

The properties of the generated classes filters which are generated in that way have been quantitatively compared for the first time. The „state-variable“ structure filters are exposed as the one way of the systematic and simplest synthesis procedure of CMAC filters. The procedure has been explained and the design process are exemplified. Statistical tolerance analysis have been performed for the example solutions in order to complete the picture for comparison.

Keywords: critical monotonic low-pass amplitude characteristics, transfer function, the „state-variable“ structure, synthesis procedure of CMAC filters

Scientific area:

Electrical and Computer Engineering

Major scientific area:

Electronics

UDC number: (621.372.54:004.382):519.714

Sadržaj

Spisak slika.....	i
Spisak tabela.....	iv
1. UVOD.....	1
2. OSNOVNE DEFINICIJE	4
2.1 Prenosna funkcija pasivne mreže.....	4
2.2 Karakteristična funkcija polinomskih filtara sa granično monotonom amplitudskom karakteristikom.....	6
2.3 Kriterijumi za sintezu CMAC funkcija.....	9
3. UNIFIKOVANA TEORIJA SINTEZE CMAC FILTARA	11
3.1 Butterworth-ov filtar	11
3.2 L- filtri.....	14
3.3 H-filtar.....	18
3.4 LSM-filtri	20
3.5 Optimalni filtri	23
4. PREGLED AMPLITUDSKIH KARAKTERISTIKA OSNOVNIH KLASA CMAC FILTARA	26
4.1 Pregled amplitudskih karakteristika osnovnih klasa CMAC filtara.....	26
5. PASIVNA LESTVIČASTA I “STATE-VARIABLE” REALIZACIJA CMAC FILTARA	33
5.1 Pasivna LC lestvičasta realizacija CMAC filtara.....	33
5.1.1 Pasivna realizacija Butterworthovih filtara	34
5.1.2 Pasivna realizacija Papoulisovih (L) filtara.....	35
5.1.3 Pasivna realizacija Halpernovih (H) filtara	36

5.1.4	Pasivna realizacija LSM filtara.....	36
5.2	"State-variable" realizacija CMAC filtarskih funkcija	37
5.3	Primer projektovanja.....	42
6.	POREĐENJE KARAKTERISTIKA CMAC I ČEBIŠEVLJEVIH FILTARA.....	46
6.1	Poređenja u frekvencijskom domenu.....	46
6.2	Poređenja u vremenskom domenu	57
7.	ZAKLJUČAK.....	67
8.	LITERATURA	70
	Kratka biografija kandidata.....	73
	Naučni radovi kandidata	76
	Izjave autora.....	79

Spisak slika

SLIKA 2.1. FILTARSKA MREŽA U ODGOVARAJUĆOJ ELEKTRIČNOJ OKOLINI.....	4
SLIKA 3.1. KARAKTERISTIKE SLABLJENJA BUTTERWORTH-OVIH FILTARA ZA NEPARNE REDOVE POLINOMA	13
SLIKA 3.2. KARAKTERISTIKE SLABLJENJA BUTTERWORTH-OVIH FILTARA ZA PARNE REDOVE POLINOMA	14
SLIKA 3.3. KARAKTERISTIKA SLABLJENJA L-FILTARA ZA NEPARNE REDOVE POLINOMA.....	16
SLIKA 3.4. KARAKTERISTIKA SLABLJENJA L-FILTARA ZA PARNE REDOVE POLINOMA	16
SLIKA 3.5. KARAKTERISTIKA SLABLJENJA H-FILTARA ZA NEPARNE REDOVE POLINOMA	19
SLIKA 3.6. KARAKTERISTIKA SLABLJENJA H-FILTARA ZA PARNE REDOVE POLINOMA	19
SLIKA 3.7. KARAKTERISTIKA SLABLJENJA LSM FILTARA ZA NEPARNE REDOVE POLINOMA	22
SLIKA 3.8. KARAKTERISTIKA SLABLJENJA LSM FILTARA ZA PARNE REDOVE POLINOMA.....	23
SLIKA 3.9. KARAKTERISTIKE SLABLJENJA OPTIMALNIH FILTARA ZA NEPARNE REDOVE POLINOMA	24
SLIKA 3.10. KARAKTERISTIKA SLABLJENJA OPTIMALNIH FILTARA ZA PARNE REDOVE POLINOMA	25
SLIKA 4.1. CMAC KARAKTERISTIKE SLABLJENJA ZA $N=7$	27
SLIKA 4.2. LSM I B FILTRI 5-OG REDA SA NULAMA NA STVARNIM FREKVENCIJAMA	31
SLIKA 4.3. LSM I B FILTRI 7-OG REDA SA NULAMA NA STVARNIM FREKVENCIJAMA	32
SLIKA 5.1. PASIVNA LC LESTVIČASTA REALIZACIJA FILTARA SA SVIM NULAMA U BESKONAČNOSTI. A) N-NEPARNO I B) N-PARNO.....	34
SLIKA 5.2. NISKOPROPUSNI FILTAR 5-OG REDA SA SVIM NULAMA U BESKONAČNOSTI U STRUKTURI "STATE-VARIABLE"	39
SLIKA 5.3. ANALOGIJA ELEKTRIČNE ŠEME "STATE VARIABLE" KONFIGURACIJE SA JED. (5.4)..	40

SLIKA 5.4. DEFINISANI ZAHTEVI FILTRA. OVDE JE $f_c=3.2$ KHZ I $A_{min} = 60$ DB.....	43
SLIKA 5.5. KARAKTERISTIKA SLABLJENJA FILTARA 6-OG REDA U NEPROPUSNOM OPSEGU	43
SLIKA 5.6. AMPLITUDSKE KARAKTERISTIKE LSM-FILTARA 7-OG REDA I H-FILTARA 6-OG REDA DOBIJENE SPICE SIMULACIJOM "STATE VARIABLE" REALIZACIJE	44
SLIKA 5.7. MONTE CARLO SIMULACIJA "STATE-VARIABLE" LSM-FILTARA 7-OG REDA(LEVO) I H- FILTARA 6-OG REDA(DESNO) (DEO FREKVENTNE KARAKTERISTIKE).....	45
SLIKA 6.1. KARAKTERISTIKE SLABLJENJA CMAC FILTARA 7-OG REDA I ČEBIŠEVLJEVOG FILTRA SA SLABLJENJEM OD 1 DB U PROPUSNOM OPSEGU	47
SLIKA 6.2. KARAKTERISTIKE SLABLJENJA CMAC FILTARA I ČEBIŠEVLJEVOG FILTRA U NEPROPUSNOM OPSEGU	47
SLIKA 6.3. FAZNE KARAKTERISTIKE CMAC FILTARA I ČEBIŠEVLJEVOG FILTRA SEDMOG REDA	48
SLIKA 6.4. KARAKTERISTIKE GRUPNOG KAŠNJENJA CMAC FILTARA I ČEBIŠEVLJEVOG FILTRA	49
SLIKA 6.5. A) SLABLJENJE U NEPROPUSNOM OPSEGU I B) SLABLJENJE U PROPUSNOM OPSEGU ČEBIŠEVLJEVOG FILTRA 7-OG REDA (1 DB, RENORMALIZOVAN) I LSM FILTRA 9-OG REDA	50
SLIKA 6.6. ČEBIŠEVLJEV FILTAR 7-OG REDA SA KOREKTOROM 8-OG REDA. GRUPNO KAŠNJENJE (GORE) I GREŠKA U APROKSIMACIJI KONSTANTNOG GRUPNOG KAŠNJENJA (DOLE) . 51	
SLIKA 6.7. LSM FILTAR 9-OG REDA SA KOREKTOROM 6-OG REDA. GRUPNO KAŠNJENJE (GORE) I GREŠKA U APROKSIMACIJI KONSTANTNOG GRUPNOG KAŠNJENJA (DOLE).....	52
SLIKA 6.8. PASIVNA LC REALIZACIJA. A) PROŠIRENJE POTREBNO DA LSM FILTAR 7-OG REDA DOSTIGNE JEDNAKU SELEKTIVNOST SA ČEBIŠEVLJEVIM FILTROM 7-OG REDA I B) PROŠIRENJE POTREBNO DA KOREKTOR ČEBIŠEVLJEVOG FILTRA 7-OG REDA DOSTIGNE KONSTANTNO GRUPNO KAŠNJE KORIGOVANOG LSM FILTRA 9-OG REDA... 53	
SLIKA 6.9. AKTIVNA RC REALIZACIJA. A) PROŠIRENJE POTREBNO DA LSM FILTAR 7-OG REDA DOSTIGNE JEDNAKU SELEKTIVNOST SA ČEBIŠEVLJEVIM FILTROM 7-OG REDA I B) PROŠIRENJE POTREBNO DA KOREKTOR ČEBIŠEVLJEVOG FILTRA 7-OG REDA DOSTIGNE KONSTANTNO GRUPNO KAŠNJE KORIGOVANOG LSM FILTRA 9-OG REDA... 54	
SLIKA 6.10. PONOVO PRIKAZAN STATE-VARIABLE FILTAR 5-OG REDA. UOKVIRENI DEO PREDSTAVLJA ĆELIJU KOJA SE PONAVALJA PRI POVEĆANJU REDA POLINOMSKOG FILTRA ZA JEDAN	55

SLIKA 6.11. FUNKCIJA $F(\omega)$ ČEBIŠEVljeVOG FILTRA 7-OG REDA (1 dB, RENORMALIZOVAN KAO NA SL. 6.5B) I LSM FILTRA 9-OG REDA.....	56
SLIKA 6.12. DEFINICIJE PARAMETARA ODZIVA NA ODSKOČNU FUNKCIJU	58
SLIKA 6.13. ODZIVI NA ODSKOČNU FUNKCIJU CMAC FILTARA I ČEBIŠEVljeVOG FILTRA.....	60
SLIKA 6.14. ODZIVI NA DIRAKOV IMPULS CMAC FILTARA I ČEBIŠEVljeVOG FILTRA	60
SLIKA 6.15. POBUDNI IMPULS I ODZIV ČEBIŠEVljeVOG FILTRA	61
SLIKA 6.16. ČELO TRANSFORMISANOG ODZIVA ČEBIŠEVljeVOG FILTRA NA POVORKU OPSEUDOSLUČAJNIH IMPULSA KOJA JE UPOTREBLJENA ZA GENERISANJE DIJAGRAMA OKA.....	61
SLIKA 6.17. DIJAGRAM OKA ZA ČEBIŠEVljeV FILTAR 7-OG REDA SA SLABLJENJEM U PROPUSNOM OPSEGU OD 1 dB RENORMALIZOVAN TAKO DA NA GRANIČNOJ FREKVENCiji PROPUSNOG OSEGA ISPOLJAVA SLABLJENJE OD 3 dB.....	63
SLIKA 6.18. DIJAGRAM OKA ZA B FILTAR 7-OG REDA KOJI NA GRANIČNOJ FREKVENCiji PROPUSNOG OSEGA ISPOLJAVA SLABLJENJE OD 3 dB	63
SLIKA 6.19. DIJAGRAM OKA ZA L FILTAR 7-OG REDA KOJI NA GRANIČNOJ FREKVENCiji PROPUSNOG OSEGA ISPOLJAVA SLABLJENJE OD 3 dB	64
SLIKA 6.20. DIJAGRAM OKA ZA H FILTAR 7-OG REDA KOJI NA GRANIČNOJ FREKVENCiji PROPUSNOG OSEGA ISPOLJAVA SLABLJENJE OD 3 dB	64
SLIKA 6.21. DIJAGRAM OKA ZA LSM FILTAR 7-OG REDA KOJI NA GRANIČNOJ FREKVENCiji PROPUSNOG OSEGA ISPOLJAVA SLABLJENJE OD 3 dB.	65

Spisak tabela

TABELA 2.1. JACOBI-JEVI POLINOMI	8
TABELA 3.1. C-KONSTANTE ZA SLUČAJ MAKSIMALNO RAVNE AMPLITUDSKE KARAKTERISITKE	13
TABELA 3.2. C-KONSTANTE ZA L-FILTAR.....	18
TABELA 3.3. C- KONSTANTE ZA H-FILTAR.....	18
TABELA 3.4. C-KONSTANTE ZA LSM-FILTAR	22
TABELA 4.1. POVRŠINA ISPOD KRIVE $\text{LN}(\Omega^2)$	28
TABELA 4.2. NAGIB $\text{LN}(\Omega^2)$ PRI $\Omega=1$	28
TABELA 4.3. VREDNOST $\lim_{\omega \rightarrow \infty} [L_n(\omega^2)/\omega^{2n}]$	29
TABELA 4.4. UPOREDNE OSOBINE CMAC FILTERA ZA N=5.....	30
TABELA 4.5. UPOREDNE OSOBINE CMAC FILTERA ZA N=6.....	31
TABELA 5.1. VREDNOSTI ELEMENATA LESTVIČASTE LC REALIZACIJE ZA NEPARNE REDOVE BUTTERWORTH-OVIH FILTERA	34
TABELA 5.2. VREDNOSTI ELEMENATA LESTVIČASTE LC REALIZACIJE ZA PARNE REDOVE BUTTERWORTH-OVIH FILTERA	35
TABELA 5.3. VREDNOSTI ELEMENATA LESTVIČASTE LC REALIZACIJE ZA NEPARNE REDOVE PAPOULIS-OVIH FILTERA.....	35
TABELA 5.4. VREDNOSTI ELEMENATA LESTVIČASTE LC REALIZACIJE ZA NEPARNE REDOVE PAPOULIS-OVIH FILTERA.....	35

TABELA 5.5. VREDNOSTI ELEMENATA LESTVIČASTE LC REALIZACIJE ZA NEPARNE REDOVE HALPERN-OVIH FILTERA	36
TABELA 5.6. VREDNOSTI ELEMENATA LESTVIČASTE LC REALIZACIJE ZA NEPARNE REDOVE HALPERN-OVIH FILTERA	36
TABELA 5.7. VREDNOSTI ELEMENATA LESTVIČASTE LC REALIZACIJE ZA NEPARNE REDOVE LSM FILTERA	37
TABELA 5.8. VREDNOSTI ELEMENATA LESTVIČASTE LC REALIZACIJE ZA NEPARNE REDOVE LSM FILTERA	37
TABELA 5.9. KOEFICIJENTI IMENIOCA POLINOMA B FILTERA.....	40
TABELA 5.10. KOEFICIJENTI IMENIOCA POLINOMA H FILTERA.....	41
TABELA 5.11. KOEFICIJENTI IMENIOCA POLINOMA L FILTERA	41
TABELA 5.12. KOEFICIJENTI IMENIOCA POLINOMA LSM FILTERA	41
TABELA 5.13. OTPORNOSTI FILTERA (Ω).....	43
TABELA 6.1. PARAMETRI ODZIVA NA ODSKOČNU FUNKCIJU I NA DIRAC-OV IMPULS	59
TABELA 6.2. OSNOVNI PARAMETRI (PRIBLIŽNE VREDNOSTI) DIJAGRAMA OKA CMAC I C FILTERA	66

1. UVOD

Prošlo je više od osamdeset godina otkako je Butterworth objavio prvu monotonu amplitudsku karakteristiku filtera sa svim nulama u beskonačnosti (Polinomski filtri) [Bu,30]. Pošto se odlikuje svojstvom, da su svi njeni izvodi u koordinatnom početku jednaki nuli, ona je teorijski predstavljala jedinu alternativu rešenjima, koja su se zasnivala na nemonotonim amplitudskim karakteristikama, a koja su koristila Čebiševljeve polinome kao karakterističnu funkciju. Mogućnost da se kriterijum za njeno izvođenje, sama karakteristična funkcija, položaj polova i čak vrednosti elemenata pasivne LC lestvičaste mreže iskažu na veoma jednostavan način, verovatno, predstavljaju najvažniji razlog što je ovo rešenje bilo, ostalo i biće veoma popularno u projektantskim, a naročito u akademskim krugovima u budućnosti.

Kada se pretražuju moderni udžbenici ali i većina istraživačkih članaka, stiče se, međutim, pogrešan utisak da se u međuvremenu ništa novo nije desilo sa stanovišta razvoja novih rešenja sa monotonom amplitudskom karakteristikom. Stvarna situacija je ipak drugačija, jer je u međuvremenu razvijen veći broj rešenja sa monotonom amplitudskom karakteristikom, koja imaju bolje osobine od Butterworth-ovih skoro u svakom pogledu. Primena nekih od tih rešenja može da donese značajnu korist projektantu i proizvođaču. Cilj ove teze je da se ponovo razmotri ovaj problem. Potrebno je, najpre sagledati sve kriterijume, koji su bili primenjivani za sintezu niskopropusnih filtera sa monotonom amplitudskom karakteristikom koji imaju sve nule u beskonačnosti. Zatim, namerava se, da se po prvi put izloži unifikovana teorija, koja pokriva sintezu osnovnih alternativnih rešenja, koja su bila objavljena uglavnom u sedamdesetim godinama prošlog veka i nešto ranije. Namera je, da se dâ kvalitativna i kvantitativna analiza osobina osnovnih klasa polinomskih niskopropusnih filtera sa granično monotonom amplitudskom karakteristikom koji će nadalje najčešće biti navođeni pomoću skraćenice CMAC filtri od Critical Monotonic Amplitude Characteristic.

Kao što ime kaže, osnovno svojstvo ovih filtarskih funkcija ogleda se u monotonosti amplitudske karakteristike u propusnom opsegu. Pri tome, insistira se na graničnom slučaju kada amplitudska karakteristika ima maksimalan broj zaravnjenja čije su apscise različite. Na taj način se postiže da izvod amplitudske karakteristike dostiže nultu vrednost maksimalan broj puta, a da pri tome ne promeni znak, što znači da se ograničava njegova vrednost i time redukuje osetljivost amplitudske karakteristike na promenu parametara kola.

Jedan od glavnih doprinosa ovog rada je teorijskog karaktera. Naime, pošto će biti navedeni kriterijumi na osnovu kojih su sintetizovane amplitudske karakteristike CMAC, biće sistematski pokazano da se sve karakteristike mogu iskazati na jedinstven način pri čemu će razlike biti iskazane kroz skupove konstanta svojstvene svakom kriterijumu sinteze. Ovaj postupak nazvan je u ovom radu: Unifikovana teorija sinteze CMAC filtara. On je dosledno primenjen na četiri osnovne klase CMAC filtara: 1) filtri sa maksimalno ravnom karakteristikom u propusnom opsegu, 2) filtri sa maksimalnim nagibom na granici propusnog opsega, 3) filtri sa maksimalnim asimptotskim nagibom amplitudske karakteristike i 4) filtri sa minimalnom reflektovanom snagom u propusnom opsegu. Pored toga, na jednom primeru koji ne pripada osnovnim klasama, pokazano je da je moguće i ostale klase CMAC filtara prikazati pomoću Unifikovane teorije.

U ovom radu će se, po prvi put, izložiti mali katalog koeficijenata prenosnih funkcija kao i polova prenosnih funkcija, čime će se, na najpogodniji način dokumentovati osnovne klase, a kojih nije bilo na raspolaganju u literaturi do sada. Time će se omogućiti sistematska primena rezultata teorijske elektrotehnike i teorije kola u inženjerskoj praksi. Pored toga, predlaže se sistematski i jednostavan način za sintezu aktivnih RC filtara koji realizuju pomenute prenosne funkcije u obliku "state-variable" filtara. Na taj način, biće stvoreni uslovi, da se pokaže jedan postupak projektovanja ovakvih filtara polazeći od specifikacija, a završavajući sa analizom svojstava konačno dobijenih električnih šema sa naročitim naglaskom na preslikavanju tolerancija. Kompletnosti radi biće date i brojne vrednosti pasivne LC lestvičaste realizacije monotonih filtara za redove od 3 do 10.

Radi sagledavanja svojstava ovih filtara biće dat pregled amplitudskih karakteristika osnovnih klasa CMAC filtara i biće upoređene njihove amplitudske karakteristike sa stanovišta sva četiri kriterijuma koji su bili upotrebljeni prilikom sinteze. Time će biti omogućeno sagledavanje mogućih kompromisa koji bi mogli da se prave prilikom projektovanja.

U dosadašnjoj literaturi nisu postojala sistematska poređenja CMAC filtara i njihovog analoga sa nemonotonom amplitudskom karakteristikom poznatim pod nazivom Čebiševljevi filtri. Zato će ovde po prvi put biti dato poređenje koje će ići za tim da sagleda i jedne i druge na jedan celovit način. Najpre će biti obavljeno poređenje sa stanovišta selektivnosti. Zatim će po prvi put biti publikovane fazne i karakteristike grupnog kašnjenja kompletnih CMAC filtara kako bi mogle da se porede sa Čebiševljevim filtrima. Poseban napor je učinjen kako bi se sagledao međusobni odnos monotonih i nemonotonih polinomskih filtara pod uslovom da se postavljaju istovremeno zahtevi u pogledu selektivnosti i linearnosti faze. U tom cilju biće sintetizovane funkcije faznih korektora i stvoreni uslovi za poređenje složenosti rešenja baziranog na samim funkcijama, ali i na njihovim pasivnim i aktivnim fizičkim realizacijama. Najzad, po prvi put biće objavljen kompletan pregled svojstava CMAC filtara u vremenskom domenu sa tabelarnim pregledom osnovnih parametara odziva u vremenskom domenu kako na odskočnu tako i na Dirac-ovu funkciju. Sve te veličine biće poređene sa odgovarajućim vrednostima Čebiševljevog filtra. Ponašanje CMAC i Čebiševljevih filtara u vremenskom domenu posmatrano je i sa stanovišta primene u sistemima za prenos impulsa, te je za svaku od klasa generisan dijagram oka i identifikovan osnovni parametar: otvor oka.

U drugom poglavlju date su osnovne definicije, pojmovi i noseći matematički kontekst. Treće poglavlje se odnosi na Unifikovanu teoriju sinteze CMAC filtara. U četvrtom poglavlju su data svojstva amplitudskih karakteristika CMAC filtara, a peto poglavlje sadrži fizičku realizaciju CMAC filtara u obliku aktivnih RC i pasivnih LC mreža. Poslednje, šesto poglavlje, odnosi se na poređenje CMAC i Čebiševljevih filtara u frekvencijskom i vremenskom domenu.

2. OSNOVNE DEFINICIJE

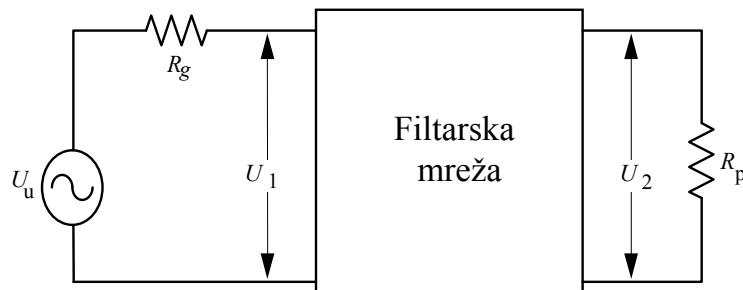
U ovom poglavlju biće date osnovne definicije veličina i pojmova koji će biti korišćeni kasnije u tekstu. Najpre će biti navedene definicije vezane za prenosnu funkciju filtera, zatim će biti dati definicioni obrasci polinomskih funkcija koje će biti korišćene tokom rada, a najzad biće dati pojmovi koji se odnose na kriterijume za sintezu polinomskih filterarskih funkcija sa kritično monotonom amplitudskom karakteristikom (CMAC).

2.1 Prenosna funkcija pasivne mreže

Neka je data pasivna mreža sa četiri kraja prema Sl.2.1, koja je zatvorena na izlazu potrošačem R_p , a na ulazu generatorom unutrašnje otpornosti R_g i ima pojačanje napona

$$(2.1) \quad A(s) = U_2(s)/U_1(s),$$

gde je s kompleksna frekvencija.



Slika 2.1. Filtarska mreža u odgovarajućoj električnoj okolini

Prenosnom funkcijom kola sa slike se zove funkcija:

$$(2.2) \quad T(s) = 2 \cdot \sqrt{\frac{R_g}{R_p}} \cdot A(s).$$

Razlog za uvođenje koeficijenta proporcionalnosti $2 \cdot \sqrt{R_g/R_p}$ postaje jasan ako se ima u vidu količnik izlazne snage P_o koja se razvija na potrošaču R_p i maksimalne raspoložive snage pobudnog generatora P_a , čija je unutrašnja otpornost R_g . Ovaj je odnos dat relacijom:

$$(2.3) \quad \frac{P_o(j\omega)}{P_a(j\omega)} = \frac{\frac{|U_2(j\omega)|^2}{R_p}}{\frac{|U_1(j\omega)|^2}{R_g}} = \frac{4 \cdot R_g}{R_p} \cdot |A(j\omega)|^2.$$

Vidi se da količnik snaga predstavlja kvadrat modula prenosne funkcije $T(s) \cdot T(-s)$ za $s=j\omega$. Ovaj zaključak je od važnosti jer pokazuje da iz razloga održanja energije kvadrat modula prenosne funkcije mora biti manji ili jednak jedinici.

U slučaju aktivnih filtara prenosna funkcija i naponsko pojačanje idealnog naponskog pojačavača imaju se kao

$$(2.4) \quad T(s) = \frac{R_u}{R_g + R_u} \cdot A(s) \cdot \frac{R_p}{R_p + R_i},$$

gde su R_u i R_i ulazna i izlazna otpornost filtra, respektivno. U idealnom slučaju (sa kojim se obično računa) važi

$$(2.5) \quad T(s) = A(s).$$

Pošto ćemo razmatrati isključivo prenosne funkcije mreža sa svim nulama prenosa u beskonačnosti, prenosna funkcija se može napisati u obliku:

$$(2.6) \quad T(s) = 1/P(s),$$

gde je $P(s)$ polinom sa realnim koeficijentima.

Pošto razmatramo samo stabilne mreže (Kolo nema sopstvenih izvora energije), nule polinoma $P(s)$ moraju se nalaziti strogo u levoj poluravni kompleksne frekvencije.

Slabljenjem mreže zovemo veličinu:

$$(2.7) \quad a(j\omega) = 10 \cdot \log \frac{1}{|T(j\omega)|^2}$$

ili

$$(2.8) \quad a(j\omega) = 10 \cdot \log \left(|P(j\omega)|^2 \right)$$

i meri se decibelima (dB). S obzirom da je $|T(j\omega)|^2 \leq 1$, važi $a(j\omega) \geq 0$ za bilo koje ω .

2.2 Karakteristična funkcija polinomskih filtara sa granično monotonom amplitudskom karakteristikom

Kvadrat amplitudske karakteristike niskopropusnog filtra može se napisati u obliku:

$$(2.9) \quad |T(j\omega)|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 K(\omega^2)}$$

gde je ε^2 konstanta kojom se kontroliše vrednost amplitudske karakteristike na granici propusnog opsega. Za sada usvajamo da je gornja granica propusnog opsega filtra $\omega_g=1$ rad/sec, gde je ω normalizovana kružna frekvencija i da je $\varepsilon^2=1$. $K(\omega^2)$ je karakteristična funkcija filtra. U slučaju polinomskog filtra, $K(\omega^2)$ je paran polinom od ugaone frekvencije ω . Halpern [Ha,69] je predložio da se $K(\omega^2)$ napiše u sledećem obliku:

$$(2.10) \quad K(\omega^2) = L_n(\omega^2) = \int_0^{\omega} x \cdot E_{n-1}(x^2) \cdot dx.$$

Imajući u vidu da ćemo razmatrati samo niskopropusne filtre sa monotonom karakteristikom, polinom $E_{n-1}(x^2)$ mora obezbediti tu monotonost.

Pošto se postavlja cilj da sintetizujemo granično monotonu amplitudsku karakteristiku, to svojstvo treba da obezbedi polinom $E_{n-1}(x^2)$. Osnovno svojstvo granično monotone karakteristike jeste da vrednost njenog prvog izvoda nikada ne menja znak, odnosno da je $dK(\omega^2)/d\omega \geq 0, \forall \omega \in (0,1)$. Pri tome, obično se zahteva i da amplitudska karakteristika ima maksimalan broj zaravnjenja, odnosno da prvi izvod ima maksimalan broj nula. Prvi uslov, da bi prvi izvod bio nenegativan, jeste da $E_{n-1}(x^2)$ bude potpuni kvadrat, odnosno da može da bude iskazan kao kvadrat nekog drugog polinoma: $E_{n-1}(x^2) = V_{n-1}^2(x)$, gde je $V_{n-1}(x)$ neparan ili paran polinom. Drugi uslov je da su sve nule polinoma $V_{n-1}(x)$ realne, kako bi zaravnjenja pala na apscisnu osu, i da pripadaju intervalu $\{0,1\}$. U tom cilju $V_{n-1}(x)$ je iskazan kao suma ortogonalnih polinoma čiji je interval ortogonalnosti definisan normalizovanim

propusnim opsegom filtra: $\omega \in [0, 1]$.

Za $V_{n-1}(x)$ se predlaže da je [Ha,69]:

$$(2.11) \quad V_{n-1} = \sum C_i \cdot U_i(x)$$

gde su C_i pogodno izabrane konstante, a $U_i(x)$ su Jacobi-jevi polinomi koji zadovoljavaju sledeću relaciju:

$$(2.12) \quad \int_0^1 x \cdot U_j \cdot U_k = \begin{cases} 0 & \text{za } j \neq k \\ 1 & \text{za } j = k \end{cases}$$

pri čemu su j i k oba parni ili oba neparni prirodni brojevi. Na taj način dobija se

$$(2.13) \quad L_n(\omega^2) = \int_0^\omega x \left\{ \sum_{i=0}^{(n-2)/2} C_{2i+1} \cdot U_{2i+1}(x) \right\}^2 \cdot dx \quad \text{za } n\text{-parno,}$$

i

$$(2.14) \quad L_n(\omega^2) = \int_0^\omega x \left\{ \sum_{i=0}^{(n-1)/2} C_{2i} \cdot U_{2i}(x) \right\}^2 \cdot dx \quad \text{za } n\text{-neparno,}$$

pri čemu je n red polinoma $P(s)$, odnosno filtra.

Jacobi-jevi polinomi definišu se kao

$$(2.15) \quad U_{2i+1}(x) = 2\sqrt{i+1} \sum_{m=0}^i (-1)^m \frac{(2i+1-m)!}{m! \cdot (i+1-m)! \cdot (i-m)!} x^{2(i-m)+1}, \quad \text{za } n\text{-parno,}$$

i

$$(2.16) \quad U_{2i}(x) = \sqrt{4i+2} \sum_{m=0}^i (-1)^{i-m} \frac{(i+m)!}{(m!)^2 \cdot (i-m)!} x^{2m} \quad \text{za } n\text{-neparno.}$$

Prvih deset Jacobi-jevih polinoma je prikazano u Tabeli 2.1. Konstante C_i treba da budu tako izabrane da bude zadovoljen normalizacioni uslov: $L_n(1)=1$ odnosno da zadovolje relaciju

$$(2.17) \quad \sum_k C_k^2 = 1.$$

Važno je napomenuti da u (2.11), na mestu Jacobi-jevih polinoma mogu da se upotrebe ortogonalni polinomi bilo koje druge klase, koji imaju proste nule u intervalu (0,1).

Tabela 2.1. Jacobi-jevi polinomi

k	$U_k(x)$
0	$\sqrt{2}$
1	$\sqrt{4} \cdot (x)$
2	$\sqrt{6} \cdot (2x^2-1)$
3	$\sqrt{8} \cdot (3x^3-2x)$
4	$\sqrt{10} \cdot (6x^4-6x^2+1)$
5	$\sqrt{12} \cdot (10x^5-12x^3+3x)$
6	$\sqrt{14} \cdot (20x^6-30x^4+12x^2-1)$
7	$\sqrt{16} \cdot (35x^7-60x^5+30x^3-4x)$
8	$\sqrt{18} \cdot (70x^8-140x^6+90x^4-20x^2+1)$
9	$\sqrt{20} \cdot (126x^9-280x^7+210x^5-60x^3+5x)$

Funkcije koje su prikazane izrazima (2.13) i (2.14) imaju osobinu da amplitudska karakteristika u propusnom opsegu bude monotona i ima maksimalan broj prevojnih tačaka - zaravnjenja.

Postoje dva termina kojima se karakteriše ova funkcija: granično monotona i kritično monotona. Prvi je prirodniji i biće često korišćen u ovom radu. Drugi predstavlja prevod sa engleskog jezika i biće korišćen u skraćenici CMAC što bi trebalo da se čita kao "Critical Monotonic Amplitude Characteristic".

Ovde je potrebno naglasiti, da prilikom kreiranja izraza za karakterističnu funkciju, kada bi se umesto sa koeficijentima, rukovalo sa nulama polinoma, može nastati alternativni oblik izraza za granično monotonu polinomsku amplitudsku karakteristiku u obliku (primer je za neparne redove filtera):

$$(2.18) \quad \frac{dK(\omega^2)}{d\omega} = A \cdot \omega \cdot \prod_{i=1}^{(n-1)/2} (\omega^2 - \omega_i^2)^2,$$

gde se za konstantu A iz razloga normalizacije bira:

$$(2.19) \quad A = 1 / \int_0^1 \omega \cdot \prod_{i=1}^{(n-1)/2} (\omega^2 - \omega_i^2)^2 d\omega.$$

što daje $K(1)=1$, odnosno nastaje granična monotona amplitudna karakteristika. Izraz sličan (2.18) se može napisati i za n -parno. Ovu karakteristiku su izveli Jovanović i Rabrenović [Ra,73a]. Ova karakteristična funkcija ima ukupno $2 \cdot n - 1$ horizontalnih tangenti u tačkama $\pm \omega_i$ i u koordinatnom početku što je kvalifikuje da se nazove granično monotonom.

Prednost ovakvog načina prikazivanja izvoda karakteristične funkcije je u tome što se promenom položaja nula izvoda može izvesti širok spektar prenosnih funkcija, a njegovi nedostaci su pre svega nemogućnost da se izvedu određeni rekurentni izrazi za rezultujuće polinome po nekom kriterijumu.

2.3 Kriterijumi za sintezu CMAC funkcija

Da bi se sintetizovala prenosna funkcija, potrebno je da se nađu vrednosti konstanta C_i u izrazima (2.13) i (2.14), što će biti predmet daljeg izlaganja ovde. Alternativno, ako se koriste izrazi (2.18) i (2.19), potrebno je odrediti vrednosti frekvencija ω_i .

Za tu svrhu potreban je neki kriterijum. U literaturi su korišćena četiri opšta kriterijuma. To su:

1. **Maksimalno ravna amplitudska karakteristika u koordinatnom početku.** To znači da su svi izvodi $L_n(\omega^2)$ za $\omega=0$ jednaki nuli. Klasa filtara koja nastaje na ovaj način naziva se po autoru, Butterworth-ovi filtri [Bu,30]. Oni će ovde biti skraćeno zvani B-filtri.
2. **Maksimalan nagib amplitudske karakteristike na granici propusnog opsega.** Klasa filtara, koja nastaje na ovaj način, naziva se L-filtri i prvi ju je izveo Papoulis [Pa,58], [Pa,59]. Ime joj dolazi otuda što je on koristio Legendre-ove polinome za predstavljanje karakteristične funkcije. U nekim referencama, [Fu,59], ova klasa filtara se još naziva i "optimalni filtri".
3. **Maksimalno asimptotsko slabljenje.** To znači da se maksimizuje vrednost koeficijenta u $L_n(\omega^2)$ koji je najvišeg reda. Ovu je klasu prvi uveo Halpern [Ha,69] i otuda skraćeni naziv H-filtri.

4. **Minimalna reflektovana snaga u propusnom opsegu.** U ovom slučaju minimizuje se površina ispod karakteristične funkcije u propusnom opsegu filtra. Ona predstavlja reflektovanu snagu. S obzirom da se minimizuje karakteristična funkcija u propusnom opsegu, koja je vezana za kvadrat amplitudske karakteristike, ova klasa dobila je naziv **Least-squares-monotonic**. Otuda skraćeniica LSM. Ovu su klasu prvi uveli Raković i Litovski [Ra,73b].

Pored ovih, u literaturi su poznate i neke druge granično monotone karakteristične funkcije. Na primer, O-filtri [Ra,72], tako nazvani od strane autora, nastaju kada se (bez posebnog razloga) usvoji da sve konstante C_i budu jednake među sobom i da zadovoljavaju uslov (2.17). Pored ovih, saopštene su i neke klase tzv. prelaznih filtara, koji se generišu tako što se izaberu dve od gornje četiri [Fi,99], pa se proglaše početnom i krajnjom, a generišu se funkcije koje postepeno napuštaju svojstva jedne (polazne) i poprimaju svojstva druge (ciljne) klase. Ove klase filtara neće biti razmatrane u ovom radu. Razlog tome je činjenica, da gornje četiri klase ispoljavaju takve osobine, da u stvari same već predstavljaju prelazak od B ka H-filtrima.

U radu će biti, po prvi put, dat unifikovan postupak za generisanje sve četiri klase filtara. Drugim rečima, na osnovu fundamentalnih kriterijuma, biće izvedene konstante C_i i na taj način biće omogućena jedinstvena interperetacija karakteristične funkcije svih klasa monotonihi filtara.

Fizička realizacija ovih filtara moguća je u bilo kojoj tehnologiji, kako pri radu sa kontinualnim tako i pri radu sa diskretnim signalima. Ovde će biti prikazana jedna realizacija koja se odnosi na aktivne RC filtre (kontinualni signali) sa "state variable" strukturom. Ovde namerno ne prevodimo termin "state variable" u "promenljive stanja" kako bi se održala korespodencija između imena i topologije filtara.

U narednom poglavlju biće izvedena unifikovana teorija koja će posle primene odgovarajućih kriterijuma dovesti do vrednosti konstanta C_i i tako generisati četiri osnovne klase CMAC filtara.

3. UNIFIKOVANA TEORIJA SINTEZE CMAC FILTARA

Primena kriterijuma koji su iskazani na kraju prethodnog poglavlja, kroz istoriju, stvorila je utisak da su CMAC funkcije različite prirode. Uvođenjem Halpernovog izraza (2.10), međutim, stvaraju se uslovi za primenu jedinstvenog postupka sinteze osnovnih klasa CMAC filtara. Osnovni zadatak sinteze bi se sada sveo na određivanje vektora konstanata C_i koje bi odgovarale pojedinim kriterijumima. Upravo je to cilj ovog poglavlja. Biće izvedeni postupci za određivanje konstanata i biće date njihove brojne vrednosti za izabrani skup redova filtara.

3.1 Butterworth-ov filter

Najjednostavniji oblik karakteristične funkcije niskopropusne mreže predstavlja Butterworth-ova karakteristična funkcija [Bu,30]:

$$(3.1) \quad L_n(\omega^2) = \omega^{2n}.$$

Kvadrat modula prenosne funkcije Butterworth-ovih filtara ima dodir $(2n-1)$. reda sa pravom $y = 1$ u koordinatnom početku, tj. zadovoljava uslov maksimalnog zaravnjenja.

Može se pokazati da je Butterworth-ova karakteristična funkcija specijalni slučaj Halpern-ove. Problem se sastoji u određivanju konstanti C_i u izrazima (2.13) i (2.14) tako da budu ispunjene sledeće jednakosti:

$$(3.2) \quad \int_0^{\omega} x \left\{ \sum_{i=0}^{(n-2)/2} C_{2i+1} \cdot U_{2i+1}(x) \right\}^2 = \omega^{2n} \quad \text{za } n - \text{parno i}$$

$$(3.3) \quad \int_0^{\omega} x \left\{ \sum_{i=0}^{(n-1)/2} C_{2i} \cdot U_{2i}(x) \right\}^2 = \omega^{2n} \quad \text{za } n - \text{neparno.}$$

Diferenciranjem izraza (3.2) i (3.3) po ω dobijamo sledeće izraze:

$$(3.4) \quad \omega \cdot \left\{ \sum_{i=0}^{(n-2)/2} C_{2i+1} \cdot U_{2i+1}(\omega) \right\}^2 = 2n \cdot \omega^{2n-1}$$

ili

$$(3.5) \quad \left\{ \sum_{i=0}^{(n-2)/2} C_{2i+1} \cdot U_{2i+1}(\omega) \right\} = (2n)^{1/2} \cdot \omega^{n-1}.$$

Ako izraz iz relacije (2.15) $U_{2i+1}(x)$ napišemo u pogodnijem obliku:

$$U_{2i+1}(\omega) = \sum_{m=0}^i a_{2i+1,m} \cdot \omega^{2m+1}$$

gde je $a_{2i+1,m}$ koeficijent polinoma $U_{2i+1}(\omega)$ uz ω^{2m+1} . Sređivanjem izraza na levoj strani jednačine (3.5) i upoređivanjem koeficijenata uz odgovarajuće stepene ω sa leve i desne strane jednačine nastaje sledeći sistem jednačina po C_{2i+1} :

$$(3.6) \quad \sum_{i=m}^{\frac{n-2}{2}} a_{2i+1,m} C_{2i+1} = 0 \quad \text{za } m = 0, 1, \dots, \frac{n-4}{2}$$

$$a_{n-1, (n-2)/2} C_{n-1} = \sqrt{2n} \quad \text{za } n\text{-parno, i slično:}$$

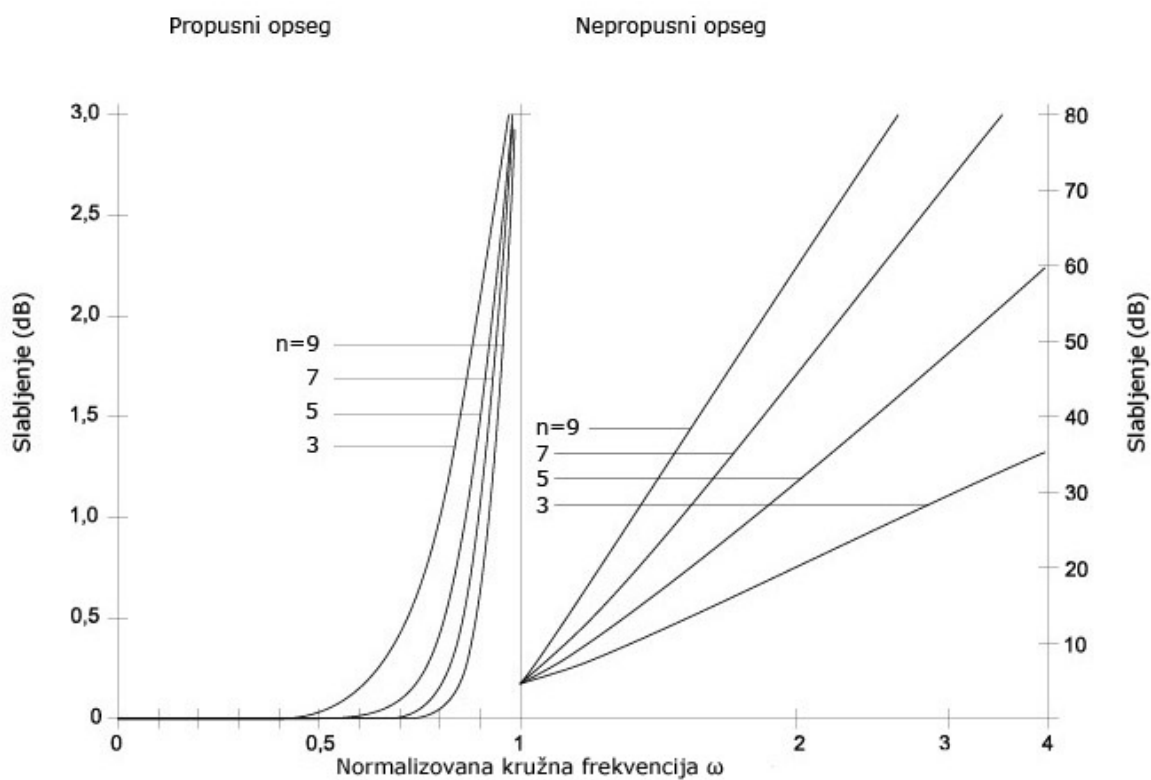
$$(3.7) \quad \sum_{i=m}^{\frac{n-1}{2}} a_{2i,m} C_{2i} = 0 \quad \text{za } m = 0, 1, \dots, \frac{n-3}{2}$$

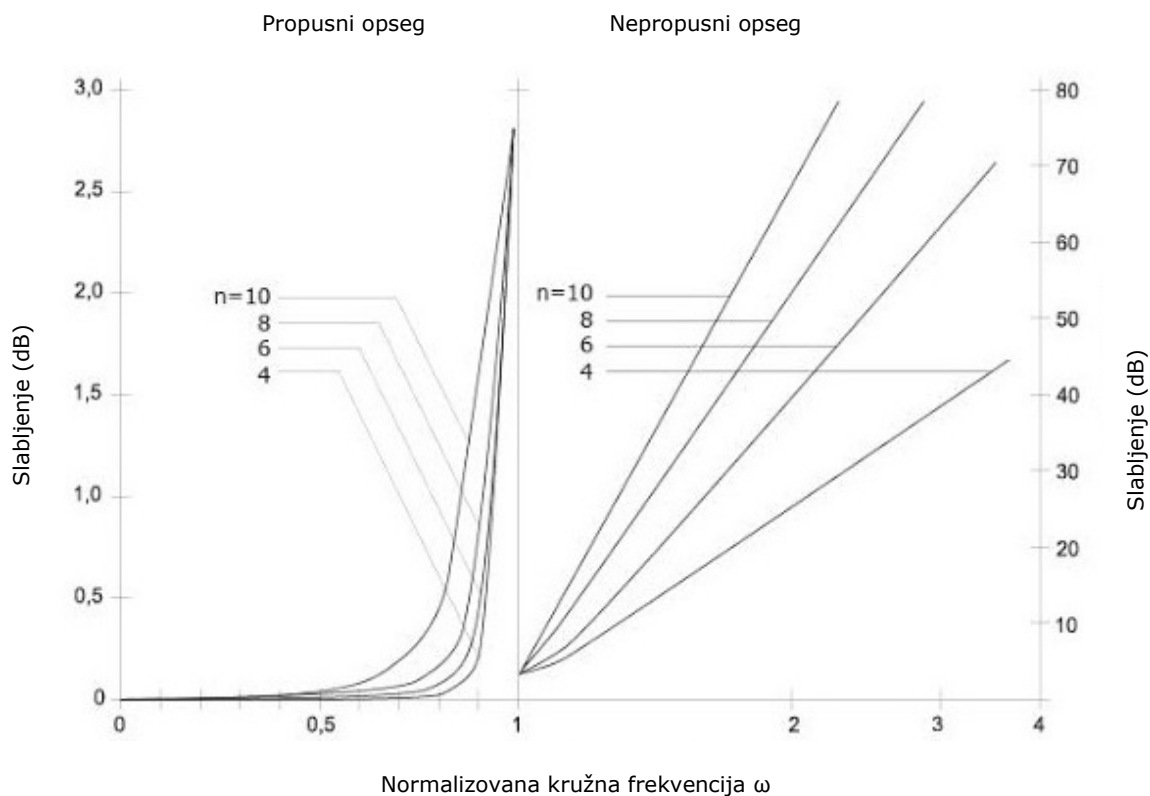
$$a_{n-1, (n-1)/2} C_{n-1} = \sqrt{2n} \quad \text{za } n\text{-neparno.}$$

Rešavanjem sistema jednačina (3.6) i (3.7) dobijamo konstante C koje su potrebne da Halpern-ova karakteristična funkcija bude jednaka Butterworth-ovoj. Rešenja sistema (3.6) i (3.7) data su u Tabeli 3.1, za redove prenosne funkcije od 3 do 10.

Tabela 3.1. C-konstante za slučaj maksimalno ravne amplitudske karakterisitke

n	$C_0(C_1)$	$C_2(C_3)$	$C_4(C_5)$	$C_6(C_7)$	$C_8(C_9)$
3	0.866025	0.5			
4	0.942809	0.333333			
5	0.745355	0.645497	0.166666		
6	0.866025	0.489897	0.1		
7	0.661437	0.687386	0.295803	0.05	
8	0.8	0.565685	0.197948	0.028571	
9	0.6	0.692820	0.383325	0.113389	0.014285
10	0.745355	0.602338	0.276641	0.070986	0.007936


Slika 3.1. Karakteristike slabljenja Butterworth-ovih filtara za neparne redove polinoma



Slika 3.2. Karakteristike slabljenja Butterworth-ovih filtara za parne redove polinoma

Na Sl. 3.1 i Sl. 3.2 date su karakteristike slabljenja Butterworth-ovih filtara u zavisnosti od normalizovane kružne frekvencije ω za $n=3,5,7$ i 9 i za $n=4,6,8$ i 10 , respektivno.

3.2 L- filtri

Papoulis [Pa,58], [Pa,59] je uveo jednu klasu karakterističnih funkcija, optimizujući nagib amplitudske karakteristike na graničnoj frekvenciji i nazvao je klasa L - filtara. On je izraz za $L_n(\omega^2)$ napisao u drugačijoj formi od napred opisane (3.1) :

$$(3.8) \quad L_n(\omega^2) = \int_{-1}^{2\cdot\omega^2-1} v^2(x) \cdot dx$$

odnosno

$$(3.8a) \quad L_n(\omega^2) = \int_{-1}^{2\cdot\omega^2-1} B(x+1) \cdot \left(\frac{dP_{k+1}(x)}{dx} \right)^2 dx,$$

a polinom $v(x)$ je predstavio kao sumu Legendre-ovih polinoma prve vrste:

$$(3.9) \quad v(x) = a_0 + a_1 P_1(x) + \dots + a_k P_k(x)$$

gde za konstante a_k važi relacija:

$$(3.10) \quad a_0 = a_1/3 = a_2/5 = \dots = a_k/(2k+1) = 1/[2^{1/2}(k+1)],$$

a $B(x+1)$ se bira tako da omogući da bude ispunjeno $L_n(1) = 1$. Indeks k se određuje kao $k = (n-1)/2$ za n -neparno i $k=n/2-1$ za n -parno.

Halpern [Ha,69] je međutim pokazao da se pogodnim izborom konstanta u relacijama (2.13) i (2.14) može dobiti klasa L-filtara. Prema Halpern-u potrebno je da se za konstante C uzima:

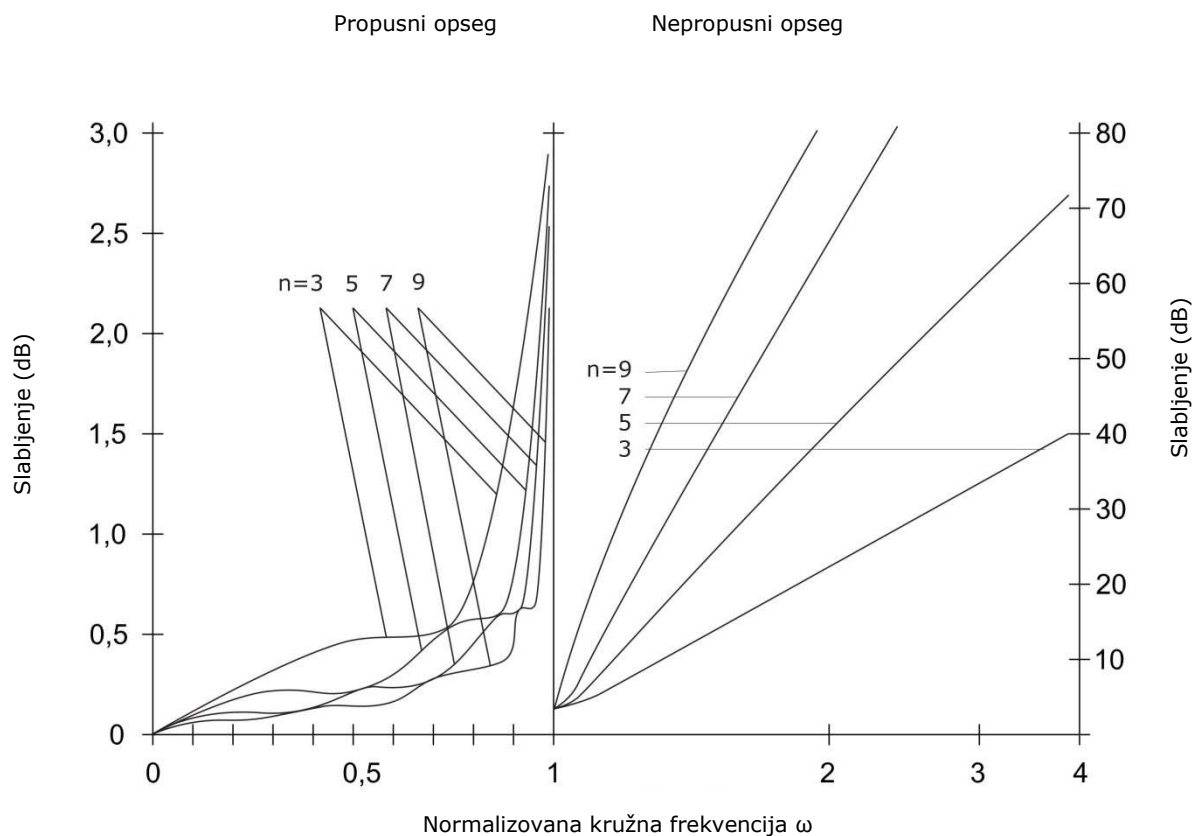
$$(3.11) \quad C_i = U_i(1) \sqrt{\sum_k U_k^2(1)}$$

Stoga se nećemo dalje zadržavati na originalnom Papoulis-ovom izrazu, kako bi analizu i poređenja koja ćemo dalje dati, unificirali.

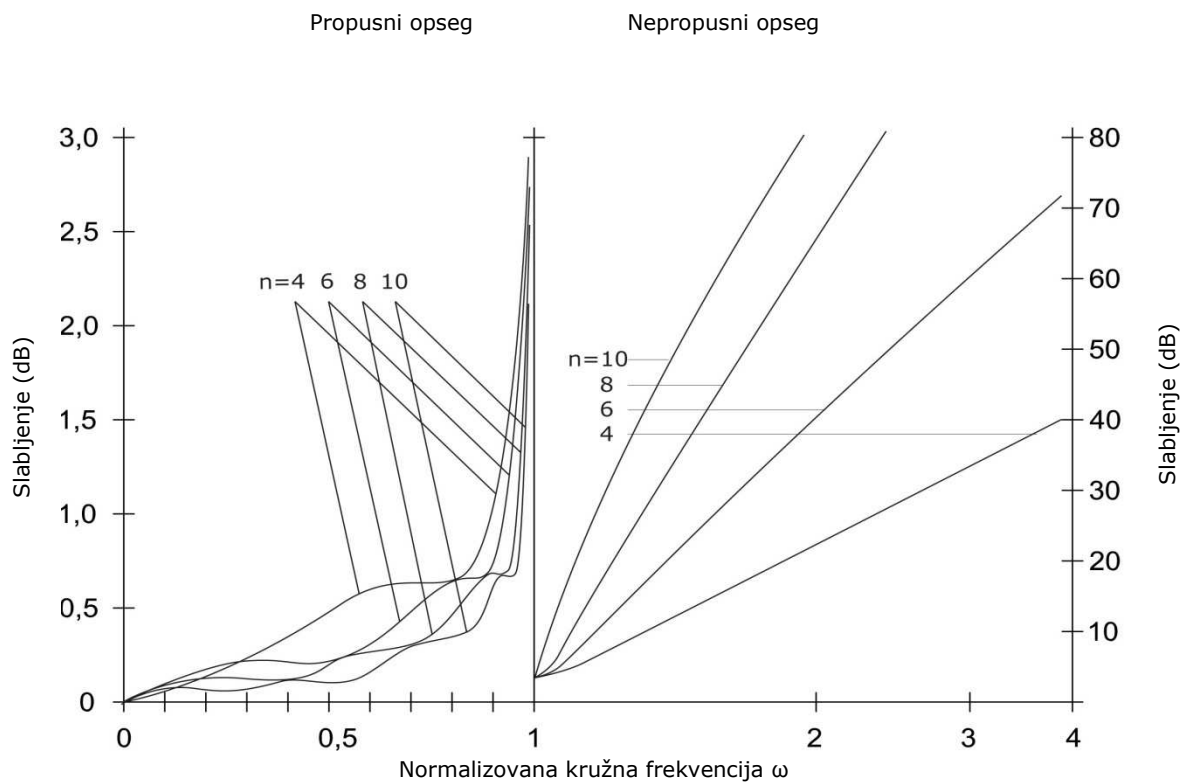
Treba pomenuti da je sam Papoulis izveo relacije (3.8) i (3.8a) nezavisno u dva rada [Pa,58], [Pa,59] za neparne i parne redove, respektivno, a do istih rezultata za parne redove je došao i Fukada [Fu,59]

Na Sl. 3.3 i Sl. 3.4 date su zavisnosti slabljenja L-filtara od normalizovane kružne frekvencije ω za $n=3,5,7$ i 9 i za $n=4,6,8$ i 10 , respektivno.

U Tabeli 3.2 date su konstante C za redove filtara od 2 do 10.



Slika 3.3. Karakteristika slabljenja L-filtara za neparne redove polinoma



Slika 3.4. Karakteristika slabljenja L-filtara za parne redove polinoma

U daljem tekstu predstavljeno je izvođenje rezultata do kojih je i Halpern došao, a koji su iskazani relacijom (3.11). U ovom slučaju imamo primenu kriterijuma maksimalnog izvoda na gornjoj granici propusnog opsega pod ograničenjima izraženim izrazom sa (2.17).

Nakon nalaženja izvoda karakteristične funkcije za $\omega=1$, za n -parno, dobijen je sledeći izraz:

$$(3.12) \quad \frac{dL_n(\omega^2)}{d\omega} \Big|_{\omega=1} = f(C_1, C_3, \dots, C_{n-1}) = f(\mathbf{C}) = \left\{ \sum_{i=0}^{(n-2)/2} C_{2i+1} U_{2i+1}(1) \right\}^2$$

gde je \mathbf{C} vektor konstanata. \mathbf{C} će biti ustanovljeni postupkom maksimizacije izraza (3.12) pod uslovima sadržanim u (2.17) koristeći Lagranžov multiplikator. Neophodno je i maksimizirati sledeću funkciju:

$$(3.13) \quad F(\mathbf{C}, \lambda) = f(\mathbf{C}) + \lambda \left\{ \sum_{i=0}^{(n-2)/2} C_{2i+1}^2 - 1 \right\}.$$

Nakon nalaženja izvoda i izjednačavanja sa nulom, dobija se sistem linearnih jednačina:

$$(3.14) \quad \frac{\partial F}{\partial C_1} = 0; \quad \frac{\partial F}{\partial C_3} = 0, \dots, \quad \frac{\partial F}{\partial C_{n-1}} = 0, \quad \text{i}$$

$$\frac{\partial F}{\partial C_\lambda} = 0$$

koji, posle eliminacije λ , postaju

$$(3.15a) \quad C_{2i-1} U_{2i+1}(1) - C_{2i+1} U_{2i-1}(1) = 0 \quad \text{for } i = 0, 1, \dots, (n-2)/2$$

$$(3.15b) \quad \sum_{i=0}^{(n-2)/2} C_{2i+1}^2 = 1.$$

Dobijeni sistem nelinearnih jednačina je lako rešiti u zatvorenom obliku ako se relacije iskazane sa (3.15a) rekurzivno zamene u (3.15b). Dobijamo (za n -parno)

$$(3.16) \quad C_{2i+1} = U_{2i+1}(1) / \sqrt{\sum_{i=0}^{(n-2)/2} U_{2i+1}^2(1)}.$$

Ekvivalentno, za n -neparno dobijamo:

$$(3.17) \quad C_{2i} = U_{2i}(1) / \sqrt{\sum_{i=0}^{(n-1)/2} U_{2i}^2(1)}.$$

Tabela 3.2 sadrži numeričke vrednosti za izraze (3.16) i (3.17).

Tabela 3.2. C-konstante za L-filtar

n	$C_0(C_1)$	$C_2(C_3)$	$C_4(C_5)$	$C_6(C_7)$	$C_8(C_9)$
3	0.5	0.866025			
4	0.577350	0.816496			
5	0.333333	0.577350	0.745355		
6	0.408248	0.577350	0.707106		
7	0.25	0.433012	0.559016	0.661437	
8	0.316227	0.447213	0.547722	0.632455	
9	0.2	0.346410	0.447213	0.529150	0.6
10	0.258198	0.365148	0.447213	0.516397	0.577350

3.3 H-filtar

U ovom slučaju, kriterijum je maksimalno asimptotsko slabljenje.

Uvidom u (2.13) i (2.14) lako dolazimo do zaključka da će asimptotsko slabljenje biti maksimalno ako izaberemo:

$$(3.18) \quad C_{2i}=0 \quad \text{za} \quad i=0,1, \dots, (n-4)/2$$

$$C_{n-1}=1 \quad \text{za } n\text{-parno, } i$$

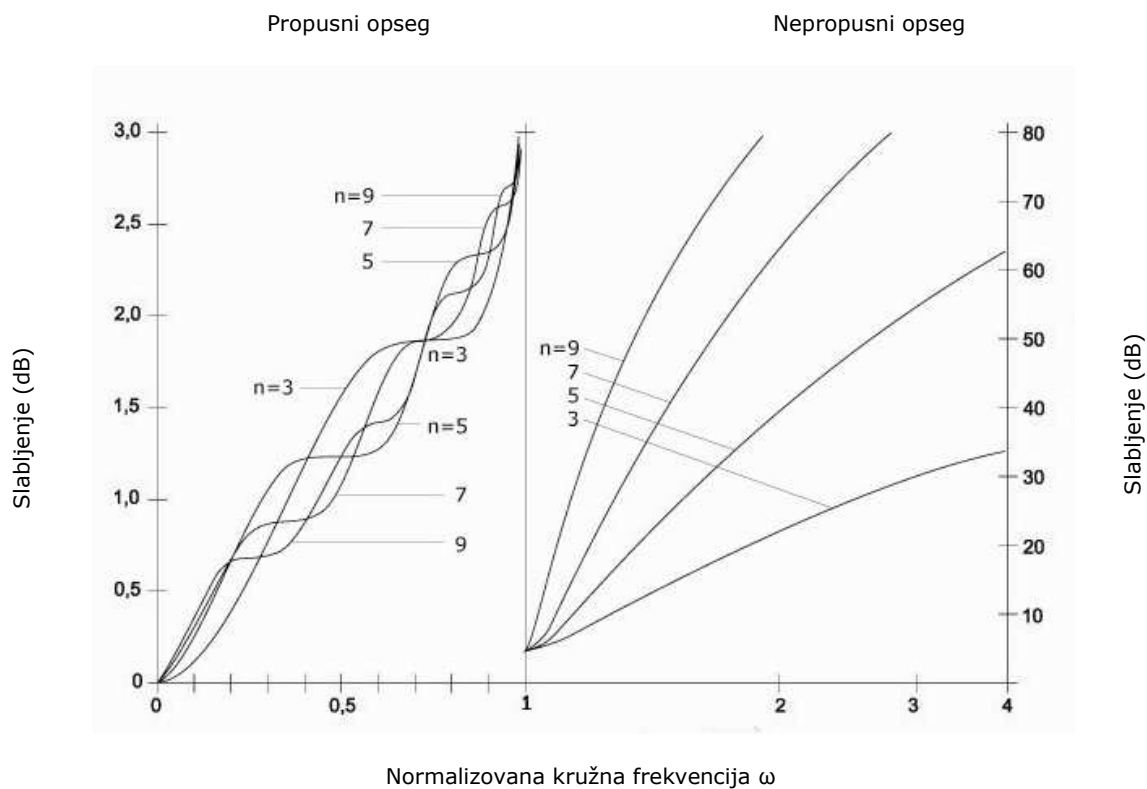
$$(3.19) \quad C_{2i+1}=0 \quad \text{za} \quad i=0,1, \dots, (n-3)/2$$

$$C_{n-1}=1 \quad \text{za } n\text{-neparno.}$$

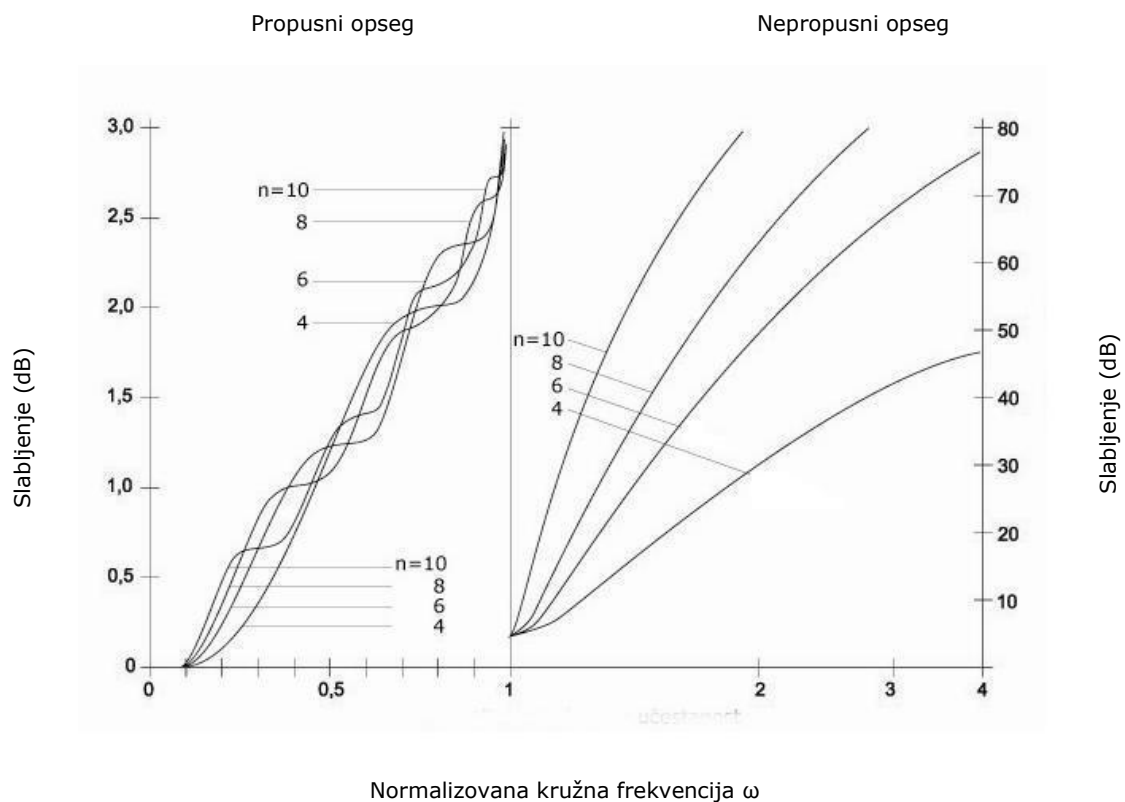
Tabela 3.3. sadrži numeričke vrednosti za (3.18) i (3.19).

Tabela 3.3. C- konstante za H-filtar

n	$C_0(C_1)$	$C_2(C_3)$	$C_4(C_5)$	$C_6(C_7)$	$C_8(C_9)$
3	0	1			
4	0	1			
5	0	0	1		
6	0	0	1		
7	0	0	0	1	
8	0	0	0	1	
9	0	0	0	0	1
10	0	0	0	0	1



Slika 3.5. Karakteristika slabljenja H-filtara za neparne redove polinoma



Slika 3.6. Karakteristika slabljenja H-filtara za parne redove polinoma

Na Sl. 3.5 i Sl. 3.6 prikazane su zavisnosti slabljenja H - filtara od normalizovane kružne frekvencije ω za $n=3,5,7$ i 9 i za $n=4,6,8$ i 10 , respektivno.

3.4 LSM-filtri

Kod LSM filtara nameće se kriterijum minimizacije površine pod karakterističnom funkcijom u propusnom opsegu. Površina se dobija izračunavanjem kvadrata amplitudske karakteristike i otuda naziv least-squares-monotonic ili LSM [Ra,73]. Kod pasivnih filtara minimizacija ove površine trebalo bi da znači minimizovanje reflektovane snage (Koja je jednaka razlici isporučene snage potrošaču (P_o) i raspoložive snage na ulazu (P_u)), te otuda imamo fizički značaj ovog kriterijuma.

Veličina potrebne oblasti se dobija izračunavanjem integrala prema sledećem izrazu:

$$(3.20a) \quad P = \int_0^1 L_n(\omega^2) d\omega$$

ili, za n -neparno,

$$(3.20b) \quad P = \int_0^1 \left\{ \int_0^\omega x \cdot \left[\sum_{i=0}^{(n-1)/2} C_{2i} U_{2i}(x) \right]^2 dx \right\} d\omega.$$

Promenom reda integracije dobijamo

(3.20c)

$$P = \int_0^1 dx \int_x^1 x \cdot \left[\sum_{i=0}^{(n-1)/2} C_{2i} U_{2i}(x) \right]^2 d\omega = \int_0^1 x \cdot (1-x) \cdot \left[\sum_{i=0}^{(n-1)/2} C_{2i} U_{2i}(x) \right]^2 dx$$

Vrednost ovog integrala treba da bude minimalna uz uslov (2.17). Iznova, korišćenjem Lagrange-ovog multiplikatora. Za n -parno, treba naći C koje minimizuje funkciju:

$$(3.21a) \quad f(C_1, C_2, \dots, C_{n-1}, \lambda) = \int_0^1 x \cdot (1-x) \cdot \left[\sum_{i=0}^{(n-2)/2} C_{2i+1} U_{2i+1}(x) \right]^2 dx + \lambda \cdot \left(\sum_{i=0}^{(n-2)/2} C_{2i+1}^2 - 1 \right).$$

Slična funkcija može biti napisana za n -neparno.

(3.21b)

$$f(C_0, C_2, \dots, C_{n-1}, \lambda) = \int_0^1 \left\{ \int_0^1 x \left[\sum_{i=0}^{(n-1)/2} C_{2i} U_{2i}(x) \right]^2 dx \right\} d\omega + \lambda \left(\sum_{i=0}^{(n-1)/2} C_{2i}^2 - 1 \right)$$

Da bi nastao minimum potrebno je (dajemo samo za n-parno):

$$(3.22a) \quad \frac{\partial f}{\partial C_{2j+1}} = 0 \quad \text{za } j=0, 1, \dots, (n/2-1) \text{ i}$$

$$(3.22b) \quad \frac{\partial f}{\partial \lambda} = 0.$$

Posle obavljenog diferenciranja i sređivanja izraza (3.22a i 3.22b), što podrazumeva i eliminaciju λ , nastaje sledeći sistem nelinearnih jednačina:

$$(3.23a) \quad \begin{aligned} & C_{2j+1} \cdot \int_0^1 x^2 \left[\sum_{i=0}^{(n-2)/2} C_{2i+1} U_{2i+1}(x) \right] \cdot U_{2j-1}(x) \cdot dx - \\ & - C_{2j-1} \cdot \int_0^1 x^2 \left[\sum_{i=0}^{(n-2)/2} C_{2i+1} U_{2i+1}(x) \right] \cdot U_{2j+1}(x) \cdot dx = 0 \end{aligned}$$

 za $j=1, 2, \dots, (n-2)/2$

$$\sum_{i=0}^{(n-2)/2} C_{2i+1}^2 = 1$$

za n-parno, i

$$(3.23b) \quad \begin{aligned} & C_{2j} \cdot \int_0^1 x^2 \left[\sum_{i=0}^{(n-1)/2} C_{2i} U_{2i}(x) \right] \cdot U_{2j-2}(x) \cdot dx - \\ & - C_{2j-2} \cdot \int_0^1 x^2 \left[\sum_{i=0}^{(n-1)/2} C_{2i} U_{2i}(x) \right] \cdot U_{2j}(x) \cdot dx = 0 \end{aligned}$$

 za $j=1, 2, \dots, (n-1)/2$

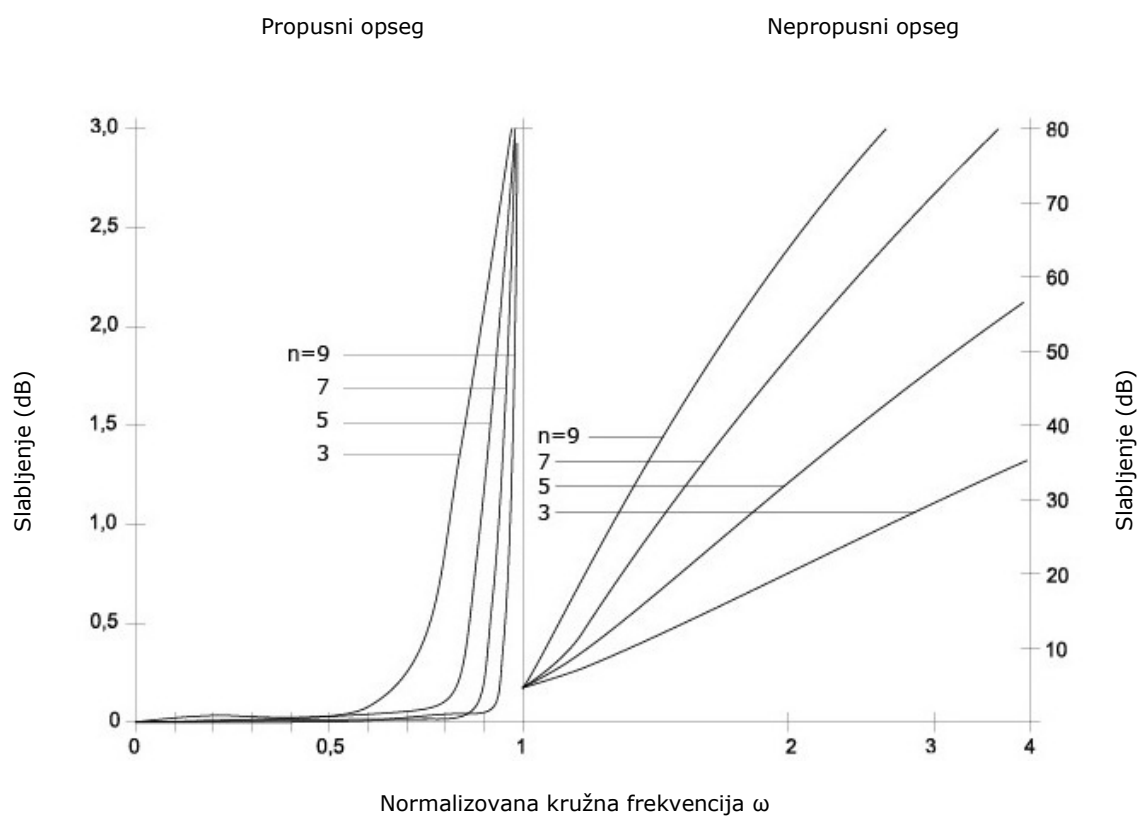
$$\sum_{i=0}^{(n-1)/2} C_{2i}^2 = 1$$

za n-neparno.

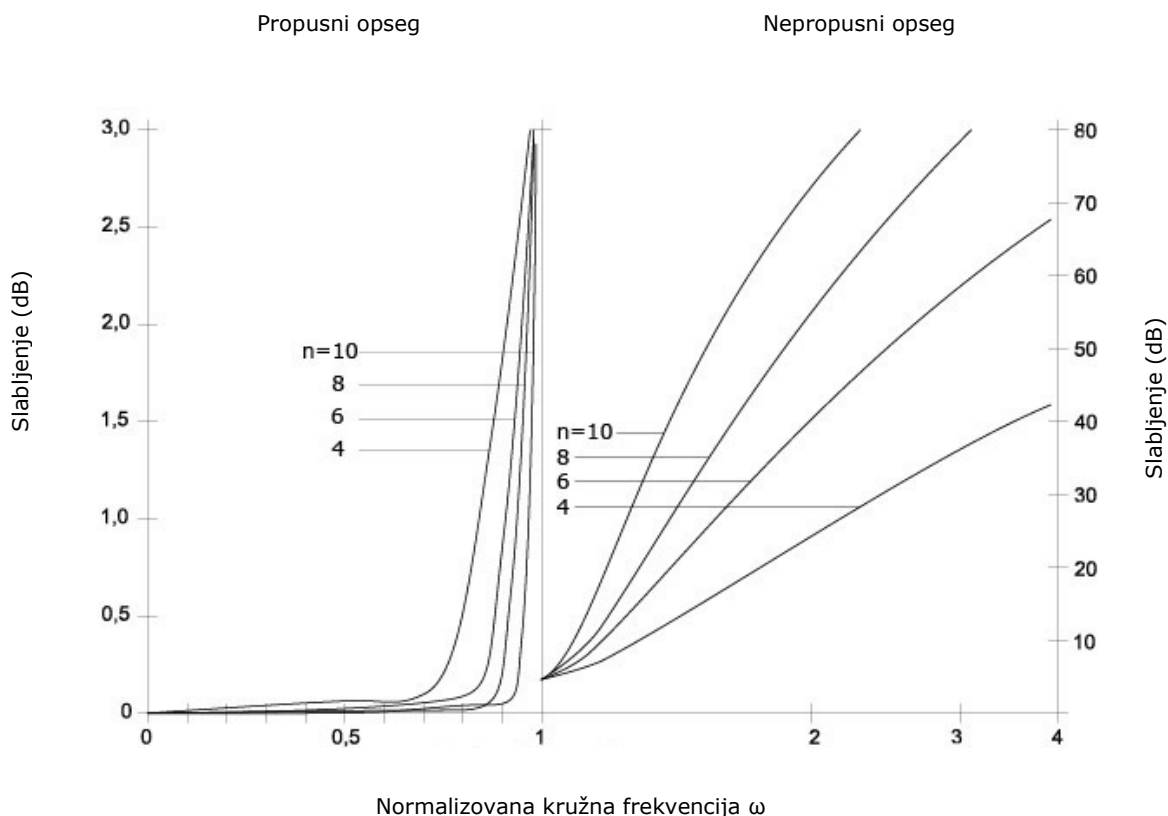
Za rešavanje sistema jednačina se koristi Newton-Raphson-ov iterativni postupak i rezultati primenjene iteracije su prikazani u Tabeli 3.4.

Tabela 3.4. C-konstante za LSM-filtar

n	$C_0(C_1)$	$C_2(C_3)$	$C_4(C_5)$	$C_6(C_7)$	$C_8(C_9)$
3	0.735595	0.677422			
4	0.816497	0.577350			
5	0.539066	0.716797	0.442277		
6	0.645810	0.661605	0.381962		
7	0.425843	0.629268	0.570416	0.311037	
8	0.529322	0.615107	0.516024	0.274191	
9	0.349642	0.547621	0.565019	0.451636	0.233753
10	0.446303	0.553681	0.531873	0.409607	0.208768



Slika 3.7 Karakteristika slabljenja LSM filtara za neparne redove polinoma



Slika 3.8. Karakteristika slabljenja LSM filtara za parne redove polinoma

3.5 Optimalni filtri

Raković i Lazović su izveli jednu klasu karakterističnih funkcija [Ra,72] izborom konstanti C u izrazima (2.13) i (2.14) tako što su izjednačili sve konstante u nizu, što ako se ima u vidu normalizacija (2.17), daje:

$$C^2 = C_{2i+1}^2 = 2/n \quad n\text{-parno, } i=0,1,\dots,(n/2)-1 \quad (3.24)$$

$$C^2 = C_{2i+1}^2 = 2/n-1 \quad n - \text{ neparno, } i = 0,1,\dots, (n-1)/2$$

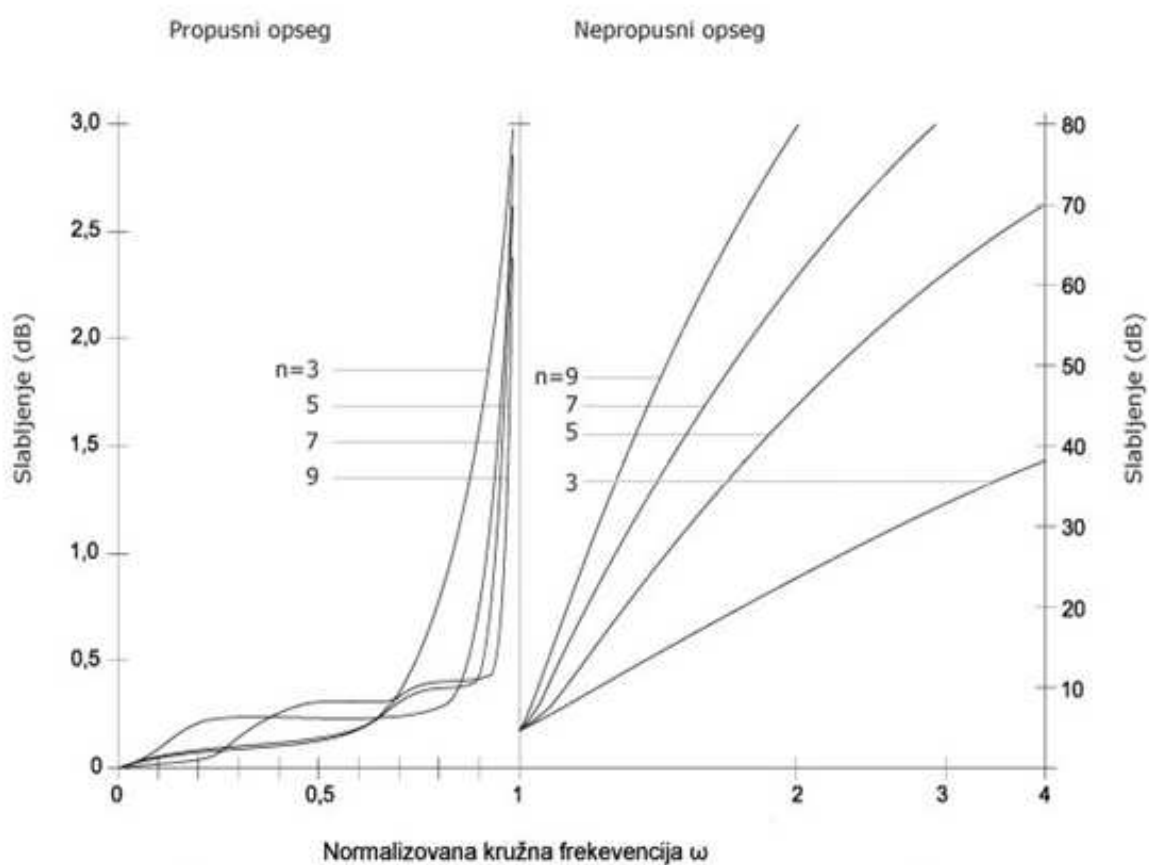
Dajemo vrednosti konstanta C za različite redove filtara:

$n=3$ i $n=4$	$C = 0,707106$
$n=5$ i $n=6$	$C = 0,577350$
$n=7$ i $n=8$	$C = 0,5$
$n=9$ i $n=10$	$C = 0,447213.$

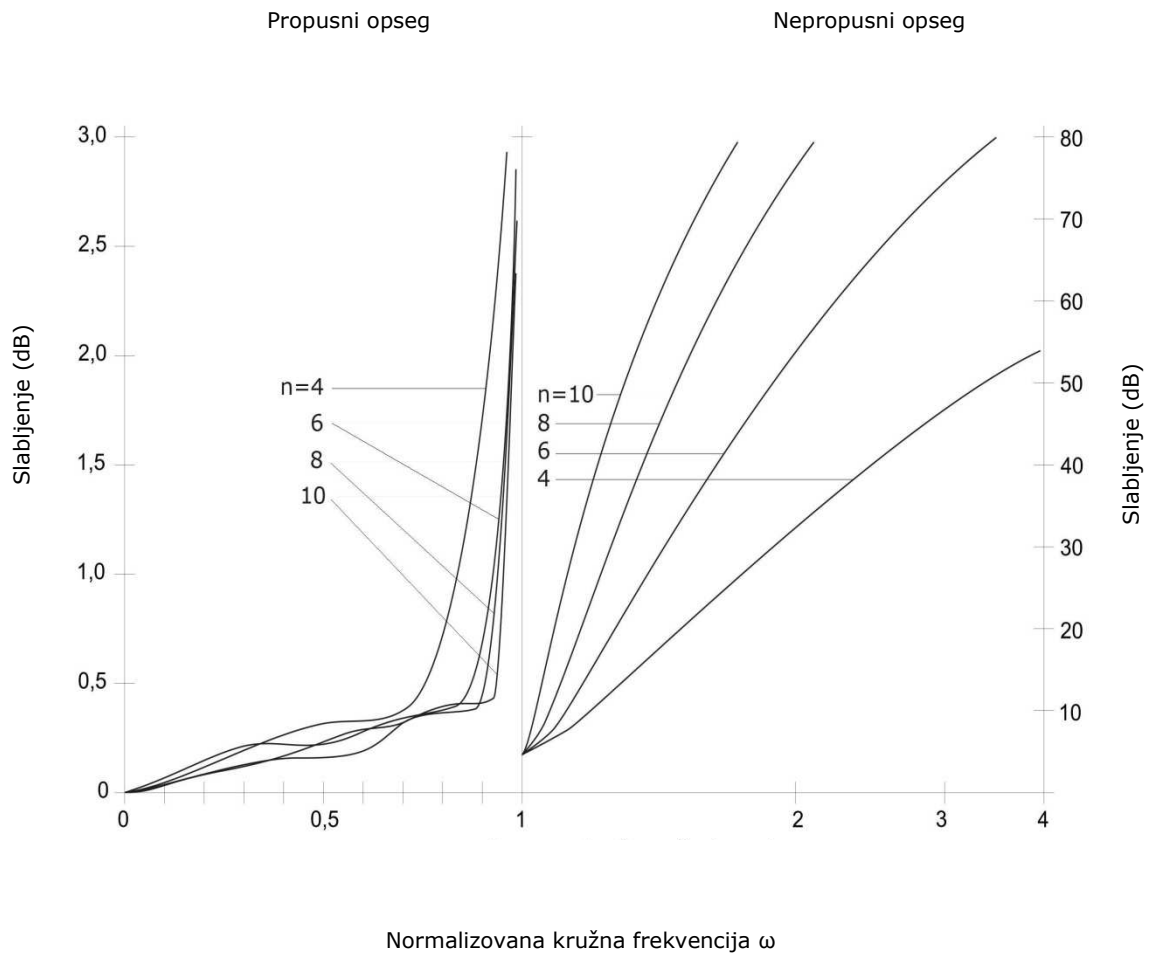
Ova klasa filtara se ne uklapa u osnovne tipove CMAC filtara pošto ne proističe iz kriterijuma koji su navedeni u prethodnoj glavi. Ipak, zbog njenih svojstava, a i zbog neizmernog poštovanja prema autorima biće ovde ukratko navedena.

Autori su je označili sa O-filtri (optimalni). Ona iskazuje mala izobličenja u propusnom opsegu uz relativno veliku selektivnost. Njena je glavna osobina, ipak, jednostavnost izraza za karakterističnu funkciju.

Na Sl. 3.9 i Sl. 3.10 su prikazane zavisnosti slabljenja O-filtara od normalizovane kružne frekvencije ω za redove $n=3,5,7$ i 9 (Sl. 3.9) i $n=4,6,8$ i 10 (Sl. 3.10).



Slika 3.9. Karakteristika slabljenja Optimalnih filtara za neparne redove polinoma



Slika 3.10. Karakteristike slabljenja Optimalnih filtara za parne redove polinoma

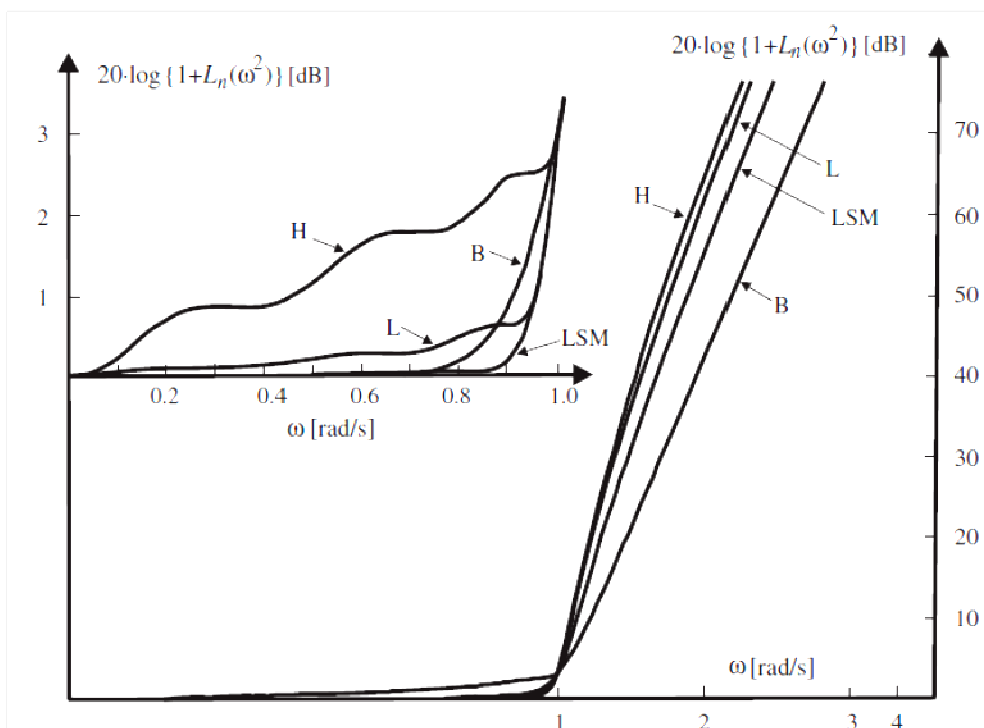
4. PREGLED AMPLITUDSKIH KARAKTERISTIKA OSNOVNIH KLASA CMAC FILTARA

4.1 Pregled amplitudskih karakteristika osnovnih klasa CMAC filtara

Kako je u prethodnom poglavlju pomenuto, amplitudska karakteristika svake od opisanih klasa filtara ima specifične osobine i u propusnom i u nepropusnom opsegu. Ovde ćemo pokušati da damo pregled njihovih amplitudskih karakteristika kako bi izveli neke zaključke o njihovoj primeni.

Najpre će biti dati podaci vezani za kriterijume sinteze.

Naime, za CMAC filtre reda od 3 do 10 biće date brojne vrednosti triju veličina koje se vezuju za kriterijume: površina ispod kvadrata karakteristične funkcije u propusnom opsegu kao mera reflektovane snage, nagib na granici propusnog opsega kao mera selektivnosti i vrednost koeficijenta uz najviši stepen u karakterističnoj funkciji kao mera asimptotskog slabljenja. Pre toga, radi lakšeg praćenja tabelarnih podataka, na Sl. 4.1 date su karakteristike slabljenja CMAC filtara za slučaj $n=7$, gde je n red filtra.



Slika 4.1. CMAC karakteristike slabljenja za $n=7$

Najpre će biti razmotrena površina ispod kvadrata karakteristične funkcije u propusnom opsegu, izračunata u izrazu navedenom u (3.20). Odgovarajuće vrednosti su prikazane u Tabeli 4.1.

Posmatranjem ove tabele uočavamo izuzetno svojstvo LSM filtera da stvarno reflektuju mali deo snage koja je saopštena filtru. Tako, za filter 10-og reda samo 2,1% od snage isporučene od strane generatora biva reflektovana, odnosno „nepotrebno potrošena“. Sledeća funkcija po dobroti saglasno ovom kriterijumu je funkcija B filtera koja reflektuje više nego dvostruko veću snagu. Karakteristično je da tri klase (B, L i LSM) ispoljavaju smanjenje reflektovane snage sa povećanjem reda filtra što se ne može reći za H filtre. Ukoliko se među projektantskim kriterijumima nalazi i zahtev za minimizacijom reflektovane snage, H filtri će najverovatnije biti odbačeni.

Tabela 4.1. Površina ispod krive $L_n(\omega^2)$

Tip	n	3	4	5	6	7	8	9	10
B		0,1429	0,1111	0,0999	0,0769	0,0667	0,0588	0,0526	0,0476
H		0,3714	0,3143	0,3679	0,3390	0,3663	0,348	0,3654	0,3534
L		0,1619	0,1238	0,1071	0,0894	0,0800	0,0700	0,0640	0,0574
LSM		0,1210	0,0860	0,0610	0,0470	0,0370	0,0300	0,0250	0,0210

Nagib $L_n(\omega^2)$ za $\omega=1$, prikazan je u Tabeli 4.2.

Tabela 4.2. Nagib $L_n(\omega^2)$ pri $\omega=1$

Tip	n	3	4	5	6	7	8	9	10
B		6	8	10	12	14	16	18	20
H		6	8	10	12	14	16	18	20
L		8	12	18	24	32	40	50	60
LSM		7,288	10,67	15,34	20,10	26,16	32,29	39,74	47,24

Analizom rezultata prikazanih u Tabeli 4.2, dolazimo do zaključka da je maksimalan nagib amplitudske karakteristike na granici propusnog opsega koji je izložen u navedenoj tabeli kod L-filtara, a sledeći po rezultatu je LSM-filtar. Zanimljivo je da B i H filtri ispoljavaju jednak nagib koji je znatno manji od nagiba karakteristične funkcije L filtara. Treba uočiti da sa porastom reda filtra prednost L filtara se relativno povećava. Tako odnos nagiba L filtara i LSM filtara za $n=3$ iznosi $8/7,288=1,1$, a za $n=10$ iznosi $60/47,24=1,27$. Ova je promena znatno izraženija kada se posmatraju B i H filtri. Dobija se da je za $n=3$ odnos nagiba $8/6=1,333$, a za $n=10$ odnos nagiba je $60/20=3$.

Najzad, asimptotsko slabljenje će biti izraženo kao vrednost koeficijenta u $L_n(\omega^2)$ uz najviši stepen pomnožena sa ω^{2n} . Rezultati su prikazani u Tabeli 4.3.

Tabela 4.3. Vrednost $\lim_{\omega \rightarrow \infty} [L_n(\omega^2)/\omega^{2n}]$

Tip	n	3	4	5	6	7	8	9	10
B		1	1	1	1	1	1	1	1
H		2	3	6	10	20	35	70	126
L		1,41	2,45	4,47	7,07	13,23	22,14	42	36,37
LSM		1,35	1,73	2,65	3,82	6,22	9,60	16,36	26,30

Da bismo dobili jasan uvid o uzajamnim relacijama različitih aproksimacija, biće izračunata vrednost količnika, razlike vrednosti koeficijenta uz najviši stepen $L_n(\omega^2)$ za H-filtar (Poslednja kolona u Tabeli 4.3, izražena u dB) i vrednosti ostala tri filtra. Tako, za 10-ti red filtara, za odnos H/B-filtar imamo $20 \cdot \log(126/1) = 42$ [dB], za odnos H/L filtar imamo $20 \cdot \log(126/36.7) = 10.71$ [dB] i za odnos H/LSM filtar imamo $20 \cdot \log(126/26.3) = 13.61$ [dB]. Ovi rezultati predstavljaju razliku slabljenja u beskonačnosti. Primitimo da je LSM filtar za manje od 3dB lošiji nego L filtar. Razlika je manja za niži red filtra.

Dalje poređenje će biti izvršeno na osnovu Tabele 4.4 i Tabele 4.5 u kojima su dati uzorci slabljenja svih pomenutih klasa filtara za redove $n=5$ i $n=6$, respektivno. Mada delimična, poređenja dovode do istih opštih zaključaka. Prilikom razmatranja brojnih vrednosti slabljenja koje su date u ovoj tabeli treba imati u vidu grafičke prikaze ovih karakteristika koji su dati u prethodnom poglavlju. U prvoj koloni Tabele 4.4 i Tabele 4.5 su smeštene veličine slabljenja, a u ostalim frekvencije za koje se dobija to slabljenje kod različitih klasa filtara. Normalizacija je tako izvedena, da sve klase za svaki red filtra imaju slabljenje od 3 dB na učestanosti $\omega=1$, naime u (2.9) stavljeno je $\epsilon^2=1$.

Ako posmatramo karakteristike u propusnom opsegu, može se reći da klasa LSM-filtara ima određene prednosti, jer u veoma velikom delu propusnog opsega ima vrlo malo slabljenje. Tako za $n=5$ slabljenje je manje od 0,1 dB u 80% propusnog opsega, a manje od 0,2 dB u 83,5% propusnog opsega. Za $n=6$ imamo sličnu situaciju, tj. slabljenje je manje od 0,1 dB u 84,5% propusnog opsega, a manje od 0,2 čak u 87% propusnog opsega. Klasa B-filtara ima nešto veća slabljenja u propusnom opsegu koja jednolično rastu prema granici, te je njen značaj jedino u veoma jednostavnom obliku karakteristične funkcije. Ako su dozvoljena nešto veća izobličenja u propusnom opsegu, klasa L filtara može takođe pokazati određene prednosti. Za $n=5$ klasa L iskazuje slabljenje manje od 0,5 dB (0,5 dB slabljenja

odgovara pojačanju od 0,944 puta) u 70% propusnog opsega, a za $n=6$ u 76% propusnog opsega. Slabljenje od 1 dB (1 dB slabljenja odgovara pojačanju od 0,81 puta) u propusnom opsegu L-filtri dostižu na 92% odnosno na 94%, za $n=5$ i $n=6$, respektivno. Klasa H-filtara se međutim, razlikuje od svih pomenutih po vrlo velikim izobličenjima u propusnom opsegu.

Tabela 4.4. Uporedne osobine CMAC filtara za $n=5$

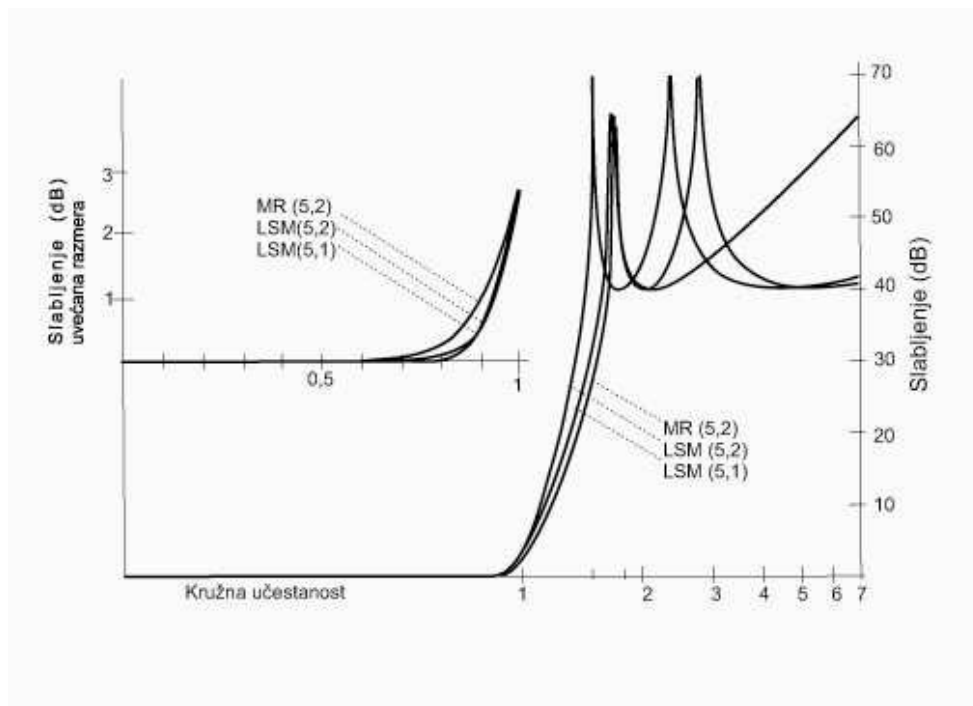
$a(\text{dB}) \omega$	B	L	H	LSM
0,1	0,6869	0,1726	0,0694	0,7993
0,2	0,7371	0,4661	0,1003	0,8354
0,5	0,8106	0,7005	0,1710	0,8812
1,0	0,8740	0,9221	0,3006	0,9200
30,0	1,9960	1,6144	1,5727	1,7309
50,0	3,1637	2,4300	2,3236	2,6586
70,0	5,0142	3,7700	3,5753	4,1603
100,0	10,0050	7,4417	7,0273	8,2484

U nepropusnom opsegu klasa H-filtara dominira, što je i prirodno, ako se ima u vidu da je izvedena pod uslovom najvećeg asimptotskog nagiba. Za $n = 5$ slabljenje H-filtara dostiže 50 dB na frekvenciji $\omega=2,3$, a za $n=6$ na frekvenciji $\omega=1,9$. L-filtri imaju nešto širu prelaznu zonu, to jest imaju manje slabljenje u nepropusnom opsegu za istu frekvenciju nego H-filtri, mada imaju veći nagib na graničnoj frekvenciji. L-filtar za $n=5$ dostiže slabljenje 50 dB na frekvenciji $\omega=2,4$, a za $n=6$ na frekvenciji $\omega=1,99$. Kao što se da videti, pri povećanju reda filtra, razlika u veličini prelazne zone, za isto slabljenje, između H i L-filtara raste. LSM-filtri imaju širu prelaznu zonu od gore pomenutih, tj. manje su selektivni. Za $n=5$ LSM-filtar ima slabljenje 50 dB na $\omega=2,56$, a za $n=6$ na $\omega=2,16$. Kao što se vidi iz tabele, prelazna zona je šira za nešto manje od 10% nego kod L. Butterworth-ovi filtri imanju izrazito manju selektivnost od svih opisanih klasa i, kao što je rečeno, njihova prednost je u jednostavnom obliku karakteristične funkcije.

Tabela 4.5. Uporedne osobine CMAC filatara za $n = 6$

$a(\text{dB}) \omega$	B	L	H	LSM
0,1	0,7313	0,2899	0,1792	0,8448
0,2	0,7755	0,4032	0,2184	0,8728
0,5	0,8395	0,7600	0,2925	0,9085
1,0	0,8938	0,9407	0,3904	0,9386
30,0	1,7738	1,4417	1,4115	1,5336
50,0	2,6111	1,9915	1,9145	2,1639
70,0	3,8327	2,8389	2,7033	3,1173
100,0	6,0156	4,9601	4,6951	5,4018

Kao generalni zaključak možemo konstatovati da B filtri, izvedeni sa ciljem da se dobije minimalno odstupanje u propusnom opsegu, nisu najbolje rešenje za ovu namenu. Naime, upotrebom LSM filtra, omogućićemo manje odstupanje u propusnom opsegu s obzirom da pokazuju veću selektivnost u užoj prelaznoj oblasti. Slično, L-filtar izveden pod uslovom da ima maksimalni nagib na granici propusnog opsega ne pokazuje značajniju prednost za užu prelaznu oblast. H-filtar nesumnjivo pokazuje najveću selektivnost u beskonačnosti kod praktično svih CMAC filtara. Sve ovo, govori, da najbolji odnos za rešenje treba tražiti između LSM i H filtara, a iz razloga sagledavanja odstupanja u propusnom, odnosno slabljenja van propusnog opsega ovih filtara.

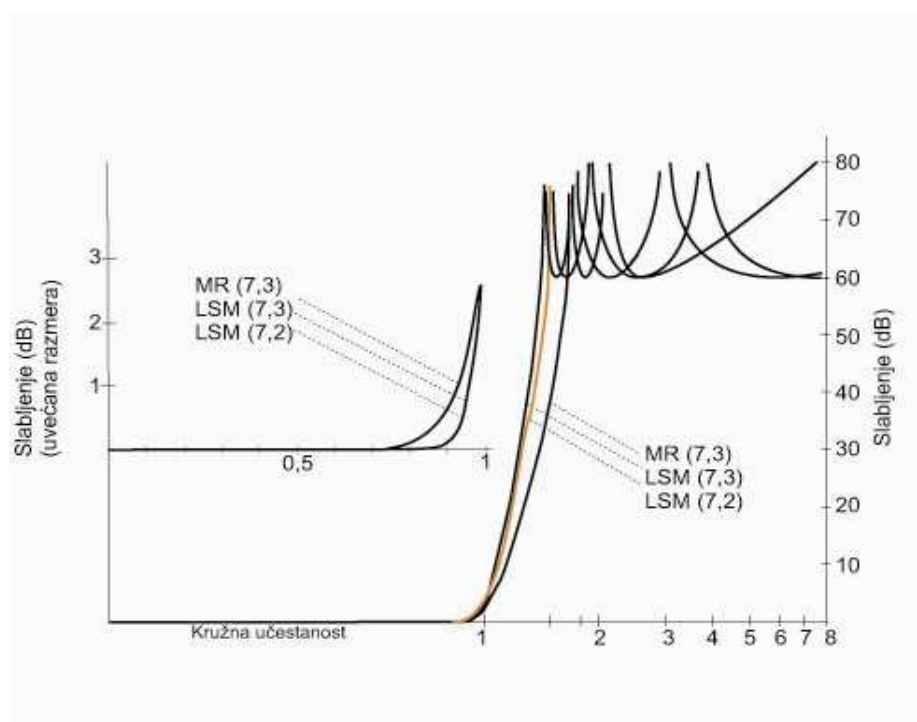


Slika 4.2. LSM i B filtri 5-og reda sa nulama na stvarnim frekvencijama

Ipak, saglasno kriterijumu koji govori o selektivnosti neposredno iznad propusnog opsega odnosno na početku prelazne oblasti filtra, samo L i LSM filtri mogu se smatrati povoljnim za primenu. To naročito važi za više redove filtara. Ovo svojstvo LSM filtara ilustrovano je na Sl. 4.2 i Sl. 4.3 [Li,74].

Sl. 4.2 predstavlja karakteristike slabljenja triju filtara 5-og reda: maksimalno ravan (MR) sa dvema nulama na stvarnim frekvencijama, LSM sa dvema nulama na stvarnim frekvencijama i LSM sa jednom nulom na stvarnoj frekvenciji. Nule su određene iz uslova da minimalno slabljenje u nepropusnom opsegu bude 40 dB. Vidi se da je, čak i pri niskim redovima filtara, prednost LSM u odnosu na B filtre u propusnom opsegu očuvana, a da čak i LSM filtar sa jednom nulom ispoljava veću selektivnost od složenijeg B filtra.

Slični zaključci se mogu izvući analizom Sl. 4.3 gde su prikazani filtri 7-og reda. Naravno, imajući u vidu gornju diskusiju, prednost LSM filtara (zbog povećanja reda filtra) je uvećana. Ne treba zaboraviti da su apscisne ose prikazane u logaritamskoj razmeri tako da se procentualno suženje širine prelaznih oblasti ne može lako proceniti sa ovih slika. Primera radi, u slučaju filtara 7-og reda sa trima nulama, odnos širina prelaznih oblasti je približno $0,8/0,55=1,454$ što znači da je suženje za svih 45,4%.



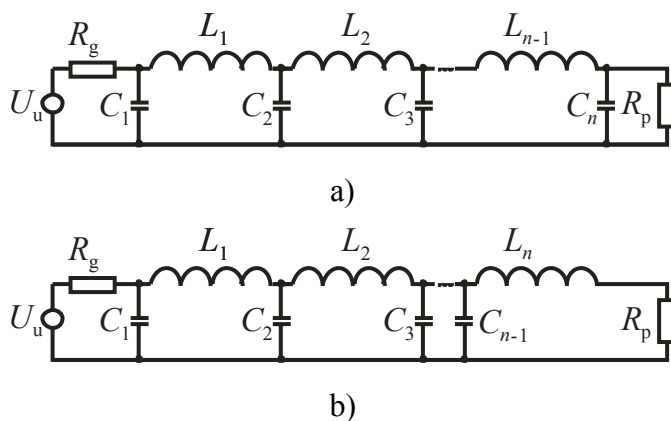
Slika 4.3 LSM i B filtri 7-og reda sa nulama na stvarnim frekvencijama

5. PASIVNA LESTVIČASTA I "STATE-VARIABLE" REALIZACIJA CMAC FILTARA

U ovom poglavlju daćemo podatke o pasivnoj lestvičastoj LC mreži kao i o "state-variable" aktivnoj RC realizaciji CMAC filtara. Smatrali smo da će se na ovaj način upotpuniti slika o primenljivosti ovih klasa filtara. Kako bi olakšali postupak projektovanja telekomunikacionih filtara koji imaju CMAC karakteristike, na kraju ovog poglavlja biće dat postupak, kao i primer projektovanja. Pri tome biće uključena i statistička analiza kako bi se stekla što bolja predstava o preslikavanju tolerancija elemenata u tolerancije odziva na različitim frekvencijama. Treba napomenuti da su CMAC filtri našli svoju fizičku realizaciju i kao IIR digitalni filtri [Mi,15a], [Mi,15b].

5.1 Pasivna LC lestvičasta realizacija CMAC filtara

Polazeći od Sl. 2.1, na Sl 5.1 date su dve lestvičaste mreže kao ilustracija "filtarske mreže" o kojoj je ovde reč. Sl. 5.1a predstavlja LC lestvičastu mrežu neparnog, a Sl. 5.2, parnog reda. U oba slučaja ulazni element je kondenzator što znači da sinteza počinje sa ekstrakcijom nule ulazne impedanse u beskonačnosti [Sc,70].



Slika 5.1. Pasivna LC lestvičasta realizacija filtera sa svim nulama u beskonačnosti.
a) n-neparno i b) n-parno

5.1.1 Pasivna realizacija Butterworthovih filtera

Vrednosti elemenata pasivne LC lestvičaste mreže koja realizuje B-filtre mogu se izračunati prema sledećim formulama:

$$(5.1) \quad C_k = 2 \cdot \sin \left[\frac{2 \cdot k - 1}{2 \cdot n} \cdot \pi \right] \quad \text{za } k\text{-neparno i}$$

$$(5.2) \quad L_k = 2 \cdot \sin \left[\frac{2 \cdot k - 1}{2 \cdot n} \cdot \pi \right] \quad \text{za } k\text{-parno.}$$

Pri tome $k=1,2, \dots, n$.

Brojne vrednosti elemenata izračunate ovim formulama date su u Tabeli 5.1 i Tabeli 5.2.

Tabela 5.1. Vrednosti elemenata lestvičaste LC realizacije za neparne redove Butterworth-ovih filtera

n	C_1	L_2	C_3	L_4	C_5	L_6	C_7	L_8	C_9
3	1,0000	2,0000	1,0000						
5	0,6180	1,6180	2,0000	1,6180	0,6180				
7	0,4450	1,2469	1,8019	2,0000	1,8019	1,2469	0,4450		
9	0,34729	1,0000	1,5321	1,8794	2,0000	1,8794	1,5321	1,0000	0,34729

Tabela 5.2. Vrednosti elemenata lestvičaste LC realizacije za parne redove Butterworth-ovih filtara

n	C_1	L_2	C_3	L_4	C_5	L_6	C_7	L_8	C_9	L_{10}
4	0,7654	1,8478	1,8478	0,7654						
6	0,5176	1,4142	1,9318	1,9318	1,4142	0,5176				
8	0,3902	1,1111	1,6629	1,9616	1,9616	1,6629	1,1111	0,3902		
10	0,3128	0,9079	1,4142	1,7820	1,9753	1,9753	1,7820	1,4142	0,9079	0,3128

5.1.2 Pasivna realizacija Papoulisovih (L) filtara

Brojne vrednosti elemenata izračunate na osnovu unifikovane teorije kaskadne sinteze [Sc70] date su u Tabeli 5.3 i Tabeli 5.4.

Tabela 5.3. Vrednosti elemenata lestvičaste LC realizacije za neparne redove Papoulis-ovih filtara

n	C_1	L_2	C_3	L_4	C_5	L_6	C_7	L_8	C_9
3	2,1801	1,3538	1,1734						
5	2,0000	1,5395	2,0673	1,4800	0,9512				
7	1,8640	1,5895	2,1506	1,7270	1,9394	1,4770	0,8394		
9	1,7645	1,6134	2,1585	1,7816	2,0662	1,7755	1,8674	1,4555	0,7695

Tabela 5.4. Vrednosti elemenata lestvičaste LC realizacije za parne redove Papoulis-ovih filtara

n	C_1	L_2	C_3	L_4	C_5	L_6	C_7	L_8	C_9	L_{10}
4	1,5644	1,9585	1,4768	1,0827						
6	1,5763	1,9040	1,7442	1,9857	1,4852	0,9160				
8	1,5564	1,8501	1,8411	2,0515	1,7672	1,9115	1,4683	0,8205		
10	1,5283	1,8124	1,3951	2,0411	1,8451	2,0329	1,7838	1,8538	1,4453	0,7575

5.1.3 Pasivna realizacija Halpernovih (H) filtara

Brojne vrednosti elemenata izračunate na osnovu unifikovane teorije kaskadne sinteze [Sc,70] date su u Tabeli 5.5 i Tabeli 5.6.

Tabela 5.5. Vrednosti elemenata lestvičaste LC realizacije za neparne redove Halpern-ovih filtara

n	C_1	L_2	C_3	L_4	C_5	L_6	C_7	L_8	C_9
3	3,1986	0,9934	1,2585						
5	3,4567	1,1037	2,3198	1,2691	1,0684				
7	3,5614	1,1228	2,5488	1,4288	2,1140	1,3463	0,9652		
9	3,6164	1,1276	2,6502	1,4199	2,3242	1,5482	2,0108	1,3743	0,8984

Tabela 5.6. Vrednosti elemenata lestvičaste LC realizacije za parne redove Halpern-ovih filtara

n	C_1	L_2	C_3	L_4	C_5	L_6	C_7	L_8	C_9	L_{10}
4	2,0407	2,0137	1,1949	1,2219						
6	2,4051	1,9013	1,4460	2,1941	1,3027	1,0583				
8	6,3634	5,7025	3,3582	2,0658	1,4328	1,0922	0,7254	0,2449		
10	2,8111	1,6693	1,7355	2,2352	1,5850	2,2564	1,5554	2,0110	1,3715	0,8965

5.1.4 Pasivna realizacija LSM filtara

Brojne vrednosti elemenata izračunate na osnovu unifikovane teorije kaskadne sinteze [Sc70] date su u Tabeli 5.7 i Tabeli 5.8.

Tabela 5.7. Vrednosti elemenata lestvičaste LC realizacije za neparne redove
LSM filtara

n	C_1	L_2	C_3	L_4	C_5	L_6	C_7	L_8	C_9
3	1,5208	1,6959	1,0506						
5	1,2147	1,7933	1,9476	1,5852	0,7891				
7	1,0540	1,7492	1,9807	1,8966	1,8356	1,4661	016694		
9	0,9507	1,6949	1,9503	1,9389	1,9722	1,8724	1,7553	1,3806	0,6002

Tabela 5.8. Vrednosti elemenata lestvičaste LC realizacije za parne redove
LSM filtara

n	C_1	L_2	C_3	L_4	C_5	L_6	C_7	L_8	C_9	L_{10}
4	1,1678	1,9258	1,6767	0,9187						
6	1,0243	1,8301	1,9026	1,8933	1,5329	0,7361				
8	0,9327	1,7498	1,9148	1,9771	1,8897	1,7976	1,4276	0,6405		
10	0,8606	1,6752	1,8910	1,9740	1,9553	1,9589	1,8612	1,7327	1,3562	0,5836

5.2 "State-variable" realizacija CMAC filtarskih funkcija

Postoji nekoliko opcija za realizaciju određene prenosne funkcije u obliku aktivnog RC filtra. Između ostalog, projektant može da bira kaskadnu realizaciju, paralelnu realizaciju ili "celovitu realizaciju".

Kada se radi o kaskadnoj realizaciji potrebno je da se prenosna funkcija filtra iskaže kao proizvod racionalnih funkcija drugog reda (Kada je red filtra neparan mora postojati i funkcija prvog reda). Ovako prikazana funkcija može se realizovati kaskadnim vezivanjem ćelija drugog reda (U slučaju neparnog reda biće potrebna i ćelija prvog reda.). Pri primeni ovog postupka projektant treba da odlučuje o:

- Tipu ćelije koju će upotrebiti. Naime, ista prenosna funkcija drugog reda može da se realizuje na više različitih načina pri čemu će za odlučivanje biti potrebni i novi kriterijumi. Oni će biti zasnovani na veličini Q-faktora pola prenosne funkcije koji realizuje ćelija, disperziji vrednosti elemenata, osetljivosti na promene vrednosti

elemenata kao i osetljivosti na parazitne kapacitivnosti bilo da se radi o diskretnoj realizaciji na štampanoj ploči ili o primeni u integrisanom kolu.

- Redosledu implementacije ćelija. Redosled implementacije u kaskadi određuje odnos konačnog rešenja prema šumovima i prema nelinearnim izobličenjima. Radi minimizacije šumova i nelinearnih izobličenja biće potrebno primeniti specijalni algoritam.

- Raspodele pojačanja između ćelija. I ovde se radi o optimizaciji radi minimizovanja šumova i nelinearnih izobličenja.

Kada se primenjuje paralelna realizacija potrebno je da se prenosna funkcija filtra razloži na parcijalne sabirke (upotrebom računa ostataka). U ovom slučaju će realizacija svakog sabirka (sem sabirka prvog reda) moći biti ostvarena jednom te istom konfiguracijom ćelije pri čemu će jedina moguća razlika nastati na osnovu Q-faktora pola ćelije. Problem raspodele pojačanja se rešava jednostavno izjednačavanjem pojačanja svih ćelija. Naravno, ova će realizacija zahtevati dodatnu ćeliju koja će obaviti sabiranje izlaznih signala paralelno vezanih ćelija.

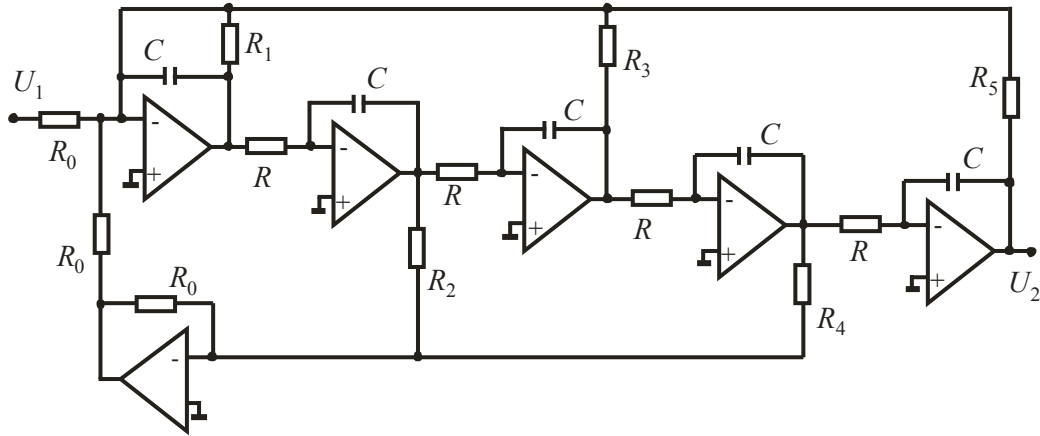
Najzad, moguća je celovita realizacija koja u stvari podrazumeva da se prenosna funkcija implementira direktno. Ova realizacija se lako prepoznaje na osnovu strukture prenosne funkcije i obično nosi naziv "state-variable" [Sc,81], [Pa,06], mada se ponekad može naći i pod imenima "višestruka povratna sprega" ili "Observer form" što potiče iz terminologije nauke o sistemima automatskog upravljanja. Ona će ovde biti prihvaćena jer, najpre, omogućava najjednostavniji postupak sinteze s obzirom da se brojne vrednosti koeficijenata prenosne funkcije direktno preslikavaju u brojne vrednosti otpornosti u kolu. Drugi razlog za primenu ovakve konfiguracije je mogućnost podešavanja vrednosti svakog otpornika pojedinačno što je od izuzetnog značaja sa stanovišta primene u integrisanim kolima. Najzad, smatra se da ova konfiguracija ispoljava malu osetljivost na parazitne kapacitivnosti koje okružuju elemente kola. Kao primer, šema realizacije niskopropusnog "state-variable" filtra petog reda prikazana je na Sl. 5.2.

Broj operacionih pojačavača koji je potreban za realizaciju ove mreže je uvek jednak $n+1$, a vrednosti svih kapacitivnosti su jednake. Funkcija n -tog reda imaće n promenljivih otpornika.

Prenosna funkcija "state-variable" filtra n -tog reda data je sa:

$$(5.1) \quad T(s) = \frac{U_2}{U_1} = \frac{R \cdot G_0}{\sum_{i=0}^n R \cdot G_{n-i} \cdot (s \cdot C \cdot R)^i} = \frac{R \cdot G_0}{\sum_{i=0}^n [R \cdot G_{n-i} \cdot (C \cdot R)^i] \cdot s^i}$$

gde je $G_i = 1/R_i$, za $i=0,1,2,\dots,n-1$, i $G_n = 1/R$.



Slika 5.2. Niskopropusni filter petog reda sa svim nulama u beskonačnosti u strukturi "state-variable"

Do ove konfiguracije dolazi se jednostavnim putem koji ćemo ovde ukratko izložiti.

Ako se prenosna funkcija kola napiše kao

$$(5.2) \quad T(s) = \frac{U_2}{U_1} = \frac{a_0}{\sum_{i=0}^n a_i s^i},$$

može da se izvede relacija

$$(5.3) \quad a_0 U_1 = U_2 \sum_{i=0}^n a_i s^i,$$

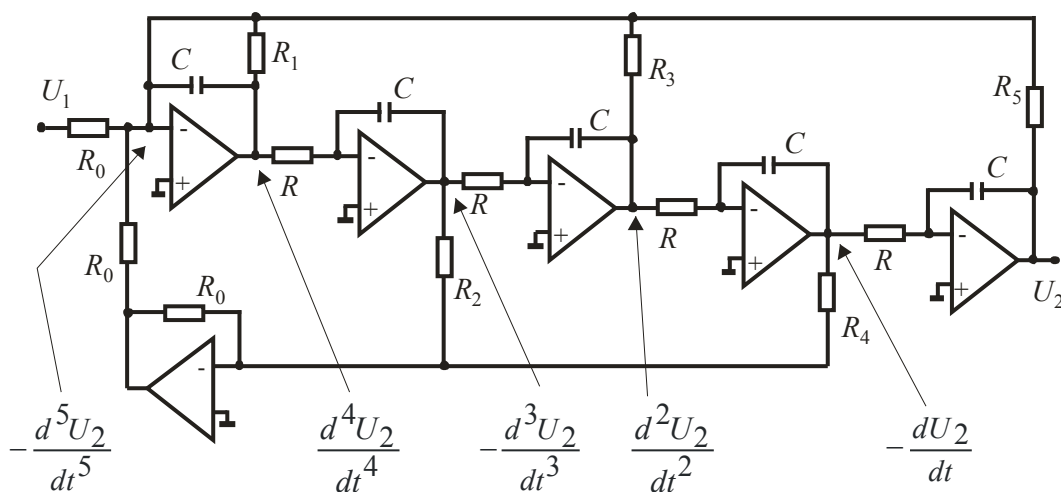
koja se može napisati u obliku

$$(5.4) \quad a_0 U_1 = U_2 \{a_0 + s[a_1 + s(a_2 \dots (a_{n-1} + s \cdot a_n))]\}.$$

Ako se sada Laplace-ova promenljiva s iz frekvencijskog domena prepozna kao operator diferenciranja u vremenskom domenu, lako se može uspostaviti analogija kola sa Sl. 5.2 i gornjeg izraza. Da bi se prepoznavanje analogije olakšalo, kolo sa Sl. 5.2 je ponovo nacrtano

na Sl. 5.3 sa označenim čvorovima koji predstavljaju izvode izlaznog napona (pomnožene odgovarajućom konstantom što će kasnije biti eksplicirano).

Tako, ako se koristi normalizaciona frekvencija $\omega_{\text{norm}}=1/(RC)$, koeficijenti polinoma imenioca postaju brojno jednaki odvodnostima u kolu filtra. To dramatično pojednostavljuje sintezu "state-variable" električne šeme filtra na osnovu tabela sa koeficijentima prenosnih funkcija koje su po prvi put biti date u [To,13]. Ovo je prilika da se navedu koeficijenti imenioca polinoma sve četiri osnovne klase kritično monotonih filtara sa svim nulama u beskonačnosti o kojima je bilo reči u prethodnim poglavljima. Tabele 5.9-11 sadrže brojne vrednosti pomenutih koeficijenata.



Slika 5.3. Analogija električne šeme "state-variable" konfiguracije sa jed. (5.4)

Tabela 5.9. Koeficijenti imenioca polinoma B filtra

s^{10}	s^9	s^8	s^7	s^6	s^5	s^4	s^3	s^2	s^1	s^0
									1.414214	1.
							1.	2.000000	2.000000	1.
						1.	2.613126	3.414214	2.613126	1.
					1.	3.236068	5.236068	5.236068	3.236068	1.
				1.	3.863703	7.464102	9.141620	7.464102	3.863703	1.
			1.	4.493959	10.097835	14.591794	14.591794	10.097835	4.493959	1.
		1.	5.125831	13.137071	21.846151	25.688356	21.846151	13.137071	5.125831	1.
	1.	5.758770	16.581719	31.163437	41.986386	41.986386	31.163437	16.581719	5.758770	1.
1.	6.392453	20.431729	42.802061	64.882396	74.233429	64.882396	42.802061	20.431729	6.392453	1.

Tabela 5.10. Koeficijenti imenioca polinoma H filtra

s^{10}	s^9	s^8	s^7	s^6	s^5	s^4	s^3	s^2	s^1	s^0
							1.0000	1.1070	1.3627	0.4999998
						1.0000	1.3084	1.7449	1.0785	0.3333335
					1.0000	1.2253	2.0007	1.3535	0.7681405	0.1666665
				1.0000	1.3607	2.3658	1.9082	1.3280	0.5153700	0.1000007
			1.0000	1.3169	2.6171	2.1957	1.8819	0.8954657	0.3271794	0.0499999
		1.0000	1.4187	2.9656	2.7668	2.6300	1.5218	0.7208994	0.2029639	0.0285715
	1.0000	1.3896	3.2155	3.0712	3.3225	2.1019	1.2390	0.4517988	0.1214301	0.0142857
1.	1.4512	3.5253	3.6016	4.1933	2.9624	1.9859	0.8937465	0.3222619	0.0712828	0.0078896

Tabela 5.11. Koeficijenti imenioca polinoma L filtra

s^{10}	s^9	s^8	s^7	s^6	s^5	s^4	s^3	s^2	s^1	s^0
							1.0000	1.3107	1.3590	0.5773484
						1.0000	1.5629	1.8879	1.2416	0.4082493
					1.0000	1.5515	2.2036	1.6927	0.8983409	0.2236066
				1.0000	1.7261	2.6897	2.4334	1.6331	0.6796352	0.1414213
			1.0000	1.7279	2.9928	2.9246	2.3322	1.2308	0.4379427	0.0755929
		1.0000	1.8614	3.4466	3.7232	3.3477	2.1189	0.9939308	0.2996703	0.0451753
	1.0000	1.8663	3.7416	4.2490	4.2477	3.0119	1.7074	0.6804341	0.1815714	0.0238093
1.	1.4443	3.2653	3.5424	3.9521	3.0847	2.1108	1.0830	0.4220421	0.1077180	0.0137465

Tabela 5.12. Koeficijenti imenioca polinoma LSM filtra

s^{10}	s^9	s^8	s^7	s^6	s^5	s^4	s^3	s^2	s^1	s^0
							1.0000	1.6112	1.5770	0.7386759
						1.0000	1.9449	2.3357	1.6423	0.5773505
					1.0000	2.0904	2.9119	2.5154	1.3811	0.3768382
				1.0000	2.3347	3.6550	3.7126	2.6098	1.1704	0.2624239
			1.0000	2.4426	4.1923	4.7414	3.9215	2.2696	0.8536734	0.1602889
		1.0000	2.6335	4.8946	6.1169	5.7487	3.9801	1.9802	0.6424145	0.1042032
	1.0000	2.7183	5.3970	7.2412	7.5049	5.8983	3.5225	1.5214	0.4313536	0.0611156
1.	2.8760	6.0631	8.7367	9.8614	8.6259	5.9248	3.1115	1.1937	0.3012679	0.0380161

5.3 Primer projektovanja

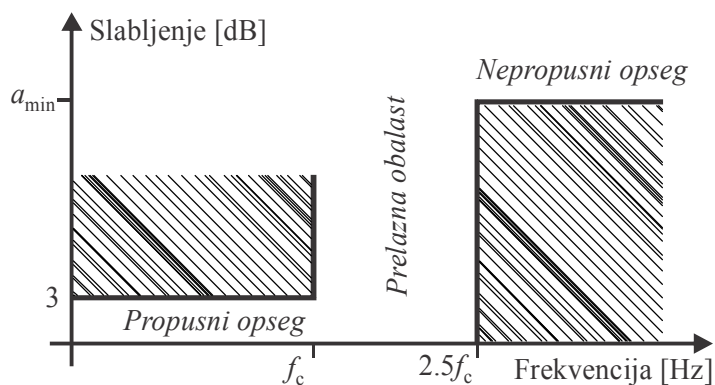
Za projektovanje CMAC filtra sa svim nulama u beskonačnosti u strukturi “state-variable” moramo doneti dve odluke:

1. izabrati tip filtra (između četiri klase filtara) i
2. izabrati red (n) filtra.

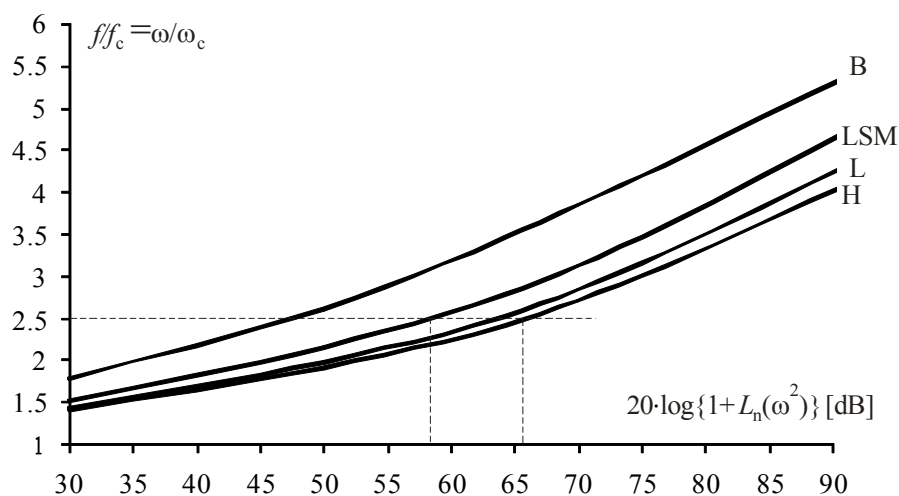
To znači da su nam potrebne dve dodatne informacije. Za izbor klase filtra moramo da razmišljamo o potrebnim zahtevima na sledeći način. Prvo, slabljenje van propusnog opsega je značajno za H-filtre. Kada se posmatra propusni opseg, međutim, dodatni argumenti se uglavnom odnose na spektar signala koji je potrebno obraditi. U većini slučajeva energija signala je locirana u manji deo propusnog opsega i poželjnija je implementacija amplitudske karakteristike LSM-filtara. Ukoliko izaberemo LSM-filtar trebalo bi očekivati upotrebu filtra višeg reda (u poređenju sa H-filtrima) da bi navedeni zahtevi van propusnog opsega bili zadovoljeni.

Primer koji je ovde izabran definiše slabljenje filtra prema Sl. 5.4. Tražimo da slabljenje van propusnog opsega dostigne 60 dB (hiljadu puta) na frekvenciji 2.5 puta višoj od granične frekvencije filtra koja će biti $f_c=3.2$ kHz.

Da bi napravili izbor na osnovu navedenih razmatranja trebalo bi obezbediti informacije o zavisnosti slabljenja u nepropusnom opsegu za zadatu frekvenciju filtra poznatog reda n . Ovde je na Sl. 5.5., prikazan rezultat za $n=6$. Na apscisi je prikazano slabljenje s obzirom da ordinata predstavlja odgovarajuću normalizovanu frekvenciju za pravi filtara, odnosno reprezentuje invertovanu karakteristiku slabljenja u nepropusnom opsegu. Sa Sl. 5.5. možemo ustanoviti da je za $n=6$ na frekvenciji $\omega=2.5\cdot\omega_c$ slabljenje H- filtra 65+ [dB]. Slične vrednosti za slabljenje mogu se videti i za L-filtar. Međutim, LSM-filtar ima slabljenje samo 57+ [dB] što znači da H-filtar i L-filtar ispunjavaju zahteve sa $n=6$ za nepropusni opseg, dok LSM-filtar će zahtevati 7-mi red filtra. Tako, vidimo da je moguće trgovati veličinom izobličenja u propusnom, kao nadoknada za smanjenu selektivnost u nepropusnom opsegu. Ukoliko preovlađuju zahtevi za propusni opseg, biće upotrebljeno LSM rešenje po ceni: jednog operacionog pojačavača, dva otpornika i jednog kondenzatora potrebnog za realizaciju varijante “state-variable” aktivnog filtra.



Slika 5.4. Definisani zahtevi filtra. Ovde je $f_c=3.2$ kHz i $a_{\min} = 60$ dB



Slika 5.5. Karakteristika slabljenja filtera 6-og reda u nepropusnom opsegu

Tabela 5.13. Otpornosti filtera (Ω)

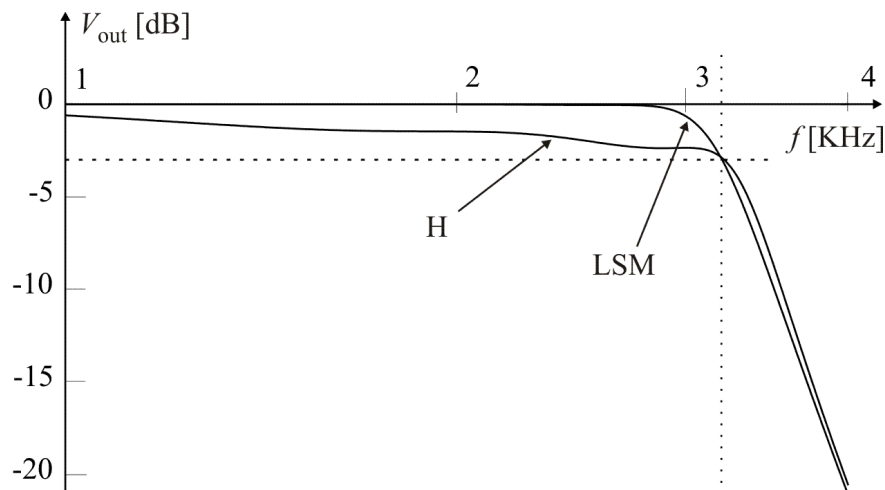
	R_7	R_6	R_5	R_4	R_3	R_2	R_1	R_0
LSM-filtar 7-og reda	62387,35	11714,08	4406,06	2550,04	2109,08	2385,33	4094,00	10000,00
H-filtar 6-tog reda		100000,00	19403,50	7530,12	5240,54	4226,90	7349,16	10000,00

Tako, za zahteve prikazane na Sl. 5.4., imamo $RC=(1/\omega_{\text{nom}})=(1/\omega_c) = [1/(2\pi \cdot 3200)] = 4.9736 \cdot 10^{-5}$ s. Ako izaberemo $R=10$ k Ω , dobijamo $C=4.9756$ nF. Ostale vrednosti otpornosti se lako izračunavaju iz

$$(5.5) \quad \sum_{i=0}^n a_i s_n^i = \sum_{i=0}^n R G_{n-i} (sCR)^i$$

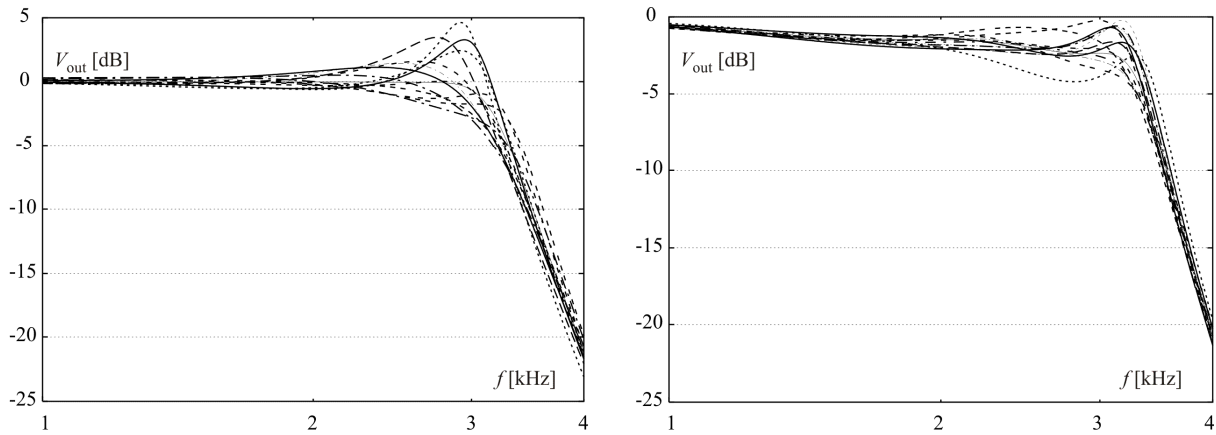
gde je \mathbf{a} vektor koeficijenata u imeniocu prenosne funkcije i $s_n=sRC$ je normalizovana kompleksna frekvencija. Poređenjem, dobijamo: $R G_{n-i} = a_i$ ili $R_{n-i}=R/a_i$. Konačni rezultati dati su u Tabeli 5.13 za slučaj LSM filtra 7-og reda i H filtra 6-og reda.

Amplitudske karakteristike "state-variable" LSM-filtara 7-og reda i H-filtara 6-og reda dobijene SPICE simulacijom, predstavljene su na Sl. 5.6. Operacioni pojačavač je modelovan kao idealni sa pojačanjem 10^5 .



Slika 5.6 Amplitudske karakteristike LSM-filtara 7-og reda i H-filtara 6-og reda dobijene SPICE simulacijom "state-variable" realizacije

Kada se porede funkcije filtara često su potrebne još neke informacije. Naime, preslikavanje tolerancija elemenata odgovarajućih varijanata realizacije mogu pomoći za izbor rešenja. Ovi podaci mogu da posluže za procenu prinosa i tako da budu od odlučujuće važnosti za donošenje procene za visokoserijsku proizvodnju.



Slika 5.7 Monte Carlo simulacija "state-variable" LSM-filtra 7-og reda (levo) i H-filtra 6-og reda (desno) (deo frekvencijske karakteristike)

Za procenu uticaja tolerancija parametra na frekvencijsku karakteristiku filtra ovde je korišćena Monte Carlo simulacija "state-variable" LSM-filtra 7-og reda i H-filtra 6-og reda. Ona je izvedena sa elementima čije vrednosti imaju standardnu devijaciju od 1% uz Gaussovu raspodelu. Rezultati simulacije su predstavljeni na Sl 5.7. Predstavljen je deo amplitudske karakteristike (u log-log razmeri) u intervalu gde bi osetljivost trebalo da bude najveća. Kao što se očekivalo, LSM-filtar iskazuje vrlo mala odstupanja u glavnom delu propusnog opsega. Međutim, na granici propusnog opsega, zbog većeg nagiba amplitudske karakteristike uočavaju se i odstupanja slična kao kod H-filtra. Naravno, oba filtra imaju znatna odstupanja na kraju propusnog opsega imajući u vidu da oba aproksimiraju selektivnu amplitudsku karakteristiku. Pri tome, zbog prirode amplitudske karakteristike, varijacije pojačanja kod H filtra su uvek u domenu vrednosti pojačanja koje je manje od jedinice.

6. POREĐENJE KARAKTERISTIKA CMAC I ČEBIŠEVLJEVIH FILTARA

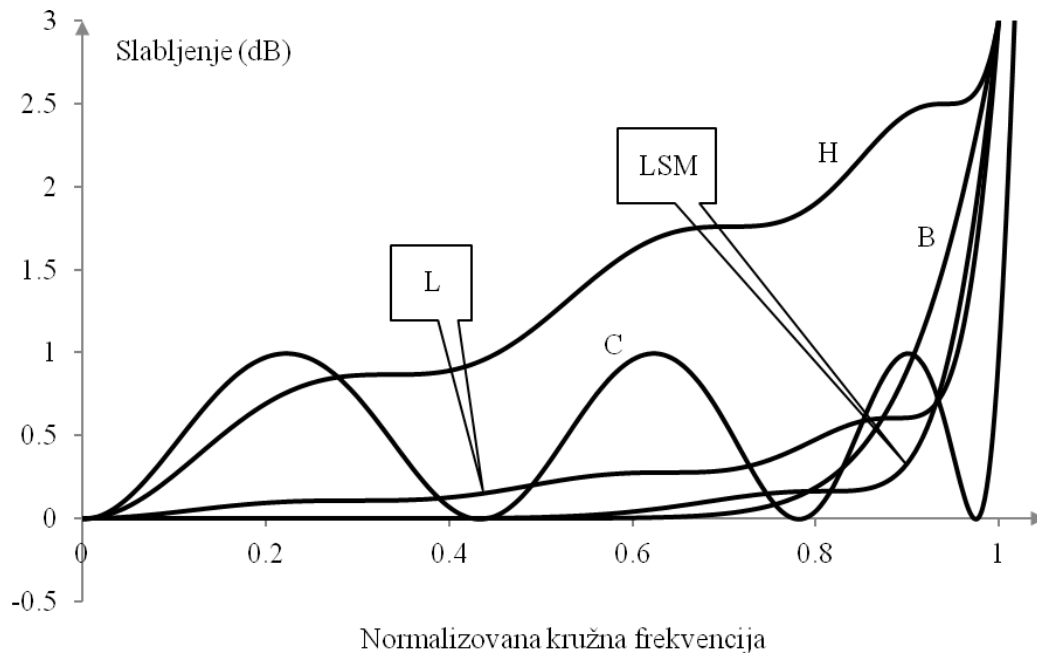
U ovom poglavlju biće po prvi put prikazane fazna i karakteristika grupnog kašnjenja CMAC filtara kao i njihove karakteristike u vremenskom domenu. Da bi se stekla predstava o mestu CMAC filtara i njihovoj upotrebljivosti biće analiziran i Čebiševljev filter pri čemu će biti odabrano slabljenje u propusnom opsegu od 1dB, što je negde na sredini slabljenja koje ispoljavaju CMAC filtri. Radi preglednosti biće razmatrani samo filtri sedmog reda.

Treba napomenuti da pored poređenja frekvencijskih karakteristika i karakteristika u vremenskom domenu, na konačni izbor aproksimacione funkcije filtra utiču i druga razmatranja kao što je osetljivost na promene vrednosti parametara o čemu će ukratko biti reči na kraju razmatranja u ovoj glavi, cena komponenata i sl.

Najpre će biti navedene neke definicije kako bi se stekao utisak na koji način su računane karakteristike filtara o kojima će biti reči.

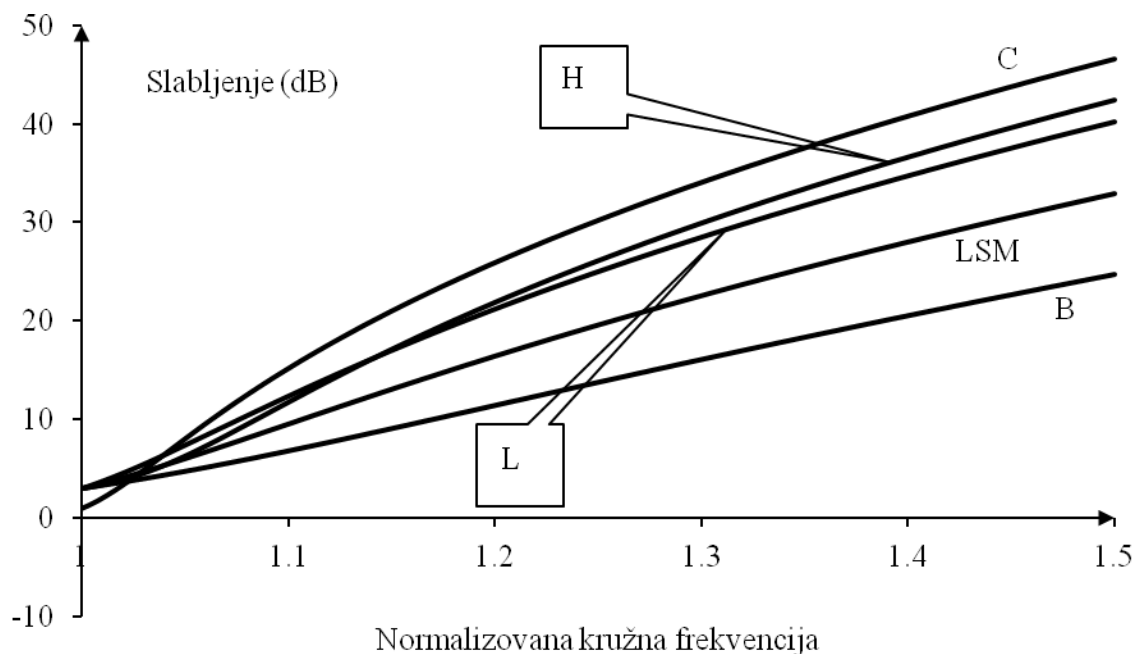
6.1 Poređenja u frekvencijskom domenu

Karakteristike slabljenja CMAC filtara sedmog reda zajedno sa karakteristikom Čebiševljevog filtra prikazane su na Sl. 6.1. Može se uočiti da Čebiševljev filter, po svojoj definiciji, na graničnoj frekvenciji ispoljava slabljenje od 1 dB, a ostali slabljenje od 3 dB. Unutar propusnog opsega, međutim, Čebiševljev filter ima veće slabljenje na niskim frekvencijama što u slučajevima kada je gustina spektra signala veća na niskim frekvencijama može da bude nedostatak. U takvim slučajevima moraće da se upotrebe ili CMAC filtri ili Čebiševljevi filtri sa znatno manjim slabljenjem u propusnom opsegu što će povući i znatno smanjenje selektivnosti odnosno, radi očuvanja selektivnosti, povećanje reda filtra.



Slika 6.1. Karakteristike slabljenja CMAC filtara 7-og reda i Čebiševljevog filtra sa slabljenjem od 1 dB u propusnom opsegu

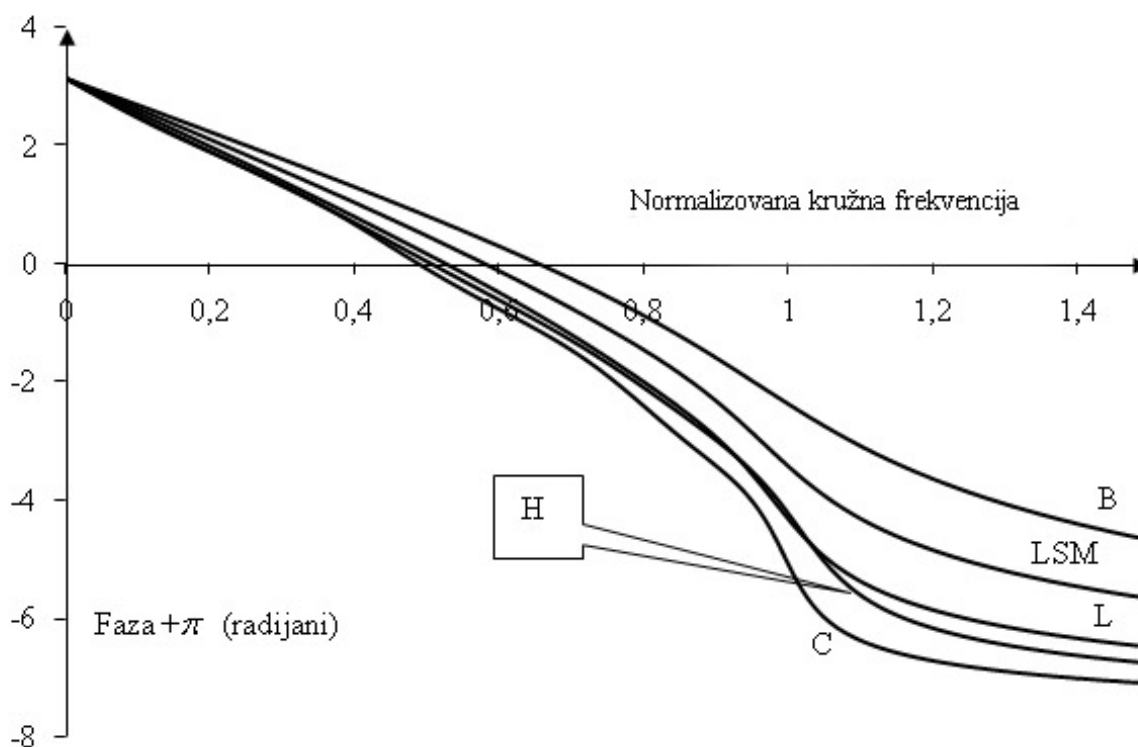
Slabljenje u nepropusnom opsegu gorepomenutih filtara prikazano je na Sl. 6.2. Može se uočiti da sa stanovišta selektivnosti Čebiševljev filter dominira.



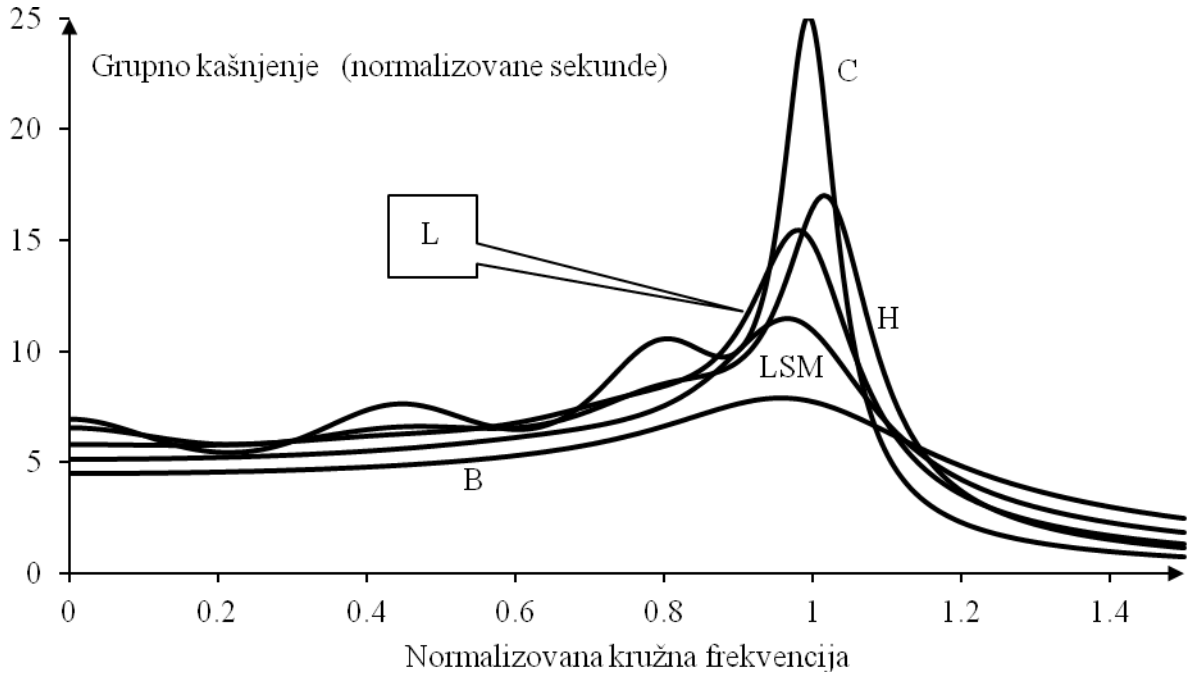
Slika 6.2. Karakteristike slabljenja CMAC filtara i Čebiševljevog filtra u nepropusnom opsegu

Fazne karakteristike gorepomenutih filtara su po prvi put prikazane na Sl. 6.3. Poznato je, a vidi se i sa ove slike, da se iz grafičkog prikaza same fazne karakteristike teško mogu da izvlače zaključci o faznim izobličenjima pa se zato najčešće koriste karakteristike grupnog kašnjenja. One su prikazane na Sl. 6.4. Ovde je lako uočiti da Čebiševljev filtar ispoljava velika izobličenja grupnog kašnjenja, a da grupno kašnjenje najmanje izobličavaju LSM i Butterworth-ov filtar.

Posmatranjem pomenutih karakteristika može se doći do zaključaka o složenosti faznog korektora koji bi bio eventualno upotrebljen da bi se popravila karakteristika grupnog kašnjenja kao i o ukupnoj složenosti kaskadne sprege filtar+korektor.



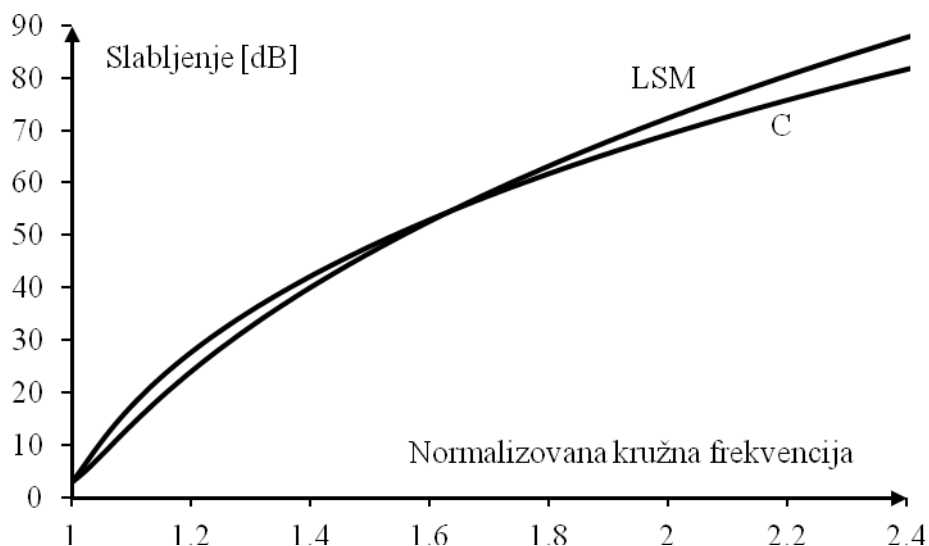
Slika 6.3. Fazne karakteristike CMAC filtara i Čebiševljevog filtra sedmog reda



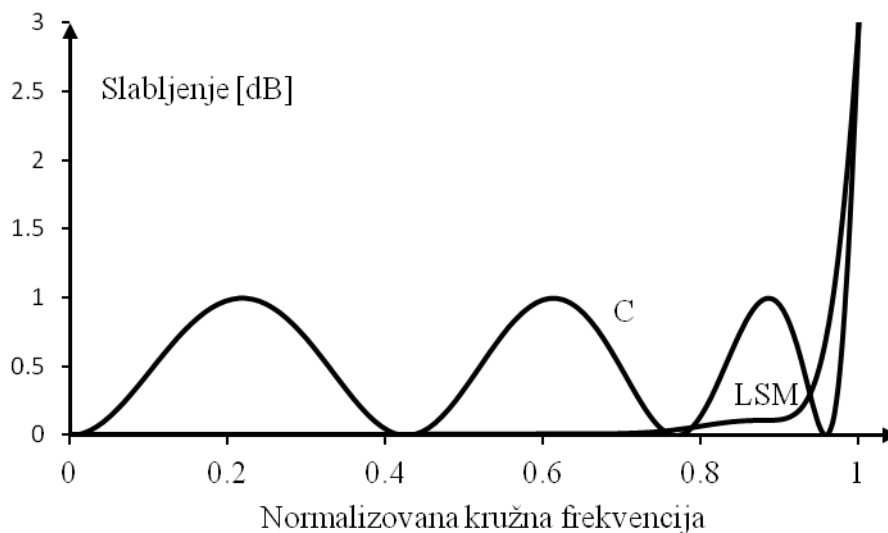
Slika 6.4. Karakteristike grupnog kašnjenja CMAC filtara i Čebiševljevog filtra

U tom cilju uzećemo kao primer par LSM-C. Iz teorije filtara proizilazi da najviši koeficijent u kvadratu polinoma imenioca amplitudske karakteristike Čebiševljevog filtra 7-og reda sa slabljenjem od 1dB iznosi $(a_{2n}=a_{14})_{\text{Čebišev}}=1060.56$. On predstavlja meru asimptotskog slabljenja filtra odnosno njegove selektivnosti po Halpernovom kriterijumu. Saglasno tome asimptotsko slabljenje ovog filtra biće određeno sa $1060.56 \cdot \omega^{14}$. Skoro istu selektivnost će imati LSM filtar 9-og reda čiji koeficijent najvišeg reda iznosi $(a_{2n}=a_{18})_{\text{LSM}}=154.68$ tako da je asimptotsko slabljenje određeno sa $154.68 \cdot \omega^{18}$. Amplitudske karakteristike ovih filtara prikazane su na Sl. 6.5., sa koje se vidi da smo izabrali LSM filtar koji ima bolju karakteristiku slabljenja u propusnom i skoro jednaku u nepropusnom opsegu.

Kada bi se filtri realizovali kao pasivne lestvičaste mreže, ovaj LSM filtar imao bi dva elementa više (jedan kalem i jedan kondenzator).



a)



b)

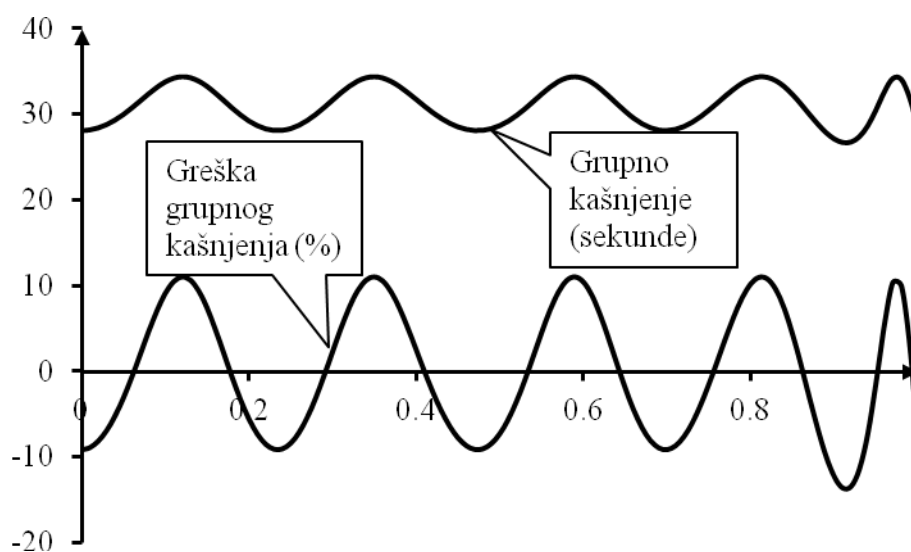
Slika 6.5. a) Slabljenje u nepropusnom opsegu i b) slabljenje u propusnom opsegu Čebiševljevog filtra 7-og reda (1 dB, renormalizovan) i LSM filtra 9-og reda

Ako bi se za gorepomenuta dva filtra projektovale fazni korektori koji dovode do male greške grupnog kašnjenja u većem delu propusnog opsega, na osnovu iskustava iz literature [Li,79], [Li,83], [Qu,04] može se očekivati da će Čebiševljev filter zahtevati fazni korektor čiji je red u najpovoljnijem slučaju (po Čebiševa) za 2 viši od reda korektora LSM filtra. U

pasivnoj realizaciji, s obzirom na kompleksne nule prenosa, korektorska ćelija ima najmanje 5 elemenata uz upotrebu najmanje jednog transformatora [Sc,75]. Kada bi se razmatrala aktivna RC realizacija kaskadnog tipa, proširenje LSM filtra bi se postiglo ćelijom trećeg reda (recimo Salen and Key-ovu) koja realizuje samo nule u beskonačnosti dok bi proširenje korektora Čebiševljevog filtra zahtevalo kompleksnu (recimo, Tow-Thomas-ovu) ćeliju sa znatno većim brojem elemenata.

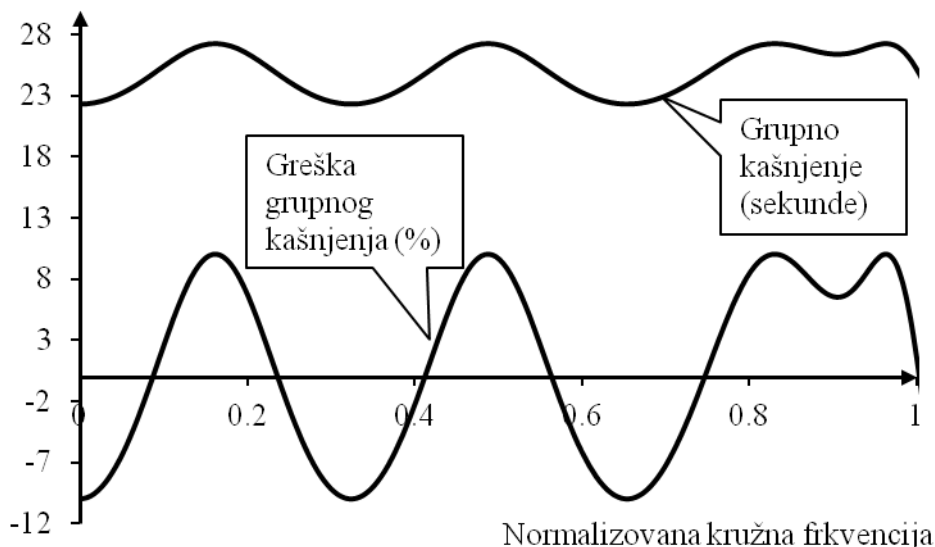
Kao ilustracija ove tvrdnje biće razmotreni složeni filtri koji nastaju kaskadnom spregom selektivnog filtra (CMAC ili Čebišev) i faznog korektora. Da bi poređenje bilo fer biće uzet gorepomenuti par LSM filtra 9-og reda i Čebiševljevog filtra 7-og reda s tim što će Čebiševljev filtar biti renormalizovan (sabijen) kako bi njegova amplitudska karakteristika imala 3 dB na graničnoj frekvenciji. Ova poslednja promena je mala što se može videti sa Sl. 6.1.

Poređenje koje će ovde biti dato je prvo te vrste i ne može se naći u postojećoj literaturi. To, naravno, uključuje i sledeće primere.



Slika 6.6. Čebiševljev filtar 7-og reda sa korektorom 8-og reda.

Grupno kašnjenje (gore) i greška u aproksimaciji konstantnog grupnog kašnjenja (dole)



Slika 6.7. LSM filtar 9-og reda sa korektorom 6-og reda.

Grupno kašnjenje (gore) i greška u aproksimaciji konstantnog grupnog kašnjenja (dole).

Ako se zahteva da grupno kašnjenje bude konstantno u celom propusnom osegu sa relativnom greškom od 10%, nastaju filtri čija su grupna kašnjenja i odgovarajuća relativna odstupanja od konstante prikazana na Sl. 6.6 i Sl. 6.7.

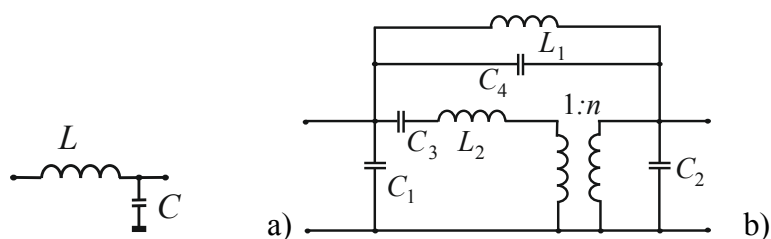
Sl. 6.6 predstavlja grupno kašnjenje i relativno odstupanje Čebiševljevog filtra 7-og reda. Da bi se postigla aproksimacija konstantnog grupnog kašnjenja u celom propusnom opsegu sa greškom od 10% bio je potreban korektor 8. reda. Saglasno teoriji, u idealnom slučaju, vrednost grupnog kašnjenja u propusnom opsegu trebalo bi da bude: $\pi \cdot (n+2 \cdot k) / 2 = \pi \cdot (7+2 \cdot 8) / 2 = 36$ s. Ovde je n red filtra, a k red korektora. Vrednost $(\tau_{d \text{ srednje}})_{\text{Čebišev}} = 31,28$ s, koja se dobija postupkom aproksimacije manja je zato što se deo površine ispod krive grupnog kašnjenja prostire i van propusnog opsega. Treba imati u vidu da se sa ovom složenošću korektora **ne može postići aproksimacija grupnog kašnjenja baš u celom propusnom opsegu** ali je ovde ipak ovaj rezultat prihvaćen kao zadovoljavajući.

Sl. 6.7 predstavlja grupno kašnjenje i relativno odstupanje korigovanog LSM filtra 9-og reda. Da bi se postigla aproksimacija konstantnog grupnog kašnjenja u celom propusnom opsegu sa greškom od 10% bio je dovoljan korektor 6. reda. Ova aproksimacija je nešto bolja od one na Sl. 6.6, ali to nije od velikog značaja. Srednja vrednost grupnog kašnjenja ove

kombinacije je manja nego u slučaju Čebišev-ljevog filtra i iznosi $(\tau_{d \text{ srednje}})_{\text{LSM}}=24,77$ s. Zaključujemo da će kombinacija LSM filter + korektor imati manje (U ovom slučaju za svih 21%), kašnjenje od kombinacije Čebiševljev filter + korektor (koja je uzeta kao referentna pri izračunavanju relativnog odstupanja). Takođe, lako je uočiti da je uslov da **greška grupnog kašnjenja bude manja ili jednaka 10% sa lakoćom ispunjen.**

Smatraćemo da smo na ovaj način dobili dva filtra sa približno istom selektivnošću i sa približno istim grupnim kašnjenjem s tim što **korigovani LSM filter ispoljava znatno manja amplitudska izobličenja u propusnom opsegu i manje kašnjenje.**

Da bi uporedili složenost fizičke realizacije novonastalih funkcija razmotrićemo pasivna LC i aktivna RC kola.



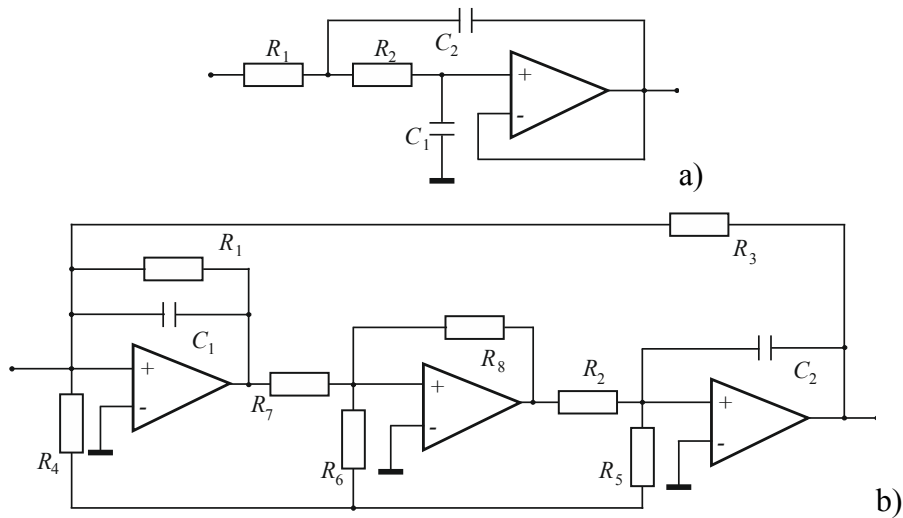
Slika 6.8. Pasivna LC realizacija. a) Proširenje potrebno da LSM filter 7-og reda dostigne jednaku selektivnost sa Čebiševljevim filtrom 7-og reda, i b) proširenje potrebno da korektor Čebiševljevog filtra 7-og reda dostigne konstantno grupno kašnjenje korigovanog LSM filtra 9-og reda

Kada govorimo o realizaciji u obliku aktivnog LC kola imamo u vidu lestvičastu mrežu realizovanu prema Unifikovanoj teoriji kaskadne sinteze Scanlan-a i Rhods-a [Sc,75]. Ukoliko filter ima sve nule u beskonačnosti što je slučaj sa CMAC filtrima i Čebiševljevim filtrima, LC realizacija se izvodi kao lestvičasta mreža sastavljena od naizmenično raspoređenih kalemova u rednim granama i kondenzatora u paralelnim granama. Filter n -tog reda zahteva n reaktivnih elemenata. Tako će LSM filter zahtevati 9 elemenata (pet kondenzatora i četiri kalema), a Čebiševljev filter 7 elemenata (4 kondenzatora i tri kalema). Ta razlika je prikazana na Sl. 6.8a.

Realizacija korektora je složenija zato što je korektor neminimalno-fazno kolo što znači da mora da ima povratnu spregu. Najjednostavnija ćelija drugog reda kojom može da se realizuje korektor drugog reda prikazana je na Sl. 6.8b (Postoji i verzija ove ćelije bez transformatora ali se ona može ostvariti samo u veoma retkim slučajevima, a ima jednak broj reaktivnih elemenata kao i prikazana.). Pošto je red korektora potrebnog Čebiševljevom filtru

za dva veći od onog koji je potreban LSM filtru iz gornjeg primera, ova ćelija upravo predstavlja razliku u složenosti korektora.

Razlika u složenosti dvaju kola koja poredimo je u stvari razlika u složenosti ćelija prikazanih na Sl. 6.8. Sada možemo da zaključimo da će **korigovani LSM filtar imati i jednostavniju LC realizaciju nego korigovani Čebiševljev filtar.**

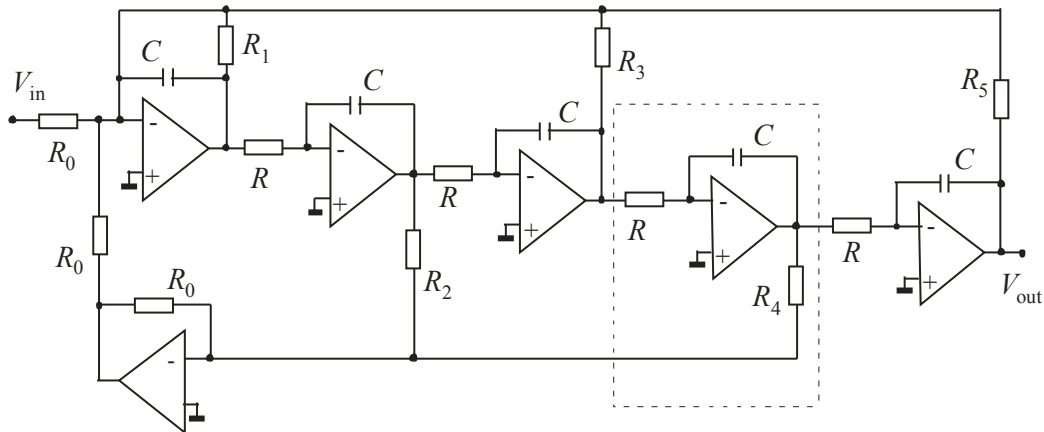


Slika 6.9 Aktivna RC realizacija. a) Proširenje potrebno da LSM filtar 7-og reda dostigne jednaku selektivnost sa Čebiševljevim filtrom 7-og reda i b) proširenje potrebno da korektor Čebiševljevog filtra 7-og reda dostigne konstantno grupno kašnjenje korigovanog LSM filtra 9-og reda

Kada se radi sa aktivnom RC realizacijom moguće je primeniti veći broj varijanti sinteze selektivnog dela filtra. Najpopularnija metoda je kaskadna sinteza zasnovana na ćelijama Salen-a i Key-a [Sa,55], a u ovom radu se preporučuje state-variable topologija koja proizilazi iz konceptata sistema automatskog upravljanja. Kada se radi o kolima sa kompleksnim nulama, međutim, izbor se sužava tako da je u praksi ostala samo tzv. Tow-Thomas-ova ćelija [To,69], [Th,71a], [Th,71b].

Na Sl. 6.9a prikazano je proširenje LSM filtra 9-og reda potrebno da se dostigne selektivnost Čebiševljevog filtra 7-og reda. Suma dodatnog materijala je: 1 operacioni pojačavač, 2 otpornika i 2 kondenzatora. Na Sl. 6.9b prikazana je ćelija Tow-Thomas koja je dodatno potrebna korigovanom Čebiševljevom filtru 7-og reda da dostigne korigovani LSM filtar 9-og reda. Suma dodatnog materijala je: 3 operaciona pojačavača, 8 otpornika i 2 kondenzatora. Nedvosmisleno, **korigovani LSM filtar je jednostavniji.**

Ukoliko se za realizaciju koristi state-variable struktura, kako je prikazano na Sl. 6.10, za realizaciju LSM filtra 9-og reda biće potrebno ugraditi dve ćelije (uokvireno isprekidanom linijom) više nego u slučaju Čebiševljevog filtra 7-og reda. Sada će suma dodatnog materijala biti: 2 operaciona pojačavača, 4 otpornika i 4 kondenzatora, što je poredeći sa složenošću Tow-Thomas-ove ćelije, **u korist korigovanog LSM filtra** s tim što je još povoljnija i struktura pasivnih elemenata. Naime, kondenzatori su neuporedivo poželjniji elementi nego otpornici iz mnogo razloga.



Slika 6.10. Ponovo prikazan state-variable filtar 5-og reda. Uokvireni deo predstavlja ćeliju koja se ponavlja pri povećanju reda polinomskog filtra za jedan

Jedna od važnih osobina CMAC filtara jeste dobro preslikavanje tolerancija elemenata u tolerancije slabljenja. Naime, kao što je pokazano u literaturi [Ge,71], tolerancija slabljenja u funkciji frekvencije može biti prikazana na sledeći način:

$$(6.9) \quad \Delta a = \frac{\Delta x_i}{x_i} \omega \frac{\partial a}{\partial \omega} = \frac{\Delta x_i}{x_i} \times F(\omega),$$

gde je x_i i -ti parametar analognog kola i $F(\omega) = \omega \frac{\partial a}{\partial \omega}$. Pošto CMAC filtar ima maksimalan broj prevojnih tačaka amplitudske karakteristike u propusnom opsegu (tačke u kojima je i prvi i drugi izvod jednak nuli, a prvi izvod ne menja znak), njegov izvod tera levu stranu (6.9) da dostiže nultu vrednost maksimalan broj puta, a da pri tome ne promeni znak. Na osnovu toga je lako zaključiti da će preslikavanje osetljivosti parametra u priraštaj slabljenja dovesti do veoma male vrednosti priraštaja slabljenja.

Slabljenje i karakteristična funkcija filtra povezani su relacijom:

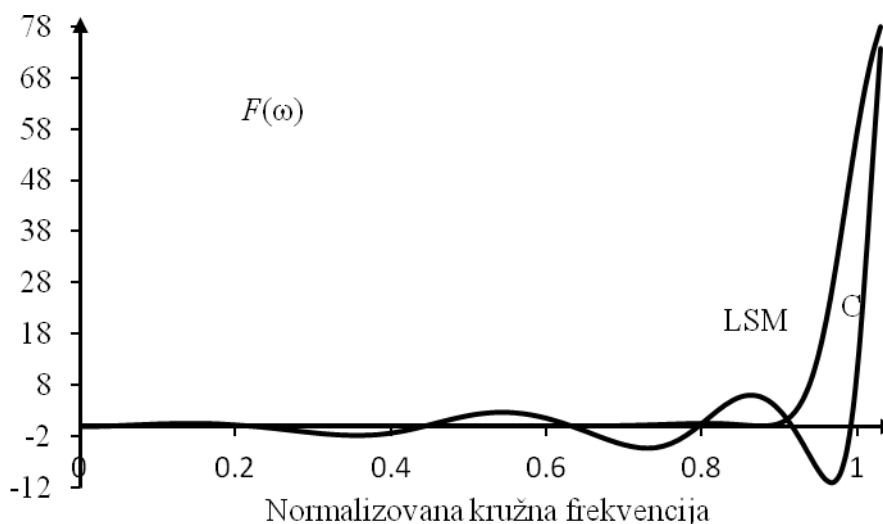
$$(6.10) \quad a = 10 \cdot \log [1 + K(\omega^2)],$$

tako da je izvod slabljenja dat sa

$$(6.11) \quad \frac{\partial a}{\partial \omega} = \frac{10}{\ln(10)} \times \frac{1}{1 + K(\omega^2)} \times \frac{\partial K(\omega^2)}{\partial \omega}.$$

U daljem tekstu kao meru priraštaja slabljenja koji je posledica amplitudske karakteristike filtra uzimati $F(\omega)$. Za primer koji razmatramo ona je prikazana na Sl. 6.11.

Može se lako uočiti da **u čak 95% propusnog opsega LSM filter ispoljava manju apsolutnu vrednost funkcije $F(\omega)$ nego Čebiševljev filter**. Sl. 6.11 mogla bi da se interpretira na sledeći način. Neka je tolerancija parametra $x_i=1\%$. Na normalizovanoj kružnoj frekvenciji $\omega=0,85$ rad/s za LSM filter imamo $F(\omega)=0,092$, pa je priraštaj slabljenja $\Delta a=0,01*0,092=9,2*10^{-4}$ dB. Na istoj frekvenciji za Čebiševljev filter imamo $F(\omega)=3,43$, pa je $\Delta a=0,01*3,43=343*10^{-4}$ dB odnosno oko 35 puta više. Naravno, pošto u kolu imamo više elemenata, kada se posmatra ukupni (sumarni) priraštaj slabljenja, dobiće se znatno veća razlika.



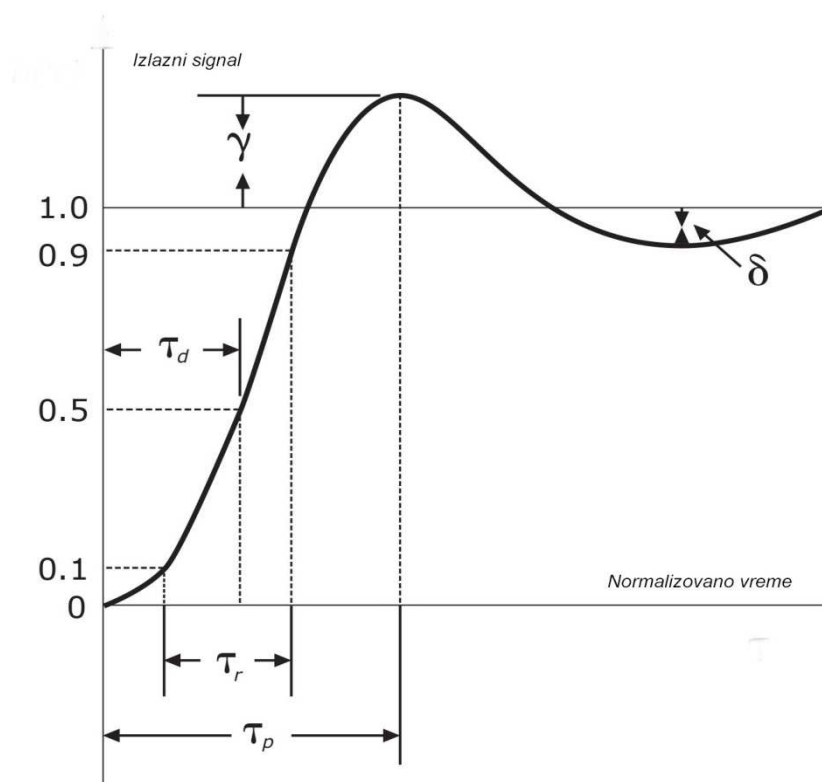
Slika 6.11. Funkcija $F(\omega)$ Čebiševljevog filtra 7-og reda (1 dB, renormalizovan kao na Sl. 6.5b) i LSM filtra 9-og reda.

Na osnovu svih poređenja u frekvencijskom domenu možemo da zaključimo da je jedina prednost Čebiševljevog filtra što će biti realizovan sa manjim brojem elemenata kada se projektni zahtevi odnose isključivo na slabljenje. Dodavanje bilo kog drugog projektnog zahteva u frekvencijskom domenu uputiće na prednosti CMAC filtara, a posebno LSM filtara.

6.2 Poređenja u vremenskom domenu

Slično kao i u prethodnom odeljku, u dosadašnjoj literaturi ne mogu se naći poređenja ponašanja Čebiševljevih i CMAC filtara u vremenskom domenu. Štaviše, karakterizacija CMAC filtara u vremenskom domenu do danas uopšte nije razmatrana. Pri tome treba imati na umu da su Butterworth-ovi, Halpernovi, Papoulisovi i Čebiševljevi filtri delimično opisani u [Pa,03]. Kada kažemo delimično, mislimo na činjenicu da su dati crteži odziva na odskočnu funkciju za redove od 3 do 10, a da pri tome nije data nikakva analiza odziva iskazana brojnim vrednostima parametara. Takođe, mada u naslovu knjige stoji „A Signal Processing Perspective”, nisu date informacije vezane za prenos impulsa, odnosno nije dat dijagram oka i njegovi osnovni parametri.

U ovom ćemo odeljku na primeru filtara 7-og reda dati uporedne osobine CMAC i Čebiševljevih filtara u vremenskom domenu, pri čemu će biti ekstrahovani najvažniji parametri odziva na odskočnu (Heaviside-ovu) funkciju, odziva na Dirac-ov impuls i dijagrame oka.



Slika 6.12. Definicije parametara odziva na odskočnu funkciju

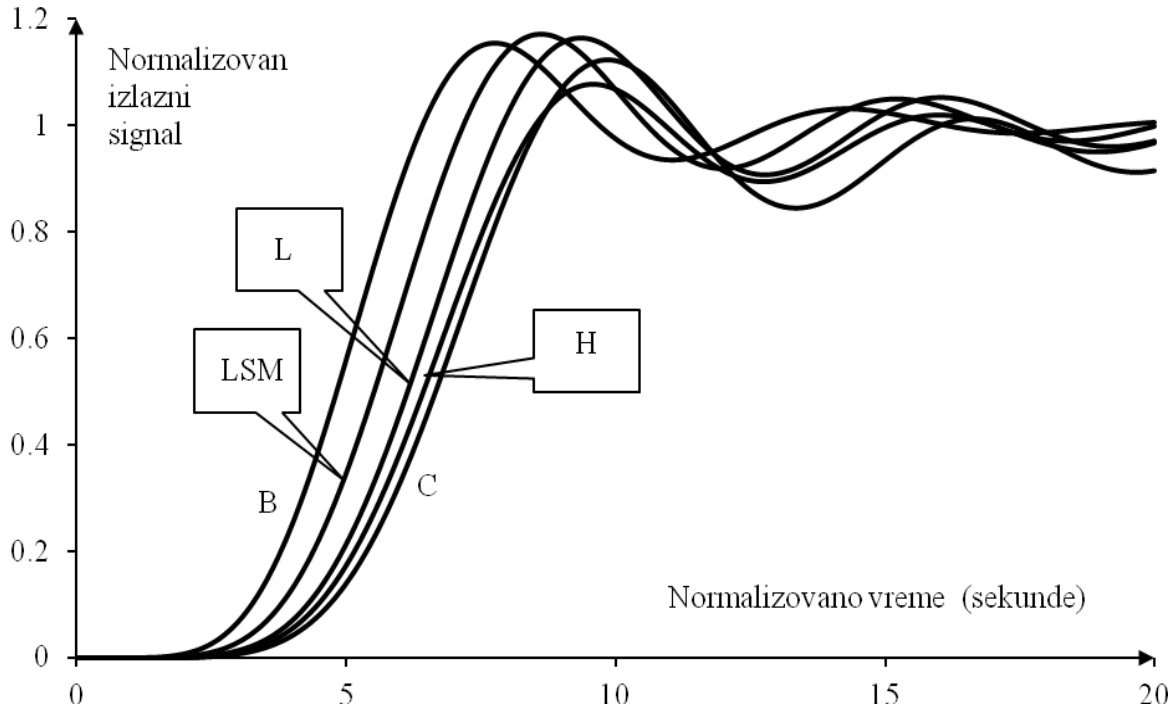
Definicije osnovnih parametara odziva na odskočnu funkciju date su na Sl. 6.12. Definisano je vreme kašnjenja (τ_d) kao vreme potrebno da odziv dostigne polovinu nominalne vrednosti (odziva u beskonačnosti); vreme porasta (τ_r) kao vreme potrebno da odziv poraste od 0,1 do 0,9 puta nominalne vrednosti; premašenje (γ) kao procentualna razlika između prvog maksimuma posle prelaska nominalne vrednosti odziva i nominalne vrednosti odziva i podbačaj (δ) kao procentualna razlika prvog minimuma posle premašenja i nominalne vrednosti. Veličina kašnjenja trebalo bi da utiče na brzinu sistema koji koristi dati filter, a veličina vremena porasta (i, saglasno tome, vremena opadanja u slučaju silazne ivice signala) trebalo bi da određuje minimalnu širinu pobudnog impulsa kojom filter može da rukuje. Premašenje i podbačaj nam indirektno govore o tome koliko je vremena potrebno da se uspostavi nominalna vrednost odziva i u kojoj je meri odziv izobličen.

Tabela 6.1 Parametri odziva na odskočnu funkciju i na Dirac-ov impuls

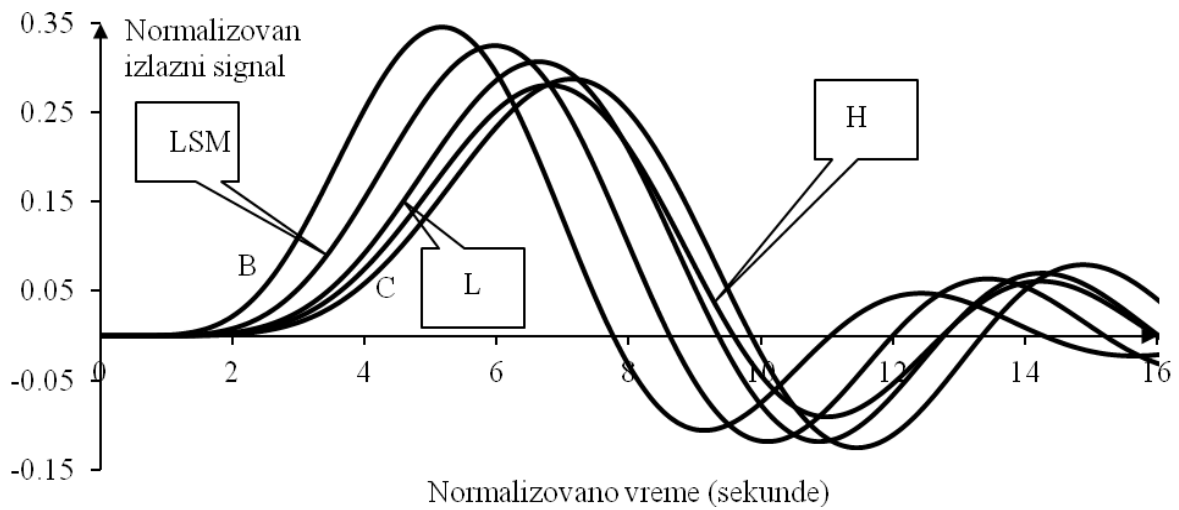
Tip filtra	Odziv na odskočnu funkciju				Odziv na Dirac-ov impuls
	Vreme kašnjenja (τ_d)	Vreme porasta (τ_r)	Premašenje γ (%)	Podbačaj δ (%)	Maksimalna amplituda
Chebyshev-1dB (C)	6,668889	3,423938	12,1207	15,6698	0,287935
Butterworth-3dB (B)	4,831355	2,787728	15,3749	6,5026	0,345480
Halpern-3dB (H)	6,437872	3,480472	7,7530	10,5143	0,280316
Papoulis-3dB (L)	6,146215	3,207841	16,3314	9,2722	0,307106
LSM-3dB	5,527376	3,005304	16,9581	8,2443	0,325128

Analizom odziva na odskočnu funkciju i odziva na Dirac-ov impuls za CMAC filtre i za Čebiševljev filter nastaju vrednosti prikazane u Tabeli 6.1. Može se uočiti da najselektivnije filtarske funkcije ispoljavaju i najveće kašnjenje. Najmanje kašnjenje ispoljava B-filtar koji je i najmanje selektivan. Tako, Čebiševljev filter ispoljava za čak 27,6% veće kašnjenje nego B-filtar ako se kao osnova za poređenje uzima B filter. Sa ovog stanovišta „zlatnu sredinu“ zauzima LSM filter koji ispoljava 14,4% veće kašnjenje nego B filter.

Slična je situacija kada se posmatra vreme porasta. H-filtar i C-filtar ispoljavaju najveće kašnjenje. Tako H filter ispoljava za 24,8% veće kašnjenje od B-filtra. Kada se radi o filtru koji posle B-filtra ima najmanje vreme porasta, to je LSM filter čije je vreme porasta za 7,8% veće nego vreme porasta B-filtra.



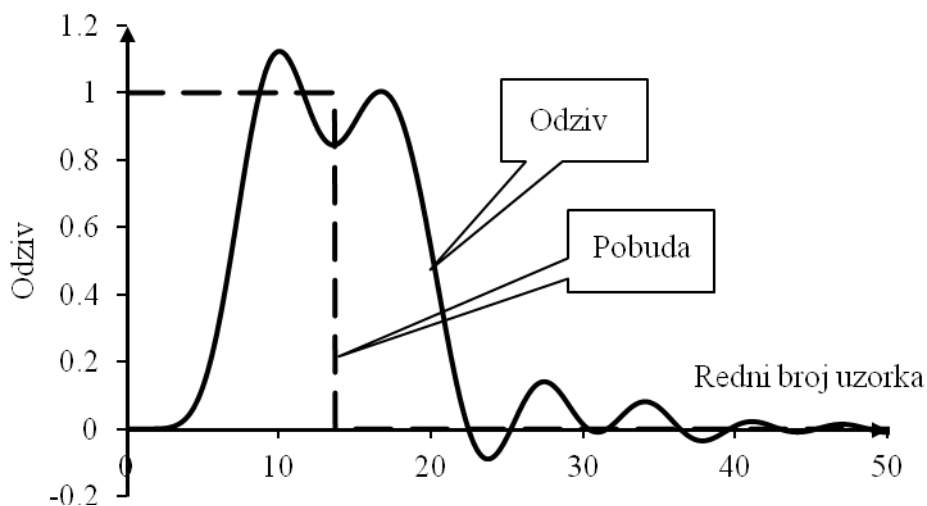
Slika 6.13. Odzivi na odskočnu funkciju CMAC filtara i Čebiševljevog filtra



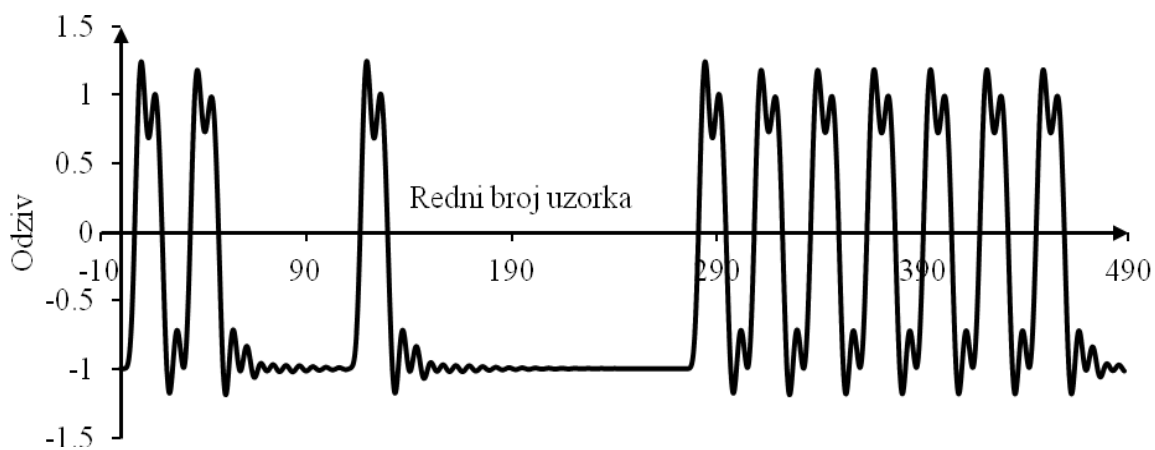
Slika 6.14. Odzivi na Dirakov impuls CMAC filtara i Čebiševljevog filtra

Kada se posmatraju premašenje i podbačaj situacija je nešto složenija za zaključivanje. Naime, najselektivniji filtri ispoljavaju najmanje premašenje ali, u isto vreme, i najveći

podbačaj. To govori o tome da je smirivanje odziva posle dostizanja maksimuma ipak sporije kod najselektivnijih filtara.



Slika 6.15 Pobudni impuls i odziv Čebiševljevog filtra



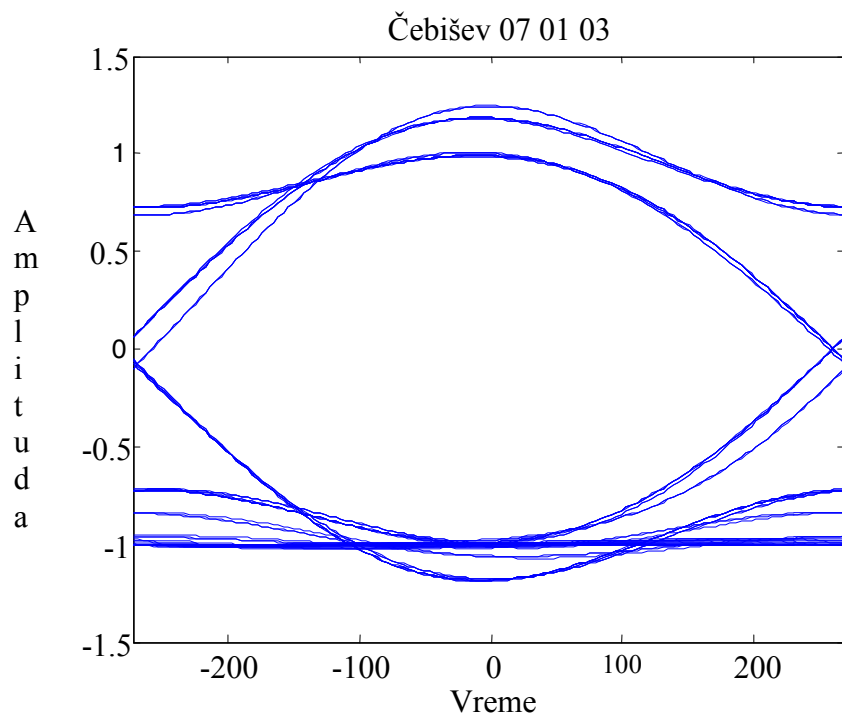
Slika 6.16 Čelo transformisanog odziva Čebiševljevog filtra na povorku pseudoslučajnih impulsa koja je upotrebljena za generisanje dijagrama oka

Najzad, kada se posmatra odziv na Dirac-ov impuls, ako se izuzmu razmatranja vezana za kašnjenje o čemu je već bilo reči, ostaje da se poredе vrednosti amplituda glavnog loba odziva. One su date u posebnoj koloni u Tabeli 6.1. B-filtar ima za 16,7% veći maksimum glavnog loba od C-filtra, a najbliži B-filtru je LSM-filtar čiji je lob za 5,9% manji od B-filtra.

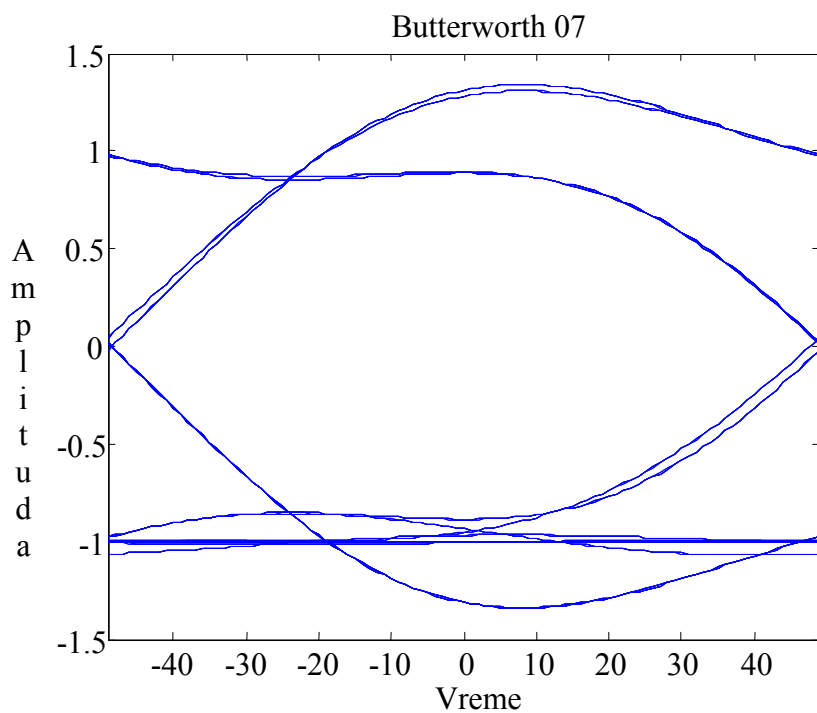
Sumirajući ova razmatranja možemo da zaključimo da najpovoljniji odziv u vremenskom domenu ima B-filtar koji u svakom pogledu ispoljava najpovoljnije karakteristike, a da odmah iza njega stoji LSM filtar.

Tako, i na osnovu ovih razmatranja, ako se pored osnovnog (vremenski domen) uvede i još jedan kriterijum (selektivnost ili refleksija u propusnom opsegu), LSM filtar dolazi kao najpovoljnije rešenje.

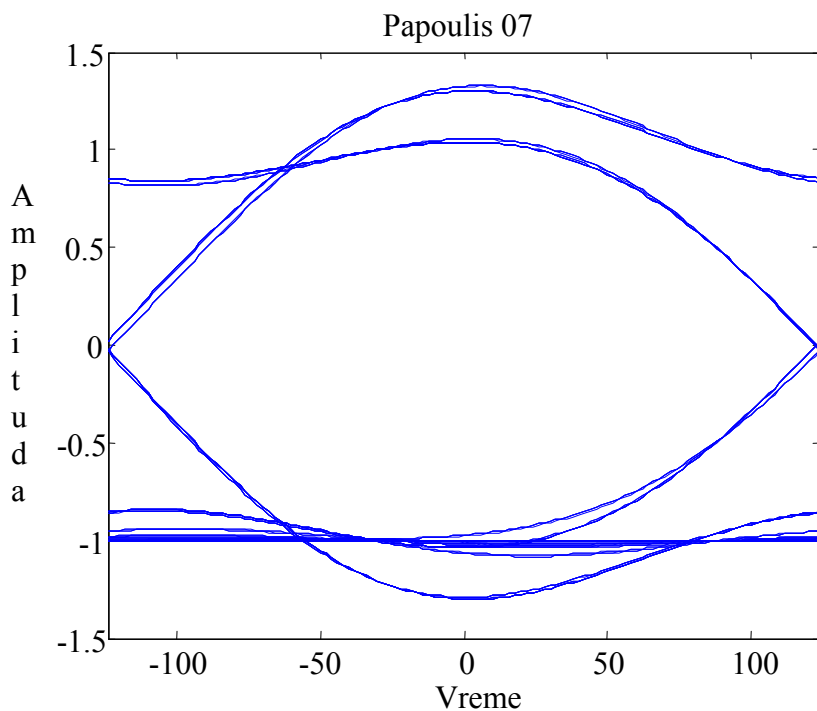
U ostatku ovog odeljka pokazaćemo dijagrame oka za gorepomenute filtre sa ciljem da ih sagledamo sa stanovišta primenljivosti u brzim telekomunikacionim sistemima.



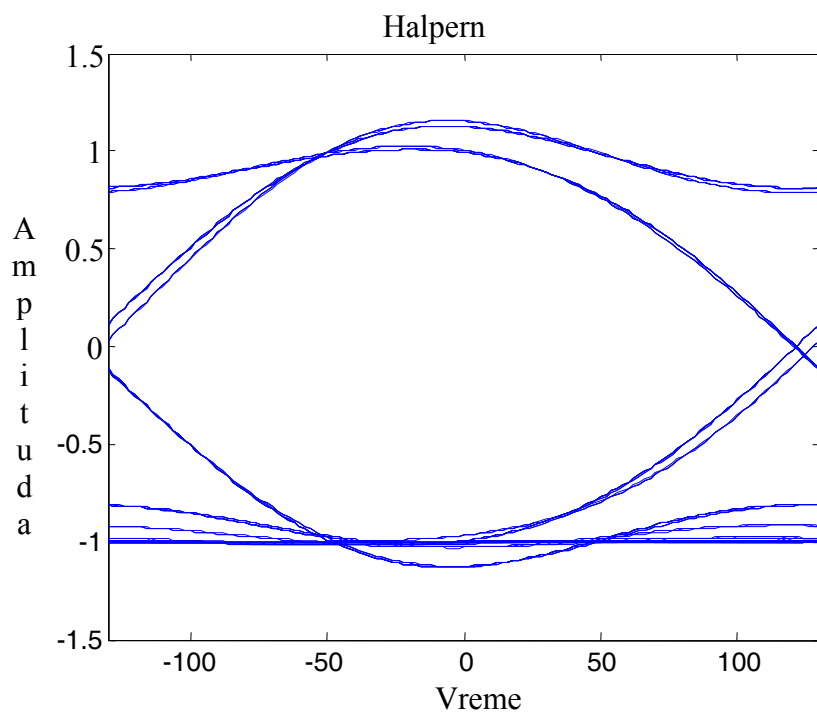
Slika 6.17. Dijagram oka za Čebiševljev filter 7-og reda sa slabljenjem u propusnom opsegu od 1 dB renormalizovan tako da na graničnoj frekvenciji propusnog osega ispoljava slabljenje od 3 dB



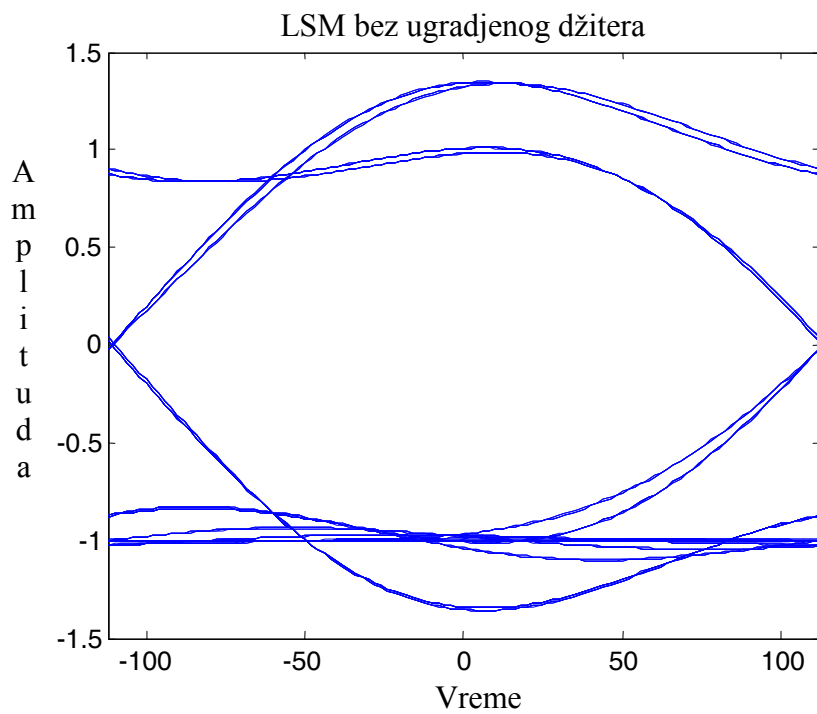
Slika 6.18. Dijagram oka za B filter 7-og reda koji na graničnoj frekvenciji propusnog opsega ispoljava slabljenje od 3 dB



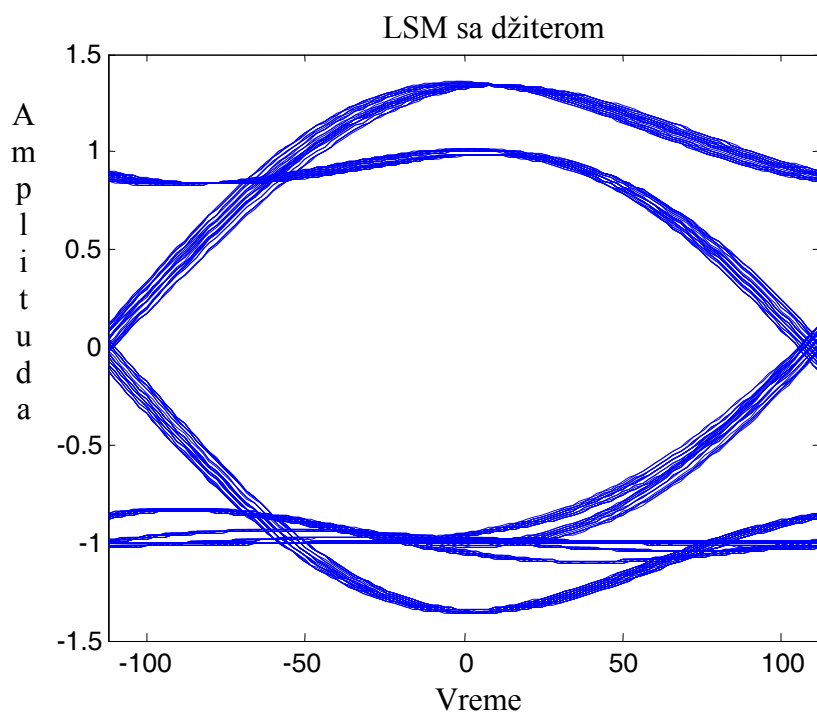
Slika 6.19. Dijagram oka za L filter 7-og reda koji na graničnoj frekvenciji propusnog opsega ispoljava slabljenje od 3 dB



Slika 6.20. Dijagram oka za H filter 7-og reda koji na graničnoj frekvenciji propusnog opsega ispoljava slabljenje od 3 dB



a)



b)

Slika 6.21. Dijagram oka za LSM filter 7-og reda koji na graničnoj frekvenciji propusnog opsega ispoljava slabljenje od 3 dB.

a) Bez ugrađenog džitera i b) Sa džiterom od 5%

Imajući u vidu, međutim, ograničene softverske resurse za analizu dobijenih rezultata, ograničićemo se na poređenja koja se odnose samo na otvor dijagram oka.

Na Sl. 6.15 prikazani su talasni oblici usamljenog pobudnog impulsa i odziva Čebiševljevog filtra na tu pobudu. Na apscisnoj osi, umesto vremena, dat je redni broj uzorka što je pogodno zbog kasnijih izračunavanja vezanih za dijagram oka.

Tabela 6.2. Osnovni parametri (približne vrednosti) dijagrama oka CMAC i C filtara

Tip filtra→	B	L	H	LSM	C
Parametar↓					
Otvor oka	0.8852	0.9836	0.9836	0.9713	0.9836

Pobudni signal za generisanje dijagrama oka (za slučaj Čebiševljevog filtra) prikazan je na Sl. 6.16. On je dobijen tako što je filter pobuđivan periodičnom povorkom pravougaonih impulsa sa Sl. 6.15 sa trajanjem nule jednakim trajanju jedinice. Pre nego što je povorka dovedena na ulaz filtra, svaki je impuls pomnožen pseudoslučajnim jednocifrenim binarnim brojem sa uniformnom raspodelom, tako da su pojedini impulsi eliminisani iz povorke. Kasnije, kada je dobijen odziv, radi preglednijeg prikazivanja izveden je novi signal koji je dobijen iz odziva po obrascu

$$(6.1) \quad signal=2*odziv-1.$$

Za generisanje dijagrama oka korišćen je program MATLAB [Ru,03], verzija sa ograničenim mogućnostima.

Dijagrami oka za Čebiševljev i za CMAC filter prikazani su na Sl. 6.17-6.21, a u Tabeli 6.2 date su vrednosti otvora oka. Može se uočiti da, sem B-filtara, svi ostali odzivi ispoljavaju skoro jednake otvore oka što poređenje čini beskorisnim.

Sl. 6.22 predstavlja proširenje u opisu dijagrama oka za LSM-filtar sedmog reda kao alternativa onoj sa Sl. 6.21. Naime, u ovom slučaju je pobudni signal promenjen tako što je trenutak nastajanja prednje ivice variran sa uniformnom raspodelom amplitude 1%. Kao što se vidi, nastaje džiter koji je, međutim, određen fiksnim parametrima zadatim spolja tako da ne može da bude korišćen za poređenje.

7. ZAKLJUČAK

Polinomski filtri sa granično monotonom amplitudskom karakteristikom u propusnom opsegu, ovde skraćeno nazvani CMAC filtri, poznati su naučnoj i stručnoj javnosti već duži vremenski period. To važi i za filtre sa nemonotonom amplitudskom karakteristikom Čebiševljevog tipa. Ono što nije poznato stručnoj i naučnoj javnosti, a bilo je predmet istraživanja čiji su rezultati prikazani u ovoj disertaciji može da se nabroji kao:

1. Teorijski svaka od podklasa CMAC filtara bila je izvedena na poseban način, posebnim matematičkim aparatom i rezultati su bili prikazani na različite načine i u posebnim publikacijama. U ovom radu po prvi put je data unifikovana teorija sinteze CMAC filtara koja omogućava primenu različitih kriterijuma prilikom sinteze. Generisane su sve četiri osnovne klase CMAC filtara i to: Butterworth-ovi filtri kao filtri sa maksimalno zaravnjenom amplitudskom karakteristikom u propusnom opsegu; Papoulis-ovi ili L filtri koji ispoljavaju maksimalan nagib amplitudske karakteristike na granici propusnog opsega; Halpern-ovi filtri koji poseduju najveću vrednost nagiba amplitudske karakteristike u beskonačnosti i LSM (Last-Squares-Monotonic) filtri koji ispoljavaju minimalnu reflektovanu snagu u propusnom opsegu. Pored toga, da bi se pokazala univerzalnost postupka prikazani su i tzv. O-filtri koji se pomoću unifikovanog postupka generišu na najjednostavniji način.

2. Amplitudske karakteristike CMAC filtara bile su poznate, ali njihovo poređenje nije bilo kompletno i nije omogućavalo sagledavanje kompromisa prilikom projektovanja. U ovom radu dat je kompletan uporedni pregled osobina amplitudskih karakteristika CMAC filtara zajedno sa postupkom projektovanja koji omogućava izbor najpovoljnije subklase CMAC. Postupak se završava statističkom analizom amplitudskih karakteristika čime se verifikuje konačni izbor funkcije i njene složenosti po prvi put.

3. Kada se radi o fizičkoj realizaciji CMAC filtera bile su poznate vrednosti elemenata pasivne LC lestvičaste realizacije koji su ovde radi kompletnosti ponovljeni. Pored toga, međutim, po prvi put su date tabele brojnih vrednosti elemenata aktivne RC realizacije CMAC filtera u obliku „state variable“ filtra koji omogućava najjednostavniji postupak prepoznavanja vrednosti elemenata kola na osnovu vrednosti koeficijenata prenosne funkcije filtra. Treba napomenuti da su CMAC filteri našli svoju fizičku realizaciju i kao IIR digitalni filteri što je eksplicirano u samom radu.

4. Kompletna karakterizacija u frekvencijskom domenu zahteva pored poznavanja amplitudske karakteristike, poznavanje i fazne, kao i karakteristike grupnog kašnjenja. U ovom radu su po prvi put uporedno date fazne i karakteristike grupnog kašnjenja kompletne klase CMAC filtera kao osnova za kompetentnije i kvalifikovanije odlučivanje prilikom projektovanja.

5. Karakteristike u vremenskom domenu CMAC filtera bile su delimično objavljivane u literaturi i to samo u obliku slika koje sadrže odziv na odskočnu funkciju. U ovom radu su po prvi put izloženi grafici odziva kompletne klase CMAC filtera na odskočnu i (apsolutno prvi put) odzivi klase CMAC filtera na Dirac-ov impuls. Pored toga po prvi put su izložene brojne vrednosti parametara oba tipa odziva što je od kritičnog značaja prilikom odlučivanja pri izboru aproksimacione funkcije. Kao poseban aspekt ponašanja CMAC filtera u vremenskom domenu po prvi put su generisani dijagrami oka za sve podklase CMAC filtera i analizirana su njihova svojstva.

6. Od posebnog značaja za istraživačku i projektantsku javnost je odgovor na pitanje: „Koje su karakteristike bolje, CMAC ili Čebiševljeve?“. U potrazi za odgovorom na ovo pitanje najpre je razmatrano poređenje u frekvencijskom domenu. Upoređene su amplitudske karakteristike da bi se zaključilo da je Čebiševljeva karakteristika neprikosnovena. Zatim je učinjen pokušaj da se poređenje obavi na osnovu osetljivosti amplitudske karakteristike na promene parametara kola. Nedvosmisleno je pokazano da LSM filteri ispoljavaju neuporedivo bolje ponašanje sa ovog aspekta u odnosu na Čebiševljeve filtre. Zatim je učinjen pokušaj da se poređenje obavi na filterima sa korigovanom karakteristikom grupnog kašnjenja u Čebiševljevom smislu. Na primerima je pokazano da kombinacija LSM filtra i korektora zahteva primetno jednostavniju električnu šemu od odgovarajuće kombinacije Čebiševljevog filtra i korektora. Ovaj zaključak važi kako za pasivnu, tako i za aktivnu realizaciju odgovarajuće mreže. Najzad poređenje je obavljeno i na osnovu odziva u vremenskom

domenu gde je ustanovljeno da Čebiševljevi filtri ispoljavaju najduže vreme smirivanja odziva na odskočnu funkciju, a da ostala poređenja ne mogu da dovedu do opštih zaključaka o međusobnom odnosu CMAC i Čebiševljevih filtara. Ovde treba imati na umu da su poređenja obavljena na primerima filtara istog reda, što je uobičajeno, ali znači da je njihova selektivnost bila različita, odnosno da ne zadovoljavaju jednake zahteve u frekvencijskom domenu.

Time se iscrpljuje opis doprinosa ovog rada, s tim što sama činjenica da su u najnovije vreme objavljene i verzije IIR realizacije daje nadu da će stručna javnost prihvatiti sa većim entuzijazmom njihovu primenu. Smatramo da će ovaj rad tome znatno doprineti.

8. LITERATURA

- [Bu,30] Butterworth, S. "On the theory of filter amplifiers", Experimental Wireless and the Wireless Engineer, Vol.7, pp 536-541, Oct. 1930.
- [Fi,99] Filanovsky, I., M. "A Generalization of Filters with Monotonic Amplitude-Frequency Response". IEEE Transaction on Circuits and Systems Part I: Fundamental Theory and Applications, 1999, Vo. 46, No. 11, pp. 1382–1385.
- [Fu,59] Fukada, M., "Optimum filters of even orders with monotonic response", IRE Trans. on CT, pp. 277-281, Sept. 1959.
- [Ha,69] Halpern, P., "Optimum monotonic lowpass filters", IEEE Trans. on CT, pp. 240-241, May 1969.
- [Ge,71] Geher, K., *Theory of Network Tolerances*, Akademiai Kiadó: Budapest, Hungary, 1971.
- [Li,74] Litovski, V.B., „Novi metodi sinteze selektivnih filtara s monotonom karakteristikom u propusnom opsegu”, Elektronski Fakultet u Nišu, 1974.
- [Li,79] Litovski, V., "Synthesis Of Monotonic Passband Sharp Cutoff Filters With Constant Group Delay Response", IEEE Trans. on Circuits and Systems, ISSN: 1549-8328, Vol. CAS-26, No. 8, 1979, pp. 597-602.
- [Li,83] Litovski, V., Milovanović, D., "New Solution For The Ideal Filter Approximation Problem", IEE Proceedings, Pt. G. , ISSN, 0143-7089, Vol. 130, No. 4, August, 1983, pp. 161-163.
- [Mi,15a] Mirković, D., Andrejević Stošović, M., Petković, P., and Litovski, V., "IIR digital filters with critical monotonic pass-band amplitude characteristic", Int. J. Electron. Commun. (AEÜ), Vol. 69, 2015, pp. 1495–1505.
- [Mi,15b] Mirković, D., Andrejević Stošović, M., Petković, P., and Litovski, V., "Design of IIR Digital Filters With Critical Monotonic Passband Amplitude

- Characteristic - A Case Study*", Facta Universitatis, Series Electronics and Energetics, prihvaćeno za objavljivanje
- [Pa,58] Papoulis, A., "Optimum filters with monotonic response", Proc. IRE, Vol. 46, pp. 606-609, Mar.1958.
- [Pa,59] Papoulis, A., "On monotonic response filters", Proc. IRE, Vol. 47, pp. 332-333, Feb.1959.
- [Pa,03] Paarmann, L., „*Design And Analysis Of Analog Filters, A Signal Processing Perspective*”, Kluwer Academic Publishers, New York, 2003, Ebook Isbn: 0-306-48012-3
- [Pa,06] Pandit, S., Kar, S., Mandal, C., Patra, A., "High Level Synthesis of Higher Order Continuous Time State Variable Filters with Minimum Sensitivity and Hardware Count", Proc. of the Design, Automation, and Test in Europe Conf., DATE '06, 2006, Vol. 1, pp. 1–2.
- [Qu,04] Quélhas, M.F., Petraglia, A., Petraglia, M.R., "Efficient group delay equalization of discrete-time IIR filters", Proc of the XII European Signal Processing Conference, EUSIPCO-2004, Vienna, Austria, 2004, Vol. 1, pp. 125-128.
- [Ra,72] Rakovic, B. and Lazovic, S., "Monotonic low-pass filters with improved stopband performance", IEEE Trans. on CT, Vol.CT-199, pp. 218-221, Mar. 1972.
- [Ra,73a] Rabrenović, D., Jovanović, V., "Low-pass filters with critical monotonic magnitude". Publications of Faculty of Electrical Engineering, ETA series1973, Belgrade, pp. 59–68.
- [Ra,73b] Rakovich, B., and Litovski, V., "Least-squares monotonic low-pass filters with sharp cutoff", Electronics Letters, Vol. 9, pp.75-76, Feb. 1973.
- [Ru,03] Rudra P., „Getting Started With MATLAB Version 6: A Quick Introduction for Scientists and Engineers“, Oxford Uni Press, 2003.
- [Sa,55] Sallen, R. P., Key E. L. , „*A Practical Method of Designing RC Active Filters*“. IRE Transactions on Circuit Theory, Vol. 2, No. 1, 1955, pp. 74–85.
- [Sc,70] Scanlan, J.O., and Rhodes, J. D. "Unified theory of cascade synthesis, Proc. IEE, Vol.117, April 1970, pp. 665-669.
- [Sc,75] Scanlan, J.O., and Rhodes, J.D., "Unified theory of cascade synthesis", Proc. of the Institution of Electrical Engineers, Vol. 117, No. 4, 1975, pp. 665-670

-
- [Sc,81] Scanlan, S.O.. “*Analysis and Synthesis of Switched-Capacitor State-Variable Filters*”, IEEE Transaction on Circuits and Systems, CAS-28, No. 2, 1981, pp. 85–93.
- [To,13] Topisirović, D., Litovski, V., and Andrejević Stošović, M., „*Unified theory and state-variable implementation of critical-monotonic all-pole filters*“, Int. J. of Circuit Theory and Applications, DOI: 10.1002/cta.1956, ISSN: 0098-9886; IF(2012): 1.293; M22 (102/243). Vol. 43, No. 4, April 2015, pp. 502–515.
- [Th,71a] Thomas, L.C., ”*The Biquad: Part I - Some Practical Design Considerations*”, IEEE Transactions on Circuit Theory CT, Vol. 18, No. 3, , 1971, pp. 350-357.
- [Th,71b] Thomas, L.C., ”*The Biquad: Part II - A Multipurpose Active Filtering System*”, Transactions on Circuit Theory CT, Vol. 18, No. 3, , 1971, pp. 358-361.
- [To,69] Tow, J., ”*A step-by-step active filter design*”, IEEE Spectrum, Vol. 6, Dec. 1969, pp. 64-68.

Kratka biografija kandidata

BIOGRAFSKI PODACI

Kandidat Dragan Topisirović, rođen je 23. avgusta 1953.godine u Svrljigu. Osnovnu školu i Gimnaziju „Svetozar Marković“ u Nišu završio je sa odličnim uspehom.

Školske 1972/73. godine upisao je Elektronski Fakultet u Nišu.

U toku studija opredelio se za smer Primenjena elektronika. Na Elektronskom fakultetu u Nišu, diplomirao je 1983. godine odbranom diplomskog rada na temu „Integrisane magnetne mehur memorije i njihova primena“.

Školske 1989/90. godine upisao je magistarske studije na Elektronskom fakultetu u Nišu, Univerzitet u Nišu, smer Elektronika. Pošto je položio sve ispite predviđene nastavnim planom i programom, 9. novembra 2001.godine odbranio je magistarsku tezu pod naslovom „Projektovanje i realizacija sistema za testiranje VLSI zasnovanog na personalnom računaru“ i stekao akademski naziv magistra elektrotehničkih nauka.

Za vreme dosadašnjeg radnog angažovanja, obavljao je poslove kako u privredi, tako i u vanprivrednim delatnostima.

U periodu od 1985. do 1993. godine radio je u Elektronskoj industriji Niš. U periodu od 1985. do 1990. godine radio je u Fabrici računskih mašina, gde je obavljao dužnosti direktora sektora marketing, rukovodioca proizvodnje i direktora komercijalnog sektora. Od 1990. do 1993. godine sa kraćim periodom obavljao je dužnost direktora fabrike EI „Računari“ Niš.

Za vreme rada u Elektronskoj industriji Niš, pored ostalih poslova, organizovao je i rukovodio poslovima marketinga i proizvodnje, uvođenja računarske tehnike i informatike u obrazovni proces Republike Srbije, radio na poslovima razvoja i plasmana mikroračunara iz

familije kola CDP 1802 i razvojnog sistema "COSMAC", uvođenja u proizvodnju prvih kućnih i personalnih računara i druge prateće opreme, kao i njihovom plasiranju u osnovne i srednje škole, na fakultete i druge sredine, vodio poslove projektovanja i proizvodnje mikroračunara „Mira“ i radio na mnogobrojnim drugim poslovima.

U periodu od 1993.-1997.godine radio je u Spoljno-trgovinskom preduzeću "Eximkos" iz Prištine, kao direktor filijale u Nišu.

Radno angažovanje van privrede ogleda se u obavljanju sledećih poslova:

- 1. 1997-2000.** Republički centar za talente Beograd, rukovodilac Centra za razvoj naučno-tehničkog stvaralaštva mladih, Centar za talente Niš u Nišu;
- 2. 2000-2011.** direktor Regionalnog centra za talente Niš;
- 3. 2006-2008.** Dečiji kulturno-obrazovni i rekreativni centar Niš, vd direktor;
- 4. od 2009.** Osnovna škola „Toplički heroji“, Žitorađa, nastavnik informatike i računarstva i dalje;
- 5. od 2013.** Škola mode i lepote Niš, nastavnik računarstva i informatike i dalje;
- 6. od januara 2015.** Trgovinska škola Niš, nastavnik računarstva i informatike i dalje.

U radu sa mladim talentima bavio se poslovima evidencije i identifikacije i njihovom uvođenju u metodologiju naučno-istraživačkog rada. Za napred navedeni period radnog angažovanja sa talentovanim učenicima, izvršena je identifikacija i uključivanje preko 2.000 nadarenih učenika u različite oblike rada, kroz pohađanje škola i predavanja, organizaciju mentorskog rada, uvođenje mladih u metodologiju naučno-istraživačkog rada, organizaciju regionalnih i republičkih takmičenja i smotri stručnih i naučno-istraživačkih radova talenata u oblasti prirodnih, tehničkih i društvenih nauka.

U ovim poslovima je ostvario značajnu saradnju sa svim visokoškolskim ustanovama Univerziteta u Nišu, a posebno sa Elektronskim fakultetom u Nišu, Prirodno-matematičkim fakultetom i Filozofskim fakultetom u Nišu, Medicinskim fakultetom u Nišu, a takođe i sa Institutom za javno zdravlje Niš, Istorijskim muzejem Niš i mnogim drugim organizacijama i institucijama na prostoru Nišavskog, Topličkog i Pirotskog okruga, kao i sa Kosova i Metohije.

U radu koristi engleski i nemački jezik.

OSTALE PROFESIONALNE I DRUGE AKTIVNOSTI

U periodu 1972/78.godine bavio se vaspitno-obrazovnim radom sa mladima kao pionirski instruktor i bio predsednik Opštinskog aktiva pionirskih instruktora Niša (1974/78.godina). U periodu 1977/78.godina bio je potpredsednik AKUD-a „Veljko Vlahović“ (danas Studentski kulturni centar pri Univerzitetu u Nišu), član Sekretarijata Republičke konferencije Saveza socijalističke omladine Srbije i predsednik komisije za kulturu omladine Srbije(1978/80.godine), komandant ORA „Niš '82“ i dr.

Jedan je od inicijatora i osnivača Republičkog centra za talente iz informatike i računarstva u Nišu 1991.godine, jedan od prvih osnivača i član Predsedništva „Udruženja inženjera elektrotehnike“.

U periodu 2006.-2008.godine bio je i potpredsednik Komisije Grada Niša za podsticaj i razvoj talentovanih i nadarenih učenika.

Takođe, obavljao je i veliki broj značajnih funkcija i dužnosti u društvenom životu, kao član i rukovodilac mnogih društvenih organizacija i udruženja u periodu studiranja i kasnije.

Oženjen je i ima dve ćerke.

Autor je i koautor 22 rada, objavljenih u naučnim časopisima međunarodnog značaja, zbornicima međunarodnih naučnih skupova, saopštenja sa međunarodnih skupova štampanih u izvodu, časopisima nacionalnog značaja, radova u naučnim časopisima i zbornicima skupova nacionalnog značaja.

Naučni radovi kandidata

a) Radovi objavljeni u časopisima međunarodnog značaja sa SCI liste (M23)

a.1. **Topisirović, D.**, Litovski, V., and Andrejević Stošović, M., „*Unified theory and state-variable implementation of critical-monotonic all-pole filters*“, Int. J. of Circuit Theory and Applications, Article first published online: 22 OCT 2013, DOI: 10.1002/cta.1956, ISSN: 0098-9886; IF(2012): 1.293; M22 (102/243). Vol. 43, No. 4, April 2015, pp. 502–515.

b) Odbranjena magistarska teza (M72)

b.1. **Topisirović, D.**: Projektovanje i realizacija sistema za testiranje VLSI zasnovanog na personalnom računaru, Magistarska teza, Elektronski fakultet, Univerzitet u Nišu, 09. Novembar 2001.

c) Radovi objavljeni u časopisima nacionalnog značaja (M52)

c.1. **D. Topisirović**, "Primer magnetne mehur memorije", "Naučni podmladak", Stručni časopis studenata Univerziteta u Nišu, Sveska za prirodno-matematičke i tehničke nauke, 1984, Vol. XVI, UDK: 62, Br. 3-4, pp. 133-146.

c.2. **D. Topisirović**, "Moderni industrijski sistemi za testiranje VLSI", Zbornik radova Tehničkog fakulteta Čačak, Univerziteta u Kragujevcu, Vol, 11 Br. 17, 1998, pp. 101-105.

- c.3. D. M. Maksimović, V. M. Panić, K. M. Zarković, Z. M. Petković, D. P. Milovanović, **D. Topisirović**, V. B. Litovski, „Implementacija digitalnih elektronskih kola primenom boundary scan standarda“, Tehnika-Elektrotehnika, 50, 4-5, E7-E15, 2001.
- c.4. **D. Topisirović**, „Advancet in VLSI Testing at MultiGb per Second Rates“, “Serbian Journal of Electrical Engineering“, Volume 2, No. 1, May 2005., pp. 43-55.
- d) **Radovi saopšteni na skupu međunarodnog značaja štampani u celini (M33)**
- d.1. **D. Topisirović**, "Automation of IC testing and aplication of VLSI testers", VI International SAUM Conference an Systems Automatic Control and Measurements, SAUM 1998, Niš, 28-30 Septembar 1998, pp. 248-252.
- d.2. **D. Topisirović**, "VLSI Testing at MultiGbps Rates", Zbornik radova VI Simpozijum industrijska elektronika "INDEL" 2006, Banja Luka, 10-11. novembar 2006. , pp. 111-116.
- d.3. **D. Topisirović**, D. Nikolovski, Z. Stević, „Primena novih tehnologija u zaštiti prirodnih resursa“-»Application of new technologies in the protection of natural resources«, INFOTEH-JAHORINA Vol. 10, Ref. E-I-2, p. 400-403, March 2011.
- d.4. Z. Stevic, D. Nikolovski, M. Rajcic-Vujasinovic, **D. Topisirovic**, M. Tripunovic. “The use of thermovision in the environmental protection”. Proceeding of the XIIth International scientific-practical conference "Modern information and electronic technologies", Odessa, Ukraina, 23-27 May 2011, p 328
- d.5. D. Nikolovski, L. Konstantinovic, Z. Stevic, **D. Topisirovic**. ”Termovisual monitoring of the laser therapy effect”. Proceeding of the XIIth International scientific-practical conference "Modern information and electronic technologies", Odessa, Ukraina, 23-27 May 2011, p 332.
- d.6. Stević, Z., Rajčić-Vujasinović, M., and **Topisirović, D.**, „Galvanotechnical Manufacture of Parts of Electronic Components using Pulse-reversed Current“, 3rd Proceedings of the Small Systems Simulation Symposium 2010, Organized by the Yugoslav Simulation Society ond the Faculty of Electronic Engineering Niš, Serbia, February, 12-14, 2010., pp. 67-70.
- d.7. **D. Topisirovic**, “The New Design Architectures of the Automatic Test Equipment for Testing VLSI at Gbps using Reduced Pin Count Test”, XI International Conference on

Systems, Automatic Control and Measurements, SAUM 2012 Proceedings, University of Niš, Serbia, 12-14.November 2012, pp. 24-27.

d.8. Z. Stevic, D. Nikolovski, M. Rajcic-Vujasinovic, M. Tripunovic, Ilija Radovanovic, **D. Topisirovic**, "Karakterizacija elektrodnih materijala za kondenzatore", INFOTEH-JAHORINA Vol. 12, Ref. 4-7. March 2013. pp. 293-296.

d.9. Zoran Stević, Mirjana Rajčić-Vujasinović, Vesna Grekulović, Miloš Tripunović, **Dragan Topisirović**, "Mogućnost povećanja stepena iskorišćenja fotonaponskih panela", INFOTEH-JAHORINA Vol. 13, p. 327-330, Mart 2014. ISBN 978-99955-763-3-2.

e) Radovi saopšteni na skupu nacionalnog značaja štampani u celini (M63)

e.1. **D. Topisirović**, "Konceptija razvoja VLSI testera", YU INFO 1998, Zbornik radova, Kopaonik 23-27 Mart 1998, pp. 808-811.

e.2. **D. Topisirović**, "Testiranje integrisanih kola-problem sprege sistema i komponente", SYM-OP-IS 1998, Zbornik radova, Herceg Novi, 21-24 septembar 1998, pp.929-932.

e.3. M. Sokolović, P. Petković, **D. Topisirović**, "Projektovanje za testabilnost u DSP kolu specifične namene", Zbornik XLVII Konferencije za ETRAN, Herceg Novi, 8-13 juni 2003, pp. 43-46.

e.4. **D. Topisirović**, "A VLSI tester for IC testing automation", Zbornik XLVII Konferencije za ETRAN, Herceg Novi, 8-13 juni 2003, pp. 47-50.

e.5. Melikyan Vazgen Sh., Hayk Petrosyan, Durgaryan Armen A., **Dragan Topisirović**, "New Retention Flop Architecture with PFD Capabilities", Zbornik 55. Konferencije za ETRAN, Banja Vrućica, 11-14 juni 2011, pp. EL4.2-1-4.

e.6. Durgaryan Armen A., Melikyan Vazgen Sh., Hayk Petrosyan, **Dragan Topisirović**, "A Fully Differential Phase-frequency Detector Design for Low Noise Phase Locked Loop Applications", Zbornik 55. Konferencije za ETRAN, Banja Vrućica, 11-14 juni 2011, pp. EL4.3-1-4.

e.7. **D. Topisirovic**, " The Advantages of Combining Low Pin Count Test with Scan Compression of VLSI Testing", Zbornik 55. Konferencije za ETRAN, Zlatibor, 11-14 juni 2012, pp. EL2.6-1-5.

Izjave autora



Prilog 1.

IZJAVA O AUTORSTVU

Izjavljujem da je doktorska disertacija, pod naslovom

**Unifikovana teorija sinteze i postupak projektovanja polinomskih filtara sa granično
monotonom karakteristikom**

- rezultat sopstvenog istraživačkog rada,
- da predložena disertacija, ni u celini, ni u delovima, nije bila predložena za dobijanje bilo koje diplome, prema studijskim programima drugih visokoškolskih ustanova,
- da su rezultati korektno navedeni i
- da nisam kršio autorska prava, niti zloupotrebio intelektualnu svojinu drugih lica.

U Nišu, 24.12.2015.godine

Autor disertacije:

Mr Dragan Topisirović, dipl. inž.

Potpis doktoranta



Prilog 2.

**IZJAVA O ISTOVETNOSTI ŠTAMPANE I ELEKTRONSKE VERZIJE
DOKTORSKE DISERTACIJE**

Ime i prezime autora: **Dragan Topisirović**

Studijski program: **Elektronika**

Naslov rada: **Unifikovana teorija sinteze i postupak projektovanja polinomskih filtara sa granično monotonom karakteristikom**

Mentor: **doc. dr Miona Andrejević Stošović**

Izjavljujem da je štampana verzija moje doktorske disertacije istovetna elektronskoj verziji, koju sam predao za unošenje u **Digitalni repozitorijum Univerziteta u Nišu**.

Dozvoljavam da se objave moji lični podaci, koji su u vezi sa dobijanjem akademskog zvanja doktora nauka, kao što su ime i prezime, godina i mesto rođenja i datum odbrane rada, i to u katalogu Biblioteke, Digitalnom repozitorijumu Univerziteta u Nišu, kao i u publikacijama Univerziteta u Nišu.

U Nišu, 24.12.2015.godine

Autor disertacije:

Mr Dragan Topisirović, dipl. inž.

Potpis doktoranta



Prilog 3.

IZJAVA O KORIŠĆENJU

Ovlašćujem Univerzitetsku biblioteku „Nikola Tesla“ da, u Digitalni repozitorijum Univerziteta u Nišu, unese moju doktorsku disertaciju, pod naslovom:

Unifikovana teorija sinteze i postupak projektovanja polinomskih filtara sa granično monotonom karakteristikom

koja je moje autorsko delo.

Disertaciju sa svim priložima predao sam u elektronskom formatu, pogodnom za trajno arhiviranje.

Moju doktorsku disertaciju, unetu u Digitalni repozitorijum Univerziteta u Nišu, mogu koristiti svi koji poštuju odredbe sadržane u odabranom tipu licence Kreativne zajednice (Creative Commons), za koju sam se odlučio.

1. Autorstvo
2. Autorstvo – nekomercijalno
3. Autorstvo – nekomercijalno – bez prerade
4. Autorstvo – nekomercijalno – deliti pod istim uslovima
5. Autorstvo – bez prerade
6. Autorstvo – deliti pod istim uslovima

U Nišu, 24.12.2015.godine

Autor disertacije:

Mr Dragan Topisirović, dipl. inž.

Potpis doktoranta