

**ELEKTROTEHNIČKI FAKULTET
SVEUČILIŠTA JOSIPA JURJA STROSSMAYERA
OSIJEK**

**FILTRI SA PREKLAPANIM KAPACITETOM
(SC FILTRI)**

SAŠA BAJIĆ

Osijek, 1999.

**ELEKTROTEHNIČKI FAKULTET
SVEUČILIŠTA JOSIPA JURJA STROSSMAYERA
OSIJEK**

**DIPLOMSKI RAD
FILTRI SA PREKLAPANIM KAPACITETOM
(SC FILTRI)**

Mentor:

doc. dr. sc. Tomislav Švedek

Student:

Saša Bajić

Osijek, svibanj 1999.

**ELEKTROTEHNIČKI FAKULTET OSIJEK
SVEUČILIŠTA JOSIPA JURJA STROSSMAYERA
OSIJEK**

Osijek, 07. travnja 1999.

DIPLOMSKI ZADATAK broj: 630

Kandidat: **SAŠA BAJIĆ**

Naslov teme: **FILTRI SA PREKLAPANIM KAPACITETOM (SC filtri)**

Zadatak: Aktivni filtri sadrže najčešće operacijsko pojačalo, a nedostatak im je ograničenje frekvencijskog opsega uslijed konačnog produkta pojačanja- frekvencija (GB produkt) i nemogućnosti naknadne promjene karakteristika filtra bez zamjene elemenata. Problem promjena filterske karakteristike riješen je filtrima sa preklapanim kapacitetom (SC filtri, engl. Switched Capacitor Filters) kod kojih se promjena frekvencije polova dobiva promjenom frekvencije takta preklapanja kapaciteta. Širu primjenu SC filteri nalaze u integriranim sklopovima, gdje dominantnu ulogu ima minijaturizacija filtra. Prikazati teoriju SC filtera. Na računalu simulirati prijenosne karakteristike za niski i visoki propust. Simulaciju rada i mjerenja provesti na rasutom modelu i na komercijalno dobavljivom integriranom sklopu sa SC sekcijom.

Zadatak uručen: 07. 04. 1999.

Rok za predaju: 07. 06. 1999.

Rad predan Povjerenstvu: _____

Potpis službenika: ledr



Nastavnik - mentor
doc.dr.sc. Tomislav Švedek

Predsjednik Odbora za
obranu diplomskog rada
Prof.dr.sc. Franjo Jović

Franjo Jović

SADRŽAJ

1. UVOD	1
2. FILTRI	2
2.1. Podjela prema sastavnim elementima - pasivni i aktivni filtri	2
2.2. Podjela prema propusnom opsegu	2
2.3. Podjela prema obliku odziva	4
2.3.1. Butterworth-ov odziv	5
2.3.2. Čebiševljev odziv	5
3. PRIJENOSNA KARAKTERISTIKA FILTRA	6
3.1. Broj polova	6
3.2. Niski propust	6
3.3. Visoki propust	6
3.4. Pojasni propust	8
3.5. Pojasna brana	11
4. SKLOPOVI SA PREKLAPANIM KAPACITETOM	13
4.1. MOS sklopka	13
4.2. Preklapani kapacitet	18
4.3. Analogne funkcije	20
4.4. Filtri prvog reda	25
5. MF10 – UNIVERZALNI MONOLITNI DVOSTRUKI SC FILTER	29
6. SIMULACIJA NA RAČUNALU I MJERENJE NA MODELU	31
6.1. Simulacija rada aktivnog RC filtra na računalu	31
6.1.1. Niski propust	33
6.1.2. Pojasni propust	35
6.1.3. Visoki propust	37
6.2. Mjerenje na modelu SC filtra realiziranog pomoću integriranog sklopa MF10	40
6.2.1. Niski propust	42
6.2.2. Pojasni propust	45
6.2.3. Visoki propust	48

7. ZAKLJUČAK.....	51
8. DODATAK	52
9. POPIS LITERATURE.....	54
10. SAŽETAK.....	55
11. ŽIVOTOPIS.....	56

1. UVOD

Danas gotovo i nema elektroničkih sklopova u kojima filtri ne čine jednu od njihovih osnovnih komponenti. Stoga se teži razvoju filtera koji bi mogli udovoljiti sve raznovrsnijim zahtjevima u elektronici, a time i u drugim znanostima u kojima se opsežno koriste dostignuća iz elektronike. Osnovna zadaća filtera je da neke frekvencije propuštaju, dok druge prigušuju, pa iz toga proizilaze i razne filterske karakteristike. Na primjer, ako se signal sastoji od više različitih frekvencija, filtri nam omogućuju da izdvojimo točno određenu frekvenciju ili niz frekvencija, a ostale uklonimo iz spektra frekvencija tog signala. Ponašanje filtra matematički se opisuje prijenosnom funkcijom koja predstavlja omjer Laplace-ovih transformacija izlaznog i ulaznog signala:

$$H(s) = \frac{V_{izl}(s)}{V_{ul}(s)} \quad (1-1)$$

Filtri se mogu podijeliti prema građi, propusnom opsegu i vrsti odziva. Potreba za monolitnim analognim filtrima potakla je konstruktore u elektronici da potraže zamjenu za uobičajene RC filtre. Odgovarajuća zamjena bili su SC filtri. Tehnologija ovih filtera zasniva se na ideji da se otpornici nadomjesti preklapanim kapacitetima koji će onda oponašati te iste otpornike. SC filtri su pronašli široku primjenu posebno u integriranim sklopovima, gdje je značajna minijaturizacija filtra.

2. FILTRI

2.1. Podjela prema sastavnim elementima - pasivni i aktivni filtri

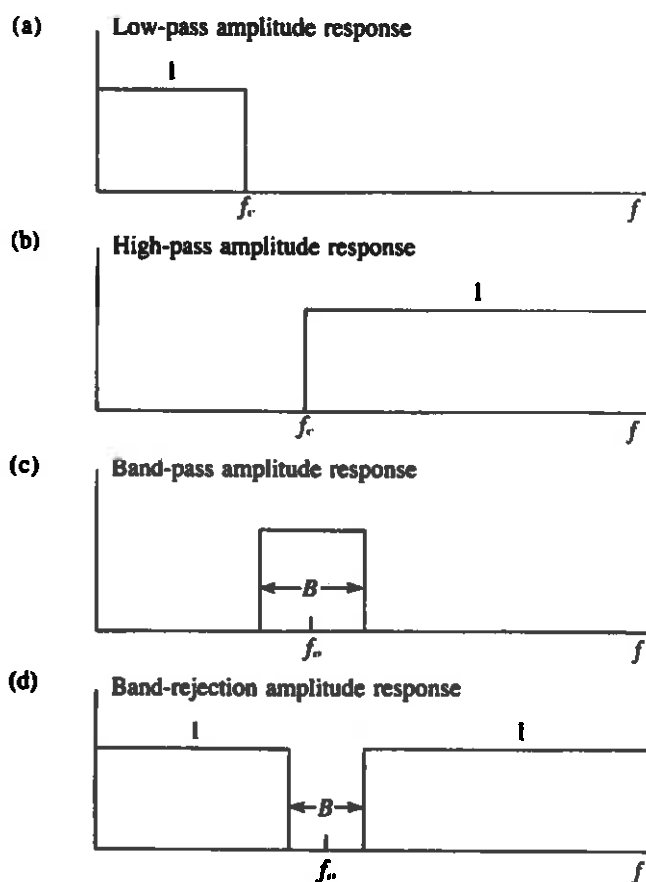
Prva podjela filtera je na pasivne i aktivne filtre. Pasivni filtri u sebi sadrže samo otpore, kapacitete i induktivitete. Kod ovih filtera problemi se javljaju na niskim frekvencijama. Kako se frekvencija smanjuje tako se vrijednosti induktiviteta povećavaju stvarajući pri tome nekoliko problema. Najprije, induktiviteti su elementi s unutarnjim gubicima koji se znatno povećavaju pri niskim frekvencijama. Uslijed gubitaka smanjuje se i faktor dobrote (Q), pa odgovarajući odzivi filtera imaju odstupanja od željenog oblika. Fizička veličina induktiviteta velikih vrijednosti ograničava njihovu upotrebu, a u obzir treba uzeti i njihovu cijenu.

Aktivni filtri osim otpora, kapaciteta sadrže i aktivne elemente (operacijska pojačala) s odgovarajućom povratnom vezom. Ovakvi filtri su u mogućnosti postići iste odzive kao i pasivni RLC filtri. Pošto u njima nema induktiviteta, onda su i poteškoće koje se zbog postojanja induktiviteta javljaju na niskim frekvencijama izbjegnute. U skladu s tim lako je realizirati aktivni RC filter na vrlo niskim frekvencijama. Karakteristika frekvencijskog odziva aktivnog filtra može se vrlo dobro približiti idealnoj karakteristici, a cijena i fizička veličina ovih filtera je u granicama prihvatljivog.

Dok su aktivni filtri s jedne strane sposobni nadvladati probleme pasivnih filtera pri niskim frekvencijama, s druge strane i oni sami imaju neke nedostatke. Za pravilan rad potreban im je izvor napajanja, a tu je i činjenica da su aktivne komponente manje pouzdane od pasivnih sklopova. Konačno, aktivni filtri sadrže povratne veze i tu se krije mogućnost nestabilnosti. Unatoč ovim ograničenjima upotreba aktivnih filtera je u porastu i oni sada zauzimaju značajnu ulogu u tehnologiji izrade filtera.

2.2. Podjela prema propusnom opsegu

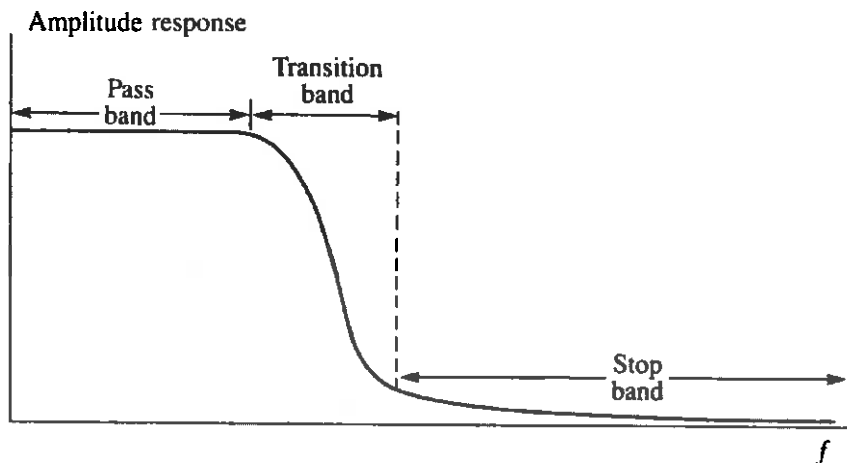
S gledišta amplitudne karakteristike filtri se dijele na: niskopropusne, visokopropusne, pojasnpropusne i pojasno nepropusne (pojasna brana). Na slici 2.1. je prikazana idealna karakteristika svakog od ovih tipova.



Sl. 2.1. Idealne amplitudne karakteristike: niskog propusta (a), visokog propusta (b), pojasnog propusta (c) i pojasne brane (d) [1]

Vrijednost f_c predstavlja graničnu frekvenciju (engl. cut-off frequency), f_o je centralna frekvencija, a B je širina pojasa. Vidljivo je da niskopropusni filter propušta frekvencije manje od granične, dok one više zaustavlja, a visokopropusni filter zaustavlja frekvencije manje od granične, a propušta one više. Pojasnopropusni filter propušta frekvencije koje se nalaze unutar pojasa širine B , a sve ostale zaustavlja. Pojasno nepropusni filter propušta sve frekvencije osim onih koje se nalaze unutar pojasne brane širine B .

U realnom svijetu ne postoje idealne karakteristike. Na slici 2.2. je prikazana realna amplitudna karakteristika niskopropusnog filtra.



Sl. 2.2. Realna amplitudna karakteristika niskopropusnog filtra [1]

Na ovoj slici je vidljivo da postoje tri područja amplitudne karakteristike (propusni opseg, prijelazni opseg, opseg gušenja) među kojima nema strogih granica. Idealna karakteristika se nikada neće moći realizirati, ali istraživanjima i razvojem dobiveni su filtri čija je karakteristika dovoljno dobra aproksimacija idealne. U nastojanju da se realni filtri što više približe idealnima raste njihova složenost.

Pri opisivanju filterskih svojstava neophodno je spomenuti pojam gušenja. Pretpostavimo da je amplitudni maksimum pojasnog propusta određenog filtra označen s M_0 i da je amplitudni odziv na nekoj proizvoljnoj frekvenciji ω označen s $M(\omega)$. Slijedi da je relativno gušenje $\alpha_{dB}(\omega)$, izraženo u decibelima (dB), dano slijedećim izrazom:

$$\alpha_{dB}(\omega) = 20 \log_{10} \left[\frac{M_0}{M(\omega)} \right] \quad (2-1)$$

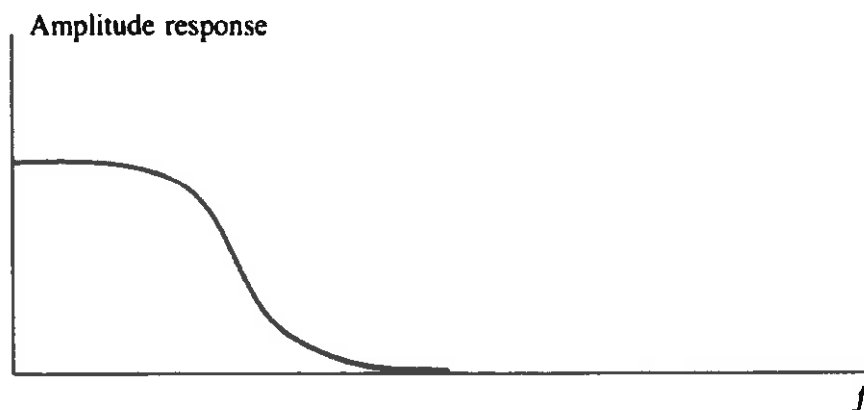
$$\alpha_{dB}(\omega) = -20 \log_{10} \left[\frac{M(\omega)}{M_0} \right] \quad (2-2)$$

2.3. Podjela prema obliku odziva

Daljnja podjela filtera se može izvršiti prema obliku odziva. Broj zadovoljavajućih aproksimacija odziva je veliki. Slijedi kratki opis dva amplitudna odziva na primjeru niskog propusta.

2.3.1. Butterworth-ov odziv

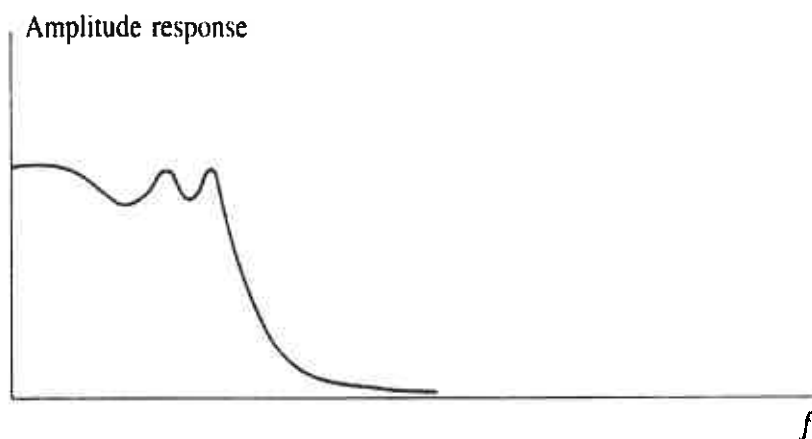
Oblik Butterworth-ove amplitudne karakteristike je prikazan na slici 2.3. Ovaj odziv je još poznat i kao *maksimalno ravan odziv* zbog matematičke strukture njegova razvoja. Naime, kako se frekvencija povećava, tako odziv opada.



Sl. 2.3. Opći oblik amplitudnog odziva Butterworth-ovog filtra [1]

2.3.2. Čebiševljev odziv

Na slici 2.4. je prikazan oblik Čebiševljeve amplitudne karakteristike. Ovaj odziv je poznat po tome što je propusni pojas okarakteriziran nizom valovitosti. Njihov broj je ovisan o broju reaktivnih elemenata u strukturi filtra. Čebiševljevi filtri imaju strmiji pad karakteristike nego Butterworth-ovi filtri i stoga imaju veću sposobnost gušenja u nepropusnom području, za isti red filtra.



Sl. 2.4. Opći oblik amplitudnog odziva Čebiševljevog filtra [1]

3. PRIJENOSNA KARAKTERISTIKA FILTRA

3.1. Broj polova

Pri opisivanju filtera neizostavan pojam je i red filtra. U terminologiji Laplace-ovih transformacija pojam reda filtra se poistovjećuje s brojem polova. Red filtra ili broj polova je broj neophodnih reaktivnih elemenata u sklopu. Reaktivni elementi su i induktiviteti i kapaciteti, no budući da aktivni filtri u sebi nemaju induktivitete slijedi da je red aktivnog filtra jednak broju potrebnih kapaciteta. Za određeni tip filtra karakteristike se to više približavaju idealnima što je viši red filtra. Tako će filtri višeg reda u odnosu na filtre nižeg imati ravniju krivulju u propusnom području i veće gušenje u nepropusnom području.

3.2. Niski propust

Butterworth-ova funkcija definira *referentnu frekvenciju* kao frekvenciju na kojoj vrijednost amplitudnog odziva padne na $1/\sqrt{2}$ iznosa iz propusnog područja. To smanjenje iznosa odziva odgovara gušenju od 3 dB. Referentna frekvencija predstavlja graničnu frekvenciju f_c . Amplitudna karakteristika $M(\omega)$ Butterworth-ovog niskopropusnog filtra n -tog dana je slijedećim izrazom:

$$M(\omega) = \frac{1}{\sqrt{1 + (f/f_c)^{2n}}} \quad (3-1)$$

Vidljivo je da se maksimalna vrijednost amplitudnog odziva dobiva pri frekvenciji $f=0$. Amplitudni odziv se može izraziti i pomoću decibela:

$$M_{dB}(\omega) = 20 \log_{10} \left[\frac{1}{\sqrt{1 + (f/f_c)^{2n}}} \right] \quad (3-2)$$

$$M_{dB}(\omega) = -10 \log_{10} \left[1 + \left(\frac{f}{f_c} \right)^{2n} \right] \quad (3-3)$$

3.3. Visoki propust

Granična frekvencija f_c kod visokopropusnog Butterworth-ovog filtra ima isto značenje kao i kod niskopropusnog, samo što se nalazi ispred propusnog područja. U toj točki vrijednost odziva je

umanjena za 3 dB prema vrijednosti u propusnom području. Amplitudni odziv $M(\omega)$ dan je izrazom:

$$M(\omega) = \frac{1}{\sqrt{1 + (f_c / f)^{2n}}}, \quad (3-4)$$

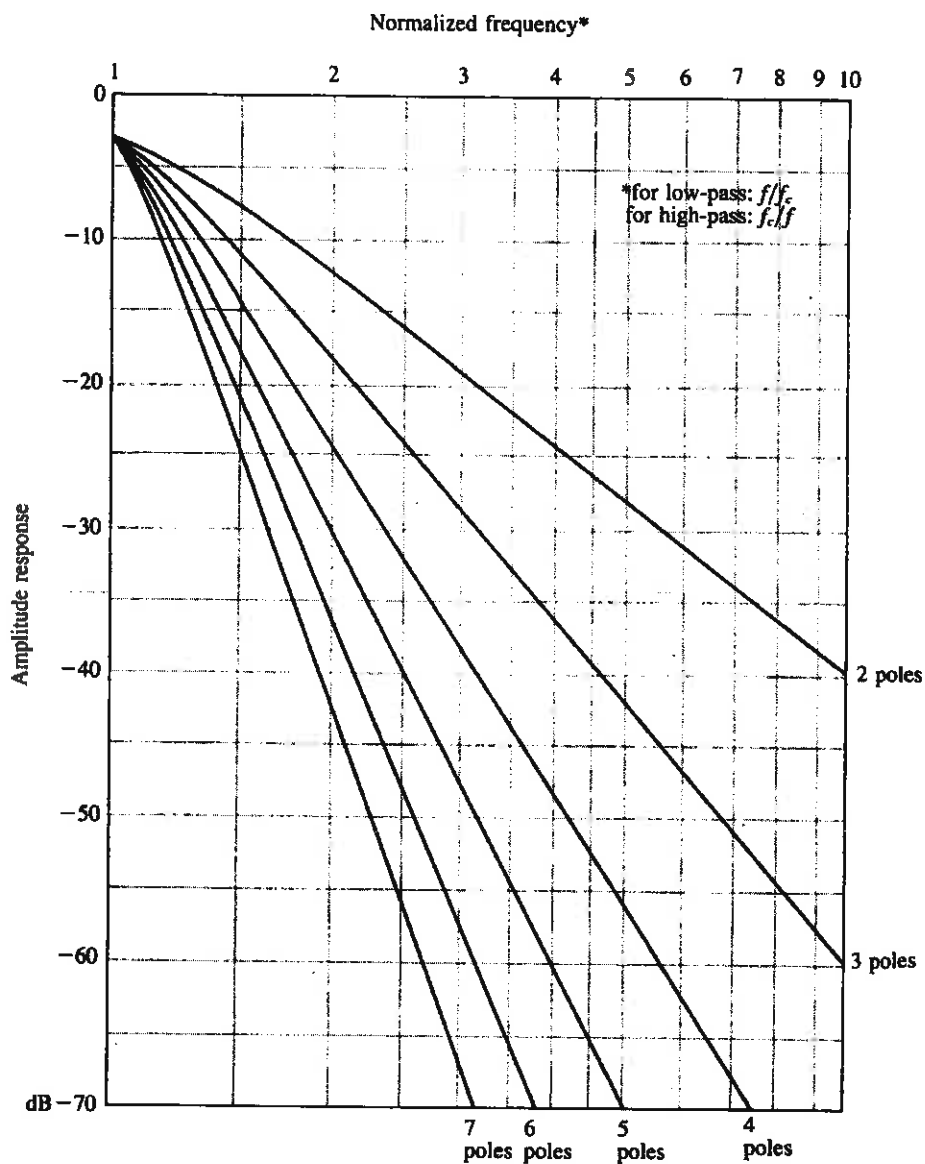
a izražen pomoću decibela:

$$M_{dB}(\omega) = 20 \log_{10} \left[\frac{1}{\sqrt{1 + (f_c / f)^{2n}}} \right] \quad (3-5)$$

$$M_{dB}(\omega) = -10 \log_{10} \left[1 + \left(\frac{f_c}{f} \right)^{2n} \right] \quad (3-6)$$

Vidljivo je da se ovi izrazi mogu dobiti jednostavnom zamjenom f/f_c , iz izraza za niskopropusni filter, s f_c/f .

Na slici 3.1. su prikazane krivulje amplitudnog odziva Butterworth-ovih filtera od drugog do sedmog reda. Početak svih krivulja je u točki granične frekvencije, odnosno na nivou od -3 dB. Apscisa označena kao normalizirana frekvencija nema isto značenje za niskopropusne i visokopropusne filtre. Za niskopropusne filtre vrijednosti nanešene na apscisu predstavljaju omjer f/f_c , dok za visokopropusne filtre predstavljaju omjer f_c/f .



Sl. 3.1. Krivulje amplitudnog odziva Butterworth-ovih filtera od drugog do sedmog reda [1]

3.4. Pojasni propust

Prijenosna funkcija stacionarnog stanja $H(j\omega)$ bilo kojeg dvopolnog pojasnopropusnog filtra dana je izrazom:

$$H(j\omega) = \frac{M_0}{1 + jQ\left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f}\right)} \quad (3-7)$$

gdje je M_0 maksimalno pojačanje unutar propusta, a f_0 predstavlja geometrijsku sredinu pojasnog propusta. Parametar Q je mjera selektivnosti, i što je Q veći, to je i selektivnost veća. U skladu s gornjim izrazom može se pisati izraz za amplitudni odziv $M(\omega)$:

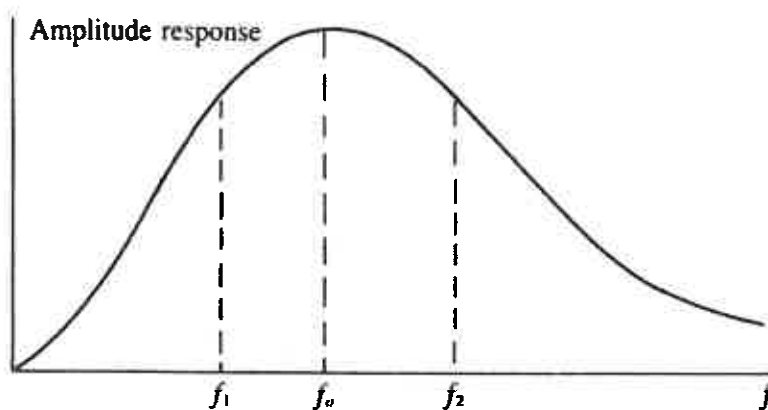
$$M(\omega) = \frac{M_0}{\sqrt{1 + Q^2 \left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \right)^2}}, \quad (3-8)$$

a izražen pomoću decibela:

$$M_{dB}(\omega) = 20 \log_{10} \frac{M(\omega)}{M_0} = 20 \log_{10} \left[\frac{1}{\sqrt{1 + Q^2 \left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \right)^2}} \right] \quad (3-9)$$

$$M_{dB}(\omega) = -10 \log_{10} \left[1 + Q^2 \left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \right)^2 \right] \quad (3-10)$$

Amplitudni odziv pojasnopropusnog filtra u linearnom mjerilu prikazan je na slici 3.2. Uočljivo je da kosina s niskofrekvencijske strane ima veći nagib nego kosina s visokofrekvencijske strane. Drugim riječima, točke istih amplitudnih vrijednosti s jedne i druge strane centralne frekvencije nisu jednako udaljene od te frekvencije.



Sl. 3.2. Pojasnopropusni amplitudni odziv u linearnom mjerilu [1]

Neka su f_1 i f_2 donja i gornja granična frekvencija u kojima vrijednost amplitudnog odziva padne na $1/\sqrt{2}$ svoje maksimalne vrijednosti. Širina pojasa B definirana je kao:

$$B = f_2 - f_1 \quad (3-11)$$

Veza među frekvencijama f_1 , f_2 i f_0 dana je izrazom:

$$f_0 = \sqrt{f_1 * f_2} \quad (3-12)$$

odnosno frekvencija f_0 predstavlja geometrijsku sredinu frekvencija f_1 i f_2 . Veza faktora dobrote Q s centralnom frekvencijom f_0 i širinom pojasa B je slijedeća:

$$Q = \frac{f_0}{B} \quad (3-13)$$

Što se Q povećava filter postaje selektivniji, odnosno sužava se širina pojasa za neku centralnu frekvenciju.

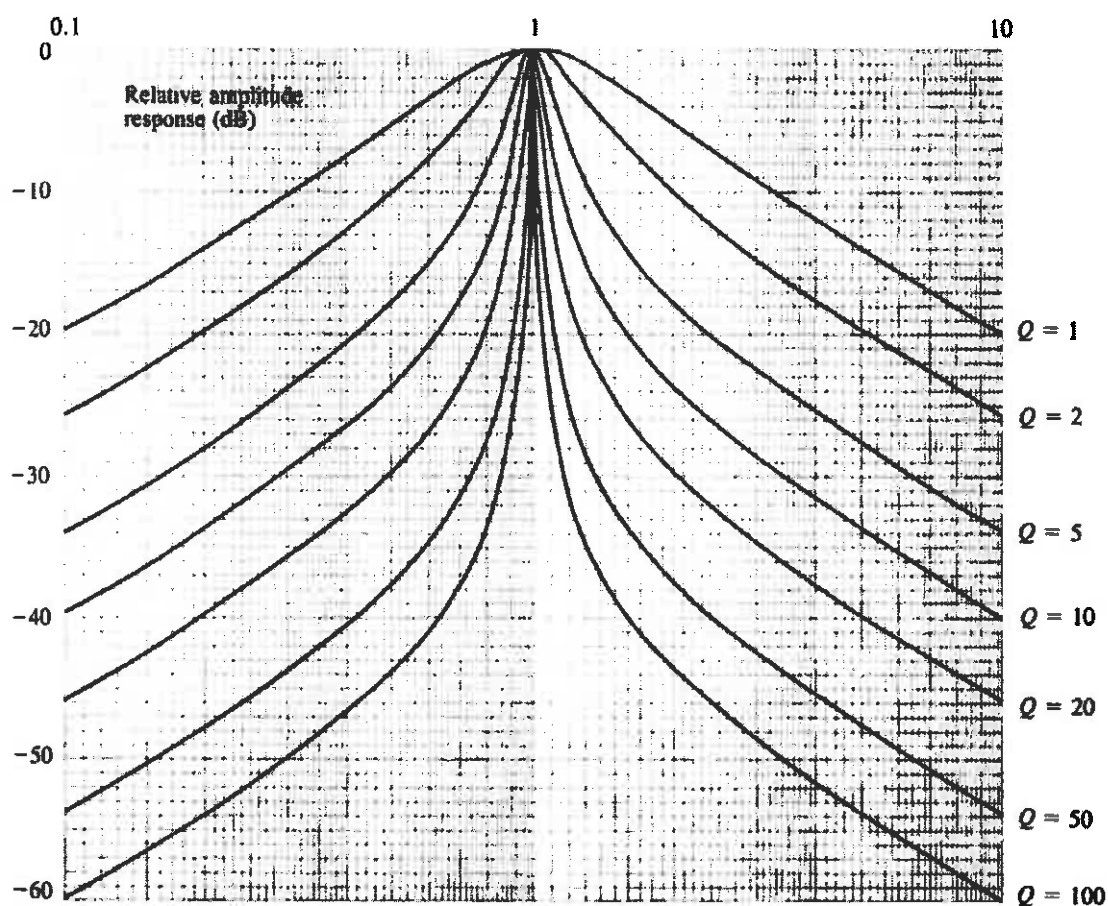
Na slici 3.3. su prikazane krivulje amplitudnog odziva dvopolnog pojasnopropusnog filtra. Vrijednosti nanešene na apscisu predstavljaju omjer f/f_0 , a mjerilo je logaritamsko. U ovom mjerilu, za razliku od linearnog, postoji simetrija među krivuljama s jedne i s druge strane centralne frekvencije. Uočljivo je kako se s porastom vrijednosti Q povećava i nagib krivulja.

Centralna frekvencija je geometrijska sredina graničnih frekvencija. Njihova aritmetička sredina je: $f_0 * \sqrt{1 + (1/2Q)^2}$ i ima veći iznos od geometrijske sredine. Granične frekvencije se mogu dobiti iz slijedećih izraza:

$$f_1 = f_0 * \sqrt{1 + (1/2Q)^2} - \frac{B}{2} \quad (3-14)$$

$$f_2 = f_0 * \sqrt{1 + (1/2Q)^2} + \frac{B}{2} \quad (3-15)$$

S porastom faktora dobrote Q smanjuje se razlika između aritmetičke i geometrijske sredine.



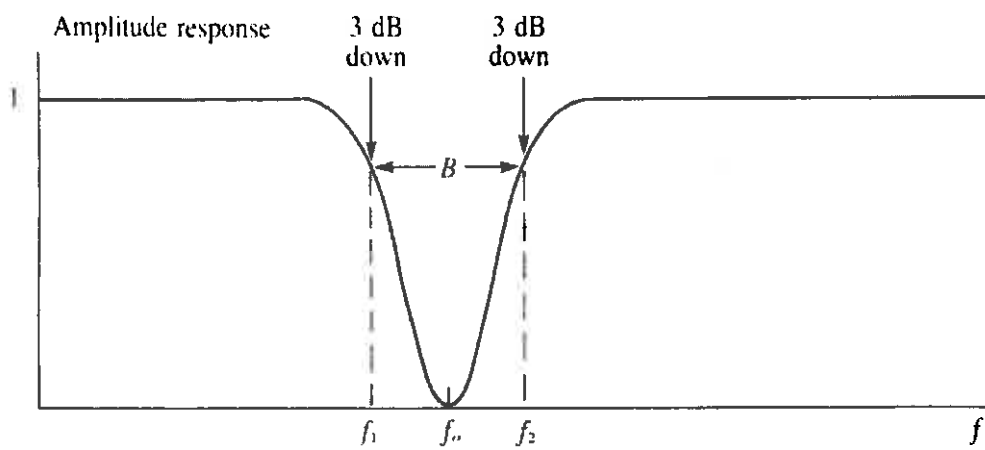
Sl. 3.3. Krivulje amplitudnog odziva dvopolnog pojasnopropusnog filtra za različite vrijednosti faktora dobrote Q (logaritamsko mjerilo) [1]

3.5. Pojasna brana

Centralna frekvencija f_0 je u ovom slučaju geometrijska sredina nepropusnog pojasa. Frekvencije f_1 i f_2 su donja i gornja granična frekvencija i u njima postoji smanjenje amplitudnog odziva za 3 dB u odnosu na amplitudnu vrijednost u propusnom području. Na slici 3.4. je prikazan amplitudni odziv pojasne brane. Faktor dobrote je i u ovom slučaju dan izrazom:

$$Q = \frac{f_0}{B} \quad (3-16)$$

U ovom izrazu se centralna frekvencija f_0 i širina pojasa B odnose na nepropusni pojas.



Sl. 3.4. Amplitudni odziv pojasne brane [1]

4. SKLOPOVI SA PREKLAPANIM KAPACITETOM

Sklopovi sa preklapanim kapacitetom su sklopovi dobiveni primjenom sklopki i kondenzatora u zamjenu za otpornike. Tehnologija filtera sa preklapanim kapacitetom zasniva se na tome da se kondenzator preko sklopke preklapa između dvije točke sklopa oponašajući pri tome otpornik među tim točkama. Ovakvi SC sklopovi nalaze primjenu u realizaciji integriranih sklopova. SC filtri se sastoje od sklopki, kondenzatora i operacijskih pojačala. Nekoliko svojstava, koja ovi filtri posjeduju, učinilo ih je široko prihvaćenim i primjenjivim u mikroelektronici. Neka od tih svojstava su:

- Manji utrošak površine silicija, zbog toga što su veliki otpornici nadomješteni kondenzatorima malih dimenzija.
- RC vremenska konstanta aktivnog RC filtra, predstavlja sada omjer kapaciteta C i preklapanog kapaciteta C_R pomnoženog sa vremenskim periodom T_c generatora takta. Vrijedi izraz:

$$RC \Rightarrow \frac{C}{C_R} T_c = \frac{C}{C_R f_c}$$

gdje je f_c frekvencija generatora takta. Gornji izraz je moguće u realnim izvedbama realizirati s točnošću u granicama od 0.1%.

- Izvedba SC sklopova je napredovala pa tako i njihova primjena. Najviše se koriste u audio području, a značajnu ulogu imaju i u području komunikacija.

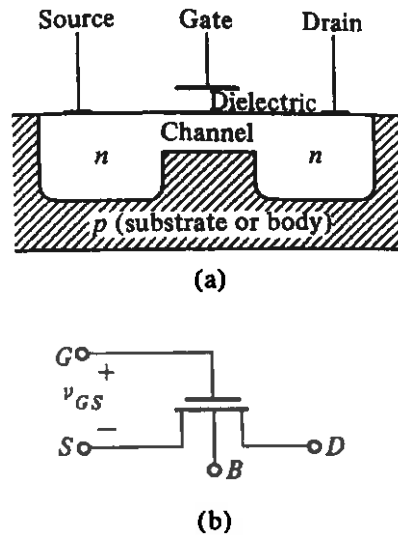
Osnovni nedostatak SC filtera je u tome što imaju povećan šum izlaznog signala u odnosu na standardne aktivne filtre. Na stvaranje šumova najčešće utječu:

- Komponente sklopa (tranzistori, diode, otpornici itd.).
- Generator takta.
- Sklopovi koji se nalaze u okruženju promatranog sklopa.

4.1. MOS sklopka

Poseban tip integriranih sklopova dobiva se uporabom MOS (engl. metal-oxide-semiconductor) tehnologije. Osnovni element tih sklopova je MOS-FET, prikazan na slici 4.1. (a). Na slici 4.1. (b) je prikazan i simbol MOSFET-a. MOSFET je poluvodička aktivna komponenta s

tri izvoda: uvod (S), upravljačka elektroda (G) i odvod (D). Kod rada u režimu sklopke, napon između upravljačke elektrode i uvoda, v_{GS} , je ili jednak nuli ili je veći od vrijednosti napona praga, U_{tn} (obično 1 ili 2 volta).



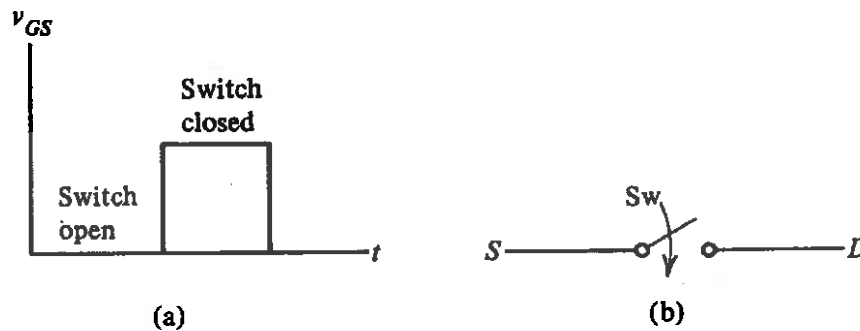
Sl. 4.1. Prikaz MOS tranzistora [4]

Napon koji regulira preklapanje MOS sklopke označava se sa v_{GS} , a kanal između uvoda i odvoda nadomješta otporom R_{eq} . Kada je v_{GS} veći od U_{tn} , onda je R_{eq} po iznosu relativno mali, reda 10 k Ω , a tranzistor u uključenom stanju i djeluje kao zatvorena sklopka (slika 4.2.). Kada je napon v_{GS} manji od U_{tn} , onda je R_{eq} po iznosu velik, od 100 M Ω do 1000 M Ω , i tada je tranzistor u isključenom stanju i djeluje kao otvorena sklopka (slika 4.2.).

Condition	State	Equivalent resistor	Model
$v_{GS} > U_{tn}$	On	10 k Ω	Short
$v_{GS} < U_{tn}$	Off	100 M Ω	Open

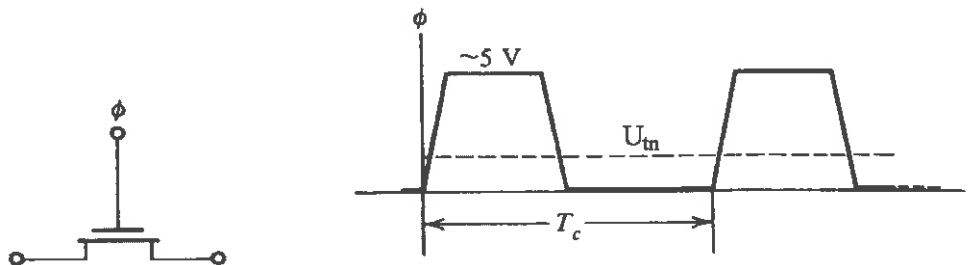
Sl. 4.2. Prikaz dva moguća stanja MOS sklopke [4]

Ovisnost stanja sklopke (otvorena ili zatvorena) o vrijednosti napona v_{GS} prikazana je na slici 4.3. Takva sklopka se naziva jednopolni prekidač.



Sl. 4.3. Ovisnost stanja sklopke o vrijednosti napona v_{GS} [4]

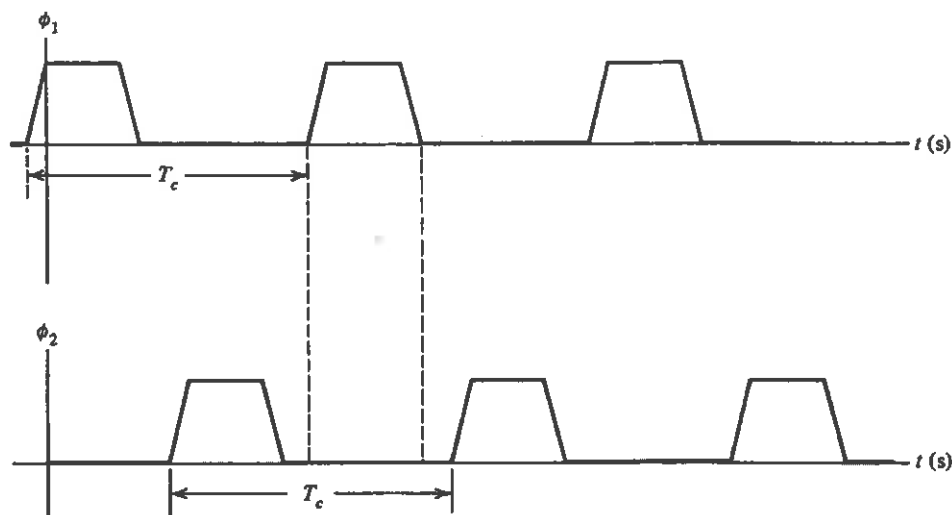
Naponski valni oblik kojim se aktivira MOS sklopka prikazan je na slici 4.4. Izvršena je zamjena varijabli, tako da umjesto v_{GS} imamo ϕ .



Sl. 4.4. Naponski valni oblik za aktiviranje MOS sklopke dobiven generatorom takta [4]

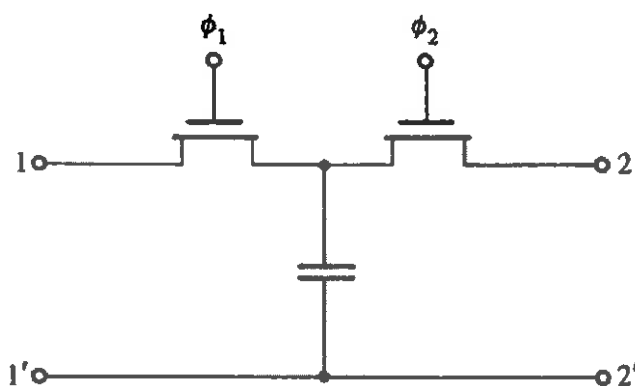
Ovaj valni oblik je dobiven generatorom takta, koji je značajan dio digitalnih sustava. Valni oblik je niz periodičnih impulsa periode T_c , što se vidi na gornjoj slici. Veličina $f_c = 1/T_c$ u ovom slučaju predstavlja frekvenciju generatora impulsa. U digitalnim sustavima generator takta osigurava vremensko upravljanje početkom ili zaustavljanjem određene operacije. U našem slučaju to znači da naizmjenice uključuje, a zatim isključuje MOS sklopku.

Na slici 4.5. prikazan je valni oblik dvofaznog generatora takta. Bitno je da ϕ_1 i ϕ_2 imaju istu frekvenciju ali da su u protufazi, odnosno da se ne preklapaju. To znači da kad postoji signal ϕ_1 , onda ne postoji signal ϕ_2 i obrnuto.



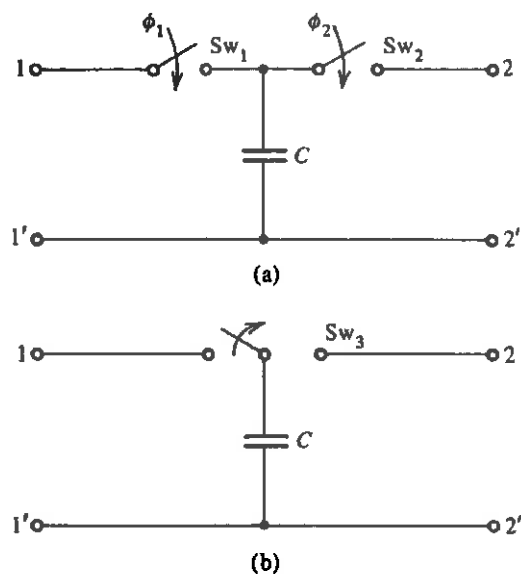
Sl. 4.5. Valni oblik dvofaznog generatora takta [4]

Ako su dvije MOS sklopke povezane u seriju kao na slici 4.6. i pobuđene valnim oblicima sa slike 4.5., neće doći do kratkog spoja među točkama 1 i 2 budući da će jedna od dvije sklopke uvijek biti otvorena.



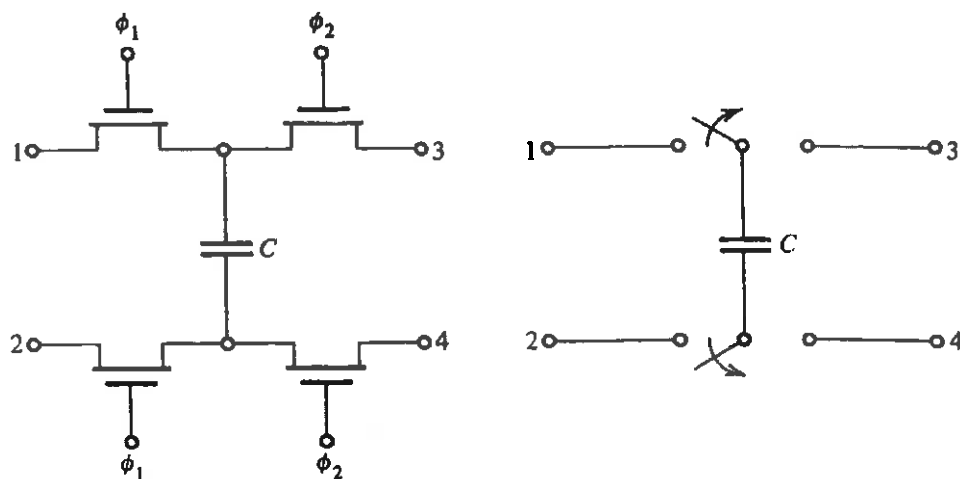
Sl. 4.6. Prikaz sklopa sa preklapanim kapacitetom [4]

To je prikazano i na slici 4.7. (a) pomoću jednopolnih prekidača. Sklopkom Sw_1 upravlja signal ϕ_1 , a sklopkom Sw_2 signal ϕ_2 . Kada je jedna sklopka otvorena druga je zatvorena i obrnuto. To znači da sklopke djeluju protutaktno. Na taj način kondenzator je čas spojen na točku 1, a čas na točku 2. Isti učinak se može postići i sklopkom Sw_3 , na slici 4.7. (b), koja se naziva jednopolni preklopnik.



Sl. 4.7. Dva jednopolna prekidača (a) mogu se nadomjestiti jednim jednopolnim preklopnikom (b) [4]

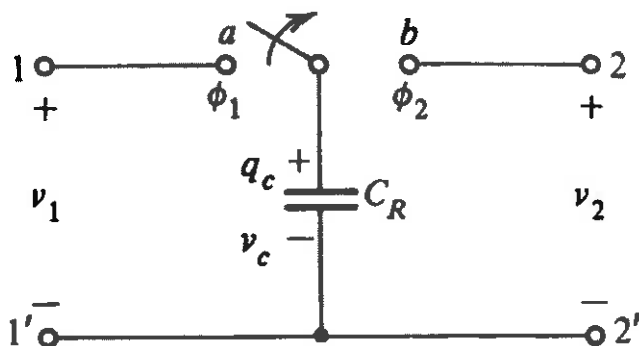
Takva shema za preklapanje se lako može proširiti na četiri MOS sklopke kao na slici 4.8. S dva signala generatora takta, ϕ_1 i ϕ_2 , dovedena kao na slici dobiva se dvopolni preklopnik.



Sl. 4.8. Shema za preklapanje sa četiri MOS tranzistora [4]

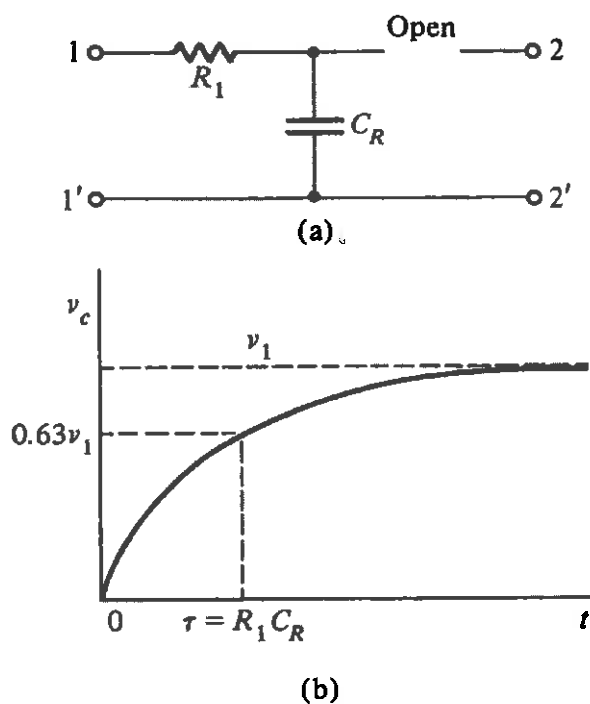
4.2. Preklapani kapacitet

Na slici 4.9. je prikazan kapacitet C_R i jednopolni preklopnik. Analiza ovog sklopa je moguća ispitivanjem njegova ponašanja kada je sklopka u jednoj poziciji, a potom u drugoj.



Sl. 4.9. Sklop sa preklapanim kapacitetom [4]

Najprije pretpostavimo da je ulazni napon v_1 konstantan i da je sklopka u položaju a . Sklop se reducira i sada ima oblik prikazan na slici 4.10. (a) gdje se vidi i unutarnji otpor sklopke R_1 . U idealiziranim prilikama ovaj otpor je jednak nuli, dok je u realnim prilikama reda 10 k Ω .



Sl. 4.10. Reducirani oblik sklopa (a) i napon na kondenzatoru kao funkcija vremena (b) [4]

Ako je napon v_I konstantan, napon na kapacitetu C_R će rasti kako je prikazano na slici 4.10. (b) i vremenska konstanta će biti $\tau = R_I C_R$. Uzima se da je otpor R_I reda 10^4 , a tipična vrijednost kapaciteta C_R 1 pF i uz ove vrijednosti napon na kapacitetu v_c će dosegnuti 63% svoje konačne vrijednosti u vremenu jednakom jednoj vremenskoj konstanti:

$$\tau = R_I C_R = 10^4 \times 10^{-12} = 10 \text{ ns} \quad (4-1)$$

Kondenzator će se nabiti na konačni napon v_I u roku od četiri do pet vremenskih konstanti. U mnogim praktičnim primjenama može se reći da se kondenzator nabije gotovo trenutno. Ako se sklopka preklopi u položaj *b* na slici 4.9. kondenzator će se gotovo trenutno isprazniti, odnosno s istom vremenskom konstantom, na vrijednost izlaznog napona v_2 koji je također konstantan.

Kondenzator je tako najprije nabijen na napon v_I , a zatim ispražnjen na napon v_2 u jednoj periodi signala generatora takta. Ovaj postupak se ponavlja sa svakom novom periodom signala dobivenog iz generatora takta. Naboj koji se na taj način prenese s ulaza (1) na izlaz (2) iznosi:

$$q = C_R(v_I - v_2) \quad (4-2)$$

i taj naboj se prenese u vremenu T_c koje predstavlja period signala generatora takta.

Uz pretpostavku da su naponi v_I i v_2 konstantni ili da su u vremenu malo promjenjivi, dobije se izraz za struju :

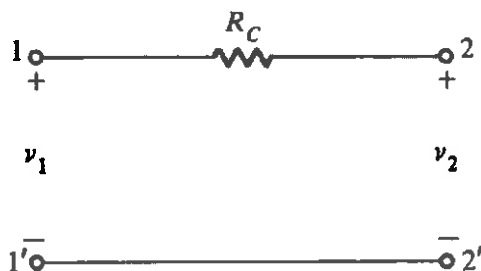
$$i(t) = \frac{\Delta q}{\Delta t} \cong \frac{C_R(v_I - v_2)}{T_c} \quad (4-3)$$

Da bi ovaj izraz bio valjan, period signala generatora takta treba biti dovoljno mali da bi signali v_I i v_2 , u slučaju da su vremenski promjenjivi, bili konstantni u tom periodu. Drugim riječima, potrebno je da frekvencija preklapanja f_c bude mnogo veća od frekvencija signala $v_I(t)$ i $v_2(t)$. Istu struju možemo dobiti na izlazu, uz isti vremenski interval, ako između točaka 1 i 2 stavimo odgovarajući otpornik kao na slici 4.11. Tada je:

$$i(t) = \frac{I}{R_c}(v_I - v_2) \quad (4-4)$$

Izjednačavanjem jednadžbi (4-3) i (4-4) dobiven je izraz za nadomjesni otpor :

$$R_c = \frac{v_I - v_2}{i} = \frac{T_c}{C_R} = \frac{1}{f_c C_R} \quad (4-5)$$



Sl. 4.11. Sklop sa odgovarajućim nadomjesnim otporom jednak je sklopu na slici 4.9. [4]

Iz prethodnog izraza je vidljivo da je vrijednost nadomjesnog otpora neovisna o vrijednosti signala i tim otporom je moguće zamijeniti sklop preklapanog kapaciteta ili obrnuto, preklapanim kapacitetom se može nadomjestiti niz otpora. Dvosmjernost ovog procesa među preklapanim kapacitetom i otporom omogućuje jednostavniju analizu i projektiranje sklopova sa preklapanim kapacitetom. Pri projektiranju se najprije rade sklopovi s otpornicima, kondenzatorima i operacijskim pojačalima, a potom se otpornici zamjenjuju odgovarajućim preklapanim kapacitetima. Treba voditi računa i o rasponu vrijednosti otpornika koje se dobiju primjenom konkretnih kondenzatora. Naime, potrebno je da te vrijednosti budu praktično primjenjive. Kod analize sklopova sa preklapanim kapacitetom jednostavno se preklapani kapaciteti zamjene odgovarajućim nadomjesnim otporima.

4.3. Analogne funkcije

Slijedi prikaz sklopova sa preklapanim kapacitetima pomoću kojih se obavljaju neke analogne operacije, a uz te sklopove predloženi su i odgovarajući analogni sklopovi sa otpornicima, kondenzatorima i operacijskim pojačalima, koji obavljaju te iste operacije.

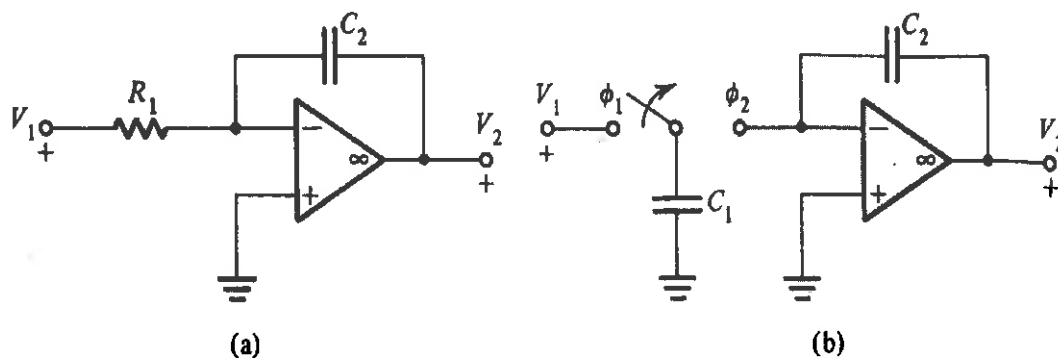
Na slici 4.12. (a) je prikazan *sklop za integriranje* čija je prijenosna funkcija dana izrazom:

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{-1}{R_1 C_2 s} \quad (4-6)$$

Vrijednosti V_1 i V_2 su fazori, a s je kompleksna varijabla. Odgovarajući sklop sa preklapanim kapacitetom na slici 4.12. (b) ima prijenosnu funkciju, dobivenu jednostavnom zamjenom R_1 prema jednadžbi (4-5), danu izrazom:

$$\frac{V_2}{V_1} = -f_c \left(\frac{C_1}{C_2} \right) \frac{1}{s} \quad (4-7)$$

Oba sklopa su integratori i vrše invertiranje.



Sl. 4.12. Invertirajući integrator u izvedbi sa otporom (a) i preklapanim kapacitetom (b) [4]

Ako je potrebno uz integriranje i zbrojiti dva naponska signala, koristi se *sklop za zbrajanje* prikazan na slici 4.13. Obje sklopke trebaju međusobno biti usklađene i imati isti ritam preklapanja. Za sklop na slici 4.13. (a) vrijedi izraz:

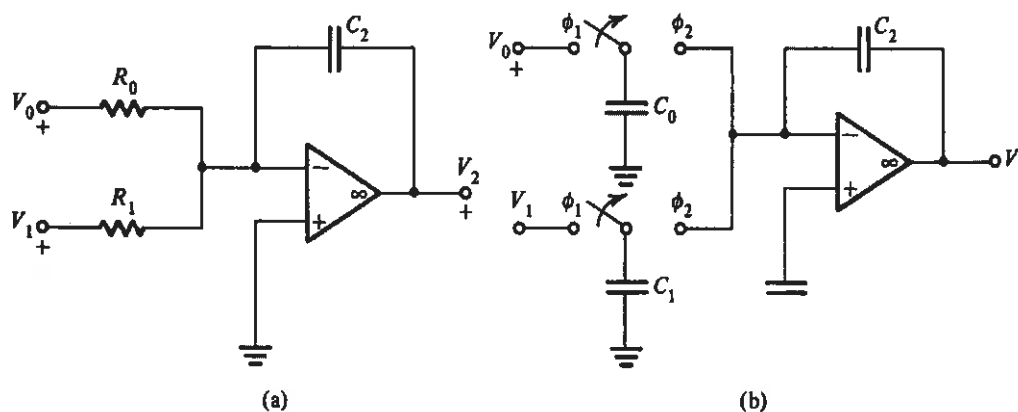
$$V_2 = \frac{-1}{R_0 C_2 s} V_0 + \frac{-1}{R_1 C_2 s} V_1 \quad (4-8)$$

Da se dobije odgovarajući izraz za sklop na slici 4.13. (b) izvrši se zamjena u gornjoj jednadžbi prema izrazu (4-5), pa slijedi:

$$V_2 = -f_c \left(\frac{C_0}{C_2} \right) \frac{1}{s} V_0 - f_c \left(\frac{C_1}{C_2} \right) \frac{1}{s} V_1 \quad (4-9)$$

Vidljivo je da ovaj sumator vrši i invertiranje. U slučaju da vrijedi $C_0 = C_1 = C$ dobiva se izraz:

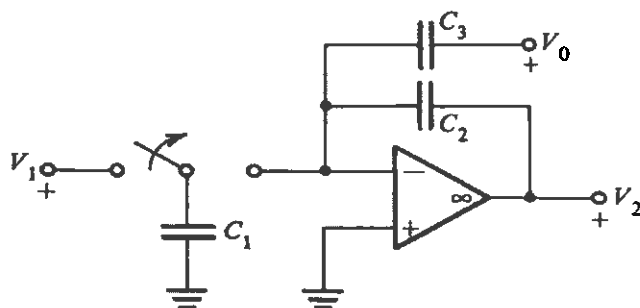
$$V_2 = -f_c \left(\frac{C}{C_2} \right) \frac{1}{s} (V_0 + V_1) \quad (4-10)$$



Sl. 4.13. Sklop za zbrajanje i integriranje sa invertiranjem u izvedbi sa otporima (a) i preklapanim kapacitetima (b) [4]

Često nailazimo na sklopove sa ulazom na koji je doveden signal iz nekog drugog dijela sklopa. Princip superpozicije je učinkovit pri analizi takvog sklopa. Neka je signal v_0 doveden povratnom vezom kao na slici 4.14. Primjenom superpozicije dobiva se izraz:

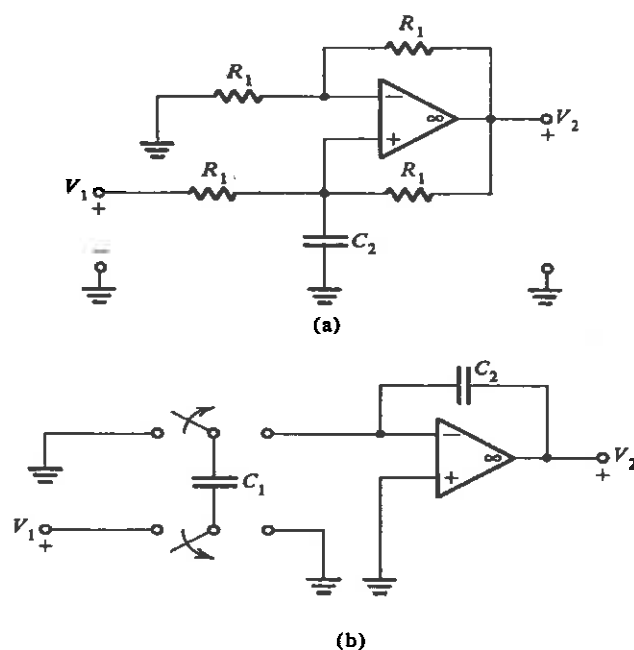
$$V_2 = -f_c \left(\frac{C_1}{C_2} \right) \frac{1}{s} V_1 - \left(\frac{C_3}{C_2} \right) V_0 \quad (4-11)$$



Sl. 4.14. Sklop sa povratnom vezom [4]

Primjer *neinvertirajućeg integratora* prikazan je na slici 4.15. Prijenosna funkcija sklopa na slici (a) je:

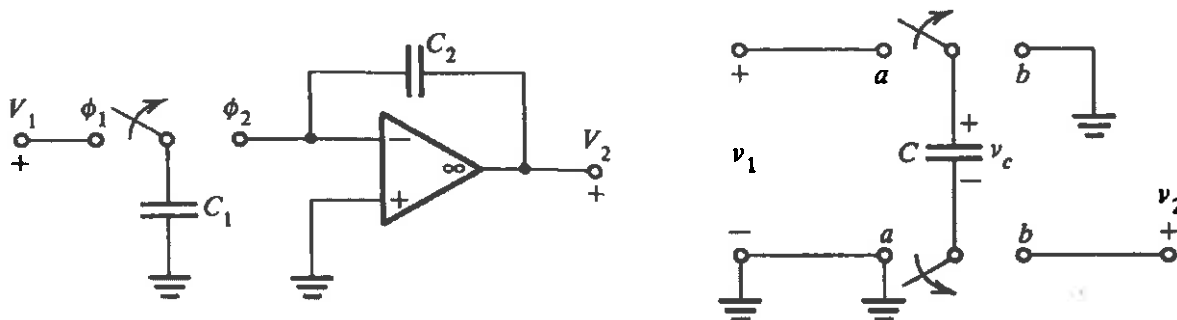
$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{1}{R_1 C_2} \frac{1}{s} \quad (4-12)$$



Sl. 4.15. Neinvertirajući integrator u izvedbi sa otporima (a) i preklapanim kapacitetom (b) [4]

Odgovarajući sklop sa preklapanim kapacitetom prikazan je na slici 4.15. (b) i taj sklop je kombinacija *invertirajućeg integratora*, za kojeg vrijedi izraz (4-7), i izvedbe *invertirajuće sklopke* za koju vrijedi $v_2 = -v_1$ (slika 4.16.). Rezultat ove kombinacije je *neinvertirajući integrator* čija je prijenosna funkcija dana izrazom:

$$\frac{V_2}{V_1} = f_c \left(\frac{C_1}{C_2} \right) \frac{1}{s} \quad (4-13)$$



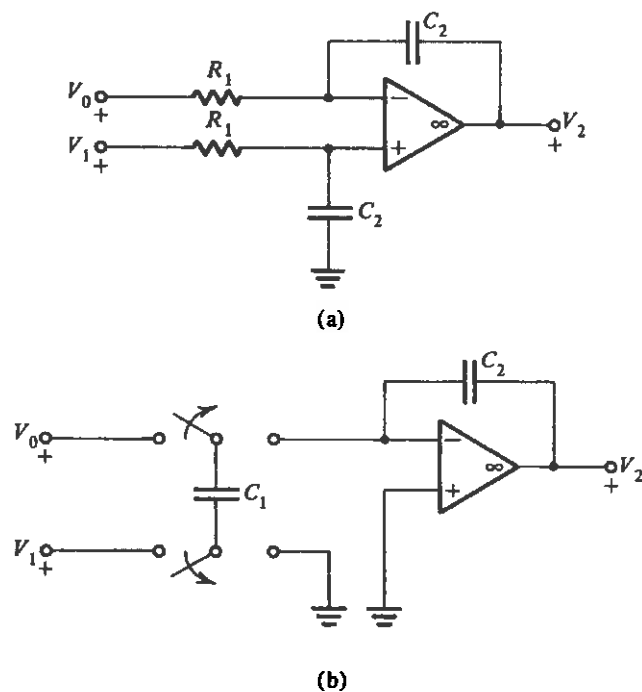
Sl. 4.16. Invertirajući integrator i invertirajuća sklopka [4]

Sklop prikazan na slici 4.17. u sebi sadrži integrator, a osim toga daje i razliku napona. Za izvedbu sa otpornicima na slici (a) vrijedi izraz:

$$V_2 = \frac{1}{R_1 C_2} \frac{1}{s} (V_1 - V_0) \quad (4-14)$$

Odgovarajući sklop u izvedbi sa preklapanim kapacitetom prikazan je na slici 4.17. (b) i za njega vrijedi izraz:

$$V_2 = f_c \left(\frac{C_1}{C_2} \right) \frac{1}{s} (V_1 - V_0) \quad (4-15)$$



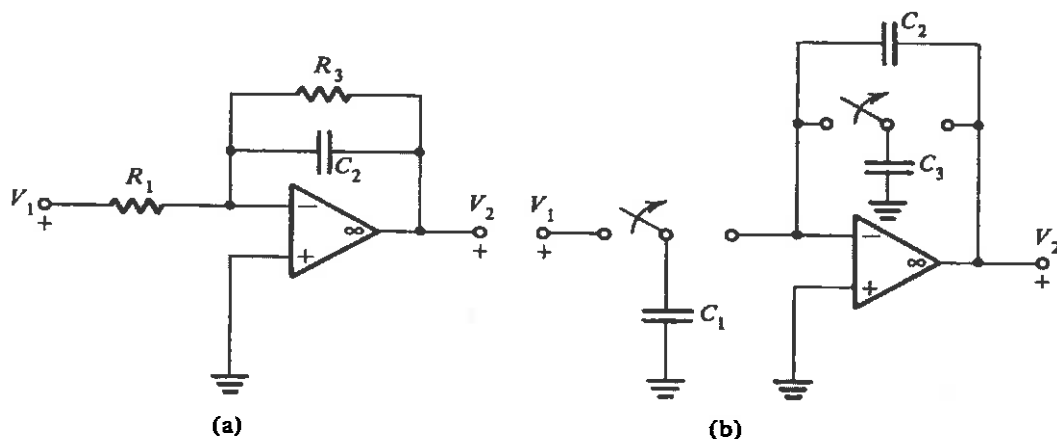
Sl. 4.17. Integrator razlike napona u izvedbi sa otporima (a) i preklapanim kapacitetom (b) [4]

Na slici 4.18 (a) prikazan je jednopolni sklop poznat kao *integrator s gubicima*, za koji prijenosna funkcija ima oblik:

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{-1/R_1 C_2}{s + 1/R_3 C_2} \quad (4-16)$$

Odgovarajući sklop sa preklapanim kapacitetom je na slici 4.18 (b) i njegova prijenosna funkcija je:

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{-f_c(C_1/C_2)}{s + f_c(C_3/C_2)} \quad (4-17)$$



Sl. 4.18. Integrator s gubicima u izvedbi sa otporima (a) i preklapanim kapacitetima (b) [4]

4.4. Filtri prvog reda

Slijedi primjer projektiranja filtra na način da se najprije radi sa otpornicima, a zatim se oni zamjene odgovarajućim preklapanim kapacitetima. Najjednostavnija sekcija je niskopropusni filter prvog reda prikazan na slici 4.19. (a) čija je prijenosna funkcija:

$$H(s) = \frac{-1/R_1 C_2}{s + 1/R_1 C_2} \quad (4-18)$$

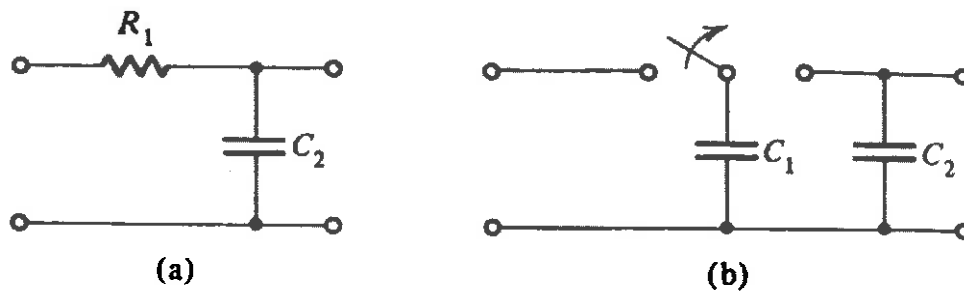
Odgovarajuća izvedba sa preklapanim kapacitetom prikazana na slici 4.19. (b), a uz zamjenu $R_1 = 1/f_c C_1$, ima prijenosnu funkciju:

$$H(s) = \frac{-f_c (C_1/C_2)}{s + f_c (C_1/C_2)} \quad (4-19)$$

Propusni opseg ovog sklopa je dan izrazom:

$$\omega = f_c \frac{C_1}{C_2} \quad (4-20)$$

Iz ovoga je vidljivo da se granična frekvencija ovog filtra može podešavati ili promjenom frekvencije generatora takta ili promjenom omjera kapaciteta.



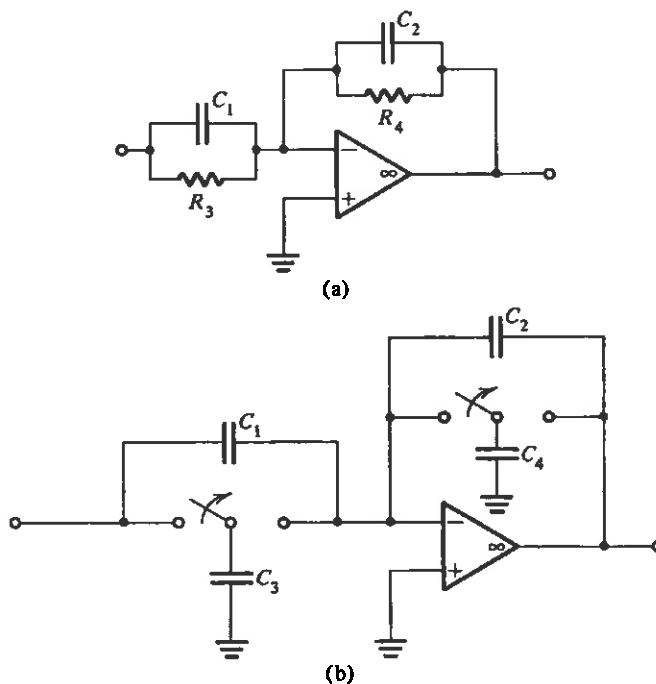
Sl. 4.19. Jednostavni niskopropusni filter prvog reda u dvije izvedbe [4]

Drugi primjer filtra prvog reda prikazan je na slici 4.20. (a), a njegova prijenosna funkcija je dana izrazom:

$$H(s) = -\frac{C_1 s + 1/R_3 C_1}{C_2 s + 1/R_4 C_2} \quad (4-21)$$

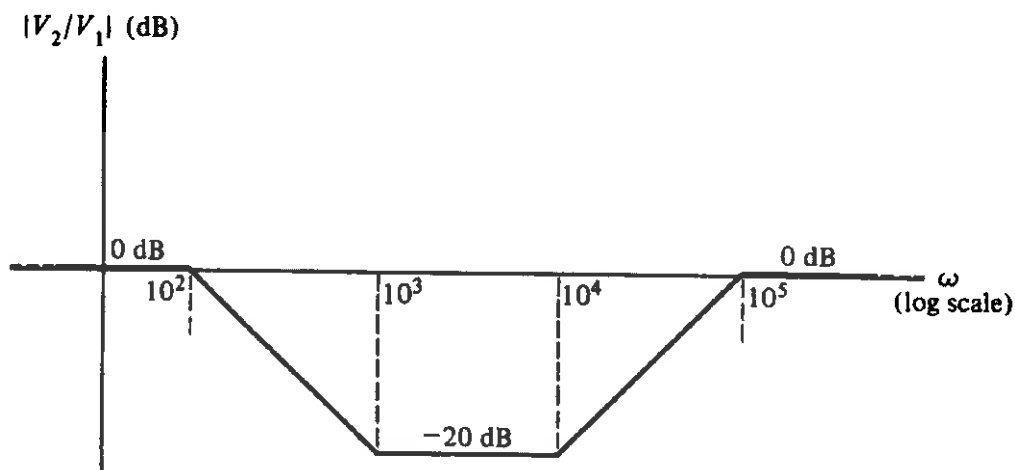
Na slici 4.20. (b) prikazan je odgovarajući sklop sa preklapanim kapacitetima čija je prijenosna funkcija:

$$H(s) = -\frac{C_1 s + f_c(C_3/C_1)}{C_2 s + f_c(C_4/C_2)} \quad (4-22)$$



Sl. 4.20. Filter prvog reda u dvije izvedbe [4]

Pretpostavka je da se želi realizirati filter kojim će se postići karakteristika prikazana Bodeovim dijagramom sa slike 4.21. (pojasna brana).



Sl. 4.21. Bodeov dijagram u skladu sa izrazom (4-23) [4]

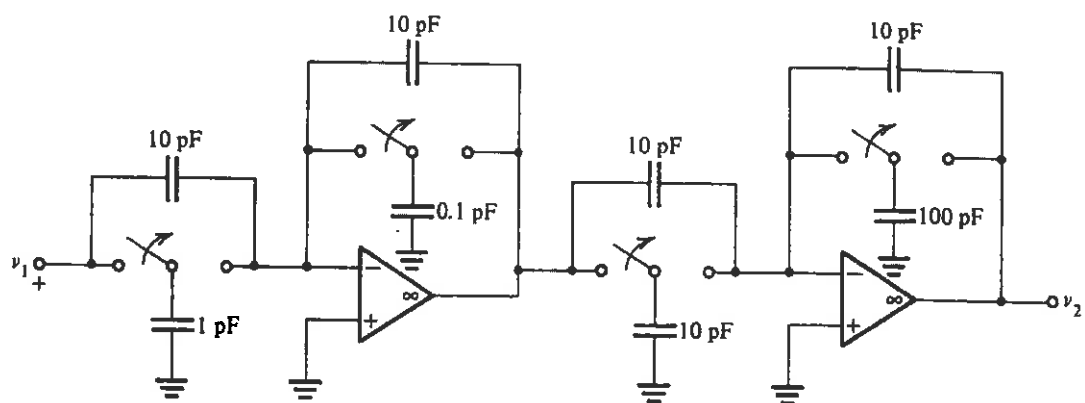
Prijenosna funkcija je:

$$H(s) = \frac{(s + 10^3)(s + 10^4)}{(s + 10^2)(s + 10^5)} \quad (4-23)$$

Prethodni izraz se rastavlja na umnožak dva člana tako da svaki dio umnoška ima oblik sličan izrazu (4-22):

$$H(s) = \frac{s + 10^3}{s + 10^2} \frac{s + 10^4}{s + 10^5} \quad (4-24)$$

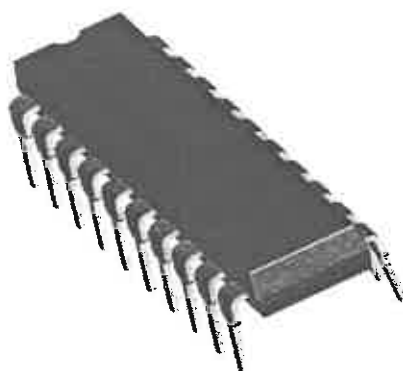
Koeficijenti iz izraza (4-24) izjednačuju se sa koeficijentima iz izraza (4-22). Za frekvenciju generatora takta je odabrano $f_c = 10$ kHz. Zbog praktičnosti $C_1 = C_2$, tako da je $C_1/C_2 = 1$, a njihov iznos je 10 pF za oba člana produkta. Za prvu sekciju se dobivaju vrijednosti kapaciteta $C_3 = 1$ pF i $C_4 = 0.1$ pF, dok su za drugu sekciju te vrijednosti $C_3 = 10$ pF i $C_4 = 100$ pF. Shema traženog filtra je prikazana na slici 4.22.



Sl. 4.22. Izvedba filtra sa preklapanim kapacitetima koja zadovoljava izraz (4-23) [4]

5. MF10 - UNIVERZALNI MONOLITNI DVOSTRUKI SC FILTER

CMOS integrirani sklop MF10 se sastoji od dva neovisna izvedbena modula SC filtra. Svakim modulom, zajedno s generatorom takta i tri ili četiri vanjska otpornika, moguće je realizirati različite funkcije drugog reda. Oba izvedbena modula imaju tri izlazna izvoda. Na jednom od izlaza se može dobiti ili svepropust ili visoki propust ili pojasna brana, dok preostala dva izlaza daju niski propust i pojasni propust. Centralna frekvencija pojasnog propusta i granična frekvencija niskog propusta funkcije drugog reda mogu ovisiti samo o frekvenciji generatora takta, ali mogu ovisiti i o frekvenciji generatora takta i omjeru vanjskih otpora. Centralna frekvencija pojasne brane i svepropusta ovisi samo o frekvenciji generatora takta, dok granična frekvencija visokog propusta ovisi i o frekvenciji generatora takta, te o omjeru vanjskih otpora. Kaskadnim povezivanjem ta dva modula drugog reda sklopa MF10 moguće je realizirati funkcije četvrtog reda. Izvedbe višeg reda mogu se realizirati kaskadnim povezivanjem više sklopova MF10. Ovim sklopom je moguće realizirati bilo koji poznati tip filtera.

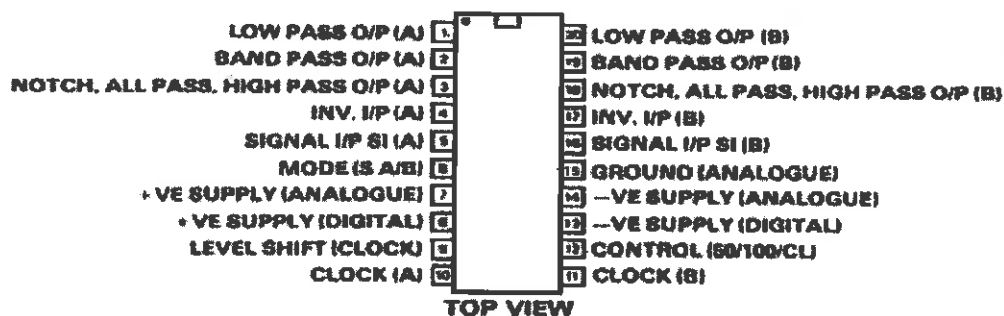


Sl. 5.1. Integrirani sklop MF10 [5]

Na slici 5.2. prikazan je raspored izvoda integriranog sklopa MF10. Značaj pojedinih izvoda je slijedeći:

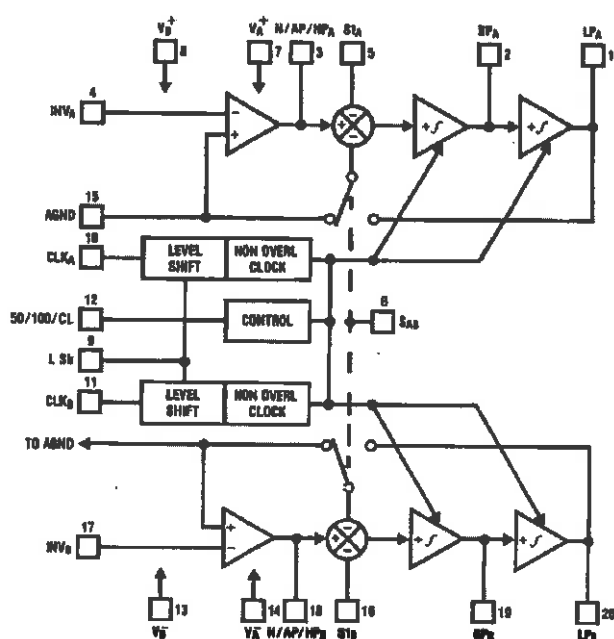
- 1 i 20 – niskopropusni izlazi
- 2 i 19 – pojasnopropusni izlazi
- 3 i 18 – visokopropusni (svepropusni ili pojasno nepropusni) izlazi
- 4 i 17 – invertirajući ulazi sumatora
- 5 i 16 – ulazi u slučaju svepropusne izvedbe
- 6 – izbor moda A/B
- 7 – pozitivno analognu napajanje sklopa
- 8 – pozitivno digitalno napajanje sklopa

- 9 – pomak razine takta
- 13 – negativno digitalno napajanje sklopa
- 14 – negativno analogno napajanje sklopa
- 10 i 11 – ulazi signala generatora takta
- 12 – upravljanje omjerom frekvencije generatora takta i centralne frekvencije (f_{CLK}/f_o)
- 15 – analogno uzemljenje.



Sl. 5.2. Raspored izvoda integriranog sklopa MF10 [9]

U DIL-kućištu (engl. dual in-line) integriranog sklopa MF10 smještene su sve neophodne aktivne i reaktivne komponente čime su realizirana dva aktivna filtra drugog reda. Kaskadnim povezivanjem ova dva filtra moguće je dobiti aktivni filter četvrtog reda, što je i najveći mogući red filtra koji se može realizirati ovim sklopom.



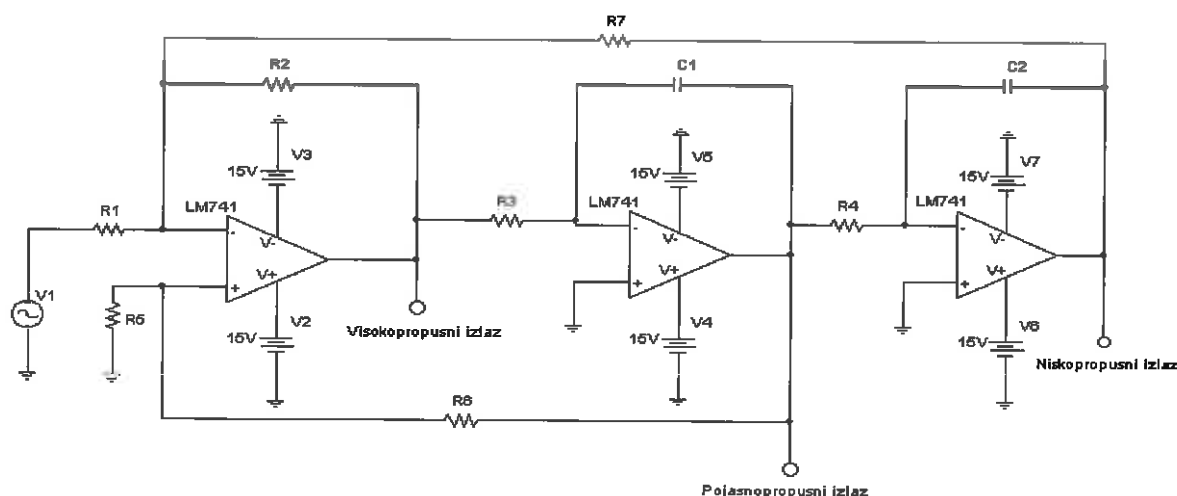
Sl. 5.3. Blok dijagram integriranog sklopa MF10 [6]

6. SIMULACIJA NA RAČUNALU I MJERENJE NA MODELU

Za klasični aktivni RC filter provedena je simulacija na računalu. Za promjenu granične i centralne frekvencije potrebno je mijenjati komponente (R i/ili C) filtra. Nakon toga je provedeno mjerenje na ekvivalentnom SC filtru i pokazano je da za promjenu granične i centralne frekvencije treba mijenjati samo frekvenciju takta.

6.1. Simulacija rada aktivnog RC filtra na računalu

Na računalu je u programu MicroSim 7.1 izvedena simulacija rada aktivnog RC filtra drugog reda prikazanog na slici 6.1. Filter sadrži otpornike, kondenzatore i operacijska pojačala i njime je moguće realizirati niski, pojasni i visoki propust.



Sl. 6.1. Shema aktivnog RC filtra drugog reda korištena za simulaciju

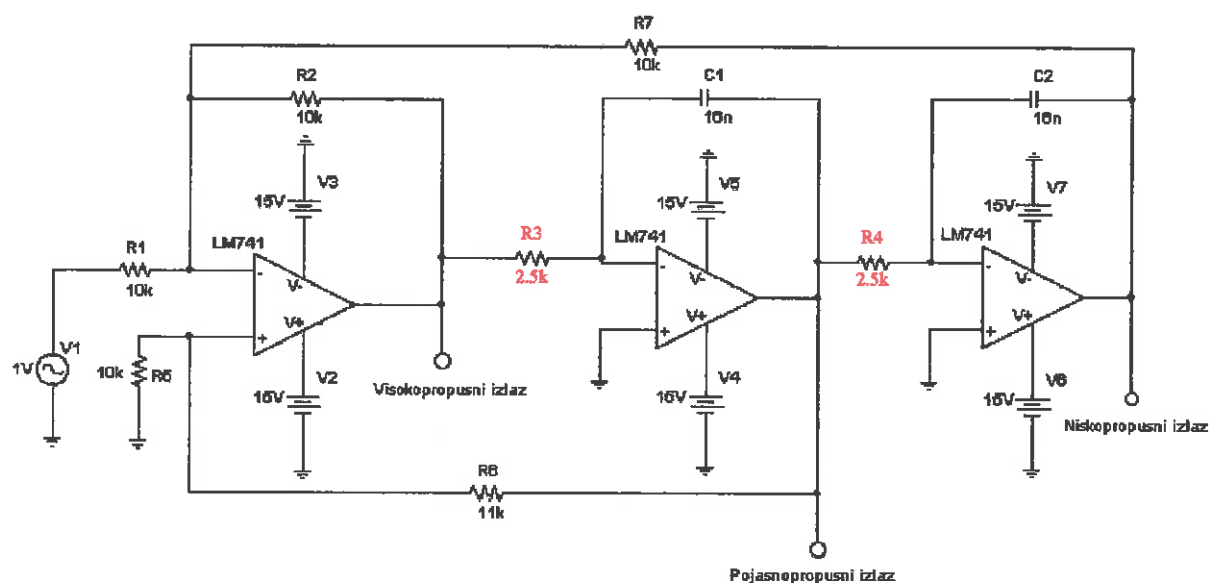
Simulacija je rađena tako da amplitudne karakteristike koje se dobivaju simulacijom imaju granične i centralne frekvencije 4000 Hz, 5000 Hz i 6000 Hz. Jednom konfiguracijom aktivnog RC filtra prikazanog na slici 6.1. moguće je dobiti samo amplitudnu karakteristiku niskog, pojasnog ili visokog propusta s fiksnom graničnom ili centralnom frekvencijom. Da bi se dobila nova granična ili centralna frekvencija potrebno je mijenjati elemente filtra, a to u ovoj shemi znači promjena vrijednosti otpora R_3 i R_4 .

Faktor dobrote ovog filtra je $Q = 0.707$. Vrijednost otpornika $R_6 = 3Q - 1 = 1.121$. Svi ostali elementi imaju jedinične vrijednosti. Da bi se dobile prave vrijednosti elemenata filtra treba skalirati impedancije. Kapaciteti C_1 i C_2 imaju istu proizvoljno odabranu vrijednost koja iznosi 16 nF.

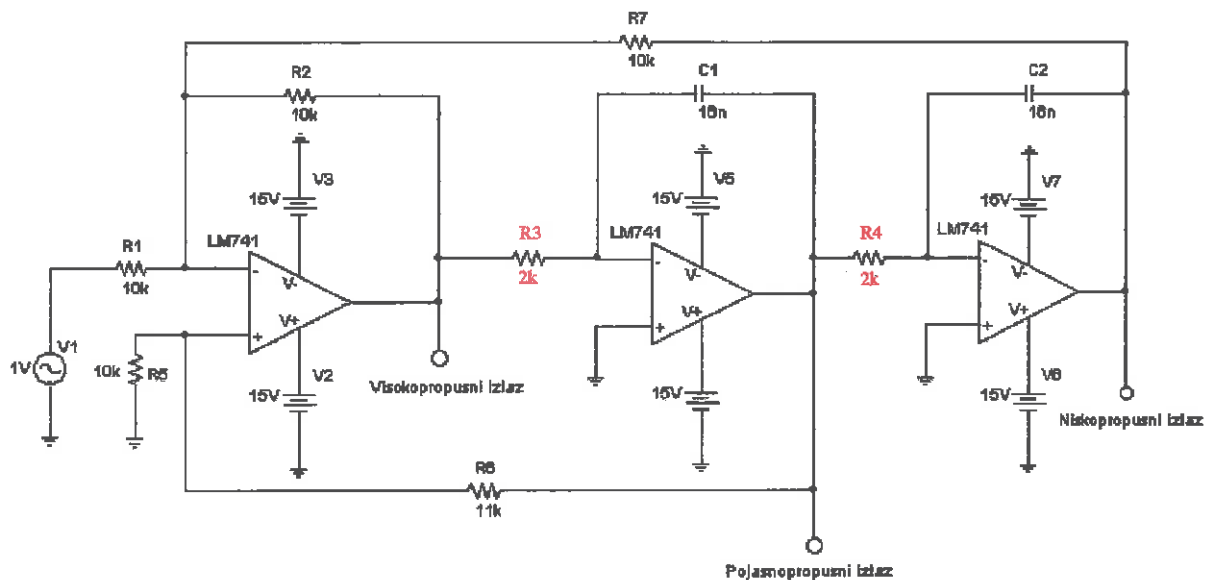
Konstanta skaliranja impedancije za otpore R_1, R_2, R_5, R_6 i R_7 je $K_r = 10^4$, tako da su vrijednosti ovih otpora: $R_1=R_2=R_5=R_7=10 \text{ k}\Omega$ i $R_6=11 \text{ k}\Omega$. Otporima R_3 i R_4 mijenja se amplitudna karakteristika u smislu promjene granične ili centralne frekvencije, tako da konstanta skaliranja ovih otpora ovisi o traženoj graničnoj ili centralnoj frekvenciji, pa slijedi:

- za frekvenciju 4000 Hz $K_r = 2.5 \cdot 10^3$ i $R_3=R_4=2.5 \text{ k}\Omega$
- za frekvenciju 5000 Hz $K_r = 2 \cdot 10^3$ i $R_3=R_4=2 \text{ k}\Omega$
- za frekvenciju 6000 Hz $K_r = 1.65 \cdot 10^3$ i $R_3=R_4=1.65 \text{ k}\Omega$.

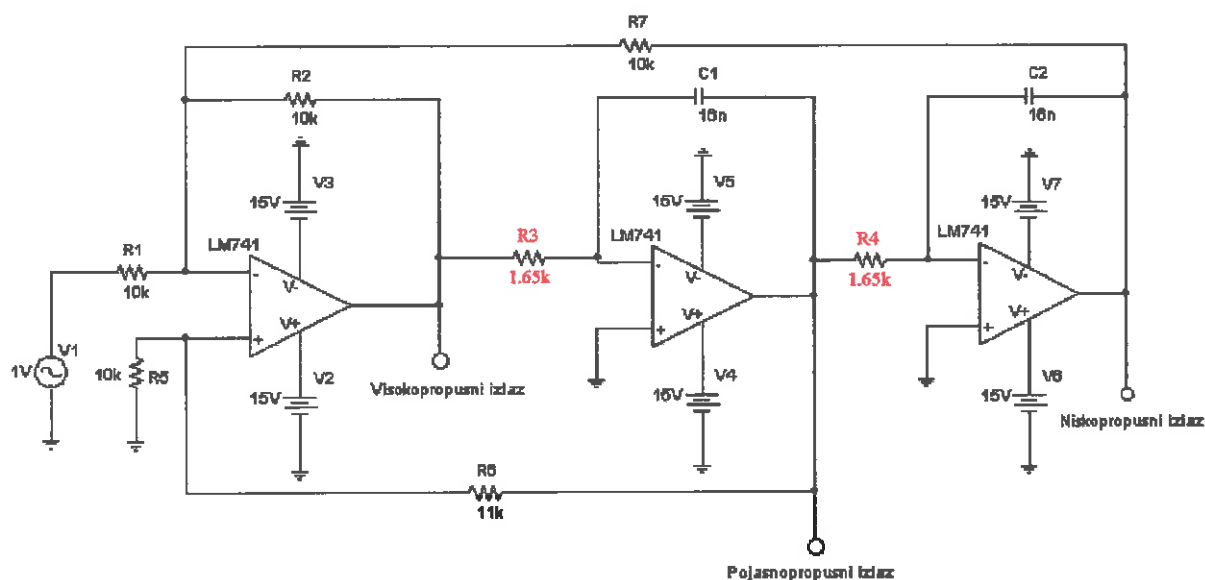
Nakon izvršenog skaliranja impedancije dobivene su konačne sheme filtra koje simulacijom daju tražene amplitudne karakteristike.



Sl. 6.2. Shema filtra s graničnom i centralnom frekvencijom 4000 Hz



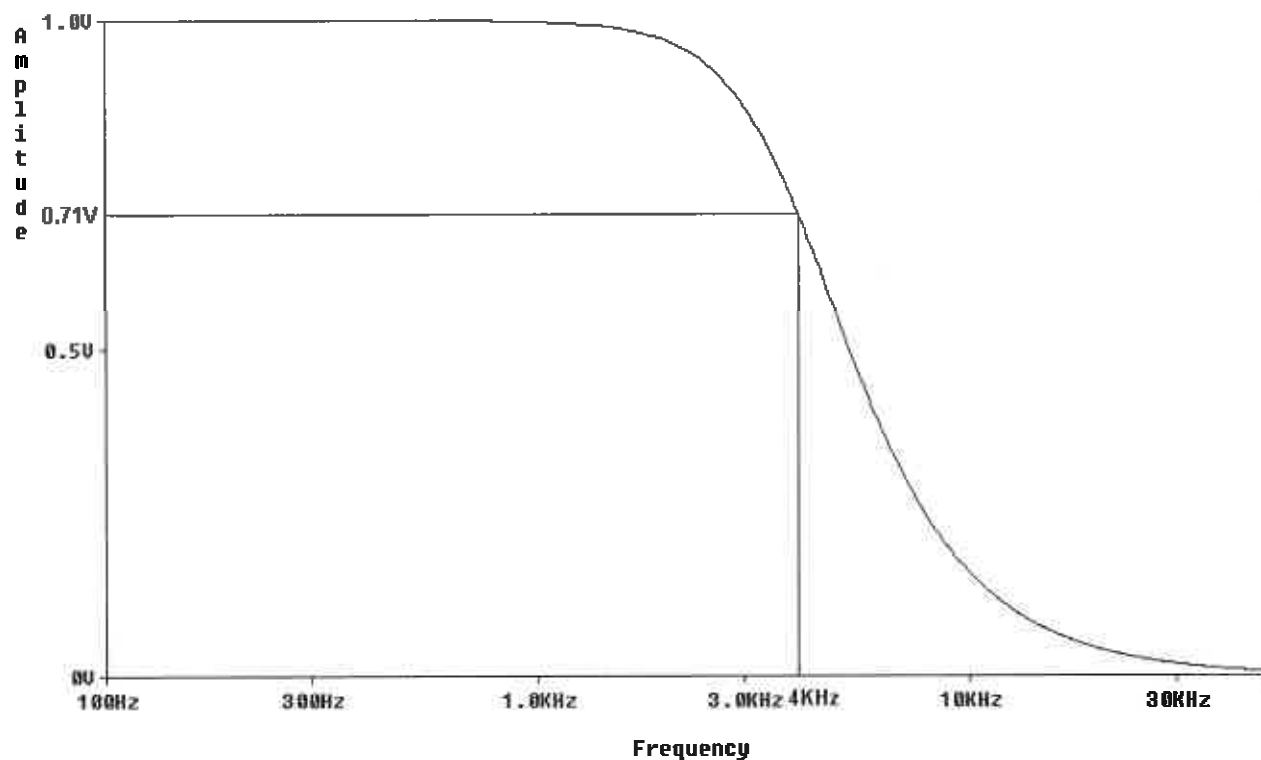
Sl. 6.3. Shema filtra s graničnom i centralnom frekvencijom 5000 Hz



Sl. 6.4. Shema filtra s graničnom i centralnom frekvencijom 6000 Hz

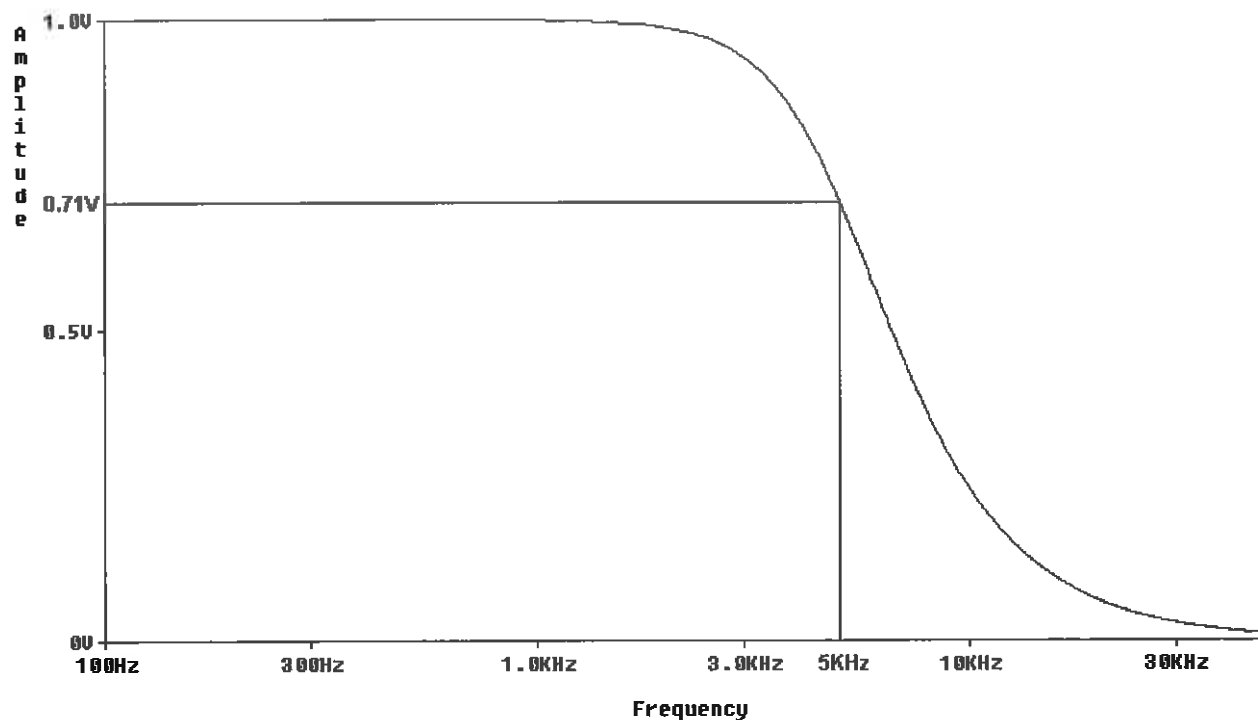
6.1.1. Niski propust

a) Prvi slučaj niskog propusta ima graničnu frekvenciju $f_c = 4000$ Hz. Da bi se dobila amplitudna karakteristika sa ovom graničnom frekvencijom koristi se shema filtra na slici 6.2. gdje su vrijednosti otpora $R_3 = R_4 = 2.5$ k Ω . Amplitudna karakteristika za ovaj slučaj prikazana je na slici 6.5.



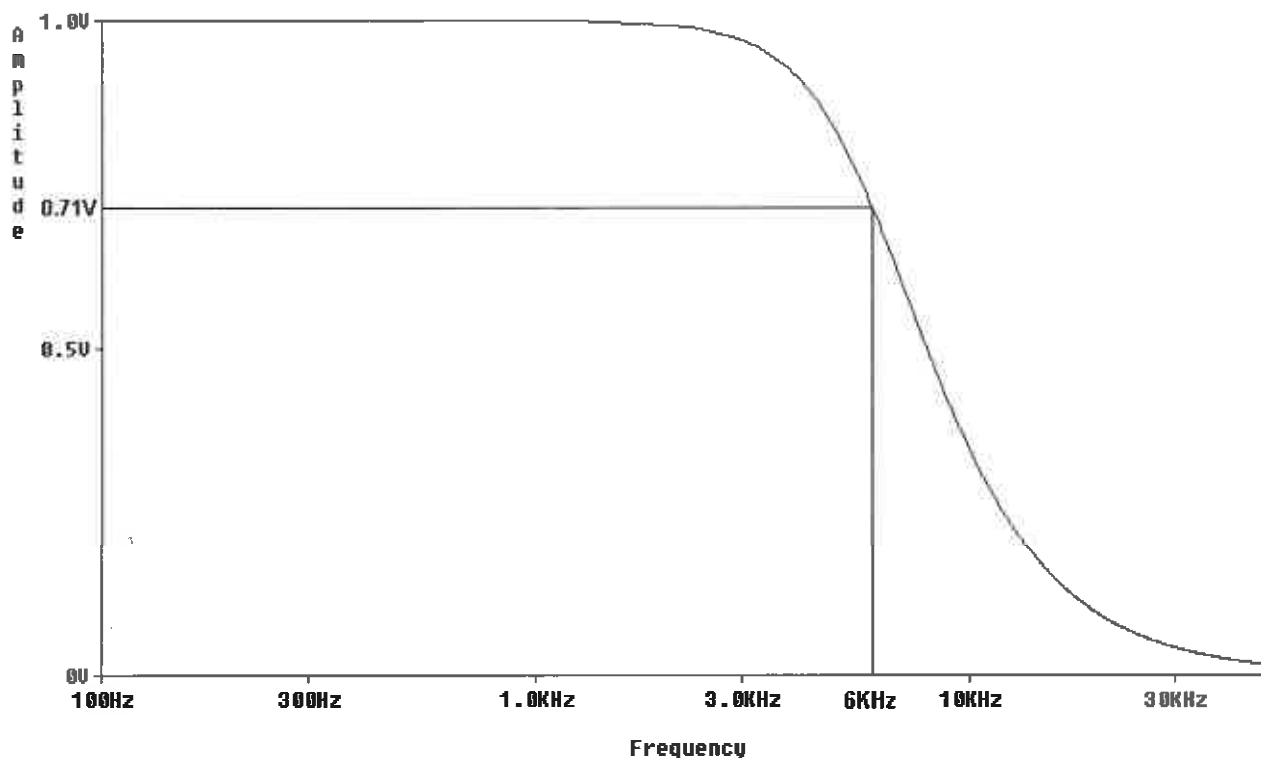
Sl. 6.5. Amplitudna karakteristika niskog propusta sa $f_c = 4$ kHz i $R_3=R_4=2.5$ k Ω

b) Drugi slučaj niskog propusta ima graničnu frekvenciju $f_c = 5000$ Hz. Da bi se dobila amplitudna karakteristika sa ovom graničnom frekvencijom koristi se shema filtra na slici 6.3. gdje su vrijednosti otpora $R_3=R_4=2$ k Ω . Amplitudna karakteristika za ovaj slučaj prikazana je na slici 6.6.



Sl. 6.6. Amplitudna karakteristika niskog propusta sa $f_c = 5$ kHz i $R_3=R_4=2$ k Ω

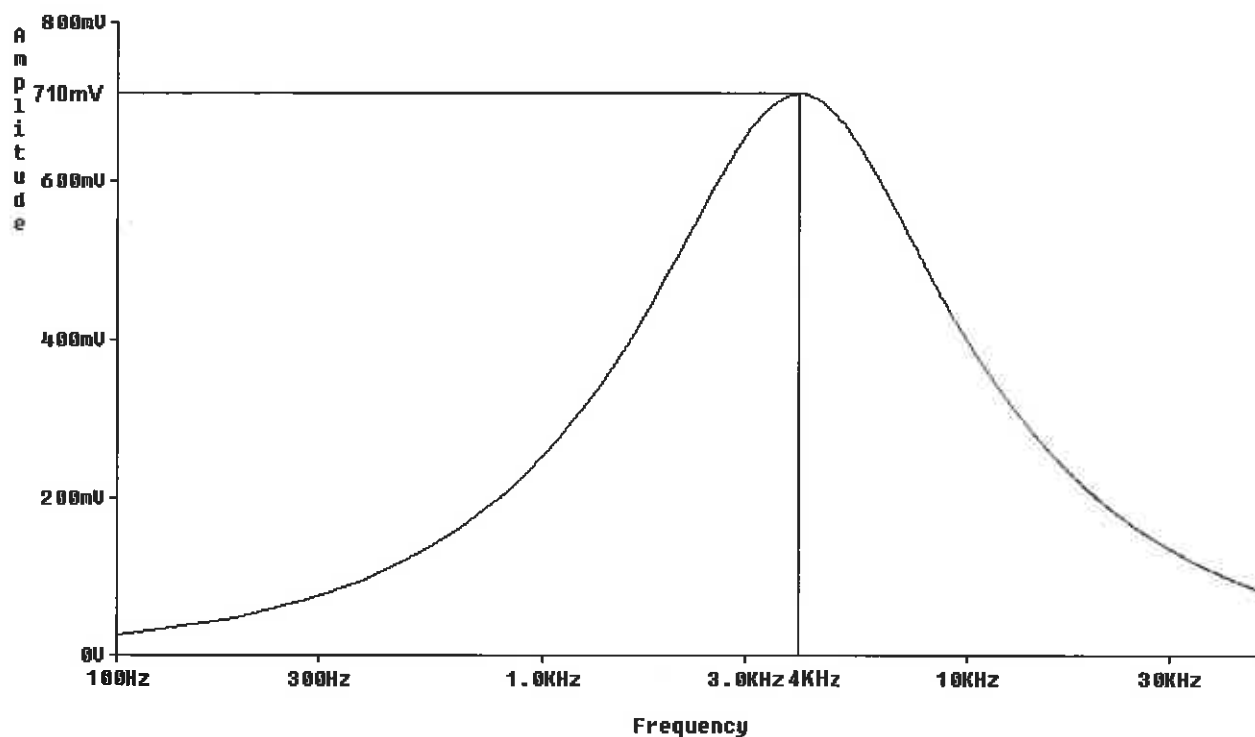
c) Treći slučaj niskog propusta ima graničnu frekvenciju $f_c = 6000$ Hz. Da bi se dobila amplitudna karakteristika sa ovom graničnom frekvencijom koristi se shema filtra na slici 6.4. gdje su vrijednosti otpora $R_3=R_4=1.65$ k Ω . Amplitudna karakteristika za ovaj slučaj prikazana je na slici 6.7.



Sl. 6.7. Amplitudna karakteristika niskog propusta sa $f_c = 6$ kHz i $R_3=R_4=1.65$ k Ω

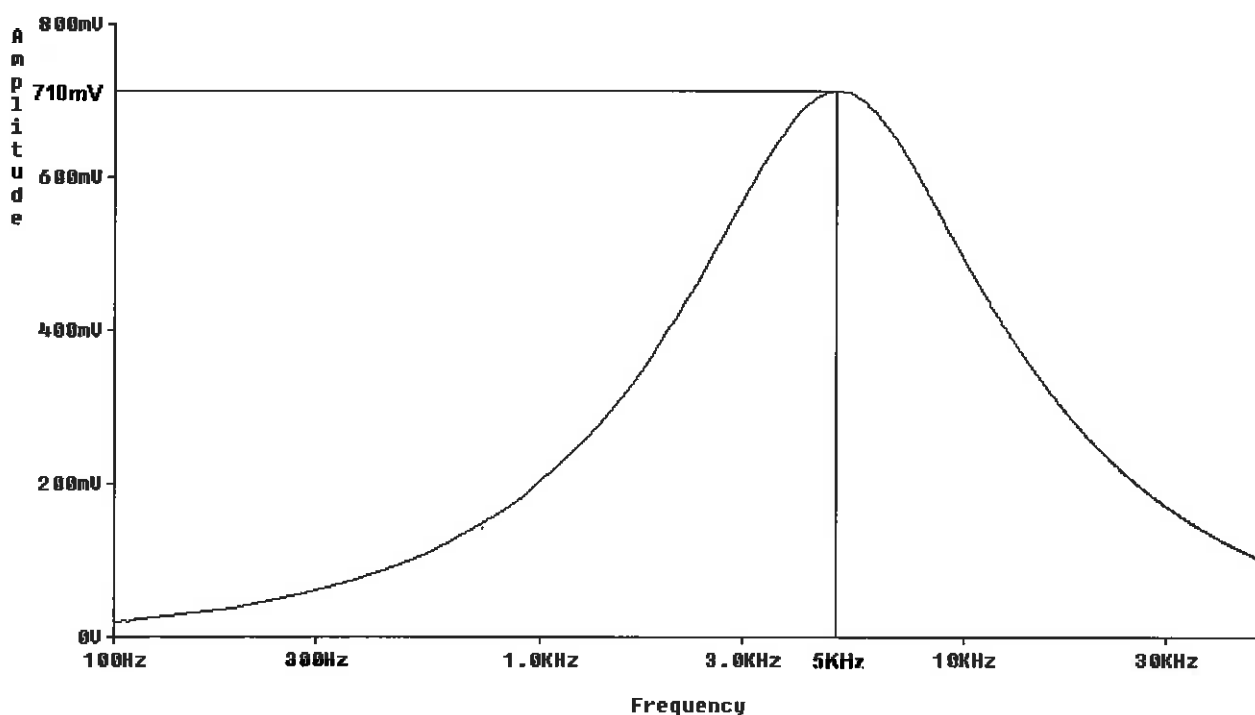
6.1.2. Pojasni propust

a) Prvi slučaj pojasnog propusta ima centralnu frekvenciju $f_0 = 4000$ Hz. Da bi se dobila amplitudna karakteristika sa ovom centralnom frekvencijom koristi se shema filtra na slici 6.2. gdje su vrijednosti otpora $R_3=R_4=2.5$ k Ω . Amplitudna karakteristika za ovaj slučaj prikazana je na slici 6.8.



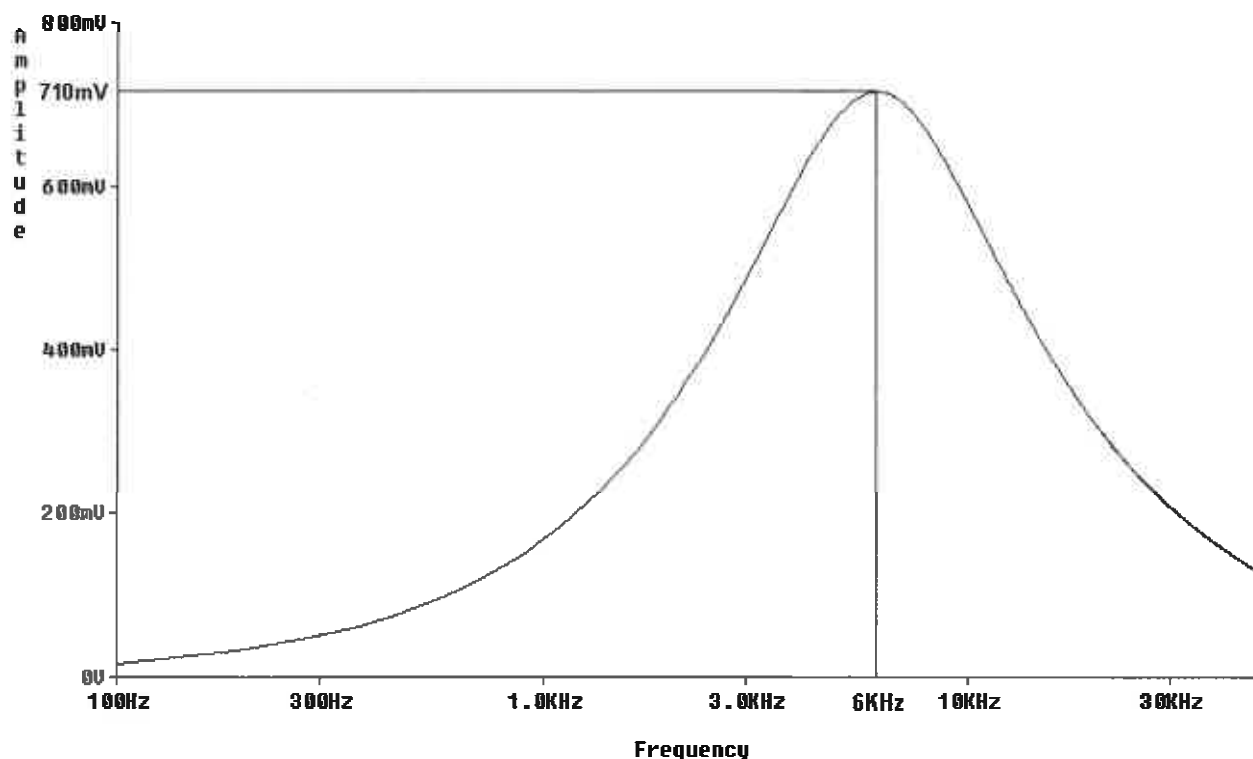
Sl. 6.8. Amplitudna karakteristika pojasnog propusta sa $f_0 = 4 \text{ kHz}$ i $R_3 = R_4 = 2.5 \text{ k}\Omega$

b) Drugi slučaj pojasnog propusta ima centralnu frekvenciju $f_0 = 5000 \text{ Hz}$. Da bi se dobila amplitudna karakteristika sa ovom centralnom frekvencijom koristi se shema filtra na slici 6.3. gdje su vrijednosti otpora $R_3 = R_4 = 2 \text{ k}\Omega$. Amplitudna karakteristika za ovaj slučaj prikazana je na slici 6.9.



Sl. 6.9. Amplitudna karakteristika pojasnog propusta sa $f_0 = 5 \text{ kHz}$ i $R_3 = R_4 = 2 \text{ k}\Omega$

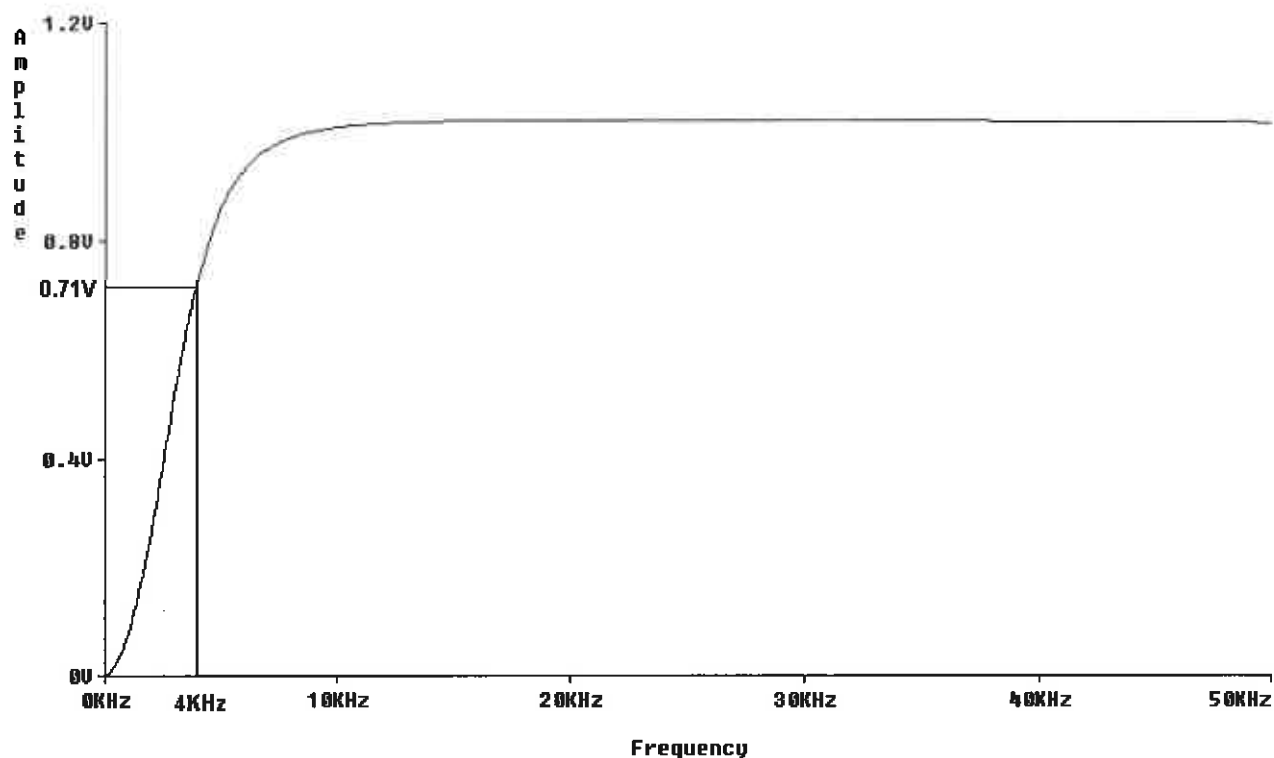
c) Treći slučaj pojasnog propusta ima centralnu frekvenciju $f_0 = 6000$ Hz. Da bi se dobila amplitudna karakteristika sa ovom centralnom frekvencijom koristi se shema filtra na slici 6.4. gdje su vrijednosti otpora $R_3=R_4=1.65$ k Ω . Amplitudna karakteristika za ovaj slučaj prikazana je na slici 6.10.



Sl. 6.10. Amplitudna karakteristika pojasnog propusta sa $f_0 = 6$ kHz i $R_3=R_4=1.65$ k Ω

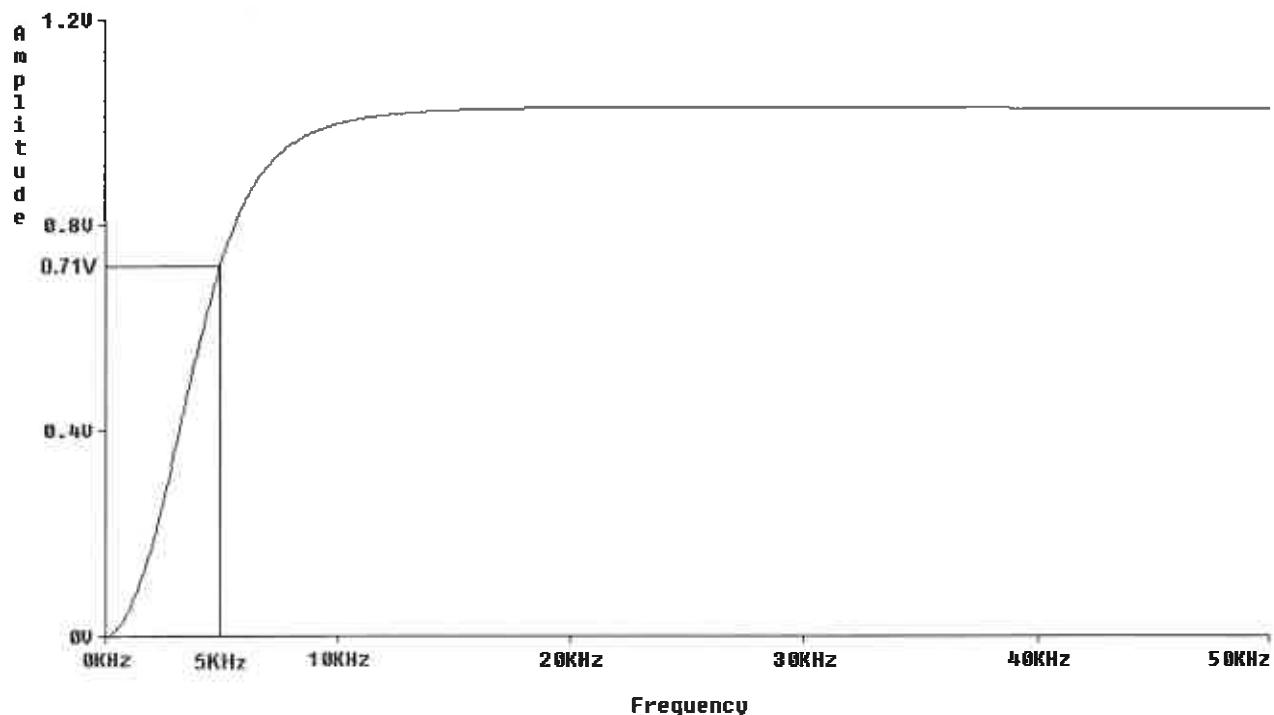
6.1.3. Visoki propust

a) Prvi slučaj visokog propusta ima graničnu frekvenciju $f_c = 4000$ Hz. Da bi se dobila amplitudna karakteristika sa ovom graničnom frekvencijom koristi se shema filtra na slici 6.2. gdje su vrijednosti otpora $R_3=R_4=2.5$ k Ω . Amplitudna karakteristika za ovaj slučaj prikazana je na slici 6.11.



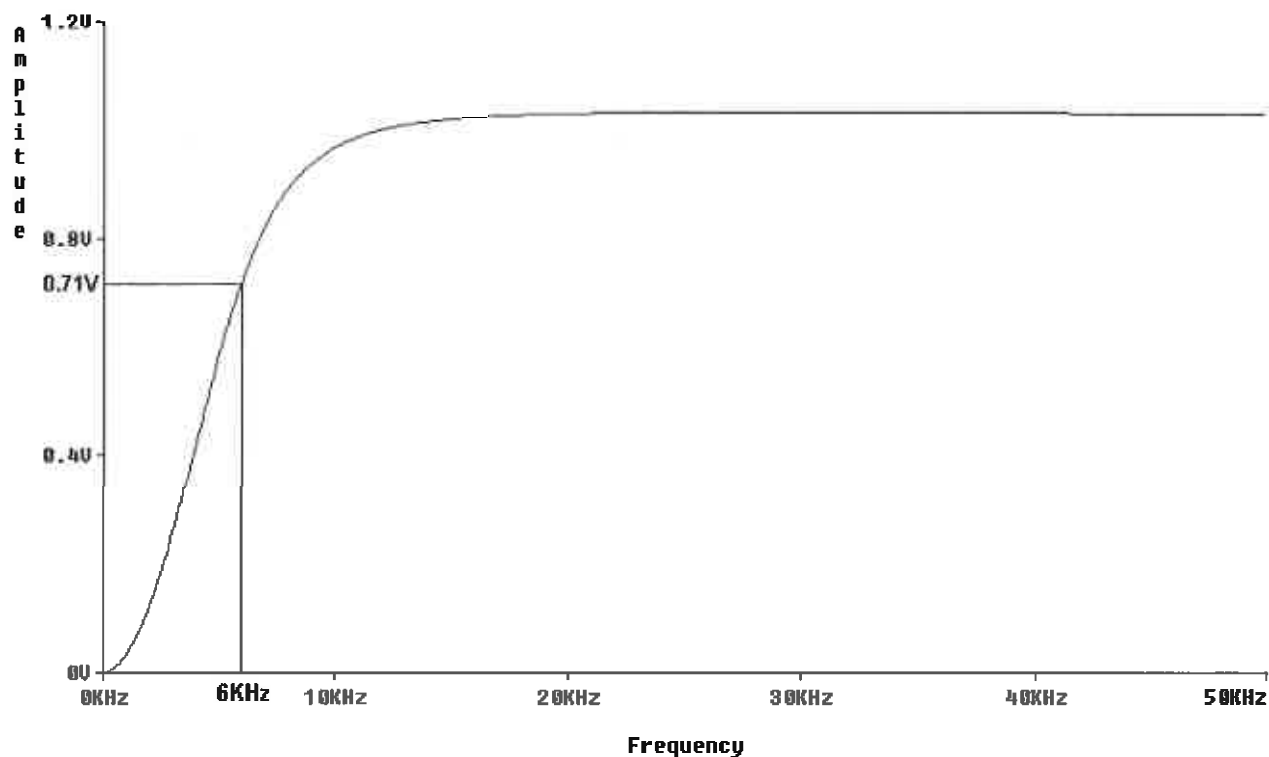
Sl. 6.11. Amplitudna karakteristika visokog propusta sa $f_c = 4 \text{ kHz}$ i $R_3 = R_4 = 2.5 \text{ k}\Omega$

b) Drugi slučaj visokog propusta ima graničnu frekvenciju $f_c = 5000 \text{ Hz}$. Da bi se dobila amplitudna karakteristika sa ovom graničnom frekvencijom koristi se shema filtra na slici 6.3. gdje su vrijednosti otpora $R_3 = R_4 = 2 \text{ k}\Omega$. Amplitudna karakteristika za ovaj slučaj prikazana je na slici 6.12.



Sl. 6.12. Amplitudna karakteristika visokog propusta sa $f_c = 5 \text{ kHz}$ i $R_3 = R_4 = 2 \text{ k}\Omega$

c) Treći slučaj visokog propusta ima graničnu frekvenciju $f_c = 6000$ Hz. Da bi se dobila amplitudna karakteristika sa ovom graničnom frekvencijom koristi se shema filtra na slici 6.4. gdje su vrijednosti otpora $R_3 = R_4 = 1.65$ k Ω . Amplitudna karakteristika za ovaj slučaj prikazana je na slici 6.13.

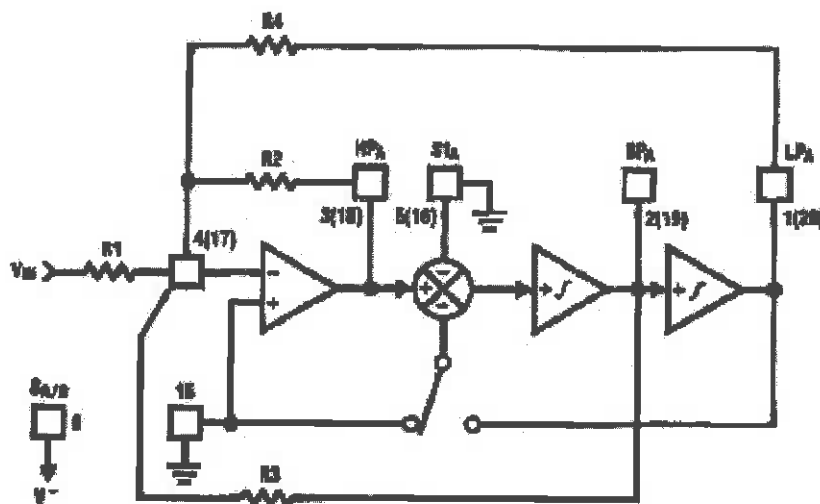


Sl. 6.13. Amplitudna karakteristika visokog propusta sa $f_c = 6$ kHz i $R_3 = R_4 = 1.65$ k Ω

Simulacija na aktivnom RC filtru, prikazanom na slici 6.1., je pokazala da se za promjenu granične ili centralne frekvencije moraju mijenjati komponente filtra R_3 i R_4 .

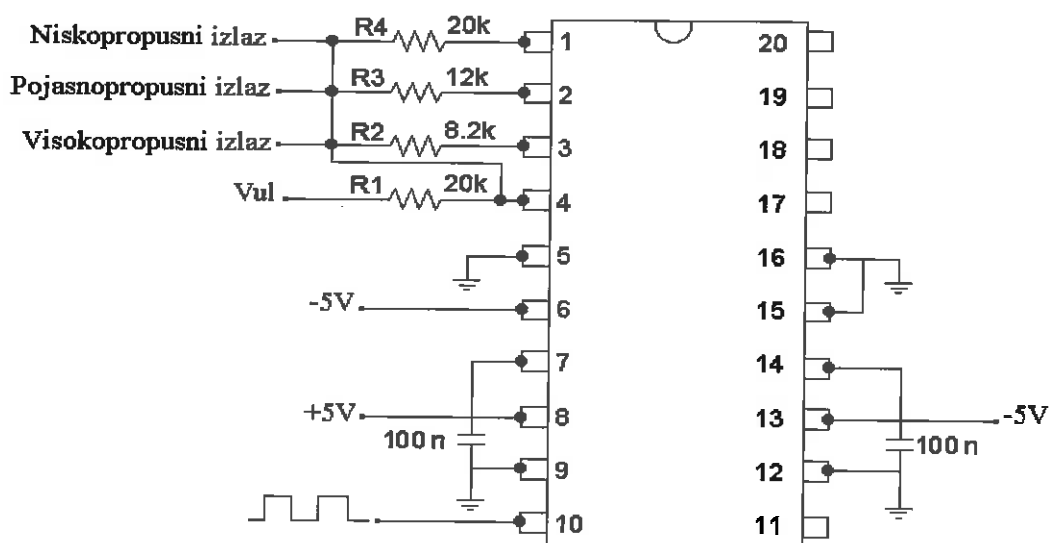
6.2. Mjerenje na modelu SC filtera realiziranog pomoću integriranog sklopa MF10

Blok dijagram prikazan na slici 6.14. predočava konfiguraciju kojom se postiže SC filter drugog reda koji daje niski, pojasni i visoki propust, a ekvivalent je aktivnog RC filtra iz točke 6.1.



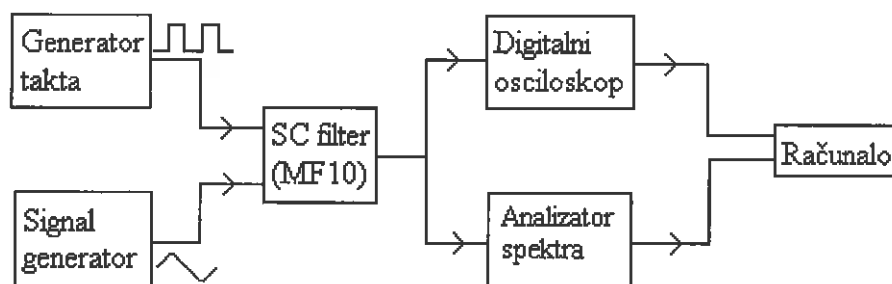
Sl. 6.14. Blok dijagram [6]

Iz blok dijagrama dobiva se električka shema modela na kojem je provedeno mjerenje, slika 6.15. Uz integrirani sklop MF10 potrebna su još četiri otpornika i dva blok kondenzatora.



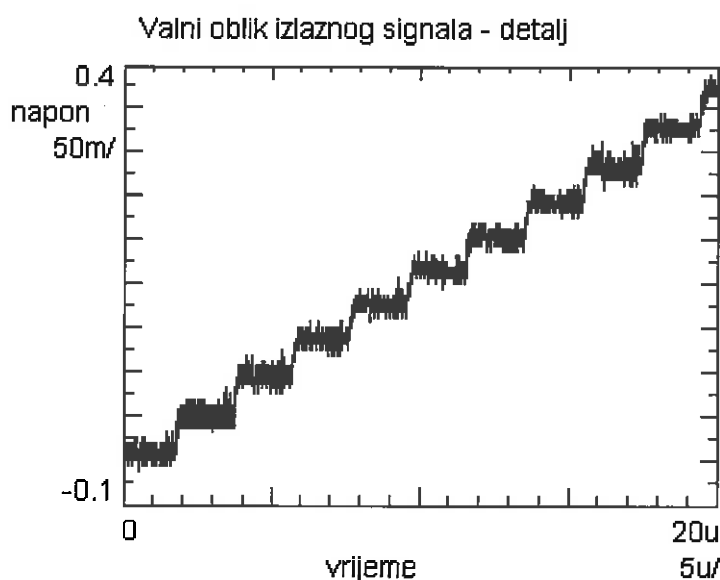
Sl. 6.15. Shema modela SC filtra drugog reda

Napajanje sklopa je $\pm 5V$, na ulaz je doveden sinusni signal konstantne amplitude kojemu je mijenjana frekvencija. Signalu generatora takta može se mijenjati frekvencija (f_{CLK}) i time se uz nepromijenjenu konfiguraciju filtra dobivaju različite granične ili centralne frekvencije. Izlazni signal se dovodi na analizator spektra na kojem se očitava vrijednost amplitude tog signala pri određenoj frekvenciji. Vrijednosti frekvencije i pripadajuće joj vrijednosti amplitude unose se u računalo, odnosno u program ORIGIN 4.1 gdje se ovi podaci sređuju i iscrtava amplitudna karakteristika. Na slici 6.16. prikazana je blok shema postupka mjerenja.



Sl. 6.16. Blok shema postupka mjerenja

Izlazni signal SC filtra dovodi se i na digitalni osciloskop koji je spojen s računalom gdje je pomoću programa HP VEE 4.01 snimljen detalj tog signala (sinusoide) prikazan na slici 6.17. Izlazni signal nije gladak nego je "stepeničast". Objašnjenje takvog izgleda izlaznog signala su preklapani kapaciteti, unutar sklopa MF10, koji se pune i prazne odnosno preklapaju frekvencijom koja je jednaka frekvenciji takta.



Sl. 6.17. Detalj izlaznog signala (sinusoide) SC filtra

Popis korištene opreme pri mjerenju:

- Function generator – HM8030-3 (generator takta)
- Hewlett Packard – 3314A function generator (signal generator)
- Hewlett Packard – 54615B oscilloscope (digitalni osciloskop)
- Hewlett Packard – 3581A wave analyzer (analizator spektra)

Mjerenjem su dobivene amplitudne karakteristike niskog, pojasnog i visokog propusta s graničnom i centralnom frekvencijom od 4kHz, 5kHz i 6kHz. Za svaki od ova tri propusta postoji direktna veza granične ili centralne frekvencije s frekvencijom takta za nepromijenjenu konfiguraciju SC filtra prikazanu na slici 6.15. Iz izraza koji slijede za niski, pojasni i visoki propust može se odrediti kolika je f_c ili f_o pri nekoj f_{CLK} ili kolika treba biti f_{CLK} da bi se dobila željena f_c ili f_o . Faktor dobrote Q filtra se dobije iz slijedećeg izraza:

$$Q = \sqrt{\frac{R_2}{R_4}} \cdot \frac{R_3}{R_2} \quad (6-1)$$

Uvrštavanjem vrijednosti otpornika prema slici 6.15. u gornji izraz, dobije se da je faktor dobrote filtra na kojem je provedeno mjerenje $Q=0.937$.

6.2.1. Niski propust

Niski propust se dobije na izvodu 1 i za njega vrijede slijedeći izrazi:

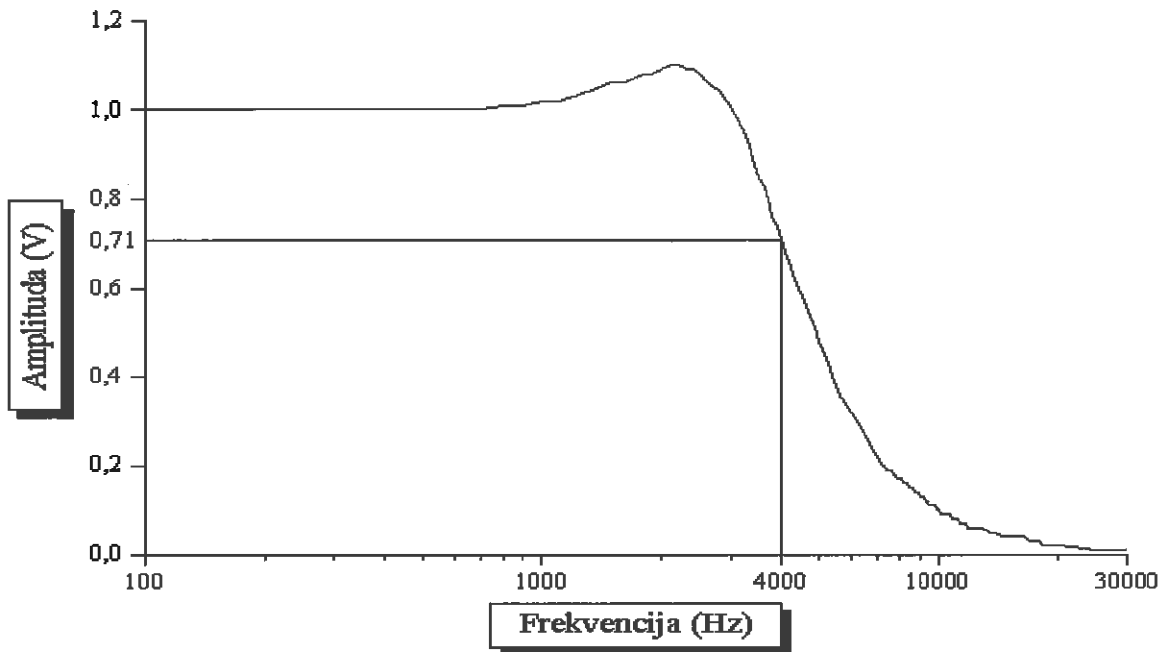
$$f_c = \frac{f_{CLK}}{100} \cdot \sqrt{\frac{R_2}{R_4}} \cdot \sqrt{\left(1 - \frac{1}{2Q^2}\right) + \sqrt{\left(1 - \frac{1}{2Q^2}\right)^2 + 1}} \quad (6-2)$$

$$f_{CLK} = \frac{100 \cdot f_c}{\sqrt{\frac{R_2}{R_4}} \cdot \sqrt{\left(1 - \frac{1}{2Q^2}\right) + \sqrt{\left(1 - \frac{1}{2Q^2}\right)^2 + 1}}} \quad (6-3)$$

Uvrštavanjem vrijednosti u gornji izraz dobije se odnos frekvencije takta i granične frekvencije niskog propusta:

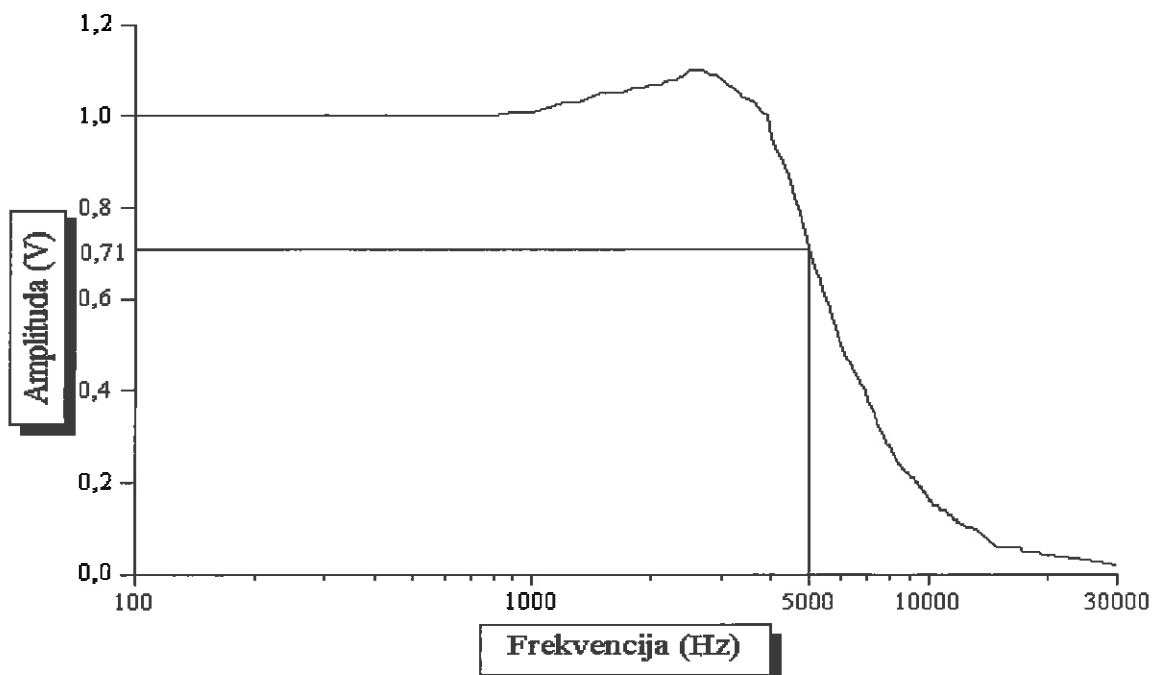
$$f_{CLK} = 126.7 f_c$$

a) Prvi slučaj niskog propusta ima graničnu frekvenciju $f_c = 4000$ Hz. Da bi se dobila amplitudna karakteristika sa ovom graničnom frekvencijom, frekvencija takta treba biti $f_{CLK} = 507$ kHz. Amplitudna karakteristika za ovaj slučaj prikazana je na slici 6.18.



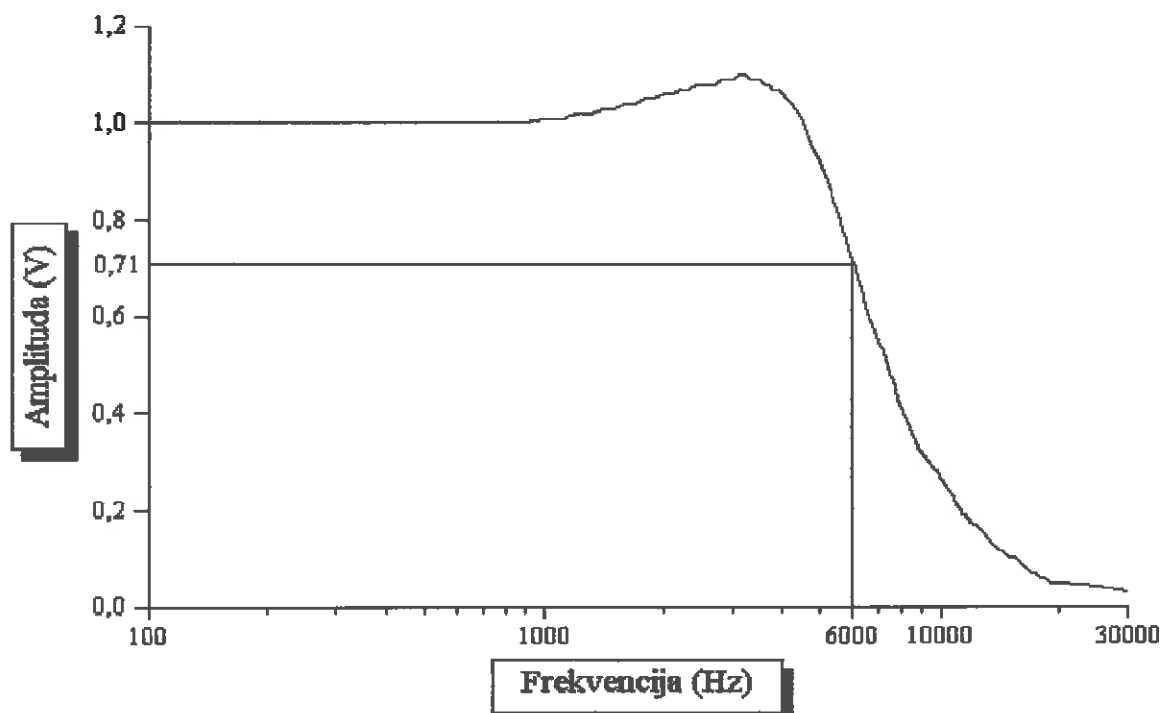
Sl. 6.18. Amplitudna karakteristika niskog propusta sa $f_c = 4$ kHz pri $f_{CLK} = 507$ kHz

b) Drugi slučaj niskog propusta ima graničnu frekvenciju $f_c = 5000$ Hz. Da bi se dobila amplitudna karakteristika sa ovom graničnom frekvencijom, frekvencija takta treba biti $f_{CLK} = 634$ kHz. Amplitudna karakteristika za ovaj slučaj prikazana je na slici 6.19.



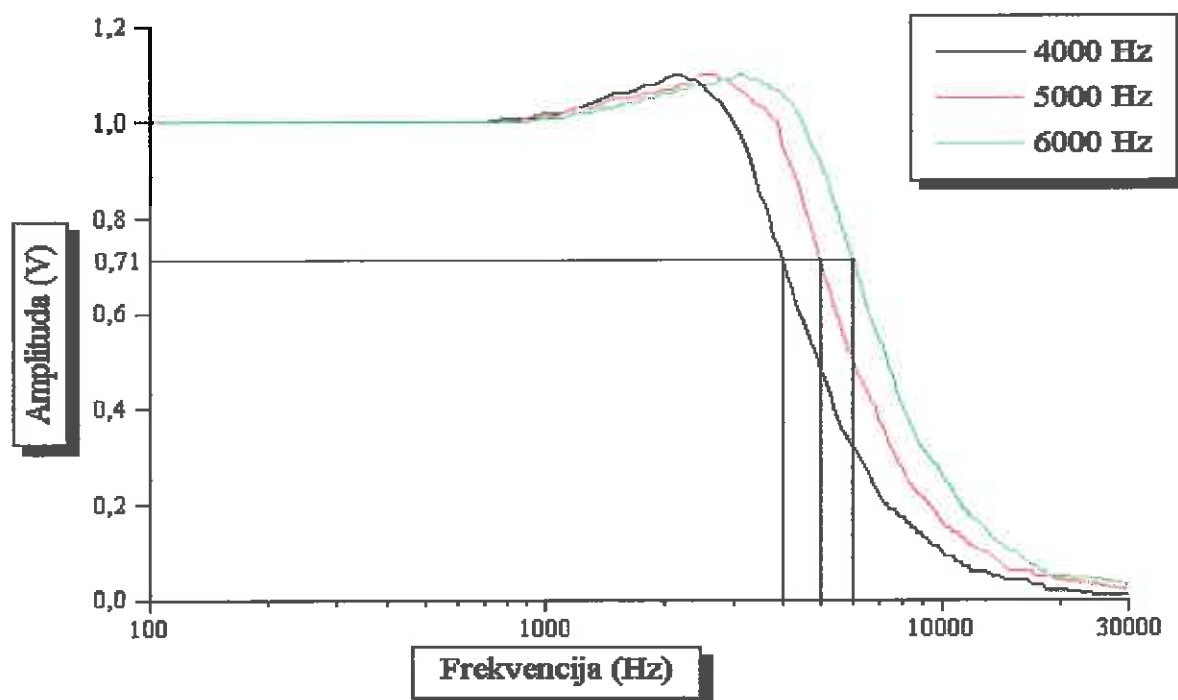
Sl. 6.19. Amplitudna karakteristika niskog propusta sa $f_c = 5$ kHz pri $f_{CLK} = 634$ kHz

c) Treći slučaj niskog propusta ima graničnu frekvenciju $f_c = 6000$ Hz. Da bi se dobila amplitudna karakteristika sa ovom graničnom frekvencijom, frekvencija takta treba biti $f_{CLK} = 760$ kHz. Amplitudna karakteristika za ovaj slučaj prikazana je na slici 6.20.



Sl. 6.20. Amplitudna karakteristika niskog propusta sa $f_c = 6$ kHz pri $f_{CLK} = 760$ kHz

Na slici 6.21. su prikazane amplitudne karakteristike za sva tri slučaja niskog propusta SC filtra.



Sl. 6.21. Amplitudne karakteristike niskog propusta s različitim graničnim frekvencijama

6.2.2. Pojasni propust

Pojasni propust se dobije na izvodu 2 i za njega vrijede slijedeći izrazi:

$$f_o = \frac{f_{CLK}}{100} \cdot \sqrt{\frac{R_2}{R_4}} \quad (6-4)$$

$$f_{CLK} = \frac{100 \cdot f_o}{\sqrt{R_2/R_4}} \quad (6-5)$$

Uvrštavanjem vrijednosti u gornji izraz dobije se odnos frekvencije takta i centralne frekvencije pojasnog propusta:

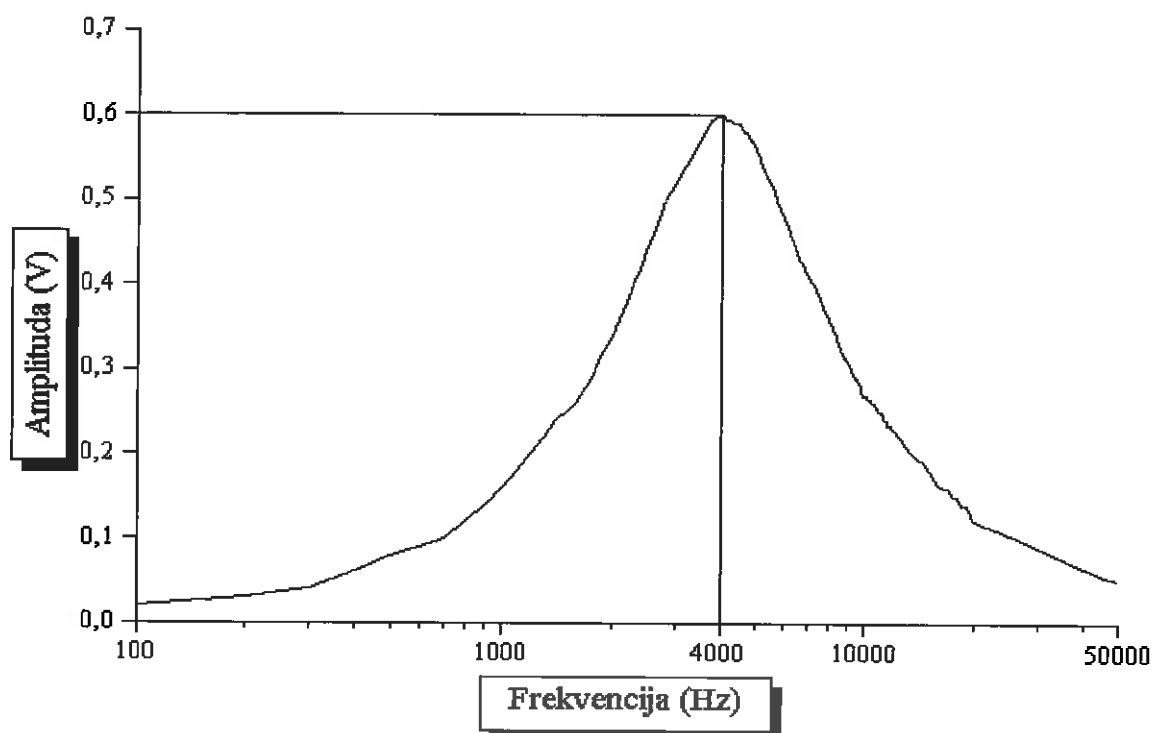
$$f_{CLK} = 156.2 f_o$$

Donja i gornja granična frekvencija pojasnog propusta dobivaju se iz slijedećih izraza:

$$f_1 = f_o \cdot \left(\sqrt{\left(\frac{1}{2Q} \right)^2 + 1} - \frac{1}{2Q} \right) \quad (6-6)$$

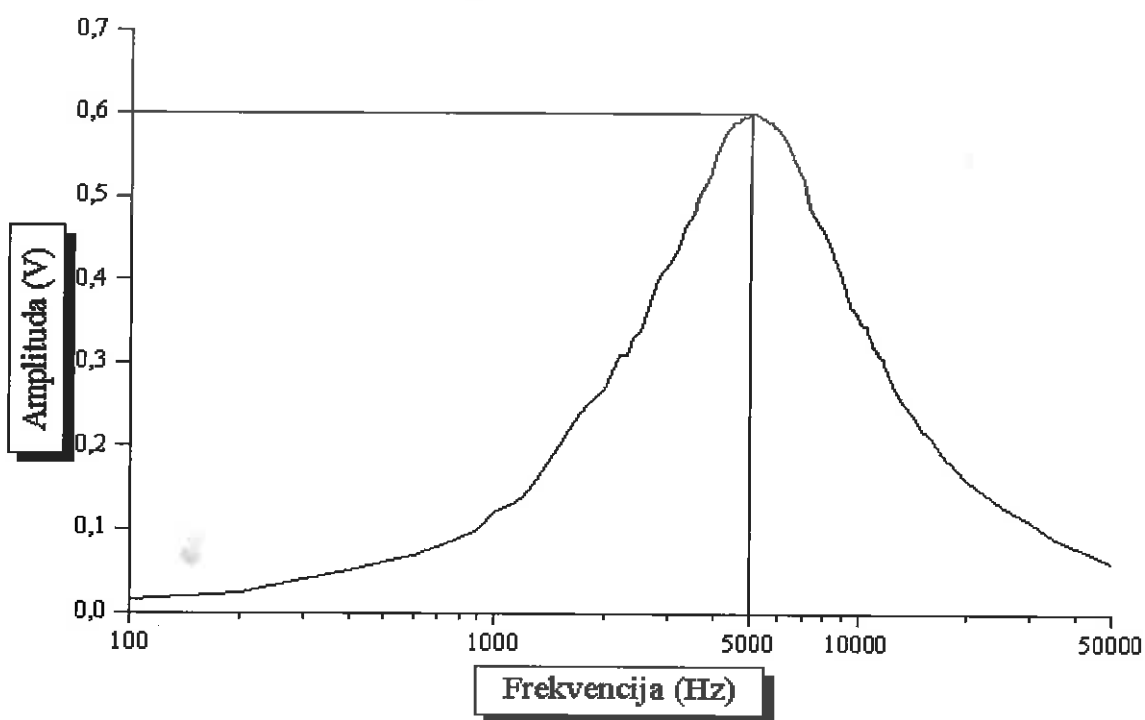
$$f_2 = f_o \cdot \left(\sqrt{\left(\frac{1}{2Q} \right)^2 + 1} + \frac{1}{2Q} \right) \quad (6-7)$$

a) Prvi slučaj pojasnog propusta ima centralnu frekvenciju $f_o = 4000$ Hz. Da bi se dobila amplitudna karakteristika sa ovom centralnom frekvencijom, frekvencija takta treba biti $f_{CLK} = 625$ kHz. Amplitudna karakteristika za ovaj slučaj prikazana je na slici 6.22. Donja i gornja granična frekvencija su $f_1 = 2400$ Hz i $f_2 = 6680$ Hz.



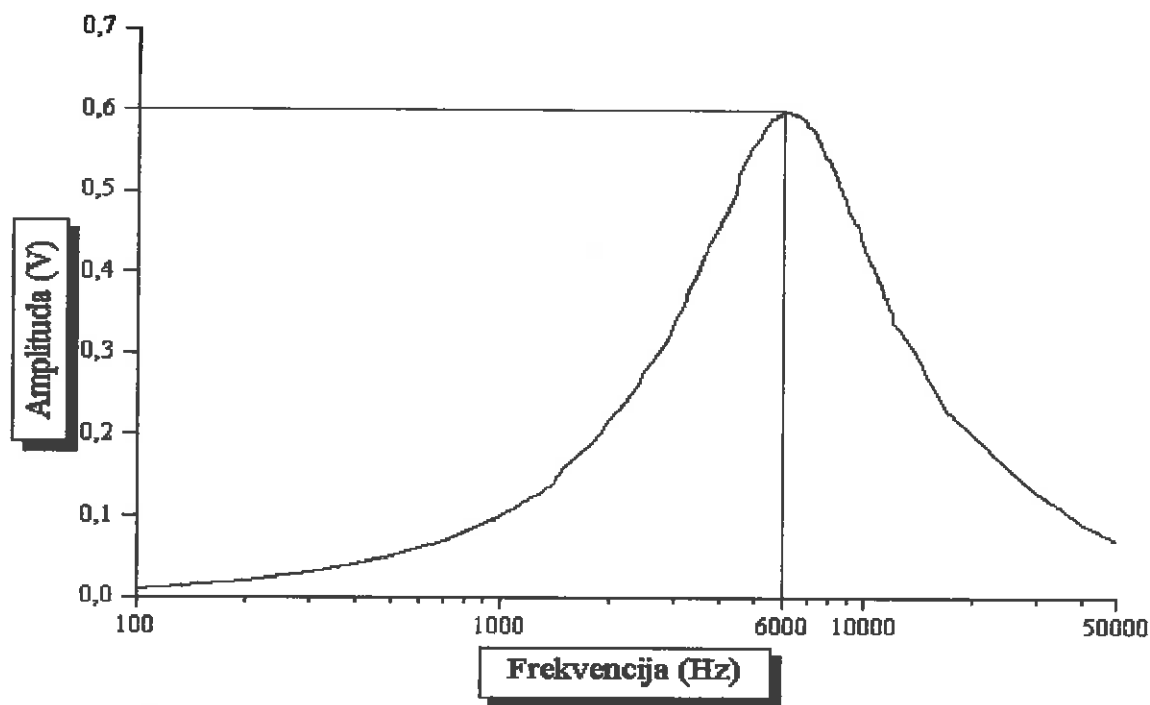
Sl. 6.22. Amplitudna karakteristika pojasnog propusta sa $f_0 = 4$ kHz pri $f_{CLK} = 625$ kHz

b) Drugi slučaj pojasnog propusta ima centralnu frakvenciju $f_0 = 5000$ Hz. Da bi se dobila amplitudna karakteristika sa ovom centralnom frekvencijom, frekvencija takta treba biti $f_{CLK} = 781$ kHz. Amplitudna karakteristika za ovaj slučaj prikazana je na slici 6.23. Donja i gornja granična frekvencija su $f_1 = 3000$ Hz i $f_2 = 8350$ Hz.



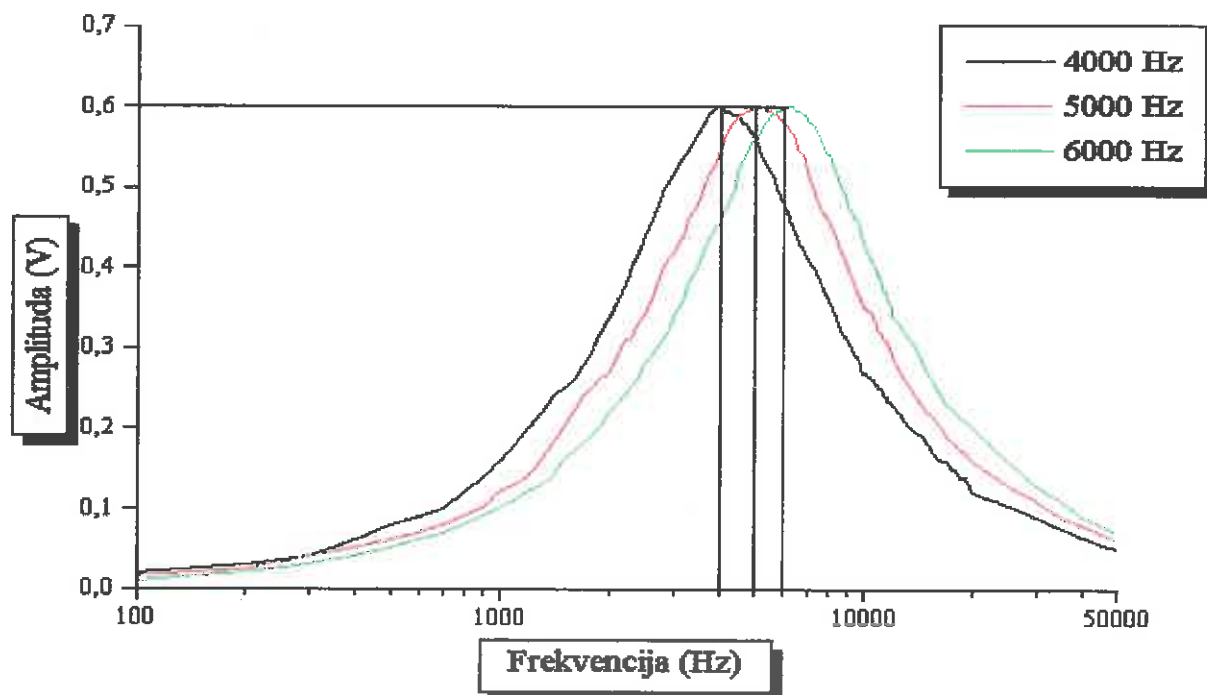
Sl. 6.23. Amplitudna karakteristika pojasnog propusta sa $f_0 = 5$ kHz pri $f_{CLK} = 781$ kHz

c) Treći slučaj pojasnog propusta ima centralnu frekvenciju $f_0 = 6000$ Hz. Da bi se dobila amplitudna karakteristika sa ovom centralnom frekvencijom, frekvencija takta treba biti $f_{CLK} = 937$ kHz. Amplitudna karakteristika za ovaj slučaj prikazana je na slici 6.24. Donja i gornja granična frekvencija su $f_1 = 3600$ Hz i $f_2 = 10020$ Hz.



Sl. 6.24. Amplitudna karakteristika pojasnog propusta sa $f_0 = 6$ kHz pri $f_{CLK} = 937$ kHz

Na slici 6.25. su prikazane amplitudne karakteristike za sva tri slučaja pojasnog propusta SC filtra.



Sl. 6.25. Amplitudne karakteristike pojasnog propusta s različitim centralnim frekvencijama

6.2.3. Visoki propust

Visoki propust se dobije na izvodu 3 i za njega vrijede slijedeći izrazi:

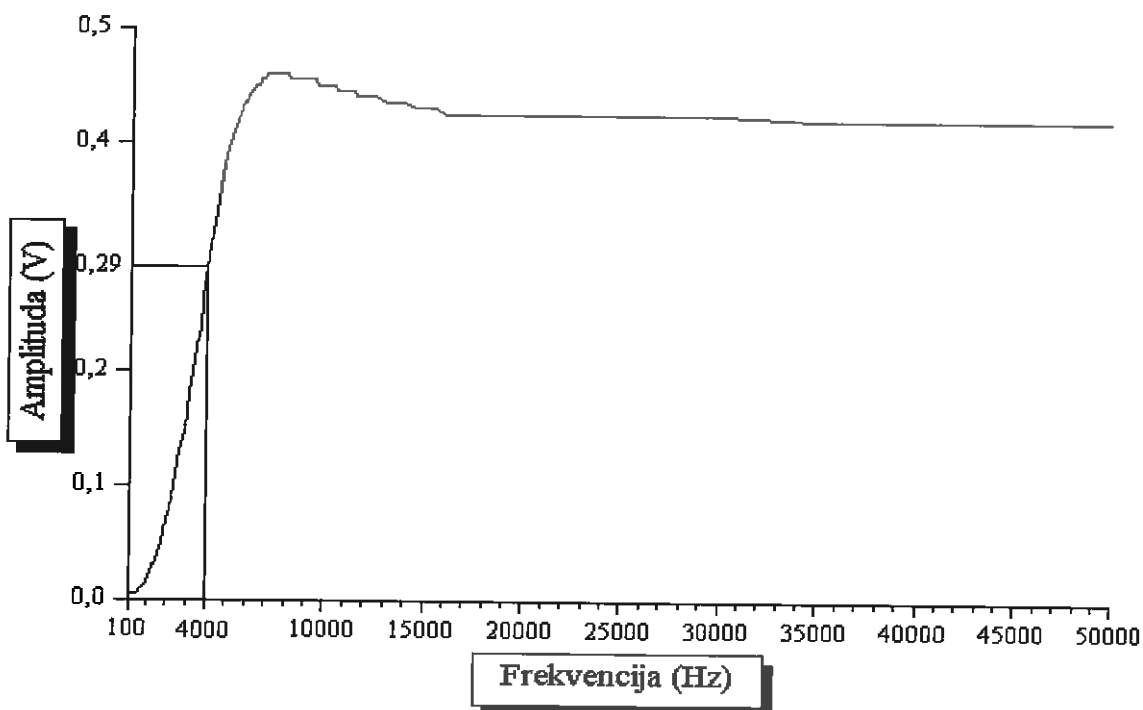
$$f_c = \frac{f_{CLK}}{100} \cdot \sqrt{\frac{R_2}{R_4}} \cdot \frac{1}{\sqrt{\left(1 - \frac{1}{2Q^2}\right) + \sqrt{\left(1 - \frac{1}{2Q^2}\right)^2 + 1}}} \quad (6-8)$$

$$f_{CLK} = \frac{100 \cdot f_c \cdot \sqrt{\left(1 - \frac{1}{2Q^2}\right) + \sqrt{\left(1 - \frac{1}{2Q^2}\right)^2 + 1}}}{\sqrt{\frac{R_2}{R_4}}} \quad (6-9)$$

Uvrštavanjem vrijednosti u gornji izraz dobije se odnos frekvencije takta i granične frekvencije visokog propusta:

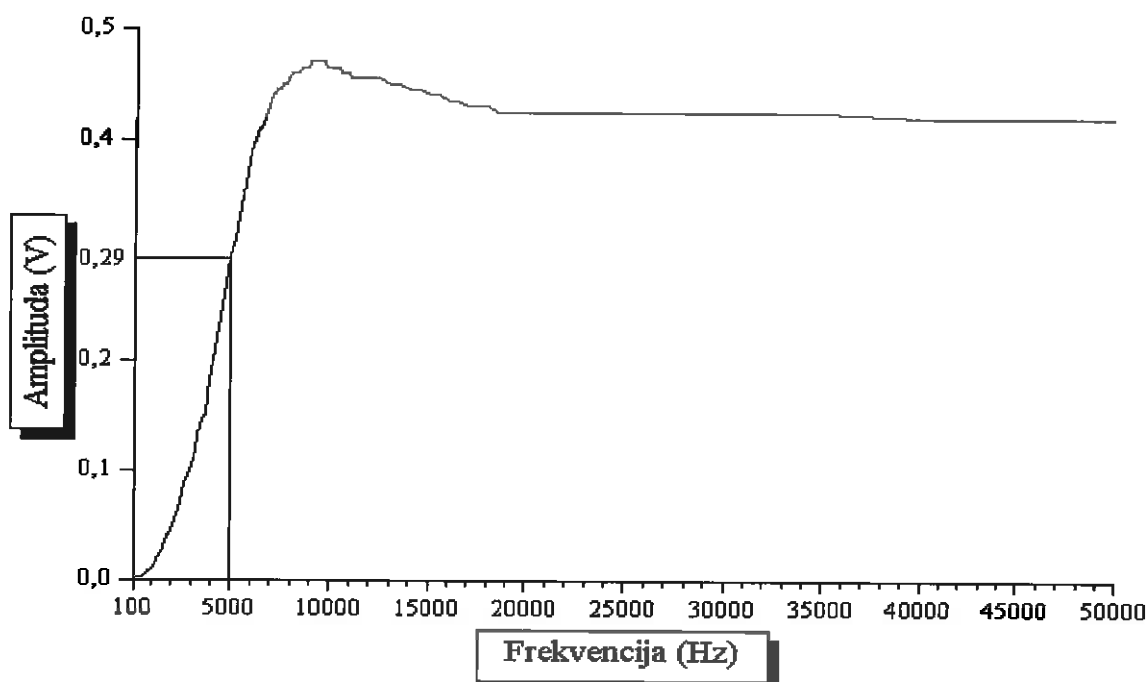
$$f_{CLK} = 192.5 f_c$$

a) Prvi slučaj visokog propusta ima graničnu frekvenciju $f_c = 4000$ Hz. Da bi se dobila amplitudna karakteristika sa ovom graničnom frekvencijom, frekvencija takta treba biti $f_{CLK} = 770$ kHz. Amplitudna karakteristika za ovaj slučaj prikazana je na slici 6.26.



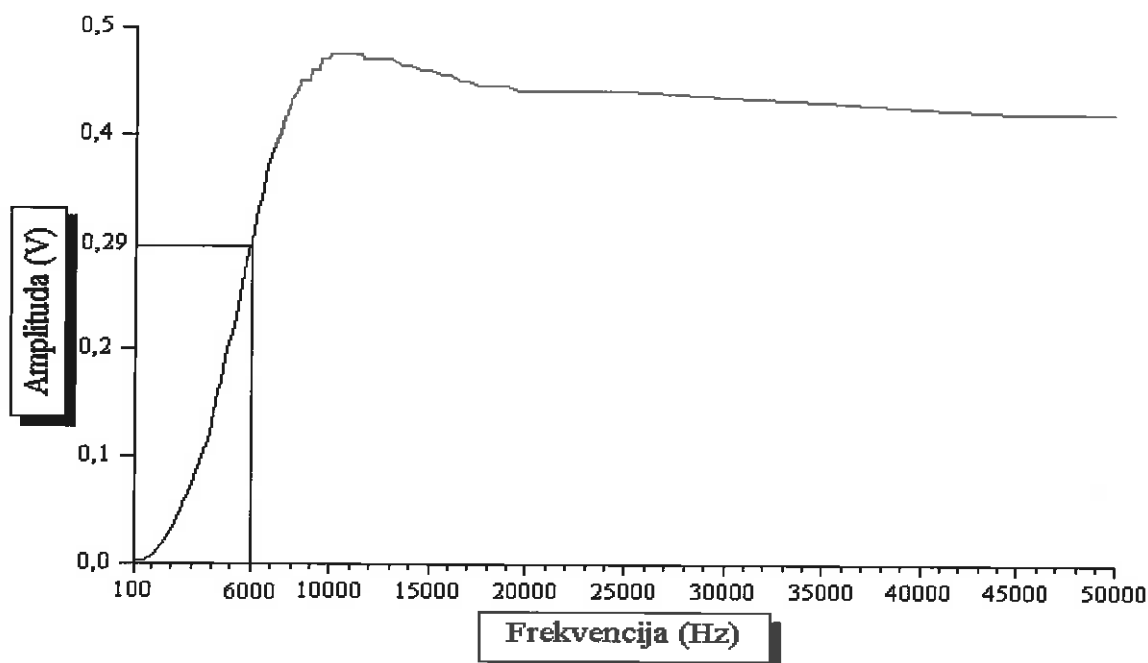
Sl. 6.26. Amplitudna karakteristika visokog propusta sa $f_c = 4$ kHz pri $f_{CLK} = 770$ kHz

b) Drugi slučaj visokog propusta ima graničnu frakvenciju $f_c = 5000$ Hz. Da bi se dobila amplitudna karakteristika sa ovom graničnom frekvencijom, frekvencija takta treba biti $f_{CLK} = 962$ kHz. Amplitudna karakteristika za ovaj slučaj prikazana je na slici 6.27.



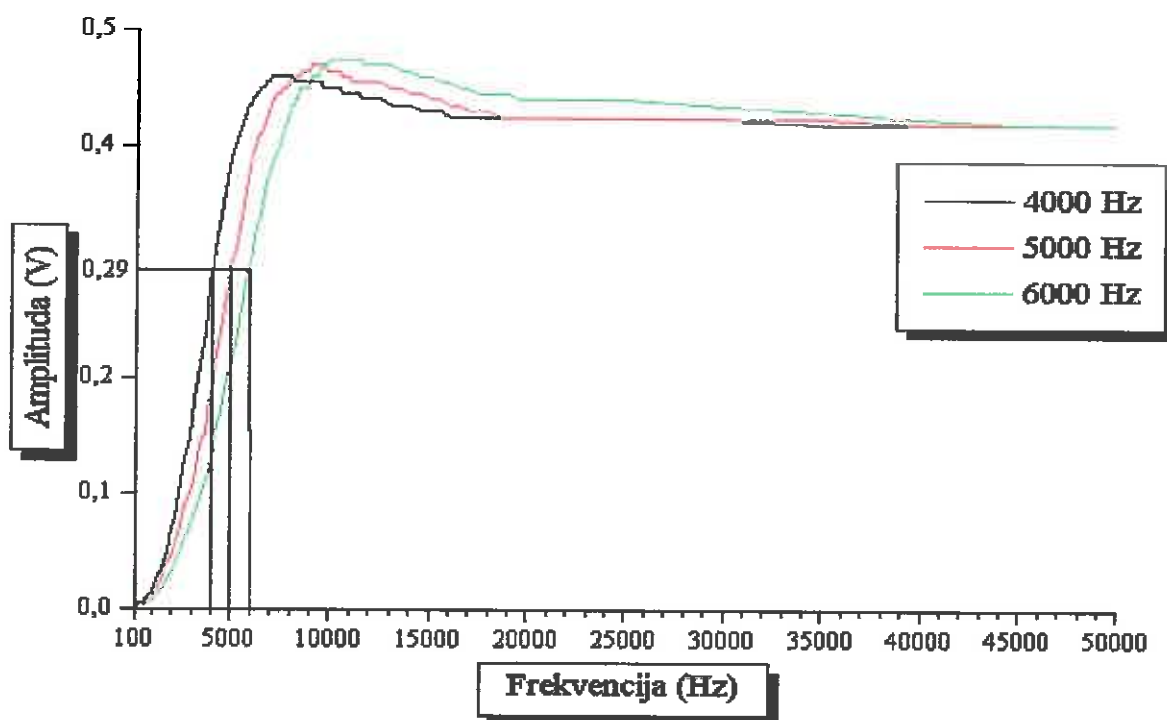
Sl. 6.27. Amplitudna karakteristika visokog propusta sa $f_c = 5$ kHz pri $f_{CLK} = 962$ kHz

c) Treći slučaj visokog propusta ima graničnu frakvenciju $f_c = 6000$ Hz. Da bi se dobila amplitudna karakteristika sa ovom graničnom frekvencijom, frekvencija takta treba biti $f_{CLK} = 1155$ kHz. Amplitudna karakteristika za ovaj slučaj prikazana je na slici 6.28.



Sl. 6.28. Amplitudna karakteristika visokog propusta sa $f_c = 6$ kHz pri $f_{CLK} = 1155$ kHz

Na slici 6.29. su prikazane amplitudne karakteristike za sva tri slučaja visokog propusta SC filtra.



Sl. 6.29. Amplitudne karakteristike visokog propusta s različitim graničnim frekvencijama

Mjerenje na SC filtru, prikazanom na slici 6.15., je pokazalo da se uz nepromijenjenu konfiguraciju SC filtra mogu dobiti različite granične ili centralne frekvencije promjenom samo frekvencije takta preklapanja kapaciteta.

8. DODATAK [6]

Absolute Maximum Ratings (Note 1)

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

Supply Voltage ($V^+ - V^-$)	14V
Voltage at Any Pin	$V^+ + 0.3V$ $V^- - 0.3V$
Input Current at Any Pin (Note 2)	5 mA
Package Input Current (Note 2)	20 mA
Power Dissipation (Note 3)	500 mW
Storage Temperature	150°C
ESD Susceptibility (Note 11)	2000V

Soldering Information

N Package: 10 sec.	260°C
J Package: 10 sec.	300°C
SO Package: Vapor Phase (60 Sec.)	215°C
Infrared (15 Sec.)	220°C

See AN-450 "Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability" (Appendix D) for other methods of soldering surface mount devices.

Operating Ratings (Note 1)

Temperature Range	$T_{MIN} \leq T_A \leq T_{MAX}$
MF10ACN, MF10CCN	$0^\circ\text{C} \leq T_A \leq 70^\circ\text{C}$
MF10CCWM, MF10ACWM	$0^\circ\text{C} \leq T_A \leq 70^\circ\text{C}$
MF10CCJ	$-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq 85^\circ\text{C}$
MF10AJ	$-55^\circ\text{C} \leq T_A \leq 125^\circ\text{C}$

Electrical Characteristics $V^+ = +5.00V$ and $V^- = -5.00V$ unless otherwise specified. Boldface limits apply for T_{MIN} to T_{MAX} ; all other limits $T_A = T_J = 25^\circ\text{C}$.

Symbol	Parameter		Conditions		MF10ACN, MF10CCN, MF10ACWM, MF10CCWM			MF10CCJ, MF10AJ			Units
					Typical (Note 8)	Tested Limit (Note 9)	Design Limit (Note 10)	Typical (Note 8)	Tested Limit (Note 9)	Design Limit (Note 10)	
V+ – V–	Supply Voltage	Min					9			9	V
		Max					14			14	V
I _S	Maximum Supply Current	Clock Applied to Pins 10 & 11 No Input Signal			8	12	12	8	12		mA
f _O	Center Frequency Range	Min	f _O × Q < 200 kHz		0.1		0.2	0.1		0.2	Hz
		Max			30		20	30		20	kHz
f _{CLK}	Clock Frequency Range	Min			5.0		10	5.0		10	Hz
		Max			1.5		1.0	1.5		1.0	MHz
f _{CLK} /f _O	50:1 Clock to Center Frequency Ratio Deviation	MF10A	Q = 10 Mode 1	V _{pin12} = 5V f _{CLK} = 250 kHz	±0.2	±0.6	± 0.6	±0.2	± 1.0		%
		MF10C			±0.2	±1.5	± 1.5	±0.2	± 1.5		%
f _{CLK} /f _O	100:1 Clock to Center Frequency Ratio Deviation	MF10A	Q = 10 Mode 1	V _{pin12} = 0V f _{CLK} = 500 kHz	±0.2	±0.6	± 0.6	±0.2	± 1.0		%
		MF10C			±0.2	±1.5	± 1.5	±0.2	± 1.5		%
	Clock Feedthrough	Q = 10 Mode 1			10			10			mV
	Q Error (MAX) (Note 4)	Q = 10 Mode 1		V _{pin12} = 5V f _{CLK} = 250 kHz	±2	±6	± 6	±2	± 10		%
V _{pin12} = 0V f _{CLK} = 500 kHz				±2	±6	± 6	±2	± 10		%	
H _{OLP}	DC Lowpass Gain	Mode 1 R1 = R2 = 10k			0	±0.2	± 0.2	0	± 0.2		dB
V _{OS1}	DC Offset Voltage (Note 5)				±5.0	±20	± 20	±5.0	± 20		mV
V _{OS2}	DC Offset Voltage (Note 5)	Min	V _{pin12} = +5V (f _{CLK} /f _O = 50)	S _{A/B} = V ⁺	–150	–185	– 185	–150	– 185		mV
		Max				–85	– 85		– 85		
		Min	V _{pin12} = +5V (f _{CLK} /f _O = 50)	S _{A/B} = V [–]	–70			–70			mV
		Max									
V _{OS3}	DC Offset Voltage (Note 5)	Min	V _{pin12} = +5V (f _{CLK} /f _O = 50)	All Modes	–70	–100	– 100	–70	– 100		mV
		Max				–20	– 20		– 20		
V _{OS2}	DC Offset Voltage (Note 5)	V _{pin12} = 0V (f _{CLK} /f _O = 100)		S _{A/B} = V ⁺	–300			–300			mV
		V _{pin12} = 0V (f _{CLK} /f _O = 100)		S _{A/B} = V [–]	–140			–140			mV
V _{OS3}	DC Offset Voltage (Note 5)	V _{pin12} = 0V (f _{CLK} /f _O = 100)		All Modes	–140			–140			mV

9. POPIS LITERATURE

- [1] William D. Stanley: Operational Amplifiers with Linear Integrated Circuits; Merrill Publishing Company, Ohio, 1989.
- [2] Robert F. Coughlin, Frederick F. Driscoll: Operational Amplifiers and Linear Integrated Circuit; Prentice-Hall, New Jersey, 1982.
- [3] Jakob Millman: Microelectronics; McGraw-Hill, USA, 1979.
- [4] M.E. Van Valkenburg, B.K. Kinariwala: Linear Circuits; Prentice-Hall, New Jersey, 1982.
- [5] National N20A Package: 20-Pin MDIP; <http://www.national.com/packaging/n20a.html>, 1998.
- [6] MF10 Universal Monolithic Dual Switched Capacitor Filter; <http://www.national.com/ds/MF/MF10.pdf>, 1996.
- [7] Tim Regan: Introducing the MF10 – A Versatile Monolithic Active Filter Building Block; <http://www.national.com/an/AN/AN-307.pdf>, 1992.
- [8] Kerry Lacanette: A Basic Introduction to Filters – Active, Passive and Switched-Capacitor; <http://www.national.com/an/AN/AN-779.pdf>, 1991.
- [9] RS Electronic Catalogue on CD-ROM, England, 1999.