

ANALIZA SI SINTEZA FILTRELOR ACTIVE RC

cu ajutorul calculatorului

Introducere

Scopul lucrării - este fixarea și aprofundarea cunoștințelor despre filtrele active RC ("FARC") de joasă frecvență, utilizate pe scară largă, mai ales în formă integrată sau hibridă, în echipamentele moderne de telecomunicații, (telefonie, transmisiuni de date, etc.). FARC cu AO cunosc un reviriment față de filtrele cu capacități comutate care păstrează dezavantajele alierii și zgomotului de comutare. AO moderne pot avea banda de sute MHz, impedanță de intrare de zeci de Ω , etc.

Necesități hard - calculator compatibil IBM-PC

Necesități soft - setul de programe FILTRE2 ; FILTRE42 - de aplicații cu filtrul activ universal UAF42 (Universal Active Filter) al firmei BURR-BROWN - S.U.A.

- autori: Bruce Trump și Mark Stitt

- un set de programe pentru analiza circuitelor electrice, de tipul PSPICE sau AeroSPICE (-produs de I.C.E."FELIX" și "AEROFINA" București), etc.
Se recomandă setul de programe MICRO-CAP [MICRO -Circuit Analysis Program] (al firmei Spectrum Software, produs sub coordonarea lui Martin Roden de la California State University, Los Angeles, S.U.A.), întrucât, deși nu are anvergura primelor două analizoare soft de mai sus, are avantajul integrării editării - link-editării - compilării - executiei într-un mediu de tip "Turbo" și, deci, e foarte operativ.

Indicații de lucru - În fiecare etapă se recomandă afișarea pe ecran și lecturarea notelor explicative incluse de fiecare program.

- Indicații de utilizare pentru μ CAP sunt prezentate în Anexa 1 a îndrumarului, sub forma unui extras din lucrarea "Simulatorul de circuite analogice MICRO - CAP II", autori Trandafir Moisa și Calin Popescu - I.P.București.
- La începutul sesiunii μ CAP se recomandă preluarea [File, 1.Retrieve < PIESE.NET >] și [.. POZITII.NET >], pentru acomodarea cu modul de lucru prezentat în anexa 1. (eventualele incompatibilități semnalate se depășesc cu [<Enter>, Draw])

Documentația explicativă pentru lucrarea de laborator - este structurată, dat fiind specificul soft al lucrării, prin întreprinderea

- operațiilor de executat de către student
(caractere supra-imprimare ("Bold"))

- prezentării teoretice, explicațiilor,
observațiilor (caractere normale)

IV 3923 /
678360

- detaliilor specifice de utilizare *FILTRE** si
uCAP. (caractere cursive ("Italice"))

Modul de lucru - pentru a avea posibilitatea unui studiu calitativ si a face toate observatiile fara consum inutil de timp pentru operare si rulare, desi se recomanda parcurgerea tuturor etapelor din tehnologia lucrarii, se poate apela, in caz de dificultate sau, eventual, pentru verificare, la fisierele *.NET de pe disc ce contin toate rezultatele.

Continutul referatului - Un rezumat cuprinzind, principial, operatiile facute (se recomanda respectarea succesiunii din desfasurarea lucrarii, impreuna cu rezultatele masuratorilor si observatiile cerute, fara detaliile de sintaxa prezentate intre paranteze drepte sau detaliile specifice de utilizare *FILTRE** sau *uCAP* prezentate cu litere cursive si, eventual, consideratii teoretice (cel putin comparatia calitativa, pe diferite criterii, intre diferitele tipuri de filtre, afisata pe ecran de *FILTRE**), scheme, formule sau reprezentari grafice sumare.

Desfasurarea lucrării

1. Operatii preliminare - Se recomanda o parcurgere a tuturor tipurilor de filtre si a variantelor de implementare disponibile in programele *FILTRE**, cu o atenta lectura a indicatiilor de operare, cit si, mai ales, a breviarelor teoretice afisate de *FILTRE** cu privire la metodele de aproximare a filtrelor ideale si la implementarile recomandate.

* Se vor vizualiza curbele caracteristice, cu observarea parametrilor de baza ai filtrelor.

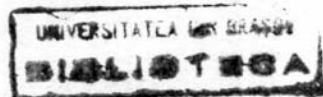
* Pentru filtrele Gebisev se verifica:

- n par / impar → riplu peste/sub palierul amplificarii de curent continuu
- panta tranzitiei: - n·20 db/decada
- pentru n fixat: tranzitie abrupta <-> riplu mai mare

Implementarile specifice celor doua programe (Reactii Multiple si Sallen-Key pentru *FILTRE2* si Kerwin-Huelsman-Newcomb (bi-quad) pentru *FILTRE42*) au in comun descrierea analitica a celulei de baza

de tip trece-jos, scrisa generic :
$$H(s) = \frac{K \cdot \omega_0^2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q} \cdot s + \omega_0^2}$$

Funcția de transfer $H(s)$, cu notatiile K pentru cistigul de curent continuu ($K = H(0)$), ω_0 "pulsatia naturala" si Q "factorul de calitate" are caracteristica de modul functie de pulsatie cu un palier inainte- si o rampa descrescatoare cu -20 dB/decada (= -6 dB/octava) dupa- zona din jurul pulsatiei naturale f_0 , iar, pentru $Q > 1/\sqrt{2}$, o supra-crestere de latime la -3dB sub maxim egala aproximativ cu $\omega_0 \cdot Q$.



Funcția pondere temporală $h(t)$ (calculabilă prin transformare Laplace inversă, eventual după descompunerea $H(s)$ în fracții simple), reprezentând răspunsul filtrului la impulsul unitate $\delta(t)$, este de tip oscilație cosinusoidală atenuată:

$$h(t) = e^{-at} \cdot \cos(\omega_{osc} \cdot t) \quad , \quad \text{unde } a = \frac{\omega_0}{2Q} \text{ și } \omega_{osc} = \sqrt{\omega_0^2 - a^2}$$

(ω_{osc} e abscisa supracreșterii locale a caracteristicii $|H(j\omega)|$).
Cu cât a este mai mic (Q mai mare), oscilația tranzitorie e mai lungă și pulsația ei este mai apropiată de pulsația "naturală" ω_0 .

(la limita $Q \rightarrow \infty$, circuitul e un oscilator cu pulsația ω_0).
Răspunsul la semnalul treapta reprezintă deci convoluția treptei de la intrare cu cosinusoidală atenuată având de aceea supracreșteri ("over-ride") și ondulații ("ringing"). Similar, impulsurile dreptunghiulare de la intrare rezultă cu mici distorsionari ("glitch"-uri) ale colturilor la ieșire. În automatică, circuitele "ne-amortizate" pot să aibă un "supra-reglaj" neavenit la modificarea bruscă ("reglaj-treapta") a marimii de reglaj.

* Să se preia de pe disc fișierul `STUDIU_Q.NET`, [`F ("file"-fișier)`, `1 ("retrieve"-incarcare)`, `STUDIU_Q`], care conține un exemplu foarte simplu pentru considerațiile de mai sus.

* Să se deseneze schema și să se calculeze $H(s)$, Q , f_0 , f_{osc} .

* Să se facă analiză tranzitorie [`A (analiza)`, `1 (tranzitorie)`, (observarea parametrilor analizei), `Y ("yes"-confirmare parametri)`].

- La intrare s-a dispus un generator de impulsuri, simulabil de μCAP ca formă de undă programabilă, tip $V(T)$, disponibil în biblioteca de modele în categoria a 4-a, sub denumirea `PULS`, cu baza impulsului la 0 și palierul sau la 5V, cu întârziere 0 pînă la primul front urcător, care durează 0,01 s, frontul coborîtor după încă 0,1 s (deci palier de 100 ms), avînd tot durata de 0,01 s, și cu perioadă totală de 1s.

* Să se deseneze formele de undă, să se determine aproximativ numărul de perioade de ondulație în 1-ul interval de 1ms și să se compare cu valoarea calculată pentru f_{osc} .

* Să se facă analiză de curent alternativ [`A, 2 (c.a.)`, (observarea parametrilor analizei), `Y`] și să se deseneze caracteristica $|H(j\omega)|$.

* Să se modifice `R`, [(cursor pe unul din capetele `R`), `Z ("zap"-modificare)`, (`<Enter>`), o dată sau de 2 ori, pînă clipește simbolul `R`), `C ("change"-schimbare)`, `1 (\Omega)` /respectiv `10 (\Omega)`] și să se reia analiză tranzitorie, [`A, 1, Y`] și de c.a., [`A, 2, Y`], observînd modificările aparute.

Programele `FILTRE*` calculează cele mai simple (și deci cele mai ieftine) filtre ce satisfac exigențele de proiectare.

Structura filtrelor implementate este urmatoarea:

- n par <- cascada de sectiuni tip pereche de poli (PP)
- n impar <- cascada de sectiuni tip pereche de poli (PP),
cu o sectiune auxiliara tip pol real (PR)
 - pt. UAF42, sectiunea auxiliara
poate fi implementata cu cel de al
4-lea AO, disponibil pe chip

Cu proceduri auxiliare (vezi si lucrarea de laborator nr. 3),
programele se pot utiliza si in proiectarea filtrelor eliptice Cauer-
Cebisev, cele mai ieftine in practica dar cele mai "scumpe" in teorie.

2. Studiul FARC cu Reactii Multiple si al FARC Sallen-Key

Programul FILTRE2 proiecteaza FTJ, pina la ordinul 8, de tip Butterworth,
Bessel si Cebisev, pe baza topologiilor Rouch ("cu reactii multiple" (RM)),
sau Sallen-Key (SK) (inclusiv cu cistig unitar (SK1) - AO e utilizat ca
repetor (buffer)) - vezi fig.1.

Comparativ cu topologia RM, SK1 are avantajul unui numar minim de componente
(doar doua rezistoare).

Se intilnesc in practica si realizari combinate RM + SK.

Pentru toate RM-PP, precum si pentru SK-PP cu $Q \leq 1$, trebuie ca
(banda A_0) $\geq 100 \cdot K \cdot Q \cdot f_0$ (unde K este cistigul de curent
continuu, al amplificatorului propriu).

[regula poate fi extinsa si la sectiunile PR considerind un "factor
de calitate" fictiv, $Q = 0,5 \Rightarrow$ (banda A_0) $\geq 50 \cdot K \cdot f_0$;
(in cazul PR, uzual, $K=1$) ; aceeaasi regula simplificata, poate fi
extinsa si la sectiunile UAF42-PP_{1..6} (mai ales la cele FTJ sau
PTB), desi $Q \neq 0,5$: (banda A_0) $\geq 50 \cdot K \cdot f_0$]

Pentru SK-PP cu $Q > 1$, (banda A_0) $\geq 100 \cdot K \cdot Q^3 \cdot f_0$.

Senzitivitatile relative ale f_0 si Q se calculeaza in raport cu
variatiile rezistentelor, capacitatilor si cistigului K, de curent continuu,
al amplificatorului propriu (pt. RM, $K = R_2/R_1$,
pt. SK, $K = 1 + R_4/R_3$, (= 1 pt SK1)).

Pentru RM si SK,

$$S_R^{f_0} = \frac{d(\ln f_0)}{d(\ln R)} = \pm 0,5 ; \quad S_C^{f_0} = 0,5 ; \quad S_K^{f_0} = 0 ;$$

(pentru toate R,C componente) .

0 unitate de masura care specifica implicit tipul relativ al
senzitivitatii este (% / %) .

Pentru RM - PP :

$$S_C^Q = \pm 0,5, \quad S_R^Q = \pm \frac{R_2 - R_3 - K \cdot R_3}{2 (R_2 + R_3 + K \cdot R_3)}, \quad (\text{sub } \pm 0,5)$$

$$S_K^Q = \frac{K \cdot R_3}{R_2 + R_3 + K \cdot R_3}, \quad (\text{sub } 1)$$

Pentru SK1 - PP :

$$S_C^Q = 0,5, \quad S_R^Q = \pm \frac{R_1 - R_2}{2 (R_1 + R_2)}, \quad (\text{sub } \pm 0,5)$$

si $Q^2 < S_K^Q < 2 \cdot Q^2$ (programul FILTREC2 selecteaza valori

de componente astfel ca S_K^Q e mai aproape de Q^2 decit de $2 \cdot Q^2$,
reducind la minimum posibil senzitivitatea).

Asadar topologia RM are avantajul unor senzitivitati relativ mici ale f_0 si Q la variatiile componentelor.

Topologia Sallen-Key este preferata pentru Q mici (uzual, $Q_{pp} < 3$), in situatiile in care conteaza precizia amplificarii (cu maximum de precizie evident pentru AO utilizat ca buffer (cu intrarea inversoare legata la iesire)). Exista si situatii in care SK e preferata lui RM si pentru Q mari si anume la implementarea filtrelor de inalta frecventa unde C_1 din sectiunea RM rezulta prea mic pentru rezistoarele uzuale, devenind comparabil cu capacitatile parazite.

* Cu ajutorul programului FILTREC2, se proiecteaza diferite implementari pentru un FTJ de ordinul $n=5$, cu $f_{tajere} = 20$ kHz, se vizualizeaza caracteristicile si se completeaza tabelele urmatoare.

* Se retine, ca referinta, caracteristica Butterworth - RM, [S - salvare] si se compara, la momentul potrivit, [R - rechemare], cu caracteristicile curente Cebisev RM si Bessel RM, prin afisare pe acelasi grafic.

				R ₁	R ₂	R ₃	R ₄	C ₁	C ₂	
S B U T E R W O R T H M	Valori	Real								
		A								
	componente	B								
		Real								
	Senzitivitàti	A								
		S.. f ₀ , S.. Q	B							
	Cistig			f ₀	Q	Banda AO	Cistig(f ₀)	Faza(f ₀)		
	Real			c.c.		necesara				
	A									
	B									
Cistig total (f taiere) :										
				R ₁	R ₂	R ₃	R ₄	C ₁	C ₂	
S B U T E R W O R T H M	Valori	Real								
		A								
	componente	B								
		Real								
	Senzitivitàti	A								
		S.. f ₀ , S.. Q	B							
	Cistig			f ₀	Q	Banda AO	Cistig(f ₀)	Faza(f ₀)		
	Real			c.c.		necesara				
	A									
	B									
Cistig total (f taiere) :										

- riplu 3 dB -				R ₁	R ₂	R ₃	R ₄	C ₁	C ₂
C	Valori	Real							
		componente	A						
E	Senzitivitati		Real						
		A							
I	S.	f ₀ , Q	Real						
			A						
E	M	S.	f ₀ , Q	Banda AO	necesara	Cistig(f ₀)	Faza(f ₀)		
								Real	
V	A								
		B							
Cistig total (f taiere) :									

				R ₁	R ₂	R ₃	R ₄	C ₁	C ₂
B	Valori	Real							
		componente	A						
E	Senzitivitati		Real						
		A							
S	R	S.	f ₀ , Q	Real					
				A					
E	M	S.	f ₀ , Q	Banda AO	necesara	Cistig(f ₀)	Faza(f ₀)		
								Real	
L	A								
		B							
Cistig total (f taiere) :									

* Se deseneaza schemele RM pentru implementarile Chebisev si Bessel.

* Se editeaza schemele cu μ CAP, folosind amplificatorul operational "AO" din biblioteca cu modele de dispozitive si circuite electronice si se verifica prin simulare de curent alternativ performantele prescrise. Fisierile de analiza sint disponibile si pe disc, sub denumirea CEBISEV.NET si respectiv BESSEL.NET.

* Se introduce la intrarea celor doua filtre acelasi generator de impulsuri, PULS, utilizat si in studiul introductiv.

* Se face o analiza de regim tranzitoriu a celor doua filtre, pentru a observa cele doua cazuri extreme calitativ din punct de vedere al raspunsului la treapta. Fisierile de analiza sint disponibile si pe disc, sub denumirea CEBISEV2.NET si respectiv BESSEL2.NET.

3. Studiul FARC bi-quad

Programul FILTRE42 proiecteaza FTJ, FTS, FTB, FOB pina la ordinul 10, tip Butterworth, Bessel, Cebisev si Cebisev invers pe baza topologiei KHN - Biquad.

Programul FILTRE42 selecteaza automat sub-circuitele cu UAF42 pentru configuratia cascada a filtrului ce satisface exigentele proiectarii. Topologia poate fi stabilita automat sau prin impunerea de catre utilizator a caracterului ne-/-inversor al sub-circuitelor pentru perechile de poli UAF42-PP_{1..6}.

Programul furnizeaza valorile componentelor exterioare necesare implementarii si schema bloc a filtrului cu ordinea de interconectare a blocurilor componente ; blocurile componente, PP_{1..6}, cu notatiile utilizate si cu iesirile lor FTS, FTB, FTJ si AUX, sint prezentate in detaliu in fig. 2, 3, 4.

FILTRE42 realizeaza, daca e posibil, filtre cu amplificare unitara in banda de trecere ; daca nu se poate realiza decit un cistig sub-unitar, acesta e afisat pe schema bloc. Utilizatorul mai poate adauga un amplificator sau atenuator auxiliar.

FARC integrate universale, de a caror categorie tine si Burr-Brown UAF42, pot fi configurate ca FTJ, FTS, FTB, FOB. Arhitectura interna este de tip KHN (Kerwin-Huelsman-Newcomb), cu o sectiune PP formata dintr-un sumator si doua celule integratoare Miller (pentru implementarea FTJ, FTS, FTB), avind AO cu TEC la intrare. Avantajul lor deosebit este integrarea a doua capacitatoare precise 1000pF, 0,5% , a patru rezistente identice 50 k Ω , 0,5% ca si inculderea, pe acelasi chip, a unui AO suplimentar, identic cu celelalte 3 AO, pentru etaje aditionale sau pentru formarea FOB impreuna cu sectiunea KHN.

O celula UAF42-PP_{1..6} e reprezentata functional, asa cum s-a aratat in consideratiile preliminare, de factorul de calitate Q si frecventa naturala f_0 . Valorile acestor parametri pot fi proiectate prin calculul rezistoarelor exterioare (R_{F1} , R_{F2} pt. f_0 si R_0 pt. Q).

La joasa frecventa (pentru $f_0 < 10$ Hz), se impune, in general, adaugarea unor capacitatoare exterioare, intrucit R_{F1} , R_{F2} si R_0 (calculate pentru implementarea fara capacitatoare exterioare), pot sa rezulte prea mari ; valori peste 5M Ω sint deja comparabile cu reactantele capacitive si, de aceea, nu pot garanta performantele prestabilite. Pentru $10 \text{ Hz} \leq f_0 \leq 32 \text{ Hz}$ se poate recurge la o solutie de compromis, cu $R_{2A} = 5,49 \text{ k}\Omega$, exterioara, in paralel cu R_2 interna, pentru a reduce R_{F1} , R_{F2} in raport $\sqrt{10}$.

R_{2A} e necesara in paralel cu R_2 , pe de-alta parte, si la frecvente f_0 peste 10 kHz, pentru a imbunatati stabilitatea.

La toate UAF42-PP inversoare (ca si la cele neinversoare cu $Q < 0,57$) e necesara rezistenta exterioara R_G care determina si cistigul filtrului.

FILTRE42 foloseste in proiectare urmatoarele sub-circuite:

UAF42-PP₁ - sub-circuit neinversor, de tip pereche de poli complex conjugati, folosit implicit de program, in modul auto pentru topologie, in toate FTB . Configuratia permite combinatia dintre cistigul unitar in banda de trecere si Q mari (pina la 400). Nu e nevoie de rezistorul exterior R_G pentru fixarea cistigului, asa ca numarul de componente externe e minim.

UAF42-PP₂ - sub-circuit neinversor; de tip pereche de poli complex conjugati, folosit pentru $Q < 0,57$, cu rezistor exterior R_G pentru fixarea cistigului.

UAF42-PP₃ - sub-circuit inversor, de tip pereche de poli complex conjugati, folosit implicit de program, in modul auto pentru topologie, in toate FTJ si FTB . Configuratia necesita rezistorul exterior R_G pentru fixarea cistigului (pentru $R_G = 50 \text{ k}\Omega$, cistigul in banda de trecere este unitar).

UAF42-PP₄ - sub-circuit neinversor, de tip [pereche de poli complex conjugati ; zero imaginar] - "filtru rejector", obtinut prin sumarea iesirilor FTJ si FTS cu AO auxiliar A_4 , folosit implicit de program, in modul auto pentru topologie, in toate F -OB si -Cebisev Invers cu $Q > 0,57$). Nu e nevoie de rezistorul exterior R_G pentru fixarea cistigului, asa ca numarul de componente externe e minim.

UAF42-PP₅ - sub-circuit neinversor, de tip [pereche de poli complex conjugati ; zero imaginar] - "filtru rejector", obtinut prin sumarea iesirilor FTJ si FTS cu AO auxiliar A_4 , folosit implicit de program, in modul auto pentru topologie, in toate F -OB si -Cebisev Invers cu $Q < 0,57$, cu rezistor exterior R_G pentru fixarea cistigului.

UAF42-PP₆ - sub-circuit inversor, de tip [pereche de poli complex conjugati; zero imaginar] - "filtru rejector", obtinut prin sumarea iesirilor FTJ si FTS cu AO auxiliar A_4 , folosit pentru toate F -OB si -Cebisev Invers cind utilizatorul impune topologia inversoare. Configuratia necesita rezistorul exterior R_G pentru fixarea cistigului.

Pentru filtrele de ordin impar, pe linga sub-circuitele UAF42-PP_{1..6} se impune adaugarea la intrare a unui FTJ sau FTS cu un pol real, ca in fig.1

Pentru o implementare calculata cu $f_0 > 3\text{kHz}$ si produsul $f_0 \cdot Q > 100 \text{ kHz}$, limitele functionale ale UAF42 pot duce la scaderea cistigului sau la un factor de calitate eronat. Aceste erori sint prevenite prin scaderea automata ("compensarea") lui Q printr-un algoritm ce ia in considerare erorile estimate. Programul afiseaza factorul de calitate teoretic, Q^* si cel compensat, Q_{COMP} .

FTJ Cebisev Invers de ordin impar pot fi simplificate prin eliminarea sectiunii FTJ cu pol real (din varianta proiectata de FILTRE42) si formarea polului real in primul sub-circuit de tip [pereche de poli complex conjugati ; zero imaginar] :

pe baza configuratiei initiale furnizate de program (v.fig.2,3,4), se determina elementele care difera in configuratia modificata, fara filtru cu pol real la intrare :

(C_1 in varianta modificata) = (C_p din varianta initiala)
 (R_{Z3} in varianta modificata) = (R_p din varianta initiala)
 (R_{Z1} in varianta modificata) = ($R_{Z1} \cdot R_p / R_{Z3}$ din varianta initiala)
 (R_{Z2} in varianta modificata) = ($R_{Z2} \cdot R_p / R_{Z3}$ din varianta initiala)

-observatii: R_{Z1} , R_{Z2} s-au re-ajustat pentru a pastra aceeasi amplificare la sumatorul A_4 .
 Daca R_{Z1} sau R_{Z2} rezulta sub 2 k Ω , ceea ce supra-incarca iesirile A_3 , respectiv A_1 , se recomanda scaderea C_p si cresterea proportionala a R_p pentru pastrarea polului real, ca faza intermediara inaintea modificarilor ce vor duce la marirea, cu acelasi factor de proportionalitate, a lui R_{Z1} si R_{Z2} .

* Se proiecteaza un FARC - TJ - cu atenuare 40 dB, destinat echipamentelor de comunicatii de aviatie. Pentru a obtine rejectie totala la 400 Hz, in banda de blocare, se alege tipul Cebisev Invers

cu $f_{taiere} = 347$ Hz.

-frecventa de 400 Hz e standardizata international pentru instalatia de curent alternativ a aeronavelor si a fost stabilita initial pentru actionarile la distanta ale "selsinelor" (cadre mobile bobinate, foarte raspindite in aparatura de bord) - se explica astfel de ce este cu cca. un ordin de marime peste frecventa standardizata pentru utilizari industriale, casnice, etc.

* Cu ajutorul programului FILTRE42, se proiecteaza filtrul, se vizualizeaza caracteristicile si se completeaza tabelul:

Cistig (f=400 Hz):					Faza (f=400 Hz):				
S U B C I R C U I T	1	Tip	f_0	Q	f_z	$R_{F1,2}$	R_Q	R_G	R_{2A}
		$C_{ext.}$	R_p	C_p	R_{Z1}	R_{Z2}	R_{Z3}	Cistig	-
2	Tip	f_0	Q	f_z	$R_{F1,2}$	R_Q	R_G	R_{2A}	
	$C_{ext.}$	R_p	C_p	R_{Z1}	R_{Z2}	R_{Z3}	Cistig	-	
Cistigul total :					$V_{in, max.} :$				

* Se face modificarea explicata mai sus si se deseneaza schema echivalenta de implementare cu UAF42.

* Se editeaza noua schema cu μ CAP, folosind AO "UAF42" din biblioteca cu modele de dispozitive si circuite electronice si se verifica prin simulare de curent alternativ performantele prescrise. Fisierul de analiza se denumeste UAF1.NET.

Atentie ! - pentru rezistentele peste $1M\Omega$ se recomanda notatia exponentiala "E6" , intrucit μ CAP nu distinge majusculele de minuscule si considera sufixul "M" ca fiind "mili-".

Intrebari:

I) De ce la punctul (1.) ultima sectiune a filtrului Butterworth are acelasi Q atit pentru implementarea RM cit si pentru SK ?

II) Care este justificarea urmatoarelor consideratii de implementare ?

a) In implementarea recomandata, etajele cu Q mici preced pe cele cu Q mare, pentru a evita saturarea AO datorita supra-crestelor semnalului de iesire (semnalul ajuns la etajele de iesire e atenuat de etajele de intrare). In cazul particular FILTRE42, programul afiseaza la intrarea fiecarei scheme bloc tensiunea maxima virf-virf de la intrare pentru alimentarea cu tensiuni continue $\pm 15V$ Pentru aplicatii cu tensiuni de alimentare mai mici, intrarea va fi micorata proportional de utilizator, eventual prin inserarea unui atenuator de intrare.

b) Rezistoare peste $100\ k\Omega$ (inclusiv rezistenta de scalare a filtrului) se recomanda in implementare doar pentru AO cu TEC la intrare.

c) Daca amplificatorul auxiliar A_4 din UAF42 e nefolosit se recomanda conectarea sa ca repetor cu intrarea la masa, pentru a tine intrarile si iesirile in zona functionarii lineare, spre a evita anomaliiile de polarizare care ar putea afecta si celelalte AO de pe chip.

d) La temperaturi peste $70^\circ C$ cresc erorile si zgomotul datorate curentilor de polarizare la intrare.

e) Zgomotul propriu rezistoarelor creste proportional cu radical din cresterea rezistentei.

f) Pentru filtre de inalta frecventa rezistentele recomandate pentru retelele anexe sint mai mici (sute de Ω) decit uzual.

g) Capacitoarele cu tolerante mici sint mai dificil de obtinut tehnologic, iar cele cu pierderi mici si/sau coeficient de temperatura mic sint mai scumpe.

h) Capacitatea de intrare in AO, pe mod comun, trebuie, eventual considerata in calcule (doar pentru SK), de exemplu, in sectiunea SK1 - PR, daca depaseste 0,25% din C_1 , prin adaugarea ei la capacitatea condensatorului C_1 disponibil, in sub-meniul "capacitoare".

i) Selectia AO se face pe criteriile preciziei in curent continuu, zgomotului, distorsiunilor si benzii.

j) In cazul particular al SK1 avem regula simplificata: maximul local de amplificare de la f_{osc} . ($\approx f_0$) e practic egal cu Q.

k) Viteza de crestere (slew rate (SR)) a AO trebuie sa fie peste $[\pi \cdot V_{o,v-v} \cdot (banda\ filtrului)]$

- de exemplu, un FTJ de 100 kHz, 20 V $v-v$ la iesire, necesita un AO cu $SR > 6,28 \text{ V} / \mu\text{s}$

"Slew-rate", poate fi calculat aproximativ ca derivata in momentele trecerii prin zero (cind panta e maxima), a unei sinusoide de frecventa maxima si de excursie maxima acceptate de AO.

l) Alegerea capacitoarelor e determinanta pentru performantele filtrului. Conteaza esential rezistentele si inductantele parazite ale capacitoarelor, care limiteaza factorii de calitate.

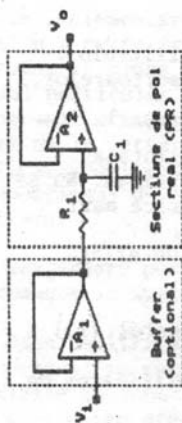
Capacitoarele recomandate sint de tip: ceramice NPO, cu mica argintata, policarbonat metalizat sau, pina la 85°C, polipropilen sau polistiren. Nu se recomanda capacitoarele ceramice obisnuite cu constante dielectrice mari.

III) Sa se justifice metoda de modificare a FTJ Cebisev Invers detaliata anterior.

IV) Sa se justifice formulele senzitivitatilor prezentate la punctul (1.) .

V) De ce este constant produsul amplificare·banda pentru un amplificator de tensiune alcatuit dintr-un AO si o retea rezistiva de reactie negativa, indiferent de configuratia si de valorile acesteia ?

fig. 1

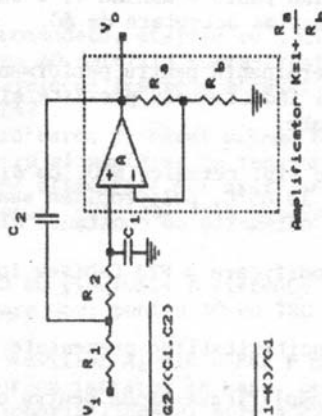


Sectione SALLEN-KEY tip FTJ de ordinul 2
pentru o pereche de poli (PP)
complex conjugati.

$$K = \frac{G1 \cdot G2}{C1 \cdot C2}$$

$$\frac{V0}{V1} = \frac{s^2 + s \cdot E \cdot (G1 + G2) / C2 + G2 \cdot C1 \cdot K / C1 + G1 \cdot G2 / (C1 \cdot C2)}$$

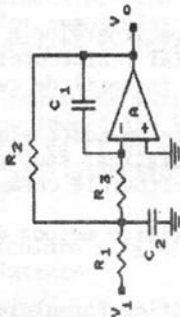
$$\omega_0 = \sqrt{\frac{G1 \cdot G2}{C1 \cdot C2}} \quad \theta = \frac{\sqrt{\frac{G1 \cdot G2}{C1 \cdot C2}}}{(G1 + G2) / C2 + G2 \cdot C1 \cdot K / C1}$$



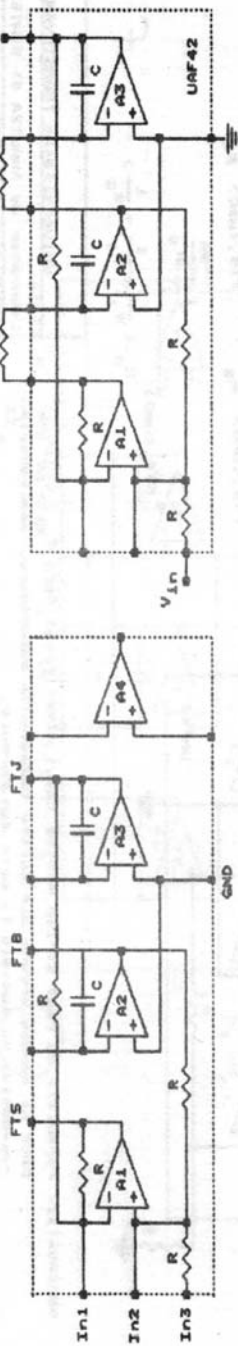
Sectione cu REACTII MULTIPLE tip FTJ de ordinul 2
pentru o pereche de poli (PP)
complex conjugati.

$$\frac{V0}{V1} = \frac{s^2 + s \cdot (G1 + G2 + G3) / C2 + G2 \cdot G3 / (C1 \cdot C2)}{-G1 \cdot G3 / C1 \cdot C2}$$

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{G2 \cdot G3}{C1 \cdot C2}} \quad \theta = \frac{\sqrt{\frac{G2 \cdot G3}{C1 \cdot C2}}}{(G1 + G2 + G3) / C2}$$



Universitatea TRANSILVANIA Brasov
Titlu Laborator de ANALIZA SI SINTEZA CIRCUITELOR
Size Document Number Analiza F.A.R.C. REV B
Date: July 1, 1994 Sheet 1 of 3



UAF42 - Structura Interna

$R = 50 \text{ k}$, $\pm 0,5 \text{ X}$
 $C = 1 \text{ nF}$, $\pm 0,5 \text{ X}$

Implementare tip Kerwin-Huelsman-Newcomb (KHN)
 a unui FTJ bi-mulad tip Cebisev, cu cistig
 unitar, $f_{\text{talara}} = 10 \text{ kHz}$, $\text{ripolu} = 1,25 \text{ dB}$

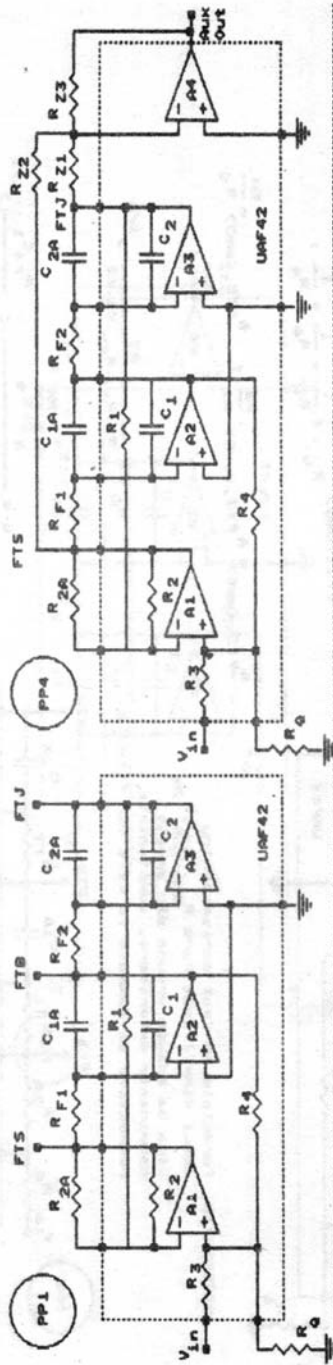
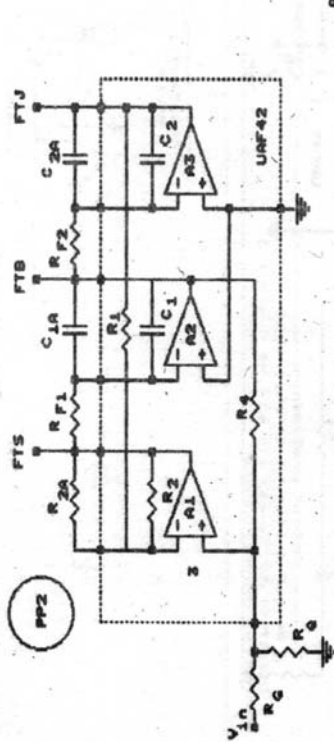
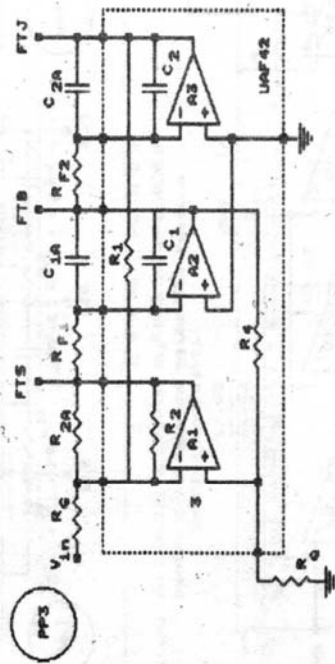


fig. 2

Universitatea TRANSILVANIA Brasov	
Laborator de ANALIZA SI SINTEZA CIRCUITELOR	
Size Document Number	REV
A	B
Analiza F.A.R.C.	
DATE:	JULY 1, 1994 Sheet 2 of 2



OBSERVATIE: Formulele au fost scrise pentru cazul simplificat fara R_{2A} , C_{1A} , C_{2A} .
 Daca se adauga vreuna din aceste componente exterioare, admitantele respective se sumeaza la cele din formule.



OBSERVATIE: Formulele au fost scrise pentru cazul simplificat fara R_{2A} , C_{1A} , C_{2A} .
 Daca se adauga vreuna din aceste componente exterioare, admitantele respective se sumeaza la cele din formule.
 Daca $R_G = 50 \text{ k}$, in locul lui se poate folosi R_3 intern.

$$u_0 = \left(\frac{R_2}{R_1 \cdot R_{F1} \cdot R_{F2} \cdot C_1 \cdot C_2} \right)^{1/2}$$

$$Q = \frac{R_4 \cdot (R_G + R_0)}{1 + \frac{R_2}{R_1}} \cdot \left(\frac{R_2 \cdot R_{F1} \cdot C_1}{R_1 \cdot R_{F2} \cdot C_2} \right)^{1/2}$$

$$A_{FTJ, \text{cu } u_0} = \frac{1}{R_G \cdot \left(\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_0} + \frac{1}{R_4} \right)}$$

$$A_{FTS, \text{cu } u_0} = A_{FTJ, \text{cu } u_0} \cdot \frac{R_2}{R_1}; \quad A_{FTB, \text{cu } u_0} = \frac{R_4}{R_G}$$

$$u_0 = \left(\frac{R_2}{R_1 \cdot R_{F1} \cdot R_{F2} \cdot C_1 \cdot C_2} \right)^{1/2}$$

$$Q = \frac{1 + \frac{R_4}{R_G}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_G}} \cdot \left(\frac{R_{F1} \cdot C_1}{R_1 \cdot R_{F2} \cdot C_2} \right)^{1/2}$$

$$A_{FTJ, \text{cu } u_0} = \frac{R_1}{R_G} \quad A_{FTS, \text{cu } u_0} = \frac{R_2}{R_G} \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_4}{R_G}}$$

$$A_{FTB, \text{cu } u_0} = \frac{R_4 \cdot \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_G} \right)}{1 + \frac{R_4}{R_G}}$$

fig. 3

Titlu		Universitatea TRANSILVANIA Brasov
Laborator de Analiza si Sinteza Circuitelor		
Senz Document Number		RSV
A	Analiza F.A.R.C.	
B	DATE: JULI 1, 1994 East	

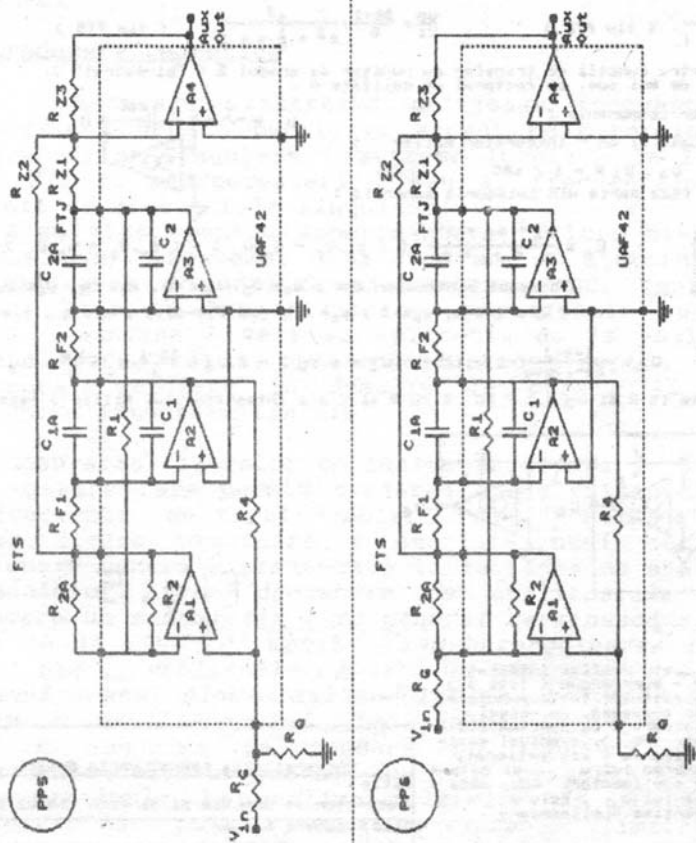
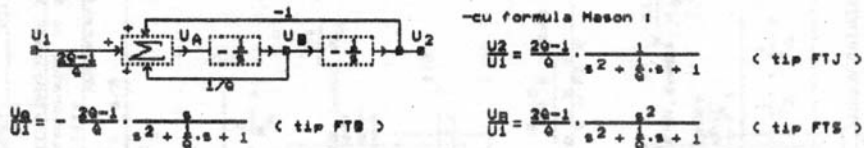


fig. 4

Universitatea TRANSILVANIA Braşov
 Titlu
 Laborator de ANALIZA SI SINTEZA CIRCUITELOR
 Size Document Number
 A Analiza F.A.R.C.
 B
 Date: Jul 14, 1994 Sheet 4 of 4

F.A.R.C. Biquad ("bi-patrat") Kerwin-Huelsman-Newcomb ("KHN")

Schema bloc (in forma Mason) :

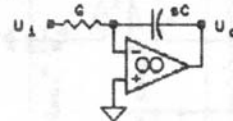


Schema e proiectata pentru functii de transfer cu numitor de gradul 2 ("bi-patrat"), scris in forma normalata de mai sus, cu factorul de calitate Q .

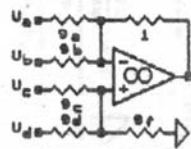
Implementarea blocurilor componente :

- blocul (- 1 / s) poate fi un " integrator Miller " :

$$U_o / U_i = - 1 / sRC$$



- sumatorul de intrare face parte din categoria generala :



$$U_o = \frac{e_a + e_b + 1}{e_c + e_d + e_f} \cdot [(e_c \cdot U_c + e_d \cdot U_d) - (e_a \cdot U_a + e_b \cdot U_b)]$$

In cazul particular KHN , $U_a = U_2$, $U_c = U_1$, $U_d = U_B$, $U_o = U_A$,
[$e = 1/Q$], $e_a = 1$, $e_b = 0$, $e_c = (2Q-1) \cdot e$, $e_d = e$, $e_f = 0$

$$U_A = \frac{1+Q+1}{(2Q-1)Q} \cdot [e \cdot (2Q-1) \cdot U_1 + e \cdot U_B] - 1 \cdot U_2 = \frac{2Q-1}{Q} \cdot U_1 - \frac{U_B}{Q} - U_2$$

Schema efectiva, normalata la R si $\omega_0 = 1 / RC$ (cu R si C ale integratorului Miller) este :

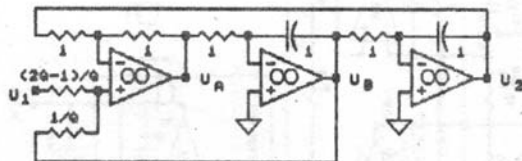


fig. 5

Filtrul bi-quad se poate realiza integrat (de exemplu, UAF42 - Burr-Brown (1992))
Sint disponibile in exterior toate punctele de conexiune, dar se anexeaza, de obicei, doar cele doua rezistoare (cu ADMITANTELE normalate $(2Q-1)/Q$ si $1/Q$), eventual semi-reglabile) pentru fixarea Q si, optional, daca se doreste scaderea lui ω_0 , si cele 4 rezistoare identice suplimentare sau, daca se doreste cresterea lui ω_0 , cele 2 doua capacitoare identice suplimentare .

Universitatea TRANSILVANIA Brasov	
Title Laborator de ANALIZA SI SINTEZA CIRCUITELOR	
Size Document Number A	REV B
Date: July 2, 1994	Sheet 1 of 1