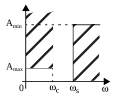
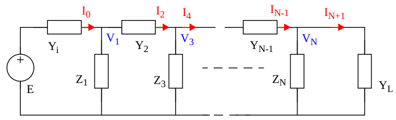
Syntes av leapfrogfilter

1. Utgå från en filterspecifikation för en viss filtertyp. Genomför eventuella transformationer mellan BP/HP/LP/BS.



2. Identifiera gradtal och komponentvärden med till exempel tabellsamling för ett passivt filter.

3. Inför strömmar och spänningar i nätet.



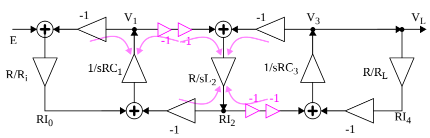
4. Notera sambanden mellan spänningar och strömmar.

$$I_0 = Y_i(E - V_1),\ V_1 = Z_1(I_0 - I_2),\ \ldots$$
$$I_{2k} = Y_{2k}(V_{2k-1} - V_{2k+1}),\ V_{2k+1} = Z_{2k+1}(I_{2k} - I_{2(k+1)}),\ \ldots$$
$$I_{N+1} = Y_L(V_N - 0),\ V_N = V_L \text{ (beroende på gradtal).}$$

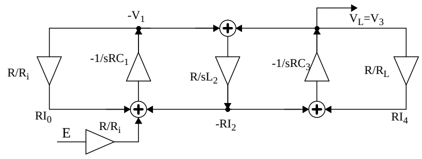
5. Normera alla ekvationer med en konstant R så att alla variabler är av spänningstyp.

$$RI_0 = RY_i(E - V_1),\ V_1 = \frac{Z_1}{R}(RI_0 - RI_2),\ \ldots$$
$$RI_{2k} = RY_{2k}(V_{2k-1} - V_{2k+1}),\ V_{2k+1} = \frac{Z_{2k+1}}{R}(RI_{2k} - RI_{2(k+1)}),\ \ldots$$
$$RI_{N+1} = RY_L(V_N - 0),\ V_N = V_L \text{ (beroende på gradtal).}$$

6. Skapa ett signalflödesschema enligt ekvationerna.



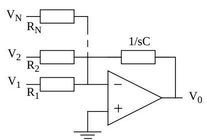
Nätet modifieras genom att dra -1 genom nätet och istället notera negativa spänningar:



Det ses att varje förstärkning från summerarna är en integrator, $K\frac{1}{s}$. Ingången till integratorn är dessutom summan av ett antal signaler.

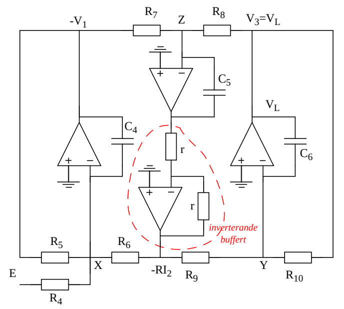
En summerande integrator kan realiseras med aktiva komponenter. Överföringsfunktionen för en summerande integrator blir:

$$V_0 = -\frac{1}{sC}\left(\frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} + \ldots + \frac{V_N}{R_N}\right)$$



Observera att det är en inverterande integrator. Därmed måste en inverterande buffer användas för förstärkaren i mitten i signalflödesschemat.

Detta ger en struktur enligt nedan. Det återstår att bestämma komponentvärdena för kretsen. Detta kan göras genom att jämföra signalflödesschemat och leapfrogschemat. Varje term som summeras och integreras jämförs var för sig:



Leapfrog Signalflödesschema Resultat

$$[-V_1]_E = -\frac{1}{sC_4}\cdot\frac{E}{R_4}\ [-V_1]_E = \frac{R}{R_i}\cdot -\frac{E}{sRC_1} = -\frac{E}{sR_iC_1}\ C_4R_4 = C_1R_i$$

$$[-V_1]_{-V_1} = -\frac{1}{sC_4}\cdot\frac{V_1}{R_5}\ [-V_1]_{-V_1} = \frac{R}{R_i}\cdot -\frac{-V_1}{sRC_1} = -\frac{-V_1}{sR_iC_1}\ C_4R_5 = C_1R_i$$

$$[-V_1]_{-RI_2} = -\frac{1}{sC_4}\frac{-RI_2}{R_6}\ [-V_1]_{-RI_2} = -\frac{1}{sRC_1}(-RI_2)\ C_4R_6 = C_1R$$

$$[-RI_2]_{-V_1} = -\frac{(-1)}{sC_5}\cdot\frac{-V_1}{R_7}\ [-RI_2]_{-V_1} = \frac{R}{sL_2}(-V_1)\ C_5R_7 = L_2/R$$

$$[-RI_2]_{V_3} = -\frac{(-1)}{sC_5}\cdot\frac{V_3}{R_8}\ [-RI_2]_{V_3} = \frac{R}{sL_2}V_3\ C_5R_8 = L_2/R$$

$$[V_3]_{-RI_2} = -\frac{1}{sC_6}\frac{-RI_2}{R_9}\ [V_3]_{-RI_2} = -\frac{1}{sRC_3}(-RI_2)\ C_6R_9 = C_3R$$

$$[V_3]_{V_3} = -\frac{1}{sC_6R_{10}}\frac{V_3}{}\ [V_3]_{V_3} = -\frac{1}{sRC_3}\frac{R}{R_L}V_3 = -\frac{V_3}{sC_3R_L}\ C_6R_{10} = C_3R_L$$

En bra start för att lösa alla ekvationer är att ansätta att alla kapacitanser skall vara lika stora. Välj till exempel

$$C_4 = C_5 = C_6 = 30nF$$

Dessa värden väljs till ungefär lika med de värden som hittades i stegnätet, detta borde ge rimliga värden på resistanserna (se nedan). Ur ekvationerna kan också ses att

$$R_4 = R_5 = \frac{C_1R_i}{C_4} = \frac{36.3nF\cdot 1k\Omega}{30nF} = 1.21k\Omega \text{ och } R_{10} = \frac{C_3R_L}{C_6} = 1.21k\Omega$$

Man kan också se att

$$R_6 = R_9 = \frac{C_1R}{C_4} \text{ och att } R_7 = R_8 = \frac{L_2}{C_5R}$$

Välj för symmetris skull $R_6 = R_7 = R_8 = R_9$ vilket ger att

$$R^2 = \frac{L_2C_4}{C_1C_5} \Rightarrow R = \sqrt{L_2/C_1} = 1000\sqrt{72.6/36.3} \approx 1.41k\Omega$$

Slutligen fås då att $R_6 = R_7 = R_8 = R_9 = 1.21\cdot 1.41k\Omega \approx 1.71k\Omega$.

Sista resistansvärdet som inte påverkar några utsignaler är r. Välj r så att den är lika stor som någon av de andra resistanserna, till exempel $r = R_6 = 1.71k\Omega$.

Därmed är alla komponentvärden valda, ett annat alternativ skulle vara att välja kondensatorerna på ett sådan sätt att även $R_4 = R_5 = R_{10} = R$ ($C = 25.7nF$). Notera att R_4 kan väljas på ett sådant sätt att överföringsfunktionen vid likström blir lika med 1. Detta åstadkommes genom att halvera R_4.

Uppgift 1.23

Ett allpassfilter skall kaskadkopplas med ett lågpassfilter.
Systemfunktionen för AP-filtret ges av

$$H(s) = K\frac{(s-a)^2 + b^2}{(s+a)^2 + b^2},\ a = 0.928682 \text{ och } b = 0.429543$$

där värdena är normerade med avseende på $\omega_0 = 2\pi\cdot 4.5$ krad/s. (Frekvensen avser 3dB-gränsen).
LP-filtret skall vara ett tredje ordningens aktivt Butterworthfilter.

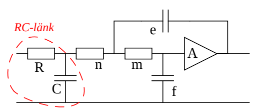
I tabell fås att de normerade polerna för filtret ligger i

$$p_1 = -1 \text{ och } p_{2,3} = -\frac{1}{2}(1 \pm j\sqrt{3}).$$

Polerna avnormeras med

$$\omega_{0p} = \omega_0\varepsilon^{-1/N} = 9000\pi[\sqrt{10^{0.1\cdot 3} - 1}]^{-1/3} \approx 38 \text{ krad/s.}$$

Använd ett andra ordningens aktivt filter enligt formelsamling sidan 74 (filter 1) – går att använda annan sort – tillsammans med en RC-länk som ger den ensamma reella polen (observera att denna länk egentligen borde vara buffrad). I detta fall (RC-länken) skall polen ges av



$$\frac{1}{RC} = |p_{1,\text{ avnorm.}}| = 1\cdot 38000$$

Välj till exempel $R = n$.

Enligt formelsamlingen kan vi välja en UG-typ (unity gain) och får då kraven:

$$A = 1,\ m = n,\ e = \frac{1}{m\sigma_p},\ e = 4Q^2f$$

Genom att identifiera termerna i överföringsfunktionen med de avnormerade polerna insatta så ses att $2\sigma_p = \omega_0$, dessutom så är definitionsmässigt $Q = \omega_0/2\sigma_p$, detta ger att $e = 4f$.

Välj lämpliga värden på resistanserna $m = n = R = 1k\Omega$, vilket ger att kondensatorerna blir

$$e = \frac{1}{1k\cdot 38000} \approx 26.3nF,\ f = 0.25e = 6.6nF \text{ och } C = e = 26.3nF.$$

För det aktiva AP-filtret måste en aktiv filterlänk hittas som kan realisera nollställen, välj till exempel nummer 26 i formelsamlingen. Överföringsfunktionen är given enligt:

$$\frac{V_2}{V_1} = \alpha\frac{s^2 + s\left(\frac{1}{me} + \frac{1}{ne} + \frac{1}{mf} - \frac{1}{\alpha mf}\right) + \frac{1}{mnef}}{s^2 + s\left(\frac{1}{me} + \frac{1}{ne}\right) + \frac{1}{mnef}}$$

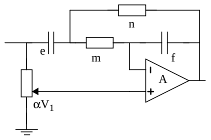
Denna funktion skall överensstämma med det avnormerade AP-filtrets struktur:

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{s^2 - 2a\omega_0 s + (a^2+b^2)\omega_0^2}{s^2 + 2a\omega_0 s + (a^2+b^2)\omega_0^2}$$

Genom att identifiera termerna så fås att

$$\frac{1}{me} + \frac{1}{ne} + \frac{1}{mf} - \frac{1}{\alpha mf} = -2a\omega_0,$$

$$\frac{1}{me} + \frac{1}{ne} = 2a\omega_0, \frac{1}{mnef} = (a^2+b^2)\omega_0^2$$



Dessutom så är det givet att

$$m = n, e = \frac{1}{m\sigma_p}, e = 4Q^2 f,$$

$$\frac{1}{\alpha} = 1 + 2mf(\sigma_p - \sigma_z) \text{ och } \omega_{0z} = \omega_{0p}$$

Välj till exempel $m = n = 1k\Omega$ (samma som för LP-länken).
Detta ger att

$$2 \cdot \frac{1}{e} = 2a\omega_0 m \Rightarrow e = \frac{1}{a\omega_0 m} = \frac{1}{0.928682 \cdot 9000\pi \cdot 1k} \approx 38.1nF$$

$$4Q^2 = \frac{(a^2+b^2)\omega_0^2}{a^2\omega_0^2} = 1 + \left(\frac{b}{a}\right)^2 \approx 1.214, \text{ vilket ger att } f \approx e/1.214 \approx 31.4nF$$

Det sista som måste beräknas är faktorn α.

$$\frac{1}{\alpha} = 1 + 2mf(\sigma_p - \sigma_z) = 1 + 2\frac{1}{e\sigma_p}\frac{e}{4Q^2}2\sigma_p = 1 + \frac{4a^2}{a^2+b^2} = \frac{5a^2+b^2}{a^2+b^2} \Rightarrow \alpha \approx 0.23$$

Därmed är alla värden bestämda.
För att ställa in α så kan en lämplig inställbar resistans väljas, spänningsdelning av V_1.

Uppgift 1.26

Beräkna ett elliptiskt aktivt leapfrogfilter. Avslutningsresistanserna är $1k\Omega$. Filterspecifikationen säger att i

passbandet, $0 < \omega < 2\pi$ krad/s, så är $A_{max} = 0.1$ dB och i

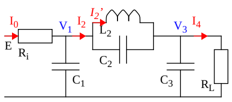
spärrbandet, $\omega > 4\pi$ krad/s, så är $A_{min} > 20$ dB

Bestäm gradtalet med hjälp av formelsamling; $N = 3$.

Detta ger en filterstruktur enligt tabell på sidan 50. Välj $A_{min} = 22.2$ dB ur tabellen, detta ger komponentvärdena:

$C_1' = C_3' = 0.8740$, $C_2' = 0.2411$ och

$L_2' = 0.9083$



Välj resistanserna till $R_i = R_L = 1k\Omega$, dvs $\kappa^2 = 1$. De avnormerade värdena fås genom att

$$C = \frac{C_n}{\omega_0 R_0} \text{ och } L = \frac{R_0}{\omega_0}L_n, \text{ dvs}$$

$$C_1 = C_3 \approx 139.1nF, C_2 \approx 38.4nF \text{ och } L_2 \approx 144.6mH$$

Inför strömmar och spänningar som i uppgift 1.22 och ställ upp ekvationerna som beskriver sambanden samt normera med en hjälpresistans:

$$I_0 = \frac{E - V_1}{R_i} \qquad RI_0 = \frac{R}{R_i}(E - V_1)$$

$$V_1 = \frac{1}{sC_1}(I_0 - I_2) \qquad V_1 = \frac{1}{sRC_1}(RI_0 - RI_2)$$

$$I_2 = \frac{1}{L_2 \parallel C_2}(V_1 - V_3) \qquad RI_2 = \frac{R}{sL_2/(1+s^2L_2C_2)}(V_1 - V_3)$$

$$V_3 = \frac{1}{sC_3}(I_2 - I_4) \qquad V_3 = \frac{1}{sRC_3}(RI_2 - RI_4)$$

$$I_4 = \frac{V_3}{R_L} \qquad RI_4 = \frac{R}{R_L}V_3$$

Det visar sig dock att det inte är speciellt praktiskt att dela upp det på det här sättet för elliptiska filter. Parallellkopplingen av spolen och kondensatorn ger problem. Därför införs en extraström I_2' genom spolen. Formlerna för I_2 modifieras till:

$$RI_2 = RI_2' + sRC_2(V_1 - V_3) \text{ (för spänningarna) och}$$

$$RI_2' = \frac{R}{sL_2}(V_1 - V_3) \text{ (för strömmarna)}$$

På detta sätt kan uttrycket för RI_2 elimineras i ekvationerna för V_1 och V_3:

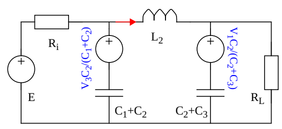
$$V_1 = \frac{1}{sRC_1}(RI_0 - RI_2' - sRC_2(V_1 - V_3)) \Rightarrow$$

$$V_1 = \frac{1}{sR(C_1+C_2)}(RI_0 - RI_2') + \frac{C_2}{C_1+C_2}V_3$$

På samma sätt fås

$$V_3 = \frac{1}{sR(C_2+C_3)}(RI_2' - RI_4) + \frac{C_2}{C_2+C_3}V_1$$

Detta är ett sätt att eliminera den parallellkopplade kondensatorn och flytta dess inverkan till C_1 och C_3 i stället.



På så sätt fås ett analogt nät.

Ur det nya nätet kan signalsambanden återigen sammanfattas:

$$RI_0 = \frac{R}{R_i}(E - V_1)$$

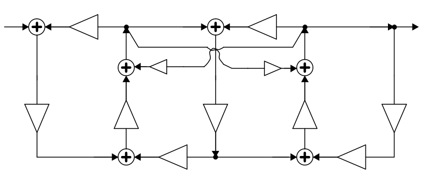
$$V_1 = \frac{1}{sR(C_1+C_2)}(RI_0 - RI_2') + \frac{C_2}{C_1+C_2}V_3$$

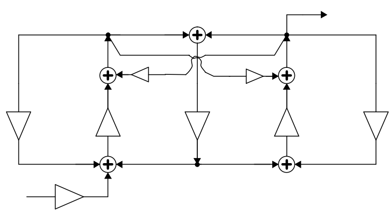
$$RI_2' = \frac{R}{sL_2}(V_1 - V_3)$$

$$V_3 = \frac{1}{sR(C_2+C_3)}(RI_2' - RI_4) + \frac{C_2}{C_2+C_3}V_1$$

$$RI_4 = \frac{R}{R_L}V_3$$

Ur detta kan ett signalflödesschema skapas. Som beskrevs i uppgift 1.22 så kan -1 förstärkarna arrangeras om och ett annat schema erhålls.





Identifiera termerna för att bestämma storlekarna på komponenterna. Antag att resistanserna är lika stora och att alla kapacitanser är lika stora.

Uppgift 1.21

Specifikationen:

$A_{max} < 1.5$ dB i passbandet, $f \leq 1.5$ kHz ($\omega_0 \approx 9.424$ krad/s) och

$A_{min} > 30$ dB i spärrbandet, $f \geq 2.8$ kHz

ger gradtalet $N = 3$.
De normerade polerna fås till (läs i tabellen för $A_{min} = 30.51$ dB – det vore dock smartare att välja ett högre värde på A_{min} för att vara på säkra sidan.)

$$p_{1,2} = -0.18827 \pm j0.97268 \text{ och } p_3 = -0.51387$$

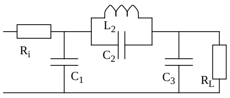
De normerade nollställena blir:

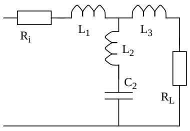
$$z_{1,2} = \pm j1.9165$$

Avnormerade poler och nollställen blir då:
$p_{1,2} \approx -1.774 \pm j9.167$ krad/s, $p_3 = -4.84$ krad/s och $z_{1,2} = \pm j18.06$ krad/s.

Två möjliga nätkonfigurationer.
Antag att $\kappa^2 = 1$, till exempel

$R_i = R_L = 1k\Omega$.





Komponentvärdena blir

$C_1 = C_3 = 1.9460$, $C_2 = 0.3549$

$L_2 = 0.7672$

respektive

$L_1 = L_3 = 1.9460$, $L_2 = 0.3549$

$C_2 = 0.7672$

Värdena avnormeras enligt tabell:

$C = \frac{C_n}{\omega_0 R_0}$ och $L = \frac{R_0}{\omega_0} L_n$

Detta ger värdena

$C_1 = C_3 = 206.5nF$, $C_2 = 37.7nF$ och $L_2 = 81.4mH$ respektive

$L_1 = L_3 = 206.5mH$, $L_2 = 37.7mH$ och $C_2 = 81.4nF$.

och så vidare – kompletteras vid senare tillfälle.

Uppgift 1.24

Rita nätkonfigurationen med GIC-syntes.

Uppgift 1.20

Realisera ett aktivt Chebyshev II-filter.