

6.5.7.

Állapotváltozós módszerrel előállított szűrők

Az előző fejezetekben láttuk, hogy a passzív *RLC* szűrők érzékenysége általában jobb, mint az aktív *RC* szűrők passzív elemekre vonatkoztatott érzékenysége. Ezért kis passzív elemre vonatkoztatott érzékenységgű aktív *RC* szűrőket a passzív *RLC* szűrők aktív szimulációjával állíthatunk elő. Ennek egyik módja az előírt szűrőfeladatot teljesítő *RLC* hálózat analóg számítógépes szimulációja. Az e módszerrel való szűrő-

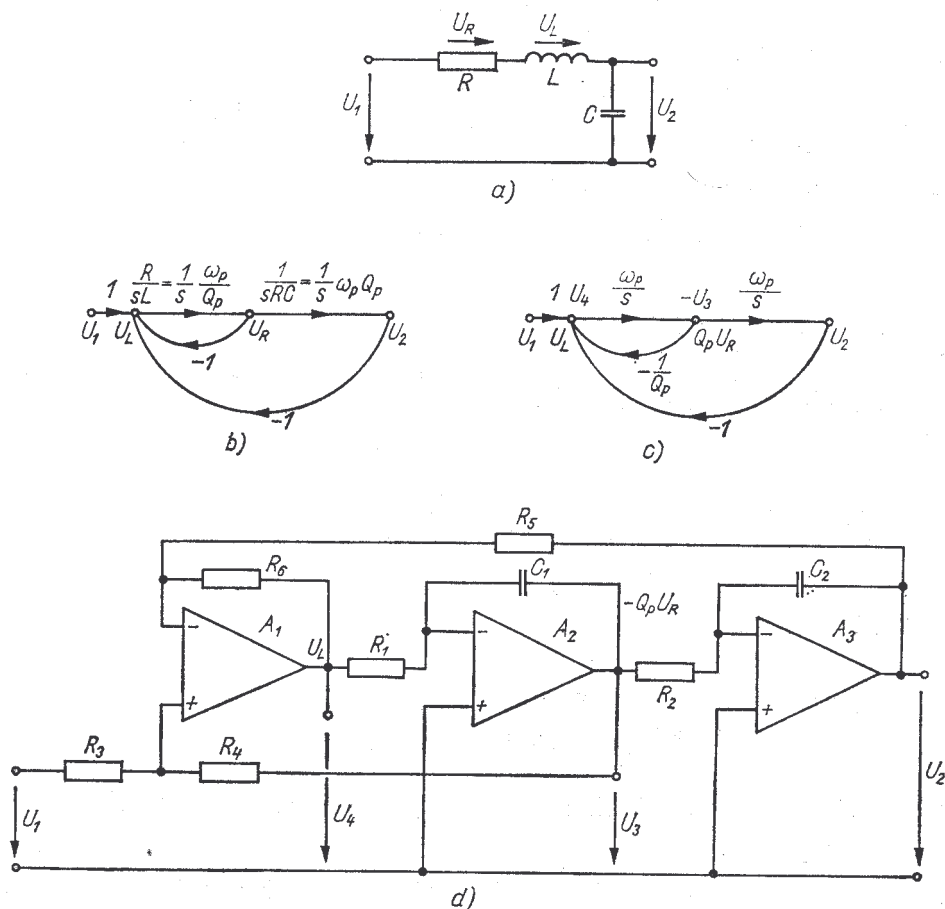
tervezésre először Kerwin, Huelsman és Newcomb [135] tettek javaslatot. Kapcsolásuk módosított változatait Thomas [210], [211], Tow [212], Fleischer [105] és mások dolgozták ki.

KHN szűrő

A Kerwin, Huelsman és Newcomb által javasolt szűrő a 6.34a ábra szerinti egyszerű másodfokú *RLC* aluláteresztő szűrőt szimulálja. Az *RLC* szűrő átviteli függvénye:

$$T(s) = \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_p Q_p} + \frac{s^2}{\omega_p^2}} = \frac{1}{1 + sRC + s^2LC},$$

jelfolyamábrája pedig a 6.34b ábra szerinti. A jelfolyamábra alapján felismerhető, hogy e hálózat analóg számítógépes szimulációjához két integrátor és egy összegző erősítő szükséges. A szimuláció két azonos időállandójú integrátorral megvalósítható, ha az U_R feszültségre nézve Q_p léptéktranszformációt alkalmazunk. Az ennek



6.34. ábra

A KHN szűrő származtatása

a) *RLC* ekvivalens; b) és c) a szűrő jelfolyamábrái; d) a jelfolyamábrát szimuláló kapcsolás

6.8. táblázat
KHN szűrő Γ_{ω_T} jellemzői

Γ	A_1	A_2	A_3
$\Gamma_{\omega_T}^{\omega_p}$	$\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{Q_p}$	$\frac{1}{2} \left(1 - \frac{1}{Q_p}\right)$
$\Gamma_{\omega_T}^{Q_p}$	$\frac{1}{2} - Q_p$	$\frac{1}{Q_p} - 2Q_p$	$-Q_p - \frac{1}{2} \left(1 - \frac{1}{Q_p}\right)$

megfelelően módosított jelfolyamábrát a 6.34c ábra mutatja, amely végülis a 6.34d ábra szerinti KHN kapcsolással szimulálható. A kapcsolat átviteli függvénye:

$$T_3(s) = \frac{U_2}{U_1} = \frac{R_4}{R_6} \frac{R_5 + R_6}{R_3 + R_4} \frac{1}{1 + s \frac{R_3}{R_6} \frac{R_5 + R_6}{R_3 + R_4} R_2 C_2 + s^2 \frac{R_5}{R_6} R_1 R_2 C_1 C_2}, \quad (6.193)$$

a végparaméterek pedig:

$$\omega_p = \sqrt{\frac{R_6}{R_1 R_2 R_5 C_1 C_2}}, \quad \frac{1}{Q_p} = \frac{R_3}{R_5} \frac{R_5 + R_6}{R_3 + R_4} \sqrt{\frac{R_5}{R_6} \frac{R_2 C_2}{R_1 C_1}}, \quad T_0 = \frac{R_4}{R_6} \frac{R_5 + R_6}{R_3 + R_4}. \quad (6.194)$$

A szokásos elemérték-választás esetén:

$$C_1 = C_2 = C, \quad R_1 = R_2 = R_3 = R_5 = R_6 = R, \quad R_4 = (2Q_p - 1)R,$$

amivel az érzékenységek összegek:

$$\sum_i (S_{x_i}^{\omega_p})^2 = 1,5, \quad \sum_i (S_{x_i}^{Q_p})^2 \approx 2,5. \quad (6.195)$$

A GS faktorokat a 6.8. táblázatban foglaltuk össze. Ugyanezen kapcsolat felüláteresztő szűrőként és sávszűrőként is használható, ha a kimenő jelet az A_1 erősítő, ill. az A_2 erősítő kimenetéről vesszük le. Az átviteli függvény felüláteresztő esetén:

$$T_1(s) = \frac{R_4}{R_5} \frac{R_5 + R_6}{R_3 + R_4} \frac{s^2 \frac{R_5}{R_6} R_1 R_2 C_1 C_2}{1 + s \frac{R_3}{R_6} \frac{R_5 + R_6}{R_3 + R_4} R_2 C_2 + s^2 \frac{R_5}{R_6} R_1 R_2 C_1 C_2}, \quad (6.196)$$

míg sávszűrő esetén:

$$T_2(s) = -\frac{R_4}{R_3} \frac{s \frac{R_3}{R_6} \frac{R_5 + R_6}{R_3 + R_4} R_2 C_2}{1 + s \frac{R_3}{R_6} \frac{R_5 + R_6}{R_3 + R_4} R_2 C_2 + s^2 \frac{R_5}{R_6} R_1 R_2 C_1 C_2}. \quad (6.197)$$

E szűrők végparaméterei és érzékenységei megegyeznek az aluláteresztőével.

Tow—Fleischer szűrő

A KHN-hez hasonló kapcsolást javasoltak Tow és Thomas, akik a 6.35a ábra szerinti kapcsolásból és a 6.35b és 6.35c szerinti jelfolyamábrákból indultak ki. Láthatóan e kapcsolat analóg számítógépes szimulációjához egy összegző erősítő, egy egyszerű integrátor és egy veszteséges integrátor szükséges (6.35d ábra). A kapcsolást Fleischer

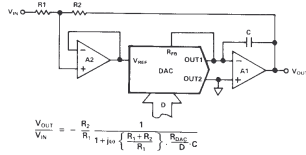


Figure 6.7.1 Simple Low Pass Filter

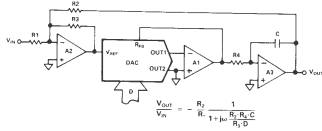


Figure 6.7.2 Low Pass Filter Independent of Value of DAC Resistance R_{DAC}

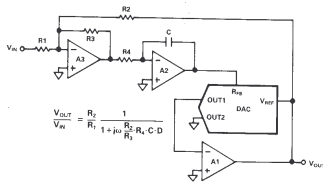


Figure 6.7.3 Low Pass Filter with Digitally Programmable Time Constant

Note that the divider follows the integrator in order to permit the divider to have high gain (at short time constants) without causing the circuit to limit.

6.7.2 State Variable Filters ⁽¹⁶⁾

Most programmable filter circuits using multiplying DACs are based on the state variable technique. They can give high-pass, low-pass and band-pass from the same circuit. A complete analysis of state-variable filter design is beyond the scope of this text, but the following text will serve as an introduction.

Figure 6.7.4 shows one form of a second-order state-variable filter which is particularly suitable for use

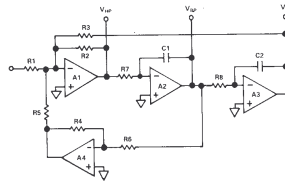


Figure 6.7.4 Second Order State Variable Filter with High Pass, Low Pass and Band Pass Outputs

with multiplying DACs because each amplifier operates with its summing node at virtual earth. Therefore, any one of the resistors could, if required, be replaced by a multiplying DAC operated in the current-switching mode. The transfer functions to the three outputs are as follows:

$$V_{HP} = \left\{ \frac{-R_2}{R_1} \cdot \frac{S^2}{S^2 + \frac{R_4}{R_6} + \frac{R_2}{R_5} \cdot \omega_1 \cdot S + \frac{R_2}{R_3} \cdot \omega_1 \cdot \omega_2} \right\}$$

$$V_{LP} = \left\{ \frac{-R_2}{R_1} \cdot \frac{\omega_1 \cdot \omega_2}{S^2 + \frac{R_4}{R_6} + \frac{R_2}{R_5} \cdot \omega_1 \cdot S + \frac{R_2}{R_3} \cdot \omega_1 \cdot \omega_2} \right\}$$

$$V_{BP} = \left\{ \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{S}{S^2 + \frac{R_4}{R_6} + \frac{R_2}{R_5} \cdot \omega_1 \cdot S + \frac{R_2}{R_3} \cdot \omega_1 \cdot \omega_2} \right\}$$

$$\text{where } \omega_1 = \frac{1}{C_1 \cdot R_7}, \quad \omega_2 = \frac{1}{C_2 \cdot R_8}$$

and S is the Laplace Operator

The high-pass and low-pass outputs can be considered simultaneously. If $R_2 = R_3 = R_5$ and $R_4 = 2R_6$ and $\omega_1 = \omega_2 = \omega_0$ then the two equations become:

$$V_{HP} = \frac{-R_2}{R_1} \cdot \frac{S^2}{(S + \omega_0)^2}$$

$$V_{LP} = \frac{-R_2}{R_1} \cdot \frac{\omega_0^2}{(S + \omega_0)^2}$$

The pass-band gain is set by the ratio R_2/R_1 and the cut off frequency is determined by $(R_7 \cdot C_1) = (R_8 \cdot C_2)$. Figure 6.7.5 shows a practical realization of this circuit using multiplying DACs. C_1 is made equal to C_2 and the AD7528 dual 8-bit DAC is used for DAC 1 and DAC 2 which control ω_1 and ω_2 respectively. If the fractional binary value D is applied to both DAC 1 and DAC 2, the transfer function for the two outputs is:

$$V_{HP} = \frac{-R_2}{R_1} \cdot \frac{S^2}{(S + \omega_0 \cdot D)^2}$$

$$V_{LP} = \frac{-R_2}{R_1} \cdot \frac{D^2 \cdot \omega_0^2}{(S + \omega_0 \cdot D)^2}$$

Note that the pass-band gain for both outputs is independent of the value of D , and that the cut-off frequency is directly proportional to D . The gain of the filter can be made variable by replacing R_1 with another multiplying DAC, in which case the pass-band gain becomes $(-D \cdot R_2)/R_{DAC}$ where D is the fractional binary value applied to the DAC replacing R_1 . Figure 6.7.6 gives the measured frequency response for the high and low-pass outputs of the circuit of Figure 6.7.5.

If $R_2 = R_3 = R_5$, the band-pass transfer function becomes:

$$V_{BP} = \left\{ \frac{\omega_1 \cdot \frac{R_2}{R_1} \cdot S}{S^2 + \frac{R_4}{R_6} + \omega_1 \cdot S + \omega_1 \cdot \omega_2} \right\}$$

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_1 \cdot \omega_2} = \omega_1 \cdot \omega_2 \text{ if } C_1 \cdot R_7 = C_2 \cdot R_8$$

$$Q \text{ factor} = \frac{R_6}{R_4}$$

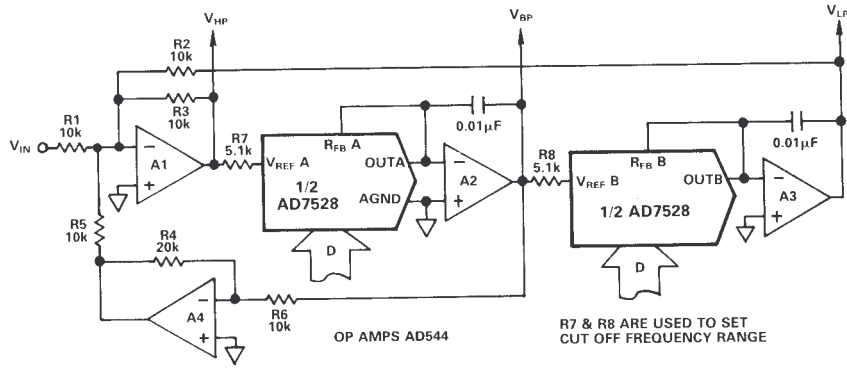


Figure 6.7.5 Practical State Variable Filter with Digital Control of Cut Off Frequencies

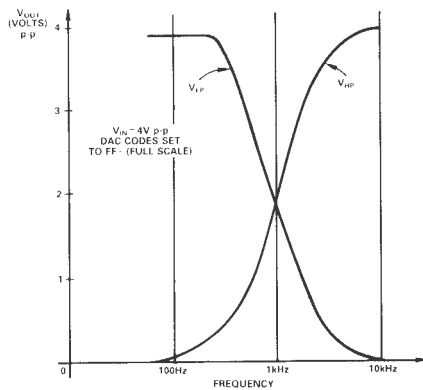


Figure 6.7.6 High and Low Pass Frequency Response for Figure 6.7.5 Circuit

Thus if R1, R6, R7 and R8 are replaced with multiplying DACs, it is possible to construct the state variable filter, shown in Figure 6.7.7 which has control of:

- Pass band gain – vary D1
- Q-factor – vary D6 (and D1 for constant gain)
- Centre frequency – vary D7 and D8 simultaneously.

Changing the Q-factor, via D6 changes the pass-band gain. To hold the pass-band gain constant, DACs 1 and 6 should be changed in proportion to each other. Figure 6.7.8 shows the effect of changing only D6 for the circuit of Figure 6.7.7 with all other DACs set to full scale.

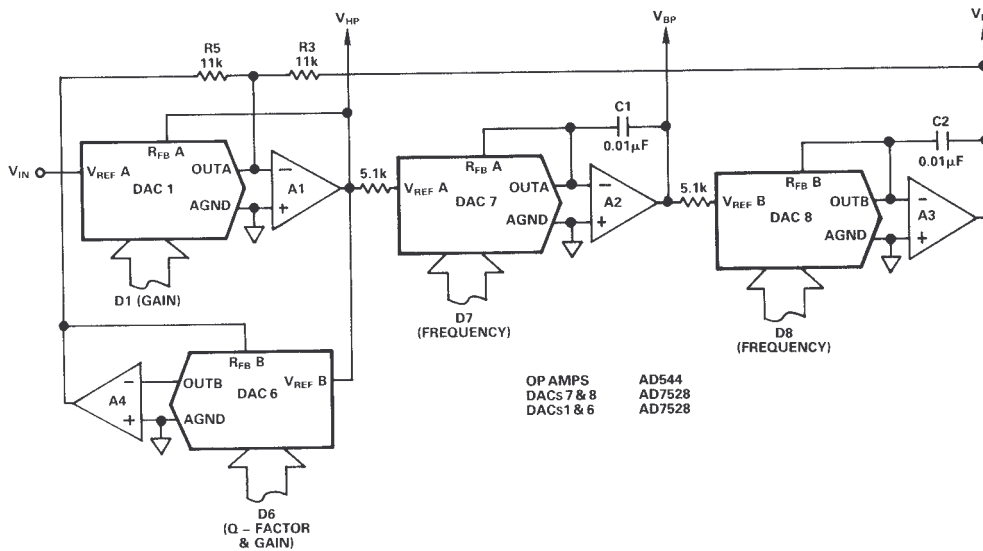


Figure 6.7.7 State Variable Filter with Digital Control of Gain, Frequency, Q-Factor