

Известни са [3-5] неголям брой схеми на програмируеми неинвертиращи усилватели, реализирани с един операционен усилвател (ОУ). Техният коефициент на усилване е не по-малък от 1 и при изменението му се получава пропорционална промяна на горната гранична честота.

Основна схема. На фиг. 1 е дадена схема с два ОУ и активна отрицателна обратна връзка, която в значителна степен не притежава тези недостатъци. Тя има коефициент на усилване

$$K = MK_0, \quad (1)$$

където

$$M = \frac{\sqrt{\left(\frac{K_{20}+1}{g}\right)^2 \Omega^2 + 1}}{\sqrt{\left[1 - \frac{(K_{10}+1)(K_{20}+1)}{gK_{20}}\right]^2 + \left(\frac{K_{10}+1}{K_{20}}\right)^2 \Omega^2}} \quad (2a)$$

и

$$K_0 = \frac{R_b R_c}{R_a R_d} = \frac{K_{10}}{K_{20}} \quad (2b)$$

са съответно коефициентът на честотни изкривявания и усилването за ниски честоти. Приети са означенията

$$K_{10} = \frac{R_b}{R_a}; \quad K_{20} = \frac{R_d}{R_c}; \quad g = \frac{f_{A=1}''}{f_{A=1}'} \quad \text{и} \quad \Omega = \frac{f}{f_{A=1}'} \quad (3)$$

в които  $f_{A=1}'$  и  $f_{A=1}''$  са честотите на единично усилване съответно на ОУ1 и ОУ2,  $f$  е текущата честота, а  $\Omega$  е нормираната честота. Анализът на (2a) показва, че амплитудночестотната характеристика (АЧХ) на усилвателя е без отскок, когато е изпълнено неравенството.

$$K_{10}^4 + 2K_0(gK_0+1)K_{10}^3 - K_0^2(gK_0^2 - 2gK_0 - 2g-1)K_{10}^2 - 2gK_0^3(gK_0-1)K_{10} - g^2K_0^4 < 0. \quad (4)$$

В него  $g$  и  $K_0$  се задават или избират, а решаването му като уравнение по отношение на  $K_{10}$  дава максималната стойност  $K_{10m}$  надхвърлянето на която създава отскок в АЧХ. При тази стойност се получава и максимално голяма горна гранична честота  $f_{Bm}$ . Нейната нормирана стойност

$$\Omega_{Bm} = \frac{f_{Bm}}{f_{A=1}'} = \frac{e}{abM\sqrt{2}} \sqrt{\sqrt{(2M^2ab + a^2 - M^2b^2)^2 + 4M^2(1-M^2)a^2b^2} + 2M^2ab + a^2 - M^2b^2} \quad (5)$$

като

$$a = \frac{K_{20}+1}{g} \quad \text{и} \quad b = \frac{K_{10m}+1}{K_{20}}. \quad (6)$$

Вместо (4) за приблизително определяне на  $K_{10m}$  могат да се използват графиките от фиг.2, които са построени за най-често използваните стойности на  $g$  и  $K_0$ . Не се препоръчва работа с  $K_{10m} > 10^3$  поради голямата разлика в съпротивленията на  $R_a$  и  $R_b$ . Също не е желателно да се реализира  $K_0$  под

$$K_{0min} = \frac{\sqrt{2g+7}}{g} + \frac{2}{g} - 1, \quad (7)$$

тъй като тогава  $K_{20} < 1$  (във веригата на ООВ е свързан затихвател).

При един и същи коефициент на усилване схемата от фиг.1 има по-голяма  $f_B$  от горната гранична честота  $f_{B1} = f_{A=1} K_0 / \sqrt{1/M^2 - 1}$  на класическия неинвертиращ усилвател с един ОУ. Отношението на двете честоти е дадено на фиг.3. Вижда се, че  $f_B/f_{B1}$  е по-голямо при малки честотни изкривявания и че схемата от фиг.1 е с 1,5-3 пъти по-широка честотна лента. Допълнително предимство е по-равномерната ѝ АЧХ, което се установява чрез числени пресмятания на израза (1а) и сравняването им със съответните изчисления на  $M$  на неинвертиращия усилвател с един ОУ.

Двустъпални усилватели. Предимствата на схемата от фиг.1 могат да бъдат "оправдани" с използването на два ОУ. Поради това интерес представлява извършването на аналогични изследвания на двете схеми на неинвертиращи двустъпални усилватели (фиг.4). Техните АЧХ са без отскок и коефициентите на усилване се дават с израза (1). Усилвателят от фиг.4а има

$$M = \frac{1}{\sqrt{\left(1 - \frac{K_0}{g} \Omega^2\right)^2 + \left(K_{10} + \frac{K_{20}}{g}\right)^2 \Omega^2}} \quad (8a)$$

и

$$K_0 = K_{10} K_{20} = \left(1 + \frac{R_b}{R_c}\right) \left(1 + \frac{R_d}{R_e}\right). \quad (8b)$$

При

$$K_{10m} = \sqrt{K_0/g} \quad (9)$$

Горната гранична честота е максимална и има стойност

$$f_{Bm}^+ = f_{A=1}^+ \sqrt{\frac{g}{K_0} \left(\frac{1}{M} - 1\right)}. \quad (10)$$

За да има смисъл използването на усилвателя от фиг.1 трябва той да има по-голяма  $f_{Bm}$  от схемата на фиг.4а. Това е изпълнено, когато

$$K_0 > \frac{1}{g} \left(1 + \frac{1}{M}\right). \quad (11)$$

Лесно е да се пресметне, че дясната страна на неравенството (11) е между 1 и 4, т.е. почти винаги усилвателят от фиг.1 е с по-широка честотна лента. Изразът (8b) показва, че схемата от фиг.4а не може да се използва като затихвател. Този недостатък не пречи обаче усилвателят от фиг.4б, който има

$$M = \frac{1}{\sqrt{[1 - \frac{(K_{10}+1)(K_{20}+1)}{g^2} \Omega^2]^2 + (K_{10}+1) \frac{K_{20}+1}{g^2} \Omega^2}} \quad (12a)$$

$$K_0 = K_{10} K_{20} = \frac{R_b}{R_a} \cdot \frac{R_c}{R_c} \quad (12b)$$

Неговата горна гранична честота е максимална отново при изпълняване на условието (9) и има стойност

$$f_{8m} = \frac{f_{81}}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{g^4}{(K_{20}+1)^4} + \frac{2g^2(2/M^2-1)}{(K_{10}+1)^2(K_{20}+1)^2} + \frac{1}{(K_{10}+1)^4}} \cdot \left[ \frac{g^2}{(K_{20}+1)^2} + \frac{1}{(K_{10}+1)^2} \right] \quad (13)$$

Тя е по-малка от  $f_{81}$  на усилвателя с един ОУ, когато  $K_0$  е под определенния от кривите на фиг.5. Лесно е да се прецени, че усилвателят от фиг.4б има по-малка горна гранична честота в сравнение със схемата от фиг.4а, което силно ограничава приложението му, независимо от възможностите да реализира  $K_0 < 1$ . Изследванията до тук показват, че за реализирането на програмируеми неинвертиращи усилватели с два ОУ най-подходяща е схемата от фиг.1.

Програмиране на  $K_0$ . Това означава изменението на  $K_0$  чрез управляващо двоично число (УДЧ). При това е желателно останалите параметри на усилвателя и особено  $f_8$  да се променят колкото е възможно по-малко. Изследването на израза (5) показва, че промяната на  $K_0$  чрез  $K_{20}$  обуславя значително по-малко изменение на  $f_8$ , отколкото чрез  $K_{10}$ . Поради това се приема  $K_{20} = const$ . От (26) следва, че програмиране на  $K_0$  може да се осигури чрез замяна на резисторите  $R_a$  и  $R_b$  с резисторни матрици. Подборът на матриците следва да се извършва така, че  $K_0$  да е линейна функция на УДЧ. Това се постига като  $R_a$  се замени с R-2R матрица в обратно свързване [2] (фиг.6а) или паралелна теглова двуполусна матрица [1]. Те се наричат матрица на стъпките SM. И в двата случая се получава

$$K_0 = k \frac{R_b R_c}{R_s R_c} m_s \quad \text{и} \quad \Delta K_0 = k \frac{R_b R_c}{R_s R_c} \quad (14)$$

където  $k = 1/2^{n_s}$  при R-2R матрица и  $k = 1$  за теглова матрица. Освен това  $n_s$  е разредността на R-2R матрицата,  $R_s$  е характерното съпротивление на матриците и  $m_s$  е десетичният еквивалент на УДЧ, с което се осигурява изменението на  $K_0$  със стъпка  $\Delta K_0$ . Възможно е използването на 3 различни теглови матрици, което означава реализирането на 4 схеми на програмируеми усилватели.

От (14) се вижда, че  $\Delta K_0 = const$ . При замяна и на  $R_b$  със схемата от фиг.6б (матрицата на стойностите VM) може чрез второ УДЧ  $M_v$  да се изменя големината на стъпката  $\Delta K_0$ . Във всеки момент от времето аналоговият мултиплексор AM свързва между точки в и г един от резисторите  $R_{bi}$ . Съответстващата му големина на стъпката  $(\Delta K_0)_i$  се изчислява чрез замяна в (14) на  $R_b$  с  $R_{bi}$ . По този начин се реализират 4 схеми с регулируема големина на стъпката.

Проектиране. Извършва се по един и същи начин за всички схеми. Зададени са минималният коефициент на усилване  $K_{0min}$ , броят  $N$  на стъпките, големините им  $(\Delta K)_i$ , минималната горна гранична честота  $f_{Bmin}$  и  $M$ . Разредността на  $SM$  е  $2^{2S} \geq N + K_{0min} / (\Delta K_{0min})$  като се избира следващото цяло число  $n_{sr}$ . При  $n_{sr} \leq 6$  се препоръчват теглови матрици, а за  $n_{sr} > 6$  - R-2R матрица. Избира се  $R_S$  на  $SM$ . Максималният коефициент на усилване е  $K_{0max} = K_{0min} + N(\Delta K_0)_{max}$ . Избира се  $g$  (най-често  $g=1$ , за да се работи с еднакви ОУ). Изчислява се  $K_{0min}$  от (7) и когато е по-голямо от зададеното се избира  $K_{20}=1$ . При това  $K_{20}$  ще се изменя от  $K_{10min} = K_{0min}$  до  $K_{10max} = K_{0max}$ . Когато  $K_{0min}$  е под зададеното в (4) се замества  $K_0$  с  $K_{0max}$  и неравенството се решава като уравнение. Получава се  $K_{10max}$ . Ако то е над 1000 се избира  $K_{10max} = 1000$ . Изчисляват се  $K_{20} = K_{10max} / K_{0max}$  и  $K_{10min} = K_{20} K_{0min}$ . Избира се  $R_C$  и се определя  $R_d = K_{20} R_C$ . Стъпките на изменение на  $K_{10}$  са  $(\Delta K_{10})_i = K_{20} (\Delta K_0)_i$  и всяка от тях се реализира с резистор  $R_{bi} = R_S (\Delta K_{10})_i$ . По формули (5) и (6) за  $K_{10max}$  се определя  $\Omega_{Bm}$ . Избират се ОУ1 с  $f_{A=1} \geq f_{Bmin} / \Omega_{Bm}$  и ОУ2 с  $f_{A=1} \geq g f_{A=1}$ . Чрез заместване в (5) и (6) на  $K_{10}$  с  $K_{10min}$  се изчисляват  $\Omega_{Bmax}$  и максималната горна гранична честота  $f_{Bmax} = \Omega_{Bmax} f_{A=1}$  на усилвателя.

Експеримент. Проектиран е усилвател с  $K_{0min} = 10$ ,  $N = 100$ , големини на стъпките  $(\Delta K)_1 = 0,1$  и  $(\Delta K)_2 = 0,2$ ,  $f_{Bmin} = 50 \text{ kHz}$  и  $M = 1/\sqrt{2}$ . Получава се  $n_{sr} = 8$  и се избира R-2R матрица с  $R_S = 10 \text{ k}\Omega$ . Изчислява се  $K_{0max} = 30$  и се избира  $g = 1$ . От (7) се определя  $K_{0min} = 4$  и от (4) -  $K_{10max} = 344$ . Изчисляват се  $K_{20} = 11,5$  и  $K_{10min} = 115$ . Избира се  $R_C = 10 \text{ k}\Omega$  и се определя  $R_d = 115 \text{ k}\Omega$ . Освен това  $(\Delta K_{10})_1 = 1,15$ ,  $(\Delta K_{10})_2 = 2,3$ ,  $R_{b1} = 11,5 \text{ k}\Omega$  и  $R_{b2} = 23 \text{ k}\Omega$ . За просто-та вместо AM с  $i = 2$  може да се използва един аналогов ключ. Резисторът  $R_{b2}$  е свързан постоянно между точки  $\beta$  и  $\gamma$  (вж. фиг. 66), а успоредно с него се свързва последователната комбинация на аналоговия ключ и резистор  $R'_{b1} = 23 \text{ k}\Omega$ . От (5) и (6) се определят  $a = 12,5$ ,  $b = 30$  и  $\Omega_{Bm} = 0,0575$ . Двата ОУ трябва да са с  $f_{A=1} \geq 870 \text{ kHz}$  - избират се ОУ тип 741. Те имат  $f_{A=1} = 1,5 \text{ MHz}$ , което осигурява  $f_{Bmax} = 196 \text{ kHz}$ , тъй като  $\Omega_{Bmax} = 0,1956$ .

Експерименталното изследване на схемата за различни стойности на  $K_0$  даде различия в  $K_0$  не по-големи от 3% и в  $f_B$  - не по-големи от 10%.

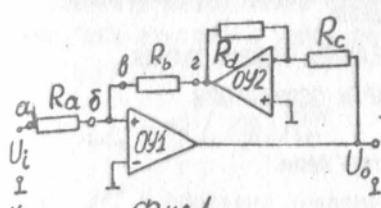
#### Литература

1. Куцаров, С.И., Анализ на резистивни двуполюсници с цифрово управление, Електропром. и приборостр., 1985, №5, стр. 9-13.
2. Куцаров, С.И., Протрамуруеми инвертиращи усилватели, Електропром. и приборостр., 1990 (под печат).
3. Dutta Roy, S.C., Digitally Programmable Gain Amplifiers, IEEE Trans., vol. IM-33, 1984, No 4, pp. 329-332.

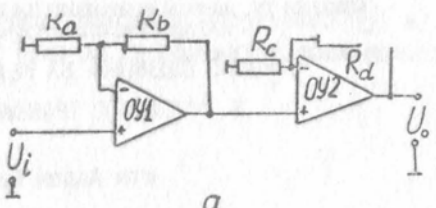
4. Tobey, G.E., Ease Multiplexing and A/D Conversion, Electron. Des, vol. 8, pp. 84-89.
5. Woo, B.B., Digitally Programmable Gain Amplifiers with Arbitrary Range of Integer Values, PIEEE, 68, 1980, No 7, pp. 934-936.

#### Литература

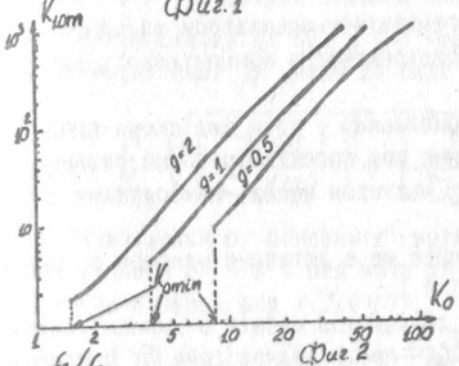
1. Куцаров, С.И., Анализ на резистивни двуполусници с цифрово управление, Електропром. и приборостр., 1985, № 5, стр. 9-13.
2. Куцаров, С.И., Програмируеми инвертиращи усилватели, Електропром. и приборостр., 1990 (под печат).
3. Dutta Roy, S.C., Digitally Programmable Gain Amplifiers, IEEE Trans., vol. IM-33, 1984, No 4, pp. 329-332.
4. Tobey, G.E., Ease Multiplexing and A/D Conversion, Electron. Des, vol. 8, pp. 84-89.
5. Woo, B.B., Digitally Programmable Gain Amplifiers with Arbitrary Range of Integer Values, PIEEE, 68, 1980, No 7, pp. 934-936.



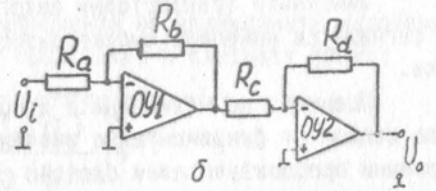
Фиг. 1



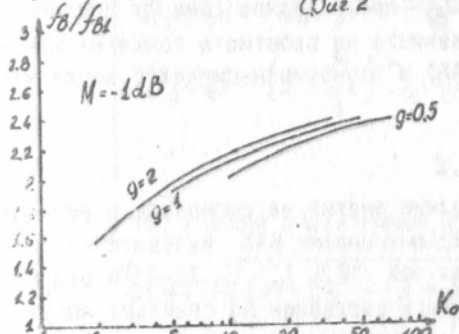
а



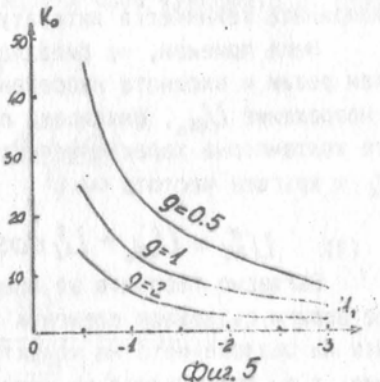
Фиг. 2



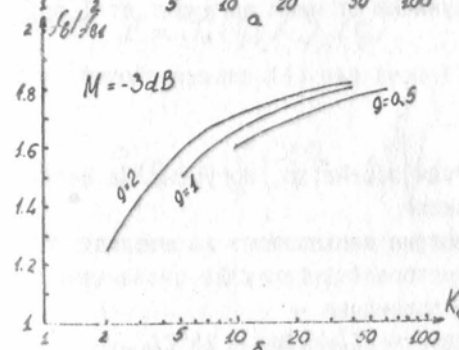
Фиг. 4



$M = -1\text{dB}$

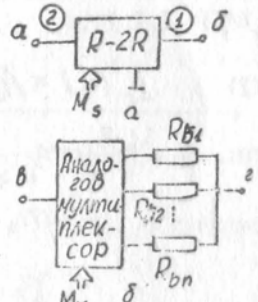


Фиг. 5



$M = -3\text{dB}$

Фиг. 3



Фиг. 6