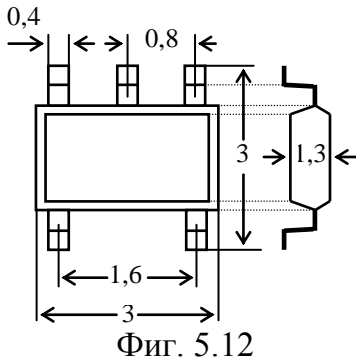


### 5.3.2. Бързодействащи усилватели в интегрално изпълнение

Напоследък се предлагат операционни усилватели (ОУ) в интегрално изпълнение, чиито характеристики позволяват успешното им използване като бързодействащи импулсни усилватели. Тяхната поява преди всичко е резултат на преминаването към субмикронна технология при производството на интегрални схеми, която намалява размерите и капацитетите в транзисторите и респ. повишаваща максималната им работна честота. Съществен принос имат и миниатюрните корпуси за повърхностен монтаж (напр. SOT23-5 – фиг. 5.12), намаляващи индуктивността на изводите на интегралните схеми.



Фиг. 5.12

Когато се разглеждат възможностите за използване на ОУ за усилване на сигнали при времевите измервания, преди всичко трябва да се сравнят високочестотните качества на двата вида ОУ – т. нар. усилватели с *напрежителна обратна връзка* и с *токова обратна връзка*<sup>1</sup>.

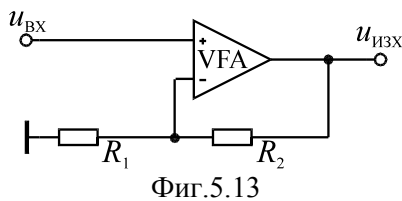
Този анализ ще се ограничи само за идеални ОУ и за схемата на неинвертиращ усилвател, тъй като заключенията са валидни и за съответния инвертиращ усилвател.

1. *Операционни усилватели с напрежителна обратна връзка.* Те са най-разпространените и широко известни ОУ. При тях [7,18] входното стъпало представлява диференциален усилвател, поради което двата входа (инвертиращият и неинвертиращият) са симетрични и за идеалния случай се приема, че те имат безкрайно високо входно съпротивление.

Когато се въведе (вж. фиг. 5.13) отрицателна обратна връзка (каквато е необходима за да работи ОУ в режим на усилване) тя се стреми да намали до минимум *диференциалното входно напрежение*. От тук идва и названието на този тип усилватели – с *напрежителна обратна връзка*.

При схемата на неинвертиращ усилвател (фиг. 5.13) входният сигнал се подава на неинвертиращия вход, а отрицателната обратна връзка – на инвертиращия, чрез резисторния делител  $R_2$ - $R_1$ . Коефициентът на усилване по напрежение за постоянноточкови и нискочестотни сигнали  $K_C$  се определя от добре известната зависимост

$$(5.6) \quad K_C = K_{0C} / (1 + \beta_{OB} K_{0C}),$$



Фиг. 5.13

където  $K_{0C}$  е коефициентът на усилване на ОУ за тези сигнали без обратна връзка, а

$$(5.7) \quad \beta_{OB} = R_1 / (R_1 + R_2)$$

е коефициентът на обратна връзка. Тъй като за идеалния ОУ  $K_{0C}$  клони към безкрайност, то за него

$$(5.8) \quad \beta_{OB} K_{0C} \gg 1$$

и от (5.6) се получава

$$(5.9) \quad K_C \approx 1 / \beta_{OB} = 1 + R_2 / R_1.$$

Тази зависимост илюстрира известния факт, че при достатъчно дълбока отрицателна обратна връзка коефициентът на усилване не зависи от параметрите на усилвателя, а само от коефициента на обратна връзка.

<sup>1</sup>На англ. ез. тези усилватели са известни като VFA – Voltage Feedback Amplifier и CFA – Current Feedback Amplifier.

Параметрите на схемата при усилване на високочестотни сигнали ще бъдат определени, като се приеме най-простият високочестотен модел за ОУ [18], при който комплексната честотна характеристика без обратна връзка има само един полюс (вж. Приложение 1) –

$$(5.10) \quad K_0(j\omega) = K_{0C}/(1 + j\omega R_A C_A).$$

Тук  $R_A$  и  $C_A$  са вътрешни параметри на ОУ.

Честотната характеристика на усилвателя с обратна връзка може да се намери, като в зависимостта (5.6)  $K_{0C}$  се замести с  $K_0(j\omega)$  –

$$(5.11) \quad K(j\omega) = \frac{K_{0C}/(1 + j\omega R_A C_A)}{1 + \beta_{OB} K_{0C}/(1 + j\omega R_A C_A)} = \frac{K_{0C}}{1 + j\omega R_A C_A + \beta_{OB} K_{0C}} = \\ = \frac{1}{\beta_{OB}} \left( \frac{1}{1 + 1/\beta_{OB} K_{0C} + j\omega R_A C_A / \beta_{OB} K_{0C}} \right).$$

Като се вземат предвид (5.8) и (5.9), окончателно се получава

$$(5.12) \quad K(j\omega) = K_C / (1 + j\omega R_A C_A K / K_{0C}).$$

От тук за амплитудно-честотната характеристика, която представлява модула на тази комплексна зависимост, може да се напише

$$(5.13) \quad K(f) = K_C / \sqrt{1 + (2\pi f R_A C_A K_C / K_{0C})^2}$$

(като се вземе предвид, че  $\omega = 2\pi f$ ).

Горната гранична честота  $f_B$ , при която коефициентът на усилване се намалява с  $-3$  dB (респ.  $\sqrt{2}$  пъти) може да се определи от равенството

$$(5.14) \quad (2\pi f_B R_A C_A K_C / K_{0C})^2 = 1,$$

от което се получава

$$(5.15) \quad f_B = K_{0C} / 2\pi R_A C_A K_C.$$

Тъй като всички съвременни усилватели са постояннотокови, горната гранична честота фактически съвпада с честотната лента на усилвателя  $\Delta f$ . Тогава от (5.15) се получава зависимостта

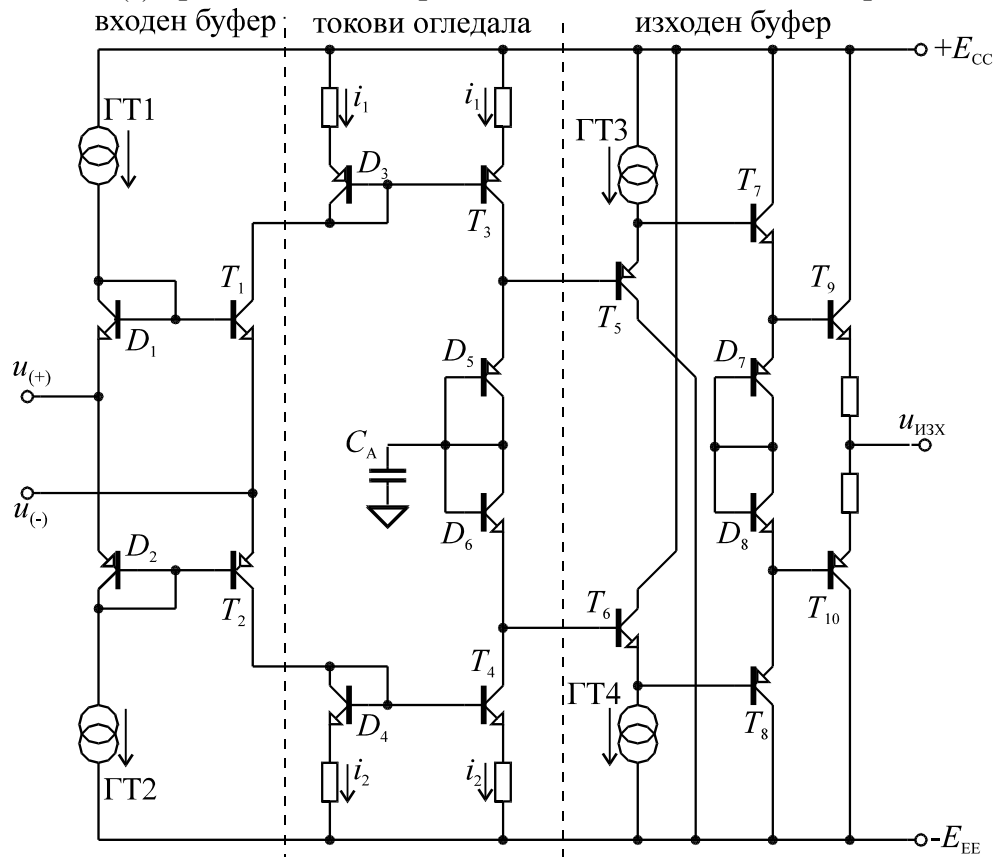
$$(5.16) \quad \Delta f K_C = K_{0C} / 2\pi R_A C_A.$$

Тя показва, че за ОУ с напрежителна обратна връзка произведението от коефициента на усилване и честотната лента е константа, тъй като всички величини в дясната страна на равенството са постоянни параметри на избрания ОУ. Това означава, че за да се получи по-високочестотен усилвател трябва да се намали коефициентът му на усилване. Най-широка честотна лента има повторителят на напрежение (т.е. усилвателят със 100% отрицателна обратна връзка –  $R_2=0$ ), при който  $K_C=1$ .

В действителност честотната характеристика на високочестотните ОУ е сложна – поради въвежданите честотни корекции тя има няколко полюса. Затова от важно значение при тях е устойчивостта срещу самовъзбуждане. ОУ с напрежителна обратна връзка се конструират така, че при коефициент на усилване 1 фазовите изкривявания да са все още по-малки от  $180^\circ$  и схемата да работи стабилно (при фазови изкривявания над  $180^\circ$ , отрицателната обратна връзка става положителна).

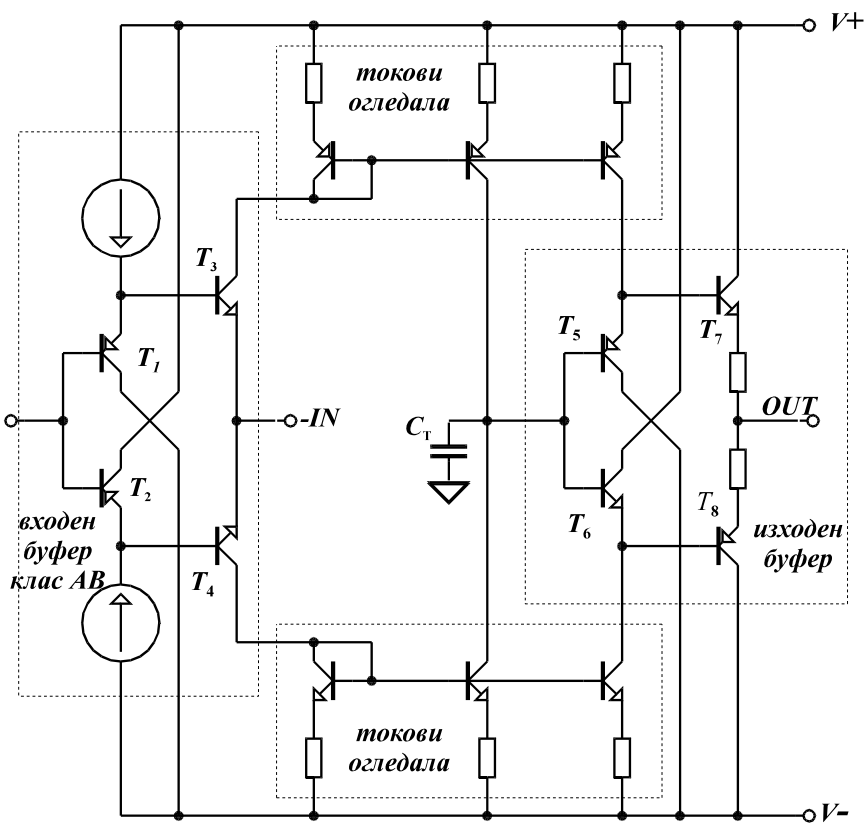
2. *Операционни усилватели с токова обратна връзка.* Основната характерна особеност в структурата на ОУ с токова обратна връзка е специфичната схема [18] на входното стъпало (фиг. 5.14). В него диодите  $D_1$  и  $D_2$  (изпълнени с транзистори - за пълна симетрия), заедно с преходите база-емитер на транзисторите  $T_1$  и  $T_2$  образуват линейната врата от фиг. 4.55. При това тя е непрекъснато отворена (провеждаща), тъй като генераторите на ток ГТ1 и ГТ2 са включени постоянно. По тази причина напреженията на неинвертиращия вход ( $u_{(+)}$ ) и на инвертиращия ( $u_{(-)}$ ) са винаги равни.

Входните съпротивления на двата входа обаче са силно различни: измененията на напрежението  $u_{(+)}$  практически не променят тока във входната верига, тъй като токът



Фиг..5.14

на ГТ1 и ГТ2, протичащ през диодите  $D_1$  и  $D_2$ , не зависи от приложеното в тяхната об-



Фиг.5.18

ща точка напрежение; по тази причина *входното съпротивление на неинвертиращия вход е много високо* и за идеалния ОУ се приема за безкрайно; в същото време транзисторите  $T_1$  и  $T_2$  образуват противотактно усилвателно стъпало, работещо в режим клас  $AB$ , като инвертиращият вход е включен към техните емитери; така по отношение на този вход те са свързани по схема с обща база, което обуславя *много ниското входно съпротивление на инвертиращия вход* (0 в идеалния случай); обяснено по друг начин, всяко изменение на  $u_{(-)}$  води до нарастване на колекторния (и респ. на емитерния) ток ( $i_1$ ) през единия транзистор и до намаляване на тока ( $i_2$ ) през другия, като разликата между тях протича във входната верига

$$(5.17) \quad i_{(-)} \approx i_D = i_1 - i_2,$$

където  $i_D = i_{(-)} - i_{(+)} \approx i_{(-)}$  (за идеалния ОУ  $i_{(+)} \approx 0$ ) е диференциалният ток на входа.

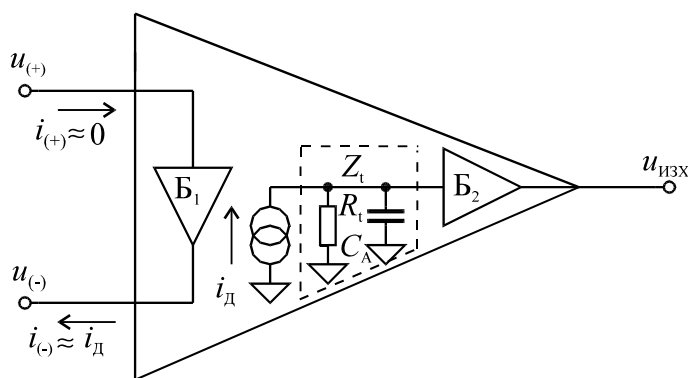
По-нататък токовете  $i_1$  и  $i_2$  се възпроизвеждат съответно от токовете огледала  $D_3, T_3$  и  $D_4, T_4$ . Изходите на двете токови огледала (колекторите на транзисторите  $T_3$  и  $T_4$ ) са свързани заедно (през диодите  $D_5$  и  $D_6$ ). Тъй като всяко от токовете огледала се явява високоомен динамичен товар за другото, напрежението в общия изход е пропорционално на разликата между двата им тока, т.е. на диференциалния входен ток

$$(5.18) \quad u_{\text{ИЗХ}} = i_D Z_t.$$

Величината  $Z_t$  представлява еквивалентния импеданс в общата точка на токовете огледала и се нарича *трансимпедансен* коефициент на усилване (тъй като усилвателите, чието изходно напрежение зависи от входния ток се наричат трансимпедансни). При съвременните ОУ  $Z_t$  има много висока стойност – няколкостотин мегаома, като за идеалния случай се приема, че  $Z_t \rightarrow \infty$ .

Напрежението  $u_{\text{ИЗХ}}$ , през буферния повторител на напрежение  $T_5, T_6, T_7, T_8, T_9$  и  $T_{10}$ , се предава в изхода на ОУ. (Диодите  $D_5, D_6, D_7$  и  $D_8$  осигуряват работата на транзисторите в изходния буфер в режим клас  $AB$ , а кондензаторът  $C_A$  отразява вътрешните кондензатори на операционния усилвател.)

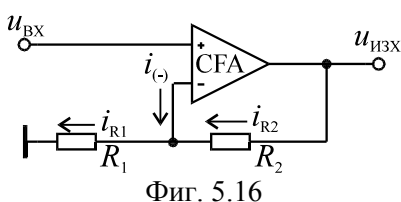
На фиг. 5.15 е показана еквивалентната схема на операционния усилвател с токова обратна връзка. Изхождайки от принципа на действие на входното стъпало, то може



Фиг. 5.15

да бъде представено като повторител на напрежение ( $B_1$ ) – с високо входно съпротивление (неинвертиращия вход) и ниско изходно съпротивление (инвертиращия вход). По-нататък диференциалният ток  $i_D$ , протичайки през импеданса  $Z_t$ , образуван от паралелното съединение на  $R_t$  и  $C_A$ , създава напрежение  $i_D Z_t$ , което през буферния повторител  $B_2$  се подава на изхода.

Схемата на неинвертиращ усилвател на напрежение, изпълнен с този



Фиг. 5.16

тип операционен ОУ, е показана на фиг. 5.16. Външно тя не се отличава от схемата, използваща ОУ с напрежителна обратна връзка (вж. фиг. 5.13). Съществена разлика обаче е, че тук във веригата на инвертиращия вход тече значителен ток, който отрицателната обратна връзка се стреми да намали до минимум. Това обуславя и названието

“операционен усилвател с *токова* обратна връзка”.

Коефициентът на усилване по напрежение за това стъпало може да се определи, като се приложи законът на Кирхов за токовете в инвертиращия вход на операционния усилвател –

$$(5.19) \quad i_{R1} = i_{R2} + i_{(-)}$$

и се вземе предвид, че за идеалния ОУ  $u_{(-)} = u_{(+)} = u_{ВХ}$  и  $i_{(-)} \approx i_{Д}$ . Така се получава

$$(5.19a) \quad u_{ВХ}/R_1 = (u_{ИЗХ} - u_{ВХ})/R_2 + i_{Д} = (u_{ИЗХ} - u_{ВХ})/R_2 + u_{ИЗХ}/Z_t$$

(като се използват зависимостите за  $i_{Д}$  и (5.17)). От това равенство може да се определи коефициентът на усилване по напрежение на разглежданото неинвертиращо стъпало –

$$(5.20) \quad \frac{u_{ИЗХ}}{u_{ВХ}} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \frac{1}{1 + R_2/Z_t} = \frac{1}{\beta_{ОВ}} \frac{1}{1 + R_2/Z_t}.$$

За постоянноточови и нискочестотни сигнали влиянието на капацитета  $C_A$  може да се пренебрегне, при което  $Z_t \approx R_t$ . Така коефициентът на усилване по напрежение за тези сигнали ще бъде

$$(5.21) \quad K_C = \frac{1}{\beta_{ОВ}} \frac{1}{1 + R_2/R_t}$$

или в идеалния случай ( $R_t \approx \infty$ )

$$(5.22) \quad K_C \approx 1/\beta_{ОВ} = 1 + R_2/R_1.$$

Тази зависимост показва, че коефициентът на усилване по напрежение за постоянноточови и за нискочестотни сигнали е един и същ независимо от типа на ОУ (вж. 5.9).

При високи честоти, импедансът  $Z_t$  се определя от паралелно свързаните  $R_t$  и  $C_A$  –

$$(5.23) \quad Z_t = R_t / (1 + j\omega R_t C_A).$$

Като се замести тази стойност в зависимостта (5.20) и се вземе предвид (5.22), за честотната характеристика на усилвателя се получава

$$(5.24) \quad K(j\omega) = \frac{1}{\beta_{ОВ}} \frac{1}{1 + R_2(1 + j\omega R_t C_A)/R_t} = \frac{K_C}{1 + R_2/R_t + j\omega R_2 C_A}$$

или в идеалния случай ( $R_2/R_t \approx 0$ )

$$(5.25) \quad K(j\omega) = K_C / (1 + j\omega R_2 C_A).$$

От това равенство може да се определи амплитудно-честотната характеристика на усилвателя (както в предишния случай)

$$(5.26) \quad K(f) = K_C / \sqrt{1 + (2\pi f R_2 C_A)^2}$$

и респ. неговата честотна лента (на ниво  $-3$  dB) –

$$(5.27) \quad \Delta f = f_B = 1/2\pi R_2 C_A.$$

Като се сравнят (5.15) и (5.27) се вижда най-същественото предимство на ОУ с токова обратна връзка – тяхната честотна лента не зависи от коефициента на усилване<sup>1</sup>. Тя може да се изменя чрез избора на съпротивлението на резистора  $R_2$ , а коефициентът на усилване – чрез  $R_1$  (вж. (5.22)). В същото време, устойчивостта на усилвателя зависи от  $R_2$  (респ. от честотната лента) и винаги има една минимална стойност на  $R_2$ , при достигане на която той ще се самовъзбуди (тъй като фазовите изкривявания достигат  $180^\circ$ ). Това означава, че ОУ с токова обратна връзка *не трябва да се използ-*

<sup>1</sup>Не трябва да се забравя, че това твърдение е в сила, само докато  $R_2$  е достатъчно по-малко от  $R_t$  ( $R_2/R_t \ll 1$ ). В противен случай честотната лента се определя от зависимостта (5.24) –  $\Delta f = \left[ \sqrt{2 - (1 + R_2/R_t)^2} \right] / 2\pi R_2 C_A$  и при  $R_2/R_t \approx 0,4$   $\Delta f = 0$ .

ват за повторители на напрежение (при които  $R_2=0$ , за да се въведе 100% отрицателна обратна връзка).

Независимо от типа на ОУ, техните възможности за усилване на импулсни сигнали с минимално закъснение и изменение на формата им до голяма степен могат да се оценяват и сравняват по следните параметри, посочвани от производителите:

1. *Собствено време за нарастване и спадане на сигнала в усилвателя* -  $t_R$ ,  $t_F$  (на англ. ез. *Rise/Fall time*). Това е времето за изменение на изходния импулс от 10% до 90% (респ. от 90% до 10%) от амплитудната му стойност при подаване на входен сигнал с пренебрежимо малка продължителност на фронтовете. Трябва да се има предвид обаче, че собственото време на нарастване (респ. спадане) на усилвателя *не се сумира линейно* със съответния фронт на входния импулс: за продължителността на фронтовете на импулса в изхода на усилвателя ( $t_{Rout}$ ,  $t_{Fout}$ ) са в сила зависимостите

$$(5.28) \quad t_{Rout} = \sqrt{t_R^2 + t_{Rin}^2}, \quad t_{Fout} = \sqrt{t_F^2 + t_{Fin}^2},$$

където  $t_{Rin}$  и  $t_{Fin}$  са продължителностите на фронтовете на входния импулс. Например, ако усилвателят има собствено време на нарастване 2 ns, а входният импулс е със фронт 8 ns, то изходният импулс ще има фронт на нарастване 8,25 ns - т.е. удължаването му ще бъде само с 0,25 ns.

2. *Време за установяване* -  $t_S$  (на англ. ез. *Settling time*). Това е времето, след което нивото на изходния импулс започва да се изменя само в някаква тясна област около стационарната му амплитуда (0,1% или 0,01% от нея). На този параметър е необходимо да се обръща съществено внимание, ако сигналите ще се използват и за амплитудни измервания.

Таблица 5.1

Тип ОУ	Произ- води- тел <sup>1</sup>	<b>SR</b> V/ $\mu$ s	$BW_{SS}$ MHz	$BW_{LS}$ MHz	$t_R \approx t_F$ (LS) ns	$t_S$ (0,1%) ns
ОРА650	BB	240	560	180		10 (2Vp-p)
МАХ410 7	МАХ- ИМ	500 (4Vp-p)	300 (0,1Vrms)		6 (4Vp-p)	13 (2Vp-p)
МАХ421 2	МАХ- ИМ	600 (2Vp-p)	300 (0,02Vp-p)	180 (2Vp-p)		45 (2Vp-p)
AD8048	AD	1000 (4Vp- p)	260 (0,4Vp-p)	160 (2Vp-p)	3,2 (4Vp-p)	13 (2Vp-p)
AD8057	AD	1150 (4Vp- p)	325 (0,2Vp-p)	175 (2Vp-p)	4,5 (4Vp-p)	30 (2Vp-p)
МАХ410 8	МАХ- ИМ	1200 (4Vp- p)	400 (0,1Vrms)	300 (2Vp-p)	3 (4Vp-p)	8 (2Vp-p)
AD8036	AD	1200 (4Vp- p)	240 (0,4Vp-p)	195 (2,5Vp-p)	2,6 (4Vp-p)	10 (2Vp-p)
LM7121	NS	1300 (20Vp- p)	235			74 (10Vp-p)
AD8055	AD	1400 (4Vp- p)	300 (0,1Vp-p)	150 (2Vp-p)	2,7 (4Vp-p)	20 (2Vp-p)
AD9632	AD	1500 (4Vp- p)	250 (0,4Vp-p)	180 (4Vp-p)	2,1 (4Vp-p)	11 (2Vp-p)
AD8037	AD	1500 (4Vp- p)	270 (0,4Vp-p)	190 (3,5Vp-p)	2,2 (4Vp-p)	10 (2Vp-p)
ОРА268 0	BB	1800 (2Vp- p)	400 (0,5Vp-p)	175	2,8 (5Vp-p)	8 (2Vp-p)
LM6171	NS	3600 (13Vp- p)	160	100		48 (10Vp-p)
LM7171	NS	4100 (13Vp- p)	220	200		42 (10Vp-p)

<sup>1</sup>BB-Burr-Brown; MAXIM-Maxim Integrated Products; AD-Analog devices; N-National Semiconductor.

3. *Скорост на нарастване - SR* (на англ. ез. *Slew Rate*). Този параметър обикновено се дава в V/ $\mu$ s и показва отношението на определено изменение на изходното напрежение към минималното време, за което то може да бъде реализирано. Той може да бъде различен за положително и за отрицателно изменение на изходното напрежение.

Таблица 5.2

Тип ОУ	Производител <sup>1</sup>	SR V/ $\mu$ s	$BW_{SS}$ MHz	$t_R/t_F$ (LS) ns	$t_S$ (0,1%) ns
AD846	AD	450	80	10	80 (10Vp-p)
MAX4180	MAXIM	450 (2Vp-p)	245	5 (2Vp-p)	20 (2Vp-p)
AD8010	AD	800 (2Vp-p)	230 (0,2Vp-p)	2 (2Vp-p)	25 (2Vp-p)
LT1396	LT	800	400	1,3 (1Vp-p)	25
AD8001	AD	1200 (2Vp-p)	880	2 (2Vp-p)	10 (2Vp-p)
AD8005	AD	1500 (4Vp-p)	270 (0,2Vp-p)	1,8 (4Vp-p)	28 (2Vp-p)
OPA2658	BB	1700 (2Vp-p)	800	1,5	12,6 (2Vp-p)
OPA658	BB	1700 (2Vp-p)	900	1,5	11,5 (2Vp-p)
MAX4113	MAXIM	1800 (4Vp-p)	270 (0,1Vrms)	3 (4Vp-p)	10 (2Vp-p)
AD8014	AD	4600 (4Vp-p)	480 (0,2Vp-p)	1,6 (2Vp-p)	24 (2Vp-p)
AD8009	AD	5500 (4Vp-p)	1000 (0,2Vp-p)	0,725 (4Vp-p)	10 (2Vp-p)

<sup>1</sup>Както в табл. 5.1

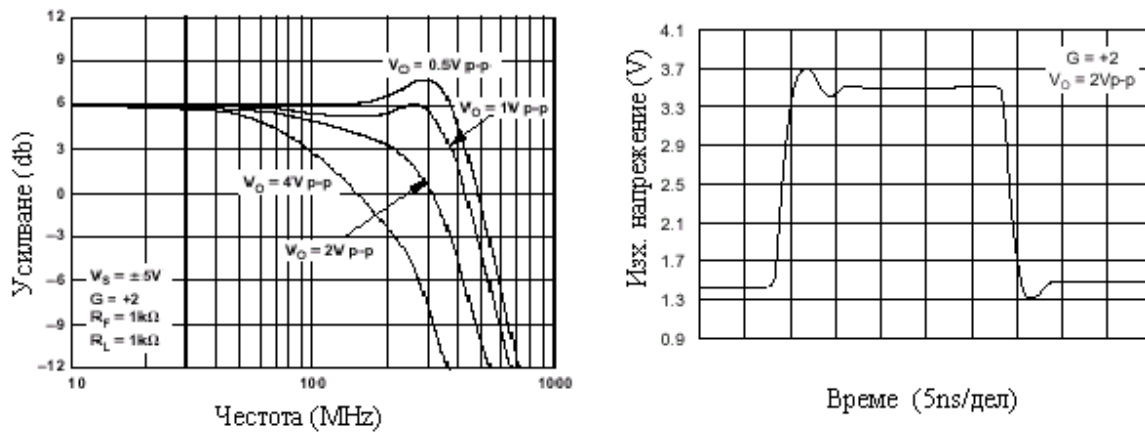
4. Честотна лента на пропускане. Дефинират се няколко честотни ленти:

- $BW_{SS}$  - честотна лента на пропускане на ниво  $-3$  db за сигнали с малка амплитуда;
- $BW_{LS}$  - честотна лента на пропускане на ниво  $-3$  db за сигнали с голяма амплитуда;
- $BW_{0,1db}$  - честотна лента при неравномерност до 0,1 db.

Трябва да се има предвид, че всички тези параметри се посочват за различни хранящи напрежения, нива на изходния сигнал, товарни съпротивления, коефициенти на усилване и др. Затова трябва много внимателно да се сравняват качествата на отделните операционни усилватели.

В таблици 5.1 и 5.2 са дадени основните параметри на някои типични операционни усилватели съответно с напрежителна и с токова обратна връзка. Както се вижда от тях, не съществува пропорционалност между различните параметри, характеризиращи бързодействието на един ОУ. Така например усилвателят AD8010 (табл. 5.2) има  $SR=800$  V/ $\mu$ s и  $t_R=2$  ns, докато MAX4113 има  $SR=1800$  V/ $\mu$ s, но  $t_R=3$  ns. Това показва, че при избиране на подходящ ОУ трябва много добре да се изясни кой негов параметър е основен за схемата и режима, в които той ще работи. Указания за такъв избор (които излизат извън рамките на настоящия курс) са дадени в справочниците на повечето фирми производители на операционни усилватели.





Фиг. 5.17

На фиг. 5.17 са показани зависимостта на честотната характеристика при високи честоти от размаха на изходния импулс ( $V_0$ ) и формата на самия импулс за широколентовия усилвател OPA2680 на Burr-Brown, свързан като неинвертиращ усилвател с коефициент на усилване 2 (6 dB). Вижда се, че при нарастване на амплитудата на сигнала честотната лента се стеснява. Това се дължи на увеличаване на разликата между граничните напрежения, до които се зареждат и разреждат кондензаторите в схемата – времето за зареждане и разреждане в този случай също нараства.