

ДЕМОНСТРАЦИОНЕН ПРИМЕР – МОДУЛ 4.

ПРИМЕР ЗА ПРОЕКТИРАНЕ И ИЗСЛЕДВАНЕ НА ПРОМЕНЛИВОТОКОВ УСИЛВАТЕЛ С VFOA

Уважаеми студенти,

За да се илюстрират теоретичните анализи относно поведението на усилвателните схеми при ниски и високи честоти в този ресурс от модул 4 е показан пример за проектиране на неинвертиращ променливотоков усилвател с операционен усилвател на напрежение (VFOA).

ИЗСЛЕДВАНИ СХЕМИ И КРАТКА ТЕОРЕТИЧНА ПОСТАНОВКА

Първият вид променливотоков усилвател, предмет на изследване и проектиране, е схемата на инвертиращ усилвател показан на фиг. 1. Той се получава от инвертиращия усилвател с ОУ, като последователно на входния резистор R_N се включва разделителен кондензатор C_N . Елементите R_N , C_N и R_F изграждат веригата на паралелна ООБ по напрежение. При идеален ОУ комплексният коефициент на усилване по напрежение е

$$(1) \quad \dot{A}_U = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} \approx -\frac{R_F}{z_N} = -\frac{R_F}{R_N + \frac{1}{j\omega C_N}} = -\frac{R_F}{R_N} \cdot \frac{1}{1 - j\left(\frac{f_b}{f}\right)},$$

където $z_N = R_N + 1/j\omega C_N$ е импедансът на входната верига, а $f_b = 1/2\pi R_N C_N$ е ниската гранична честота на променливотоковия усилвател.

Въз основа на формула (1) за модула (АЧХ) и фазата (ФЧХ) на коефициента \dot{A}_F се получава

$$(2a) \quad |\dot{A}_U| = \frac{R_F}{R_N} \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f_b}{f}\right)^2}} = \frac{A_{Uo}}{\sqrt{1 + \left(\frac{f_b}{f}\right)^2}} \text{ и}$$

$$(2b) \quad \varphi = \text{acr} \tan \frac{\text{Im} g[\dot{A}_U]}{\text{Re}[\dot{A}_U]} = 180^\circ + \arctan\left(\frac{f_b}{f}\right),$$

където $A_{Uo} = R_F / R_1$.

Анализът на формули (2a) и (2b) води до следните изводи:



Европейски съюз

ПРОЕКТ BG051PO001--4.3.04-0042

„Организационна и технологична инфраструктура за учене през целия живот и развитие на компетенции”

Проектът се осъществява с финансовата подкрепа на Оперативна програма „Развитие на човешките ресурси”, съфинансирана от Европейския социален фонд на Европейския съюз

Инвестира във вашето бъдеще!



стр. 1 от 10

– При $f = 0$, $|\dot{A}_U| = 0$ и $\varphi = 180^\circ + 90^\circ = 270^\circ$;

– При $0 < f < f_b$, $|\dot{A}_U| \approx A_{Uo} \frac{f}{f_b}$ (усилването нараства почти линейно

с увеличаването на честотата f), а фазовият ъгъл се изменя от 270° до 225° ;

– При $f = f_b$, $|\dot{A}_U| = A_{Uo} / \sqrt{2} \approx 0,7 A_{Uo}$ и $\varphi \approx 225^\circ$;

– При $f \gg f_b$, $|\dot{A}_U| \approx A_{Uo} = \frac{R_F}{R_N}$ и $\varphi \approx 180^\circ$.

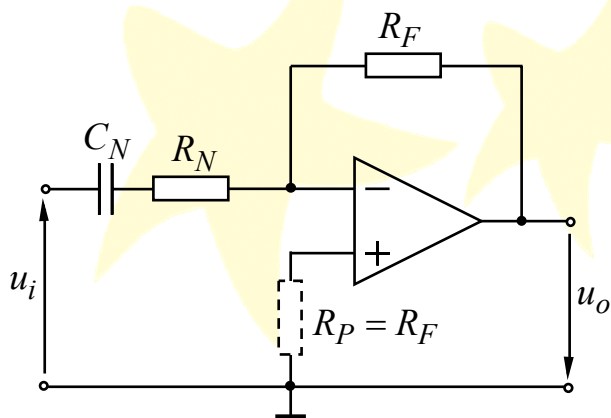
На фиг. 2 е представена примерна АЧХ и ФЧХ на инвертиращ променливотоков усилвател с коефициент на усилване $A_{Uo} = 100$ и гранична честота $f_b = 100 \text{ Hz}$.

Входното съпротивление на схемата за средни честоти е

$$(3) \quad R_{iA} = R_N.$$

Както се вижда от формула (3.34), входното съпротивление на усилвателя зависи от големината на съпротивлението R_N , което има стойности от няколко килоома до няколко десетки килоома.

В режим на покой ($u_i = 0$) при условие, че ОУ е реален активен



Фиг. 1. Инвертиращ променливотоков усилвател.

елемент в изхода на схемата от фиг. 1 се получава напрежение равно на входното напрежение на несиметрия U_{io} , умножено с коефициент приблизително равен на единица. Освен това към U_{io} се добавя и напрежението $R_F I_B^-$, предизвикано от входния поляризиращ ток I_B^- на инвертиращия вход на ОУ. Тогава за общото напрежение на грешката в изхода се получава $U_{o,err} = U_{io} + R_F I_B^-$. За

намаляване на напрежението $U_{o,err}$ към неинвертиращия вход на ОУ се включва резистор със съпротивление $R_P = R_F$. По този начин напрежението на грешката добива вида

$$(4) \quad U_{o,err} = U_{io} - R_P I_{io}.$$



Европейски съюз

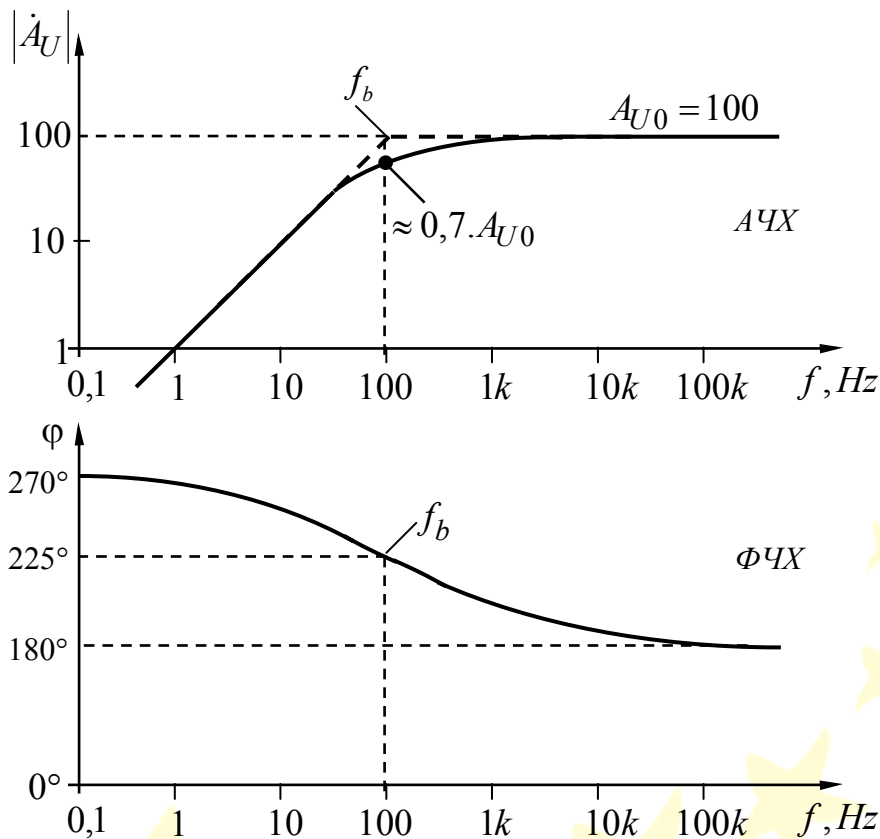
ПРОЕКТ BG051PO001--4.3.04-0042

„Организационна и технологична инфраструктура за учене през целия живот и развитие на компетенции“

Проектът се осъществява с финансовата подкрепа на Оперативна програма „Развитие на човешките ресурси“, съфинансирана от Европейския социален фонд на Европейския съюз

Инвестира във вашето бъдеще!





Фиг. 2. АЧХ и ФЧХ на променливотоков усилвател с коефициент на усилване 100.

Вторият вид променливотоков усилвател, предмет на изследване и проектиране, е схемата на неинвертиращ усилвател показан на фиг. 3а. Той се получава от неинвертиращия усилвател с ОУ, като последователно на резистора R_N се включи кондензатор C_N . Елементите R_N , C_N и R_F формират веригата на последователна ООВ по напрежение. Освен това във входната верига са включени R_P и C_P , които определят входния импеданс на схемата. Ако се приеме, че ОУ е идеален, за комплексния коефициент на усилване може да се напише

$$(5) \quad \dot{A}_U = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} \approx \frac{R_P}{R_P + 1/j\omega C_P} \left(1 + \frac{R_F}{R_N + 1/j\omega C_N} \right) = \left(1 + \frac{R_F}{R_N} \right) \frac{1}{1 - j \frac{f_b}{f}}$$

за $C_P R_P = C_N (R_N + R_F)$, като $f_b = \frac{1}{2\pi R_N C_N}$ е ниската гранична честота на променливотоковия неинвертиращ усилвател.



Европейски съюз

ПРОЕКТ BG051PO001--4.3.04-0042

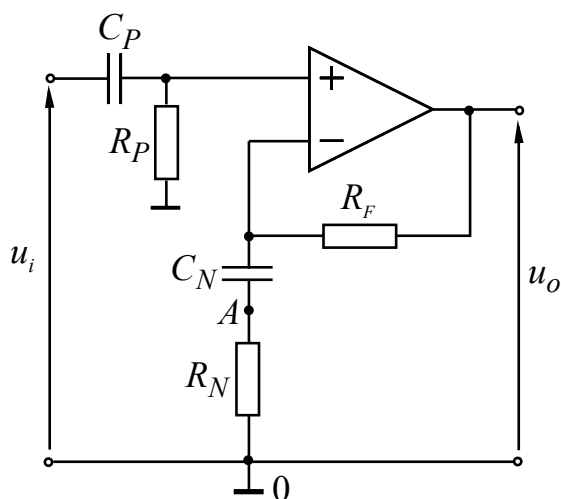
„Организационна и технологична инфраструктура за учене през целия живот и развитие на компетенции”

Проектът се осъществява с финансовата подкрепа на Оперативна програма „Развитие на човешките ресурси”, съфинансирана от Европейския социален фонд на Европейския съюз

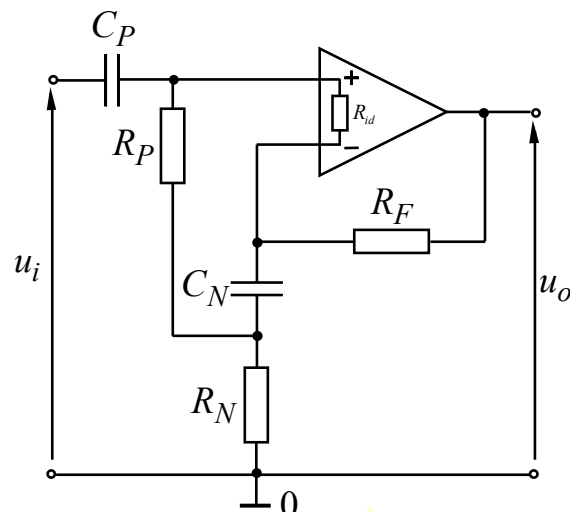
Инвестира във вашето бъдеще!



стр. 3 от 10



Фиг. 3а. Неинвертиращ променливотоков усилвател .
входно



Фиг. 3б. Неинвертиращ променливотоков усилвател с голямо

За честоти $f \gg f_b$, където съпротивленията на кондензаторите C_N и C_P могат да се пренебрегнат, $A_{F0} \approx 1 + R_F / R_N$.

Входното съпротивление на схемата за средни честоти е

$$(6) \quad R_{iA} = R_P \parallel 2R_{iCM} \parallel FR_{id} \approx R_P,$$

където $F = 1 + \beta A_d$ и $\beta = R_N / (R_N + R_F)$.

Както се вижда от горната формула, входното съпротивление на усилвателя зависи от големината на съпротивлението R_P , което обикновено е от порядъка на няколко килоома до няколко десетки килоома.

За да се получи по-голяма стойност на R_{iA} , в схемата от фиг. 3а долният край на резистора R_P вместо към маса може да се свърже към точката А. По такъв начин се въвежда ПОВ по променлив ток. На фиг. 3б е показана схема на неинвертиращ променливотоков усилвател с повишено входно съпротивление. За нея в областта на високите честоти, където съпротивленията на кондензаторите са много по-малки от съпротивленията на резисторите, резисторът R_P се явява свързан между инвертиращия и неинвертиращия вход на ОУ. Това означава, че R_P е паралелно включен на входното диференциално съпротивление R_{id} . Тогава въз основа на формула (3а) за входното съпротивление на схемата от фиг. 3б се намира

$$(7) \quad R_{iA} = [(R_P \parallel R_{id})F] \parallel 2R_{iCM}.$$



Европейски съюз

ПРОЕКТ BG051PO001--4.3.04-0042

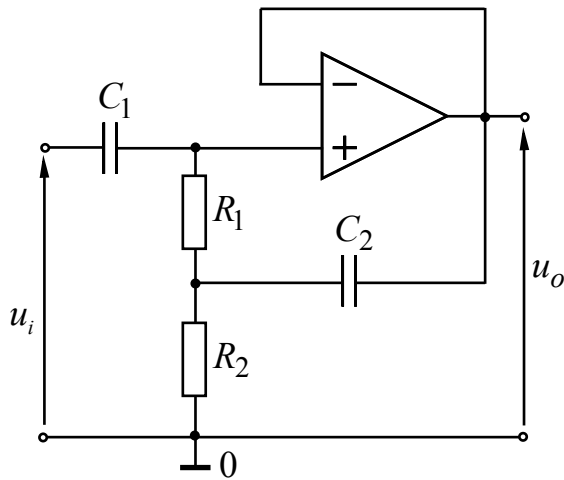
„Организационна и технологична инфраструктура за учене през целия живот и развитие на компетенции“

Проектът се осъществява с финансовата подкрепа на Оперативна програма „Развитие на човешките ресурси“, съфинансирана от Европейския социален фонд на Европейския съюз

Инвестира във вашето бъдеще!



В този случай входното съпротивление на схемата може да има стойности от порядъка на стотици килоома до няколко мегаома, без да се променя коефициентът на усилване по напрежение за $f > f_b$.



Фиг. 4. Неинвертиращ усилвател с голямо входно съпротивление и $\beta = 1$.

При постоянно входно напрежение u_i , ако се приеме, че ОУ е реален и коефициентът $\beta = 1$ (за $f \rightarrow 0$), тогава изходното напрежение на грешката за неинвертиращия усилвател (фиг. 3а) може да се намери от израза

$$(8) \quad U_{o,err} = U_{io} - R_P I_B^+ + R_F I_B^-.$$

В случаите, когато е необходимо да се получи голямо входно съпротивление и коефициент на усилване по напрежение точно

равен на единица, за $f > f_b$ може да се използва схемата от фиг. 4. В нея инвертиращият вход на ОУ е директно свързан с изхода. По този начин се получава коефициент на ООВ $\beta = 1$. Тогава при липса на входен сигнал, ако се приеме, че ОУ е реален, в изхода се получава напрежение, определено от входното напрежение на несиметрия и входния поляризиращ ток:

$$(9) \quad U_{o,err} = U_{io} - (R_1 + R_2) I_B^+.$$

Освен това за получаването на голямо входно съпротивление в усилвателя е свързан Bootstrap-кондензатор C_2 , който формира допълнителна ПОВ по напрежение (Bootstrap-effect). За $C_2 = 0$ входното съпротивление на схемата се определя от формулата $R_{iA1} \approx (R_1 + R_2) \parallel 2R_{iCM}$, където $2R_{iCM}$ е входното съпротивление между неинвертиращия вход на ОУ и масата. За $C_2 \neq 0$ при средни честоти съпротивлението R_1 се получава свързано между неинвертиращия вход на ОУ и изхода; тогава входното съпротивление на схемата се намира $R_{iA2} \approx R_1 / (1 - A_U) \parallel 2R_{iCM}$, съгласно теоремата на Милер [4, 7]. Коефициентът $A_U = A_d / (1 + A_d) \approx 1$ за $\beta = 1$. При условие, че $2R_{iCM}$ на ОУ е голямо ($> 10^7 \Omega$) входното съпротивление на схемата се определя основно от съпротивлението на резистора R_1 .



Европейски съюз

ПРОЕКТ BG051PO001--4.3.04-0042

„Организационна и технологична инфраструктура за учене през целия живот и развитие на компетенции“

Проектът се осъществява с финансовата подкрепа на Оперативна програма „Развитие на човешките ресурси“, съфинансирана от Европейския социален фонд на Европейския съюз

Инвестира във вашето бъдеще!

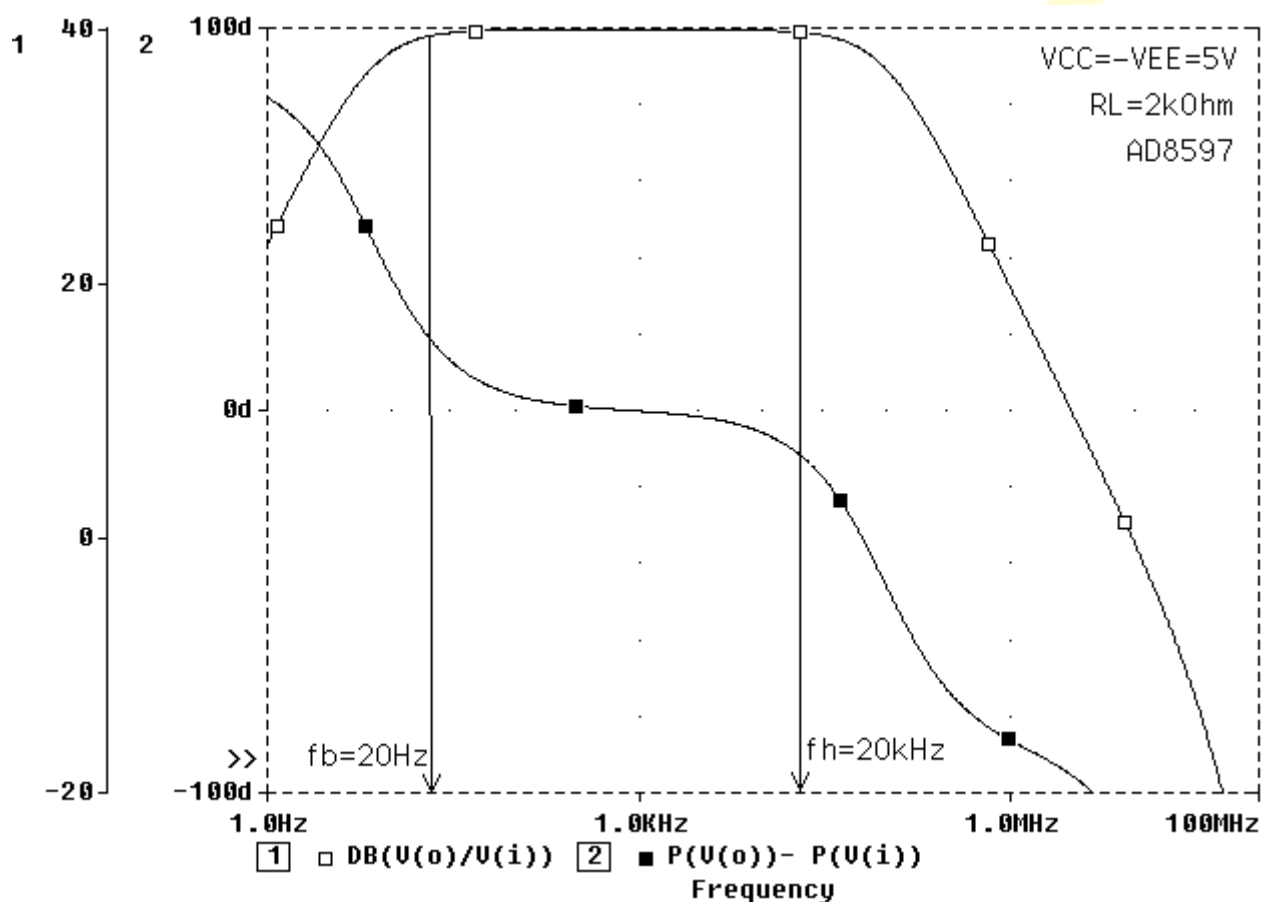


стр. 5 от 10

При оразмеряването на схемата от фиг. 4 следва да се изпълни $(1/2\pi f_b C_1) \ll R_{iA2}$ или $(1/2\pi f_b C_2) \ll R_2$ при условие, че $R_1 \gg R_2$.

СИМУЛАЦИОННО ИЗСЛЕДВАНЕ И РЕЗУЛТАТИ

За да се покажат особеностите при проектиране на променливотокови усилватели в този параграф е приложен пример за проектиране и изследване на неинвертираща усилвателна схема с VFOA (фиг. 3а) при зададени: $U_{im} = 10mV$, $R_{iA} \geq 10k\Omega$, $R_G = 100\Omega$, $U_{om} = 1V$ при $R_L = 2k\Omega$ и $C_L = 10pF$, $R_{oA} \leq 1\Omega$, ($A_{U0} = 100$ и грешка $\delta_{A_{U0}} \leq 1\%$), $C_M = 2pF$, $f_b = 20Hz$ (за $M_b \leq 1dB$), $f_h = 20kHz$ (за $M_h \leq 1dB$), $\varepsilon_{io} \leq 0,1\%$ и $SN_{min} > 80dB$.



Фиг. 5. Симулационни резултати за АЧХ и ФЧХ на неинвертиращ усилвател от фиг. 3а при ООВ с елементи: $R_F = 10k\Omega \pm 0,5\%$, $R_N = 101\Omega \pm 0,5\%$, $R_p = 10,1k\Omega \pm 0,5\%$, $C_N = C_p = 240\mu F \pm 10\%$.

Усилвателната схема е проектирана използвайки VFOA AD8597 (на Analog Devices) със симетрично захранващо напрежение $\pm 5V$. За извършване на симулационното изследване в средата на Cadence OrCAD е използван SPICE макромодел AD8597 версия 1.0 от 05/2010, достъпен в



Европейски съюз

ПРОЕКТ BG051PO001--4.3.04-0042

„Организационна и технологична инфраструктура за учене през целия живот и развитие на компетенции“

Проектът се осъществява с финансовата подкрепа на Оперативна програма „Развитие на човешките ресурси“, съфинансирана от Европейския социален фонд на Европейския съюз

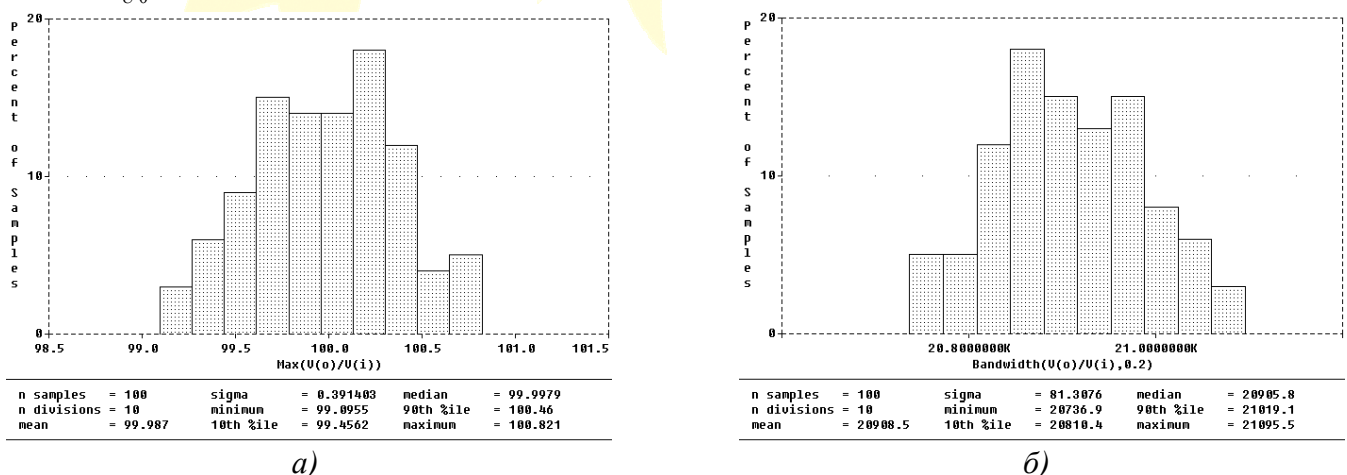
Инвестира във вашето бъдеще!



Европейски социален фонд

стандартната библиотека. Тази версия на макромодела на VFOA AD8597 отразява типичните стойности на основните статични и динамични параметри от каталожните данни за захранващи напрежения $\pm 5V$. Основните моделирани параметри са със следните стойности: $U_{io}=2,16nV$, $I_B^+ = 8,54pA$, $I_B^- = 2,53pA$, $r_{id} = 12,2k\Omega$, $r_{iCM} = 800M\Omega$, $C_{id} = 9pF$, $\bar{S}_{U0} = 1,04nV/\sqrt{Hz}$ (за честота $1kHz$ на входния сигнал), $\bar{S}_{I0} = 2,3pA/\sqrt{Hz}$ (за честота $1kHz$ на входния сигнал), $CMRR = 135dB$, $PSRR = 140dB$, $I_{CC} = -I_{EE} \approx 4,8mA$, $B_{-3dB} = 9,42MHz$ ($A_{U0}=1$), $|U_{om}| = 3,8V$ при $\pm 5V$ захранващи напрежения, $SR = 14,67V/\mu s$ и $r_o = 4,3\Omega$. АЧХ и ФЧХ на макромоделът на AD8605 са изследвани при условие, че е извършена без предварителна компенсация на входното напрежение на несиметрия тъй като в макромодела на AD8597 не е отразено входното напрежение на несиметрия. Макромоделът AD8605 не отразява точните стойности на входното напрежение на несиметрия, входния поляризиращ ток, температурните ефекти, както и изходния ток на късо съединение. Освен това в модела не са включени елементи отразяващи обемните паразитни capacitети при монтаж на печатна платка и някои от нелинейните изкривявания.

Въз основа на някои изчисления за стойностите на пасивните елементи в схемата се получават: $R_F = 10k\Omega \pm 0,5\%$, $R_N = 101\Omega \pm 0,5\%$, $R_P = 10,1k\Omega \pm 0,5\%$ и $C_N = C_P = 227\mu F \pm 10\%$. Допустимите толеранси на резисторите $\pm 0,5\%$ са определени въз основа на зададената грешка $\delta_{A_{U0}} \leq 1\%$.



Фиг. 6. Симулационни резултати за функцията на плътността на вероятността на разпределение: а) при коефициента на усилване по напрежение; б) при ширината на работната честотна лента.



Европейски съюз

ПРОЕКТ BG051PO001--4.3.04-0042

„Организационна и технологична инфраструктура за учене през целия живот и развитие на компетенции”

Проектът се осъществява с финансовата подкрепа на Оперативна програма „Развитие на човешките ресурси”, съфинансирана от Европейския социален фонд на Европейския съюз

Инвестира във вашето бъдеще!



Европейски социален фонд

Симулациите на усилвателната схема са изпълнени в средата на Cadence OrCAD. АЧХ и ФЧХ на проектираната схема са представени на фиг. 5. От нея се вижда, че за средни честоти коефициентът на усилване е константа и е приблизително равен на 100, като дефазирането на входното напрежение е много по-малко от 1° . За ниската граничната честота $f_b = 20\text{Hz}$ и за високата гранична честота $f_h = 20\text{kHz}$ усилването намалява с около $0,2\text{dB}$, като дефазирането е по-малко от 20° . Извън работната честотна лента скоростта на изменение на коефициента на усилване е около 20dB/dec , а фазата на изходното напрежение спрямо входното напрежение се увеличава, като при $B_1 = 9,42\text{MHz}$ (за $A_{U0}=1$) достига 117° . Тази стойност показва, че схемата е устойчива понеже запасът по фаза е по-голям от 45° . На фиг. 6а и б са представени симулационни резултати за функцията на плътността на вероятността на разпределение за коефициента на усилване по напрежение и ширината на работната честотна лента при избраните производствени толеранси ($\pm 0,5\%$) на резисторите. Както се вижда от хистограмата на фиг. 6а коефициентът на усилване варира от 99,1 до 100,8, като средната стойност е равна на 99,99 и дисперсията е приблизително 0,39. Оценката на математическото очакване, получена от извадка от 100 опита (статистически симулации по метода Монте Карло) Тези резултати потвърждават с добра точност дадените по-горе теоретични формули за изчисление на параметрите. Само 10% стойностите на коефициента на усилване са приблизително равни на 99,45, което определя относителна грешка около 0,6%. Плътността на вероятността на разпределение за работната честотна лента $B_{0,7}$ при избраните производствени толеранси на резисторите е показана на фиг. 6б. Както се вижда от хистограмата средната стойност е приблизително $20,9\text{kHz}$, като грешката е приблизително 4,6%. Това се дължи на влиянието на производствените толеранси на кондензаторите C_N и C_F определящи ниската гранична честота, както и на паразитните и външните (товарния и монтажния) капацитети в схемата.

Групата от статични и динамични параметри, обект на изследване, които се получават въз основа на изчисления по методиката и компютърни симулации са обобщени в таблица 1.

Разликите в резултатите на симулационното изследване от тези на предварителните ръчни разчети са съвсем малки (максималната грешка не надвишава 5%) и се дължат, както и при основните усилвателни схеми на влиянието на високочестотните полюси и нули в използвания макромодел на VFOA.



Европейски съюз

ПРОЕКТ BG051PO001--4.3.04-0042

„Организационна и технологична инфраструктура за учене през целия живот и развитие на компетенции”

Проектът се осъществява с финансовата подкрепа на
Оперативна програма „Развитие на човешките ресурси”,
съфинансирана от Европейския социален фонд на Европейския съюз

Инвестира във вашето бъдеще!



Европейски социален фонд

Таблица 1. Сравнение на симулационни резултати изчислените стойности на статичните и динамичните параметри.

Параметър	Изчислени стойности	Симулационни резултати
A_{U0}	100	99,1 _{min} ...100,8 _{max} (99,99 _{mean}) получени от извадка от 100 опита (симулации)
$\delta_{A_{U0}}$	$\leq 1\%$	$< 0,1\%$
σ - дисперсия	-	0,39
f_b	20Hz	20Hz за 0,2dB
f_h	20kHz	20kHz за 0,2dB
R_{iA}	10k Ω	10,1k Ω
R_{oA}	0,8m Ω	0,78m Ω
φ_m	$\geq 90^\circ$	$\approx 63^\circ$
U_{om}	1V за $R_L = 2k\Omega$	1V за $R_L = 2k\Omega$
Динамичен диапазон	79,3 dB за честота 1kHz и амплитуда на изх. сигнал 3,5V	79,8 dB за честота 1kHz и амплитуда на изх. сигнал 3,5V
k_h	-	$< 0,1\%$
$U_{o,err} / \varepsilon_{io}$	0,64mV / 0,064%	-
$\bar{S}_{U,out}$	214nV / \sqrt{Hz}	212nV / \sqrt{Hz}
SN	85,4dB	85,5dB

ОБОБЩЕНИЕ И ИЗВОДИ

1. Извършен е анализ по постоянен и променлив ток (за ниски, средни и високи честоти) на четири схемни варианта, два от които с неголямо входно съпротивление (от порядъка на няколко килоома до няколко десетки килоома) и два с голямо входно съпротивление ($> 100k\Omega$) на нискочестотни маломощни усилвателни схеми (променливотокови усилватели) с VFOA. Изведени са в аналитичен вид формули за изходното напрежение на грешката, комплексните предавателни функции, входният импеданс и изходният импеданс;

2. Получени са формули в общ вид за динамичните параметри, свързани с комплексните предавателни функции, входния импеданс и изходния импеданс. Изведени са удобни за използване аналитични формули за пресмятане на ниските гранични честоти, като за неинвертиращите променливотокови усилватели е заложено равенство на времеконстантите от входната и изходната верига. По този начин се премахват двойка полюс и нула от комплексните предавателни функции. В резултат на това се подобрява стабилността в честотна област и се опростява процедурата за изчисляване на параметрите на пасивните елементи;



Европейски съюз

ПРОЕКТ BG051PO001--4.3.04-0042

„Организационна и технологична инфраструктура за учене през
целия живот и развитие на компетенции”

Проектът се осъществява с финансовата подкрепа на
Оперативна програма „Развитие на човешките ресурси”,
съфинансирана от Европейския социален фонд на Европейския съюз

Инвестира във вашето бъдеще!



Европейски социален фонд

3. Получените резултати от симулационното изследване на примерна схема на неинвертиращ усилвател напълно потвърждават правилността на изложените теоретични постановки. Разликите в резултатите на симулационното изследване от тези на предварителните ръчни разчети са съвсем малки (максималната грешка не надвишава 5%) и се дължат на разлики обусловени от влиянието на високочестотните полюси и нули в използваните макромоделни на VFOA.



Европейски съюз

ПРОЕКТ BG051PO001--4.3.04-0042

**„Организационна и технологична инфраструктура за учене през
целия живот и развитие на компетенции”**

*Проектът се осъществява с финансовата подкрепа на
Оперативна програма „Развитие на човешките ресурси”,
съфинансирана от Европейския социален фонд на Европейския съюз*

Инвестира във вашето бъдеще!



стр. 10 от 10