

УДК 629.735.05

ББК 3846.2

В.В. Уланський, д-р техн. наук, проф.,
 І.О. Мачалін, канд. техн. наук, доц.,
 О.П. Ткаліч, асист.

АНАЛІЗ І РОЗРАХУНОК ГЕНЕРАТОРІВ, КЕРОВАНИХ НАПРУГОЮ НА ШВИДКОДІЮЧИХ ОПЕРАЦІЙНИХ ПІДСИЛЮВАЧАХ

Розглянуто операційні підсилювачі як генератори, керовані напругою, які є практичною альтернативою транзисторним генераторам, керованим напругою, що збільшуються в розмірах протягом збирання. Показано, що операційні підсилювачі, як генератори, керовані напругою, використовують топологію ланцюга Хартлі і Колпця та вимагають мінімум місця, оскільки операційний підсилювач є цілком закінченим підсилювачем.

Генератори, керовані напругою (ГКН), широко застосовуються в сучасних системах зв'язку з фазовим автопідстроюванням частоти (ФАПЧ).

Традиційно генератори синусоїдальних та імпульсних коливань на операційних підсилювачах (ОП) використовувалися на відносно низьких частотах [1]. Це було пов'язане з тим, що порівняно недавно ОП мали низькі значення добутку коефіцієнта підсилення на ширину смуги пропускання (GBW), а частота генеруючих коливань повинна задовольняти відому умову [1]:

$$f_0 \leq \frac{GBW}{1 + |A_V|}, \quad (1)$$

де A_V – коефіцієнт підсилення за напругою, що інвертує ОП (ІОП).

Останнім часом з'явилися ОП, що працюють у гигагерцному діапазоні частот. Наприклад, надширокополосний ОП CLC 449AJR (COMLINEAR) [2] забезпечує $I_{AV} I = 2$ на частоті 1,2 ГГц, а ОП OPA 600 (Burr-Brown Corporation) [3] має $GBW = 5$ ГГц. Досягнення у сфері технології виробництва ОП дозволяють використовувати їх як активний елемент у схемі ГКН не тільки в діапазоні середніх радіохвиль, але також у діапазонах коротких і ультракоротких радіохвиль.

На рис. 1 наведено схему ГКН, засновану на класичній схемі генератора Хартлі (індуктивна триточка). Коливальний контур складений з індуктивностей L_2, L_3 та ємностей C_1, C_V . Високоомний резистор R_1 ізолює джерело керуючої напруги U_V від струмів високої частоти. Розділовий конденсатор C_1 ізолює катод варикапа VD від землі по постійному струму. Резистор R_C охороняє контур від шунтування низьким вихідним опором ІОП. Опори резисторів R_A і R_F визначають коефіцієнт підсилення за напругою ІОП.

На рис. 2, 3, 4 показано типові епюри напруг у точках схеми, позначених цифрами 1, 2 і 3. У точці 1 (рис. 2) напруга $V_{OP}(t)$ являє собою періодичну послідовність знакозмінних імпульсів прямокутної форми (напруга меандру). Частота цих імпульсів f визначається параметрами контуру, а амплітуда V_{sat} – напругою насичення виходу ОП. Напруга насичення звичайно не набагато менша за робочу напругу живлення ОП V_S , тобто

$$V_{sat} < V_S.$$

У точці 2 (рис. 3) сигнал являє собою синусоїдальну напругу на паралельному коливальному контурі з комплексною амплітудою і частотою:

$$V_Q = |V_Q| \exp(j\varphi_Q),$$

яка дорівнює резонансній частоті контуру f , де $|V_Q|$ і φ_Q – амплітуда і початкова фаза напруги на контурі. У точці 3 (рис. 4) сигнал являє собою напругу зворотного зв'язку ГКН з комплексною амплітудою:

$$V_{oc} = |V_{oc}| \exp(j\varphi_{oc}),$$

де $|V_{oc}|$ і φ_{oc} – амплітуда та початкова фаза напруги зворотного зв'язку.

Напруга у точці 3 переміщена по фазі відносно до напруги в точці 2 на π радіан.

На рис. 5 наведено еквівалентну схему ГКН при припущенні, що елементи ГКН не утримують паразитних ємностей та індуктивностей. Пунктирною лінією на рис. 5 позначено еквівалентну схему ІОП.

Вхідний опір ІОП [4]

$$R_i = r_i \parallel R_A \parallel R_F, \quad (2)$$

де r_i – вхідний опір ОП. Вихідний опір ІОП не показаний на еквівалентній схемі, тому що він практично дорівнює нулю. Коефіцієнт підсилення за напругою ІОП у межах смуги пропускання визначається за відомою формулою [1]:

$$A_V = \frac{-R_F}{R_A}.$$

Оскільки ємність варикапа C_V з'єднана послідовно з ємністю розділового конденсатора C_1 , то еквівалентна ємність контуру дорівнює:

$$C_0 = \frac{C_1 C_V}{C_1 + C_V}. \quad (3)$$

При $C_1 \gg C_V$ формула (3) набуде вигляду $C_0 \approx C_V$. Напруга зворотного зв'язку V_{oc} знімається з дільника C_0, L_2 . На частоті резонансу коефіцієнт трансформації напруги від виходу ланцюга до її входу (коефіцієнт зворотного зв'язку) становитиме:

$$n = \frac{V_{oc}}{V_Q} = \frac{j\omega_0 L_2}{j\omega_0 L_2 + \frac{1}{j\omega_0 C_0}} = \frac{1}{1 - \frac{1}{\omega_0^2 C_0 L_2}}. \quad (4)$$

Оскільки

$$\omega_0^2 = \frac{1}{C_0(L_2 + L_3)},$$

то формула (4) набуває вигляду:

$$n = \frac{-L_2}{L_3}. \quad (5)$$

Співвідношення (5) підтверджує, що фази напруг V_Q і V_{oc} відрізняються на 180° . З рис. 5 випливає, що на резонансній частоті повний еквівалентний опір контуру являє собою рівнобіжне з'єднання опору R_P і внесеного опору ІОП:

$$R_{eq} = R_P \parallel \frac{R_i}{n^2}.$$

Оскільки напруга $V_{op}(t)$ є періодичною функцією, то її можна подати у вигляді комплексного ряду Фур'є:

$$V_{op}(t) = \frac{1}{2} \sum_{m=-\infty}^{\infty} V_{op,m} \exp(jm\omega_0 t),$$

де $V_{op,m} = |V_{op,m}| \exp(j\varphi_m)$ – комплексна амплітуда m -ї гармоніки напруги на виході ІОП.

Амплітуда m -ї гармоніки:

$$|V_{op,m}| = \frac{4V_{sat}}{m\pi} \sin^2 \frac{m\pi}{2}.$$

Струм у нерозгалуженій частині ланцюга на рис. 5 подається також у вигляді комплексно-го ряду Фур'є:

$$i(t) = \frac{1}{2} \sum_{m=-\infty}^{\infty} I_m \exp(j_m \omega_0 t),$$

де $I_m = |I_m| \exp(j\phi_m)$ – комплексна амплітуда m -ї гармоніки струму.

Амплітуда m -ї гармоніки струму обчислюється за формулою:

$$|I_m| = \frac{|V_{op,m}|}{R_c + R_{eq}}$$

Оскільки рівнобіжний коливальний контур має резонансну частоту ω_0 , тоді тільки перша гармоніка струму $i(t)$ створює спадання напруги на контурі. Отже, комплексна амплітуда напруги на контурі

$$V_Q = I_1 R_{eq} = |V_Q| \exp(j\phi_1),$$

де $|V_Q|$ – амплітуда напруги на контурі, що обчислюється за формулою

$$|V_Q| = \frac{4V_{sat} R_{eq}}{\pi(R_c + R_{eq})}. \quad (6)$$

Визначимо значення коефіцієнта підсилення по нарузі A_V , необхідне для забезпечення напруги на контурі V_Q . Оскільки напруга зворотного зв'язку являє собою гармонійний сигнал, то в сталому режимі повинне виконуватися співвідношення:

$$V_{op,1} = A_V V_{oc} \quad (7)$$

де $V_{op,1} = |V_{op,1}| \exp(j\phi_1)$ – комплексна амплітуда першої гармоніки напруги на виході ІОП.

Комплексна амплітуда напруги V_{oc} дорівнює добутку комплексної амплітуди напруги на контурі V_Q і коефіцієнта трансформації напруги n , тобто

$$V_{oc} = n V_Q. \quad (8)$$

Підставивши V_{oc} з виразу (8) у рівність (7), знаходимо:

$$V_{op,1} = n A_V V_Q,$$

звідси

$$n A_V = \frac{V_{op,1}}{V_Q}. \quad (9)$$

При резонансі контур являє собою чисто активний опір, який дорівнює R_{eq} . Тому

$$V_Q = V_{op,1} \frac{R_{eq}}{R_c + R_{eq}},$$

звідки

$$\frac{V_{op,1}}{V_Q} = 1 + \frac{R_c}{R_{eq}}. \quad (10)$$

Підставивши праву частину виразу (10) у рівність (9), одержимо:

$$n A_V = 1 + \frac{R_c}{R_{eq}}. \quad (11)$$

З виразу (11) можна одержати умови стаціонарності режиму гармонійних коливань у вигляді двох рівностей. Для цього зобразимо A_V і n у показовій формі:

$$A_V = |A_V| \exp(j\varphi_A), \quad (12)$$

$$n = |n| \exp(j\varphi_n). \quad (13)$$

Підставивши A_V і n з виразів (12) і (13) у формулу (11), одержимо:

$$|A_V| \times |n| \exp[j(\varphi_A + \varphi_n)] = 1 + \frac{R_C}{R_{eq}}. \quad (14)$$

Оскільки $A_V < 0$ і $n < 0$, тоді $\varphi_A = \pi$ і $\varphi_n = \pi$. Звідси одержуємо першу рівність:

$$\varphi_A + \varphi_n = 2\pi,$$

яка являє собою відому умову балансу фаз автогенератора [5].

Далі з рівності (14) одержуємо умову балансу амплітуд:

$$|A_V| \times |n| = 1 + \frac{R_C}{R_{eq}}. \quad (15)$$

Для самозбудження ГКН необхідно, щоб

$$|A_V| \times |n| > 1 + \frac{R_C}{R_{eq}} \quad (16)$$

$$\text{або } |A_V| > \frac{1}{2} \left(1 + \frac{R_C}{R_{eq}} \right). \quad (17)$$

Співвідношення (15) і (16) є уточненням відомих умов балансу амплітуд і самозбудження автогенератора [4; 5; 6]:

$$\begin{aligned} |A_V| \times |n| &= 1; \\ |A_V| \times |n| &> 1 \end{aligned} \quad (18)$$

для класу автогенераторів, що використовують ОП як активні елементи. Дійсно, при $R_C = 0$ у співвідношеннях (15) і (16), приходимо до умов (18). Однак при $R_C = 0$ рівнобіжний коливальний контур шунтується практично нульовим вихідним опором ІОП і схема не працює. Для підвищення вибірковості навантаженого контуру доцільно збільшувати опір R_C . При цьому треба мати на увазі, що зі збільшенням R_C збільшується також необхідне значення $|A_V|$ і спадає амплітуда напруги на контурі $|V_Q|$, як це впливає з виразу (6). Крім того, зменшується максимально можлива частота генерованих коливань, обумовлена умовою (1).

Підставляючи $|n| = L_2 / L_3$ у нерівність (17), одержуємо:

$$|A_V| > \frac{L_3}{L_2} \left(1 + \frac{R_C}{R_{eq}} \right). \quad (19)$$

Нерівність (19) є уточненням умови самозбудження автогенератора Хартлі [4]:

$$|A_V| > L_3 / L_2.$$

Величини опорів R_A і R_F вибираються зі співвідношення (19):

$$\frac{R_F}{R_A} > \frac{L_3}{L_2} \left(1 + \frac{R_C}{R_{eq}} \right).$$

У разі зневаги до паразитних ємностей та індуктивностей елементів схеми частота генерованих коливань становить:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_0(L_2 + L_3)}},$$

а при $C_1 \gg C_V$ набуває вигляду

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_V(L_2 + L_3)}}.$$

Важливим параметром ГКН є діапазон перебудови за частотою, що для схеми, наведеної на рис. 1, складає:

$$\frac{f_{0_{\max}}}{f_{0_{\min}}} = \sqrt{\frac{C_{V_{\max}}}{C_{V_{\min}}}}.$$

Наприклад, при використанні варикапа MV2115 (Motorola), що має діапазон зміни ємності (рис. 6) від $C_{V_b} = 49,1$ пФ до $C_{V_a} = 127,7$ пФ та діапазон зворотної напруги від $U_{V_a} = 2$ В до $U_{V_b} = 30$ В, одержуємо $f_{0_{\max}} / f_{0_{\min}} = 1,613$, який при $L_3 = 4L_2 = 100$ нГн забезпечує діапазон частот, що перебудовуються, 39,837–64,245 МГц.

Схему коливального контуру ГКН із зустрічним включенням варикапів показано на рис. 7. Якщо варикапи VD_1 і VD_2 ідентичні, тоді частота генерованих коливань визначається співвідношенням:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{0,5(L_2 + L_3)C_V}}.$$

Зустрічне включення варикапів дозволяє збільшити частоту генерованих коливань і зменшити переключування внаслідок зміни напруги на резонансному контурі. Наприклад, при тих же вихідних даних, що й у попередньому прикладі, маємо:

$$f_{0_{\max}} / f_{0_{\min}} = 56,337 / 90,856 \text{ МГц.}$$

У системах ФАПЧ часто виникає проблема зменшення надмірної чутливості ГКН. Простим вирішенням цієї проблеми є вимкнення конденсатора C_E паралельно з варикапами VD_1 і VD_2 , як показано на рис. 8. Для цієї схеми частота генерованих коливань і діапазон перебудови визначаються таким чином:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_2 + L_3)(0,5C_V + C_E)}};$$

$$\frac{f_{0_{\max}}}{f_{0_{\min}}} = \sqrt{\frac{C_E + 0,5C_{V_{\max}}}{C_E + 0,5C_{V_{\min}}}}.$$

Наприклад, при використанні двох варикапів MV2115 і конденсатора $C_E = 50$ пФ, одержуємо, що

$$f_{0_{\max}} / f_{0_{\min}} = 1,236.$$

На рис. 9 показано схему ГКН на базі генератора Колпиця (ємнісна триточка). У схемі на рис. 9 розділові конденсатор C_1 і дросель L_2 забезпечують режим постійного струму для варикапа VD .

Частота генерованих коливань і діапазон перебудови по частоті визначаються так:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{(C_{23} + C_0)L_1}};$$

$$\frac{f_{0_{\max}}}{f_{0_{\min}}} = \sqrt{\frac{C_{23} + C_{0_{\max}}}{C_{23} + C_{0_{\min}}}},$$

де $C_{23} = \frac{C_2 C_3}{C_2 + C_3}$.

Ємність C_0 обчислюється за формулою (3).

На рис. 10 показано еквівалентну схему ГКН Колпиця. Аналіз цієї схеми аналогічний аналізу схеми, наведеної на рис. 5. Легко показати, що для ГКН Колпиця коефіцієнт трансформації напруги від виходу ланцюга до її входу становить:

$$n = -\frac{C_3}{C_2},$$

де $C_2 > C_3$.

На рис. 11 показано схему резонансного контуру ГКН Колпиця із зустрічним вмиканням варикапів.

З урахуванням співвідношення (21), вираз (17) набуде вигляду:

$$|A_V| > \frac{C_2}{C_3} \left(1 + \frac{R_C}{R_{eq}} \right),$$

а значення опорів R_A і R_F вибираються з урахуванням виразу (2):

$$\frac{R_F}{R_A} > \frac{C_2}{C_3} \left(1 + \frac{R_C}{R_{eq}} \right).$$

Нерівність (22) є уточненням умови самозбудження автогенератора Колпиця [5]:

$$|A_V| > \frac{C_2}{C_3}.$$

Для цієї схеми, зображеної на рис. 11 частота генерованих коливань і діапазон перебудови по частоті знаходяться так:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1(C_{23} + 0,5C_V)}};$$

$$\frac{f_{0_{\max}}}{f_{0_{\min}}} = \sqrt{\frac{C_{23} + 0,5C_{V_{\max}}}{C_{23} + 0,5C_{V_{\min}}}}.$$

При відносно низьких частотах генерованих коливань можна зовсім не брати до уваги паразитні ємності та індуктивності елементів ГКН.

При високих частотах реактивні опори паразитних ємностей та індуктивностей впливають на роботу схеми, змінюючи частоту генерованих коливань, діапазон перебудови та інші характеристики.

На рис. 12 показано еквівалентну схему ГКН Колпиця з урахуванням паразитної вхідної ємності ОП.

З рис. 12 видно, що ємність C_S підключена паралельно ємності C_2 , тому вирази (20), (21), (22) набудуть вигляду:

$$C_{23} = \frac{(C_2 + C_S)C_3}{C_2 + C_S + C_3};$$

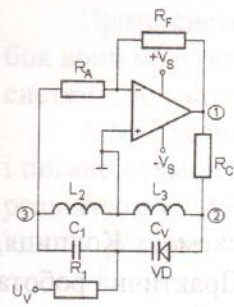


Рис. 1

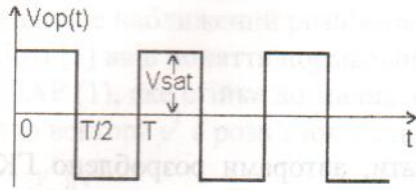


Рис. 2

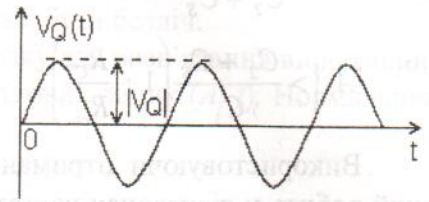


Рис. 3

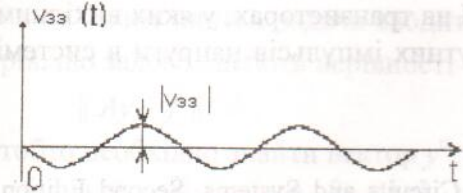


Рис. 4

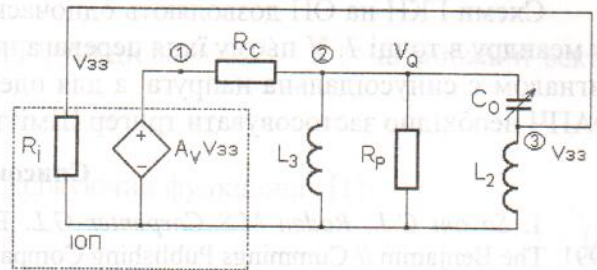


Рис. 5

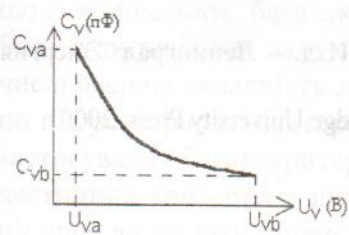


Рис. 6

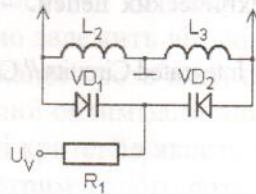


Рис. 7

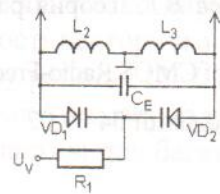


Рис. 8

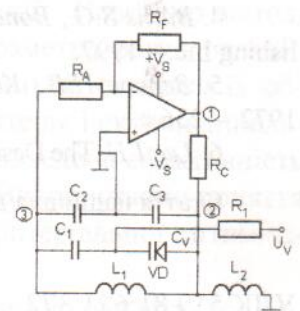


Рис. 9

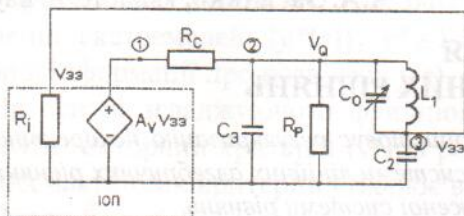


Рис. 10

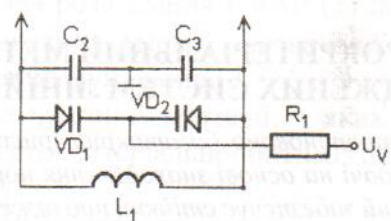


Рис. 11

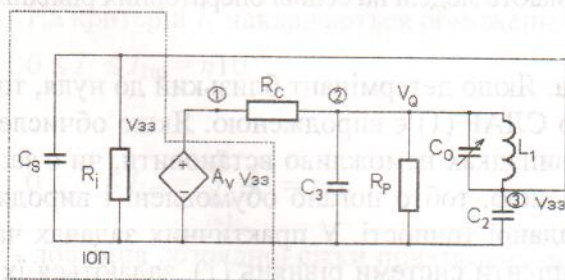


Рис. 12

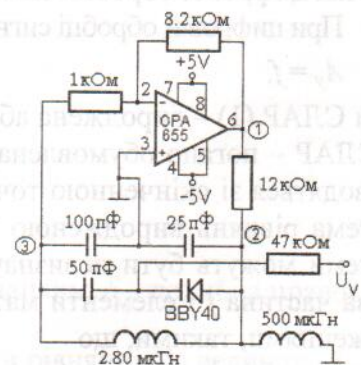


Рис. 13

$$n = -\frac{C_3}{C_2 + C_s};$$

$$|A_V| > \frac{C_2 + C_s}{C_3} \left(1 + \frac{R_C}{R_{eq}} \right).$$

Використовуючи отримані результати, авторами розроблено ГКН за схемою Колпиця, який робить у діапазонах частот 16–18 МГц та має чутливість $S_n \leq 500$ кГц/В. Практична робота схеми показала повну відповідність параметрів ГКН до аналітичних результатів.

Схема спроектованого ГКН подана на рис. 13.

Схеми ГКН на ОП дозволяють одночасно одержати гармонійну напругу в точці 2 і напругу меандру в точці 1. У цьому їхня перевага над схемами ГКН на транзисторах, у яких вихідним сигналом є синусоїдальна напруга, а для одержання прямокутних імпульсів напруги в системі ФАПЧ необхідно застосовувати тригер Шмітта.

Список літератури

1. Savant C.J., Roden M.S., Carpenter G.L. Electronic Design. Circuits and Systems. Second Edition. 1991. The Benjamin // Cummings Publishing Company, Inc.
2. <http://www.national.com>.
3. <http://www.burr-brown.com>.
4. Burns S.G., Bond P.R. Principles of Electronic Circuits. Second Edition // International Thomson Publishing Inc. – 1997.
5. Зернов Н.В., Карпов В.Г. Теория радиотехнических цепей. – 2-е. Изд. – Ленинград: Энергия, 1972. – 236 с.
6. Lee T.H. The Design of CMOS Radio-Frequency Integrated Circuits // Cambridge University Press, 2000.

Стаття надійшла до редакції 04.09.02.

УДК 519.81:621.372

ББК 3.811.422.6639

І.А. Жуков, д-р техн. наук, проф.,
А.А. Засядько, канд. техн. наук, доц.

БАГАТОКРИТЕРІАЛЬНИЙ МЕТОД РОЗВ'ЯЗАННЯ ВИРОДЖЕНИХ СИСТЕМ ЛІНІЙНИХ АЛГЕБРИЧНИХ РІВНЯНЬ

Запропоновано багатокритеріальний метод, що використовує регуляризацію некоректної задачі на основі знаходження нормального розв'язку системи лінійних алгебричних рівнянь, який забезпечує стійкий наближений розв'язок виродженої системи рівнянь.

При розв'язанні вироджених систем лінійних алгебричних рівнянь (СЛАР) у практичних задачах цифрової обробки сигналів виникають певні труднощі.

При цифровій обробці сигналів значне місце займають моделі на основі операторних рівнянь

$$A_y = f, \quad (1)$$

коли СЛАР (1) – вироджена або погано обумовлена. Якщо детермінант близький до нуля, то така СЛАР – погано обумовлена, якщо $\det(A) = 0$, то СЛАР (1) є виродженою. Якщо обчислення проводяться зі скінченною точністю, то у деяких випадках неможливо встановити, чи є задана система рівнянь виродженою або погано обумовленою, тобто погано обумовлені і вироджені системи можуть бути невизначеними в рамках заданої точності. У практичних задачах часто права частина f і елементи матриці A , тобто коефіцієнти системи рівнянь (1), задаються їх наближеннями, такими, що

$$\|\tilde{A} - A\| \leq \delta, \|\tilde{f} - f\| \leq \delta.$$