

Janusz GUZIK

KOMPARATOR DO BADAŃ DIELEKTRYKÓW Z ZASTOSOWANIEM PRZETWORNIKÓW TYPU I/F

Streszczenie. W artykule przedstawiono podstawowe założenia koncepcji budowy równonapięciowego komparatora składowych (G_X, C_X) admitancji dielektryków z zastosowaniem w torach pomiarowych dwóch przetworników typu i/f. Przedstawiono schemat blokowy komparatora oraz wyprowadzono zależności pozwalające na ocenę podstawowych parametrów metrologicznych proponowanej klasy komparatorów.

COMPARATOR FOR DIELECTRIC INVESTIGATIONS WITH USE OF CURRENT - TO - FREQUENCY CONVERTERS

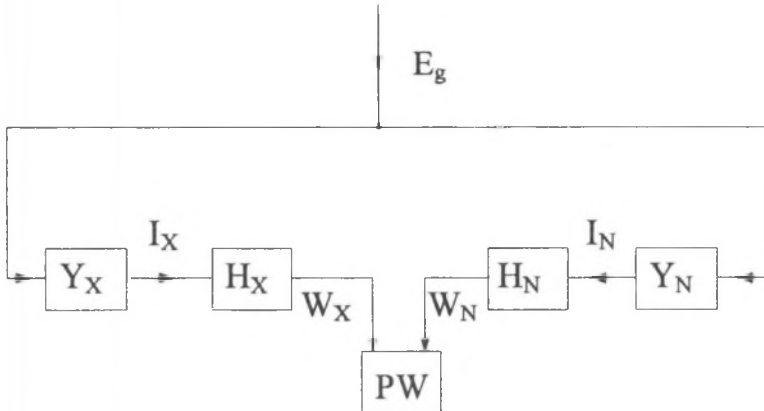
Summary. The paper presents the basic assumptions of an idea of an equivoltage comparator circuit of dielectric admittance components (G_X, C_X) with use of two current-to-frequency converters in the measuring channels. The block diagram of the comparator circuit and the derived dependences enabling evaluation of the basic metrological parameters of the proposed comparator class are given as well.

1. WSTĘP

W literaturze dotyczącej zmiennoprądowych badań dielektryków zamieszczono wiele opisów układów pomiarowych należących do różnych klas układów, przykładowo – układów zrównoważonych: mostkowych (np. mostek Scheringa), kompensacyjnych, czy też komparacyjnych. Z przeprowadzonego przeglądu literatury dotyczącej klasy równonapięciowych komparatorów admitancji dielektryków [2, 6] wynika, że jedną z klas układów umożliwiających szerokopasmowe badania dielektryków (np. w zakresie od 10^3 do 10^6 Hz) może być klasa równonapięciowych komparatorów admitancji o schemacie blokowym przedstawionym na rys. 1.

W układzie komparatora o schemacie blokowym podanym na rys. 1. komparowane admitancje: badanej dielektryka Y_X i wzorca Y_N zostają przetworzone na odpowiadające im

sygnały prądowe I_X i I_N , które następnie są przetwarzane za pomocą przetworników prądu typu i/w o transmitancjach H_X i H_N na proporcjonalne sygnały w_X i w_N tego samego rodzaju (np. napięciowe [2] lub prądowe [7]).



Rys. 1. Schemat blokowy równonapięciowego komparatora admittancji dielektryków
Fig. 1. Block diagram of equivoltage dielectric admittance comparator

Zadaniem przetwornika wyjściowego PW (o nie zaznaczonym na rys. 1. sygnale wyjściowym w) jest porównanie (kompensacja) sygnałów wyjściowych przetworników w_X i w_N tego samego rodzaju, co prowadzi do następującego równania przetwarzania komparatora :

$$w = f(w_X - w_N) = f(E_g Y_X H_X - E_g Y_N H_N) = E_g f(Y_X H_X - Y_N H_N), \quad (1)$$

lub

$$w = f\left(\frac{w_X}{w_N}\right) = f\left(\frac{E_g Y_X H_X}{E_g Y_N H_N}\right) = f\left(\frac{Y_X H_X}{Y_N H_N}\right), \quad (2)$$

i wynikającej odpowiednio – dla stanu $w = 0$ lub stanu $w = 1$ równania komparacji:

$$Y_X = \frac{H_N}{H_X} Y_N, \quad (3)$$

gdzie:

E_g – źródło napięcia zasilającego układ komparatora,

w_X, w_N – sygnały napięciowe podlegające porównaniu (kompensacji) w obwodzie przetwornika wyjściowego PW,

Y_X, Y_N – admitancje badanego dielektryka i zastosowanego wzorca,

H_X, H_N – transmitancje zastosowanych przetworników i/w o równaniach dających się sprowadzić do postaci:

$$H_X = \frac{W_X}{I_X} = \frac{W_X}{E_g Y_X}, \quad (4a)$$

i

$$H_N = \frac{W_N}{I_N} = \frac{W_N}{E_g Y_N}, \quad (4b)$$

2. RÓWNANIA KOMPARACJI DLA UKŁADU KOMPARATORA Z ZASTOSOWANIEM PRZETWORNIKÓW TYPU I/F

Jak łatwo zauważyć, równanie komparacji (2) obowiązuje zarówno dla przypadku, gdy sygnały wyjściowe w_X i w_N z przetworników typu i/w są sygnałami napięciowymi lub prądowymi, przy czym wyniki odpowiednich analiz i badań modeli doświadczalnych komparatorów dla tych przypadków opisano odpowiednio w pracach [2 i 7].

W dalszym ciągu rozważania ograniczono do nieanalizowanego jeszcze przypadku zastosowania w miejsce przetworników typu i/w – przetworników typu i/f. Odpowiedni do tego celu schemat ideowy równonapięciowego komparatora admitancji dielektryków z komparacją częstotliwości f_X i f_N zamieszczono na rys. 2.

W charakterze przetworników typu i/f można tutaj zastosować monolityczne przetworniki a/c realizujące częstotliwościową metodę przetwarzania, np. układy serii VFC (typu VFC100, VFC101, VFC121 lub VFC320) produkcji firmy Burr-Brown [1].

Zasada działania takich przetworników jest następująca. Prądy wejściowe (odpowiednio) o wartościach $i_X(t)$ i $i_N(t)$ są całkowane w wewnętrznym integratorze układu przetwornika i/f w czasie od t_0 do czasu $t_0 + \tau$, kiedy to napięcie wyjściowe integratora osiąga wartość napięcia odniesienia U_R :

$$k_X \int_{t_0}^{t_0+\tau} i_X(t) dt = U_R, \quad (5a)$$

i

$$k_N \int_{t_0}^{t_0+\tau} i_N(t) dt = U_R, \quad (5b)$$

gdzie:

- t_0 – początek przetwarzania (start przetwornika i/f), synchronizowany na ogół przebiegiem zewnętrznym doprowadzonym do wejścia synchronizacji przetwornika,
- τ – czas całkowania integratora,

k_X, k_N – stałe przetwarzania integratorów przetworników i/f ,

U_R – napięcie odniesienia przetwornika i/f ,

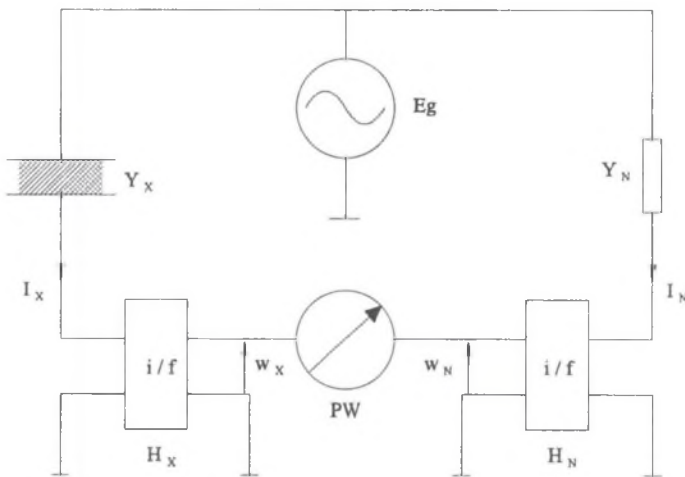
$$i_X(t) = |E_g| \cdot |Y_X| \sin(\omega t + \varphi_X),$$

$$i_N(t) = |E_g| \cdot |Y_N| \sin(\omega t + \varphi_N),$$

$$|Y_X| = \sqrt{G_X^2 + \omega^2 C_X^2},$$

$$|Y_N| = \sqrt{G_N^2 + \omega^2 C_N^2},$$

$$\varphi_X = \text{Arg}Y_X = -\left(\frac{\pi}{2} - \delta_X\right), \quad \varphi_N = \text{Arg}Y_N = -\left(\frac{\pi}{2} - \delta_N\right).$$



Rys. 2. Schemat ideowy równonapięciowego komparatora admytancji dielektryków z komparacją częstotliwości f_X i f_N

Fig. 2. Schematic diagram of equivoltage dielectric admittance comparator for comparison of signals w_X and w_N with frequencies f_X and f_N

Dla $\tau \ll T = \frac{2\pi}{\omega}$ obowiązują przybliżone relacje

$$i_X(t) \approx i_X(t_0) \approx \text{const} \quad \text{i} \quad i_N(t) \approx i_N(t_0) \approx \text{const}, \quad (6)$$

co pozwala zapisać równania (5a) i 5b) w postaci

$$\tau = \frac{U_R}{k_X i_X(t_0)} = \frac{U_R}{k_N i_N(t_0)}. \quad (7)$$

Na wyjściu przetwornika i/f uzyskuje się wtedy impulsy prostokątne o częstotliwości f_X lub f_N , proporcjonalnej do wartości sygnału wejściowego, tj. odpowiednio prądów $i_X(t_0)$ i $i_N(t_0)$:

$$f_X = A_X \frac{1}{\tau} = \frac{k_X i_X(t_0)}{U_R}, \quad (8)$$

i

$$f_N = A_N \frac{1}{\tau} = \frac{k_N i_N(t_0)}{U_R}, \quad (9)$$

gdzie:

$$A_X = \frac{k_X}{U_R} \quad \text{i} \quad A_N = \frac{k_N}{U_R}.$$

Wtedy dla stanu komparacji $w=0$ lub stanu $w=1$ wynika równość częstotliwości $f_X = f_N$, a stąd na podstawie zależności (8) i (9) obowiązuje równość:

$$i_X(t_0) = i_N(t_0), \quad (10a)$$

lub

$$k_X |Y_X| \sin(\omega t_0 + \varphi_X) = k_N |Y_N| \sin(\omega t_0 + \varphi_N). \quad (10b)$$

Równanie komparacji (10a) lub (10b) jest równoznaczne z obowiązywaniem następujących szczegółowych równań komparacji:

- składowych biegunowych

$$k_X |Y_X| = k_N |Y_N| \quad \text{i} \quad \varphi_X = \varphi_N, \quad (11a)$$

- składowych prostokątnych

$$k_X |Y_X| \cos \varphi_X = k_N |Y_N| \cos \varphi_N \quad \text{i} \quad k_X |Y_X| \sin \varphi_X = k_N |Y_N| \sin \varphi_N. \quad (11b)$$

Dla

$$|Y_X| = \sqrt{G_X^2 + \omega^2 C_X^2},$$

$$|Y_N| = \sqrt{G_N^2 + \omega^2 C_N^2},$$

$$\varphi_X = \text{Arg}Y_X = -\left(\frac{\pi}{2} - \delta_X\right),$$

$$\varphi_N = \text{Arg}Y_N = -\left(\frac{\pi}{2} - \delta_N\right),$$

szczególne równania porównania (11a) lub (11b) można zatem sprowadzić do postaci (por. wzór (3)):

$$G_X = \frac{k_N}{k_X} G_N \quad (12a)$$

i

$$C_X = \frac{k_N}{k_X} C_N, \quad (12b)$$

gdzie:

G_X, C_X – konduktancja i pojemność badanego dielektryka o admitancji Y_X .

W praktyce [1, 8] monolityczne przetworniki i/f pracują dla ściśle określonej polaryzacji prądów wejściowych $i_X(t_0)$ i $i_N(t_0)$ – np. tylko dodatniej lub ujemnej.

Problem ten można rozwiązać dokonując odpowiedniego sterowania przetwornika i/f przebiegiem zewnętrznym doprowadzonym do wejścia synchronizacji przetwornika, tj. zapewniając wybór odpowiedniej chwili czasu t_0 , dla której zachodzą jednocześnie następujące relacje: $i_X(t_0) \geq 0$ i $i_N(t_0) \geq 0$ lub $i_X(t_0) \leq 0$ i $i_N(t_0) \leq 0$. Ostateczny wybór sposobu sterowania jest zależny od wyboru konkretnego układu przetwornika, przy czym przetwarzanie prądów o dodatniej polaryzacji wymaga na ogół mniejszej liczby elementów zewnętrznych dołączanych do przetwornika i/f [1].

Drugim sposobem rozwiązania tego problemu jest zastosowanie odpowiednich układów prostowników zbudowanych na bazie wzmacniaczy operacyjnych [8], podłączonych do wejścia przetwornika i/f. Z jednej strony jest korzystne, ponieważ zapewnia to większą czułość przetwarzania prądów $i_X(t)$ i $i_N(t)$, natomiast z drugiej strony powiększa się wtedy liczbę przetworników włączonych łańcuchowo w obydwu torach przetwarzania prądów $i_X(t)$ i $i_N(t)$, gdyż wówczas należy zastosować odpowiedni przetwornik i/u [2, 5, 8] podłączony do wejścia układu prostownika.

3. OCENA PRZYDATNOŚCI ANALIZOWANEGO UKŁADU KOMPARATORA DO BADAŃ DIELEKTRYKÓW

W dalszym ciągu ocenę przydatności analizowanego układu komparatora do badań dielektryków przeprowadzono analizując jego podstawowe właściwości metrologiczne, tj.:

- 1) czułość,
- 2) zbieżność,

- 3) bezpośredni odczyt mierzonych składowych admitancji badanego dielektryka,
- 4) niepewność pomiaru składowych admitancji badanego dielektryka.

Ad 1. Czułość komparatora S , zdefiniowano w sposób następujący [9]:

$$S = \frac{\partial w}{\partial |Y_X|}, \quad (13)$$

gdzie: w - sygnał wyjściowy komparatora: $w = f(f_X - f_N)$ lub $w = f\left(\frac{f_X}{f_N}\right)$.

Wówczas zgodnie z wzorami (8) i (9) można zapisać

$$S = \frac{\partial w}{\partial |Y_X|} = \frac{A k_X}{U_R} |E_g| \sin(\omega t_0 + \varphi_X). \quad (14)$$

Uzyskanie zadowalającej czułości komparatora, tj. spełnienie warunku [2]:

$$S \geq S_{\min}, \quad (15)$$

gdzie: S_{\min} – minimalna, założona wartość czułości S komparatora,

nie jest trudne zważywszy, że czułość S komparatora zależy zarówno od odpowiedniego doboru parametrów związanych z zastosowanym przetwornikiem i/f (A , k_X , U_R , t_0), jak też od wartości napięcia E_g zasilającego układ komparatora.

Ad 2. Zbieżność komparatora, określona za pomocą tzw. kąta zbieżności γ [4]:

$$\gamma = \text{Arg}\left(\frac{\partial w}{\partial p}\right) - \text{Arg}\left(\frac{\partial w}{\partial q}\right), \quad (16)$$

gdzie:

w – sygnał wyjściowy komparatora: $w = f(f_X - f_N)$ lub $w = f\left(\frac{f_X}{f_N}\right)$,

p, q , – elementy nastawne, pozwalające na sprowadzenie komparatora do stanu porównania $w = 0$ lub stanu $w = 1$,

jest maksymalna, jeśli zachodzi równość: $\gamma = \pm \frac{\pi}{2}$ [4, 9].

Można pokazać [2, 4], że dla wyboru pary (p, q) elementów nastawnych w sposób następujący

$$p = G_N \quad \text{i} \quad q = C_N$$

i pomiaru składowych (G_X , C_X) badanego dielektryka możliwe jest uzyskanie maksymalnej zbieżności $\gamma = \pm \frac{\pi}{2}$, niezależnej od pulsacji ω .

Ad 3. Warunki bezpośredniego odczytu dla pomiaru składowych (G_X , C_X) admitancji Y_X badanego dielektryka prowadzą do następujących układów równań wzajemnie niezależnych [3]

$$G_X = k_1(p) \text{ i } C_X = l_1(q) \text{ lub } G_X = k_2(q) \text{ i } C_X = l_2(p), \quad (17)$$

gdzie:

(p, q) – para elementów nastawnych, pozwalająca na sprowadzenie komparatora do stanu komparacji $w = 0$ lub stanu $w = 1$.

Również można pokazać [3], że dla wyboru pary (p, q) elementów nastawnych w sposób następujący:

$$p = G_N \quad \text{i} \quad q = C_N$$

i pomiaru składowych (G_X, C_X) badanego dielektryka możliwe jest uzyskanie bezpośredniego odczytu, prowadzące do szczegółowych równań komparacji składowych (por. (12a, b)):

$$G_X = k_1(p) = \frac{k_N}{k_X} p = \frac{k_N}{k_X} G_N \quad \text{i} \quad C_X = l_1(q) = \frac{k_N}{k_X} q = \frac{k_N}{k_X} C_N. \quad (18)$$

Ad 4. Wybór rodzaju wzorca Y_N (stały lub nastawny) ma podstawowe znaczenie przy ocenie niepewności pomiaru odpowiednich składowych badanego dielektryka. Z tego też względu przy ocenie niepewności pomiaru $\pm \delta_{G_X}$ i $\pm \delta_{C_X}$ składowych (G_X, C_X) badanego dielektryka na podstawie relacji (18) i wyborze elementów nastawnych

$$p = G_N \quad \text{i} \quad q = C_N$$

równoznacznych z zastosowaniem nastawnego wzorca – z uwagi na ograniczoną dokładność tego typu wzorców nastawnych (typu G lub C): – należy się jednak liczyć z pewnym zwiększeniem niepewności pomiaru wyznaczanych składowych $\pm \delta_{G_X}$ i $\pm \delta_{C_X}$:

$$\begin{aligned} \pm \delta_{G_X} &= \pm \sqrt{\left(\frac{\partial k_1}{\partial k_N} (\pm \delta_{k_N})\right)^2 + \left(\frac{\partial k_1}{\partial k_X} (\pm \delta_{k_X})\right)^2 + \left(\frac{\partial k_1}{\partial G_N} (\pm \delta_{G_N})\right)^2} = \\ &= \pm \sqrt{(\pm \delta_{k_N})^2 + (\pm \delta_{k_X})^2 + (\pm \delta_{G_N})^2} \end{aligned} \quad (19)$$

$$\begin{aligned} \pm \delta_{C_X} &= \pm \sqrt{\left(\frac{\partial I_1}{\partial k_N} (\pm \delta_{k_N})\right)^2 + \left(\frac{\partial I_1}{\partial k_X} (\pm \delta_{k_X})\right)^2 + \left(\frac{\partial I_1}{\partial G_N} (\pm \delta_{C_N})\right)^2} = \\ &= \pm \sqrt{(\pm \delta_{k_N})^2 + (\pm \delta_{k_X})^2 + (\pm \delta_{C_N})^2}, \end{aligned} \quad (20)$$

gdzie:

$\pm \delta_{k_N}$, $\pm \delta_{k_X}$, $\pm \delta_{G_N}$, $\pm \delta_{C_N}$ - odpowiednie niepewności wyznaczenia wartości parametrów k_N , k_X , G_N i C_N .

4. PODSUMOWANIE

W pracy przedstawiono nową koncepcję budowy równonapięciowego komparatora admittancji z zastosowaniem przetworników typu i/f o schemacie jak na rys.2. Z przeprowadzonej analizy podstawowych parametrów metrologicznych omawianej klasy komparatorów wynika, że jest możliwe ich zastosowanie do pomiaru składowych (G_X, C_X) badanego dielektryka pod warunkiem wyboru pary (p,q) elementów nastawnych zgrupowanych w torze wielkości wzorcowej Y_N , tzn. $p = G_N$ i $q = C_N$.

Równania porównania ((10a) lub (10b)) dla zaproponowanego układu komparatora umożliwiają porównanie składowych admittancji badanego dielektryka praktycznie w dowolnej chwili czasowej t_0 , co ma znaczenie w przypadku pomiarów dielektryków w paśmie infranielicznych częstotliwości [2] i może znacznie ułatwić automatyzację procesu równoważenia komparatora. Ewentualna dalsza optymalizacja parametrów metrologicznych omawianej klasy komparatorów jest możliwa i wymaga przeprowadzenia bardziej szczegółowej analizy, np. zgodnie z metodyką zawartą w rozprawie [2] i wyborem konkretnej aplikacji układowej monolitycznego przetwornika i/f [1].

LITERATURA

1. Burr-Brown IC Data Book. Data Conversion Products, Tucson 1994.
2. Guzik J.: Szerokopasmowe układy pomiarowe do badania dielektryków, Rozprawa doktorska, Politechnika Śląska, Gliwice 1996.
3. Guzik J.: Warunki bezpośredniego odczytu w układzie aktywnego równonapięciowego komparatora przeznaczanego do szerokopasmowych badań dielektryków, ZN Pol. Śl., ser. Elektryka, z. 158, Gliwice 1997.

4. Guzik J.: Analiza zbieżności aktywnych równonapięciowych komparatorów admitancji przeznaczonych do szerokopasmowych badań dielektryków, ZN Pol. Śl., ser. Elektryka, z. 169, Gliwice 2000.
5. Guzik J., Szadkowski B.: Analiza błędów konwertera prąd-napięcie przy przetwarzaniu skrajnie małych prądów o infraniskiej częstotliwości (10^{-3} - 10) Hz, ZN Pol. Śl., ser. Elektryka, z. 108, Gliwice 1989.
6. Guzik J., Szadkowski B.: Analiza aktywnych, równonapięciowych komparatorów admitancji z punktu widzenia ich przydatności do szerokopasmowych badań dielektryków, ZN Pol. Śl., ser. Elektryka, z. 144, Gliwice 1995.
7. Helisz J.: Aktywny równonapięciowy komparator rezystancji, Praca dyplomowa inżynierska, Instytut Metrologii i Automatyki Elektrotechnicznej, Politechnika Śląska, Gliwice 1998.
8. Nadachowski M., Kulka Z.: Analogowe układy scalone, WKiŁ, Warszawa 1983.
9. Szadkowski B.: Synteza metod pomiaru immitancji, ZN Pol. Śl., ser. Elektryka, z. 93, Gliwice 1984.

Recenzent: Prof. dr hab. inż. Danuta TURZENIECKA

Wpłynęło do Redakcji dnia 25 maja 1999 r.

Abstract

The paper presents the idea of an equivoltage comparator circuit of dielectric admittance components (G_X, C_X) shown in Fig. 1.

Denotations of the symbols used in Fig. 1 are as follows:

Y_X, Y_N – measuring and standard admittances; $Y_X = G_X + j \cdot \omega \cdot C_X$, $Y_N = G_N + j \cdot \omega \cdot C_N$,

H_X, H_N – transmittances of the applied current-to-frequency converters,

E_g – supply voltage of the comparator circuit,

I_X, I_N – currents flowing through the admittances Y_X and Y_N , respectively,

w_X, w_N – output signals of the applied current-to-frequency converters (with transmittances H_X and H_N , respectively) compared in the output converter circuit PW.

The principle of operation of the presented comparator circuit is as follows. The compared admittances Y_X and Y_N represented by the current signals I_X and I_N are converted by the current-to-frequency converters with the transmittances H_X and H_N into the frequency signals w_X and w_N , respectively. For the state of comparison $w = 0$ or $w = 1$ the dielectric admittance components (G_X, C_X) can be calculated from the following equations (see Eq. (12))

$$G_X = \frac{k_N}{k_X} G_N \quad \text{i} \quad C_X = \frac{k_N}{k_X} C_N ,$$

where

k_X, k_N – processing constants of the integrators (included in each current-to-frequency converters with the transmittances H_X and H_N , respectively),

G_N, C_N – admittance components of the used standard with the admittance Y_N .

The advantages of the proposed comparator circuit with comparison of frequency signals ω_X, ω_N can be pointed. The most important of them are: high sensitivity and suitability for comparison of admittances at infra-low frequency range (of the order of mHz).

When applying the procedure presented in the paper [2] five metrological parameters of the proposed comparator class have been analysed:

- sensitivity S described by Eq. (13),
- convergence γ given by Eq. (16),
- direct reading conditions described by Eq. (17),
- type of the admittance standard (non-adjustable, adjustable),
- measurement uncertainties.

Finally, the presented comparator circuit is suitable for measurement of the orthogonal admittance components (G_X, C_X) of the measured dielectric admittance Y_X . The uncertainty level of the measured dielectric admittance components (G_X, C_X) depends on the uncertainties $\pm \delta_{k_X}, \pm \delta_{k_N}, \pm \delta_{G_N}, \pm \delta_{C_N}$ of the parameters k_X, k_N, G_N i C_N , respectively (see Eq. (20)).