

УДК 621.317.73

М.О. Гаврилюк, О.В. Старостенко *, В.В. Хома
 Національний університет “Львівська політехніка”,
 кафедра автоматики і телемеханіки
 *Університет “Universidad de las Americas Puebla”,
 департамент комп’ютерних наук

ОБМЕЖЕННЯ ДИНАМІЧНИМИ ПОХИБКАМИ ЦАП ДІАПАЗОНУ РОБОЧИХ ЧАСТОТ ВИМІРЮВАЧІВ ІМІТАНСУ

© Гаврилюк М.О., Старостенко О.В., Хома В.В., 2001

Досліджено вплив динамічних похибок ЦАП на точність цифрового синтезу гармонічних сигналів. Наведено вирази для оцінки вимог до швидкодії цифроаналогових перетворювачів при формуванні тестової і компенсаторної напруг у засобах вимірювання імпедансу.

The influence of the DAC dynamic errors over accuracy of digital synthesis of harmonic signals is researched. The expressions for estimation of the requirements in speed of digital-to-analog converters are given during creation of test and compensating voltages in immittance measurement means.

У сучасних автокомпенсаційних вимірювачах імпедансу гармонічні сигнали формуються цифровим способом і використовуються не лише для живлення вимірювальної схеми, але і для її зрівноваження. При цьому динамічні похибки ЦАП є одним із основних факторів обмеження діапазону робочих частот.

Основним показником, що характеризує динамічні властивості ЦАП, є час $t_{ВСТ}$ встановлення вихідного сигналу. За змістом цей параметр найчастіше визначають як інтервал часу між зміною коду на вході ЦАП із мінімального на максимальне значення (чи навпаки) до моменту, коли значення вихідної напруги ЦАП після перехідного процесу остаточно не увійде в зону усталеного значення, що відповідає $\pm 1/2$ о.м.р. [1].

У загальному випадку вихідні каскади ЦАП ведуть себе як аперіодична ланка другого порядку із певним значенням частоти власних коливань $\omega_{ЦАП} = 2\pi/T_{ЦАП}$ та коефіцієнтом згасання ζ . У відповідь на зміну кодів вихідна напруга ЦАП спочатку переходить через усталене значення U_m , а потім поступово наближується до нього у процесі експоненційно згасаючих коливань із частотою $\omega_K = \sqrt{1-\zeta^2}/T_{ЦАП}$ і сталою часу згасання $\tau_\zeta = T_{ЦАП}/\zeta$.

Отже, параметр $t_{ВСТ}$ можна розрахувати як час, необхідний для того, щоб експоненційні обвідні увійшли у смугу шириною $\pm q/2$ (рис.1)

$$t_{ВСТ} = \frac{\lg(q/2U_m)}{\lg(e)} \tau_\zeta = 2,3 \lg\left(\frac{1}{2^{(n+1)}}\right) \tau_\zeta = 0,69(n+1)\tau_\zeta, \quad (1)$$

де q , U_m і n – відповідно коефіцієнт перетворення, максимальне значення вихідної напруги та розрядність ЦАП.

При формуванні тестової та компенсаційних напруг на виході ЦАП для забезпечення потрібного рівня сигналу та навантажувальної здатності згаданих джерел включають буферні підсилювачі. Подібні пристрої є аперіодичними ланками з передатною функцією

$$W(s) = \frac{K_{БФ}}{1 + s/\omega_{БФ}},$$

де $K_{БФ}$ – коефіцієнт підсилення на постійному струмі; $\omega_{БФ}$ – частота одиничного підсилення буферного каскаду.

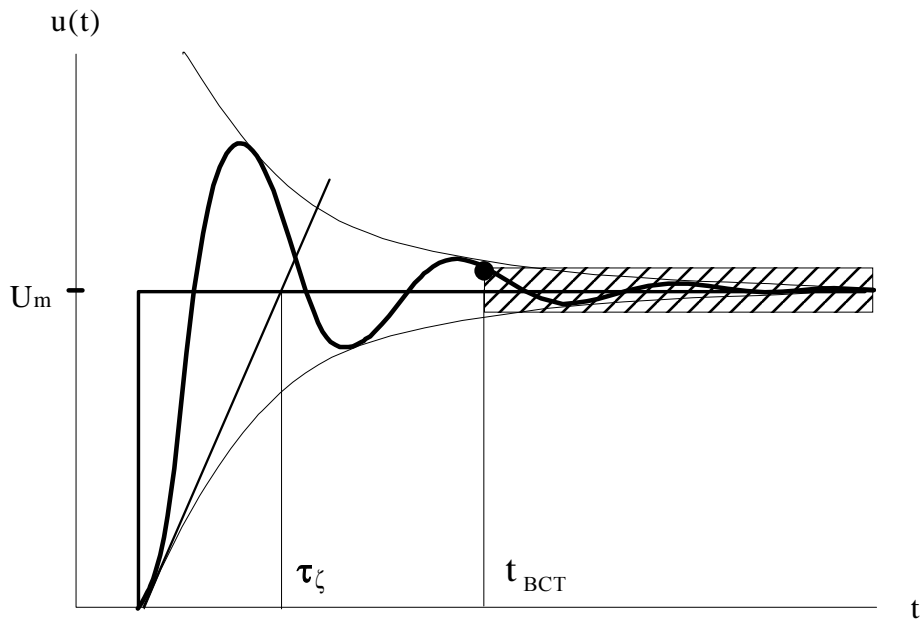


Рис.1. До визначення часу встановлення ЦАП

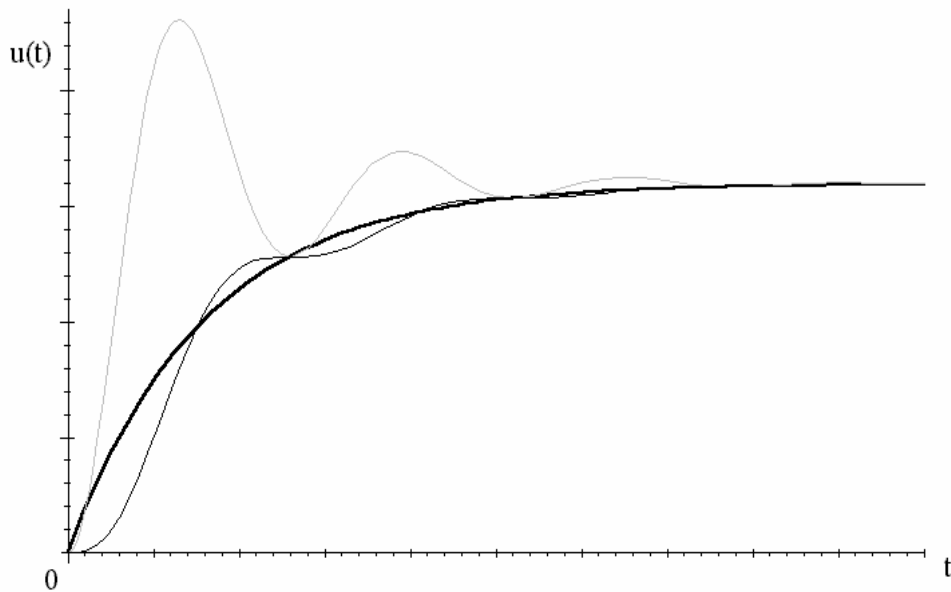


Рис.2. Згладження високочастотних коливань вихідного сигналу ЦАП у буферному підсилювачі

Якщо $\omega_{B\Phi}$ вибрати із умови $\omega_{B\Phi} \leq 1/\tau_\zeta$, то високочастотні коливання вихідного сигналу ЦАП при проходженні через буферний підсилювач значною мірою подавляються (рис.2), при цьому перехід із N_i рівня на N_{i+1} рівень вихідної напруги досить точно описується таким виразом

$$u(t) = [U(N_{i+1}) - U(N_i)] \cdot \left\{ 1 - e^{-t/\tau_\zeta} \left[1 - \frac{1}{\tau_\zeta \omega_K} \sin(\omega_K t) \right] \right\}.$$

Аналіз наведеного виразу показує, що його синусоїдальна компонента має істотне значення для опису сигналу лише на початку перехідного процесу, а на етапі входження сигналу у зону похибки її вплив є нехтовно малим (рис.2). Тому надалі будемо використовувати експоненційну апроксимацію вихідного сигналу

$$u(t) = [U(N_{i+1}) - U(N_i)] \cdot (1 - e^{-t/\tau_\zeta}).$$

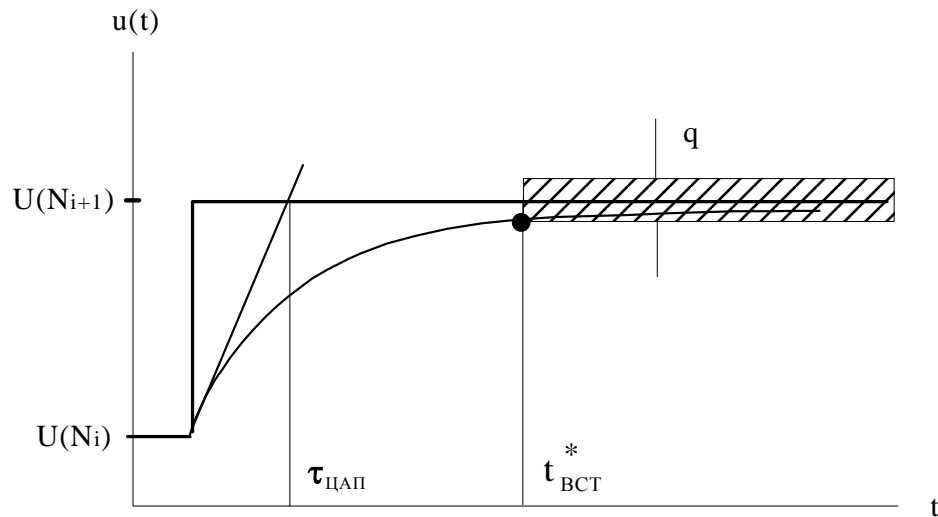


Рис.3. Експоненційна апроксимація вихідного сигналу ЦАП

Динамічні похибки зростають із підвищенням частоти тестового сигналу і починають проявлятися у переході вихідної напруги із рівня на рівень не стрибком, а по експоненті (рис.3). Як показано в роботі [2], експоненційна апроксимація порівняно із сходявкою не змінює спектрального складу синтезованого сигналу, а лише амплітудно-фазові співвідношення наявних у його спектрі гармонік. Так, рівень кожної $(kd \mp 1)$ гармоніки зменшується у

$$\eta = \frac{1}{\sqrt{1 + [(kd \mp 1)\omega_o \tau_\zeta]^2}}$$

разів (у наведеному виразі ω_o – частота основної гармоніки синтезованого сигналу, d – число кроків апроксимації, $k=0,1,2,\dots$). Якщо зменшення рівня вищих гармонік при експоненційній апроксимації позитивно позначається на роботі вимірювача, то аналогічне зменшення амплітуди основної гармоніки є небажаним, оскільки викликає амплітудну похибку

$$\Delta_{EA} = U_m \frac{\sin(\pi/d)}{\pi/d} \left\{ \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega_o \tau_\zeta)^2}} - 1 \right\}. \quad (2)$$

Зазнає додаткового зсуву і початкова фаза основної гармоніки. При малих значеннях π/d і $\omega_o \tau_\zeta$ для наближеної оцінки відставання початкової фази основної гармоніки відносно вхідного цифрового сигналу можна скористатися виразом [2]

$$\psi_o \approx tg(\psi_o) \approx -\left(\frac{\pi}{d} + \frac{\omega_o \tau_\zeta}{2}\right).$$

На підставі виразу (2) можна розрахувати необхідне значення частоти одиничного підсилення буферного каскаду, щоб забезпечити синтез гармонічної напруги з динамічною похибкою не більшою, ніж $\pm 1/20$ м.р.

$$f_m = f_o \sqrt{N_m/2}. \quad (3)$$

де N_m – максимальне значення вхідного коду ЦАП.

Оскільки для характеристики динамічних властивостей ЦАП у його паспорті наводять час встановлення, вираз (3) із урахуванням (1) зручно подати у вигляді

$$t_{BCT} \leq \frac{0,22}{f_o} \cdot \frac{(n+1)}{2^{(n+1)/2}},$$

де n – розрядність ЦАП.

При синтезі тестової напруги часто використовують 8-розрядні ЦАП, а при формуванні компенсаційної напруги – 11-розрядні [3,4]. Із врахуванням поданого у табл. 1 і 2 наведені вимоги до максимально допустимого часу встановлення залежно від f_o відповідно для тестової та компенсаційної напруг.

Таблиця 1

Вимоги до часу встановлення ЦАП при синтезі тестової напруги заданої частоти

f_o , МГц	0,1	0,2	0,5	1,0
t_{BCT} , нс	850	425	170	85

Таблиця 2

Вимоги до часу встановлення ЦАП при формуванні компенсаючої напруги

f_o , МГц	0,1	0,2	0,5	1,0
t_{BCT} , нс	400	200	80	40

Динамічна похибка формування компенсаючої напруги цифроаналоговим перетворювачем у перемножуючому режимі містить дві компоненти: перша привноситься синтезованою цифровим способом тестовою напругою, яка відіграє роль опорного сигналу ЦАП, а друга – виникає, в основному, через інерційність буферного підсилювача на виході перемножуючого ЦАП. За умови використання однотипних буферних підсилювачів із $\omega_{BF} \approx 1/\tau_\zeta$ амплітуда сформованої компенсаючої напруги U_k дорівнює

$$U_k = U_m \frac{N_k}{N_m} \frac{1}{1 + (\omega_o \tau_\zeta)^2}. \quad (4)$$

де N_k – значення коду, яким задається рівень напруги компенсації.

Амплітудна похибка визначається відхиленням знаменника у наведеному виразі від одиниці. Відставання фази компенсаційної напруги відносно опорного цифрового сигналу збільшується і становить

$$\psi_o \approx \operatorname{tg}(\psi_o) \approx -\left(\frac{\pi}{d} + \frac{3\omega_o \tau_\zeta}{2}\right).$$

Із виразу (4) визначимо максимально допустимий час встановлення ЦАП та необхідну частоту одиничного підсилення БФ, за яких похибки формування амплітуди компенсаційної напруги не перевищують 1/2 о.м.р. Враховуючи, що розрядність ЦАП при формуванні складових компенсаційної напруги у перемножуючому режимі становить $n=10$ [5], маємо $t_{BCT} = 0,025/f_o$ і $f_{B\Phi} = 50 \cdot f_o$.

У табл. 3 наведено вимоги до цих параметрів на різних частотах тестового сигналу.

Таблиця 3

Вимоги до динамічних характеристик ЦАП та буферного підсилювача

f_o , МГц	0,1	0,2	0,5	1,0
t_{BCT} , нс	250	125	50	25
$f_{B\Phi}$, МГц	5,0	10,0	25,0	50,0

Найскладнішим режимом роботи ЦАП з точки зору динаміки є ДІКМ-апроксимація сигналу у одновимірних цифрових автокомпенсаційних вимірювачах імітансу. Оскільки аналіз стану компенсаційно-мостової вимірювальної схеми полягає у вимірюванні різниці миттєвих значень сигналів на об'єкті вимірювання та компенсуючого, сформованого ЦАП, то динамічна похибка залежить від часу і дорівнює

$$\Delta(t) = \Delta U_i \cdot e^{-t/\tau_\zeta},$$

де ΔU_i – зміна вихідної напруги ЦАП на i -му кроці ДІКМ-апроксимації, викликана зміною вхідного коду ΔN_i .

Динамічна похибка ДІКМ-апроксимації є найбільшою при відпрацюванні максимальної зміни вхідного коду ЦАП, який не перевищує розрядності АЦП прямого каналу $N_m = 2^m - 1$. Визначимо вимоги до часу встановлення ЦАП, при яких динамічна похибка при відпрацюванні кожного кроку не перевищує 1/2 о.м.р. Враховуючи, що тривалість окремого кроку апроксимації T пов'язана із частотою тестового сигналу числом кроків d апроксимації на період $T = 1/d \cdot f_o$, умову неперевіщення динамічною похибкою рівня 1/2 о.м.р. запишемо у вигляді

$$N_m e^{-1/d \cdot f_o \tau_\zeta} \leq 1/2.$$

На підставі цього виразу із врахуванням співвідношення (1) визначаємо необхідний час встановлення ЦАП

$$t_{BCT} = \frac{n+1}{m+1} \cdot \frac{1}{df_o}.$$

Розраховані за наведеним виразом вимоги до часу встановлення є дещо завищеними, оскільки в усталеному режимі максимальні прирости можуть бути меншими, ніж $2^m - 1$. Справді, вираз

$$N_m = \frac{N_n}{2} \sin \omega_o t \Big|_{-T/2}^{T/2} = N_n \sin \frac{\pi}{d}$$

дозволяє виключити із розгляду додаткову змінну m , що визначає розрядність АЦП, тому у кінцевому варіанті для $n=1$ 1-розрядного ЦАП маємо

$$t_{BCT} = \frac{1}{d \{1 + 0,28 \lg [\sin(\pi/d)]\}} \cdot \frac{1}{f_o} \approx \frac{3,6}{d [4,1 - \lg(d)]} \cdot \frac{1}{f_o}$$

Як і слід було очікувати, вибір часу встановлення залежить не лише від робочої частоти, але і від числа кроків апроксимації на період. У табл. 4 наведені результати обчислень необхідного часу встановлення для різних частот і кроків апроксимації.

Таблиця 4

Вимоги для часу встановлення ЦАП при ДІКМ-апроксимації сигналу

f_o , МГц	t_{BCT} , нс			
	0,1	0,2	0,5	1,0
$d=512$	50	25	10	5
$d=256$	80	40	16	8
$d=128$	140	70	28	14
$d=64$	240	120	48	24
$d=32$	420	210	85	42

Підсумовуючи проведений аналіз, зазначимо таке.

1. На вибраній частоті вимірювання фазовий зсув, зумовлений інерційністю елементів, що беруть участь у цифровому синтезі гармонічних напруг, є сталим, тому його вплив можна компенсувати.

2. Похибки відтворення амплітуди основної гармоніки на заданій частоті мають мультиплікативний характер і в принципі їх вплив можна усунути при калібруванні вимірювального каналу.

3. Зіставлення різних способів формування гармонічних напруг показало, що найбільш жорсткі вимоги до динамічних показників ЦАП ставляться при ДІКМ-апроксимації.

1. Быстродействующие интегральные микросхемы ЦАП и АЦП и измерение их параметров / Марцинкявичюс А.-Й. К. и др.; Под ред. А.-Й. К. Марцинкявичюса, Э.-А. К. Багданскиса. - М., 1988. 2. Смеляков В.В. Цифровая измерительная аппаратура инфранизких частот. М., 1975. 3. Гаврилюк М.О., Старостенко О.В., Хома В.В. Дослідження похибок цифрового синтезу гармонічних сигналів // Вісн. ДУ "Львівська політехніка". - 2000. - №389. - С.104-112. 4. Хома В.В. Цифрове оброблення сигналів у засобах вимірювання імітансу // Вісн. ДУ "Львівська політехніка". 1998. №.324. - С.125-130. 5. Гаврилюк М.О., Проців Р.О., Хома В.В. Комбіновані алгоритми зрівноваження компенсаційно-мостових вимірювальних схем // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. 1998. - №4. - С.71-76.