

РЕАЛІЗАЦІЯ КОДЕКА ЗВУКУ НА ПКВМ

Баландюк І.С.

Науковий керівник – доц., к.т.н. Гаврілов Д.В.

Пристрої, що здійснюють цифрову обробку звуку, все частіше зустрічаються у нашому житті. Цифровий сигнал, у порівнянні з аналоговим, має ряд переваг, до яких можна віднести високу протидію до шумів, завад, наведень, можливість виконання більш складної та багатоступеневої обробки, забезпечуючи при цьому якісну передачу та довготривале зберігання. Але пристрої, що здійснюють цифрову обробку звуку, зазвичай мають «жорстку» структуру, яка задається при виготовленні, і під час користування не може повністю відповідати всім вимогам, які поставлені до них.

Для подолання цієї проблеми, доцільно використовувати системи, які мають можливість налаштовуватися відповідно до цілей користувача. До технічних пристроїв, на яких це ефективно реалізовується, можна віднести програмовану користувачем вентильну матрицю (ПКВМ). Вона має ряд переваг, а саме: здатність паралельного виконання великої кількості операцій, високу швидкість, майже необмежену кількість циклів перепрограмування, функціональну гнучкість, чого не можна сказати про цифрові процесори (у тому числі сигнальні) та мікроконтролери.

Для побудови кодека звуку серед ПКВМ найоптимальнішими параметрами володіє Cyclone II EP2C35, який у нашому випадку відповідає за цифрову обробку звуку, а також за допомогою послідовної шини даних I²C здійснює керування АЦП та ЦАП. Кодек звуку розрахований на приймання як цифрового сигналу різних форматів (wav, ogg, aac, mp3) з USB, так і аналогового, з подальшим його квантуванням за рівнем і дискретизацією у часі, що надходить з мікрофонного та лінійного входів. При прийманні обсягів інформації більших, ніж пропускна здатність мікросхеми, передбачена можливість буферизації у зовнішній ОЗП, повний об'єм якої складає 8 Мб. Вибір режиму обробки (зміна фазових та частотних характеристик, рівня підсилення, частоти дискретизації) задається користувачем за допомогою пристрою керування. Виводити інформацію можна як з лінійного виходу (аналоговий сигнал), так і з послідовного порту USB (цифровий сигнал). Для формування синхроімпульсів використовується тактовий генератор, що працює на частоті 50 МГц.

Отже, на основі ПКВМ Cyclone II EP2C35 було реалізовано кодек звуку, який ефективно виконує поставлені на нього задачі, а саме цифрову обробку сигналів відповідно до параметрів, які задаються користувачем. Даний пристрій може працювати з цифровими та аналоговими сигналами, приймаючи їх з USB, мікрофонного та лінійного входів і після їх обробки здійснювати виведення на лінійний вихід та послідовний порт USB.

ВИМІРЮВАННЯ ЧАСТОТИ У ВОС

Базалійський С.В.

Науковий керівник – проф., к.т.н. Кофанов В.Л.

На сьогоднішній день широкого розвитку набувають оптоволоконні лінії зв'язку, а також більш поширеними стають вимірювальні пристрої параметрів зовнішнього середовища або деяких складових параметрів виробничого процесу на основі частотних змін параметрів матеріалів чи середовища під дією зовнішнього впливу. Крім того, помітною стає тенденція до поєднання обох вищезгаданих технологій. Саме тому було розглянуто основні методи вимірювання частоти сигналу в оптичному волокні.

В результаті пошуку було знайдено найбільш оптимальний за швидкістю та точністю математичний спосіб вимірювання частоти з застосуванням мікроконтролерів та сучасної елементної бази.

В роботі було розглянуто способи вимірювання як частоти інформаційної складової сигналу, так і частоти носійної складової, за умови використання одномодового волокна. Під час розгляду методів вимірювання частоти з використанням цифрової техніки, увагу було звернуто на 2 основні проблеми. Перша – це досягнення мінімальних втрат при переході від оптичного сигналу до електричного та друга – це саме метод вимірювання частоти з максимальною точністю за мінімальний час. Оскільки було поставлено завдання виміряти значення частоти в діапазоні середніх та високих частот, то можна скористатися методом вимірювання частоти на основі збігу імпульсів між двома регулярними незалежними послідовностями імпульсів при раціональних наближеннях теорії чисел. При цьому необхідну частоту вимірюють шляхом порівняння зі стандартною частотою. Для отримання значення шуканої частоти f_{xm} , та похибки вимірювання β_{xm} використовуються такі формули:

$$f_{xm} = f_0 \sum_m P_n / \sum_m Q_n$$

$$\beta_{xm} = \frac{\Delta f_{xm}}{f_x} = \frac{1}{\sum_m P_n \times \sum_m Q_n}$$

де f_0 – тактова частота, $\sum_m P_n$ – сума імпульсів тактової частоти, $\sum_m Q_n$ – сума імпульсів шуканої частоти.

При практичній реалізації габарити всього пристрою виявляються досить малими при збереженні хороших робочих показників. Дана робота дозволяє покращити пристрої контролю, приймання, передавання та обробки цифрових сигналів.

АВТОМАТИЗАЦІЯ ПРОГРАМУВАННЯ МІКРОКОНТРОЛЕРІВ

Бондар О.В.

Науковий керівник – проф., к.т.н. Кофанов В.Л.

На даному етапі розвитку мікроконтролери набули широкого застосування у багатьох сферах життя, від побуту до спеціалізованих цілей військового напрямку. Тому перед розробниками програмного забезпечення постали задачі, якісного та швидко дійного програмування мікроконтролерів, кожний виробник має спеціалізоване програмне забезпечення вузько заточене під конкретні мікроконтролери. Головна проблема такого програмного забезпечення є те, що більшість фірм не дає повних характеристик своїх мікроконтролерів та програмного забезпечення безкоштовно.

Фірма AVR забезпечує повним програмним забезпеченням та даташитами своїх мікроконтролерів. Що збільшує популярність, використання їх МК, в проектах розробників різних галузей. Найбільш популярні два програмні пакети програмування, які мають працюють з даними МК - це AVR Studio та Code Vision AVR.

AVR Studio – інструмент розробки для сімейства AVR мікроконтролерів. Дозволяє розробляти програмами на вбудованому Atmel AVR Assembler.

AVR Studio дає можливість користувачу повне керування виконуваних програм на вбудованому AVR Instruction Set Simulator або на AVR In-Circuit емуляторі. AVR Studio підтримує програми, написані на рівні Atmel Corporation's AVR Assembler та інших асемблерах та компіляторах, які підтримують формати UBROF и COFF об'єктного файлу.

CodeVisionAVR — інтегроване середовище розробки програмного забезпечення для мікроконтролерів сімейства Atmel AVR.

CodeVisionAVR включає в себе наступні компоненти:

- компілятор Cі - подібний до мови для AVR;
- компілятор мови асемблера для AVR;
- генератор початкового коду програми, дозволяючого провести ініціалізацію периферійного пристрою;
- модуль взаємодії з відладковою платою STK-500;
- модуль взаємодії з програма тором.

Вихідними файлами CodeVisionAVR є: HEX, BIN чи ROM-файл для завантаження в мікроконтролер за допомогою програматора;

Головною перевагою використання CodeVisionAVR є в тому, що він має можливість автоматичного створення програми, яка пришвидшує в декілька разів роботу програміста. В деяких випадках для полегшення, роботи інженера краще використовувати мову програмування C, але коли стоїть задача використати найменше простору пам'яті МК необхідно використовувати мову програмування Асемблер, так як вона займає менше простору пам'яті на МК.

АНАЛІЗ АКТИВНИХ RC-ФІЛЬТРІВ МЕТОДОМ ВІРТУАЛЬНОГО НУЛЯ

Марковський Д.І.

Науковий керівник – доц., к.т.н. Божко А. П.

Теорія ARC-фільтрів на операційному підсилювачі виходить з того, що операційний підсилювач (ОП) ідеальний. За умов ідеальності ОП:

$$\begin{aligned} K_0 - > \infty \Rightarrow U_{ex} = 0 \\ R_{ex} - > \infty \Rightarrow I_{ex} = 0 \end{aligned} \quad (1)$$

Аналіз ARC-фільтрів легко провести методом віртуального нуля. Але в реальних ARC-фільтрах ОП не ідеальний і характеристики фільтра відрізняються від ідеальних. В зв'язку з цим виникає проблема вибору ОП так, щоб характеристики фільтра з неідеальним ОП наближено збігались із ідеальним.

На підставі умови (1) запишемо систему рівнянь рівноваги, використовуючи метод віртуального нуля, для біквдратного фільтра нижніх частот другого порядку [1], вважаючи ОП ідеальними:

$$\begin{aligned} \frac{U_1}{R_1} + U_{ex1} \left(\frac{1}{R_2} + PC1 \right) + \frac{U_{ex3}}{R_3} = 0 \\ \frac{U_{ex1}}{R_4} + U_2 PC1 = 0 \\ \frac{U_2}{R_4} + \frac{U_{ex3}}{R_4} = 0 \end{aligned} \quad (2)$$

Якщо ОП не ідеальні, треба враховувати їх реальні характеристики, і система рівнянь рівноваги набуде вигляду:

$$\begin{aligned} \frac{U_{ex3}}{R_3} + \frac{U_1}{R_1} + \frac{U_{ex1}}{R_2} + U_{ex1} i \omega C1 = \frac{U_{ex1}}{R_1} + \frac{U_{ex1}}{R_2} + i \omega C1 U_{ex1} + \frac{U_{ex1}}{R_{ex1}} + \frac{U_{ex1}}{R_3} \\ \frac{U_{ex1}}{R_4} + \frac{U_2}{R_4} + U_2 i \omega C1 = \frac{U_{ex2}}{R_{ex2}} + \frac{U_{ex2}}{R_4} + U_{ex2} i \omega C1 \\ \frac{U_2}{R_4} + \frac{U_{ex3}}{R_4} = \frac{U_{ex3}}{R_{ex3}} + 2 \frac{U_{ex3}}{R_4} \end{aligned} \quad (3)$$

де R_{vx} – вхідний опір ОП.

І якщо $U_{vx1} \rightarrow 0$, то ми маємо співвідношення (2), для цього потрібно забезпечити режим, коли I_{vx} значно менше всіх інших доданків правої частини системи (3). Це буде мати місце, коли:

$$\begin{aligned} \frac{1}{R_{ex1}} \ll \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} \\ C1 \gg \frac{1}{2\pi R_{ex1} f_{zp}} \end{aligned} \quad (4)$$

Співвідношення (4) допомагає інженеру доцільно вибирати режим при якому ОП наближується до ідеального.

АЛГОРИТМ РЕАЛІЗАЦІЇ ТИПОВИХ ЦКП НА МІКРОКОНТРОЛЕРІ

Нікешин Ю.І., Матківський Є.В.

Науковий керівник – проф., к.т.н. Кофанов В.Л.

На даній конференції було представлено алгоритм реалізації типових ЦКП на мікроконтролері типу AVR. У AVR-мікроконтролерів фірми Atmel, практично всі команди також упаковані в одну комірку пам'яті програм. Але зробити це вдалося не за рахунок скорочення кількості команд процесора, а шляхом розширення комірки пам'яті програм до 16 розрядів. Продуктивність, мікроконтролерів AVR, досягла значення 10 MIPS на частоті 10 МГц і більше. Технологія flash-пам'яті забезпечила суттєве зниження вартості мікроконтролерів із перезаписуваною пам'ятю програм, дозволивши відмовитися від металокерамічних корпусів мікросхем із кварцовим склом, що були необхідні для пам'яті з ультрафіолетовим стиранням. Важливим аспектом підвищення надійності й мобільності систем стала поява в структурі мікроконтролерів енергонезалежної пам'яті даних. В результаті ми реалізували на одному мікроконтролері 8 різних ЦКП, що в подальшій схмотехнічній реалізації підвищило степінь інтеграції та швидкодію. На рис.1 зображена основна програма.

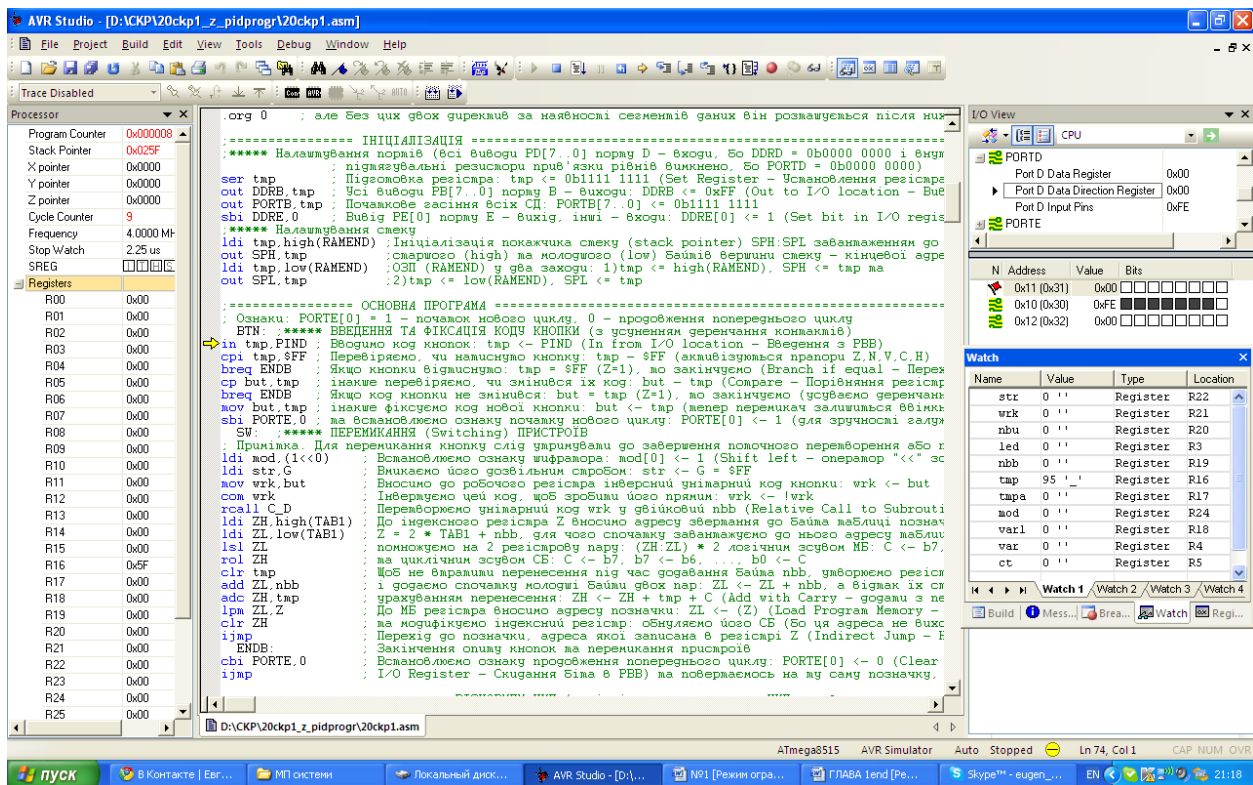


Рис. 1. Вікно комп'ютера з основною програмою

ГЕНЕРАТОРИ ПРЯМОКУТНИХ ІМПУЛЬСІВ НА ПЛІС

Червак О.П.

Наукові керівники – проф., к.т.н. Кофанов В.Л., доц., к.т.н. Гаврілов Д.В.

Реалізація часово-імпульсного і частотно-імпульсного методів перетворення на сучасних ВІС/НВІС програмованої структури (ПЛІС) має недолік: для формування прямокутних імпульсів квантування доводиться застосовувати зовнішні генератори імпульсів, бо через відсутність часозадавальних кіл (RC-, RL-кола, кварцові резонатори) всередині ПЛІС неможливо побудувати такі генератори автономно.

Метою є спрощення реалізації цифрових методів вимірювання шляхом створення генератора прямокутних імпульсів (ГПІ) у складі ПЛІС без застосування допоміжних зовнішніх елементів.

До звичайного логічного елемента ЛЕ з інверсним виходом (типу І-НЕ чи АБО-НЕ), який є воротами для утворення імпульсів, додається елемент затримки (ЕЗ), увімкнений між виходом і одним із входів ЛЕ, на другий вхід якого подається прямокутний імпульс C (позитивної полярності за використання ЛЕ типу І-НЕ або негативної полярності для ЛЕ типу АБО-НЕ), тривалість якого підлягає квантуванню. Вихід Q ЛЕ є виходом пропонованого ГПІ.

ЕЗ генератора реалізується на міжкоміркових буферах ПЛІС або на ланцюжках логічних елементів ІС жорсткої структури. Схема ГПІ, що реалізована у Quartus II представлена на рис. 1.

Генератор прямокутних імпульсів фізично реалізовано на ПЛІС родини FLEX10K Altera EPF10K70RC240-4.

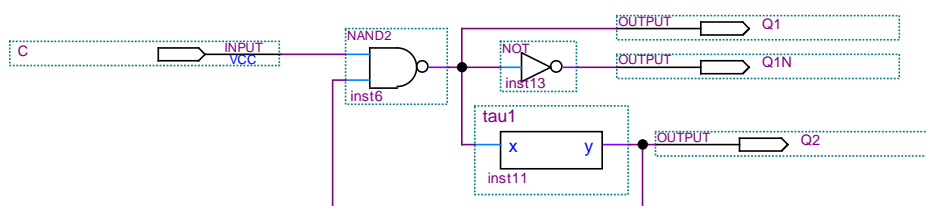


Рис. 1. Схема ГПІ на основі логічних елементів І-НЕ а) та АБО-НЕ б) у САПР Quartus II

Результати дослідження функціонування схеми за допомогою САПР Quartus II представлено на рис. 2.

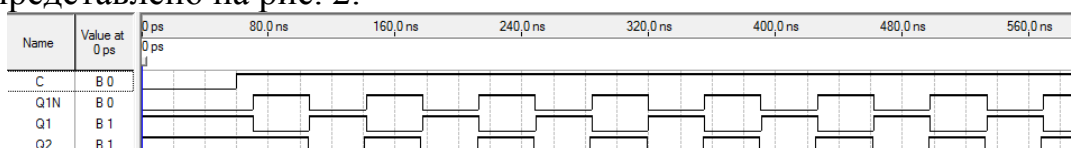


Рис. 2. Результати моделювання ГПІ

Також було проведено експериментальне випробування на макеті Altera UP2, що підтвердило результати моделювання.

ІМІТАЦІЙНЕ МОДЕЛЮВАННЯ ГЕНЕРАТОРА КЕРОВАНОГО НАПРУГОЮ

Тромсюк В.Д.

Науковий керівник – доц., к.т.н. Семенов А.О.

Генератори лінійно змінної напруги (ГЛЗН) є найбільш широко використовуваними пристроями імпульсної техніки. Вони застосовуються в телевізійних і радіолокаційних приймачах, в пристроях амплітудо-часового та аналого-цифрового перетворення.

На сьогоднішній день відомі різноманітні методи і безліч аналогових схемотехнічних рішень побудови ГЛЗН залежно від технічних задач. Усі вони полягають у використанні процесів зарядження та розрядження реактивного елементу (конденсатора або котушки індуктивності). Іншим підходом до побудови ГЛЗН є використання спеціалізованих ІМС, зокрема ОП.

Актуальною науковою задачею є розробка математичних моделей ГЛЗН підвищеної лінійності з електричною перебудовою основних параметрів генерованих імпульсів: тривалості і періоду повторення, зміни максимальної амплітуди тощо. У роботі проведено моделювання НЧ ГЛЗН на ОП з електричним перелаштуванням частоти повторення імпульсів від 100 Гц до 10 кГц, схема якого подана на рис. 1, а вихідний сигнал на рис. 2.

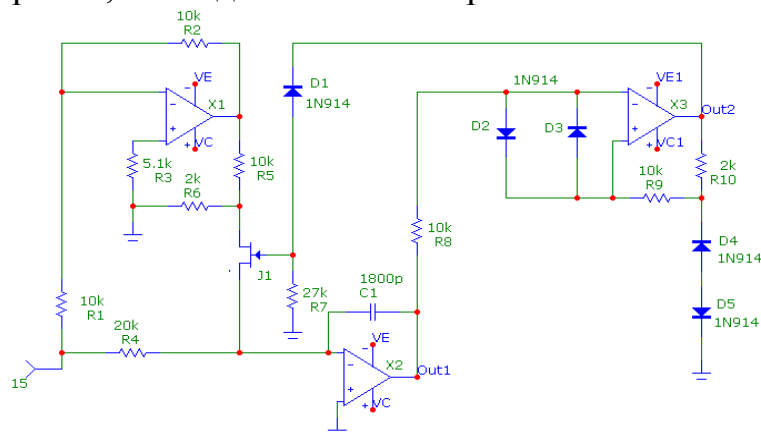


Рис. 1. Електрична схема ГЛЗН зі зміною частоти від 10 Гц до 10 кГц

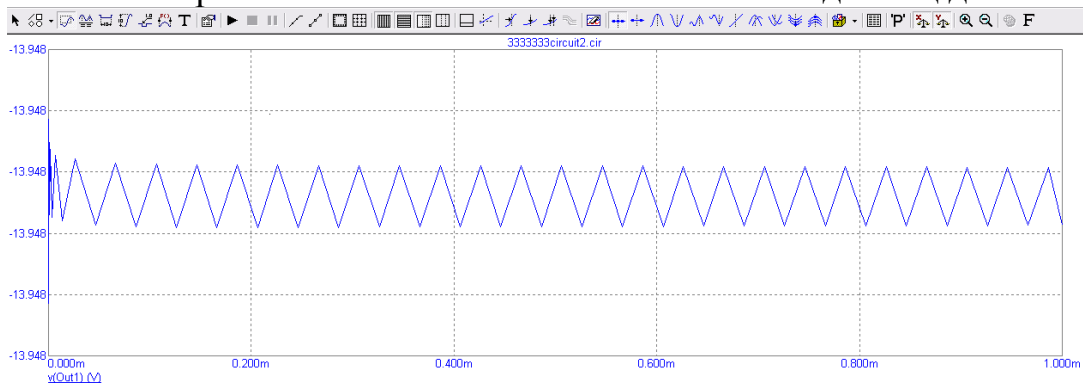


Рис. 2. Вихідний сигнал ГЛЗН

ЗАСТОСУВАННЯ ПРИНЦИПУ НАКЛАДАННЯ ДО АНАЛІЗУ КІЛ З КЕРОВАНИМИ ДЖЕРЕЛАМИ

Перевертнюк Р.С

Науковий керівник – доц., к.т.н. Божко А. П.

Застосування принципу накладання до аналізу кіл з керованими (залежними) джерелами має ту особливість, що окремо взяте кероване джерело. Говорячи про коефіцієнти передачі напруги або струму від керованого джерела на інші ділянки кола, зокрема на ділянку з керуючими змінними. Зазначені коефіцієнти передачі, разом з рівнянням керованого джерела дозволяють в структурезованому вигляді виразити результуючий коефіцієнт передачі напруги або струму зі входу кола на його вихід. Далі за принципом накладання проводиться аналіз схеми на операційному підсилювачі (ОП).

Якщо виключити кероване джерело ($E_k=0$) то часткові напруги на вході U_2^i та на неінвертуючому U_+^i і інвертуючому U_-^i входах ОП виражаться:

$$U_2^i = K^i U_1, U_+^i = K_+^i U_1, U_-^i = K_-^i U_1, \quad (1)$$

де у U_1 – вхідна напруга кола, K^i, K_+^i, K_-^i відповідні коефіцієнти передачі. При ($U_1=0$) знайдемо часткові напруги викликані керованим джерелом E_k на виході U_2^{ii} та на неінвертуючому U_+^{ii} та інвертуючому U_-^{ii} входах ОП:

$$U_2^{ii} = K^{ii} E_k, U_+^{ii} = K_+^{ii} E_k, U_-^{ii} = K_-^{ii} E_k. \quad (2)$$

Результуючі напруги на виході кола та на (неінверт., інверт.) входах виражаться:

$$U_2 = K^i U_1 + K^{ii} E_k, U_+ = K_+^i U_1 + K_+^{ii} E_k, U_- = K_-^i U_1 + K_-^{ii} E_k. \quad (3)$$

Підставивши отримані результати в рівняння керованого дж. ОП: $E_k = K_0(U_+ - U_-)$ де K_0 – коефіцієнт підсилення ОП, запишемо результуючий коефіцієнт передачі всього кола:

$$E_k = \frac{U_2}{U_1} = K^i + \frac{K_0(K_+^i - K_-^i)U_1}{1 - K_0(K_+^{ii} - K_-^{ii})} \quad (4)$$

Якщо ОП ідеальний ($R_{вх} \rightarrow \infty, R_{вих} \rightarrow 0$), то співвідношення (4) набуває вигляду:

$$E_k = \frac{K_0 K_+^i}{1 - K_0 K_+^{ii}} \quad (5)$$

Отримані співвідношення дозволяють аналізувати кола з ОП шляхом вимірювання окремих коефіцієнтів передачі.