

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ

СУМСЬКИЙ ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ

Кафедра електроніки і комп'ютерної техніки

ПОЯСНЮВАЛЬНА ЗАПИСКА

до кваліфікаційної роботи бакалавра на тему:

«ЦИФРОВИЙ ВИМІРЮВАЧ ПЕРЕМІЩЕННЯ З ПІДВИЩЕНОЮ ТОЧНІСТЮ»

Завідувач кафедри

електроніки та комп'ютерної техніки

Керівник дипломного проекту

Виконав студент

групи ЕСдн – 51п

А. С. Опанасюк

Т.О. Протасова

О.М. Трохименко

Суми 2020

ВСТУП

Одним з істотних факторів, що характеризують науково-технічний прогрес, є значний ріст об'єму інформації що передається і різке збільшення швидкості її обробки.

Неухильне зростання обсягу вимірювальної інформації, одержуваної в ході керування складними виробничими процесами, а також при проведенні різних фізичних експериментів в науці і техніці, вимагає розробки і створення найрізноманітніших інформаційно-вимірювальних систем, автоматизованих систем управління технологічними процесами і автоматизованих досліджень, які працюють спільно з ЕОМ [1-6, 9-11].

В даний час велика кількість промислових підприємств, в чю сферу діяльності входить механічна обробка, мають у своєму розпорядженні парк верстатів, що мають системи числового програмного керування. Головна перевага таких систем – можливість виготовляти деталі досить складної форми, такі, виготовлення яких з використанням звичайної верстатної техніки не є можливим. Такі системи на сьогодні застосовуються навіть в стоматології. Цифрові комплекси з числовим програмним керуванням розробляють в усіх розвинених державах, на Україні також, наприклад, в місті Біла Церква виготовляють такі станки.

Найважливіше питання при побудові таких систем – це забезпечення вимірювання фізичних величин з високою точністю [5, 6].

В даний час і в перспективі одним з актуальних і технічно складних завдань є цифровий вимір кутових переміщень рухомих органів багатьох систем автоматичного управління різними об'єктами. Цю функцію виконують цифрові перетворювачі переміщення. Ці перетворювачі стали знаходити широке застосування після появи цифрових обчислювальних машин та їх впровадження в системи автоматичного регулювання.

По суті справи, перетворювачі кут-код є нічим іншим, як автоматичні вимірювачі кута з видачою інформації в найбільш прийнятній для споживача формі.

В даний час можна простежити дві тенденції розвитку цієї галузі: вдосконалення кодуючих пристроїв кутових переміщень і збільшення точності перетворювачів.

Ці дві сторони питання цілком самостійні, і якщо перша з них пов'язана тільки з поданням кута у вигляді коду, то друга може мати самостійне значення, так як зберігається і при використанні подання інформації в аналоговій формі. Справа в тому, що друга тенденція пов'язана з пристроями, що виконують функцію перетворення масштабу кута.

В цілому до цього класу виробів, що відрізняється великою різноманітністю, пред'являється сукупність найрізноманітніших і, як правило, високих технічних вимог. До їх числа в першу чергу відносяться: велика точність, значна швидкодія, малі габаритні розміри, низьке енергоспоживання, високі стійкість до експлуатаційних чинників і надійність, технологічність і низька вартість. Діапазон цих вимог надзвичайно широкий, що створює серйозні перешкоди на шляху уніфікації цифрових перетворювачів переміщень, що є організаційно-технічним завданням першорядної важливості.

Відомо, що цифрові перетворювачі переміщень в апаратурі зазвичай працюють за розімкненою схемою. Тому вимірювальна інформація, що видається ними, не коригується в подальшому. Це пред'являє до таких виробів додаткові вимоги щодо достовірності вихідної інформації [3, 4].

Розвиток цифрових перетворювачів переміщень-постачальників первинної інформації в значній мірі обумовлено широким використанням керуючих мікро ЕОМ та різних обчислювальних пристроїв на основі мікропроцесорних та інших ВІС і НВІС.

Цифрові перетворювачі переміщень будуються на різних фізичних і структурних принципах. При їх створенні використовується величезна кількість конкретних схемотехнічних рішень.

Разом з тим, як показує практика останніх років, найбільший внесок в розвиток цифрових перетворювачів переміщень вносить мікроелектроніка, застосування якої дозволяє кардинально вирішити проблему технологічності, забезпечивши максимальне спрощення, як правило, прецизійних механічних вузлів.

Тому сучасний цифровий перетворювач переміщень складається з відносно простого, наскільки це можливо для забезпечення заданої точності, електромеханічного, первинного перетворювача, безпосередньо сприймає вимірюваний переміщення, і вторинного перетворювача - електронного вузла, який займається обробкою отриманої інформацію і представляє її в цифровій формі [].

1 РОЗРОБКА ТА ОБГРУНТУВАННЯ АЛГОРИТМУ ФУНКЦІОНУВАННЯ ТА СТРУКТУРНОЇ СХЕМИ ПРИСТРОЮ, ЩО ПРОЕКТУЄТЬСЯ

1.1 Огляд літератури та постановка задачі проектування

За завданням на кваліфікаційну роботу бакалавра необхідно розробити пристрій перетворення переміщення механізму, що вимірює кут переміщення. Вхідним сигналом перетворювача є вихідна синусоїдальна напруга фазообертача. Фазовий зсув вихідної напруги фазообертача щодо напруги живлення, прийнятого за опорний, пропорційний поточному положенню ротора фазообертача.

Вихідними сигналами є: серія імпульсів, кількість змін (фронтів), яке визначається величиною переміщення, два сигнали, що визначають напрямок руху (ПНР, ЗНР) і сигнал нуль-мітки, який видається перед початком кожного періоду напруги живлення фазообертача.

Існує безліч принципів побудови систем вимірювання переміщень. Але всі перетворювачі переміщень можна розділити на три основні групи: з безпосереднім перетворенням, з непрямим перетворенням [7].

У цифрових перетворювачів переміщень першої групи операції перетворення піддається саме механічне переміщення.

У перетворювачах другої групи вимірюване переміщення спочатку представляється у вигляді зручного аналогового параметра, а потім перетворюється в цифровий еквівалент.

Третя група (проміжний варіант) - це поєднання перших двох.

В даний час з усіх перетворювачів переміщення найбільшого поширення набула друга група цифрових перетворювачів переміщення, з проміжним перетворенням в аналоговий параметр, тобто перетворювачів типу переміщення-параметр-код, які мають лінійну характеристику управління, високу роздільну здатність і достатню швидкодію, і надійність.

Основними перспективними проміжними параметрами в цих цифрових перетворювачів переміщень є фаза і амплітуда змінної напруги.

Висока стійкість перед перешкодами фазового параметра є позитивним фактором при значному (кілька десятків метрів) видаленні первинного перетворювача на контрольованому об'єкті від відлікової частини (електронної схеми).

Крім того, фазові вимірювальні системи в даний час мають найбільш високу точність.

До переваг цифрових перетворювачів переміщень з проміжним перетворенням в фазовий зсув належать:

- простота здійснення багатоканального перетворення і з'єднання первинного перетворювача переміщень з електронною схемою,
- високий рівень уніфікації та технологічності,
- можливість виготовлення в умовах неспеціалізованих підприємств з серійних деталей.

У практиці побудови цифрових перетворювачів переміщень фазового типу велике значення має другий етап перетворення фаза-код, який в значній мірі впливає на точність всього перетворення цифрового перетворювача переміщення в цілому. Існуючі перетворювачі фаза-код крім зазначеного вже вище використання в складі фазових цифрових перетворювачів переміщень мають і самостійне значення [8].

Вони застосовуються в інформаційно-вимірювальній техніці. Наприклад, при вимірюванні і контролі фази (цифрові фазометри), в системах автоматичного і програмного управління в якості датчиків зворотного зв'язку і т.д.

Перетворювачі фаза-код класифікуються за різними ознаками, основними з яких можна вважати наступні:

- структуру побудови,
- принцип перетворення,
- метод виміру кодового сигналу.

Класифікаційна схема наведена на рисунку 1.1 та включає в себе найбільш відомі типи схем перетворювачів фаза-код [9, 10].

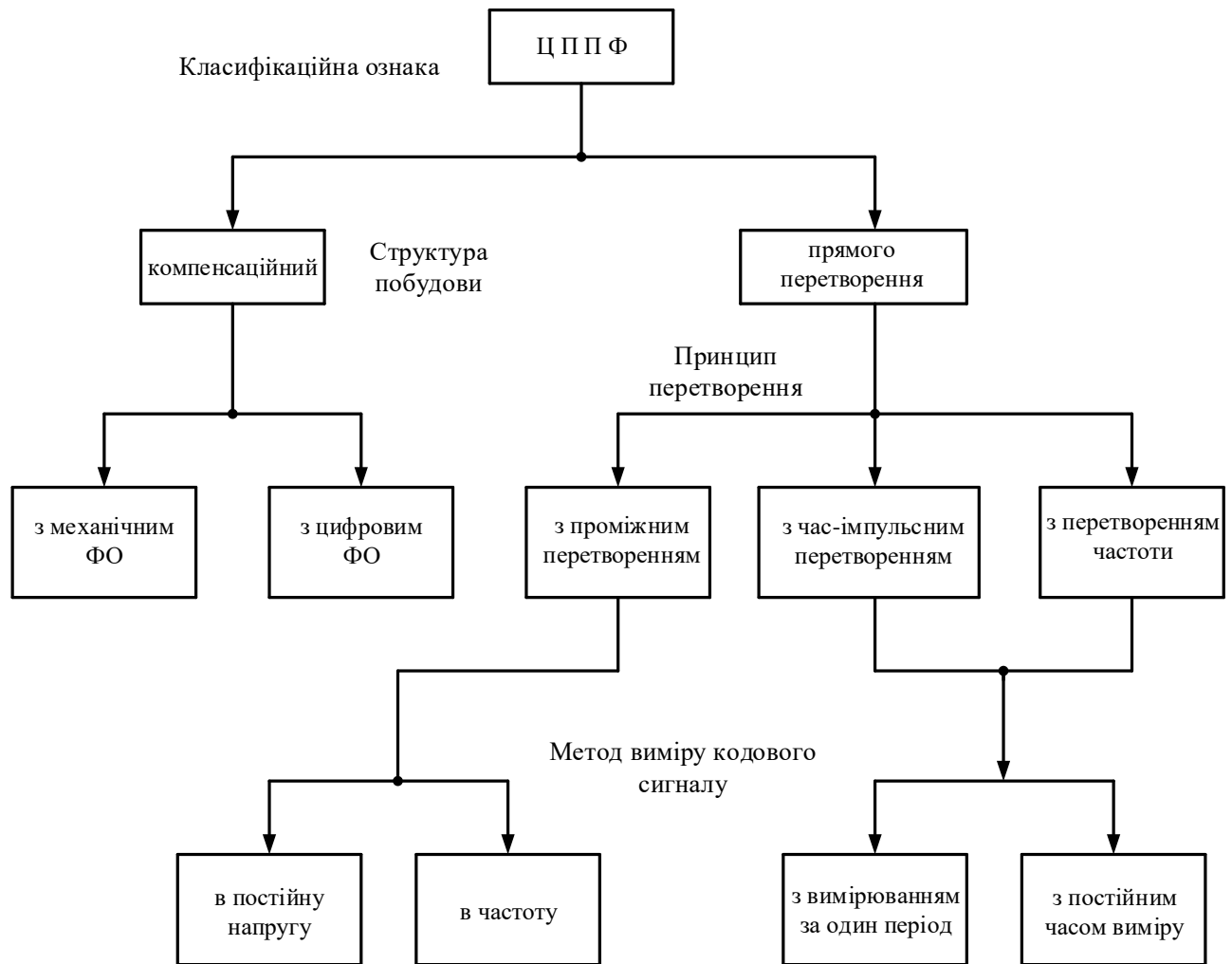


Рисунок 1.1 - Класифікаційна схема

За структурою побудови перетворювачі фаза-код поділяються на перетворювачі прямого перетворення і компенсаційні. Останні засновані на зрівноважуванні фазового зсуву, і відносяться, як правило, до схем слідкуючого типу, володіють високою завадостійкістю. До недоліків перетворювачів компенсаційного типу відноситься наявність динамічної похибки і певна складність практичної реалізації схеми.

Перетворювачі фаза-код прямого виміру відносяться до перетворювачів циклічного типу і можуть бути розділені на три основні групи [8]:

- з проміжним перетворенням;
- з час-імпульсним перетворенням;
- з перетворенням частоти.

Перетворювачі фаза-код прямого виміру знайшли найбільш широке застосування, так як при досить високій точності вони мають в загальному випадку більш простий для практичної реалізації схемою, в порівнянні з перетворювачами компенсаційного типу.

У даній бакалаврській роботі найбільш раціонально застосувати метод прямого вимірювання, так як цей варіант реалізації більш прийнятний для нашої точності і вимагає менших витрат апаратури в порівнянні зі схемами компенсаційних перетворювачів.

Відомі дві основні групи перетворювачів фаза-код прямого виміру [9]:

- перетворювачі з вимірюванням миттєвого значення фази, в основі яких лежить усереднення інтервалу часу між переходами досліджуваних напруг через нуль з подальшим або одночасним визначенням фазового зсуву між цими напругами,
- перетворювачі фаза-код з постійним часом вимірювання (інтегруючі перетворювачі), які здійснюють вимірювання усередненого значення фазового зсуву за кілька періодів досліджуваної напруги.

На основі зазначеного вище, в даній бакалаврській роботі розробимо перетворювач фаза-код з вимірюванням миттєвого значення фази, тобто з вимірюванням за один період. Цей тип перетворювачів має найбільш високу точність, і найменшу динамічну похибку.

Найоптимальнішим з принципів перетворення сигналу є перетворювач фаза-код з час-імпульсним перетворенням, внаслідок простоти здійснення перетворення, а також високої точності як перетворення фаза-часовий інтервал, так і подальшого перетворення часового інтервалу в код. Тому в кваліфікаційній роботі розробляємо перетворювач фаза-код з час-імпульсним перетворенням.

Таким чином, у кваліфікаційній роботі бакалавра перетворювач зміни переміщення в код буде:

- за структурою побудови - прямого перетворення;
- за принципом перетворення - з час-імпульсним перетворенням;
- за методом вимірювання - з вимірюванням за один період.

1.2 Розробка та обґрунтування структурної схеми та алгоритму функціонування пристрою перетворення переміщення

Перетворювач переміщення в цифровий код являє собою закінчений пристрій, який може працювати як в комплексі верстатів з числовим програмним керуванням, так і в системах без зворотного зв'язку.

Фазовий зсув вихідної напруги фазообертача щодо напруги живлення пропорційний куту повороту фазообертача щодо вихідного положення, при якому ці фази збігалися.

Приріст фази вихідного сигналу фазообертача за період вимірювання вихідного сигналу пропорційне збільшенню кута повороту за той же час.

Спосіб формування сигналів приросту переміщення в пристрої полягає в вимірі приросту фази вихідного сигналу фазообертача за період його повторення.

На рисунку 1.2 [10] показана зміна фази і періоду вихідного сигналу фазообертача при обертанні його ротора.

Поточний накопичений, фазовий зсув являє собою суму приростів фази $\Delta\varphi$ в даному і попередніх періодах повторення вихідного сигналу.

Наприклад, для другого періоду T_{B2} поточна фаза:

$$\varphi_2 = \Delta\varphi_1 + \Delta\varphi_2 = \frac{\Delta T_1}{T_{II}} \cdot 2\pi + \frac{\Delta T_2}{T_{II}} \cdot 2\pi = \frac{2\pi}{T_{II}} (\Delta T_1 + \Delta T_2), \quad (1.1)$$

де $\Delta T_1, \Delta T_2 \dots \Delta T_i$ — приріст часового зсуву, рівний різниці між періодом напруги живлення і періодом вихідного сигналу,

T_{II} — період повторення напруги живлення фазообертача.

Поточному періоду і фазовому зсуву φ , який змінюється один раз за період в зазначені моменти часу, відповідає часовий зсув T_i . Фазовий зсув, пропорційний куту повороту ротора фазообертача, в свою чергу пропорційний переміщенню механізму, тобто часовий зсув T_i ; в свою чергу пропорційний в певному масштабі, вказує величину переміщення механізму від початкового положення.

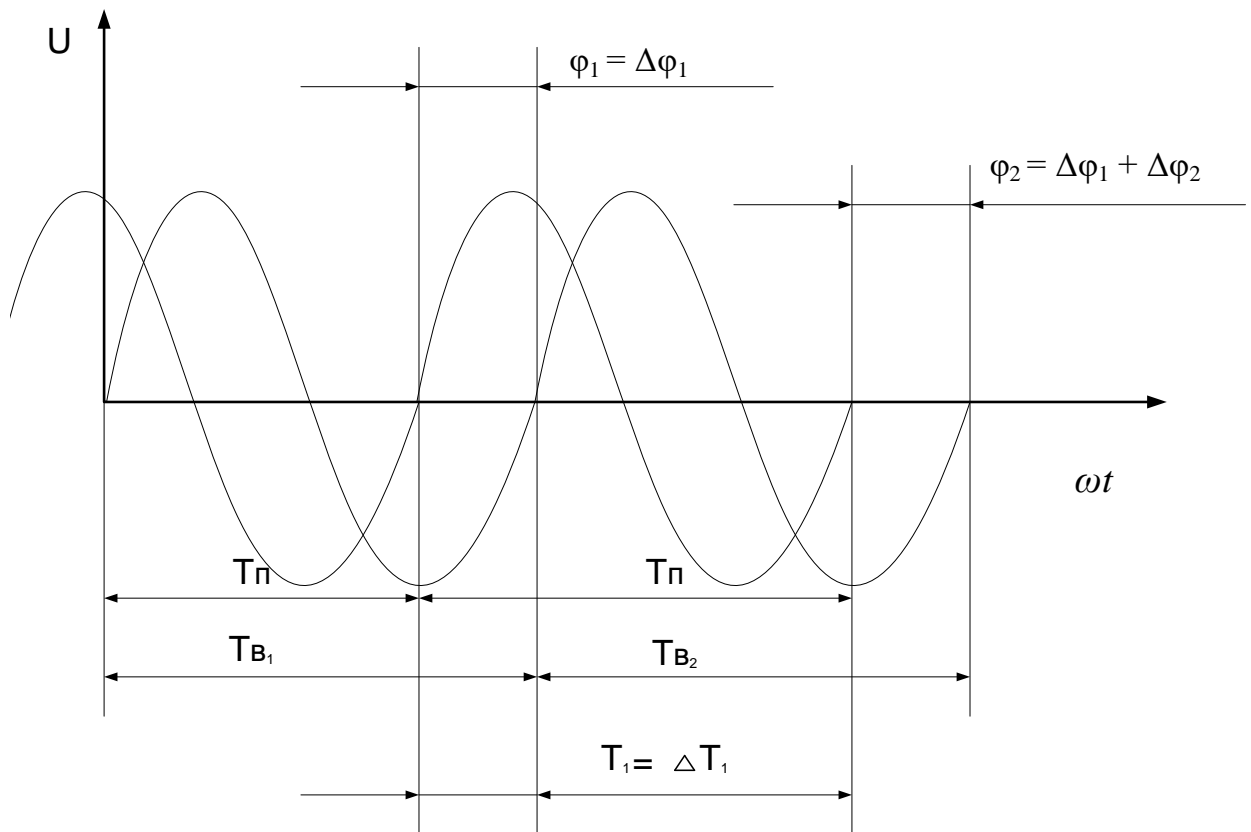


Рисунок 1.2 — Зміна фази і періоду вихідного сигналу фазообертача при обертанні його ротора

З рисунку 1.2 видно, що наприклад, часовий зсув T_2 для другого періоду дорівнює:

$$T_2 = T_{B1} + T_{B2} - 2 T_{\Pi} = (T_{B1} - T_{\Pi}) + (T_{B2} - T_{\Pi}) = \Delta T_1 + \Delta T_2 \quad (1.2)$$

Часовий зсув T_2 складається з збільшень тимчасового зсуву за перший і другий періоди вихідного сигналу, кожне збільшення дорівнює різниці між періодами вихідного сигналу і напруги живлення.

Таким чином, повний приріст можна отримати, вимірюючи і підсумовуючи відповідні прирости ΔT_i , які пропорційні відповідним приростам фази і переміщення.

У перетворювачі проводиться вимірювання різниці періодів вихідного сигналу і напруги живлення:

$$\Delta T_i = T_{B1} - T_{\Pi} \quad (1.3)$$

яка, як видно з викладеного вище, пропорційна переміщенню протягом часу T_{Bi} .

На рисунку 1.2 [10] показано випадок $T_{Bi} > T_{II}$, що відповідає зміні фази вихідного сигналу в бік відставання і одному напрямку руху.

При іншому напрямку руху фаза змінюється в бік випередження, при цьому $T_{Bi} < T_{II}$. При відсутності руху $T_{Bi} = T_n$, а $\Delta T_{Bi} = 0$.

З рисунку видно, що при русі $T_{Bi} \neq T_{II}$, тобто в загальному випадку миттєва частота вихідного сигналу:

$$f_{Bi} = \frac{1}{T_{Bi}} \quad (1.4)$$

не є рівною частоті живлення (опорній частоті) $f_{II} = \frac{1}{T_{II}}$ фазообертача.

Величина переміщення за період повторення вихідного сигналу фазообертача характеризує швидкість переміщення. Таким чином, можна запропонувати структуру, яка дозволяє проводити вимірювання переміщення.

На рисунку 1.3 наводиться спрощена структурна схема вимірювача збільшення переміщення за період повторення вихідного сигналу фазообертача. На рисунку 1.4 запропонована повніша реалізація структурної схеми пристрою, що проектується, а на рисунку 1.5 приведена блок-схема алгоритму функціонування вимірювача переміщення.

Частота живлення фазообертача одержується з частоти f_G задає шляхом ділення її в N раз.

Для вимірювання переміщення служить лічильник переміщення з таким же коефіцієнтом ділення (об'ємом) N , який заповнюється частотою f_G протягом періоду частоти f_e вихідного сигналу фазообертача, період f_G відповідає одній дискреті переміщення.

При відсутності руху ($f_G = f_{II}$), лічильник переміщення за час $T_e = T_n$ встигає заповнитися і повернутися у вихідний (нульовий) стан. Код переміщення на виході лічильника в цей момент дорівнює нулю.

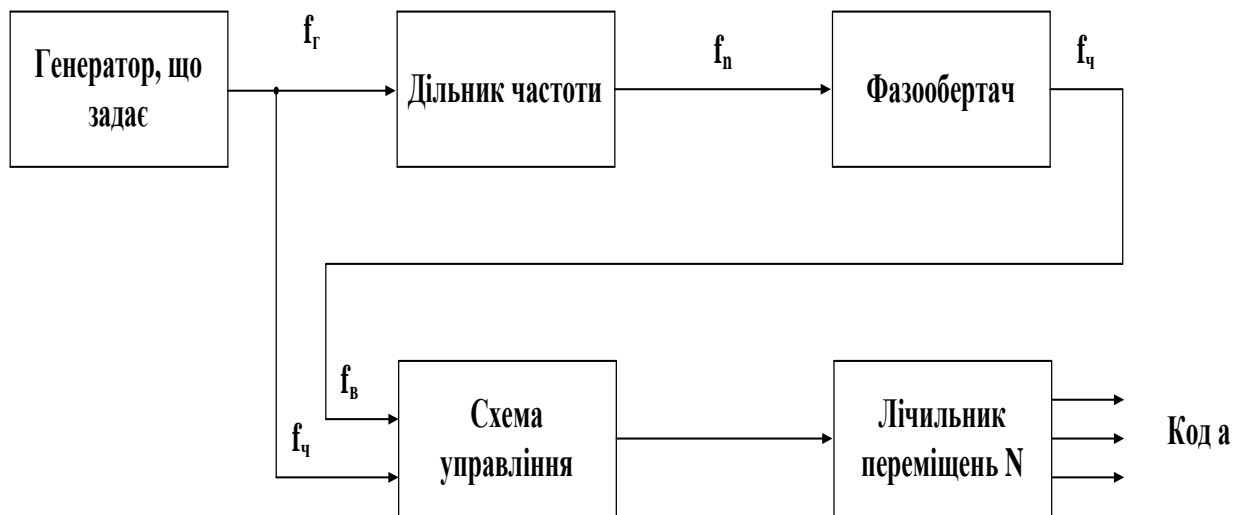


Рисунок 1.3 — Спрощена структурна схема вимірювача збільшення переміщення за період повторення вихідного сигналу фазообертача

При обертанні ротора фазообертача в один бік, наприклад, при $f_B < f_n$ ($T_e > T_n$) лічильник переміщення встигає переповнитися і, відповідно, порахувати додаткову кількість імпульсів, пропорційну різниці періодів $\Delta T = T_e - T_n$ (переміщенню за час T_e). При іншому напрямку обертання ротора фазообертача, тобто при $f_e > f_n$ ($T_e < T_n$) лічильник переміщення за час T_e не встигає заповнитися і, отже, не дораховує кількість імпульсів, пропорційну різниці $\Delta T = T_n - T_e$.

У першому випадку на виході лічильника переміщення в момент закінчення виміру виходить прямий код переміщення, а в другому випадку - додатковий до обсягу лічильника N .

Оскільки пристрій вимірює шлях у вигляді збільшень, тобто переміщень за період вихідного сигналу, для можливості подальшого отримання повного шляху потрібно проводити вимірювання переміщення в кожному періоді вихідного сигналу фазообертача. Інакше в пропущених періодах збільшення переміщення будуть загублені.

При кожному наступному вимірі лічильник переміщень починає працювати з початкового стану. Для переведення його в цей стан, а також для видачі отриманого коду переміщення потрібен час, що перевищує період вхідної частоти f_r лічильника переміщення. Оскільки частота f_r визначає дозволяючу здатність пристрою, то її доводиться вибирати високою, і зазначені операції немож-

ливо виконати до приходу першого імпульсу наступного періоду вимірювання, тому щоб уникнути зниження дозволяючої здатності пристрою, використовується два лічильника переміщення, що працюють по черзі.

Лічильники повинні працювати таким чином, щоб не втратити жодного імпульсу f_r вхідної частоти в момент зупинки першого лічильника і пуску другого (на границі сусідніх періодів f_e), для виключення накопичення похибки вимірювання. Оскільки фаза сигналу фазообертача (границя періоду f_e) може змінюватися безперервно по відношенню до імпульсів частоти f_r , то для забезпечення належного функціонування лічильників фазу сигналу фазообертача необхідно синхронізувати частотою f_r таким чином (рис.1.6), щоб дозвіл (сигнали P1, P2) і заборона роботи лічильників переміщення припадали на паузу між імпульсами частоти f_r з тим, щоб не викликати появу помилкового або укороченого імпульсу (сигнали f_r P1 і f_r P2) на вході лічильників.

При синхронізації, коли границя (фронт) f_e потрапляє на фронт імпульсу f_r , сигнал дозволу P1 або P2 може з'явитися в даному або наступному періоді f_r . Це може привести до збільшення періоду вимірювання (тривалості сигналу P1 і P2) і виміряного переміщення в даному періоді f_e на одну дискрету переміщення, але при цьому сусідній або один з наступних періодів прискориться на таку ж величину, тобто покаже зменшення переміщення на одну дискрету. Тут має місце неоднозначність вимірювання для квантування безперервних величин, однак накопичення похибки в цьому випадку не відбувається за вказаною вище причини.

За завданням на бакалаврську роботу мінімальна помилка похибки вимірювання переміщення дорівнює 0,2 мм.

Таким чином, необхідно визначити таку частоту квантування збільшення фази вихідного сигналу, щоб отримана похибка переміщення не перевищувала задану.

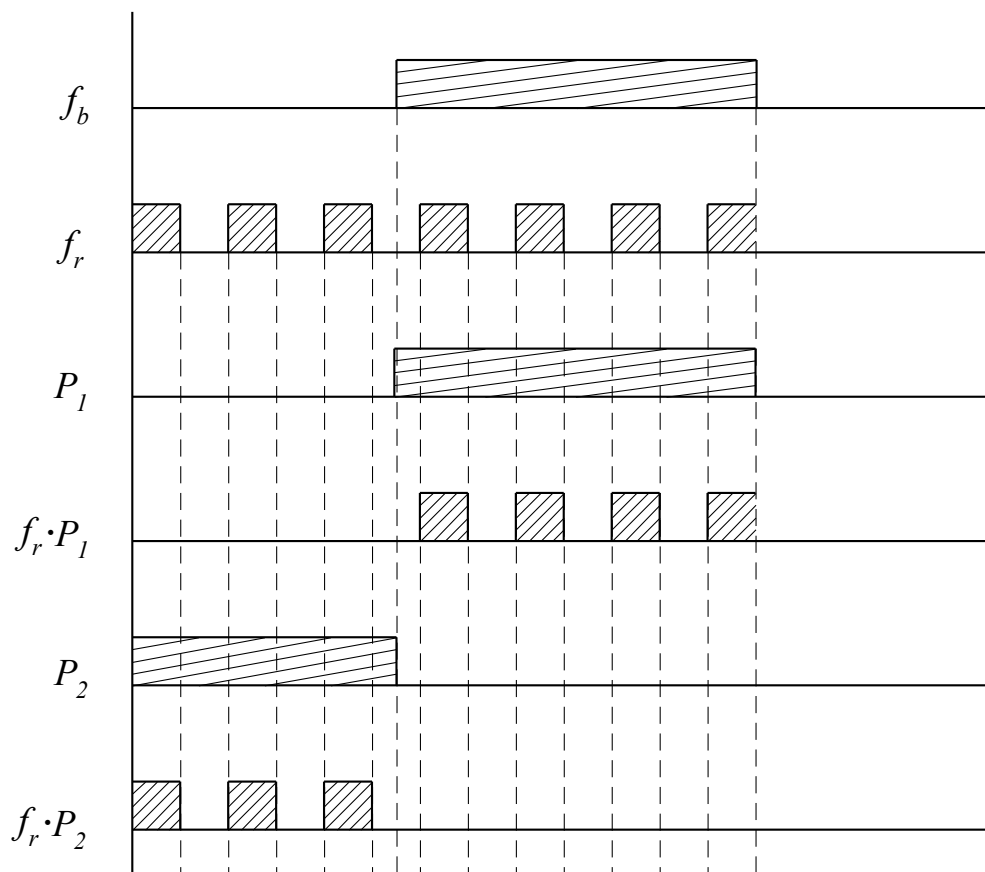


Рисунок 1.6 — Синхронізація частотою f_r фази сигналу фазообертача

Число імпульсів N , підраховане двійковим лічильником, пов'язане з вимірюваним переміщенням L , виразом:

$$N = L \frac{f_r}{f_{on}}, \quad (1.5)$$

де f_r - частота дискретизації фазового зсуву;

f_{on} - частота живлення фазообертача.

Таким чином, переміщення L дорівнює:

$$L = \frac{N \cdot f_{on}}{f_r}, \quad (1.6)$$

З формули (1.6) видно, що чим менша опорна частота живлення фазообертача, і вища частота квантування фазового зсуву, тим менше мінімальне переміщення фазообертача на одну дискрету квантування сигналу.

Визначаємо частоту квантування збільшення фази вихідного сигналу фазаобертача f_r . Задаємося опорної частотою фазаобертача $f_{on} = 2\text{кГц}$. Тоді при $N=1$, тобто одній дискреті переміщення:

$$f_r = \frac{N \cdot f_{on}}{L} = \frac{1 \cdot 2000\text{Гц}}{0.2 \cdot 10^{-3}\text{м}} = 10 \cdot 10^6 \text{Гц} = 10\text{мГц}, \quad (1.7)$$

де $L = 0,2 \cdot 10^{-3}\text{м}$ – мінімальне переміщення за умовою.

Таким чином, отримали мінімальну частоту генератора, що задає, необхідну для дискретизації фазового зсуву фазаобертача, для забезпечення заданої точності.

Для реалізації лічильника переміщення необхідно визначити його розрядність.

Розрядність лічильника переміщень визначається за формулою:

$$n = \left[\log_2 \frac{f_r}{f_{on}} \right] = \left[\log_2 \frac{10 \cdot 10^6 \text{Гц}}{2 \cdot 10^3 \text{Гц}} \right] = \left[\log_2 5000 \right] = \left[12.28 \right] = 13 \quad (1.8)$$

Таким чином, для даної точності необхідний тринадцятирозрядний лічильник переміщення.

Повний обсяг лічильника дорівнює:

$$N = 2^n = 2^{13} = 8192 \quad (1.9)$$

Реалізація лічильника об'ємом 8000 більш раціональна, через менші апаратні витрати і більш високого коефіцієнта використання лічильників в порівнянні з обсягом лічильника рівним 5000. Тоді частота генератора квантування збільшення фази вихідного сигналу фазаобертача f_r буде дорівнює:

$$f_r = f_{on} \cdot N = 2000\text{Гц} \cdot 8000 = 16000000\text{Гц} = 16\text{мГц} \quad (1.10)$$

Тоді мінімальне переміщення L на одну дискрету частоти квантування збільшення фази вихідного сигналу дорівнюватиме:

$$L = \frac{N \cdot f_{on}}{f_r} = \frac{1 \cdot 2 \cdot 10^3}{16 \cdot 10^6} = 1.25 \cdot 10^{-4} \text{ м} = 0.125 \text{ мм} \quad (1.11)$$

1.3 Розробка функціональної схеми пристрою, що проектується

Функціональна схема пристрою, що розробляється, складається з генератора, що задає та формує сигнали частотою 16мГц, які визначають дозволяючу здатність пристрою.

Частота живлення фазообертача одержується з частоти f_r генератора, що задає частоту, шляхом ділення її в N раз.

Для живлення фазообертача необхідні дві напруги, що живлять, зсунутих між собою на 90° .

Для цієї мети використовується блок напруг, який перетворює імпульсну частоту f_{on} , отриману діленням частоти f_r в синусоїдальні сигнали \sin і \cos - зсунуті між собою на 90° і частотою, рівній f_{on} .

Синусоїдальний сигнал f_ϕ з виходу фазообертача надходить на вхід формувача безперервної фази - ФБФ, який перетворює синусоїдальний сигнал f_ϕ , в сигнал прямокутної форми, який дорівнює за тривалістю періоду сигналу f_ϕ .

Отриманий сигнал необхідний для роботи в подальшому схеми формувача імпульсів лічильників переміщення.

Формувач імпульсів лічильників переміщення служить для синхронізації сигналу з виходу формувача безперервної фази сигналом f_r генератора, і отримання сигналів управління дозволу роботи лічильників $Pe1$ і $Pe2$ і сигналів заповнення лічильників $e1$ і $e2$.

Лічильники переміщення $Сч1$ і $Сч2$ - двійкові, оскільки вихід в двійковому коді необхідний для роботи наступних частин схеми. Лічильники видають сигнали позитивного ПНР або негативного ОНР напрямку руху.

Комутатор кодів лічильників служить для комутації коду першого або другого лічильника переміщення в інші частини схеми. Так, під час рахунку імпульсів першим лічильником на вихід комутатора видається отриманий в попередньому періоді код другого лічильника і сигнал ОНР, що зберігається в пам'яті протягом періоду.

У випадку негативного напрямку руху комутатор інвертує вказаний скомутований код (тобто видає зворотний двійковий код) для отримання потім додаткового коду.

Після комутатора код надходить на реєстр-лічильник переміщення, який зберігає отриманий код протягом періоду вихідної частоти фазообертача. Крім того, в разі негативного напрямку руху він забезпечує отримання додаткового коду шляхом додавання «1» до записаного в реєстрі значенням зворотного коду.

Перетворювач коду перетворює отриманий код переміщення в кількість імпульсів і видає їх протягом всього наступного періоду.

Параметри схеми перетворювача обрані таким чином, щоб останній встигав видавати все імпульси переміщення за період вихідної частоти фазообертача навіть в разі укорочення останнього ($T_e < T_n$) при максимальній швидкості переміщення. Для цього використовується вхідна послідовність перетворювача, отримана на окремому дільнику 64:35.

Вихідна частота дільника обрана з умови, щоб перетворювач гарантовано закінчив цикл підрахунку імпульсів за час, трохи менше 0,5мс (менше тривалості самого сигналу фазообертача).

Сигнал нуль-мітки видається один раз за період напруги живлення фазообертача і зав'язаний щодо переходу через нуль (від негативного до позитивного значення) напруги живлення фазообертача.

Пристрій для формування стробів служить для отримання серії синхронізуючих сигналів (стробів), прив'язаних за часом до позитивного фронту сигналу ФН і використовуваних для початкової установки, запису та інших операцій в елементах блоку пам'яті.

При запуску лічильників переміщення, одночасно запускається схема формування стробів С1 - С3.

Код збільшення переміщення, отриманий в наступному циклі роботи блоку з іншого лічильника (Сч2) записується стробом С1 через комутатор в реєстр-лічильник переміщень.

Одночасно стробом С1 записується в тригер з Сч2 сигнал напрямку руху, і проводиться установка перетворювача коду в кількість імпульсів в нульовий стан.

Сигналом стробу С2 до записаного в реєстр-лічильник переміщення значення коду переміщення при необхідності додається одиниця молодшого розряду.

Сигналом стробу С3 дозволяється робота перетворювача коду в кількість імпульсів і проводиться початкова установка лічильника Сч2.

Частина схем пам'яті блоку (тригери, лічильники, регістри) мають власну періодичність роботи з періодом сигналу f_B і зазначені сигнали установки (строби С1-С3) лише підтверджують їх стан в кінці циклу.

Таким чином, в даному розділі розроблено структурну схему перетворювача переміщень в цифровий код, а також блок-схема його функціонування.

2 РОЗРОБКА ТА РОЗРАХУНОК ПРИНЦИПОВИХ ЕЛЕКТРИЧНИХ СХЕМ, ВУЗЛІВ ТА БЛОКІВ ПРИСТРОЮ

2.1 Вибір елементної бази

Мікросхеми на основі транзисторних-транзисторної логіки (ІС-ТТЛ) є в даний час логічними схемами, які широко використовуються в якості елементної бази при побудові систем технічного зору, керуючих пристроїв різного призначення, вимірjuвальної і керуючої апаратури. Зусилля розробників і технологів ІС ТТЛ були спрямовані не тільки на розширення функціонального складу окремих серій, ускладнення виконуваних функцій, але й на поліпшення робочих характеристик ІС, особливо збільшенню швидкодії і зменшенню споживаної потужності. В даний час випускається ряд серій ІС ТТЛ. До найбільш перспективних можна віднести: стандартні (К 1533, КМ 1533); швидкодіючі з діодами Шотки (К 531); малопотужні з діодами Шотки (К 555, КМ 555). Порівняти параметри аналізованих серій можна в таблиці (2.1) [21-26].

Одним з переваг серій ІС ТТЛ є наявність в їх складі крім логічних елементів таких схем як тригери, дешифратори, регістри і елементи пам'яті зі схемами управління. Наявність схем, що представляють собою готові вузли ЕОМ, що включають відразу кілька двійкових розрядів, дозволяє зменшити число корпусів ІС і отримати суттєву перевагу в обсязі. В останніх розробках розрядність регістрів, лічильників зросла суттєво.

Всі перераховані серії мікросхем працюють від джерела напруги живлення 5В і електрично сумісні один з одним. Електронні вузли, виконані на основі ІС однієї із серій, можуть бути безпосередньо з'єднані з вузлами, виконаними на основі ІС іншої серії, за умови забезпечення вимог до здатності навантаження схем. Серії К 155, К 531, К 555, КР 1531, КР 1533 випускаються в пластмасовому, а КМ 155, КМ 555 в керамічному корпусі типу ДПП з штировими виводами [21-26].

Типові параметри базового ЛЕ різних серій наведено в табл. 2.1.

Таким чином, очевидно, що при розробці пристрою кращим є вибір серії КР 1533, яка характеризується меншою споживаною потужністю при збереженні виконуваних функцій і підвищення швидкодії.

Таблиця 2.1 - Параметри базового логічного елемента різних серій

Серія	$t_{здр}, нс$	$P_{ном}, мВт$
К 155, КМ 155	10	10
К 531	3	20
К555, КМ 555	10	2
КР 1531	3	4
КР 1533	4	2

Стандартні статичні параметри мікросхем серії КР 1533 мають таке значення: максимальний рівень 0-0.5 В при втіканні вихідного струму 8 мА, мінімальний рівень 1-2.5 В при витіканні вихідного 0.4 мА, вхідний струм при рівні 0 на вході - не більше 0.2 мА, при рівні 1 - не більше 20 мкА, що забезпечує здатність навантаження до 40 входів. Крім того мікросхеми серії КР 1533 мають найбільшу порогову напругу перемикавання і, як наслідок, найбільшу стійкість перед перешкодами [16, 22-24].

2.2 Вибір та розрахунок принципів схем пристрою, що проектується

2.2.1 Вибір і розрахунок принципової схеми генератора. Пристрій перетворення переміщення в код є високоточною системою перетворення аналогового параметра в цифровий код.

Високий ступінь квантування вхідного аналогового сигналу дозволяє отримати високу точність вимірювання.

Таким чином, в реалізації принципів схем необхідно враховувати такі фактори, як швидкодія та точність.

Пристрій складається з дванадцяти функціональних блоків, кожен з яких виконує певну функцію при роботі пристрою в цілому.

Частота генератора визначає дозволяючу здатність пристрою. Тому генератор повинен мати високу робочу частоту (16 мГц) і бути високостабільним.

Для виконання вище зазначених умов в схемі необхідно застосувати генератор з кварцовим резонатором.

Схема генератора зі стабілізацією частоти за допомогою кварцового резонатора показана на рисунку 2.1.

Для здійснення генерації необхідно виконання умови балансу амплітуд і балансу фаз:

$$K \cdot X \geq 1 \quad (2.1)$$

$$\varphi_k \cdot \varphi_x = 2\pi n \quad (2.2)$$

де K - коефіцієнт підсилення по напрузі;

X - коефіцієнт зворотного зв'язку;

n - ціле число.

Підсилення забезпечується за рахунок елемента DD1.1 з резистором $R1$ в ланцюзі зворотного зв'язку.

Позитивний зворотний зв'язок (ПОЗ) організований на елементах DD1.1, $ZQ1$ і $C1$ служать для підстроювання частоти; $R1$ - для введення в лінійний режим DD1.1.

Для першої (підсилувальної) ланки генератора справедливі рівняння:
 $R_{вх} DD1.1 R_{BX} DD1.1$:

$$K = \frac{U_{вих} DD1.1}{U_{вх} DD1.1} \quad (2.3)$$

$$U = \frac{U_{вих} DD1.1}{R_1 + R_{BX}} \quad (2.4)$$

де R_{BX} – вхідний опір DD1.1.

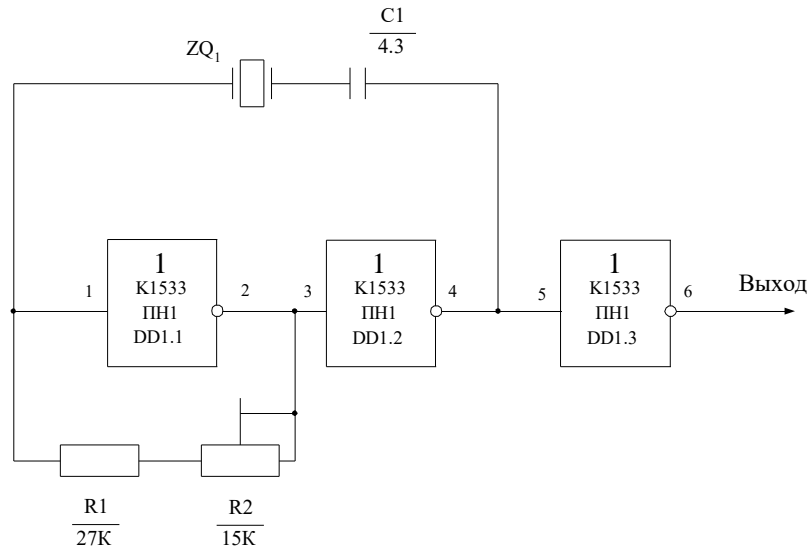


Рисунок 2.1 — Схема генератора зі стабілізацією частоти за допомогою кварцового резонатора

З (2.3) та (2.4) витікає:

$$K = \frac{R_1}{R_{BX}} \quad (2.5)$$

Для другої (інвертуючої ланки) справедливо:

$$X = \frac{U_{ВНХ} DD1}{U_{BX}} \quad (2.6)$$

$$U_{ВНХ DD1.2} = \frac{U_{BX}}{r + R_{BX}} \cdot R_{BX} \quad (2.7)$$

де r — сума комплексних опорів $ZQ1$ та $C1$.

Елемент DD1.3 застосовується як буферний, щоб зменшити вплив навантаження на частоту генератора.

Вибираємо кварцовий резонатор $ZQ1$ з частотою збудження, що дорівнює вихідній частоті генератора, тобто $ZQ1 = 16\,000\text{кГц}$.

Сума комплексних опорів $ZQ1$ і $C1$ дорівнює:

$$r = r_{zQ1} + \frac{1}{2\pi f_r C1} \quad (2.8)$$

де r_{zQ1} — комплексний опір кварцового резонатора, що дорівнює 90 (Ом) на частотах 15 ÷ 20 МГц

R_{BX} для DD1.1 визначається максимальним вхідним струмом ІМС.

В якості DD1 використовуємо ІМС К 1533, що має:

$$I_{BXmax} = I_{BX}^{\circ} = 0,2 \text{ мА} \quad (2.9)$$

$$U_{BX}^{\circ} = 0,5 \text{ В} \quad (2.10)$$

$$R_{BX} = \frac{U_{BX}}{I_{BX}} = \frac{0,5 \text{ В}}{0,2 \text{ мА}} = 2500 \text{ Ом} \quad (2.11)$$

Приймаємо $K = 15$; $X = 0,5$

Тоді згідно (2.3):

$$K - X = 15 - 0,5 = 7,5 \quad (2.12)$$

Згідно (2.11) та (2.12) визначаємо значення ємності $C1$:

$$\begin{aligned} C1 &= 1 / [2\pi f_r (R_{BX} / X - r_{zQ1} - R_{BX})] = \\ &= 1 / [2\pi \cdot 16 \cdot 10^6 \cdot (2500 / 0,5 - 90 - 2500)] = \\ &= 4,12 \cdot 10^{-12} \text{ ф} = 4,12 \text{ нф} \end{aligned} \quad (2.13)$$

За стандартом 2825 - 67 вибираємо значення $C1 = 4,3 \text{ пф}$.

Визначаємо опір зворотного зв'язку $R1$:

$$R1 = (K_I - 1) R_{BX} = (12 - 1) \cdot 2500 = 27 \text{ 500 Ом} \quad (2.14)$$

де $K_I = K(1 - 0,2) = 15(1 - 0,2) = 12$

За стандартом 2825-67 вибираємо значення $R1 = 27 \text{ кОм}$.

Визначаємо загальний опір зворотного зв'язку $R_{ЗАГ}$:

$$R_{ЗАГ} = (K_2 - 1) R_{ВХ} = (18 - 1)2500 = 42\,500\text{Ом} \quad (2.15)$$

де $K_2 = K(1 + 0,2) = 15(1 + 0,2) = 18$

Визначаємо значення опору R_2 :

$$R_2 - R_{ЗАГ} - R_1 = 42\,500 - 27\,000 = 15\,500\text{Ом} \quad (2.16)$$

За стандартом 2825-67 вибираємо значення $R_2 = 15\text{кОм}$.

2.2.2 Вибір принципової схеми дільника. Для забезпечення роботи елементів схеми необхідна наявність сигналів опорних частот, які формуються шляхом ділення частоти генератора.

Для роботи схеми необхідні сигнали частотою 8МГц, 4МГц і 2кГц.

Сигнали частотою 8МГц; 4МГц і 2МГц отримуємо на лічильниках-дільниках з коефіцієнтом ділення $K_{ДЛ} = 2$, а для реалізації сигналу частотою 2кГц використаємо три лічильники, кожен з яких виконує функцію дільника на 10.

В якості дільника найчастіше використовуються лічильники з заданим коефіцієнтом перерахунку [16].

Лічильником називається пристрій, що здійснює підрахунок числа вхідних імпульсів і фіксує це число в будь-якому коді [17].

Лічильник характеризується, перш за все, модулем рахунку (ємністю) K . Лічильник переходить при надходженні вхідних сигналів зі стану в стан, після кожних K сигналів повертаючись до початку циклу, тобто модуль рахунку - це граничне число імпульсів, яке може бути пораховано лічильником.

Основними режимами роботи лічильників є реєстрація числа сигналів, що надійшли на лічильник і ділення частоти.

У першому режимі в лічильнику фіксується його вміст (цифровий код), а в другому - вихідними сигналами є імпульси переповнення лічильника.

В двійкових лічильниках коефіцієнт перерахунку пов'язаний певною залежністю з числом розрядів (тригерів) лічильника $K_{сч} = 2^N$. Однак на практиці

нерідко виникає необхідність в лічильниках, коефіцієнт перерахунку яких відмінний від 2^N .

Принцип побудови таких лічильників полягає у виключенні зайвих стійких станів у лічильника з $Kсч = 2^N$, тобто в організації схем, що забороняють деякі стани. В залежності від того, які стани лічильника обираються в якості робочих, всі лічильники з довільним коефіцієнтом можна розділити на лічильники з природнім та довільним порядком рахунку [11].

Особливістю лічильників з природнім порядком рахунку є те, що порядок їх рахунку відповідає порядку рахунку звичайних додаючих чи віднімаючих лічильників. Відмінність полягає у тому, що шляхом введення додаткових зв'язків рахунок закінчується раніше значення 2^N . При побудові лічильника даним способом вибирається двійковий лічильник розрядності N , такий, щоб 2^N було більше K , доповнюється елементом «І», який по станах виходів Q_i виявляє код кінця рахунку, після чого по ланцюгу R скидає лічильник в нуль. Структурна схема, що реалізує цей спосіб, показана на рисунку 2.2.

Переваги даного способу:

1. Природна двійкова послідовність кодів від 0 до $K-1$;
2. Використання зазвичай в лічильнику входу R .

У випадку лічильника, що додає достатньо зібрати на елементе «І» лише прямі виходи тих тригерів, які при коді кінця рахунку дорівнюють 1. Число виходів елемента «І», таким чином, залежить від коду кінця рахунку.

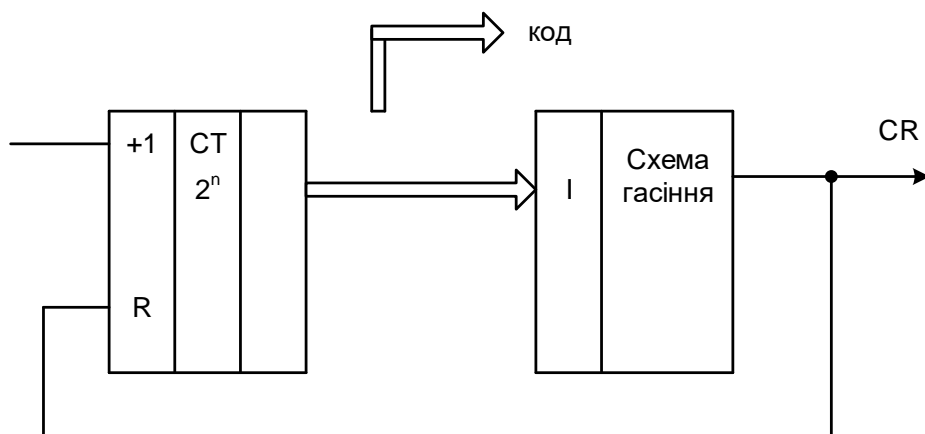


Рисунок 2.2 — Структурна схема лічильника з заданим коефіцієнтом та природнім порядком рахунку

Реалізувати лічильник-дільник будемо застосувавши розглянутий метод та застосуємо тригери ТВ9. Схема лічильника-дільника подана на рисунку 2.3.

Характеристики мікросхеми К555ТВ9 представлені в таблиці 2.2.

Для отримання опорної частоти 2кГц використовуємо три симетричних лічильника дільника на 10, DD6, DD7, DD8. В якості лічильників використовуються чотирьохрозрядні десяткові лічильники пульсацій К155ІЕ2.

Симетричний лічильник-дільник вхідної частоти на 10 виходить, якщо з'єднати вихід 11 (*Q3*) даної мікросхеми з виходом 14 (*C1*). Симетричний спосіб ділення називається - дві п'ятірки. Вихідна послідовність при рахунку двома п'ятірками має вигляд симетричного меандру зі зменшеною в 10 разів частотою. Знімається вона з виходу *QO* (вихід 12) мікросхеми. Характеристики мікросхеми К155ІЕ2 наведені в таблиці 2.2.

Таблиця 2.2 -Характеристики мікросхем К555ТВ9 і К155ІЕ2

Тип елемента	Кількість шт	$U_{живл}$ В	$I_{потр}$ мА	f_{max} МГц
К555ТВ9	2	5	8	30
К155ІЕ2	3	5	53	10

2.2.3 Вибір принципової схеми блоку напруг, що живлять фазообертач. Блок живлячих напруг фазообертача являє собою формувач еталонних синусоїдальних сигналів, який виконаний у вигляді системи автоматичного регулювання фази, на основі активного фільтра (рис. 2.4 [17]).

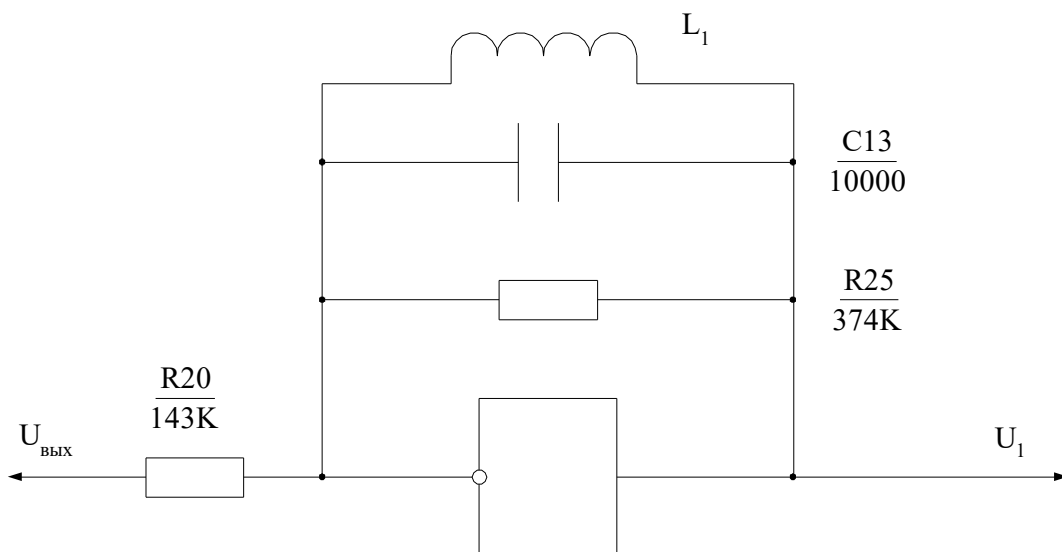


Рисунок 2.4 — Еквівалентна схема фільтру

Активний RC -фільтр на операційних підсилювачах забезпечує виділення першої гармоніки з сигналу прямокутної форми частоти 2кГц і послаблення інших гармонійних складових.

Ємність конденсатора $C13$ і величина індуктивності $L1$ еквівалентної схеми фільтра визначають його резонансну частоту:

$$\omega_p = 2\pi \frac{1}{T_p} \quad (2.17)$$

де T_p – період резонансної частоти.

При співпаданні періодів T_p і сигналу 2кГц відбувається максимальне підсилення першої гармоніки. Коефіцієнт передачі на резонансній частоті (добротність):

$$Q = \omega_p \cdot R25 \cdot C13 = 2\pi \cdot 2000 \cdot 374000 \cdot 10000 \cdot 10^{-12} = 47 \quad (2.18)$$

Індуктивність $L1$ імітується ланцюгом, утвореним інвертором ($R29$ - $DA5$ - $R31$), інтегратором ($R34$ - $DA6$ - $C21$) і еквівалентним опором ланцюга, включеним між виходом підсилювача $DA6$ і інвертуючим входом підсилювача $DA4$ (величина цього еквівалентного опору залежить від напруги на затворі транзистора $VT2$). Струм, що протікає через це еквівалентний опір, відстає за фазою від напруги $U1$, що рівносильно включенню індуктивності в зворотному зв'язку підсилювача D .

Пристрій для формування еталонних синусоїдальних сигналів показаний на рисунку 2.5.

Фільтр являє собою комплексний опір і залежно від співвідношення частот ω_p і першої гармоніки сигналу 2кГц вносить певний фазовий зсув, причому, при співпаданні частот внесений фазовий зсув дорівнює нулю і коефіцієнт передачі шляхом точної фазової синхронізації сигналів 2кГц і $U1$.

Синхронізацію сигналів 2кГц і $U1$ забезпечують елементи автоматичного підстроювання фази.

До них відносяться (рис.2.5) фазовий компаратор, виконаний на D -тригері, фільтр низької частоти (ФНЧ), формувач Φ і транзистор $VT2$.

D -тригер визначає фазові співвідношення (випередження або відставання) між його входними сигналами (на входах D і C).

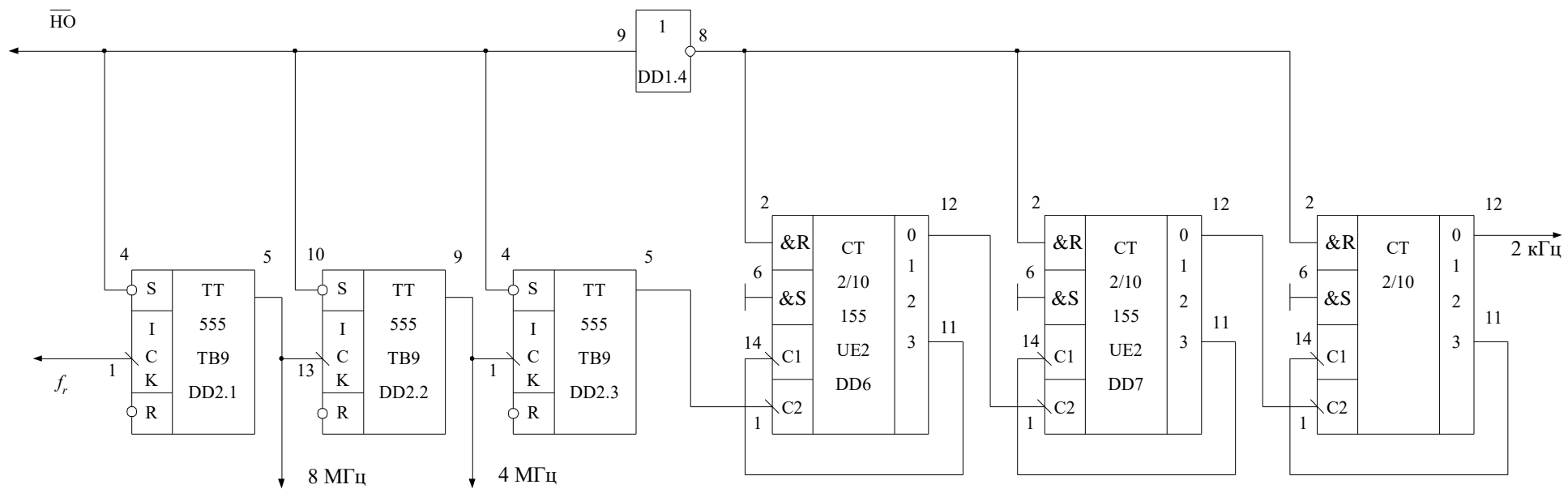


Рисунок 2.3 - Схема формування сигналів опорних частот

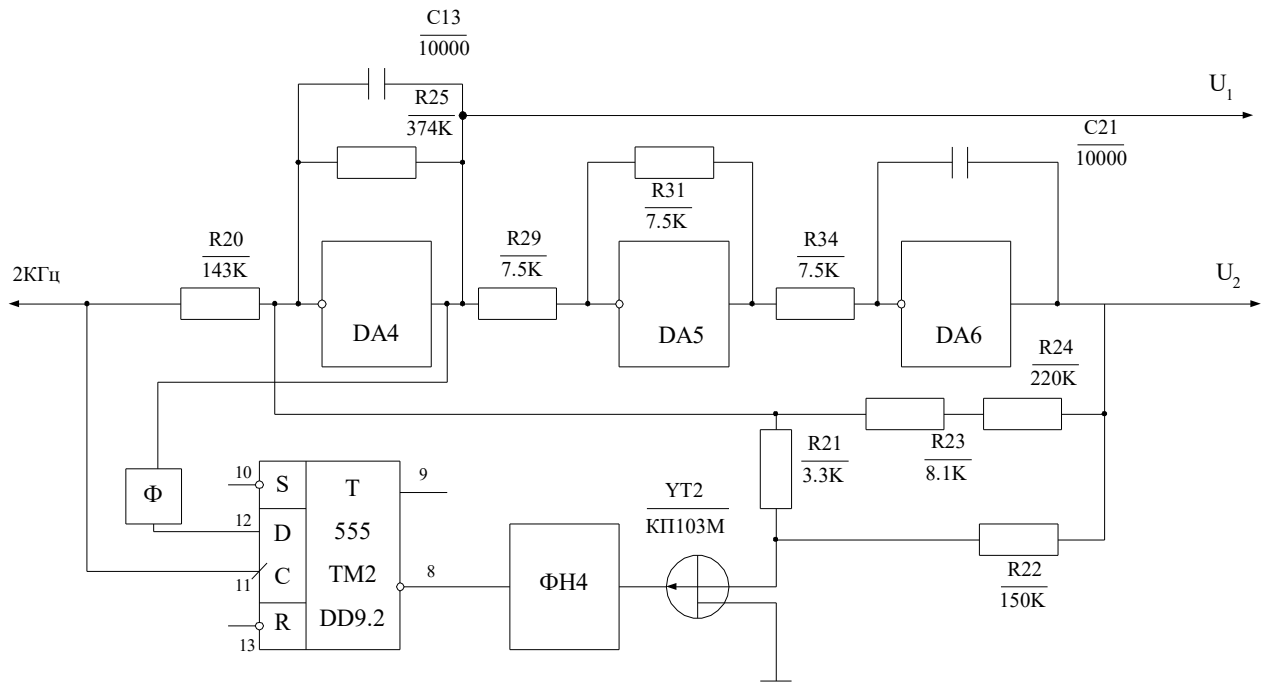


Рисунок 2.5 - Формувач етальонних синусоїдальних сигналів

Фільтр і елементи автоматичного підстроювання фази утворюють релейний систему автоматичного колювання, підтримують середнє значення різниці фаз між сигналами 2кГц і U_1 , що дорівнює нулю при досить малих амплітудах відхилення фази від нульового значення вихідної напруги тригера, що виникають в процесі роботи системи автоматичного регулювання фази, за допомогою фільтра низької частоти, з постійною часу $\tau \geq \frac{1}{\omega p}$ перетворюються в напругу, середній рівень якої залежить від шпаруватості імпульсів на виході тригера. Ця напруга визначає величину опору каналу витік-стік транзистора VT2, отже, впливає на значення індуктивності $L1$, що еквівалентно впливу на частоту настройки активного фільтра.

Тригер включений так, що отримана зміна напруги на затворі польового транзистора зменшує різницю фаз між 2кГц і U_1 .

Формувач Φ перетворює синусоїдальну напругу в напругу прямокутної форми, і служить для узгодження рівнів сигналів і збільшення чутливості D-тригера за фазою. Робочий фронт вихідного сигналу Φ формується при переході синусоїди через нуль, від від'ємного значення напруги до позитивного.

Формування другої напруги U_2 зі зрушенням за фазою відносно U_1 на $\pi/2$ здійснюється підсилювачем DA6, включеним за схемою RC - інтегратора.

Коефіцієнти передачі підсилювачів DA5 і DA6 дорівнюють одиниці.

Вихідні напруги системи автоматичного регулювання фази U_1 (\sin) і U_2 (\cos) живлять напругою фазообертач.

В якості операційних підсилювачів застосовуються прецизійні інтегральні мікросхеми К553 УД 18.

Характеристики мікросхеми К553 УД 18 наведені в таблиці 2.3.

Таблиця 2.3 - Характеристики мікросхеми К553 УД 18

Тип ел-та	К-во	$U_{пит.}$ В	$I_{пот.}$ В	$K_u \cdot 10^3$	$U_{см,}$ мВ	ТКИ мкВ/с°	$I_{вх}$ нА	$\Delta I_{вх}$ нА	F МГц	$R_{вх}$ МОм
К553УД18	4	15	5	200	0,075	0,3	4	i	1	5

2.2.4 Вибір принципової схеми блоку формувача безперервної фази.

Синусоїдальний сигнал f_e з виходу фазообертача надходить на вхід формувача неперервної фази.

Призначення формувача неперервної фази - отримання сигналу прямокутної форми з синусоїдального для подальшого використання в роботі цифрових схем.

Принципова схема формувача неперервної фази показана на рисунку 2.6.

Формувач складається з двох інтегральних компараторів з великим коефіцієнтом підсилення, один з яких перемикається в момент переходу вхідного сигналу через нуль, а другий - при негативній напрузі ≈ -2.4 В.

Сигнали з виходів компараторів надходять на R-S входи тригера. Через відмінності рівнів спрацьовування формувачів нульові рівні вихідних сигналів компараторів рознесені в часі, що дозволяє виключити на виході тригера «брякит» сигналу (повторне спрацьовування) через ризик виникнення перешкод на вході формувача.

При цьому перший формувач є основним, сигнал, на виході якого визначає початок і кінець роботи лічильників переміщення. Другий формувач є допоміжним і служить для повернення тригера в початковий стан.

Оскільки основний формувач спрацьовує при нульовому рівні сигналу, момент початку і закінчення роботи лічильників не залежить від амплітуди вхідного сигналу формувача неперервної фази.

В якості компараторів DA1 і DA2 використовуються інтегральні компаратори з великим коефіцієнтом підсилення К554 СА3А.

Характеристики компараторів К554 СА3А вказані в таблиці 2.4.

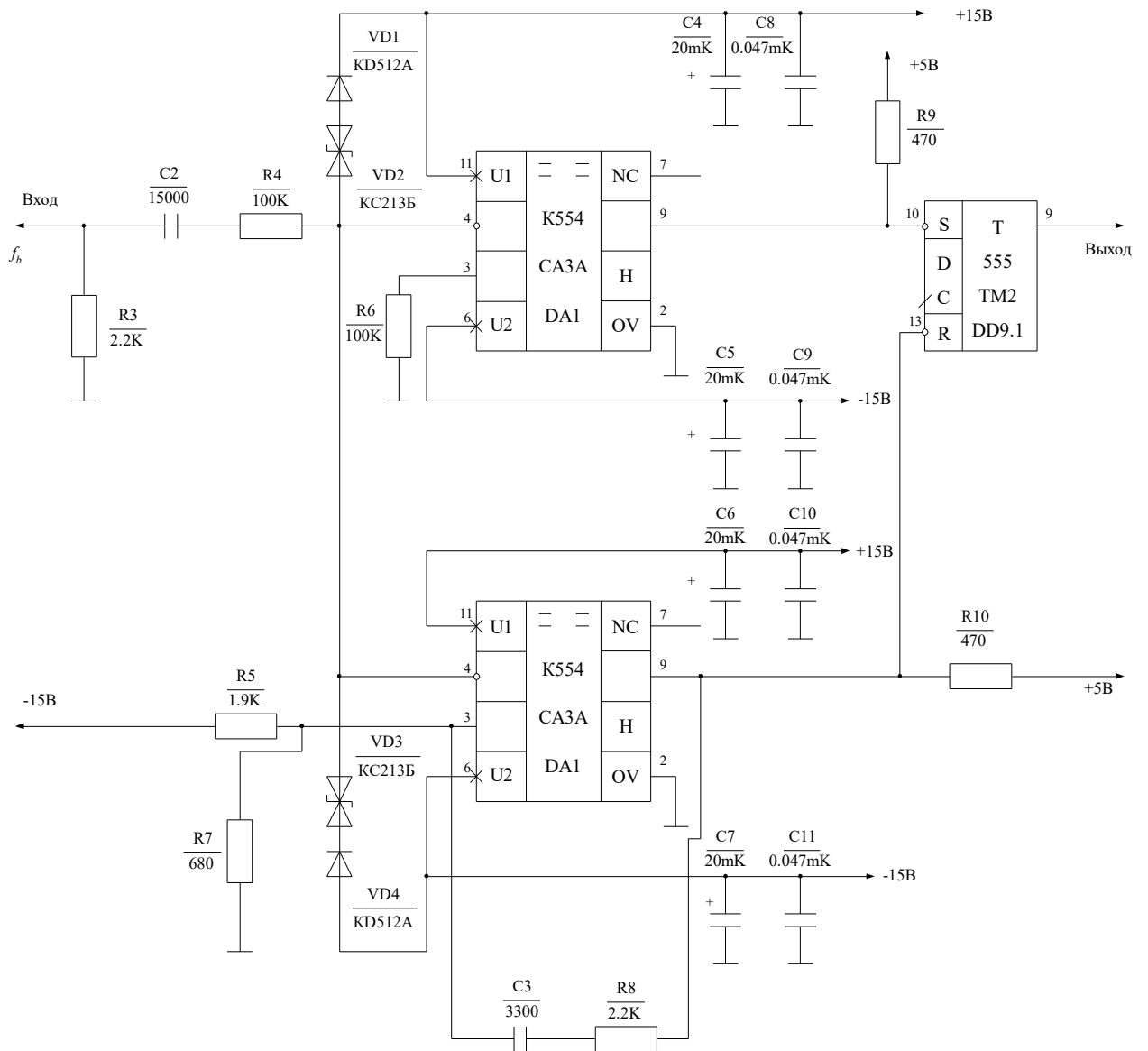


Рисунок 2.6 — Принципова схема формувача неперервної фази

Таблиця 2.4 - Характеристики компараторів K554 CA3A

Тип елемента	Кількість	$U_{\text{пот}}$ мА	$I_{\text{пит}}$ В	Ки	$U_{\text{см}}$ мВ	$I_{\text{вх}}$ мКа	$I_{\text{вх}}$ мКа	$t_{\text{зад}}$ нс
K554 CA3A	2	2x15	5	150-10 ³	3	0,1	0,01	300

2.2.5 Вибір принципової схеми формувача імпульсів лічильників переміщення. Пристрій для формування імпульсів лічильників переміщення

служить для синхронізації сигналу з виходу блоку формувача неперервної фази сигналом fr (16МГц) і отримання сигналів управління $E1, E2, Pe1, Pe2$.

Принципова схема формувача імпульсів лічильників переміщення показана на рисунку 2.7.

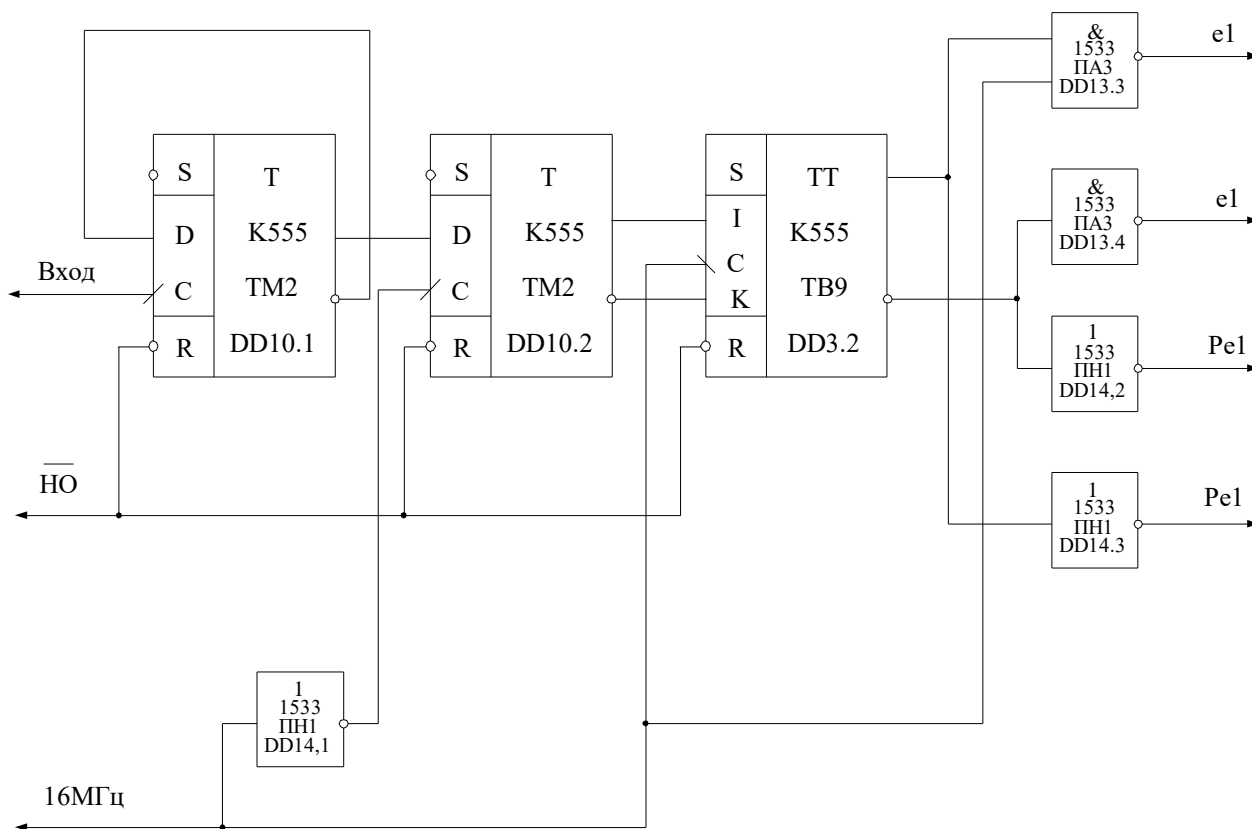


Рисунок 2.7 — Принципова схема формувача імпульсів лічильників переміщення

Сигнал з виходу формувача неперервної фази надходить на вхід D-тригера елемента DD10.1, який включений по схемі T-тригера, і виконує ділення входньої частоти 2:1 для отримання сигналів дозволу роботи лічильників.

Після дільника 2:1 сигнал надходить на вхід D-тригера DD10.2, а з виходів для використання входів J і K керуючого JK -тригера DD3.2.

За допомогою тригерів DD10.2 і DD3.2 відбувається синхронізація входнього сигналу частотою 16МГц.

JK-тригер DD 3.2 також виконує комутацію вихідних вентилів DD13.3, DD13.4, DD14.2 і DD14.3, дозволяючи або забороняючи тим самим роботу і частоту заповнення лічильників переміщення.

В якості елементів DD10.1 і DD10.2 використовується мікросхема K555TM2, що містить два незалежних D-тригера, що мають загальний ланцюг живлення. Основні характеристики даної мікросхеми наведені в таблиці 2.5.

В якості комутатора вихідних вентилів використовується *JK*-тригер мікросхеми K555TB9, яка володіє високою швидкістю, високою здатністю навантаження і дозволяє комутацію вихідних вентилів.

Основні характеристики даної мікросхеми K555TB9 наведені в таблиці 2.5.

Для вихідних вентилів використовуються елементи цифрових мікросхем K1533ЛАЗ (DD13.1, D13.4) і K1533ЛН1 (DD14.2, DD14.3), характеристики мікросхем наведені в таблиці 2.5.

Таблиця 2.5 - Характеристики мікросхем K1533ЛАЗ (DD13.1, D13.4) і K1533ЛН1 (DD14.2, DD14.3)

Тип елемента	Кількість	$U_{\text{живлення}}$ В	$I_{\text{потр}}$ мА	$f_{\text{роб}}$ мГц
K555TM2	1	5	18	25
K555TB9	1	5	8	30
K1533ЛАЗ	1	5	1,6	-
K1533ЛН1	1	5	30	-

2.2.6 Вибір принципової схеми лічильників переміщення. Лічильники переміщення двійкові, оскільки вихід в двійковому коді необхідний для роботи наступних частин схеми.

Принципова схема побудови лічильників переміщення показана на рисунку 2.8.

Для отримання значення переміщення з заданою точністю, необхідно отримати дев'ятирозрядний код переміщення, але для отримання приросту переміщення необхідно використовувати лічильник обсягом N , де:

$$N = \frac{f_r}{f_n} = \frac{16 \cdot 10^6 \text{ Гц}}{2 \cdot 10^3 \text{ Гц}} = 8000 \quad (2.19)$$

де f_r — тактова частота генератора;
 f_n — частота живлення фазообертача.

Таким чином, розрядність лічильника n дорівнює:

$$n = \lceil \log_2 N \rceil - \lceil \log_2 8000 \rceil = 13 \quad (2.20)$$

Для отримання приросту фазового зсуву фазообертача відносно напруги живлення f_n , переповнення лічильників має відбуватися при кількості імпульсів, що підраховується кратному 10 (8000), виходячи з необхідної величини дискрети переміщення, тому в двійковому лічильнику об'ємом $2^{13} = 8192$ виконується початкова установка числа 192, що призводить його до обсягу 8000.

Для отримання необхідної швидкодії перша частина лічильника - дільник 2:1 - виконана на швидкодіючому JK -тригері DD17.1, включеному за схемою T -тригера.

Решта 12 розрядів лічильника організовані на трьох, чотирьорозрядних реверсивних лічильниках, з наскрізними сигналами перерахунку лічильників при переповненні для збільшення розрядності використовуваного лічильника. Лічильник видає сигнал позитивного ПНР або негативного ННР напрямку руху.

В якості зазначеного сигналу використовується вихід старшого розряду лічильника, оскільки він показує наявність (ПНР) або відсутність (ННР) переповнення за умови, що переміщення за період вихідного сигналу фазообертача не перевищує половини обсягу лічильника (зазначена умова завжди задовольняється).

Для управління скиданням, обнулінням і предустановкою лічильників, використовується комбінаційна схема на елементах DD18.2, D14.4 для лічильника $Cч1$ і комбінаційна схема на елементах DD18.3, DD18.4, DD14.5 для лічильника $Cч2$.

Керуючими сигналами комбінаційних схем лічильників є: сигнали дозволу роботи лічильників $Pe1$ і $Pe2$, строб скидання лічильників C_i і сигнал передробочого скидання лічильників (після включення живлення пристрою) \overline{HO} .

В якості дільника 2:1 використовується JK -тригер швидкодіючої мікросхеми K555TB9. Дана мікросхема містить два JK -тригера в одному корпусі, один з яких DD17.1 використовується в першому лічильнику $Cч1$, а інший

DD17.2 - у другому Сч2. Основні характеристики мікросхеми К555ТВ9 наведені в таблиці 2.6.

В якості чотирьорозрядних лічильників використовуються інтегральні реверсивні лічильники К555ИЕ7, що мають вихідні сигнали стробування для нарощування розрядності. У мікросхемах К555ИЕ7 є входи для попереднього встановлення лічильника.

Основні характеристики інтегральної мікросхеми К555ИЕ7 наведені в таблиці 2.6.

Для реалізації комбінаційних схем управління лічильниками переміщення використовуються інтегральні мікросхеми К1533ЛА3 (DD18.1, DD18.2, DD18.3, DD18.4) і К1533ЛН1 (DD14.4, DD14.5).

Характеристики вище зазначених мікросхем наведені в таблиці 2.6.

Таблиця 2.6 - Характеристики мікросхем К1533ЛА3 (DD18.1, DD18.2, DD18.3, DD18.4) і К1533ЛН1 (DD14.4, DD14.5)

Тип елемента	Кількість	$U_{\text{живлення}}$ В	$I_{\text{потр}}$ мА	$F_{\text{роб}}$ мГц
К555ТВ9	1	5	8	30
К555ИЕ7	6	5	34	25
К1533 ЛА3	1	5	1,6	-
К1533ЛН1	1	5	3,0	-

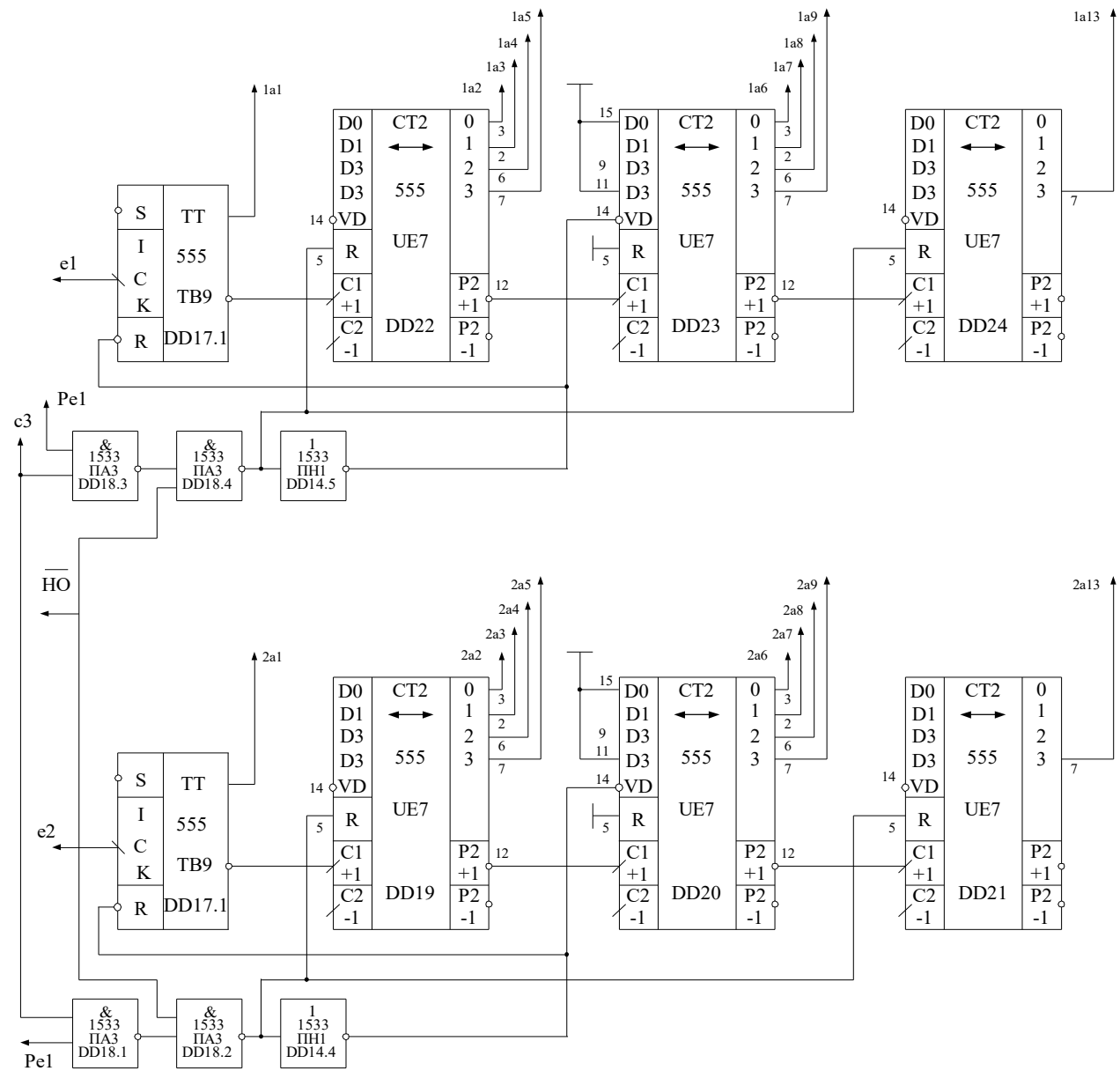


Рисунок 2.8 — Принципова схема побудови лічильників переміщення

2.2.7 Вибір принципової схеми формувача стробів. Пристрій для формування стробів служить для отримання серії синхронізуючих сигналів (стробів), прив'язаних за часом до позитивного фронту сигналу формувача неперервної фази і використовуваних для початкової установки, запису та інших операцій в елементах пам'яті блоку.

Принципова схема формувача стробів показана на рисунку 2.9.

Серія стробів формується на початку кожного періоду вихідного сигналу формувача неперервної фази (протягом приблизно 2 мкс) і складається з трьох (C1-C3) рознесених в часі імпульсів.

Строби формуються на регістрі зсуву, частота стробування якого дорівнює 4МГц.

Тривалість стрибку C1 дорівнює тривалості періоду частоти 4МГц, який дорівнює $T_{4\text{МГц}} = 250 \text{ нс}$.

Комбінаційна схема на елементах DD3.1, DD13.1 і DD5.4 по фронту імпульсу δ_4 з виходу DD формує фронт строба C1, а по фронту імпульсу δ_5 проводиться скидання цього строба.

Тривалість строба C2 дорівнює тривалості періоду частоти 8МГц, який дорівнює $T_{8\text{МГц}} = 125 \text{ нс}$.

Комбінаційна схема на елементах DD5.3, DD12, DD5.5, по фронту імпульсу δ_6 дозволяє проходження частоти 4МГц, яка формує фронт стробу C2, а по фронту імпульсу δ_7 відбувається скидання цього строба.

Останній строб C3, формується за імпульсом δ_8 і додатково синхронізується на швидкодіючих тригерах DD11.1, DD11.2, DD15.1 для зменшення затримок.

Регістр зсуву, реалізований на мікросхемі K155IP13, який є універсальним, восьмирозрядним, синхронним регістром зсуву. Кожна операція триває в регістрі не більше 20 нс, тому він придатний для обслуговування швидкісних систем.

Основні характеристики мікросхеми K155IP13 наведені в таблиці 2.7.

Для синхронізації стробу C3 використовуються JK - тригера, які реалізуються на мікросхемах K555ТВ9. Характеристики мікросхеми K555ТВ9 наведені в таблиці 2.7.

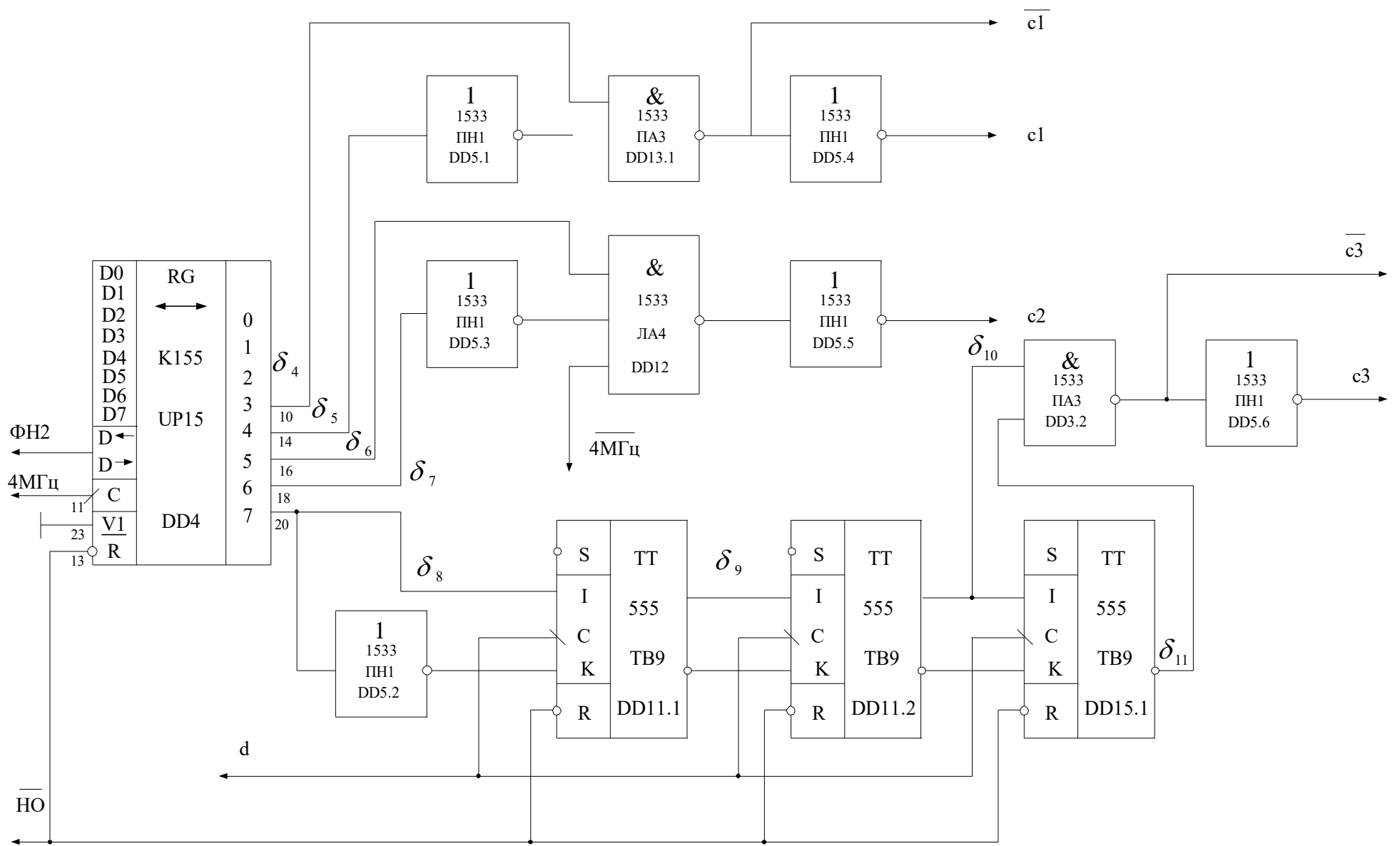


Рисунок 2.9 — Принципова схема формувача стробів

Для реалізації комбінаційних схем в формувачі стробів застосовуються мікросхеми з низьким енергоспоживанням, К1533ЛН1, К1533ЛА3 і К1533ЛА4.

Характеристики вищевказаних мікросхем наведені в таблиці 2.7.

Таблиця 2.7 - Характеристики вище зазначених мікросхем

Тип елемента	Кількість	$U_{\text{живлення}}$ В	$I_{\text{потр}}$ мА	$f_{\text{роб}}$ мГц
К155НР13	1	5	116	25
К555ТВ9	2	5	8	30
К555ЛА4	1	5	1,2	-
К1533ЛА3	1	5	1,6	-
К1533ЛН1	1	5	3,0	-

2.2.8 Вибір принципової схеми комутатора кодів лічильників. Комутатор кодів лічильників служить для комутації коду першого або другого лічильника переміщення в інші частини схеми, і видачі сигналу прямого (ПНР) або зворотного (ЗНР) напрямку руху, який зберігається в пам'яті блоку протягом періоду вихідного сигналу фазообертача.

Принципова схема комутатора кодів лічильника показана на рисунку 2.10.

Під час рахунку імпульсів першим лічильником на вихід комутатора видається отриманий в попередньому періоді код другого лічильника і сигнал ЗНР, що зберігається в пам'яті протягом періоду. У разі негативного напрямку руху комутатор інвертує вказаний скомутований код, (тобто видає зворотний двійковий код) для отримання потім додаткового коду.

При цьому перший ступінь схеми виконує комутацію коду, а другий - інверсію в необхідних випадках.

Для комутації коду лічильників переміщення сигналами дозволу роботи лічильників $Pe1$ і $Pe2$, використовуються комбінаційні елементи 2И-2И-АБО-НЕ, які в залежності від сигналу дозволу $Pe1$ або $Pe2$ виставляють на свої виходи код того чи іншого лічильника, а також елемент DD29.2 виставляє на свій вихід сигнал про наявність переповнення одного з лічильників.

Другий ступінь комутатора кодів лічильника реалізовано на елементах виключає АБО, або суматор по модулю 2.

Якщо на один з входів суматора за модулем 2 подається код, а на інший вхід подається сигнал про наявність зворотного напрямку руху, то на виході

елемента отримуємо код, інверсний щодо вхідного. Якщо ж на інший вхід подається сигнал про наявність прямого напрямку руху, то на виході елемента буде сигнал, який подається на вхід.

Для роботи наступних частин схеми необхідно, щоб сигнал про напрямок руху (ЗНР, ПНР) зберігався протягом періоду вихідного сигналу фазообертача.

Для цієї мети використовується тригер, який запам'ятовує сигнал напрямку руху і зберігає його до приходу сигналу про зміну напрямку руху.

Схема комутатора коду видає сигнал про дозвіл додаткового коду, який встановлюється при зворотному напрямку руху.

В якості комутаційних вентилів використовуються мікросхеми К555ЛР1, які містять по два елементи 2И - 2И - АБО - НІ.

Основні характеристики цих мікросхем наведені в таблиці 2.8.

Для другого ступеня схеми використовуються інтегральні мікросхеми К555ЛП5, що містять по чотири елементи «виключає АБО».

Основні характеристики мікросхеми К555ЛП5 наведені в таблиці 2.8.

В якості тригера пам'яті використовується D - тригер мікросхеми К555ТМ2, характеристики якої наведені в таблиці 2.8.

Таблиця 2.8 - Характеристики D-тригера мікросхеми К555ТМ2

Тип елемента	Кількість	U _{живлення} В	I _{потр.} мА	f _{роб} мГц
К555ЛР1	5	5	1,8	25
К555ЛП5	3	5	10	-
К555ТМ2	1	5	18	25

2.2.9 Вибір принципової схеми регістра-лічильника переміщення. Регістр-лічильник переміщення зберігає отриманий код переміщення протягом періоду вихідної частоти фазообертача.

Крім того, в разі негативного напрямку руху він забезпечує отримання додаткового коду шляхом додавання «1» до записаного в регістрі значенням зворотного коду. Принципова схема регістра - лічильника переміщення показана на рисунку 2.11.

Для зберігання коду лічильників переміщення використовуються три регістри - лічильники переміщення К555ІЕ7, входи попереднього встановлення якого використовуються для запису коду в лічильник, а з виходів його знімається одержаний код, що в ньому зберігається. У разі зворотного напрямку руху

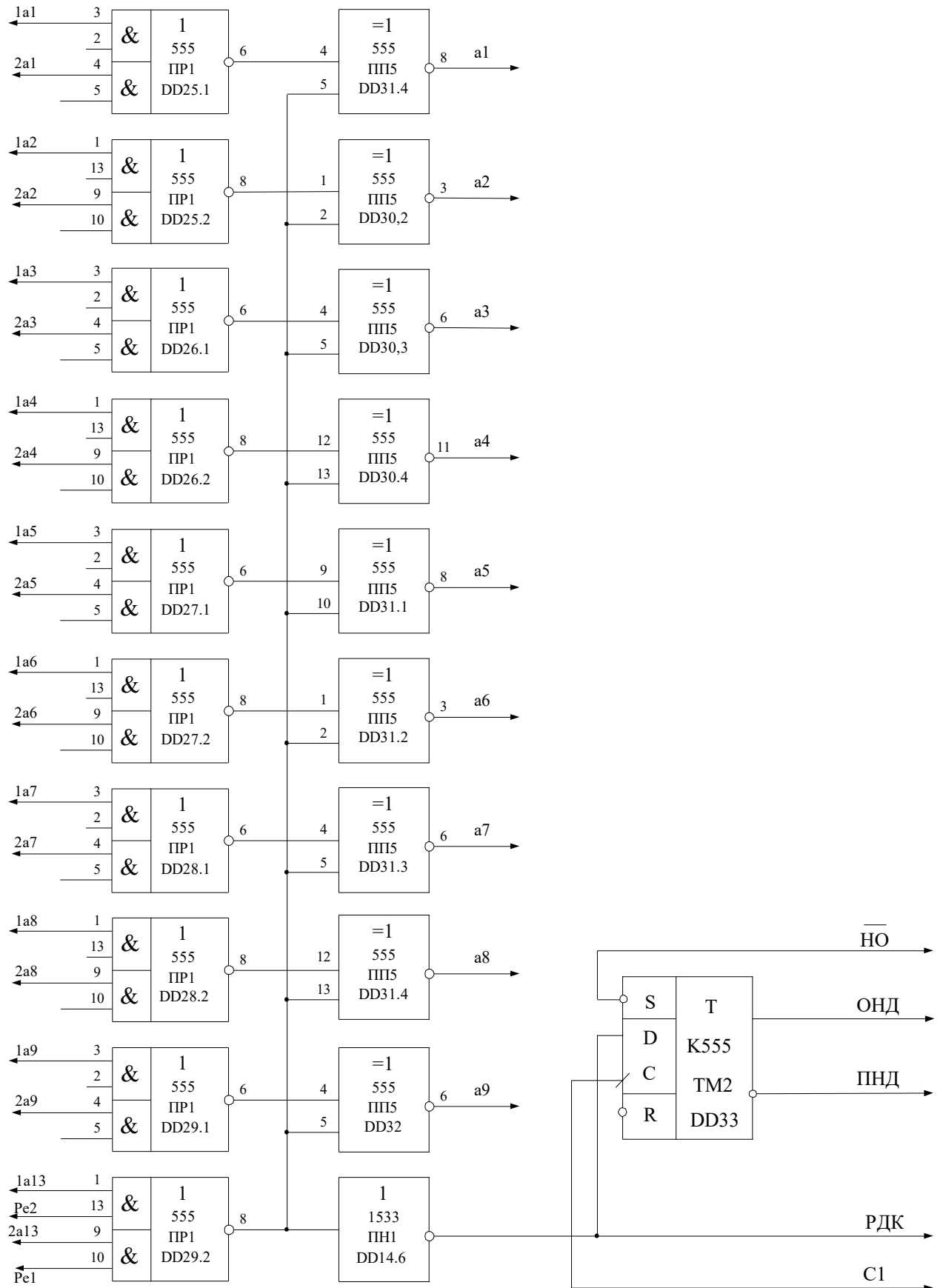


Рисунок 2.10 — Принципова схема комутатора кодів лічильника

за сигналом дозволу додаткового коду (РДК) і стробу С2 на вхід С1 лічильника DD36 подається стробуючий імпульс, який виконує додавання одиниці до молодшого розряду коду, що зберігається. Основні параметри мікросхеми К555ИЕ7 і мікросхеми К555ЛП1 представлені в таблиці 2.9.

Таблиця 2.9 - Основні параметри мікросхеми К555ИЕ7 і мікросхеми К555ЛП1

Тип елемента	Кількість	U _{живлення} В	I _{потр} мА	f _{роб.} МГц
К555ИЕ7	3	5	34	25
К555ЛП1	1	5	9	-

2.2.10 Вибір принципової схеми перетворювача коду в кількість імпульсів. Перетворювач коду в кількість імпульсів - перетворює отриманий за період вихідного сигналу фазообертача код переміщення в кількість імпульсів і видає їх протягом всього наступного періоду.

Формування коду переміщення в число - імпульсному вигляді забезпечує оптимальне узгодження розроблювального пристрою з системою управління газоконденсатним накопичувачем, розрахованою на застосування імпульсного датчика.

Принципова схема перетворювача коду в кількість імпульсів представлена на рисунку 2.12.

Параметри схеми вибираються таким чином, щоб останній встигав видавати все імпульси переміщення за період вихідної частоти фазообертача навіть в разі укорочення останнього ($T_e < T_n$) при максимальній швидкості переміщення.

Перетворювач виконаний на лічильниках із змінним коефіцієнтом ділення.

Лічильник виділяє з вхідної послідовності кількість імпульсів, рівне $\frac{n}{64}$, де 64 - обсяг лічильника, а $n = 0-63$ код, поданий на керуючі входи лічильника, тобто з кожних 64 імпульси вхідної послідовності на вихід видається n імпульсів.

Кожен 64-й імпульс з'являється на виході перенесення лічильника і може використовуватися як вхідна послідовність імпульсів наступного лічильника, що дозволяє включати їх каскадно для отримання необхідного коефіцієнта множення вхідної послідовності (на величину, меншу одиниці).

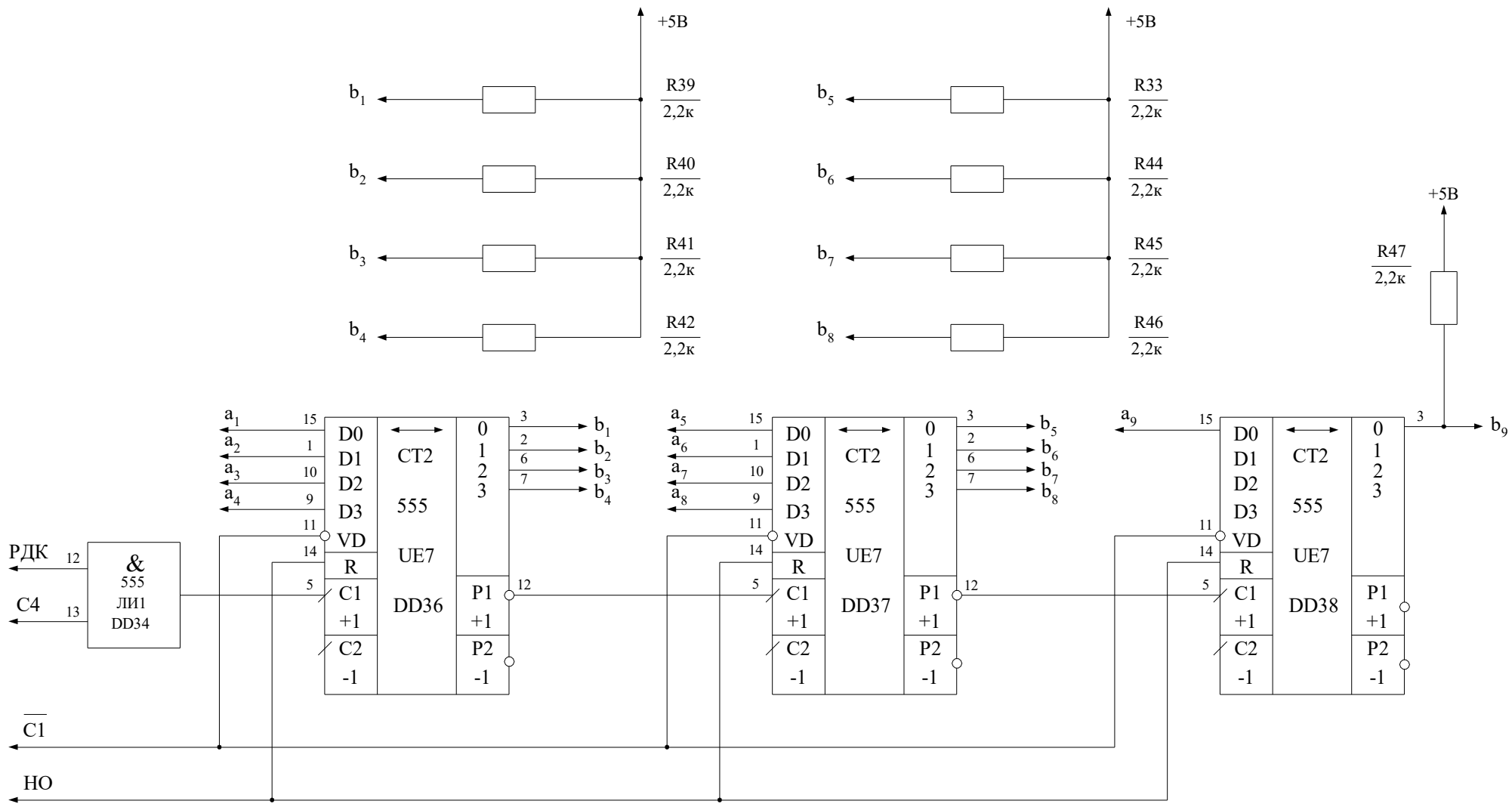


Рисунок 2.11 — Принципова схема регістра-лічильника переміщення

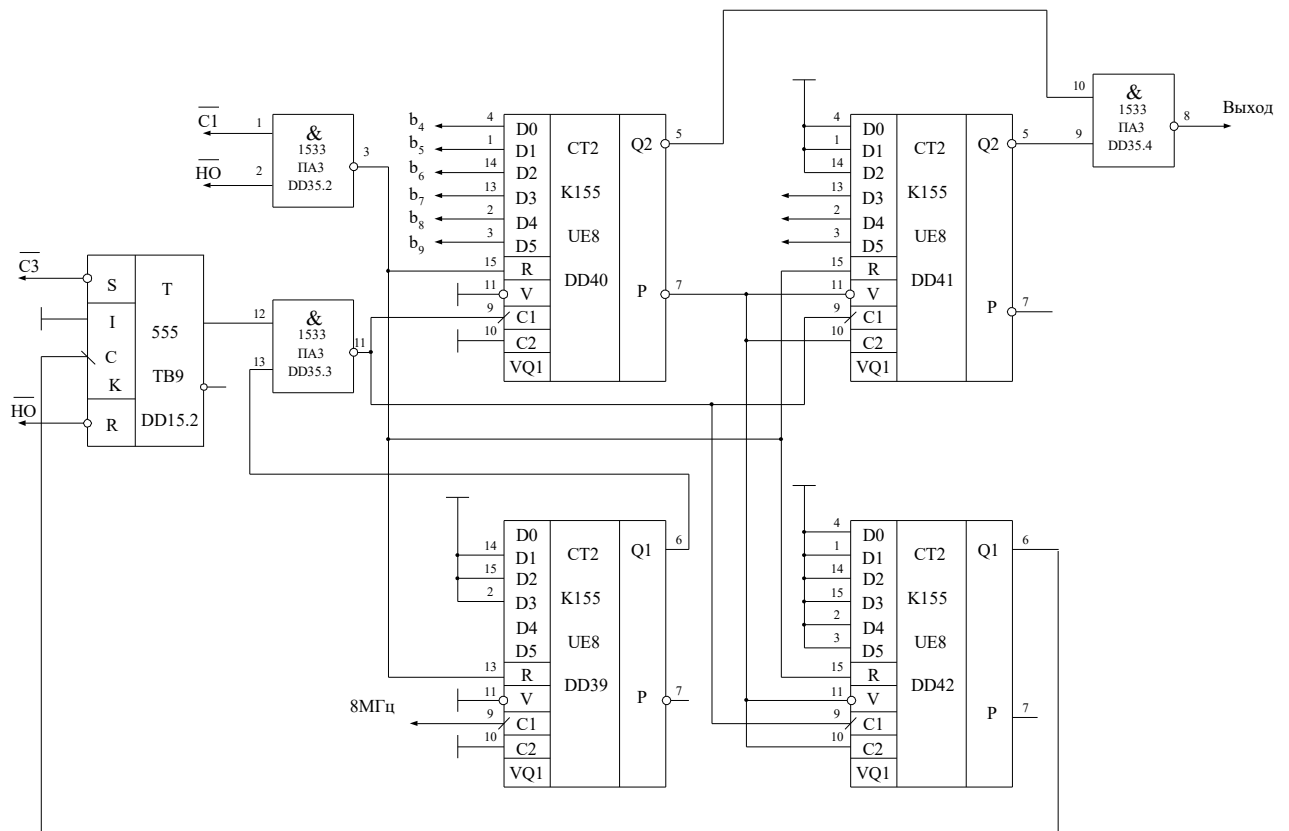


Рисунок 2.12 — Принципова схема перетворювача коду в кількість імпульсів

Лічильники виконані таким чином, що їх вихідні імпульси не збігаються за часом, що дозволяє їх підсумовувати за схемою "АБО" при каскадному включенні лічильників.

Перетворювач коду в кількість імпульсів виконаний на двох послідовно включених мікросхемах K155UE8, що дає загальний обсяг лічильника, рівний $64 \cdot 64 = 4096$.

Необхідний обсяг перетворювача - 2048 досягається використанням окремого лічильника на мікросхемі K155UE8, який закінчує цикл роботи перетворювача після 32 імпульсів перенесення першого каскаду перетворювача.

Запуск і зупинка перетворювача виконуються за допомогою керуючого високочастотного JK - тригера. В якості вищевказаного тригера використовується мікросхема K555TB9, основні характеристики якої наведені в таблиці 2.10.

Вхідна послідовність імпульсів для перетворювача формується на окремому дільнику 64:35 (множнику з $n = 35$). Дільник виконано на лічильнику -

множнику K155IE8. Частота, що дорівнює $\frac{35 \cdot 8}{64}$ мГц, обрана з умови, щоб перетворювач гарантовано закінчив цикл лічильника 2048 імпульсів за час, трохи менше 0,5 нс (менше тривалості найкоротшого періоду вихідного сигналу фазообертача).

Основні характеристики мікросхеми K155IE8 вказані в таблиці 2.10.

Таблиця 2.10 - Основні характеристики мікросхеми K155IE8

Тип елемента	Кількість	U _{живлення} В	I _{потр} мА	f _{роб} мГц
K155IE8	3	5	32	25
K555ТВ9	1	5	8	30

Таким чином, виконано розрахунок основних вузлів принципової схеми пристрою цифрового вимірювача переміщення з підвищеною точністю.

РЕФЕРАТ

Пояснювальна записка до кваліфікаційної роботи бакалавра на тему: «Цифровий вимірювач переміщення з підвищеною точністю» містить 54 сторінки, 18 рисунків, 10 таблиць, 26 джерел. Графічна частина представлена структурною схемою перетворювача переміщення в цифровий код, блок-схемою алгоритму функціонування перетворювача переміщення в цифровий код, принциповою схемою перетворювача переміщення в цифровий код.

Розроблений пристрій вимірює мінімальне переміщення, що дорівнює $l=0,125\text{мм}$.

Вихідний сигнал перетворювача переміщення в цифровий код являє собою послідовність імпульсів, кількість яких визначає переміщення, що вимірюється.

Одночасно з цим сигналом перетворювач видає сигнали напрямки руху і сигнал нуль-мітки, що визначає початок руху і початкові моменти вимірюваних збільшень переміщення.

ВИСНОВКИ

Одним з істотних факторів, що характеризують науково-технічний прогрес, є значне зростання обсягу інформації, що передається і різке збільшення швидкості її обробки.

Неухильне зростання обсягу вимірювальної інформації, одержуваної в ході управління складними виробничими процесами, а також при проведенні різних фізичних експериментів в науці і техніці, вимагає розробки і створення найрізноманітніших інформаційно-вимірювальних систем, автоматизованих систем управління технологічними процесами і автоматизованих досліджень, які працюють спільно з ЕОМ.

В даний час однією з актуальних і технічно складних завдань є цифровий вимір кутових переміщень рухомих органів багаточисельних систем автоматичного управління різними об'єктами. Цю функцію виконують цифрові перетворювачі переміщення. Перетворювачі кут-код є автоматичним вимірювачем кута з видачею інформації в найбільш прийнятній для споживача формі.

Таким чином, ця кваліфікаційна робота бакалавра і присвячена розробці перетворювача переміщення в цифровий код.

На основі проведеного аналізу літературних джерел було сформульовано завдання проектування, розроблено алгоритм функціонування проектованого пристрою, запропоновано структурну схему перетворювача переміщення в цифровий код. Подальша деталізація структурної схеми привела до розробки функціональної і принципової схем перетворювача.

Розроблений пристрій вимірює мінімальне переміщення, що дорівнює $l=0,125\text{мм}$.

Вихідний сигнал перетворювача переміщення в цифровий код являє собою послідовність імпульсів, кількість яких визначає виміряне переміщення.

Одночасно з вищевказаним сигналом перетворювач видає сигнали напрямку руху і сигнал нуль-мітки, що визначає початок руху і початкові моменти виміряних збільшень переміщення.

Спроекований пристрій повністю задовольняє поставленим вимогам. Крім того, розроблений пристрій характеризується незначним споживанням потужності і достатньою швидкістю в результаті застосування інтегральних схем ТТЛ логіки останнього покоління - серії К 1533.

Таким чином, розроблений пристрій має унікальні властивості, які не дозволяють йому швидко застарівати морально і фізично. Можна зробити висновок, що характеристики спроектованого цифрового вимірювача переміщення в цифровий код повністю відповідають завданню на проектування і відповідають сучасним вимогам по застосованій елементній базі.

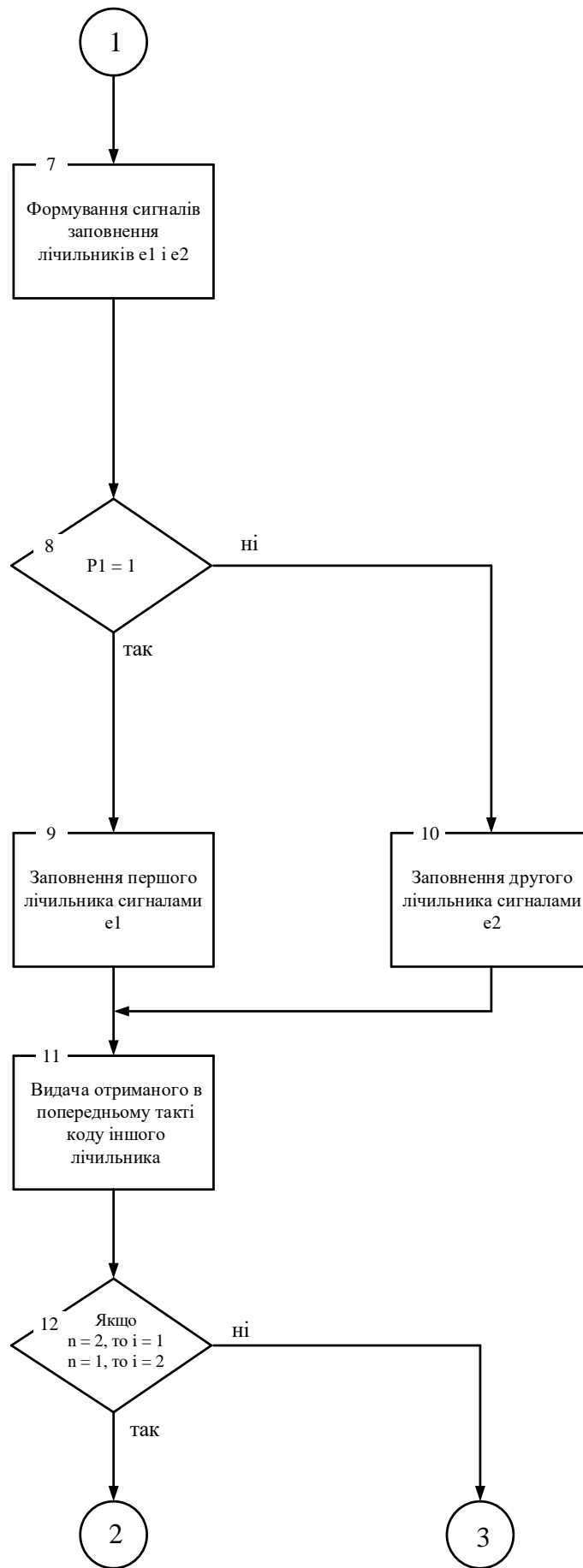
ЛІТЕРАТУРА

- 1 Abdulah Aksamovic, Sanum Konjicijc Numerical algorithm for measurement of angle phase shift for sines signal / Conference: Electronics, Circuits and Systems, ICECS, January 2005.
- 2 He Li, Shanghong Zhao, Tao Lin, Xuan Li Photonic phase shifter with full tunable range and multi-band frequency-conversion feature based on a PDM-DPMZM / Journal of Lightwave Technology, October 2019
- 3 Luke McKay, Khu Vu, D.Y. Choi, Joseph Devenport Broadband Brillouin phase shifter utilizing RF interference: Experimental demonstration and theoretical analysis / Journal of Lightwave Technology, Mart 2020
- 4 Erwin H. W. Chan, Weiwei Zhang, Robert A. Minasian Photonic RF Phase Shifter Based on Optical Carrier and RF Modulation Sidebands Amplitude and Phase Control / Journal of Lightwave Technology, December, 2012
- 5 Блохин Д.А., Кольцов А.Г., Тотик М.А., Дроботун А.Г. Методика оценки и повышения точности шлифовального центра с числовым программным управлением / Омский научный вестник, Омск 2018 г.
- 6 Нормы и правила испытаний станков, Часть 2, Определение точности и повторяемости позиционирования осей станков с числовым программным управлением (ISO 230-2:2014,) Междугосударственный совет по стандартизации, метрологии и сертификации, Москва, Стандартиформ, 2017 г.
- 7 Ловигін А. А. Теверовскій Л. В. Сучасний верстат з ЧПУ і CAD & CAM система: Під ред. - МДК, 2012, з. 279
- 8 Бочков В. М. Обладнання автоматизованого виробництва : Навч. посіб. для студ. мех. спец. / В. М. Бочков, Р. І. Сілін; ред.: Р. І. Сілін; Держ. ун-т "Львів. політехніка". - Л., 2011. - 378 с.
- 9 Карпусь, В. Є. Ефективне використання верстатів з ЧПК у авіаційному агрегатобудуванні / В. Є. Карпусь, В. О. Границя. – Х. : ДП ХМЗ «ФЕД», 2016. – 226 с.
- 10 Гайворонський, В. А. Програмування автоматизованого обладнання. Технологічні основи обробки корпусних деталей : навчальний посібник // В. А. Гайворонський. – К. : Кондор, 2017. – 290с.
- 11 Джемелінський В.В., Лесик Д.А. Основи професійної діяльності (електронне видання). – К., НТУУ «КПІ», 2017. – 177 с.
- 12 Домрачев В.Г., Матвеевский В.Р., Смирнов Ю.С. Схемотехника цифровых преобразователей перемещений: Справочное пособие/. -М.: Энергоатомиздат, 1987.
- 13 ПетроПавловский В.П., Сеницын Н.В. Фазовые цифровые преобразователи угла, М.: Машиностроение, 1984.

- 14 Высokоточные преобразователи угловых перемещений / Справочник под ред. А.А. Ахметжанова, М.: Энергоатомиздат, 1986.
- 15 Сучасні перетворювачі частоти в системах електропривода: навч. посібник/ М.В. Загірняк, Т.В. Коренькова, А.П. Калімов, А.І. Гладир, В.Г. Ковальчук – 2-ге вид., перероблене і доповн. – Харків: Видавництво «Точка», 2017. – 206 с.
- 16 Цифрова схемотехніка: Підручник у двох томах, том 2. Жуйков В.Я., Бойко В.І., Зорі А.А. та ін. –К.: Аверс, 2002.- 408 с.
- 17 В.М. Рябенський, В.Я. Жуйков, Ю.С. Ямненко, А.В. Заграничний. Схемотехніка: Пристрої цифрової електроніки: Електронний підручник. – НТУУ «КПІ», Київ 2016. – 399 с.
- 18 Новгородцев А.І., Бережна О.В., Гриненко В.В., Арбузов В.В., Лопатченко Б.К., Протасова Т.О. Методичні вказівки до виконання комплексного курсового проекту, м. Суми 2013 р. СумДУ.
- 19 Протасова Т.О., Д'яченко К.О., Кулик І.А. Методичні вказівки до виконання курсової роботи з дисципліни «Пристрої цифрової електроніки» на тему «Проектування цифрового пристрою» - Суми : СумДУ, 2017. – 65 с.
- 20 О. М. Воробйова, В. Д. Іванченко. Основи схемотехніки: підручник. – [2-е вид.]. – Одеса: Фенікс, 2009. – 388 с.
- 21 <http://www.docload.ru/Basesdoc/7/7192/index.htm>
- 22 <http://files.stroyinf.ru/Data1/7/7209/index.htm>
- 23 <http://ua.nauchebe.net/2012/08/integralni-mikrosxemi-parametri-ta-markuvannya-mikrosxem>
- 24 <http://ua.nauchebe.net/2012/06/prostij-tester-dlya-logichnix-mikrosxem>
- 25 <http://ksm.nau.edu.ua/arhitectura/files/ims1533.pdf>
- 26 <http://www.texnic.ru/data/ims-sprav.htm>



Рисунок 1.5 – Блок-схема алгоритму функціонування



Продовження рисунку 1.5



Продовження рисунку 1.5

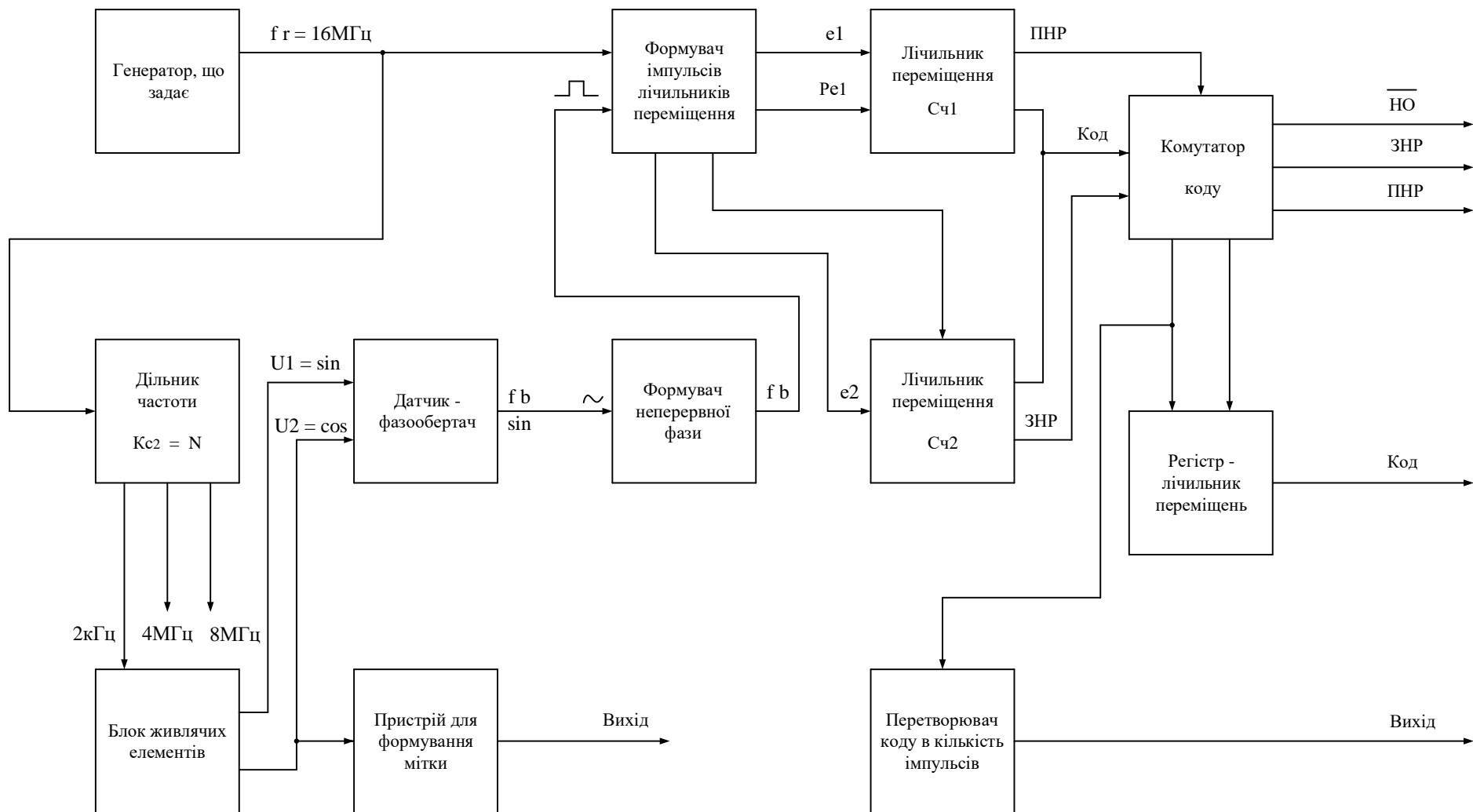


Рисунок 1.4 – Структурна схема пристрою, що проектується

