

БЛОК ЖИВЛЕННЯ З ПРОГРАМНИМ КЕРУВАННЯМ

Олексій Олексійович Юрко

ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-8244-2376>

Кременчуцький національний університет імені Михайла Остроградського,
Кременчук

Денис Владиславович Мосьпан

ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-2151-4858>

Кременчуцький національний університет імені Михайла Остроградського,
Кременчук

Дмитро Володимирович Кухаренко

ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-2845-6881>

Кременчуцький національний університет імені Михайла Остроградського,
Кременчук

Для реалізації автоматизованих лабораторних вимірювань як у науковій так і в навчальній діяльності використовуються блоки живлення з можливістю програмного керування, що дозволяє створювати багатофункціональні лабораторні комплекси за допомогою ПК. Існують як окремі автономні прилади, так і модулі, які не мають власної панелі керування і можуть працювати лише через програмний додаток з ПК. Загальний недолік такого обладнання – доволі значна вартість. В даній роботі наведена реалізація блоку живлення з цифровим керуванням на основі популярної та доступної елементної бази, що дозволить створити відносно недорогий та компактний прилад.

Для побудови блоку живлення з регулюванням напруги в діапазоні 0...25 В використаємо лінійний стабілізатор напруги, щоб отримати низький рівень пульсацій на виході блоку.

Напруга на виході лінійного стабілізатора визначається сумою опорної напруги U_{ref} та напруги на керуючому вході U_{adj} . Тобто опорна напруга визначає мінімально можливе значення вихідної напруги. Для лінійного стабілізатора LM317 $U_{ref} = 1,25$ В [1]. Можливий діапазон зміни вихідної напруги даного стабілізатора складає 1,25...37 В.

Для можливості регулювання напруги від 0 до максимального значення (приймаємо 25 В), необхідно напругу керуючого входу змістити на відповідний від'ємний потенціал $-U_{ref}$. Це можливо зробити за допомогою схеми складання-віднімання на операційному підсилювачі (ОАЗ, рис. 1). На додатній вхід для можливості програмного керування будемо подавати напругу пропорційну ЦАП (kU_{DAC}), а на інверсний вхід – опорну напругу U_{ref} . Останню можна отримати за допомогою іншого стабілізатора LM317, керуючий вхід якого буде

під'єднаний до нульового потенціалу (DA1, рис. 1).

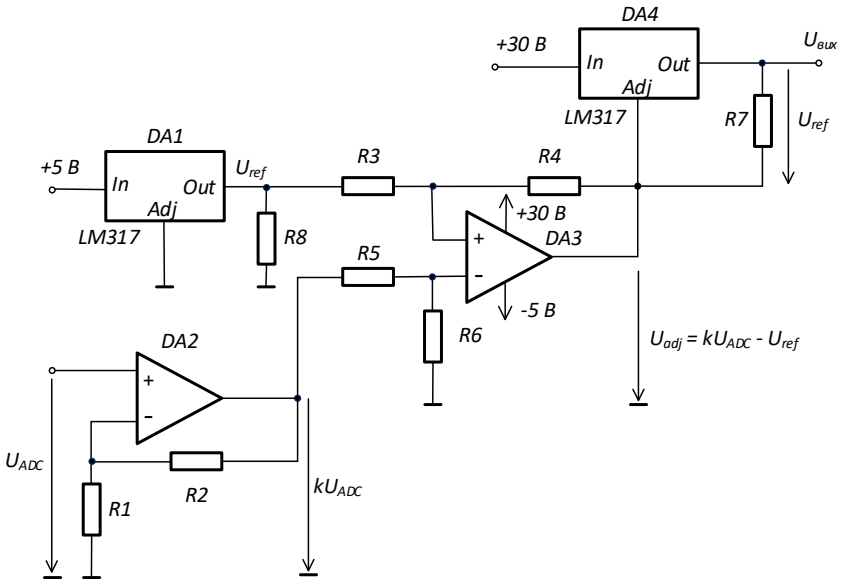


Рисунок 1 – Схема цифрового керування лінійним стабілізатором

Якщо резистори дільників схеми складання-віднімання будуть однаковими ($R3 = R4 = R5 = R6$), то напруга на керуючому вході стабілізатора:

$$U_{adj} = kU_{DAC} \frac{R6}{R5} - U_{ref} \frac{R4}{R3} = kU_{DAC} - U_{ref},$$

а загальна напруга на виході лінійного стабілізатора:

$$U_{OUT} = U_{ref} + kU_{DAC} - U_{ref} = kU_{DAC},$$

тобто пропорційна лише напрузі ЦАП і відповідно мінімальне значення на виході лінійного стабілізатора $U_{out} = 0$ В.

Для реалізації дії віднімання зі зменшенням потенціалу необхідно організувати двополярне живлення операційного підсилювача: +30 В, -5 В. Від'ємний потенціал можна реалізувати за допомогою мікросхеми перетворювача напруги LM2664, яка інвертує вхідну напругу зі струмом навантаження до 40 мА [2].

Як ЦАП оберемо мікросхему MCP4725, яка використовує напругу живлення +5 В, як опорну. Тоді максимальне значення з виходу ЦАП буде 5 В. Отже необхідно збільшити це значення до максимальної напруги виходу блоку живлення до 25 В.

Оскільки $U_{OUT_{max}} = kU_{DAC_{max}}$, то необхідний коефіцієнт посилення:

$$k = \frac{U_{OUT_{max}}}{U_{DAC_{max}}} = \frac{25}{5} = 5.$$

Застосуємо схему неінвертуючого підсилювача на операційному підсилювачі DA2 (рис. 1) з коефіцієнтом підсилення за напругою: $k = 1 + R2 / R1$.

Оберемо $R1 = 10$ кОм, тоді: $R2 = R1(k - 1) = 10(5 - 1) = 40$ кОм.

Оберемо значення з ряду E24: $R2 = 39$ кОм. Тоді перерахований коефіцієнт підсилення:

$$k = 1 + \frac{R2}{R1} = 1 + \frac{39}{10} = 4,9.$$

Мікросхема MCP4725 – це 12 бітний ЦАП з кількістю рівнів дискретизації $N = 2^{12} = 4096$. Тоді крок дискретизації за напругою:

$$\Delta U = \frac{U_{VCC}}{N} = \frac{5}{4096} = 0,00122 \text{ В},$$

де $U_{VCC} = 5$ В – опорна напруга ЦАП, що збігається з напругою живлення мікросхеми.

Значення дискретного рівня, що розраховується в мікроконтролері для подачі до ЦАП:

$$n = \frac{U_{DAC}}{\Delta U} = \frac{U_{DAC} \cdot 4096}{U_{VCC}} = \frac{U_{OUT} \cdot 4096}{k \cdot U_{VCC}} = \frac{U_{OUT} \cdot 4096}{4,9 \cdot 5} = U_{OUT} \cdot 167,18.$$

Тоді дискретність зміни напруги на виході ($n = 1$) становить:

$$\Delta U_{DAC} = \frac{4,9 \cdot 5}{4096} = 0,00598 \approx 6 \text{ мВ}.$$

Для ефективної роботи лінійного стабілізатора необхідно підтримувати допустимий тепловий режим. Для цього скористаємося наступним способом: будемо підтримувати мінімально можливу різницю напруг між входом і виходом мікросхеми лінійного стабілізатора $\Delta U_{LDO} = U_{IN} - U_{OUT}$ при будь якій напрузі виходу U_{OUT} [3]. Величину мінімального падіння напруги для працездатного стану мікросхеми можна визначити за графіками з технічної документації. Так при максимальному струмі 1,5 А та діапазоні температур 0...125 °С падіння напруги становить не більше 2,3 В, отже приймаємо з запасом $U_{LDO} = 2,5$ В.

Підлаштовувати вхідну напругу лінійного стабілізатора до рівня $U_{IN} = U_{OUT} + \Delta U_{LDO}$ будемо за допомогою імпульсного стабілізатора XL4005. Останній входить у режим стабілізації напруги при наявності в вході FB напруги $U_{FB_{ST}} = 0,8$ В.

Падіння напруги на лінійному стабілізаторі отримуємо за допомогою схеми складання-віднімання на операційному підсилювачі DA6 (рис. 2). На додатній вхід подається напруга U_{IN} , а на від'ємний – напруга U_{OUT} .

$$U_{FB} = k\Delta U_{LDO} = k(U_{IN} - U_{OUT}),$$

де $k = \frac{R9}{R10} = \frac{R12}{R11}$.

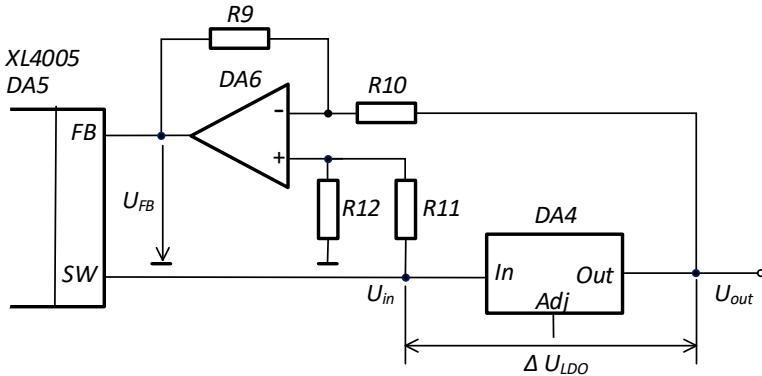


Рисунок 2 – Схема для зниження напруги на лінійному стабілізаторі

Тоді необхідно, щоб при різниці $\Delta U_{LDO} = U_{IN} - U_{OUT} = 2,5$ В на виході операційного підсилювача напруга відповідала значенню стабілізації $U_{FBST} = 0,8$ В. Виходячи з цього отримуємо співвідношення:

$$U_{FBST} = k\Delta U_{LDO} = \frac{R9}{R10}\Delta U_{LDO}.$$

Звідки: $R10 = R9 \cdot \Delta U_{LDO} / U_{FBST}$.

Прийемо $R9 = R12 = 100$ кОм, тоді $R10 = R11 = 100 \cdot 2,5 / 0,8 = 312,5$ кОм. Оберемо з ряду E24 $R10 = R11 = 300$ кОм. Тоді імпульсний стабілізатор буде підтримувати падіння напруги на лінійному стабілізаторі на рівні:

$$\Delta U_{LDO} = \frac{R10}{R9} U_{FBST} = \frac{300}{100} 0,8 = 2,4 \text{ В},$$

що перевищує мінімально допустиме значення на 0,1 В.

Загальна синтезована схема наведена на рис. 3. На схемі не показаний LC фільтр, який необхідно встановити після виходів 3, 6 імпульсного стабілізатора DA5. Відповідно до наведених позначень прийняті наступні параметри елементів: $R1 = 10$ кОм, $R2 = 39$ кОм, $R3 = R4 = R5 = R6 = 10$ кОм, $R7 = R8 = 240$ Ом, $R9 = R12 = 100$ кОм, $R10 = R11 = 300$ кОм.

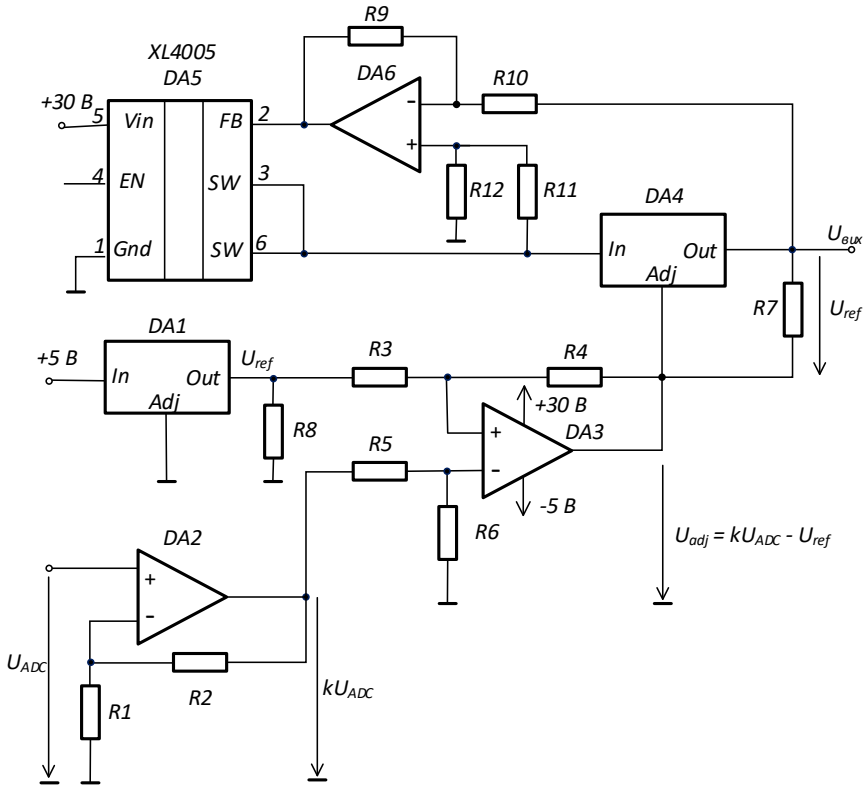


Рисунок 3 – Загальний вигляд схеми

Поєднання комбінації лінійного стабілізатора напруги з імпульсним стабілізатором дозволяє отримати блок живлення з низьким рівнем пульсацій та високим ККД. Результати розрахунків підтверджуються частковим моделюванням у середовищі Electronics Workbench.

ПОСИЛАННЯ

1. LM317 3-Terminal Adjustable Regulator. SLVS044Y. Texas Instrument, 2020. 31 p.
2. LM2664 Switched Capacitor Voltage Converter. SNVS005E. Texas Instrument, 2014. 22 p.
3. 75 Watt, Single-Output Benchtop Power Supply. Circuit Note. CN-0508. Analog Devices, 2020. 8 p.