

Національний технічний університет України "Київський політехнічний  
інститут імені Ігоря Сікорського"

Міністерство освіти і науки України

Національний технічний університет України "Київський політехнічний  
інститут імені Ігоря Сікорського"

Міністерство освіти і науки України

Кваліфікаційна наукова  
праця на правах рукопису

**Мугенов Даніїл Джалільович**

УДК 62-83:621.874:628.4.047](043.3)

## **ДИСЕРТАЦІЯ**

Частотно-регульований електропривод підвищеної радіаційної стійкості для  
вантажопідйомних машин сховища радіоактивних відходів

141 Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка

14 Електрична інженерія

Подається на здобуття наукового ступеня доктора філософії

Дисертація містить результати власних досліджень. Використання ідей,  
результатів і текстів інших авторів мають посилання на відповідне джерело.

---

(підпис, ініціали та прізвище здобувача)

Науковий керівник доктор технічних наук, професор Мазуренко Леонід Іванович

Київ - 2023

## АНОТАЦІЯ

*Мугенов Д.Д.* Частотно-регульований електропривод підвищеної радіаційної стійкості для вантажопідйомних машин сховища радіоактивних відходів. - Кваліфікаційна наукова праця на правах рукопису.

Дисертація на здобуття наукового ступеня доктора філософії за спеціальністю 141 «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка» (14 - Електрична інженерія). - Національний технічний університет України “Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського”, Київ, 2023.

В роботі здійснено аналіз проблемної області застосування частотно-регульованих електроприводів середньої потужності в умовах впливу іонізуючого випромінювання. Встановлено, що в 2020 році частка атомної енергетики в структурі загального первинного постачання енергоресурсів становила 23.2 %. Відповідно до «Енергетичної стратегії України на період до 2035 року» прогнозується, що частка атомної генерації в загальному обсязі виробництва електроенергії зростатиме, що неминуче призведе до збільшення кількості радіоактивних відходів. Для захоронення або довгострокового зберігання таких відходів застосовують спеціалізовані сховища радіоактивних відходів. В дисертаційній роботі розглядається приповерхнєве сховище радіоактивних відходів комплексу виробництв «Вектор». Сховище має протяжність 120 метрів і для транспортування блоків із радіоактивними відходами в якості вантажопідйомної машини застосовується мостовий кран.

Розглянуто структуру системи електроприводів мостового крану. Виявлено, що оператор здійснює керування із сусідньої будівлі за допомогою органів управління і системи відео спостереження. Силові агрегати електроприводів виконані за схемою перетворювач частоти - асинхронний двигун з короткозамкненим ротором і розташовуються безпосередньо на мості крану, а пристрої керування – в приміщенні управління. Для обміну інформацією між електроприводами на мосту крана і органами управління застосовується атмосферний оптичний канал зв'язку.

В мостовому крані застосовуються частотно-регульовані електроприводи загальнопромислового виконання, тобто не вживаються жодні заходи і спеціальні технології для радіаційного захисту обладнання. Для врахування радіаційних ефектів обрано величину поглиненої дози іонізуючого випромінювання. Проведено огляд конструкції і матеріалів, з яких складається кожен з елементів електроприводу. Складові матеріали електроприводу поділено на категорії за функціоналом і проведено огляд впливу іонізуючого випромінювання на: матеріали, що виконують механічні функції; провідники; напівпровідники; діелектрики; магнітні матеріали; пасивні елементи електричних кіл.

Виявлено, що напівпровідникові пристрої мають найменшу стійкість до іонізуючого випромінювання, зокрема деградація властивостей кремнію починається із поглиненої дози 1 *крад*, на відміну від діелектриків (1 *Мрад*) та конструкційної сталі (100 *Мрад*). В подальшому дослідження зорієнтовано на найслабкішій ланці системи, тобто на напівпровідникових приладах.

Частотно-регульований електропривод підйому мостового крану сховища радіоактивних відходів містить перетворювач частоти із ланкою постійного струму. Розглянуто структуру силового напівпровідникового каналу частотно-регульованого електроприводу. Розкрито, що для перетворювачів частоти середньої потужності в якості ключів інвертора застосовують біполярні транзистори з ізолюваним затвором. Оскільки дослідження радіаційних ефектів таких транзисторів в літературі не виявлено, прийнято рішення про застосування схеми заміщення біполярного транзистора з ізолюваним затвором. Для дослідження радіаційних ефектів в біполярних транзисторах з ізолюваним затвором обрано схему заміщення на основі елементів, радіаційні ефекти яких відомі. Проведено моделювання схеми заміщення біполярного транзистора з ізолюваним затвором з метою встановлення її достовірності. Побудовані вольт-амперні і передаточні характеристики в достатній мірі збігаються із заводськими характеристиками прототипу.

Розглянуто два типи драйверів управління силовими ключами інвертора – на основі польових (метал-діелектрик-напівпровідникових) і біполярних транзисторів. Побудовані електричні схеми заміщення силового напівпровідникового каналу перетворювача частоти із цими драйверами.

Синтезовано і досліджено математичні моделі напівпровідникових силових каналів перетворювача частоти для врахування радіаційних ефектів. Для цього розглянуто радіаційні ефекти в окремих напівпровідникових елементах силового каналу перетворювача частоти: діодах, біполярних і польових (метал-діелектрик-напівпровідникових) транзисторах і оптронах. Записані рівняння електричної рівноваги для електричних схем заміщення силового напівпровідникового каналу перетворювача частоти із обома варіантами драйверів. Ці рівняння є математичною моделлю для розрахунку вихідної напруги перетворювача частоти середньої потужності від величини поглиненої дози.

В процесі порівняння двох варіантів виявлено, що система із драйверами на основі біполярних транзисторів стійкіша за систему із драйверами на основі польових транзисторів: відмова перетворювача частоти з драйверами на біполярних транзисторах настає при поглиненій дозі більше 800 *крад*, в той час як система з польовими транзисторами драйверів виходить з ладу після 300 *крад*.

Дослідження синтезованої моделі дозволило визначити напівпровідниковий пристрій в складі силового каналу перетворювача частоти, зміна параметрів якого найсуттєвіше впливає на роботу системи. Для вирішення цього питання в дійсній математичній моделі замість існуючих напівпровідникових пристроїв по черзі підставлялися ідеалізовані, тобто нечутливі до впливу радіації. Виявлено, що в системі із драйверами на основі біполярних транзисторів використання радіаційно нечутливого біполярного транзистора в складі БТІЗ забезпечує незмінну амплітуду вихідної напруги перетворювача частоти із зростанням дози до 800 *крад*, після чого настає

функціональна відмова. З'ясовано, що радіаційна зміна параметрів оптрона найсуттєвіше впливає на роботу всієї системи.

Оскільки атмосферний оптичний канал зв'язку – це, по суті, оптрон, випромінювач і фотоприймач якого віддалені один від одного в просторі на значну відстань (до 150 метрів), він потребує додаткового дослідження з врахуванням особливостей його архітектури, включення в схему електропривода і зміни довжини оптичного каналу викликаного пересуванням мосту.

Розглянуто функціональну схему і технічні характеристики атмосферного оптичного каналу зв'язку. Як критерій якості передачі даних обрано коефіцієнт бітових помилок – відношення помилкових двійкових символів на виході системи, поділене на загальне число прийнятих двійкових символів, при довжині переданої двійкової послідовності, що прямує до нескінченності. Виконано аналіз факторів, що погіршують якість передачі інформації, до таких факторів відносяться: послаблення потужності отриманого приймачем сигналу внаслідок не безкінечно вузької діаграми спрямованості передатчика; шумові перешкоди передатчика, каналу і приймача; деградація викликана впливом іонізуючої радіації; природна деградація лазера; послаблення лазерного випромінювання в атмосфері. На основі структурної схеми атмосферного оптичного каналу зв'язку побудовано його імітаційну модель в середовищі *MATLAB/Simulink*. Синтезовану модель досліджено і на основі побудованої залежності коефіцієнта бітових помилок від відношення сигнал / шум встановлено її адекватність.

Задля підвищення якості передачі в атмосферному оптичному каналі зв'язку запропоновано застосування штучної нейронної мережі в складі демодулятора. Такий демодулятор оперує векторами, а не миттєвими значеннями сигналів, що дозволяє достовірно класифікувати сигнал при низьких значеннях відношення сигнал / шум. Сформовано і оброблено навчальну вибірку для навчання штучної нейронної мережі. Виходячи із задачі класифікації обрано, навчено і протестовано дев'ять типів архітектур штучних

нейронних мереж. Позитивного результату вдалося досягти лише з двома типами: прямого поширення із двома лініями затримки і радіально-базисної мережі. Ймовірнісна радіально базисна мережа показала найнижчий коефіцієнт бітових помилок при відношенні сигнал / шум від 0 до 0.7 дБ, проте велика кількість нейронів прихованого шару (583) потребувала значного часу моделювання, а у втіленні в апаратному забезпеченні потребуватиме великої обчислювальної потужності. Мережа прямого поширення із 24 нейронами прихованого шару і 2 лініями затримки входу показала найнижчий коефіцієнт бітових помилок при відношенні сигнал / шум більше за 0.7 дБ. На нижчих відношеннях сигнал / шум її крива співпадає із кривою штучної нейронної мережі із 25 нейронами і вони нижчі за криву демодулятора на основі компаратора.

Наукова новизна полягає у наступному:

- розроблено наукові підходи до оцінки радіаційної стійкості частотно-регульованого електроприводу вантажопідйомних машин сховища радіоактивних відходів шляхом визначення характеру впливу іонізуючого випромінювання на його структурні елементи, що дає змогу виявити такі з них, що потребують удосконалення або заміни;

- отримали подальший розвиток математичні моделі силових напівпровідникових каналів перетворювача частоти стосовно використання біполярних і метал-діелектрик-напівпровідникових транзисторів у драйверах управління транзисторами інвертора шляхом врахування величини прямого падіння напруги на діоді, порогової напруги польових транзисторів, колекторного опору біполярних транзисторів та коефіцієнту передачі по струму в оптронах, що дозволяє оцінити вплив іонізуючого випромінювання на стійкість роботи таких напівпровідникових елементів;

- шляхом математичного моделювання встановлено, що схема перетворювача частоти із драйверами на основі біполярних транзисторів стійкіша до впливу іонізуючого випромінювання та функціонує до дози 800 *крад* проти 250 *крад* у випадку драйвера на основі метал-діелектрик-

напівпровідникових транзисторів, що дозволяє рекомендувати в умовах впливу радіації використовувати саме такі драйвери на основі біполярних транзисторів;

- науково обґрунтовано особливості використання атмосферного оптичного каналу зв'язку в умовах впливу іонізуючої радіації шляхом його імітаційного моделювання в складі системи управління електроприводами мостового крану сховища радіоактивних відходів, що дає змогу максимізувати рівень якості передачі даних за умови невтручання у внутрішню структуру передатчика і приймача;

- розвинуто науковий підхід до процедури демодуляції сигналів керування, що за допомогою атмосферного оптичного каналу зв'язку надходять від віддаленого пульта на вхід частотно-регульованого електроприводу вантажопідйомних машин сховища радіоактивних відходів, шляхом застосування штучної нейронної мережі, що дозволило знизити коефіцієнт бітових помилок на всьому діапазоні відношення сигнал шум.

Практичне значення полягає в тому, що розроблено імітаційну модель силового напівпровідникового каналу перетворювача частоти із ланкою постійного струму в середовищі *MATLAB/Simulink*, яка дозволяє досліджувати вплив величини поглиненої дози на амплітуду вихідної напруги; розроблено технічне рішення підвищення якості передачі даних в атмосферному оптичному каналі зв'язку шляхом застосування штучної нейронної мережі в його демодуляторі; запропоновані рекомендації щодо підвищення радіаційної стійкості частотно-регульованого електроприводу і зниження коефіцієнту бітових помилок атмосферного оптичного каналу зв'язку при низьких значеннях відношення сигнал / шум.

**Ключові слова:** електропривод, перетворювач частоти, інвертор, електротехнічний пристрій, вантажопідйомна машина, мостовий кран, радіоактивні відходи, радіація, іонізуюче випромінювання, атмосферний оптичний канал зв'язку, математичне моделювання.

## ABSTRACT

*Muhenov D.D.* Frequency-regulated electric drive with increased radiation resistance for radioactive waste storage hoisting machines - Qualifying scientific work on the rights of the manuscript.

Thesis for obtaining a Doctor of Philosophy degree on a specialty 141 «Electrical power engineering, electrotechnics and electromechanics» (14 - Electrical engineering). - National Technical University of Ukraine "Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute", Kyiv, 2023.

The analysis of the problem area of application of medium power frequency-regulated electric drives in the conditions of influence of ionizing radiation is carried out in the work. It is established that in 2020 the share of nuclear energy in the structure of the total primary energy supply was 23.2%. According to the «Energy Strategy of Ukraine for the period up to 2035», it is projected that the share of nuclear generation in total electricity production will increase, which will inevitably lead to an increase in the amount of radioactive waste. Specialized radioactive waste repositories are used for disposal or long-term storage of such waste. The near-surface storage of radioactive waste of the production complex «Vector» is considered in the dissertation. The repository is 120 meters long and a bridge crane is used to transport radioactive waste blocs as hoisting machine.

The structure of the bridge crane electric drives system is considered. It was found that the operator performs control from a neighboring building using controls and a video surveillance system. Power units of electric drives are made according to frequency converter - asynchronous motor with a short-circuited rotor scheme and are located directly on the crane bridge, control devices are placed in the control room. An optical data transmission system is used to exchange information between the electric drives on the crane bridge and the controls.

The bridge crane uses general industrial design of frequency-regulated electric drives, scilicet no activity and special technologies are used for radiation protection of equipment. The value of the absorbed dose of ionizing radiation was chosen to



take into account the radiation effects. The structure and materials of each of the electric drive elements review was performed. The component materials of the electric drive are divided into categories according to their functional. Influence of ionizing radiation on: materials that perform mechanical functions; conductors; semiconductors; dielectrics; magnetic materials; passive elements of electric circuits, was observed.

It was found that semiconductor devices have the lowest resistance to ionizing radiation, in particular, the degradation of silicon properties begins with an absorbed dose of 1 *krad*, in contrast to dielectrics (1 *Mrad*) and structural steel (100 *Mrad*). Further research focuses on the weakest link in the system that is semiconductor devices.

The radioactive waste storage bridge crane lifting mechanism frequency-regulated electric drive contains a frequency converter with a direct current link. The structure of the power semiconductor channel of the frequency-regulated electric drive is considered. It is revealed that insulated gate bipolar transistors are used as inverter switches for medium power frequency converters. Since the radiation effects study of such transistors in the literature has not been identified, it was decided to use a substitution scheme for an insulated gate bipolar transistor. To study the radiation effects in insulated gate bipolar transistor, a substitution scheme based on elements whose radiation effects are known was chosen. The simulation of the insulated gate bipolar transistor substitution circuit is carried out in order to establish its reliability. Obtained during modeling output and transfer characteristics sufficiently coincide with the prototype characteristics in its datasheet.

Two types of inverter power switch control drivers are considered – based on field effect (metal-oxide-semiconductor) and bipolar transistors. The electrical circuits of the frequency converter power semiconductor channel with these drivers are constructed.

Mathematical models of frequency converter semiconductor power channels for accounting of radiation effects are synthesized and investigated. To do this, the radiation effects in diodes, bipolar and field effect (metal-oxide-semiconductor)

transistors and optocouplers were considered. The equilibrium equations for the electrical circuits of the frequency converter power semiconductor channel with both variants of drivers are written. These equations are the mathematical model for calculating the output voltage of the average power frequency converter from the amount of absorbed dose.

In the process of comparison the two options, it was found that the system with drivers based on bipolar transistors is more stable than the system with drivers based on field-effect transistors: the failure of the frequency converter with drivers on bipolar transistors occurs at an absorbed dose of more than 800 *krad*, while the system with field-effect transistors of drivers fails after 300 *krad*.

The synthesized model exploration allowed to determine the semiconductor device in the frequency converter power channel, which change of parameters most significantly affects the operation of the system. To solve this task in the real mathematical model instead of the existing semiconductor devices in turn were substituted idealized, which are insensitive to ionizing radiation. It was found that in a system with drivers based on bipolar transistors, the use of radiation-insensitive bipolar transistor in the IGBT provides constant frequency converter output voltage amplitude with increasing dose up to 800 *krad*, after which there is a functional failure. It was found that the radiation change of the optocoupler parameters has the most significant effect on the operation of the entire system.

Since the optical data transmission system is, in fact, an optocoupler, which emitter and photodetector are separated from each other in space by a considerable distance (up to 150 meters), it requires additional research taking into account the peculiarities of its architecture, inclusion in the electric drive system and change the length of the optical channel caused by the bridge movement.

The functional scheme and technical characteristics of the optical data transmission system are considered. Bit error rate – the ratio of erroneous binary symbols at the output of the system, divided by the total number of received binary symbols, with the length of the transmitted binary sequence, which goes to infinity, is chosen as a criterion for data transfer quality. The analysis of factors that degrade the

quality of information transmission is performed, the following factors include: weakening of the received signal power due to not infinitely narrow pattern of the transmitter; noise interference of the transmitter, channel and receiver; degradation caused by ionizing radiation; natural laser degradation; attenuation of laser radiation in the atmosphere. The simulation model of optical data transmission system was build in the *MATLAB/Simulink* on the basis of its structural diagram. The synthesized model is investigated and its adequacy is established on the basis of the received comparison of bit error rate and signal-to-noise ratio.

To improve the quality of transmission in the optical data transmission system, the use of an artificial neural network as part of a demodulator has been proposed. Such demodulator operates with vectors instead of instantaneous signal values, which allows to reliably classify the signal at low values of the signal-to-noise ratio. A training sample for an artificial neural network was formed and processed. With considering the classification task, nine types of artificial neural network architectures have been selected, trained and tested. A positive result was achieved with only two types: feed-forward with two delay lines and probabilistic radial basis function network. The probabilistic radial basis network showed the lowest bit error rate at the signal-to-noise ratio from 0 to 0.7 dB, but a large number of hidden layer neurons (583) required a significant simulation time, and in hardware implementation will require high computing power. The feed-forward network with 24 hidden layer neurons and 2 input delay lines showed the lowest bit error rate at a signal-to-noise ratio of more than 0.7 dB. At lower signal-to-noise ratios, its curve coincides with the curve of an artificial neural network with 25 neurons and they are lower than the curve of a traditional demodulator.

The **scientific novelty** consists in:

- scientific approaches have been developed to assess the radiation resistance of the hoisting machine frequency-regulated electric drive of the radioactive waste repository by determining the nature of the ionizing radiation impact on its structural elements, which makes it possible to identify those that require improvement or replacement;

- the mathematical models of frequency converter power semiconductor channels in cases of use bipolar and metal-dielectric-semiconductor transistors in inverter transistor control drivers were further developed by taking into account the value of the direct voltage drop on the diode, the threshold voltage of field-effect transistors, the collector resistance of bipolar transistors and the current transfer ratio in optocouplers, which makes it possible to assess the impact of ionizing radiation on the stability of the operation of such semiconductor elements;

- it was established through mathematical modeling that the circuit of the frequency converter with drivers based on bipolar transistors is more resistant to the influence of ionizing radiation and works flawlessly up to a dose of 800 *krad* compared to 250 *krad* in the case of a driver based on metal-dielectric-semiconductor transistors, which makes it possible to recommend using just such drivers based on bipolar transistors in conditions of exposure to radiation;

- the peculiarities of using the optical data transmission system under the influence of ionizing radiation through its simulation modeling as part of the control system for the radioactive waste storage bridge crane electric drives facility were scientifically substantiated, which makes it possible to maximize the level of data transmission quality provided that the internal structure of the transmitter and receiver is not interfered with;

- the scientific approach to the procedure of demodulation of control signals, which are sent from a remote control panel to the input of a of radioactive waste repository hoisting machine frequency-regulated electric drive using an optical data transmission system, is developed by using an artificial neural network, which allowed to reduce the bit error rate over the entire range signal to noise ratio.

The **practical value** consists in: the fact that the simulation model of frequency converter with a direct current link power semiconductor channel in *MATLAB/Simulink* has been developed, which allows to investigate the influence of the absorbed dose on the output voltage amplitude; developed a technical solution to improve the quality of data transmission in the optical data transmission system by

using an artificial neural network in its demodulator; proposed recommendations for increasing the radiation resistance of the frequency-regulated electric drive and reducing bit error rate of the optical data transmission system at low values of the signal-to-noise ratio.

**Key words:** electric drive, frequency converter, inverter, electrotechnical device, hoisting machine, bridge crane, radioactive waste, ionizing radiation, optical data transmission system, mathematical modelling.

## СПИСОК ПУБЛІКАЦІЙ ЗДОБУВАЧА

Публікації, що відображають основні результати дисертації:

1. О.В. Чермалих, Д.Д. Мугенов, “Огляд радіаційної стійкості компонентів загальнопромислового частотно-регульованого електроприводу”, *Вісник КрНУ імені Михайла Остроградського*, № 2/2020 (121), сс. 148-157, квітень 2020. DOI: 10.30929/1995-0519.2020.2.148-157
2. А.В. Чермалых, Д.Д. Мугенов, “Влияние ионизирующего излучения на выходное напряжение преобразователя частоты”, *Wschodnioeuropejskie Czasopismo Naukowe (East European Scientific Journal)*, № 5(57), сс. 26-34, май 2020.
3. О.В. Чермалих, Д.Д. Мугенов, “Дослідження радіаційної залежності амплітуди вихідної напруги перетворювача частоти з ланкою постійного струму за допомогою математичної моделі”, *Вісник Хмельницького національного університету*, Том 1, №4, сс. 168-173, листопад 2020. DOI 10.31891/2307-5732-2020-287-4-168-173
4. О.В. Чермалих, Д.Д. Мугенов, “Дослідження атмосферного оптичного каналу зв'язку в складі системи управління мостовим краном сховища радіоактивних відходів”, *Суднобудування та морська інфраструктура*, №1 (13), листопад 2020. DOI [https://doi.org/10.15589/smi2020.2\(14\).5](https://doi.org/10.15589/smi2020.2(14).5)
5. О.В. Чермалих, Д.Д. Мугенов, “Синтез моделі біполярного транзистора з ізолюваним затвором, яка враховує вплив радіаційного випромінювання”, *I International scientific and practical conference “Science, society, education: topical issues and development prospects”*, Харків, 2019, сс. 305-310.
6. І. Я. Майданський, Д. Д. Мугенов, В. О. Бровко, “Інтелектуальна система управління частотно-регульованим електроприводом на базі нейромережевого регулятора”, *XVIII Міжнародна науково-технічна конференція «Проблеми енергоресурсозбереження в електротехнічних системах. Наука, освіта і практика»*, Кременчук, 2018, сс. 36-38.

7. Д. Д. Мугенов, “Створення нейронних мереж в системі MATLAB для задач управління на прикладі нейрорегулятора електроприводу”, *XI Науково-технічна конференція Інституту енергозбереження та енергоменеджменту Енергетика. Екологія. Людина*, Київ, 2019, сс. 220-225.

## ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ.....	22
ВСТУП.....	23
РОЗДІЛ 1. АНАЛІЗ ПРОБЛЕМНОЇ ОБЛАСТІ ЗАСТОСУВАННЯ ЧАСТОТНО РЕГУЛЬОВАНИХ ЕЛЕКТРОПРИВОДІВ СЕРЕДНЬОЇ ПОТУЖНОСТІ В УМОВАХ ВПЛИВУ ІОНІЗУЮЧОГО ВИПРОМІНЮВАННЯ .....	28
1.1 Стан атомної енергетики України .....	28
1.2 Вантажопідйомна машина як складова сховища радіоактивних відходів .....	30
1.3 Терміни, визначення і параметри впливу іонізуючого випромінювання..	36
1.4 Вибір радіаційної величини для врахування радіаційних ефектів .....	38
1.5 Огляд радіаційної стійкості компонентів загальнопромислового частотно-регульованого електроприводу. Конструкція і складові матеріали .....	41
1.5.1 Огляд конструкції і матеріалів, з яких складається кожен з елементів електроприводу .....	42
1.5.2 Огляд впливу іонізуючого випромінювання на елементи і матеріали, з яких складається електропривод, та їх дозової стійкості.....	48
1.5.2.1 Радіаційні ефекти в матеріалах електроприводу, що виконують механічні функції .....	48
1.5.2.2 Радіаційні ефекти в провідниках.....	49
1.5.2.3 Радіаційні ефекти в напівпровідниках.....	50
1.5.2.4 Радіаційні ефекти в діелектриках .....	52
1.5.2.5 Радіаційні ефекти в магнітних матеріалах .....	53
1.5.2.6 Радіаційні ефекти в пасивних елементах електричних кіл.....	54



Висновки до Розділу 1 .....	57
Формулювання мети і наукових задач дослідження .....	57
<b>РОЗДІЛ 2. СТРУКТУРА СИЛОВОГО НАПІВПРОВІДНИКОВОГО КАНАЛУ</b>	
<b>ЧАСТОТНО-РЕГУЛЬОВАНОГО ЕЛЕКТРОПРИВОДУ</b>	
<b>ВАНТАЖОПІДЙОМНОЇ МАШИНИ СХОВИЩА РАДІОАКТИВНИХ</b>	
<b>ВІДХОДІВ .....</b>	
<b>59</b>	
2.1 Структурна схема частотно-регульованого електроприводу.....	59
2.1.1 Напівпровідникові пристрої силового каналу електроприводу за	
системою Перетворювач частоти-асинхронний двигун і його схема .....	60
2.1.2 Драйвери на основі польових метал-діелектрик-напівпровідникових	
та біполярних транзисторах.....	62
2.2 Біполярний транзистор з ізольованим затвором в якості силового ключа	
перетворювача частоти .....	63
2.2.1 Огляд і вибір архітектури схеми заміщення біполярного транзистора	
із ізольованим затвором .....	64
2.2.2 Перевірка необхідної достатності схеми заміщення біполярного	
транзистора з ізольованим затвором за допомогою моделювання в	
середовищі LTspice .....	67
2.3 Схема заміщення силового напівпровідникового каналу частотно-	
регульованого електроприводу із драйверами на основі метал-діелектрик-	
напівпровідникових польових транзисторів.....	71
2.4 Схема заміщення силового напівпровідникового каналу частотно-	
регульованого електроприводу із драйверами на основі біполярних	
транзисторів.....	72
Висновки до Розділу 2 .....	73

РОЗДІЛ 3. СИНТЕЗ І ДОСЛІДЖЕННЯ МАТЕМАТИЧНИХ МОДЕЛЕЙ НАПІВПРОВІДНИКОВИХ СИЛОВИХ КАНАЛІВ ПЕРЕТВОРЮВАЧА ЧАСТОТИ ДЛЯ ВРАХУВАННЯ РАДІАЦІЙНИХ ЕФЕКТІВ .....	75
3.1 Типи радіаційних впливів на напівпровідникові пристрої і вибір актуального типу для моделювання .....	75
3.2 Вибір прототипів напівпровідникових елементів силового каналу перетворювача частоти для побудови моделі.....	76
3.3 Радіаційні ефекти в окремих напівпровідникових елементах силового каналу перетворювача частоти .....	77
3.3.1 Радіаційні ефекти у випрямних діодах .....	77
3.3.2 Радіаційні ефекти в польових метал-діелектрик-напівпровідникових транзисторах .....	78
3.3.3 Радіаційні ефекти в біполярних транзисторах .....	79
3.3.4 Радіаційні ефекти в оптронах.....	80
3.4 Математична модель схеми заміщення силового каналу перетворювача частоти із метал-діелектрик-напівпровідниковими транзисторами драйверів .....	82
3.5 Математична модель схеми заміщення силового каналу перетворювача частоти із драйверами на основі біполярних транзисторів.....	84
3.6 Дослідження синтезованих моделей в координатах поглинена доза- вихідна напруга перетворювача .....	85
3.6.1 Дослідження моделі із драйверами на основі метал-діелектрик- напівпровідникових транзисторів .....	85
3.6.2 Дослідження моделі із драйверами на основі біполярних транзисторів .....	90

3.6.3 Визначення напівпровідникового пристрою в складі силового каналу перетворювача частоти, зміна параметрів якого найсуттєвіше впливає на роботу системи .....	93
Висновки до Розділу 3 .....	96
<b>РОЗДІЛ 4. ДОСЛІДЖЕННЯ АТМОСФЕРНОГО ОПТИЧНОГО КАНАЛУ ЗВ'ЯЗКУ В СКЛАДІ СИСТЕМИ УПРАВЛІННЯ ЕЛЕКТРОПРИВОДОМ ВАНТАЖОПІДЙОМНОЇ МАШИНИ СХОВИЩА РАДІОАКТИВНИХ ВІДХОДІВ .....</b>	<b>98</b>
4.1 Опис атмосферного оптичного каналу зв'язку .....	98
4.1.1 Функціональна схема атмосферного оптичного каналу зв'язку .....	98
4.1.2 Технічні характеристики атмосферного оптичного каналу зв'язку ...	99
4.1.3 Огляд і вибір критерію якості передачі сигналів в атмосферному оптичному каналі зв'язку .....	101
4.1.4 Аналіз факторів, що знижують відношення сигнал / шум .....	103
4.1.4.1 Послаблення потужності отриманого приймачем сигналу внаслідок не безкінечно вузької діаграми спрямованості передатчика	104
4.1.4.2 Шумові перешкоди .....	106
4.1.4.3 Деградація викликана впливом іонізуючої радіації .....	109
4.1.4.4 Природна деградація емісії лазера .....	112
4.1.4.5 Послаблення лазерного випромінювання в атмосфері .....	114
4.1.5 Фактори, що підвищують коефіцієнт бітових помилок .....	116
4.2 Структура і модель атмосферного оптичного каналу зв'язку. Дані дослідження синтезованої імітаційної моделі і їх порівняння із відомими результатами .....	117

4.3 Недоліки демодулятора на основі компаратора в атмосферному оптичному каналі зв'язку. Постановка задачі на синтез демодулятора з дослідженими характеристиками відповідно до обраних критеріїв якості передачі інформації.....	121
4.4 Аналіз існуючих рішень застосування штучних нейронних мереж в якості демодуляторів.....	125
4.5 Формування навчальної вибірки і вибір архітектури штучної нейронної мережі .....	127
4.5.1 Усунення «ефекту нуля» в навчальній вибірці .....	128
4.5.2 Нормування навчальної вибірки .....	129
4.5.3 Вибір архітектури штучної нейронної мережі та формування для дослідження в моделі атмосферного оптичного каналу зв'язку відповідно до вирішуваної задачі.....	130
4.6 Синтез моделі атмосферного оптичного каналу зв'язку із штучною нейронною мережею в складі демодулятора.....	131
4.7 Опис результатів дослідження синтезованої моделі атмосферного оптичного каналу зв'язку з різними типами штучних нейронних мереж в якості демодулятора.....	133
Висновки до Розділу 4 .....	135
ВИСНОВКИ .....	138
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ .....	142
ДОДАТКИ .....	156
Додаток А .....	157
Додаток Б .....	159

Додаток В.....	164
Додаток Г .....	175

## ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ

IGBT	Insulated gate bipolar transistor
АД	Асинхронний двигун з короткозамкненим ротором
АЕС	Атомна електростанція
АІН	Автономний інвертор напруги
АОКЗ	Атмосферний оптичний канал зв'язку
БТ	Біполярний транзистор
БТІЗ	Біполярний транзистор з ізольованим затвором
ВСШ	Відношення сигнал / шум
ЕП	Електропривод
ІВ	Іонізуюче випромінювання
КБП	Коефіцієнт бітових помилок
ЛД	Лазерний діод
ЛЗ	Лінія затримки
МДН	Метал-діелектрик-напівпровідник (структура польового транзистора)
ПЛК	Програмований логічний контролер
ПЧ	Перетворювач частоти
РАВ	Радіоактивні відходи
РБФ	Радіально-базисна функція
РРВ	Рідкі радіоактивні відходи
ТРВ	Тверді радіоактивні відходи
ФНЧ	Фільтр нижніх частот
ШНМ	Штучна нейронна мережа

## ВСТУП

Станом на 2020 рік частка атомної енергетики в структурі загального первинного постачання енергоресурсів становила 23.2 %. Відповідно до «Енергетичної стратегії України на період до 2035 року» прогнозується, що частка атомної генерації в загальному обсязі виробництва електроенергії зростатиме. Приріст виробництва атомної енергії неминуче призведе до зростання кількості ядерних відходів, що спричинить необхідність побудови підприємств по переробці і зберіганню радіоактивних відходів.

В Чорнобильській зоні відчуження споруджено комплекс приповерхневих сховищ радіоактивних відходів «Вектор». Однією із головних складових приповерхневих сховищ радіоактивних відходів є вантажопідйомні машини, зокрема мостовий кран, який транспортує металеві бочки зі стверділими в цементній матриці рідкими радіоактивними відходами і бетонні контейнери з твердими радіоактивними відходами, залитими цементним розчином. Від надійної і безперебійної роботи вантажопідйомних машин залежить безпека персоналу і оточуючого середовища, що пов'язано із потенційною небезпекою вантажів. Надійність вантажопідйомних машин в основному визначається надійністю їх електроприводів.

В окремо розглянутому приповерхневому сховищі радіоактивних відходів в якості вантажопідйомної машини застосовується мостовий кран проекту GH 113301. В мостовому крані застосовуються частотно-регульовані електроприводи загальнопромислового виконання, тобто не вживаються жодні заходи і спеціальні технології для радіаційного захисту обладнання.

Особливістю сховища радіоактивних відходів є його висока протяжність, що досягає 120 метрів. Робоче місце оператора знаходяться в сусідній із цехом будівлі і для обміну інформацією між електроприводами на мосту крана і органами управління застосовується атмосферний оптичний канал зв'язку.

У зв'язку з цим **актуальним** є дослідження впливу іонізуючої радіації на систему електроприводів вантажопідйомних машин сховища радіоактивних відходів.

**Метою** дисертаційної роботи є підвищення радіаційної стійкості частотно-регульованого електроприводу вантажопідйомних машин сховища радіоактивних відходів на основі розроблених математичних моделей силового каналу перетворювача частоти і атмосферного оптичного каналу зв'язку та обґрунтування структури електроприводу.

Для досягнення поставленої мети необхідно вирішити наступні **задачі**:

- провести аналіз проблемної області застосування частотно регульованих електроприводів середньої потужності в умовах впливу іонізуючого випромінювання;
- розробити математичні моделі напівпровідникових силових каналів перетворювача частоти із драйверами на основі біполярних і метал-діелектрик-напівпровідникових транзисторів для врахування радіаційних ефектів;
- синтезувати імітаційну модель атмосферного оптичного каналу зв'язку із амплітудною модуляцією сигналів;
- розробити нейромережеві демодулятори на основі різних архітектур нейронних мереж, вибір яких обумовлений задачею класифікації образів;
- провести дослідження на моделі атмосферного оптичного каналу зв'язку для визначення нейромережевих демодуляторів, що покращують якість передачі даних.

*Об'єкт дослідження* – процеси впливу іонізуючого випромінювання на обладнання вантажопідйомної машини сховища радіоактивних відходів.

*Предмет дослідження* – засоби підвищення радіаційної стійкості частотно-регульованого електроприводу із атмосферним оптичним каналом зв'язку.

Наукові завдання дисертаційної роботи вирішуються використовуючи теорію електропривода, теорію електричних кіл, теорію штучних нейронних мереж, теорію ймовірності і математичної статистики та методів математичного



моделювання в середовищі *Mathcad*, комп'ютерного імітаційного моделювання в середовищі *MATLAB*.

**Наукова новизна отриманих результатів полягає у наступному:**

Наукова новизна полягає у наступному:

1. Розроблено наукові підходи до оцінки радіаційної стійкості частотно-регульованого електроприводу вантажопідйомних машин сховища радіоактивних відходів шляхом визначення характеру впливу іонізуючого випромінювання на його структурні елементи, що дає змогу виявити такі з них, що потребують удосконалення або заміни.

2. Отримали подальший розвиток математичні моделі силових напівпровідникових каналів перетворювача частоти стосовно використання біполярних і метал-діелектрик-напівпровідникових транзисторів у драйверах управління транзисторами інвертора шляхом врахування величини прямого падіння напруги на діоді, порогової напруги польових транзисторів, колекторного опору біполярних транзисторів та коефіцієнту передачі по струму в оптронах, що дозволяє оцінити вплив іонізуючого випромінювання на стійкість роботи таких напівпровідникових елементів.

3. Шляхом математичного моделювання встановлено, що схема перетворювача частоти із драйверами на основі біполярних транзисторів стійкіша до впливу іонізуючого випромінювання та функціонує до дози 800 *крад* проти 250 *крад* у випадку драйвера на основі метал-діелектрик-напівпровідникових транзисторів, що дозволяє рекомендувати в умовах впливу радіації використовувати саме такі драйвери на основі біполярних транзисторів.

4. Науково обґрунтовано особливості використання атмосферного оптичного каналу зв'язку в умовах впливу іонізуючої радіації шляхом його імітаційного моделювання в складі системи управління електроприводами мостового крану сховища радіоактивних відходів, що дає змогу максимізувати рівень якості передачі даних за умови невторчання у внутрішню структуру передатчика і приймача.

5. Розвинуто науковий підхід до процедури демодуляції сигналів керування, що за допомогою атмосферного оптичного каналу зв'язку надходять від віддаленого пульта на вхід частотно-регульованого електроприводу вантажопідйомних машин сховища радіоактивних відходів, шляхом застосування штучної нейронної мережі, що дозволило знизити коефіцієнт бітових помилок на всьому діапазоні відношення сигнал шум.

#### **Практичне значення отриманих результатів:**

- розроблена імітаційна модель силового напівпровідникового каналу перетворювача частоти із ланкою постійного струму в середовищі *MATLAB/Simulink*, яка дозволяє досліджувати вплив величини поглиненої дози на амплітуду вихідної напруги;
- розроблено технічне рішення підвищення якості передачі даних в атмосферному оптичному каналі зв'язку із застосуванням штучної нейронної мережі в його демодуляторі в умовах підвищеної радіації;
- запропоновані рекомендації щодо підвищення радіаційної стійкості частотно-регульованого електроприводу і зниження коефіцієнту бітових помилок атмосферного оптичного каналу зв'язку при низьких значеннях відношення сигнал / шум.

**Особистий внесок здобувача.** Основні положення та результати дисертаційної роботи отримані автором особисто. У друкованих працях, опублікованих у співавторстві, автору належать в роботі: [42] – виконання теоретичних досліджень функціоналу, конструкції і складових матеріалів елементів частотно-регульованого електроприводу вантажопідйомної машини, аналіз впливу іонізуючого випромінювання на матеріали, з яких виготовлено електропривод, виявлення матеріалів, зміна параметрів яких під впливом радіації істотно позначається на роботі системи електроприводу; [85] – отримання математичної залежності параметрів вихідної напруги перетворювача частоти від величини поглиненої дози іонізуючого випромінювання системи із драйверами на основі метал-діелектрик-напівпровідникових транзисторів; [87] – отримання математичної залежності

параметрів вихідної напруги перетворювача частоти від величини поглиненої дози іонізуючого випромінювання системи із драйверами на основі біполярних транзисторів, порівняння радіаційної стійкості систем із метал-діелектрик-напівпровідниковими і біполярними транзисторами, визначення напівпровідникового пристрою в схемі, радіаційна зміна параметрів якого найсуттєвіше впливає на амплітуду вихідної напруги перетворювача; [138] – дослідження факторів, що сприяють збільшенню коефіцієнта бітових помилок, розробка нейромережевого демодулятора для підвищення якості атмосферного оптичного зв'язку за допомогою програмного зменшення коефіцієнта бітових помилок, розроблення і дослідження імітаційної моделі атмосферного оптичного каналу зв'язку.

**Апробація матеріалів дисертації.** Основні положення, наукові й практичні результати дисертаційної роботи доповідалися і обговорювалися на: XVIII Міжнародній науково-технічній конференції «Проблеми енергоресурсозбереження в електротехнічних системах. наука, освіта і практика» (м. Кременчук, 2018 р.), XI науково-технічній конференції Інституту енергозбереження та енергоменеджменту «Енергетика. Екологія. Людина» (м. Київ, 2019 р.), I Міжнародній науково-практичній конференції «Наука, суспільство, освіта: актуальні питання та перспективи розвитку / Science, society, education: topical issues and development prospects» (м. Харків, 2019 р.).

**Структура та обсяг дисертації.** Дисертаційна робота складається із вступу, чотирьох розділів, висновків, списку використаних джерел (138 найменувань) і 4 додатків. Основний зміст викладений на 155 сторінках друкованого тексту, містить 50 рисунків і 4 таблиці. Загальний обсяг дисертації – 176 сторінок.

## **РОЗДІЛ 1. АНАЛІЗ ПРОБЛЕМНОЇ ОБЛАСТІ ЗАСТОСУВАННЯ ЧАСТОТНО РЕГУЛЬОВАНИХ ЕЛЕКТРОПРИВОДІВ СЕРЕДНЬОЇ ПОТУЖНОСТІ В УМОВАХ ВПЛИВУ ІОНІЗУЮЧОГО ВИПРОМІНЮВАННЯ**

### **1.1 Стан атомної енергетики України**

Станом на 2020 рік частка атомної енергетики в структурі загального первинного постачання енергоресурсів становила 23.2 %. Відповідно до «Енергетичної стратегії України на період до 2035 року» прогнозується, що частка атомної генерації в загальному обсязі виробництва електроенергії зростатиме. Приріст виробництва атомної енергії неминуче призведе до зростання кількості ядерних відходів, що спричинить необхідність побудови підприємств по переробці і зберіганню радіоактивних відходів.

Згідно Стратегії поводження з радіоактивними відходами в Україні, схваленої розпорядженням Кабінету Міністрів України від 19 серпня 2009 р. № 990-р, безпечне поводження з такими відходами є важливою складовою загальної системи забезпечення безпеки під час використання ядерної енергії.

Станом на 2021 рік в Україні функціонує чотири атомні електростанції (АЕС): Запорізька, Хмельницька, Рівненська і Південноукраїнська. Також роботи по зняттю з експлуатації, усунення наслідків аварії, зберіганню і захороненню ядерних відходів проводяться в безпосередній близькості до Чорнобильської АЕС. Використання АЕС пов'язане із підвищеними ризиками викликаними наявністю радіоактивного палива і можливістю аварійних ситуацій. Важливою задачею є зберігання і утилізація відпрацьованого радіоактивного палива при нормальній роботі АЕС і радіаційно заражених матеріалів, речовин і об'єктів при аварійних ситуаціях.

Побічним продуктом роботи АЕС є відпрацьоване ядерне паливо. Існує два шляхи поводження з ним: остаточне захоронення – завершення відкритого паливного циклу, або переробка для подальшого використання – закритий

паливний цикл. Жодна країна в світі не здійснює захоронення відпрацьованого палива, проводяться дослідження з питань забезпечення безпеки такого захоронення для майбутніх поколінь людей [1]. У випадку закритого паливного циклу відпрацьоване ядерне паливо перероблюється задля вилучення із нього хімічних елементів, які можна використовувати в промисловості. Результатом такої переробки є радіоактивні відходи (РАВ), які потребують довготривалого зберігання і фінального захоронення.

Прогнозований об'єм РАВ при знятті з експлуатації енергоблоків Чорнобильської АЕС та перетворенні об'єкта «Укриття» на екологічно безпечну систему складає  $177255 \text{ м}^3$ . Частка рідких радіоактивних відходів (РРВ) складає  $36148 \text{ м}^3$ , твердих радіоактивних відходів (ТРВ) –  $141107 \text{ м}^3$  [2]. На промисловому майданчику ЧАЕС станом на 2007 рік накопилися РРВ об'ємом  $19000 \text{ м}^3$  загальною активністю  $350 \text{ ТБк}$ , і ТРВ об'ємом  $2500 \text{ м}^3$  загальною активністю  $130 \text{ ТБк}$  [3, с. 324].

В Чорнобильській зоні відчуження споруджено промислові комплекси для приймання, переробки і захоронення РАВ, накопичених за час експлуатації і тих, що утворились в процесі зняття з експлуатації Чорнобильської АЕС, а також експлуатаційних радіоактивних відходів об'єкта «Укриття». До них відносяться завод з переробки рідких відходів [4] та промисловий комплекс із поводження з твердими відходами [5]. Продуктами заводів з переробки РАВ є металеві 200-літрові бочки зі стверділими в цементній матриці РРВ і бетонні контейнери з ТРВ, залиті цементним розчином.

На сьогоднішній день актуальною є задача захоронення РАВ. Для вирішення даної задачі в Чорнобильській зоні відчуження споруджено комплекс приповерхневих сховищ «Вектор». Серед них є спеціально обладнане приповерхнєве сховище твердих радіоактивних відходів (в подальшому – сховище). Приповерхнєве сховище складається із двох паралельних залізобетонних модулів. Довжина модуля – 24; ширина – 18 і висота – 7 м, товщина стін – 0.4 м. Сховище містить вісім модулів по два в ряд [4, Додаток Б].

Для заїзду завантаженого відходами автотранспорту по краях секцій розташовані коридори шириною 12 м кожен.

Оскільки кінцевими продуктами заводу з переробки рідких відходів є бочки із залитими бетоном РРВ, а промислового комплексу з поводження з твердими радіоактивними відходами – бетонні контейнери з ТРВ, що мають значну вагу, для їх складування необхідно використовувати підйомно-транспортне обладнання. Кожна секція, яка складається з чотирьох модулів коробчастого типу, оснащується мобільною будівлею з мостовим краном для роботи з упаковками. Робочий орган мостового крану має доступ до всього простору сховища.

## **1.2 Вантажопідйомна машина як складова сховища радіоактивних відходів**

Механізми мостового крана, як вантажопідйомної машини, приводяться в рух засобами електричних приводів за схемою перетворювач частоти (ПЧ) з ланкою постійного струму - асинхронний двигун з короткозамкненим ротором (АД). Оскільки кран знаходиться в агресивному середовищі радіаційного випромінювання, викликаного загальною активністю РАВ і підвищеним радіаційним фоном місцевості, доречно оцінити ступінь впливу радіації на робочі характеристики його електроприводів (ЕП). Вплив іонізуючого випромінювання на мостовий кран розглянемо на прикладі електроприводу підйому, в зв'язку з тим, що приводи допоміжного підйому, пересування моста і візка реалізовані за такою ж схемою.

До системи управління електроприводу (СУЕП) мостового крану, що використовується для транспортування контейнерів з РАВ в сховищі висуваються наступні вимоги:

- глибина регулювання швидкості 1:10;
- накладення гальма при зупиненому двигуні;
- автоматичне спрацювання механічних гальм при знеструмленні крана;

- наявність аварійної зупинки (миттєве накладення гальма);
- наявність попереджувального звукового і світлового сигналів при підході вантажозахоплювального органа до крайніх положень з одночасним початком гальмування;
- автоматичне гальмування вантажозахоплювального органа в крайніх положеннях;
- форсоване електричне гальмування і накладення механічного гальма при спрацьовуванні кінцевих вимикачів;
- після спрацьовування крайнього кінцевого вимикача включення механізму тільки на відхід від крайнього положення;
- плавний, безступінчатий розгін з налаштованим темпом. [6]

В сучасних підйомних кранах, зокрема, мостових кранах виробника «GN Cranes & Components» застосовується частотно-регульований електропривод із складною системою управління і захистів, що задовольняє вищезазначеним вимогам. Переваги використання ПЧ в електроприводах мостового крану наступні:

- забезпечує високу якість контролю руху і подовжує строк служби електричних (двигун) і механічних (підшипники, редуктор, таль, електромеханічні гальма) пристроїв, що перетворюють електричну енергію в механічну;
- покращує контроль управління – запобігає розгойдування вантажу і зміщення при русі;
- зводиться до мінімуму знос гальмівних колодок механічних гальм, оскільки гальмування відбувається за рахунок зміни частоти і амплітуди напруги живлення (роботи перетворювача частоти), а електромеханічна гальмівна система застосовується тільки для парковки і в якості запобіжного гальма;
- підвищує продуктивність, що досягається подвоєною швидкістю при холостому підйомі та підйомі вантажу вагою менше 25% від номінальної вантажопідйомності;

– зменшує стрибок напруги при запуску, викликаний споживанням електродвигуном пускового струму, що дозволяє знизити втрати і, таким чином, підвищити ефективність електричної лінії.

Для запобігання зміщення вантажу і можливості контролювати процеси руху вантажу, в приводах основного і допоміжного підйому використовується енкодер. В підйомних кранах виробника «GH Cranes & Components» застосовуються перетворювачі частоти Schneider Electric Altivar 32. [7]

На всі механізми підйому встановлюються АД із вбудованим електромагнітним гальмом. Конструкція електродвигуна і гальма забезпечує безперервну роботу з високими коефіцієнтами навантаження і тривалими робочими циклами. Гальма дискового типу із безазбестовими накладками забезпечують високу надійність і автоматичне гальмування в разі зникнення напруги. [8]

Для забезпечення захисту обладнання і контролю вантажопідйомності в стандартній конфігурації усі вантажопідйомні механізми оснащуються тензодатчиками з електронним управлінням ALE-100/TN. Талі оснащуються кінцевим вимикачем механізму підйому на випадок виходу з ладу основного кінцевого вимикача. Вони розміщені на вісі барабану і дозволяють обмежувати пересування гака при русі вгору і вниз. [8]

Підйом вантажів масою до 20 тонн потребує високого зусилля підйомного механізму. Для його забезпечення використовуються понижуючий редуктор, барабан і поліспаст. Вихідний вал редуктора обертається з меншою кутовою швидкістю і має більший крутний момент, ніж вал двигуна. Барабан перетворює обертовий рух валу в поступовий рух канату. Поліспаст забезпечує виграш в силі в залежності від схеми (4/1, 2/1, 4/2, і т. д.), але лінійна швидкість гаку обернено пропорційна до виграшу в силі. Для механізму підйому не використовується противага, що полегшує конструкцію і зменшує момент інерції системи. [8]

Робочий орган мостового крану має доступ до всього простору сховища. Системи електроприводів крану розташовані безпосередньо на мосту, а робоче



місце оператора – в приміщенні управління поза сховищем, тобто застосовується віддалене управління. Застосування дротового з'єднання для забезпечення інформаційного каналу зв'язку між оператором і електроприводами на великих відстанях (120 м) викликає труднощі. В системі застосовується лазерний атмосферний оптичний канал зв'язку (АОКЗ) за допомогою пристроїв ISD400. Один із пристроїв монтується на стіні цеху, інший – на мості крану. Обидва пристрої розташовані на одній оптичній вісі і складаються із передавача і приймача кожен.

Функціональна схема електроприводів мостового крану проекту GH 113301 представлена на рисунку 1.1.

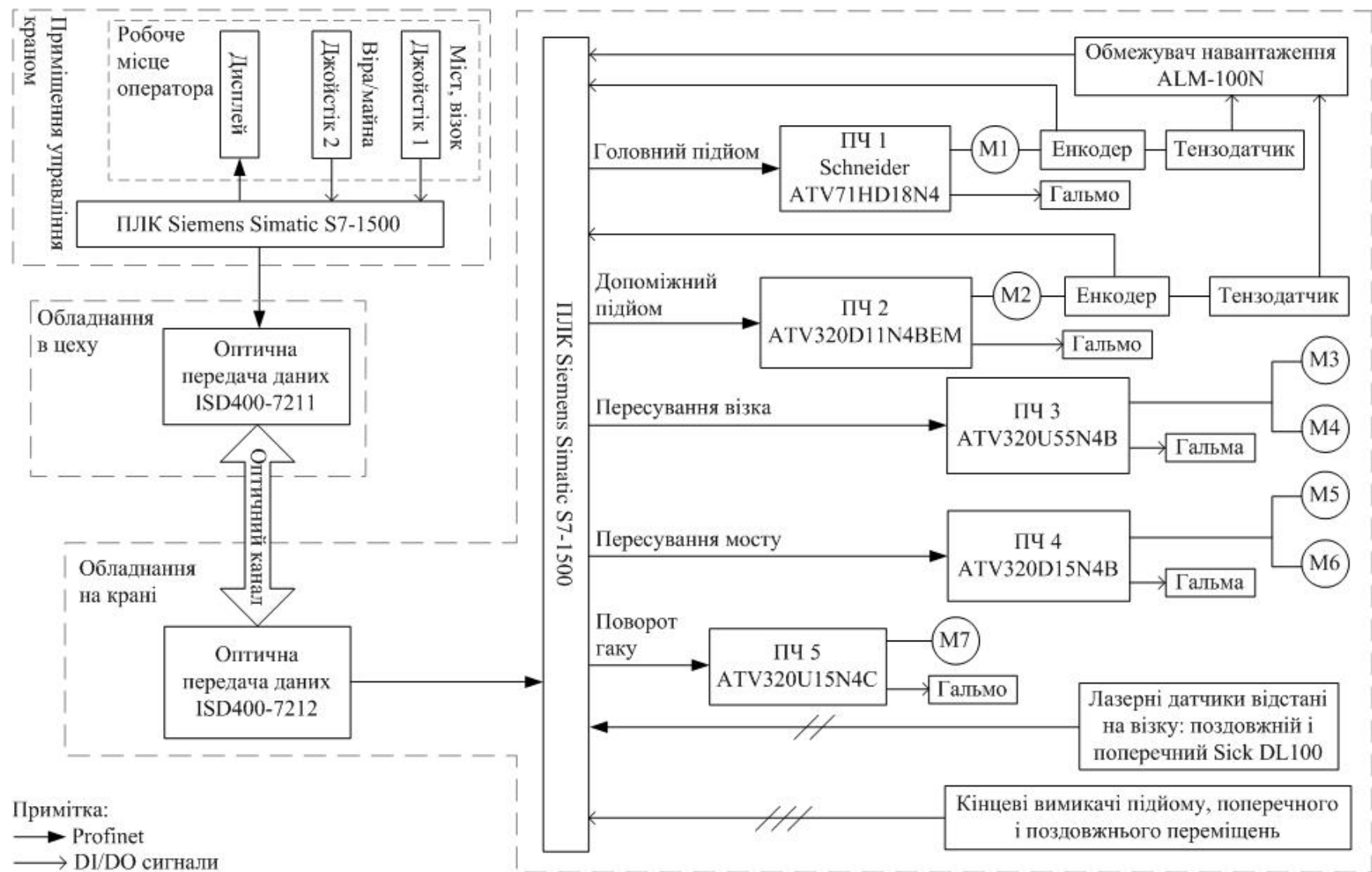


Рис. 1.1 – Функціональна схема електроприводів мостового крану проекту GH 113301

Робоче місце оператора знаходиться в сусідній з сховищем будівлі, оператор отримує інформацію від системи відеокамер через дисплей. Управління здійснюється джойстиками: двовісним “Джойстик 1”, для пересування моста вперед, назад і переміщення візка ліворуч і праворуч; і одновісним “Джойстик 2”, для підйому та спуску гаку. Джойстики п’ятипозиційні для завдання різних швидкостей. Максимальна вантажопідйомність системи допоміжного підйому складає 5, а головного – 20 тонн.

Система управління електромеханічною системою мостового крану забезпечується програмованим логічним контролером (ПЛК) Siemens Simatic S7-1500.

В якості електричних перетворювачів енергії використовуються перетворювачі частоти Schneider Electric Altivar 32, в якості електромеханічних перетворювачів енергії, М1-М7 на рис.1.1, застосовуються АД.

В загальній системі управління краном можна виділити два контури:

1) контролю швидкості – оператор джойстиком задає лінійну швидкість руху вантажу, якій відповідає деяка кутова швидкість обертання вала двигуна, а СУЕП здійснює контроль швидкості за допомогою енкодера і регулятора швидкості;

2) контролю струму фаз статора в ПЧ, для забезпечення обраного закону управління (векторного FOC – Field oriented control, або прямого управління моментом DTC – Direct torque control).

В системі управління електроприводами присутні обмежувачі:

1) обмеження навантаження – функція захисту обладнання від перенавантажень за допомогою тензодатчика і обмежувача навантаження;

2) кінцеві вимикачі підйому, поздовжнього і поперечного руху візка формують тривимірний робочий простір мостового крану.

### 1.3 Терміни, визначення і параметри впливу іонізуючого випромінювання

Для подальшого викладення матеріалу слід позначити необхідний теоретичний мінімум, тому скористаємось деякими термінами і визначеннями.

Радіація або іонізуюче випромінювання (ІВ) – будь-яке випромінювання, взаємодія якого із середовищем призводить до утворення в ньому електричних зарядів різних знаків [9].

Потік іонізуючого випромінювання ( $\Phi$ ) – це відношення числа іонізуючих частинок  $dN$ , що проходять через задану площу в інтервал часу  $dt$  до цього інтервалу [10]:

$$\Phi = \frac{dN}{dt}, [\text{частинок/с}]. \quad (1.1)$$

Флюенс іонізуючих частинок ( $\Phi'$ ) – це відношення числа іонізуючих частинок  $dN$ , що проникають в об'єм елементарної сфери, до площі центрального поперечного перерізу  $dS$  цієї сфери [9]:

$$\Phi' = \frac{dN}{dS}, [\text{частинок/см}^2]. \quad (1.2)$$

В літературі також зустрічається визначення «інтегральний потік», тому що його можна розрахувати як інтеграл по часу від щільності потоку.

Щільність (густина) потоку іонізуючого випромінювання ( $\varphi$ ) – це кількість іонізуючих частинок (в даному випадку нейтронів або гамма-квантів) ядерного випромінювання, що перетинають за 1 с площу  $1 \text{ см}^2$ , яка розташована нормально до потоку ІВ [11]:

$$\varphi = \frac{d\Phi'}{dt}, \left[ \frac{\text{частинок}}{\text{с} \cdot \text{см}^2} \right]. \quad (1.3)$$

Ступінь впливу ІВ на речовину визначає поняття поглиненої дози випромінювання ( $D$ ). Поглинена доза випромінювання є відношенням середньої енергії  $dW$ , яку передало ІВ речовині в елементарному об'ємі, до маси речовини в цьому об'ємі  $dm$  [9]:

$$D = \frac{dw}{dm}, [Дж/кг = Гр]. \quad (1.4)$$

Потужність дози ( $\dot{D}$ ) – це приріст відповідної дози  $dD$  під впливом даного випромінювання за одиницю часу  $dt$  [9]:

$$\dot{D} = \frac{dD}{dt}, [Гр/с]. \quad (1.5)$$

Із збільшенням відстані між джерелом і об'єктом опромінювання, згідно законів поширення випромінювання, відбувається зменшення потужності дози.

Експозиційна доза ( $X$ ) – кількісна міра рентгенівського і  $\gamma$  випромінювання, яка визначається зарядом вторинних частинок  $dQ$ , що утворюються в масі речовини  $dm$  при повному гальмуванні всіх заряджених частинок [12]:

$$X = \frac{dQ}{dm}, [P]. \quad (1.6)$$

Слід зазначити, що поглинена доза ІВ в різних речовинах різниться для однакової кількості отриманих іонізуючих частинок. Тому в літературі часто після чисельного позначення поглиненої дози і її розмірності в дужках вказується речовина, яка її поглинула. Наприклад, запис “100 Гр (Si)” означає, що речовина кремній піддавалася дії ІВ і поглинена доза складає 100 Гр. В подальшому викладенні матеріалу назва речовини вказуватись не буде, оскільки використовувались результати експериментальних досліджень для окремих приладів, які піддавалися впливу ІВ.

Радіаційний ефект – це зміна значень параметрів виробів і матеріалів в результаті впливу іонізуючого випромінювання.

Радіаційна стійкість – це здатність матеріалів в певних межах зберігати після іонізуючого опромінення свої фізико-технічні, теплофізичні і діелектричні властивості. [13]

Найбільш значимі наступні типи іонізуючого випромінювання: потоки частинок ( $\alpha$ ,  $\beta$ , нейтронне) і електромагнітне випромінювання ( $\gamma$ , рентгенівське) [14]. Штучним джерелом іонізуючого випромінювання в даному випадку є

сховище радіоактивних відходів і підвищений радіаційний фон місцевості. Головною екологічною проблемою в Чорнобильській зоні відчуження, внаслідок аварії 1986 року, є цезій 137. Відомо [15, 16], що цезій 137 зазнає бета-розпад із утворенням барію 137, який випромінює гамма-кванти з енергією 661,7 *keV*. Згідно досліджень [17, 18] сховища радіоактивних відходів є джерелами нейтронного і гамма випромінювання. Це пояснюється природою видів ІВ. Корпускулярні альфа і бета випромінювання мають низьку проникаючу здатність і малий пробіг – декілька сантиметрів і метрів відповідно. Від такого випромінювання повністю захищає металевий шар бочки рідких РАВ і бетонний контейнер твердих РАВ. Найбільшу проникаючу здатність мають електромагнітні гамма випромінювання: висока частота електромагнітних хвиль сприяє відносно глибокому їх проникненню в міжатомне середовище і малому поглиненню речовиною [19]. У зв'язку із відсутністю заряду і слабкою взаємодією з речовиною проникаюча здатність нейтронів також досить велика і порівнянна до гамма випромінювання [14].

#### **1.4 Вибір радіаційної величини для врахування радіаційних ефектів**

Відповідно до [20] найбільш істотний вплив на властивості матеріалів за рахунок зміщення атомів в кристалічній решітці, ядерних реакцій, розривів хімічних зв'язків та ін. справляють нейтронне і гамма випромінювання. Пошкодження, які викликає опромінювання, залежать від вихідної структури матеріалу і умов, за яких відбувається опромінювання. До таких умов відносять:

1. тип, енергія і спектр частинок, що іонізують речовину;
2. щільність потоку частинок або потужність дози опромінювання;
3. тривалість опромінювання (поглинена доза або флюєнс);
4. температура;
5. інші зовнішні впливи.

Розглянемо кожен із пунктів окремо.

1. В залежності від енергії нейтрони поділяють на такі типи: повільні, або теплові (із середньою енергією  $\sim 0.025 \text{ eV}$ ); резонансні (з енергією до  $0.5 \text{ keV}$ ); проміжні (з енергією від  $0.5 \text{ keV}$  до  $0.5 \text{ MeV}$ ); швидкі (з енергією від  $0.5$  до  $20 \text{ MeV}$ ); надшвидкі (з енергією понад  $20 \text{ MeV}$ ) [14]. Енергія ядерного гамма-випромінювання лежить в інтервалі від  $10 \text{ keV}$  до декількох  $\text{MeV}$  і спектр цього випромінювання лінійчатий, тобто складається з ряду дискретних ліній. Отже, енергія іонізуючих частинок коливається в широкому діапазоні від  $0.025 \text{ eV}$  до  $20 \text{ MeV}$  і завбачити її наперед не представляється можливим.

2. Зрозуміло, що поглинена доза або флюенс цілком залежать від радіоактивності джерела випромінювання, його потужності дози або щільності потоку частинок. Джерелом являються РАВ і підвищений радіаційний фон місцевості. Оскільки тривалість завантаження сховища, а відповідно і робота електроприводу крану, вимірюється роками, передбачити на такий строк щільність потоку РАВ неспромога. Таке положення пов'язане із різноманітністю матеріалів РАВ і їх радіоактивністю. Поведінку фону передбачити майже неможливо, це пов'язано із природними (напрямок вітру) і техногенними факторами (в зоні із підвищеною концентрацією радіоактивних речовин зростає імовірність позаштатних ситуацій).

3. Помноживши щільність потоку на час під опромінюванням отримаємо флюенс. Таке співвідношення справедливе й для потужності дози і поглиненої дози іонізуючого випромінювання. Оскільки завантаження сховища відбувається нерівномірно у часі, тобто завантажені блоки з РАВ простоюють у відкритому сховищі, накопичення поглиненої дози обладнанням відбувається також нелінійно. Іншими словами – поглинена доза не є функцією лише від часу, а залежить від типу, активності, кількості РАВ і часу опромінювання.

4. Температура матеріалу, який піддається опромінюванню. Під час заповнювання, сховище обладнано металевим дахом і стінами. Таке облаштування захищає від опадів, але на температуру не впливає. Коливання температури близькі до сезонних, температура є природним фактором.

5. До інших зовнішніх впливів можна віднести ті, які себе ще не виявили і тому досі не досліджені.

Очевидно, що врахувати вищезазначені умови у повному обсязі практично неможливо хоча проводяться дослідження по прогнозуванню і оцінці радіаційних ризиків за допомогою мобільних лабораторних комплексів [21]. Тому в експериментальних і теоретичних дослідженнях для кількісної оцінки впливу радіації на матеріали, прилади і пристрої найчастіше використовують лише одну величину, що характеризує вплив ІВ – або поглинену дозу або флюенс.

Приймаючи до уваги те, що  $\gamma$ -випромінювання має корпускулярні властивості і представляє собою потік фотонів високої енергії, а нейтронне випромінювання є потоком елементарних частинок без електричного заряду, для їх врахування широкого застосування набуло поняття флюенсу іонізуючого випромінювання.

Проте в англійських дослідженнях частіше використовується величина поглиненої дози ІВ. В міжнародній системі одиниць (SI) для вимірювання величини поглиненої дози іонізуючого випромінювання застосовується одиниця виміру грей  $[Gr] = [Дж/кг] = [м^2/с^2]$ . Однак в літературних джерелах частіше використовується позасистемна одиниця *рад* (*rad* – radiation absorbed dose), яка чисельно дорівнює одній сотій грея:  $1 [рад] = 0.01 [Gr]$ .

В даному дослідженні в якості радіаційної величини для врахування радіаційних ефектів застосовується поглинена доза іонізуючого випромінювання, а в ролі її одиниці виміру – *рад*.

Згідно [22] доза  $\gamma$ -променів обчислюється за співвідношенням:

$$1 [P] \approx 1.9 \cdot 10^9 \cdot (h\nu)^{-1} [\text{квант}/\text{см}^2], \quad (1.7)$$

де  $h\nu$  – енергія кванта в *MeV*, область енергій, в якій справедливий цей вираз:  $(2 \cdot 10^4; 2 \cdot 10^6) \text{ eV}$ , похибка  $\pm 15\%$ . Рентген, в свою чергу є позасистемною одиницею виміру експозиційної дози в повітрі рентгенівського і  $\gamma$  випромінювання. Значення експозиційної дози в рентгенах і поглиненої дози в



повітрі в радах розрізняються у позасистемних одиницях в 1.14 рази [9]:  $1 [P] = 0.877 [rad]$ .

В [23] автори висувають методику розрахунку поглиненої дози нейтронного випромінювання, використовуючи флюенс іонізуючих частинок. Запропонована методика використовує залежний від енергії нейтронів коефіцієнт перекладу флюенса в поглинену дозу.

### **1.5 Огляд радіаційної стійкості компонентів загальнопромислового частотно-регульованого електроприводу. Конструкція і складові матеріали**

Мостовий кран, що використовується для транспортування блоків з РАВ в сховищі знаходиться в агресивному середовищі радіаційного впливу. Це викликано високою загальною активністю відходів, що досягає рівня терабеккерелів і підвищеним радіаційним фоном місцевості.

Постало питання про вплив іонізуючого випромінювання (ІВ) на роботу системи електроприводу мостового крана.

Для наочності розглядається лише електропривод головного підйому. Електроприводи допоміжного підйому і пересування візка виконані за тією ж схемою ПЧ-АД, тому вплив ІВ на них аналогічний. Для аналізу впливу ІВ на характеристики електроприводу необхідно створити модель, яка б враховувала вплив іонізуючого випромінювання. Отже, спочатку потрібно визначити, які ланки електроприводу чутливі до впливу радіації, для цього необхідно визначити матеріали, з яких складається ЕП, в яких відбувається зміна електричних і механічних характеристик під дією ІВ.

Необхідно дослідити вплив ІВ на вихідні характеристики електроприводу, дослідимо функціональну схему електропривода. Використовуючи загальну функціональну схему [24, с. 6], побудовано схему для окремого випадку приводу підйому мостового крану (рис. 1.2).

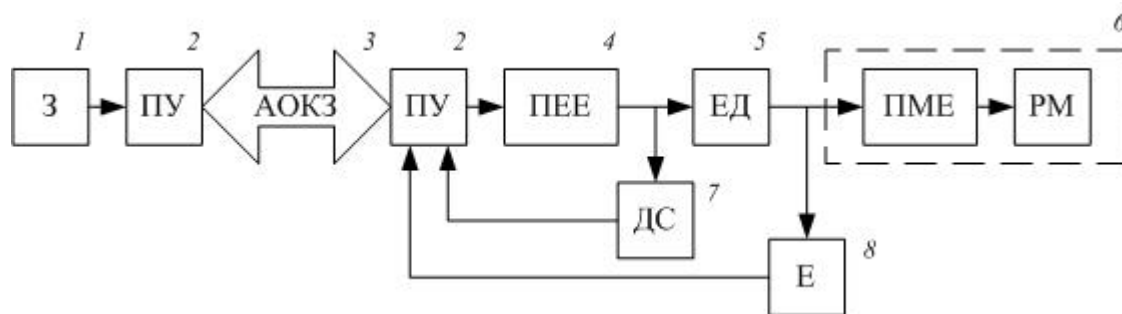


Рис.1.2 – Функціональна схема електропривода підйому мостового крану

На рисунку 1.2: 3 – задавач, тобто джойстик оператора; ПУ – пристрій управління, ПЛК і плати керування ПЧ; АОКЗ – атмосферний оптичний канал зв'язку; ПЕЕ – перетворювач електричної енергії, ПЧ; ЕД – електричний двигун, АД; ПМЕ – перетворювач механічної енергії, таль; РМ – робочий механізм, гак; ДС – датчик струму у внутрішній структурі ПЧ; Е – енкодер для контролю швидкості. Пристрої захисту обмежувач навантаження і кінцеві вимикачі не зображені на рисунку 1.2 оскільки не впливають на динамічні характеристики електропривода.

### 1.5.1 Огляд конструкції і матеріалів, з яких складається кожен з елементів електроприводу

1. Комплект станції віддаленого управління мостовим краном окрім іншого включає в себе стаціонарний пульт управління краном у вигляді стола, оснащеного засобами управління краном. В консолях управління в якості задавача застосовуються командоконтролери (джойстики): двовісний, для пересування моста і візка, і одновісний, для підйому і спуску вантажа.

Основними конструктивними елементами командоконтролера є корпус, руків'я і блок контактів. Корпус виконується із конструкційної сталі, руків'я – із пластику, для зручності утримання в широкому діапазоні температур.

Вимоги до блоку контактів досить широкі. Крім типових контактних властивостей, таких як:

- висока стійкість до дугової ерозії;
- висока стійкість до зварювання;

- низький опір контакту;
- здатність до гасіння дуги; вони мають проявляти фізичні, механічні та хімічні властивості, такі як висока електрична та теплопровідність, висока твердість, висока стійкість до корозії тощо.

Матеріали, придатні для використання в якості електричних контактів, можна розділити на наступні групи за своїм складом та структурою:

- метали: найчастіше для комутаційних приладів застосовується срібло, а інші дорогоцінні метали, такі як золото та платина, використовуються лише для інформаційних технологій у вигляді тонких поверхневих шарів;
- сплави: дозволяють поліпшити властивості матеріалу за рахунок легування;
- композитні матеріали, використовуються для комутації великих струмів.

Провідники виконуються із мідних дротів.

Основними матеріалами, з яких складається командоконтролер є конструкційна сталь, пластик, мідь і срібло.

2. Пристроєм управління є програмований логічний контролер. Він реалізує функції управління, захисту від перевантажень механізмів, реєстрації робочих параметрів крана, діагностики і параметрів обслуговування. Поверхнево склад ПЛК показано на рис. 1.3.



Рис.1.3 – Функціональна схема програмованого логічного контролера

Спрощено можна представити склад ПЛК у вигляді трьох секцій: вхідної, центральної і вихідної. Вхідна секція виконує функцію збору інформації, через вихідну ПЛК здійснює управління зовнішніми виконавчими пристроями. Входи

і виходи ПЛК поділяють на дискретні і аналогові. Для функціонування дискретних виходів ПЛК використовуються керовані контакти, вимоги до них аналогічні розглянутим в п. 1. Пасивні електротехнічні елементи (резистори, котушки індуктивності і конденсатори) застосовуються для забезпечення функціонування аналогових входів і виходів.

В центральній секції відбувається обробка інформації і вона складається із центрального процесора (ЦП), пам'яті і системи комунікацій. В якості ЦП використовуються стандартні 8- або 16-розрядні мікропроцесори, в залежності від складності обчислювальних задач. Пам'ять складається з: постійного запам'ятовуючого пристрою (ROM – Read Only Memory) і оперативного запам'ятовуючого пристрою (SRAM – Static Random Access Memory). Вищезазначені елементи є напівпровідниковими пристроями із складною топологією. Напівпровідникові пристрої виконують на основі кремнію або германію. На сьогоднішній день широкого застосування в якості напівпровідника донорного *n*-типу набув кремній із домішкою арсену, а в якості акцепторного *p*-типу – кремній із домішкою галію.

Система комунікації ПЛК побудована на основі друкованих плат, які виконані із діелектрика (склотекстоліт) на якому сформовано шар із мідного провідника. В якості провідного матеріалу за межами плат застосовуються дроти з мідними жилами.

Таким чином, конструктивно ПЛК складається із наступних матеріалів: мідь, алюміній, кремній, склотекстоліт, а також із пасивних елементів електронної техніки – резисторів, індуктивностей і конденсаторів.

3. Атмосферний оптичний канал зв'язку складається із двох пристроїв, які розташовані на одній оптичній вісі, один з яких функціонує як передатчик, а другий – як приймач. Пристрої комунікують на великій відстані (до 150 м) і забезпечують безпроводну передачу даних. Кожен пристрій в системі передачі даних складається із передатчика і приймача. Передатчик першого і приймач другого розташовані на одній оптичній вісі. Передатчик в своєму складі містить модулятор оптичного випромінювання інформаційного сигналу. Пристрої

складаються із плат управління, напівпровідникових лезера і фотоприймача, пасивних елементів електричних кіл, дротів і клем.

4. Перетворювач частоти представляє собою класичний перетворювач із ланкою постійного струму. Сучасні перетворювачі мають в своєму складі інформаційний і силовий канали. Інформаційний канал складається з мікропроцесора і допоміжних схем, він забезпечує управління силовими ключами автономного інвертора напруги (АІН), а також вирішення побічних завдань – контроль, діагностика, захист і т.п.. Силовий канал складається із некерованого мостового випрямляча, фільтра, АІН і драйверів управління силовими ключами. Слід зазначити, що ПЧ є складним електротехнічним пристроєм і, як і ПЛК, має в своєму складі клеми, друковані плати, пасивні елементи електронної техніки, логічні напівпровідникові мікросхеми складної топології і силові напівпровідникові пристрої (діоди і транзистори). Тому, основними складовими матеріалами перетворювача частоти є: мідь, алюміній, склотекстоліт і кремній.

5. Статор АД встановлюється в алюмінієвий або чавунний корпус і складається із мідних обмоток і сталевих магнітопроводу. Витки обмотки статора відокремлені одна від одної шаром ізоляції. Для цього використовують лакотканини і склотканини, що представляють собою тканини на основі бавовняних, шовкових, капронових і скляних волокон, просочених лаком. Просочення підвищує механічну міцність і покращує ізоляційні властивості лакотканин. Магнітопровід виконано із шихтованої електротехнічної сталі. Ротор збирається із короткозамкнених провідників типу біляча клітина і магнітопроводу. Вал ротора спирається на сталеві підшипники оброблені мастильним матеріалом.

В роботі [25] зазначено, що в рамках проектного напрямку «Прорив» розроблені дослідні зразки радіаційно-стійких АД потужністю 0.75 і 2.2 кВт. Особливою рисою таких двигунів є керамічна ізоляція обмотки статора і комбінована система охолодження двигуна: в станину вбудований рідинний охолоджувач, а його сорочка і підшипникові щити двигуна мають природний

теплообмін з навколишнім агресивним середовищем, температура якої може досягати +80 °С.

Отже, основними складовими матеріалами АД є чавун, алюміній, мідь, лако- або склотканини, шихтована електротехнічна сталь, конструкційна сталь, мастильні матеріали

6. Для уникнення плутанини в термінах і спрощення огляду об'єднаємо перетворювач механічної енергії і робочий механізм в єдину механічну частину електроприводу. До її складу входять: пружна муфта, циліндричний редуктор, барабан, трос і гак.

Муфта пружна втулково-пальцева складається із двох сталевих напівмуфт з'єднаних болтами, в одній з напівмуфт між болтом і отвором вкладені гумові втулки.

Механічний редуктор збирається із герметичного корпусу, тихохідного і швидкохідного валів, секції передачі механічного зусилля в вигляді системи шестерень. Корпус виготовляється із литого чавуна, рідше – із ливарної сталі. Всередині корпусу розташовано систему шестерень, занурену в мастильний матеріал. Шестерні виготовляють із конструкційної сталі.

Підйомні барабани сконструйовано таким чином, щоб навантаження розподілялося в рівних пропорціях на балки моста. Барабани виготовлені із литої сталі і листового прокату.

Підйомні троси спеціально призначені для роботи на кранах, гнучкі, високого ступеня міцності виготовляються із сталі.

Ковані гаки виготовляють, в основному, зі сталі 20 або зі сталі 20Г.

Підсумовуючи вищесказане, основними матеріалами в складі механічної частини електроприводу є: конструкційна сталь, гума, чавун, мастильні матеріали.

7. Для створення замкненої системи управління і забезпечення принципу зворотного зв'язку, у внутрішній структурі ПЧ застосовуються датчики струму на ефекті Холла. Такі датчики реалізовано у напівпровідникових мікросхемах, розташованих в немагнітних зазорах сердечника, який кільцем охоплює

провідник, струм у якому вимірюється. Таким чином, складовими частинами датчика струму є магнітопровід і напівпровідникова мікросхема. Магнітопровід виконують із шихтованої електротехнічної сталі, мікросхеми – із кремнію.

8. Використання енкодера дозволяє здійснювати дрібні рухи і мінімальні зміни положення як при роботі крана з пульта дистанційного керування, так і при його роботі з підвісним пультом. За принципом дії енкодери розрізняють на оптичні, магнітні і магніторезистивні.

Оптичні енкодери конструктивно складаються із оптопари, між джерелом світла і фотоприймачем якої обертається закріплений на валу диск із прозорими і непрозорими ділянками. Випромінювач оптрона виготовляється на основі арсеніду галію, фотодіод – на основі кремнію.

Магнітний енкодер включає в себе вал з магнітом і датчик Холла, який реєструє проходження магнітних полюсів. Найпоширенішими є феритові, а також рідкоземельні – неодимові постійні магніти. Феритові магніти виготовляють із сплаву оксиду заліза з феритом барію або стронцію. Датчик Холла розглянуто в п. 7.

Магніторезистивний енкодер складається з закріпленої на валу котушки індуктивності, яка вміщена в магнітне поле. Під час обертання валу змінюється положення витків котушки відносно поля, що викликає зміну величини струму, який протікає через котушку в залежності від кута повороту вала. Котушка виконана із мідного провідника, витки ізольовані один від одного. Магнітне поле створюється постійними феритовими магнітами.

Отже, в залежності від конструкції, складовими матеріалами енкодера є арсенід галію, кремній, сплав оксиду заліза з феритом барію або стронцію, неодим, електротехнічна сталь, мідь, ізоляція.

Нас цікавить вплив ІВ на працездатність електроприводу, тому доцільно розглядати радіаційні зміни параметрів складових матеріалів з точки зору виконання ними їх основної функції в даній конкретній системі. Поділимо складові матеріали ЕП на категорії за функціоналом:

- механічні (конструкційна сталь, пластик, чавун, алюміній, мастильні матеріали, гума);
- електротехнічні:
  - провідники (мідь, срібло, алюміній, латунь);
  - напівпровідники (кремній, арсенід галію);
  - діелектрики (склотекстоліт, лакотканини, склотканини, полівінілхлорид, поліетилен, фторопласт, полістирол, папір);
- магнітні (неодим, сплав оксиду заліза з феритом барію або стронцію, електротехнічна сталь).

Окремо можна розглядати вплив ІВ на параметри пасивних елементів електричних кіл: резисторів, конденсаторів і котушок індуктивностей.

## **1.5.2 Огляд впливу іонізуючого випромінювання на елементи і матеріали, з яких складається електропривод, та їх дозової стійкості**

### **1.5.2.1 Радіаційні ефекти в матеріалах електроприводу, що виконують механічні функції**

До основних явищ, що визначають працездатність конструкційних матеріалів відносять: високо- і низькотемпературне охрупчення; радіаційні повзучість, хладноломкість і розпухання; термічна втома; зниження опору до корозійного руйнування; утворення тріщин в областях втоми матеріалу. В роботі [26] показано, що зміна загального подовження сталі відбувається при флюенсі нейтронів більше  $10^{20} \text{ I/cm}^2$  і температурі від 85 до  $750^\circ\text{C}$ . Залежність пластичності сталі також спостерігаються при надвисоких флюенсах і температурах більше  $200^\circ\text{C}$ . Радіаційне розпухання сталі відбувається при флюенсах порядку  $10^{23} \text{ I/cm}^2$  і температурі вище  $450^\circ\text{C}$ .

Для полімерів характерна наявність великої кількості зв'язків, розрив яких під дією іонізуючих випромінювань при досить тривалому опроміненні повністю перетворює речовину. Зміна властивостей полімерів при дії на них випромінювання високої енергії обумовлена радіаційно-хімічними



перетвореннями зв'язків між молекулами, що може призвести до деструкції макромолекул з утворенням летючих продуктів і макромолекул меншої довжини, аж до перетворення полімерів в в'язкі рідини. Помітні зміни механічної міцності пластмас настають при поглинених дозах опромінення  $10\div 100 \text{ Mrad}$ : настає механічна деформація і підвищується крихкість. [27]

Із чавуна виконуються корпуси електричних машин. Чавунні екрани використовуються для захисту від гамма-випромінювання, оскільки чавун має велику густину,  $7200 \text{ кг/м}^3$ . Виразних досліджень механічної стійкості чавуна від радіації не виявлено. Оскільки чавун є сплавом заліза з вуглецем (понад 2% вмісту вуглецю, на відміну від сталі), справедливим буде припущення подібності радіаційної стійкості чавуна і конструктивних сталей.

Згідно дослідження [28] виявлено, що опромінення мастильних матеріалів на мінеральній основі різними дозами гамма-випромінювання не надає істотного впливу на його в'язкість. Величина дози, під впливом якої максимально змінюються експлуатаційні властивості мастила, дорівнює  $2 \text{ krad}$ . Під впливом такої дози опромінення електропровідність масла підвищується на 11%, поверхневий натяг знижується на 11.5%, протизадирні і антифрикційні властивості підвищуються на 13%, а протизносні - на 35%. Фізико-хімічні показники, такі як в'язкість, лужне число, під впливом гамма-випромінювання практично не змінюються.

Дослідження [29] демонструють, що зміна механічних властивостей гум починається із величини поглиненої дози  $7.7 \text{ Mrad}$ .

#### **1.5.2.2 Радіаційні ефекти в провідниках**

Працездатність кабелів і проводів під дією ІВ визначається в основному властивостями електроізоляційних матеріалів, впливом радіації на мідні (а також сталеві, алюмінієві, латунні і срібні) провідники можна знехтувати [30].

В металах енергія, яку «розтрачує» радіація на збудження атомарних електронів, переважно перетворюється в тепло, не створюючи дефектів структури. Електричний опір металів або сплавів зростає за рахунок утворення

дефектів, хоча в сплавах можливе зменшення електроопору, якщо радіаційний вплив призводить до впорядкування структури. Оскільки метали представляють собою остов із позитивних іонів, занурених в електронний газ, то збудження й іонізація, викликані випромінюванням, не чинять ніякого впливу на електричні і магнітні властивості металів [31].

### 1.5.2.3 Радіаційні ефекти в напівпровідниках

Для загальнопромислових застосувань, інтегральні мікросхеми і силові напівпровідникові пристрої виготовляють із кремнію. Під дією ІВ в структурі напівпровідників відбувається утворення термостабільних радіаційних центрів, що призводить до зміни основних електрофізичних параметрів напівпровідникових пристроїв. Подібні зміни пристроїв можуть істотно впливати на роботу системи в залежності від їх функції в схемі.

Згідно [32], основними механізмами пошкодження кремнієвих напівпровідникових пристроїв та інтегральних мікросхем від дії ІВ є зміна часу життя неосновних носіїв заряду (1.8), зміна питомого опору (1.9) і зміна рухомості й швидкості рекомбінації носіїв заряду. Вирішальною причиною зміни параметрів напівпровідникових пристроїв є зростання швидкості об'ємної рекомбінації або зменшення часу життя неосновних носіїв заряду. Радіаційна чутливість матеріалу є емпіричним коефіцієнтом  $K_\tau$ , що характеризує швидкість зміни часу життя неосновних носіїв заряду в базі  $p$ - $n$  структури при опромінюванні:

$$K_\tau = \frac{d}{d\Phi} \left( \frac{1}{\tau(\Phi)} - \frac{1}{\tau(0)} \right), \quad (1.8)$$

де  $\Phi$  – флюєнс опромінювання;  $\tau(0)$  і  $\tau(\Phi)$  – час життя неосновних носіїв заряду до і після опромінювання.

$$\rho_{rad} = \rho_0 \cdot \exp(K_\rho \Phi), \quad (1.9)$$

де  $\rho_0$ ,  $\rho_{рад}$  – питомі опори напівпровідникового матеріалу до і після опромінювання флюенсом  $\Phi$ ;  $K_\rho$  – коефіцієнт, що характеризує швидкість зростання питомого опору при опромінюванні.

Коефіцієнт  $K_\rho$  обернено пропорційний до вихідної концентрації носіїв заряду і прямо пропорційний швидкості їх видалення при опроміненні (1.10):

$$K_\rho = \frac{1}{n_0} \cdot \frac{\Delta n}{\Phi}, \quad (1.10)$$

де  $n_0$  – вихідна концентрація носіїв заряду;  $\Delta n/\Phi$  – швидкість видалення при опромінюванні.

Відповідно до [33] початкові стадії деградації параметрів найменш радіаційно-стійких напівпровідникових пристроїв починаються із дози в 1 *крад*, сильна деградація і функціональна відмова наступає при поглиненій дозі в 10 *Мрад* для радіаційно-стійких пристроїв.

В результаті досліджень [34] виявлено, що характерними пошкодженнями напівпровідникових пристроїв є:

- пробій і структурні пошкодження бар'єрів Шотткі;
- деградація параметрів транзисторів;
- зниження струмів пристроїв;
- зниження крутизни вольт-амперних характеристик транзисторів і їх вихідної потужності;
- втрата інформації в цифрових інтегральних схемах;
- зміна амплітуди вихідних сигналів генераторів електричних імпульсів;
- збої в роботі обчислювальних пристроїв, порушення нормального ходу обчислювальної програми, спотворення і втрата інформації.

В [35] детально розглянуто вплив ІВ на арсенід галію, проте в системі електроприводу цей матеріал зустрічається лише в складі оптронів, тому допустимо розглянути вплив ІВ відразу на пристрій, а не на його складовий матеріал. Базовим параметром оптрона є коефіцієнт передачі за струмом  $CTR$

(Current Transfer Ratio), який визначається відношенням вихідного струму до вхідного:

$$CTR = I_{вих} / I_{вх} . \quad (1.11)$$

Експериментальні дослідження [36, 37] демонструють монотонне зниження  $CTR$  до нуля при досягненні поглиненої дози  $0.1 \text{ Mrad}$  для оптрона на базі фототранзистора і  $1 \text{ Mrad}$  – на базі фотодіода.

#### 1.5.2.4 Радіаційні ефекти в діелектриках

На об'єктах з підвищеними рівнями радіації першорядне значення мають матеріали ізоляції і оболонки. Основними механізмами, що приводять до негативних наслідків, є: нагрівання внаслідок поглинання випромінювання, структурні радіаційні дефекти і деполімеризація, включаючи підвищене випаровування пластифікатора. Як наслідок – прискорене руйнування ізоляції і оболонки, що може призвести до пробою і короткого замикання.

Радіаційна стійкість склотекстолітів визначається природою сполучного матеріалу і в значній мірі типом наповнювача. Найбільш високу радіаційну стійкість мають матеріали на основі термореактивних смол з наповнювачем з склотканини, механічна міцність яких при опроміненні спочатку може істотно зростати. Низьку радіаційну стійкість мають високочастотні шаруваті пластики на основі фторопласта-4, поглинена доза випромінювання яких не перевищує  $1 \text{ Mrad}$ . У склопластиків механічні властивості починають помітно змінюватися при поглинених дозах випромінювання порядку  $100 \text{ Mrad} \div 1 \text{ Grad}$ , а у текстолітів на текстильній основі і гетинаксів – при дозах випромінювання  $1 \div 10 \text{ Mrad}$ . [27]

При використанні в умовах опромінення ізоляції кабелів, приладів, корпусів і інших виробів з фторполімерів, полівінілхлоридних матеріалів, пресматеріалів, гум виникають труднощі, зумовлені виділенням агресивних по відношенню до металів продуктів радіолізу (галоїдов, сірки, аміаку, сірковмісних сполук). У фторопласта-3 найбільш інтенсивні виділення агресивних продуктів радіолізу починається з поглиненої дози випромінювання

1 *Мрад*, для полівінілхлориду – з дози 10 *Мрад*. Особливим видом радіаційних ушкоджень є електричний пробій твердих діелектриків, який виникає без подачі зовнішньої напруги. Такий пробій виникає при впливі на діелектрик заряджених частинок, якщо довжина їх пробігу менше товщини діелектрика. В цьому випадку відбувається накопичення електричного заряду в обсязі матеріалів з подальшим розрядом. [27]

Граничні значення доз радіації, які викликають значну зміну фізико-механічних і електричних властивостей діелектриків коливаються від 1 *Мрад* для кремнійорганічної гуми до 1 *Град* для поліаміду. Кабелі з не радіаційномодифікованою поліетиленовою ізоляцією та полівінілхлоридною захисною оболонкою можуть працювати при дозах радіації до 10 *Мрад* [30].

Найменшу радіаційну стійкість мають органічні діелектрики, однак сучасні виробники їх не використовують, тому розглядалися лише неорганічні діелектрики.

#### **1.5.2.5 Радіаційні ефекти в магнітних матеріалах**

До них відносять постійні магніти (найпоширеніші – феритові і неодимові) і магнітопроводи машин і датчиків (шихтована електротехнічна сталь). Згідно [38] при опроміненні гамма квантами дозою 10 *Мрад* починається радіаційна зміна магнітної проникності осердя котушок індуктивності. В дослідженні [39] показана незначна зміна петлі магнітного гістерезису неодимового магніту. Оскільки магнетиками є метали (постійні магніти – сплави неодиму з бором і залізом, оксиду заліза з феритом барію або стронцію; магнітопроводи – електротехнічна сталь), а згідно пп. 1.5.2.2 [20], іонізація, викликана випромінюванням, не впливає на електричні і магнітні властивості металів. Отже, можна вважати, що радіаційне випромінювання не чинить впливу на магнітні властивості металів.

### 1.5.2.6 Радіаційні ефекти в пасивних елементах електричних кіл

Дія ІВ на резистори проявляється у оборотних і необоротних змінах значення опору, зростанні рівня шумів, погіршується вологостійкість. Основною причиною таких змін є різке збільшення провідності, викликане іонізаційними ефектами в матеріалах. Найстійкішими є керамічні та дрітні резистори. У конструкції цих резисторів використовуються лише радіаційно-стійкі матеріали: метал, кераміка, скло. Так, опромінення дрітних резисторів нейтронами флюенсом  $10^{19} \text{ I/cm}^2$  призводить до необоротного збільшення опору (менш ніж на 2% від вихідної величини). Менш стійкі до ІВ є металоплівкові і плівкові вуглецеві резистори. При їх опроміненні одночасно швидкими, тепловими, надтепловими нейтронами (відповідно:  $10^{14}$ ,  $10^{18}$ ,  $10^{16} \text{ I/cm}^2$ ) і гамма-випромінюванням ( $100 \text{ Mrad}$ ) відзначено поступове збільшення опору на 3.5% при цьому незворотні зміни становлять менше 2 %. Стійкість до вологи, рівень шумів і температурний коефіцієнт резисторів після опромінення не змінюються. Композиційні резистори в рівній мірі нестійкі до корпускулярного і фотонного випромінювання. Тривала дія нейтронів  $10^{14} \text{ I/cm}^2$  або гамма-випромінювання дозою  $100 \text{ Mrad}$  призводить до зниження вологостійкості, зростанню рівня власних шумів в 2 рази, зміни номінального омичного опору на 10%. [40]

У конденсаторів під дією радіації змінюються параметри електричної міцності (робоча напруга і температурних коефіцієнт); опір ізоляції, відповідно струм витoku; діелектричні втрати (визначають величину активної потужності, що виділяється в конденсаторі). Гамма випромінювання викликає оборотні радіаційні дефекти. Нейтронне випромінювання викликає як оборотні так і незворотні радіаційні дефекти. Найстійкішими до ІВ є конденсатори з неорганічним діелектриком (кераміка, скломаль, слюда). Зміна параметрів при опроміненні нейтронами до  $10^{16} \text{ I/cm}^2$  і впливі гамма-випромінювання до  $100 \text{ Mrad}$  не перевищує часток або одиниць відсотків (виняток становлять низькочастотні сегнето-керамічні конденсатори, зміна їх ємності досягає 25%) Менш ніж через 2 години після закінчення опромінення параметри керамічних,

склоемалевих і слюдяних конденсаторів відновлюються до вихідних [40]. Гамма-випромінювання викликає в основному оборотні радіаційні дефекти. При опроміненні нейтронами можливі як оборотні, так і необоротні радіаційні дефекти.

Радіаційна стійкість котушок індуктивності визначається ступенем пошкодження матеріалів. Котушки без осердя і плівкові спіральні котушки найстійкіші до ІВ. За рахунок радіаційної зміни активного опору котушки індуктивності, незначно змінюється добротність. Однак цей ефект проявляється при опроміненні нейтронами з щільністю потоку порядку  $10^{18} \text{ I}/(\text{с} \cdot \text{см}^2)$ . Індуктивність плівкових спіральних котушок з феромагнітними плівками при опроміненні гамма квантами дозою  $10 \text{ Мрад}$  зменшується за рахунок радіаційної зміни магнітної проникності осердя [38].

Для наочної демонстрації радіаційної стійкості складових елементів електроприводу побудовано гістограму (рис. 1.4). Стовпці гістограми відповідають величинам поглиненої дози, при якій не відбуваються зміни параметрів ланок електроприводу. Оскільки монотонна деградація мастил і оптронів відбувається із початком опромінювання, вони не зображені на рис.1.4, тому що представляли б собою стовпці нульової величини. Через те, що при дозі  $2 \text{ крад}$  відбувається “насичення” радіаційних змін мастильних матеріалів і вони мають незначний характер, ними можна знехтувати. Для оптронів з вихідним елементом – транзистором граничною величиною поглиненої дози є  $100 \text{ крад}$ , а з вихідним елементом – діодом граничною величиною поглиненої дози є  $1 \text{ Мрад}$ , після чого настає функціональна відмова.

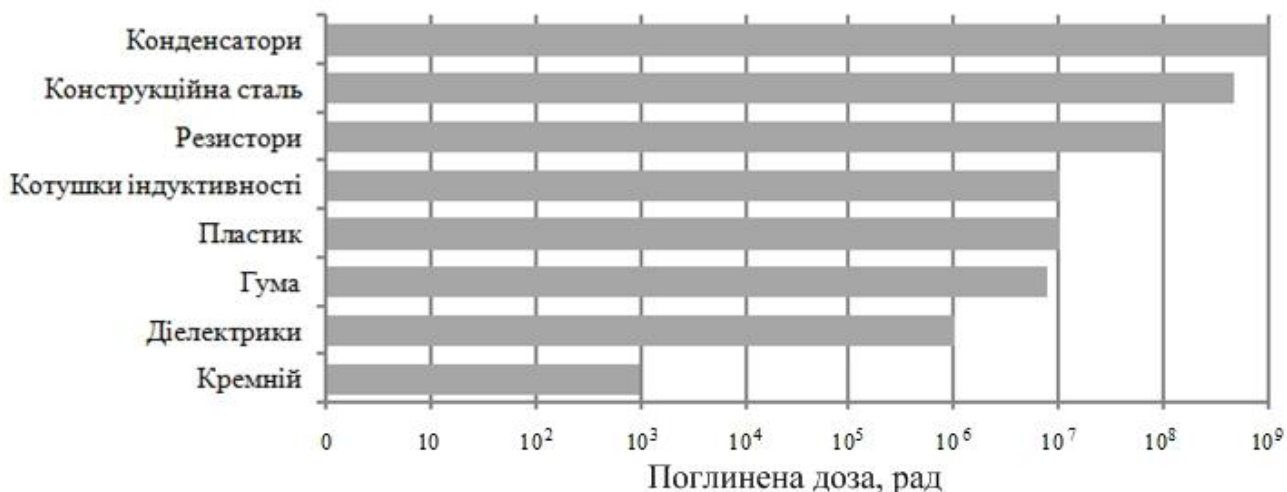


Рис.1.4 – Гістограма радіаційної стійкості матеріалів і пасивних елементів електричних кіл в складі електроприводу

Згідно із рис.1.4 очевидно, що найнижчу радіаційну стійкість має кремній, а відповідно усі напівпровідникові пристрої. Електропривод є послідовною системою, див. рис.1.2, а як відомо, в системі з послідовною структурою відмова будь-якого компонента призводить до відмови системи в цілому. Тому, для забезпечення надійної роботи електроприводу доцільно або підвищувати радіаційну стійкість напівпровідникових елементів, або розробляти деякі методи компенсації негативного впливу ІВ.

Дослідження впливу іонізуючого випромінювання на інтегральні мікросхеми і мікроелектроніку пристроїв управління є складною і важливою задачею. В літературі досить широко представлені дослідження в області впливу радіаційного ( $\alpha$ ,  $\beta$ ,  $\gamma$ , рентгенівського і нейтронного) випромінювання на мікросхемотехнічні вироби. Це пов'язано з ростом світової космічної промисловості. Відомо, що в космічному просторі діє ІВ, а саме потоки електронів і іонів високої енергії. Космічні літальні апарати, штучні супутники зв'язку, метеорологічні, навігаційні та інші супутники начинені складним електричним обладнанням. Тому дослідження в цій області проводяться і є актуальними. [41]



Рекомендується замість оптронів використовувати інші елементи передачі сигналів з гальванічною розв'язкою, які не чутливі до впливу радіації, наприклад, трансформаторного типу.

Наукові результати досягнуті в розділі 1 опубліковані у вигляді статті в фаховому науковому виданні [42].

### **Висновки до Розділу 1**

Проведено огляд складу частотно-регульованого електроприводу підйому мостового крану, який встановлено в приповерхневому сховищі для складування радіоактивних відходів. Розглянуто матеріали, з яких побудовані складові електроприводу та оцінено зміну їх фізичних властивостей, яка викликана впливом іонізуючого випромінювання.

В результаті огляду встановлено, що найчутливішими до радіації елементами електроприводу є напівпровідникові пристрої. Оскільки високі динамічні характеристики сучасних електроприводів забезпечуються застосуванням силових напівпровідникових ключів, зміна їх параметрів із ростом поглиненої дози іонізуючого випромінювання неминуче призведе до зміни роботи всієї системи. Отримані в розділі результати забезпечують у подальшому можливість оцінки характеру впливу іонізуючого випромінювання на робочі характеристики електроприводу і розробку засобів його компенсації.

Атмосферний оптичний канал зв'язку – це, по суті, оптрон з просторовим каналом передачі даних і його радіаційні ефекти вимагають дослідження. Доцільність такого дослідження обумовлена знову ж зміною параметрів напівпровідникових елементів передавача та приймача, що підтверджується розглянутими літературними джерелами.

### **Формулювання мети і наукових задач дослідження**

**Мета** роботи полягає у підвищенні радіаційної стійкості частотно-регульованого електроприводу вантажопідйомних машин сховища радіоактивних відходів на основі розроблених математичних моделей силового

каналу перетворювача частоти і атмосферного оптичного каналу зв'язку та обґрунтуванні структури електроприводу.

Для досягнення поставленої мети необхідно вирішити наступні **задачі**:

- розробити математичні моделі напівпровідникових силових каналів перетворювача частоти із драйверами на основі біполярних і метал-діелектрик-напівпровідникових транзисторів для врахування радіаційних ефектів;
- синтезувати імітаційну модель атмосферного оптичного каналу зв'язку із амплітудною модуляцією сигналів;
- розробити неймережеві демодулятори на основі різних архітектур нейронних мереж, вибір яких обумовлений задачею класифікації образів;
- провести дослідження на моделі атмосферного оптичного каналу зв'язку для визначення неймережевих демодуляторів, що покращують якість передачі даних.

## **РОЗДІЛ 2. СТРУКТУРА СИЛОВОГО НАПІВПРОВІДНИКОВОГО КАНАЛУ ЧАСТОТНО-РЕГУЛЬОВАНОГО ЕЛЕКТРОПРИВОДУ ВАНТАЖОПІДЙОМНОЇ МАШИНИ СХОВИЩА РАДІОАКТИВНИХ ВІДХОДІВ**

### **2.1 Структурна схема частотно-регульованого електроприводу**

Дослідження, присвячені вивченню впливу ІВ на напівпровідникові прилади, охоплюють інтегральні мікросхеми та логічні пристрої. Розгляд силових пристроїв живлення обмежується малопотужними 30 Вт [43] перетворювачами постійного струму. Такий стан пов'язаний з потребами космічної галузі, що розвивається. В даному дослідженні не буде приділятися увага слабкострумним системам.

Достовірно відомо, що в системі електроприводу об'єкта застосовується обладнання загальнопромислового виконання, тобто не вживаються жодні заходи і спеціальні технології для захисту обладнання від ІВ. Виразних досліджень про вплив ІВ на силові перетворювачі електричної енергії на даний час не виявлено. Виходячи з вищесказаного, невирішеною частиною проблеми впливу ІВ на напівпровідникові прилади є дослідження радіаційної стійкості промислових ПЧ з ланкою постійного струму потужністю десятки кВт.

Розглянемо структуру силового каналу напівпровідникового перетворювача частоти із ланкою постійного струму, рис.2.1.

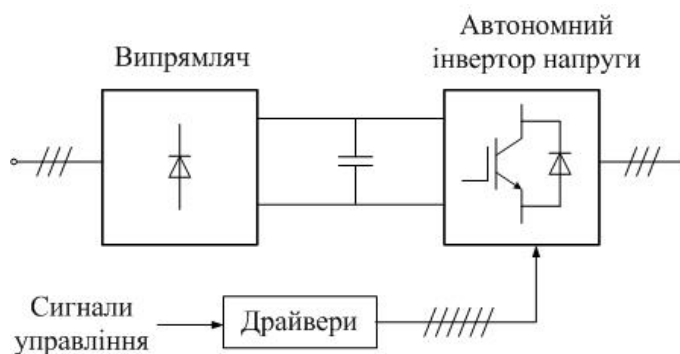


Рис.2.1 – Структура силового напівпровідникового каналу частотнорегульованого електропривода

Основними складовими ПЧ з ланкою постійного струму є некерований випрямляч, фільтр в колі постійного струму, автономний інвертор напруги (АІН) і драйвери управління.

### 2.1.1 Напівпровідникові пристрої силового каналу електроприводу за системою Перетворювач частоти-асинхронний двигун і його схема

В якості вентилів АІН найчастіше використовують метал-діелектрик напівпровідникові польові транзистори (МДН, MOSFET – Metal-oxide-semiconductor field effect transistor) або біполярні транзистори з ізольованим затвором (БТІЗ, IGBT – Insulated-gate bipolar transistor) в залежності від величин робочих струмів, потужностей, необхідної частоти перемикавання ключа, рис.2.2.

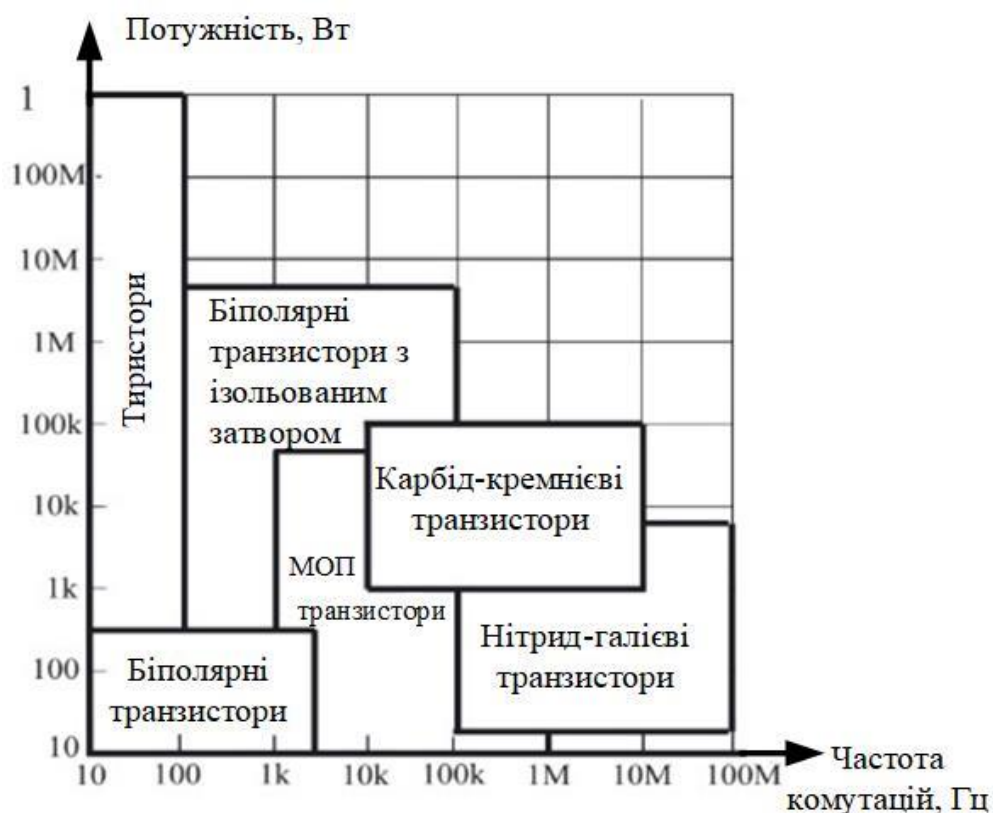


Рис.2.2 – Діаграма вибору силового ключа залежно від потужності навантаження і частоти перемикання [44]

В електроприводі головного підйому мостового крану в якості силових ключів автономного інвертора напруги використовуються БТІЗ. Детальніше структуру перетворювача частоти з ланкою постійного струму представлено на рис.2.3. Некерований випрямляч реалізовано за схемою Ларіонова, АПН – трифазний мостовий. Силовими ключами некерованого випрямляча є діоди.

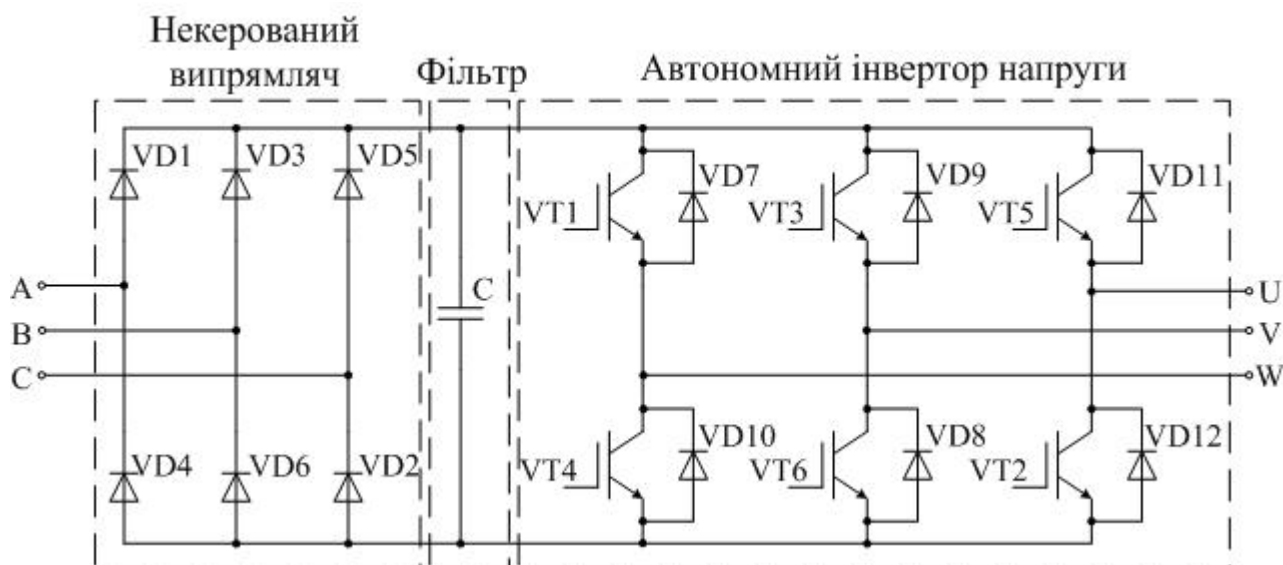


Рис.2.3 – Структура перетворювача частоти з ланкою постійного струму

### 2.1.2 Драйвери на основі польових метал-діелектрик-напівпровідникових та біполярних транзисторів

Для прив'язки силових напівпровідникових ключів до модулятора широтно-імпульсної модуляції (ШІМ) застосовуються драйвери затвора, це пов'язано із різницею величин напруг між силовими і колами логіки. Драйвери комутують напругу для відкриття і закриття на затвор БТІЗ за допомогою внутрішніх транзисторів. Мікросхеми одного виробника на одну величину напруги можуть бути виготовлені за польовою (МДН) або біполярною (БТ) комплементарною технологією, наприклад, TLP5751 і TLP250 розраховані на максимальну напругу 35 В, рис. 2.4, а, б.

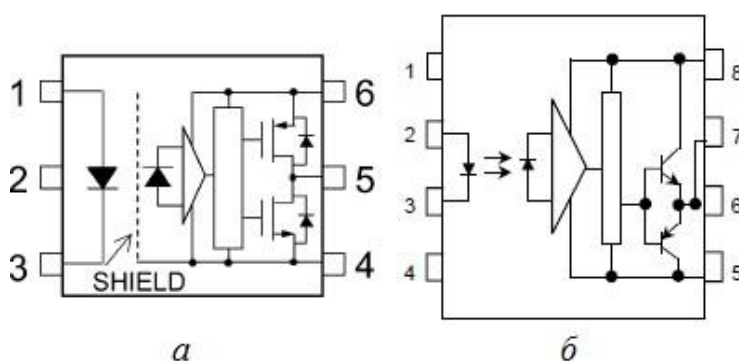


Рис.2.4 – Типи драйверів для БТІЗ: а – на основі польових МДН транзисторів (TLP5751, TLP5752, TLP5754); б – на основі біполярних транзисторів (TLP250).

Слід зазначити, що на ринку представлені і радіаційно стійкі драйвери управління силовими ключами, наприклад RIC7113 [45], призначені для застосування в бортовому обладнанні космічних апаратів і транспортних космічних кораблів. В схемі електропивоода мостового крану, що розглядається, використані компоненти загальнопромислового виконання.

## 2.2 Біполярний транзистор з ізольованим затвором в якості силового ключа перетворювача частоти

Біполярний транзистор з ізольованим затвором – силовий напівпровідниковий пристрій, який представляє собою гібрид силового біполярного і керуючого польового транзисторів, реалізованого в одному кристалі, рис. 2.5.

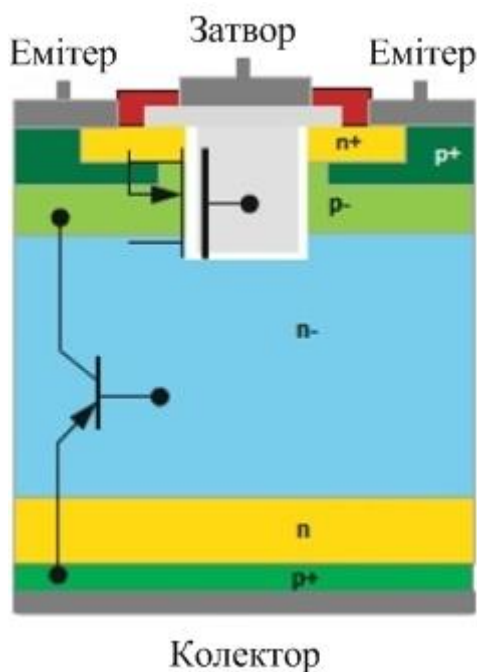


Рис. 2.5 – Схематичне зображення польового і біполярного транзисторів в структурі БТІЗ [46]

Такий пристрій поєднує переваги обох його складових і має:

- більшу швидкодію і меншу потужність управління, ніж тиристири і біполярні транзистори;
- більші номінальні струм і напругу, ніж біполярні і польові транзистори;
- більшу перевантажувальну здатність при коротких замиканнях, порівняно із біполярними транзисторами;
- більшу стійкість до швидкості наростання напруги колектор-емітер;
- висока частота комутації – десятки кілогерц із перспективою підвищення до 150 кГц.

БТІЗ виготовляються у вигляді одиночних ключів і модулів різного ступеня інтеграції.

Основним недоліком БТІЗ є підвищене падіння напруги в каналі колектор-емітер у відкритому стані (1.5 ... 5 В), яке зростає із збільшенням номінальної напруги ключа.

Основний напрямок застосування БТІЗ – перетворювачі із широтно-імпульсною модуляцією малої і середньої потужності. [47 с. 21]

### **2.2.1 Огляд і вибір архітектури схеми заміщення біполярного транзистора із ізольованим затвором**

В різних літературних джерелах запропоновані різні схеми внутрішньої структури БТІЗ. Це пов'язано із врахуванням або нехтуванням впливу паразитних транзисторів, ємностей і опорів, а також представленням каналу колектор-емітер біполярним транзистором, тиристором або діодом. Незмінним для більшості лишається принцип управління біполярним силовим ключем за допомогою польового *n*-канального МДН транзистора [48, 49, 50, 51, 52, 53].

Оскільки питання врахування впливу ІВ на БТІЗ слабо висвітлено в літературі [48], доцільно досліджувати вплив ІВ на його складові. Для цього доцільно скористатися схемою заміщення БТІЗ, яка:

- має ідентичні характеристики, що й реальний БТІЗ;
- не надмірно складна (складається із мінімуму компонентів);



- дозволяє враховувати вплив ІВ (вплив ІВ на кожен з її компонентів досліджено і відомо);

- дозволяє проводити моделювання в програмних середовищах *LTspice* (перевірка достовірності обраної схеми заміщення) і *MATLAB* (моделювання віртуального електроприводу із опроміненими складовими).

Складність схеми заміщення дозволяє більш повно оцінити фізику процесу, але має недоліки:

По-перше, необхідно визначити параметри елементів схеми заміщення, що викликає труднощі, пов'язані із відсутністю даних про внутрішні опори, ємності і паразитні транзистори в заводській документації пристрою, що моделюється. Деякі із схеми заміщення в своєму складі мають такі елементи, як операційний підсилювач [54], джерело струму [55, 56, 57, 58], джерело напруги [56, 57, 59, 60] що значно ускладнює подальшу модель і для вирішення поставленої задачі надмірні;

По-друге, складна схема заміщення потребує великої кількості машинного часу на розрахунки перехідних процесів. Оскільки в АІН шість транзисторів, що комутуються з частотою  $4\text{ кГц}$ , а тривалість моделювання циклу роботи електроприводу  $\approx 10\text{ с}$ , то кількість комутацій порядку кількох десятків тисяч не дозволить завершити моделювання в прийнятні терміни;

По-третє, слід зазначити, що для дослідження поведінки напівпровідникових приладів доречно використовувати спеціалізоване програмне забезпечення. Доцільним є використання *SPICE* (Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis) симулятора електронних схем загального призначення з відкритим вихідним кодом. Доступним є безкоштовне програмне забезпечення *LTspiceXVII* від Linear Technology. В той же час об'єктом дослідження є вплив ІВ на електропривод мостового крану, дослідження якого зручніше, інтуїтивно зрозуміліше і простіше проводити в програмному пакеті *MATLAB/Simulink*. Тому виникає проблема інтеграції *SPICE* моделей в *MATLAB/Simulink*, або створення математичної моделі БТІЗ на основі рівнянь, які враховують необхідні в параметри.

Автори наукових праць [44, 46-48, 50, 52, 54-70] висувують різні схеми заміщення, які відрізняються складністю своєї структури і точністю відображення процесів, що протікають в транзисторі. На рис. 2.6 представлені запропоновані схеми заміщення БТІЗ.

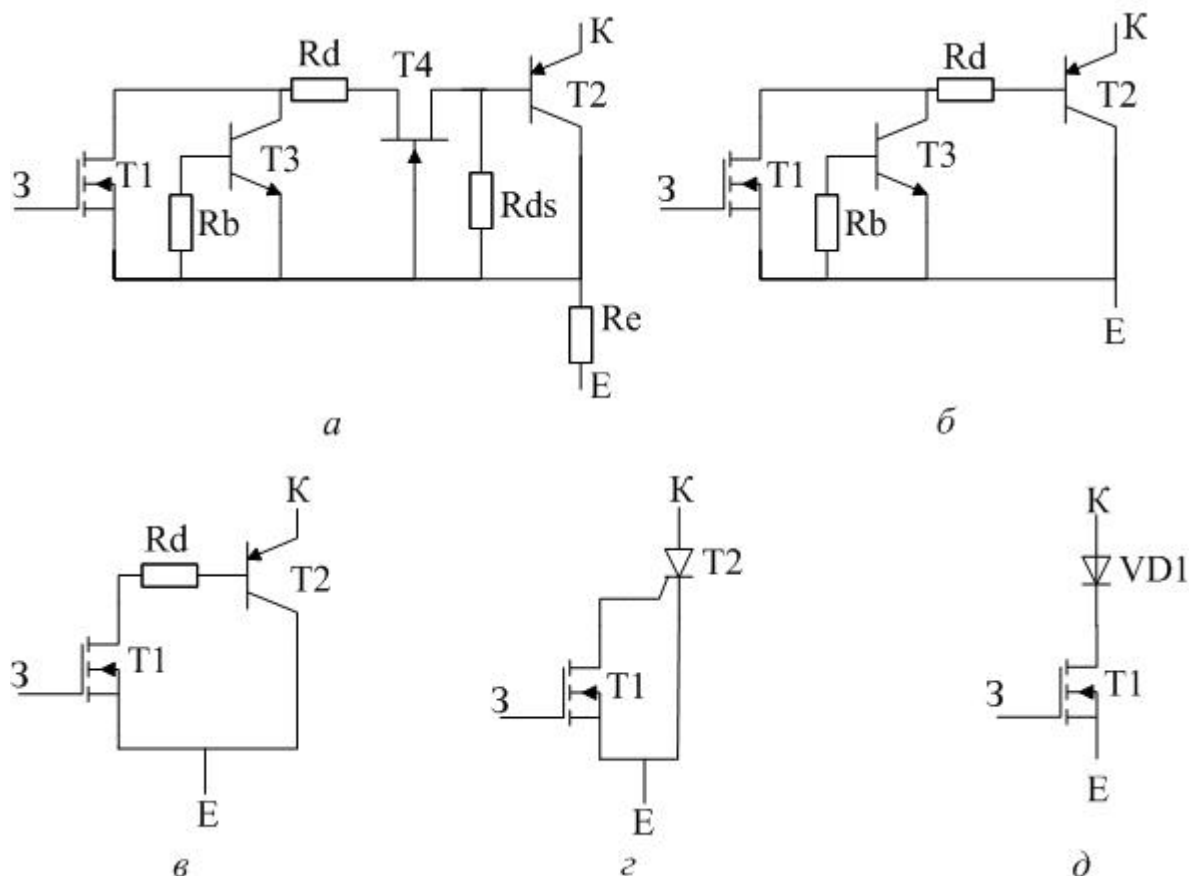


Рис. 2.6 – Відомі схеми заміщення біполярного транзистора з ізольованим затвором

Можна поділити висунуті схеми заміщення на чотири типи по рівню складності (від найскладнішої до найпростішої):

1) Моделі на базі транзисторів, резисторів і паразитним транзистором, рис.2.6, а. Структурно БТІЗ представляє собою потужний високовольтний біполярний *pnp* транзистор T2, що керується від низьковольтного польового T1 з індукованим *n* каналом через високовольтний *n*-канальний польовий транзистор T4. T3 – паразитний *pnp* транзистор. [48, 63, 69]

2) Модель на рис.2.6, б являє собою спрощений варіант попередньої моделі, у якій знехтувано високовольтним  $n$ -канальним польовим транзистором Т4, оскільки його характеристики не впливають на параметри БТІЗ. [44, 46, 50, 52, 61, 67]

3) Модель без паразитного транзистора, рис.2.6, в. Схема представляє собою  $n$ -канальний польовий транзистор з індукованим каналом, сток якого з'єднано з базою біполярного  $pnp$  транзистора, а витік – з колектором. Таким чином затвор польового транзистора є затвором БТІЗ, емітер біполярного виконує роль колектора БТІЗ, а з'єднані витік і колектор формують емітер БТІЗ. Така схема значно простіша і дозволяє моделювати БТІЗ із найменшою кількістю вхідних даних. [47, 52, 62, 63, 65, 66, 68, 70]

4) Спрощені моделі з тиристором, рис.2.6, г, чи діодом, рис.2.6, д, замість польового транзистора. Зустрічається також ще більш спрощена модель, яка складається із польового МДН транзистора, що керує тиристором, або МДН транзистора і діода. Недоліком є властивість тиристора закриватися не від керуючого сигналу, а прикладанням оберненої напруги анод-катод. [46, 59]

### **2.2.2 Перевірка необхідної достатності схеми заміщення біполярного транзистора з ізольованим затвором за допомогою моделювання в середовищі LTspice**

Найзручніший для реалізації тип схеми заміщення БТІЗ – схема, яка складається із польового  $n$ -канального транзистора, що керує біполярним  $pnp$  транзистором, рис. 2.6, в.

Цей вибір обумовлений такими причинами:

1) Найпростіша схема із діодом потребує додаткове джерело напруги в затворному колі.

2) Схема із МДН транзистором і тиристором приваблива, але в бібліотеці доступного програмного середовища *LTspiceXVII* відсутня модель тиристора. Створення такої моделі і її інтеграція тільки ускладнить схему. До того ж запирання тиристором відбувається лише прикладанням оберненої напруги.

3) В бібліотеці *LTspiceXVII* присутні моделі  $n$ -канального польового і  $pnp$  біполярного транзисторів. Для МДН транзистора – це модель level 3, а для БТ – модель Гуммеля-Пуна.

В електроприводі, що розглядається, застосовується перетворювач частоти номінальною напругою 380 В і потужністю 18.5 кВт. Силові транзистори автономного інвертора розраховані на максимальну допустиму напругу колектор-емітер 1200 В і максимальний тривалий струм колектора 75 А. Цим параметрам задовольняє силовий модуль BSM50GB120DN2.

Проведено моделювання БТІЗ за схемою із рис. 2.6, в, в програмному середовищі *LTspiceXVII*. Побудовано вольтамперну і передаточну характеристики силового ключа і порівняно їх із даними із заводської документації [71].

Переважає більшість параметрів транзисторів за замовчуванням прийнятні, тому для досягнення необхідних вольтамперної і передаточної характеристик необхідно змінити лише три параметри: порогову напругу  $V_{th}$  [В], параметр транскондуктивності  $K_p$  [А/В<sup>2</sup>] і опір стоку  $R_d$  [Ом] для польового і коефіцієнт підсилення за струмом  $\beta_f$  для біполярного транзистора.

Основними параметрами досліджуваного БТІЗ, згідно [71], є:

- максимальна допустима напруга колектор-емітер  $U_{ces} = 1200$  В;
- максимальний тривалий струм колектора  $I_c = 75$  А;
- імпульсний струм колектора  $i_{cpuls} = 156$  А;
- напруга насичення колектор-емітер  $U_{cesat} = 2.5$  В;
- крутизна характеристики  $S = dI_c/dU_{ge} = 33.5$  ( $U_{ge}$  – напруга затвор-емітер)

[47].

На рис.2.7 представлено модель БТІЗ в програмному середовищі *LTspiceXVII*, яка складається із  $n$ -канального польового МДН і біполярного  $pnp$  транзисторів. Джерела напруги застосовуються для зняття вольтамперної та передаточної характеристик і до складу моделі БТІЗ не входять.

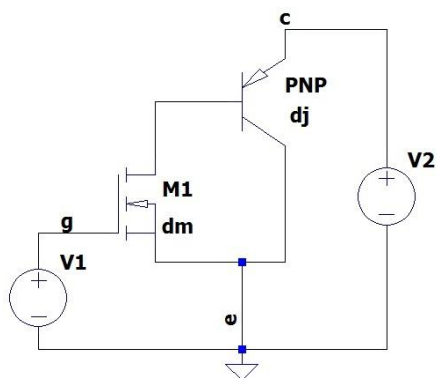


Рис. 2.7 – Модель БТІЗ в програмному середовищі *LTspiceXVII*

Параметри моделі в директиві програмного середовища *LTspiceXVII*:

```
.model dm NMOS (Vto=5.5 Kp=0.09 Rd=1)
```

```
.model dj PNP (Bf=1)
```

На рис.2.8 зображено вольт амперні і передаточні характеристики окремого транзистора модуля BSM50GB120DN2 із заводської документації (а, б) і змодельовані (в, г).

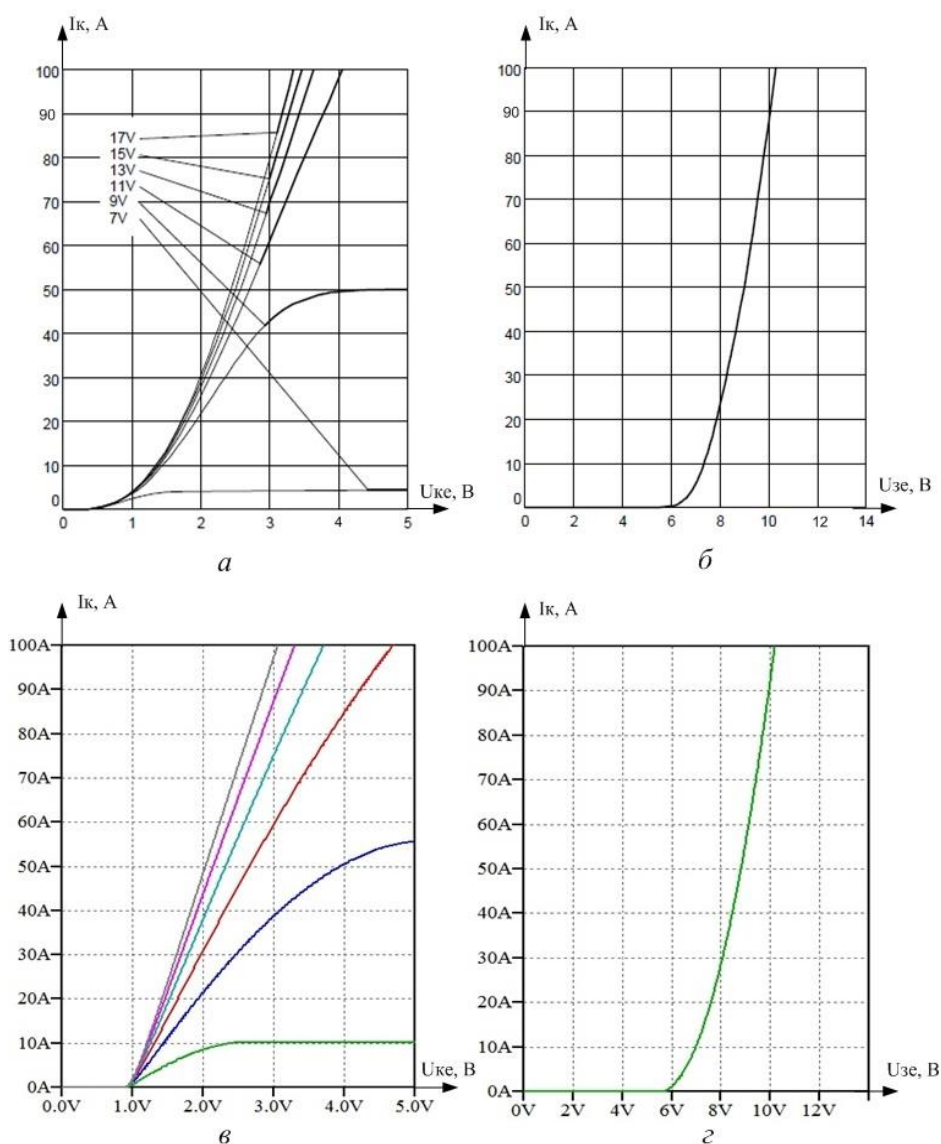


Рис.2.8 – Характеристики транзистора BSM50GB120DN2 з заводської документації (а – вольтамперна, б – передаточна) та змодельовані (в – вольтамперна, г – передаточна)

Модель має деякі неточності у відтворенні вольт-амперних характеристик. Звернувши увагу на рис. 2.8, а, в помітно:

- 1) при подачі напруги затвор-емітер 7 В струм колектора моделі (10 А) вдвічі більший за струм колектора реального транзистора (5 А);
- 2) при подачі напруги затвор-емітер 9 В струм колектора моделі досягає 55 А, проти 50 А реального транзистора;
- 3) для заявленого максимального тривалого струму колектора 75 А напруга насичення між колектором і емітером залежно від величини напруги

затвор-емітер знаходиться в межах  $2.5 \div 3.5$  В для моделі, і  $2.8 \div 3.3$  В для реального транзистора.

Звісно, дані заводської документації також є усередненими і мають свої погрішності. Слід також пам'ятати, що властивості транзисторів залежать від параметрів оточуючого середовища (температура, вологість) і можуть змінюватись у часі. Тому отримані результати моделювання можна вважати задовільними і вбачати обрану схему заміщення і синтезовану на її основі модель БТІЗ прийнятною.

### 2.3 Схема заміщення силового напівпровідникового каналу частотно-регульованого електроприводу із драйверами на основі метал-діелектрик-напівпровідникових польових транзисторів

Для подальшого розуміння процесів, що протікають при дії ІВ в електричному перетворювачі, розглянемо структуру силового каналу ПЧ для одного транзистора колекторної групи в момент піку фази А. На підставі класичної схеми силового напівпровідникового каналу перетворювача частоти побудована детальна схема заміщення для одного транзистора колекторної групи інвертора рис.2.9.

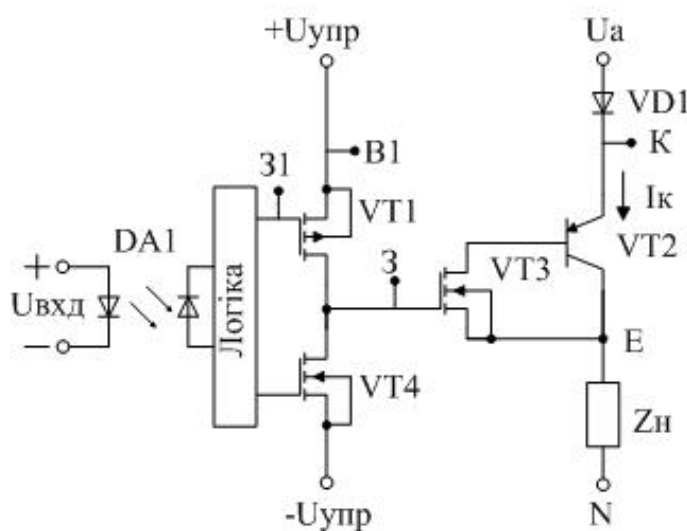


Рис. 2.9 – Схема заміщення силового напівпровідникового каналу частотно-регульованого електроприводу із МДН драйверами

Позначення на рис. 2.9 наступні: VD1 – випрямний діод; VT1 – *p*-канальний МДН транзистор драйвера; VT2 – біполярний *pnp* транзистор в складі БТІЗ; VT3 – *n*-канальний МДН у складі БТІЗ; VT4 – *n*-канальний МДН драйвера; DA1 – оптрон;  $U_{вхд}$  – сигнал управління драйвера;  $+U_{упр}$  і  $-U_{упр}$  – напруга, що комутується на затвор БТІЗ;  $U_a$  – напруга фази А;  $I_k$  – струм колектора;  $Z_n$  – повний опір навантаження; 3l, B1 – затвор і витік транзистора VT1; 3, K, E – затвор, колектор і емітер БТІЗ; N – нейтраль.

Драйвери для управління ключами, наприклад TLP5751 (рис.2.4, а), складаються з оптрона DA1 для гальванічної розв'язки, блоку "Логіка" для формування таблиці істинності і транзисторів для безпосередньої комутації затвора БТІЗ. Вихідний ланцюг драйвера виконано за комплементарною схемою: *p*-канальний МДП транзистор комутує додатну напругу на затвор БТІЗ, *n*-канальний – від'ємну. Такий підхід дозволяє управляти обома транзисторами єдиним сигналом.

## **2.4 Схема заміщення силового напівпровідникового каналу частотно-регульованого електроприводу із драйверами на основі біполярних транзисторів**

У разі застосування драйверів на основі біполярних транзисторів (БТ), схема заміщення силового каналу ПЧ приймає вигляд як на рис.2.10.



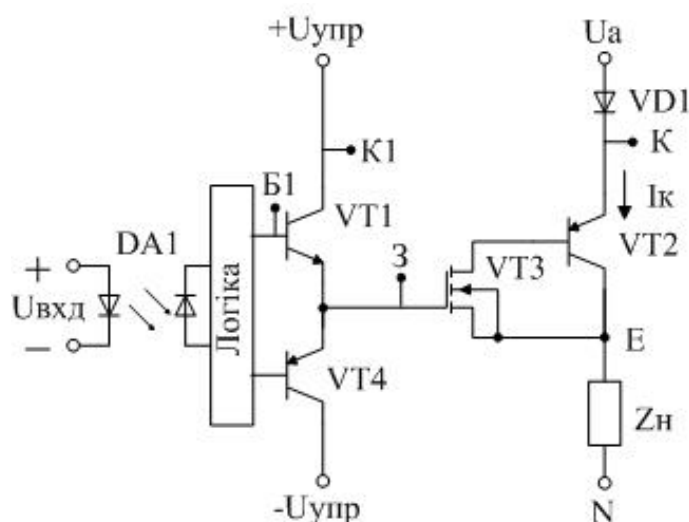


Рис. 2.10 – Схема заміщення силового напівпровідникового каналу частотно-регульованого електроприводу із БТ драйверами

Принципові зміни в схемі стосуються лише вихідних транзисторів драйвера, тому на рис. 2.10. VT1 і VT4 – відповідно біполярні *npr* і *pnp* транзистори драйвера.

## Висновки до Розділу 2

Розглянуто структуру силового напівпровідникового каналу частотно регульованого електроприводу. З'ясовано, що в електроприводах середньої потужності в якості силових ключів інвертора найчастіше застосовуються біполярні транзистори з ізольованим затвором.

Виконано огляд існуючих схем заміщення біполярних транзисторів з ізольованим затвором. Із численної кількості схем заміщення виділено п'ять, які розглянуті більш детально. Підсумовано, що схема без паразитного транзистора прийнятна для подальшого дослідження. Обрану схему змодельовано в середовищі *LTspiceXVII*. Отримані вольт амперні і передаточні характеристики були порівняні із заводськими характеристиками прототипу, виявлено їх збіг, що дало змогу вбачати обрану схему заміщення і синтезовану на її основі модель задовільною.

Для керування біполярними транзисторами з ізолюваним затвором в схемі перетворювача передбачені драйвери управління, які пов'язують слабкострумові ланцюги управління із силовими ключами. З'ясовано, що вихідний ланцюг схеми драйвера найчастіше складається із біполярної чи польової комплементарної пари.

Побудовано схеми заміщення силового напівпровідникового каналу частотно регульованого електроприводу з МДН і біполярною комплементарними парами із врахуванням схеми заміщення біполярного транзистора з ізолюваним затвором.

### **РОЗДІЛ 3. СИНТЕЗ І ДОСЛІДЖЕННЯ МАТЕМАТИЧНИХ МОДЕЛЕЙ НАПІВПРОВІДНИКОВИХ СИЛОВИХ КАНАЛІВ ПЕРЕТВОРЮВАЧА ЧАСТОТИ ДЛЯ ВРАХУВАННЯ РАДІАЦІЙНИХ ЕФЕКТІВ**

В електроприводі перетворювач частоти живить електричний двигун, вихідними механічними параметрами якого є швидкість обертання і момент на валу двигуна. Швидкість обертання валу АД залежить від частоти напруги живлення. Момент, в свою чергу, прямо пропорційний до квадрату напруги живлення. Тому основною метою створення моделей є оцінка залежності амплітуди вихідної напруги і її частоти на виході ПЧ від іонізуючого випромінювання.

В системі, що розглядається, застосовується просторово-векторна широтно-імпульсна модуляція. Таким чином, вихідна напруга ПЧ представляє собою послідовність імпульсів однакової амплітуди і різної ширини. Ширина імпульсів залежить від частоти комутації силових ключів інвертора.

#### **3.1 Типи радіаційних впливів на напівпровідникові пристрої і вибір актуального типу для моделювання**

Відповідно до [72], радіаційні пошкодження, які можуть бути спричинені напівпровідниковим пристроям, поділяються на три типи:

1. Викликані зміщенням атомів в кристалічній решітці (Displacement Damage Dose – DDD). Радіаційні ефекти, викликані пошкодженням зміщення, також відомі як неіонізуючі втрати енергії в речовині;

2. Ефекти одиничної події (Single Event Effects – SEE) являють собою зміну стану напівпровідникового приладу, викликану одиничною іонізуючою частинкою, як показує [73], такий тип пошкодження або призводить до короткострокового збою з подальшим поверненням в нормальний режим, або до виходу пристрою з ладу [74];

3. Викликані накопиченням поглиненої дози (Total Ionizing Dose – TID). Радіаційні ефекти, викликані таким типом пошкоджень, мають накопичувальний характер і залежать від величини поглиненої дози. Зростання поглиненої дози призводить до посилення радіаційних ефектів аж до виходу з ладу пристрою.

Слід зауважити, що опромінення потоком важких іонів, що викликають ефекти одиначної події (SEE), призводить і до набору повної поглиненої дози (TID), тому дана класифікація досить умовна.

В даній роботі розглядатиметься тільки вплив поглиненої дози іонізуючого випромінювання на силові напівпровідникові пристрої перетворювача частоти.

### **3.2 Вибір прототипів напівпровідникових елементів силового каналу перетворювача частоти для побудови моделі**

В даному дослідженні інтерес викликає вплив ІВ на роботу ЕП, зокрема його силовий напівпровідниковий канал. Відомо, що транзистор, залежно від схеми підключення і керуючих сигналів, може працювати в двох режимах – підсилювача або ключа. В схемі АІН транзистори працюють в ключовому режимі, тобто у двох станах – насичення, коли транзистор повністю відкритий, і відсічки, коли транзистор закритий.

Модель транзистора має враховувати лише ті його властивості, які впливають на роботу вентиля в режимах насичення і відсічки. Очевидно, що створення моделі накладає обмеження і потребує прийняття деяких припущень.

Однією з позитивних якостей БТІЗ є висока швидкодія – перехідні процеси тривають долі мікросекунд: час вмикання сягає 0.2 мкс, час вимикання – 0.6 мкс [71]. В системі перетворювача частоти номінальна частота комутації – 4 кГц, максимальна – 16 кГц [75]. Тобто період несучої частоти

$T_n = \frac{1}{4 \text{ [кГц]}} = 250 \text{ [мкс]}$ . Час вимикання складає 0.24% від періоду несучої

частоти:  $\frac{t_{\text{вм}}}{T_n} = \frac{0.6}{250} \cdot 100\% = 0.24\%$ . Навіть при частоті комутації в  $16 \text{ кГц}$  час

вимикання складатиме  $0,96 \%$  від періоду несучої частоти. Можна зробити висновок, що в даному випадку для моделювання БТІЗ часом вмикання і вимикання можна знехтувати. А оскільки під дією ІВ бар'єрна і дифузійна ємності  $p$ - $n$  переходу зменшуються [76], що не призводить до зниження швидкодії силового ключа, зміною вольтфарадних характеристик транзисторів можна знехтувати. Тому вихідна частота перетворювача частоти, а відповідно і швидкість обертання валу, не залежить від поглиненої дози іонізуючого випромінювання.

Подальші розрахунки потребують наявності чисельних значень параметрів транзисторів. Так, розглядається електропривод з перетворювачем частоти потужністю  $18.5 \text{ кВт}$ , номінальною напругою живлення  $380 \text{ В}$  та, виходячи із його максимального робочого струму в  $75 \text{ А}$ , в якості прототипу обрано модуль БТІЗ BSM50GB120DN2. За базовий елемент МДН транзистора в складі драйверів обрано транзистор IRLML9303PBF, за базовий елемент БТ в складі драйверів – транзистори типу BC547 та BC557. Необхідні чисельні значення відповідають паспортним даним вищезазначених виробів.

Схема заміщення силового напівпровідникового каналу перетворювача частоти із МДН драйверами представлена на рис.2.9, із БТ драйверами – на рис.2.10.

### **3.3 Радіаційні ефекти в окремих напівпровідникових елементах силового каналу перетворювача частоти**

#### **3.3.1 Радіаційні ефекти у випрямних діодах**

Згідно [76, с. 12] внаслідок опромінення на діоді підвищується величина прямого падіння напруги, що дорівнює сумі падінь напруг на  $p$ - $n$  переході і в базі діода:

$$\Delta U_{np}(\Phi) = \Delta U_{pn}(\Phi) + \Delta U_{\text{баз}}(\Phi) =$$

$$= \frac{I \cdot w_{\text{б}}}{q \mu_n N_{\text{б}}(0) S_{pn}} (\exp(-K_n \Phi) - 1) - \frac{kT}{q} \left( K_n \Phi + \frac{1}{2} \ln(1 + K_{\tau} \tau_p(0) \Phi) \right), \quad (3.1)$$

де  $I$  – прямий струм через діод;  $w_{\text{б}}$  – товщина бази ( $n$  області) діода;  $q$  – заряд електрона;  $\mu_n$  – дрейфова рухливість електронів;  $N_{\text{б}}(0)$  – концентрація легуючої домішки в базі діода до опромінення;  $S_{pn}$  – площа  $p$ - $n$  переходу;  $K_n$  – коефіцієнт радіаційного зміни концентрації основних носіїв заряду;  $\Phi$  – потік ІВ;  $k$  – постійна Больцмана;  $T$  – абсолютна температура;  $K_{\tau}$  – коефіцієнт радіаційного зміни часу життя неосновних носіїв заряду;  $\tau_p(0)$  – час життя неосновних носіїв заряду в базі до опромінення.

### 3.3.2 Радіаційні ефекти в польових метал-діелектрик-напівпровідникових транзисторах

Польові МДН транзистори VT1, VT3, VT4 на схемі рис.2.9. Теоретичні і експериментальні [76, с. 32; 77; 78, 79] дослідження показують, що радіаційно залежними параметрами МДН транзисторів є: порогова напруга (напруга відсічки), крутизна стокзатворних характеристик і вольтфарадні характеристики. Виходячи з того, що швидкодія ключів коливається в межах від наносекунд до десятих часток мікросекунд, а внаслідок опромінення бар'єрна та дифузійна ємності зменшуються, що не приводить до зменшення швидкодії, зміною вольтфарадних характеристик можна знехтувати. Зниження крутизни стокзатворних характеристик неістотно і, в подальшому, цей параметр не розглядається. Для кількісної оцінки зміни порогової напруги скористаємося формулою з [77]:

$$\Delta U_n(D) = -3.4 \cdot 10^{-8} \cdot t_{ox}^2 \cdot F(E, \xi) \cdot F_t \cdot D + 2.4 \cdot 10^{-8} \cdot t_{ox}^2 \cdot D^{2/3}, \quad (3.2)$$

де  $t_{ox}$  – товщина підзатворного оксиду (діелектрика);  $F(E, \xi)$  – вихід дірок як функція від електричного поля  $E$  і енергії частинок опромінювання  $\xi$ ;  $F_t$  – технологічний коефіцієнт;  $D$  – поглинена доза іонізуючого випромінювання.

Виходячи з теоретичних [76] і експериментальних [78, 80, 81] досліджень виявлено, що у  $p$ -канальних транзисторів напруга відсічки (порогова) збільшується по модулю на величину (3.2), а у  $n$ -канальних – зменшується, рис.3.1.

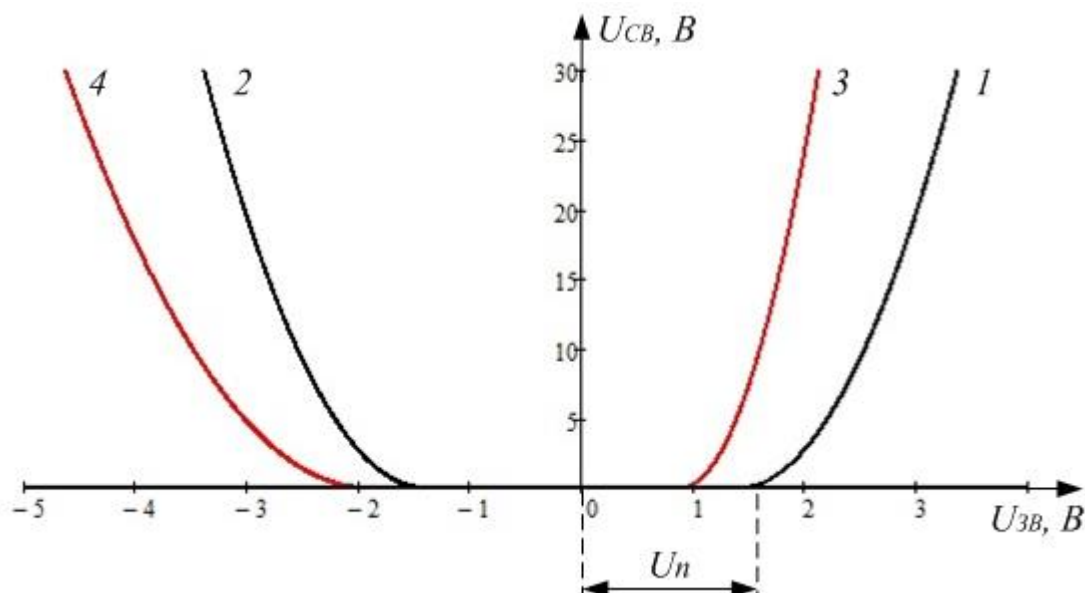


Рис.3.1 Залежності напруги сток-витік від напруги на затворі: кривим 1 і 2 відповідають  $n$  і  $p$  канальні транзистори до опромінювання, кривим 3 і 4 – транзистори, що піддавалися іонізуючому випромінюванню.

На рис.3.1  $U_n$  – порогова напруга (відсічки), при подачі на затвор  $n$  канального транзистора напруги більшої за порогову, транзистор відкривається. У випадку  $p$  канальних транзисторів для відкриття транзистора на затвор необхідно подавати від’ємну напругу, більшу за модулем за порогове значення.

### 3.3.3 Радіаційні ефекти в біполярних транзисторах

На схемі рис.2.9 в складі БТІЗ присутній біполярний транзистор VT2. Виходячи з дослідження [82] у біполярного транзистора, що працює в ключовому режимі, під дією ІВ збільшується колекторний опір, що призводить до збільшення падіння напруги насичення і виділенню потужності на кристалі:

$$\Delta R_{\kappa.нас}(\Phi) = \frac{\exp(K_N \Phi)}{q N_{K0} \mu_{K.онз} S_{K.эф}} \cdot \left( W_{K.en} - \frac{2 \sqrt{D_{K.онз} \left( \frac{I_{\delta(нас)}}{I_K} - \frac{1}{h_{21E}(0)} - K_{эф} t_A \Phi \right)}}{\sqrt{\frac{1}{\tau_{n0}} + K_{\tau} \Phi}} \right), \quad (3.3)$$

де  $K_N$  – коефіцієнт радіаційної зміни концентрації легуючої домішки в високоомній частини колектора;  $N_{K0}$  – концентрація легуючої домішки в високоомній частини колектора;  $\mu_{K.онз}$  – рухливість основних носіїв заряду в епітаксимальній області колектора;  $S_{K.эф}$  – ефективна площа колектора, по якій протікає весь колекторний струм;  $W_{K.en}$  – товщина епітаксимального шару колектора;  $D_{K.онз}$  – коефіцієнт дифузії основних носіїв заряду в області колектора;  $I_{B(нас)}$  – струм бази, при якому транзистор переходить в режим насичення;  $I_K$  – струм колектора;  $h_{21E}(0)$  – коефіцієнт посилення струму транзистора;  $K_{эф}$  – ефективний коефіцієнт радіаційних ушкоджень в транзисторі;  $t_A$  – час прольоту неосновних носіїв заряду через активну базу транзистора;  $\tau_{n0}$  – час життя нерівноважних носіїв заряду.

### 3.3.4 Радіаційні ефекти в оптронах

Оптрон DA1 на рис.2.9 застосовується для гальванічної розв'язки ланцюгів. Внаслідок дії ІВ у оптрона відбувається деградація коефіцієнта передачі по струму, що викликано зменшенням інтенсивності світла, яке випромінює світлодіод, і зниженням чутливості фотоприймача [83]. Експериментальні дослідження [36, 37] демонструють монотонне зниження коефіцієнта передачі по струму опроміненого оптрона до нуля при дозі в 1 Мрад. Позначимо це відношення радіаційною зміною коефіцієнта передачі оптрона по струму  $K_{OP}(D) = CTR(D)/CTR_0$ , тоді



$$K_{OP}(D) = 1 - K_{рад.зм} \cdot D^{2/3}, \quad (3.4)$$

де  $CTR_0$  – коефіцієнт передачі оптрона до опромінення;  $K_{рад.зм}$  – коефіцієнт радіаційної зміни коефіцієнта передачі по струму.

Для подальшої наочності наведемо формули (3.1) - (3.4) до єдиного аргументу – поглиненої дози  $D$ . Оскільки (3.1) і (3.3) є функціями від флюенсу, скориставшись виразом з [22, с. 4] для знаходження дози гамма випромінювання в радах визначимо, що поглиненій дозі в 1 *Mrad* відповідає потік  $2.17 \cdot 10^{15}$  *l/cm<sup>2</sup>*. Тому, для отримання функцій від поглиненої дози, в функції від флюенсу необхідно аргумент розділити на коефіцієнт  $2.17 \cdot 10^9$ . На рис.3.2 представлені графіки залежностей від поглиненої дози, побудовані за виразами (3.1) - (3.4) для напівпровідникових пристроїв в складі ПЧ потужністю 18.5 *кВт*.

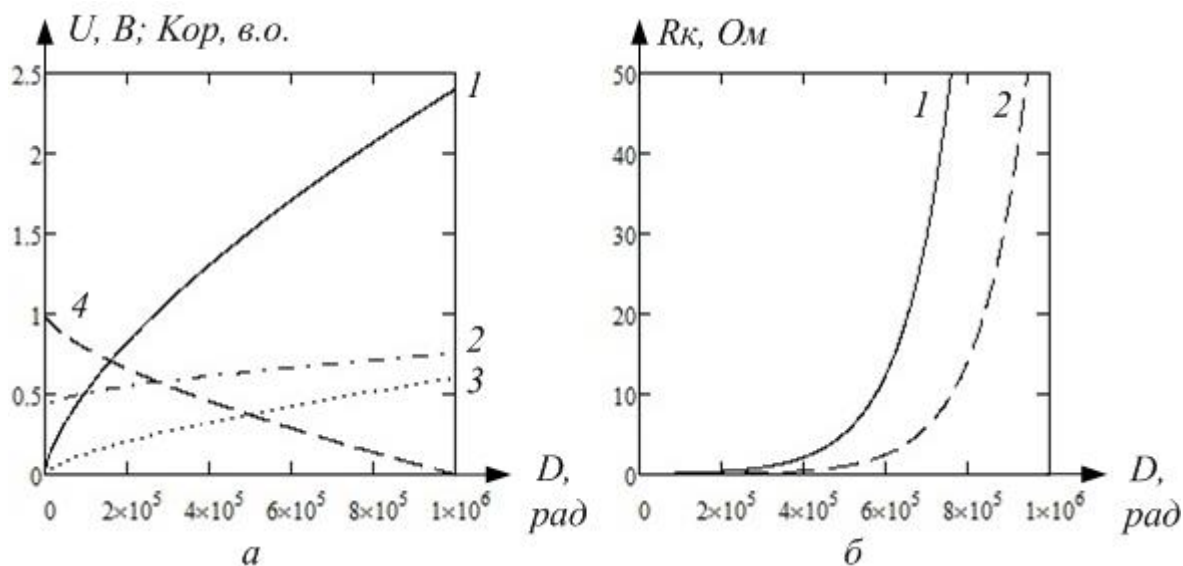


Рис.3.2 – Графіки залежностей радіаційно чутливих параметрів від поглиненої дози, *а*: 1 – порогова напруга транзистора VT3; 2 – пряме падіння напруги на діоді VD1; 3 – зміна порогової напруги транзисторів VT1 і VT4; 4 – коефіцієнт передачі по струму DA1; *б*: 1 – колекторний опір біполярного транзистора в складі драйвера 2 – колекторний опір біполярного транзистора в складі БТІЗ.

### 3.4 Математична модель схеми заміщення силового каналу перетворювача частоти із метал-діелектрик-напівпровідниковими транзисторами драйверів

Для кількісної оцінки впливу ІВ на параметри вихідної напруги перетворювача запишемо рівняння електричної рівноваги для ділянок схеми (див. рис. 2.9).

А) Напруга між точками З1-В1 – напруга затвор-витік транзистора VT1 як функція вихідної напруги драйвера:

$$U_{13B}(D) = U_{вхд} \cdot CTR_0 \cdot K_{OP}(D), \quad (3.5)$$

де  $U_{вхд}$  – вхідна напруга драйвера;  $K_{OP}(D)$  – функція радіаційної зміни коефіцієнта передачі оптрона по струму, визначається виразом (3.4).

Б) Напруга між точками З-Е, або вхідна напруга БТІЗ. З джерела [84] взято математичний вираз для стокзатворної характеристики транзистора і на її основі записана залежність вихідної напруги VT1, яка є вхідною напругою VT3:

$$U_{3E}(D) = \begin{cases} R_{1d} I_{1S0} \left( 1 - \frac{-U_{13B}(D)}{U_{1\phi} - \Delta U_n(D)} \right)^2, & -U_{13B}(D) < U_{1\phi} - \Delta U_n(D), \\ 0, & -U_{13B}(D) \geq U_{1\phi} - \Delta U_n(D) \end{cases} \quad (3.6)$$

де  $R_{1d}$  – опір навантаження VT1 дорівнює вхідному опору БТІЗ;  $I_{1S0}$  – струм стоку насичення VT1;  $U_{1\phi}$  – напруга відсічки (порогова) VT1;  $\Delta U_n(D)$  – зміна величини порогової напруги внаслідок дії ІВ, вираз (3.2).

В) Струм колектора БТІЗ. Для БТІЗ справедливо рівняння для стокзатворних характеристик польових транзисторів [84], про що свідчить збіг отриманих прохідних характеристик із заводськими даними. Система рівнянь для визначення струму колектора БТІЗ має вигляд:

$$I_K(D) = \begin{cases} I_{K0} \left( 1 - \frac{U_{3E}(D)}{U_{\phi} + \Delta U_n(D)} \right)^2, & U_{3E}(D) \geq U_{\phi} + \Delta U_n(D), \\ 0, & U_{3E}(D) < U_{\phi} + \Delta U_n(D) \end{cases} \quad (3.7)$$

де  $I_{K0}$  – струм колектора насичення;  $U_{\epsilon}$  – напруга відсічки (порогова);  $\Delta U_n(D)$  – напруга відсічки, викликана впливом ІВ (3.2).

Г) Вихідна напруга діода VD1 – напруга між точками К-Н. Запишемо рівняння вихідної напруги діода як функцію від поглиненої дози:

$$U_1(D) = \begin{cases} U_a - (U_{np} + \Delta U_{np}(D)), & U_a \geq U_{np} + \Delta U_{np}(D) \\ 0, & U_a < U_{np} + \Delta U_{np}(D) \end{cases} \quad (3.8)$$

де  $U_a$  – миттєве значення напруги фази А;  $U_{np}$  – пряме падіння напруги на неопроміненому діоді;  $\Delta U_{np}(D)$  – функція зміни прямого падіння напруги на діоді від поглиненої дози (вираз 3.1 приведений до дози).

Д) Напруга на навантаженні – між точками Е-Н. Під впливом ІВ струм колектора знижується до нуля із зростанням поглиненої дози, що еквівалентно росту опору каналу колектор-емітер, що призводить до переходу режиму роботи БТІЗ з ключового в активний.

Введемо поняття радіаційного динамічного опору для кількісної оцінки поведінки каналу колектор-емітер в умовах опромінення, використовуючи функції (3.7) і (3.8):

$$R_{дин}(D) = R_{K.ном} + \Delta R_{K.нас}(D) + \frac{U_1(D)}{I_K(D)}, \quad (3.9)$$

де  $R_{K.ном}$  – номінальний опір колектора;  $R_{K.нас}(D)$  – функція опору насичення колектора, визначається виразом (3.3).

Розглянемо БТІЗ і навантаження як класичний дільник напруги. Вхідною напругою буде  $U_1(D)$  між точками К-Н, вихідною – напруга на навантаженні  $U_{нав}(D)$  між точками Е-Н (рис.2.9). Опорами є  $R_{дин}(D)$  (3.9) і опір навантаження  $Z_H$ . Тоді напруга на навантаженні описується виразом:

$$U_{нав}(D) = U_1(D) \frac{Z_H}{Z_H + R_{дин}(D)}. \quad (3.10)$$

Основні наукові результати, висвітлені в підрозділі 3.4 опубліковані у вигляді статті в міжнародному науковому журналі [85].

### 3.5 Математична модель схеми заміщення силового каналу перетворювача частоти із драйверами на основі біполярних транзисторів

В основу математичної моделі силового каналу ПЧ з драйверами на основі біполярної комплементарної технології (далі – БТ драйвери) покладена схема, котра зображена на рис.2.10. На базу транзистора VT1 надходить сигнал з виходу оптрона DA1. Вихідним сигналом транзистора VT1 є напруга в на затворі VT3. Отже, необхідно математично описати передаточну функцію біполярного транзистора, в якій і вхідним і вихідним сигналами є напруга. В роботі [86, с. 120] представлено вираз, який відображає залежність струму колектора БТ від напруги база-емітер, якщо знехтувати ефектом Ерлі:

$$I_{\kappa\partial}(U_{\delta e}) = I_S \cdot e^{U_{\delta e}/U_T}, \quad (3.11)$$

де  $I_{\kappa\partial}$  – струм колектора;  $U_{\delta e}$  – напруга між базою і емітером біполярного транзистора;  $I_S$  – струм насичення транзистора,  $I_S \approx 10^{-16} \dots 10^{-12} \text{ A}$ ;  $U_T$  – температурний потенціал,  $U_T \approx 26 \text{ мВ}$  [86, с. 55].

В нашому випадку напругою база-емітер є вихідна напруга оптрона  $U_{13B}$ , вираз (3.5), яка є функцією від поглиненої дози ІВ. Підставивши  $U_{13B}$  в (3.11) і обмеживши струм величиною його насичення отримаємо систему рівнянь:

$$I_{\kappa\partial}(D) = \begin{cases} I_S \cdot e^{U_{13B}(D)/U_T}, & I_S \cdot e^{U_{13B}(D)/U_T} < I_{\kappa.нас}, \\ I_{\kappa.нас}, & I_S \cdot e^{U_{13B}(D)/U_T} \geq I_{\kappa.нас} \end{cases}, \quad (3.12)$$

де  $I_{\kappa\partial}(D)$  – залежність колекторного струму біполярного транзистора драйвера від поглиненої дози іонізуючого випромінювання;  $I_{\kappa.нас}$  – струм колектора насичення,  $I_{\kappa.нас} = 0.1 \text{ A}$  для BC547.

Щоб в подальшому отримати величину напруги на виході транзистора VT1, скористаємось введенням раніше виразом радіаційного динамічного опору колектора БТ (3.9), в якому в третьому доданку чисельником є напруга насичення колектор-емітер, а знаменником – струм колектора (3.12).

Для того, щоб оцінити величину напруги на затворі БТІЗ, розглянемо транзистор VT1, вхідний опір БТІЗ і джерело напруги, яку комутує VT1 на затвор, як класичний дільник напруги:

$$U_{ze}(D) = \frac{U_{yup} R_{ze}}{R_{\partial\partial}(D) + R_{ze}}, \quad (3.13)$$

де  $U_{ze}(D)$  – залежність напруги, яка подається на затвор БТІЗ, від поглиненої дози;  $U_{yup}$  – напруга, яку комутує драйвер на затвор БТІЗ, в даному випадку  $U_{yup}=20$  В;  $R_{\partial\partial}(D)$  – радіаційний динамічний опір каналу колектор-емітер біполярного транзистора драйвера;  $R_{ze}$  – вхідний опір БТІЗ,  $R_{ze}=20$  кОм для BSM50GB120DN2.

Математичну модель, що базується на рівняннях (3.1) - (3.13), синтезовано в середовищі *MATLAB/Simulink* та представлено в Додатку В.

### **3.6 Дослідження синтезованих моделей в координатах поглинена доза-вихідна напруга перетворювача**

#### **3.6.1 Дослідження моделі із драйверами на основі метал-діелектрик-напівпровідникових транзисторів**

Графік залежності вихідної напруги оптрона від поглиненої дози іонізуючого випромінювання (3.5) зображено на рис.3.3.

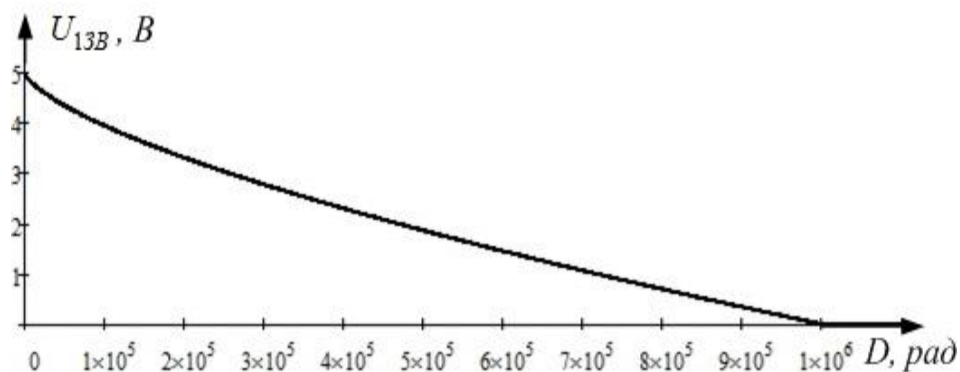


Рис. 3.3 – Графік залежності вихідної напруги оптрона від поглиненої дози іонізуючого випромінювання

На графіку спостерігається монотонне зниження напруги на затворі МДН транзистора драйвера, викликане радіаційним ефектом оптрона – падінням коефіцієнта передачі.

Згідно схеми на рис. 2.9 сток  $p$ -канального транзистора драйвера з'єднано із затвором БТІЗ. Графік залежності вхідної напруги БТІЗ від поглиненої дози для ПЧ із МДН драйверами згідно (3.6) представлено на рис.3.4, крива 1.

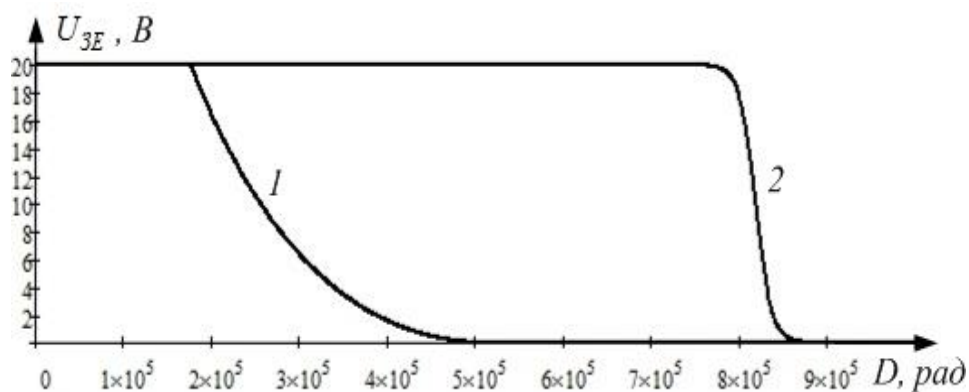


Рис. 3.4 – Графік залежності вихідної напруги для МДН (крива 1) і біполярного (крива 2) транзисторів драйверів від поглиненої дози іонізуючого випромінювання

Так як напруга на виході драйвера обмежується допустимою величиною (для розглянутого випадку максимальна вихідна напруга драйвера TLP5751 – не більше 30 В), а максимальна напруга на затворі БТІЗ не повинна

перевищувати 20 В (IGBT модуль BSM50GB120DN2), вихідну напругу драйвера обмежимо величиною в 20 В. З графіка рис.3.4, крива 1, видно, що до поглиненої дози 200  $\mu\text{рад}$  ІВ не впливає на роботу драйвера, а після 500  $\mu\text{рад}$  настає його функціональна відмова.

На рис.3.5, крива 1, побудовано графік залежності струму колектора БТІЗ від поглиненої дози ІВ відповідно до виразу (3.7).

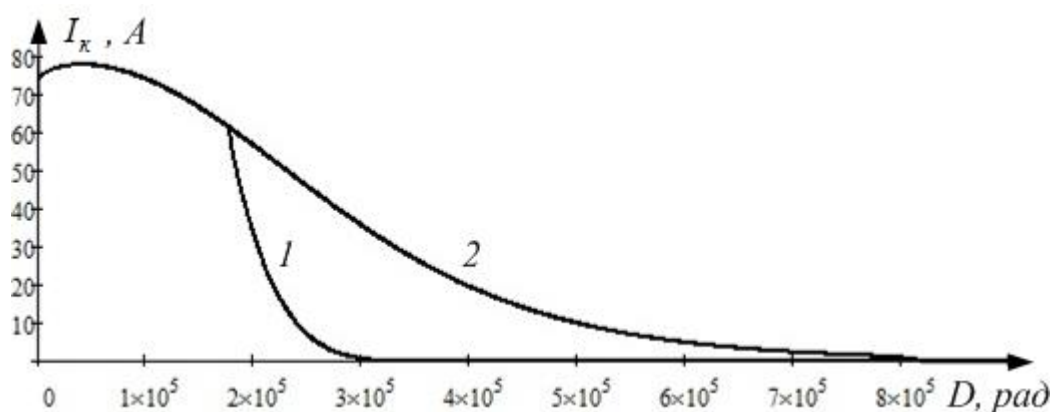


Рис. 3.5 – Графіки залежності струму колектора БТІЗ для МДН (крива 1) і біполярного (крива 2) транзисторів драйверів від поглиненої дози іонізуючого випромінювання

На графіку залежності струму колектора від поглиненої дози (рис.3.5, крива 1) зростання струму до дози 50  $\mu\text{рад}$  викликане зниженням порогової напруги БТІЗ (аналогічно до рис.3.1, криві 1 і 3). Вираз (3.7) і його графічна інтерпретація (рис.3.5, крива 1) показує, що БТІЗ теоретично зможе пропускати більший струм, тому, можна стверджувати, що до дози 80  $\mu\text{рад}$  робота БТІЗ не змінюватиметься, так як крива знаходиться вище відмітки номінального струму 75 А. З подальшим ростом дози до 320  $\mu\text{рад}$  відбувається зниження струму колектора, що викликано радіаційною зміною вихідної напруги драйвера (3.6). При поглиненій дозі більше 320  $\mu\text{рад}$  в колекторі БТІЗ припиняє протікати струм.

Залежність вихідної напруги випрямного діода від дози ІВ відповідно до (3.8) представлено на рис.3.6.

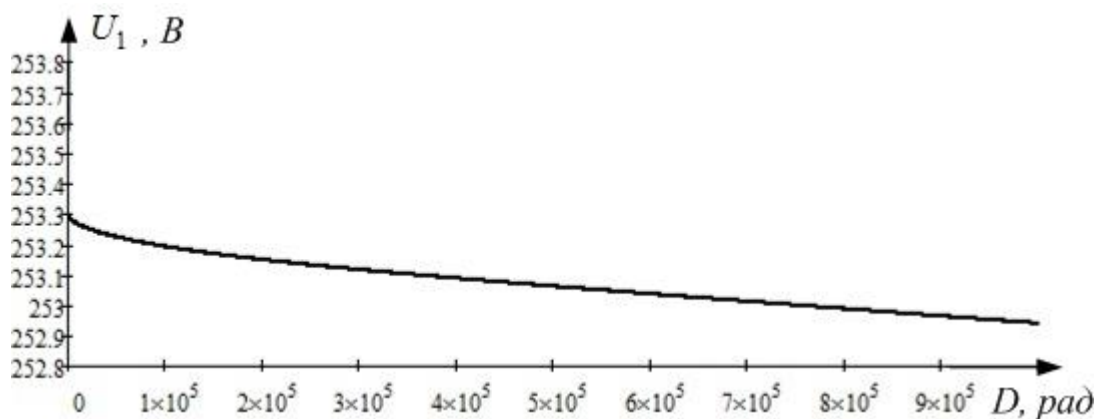


Рис. 3.6 – Графік залежності вихідної напруги випрямного діода від поглиненої дози іонізуючого випромінювання

Оскільки падіння напруги на діоді від ІВ зростає на  $0.8\text{ В}$  до дози  $1\text{ Mrad}$ , що становить  $0.31\%$  від величини випрямленої напруги, цей параметр практично не впливає на роботу системи.

Залежність динамічного радіаційного опору від поглиненої дози згідно (3.9) ілюструє рис.3.7, крива 1.

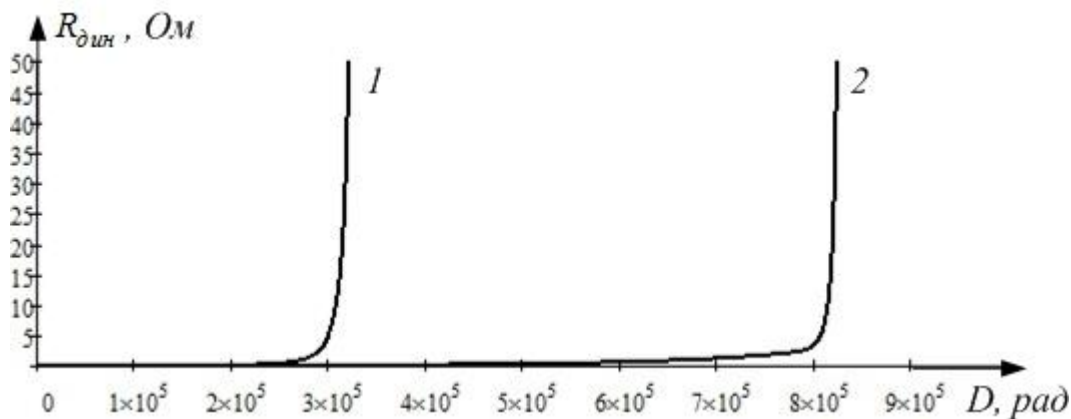


Рис. 3.7 – Графіки залежності динамічного радіаційного пору біполярних транзисторів в складі БТІЗ для МДН (крива 1) і біполярного (крива 2) транзисторів драйверів від поглиненої дози іонізуючого випромінювання



Таким чином, починаючи з дози приблизно в 250 *крад* опір каналу колектор-емітер різко зростає, що говорить про закриття транзистора при досягненні критичної поглиненої дози.

Залежність амплітуди вихідної напруги напівпровідникового перетворювача від поглиненої дози відповідно до (3.10) зображено на рис.3.8, крива 1.

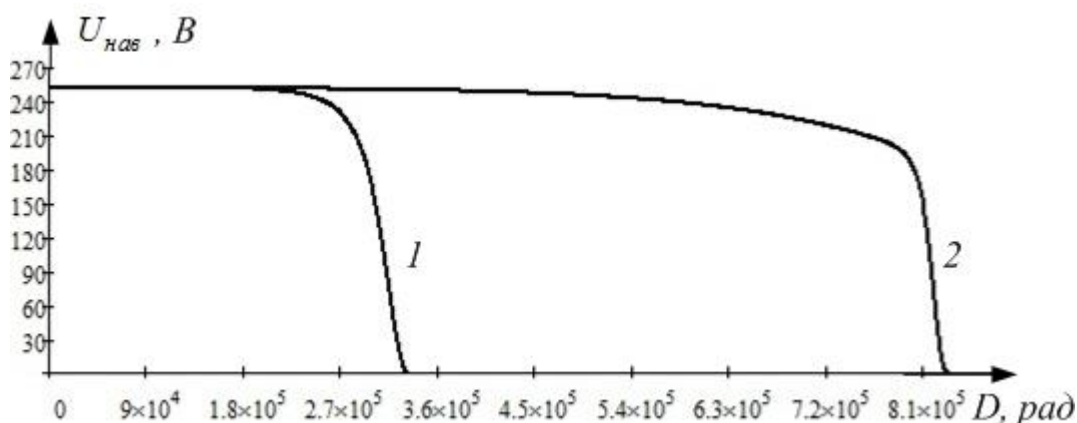


Рис. 3.8 – Графіки залежності напруги на навантаженні для МДН (крива 1) і біполярного (крива 2) транзисторів драйверів від поглиненої дози іонізуючого випромінювання

З графіка на рис.3.8, крива 1, видно, що починаючи приблизно з 180 *крад* починається плавне спадання амплітуди вихідної напруги, її величина досягне 90% від номіналу при дозі 265 *крад*, при подальшому опроміненні функція експоненційно спадає і досягає 0 при дозі 330 *крад*. Формули (3.1) - (3.10) є математичною моделлю для розрахунку вихідної напруги перетворювача частоти середньої потужності із МДН драйверами від величини поглиненої дози.

Широко відомо, що момент, який розвиває двигун, прямо пропорційний квадрату напруги живлення. Залежність приведенного до номінального значення моменту, що розвиває двигун, який отримує живлення від перетворювача частоти, що піддається опромінюванню, від поглиненої дози іонізуючого випромінювання відтворено на рис.3.9, крива 1.

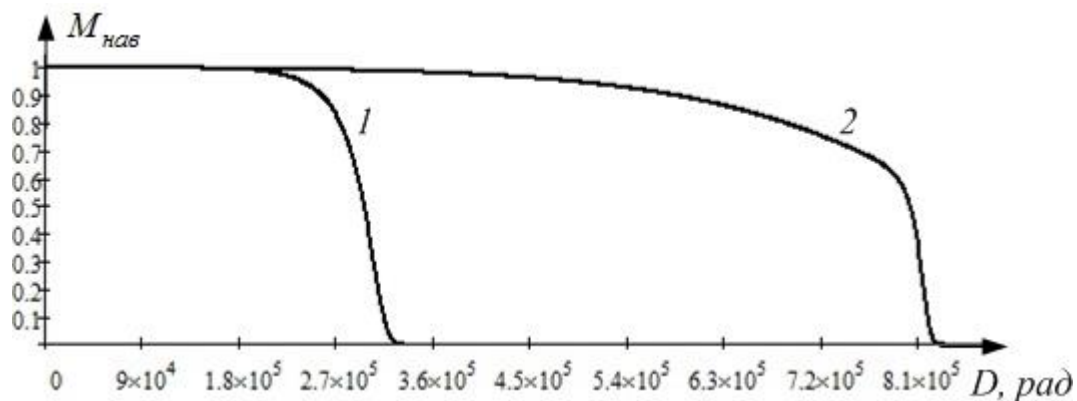


Рис. 3.9 – Графіки залежності приведенного до номінального моменту на валу АД, який отримує живлення від перетворювача частоти, що піддається опромінюванню, від поглиненої дози іонізуючого випромінювання для МДН (крива 1) і біполярного (крива 2) транзисторів драйверів

Таким чином, частотно-регульований електропривод, який має в складі ПЧ з ланкою постійного струму, і піддається опромінюванню іонізуючою радіацією після досягнення критичної поглиненої дози не зможе підтримувати значення моменту на валу у зв'язку із радіаційними ефектами в напівпровідниковому силовому каналі ПЧ. Із зростанням дози момент спадатиме, тобто вантажопідйомність мостового крану знижуватиметься. Після досягнення  $320 \text{ крад}$  для системи із МДН драйверами настане функціональна відмова ЕП.

### 3.6.2 Дослідження моделі із драйверами на основі біполярних транзисторів

На рис.3.10 зображено залежність струму колектора БТ від напруги база-емітер згідно виразу (3.11).

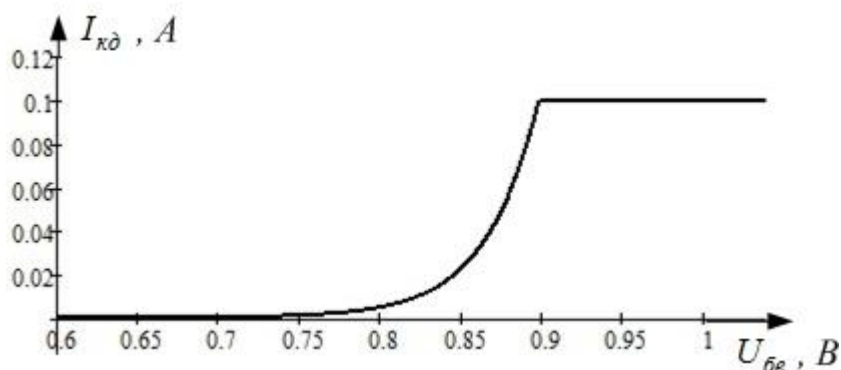


Рис. 3.10 – Графік залежності колекторного струму від напруги база-емітер біполярного транзистора драйвера

Таким чином при подачі напруги база-емітер більшої за  $0.7\text{ В}$  транзистор переходить в режим підсилювача, більшої за  $0.9\text{ В}$  – в режим насичення, тобто в каналі колектор-емітер може протікати струм. Оскільки напруга база-емітер є вихідною напругою оптрона (див. рис.2.10), врахуємо деградацію його параметрів. Побудоване графічне зображення системи рівнянь залежності струму колектора БТ драйвера від величини поглиненої дози ІВ (3.12) представлено на рис.3.11.

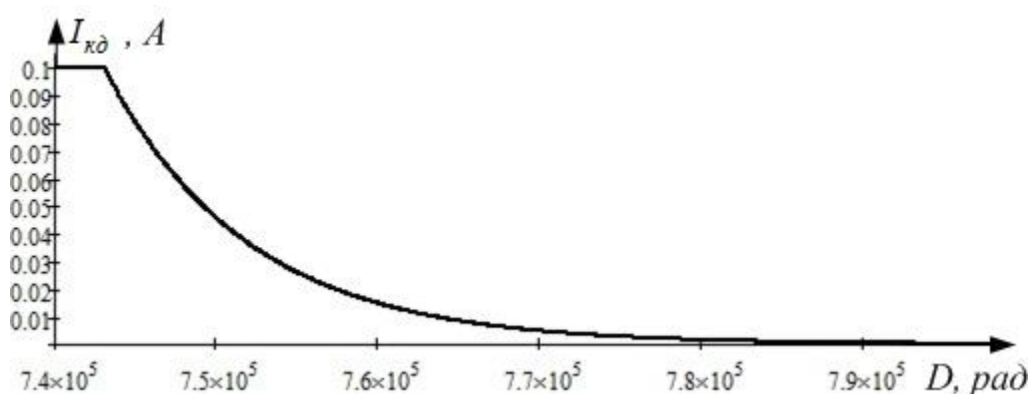


Рис. 3.11 – Графік залежності колекторного струму БТ драйвера від поглиненої дози ІВ.

З графіку видно, що до дози  $745\text{ крад}$ , колекторний струм не змінюється і лишається рівним струму насичення колектора. Далі спостерігається

експоненційне зниження струму до 0 при 785 *крад*, що означає, що транзистор перейде в режим відсічки.

Залежність опору насичення колектора від поглиненої дози взято із [82, с. 80]. Підставивши у дану формулу чисельні значення транзистора BC547 побудовано графічну залежність динамічного радіаційного опору колектора транзистора драйвера, рис.3.12.

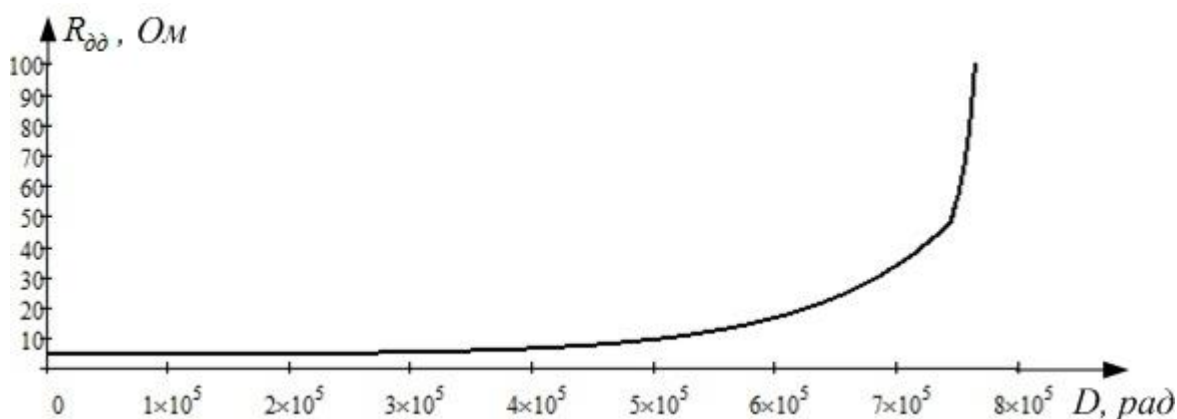


Рис. 3.12 – Графік залежності динамічного радіаційного опору каналу колектор-емітер біполярного транзистора драйвера від поглиненої дози

Побудований графік залежності напруги на затворі БТІЗ від поглиненої дози ІВ в схемі із БТ драйверами показано на рис.3.4, крива 2. З графіку видно, що радіаційна стійкість БТ драйвера обмежується величиною поглиненої дози 800 *крад*, після чого відбувається різке падіння його вихідної напруги до нуля.

Далі математична модель силового каналу ПЧ із БТ драйверами аналогічна до моделі із МДН драйверами і для неї справедливі вирази (3.7) – (3.10). На рис.3.5, рис.3.7, рис.3.8, рис.3.9 криві 2 представлено залежності струму колектора  $I_K$ , динамічного радіаційного опору  $R_{дин}$ , напруги на навантаженні  $U_{нав}$  і моменту на валу АД  $M_{нав}$  від поглиненої дози ІВ для варіанту схеми із БТ драйверами.

З рис.3.8, крива 2, можна відзначити, що після дози 300 *крад* починається монотонне зниження амплітуди вихідної напруги, а після досягнення 800 *крад*

спостерігається її різке падіння до нуля, тобто настає функціональна відмова перетворювача частоти.

### **3.6.3 Визначення напівпровідникового пристрою в складі силового каналу перетворювача частоти, зміна параметрів якого найсуттєвіше впливає на роботу системи**

Визначимо напівпровідниковий пристрій в схемі, радіаційна зміна параметрів якого найсуттєвіше впливає на амплітуду вихідної напруги ПЧ. Для вирішення цього питання необхідно в дійсній математичній моделі замість існуючих напівпровідникових пристроїв по черзі підставити ідеалізовані, тобто нечутливі до впливу радіації. Дослідимо обидва варіанти схем: з МДН і з БТ драйверами. Із схеми на рис.2.9 і рис.2.10 виділимо такі радіаційно чутливі пристрої: оптрон, БТ драйвера,  $n$ -канальний МДН в складі схеми заміщення БТІЗ,  $pnp$  транзистор в складі БТІЗ, випрямний діод. В схемі з МДН драйвером відповідно буде розглянуто  $p$ -канальний МДН драйвера.

В таблиці 1 представлені величини радіаційно чутливих параметрів ідеалізованих варіантів вищезазначених пристроїв.

Таблиця (3.1)

Радіаційно чутливі параметри напівпровідникових пристроїв і їх ідеалізованих математичних моделей

Напівпровідниковий пристрій	Радіаційно чутливий параметр	Величина радіаційно чутливого параметру ідеалізованого пристрою
Оптрон	Коефіцієнт передачі	1
БТ драйвера	Зміна опору насичення колектора	0
МДН драйвера	Зміна напруги відсічки	0
МДН в БТІЗ	Зміна напруги відсічки	0
БТ в БТІЗ	Зміна опору насичення колектора	0
Діод	Зміна прямого падіння напруги	0

Згідно обраного підходу отримано графіки, представлені на рис.3.13, 3.14.

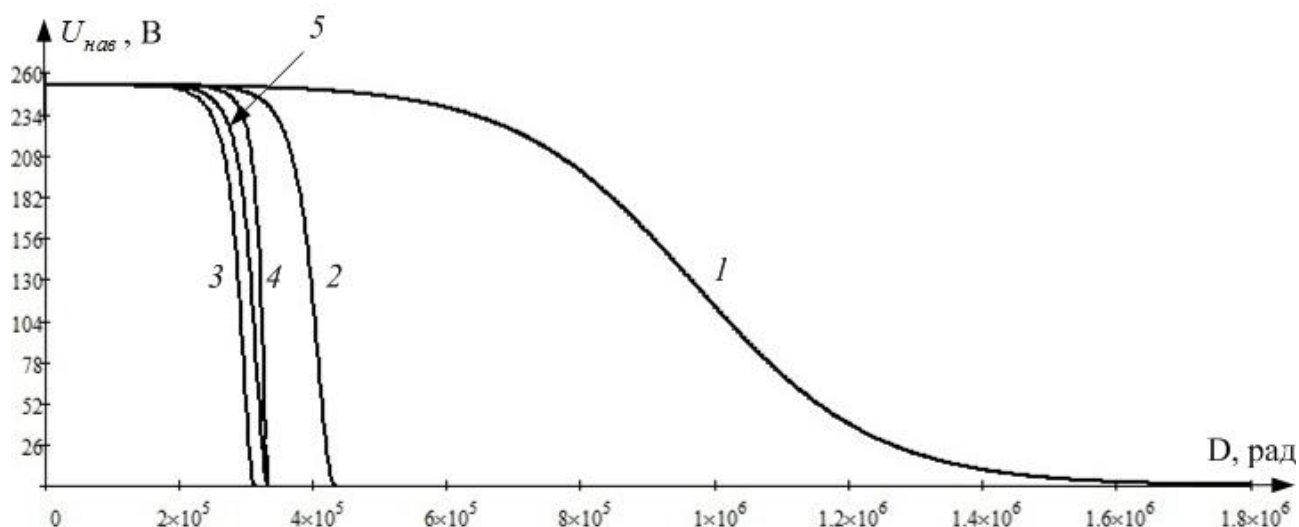


Рис. 3.13 – Залежності амплітуди вихідної напруги перетворювача частоти з МДН драйверами від поглиненої дози з ідеалізованим: крива 1 – оптроном; 2 – МДН транзистором драйвера; 3 – МДН транзистором в складі БТІЗ; 4 – біполярним транзистором в складі БТІЗ; 5 – діодом

З отриманих кривих (рис.3.13) можна зробити висновок, що найбільшу радіаційну стійкість показує система з нечутливим до радіації оптроном. До дози 400 *крад* амплітуда напруги майже не змінюється, від 400 *крад* до 1.6 *Мрад* відбувається її монотонне зниження до нуля. Схеми із ідеалізованими діодом, МДН в БТІЗ і БТ в БТІЗ мають приблизно однакову стійкість близьку до реальної системи, що складає  $\approx 250$  *крад*. Нечутливий до іонізуючого випромінювання МДН драйвера демонструє більшу стійкість через те, що зменшення його затворної напруги не супроводжується збільшенням напруги відсічки.

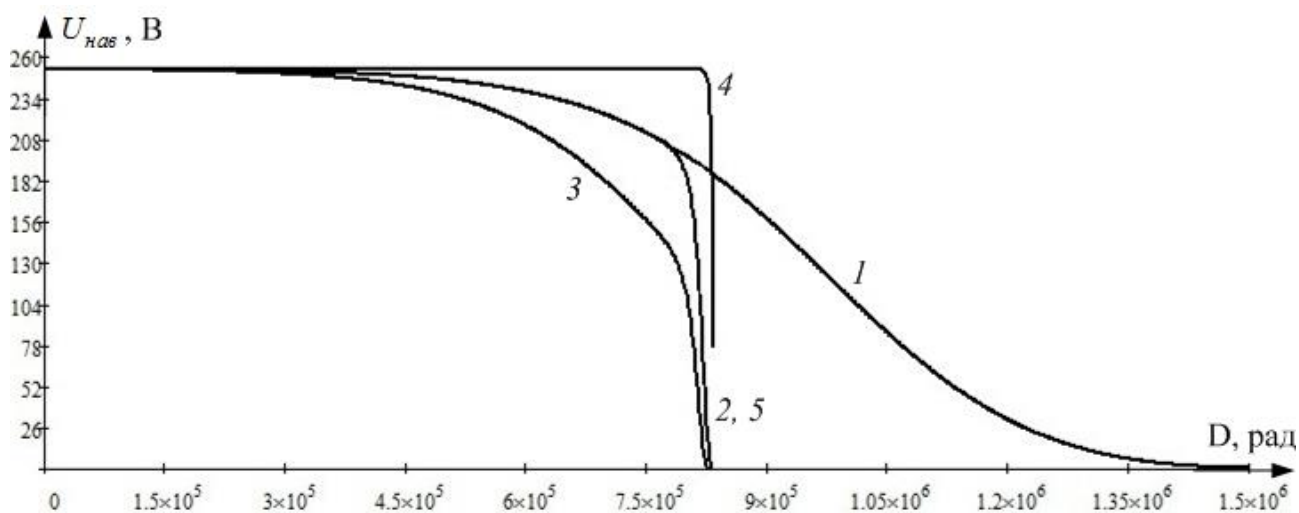


Рис. 3.14 – Залежності амплітуди вихідної напруги перетворювача частоти з БТ драйверами від поглиненої дози з ідеалізованим: крива 1 – оптроном; 2 – біполярним транзистором драйвера; 3 – МДН транзистором в складі БТІЗ; 4 – біполярним транзистором в складі БТІЗ; 5 – діодом

Графіки на рис.3.14 показують наступне. Хоча ідеалізований оптрон в системі проявляє найбільшу радіаційну стійкість –  $1.44 \text{ Mrad}$ , проте після дози в  $320 \text{ krad}$  амплітуда монотонно знижується, що призведе до такого ж монотонного зниження вантажопідйомності крану. З цієї точки зору вигідніше поводить система з нечутливим до ІВ біполярним транзистором в складі БТІЗ – до дози  $800 \text{ krad}$  спостерігається абсолютна жорстка залежність амплітуди від дози, однак, спостерігається різкий вихід з ладу схеми після  $800 \text{ krad}$ . Криві для ідеалізованих БТ драйвера і діода зливаються воедино і до дози  $800 \text{ krad}$  повторюють характеристику з ідеальним оптроном. Нечутливий до радіації МДН в складі БТІЗ має подібну залежність до реальної системи, що пов'язано із тим, що в реального  $n$ -канального МДН транзистора напруга відсічки зменшується при дозі  $750 \text{ krad}$  на  $2 \text{ V}$  (порогова напруга для неопроміненого BSM50GB120DN2 рівна  $5.5 \text{ V}$ ), а напруга, яка подається на затвор при тій же дозі –  $20 \text{ V}$ . Таким чином ідеалізований і реальний  $n$ -канальні МДН транзистори в даному випадку поведуться однаково.

Дослідження проводилися з використанням програмного середовища Mathcad 15.

Наукові результати, отримані в пунктах 3.6.2 і 3.6.3 опубліковані у вигляді статті в фаховому науковому виданні [87].

### **Висновки до Розділу 3**

Розглянуто типи радіаційних пошкоджень напівпровідникових пристроїв і обрано той, що викликаний поглиненою дозою, як актуальний тип пошкодження для моделювання.

На основі побудованої в Розділі 2 схеми заміщення силового каналу, розглянуто вплив іонізуючого випромінювання на окремі напівпровідникові елементи силового каналу перетворювача частоти. Визначено, що радіаційно чутливими напівпровідниковими пристроями в складі перетворювача частоти, що впливають на працездатність системи, є: оптрон, польові  $p$  і  $n$ -канальні МДН транзистори в складі драйвера, польовий  $n$ -канальний силовий МДН, біполярні транзистори драйверів і в складі БТІЗ, а також випрямний діод.

Обрано прототипи напівпровідникових елементів силового каналу перетворювача частоти для побудови моделі. Математичне моделювання потребує чисельних значень параметрів, які були взяті із заводської документації окремих компонентів.

Синтезовано і досліджено математичні моделі силового напівпровідникового каналу перетворювача частоти з метал-діелектрик-напівпровідниковими транзисторами драйверів та із драйверами на основі біполярних транзисторів. Виконано теоретичне дослідження впливу ІВ на силовий канал напівпровідникового перетворювача в складі електроприводу підйому мостового крана. Фактично, проведені дослідження підходять для будь-яких напівпровідникових перетворювачів електромеханічного обладнання машин і установок, які працюють в зоні підвищеного рівня радіації. Встановлено, що під впливом радіації зменшується амплітуда вихідної напруги перетворювача, а частота залишається заданою. Оскільки з ростом поглиненої



дозы внутрішні ємності транзисторів зменшуються, а так як їх значення мають порядок  $10^{-9} \div 10^{-12}$  фарад, то можна вважати, що радіація не впливає на швидкість комутації.

Виявлено, що схема із драйвером на основі БТ радіаційно стійкіша і функціонує до дози 800 *крад* проти 250 *крад* у випадку драйвера з МДН транзистором.

Досліджено математичну модель силового каналу ПЧ задля визначення напівпровідникового пристрою, радіаційна зміна параметрів якого чинить найсуттєвіший вплив на роботу схеми. Визначено, що найістотніший вплив на радіаційну стійкість схеми заміщення силового каналу ПЧ вносить оптрон, оскільки його основний параметр – коефіцієнт передачі – монотонно спадає із зростанням поглиненої дози радіації. Виявлено, що застосування в моделі ідеалізованого оптрону, коефіцієнт передачі якого не залежить від радіації, дозволяє підвищити радіаційну стійкість системи з МДН драйверами від 250 *крад* до 1.6 *Мрад* з монотонним спаданням амплітуди до нуля; системи з БТ драйверами – від 800 *крад* до 1.44 *Мрад* з монотонним спаданням амплітуди до нуля. Застосування ж ідеалізованого біполярного транзистора в схемі з БТ драйверами не підвищує радіаційну стійкість, але забезпечує незмінну величину амплітуди вихідної напруги ПЧ.

Для підвищення радіаційної стійкості системи рекомендується замінити оптрон в складі драйвера БТІЗ на радіаційно нечутливі пристрої гальванічної розв'язки та передачі сигналів, наприклад, сигнальними трансформаторами, які не містять напівпровідникових компонентів і складаються із магнітопроводу та металевих обмоток.

## **РОЗДІЛ 4. ДОСЛІДЖЕННЯ АТМОСФЕРНОГО ОПТИЧНОГО КАНАЛУ ЗВ'ЯЗКУ В СКЛАДІ СИСТЕМИ УПРАВЛІННЯ ЕЛЕКТРОПРИВОДОМ ВАНТАЖОПІДЙОМНОЇ МАШИНИ СХОВИЩА РАДІОАКТИВНИХ ВІДХОДІВ**

### **4.1 Опис атмосферного оптичного каналу зв'язку**

В складі системи управління електроприводами мостового крана застосовується атмосферний оптичний канал зв'язку (АОКЗ) для обміну сигналами між програмованими логічними контролерами в приміщенні управління краном і безпосередньо на крані. Дослідження, описані в попередніх розділах, показали нестійкість оптронів до поглиненої дози іонізуючого випромінювання. АОКЗ, по суті, представляє собою оптрон, випромінювач і фотоприймач якого віддалені один від одного в просторі на значну відстань (до 150 м). Тому АОКЗ потребує додаткового дослідження з врахуванням особливостей його архітектури, включення в схему електропривода і зміни довжини оптичного каналу викликаного пересуванням мосту.

#### **4.1.1 Функціональна схема атмосферного оптичного каналу зв'язку**

Система передачі даних ISD400 складається із двох пристроїв, які розташовані на одній оптичній вісі, кожен з яких функціонує як приймач і передавач. Пристрої комунікують на великій відстані (до 150 м) і забезпечують безпроводну передачу даних. Налаштування оптичного каналу зв'язку потребує пари пристроїв, які працюють на різних частотах. Обидва пристрої контролюють рівень отриманого сигналу, який відображається на індикаторі. Якщо рівень отриманого сигналу менший за порогове значення, пристрій видає попередження. Структурну схему каналу зв'язку представлено на рис.4.1.

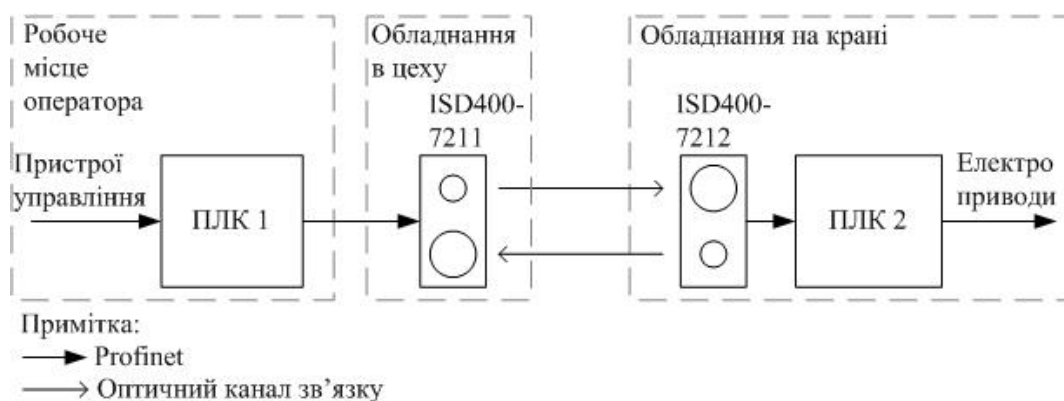


Рис. 4.1 – Функціональна схема оптичного каналу передачі даних в складі обладнання мостового крану.

На рис.4.1 – ПЛК 1 і 2 – програмовані логічні контролери Siemens Simatic S7-1500.

Кожен пристрій в системі передачі даних складається із передатчика і приймача. Передатчик першого і приймач другого розташовані на одній оптичній вісі. Передатчик в своєму складі містить модулятор оптичного випромінювання інформаційного сигналу. Пристрій ISD400-7211 закріплено на стіні цеху, ISD400-7212 – на мості крану.

#### 4.1.2 Технічні характеристики атмосферного оптичного каналу зв'язку

В таблиці 4.1. представлені параметри лазерних випромінювачів в складі пристроїв ISD400

Таблиця (4.1)

Огляд даних лазера ISD400 [88]

	ISD400-7xx1 red	ISD400-7xx2 infrared
Максимальна потужність, $P_S$ , мВт	$\leq 27$	$\leq 32$
Довжина хвилі, $\lambda$ , нм	660	785
Максимальна ширина імпульсу, $t_{mpw}$ , нс	32	32

В таблиці 4.2. надано дані про ефективність (Performance data) і інтерфейс ISD400-7xx1. Дана інформація допоможе визначити фактори, що впливають на якість передачі даних.

Таблиця (4.2)

Дані про ефективність (Performance data) і інтерфейс ISD400-7xx1

Параметр	Величина
Джерело світла	червоний лазер (ISD400-7xx1): 660 <i>нм</i> ; інфрачервоний лазер (ISD400-7xx2): 785 <i>нм</i>
Світлова пляма на відстані	діаметр=0.0175·відстань, <i>м</i>
Дальність передачі	0.2 ... 150 <i>м</i>
Кут діаграми спрямованості	передатчик: 1°; приймач: 1.5°
Освітленість оточуючого середовища	<10 <i>клк</i> (люкс, <i>лк</i> – одиниця виміру освітленості СІ. 10 <i>клк</i> – ясний сонячний день)
Величина напруги виходу (1; 0)	високий: 3 <i>В</i> ; низький: <2 <i>В</i>
Вихідний струм	100 <i>мА</i>
Величина напруги входу (1; 0)	високий: >8 <i>В</i> ; низький: <5 <i>В</i>
Швидкість передачі даних	100 <i>Мбіт/с</i>

В передатчику в якості джерела світла застосовується напівпровідниковий лазерний діод (ЛД). За прототип приймемо QFLD-650-20SAX [89].

Лазерне випромінювання являє собою особливий вид електромагнітного випромінювання, що генерується в діапазоні довжин хвиль 0.1...1000 *мкм* (100 *нм* – 1 *мм*).

Інформація між пристроями передається у вигляді послідовності імпульсів. В такому імпульсному режимі роботи лазера випромінювання триває

дуже недовго, і навіть при невеликій енергії, що випромінюється, процес виявляється стислим, сконцентрованим в часі. Потужність при цьому може приймати значення – до 32 *mW* (див. Табл. 4.1).

#### **4.1.3 Огляд і вибір критерію якості передачі сигналів в атмосферному оптичному каналі зв'язку**

В залежності від типу сигналів, що передаються, розрізняють аналогові і цифрові АОКЗ, спотворення сигналу, що передається, в яких в корені відрізняються. В даному випадку розглядається цифрова система з амплітудною модуляцією (АМ), англ. Amplitude Shift Keying (ASK) або On-Off Keying (OOK), сигналу: логічній одиниці відповідає ввімкнений лазер, логічному нулю – вимкнений. Тому розглядатимемо види спотворень притаманні тільки цифровій передачі і це відбиватиметься в спеціальних термінах. Наприклад, якість цифрових оптичних приймачів і передавачів характеризується часом наростання. Якість цифрової передачі, звичайно, визначається обома часами наростання. Однак, в аналоговій передачі ця характеристика відсутня. [90]

Різноманітність форм спотворень в цифровій оптичній системі зобов'язана особливостям передачі цифрового сигналу через оптичний канал. До них відносяться дисперсія (або розширення імпульсу), час наростання, міжсимвольна інтерференція. Ці спотворення до деякої міри обмежують смугу оптичної системи передачі. Зазвичай ці показники не визначаються окремо, а у вигляді системного показника, що визначає граничну ймовірність правильного детектування оптичного імпульсу в даний момент часу, тобто кількість помилок в потоці даних. Таким показником системи передачі інформації, що визначає якість зв'язку, є коефіцієнт бітових помилок (КБП), англ. – Bit Error Rate (BER). Його значення дорівнює числу помилкових двійкових символів на виході системи, поділене на загальне число прийнятих двійкових символів, при довжині переданої двійкової послідовності, що прямує до нескінченності:

$$КБП = \lim_{n \rightarrow \infty} \frac{N_{ER}}{N}, \quad (4.1)$$

де  $N_{ER}$  – число (кількість) прийнятих біт з помилками;  $N$  – загальна кількість прийнятих біт [90].

Очевидно, що чим нижче КБП, тим вірогідніше відбувається передача даних, і навпаки, чим сильніше КБП прямує до 1, тим передана інформація більш спотворена. Як правило, КБП сильно залежить від переданої потужності, і вона має бути досить висока, щоб тримати КБП нижче певного прийнятного рівня (наприклад,  $10^{-12}$  для наземних застосувань або  $10^{-16}$  для супутникового управління). При низьких значеннях КБП практично всі помилки, що залишилися, можуть бути виявлені (наприклад, за допомогою певних контрольних сум checksums) та виправлені, за наявності відповідного програмного забезпечення. Схема виправлення помилок може використовувати деякий рівень надмірності переданих даних або включати повторну передачу пошкоджених пакетів даних.

Відношення потужності отриманого приймачем сигналу до потужності шуму називається відношенням сигнал / шум (ВСШ), англ. – Signal-to-Noise Ratio (SNR), ця величина найчастіше вимірюється в дБ. Передача даних по каналу зв'язку тим достовірніша, чим більше ВСШ [91].

Для оцінки якості каналу зв'язку застосовують криву залежності КБП від ВСШ, в англійській літературі позначається як BER vs SNR (рис.4.2).

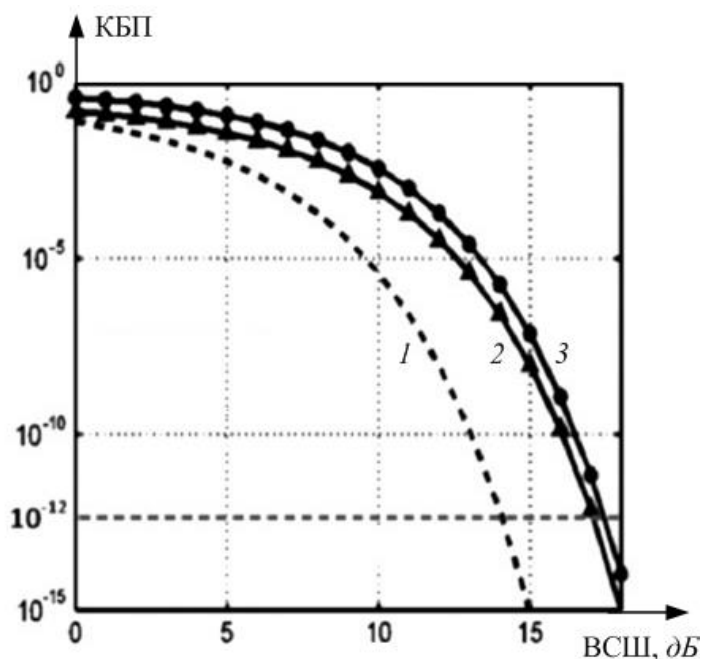


Рис. 4.2 – Залежність КБП від ВСШ для: 1 – фазової; 2 – амплітудної та частотної; 3 – амплітудної некогерентної модуляції сигналу [92].

З рис. 4.2 простежується, що чим більше ВСШ, тим менший КБП, і навпаки, при ВСШ близьких до 0 КБП прямує до 1. Вочевидь для уникнення погіршення якості передачі даних необхідно підтримувати ВСШ на високому рівні.

#### 4.1.4 Аналіз факторів, що знижують відношення сигнал / шум

Жодна оптична система не зможе забезпечити на поверхні, що освітлюється, більшу потужність випромінювання, ніж в самому джерелі, тому що на неї неминуче діятимуть впливи, що послаблюють потужність передавача.

Враховуючи властивості оптичного каналу передачі даних і специфіку об'єкту, в якому він застосовується, перелічимо фактори, що знижують ВСШ:

1. послаблення потужності отриманого приймачем сигналу внаслідок не безкінечно вузької діаграми спрямованості передатчика;
2. шумові перешкоди (передатчика і приймача);
3. деградація викликана впливом іонізуючої радіації;
4. природна деградація лазера;

## 5. послаблення лазерного випромінювання в атмосфері.

Розглянемо окремо кожен із цих факторів.

### 4.1.4.1 Послаблення потужності отриманого приймачем сигналу внаслідок не безкінечно вузької діаграми спрямованості передатчика

В [88, с. 44] в пункті робочі дані наведено значення кутових діафрагм лінз (the angular aperture of a lens) передатчика –  $1^\circ$ ; і приймача –  $1.5^\circ$ . Тобто половинні кути відповідно  $\theta_{Send} = 0.5^\circ$  і  $\theta_{Rec} = 0.75^\circ$ . Наявність лінз в пристроях дозволяє знехтувати ближньою "френелевою" зоною лазерного пучка і прийняти, що розходження пучка відбувається відразу після проходження лінзи. Чим менше кут розходження, тим менше діаметр пучка на відстані від джерела (передатчика) буде відрізнятися від вихідного. Цей параметр також відповідає за те, в якому об'ємі простору (тілесному куті) може бути сконцентроване лазерне випромінювання.

Для ISD400-7211 діаметр променя лазера на виході пристрою  $D_l = 4$  мм.

Вважатимемо, що пучок випромінювання передатчика обмежується кінечною поверхнею, тобто його поперечний переріз представляє собою круг.

Поєднавши вищезазначені вихідні дані для наочності побудуємо схему, рис.4.3.

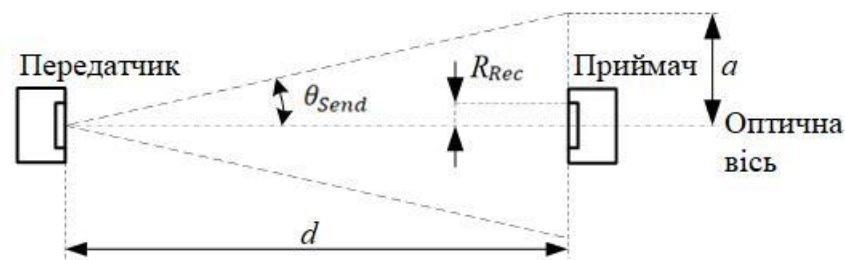


Рис.4.3 – Схема розходження лазерного променя.

Позначення наступні:  $d$  – відстань між приймачем і передатчиком;  $a$  – радіус світлової плями, яку створює передатчик на відстані  $d$ ;  $\theta_{Send}$  –



половинний кут діаграми спрямованості передатчика;  $R_{Rec}$  - радіус лінзи світлочутливого елементу приймача.

Площа поперечного перерізу променя лазера після проходження лінзи пристрою зростає із збільшенням відстані між передатчиком і приймачем.

Знаючи величину половинного кута діаграм спрямованості передатчика, можна розрахувати радіус світлової плями  $a$ , яку створює передатчик на відстані  $d$  між приймачем і передатчиком:

$$a = d \cdot \operatorname{tg} \theta_{Send}. \quad (4.2)$$

Відповідно площа світлової плями, яку створює передатчик на відстані  $d$  між приймачем і передатчиком:

$$S_{Send} = \pi \cdot (d \cdot \operatorname{tg} \theta_{Send})^2. \quad (4.3)$$

Згідно з табл.4.1 максимальна потужність передатчика ISD400-7211 обмежується величиною  $27 \text{ мВт}$ . Можна стверджувати, що потужність лазера, не беручи зараз до уваги втрати в атмосфері, рівномірно розподіляється на усю площу поперечного перерізу пучка лазера. Вираз (4.3) демонструє квадратичну залежність площі поперечного перерізу пучка лазера від відстані між передатчиком і приймачем. Площа чутливого органу приймача залежить від конкретної моделі і під час роботи не змінюється, тобто має постійні габарити  $S_{Rec} = 1.257 \cdot 10^{-3} \text{ м}^2$  (при радіусі лінзи  $R_{Rec} = 20 \text{ мм}$ ). Розрахуємо потужність сигналу, який отримує приймач в ідеальних умовах:

$$P_{Rec} = P_{Send} \cdot \frac{S_{Rec}}{S_{Send}} = P_{Send} \cdot \frac{S_{Rec}}{\pi \cdot (d \cdot \operatorname{tg} \theta_{Send})^2}, \quad (4.4)$$

де  $P_{Rec}$  – потужність сигналу, яку отримує приймач,  $\text{Вт}$ ;  $P_{Send}$  – потужність сигналу передавача,  $\text{Вт}$ ;  $S_{Rec}$  – площа чутливого органу приймача,  $\text{м}^2$ ;  $S_{Send}$  – площа світлової плями на відстані  $d$  між приймачем і передавачем,  $\text{м}^2$ .

Отже, потужність сигналу, яку отримує приймач, для ідеальних пристроїв оптичного каналу в ідеальних умовах залежить від:

1. потужності передатчика  $P_{Send}$ ,  $mBm$ ;
2. площі чутливого органу приймача  $S_{Rec}$ ,  $m^2$ ;
3. відстані між передатчиком і приймачем  $d$ ,  $m$ ;
4. кута діаграми спрямованості передатчика  $\theta_{Send}$ ,  $^\circ$ .

#### 4.1.4.2 Шумові перешкоди

Кожен шумовий викид представляє собою імпульс малої довжини  $\approx 10^{-13}$  с, полярність якого може бути позитивною чи від'ємною із рівною імовірністю [93]. Завдяки великій швидкості процесу, його енергетичний спектр дуже широкий і рівномірний. Сума елементарних шумових флуктуацій підпорядковується нормальному закону розподілу Гауса з нульовим середнім значенням. Дрібні шумові викиди, згідно цього закону, більш імовірні, ніж великі, а енергетичний спектр результуючого шуму, як і його складових, рівномірний.

На кожен герц шумової полоси пропускання приймача  $\Delta f_e$  приходиться однакова середня потужність шумів  $P_{ш}$ . Питома потужність називається спектральною щільністю потужності шуму  $N_0$ :

$$N_0 = \frac{P_{ш}}{\Delta f_e}, [Дж]. \quad (4.5)$$

Зазвичай рівень шумів виражається через ефективну напругу на опорі  $R_{екв}=1$  Ом. При цьому середньоквадратичне значення шуму  $\sigma_{ш}$  має той самий сенс, що й ефективне значення напруги  $U_{ш}$ , яке, до того ж, чисельно рівне еквівалентному значенню шумового струму  $I_{ш}$ :  $\sigma_{ш} = U_{ш} = I_{ш} \cdot R$ . Отже потужність шуму рівна його дисперсії:

$$P_{ш} = \frac{U_{ш}^2}{R_{екв}} = U_{ш}^2 = \sigma_{ш}^2. \quad (4.6)$$

Результуюча напруга суміші сигналу з шумом залежить від випадкових змін фази шумових викидів. Коли сигнал і шум знаходяться в протифазі, то

результуюча напруга мінімальна і навпаки, коли сигнал і шум синфазні – результуюча напруга сягає максимального значення. Відношення сигналу до шуму по потужності і по напрузі описуються виразами:

$$BCШ = \frac{P_{c \max}}{P_{ш}}, \quad (4.7)$$

$$\sqrt{BCШ} = \sqrt{\frac{P_{c \max}}{P_{ш}}} = \frac{U_{c \max}}{U_{ш}}, \quad (4.8)$$

де  $P_{c \max}$  – пікова потужність сигналу;  $P_{ш}$  – середня потужність шумів;  $U_{c \max}$  – пікова напруга сигналу;  $U_{ш}$  – середньоквадратичне (ефективне) значення напруги шумів. [93]

#### *а) Шуми передатчика*

Перешкоди передатчика можуть мати штучне та природне походження. Штучні можна уникати шляхом додержання інструкцій з експлуатації пристрою. Природні виникають як всередині, так і зовні передавального пристрою. Природні перешкоди неминучі, тому що представляють собою флуктуаційні шуми, які існують незалежно від сигналів, що передаються. Особливістю флуктуаційних шумів є їх випадковий характер і рівномірний енергетичний спектр. Внутрішні шуми виникають внаслідок хаотичного теплового руху вільних електронів в провідниках (теплові шуми) і безладної зміни щільності електронних потоків в напівпровідникових компонентах (дробовий ефект). Дробовий шум – це неминучий прояв дискретної природи світла. Він виникає внаслідок випадкових флуктуацій часу прибуття фотонів, що становлять сигнал, або, точніше, внаслідок флуктуацій кількості народжуваних електронів на фотодетекторі. Дробовий шум за своїм характером "білий", тобто має рівномірний спектр [94]. Білий шум – той, спектральна густина шуму не залежить від частоти сигналу [95, с. 348]

#### *б) Власні шуми приймача*

Перелік, згідно [96, с.66], причин шумів приймача і розрахунок їх дисперсій:

1) флуктуація фотонів,  $\sigma_{\phi\phi}^2 = 2 \cdot q \cdot \langle i \rangle \cdot B$ , де  $q$  – заряд електрона, Кл;  $\langle i \rangle$  – усереднене значення фотоструму, А;  $B$  – полоса пропускання електричного фільтра, який розташовано за приймачем, Гц;

2) темновий струм (той, що протікає через фоточутливий детектор при відсутності поглинених ним фотонів),  $\sigma_{mc}^2 = 2 \cdot q \cdot I_d \cdot M^2 \cdot B$ , де  $I_d$  – темновий струм, А;  $M$  – коефіцієнт посилення фотоприймача, значення дорівнює одиниці для  $p-i-n$  фотодетектора;

3) тепловий шум (шум Джонсона),  $\sigma_m^2 = \frac{4 \cdot k \cdot T_e \cdot B}{R_L}$ , де  $k$  – стала Больцмана, Дж/К;  $T_e$  і  $R_L$  – еквівалентні температура і опір схеми приймача, К і Ом;

4) флуктуація амплітуди оптичного сигналу (relative intensity noise RIN),  $\sigma_{RIN}^2 = \eta_{RIN} \cdot (R \cdot M \cdot P_R)^2 \cdot B$ , де  $\eta_{RIN}$  – коефіцієнт теплового шуму, для лазерних діодів сягає 160 - 150 дБ/Гц [96 с. 71];  $P_R$  – потужність отриманого сигналу, Вт.

Шуми приймача можна взяти до уваги за рахунок підсумовування до отриманого сигналу білих шумів з нульовим математичним очікуванням і з відповідними дисперсіями.

*в) Шуми каналу зв'язку перераховані до входу приймача*

Приймач отримує сигнал з шумами, викликаними, окрім іншого, оточуючим світлом. Джерела такого світла поділяються на природні (сонячне випромінювання) і штучні (передавачі інших оптичних пристроїв, лампи розжарювання) [97]. Згідно табл.4.2 освітленість оточуючого середовища не повинна перевищувати 10 клк, що відповідає освітленості ясного сонячного дня. Оскільки світло, так само як іонізуюча радіація і радіохвилі, є електромагнітним випромінюванням, воно характеризується довжиною хвилі. Спектр видимого світла наближено обмежується величинами від 380 до 780 нм. Довжина хвилі 555 нм знаходиться в середині видимої частині спектру. Одному

люксу сонячного світла відповідає енергетична освітленість  $1.46 \cdot 10^{-3} \text{ Вт/м}^2$  при довжині хвилі 555 нм. Тобто, освітленості 10 клк відповідає енергетична освітленість  $E_{\text{сон}} = 14.6 \text{ Вт/м}^2$  [98].

Площа чутливого органу приймача має габарити  $S_R = 1.257 \cdot 10^{-3} \text{ м}^2$  (при радіусі лінзи  $R_R = 20 \text{ мм}$ ), отже, потужність, яку отримує приймач від навколишньої освітленості  $E_{\text{сон}}$  дорівнює:

$$P_{\text{сон}} = E_{\text{сон}} \cdot S_R = 18.34 \text{ [мВт]}, \quad (4.9)$$

що відповідає спектральній густині потужності білого шуму  $N_0$  в полосі пропускання приймача  $5.9 \cdot 10^{-10} \text{ Вт/Гц}$ :

$$N_0 = \frac{P_{\text{сон}}}{F_0} = 5.9 \cdot 10^{-10} \text{ [Вт/Гц]}, \quad (4.10)$$

де  $F_0$  – ширина спектра, Гц, чисельно дорівнює оберненій величині одного імпульсу  $F_0 = \frac{1}{t_0}$ ,  $t_0 = 32 \text{ нс}$ . Для нормальної роботи цифрової системи зв'язку потрібно, щоб шум не перевищував деякого заданого значення. [99]

#### 4.1.4.3 Деградація викликана впливом іонізуючої радіації

*а) Огляд радіаційно чутливих параметрів лазерного діода. Апроксимація арифметичними функціями.*

В роботі [100] було проведено експериментальне дослідження радіаційної стійкості ЛД. Зразки напівпровідникових ЛД піддавалися опромінюванню нейтронами, протонами і гамма-квантами. Як відомо з [17, 18], нейтронне і гамма випромінювання характерне для сховищ радіоактивних відходів, де застосовується АОКЗ, що розглядається, тому параметри, на які впливає опромінювання протонами до уваги братися не будуть.

Відповідно до [101-111] радіаційно чутливими параметрами ЛД були пороговий струм (рис.4.4, а) і втрата потужності світлового випромінювання (рис.4.4, б).

В [111] показано, що вплив гамма випромінювання дозами до 100 *крад* Кобальтом-60 на ЛД не викликає катастрофічної відмови. Зростання порогового струму і зниження світлової енергії лазера змінюється в межах до 10% при дозах більших за 4 *Мрад*. В [107] відмічалось, що поглинена доза в 10 *Мрад* гамма випромінювання призвела до збільшення порогового струму лише на 1 *мА*, при номінальному  $8 \div 11$  *мА*. В той же час значний вплив чинить нейтронне випромінювання швидкими нейтронами з енергією  $\approx 1$  *MeV*: спостерігається значна зміна радіаційно чутливих параметрів, рис.4.4.

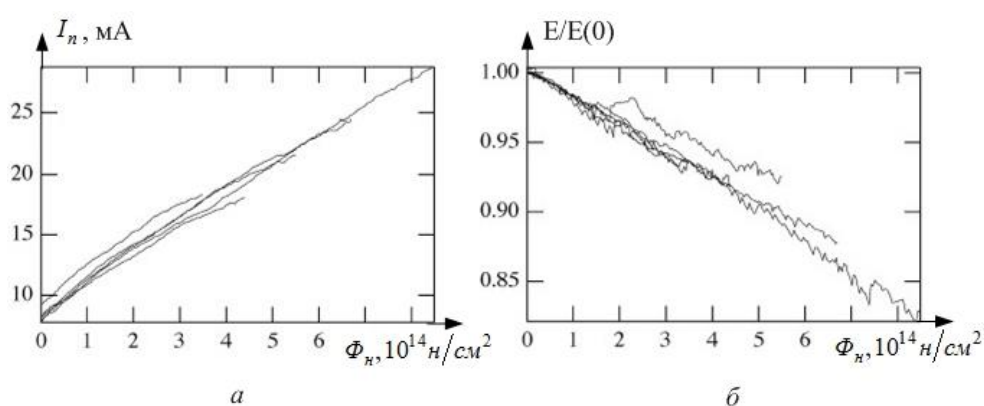


Рис.4.4 – Залежності порогового струму (а) і втрати приведеної до неопроміненого зразка енергії світла (б) від флюенсу нейтронів з енергією 1 *MeV* згідно [107].

Для подальших розрахунків апроксимуємо криві з рис.4.4, а, б і запишемо аналітичні вирази. Оскільки всі розрахунки приводяться від поглиненої дози, необхідно перевести флюенс в поглинену дозу. Згідно із [23], флюенсу  $8.5 \cdot 10^{14}$   $1/\text{см}^2$  нейтронів з енергією 1 *MeV* відповідає поглинена доза 34 *Мрад*. Запишемо вирази для коефіцієнту послаблення потужності світлового випромінювання і порогового струму: нехай  $E/E_0 = K_{\text{лр}}$ , тоді

$$K_{\text{лр}}(D) = 1 - 5.9 \cdot 10^{-9} \cdot D, \quad (4.11)$$

$$\Delta I_{\text{нор}}(D) = 8.7 \cdot 10^{-10} \cdot D, \quad (4.12)$$

На рис.4.5 відтворено їх графічну інтерпретацію.

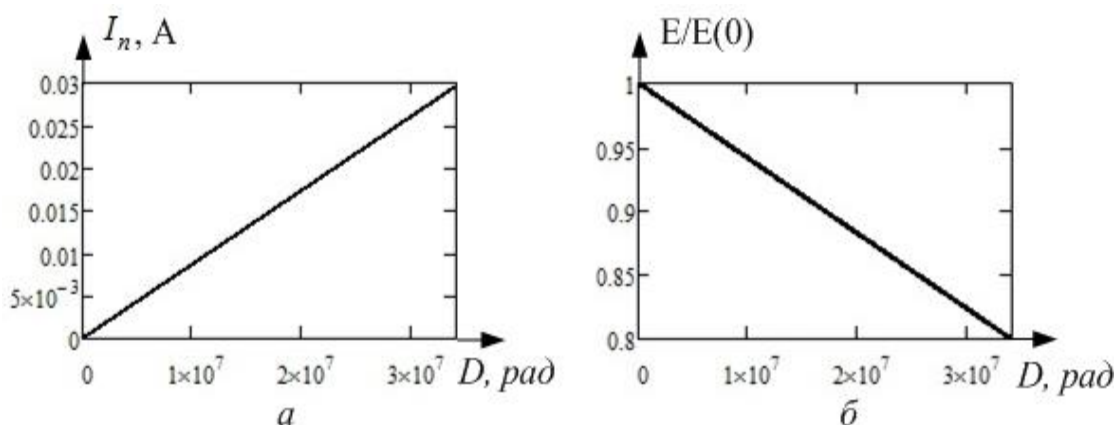


Рис.4.5 – Аналітично побудовані апроксимовані криві рис.4.4, а, б: а – зростання порогового струму; б – втрати приведеної до неопроміненого зразка енергії світла.

б) Побудова аналітичного опису робочої характеристики прототипу лазерного діода відповідно до заводської документації

Побудуємо робочі характеристики взятого в якості прототипу лазерного діода QFLD-650-20SAX [89], що має наступні параметри: номінальна потужність оптичного виходу – 20.4 мВт, пороговий струм – 61 мА, робочий струм – 114 мА, робоча напруга – 2.4 В, довжина хвилі лазеру –  $660.4 \pm 0.62$  нм. З рис.4.6,а видно лінійну залежність потужності від робочого струму, запишемо її аналітично:

$$P_L = \begin{cases} k_c \cdot (I_p - I_{nop}(t)), & I_p \geq I_{nop}(t) \\ 0, & I_p < I_{nop}(t) \end{cases} \quad (4.13)$$

де  $k_c$  – лінійний коефіцієнт залежності потужності від струму, визначається на основі паспортних даних окремого ЛД;  $I_p$  – робочий струм ЛД;  $I_{nop}(t)$  – функція залежності порогового струму від часу експлуатації.

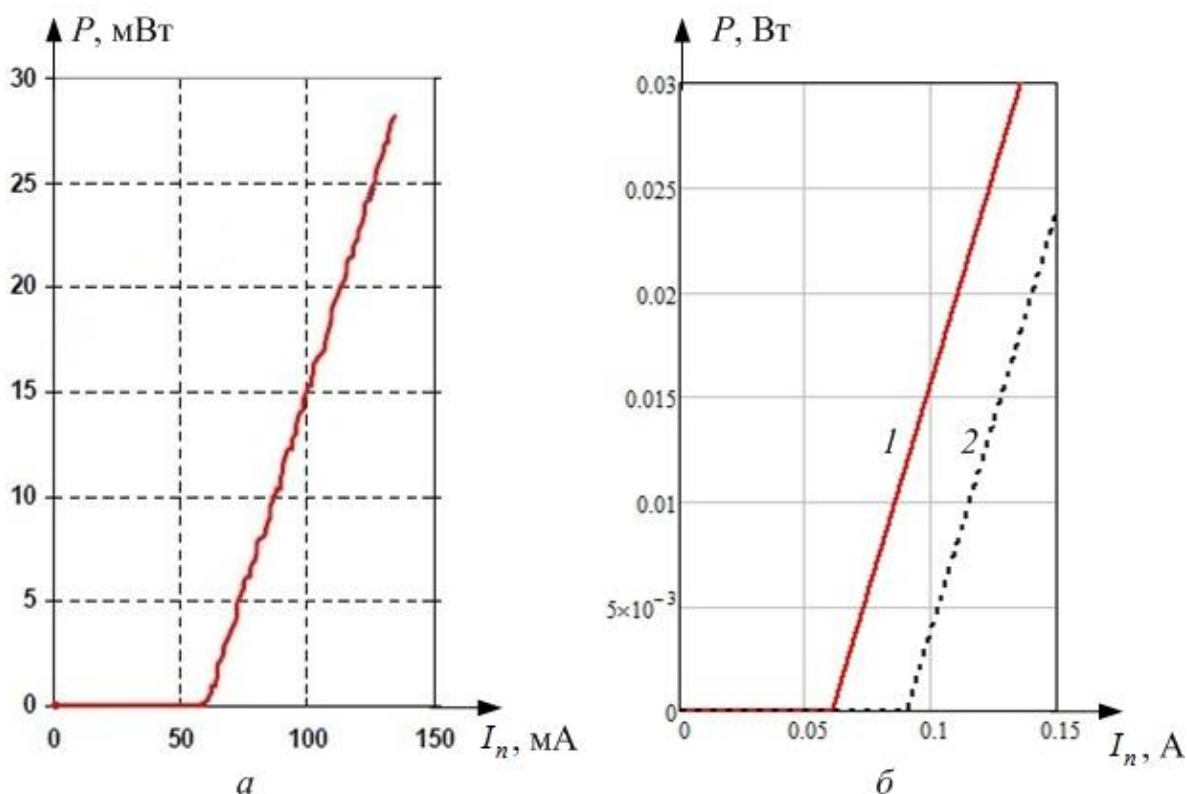


Рис.4.6 – Характеристики лазерного діоду QFLD-650-20SAX: а – заводські; б – побудовані аналітично: 1 – до опромінювання, 2 – після опромінювання нейтронами 1 MeV, рівнозначна поглинена доза 34 Mrad.

З рис.4.6 видно, що подаючи робочий струм 114 мА, на неопромінену ЛД отримаємо потужність 21 мВт, а на опромінений дозою 34 Mrad – 9.4 мВт, без врахування втрат енергії світлового випромінювання.

Отже, розглядаючи ЛД як об'єкт впливу ІВ будемо розглядати деградацію енергії світлового випромінювання і збільшення порогового струму.

#### 4.1.4.4 Природна деградація емісії лазера

В роботі [112] проведено експериментальне дослідження деградації параметрів лазера, викликаних його природним старінням. Із зростанням часу експлуатації до 1250 год спостерігалось збільшення порогового струму в 1.72 рази і незначне зниження нахилу кривої потужності лазера.

Поступова деградація параметрів ЛД із прискореним збільшенням струму була описана за допомогою моделі рекомбінації посиленого утворення дефектів



(REDG – recombination enhanced defect generation) в [113]. Згідно цієї моделі утворення дефектів кількісно пропорційне до споживаного ЛД струму, який не витрачається на створення світлового потоку,  $I_{nc}(t)$ . Цей струм викликає експоненційне зростання порогового струму  $I_{nop}(t)$  для забезпечення тієї ж потужності:

$$I_{nop}(t) = I_0 + I_{nc}(t), \quad (4.14)$$

$$I_{nc}(t) = \beta \cdot e^{k \cdot t}. \quad (4.15)$$

У виразах (4.14) і (4.15):  $I_0$  – струм ЛД до початку деградаційних процесів старіння;  $\beta$  – випадкове розподілене значення;  $k$  – параметр деградації;  $t$  – час, годин.

Відповідно до моделі Ейрінга [113], параметр деградації може бути розрахований за формулою:

$$k = P^n \cdot e^{\mu_0 - E_A/k_\delta \cdot T}, \quad (4.16)$$

де  $P$  – оптична потужність;  $n$  – показник деградації;  $\mu_0$  – параметр масштабу;  $E_A$  – енергія активації процесу старіння;  $k_\delta$  – стала Больцмана;  $T$  – температура в активній зоні ЛД.

Для лазерного діоду QFLD-650-20SAX за виразом (4.14), враховуючи (4.15) і (4.16), побудовано залежність порогового струму від часу експлуатації, рис.4.7.

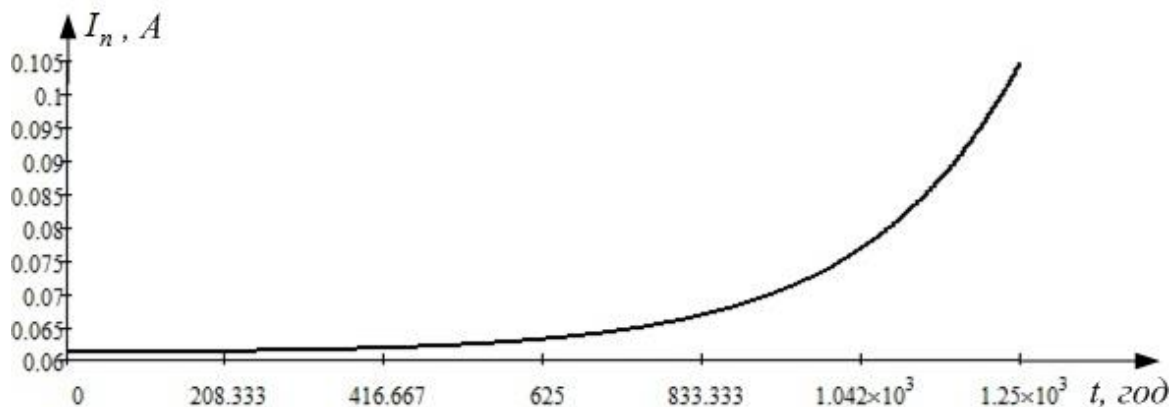


Рис.4.7 – Графік залежності порогового струму лазерного діода від часу експлуатації.

Згідно виразу (4.14) і його графічної інтерпретації (рис.4.7) отримаємо значення порогового струму 105 мА при 1250 год експлуатації, при номінальному пороговому струмі в 61 мА. Таким чином, пороговий струм, що змінюється під впливом ІВ і часу експлуатації, призведе до зміни потужності, яку випромінює ЛД, за законом (4.13).

#### 4.1.4.5 Послаблення лазерного випромінювання в атмосфері

Широко відомо [114-117], що послаблення лазерного променя в атмосфері відбувається внаслідок двох типів ефектів. До першого типу відносяться ті, що викликають зміну сумарної інтенсивності світлового випромінювання, а до другого – ті, які викликають зміну "геометричних" параметрів світлового пучка, тобто його розширення і відхилення, ці явища пов'язані із турбулентним характером атмосфери і розглядатися в даному випадку не будуть.

Серед ефектів першого типу слід виділити явища поглинання і розсіяння. Аерозольне поглинання відбувається завдяки газовій складовій атмосфери: молекули пару (вологість повітря), метан, окис азоту, окис вуглецю, озон, кисень [118]. Наближено можна розрахувати показник аерозольного послаблення випромінювання за законом Бугера:

$$I(d) = I_0 \cdot e^{-k_\lambda \cdot d}, \quad (4.17)$$

де  $I(d)$  – інтенсивність світла, що пройшло шар атмосфери товщиною  $d$ ;  $I_0$  – інтенсивність світла на виході джерела, Вт/м<sup>2</sup>;  $k_\lambda$  – показник поглинення, 1/м.

Оскільки характер газової складової атмосфери мінливий і нестабільний, точні достовірні дані про показник поглинення випромінювання можна отримати лише експериментальним шляхом. Теоретично показник поглинення розраховується за виразом [118]:

$$k_{\lambda} = \frac{4 \cdot \pi \cdot k}{\lambda}, \quad (4.18)$$

де  $k$  – безрозмірний показник поглинення;  $\lambda$  – довжина світлової хвилі. В (4.18)

$$k_{\lambda} = \frac{2 \cdot \pi}{\lambda} \cdot 2 \cdot k, \quad \frac{2 \cdot \pi}{\lambda} - \text{хвильове число.}$$

Згідно [114 с. 25, 115 с.55], коефіцієнт поглинення обернено пропорційний до четвертого степеня довжини хвилі  $k_{\lambda} \equiv 1/\lambda^4$ . У [115 с.56] наведені чисельні значення показників поглинення і розсіювання для довжини хвилі 480 нм. Розрахувати ці показники можна за співвідношенням:

$$k_{\lambda 2} = k_{\lambda 1} \cdot \frac{\lambda_1^4}{\lambda_2^4}. \quad (4.19)$$

Відповідно до (4.19) отримаємо показники поглинення  $k_{\lambda n} = 5.6 \cdot 10^{-3}$  і розсіювання  $k_{\lambda p} = 8.4 \cdot 10^{-3}$ , 1/м, для довжини хвилі 660 нм.

За формулою (4.17) побудовано графік залежності інтенсивності світла лазера в складі ISD400 з врахуванням його послаблення в атмосфері від відстані між передатчиком і приймачем, рис.4.8.

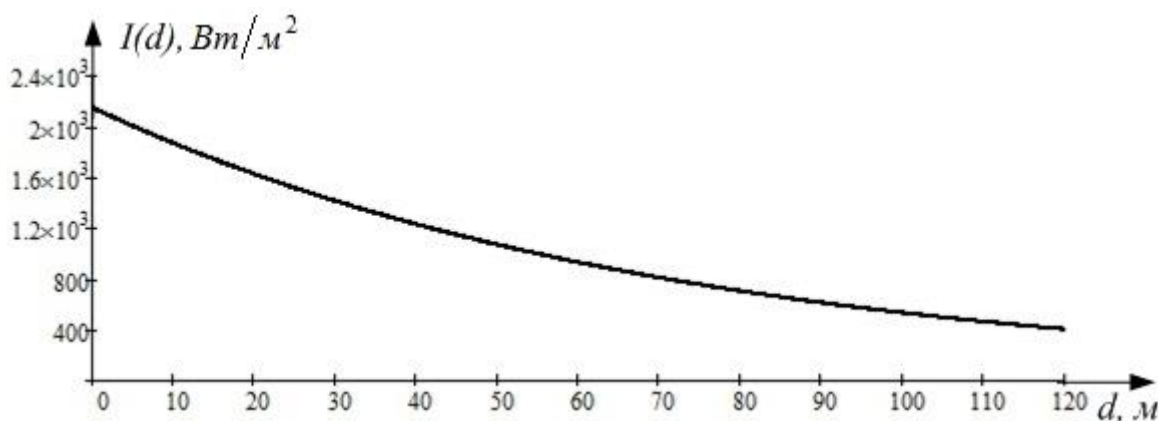


Рис.4.8 – Графік залежності інтенсивності світла лазера з врахуванням його послаблення в атмосфері від відстані між передатчиком і приймачем.

Спостерігається зниження інтенсивності світлового потоку і на відстані між передатчиком і приймачем 120 м інтенсивність складає 18.7% від вихідної.

#### 4.1.5 Фактори, що підвищують коефіцієнт бітових помилок

Для простоти сприйняття зведемо отримані дані в таблицю 4.3.

Таблиця (4.3)

Фактори, що знижують ВСШ, і параметри системи оптичної передачі даних, на які вони впливають

№	Фактори, що знижують ВСШ	Чутливий до збурюючого впливу параметр
1	Не безкінечно вузька діаграма спрямованості передатчика	потужність світлового випромінювання, $V_m$
2	Шумові перешкоди	1. передатчика; 2. приймача; 3. каналу; адитивний білий шум з нульовим мат.очікуванням і дисперсією, що рівна його потужності, $V_m$
3	Іонізуюча радіація	1. пороговий струм, $A$ ; 2. потужність світлового випромінювання, $V_m$
4	Природна деградація емісії лазера	пороговий струм, $A$
5	Послаблення лазерного випромінювання в атмосфері	інтенсивність світлового потоку, $V_m/m^2$

Усі вищезазначені фактори призводять до того, що в умовах максимально допустимого світлового шуму при збільшенні відстані між передатчиком і приймачем, коли міст крану пересунуто на дальню дистанцію від стіни, на якій встановлено передавач, спостерігається значне зниження ВСШ. Тому АОКЗ працює із КБП, близьким до свого максимального значення, і зростає

імовірність недостовірної передачі команд з пульта управління на контролер керування електроприводами. В умовах роботи із потенційно небезпечними вантажами (блоки РAB) помилка може призвести до аварійної ситуації.

#### 4.2 Структура і модель атмосферного оптичного каналу зв'язку. Дані дослідження синтезованої імітаційної моделі і їх порівняння із відомими результатами

Побудовану структурну схему АОКЗ із амплітудною модуляцією сигналу відтворено на рис.4.9.



Рис.4.9 – Структура атмосферного оптичного каналу зв'язку

В пристроях ISD400 застосовується промисловий протокол Profinet. На рис.4.10 зображено структуру телеграми стандарту Profinet.

Структурна одиниця	П	Синхр	АП	Дж	VLAN	Е-т	Ід	Інформація	Ст	ВП
Кількість байт	7	1	6	6	4	2	2	до 1440	4	4

Рис.4.10 – Структура телеграми стандарту Profinet [119-124]

Позначення на рис.4.10 наступні: П – преамбула; Синхр – синхронізація; АП – адреса призначення; Дж – джерело; VLAN – Virtual Local Area Network,

віртуальна локальна мережа; Е-т – Ether тип; Ід – кадр ідентифікації; Інформація – корисна інформація, що передається; Ст – статус; ВП – виявлення помилки.

Передача інформації відбувається по протоколу реального часу RT (Real-Time), тобто передача інформації відбувається циклами величиною від 1 до 10 мс. Схематично цикл передачі інформації представлено на рис.4.11.

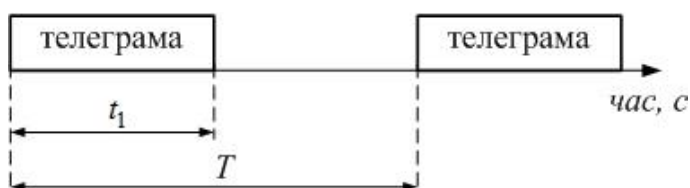


Рис.4.11 – Схема передачі телеграм по промисловому стандарту Profinet.

На рис.4.11  $t_1$  – тривалість телеграми, коливається від 19.45 мкс при 40 байтах корисної інформації, що передається (мінімум), до 377.9 мкс при 1440 байтах (максимум), за умови 32 нс на 1 біт (Табл.4.1) із врахуванням структури телеграми Profinet;  $T$  – тривалість циклу, для RT – від 1 до 10 мс.

На основі структури (рис.4.9) побудовано модель АОКЗ в середовищі MATLAB/Simulink (рис.4.12).

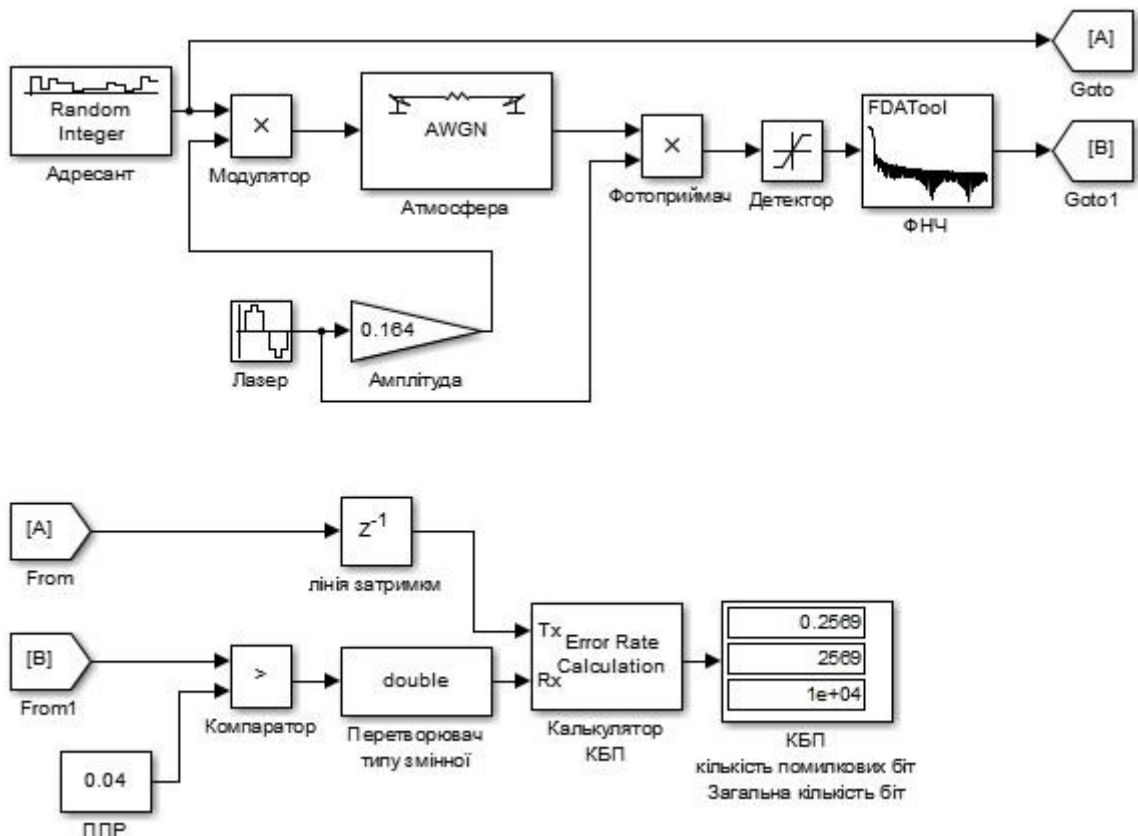


Рис.4.12 – Модель АОКЗ в середовищі *MATLAB/Simulink* (ВСШ=0.2 дБ).

На рис.4.12:

Адресант – джерело псевдо випадкових імпульсів, рис.4.13, а;

Лазер – джерело синусоїдного сигналу, яке імітує хвильову природу лазерного випромінювання, містить параметр довжину хвилі (660 нм) ;

Амплітуда – амплітуда хвилі лазера, чисельно дорівнює квадратному кореню від потужності;

Модулятор – блок множення, реалізовує амплітудну модуляцію, вихід – рис.4.13, б;

Атмосфера – додає нормально розподілений шум, який задається параметром ВСШ, рис.4.13, в;

Фотоприймач – блок множення, який перемножує змодульований зашумлений сигнал на синусоїду тієї ж частоти одиничної амплітуди, така модель дозволяє зберегти потужність переданого сигналу, рис.4.13, г;

Детектор – блок насичення, налаштований пропускати лише додатній сигнал, в реальному об'єкті – це діод;

ФНЧ – фільтр нижніх частот, вихід – рис.4.13, д;

ППР – порог прийняття рішення – величина, з якою порівнюється вихід фільтру для подальшого формування послідовності біт;

Компаратор – порівнює вихід ФНЧ із ППР і формує вихідний сигнал приймача, рис.4.13, е.

Перетворювач типу змінної – суто елемент моделі для конвертування типу змінної `boolean` в `double`;

Калькулятор КБП – підраховує КБП, кількість помилкових біт і загальну кількість отриманих біт;

Лінія затримки – компенсує затримку сигналу на ФНЧ для адекватної роботи калькулятора КБП.

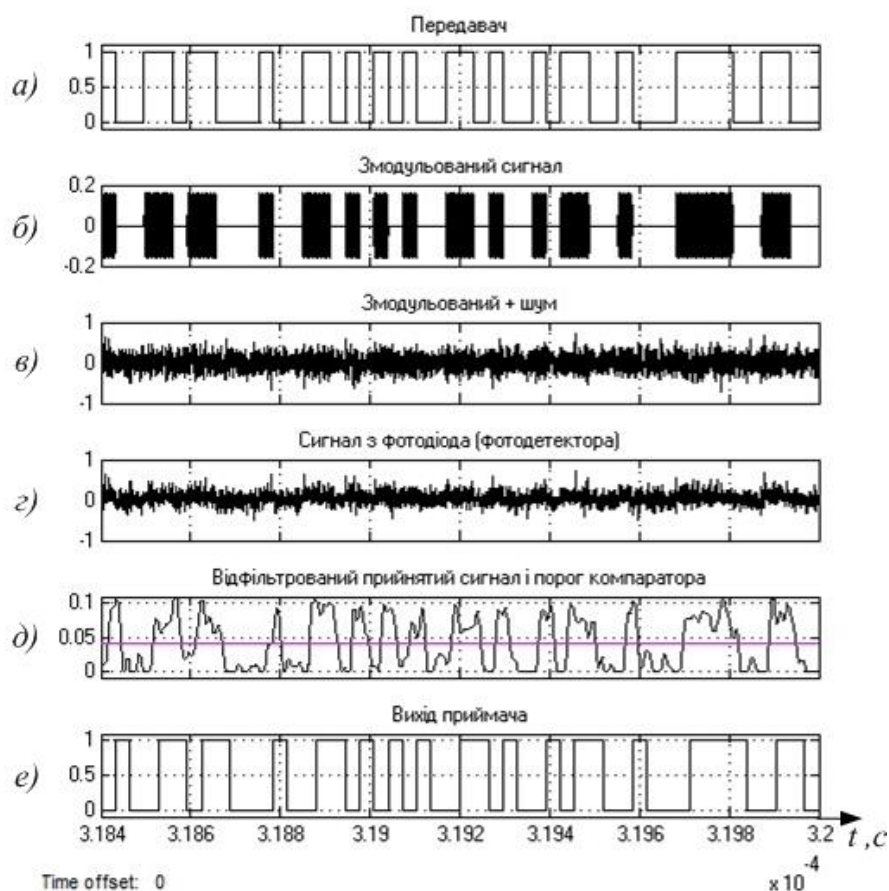


Рис.4.13 – Сигнали, отримані внаслідок моделювання АОКЗ в середовищі *MATLAB/Simulink*.



В результаті дослідження моделі на рис. 4.12 побудовано залежність КБП від ВСШ, рис.4.14.

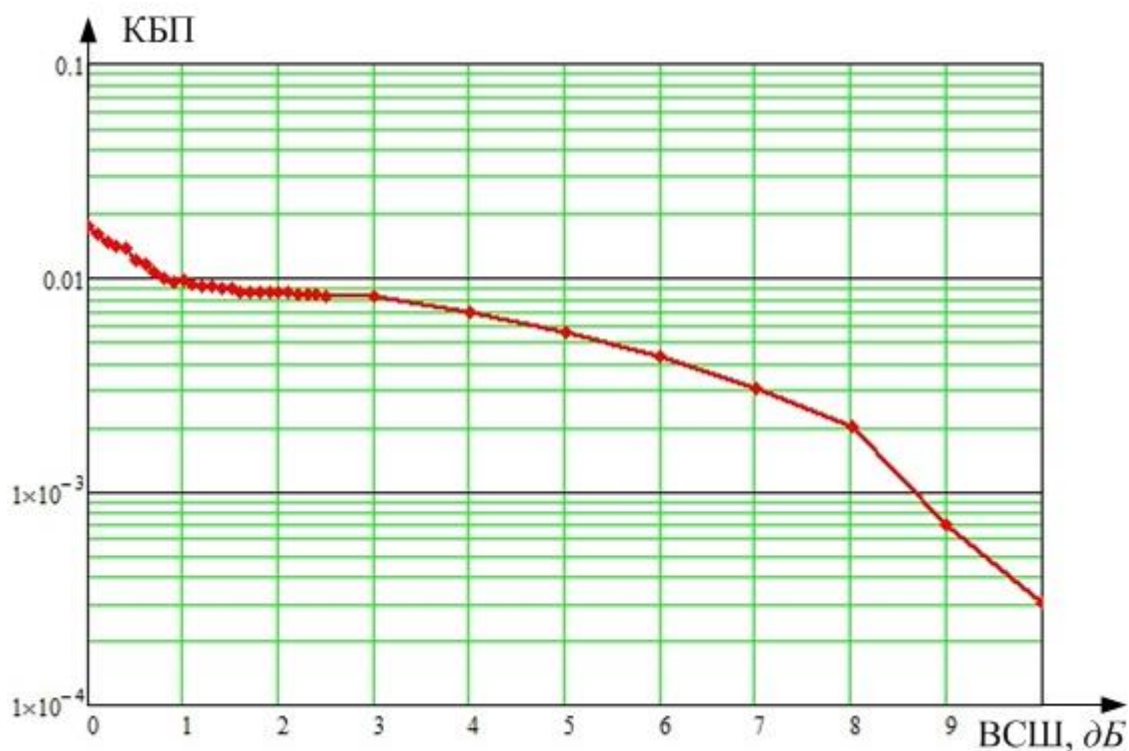


Рис.4.14 – Залежність КБП від ВСШ для моделі на рис.4.12.

Для побудови кривої на рис.4.14 проводилась серія моделювань із кроком 0.1 дБ для ВСШ від 0 до 2.5, 1 дБ – для ВСШ від 3 до 10 дБ. Характер кривої схожий із кривою на рис.4.2, що свідчить про достовірність створеної моделі.

### **4.3 Недоліки демодулятора на основі компаратора в атмосферному оптичному каналі зв'язку. Постановка задачі на синтез демодулятора з дослідженими характеристиками відповідно до обраних критеріїв якості передачі інформації**

Оскільки АОКЗ використовується в умовах радіації для складування потенційно небезпечних вантажів (РАВ), підвищення достовірності кожної ланки системи управління є актуальною задачею. Так як вище було перераховано фактори, що знижують ВСШ системи, то, з їх врахуванням,

очевидно що АОКЗ працюватиме на низьких ВСШ. Тому доцільним є зниження КБП на низьких ВСШ.

Так як в системі застосовується амплітудна модуляція, тобто при трансляванні логічної одиниці лазер випромінює максимальну потужність, на яку він здатен, а при передачі логічного нуля – повністю вимкнений, підвищення потужності лазера програмним способом неможливе. Тобто вдосконалення передавача вбачається неможливим.

Послаблення сигналу в АОКЗ відбувається як в передавачі, так і в атмосфері і в приймачі. На фоні послаблення потужності сигналу присутній адитивний білий шум. На рис.4.15 зображено криві щільностей ймовірностей шуму логічних одиниці і нуля при різних значеннях потужності шуму, тобто при різних ВСШ.

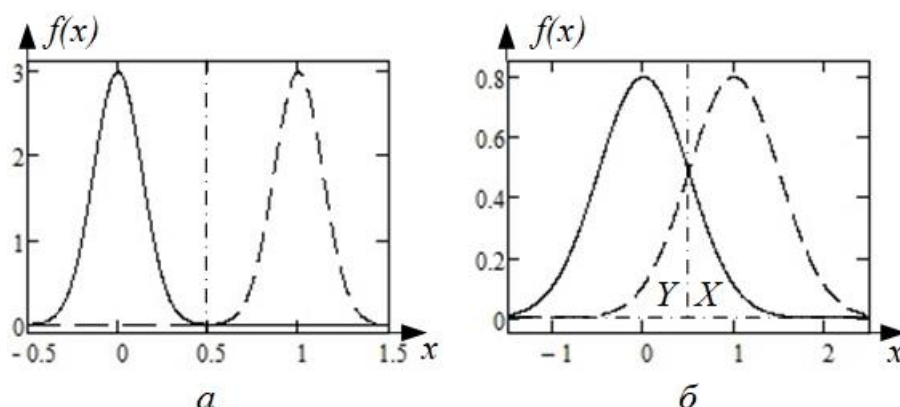


Рис.4.15 – Перетин кривих щільностей ймовірностей шумів для логічних 1 і 0 при: а – великому значенні ВСШ; б – малому значенні ВСШ.

На рис.4.15 зображені щільності ймовірностей шуму при “великому” ВСШ (а), коли потужність сигналу значно перевищує потужність шуму, і “малому” (б), коли потужність сигналу порівнянна з потужністю шуму, відношенні ВСШ для сигналів, що відповідають логічним одиниці і нулю. Суцільною лінією зображено щільність ймовірності шуму при сигналі, що відповідає логічному 0, а переривчастою – логічній одиниці.

При великому значенні ВСШ, (див. рис.4.15, а) КБП низький і прямує до нуля, через те, що площа області, яка утворена перетином кривих щільностей ймовірностей шуму при логічних нульовому і одиничному сигналах мізерно мала. Тому виявлення логічних 0 і 1 згідно правилу трьох сігм не викликає труднощів.

При малому значенні ВСШ, (див. рис.4.15, б) КБП прямує до 1 тим стрімкіше, чим більше площа фігури, створеної перетином кривих щільностей ймовірностей. Розглянемо області  $Y$  і  $X$  на рис.4.15, б: сигнал логічної одиниці може мати від'ємний шум, який належить області  $Y$ , так як і сигнал логічного нуля може мати додатній шум, що потрапляє в область  $X$ . Використання компаратора із порогом прийняття рішення, рівним середньому арифметичному між математичними очікуваннями сигналів логічних 0 і 1 тягне за собою неминучі похибки. Сигнал в області  $Y$  фактично відповідає логічній одиниці, а компаратором помилково сприймається як логічний нуль, і навпаки нульовий сигнал в області  $X$  на виході компаратора помилково заподіє логічну одиницю.

Для незмінного рівня ВСШ зміна порогу прийняття рішення сприятиме зміні вихідного сигналу, і, відповідно, зміні КБП. На рис.4.16 продемонстровано, що зниження порогу прийняття рішення призвело до спотворення переданого сигналу і підвищення КБП в 3.5 рази.

Компаратор є програмним продуктом і для оптимальної по мінімуму КБП роботи демодулятора необхідно визначати поріг прийняття рішення залежно від діапазону амплітуд вихідного сигналу з фільтру. Вбачається розумним задавати поріг прийняття рішення середнім значенням між максимальною і мінімальною амплітудами сигналу з фільтру. Дослідження розробленої моделі при такому підході вказують на його достовірність.

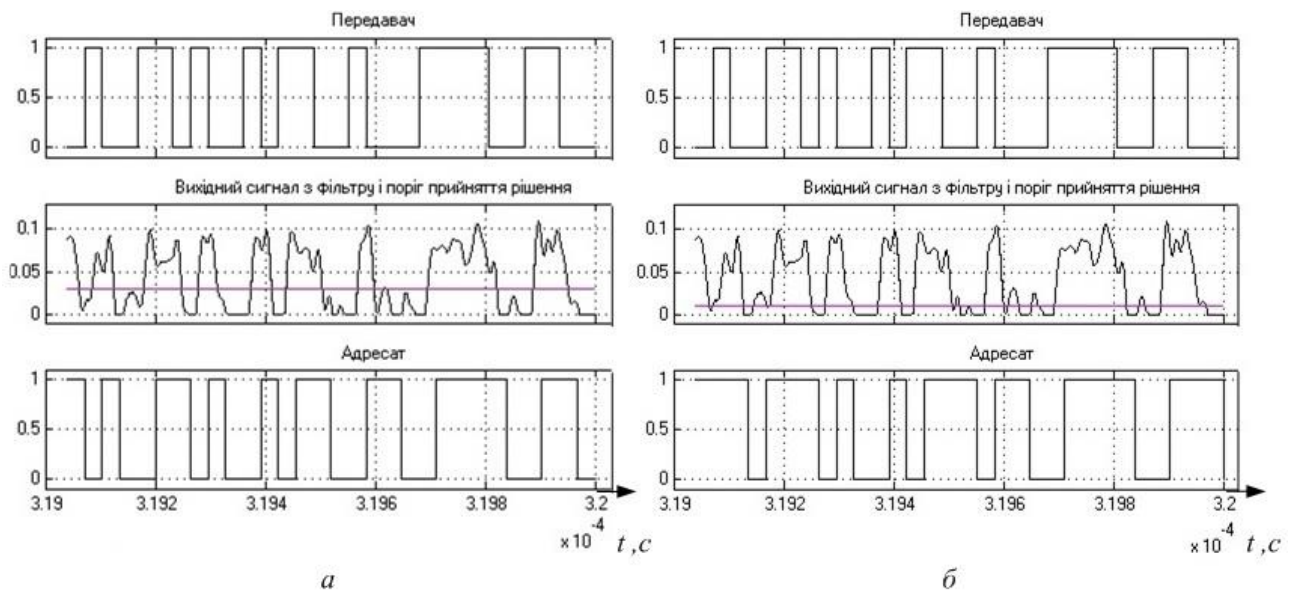


Рис.4.16 – Демонстрація впливу різних величин чутливості приймача на вихідний сигнал приймача при відношенні ВСШ в 0.01 дБ: а – порог прийняття рішення = 0.03 В, КБП=0.0396; б – порог прийняття рішення = 0.01 В, КБП=0.1386.

Зсув між вихідними сигналами передавача і приймача продиктований сталою часу фільтра і в розробленій моделі склав 32 нс, тобто порівнянний до довжини імпульсу одного біту.

Отже, недоліками АМ демодулятора на основі компаратора є:

- 1) налаштування порогу прийняття рішення компаратора на середнє арифметичне математичного очікування сигналів логічних 0 і 1 необхідно проводити для кожного окремого значення ВСШ;
- 2) принципова неспроможність компаратора достовірно розпізнавати сигнал при низьких значеннях ВСШ.

**Гіпотеза.** Пропонується застосувати штучну нейронну мережу (ШНМ) в блоці прийняття рішення демодулятора (рис.4.9). Такий підхід продиктований можливістю ШНМ оперувати не лише миттєвими значеннями сигналів (як це робить компаратор), а векторами, елементи яких складаються із дискретного сигналу і його затримок в часі на певну кількість кроків. Обробка такого

пакунку дозволить оцінювати відфільтрований вхідний сигнал в контексті часу і вірно розпізнавати інформацію при низьких значеннях ВСШ.

Задача полягає в тому, щоб синтезувати нейромережевий блок прийняття рішення демодулятора, який матиме нижчі показники КБП при низьких ВСШ ( $0 \div 3 \text{ дБ}$ ).

#### **4.4 Аналіз існуючих рішень застосування штучних нейронних мереж в якості демодуляторів**

В роботах [125, 126] розроблено нейромережеві демодулятори, здатні оперувати із амплітудною, фазовою і частотною видами модуляції. Обидва демодулятора в цих роботах не потребують полосових фільтрів нижніх частот. Особливістю нейромережевого підходу є факт можливості навчання, тому забезпечивши якісну навчальну вибірку вхідних і цільових векторів можна навчити ШНМ виконувати демодуляцію різних типів для кожного конкретного випадку. Це пояснюється такою важливою якістю ШНМ, як апроксимація невідомих функції по окремих точках.

В дослідженнях [126, 127] автори розробили нейродемодулятори, що потребують вхідні фільтри, а навчання проводилося на незашумлених даних. В [126] для реалізації бінарної частотної демодуляції досліджувалися рекурентна мережа Елмана і ШНМ із часовою затримкою (Time delay neural network – TDNN). Згідно висновків авторів мережа Елмана потребує більше нейронів у прихованому шарі, ніж фактично потребується для вирішення поставленої задачі іншою мережею, також застосування мережі Елмана в застосуваннях в реальному часі. В приймачі доречно застосовувати демодулятор із високою швидкодією, який до того ж може зберігати достатню кількість попередніх вибірок кожного символу. Простим рішенням є застосування ШНМ із часовою затримкою для демодуляції сигналу. В [127] для демодуляції застосовується ймовірнісна нейронна мережа (ЙНМ, Probabilistic neural network – PNN) із радіально-базисною функцією (РБФ) активації прихованих нейронів. Такий тип мережі має переваги в порівнянні з іншими типами нейромережевих

демодуляторів, такі як швидке навчання і можливість швидкої обробки даних, оскільки в його структурі немає шару зворотного зв'язку. Проведено симуляцію амплітудної, фазової і частотної модуляції сигналу. Отримано схему універсального демодулятора, який можна навчити для різних схем модуляції. Особливістю є відсутність шару зворотного зв'язку, хоча для роботи із послідовностями в часі зазвичай застосовують рекурентні нейронні мережі.

В статті [128] також розроблено демодулятор фазової і квадратурної модуляції на основі рекурентної ШНМ Довга короткочасна пам'ять (Long short-term memory – LSTM). Продемонстровані такі засвоєні нейромережею властивості, як автоматична класифікація модуляції та здатність адаптуватися до вхідних послідовностей різної довжини.

В роботах [129, 130] застосовуються РБФ мережі прямого поширення, однак особливістю є те, що в [129] запропоновано алгоритм адаптивного навчання і застосовується хаотична модуляція, а в [130] пропонується навчати ЙНМ методом генетичних алгоритмів, проте демодуляція – фазова, частотна і амплітудна. Обидва дослідження проведені на зашумлених даних і розроблені нейромережеві демодулятори не потребують полосових фільтрів.

В дослідженнях [131-133] в якості демодуляторів застосовувалися мережі прямого поширення (Feedforward neural network – FFNN). В [131] застосовувалася біполярна фазова, в [132] – безперервна фазова (Continuous phase modulation – CPM), а в [133] – квадратурна модуляція. Нейромережеві демодулятори [131, 132] навчені на зашумлених даних і не потребують полосових фільтрів, в [133] створено фільтр на основі ШНМ. Застосування ШНМ дозволяє підвищити якість зв'язку при основній проблемі – впливі шуму на сигнал. Використання нелінійних функцій активації для розділення класів підвищує точність класифікації, особливо при зашумлених сигналах, тому слід застосовувати нелінійні методи класифікації даних.

В роботах [134-136] застосовуються складніші згорткові ШНМ, глибинні мережі переконань (Deep belief network – DBN), алгоритми навчання типу AdaBoost, що пов'язано із застосуванням технології MIMO (Multiple Input

Multiple Output; множинні входи, множинні виходи) – метод просторового кодування сигналу, що дозволяє збільшити смугу пропускання каналу. В нашому дослідженні настільки глибоке занурення в нейромережеві технології недоречно, оскільки в нашому випадку каналом оптичного зв'язку передається сигнал із застосуванням найпростішої амплітудної модуляції.

Аналіз існуючих рішень застосування штучних нейронних мереж в якості демодуляторів дає зрозуміти, що застосування ШНМ в якості демодулятора доречне і при низьких рівнях ВСШ може показувати кращі результати ніж демодулятори на основі компаратора. Очевидно, що додатковий програмний елемент в складі демодулятора потребуватиме більшої обчислювальної потужності. Зрозуміло, що ШНМ здатні демодулювати сигнали різних типів модуляції, чому сприяє їх здатність до навчання.

Резюмуючи вищезазначені літературні джерела з точки зору практичних рекомендацій для проектування нейромережевого демодулятора, можна зробити такі висновки:

- 1) дослідження проводились на рекурентних мережах (Елмана), мережах прямого поширення (в тому числі РБФ мережі) із лініями затримки входу, тобто для обробки сигналів доцільно застосовувати динамічні мережі;
- 2) використання нелінійних функцій активації підвищує точність класифікації, особливо при зашумлених сигналах (не слід використовувати персептрони і адаліни для даної задачі).

#### **4.5 Формування навчальної вибірки і вибір архітектури штучної нейронної мережі**

Для успішного застосування ШНМ необхідно зібрати і обробити вибірку для її тренування – вхідні сигнали і бажані виходи. В залежності від виду вхідної вибірки і покладеної задачі обирається архітектура штучної нейронної мережі. В подальшому дослідженні в якості тренувальної вибірки вхідним ШНМ сигналом буде вектор, який складається із виходу ФНЧ і його затриманих на  $n$  кроків значень. В даній роботі проводилося дослідження із

лініями затримок (ЛЗ) в кількості від 1 до 10, тобто вхідний вектор, відповідно, мав розмірність від 2 до 11. Вихідним (бажаним, або цільовим) – вихід блоку Адресант (рис.4.12). Навчальна вибірка складалася із кривих, знятих для значень ВСШ: 0, 0.3, 0.6, 0.9, 1.2, 2.5, 5, 7, 8, 9, 10 дБ. Для кожного значення ВСШ представлено по логічному 0 і логічній 1. Усі далі перелічені мережі навчалися і тестувалися на вхідних даних із ЛЗ, тому далі це мається на увазі, але не обмовляється.

#### 4.5.1 Усунення «ефекту нуля» в навчальній вибірці

В [137, с. 57] описаний «ефект нуля»: за наявності у вхідній вибірці даних, що містять нулі, неможливо навчити нейромережу. Під час пошуку вагових коефіцієнтів програма навчання помножує навчальний приклад на випадковий ваговий коефіцієнт, а у випадку із нульовою вхідною величиною, вона не може підібрати правильний ваговий коефіцієнт. Для усунення «ефекту нуля» можна змістити всі точки навчальної вибірки на рівні величини, тобто відбувається зсув її графіку по осі ординат на деяку постійну величину (рис.4.17).

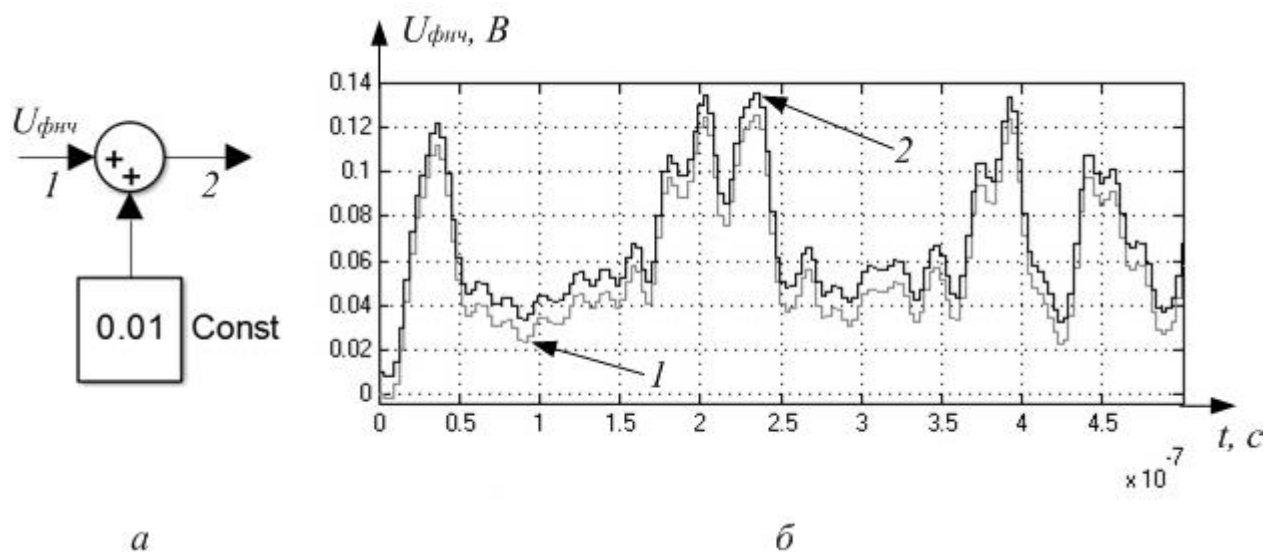


Рис.4.17 – Прийом для усунення «ефекту нуля»: а – елемент моделі в *MATLAB*; б – результуючий сигнал з виходу ФНЧ (1 – діючий, 2 – зміщений на величину 0.01 В) для сигналу при ВСШ=0.4 дБ.



#### 4.5.2 Нормування навчальної вибірки

Для забезпечення адекватної роботи нейромережі необхідно нормувати вхідні сигнали. Залежно від характеру процесу, для якого застосовується ШНМ, вхідні дані нормуються до діапазону  $[-1;1]$  із вилученням даних з нулями для уникнення вищезазначеного «ефекту нуля», або до діапазону  $(0;1]$ . В нашому випадку виконано нормування вхідного сигналу в діапазоні  $(0;1]$ . Нормування реалізовано методом ділення сигналу на його максимальну амплітуду, див рис.4.18, а. Так як в каналі оптичного зв'язку присутній шум із нормальним законом розподілення, то збільшення тривалості моделювання закономірно призводить до збільшення максимальної амплітуди сигналу за рахунок появи менш імовірних викидів високої амплітуди. На рис.4.18, б зображено зашумлений сигнал на виході фільтру із частотою дискретизації  $32 \cdot 10^{-11}$  с. З графіку видно, що сигнал, в основному, обмежується величиною  $0.15$  В, тому, для спрощення розрахунків, в схемі рис.4.18, а виконується ділення на  $0.15$  В. На рис.4.18, б, крива 2 представлено нормований в межах  $(0;1]$  сигнал в діапазоні від 0 до 1 мкс.

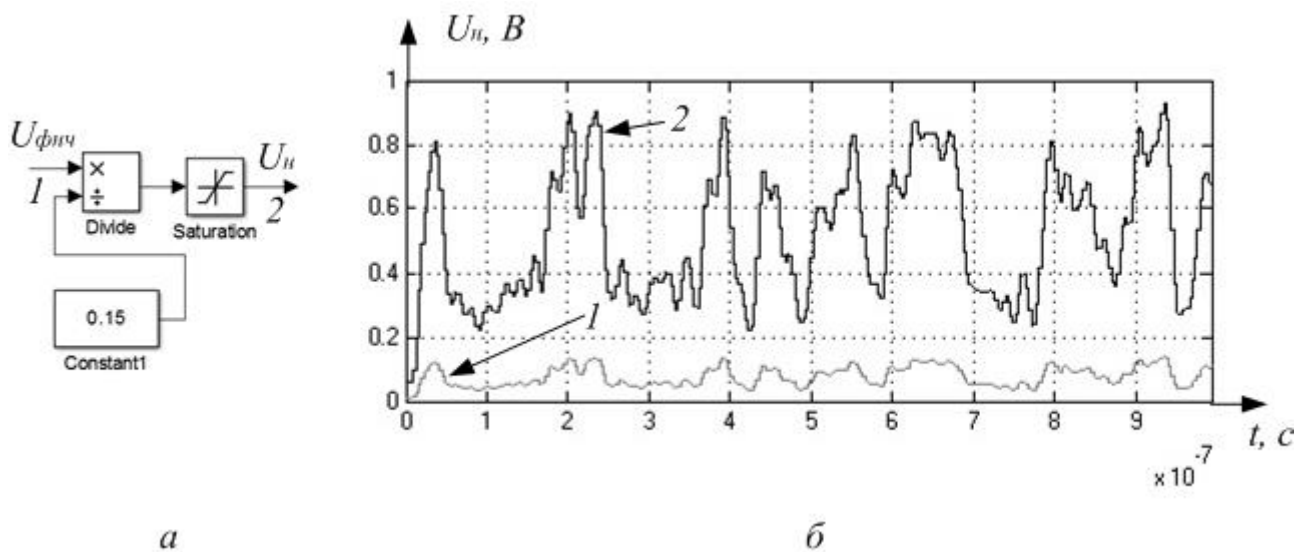


Рис.4.18 – Нормування вхідного сигналу нейромережі: а – модель блоку нормування в середовищі *MATLAB*; б: крива 1 – сигнал на виході ФНЧ; крива 2 – нормований сигнал до діапазону  $(0;1]$ .

#### **4.5.3 Вибір архітектури штучної нейронної мережі та формування для дослідження в моделі атмосферного оптичного каналу зв'язку відповідно до вирішуваної задачі**

Задача, яку покладено на ШНМ в складі демодулятора – це задача класифікації образів, тому згідно [137], було обрано такі типи мереж:

- 1) Прямого поширення (Feed-forward backprop), рис.4.19, а;
- 2) Прямого поширення із ЛЗ прихованого шару (Feed-forward distributed time delay), рис.4.19, б;
- 3) Узагальнені нейронні мережі регресії (Generalized regression), рис.4.19, в;
- 4) Зі зворотнім зв'язком прихованого шару (Layer recurrent), рис.4.19, г;
- 5) Прямого поширення з лінійною функцією активації (Linear layer (design)), рис.4.19, д;
- 6) Прямого поширення з лінійною функцією активації (Linear layer (train)), рис.4.19, д;
- 7) Нелінійна авторегресія екзогенна (NARX), рис.4.19, е;
- 8) Персептрон (Perceptron), рис.4.19, є;
- 9) Ймовірнісна (Probablistic), рис.4.19, ж.

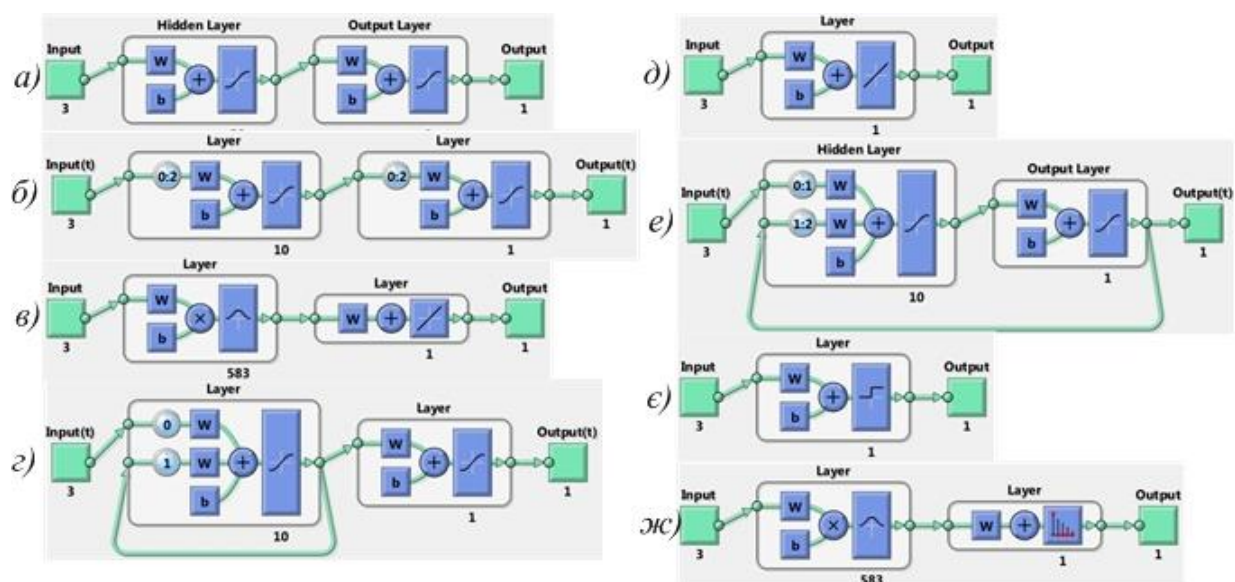


Рис.4.19 – Візуалізація архітектури досліджених типів штучних нейронних мереж з двома ЛЗ на вході.

У випадку радіально базисних мереж, рис.4.19 в, ж, кількість нейронів в прихованому шарі відповідає довжині навчальної вибірки.

#### 4.6 Синтез моделі атмосферного оптичного каналу зв'язку із штучною нейронною мережею в складі демодулятора

Для проведення моделювання із ШНМ в складі демодулятора приймача необхідно внести правки в модель на рис.4.12. виправлену модель АОКЗ відображено на рис.4.20.

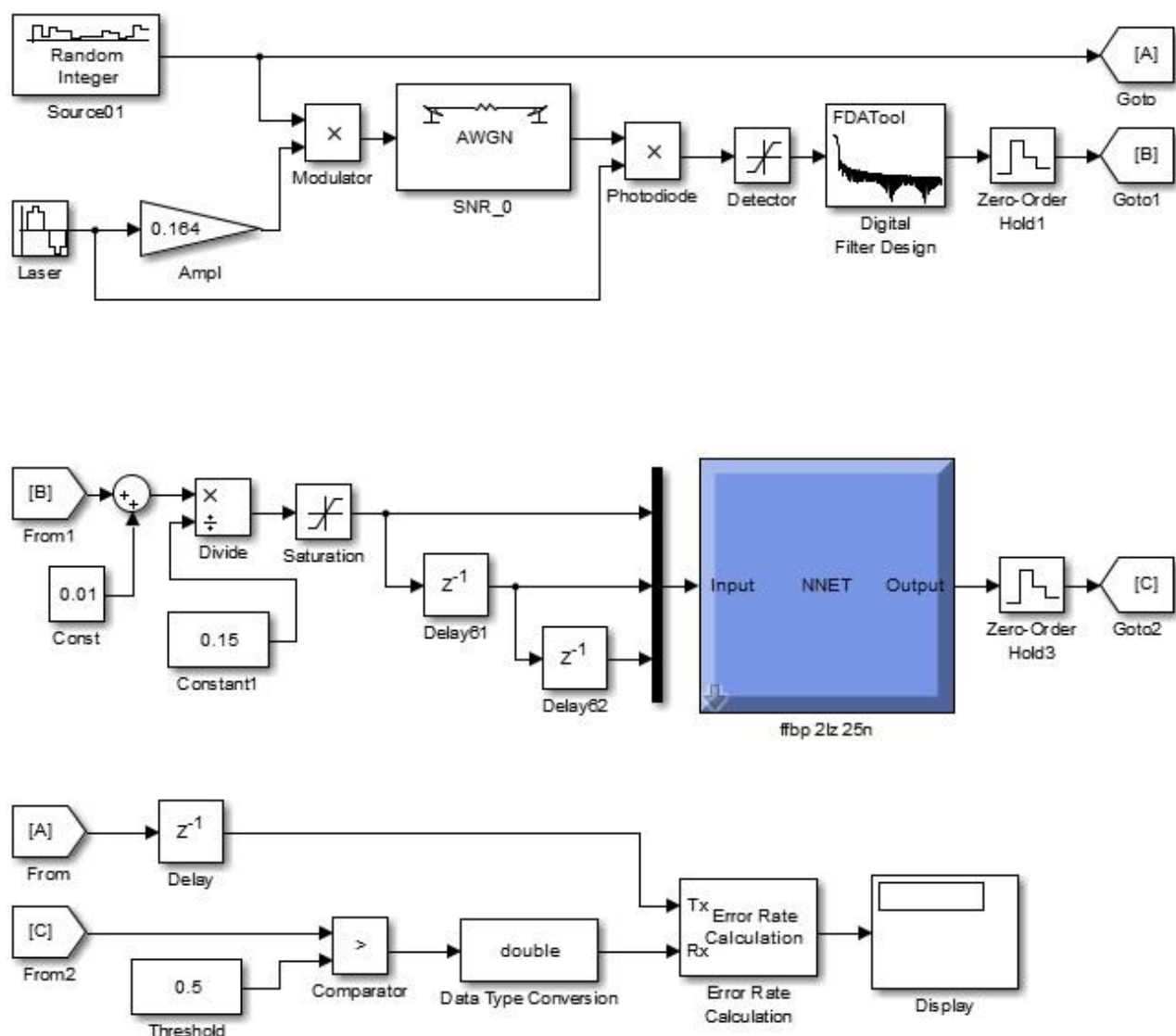


Рис.4.20 – Модель із ШНМ в складі демодулятора

В моделі на рис.4.20 після фільтру додано блок дискретизації із частотою дискретизації  $32 \cdot 10^{-10}$  с, тобто в 10 разів менше за довжину імпульсу одного біта 32 нс. Далі застосовано прийом для усунення «ефекту нуля» (як на рис.4.17) і додано блок нормування (як на рис.4.18), щоб на вхід ШНМ надходив сигнал в діапазоні (0;1]. Далі встановлено лінії затримки із затримкою на  $32 \cdot 10^{-10}$  с. З блоку попередньої обробки сигнали потрапляють на ШНМ, після якої встановлено блок дискретизації із часом дискретизації, рівним довжині одного біта 32 нс. Оскільки вихідний нейрон має тангенційну функцію активації, його вихід хоча і прямує до 1 при логічній 1 і до 0 – при 0, проте не досягає цього значення і коливається в межах декількох відсотків. Калькулятор

КБП сприймає такий сигнал як помилковий, хоча він відрізняється від непомилкового на деякий процент ( $<10\%$ ), тому після ШНМ встановлено компаратор для усунення цього ефекту.

#### 4.7 Опис результатів дослідження синтезованої моделі атмосферного оптичного каналу зв'язку з різними типами штучних нейронних мереж в якості демодулятора

Було проведено навчання кожної із вищезазначених мережі і попереднє тестування при  $ВСШ = 0.4$  дБ. Відсікалися мережі, КБП яких був вищий за КБП демодулятора на основі компаратора. Прийнятні результати показали два типи мереж: прямого поширення і ймовірнісна мережа. Побудовані криві КБП від ВСШ систем АОКЗ із нейронними мережами в складі демодулятора зображені на рис.4.21.

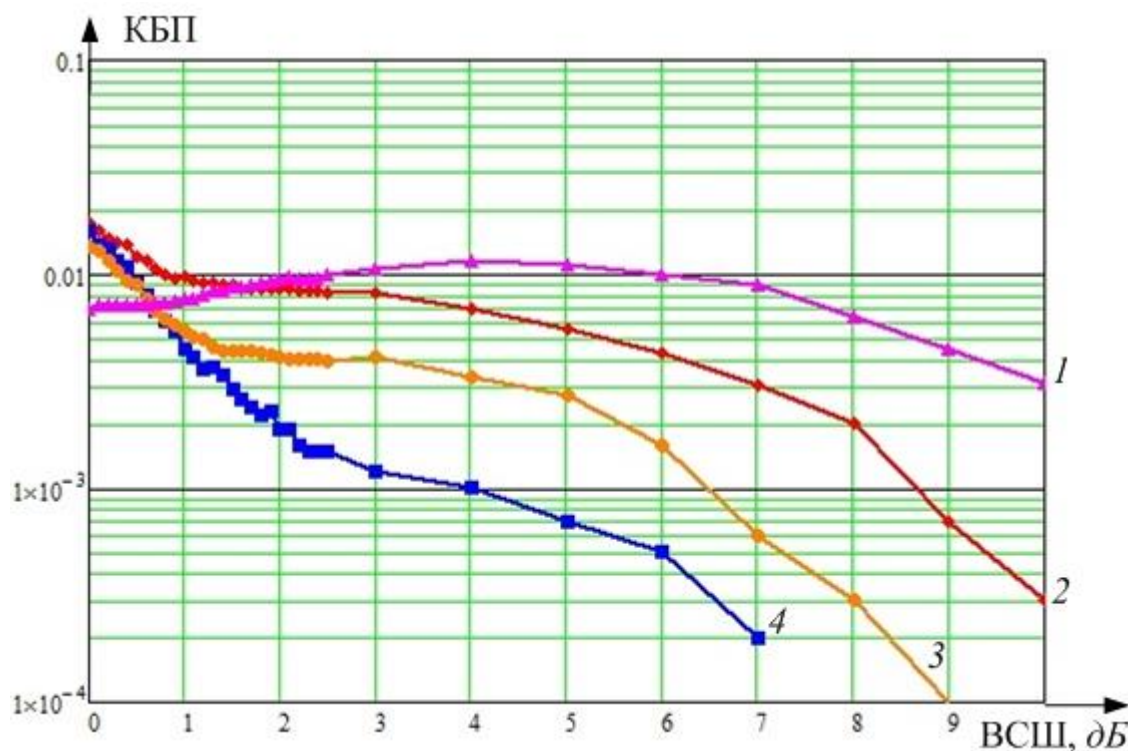


Рис.4.21 – КБП від ВСШ із використанням синтезованих штучних нейронних мереж в складі демодулятора (1 – ймовірнісна радіально базисна узагальнююча ШНМ (9 ЛЗ, 2 шари 583 нейрони); 2 – демодулятор на основі

компаратора; 3 – ШНМ прямого розповсюдження (2 ЛЗ, 2 шари, 25 нейронів); 4 – ШНМ прямого розповсюдження (2 ЛЗ, 2 шари, 24 нейрони)).

Ймовірнісна радіально базисна мережа показала найнижчий КБП при ВСШ від 0 до 0.7 дБ, проте велика кількість нейронів прихованого шару (583) потребувало значного часу моделювання, на побудову однієї кривої було затрачено 12 годин машинного часу. (Intel Core i3-2350M CPU, 2.30 ГГц, оперативна пам'ять 4 Гб). Окрім того, при ВСШ більше 3 дБ, ця ШНМ показала гірший КБП за демодулятор на основі компаратора.

Мережа прямого поширення із 24 нейронами прихованого шару і 2 лініями затримки входу показала найнижчий КБП при ВСШ більше за 0.7 дБ. На нижчих ВСШ її крива співпадає із кривою ШНМ із 25 нейронами і вони нижчі за криву демодулятора на основі компаратора.

На рис.4.22 зображено залежність КБП від ВСШ в діапазоні від 0 до 2.5 дБ.

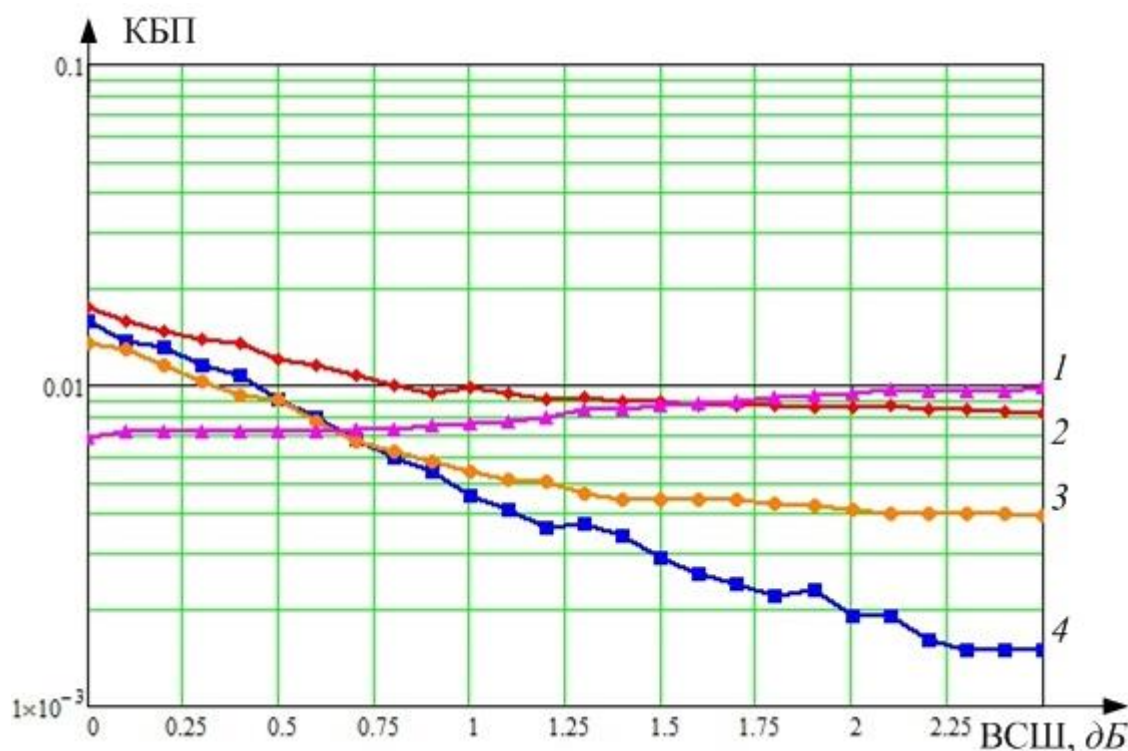


Рис.4.22 – КБП від ВСШ із використанням синтезованих штучних нейронних мереж в складі демодулятора (до 2.5 дБ ВСШ) (1 – радіально

базисна узагальнююча ШНМ (9 ЛЗ, 2 шари 583 нейрони); 2 – демодулятор на основі компаратора; 3 – ШНМ прямого розповсюдження (2 ЛЗ, 2 шари, 25 нейронів); 4 – ШНМ прямого розповсюдження (2 ЛЗ, 2 шари, 24 нейрони)).

Отримані наукові результати, описані в Розділі 4, опубліковано у вигляді статті в фаховому науковому виданні [138].

#### **Висновки до Розділу 4**

Розглянуто функціональну схему і технічні характеристики цифрового атмосферного оптичного каналу зв'язку в складі системи управління електроприводами мостового крану сховища радіоактивних відходів.

Критерієм якості передачі сигналів в атмосферному оптичному каналі зв'язку обрано коефіцієнт бітових помилок. Досліджено і проаналізовано фактори, які погіршують якість передачі даних атмосферного оптичного каналу керування електроприводами мостового крану сховища радіоактивних відходів. До таких факторів віднесено: послаблення потужності отриманого приймачем сигналу внаслідок не безкінечно вузької діаграми спрямованості передатчика; шумові перешкоди передатчика, приймача і каналу зв'язку; деградація викликана впливом іонізуючої радіації; природна деградація емісії лазера (старіння) і послаблення лазерного випромінювання в атмосфері за рахунок явищ поглинання і розсіяння.

Розглянуто структурну схему атмосферного оптичного каналу зв'язку і на її основі побудовано імітаційну модель в середовищі *MATLAB/Simulink*. Дані дослідження синтезованої моделі порівняні із відомими результатами.

Розкрито, що при низьких значеннях відношення сигнал / шум демодулятор із порогом прийняття рішення хибно сприймає сигнали логічних нулів і одиниць внаслідок перетину їх кривих щільностей ймовірностей. Такий демодулятор маніпулює миттєвими значеннями отриманого сигналу. Припущено, що вдасться досягти підвищення якості передачі сигналів шляхом застосування демодулятора, який оперує векторами, тобто поточним значенням

сигналу і його затриманими в часі значеннями. Тому запропоновано застосування штучної нейронної мережі в складі демодулятора, що дозволить оцінювати сигнал в контексті часу і вірно розпізнавати інформацію при низьких значеннях відношення сигнал / шум.

Проведено огляд літературних джерел, який дав зрозуміти, що: додатковий програмний елемент (нейронна мережа) в складі демодулятора потребуватиме більшої обчислювальної потужності; штучні нейронні мережі здатні демодулювати сигнали різних типів модуляції, цьому сприяє їх здатність до навчання; доцільно використовувати мережі із лініями затримки входу; використання нелінійних функцій активацій прихованого шару підвищує точність класифікації, особливо при зашумлених сигналах.

Сформовано навчальну вибірку, яка містила сигнали із білим шумом з відношенням сигнал / шум від 0 до 10 дБ.

Задля оцінки можливого покращення коефіцієнту бітових помилок на всьому діапазоні відношення сигнал / шум синтезовано демодулятори на основі дев'яти типів штучних нейронних мереж. Синтезовано і досліджено моделі атмосферного оптичного каналу зв'язку із штучними нейронними мережами в складі демодулятора. Позитивний результат продемонстрували моделі із мережею прямого поширення і ймовірнісною нейронною мережею. Виявлено, що застосування штучної нейронної мережі прямого поширення із затримками входу дозволяє знизити коефіцієнт бітових помилок на всьому дослідженому діапазоні відношення сигнал / шум, в той час як ймовірнісна мережа демонструє найнижчий коефіцієнт бітових помилок лише в діапазоні від 0 до 0.7 дБ.

Реалізовано непрямий метод нейроуправління, коли штучна нейронна мережа застосована для виконання допоміжної функції – підвищення якості оптичного каналу зв'язку між органом управління і електроприводом.

На підставі проведених досліджень для зниження коефіцієнта бітових помилок рекомендується:



1) знизити природну і штучну освітленість цеху, в якому розташовано кран;

2) забезпечити відсутність задимленості, запиленості і загазованості простору цеху;

3) застосовувати штучну нейронну мережу в складі демодулятора приймача. За результатами моделювання достатньо використовувати штучну нейронну мережу прямого поширення з двома лініями затримки вхідного сигналу, 24 нейронами прихованого шару із тангенційною функцією активації прихованого шару.

Розроблений нейромережевий демодулятор дозволяє використовувати оптичний канал управління в умовах підвищеної радіації.

## ВИСНОВКИ

В дисертаційній роботі вирішено актуальне наукове завдання розроблення математичних моделей силового каналу перетворювача частоти та обґрунтування структури частотно-регульованого електроприводу вантажопідйомних машин сховища радіоактивних відходів з урахуванням характеру впливу іонізуючого випромінювання для підвищення радіаційної стійкості його напівпровідникових складових та атмосферного оптичного каналу зв'язку.

Основні наукові та практичні результати роботи наступні.

1. Проаналізовано структуру електроприводів мостового крану сховища радіоактивних відходів та матеріали з яких вони складаються. Порівняно радіаційну стійкість цих матеріалів. Показано, що деградація властивостей кремнію починається із поглиненої дози 1 *крад*, на відміну від діелектриків (1 *Мрад*) та конструкційної сталі (100 *Мрад*). Встановлено, що найслабкішою ланкою системи є напівпровідникові прилади, крім того, вдосконалення потребує атмосферний оптичний канал зв'язку між віддаленим пультом та входом електроприводу.

2. Проаналізовані складові елементи силового каналу перетворювача частоти та їх існуючі математичні моделі для врахування впливу на них іонізуючого випромінювання. Розглянуто два типи драйверів управління силовими ключами інвертора – на основі польових (метал-діелектрик-напівпровідникових) і біполярних транзисторів та описано математичними моделями з урахуванням радіаційних ефектів на елементи схеми.

3. Проведено дослідження синтезованих моделей силового каналу перетворювача частоти та їх порівняння з точки зору радіаційної стійкості. Виявлено, що система із драйверами на основі біполярних транзисторів стійкіша за систему із драйверами на основі польових транзисторів: відмова перетворювача частоти з драйверами на біполярних транзисторах настає при

поглиненій дозі більше 800 *крад*, в той час як система з польовими транзисторами драйверів виходить з ладу після 300 *крад*.

4. Для виявлення найвразливішого елемента перетворювача частоти моделі силового каналу перетворювача частоти проведено дослідження шляхом почергової заміни радіаційно чутливих елементів на ідеалізовані (радіаційно нечутливі). З'ясовано, що радіаційна зміна такого параметру оптрона, як коефіцієнт передачі за струмом, в розглянутій системі найсуттєвіше впливає на роботу всього електроприводу.

5. Виявлено, що в системі із драйверами на основі біполярних транзисторів використання радіаційно нечутливого біполярного транзистора в складі БТІЗ забезпечує незмінну амплітуду вихідної напруги перетворювача частоти із зростанням дози до 800 *крад*, після чого настає функціональна відмова.

6. Досліджено функціональну схему атмосферного оптичного каналу зв'язку. За критерій якості передачі даних обрано системний показник – коефіцієнт бітових помилок. Виходячи з специфіки використання атмосферного оптичного каналу зв'язку виявлено фактори, що погіршують якість передачі даних, до них відносяться: послаблення потужності отриманого приймачем сигналу внаслідок не безкінечно вузької діаграми спрямованості передатчика, шумові перешкоди (передатчика і приймача), деградація викликана впливом іонізуючої радіації, природна деградація лазера, послаблення лазерного випромінювання в атмосфері. Побудовано структурну схему діючого атмосферного оптичного каналу зв'язку та з врахуванням виявлених факторів побудовано імітаційну модель в середовищі *MATLAB/Simulink*. Проведено дослідження синтезованої моделі. Розкрито, що при низьких значеннях відношення сигнал / шум демодулятор із порогом прийняття рішення хибно сприймає сигнали логічних нулів і одиниць внаслідок перетину їх кривих щільностей ймовірностей.

7. Висунуто і доведено гіпотезу, що застосування штучних нейронних мереж в демодуляторі може призвести до зниження коефіцієнту бітових

помилки при низьких відношеннях сигнал / шум, оскільки такий демодулятор маніпулюватиме векторами сигналу, а не тільки його миттєвими значеннями. Для перевірки висунутої гіпотези сформовано навчальну вибірку і обрано архітектури штучних нейронних мереж. Синтезовано імітаційну модель атмосферного оптичного каналу зв'язку із демодулятором на основі штучної нейронної мережі в середовищі *MATLAB/Simulink*.

8. Проведено дослідження синтезованої моделі із дев'ятьма типами архітектур нейронних мереж. Виявлено, що штучна нейронна мережа прямого розповсюдження із двома лініями затримки, двома шарами, 24 нейронами прихованого шару із тангенційною функцією активації демонструє нижчий коефіцієнт бітових помилок на дослідженому діапазоні відношення сигнал / шум (від 0 до 10 дБ) ніж демодулятор на основі компаратора, при цьому збільшення кількості нейронів в прихованому шарі не призводить до підвищення якості передачі даних. В той же час ймовірнісна радіально базисна мережа характеризується найнижчим коефіцієнтом бітових помилок при відношенні сигнал / шум від 0 до 0.7 дБ. Але при відношенні сигнал / шум більше 3 дБ ця нейронна мережа має вищий коефіцієнт бітових помилок за демодулятор на основі компаратора.

9. Результати роботи використовуються в навчальному процесі при викладанні дисциплін “Автоматизований електропривод машин та установок”, “Інжиніринг електротехнічних та мехатронних систем” та виконанні дипломних бакалаврських робіт і магістерських дисертацій в Національному технічному університеті України “Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського”.

Подальше використання результатів роботи рекомендовано для напівпровідникових перетворювачів електромеханічного обладнання машин і установок, які працюють в зоні підвищеного рівня радіації, в тому числі пристроїв плавного пуску, драйверів силових ключів інверторів із елементами гальванічної розв'язки основаної на принципі електромагнітної індукції, що сприятиме підвищенню їх радіаційної стійкості.

Цілі дослідження були досягнуті, а всі поставлені задачі – вирішені.

## СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

- [1] НАЕК «Енергоатом», “Що ми робимо і плануємо робити з відпрацьованим ядерним паливом” [Online], січень 30 2008. Доступ: [http://www.energoatom.com.ua/files/file/buklet\\_scho\\_mi\\_robimo\\_planu\\_mo\\_r\\_obiti\\_z\\_v\\_dpracovanim\\_yadernim\\_palivom\\_\(1\).pdf](http://www.energoatom.com.ua/files/file/buklet_scho_mi_robimo_planu_mo_r_obiti_z_v_dpracovanim_yadernim_palivom_(1).pdf)
- [2] ДСП «ЧАЕС». (2021). *Поводження з радіоактивними відходами* [Online]. Доступ: <https://chnpp.gov.ua/ua/activity/development-of-raw/povodzhennia-z-radioaktyvnymy-vidkhodamy>
- [3] А.В. Носовський, З.М. Алексєєва, Г.П. Борозенець, Т.М. Василенко, В.М. Васильченко, А.О. Павленко, *Поводження з радіоактивними відходами*. Київ: Техніка, 2007.
- [4] ДСП «ЧАЕС». (2021). *Завод з переробки рідких радіоактивних відходів (ЗПРРВ)* [Online]. Доступ: <https://chnpp.gov.ua/ua/185-2011-11-16-11-58-26/zaversheni-proekty/28-2010-09-13-07-21-3228>
- [5] ДСП «ЧАЕС». (2021). *Промисловий комплекс з поводження з твердими радіоактивними відходами (ПКПТРВ)* [Online]. Доступ: <https://chnpp.gov.ua/ua/185-2011-11-16-11-58-26/zaversheni-proekty/29-2010-09-13-07-24-4929>
- [6] А. Кузьмин, “Описание работы оборудования. Поставка комплекта удаленного управления и системы управления мостовым краном”, ЗАО «СММ», Санкт-Петербург, 2015.
- [7] GH Cranes & Components, “Бюллетень № 13” [Online], квітень 2014. Доступ: [https://www.ghcranes.com/pdfs/boletines/boletin13\\_ru.pdf](https://www.ghcranes.com/pdfs/boletines/boletin13_ru.pdf)
- [8] GH Cranes & Components, “Каталог талей с высокой грузоподъемностью” [Online], 2018. Доступ: <https://www.ghcranes.com/pdfs/catalogos/GH-04-Тали-Большая-емкость-Подъемники-2018.pdf>
- [9] Л.Д. Зарипова, *Физические основы дозиметрии. Радиационная безопасность*. Казань: Изд-во Казанск. гос. ун-та, 2008.

- [10] С.А. Кабакчи , Г.П. Булгакова. (1997). *Радиационная химия в ядерном топливном цикле* [Online]. Доступ: <http://www.chem.msu.ru/rus/teaching/kabakchi/welcome.html#1>
- [11] И.И. Лощаков, *Введение в дозиметрию и защита от ионизирующих излучений*. Санкт-Петербург: Изд-во Политехн. ун-та, 2008.
- [12] О.И. Василенко, Б.С. Ишханов, И.М. Капитонов, Ж.М. Селиверстова, А.В. Шумаков. (1996). *Радиация* [Online]. Доступ: <http://nuclphys.sinp.msu.ru/radiation/index.html>
- [13] В.Б. Дубровский, *Радиационная стойкость материалов*. Москва: Атомиздат, 1973.
- [14] С.Г. Плачкова. (2013). *Электроэнергетика и охрана окружающей среды. Функционирование энергетики в современном мире* [Online]. Доступ: <http://energetika.in.ua/ru/books/book-5>
- [15] R.G. Helmer, V.P. Chechev, “Table de Radionucleides”, LNE – LNHB/CEA, Gif-sur-Yvette Cedex, France, 2007.
- [16] И.Я. Василенко. (1999). “Радиоактивный цезий-137”. *Vivos voco* [Online]. № 3, сс. 71-76. Доступ: [http://vivovoco.astronet.ru/VV/JOURNAL/NATURE/03\\_99/CESIUM.PDF](http://vivovoco.astronet.ru/VV/JOURNAL/NATURE/03_99/CESIUM.PDF)
- [17] Н.Н. Буриев, Н.Т. Буриев, Т.А. Хасанов, “Внешнее излучение комбинированного хранилища радиоактивных отходов”, *Международный научный журнал «Символ науки»*, №10-1, сс. 18-20, 2016.
- [18] Н.Н. Буриев, Н.Т. Буриев, Т.А. Хасанов, “Внешнее излучение законсервированного хранилища твёрдых радиоактивных отходов”, *Международный научный журнал «Символ науки»*, №10-1, сс. 17-18, 2016.
- [19] А.Ю. Погосов, В.А.Дубковский, *Ионизирующая радиация: радиозэкология, физика, технологии, защита*. Одесса: Наука и техника, 2012.
- [20] И.Н. Бекман. (2006). *Радиоактивность и радиация. Курс лекций* [Online]. Доступ: <http://profbeckman.narod.ru/RR0.htm>

- [21] В.Л. Сидоренко, С.І. Азаров, “Концептуальні засади розробки системи комплексного моніторингу зони радіаційної аварії”, *Вісник КрНУ імені Михайла Остроградського*, №1, сс. 82-87, 2017.
- [22] А.Г. Роках, “Действие ионизирующих излучений на полупроводниковые материалы и приборы” [Online], 2010. Доступ: [http://elibrary.sgu.ru/uch\\_lit/450.pdf](http://elibrary.sgu.ru/uch_lit/450.pdf)
- [23] В.В. Моргунов, Н.В. Диденко, Р.М. Трищ, “Метод расчета поглощенной (эквивалентной) дозы и мощности поглощенной (эквивалентной) дозы ионизирующего излучения”, *Вісник НТУ “ХПИ”*, №18, сс. 101-106, травень 2016. doi:10.20998/2413-4295.2016.18.15
- [24] С.А. Ковчин, Ю.А. Сабинин, *Теория электропривода*. Санкт-Петербург: Энергоатомиздат, 2000.
- [25] В.В. Сметанин, В.И. Денисенко, В.М. Семененко, А.И. Ермоленко, “Оценка теплового состояния радиационно-стойких асинхронных двигателей” [Online], 2018. Доступ: [https://elar.urfu.ru/bitstream/10995/74951/1/ersps\\_2018\\_093.pdf](https://elar.urfu.ru/bitstream/10995/74951/1/ersps_2018_093.pdf)
- [26] И.И. Овчинников, И.Г. Овчинников, М.Ю. Богина, А.В. Матора, “Влияние радиационных сред на механические характеристики материалов и поведение конструкций (обзор)”, *Интернет-журнал «Науковедение»*, №4, сс. 1-39, 2012.
- [27] С.В. Серебрянников. (2011). *Воздействие радиации на высокомолекулярные соединения* [Online]. Доступ: [http://ftemk.mpei.ac.ru/ctlw/pubs/etm\\_re/radiationf/06.04.htm](http://ftemk.mpei.ac.ru/ctlw/pubs/etm_re/radiationf/06.04.htm)
- [28] А. А. Жосан, М. М. Ревякин, С. И. Головин, “Влияние гамма-излучения на эксплуатационные свойства моторных масел на минеральной основе”, *Электронная обработка материалов*, №54(1), сс. 75-79, Вересень 2018.
- [29] I. Kopal, Ю. Vršková, I. Labaj, D. Ondrušová, P. Hybler, M. Harničárová, та ін. “The Effect of High-Energy Ionizing Radiation on the Mechanical Properties of a Melamine Resin, Phenol-Formaldehyde Resin, and Nitrile Rubber Blend”, *Materials (Basel)*, №11(12), Dec. 2019. doi: 10.3390/ma11122405



- [30] А.В. Беспрозванных, Б.Г. Набока, Е.В. Морозова, “Радиационная стойкость кабелей внутренней прокладки общепромышленного применения”, *Електротехніка і Електромеханіка*, №3, сс. 82-86, 2006.
- [31] Ю. В. Трушин, *Физические основы материаловедения*, Издание 2-е. Санкт-Петербург: Издательство Академического университета, 2015.
- [32] И. П. Безродных, А. П. Тютнев, В. Т. Семёнов, *Радиационные эффекты в космосе Часть 3. Влияние ионизирующего излучения на изделия электронной техники*. Москва: АО «Корпорация «ВНИИЭМ», 2017.
- [33] И.Н. Бекман. (2006). *Радиационное материаловедение* [Online]. Доступ: [http://profbeckman.narod.ru/RR0.files/L13\\_6.pdf](http://profbeckman.narod.ru/RR0.files/L13_6.pdf)
- [34] М.М. Венедитов, Е.С.Оболенская, В.К. Киселев, С.В.Оболенский, “Оценка воздействия ионизирующих излучений на электронные компоненты по результатам испытаний ограниченных выборок”, *Журнал Радиоэлектроники*, №1, сс. 1-17, 2017.
- [35] Э.Н. Вологдин, А.П. Лысенко, *Интегральные радиационные изменения параметров полупроводниковых материалов*. Москва: НОЦ - Московский гос. инст. электроники и математики., 1998.
- [36] K.A. LaBel, S.D. Kniffin, R.A. Reed, H.S. Kim, J.L. Wert, D.L. Oberg et al., “A Compendium of Recent Optocoupler Radiation Test Data”, in *IEEE Nuclear and Space Radiation Effects Conference*, Reno, NV, USA, 2000.
- [37] A.H. Johnston, “ The Effects Of Space Radiation On Optocouplers ”, in *Japan Atomic Energy Research Inst. Tokyo, Japan*, 1998, p. 129-136.
- [38] В. Федоров, Н. Сергеев, А. Кондрашин, *Контроль и испытания в проектировании и производстве радиоэлектронных средств*. Москва: Техносфера, 2005.
- [39] A. Samin, M. Kurth, L.R. Cao, “An analysis of radiation effects on NdFeB permanent magnets”, *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section B: Beam Interactions with Materials and Atoms*, №342, сс. 200-205, January 2015.

- [40] А.Г. Корнилов, *Вопросы конструирования электронной аппаратуры: Конспект лекций*. Казань: Изд-во Казан. гос. техн. ун-та, 2005.
- [41] Л. С. Новиков, *Радиационные воздействия на материалы космических аппаратов*. Москва: Университетская книга, 2010.
- [42] О.В. Чермалих, Д.Д. Мугенов, “Огляд радіаційної стійкості компонентів загальнопромислового частотно-регульованого електроприводу”, *Вісник КрНУ імені Михайла Остроградського*, № 2/2020 (121), сс. 148-157, квітень 2020. DOI: 10.30929/1995-0519.2020.2.148-157
- [43] В.А. Светлаков, И.Г. Пронькин, А.М. Бельков, “Модернизация источника вторичного электропитания для бортовой аппаратуры заказов серии «СОЮЗ»”, *Вестник ЮУрГУ. Серия «Компьютерные технологии, управление, радиоэлектроника»* №1, сс. 47-55, 2018.
- [44] J. Pollefliet, *Power Electronics: Switches and Converters*. London: Academic Press, 2018. <https://doi.org/10.1016/C2017-0-00718-8>
- [45] В. Жданкин, “Радиационно-стойкие высоковольтные интегральные микросхемы драйверов для управления затворами MOSFET/IGBT-транзисторов”, *Компоненты и технологии*, №4, сс. 147-152, 2012.
- [46] STMicroelectronics, “IGBT datasheet tutorial”, AN4544 Application note, Sept. 2014.
- [47] Н. Казачковский, *Силовые полупроводниковые устройства для управления двигателями переменного тока*. Днепропетровск: Шнейдер Электрик, 2017.
- [48] Y.H. Lho, S.Y. Lee, P. Kang, “Radiation effects on IGBT under  $\gamma$  irradiation”, in *International Conference on Control, Automation and Systems*, Seoul, Korea (South), 2007. DOI:10.1109/iccas.2007.4407029
- [49] О.В. Борисов, *Основы твердотельной электроники*. Київ: Освіта України, 2011.
- [50] А.В. Глазачев, В.П. Петрович, *Физические основы электроники*. Томск: Изд-во Томск. политехн. ун-та, 2009.

- [51] Ю.К. Розанов, П.А. Воронин, С.Е. Рывкин, Е.Е. Чаплыгин, *Справочник по силовой электронике*. Москва: Издательский дом МЭИ, 2014.
- [52] В. Дьяконов, “Побистор или IGBT и имитационное моделирование устройств на них”, *Силовая Электроника*, №5, сс. 24-32, 2010.
- [53] В. Дьяконов, “Многовариантное моделирование силовых устройств в MATLAB+Simulink”, *Силовая Электроника*, №1, сс. 84-95, 2011.
- [54] A. F. Petrie, C. Hymowitz, “A Spice Model For IGBTs”, в *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, Dallas, TX, USA, 1995.
- [55] И. Недолужко, А. Лебедев, “Методика определения параметров PSPICE-моделей IGBT-транзисторов”, *Силовая Электроника*, №2, сс. 100-103, 2005.
- [56] R. Azar, F. Udrea, M. De Silva, G. Amaratunga, W. T. Ng, F. Dawson, W. Findlay, P. Waind, “Advanced SPICE Modeling of Large Power IGBT Modules”, в *IAS Annual Meeting (IEEE Industry Applications Society)*, Pittsburgh, PA, USA, 2002. DOI: 10.1109/IAS.2002.1042786
- [57] F. Mihalie, K. Jezernik, K. Krischan, M. Rentmeister, “IGBT SPICE Model”, *IEEE Transactions On Industrial Electronics*, №42(1), сс. 98-105, 1995.
- [58] ON Semiconductor, “Physically Based, Scalable SPICE Modeling Methodologies for Modern Power Electronic Devices”, Semiconductor Components Industries, LLC, Phoenix, Arizona, TND6260/D, 2019.
- [59] H. Yassine, G. Abdelghafour, E. Adil, “A SPICE IGBT Model with easy parameters extraction”, в *ICCWCS*, Kenitra, Morocco, 2019. DOI 10.4108/eai.24-4-2019.2284073
- [60] IA. Haddi, A. Maouad, O. Elmazria, A. Hoffmann, J.P. Charles, “A Simplified SPICE Model For IGBT”, *Active and Passive Elec. Comp.* №21, pp. 279-292, 1998.
- [61] А.Л. Марченко, *Основы электроники*. Мшсква: ДМК Пресс, 2009.
- [62] А. Колпаков, “Моделирование транзисторов IGBT с помощью PSPICE”, *Компоненты и технологии*, №8, сс. 134-138, 2002.

- [63] Y.H. Lho, “Impact of Gamma Irradiation Effects on IGBT and Design Parameter Considerations”, *ETRI Journal*, Volume31, Issue5, pp. 604-606, October 2009.
- [64] B. Tala-Ighil, A. Oukaour, H. Gualous, B. Boudart, B. Pouderoux, J. L. Trolet, M. Piccione, “Analysis of Commercial Punch-Through IGBTs Behavior Under  $^{60}\text{Co}$  Irradiation: Turn-Off Switching Performances Evolution”, *IEEE Transactions on Nuclear Science*, Volume 59, Issue 6, pp. 3235-3243, 2012. DOI: 10.1109/TNS.2012.2216289
- [65] A. R. Hefner, Jr., *INSTANT - IGBT Network Simulation and Transient ANalysis Tool*. Washington: Natl. Inst. Stand. Technol. Spec. Publ. 400-88, 1992.
- [66] D. Cavallaro, G. Bazzano, “A new analog behavioral power IGBT device spice macro model with thermal and self-heating effects”, in *PCIM Europe 2015*, Nuremberg,, 2015, cc.1-8.
- [67] D. Cavaiuolo, “Compact Electro-Thermal Modeling Of Igbt For Application Circuit Effective Design”, Sc.D. thesis, Department Of Electrical Engineering And Of Information Technologies, University Of Naples "Federico II", Italy, 2014.
- [68] M. Lotfi, D. Zohir, “Modeling of the New Transient Behavioral Spice Model of IGBTs Including Temperature Effect”, *International Journal of Hybrid Information Technology*, Vol.9, №.1, pp. 141-152, 2016. <http://dx.doi.org/10.14257/ijhit.2016.9.1.13>
- [69] A. Sattar, “Insulated Gate Bipolar Transistor (IGBT) Basics”, IXYS Corporation, Milpitas, California, IXAN0063, 2013.
- [70] М.С. Лурье, О.М. Лурье, *Имитационное моделирование схем преобразовательной техники*. Красноярск: ГОУ ВПО «Сибирский государственный технологический университет», 2007.
- [71] Siemens, “IGBT power module”, BSM50GB120DN2 datasheet, Mar. 1996.
- [72] S. Fiore, “Radiation damage effects on detectors and electronic devices in harsh radiation environment”, *Acta Physica Polonica Series*, №127(5), cc. 1560-1562, 2015. doi: 10.12693/APhysPolA.127.1560

- [73] А.И. Белоус, В.А. Солодуха, С.В. Шведов, *Космическая электроника. Книга 2*. Москва: Техносфера, 2015.
- [74] S.H. Min, O. Kwon, M. Sattarov, I.K. Baek, S. Kim, D. Hong et al., “Transient pulse analysis of ionized electronics exposed to  $\gamma$ -radiation generated from a relativistic electron beam”, *AIP Advances*, Volume 8, Issue 2, 2018.  
<https://doi.org/10.1063/1.5018727>
- [75] Schneider Electric, “Преобразователь частоты ATV71 480 В 18,5кВт”, ATV71HD18N4, январь. 2016.
- [76] Э.Н. Вологдин, А.П. Лысенко, *Радиационные эффекты в некоторых классах полупроводниковых приборов*. Москва: НОЦ - Московский гос. инст. электроники и математики., 2001.
- [77] V. Melikyan, A. Hovsepyan, T. Harutyunyan, “Schematic protection method from influence of total ionization dose effects on threshold voltage of MOS transistors”, in *2010 East-West Design & Test Symposium (EWDTS)*, St. Petersburg, Russia, 2010. DOI: 10.1109/EWDTS.2010.5742096
- [78] J.R. Srour, J.M. McGarrity, “Radiation effects on microelectronics in space”, *Proceedings of the IEEE*, Vol. 76, Issue 11, Nov. 1988.
- [79] S. Nagaraj, V. Singh, H.S. Jayanna, K.M. Balakrishna, R. Damle, “<sup>60</sup>Co-Gamma Ray Induced Total Dose Effects on P-Channel MOSFETs”, *Indian Journal of Materials Science*, №2013, pp. 1-5, August 2013.
- [80] В. Р. Гитлин, “Радиационно-технологические процессы в производстве МДП интегральных схем”, *Вестник ВГУ, Серия: Физика. Математика*, №2, сс. 54-61, 2006.
- [81] В.Л. Перевертайло, “Датчики интегральной поглощенной дозы ионизирующего излучения на основе МОП-транзисторов”, *Технология и конструирование в электронной аппаратуре*, №5-6, сс. 22-29, 2010.
- [82] Э.Н. Вологдин, А.П. Лысенко, *Радиационная стойкость биполярных транзисторов*. Москва: НОЦ - Московский гос. инст. электроники и математики., 2000.

- [83] Ф.П. Коршунов, Г.В. Гатальский, Г.М. Иванов, *Радиационные эффекты в полупроводниковых приборах*. Минск: Наука и техника, 1978.
- [84] Л. Севин, *Полевые транзисторы*. Москва: Советское радио, 1968.
- [85] А.В. Чермалых, Д.Д. Мугенов, “Влияние ионизирующего излучения на выходное напряжение преобразователя частоты”, *Wschodnioeuropejskie Czasopismo Naukowe (East European Scientific Journal)*, № 5(57), сс. 26-34, май 2020.
- [86] У. Титце, К. Шенк, *Полупроводниковая схемотехника. Том I*, 12-е издание. Москва: ДМК Пресс, 2008.
- [87] О.В. Чермалих, Д.Д. Мугенов, “Дослідження радіаційної залежності амплітуди вихідної напруги перетворювача частоти з ланкою постійного струму за допомогою математичної моделі”, *Вісник Хмельницького національного університету*, Том 1, №4, сс. 168-173, листопад 2020. DOI 10.31891/2307-5732-2020-287-4-168-173
- [88] Sick Sensor Intelligence, “ISD400 Pro Optical Data Transmission System”, ISD400 Operating Instruction, 2019.
- [89] Qphotonics, LLC, “QFLD-650-20SAX”, QFLD-650-20SAX datasheet, 2015.
- [90] ТВ Бизнес. (2019). *Шумы и искажения в оптических системах* [Online]. Доступ: <https://www.tvbs.ru/page/shumy-i-iskazhenija-v-opticheskikh-sistemah.html>
- [91] I. Alimi, A. Shahpari, A. Sousa, R. Ferreira, P. Monteiro, A. Teixeira, “Challenges and Opportunities of Optical Wireless Communication Technologies”, in *Optical Communication Technology*, P. Pinho, Ed. Київ: Intech, 2017. DOI: 10.5772/intechopen.69113
- [92] S. Tam, G. Byun, H. Wu, G. Reinman, “Analysis of Noncoherent ASK Modulation-Based RF-Interconnect for Memory Interface”, *IEEE Journal on Emerging and Selected Topics in Circuits and Systems*, №2, pp. 200-209, May 2012. DOI: 10.1109/JETCAS.2012.2193511
- [93] Г.Б. Белоцерковский, *Основы радиолокации и радиолокационные устройства*. Москва: Советское радио, 1975.

- [94] А. Жирар, *Руководство по технологии и тестированию систем WDM*. Москва: EXFO, 2001.
- [95] Дж. Гауер, *Оптические системы связи*. Москва: Радио и связь, 1989.
- [96] Z. Ghassemlooy, W. Popoola, S. Rajbhandari, *Optical Wireless Communications. System and Channel Modelling with MATLAB*. London: CRC Press, 2013.
- [97] Ю.З. Alsulami, А.Т. Hussein, А.Т. Hussein, М. Alresheedi, J. Elmirghani, "Optical Wireless Communication Systems, A Survey", *Engineering, Computer Science*, №2, pp. 1-23, 2018.
- [98] М.И. Крутик, В.П. Майоров, "Люмены, канделы, ватты и фотоны. Различные единицы - различные результаты измерения чувствительности телевизионных камер на основе ЭОП и ПЗС", *Специальная техника*, №5, 2002.
- [99] I. Jacobs, "Optical fiber communication technology and system overview", in *Fiber Optics Handbook*, 2nd edition, McGrawHill Companies Inc. Amsterdam: Kluwer Academic Publishers, pp. 567-591, 2002.
- [100] K. Gill, V. Arbet-Engels, J. Batten, G. Cervelli, R. Grabit, C. Mommaert, et al., "Radiation Damage Studies of Optoelectronic Components for the CMS Tracker Optical Links", in *RADECS 97*, Cannes, 1997/
- [101] J. Baggio, C. Brisset, J.L. Sommer, C. D'hose, P. Lalande, J.L. Leray, "Electrical and optical response of a laser diode to transient ionizing radiation", *IEEE Transactions on Nuclear Science*, №43, Issue 3, Jun 1996.
- [102] D.G. Sporea, A.C. Florean, M. Gherendi, "Heterojunction laser diodes subjected to ionizing radiation", *Advanced Topics in Optoelectronics, Microelectronics, and Nanotechnologies*, №5227, 2003.  
<https://doi.org/10.1117/12.520113>
- [103] A.H. Johnston, "Radiation effects in light-emitting and laser diodes", *IEEE Transactions on Nuclear Science*, №50, Issue 3, June 2003. DOI: 10.1109/TNS.2003.812926

- [104] A. H. Johnston, “Proton Displacement Damage in Light-Emitting and Laser Diodes”, in *RADECS 2000*, Leuven-la-Neuve, Belgium, 2000.
- [105] I. Esquivias, J.G. Tijero, J. Barbero, D. López, M. Fischer, K. Roessner, J. Koeth, “Evaluation of the Radiation Hardness of GaSb-based Laser Diodes for Space Applications”, in *12th European Conference on Radiation and Its Effects on Components and Systems*, Seville, Spain, 2011.
- [106] D. Sporea, C. Oproiu, “Quantum Well Semiconductor Lasers Subjected to Electron Beam Irradiation”, in *Radiation and its Effects on Components and Systems*, Noordwijk, The Netherlands, 2003, p.65.
- [107] K. Gill, V. Arbet-Engels, J. Batten, G. Cervelli, R. Grabit, C. Mommaert, G. Stefanini, J. Troska, F. Vasey, “Radiation Damage Studies of Optoelectronic Components for the CMS Tracker Optical Links”, in *Fourth European Conference on Radiation and its Effects on Components and Systems*, Cannes, France, 1997.
- [108] R.K. Mozhaev, M.E. Cherniak, “Research of Quantum Well Laser Diode’s and Heterostructural P-I-N Photodiode’s of Fiber-Optic Modules Radiation Hardness to Gamma-ray and Neutron Irradiation”, in *VII International Conference on Photonics and Information Optics*, Moscow, 2018, cc.393-399. DOI 10.18502/ken.v3i3.2053
- [109] O. Mavritskii, A. Chumakov, A. Egorov, A. Pechenkin, D. Savchenkov, “The Laser-only Single-event Effects Test Method for Spacecraft Electronics Based on Ultrashort-pulsed-laser Local Irradiation”, in *VII International Conference on Photonics and Information Optics*, Moscow, 2018, cc.317-326. DOI 10.18502/ken.v3i3.2044
- [110] B.P. Fox, K. Simmons-Potter, “Effect of Ionizing Radiation on Optical Transmission of Actively Pumped Yb-Doped Fiber Amplifiers”, in *18th European Conference on Radiation and Its Effects on Components and Systems*, Goteborg, Sweden, 2018.
- [111] C.C. Phifer, “Effects of Radiation on Laser Diodes”, Lockheed Martin Company, Springfield, Virginia, SAND2004-4725, 2004.



- [112] K. Häusler, U. Zeimer, B. Sumpf, G. Erbert, G. Tränkle, “Degradation model analysis of laser diodes”, *Journal of Materials Science: Materials in Electronics*, №19, pp. 160-164, 2008.
- [113] S.L. Chuang, N. Nakayama, A. Ishibashi, S. Taniguchi, K. Nakano, *IEEE J Quantum Electron* 34, pp. 851-857, 1998.
- [114] Т.П. Мишура, О.Ю. Платонов, *Проектирование лазерных систем*. Санкт Петербург: ГУАП, 2006.
- [115] Ю.М. Климков, М.В. Хорошев, *Лазерная техника*. Москва: МИИГАиК, 2014.
- [116] Х.В. Бурштинська, А.В. Бабушка, “Вплив атмосфери на послаблення лазерного променя при скануванні місцевості”, *Геодезія, картографія і аерофотознімання*, №78, сс. 49-53, Вересень 2013.
- [117] В.Г. Петрук, С. Кватернюк, І. Васильківський, А. Іванов, П. Турчик, “Дослідження розповсюдження лазерного випромінювання в атмосферному середовищі”, *Оптична і квантова електроніка в комп'ютерних та інтелектуальних технологіях*, №2(16), сс. 114-125, 2008.
- [118] Ю.М. Тимофеев, А.В. Васильев, *Основы теоретической атмосферной оптики*. Санкт Петербург, 2007.
- [119] Siemens. (2020). *Which settings do you have to comply with in a PROFINET RT network in conjunction with VLAN switches?* [Online]. Доступ: <https://support.industry.siemens.com/cs/document/24947500/which-settings-do-you-have-to-comply-with-in-a-profinet-rt-network-in-conjunction-with-vlan-switches-?dti=0&lc=en-WW>
- [120] J. Robert, J.P. Georges, E. Rondeau, T. Divoux, “Minimum Cycle Time Analysis of Ethernet-Based Real-Time Protocols”, *International journal of computers communications & control*, vol. 7, №4, pp. 744-758, 2014.
- [121] *Технология Fast Ethernet*, IEEE 802.3u, 1995.
- [122] V. Goller, “Looking Inside Real-Time Ethernet”, *Analog Dialogue*, №53-03, 2019.

- [123] Siemens, “Position Control with SIMATIC S7-1500 and SINAMICS V90 via IRT PROFINET”, Sinamics V90 Profinet, Feb. 2019.
- [124] М.К. Авсеев, П.А. Жуковский, “Сети Profinet”, *Young Scientist*, №28(266), сс. 19-20, 2019.
- [125] M. Li; H. Zhong, “Neural Network Demodulator for Frequency Shift Keying”, in *International Conference on Computer Science and Software Engineering*, Wuhan, China, 2008. DOI: 10.1109/CSSE.2008.1440
- [126] M.R. Amini, M. Moghadasi, I. Fatehi, “A BFSK Neural Network Demodulator with Fast Training Hints”, in *Second International Conference on Communication Software and Networks*, Singapore, 2010. DOI: 10.1109/ICCSN.2010.123
- [127] M.R. Amini, E. Balarastaghi, B. Branch, “Universal Neural Network Demodulator for Software Defined Radio”, *IACSIT International Journal of Engineering and Technology*, Vol.3, No.3, pp. 263-268, 2011.
- [128] S. Kalade, L. Crockett, R.W. Stewart, “Using Sequence to Sequence Learning for Digital BPSK and QPSK Demodulation”, in *IEEE 5G World Forum*, Silicon Valley, CA, USA, 2018. DOI: 10.1109/5GWF.2018.8517049
- [129] T.W.S. Chow, J. Feng, K.T. Ng, “An adaptive demodulator for the chaotic modulation communication system with RBF neural network”, *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, Volume 47, Issue 6, 2000.
- [130] R. Pedram, M.R. Amini, “Implementing a reconfigurable neural based demodulator on an FPGA”, *International Journal of Engineering Technology and Scientific Innovation*, Volume 3, Issue 1, 2018.
- [131] M. Önder, A. Akan , H. Dogan, “Neural Network Based Receiver Design for Software Defined Radio over Unknown Channels”, in *8th International Conference on Electrical and Electronics Engineering*, Bursa, Turkey, 2013. DOI: 10.1109/ELECO.2013.6713848
- [132] G. de Veciana, A. Zakhor, “Neural Net-Based Continuous Phase Modulation Receivers”, *IEEE Transactions on Communications*, Volume 40, Issue 8, 1992.

- [133] A.N. Milad, M. Aziz, Rahmadwati, “Neural network demodulator for quadrature amplitude modulation (QAM)”, *International journal of advanced studies in computer science and engineering ijascse*, Volume 5, Issue 7, 2016.
- [134] S. Ma, J. Dai, S. Lu, H. Li, H. Zhang, C. Du, S. Li, “Signal Demodulation with Machine Learning Methods for Physical Layer Visible Light Communications: Prototype Platform, Open Dataset and Algorithms”, *IEEE Access*, Volume 7, 2019.
- [135] K. Jiang, J. Zhang, H. Wu, A. Wang, Y. Iwahori, “A Novel Digital Modulation Recognition Algorithm Based on Deep Convolutional Neural Network”, *Applied Sciences*, Volume 10, 2020. doi:10.3390/app10031166
- [136] H. Wang, Z. Wu, S. Ma, S. Lu, H. Zhang, G. Ding, S. Li, “Deep Learning for Signal Demodulation in Physical Layer Wireless Communications: Prototype Platform, Open Dataset, and Analytics”, *IEEE Access*, Volume 7, 2019. DOI: 10.1109/ACCESS.2019.2903130
- [137] О. В. Веселов, П. С. Сабуrow, *Методы искусственного интеллекта в диагностике*. Владимир: Изд-во ВлГУ, 2015.
- [138] О.В. Чермалих, Д.Д. Мугенов, “Дослідження атмосферного оптичного каналу зв’язку в складі системи управління мостовим краном сховища радіоактивних відходів”, *Суднобудування та морська інфраструктура*, №1 (13), листопад 2020. DOI [https://doi.org/10.15589/smi2020.2\(14\).5](https://doi.org/10.15589/smi2020.2(14).5)

## **ДОДАТКИ**

## Додаток А

СПИСОК ПУБЛІКАЦІЙ ЗДОБУВАЧА ЗА ТЕМОЮ ДИСЕРТАЦІЇ ТА  
ВІДОМОСТІ ПРО АПРОБАЦІЮ РЕЗУЛЬТАТІВ ДИСЕРТАЦІЇ

1. О.В. Чермалих, Д.Д. Мугенов, “Огляд радіаційної стійкості компонентів загальнопромислового частотно-регульованого електроприводу”, *Вісник КрНУ імені Михайла Остроградського*, № 2/2020 (121), сс. 148-157, квітень 2020. DOI: 10.30929/1995-0519.2020.2.148-157
2. А.В. Чермалых, Д.Д. Мугенов, “Влияние ионизирующего излучения на выходное напряжение преобразователя частоты”, *Wschodnioeuropejskie Czasopismo Naukowe (East European Scientific Journal)*, № 5(57), сс. 26-34, май 2020.
3. О.В. Чермалих, Д.Д. Мугенов, “Дослідження радіаційної залежності амплітуди вихідної напруги перетворювача частоти з ланкою постійного струму за допомогою математичної моделі”, *Вісник Хмельницького національного університету*, Том 1, №4, сс. 168-173, листопад 2020. DOI 10.31891/2307-5732-2020-287-4-168-173
4. О.В. Чермалих, Д.Д. Мугенов, “Дослідження атмосферного оптичного каналу зв'язку в складі системи управління мостовим краном сховища радіоактивних відходів”, *Суднобудування та морська інфраструктура*, №1 (13), листопад 2020. DOI [https://doi.org/10.15589/smi2020.2\(14\).5](https://doi.org/10.15589/smi2020.2(14).5)
5. О.В. Чермалих, Д.Д. Мугенов, “Синтез моделі біполярного транзистора з ізолюваним затвором, яка враховує вплив радіаційного випромінювання”, *I International scientific and practical conference “Science, society, education: topical issues and development prospects”*, Харків, 2019, сс. 305-310.
6. І. Я. Майданський, Д. Д. Мугенов, В. О. Бровко, “Інтелектуальна система управління частотно-регульованим електроприводом на базі

нейромережевого регулятора”, *XVIII Міжнародна науково-технічна конференція «Проблеми енергоресурсозбереження в електротехнічних системах. Наука, освіта і практика»*, Кременчук, 2018, сс. 36-38.

7. Д. Д. Мугенов, “Створення нейронних мереж в системі MATLAB для задач управління на прикладі нейрорегулятора електроприводу”, *XI Науково-технічна конференція Інституту енергозбереження та енергоменеджменту Енергетика. Екологія. Людина*, Київ, 2019, сс. 220-225.

**Додаток Б****СХЕМА СХОВИЩА ТРВ-2 КВ «ВЕКТОР»**

Рис.Б.1 – Схема сховища ТРВ-2 КВ «Вектор», частина 1.



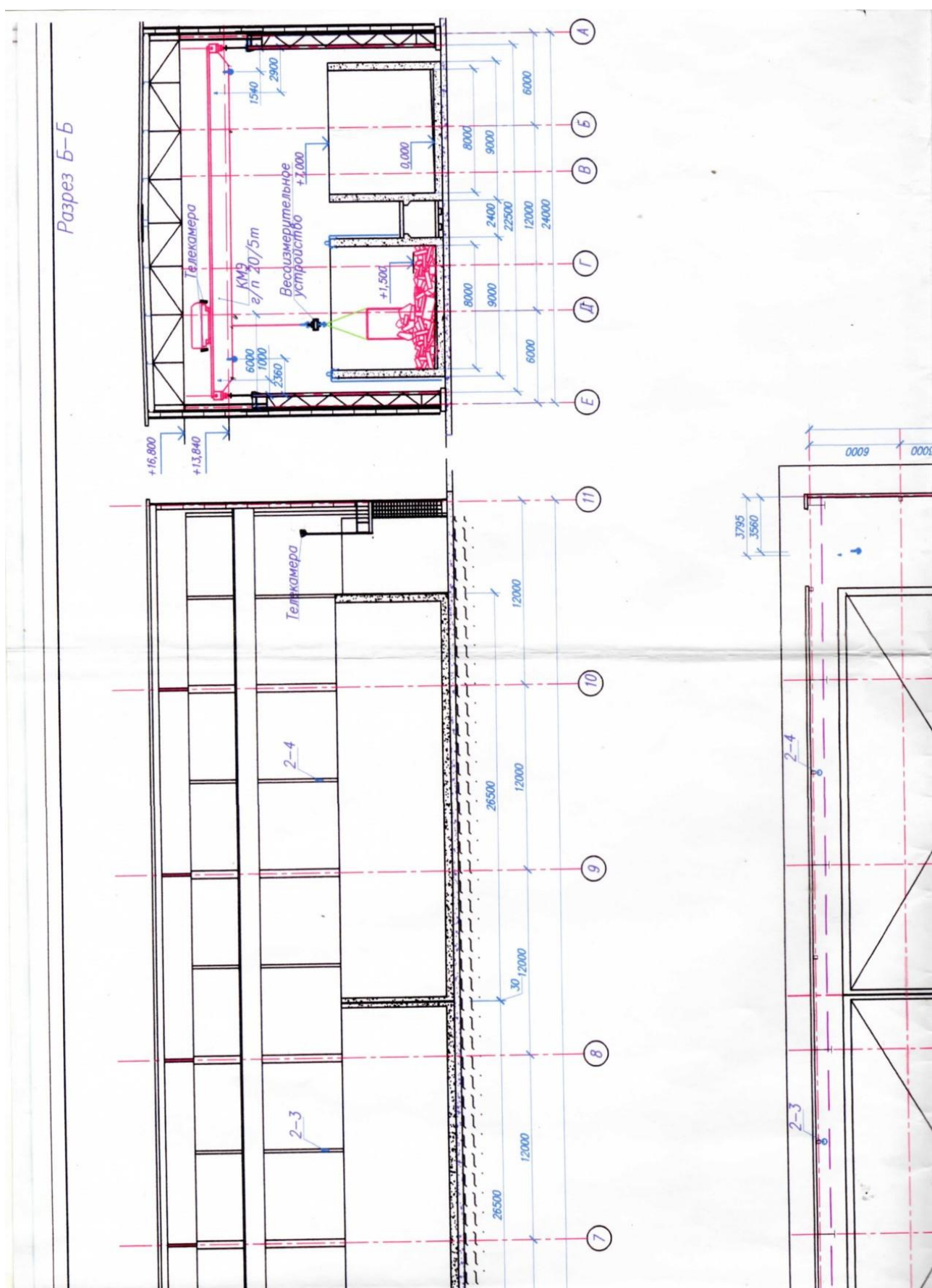


Рис.Б.2 – Схема сховища ТРВ-2 КВ «Вектор», частина 2.

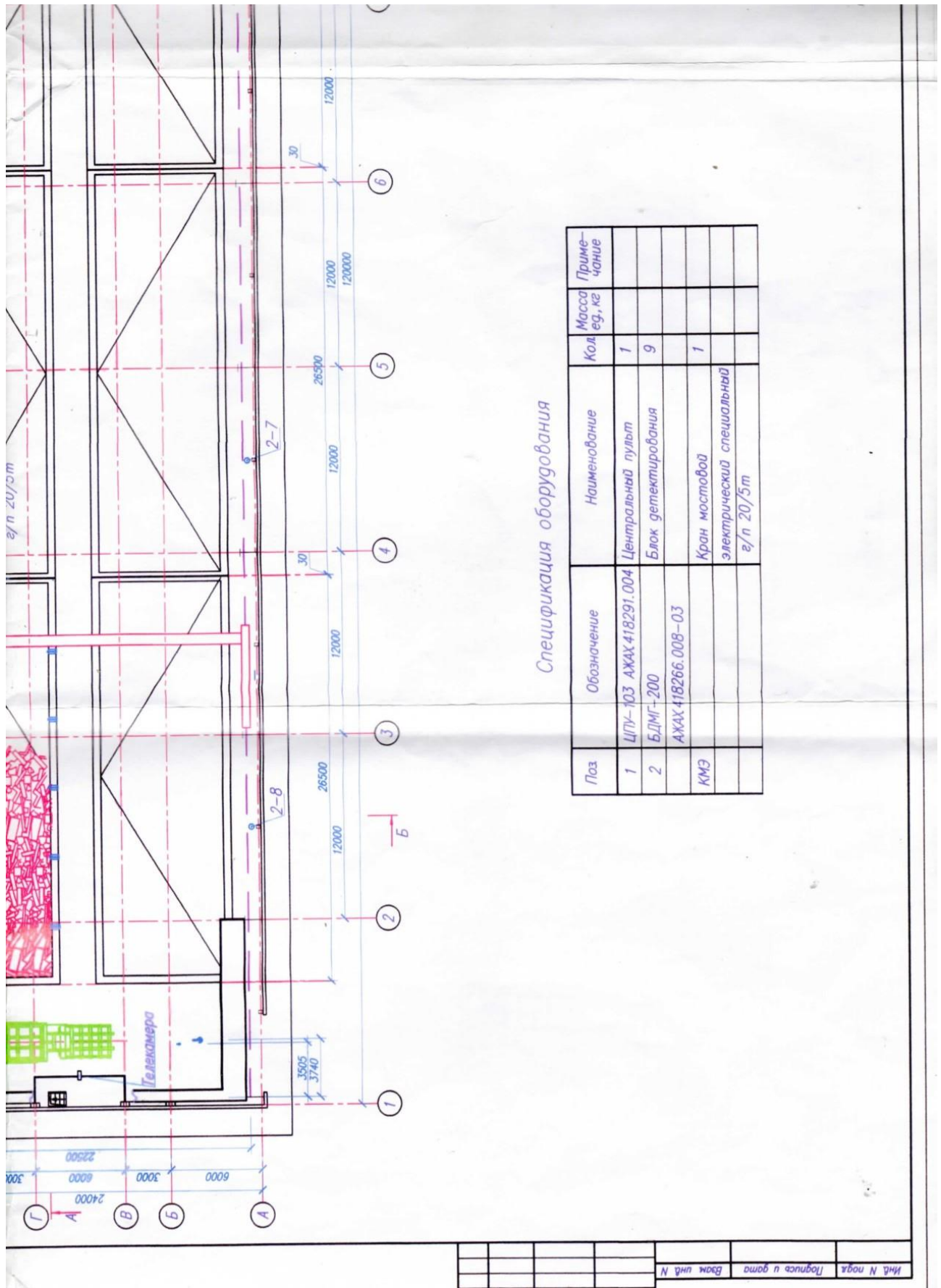


Рис.Б.3 – Схема сховища ТРВ-2 КВ «Вектор», частина 3.





## Додаток В

**СИНТЕЗ МОДЕЛІ СИЛОВОГО КАНАЛУ ПЕРЕТВОРЮВАЧА ЧАСТОТИ  
З ДРАЙВЕРАМИ НА ОСНОВІ МЕТАЛ-ДИЕЛЕКТРИК-  
НАПІВПРОВІДНИКОВИХ І БІПОЛЯРНИХ ТРАНЗИСТОРІВ В  
СЕРЕДОВИЩІ SIMULINK MATLAB R2014A, SOLVER: ODE 45  
(DORMAND-PRINCE)**

Рис. В.1 демонструє синтезовану в середовищі *MATLAB/Simulink* модель силового напівпровідникового каналу частотно регульованого електроприводу, яка враховує вплив ІВ згідно рівнянь (3.1) - (3.13).

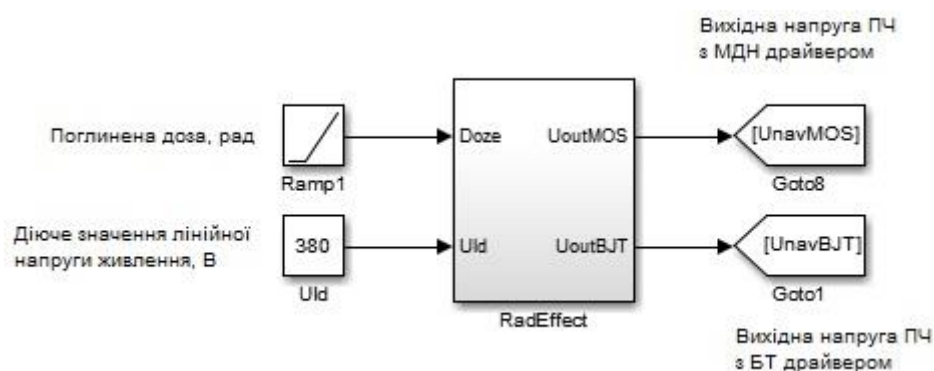


Рис.В.1 – Модель силового напівпровідникового каналу частотно регульованого електроприводу, яка враховує вплив ІВ

Вхідними сигналами є величини поглиненої дози в радах, і діючої лінійної напруги живлення в вольтах. Модель має два виходи: один відповідає схемі із МДН, інший – із БТ драйверами.

Склад підсистеми RadEffect розглянуто нижче.

Для уникнення захаращення структурної схеми моделі лініями зв'язку, використовуються блоки Goto і From, рис.В.2.

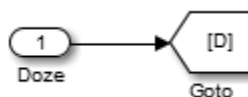


Рис.В.2 – Вхід Doze підсистеми

В таблиці В.1 зведено теги і прив'язані до них фізичні величини.

Таблиця (В.1)

Теги і прив'язані до них фізичні величини

D	Поглинена доза іонізуючого випромінювання, рад
Udc	Напруга кола постійного струму ідеального (без втрат) перетворювача частоти між шиною + і N, вона ж вхідна напруга колекторної групи силових ключів інвертора (БТІЗ), В
U2zv	Вхідна (на затвор) напруга МДН транзисторів драйвера, В
Uze	Вихідна напруга драйвера, вона ж вхідна (на затвор) БТІЗ, В
Rkr	Опір насичення колектора біполярного транзистора у складі БТІЗ, Ом
I <sub>k</sub>	Срум колектора БТІЗ, А
U1	Напруга кола постійного струму реального (з втратами) перетворювача частоти між шиною + і N, вона ж вхідна напруга колекторної групи силових ключів інвертора (БТІЗ), В
R <sub>din</sub>	Динамічний радіаційний опір, Ом

На рис.В.3 зображено структурну схему розрахунку вихідної напруги ідеального (без втрат) випрямляча за схемою Ларіонова від лінійної діючої напруги живлення.

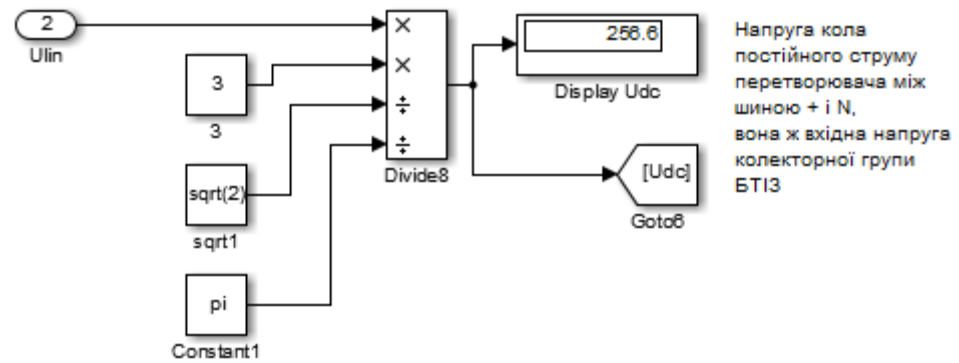


Рис.В.3 – Структурна схема розрахунку вихідної напруги випрямляча від напруги живлення

Відома залежність вихідної напруги випрямляча (В.1):

$$U_{DC} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} \cdot U_{\phi.ампл}, \quad (В.1)$$

де  $U_{\phi.ампл}$  – амплітудне значення фазної напруги живлення.

Лінійна амплітудна напруга дорівнює (В.2):

$$U_{л.ампл} = \sqrt{3} \cdot U_{\phi.ампл}. \quad (В.2)$$

Лінійна діюча напруга визначається (В.3):

$$U_{л.д} = \frac{U_{л.ампл}}{\sqrt{2}}. \quad (В.3)$$

Підставивши (В.2) і (В.3) в (В.1) отримаємо (В.4):

$$U_{DC} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} \cdot \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \cdot U_{л.д}. \quad (В.4)$$

Оскільки напівміст інвертора складається з двох транзисторів, один з яких комутує напругу з ‘+’ шини через навантаження на нейтраль, а інший – з ‘-’, тому отриману напругу треба розділити на 2 (В.5):

$$U_{DCн} = \frac{1}{2} \cdot \frac{3\sqrt{3}}{\pi} \cdot \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \cdot U_{л.д} = \frac{3}{\sqrt{2} \cdot \pi} \cdot U_{л.д}. \quad (В.5)$$

Схема з рис.В.3 реалізує рівняння (3.4).

На рис.В.4 представлено структурну схему розрахунку напруги, що подається на вхід МДН транзистора драйвера.

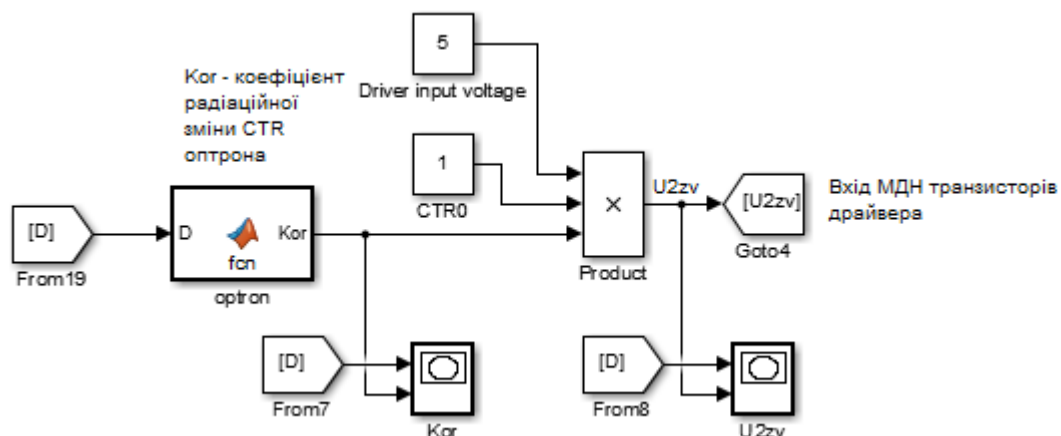


Рис.В.4 – Структурна схема розрахунку вхідної напруги МДН драйвера

Блок *optron* розраховує коефіцієнт радіаційної зміни коефіцієнту передачі струму оптрона CTR (Current Transfer Ratio) і описується рівнянням (3.4). В середовищі *MATLAB* записується:

$$Kor = 1 - 1 \cdot 10^{(-4)} \cdot D^{(2/3)};$$

На рис.В.4: Driver input voltage – вхідна (на затвор) напруга транзистора драйвера в нормальному режимі роботи; CTR0 – коефіцієнт передачі за струмом неопроміненого оптрона.

На рис.В.5 представлено структурну схему розрахунку напруги, що подається на вхід МДН у складі БТІЗ.

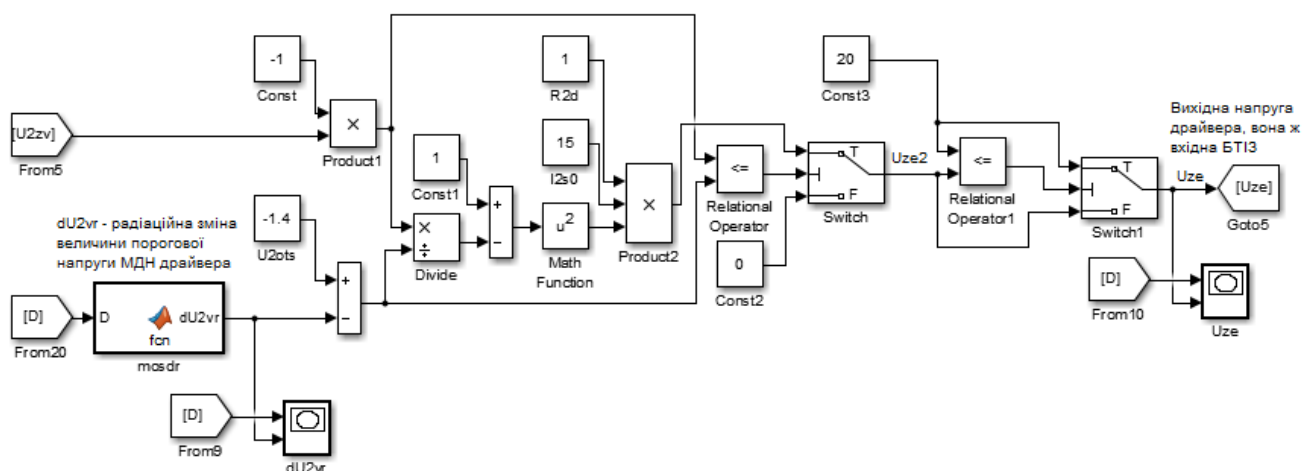


Рис.В.5 – Структурна схема розрахунку вхідної напруги БТІЗ

На рис.В.5:  $U_{2ots}$  – напруга відсічки (порогова) неопроміненого транзистора;  $R_{2d}$  – опір навантаження, він же вхідний опір БТІЗ (величину підігнано);  $I_{2s0}$  – струм насичення стоку транзистора; Блок *mosdr* розраховує зміну величини порогової напруги (відсічки) МДН транзистора драйвера і описується рівнянням (3.2). В середовищі *MATLAB* записується:

$$dU_{2vr} = -9.5 \cdot 10^{(-16)} \cdot D + 6 \cdot 10^{(-5)} \cdot D^{(2/3)} ;$$

Схема на рис.В.5 реалізує систему рівнянь (3.6).

Комбінація блоків *Relational Operator* і *Switch* дозволяє реалізувати кусково задану функцію. Наприклад, реалізація умовного переходу:

if  $a \leq b$  then out = c else out = d;

має вигляд (рис.В.6):

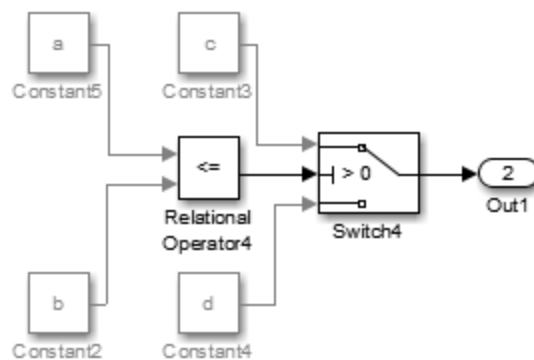


Рис.В.6 – Реалізація умовного переходу If Then Else за допомогою блоків *Relational Operator* і *Switch*.

В подальшому цей прийом буде використовуватись для реалізації кусково-заданих функцій і обмежень (насичення) величини граничним значенням.

На рис.В.7 представлено структурну схему розрахунку струму колектора БТІЗ.



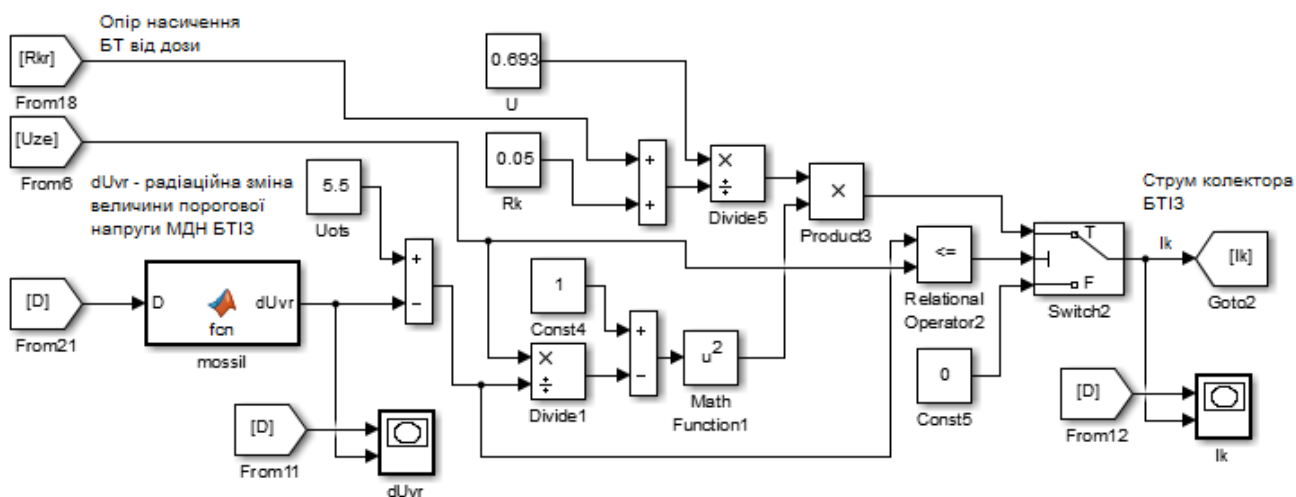


Рис.В.7 – Структурна схема розрахунку струму колектора БТІЗ

На рис.В.7:  $U_{ots}$  – напруга відсічки (порогова) МДН транзистора у складі БТІЗ;  $U$  – напруга для розрахунку струму насичення БТІЗ до опромінювання;  $R_k$  – опір насичення колектора БТІЗ до опромінювання; Блок *mossil* розраховує зміну величини порогової напруги (відсічки) МДН транзистора у складі БТІЗ і описується рівнянням (3.2). В середовищі *MATLAB* записується:

$$dU_{vr} = -3.8 \cdot 10^{(-15)} \cdot D + 2.4 \cdot 10^{(-4)} \cdot D^{(2/3)} ;$$

Схема на В.7 відтворює систему рівнянь (3.7).

На рис.В.8 представлено структурну схему розрахунку вихідної напруги реального випрямляча (напруга, яку комутує БТІЗ) із врахуванням втрат.

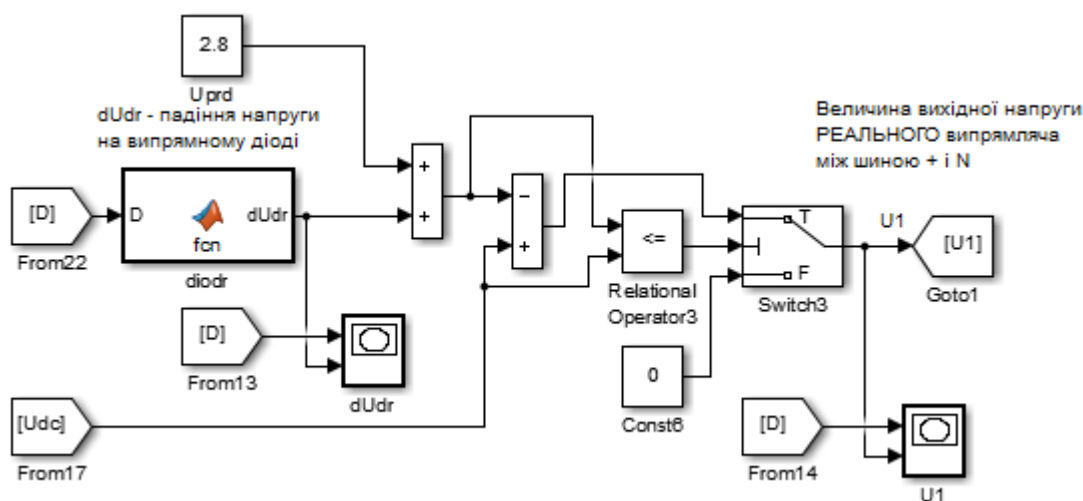


Рис.В.8 – Структурна схема розрахунку ланки постійного струму ПЧ

На рис.В.8: Uprd – нормальне падіння напруги на діоді.

Блок diodr розраховує зміну величини падіння напруги на випрямному діоді від дози (3.1). В середовищі *MATLAB* записується:

```
dUdr=abs(0.05*(exp(1)^(-8.68*10^(-6)*D)-1)-
0.026*(8.68*10^(-6)*D+0.5*log(1+2.17*(10^10)*D)));
```

Схема на рис.В.8 реалізує систему рівнянь (3.8).

На рис.В.9 представлено структурну схему розрахунку радіаційного динамічного опору для кількісної оцінки провідності каналу колектор-емітер.

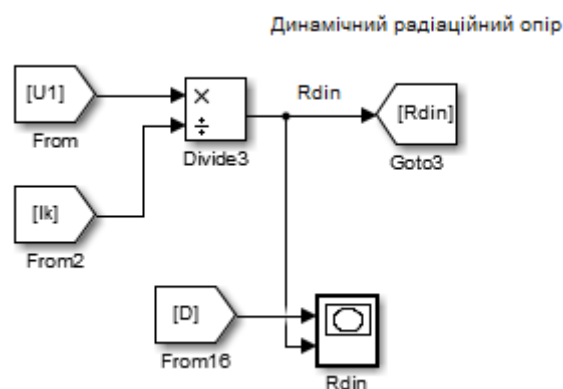


Рис.В.9 – Структурна схема розрахунку динамічного опору

Схема на рис.В.9 реалізує рівняння (3.9).

На рис.В.10 представлено структурну схему розрахунку вихідної напруги ПЧ від величини поглиненої дози.

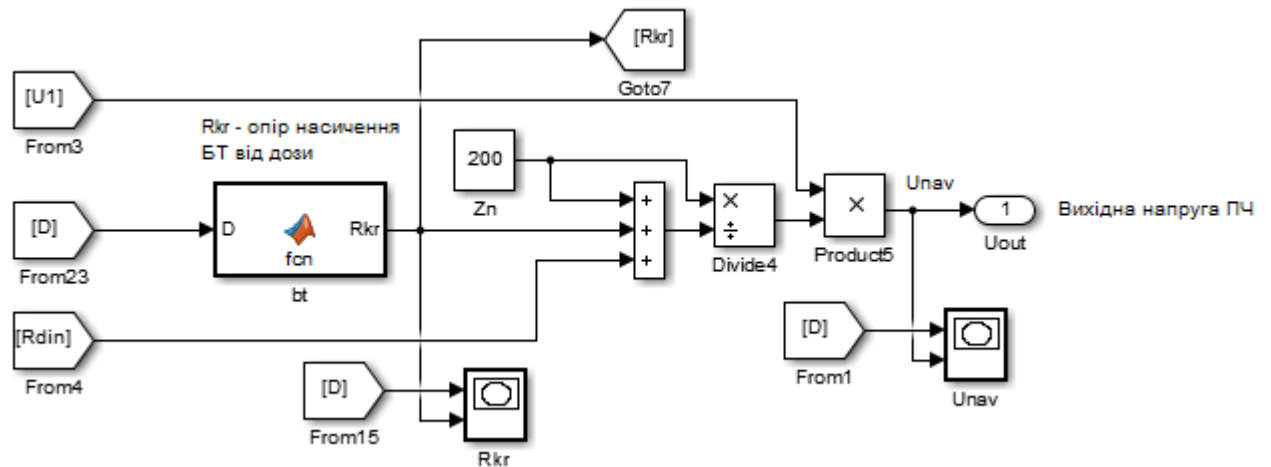


Рис.В.10 – Структурна схема розрахунку вихідної напруги ПЧ від величини поглиненої дози

На рис.В.10:  $Z_n$  – повний опір навантаження БТІЗ.

Блок *bt* розраховує зміну величини опору насичення колектора біполярного транзистора в складі БТІЗ (3.3). В середовищі *MATLAB* записується:

$$R_{kr} = 104.17 \cdot \exp(1)^{(8.68 \cdot 10^{(-6)} \cdot D)} \cdot (1.3 \cdot 10^{(-4)} - 2 \cdot \sqrt{1.28 \cdot 10^{(-3)} \cdot (5.5 \cdot 10^{(-4)} - 2.73 \cdot 10^{(-11)} \cdot D)} / \sqrt{10^6 + 72.7 \cdot D}));$$

Схема на рис.В.10 реалізує рівняння (3.10).

Розрахунок функції колекторного струму біполярного транзистора драйвера (вихідний транзистор драйвера має схожі характеристики з BC547) від вхідної напруги (база-емітер) зображено на рис.В.11 і описується рівнянням (3.12).

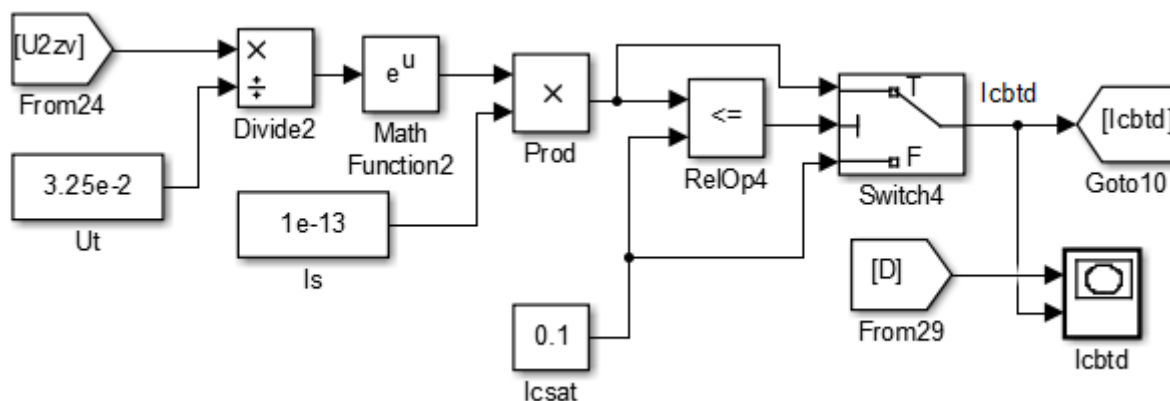


Рис.В.11 – Структурна схема моделі для розрахунку функції колекторного струму біполярного транзистора драйвера від напруги база-емітер.

На рис.В.11:  $D$  – поглинена доза, рад;  $U_{2zv}$  – вихідна напруга оптрона (затвор-витік, тому що спочатку модель виконувалась для МДН транзистора драйвера);  $U_t$  – температурний потенціал;  $I_s$  – струм насичення транзистора;  $I_{csat}$  – струм насичення колектора біполярного транзистора (БТ);  $I_{cbtd}$  – струм колектора БТ драйвера в режимі насичення (відкритий) в залежності від поглиненої дози.

Схема на рис.В.11 реалізовує вираз (3.12).

Для оцінки вихідної напруги БТ драйвера і врахування зміни колекторного опору від радіації скористаємось поняттям радіаційного динамічного опору каналу колектор-емітер. Розрахунок радіаційного динамічного опору каналу колектор-емітер біполярного транзистора драйвера, рис.В.12, (В.6).

$$R_{rdbt} = R_{krs}(D) + \frac{U_{btcesat}}{I_{cbtd}(D)}. \quad (B.6)$$

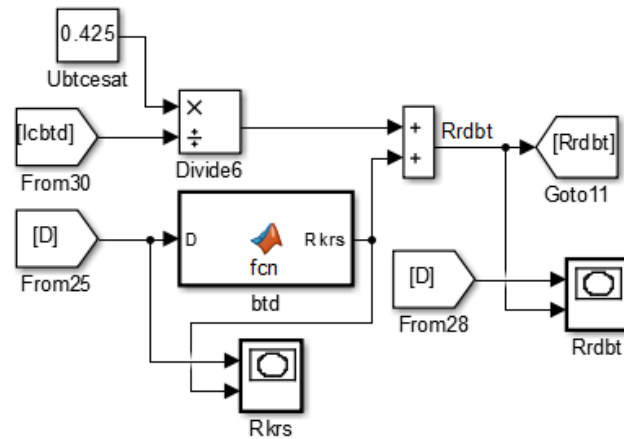


Рис.В.12 – Структурна схема моделі для розрахунку радіаційного динамічного опору каналу колектор-емітер біполярного транзистора драйвера.

На рис.В.12: *Ubtcesat* – падіння напруги на неопромінену діоді в режимі насичення; *Rkrs* – функція зміни величини опору насичення колектора біполярного транзистора драйвера від поглиненої дози, в середовищі *MATLAB* записується:

$$Rkrs = 3125 * \exp(1)^{(8.68 * 10^{-6} * D)} * (2.37 * 10^{-5}) - 2 * \sqrt{1.28 * 10^{-3} * (0.039 - 4.982 * 10^{-12} * D)} / \sqrt{10^6 + 72.695 * D} ;$$

*Rrdbt* – радіаційний динамічний опір каналу колектор-емітер біполярного транзистора драйвера.

Розрахунок функції вихідної напруги драйвера на основі біполярного транзистора (біполярної комплементарної пари) від поглиненої дози, рис.В.13, (3.13).

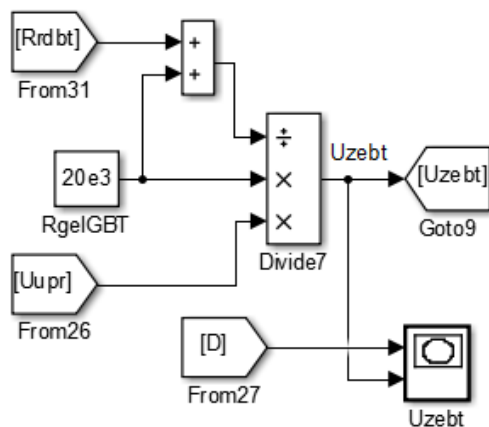


Рис.В.13 – Структурна схема розрахунку вихідної напруги драйвера на основі біполярного транзистора (біполярної комплементарної пари).

На рис.В.13:  $R_{geIGBT}$  – вхідний опір БТІЗ;  $U_{pr}$  – ідеальна (без втрат) величина напруги, яку комутує драйвер на затвор БТІЗ;  $U_{zebt}$  – реальна (з втратами внаслідок опромінювання) напруга, яку комутує драйвер на затвор БТІЗ.

## Додаток Г

ЗАТВЕРДЖУЮ



Професор з науково-педагогічної роботи  
М.П. ім. Ігоря Сікорського»

О. А. Жученко

« \_\_\_\_\_ » січня 2023 р.

АКТ

про упровадження в навчальний процес результатів дисертаційної роботи  
Мугенова Даніїла Джалільовича “Частотно-регульований електропривод  
підвищеної радіаційної стійкості для вантажопідйомних машин сховища  
радіоактивних відходів”

Комісія у складі:

Голова – завідувач кафедри автоматизації електротехнічних  
та мехатронних комплексів НН ІЄЕ професор  
Бойченко С. В.

Члени комісії: професор кафедри автоматизації електротехнічних  
та мехатронних комплексів НН ІЄЕ,  
професор Розен В. П.  
доцент кафедри автоматизації електротехнічних  
та мехатронних комплексів НН ІЄЕ,  
доцент Босак А.В.  
старший викладач кафедри автоматизації  
електротехнічних та мехатронних комплексів  
НН ІЄЕ Прядко С.Л.

цим Актом засвідчує, що результати дисертаційної роботи Мугенова Д.Д.  
“Частотно-регульований електропривод підвищеної радіаційної стійкості для  
вантажопідйомних машин сховища радіоактивних відходів” впроваджено в  
освітній процес кафедри та використовується в освітніх компонентах освітньо-  
професійної програми підготовки магістрів «Інжиніринг інтелектуальних  
електротехнічних та мехатронних комплексів» за спеціальністю 141 –  
Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка за освітніми ступенями  
«Бакалавр» і «Магістр».



У навчальний процес було впроваджено:

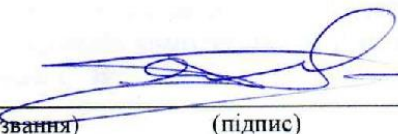
- 1) методика дослідження впливу іонізуючого випромінювання на силовий канал перетворювача частоти із драйверами на основі біполярних і польових (метал-діелектрик-напівпровідникових) транзисторів;
- 2) метод визначення напівпровідникового пристрою в складі силового каналу перетворювача частоти, зміна параметрів якого найсуттєвіше впливає на роботу системи;
- 3) методика удосконалення демодулятора в атмосферному оптичному каналі зв'язку за допомогою штучної нейронної мережі з метою підвищення якості передачі даних.

Упровадження отриманих під час дисертаційного дослідження результатів Мугенова Д.Д. в навчальний процес підвищує якість підготовки студентів за спеціальністю 141 – Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка, так як відображає та пропонує підхід до вирішення актуальних завдань в енергетиці та екології як в Україні, так і в світі.

**Голова комісії**

д.т.н., проф.

(науковий ступінь, вчене звання)



(підпис)

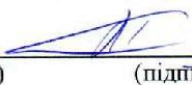
Бойченко С. В.

(прізвище та ініціали)

**Члени комісії**

д.т.н., проф.

(науковий ступінь, вчене звання)



(підпис)

Розен В. П.

(прізвище та ініціали)

к.т.н., доцент

(науковий ступінь, вчене звання)



(підпис)

Босак А. В.

(прізвище та ініціали)

(науковий ступінь, вчене звання)



(підпис)

Прядко С. Л.

(прізвище та ініціали)