

## РОЗДІЛ IV. ЕНЕРГЕТИКА, ЕЛЕКТРОТЕХНІКА ТА ЕЛЕКТРОМЕХАНІКА

DOI: 10.25140/2411-5363-2023-4(34)-207-220

УДК 621.314

**Юрій Денисов<sup>1</sup>, Віталій Скугарєв<sup>2</sup>**

<sup>1</sup>доктор технічних наук, професор, завідувач кафедри “Електроніки, автоматики, робототехніки та мехатроніки”,  
Національний університет “Чернігівська політехніка” (Чернігів, Україна)  
E-mail: [den711td@gmail.com](mailto:den711td@gmail.com). ORCID: <http://orcid.org/0000-0003-2293-7964>  
ResearcherID: G-1144-2016. Scopus Author ID: 56338219200

<sup>2</sup>аспірант кафедри електричної інженерії та інформаційно-вимірювальних технологій  
Національний університет “Чернігівська політехніка” (Чернігів, Україна)

E-mail: [v.skugarev88@gmail.com](mailto:v.skugarev88@gmail.com). ORCID <https://orcid.org/0009-0008-2538-6997>. ResearcherID: JOK-0150-2023

### ШЛЯХИ ЗМЕНШЕННЯ ВПЛИВУ ПУЛЬСАЦІЙ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ НА ПОКАЗНИКИ ЕНЕРГОДИНАМІЧНОЇ ЕНЕРГОЕФЕКТИВНОСТІ БОРТОВИХ СИСТЕМ СИЛОВОЇ ЕЛЕКТРОНІКИ

*Роль систем силової електроніки в забезпеченні надійної роботи бортових радіоелектронних комплексів (літальні апарати, автомобільний транспорт та інші) різноманітного призначення є вирішальною. Особливістю таких систем є те, що вони живляться від джерел електроенергії обмеженої потужності. Здатність систем силової електроніки якісно та надійно впродовж довгого часу виконувати свої функції залежить від багатьох чинників, які залежать від якості енергодинамічних показників (ККД, перерегулювання, довжина перехідних процесів, стійкість), а також від якості характеристик активних та пасивних елементів силових, інформаційних кіл та їх топології. Головним чинником, який обмежує час роботи бортового електронного обладнання, є обмеженість енергетичного ресурсу, джерела живлення – акумулятора, який живить інформаційні та силові блоки бортових електронних комплексів. Забезпечення надійного функціонування цих комплексів впродовж довгого часу можливо на основі реалізації якісних енергетичних та динамічних характеристик систем силової електроніки з врахуванням їх взаємозалежності та взаємовпливу, що є актуальною проблемою. Отримання якісних енергетичних та динамічних характеристик може бути вирішено за рахунок нових законів та методів керування перетворювачами та впровадження нових напівпровідникових приладів.*

**Ключові слова:** імпульсні перетворювачі; системи енергоживлення; перерегулювання; енергоефективність; системи електроприводу.

Рис.: 11. Бібл.: 12.

**Постановка проблеми.** Враховуючи обмежений енергетичний ресурс бортового джерела живлення, час використання цього ресурсу пропонується збільшити за рахунок зменшення впливу дискретних перетворювачів електроенергії на втрати потужності та якість показників динамічних процесів, перерегулювання, час перехідного процесу, стійкість.

**Аналіз останніх досліджень і публікацій.** У відомих публікаціях [1]-[4], що присвячені поставленій тематиці, основна увага приділяється якісному конструюванню систем бортової силової електроніки з забезпеченням максимальної потужності в одиниці об’єму за рахунок підвищення частоти перемикання силових приладів. Що стосується енергетичних та динамічних показників, їх розрахунку та оптимізації-то все це вирішується за постійною складовою без врахування пульсацій [4]. У відомих роботах, що присвячені поставленій проблемі, не досліджено вплив пульсацій перетворювачів електроенергії на якість енергетичних та інформаційних процесів, що існують у системах силової електроніки, не враховано їх взаємозв’язок та взаємовплив.

**Метою роботи** є аналіз шляхів підвищення часу використання енергоресурсу бортових джерел живлення, за рахунок забезпечення якісних енергодинамічних показників, на які негативно впливають пульсації бортових перетворювачів електроенергії.

**Виклад основного матеріалу.**

**Перетворювачі систем бортових систем енергоживлення.** У бортових системах силової електроніки (літаки, вертольоти, квадрокоптери) та в автотранспорті широко використовуються автономні інвертори напруги (АІН), перетворювачі частоти,

випрямлячі, імпульсні перетворювачі постійної напруги (ІППН). Вони працюють в дискретному режимі, що супроводжується генерацією пульсацій напруги та струму. Потужність навантаження для таких систем складає від десятків кВт (системи запуску газотурбінних двигунів літаків), одиниць кіловат (системи запуску газотурбінних двигунів вертольотів) до десятків сотень Вт для керування параметрами вприскування палива, повітря, запалювання, що забезпечують роботу авіадвигуна з мінімальною втратою палива. Усі ці функції виконуються системами силової електроніки зі зворотними зв'язками за відповідними параметрами, що забезпечують керування роботою електричних двигунів: безколекторних постійного струму, синхронних змінного струму, лінійних та крокових. Крім цього, забезпечується електроживлення пристроїв інформаційної радіоелектроніки – системи керування та навігації. Зменшення рівня пульсацій і разом з цим об'єму перетворювачів електроенергії вирішується шляхом підвищення частоти перемикання силових ключів. Але ж це справедливо до частоти 500 кГц. На більш високих частотах з'являються специфічні явища у пасивних елементах схем, що не дозволяють досягти мети за цілями, що поставлені. Наприклад, потрібна ємність конденсатора фільтра зменшується з ростом частоти, але при цьому зменшується здатність конденсатора пропускати через себе змінну складову пульсуючого струму під впливом паразитних параметрів. Зі збільшенням частоти втрати в діелектрику конденсатора збільшуються. При цьому зростають втрати в магнітних матеріалах, навіть більше, ніж коли зменшується індуктивність дроселя фільтра. Це вимагає збільшення розміру магнітопроводу дроселя, щоб знизити в ньому втрати потужності. Крім цього, скін-ефект та ефект близькості на високих частотах зменшують при виготовленні дроселів та трансформаторів, знижуючи плотність намотки. Навіть у польових МОП-транзисторах великої потужності на частотах вище декількох МГц з'являються значні комутаційні втрати. Перелічені чинники призводять до збільшення втрат. Виникає проблема збільшення ККД за рахунок використання нових матеріалів, нових схемотехнічних рішень та законів керування перетворювачами, що дозволяють підвищити енергодинамічні показники систем силової електроніки. Розглянемо вплив окремих чинників на ці показники.

**Вплив паразитних параметрів активних та пасивних елементів схем.** Основна задача, що вирішується при розробці перетворювачів електроенергії – зробити корисними паразитні параметри активних елементів схем. Передусім це ємності силових напівпровідникових приладів, їх індуктивність розсіювання, індуктивності дротів, що з'єднують окремі компоненти схем. Наприклад, вхідна ємність МОП-транзистора впливає на ККД перетворювача на частотах вище за 3 МГц. Ця ємність збільшує час перемикання та призводить до втрат енергії, яка накопичується в ній двічі за період, якщо не реалізоване резонансне керування затвором. Ємність сток-витік МОП-транзистора також впливає на втрати, тому що вона заряджається та розряджається кожного періоду. Ємність сток-затвор створює зворотній зв'язок, що збільшує час перемикання транзистора. На великих частотах розмір трансформатора, який гальванічно ізолює вихідну мережу від вхідної, може бути знижено. Ємності між обмотками трансформатора можуть бути корисними елементами схем, але ж найбільшу проблему створює індуктивність розсіювання обмоток трансформатора.

**Енергонакопичуючий елемент.** Найбільш об'ємними елементами перетворювача є дроселі та конденсатори. На високих частотах вплив скін-ефекту на втрати збільшується, починає помітно впливати ефект близькості. Термін “ефект близькості” має відношення до впливу магнітного поля, який створено струмом одного дрота на розподіл струму у другому дроті. Конденсатори в перетворювачах використовуються в мережах змінного (резонансний контур), або постійного струму. Але ж при роботі на постійному

струмі вони знаходяться і під впливом значних змінних складових пульсацій струму, що збільшує втрату в діелектрику конденсатора. Вочевидь і тут проблема впливу пульсацій на енергетичні показники перетворювача.

**Напівпровідникові прилади.** Напівпровідникові прилади великої потужності в перетворювачах виконують дві функції: перемикання та випрямлення. На великих частотах звичайно використовують МОП-транзистори та діоди Шоткі. Біполярний транзистор на великих частотах не використовують, тому що він має невисоку швидкодію та велике пряме падіння напруги, що погіршує ККД, однак використання МОП-транзисторів та діодів Шоткі також створює проблеми, головною з них є паразитні ємності: вхідної та вихідної мереж прилада, на яких теж існують втрати потужності. Навіть використання діодів Шоткі лише знижує, але не виключає повністю втрати в випрямлячі. Ще одним їхнім недоліком є те, що велика ємність погіршує процес регулювання на великих частотах.

**Керування.** На високих частотах існують три проблеми керування перетворювачами. Перша – це датчики змінних, якими керують. Використання звичайних датчиків напруги або струму вносять в канали керування паразитні параметри індуктивності, ємності, опори. Вирішення питання керування ускладнюється необхідністю розв'язання вхідних та вихідних ланцюгів датчика. Друга проблема – забезпечення широкої смуги пропускання системи керування, щоб ефективно використовувати високочастотні комутації при розробці вхідних та вихідних фільтрів. Третя проблема – вплив пульсацій живлення на показники еталонних сигналів на вході регуляторів, що формують закони керування перетворювачами. Звичайно, коли розглядають питання оптимізації їх контурів регулювання, вважають, що жоден з них не виходить за межі керованості. Проте це справедливо, якщо пульсації джерела живлення не впливають на їх вихідні сигнали. Це особливо помітно, коли регулятори контурів зворотного зв'язку виконують на основі мікросхем із невисоким значенням напруги живлення. При великих або швидких (під впливом пульсацій) змінах еталонного завдання можна очікувати насичення регулятора або його роботу “на упорі”. У цьому випадку сигнал, що керує, не має того рівня та форми, що вимагається згідно з різницею між еталонним сигналом і фактичним його значенням. Наслідком такої ситуації є те, що сигнал, який керує, в перехідному процесі приймає не ті значення, які потрібні за результатами розрахунку перехідної характеристики. Оскільки керуючий сигнал не здатний досягти необхідної амплітуди, то сигнал, що регулюється, змінюється повільно. У більшості випадків регулятор має інтегральну складову. Якщо такий інтегратор насичується, то він може повернутися в нормальний стан тільки тоді, коли на його вхід надходить сигнал зворотного знака. Для інтегрального регулятора це означає необхідність зміни знака сигналу, який є різницею між еталонним завданням та його поточним значенням. Така зміна знака може бути тільки тоді, коли еталонна та регульована величина спочатку зрівняються один з одним, а потім регульована величина продовжує змінюватися в бік нового обмеження. Наслідком цього є значне перерегулювання. Тут перерегулювання є необхідним для того, щоб процес заряду ємності в мережі зворотного зв'язку регулятора знову ввести в стаціонарний режим – режим сталого регулювання.

Звичайно, що таке перерегулювання з іншого погляду не є бажаним, тому що призводить до нестійкої роботи контура регулювання. Вочевидь, що необхідно створити такий регулятор, який би на своєму вході мав еталонний сигнал, що не залежить від пульсацій джерела живлення, яке його задає. Для цього треба забезпечити такий штучний режим роботи регулятора, при якому рівність еталонної та регульованої величин виникала би раніше того моменту, коли регулятор потрапляє до режиму насичення. Якщо ж при подальшому затуханні перехідного процесу ще подати на вхід регулятора сигнал розбіжності

заданої та дійсної величин зі зворотнім знаком, то перезаряд інтегруючої ємності почнеться також раніше і викидок величини, що регулюється, можна зменшити. Це вимагає відповідних схемотехнічних рішень та аналізу режимів роботи регулятора.

**Електромагнітні завади.** Для перетворювачів, що використовують в системах бортового живлення, вимагається відповідність військовому стандарту припустимих завод або ж його цивільному еквіваленту [5]. При цьому максимальна припустима амплітуда кондуктивних завод повинна відображатися в абсолютних значеннях струму незалежно від рівня потужності. Ці величини повинні спочатку зменшуватися зі швидкістю 30 дБ/декада, а вище за 2 МГц залишатися постійними.

Щоб забезпечити ці вимоги силові схеми повинні обмежувати пульсації з перемиканням у струмі і напрузі первинного джерела, що дуже важливо для змінних складових в діапазоні радіочастот. Наприклад, через вимоги щодо обмеження абсолютних значень пульсацій рівень їх послаблення у вхідному струмі перетворювача з вхідною напругою 40 В та потужністю 50 Вт при роботі на частоті 2 МГц повинен становити приблизно 100 дБ [6].

Для досягнення таких показників необхідно застосовувати метод активно-пасивної фільтрації.

**Питання топології схем енергетичної та інформаційної електроніки.** Система силових електроніки мають 2 складові – енергетичну (власне перетворювач) і інформаційну (системи керування, захисту, збору інформації про поточні значення параметрів, що регулюються). Топологія схем силових електроніки залежить від потужності навантаження, а також від його особливостей та призначенням за функціями, які він виконує. Це може бути автономний інвертор напруги, випрямляч чи перетворювач постійної напруги. Розглянемо можливі топології цих схем та їх особливості з погляду вимог до бортового електрообладнання:

Автономні інвертори напруги та вимоги до них:

- можливість регулювання в необхідних межах частоти вихідної напруги, що важливо, в першу чергу для електродвигунів систем запуску газотурбінних двигунів військово-транспортних літаків;
- можливість регулювання співвідношення між напругою живлення АІН та його вихідною напругою в необхідних значеннях. Це дозволяє при зміні живлячої напруги (наприклад при зниженні напруги в результаті розряду бортового акумулятора) підтримувати стабільною вихідну напругу;
- можливість роботи в режимі холостого ходу;
- можливість забезпечити синусоїдальної форми вихідної напруги, що призводять до мінімізації пульсацій, які негативно впливають на енергодинамічні показники системи живлення;
- стійка робота при навантаженні на асинхронні та синхронні двигуни, або у складі безколекторних двигунів постійного струму в якості комутатора;
- простота схемної реалізації з мінімальною кількістю комплектуючих елементів – силових та для вирішення задач якісного керування з достатньо високим ККД.

Досвід експлуатації АІН в системах живлення на борту літальних апаратів показав, що для запуску газотурбінних двигунів військово-транспортних літаків набули АІН по схемі трифазного моста, рис. 1, де VT1 - VT6 – силові транзистори зі зворотніми діодами. Завдяки резонансним ланкам; C1 - L1, C2 - L2, C3 - L3 задається траєкторія перемикання транзисторів, щоб отримати не прямокутну, а близьку до синусоїдальної форму вихідної напруги, що зменшує втрати потужності на силових ключах [6].

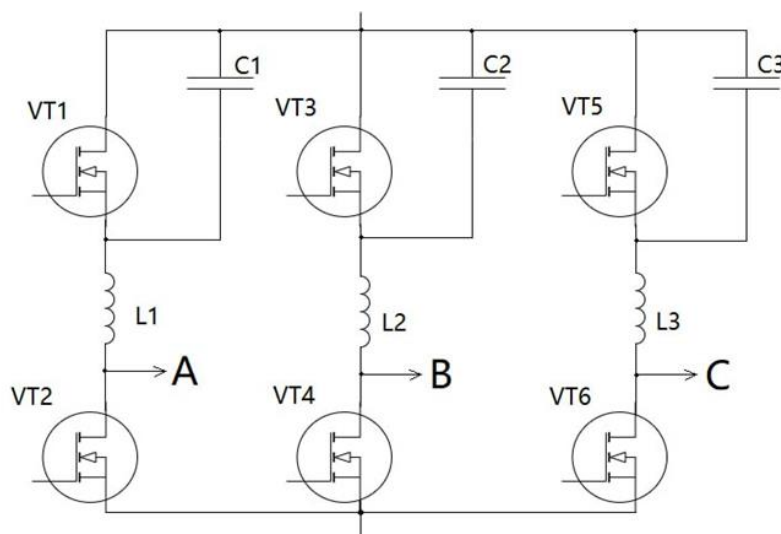


Рис. 1. Схема трифазного моста

Схема складається з трьох півмостів. При використанні двох із них маємо двухфазну мостову схему інвертора, а на основі одного можна реалізувати напівмостову схему АІН. Якщо АІН живиться від бортового генератора змінного струму, то на його вході присутній випрямляч. Схема АІН на рис. 1 знайшла широке застосування в якості комутатора безколекторних двигунів постійного струму [7-8], які використовуються для запуску газотурбінних двигунів вертольотів, та приводу чотирьох гвинтів квадрокоптерів. Така схема є базовою для однофазних та двофазних схем інверторів напруги для різноманітного застосування в базових системах електроживлення. Існують два загальних класи перетворювачів постійної напруги в постійну. Вони знаходять застосування в системах запуску газотурбінних двигунів вертольотів, досягають потужності 3 кВт, живляться від бортового акумулятора з вихідною напругою 24 В. Перший клас перетворювачів постійної напруги в постійну має прямокутну форму вихідної напруги. Струм та напруга прямокутної форми на ключах, що перемикаються, призводять до значних комутаційних втрат, які зростають зі збільшенням частоти. Другий клас – це резонансні перетворювачі, у яких LC - контури обмежують швидкість зростання напруги на ключі та струму через нього, що зменшує комутаційні втрати майже до нуля. Розглянемо ці два класи перетворювачів. Перетворювачі з прямокутною формою напруги та струму складається з напівпідпровідникових ключів (транзистори, діоди) та фільтруючих елементів індуктивності, ємності). Хоча є декілька топологічних різноманітностей, усі вони базуються на схемі, що показані на рис. 2.

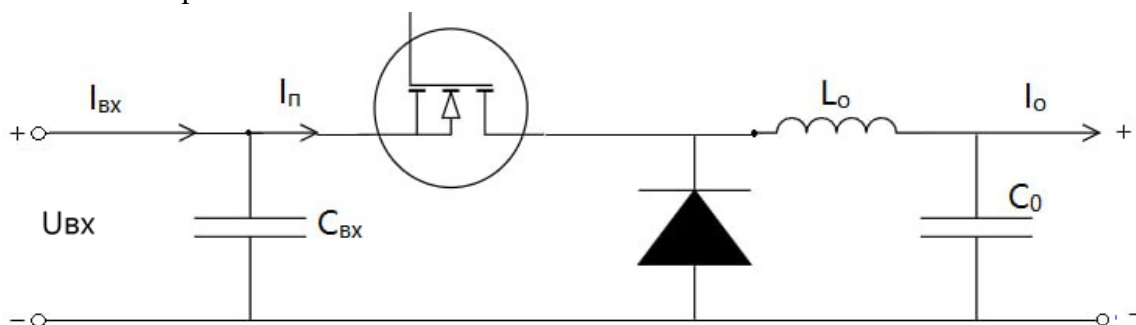


Рис. 2 Перетворювач з прямокутною формою напруги

Індуктивність  $L_0$  вважається досить великою, так що струм  $I_0$  постійний. Аналогічно напруга  $U_{вх}$  вважається постійною ( $C_{вх} \rightarrow \infty$ ). Схема (рис. 2) – це ідеальна топологія. Щоб показати, як з'являються комутаційні втрати, треба в ідеальну топологію схеми додати паразитні електронакопичуючі елементи. У діапазоні робочих частот (1-10) МГц доцільно використовувати МОП-транзистор, а в ролі діода - випрямляч Шоткі. Хоча ці прилади перемикаються швидко, але в них є внутрішні ємності, які мають істотні значення на таких частотах. Крім цього, паразитна індуктивність мережі, що створена конденсатором фільтра, транзистором та діодом, має помітний вплив на поведінку схеми. На рис. 3 показана схема перетворювача постійної напруги в постійну з цими паразитними елементами.

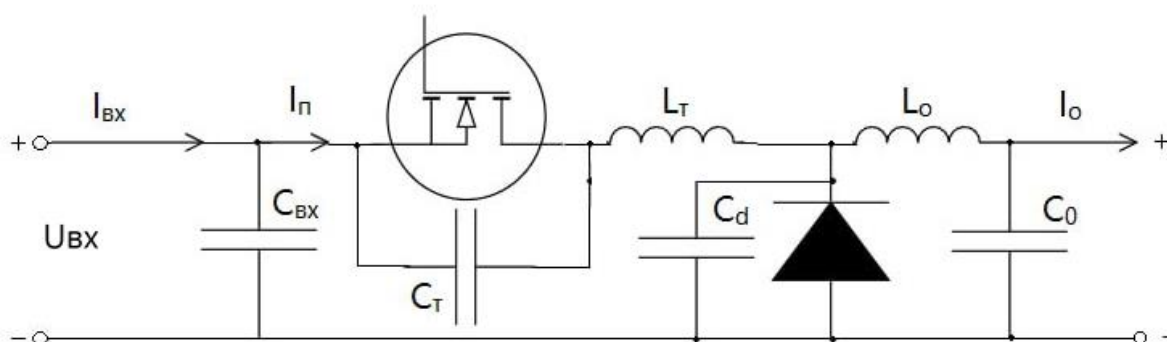


Рис. 3. Схема перетворювача постійної напруги в постійну з паразитними елементами

На рис. 3:  $C_T$ ,  $L_T$  – паразитні ємність та індуктивність транзистора,  $C_d$  – паразитна ємність діода. Якщо спочатку не враховувати паразитну індуктивність, то можна досить легко пояснити вплив паразитних ємностей  $C_T$ ,  $C_d$  на перехідні процеси в ключі. Якщо МОП-транзистор вимикається дуже швидко, то струм, який до того протікав через його канал, переключиться на  $C_T$ ,  $C_d$  пропорційно їх величинам. Ємність  $C_T$  буде заряджатися, а  $C_d$  – розряджатися доти, поки напруга не досягне нуля та включиться діод. Під час цього інтервалу відбувається зміна енергії, що накопичена в паразитних ємностях, але її розсіювання не відбувається. Однак, коли МОП-транзистор увімкнеться, енергія буде втрачена з таких причин. По-перше, МОП-транзистор повинен прийняти увесь струм навантаження до того, як закриється діод і доти, поки діод залишається відкритим, на транзисторі підтримується висока напруга. Стосовно паразитної індуктивності, то якщо вона доведена навіть до 30 нГн, її вплив на перехідний процес увімкнення транзистора буде незначним. Швидкість зменшення напруги на МОП-транзисторі звичайно мала і вона не заважає заряду паразитної ємності діода. Однак під час перехідного процесу виключення навіть малої індуктивності призводить до двох важливих негативних ефектів. Перший складається з того, коли напруга на МОП-транзисторі досягне нуля і діод вмикається, то струм протікає через паразитну індуктивність і заряджає ємність МОП-транзистора до напруги, яка перевищує  $U_{вх}$ . Друга є наслідком того, що оскільки індуктивність  $L_T$  та ємність МОП-транзистора не створюють коливального контуру, енергія, що накопичена в індуктивності, губиться. Коли коефіцієнт передачі вхід-вихід перетворювача значний, чи коли потрібна електрична ізоляція між вхідною та вихідною системами, в схему додають трансформатор. Напівпровідникові прилади в цьому випадку існують для перемикавання вхідної напруги з полярністю, що послідовно змінюється на первинній обмотці.

Одна з можливих схем, у якій потужність передається через трансформатор тільки на протязі половини періоду (коли транзистор і діод D1 включені) показана на рис. 4.

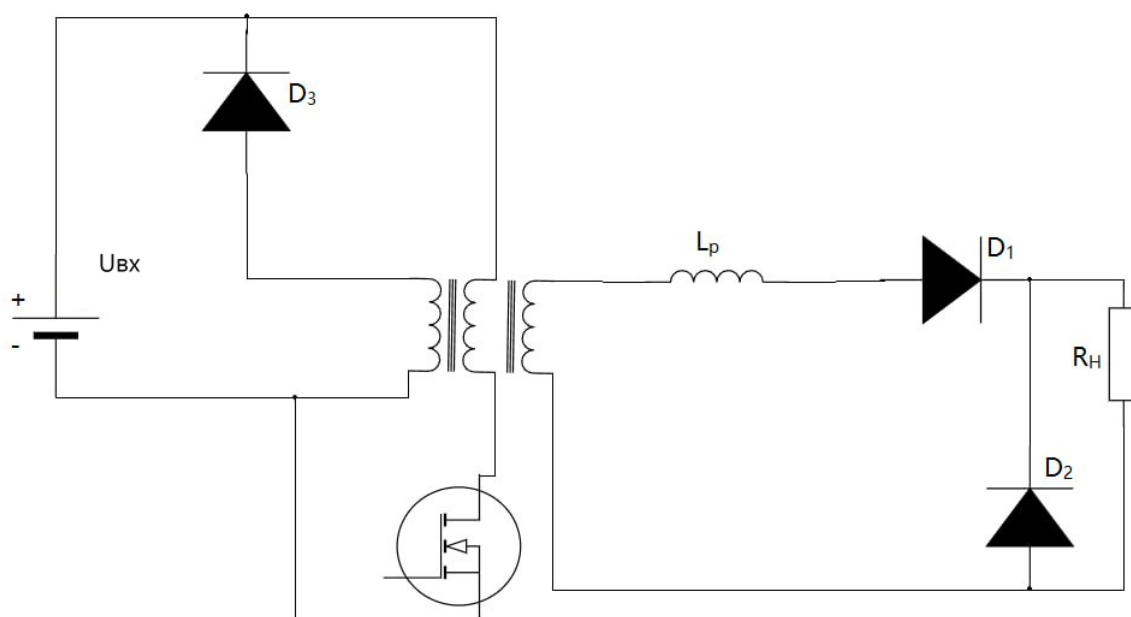


Рис. 4. Схема, у якій потужність передається через трансформатор

Під час другої половини періоду струм навантаження протікає через діод  $D_2$ . У цей час трансформатор перемагнічується через діод  $D_3$ . Перетворювачі цього типу, в яких енергія спочатку не накопичується в індуктивності намагнічування трансформатора перед тим, як її передати в навантаження, звуться прямоходовими Перетворювачі, в яких енергія спочатку накопичується належать до класу зворотногоходових. До транзистора схеми, рис.4, прикладається подвійна входна напруга, коли він закритий, тому тут втрати енергії більше, ніж у схемі на рис. 3. Крім того, паразитна індуктивність між МОП-транзистором і діодом тут велика, що призводить до зростання втрат. Ці ефекти обмежують частоту комутації схеми, рис. 4, значенням 500 кГц. З цього погляду резонансні перетворювачі є кращими ніж ті, що розглянуто. У цих перетворювачах LC-резонансні контури другого порядку обмежують швидкості зростання напруги і струму ключа. Паразитні параметри таких схем є часткою елементів резонансного контуру, а при достатньо високій частоті резонансні контури цілком виконуються на цих елементах. На рис. 5 показано принцип побудови таких перетворювачів.

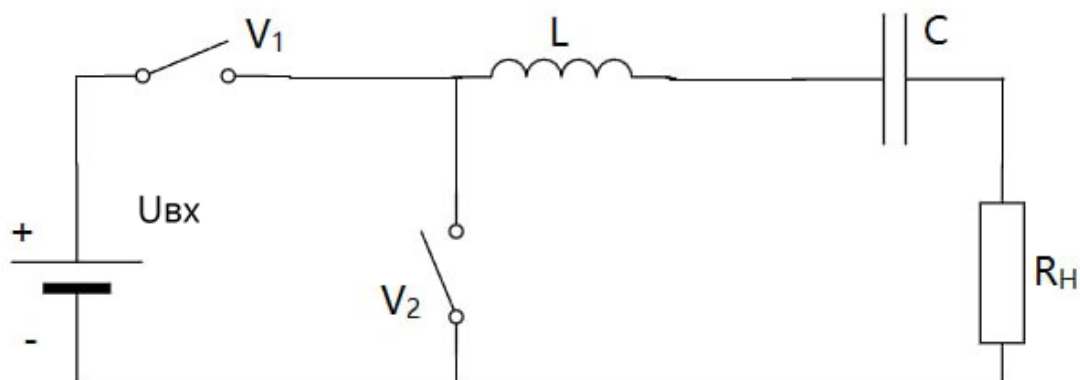


Рис. 5. Резонансний перетворювач

За допомогою ключа  $V_1$  формується прямокутна напруга на послідовному LCR ланцюгу. Якщо частота комутації дорівнює резонансній частоті контура, а його добротність досить велика, то основна складова прямокутної напруги повністю з'являється на  $R_n$ , а змінна складова виділяється на індуктивності. Потужність, що передається через резонансний перетворювач, може бути керованою змінною частоти комутації. Але при відхиленні від резонансної частоти потужність, що передається, зменшується. Друге рішення можливе на основі повної мостової схеми, яка забезпечує регулювання потужності, що передається за рахунок зміни коефіцієнта заповнення при постійній частоті. Таким чином, можна констатувати, що сучасні системи регулювання потужності розвиваються на основі двох методів: регулювання коефіцієнта заповнення (широкоімпульсне регулювання) і метод на основі резонанса. При широкоімпульсному регулюванні відбувається періодично переривиста передача потужності від джерела до навантаження з регулюванням цього процесу за рахунок зміни коефіцієнта заповнення. У випадку резонансного методу передача потужності відбувається при синусоїдальній формі струму і напруги й тут силові ключі перемикаються при нульовому струмі. У порівнянні з широкоімпульсними перетворювачами в резонансних схемах менше втрати на перемикання. Завдяки простоті схеми, легкості керування, метод широкоімпульсної модуляції є основним у схемах силової електроніки малої та середньої потужності, які широко представлені в системах силової електроніки бортових систем електроживлення. Перетворювачі, як правило, працюють, з частотою перемикання 30-50 кГц. У цьому інтервалі частот досягається оптимальне співвідношення між масою, габаритами, к.к.д, надійністю і т. ін. Проте в цьому частотному діапазоні загострюються проблеми впливу пульсацій джерела живлення на енергодинамічні показники замкненої системи регулювання, часткою якої вони є. Треба зазначити, що і у перетворювачах із широкоімпульсним регулюванням можна застосувати принцип резонансного перемикання шляхом заміни силового ключа на резонансний. Таким чином можна отримати схеми квазірезонансних перетворювачів з перемиканням при нульовому струмі або при нульовій напрузі, які знайшли застосування в системах електроживлення бортових електронних систем. Цей клас перетворювачів досконально описано та проаналізовано в [6].

**Структурна побудова систем живлення бортового електро навантаження.** Складність побудови системи розподіленого електроживлення на борту рухомого об'єкта залежить від його призначення. Найбільш складна побудова такої системи на літальних апаратах – літаках, вертольотах. На їхньому борту реалізується автоматизоване керування з метою підтримки оптимальних показників роботи авіадвигуна з мінімальними втратами палива – система FADEC. Така система виконує моніторинг нештатних ситуацій, контроль параметрів авіадвигуна та їх індикацію [9]. Поточна інформація надходить до бортового комп'ютера, який видає відповідні команди виконуючим органам, складовою частиною яких є електропривід на основі безколекторних двигунів постійного струму синхронних або лінійних та крокових електродвигунів. При цьому виникає потреба в джерелах живлення з різними показниками потужності та вихідної напруги – постійної або змінної. Такі джерела живлення у своєму складі мають різноманітні перетворювачі, про які сказано вище. Як приклад покажемо специфіку електронавантаження квадрокоптера та його структурну схему рис. 6.



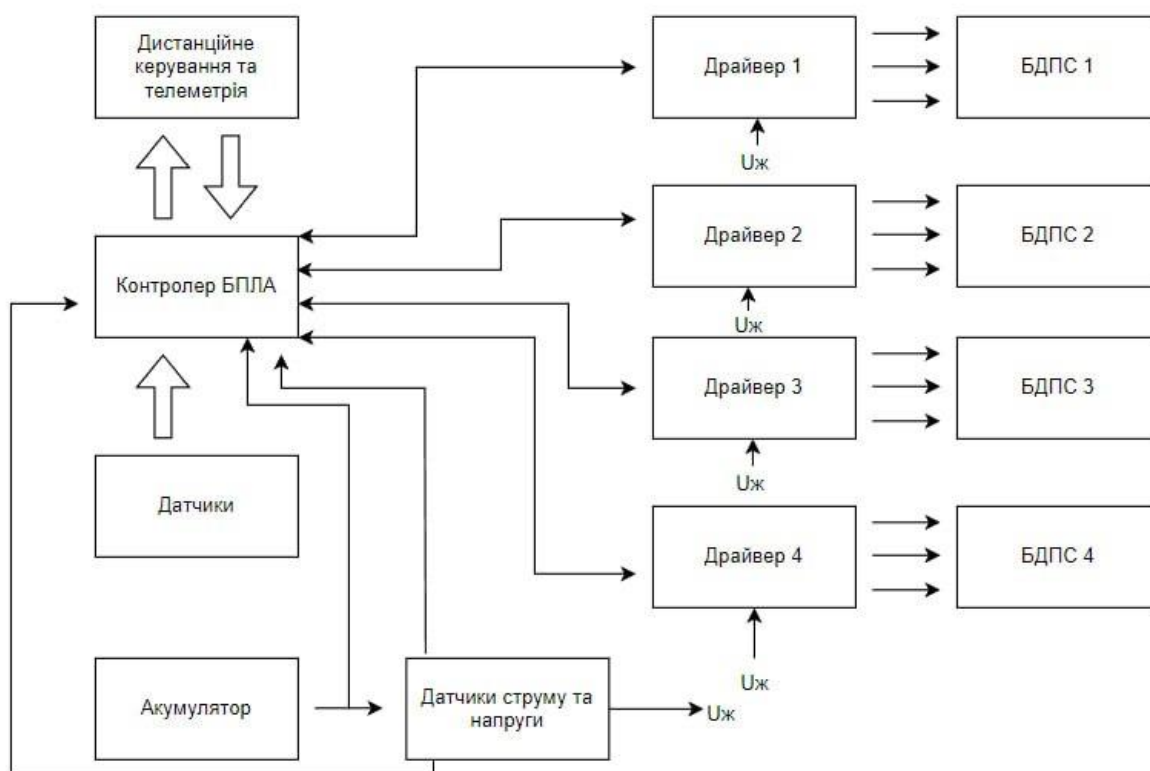


Рис. 6. Структурна схема живлення навантажень квадрокоптера

У порівнянні із системами керування та навігації літака чи вертольота аналогічна система квадрокоптера [10] проста, що потребує порівняно простих рішень по забезпеченню електроживлення її окремих складових. На борту квадрокоптера мається 4 безколекторних двигуна постійного струму (БДПС1-БДПС4), комутатори яких живляться від бортового акумулятора з вихідною напругою 12 В. Для живлення інформаційних блоків використовуються перетворювачі постійної напруги на постійну. На борту літака чи вертольота також багато перетворювачів такого класу, які перетворюють постійну напругу одного рівня в її менше чи більше значення, зі стабілізацію та фільтрацію пульсацій. Ці перетворення відбуваються за структурними схемами рис. 7, 8.

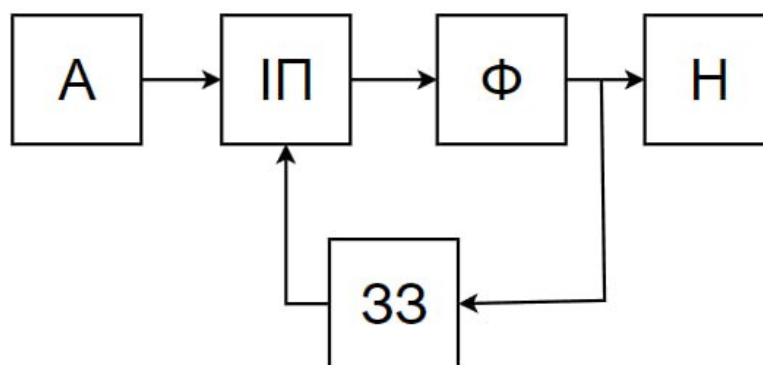


Рис. 7. Перетворювач постійної напруги на постійну

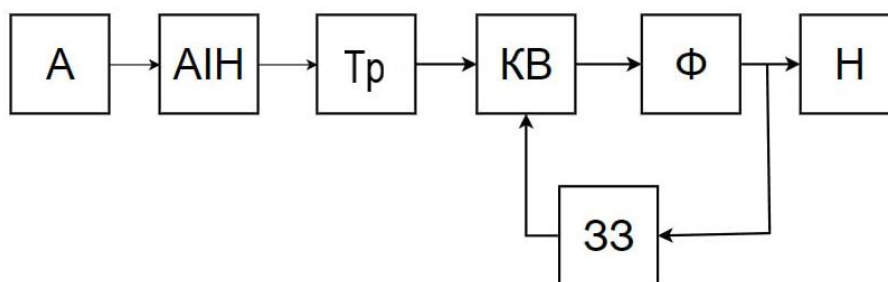


Рис. 8. Перетворювач постійної напруги на постійну з інвертором

На рис.7, 8: А – акумулятор, Тр – трансформатор, Іп – Імпульсний перетворювач постійної напруги на постійну напругу іншого рівня, Ф – фільтр, Н – навантаження, АІН – автономний інвертор напруги, КВ – керований випрямляч. За схемою (рис. 8), відбувається перетворення напруги меншого рівня на її більше значення. На борту літака чи вертольота мається багато електродвигунів різного призначення, живлення яких відбувається за відповідними структурними схемами. Запуск газотурбінного двигуна вертольота відбувається за структурною схемою рис. 9, де Др – драйвер, ДШ – датчик швидкості.

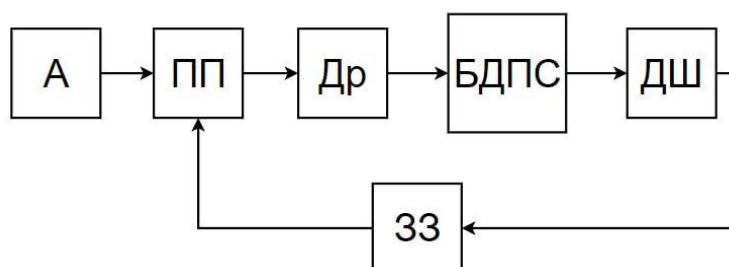


Рис. 9. Схема запуску газотурбінного двигуна вертольота

На борту літальних апаратів найбільше навантаження на бортову живлячу мережу складає електродвигун для запуску газотурбінного двигуна. Крім цього, там застосовують багато електроприводів в системах виконуючих механізмів різноманітного призначення для стабілізації швидкості обертання та керування лінійними переміщеннями робочих органів відповідних пристроїв. Для стабілізації швидкості обертання з вимогами підтримки її високої точності, структурну побудову електропривода показано на рис. 10.

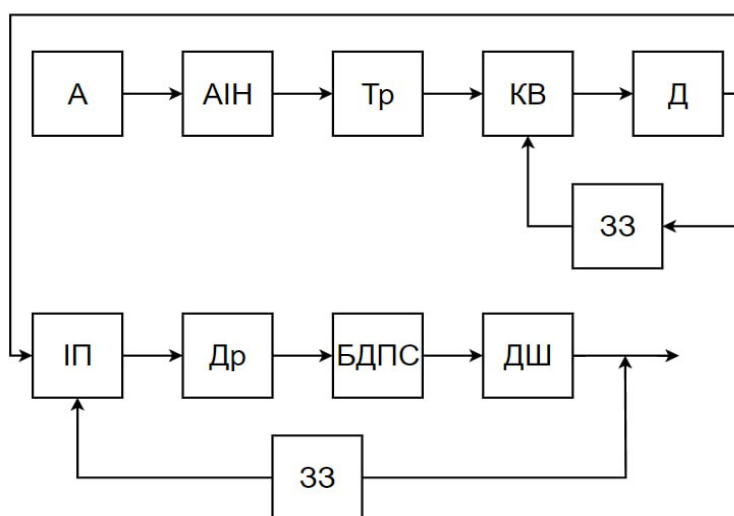


Рис. 10. Структурна схема побудови системи точного електропривода

На рис. 10 для досягнення високої точності обертання напруга живлення, що подається на вхід регульованого імпульсного перетворювача ПІ, стабілізується. Це зменшує вплив пульсацій керованого випрямляча на точність стабілізації швидкості. Стабілізація швидкості відбувається за рахунок зворотного зв'язку за швидкістю у другому силовому контурі регулювання.

Отже, у на рис. 10 є два силових контури стабілізації. Перший стабілізує напругу живлення, а другий – швидкість. За такою ж структурній схемі будують бортові електроприводи для реалізації точних лінійних переміщень для синхронізації швидкості обертання виконуючих органів на основі синхронних двигунів. Для цього застосовують структурну схему (рис. 11).

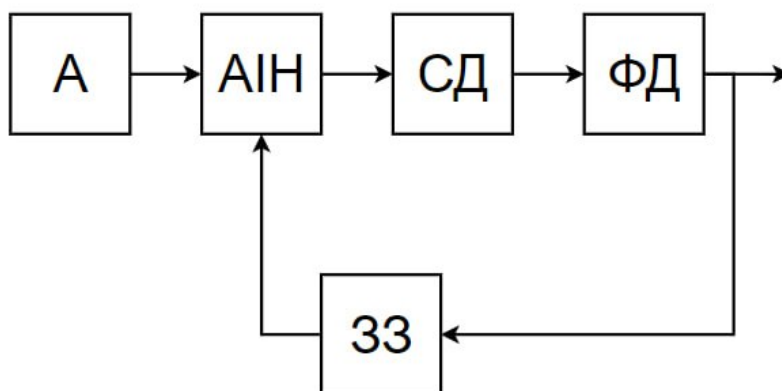


Рис. 11. Структурна схема електроприводів виконуючих органів на основі синхронних двигунів:

СД – синхронний двигун, ФД – фазовий дискримінатор

У цій схемі за фазовим відхиленням положення синхронного двигуна регулюється вихідна частота автономного інвертора напруги.

**Розрахунок пульсації на виході перетворювачів систем силової електроніки.** Як видно з наведених структурних схем, у процесі перетворення електроенергії на виході перетворювачів формуються дискретні процеси, які описуються неаналітичними функціями. У мережах із несінусоїдальними формами процесів виникає питання, як розрахувати їхні параметри, у тому числі й найважливіший з них – рівень пульсацій. Наявні методики, що вирішують це питання, передбачають розрахунок коефіцієнта пульсації за основною гармонікою, яка в ряді Фур'є за тригонометричними функціями має найбільшу вагу в порівнянні з іншими членами ряду. Проте для вирішення цього питання ряд Фур'є за тригонометричними аналітичними функціями не є найкращим базисом для апроксимації неаналітичних функцій, що формують перетворювачі. Аналітичні функції, як відомо, мають безліч похідних. Перетворення Фур'є при аналітичному базисі аналізує неаналітичний сигнал, що є причиною ефекта Гіббса [11]. Наслідком цього є велика локальна помилка при апроксимації функції з розривами першого роду. Саме такі функції комутують силові перетворювачі електроенергії: випрямлячі, автономні інвертори, імпульсні перетворювачі.

Рівень та характер пульсації вихідного параметра перетворювача необхідно оцінювати як різницю між його найбільшим і найменшим значенням від піку до піку. Щоб отримати результати таких оцінок розрахунок рівня пульсацій на виході перетворювачів треба проводити дискретними методами. Найбільш ефективним з них є дискретне перетворення Лапласа або Z-перетворення [12]. Для оцінки рівня пульсацій на виході пере-

творювача необхідно провести аналіз перехідного процесу в дискретній системі перетворювач – фільтр – навантаження. У такій системі формуючим елементом буде виступати власне перетворювач, передаточна функція якого є зображення за Лапласом форми напруги, яку він формує. Аналіз такої дискретної системи дозволяє отримати значення пульсації вихідного параметра перетворювача від “піку до піку” в аналітичній формі. Отриманий результат відображає залежність рівня пульсацій від частоти перемикавання, параметрів фільтра на виході перетворювача та його топології.

**Висновки.** Аналіз шляхів зменшення впливу пульсацій перетворювачів на енергодинамічні показники бортових систем силової електроніки показав, що існують два шляхи вирішення цієї проблеми. Перший пов'язаний з підвищенням частоти перемикавання на основі напівпровідникових приладів з мінімальними значеннями паразитних параметрів – це шлях удосконалення технології їх виробництва. Для спеціалістів, які лише користуються такими приладами в процесі проектування та виробництва систем силової електроніки, існує шлях зменшення впливу пульсацій на їх енергодинамічні показники за рахунок пасивних та активних фільтрів, а також за рахунок побудови таких структурних схем систем силової електроніки, в яких реалізуються закони керування, що забезпечують мінімальний вплив пульсацій на енергетику і динаміку систем живлення. Оцінки рівня пульсацій за основною гармонікою, що використовуються найбільш часто, не є достатньою. Оцінки рівня пульсацій необхідно проводити від піку до піку значення параметра перехідного процесу на основі дискретного  $Z$ -перетворення Лапласа.

#### Список використаних джерел

1. Moir, L. *Military Avionics Systems* / L. Moir, A. Seabridge. – John Wiley Sons, 2006. – 520 p.
2. Abu-Rub, H. *Power Electronics for More Electric Aircraft* / H. Abu-Rub, M. Malinowski, K. Al-Haddad // *Power Electronics for Renewable Energy Systems, Transportation and Industrial Applications*, IEEE. – 2014. – P. 365-386. DOI: 10.1002/9781118755525.ch12.
3. *Electrification of Aircraft Systems. Part I: Power Generation and Distribution, Electrical Networks and Architectures* / P. Thalin, R. Rajamani, J.-C. Maré, S. Taubert // *Fundamentals of Electric Aircraft*. – Revised Edition. – SAE. – 2023. – P. 26-53.
4. Basso, C. *Designing Control Loops for Linear and Switching Power Supplies Power Supplies : A Tutorial Guide* / C. Basso. – Artech, 2012.
5. Perez, R. J. *Subsystem EMC for Aircraft* / R. J. Perez // *Handbook of Aerospace Electromagnetic Compatibility*, IEEE. – 2019. – P. 483-535. DOI: 10.1002/9781119082880.ch9.
6. Buticchi, G. *DC-DC Converter and On-board DC Microgrid Stability* / G. Buticchi, J. Yang // *Transportation Electrification: Breakthroughs in Electrified Vehicles, Aircraft, Rolling Stock, and Watercraft*, IEEE. – 2023. – P.189-208. DOI: 10.1002/9781119812357.ch8.
7. Акинин К. П. Структурная минимизация электроприводов малой мощности на основе бесконтактных двигателей с постоянными магнитами / К. П. Акинин. – Киев : ИЭД НАНУ, 2020. – 342 с.
8. Schmidt, R. *More Electrical Actuation for ATA 32: Modular Power Electronics & Electrical Motor Concepts (2010-01-1745)* / R. Schmidt // *Advances in Aircraft Landing Gear*. – SAE, 2015. – Pp. 109-114.
9. Jing, C. *Accuracy analysis of a single-fault Markov model for FADEC system* / C. Jing, H. Wei, C. Kunye // *Journal of Systems Engineering and Electronics*. – 2019. – Vol. 30, №. 5. – Pp. 1044-1052. DOI: 10.21629/JSEE.2019.05.20.
10. Денисов, Ю. О. Системи регулювання роботизованих комплексів / Ю. О. Денисов, В. П. Войтенко, А. С. Ревко. – Івано-Франківськ : НАІР, 2021. – 125 с.
11. Rafique, H. *Simulation of Harmonic Analysis, Synthesis and Gibbs Effect of Periodic Signals* / H. Rafique // *2019 16th International Multi-Conference on Systems, Signals & Devices (SSD)*. – Istanbul, 2019. – P. 282-287. DOI: 10.1109/SSD.2019.8893281.
12. Lago, G. V. *Additions to z-transformation theory* / G. V. Lago // *Electrical Engineering*. –1955. – Vol. 74, № 2, Feb. – P. 138-138. DOI: 10.1109/EE.1955.6439785.

### References

1. Moir, L., Seabridge, A. (2006). *Military Avionics Systems*. John Wiley Sons, Ltd.
2. Abu-Rub, H., Malinowski, M., Al-Haddad, K. (2014). Power Electronics for More Electric Aircraft. *Power Electronics for Renewable Energy Systems, Transportation and Industrial Applications*, IEEE (pp. 365-386). doi: 10.1002/9781118755525.ch12.
3. Thalin, P.; Rajamani, R.; Maré, J.-C., Taubert, S. (2023). Electrification of Aircraft Systems—Part I: Power Generation and Distribution, Electrical Networks and Architectures. *Fundamentals of Electric Aircraft: Revised Edition*, SAE (pp.26-53).
4. Basso, C. (2012). *Designing Control Loops for Linear and Switching Power Supplies Power Supplies: A Tutorial Guide*, Artech.
5. Perez, R.J. (2019). Subsystem EMC for Aircraft. *Handbook of Aerospace Electromagnetic Compatibility*, IEEE (pp. 483-535). doi: 10.1002/9781119082880.ch9.
6. Buticchi, G., Jiajun, Y. (2023). DC–DC Converter and On-board DC Microgrid Stability. *Transportation Electrification: Breakthroughs in Electrified Vehicles, Aircraft, Rolling Stock, and Watercraft*, IEEE (pp.189-208). doi: 10.1002/9781119812357.ch8.
7. Akinin, K P. (2020). *Struktornaia minimizatsiia elektroprivodov maloi moshchnosti na osnove beskontaknykh dvigatelei s postoiannymi magnitami [Structural minimization of low-power electric drives based on contactless motors with permanent magnets]*. IJeD NANU.
8. Schmidt, R. (2015). More Electrical Actuation for ATA 32: Modular Power Electronics & Electrical Motor Concepts (2010-01-1745). *Advances in Aircraft Landing Gear*, SAE (pp. 109-114).
9. Jing, C., Wei H., Kunye, C. (2019). Accuracy analysis of a single-fault Markov model for FADEC system. *Journal of Systems Engineering and Electronics*, 30(5), 1044-1052. doi: 10.21629/JSEE.2019.05.20.
10. Denysov, Yu. O., Voitenko, V. P., Revko, A. S. (2021). *Systemy rehulivannia robotyzovanykh kompleksiv [Regulation systems of robotic complexes]*. NAIR.
11. Rafique, H. (2019). Simulation of Harmonic Analysis, Synthesis and Gibbs Effect of Periodic Signals. *2019 16th International Multi-Conference on Systems, Signals & Devices (SSD)* (pp. 282-287). Istanbul, Turkey. doi: 10.1109/SSD.2019.8893281.
12. Lago, G.V. (1955). Additions to z-transformation theory. *Electrical Engineering*, 74(2), 138-138. doi: 10.1109/EE.1955.6439785.

Отримано 24.11.2023

UDC 629.374.7

**Yuri Denisov<sup>1</sup>, Vitalii Skuharev<sup>2</sup>**

<sup>1</sup>Doctor of Technical Sciences, Professor, Head of the “Electronics, automation, robotics and mechatronics” Department Chernihiv Polytechnic National University (Chernihiv, Ukraine)  
**E-mail:** den711td@gmail.com. **ORCID:** <http://orcid.org/0000-0003-2293-7964>.  
**ResearcherID:** [G-1144-2016](https://orcid.org/0000-0003-2293-7964). **Scopus Author ID:** [56338219200](https://orcid.org/0000-0003-2293-7964)

<sup>2</sup>PhD Student of the “Electrical Engineering and Information and Measurement Technologies” Department Chernihiv Polytechnic National University (Chernihiv, Ukraine)  
**E-mail:** v.skugarev88@gmail.com. **ORCID:** <https://orcid.org/0009-0008-2538-6997>. **ResearcherID:** [JOK-0150-2023](https://orcid.org/0009-0008-2538-6997)

### **THE WAYS REDUCED THE INFLUENCE OF PULSATIONS REVERSING THE INDICATORS OF ENERGY DYNAMIC ENERGY EFFICIENCY OF ON-BOARD POWER ELECTRONICS SYSTEMS**

*The role of power electronics systems in ensuring reliable and easy operation of on-board avionics and gas turbine engine starting devices is crucial. Their feature is that they are powered by sources of limited power, which raises the problem of economical use of their energy resource. Achieving this goal is possible based on the implementation of high-quality management modes of energy processes occurring in on-board power electronics systems. The discrete nature of these processes gives rise to pulsations of adjustable parameters, which significantly affect the energy-dynamic indicators of power electronics systems. Therefore, the problem of reducing the impact of pulsations on the quality of energy and the dynamics of such systems is urgent. Formulation of the problem. It is proposed to improve the quality of power modes of on-board aviation power electronics systems based on the analysis of means of reducing the influence of pulsations on the quality of power mode management processes.*

*In known works devoted to the given problem, insufficient attention is paid to taking into account the impact of pulsations on the quality of processes of regulated power electronics systems on board aircraft and methods of reducing this impact. Autonomous voltage inverters (AVI), controllable generators, and various impulse DC voltage converters are widely used on board aircraft. As a rule, they are elements of the corresponding closed self-regulation systems. During their development, the following issues must be resolved: circuitry of the power part of the converter, control systems, reduction of the influence of pulsations on power losses and the quality of processes in feedback loops, minimization of electromagnetic interference, selection of high-quality active and passive elements. In the process of solving these issues, the influence of the switching frequency of converters and parasitic parameters of power devices on power losses in power electronics systems was analyzed. Recommendations are provided for the selection of energy storage elements and power semiconductor devices to ensure minimum pulsations. A comparative analysis of the topologies of various schemes of power electronics systems used in the distributed power supply systems of aircraft was carried out according to the criterion of the minimal influence of pulsations on energy-dynamic indicators. Ways to solve the problem of controlling converters at high frequencies in closed systems are shown, namely, minimization of the influence of power source pulsations on the reference task of the controller of the corresponding office. The result of this influence may be the exit of the controller from the controllable zone. It is not typical for regulators that are made on the basis of microcircuits with a low supply voltage. The effectiveness of discrete analysis methods for evaluating the influence of pulsations on the energy-dynamic indicators of on-board power electronics systems is shown.*

*Conclusions. An analysis of ways to reduce the influence of converter pulsations on the energy-dynamic indicators of on-board power electronics systems showed that there are two ways to solve this problem. The first, related to increasing the switching frequency on the basis of semiconductor devices with minimum values of parasitic parameters, is a way of improving the technology of their production. For specialists who only use such devices in the process of designing and manufacturing power electronics systems, there is a way to reduce the impact of pulsations on their energy-dynamic indicators through passive and active filters, as well as through the construction of structural diagrams of power electronics systems in which control laws are implemented, which ensure minimal impact of pulsations on the energy and dynamics of power supply systems. Estimation of the level of pulsations by the fundamental harmonic, which is used most often, is not sufficient. It is necessary to estimate the level of ripples from peak to peak of the value of the transient process parameter based on the discrete Z-transformation method.*

**Key words:** pulse conversion; energy supply systems; re-regulation; energy efficiency; electric drive system.

*Fig.: 11. References: 12.*