

rs.edu.au/content/dam/documents/research/aiti/The_Digital_Shipyard_Opportunities_and_Challenges.pdf Information model of the shipbuilding cluster

Technological Platform Shipbuilding 4.0: Challenges To Shipbuilding Education

Slobodian Serhii Kharytonov Yuriy

Admiral Makarov National University of Shipbuilding

Abstract. The main components of the technological platform Shipbuilding 4.0 are considered. It is shown that its implementation at shipbuilding enterprises requires, first of all, the training of specialists in its respective areas. Measures are proposed to adapt the activities of the university under the conditions of the introduction of the ideology of the technological platform Shipbuilding 4.0 at the shipbuilding enterprises of Ukraine.

Key words: shipbuilding, technological platform Shipbuilding 4.0, shipbuilding education

УДК 621.314.26

ПРИНЦИПИ ПОБУДОВИ І УПРАВЛІННЯ ЕНЕРГОЕФЕКТИВНОЇ БЕЗКОНТАКТНОЇ ЗАРЯДНОЇ СИСТЕМИ МАЛОГО ЕЛЕКТРИЧНОГО СУДНА

Жук О.К.¹, Дзисюк Я.В.²

¹ канд.техн. наук, професор кафедри програмованої електроніки, електротехніки та телекомунікацій
akzhuk2@gmail.com

² аспірантка кафедри програмованої електроніки, електротехніки та телекомунікацій
yana_dz@ukr.net

Національний університет кораблебудування імені адмірала Макарова,
м. Миколаїв, Україна

Анотація. Виконано порівняльний аналіз принципів схмотехнічної побудови та управління суднових індуктивних зарядних систем (ІЗС) на основі двох топологій резонансних інверторних перетворювачів: двоконтурного з послідовно-послідовною (SS) компенсацією реактивної потужності і амплітудною модуляцією вихідної напруги та одноконтурного LLC - типу з частотною модуляцією. Розглянуто напрями створення удосконалених енергоефективних ІЗС для малих електричних суден типу GMV Zero. Запропоновано принципи розрахунку оптимальних параметрів компонентів зарядного пристрою, зокрема резонансного контуру та напівпровідникового LLC перетворювача з частотним управлінням коефіцієнта передачі для забезпечення інваріантності зарядного струму (потужності) при зміні умов індуктивного зв'язку. Одержані результати перевірені на маломасштабному лабораторному прототипі шляхом проведення натурного експерименту та комп'ютерного моделювання.

Ключові слова: акумуляторні судна з електричними та гібридними пропульсивними енергоустановками, безконтактні зарядні системи, індуктивні зарядні системи, силові напівпровідникові резонансні перетворювачі з амплітудною та частотною модуляцією.

Вступ. При перевезеннях на судах з короткими маршрутами (наприклад, на поромках або портових буксирах) використання чисто електричних рухових установок з удосконаленими літій-іонними батареями високої ємності може забезпечити значну економію палива та роботу з нульовим рівнем викидів за умови підзарядки до достатнього рівня енергії на кожній стоянці. Для поромів час стоянки, протягом якого здійснюється підзарядка, може становити всього лише 4-5 хв. [1]

З огляду на відомі недоліки штекерних контактних стикувальних вузлів, мотивація використання індуктивної безконтактної передачі енергії для судових систем зарядки акумуляторів є настільки ж великою, як і для подібних систем для електромобілів.

Індуктивні зарядні системи (ІЗС) можуть забезпечити негайну передачу енергії на судно, з повним використанням всього часу стоянки. Проте, впровадження технології індуктивної зарядки в морському секторі вимагає вирішення деяких конкретних проблем [1, 2, 3, 4]:

1. На відміну від наземних морський індуктивний зарядний пристрій повинен мати номінальну потужність порядку кількох одиниць мегават.
2. Пришвартоване судно під час зарядки може переміщуватися по відношенню до нерухомої берегової частини зарядної системи. Це означає, що ефективність такої системи повинна бути незалежною від зсуву і зміни взаємного розташування елементів індуктивного зв'язку (катушок), а також довжини повітряного зазору між ними.

Метою даної роботи є удосконалення ІЗС малого електричного судна типу GMV Zero шляхом пошуку та реалізації енергоефективних принципів забезпечення стабілізації зарядного струму (потужності), незалежних від зміни умов індуктивного зв'язку.

Задачі, які необхідно вирішити для досягнення мети:

1. Огляд та порівняльний аналіз принципів схмотехнічної побудови та управління існуючих ІЗС та оцінка можливостей їх використання для судна типу GMV Zero [3].
2. Математичне моделювання режимів резонансних LLC інверторів у складі безконтактних зарядних пристроїв.
3. Розробка принципів розрахунку оптимальних параметрів компонентів зарядного пристрою, зокрема резонансного контуру, та розробка напівпровідникового перетворювача з частотним управлінням коефіцієнта передачі для незалежності зарядного струму від зміни умов зв'язку.
4. Розробка конструкції та розрахунок катушок індуктивного зв'язку з урахуванням скін-ефекту.
5. Проведення модельних та експериментальних досліджень маломасштабної ІЗС.

Основна частина.

1. Аналіз проблем створення удосконаленої ІЗС для малого електричного судна типу GMV

GMV Zero – електричний акумуляторний робочий катер-катамаран для рибних ферм (рисунок 1.1).

Розміри: 13,97x7,6 м Швидкість: 10 вузлів. Дальність плавання: понад 26 морських миль при крейсерській швидкості 8 вузлів. Палубні електричні механізми: вантажопідійомний кран на 32 тонни, якірна лебідка з рекуперативним гальмуванням, два шпилі по 3 тонни, гідравлічні омивачі високого тиску. Головні гребні електричні двигуни: 2 ×107 кВт. Акумуляторні батареї ємністю 350 кВт·год. Переваги: Річне зменшення викидів CO₂ приблизно на 90 тонн та NO_x на 900 кг. Економія палива при експлуатації в норвезьких водах перевищує 200 000 NOK на рік.



Рисунок 1.1. Катер-катамаран GMV Zero

Проблема полягає у відсутності швидких зарядних пристроїв з достатньою потужністю та досить низькою вагою, які можна було б встановити на борт для електричного судна рибного господарства. Штатна зарядка GMV Zero здійснюється береговою зарядною системою, що приєднується механічними контактами. Головні незручності створює товстий і важкий кабель, який екіпажу потрібно щодня підключати, щоб зарядити човен. Час стикування набагато довший, ніж у порому, оскільки човен переважно заряджається протягом ночі. Бездротова зарядка і відмова від контактних з'єднувачів може полегшити та автоматизувати процедуру зарядки, забезпечити надійність і електробезпеку. Система зарядки повинна бути спроектована таким чином, щоб зарядна потужність та енергоефективність не змінювались під час заряджання через поєднану дію вітру, хвиль та осадки судна, також внаслідок зміни нахилу та осадки що виникає при завантаженні та розвантаженні судна. Це означає, що ІЗС повинна мати високу толерантність до зміщення передавальної та приймальної котушок та зміни довжини повітряного зазору між ними. Система повинна мати здатність контролювати і автоматично компенсувати вплив таких відмінностей у відносному положенні [1].

2. Принципи побудови, управління та особливості експлуатаційних режимів суднових ІЗС на основі резонансних перетворювачів.

До останнього часу у морських зарядних системах використовувались механічні контактні стикувальні вузли. Але на першому в світі норвезькому акумуляторному автомобільному поромі MF Ampere, який побудовано у 2014 р., мали місце аварії, пов'язані з відмовою гравітаційного штекера. Щоб уникнути проблем і обмежень, пов'язаних з механічними контактними вузлами, норвезька суднобудівна промисловість розробляє технологію бездротової безконтактної індуктивної передачі енергії на судно, принцип якої показано на рисунку 2.1 [5].



Рисунки 2.1. Структурна схема індуктивної зарядної системи і конструкція котушок

Така система містить береговий та судновий компоненти, які не потребують гальванічного контакту. Технологія працює за рахунок досить близького розміщення двох індуктивних котушок, які утворюють т. з. індуктивну або магнітну муфту, через яку здійснюється безконтактна передача енергії через змінне магнітне поле. У 2017 р. вперше в світі компанією Wärtsilä Marine Solutions вироблено, змонтовано і випробувано індуктивний зарядний пристрій на гібридному поромі MF Folgefonn. Реалізований пристрій забезпечує потужність передачі енергії до 2,5 МВт з ККД не менше 95% в умовах зміни повітряного проміжку між 15 і 50 см. Берегові та бортові частини пристрою зазвичай використовують напругу 690 В на змінному струмі. Також існує можливість підключення до розподільчих шин постійного струму. Щільність потужності, переданої через індуктивну муфту, складає 500 кВт/м² на робочій частоті в діапазоні 2.1 – 8 кГц. На вибір діапазону робочих частот впливає переважне використання у береговому інверторі ІЗС порівняно дешевих і доступних стандартних мостових IGBT-модулів. З урахуванням значних очікуваних відносних зміщень котушок муфти у напрямі вгору – вниз для зменшення відносної зміни зони перекриття і коефіцієнта зв'язку між ними використовується їх конструкція, подовжена у вертикалі (рис.2.1)

2.1. Аналіз основних енергетичних характеристик ІЗС з серісно-серісною (SS) компенсацією реактивної потужності при незмінній резонансній частоті.

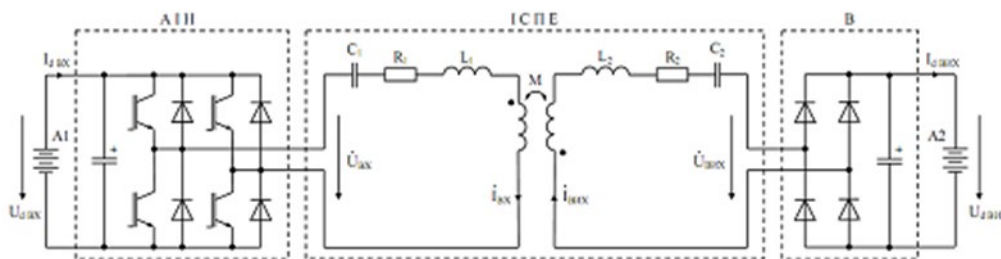


Рисунок 2.2. – Топологія типової ІЗС з SS компенсацією

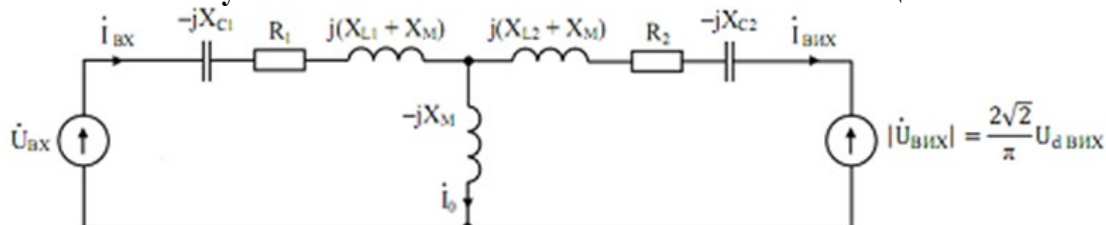


Рисунок 2.3. Еквівалентна розрахункова схема ІЗС з SS компенсацією

На рисунках 2.2 і 2.3 показані принципова та еквівалентна схеми двоконтурної ІЗС з SS компенсацією. Прийняті позначення: А1, А2- берегова та бортова акумуляторні батареї; АІН- автономний інвертор напруги, ІСПЕ- індуктивна система передачі енергії; В- випрямляч; R1, L1; R2, L2 - активні опори та індуктивності розсіювання передавальної і приймальної котушок; М - взаємна індуктивність. котушок; C1, C2 - компенсаційні ємності. Обидва контури (вхідний і вихідний) налаштовані на однакову резонансну частоту

$$\omega_0 = \omega_{\text{вх}} = \omega_{0 \text{ вих}} = \frac{1}{(L_1 C_1)^{\frac{1}{2}}} = \frac{1}{(L_2 C_2)^{\frac{1}{2}}} = 2\pi f_0 \quad (2.1)$$

При аналізі використовуємо гармонічну апроксимацію змінних напруг і струмів; навантаження розглядаємо як еквівалентний опір. Діючи значення комплексів вхідної і вихідної напруги і струму

$$0 \leq U_{\text{вх}} \leq 2\sqrt{2} \frac{U_{d \text{ вх}}}{\pi}; U_{\text{вих}} = 2\sqrt{2} \frac{U_{d \text{ вх}}}{\pi}; \quad (2.2)$$

$$I_{\text{вх}} = \pi \frac{I_{d \text{ вх}}}{2\sqrt{2}}; I_{\text{вих}} = \pi \frac{I_{d \text{ вх}}}{2\sqrt{2}}$$

Еквівалентний опір навантаження

$$R_{\text{ЕК}} = \frac{I_{\text{вих}}}{U_{\text{вих}}} = \frac{8}{\pi^2} = \frac{U_{d \text{ вих}}}{I_{d \text{ вх}}} \quad (2.3)$$

У [2] показано, що максимальний ККД індуктивної системи передачі енергії

$$\eta_{\text{max}} = \frac{k^2 Q_1 Q_2}{\left(1 + (1 + k^2 Q_1 Q_2)^{\frac{1}{2}}\right)^2}, \quad (2.4)$$

досягається за умови

$$a = \frac{R_{\text{ЕК}}}{R_2} = (1 + k^2 Q_1 Q_2)^{\frac{1}{2}}, \quad (2.5)$$

де $k = \frac{M}{(L_1 L_2)^{\frac{1}{2}}}$ - коефіцієнт зв'язку; $Q_1 = \frac{\omega_0 L_1}{R_1}$, $Q_2 = \frac{\omega_0 L_2}{R_2}$ - добротності котушок зв'язку.

Теоретично максимальна величина ККД системи може досягати 97%.

Елементарний аналіз резонансного режиму еквівалентної схеми з нульовими втратами показує, що за умови $\dot{U}_{\text{вх}} = U_{\text{вх}}$

$$i_{ВХ} = \frac{U_{ВХ}}{X_M}; i_{ВХ} = -j \frac{U_{ВХ}}{X_M}; \dot{U}_{ВХ} = j U_{ВХ}.$$

Тоді виходить, що комплексні і активні потужності вхідного і вихідного контурів співпадають за модулем, але протилежні за знаком, тобто вхідний контур є генеруючим, а вихідний - споживаючим:

$$\tilde{S}_{ВХ} = -\tilde{S}_{ВХ} = P_{ВХ} = -P_{ВХ} = \frac{U_{ВХ}U_{ВХ}}{(\omega_0 M)}; (2.6)$$

Номінальна передана потужність ІЗС

$$P_{НОМ} = \frac{U_{ВХ НОМ} U_{ВХ НОМ}}{(\omega_0 M_{НОМ})} (2.7)$$

За умови $M = const$ і $U_{ВХ} \approx const$ передану потужність можна регулювати лише зміною $U_{ВХ}$. Якщо через зміну позиціонування котушок взаємна індуктивність змінюватиметься у діапазоні $M_{min} \leq M \leq M_{max}$ (при цьому вважається, що у слабо зв'язаних системах індуктивності L_1 і L_2 , а отже і резонансні частоти обох контурів ω_0 залишаються сталими), то при номінальній переданій потужності $P_{НОМ}$ виконуються наступні співвідношення:

$$P_{НОМ} = \frac{U_{ВХ max} U_{ВХ}}{(\omega_0 M_{max})} = \frac{U_{ВХ min} U_{ВХ}}{(\omega_0 M_{min})} (2.8)$$

Отже, у резонансному режимі ІЗС з регульованою вхідною напругою $U_{ВХ}$ забезпечується одиничний коефіцієнт потужності у всьому діапазоні зміни взаємної індуктивності M . Це означає, що

$$P_{НОМ} = U_{ВХ max} I_{ВХ min} = U_{ВХ min} I_{ВХ max} (2.9)$$

Таким чином, максимальне значення необхідної встановленої потужності передавального АІН

$$S_{ВХ max} = U_{ВХ max} I_{ВХ max} = \left(\frac{M_{max}}{M_{min}}\right) P_{НОМ} = \left(\frac{k_{max}}{k_{min}}\right) P_{НОМ} (2.10)$$

Останній вираз свідчить про те, що встановлена потужність пропорційна відношенню максимального і мінімального значень k , тобто, чим більшим є діапазон зміни коефіцієнта зв'язку k , тим вищим буде необхідний номінал встановленої потужності АІН при заданому номіналі переданої активної потужності.

Отже, інваріантність ІЗС до значних позиційних переміщень і відповідних змін коефіцієнта зв'язку може бути досягнута двома способами: 1) механічне позиціонування для фіксації взаємного положення обох котушок індуктивного зв'язку; 2) деяка припустима варіація коефіцієнта зв'язку має бути компенсована системою керування силового інверторного перетворювача за рахунок зміни вихідної напруги і частоти інвертора. Недоліками першого шляху є складність, недостатня надійність і значна вартість. Другий шлях вимагає

попереднього теоретичного дослідження умов забезпечення високих енергетичних показників ІЗС разом і стабільності зарядного струму при зміні

коефіцієнта зв'язку за рахунок керування вихідною частотою і напругою інвертора. Вже виконаний попередній аналіз показав, що досягнення інваріантності шляхом амплітудного регулювання вихідної напруги АІН при незмінній резонансній частоті не є економічно доцільним, оскільки вимагає запасу по номінальній встановленій потужності передавального АІН, який збільшується пропорційно діапазону зміни коефіцієнту індуктивного зв'язку k . Іншим способом стабілізації зарядної потужності і струму при зміні умов зв'язку є частотне регулювання, яке вимагає додаткового дослідження.

2.2. ІЗС з використанням частотного регулювання резонансного LLC перетворювача.

Резонансний LLC перетворювач має багато переваг у порівнянні з послідовно-послідовним (SS) резонансним перетворювачем; він може стабілізувати вихідну напругу і струм при широкому діапазоні зміни навантажень і коефіцієнту зв'язку шляхом порівняно незначної зміни частоти перемикачів ключів інвертора [6,7,8]. В LLC перетворювачі може бути досягнута «м'яка» комутація, коли ключі перемикаються при нульовій напрузі (ZVS) у всьому робочому діапазоні [9,10]. Цьому сприяє природне використання всіх істотних паразитних параметрів елементів схеми перетворювача, в тому числі ємностей переходів напівпровідникових пристроїв та індуктивності намагнічування трансформатора. LLC перетворювачі мають більш високу ефективність (ККД), більш високу питому потужність при менших розмірах. Проте розробка таких перетворювачів пов'язана з багатьма проблемами, зокрема з тим, що резонансний LLC напівмостовий перетворювач виконує перетворення потужності з частотною модуляцією замість широтно-імпульсної модуляції, що потребує іншого підходу до проектування. Насамперед, з метою досягнення нижчих втрат на перемикання необхідно скоротити високочастотний діапазон регулювання робочої частоти.

Схема зарядного пристрою з використанням мостового резонансного LLC перетворювача представлена на рис.2.4. Загалом, LLC резонансна топологія DC/DC перетворення складається із трьох ланок, показаних на рисунку:

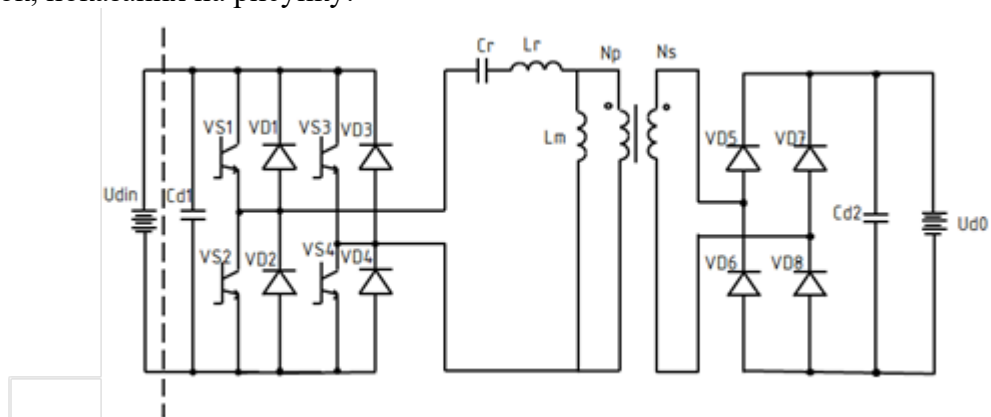


Рисунок 2.4. Схема мостового резонансного LLC перетворювача

Вихідна прямокутна напруга інвертора одночасно є вхідною напругою U_{in} ас резонансного контуру. Контур містить два індуктивних елементи: послідовну індуктивність розсіювання трансформатора, показану як резонансний дросель L_r та індуктивність намагнічування трансформатора L_m , яка використовується як додатковий індуктивний елемент, підключений паралельно до первинної обмотки трансформатора. Резонансна ємність C_r створюється послідовним резонансним конденсатором. Еквівалентна схема резонансного LLC перетворювача показана на рисунку 2.5.

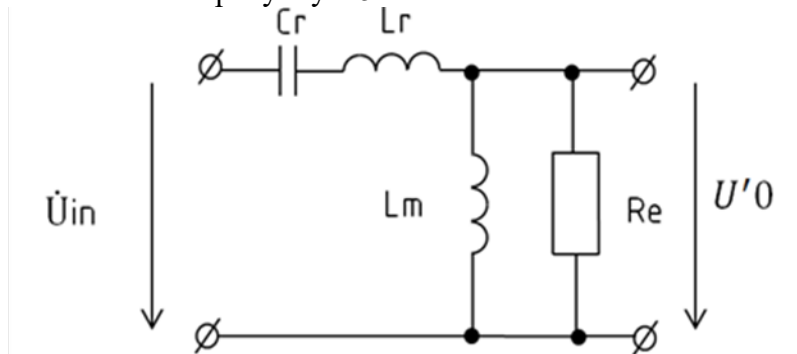


Рисунок 2.5. Еквівалентна схема резонансного LLC перетворювача

Оскільки індуктивність намагнічування відносно невелика, існує досить значний струм намагнічування I_m , який не бере участі у передачі потужності. Струм первинної обмотки (I_p) є сумою струму намагнічування і еквівалентного струму вторинної обмотки I_e , приведенного до первинної. Отже, резонансний перетворювач LLC має дві резонансні частоти. Елементи L_r і C_r утворюють високу резонансну частоту, а елементи L_m , L_r і C_r формують низьку резонансну частоту, які визначаються рівняннями

$$f_{r1} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}} \quad (2.11)$$

$$f_{r2} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_r + L_m) C_r}} \quad (2.12)$$

Характеристична частота перетворювача постійного струму близька до резонансної частоти f_{r2} у режимах, близьких до холостого ходу (під час легкого навантаження), але під час пікових навантажень характеристична частота перетворювача постійного струму наближається до f_{r1} . Випрямляч виробляє напругу постійного струму, випрямляючи змінний струм вторинної обмотки трансформатора за допомогою діодів та конденсатора.

3. Принципи проектування ІЗС на основі резонансного LLC перетворювача .

3.1. Коефіцієнт підсилення напруги перетворювача та його частотні характеристики.

Коефіцієнт підсилення напруги перетворювача можна розглядати як добуток коефіцієнтів передачі інверторного моста, резонансного контуру та коефіцієнта трансформації N_s/N_p . Коефіцієнт передачі повномостового інвертора дорівнює 1.

Коефіцієнт передачі резонансного контуру можна розрахувати, проаналізувавши еквівалентну резонансну схему, яка показана на рисунку 2.5.

$$K(Q, m, F_x) = \left| \frac{V_{0ac}(S)}{V_{inac}(S)} \right| = \frac{F_x^2(m-1)}{\sqrt{(mF_x^2-1) + F_x^2(F_x^2-1)^2(m-1)^2Q^2}} \quad (3.1)$$

$$\text{Де хвильовий опір: } Z_r = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (3.2)$$

$$\text{Добротність: } Q = \frac{\sqrt{\frac{L_r}{C_r}}}{R_{ac}} \quad (3.3)$$

Опір навантаження, приведений до первинної обмотки трансформатора:

$$R_{ac_min} = \frac{8}{\pi^2} \frac{N_p^2}{N_s^2} R_0 \quad (3.4)$$

де $R_0 = U_{do}/I_{do}$ – еквівалентний опір бортового акумулятора

$$\text{Коефіцієнт взаємноіндуктивного зв'язку: } K = \frac{L_m}{L_r} \quad (3.5)$$

$$\text{Індуктивність намагнічування: } L_m = \frac{X_m}{(2\pi f_r)} \quad (3.6)$$

$$\text{Резонансна індуктивність: } L_r = \frac{1}{(2\pi f_0)^2 C_r} \quad (3.7)$$

$$\text{Резонансна ємність: } C_r = \frac{1}{(2\pi f_0)^2 L_r} \quad (3.8) \quad C_r = \frac{1}{2\pi Q f_0 C_{ac}} \quad (3.9)$$

$$\text{Резонансна частота: } f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}} \quad (3.10)$$

$$\text{Нормована частота перемикавання: } F_x = \frac{f_s}{f_r} \quad (3.11)$$

Відношення загальної первинної індуктивності до резонансної індуктивності: $m = \frac{L_r + L_m}{L_r}$ (3.12)

Згідно з наведеними виразами на рисунку 3.1 побудовані графіки сімейства залежностей коефіцієнта передачі резонансного контуру K від нормованої частоти перемикавання F_x при різних значеннях добротності Q і значенні статичного параметра $m=6$

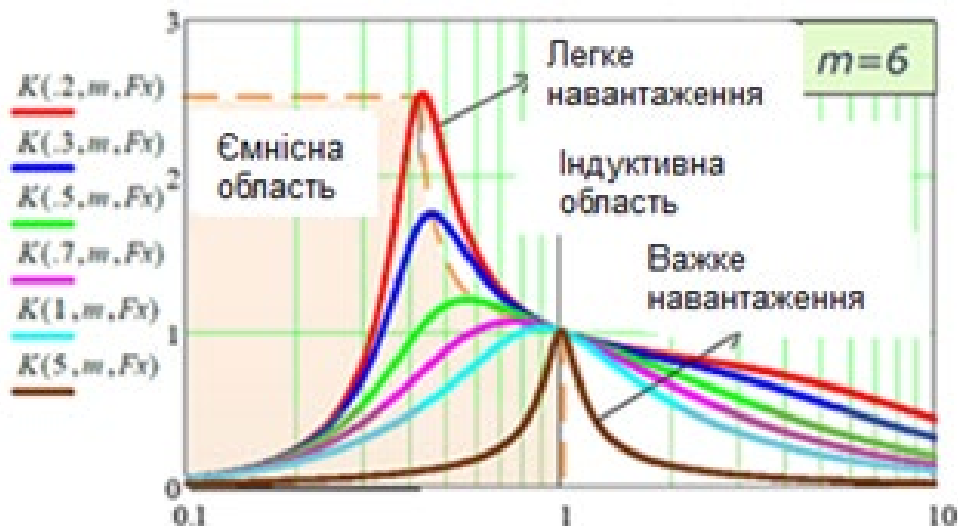


Рисунок 3.1. Графіки залежностей коефіцієнта передачі $K(Q, m, F_x)$

На рисунку 3.1 показано, що кожна крива має власну точку максимуму, яка одночасно є точкою розмежування між індуктивним та ємнісним характером опору резонансного контуру, отже, геометричне місце цих точок є лінією розмежування між виділеними областями індуктивного та ємнісного режимів. Визначення зазначених областей суттєво важливе, оскільки мета керування перетворювачем полягає в тому, щоб підтримувати режим безперебійної роботи лише в індуктивній області при будь-яких параметрах вхідної напруги та значеннях струму навантаження, не потрапляючи в ємнісну область. Ця вимога є необхідною, оскільки перемикання при нульовій напрузі (ZVS) може бути досягнуто лише в індуктивній області. Робота в ємнісній області призводить до жорсткої комутації зворотного діода, а також може спричинити високі стрибки струму та вихід силового ключа пристрою з ладу [10].

3.2 Режим роботи та методологія проектування резонансного LLC інвертора

Режими, в яких може працювати перетворювач, показані на рисунку 3.2:

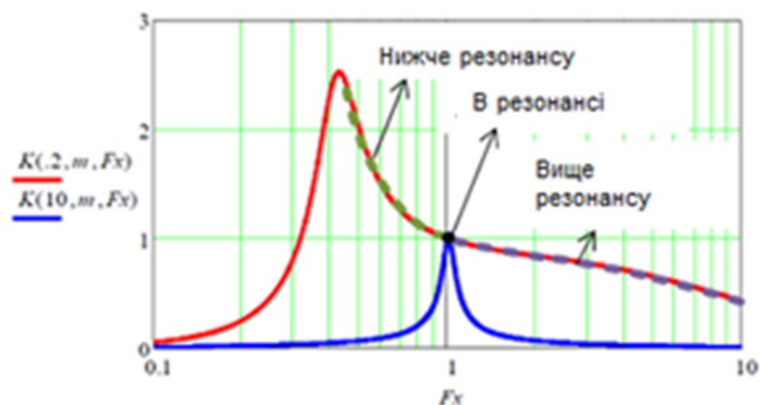


Рисунок 3.2. Три режими роботи перетворювача ($m=6$)

- 1) Коли частота перемикавання/робоча дорівнює резонансній частоті $f_s = f_r$;
- 2) Коли частота перемикавання більше резонансної частоти $f_s > f_r$;
- 3) Коли частота перемикавання менше резонансної частоти $f_s < f_r$.

З рисунку 3.2 видно, що при конкретних поєднаннях параметрів Q і m можлива робота перетворювача у всіх трьох режимах, якщо робоча точка не потрапляє в небезпечну ємнісну область.

Пріоритетом у визначенні оптимальних параметрів резонансного LLC перетворювача є успішне досягнення найкращої ефективності при одночасному забезпеченні необхідного підсилення для всіх можливих змін умов навантаження та мережі. Для цього необхідно з'ясувати найменшу частоту перемикавання, яку контролер перетворювача має обмежити, щоб всі робочі режими потрапляли б в індуктивну, а не в ємнісну область. На рисунку 3.3 показано блок-схему алгоритму, яка пояснює методологію проектування перетворювача

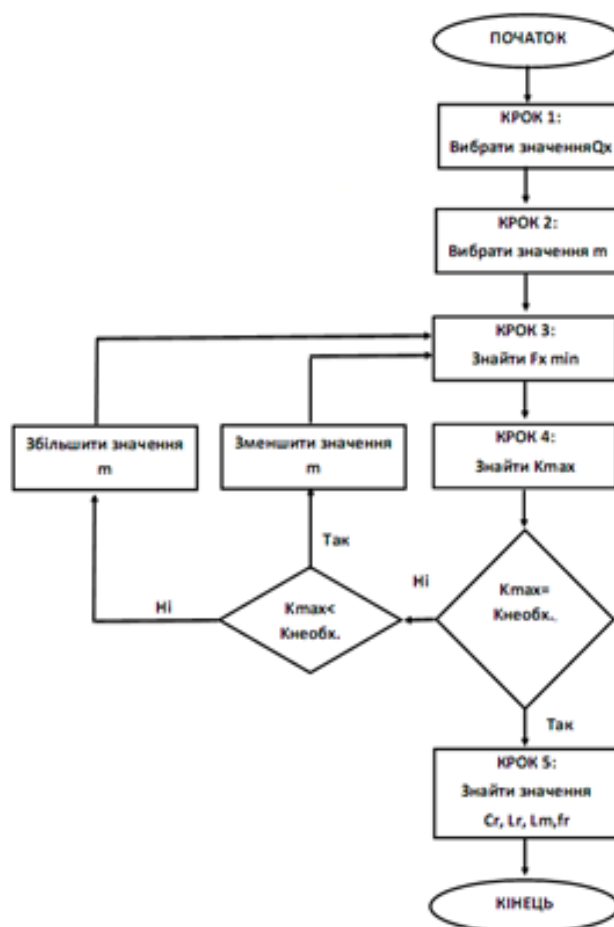


Рис. 3.3. Блок-схема алгоритму проектування LLC перетворювача

На першому кроці важливо встановити максимальне значення $Q_{\max}$, яке відповідає умовам максимального навантаження. Вплив добротності на можливість частотного регулювання напруги ілюструється відповідними залежностями коефіцієнта передачі напруги K , показаними на рисунку 3.4. При подальшому аналізі слід виходити з припущення, що для компенсації зміни умов зв'язку коефіцієнт передачі K має змінюватись в діапазоні від 0,8 до 1,2. З графіків $K(Q, m, F_x)$ на рис. 3.4 видно, що вибір низького значення Q ($Q=0,3$ – червона крива) дозволяє досягти більшого значення K , але за рахунок зменшення чутливості до частоти

модуляції області $f_s > f_r$. Тобто для досягнення мінімального коефіцієнта $K=0.8$ частота перемикавання повинна збільшитися у значно ширшому діапазоні, що призведе до додаткових втрат на перемикавання. При більш високому значенні Q ($Q=1$ – зелена крива) можна досягти мінімального $K=0.8$ при меншій частоті перемикавання, але в такому випадку не можна досягти максимального підсилення ($K=1.2$). Отже, оптимальним буде значення $Q_{\max}=0.5$ (синя крива), яке відповідає вимозі забезпечення необхідного діапазону регулювання коефіцієнта передачі напруги.

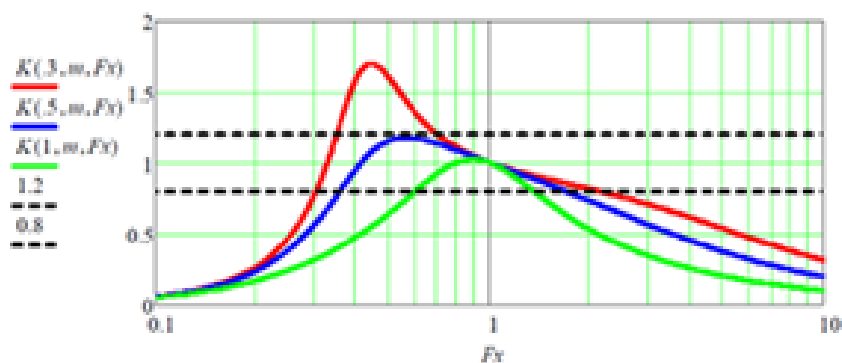


Рис.3.4. Частотні залежності коефіцієнта передачі резонансного контуру при різних значеннях Q ($m=12$)

На другому кроці встановлюється значення статичного параметра $m=(L_r+L_m)/L_r$. Для графічного відображення впливу значення m на роботу перетворювача на рисунку 3.5 побудовані графіки коефіцієнта передачі резонансного контуру, подібні показаним на рисунку 3.4, але для окремих значень m , таких як: $m=3$, $m=6$ і $m=12$.

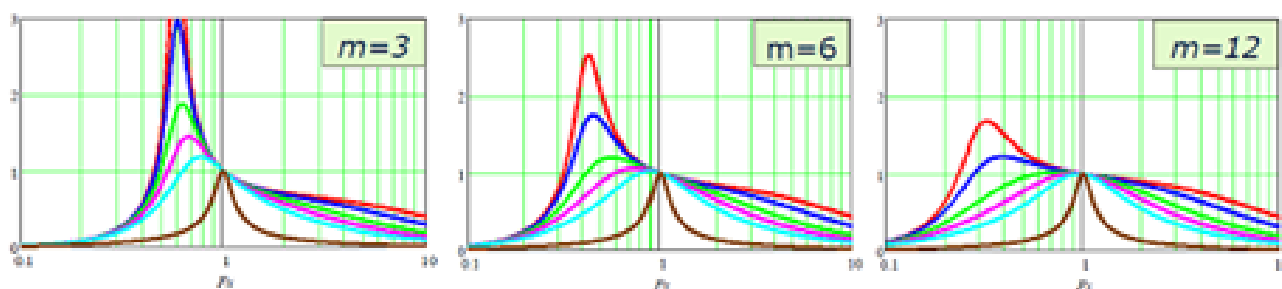


Рис. 3.5. Частотні залежності коефіцієнта передачі при різних значеннях m

Вибираючи довільно початкове значення m в діапазоні від 5 до 10, та виконуючи ітерації згідно з алгоритмом на рисунку 3.3, визначаємо оптимальне значення m , яке дозволяє досягти максимального коефіцієнта передачі, бажаного для різних умов навантаження.

На третьому кроці, коли значення $Q_{\max}$ та m вже визначені, вибрано і форму початкового значення визначено, знаходимо найменшу нормалізовану частоту перемикавання, яка гарантує роботу в індуктивній області. Ця частота відповідає умові максимуму коефіцієнта передачі. Як приклад, при $Q_{\max}=0.4$ і $m=6.3$

$$\left. \frac{d}{dF_x} K(Q, m, F_{x_{\min}}) \right|_{Q_{\max}=0.4, m=6.3} = 0 \quad (3.13)$$

Вирішуючи (3.13), знаходимо, що $F_{x_{\min}}=0.489$, як показано на рисунку 3.6

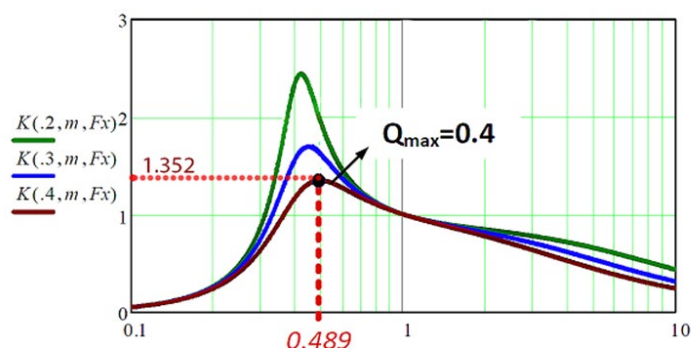


Рис. 3.6. Графіки коефіцієнта підсилення $K(Q, m, F_x)$.

На четвертому кроці згідно з рівнянням (3.14) перевіряємо, чи є максимальний коефіцієнт передачі достатнім при максимальному навантаженні

$$K_{max} = K(Q_{max}, m, F_{x_{min}}) \quad (3.14)$$

На п'ятому кроці, коли виконано ітерацій поточного алгоритму і досягнуте оптимальне значення m , можна перейти до розрахунку параметрів компонентів резонансного контуру. Рівняння (3.3), (3.4), (3.7), (3.8) можна використовувати для визначення для L_r і C_r . Значення L_m можна розрахувати за допомогою рівняння (3.12). Слід зазначити, що вибір резонансної частоти f_r не впливає на роботи LLC перетворювача і тому прямо не пов'язаний методологією його проектування. Частота f_r повинна вибиратися попередньо з урахуванням частотних властивостей обраних напівпровідникових ключів.

4. Опис лабораторної установки та результати досліджень.

Загальний вигляд установки, яка реалізує маломасштабний варіант індуктивної зарядної системи, показано на рисунку 4.1. Основу ІЗС складає резонансний інверторний LLC перетворювач наведена на рисунку 2.4. Силовий блок і система керування виконані на елементній базі, рекомендованій INFINEON. В мостовому інверторі використані MOSFET-ключі, а у випрямлячі – діоди Шоткі. Основу системи керування ключами інвертора складає контролер резонансного режиму ICE2HS01G разом з драйверами управління затворами LM5100AM/NOPB. Для стабілізації напруги і струму заряду використані відповідні зворотні зв'язки з ізолюючими DC/DC перетворювачами. Сигнали зворотних зв'язків програмно обробляються контролером ICE2HS01G, який коригує частоту інвертора і, відповідно, коефіцієнт передачі перетворювача таким чином, що зарядний струм (напруга) інваріантні до зміни умов індуктивного зв'язку.

Безконтактна передача енергії здійснюється через передавальну та приймальну котушки індуктивного зв'язку, виготовлені з Litz-дроту. Зовнішній вигляд котушок показано на рисунку 4.2.

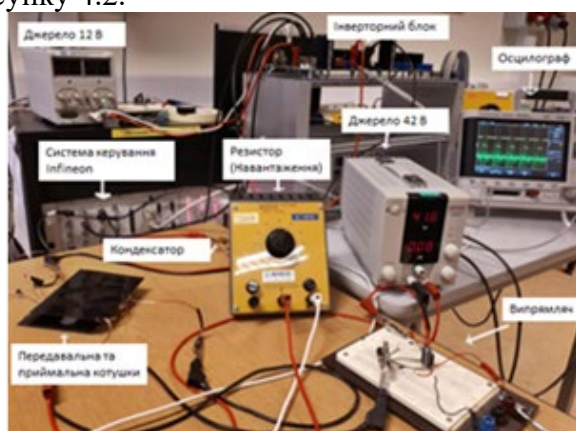


Рисунок 4.1. Зовнішній вигляд лабораторної установки



Рисунок 4.2. Передатвальна та приймальна котушки з Litz-дроту

Основні параметри установки: вхідна напруга: $U_{in} = 12$ В, DC; Вихідні напруга та струм: $U_o = 12$ В, $I_o = 1,5$ А, DC. Діапазон частот, $f_{min} - f_{max}$: 24.5 кГц – 74 кГц; резонансна частота: , $f_r = 50$ кГц.

Осцилограми вихідного струму перетворювача та показані на рисунку 4.3.



Рисунок 4.3. Форми сигналів вихідної напруги та струму LLC перетворювача лабораторної установки

Висновки

1. Виконано пошук енергоефективних принципів побудови та управління удосконаленої енергоефективної ІЗС, для малого електричного судна типу GMV Zero з забезпеченням стабілізації зарядного струму (потужності) незалежно від зміни умов індуктивного зв'язку. Зазначені принципи реалізовані на основі використання резонансного інверторного LLC перетворювача.
2. У даній роботі як теоретичне моделювання, так і експериментальні дослідження виконуються для перехресної перевірки ефективності проектних рішень для системи бездротової зарядки для малих електричних суден. Помічено, що результати моделювання MATLAB/SIMULINK добре узгоджуються з результатами лабораторних експериментів. Результати підтверджуються компактною та ефективною недорогою конструкцією лабораторного прототипу 12/12 В.

ЛІТЕРАТУРА

1. G. Gildi, J. A. Suul, F. Jensen, and I. Sørffonn, "Wireless Charging for Ships, High-power inductive charging for battery electric and plug-in hybrid vessels," IEEE Electrification Magazine, pp. 23 -32, Sept. 2017.
2. I. Nastali, "Electrified fishing in Norway," <https://www.imarest.org/themarineprofessional/item/2498-electrified-fishing-in-norway>, Institute of Marine Engineering, Science & Technology (IMAREST), The Marine Professional, July. 2016; retrieved on 21st December 2018.
3. GMV, "Bnr. 138 – GMZ Zero," <https://www.gmv.no/portfolio-item/bnr-138-gmv-zero/>, GMV Grovfjord Mek. Verksted AS, retrieved on 21st December, 2018.
4. Anish, "Battery Charging On Board Ship," Marine Insight, <https://www.marineinsight.com/marine-electrical/battery-charging-on-board-ship/>, retrieved 8th November, 2018.
5. MOBIMAR (Mobile Marine Applications), "Electric Propulsion and Charging," <http://www.mobimar.com/electric-propulsion-and-charging>, retrieved 13th November, 2018.
6. Z. Jianyun, C. Li, W. Bin, X. Linjuan, "Optimal design of a hybrid electric propulsive system for an anchor handling tug supply vessel," Applied Energy 226 (2018), pp. 423-436, 2018.
7. M. Lempriere, "Wireless power transfer: working on the future of electric vehicles,"

<https://www.power-technology.com/features/featurewireless-power-transfer-working-on-the-future-of-electric-vehicles-5933632/>, retrieved 2nd November, 2018.

8. G. Liu, and B. Zhang, "Dual-Coupled Robust Wireless Power Transfer Based on Parity-Time-symmetric Model," Chinese Journal of Electrical Engineering, Vol.4, No.2, pp. 50-55, June 2018.

9. T. Q. Dinh, T. M.N. Bui, J. Marco, C. Watts, J. I. Yoon, "Optimal Energy Management for Hybrid Electric Dynamic Positioning Vessels," IFAC Papers Online, pp. 98-103, 2018.

10. K. A. Kalwara, M. Aamir, and S. Mekhilef, "A design method for developing a high misalignment tolerant wireless charging system for electric vehicles, Measurement," Vol 118, pp. 237-245, March 2018.

Principles Of Construction And Management Of An Energy-Efficient Non-Contact Charging System Of A Small Electric Vessel

Zhuk O.K.¹, Dzysyuk Y.V.²

Admiral Makarov National University of Shipbuilding, Mykolayiv, Ukraine.

Abstract. High-capacity shore charging systems for battery ships using the latest technologies and components are considered: improved switching elements (connectors), wireless inductive energy transfer, ship power electronics, shore storage devices, optimization of the charging process. A comparative analysis of possible topological solutions of charging systems was performed, based on the condition of achieving the highest energy efficiency, taking into account the type of ship electric power system (SEE), the available charging time, the capabilities of the port electrical network and the high-level management strategy.

Keywords: battery ships with electric and hybrid propulsion power plants, contactless charging systems, inductive charging systems. power semiconductor resonant converters with amplitude and frequency modulation.