ІМПУЛЬС

РЕЗОНАНСНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ДЛЯ БЕЗКОНТАКТНОЇ ПЕРЕДАЧІ ЕЛЕКТРОЕНЕРГІЇ З ЧИСЛО-ІМПУЛЬСНИМ ТА ШИРОТНО-ІМПУЛЬСНИМ РЕГУЛЮВАННЯМ

Національний університет кораблебудування імені адмірала Макарова

Автор: Тарабанов Микола Родіонович
Керівник: Вінниченко Ірина Леонідівна, викладач

ЗМІСТ

ВСТУП……...……..3

1. ШЛЯХИ РЕАЛІЗАЦІЇ СИСТЕМ ДЛЯ БЕЗКОНТАКТНОЇ ПЕРЕДАЧІ ЕЛЕКТРОЕНЕРГІЇ…...……..……4
   1.1.Способи безконтактної передачі електроенергії…..…….…….4
   1.2.Схеми резонансних перетворювачів для безконтактної індуктивної передачі електроенергії……...6
2. СТРУКТУРНА СХЕМА ТА ПРИНЦИП РОБОТИ РЕЗОНАНСНОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА…….……7
   2.1. Електромагнітні процеси в силовій частині резонансного перетворювача для безконтактної передачі електроенергії ……..…….7
   2.2.Способи регулювання вихідних величин резонансних перетворювачів……...14
3. Імітаційне Моделювання резонансних перетворювачів з число-імпульсним та широтно-імпульсним регулюванням ……..……...……..18
   3.1.Опис структури та принципу роботи моделей……..……..18
   3.2.Моделювання та аналіз результатів…….……23
4. ВИСНОВКИ…….…….29
5. ЛІТЕРАТУРА……31

ВСТУП

За останні роки стрімко зросла кількість автономних електронних пристроїв малої і середньої потужності, які потребують постійного електроживлення або періодичної підзарядки акумуляторних батарей. Застосування традиційних кондуктивних інтерфейсів електроживлення зменшує надійність таких пристроїв через наявність тертьових контактів. Особливо вразливі до поломок мініатюрні роз'єми мобільних телефонів і планшетних комп'ютерів. Тому у теперішній час активно розвиваються системи безконтактного електроживлення, що використовують індуктивний або ємнісний зв'язок для передачі електроенергії на відстані від декількох міліметрів до декількох десятків сантиметрів.

Пристрої для безконтактної індуктивної передачі електроенергії представляють собою напівпровідникові перетворювачі, що містять магнітні системи з великим повітряним проміжком.

Ці пристрої використовуються в різних галузях промисловості, в тому числі для безперервного електроживлення обертових частин радарів, сервоприводів ланок маніпуляторів, зарядки акумуляторів автономних підводних роботів, живлення кардіоімплантів. Сюди можна віднести і електромобілі, кількість яких з кожним роком зростає, а з ними зростає і рентабельність розробки нових технологій зарядки вбудованих акумуляторів, зокрема і бездротових.

Використання перетворювачів з імпульсним регулюванням в системах для безконтактної передачі електроенергії ускладнене такими факторами, як значні динамічні втрати при перемиканні силових транзисторів при ненульових значеннях струму та напруги, що призводить до зниження ККД системи в цілому, та генерування електромагнітних завад в широкому діапазоні. Ці недоліки можна уникнути завдяки використанню резонансних перетворювачів з різними способами регулювання вихідного струму.

Отже, метою даної роботи є розробка та дослідження систем управління резонансними перетворювачами для бездротової передачі електроенергії з число—імпульсним та широтно—імпульсним регулюванням вихідного струму та їх порівняльний аналіз.

1 ШЛЯХИ РЕАЛІЗЗАЦІЇ СИСТЕМ ДЛЯ БЕЗКОНТАКТНОЇ ПЕРЕДАЧІ ЕЛЕКТРОЕНЕРГІЇ

1.1. Способи безконтактної передачі електроенергії

В наш час застосування безконтактної передачі електроенергії (БПЕ) необхідне в багатьох промислових системах електроживлення, де застосування гальванічних з'єднань небажане через вимоги техніки безпеки, а також через необхідність збереження максимальної рухливості споживачів. Для безконтактної передачі електроенергії найчастіше застосовуються індуктивні і ємнісні з'єднання (рис. 1.1 а, б відповідно). Індуктивне з'єднання досягається за рахунок використання трансформаторів з великим повітряним проміжком, конфігурація магнітопроводу яких залежить від призначення системи [1]. При ємнісному з'єднанні повітряний прошарок між обкладинками конденсатор грає роль діелектрика. Оскільки площа обкладок конденсатора для ємнісної БПЕ повинна збільшуватися пропорційно потужності пристрою, а для передачі енергії на великі відстані необхідно прикласти к обкладкам велику різницю потенціалів. Найбільше поширення ємнісні з'єднання отримали в пристроях потужністю до десятків мВт. Індуктивні з'єднання виявилися більш універсальні, і використовуються в системах потужністю від одиниць мВт до сотень кВт [1].

Пристрої для безконтактної індуктивної передачі електроенергії (БІПЕ) часто використовуються для безконтактного живлення електротранспорту та представляють собою потужні напівпровідникові перетворювачі з ланкою підвищеної частоти.

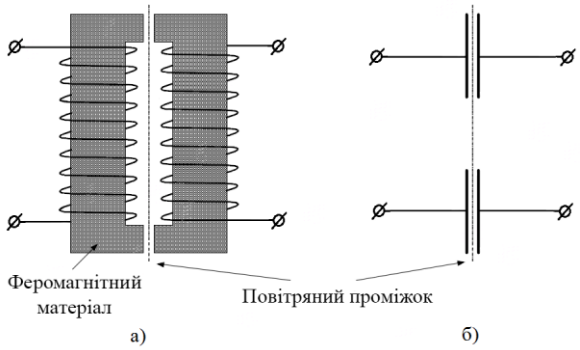


Рис. 1.1. Індуктивне (а) і ємнісне (б) з'єднання для БПЕ

Магнітні системи для БІПЕ, як для зарядки електротранспорту під час руху, так і для стаціонарної зарядки, проектуються на основі трансформаторів з великим повітряним проміжком. Еквівалентна схема заміщення якого містить великі активні і індуктивні опори розсіювання, а також малу індуктивність намагнічування [1]. Фактичні номінали цих індуктивностей і активних опорів обмоток залежать від розмірів котушок, величини повітряного проміжку, плоско-паралельного зміщення котушок (відстані між їх центрами в горизонтальній площині), швидкості руху споживача (при електроживленні під час руху) і частоти перетворення. Для компенсації впливу індуктивностей розсіювання необхідно підключення до них резонансні конденсатори, що дозволяє зменшити розсіювання магнітного потоку і досягти необхідної вихідної потужності при великому проміжку (до 300 мм). Номінали конденсаторів повинні бути підібрані таким чином, щоб резонансні частоти контурів, утворених індуктивностями розсіювання котушок приймача і передавача і даними конденсаторами, збігалися [2].

Таким чином, для забезпечення високоефективної БІПЕ необхідне використання багатоконтурних резонансних перетворювачів [1]. Завдяки резонансним властивостям контурів приймача і передавача стає можливою м'яка комутація силових ключів. Це дозволяє досягти комутаційних частот більше 100 кГц без багаторазового підвищення динамічних втрат в ключах, а також поліпшити форму струму, що протікає в обмотках трансформатора.

При роботі на частоті резонансу струм в обмотках буде практично синусоїдальним, що суттєво звузить діапазон генеруючих безконтактним з'єднанням високочастотних перешкод.

1.2. Схеми резонансних перетворювачів для безконтактної індуктивної передачі електроенергії

Блок-схема силової частини РП для безконтактної індуктивної передачі електроенергії приведено на рис.1.2.

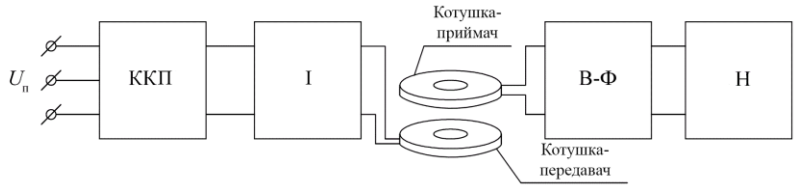


Рис.1.2. Блок-схема силової частини РП для БІПЕ

Пристрій складається з двох частин. Стаціонарна частина містить контур корекції потужності (ККП), високочастотний інвертор (І) і магнітну котушку, що виконує функцію антени-передавача. Мобільна частина включає котушку-приймач, випрямляч з фільтром (В-Ф) і навантаження (Н). Передача електроенергії відбувається за рахунок магнітного зв'язку між котушками-приймачем і передавачем.

Вихідна потужність індуктивної передачі обернено пропорційна величині повітряного проміжку і прямо пропорційна частоті перетворення. Тому використання резонансних перетворювачів, які забезпечують м'яку комутацію силових ключів, дозволяє досягти більшої потужності магнітної системи без збільшення динамічних втрат в ключах [2]. При цьому індуктивності розсіювання і намагнічування стануть частиною резонансного контуру, підключеного до виходу інвертора [3].

Відповідно до теорії зв'язаних коливань (Coupled Mode Theory), енергія коливань будь-якої природи з більшою ефективністю передається від

резонуючого об'єкта до резонуючого. Тому якщо в контури котушки-передавача і котушки-приймача включити резонансні конденсатори таких номіналів, що контури будуть налаштовані на одну і ту ж резонансну частоту, ККД індуктивної передачі також суттєво зросте. Цей ефект обумовлює використання для індуктивної передачі електроенергії РП. Послідовно-послідовна топологія (рис.1.3) являє собою аналог послідовно-паралельного РП, резонансний контур якого містить дві індуктивності [4].

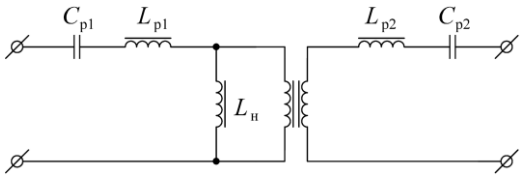


Рис.1.3. Послідовно-послідовна топологія РП для індуктивної передачі електроенергії.

Послідовне підключення резонансного конденсатора на стороні випрямляча надає перетворювачу властивості джерела постійної напруги. Основною перевагою даної топології є легкість розрахунку резонансного конденсатора на стороні інвертора, номінал якого повинен вибиратися тільки виходячи з бажаної резонансної частоти і величин індуктивностей розсіювання і номіналу конденсатора на стороні випрямляча. При роботі на резонансній частоті регулювальна характеристика не залежить від величини навантаження [2]. В такому перетворювачі стабілізація вихідного струму доречно здійснювати за рахунок регулювання.

2. СТРУКТУРНА СХЕМА ТА ПРИНЦИП РОБОТИ РЕЗОНАНСНОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА

2.1. Електромагнітні процеси в силовій частині резонансного перетворювача для безконтактної передачі електроенергії

Структуру РП для БІПЕ можна уявити як двомостовой перетворювач, роль резонансного інвертора в якому виконують міст М1 і резонансна ланцюг, а роль випрямляча - міст М2 (рис. 2.1). Резонансна ланцюг утворена

елементами $L_{р1}$, $C_{р1}$, $L_н$, $L_{р2}$, $C_{р2}$. Активні втрати резонансного контуру представлені опором $R_{1\Sigma}$, $R_{2\Sigma}$. Напругу живлення представлено джерелом ЕРС $E_и$, противо-ЕРС навантаження показана як $E_н$.

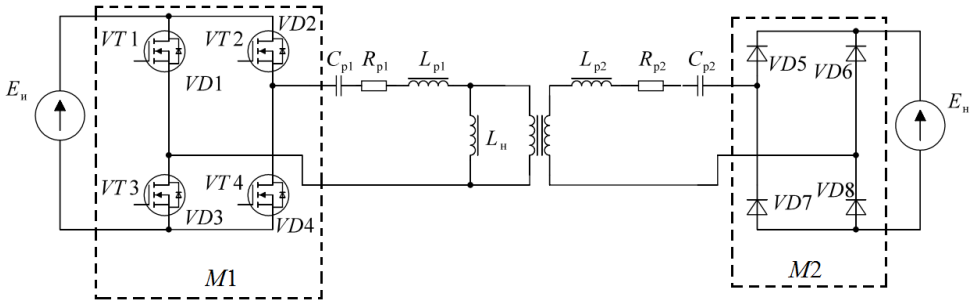


Рис. 2.1. Узагальнена структура силової частини РП для БІПЕ

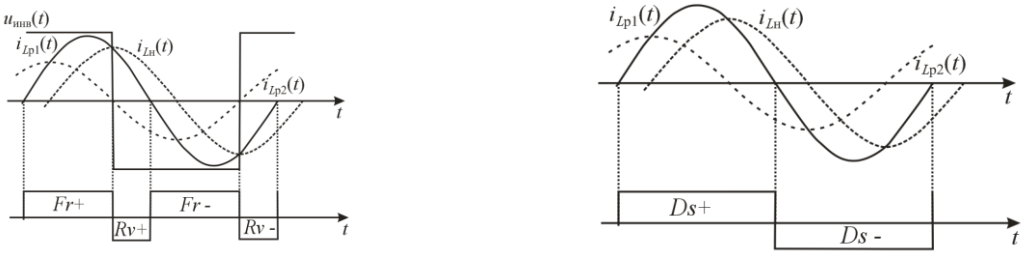
Кожен напівперіод резонансних коливань можна умовно розділити на інтервали, протягом яких енергія передається в одному напрямку. Ці інтервали також називаються фазами перетворення.

Характерні фази перетворення для послідовно-послідовного РП представлені на рис. 2.2.

Протягом напівперіоду перетворення при передачі енергії в контур можна виділити наступні фази перетворення:

- пряму фазу ***Fr***, під час якої енергія передається від джерела в навантаження;

- реверсну фазу ***Rv***, протягом якої енергія контуру частково рекуперується в джерело, а частково передається в навантаження.



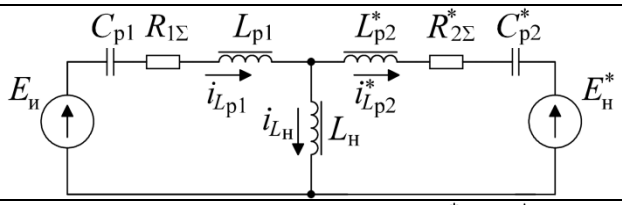
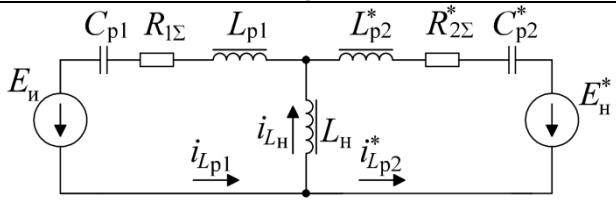
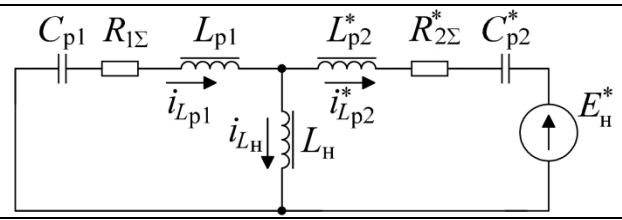
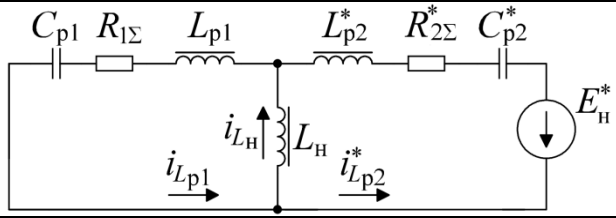
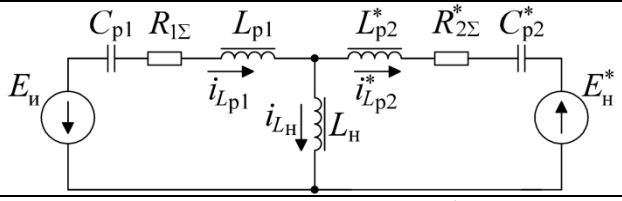
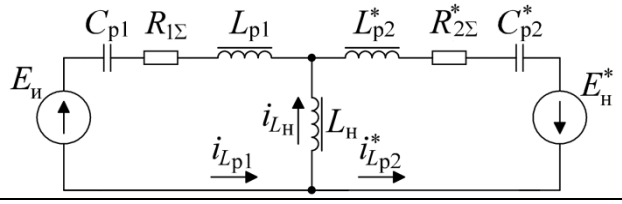
а б

Рис. 2.2. Фази перетворення послідовно-послідовного РП: а – передача енергії в контур, б – розсіювання енергії, запасеної в контурі

Під час реверсної фази різниця струмів, що протікають через індуктивність розсіювання первинної обмотки і індуктивність намагнічування I_{Lp1}-$I_{Lн}$=I_{Lp2}, змінює знак, що призводить до наростання струму в навантаженні. Струм I_{Lp1} при цьому протікає назустріч ЕРС джерела. У цій фазі досягаються умови для ПНН.

Таблиця 2.1

Еквівалентні схеми заміщення послідовно-послідовного РП для наведених фаз перетворення

Фаза пре-образова-ния	Условный знак резонансного тока	Замкну-тые ключи	Эквивалентная схема
Fr	+	VT2 VT3 VD5 VD8	
	–	VT1 VT4 VD6 VD7	
Ds	+	VT3 VT4 VD5 VD8	
	–	VT3 VT4 VD6 VD7	
Rv	+	VD1 VD4 VD5 VD8	
	–	VD2 VD3 VD6 VD7	

Під час розсіювання енергії контуру може бути виділена тільки одна фаза перетворення ***Ds***, під час якої збережена в контурі енергія розсіюється на навантаження.

Еквівалентні схеми заміщення послідовно-послідовного РП для наведених фаз перетворення наведені в таблиці 1.

Опір і індуктивність розсіювання вторинної обмотки повинні бути приведені до первинної обмотці:

$$L^*_{\text{р2}} = n^2 \cdot k \cdot L_{\text{р2}}; \qquad R^*_{2\Sigma} = n^2 \cdot k \cdot R_{2\Sigma}; \qquad C^*_{\text{р2}} = n^2 \cdot k \cdot C_{\text{р2}};$$

$$E^*_{\text{н}} = n \cdot k \cdot E_{\text{н}}; \qquad i^*_{L\text{р2}} = \frac{i_{L\text{р2}}}{k \cdot n},$$

де n - коефіцієнт трансформації, k - коефіцієнт зв'язку.

Для дослідження електромагнітних процесів в силовій частині перетворювача, отримаємо рішення систем в векторно-матричному вигляді за допомогою методу змінних стану. Керованою змінною є струм на виході перетворювача $y(t) = i_н(t) = i_{L\text{р2}}(t)$, керуючою – кількість імпульсів напруги у фазі накачки n_{FrRv}. Процеси, що відбуваються в резонансному контурі, характеризуються вектором стану – $\mathbf{x}^{\text{T}}(t) = [i_{L\text{р1}}(t)\ i_{L\text{н}}(t)\ u_{C\text{р1}}(t)\ u_{C\text{р2}}(t)]$.

Для позитивної півхвилі резонансного струму фази перетворення ***Fr*** в векторно-матричному вигляді система рівнянь, що описує електромагнітні процеси, має вид:

$$\dot{\mathbf{x}}(\text{t}) = \mathbf{A}_{Fr+} \cdot \mathbf{x}(\text{t}) + \mathbf{B}_{Fr+} \cdot \mathbf{E}; \qquad (2.1)$$

$$y(t) = \mathbf{C}_{Fr+} \cdot \mathbf{x}(t). \qquad (2.2)$$

Матриця **A** описує топологію кола, матриця **B** – підключення джерела та навантаження до резонансного контуру, матриця **C** – напрям струмів в контурі. $\mathbf{E}^{\text{T}}=[E_{\text{и}}\ E_{\text{н}}]$.

$$\mathbf{A}_{Fr+}=\begin{bmatrix} -\frac{K_{RL}}{K_L} & \frac{L_{н}R_{\Sigma 2}}{K_L} & -\frac{L_{р2}+L_{н}}{K_L} & -\frac{L_{н}}{K_L} \\ \frac{L_{р1}R_{\Sigma 2}-L_{р2}R_{\Sigma 1}}{K_L} & -\frac{L_{р1}R_{\Sigma 2}}{K_L} & -\frac{L_{р2}}{K_L} & \frac{L_{р1}}{K_L} \\ \frac{1}{C_{р1}} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_{р2}} & -\frac{1}{C_{р2}} & 0 & 0 \end{bmatrix};\ \mathbf{B}_{Fr+}=\begin{bmatrix} \frac{L_{р2}+L_{н}}{K_L} & -\frac{L_{н}}{K_L} \\ \frac{L_{р2}}{K_L} & \frac{L_{р1}}{K_L} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{C}_{Fr+}=\begin{bmatrix}1 & -1 & 0 & 0\end{bmatrix},$$

де $K_L = L_{р1}L_{р2} + L_{р1}L_{н} + L_{р2}L_{н}$; $K_{RL} = R_{\Sigma 1}L_{р2} + R_{\Sigma 1}L_{н} + R_{\Sigma 2}L_{н}$.

Рівняння для негативної півхвилі фази перетворення ***Fr*** ідентичні з точністю до знаків при величинах ЕДС, тобто $\mathbf{B}_{Fr-} = -\mathbf{B}_{Fr+}$. Виконується ріпвність, справедлива й для інших фаз перетворення:

$$\mathbf{x}(t + T_{к}/2) = \mathbf{M} \cdot \mathbf{x}(t), \qquad (2.3)$$

де $\mathbf{M} = -\mathbf{I}$, $\mathbf{I}$ - одинична діагональна матриця.

Для позитивної півхвилі резонансного струму фази перетворення ***Rv*** в векторно-матричному вигляді система рівнянь, що описує електромагнітні процеси, має вид:

$$\dot{\mathbf{x}}(\mathrm{t}) = \mathbf{A}_{Rv+} \cdot \mathbf{x}(\mathrm{t}) + \mathbf{B}_{Rv+} \cdot \mathbf{E}; \qquad (2.4)$$

$$y(t) = \mathbf{C}_{Rv+} \cdot \mathbf{x}(t). \qquad (2.5)$$

$$\mathbf{A}_{Rv+}=\begin{bmatrix} -\frac{K_{RL}}{K_L} & \frac{L_{н}R_{\Sigma 2}}{K_L} & -\frac{L_{р2}+L_{н}}{K_L} & -\frac{L_{н}}{K_L} \\ \frac{L_{р1}R_{\Sigma 2}-L_{р2}R_{\Sigma 1}}{K_L} & -\frac{L_{р1}R_{\Sigma 2}}{K_L} & -\frac{L_{р2}}{K_L} & \frac{L_{р1}}{K_L} \\ \frac{1}{C_{р1}} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_{р2}} & -\frac{1}{C_{р2}} & 0 & 0 \end{bmatrix};\ \mathbf{B}_{Rv+}=\begin{bmatrix} -\frac{L_{р2}+L_{н}}{K_L} & -\frac{L_{н}}{K_L} \\ -\frac{L_{р2}}{K_L} & \frac{L_{р1}}{K_L} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{C}_{Rv+} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

Для негативної півхвилі також справедливий вираз: $\mathbf{B}_{Rv-} = -\mathbf{B}_{Rv+}$.

Для позитивної півхвилі резонансного струму фази перетворення ***Ds*** в векторно-матричному вигляді система рівнянь, що описує електромагнітні процеси, має вид:

$$\dot{\mathbf{x}}(\mathrm{t}) = \mathbf{A}_{Ds+} \cdot \mathbf{x}(\mathrm{t}) + \mathbf{B}_{Ds+} \cdot \mathbf{E}; \qquad (2.6)$$

$$y(t) = \mathbf{C}_{Ds+} \cdot \mathbf{x}(t). \qquad (2.7)$$

$$\mathbf{A}_{Ds+} = \begin{bmatrix} -\dfrac{K_{RL}}{K_L} & \dfrac{L_{\text{н}} R_{\Sigma 2}}{K_L} & -\dfrac{L_{\text{p2}} + L_{\text{н}}}{K_L} & -\dfrac{L_{\text{н}}}{K_L} \\ \dfrac{L_{\text{p1}} R_{\Sigma 2} - L_{\text{p2}} R_{\Sigma 1}}{K_L} & -\dfrac{L_{\text{p1}} R_{\Sigma 2}}{K_L} & -\dfrac{L_{\text{p2}}}{K_L} & \dfrac{L_{\text{p1}}}{K_L} \\ \dfrac{1}{C_{\text{p1}}} & 0 & 0 & 0 \\ \dfrac{1}{C_{\text{p2}}} & -\dfrac{1}{C_{\text{p2}}} & 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{B}_{Ds+} = \begin{bmatrix} 0 & -\dfrac{L_{\text{н}}}{K_L} \\ 0 & \dfrac{L_{\text{p1}}}{K_L} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{C}_{Ds+} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 & 0 \end{bmatrix};$$

$\mathbf{B}_{Ds-} = -\mathbf{B}_{Ds+}$.

Введемо позначення: $\mathbf{A}_{Ds+} = \mathbf{A}_{Rv+} = \mathbf{A}_{Fr+} = \mathbf{A}_{Ds-} = \mathbf{A}_{Rv-} = \mathbf{A}_{Fr-} = \mathbf{A}_{SS}$;

$\mathbf{C}_{Ds+} = \mathbf{C}_{Rv+} = \mathbf{C}_{Fr+} = \mathbf{C}_{Ds-} = \mathbf{C}_{Rv-} = \mathbf{C}_{Fr-} = \mathbf{C}_{SS}$; $\mathbf{B}_{Fr-} = -\mathbf{B}_{Fr+} = -\mathbf{B}_{Fr}$;

$\mathbf{B}_{Rv-} = -\mathbf{B}_{Rv+} = -\mathbf{B}_{Rv}$; $\mathbf{B}_{Ds-} = -\mathbf{B}_{Ds+} = -\mathbf{B}_{Ds}$.

Рішеннями векторно-матричних диференційних рівнянь є функції:

а) фаза перетворення ***Fr***, позитивна півхвиля ($kT_{\text{к}} < t < t_{Fr+}$):

$$\mathbf{x}(t) = e^{\mathbf{A}_{SS}(t - kT_{\text{к}})} \cdot \mathbf{x}(kT_{\text{к}}) + \mathbf{D}_{SS}(t - kT_{\text{к}}) \cdot \mathbf{B}_{Fr} \cdot \mathbf{E}; \qquad (2.8)$$

б) фаза перетворення ***Fr***, негативна півхвиля ($((k+1/2)T_{\text{к}} < t < t_{Fr-}$):

$$\mathbf{x}(t) = e^{\mathbf{A}_{SS}(t-(k+\frac{1}{2})T_к)} \cdot \mathbf{x}((k+\frac{1}{2})T_к) - \mathbf{D}_{SS}(t-(k+\frac{1}{2})T_к) \cdot \mathbf{B}_{Fr} \cdot \mathbf{E}; \quad (2.9)$$

в) фаза перетворення ***Rv***, позитивна півхвиля ($kT_к+t_{Fr+}<t<(k+1/2)T_к$):

$$\mathbf{x}(t) = e^{\mathbf{A}_{SS}(t-kT_к+t_{Fr})} \cdot \mathbf{x}(kT_к + t_{Fr}) + \mathbf{D}_{SS}(t-kT_к - t_{Fr}) \cdot \mathbf{B}_{Rv} \cdot \mathbf{E}; \quad (2.10)$$

г) фаза перетворення ***Rv***, негативна півхвиля ($(k+1/2)T_к+t_{Fr+}<t<kT_к$):

$$\mathbf{x}(t) = e^{\mathbf{A}_{SS}(t-(k+\frac{1}{2})T_к-t_{Fr})} \cdot \mathbf{x}((k+\frac{1}{2})T_к + t_{Fr}) -$$

$$- \mathbf{D}_{SS}(t-(k+\frac{1}{2})T - t_{Fr}) \cdot \mathbf{B}_{Rv} \cdot \mathbf{E}; \quad (2.2.17)$$

д) фаза перетворення ***Ds***, позитивна півхвиля ($(k+n_{FrRv})\cdot T_к<t<(k+1/2+n_{FrRv})\cdot T_к$):

$$\mathbf{x}(t) = e^{\mathbf{A}_{SS}(t-(k+n_{FrRv})\cdot\frac{T_к}{2})} \cdot \mathbf{x}((k+n_{FrRv})\cdot\frac{T_к}{2}) +$$

$$+ \mathbf{D}_{SS}(t-(k+n_{FrRv})\cdot\frac{T_к}{2}) \cdot \mathbf{B}_{Ds} \cdot \mathbf{E}; \quad (2.2.18)$$

е) фаза перетворення ***Ds***, негативна півхвиля ($(k+1/2+n_{FrRv})\cdot T_к<t<(k+1+n_{FrRv})\cdot T_к$):

$$\mathbf{x}(t) = e^{\mathbf{A}_{SS}(t-(k+1+n_{FrRv})\cdot\frac{T_к}{2})} \cdot \mathbf{x}((k+1+n_{FrRv})\cdot\frac{T_к}{2}) -$$

$$- \mathbf{D}_{SS}(t-(k+1+n_{FrRv})\cdot\frac{T_к}{2}) \cdot \mathbf{B}_{Ds} \cdot \mathbf{E}, \quad (2.2.19)$$

где

$$\mathbf{D}_{SS} = \int_0^t e^{\mathbf{A}_{SS}(t-\psi)} d\psi = \mathbf{A}_{SS}^{-1} \cdot (\mathbf{I} - e^{\mathbf{A}_{SS}t}); \quad (2.2.20)$$

I – одинична діагональна матриця.

Середнє значення вихідного струму за півперіод накачки контуру (фази ***Fr***, ***Rv***) можна визначити як:

$y_{срSS}(0) = i_{н.срSS} = \mathbf{C}_{SS\Sigma} \cdot x(0) + \mathbf{D}_{SS\Sigma} \cdot \mathbf{E}$, де

$$\mathbf{C}_{SS\Sigma} = \frac{1}{n}\left(\mathbf{C}_1 \cdot \left(\sum_N e^{N\mathbf{A}_{SS}\frac{T_к}{2}} - \sum_M e^{M\mathbf{A}_{SS}\frac{T_к}{2}} \right) + \mathbf{C}_2 \cdot \left(\sum_P e^{P\mathbf{A}_{SS}\frac{T_к}{2}} - \sum_Q e^{Q\mathbf{A}_{SS}\frac{T_к}{2}} \right) \cdot e^{n_{FrRv}\mathbf{A}_{SS}\frac{T_к}{2}} \right);$$

$$\mathbf{D}_{SS\Sigma} = \frac{1}{n}\left(\mathbf{C}_1 \cdot \left(\sum_N K_1(N) - \sum_M K_1(M) \right) + \mathbf{C}_2 \cdot \left(\sum_P \left[e^{P\mathbf{A}_{SS}\frac{T_к}{2}} K_1(n_{FrRv}) \right] - \right. \right.$$

$$\left. \left. - \sum_Q \left[e^{Q\mathbf{A}_{SS}\frac{T_к}{2}} K_1(n_{FrRv}) \right] + \sum_P K_2(P) - \sum_Q K_2(Q) \right) + n_{FrRv} \cdot \mathbf{D}_1 + n_{Ds} \cdot \mathbf{D}_2 \right);$$

$$K_1(N) = \sum_{i=1}^{N} (-1)^{(i+N-2)} e^{\mathbf{A}_{SS}[i-k_{FrSS}]\frac{T_к}{2}} \cdot \mathbf{D}_{SS}(k_{FrSS}\frac{T_к}{2}) \cdot \mathbf{B}_{Fr} +$$

$$+ \sum_{j=0}^{N-1} (-1)^{(j+N-1)} e^{j\mathbf{A}_{SS}\frac{T_к}{2}} \mathbf{D}_{SS}((1-k_{FrSS})\frac{T_к}{2}) \cdot \mathbf{B}_{Rv};$$

$$K_2(P) = (-1)^{n_{FrRv}} \sum_{i=0}^{(P-1)} (-1)^{(i+P-1)} e^{i\mathbf{A}_{SS}\frac{T_к}{2}} \mathbf{D}_{SS}\left(\frac{T_к}{2}\right) \mathbf{B}_{Ds}, \text{ де}$$

$N = 0,2,...[n_{FrRv}/2]$ - номери позитивних напівхвиль резонансного струму при передачі енергії в контур;

$M = 1,3,...[n_{FrRv}/2]-1$ - номери негативних напівхвиль резонансного струму при передачі енергії в контур;

$P = 0,2,...[n_{Ds}/2]$ - номери позитивних напівхвиль резонансного струму при розсіюванні енергії контуру;

$Q = 1,3,...[n_{Ds}/2]-1$ - номери негативних напівхвиль резонансного струму при розсіюванні енергії контуру.

2.2 Способи регулювання вихідних величин резонансних перетворювачів.

Дану отриману узагальнену структурну схему РП змоделюємо у двох варіантах систем управління: ШІМ та число-імпульсному. Розглянемо ці два способи регулювання.

Спосіб широтно-імпульсної модуляції (ШІМ) є одним з найбільш широко поширених способів регулювання вихідних параметрів ПП усіх

топологій, в тому числі і резонансних. Регулювання вихідної величини проводиться шляхом зміни тривалості підключення навантаження інвертора до джерела живлення при незмінній комутаційній частоті. Залежно від типу силових вентилів і топології силової частини перетворювачів застосовуються такі типи ШІМ: з регульованою тривалістю включення; з регульованою тривалістю к.з. вхідних затискачів інвертора; з зв'язно-імпульсної комутацією; з двоступеневою комутацією; з прямою (одноступінчастою) комутацією.

Регулювання шляхом зміни тривалістю к.з. вхідних затискачів інвертора можливо тільки в паралельних инверторах, на вході яких є дросель з великою індуктивністю. Цей спосіб дозволяє здійснити плавне регулювання вихідної величини, але має невисокий ККД. Регулювання тривалістю включення тиристорів використовується, як правило, в послідовних інверторах, що мають стійкі пускові характеристики. Даний спосіб регулювання не забезпечує достатньої стабільності і форми вихідної напруги. Спосіб зі зв'язно-імпульсною комутацією тиристорів інвертора на магнітозв'язних комутуючих дроселях обмежений по частоті комутації діапазоном одиниць кілогерц. Інвертори з двоступеневою комутацією забезпечують широкий діапазон регулювання вихідної величини, але додаткові комутаційні ланцюга погіршують масогабаритні показники і збільшують втрати. Найбільш ефективним є спосіб з прямою (одноступінчатою) комутацією. Даний спосіб регулювання дозволяє уникнути вимушеної комутації тиристорів. Вимкнення тиристорів здійснюється напругою конденсатора, включеного в ланцюг змінного струму, і прямою комутацією постійним по знаку вхідною напругою [2].

При регулюванні транзисторних інверторів за допомогою ШІМ діапазон регулювання, в якому забезпечується природна комутація ключів, невеликий. Розширення діапазону регулювання за ці межі призводить до необхідності примусової комутації ключів при великих значеннях струмів в контурі, що збільшує комутаційні втрати.

При збільшенні глибини регулювання також виникають циркуляційні струми в резонансному контурі, при малих значеннях скважності імпульсів вони можуть досягати значних величин, через що суттєво знижується ККД перетворювача. В таких режимах встановлена потужність реактивних елементів при невеликій потужності навантаження може значно перевищувати активну потужність.

При використанні ШІМ в РП для БІПЕ через зменшення ККД під час регулювання номінальна споживана потужність перетворювача повинна бути збільшена для збереження необхідної вихідної потужності у всьому діапазоні регулювання.

Мінімальними динамічними втратами характеризуються РП з регулюванням, заснованому на способах низькочастотної модуляції, - число-імпульсним і релейним. При даних способах регулювання комутація силових ключів здійснюється тільки на частоті резонансу, а форма струму підтримується синусоидальною у всьому діапазоні регулювання [5, 2]. При число-імпульсному регулюванні одноконтурних РП з послідовним резонансним контуром моменти комутації збігаються з моментами переходу резонансного струму через нуль, тобто забезпечуються ідеальні умови комутації. При регулюванні багатоконтурних перетворювачів, таких як РП для БІПЕ описаних топологій, моментом комутації є момент рівності резонансного струму в первинної індуктивності розсіювання і струму намагнічування [4]. Перетворювачі з число-імпульсним і релейним регулюванням мають практично лінійні регулювальні і жорсткі зовнішні характеристики. До недоліків способу слід віднести дискретність регулювання, оскільки керуюча величина повинна дорівнювати цілому числу півхвиль коливань резонансного струму. Цей недолік практично не буде проявлятися в додатках БІПЕ, пов'язаних з зарядкою акумуляторних батарей, так як РП для безконтактної зарядки повинен забезпечувати підтримку на виході певних дискретно заданих рівнів зарядного струму протягом тривалого часу. Можливість збереження комутаційної частоти, рівної

резонансної, у всьому діапазоні регулювання і підтримку синусоїдальної форми струму роблять дані способи найбільш ефективними при регулюванні вихідного струму РП для БІПЕ.

Так найбільш ефективним для вирішення завдань безконтактної передачі електроенергії є число-імпульсний спосіб регулювання, що дозволяє зберігати комутаційну частоту, рівну резонансної, у всьому діапазоні регулювання. Застосування даного способу до регулювання вихідного струму багатоконтурних РП для БІПЕ вимагає вирішення специфічних завдань синхронізації моментів комутації з моментами рівності резонансного струму в первинної індуктивності розсіювання і струму намагнічування.

Застосування число-імпульсного регулювання з підстроюванням фазового зсуву дозволить знизити чутливість РП для безконтактної зарядки до зміни параметрів магнітної системи, а також зберегти високий ККД передачі в широкому діапазоні регулювання.

Але в той же час система управління, що базується на число-імпульсному регулюванні більш складна в побудові і реалізації ніж на ШІМ. У наступному розділі буде розглянуто обидва способи регулювання через моделювання систем з управлінням, що базується на кожному з них.

3. ІМІТАЦІЙНЕ МОДЕЛЮВАННЯ РЕЗОНАНСИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ З ЧИСЛО-ІМПУЛЬСНИМ ТА ШИРОТНО-ІМПУЛЬСНИМ РЕГУЛЮВАННЯМ

3.1. Опис структури та принципу роботи моделей

Для дослідження двох методів регулювання РП (резонансним перетворювачем) – число-імпульсного та ШІМ, побудуємо дві моделі: одна із СУ (системою управління), що базується на число-імпульсному методі управління, друга із СУ, що базується на ШІМ.

Спочатку розглянемо модель з СУ на число-імпульсному методі. За основу силової частини була взята структурна схема силової частини РП для БІПЕ з рис.2.1. Створення моделі та її моделювання проводилося в програмному комплексі MATLAB [8].

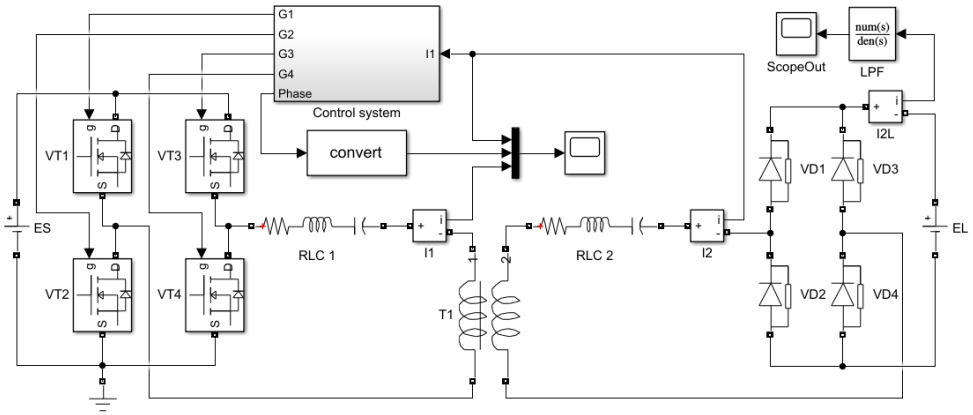


Рис. 3.1. SIMULINK модель РП для БІПЕ з СУ на число-імпульсному методі

Серед особливостей даної моделі можна відзначити декілька пунктів. Пункт перший – блок навантаження. В даній моделі в якості навантаження використовується блок джерело ЕДС (на схемі – блок EL), а в якості головного параметру навантаження виступає падіння напруги на навантаженні, що дозволяється [7]. Другий пункт – фільтр нижніх частот (на схемі – блок LPF). У даній моделі цей фільтр використовувався тільки для того, щоб перетворити данні про струм вторинного контуру у формат кращий

для подальшої обробки після моделювання. Передбачається, що саме навантаження нормально працює з імпульсним струмом і найближчим аналогом з реальним аналогом його є акумуляторна батарея. Третій пункт – зв'язок між вторинним контуром та системою управління першого контуру (на схемі – зв'язок між блоками I2 та Control system). У даній системі передбачається абсолютна бездротовість, так система управління не може отримувати дані про значення струму у вторинному контурі напряму, а тільки або через різні бездротові інтерфейси (наприклад Bluetooth або Wi-fi), що призведе до затримок через процеси кодування, пересилки, декодування сигналу; або за допомогою нейронної мережі, що буде видавати у систему керування очікувані дані про струм вторинного контуру, на основі даних про обидва контури. У даній моделі цей зв'язок спрощено і передбачається що обмін даними просто виконується, не важливо яким саме методом.

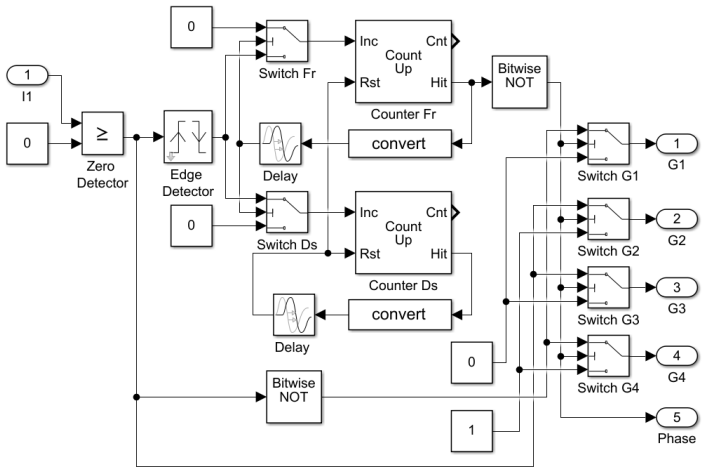


Рис. 3.2. SIMULINK модель СУ на число-імпульсному методі для РП для БІПЕ

Система починає працювати отримуючи значення струму з вторинного контуру (I2). Це значення деяким способом подається в систему управління (на схемі – блок Control system). Початкове значення струму вторинного контуру I2=0. Отримане значення струму вторинного контуру (I2) порівнюється з нулем через блок «більше або дорівнює» (на схемі – блок Zero Detector). Даний блок видає на виході значення 1, якщо струм I2>=0 і значення 0, якщо I2<0. Далі цей сигнал (виходу блоку Zero Detector)

обробляється детектором фронту (на схемі – блок Edge Detector). На вихід блоку імпульсом подається значення 1 коли відбувається зміна фронту вхідного сигналу (враховуються обидва фронти: наростаючий і спадаючий). Сигнал з виходу детектора фронту надходить на лічильники в залежності від фази системи (Fs або Ds). Спочатку в силу вступає лічильник фази розгойдування (раніше «пряма фаза») (на схемі – блок Counter Fr). Він вважає до 4, відраховуючи напівперіоди розгойдування синусоїди струму в контурах.

Поки значення лічильника не дорівнює 4 на вихід (Hit) подається значення 0. Тим самим, через конвертор і затримку (потреби схеми), це значення надходить на входи U2 перемикачів «Switch Fr» і «Switch Ds». Перемикачі влаштовані таким чином, що якщо U2>=0.5 то на вихід подається значення зі входу U1, якщо ж U2<0.5 то на виході вже буде значення зі входу U3 (порогове (Threshold) значення обох перемикачів дорівнює 0.5). З огляду на те, що значення з блоку «Edge Detector» подається на вхід U3 блоку «Switch Fr» і U1 блоку «Switch Ds», в той час як на входи перемикачів, що залишився (U1 в «Switch Fr» і U3 в «Switch Ds») подаються нулі, то те, в який саме лічильник підуть сигнали з блоку «Edge Detector» залежить саме від сигналу з виходу Hit лічильника «Counter Fr». Так виходить, що даний сигнал (виходу Hit лічильника «Counter Fr») є індикатором фази. При Hit=0 – фаза розгойдування, при Hit=1 – фаза розсіювання.

Коли лічильник фази розгойдування дорахував до 4 значення його виходу Hit змінюється з 0 на 1 і для системи управління починається фаза розсіювання. Тепер значення з детектора фронту надходять на лічильник розсіювання (на схемі – блок Counter Ds). Він рахує до 16, відраховуючи напівперіоди загасання синусоїди струму в контурах. Після того як рахунок дійде до кінця, його значення виходу Hit (не плутати з вихідним значенням Hit блоку лічильника «Counter Fr») змінюється з 0 на 1. Ця 1 подається через конвертор і затримку (потреби схеми) на входи скидання обох лічильників. Скидаючи тим самим не тільки значення в них, а й вихід Hit блоку

лічильника фази розгойдування (Counter Fr) в 0, що переводить тим самим систему в первинний стан з активною фазою – фазою розгойдування.

Від фази системи залежать значення, які будуть передані на ключі в інвертор.

Під час фази розгойдування (вихід Hit блоку «Counter Fr» дорівнює 0) на входи U2 перемикачів перед ключами VT1–VT4 передається значення рівне 1. За принципом роботи і налаштуваннями дані перемикачі ідентичні перемикачам «Switch Fr» і «Switch Ds». Тобто при U2>=0.5 на вихід подається значення з входу U1, а при U2<0.5 – з входу U3. Так в фазі розгойдування на ключі VT1–VT4 подаються значення з входів U1 блоків «Switch G1» – «Switch G4» відповідно. Ці входи залежать від значення, що надійшло від блоку порівняння з нулем (Zero Detector) наступним чином: на «Switch G1» і «Switch G4» подається інвертоване значення з блоку «Zero Detector», а на «Switch G2» і «Switch G3» - не інвертоване значення з блоку Zero Detector. Тим самим під час фази розгойдування транзистори VT1–VT4 працюють в парах VT1+VT4 і VT2+VT3, по черзі попарно змінюючи свій стан (VT1=1, VT3=0, VT2=0, VT4=1 переходить в VT1=0, VT3=1, VT2=1, VT4=0 і назад) при перетині струмом вторинного контуру (I2) значення 0.

Під час фази загасання на входи U2 перемикачів перед ключами VT1–VT4 передається значення рівне 0. Це означає, що на виходи перемикачів «Switch G1» – «Switch G4» будуть подані значення з входів U3. На відміну від фази розгойдування, в фазі розсіювання ці значення статичні. Для «Switch G1» і «Switch G3» – U3=0, для «Switch G2» і «Switch G4» – U3=1. Такі значення передані на відповідні ключі VT1–VT4 встановлять їх у положення описане раніше – (VT1=0 , VT3=0, VT2=1, VT4=1), що відключає джерело живлення ES від індуктивного контуру, натомість комутуючи контур на землю. З повною таблицею значень транзисторів при різних фазах роботи системи VT1–VT4 можна ознайомитись у таблицях 2.1 та 2.2.

Друга модель яка буде розглянута – з СУ на методі ШІМ. За основу силової частини також, як і для попередньої моделі, була взята структурна

схема силової частини РП для БІПЕ з рис.2.1. [8].

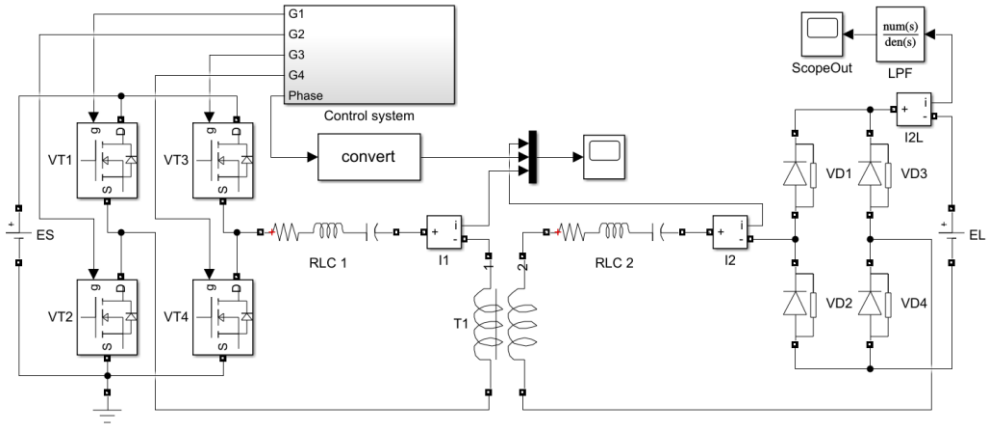


Рис. 3.3. SIMULINK модель РП для БІПЕ з СУ на методі ШІМ

Основною відмінністю цієї моделі є СУ, що побудована на методі ШІМ, а разом з цим більше не потребує для роботи значення струму вторинного контуру, тобто зв’язок між вторинним контуром та СУ (на схемі – зв’язок між блоками I2 та Control system), на відміну від моделі РП для БІПЕ з СУ на число-імпульсному методі, відсутній. Також дана схема має біль просту за будовою та принципом роботи СУ.

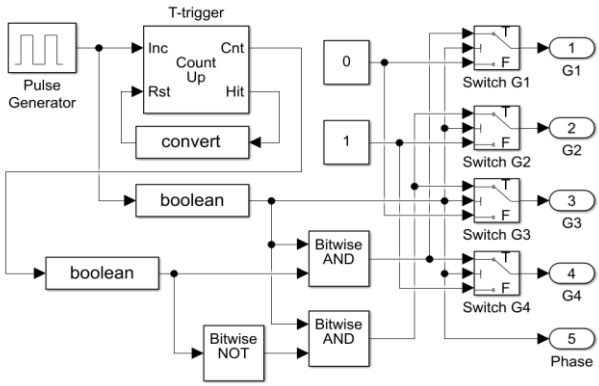


Рис. 3.4. SIMULINK модель СУ на методі ШІМ для РП для БІПЕ

Принцип роботи даної системи управління наступний. Керуючий сигнал формується в імпульсному генераторі (на схемі – блок Pulse Generator). Сформований сигнал надходить до Т-тригеру. Після кожного імпульсу на вході Inc Т-тригеру вихідний сигнал Cnt інвертується, тим самим створюючи дільник частоти на 2. Сигнал з виходу імпульсного генератора

через конвертор (потреби схеми) також надходить на входи U2 перемикачів «Switch G1» – «Switch G4». Це дозволяє формувати різнополярний синусоїдальний струм.

Під час U2=1 перемикачі будуть використовувати значення з входу U1. На ці входи, в свою чергу, надходять сигнали з блоків «Bitwise AND», сформовані за допомогою вихідного сигналу Cnt блоку T-тригеру та блоку «Bitwise NOT» таким чином, що один період імпульсного генератору значення рівне 1 буде на входах U1 блоків «Switch G1» і «Switch G4», 0 – на «Switch G2» і «Switch G3», а другий період – навпаки: 0 – на «Switch G1» і «Switch G4», 1 – на «Switch G2» і «Switch G3». Так і буде сформовано двополярний змінний струм на виході інвертору VT1–VT4.

Під час U2=0 перемикачі будуть використовувати значення з входу U3. На ці ж виходи подано попарно 0 та 1, встановлюючи стан керованих транзисторів VT1=0 , VT3=0, VT2=1, VT4=1. Як результат виконується комутація не землю і відключення джерела ES від первинного контуру. Данна дія виконується для того, щоб між різнополярними імпульсами на виході інвертора було значення струму 0.

3.2. Моделювання та аналіз результатів.

Змоделюємо отримані схеми та порівняємо їх. При моделюванні використовувалися навантаження EL з падінням напруги у 5В, 12В, 24В, 36В, 48В, 60В, 110В, 220В, та 380В, тим самим симулюючи розповсюджені навантаження. Джерело постійного струму ES має вольтаж 300В. Для моделювання системи РП для БІПЕ з СУ на методі ШІМ було обрано ширину імпульсу для імпульсного генератору рівну 34%.

Результати моделювання системи РП для БІПЕ з СУ на число-імпульсному методі:

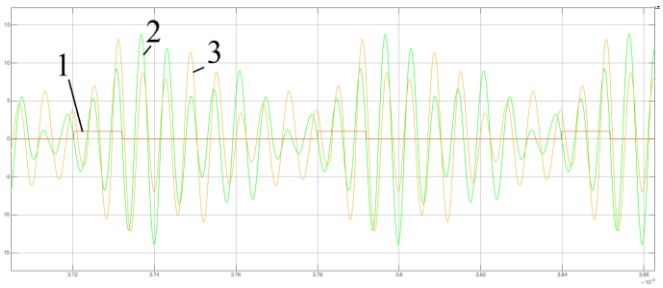


Рис. 3.5. Результат системи РП для БІПЕ з СУ на число-імпульсному методі при падінні напруги 60В на навантаженні, на якому: 1 – фаза системи, 2 – струм первинного контуру, 3 – струм вторинного контуру.

На рис. 3.5. можна бачити як змінюється фаза, та як на це реагує система, починаючи «розгойдувати» синусоїду струму, збільшуючи енергію в обидвох контурах при встановленні фази в 1 (фаза розгойдування), та припиняючи розгойдування при переключенні фази в 0 (фаза розсіювання), в той час як первинний контур комутовано на землю, а система за інерцією зберігає коливання, але зменшує їх амплітуду.

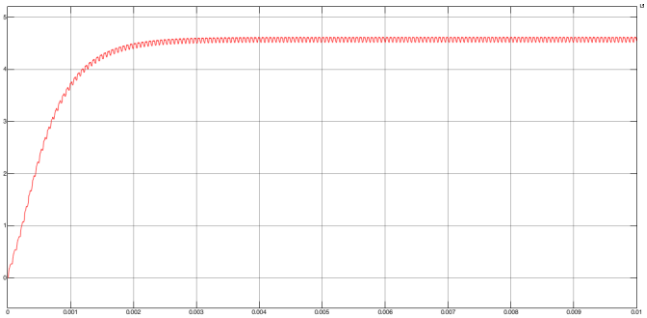


Рис. 3.6. Перехідний процес системи РП для БІПЕ з СУ на число-імпульсному методі при падінні напруги 60В на навантаженні. Графік було отримано з блоку «ScopeOut» після попередньої фільтрації фільтром низьких частот (на схемі – блок LPF).

З цього ж графіку видно, що система має доволі швидкоплинний перехідний процес без перерегулювань, але з помітними коливаннями сигналу. Ці коливання є пост-ефектом чергування фаз розгойдування та розсіювання.

Результати моделювань системи РП для БІПЕ з СУ на число-імпульсному методі для кожного з оголошених навантажень заносимо до

таблиці 3.1. для подальшого аналізу.

Переходимо до моделювання системи РП для БІПЕ з СУ на методі ШІМ.

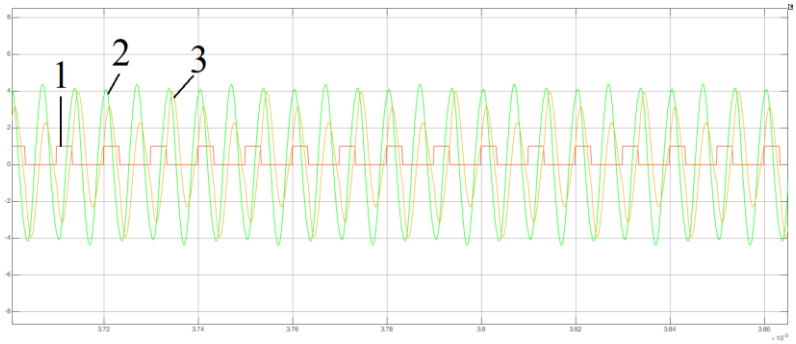


Рис. 3.7. Результат системи РП для БІПЕ з СУ на методі ШІМ при падінні напруги 60В на навантаженні, на якому: 1 – фаза системи, 2 – струм первинного контуру, 3 – струм вторинного контуру.

На відміну від системи в СУ на число-імпульсному методі у цій системі фаза представляє собою лише керуючий сигнал з блоку імпульсного генератора і відображає ширину керуючого імпульсу. Як можна помітити, у даній системі через відсутність відстежування значення струму вторинного контуру значно менша амплітуда коливань струму в обох контурах, а від цього й менша енергія, що прикладається на навантаження.

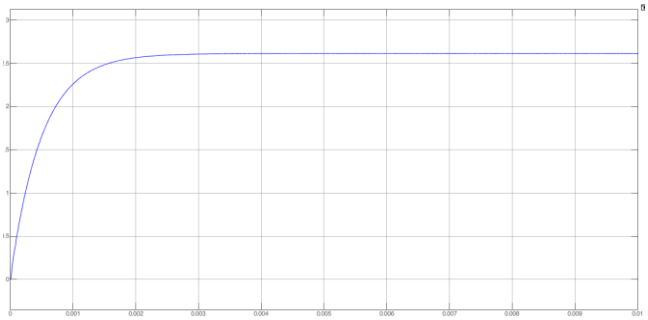


Рис. 3.8. Перехідний процес системи РП для БІПЕ з СУ на методі ШІМ при падінні напруги 60В на навантаженні. Графік було отримано з блоку «ScopeOut» після попередньої фільтрації фільтром низьких частот (на схемі – блок LPF)

Таблиця 3.1

Результати моделювання отримані з головного перехідного процесу системи РП для БІПЕ з СУ на число-імпульсному методі

Падіння напруги на навантаженні, В	Уст. Знач., А	t перех., с	Похибка, %	Перерегул., %
5	207,453	0,0062059	0,088	0,088
12	178,253	0,0064096	0,091	0,091
24	118,717	0,0053640	0,105	0,105
36	75,850	0,0052459	0,002	0,002
48	37,685	0,0049629	0,202	0,204
60	4,579	0,0016143	1,248	1,266
110	1,050	0,0011750	4,265	4,932
220	0,252	0,0011216	5,930	5,941
380	0,253	0,0011218	5,354	5,370

Розглянемо основний перехідний процес цієї системи. Аналізуючи його, підтверджуємо, що на навантаженні струм, а з ним і енергія – менші. Але інші параметри, такі як час перехідного процесу, коливальність, перерегулювання, не поступаються тим же параметрам у перехідному процесі системи РП для БІПЕ з СУ на число-імпульсному методі.

Отримані результати моделювань системи РП для БІПЕ з СУ на методі ШІМ для кожного з оголошених навантажень заносимо до таблиці 3.2. для подальшого аналізу.

Таблиця 3.2

Результати моделювання отримані з головного перехідного процесу системи РП для БІПЕ з СУ на методі ШІМ

Падіння напруги на навантаженні, В	Уст. Знач., А	t перех., с	Похибка, %	Перерегул., %
5	2,776	0,0014506	0,079	0,079
12	2,747	0,0014772	0,079	0,079
24	2,718	0,0014806	0,08	0,080
36	2,685	0,0014873	0,079	0,079
48	2,649	0,0014876	0,079	0,079
60	2,615	0,0014910	0,083	0,083
110	2,334	0,0014946	0,093	0,093
220	0,530	0,0011953	0,140	0,140
380	0,530	0,0011953	0,140	0,140

За даними, занесеними у таблиці будуємо порівняльні характеристики для обидвох досліджуваних систем. Так отримаємо:

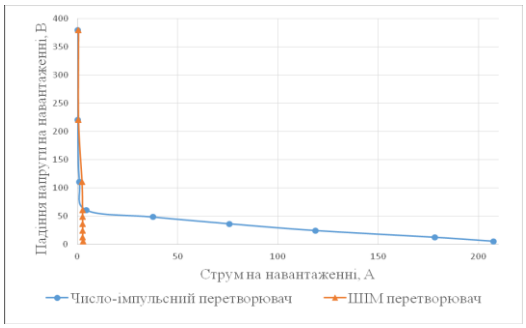


Рис. 3.9. Графік залежності падіння напруги на навантаженні від струму на навантаженні

Аналізуючи графік з рис. 3.9. можна зробити декілька висновків. По-перше, система с СУ на число-імпульсному методі може видавати набагато більший струм (в даному випадку у 100 разів більший), порівняно із системою на методі ШІМ. Це є дуже важливою перевагою, оскільки обидві системи мали однакове джерело струму, що означає, що система з СУ на число-імпульсному методі значно ефективніше використовує енергію живлення. По-друге, вже не так важливо, але, у порівнянні із опонентом система з СУ на методі ШІМ має стандартно (без додаткових пристроїв) вкрай стабільні показники залежності падіння напруги на навантаженні від струму. Так, якщо напруга на навантаженні через щось різко впаде, то струм на ньому залишиться стабільним, а не зросте у десятки або сотні разів, шо може бути фатальним для різноманітних пристроїв малої та середньої потужності.

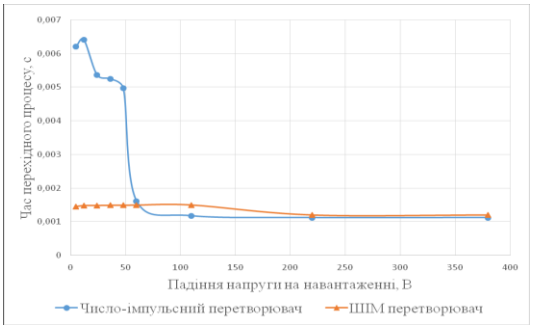


Рис. 3.10. Графік залежності часу перехідного процесу від падіння напруги на навантаженні

З графіку на рис. 3.10. видно, що система з СУ на методі ШІМ, крім зауваженої раніше стабільності струму, має й стабільно малий час перерегулювання, в порівнянні з системою з СУ на число-імпульсному методі. Це не є досить важливим фактором при використанні системи для тривалого живлення деякого навантаження, але все ж є перевагою.

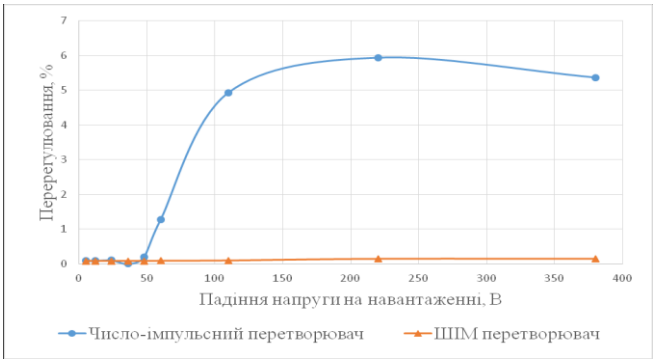


Рис. 3.11. Графік залежності перерегулювання від падіння напруги на навантаженні

Як результат аналізу графіку на рис. 3.11. можна зауважити, що при великих значеннях навантаження система з СУ на число-імпульсному методі має значно більше перерегулювання ніж система з СУ на ШІМ, але пікове значення такого перерегулювання складає всього 5,93%, що все одно є досить гарним показником для таких потужних навантажень. Але, все ж слід зауважити, шо система з СУ на методі ШІМ і в даному методі проявила свою стабільність.

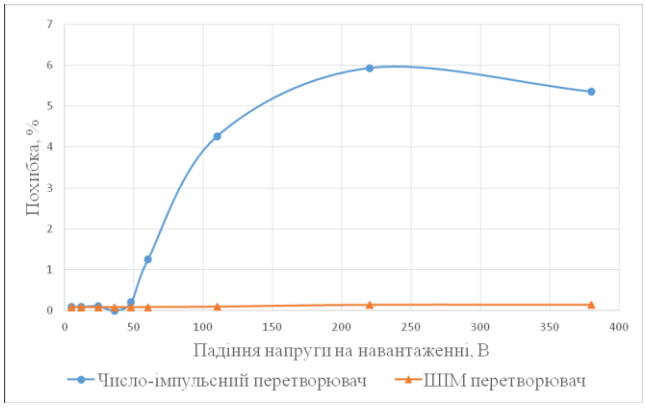


Рис. 3.12. Графік залежності похибки від падіння напруги на навантаженні

Після аналізу останнього графіку (рис. 3.12.) можна зробити той самий висновок, що й з графіку на рис. 3.11. – система з СУ на число-імпульсному методі хоча і має значну похибку у порівнянні з опонентом, але її значення все одно не дозволяє казати про суттєві недоліки. Також, як і на всіх інших графіках система з СУ на методі ШІМ проявила свою стабільність.

ВИСНОВКИ

У роботі проведено аналіз існуючих способів реалізації бездротової передачі електроенергії, який показав, що для систем малої та середньої потужності доцільно використовувати індуктивний спосіб передачі енергії, який базується на використанні трансформатора з великим повітряним зазором. Використання резонансних перетворювачів дозволяє компенсувати вплив індуктивностей розсіювання трансформатора, підвищити енергоефективність передачі та забезпечити електромагнітну сумісність пристрою з мережею та оточуючим обладнанням. За допомогою способу змінних стану проведено аналіз електромагнітних процесів в силовій частині перетворювача та отримано аналітичну залежність середнього значення вихідного струму від параметрів резонансного контуру та навантаження. Проведено аналіз існуючих способів регулювання вихідних характеристик перетворювачів частоти для безконтактної передачі електроенергії. Побудовано імітаційні моделі систем управління резонансним перетворювачем для безконтактної передачі електроенергії. Проведено імітаційне моделювання резонансних перетворювачів для безконтактної індуктивної передачі енергії з число-імпульсним та широтно-імпульсним регулюванням вихідного струму та здійснено їх порівняльний аналіз. Проведений аналіз показав, що для потужних перетворювачів більш вдалим рішенням є число-імпульсне регулювання, так як воно дозволяє більш ефективно використовувати енергію джерела напруги. Крім того, так як при

число-імпульсному регулюванні відкриття та закриття силових транзисторів здійснюється при нульових значеннях струму, то такі резонансні перетворювачі є більш енергоефективними у порівнянні з перетворювачами з широтно-імпульсним регулюванням. В свою чергу, перетворювачі з широтно-імпульсним регулюванням мають значно менший час перехідного процесу та малу похибку, тому можуть бути успішно використані в малопотужних системах для безконтактної передачі електроенергії.

ЛІТЕРАТУРА

1. Павлов, Г.В. ! Застосування резонансних перетворювачів для безконтактної передачі електроенергії у суднового електроенергетічніх Мережа [Текст]. / Павлов Г.В., Нікітіна О.В., Щербінін Т.В. // Інновації в суднобудуванні та океанотехніці: матеріали Третьої міжнародної науково-технічної конференции. - Миколаїв: НУК, 2012. - с. 517-520.
2. Щербінін, Т.В. Резонансні перетворювачі постійної напруги для бесконтакт-ної індуктивної передачі електроенергії // Дисертація на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук. - Миколаїв: НУК, 2013.
3. Щербінін, Т.В. Особливості імпульсних трансформаторів в резонансних перетворювачах для безконтактної індуктивної зарядки акумуляторів електротранспорту [Текст]. / Щербінін Т.В. // «Технічна електродінаміка», тематичний випуск «Силова електроніка та Енергоефективність» ч.4. - К.: ІЕД НАНУ, - 2012. - с. 81-86.
4. Щербінін, Т.В. Імітаційне моделювання резонансного перетворювач постійної напруги з LLC-контуром [Текст]. / Щербінін Т.В. // Електротехніка и електромеханіка: Матеріали міжнародної науково-технічної конференции студентов, аспірантів, молодих вчених «ЕТЕМ-2010». - Миколаїв: НУК, 2010. - с.33-35.
5. Нікітіна, О.В. Підхід до избрания оптимального способу регулювання резонансних перетворювачів [Текст]. / Нікітіна О.В., Щербінін Т.В., Дем'янова Т.Ю. // Інформаційно-керуючі системи и комплекси: Матеріали міжнародної науково-технічної конференции студентов, аспірантів, молодих вчених. - Миколаїв: НУК, 2009. - с.28-30.
6. Патент України 55633 МПК H02M 3/22. Способ регулювання вихідних параметрів резонансного перетворювач постійної напруги [Текст]. / Нікітіна О.В., Павлов Г.В., обрубати А.В., Покровський М.В., Щербінін

Т.В. - № 55633, опубл. в бюл., 2010 №24.

7. G. Pavlov, I. Vinnichenko and M. Pokrovskiy, "Estimation of Energy Efficiency of the Frequency Converter Based on the Resonant Inverter with Pulse-Density Control," 2018 IEEE 3rd International Conference on Intelligent Energy and Power Systems (IEPS), Kharkiv, Ukraine, 2018, pp. 101-105. doi: 10.1109/IEPS.2018.8559499 (Scopus)
8. G. Pavlov, M. Pokrovskiy and I. Vinnichenko, "Load Characteristics of the Serial-to-serial Resonant Converter with Pulse-number Regulation for Contactless Inductive Energy Transfer," 2018 IEEE 3rd International Conference on Intelligent Energy and Power Systems (IEPS), Kharkiv, Ukraine, 2018, pp. 133-138. doi: 10.1109/IEPS.2018.8559590