

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
Національний університет кораблебудування
імені адмірала Макарова

СУЧАСНІ ПРОБЛЕМИ АВТОМАТИКИ ТА ЕЛЕКТРОТЕХНІКИ – 2021

МАТЕРІАЛИ

ВСЕУКРАЇНСЬКОЇ НАУКОВО-ТЕХНІЧНОЇ КОНФЕРЕНЦІЇ

6–7 квітня 2021 року

Навчально-науковий інститут автоматики і електротехніки
Національний університет кораблебудування
імені адмірала Макарова
просп. Центральний, 3, м. Миколаїв

Миколаїв • НУК • 2021

УДК 681.5:621.3
С 89

ОРГАНІЗАТОРИ:

Міністерство освіти і науки України
Національний університет кораблебудування
імені адмірала Макарова

Матеріали публікуються за оригіналами, наданими авторами.

Претензії до організаторів не приймаються.

Відповідальний за випуск О. О. Черно

Сучасні проблеми автоматики та електротехніки: матеріали Всеукраїнської науково-технічної конференції. – Миколаїв: НУК, 2021. – 19 с.
С 89

У збірнику подані матеріали Всеукраїнської НТК "Сучасні проблеми автоматики та електротехніки".

Розглянуті питання теорії, практики та розвитку електромеханічних систем і пристроїв суднового та загальнопромислового призначення, а також електротехнологічного та інформаційно-вимірювального обладнання.

Збірник може бути корисним для наукових співробітників, викладачів, інженерів та студентів.

УДК 681.5:621.3
ББК 81а73

© Національний університет кораблебудування
імені адмірала Макарова, 2021

УДК 621.31

Подымака В.И., Новогрецкий С.Н., Костюченко В.И., Жук Д.А., к.т.н., Кулик А.А.
 Национальный университет кораблестроения им. адм. Макарова, г. Николаев

ПРОЦЕСС САМОВОЗБУЖДЕНИЯ АВТОНОМНОГО ТРЕХФАЗНОГО АСИНХРОННОГО ГЕНЕРАТОРА

Анализ исследований и публикаций. В учебной литературе процесс самовозбуждения автономного генератора описан аналогично процессу самовозбуждения генератора постоянного тока параллельного возбуждения или самовозбуждающегося синхронного генератора [1, 2, 3]. Во всех упомянутых случаях процесс самовозбуждения заканчивается в момент пересечения характеристики цепи возбуждения с характеристикой $E(I_\mu)$ цепи статора (где E – ЭДС генератора, I_μ – намагничивающий ток). В случае асинхронного генератора (АГ) характеристика цепи возбуждения $U_c = I_c / (\omega C)$, где $I_c = I_\mu$. И падение напряжения на конденсаторе, возрастая по линейному закону, меньше ЭДС холостого хода до момента пересечения характеристик (рис. 1).

Такое объяснение выполнено по аналогии с обоснованием процесса самовозбуждения генератора постоянного тока параллельного возбуждения. Принципиальная разница заключается в том, что в первом случае процессы протекают на постоянном токе, а в случае асинхронного генератора процесс самовозбуждения сопровождается постоянным обменом энергией между электрическим и магнитным полями. Поэтому сама картина развивается несколько по-иному.

Целью работы является анализ процесса самовозбуждения асинхронного генератора с точки зрения обмена энергией между магнитным и электрическим полями.

Основной материал исследования.

Для начала самовозбуждения необходимо выполнение двух условий:

- наличие остаточного магнитного потока в роторе;
- подключение статора к пассивному источнику реактивной мощности (батареи конденсаторов).

В симметричных многофазных цепях нулевые точки O и O_1 источника ЭДС и нагрузки имеют одинаковый потенциал (вектор смещения нейтрали равен нулю). Это значит, что цепь одной фазы можно замкнуть накоротко и вместо многофазной системы рассматривать одну фазу (рис. 2).

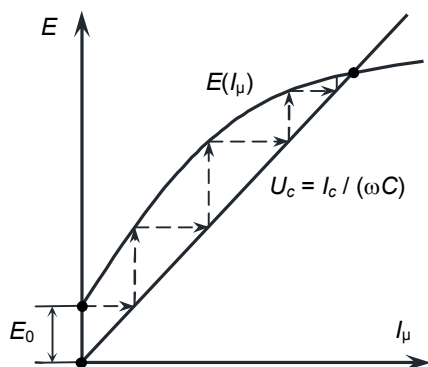


Рисунок 1 – Общепринятое описание процесса самовозбуждения

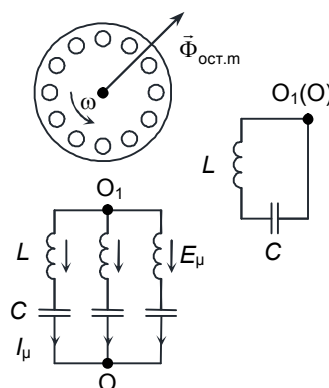


Рисунок 2 – Упрощенная схема замещения асинхронного двигателя для анализа процесса самовозбуждения

Из курса электрических машин известно, что связь между напряжением U_1 и ЭДС E_1 асинхронной машины оценивается коэффициентом k_E , $U_1 = k_E E_1$. Для машин средней мощности $k_E = 0,96...0,98$ при номинальном токе. В процессе же самовозбуждения напряжение и ток конденсатора равны току и ЭДС фазы статорной обмотки асинхронной машины. При вращении ротора с угловой частотой ω остаточный магнитный поток ротора создает в статоре бегущую волну поля, которая в свою очередь в фазных обмотках индуцирует остаточную ЭДС. В изображающих векторах соответствующих величин это выглядит в виде уравнения:

$$\vec{E}_{\text{ост.м}} = -j \omega \vec{\Psi}_{\text{ост.м}} = -j 2 \pi f w k_{\text{об}} \vec{\Phi}_{\text{ост.м}},$$

где $\Psi_{\text{ост.м}}$ и $\Phi_{\text{ост.м}}$ – потокосцепление обмотки статора и магнитный поток в воздушном зазоре; f – частота изменения магнитного потока, пронизывающего статорную обмотку; w – количество витков обмотки статора; $k_{\text{об}}$ – обмоточный коэффициент.

При работе асинхронная машина должна обмениваться энергией магнитного поля либо с источником ЭДС, либо с нагрузкой. Энергия магнитного поля $W_m = 0,5 \Psi I = 0,5 L I^2$ и энергия электрического поля $W_3 = 0,5 C U^2$ являются силовыми функциями тока и напряжения, то есть определяются их значениями в рассматриваемый момент времени. Их зависимость от тока и напряжения квадратична. А это значит, что ни W_3 , ни W_m не могут быть отрицательными, хотя их производные могут менять знак. На рис. 3 показаны характеристики времени I , U , W_m , W_3 в случае чисто реактивного контура, когда

$$I(t) = I_m \sin \omega_0 t; \quad U(t) = U_m \sin(\omega_0 t - \pi/2); \quad \omega_0 = 1/\sqrt{LC};$$

$$W_m = \frac{L I^2}{2} = \frac{L I_m^2}{2} (\sin \omega_0 t)^2; \quad W_3 = \frac{C U^2}{2} = \frac{C U_m^2}{2} (\sin(\omega_0 t - \pi/2))^2.$$

В контуре, содержащем индуктивность и емкость, при резонансной частоте постоянно происходит обмен энергией между магнитным и электрическим полями, а суммарная энергия полей остается постоянной

$$W_3 + W_m = \frac{L I_m^2}{2} = \frac{C U_m^2}{2} = \frac{L I^2}{2} + \frac{C U^2}{2}.$$

В известной степени аналогично протекает взаимодействие полей при самовозбуждении и работе асинхронного генератора, если в качестве источника энергии электрического поля используется батарея конденсаторов.

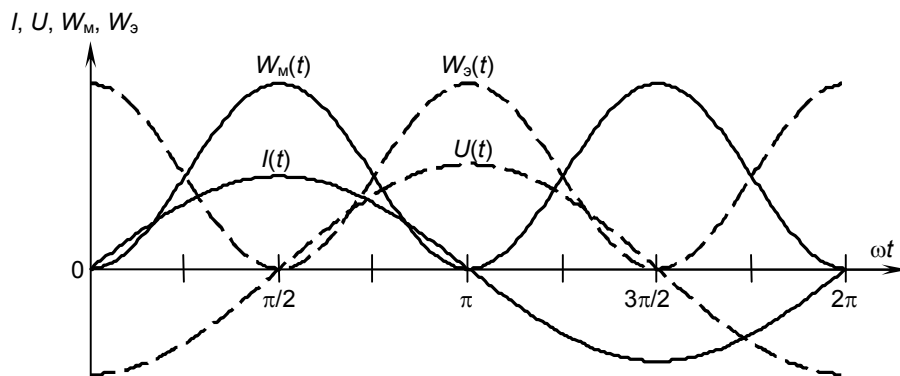


Рисунок 3 – Временные диаграммы обмена энергией между магнитными и электрическими полями в последовательном LC-контуре.

С другой стороны, ток, который появляется в контуре фазы как результат действия остаточной ЭДС, должен создавать намагничивающую силу (НС), направленную согласно с остаточным магнитным потоком. Но в контуре присутствует и индуктивность, и емкость, и активное сопротивление. Решение дифференциального уравнения дает для тока следующее выражение в изображающих векторах

$$\vec{I}_{\text{ост}} = E_{\text{ост}} \left[\dot{A} e^{+j\omega t} + (\dot{B} e^{+j\omega_0 t} + \ddot{B} e^{-j\omega_0 t}) e^{-\delta t} \right].$$

Из приведенного выше выражения следует, что остаточная ЭДС формирует в трехфазной системе две волны токов: первая – бегущая (вращающаяся) с угловой частотой ротора, вторая – пульсирующая затухающая (при этом частота пульсаций и коэффициент затухания равна собственной частоте RLC контура). Учитывая, что у асинхронной машины активное сопротивление фазной обмотки на два порядка меньше полного индуктивного, в первом приближении пульсирующей волной можно пренебречь.

Для того, чтобы процесс самовозбуждения имел место, фаза тока, рожденного остаточной ЭДС, должна быть близка к фазе остаточного магнитного потока, как это показано на векторной диаграмме (рис. 4). Для фазного тока имеем следующее выражение:

$$i_{\text{ост}} = \frac{\dot{E}_{\text{ост}}}{j\omega L - j/(\omega C)} = \frac{\dot{E}_{\text{ост}}}{jX_L - jX_C} = \frac{\dot{E}_{\text{ост}}}{-j(X_C - X_L)} = +j \frac{\dot{E}_{\text{ост}}}{\Delta X},$$

где $\Delta X = X_C - X_L$; X_C и X_L – емкостное и индуктивное сопротивления на переменном токе, изменяющегося с угловой частотой ω . По абсолютной величине $X_C > X_L$, то есть $1/(\omega C) > \omega L$. Выполнение данного условия можно достичь двумя способами. Учитывая, что L и C величины положительные, получаем следующее неравенство:

$$\frac{1}{LC} > \omega^2, \quad \omega_0^2 > \omega^2.$$

Скорость вращения ротора ω , приведенная к двухполюсной машине, должна быть меньше собственной угловой частоты LC контура. Того же можно достичь, уменьшая емкость при неизменной скорости ротора.

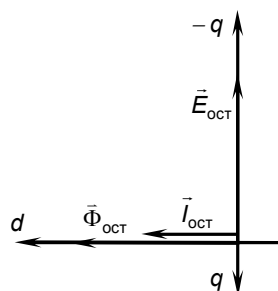


Рисунок 4 – Векторная диаграмма

На рис.3 можно выделить четыре характерные зоны, соответствующие отсутствию активной нагрузки. В первой зоне $\omega t = [0 \dots \pi/2]$; $(dW_s/dt) < 0$; $(dW_m/dt) > 0$ – энергия электрического поля переходит в энергию магнитного поля. Во второй зоне $\omega t = [\pi/2 \dots \pi]$; $(dW_s/dt) > 0$; $(dW_m/dt) < 0$ – энергия магнитного поля переходит в энергию электрического поля. В зонах третьей $\omega t = [\pi \dots 3\pi/2]$ и четвертой $\omega t = [3\pi/2 \dots 2\pi]$ процесс повторяется. Другими словами, если бы отсутствовало рассеяние энергии в проводниках, этот процесс был бы незатухающим. Здесь полная аналогия с распространением электромагнитного поля, где токи смещения являются носителями магнитного поля, а переменное магнитное – носитель переменного ЭДС, рождающей токи смещения.

Из сказанного выше напрашивается вывод, что энергия магнитного поля при благоприятных условиях стремится превратиться в энергию электрического поля и наоборот. Таким благоприятным условием является наличие носителей этих полей, объединенных общим контуром.

Представленный на рис.3 случай соответствует режиму резонанса, когда $W_{\text{эм}} = W_{\text{мм}}$. Если же окажется, что амплитуды переменных составляющих энергий не равны, процесс самопроизвольно будет направлен на их выравнивание.

Возвращаясь к самовозбуждению автономного асинхронного генератора, заметим, что намагничивающий ток, как ток реакции якоря с опережающей ЭДС фазой, будет увеличиваться до тех пор, пока амплитуда энергии электрического поля будет превышать амплитуду энергии магнитного поля. Энергия электрического поля конденсатора, переходя в каждом полупериоде в энергию магнитного поля, будет увеличивать намагничивающий ток и потокосцепление машины, как носителя этой энергии. В полупериод, когда амплитуды энергий электрической и магнитной сравняются, процесс самовозбуждения закончится.

Для демонстрации указанного подхода к анализу процесса самовозбуждения асинхронного генератора рассмотрим машину, мощностью 18,5 кВт. В соответствии с существующими методиками [4, 5] произведен расчет асинхронной машины и ее магнитной цепи, результаты которого представлены в таблице 1.

Таблица 1. Результаты расчета асинхронной машины, мощностью 18,5 кВт

$U_{\text{фн}} = 220 \text{ В}; I_{\text{фн}} = 16,1 \text{ А}; k_E = 0,97; k_{\text{об}} = 0,96$						
№	$B_{\delta}, \text{Тл}$	$\Psi_m, \text{Вб}$	$I_{\text{мфм}}, \text{А}$	$U_{\text{ф}}, \text{В}$	$U^2 C, \text{Дж}$	$0,5 \Psi_m I_{\text{мфм}}, \text{Дж}$
1	0	0	0	0	0	0
2	0.1	0.116	1.44	25.6	0.109	0.084
3	0.2	0.233	2.89	51.2	0.435	0.336
4	0.3	0.349	4.33	76.7	0.978	0.756
5	0.4	0.466	5.81	102	1.74	1.35
6	0.5	0.582	7.37	128	2.72	2.14
7	0.6	0.698	9.01	153	3.91	3.15
8	0.7	0.815	10.9	179	5.33	4.44

9	0.8	0.931	13.5	205	6.96	6.3
10	0.86	1.001	16.1	220	8.04	8.04
11	0.9	1.048	18.8	230	8.8	9.84
12	0.95	1.106	24.4	243	9.81	13.5

Расчет емкости выбирался из соображений равенства энергий электрического и магнитного полей при номинальном фазном напряжении:

$$C = \frac{I_{\mu n} \Psi_n}{2U_{\text{фн}}^2} = \frac{16,1 \cdot 1,001}{2 \cdot 220^2} = 166 \text{ мкФ},$$

где $I_{\mu n}$ – амплитудное значение фазного намагничивающего тока, соответствующее номинальному действующему фазному значению напряжения статора $U_{\text{фн}}$.

Учитывая, что в установившемся режиме $U_{\text{ф}} = 222 k_{\text{об}} \Psi_m / k_E = 219,7 \Psi_m$, можно построить зависимости энергий от напряжения статора (рис.5), которые позволяют получить картину процесса самовозбуждения асинхронного генератора в виде постепенного нарастания энергий за счет большего значения электрической энергии по сравнению с магнитной при одном и том же значении напряжения (магнитного потока) обмотки статора на каждой ступени взаимного преобразования энергий.

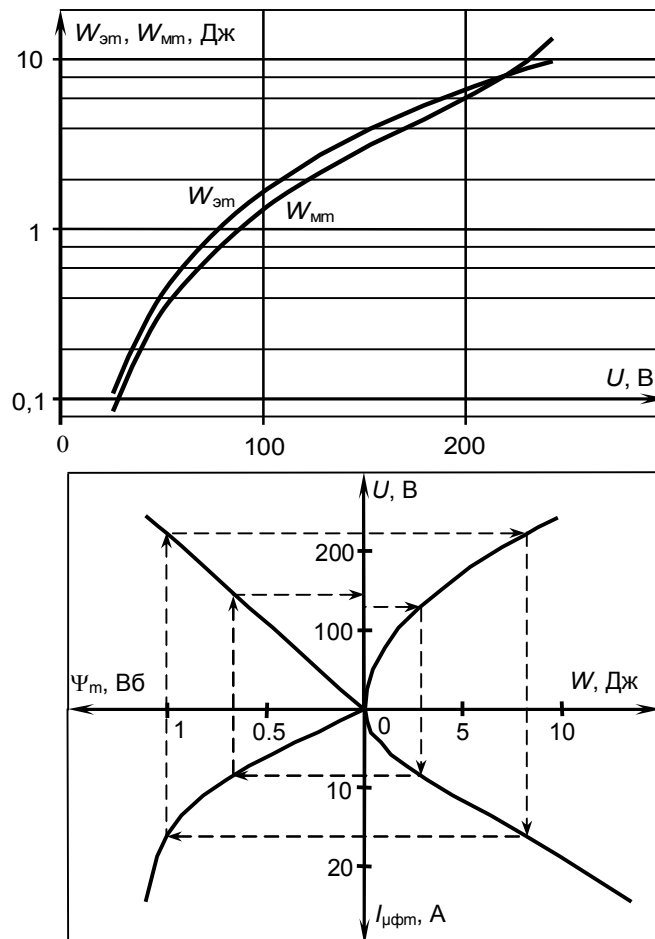


Рисунок 5 – Зависимость максимальных значений энергий магнитного W_m и электрического W_e полей от напряжения U .

Выводы. 1. Исходя из приведенных рассуждений, правильным является пояснение процесса самовозбуждения асинхронного генератора через процесс обмена энергий между магнитным и электрическим полем.

2. Предложенный подход к анализу процесса самовозбуждения целесообразно внедрить вместо общепринятого при изложении материала по соответствующим учебным дисциплинам. 3. Из условия равенства магнитного и электрического полей при номинальном напряжении на обмотке статора асинхронного генератора получена удобная формула определения необходимой величины емкости для самовозбуждения. 4. Представленные результаты расчета для асинхронной машины мощностью 18,5 кВт подтверждают, что энергия электрического поля конденсатора, переходя в каждом полупериоде в энергию магнитного поля, будет увеличивать намагничивающий ток и потокосцепление машины до тех пор, пока эти энергии не уравниваются.

Список использованных источников:

1. Вольдек А. И. Электрические машины. Учебник для студентов высш. техн. учеб. завед. – Л: Энергия, 1978, – 832 с.: ил.
2. Копылов И.П. Электрические машины: Учебник для вузов. – М: Энергоатомиздат, 1986, – 360 с.: ил.
3. Торопцев Н.Д. Асинхронные генераторы для автономных электроэнергетических установок. – М.: НТФ «Энергопрогресс», 2004. – 88 с.: ил.
4. Гольберг О.Д., Свириденко И.С. Проектирование электрических машин: Учебник. – М: Высш. шк., 2006, – 430 с.: ил.
5. Кімстач О.Ю. Проектування асинхронних двигунів малої і середньої потужності загального призначення з короткозамкнутим ротором: Навчальний посібник. – Миколаїв; НУК, 2012. – 134 с.

УДК 621.31

Бандура С.І., Александровський С.Ю., Лужанський А.С.

Національний університет кораблебудування ім. адм. Макарова, м. Миколаїв

СИСТЕМА УПРАВЛІННЯ ДВОФАЗНИМ ДВИГУНОМ НА БАЗІ ПРОГРАМОВАНОГО МІКРОКОНТРОЛЕРА

Аналіз досліджень і публікацій. Асинхронні виконавчі двигуни (АВД) з порожнистим немагнітним ротором є одним із **найголовніших** елементів сучасних автоматичних систем, приладів і приборів як загальнопромислового, так і спеціального призначення.

Це пояснюється рядом істотних переваг цього типу мікромашин: 1) малий момент інерції, що в сукупності зі значним пусковим моментом забезпечує високу швидкодію; 2) порівняно хороша лінійність механічних і регулювальних характеристик; 3) висока чутливість - мале напруження рушання, що пояснюється малим моментом інерції і відсутністю односторонніх сил магнітного тяжіння, оскільки ротор виконаний з немагнітного матеріалу [1,3].

З усіх відомих способів управління двофазними двигунами найкращим є фазовий спосіб управління, при якому забезпечується найбільша лінійність механічних і регулювальних характеристик двигуна (рис.1) [2,3]. Спосіб заснований на тому, що на обмотки збудження та управління подаються напруги зсунутими по фазі на деякий регульований кут.

Метою роботи є розробка системи управління двофазним виконавчим двигуном на базі програмованого мікроконтролера.

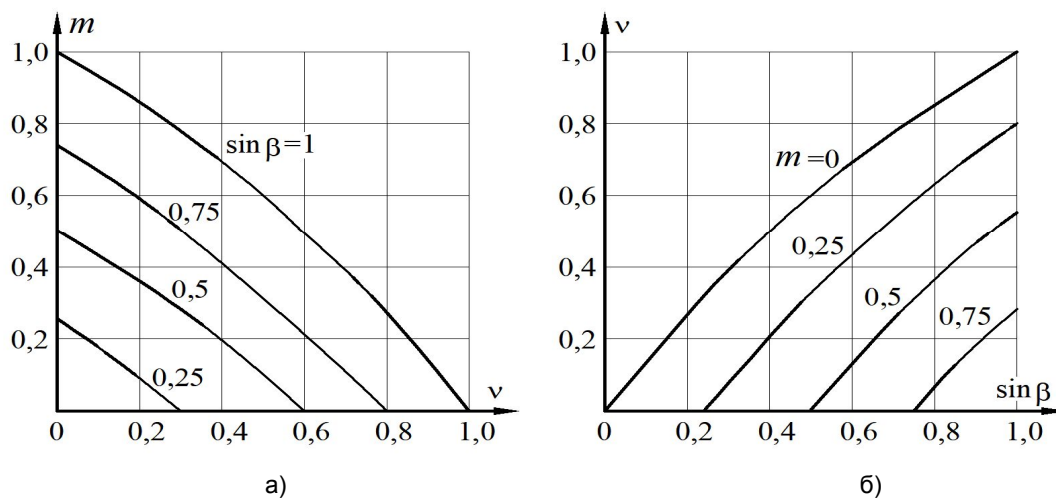


Рисунок 1 – Механічні (а) та регульовальні (б) характеристики двофазного двигуна

Основний матеріал дослідження.

Як приклад було взято виконавчий асинхронний двофазний двигун з порожнистим немагнітним ротором АДП263А [5].

Оскільки частота напруги живлення двигуна 500 Гц відрізняється від загальнопромислової 50 Гц, живлення машини здійснюється через автономний інвертор, виконаний по мостовій схемі, де кожна з обмоток двигуна включена в діагональ транзисторного моста (рис.2).

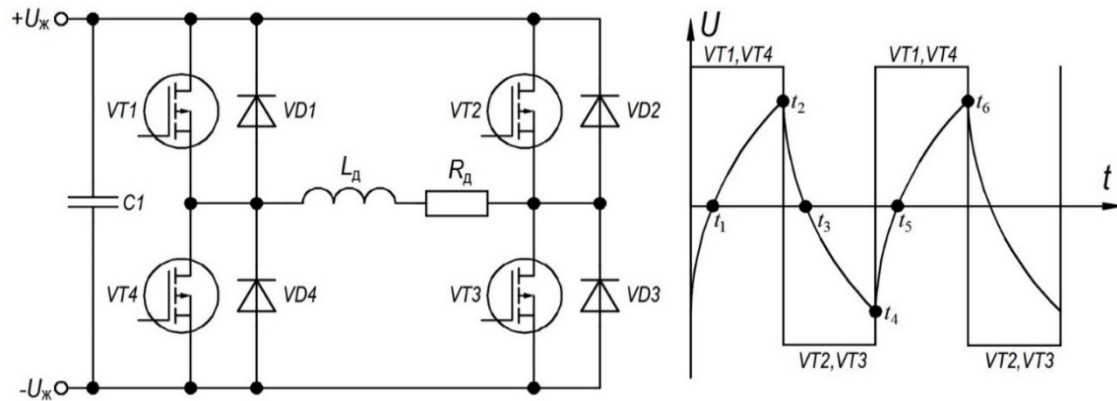


Рисунок.2 – Схема автономного інвертора напруги

Вхідні клеми інвертора підключаються до постійної напруги $U_{ж}$. Якщо таким джерелом служить діодний випрямляч, то вихід його обов'язково шунтується конденсатором $C1$. Інвертор працює наступним чином [2,4]. У момент часу t_1 відкриваються $VT1$ і $VT4$, а $VT2$ і $VT3$ - закриті. Утворюється єдиний шлях для протікання струму через навантаження: $+U_{ж} - VT1$ - обмотка двигуна $R_d L_d$ - $VT4$ і $-U_{ж}$.

Таким чином, на інтервалі часу $t_1 - t_2$ створюється замкнута ланцюг для протікання i_n у відповідному напря-

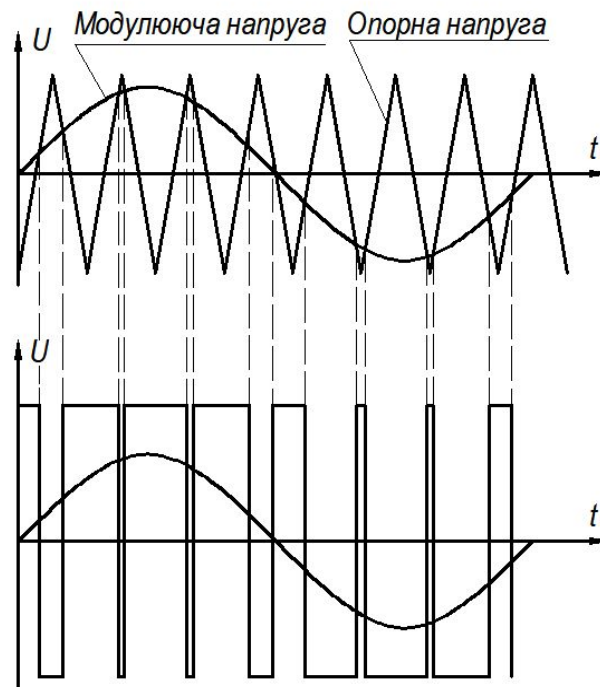


Рисунок 3 – Принцип дії ШІМ

мку (зліва направо по рис.2). Для зміни напрямку i_n знімаються імпульси з баз $VT1$ і $VT4$ і подаються сигнали на відкриття другого і третього $VT2$, $VT3$. В момент t_2 перший і четвертий $VT1,4$ закриті, а $VT2$, $VT3$ - відкриті. Однак, оскільки навантаження активно-індуктивне, то i_n не може миттєво змінити напрям на протилежний. Цьому

буде перешкоджати енергія, запасені на індуктивності L_d . У зв'язку з цим, на відрізку часу $t_2 - t_3$ струм буде протікати через діоди $VD2$ і $VD3$, зберігаючи колишній напрям на $R_d L_d$, але пройде в зворотному напрямку через $U_{ж}$ або конденсатор $C1$, якщо джерелом енергії є діодний випрямляч. У момент часу t_3 вся збережена на індуктивності енергія знизиться до нуля. Починаючи з моменту t_3 до моменту t_4 під дією прикладеного $U_{ж}$ через відкриті напівпровідникові ключі $VT2$ і $VT3$ буде протікати i_n через $R_d L_d$ вже в іншу сторону (справа наліво по рис.2). У момент t_4 знімається керуючий сигнал з $VT1,3$, а $VT1$ і $VT4$ відкриваються. Однак i_n продовжує протікати в ту ж сторону, поки не витрачається енергія, запасені в індуктивності двигуна L_d . Це буде відбуватися на інтервалі часу $t_4 - t_5$. Далі процес повторюється. Таким чином, струм на навантаженні змінює свій напрям, тому є змінним. Для отримання синусоїдальної форми струму застосовують ШІМ. Причому синусоїдальна напруга виходить методом регулюванням ширини імпульсу напруги, що подається на обмотку статора двигуна (рис.3). Для спрощення реалізації системи управління використано цифрове управління ШІМ за допомогою мікроконтролера.

Так як для управління одним мостом достатньо однієї лінії, а завдання кута проводиться зміною керуючої напруги, для реалізації двофазного ШІМ з регулюванням фази по числу висновків досить мініатюрного контролера *ATTINY13*. Контролер має вбудований аналого-цифровий перетворювач і програмований таймер з двома незалежними регістрами порівняння з незалежними виходами. Оскільки обчислювальні можливості контролера обмежені, побудова широтно-модульованого сигналу проводиться вибіркою значень з попередньо розрахованої таблиці.

Вихідні дані для розрахунку таблиці ШІМ-сигналу

Частота вихідної напруги 500 Гц.

Тактова частота процесора 8 МГц.

Вибираємо режим роботи таймера *fastPWM*, 256 тактів.

Тоді період ШІМ складе

$$T_{pwm} = \frac{256}{f_{clk}} = \frac{256}{8 \cdot 10^6} = 32 \mu s,$$

де $f_{clk} = 8$ МГц – частота таймера рівна тактовій частоті процесора.

Для отримання синусоїдальної напруги заданої частоти, $f_{out} = 500$ Гц, криву в цьому випадку слід інтерполювати

$$N = \frac{T_{out}}{T_{pwm}} = \frac{1}{f_{out} T_{pwm}} = \frac{256}{500 \cdot 32 \cdot 10^{-6}} = 62 \text{ ім.}$$

Якщо частоту таймера програмно встановити менший, наступний коефіцієнт ділення 8, буде потрібно тільки 8 імпульсів, але діапазон регулювання від 0 до 90 градусів при цьому складе $8/4 = 2$ кроки, що в порівнянні з 16 кроками в першому випадку значно гірше.

Для розрахунку таблиці ШІМ сигналу написана програма *program sine* на мові Паскаль

```
program sine;
var i,j,x:integer;
f: text;
begin
assign(f,'file');
rewrite(f);
j:=0;
for i:=0 to 61 do
begin
x:=127+trunc(126*sin(i*2*pi/62)); { Нульовим рівнем вважається 256/2, меандр на виході ШІМ }
if j > 9 then
begin
j:=0;
writeln(f,' ');
end;
write(f,x,', ');
j:=j+1;
end;
close(f);
end.
```

Фаза вихідного сигналу задається напругою, що надходять на аналого-цифровий перетворювач контроле-

ра. АЦП налаштовується в режим 8-бітного перетворення, діапазон 0 ... 256. Число, отримане з АЦП, ділиться на 8, та ким чином діапазон 0 ... 256 наводиться до діапазону 0...32, що дає необхідні 16 кроків регулювання фази в кожному напрямку. При напрузі живлення мікросхеми 5 Вольт нульового значення зсуву фаз відповідає напруга 2,5 В.

Програма управління мікроконтролером *ATTINY13* написана на мові C і складається з двох частин:

1. Ініціалізація контролера [6,7]:

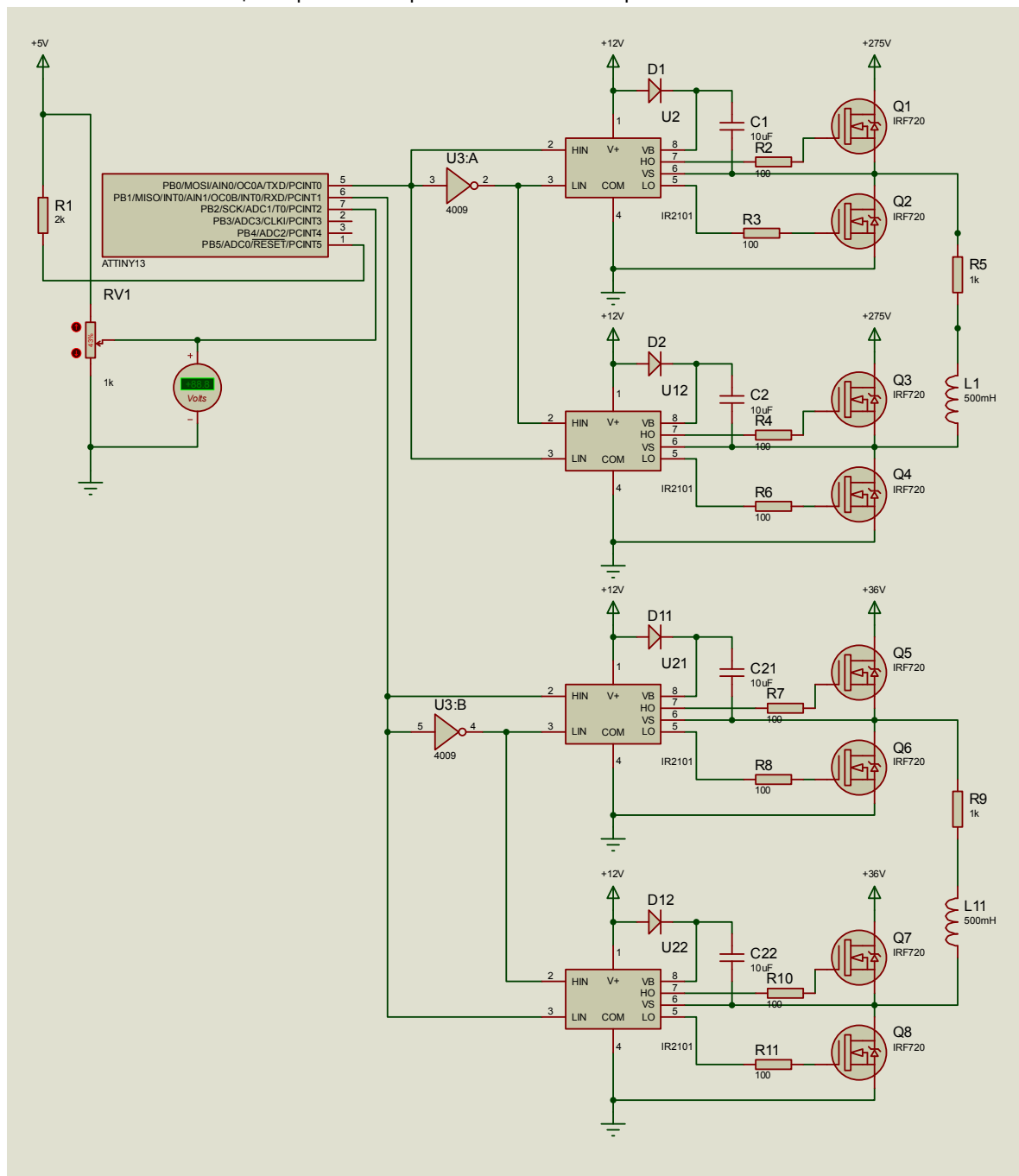
```
#include <avr/io.h>
#include <avr/interrupt.h>
#define __PROG_TYPES_COMPAT__
#include <avr/pgmspace.h>

const uint8_t PROGMEM sine[62] = {
127, 139, 152, 164, 176, 188, 198, 209, 218, 226,
233, 240, 245, 248, 251, 252, 252, 251, 248, 245,
240, 233, 226, 218, 209, 198, 188, 176, 164, 152,
139, 127, 115, 102, 90, 78, 66, 56, 45, 36,
28, 21, 14, 9, 6, 3, 2, 2, 3, 6,
9, 14, 21, 28, 36, 45, 56, 66, 78, 90,
102, 115
}; // значення синуса

int main()
{
    DDRB = (1 << PB0)|(1 << PB1); // налаштуємо вихідні лінії
    TCCR0A=(1<<COM0A1)|(0<<COM0A0)|(1<<COM0B1)|(0<<COM0B0)|(1<<WGM00)|(1<<WGM01);
    // переведемо таймер в режим fast PWM зі скиданням OC0A, OC0B в порівнянні
    TCCR0B = (0<<WGM02)|(0<<CS02)|(0<<CS01)|(1<<CS00); // тактова частота таймера = 8 MHz
    TIMSK0 = (0<<OCIE0B)|(0<<OCIE0A)|(1<<TOIE0);
    // включимо переривання по переповненню таймера
    ADMUX = (0<<REFS0)|(1<<ADLAR)|(0<<MUX1)|(1<<MUX0); //
    установимо АЦП в 8-бітний режим
    ADCSRA=(1<<ADEN)|(1<<ADSC)|(1<<ADPS2)|(1<<ADPS0); //
    запуск АЦП
    sei(); // дозволимо переривання
    while(1);
}

2. Обробника переривань по переповненню таймера:
ISR(TIM0_OVF_vect) // переповнення таймера
{
    static uint8_t n=0;
    static uint8_t n1=0;
    static uint8_t f=0;
    if(!(ADCSRA&(1<<ADSC))) // АЦП завершив перетворення?
    {
        f=ADCH; // считасмо дані з АЦП
        f=f>>3; // f/8
        ADCSRA = (1<<ADEN)|(1<<ADSC)|(1<<ADPS2)|(1<<ADPS0); // перезавантаження АЦП
    }
    n++;
    if(n==62) n=0;
    if(f<16) f+=61; // " якщо фаза менше нуля..."
    n1=n+f-16;
    if(n1>61) n1-=61;
    OCR0A=pgm_read_byte(&sine[n]); // нові значення
    OCR0B=pgm_read_byte(&sine[n1]);
    PORTB=0x03;
}
```

Моделювання роботи програми проводилося в середовищі *Proteus 7.10* (рис.4). При моделюванні напруга управління знімалася з потенціометра *R1* і контролювалася вольтметром *V*.



Риcунок 4 – Схема моделювання системи управління двофазним двигуном на базі мікроконтролера в середовищі *Proteus 7.10*

Обидва транзисторних моста $Q1...Q4$ і $Q5...Q8$ для живлення обмоток управління ОУ і збудження ОЗ, виконані за однаковою схемою, з використанням силових польових транзисторів, керованих від спеціалізованого здвоєного драйвера *IR2101*, включеного за типовою схемою. Так як потужність двигуна невелика, в якості силових транзисторів використовуємо транзистори *MOSFET IRF720* з параметрами: напруга стік – витік $U_{DS} = 400$ В; максимальний струм при температурі 100°C $I_D = 2$ А; опір відкритого каналу $R_{DS(on)} = 1,8$ Ом.

Для формування протифазних сигналів включення верхнього / нижнього плеча моста використаний додатковий інвертор *CD4009*. Обмотки машини імітуються послідовно включеними індуктивністю і опором. Результа-

ти моделювання показані на рис. 5. У нижній частині показано напруга, що знімається з одного з виходів ШІМ, у верхній – форма струму в обмотках двигуна при різних напружених управління. Слід зазначити, що на стік транзисторів кожного моста подається напруга, рівне відповідної напрузі спроектованого двофазного двигуна (275В і 36В).

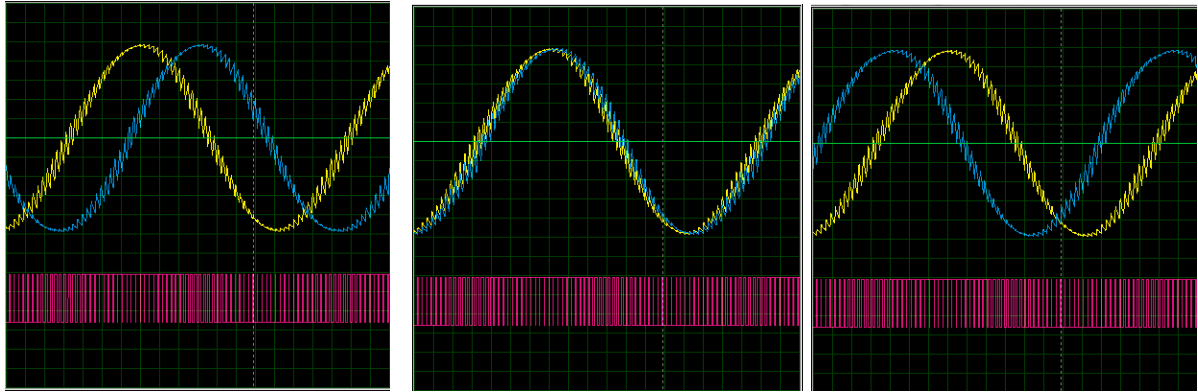


Рисунок 5 – Осцилограми напруг на обмотках двигуна при куті зсуву фаз а) $\pi/2$; б) 0; в) $-\pi/2$.

Выводы. 1. Представлені результати моделювання в середовищі *Proteus 7.10* дозволяють використовувати дану схему як основу для практичної реалізації фазового способу управління двофазними виконавчими двигунами. **2** Запропоновано програму на мові C, яка може бути застосована при відповідних корегувань для програмування мікроконтролерів, призначених для управління двофазними виконавчими двигунами даного типу з іншими технічними характеристиками.

Список використаних джерел:

1. Кацман М. М. Электрические машины автоматических систем: учебник для электроприборостроительных техникумов / М. М. Кацман, Ф. Ю. Юферов [под ред. Ф. М. Юферова]. – М.: Высшая школа. – 1969. – 328 с.
2. Брускин Д.Э. Электрические машины в 2х ч./ Д.Э. Брускин, А.Е. Зорохович, В.С. Хвостов.– М.: Высшая школа, Ч.1.–1987.– 320с.
3. Хрущев В. В. Электрические микромашины переменного тока для устройств автоматики/ В. В. Хрущев. – Л.: Энергия, 1969. – 288 с.
4. Руденко В.С. Преобразовательная техника / В.С. Руденко, В.И. Сенько, И.М. Чиженко. – К.: Вища школа, –1978. – 424с.
5. Справочник по электрическим машинам в 2х т. / [под ред. И.П. Копылова, Б.К. Клочкова].– М.:Энергоатомиздат, Т.2. – 1989.– 688 с.
6. Абраш Р. Книга по работе с *WinAVR* и *AVR Studio* / Роман Абраш,– Минск: журнал „Радиолюбитель” №1...12, 2010.
7. Шпак З. Я. Програмування мовою C / З. Я. Шпак. – Львів, "Оріяна-Нова",–2006.– 416с.

УДК 681.5

Шарейко Д.Ю., к.т.н., Крістенко О.М., Кулаков І.С., Мухомеджанов А.А.

Національний університет кораблебудування імені адмірала Макарова, м. Миколаїв

СИСТЕМА КЕРУВАННЯ ДВИГУНОМ ПОДВІЙНОГО ЖИВЛЕННЯ

Актуальність проблеми. Потреба в електроприводах, які допускають регулювання кутової швидкості і розвиваючого моменту виникає у розв'язку питань підвищення ефективності промислових установок. Сполучення тенденції до розширення кола застосування регульованого електропривода з технічними можливостями каскадних схем електропривода змінного струму дозволяє вважати, що асинхронні вентильні каскади і двигуни подвійного живлення є перспективним видом регульованого електропривода для широкого кола механізмів.

Аналіз літератури [1-9] дозволив визначити базовий варіант, який більш за все підходить для сполучення з вітчизняним обладнанням [12].

Мета роботи – На основі теоретичних досліджень пуску та регулювання моменту і швидкості підвищити ефективність електропривода змінного струму за рахунок двигуна подвійного живлення.

Для досягнення цієї мети необхідно вирішити наступні задачі:

1. Скласти математичну модель двигуна подвійного живлення в системі автоматичного керування.
2. Провести теоретичні дослідження пускових характеристик електропривода з різними динамічними параметрами.

Рівняння двигуна подвійного живлення можуть бути представлені у вигляді:

$$u_{x2} = -\frac{r_1}{k_r}(T_{ls}p + 1)i_{x1} + \Sigma_{kx};$$

$$u_{y2} = -\frac{r_1}{k_r}(T_{ls}p + 1)i_{y1} + \Sigma_{ky},$$

де $T_{ls} = \sigma \cdot L_s / r_1$ — еквівалентна постійна часу контуру струму статора, Σ_{kx}, Σ_{ky} — сигнали компенсації взаємного впливу фаз (по осях x, y):

$$\Sigma_{kx} = \frac{u_{x1}}{k_r} + \frac{\omega_0}{k_r} \Psi_{y1} - \omega_0 s \Psi_{y2} + (r_2 + k_m)i_{x2};$$

$$\Sigma_{ky} = -\frac{\omega_0}{k_r} \Psi_{x1} + \omega_0 s \Psi_{x2} + (r_2 + k_m)i_{y2},$$

де k_m — коефіцієнт зворотного зв'язку по струму ротора (у контурі фазних струмів ротора).

При стабільній напрузі живлення $\vec{u}_1 = \text{const}$ потокозчеплення статора практично залишаються незмінними і вирази спрощуються:

$$\Sigma_{kx} = -\omega_0 s \Psi_{y1} + (r_2 + k_m)i_{x2};$$

$$\Sigma_{ky} = \omega_0 s \Psi_{x1} + (r_2 + k_m)i_{y2}.$$

Наведені рівняння показують, що за умови компенсації сигналів Σ_{kx}, Σ_{ky} кола ротора – прості інерційні ланки. Передатні функції об'єкта регулювання по осях x, y мають вид:

$$\Psi_{x1} = 0; \Psi_{y1} = -u_1 / \omega_0.$$

При виконанні цих умов момент двигуна пропорційний активному струму:

$$M = -k_M \frac{u_1}{\omega_0} i_{x1}.$$

Роль регулятора моменту грає регулятор струму i_{x1} . Завдання цього регулятора пропорційне виходу регулятора швидкості. Ця система може бути налаштована на режим, близький до технічного оптимуму при відносно повільних змінах сигналу керування (при роботі від задатчика інтенсивності) або змінах навантаження в межах 0–1 M_n . Однак при таких збурюваннях, як коливання мережі ($\bar{\Psi}_1 = \text{const}$), настроювання регуляторів не відповідає оптимуму. Регулятор розраховується звичайними методами, прийнятими в системах постійного струму. Велика компенсуєма постійна часу дорівнює $T_{зкв}$, мала некомпенсуєма $-T_\mu$. Питання визначення постійної часу T_μ перетворювача частоти з безпосереднім зв'язком розглянуте у [4]. Відповідно до [4], $T_\mu = 1.5 / k\omega_0$, де k залежить від схеми випрямлення. При $\omega_0 = 314$ 1/с і трифазній мостовій схемі $T_\mu = 0.8 \cdot 10^{-3}$ с.

На рис. 1 приведена спрощена структурна схема каналу регулювання швидкості розглянутої системи. Передатня функція регульованого об'єкта (тиристорний перетворювач двигун) має вигляд:

$$W_{обл} = \frac{k_{м.л} k_{зкв} k_{о.с.м}}{(T_\mu p + 1)(T_{зкв} p + 1)},$$

де $k_{зкв} = k_r / r_1$; $k_{м.л}$ — коефіцієнт підсилення тиристорного перетворювача; $k_{о.с.м}$ — коефіцієнт зворотного зв'язку за струмом статора.

Передатня функція регулятора струму має вигляд:

$$W_{р.м} = \frac{(T_{зкв} p + 1)}{k_{м.л} k_{зкв} k_{о.с.м} 2T_\mu p},$$

а передатня функція внутрішнього розімкнутого контра дорівнює:

$$W_{p1}(p) = \frac{1}{(T_\mu p + 1) \cdot 2T_\mu p}.$$

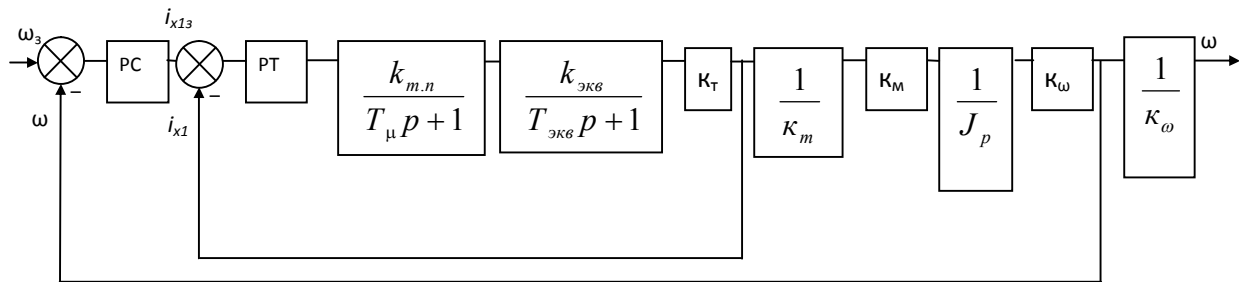


Рисунок 1 – Спрощена структурна схема каналу регулювання швидкості: PC – регулятор швидкості, PT – регулятор струму.

Передатня функція замкнутого внутрішнього контуру має вигляд:

$$W_{з1}(p) = \frac{1}{(T_{\mu}p + 1) \cdot 2T_{\mu}p + 1}.$$

При оптимізації контурів регулювання рівняння приблизно замінюється ланкою першого порядку:

$$W_{з1} = \frac{1}{2T_{\mu}p + 1}.$$

Передатня функція об'єкта регулювання зовнішнього контуру регулювання дорівнює:

$$W_{об2} = \frac{1}{2T_{\mu}p + 1} \cdot \frac{1}{k_{o.c.m}} \cdot \frac{1}{Jp} k_{\omega},$$

Тоді передатня функція регулятора швидкості має вид:

$$W_{p.c} = \frac{(8T_{\mu}p + 1)Jk_{o.c.m}}{32T_{\mu}^2 p k_{\omega}}.$$

Функціональна схема регулятора приведена на рис. 2.

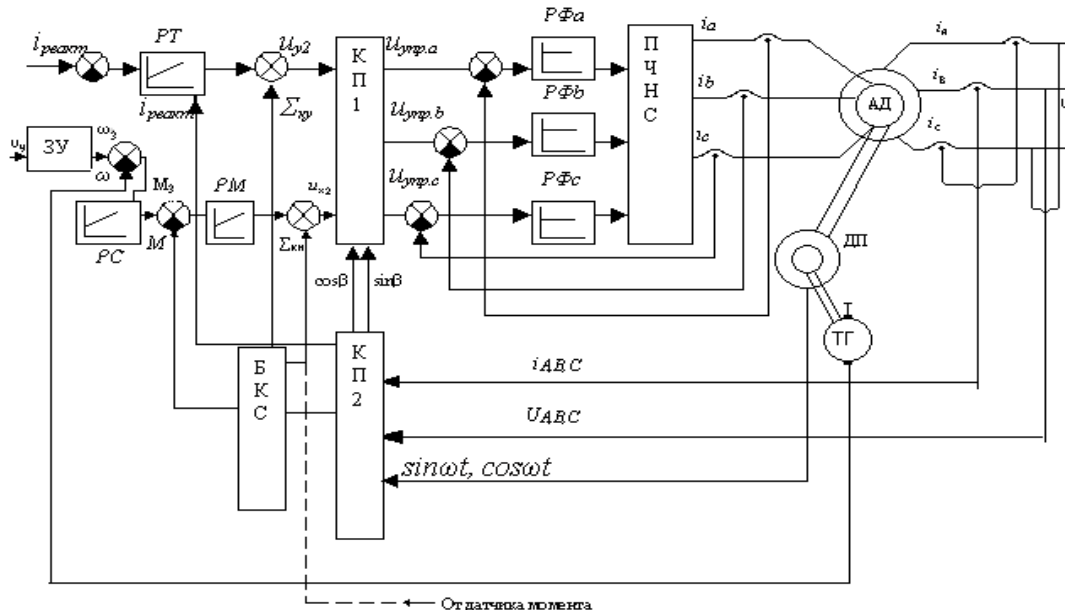


Рисунок 2 – Система регулювання двигуна подвійного живлення в осях ху:

PC – регулятор швидкості; PM – регулятор моменту; PT – регулятор струму; КП1, КП2 – координатні перетворювачі; PФ – регулятори фазних струмів; АД – асинхронний двигун; ДП – датчик положення; ТГ – тахогенератор.

Регулятор містить два канали регулювання – швидкості і реактивного струму статора. Канал регулювання швидкості містить два контури регулювання – контур швидкості і підлеглий йому контур активного струму статора.

Канал регулювання реактивного струму статора – одноконтурний. Керуючий сигнал за швидкістю утворюється за допомогою регулятора швидкості, передатня функція якого може бути обрана в залежності від параметрів системи і необхідної якості перехідних процесів. Вихідні напруги каналів регулювання надходять у координатний перетворювач, де із сигналів нульової частоти перераховуються в сигнали частоти ковзання.

Висновок.

Даючи загальну характеристику електромагнітним перехідним процесам, можна відзначити, що вони подібні процесам в асинхронному двигуні в звичайній схемі включення, але протікають трохи більш сприятливо, оскільки наявність проти-е. р. с. у колі ротора сприяє зменшенню вільних струмів, що зменшує час існування несталого режиму. Режим пуску, як правило, не характерний для вентильних каскадів, оскільки в більшій своїй частині вентильні каскади розраховані на обмежений діапазон регулювання, і пуск двигуна здійснюється за допомогою спеціальних пускових схем. Проте з погляду дослідження й оцінки перехідних процесів режим пуску є найбільш сприятливим.

Список використаних джерел

1. Коломойцев К.В. Включение синхронного генератора на параллельную работу с сетью и о машине двойного питания // Электрик. – 2004. - №10. – С.11-12.
2. Коломойцев К.В. Энергетические возможности машин двойного питания // Электрик. – 2008. - №5. – С.48.
3. Коломойцев К.В. Устройство для измерения угла нагрузки и исследования колебаний машины двойного питания при синхронной скорости // Электрик. – 2011. №11. – С.37-39.
4. Арменийский Е.В., Фальк Г.Б. Электрические микромашины / Е.В. Арменийский, Г.Б. Фальк // М.: Госэнергоиздат, 1985. 254 с.
5. Ключев В.И. Теория электропривода: Учеб. для вузов.-2е изд. пре-раб. и доп. // М.: Энергоатомиздат, 1998. 704 с.
6. Асинхронные двигатели общего назначения / Под ред. В.М. Петрова и А.Э. Кравчика // М.: Электричество, 1980. 298 с.
7. Онищенко Г.Б. Асинхронные вентильные каскады и двигатели двойного питания / Г.Б. Онищенко, И.Л. Локтева // М.: Энергия, 1979. 200 с.
8. Рудаков В.В. Асинхронные электроприводы с векторным управлением / В.В. Рудаков, И.М. Столяров // Л.: Энергоатомиздат, 1987. 136 с.
9. П.Ботвинник М.М. Асинхронизированная синхронная машина // М.: Госэнергоиздат, 1961. 192 с.
10. Брускин Д.Э. Электрические машины / Д.Э. Брускин, А.Е. Зорохович, В.С. Хвостов // М.: Энергия, 1987. 404 с.
11. Мещеряков В.Н. Моделирование динамических процессов в системах асинхронного электропривода. Учебное пособие / В.Н. Мещеряков, В.В. Фёдоров // Липецк: ЛГТУ, 1998. -65 с.173
12. Белов М.П. Автоматизированный электропривод типовых производственных механизмов и технологических комплексов : учебник для студ. высш. учеб. заведений/ М. П. Белов, В.А. Новиков, Л. Н. Рассудов. - 3-е изд., испр. - М. : Издательский центр «Академия», 2007. - 576 с.

УДК 621.3

Стаканов Д.К.

Національний університет кораблебудування ім. адм. Макарова, м. Миколаїв

МОДЕЛЮВАННЯ МАГНІТОЕЛЕКТРИЧНОГО ВІБРАЦІЙНОГО ПРИВОДА

Попереднє очищення зерна в зернових сепараторах є однією з найважливіших технологічних операцій для його післязбиральної обробки в системі підготовки зерна до зберігання [1]. Зернові вібраційні сепаратори здебільшого працюють у низьких частотах та при досить великій амплітуді. Частіше у таких системах використовують відцентрові віброприводи, які в свою чергу не мають можливостей гнучкого налаштування частоти та амплітуди під час роботи.

Серед віброприводів, що можуть надати таку можливість можна виділити: електромагнітні, магнітоелектричні, інерційні, гідравлічні, пневматичні. З урахуванням умов роботи зернових сепараторів найбільш вдалим можна виділити магнітоелектричний вібропривод через його широкий частотний діапазон роботи, невелику потужність споживання енергії та добрі питомі показники електромагнітної сили. Тому розробка систем магнітоелектричних вібраційних приводів та систем керування ними є актуальною задачею.

Метою роботи є моделювання магнітоелектричного вібраційного двигуна з метою створення моделі системи керування.

Згідно до [2, 3] найбільш ефективним при однакових конструктивних і електричних параметрах статора, а також рівних за масою магнітів, застосованих при побудові полюсів бігунів, є коаксіально-лінійний двигун з радіальним напрямком намагнічування постійних магнітів (рис. 1).

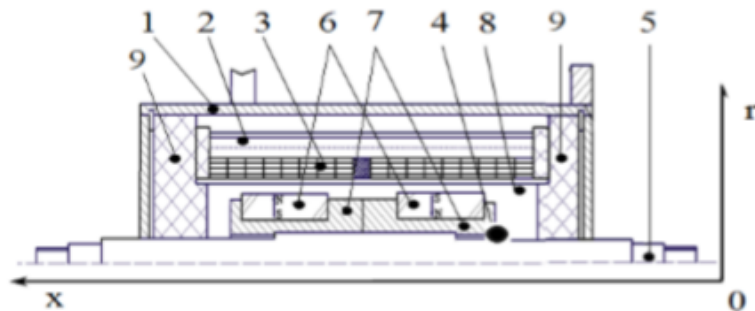


Рисунок 1 – Коаксіально-лінійний двигун з радіальним напрямком намагнічування постійних магнітів:
корпус статора – 1; обмотка статора – 2; магнітопровід статора – 3; бігун – 4; металевий стрижень бігуна – 5;
постійні магніти – 6; полюса – 7; повітряне середовище – 8; текстолітові фланці – 9

Для сумісного моделювання електромеханіки і системи керування необхідно мати значення потокозчеплення вібропривода [4]. Для числового розрахунку магнітних полів зазвичай використовуються прикладні програми, такі як Ansoft Maxwell, ANSYS, FEMM і ін. Вони дозволяють моделювати тривимірні магнітні поля з урахуванням насичення стали, анізотропії та інших фізичних явищ.

Середній магнітний потік $\Phi_{\text{сер}}$, що проходить через обмотку, визначається для того, щоб при моделюванні динаміки електромагнітного вібраційного привода обчислювати ЕРС самоіндукції, яка наводиться в обмотці [5]. Точне значення $\Phi_{\text{сер}}$ можна отримати, задавши геометрію кожного витку обмотки і розрахувавши потік, який проходить через нього. Але це створює труднощі при створенні розрахункової моделі. Тому використовують спрощений спосіб, заснований на усередненні магнітних потоків, що проходять через кілька розподілених за об'ємом обмотки контурів [5]. Точність обчислення залежить від кількості контурів і їх розташування. Магнітний потік, що проходить через виток обмотки, залежить від його розташування по висоті обмотки і від площі, яку він охоплює. Тому контури необхідно також робити різними за площею і розташовувати на різних рівнях.

Помноживши значення середнього магнітного потоку на загальну кількість витків обмотки W , отримуємо потокозчеплення. Для визначення середнього магнітного потоку у середовищі Ansoft Maxwell створено модель коаксіально-лінійного двигуна за радіальним напрямком намагнічування постійних магнітів (рис 2). Також створено контури для обчислення значення магнітного потоку.

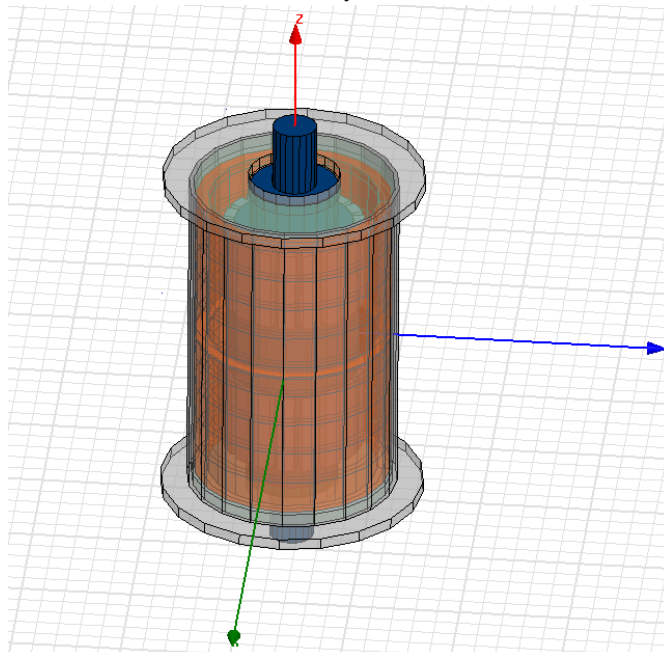


Рисунок 2 – Модель магнітоелектричного вібропривода у середовищі Ansoft Maxwell

За розрахунками моделі отримано залежність магнітного потоку від зсуву бігунка при струмі 3А і 4А (рис 3).

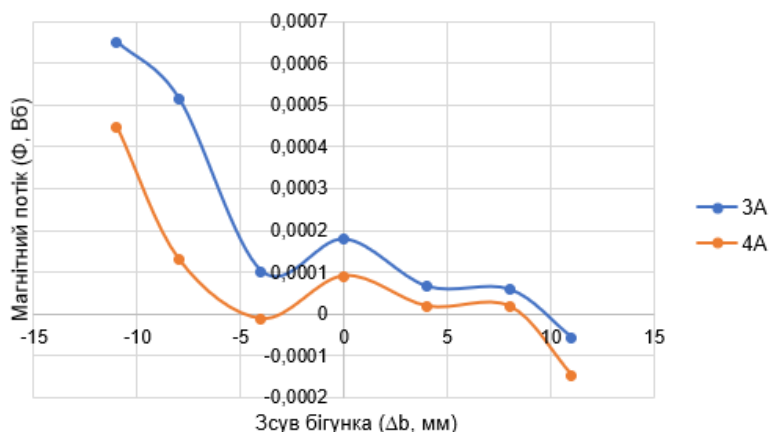


Рисунок 3 – Залежність магнітного потоку від положення бігунка

Також визначено залежність сили, що діє на бігунки від зсуву бігунка при струмах 3А і 4А (рис. 4).

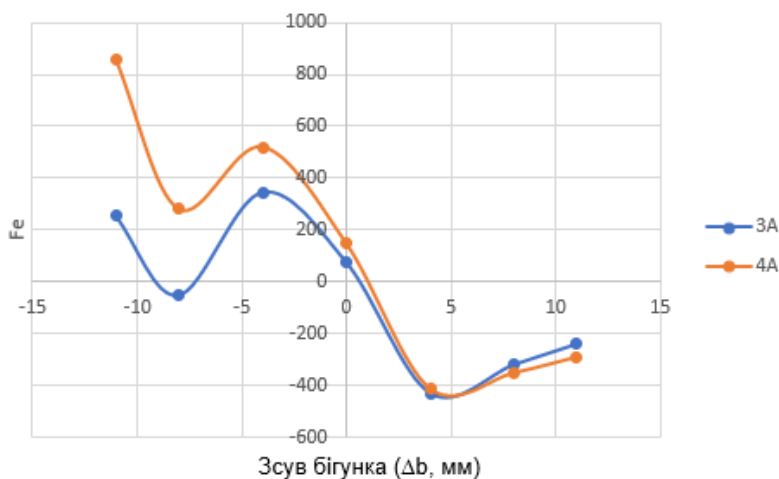


Рисунок 4 – Залежність сили, що діє на бігунки від його положення

Висновки. Отримані у ході моделювання залежності середнього магнітного потоку та потокозчеплення дають можливість створення моделі електромеханіки і системи керування для неї, та подальшого аналізу системи керування.

Список використаних джерел

1. Невзоров В.Н. Технология сепарации зерна на вибрационной машине / В. Н. Невзоров, Д. А. Кох, Ж. А. Кох та ін. // Вестник КрасГАУ. – 2018. – №5. – С. 198–202.
2. Голенков Г.М. Электромеханические характеристики коаксиально-линейного двигателя с аксиальным и радиальным направлениями намагничивания постоянных магнитов / Г.М. Голенков, Мохсен. Аббасян // Технічна електродинаміка. — 2014. — № 3. — С. 64-69. — Бібліогр.: 10 назв. — рос.
3. Голенков Г.М. Моделирование распределения магнитной индукции коаксиально-линейного двигателя с аксиальным и радиальным направлением намагничивания постоянных магнитов / Голенков Г.М., Аббасян М.А. // Електротехніка і електромеханіка, 2014. – №1. – С. 21 – 24.
4. Черно О.О. Особливості побудови математичних моделей електромагнітних вібраційних приводів / О. О. Черно, А. П. Гуров, Л. І. Бугрім. // Електромеханічні і енергозберігаючі системи. – 2018. – №3. – С. 45–51.
5. Черно А.А. Моделирование электромеханических процессов в энергосберегающих электромагнитных приводах вибрационных установок / А.А. Черно, А.П. Гуров, А.С. Минчула, Д.Л. Безверхний // Електротехнічні та комп'ютерні системи. – К.: Техніка, 2011. – № 3. – С. 397–399.

ЗМІСТ

<i>Подымака В.И., Новограцький С.Н., Костюченко В.И., Жук Д.А., Кулик А.А.</i> Процес самовозбудження автономного трехфазного асинхронного генератора	3
<i>Бандура С.І., Александровський С.Ю., Лужанський А.С.</i> Система управління двофазним двигуном на базі програмованого мікроконтролера	7
<i>Шарейко Д.Ю., Крістенко О.М., Кулаков І.С., Мухомеджанов А.А.</i> Система керування двигуном подвійного живлення.....	12
<i>Стаканов Д.К.</i> Моделювання магнітоелектричного вібраційного привода	15

Наукове видання

СУЧАСНІ ПРОБЛЕМИ АВТОМАТИКИ ТА ЕЛЕКТРОТЕХНІКИ – 2021

ВСЕУКРАЇНСЬКА НАУКОВО-ТЕХНІЧНА КОНФЕРЕНЦІЯ

6–7 квітня 2021 року

Навчально-науковий інститут автоматики і електротехніки
Національний університет кораблебудування
імені адмірала Макарова
просп. Центральний, 3, м. Миколаїв

МАТЕРІАЛИ КОНФЕРЕНЦІЇ

(українською і російською мовами)

Відповідальний за випуск О. О. Черно
Комп'ютерна верстка О. О. Черно

Формат 60×84/8. Ум. друк. арк.4,9.

Видавець: Національний університет кораблебудування
імені адмірала Макарова
просп. Героїв України, 9, м. Миколаїв, 54025
E-mail: publishing@nuos.edu.ua