

В.В. Лобода, О.І. Оборона, Д.А. Прусаков – студенти, керівник Закладний О.М. к.т.н., доцент  
Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут»  
Кафедра АУЕК, ІЕЕ, НТУУ «КПІ», вул. Борщагівська, б.115, корп. 22, м. Київ, 03056, Україна

## **ЕНЕРГОЗБЕРІГАЮЧИЙ РЕГУЛЬОВАНИЙ ЕЛЕКТРОПРИВОД НА ОСНОВІ ДВОЛАНКОВОГО БЕЗФІЛЬТРОВОГО ПЕРЕТВОРВАЧА ЧАСТОТИ**

*Розглянуто координатний принцип управління дволанковим безфільтровим перетворювачем частоти. Проведено результати моделювання системи електропривода в середовищі Matlab Simulink.*

*Рассмотрено координатный принцип управления двухзвенным бесфильтровым преобразователем частоты. Представлены результаты моделирования системы электропривода в среде Matlab Simulink.*

*Considered coordinate principle for managing of a two-tier without filter frequency Converter. The results of modeling the electric drive system in an ambience Matlab Simulink are presented.*

### **Вступ**

Важливу роль у діяльності сучасного суспільства - від сфери промислового виробництва до сфери побуту відіграє електромеханічне перетворення енергії, яке здійснюється електроприводом. Відомо, що електропривод є найбільшим споживачем електричної енергії, тому в світовій практиці саме регульований електропривод визнано одним із найбільш ефективних енергозберігаючих та ресурсозберігаючих технологій.

У процесі розвитку регульований електропривод досяг високої досконалості. Він дозволяє формувати необхідні механічні характеристики та перехідні процеси, що задовольняють найрізноманітнішим технологічним завданням. Проте на даний час все більшої актуальності набувають питання енергетики, які вирішуються завдяки розвитку електромашинобудування і напівпровідникової техніки.

Енергозберігаючий регульований асинхронний електропривод на основі дволанкового безфільтрового перетворювача частоти (ПЧ) володіє комплексом нових властивостей, що поєднують високі електромеханічні показники з покращеною енергетичною та електромагнітною сумісністю з живильною мережею. А саме – відсутність спричинених перетворювачем спотворень кривої напруги живлення, споживання з мережі практично синусоїдальних струмів з можливістю регулювання реактивної потужності, забезпечення оборотності потоку активної потужності, тобто можливості не лише високоякісного споживання, але й рекуперації електроенергії в гальмівних режимах електропривода.

На відміну від традиційних дволанкових перетворювачів частоти аналогічного призначення, в схемі нового перетворювача відсутній громіздкий силовий згладжувальний фільтр в проміжній ланці постійного струму, що істотно покращує його масо-габаритні показники.

Силову частину електропривода з ПЧ зображено на рис.1.

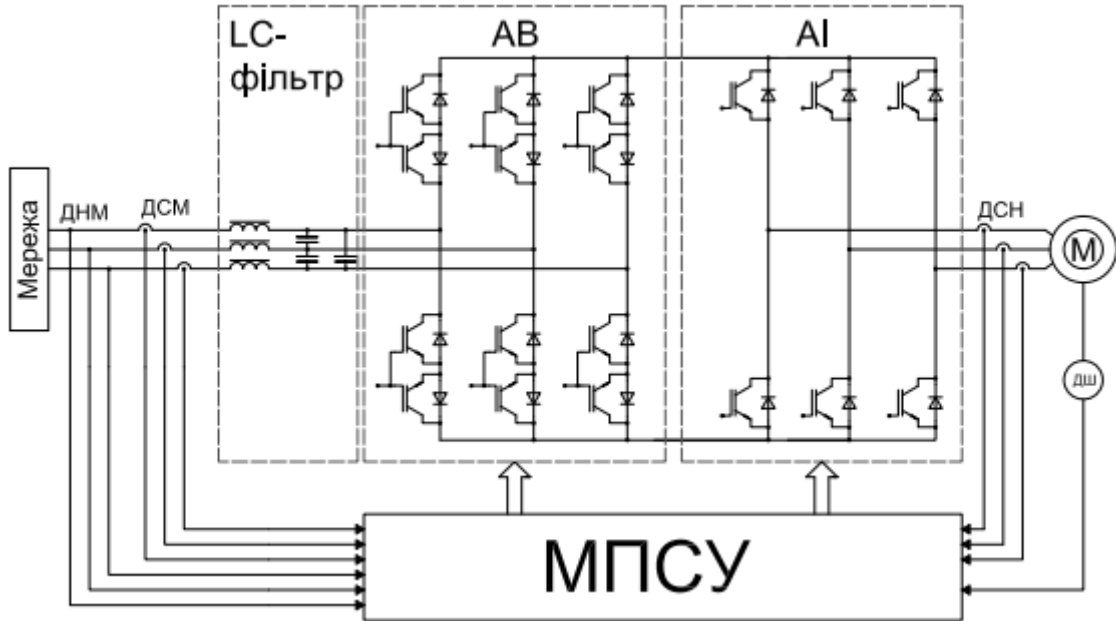


Рисунок 1. Силова частина електропривода з ПЧ:

ДНМ – датчик напруги мережі; ДСМ – датчик струму мережі, ДСН – датчик струму навантаження, АВ – автономний випрямляч, АІ – автономний інвертор, LC-фільтр – мережевий фільтр, МПСУ – мікропроцесорна система управління, ДШ – датчик швидкості.

**Математична модель ПЧ як об'єкта управління**

Для математичного описання процесів, які протікають у силовій частині ПЧ, використано такі абстрактні алгебраїчні вектори-стовпці, складені з миттєвих відносних значень; верхній індекс «F» означає, що вектори записані у фазних змінних [4]:

$$U^F = \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix}; I^F = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}; U_1^F = \begin{bmatrix} u_{1a} \\ u_{1b} \\ u_{1c} \end{bmatrix}; I_1^F = \begin{bmatrix} i_{1a} \\ i_{1b} \\ i_{1c} \end{bmatrix}; U_2^F = \begin{bmatrix} u_{2a} \\ u_{2b} \\ u_{2c} \end{bmatrix}; I_2^F = \begin{bmatrix} i_{2a} \\ i_{2b} \\ i_{2c} \end{bmatrix}$$

вектори напруг і струмів мережі, напруг і струмів на вході комутатора АВ (індекс «1»), на виході комутатора АІ (індекс «2»);

$$S_1^F = \begin{bmatrix} s_{1a} \\ s_{1b} \\ s_{1c} \end{bmatrix}; S_2^F = \begin{bmatrix} s_{2a} \\ s_{2b} \\ s_{2c} \end{bmatrix}$$

- дискретні вектор-функції, компоненти яких описують стани фазних плечей комутаторів АВ і АІ.

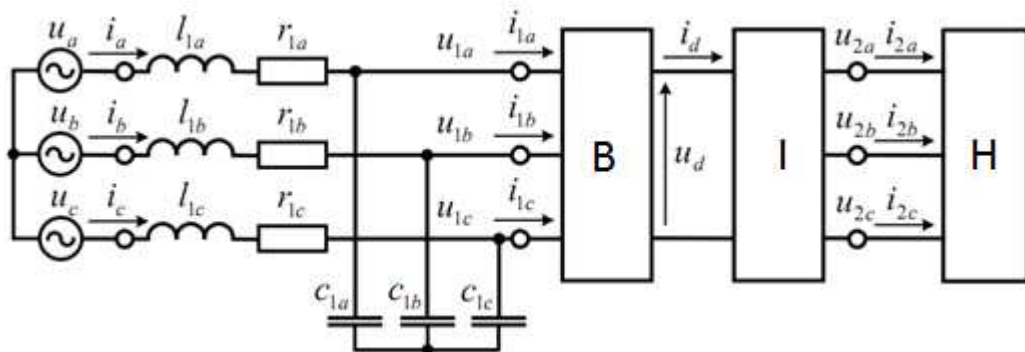


Рисунок 2. Еквівалентна схема заміщення ПЧ

На рис.2 зображено еквівалентну схему заміщення ПЧ. Якщо застосувати припущення щодо ідеальності силових ключів і блоків управління ключами АВ і АІ, тоді математична модель силової частини ПЧ може бути описана рівняннями:

$$U^F = U_1^F + R_1^F I^F + L_1^F \frac{dI^F}{d\tau}; \quad I^F - I_1^F = C_1^F \frac{dU_1^F}{d\tau}; \quad (1)$$

$$u_d = F_1^F \cdot U_1^F \quad U_2^F = u_d \cdot F_2^F; \quad (2)$$

$$i_d = F_2^F \cdot I_2^F; \quad I_1^F = i_d \cdot F_1^F; \quad (3)$$

$$F_1^F = S_1^F; \quad F_1^F = \frac{1}{2} M S_2^F \quad (4)$$

де  $\tau$  – відносний час;  $R_1^F, L_1^F, C_1^F$  - матриці активних опорів, індуктивностей дроселів і приведені до схеми «зірка» ємностей конденсаторів мережевого фільтру;  $F_1^F, F_2^F$  - дискретні комутаційні вектор-функції комутаторів АВ і АІ;  $M$  – матричний коефіцієнт.

Для управління ПЧ розроблено двоетапний принцип управління. На першому етапі за допомогою математичної моделі ПЧ визначаються миттєві значення еталонних модулюючих функцій перетворювача, що відповідають заданим значенням керованих координат. На даному етапі вирішуються такі задачі:

- розподіл функції управління вихідною напругою ПЧ між випрямлячем та інвертором;
- узгодження функції управління вихідною напругою та вхідною реактивною потужністю.

На другому етапі здійснюється широтно-імпульсна апроксимація еталонних модулюючих функцій послідовностями фізично реалізованих значень дискретних комутаційних функцій комутаторів випрямляча та інвертора з подальшим визначенням станів ключів, які забезпечують отримані комутаційні функції.

### Координатний принцип управління ПЧ

Координатний принцип широтно-імпульсної модуляції базується на поняттях модулюючого і опорного сигналів [2]. Для адаптації комутаційних функцій АВ і АІ один з комутаторів доцільно розглядати в якості провідного, а другий - веденого, комутаційна функція якого адаптується до комутаційної функції провідного.

У випадку, коли провідним вибрано комутатор випрямляча, для еталонних модулюючих фазних вектор-функцій випрямляча та інвертора:

$$\Phi_{1m}^{*F} = \begin{bmatrix} \square_{1a}^* \\ \square_{1b}^* \\ \square_{1c}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Phi_1 \cos(\varphi_1) \\ \Phi_1 \cos(\varphi_1 - 2\pi/3) \\ \Phi_1 \cos(\varphi_1 + 2\pi/3) \end{bmatrix}$$

та

$$\Phi_{2m}^{*F} = \begin{bmatrix} \square_{2a}^* \\ \square_{2b}^* \\ \square_{2c}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Phi_2 \cos(\varphi_2) \\ \Phi_2 \cos(\varphi_2 - 2\pi/3) \\ \Phi_2 \cos(\varphi_2 + 2\pi/3) \end{bmatrix}$$

процедура широтно-імпульсної апроксимації будується наступним чином. Тут  $\Phi_1, \Phi_2, \varphi_1$  і  $\varphi_2$  задані амплітуди і фази векторів  $\Phi_{1m}^{*F}$  і  $\Phi_{2m}^{*F}$ , відповідно.

У каналі управління випрямлячем виконується алгоритм координатної ШІМ [4], що передбачає перетворення:

$$\Phi_{1m}^{*SF} = A_m \left( \frac{\pi}{6} \right) \Phi_{1m}^{*F}; \quad (5)$$

$$\Phi_{1m}^{*SF} = \Phi_{1m}^{*SF} + \Phi_{1m}^{*SF}; \quad (6)$$

$$F_1^{*F} = \text{sign}(\Phi_1^{*F} + \Phi_{1\text{оп}}^F); \quad (7)$$

$$S_1^{*F} = \frac{\sqrt{3}}{2} A_m^T \left( \frac{\pi}{6} \right) F_1^{*F}. \quad (8)$$

Формула (5) описує процедуру фазової передмодуляції вектора еталонних безперервних модулюючих функцій випрямляча з поворотом на кут  $\pi/6$  з використанням матриці повороту ( $A_m$ ). Формула (6) відповідає наступній симетричній адитивній передмодуляції, що забезпечує розширення діапазону регулювання АВ за рахунок додавання нейтральної складової  $\Phi_{1n}^*$ , для формування якої може бути використана третя гармоніка. В подальшому виконується стандартне широтно-імпульсне перетворення (7) з використанням нормованого високочастотного опорного сигналу  $\Phi_{1\text{оп}}^*(t)$  симетричної пилкоподібної форми. Подальше лінійне перетворення (8) забезпечує фазову демодуляцію і нормування сигналів, в результаті чого формується вектор-функція заданих станів комутатора активного випрямляча:

$$S_1^{*F} = \begin{bmatrix} S_{1a}^* \\ S_{1b}^* \\ S_{1c}^* \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{3}}{2} A_m^T \left( \frac{\pi}{6} \right) F_1^{*F} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} f_{1a}^* - f_{1b}^* \\ f_{1b}^* - f_{1c}^* \\ f_{1c}^* - f_{1a}^* \end{bmatrix}.$$

в каналі управління інвертором передбачається реалізація стандартного алгоритму координатної ШІМ, доповненого процедурою адаптації:

$$\Phi_2^{*F} = \Phi_{2m}^{*F} + \Phi_{2n}^{*F}; \quad (9)$$

$$\Phi_2^{<*F} = k_1 \Phi_2^{*F} + \Phi_{\text{см}}^{<*}; \quad (10)$$

$$\Phi_2^{>*F} = k_2 \Phi_2^{*F} + \Phi_{\text{см}}^{>*}; \quad (11)$$

$$S_2^{<*F} = \text{sign}(\Phi_2^{<*F} + \Phi_{2\text{оп}}^{<*F}); \quad (12)$$

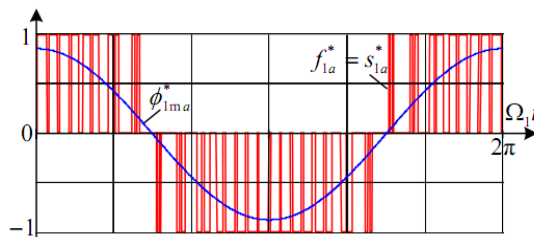
$$S_2^{>*F} = \text{sign}(\Phi_2^{>*F} + \Phi_{2\text{оп}}^{>*F}); \quad (13)$$

$$S_2^* = S(S_2^{>*F}, S_2^{<*F}). \quad (14)$$

Формула (9) описує процедуру симетричної адитивної передмодуляції еталонних безперервних модулюючих функцій інвертора  $\Phi_2^{*F}$ , що розширює діапазон регулювання. Вирази (10), (11) описують двоканальну мультиплікативно-адитивну передмодуляцію з метою адаптації еталонної комутаційної вектор-функції веденого перетворювача до комутаційної функції провідного. Формули (12), (13) визначають закон широтно-імпульсного перетворення. Функція стану ключів комутатора інвертора (14):

$$S_2^{*F} = \begin{bmatrix} S_{2a}^* \\ S_{2b}^* \\ S_{2c}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{2a}^{<*} S_{2a}^{>*} \\ S_{2b}^{<*} S_{2b}^{>*} \\ S_{2c}^{<*} S_{2c}^{>*} \end{bmatrix}.$$

На рис.3 зображено сигнали управління випрямлячем та інвертором. На рис.3,а зображено сигнал управління  $S_{1a}^*$  ключами фази  $a$  випрямляча. Сигнал управління ключами фази  $a$  інвертора  $S_{2a}^*$  показано на рис.3,б, а відповідна дискретна комутаційна функція  $f_{2a}^*$  зображена на рис.3,в.



а

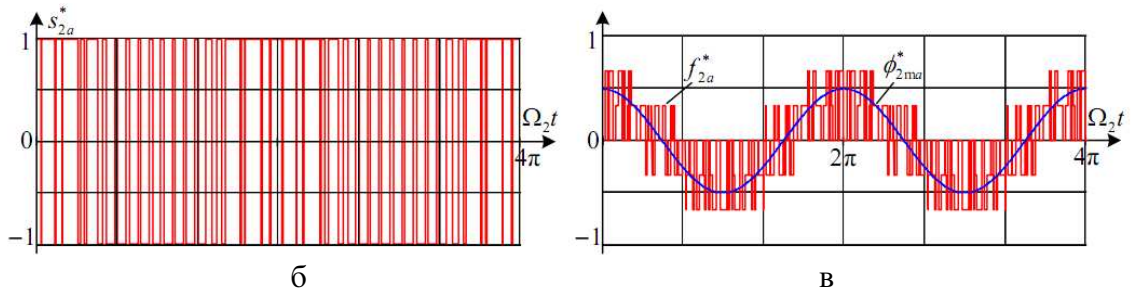


Рисунок 3. Сигнали управління випрямлячем та інвертором

Наведена координатна стратегія управління ПЧ перевірена методом математичного моделювання на ЕОМ. На рис.4 зображено результати моделювання роботи ПЧ на асинхронний двигун з симетричною амплітудною передмодуляцією функцій АВ з центруванням потенційної зони навантаження у потенційній зоні джерела.

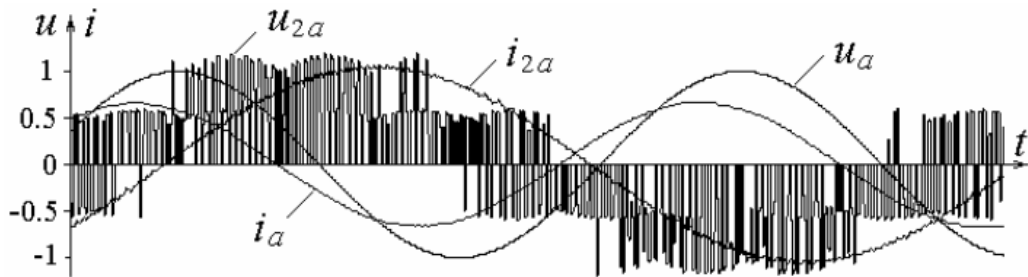


Рисунок 4. Робота ПЧ на асинхронний двигун

### Моделювання системи електропривода в середовищі Matlab Simulink

Система керування електропривода двоконтурна, підпорядкованого регулювання з ПІ-регулятором струму та ПІ-регулятором швидкості. Структурну схему системи електропривода зображена на рис.5.

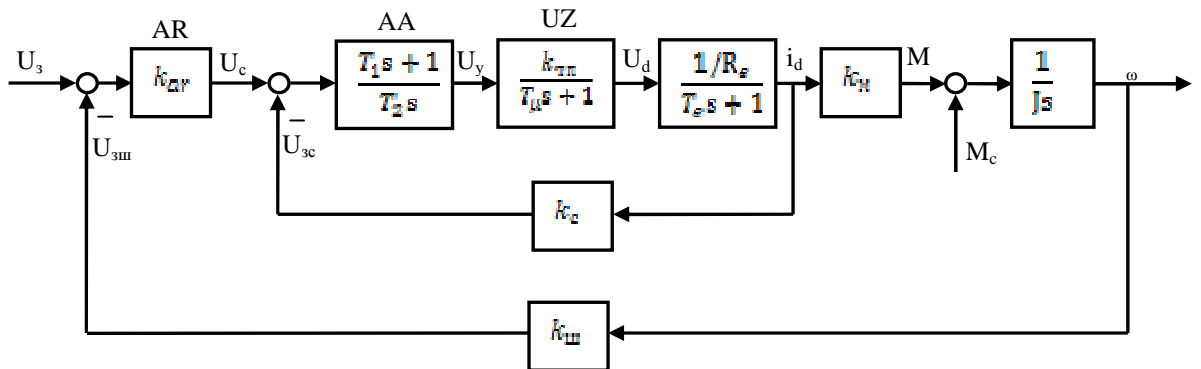


Рисунок 5. Структурна схема електропривода:

AR - регулятор швидкості, AA - регулятор струму, UZ – перетворювач.

Цифрова модель електропривода має вигляд, представлений на рис.6.

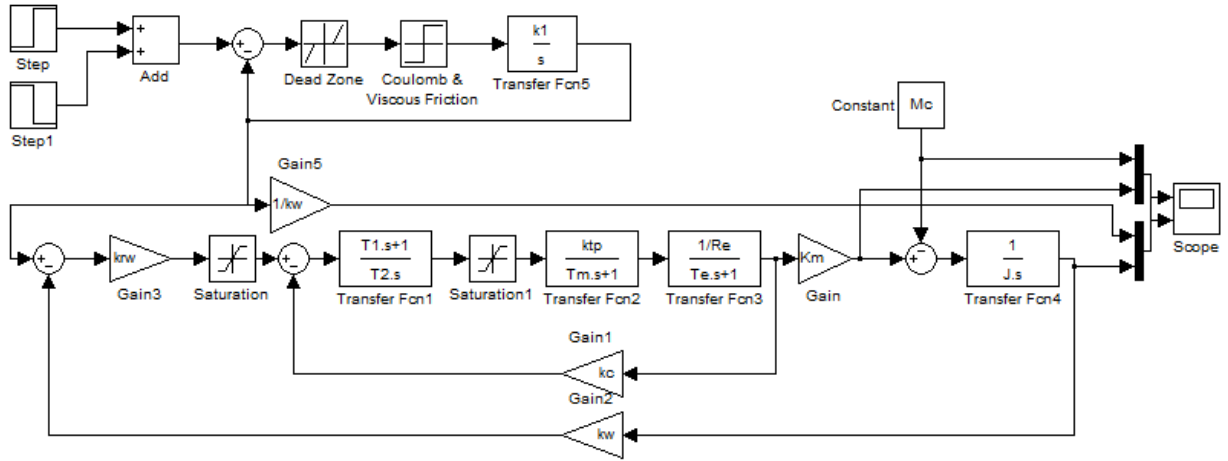
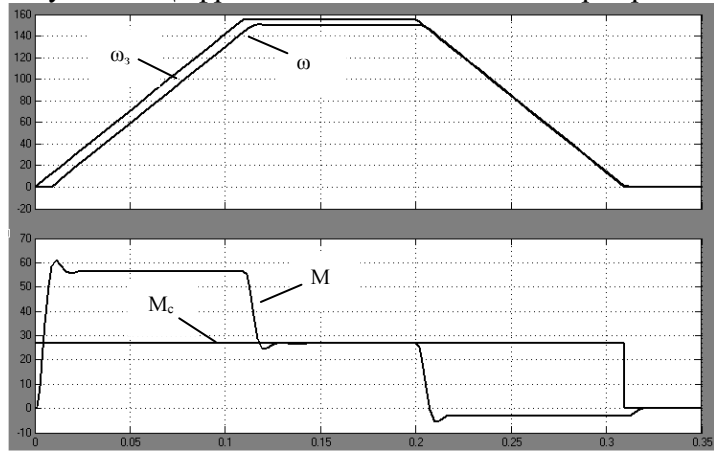
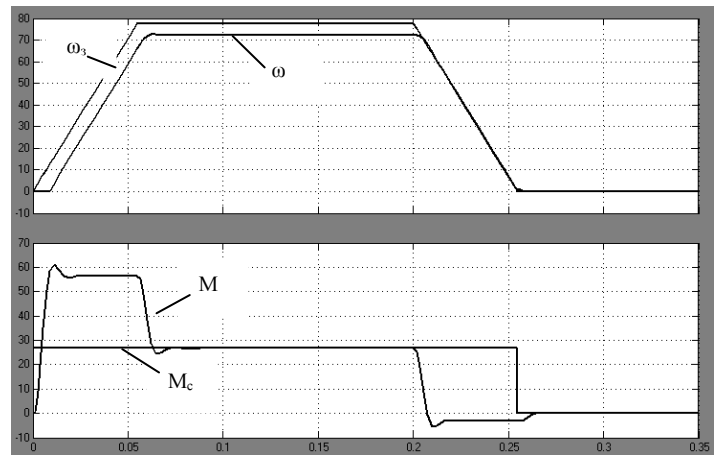


Рисунок 6. Цифрова модель системи електропривода



а



б

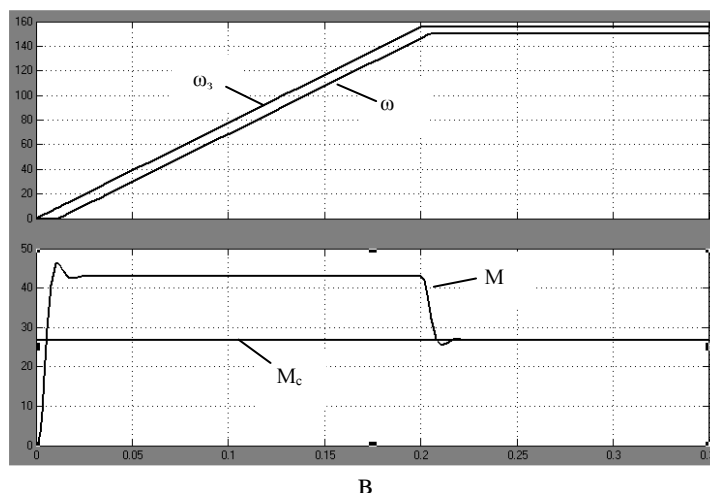


Рисунок 7. Результати моделювання системи ПЧ-АД:

а - задана швидкість номінальна; б - задана швидкість менша номінальної вдвічі; в - збільшення часу розгону

### Висновок

Таким чином, володіючи нормованими електромеханічними властивостями, притаманними системам підпорядкованого регулювання, електропривод з ДБПЧ характеризується покращеною характеристикою та електромагнітною сумісністю з живильною мережею, забезпечуючи синусоїдальність вхідних та вихідних струмів, двосторонній енергозберігаючий обмін активної потужності в пуско-гальмівних режимах, а також регулювання реактивної потужності, що споживається..

### Література

1. Зиновьев Г.С., Попов В.И. Инвертор напряжения с непосредственным питанием от трехфазной сети // Преобразовательная техника. Новосибирск, 1968. кн.2. с. 208-223.
2. Р.Т. Шрейнер, В.К. Кривовяз, А.И. Калыгин. Координатная стратегия управления непосредственным преобразователем частоты с ШИМ для электроприводов переменного тока // Электротехника, 2003, №6.
3. Р.Т. Шрейнер, А.А. Ефимов, А.И. Калыгин, К.Н. Корюков, И.А. Мухаматшин. Концепция построения двухзвенных непосредственных преобразователей частоты для электроприводов переменного тока // Электротехника. 2002. №12. с.30-39.
4. Шрейнер Р.Т. Математическое моделирование электроприводов переменного тока с полупроводниковыми преобразователями частоты. Екатеринбург: УрО РАН, 2000. 654с. ISBN 5-7691-1111-9.