

ВОЛЬТ-АМПЕРНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ НАПІВПРОВІДНИКОВИХ ЕЛЕМЕНТІВ ЕЛЕКТРОМЕХАНОТРОННИХ СИСТЕМ

© Макарчук О.В., 2008

Розглянуто спосіб опису вольт-амперних характеристик напівпровідникових елементів для потреб математичного моделювання електромеханотронних систем. Наведено приклад застосування цього способу.

In paper the way of the description of volt-ampere characteristics of semi-conductor elements, for needs of mathematical modeling electromechatrical systems is observed. It is instanced applications of this way.

Сучасний електропривод поєднує в собі електричні машини різних типів та систему керування. Вона складається з силових комутаційних модулів, як правило, на базі напівпровідникових силових ключів та модуля керування. Прикладом таких електромеханотронних систем можуть слугувати вентильний двигун – комутатор, асинхронний двигун – перетворювач частоти, машина постійного струму – широтно-імпульсний регулятор напруги, синхронний генератор – напівпровідниковий збудник тощо.

Постановка проблеми. Побудова адекватних математичних моделей таких об'єктів можлива лише за умови врахування особливостей взаємодії систем керування, принаймні їх силових модулів з електричною машиною як з електромеханічним перетворювачем енергії. Інакше кажучи, таку систему належить розглядати як єдине ціле й використовувати єдиний підхід для моделювання всіх її структурних елементів.

Задачі дослідження. Враховуючи істотний поступ у розвитку елементної бази для силових модулів систем електропривода, можна стверджувати, що істотну конкуренцію традиційним тиристорам складають транзистори – біполярні, MOSFET або IGBT. Отже, математична модель системи повинна містити формальний опис цього елемента.

Аналіз останніх досліджень. Сьогодні загальною моделлю біполярного транзистора є модель Еберса-Мола [1], яка враховує основні фізичні явища, що супроводжують його роботу. На базі цієї моделі побудовано високоякісне програмне забезпечення [2], елементи якого, на жаль, не можна використати безпосередньо в комп'ютерних моделях електромеханотронних систем. Крім того, в правильно спроектованому силовому модулі транзистор працює лише у двох режимах – насичення та відсічки, й ускладнювати модель врахуванням додаткових чинників, характерних для активного режиму ключа немає сенсу, адже це тільки сповільнить роботу моделі загалом, і не призведе до істотного підвищення адекватності опису процесів у електромеханічному перетворювачі.

У [3] для розрахунку перехідних процесів у електромеханотронних системах пропонується використати підхід [4] – замінити силовий ключ активно-індуктивним опором, величина якого стрибкоподібно змінюється у разі зміни керуючого сигналу. Наявність індуктивності, у такому разі, зумовлена не фізичними міркуваннями, а вимогами методу числового інтегрування системи диференціальних рівнянь, що описує процеси у схемі з цими ключами. Відомо, що величина кроку інтегрування, в явних методах чисельного інтегрування, повинна бути більшою за найменшу сталу часу, а безіндуктивне коло має сталу часу, що прямує до нуля. Використання неявних методів знімає це обмеження.

Виклад основного матеріалу. Пропонуємо використати модель силового керованого ключа, що ґрунтується на таких допущеннях:

1. Силовий ключ може знаходитись лише у двох станах: “відкритий” стан відповідає режимові насичення біполярного транзистора, “закритий” стан – режимові відсічки.
2. У “закритому” стані ключ поводитьсь як достатньо великий сталий активний опір.
3. У “відкритому” стані ключ являє собою нелінійний активний опір, вольт-амперна характеристика (ВАХ) якого схематично зображена на рис. 1.
4. Ємність напівпровідникових переходів та інерційність основних носіїв заряду, що властиві транзисторам, не враховуються.

Спробуємо обґрунтувати прийняті допущення, відштовхуючись від фізики процесів, що відбуваються у біполярному транзисторі. Звичайно, у моменти комутації, коли транзистори переходять із стану відсічки у стан насичення або навпаки, вони знаходяться в активному режимі, але тривалість цього стану та його вплив на загальний перебіг процесів настільки малий, що ним можна знехтувати.

Величини зворотних струмів у біполярних транзисторів достатньо малі, порівняно із силовими струмами та струмами керування. Врахування нелінійної залежності між зворотними напругами та струмами, напевно, незначно вплине на точність моделі загалом.

Зсув ВАХ транзистора ліворуч по осі абсцис (рис. 1) зумовлений наявністю струму керування. Якщо розглядати транзистор як елемент, зображений на рис. 2, а, то наявність струму у базі I_B , достатнього щоби ввести транзистор у режим насичення, спричиняє появу спаду напруги на переході база-емітер ($U_{BE} \approx 0,6B$). Отже, щоби такий транзистор, за наявності струму керування I_B , перейшов у режим відсічки, що цілком можливо під час моделювання реальних режимів електричної машини, потрібно щоби струм колектора I_K не тільки впав до нуля, а й став від’ємним.

Такому трактуванню роботи транзистора відповідає заступна схема на рис. 2, б.

Як показали численні математичні експерименти, цілком достатнім рівнем наближення транзисторного ключа для потреб моделювання процесів у електричних машинах є рівень, сутність якого зрозуміла з заступної схеми, зображеної на рис. 2, в.

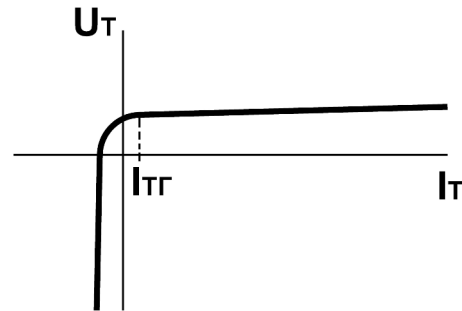


Рис. 1. ВАХ транзистора у “відкритому” стані

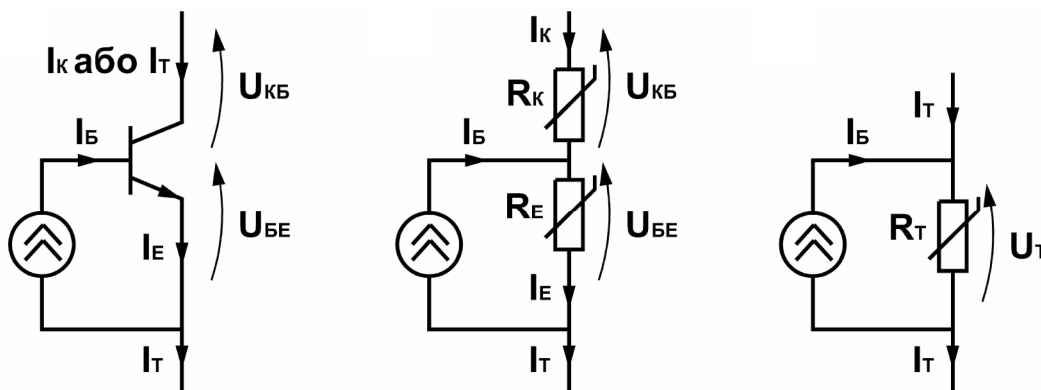


Рис. 2. До обґрунтування третього допущення

Вхідною інформацією для розрахунку ВАХ ключа, у цьому випадку є: опір ключа у “відкритому” стані – R_{TB} , Ом; опір ключа у “закритому” стані – R_{TZ} , Ом; струм керування – i_b , А; “радіус” нелінійної ділянки ВАХ – r_T .

Останній, з перерахованих параметр, введений для забезпечення нерозривності першої похідної ВАХ ключа $\frac{\partial U_T}{\partial i_T}$, що підвищить стійкість алгоритму чисельного інтегрування. Значення функції $U_T = U_T[i_T]$ та значення похідної $\frac{\partial U_T}{\partial i_T}$ розраховують за формулами, наведеними у табл. 1.

Таблиця 1

Інтерполяційні формули

Струм керування i_{ϕ} , А	Діапазон зміни аргументу i_T , А	Значення функції, U_T , В	Значення похідної $\frac{\partial U_T}{\partial i_T}$, Ом
0	$-\infty < i_T < +\infty$	$U_T = R_{T3} \cdot i_T$	$\frac{dU_T}{di_T} = R_{T3}$
i_{ϕ}	$-\infty < i_T \leq -i_{\phi}$	$U_T = R_{T3} \cdot (i_T + i_{\phi})$	$\frac{dU_T}{di_T} = R_{T3}$
	$-i_{\phi} < i_T \leq i_{T\Gamma} - i_{\phi}$	$U_T = \sqrt{r_T^2 - (i_T + i_{\phi} - K_1)^2} - K_2$	$\frac{dU_T}{di_T} = \frac{K_1 - i_T - i_{\phi}}{\sqrt{r_T^2 - (i_T + i_{\phi} - K_1)^2}}$
	$i_{T\Gamma} - i_{\phi} < i_T < +\infty$	$U_T = R_{TB}(i_T + i_{\phi} - i_{T\Gamma}) + K_4 - K_2$	$\frac{dU_T}{di_T} = R_{TB}$

Примітка. $i_{T\Gamma} = K_1 - K_3$ – струм ключа, що відповідає точці дотику нелінійної ділянки ВАХ до її прямолінійної ділянки в режимі насичення;

$$K_1 = r_T \cdot \sin(\arctg(R_{T3})); \quad K_3 = r_T \cdot \sin(\arctg(R_{TB}));$$

$$K_2 = r_T \cdot \cos(\arctg(R_{T3})); \quad K_4 = r_T \cdot \cos(\arctg(R_{TB}))$$

– коефіцієнти ВАХ.

Іншою невід’ємною складовою частиною силового модуля системи керування є так звані зворотні діоди. Саме вони забезпечують неперервність струмів електричної машини та захищають силові ключі від комутаційних перенапруг.

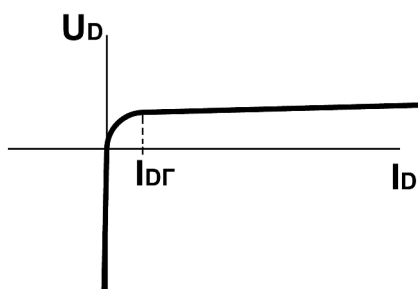


Рис. 3. ВАХ діода

ВАХ діодів, схематично зображена на рис. 3, розраховується аналогічно до ВАХ силових ключів, за формулами, наведеними у табл. 1, вважаючи при тому, що $i_{\phi} = 0$, а прямі і зворотні опори R_{DB} , R_{D3} характеризують тепер “відкритий” і “закритий” стани діода, а не транзистора.

Для апробації запропонованих моделей напівпровідникових елементів створимо модель однофазного інвертора, що працює на сталі активно-індуктивне навантаження.

Принципова схема цього інвертора та прийняті напрями протікання струмів у гілках зображено на рис. 4.

Математичне формулювання цієї задачі запишемо відразу у векторному вигляді

$$\begin{aligned} C_T \dot{U}_T + R_f i + L_f \frac{di}{dt} + U &= 0; \\ C_1 \dot{i}_T - C_I \dot{i}_D - C_i \dot{i} &= 0; \\ \dot{U}_T + \dot{U}_D &= 0; \\ \dot{U}_T &= U_T[i_T]; \\ \dot{U}_D &= U_D[i_D], \end{aligned} \quad (1)$$

де i – струм навантаження; $\dot{i}_T = \|\dot{i}_{T1} \dot{i}_{T2} \dot{i}_{T3} \dot{i}_{T4}\|_*$ – стовпець струмів силових ключів;
 $\dot{i}_D = \|\dot{i}_{D1} \dot{i}_{D2} \dot{i}_{D3} \dot{i}_{D4}\|_*$ – стовпець струмів зворотних діодів; $\dot{U}_T = \|\dot{U}_{T1} \dot{U}_{T2} \dot{U}_{T3} \dot{U}_{T4}\|_*$,
 $\dot{U}_D = \|\dot{U}_{D1} \dot{U}_{D2} \dot{U}_{D3} \dot{U}_{D4}\|_*$ – вектори напруг на ключах та діодах відповідно;
 $\dot{U} = \|\dot{0} \dot{0} U_{ж}\|_*$ – стовпець напруг живлення; $C_T = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 0 & -1 \end{bmatrix}$, $R_f = \begin{bmatrix} R_H \\ -R_H \\ -R_H \end{bmatrix}$, $L_f = \begin{bmatrix} L_H \\ -L_H \\ -L_H \end{bmatrix}$,
 $C_I = \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & -1 \end{bmatrix}$, $C = \begin{bmatrix} -1 \\ 1 \end{bmatrix}$ – матричні коефіцієнти рівнянь (1).

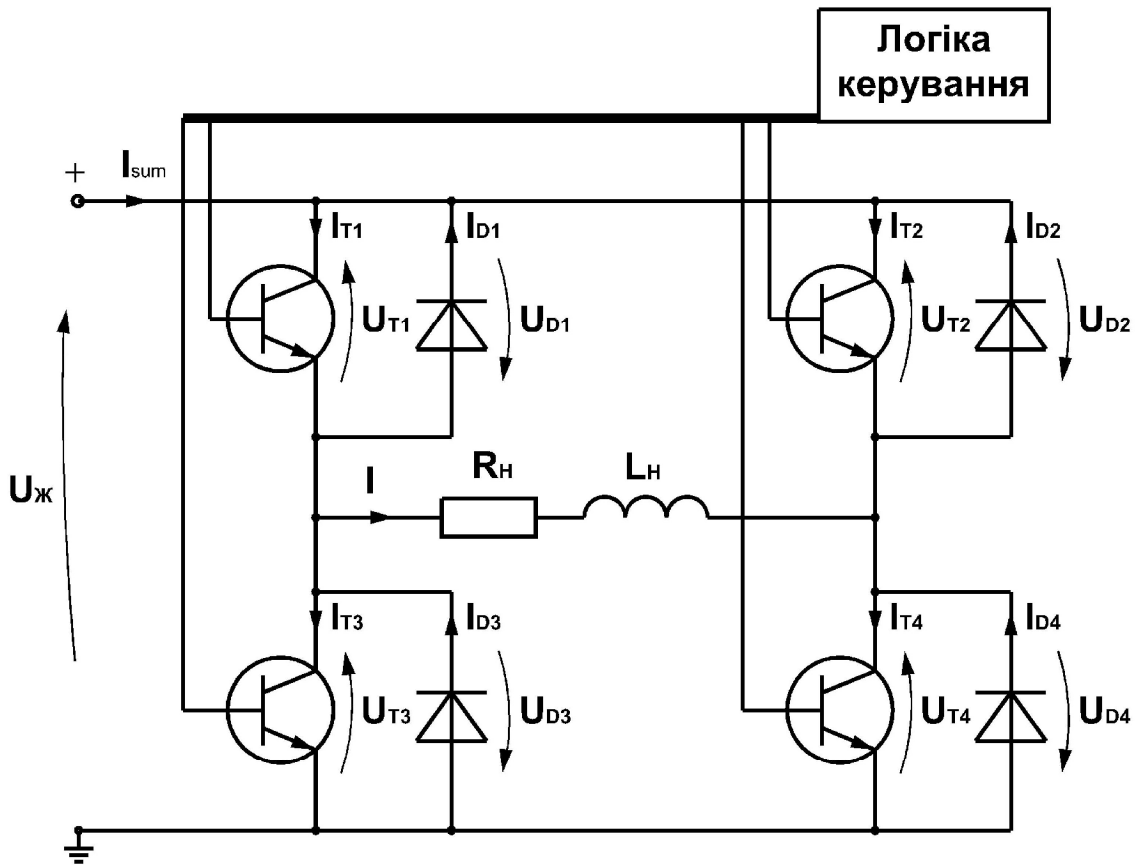


Рис. 4. Однофазний інвертор

Інтегрування САДР (1) зводиться до розв'язування, на кожному кроці інтегрування, лінійної САР відносно невідомих поправок струму навантаження $\dot{D}i$ та струмів діодів $\Delta \dot{i}_D$

$$\begin{bmatrix} R_f + \frac{L_f}{h} & -C_T R_D \\ -C & -C_I R_T^{-1} R_D - C_I \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \dot{D}i \\ \dot{D}i_D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\dot{y}_1 + C_T \dot{y}_3 \\ -\dot{y}_2 + C_I R_T^{-1} \dot{y}_3 \end{bmatrix}, \quad (2)$$

де R_D та R_T – діагональні матриці, розміру 4, диференційних опорів діодів та транзисторів; \dot{y}_1 , \dot{y}_2 , \dot{y}_3 – нев'язки перших трьох рівнянь системи (1); h – величина кроку інтегрування.

Поправку до вектора струмів ключів $\dot{D}i_T$, напруги на ключах \dot{U}_T та діодах \dot{U}_D одержують за формулами.

Система рівнянь (1) була розв'язана, до того ж вважалося, що:

- активний опір навантаження $R_H = 4,8$ Ом; – опір ключів у “відкритому” стані $R_{TB} = 0,2$ Ом;
- індуктивність навантаження $L_H = 0,04$ Гн; – опір ключів у “закритому” стані $R_{TZ} = 10$ кОм;
- напруга живлення $U_{жс} = 24$ В; – радіус нелінійної ділянки ВАХ $r_T = 0,2$;
- величина кроку інтегрування $h = 3 \cdot 10^{-4}$ с; – опір діодів у “відкритому” стані $R_{DB} = 0,1$ Ом;
- струм керування $i_{\sigma} = 0,1$ А; – опір діодів у “закритому” стані $R_{DB} = 100$ кОм;
- радіус нелінійної ділянки ВАХ $r_D = 0,1$.

Логіка керування ключами записана в табл. 2.

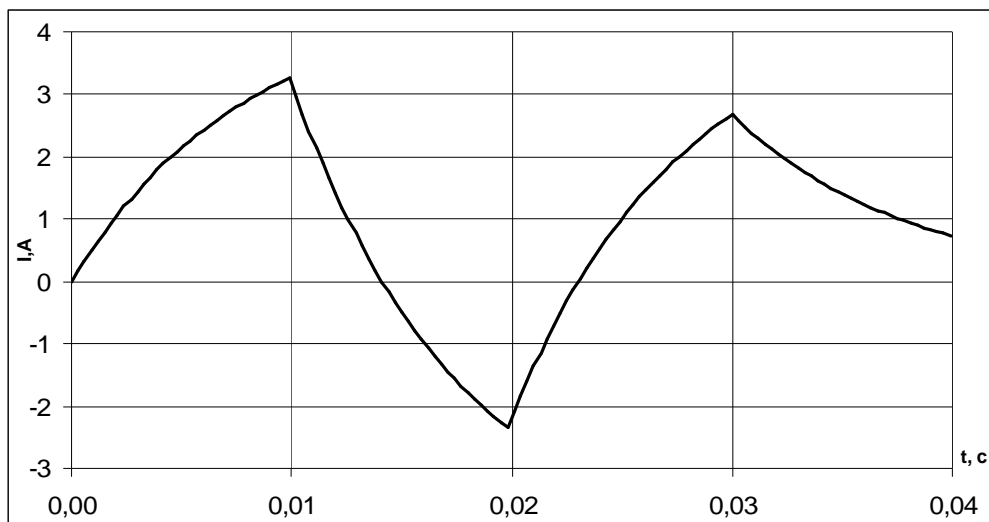
Таблиця 2

Логіка керування ключами

Проміжок часу, с	№ ключа			
	1	2	3	4
0–0,01	1	0	0	1
0,01–0,02	0	1	1	0
0,02–0,03	1	0	0	1
0,03–0,04	1	0	0	0

Примітка. 1 – ключ у “відкритому” стані, 0 – ключ у “закритому” стані.

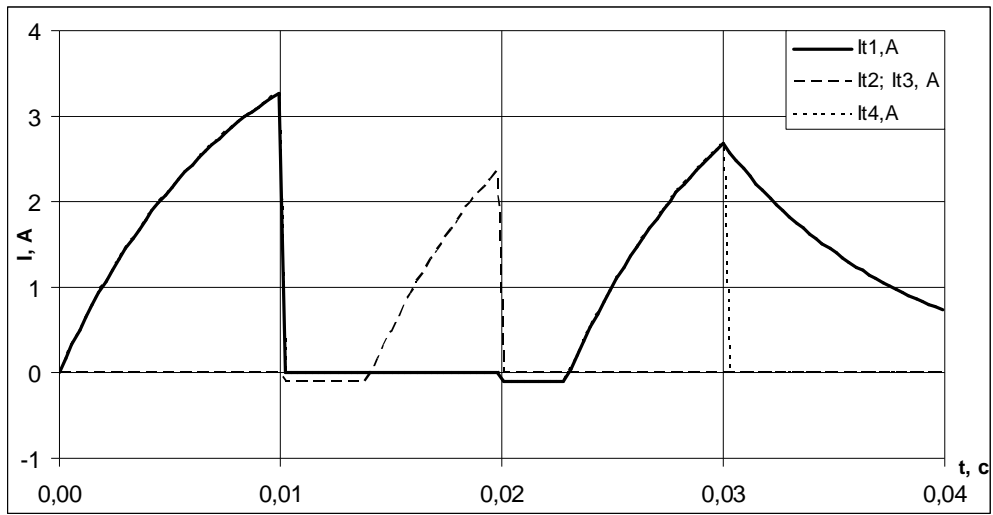
Результати обчислень у вигляді залежностей від часу всіх залежних змінних задачі зображені на рис. 5.



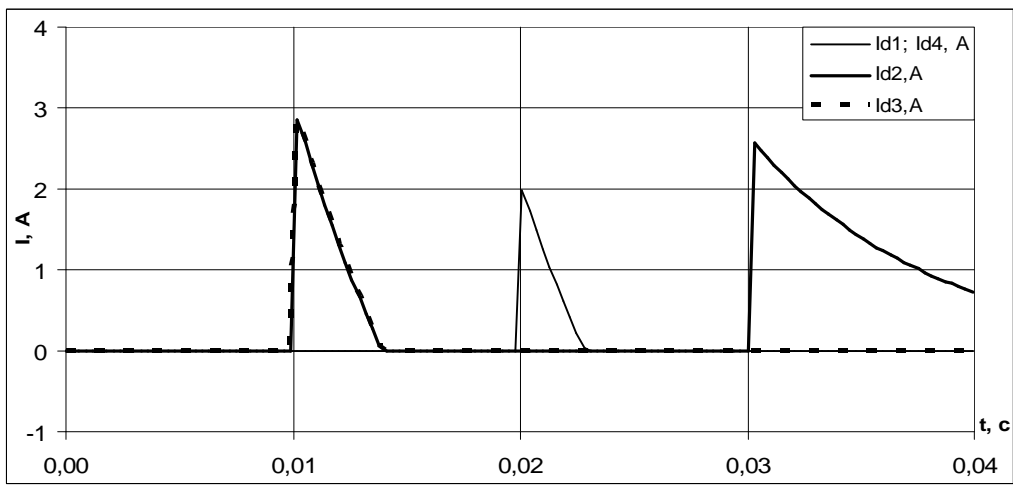
а

Рис. 5. Залежності від часу:

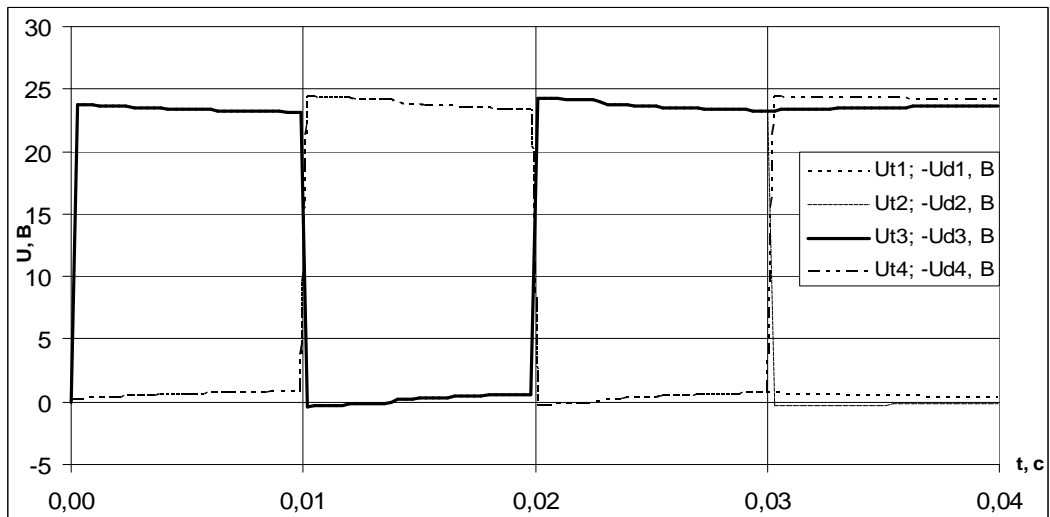
а – струму навантаження;



б



в



г

Рис. 5. (Продовження). Залежності від часу:
 б – струмів транзисторів; в – струмів діодів; г – напруг на транзисторах (або діодах)

Висновки. Як зрозуміло з графіків, результати не суперечать фізичній сутності явищ, що відбуваються в однофазному інверторі, а кількісний аналіз, який нескладно виконати аналітично, тільки підтверджує правомірність допущень, прийнятих в основу моделей напівпровідникових елементів.

Вважаємо, що запропонований підхід можна використати і для моделювання схем, що містять силові ключі інших типів, наприклад, транзистори: MOSFET, IGBT або тиристори.

Врахування у взаємозв'язку всіх чинників що впливають на перебіг процесів у електромеханотронній системі, зокрема нелінійних ВАХ напівпровідникових елементів, дасть змогу створити їх високоадекватні математичні моделі.

1. Ebers J.J., Moll J.L. *Large-signal behavior of junction transistors.* – 1954. – *Proc. IRE*, 42. – P. 1761–1772. 2. Хайнеман Р. *PSPICE Моделирование работы электронных схем.* – М.: ДМК, 2005. – 328 с. 3. Плахтына Е. Г. *Математическое моделирование электромашиинно-вентильных систем.* – Львов: Вища шк., 1986. – 164 с. 4. Дижур Д. П. *Метод моделирования на ЦВМ вентильных преобразовательных схем // Изв. НИИ постоянного тока.* – 1970. – Вып. 16. – С. 46–52.

УДК 62-83-52:622.276.53

А.В. Маляр

Національний університет “Львівська політехніка”,
кафедра ЕАП

ВИБІР ОПТИМАЛЬНОГО ЗНАЧЕННЯ ПОТУЖНОСТІ ДВИГУНА ДЛЯ ПРИВОДУ ВЕРСТАТА-ГОЙДАЛКИ ШТАНГОВОЇ ГЛИБИНОНАСОСНОЇ УСТАНОВКИ

© Маляр А.В., 2008

Розглянуто питання вибору оптимального значення потужності асинхронного двигуна для електропривода верстата-гойдалки штангової глибинонасосної установки на підставі математичного моделювання її роботи з урахуванням періодичної зміни моменту навантаження та моменту інерції протягом циклу роботи плунжерної помпи.

An issue of selecting the optimal capacity for the rod oil-pumping unit's asynchronous drive, basing on the mathematical modeling of its operation and taking into account periodical change of load moment and inertia moment during the operation cycle of the plunger pump, is considered.

Вступ. Одним із основних способів видобування нафти у разі недостатнього тиску для її фонтанування є застосування штангових глибинних плунжерних pomp, які приводяться в дію за допомогою колони штанг і верстата-гойдалки асинхронним двигуном (АД) з короткозамкненим ротором. Отже, видобування нафти із свердловин за допомогою верстатів-гойдалок потребує значних витрат електроенергії. У зв'язку зі значним підвищенням світових цін на енергоносії питання економії електроенергії під час видобування нафти є актуальним, а тому раціональному вибору всіх елементів глибинонасосних установок, і насамперед електродвигуна як основного споживача електроенергії, потрібно приділяти значну увагу. Потужність двигуна, який приводить в дію верстат-гойдалку, залежить від низки чинників і передовсім від механічної характеристики механізму, яка відома як динамограма навантаження [3]. Крім того, АД повинен мати підвищений пусковий та максимальний моменти [4]. Правильний вибір електродвигуна з урахуванням його пускових властивостей, який би забезпечував надійну та ефективну роботу установки, є важливим чинником економії електроенергії.