

Рис.4. Визначені співвідношення для L_{σ} та R_R^r ($\omega = 3\Gamma\zeta$)

Література: 1. A.Gastli, N. Matsui, Stator Flux Control V/f PWM Inverter with Identification of IM Parameters, IEEE Transaction on Industrial Electronics, Vol. 39.– 1992. 2. C.D.Wang, D.W.Nowotny, T.A.Lipo, An automated rotor time constant measurement system for indirect field-oriented control, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 24.– 1998. 3. W. Leonard, Control of Electrical Druves , Springer-Verlag Berlin, Heideberg, 2 nd printing, 1990.

С.Н.Балюта

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ В СОСТАВЕ ЧАСТОТНО-РЕГУЛИРОВАННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА

S.N.Baljuta

DEFINITION OF PARAMETERS OF AN INDUCTION MOTOR IN A COMPOSITION OF THE FREQUENCY-GOVERNED ELECTRIC DRIVE

УДК 62-83: 621.313.333.072.9

С.М.Балюта

КОРЕКЦІЯ НАПРУГИ ІНВЕРТОРА З ШИРОТНО-ІМПУЛЬСНОЮ МОДУЛЯЦІЄЮ В СХЕМАХ ВЕКТОРНОГО КЕРУВАННЯ АСИНХРОННИМ ЕЛЕКТРОПРИВОДОМ

При векторному регулюванні асинхронної машини без датчика обертів поряд з фазами струму необхідно оцінювати напруги на затискачах машини (приводу). Вимір напруги фази ускладнено внаслідок його стрибкоподібної зміни, вимог до датчиків і в такий спосіб також пов'язаний із фінансовими витратами. Поряд з гальванічною розв'язкою кола вимірювань напруги необхідно за допомогою фільтра низьких частот відокремити високочастотні складові. Виникаючі при цьому похибки амплітуди і фази повинні потім знову коригуватися. Від виміру напруги статора можна відмовитися, якщо використовувати для визначення розрахункового потоку моделі не вимірювані напруги живлення, а задаванні напруги. Реальна перехідна характеристика інвертора з широтно імпульсною модуляцією, загалом нелінійна і залежна від струму. Застосування задаваної напруги (установок напруги) як вхідних величин для моделі потоку і числа обертів припускає точне підстроювання нелінійної перехідної характеристики перетворювача змінного струму за допомогою схем автоматики.

Причини похибок напруги

Головною причиною нелінійності перехідної характеристики перетворювача частоти змінного струму є час блокування силових елементів, а також запізнення часу переключення транзисторів IGBT у межах однієї вітки моста [1]. Вони необхідні для запобігання коротких перехідних замикань моста, що можуть виникнути внаслідок одночасного включення і вимикання силових елементів моста.

У той час, як час вимикання IGBT - t_{off} сильно залежить від струму, час включення t_{on} показує чітко меншу залежність від струму. Наступною підставою для нелінійної характеристики інвертора є залежне від струму пряме падіння напруги у відкритому стані силового напівпровідникового приладу. Схематична структура звичайного трифазного перетворювача показана на рис.1. Наприклад, для вітки "А" моста на рис.2 представлений процес включення, що складається із ряду часткових процесів. Задана напруга u_{A3} перетворюється модулятором в еквівалентний сигнал включення тривалістю $T_{Aзд}$ і складається з двох керуючих сигналів u_{GT1} і u_{GT4} , тривалість яких для силових елементів відповідно становить T_1 і T_4 .

Для запобігання коротких замикань моста не можуть відбуватися одночасні комутації силових напівпровідникових елементів у межах моста. Включення (відмикання) заблокованого силового елемента перетворювача затримується вставкою додаткового блокування і відповідно запізнювання T_{on} . Величина цього часу блокування складає, приблизно, від двох до чотириразового номінального часу вимикання використаного IGBT.

Задана модулятором тривалість включення відрізняється від фактичної тривалості включення T_A на величину затримки часу включення $T_{Tot} + T_{on}$ і затримку часу вимикання T_{off} .

Для періоду включення, що, як правило, складається з двох періодів дискретності T_0 фактична тривалість включення T_A визначається, як зазначено нижче:

$$T_A = T_{Aзд} - [T_{Tot} + T_{on}(i_{SA}) - T_{off}(i_{SA})] \text{sign}(i_{S1}). \quad (1)$$

Поряд із загальним ефектом запізнювання часу на перехідну характеристику інвертора впливає падіння напруги в силових напівпровідникових елементах [1]. При врахуванні падіння напруги у відкритому стані на діодах $u_d(i_{SA})$ і на транзисторах IGBTs $u_{ce}(i_{SA})$ середнє значення напруги протягом періоду включення між фазою "А" моста і нульовою точкою виявляються рівними

$$\bar{u}_{A0} = [u_{ном} - u_{ce}(i_{SA}) + u_d(i_{SA})] \frac{T_A - T_0}{2T_0} - \frac{u_{ce}(i_{SA}) + u_d(i_{SA})}{2} \text{sign}(i_{SA}). \quad (2)$$

У нормальному робочому діапазоні силового напівпровідникового елемента при струмі, що складає 10% від номінального значення, залежні від струму спадання напруги (у відкритому стані) можуть бути добре наближено описані лінійною залежністю [2]

$$u_{ce} = u_{ce0} + r_{ce} |i_{SA}| \quad \text{та} \quad u_d = u_{d0} + r_d |i_{SA}|. \quad (3)$$

Середнє значення напруги помилки за період включення $2T_0$ визначається як

$$\bar{u}_{A0пом} = \bar{u}_{Aзд} - \bar{u}_{A0} = [u_{ном} - u_{ce} + u_d] \frac{T_{Tot} - T_{on} - T_{off}}{2T_0} \text{sign}(i_{SA}) - \frac{u_{ce0} + u_{d0}}{2} \text{sign}(i_{SA}) - \frac{r_{ce} + r_d}{2} i_{SA}. \quad (4)$$

Таким чином, залежна від струму нелінійна перехідна характеристика інвертора може розглядатися, як накладення (суперпозиція) залежних від струму помилкових напруг

на окремих ділянках схеми. На рис.3 представлена структурна схема для побудови залежної від струму перехідної характеристики інвертора. Нелінійна передавальна ланка представляє залежні від струму помилкові напруги, обумовлені рівнянням (4) в окремих фазах.

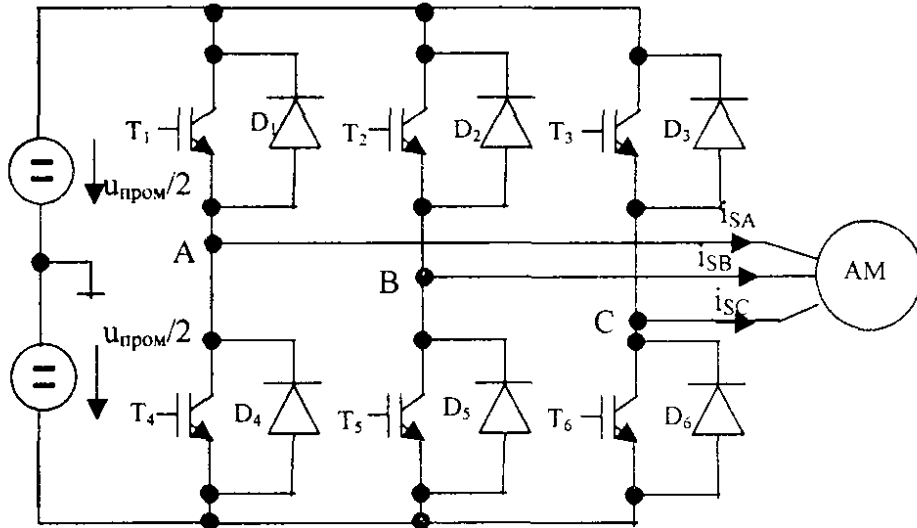


Рис.1. Схематична структура трифазного інвертора

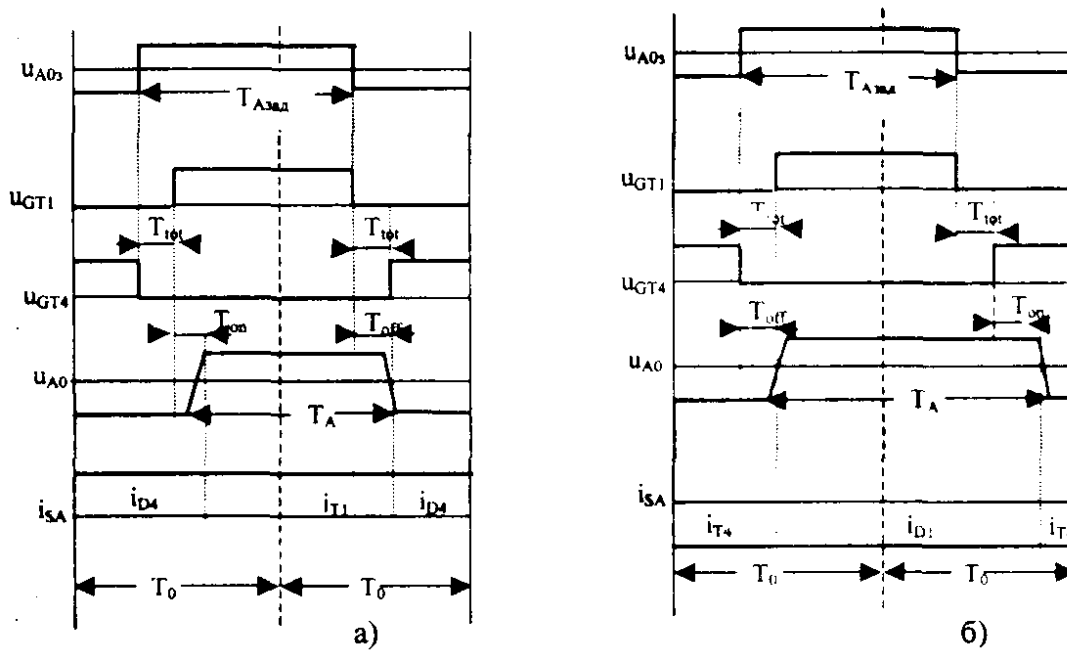


Рис.2. Напруги і струм у вітці, А' моста під час комутацій при врахуванні запізнювання, а також затримки включення і вимкнення в межах періоду комутації:
а) позитивний напрям струму фази; б) негативний струм фази

При застосуванні уставок напруги як вхідних величин для моделей потоку і числа обертів нелінійна перехідна характеристика перетворювача частоти змінного струму повинна коригуватися. При низьких частотах статора відносна похибка вхідної напруги електроприводу найбільша і це може служити причиною помилкового визначення положення вектора потоку і привести до нестійкості системи.

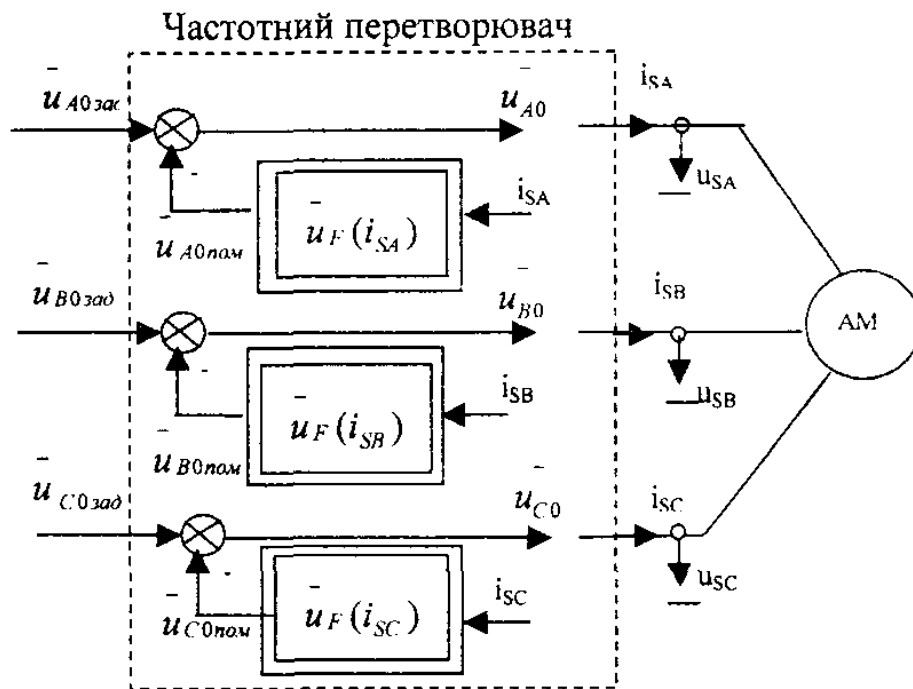


Рис.3. Структурна схема представлення нелінійної перехідної характеристики перетворювача частоти змінного струму

Точна корекція (компенсація) помилки напруги в кожній фазі в такий спосіб є передумовою для векторного керування електроприводом без використання датчика числа обертів при малих частотах статора.

Корекція напруги перетворювача частоти

Дуже розповсюджений і простий метод корекції - це включення постійної напруги корекції додатково до напруги, що задається, у кожній фазі [2] (рис.4,а) Знак напруги корекції відповідає знаку струму фази. Фазу і величину напруги корекції встановлюють експериментально для середнього струму навантаження. Якщо зміну помилкової напруги представляти не одним постійним значенням, а апроксимувати за допомогою двох складових, то результати корекції покращуються, особливо в області проходження струму через нуль (рис.4.б) [2]. При цьому значення U_{max} та V визначаються за результатами вимірювань і для забезпечення якісної корекції повинні бути оптимізовані експериментально. Обидва методи дозволяють лише наближено компенсувати напругу помилки перетворювача.

Для забезпечення більш якісної корекції помилки напруги доцільно використати вимірювання помилкової напруги, що відчутно покращить результати і дозволить лінеаризувати зовнішню характеристику перетворювача частоти змінного струму.

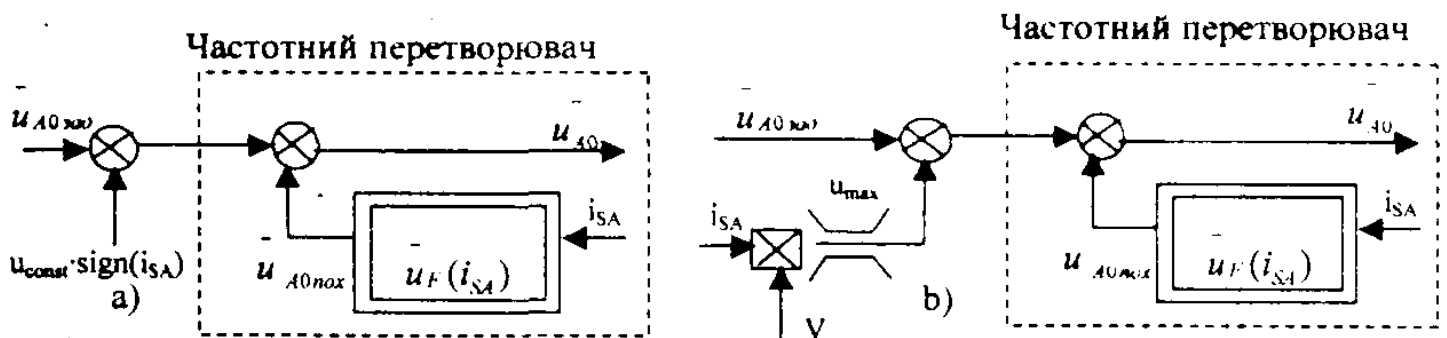


Рис.4. Корекція помилки напруги перетворювача частоти змінного струму включенням постійної напруги з урахуванням напрямку струму та при апроксимації кривої напруги помилки за допомогою двох складових

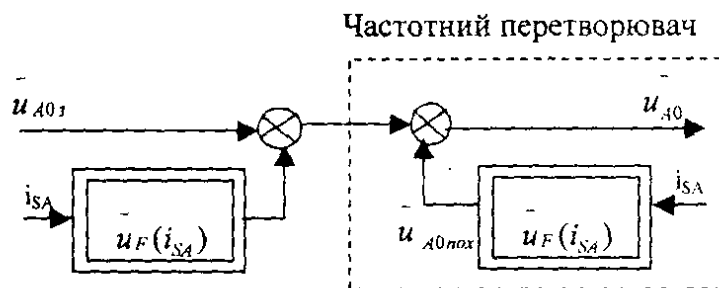


Рис.5. Точна компенсація помилкової напруги при вимірюваннях помилкової напруги

Для цієї мети залежна від струму зміна помилкової напруги, як і опір статора, автоматично визначаються перед приведенням регулювання у дію. При цьому під час виміру струм у одній фазі встановлюють рівним нулю, а в іншій фазі повільно збільшують від нуля до максимального значення струму фази. При витіканні загального часу ($t_{оп} > T_{tot}$) IGBT не задіюються у вітках моста при відсутності струму за рахунок розсмоктування неосновних носіїв струму. Помилкова напруга в безструмовій вітці моста в будь-якому випадку дорівнює нулю

$$u_{SBz} = u_{B0max}(i_{SB} = 0) = 0. \quad (5)$$

Схему заміщення перетворювача частоти змінного струму з двигуном згідно рис.6 можна представити у вигляді контуру.

Якщо виходити із симетричної структури двигуна і перетворювача частоти, то можна записати рівняння

$$u_{SA} = -u_{SC} = R_S i_{SA}, \quad u_{A0max}(i_{SA}) = -u_{C0max}(-i_{SA}) \text{ при } i_{SA} = -i_{SC}. \quad (6)$$

Для напруги помилки рівняння має вигляд

$$u_{A0max}(i_{SA}) = u_{A0max} - i_{SA} R_S. \quad (7)$$

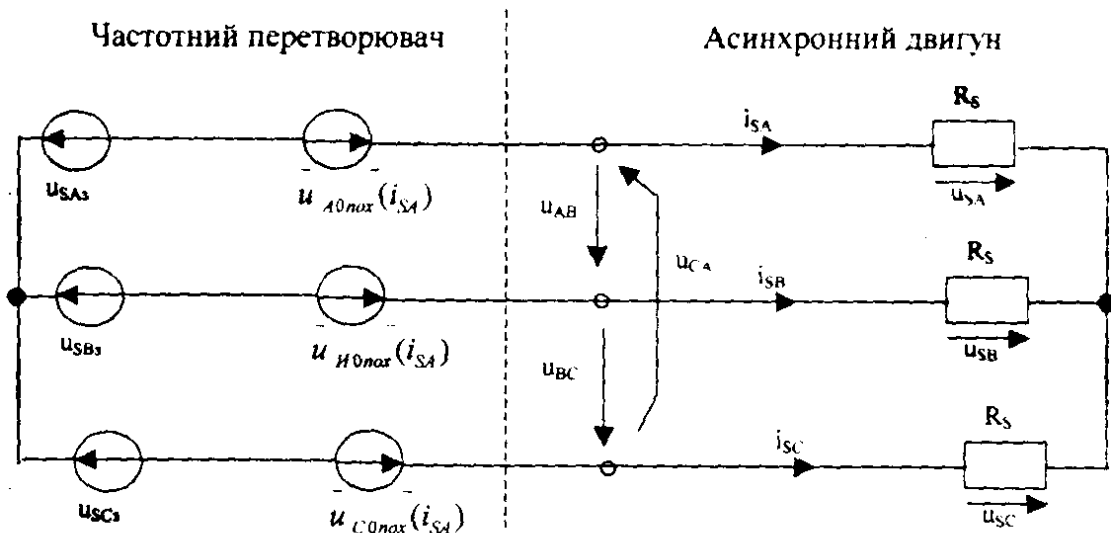


Рис.6. Схема заміщення з двигуном та з перетворювачем частоти в стані спокою

При завданні струму, як показано на рис.7,б, напругу помилки, яка залежить від зміни струму, визначають з аналізу даних струму і заданої напруги фази. При цьому на основі симетрії характеристик двигуна і перетворювача частоти змінного струму досить визначити зміну напруги помилки тільки однієї фази і напрямок струму. Необхідні вимоги до пам'яті процесора можуть у такий спосіб скорочуватися.

При більш високих струмах навантаження час вимикання IGBT лише в незначній мірі залежить від струму навантаження. У цій області підвищення заданої напруги залежить лише від опору статора, а також диференціальних опорів силових напівпровідникових приладів r_{ce} і r_d . При визначенні росту заданої напруги згідно рис.7б напругу помилки можна визначити, приблизно використовуючи необхідний опір статора. Визначення опору статора не можливо без врахування впливу диференціального опору силового напівпровідникового елемента.

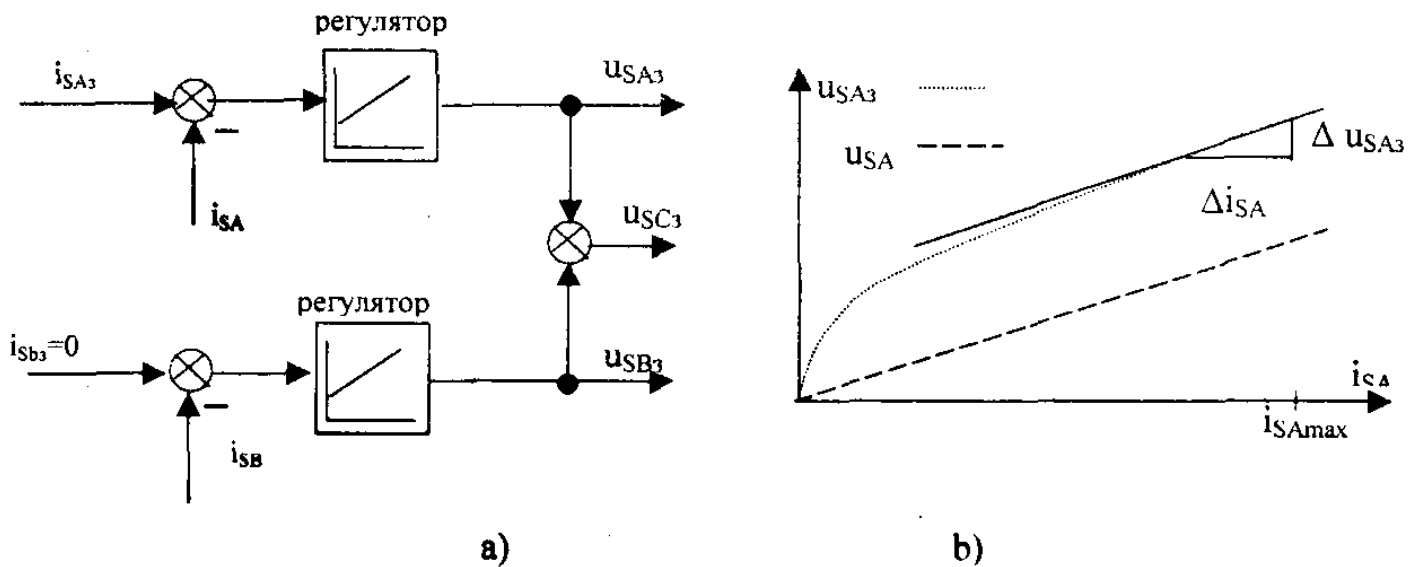


Рис.7. а) Схема завдання струму фази при визначенні зміни помилкової напруги; б) Визначення опору статора R_s у верхній області струму

Для точного розрахунку росту заданої напруги u_{SA} , замість одного двохелементного виміру й утворення часткової різниці використовують метод лінійного регресивного аналізу [3]

$$R_s + \frac{r_{ce} + r_d}{2} = \frac{\frac{1}{N} \sum_{v=1}^N u_{SA}(v) \cdot i_{SA}(v) - \frac{1}{N} \sum_{v=1}^N u_{SA}(v) \cdot \frac{1}{N} \sum_{v=1}^N i_{SA}(v)}{\frac{1}{N} \sum_{v=1}^N [i_{SA}(v)]^2 - \left[\frac{1}{N} \sum_{v=1}^N i_{SA}(v) \right]^2} \quad (8)$$

Цей метод виявився придатним при експериментальних дослідженнях і дає дуже хороші результати. Внаслідок температурної залежності поведінки в режимі переключення потужного напівпровідникового приладу зміну напруги помилки визначають для певної температури. Виміром середніх значень зміни помилкової напруги складають ряд таблиць помилкових напруг для різних температур напівпровідника. Ці значення потім можуть бути використані в залежності від вимірюваної температури напівпровідника.

На рис.8 представлені результати компенсації напруги помилки згідно запропонованого методу для електроприводу з АМ потужністю 3кВт номінальною фазною напругою 220В і частотним перетворювачем 9 кВт.

Залишкова абсолютна помилкова напруга $u_S - u_{S3}$ для досліджуваного привода при зміні загального струму статора в межах 0-16 А становить максимум $\pm 0,4$ В, що не пе-

ревищує 0,2% від номінальної напруги фази. Цей метод компенсації завдяки його гарним результатам доцільно використовувати для моделей визначення потоку та числа обертів в бездатчикових схемах векторного керування асинхронним електроприводом.

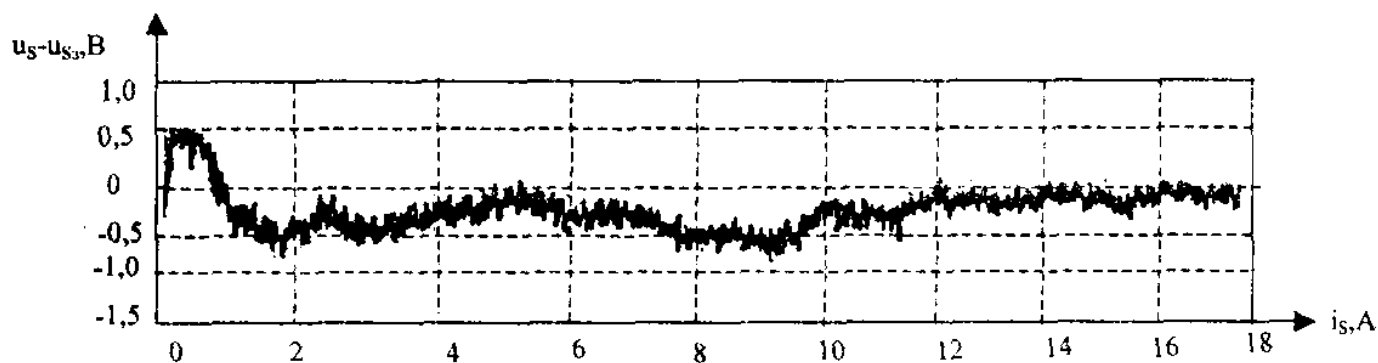


Рис.8. Результати вимірювань залишкової помилкової напруги $u_s - u_{s3}$ при застосуванні запропонованого методу компенсації (рис.5)

Література: 1. Jong-Woo C., Seung-Ki S. Inverter Output Voltages Synthesis Using Novel Dead Time Compensation. IEEE, -1996. -Vol.11. -No.2. -P.987-996. 2. Baumann T. Identification and compensation of the dead time behaviour of an inverter. EPE' 97, -Trondheim, 1997. -Vol.4, -P.1236-1245. 3. Leonhard W. Control of Electrical Drives. -Springer Berlin-New-York. -3 printing, 1998. -560p.

С.Н.Балюта

КОРРЕКЦИЯ НАПРЯЖЕНИЯ ИНВЕНТОРА С ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ В СХЕМАХ ВЕКТОРНОГО УПРАВЛЕНИЯ АСИНХРОННЫМ ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ

Рассмотрен метод коррекции нелинейной внешней характеристики преобразователя частоты с широтно-импульсной модуляцией для схем векторного управления асинхронного электропривода без использования датчика числа оборотов. Приведенные результаты экспериментальных исследований подтверждают высокую эффективность метода.

S.N.Baljuta

COMPENSATION OF INVERTOR VOLTAGE WITH A PULSE-WIDTH MODULATION IN SCHEMES OF VECTORIAL CONTROL OF THE ASYNCHRONOUS ELECTRICAL ACTUATION

The method of compensation of a non-linear terminal characteristic of the frequency changer with a pulse-width modulation for schemes of vectorial control of the asynchronous electrical actuation without usage of the sensor of a number of revolutions surveyed. Reduced outcomes of experimental researches confirm high performance of a method.