

О. О. Шавьолкін, канд. техн. наук.

(Україна, Донецьк, Донецький національний технічний університет)

РОЗРАХУНОК ЗАВАНТАЖЕННЯ ЕЛЕМЕНТІВ СХЕМИ ТРИФАЗНОГО БАГАТОРІВНЕВОГО ІНВЕРТОРА НАПРУГИ

В наш час для електроприводу змінного струму середньої напруги (6кВ) застосовуються багаторівневі перетворювачі частоти з ланкою постійного струму [1, 2]. Можна виділити два основних принципи їх побудови: каскадні схеми з послідовним з'єднанням інверторів у фазах і схеми на основі багаторівневого інвертору. Найпростіше рішення пов'язане з використанням трифазного багаторівневого автономного інвертору напруги (БАІН) з трьома рівнями напруги з фіксуєчими діодами, що живиться від 12ти-фазного випрямляча з трьох обмотковим трансформатором на вході (рис.1).

Загальні принципи формування вихідної напруги і побудова схеми БАІН достатньо висвітлені у літературі [1,2]. Схема БАІН достатньо складна, функції елементів схеми і їх навантаження суттєво відрізняються. Проте більшість робіт обмежується дослідженням і удосконаленням алгоритмів керування.

Однак процеси у схемі БАІН достатньо складні, особливо з урахуванням взаємозв'язку роботи ключів схеми. Практично відсутні роботи стосовно аналізу процесів у силових колах, розрахунку завантаження елементів.

Ціль роботи: Дослідження процесів у схемі БАІН і визначення завантаження елементів при використанні ШІМ для формування вихідної напруги.

При цьому необхідно вирішити наступні завдання:

- розробити відповідні комп'ютерні моделі для дослідження процесів у силових колах БАІН;
- виконати аналіз і розрахунок завантаження елементів силових кіл за струмом.

В якості інструменту досліджень використано схемотехнічне моделювання на комп'ютері при роботі БАІН на активно-індуктивне навантаження з використанням програмних пакетів MATLAB і EWB.

Викладання матеріалу і результатів роботи.

Для БАІН з непарною кількістю рівнів напруги джерела (3, 5, 7,...), коли рівні напруги симетричні відносно середнього виводу джерела постійного струму, що відносяться до інверторів з фіксованою нейтральною точкою, звичайно використовується багаторівнева синусоїдальна ШІМ. При цьому керування кожною фазою БАІН (плече мосту, що складається з чотирьох ключів $K1-K4$ на рис.1) здійснюється незалежно від інших [2]. При цьому синусоїдальні напруги завдання $u_{заДА}$, $u_{заДВ}$, $u_{заДС}$ зсунуті на третину періоду вихідної частоти і утворюють симетричну трифазну систему, для модуляції використовуються дві модулюючі трикутні напруги $u_{ТР1}$ і $u_{ТР2}$ з частотою модуляції, що зсунуті за рівнем відносно нуля ($u_{ТР1}$ позитивна, $u_{ТР2}$ негативна).

Імпульси керування ключами формуються порівнянням за рівнем синусоїдальної напруги $u_{заД}$ і модулюючих $u_{ТР1}$ і $u_{ТР2}$. Якщо $u_{заД} > u_{ТР1}$ формується імпульс на вмикання ключа $K1$, інверсні імпульси подаються на ключ $K3$, якщо

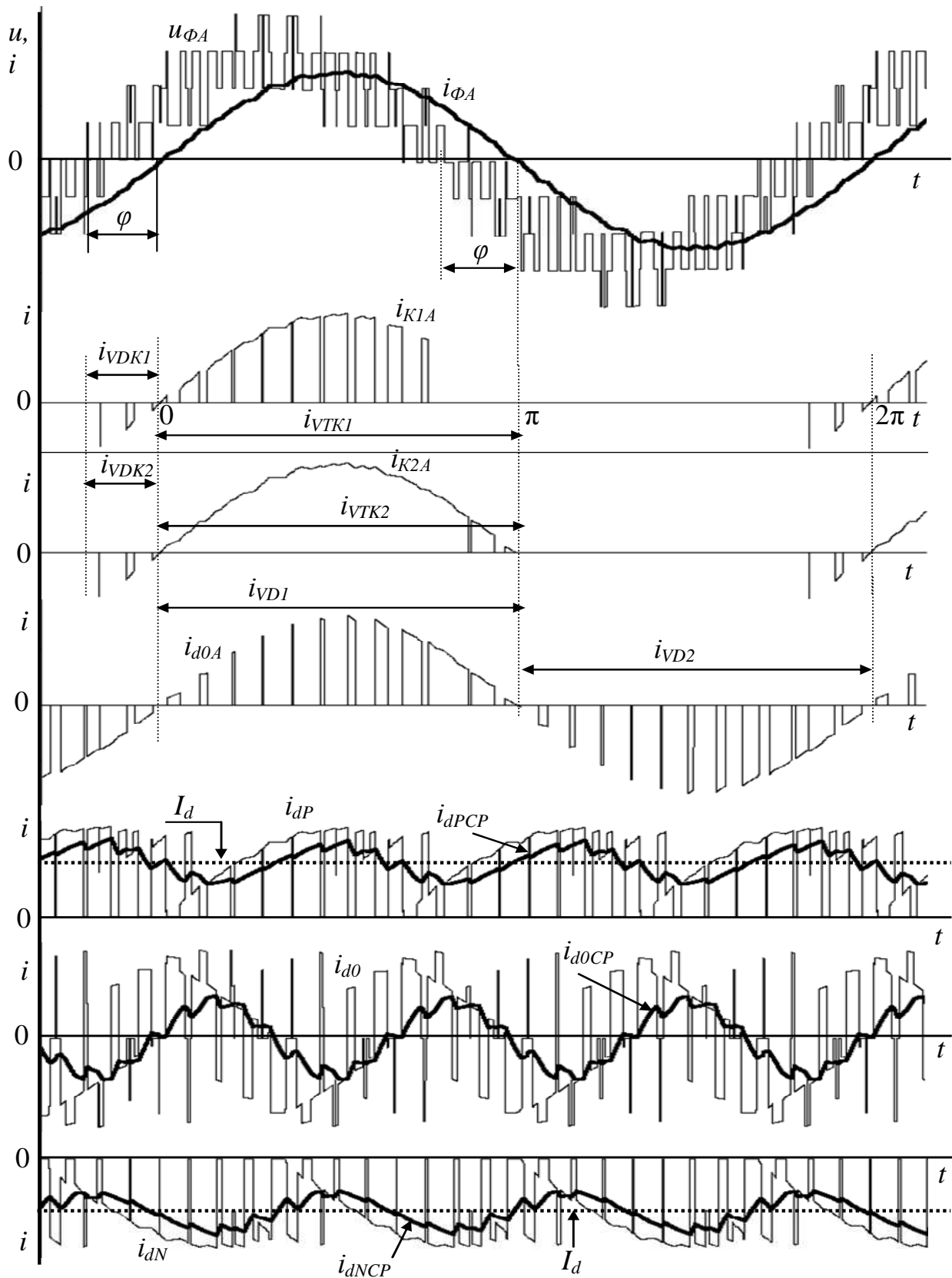


Рис.2. Діаграми роботи трифазного мостового БАІН

З рис.2 можна побачити, що при майже синусоїдальному струмі фази навантаження $i_{\phi A}$ струм у елементах схеми має імпульсний характер. Цей струм можна визначити безперервною функцією, значення якої на кожному такті мо-

дуляції (T_M) дорівнює середньому значенню струму, що визначається відносною тривалістю вмикання тиристора $i_{VT}^1 = \gamma \cdot I_{HM} \cdot \sin(\omega t)$.

З урахуванням того, що перша гармоніка вихідної фазної напруги повторює сигнал завдання i , відповідно, закон змінювання γ випереджає струм на кут φ , для коефіцієнта заповнення маємо вираз: $\gamma = \mu \sin(\omega t + \varphi)$. Відтоді:

$$i_{VT}^1 = \mu I_{HM} \cdot \sin(\omega t) \sin(\omega t + \varphi) = \mu I_{HM} \frac{1}{2} [\cos \varphi - \cos(2\omega t + \varphi)]. \quad (1)$$

Струм тиристорів $K1A$ фази A при його вмиканні протікає на інтервалі $(0, (\pi - \varphi))$, при змінюванні полярності сигналу завдання (першої гармоніки $u_{\phi A}$) струм навантаження замикається через інші ключі. Відлік кутів виконуємо відносно струму фази A (на рис.2 відповідні точки позначені $0, \pi, 2\pi \dots$).

Середнє значення струму тиристора $K1A$ за період вихідної частоти:

$$I_{VTK1CP} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_{VT}^1 d\omega t = \frac{\mu I_{HM}}{2} \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi-\varphi} i_{VT}^1 d\omega t = \frac{\mu I_{HM}}{4\pi} [(\pi - \varphi) \cos \varphi + \sin \varphi].$$

Середнє значення струму діоду $K1A$ за період вихідної частоти БАІН:

$$I_{VDK1CP} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} i_{VT}^1 d\omega t = \frac{1}{2\pi} \int_{0-\varphi}^0 i_{VT}^1 d\omega t = \frac{\mu I_{HM}}{4\pi} [\varphi \cos \varphi - \sin \varphi].$$

Навантаження діодів $K1A$ і $K2A$ однакове, тобто: $I_{VDK1CP} = I_{VDK2CP}$.

Струм тиристора ключа $K2A$ (рис.2) визначається напівхвилею струму навантаження за виключенням інтервалів, коли тиристор вимкнено і струм навантаження прямує через діоди $K3A$ і $K4A$. Вважаємо, що навантаження ключів у фазі A , що формують позитивну і негативну напівхвилі струму навантаження однакове і $I_{VDK1CP} = I_{VDK2CP} = I_{VDK3CP} = I_{VDK4CP} = I_{VDKCP}$. Тоді середнє значення струму

тиристора ключа $K2A$ за період вихідної частоти АІН: $I_{VTK2CP} = \frac{I_{HM}}{\pi} - I_{VDKCP}$.

Струм фіксуючого діоду $VD1$ визначається різницею струмів тиристорів ключів $K2A$ і $K1A$, тобто його середнє значення: $I_{VD1CP} = I_{VTK2CP} - I_{VTK1CP}$.

Струм i_{dP} , що споживається БАІН за позитивним полюсом джерела є сума струмів ключів $K1$ усіх фаз БАІН, які визначаються вихідними струмами фаз БАІН і мають однакове значення при зсуві на третину періоду вихідної частоти. Інтервал повторювання процесів формування i_{dP} становить $2\pi/3$. При цьому у формуванні струму i_{dP} приймають участь струми ключів двох фаз. Так на інтервалі від $(\pi/3 - \varphi)$ до $(\pi - \varphi)$ це будуть струми фаз A і B . Їх значення згідно (1) з урахуванням зсуву за фазою становлять:

$$i^1_{K1A} = \mu I_{HM} \cdot \sin(\omega t) \sin(\omega t + \varphi) = \mu I_{HM} \frac{1}{2} [\cos \varphi - \cos(2\omega t + \varphi)],$$

$$i^1_{K1B} = \mu I_{HM} \cdot \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \varphi) = \mu I_{HM} \frac{1}{2} [\cos \varphi - \cos(2\omega t - \frac{4\pi}{3} + \varphi)].$$

Середнє значення струму i_{dP} :

$$I_{dPCP} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_{dP} d\omega t = \frac{\mu I_{HM}}{2} \frac{3}{2\pi} \left[\int_{\frac{\pi}{3}-\varphi}^{\pi-\varphi} i^1_{K1A} d\omega t + \int_{\frac{2\pi}{3}-\varphi}^{\pi-\varphi} i^1_{K1B} d\omega t \right] = \frac{3\mu I_{HM}}{4} \cos \varphi.$$

Постійна складова струму, що споживається від джерела може бути визначена з умови балансу потужності:

$$P_d = U_d I_d = 2U I_d = 3U_\varphi I_\varphi \cos \varphi = 3\mu \frac{U}{\sqrt{2}} I_H \cos \varphi = 3\mu \frac{U}{2} I_{HM} \cos \varphi, \quad (2)$$

де: U_d – загальна напруга джерела постійного струму ($U_d=2U$), U_φ, I_φ – діючі значення напруги і струму фази навантаження ($U_\varphi=\mu U/\sqrt{2}$ і $I_\varphi=I_H=I_{HM}/\sqrt{2}$). Згідно (2) отримуємо:

$$I_d = \frac{3\mu I_{HM}}{4} \cos \varphi.$$

Отримані вище значення струму I_d повністю співпадають.

За період у кривій i_{dP} маємо 3 пульсації, що свідчить про наявність третьої гармоніки. Це підтверджує і крива (рис.2) усередненого значення i_{dPCP} , що отримана з використанням фільтру. Амплітуду пульсацій третьої гармоніки визначимо через синусу і косинусу складові у розкладанні Фур'є:

$$A = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_{dP} \sin(3\omega t) d\omega t = \frac{\mu I_{HM}}{2} \frac{3}{\pi} \left[\int_{\frac{\pi}{3}-\varphi}^{\pi-\varphi} i^1_{K1A} \sin(3\omega t) d\omega t + \int_{\frac{2\pi}{3}-\varphi}^{\pi-\varphi} i^1_{K1B} \sin(3\omega t) d\omega t \right] =$$

$$= \frac{\mu I_{HM}}{5\pi} (\sin 4\varphi - 5 \sin 2\varphi).$$

$$B = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_{dP} \cos(3\omega t) d\omega t = \frac{\mu I_{HM}}{2} \frac{3}{\pi} \left[\int_{\frac{\pi}{3}-\varphi}^{\pi-\varphi} i^1_{K1A} \cos(3\omega t) d\omega t + \int_{\frac{2\pi}{3}-\varphi}^{\pi-\varphi} i^1_{K1B} \cos(3\omega t) d\omega t \right] =$$

$$= \frac{\mu I_{HM}}{5\pi} (\cos 4\varphi - 5 \cos 2\varphi).$$

$$I_{dpm(3)} = \sqrt{A^2 + B^2} = \frac{\mu I_{HM}}{5\pi} \sqrt{26 - 20 \cos 2\varphi}. \quad (3)$$

При цьому змінні складові струму i_{dP} замикаються через верхній конденсатор (рис.1) до середнього виводу джерела, відповідно, змінні складові струму i_{dN} замикаються через нижній конденсатор до середнього виводу джерела.

Пульсації струму, що споживається від середнього виводу джерела (рис.2) мають подвоєну амплітуду відносно значення (3). Наявність змінних складових струму конденсаторів, найбільша з яких є третьою гармонікою відносно частоти вихідного струму, обумовлює відповідні пульсації напруги на конденсаторах. Струм конденсатору від третьої гармоніки: $i_c = I_{dpm(3)} \sin 3\omega t$.

Відповідне значення напруги пульсації на конденсаторі відносно постійної складової U :

$$u_{\Pi}(t) \approx \frac{1}{C} \int i_c(t) dt = \frac{I_{dpm(3)}}{3\omega C} \cos 3\omega t = U_{\Pi m} \cos 3\omega t,$$

де: $U_{\Pi m}$ – амплітуда пульсації. Значення ємності C обирається виходячи з необхідного коефіцієнта пульсацій $K_{\Pi} = U_{\Pi m}/U$ (звичайно у межах (2.5-5)%):

$$C = \frac{I_{dpm(3)}}{3\omega \cdot K_{\Pi} \cdot U}.$$

Слід відзначити важливу особливість схеми. Струми у конденсаторах відносно середнього виводу мають протилежний напрямок – змінюються у протифазі. Відповідно у протифазі будуть пульсації напруги на конденсаторах. Тобто у загальній нарузі джерела U_d , що складається з напруг конденсаторів, змінні складові з частотами кратними вихідній частоті БАІН будуть відсутні (взаємно компенсуються). Таким чином, при використанні на вході БАІН дванадцяти - фазної схеми випрямлення з послідовним з'єднанням двох трифазних мостів середній вивід випрямлячів доцільно відокремити від середнього виводу конденсаторів. Це дозволяє виключити виникнення у вхідному струмі випрямлячів, що споживається від мережі змінного струму, субгармонійних складових [3], які обумовлені гармоніками з частотами кратними частоті вихідної напруги БАІН. При цьому слід забезпечити вирівнювання напруги на конденсаторах.

Висновки:

1. Навантаження елементів схеми суттєво відрізняється. Отримані основні співвідношення для розрахунку середнього значення струму у елементах схеми БАІН, що можна використовувати при їх обиранні.

2. Показано, що для виключення пульсацій випрямленої напруги з частотами кратними вихідній частоті БАІН і субгармонійних складових у вхідному струмі перетворювача середній вивід випрямлячів доцільно відокремити від середнього виводу конденсаторів.

Список літератури

1. José Rodríguez,, Jih-Sheng Lai, Fang Zheng Peng. Multilevel Inverters: A Survey of Topologies, Controls, and Applications. IEEE Transactions on industrial electronics, vol. 49, NO. 4, AUGUST 2002, pp.724-738.
2. Костенко В.І., Шавьолкін О.О. Перетворювальна техніка. Навчальний посібник. - Донецьк: ДонНТУ, 2006.- 232с.
3. Шавёлкин А.А. Исследование принципов формирования входного тока многоуровневого преобразователя частоты// Наукові праці Донецького націон. технічного університету. Серія: "Електротехніка і енергетика", вип.112: Донецьк: ДонНТУ, 2006.-с.52-57.