

ИЗСЛЕДВАНЕ НА ХАРМОНИЧНИТЕ СЪСТАВЯЩИ НА ТОКОВЕТЕ НА АСИНХРОННО ЕЛЕКТРОЗАДВИЖВАНЕ ПРИ УПРАВЛЕНИЕ СЪС СИНУСОИДАЛНА ШИРОЧИННО-ИМПУЛСНА МОДУЛАЦИЯ**STUDY OF CURRENT HARMONIC COMPONENTS OF INDUCTION MOTOR ELECTRIC DRIVE SYSTEM WITH SINUSOIDAL PULSE WIDTH MODULATION CONTROL**

Цветозар Петков*
ТУ-Габрово

Статията е постъпила на 06 февруари 2017 г.; след ревизия на 16 февруари 2017 г.; приета за отпечатване на 20 февруари 2017 г.

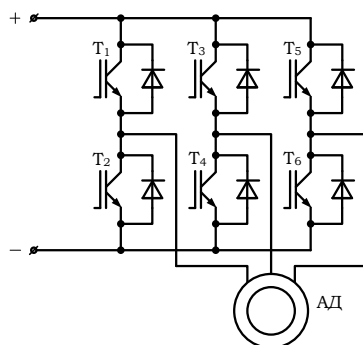
Abstract

The most perspective method for driving of induction motors is the frequency control. The semiconductor frequency converters are the main technical solution to implement it. The three-phase inverter bridge scheme with transistor – diode elements are the most used frequency converter components for control of alternative current rotating machines using the principle of sinusoidal pulse width modulation – SPWM. The paper deals with results of study on current harmonic components in induction motor drive with SPWM control based on simulation model in MATLAB-Simulink environment.

Keywords: инвертор; асинхронен двигател; честотно управление; синусоидална широчинно-импулсна модулация; MATLAB-Simulink.

ВЪВЕДЕНИЕ

Честотното управление на асинхронните електродвигатели е основно направление в развитието на съвременните електрозадвижващи системи. Видовете полупроводникови честотопреобразуватели позволяват управлението на асинхронния електродвигател по различни начини, като най-голям дял заемат инверторните системи, базирани на трираменна транзисторна мостова схема, най-често изпълнена с MOSFET или IGBT транзистори с насрещно паралелни диоди – фиг. 1.



Фиг. 1. Трираменна мостова транзисторна схема, изпълнена с „IGBT-Diode” вентилни елементи

Управлението съгласно законите, $U / f = const$,

$U / f^2 = const$ и $U / \sqrt{f} = const$, наречено още „скаларно“, предимно се осъществява посредством синусоидална широчинно-импулсна модулация (ШИМ) [1]. Разработката на технически решения в областта, както

и изследването им е важна задача, пряко свързана с рационалното използване на електрическата енергия, както и внедряването им в различни области на промишлеността и бита. Настоящата статия показва резултати от изследвания на разработен симулационен модел, базирани на MATLAB – Simulink, относно хармоничния анализ на токовете на честотно асинхронно електрозадвижване при управление със синусоидална широчинно-импулсна модулация.

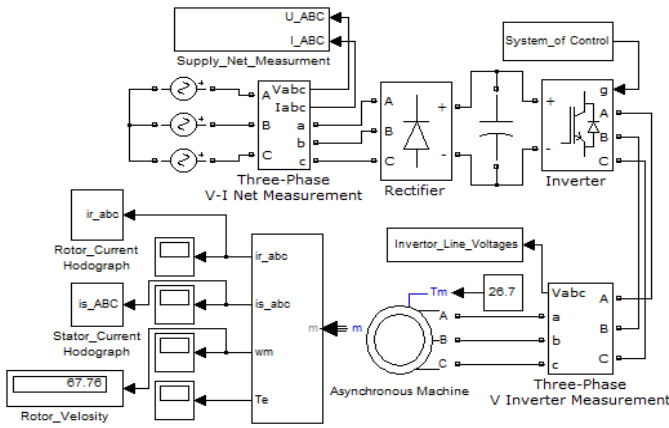
ИЗЛОЖЕНИЕ

Съвременните симулационни софтуерни продукти позволяват многообхватно, задълбочено изследване на процесите, развиващи се в различни технически системи, също така с помощта на симулационните модели значително се облекчава изборът на коректно схемно решение. Водещ в инженерните изследвания е софтуерът MATLAB. Симулационното приложение Simulink предлага широко разнообразие на симулационни единици и инструменти за измерване, визуализация, изчисление, като достъпният интерфейс улеснява разработката на модели.

Принципът на синусоидалната ШИМ се състои в задаването на средните стойности на изходните напрежения на инвертора по синусоидален закон, посредством изменение на широчината на модулиращите импулси. За осигуряването на постоянното напрежение във входната верига на инвертора, когато системата се захранва от източник на трифазно променливо напрежение най-често се използва трифазен мостов двуполупериоден изправител (схема Ларионов), като във веригата за постоянен ток е включен паралелно кондензатор, служещ

*E-mail: tsvetozar_petkov@mail.bg

за намаляване на пулсациите на изходното напрежение – изглаждащ филтър [5]. Общ вид на разработения симулационен модел е показан на фиг. 2.



Фиг. 2. Общ вид на разработената симулация

Изследванията са направени за асинхронен електродвигател, определен от въведените в софтуера, със следните номинални данни: номинална мощност $P_n = 4 kW$, номинално линейно напрежение $U_n = 400 V$, номинална честота на захранващите напрежения $f_n = 50 Hz$, номинална честота на въртене $n_n = 1430 \text{ min}^{-1}$.

За изправител и инвертор се използва универсална мостова схема, като е направен съответен избор на вентилни елементи и брой рамена на моста. При синтеза на системата за управление се задават три синусоидални напрежения в симетрична система с честота, равна на зададена изходна. Определянето на максималните им стойности се извършва съгласно избрания закон за честотно управление, като първо се определя напрежението на задаване $U_{зад}$, както следва:

$$U_{зад} = \frac{U_n}{f_n^n} f_{зад}^n \quad (1)$$

където:

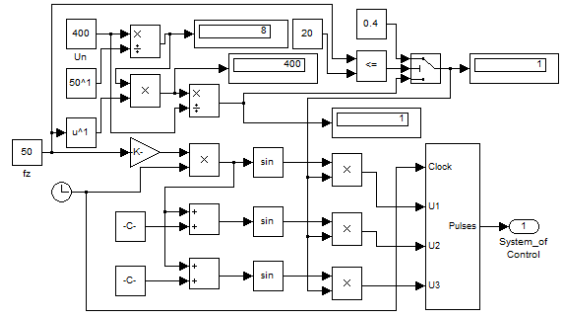
$n = \frac{1}{2}, 1, 2$ - коефициент, определящ вида на съпротивителната характеристика [2];

$f_{зад}$ - задаваща честота, определяща синхронната скорост.

Максималните стойности на задаващите напрежения $U_{зад.m}$ се задават в относителни единици и се определят от:

$$U_{зад.m} = \frac{U_{зад}}{U_n} \quad (2)$$

За компенсиране на пада в активното съпротивление в статорните намотки в областта на ниските честоти се определя гранична стойност на задаващата честота с помощта на условие, под която задаващият коефициент е константен, т.е. с понижаването на работната честота отношението U_n / f_n^n се завишава. Видът на структурната схема относно формирането на задаващите напрежения е показан на фиг. 3.



Фиг. 3. Структурна схема за формиране на задаващи напрежения

Получаването на импулси за управление на вентилните елементи на инвертора и трите формиращи напрежения трябва да се сравнят с трионообразно напрежение, с което се извършва необходимата модулация. За получаването на модулиращото трионообразно напрежение, се използва синусоидално напрежение с честота, неколкочестотна по-висока от честотата на задаващото и стойност кратна на три. За получаване на модулиращото напрежение се задава:

$$u_{mod}(t) = \frac{2}{\pi} \arcsin(\omega_{mod} t) \quad (3)$$

където:

$\omega_{mod} = 2\pi f_{mod}$ - кръгова честота на модулиращото напрежение;

f_{mod} - честота на модулиращото напрежение.

За получаване на управляващи импулси трите задаващи напрежения се сравняват с модулиращото. Импулс за управление се формира, когато са изпълнени следните условия:

$$u_1(t) > u_{mod}(t) \rightarrow T_1 \quad (4)$$

$$u_1(t) < u_{mod}(t) \rightarrow T_2 \quad (5)$$

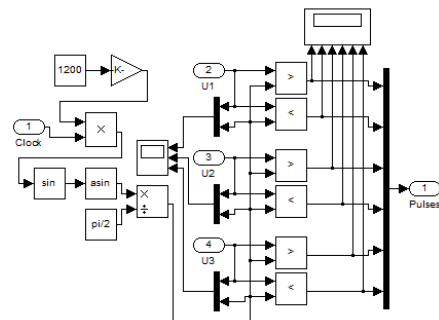
$$u_2(t) > u_{mod}(t) \rightarrow T_3 \quad (6)$$

$$u_2(t) < u_{mod}(t) \rightarrow T_4 \quad (7)$$

$$u_3(t) > u_{mod}(t) \rightarrow T_5 \quad (8)$$

$$u_3(t) < u_{mod}(t) \rightarrow T_6 \quad (9)$$

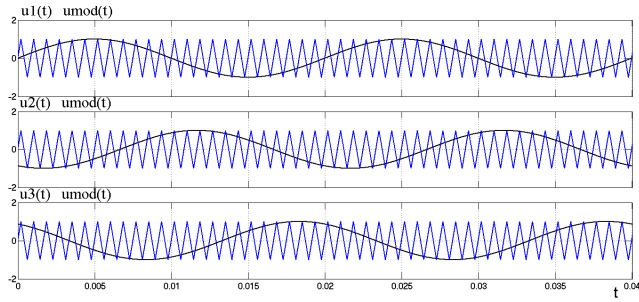
Структурната схема за получаване на модулиращото напрежение и управляващи импулси в симулационния модел, е показана на фиг. 4.



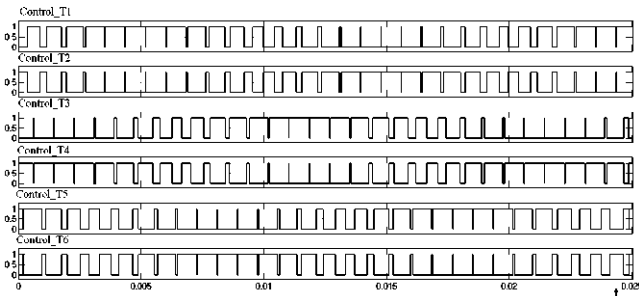
Фиг. 4. Структурна схема за получаване на управляващи импулси

Получените резултати от сравнението с модулиращото напрежение ($f_{mod} = 1,2 kHz$) и получените упра-

вляващи импулси са показани съответно на фиг. 5 и фиг. 6.

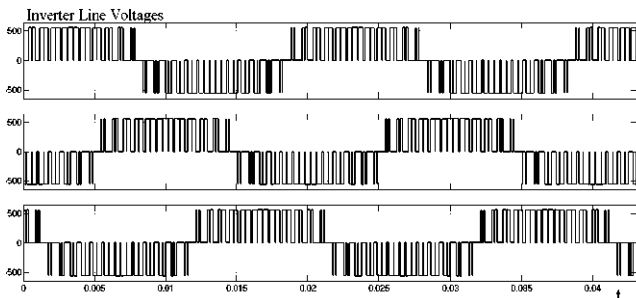


Фиг. 5. Задаващи и модулиращи напрежения

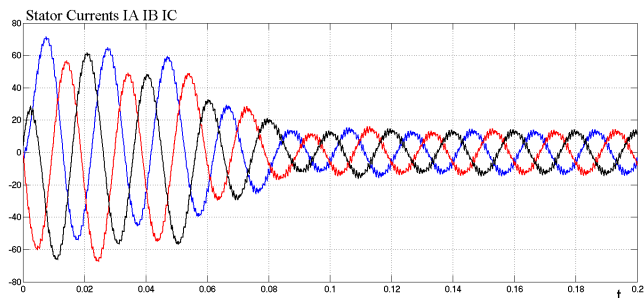


Фиг. 6. Импулси за управление на вентилните елементи

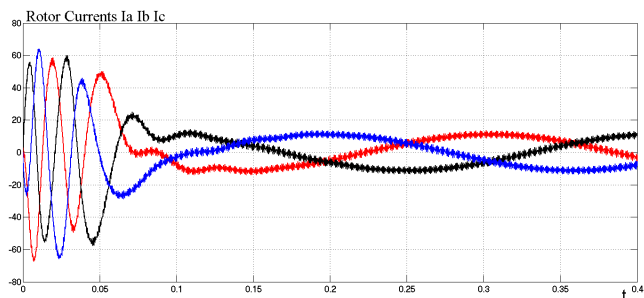
На фиг. 7, фиг. 8, фиг. 9 и фиг. 10 са показани формите на линейните напрежения, статорните и роторните токове, и ъгловата скорост съответно в резултат на това управление. Показаните резултати са за честота 50 Hz при приложен номинален съпротивителен момент 26,7 Nm.



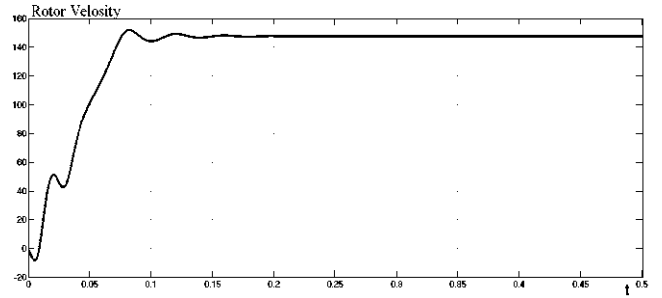
Фиг. 7. Линейни напрежения на инвертора



Фиг. 8. Статорни токове

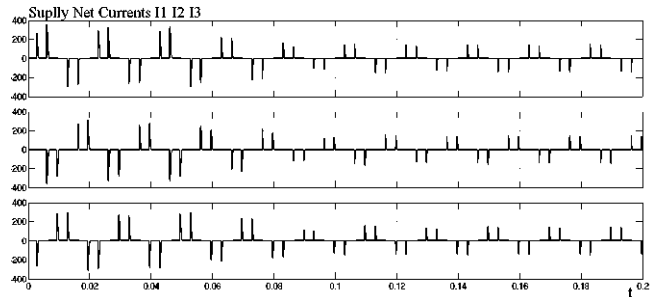


Фиг. 9. Роторни токове



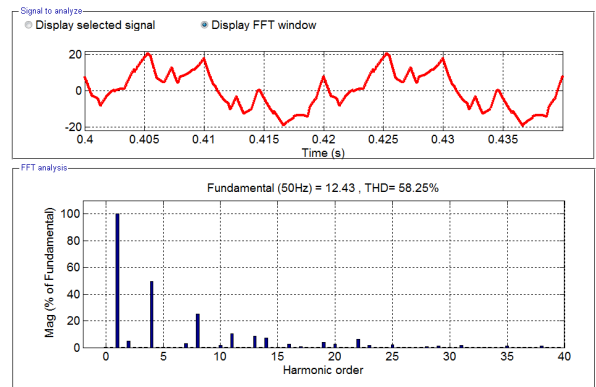
Фиг. 10. Ъглова скорост на ротора

Визуализирани са също така формите на токовете, протичащи от захранващата мрежа за променлив ток – фиг. 11.

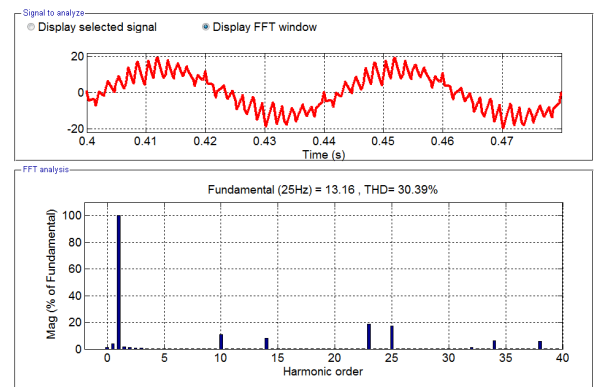


Фиг. 11. Токове, протичащи от захранващата мрежа

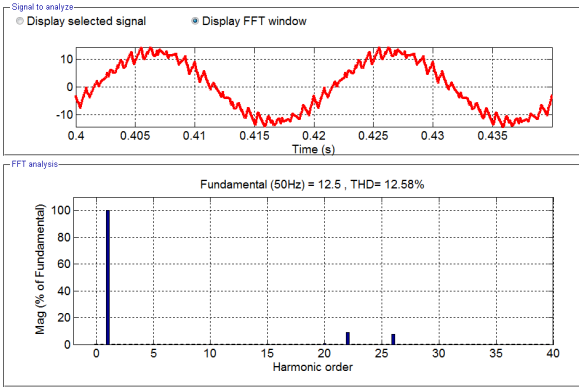
С разработения симулационен модел могат да се направят изследвания, както относно свойствата на електрозадвижването, така и влиянието на системата върху захранващата мрежа. Изследван е хармоничният състав на протичащите статорни и мрежови токове, както за различни работни честоти, така и при изменение на модулиращата честота [3]. Изследването е извършено за работни честоти 50 Hz и 25 Hz, като за всяка една модулиращата честота има стойности 0,3 kHz, 1,2 kHz, 7,2 kHz.



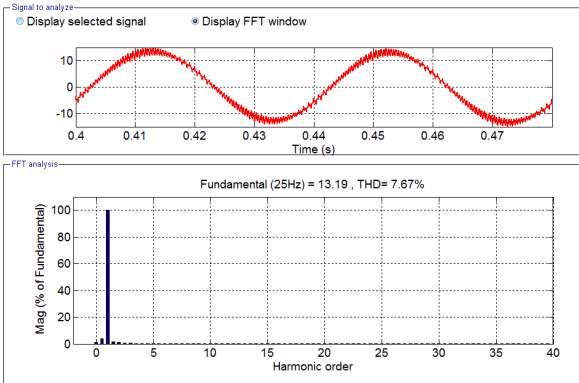
Фиг. 12. Хармоничен анализ на статорен ток за работна честота 50 Hz и модулираща честота 0,3 kHz



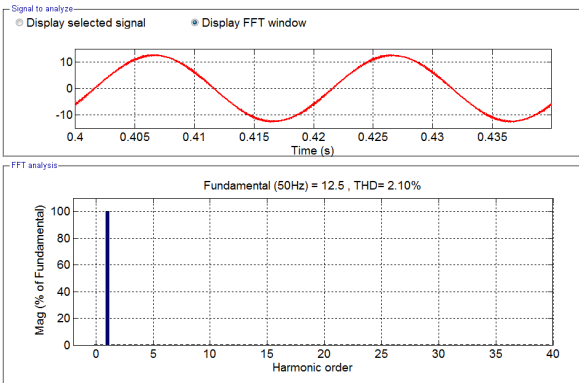
Фиг. 13. Хармоничен анализ на статорен ток за работна честота 25 Hz и модулираща честота 0,3 kHz



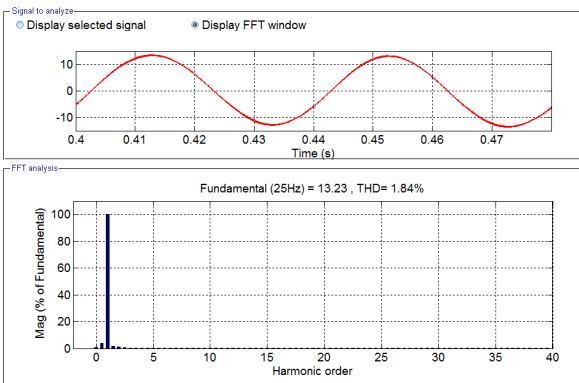
Фиг. 14. Хармоничен анализ на статорен ток за работна честота 50 Hz и модулираща честота 1,2 kHz



Фиг. 15. Хармоничен анализ на статорен ток за работна честота 25 Hz и модулираща честота 1,2 kHz



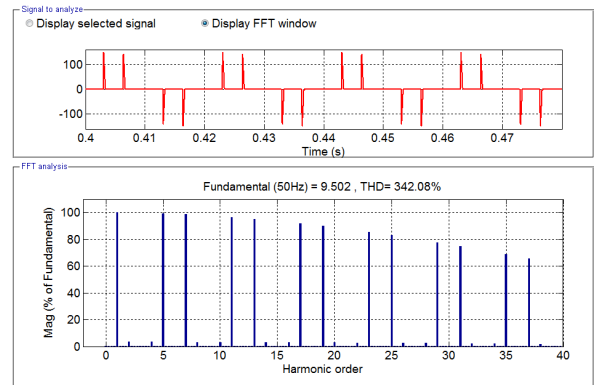
Фиг. 16. Хармоничен анализ на статорен ток за работна честота 50 Hz и модулираща честота 7,2 kHz



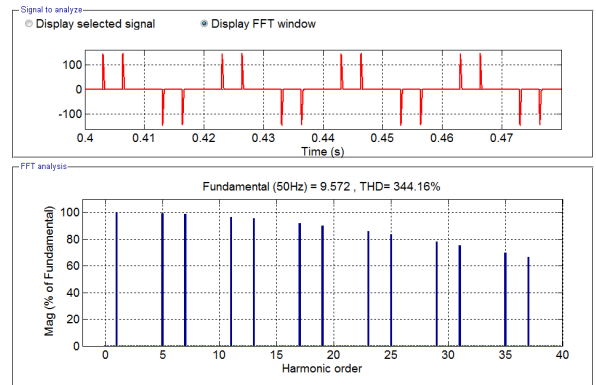
Фиг. 17. Хармоничен анализ на статорен ток за работна честота 25 Hz и модулираща честота 7,2 kHz

От извършения хармоничен анализ се вижда, че с увеличаване на модулиращата честота за една и съща работна, нивата на висшите хармоници намаляват, както показват коефициентите на несинусоидалност – THD%. С намалянето на работната честота при една и съща модулираща, се забелязва увеличаване на субхар-

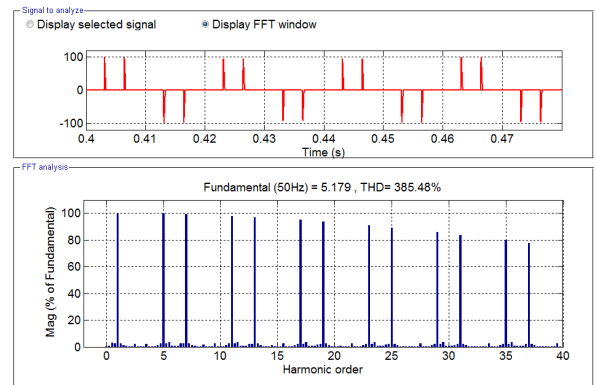
моничните съставлящи. Изследва се също така и хармоничният състав на протичащите от захранващата мрежа токове. На следващите фигури са показани резултати от направения хармоничен анализ на мрежов ток при различни работни и модулиращи честоти.



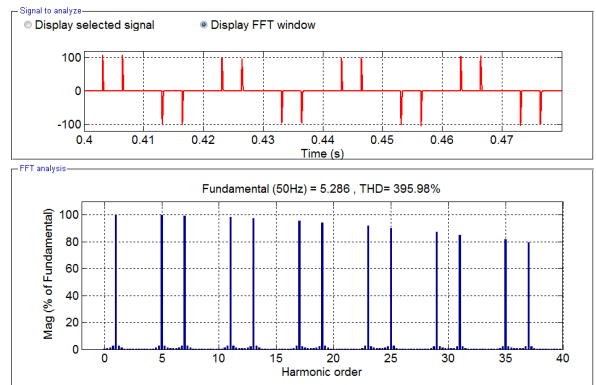
Фиг. 18. Хармоничен анализ на мрежов ток за работна честота 50 Hz и модулираща честота 1,2 kHz



Фиг. 19. Хармоничен анализ на мрежов ток за работна честота 50 Hz и модулираща честота 7,2 kHz

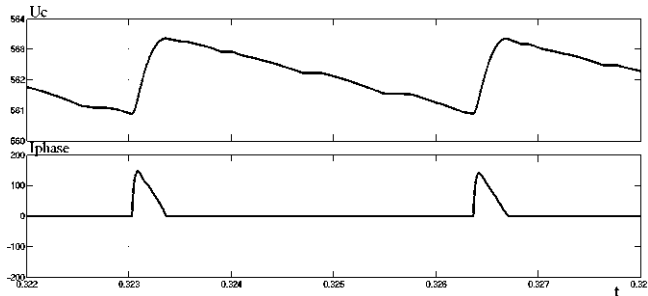


Фиг. 20. Хармоничен анализ на мрежов ток за работна честота 25 Hz и модулираща честота 1,2 kHz



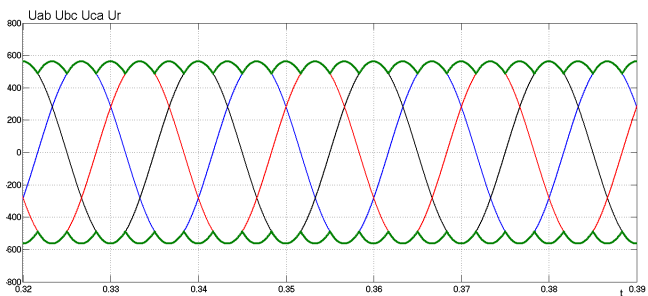
Фиг. 21. Хармоничен анализ на мрежов ток за работна честота 25 Hz и модулираща честота 7,2 kHz

От получените резултати се вижда, че изменението на работната и модулираща честоти, обуславя незначително изменение на хармоничния състав на мрежовите токове. Формата на токовете се определя от принципа на действие на изправителната схема и наличието на паралелно включения кондензатор. Ток протича по време на дозареджването на кондензатора до максимална стойност на линейното напрежение - фиг. 22.



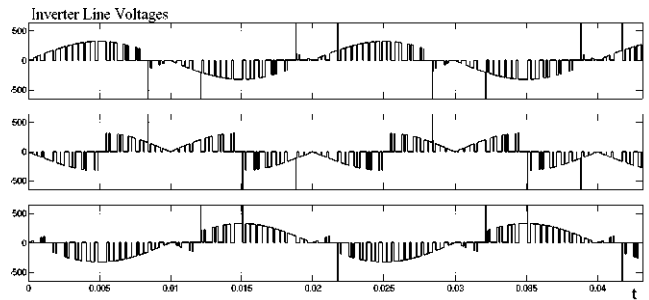
Фиг. 22. Напрежение на кондензатора и мрежов ток

Намалването на нивото на висшите хармоници може да се подобри с подходящо избрани филтри. Добавянето на елементи в силовата част внася допълнителни загуби и завишава масо-габаритните размери на инвертора. Намалването на нивото на висшите хармоници може да се постигне с премахване на капацитивния изглаждащ филтър. Формата на изправеното напрежение и трифазната система линейни захранващи напрежения е показана на фиг. 23.

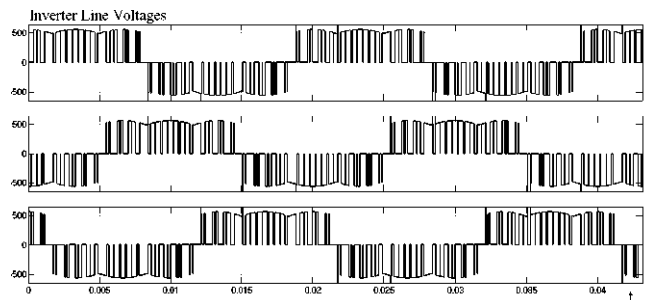


Фиг. 23. Линейни захранващи напрежения и изходно напрежение на изправителя без капацитивен филтър

Трябва да се отбележи, че премахването на кондензатора може да се направи само при използването на трифазен изправител схема Ларионов. В случай на използване на еднополупериодна трифазна или еднофазна схема на изправител, пулсиращото изправено напрежение се изменя от нулева стойност до максимална, при което работата на електрозадвижващата система е некоректна. На фиг. 24 са показани формите на линейните напрежения на инвертора при използване на еднофазен двуполупериоден изправител (схема Грец), без включен капацитивен филтър. Работата на асинхронния електродвигател в този случай е свързана с протичането на несиметрична система статорни токове, значителни колебания на ъгловата скорост на ротора и други негативни последици. На фиг. 25 е показана формата на линейните напрежения на инвертора при работа с изправител схема Ларионов без капацитивен филтър. Работата на електрозадвижващата система в този случай е коректна, като се наблюдава увеличение на хармонични съставлящи във формите на статорните токове.

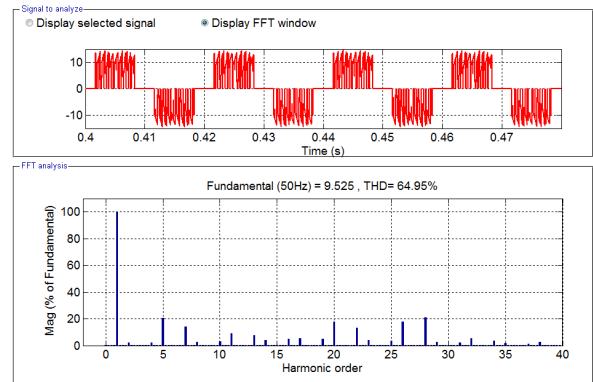


Фиг. 24. Линейни напрежения на инвертора при използване на еднофазен двуполупериоден мостов изправител (схема Грец) без включен капацитивен филтър

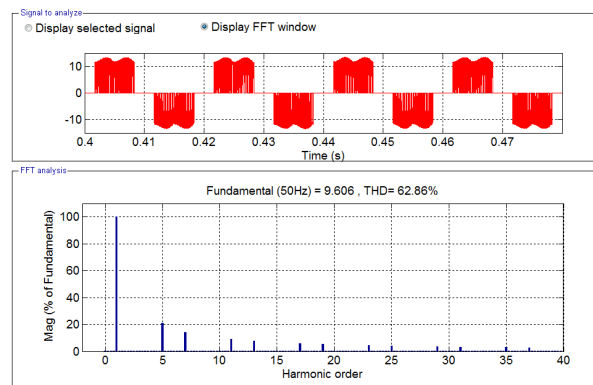


Фиг. 25. Линейни напрежения на инвертора при използване на трифазен двуполупериоден мостов изправител (схема Ларионов) без включен капацитивен филтър

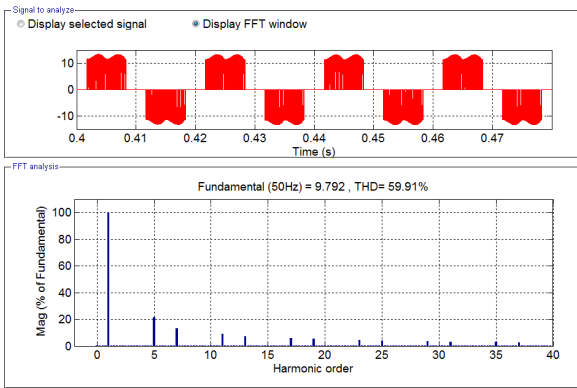
На следващите фигури са показани резултати от извършен хармоничен анализ за работна честота 50 Hz и модулиращи честоти 1,2 kHz, 7,2 kHz и 21 kHz при същите условия, но без включен кондензатор във веригата за постоянен ток.



Фиг. 26. Хармоничен анализ на мрежов ток без изглаждащ капацитивен филтър за работна честота 50 Hz и модулираща честота 1,2 kHz

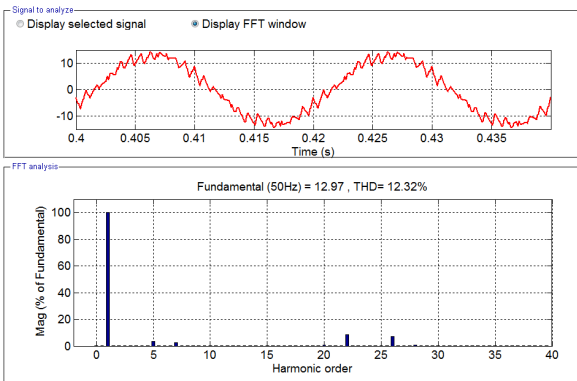


Фиг. 27. Хармоничен анализ на мрежов ток без изглаждащ капацитивен филтър за работна честота 50 Hz и модулираща честота 7,2 kHz

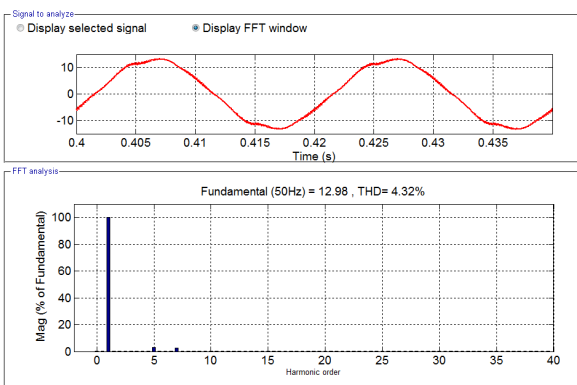


Фиг. 28. Хармоничен анализ на мрежов ток без изглаждащ кондензатор за работна честота 50 Hz и модулираща честота 21 kHz

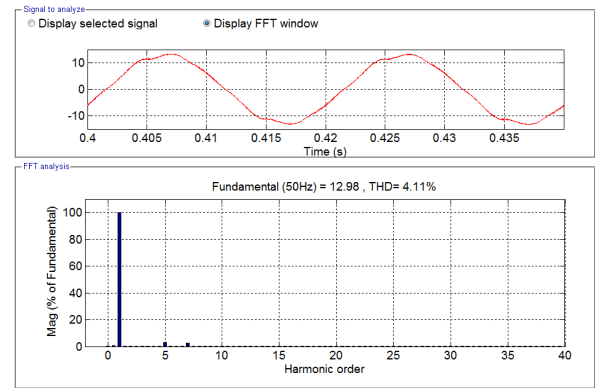
Както се вижда от получените резултати, нивата на висшите хармоници намалява в сравнение с резултатите с включен кондензатор. Изследването показва, че при модулиращи честоти, по-високи от 7,2 kHz, нивата на висшите хармоници се намаляват значително с увеличаването на модулиращата честота, като 5-ти и 7-ми имат сравнително константна стойност. Висшите хармоници, нивата на които не се изменят с увеличаването на модулиращата честота се дължат на наличието на пулсации във формата на изправеното напрежение. Изследвани са също така и формите на статорните токове на асинхронния електродвигател за същата работна и модулиращи честоти, за които са изследвани токовете от захранващата мрежа. Резултатите са показани на фиг. 29, фиг. 30 и фиг. 31.



Фиг. 29. Хармоничен анализ на статорен ток на асинхронния електродвигател за работна честота 50 Hz и модулираща честота 1,2 kHz без кондензаторен филтър



Фиг. 30. Хармоничен анализ на статорен ток за работна честота 50 Hz и модулираща честота 7,2 kHz без кондензаторен филтър



Фиг. 31. Хармоничен анализ на статорен ток за работна честота 50 Hz и модулираща честота 21 kHz без кондензаторен филтър

Както се вижда от извършения хармоничен анализ на статорните токове на асинхронния двигател, 5-ти и 7-ми хармоници са с най-високо ниво от висшите хармоници. Влиянието на висшите хармоници върху механичната характеристика на асинхронния електродвигател е такова, че предизвиква намаление на претоварвателната способност, както и възникване на провали в механичните характеристики и възможна устойчива работа на тях [4]. Увеличават се също така загубите, работата с повишени нива на шума, вибрациите и др.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Симулационните софтуерни продукти заемат важно място в инженерните изследвания. Възможностите на MATLAB-Simulink позволяват симулирането на системи и ситуации в разнообразни инженерни области. Адаптивен и гъвкав, той е приспособим към изискванията на широк кръг потребители, правещо го актуален и перспективен в съвременните инженерни разработки и изследвания.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Георгиев, П. Електронни регулатори за електрозадвижване. Университетско издателство Васил Априлов, 2003.
- [2] Ключев, В. Теория на електрозадвижването. София, Техника, 1989, 544 с.
- [3] Арриллага, Д., Д. Брэдли, П. Боджер. Гармоники в електрическите системи. Москва, Энергоатомиздат, 1990.
- [4] Вольдек, А. Електрически машини. Ленинград, Энергия, 1978.
- [5] Lander, C., Power Electronics. London, Mc Graw –Hill, 1993.