

УДК 621.313

## ЭЛЕКТРОПРИВОД ПЕРЕМЕННОГО ТОКА С IGBT-ТРАНЗИСТОРНЫМ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕМ

Полищук П.И., аспирант

Кременчугский государственный политехнический университет

ул. Первомайская, 20, г. Кременчуг, Полтавская область, Украина, 396145

Тел/факс 8-0536-74-34-01, 8-5366-11-47

E-mail: saue@polyttch.poltava.ua.

В данной статье показано, что внедрение разработанных электрических фильтров для электропривода переменного тока на базе IGBT-транзисторных инверторов позволяет обеспечить достаточный уровень электромагнитной совместимости с источником и нагрузкой, а также качество электроэнергии, соответствующее стандартам.

**Ключевые слова:** электропривод, инвертор, фильтр, электромагнитная совместимость.

In the given paper is shown, that the intrusion of designed electrical filter for the electric drive of alternating-current on the basis of IGBT-transistor inverters allows to supply a sufficient level of electromagnetic compatibility with a source and load, and also quality of the electric power conforming to the standards.

**Key words:** electric drive, inverter, filter, electromagnetic compatibility.

**Введение.** Современный электропривод (ЭП) переменного тока (рис.1) базируется на IGBT-транзисторных инверторах, осуществляющих, соответственно, частотное регулирование асинхронного электродвигателя с короткозамкнутым ротором (М) посредством широтно-импульсной модуляции напряжения (инвертор  $U2$ ), и рекуперацию электроэнергии в питающую сеть как постоянного (PM), так и переменного (ABC) тока, формирование синусоидальных кривых входного и выходного токов, обеспечивая высокий коэффициент мощности на входе преобразователя (инвертор  $U1$ ).

**Анализ предыдущих исследований.** Анализ работ [1-5] показал, что для успешной практической реализации электропривода с IGBT-преобразователем необходимо разрешить следующие одиозные моменты, создаваемые самой технологией данного типа преобразователей, а именно:

- ограничение фронта импульсов модулированного напряжения;
- защиту питающей сети от промышленных радиопомех;
- формирование синусоидальной кривой напряжения.

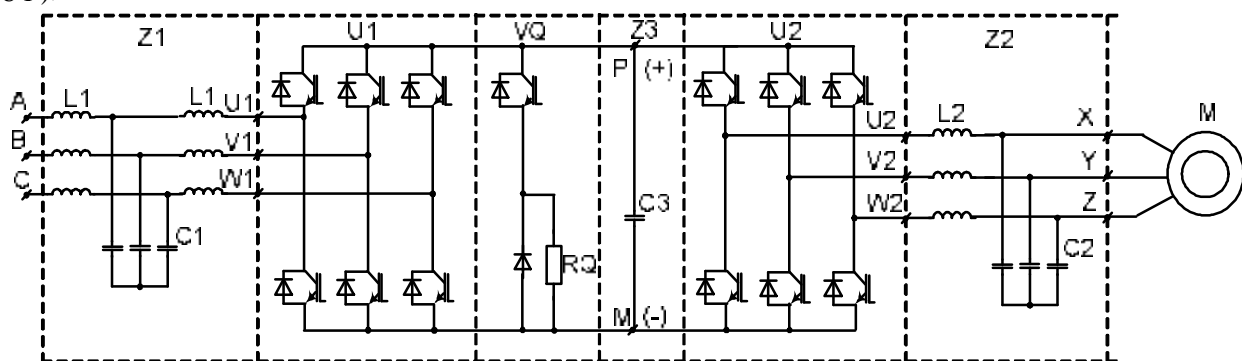


Рисунок 1 – Электропривод переменного тока

Электромагнитная совместимость (ЭМС) преобразователя с питающей сетью обеспечивается фильтрами  $Z$ . Входной фильтр  $Z1$  защищает питающую сеть от промышленных радиопомех и искажений, вносимых преобразователем, способствует защите преобразователя от импульсов сверхнапряжения сети. Выходной фильтр  $Z2$  защищает асинхронный двигатель (АД) и кабель от воздействия сверхкрутых фронтов импульсов

модулированного напряжения, которые ведут также к перенапряжениям вследствие эффекта отраженной волны. Промежуточный фильтр  $Z3$  сглаживает пульсации напряжения в цепи постоянного тока PM [2].

**Цель работы.** Разработка экономичной системы управления электроприводом переменного тока с эффективной электромагнитной совместимостью и требуемым качеством электроэнергии.

**Матеріал і результати досліджень.**

Ограничение фронта импульсов модулированного напряжения.

Решение проблемы сводится к формированию на выходе фильтра  $ZZ$  импульса напряжения, время нарастания фронта которого  $t_{VZ}$  в три раза

больше времени  $t_e = \frac{l}{V_V}$  прохождения волны

импульса с фазовой скоростью  $V_V \approx 150 \text{ м/мкс}$  через кабель длиной  $l$ . Представление питающего кабеля однородной линией с распределенными параметрами индуктивности  $L_e$  и емкости  $C_e$  дает зависимость напряжения на двигателе:

$$u_M = K_U \cdot U_d, \quad (1)$$

где  $K_U = 1 + \frac{3t_e}{t_V} \cdot \Gamma_M$  - коэффициент

перенапряжения;  $\Gamma_M = \frac{Z_M - Z_e}{Z_M + Z_e}$  - коэффициент

отражения нагрузки;  $Z_M$  - сопротивление

нагрузки;  $Z_e = r_e = \sqrt{\frac{L_e}{C_e}}$  - волновое сопротивление

линии без потерь (кабеля) [2].

Полагая  $t_V = p\sqrt{L_2 \cdot C_2}$  и задавая  $R_U$ , находим:

$$L_2 \cdot C_2 > 40 \cdot 10^{-8} \frac{l^2 \cdot \Gamma_M^2}{(K_U - 1)^2}. \quad (2)$$

Защита сети от промышленных радиопомех.

При равенстве параметров элементов характеристики Т-образного фильтра идентичны Г-образному, который принимаем к рассмотрению в качестве расчетного в виде четырехполюсника, (рис.2) [3]. Система уравнений четырехполюсника:

$$\left. \begin{aligned} \bar{U}_G &= A\bar{U}_Z + B\bar{I}_Z \\ \bar{I}_G &= C\bar{U}_Z + D\bar{I}_Z \end{aligned} \right\}. \quad (3)$$

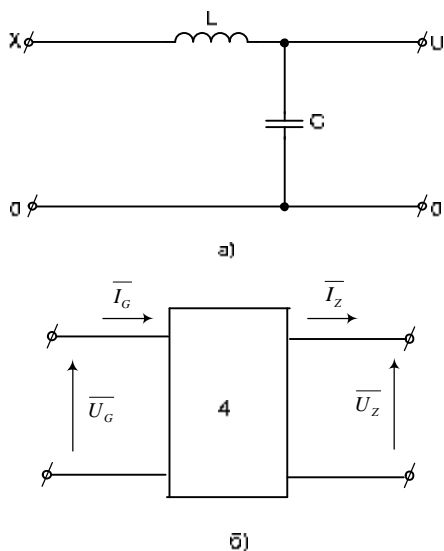


Рисунок 2 – Схемы Г-образного фильтра: а) принципиальная; б) в виде четырехполюсника

Поскольку сопротивление нагрузки превалирует над остальными, из (3) находим передаточную функцию:

$$\bar{U} = \frac{\bar{U}_Z}{U_G} = \frac{1}{A},$$

где  $A = \sqrt{\frac{Z_{1X}}{Z_{2X} - Z_{2K}}} = \frac{Z_{1X}}{\sqrt{Z_{2X}(Z_{1X} - Z_{1K})}}$ ;

$$Z_{1X} = j\omega L + \frac{1}{j\omega c} = j\omega r + \frac{r}{j\omega} = r \frac{1 - \omega^2}{j\omega};$$

$$Z_{1K} = j\omega L = j\omega r; \quad Z_{1X} - Z_{1K} = \frac{1}{j\omega c} = \frac{r}{j\omega};$$

$$Z_{2X} = \frac{1}{j\omega c} = \frac{r}{j\omega}; \quad r = \sqrt{\frac{L}{C}}; \quad W = \frac{\omega}{\omega_m}; \quad \omega_m = \frac{1}{\sqrt{LC}}.$$

Тогда:

$$U(\Omega) = \frac{1}{1 - \Omega^2}. \quad (4)$$

График амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) Г-образного фильтра представлен на рис. 3, где частота среза:

$$W_Z = \frac{\omega_Z}{\omega_m} = 2pf_Z \sqrt{LC} = 2 \quad (5)$$

Стандартами [4] регламентируется нижний уровень промышленных помех 9-10 кГц. Принимая с запасом  $f_Z = 8 \text{ кГц}$ , из (5) находим выражение для определения параметров фильтра:

$$LC = 1,6 \cdot 10^{-9} [\text{с}^2]. \quad (6)$$

С увеличением индуктивности снижается напряжение, а с увеличением емкости растет ток в системе. С учетом этого справедливо равенство  $LI^2 = CU^2$ . Так как мощность однофазной нагрузки  $S = UI$ , из (6) находим:

$$L = 40 \cdot 10^{-6} \frac{U^2}{S}; \quad C = 40 \cdot 10^{-6} \frac{S}{U^2}. \quad (7)$$

Формирование синусоидальной кривой напряжения.

Кроме требований обеспечения ЭМС, к фильтрам иногда предъявляют требование обеспечения высокого качества электроэнергии.

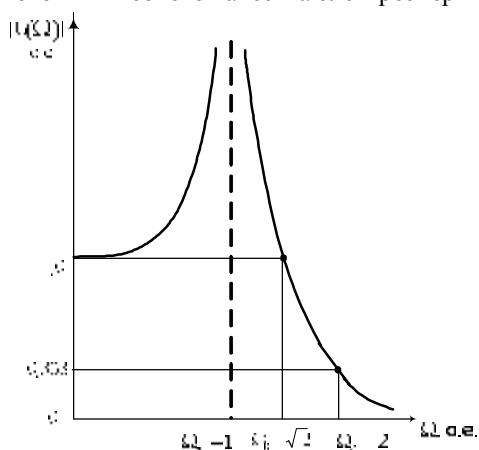


Рисунок 3 – АЧХ Г-образного фильтра

В соответствии со стандартом [5] номинальный коэффициент несинусоидальности должен быть  $K_{HH} = \frac{\sqrt{S}U_v}{U_1} \leq 0,05$ . При

формировании синусоиды напряжения из ШИМ допустимо оперировать гармоникой с частотой модуляции  $f_M$ , пренебрегая более высокими. Тогда при разно-полярной модуляции и коэффициенте заполнения периода модуляции  $q_M = 0,5$ ,  $K_{Hmax} = \frac{U_{vm}}{U_{Im}} = 1,0$ , т.е. АЧХ синусоиды фильтра должна быть:

$$|U(W)| = \frac{K_{HH}}{K_{Hmax}} = \frac{0,05}{1,00} = 0,05. \quad (8)$$

Выполнение (8) при помощи Г-образного фильтра, АЧХ которого описывается выражением (4), возможно при  $W = 4,6$ , т.е. при увеличении

$$LC \text{ в } \left(\frac{4,6}{2}\right)^2 = 5,3 \text{ раза.}$$

Более рациональными являются схемы Г- и Т-образных фильтров, дополненные LC-цепочками, настроенными на частоту модуляции, равную частоте среза  $f_M = f_Z$ , из которых предпочтение отдано схеме на рис.4.

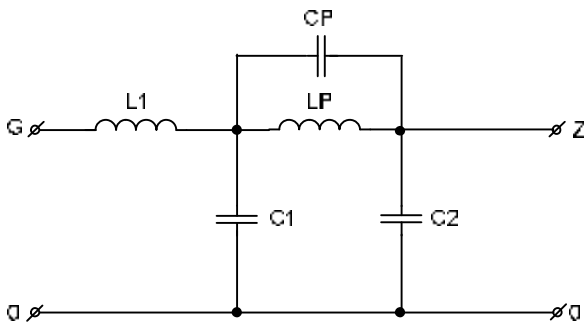


Рисунок 4 – Принципиальная схема последовательно-составного фильтра

При  $\sqrt{L_P C_P} = \frac{\sqrt{LC}}{2}$ , где  $L_P = L$  и  $C_P = \frac{C}{4}$

АЧХ последовательно-составного фильтра описывается выражениями:

$$|U(W)| = \left| \frac{4 - W^2}{4 - 13W^2 + 6W^4} \right|. \quad (9)$$

Характерные точки:  $U = 0$  при  $\Omega = 2$ ;  $|U| = 1$  при  $\Omega = 0; 1,0; 1,15; 1,41$ ;  $|U| \rightarrow \infty$  при  $\Omega = 0,61$  и  $1,34$ . При  $W > 2$  модуль  $U(W) < 0,0145$  (максимум при  $W = 2,61$ ), который более, чем втрое, согласно (8), меньше требуемого  $U(W) < 0,05$ . Последнее обстоятельство делает последовательно-составной фильтр практически идеальным для формирования синусоидального напряжения из ШИМ.

По результатам аналитических исследований разработаны математическая модель и натурный

макет системы. Схема стенда испытаний натурного макета электропривода переменного тока представлена на рис. 5.

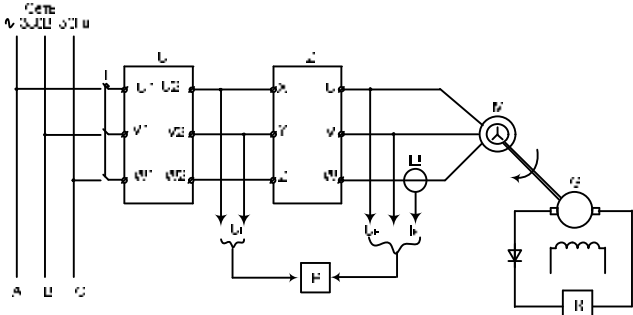


Рисунок 5 – Структурная схема испытательного стенда:

- U - преобразователь частоты; Z - фильтр;
- M - асинхронный к.з. электродвигатель; BI - датчик тока; P - измерительный комплект;
- G - R - нагрузочное устройство

В качестве преобразователя частоты U выбирается преобразователь типа VF61 фирмы Togo Denki Sejzo К.К. Japan с параметрами: 7,5 кВт; 400В;  $f_I = 0...50$  Гц;  $f_M = 4,5...15$  кГц через 0,1 кГц (установлено 8 кГц). В стенде использован асинхронный двигатель типа А54/4: 7,0 кВт; фазное напряжение 220В;  $f_{Iном} = 50$  Гц с параметрами схемы замещения -  $R_S = 0,53$  Ом;  $L_S = 9$  мГн;  $L_m = 168,6$  мГн;  $L_r' = 4,3$  мГн;  $R_r' \approx \frac{U_S}{I_S} \cdot S$ . Параметры фильтра Z (по схеме рис.4):  $L \cong 0,8$  мГн;  $C = 2$  мкФ;  $C_P = 0,5$  мкФ.

Данные натурного макета электропривода заложены также в математическую модель системы в однофазном исполнении, в результате компьютерных исследований которой получены АЧХ и ЛАЧХ, приведенные на рис. 6, 7 соответственно; осциллограммы входных напряжений  $u_G$  и тока  $i_G$  и выходных  $u_Z$  и  $i_Z$  на частоте  $f_I = 40$  Гц приведены, соответственно, на рис. 8-11.

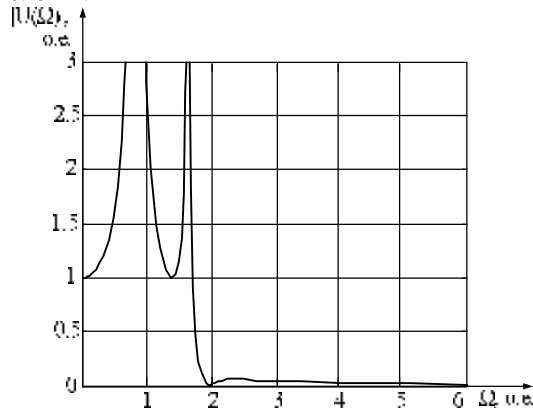


Рисунок 6 – АЧХ идеального последовательно-составного фильтра

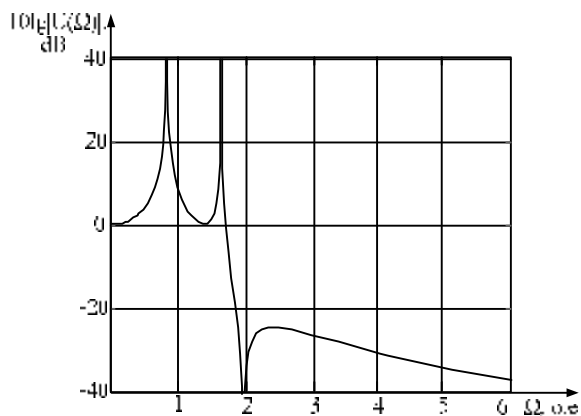


Рисунок 7 – ЛАЧХ идеального последовательно-составного фильтра

Осциллограммы, полученные в процессе стендовых испытаний натурного макета при

$f_1 = 40$  Гц, приведены на рис. 12-16.

Колебания напряжения на синусоиде  $u_M(t)$ , (рис.15, 16), находятся в прямой зависимости от частоты модуляции  $f_m = 8$  кГц, поскольку их частота  $f_k = 2$  кГц определена колебательным контуром  $LpCpC$ . Они иллюстрируют переходной затухающий процесс, вызванный изменением алгоритма модуляции с двухпульсного на однопульсный и обратно (рис.14).

Результаты выполненных аналитических и экспериментальных исследований подтверждают эффективность фильтра, составленного из Г-образного и параллельного колебательного контура, включенного последовательно в фазе, формирующего синусоидальное напряжение из модулированного (получена практически идеальная кривая с минимумом затрат).

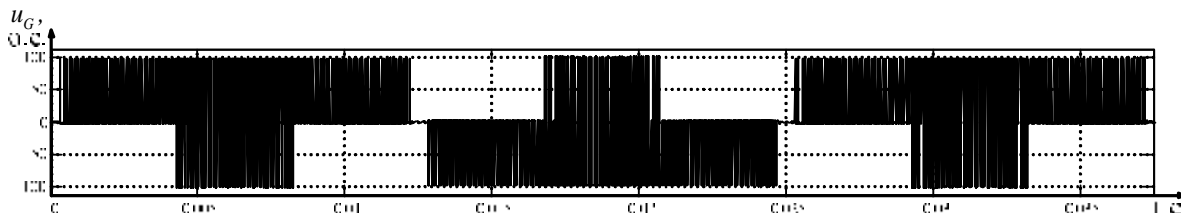


Рисунок 8 – Осциллограмма напряжения  $u_G$  при  $f_1=40$  Гц

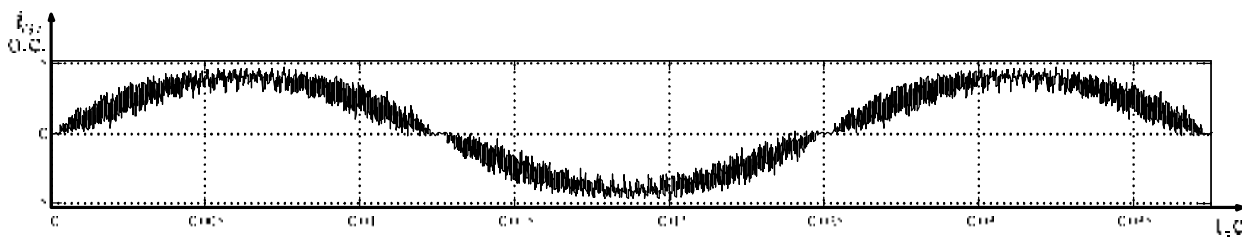


Рисунок 9 – Осциллограмма тока  $i_G$  при  $f_1=40$  Гц

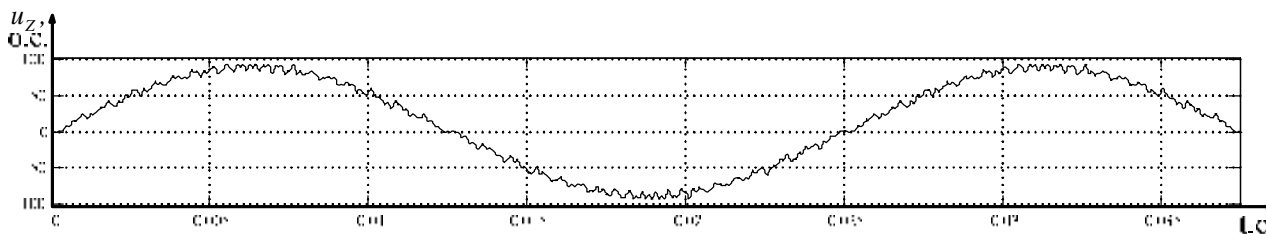


Рисунок 10 – Осциллограмма напряжения  $u_Z$  при  $f_1=40$  Гц

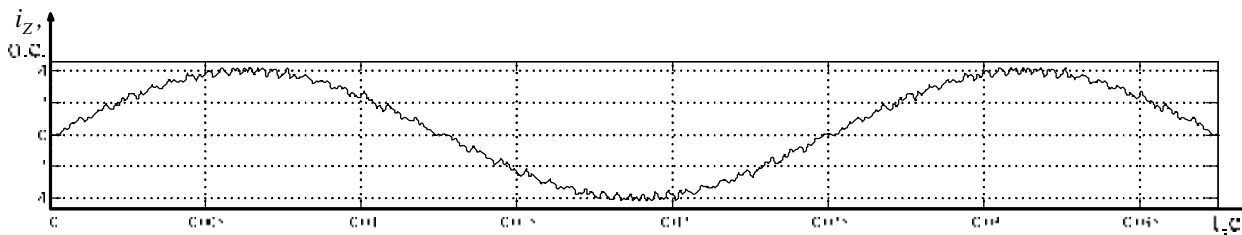


Рисунок 11 – Осциллограмма тока  $i_Z$  при  $f_1=40$  Гц

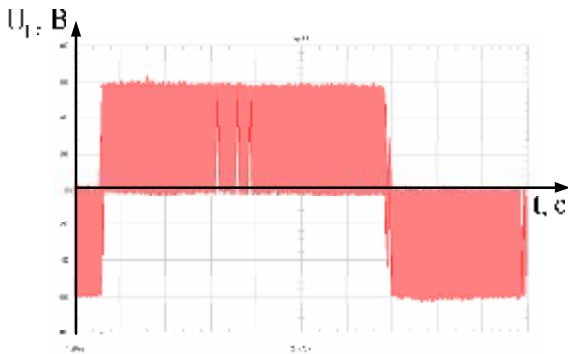


Рисунок 12 – Осциллограмма напряжения  $U_L$  на выходе преобразователя при  $f_I = 40$  Гц

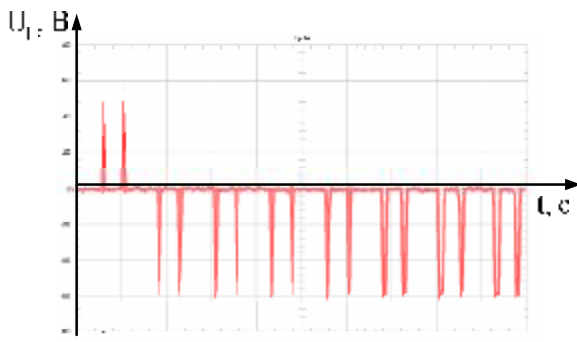


Рисунок 13 – Осциллограмма напряжения  $U_L$  на выходе преобразователя при  $f_I = 40$  Гц (развертка при переходе через нуль)

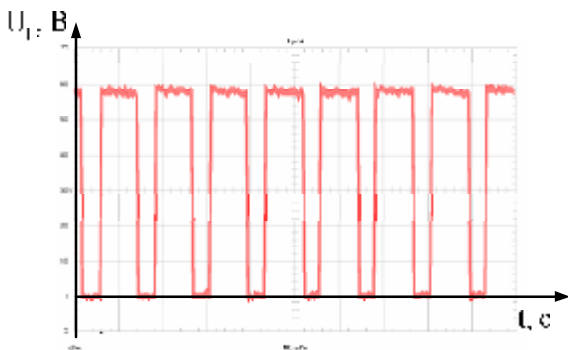


Рисунок 14 – Осциллограмма напряжения  $U_L$  на выходе преобразователя при  $f_I = 40$  Гц (развертка в момент  $=90$  эл. градусов при переходе с двухпульсной модуляции на однопульсную)

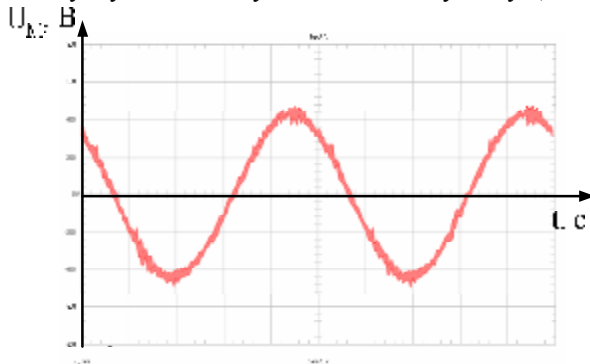


Рисунок 15 – Осциллограмма напряжения  $U_M$  на двигателе  $f_I = 40$  Гц

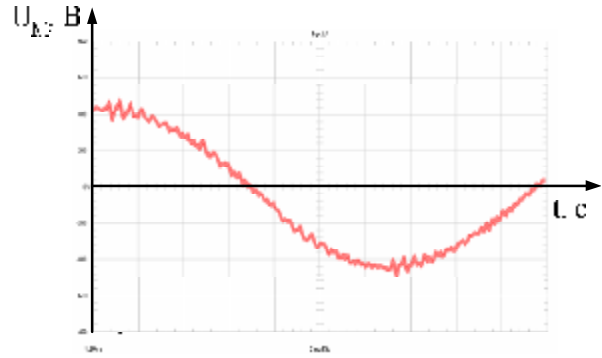


Рисунок 16 – Осциллограмма напряжения  $U_M$  на двигателе  $f_I = 40$  Гц (развертка на интервале 90-360 эл. градусов)

**Выводы.** Разработаны, исследованы и рекомендованы к внедрению электрические фильтры для электропривода переменного тока на базе IGBT-транзисторных инверторов, обеспечивающих достаточный уровень электромагнитной совместимости с источником и нагрузкой, а также качество электроэнергии, соответствующее стандартам.

#### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЕ ДАННЫЕ

1. Полищук П.И. К проблеме анализа выходного ШИМ напряжения IGBT-инвертора // Технічна електродинаміка. Тематичний випуск. Силова електроніка та енергоефективність. Інститут електродинаміки НАН України. Частина 3. -К.: 2006. – С. 19-23.
2. Бед/форд Б., Хофт Р. Теория автономных инверторов. -М.: Энергия, 1969. – 280 с.
3. Флора В.Д. Расчет Г-образного фильтра на входе импульсного регулятора // Труды МЭИ. - 1993. -Вып. 669. – С.104-108.
4. ГОСТ 14777-81. Радиопомехи промышленные. Термины и определения. -М.: Госстандарт, 1982. – 17 с.
5. ГОСТ 51317.3.2.RU Электромагнитная совместимость. -М.: Госстандарт, 2004. – 12 с.

Стаття надійшла 10.01.2007 р.  
Рекомендовано до друку д.т.н., проф.  
Чорним О.П.