

УПРАВЛЕНИЕ НА ТРИФАЗЕН МРЕЖОВИ ИНВЕРТОР ПРИ МРЕЖОВО ПРИСЪЕДИНЯВАНЕ НА ВЪЗОбНОВЯЕМИ ЕНЕРГИЙНИ ИЗТОЧНИЦИ

д-р инж. Димитър КУКУРИГОВ, маг. инж. Светлин ДОНЕВ
д-р инж. Даниел КАРОВ

ТУ – София, ИПФ – Сливен,
гр. Сливен, бул. “Бургаско шосе” №59

Резюме

В статията е моделирана и изследвана цифрова система за управление на трифазен мрежови инвертор при мрежовото присъединяване на възобновяеми енергийни източници. Изследванията са проведени в среда Matlab/Simulink/SimPowerSystems. Резултатите са представени под формата на графики.

Ключови думи

Векторна широчинно-импулсна модулация, управление на мрежови инвертор,

Увод

В статията е моделирана и изследвана цифрова система за управление на трифазен мрежови инвертор при мрежовото присъединяване на възобновяеми енергийни източници. Изследвано е влиянието на такта на дискретизация върху качеството на тока в мрежата.

Блоквата схема на системата за управление по метода VOC с PI регулатори е показана на фиг. 1. Управлението на инвертора става по подобен начин както при мрежовото присъединяване на фотоелектрични генератори така и при мрежовото присъединяване на ветрогенератори.

При моделирането на системата не е взета под внимание обратната връзка по напрежение и се предполага, че напрежението на входа на мрежовия инвертор е постоянно.

По – долу е обяснена работата на основните компоненти на моделираната система.

Основни положения

1 Векторна – широчинно импулсна модулация

При векторната широчинно-импулсна модулация трифазната система напрежения се

представя посредством един въртящ се пространствен вектор.

$$V_{ref} = \frac{2}{3}(V_a + aV_b + a^2V_c), \quad (1)$$

където $a = e^{j\frac{2\pi}{3}}$.

С цел да се премине към двукординатна ортогонална система ($V_{ref} = V_\alpha + jV_\beta$) се правят следните преобразувания:

$$V_\alpha + jV_\beta = \frac{2}{3}(V_a + aV_b + a^2V_c) \quad (2)$$

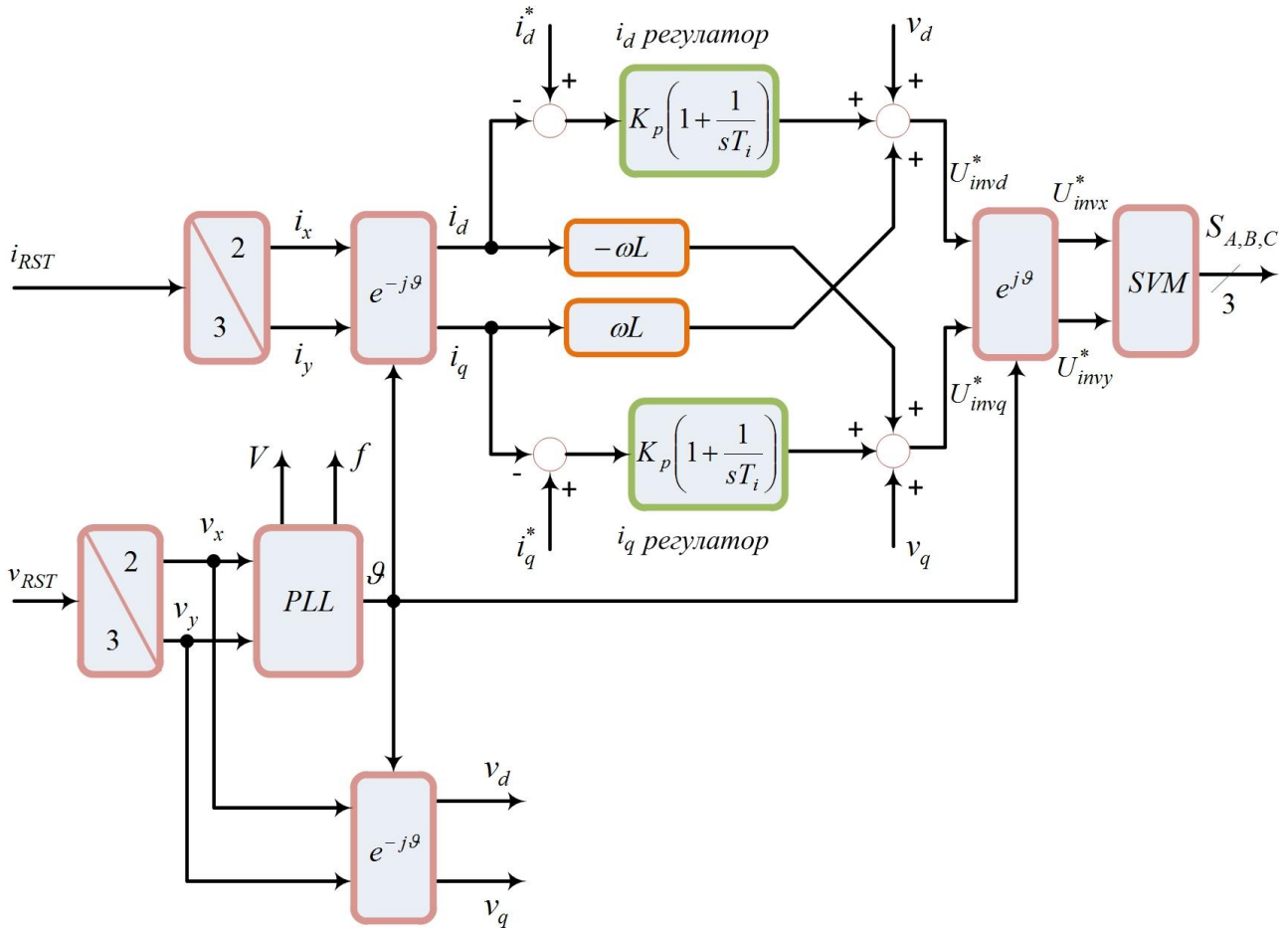
$$V_\alpha + jV_\beta = \frac{2}{3}(V_a + \cos(\frac{2\pi}{3})V_b + \cos(\frac{2\pi}{3})V_c) + j\frac{2}{3}(\sin(\frac{2\pi}{3})V_b - \sin(\frac{2\pi}{3})V_c) \quad (3)$$

Във векторно-матричен запис за V_α и V_β получаваме:

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (4)$$

(4) се нарича преобразуване на Кларк. За модула и фазата на вектора V_{ref} в (α, β) координатна система имаме:

$$|V_{ref}| = \sqrt{V_\alpha^2 + V_\beta^2}, \quad \theta = a \tan\left(\frac{V_\beta}{V_\alpha}\right) \quad (5)$$

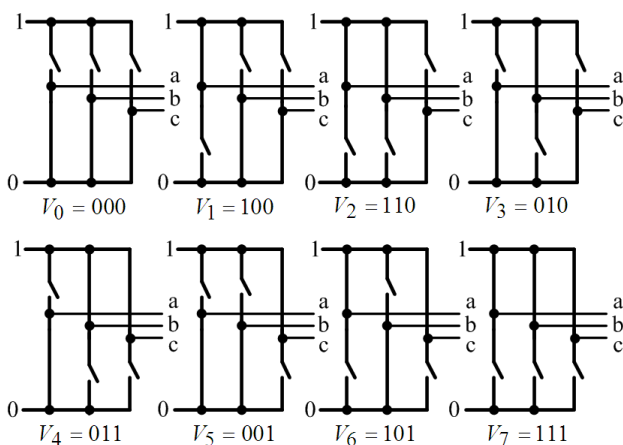


Фиг. 1 Блокова схема на VSC с PI регулатори.

Заданието към векторния ШИМ се подава под формата на вектор в (α, β) координати, който впоследствие се реализира от инвертора. Определянето на модула и фазата на задаващия вектор е първият етап от алгоритъма за реализиране на векторен ШИМ.

Инвертора има 8 базови състояния (базови вектори), с помощта на които се формира изходното напрежение, 6 от тези състояния са активни (фиг.2) [2].

Активните вектори на инвертора разделят (α, β) плоскостта на 6 сектора (фиг.3) [1]. В зависимост от това в кой сектор се намира заданието, то се реализира посредством съответните базови вектори. След като се определи въпросният сектор (на базата на фазата θ) се изчисляват работните времена на базовите вектори T_a, T_b, T_o .



Фиг.2 Базови състояния на инвертора.

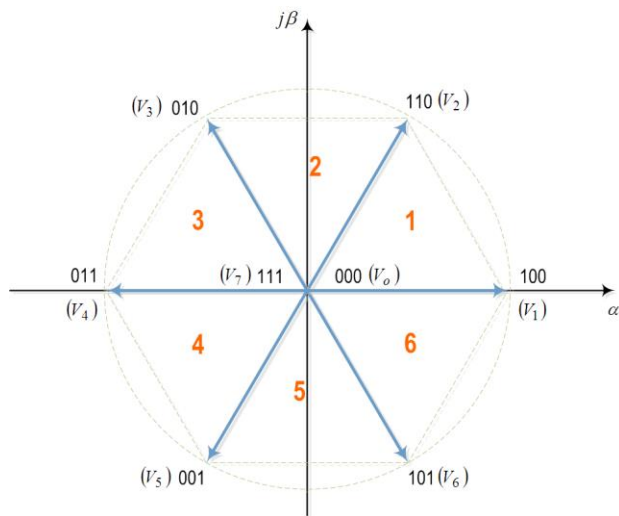
$$T_a = T_c a \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta + \frac{n-1}{3} \pi\right),$$

$$T_o = T_c - T_a - T_b,$$

$$T_b = T_c a \sin\left(\theta - \frac{n-1}{3} \pi\right)$$
(6)

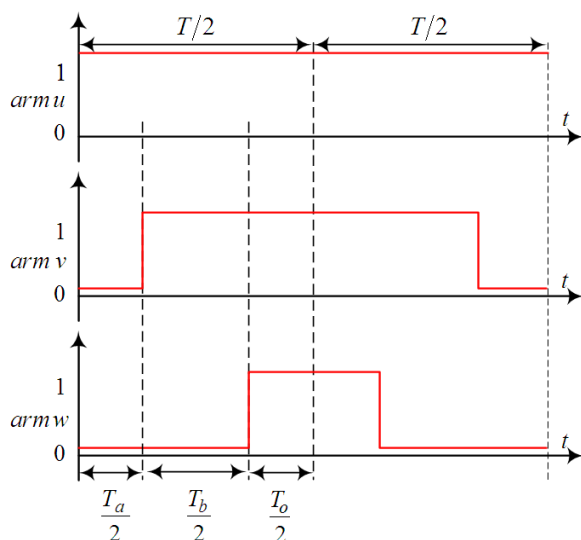
където T_c е периода на управляващите импулси, T_o - продължителността на нулевия

вектор, p – номерът на сектора, $a = \frac{\sqrt{3}V_{ref}}{V_{dc}}$ е коефициент на модулация.



фиг.3 Базовите състояния на инвертора върху (α, β) плоскостта.

Съгласно моделирания алгоритъм, ако заданието се намира в първи сектор, базовите времена текът по начина показан на фиг. 4.



Фиг. 4 Реализация на работните времена.

3 Проектиране на дискретните регулатори по ток.

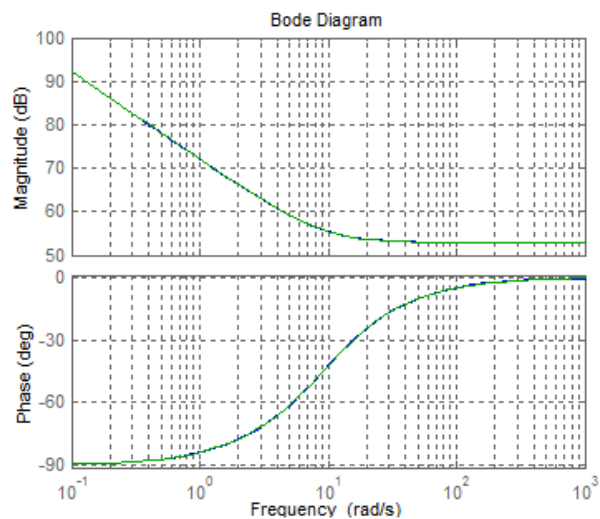
Кординатните преобразувания се извършват с помощта на системата PLL, която определя фазата на мрежовото напрежение.

Трифазната мрежа е моделирана като симетрична с фазно напрежение 220V и честота 50 Hz.

Двата регулатора по ток, които отговарят за активната и реактивната мощност се проектират по аналогичен начин като се моделира динамиката на инвертора и мрежовия филтър [3], при $R = 400 \cdot 10^{-3} \Omega$, $L = 44 \cdot 10^{-3} H$ и такт на дискретизация T_s равен на 0.1 ms получаваме:

$$PI(z) = \frac{440z - 439.6}{z - 1} \quad (7)$$

Дискретният PI регулатор е проектиран на база аналоговия с помощта на командата `c2d` в *Matlab*. На фиг. 5 са показани логаритмично амплитудно - честотните характеристики (ЛАЧХ) на двата еквивалента.

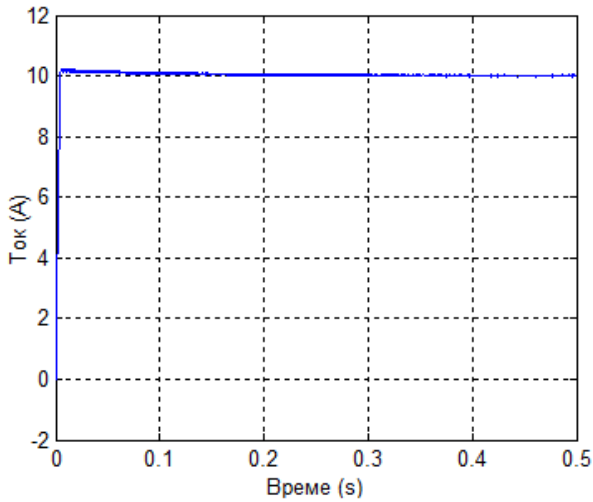


Фиг. 5 ЛАЧХ на аналоговия регулатор и неговия дискретен еквивалент.

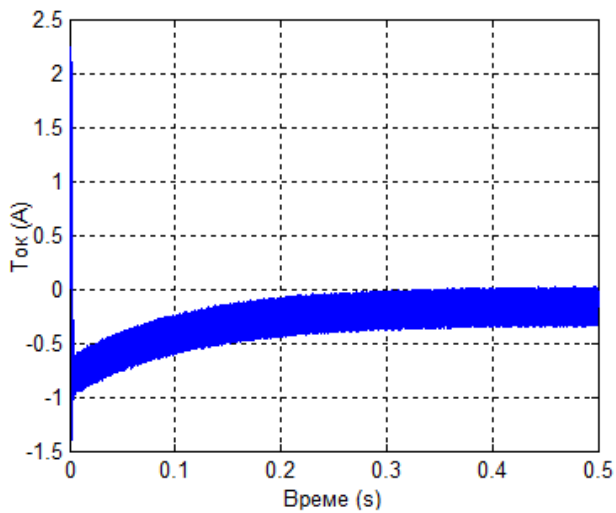
Трябва да се отбележи, че за реализацията на базовите времена при ШИМ алгоритъма се използва трионообразно опорно напрежение, което трябва да бъде с период равен на такта на дискретизация.

Симулации

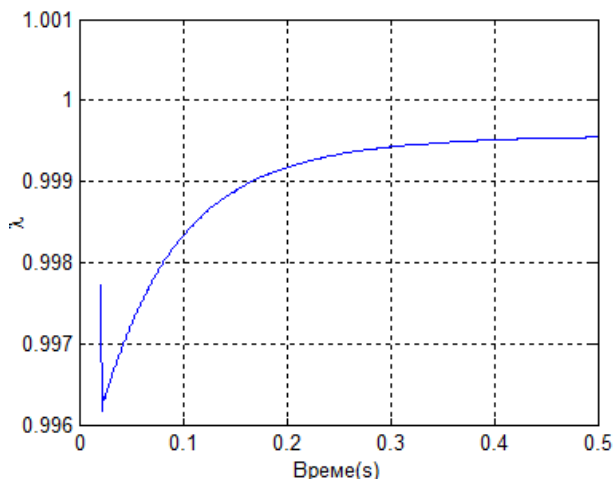
По – долу са представени резултатите от извършените симулационни изследвания и са направени основните изводи и заключения за работата на системата. Заданието за тока в мрежата е 10A.



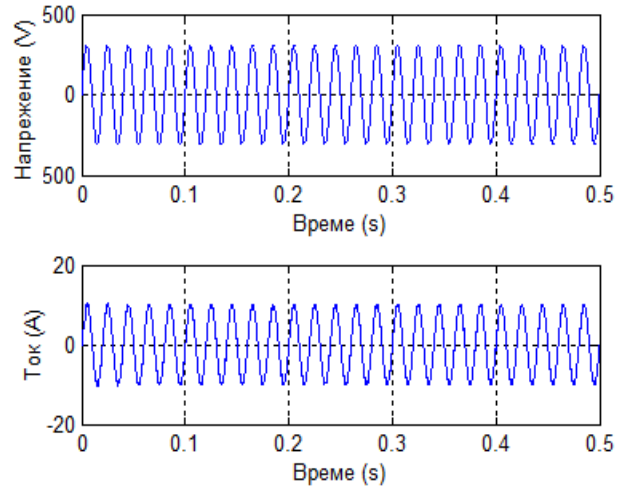
Фиг. 6 i_d съставката на тока в мрежата.



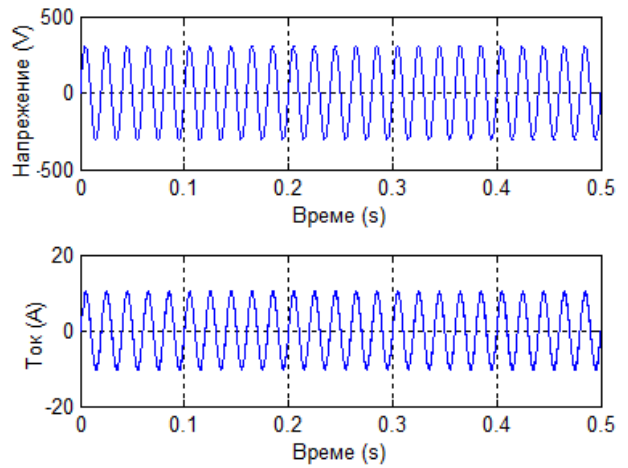
Фиг. 7 i_q съставката на тока в мрежата.



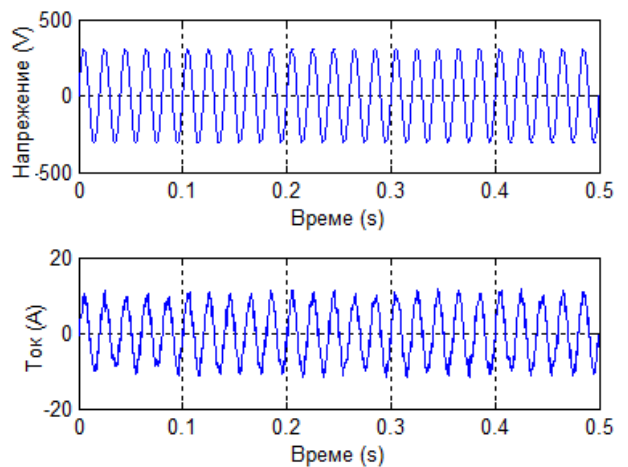
Фиг. 8 Фактор на мощността.



Фиг. 9 Напрежение и ток ($THD = 0.49\%$) на фаза a, $T_s = 0.1$ ms.



Фиг. 10 Напрежение и ток ($THD = 2.63\%$) на фаза a, $T_s = 0.2$ ms.



Фиг. 11 Напрежение и ток ($THD = 4.01\%$) на фаза a, $T_s = 0.5$ ms.

От направените симулации можем да направим извод за коректната работа на системата, от фиг. 7 виждаме, че i_q съставката на тока в мрежата е близка до нула, т.е в мрежата не се отдава реактивна мощност. Това се вижда и от високия фактор на мощността (0.9995) (фиг. 8).

Логично при увеличаване на такта на дискретизация T_s показателят THD , характеризиращ качеството на тока в мрежата, се влошава.

Заклучение

Интерес представлява изградената в *Simulink* цифрова система, да се компилира в команден код с подходящ такт на дискретизация и да се вгради във външна (по отношение на *Matlab*) интерфейсна микропроцесорна конфигура, с цел валидиране на получените резултати.

Резултатите от изследванията, обобщени в статията, са спонсорирани по договор 152ПД0063 – 16 на НИС при ТУ-София.

Литература

1. Tolunay, B. Space Vector Pulse Width Modulation for Three-Level Converters, 2012.
2. Keliang, Z., W., Danwei Relationship between Space - Vector Modulation and Three - Phase Carrier-Based PWM: A Comprehensive Analysis, 2002.
3. Raducu, G. Control of grid side in a B2B configuration for WT Applications, 2008.
3. Кукуригов, Д. , Изследване на ефективни режими и управления на електронни енергийни преобразуватели, дисертация, ТУ-София, ИПФ – Сливен, 2014.
4. Черных, И. Моделирование электротехнических устройств в Matlab, SimPowerSystems и Simulink, 2008.
5. Kubeitari, M., A., Alhusayn Space Vector PWM simulation for three – phase DC/AC inverter, 2012.