

PARK-VEKTOR KÉPZŐ ÁRAMKÖR MEGVALÓSÍTÁSA ÉS TESZTELÉSE

Boros Rafael Ruben

tanszéki mérnök, Miskolci Egyetem, Gépészmérnöki és Informatikai Kar,
Fizikai és Elektrotechnikai Intézet, Elektrotechnikai és Elektronikai Intézeti Tanszék;
H-3515 Magyarország, Miskolc- Egyetemváros, e-mail: elkruben@uni-miskolc.hu

Absztrakt

A kutatásom bemutatja a Clarke-transzformáció alkalmazását háromfázisú szimmetrikus áramokra elméletben- definícióval, kapcsolási rajzzal, valamint a gyakorlatban méréssel. A transzformáció után megjelenő Park-vektorokat Descartes-féle koordináta-rendszerben kapjuk. A matematikai transzformálást analóg áramkör, ezen belül műveleti erősítő valósítja meg. A kész áramkörrel méréseket végeztem egy 2,2 kW teljesítményű aszinkronmotoron, első sorban az áramait különböző üzemállapotokban, amiket oszcilloszkópon X-Y módban megjelenítem. A motor kétszintű feszültséginvertterrel van táplálva, mely alapvezérléssel, illetve impulzusszélesség-modulációval is vezérelhető. A motor feszültségét félig vezérelt háromfázisú egyenirányító változtatja.

Kulcsszavak: inverter, Clarke-transzformáció, műveleti erősítő, aszinkronmotor

Abstract

My research talk about the principle of Clarke transformation for three-phase symmetric currents and the implemented electric circuit as well. This article shows three measurements of 2.2 kW induction motor's current after the mathematical transformation. This motor is powered with custom two-level voltage source inverter, wich can work with standard driving as well as Pulse-width modulation. This inverter get the DC voltage from half controlled three-phase rectifier. I can change the motor's voltage and the frequency too. I shows the two-dimensional transformed currents in oscilloscope.

Keywords: inverter, Clarke-transformation, Alpha-Beta transformation, operational amplifier, induction motor

1. Bevezetés

Manapság széles körben terjedt el az aszinkron gép, amely nélkülözhetetlen például az iparban, vasúti vontatásban, vagy akár az otthoni háztartásban. Az aszinkron gépek fordulatszám-szabályozása leggyakrabban frekvenciaváltóval történik. Sok esetben a frekvenciaváltóknak szüksége van visszacsatolásra a motor áramáról, feszültségéről vagy fluxusáról. Mivel a frekvenciaváltóval táplált motorok rendszerint háromfázisúak, a szabályozókörnek direktben a háromfázisú mennyiségeket nehéz kezelni. A háromfázisú mennyiségeket könnyen átalakíthatjuk kétfázisú mennyiségekké. Ekkor használatos a Clarke-transzformáció, ami megvalósítja az áramok, feszültségek és fluxusok időfüggvényeinek álló háromfázisú koordináta-rendszerből, szintén álló Descartes-féle koordináta-rendszerbe transzformálását.

A szakirodalomban található Park-transzformációt is ugyan ezekre a célokra használják, de a Park-transzformáció eredetileg a Clarke-transzformáció eredményét forgó koordináta-rendszerbe

transzformálja át. A magyar szakirodalomban a Clarke-transzformáció eredményét hívjuk Park-vektornak [2, 4].

2. Clarke-transzformáció definíciója és egyszerűsítése

A Clarke-transzformáció definíciója mátrixos alakban az (1) egyenletben látható. Az egyenlet jobboldalán szerepelnek a háromfázisú mennyiségek időfüggvényei (a példában áramok), amelyet balról szorzunk a transzformálást végző mátrixsal. A 2/3-os szorzást azért kell elvégezni, mert a transzformálás utáni vektor abszolútértéke 3/2-szer nagyobb. A 2/3-os konstanssal való szorzásnak köszönhetően a végeredményben kapott vektornak az abszolútértéke megegyezik a háromfázisú rendszerben szereplő pillanatértékek maximumával. Ha a háromfázisú mennyiségek nem szimmetrikusak, akkor zérussorrendű összetevők jelennek meg. A zérussorrendű összetevők időfüggvényét az $i_\gamma(t)$ jelenti. A zérussorrendű összetevőkkel a továbbiakban nem kell foglalkozni, mivel egy aszinkronmotor áramait mérem, amely egy szimmetrikus fogyasztónak tekinthető. Végeredményül csak egy kétdimenziós vektor marad, így egyszerűsödik a számolás és könnyebb ábrázolni is (2) [2, 3].

$$\begin{bmatrix} i_\alpha(t) \\ i_\beta(t) \\ i_\gamma(t) \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha(t) \\ i_\beta(t) \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} \quad (2)$$

Végezzük el a (2)-ben lévő mátrixszorzást. Ekkor adódik, hogy [2, 3]:

$$i_\alpha(t) = \frac{2}{3}i_a(t) - \frac{1}{3}i_b(t) - \frac{1}{3}i_c(t) \quad (3)$$

$$i_\beta(t) = \frac{\sqrt{3}}{3}i_b(t) - \frac{\sqrt{3}}{3}i_c(t) \quad (4)$$

$$i_\beta(t) = \frac{\sqrt{3}}{3}(i_b(t) - i_c(t)) \quad (5)$$

Fontos kikötés, hogy a háromfázisú rendszer „a” tengelye megegyező irányba mutasson a transzformálás utáni „ α ” tengellyel. Ekkor a transzformálás előtti és utáni „a” és „ α ” értékek megegyeznek [2, 3]:

$$i_\alpha(t) = i_a(t) \quad (6)$$

A szimmetrikus háromfázisú rendszer ismérve, hogy a három pillanatértékek összege zérus (7). Ezt, ha átrendezem $i_c(t)$ -re (8) és visszahelyettesítem az (5) egyenletbe, egyszerűsödik a mérés, mivel elég két áramot mérni, három helyett [2, 3].

$$i_a(t) + i_b(t) + i_c(t) = 0 \quad (7)$$

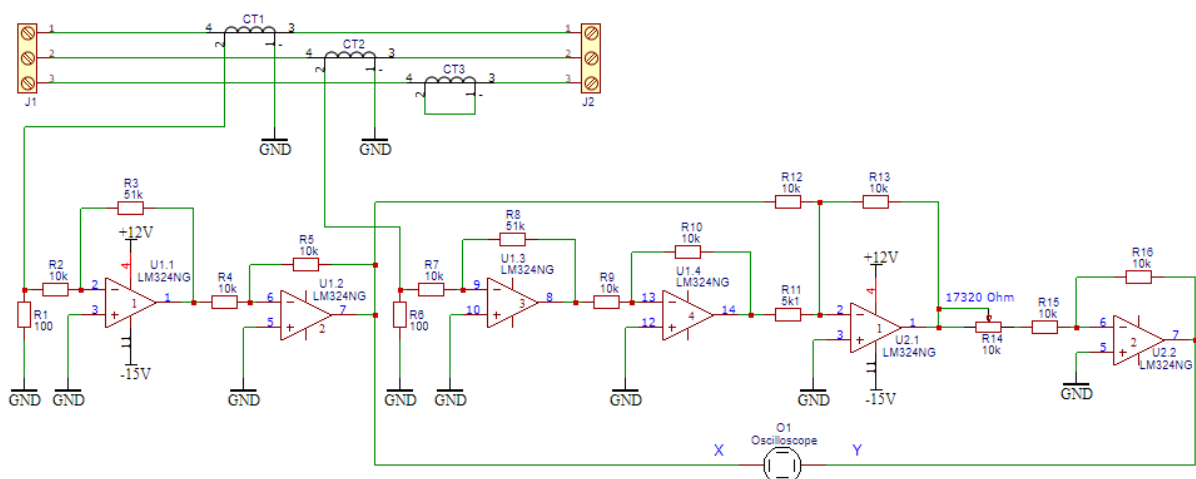
$$i_c(t) = -i_a(t) - i_b(t) \quad (8)$$

$$i_\beta(t) = \frac{\sqrt{3}}{3}(2i_b(t) + i_a(t)) \quad (9)$$

3. Clarke-transzformációt megvalósító áramkör

Az 1 ábrán látható kapcsolási rajz az előzőekben leírtakat valósítja meg (6, 9). Az áram mérését áramtranszformátorok végzik, amelyek 2000:1 áttételűek. A harmadik áramtranszformátor csak későbbi bővítések miatt lett beépítve. Az áramtranszformátor szekunder oldala áramgenerátoros jellegű. Ahhoz, hogy műveleti erősítővel és később akár mikrovezérlővel mérni lehessen az áramot, feszültséggé kell alakítani. Ezt könnyen meg lehet tenni egy ellenállással, amely a szekunder tekercssel van sorba kötve. Az áramtranszformátor legfeljebb 200 Ω értékű ellenállással terhelhető, kiválasztásra 100 Ω -mos (R_1 és R_2) ellenállás került. A transzformáló áramkör úgy van paraméterezve, hogy 20 A csúcstértékű áramot legyen képes mérni úgy, hogy a kimenetén ekkor 5,1 V feszültséget adjon le. Legyen a mérendő vezetékben folyó áram csúcstértékének a jele I_1 és a mérőáramkör feszültségkimeneteinek csúcstértéke U_{KI} . Az ábrán invertáló erősítők vannak, és ezek közül egy összeadó áramkör, a többi szorzást valósít meg. A két kimenet a feszültséggé alakított $i_\alpha(t)$ és $i_\beta(t)$ értékek, melyeket oszcilloszkópon lehet mérni X-Y módban. A kimeneti feszültség az alábbi módon áll elő:

$$U_{KI} = \frac{I_1}{2000} 100\Omega \cdot 5,1 = 0,255I_1 \quad (10)$$

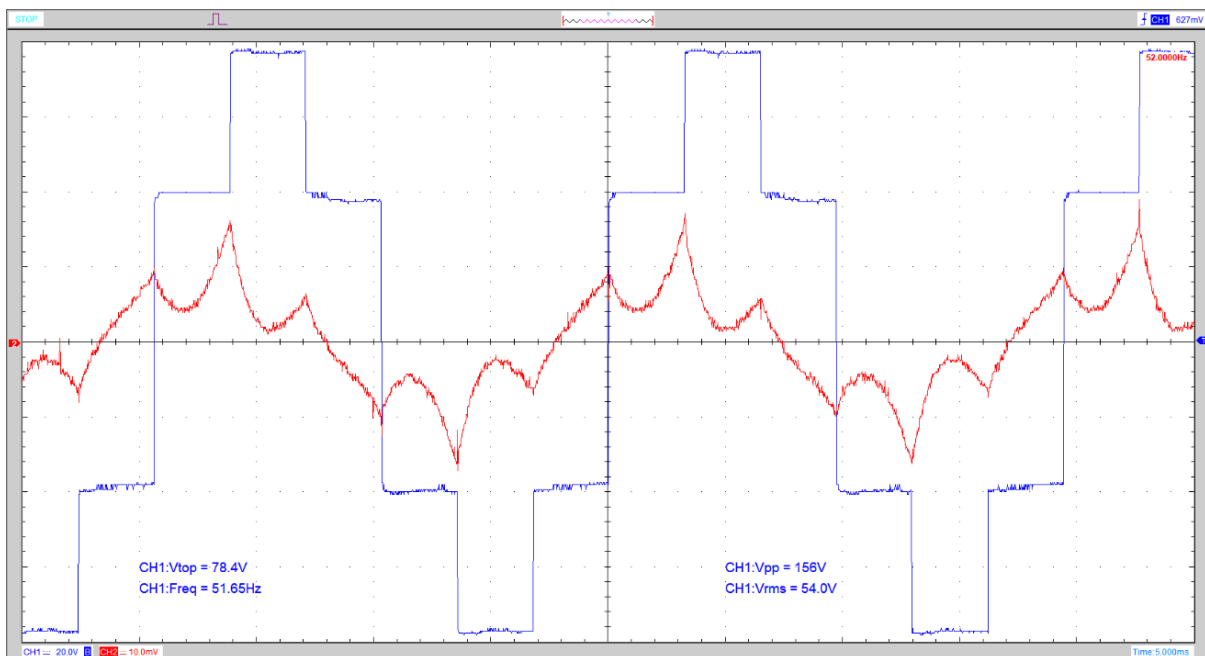


1. ábra. Clarke-transzformációt megvalósító áramkör

Összefoglalva, tehát a Clarke-transzformáció segítségével az áramok felbonthatók X és Y irányú komponensekre, amelyeket külön tudunk kezelni szabályozóköörökkel és megjeleníteni.

4. Inverterről táplált aszinkronmotor mérése

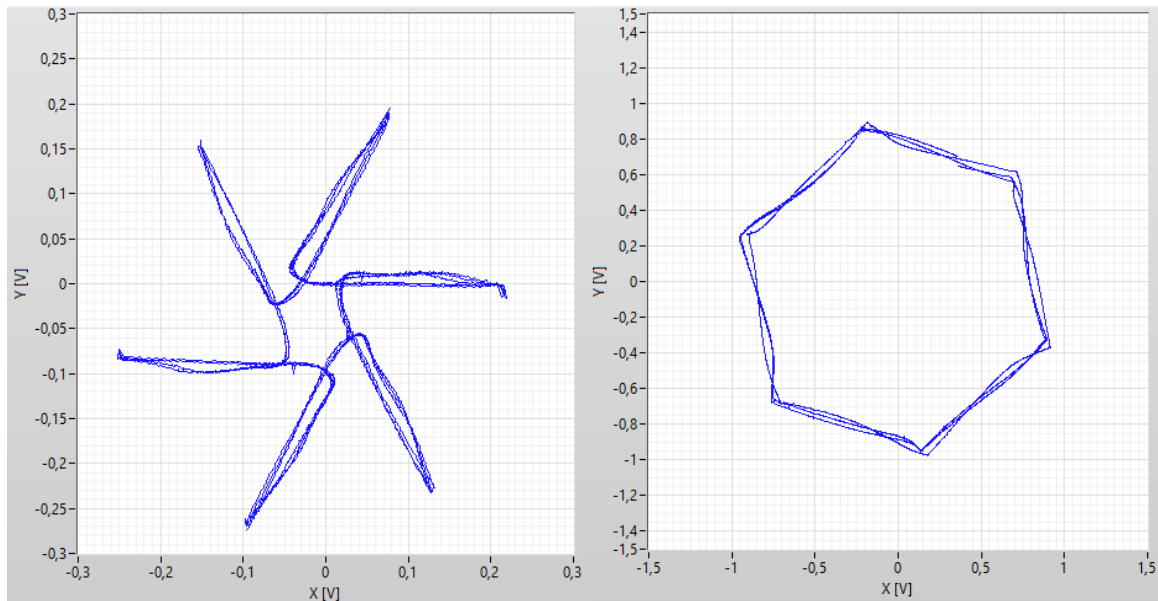
A motort két-feszültségű inverter táplálja, amely egyedileg készített. A háromfázisú hálózatra csatlakozik egy félig vezérelt tirisztoros egyenirányító, ami a közbenső egyenáramú körben egy pufferkondenzátort és a váltóirányítót táplálja. A váltóirányító 6 db IGBT kapcsolóelemből épül fel, amely 6 diszkrét lépésből állítja elő a háromfázisú feszültséget a kimenetén. A váltóirányító vezérlését mikrovezérlő valósítja meg, így különböző vezérlési stratégiák, modulációk implementálhatók [1]. A motor árama egyszerű vezérlés esetén nem lesz szinuszos. Egyszerű vezérlés esetén az előállított feszültség egy fázison, és szintén egy fázison folyó motor árama üresjárásban a 2. ábrán látható.



2. ábra. Az inverter kimenete egy fázison, egyszerű vezérlés esetén

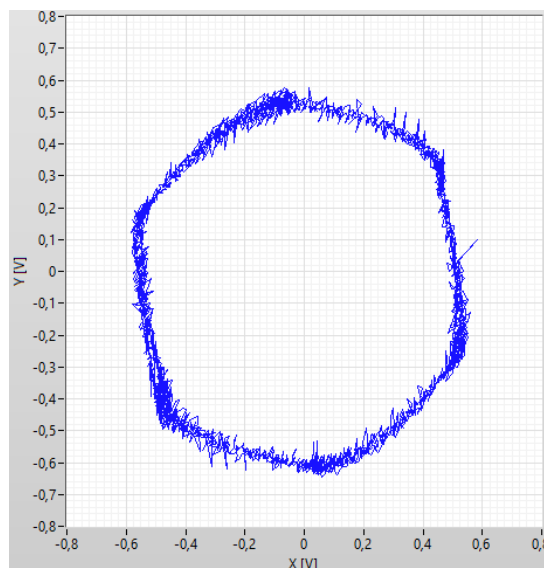
A motornak egy üresjárási áramát már láttuk a 2. ábrán, ekkor a transzformált áramok X-Y módban digitális oszcilloszkópon megjelenítve a 3. ábra bal oldali kép szerint alakul. Gyorsításkor az áram a 3. ábra jobb oldali képe szerinti Park-vektorokat mutat, ekkor a szlip nagy. A hatszög csúcsai elfordulnak a teljesítménytényező függvényében.

Érdeemes megmérni a Park-vektorokat akkor, ha a váltóirányítót impulzusszélesség-modulációval vezéreljük. A méréskor olyan modulációt alkalmazok, ahol a kimeneti feszültség alapharmonikusa szinuszos. Így SPWM-ről (angolul: Sine Pulse Width Modulation) beszélünk.

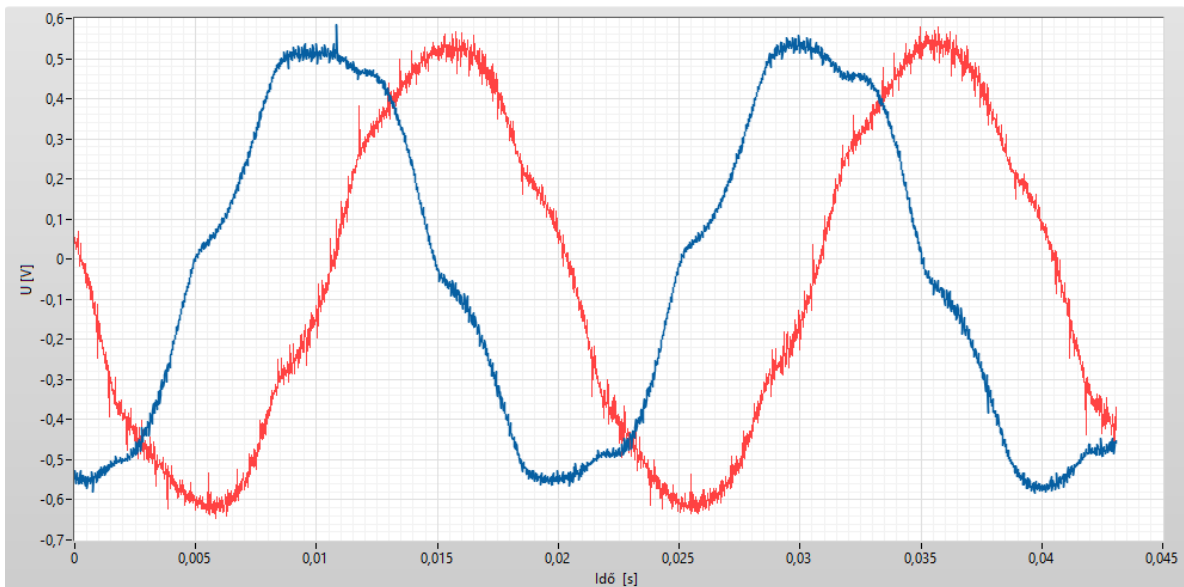


3. ábra. Park-vektorok üresjáráskor, egyszerű vezérlés esetén

Tekintsük a 4. ábrát, ahol a kapcsolási frekvencia 15 kHz. Látható, hogy a 3. ábrához képest a hatszög kevésbé csúcsosabb, kissé lekerekedett. Ez azt jelenti, hogy nincsenek a kommutációkor nagy áramimpulzusok, ez az 5. ábrán is látható. Szintén ezen az ábrán a két transzformált áram-időfüggvényei láthatók, amelyek egymással 90° -ot zárnak be. Az áramok nem tisztán szinuszosak, de a csúcsai egyenletesebben változnak, így nincsenek nagy áramlökések. Ha a Park-vektorok egy kört rajzolnának ki, akkor lennének tisztán szinuszosak ($\text{THD} = 0\%$) az áramok. Ezt nehéz elérni, mert bonyolult szabályozókör és másféle moduláció szükséges hozzá.

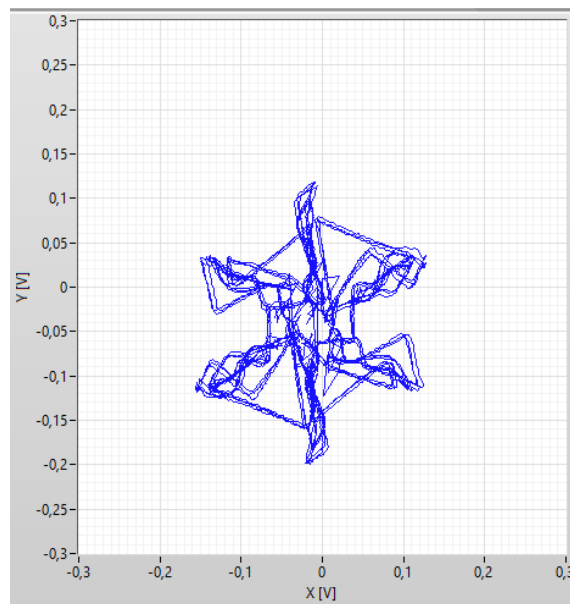


4. ábra. Park-vektorok gyorsításkor, 15 kHz kapcsolási frekvencia mellett



5. ábra. Áram X és Y irányú összetevői, 15 kHz kapcsolási frekvencia mellett

Az IGBT kapcsolóelemek esetében a 15 kHz-es kapcsolási frekvencia a biztonságos működés határait feszegeti a kapcsolási veszteségek miatt. Alacsony kapcsolási frekvencia alkalmazása csökkenti a hőtermelődést, de a 6. ábra alapján nem éri meg túlságosan alacsonyra választani sem. Az ábrán 800 Hz-re volt beállítva a kapcsolási frekvencia. Ekkor az áramok deriváltjainak értéke megnövekszik (di/dt), veszélyeztetve a félvezetőket. A tengelyen leadott nyomaték lüktetőbb lesz, amely a hajtott berendezést tönkre teheti.



6. ábra. Park-vektorok üresjárásban, 800 Hz kapcsolási frekvencia mellett

5. Következtetések

A kutató munka során mért eredmények bizonyítják, hogy elegendő két áramot mérni, amely gazdaságosabbá és geometriailag kisebbé teszi az áramkört. A Clarke-transzformációval a motor üzemállapota jól követhető és értelmezhető. A közeljövőben a gép állórész feszültsége és állórész-forgórész fluxusai (feszültség integrálok) feszültségváltón keresztül mérve, majd transzformálva és ábrázolva lesznek. A transzformált, mért paraméterek egy mezőorientált áramvektor szabályzó által feldolgozhatók.

6. Köszönetnyilvánítás

A cikkben ismertetett kutató munka az EFOP-3.6.1-16-2016-00011 jelű „Fiatalodó és Megújuló Egyetem – Innovatív Tudásváros – a Miskolci Egyetem intelligens szakosodást szolgáló intézményi fejlesztése” projekt részeként – a Széchenyi 2020 keretében – az Európai Unió támogatásával, az Európai Szociális Alap társfinanszírozásával valósul meg.

Irodalom

- [1] Bodnár, I.: Napelem működésének alapjai, a napelemes villamosenergia-termelés elmélete és gyakorlati megvalósítása. Miskolci Egyetem, 2019, p. 108.
- [2] Bülent Ertan, H., Yildirim Üctug, M., Colyer, R., Consoli, A.: Modern Electrical Drives. Kluwer Academic Publishers, 1994, p. 765.
- [3] Texas Instruments: Clarke & Park Transforms on the TMS320C2xx. 1997, p. 46.
- [4] Torabi, S.M.: Fault location and classification in distribution systems using clark transformation and neural network. 16th Electrical Power Distribution Conference. 2011, p. 4.