



M Ű E G Y E T E M 1 7 8 2

Budapesti Műszaki és Gazdaságtudományi Egyetem
Villamosmérnöki és Informatikai Kar
Villamos Energetika Tanszék

Stock András István

VÁLTAKOZÓ ÁRAMÚ VILLAMOS GÉPEK ZÁRLATI VISELKEDÉSÉNEK VIZSGÁLATA

KONZULENS

Hadur András

KÜLSŐ KONZULENS

Hornyák Péter

BUDAPEST, 2022

Tartalomjegyzék

Összefoglaló	4
Abstract.....	5
1 Bevezetés	6
2 Váltakozó áramú villamos gépek.....	8
2.1 Aszinkron gép	8
2.1.1 Felépítése	8
2.1.2 Működési elve.....	8
2.1.3 Az aszinkron gép helyettesítő képe	9
2.1.4 Nyomaték.....	10
2.2 Szinkron gép	11
2.2.1 Felépítése	11
2.2.2 Működési elve.....	12
2.2.3 A szinkron gép helyettesítő áramköre	12
2.2.4 Nyomaték.....	14
3 Szinkron gépek tranziens üzeme	16
3.1 A mátrixos vizsgálat	17
3.1.1 Particionálás.....	17
3.1.2 Szinkron generátor háromfázisú zárlata üresjárásban	19
3.1.3 A szinkron gép operátoros induktivitásai	22
3.2 A háromfázisú zárlati áram.....	34
3.2.1 A fluxusállandóság elve.....	34
3.2.2 A zárlati áram fizikai képe.....	35
4 Matematikai modell.....	37
4.1 Az egyenletek felírása.....	37
4.2 Az elektromos modell.....	38
4.3 Mechanikai modell	42
4.4 Paraméterek és szimuláció	43
5 Összegzés.....	47
Irodalomjegyzék.....	48

HALLGATÓI NYILATKOZAT

Alulírott **Stock András**, szigorló hallgató kijelentem, hogy ezt a szakdolgozatot meg nem engedett segítség nélkül, saját magam készítettem, csak a megadott forrásokat (szakirodalom, eszközök stb.) használtam fel. Minden olyan részt, melyet szó szerint, vagy azonos értelemben, de átfogalmazva más forrásból átvettem, egyértelműen, a forrás megadásával megjelöltem.

Hozzájárulok, hogy a jelen munkám alapadatait (szerző(k), cím, angol és magyar nyelvű tartalmi kivonat, készítés éve, konzulens(ek) neve) a BME VIK nyilvánosan hozzáférhető elektronikus formában, a munka teljes szövegét pedig az egyetem belső hálózatán keresztül (vagy hitelesített felhasználók számára) közzétegye. Kijelentem, hogy a benyújtott munka és annak elektronikus verziója megegyezik. Dékáni engedéllyel titkosított diplomatervek esetén a dolgozat szövege csak 3 év eltelte után válik hozzáférhetővé.

Kelt: Budapest, 2022. 12. 09.

.....
Stock András

Összefoglaló

Napjainkban a villamos hajtások szerepe az iparban egyre nagyobb mértékben nő, ami elsősorban a járműiparnak köszönhető. Ez a növekvő trend a járműiparban elsődlegesen a személyautók körében tapasztalható, köszönhetően a villamos autók elterjedésének, azonban megfigyelhető a teherszállítás, a hajózás és a repülés területén is.

Az ilyen biztonságkritikus alkalmazások területén, ahol bizonyos hibák személyi sérüléshez, illetve jelentős anyagi károkhoz vezethetnek, rendkívül fontos az esetlegesen fellépő működési rendellenességektől megvédeni a rendszert, valamint az azt kezelő személyt. Ehhez hozzátartozik a probléma megelőzése, illetve a már fennálló hiba minél gyorsabb és pontosabb detektálása és a hiba típusának megfelelő hardveres illetve szoftveres védelmek működésbe lépése.

A szakdolgozatom során a cél a váltakozó áramú villamos gépek típusainak megismerése, a felépítésük valamint a működési elvük bemutatása. A dolgozat során ismertetésre kerül egy választott géptípus zárlati viselkedése. Továbbá cél a matematikai leírás alapján egy zárlati viselkedés vizsgálatára alkalmas modell létrehozása.

Abstract

Nowadays, the role of electric drives in industry is increasing, which is mainly due to the vehicle industry. This growing trend in the vehicle industry is primarily seen in passenger cars, thanks to the spread of electric cars, but it can also be observed in the fields of freight transport, shipping and aviation.

In the field of such safety-critical applications, where certain errors can lead to personal injury or significant material damage, it is extremely important to protect the system and the person operating it from possible malfunctions. This includes the prevention of the problem, as well as the fastest and most accurate detection of the existing error and the activation of hardware and software protections appropriate to the type of error.

During my thesis, the aim is to get to know the types of AC electrical machines, to present their structure and operating principle. During the thesis, the short-circuit behavior of a selected type of machine is described. Furthermore, based on the mathematical description, the goal is to create a model suitable for examining short-circuit behavior.

1 Bevezetés

A villamos hajtások közel 65% -a aszinkron motoros hajtás. Az egyszerű kivitelű, kalickás forgórészű indukciós motorok elterjedésének számtalan oka van:

- közvetlenül csatlakoztathatóak a háromfázisú táphálózatra
- felépítése és a gyártása egyszerű, ezért könnyen karbantartható, valamint viszonylag olcsó
- súlya és tehetetlenségi nyomatéka kicsi

A nem szabályozott hajtásokban döntően aszinkron motorokat használnak, azonban növekszik a részarányuk a szabályozott hajtásokban is, a teljesítményelektronikai eszközök terjedésének köszönhetően. A sorozatban gyártott 3 fázisú aszinkron motorok teljesítménytartománya pár száz W -tól pár MW -ig terjed.

A hagyományos szinkron motorokat rendszerint nagy teljesítményű (100 kW -nál nagyobb), állandó fordulatszámú hajtásoknál alkalmazzák, például szivattyúk, malmok hajtásainál. Az áramirányítós szinkron motoros hajtással fordulatszám szabályozást, állandó nyomatékkal történő indítást is megvalósítanak. Az állandó mágneses szinkrongépek fő alkalmazási területe a szerszámgépek, robotok szervohajtásaiban, valamint az elektromos járművek hajtásaiban.

Látható, hogy a fentebb említett villamos gépek számos helyen jelen vannak az iparban, meghatározzák mindennapi életünket. Egy ilyen villamos gépen alapuló villamos hajtásrendszer megtervezésétől az értékesítéséig rengeteg idő telik el. Ezt az időt jelentősen le lehet csökkenteni, ha optimalizáljuk az egyes folyamatokat. Általában a hajtásrendszer vezérlőjének tesztelése sokkal több időt vesz igénybe, mint annak a megtervezése és az implementálása. Fontos továbbá kiemelni, hogy egy villamos hajtásrendszer egy biztonságkritikus rendszernek tekinthető, aminek következtében még szigorúbb szabályoknak és előírásoknak kell megfelelnie, ami tovább növeli a tesztelésre fordítandó időt. A tesztelési idő lerövidítésére az iparban széles körben elterjedt a HIL, azaz Hardware In the Loop szimuláció.

A HIL szimulátor segítségével a vezérlőegység tesztelését azelőtt el lehet kezdeni, mielőtt a teljes rendszer elkészülne, így hamarabb visszajelzés érkezik a részegység működésének helyességéről vagy helytelenségéről.

Mivel a HIL szimulátor esetében a vezérlőegység környezete, mint például a fent említett esetben a villamos gép, csak szimulálva van, így a szélsőséges, akár a valós rendszer tönkremenetelét eredményező állapotok is előidézhetők és megvizsgálhatók. Ráadásul ezek a vizsgálatok többször is elvégezhetők, ezáltal segítve a rendszerünk minél alaposabb megismerését.

A szakdolgozatom célja, hogy egy olyan villamos gép modell készüljön, amely képes a különböző zárlatok modellezésére. Ezt a modellt a későbbiekben a HIL szimulátorban elhelyezve, vizsgálhatóvá válnak a különböző zárlatok hatási a hajtásrendszer vezérlőegységére.

A dolgozatom során bemutatom az aszinkron és szinkron gépet, majd a kiálló pólusú szinkron gép zárlati viselkedését szimmetrikus háromfázisú zárlat esetén. Az elméleti összefoglalás után a villamos gép matematikai modelljének a megvalósítását mutatom be Matlab Simulink környezetben.

2 Váltakozó áramú villamos gépek

2.1 Aszinkron gép

2.1.1 Felépítése

Az állórészen háromfázisú, p póluspár számú tekercsrendszer van. A forgórészen vagy rotoron több fázisú, p póluspár számú, zárt áramkört képező tekercsrendszer van, amelynek a kialakítása lehet tekercselt vagy kalickás. A tekercselt forgórész kapcsait csúszógyűrűkön keresztül kivezetik, ezért ezt a fajta aszinkron gépet csúszógyűrűs gépnek is szokták nevezni. Ebben az esetben biztosítani kell, hogy a pólusszám megegyezzen az állórész pólusszámával. A kalickás forgórész esetén a forgórész rudakból és azokat a két végén rövidrezáró gyűrűkből áll. Itt a pólusszám egyezés automatikusan kialakul.

2.1.2 Működési elve

Ha az állórész tekercseit háromfázisú váltakozó árammal tápláljuk, az állórész vezetői körül forgó mágneses mező keletkezik. Kezdetben a forgórész nyugalomban van, azonban az állórész forgó mágneses tere metszi a forgórész tekercselését, amely Faraday elektromágneses indukciós törvénye alapján elektromotoros erőt ébreszt a forgórész vezetőiben. A rotor rövidrezárása miatt az elektromotoros erő hatására a forgórészben indukált feszültség hatására áram keletkezik. Innen ered az indukciós gép elnevezés (IM - Induction Machine). Az áram elkezd folyni a forgórész tekercselésében és váltakozó mágneses teret hoz létre. Ennek a mágneses mezőnek Lenz-törvénye alapján az iránya olyan, hogy csökkentse az őt létrehozó hatást, így a rotor az állórész mágneses mezőjének forgásirányával megegyező irányban kezd el forogni. A forgórész fordulatszáma valamivel kevesebb lesz, mint az állórész mágneses mezejének, az így létrejövő relatív sebességkülönbségnek következtében nyomaték ébred a rotor tekercsrendszerében. Ez az elektromágneses nyomaték. A forgórész és az állórész fordulatszám egyenlősége nem állhat fenn, mert a szinkron forgás esetén nincsen indukálás a forgórészben, mivel nem történik erővonal metszés, tehát nem keletkezik nyomaték. A gép tehát csak aszinkron üzemre képes, innen ered a másik elnevezése.

A szinkron és a forgórész tényleges fordulatszáma közötti különbségnek a szinkron fordulatszámra vonatkoztatott, viszonylagos értékét szlipnek nevezzük.

$$s = \frac{n_1 - n}{n_1} \quad (2-1)$$

s : szlip

n_1 : állórészmező fordulatszáma

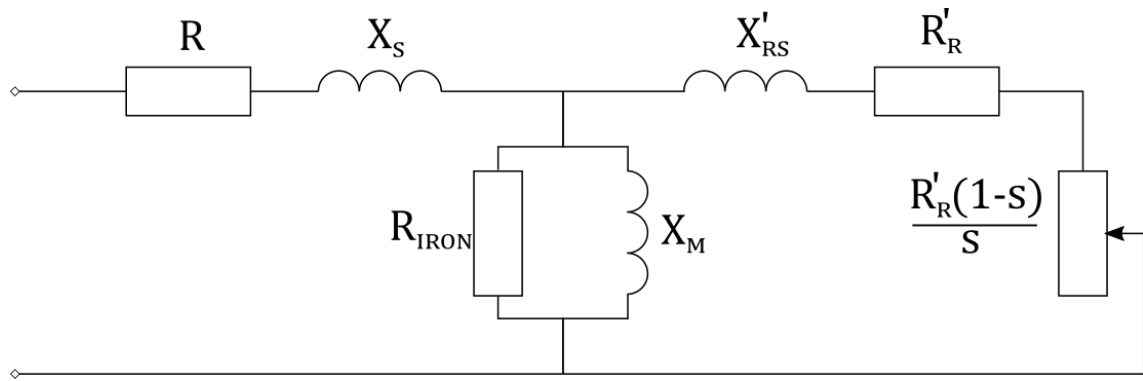
n : forgórész fordulatszáma

2.1.3 Az aszinkron gép helyettesítő képe

Az indukciós motor működési elve tulajdonképpen megegyezik a transzformátoréval, tehát a helyettesítőképük is hasonló lesz. Az aszinkron gépre lényegében forgó transzormátorként is tekinthetünk. Az állórész a transzformátor primer tekercséhez hasonló módon hozza létre a mágneses teret, a forgó mágneses tér feszültséget és áramot indukál a rotorban. Azonban van néhány lényeges eltérés az aszinkron gép esetében:

- a szekunder tekercs forog
- a rotor feszültsége és frekvenciája függ a rotor és sztátor fluxus közötti relatív sebességtől

A helyettesítő kép megalkotásakor figyelembe kell venni a főmező és a szórási fluxusokat egy-egy induktivitás segítségével, valamint a sztátor és rotor tekercselési veszteségeit egy-egy ellenállással reprezentálva. Továbbá nem hagyhatjuk figyelmen kívül a hiszterézis és örvényáramok miatti vasveszteséget sem. Mivel a rotor feszültsége és a frekvenciája függ a rotor és a sztátor fluxus közötti relatív sebességtől, ezért, ha össze szeretnénk kötni a jelenleg még különálló állórész és forgórész áramköröit, akkor a rotor elemeit az áttétel segítségével az állórészre kell redukálni. Ezeket figyelembe véve a következő helyettesítő kapcsolást tudjuk létrehozni.



2.1. ábra Az aszinkron gép helyettesítő kapcsolása

R :	Állórész tekercselési ellenállás
X_s :	Állórész szórási reaktancia
R'_R :	Rotor tekercselési ellenállás
X'_{RS} :	Rotor szórási reaktancia
R_{IRON} :	Vasvesztési ellenállás
X_M :	Mágnesező reaktancia
$R'_R * \frac{1-s}{s}$:	Mechanikai teljesítményt jelképező ellenállás

2.1.4 Nyomaték

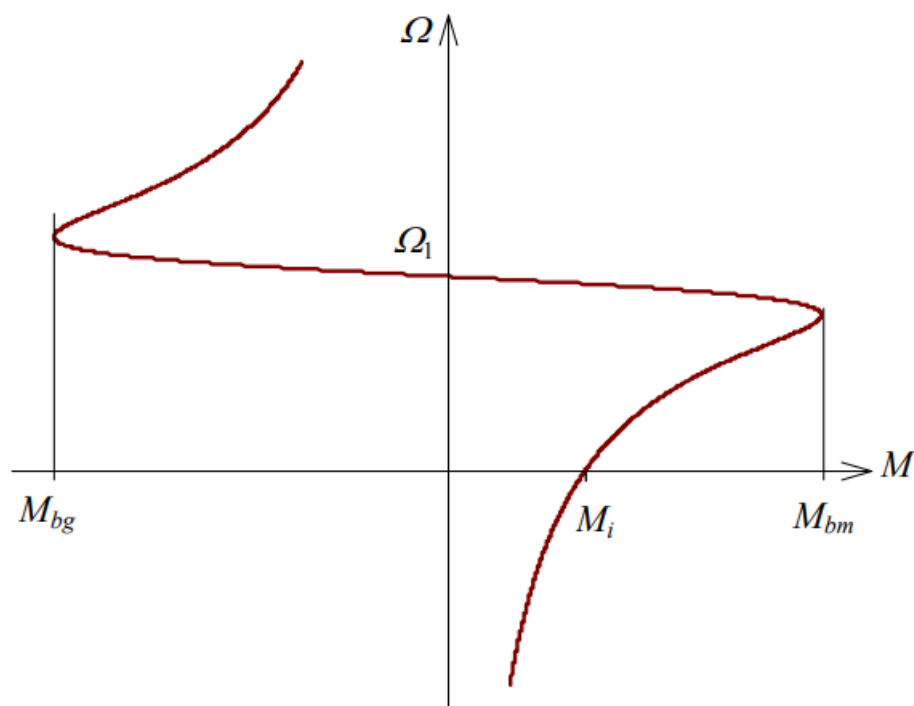
Az aszinkron gép állandósult állapotú nyomatéka a P_m mechanikai teljesítmény és a forgórész Ω_m mechanikai szögsebességének a hányadosa.

$$M = \frac{3p}{\Omega_1} * \frac{U_1^2}{\left(\frac{R'_R}{s}\right)^2 + X^2} * \frac{R'_R}{s} \quad (2-2)$$

ahol a következő összevonással éltem:

$$X = X_s + X'_{rs} \quad (2-3)$$

Ω_1 : az állórész mágneses mező szögsebessége az állórészhez képest



2.2. ábra Az aszinkron gép szögsebesség - nyomaték jelleggörbéje [10]

M_{bm} : a motor üzemi maximális (billenő) nyomaték

M_{bg} : a generátor üzemi maximális (billenő) nyomaték

M_i : az álló állapothoz tartozó indítónyomaték

A következő fejezetben a másik elterjedt váltakozó áramú villamos gép, a szinkron gép felépítését és működését fogom bemutatni. [1], [9], [10]

2.2 Szinkron gép

2.2.1 Felépítése

A szinkron gép állórészén rendszerint háromfázisú tekercsrendszer van, a forgórész megvalósítását tekintve pedig megkülönböztetünk hengeres, azaz állandó légrésű vagy kiálló pólusú, változó légrésű szinkron gépet. A forgórész mágneses terét egyenárammal gerjesztett tekercs vagy a forgórészre rögzített mágnes segítségével állítják elő. Az aszinkron indítás megvalósítása és az üzemi lengések csillapításának céljából gyakran rövidrezárt tekercset képező kalickákat helyeznek el a forgórész pólusaiban.

Az állórész egy fázistekercsét nyugvó áramkörként ábrázolhatjuk. Ebben az áramkörben a forgórésznek a hatása, a pólusfeszültség indukálása egy ideális feszültségforrásként jelenik meg. Az indukált U_p pólusfeszültség effektív értéke a következőképpen számítható:

$$U_p = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} * f_1 * \xi_1 * N_1 * \hat{\phi}_{pm} = 4.44 * f_1 * \xi_1 * N_1 * \phi_{pm} \quad (2-5)$$

f_1 : sztátormező frekvenciája [Hz]

ξ_1 : tekercselési tényező

N_1 : menetszám

ϕ_{pm} : tekercsfluxus

Üresjárásban az állórészen csak ez a feszültség jelenik meg.

Terheléskor az állórész áramok által létesített armatúramező is megjelenik. Az ezáltal létrehozott önindukciós feszültséget célszerűbb feszültségesésként figyelembe venni:

$$\bar{U}_a = \bar{I}_a * jX_a \quad (2-6)$$

\bar{I}_a : armatúra áram

X_a : armatúra reaktancia

Az armatúra tekercselésnek a légrésen átmenő ϕ_a főfluxusa mellett van szórt fluxusa is az aszinkron géphez hasonlóan. Az armatúra ϕ_s szórt fluxusa az armatúra fluxusnak az állórész tekercseléssel kapcsolódó része. A szórt fluxus nem vesz részt a nyomatékképzésben, azonban az általa indukált feszültség vektoros eltérést okoz a generátor indukált feszültsége és a kapocsfeszültsége között. A szórt armatúra mezőt ezért feszültségesésként vesszük figyelembe.

$$\bar{U}_s = \bar{I}_a * jX_s \quad (2-7)$$

\bar{U}_s : szórás miatti feszültségesés

X_s : szórási reaktancia

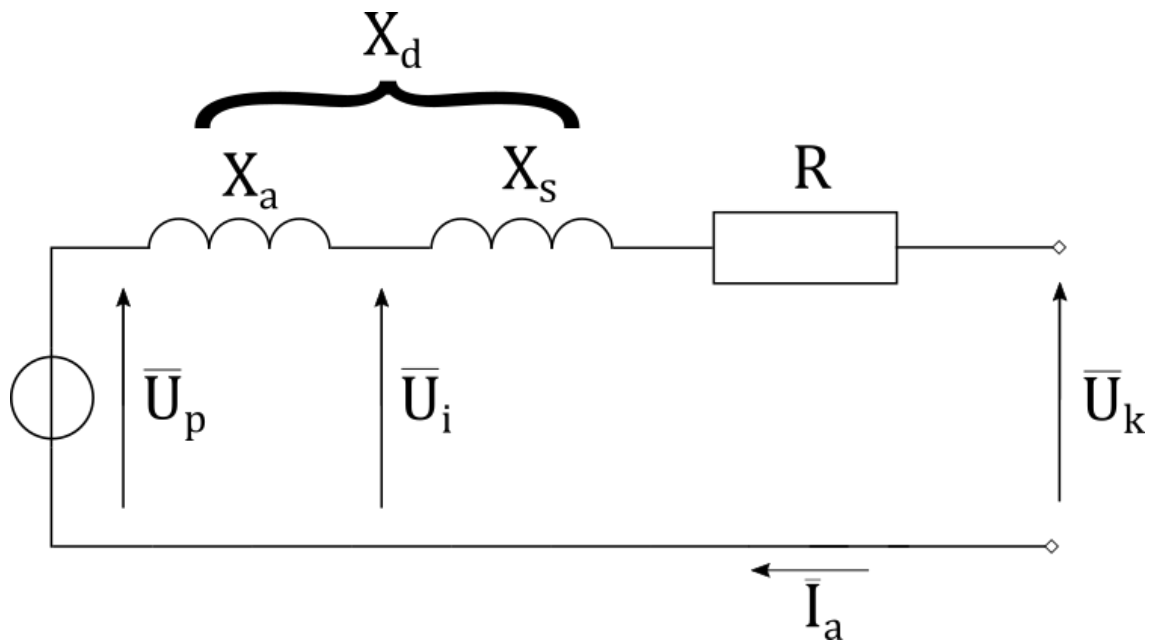
A tekercsveszteség miatti ohmos feszültségeséssel kiegészítve a szinkron gép feszültségegyenlete a következő lesz:

$$\bar{U}_k = \bar{U}_p + j\bar{I}_a * X_a + j\bar{I}_a * X_s + R * \bar{I}_a = \bar{U}_i + j\bar{I}_a * X_s + R * \bar{I}_a \quad (2-8)$$

\bar{U}_i : eredő légrésmező által indukált feszültség

\bar{U}_k : kapocsfeszültség

A feszültségegyenlet alapján a következő helyettesítő kapcsolás adódik:



2.3. ábra A szinkron gép helyettesítő kapcsolása

A gép fontos jellemzője a szinkron reaktancia, amit az armatúra és a szórási reaktancia összevonásával nyerhetünk:

$$X_d = X_a + X_s \quad (2-9)$$

2.2.4 Nyomaték

A hengeres forgórészű szinkron gép 3 fázisú felvett teljesítménye a következő:

$$P = 3 * \bar{U}\bar{I} = 3 * UI \cos \varphi \quad (2-10)$$

Az R állórész ellenállás elhanyagolásával a következő összefüggésre jutunk:

$$P = 3 * \frac{U_k U_p}{X_d} * \sin \delta \quad (2-11)$$

A nyomaték a teljesítményből a mechanikai szinkron szögsebességgel (Ω_{1m}) számítható:

$$M = \frac{P}{\Omega_{1m}} = 3 * \frac{p}{\omega_1} \frac{U_k U_p}{X_d} * \sin \delta \quad (2-12)$$

A kiálló pólusú szinkron gép teljesítménye az aszimmetria miatt a következőképpen számítható:

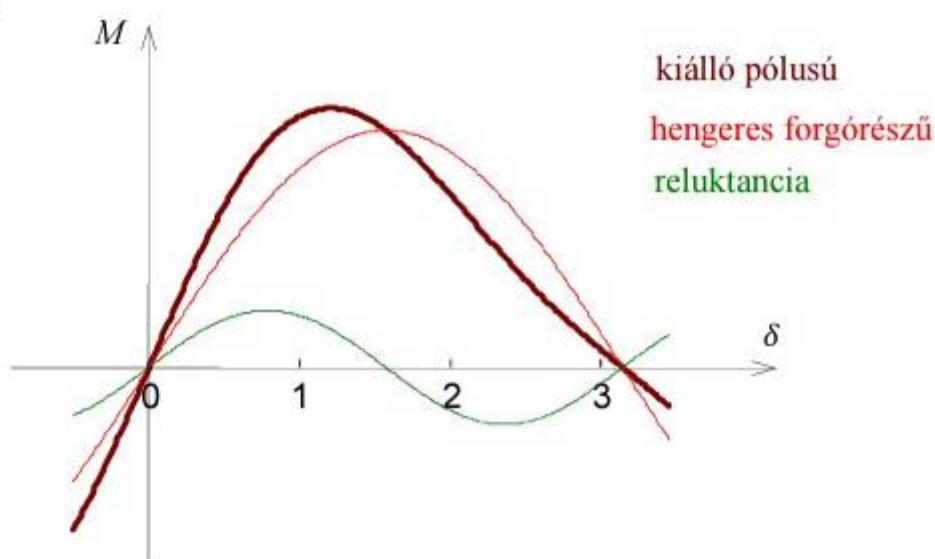
$$P = 3 * \frac{U_k U_p}{X_d} * \sin \delta + 3 * \frac{U_k^2}{2} * \left(\frac{1}{X_q} - \frac{1}{X_d} \right) * \sin(2\delta) \quad (2-13)$$

A nyomaték ebben az esetben is a mechanikai szinkron szögsebességgel számítható:

$$M = \frac{P}{\Omega_{1m}} = 3 * \frac{p U_k U_p}{\Omega_1 X_d} * \sin \delta + 3 * \frac{p U_k^2}{2 \Omega_1} * \left(\frac{1}{X_q} - \frac{1}{X_d} \right) * \sin(2\delta) \quad (2-14)$$

A kiálló pólusú szinkron gép nyomatékának kétféle összetevője van: az egyik megegyezik a hengeres forgórészű gép nyomatékával (M_{max}), a másik a terhelési szög szinuszának kétszeresével változó, mágneses aszimmetria esetén fellépő reluktancia nyomaték (M_r).

$$M = M_{max} \sin \delta + M_r \sin(2\delta) \quad (2-15)$$

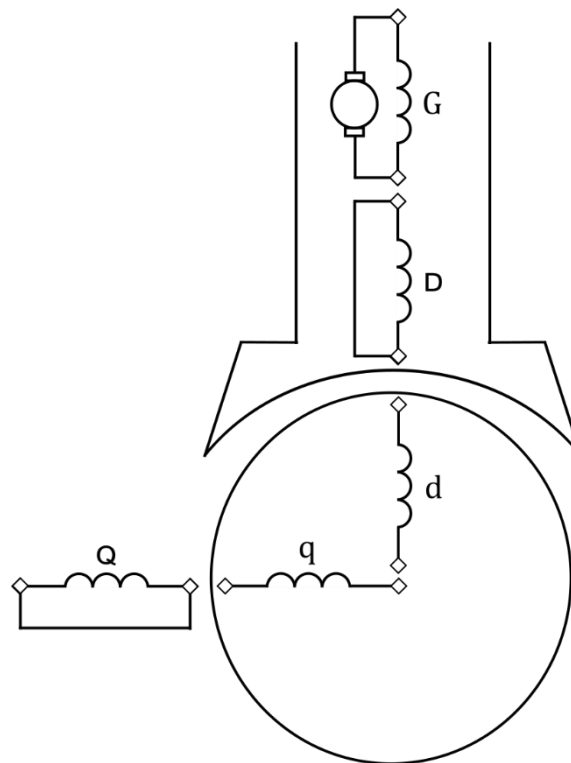


ábra 2.4. A kiálló pólusú szinkron gép nyomaték - terhelési szög görbéje [11]

A szakdolgozatomban a továbbiakban a kiálló pólusú szinkron gépek transziens viselkedését szeretném bemutatni. [1], [4], [8], [11]

3 Szinkron gépek tranziens üzeme

A 3.1. ábraán a kifordított kiálló pólusú szinkron gép öttekercses $d - q$ modellje látható. A háromfázisú armatúratekercselés, amely a nagy gépeknél az állórészen van a nagy feszültség miatt, a kifordítás miatt a forgórészre került. A forgórész háromfázisú armatúratekercselését $d-q$ koordináta-rendszerbeli kétfázisú tekercseléssel helyettesítettük. A kifordítás következtében az állórészre került gerjesztő oldal eleve $d-q$ koordinátákban adott. A G gerjesztőtekercs a d irányban helyezkedik el, a csillapítókalickát vagy a csillapító áramköröket D , Q , d , illetve q irányú, rövidrezárt csillapítótekercsekkel képeztük le.



3.1. ábra A kiálló pólusú szinkron gép öttekercses modellje

A kifordítás a kényelmesebb számolás céljából történik, ugyanis ebben az esetben az összefüggések egyszerűsödnek, ha a koordináta-rendszert az aszimmetrikus oldalhoz kötjük. A gerjesztőoldal általános esetben mágnesesen és villamosan is aszimmetrikus, ezáltal a kifordítás után nyugvó koordináta-rendszerben végezhetjük el a vizsgálatainkat. A gerjesztőberendezés ellenállása elhanyagolható, valamint a G gerjesztőtekercs rövidrezártnak tekinthető.

A szakirodalom használja a kifordított és a nem kifordított modellt is. Mivel a dolgozatomban elsősorban a mátrixos eljárást mutatom be, így a kifordított modellt használom, azonban a térvекtoros leírás esetén a nem kifordított modellt használják.

A kiálló pólusú szinkron gép impedanciamátrixa az öttekeres és a háromtekeres – csillapító áramkörök nélküli – modell esetén erőteljesen csatolt. Ennek következtében a szimmetrikus összetevő transzformáció, azaz a sorrendi összetevőkre bontás nem eredményez egyszerűsödést.

A sok rövidrezárt tekercs miatt az aszinkron és szinkron gépek vizsgálatára előnyösen alkalmazható a redukálás vagy más néven a particionálás módszere, amelyet a későbbiekben részletesebben is bemutatok.

A tranziensek vizsgálatakor meg kell különböztetnünk a szinkron gép generátoros illetve motoros üzemét, mert az előbbi esetében a tranziensek „állandó fordulatszámúak”, ugyanis a hajtógép állandó fordulatszámmal forgatja a szinkron generátort. Szinkron motoroknál az indítás során változó fordulatszámú tranziensek fordulnak elő. Mindkét esetben megjelennek lengések.

3.1 A mátrixos vizsgálat

3.1.1 Particionálás

Definíció szerint valamely mátrixnak a részmátrixokra bontását, tehát hipermátrixszá átalakítását particionálásnak nevezzük. Ez tulajdonképpen a mátrixegyenlet megoldását jelenti, annak redukálásával, azaz az érdektelen ismeretlenek eliminálásával.

$$[u] = [Z][i] \quad (3-1)$$

A fenti jelképes feszültség-áram egyenlet particionálását például a következő sémával lehet jellemezni:

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} \quad (3-2)$$

A particionálás abban az esetben célszerű, ha a bonyolult $[Z]$ mátrixnak csak egy része érdekes számunkra. A nekünk nem fontos részek kiküszöbölésével a mátrix nagyságát, azaz a rendszámát csökkenthetjük, tehát redukálhatjuk a feszültség-áram egyenletünket.

Általános esetben ekkor bonyolult kifejezéseket nyerünk a feszültségekre. Számunkra előnyös lesz majd azoknak a tekercsegyenleteknek az eliminálása, amelyek rövidre vannak zárva, ezáltal a kapocsfeszültségük nulla. Így ez a módszer jól alkalmazható az indukciós motorok szekunder egyenleteinek vagy a szinkron gépek gerjesztő- és csillapítótekercseire felírható egyenletek kiküszöbölésére, amennyiben ezeknek az áramai nem érdekesek a számunkra. A kiküszöbölt áramok a többi áram ismeretében számolhatóvá válnak.

A particionálással nyert hipermatrix egyenlet (3-2), amelynek minden betűje vektort, illetve mátrixot jelent, a következő alakba írható át:

$$[u_1] = [Z_{11}][i_1] + [Z_{12}][i_2] \quad (3-3a)$$

$$[u_2] = [Z_{21}][i_1] + [Z_{22}][i_2] \quad (3-3b)$$

A (3 – 3b) egyenletet balról $[Z_{22}]^{-1}$ -gyel szorozva:

$$[Z_{22}]^{-1}[u_2] = [Z_{22}]^{-1}[Z_{21}][i_1] + [Z_{22}]^{-1}[Z_{22}][i_2] = [Z_{22}]^{-1}[Z_{21}][i_1] + [i_2] \quad (3-4)$$

Ha a kapott egyenletet ismét balról $[Z_{12}]$ –vel szorozzuk, majd az így nyert egyenletet az első egyenletből (3-3a) kivonjuk a következő egyenletet kapjuk:

$$[u_1] - [Z_{12}][Z_{22}]^{-1}[u_2] = ([Z_{11}] - [Z_{12}][Z_{22}]^{-1}[Z_{21}])[i_1] \quad (3-5)$$

A particionálással így a kiküszöbölni kívánt $[i_2]$ áram kiesett az egyenletből, ezáltal $[i_1]$ számíthatóvá vált. Továbbá az invertálandó $[Z_{22}]$ rendszáma az eredeti $[Z]$ impedanciamátrixénál kisebb.

Tehát a particionálás módszerével, a feszültségegyenletes példánál maradva, egy áram kivételével az összeset kiküszöbölhetjük. Ekkor ez az egy áram, az ismert feszültség és impedancia értékekkel kiszámítható. Ezt az eljárást lépésről lépésre visszafelé folytatva, visszahelyettesítés után mindegyik ismeretlen számítható.

Ugyanakkor a (3-5) képletben a bal oldalon álló feszültség kifejezése bonyolult. Azonban a particionálás különösen előnyös, ha a szekunder feszültség, rövidrezárás miatt zérus, például a kalickás aszinkron motor esetében:

$$[u_2] = 0 \quad (3-6)$$

Ezzel a redukált egyenlet a következő, lényegesen egyszerűbb alakú lesz:

$$[u_1] = ([Z_{11}] - [Z_{12}][Z_{22}]^{-1}[Z_{21}])[i_1] \quad (3-7)$$

3.1.2 Szinkron generátor háromfázisú zárata üresjárásban

Az üzemi zárlatok többsége aszimmetrikus, azonban a szimmetrikus, háromfázisú zárlatok amennyiben előfordulnak, sokkal súlyosabbak. Továbbá a háromfázisú zárlati mérésekből lehet meghatározni a szinkron gépek tranziens viselkedését jellemző paramétereket. Nem elhanyagolható szempont, hogy viszonylagos egyszerűsége következtében jó bevezetés a zárlati viselkedés elméletébe és fizikai képébe. Ezért a dolgozatom során a cél, a kiálló pólusú szinkron gép üresjárásakor bekövetkező háromfázisú zárlat bemutatása.

Mivel sok rövidrezárt tekercs (lásd 3.1. ábra) található meg a kiálló pólusú szinkron gép helyettesítőképében, ezért az előző pontban taglalt particionálás módszere tökéletesen alkalmas a szinkron gépek tranziens és aszimmetrikus vizsgálatára.

A továbbiakban a 3.1. ábra ábrán látható kifordított dq összetevőkbe transzformált, kiálló pólusú, öttekerces szinkron generátor modelljét vesszük alapul. Ezen felül feltételezzük, hogy a gép üresen jár, árammentes, állandó feszültséggel gerjesztett és állandó, szinkron fordulatszámmal forog. Ennek a helyettesítő képnek a háromfázisú zárlatát vizsgáljuk.

A modell alapján a következő feszültségegyenletet írhatjuk fel, mátrixos alakban:

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \\ 0 \\ 0 \\ u_G \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r + L_d s & L_q \omega & L_{md} s & L_{mq} \omega & L_{md} s \\ L_d \omega & R_r + L_q s & -L_{md} \omega & L_{mq} s & -L_{md} \omega \\ L_{md} s & 0 & R_D + L_D s & 0 & L_{md} s \\ 0 & L_{mq} s & 0 & R_Q + L_Q s & 0 \\ L_{md} s & 0 & L_{md} s & 0 & R_G + L_G s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_D \\ i_Q \\ i_G \end{bmatrix} \quad (3-8)$$

u_d : d -irányú feszültség

u_q : q -irányú feszültség

$u_D = 0$: csillapítótekercselés d -irányú feszültségkomponense

$u_Q = 0$: csillapítótekercselés q -irányú feszültségkomponense

u_G : gerjesztőfeszültség

R_r : rotor ellenállás

R_D : csillapítótekercselés d -irányú ellenállása

R_Q : csillapítótekercselés q -irányú ellenállása

- L_d : d -irányú induktivitás
 L_q : q -irányú induktivitás
 L_D : csillapítótekercselés d -irányú induktivitása
 L_Q : csillapítótekercselés q -irányú induktivitása
 L_{md} : d -irányú kölcsönös induktivitás
 L_{mq} : q -irányú kölcsönös induktivitás
 i_d : d -irányú áram
 i_q : q -irányú áram
 i_D : csillapítótekercselés d -irányú árama
 i_Q : csillapítótekercselés q -irányú árama
 i_g : gerejsztóáram

Az egyenlet felírásakor azzal a feltételezéssel éltem, hogy a D és G tekercsek kölcsönös induktivitásai a rotor felé közelítőleg egyenlők, valamint a gerjesztőoldal minden paramétere az armatúrára redukált érték. Amennyiben ezt a mátrixot a (3-2) szerint particionáljuk, akkor a (3-5) –nek megfelelő egyenletre jutunk:

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} L_{md}s \\ L_{md}\omega \\ L_{md}s \\ 0 \end{bmatrix} * \frac{1}{R_G + L_G s} u_G = \left\{ \begin{bmatrix} R_r + L_d s & L_q \omega & L_{md}s & L_{mq}\omega \\ -L_d \omega & R_r + L_q s & -L_{md}s & L_{mq}s \\ L_{md}s & 0 & R_D + L_D s & 0 \\ 0 & L_{mq}s & 0 & R_Q + L_Q s \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} L_{md}s \\ -L_{md}\omega \\ L_{md}s \\ 0 \end{bmatrix} * \right.$$

$$\left. \frac{1}{R_G + L_G s} * [L_{md}s \quad 0 \quad L_{md}s \quad 0] \right\} * \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_D \\ i_Q \end{bmatrix} \quad (3-9)$$

A műveleteket elvégezve a következő alakra jutunk:

$$\begin{bmatrix} u_d - \frac{L_{md}s u_G}{R_G + L_G p} \\ u_q - \frac{L_{md}\omega u_G}{R_G + L_G p} \\ -\frac{L_{md}s u_G}{R_G + L_G p} \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r + L_d s - \frac{L^2_{md}s^2}{R_G + L_G s} & L_q \omega & L_{md}s - \frac{L^2_{md}s^2}{R_G + L_G s} & L_{mq}\omega \\ -L_d \omega + \frac{L^2_{md}\omega s}{R_G + L_G s} & R_r + L_q s & -L_{md}s + \frac{L^2_{md}\omega s}{R_G + L_G s} & L_{mq}s \\ L_{md}s - \frac{L^2_{md}s^2}{R_G + L_G s} & 0 & R_D + L_D s - \frac{L^2_{md}s^2}{R_G + L_G s} & 0 \\ 0 & L_{mq}s & 0 & R_Q + L_Q s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_D \\ i_Q \end{bmatrix} \quad (3-10)$$

A háromfázisú zárlat esetén $u_a = 0$, $u_b = 0$ és $u_c = 0$, aminek következtében $u_d = 0$ és $u_q = 0$, valamint azzal a feltételezéssel élünk, hogy a gerjesztőfeszültség állandó $u_G = U_G$ ($sU_G = 0$). Ezeket felhasználva a következő egyenletek adódnak:

$$\begin{bmatrix} 0 \\ u_{q0} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r + l'_d(s)s & L_q\omega & l'_{md}(s)s & L_{mq}\omega \\ -\omega l'_d(s) & R_r + L_q s & -\omega l'_{md}(s) & L_{mq}s \\ l'_{md}(s)s & 0 & R_D + l'_D(s)s & 0 \\ 0 & L_{mq}s & 0 & R_Q + L_Q s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_D \\ i_Q \end{bmatrix} \quad (3-11)$$

Ahol

$$l'_d(s) = L_d - \frac{L_{md}^2 s}{R_G + L_G s} \quad (3-12a)$$

$$l'_D(s) = L_D - \frac{L_{md}^2 s}{R_G + L_G s} \quad (3-12b)$$

$$l'_{md}(s) = L_{md} - \frac{L_{md}^2 s}{R_G + L_G s} \quad (3-12c)$$

transziens operátoros induktivitások.

A zárlati feszültségegyenlet alapján a zárlati áramot úgy kapjuk, hogy a zárlat pillanatában az

$$u_{q0} = \omega L_{md} \frac{U_G}{R_G} = \omega L_{md} I_G \quad (3-13)$$

üresjárási forgási feszültséget kapcsoljuk a q tekercsre.

A (3-11) egyenletrendszerből a D és Q csillapítótekercseknek a kiküszöbölése után a következő operátoros egyenlet adódik:

$$\begin{bmatrix} 0 \\ u_{q0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r + l''_d(s)s & \omega l''_q(s) \\ -\omega l''_d(s) & R_r + l''_q(s)s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (3-14a,b)$$

Ahol

$$l''_d(s) = l'_d(s) - \frac{l'^2_{md}(s)s}{R_D + l'_D(s)s} \quad (3-15a)$$

$$l''_q(s) = L_q - \frac{L_{mq}^2 s}{R_Q + L_Q s} \quad (3-15b)$$

a d és q irányú szubtransziens operátoros induktivitások.

A korábban már kikötött állandó fordulatszám következtében áttérhetünk Laplace-transzformált alakra, ahol a zárlat úgy vizsgálható, mintha az $[i(0)] = [0]$

árammentes gépre az $U_{q0} = -U_0$ feszültséget kapcsoltunk volna. Az egyenleteket az áramokra rendezve a következőket kapjuk:

$$i_q(s) = \frac{(R_r + l''_d(s)s)u_{q0}(s)}{(R_r + l''_q(s)s)(R_r + l''_d(s)s) + l''_q(s)l''_d(s)\omega^2} \quad (3-16a)$$

$$i_d(s) = \frac{-l''_q(s)\omega u_{q0}(s)}{(R_r + l''_q(s)s)(R_r + l''_d(s)s) + l''_q(s)l''_d(s)\omega^2} \quad (3-16b)$$

A (3-13) egyenletben kapott megoldásra fizikai megfontolás alapján is juthatunk. A zárlat után a gép minden tekercsének a feszültsége zérus, kivéve a gerjesztőtekercset. A zárlat előtt ezen kívül az üresen járó, árammentes gép q sarkain mérhetünk forgási feszültséget az egyetlen d irányú áram, az I_G áram fluxusának hatására. A két állapot különbségét a következő feszültségvektor jellemezi:

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ U_G \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 \\ -\omega L_{md} I_G \\ 0 \\ 0 \\ U_G \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ \omega L_{md} I_G \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3-17)$$

3.1.3 A szinkron gép operátoros induktivitásai

Az egyszerű alakú redukált egyenlet (3-14a,b) pontosan tükrözi az öttekercses modell viszonyait a fizikai értelmezést tekintve. A dolgozatom további részében külön tárgyalva mutatom be a q és d irányra felírható operátoros induktivitásokat és időállandókat.

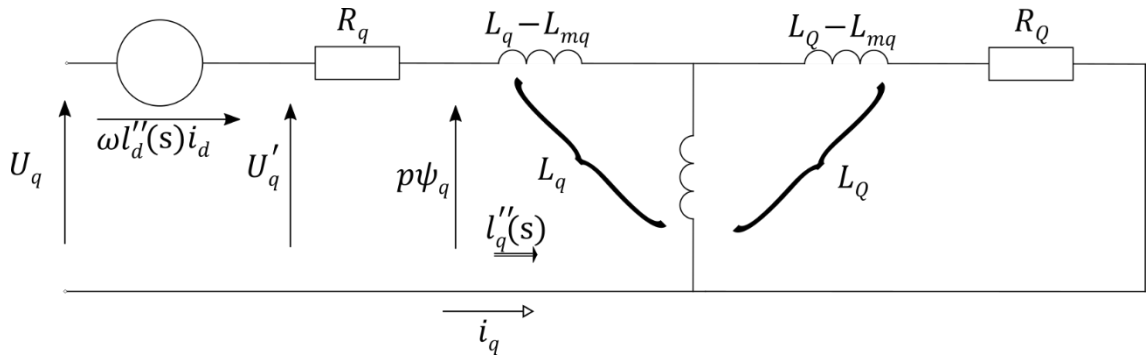
Az olvasóban felmerülhet, ahogy a szakdolgozatomhoz irodalomkutatót végezve bennem is felmerült, miért van szükség ezen időállandók bemutatására és a segítségükkel közelítőleg kifejezni a különböző induktivitásokat. A válasz egészen egyszerű erre a kérdésre, ugyanis egy ismeretlen motor esetében ezek az időállandók egyszerűen mérhetők, ezáltal az induktivitások könnyen számolhatóvá válnak.

3.1.3.1 A q irány bemutatása

A q irányra felírható egyenlet a (3-13b)-ből:

$$u_q + \omega l''_d(s)i_d = R_r i_q + l''_q(s)s i_q \quad (3-18)$$

Ennek az egyenletnek megfelelő helyettesítő kapcsolás a 3.2. ábra ábrán látható.



3.2. ábra A szinkron gép q irányú operátoros helyettesítő kapcsolása

Az $l''_q(s)$ az $R_q = R_r$ ellenállás után mérhető, úgynevezett operátoros induktivitás:

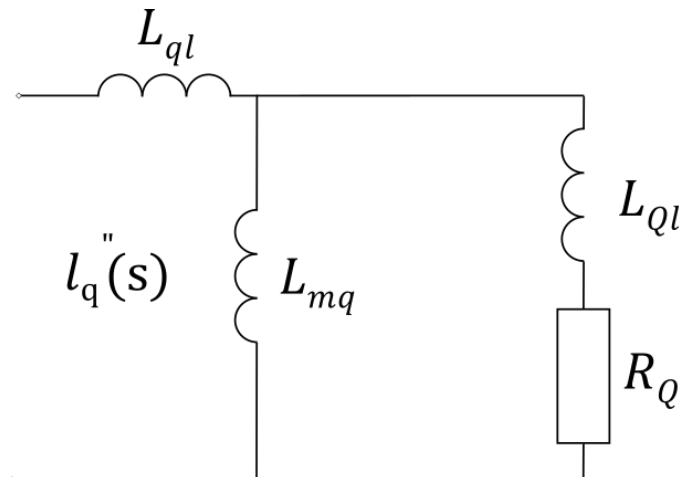
$l(s) = \frac{s\psi}{i}$. Az ábrából leolvasva a következő adódik:

$$l''_q(s)s = (L_q - L_{mq})s + \frac{L_{mq}s[R_Q + (L_Q - L_{mq})s]}{R_Q + L_Q s} \quad (3-19)$$

A - $L_{mq}s$ tagot közös nevezőre hozva a következő alakot kapjuk, ami megegyezik a (3-15b) -ben látottal:

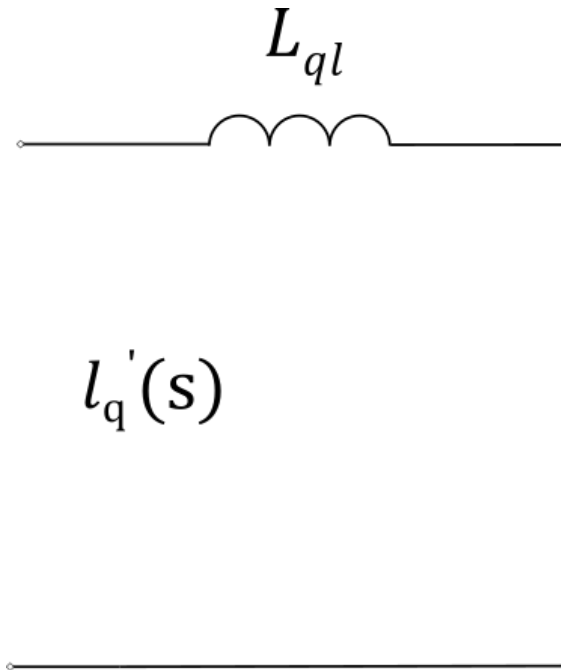
$$l''_q(s)s = \left(L_q - \frac{L_{mq}^2 s}{R_Q + L_Q s} \right) s \quad (3-20)$$

Tehát $l''_q(s)$ a q irányú szubtransziens rövidzárási operátoros induktivitás, amelynek a helyettesítőképe a következő (3.3. ábra):



3.3. ábra A q irányú szubtransziens operátoros induktivitás

Amennyiben nincsen csillapítótekercselés vagy a hatása a rövidzárási jelenségek lassulása miatt elhanyagolható, akkor a q irányú $l'_q(s)$ tranziens rövidzárási induktivitás érvényesül, amelynek a helyettesítőkapcsolása az alábbi (3.4. ábra):



3.4. ábra A q irányú tranziens operátoros induktivitás

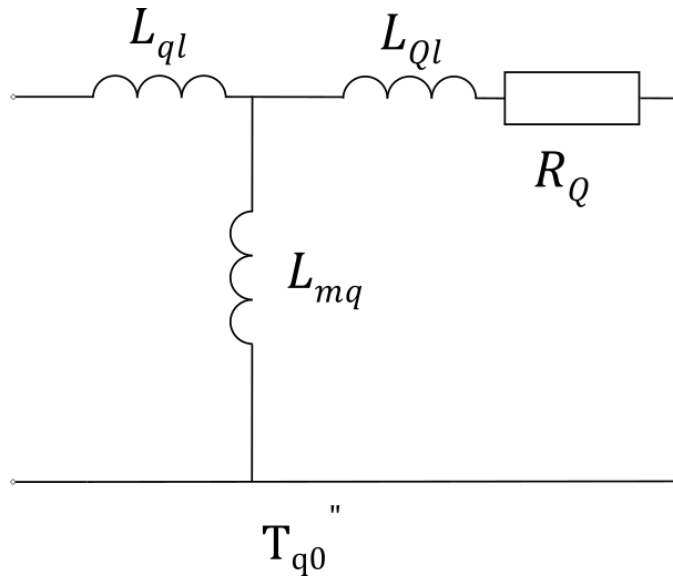
Az operátoros induktivitások azonban időállandókkal is kifejezhetők. A (3-15b) egyenletet közös nevezőre hozva, L_q -t kiemelve és R_Q -val leosztva a következő megoldást kapjuk:

$$l''_q(s) = L_q \frac{1+s \left(1 - \frac{L^2_{mq}}{L_q L_Q}\right) \frac{L_Q}{R_Q}}{1+s \frac{L_Q}{R_Q}} \quad (3-21)$$

Amelyben

$$\frac{L_Q}{R_Q} = T''_{q0} = T_{q0} \quad (3-22)$$

a q irányú gerjesztőköri szubtranziens üresjárási időállandó, amelynek a modellje az alább látható (3.5. ábra):



3.5. ábra A q irányú gerjesztőköri szubtranzienis üresjárású időállandó

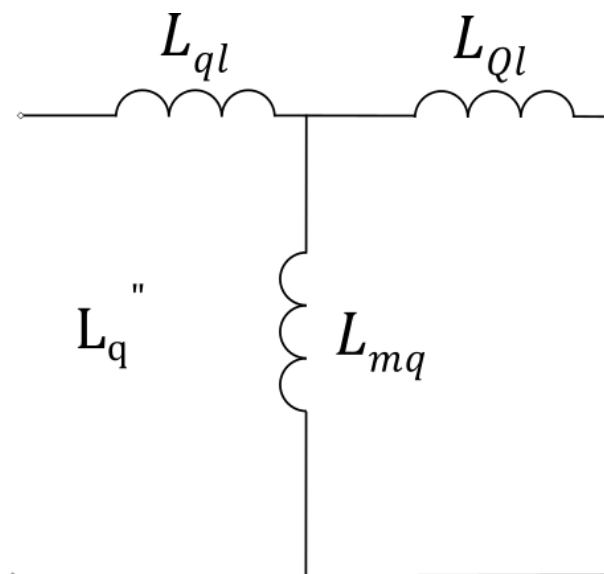
A (3-21) -as egyenletben található

$$1 - \frac{L_{mq}^2}{L_q L_Q} = \sigma_{qQ} \quad (3-23)$$

a $q - Q$ tekercsek közötti eredő szórás tényező.

A 3.2. ábráról felírható a szekunder oldali rövidzársi szubtranzienis induktivitás, amelyhez a primer oldalt rövidre kell zárni, a primer oldali ellenállást (R_q) el kell hanyagolni továbbá a szekunder oldali ellenállás (R_Q) előtről kell a „mérést” elvégezni:

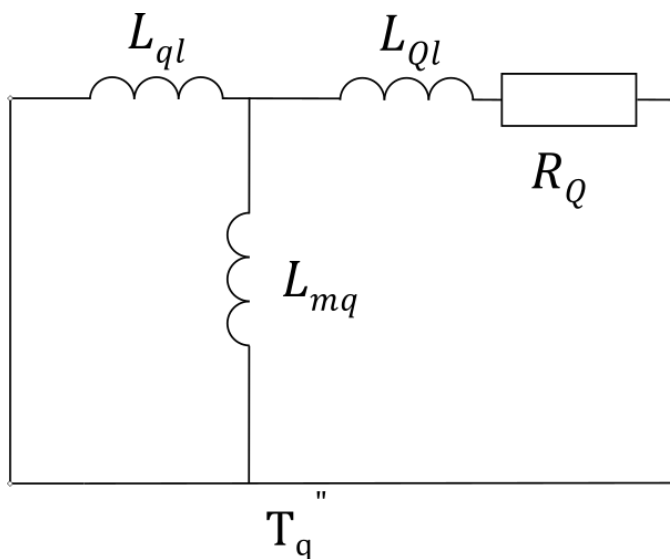
$$L''_Q = (L_Q - L_{mq}) + \frac{(L_q - L_{mq})L_{mq}}{(L_q - L_{mq}) + L_{mq}} = L_Q * \left(1 - \frac{L_{mq}^2}{L_q L_Q}\right) = L_Q \sigma_{qQ} \quad (3-24)$$



3.6. ábra A q irányú szubtranzienis induktivitás

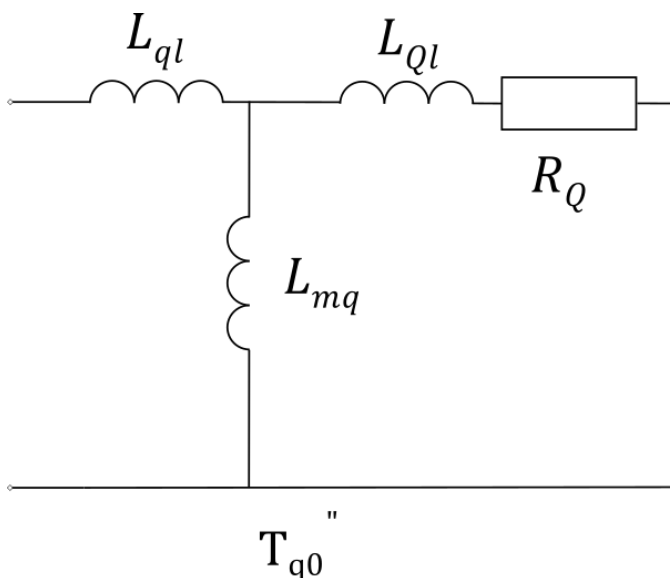
A fenti egyenletet felhasználva a szekunder oldali szubtranzien্স időállandó meghatározható (3.7. ábra):

$$T''_q = \frac{L''_q}{R_q} = \frac{L_q}{R_q} * \sigma_{qq} = T''_{q0} * \sigma_{qq} \quad (3-25)$$



3.7. ábra A q irányú szekunder oldali szubtranzien্স időállandó

A (3-25) -es kifejezésben a T''_{q0} a nyitott armatúrakapcsokkal mérhető q irányú szekunder oldali szubtranzien্স időállandó (lásd 3-22) (3.8. ábra).



3.8. ábra A q irányú szekunder oldali nyitott kapcsokkal mérhető szubtranzien্স időállandó

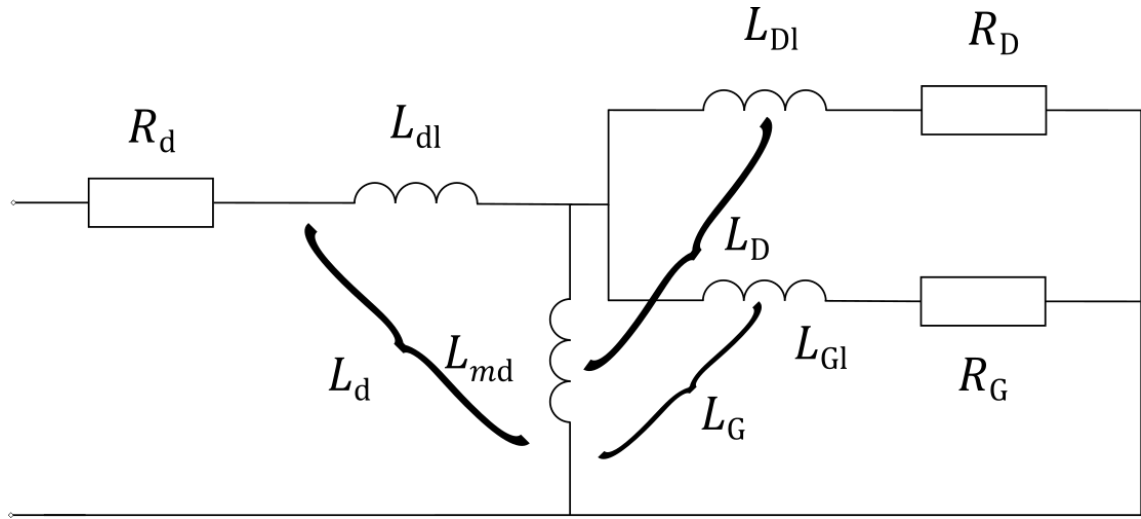
A (3-21) -as egyenletet az időállandók segítségével átírva és a (3-24), (3-25) és (3-22) egyenletek felhasználásával a következő egyenletet kapjuk:

$$l''_q(s) = L_q * \frac{1+sT''_q}{1+sT''_{q0}} \quad (3-26)$$

A q irány inuktivitásai és időállandóinak bemutatása után térjünk át a gerjesztés miatt bonyolultabb d irány megismerésére.

3.1.3.2 A d irány bemutatása

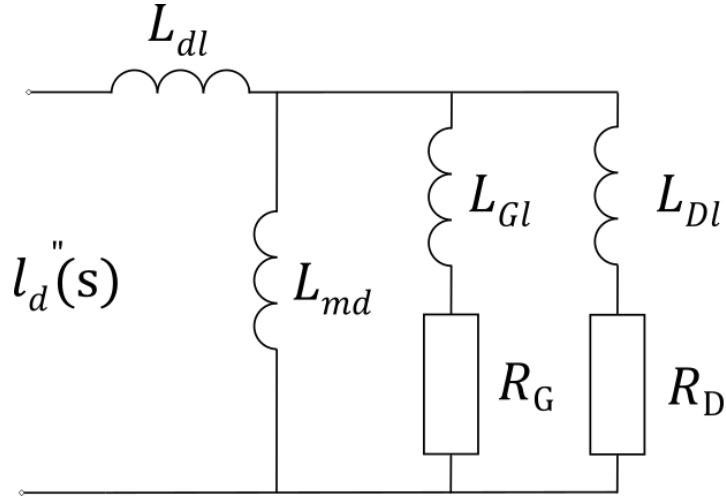
Az előző alfejezetben bemutatottakhoz hasonlóan a d irányra is felrajzolható egy helyettesítőkép és meghatározhatók a tranziens és szubtranzien paraméterek (3.9. ábra).



3.9. ábra A szinkron gép d irányú operátoros helyettesítőképe

A d irányú, primer oldali, rövidzárási szubtranzien operátoros inuktivitás, $l''_d(s)$ átalakítása sokkal hosszabb folyamat (3.10. ábra). A (3-15a) egyenletet közös nevezőre hozva, majd ebbe az $l'_d(s)$, $l'_{md}(s)$ és $l'_D(s)$ (3-12) egyenletekben látható összefüggéseket behelyettesítve, majd az így kapott egyenlet számlálójában található $(R_G + L_G s)$ -vel bővítve a következőt kapjuk:

$$\begin{aligned} l''_d(s) &= l'_d(s) * \frac{R_D + s \left(1 - \frac{l'^2_{md}(s)}{l'_d(s)l'_D(s)} \right) * l'_D(s)}{R_D + l'_D(p)p} = \\ &= l'_d(s) * \frac{R_D + s \left\{ 1 - \frac{[L_{md}(R_G + L_G s) - L^2_{md}s]^2}{[L_d(R_G + L_G s) - L^2_{md}s][L_D(R_G + L_G s) - L^2_{md}s]} \right\}}{R_D + l'_D(s)s} \end{aligned} \quad (3-27)$$



3.10. ábra A d irányú szubtranzien্স operátoros induktivitás

A (3-27) egyenletben található számláló tört részében az R_G ellenállás elhanyagolható, mivel a G gerjesztőtekercs időállandója sokkal nagyobb, mint a D csillapítótekercsé. Ezáltal a következő közelítő kifejezést kapjuk a számlálóban lévő törtre:

$$C \approx \frac{\left(\frac{L_{md}^2}{L_D L_d}\right)^2 \left(1 - \frac{L_{md}}{L_G}\right)^2}{\left(1 - \frac{L_{md}^2}{L_G L_d}\right) \left(1 - \frac{L_{md}^2}{L_G L_D}\right)} = \frac{k_{Dd}^2 \sigma_G^2}{\sigma_{Gd} \sigma_{GD}} \quad (3-28)$$

k_{Dd} : D és d tekercsek eredő kapcsolódási tényezője

σ_G : G tekercs szórási tényezője

σ_{Gd} : G és d tekercsek eredő szórási tényezője

σ_{GD} : G és D tekercsek eredő szórási tényezője

A D csillapítótekercs (3-12b) szekunder oldali üresjárási tranziens operátoros induktivitása R_G elhanyagolásával a következő közelítő alakra hozható:

$$l'_D(s) \approx \sigma_{DG} L_D = L'_D \quad (3-29)$$

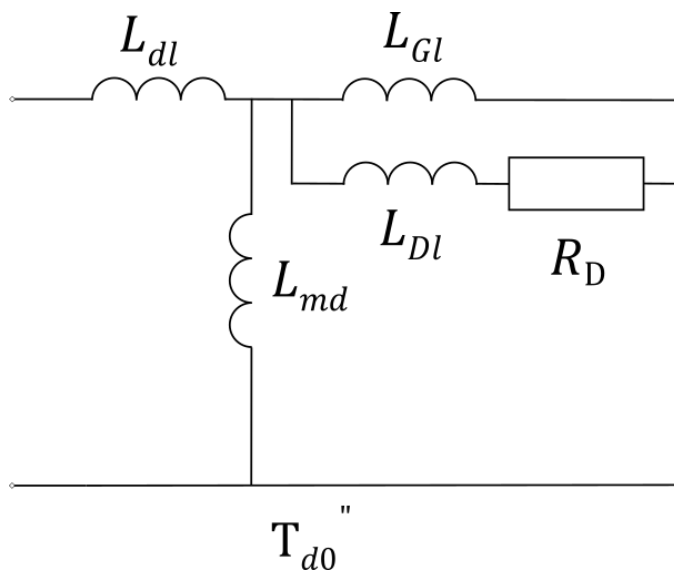
Ezzel a közelítéssel a csillapítótekercs szekunder oldali, üresjárási tranziens induktivitását kaptuk. Ez az induktivitás gyors változásoknál érvényesül, nyitott armatúrakapcsokkal.

A 3.9. ábrának megfelelően a (3-29) -es egyenlethez hasonló alak felírható:

$$L''_{D0} = L_{Dl} + \frac{L_{Gl} L_{dm}}{L_{Gl} + L_{dm}} = L_D * \left(1 - \frac{L_{md}^2}{L_D L_G}\right) \quad (3-30)$$

A csillapítótekercs induktivitása a gyors változásokhoz tartozó szubtranzien্স üresjárási induktivitás a szekunder oldalról. Ennek az induktivitásnak a segítségével számítható az üresjárási szubtranzien্স időállandó (3.11. ábra):

$$T''_{d0} = \frac{L''_{D0}}{R_D} \quad (3-31)$$

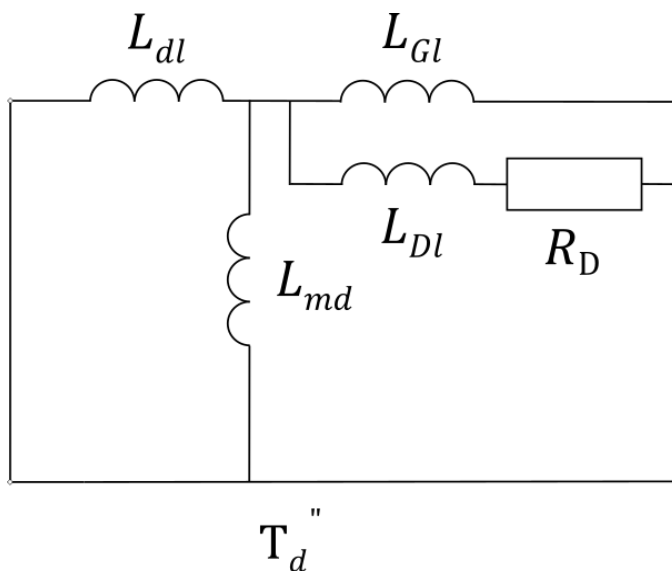


3.11. ábra A d irányú üresjárási szubtranzien্স időállandó

Az ellenállásmentesen rövidrezárt armatúrával a szekunder oldalról mérhető szubtranzien্স rövidzárási időállandó (3.12. ábra) közelítő értéke a (3-28) egyenletben megkapott

C -vel számolható:

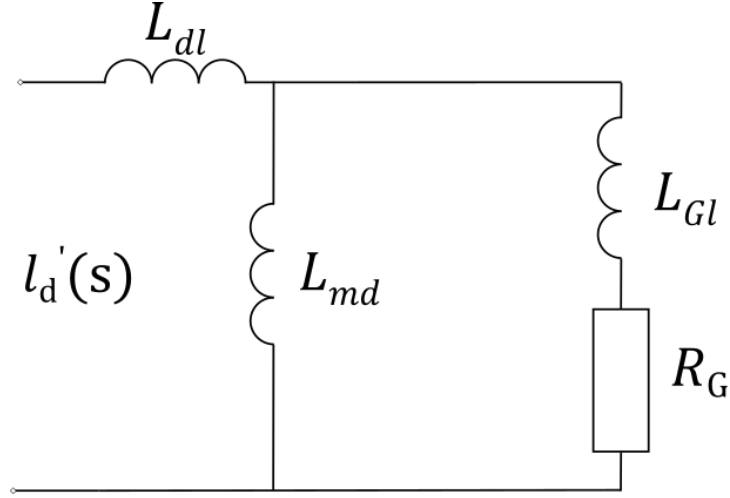
$$T''_d \approx (1 - C) * T''_{d0} \quad (3-32)$$



3.12. ábra A d irányú rövidzárási szubtranzien্স időállandó

A (3-27) egyenlet a következő alakra hozható a (3-31) és (3-32) egyenleteket felhasználva:

$$l''_d(s) \approx l'_d(s) * \frac{1+s*(1-C)*T''_{d0}}{1+s*T''_{d0}} \approx l'_d(s) * \frac{1+s*T''_d}{1+s*T''_{d0}} \quad (3-33)$$



3.13. ábra A szinkron gép d irányú tranziens operátoros induktivitása

A q irányhoz hasonló lépésekkel a d irányhoz tartozó tranziens operátoros induktivitás (3.13. ábra) is kifejezhető:

$$l'_d(s) = L_d * \frac{1+s*\left(1-\frac{L_d^2}{L_G}\right)*\frac{L_G}{R_G}}{1+s*\frac{L_G}{R_G}} = L_d * \frac{1+s*\sigma_{dG}*T'_{d0}}{1+s*T'_{d0}} = L_d * \frac{1+T'_d}{1+T'_{d0}} \quad (3-34)$$

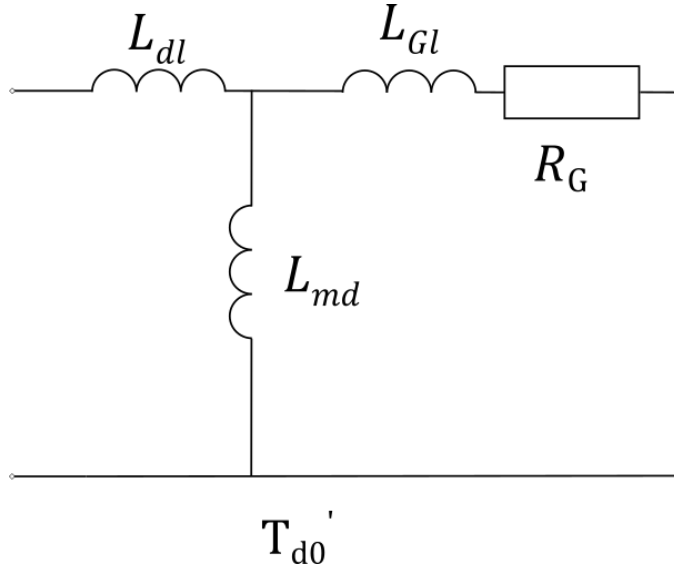
ahol

$$T'_{d0} = \frac{L_G}{R_G} \quad (3-35a)$$

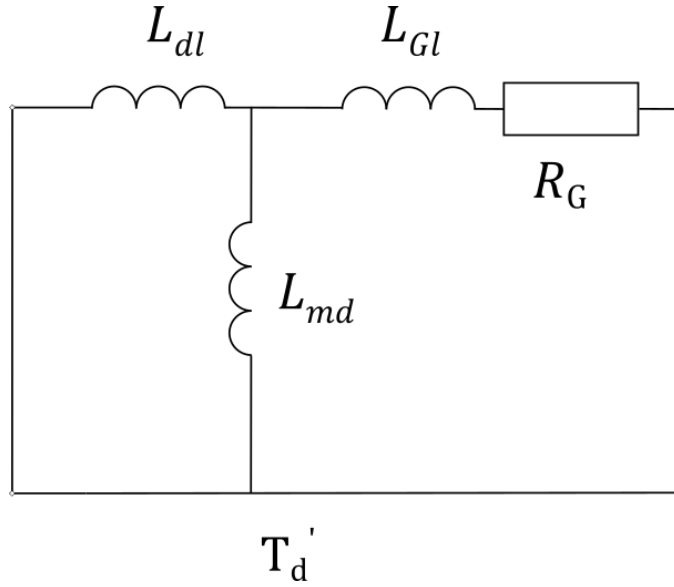
a szekunder oldali d irányú tranziens üresjárési időállandó (3.14. ábra) és

$$T'_d = \sigma_{dG} T_{d0} = \frac{L'_G}{L_G} * T'_{d0} \quad (3-35b)$$

a szekunder oldali d irányú tranziens rövidzárási időállandó (3.15. ábra).



3.14. ábra A d irányú szekunder oldali üresjárási tranziens időállandó



3.15. ábra A d irányú szekunder oldali rövidzárási tranziens időállandó

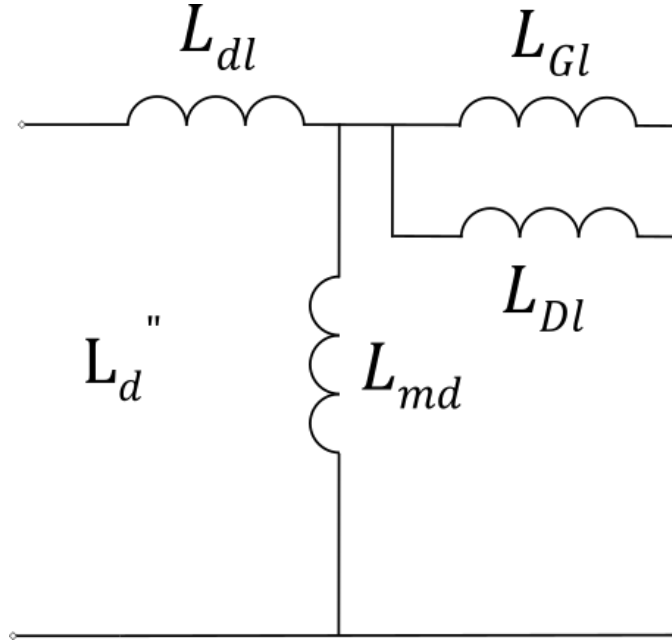
A szubtranzien rövidzárási operátoros induktivitás $l''_d(s)$ kifejezhető időállandókkal, amennyiben a (3-34) -ben kapott egyenletet behelyettesítjük:

$$l''_d(s) \approx L_d * \frac{1+sT'_d}{1+sT'_{d0}} * \frac{1+sT''_d}{1+sT''_{d0}} \quad (3-36)$$

A szubtranzien rövidzárási, primer oldali induktivitás, valamint a hozzá tartozó rövidzárási szubtranzien, szekunder oldali időállandó „pontos” kifejezése az alábbi:

$$L''_d = L_{dl} + \frac{L_{md}L_{Dl}L_{Gl}}{L_{md}L_{Dl} + L_{md}L_{Gl} + L_{Gl}L_{Dl}} \quad (3-37)$$

$$T''_d = \frac{L''_d}{R_D} = \frac{L_{Dl} + \frac{L_{md}L_{dl}L_{Gl}}{L_{md}L_{dl} + L_{md}L_{Gl} + L_{Gl}L_{dl}}}{R_D} = \frac{L_{md}}{R_D} * \frac{\sigma_d\sigma_G + \sigma_d\sigma_D + \sigma_G\sigma_D + \sigma_d\sigma_D\sigma_G}{\sigma_d + \sigma_G + \sigma_d\sigma_G} \quad (3-38)$$



3.16. ábra A d irányú szubtranzienis induktivitás

A (3-29) -es egyenlet alapján a (3-37) egyenletet felhasználva a következő összefüggésre jutunk:

$$L''_D = L''_{D0} * \frac{L'_d}{L'_D} \quad (3-38a)$$

$$T''_d = \frac{L''_D}{R_D} = \frac{L''_{D0}}{R_D} * \frac{L'_d}{L'_D} = T''_{d0} * \frac{L'_d}{L'_D} \quad (3-38b)$$

Felírható a csillapítótékeres időállandója is:

$$T'_D = \frac{L'_D}{R_D} = L_D * \frac{1 - \frac{L_{md}^2}{L_d L_D}}{R_D} \quad (3-39a)$$

$$T_{D0} = \frac{L_D}{R_D} \quad (3-39b)$$

A fenti időállandókat felhasználva felírható az $l''_d(s)$ szubtranzienis rövidzárási operátoros induktivitás „pontos” kifejezése:

$$l''_d(s) = L_D * \frac{s^2 T''_d T'_d + s(T'_D + T'_d) + 1}{s^2 T''_{d0} T'_{d0} + s(T'_{D0} + T'_{d0}) + 1} \quad (3-40)$$

A fentebb látható (3-40) -es egyenletből úgy kapjuk meg a (3-36) -es és hasonló egyszerűsített leírásokat, hogy a számláló és a nevező gyökeit durvábban közelítjük.

Az egyes operátoros, illetve a kezdeti áramértékeket megszabó szubtranzienis, valamint tranzienis induktivitásokat a primer kapcsok felől kell számítani, a hozzájuk tartozó időállandókat viszont a szekunder oldalról, ugyanis az armatúra váltakozó áramainak a

csillapodását a velük egyensúlyt tartó, a forgórészszel együtt forgó egyenáramok csillapodása szabja meg.

Amennyiben az ellenállásokat elhanyagoljuk, vagy $s = \infty$ -t feltételezünk, ami egyenértékű, akkor az operátoros induktivitások egy s -től független egyszerű szubtranzien és tranziens induktivitásokba mennek át.

Így a d irányú szubtranzien operátoros induktivitás (3-36) -es képletébe behelyettesítve, valamint felhasználva a (3-35a), (3-35b), (3-31) és (3-32) egyenletekben található időállandókat és figyelembe véve a C (3-27)-ban leírt közelítő értékét, a következő állandó d irányú szubtranzien induktivitást kapjuk (3.16. ábra):

$$L''_d = L_d * \frac{\sigma_{dG} - \left(1 - \frac{L_{md}}{L_G}\right)^2 * \left(\frac{L^2_{md}}{L_D L_d}\right)^2}{\sigma_{GD}} \quad (3-41a)$$

Valamint a q irányú operátoros szubtranzien induktivitás képletébe (3-26) behelyettesítve a (3-22) és (3-25) időállandókat, a következő állandó q irányú szubtranzien induktivitás kifejezését kapjuk (3.6. ábra):

$$L''_q = \sigma_{qQ} * L_q \quad (3-41b)$$

A fentebb ismertetett paraméterek jellemző százalékos eloszlását turbógenerátorra és hidrogenerátorra a következő táblázat tartalmazza (3-1. táblázat):

Paraméter	Turbógenerátor $p = 2, 4$	Hidrogenerátor $p = 10-60$
X''_d [%]	9...30	12...20
X''_q [%]	$(1...1,1) X''_d$	$(1...1,2) X''_d$
X'_d [%]	14...45	19...35
X_d [%]	140...320	80...160
X_q [%]	$(0,9...1) X_d$	$(0,6...0,7) X_d$
T''_d [s]	0,017...0,05	0,02...0,12
T'_d [s]	0,8...1,75	0,7...4,3
T''_{d0} [s]	0,02...0,06	0,04...0,08
T'_{d0} [s]	5...10	10...15
T''_q [s]	0,024...0,047	0,013...0,14
T''_{q0} [s]	0,2...0,5	0,015...0,5

3-1. táblázat A szinkron generátorok jellemző reaktanciái és időállandói [2]

3.2 A háromfázisú zárlati áram

3.2.1 A fluxusállandóság elve

Az előző fejezetben már felírt feltételezések továbbra is fennállnak, szóval a zárlat fizikai megvalósulása az alábbi módon történik: a háromfázisú szinkron gép forgórészét állandó fordulatszámra forgatjuk és gerjesztjük úgy, hogy az állórész kapcsain U_0 üresjárási feszültség jelenjen meg, majd ezt követően az állórészkapcsokat háromfázisúan rövidre zárjuk.

Mivel a kezdeti időpontban az árammentesnek feltételezett tekercsre a következő egyenletek írhatók fel:

$$U_0 = \frac{d\psi}{dt} + iR = 0 \quad (3-42)$$

$$i_0 = 0 \quad (3-43)$$

amelyből a fluxusváltozás a következőképpen fejezhető ki:

$$\Delta\psi = - \int_0^t iRdt \quad (3-44)$$

Ez idő alatt a ψ fluxusnak „nincs ideje” megváltozni, ezáltal az iR tag hatását elhanyagolhatjuk. Ebben az esetben a ψ állandó. Ez a jelenség a fluxusállandóság elve. Az állórésztekercsekkel kapcsolódó fluxus nem tud ugrásszerűen megváltozni a zárlat után, mert ugrásszerű fluxusváltozás esetén végtelen nagy feszültségek keletkeznének. Ugyanakkor az áram sem változhat meg ugrásszerűen, így a fluxusállandóság elve akkor is érvényesül, ha az iR tagot nem hanyagoljuk el. Az áramok csillapodását ezeknek az ellenállásoknak a veszteségei okozzák.

3.2.2 A zárlati áram fizikai képe

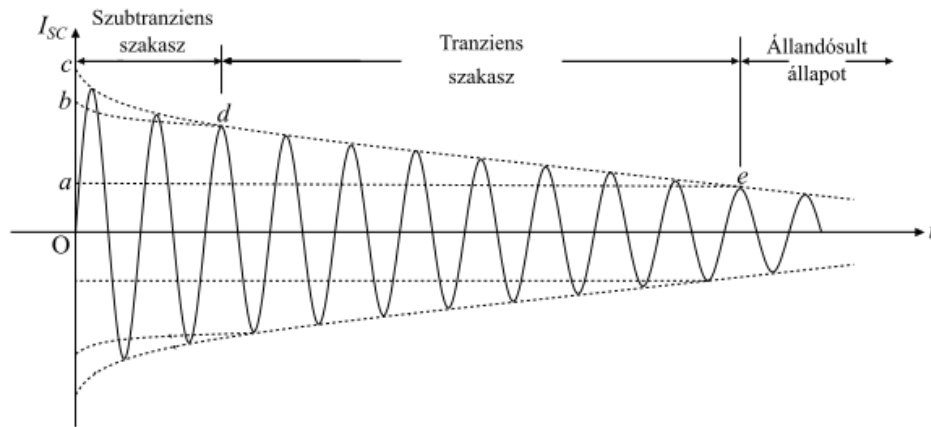
A háromfázisú zárlat előtt a szinkron gép üresjárásban üzemel. Ha az armatúratekercselést rövidre zárjuk, akkor a fluxusállandóság miatt a tekercsben olyan áramnak kell folynia, amelynek a mágneses mezeje úgy adódik hozzá az indukciót létrehozó mezőhöz, hogy az eredő mező pontosan akkora legyen, mint a zárlat előtti pillanatban volt. Ez csak úgy lehetséges, ha az armatúratekercselésben folyó váltakozó áram mellett fellép a fluxus állandóságát biztosító szabad egyenáram is. Az armatúratekercselés induktivitása miatt az áram nem változhat ugrásszerűen, így a zárlat utáni időpillanatban a váltakozóáram pillanatértékének és a szabad egyenáramnak ki kell egyenlítenie egymást.

A szabad egyenáram akkor a legnagyobb, ha a zárlat abban a pillanatban jön létre, amikor a váltakozó áram pillanatértéke éppen a legnagyobb lenne. Ekkor az indukált feszültség nulla lesz, a feszültség és áram közötti 90°-os eltolás miatt. Ezt az irodalom II. főhelyzetnek is nevezi.

A zárlat bekövetkeztekor a zárlati áram akkor lesz a legkisebb, ha az armatúraáram váltakozó áramú összetevője éppen nulla lenne, ugyanis ekkor az indukált feszültség éppen maximális. Ezt I. főhelyzetnek is nevezik.

Az előző fejezetben ismertetésre kerültek a különböző időállandók. Általánosságban elmondható, hogy a tranziens időállandónak (T') nevezzük azt az időt, amely alatt háromfázisú zárlatnál, állandó fordulatszámra az armatúraáram váltakozó áramú, tranziens komponense a kezdeti érték e^{-1} -szeresére csökken.

Szubtranzien্স időállandónak (T'') nevezzük a kezdeti néhány periódus alatt a tranzien্স áramváltozás feletti gyorsan csillapodó burkológörbe változásának időállandóját, amely csak akkor lép fel, ha a gép rendelkezik csillapítótékercseléssel vagy tömör forgórészű.



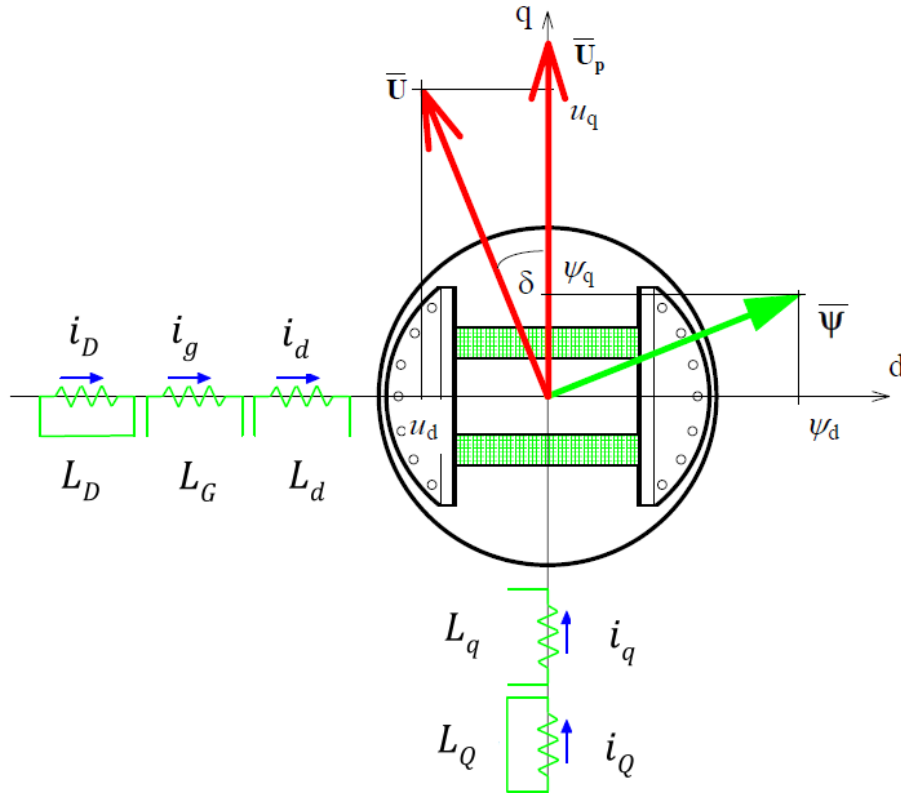
3.17. ábra A háromfázisú zárlati áram

Tehát az armatúraáram váltakozóáramú összetevője két exponenciális függvény, a kezdeti gyorsan csillapodó I''_z szubtranzien্স- és a lassabban csillapodó I'_z tranzien্স áramösszetevők összegeként csillapodik. [2], [4], [5], [6], [12], [13]

4 Matematikai modell

4.1 Az egyenletek felírása

A kiálló pólusú szinkron gép matematikai modelljének elkészítéséhez szükséges a differenciál egyenletrendszer felírása.



4.1. ábra Vektorábra a forgórészhez rögzített $(d-q)$ koordinátarendszerben és a helyettesítő áramkör induktivitásai

Az állórész feszültségegyenlete a forgórészhez rögzített $(d-q)$ koordinátarendszerben:

$$\bar{u} = \bar{i}R + \frac{d\bar{\psi}}{dt} + j\omega\bar{\psi} \quad (4-1)$$

Ebből felírható a d - és q -irányú vetületegyenlet:

$$u_d = -U \sin \delta = i_d R_d + \frac{d\psi_d}{dt} - \omega \psi_q \quad (4-2a)$$

$$u_q = U \cos \delta = i_q R_q + \frac{d\psi_q}{dt} + \omega \psi_d \quad (4-2b)$$

A forgórész gerjesztő tekercsének d -irányú feszültségegyenlete:

$$u_g = i_g R_G + \frac{d\psi_g}{dt} \quad (4-3)$$

A csillapítótekeres feszültségegyenletei:

$$u_D = 0 = i_D R_D + \frac{d\psi_D}{dt} \quad (4-4a)$$

$$u_Q = 0 = i_Q R_Q + \frac{d\psi_Q}{dt} \quad (4-4b)$$

A kiálló pólusú szinkron gép fluxusegyenletei a d -irányban:

$$\psi_d = i_d * (L_{dl} + L_{md}) + (i_g + i_D) * L_{md} \quad (4-5a)$$

$$\psi_g = i_g * (L_{Gl} + L_{md}) + (i_d + i_D) * L_{md} \quad (4-5b)$$

$$\psi_D = i_D * (L_{Dl} + L_{md}) + (i_d + i_g) * L_{md} \quad (4-5c)$$

A d -irányú helyettesítő áramkör a 3.9. ábraán látható.

A fluxusegyenletek q -irányban:

$$\psi_q = i_q * (L_{ql} + L_{mq}) + i_Q L_{mq} \quad (4-6a)$$

$$\psi_Q = i_Q * (L_{Ql} + L_{mq}) + i_q L_{mq} \quad (4-6b)$$

A q -irányú helyettesítő áramkör a 3.2. ábraán látható.

A fluxusegyenletekben az induktivitások a következőnek felelnek meg:

$$L_d = L_{dl} + L_{md} \quad (4-7a)$$

$$L_G = L_{Gl} + L_{md} \quad (4-7b)$$

$$L_D = L_{Dl} + L_{md} \quad (4-7c)$$

$$L_q = L_{ql} + L_{mq} \quad (4-7d)$$

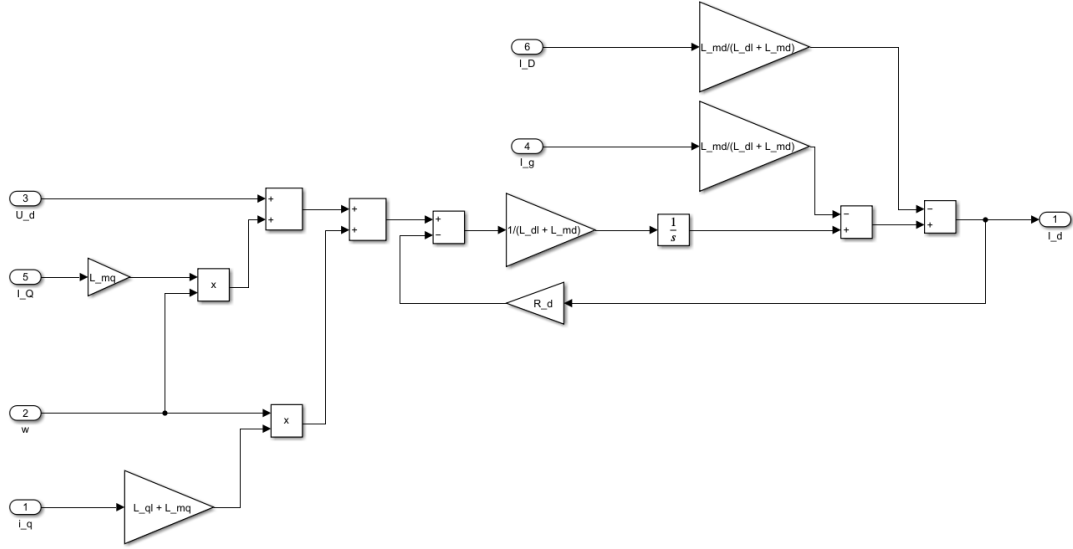
$$L_Q = L_{Ql} + L_{mq} \quad (4-7e)$$

4.2 Az elektromos modell

A (4-2a) egyenletbe ψ_d (4-5a) szerinti kifejezését behelyettesítjük, majd az így kapott egyenletből a i_d d -irányú áramra rendezve a következő kifejezést nyerjük:

$$i_d = \frac{1}{L_{dl} + L_{md}} * \left[\int (u_d + \omega i_q * [L_{ql} + L_{mq}] + \omega i_q L_{mq} - i_d R_d) dt - i_g L_{md} - i_D L_{md} \right] \quad (4-8)$$

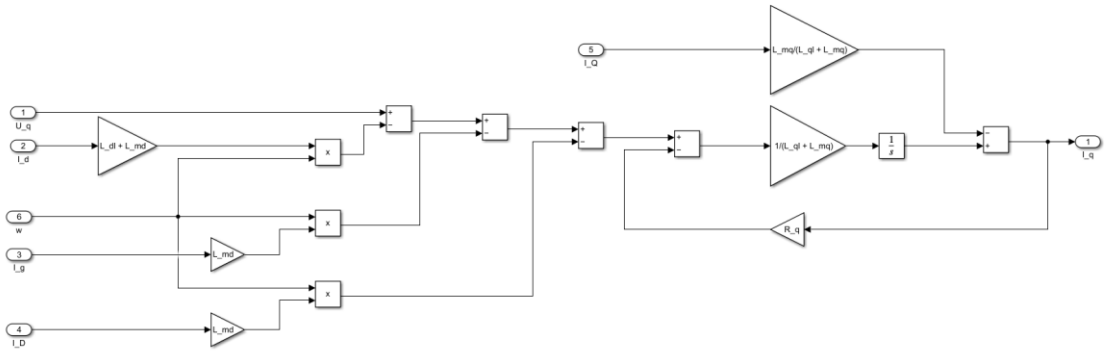
Az implementáció során az induktivitásokat konstansként vettem figyelembe. Ez mindenképp egyszerűsítésnek számít, így a későbbiekben ezeket szeretném az áramtól függővé tenni.



4.2. ábra A d -irányú áram számításának Simulink modellje

Hasonló módon eljárva a (4-2b) egyenletbe behelyettesítve a (4-6a) egyenletben kifejezett ψ_q -t, majd ezt i_q q -irányú áramra rendezve a következő összefüggést kapjuk:

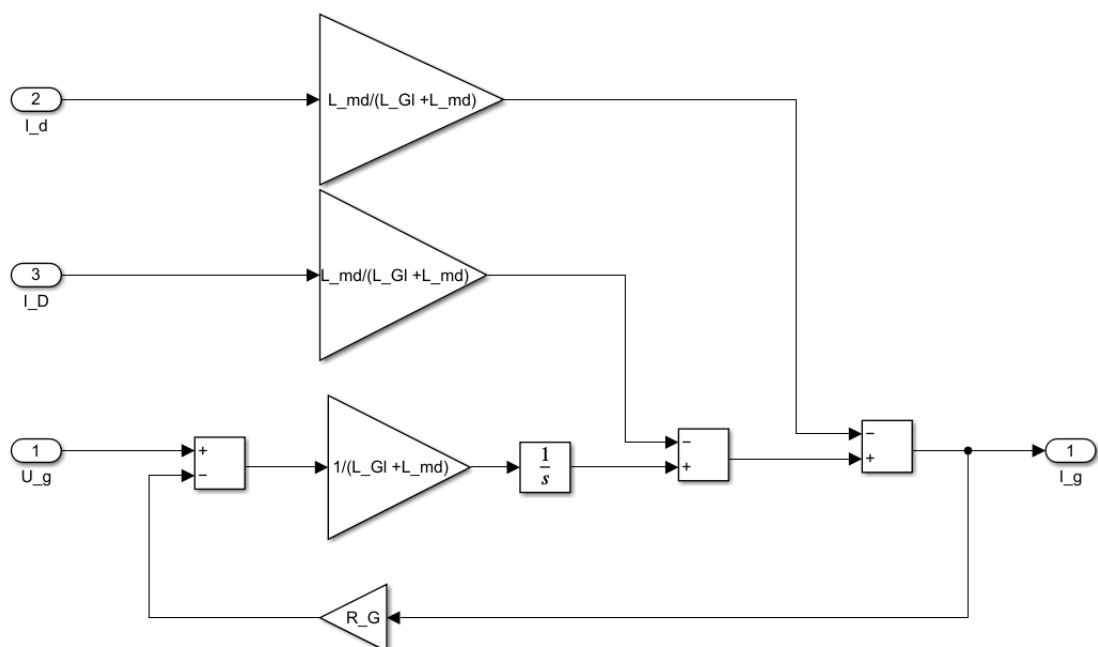
$$i_q = \frac{1}{L_{ql} + L_{mq}} * \left[\int (U_q - i_q R_q - \omega i_d [L_{dl} + L_{md}] - \omega i_g L_{md} - \omega i_D L_{md}) dt - i_q L_{mq} \right] \quad (4-9)$$



4.3. ábra A q -irányú áram számításának Simulink modellje

A (4-3) egyenletbe behelyettesítve a gerjesztő fluxus (4-5b) -ben kapott képletét, majd átrendezve az i_g gerjesztőáramra, a következő kifejezést kapjuk:

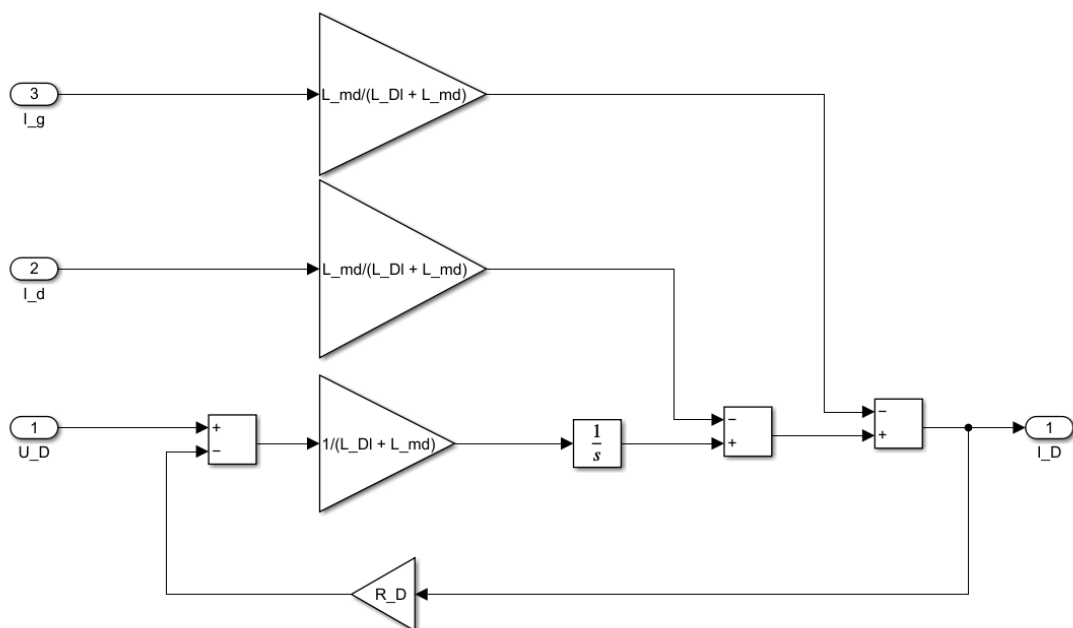
$$i_g = \frac{1}{L_{Gl} + L_{md}} * \left[\int (U_g - i_g R_G) dt - i_d L_{md} - i_D L_{md} \right] \quad (4-10)$$



4.4. ábra A gerjesztőáram számításának Simulink modellje

A csillapítótekerceselés d -irányú áramának kifejezéséhez a (4-4a) kifejezésbe be kell helyettesíteni a ψ_D (4-5c) egyenletét, majd ezt i_D -re rendezve a következő összefüggésre jutunk:

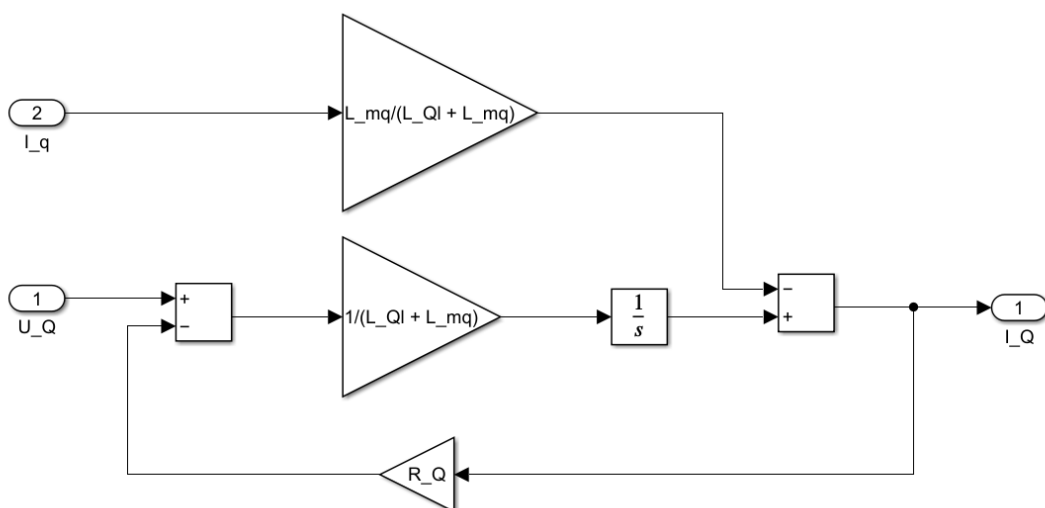
$$i_D = \frac{1}{L_{Dl} + L_{md}} * \left[\int (u_D - i_D R_D) dt - i_d L_{md} - i_g L_{md} \right] \quad (4-11)$$



4.5. ábra A csillapítótekerceselés d -irányú áramának számításának Simulink modellje

Végül, de nem utolsó sorban, a fentiekhez hasonló módon eljárva megkaphatjuk a csillapítótekerceselés q -irányú áramára az összefüggést. A (4-4b) egyenletbe behelyettesítve a ψ_Q (4-6b) egyenletben található kifejezését, az i_Q áramra a következő megoldásra jutunk:

$$i_Q = \frac{1}{L_{Ql} + L_{mq}} * \left[\int (U_Q - i_Q R_Q) dt - i_Q L_{mq} \right] \quad (4-12)$$



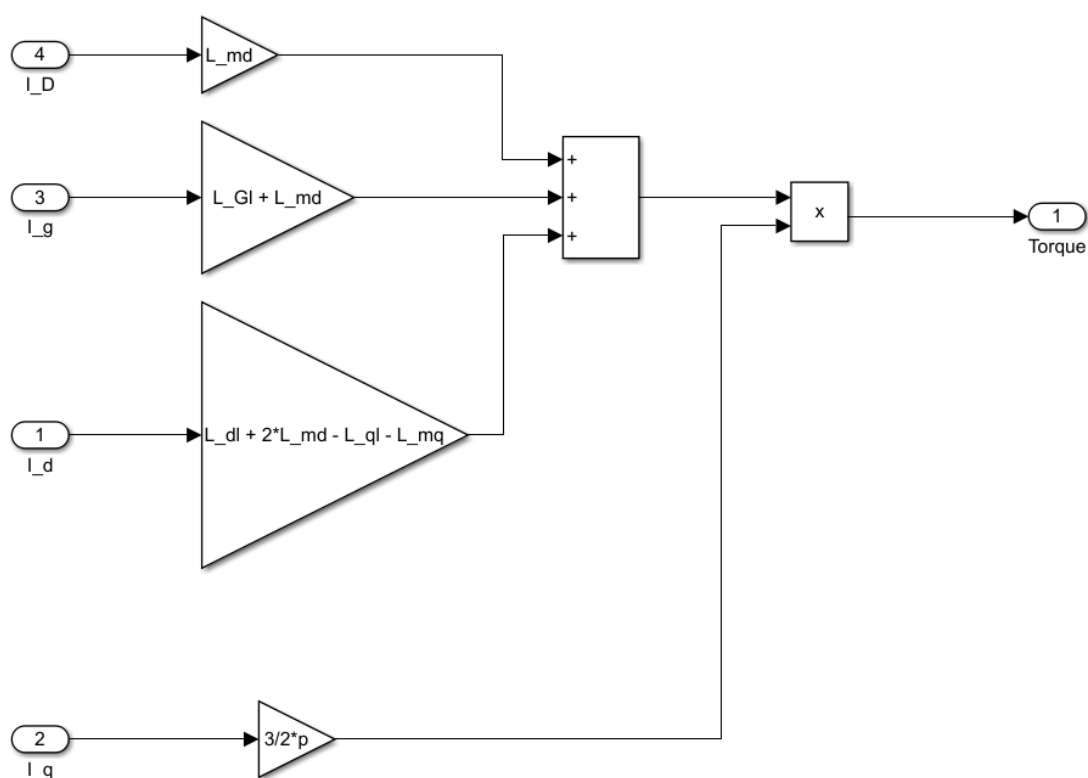
4.6. ábra A csillapítótekerceselés q -irányú áramának számításának Simulink modellje

A nyomaték kiszámításához a következő, általános kiálló pólusú szinkron gépekre igaz képletet használtam fel:

$$M = \frac{3}{2} * p * (\psi I_q + (L_d - L_q) I_d I_q) \quad (4-13)$$

A fenti egyenletben a ψ a gerjesztő fluxusra vonatkozó jelölés. Ebben az egyenletben a (4-5b) –ben kifejezett gerjesztő fluxus egyenletét behelyettesítve a következő összefüggésre jutunk:

$$M = \frac{3}{2} * p * I_q * (L_{md} I_D + (L_{Gl} + L_{md}) * I_G + (L_{dl} + 2L_{md} - L_{ql} - L_{mq}) * I_d) \quad (4-14)$$



4.7. ábra A nyomaték számításának Simulink modellje

4.3 Mechanikai modell

Az elektromos modellt kiegészítettem a villamos gép tehetetlenségét modellező mechanikai modellel is, amely a mechanikai szögsebesség (ω) és a szögelfordulás (θ) kiszámításáért felel.

$$\omega = \frac{1}{J} * \int (M - M_t - FF * \omega) dt \quad (4-15)$$

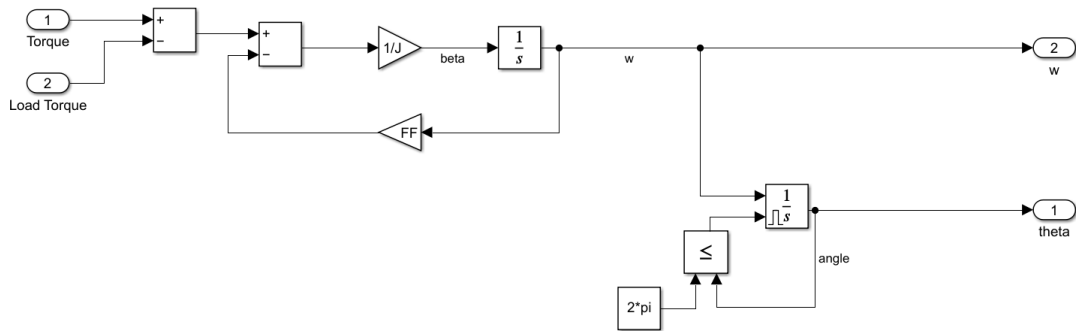
$$\theta = \int(w)dt \quad (4-16)$$

M : nyomaték

M_t : terhelő nyomaték

FF : súrlódási faktor

J : inercia



4.8. ábra A gép mechanikai modellje

4.4 Paraméterek és szimuláció

A modell paramétereinek kiválasztásakor a Simscape Specialized Power System könyvtárban megtalálható kiálló pólusú gép alapértelmezett paramétereit vettem alapul. Így a matematikai modellem működése könnyen ellenőrizhetővé válik egy beépített modell segítségével. [13], [14], [15], [16], [17], [18], [19], [20], [21]

Paraméter	Érték	Leírás
R_d [Ω]	2.9069e-3	Az ellenállás <i>d</i> -irányú összetevője
R_G [Ω]	5.9013e-4	A gerjesztőellenállás
R_D [Ω]	1.19e-2	A csillapítótekerceselés ellenállásának <i>d</i> -irányú összetevője
R_q [Ω]	2.9069e-3	Az ellenállás <i>q</i> -irányú összetevője
R_Q [Ω]	2.0081e-2	A csillapítótekerceselés ellenállásának <i>q</i> -irányú összetevője
L_dl [H]	3.0892e-4	A szórasi induktivitás <i>d</i> -irányú összetevője
L_Gl [H]	3.0712e-4	A gerjesztőtekerceselés szórasi induktivitása
L_Dl [H]	4.9076e-4	A csillapítótekerceselés szórasi induktivitásának <i>d</i> -irányú összetevője
L_md [H]	3.2164e-03	A <i>d</i> -irányú mágnesező induktivitás
L_ql [H]	3.0892e-4	A szórasi induktivitás <i>q</i> -irányú összetevője
L_Ql [H]	1.0365e-3	A csillapítótekerceselés szórasi induktivitásának <i>q</i> -irányú összetevője
L_mq [H]	9.7153e-04	A <i>q</i> -irányú mágnesező induktivitás
p	20	Póluspárok száma
J [kgm ²]	3.895e6	Inercia
FF	0.0001	Súrlódási faktor
U_g [V]	70.3192	Gerjesztő feszültség
U_n [V]	13800	Névleges feszültség

4-1. táblázat A választott paraméterek

A matematikai modell felparaméterezése után a szimuláció lefuttatása és a nyert eredmények kiértékelése következik.

Mivel a paraméterek alapján egy nagy teljesítményű és nagyméretű villamos gép, ezért a szimulációs időt 50 másodpercre választottam, hogy a villamos gép zárlati viselkedése

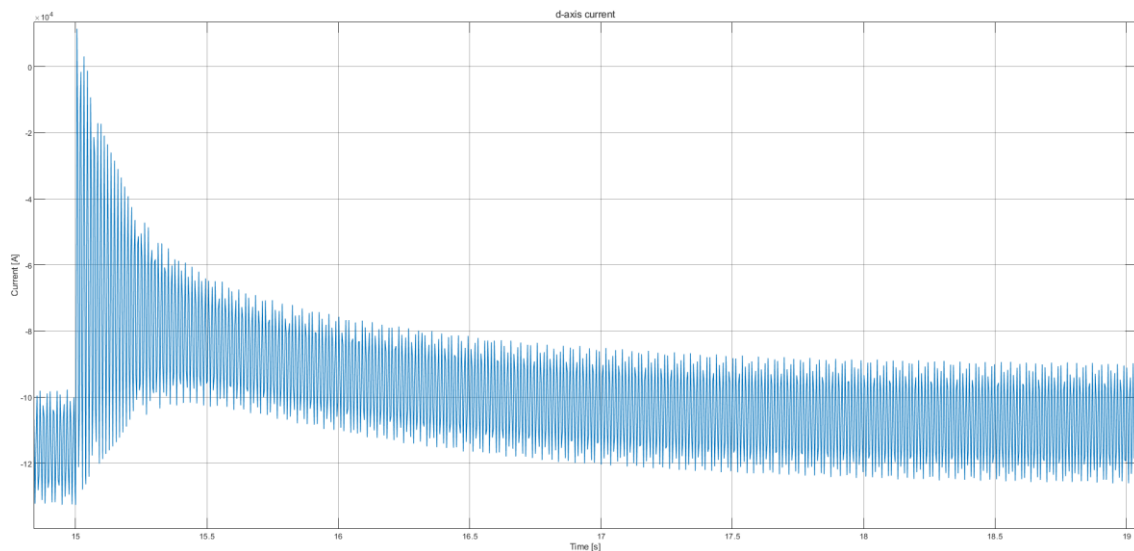
vizsgálhatóvá váljon és az elméleti bevezetőben ismertetett feltételek fennálljanak. Mivel egy ennyi ideig futatott szimuláció rengeteg erőforrást vesz igénybe, így a futási idő csökkentése érdekében a következő solver beállításokat alkalmaztam:

Type: variable-step

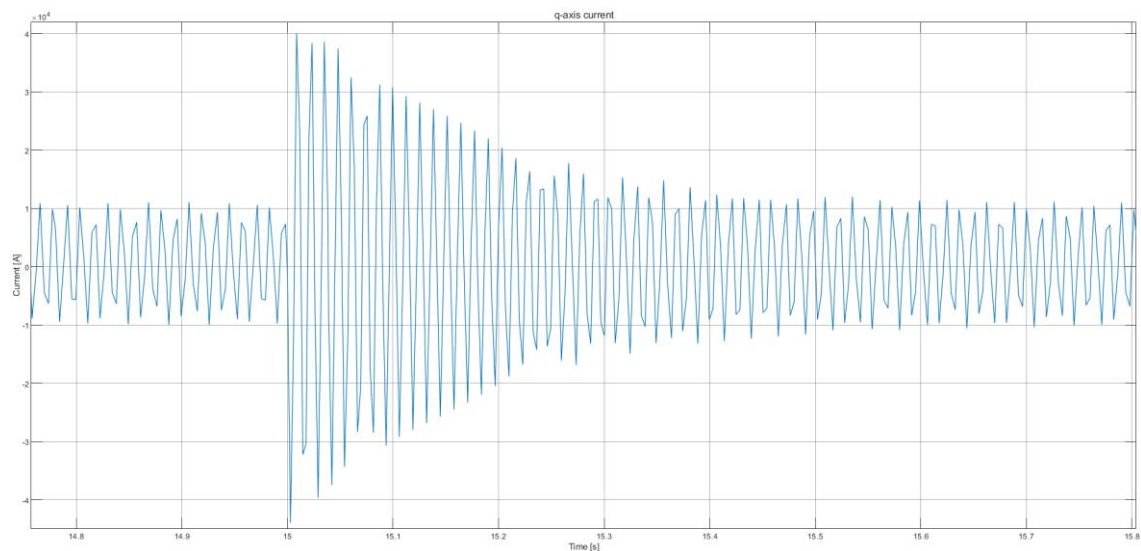
Solver: auto

Ezek a beállítások ode45 solvert és maximum step-size: 1 eredményeztek.

Az alább láthatóak a szimuláció eredményei a dq áramokra:



4.9. ábra A d -irányú áram szimmetrikus háromfázisú zárlat esetén



4.10. ábra A q -irányú áram háromfázisú zárlat esetén

A d - és q -irányú áramokat bemutató 4.9. ábra és 4.10. ábra ábrákat megvizsgálva észrevehetővé válik a már megismert exponenciális lecsengés és jól kivehetők a szubtranzienst, tranziens és állandósult állapot szakaszai a 3.17. ábrahoz hasonlóan.

5 Összegzés

A szakdolgozatomban bemutattam az iparban elterjedt váltakozó áramú villamos gépek felépítését, működését és helyettesítő képüket. A feladatiam során megismerkedtem a kiálló pólusú szinkron gép üresjárásban bekövetkező szimmetrikus háromfázisú zárlatával és az ehhez szükséges matematikai módszerekkel. Továbbá ismereteimet a különböző tranziens viselkedésre jellemző paraméterekkel, mint a tranziens, illetve szubtranzienis induktivitásokkal és időállandókkal bővítettem. A megszerzett elméleti tudás után elkészítettem egy kiálló pólusú szinkron gép modelljét Matlab Simulink környezetben. Az elkészített modellel előidéztem a szimmetrikus háromfázisú zárlatot és megvizsgáltam a kialakuló zárlati áramokat.

Az elkezdett projekt jövőbeli feladatai közé tartozik a zárlatok szempontjából releváns gép paraméterek minél valósághűbb modellezése, a többi lehetséges zárlat megismerése és végül a modell integrációja a HIL szimulátorban futó szoftverbe.

Irodalomjegyzék

- [1] Dr. Retter Gyula: *Villamosenergia – átalakítók 1.*, Transzformátorok / Váltakozó áramú gépek szimmetrikus állandósult állapota / Egyenáramú gépek, ISBN 963-10-6710-6, 1986, pp. 141-166, 260-266.
- [2] Dr. Retter Gyula: *Villamosenergia-átalakítók 2.*, Asszimmetrikus és tranziens üzem, ISBN 963-10-7193-6, 1987, pp. 237-283.
- [3] Dr. Halász Sandor: *Automatizált villamos hajtások I.*, ISBN 963-18-2099-8, 1989
- [4] Liska József: *Villamos gépek*, III. Szinkron gépek, 1955, pp. 198-214.
- [5] Dr. Kovács K. Pál: *Villamos gépek tranziens folyamatai*, 1970, pp. 132-179.
- [6] Dr. Retter Gyula: *Az egységes villamosgép elmélet*, ISBN 963-10-0879-7, 1976, pp. 261-287.
- [7] Dr. Halász Sándor: *Villamos hajtások*, ISBN 963-450-5171, 1993
- [8] Dr. Kádár István, Hajdú Endre, Égető Tamás, Kordás Péter: *Kiálló pólusú szinkrongép mérési útmutató és elméleti segédanyag*, 2017
- [9] Farkas Balázs: *Aszinkron gép mérése*, 2017
- [10] Dr. Kádár István: *Villamos gépek és alkalmazások – IV. Aszinkron gépek*, 2019
- [11] Dr. Kádár István: *Villamos gépek és alkalmazások – III. Szinkron gépek*, 2019
- [12] Gemeter Jenő, Farkas András, Nagy Lóránt: *Villamos gépek vizsgálati módszerei*, 1981, pp. 235-247.
- [13] X. Liu, D. Liu and Y. Huang: *Simulation of three-phase short-circuit at the terminals of synchronous machine*, 2008 International Conference on Electrical Machines and Systems, 2008, pp. 115-117.
- [14] Hadur András, Veszprémi Károly: *Derivation of the Permanent Magnet Synchronous Machine model step by step from three phase model to the d-q model*, XXXVII. Kandó Konferencia
- [15] Dr. Kádár István: *VIVEM365 Modellezés és szimuláció – Szinkron gépek modellezése*, 2013
- [16] Mathworks: Simulink, <https://www.mathworks.com/products/simulink.html>
- [17] Canay, I.M.: *Causes of Discrepancies on Calculation of Rotor Quantities and Exact Equivalent Digrams of the Synchronous Machine*, 1969, pp. 1114-1120.
- [18] Moeini, A., et al. *Synchronous Machine Stability model, an Update to IEEE Std 1110-2002 Data Translation Technique*, IEEE standards panel sessions, 2018

- [19] *IEEE Guide for Synchronous Generator Modeling Practices and Applications in Power System Stability Analyses*. IEEE Std 1110-2002 (Revision of IEEE Std 1110-1991 [2003]): 1–72.
- [20] Paul C. Krause, Oleg wasynczuk, Scott D. Sudhoff: *Analysis of Electric Machinery and Drive Systems*, ISBN 9780470544167, 1986
- [21] Prabha Kundur: *Power System Stability and Control*, ISBN 0-07-035958-X, 1994