



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

Bense Konrád, Stock András

# **ÁLLANDÓMÁGNESES SZINKRONGÉP INVERTERES HAJTÁSSZABÁLYOZÁSA**

KONZULENS

**Hadur András**

BUDAPEST, 2022

# Tartalomjegyzék

<b>1. Bevezetés .....</b>	<b>3</b>
<b>2. Konverterek.....</b>	<b>4</b>
2.1 Feszültségnövelő (Boost) konverter .....	4
2.2 Feszültségcsökkentő (Buck) konverter .....	6
2.3 A Buck – Boost konverter .....	8
<b>3. H-Híd.....</b>	<b>11</b>
3.1 Bipoláris vezérlés.....	11
3.2 Unipoláris vezérlés .....	12
<b>4. DC motor .....</b>	<b>14</b>
4.1 DC motor modellezése egyenletek segítségével.....	14
4.2 DC motor modellezése Simulink segítségével .....	14
<b>5. Hengeres állandómágneses szinkrongép.....</b>	<b>16</b>
5.1 Hengeres PMSM modellezése .....	16
5.2 D-Q szabályzás .....	17
<b>6. Inverter .....</b>	<b>19</b>
<b>7. PWM moduláció .....</b>	<b>20</b>
7.1 Six – Step moduláció .....	20
7.2 Vivőjel alapú PWM (CBPWM).....	22
7.3 Harmadik harmonikus.....	27
<b>8. Térvektor moduláció (Space Vector Modulation) .....</b>	<b>31</b>
8.1 Térvektor Moduláció a zérusvektorok szimmetrikus elhelyezésével (SVPWM) .....	32
<b>9. Kiálló pólusú, állandómágneses szinkrongép .....</b>	<b>37</b>
<b>Irodalomjegyzék.....</b>	<b>40</b>

# 1. Bevezetés

Az Önálló laboratórium során megismerkedtünk különböző DC/DC konverterekkel, ezek közül is a Buck, Boost, Buck-Boost átalakítókkal.

Továbbá foglalkoztunk a DC motor hajtás szabályzásával, amely során nem csak a motor matematikai modelljét, hanem ennek vezérlésére szolgáló H-hidat is megépítettük Matlab Simulink környezetben. Emellett ennek Bipoláris és Unipoláris üzemét is megismertük.

Az hengeres forgórészű állandómágneses szinkrongép (PMSM) egyenletei alapján megépítettük a modellt, majd a Simscape beépített modelljéhez megvalósítottuk a d-q hajtásszabályozást.

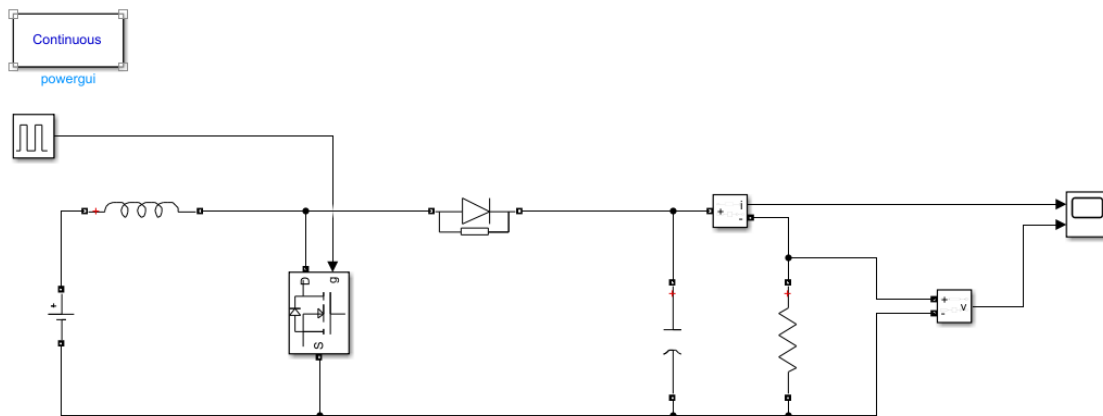
Mindemellett tanulmányoztuk a háromfázisú inverterek vezérléséhez szükséges modulációs eljárásokat, például a PWM (Pulse Width Modulation), CBPWM (Carrier – Based PWM), SVM (Space Vector Modulation).

Végezetül megépítettük a kiálló pólusú szinkrongép egyenletei alapján a matematikai modellt és a szabályozást hozzá.

## 2. Konverterek

### 2.1 Feszültségnövelő (Boost) konverter

A Boost konverter legfőbb tulajdonsága, hogy a kimeneti  $U_o$  feszültsége magasabb, mint a bemeneti  $U_i$  feszültség.



1. ábra Boost konverter Simulink modellje

#### 2.1.1 Működése

A tranzisztor periodikusan kapcsolja a tekercset a bemeneti  $U_i$  feszültségre. A bekapcsolási idő ( $t_{on}$ ) alatt a bemeneti áram nő, és a bemeneti energia egy része a tekercsben tárolódik el. A tranzisztor bekapcsolási periódusában a dióda nem vezet, mert fordított polaritású előfeszítést kap. A kimeneti feszültséget ( $U_o$ ) és áramot ( $I_o$ ) a kondenzátor szolgáltatja.

Amíg a tranzisztort kikapcsolt állapotban tartjuk ( $t_{off}$ ), a tekercs feszültsége kinyitja a diódát, és az vezetni fog (a tekercs árama nem ugorhat). A tekercsen ekkor a kimeneti áramnak és a kondenzátor töltőáramának összege mérhető.

#### 2.1.2 Egyenletek

Tranzisztor vezetése esetén, a tekercsen mérhető feszültségre felírható egyenlet:

$$U_L = U_i = L * \frac{\Delta I_L}{t_{on}} = L * \frac{I_{Lmax} - I_{Lmin}}{t_{on}}$$

Amikor a tranzisztor nem vezet, a tekercsen mérhető feszültségre felírható egyenlet:

$$U_L = -U_o + U_i = -L * \frac{\Delta I_L}{t_{off}} = -L * \frac{I_{Lmax} - I_{Lmin}}{t_{off}}$$

Állandósult állapotban a feszültségváltozás értéke a tekercsen nulla, tehát a felírható egyenlet:

$$U_i * t_{on} = (U_o - U_i) * t_{off}$$

Amelyből:

$$U_o = \frac{1}{1-D} * U_i$$

Ahol D a kitöltési tényező:

$$D = \frac{t_{on}}{t_{on}+t_{off}} = \frac{t_{on}}{T_s}$$

A be- és kikapcsolási idő:

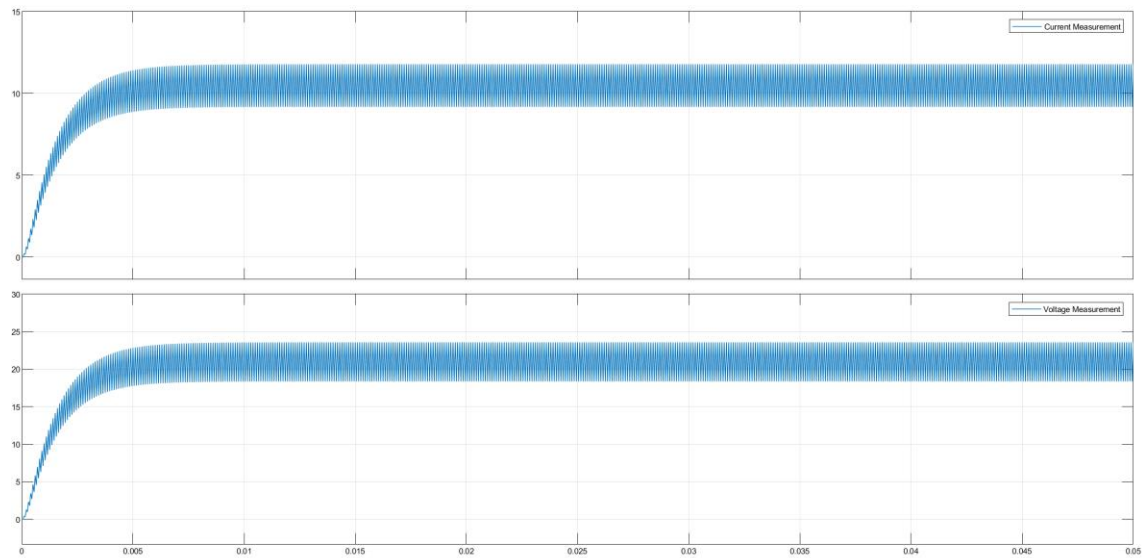
$$t_{on} = T_s * \left(1 - \frac{U_i}{U_o}\right)$$

$$t_{off} = T_s * \frac{U_i}{U_o}$$

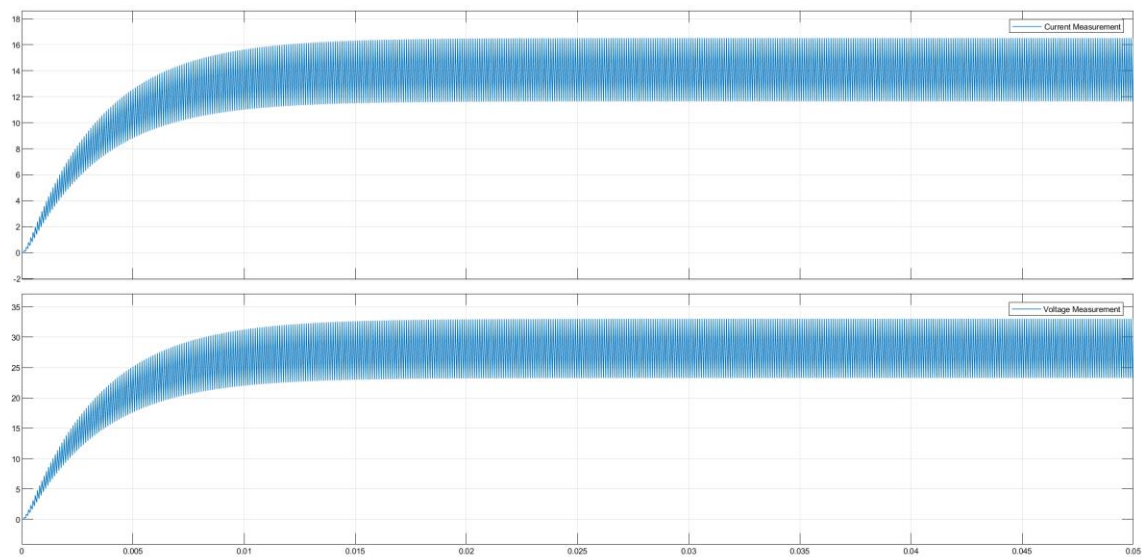
Ha  $I_o$  a diódán átmenő átlagáram, akkor:

$$I_{Lmax} + I_{Lmin} = 2 * I_o * \frac{T_s}{t_{off}}$$

### 2.1.3 Szimuláció



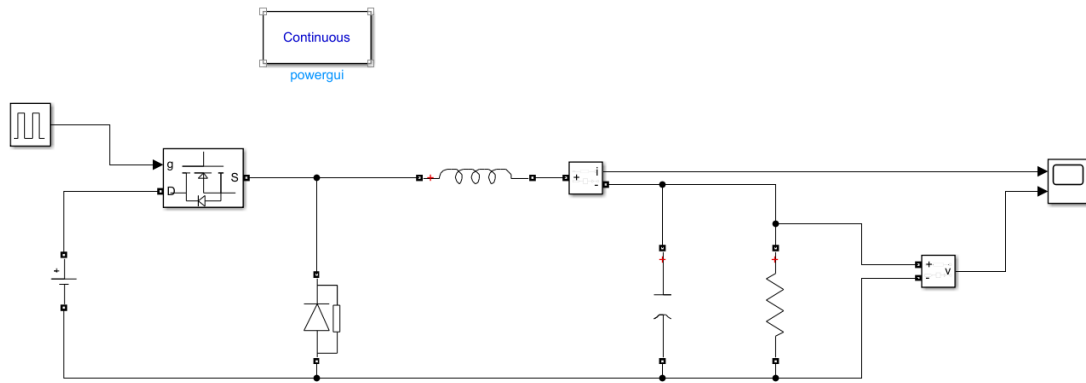
2. ábra A szimuláció eredménye 50% -os kitöltési tényező és 12V bemenő feszültség mellett



3. ábra A szimuláció eredménye 12V bemenő feszültség és 70%-os kitöltési tényező mellett

## 2.2 Feszültségcsökkentő (Buck) konverter

A Buck konvertert a feszültség csökkentésére használjuk.



4. ábra A Buck konverter Simulink modellje

### 2.2.1 Működése

Amikor a tranzisztort nyitott állapotba vezéreljük ( $t_{on}$ ), a teljes bemeneti  $U_i$  feszültség a kimeneti szűrőn, amit a kondenzátor és a tekercs alkot, a terhelésre kerül. A bemeneti áram növekszik, emiatt a tekercsben eltárolt energia is nő.

Amikor a tranzisztor nem vezet ( $t_{off}$ ), a tekercs önindukciója miatt a diódát nyitóirányban előfeszítjük. A diódán keresztül a tekercsben lévő áram a kondenzátor és a terhelés felé el kezd el folyni.

### 2.2.2 Egyenletek

A tranzisztor vezetése esetén a tekercs feszültsége:

$$U_L = U_i - U_o = L * \frac{\Delta I_L}{t_{on}} = L * \frac{I_{Lmax} - I_{Lmin}}{t_{on}}$$

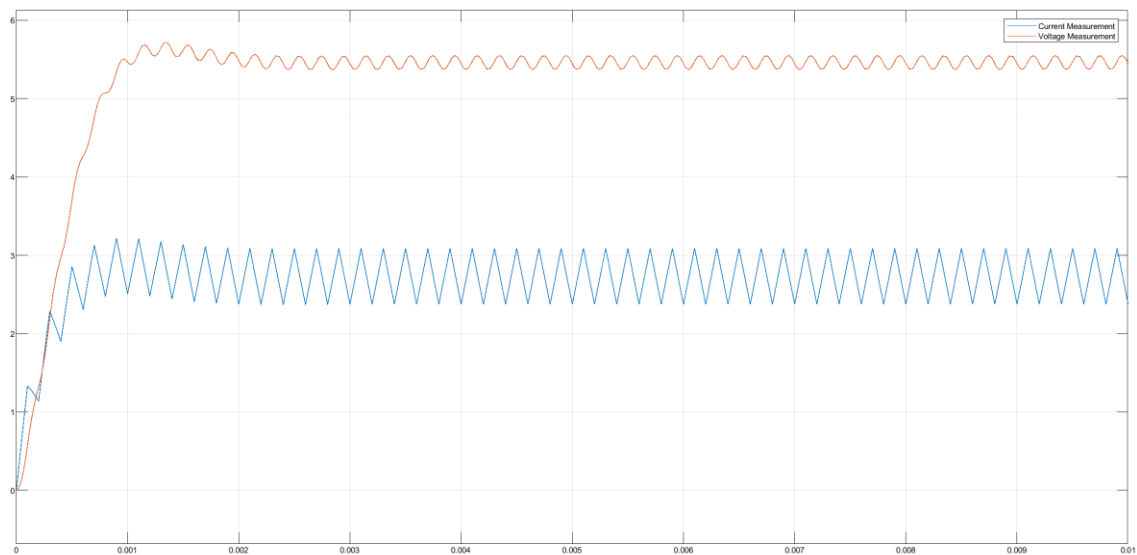
Ha a tranzisztor nem vezet, a tekercs feszültsége:

$$U_L = -U_o = -L * \frac{\Delta I_L}{t_{off}} = -L * \frac{I_{Lmax} - I_{Lmin}}{t_{off}}$$

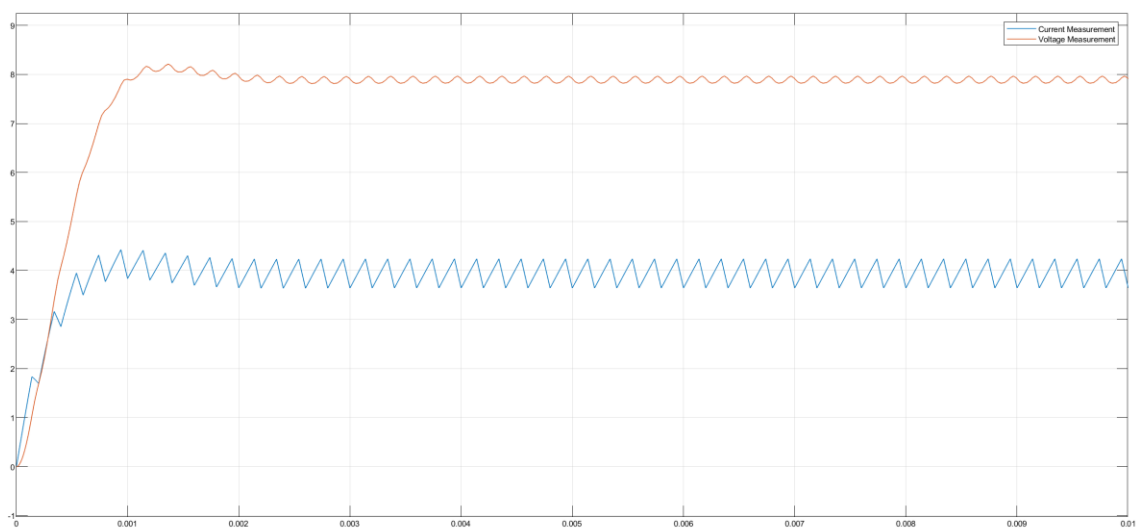
Állandósult állapotot feltételezve a következő egyenlet írható:

$$U_o = U_i * \frac{t_{on}}{T_s} = D * U_i$$

### 2.2.3 Szimuláció



5. ábra A szimuláció eredménye 50% -os kitöltési tényező és 12V bemenő feszültség mellett

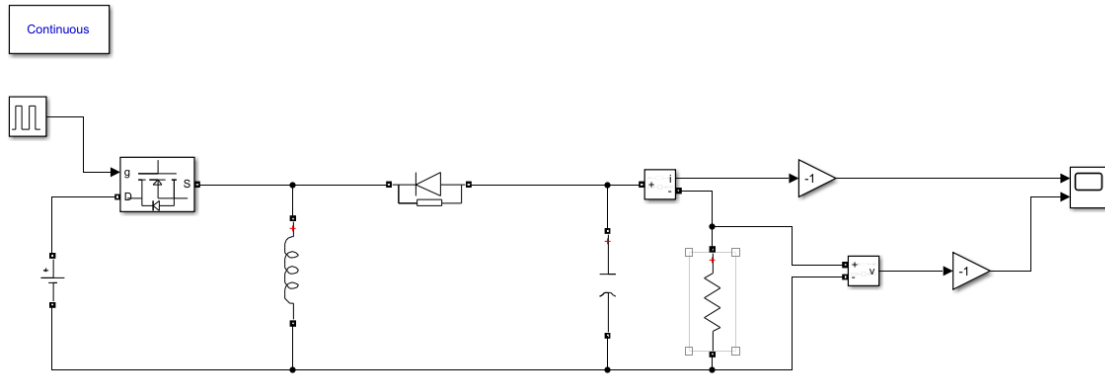


6. ábra a szimuláció eredménye 12V bemenő feszültség és 70%-os kimenő feszültség mellett

## 2.3 A Buck – Boost konverter

A Buck – Boost konverter képes a bemeneti feszültséghez ( $U_i$ ) képest növelni és csökkenteni a kimeneti feszültséget ( $U_o$ ), a kitöltési tényező függvényében.





7. ábra A Buck-Boost konverter Simulink modellje

### 2.3.1 Működése

A tranzisztor periodikusan kapcsolja az  $U_i$  tápfeszültségre a tekercset. Amennyiben a tranzisztor vezet ( $t_{on}$ ), az energia eltárolódik a tekercsben. A dióda záró irányban van előfeszítve, így a kimeneti  $I_o$  áramot a kondenzátorban felhalmozott energia szolgáltatja.

Ha a tranzisztor nem vezet, a tekercs önindukciója révén keletkező feszültség kinyitja a diódát. A felhalmozódott energiából jut a terhelésre, valamint a kondenzátor is feltöltődik.

A Buck - Boost konverter két üzemmódja a bemeneti jel kitöltési tényezőjétől függ. A konverter 50% alatt feszültségcsökkentő (Buck), 50% felett feszültségnövelő (Boost) üzemmódban működik.

### 2.3.2 Egyenletek

A tranzisztor vezetése esetén felírható egyenlet:

$$U_L = U_i = L * \frac{\Delta I_L}{t_{on}} = L * \frac{I_{Lmax} - I_{Lmin}}{t_{on}}$$

A tranzisztor kikapcsolása esetén felírható egyenlet:

$$U_L = -U_o = -L * \frac{\Delta I_L}{t_{off}} = -L * \frac{I_{Lmax} - I_{Lmin}}{t_{off}}$$

Állandósult állapotot feltételezve, a feszültségváltozás értéke a tekercsen nulla, tehát:

$$U_i * t_{on} = U_o * t_{off}$$

Ahonnán:

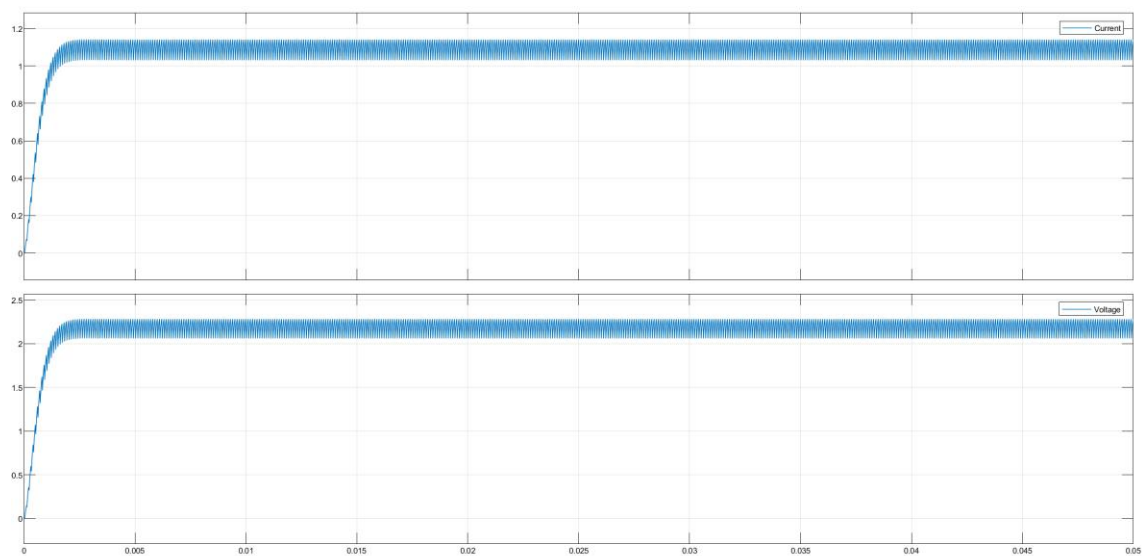
$$U_o = U_i * \frac{t_{on}}{t_{off}} = \frac{D}{1-D} * U_i$$

Ahol D a kitöltési tényező:

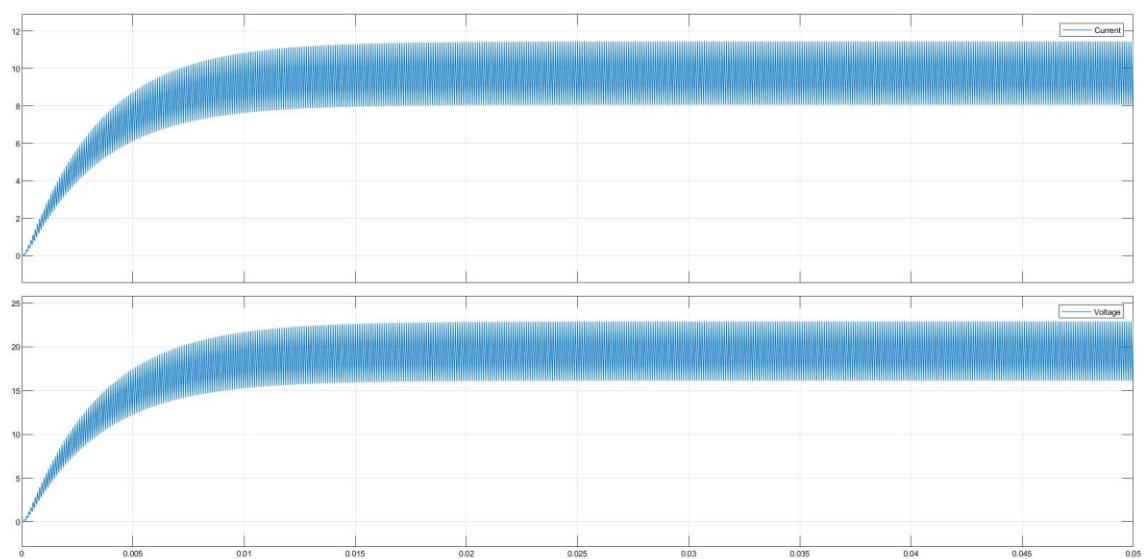
$$D = \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}}$$

### 2.3.3 Szimuláció

A szimuláció 12V bemenő feszültség mellett:



8. ábra A szimuláció eredménye 20%-os kitéltési tényező esetén



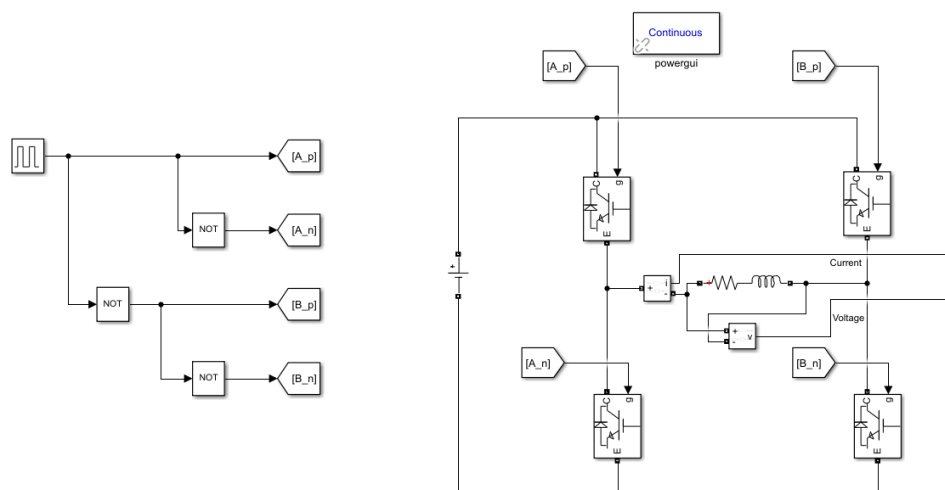
9. ábra A szimuláció eredménye 70%-os kitéltési tényező esetén

## 3. H-Híd

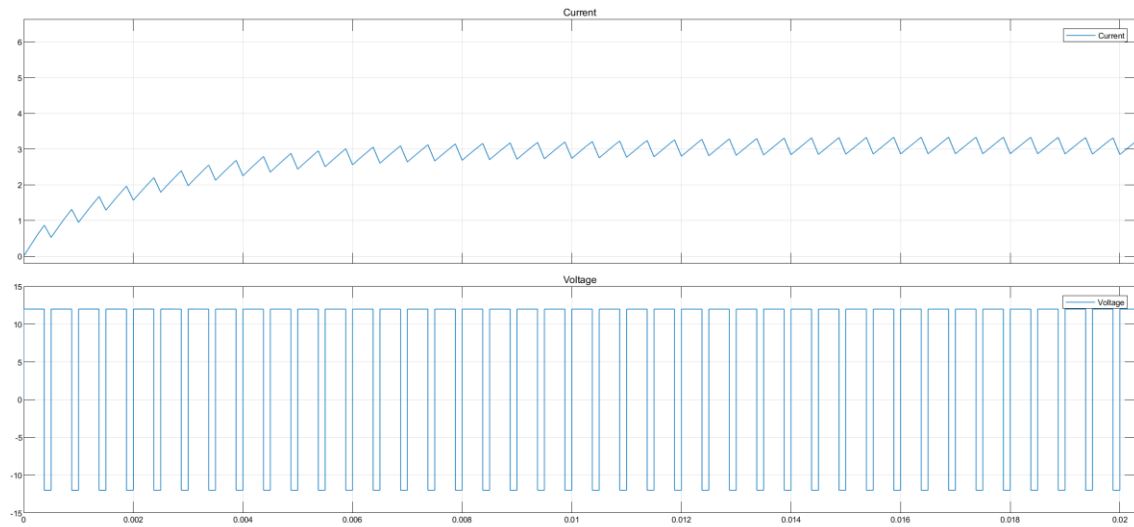
A H-Híd lényege, hogy kapcsoláson belül egy vezetékszakaszon az áram folyásának irányát meg tudjuk változtatni. Vezérlési szempontból két különböző módot ismerünk, amely a bipoláris és az unipoláris.

### 3.1 Bipoláris vezérlés

A kapcsolás bipoláris vezérlése során a megépített áramkörben az általunk reprezentált R-L terhelésen változtatni fogja a polaritást. A kitöltési tényező változtatásával a kimeneti jel középértékét fogjuk tudni vele módosítani. Ha a kitöltési tényező 50%-on van akkor a középérték 0V lesz, ha ez 50% feletti érték akkor pozitív feszültség lesz, ha pedig alatta, akkor negatív értéket fog felvenni.



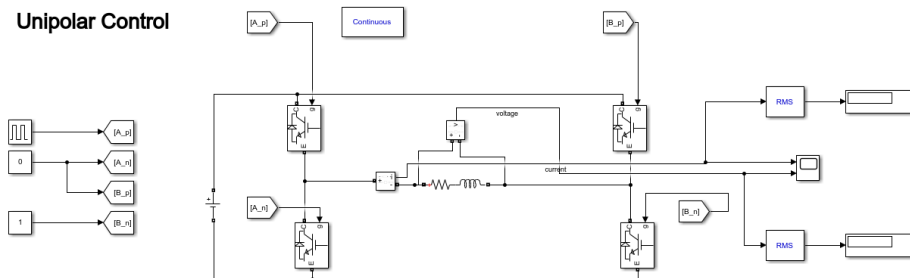
10. ábra A bipoláris vezérlés a H-híd



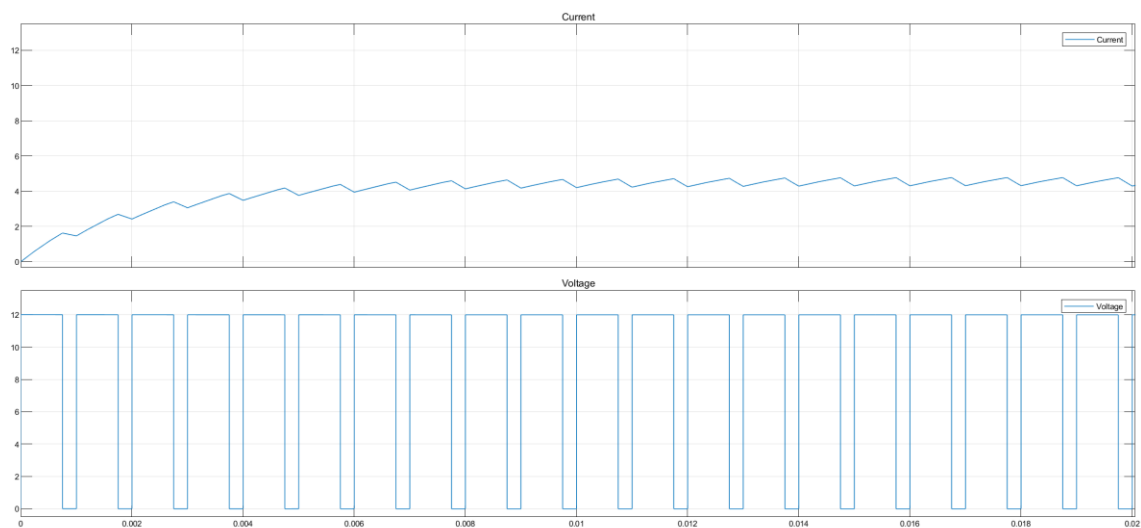
11. ábra A szimuláció eredménye 12V bemenő feszültség és 75%-os kitöltési tényező mellett

### 3.2 Unipoláris vezérlés

A bipoláris vezérlés megvalósítása bonyolultabb, de az áramhullámosság szempontjából kedvezőbb. Az unipoláris vezérlésnek köszönhetően ki lehet küszöbölni a bipoláris vezérlésnél lévő áramingadozást. Ennek a megvalósítását úgy tudjuk elérni, hogy csak pozitív vagy negatív feszültséget kapcsolunk, illetve nullát.



12. ábra Az unipoláris vezérlés és a H-híd



13. ábra A szimuláció eredménye 12V bemenő feszültség és 75%-os kitöltési tényező mellett

## 4. DC motor

### 4.1 DC motor modellezése egyenletek segítségével

A DC motor modellezéshez szükséges a villamos, illetve a mechanikai egyenletek felírása.

Villamos és mechanikai egyenletek a következők:

$$U = R \cdot i + L \cdot \frac{di}{dt} + U_b \rightarrow i = \int \frac{U - U_b - R \cdot i}{L} dt$$

$$T_m = T_L + FF \cdot \omega + J \cdot \frac{d\omega}{dt} \rightarrow \omega = \int \frac{T_m - T_L - FF \cdot \omega}{J} dt$$

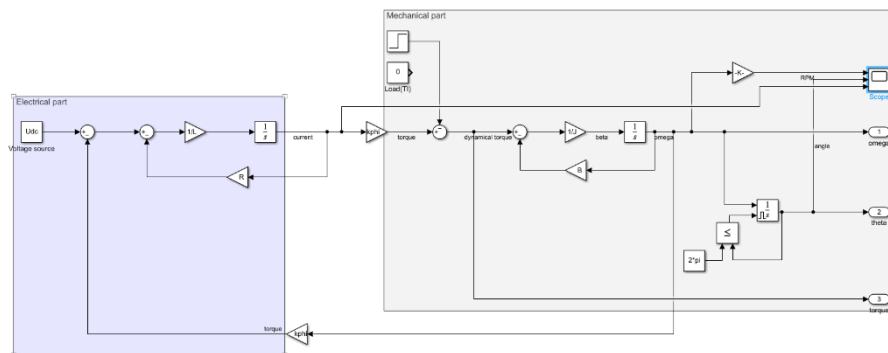
$$U_b = k \cdot \phi \cdot \omega$$

$$T_m = k \cdot \phi \cdot i$$

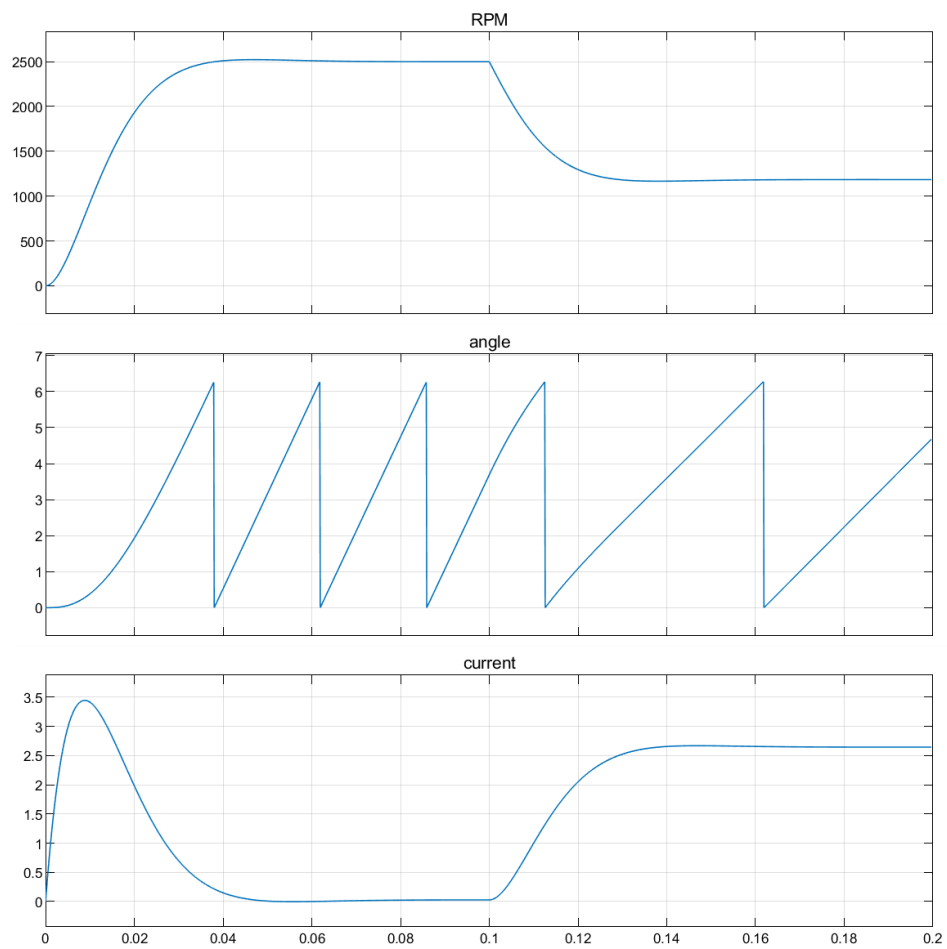
$$\omega = \frac{d\phi}{dt} \rightarrow \phi = \int \omega dt$$

### 4.2 DC motor modellezése Simulink segítségével

A fent leírt egyenletek alapján megépítettük a DC motor matematikai modelljét, majd egységugrás terhelést alkalmazva vizsgáltuk a működését.



14. ábra A DC motor Simulink modellje



15. ábra A DC motor működésének szimulációja

## 5. Hengeres állandómágneses szinkrongép

### 5.1 Hengeres PMSM modellezése

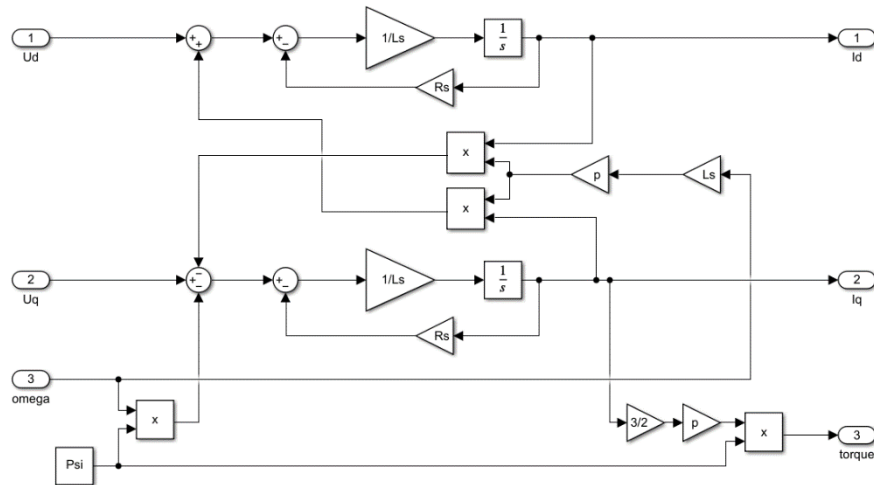
PMSM (Permanent Magnetic Synchronous Motor), másnéven állandó mágneses szinkrongép egyenleteinek felírása segítségével meg tudjuk építeni a Simulinkes modelljét.

Az alábbi egyenletek tudják modellezni a motort villamos szempontból:

$$\frac{d}{dt} \cdot i_d = \frac{1}{L} \cdot u_d - \frac{R}{L} \cdot i_d + p \cdot \omega_m \cdot i_q$$

$$\frac{d}{dt} \cdot i_q = \frac{1}{L} \cdot u_q - \frac{R}{L} \cdot i_q + p \cdot \omega_m \cdot i_d - \frac{\psi \cdot p \cdot \omega_m}{L}$$

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \psi \cdot i_q$$



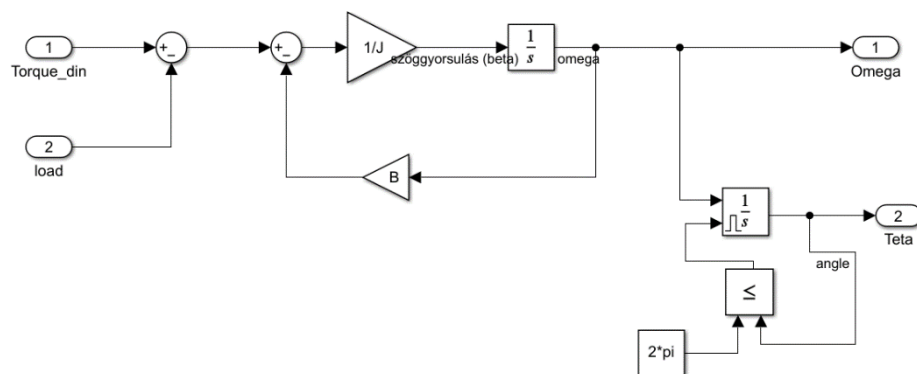
16. ábra A PMSM matematikai modellje

A motor modellje mechanikai szempontból:

$$\theta_m = \int \omega_m dt$$

$$\omega_m = \int \frac{1}{J} (T_{elektromos} - T_{terhelés} - T_{FF}) dt$$



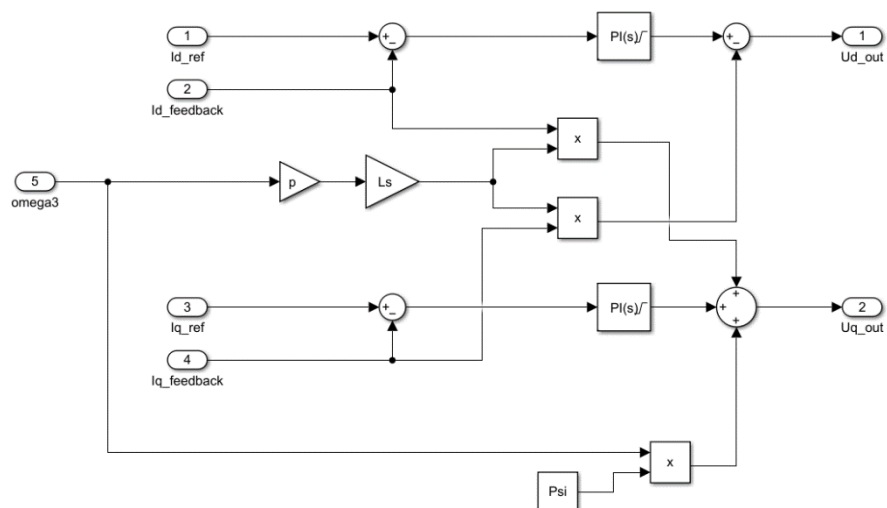


17. ábra A PMSM mechanikai modellje

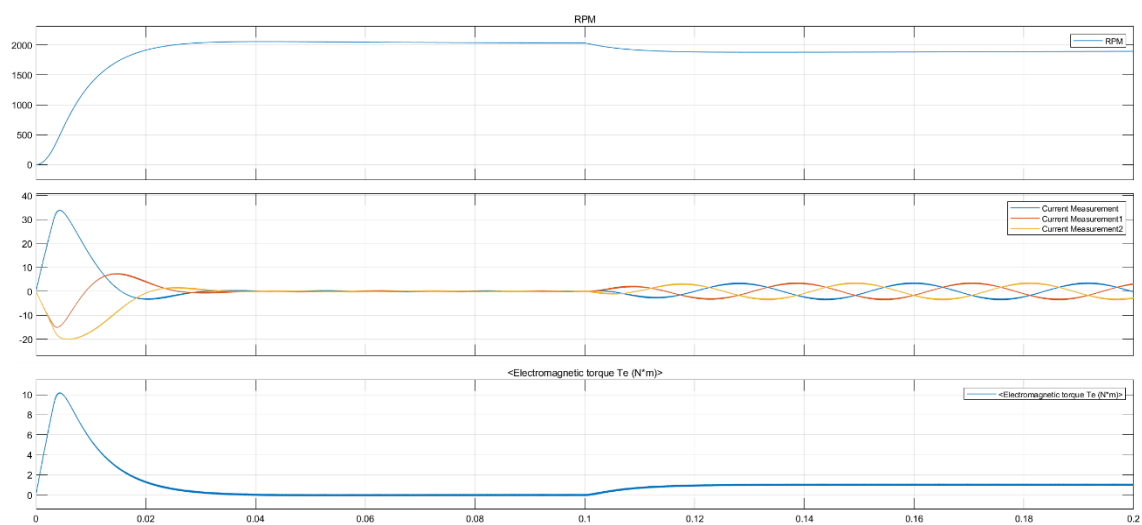
## 5.2 D-Q szabályzás

A motorok szabályozása esetén a mennyiségek, amelyeket mérünk, illetve a beavatkozó jelek is mind-mind forgó-koordináta rendszerben vannak, azonban a szabályzók esetében ezek álló-koordináta rendszert képviselnek, amely egyszerűsítéssel szolgál, mivel ekkor DC értékekkel lehet dolgozni.

Egy szimmetrikus háromfázisú rendszerben a vektorok egy kört írnak le, amelyben a feszültség amplitúdója a kör sugarának, a vektor által bezárt szög pedig a feszültség fázisszögét fogja jelölni. Ezt hívjuk térvektoros leírásnak.



18. ábra A d-q szabályzás Simulink modellje (hengeres PMSM esetén)

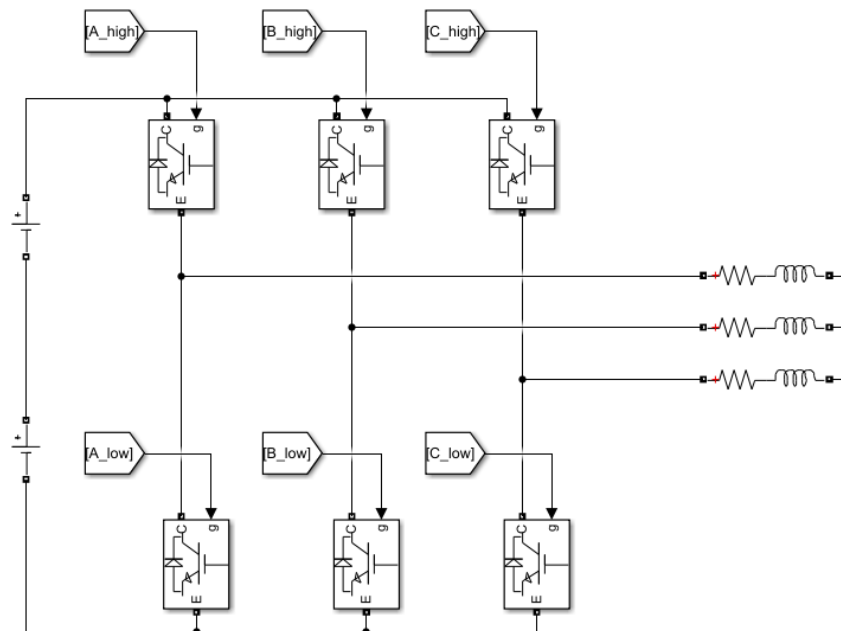


19. ábra A hengeres PMSM működésének szimulációja

## 6. Inverter

Az inverter egy DC/AC átalakító, tehát egyenfeszültséget alakítanak át váltakozó feszültségre egy vezérlő jel hatására. A kimeneti AC jel amplitúdója és frekvenciája változtatható. Megvalósítható a kétirányú energiaáramlás. Általában, két fajtát különböztetünk meg, a feszültség- illetve az áram invertert. A továbbiakban a háromfázisú feszültség inverterrel, illetve annak vezérlésével foglalkozunk.

A terhelést RL tagok csillagba kapcsolásával valósítottuk meg, amelyben az ellenállás értéke  $R=1\Omega$ , míg a tekercs induktivitása pedig  $L=10\text{mH}$ . Jelen esetben a táp feszültsége 12V-nak felel meg.

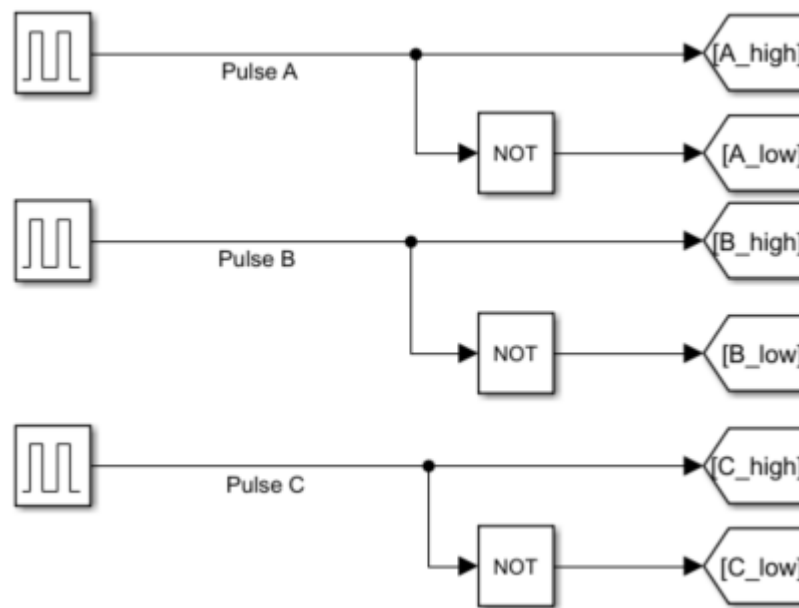


20. ábra A háromfázisú inverter Simulink modellje

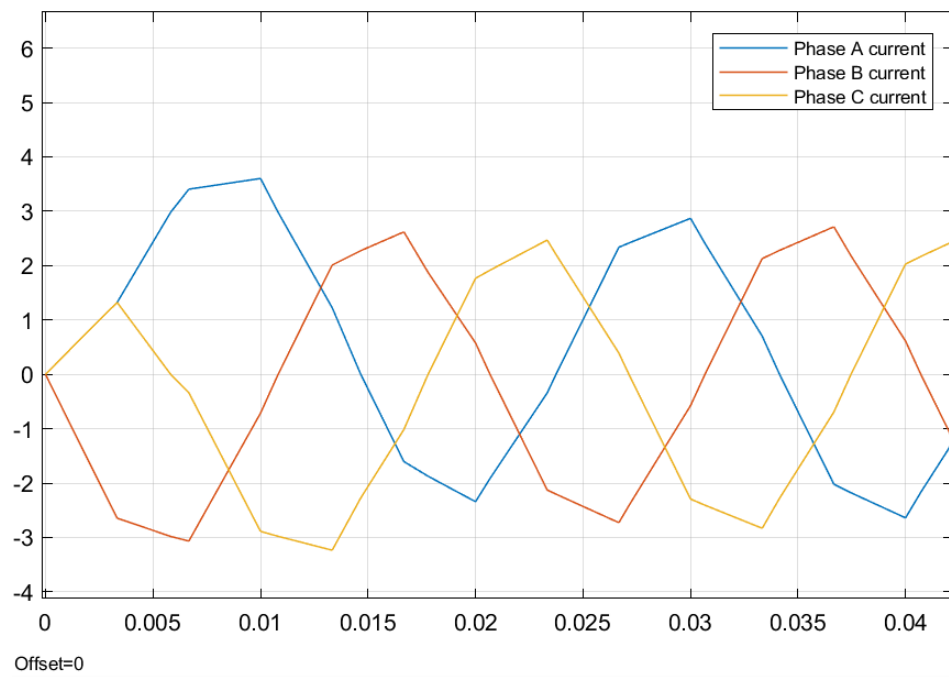
## 7. PWM moduláció

### 7.1 Six – Step moduláció

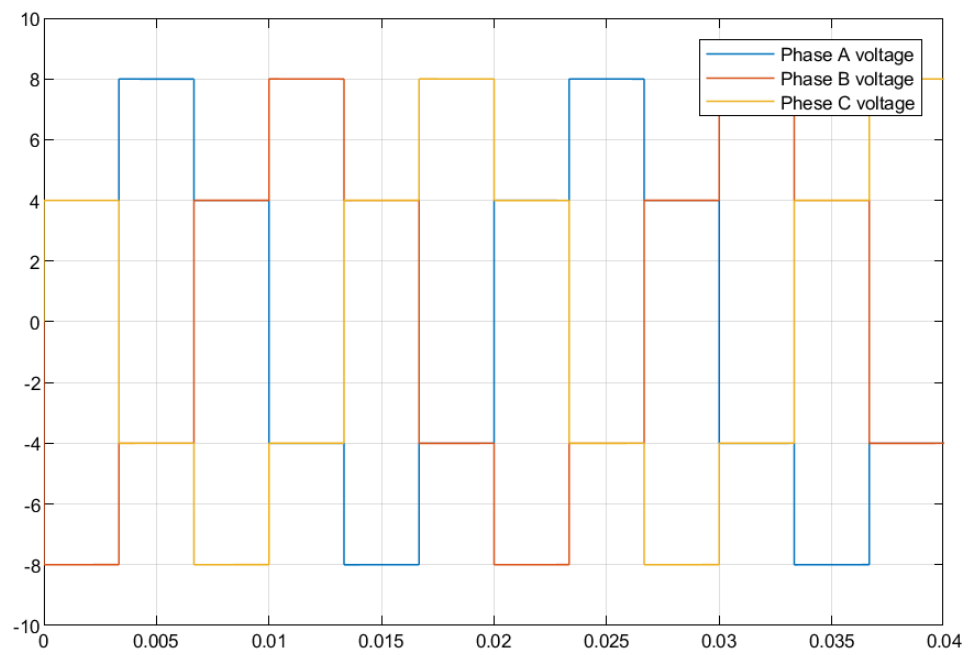
A legegyszerűbb inverter vezérlési módszert, amely során a vezérlést három darab egymáshoz képest  $120^\circ$ -al eltolt négyszög jellel valósítjuk meg.



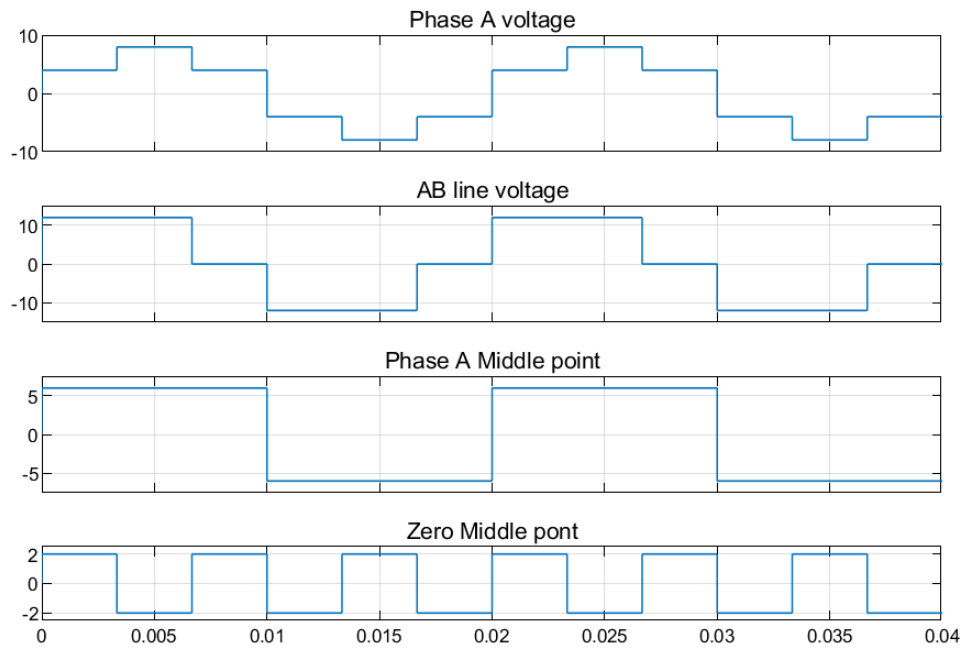
21. ábra A six-step vezérlés



22. ábra A kimeneti fázisáramok six-step vezérlés esetén



23. ábra A kimeneti fázisfeszültségek six-step vezérlés esetén



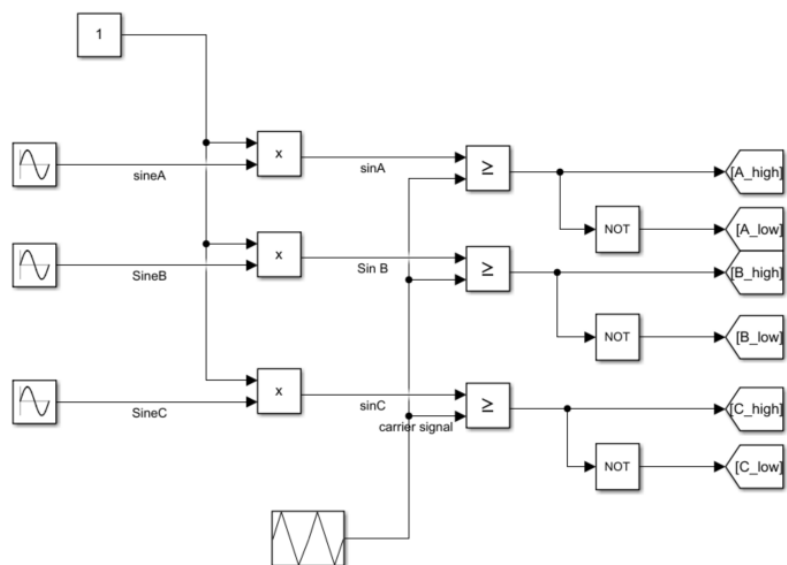
24. ábra a kimeneti jelalakok egy fázisra

A kimeneti áram szimulációján jól lehet látni, hogy nem tisztán szinuszos a jelünk ezért a Fourier-sorfejtésekor felharmonikusok is megjelennek, ami miatt a nyomaték nem lesz egyenletes, és ez a valóságban plusz mechanikai terhelést okoz.

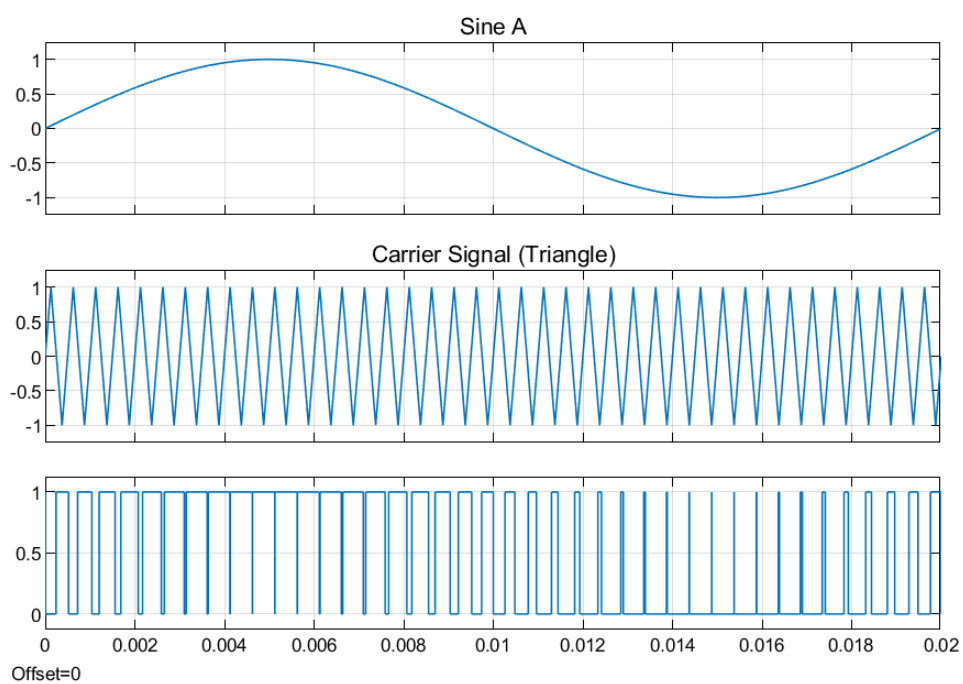
A felharmonikusok eltüntetésére fejlesztették ki a szinuszos PWM vezérlést.

## 7.2 Vivőjel alapú PWM (CBPWM)

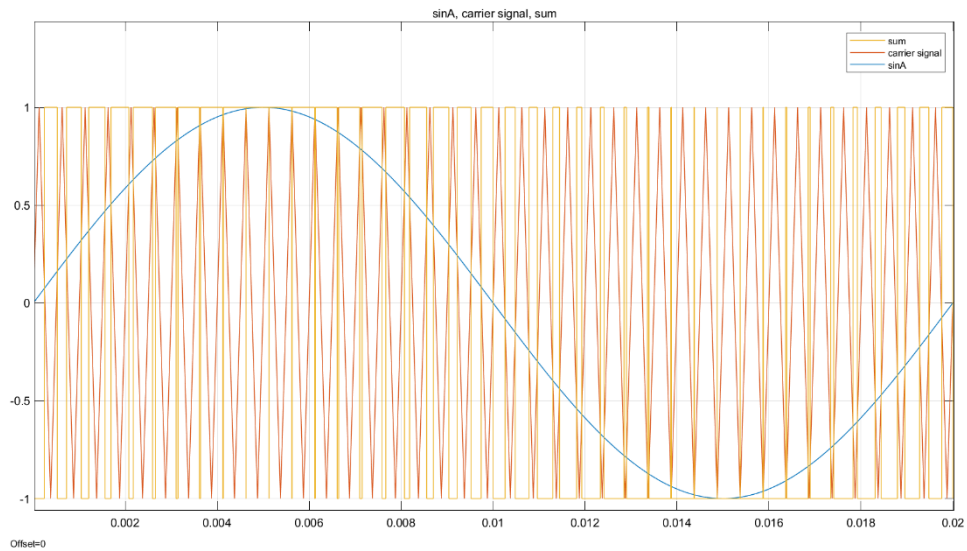
Háromszög vivőjel alapú moduláció, amely során ezt a vivőjelet komparálja a referencia szinusszal. Ez állítja elő a logikai jeleket, amik az inverter vezérléséért felelősek. A szinuszjelek egymáshoz képest  $120^\circ$ -al vannak eltolva.



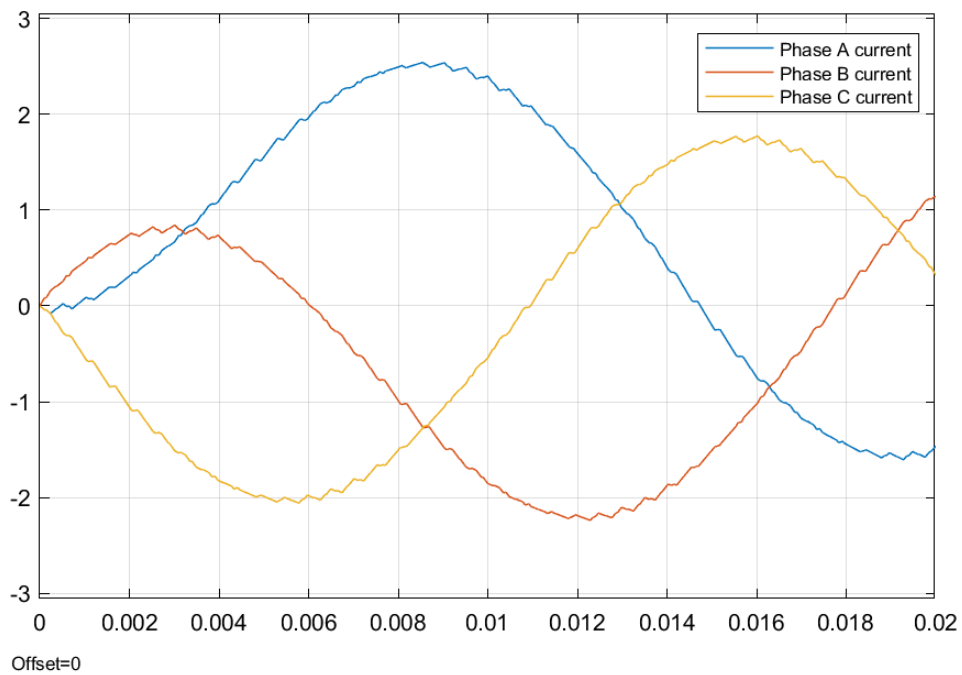
25. ábra A CBPWM Simulink modellje



26. ábra Az inverter vezérlőjelének előállítása (1)



27. ábra Az inverter vezérlőjelének előállítása (2)

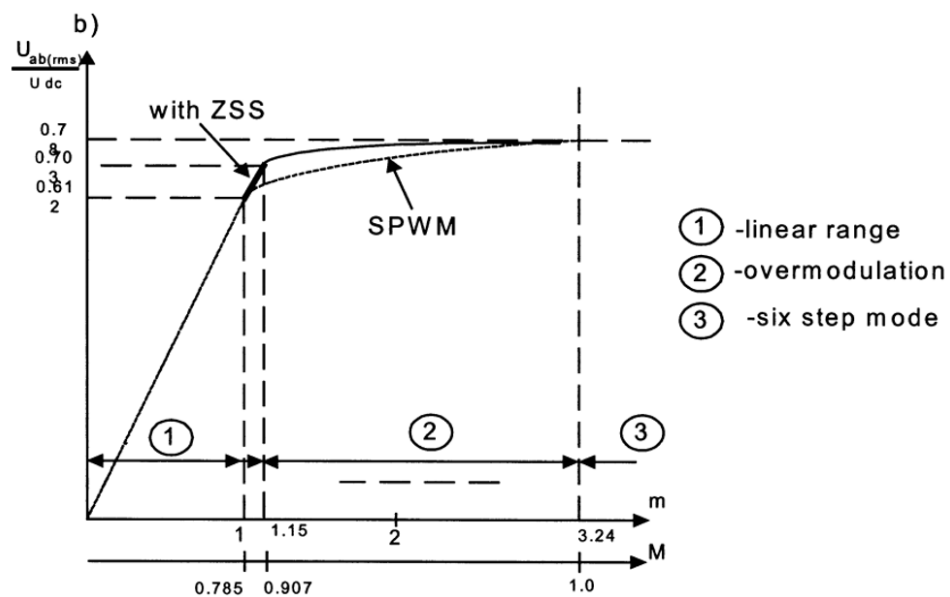


28. ábra A kimenő fázisáramok CBPWM esetén

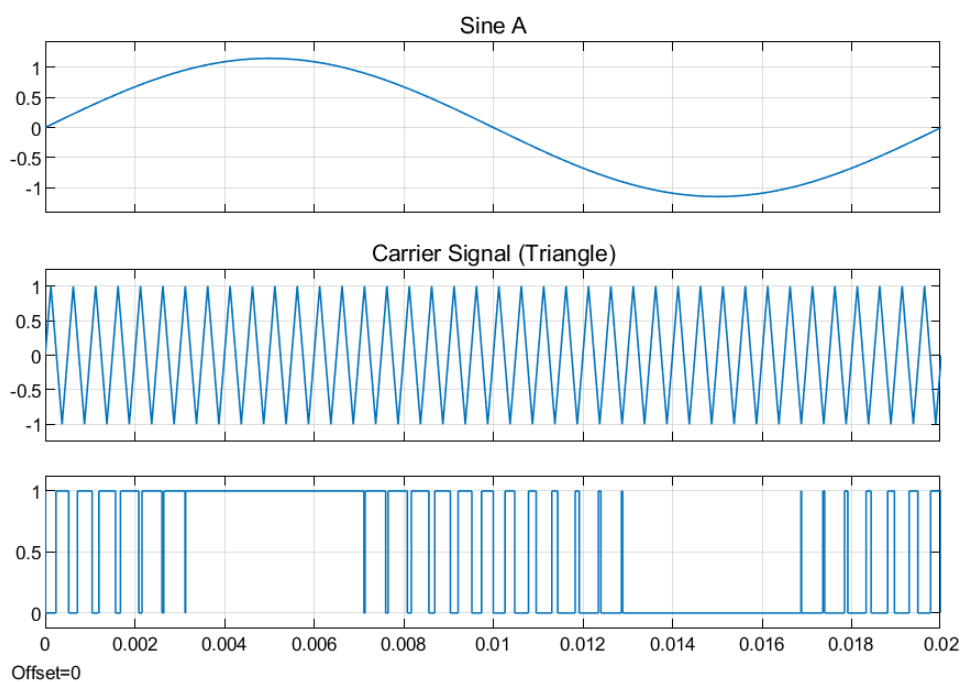
### 7.2.1 Túlvezérlés hatása

A szinuszos vezérlés hátránya, hogy a maximális feszültség átlaga kisebb, mint a Six-Step vezérlés esetében. Amennyiben túl nagy vezérlő szinusz jelet adunk a hajtásra, azaz túlvezéreljük a szinusz jelet, akkor a Six-Step esetén tárgyalt felharmojnikusok megjelennek. Túlvezérelt esetben a szinusz jelet 1.15-ös szorzással vettük figyelembe.

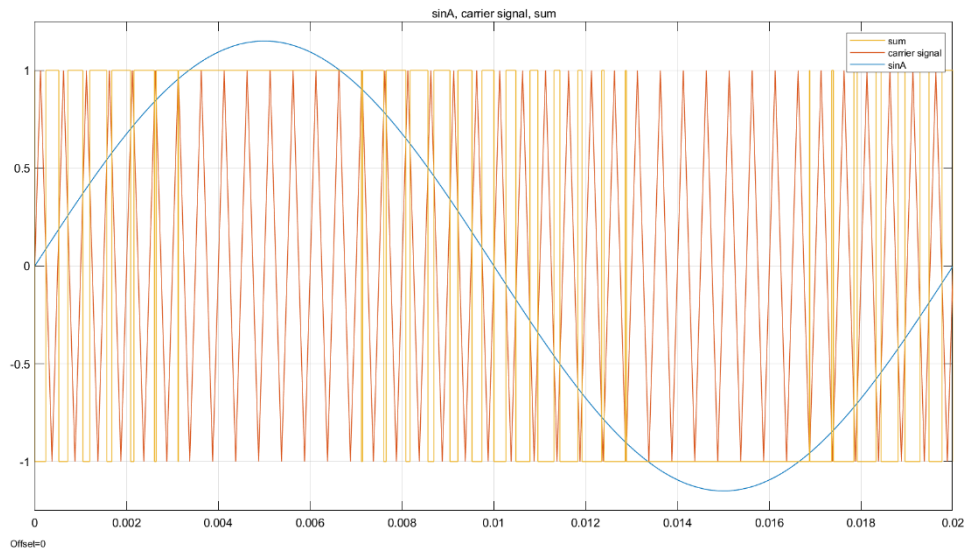




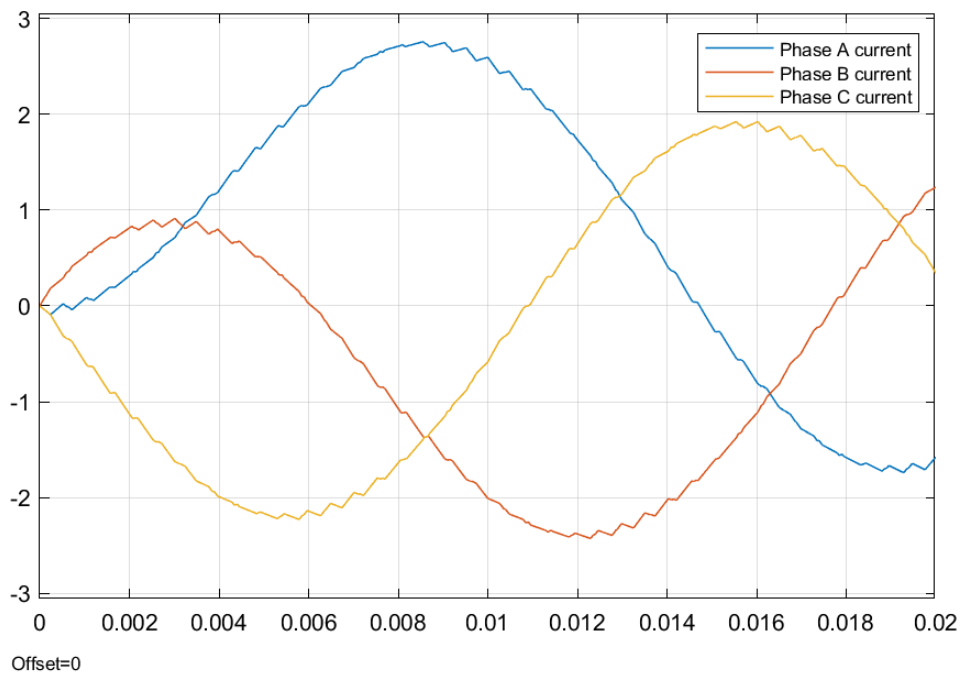
29. ábra Túlvezérlés [6]



30. ábra A vezérlőjel előállítása túlvezérelt esetben (1)



31. ábra A vezérlőjel előállítása túlvezérelt esetben (2)



32. ábra A kimenő fázisáramok túlvezérelt esetben

Az ábrán látható módon a túlvezérlés hatására a vezérlő jel konstans értéket vesz fel abban a tartományban. A vezérlés ebben a tartományban már nem lineáris, ennek következtében az áramot csak kis mértékben változtatja, viszont rengeteg felharmonikust visz a rendszerbe.

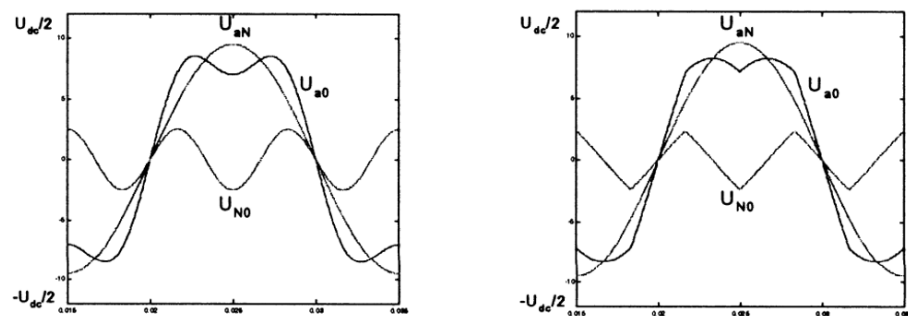
A lineáris tartomány kibővítésére fejlesztették ki a harmadik harmonikus injektálását a vezérlőjelbe.

## 7.3 Harmadik harmonikus

Mivel a motor csillagpontja nincs kivezetve és összekötve a DC oldal középpontjával, ezért a fázisáramok csak az egyes fázisok közötti feszültségkülönbségét határozzák meg. Így lehetséges hozzáadni a harmadik harmonikus frekvencián egy zérus sorrendű jelet, ami nem okoz torzítást a fázisfeszültségekben és nem befolyásolja a fázisáramokat. A hozzáadott zérus sorrendű jel kibővíti a moduláció lineáris tartományát:

$$M_{max} = \frac{\pi}{2 \cdot \sqrt{3}} = 0.907$$

A zérus sorrendű jel hatására megváltozik az áramhullámosság, redukálja a kapcsolási frekvenciát és az áram harmonikusokat is.

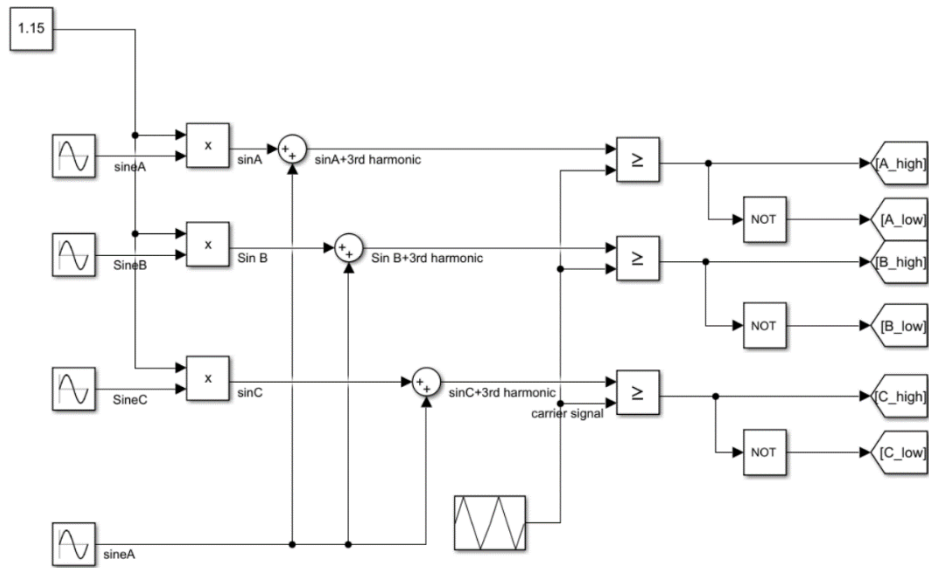


33. ábra A harmadik harmonikus jel két típusa [6]

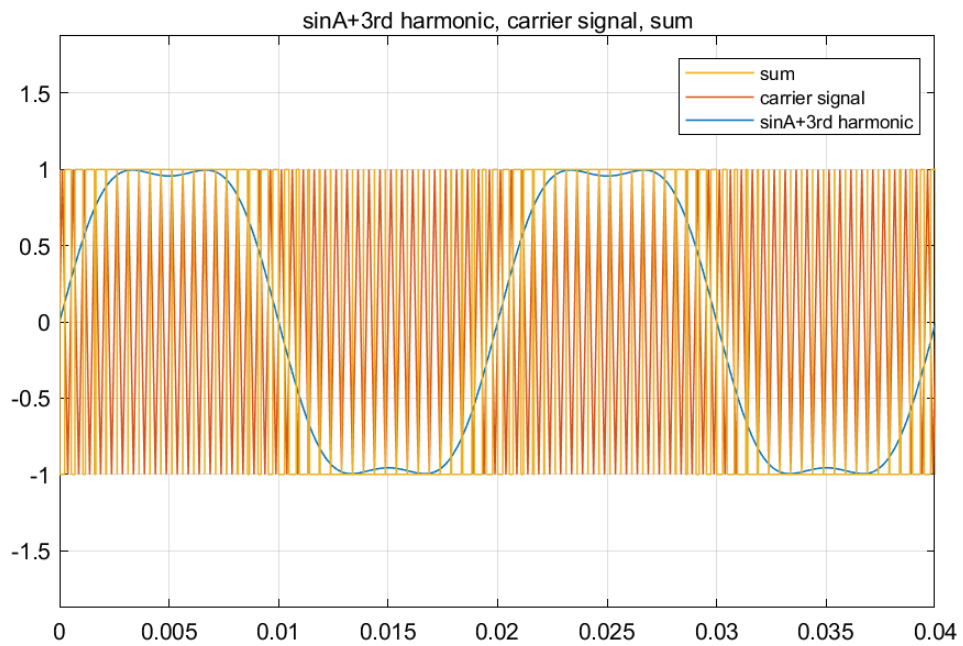
A zérus sorrendű jel a az N és a 0 pont között lép fel ( $U_{N0}$ ) és a fázisfeszültségekben figyelhető meg.

### 7.3.1 Szinuszos harmadik harmonikus jel

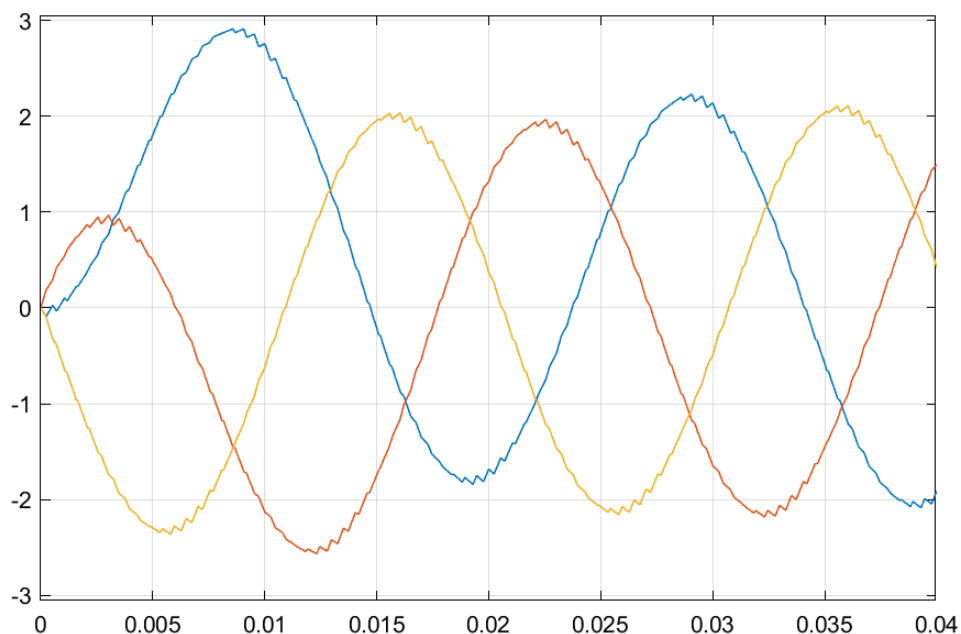
Annak érdekében, hogy a six-step-hez hasonló maximális feszültség átlagot kapjunk, egy plusz szinuszos jelet iktatunk a vezérlésbe, amelynek a többitől eltérő az amplitúdója. Ez az érték 1/6-tól egészen az 1/4-es értékig terjedhet. Az 1/6-os értékhez a maximális lineáris tartomány tartozik, míg az 1/4-es értékhez pedig a minimális amplitúdójú áramharmonikusok tartoznak. A szimuláció során az általunk választott amplitúdó érték a 0.193.



34. ábra A szinuszos harmadik harmonikus jel Simulink modellje



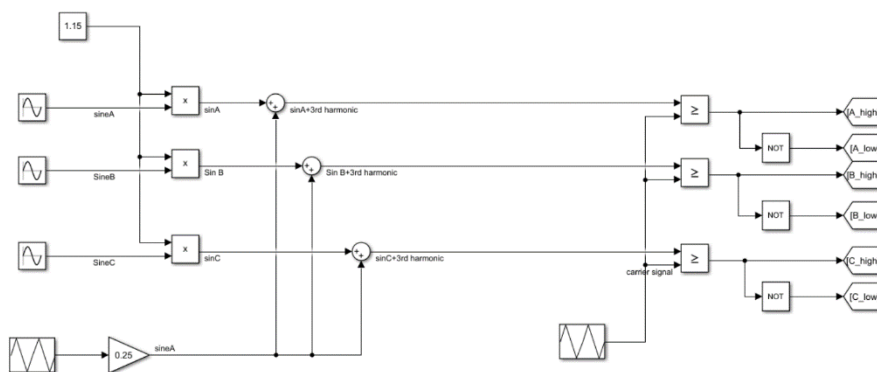
35. ábra A vezérlőjel előállítása túlvezérlet esetben



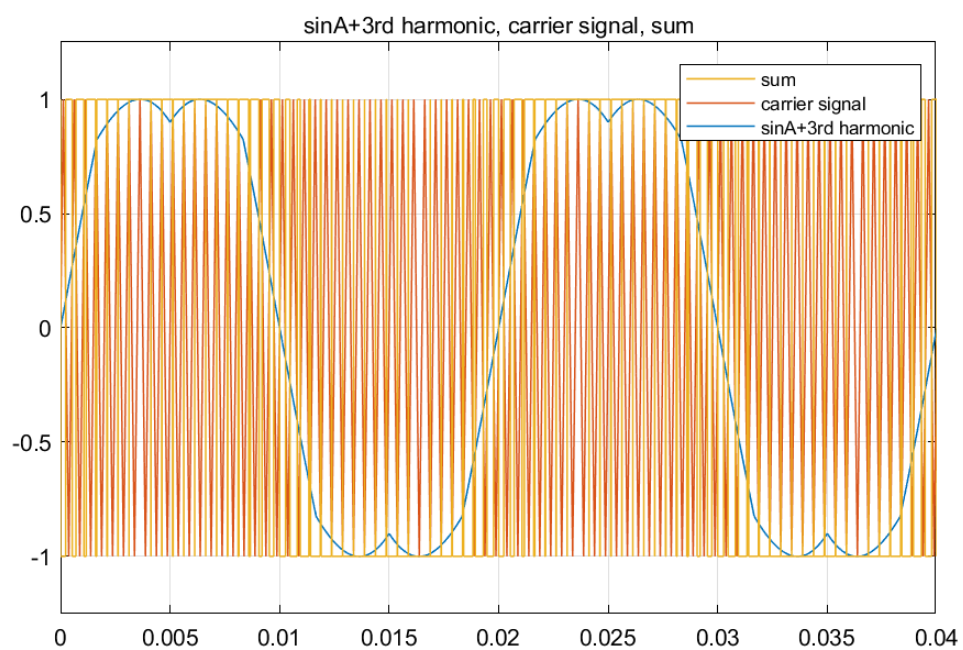
36. ábra A kimenő fázisáramok szinuszos harmadik harmonikus injektálása esetén, túlvezérelt esetben

### 7.3.2 Háromszög alakú harmadik harmonikus jel

A háromszög alakú zérus sorrendű jel egy negyed amplitúdóval a klasszikus térvektoros modulációt eredményezi a mintavételi időben szimmetrikusan elhelyezett zérusvektorral.



37. ábra A háromszög alakú harmadik harmonikus jel Simulink modellje



38. ábra A vezérlőjel előállítása

## 8. Térvektor moduláció (Space Vector Modulation)

A háromfázisú, kétszintű invertereknek 8 féle lehetséges kimenetük van: 6 db aktív és 2 db zérusvektor. Az aktív vektorok segítségével hat szektorra lehet felosztani a síkot, a 38. ábrán látható módon. Ezen a síkon az  $U^*$  referenciavektor két aktív és egy zérusvektor segítségével előállítható.

Az  $U^*$  vektor maximális hossza minden szög esetén:

$$U_{\max}^* = \frac{U_{DC}}{\sqrt{3}}$$

Ennél nagyobb kimeneti feszültség értékek, amelyekkel a six-step üzemmód elérhető, egy speciális túlmodulációs algoritmussal valósíthatók meg.

A térvektoros moduláció esetén a vezérlőelektronika egyszerűsíthető, mert nincsenek különálló modulátorai az egyes fázisoknak. A beérkező szögről eldönti, hogy a vektor melyik szektorban van és az annak megfelelő kimenetet teszi aktívvá. Az  $U^*$  referenciavektort állandó mintavételi frekvenciával mintavételezzük:

$$2 \cdot f_s = \frac{1}{T_s}$$

A következő  $U^*(T_s)$ -t arra használjuk fel, hogy kiszámítsuk a vektorok bekapcsolási idejét ( $t_1, t_2, t_0, t_7$ ).

Az időket egyszerű trigonometriai egyenletek segítségével határozhatjuk meg. A továbbiakban az első szektor kiszámítására mutatjuk be a képletet, de az egyenletek hasonló módon számíthatók a többi szektorban is, a különbség a zérusvektorok elhelyezésében van:

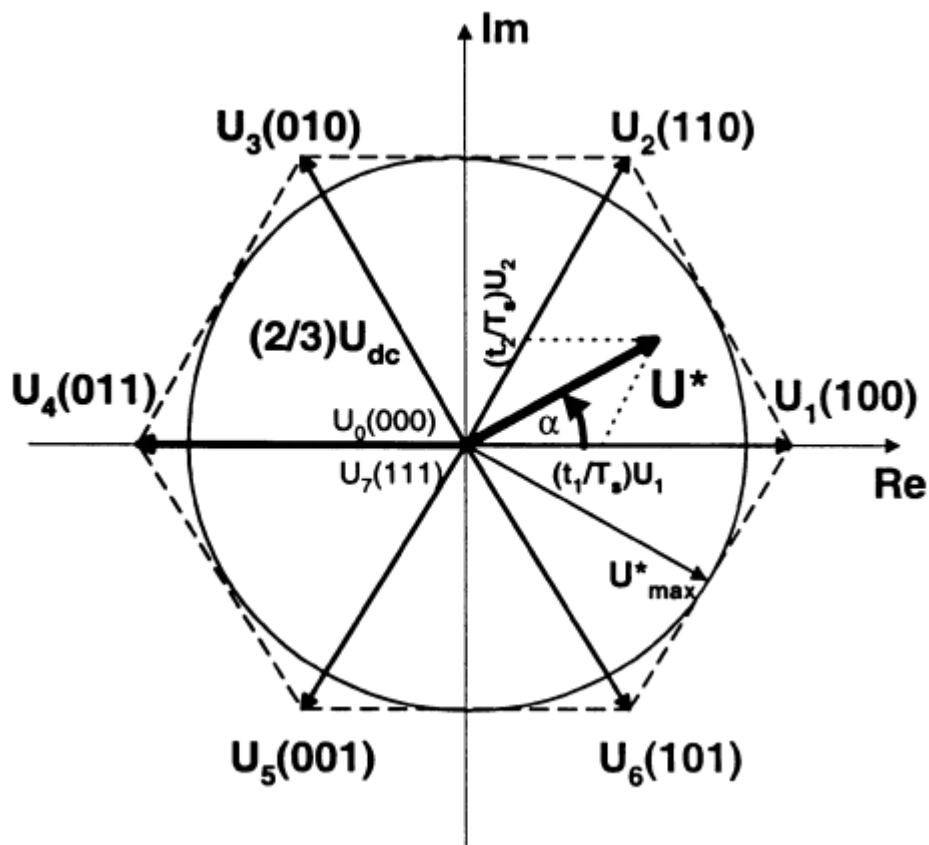
$$t_1 = \frac{2 \cdot \sqrt{3}}{\pi} \cdot M \cdot T_s \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right)$$

$$t_2 = \frac{2 \cdot \sqrt{3}}{\pi} \cdot M \cdot T_s \cdot \sin(\alpha)$$

$$t_{0,7} = T_s - t_1 - t_2 = t_0 + t_7$$

Az időkre a következő feltétel vonatkozik:

$$t_1 + t_2 \leq T_s$$



39. ábra Space Vector Modulation vektorábrája [6]

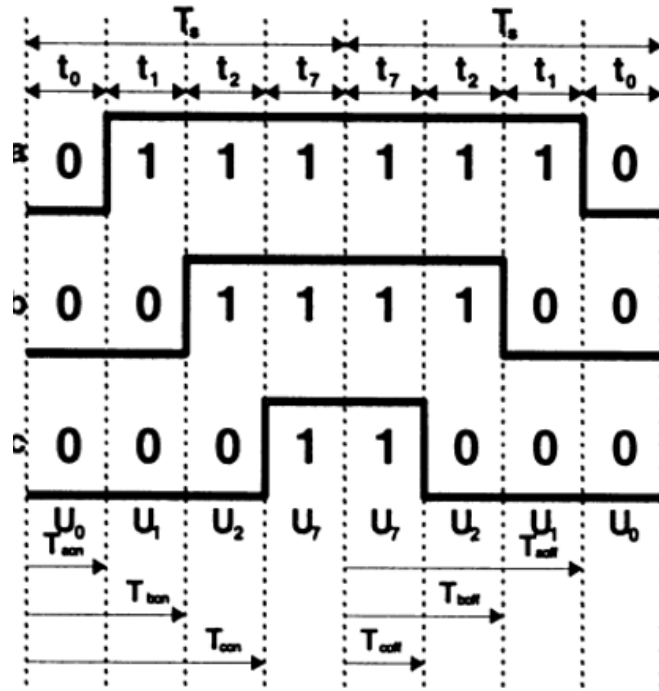
## 8.1 Térvektor Moduláció a zérusvektorok szimmetrikus elhelyezésével (SVPWM)

Az SVM módszerek közül ez a legnépszerűbb. A használatához egy feltételnek kell teljesülnie:

$$t_0 = t_7 = \frac{(T_s - t_1 - t_2)}{2}.$$

A  $t_0$  időhöz tartozó vektor az  $U_0 (0,0,0)$  vektornak feleltethető meg. Ezt a sémát követve a többi vektor értéke is meghatározható az ábráról.





40. ábra Térvektor modulációs szimmetrikus vezérlése [6]

A konvencionális SVPWM módszer egy szektorra számolja ki az időket, a további szektorokra pedig elcsúsztatja az alábbiak szerint:

1. szektor:

$$\begin{bmatrix} T_{a,off} \\ T_{b,off} \\ T_{c,off} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} 0.5t_0 \\ t_1 \\ t_2 \end{bmatrix}$$

2. szektor:

$$\begin{bmatrix} T_{a,off} \\ T_{b,off} \\ T_{c,off} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} 0.5t_0 \\ t_1 \\ t_2 \end{bmatrix}$$

3. szektor:

$$\begin{bmatrix} T_{a,off} \\ T_{b,off} \\ T_{c,off} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} 0.5t_0 \\ t_1 \\ t_2 \end{bmatrix}$$

4. szektor:

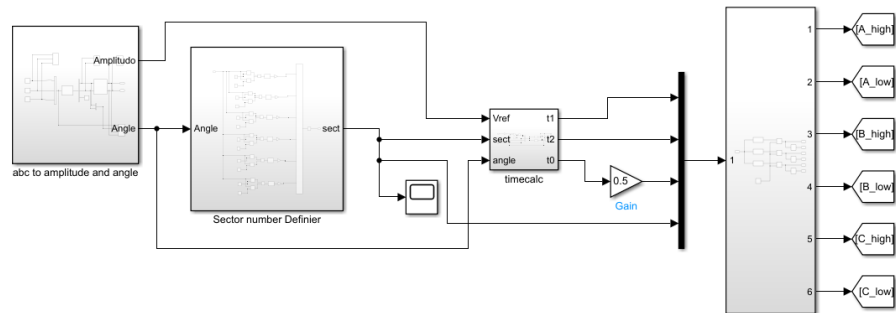
$$\begin{bmatrix} T_{a,off} \\ T_{b,off} \\ T_{c,off} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} 0.5t_0 \\ t_1 \\ t_2 \end{bmatrix}$$

5. szektor:

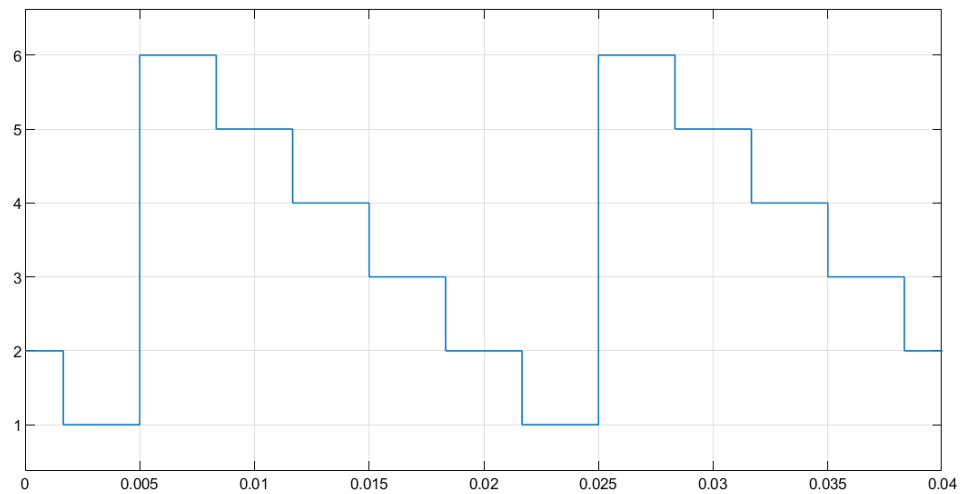
$$\begin{bmatrix} T_{a,off} \\ T_{b,off} \\ T_{c,off} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} 0.5t_0 \\ t_1 \\ t_2 \end{bmatrix}$$

6. szektor:

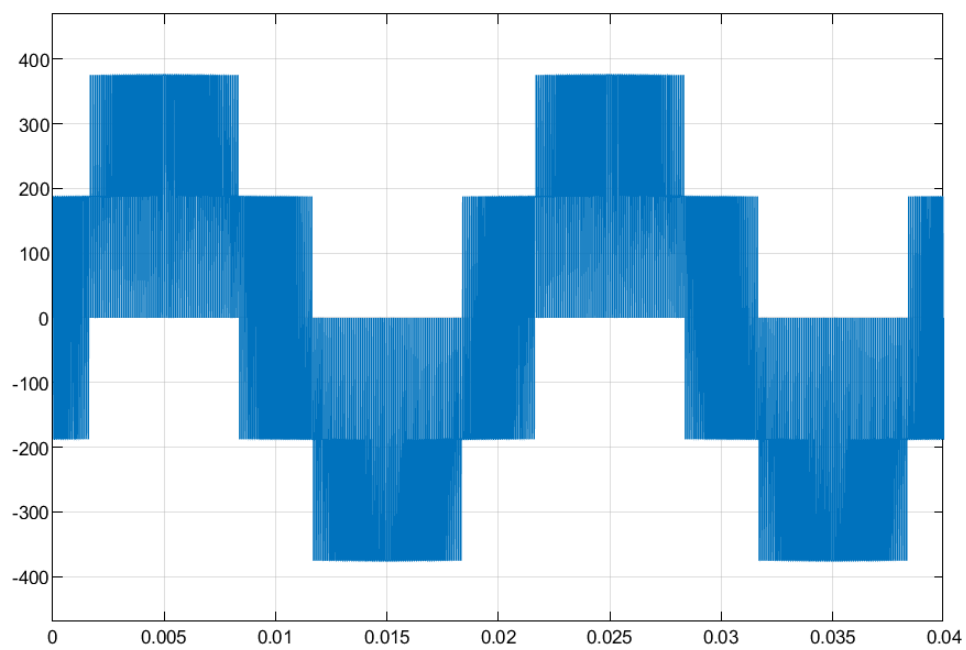
$$\begin{bmatrix} T_{a,off} \\ T_{b,off} \\ T_{c,off} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} 0.5t_0 \\ t_1 \\ t_2 \end{bmatrix}$$



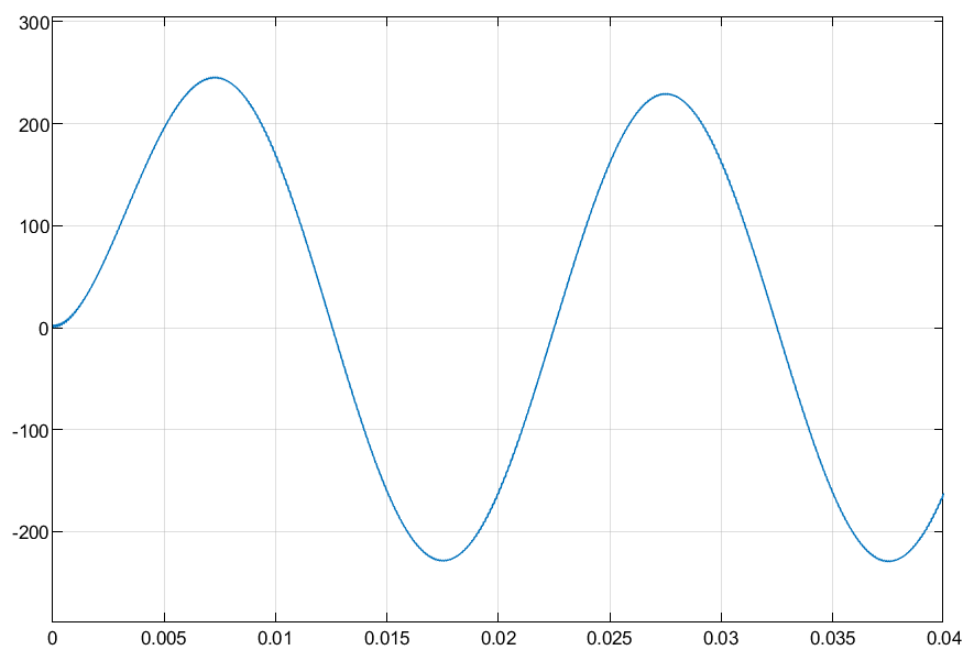
41. ábra Az SVPWM Simulink modellje



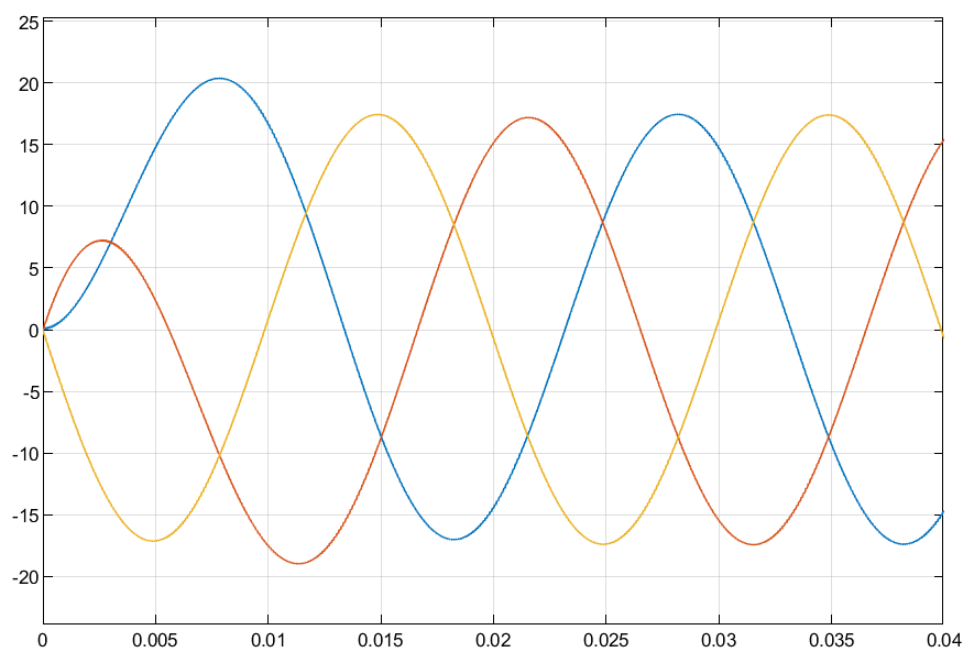
42. ábra A kiadott feszültségszintek



43. ábra Egy fázis kimenő feszültsége



44. ábra Egy kimenő fázis feszültsége szűrés után



45. ábra A kimeneti fázisáramok

## 9. Kiálló pólusú, állandómágneses szinkrongép

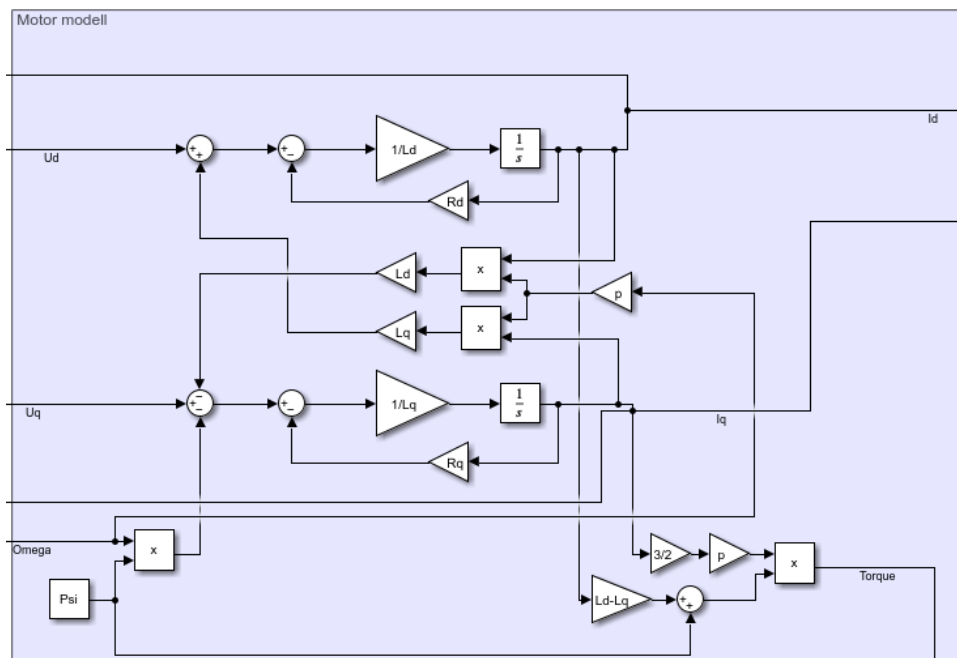
A kiálló pólusú gépet szintén az egyenletei alapján építettük meg MATLAB Simulink környezetben. Majd ezt követően hozzá illesztettük a motornak az áramszabályozóját, amelyben a klasszikus pólus kiejtéses szabályozást valósítottuk meg.

A motor feszültségeinek egyenletei a következők:

$$\begin{bmatrix} U_{ds} \\ U_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\omega_r L_q & R_d + L_d p \\ R_q + L_q p & \omega_r L_d \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_r L_m i_{fr} \end{bmatrix}$$

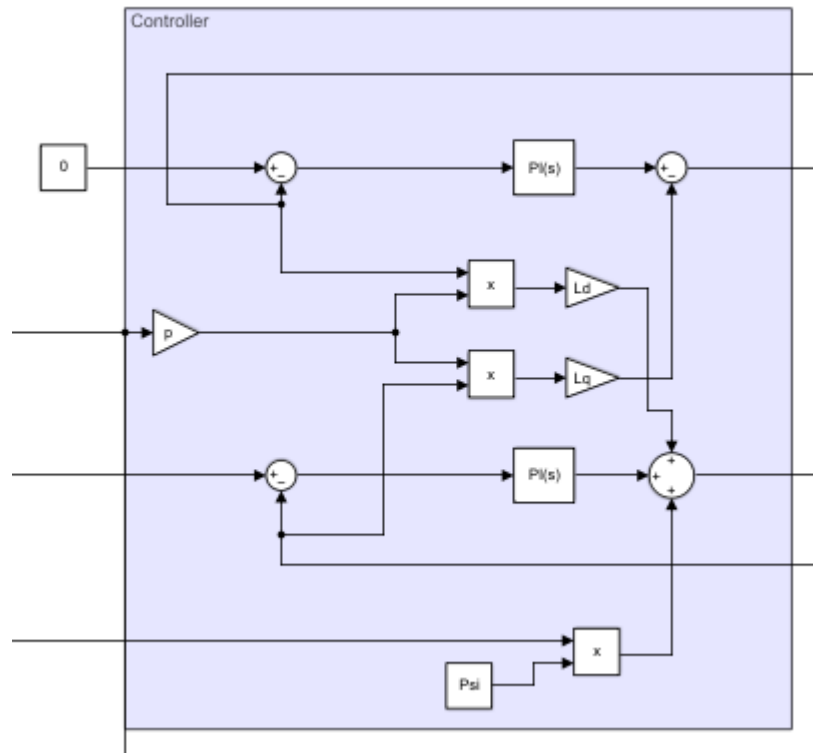
A motor paraméterei:

$L_d=0.3$ ;  $L_q=0.2$ ;  $R_d=2$ ;  $R_q=2$ ;  $J=0.0005$ ;  $FF=0.0001$ ;  $p=1$ ;  $\Psi=0.2$ ;



46. ábra A kiállópólusú állandómágneses motor matematikai modellje

Az áram szabályozó eltér a hengeres modellben alkalmazottól, mivel a kiálló pólusú szinkrongép nem szimmetrikus, ezért ebben az esetben a d és a q irányú motorparaméterek különböznek egymástól.



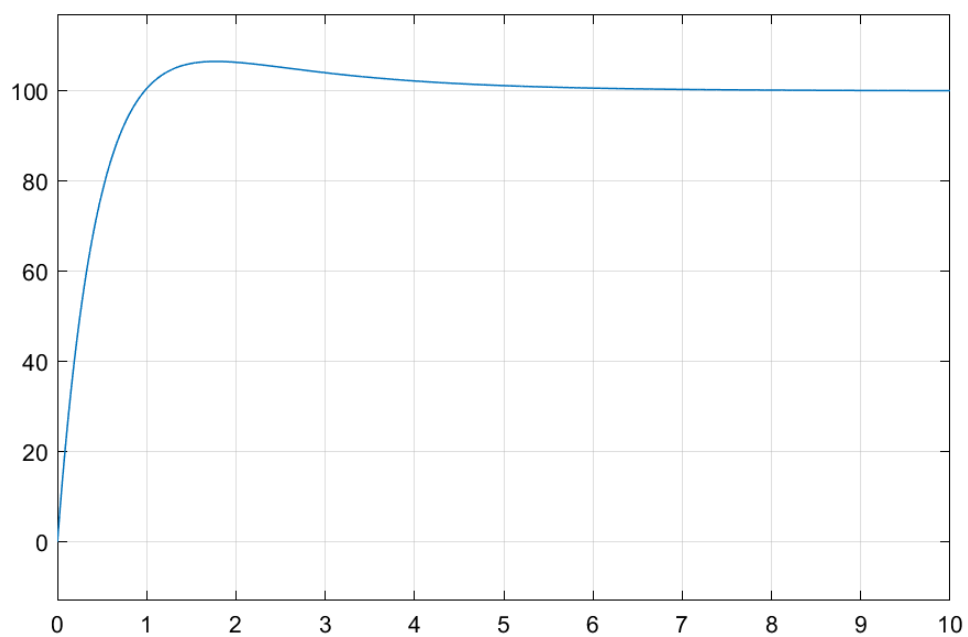
47. ábra Az áramszabályozó Simulink modellje

A fordulatszám szabályozónak a P és az I értékeit a beépített Tuner segítségével erre állítottuk be, hogy egy gyorsabb beállással és kisebb túllövással rendelkező ugrásválaszt kapjunk.

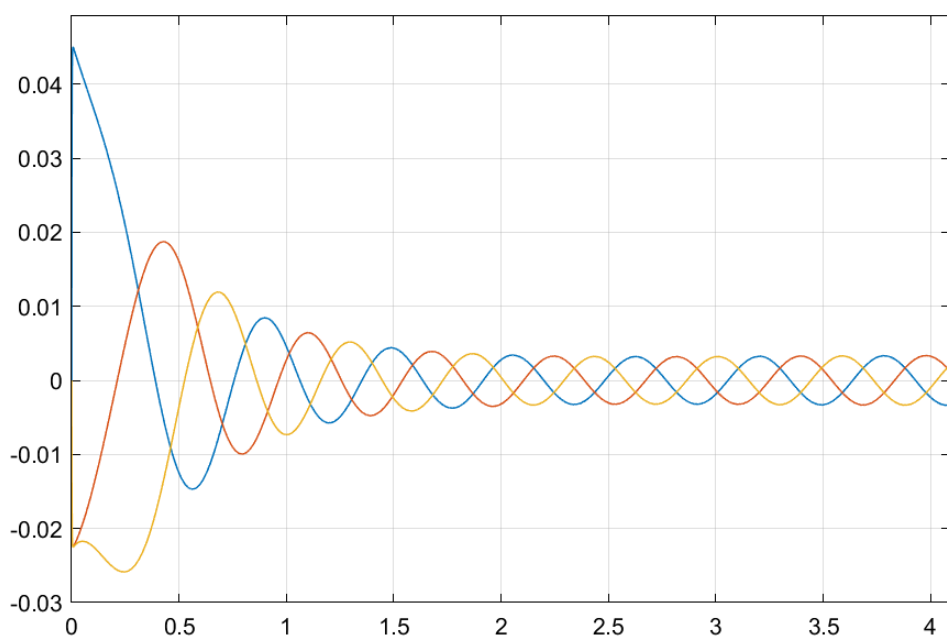
A beállított P és I értékek:

$$P = 0.00434666473588889$$

$$I = 0.00231642356946787$$



48. ábra A kimenő fordulatszám jel



49. ábra A kimenő 3 fázisú áram

## Irodalomjegyzék

- [1] Puklus Zoltán – Teljesítményelektronika
- [2] R. Krishnan - Electric Motor Drives\_ Modeling, Analysis, and Control (2001)
- [3] Frede Blaabjerg – Control of Power Electronic Converters and Systems. Volume Academic Press (2018)
- [4] Dr. Schmidt István, Dr. Veszprémi Károly – Hajtásszabályozások
- [5] [www.mathworks.com/](http://www.mathworks.com/)
- [6] *Marian P. Kazmierkowski, R. Krishnan, Frede Blaabjerg - CONTROL IN POWER ELECTRONICS Selected Problems (2002)*
- [7] *XXXVII. Kandó Konferencia (2021), Dr. Veszprémi Károly, Hadúr András - Derivation of the Permanent Magnet Synchronous Machine Model step by step from the three phase model to the d-q model (109-122. o.)*