



Budapesti Műszaki és Gazdaságtudományi Egyetem
Villamosmérnöki és Informatikai Kar
Automatizálási és Alkalmazott Informatikai Tanszék

Stranyóczy László

Háromszintű inverterek DC- feszültségeinek egyensúlyozása

KONZULENS

Dr. Varjasi István

BUDAPEST, 2021

Tartalomjegyzék

Kivonat.....	3
Abstract.....	4
1 Bevezetés	5
2 Háromszintű inverter topológiák	8
2.1 NPC.....	8
2.2 T típusú	9
2.3 Lebegő kondenzátor	10
3 Lebegő kondenzátoros topológia modellje	12
3.1 Középponti feszültség különböző vezérléseknél	12
4 NPC modell.....	15
4.1 DC link.....	15
4.2 Inverter modell.....	16
5 NPC középponti feszültségének kiegyensúlyozása.....	19
Szimmetrikus moduláció	20
5.1.1 Motoros üzemmód	21
5.1.2 Generátoros üzemmód	22
5.1.3 Áramelőjelen alapuló kiegyensúlyozó módszer	27
5.1.4 Szélső értékek	30
6 Modell alapú megvalósítás	32
6.1.1 Valós rendszerrel megfigyelhető késleltetések	35
6.1.2 Áramvektor forgatás	36
7 Összefoglalás.....	39
Irodalomjegyzék.....	40

Kivonat

Napjainkban egyre nagyobb szerepet játszanak a közlekedésben az elektromos hajtásláncú járművek. A hétköznapiakban ez leginkább a személyautókban mutatkozik meg, de ezzel párhuzamosan a teherszállítás és a repülés területén is hatalmas az előrelépés. Annak érdekében, hogy ez a fejlődő tendencia megmaradjon, a fejlesztők töreksenek a minél nagyobb teljesítménysűrűség és a maximális hatásfok elérésére. Hiszen hosszabb hatótávval, a városok között ingázó autós forgalomból is egy nagyobb szeletet tudhatna magának az elektromos autóiipar.

A fejlődés során elterjedt a többszintű inverterek alkalmazása. Legfőbb előnye a többszintű inverternek az egyszerűbb kétszintűvel szemben, hogy a kimeneti áramhullámossága kisebb, így csökken a kapcsolási veszteség és a kapcsolásokból eredő elektronikus zaj mértéke. Különböző többszintű inverter topológiákat különböztetünk meg, melyek más-más előnyökkel és hátrányokkal rendelkeznek. Mivel a járművekben használt akkumulátorok egy kimeneti feszültségszinttel rendelkeznek, ezért DC köri kondenzátorok segítségével kell megosztani a feszültséget a többszintű inverterek alkalmazásához. Ezen kondenzátorok feszültségének kiegyensúlyozatlansága akár a félvezetők károsodásához is vezethet. A probléma gazdaságos megoldását szoftveresen lehet biztosítani olyan modulációs technikák alkalmazásával, melyek egyensúlyban tartják a DC kondenzátorok feszültségét.

Jelen dolgozat különböző topológiáknál alkalmazható feszültség kiegyenlítő módszereket tárgyal. A módszerek kiválasztása részben szakirodalmak, részben pedig új, egyedi ötletek alapján történt. A tárgyalás során kitérek a különböző munkapontoknál felmerülő problémákra és azok megoldásaira. A megoldások működőképességét számítógépes szimulációval ellenőriztem.

Abstract

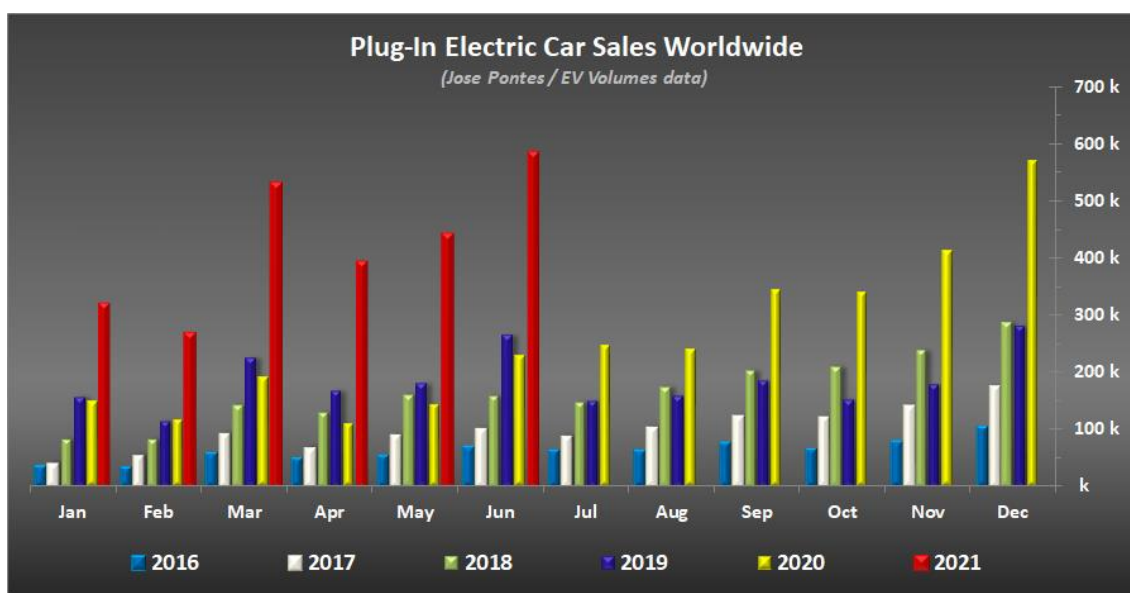
Nowadays, electric vehicles are playing an increasingly important role in transport. In everyday life, this is most evident in passenger cars, but at the same time, there are huge advances in freight transport and aviation. In order to maintain this developing trend, developers are striving to achieve the highest possible power density and maximum efficiency. With this increased efficiency comes longer driving range, thus electric car industry could take a bigger slice of the urban commuter traffic.

Due to this trend, the use of multilevel inverters has become widespread. The main advantage of a multilevel inverter over the simpler two-level inverter is that it has a lower output current ripple, thus reducing switching losses and electronic noises. Different multilevel inverter topologies are distinguished, each with different advantages and disadvantages. Since the batteries used in vehicles have a single output voltage level, it is necessary to use DC link capacitors to divide the voltage for the application of multilevel inverters. Voltage imbalances in these capacitors can even lead to damage semiconductors. An economical solution to this problem can be provided in software by using modulation techniques that balance the voltage of the DC capacitors.

This paper discusses voltage balancing techniques for different topologies. The selection of the methods is based partly on literature and partly on new individual ideas. The problems encountered at the different operation points and their solutions are discussed. The viability of the solutions is verified by computer simulation.

1 Bevezetés

A 21. század egyik legmeghatározóbb témája a globális felmelegedés kérdése. Sorra jelennek meg újabb, fejlettebb technológiák, melyekkel zöldebbé és élhetőbbé lehet tenni bolygónkat. Egyre inkább elterjedt a megújuló energiaforrások használata, mely kezdetben vállalati szinten működött, napjainkban pedig már rengeteg újépítésű háznál megtalálhatóak a napelem panelek, esetleg a geotermikus energiát használó fűtési rendszerek. Ezen tendencia hozta magával az elektromos hajtású járművek fellendülését is. A társadalom fő dilemmája, hogy valóban környezettudatosabb választás-e az elektromos autók használata, hiszen az autó teljes életciklusát nézve rengeteg olyan technológia van, mely káros a környezetre. Mégis egyre több ilyen autót látunk az utcán, köszönhetően az Európai Unió szabályozásainak, az adókedvezményeknek, illetve a divatossá vált úttörő cégeknek (pl.: Tesla).



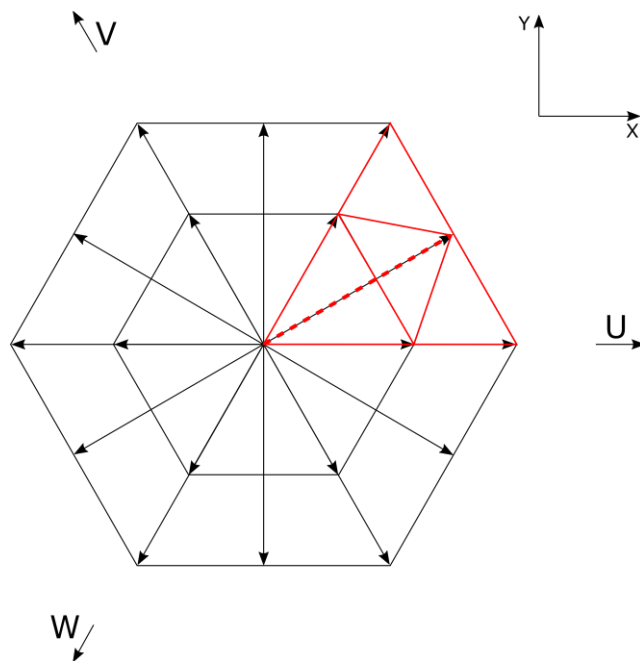
1.1. ábra: Plug-In elektromos autók eladásának tendenciája világszerte [1]

Ezen autók elterjedése egy új iparágat nyitott meg. A nagy autóiipari cégek külön csoportokat hoztak létre a villamos és hibrid hajtású autók fejlesztésére, ahol a mérnökök igyekeznek a lehető legnagyobb hatásfokot és a maximális teljesítménysűrűséget elérni. A villamos motorok hatásfoka akár a 98%-ot is elérheti, tehát az akkumulátorból származó villamos energia szinte teljes egészében mechanikai energiává tud alakulni. A tervezők ezért arra törekednek, hogy az energiaátalakítás a lehető legkevesebb

veszteséggel járjon, ezzel növelve a jármű hatótávját, amit viszont a motoron kívül az inverter is befolyásol.

A nagyobb hatásfok érdekében a hagyományos kétszintű inverterek mellett elkezdtek többszintű invertereket is alkalmazni hajtásláncok fejlesztéséhez. Ezen újítás rengeteg, eddig ismeretlen problémát vetett fel, mint például az akkumulátor feszültségének több szintre osztását biztosító DC köri kondenzátorok feszültségének kiegyensúlyozása. Ez azért fontos, mert a kiegyensúlyozatlanság a félvezető kapcsolók károsodását is okozhatja. Háromszintű inverterek esetében több topológiát különböztetünk meg, melyek más-más irányítást, illetve feszültség kiegyenlítő metódust igényelnek.

Ahhoz, hogy egy háromszintű inverter kimeneti kapcsaira az általunk meghatározott háromfázisú feszültség jusson különböző megoldások során lehet eljutni. Az egyik elterjedt megoldás a térvektoros megközelítés, ahol minden egyes kapcsolási állapothoz hozzárendelünk egy feszültség vektort, majd a modulációs algoritmus előállítja a kívánt feszültség térvektort több térvektor súlyozott összegeként. Egy háromszintű inverter esetében három fázison három feszültségszint kapcsolható, tehát összesen $3^3 = 27$ kapcsolási állapot különböztethető meg. Az 1.2. ábra szemlélteti a 27 kapcsolási állapothoz tartozó vektorok hosszát és irányát. A teljes hatszög felosztható hat háromszögre, hiszen elegendő egy háromszögon belül meghatározni az egy ciklus vektorjainak súlyozását, majd a többi háromszögnél hasonlóan eljárni. [2]–[4]



1.2. ábra: Háromszintű inverterek által kiadható térvektorok

A rövid vektorok különböző kapcsolási állapotokkal is kiadhatók, például a $\left[\frac{+U_{DC}}{2}; 0; 0\right]$ és a $\left[0; \frac{-U_{DC}}{2}; \frac{-U_{DC}}{2}\right]$ kapcsolások ugyanazt a térvektort eredményezik, és ezen vektorok alkalmazása különböző irányba változtatják a középponti feszültséget. A két vektor cikluson belüli súlyozásával lehet kiegyensúlyozni a DC körű kondenzátorok feszültségét. A szakirodalomban különböző megoldások terjedtek el a térvektorok által kifeszített sík felosztására. Egy háromszög felosztható négy (piros jelölés) [5], illetve hat (szaggatott piros jelölés) [6] szektorra is. A két középponti feszültséget toló vektort annak függvényében kell súlyozni, hogy az eredő vektor melyik szektorban van.

Egy másik háromszintű invertert szabályozó metódus a vivőjel alkalmazása. Ekkor a referencia feszültség jeleket összehasonlítva kettő háromszög vivőjellel (4.5. ábra) meghatározhatók a kimeneti feszültség szintek, és így a félvezető vezérlőjelei is. Ezen referencia jeleket lefelé vagy felfelé tolva szabályozható a pozitív és a negatív sínből felvett teljesítmény és így a középponti feszültség is. [7]

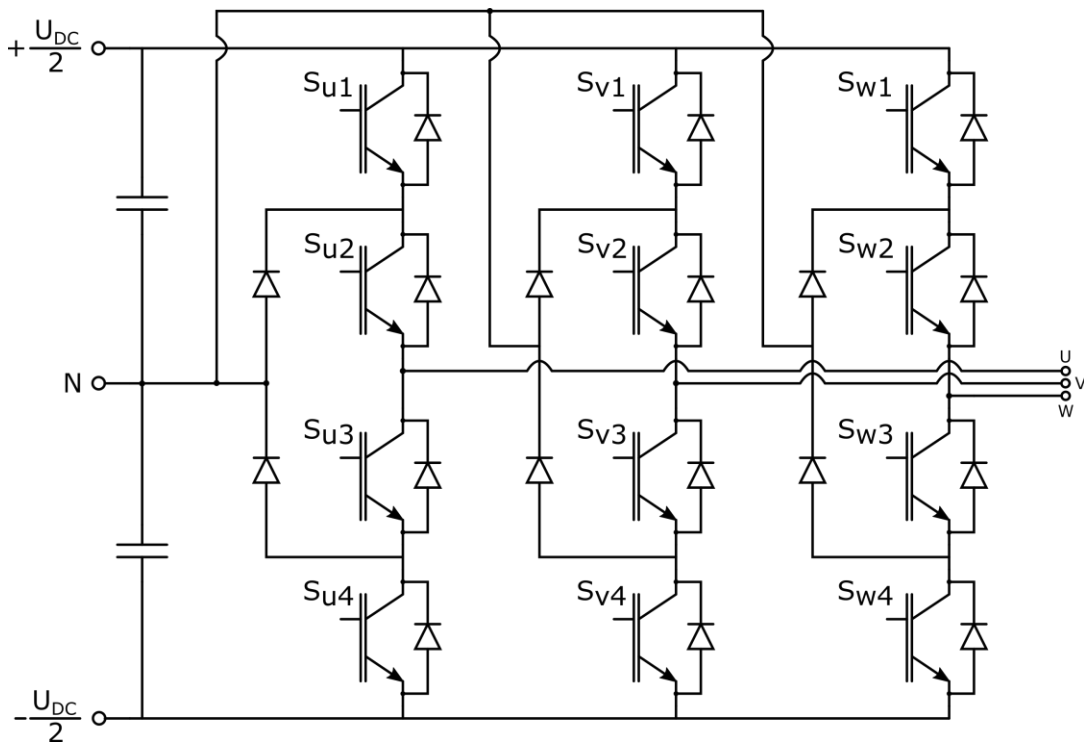
A legtöbb feszültség kiegyensúlyozó moduláció a referencia jelek módosításával, eltolásával történik. Egy másik megközelítés azonban a vivőjelek amplitúdóját változtatja meg. Az egyik vivőjel amplitúdójának növelése a vivőjelek vertikális fedését okozza, ami befolyásolja a középponti feszültség kapcsolásának kitöltését. Kivezérléstől és teljesítmény tényezőtől függően kiszámítható a megfelelő vivőjel átfedés, ami mellett a DC körű kondenzátorok feszültsége egyensúlyban marad. [8]

A dolgozat a különböző háromszintű inverter topológiák felépítéseit, előnyeit, hátrányait és kapcsolási állapotait mutatja be a 2. fejezetben. A 3. fejezet a lebegő kondenzátoros topológia modell alapú megvalósítását és a középponti feszültségének kiegyensúlyozását ismerteti. Az NPC topológia szimulációját a 4. fejezet tárgyalja, míg az 5. fejezetben a feszültség kiegyensúlyozás szimmetrikus modulációs és az áram előjelen alapuló módszerét mutatja be.

2 Háromszintű inverter topológiák

2.1 NPC

Az NPC (Neutral Point Clamped) topológia hídáganként tíz félvezetőből áll: 4 db kapcsolóelem (általában IGBT), az ezekkel ellenpárhuzamosan kötött 4 db dióda, illetve még 2 db úgynevezett vágó dióda. A modul bemenete egy akkumulátor feszültsége, melyet a modul kapacitívan kettéoszt, így kialakítva a három feszültségszintet: pozitív, negatív és a középponti feszültség ($+\frac{U_{DC}}{2}$, N , $-\frac{U_{DC}}{2}$). Kimenete pedig a háromfázisú (U, V, W) szinuszosan váltakozó feszültségrendszer. [9]



2.1. ábra: NPC topológia kapcsolása

Az NPC topológiánál mind a három feszültségszint kettő félvezetőn keresztül kapcsolható a kimenetre, így a diódák és az IGBT-k is a teljes DC feszültségnél kisebb feszültségszintre méretezhetők. A topológia előnye, hogy csak a DC feszültségnek a felét kapcsolgatja, így a kapcsolási veszteség és az áramhullámosság alacsony.

A topológiánál megkülönböztetünk megengedett, áramiránytól függően túlfeszültséget okozó, biztosan túlfeszültséget okozó és zárlatot okozó állapotokat. Az utóbbi három destruktív állapotok miatt az inverter kapcsolására korlátozások

vonatkoznak, így például vészleállás esetén nem mindegy, hogy mely félvezetőt kapcsoljuk ki először.

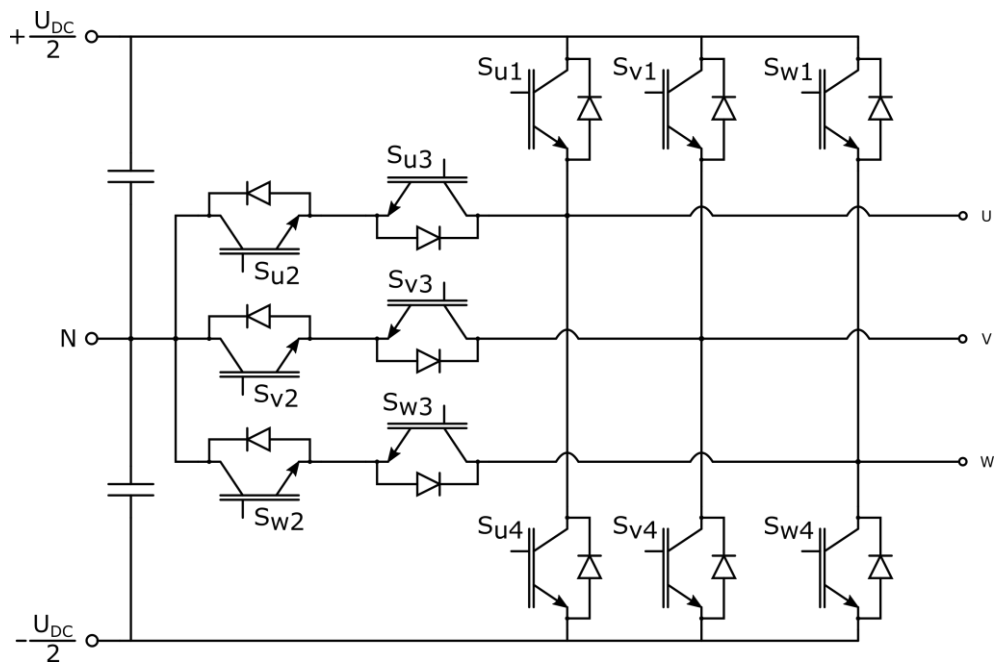
NPC																
S1	ON	ON	ON	ON	ON	ON	ON	ON	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF
S2	ON	ON	ON	ON	OFF	OFF	OFF	OFF	ON	ON	ON	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF
S3	ON	ON	OFF	OFF	ON	ON	OFF	OFF	ON	OFF	OFF	ON	ON	OFF	OFF	
S4	ON	OFF	ON	OFF	ON	OFF	ON	OFF	OFF	ON	OFF	ON	OFF	ON	OFF	
I _{out}											>0	<0		>0	<0	
V _{out}				+DC/2					N	N	+DC/2	-DC/2	-DC/2	N	-DC/2	+DC/2

	Megengedett
	Áramirány függvényében túlfeszültség
	Túlfeszültség
	Zárlat

2.1. táblázat: NPC topológia kapcsolási állapotai

2.2 T típusú

A T típusú topológia egyik előnye az NPC-hez képest, hogy hídáganként csak 8 félvezetőt tartalmaz: 4 db IGBT és a velük szembe kötött 4 db dióda. Mivel a félvezültségek kapcsolásakor az áram csak egy félvezetőn keresztül folyik, ezért nagy kivezélés esetében kisebb a vezetési veszteség, mint az NPC topológiánál. Hátrányként említhető, hogy egyszerű kétszintű hídág modulokból nem építhető fel, hiszen S_2 és S_3 IGBT-k emitter lábai vannak összekötve. [9]



2.2. ábra: T-típusú topológia kapcsolása

A T-típusnál különböző feszültség szintre méretezett félvezetők használhatók: S_1 és S_4 kapcsolóknak a teljes DC feszültséget ki kell bírniuk, mivel rajtuk keresztül kapcsolható a kimenetre a $+\frac{U_{DC}}{2}$ vagy a $-\frac{U_{DC}}{2}$ feszültség szint. A középponti feszültség szint S_2 és S_3 kapcsolókon keresztül juttatható a kimenetre, ezért ezeket elég a DC feszültség felére méretezni. A T típus előnye, hogy csak az egyértelműen zárlatot okozó kapcsolásokra van korlátozás, így például nem igényel különösebb odafigyelést a vészleállás menete. Működés közben azonban olyan kapcsolási szekvenciákat szoktak alkalmazni, melyekkel az inverter csak a félfeszültséget kapcsolgatja, így a kapcsolási veszteség az NCP-hez hasonló szintre csökkenthető. A kapcsolási állapotokat az alábbi táblázat mutatja be.

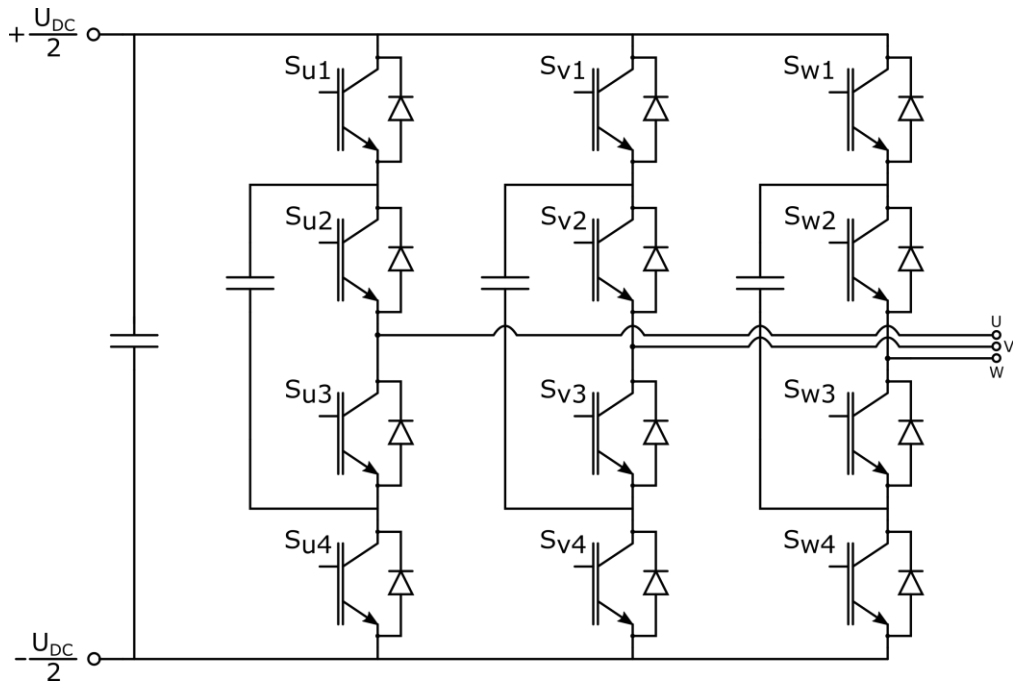
T-type																	
S1	ON	ON	ON	ON	ON	ON	ON	ON	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF
S2	ON	ON	ON	ON	OFF	OFF	OFF	OFF	ON	ON	ON	ON	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF
S3	ON	ON	OFF	OFF	ON	ON	OFF	OFF	ON	ON	OFF	OFF	ON	ON	OFF	OFF	OFF
S4	ON	OFF	ON	OFF	ON	OFF	ON	OFF	ON	OFF	ON	OFF	ON	OFF	ON	OFF	OFF
Iout												>0	<0	>0	<0	>0	<0
Vout								+DC/2		N		N	+DC/2	-DC/2	N	-DC/2	N

Megengedett
 Zárlat

2.2. táblázat: T-típusú topológia kapcsolási állapotai

2.3 Lebegő kondenzátor

A lebegő kondenzátoros (flying capacitor) topológia felépítésben nagyon hasonlít az NPC-hez, működésükben mégis hatalmas eltérések vannak. Kapcsolási rajzán látható, hogy a két darab vágó dióda helyén fázisonként egy-egy lebegő kondenzátor tartja a középponti feszültséget, így annak kiegyensúlyozása teljesen más megközelítést igényel. Az inverter indításakor a lebegő kondenzátorokat fel kell tölteni $\frac{U_{dc}}{2}$ feszültség szintre, és működés közben törekedni kell ezen feszültség megtartására. Így a negatív sín feszültségéhez hozzáadva, vagy a pozitív sín feszültségéből kivonva a lebegő kondenzátorok feszültségét adható ki a középponti feszültség.



2.3. ábra: Lebegő kondenzátoros topológia kapcsolása

Az előző kapcsolásokkal ellentétben itt elmondható, hogy nincsenek olyan kapcsolási állapotok, melyeknél valamely félvezetőre rájutna a teljes DC feszültség, így csak a hídzárlatot okozó állapotok elkerülése a fontos. Hátrányként megemlíthető, hogy az inverter hardveres megvalósítása strukturális nehézségeket okoz, hiszen a nagy árammeredekségű kapcsolások nagy induktív hurkokat hoznak létre a félvezetők elrendezése miatt.

Flying Cap																
S1	ON	ON	ON	ON	ON	ON	ON	ON	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF
S2	ON	ON	ON	ON	OFF	OFF	OFF	OFF	ON	ON	ON	ON	OFF	OFF	OFF	OFF
S3	ON	ON	OFF	OFF	ON	ON	OFF	OFF	ON	ON	OFF	OFF	ON	ON	OFF	OFF
S4	ON	OFF	ON	OFF	ON	OFF	ON	OFF	ON	OFF	ON	OFF	ON	OFF	ON	OFF
Iout								>0	<0				>0	<0		
Uout				+DC/2		+N		+N	+DC/2				-N	-N	+DC/2	-DC/2
													-DC/2	+N	-DC/2	-N
																+DC/2

Megengedett
Zárlat

2.3. táblázat: A lebegő kondenzátoros topológia kapcsolási állapotai

A rendszer indulásakor a lebegő kondenzátorok feltöltéséhez alkalmazhatók működés közben nem megengedett kapcsolások is (pl.: [1 0 0 1] állapot).

3 Lebegő kondenzátoros topológia modellje

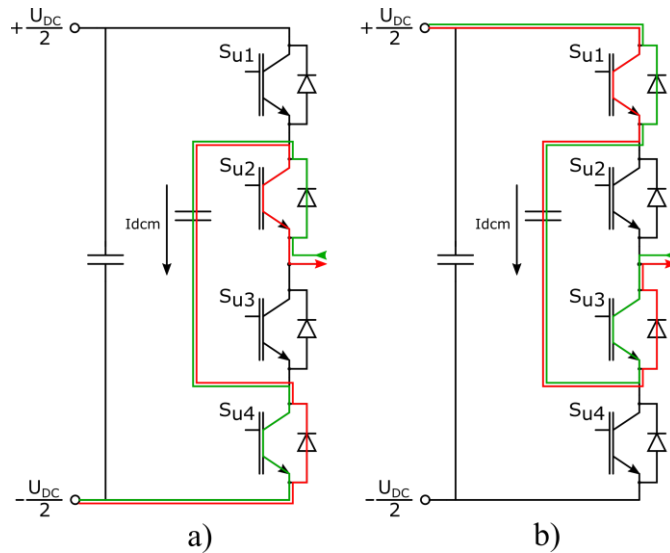
A DC közép feszültség szabályozásának vizsgálatához létrehoztam a lebegő kondenzátoros topológia Simulink modelljét. Mivel a középponti feszültségek ebben az esetben fázisonként függetlenek, hiszen a lebegő kondenzátorok feszültségétől függenek, ezért elegendő egy fázisra elkészíteni a modellt.

A lebegő kondenzátor modellje a (3.1) integrálegyenletre épül, az inverter kimeneti feszültsége pedig a vezérlőjelekből logikai egyenletek segítségével meghatározható a 2.3. táblázat alapján.

$$U_c(t) = U_c(0) + \frac{1}{C} \cdot \int_0^t I_c(t') dt' \quad (3.1)$$

3.1 Középponti feszültség különböző vezérléseknél

A kiadandó feszültség ismeretében a félvezető vezérlőjelek generálása nem egyértelmű, hiszen a középponti feszültséget két különböző módon lehet a kimenetre kapcsolni: [1 0 1 0] és [0 1 0 1] állapotok. Az egyik esetben a pozitív sín és a lebegő kondenzátor feszültségének különbsége, a másik esetben pedig a negatív sín és a lebegő kondenzátor feszültségének összege jelenik meg az inverter kimeneti kapcsain. Amennyiben az inverter szempontjából pozitív az áram (3.1. ábra piros szín), úgy a) kapcsolási állapotban a kondenzátornak negatív az árama, b) kapcsolási állapotban pedig pozitív. Ez azt jelenti, hogy a két kapcsolás közül az egyik kisüti, a másik pedig tölti a lebegő kondenzátort.

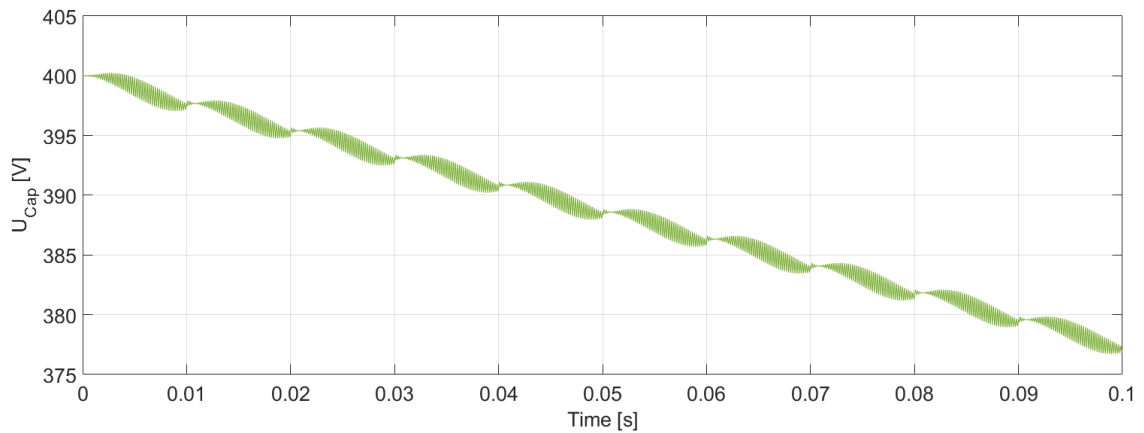


3.1. ábra: Középponti feszültség kapcsolásának két különböző állapota

Első megoldásként a modellben a vezérlő jelek úgy generálódnak, hogy a középponti kapcsolás megvalósítása egymás után mindig különböző kapcsolási állapottal történik. A szimuláció tartalmazza a bekapcsolási holtidőket is. Fázisonkénti szinuszos modulációt alkalmazva a 3.1. táblázat paramétereivel futtatott modell eredménye a 3.2. ábrán látható. Ez a megoldás nem bizonyul megfelelőnek, hiszen a kondenzátor feszültsége lineárisan csökken, tehát stabilizáló hatás nem érvényesül.

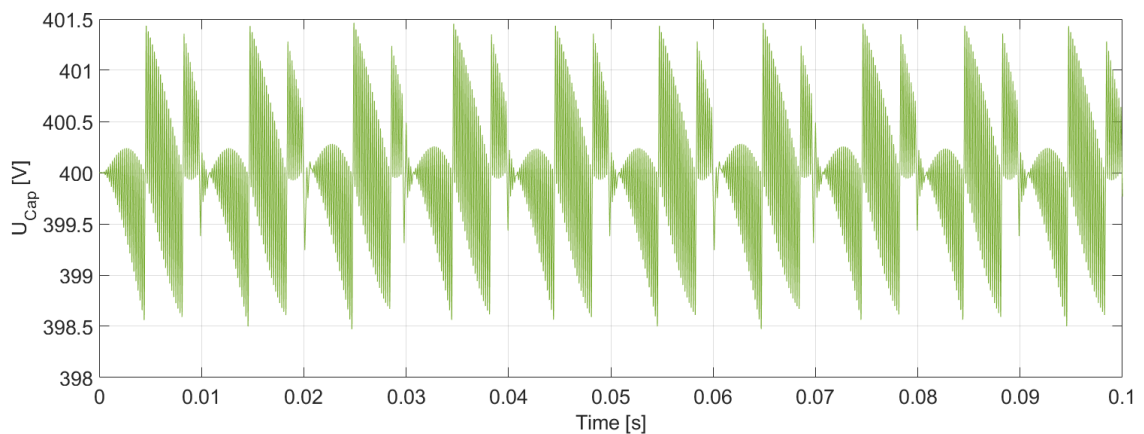
f_{sw}	10kHz	kapcsolási frekvencia
f	50Hz	alapharmonikus frekvencia
U_{dc}	800V	DC feszültség
\hat{U}_{ref}	100V	referencia feszültség csúcserőke
L_{load}	400 μ H	R-L terhelés induktivitása
R_{load}	0.4 Ω	R-L terhelés ellenállása
$C_{FlyingCap}$	10mF	lebegő kondenzátor
t_{DT}	200ns	bekapcsolási holtidő

3.1. táblázat: Munkapont paraméterek



3.2. ábra: Lebegő kondenzátoros modell középponti feszültsége

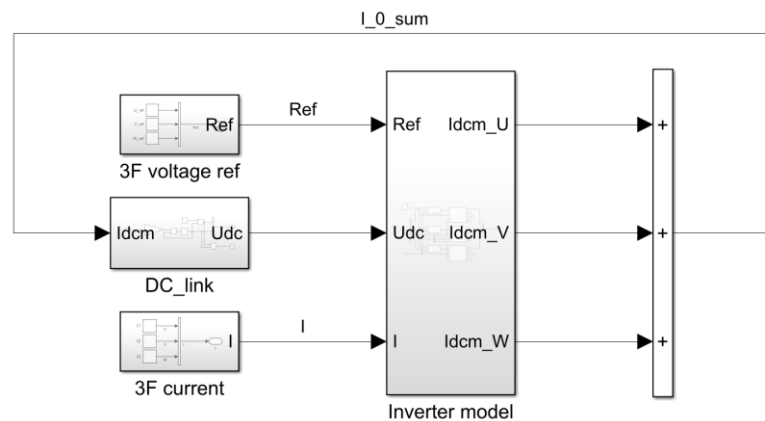
Második megoldásként a modellben az alapján generálódnak a vezérlő jelek, hogy a lebegő kondenzátor feszültségét növelni, vagy csökkenteni kell ahhoz, hogy elérje a $\frac{U_{DC}}{2}$ feszültségszintet. Amennyiben tehát a lebegő kondenzátor feszültsége nagyobb, mint az elvárt $\frac{U_{DC}}{2}$ feszültségszint, akkor csak a feszültséget csökkentő középponti kapcsolást alkalmazzuk, kisebb esetben pedig csak a feszültség növelő kapcsolást. Ezzel stabilizálható a középponti feszültség, hiszen amikor túl nagy lenne az eltérés, akkor azt a megfelelő kapcsolás korrigálja. Ennek a topológiának tehát munkaponttól függetlenül viszonylag egyszerűen kézben tartható a középponti feszültsége.



3.3. ábra: Középponti feszültség stabilizálása

4 NPC modell

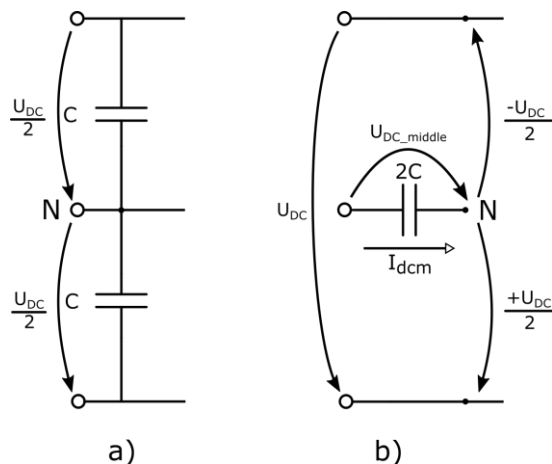
A modell célja ebben az esetben is a DC közép feszültség vizsgálata. Mivel ehhez nem fontos a terhelés ismerete, ezért csak a kimeneti feszültséget számolja ki a modell, a visszacsatoló ágban az áramot pedig egy háromfázisú szinuszos rendszer helyettesíti. Így a Matlab scriptben paraméteresen megadható, hogy mekkora áram, feszültség és fázisszög értékekkel futtassuk a modellt.



4.1. ábra: NPC inverter és környezetének modellje

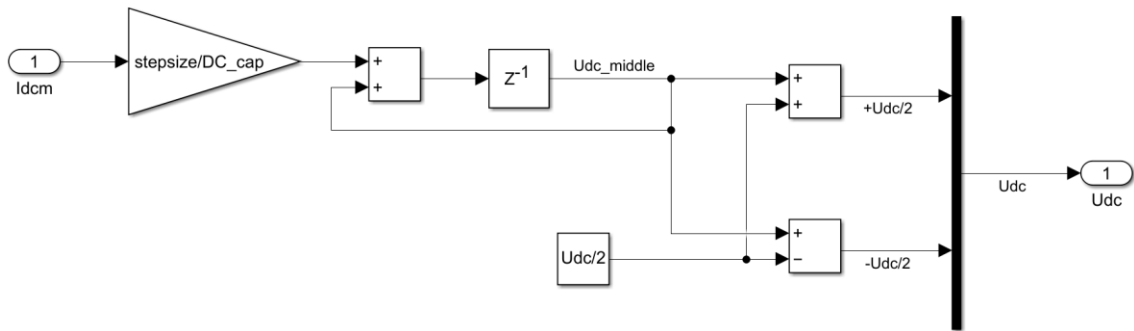
4.1 DC link

A DC link modellezésénél egy egyszerűsített kapcsolási rajzból indultam ki, ahol csak egy kondenzátor van a nulla potenciál és a középponti sín között. Ebben az esetben a középponti sínből ki- illetve befolyó áramok összege megegyezik a kondenzátor áramával, így a (3.1) egyenletből kiszámítható a kondenzátor feszültsége, mely egyenlő a középponti feszültséggel.



4.2. ábra: DC link modell: a) két kondenzátoros, b) egyszerűsített

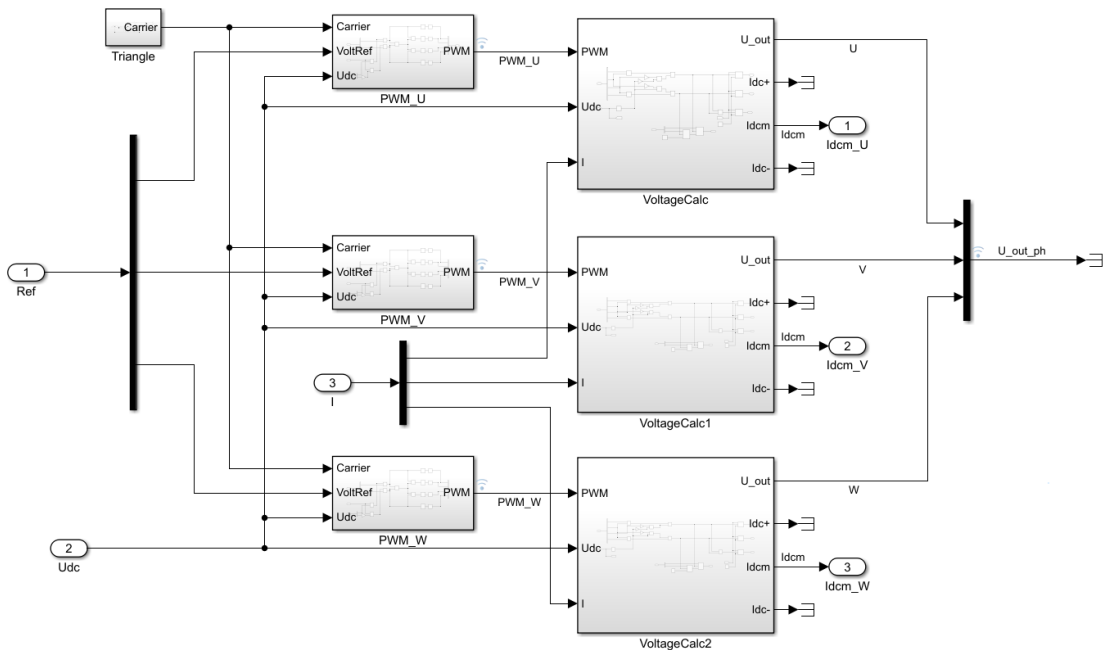
Mivel a bemeneti DC feszültség állandó, ezért N pont felől nézve a kis jelű változások szempontjából a két DC köri kondenzátor párhuzamosan kapcsolt, tehát helyettesíthető egy kondenzátorra, melynek értéke az eredeti kondenzátorok összegével megegyező.



4.3. ábra: A DC link Simulink modellje

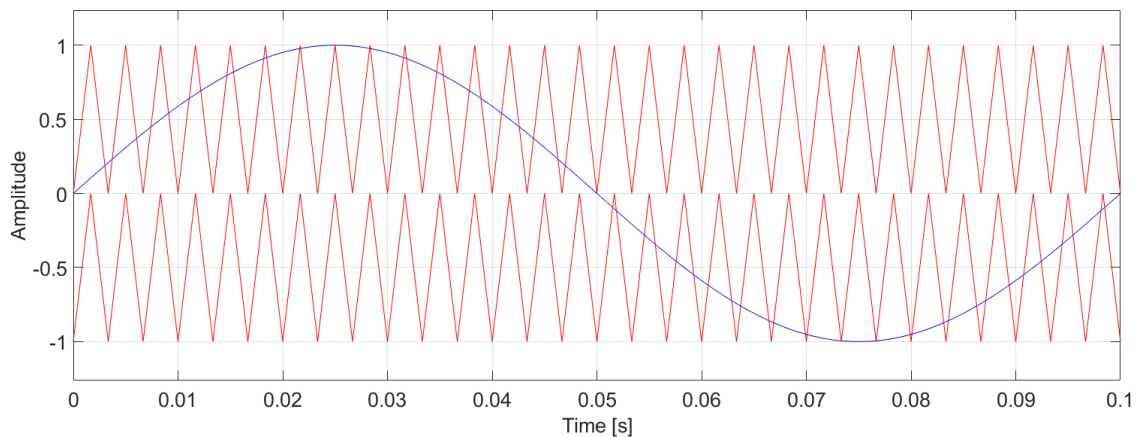
4.2 Inverter modell

Az inverter modell bemenetei a DC feszültségek, a kimeneti feszültségre vonatkozó referencia feszültségek és a fázis áramok. Ezen jelek alapján a blokk fázisonként meghatározza az inverter kimeneti feszültségét, és a középonti áramot.



4.4. ábra: Az inverter modell

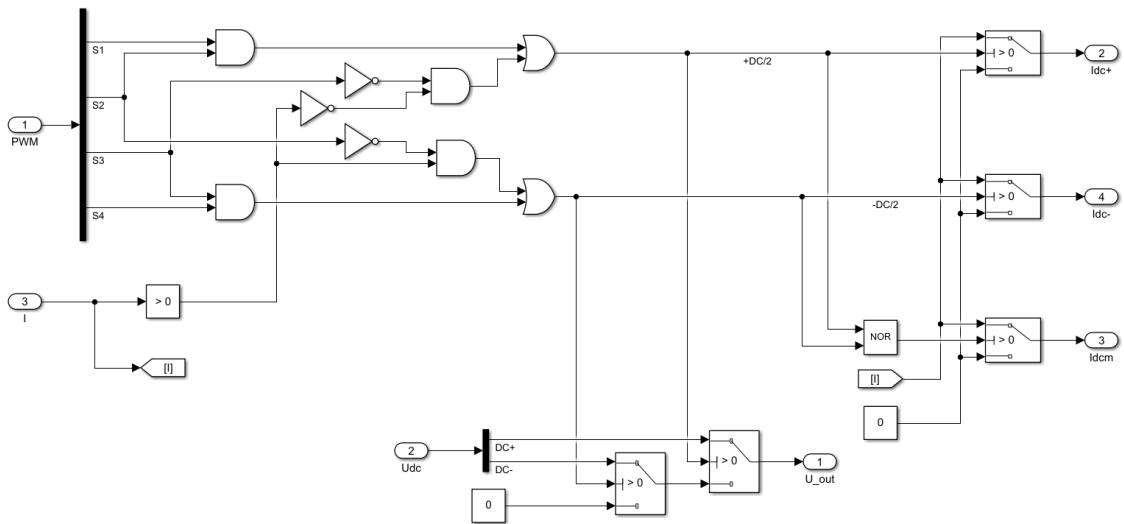
A modell egyik feladata a kimeneti kapcsain mérhető feszültség kiszámítása. Ehhez a PWM_UVW blokkban a referencia feszültségeket előjelük függvényében vagy a pozitív vagy a negatív sín feszültségével leosztva előállítom a kitöltési tényezőket, melyeket összehasonlítva a 10 kHz-es háromszög vevőjelekkel, létrejönnek az impulzusszélesség-modulált (PWM) jelek. Amennyiben az alapjel a felső háromszög jelnél nagyobb, az inverter a pozitív félfeszültséget, ha viszont az alsó háromszög jelnél kisebb, akkor a negatív félfeszültséget kapcsolja a kimenetére. Minden más esetben a középponti feszültség jelenik meg a kimeneti kapcsokon.



4.5. ábra: Háromszintű PWM generálás

A három fázis PWM jeleinek ismeretében előállítottam a hídágak kapcsolóelemeinek vezérlő jeleit, így a pozitív félfeszültség esetén S1 és S2 van bekapcsolva, negatív esetén S3 és S4, középfeszültségnél pedig S2 és S3.

Annak érdekében, hogy a modell minél inkább tükrözze a valóságot, a kapcsolóelemek vezérlő jeleinél bekapcsolási holtidőt alkalmaztam. Mivel a félvezetőknek van ki- és bekapcsolási késésük, ezért könnyen hídágzárlatot okozhatunk, amennyiben egy kapcsolóelem még nem kapcsol ki, de egy másikat már bekapcsolunk, ezért kell a holtidőt tartani. Ennek figyelembevételével létrejöhetnek olyan kapcsolási állapotok is, melyeknél az áram iránya határozza meg a feszültség szintet. A VoltageCalc blokkokban logikai kapuk segítségével határoztam meg a 2.1. táblázat alapján a kimeneti feszültségeket. Ha a kimeneti fázisfeszültség megegyezik a középponti feszültséggel, akkor a középponti áram megegyezik a fázisárammal, minden más esetben pedig nulla. Ezen logika alapján könnyedén meghatározható a középponti áramok összege a három fázisban, így kiszámítható a DC link kondenzátor feszültsége a DC link modellben.



4.6. ábra: Kimeneti feszültség és középponti áram a vezérlőjelek alapján

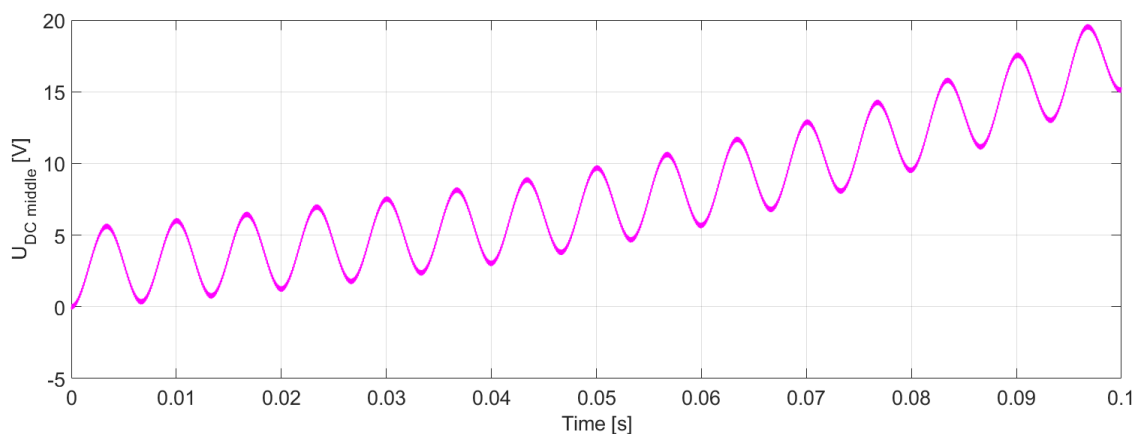
5 NPC középponti feszültségének kiegyensúlyozása

Középponti feszültség kiegyensúlyozásának szempontjából a T-típusú és az NPC topológia teljesen megegyezik, ezért a dolgozatban bemutatott NPC kiegyensúlyozó technikák alkalmazhatóak a T-típusnál is.

Az előző fejezetben bemutatott modellt futtatva megvizsgálható egy NPC topológiájú háromszintű inverter középponti feszültségének időfüggvénye. Az 5.1. ábrán látható eredmény az 5.1. táblázat paramétereivel futtatott szimulációból jött létre:

f_{sw}	10kHz	kapcsolási frekvencia
f	50Hz	alapharmonikus frekvencia
U_{dc}	800V	DC feszültség
\hat{U}_{ref}	100V	referencia fázisfeszültségek csúcserőke
\hat{I}	200A	fázisáramok csúcserőke
φ	0	feszültség és áram fázisszöge
C_{DClink}	10mF	DC köri kondenzátor
t_{DT}	200ns	bekapcsolási holtidő

5.1. táblázat: Munkapont paraméterek



5.1. ábra: DC középponti feszültség szabályozás nélkül

Látható, hogy a futási idő (0.1s) alatt a középponti feszültség középértéke határozottan növekvő meredekséggel növekszik, tehát a rendszer egyszerű szinuszos modulációt alkalmazva instabil. Ennek oka, hogy a kitöltési tényezők előállításánál a referencia feszültségeket a pozitív vagy a negatív sín feszültségével kell leosztani, így

pozitív teljesítményáramlásnál (motoros üzem) pozitív visszacsatolás keletkezik a rendszerben. Az instabilitás bizonyos esetekben akár a félvezetők károsodásához is vezethet, hiszen könnyen kialakulhat olyan állapot, hogy egy kapcsolóelemre a megengedettnél nagyobb feszültség jut. Ezen probléma ellen szoftveres stabilizáló metódussal kell védekezni. Hardveres megoldások is léteznek, viszont a magas költségvonzat miatt nem elterjedt az alkalmazásuk. Az instabilitáson kívül megfigyelhető még, hogy a középponti feszültség lengésének frekvenciája az alapharmonikus frekvencia háromszorosa. A teljes rendszer teljesítménye az (5.1) egyenlettel számítható ki, ahol hatásos munkapont esetén ($\varphi = 0$) a koszinuszos tag kiesik. Egy alapharmonikus periódus felosztható hat darab 60 fokos szakaszra, mely szakaszokon belül rendre az egyik fázis feszültsége eltér a másik két fázis feszültségének előjelétől. Az 5.9. ábrán fekete kurzorok jelölnék egy ilyen 60 fokos szeletet. Azon szektorban, ahol csak egy fázis feszültsége pozitív, a másik kettő pedig negatív, az (5.2) egyenlet alapján számítható ki a pozitív sín teljesítménye. Hasonlóan számítható ki a negatív sín teljesítménye, amennyiben csak az egyik fázis feszültsége negatív, a másik kettő pedig pozitív. Mivel ezen 60 fokos szakaszokra számított pozitív és a negatív sín teljesítmények nagyobbak, mint a teljes rendszer teljesítményének a fele, így belátható, hogy 60 fokként hol pozitív, hol negatív irányba fog kitérni a középponti feszültség a középértékétől. Ebből adódik a harmadik harmonikus frekvenciás lengés.

$$P = \frac{3}{2} \cdot \hat{U} \cdot \hat{I} \cdot \cos(\varphi) \quad (5.1)$$

$$P_+(\omega \cdot t) = \hat{U} \cdot \hat{I} \cdot \cos^2(\omega \cdot t) \quad (5.2)$$

A szimulációt különböző munkapontokra futtatva megfigyelhető, hogy a középponti feszültség hullámossága függ a kimeneti feszültség amplitúdójától és frekvenciájától. A feszültség referencia növelésével nő a hullámosság, míg a frekvencia növelésével csökken. Ez könnyen belátható, hiszen nagyobb feszültség esetén gyorsabban, nagyobb frekvencia esetén pedig kevesebb ideig töltődik, illetve sül ki a DC link kondenzátor.

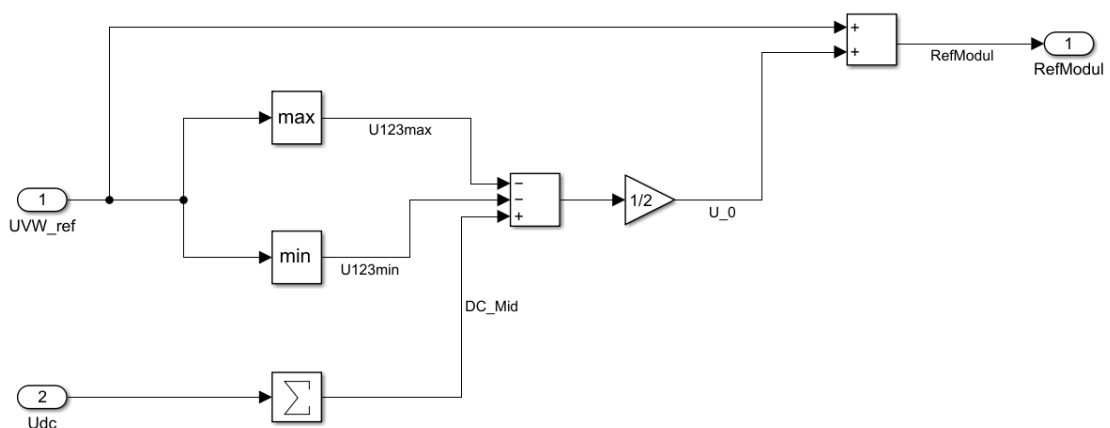
Szimmetrikus moduláció

Egy háromfázisú inverterrel kiadható maximális vonali feszültség megegyezik a DC feszültséggel, a maximálisan kiadható fázis feszültség pedig a DC feszültség gyök harmadával. Egyszerű szinuszos modulációval azonban fázis feszültségként csak a DC

feszültség fele adható ki, hiszen a kitöltési tényezők 1 és -1 közé vannak korlátozva. Annak érdekében, hogy kihasználjuk a fizikailag kiadható maximális feszültséget, különböző modulációs megoldásokat alkalmazhatunk. Az egyik ilyen megoldás a szimmetrikus moduláció (térvektoros moduláció), melynek lényege, hogy a legpozitívabb fázisfeszültség és a pozitív sín feszültségének különbsége egyenlő legyen a legnegatívabb feszültség és a negatív sín feszültségének különbségével. Ehhez a referencia feszültséget egy U_0 feszültséggel el kell tolni, ami az (5.3) képletből számítható ki, ahol U_{dcP} a pozitív, U_{dcN} a negatív sín feszültsége, U_{max} az adott pillanatban legnagyobb, U_{min} pedig a legkisebb fázis feszültsége. A képletet átrendezve az (5.4) egyenlet adódik.

$$U_{dcP} - (U_{max} + U_0) = (U_{min} + U_0) - U_{dcN} \quad (5.3)$$

$$U_0 = \frac{1}{2} \cdot (U_{DcP} + U_{dcN} - U_{max} - U_{min}) \quad (5.4)$$

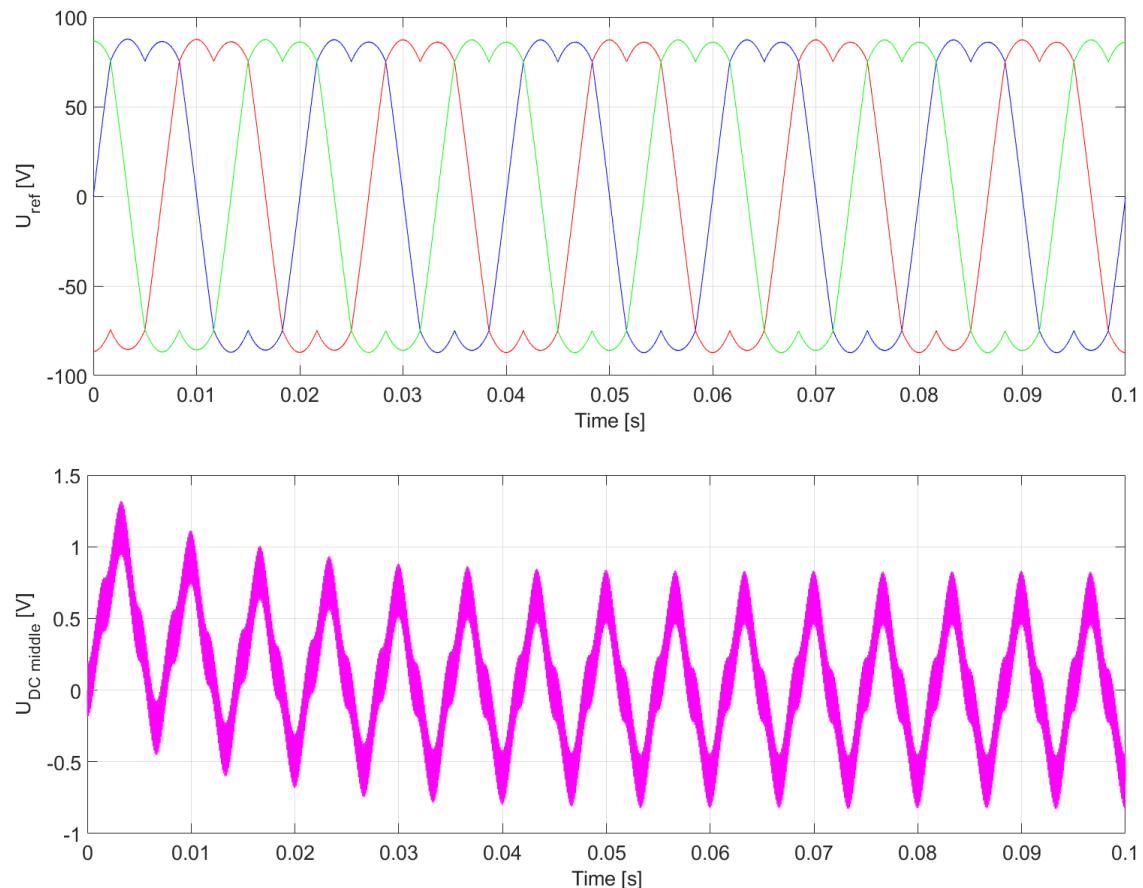


5.2. ábra: Szimmetrikus moduláció megvalósítása a modellben

5.1.1 Motoros üzemmód

A fentebb leírt munkapontban az energia iránya pozitív, tehát az inverterből a terhelés felé áramlik. Ez egy villamos gép esetén motoros üzemmódot jelent. Alkalmazva a szimmetrikus modulációt erre a munkapontra az 5.3. ábrán látható feszültség referencia és középponti feszültség időfüggvényét kapjuk. Azt tapasztalhatjuk, hogy csökken a DC közép feszültség hullámossága, és stabilizálódik a rendszer. Ennek magyarázata, hogy a szimmetrikus moduláció alkalmazása egyszerűen megfogalmazva azt jelenti, hogy a kiadható feszültség közepére toljuk a kitöltési tényezőket. Vegyük például azt az esetet, amikor a pozitív sín feszültsége abszolút értékben kisebb, mint a negatív sín feszültsége,

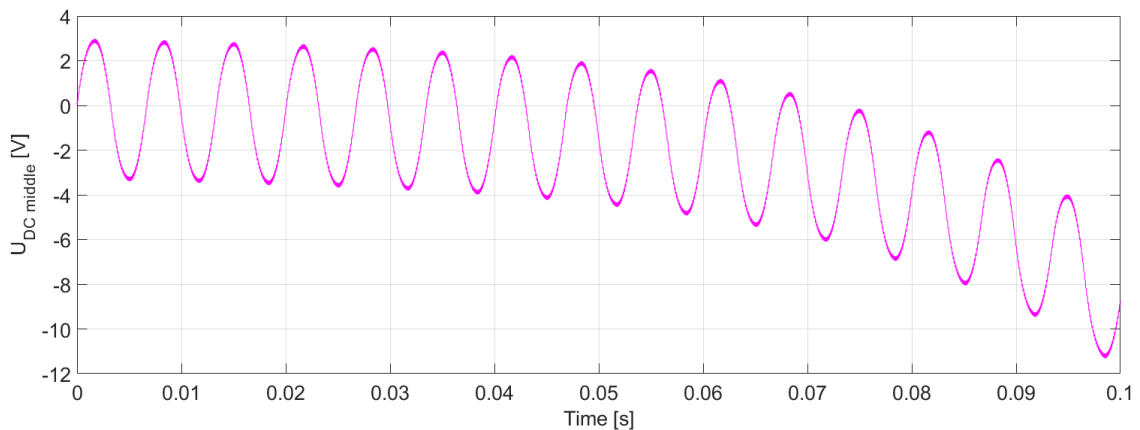
hiszen a középponti feszültség lefelé eltolódott. Ekkor a szimmetrikus moduláció negatív irányba tolja a kitöltési tényezőket, hogy kiadható legyen a kért feszültség, így növelni fogja a negatív sínből felvett teljesítményt, tehát stabilizálja a középponti feszültséget.



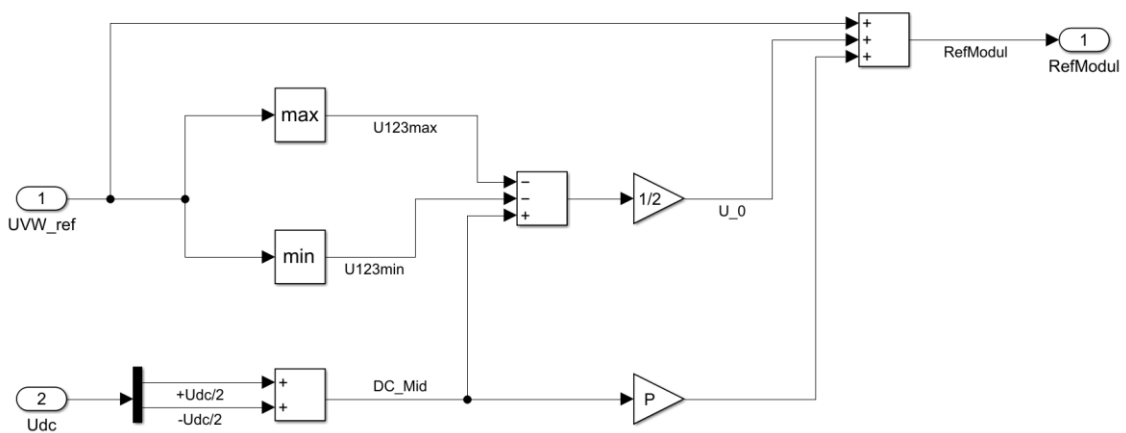
5.3. ábra: Feszültség referencia és középponti feszültség szimmetrikus modulációval

5.1.2 Generátoros üzemmód

Az előző fejezetben leírtak alapján megállapítható, hogy generátoros üzemmódban a szimmetrikus moduláció alkalmazása fokozza az instabilitást, hiszen a teljesítmény irányának megfordulásával pozitív visszacsatolás keletkezik a rendszerben. Ez szimulációval is alátámasztható. A modellben az áram és a feszültség fázisszögét $\frac{2 \cdot \pi}{3}$ értékre változtatva, megfordul az energia áramlásának iránya. Így futtatva a szimulációt az 5.4. ábrán látható középponti feszültséget kapjuk. Jól látható, hogy a stabilitás eléréséhez nem elegendő a szimmetrikus moduláció, ezért a modellben egy arányos szabályozó alkalmazását is bevezettem (5.5. ábra). A moduláció miatti eltolás mellett tehát egy arányos tényezővel megszorozott hibajellel is eltolom a referencia feszültségeket, ahol a hibajel a középponti feszültség nullától való eltérére. Az arányos tényező előjele a generátoros üzem miatt negatív. [10]



5.4. ábra: Középponti feszültség generátoros üzemmódban szimmetrikus modulációval



5.5. ábra: Arányos szabályozó alkalmazása

Vizsgáljuk meg, mekkora erősítés szükséges a generátoros üzemben fellépő instabilitás kiküszöbölésére. A vizsgálat elve, hogy egy ε kiegyensúlyozatlansági hiba esetében kiszámítjuk a középponti feszültség középértékét. Ennél az ε hibánál ezen középértéket nullára szabályozva pont a stabilitási határhelyzetet kapjuk meg, tehát a kiszámított arányos tényezőnél erősebb szabályozót alkalmazva stabilizálható a rendszer.

Mivel a középponti feszültség az alapharmonikus frekvencia háromszorosával lüktet, ezért annak változását elegendő a periódusidő egyharmadára vizsgálni. Ehhez több lépésben kell integrálni a középponti áramot. Egy olyan harmad periódus szakaszt választottam a vizsgálatához, ahol végig az első fázis feszültsége a legpozitívabb, tehát az $\left[\frac{1}{6}\pi ; \frac{5}{6}\pi\right]$ intervallumot (5.6. ábra).

A középponti áram időfüggvényének meghatározásához először a modulált referencia feszültségek időfüggvényeit kell meghatározni. Ezt célszerű külön az $\left[\frac{1}{6}\pi ; \frac{3}{6}\pi\right]$ és külön a $\left[\frac{3}{6}\pi ; \frac{5}{6}\pi\right]$ intervallumra megtenni. Amennyiben a kapott

időfüggvény az adott szakaszon pozitív, úgy ott a pozitív sín feszültségével leosztva megkapjuk a kitöltési tényező időfüggvényét. Negatív esetben pedig a negatív sín feszültségével kell leosztani, ezért a referencia feszültség azon időfüggvényeit, melyek előjelet váltanak az adott intervallumon belül, kettő külön függvényként kell kezelni. Így összesen nyolc integrálást kell elvégezni.

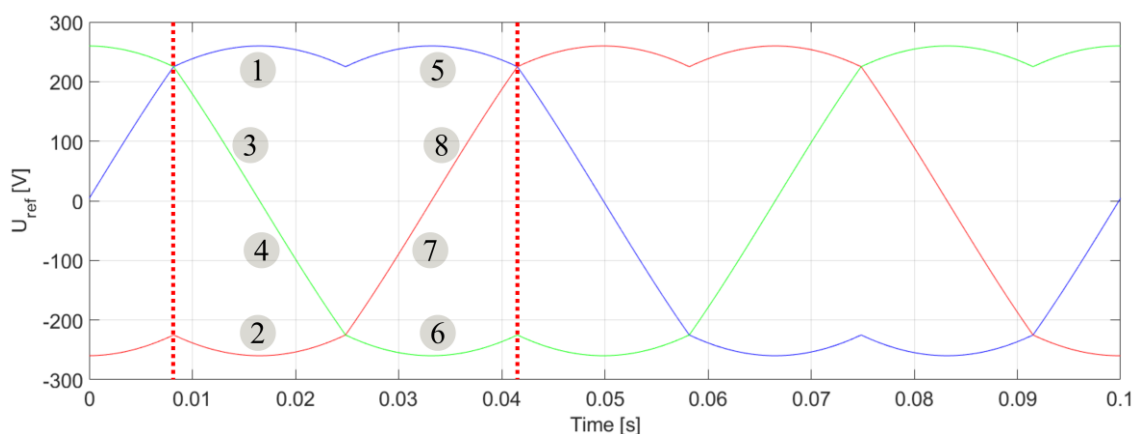
A terhelés impedanciájának és az alapharmonikus fázisfeszültségek időfüggvényeinek ismeretében könnyen meghatározhatóak a fázisáramok időfüggvényei. Ezt követően a középponti áram meghatározható a (5.5) képlet alapján, ahol $d(t)$ a kitöltési tényező időfüggvénye, $I(t)$ pedig a fázisáram időfüggvénye.

$$I_0(t) = (1 - d(t)) \cdot I(t) \quad (5.5)$$

Az $\left[\frac{1}{6}\pi ; \frac{3}{6}\pi\right]$ intervallumon az első fázis feszültsége a legnagyobb és a második fázis feszültsége a legkisebb, így az 5.6. ábra 1-essel jelölt szakaszának időfüggvényét az (5.6), az első fázis áramának időfüggvényét pedig az (5.7) egyenlet írja le, ahol I_{amp} az áram amplitúdója, φ pedig az áram fázisszöge. Kifejezve a kitöltési tényezőt, majd átrendezve az egyenleteket az (5.5) képletnek megfelelően megkapjuk az első fázis adott intervallumára a középponti áram időfüggvényét, melyet az (1) egyenlet ír le.

$$U_{amp} \cdot \sin(w \cdot t) + \frac{U_{amp}}{2} \left(\sin(w \cdot t) + \sin\left(w \cdot t - \frac{2}{3}\pi\right) \right) + (U_{dcP} + U_{dcN}) \cdot \left(\frac{1}{2} + P\right) \quad (5.6)$$

$$I_{amp} \cdot \sin(w \cdot t + \varphi) \quad (5.7)$$



5.6. ábra: A vizsgált harmadperiódus a modulált referencia feszültségen

Az alábbi függvények leírják az 5.6. ábra megszámozott szakaszainak középponti áramának időfüggvényeit.

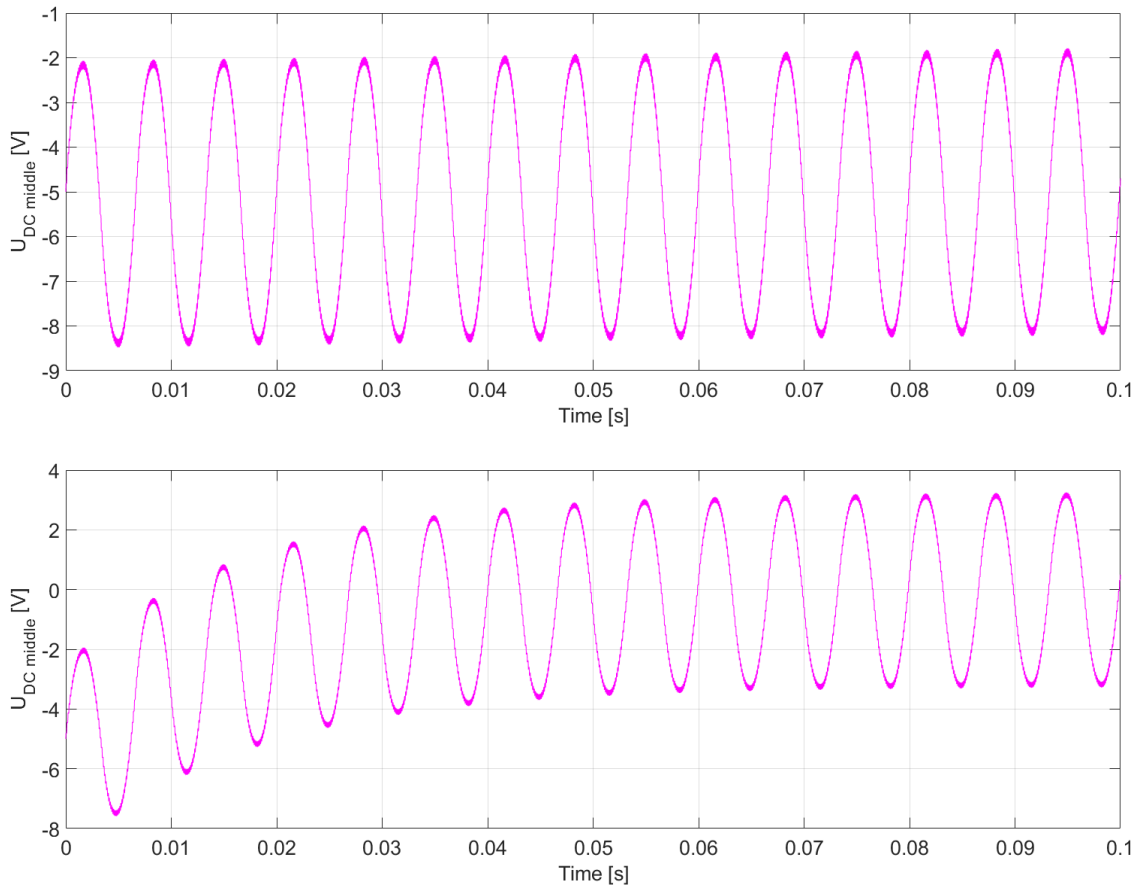
Az integrálási határok meghatározásához ki kell számítani az előjelváltó szakaszok nullátmenetének helyét. Az 5.6. ábra 3-mas és 4-es sorszámmal jelölt szakaszát az (5.8), míg a 7-es és 8-as szakaszát az (5.9) egyenlet írja le. A két képletet egyenlővé téve nullával megkapható, hogy mely t_1 és t_2 értékek esetén vannak nullátmenetek. Ezek közül az lesz az integrálási határ, amelyik a meghatározott harmadperiódus szakaszokon belülre esik.

$$U_{amp} \cdot \sin\left(\omega t_1 + \frac{2}{3}\pi\right) + \frac{U_{amp}}{2} \left(\sin(\omega \cdot t_1) + \sin\left(\omega \cdot t_1 - \frac{2}{3}\pi\right) \right) + (U_{dcP} + U_{dcN}) \left(\frac{1}{2} + P \right) \quad (5.8)$$

$$U_{amp} \cdot \sin\left(\omega t_2 - \frac{2}{3}\pi\right) + \frac{U_{amp}}{2} \left(\sin(\omega \cdot t_2) + \sin\left(\omega \cdot t_2 + \frac{2}{3}\pi\right) \right) + (U_{dcP} + U_{dcN}) \left(\frac{1}{2} + P \right) \quad (5.9)$$

Az integrálási határok ismeretében Matlab Symbolic toolbox segítségével szimbolikusan kifejezhető az integrálok összege, mely összeget 0-val egyenlővé téve meghatározható, hogy mekkora P arányos tényező használatával lesz abszolút értékben a legkisebb a középponti feszültség változása. A fentebb ismertetett paraméterek mellett a $P = -0.4061$ arányos tényező a megfelelő választás. A negatív előjelet a generátoros üzemmód okozza, motoros üzemmódban pozitív eredményt kapunk.

A fenti matematikai levezetéssel a stabilitás határhelyzetéhez tartozó arányos tényező kapható meg. Az 5.7. ábra felső időfüggvényén jól látható, hogy a kapott értékkel futtatva a szimulációt, a középponti feszültség stabilizálódik, azonban a szabályozó nem húzza be nullába. Egy a kapottnál abszolút értékben nagyobb arányos tényezőt választva ($P = -1$) viszont a középponti feszültség átlagértéke egyértelműen nullához tart.



5.7. ábra: A középponti feszültség generátoros üzemmódban a kiszámolt arányos tényezővel (felül), illetve a kiszámoltnál abszolút értékben nagyobb tényezővel (alul)

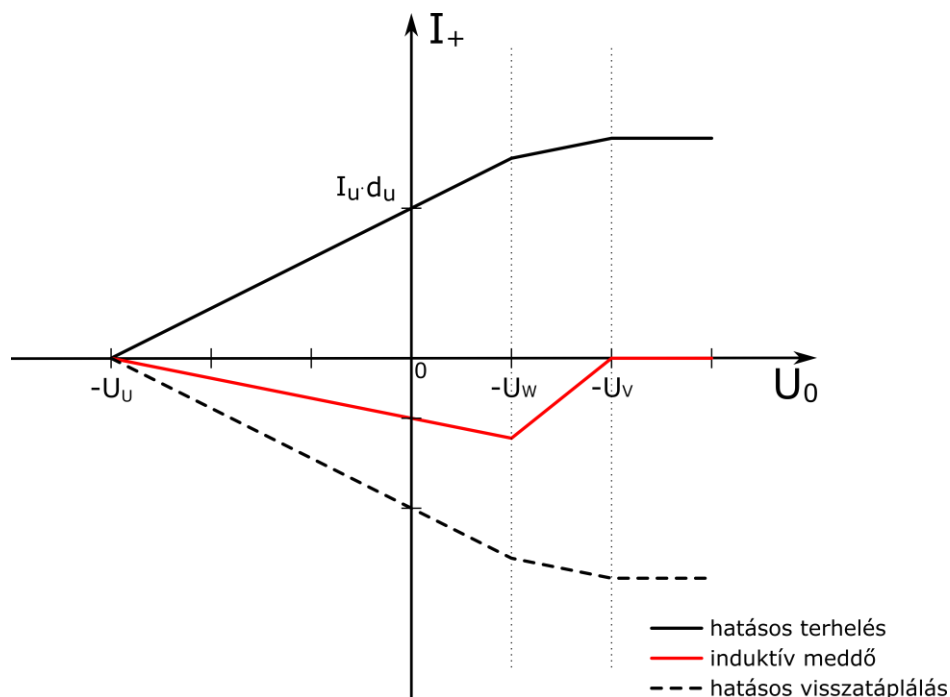
5.1.3 Áramelőjelen alapuló kiegyensúlyozó módszer

A szimmetrikus modulációval stabilizáló módszerhez szükséges a teljesítmény előjelének biztonságos meghatározása. Közel tiszta meddő teljesítményű munkapontok esetében azonban egy kis (akár 1% alatti) mérési hiba következtében is tévesen határozhatjuk meg a hatásos teljesítmény előjelét, így a szabályozási körben pozitív visszacsatolás keletkezik és a kiegyensúlyozás megghiúsul.

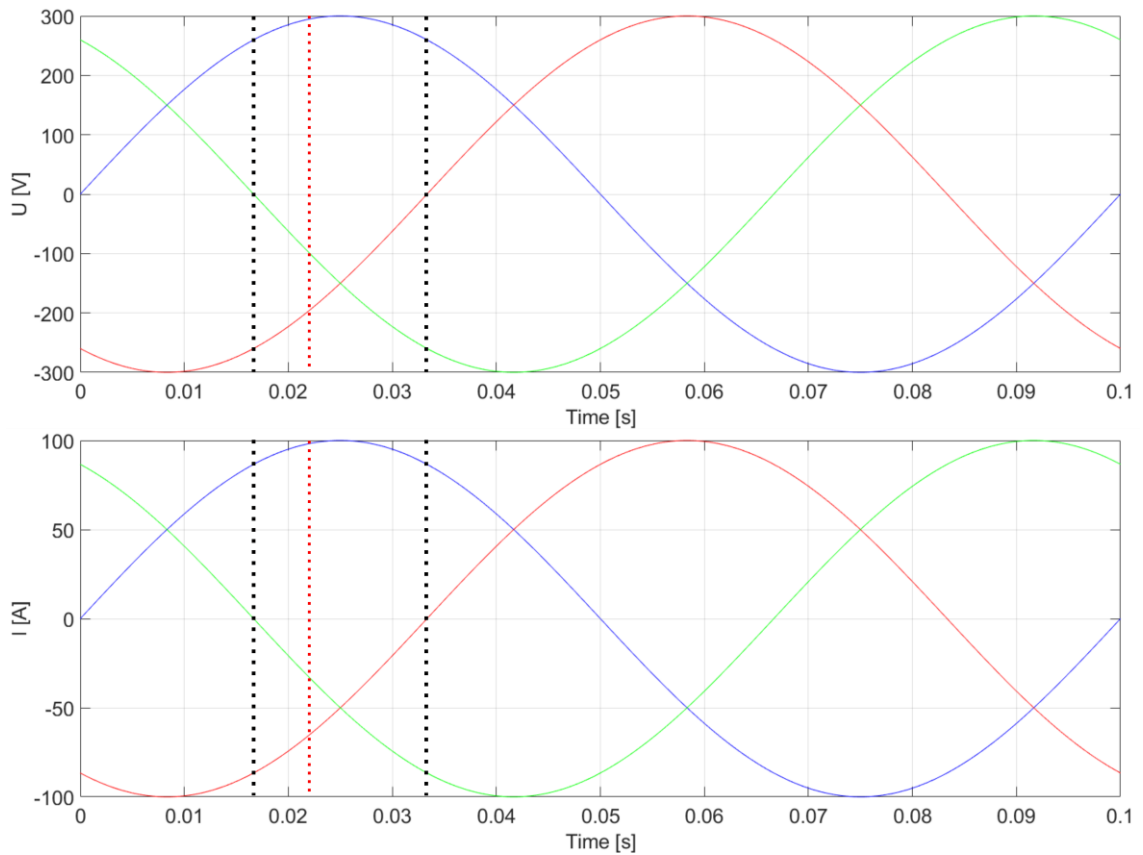
Akár pontosan nulla kimenő teljesítmény mellett is lehetséges a feszültségek kiegyensúlyozása. Ennél a módszernél azon fázis áramának az előjelét kell vizsgálni, amely feszültségének előjele eltér a másik kettő fázistól. Tekintsük például azt a kiadott feszültség fázishelyzetet, amikor az U fázis pozitív, a másik kettő pedig negatív. Ez egy 60 fokos szektor (5.10. ábra fekete kurzor). Szinuszos és tisztán meddő kimenő áram esetén a 60 fokos szakasz egyik felében pozitív, másik felében pedig negatív lesz az U fázis árama. A pozitív 30 fokos időszakban felfelé tolva a referencia feszültségeket növeljük a pozitív sínből kivett teljesítményt, tehát csökkentjük a középponti feszültséget. Amennyiben az U fázis negatív, a másik kettő pedig pozitív, akkor a pozitív áramú

időszakban felfelé tolva a referencia feszültségeket csökkentjük a negatív sínbe táplált teljesítményt, tehát növeljük a pozitív sínbe táplált teljesítményt, így növeljük a középponti feszültséget. A két esetben tehát éppen ellenkezőleg kell figyelembe venni az U fázis áramának irányát. A referencia feszültség eltolásának iránya tehát a DC középponti feszültség nullától való eltérésétől és az aktuális áram előjelétől függ.

Az 5.8. ábra bemutatja, hogy a tisztán induktív meddő és a határos munkapontok esetében hogyan befolyásolja a feszültségreferenciák eltolásának mértéke a pozitív sín áramát. Vegyük például a határos terhelés azon szakaszát, ahol az U fázis pozitív, a másik kettő pedig negatív és abszolút értékben V fázis nagyobb, mint W fázis (5.9. ábra). Motoros munkapontban nulla eltolásnál az U fázis árama d_U kitöltéssel folyik a pozitív sínből, így az áram nagysága $I_U \cdot d_U$. A másik kettő fázis ebben az esetben nincs hatással a pozitív sínre. Lefelé tolva a feszültségrendszert, csökken a kitöltési tényező, így a pozitív sín árama is csökken. Felfelé tolva a feszültségrendszert, tovább nő az áram, amíg U_0 el nem éri W fázis feszültségértékét. Mivel a vizsgált pontban W árama negatív, viszont abszolút értékben kisebb, mint az U fázis árama, a W fázis feszültségénél nagyobb eltolás esetében a pozitív sín árama még mindig növekszik az eltolás mértékével arányosan, azonban kisebb meredekséggel. Ha az eltolás eléri a V fázis feszültség szintjét, akkor mind a három fázis pozitív feszültségű lesz, így a pozitív sín áramán nem változtat a további felfelé tolás, hiszen a három fázisáram kiegyenlíti egymást.

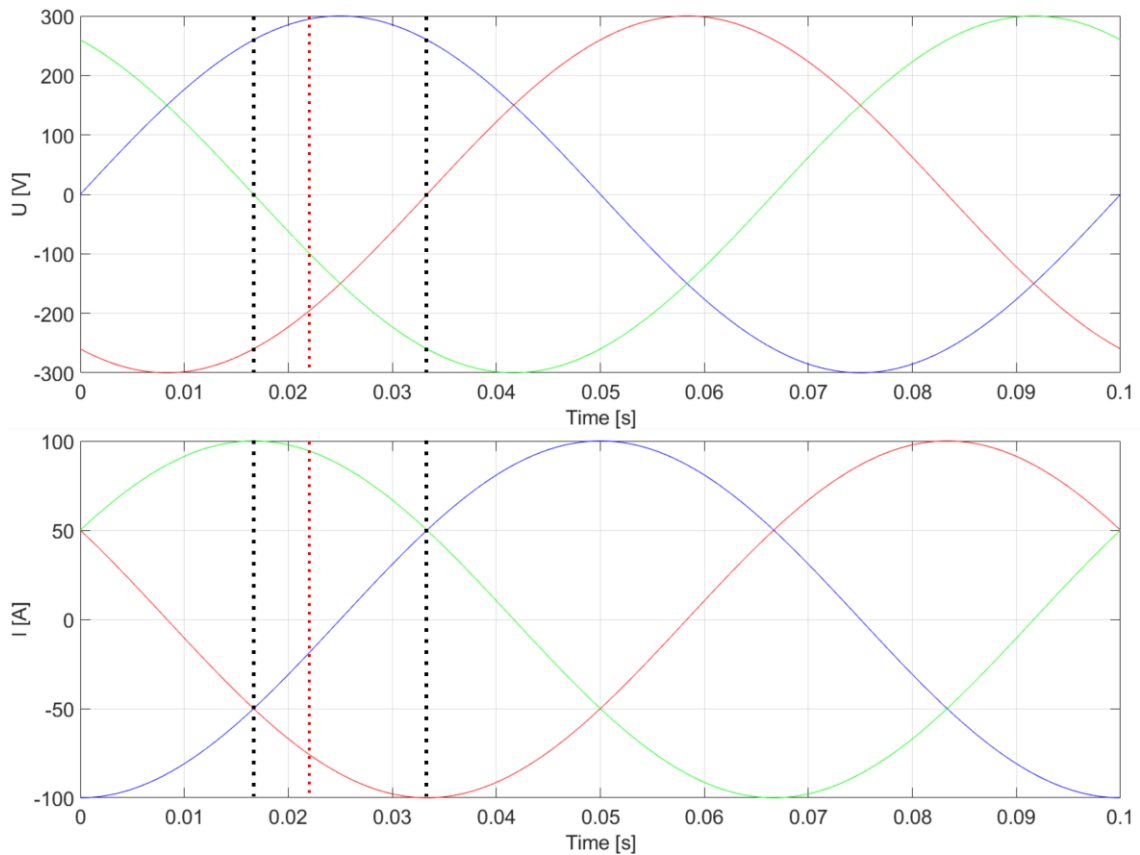


5.8. ábra: U_0 -al való eltolás hatása a pozitív sín áramára



5.9. ábra: Az eltolás hatásának vizsgálata a kurzorral jelzett $\varphi = 0$ hatásos munkapontnál

Induktív meddő munkapontnál (5.10. ábra) az áram késése miatt máshogy alakul a pozitív sín árama az eltolás függvényében. A kurzorral megjelölt időpillanatban nulla eltolásnál negatív a sín árama, hiszen az U fázis árama is negatív. A negatív U fázisáram miatt a sín árama az eltolással fordítottan arányos. Mivel W fázis árama pozitív és abszolútértékben nagyobb, mint az u fázis árama, így amint eléri az eltolás a W fázis feszültség szintjét, a pozitív sín árama egyenesen arányos lesz az eltolással. A V fázis feszültségénél is nagyobb eltolás már nem befolyásolja a sín áramát, hiszen a fázisáramok kiegyenlítik egymást.



5.10. ábra: Az eltolás hatásának vizsgálata a kurzorral jelzett $\varphi = -\frac{\pi}{2}$ induktív meddő munkapontnál

Látható, hogy a hatásos teljesítményű munkapontnál elegendő lenne a harmadik fázis előjelváltására korlátozni U_0 -t, hiszen kisebb eltolásnál felfelé és lefelé sem változik a tendencia a fázisfeszültségek előjelváltásakor. Induktív meddő munkapontoknál azonban már az első előjelváltásra korlátozni kell, mert annál nagyobb eltolás esetében pont a kívánt hatás ellenkezőjét érzük el. Ezért az egységes megoldás érdekében mindenhol az első előjelváltásra korlátozunk. Így hatásos esetben nem használjuk ki maximálisan a beavatkozási lehetőségeket, viszont tisztán meddő esetben biztosan nem okozunk instabilitást.

5.1.4 Szélső értékek

A referencia feszültségek pozitív és negatív eltolásának egyik lehetséges korlátjának okát az előző fejezet ismerteti. A másik lehetséges korlátot az okozza, hogy a kitöltési tényezőknek a $[-1;1]$ intervallumon belül kell lenniük, ezért a moduláció miatt egyik fázis feszültsége sem lépheti túl a két sín feszültségét. A szélső értékek négy különböző esetre számíthatók ki:

- Az U fázis pozitív, a másik kettő pedig negatív:
 - Pozitív irányú beavatkozás esetén az egyik lehetséges felső korlát az U fázis és a pozitív sín feszültségkülönbsége, a kitöltési tényező felső korlátja miatt. A másik lehetséges felső korlát a V és a W fázisok közül abszolút értékben a kisebbik, így az eltolás nem okoz előjelváltást egyik fázisban sem.

$$U_{0,max} = \text{Min}(U_{dcP} - U_U; \text{abs}(U_V); \text{abs}(U_W)) \quad (5.10)$$

- Negatív irányú eltolásnál előjelváltás szempontjából az U fázis feszültsége az egyik lehetséges korlát, a másik pedig a V és W fázis feszültségek közül annak az abszolútértéke, amelyik közelebb áll a negatív sín feszültségéhez.

$$U_{0,min} = \text{Min}(U_U; U_V - U_{dcN}; U_W - U_{dcN}) \quad (5.11)$$

- Az U fázis negatív, a másik kettő pedig pozitív:

- Pozitív eltolásnál:

$$U_{0,max} = \text{Min}(-U_U; U_{dcP} - U_V; U_{dcP} - U_W) \quad (5.12)$$

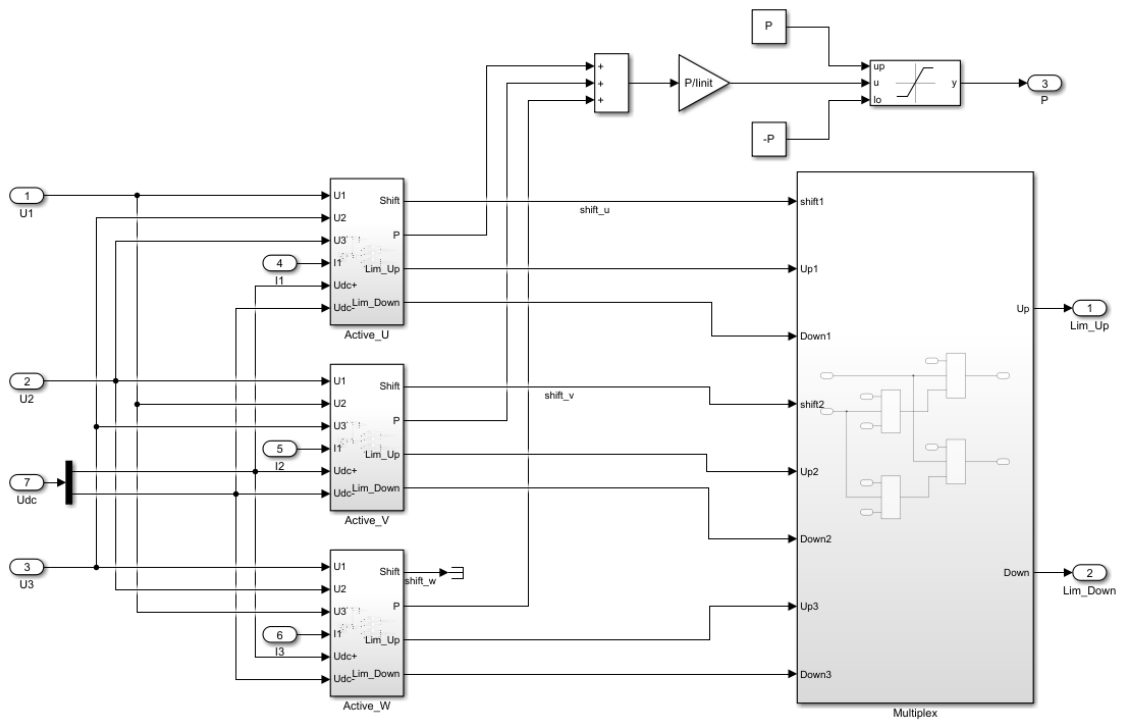
- Negatív eltolásnál:

$$U_{0,min} = \text{Min}(U_U - U_{dcN}; U_V; U_W) \quad (5.13)$$

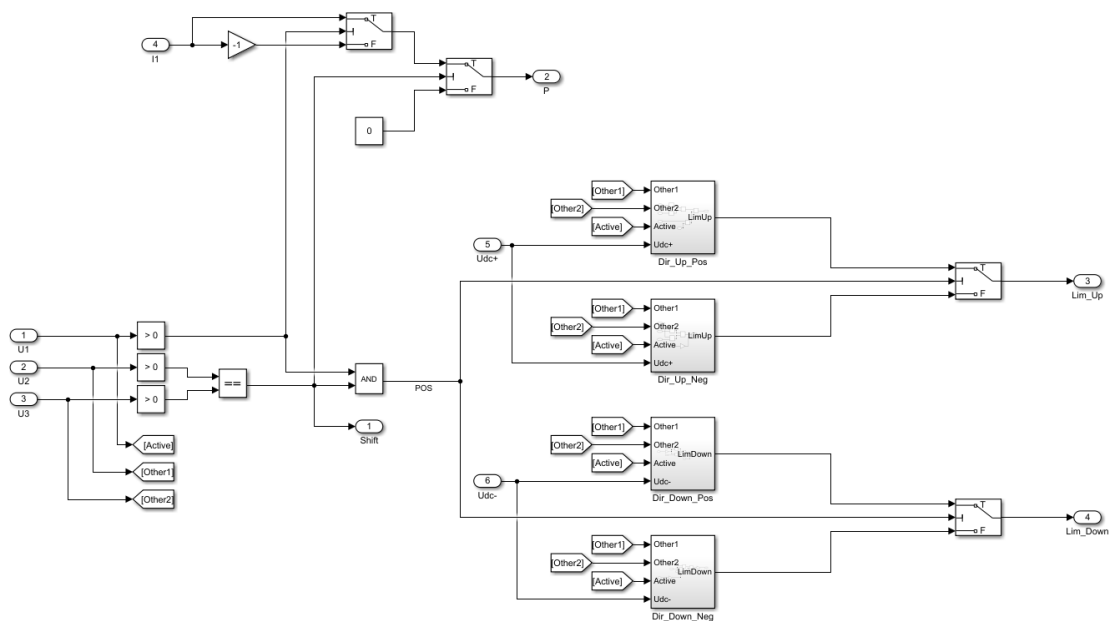
A szélső értékek kiszámításával az inverter teljes kivezérlése is megoldódik. Amennyiben a referencia feszültség abszolút értékben nagyobb, mint a DC feszültség fele, akkor a korlátok megtartása miatt a moduláció csökkenti a referencia feszültséget, ezzel 1 és -1 közé szorítva a kitöltési tényezőt. Így az inverter által kiadható a maximális $\frac{U_{dc}}{\sqrt{3}}$ fázisfeszültség. Ettől függetlenül érdemes a szimmetrikus moduláció használatát kiindulási referencia feszültségként, hiszen motoros üzemmódban a középponti feszültség hullámossága csökkenthető vele.

6 Modell alapú megvalósítás

A Balance_Ctrl blokk bemenetei a kiadandó három fázisú szinuszos feszültségrendszer, a három fázis árama, illetve az U_{dcP} és U_{dcN} feszültség értékek. Az Active_U/V/W blokkokban logikai kapuk segítségével meghatározható, hogy az adott fázis feszültségének előjele különbözik-e a másik kettő fázisétól („aktív fázis”). Amennyiben igen, akkor a feszültség és áram előjelek függvényében vagy az „aktív fázis” árama, vagy annak -1 szerese megy ki a blokkból, mint P arányos tényező. Ha a fázis nem „aktív”, akkor az arányos tényező kimenetre 0 jel kerül, így a három fázisra elvégezve a műveletet, majd az eredményeket szummázva mindig az „aktív” fázishoz tartozó tényezőt kapjuk meg. Azért az áram jelet használjuk arányos tényezőként, mert így azt leosztva egy meghatározott minimális áramértékkel (I_{init}) elérhető, hogy a szabályozó hatás csökkenjen, olyan kicsi áram esetén, ahol a szenzorok mérési hibájából adódóan bizonytalan az előjel megállapítása. Így kiküszöbölhető az esetlegesen pozitív visszacsatolás a szabályozási körben. Az I_{init} paraméter megválasztásánál figyelembe kell venni az esetleges zajokat, melyek valós körülmények között felléphetnek. Annak érdekében, hogy az arányos tényező ne legyen nagyobb a beállított P értéknél, egy szaturációs blokkal korlátozni kell. A beállított P érték az 5.1.2 fejezetben leírtak alapján kiszámított tényezőnél nagyobb (kb. kétszerese), így biztosított a rendszer stabilitása. Szintén az Active_U/V/W blokkban történik a korlátok ((5.10) - (5.13) egyenlet) kiszámítása, amiket az egy szinttel feljebb található multiplexer blokk választ szét, hogy minden esetben az „aktív” fázisnak megfelelő legyen érvényben.



6.1. ábra: Balance_ctrl blokk

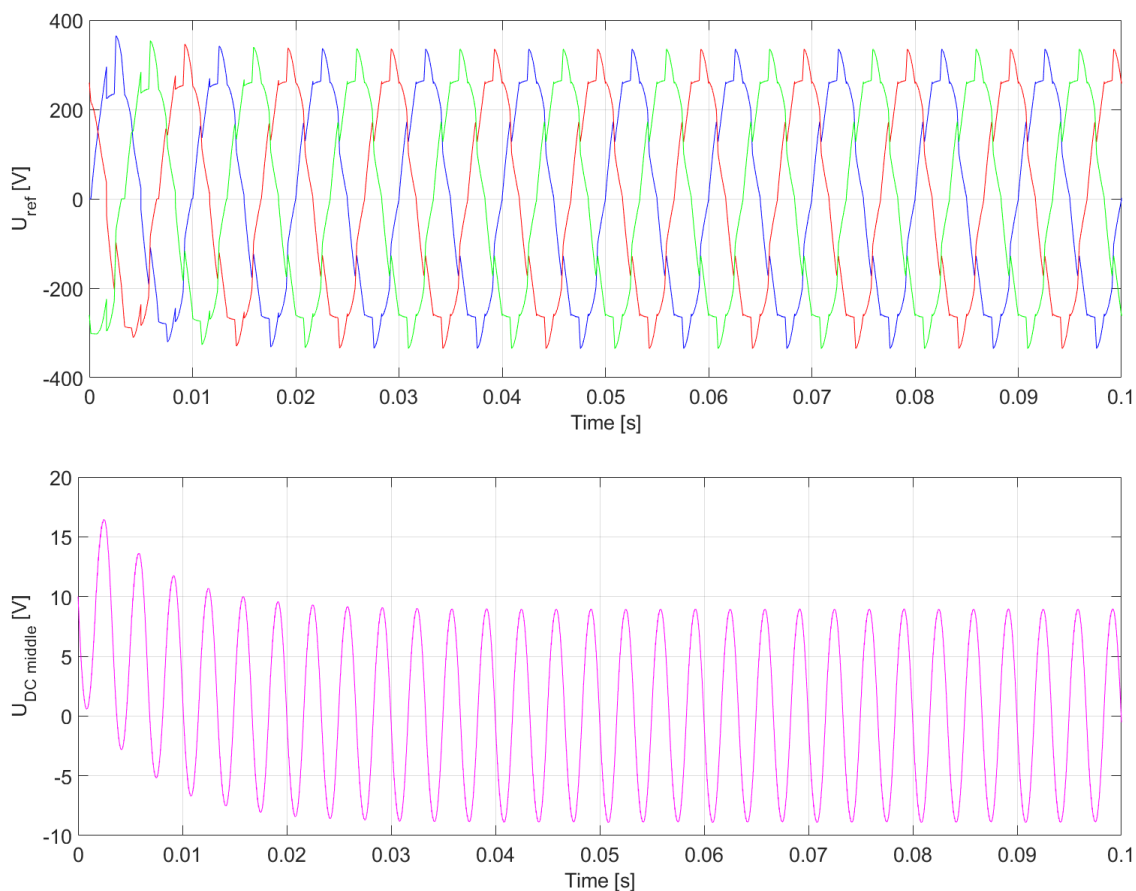


6.2. ábra: Active_UVW blokk

A szimulációt futtatva megállapítható, hogy a tisztán meddő munkapont esetében is jól működik a DC középvezettség kiegyensúlyozása. A szemléletesség érdekében a DC kondenzátorok kezdeti feszültsége a szimmetriaponttól eltér, így megfigyelhető, hogy a szabályozó behúzza nullába a két sín feszültségkülönbségének átlagát. A szimuláció az alábbi paraméterekkel futott.

f_{sw}	10kHz	kapcsolási frekvencia
f	100Hz	alapharmonikus frekvencia
U_{dc}	800V	DC feszültség
U_{dcP}	390	pozitív sín feszültségének kezdeti értéke
U_{dcN}	-410	negatív sín feszültségének kezdeti értéke
\hat{U}_{ref}	300V	referencia fázisfeszültségek csúcserőke
\hat{I}	300A	fázisáramok csúcserőke
I_{init}	15A	Valós rendszerben a zajok, hibáktól függ
φ	$-\frac{\pi}{2}$	feszültség és áram fázisszöge
P	1	arányos tényező
C_{Dclink}	10mF	DC köri kondenzátor
t_{DT}	200ns	bekapcsolási holtidő

6.1. táblázat: Munkapont paraméterek



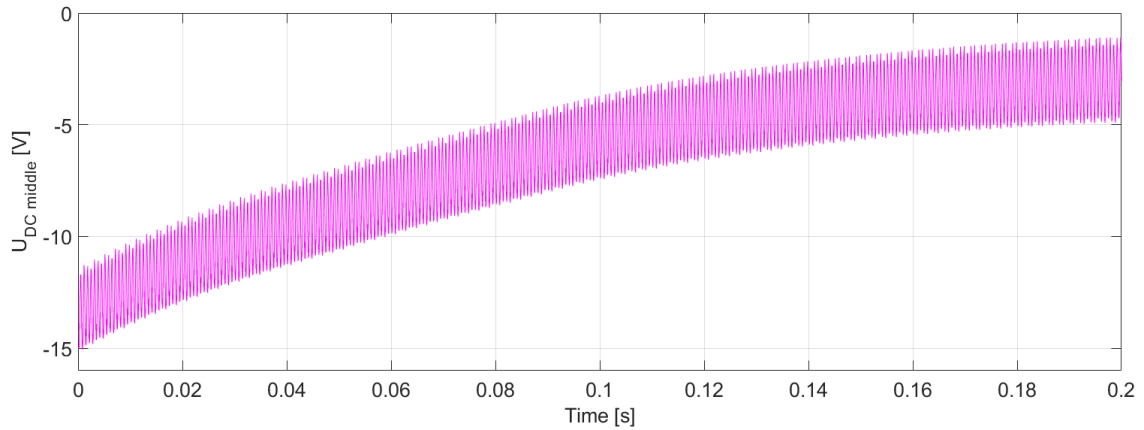
6.3. ábra: Feszültség referencia és a középponti feszültség tisztán meddő munkapontnál

6.1.1 Valós rendszerrel megfigyelhető késleltetések

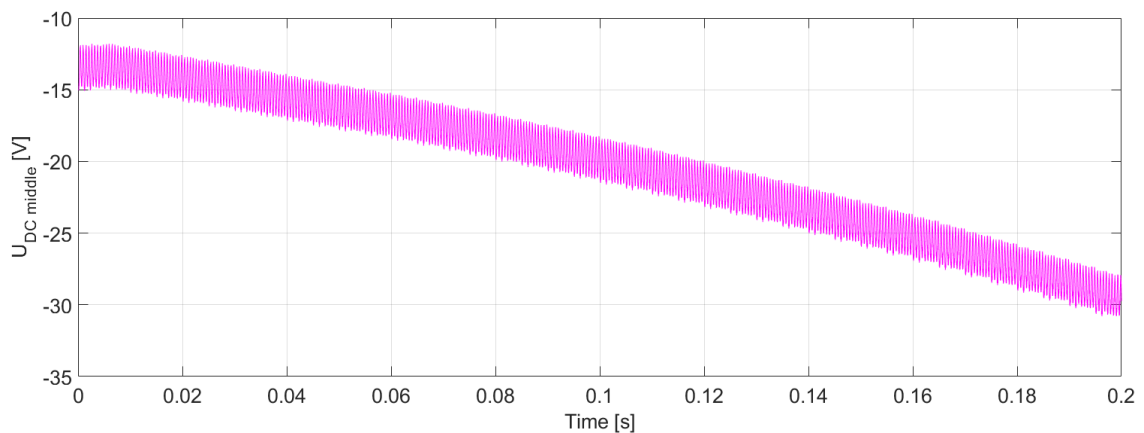
Annak érdekében, hogy a modell minél inkább megfeleljen a valóságnak, a modulációt kiszámító blokkot kapcsolási frekvenciával mintavételezett alrendszerre változtattam a modellben. Szintén a valóság tükrözése miatt egy késleltető blokk is bekerült a modulált feszültség kimenetére, hiszen az áramok és feszültségek megmérésekor a rendszer nem azonnal avatkozik be, csak a következő mintavételezési ciklusban. Ezen változtatásokat elvégezve az várható a rendszertől, hogy egy bizonyos nagyságú alapharmonikus frekvencia mellett instabillá válik a rendszer. Mivel az egyensúlyozó moduláció elve egy perióduson belül 12 szakaszt különböztet meg annak függvényében, hogy melyik fázis az „aktív”, illetve az adott fázisnak pozitív vagy negatív az árama, így azt mondhatjuk, hogy 12. harmonikusonként kell beavatkozni az egyensúlyozáshoz. Ebből adódóan körülbelül az (6.1) egyenlet alapján kiszámolt alapharmonikus frekvenciánál válik instabillá a rendszer, ahol $t_{delay} = 150\mu s$ másfél kapcsolási periódus késést jelent az árammérés és a beavatkozás között. A másfél periódusból egy a késleltető blokkból adódik, a maradék felet pedig a zérus sorrendű tartószerelv okozza, hiszen a beavatkozó feszültség a következő periódusban még érvényben lesz. Mivel ez a késés munkaponttól függetlenül jelen van, ezért ezzel a problémával nem csak meddő munkapontoknál kell foglalkozni.

$$f = \frac{1}{t_{delay} \cdot 12} = 555.55 \text{ Hz} \quad (6.1)$$

A szimulációs eredményeken jól látszik, hogy 500 Hz alapharmonikus frekvenciánál a rendszer még stabil, de már nagyon lassan áll be nulla közelébe a középponti feszültség (6.4. ábra). Ezzel szemben 600 Hz frekvencián instabillá válik a rendszer (6.5. ábra), tehát az elvárásoknak megfelelően valahol a két frekvencia érték között van a stabilitás határa. Az instabilitás oka az, hogy a rendszer az áram mintavételezése után egy ciklussal később avatkozik be, amikor már nem az általa mért áram folyik. Ez a szabályozási körben akár pozitív visszacsatoláshoz és így instabilitáshoz vezethet.



6.4. ábra: A DC középponti feszültség stabil 500 Hz alapharmonikus frekvenciánál



6.5. ábra: A DC középponti feszültség instabil 600 Hz alapharmonikus frekvenciánál

6.1.2 Áramvektor forgatás

A nagy sebességű villanymotorok esetében fontos, hogy minél nagyobb alapharmonikus frekvencia elérhető legyen az inverterrel, hiszen a motor fordulatszáma az (6.2) egyenlet alapján számítható, ahol f az alapharmonikus frekvenciát, p pedig a póluspárok számát jelöli.

$$n[RPM] = \frac{60 \cdot f[Hz]}{p} \quad (6.2)$$

Annak érdekében, hogy az egyensúlyozó metódus nagy alapharmonikus frekvencia mellett is működjön, ki kell használni, hogy ismerjük az áramvektor időbeli alakulását. A rendszer által mért áramvektort előre kell forgatni annyival, hogy a beavatkozás pillanatában aktuális áramvektornak megfelelő legyen. Ehhez az UVW rendszerből a Clarke transzformációs mátrix (6.5) segítségével át kell térni XY koordinátarendszerbe, majd a kapott vektort az (6.4) képlet alapján alfa szöggel el kell forgatni. A művelet után inverz Clarke transzformációt (6.6) alkalmazva visszatérhetünk

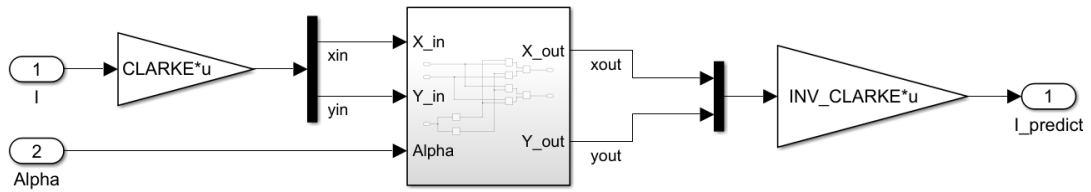
a modulációs bloknak megfelelően az UVW rendszerbe. Az alfa szög kiszámítása az (6.3) képlet alapján történik, ahol a másfeles szorzó a fentebb leírt rendszer késésből származik.

$$\varphi_{offset} = \frac{1.5}{f_{sw}} \cdot \omega \quad (6.3)$$

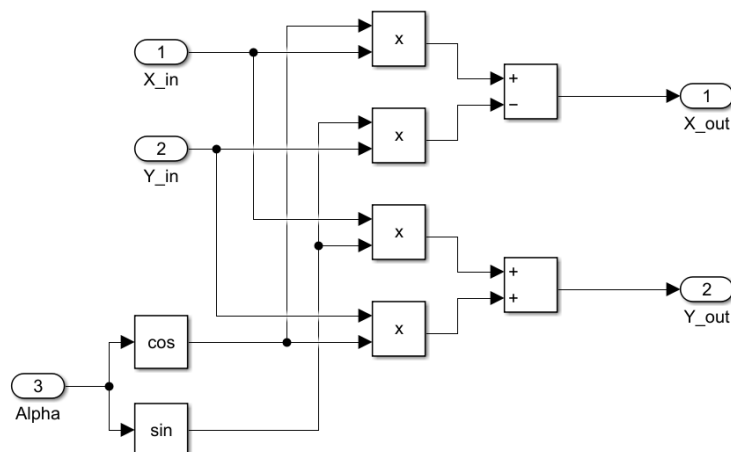
$$(x + j \cdot y) \cdot e^{j \cdot \alpha} = (x + j \cdot y) \cdot (\cos(\alpha) + j \cdot \sin(\alpha)) \quad (6.4)$$

$$[I_x \ I_y] = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot [I_U \ I_V \ I_W] \quad (6.5)$$

$$[I_U \ I_V \ I_W] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot [I_x \ I_y] \quad (6.6)$$

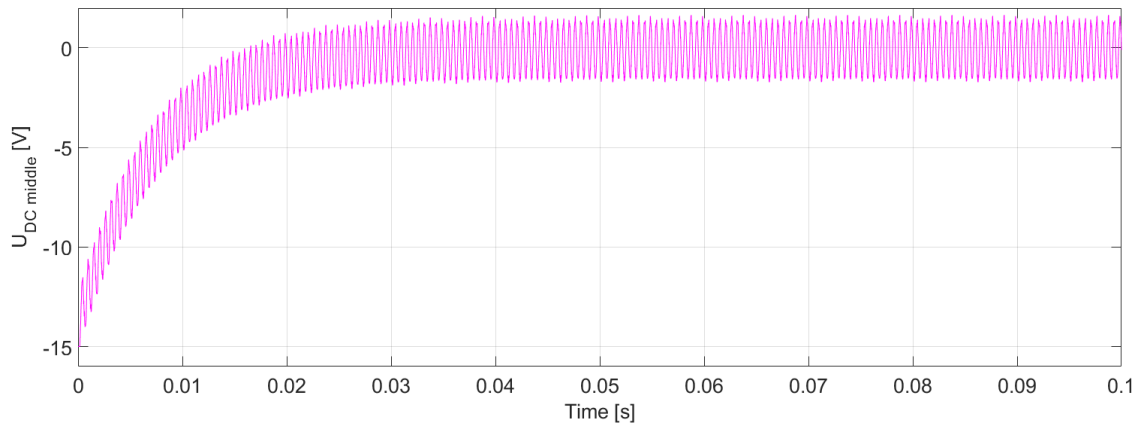


6.6. ábra: Áramvektor forgatása

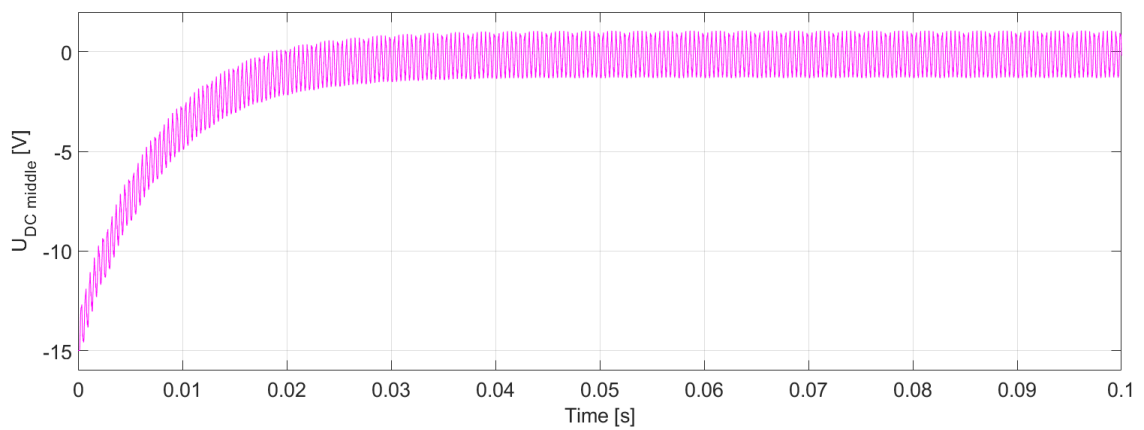


6.7. ábra: Áramvektor forgatás egyenletének modell alapú megoldása

Az áram predikciós blokkot beillesztve a Balance_ctrl blokkba azt az eredményt kapjuk, hogy az előbb vizsgált 600 Hz, vagy akár annál is nagyobb alapharmonikus frekvenciánál is stabil marad a rendszer.



6.8. ábra: DC közép feszültség 600 Hz alapharmonikus frekvenciánál áram predikcióval



6.9. ábra: DC közép feszültség 800 Hz alapharmonikus frekvenciánál áram predikcióval

7 Összefoglalás

A dolgozatban leírtak alapján kimondható, hogy a lebegő kondenzátoros topológia középponti feszültségének kiegyensúlyozása nem igényel bonyolult modulációt. Mivel a középponti feszültség két kapcsolási állapottal is kiadható, ezért ezen kapcsolások megfelelő megválasztása biztosítja az egyensúlyt.

Az NPC és a T-típusú topológiánál ugyanazok a feszültség kiegyenlítő technikák alkalmazhatóak. A dolgozatban bemutatott módszerek közül a szimmetrikus moduláció, illetve az arányos szabályozó alkalmazása megfelelően megoldja a kiegyensúlyozatlanság problémáját motoros és generátoros üzemmódban, azonban közel tisztán meddő munkapontok esetén nem megbízható a működésük. Ezzel szemben az áramelőjelen alapuló módszer azon munkapontoknál is megfelelően alkalmazható, ahol a teljesítmény előjele nem biztonságosan meghatározható.

A középponti feszültség kiegyensúlyozatlanságának problémája további fejlesztési feladatokat nyit meg. Azon munkapontokat is le kell tudni kezelni, ahol az áram előjele nem határozható meg biztonsággal. A középponti feszültség stabilitásán túl hullámosságának csökkentése is fontos szempont, mely további módszerek fejlesztését igényli.

Irodalomjegyzék

- [1] M. Kane, “Global Plug-In Electric Car Sales – June 2021,” Aug. 03, 2021. <https://insideevs.com/news/523953/global-plugin-car-sales-june2021/> (accessed Oct. 23, 2021).
- [2] S. Halasz and I. Varjasi, “Voltage Spectra of Three-Level Inverters with Three-Phase Modulation,” 2006. doi: 10.1109/IPEMC.2006.4778072.
- [3] S. Halasz and I. Varjasi, “Small vector PWM strategies of three-level inverters,” 2004. doi: 10.1109/ISIE.2004.1571996.
- [4] S. Halasz and I. Varjasi, “Analysis of three phase PWM strategies of three-level inverters.” doi: 10.1109/SPEEDAM.2006.1649978.
- [5] Mr. S. Dasam and Dr. B. Sankerram, “Modeling of Dc Link Capacitor Voltage Balance in 3-Level Inverter Using Space Vector Modulation Technique,” *Global Journal of researches in engineering Electrical and electronics engineering*, vol. 12, no. 5, 2012.
- [6] Y. Lai, Y.-K. Chou, and S.-Y. Pai, “Simple PWM Technique of Capacitor Voltage Balance for Three-Level Inverter with DC-link Voltage Sensor Only,” 2007. doi: 10.1109/IECON.2007.4460351.
- [7] M. Swamy, K. Anuradha, and B. G. Babu, “DC level stabilization in Neutral Point Clamped multilevel inverters,” Dec. 2015. doi: 10.1109/PCCCTSG.2015.7503907.
- [8] B. Gong, S. Cheng, and Y. Qin, “Simple Three-level Neutral Point Voltage Balance Control Scheme Based on Carrier Overlapping SPWM”.
- [9] S. Ingo, “Semikron Application Note AN-1101.” Oct. 12, 2015.
- [10] H. Kitidet and Y. Kumsuwan, “A CB-SVPWM control strategy for neutral-point voltage balancing in three-level NPC inverters,” Nov. 2017. doi: 10.1109/TENCON.2017.8228144.