

M Ű E G Y E T E M 1 7 8 2

Budapesti Műszaki és Gazdaságtudományi Egyetem

Automatizálási és Alkalmazott Informatikai Tanszék

# Új ötszintű, négycsatornás rezonáns Buck konverter

New Five-Level, Four-Channel, Resonant Buck Converter

**PhD Tézisfüzet**

Litváni Lilla

Témavezető: Hamar János, PhD

2020



# 1. Motiváció és célok

A DC-DC konvertereket széleskörűen használják, többek között a telekommunikáció, informatika, ipari robottechnológiák, repülőgép-és űripar, gyógyszeripar, autóipar stb. területein. Napjainkban a DC-DC konverter piac értéke 8,5 milliárd dollár, 2025-re pedig ez a szám várhatóan 22,4 milliárd dollárra növekszik. A piac ilyen mértékű fejlődése miatt előtérbe kerültek a költséghatékony, magas szintű követelményeknek megfelelő modellek [1].

A DC nano-és microgridekben az energiaforrások, fogyasztók, és szabályzóegységek különböző feszültség szinteken üzemelnek, melyek több egyszintű konverter vagy egy többszintű konverter segítségével is összekapcsolhatóak. Utóbbi költséghatékony és hardver szempontjából gazdaságosabb, ugyanakkor az irányítása bonyolultabb. Ezekben a rendszerekben a szünetmentes teljesítményáramlás kulcsfontosságú a terhelések biztonságos energiaellátásához, míg a veszteség csökkentése elengedhetetlen a rendszer hatásfokának maximalizálásához. A DC nanogridekben nagy számban fordulhatnak elő inverterek, melyek AC fogyasztókat táplálnak. Ezek további harmonikusokat injektálnak a DC hálózatba, melyek redukálása szintén fontos kérdés. Ennek mérséklését teszi lehetővé a többszintű konverterek alkalmazása, melyek több kimeneti feszültség előállítására is alkalmasak. A tárgyalt rendszerekben működés során a terhelések teljesítménye változhat, így a kimeneti csatornák közötti teljesítményáramlás irányításához speciális stratégiára van szükség. Ezen feltételek teljesítéséhez, illetve a leírt alkalmazásokhoz egy speciális, többszintű DC-DC konverterre van szükség. A kutatásom fő célja olyan többszintű DC-DC konverter főáramkörének megtervezése és irányításának kidolgozása, amely több feszültségkimenettel rendelkezik a félvezető kapcsolók számának minimalizálása mellett.

A disszertációban egy új ötszintű, négycsatornás DC-DC konverter kerül bemutatásra, amely alkalmas a fentebb összefoglalt feladatok ellátására. A konverter öt feszültség szint előállítására alkalmas és két bemeneti csatornával rendelkezik. Így amennyiben az egyik csatorna kiesne vagy a rendelkezésére álló teljesítmény csökkenne, a másik bemeneti csatorna képes átvenni a szerepét, ezáltal szünetmentes áramellátást biztosítva a fogyasztók számára.

A két bemeneti csatorna és a négy kimeneti csatorna közötti teljesítményáramlás irányítását hat vezérelhető félvezető végzi, miközben mind a bemeneti, mind a kimeneti teljesítmények változhatnak. Az új konverter működésének ismertetése az állandósult állapotban való működés részletes elemzésén alapul, amelyet az első tézis tartalmaz. Két különböző jellegű bemeneti táplálás esetén (például napelem és akkumulátor), amennyiben az egyiknek csökken a feszültsége, a kívánt kimeneti feszültségek fenntartásához speciális irányítási stratégiára van szükség.

Működés szempontjából két eset fordulhat elő. Szimmetrikus üzemállapottal egyszerűbb alkalmazásokban találkozhatunk, ahol a bemeneti és kimeneti feszültségek valamint a terhelések rendre egyenlőek. A második tézisben a szimmetrikus üzemállapot esetén a vezérlés paramétereinek a konverter működésére gyakorolt hatását vizsgáltam.

A gyakorlatban az aszimmetrikus üzemállapot nagyobb valószínűséggel fordul elő. A harmadik tézisben először az egyszerűbb, részben aszimmetrikus eseteket elemeztem, amikor vagy a bemeneti feszültségek, vagy a kimeneti feszültségek vagy a terhelő ellenállások aszimmetrikusak. A vizsgálatot a teljesen aszimmetrikus működésre is kiterjesztettem. Kutatásom során a kontroll változók hatásmechanizmusát vizsgáltam a részben és teljesen aszimmetrikus esetekre. Meghatároztam a konverter lehetséges működési tartományait, definiáltam az egyes tartományokban való működés feltételrendszerét és elemeztem őket ezekre a scenáriókra. Az elméleti eredményeket minden esetben szimulációs és mérési eredményekkel is alátámasztottam.

## **2. Kutatási irányvonalak a DC-DC konverterek területén**

Az elmúlt időszakban számos új konverter topológia, speciális félvezető és új irányítási módszer jelent meg, melyek széles körben alkalmazhatóak többek között megújuló energiarendszerek speciális részeként, többszintű inverterek meghajtására és további területekre is. A kapcsolódó kutatások fő célja a kapcsolási igénybevételek és veszteségek csökkentése, a hatásfok növelése és az áramköri elemek számának, illetve az elektromágneses interferencia csökkentése[2].

A kétszintű DC-DC és DC-AC konvertereket általában alacsony teljesítményű és alacsony feszültségű rendszerekben alkalmazzák, melyekben a harmonikus torzítás jelentős lehet, ami zavarokat okozhat. Bár a nemkívánatos harmonikus torzítás megfelelően beállított passzív szűrőkkel jelentősen csökkenthető, ez a megoldás nemcsak a konverterek méretét, de a súlyát és előállítási költségét is megnöveli. A konverter mérete és a generált harmonikusok amplitúdója a kapcsolási frekvencia növelésével elvben ugyan csökkenthető, de ez praktikusán az átkapcsolási idők csökkenéséhez is vezet. Változatlan tápfeszültség mellett ez egyben a feszültségmeredekség növekedéséhez és így a sugárzott zavarok emelkedéséhez vezethet. Speciális, rezonáns DC-DC konverter segítségével ugyanakkor lehetőség nyílik a zavarok és mágnesezési veszteségek csökkentésére akár 1 MHz-es kapcsolási frekvencia mellett is [3].

A felharmonikusok csökkentésének másik módja a többszintű konverterek alkalmazása, így nincs szükség költséges, speciális szűrők alkalmazására vagy nagy kapcsolási frekvencián történő üzemelésre. Ugyanakkor, a többszintű konverterek hátránya a topológia komplexitása, a kapcsolóelemek megnövekedett száma és az emelkedő kapcsolási veszteségek. A fenti hátrányok kiküszöbölésére a kutatások célja egyszerűsített topológiával rendelkező, kedvezőbb árú, megbízható és magas hatásfokkal működő többszintű konverterek kifejlesztése. Több konverter topológia fejlesztése is erre irányult a közelmúltban, ide tartoznak az NPC (neutral point clamped), az FCC (flying capacitor) és a CHB (kaszád H-híd) konverterek [4]. Számos speciális CHB topológiában lehetőség nyílt a kapcsolóelemek számának további csökkentésére. A szintduplázó hálózattal rendelkező többszintű topológiák lehetővé teszik a megnövekedett kimeneti csatornaszámot [5]. A kaszkád-kapcsolt dióda alkalmazásával a teljesítményelektronikai kapcsolók számának minimalizálása mellett lehetővé vált számos, különböző feszültség szint előállítása szimmetrikus és aszimmetrikus topológiákban is [6]. Egy speciális, aszimmetrikus kaszkád konverter blokk segítségével lehetőség nyílt számos feszültség szint előállítására, csökkentett számú DC forrással és kapcsolóelemmel, mindezt redukált veszteségek és költségek mellett [7].

A T-típusú konverterek az NPC topológiák továbbfejlesztett változatai, melyek a tra-

dicionális típushoz képest kevesebb kapcsolót tartalmaznak és magasabb hatásfokot biztosítanak. A háromszintű T-típusú konverterek a kétszintű konverterek előnyeit (pl. egyszerű működési elv, csökkentett vezetési veszteségek) ötvözték a háromszintű topológiák pozitívumaival (pl. magas kimeneti feszültségminőség, csökkentett kapcsolási veszteségek) [8].

A feszültség szintek számának növelésére további lehetőséget nyújt a transzformátor alapú konverterek használata, melyek azonban szintén növelik a rendszer komplexitását. A rezonáns átkapcsolású, kétirányú, galvanikusan nem leválasztott, mágnesesen csatolt egyszerű topológia ugyanakkor egyszerre képes biztosítani az alacsony költséget és a magas hatásfokot is [9]. Egy fő-és kiegészítő transzformátorokból, két háromszintű hídágból, egy szett egyenirányító hídából és számos rezonáns elemből álló ötszintű LLC konverter, különböző modulációs módszerek alkalmazásával alacsony, közepes és magas kimeneti feszültségerősítésre is képessé vált [10].

A fent említett konvertertípusok ugyanakkor számos hátránnyal is rendelkeznek. A moduláris kivitelek nagy és drága transzformátorokat igényelnek. Az NPC konverterek nem képesek feszültségkiegyenlítésre, illetve a feszültség szintek számának növelése a diódák számának növekedésével is jár. Az FCC többcellás konverterekben nagy és költséges kondenzátorok beépítésére van szükség. A T-típusú konverterekben komplex kondenzátor feszültségkiegyenlítő módszerekre van szükség, illetve a kapcsolók feszültség igénybevétele nagyobb. Bár a módosított kaszkád-H-híd konverterek kevesebb kapcsolóelemből épülnek fel, üzemelésük során izolált DC forrásokra van szükség [4].

A disszertációmban bemutatott négycsatornás, rezonáns Buck konverter az előzőekben említett konverterek előnyeit kihasználva négy szabályozható kimeneti feszültséget tesz lehetővé működés közben, melyek akkor is előállíthatóak, ha a bemeneti feszültség vagy a teljesítmény megváltozik. Emellett, a konverter a nulla feszültségű és áramú kapcsolást (ZVS és ZCS) is lehetővé teszi, így csökkentve a kapcsolási veszteségeket és növelve a hatásfokot.

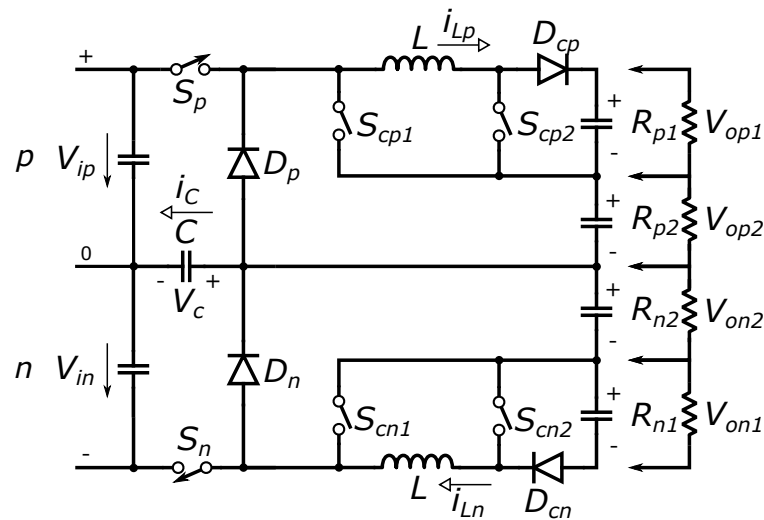
### 3. Új tudományos eredmények

Az alábbi fejezet a disszertáció új tudományos eredményeit foglalja össze. A téziseket három csoportba osztottam, melyeket a következő szekciókban fejtek ki részletesebben.

#### 1. Tézis

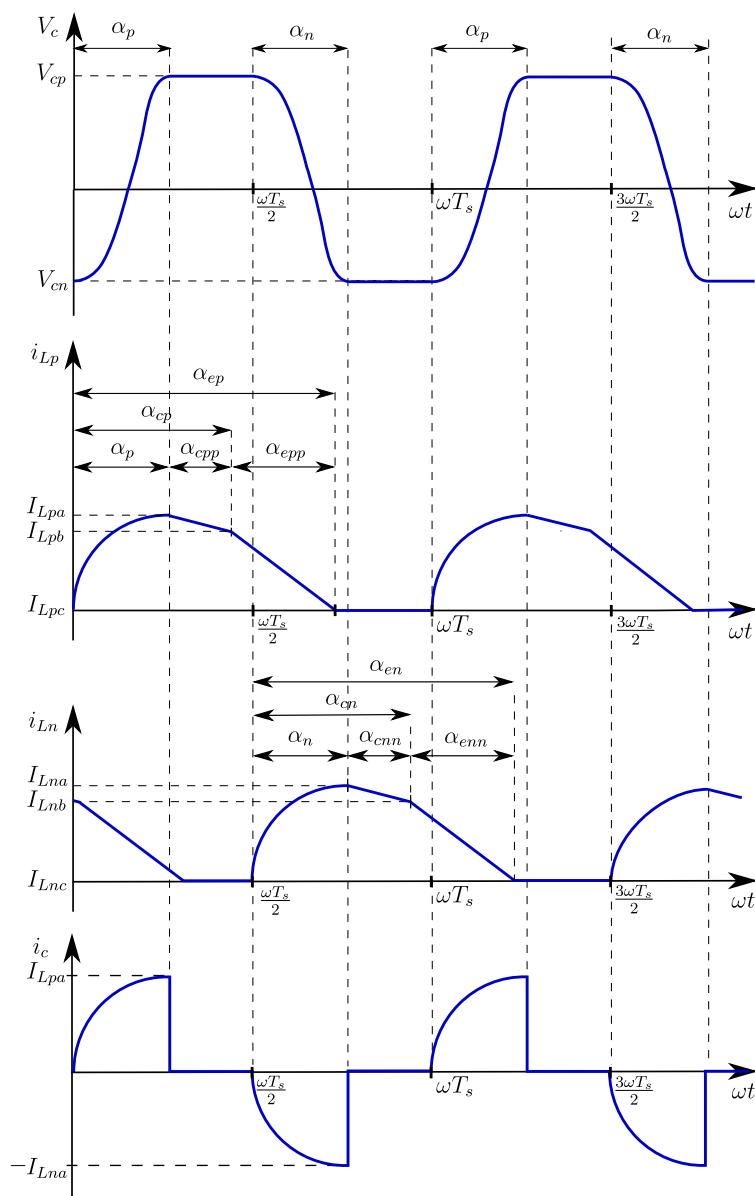
*Kidolgoztam egy új, ötszintű, négycsatornás rezonáns Buck konverter topológiát, amely a jelenleg használt DC-DC konverterek előnyeit egyesítve lehetővé teszi a kimenetek feszültségének pontosabb vezérlését, továbbá a hatásfok növelését ZVS és ZCS átkapcsolásokkal éri el. (1. ábra)*

*A négy-négy kapcsolási állapotot a pozitív és a negatív csatornára is megvizsgáltam, illetve elemeztem a hozzájuk tartozó áram és feszültség jelalakokat (2. ábra). Állandósult állapotbeli analízist végeztem a szaggatott és a folytonos áramvezetési állapotokra egyaránt ((1) (2) (3) (4)) [j1], [p1].*



1. ábra. Ötszintű négycsatornás rezonáns Buck konverter főáramköre [j1]

A konverter öt feszültség szint előállítására alkalmas: nulla és négy azonos vagy teljesen különböző feszültség. A lehetséges kapcsolási állapotokat mindkét csatornára megvizsgáltam és meghatároztam a hozzájuk tartozó áram és feszültség jelalakokat, melyek a 2. ábrán láthatóak.



2. ábra. Állandósult állapotbeli feszültség - és áramjelalakok szaggatott áramvezetés esetén[j1]

Meghatároztam mind folytonos (CCM), mind szaggatott (DCM) áramvezetési állapotban a kimenő feszültségek áramköri és vezérlési paramétereiktől való függését, amelyek a következő formában írhatóak fel.

Folytonos áramvezetés esetén a kimeneti feszültségek az alábbi módon számíthatóak:

$$V_{op1,CCM} = K_{15p} \cdot \frac{4Cf_s V_{i1}}{\frac{K_{14p}^2}{R_{p2}} + \frac{K_{15p}^2}{R_{p1}} + \frac{K_{14n}^2}{R_{n2}} + \frac{K_{15n}^2}{R_{n1}}} \quad (1)$$



$$V_{op2,CCM} = K_{14p} \cdot \frac{4C f_s V_{i1}}{\frac{K_{14p}^2}{R_{p2}} + \frac{K_{15p}^2}{R_{p1}} + \frac{K_{14n}^2}{R_{n2}} + \frac{K_{15n}^2}{R_{n1}}} \quad (2)$$

ahol  $V_{i1} = \frac{V_{ip} + V_{in}}{2}$ ,  $f_s$  a kapcsolási frekvencia,  $K_{14p}$ ,  $K_{15p}$  paraméterek a disszertáció 119. oldalán az A2. Függelékben található A.16 – A.17 egyenletekkel számíthatóak. A kapcsolódó  $n$  csatorna egyenletei a  $p$  csatorna kifejezései alapján írhatóak fel formális helyettesítéssel.

Szagatott áramvezetés esetén a kimeneti feszültségek a következőképpen számolhatóak:

$$V_{op1,DCM} = K_{1p} \cdot \frac{4C f_s V_{i1}}{\frac{K_{1p}^2}{R_{p1}} + \frac{K_{2p}^2}{R_{p2}} + \frac{K_{1n}^2}{R_{n1}} + \frac{K_{2n}^2}{R_{n2}}} \quad (3)$$

$$V_{op2,DCM} = K_{2p} \cdot \frac{4C f_s V_{i1}}{\frac{K_{1p}^2}{R_{p1}} + \frac{K_{2p}^2}{R_{p2}} + \frac{K_{1n}^2}{R_{n1}} + \frac{K_{2n}^2}{R_{n2}}} \quad (4)$$

ahol a  $K_{1p}$  és  $K_{2p}$  paraméterek a disszertáció 118. oldalán az A1. Függelékben található A.1 – A.3 egyenletekkel számíthatóak.

Az elméleti eredményeket áramköri szimulációkkal, valamint megépített laboratóriumi prototípuson végzett mérésekkel validáltam, melyek a disszertáció 3.4 fejezetében, a 30-37. oldalon találhatóak meg.

## 2. Tézis

***Kidolgoztam az ötszintű négycsatornás rezonáns Buck konverter irányítási stratégiáját szimmetrikus bemenő és kimenő feszültség és egyenlő terhelések esetére.***

*A kutatásomban három kontroll változó, azaz az elsődlegesen vezérelt kapcsolóelem kikapcsolási időpillanatának, a kapcsolási frekvenciának és a rezonáns kondenzátor csúcsfeszültségének egyenkénti és együttes változásának a kimenő feszültségre és a konverter működésére gyakorolt hatását vizsgáltam. [j1], [p1]*

Meghatároztam a folytonos és szagatott áramvezetés, valamint a rezonáns kondenzátor feszültségének korlátozásához szükséges üzemiállapotok határait, melyek a konverter

üzemmódjait határozzák meg. A fenti üzemállapotokban a kimenő feszültség a következő összefüggések szerint számítható.

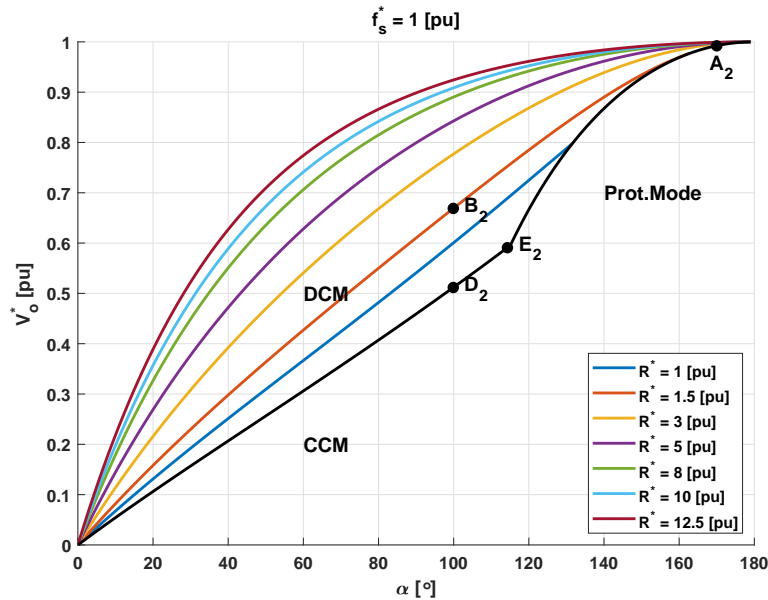
$$V_{o,CCM}^{*,symm} = \frac{1}{1 + \frac{\cot \frac{\alpha}{2} (-\alpha + \frac{2\pi}{f_s^*})}{4}} \quad (5)$$

$$V_{o,DCM}^{*,symm} = \sqrt{\frac{R^* f_s^*}{\pi^2} \tan^4 \frac{\alpha}{2} + \frac{2R^* f_s^*}{\pi} \tan^2 \frac{\alpha}{2} - \frac{R^* f_s^*}{\pi} \tan^2 \frac{\alpha}{2}} \quad (6)$$

$$V_{o,prot,CCM}^{*,symm} = \frac{2 \left( \cos(2\alpha) + \frac{1}{1+\cos \alpha} - 2 \pm \sqrt{(\cos(2\alpha) + \frac{1}{1+\cos \alpha} - 2)^2 - \tan^2 \frac{\alpha}{2} \cot^2 \alpha} \right)}{\tan^2 \frac{\alpha}{2}} \quad (7)$$

ahol  $R^*$  a terhelő ellenállás,  $f_s^*$  a kapcsolási frekvencia viszonylagos egységben, illetve  $\alpha$  az elsődlegesen vezérelt kapcsolóelem kikapcsolási időpillanata.

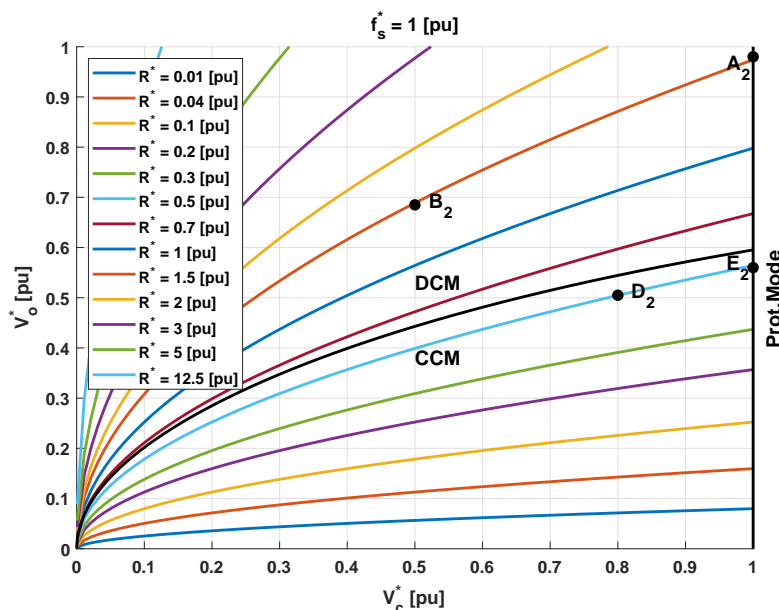
Az analitikus összefüggésekből meglehetősen bonyolult összefüggések származtak, ezért első lépésként a kapcsolási frekvencia és az elsődlegesen vezérelt kapcsolóelem kikapcsolási időpillanatának a kimenő feszültségre gyakorolt hatását vizsgáltam. Az eredmények a következő ábrán láthatóak (3. ábra).



3. ábra. Kimeneti feszültség vezérlési karakterisztikák a kapcsolási szög  $\alpha$  és a terhelési ellenállás  $R^*$  függvényében, ahol a kapcsolási frekvencia a rezonancia frekvenciával egyenlő,  $f_s^* = 1[pu]$  [j1]

Az elméleti eredményeket szimulációs és mérési eredményekkel is bizonyítottam, melyek a disszertáció 51-54. oldalán a 4.3 fejezetben találhatóak.

Második lépésként a kapcsolási frekvencia és az rezonáns kondenzátor csúcsfeszültségének a kimenő feszültségre gyakorolt hatását vizsgáltam. Az eredmények a következő ábrán láthatóak (4. ábra).



4. ábra. Kimeneti feszültség vezérlési karakterisztikák a kondenzátor feszültség  $V_c^*$  és a terhelési ellenállás  $R^*$  függvényében, ahol a kapcsolási frekvencia a rezonancia frekvenciával egyenlő,  $f_s^* = 1$  [pu] [j1]

Az elméleti és mérési eredmények alapján kijelenthető, hogy a rezonáns kondenzátor feszültsége alapján történő irányítás esetén, a félvezetők feszültsége, így közvetve a konverter hatásfoka közvetlenül befolyásolható, cserébe sokkal komplexebb irányítás szükséges a kimenő feszültségek kézben tartásához. Az elsődlegesen vezérelt kapcsoló kikapcsolási időpillanata alapján történő irányítás esetén a félvezetők kitöltése közvetlenül számítható, így a beavatkozás egyszerűbb, cserébe a rezonáns kondenzátor üzemi feszültségének kézben tartása komplexebb.

### 3. Tézis

*Kidolgoztam az ötszintű négycsatornás rezonáns Buck konverter új, energiaegyenleteken alapuló leírási módszerét, melynek segítségével lehetőség nyílik az összes üzemállapotban és terhelési profil mellett a továbbított teljesítmény meghatározására, illetve annak bemeneti és kimeneti csatornák közötti elosztására. [j2] [p2] [j3]*

A két bemeneti csatorna és négy kimeneti csatorna feszültséget, illetve a négy kimeneti csatorna terhelését is figyelembe véve az új energiaegyenleteken alapuló módszerre alapozva a konverter kimeneti feszültségei folytonos és szaggatott áramvezetés esetén a következőképpen számíthatóak.

$$V_{op2,CCM} = \frac{Z(I_{Lpc} - I_{Lpb})}{\alpha_p - \frac{Z}{V_{op1}}(I_{Lpb} - I_{Lpa}) - \omega T_s} \quad (8)$$

$$V_{op1,CCM} = V_{ip} + V_{c1} - V_{c2} - V_{op2,CCM} - \frac{2V_{c1} - I_{Lpc}Z \sin \alpha_p}{1 - \cos \alpha_p} \quad (9)$$

$$V_{op2,DCM} = R_{p2}f_s C V_{c1} \left( 1 + \sqrt{1 + \frac{L I_{Lpb}^2}{2 R_{p2} f_s C^2 V_{c1}^2}} \right) \quad (10)$$

$$V_{op1,DCM} = \sqrt{2 C V_{c1} R_{p1} f_s \left( V_{ip} - V_{c2} - V_{op2,DCM} - \frac{1}{2} L I_{Lpb}^2 R_{p1} f_s \right)} \quad (11)$$

ahol  $V_{c1} = \frac{V_{cp} - V_{cn}}{2}$  és  $V_{c2} = \frac{V_{cp} + V_{cn}}{2}$  a rezonáns kondenzátor feszültségei,  $Z = \sqrt{\frac{L}{C}}$  a hullámimpedancia,  $\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ ,  $I_{Lpa}$  az elsődlegesen vezérelt  $S_p$ ,  $I_{Lpb}$  a másodlagosan vezérelt  $S_{cp1}$ , míg  $I_{Lpc}$  a harmadlagosan vezérelt  $S_{cp2}$  félvezető kapcsoló kikapcsolási időpillanatahoz tartozó tekercsáram pillanatérték. A kapcsolódó  $n$  csatorna egyenletei a  $p$  csatorna kifejezései alapján írhatóak fel formális helyettesítéssel.

Az új módszer segítségével bebizonyítottam, hogy a tápforrásból felvett teljesítmény a rezonáns kondenzátor pozitív és negatív csúcsfeszültségek különbségével, míg a bemeneti csatornák közötti teljesítményeloszlás a rezonáns kondenzátor pozitív és negatív csúcsfeszültség összegével irányítható. Ugyancsak bizonyításra került, hogy a kimeneti csa-

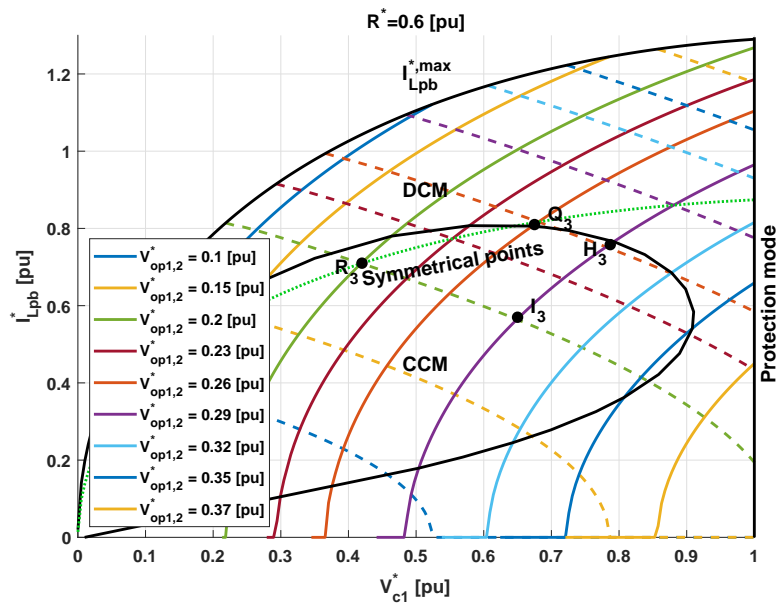
tornák közötti teljesítményelosztás mindkét oldalon a másodlagosan vezérelt  $S_{cp1}$  és  $S_{cn1}$  félvezetők kikapcsolási időpillanatához tartozó tekercsáram pillanatérték változtatásával irányítható. Meghatároztam a folytonos és szaggatott áramvezetés, valamint a rezonáns kondenzátor feszültség, és a tekercsáram korlátozásához szükséges üzemállapotok határait, melyek a konverter üzemmódjait határozzák meg.

Az eredmények alapján teljesítményáramlás alapú irányítási stratégiákat hoztam létre mind szimmetrikus, mind aszimmetrikus terhelésre a folytonos és szaggatott áramvezetési tartományban, melyet speciális esetre az 1. táblázat tartalmaz. A teljes irányítási módszer a disszertációmban az 5.2. fejezetben, a 71-85. oldalakon található.

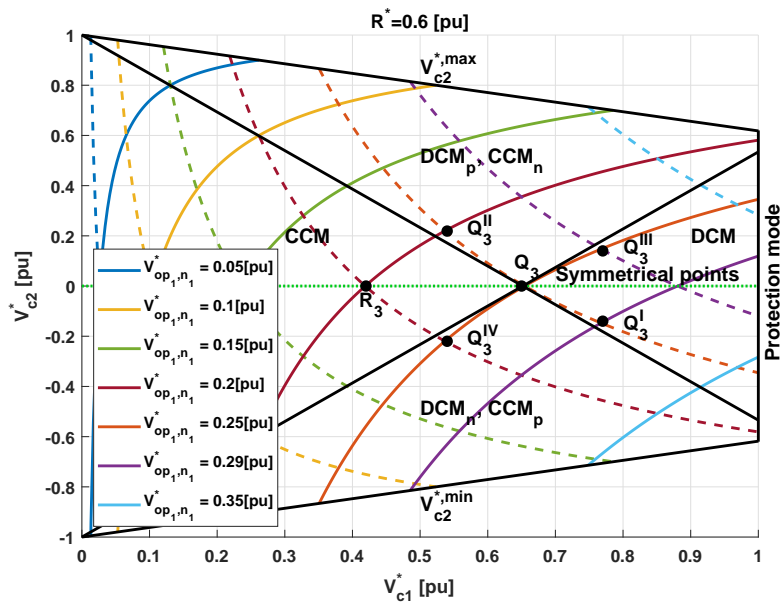
1. táblázat. Irányítási paraméterek beállítása speciális aszimmetrikus esetekben (a kimeneti  $p - n$  csatornák szimmetriája esetén) [j2]

Bemeneti feszültség		Kimeneti feszültség		Terhelés		Irányítás			
$V_{ip}$	$V_{in}$	$V_{op1}$	$V_{op2}$	$R_{p1}$	$R_{p2}$	$V_{c1}$	$V_{c2}$	$I_{Lpb}$	Munkapontok
Szimmetrikus $V_{ip} = V_{in}$		Szimmetrikus		↑	konst.	↓	0	↑	$C_3 \rightarrow D_3$
		$V_{op1} = V_{op2}$		konst.	↑	↓	0	↓	$C_3 \rightarrow E_3$
		↑	konst.	Szimmetrikus		↑	0	↓	$R_3 \rightarrow I_3$
		konst.	↑	$R_{p1} = R_{p2}$		↑	0	↑	$I_3 \rightarrow H_3$

Az új leírási módszer lehetővé tette a konverter öt kontroll változóval - a rezonáns kondenzátor pozitív és negatív csúcsfeszültség különbségével, összegükkel, valamint a mindkét oldalon másodlagosan vezérelt  $S_{cp1}$  és  $S_{cn1}$  félvezetők kikapcsolási időpillanatához tartozó tekercsáram pillanatértékével - való irányítását az összes felmerülő üzemállapotban. A kimeneti feszültség a tekercsáramtól és a rezonáns kondenzátor feszültségétől való függését a 5. ábra és 6. ábra mutatja. (A teljes irányítási módszer a disszertációmban az 5.2. fejezetben, a 71-85. oldalakon található.)



5. ábra. Kimeneti feszültség  $V_{op1,2}^*$  vezérlési karakterisztikák a kondenzátor feszültség,  $V_{c1}^*$  és a tekercsáram,  $I_{Lpb}^*$  függvényében, ahol a terhelési ellenállás  $R^* = 0.6[pu]$  [j2]



6. ábra. Kimeneti feszültség  $V_{op1,n1}^*$  vezérlési karakterisztikák a kondenzátor feszültségek  $V_{c1}^*$  és  $V_{c2}^*$  függvényében, ahol a terhelési ellenállás  $R^* = 0.6[pu]$  [j3]

Az elméleti eredményeket szimulációs és mérési környezetben is validáltam, melyek a disszertáció 85-93. oldalán, az 5.3 fejezetben találhatóak.

## Irodalomjegyzék

- [1] Markets és Markets. *DC-DC Converter Market Forecast to 2025*. 2019. URL: <https://www.marketsandmarkets.com/Market-Reports/global-dc-dc-converter-market-17565254.html>.
- [2] Janos Hamar és Istvan Nagy. "Control features of dual-channel DC-DC converters". *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 49.6 (2002), 1293–1305. old. ISSN: 0278-0046. DOI: 10.1109/TIE.2002.804981.
- [3] Yueshi Guan, Yijie Wang és Wei Wang et al. "A High-Frequency CLCL Converter Based on Leakage Inductance and Variable Width Winding Planar Magnetics". *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 65 (1 2018), 280–290. old. ISSN: 1557-9948. DOI: 10.1109/TIE.2017.2716878.
- [4] A. Salem és M. A. Abido. "T-Type Multilevel Converter Topologies: A Comprehensive Review". *Arabian Journal for Science and Engineering* 44 (3 2018), 1713 – 1735. ISSN: 2191-4281. DOI: 10.1007/s13369-018-3506-6.
- [5] Mohammad Mousavi, Younes Sangsefidi és Ali Mehrizi-Sani et al. "Generalized Step-Down Switched-Capacitor Converter Under ZCS for Photovoltaic Applications". *IEEE Transactions on Energy Conversion* 33 (3 2018), 1321–1329. old. ISSN: 1558-0059. DOI: 10.1109/TEC.2018.2815526.
- [6] Rasoul Shalchi Alishah, Daryoosh Nazarpour, Seyed Hossein Hosseini és Mehran Sabahi. "Novel Topologies for Symmetric, Asymmetric, and Cascade Switched-Diode Multilevel Converter With Minimum Number of Power Electronic Components". *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 61 (10 2014), 5300–5310. old. ISSN: 1557-9948. DOI: 10.1109/TIE.2013.2297300.
- [7] E. Babaei, S.H. Hosseini, G.B. Gharehpetian, M. Tarafdar Haquea és M. Sabahi. "Reduction of dc voltage sources and switches in asymmetrical multilevel converters using a novel topology". *Electric Power Systems Research* 77 (8 2007), 1073–1085. old. ISSN: 0378-7796. DOI: 10.1016/j.epsr.2006.09.012.
- [8] Mario Schweizer és Johann W. Kolar. "Design and Implementation of a Highly Efficient Three-Level T-Type Converter for Low-Voltage Applications". *IEEE Transac-*

*tions on Power Electronics* 28 (2 2012), 899–907. old. ISSN: 1941-0107. DOI: 10.1109/TPEL.2012.2203151.

[9] Guipeng Chen, Yan Deng és Luan Chen et al. “A Family of Zero-Voltage-Switching Magnetic Coupling Nonisolated Bidirectional DC-DC Converters”. *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 64 (8 2017), 6223–6233. old. ISSN: 1557-9948. DOI: 10.1109/TIE.2017.2682007.

[10] Yisheng Yuan és Xianglong Mei. “Five-level LLC resonant converter suitable for wide output voltage range”. *Electronic Letters* 54 (20 2018), 1187 – 1189. ISSN: 1350-911X. DOI: 10.1049/el.2018.6266.

## Tudományos Publikációk

### Nemzetközi Folyóiratok

[j1] **Lilla Litvani** és Janos Hamar. “Control Features of a Four Channel Resonant Buck Converter”. *IET Power Electronics* 12 (8 2019). IF:2.839, Q1, 1931 – 1941. ISSN: 1755-4535. DOI: 10.1049/iet-pe1.2018.6246.

[j2] **Lilla Litvani** és Janos Hamar. “Power Flow Control of Four Channel Resonant Step-down Converters”. *Journal of Power Electronics* 19 (6 2019). IF:0.901, Q2, 1393 – 1404. ISSN: 2093-4718. DOI: 10.6113/JPE.2019.19.6.1393.

[j3] **Lilla Litvani** és Janos Hamar. “Four Channel Buck Converter in Asymmetrical Continuous Current Conduction Mode”. *IEEE Canadian Journal of Electrical and Computer Engineering* (2019). IF:1.53, Q2, accepted for publication. ISSN: 2093-4718.

### Magyar Folyóiratok

[h1] **Lilla Litvani**. “Egy és kettős tekercselésű kalickás aszinkron generátorok összehasonlítása”. *Elektrotechnika* 15.12 (2015), 15–18. old. ISSN: 0367-0708.



## Konferenciaközlemények

- [p1] **Lilla Litvani** és Janos Hamar. "New Five Level Resonant DC/DC Buck Converter". *Power Electronics and Motion Control Conference (PEMC), 2018 IEEE International*. 2018. DOI: 10.1109/EPEPEMC.2018.8521957.
- [p2] **Lilla Litvani** és Janos Hamar. "Asymmetry Between Main Channels of a Multilevel Buck Converter - Operation in Steady State". *2nd International Conference on Smart Energy Systems and Technologies, IEEE SEST*. 2019. ISBN: 978-1-7281-1156-8. DOI: 10.1109/SEST.2019.8849026.
- [p3] **Lilla Litvani** és Janos Hamar. "New Five Level Resonant DC/DC Buck-Boost Converter". *1st International Conference on Smart Energy Systems and Technologies, IEEE SEST*. 2018. ISBN: 978-1-5386-5327-2. DOI: 10.1109/SEST.2018.8495746.
- [p4] **Lilla Litvani** és Janos Hamar. "Operation of New Five Level Resonant Buck-Boost Converter at Asymmetrical Outputs". *1st International Conference on Smart Energy Systems and Technologies, IEEE SEST*. 2018. ISBN: 978-1-5386-5327-2. DOI: 10.1109/OPTIM.2014.6851002.
- [p5] **Lilla Litvani**. "Smart Grid Control with Holons and Agents - State of the Art and Future". *Automation and Applied Computer Science Workshop*. 2015. ISBN: 978-963-313-187-9.
- [p6] **Lilla Litvani**. "Power Optimisation of Induction Generators Used in Wind Power Plants". *Automation and Applied Computer Science Workshop*. 2016. ISBN: 978-963-313-187-9.
- [p7] **Lilla Litvani**. "Improving the Total Efficiency of Multiple Parallel Connected Wind DFIGs". *Automation and Applied Computer Science Workshop*. 2017. ISBN: 978-963-313-187-9.
- [p8] **Lilla Litvani**, Peter Stumpf és Janos Hamar. "Active and Reactive Power Distribution Among Multiple DFIG WTSs in an Isolated Microgrid". *ELECTRIMACS 2017*. 2017.
- [p9] **Lilla Litvani** és Janos Hamar. "Multi-ágens és holonikus rendszerek a smart grid szabályozásban". *V. Mechwart András Ifjúsági Találkozó*. 2015.