



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

## Balogh Attila

### Hatásfoknövelő Irányítási Stratégiák Megújuló Energiaforrások Konvertereihez

#### Ph. D. értekezés téziszfüzete

Témavezető: Dr. Varjasi István  
Automatizálási és Alkalmazott Informatikai Tanszék

Budapest, 2011.

#### I. Bevezető

Napjainkban a megújuló energiaforrások felhasználásának növekedésével egyre inkább előtérbe kerülnek a fotovillamos konverterek. A napcellák ára az elmúlt tíz évben jelentősen csökkent, de ennek ellenére a fotovillamos energia napjainkban még mindig nagyon drága, azonban nagyobb teljesítmények esetén már rövid idő alatt is megtérülhet a beruházás költsége. A fotovillamos konverterek tervezésénél az egyik kritikus szempont a hatásfok, éppen ezért az elmúlt években számos hardver és szoftver megoldás született a hatásfok növelésének érdekében. A hatásfok növelése mellett azonban figyelembe kell vennünk a szabványok által előírt szigorú hálózatra kapcsolási feltételeket is. A hálózatra kapcsolt napelemes rendszer hatásfokának növelésére több megoldás is született, egyrészt a maximális teljesítményű pontot kereső algoritmusok továbbfejlesztésével, új főáramkörü struktúrák kialakításával vagy változatlan főáramkörü elrendezés mellett a kapcsolási veszteségek csökkentésével. A már meglévő és iparban is használt megoldások mellett még sok kiaknázatlan kutatási terület maradt a hatásfok növelésének elérésére.

Kutatásom során a kapcsolási veszteség csökkentésén alapuló hatásfok növelési megoldásokat vizsgáltam meg, illetve a meglévő módszerek előnyeinek ötvözésével új modulációs módszereket hoztam létre.

#### II. Kutatási célok áttekintése

A bevezetőben már említettem, hogy háromféle csoportba sorolhatjuk a hálózatra kapcsolt fotovillamos konverterek hatásfoknövelő megoldásait. A maximális teljesítményű pontot kereső algoritmusok területén már rendkívül sok megoldás született, így ezzel a területtel nem kívántam részletesen foglalkozni. Új főáramkörü struktúrák kidolgozásával jelentős hatásfok növekedést lehet elérni, azonban komoly költség jelentkezik a megépítés és az esetleges főáramkörü struktúra megváltoztatása során. Kutatásom az utolsó csoporthoz, azaz a kapcsolási veszteség csökkentésén alapuló hatásfok növelő modulációs módszerekhez kötődik. A leglátványosabb hatásfok növekedést ezen a területen lehet elérni, hiszen mindössze a fotovillamos átalakító irányító processzorán futó szoftver megváltoztatásával gyakorlatilag extra költségek nélkül lehet a hatásfokot növelni. Ennek az elvnek a szellemében kutatásaim során a céloom a jelenlegi irányítási módszerek és főáramkörü elrendezések ismeretében olyan új irányítási stratégiák kidolgozása volt, melyek alkalmazásával, a hagyományos főáramkörrel rendelkező konverterek jobb hatásfokkal, a hálózati visszahatásra és a harmonikus torzításra vonatkozó szabványok betartása mellett képesek üzemelni.

### III. A kutatás módszertana

Kutatómunkám során kizárólag a kapcsolási veszteség csökkentésén alapuló hatásfoknövelő megoldásokra fókuszáltam és alakítottam ki új modulációs módszereket. A tézisek kidolgozása során a munka több szálon futott. Első lépésként tézisekért kidolgoztam és leveztettem az irányítás megoldásához szükséges egyenleteket és egyenletrendszereket. Különösen az első tézis során rendkívül komplikált egyenletrendszert kaptam, amelynek megoldásához a MATLAB környezetet vettem igénybe.

Az elméleti megfontolásokból került eredmények birtokában szimulációkat végeztem az MSIM 7.1 szimulációs program és a tanszéken használt Borland C alapú szimulátor segítségével. Amennyiben a szimuláció nem adott elfogadható eredményt az irányítási módszer hangolásával törekedtem a cél elérésére. A sikeresen lefutott szimulációk után a megépített konverterek rendelkezésemre állásától függően mérésekkel is igazoltam a kidolgozott módszerek hatékonyságát.

A méréseket a PROCON Hajtástechnika Kft, az Exendis-Deltronic Kft, és a Hyundai Heavy Industry konverterein végeztem el. A kutatásom keretében sikerült olyan új irányítási módszereket kidolgoznom, amelyek a félvezető elemek kapcsolási veszteségének csökkentése mellett a hálózatba injektált harmonikus áramokat is a vonatkozó szabványok által előírt értékeken belül tartják.

A sikeresen lezajlott méréseket követően a tézisekben szereplő irányítási módszerek nagy része ipari alkalmazást is nyert.

### IV. Új eredmények összefoglalása

Kutatómunkám eredményét három tézisen foglaltam össze. A hálózatra kapcsolt háromfázisú hídkapcsolású fotovillamos konverterek főáramkörü struktúrája alapvetően két részre bontható. Az egyik esetben beépítésre kerül a napelem és az inverter közé egy feszültségnövelő DC/DC átalakító, hogy a napelem feszültségét illessze az inverter feszültségéhez, míg a másik esetben a fent említett átalakító nem képezi részét a fotovillamos átalakítónak.

Az 1. tézis a feszültségnövelő DC/DC átalakító nélküli hálózatra kapcsolt fotovillamos konverterek hatásfokának optimalizálását tárgyalja 3 állapotú irányítás (3SC) alkalmazásával. A tézis keretében kidolgoztam egy olyan új irányítási módszert, amely segítségével a hídkapcsolású főáramkörrel rendelkező hálózatra kapcsolt fotovillamos konverterek jobb hatásfokkal képesek átalakítani a napelemek által termelt villamos energiát a vonatkozó hálózatra csatlakoztatási szabványok előírásainak betartása mellett.

A 2. tézisben kiegészítve az első tézist olyan új kapcsolási veszteség-csökkentő irányítási módszert dolgoztam ki, amely olyan napelemes konvertereknél alkalmazható, amelyek rendelkeznek beépített feszültségnövelő DC/DC átalakítóval. A tézis keretében kidolgoztam egy olyan új irányítási módszert, amely a DC köri feszültség változtatásával (DLF) igyekszik az inverter kapcsolóelemeinek a veszteségét csökkenteni.

A 3. tézis a megújuló energiaforrások elosztott energiatermeléséhez kapcsolódik. A tézisben kidolgoztam két kapcsolási veszteség-csökkentő modulációs módszert (áram-trapézosító irányítás, rezonáns ZVS áram-trapézosító irányítás) és javasoltam egy ZVS rezonáns főáramkörü struktúrá kétirányú galvanikusan leválasztott DC/DC átalakítóhoz.

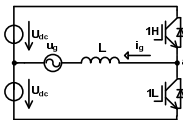
A tézisek kidolgozásánál különösen ügyeltem arra, hogy az elvi eredményeket a gyakorlatba átültessem, ezért amennyiben a fotovillamos átalakító rendelkezésemre állt az elméleti eredmény alátámasztására több mérésorozatot is elvégeztem. A mérések bizonyítják, hogy a tézisekben megfogalmazott eredmények jól használhatók a gyakorlatban is, és különféle minőségi paraméterekben felülmúlják az eddig alkalmazott megoldásokat.

### IV.1 Hatásfoknövelő irányítási algoritmus háromfázisú hálózatra kapcsolt fotovillamos konverterekhez háromállapotú irányítás alkalmazásával

[1,2,3,5,7,8,9,10,11,12]

#### IV.1.1 Háttér

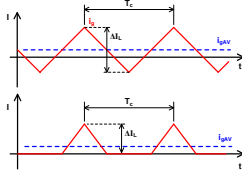
Az első tézis keretében hálózatra kapcsolt fotovillamos konverterekhez dolgoztam ki olyan új irányítási módszert (3SC), amely a változatlan háromfázisú hídkapcsolású főáramkörü elrendezés mellett a kapcsolási veszteség csökkentésével próbálja meg javítani az átalakító hatásfokát. A 3SC irányítási algoritmus alapvető működését egy egyfázisú kitélepes inverteren mutatom be, amely szinuszos modulációt használ. Az inverter egyszerűsített főáramkörü kapcsolása az 1. ábrán látható, ahol ug a hálózati feszültség, ig a hálózati áram, Udc a napelemek által előállított egyenfeszültség, míg L a hálózat és az inverter közé kapcsolt induktivitás.



1. ábra IGBT-s egyfázisú kitélepes inverter egyszerűsített főáramkörü kapcsolása

A hálózatra kapcsolt fotovillamos konverterekkel szemben támasztott egyik követelmény, hogy a teljesítménytényezőnek 0.95-nél nagyobbak kell lennie és közel szinuszos (THD < 5%) áramot kell a hálózatba injektálni. Ez azt is jelenti, hogy a hálózati feszültség és áram alakja közel megegyezik és a közöttük lévő fáziskülönbség közel nulla. Hagyományos szinuszos moduláció esetén, ha az ug hálózati feszültség a pozitív csúcserték körül mozog, akkor az 1H jelű IGBT közel 100%-os kitélési tényezővel üzemel. A hálózati feszültség negatív csúcsa körül az 1L jelű IGBT üzemel közel 100%-os kitélési tényezővel, míg a hálózati feszültség nullátmeneténél az 1H és 1L jelű IGBT közel 50%-os kitélési tényezővel biztosítja az „a” pont közel nulla feszültségét. Mivel a hálózati feszültség és a hálózati áram jó közelítéssel fázisban van, a hálózati feszültség nullátmeneténél az áram – különösen kis terhelések esetén – közel nulla közéérték körül (igAv) pozitív és negatív értékekkel

$T_c$  kapcsolási periódusidővel és  $\Delta I_L$  áramhullámossággal ciklikusan változik (lásd 2. felső ábra). Ez a ciklikus változás a kapcsolóelemek és a hálózatoldali fojtó szempontjából többletvesztéset jelent és rontja az inverter hatásfokát.

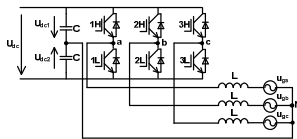


2.ábra Folyamatos (felső) és szaggatott áramvezetés (alsó) áramalakjai

Ha az áram nullátmenete körüli ciklikus változást át tudnánk alakítani úgy, hogy az áram csak pozitív és nulla, valamint csak negatív és nulla értékek között változzon (lásd 2. alsó ábra), akkor a félvezetők kikapcsolási veszteségei csökkennének, mert a kisebb áramhullámosság miatt (ugyanakkora kapcsolási periódusra vett áramközéptértéket kisebb áramhullámossággal tudunk biztosítani szaggatott áramvezetés esetén) kisebb áramnál történik a félvezetők kikapcsolása. Ha sikerül megvalósítani ezt a típusú irányítást, akkor további járulékos hatásfoknövekedés is fellép, hiszen az áramhullámosság csökkenésével a hálózatoldali fojtó vesztesége is csökken.

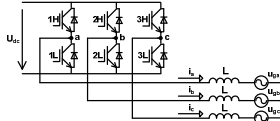
Az áram null-átmenet körüli ciklikus változás átalakítására a 3SC irányítást használtam, amely a szaggatott áramvezetés (pozitív-nulla és negatív-nulla áramértékek létrehozása) alkalmazásával próbálja meg elérni a kapcsolási veszteség csökkentését. 3SC irányítás esetén, ha a hálózati feszültség nullátmenetének közelében vagyunk, akkor az 1H és 1L IGBT-eket 50%-os kitértési tényező helyett az áramreferencia irányába kapcsoljuk, azaz ha az áramreferencia pozitív, akkor az 1H IGBT-t, ha negatív, akkor az 1L IGBT-t kapcsoljuk be. A megoldás egyszerűnek tűnik, azonban korántsem az egyszerű és a nemlinearitások miatt, másrészt a későbbiekben tárgyalt háromfázisú inverter esetén az inverter áramai nem függetlenek és a szaggatott vezetésben lévő fázis visszahat a többi fázisra. További probléma, hogy szaggatott áramvezetés esetén az inverter áramának mintavételezésénél is nehézségekbe ütközünk, amely az irányítást végző processzor számítási igényének megnövelésével áthidalható.

A 3SC irányítást először olyan hálózatra kapcsolt fotovillamos konverter esetén vizsgáltam, ahol a hálózati N (nulla) vezető az egyenkör „közeppontjába” van kötve. Ebben az esetben a háromfázisú konverter három darab egyfázisú konverterre redukálható és a 3SC irányítás is egyszerűbbé válik. A vizsgált konverter egyszerűsített főáramkörü kapcsolása a 3. ábrán látható, ahol uga, ugb és ugc a hálózati feszültség, Udc a napelemek által előállított egyenfeszültség, Udc1 és Udc2 az egyenfeszültség fele (feltételezzük, hogy szabályozóval biztosítva van, hogy a két félfeszültség egyenlő), N a hálózati nulla vezető, míg L a hálózat és az inverter közé kapcsolt induktivitás.



3.ábra 3F+N típusú hálózatra kapcsolt IGBT-s háromfázisú hídkapcsolású inverter egyszerűsített főáramkörü kapcsolása

A 3SC moduláció 3F+N típusú fotovillamos konverteren történő működésének igazolására szimulációkat végeztem el PSPICE-ban egy általam készített 10kW-os háromfázisú konverter modellen 10%-os és 35%-os terhelés mellett. A hagyományos sinusos modulációval történő összehasonlításból megállapítottam, hogy a 3SC moduláció alkalmazása esetén a kapcsolási és nagyobb frekvenciás áramok csökkentek, melynek hatására az alkalmazott fojtók vesztesége is csökkent, azaz a teljes konverterre vonatkozóan hatásfok növekedés következett be. A szimuláció hitelességét igazolja egy az Exendis - Deltionic Kft. által gyártott 10kW-os fotovillamos konverterre is implementáltam az algoritmust a szimuláció hitelességének igazolására. A 3F+N struktúrára kialakított alap 3SC algoritmus tesztelése után áttértem a bonyolultabb, de az iparban sokkal szélesebb körben alkalmazott 3F struktúrára és a 3SC irányítás komplexebb és egyben bonyolultabb változataira. Először megvizsgáltam a háromfázisú hídkapcsolású inverter működését, majd meghatároztam a 3SC irányítás használatához szükséges összefüggéseket először folyamatos majd szaggatott áramvezetési esetekre. A tézis keretében vizsgált 3F típusú, hálózatra kapcsolt konverter főáramkörü vázlata a 4. ábrán látható, ahol Udc a közbenső egyenkör feszültsége, uga, ugb, ugc a hálózati feszültségek, L a konverter és a hálózat közé kapcsolt induktivitás, míg ia, ib és ic a hálózat áramát reprezentálják.



4.ábra 3F típusú hálózatra kapcsolt fotovillamos konverter főáramkörü kapcsolása

A szimulációk elvégzése után a 3F struktúrára kialakított 3SC irányítást egy 250kW-os Hyundai gyártmányú frekvenciaváltón végeztem, amely 3SC modulációval és szimmetrikus modulációval ellátott hagyományos d-q áramszabályozással is képes volt üzemelni. A mérések ismét alátámasztották a 3SC moduláció kapcsolási veszteség csökkentő tulajdonságát. Az ipari alkalmazhatóság eléréséhez kidolgoztam a közös módú áram torzító hatását kompenzáló 3SC-CMCC és a harmonikus injektálást lehetővé tevő 3SC-RPHC irányítást is.

#### IV.1.2.1. tézis

Kutatómunkám során kidolgoztam egy új kapcsolási veszteség-csökkentő modulációs módszert, amelyet 3SC irányításnak neveztem el. Mérésekkel alátámasztva igazoltam, hogy a háromfázisú hídkapcsolású inverterrel rendelkező belső feszültségnövelő DC/DC átalakító nélküli hálózatra kapcsolt fotovillamos átalakító inverterének kapcsolási vesztesége hatékonyan csökkenthető a 3SC modulációs módszer alkalmazásával. A kapcsolási veszteség csökkenése különösen kis terhelések esetén számottevő, amely az eredő hatásokban jelentős emelkedést von maga után.

Szimulációs eredményekkel igazoltam, hogy a háromfázisú hídkapcsolású inverterrel rendelkező hálózatra kapcsolt fotovillamos átalakítóban a 3SC-CMCC irányítás alkalmazásával a közös módú áram differenciál módú áramra gyakorolt torzító hatása csökkenthető a 3SC kapcsolási veszteség-csökkentő hatását. Továbbá, szimulációs és mérési eredményekkel alátámasztva igazoltam, hogy a háromfázisú hídkapcsolású inverterrel rendelkező hálózatra kapcsolt fotovillamos átalakítóban a 3SC-RPHC irányítás alkalmazásával a meddőáram függvényében automatikusan érvényesül a 3SC kapcsolási veszteség-csökkentő hatása.

#### IV.1.3 Gyakorlati felhasználás

A tézis keretében kidolgozott 3SC irányítás és kiegészítő kompenzáló módszerei (3SC-CMCC, 3SC-RPHC) a sikeresen lezajlott mérésorozatot követően ipari alkalmazást nyertek, jelenleg több külföldi gyártó (Exendis, Hyundai Heavy Industry) is alkalmazza őket hálózatra kapcsolt a 10kW-250kW teljesítménytartományú fotovillamos konvertereiben.

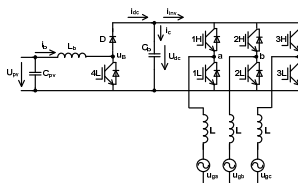
### IV.2 Hatásfoknövelő irányítási algoritmus háromfázisú hálózatra kapcsolt fotovillamos konverterekhez közbülső DC köri lebegtetés alkalmazásával

[4,5,6,13,14,15,16]

#### IV.2.1 Háttér

Az első téziszemben szereplő 3SC irányítás olyan konvertereknél került elsősorban alkalmazásra, amelyek nem tartalmaztak a napelem és az inverter közé kapcsolt úgynevezett Boost (feszültségnövelő) DC/DC konvertert. A napelemes alkalmazások egy része azonban rendelkezik ilyen konverterrel, ezért ebben a téziszemben egy olyan új irányítási módszert mutatok be, amely Boost konverterrel rendelkező hálózatra kapcsolt napelemes invertereknél alkalmazható.

A második téziszemben bemutatásra kerülő DLF irányítási módszer a 6. ábrán látható főáramköri elrendezésen került vizsgálatra.

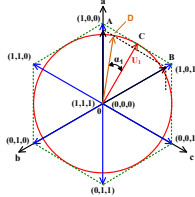


6. ábra A DLF irányítás ellenőrzéséhez használt főáramköri elrendezés

A 6. ábrán látható elrendezésben az  $L_b$  induktivitás,  $C_b$  kapacitás,  $D$  dióda és 4L IGBT alkotják a Boost DC/DC átalakítót,  $U_{PV}$  a napelem által szolgáltatott egyenfeszültség és  $C_{PV}$  a napelem kimenetére kapcsolt szűrőkondenzátor. Az áramokat tekintve  $i_b$  a Boost konverter induktivitásának árama,  $i_c$  a Boost konverter diódájának árama,  $i_d$  a  $C_b$  kapacitás árama, míg  $i_{inv}$  a DC körből az inverterbe folyó áram. Az 1H,1L – 3H,3L IGBT-k képezik a háromfázisú hídkapcsolású invertert és  $u_{gr}$ ,  $u_{gb}$ ,  $u_{gc}$  feszültségek reprezentálják az ideális hálózatot. Az inverter a hálózathoz az L induktivitáson keresztül kapcsolódik. A  $C_b$  kapacitás a DC körű feszültség változtatása miatt jóval kisebb, mint a hasonló teljesítményű konverterekben alkalmazottak.

A DLF irányítási algoritmus a közbenső DC körű feszültség változtatásával próbál jobb hatásfokot elérni az inverterben. A DLF irányítás a kétfázisú vagy más néven Flat-top moduláció elvén alapul, illetve annak a továbbfejlesztése. Az irányítás működésének megértéséhez először tekintünk át ismét a feszültség inverterrel kiadható feszültségvektorokat (lásd 7. ábra). A 7. ábrán kék színnel az inverter által kiadható feszültségeket, piros színnel a maximálisan kiadható szinuszos kimeneti feszültségvektor pályáját, míg zöld pontvonallal a kék színű feszültségvektorok súlyozásával kiadható feszültség pályáját jelöltünk. A zöld pontvonalon elég egy hidágat kapcsolgatunk, ami kisebb kapcsolási veszteséget jelent az inverterben. Fekete szaggatott vonallal a fekete színű feszültségvektorok súlyozásával kiadható feszültség pályáját jelöltünk, a fekete színű feszültségvektorokhoz tartozó egyenkörű feszültség kisebb, mint a kék színű feszültségvektorokhoz tartozó. A narancssárga feszültségvektor folyamatosan a piros színű maximálisan kiadható szinuszos feszültséghez tartozó pályán mozog. Ahhoz, hogy ezt meg tudjuk valósítani a DC körű feszültséget folyamatosan változtatnunk kell, azaz a zöld szaggatott vonallal jelzett

hatszög laptávolságát csökkentenünk kell. Például a D pontban a narancssárga színű vektor a maximálisan kiadható szinuszos feszültséghez tartozó pályán mozog, aminek a DC köri feszültség változtatásával a kék színű feszültségvektorok amplitúdóját le kell csökkenteni a fekete színnel jelzett vektorok amplitúdójára.



7.ábra A feszültséginverter által kiadható feszültségvektorok

Az egyszerűség kedvéért tételezzük fel, hogy az inverter vezérlésével olyan feszültségvektort szeretnénk kiadni, amely az A, B és 0 vektorok közé esik. Ebben a tartományban a kimeneti feszültség az A  $[a,b,c] = (1,0,0)$ , B  $[a,b,c] = (1,0,1)$  és 0  $[a,b,c] = (0,0,0)$  vagy  $(1,1,1)$  vektorok súlyozásával állítható elő. A feszültségvektorok esetén, amennyiben az adott hídág jelölésénél 1 szerepel, akkor az adott hídágban a felső IGBT, míg ellenkező esetben az alsó IGBT van bekapcsolva. Amennyiben a kiadandó feszültségvektor az A-B szakaszra esik, úgy lehetőségünk van olyan kapcsolási képet választani, ahol csak a „c” hídág IGBT-t kapcsoljuk át, hiszen a másik két fázisban a bekapcsolt IGBT-vel már biztosítható a kiadandó feszültségvektor. Kapcsolási veszteség szempontjából a C pont rendelkezik a legjobb tulajdonságokkal, hiszen amellett hogy csak a „c” hídág IGBT-t kell átkapcsolni, az átkapcsolandó fázisban az áram gyakorlatilag nulla ( $\cos\phi=1$  feltételezésével). Flat-top moduláció esetén azt a lehetőséget választjuk, hogy akkor nem kapcsoljuk az IGBT-eket ha az adott fázisban az áram maximális (mivel hálózatra kapcsolt fotovillamos konverterek esetén a teljesítménytényező közel egységnyi, ezért ez gyakorlatilag megegyezik a maximális feszültséghez tartozó ponttal). Ezzel a módszerrel a félévezetőkben jelentkező kapcsolási veszteségek csökkenthetőek. A C pontban az a szerencsés helyzet is előállt, hogy a vektorok súlyozásával kiadható feszültség (zöld szaggatott vonal a 7. ábrán), amely a közbelső DC köri feszültségtől függ, éppen megegyezik az inverter által maximálisan kiadható szinuszos feszültséggel (piros vonal a 7. ábrán). Ha meg tudnánk változtatni a közbelső DC köri feszültséget úgy, hogy a fázishelyzet mellett kiadható maximális feszültség kövesse az inverter szinuszos kimeneti feszültségvektorának pályáját, akkor a C pont kapcsolási veszteségek szempontjából kedvező tulajdonságát ki tudnánk terjeszteni a hálózati periódus nagy részére, amely a kapcsolási veszteségek csökkenését vonna maga után. A C pont kedvező tulajdonságának kiterjesztésére a DLF modulációt használtam.

Elvben kétféle módszer áll rendelkezésünkre a DC köri feszültség befolyásolására: lebetegetés az inverter segítségével vagy lebetegetés a feszültségnövelő DC/DC átalakító (Booster) segítségével.

Az első esetben tételezzük fel, hogy a Booster feladata a napelem maximális teljesítményű pontban tartása és az inverter lebetegeti a közbelső DC kör feszültségét. Mivel a DC köri lebetegetés miatt az inverter két fázisa ki van ültetve a DC köri feszültségre és a harmadik fázisban, ahol kapcsolgatunk az áram közel nulla, nem tudjuk kézben tartani a DC köri feszültséget. Tehát levonhatjuk azt a következtetést, hogy az inverter oldali lebetegetéssel a feladatot nem tudjuk megoldani.

A második esetben a hagyományos irányítási módszerrel ellentétben, ahol a Booster végzi a napelem maximális pontban tartását és az inverter biztosítja az állandó közbelső DC köri feszültséget, ebben az esetben a Booster-rel próbáljuk meg elérni a közbelső DC kör változtatását. További változást jelent a hagyományos szabályozási struktúrával szemben, hogy a Booster szabályozza  $U_{dc}$  változtatásán keresztül az inverter áramát azokban a fázisokban, ahol az áram a legnagyobb, míg a harmadik fázis áramának szabályozását, ahol az áram gyakorlatilag a nulla közelében mozog, az inverterre bízzuk. DLF moduláció esetén a közbelső DC köri feszültség változása miatt a  $C_u$ -ben tárolt energia is változni fog, amelyet elsősorban a  $C_p$ -ben tárolt energiából fedezünk. Ebből kifolyólag a bemeneti szűrőkört úgy kell méretezni, hogy alacsony frekvenciás feszültségváltozása ne tudja a napelemet a maximális teljesítményű pontból kimozdítani. A DLF moduláció levejárója hogy a közbelső DC köri feszültségnek, illetve ebből kifolyólag a Booster, illetve a napelem áramának lesz egy 300Hz-es összetevője, amit ha jó dinamikájú MPP érzékelővel rendelkezünk a napelem maximális teljesítményű pontban tartásához is felhasználhatunk.

Az összefüggések levezetése után a DLF moduláció hatékonyságának igazolására szimulációkat végeztem egy, a 6. ábrának megfelelő inverter főáramkörének figyelembevételével. A szimuláció során egy 10kW névleges teljesítményű konvertert szimuláltam a következő paraméterekkel. A kapcsolási frekvencia 16.5kHz, Flat-top-DLF moduláció alkalmazásával  $\alpha_c = 0^\circ$ -os,  $20^\circ$ -os és  $30^\circ$ -os lebetegetéssel és 3%-os, azaz 1mH-es hálózati fojtó alkalmazásával a névleges áram mellett. A szimulációk sikeresnek bizonyultak a DLF moduláció a  $0^\circ$ -  $30^\circ$ -os lebetegétési tartományban hatékonyan működik, aminek köszönhetően akár 80%-os kapcsolási veszteség csökkenést is el lehet érni a szimmetrikus modulációhoz viszonyítva.

## IV.2.2.2. tézis

Kutatómunkám során kidolgoztam egy új kapcsolási veszteség-csökkentő modulációs módszert, amelyet DLF irányításnak neveztem el. Szimulációs és mérési eredményekkel igazoltam, hogy a háromfázisú hídkapcsolású inverterrel rendelkező belső feszültségnövelő DC/DC átalakítóval ellátott hálózatra kapcsolt fotovillamos átalakító inverterének kapcsolási vesztesége hatékonyan csökkenthető DLF irányítási módszer alkalmazásával. A kapcsolási veszteség csökkenése befolyásolható a lebetegetés mértékének változtatásával, a lebetegetés csökkentése esetén a DLF irányítás hatásában a Flat-top modulációval egyezik meg.

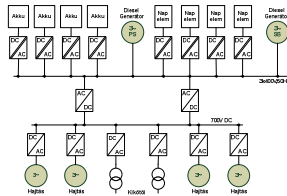
### IV.2.3 Gyakorlati felhasználás

A tézis keretében kidolgozott DLF irányítás még nincsen kész az ipari alkalmazásra, a feszültségnövelő DC/DC átalakító irányítását még ki kell dolgozni, ami azonban nem volt része ennek a tézisnek.

## IV.3 Hatásfoknövelő irányítási algoritmus kétirányú galvanikusan leválasztott DC/DC átalakítókhöz [6,7,8]

### IV.3.1 Háttér

Napiainkban egyre népszerűbbek és egyre szélesebb körben terjednek az elosztott energiatermelő rendszerek, különösen az olyan területeken ahol a központosított energiatermelés nem megoldható, ilyenek például a távvezetékektől távolos farmok és falvak energiaellátása és egy speciális terület a hajók energiaellátása. Harmadik tézisem ehhez a témakörhöz és egy futó projekt megvalósításához kapcsolódik. Egy az Európai Unió által támogatott projekt keretein belül egy 60m-es vitorlás (Green Yacht) villamos energiaellátását kell megoldani Diesel-hybrid energiatermelés alkalmazásával. A vitorlás főáramkörü sémája a 8. ábrán látható.

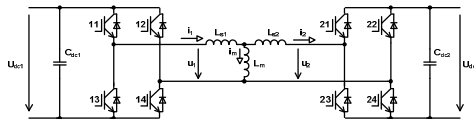


8. ábra A Green Yacht főáramkörü sémája

Az energiatermelő rendszerünk a következő egységekből áll: két Diesel motor által hajtott szinkrongenerátorból, négy független akkumulátor telepből és a hozzá kapcsolt DC/AC átalakítókból, valamint egy napelemes inverteres rendszerből, amely egy közös AC sínre csatlakozik. A hajó mozgását a 700V-os DC sínről üzemeltetett nagyteljesítményű motorok biztosítják. A 700V-os DC sínre csatlakoznak még a hajó energiaellátását biztosító kikötői csatlakozási pontok. A rendszer működése a következő: a napelemek által szolgáltatott energiából fedezzük a rendszer energiaigényét, illetve a külsőrségi teljesítménnyel töltjük az akkumulátortelepeket. Ameddig lehetséges a fogyasztók az akkumulátorról táplált DC/AC átalakítókból nyerik az energiát. Amennyiben a megtermelt és tárolt energia nem elegendő az energiaigények fedezésére a Diesel rendszer is elindításra kerül. Szélsébsen esetén a hajó hajtásrendszere üzemeltethető közvetlenül a Diesel generátorokról, illetve „Green” üzemben csak akkumulátorokról. A rendszer további előnye, hogy vitorlázás közben a kétirányú energiaellátást lehetővé tevő konvertereknek köszönhetően a hajó mozgási energiáját felhasználva az akkumulátorok feltölthetők. Annak az elkerülésére, hogy egy teljesítményfelvezető meghibásodásának következtében az AC hálózatra kerüljön a napelem vagy az akkumulátor DC feszültsége, a napelemes egyenfeszültségű rendszert galvanikusan le kell választani a hálózatról. A leválasztás történhet hálózati frekvenciás transzfóráttal vagy középfrekvenciás transzfóráttal ellátott kapcsolóüzemű DC/DC átalakító segítségével. Az átalakító megtervezésénél fontos szempont volt a modularitás, a méret és az együttes rendszer tömege, így a nagy méretű és nagy tömegű hálózati frekvenciás transzfóráttal helyett a középfrekvenciás leválasztás mellett döntöttünk.

Harmadik tézisemben olyan új irányítási módszert dolgoztam ki, amely lehetővé teszi a galvanikusan leválasztott kétirányú energiaátvitelt lehetővé tevő kapcsolóüzemű DC/DC átalakító optimális hatásfokkal történő üzemeltetését. A lehető legjobb hatásfok elérése érdekében rezonáns megoldást választottam, a transzfóráttal méretének és tömegének csökkentésére a középfrekvenciás átvitelnél túl áram-trapézösítő irányítást alkalmaztam.

Az áram-trapézösítő irányítás vizsgálatához használt főáramkörü elrendezés a 9. ábrán látható.



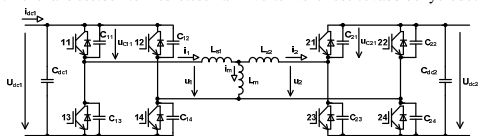
9. ábra Kétirányú galvanikusan leválasztott DC/DC átalakító főáramkörü vázlata

A 9. ábrán az 11-14 IGBT-k alkotják az 1-es oldali hídkapcsolású invertert, míg a 2-es oldalon a 21-24 IGBT-k alkotnak egy második hídkapcsolású invertert. A  $C_{dc1}$  és  $C_{dc2}$  kapacitás olyan nagy, hogy feszültségük egy kapcsolási periódus alatt állandónak tekinthető. A két hídkapcsolású inverter között helyezkedik el az  $L_{m1}$  és  $L_{m2}$  szórási induktivitásokkal és  $L_m$  mágnesező induktivitással reprezentált 1:1 áttételi transzfóráttal. Az áram-trapézösítő és a rezonáns hatásfoknövelő irányítás természetesen működik más áttételi transzfóráttal is, az egyszerűség kedvéért a vizsgálatokat 1:1 áttételi transzfóráttal esetén vizsgáltam. Áram-trapézösítő irányítás nélkül, ha a teljesítmény az 1-es oldal felől áramlik a 2-es fele, akkor az 1-es oldalon az IGBT-k vezérlésével biztosítjuk az  $U_{dc1}$  feszültségről a transzfóráttal meghajtását, míg a 2-es oldalon az IGBT-k

body diódából alkotott hídkapcsolású egyenirányító állítja elő a 2-es oldal  $U_{a,2}$  feszültségét. Ha a teljesítményáramlás irányát megfordítjuk, akkor a 2-es oldal végzi a transzformátor meghajtását és az 1-es oldal végzi az egyenirányítást.

Ha nem alkalmazunk áram-trapézosítást, akkor a transzformátor áramainak időfüggvénye közel háromszög alakú lesz, ugyanis a transzformátor viszonylag nagy mágnesező inductivitása miatt az  $i_m$  mágnesező áram csúcserőke sokkal kisebb, mint a szórás inductivitás árama. Az IGBT-k kiválasztásánál  $i_1$  csúcserőket, a beépített transzformátor méretezések pedig az  $i_1$  áram effektív értékét kell figyelembe venni. Kutatásom során sikerült olyan módszert kitalálni, ahol a terhelésoldali IGBT-k megfelelő vezérlésével a transzformátor il háromszög áramát közel négyszögárammá (trapézított) lehetett transzformálni, aminek hatására a transzformátoráram effektív értéke és a félvezető elemek csúcásárama lecsökkent, ezáltal kisebb méretű transzformátorral lehetett a feladatot megvalósítani.

Az elméleti megfontolások és összefüggések igazolására szimulációkat végeztem az áram-trapézosító vezérléssel egy IGBT-kel párhuzamosan snubber kondenzátorokat (C11-14, C21-24) kapcsolva egy ZVS (Zero Voltage Switch) rezonáns konverterre alakítjuk át a 9. ábrán látható főáramkörti elrendezésünket. A ZVS hídkapcsolású inverter főáramkörti kapcsolási vázlatra a 10. ábrán látható. Rezonáns esetben természetesen az inverter vezérlése tovább bonyolódik.



10. ábra Kétirányú galvanikusan leválasztott ZVS rezonáns átalakító főáramkörti vázlatra

A tézis kidolgozása során első lépésként megvizsgáltam, hogy milyen feltételekkel üzemeltethető a 10. ábrán látható kapcsolás, illetve a terhelési viszonyoktól függően milyen üzemi viszonyok alakulhatnak ki a konverterben. A rezonáns áram-trapézosító irányításra vonatkozó elméleti megfontolásokból és levezetésekből származó időfüggvények igazolására szimulációkat végeztem az áram-trapézosító irányítás vizsgálatánál használt modellen  $L_{s1}=L_{s2}=95\mu\text{H}$  és  $C_{11}=240\text{nF}$ -os snubber kondenzátorok alkalmazásával névleges, fél névleges és üresjárás (1kW) körüli terhelések esetén. A szimulációkkal igazoltam, hogy a ZVS rezonáns áram-trapézosító irányítás megfelelően működik a teljes terhelés tartományban és a kapcsolási veszteségek csökkentek az áram-trapézosító irányításhoz viszonyítva.

### IV.3.2.3. tézis

Kutatómunkám során kidolgoztam két új modulációs módszert, amelyet rendre áramtrapézosító és ZVS rezonáns áram-trapézosító irányításnak neveztem el. Szimulációs és mérési eredményekkel igazoltam, hogy a galvanikusan leválasztott kétirányú energiaátvitelt lehetővé tevő kapcsolóüzemű DC/DC átalakító esetén áram-trapézosító irányítás alkalmazásával a transzformátor effektív árama és a félvezetők maximális árama jelentősen csökkenthető, ami a transzformátor méretének és tömegének csökkenését vonja maga után. A kapcsolási veszteségek tovább csökkenthetők, ha snubber kondenzátorok beiktatásával rezonáns konverterre alakítjuk át a kapcsolóüzemű DC/DC átalakítót és a ZVS rezonáns áram-trapézosító irányítást alkalmazzuk.

### IV.3.3 Gyakorlati felhasználás

Az áram-trapézosító irányítás már gyakorlati alkalmazást nyert, a holland tulajdonú EXENDIS B.V által gyártott és forgalmazott 60kW névleges teljesítményű, kétirányú galvanikusan leválasztott ESI (Energy Storage Inverter) és SPCIHV (Shore Power Converter Hybrid) típusú konvertereiben. A rezonáns változat ipari alkalmazására is hamarosan sor kerülhet.

## V. Saját publikációk jegyzéke

A tézisfüzetben bemutatott eredményekhez kapcsolódó saját publikációk listája típusonként:

#### Folyóirat cikkek:

- [1] Balogh Attila, Varjasi István: Fotovillamos konverterek irányítása, Elektrotechnika 2006/6. pp.24-26.
- [2] Balogh Attila, Varjasi István: Hatásfoknövelő irányítás hálózatra kapcsolt fotovillamos konverterekhez, Elektrotechnika 2008/5. pp:16-19.
- [3] Attila Balogh, Eszter Varga, István Varjasi: 3 State Current Mode of a Grid Connected PV Converter, In International Journal of Electrical Power and Energy Systems Engineering Volume 1, Winter 2008. Paper 30040.
- [4] Attila Balogh, Eszter Varga, István Varjasi: DC Link Floating for Grid Connected PV Converters, In International Journal of Electrical Power and Energy Systems Engineering Volume 1, Winter 2008. pp. 31-37. Paper 30287.
- [5] Attila Balogh, István Varjasi: Discontinuous Current Mode of a Grid Connected PV Converter, Periodica Polytechnica, Budapest 2009. pp:1-9.
- [6] Attila Balogh, István Varjasi: DLF Control for High Efficiency Grid Connected PV Converters, Periodica Polytechnica, Budapest 2009. pp:10-19.

**Konferencia cikkek:**

- [7] **Attila Balogh**, Zoltan Tamás Bilau, István Varjasi: New Control Method for High Efficiency Grid Connected PV Converters, In Proc. of International Workshop – Control and Information Technology (IWCIT 2007), Ostrava, Czech Republic, 2007. pp:173-177.
- [8] **Attila Balogh**: 3 State Control of a Grid Connected PV Converter, In Proc. of Automation and Applied Computer Science Workshop (AACS 2007), Budapest, Hungary, 2007. pp:37-49.
- [9] **Attila Balogh**, Zoltan Tamás Bilau, István Varjasi: High Efficiency Control of a Grid Connected PV Converter, In Proc. of Power and Energy Systems Conference (EuroPES 2007), Palma de Mallorca, Spain, 2007. pp:257-263.
- [10] **Attila Balogh**, István Varjasi: Discontinuous Current Mode of a Grid Connected PV Converter, In Proc. of International Youth Conference on Energetics (IYCE 2007), Budapest, Hungary, 2007. pp:100-106.
- [11] **Attila Balogh**, Eszter Varga, István Varjasi: 3SC for Grid Connected Converters, In Proc. of Power and Energy Systems Conference (EuroPES 2008), Corfu, Greece, 2008. pp:210-216.
- [12] **Attila Balogh**, Eszter Varga, István Varjasi: 3 State Current Mode of a Grid Connected PV Converter, In Proc. Of International Conference on Electrical Power and Energy Systems (EPES2008), Paris, France, 2008. pp:131-137.
- [13] **Attila Balogh**, Eszter Varga, István Varjasi: DC Link Floating for Grid Connected PV Converters, In Proc. Of International Conference on Electrical Power and Energy Systems (EPES2008), Paris, France, 2008. pp:123-131.
- [14] **Attila Balogh**: DLF Control for Grid Connected PV Converters, In Proc. of Automation and Applied Computer Science Workshop (AACS2008), Budapest 2008. pp:67-79.
- [15] **Attila Balogh**, István Varjasi: DC Link Floating for High Efficiency Grid Connected Photovoltaic Converters, European Control Conference, Budapest, Hungary, 2009. pp:1-7.
- [16] **Attila Balogh**: DLF Control for High Efficiency Grid Connected Converters, In Proc. of Automation and Applied Computer Science Workshop (AACS 2009) Budapest, 2009. pp: 1-12.