



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

TÉZISFÜZET

**Dual active bridge konverterek statikus és
dinamikus viselkedésének optimalizálása**

VERÉB SZABOLCS

Témavezető:
Dr. Varjasi István

Budapest, 2026

1. Bevezető, célkitűzések

Napjainkban a világ elektromos energiafelhasználása egyre inkább növekszik, az elektromos járművek széles körű használatával a tendencia várhatóan folytatódik. A megújuló villamos energia források terjedése fokozza az energiatárolási megoldások utáni igényt. A legtöbb ilyen berendezésben szükség van galvanikusan leválasztott, nagyteljesítményű és jó hatásfokú, kétirányú DC-DC átalakítókra, amely általában a Dual Active Bridge (DAB) topológiát jelenti.

Ez a típusú DC-DC konverter akkor üzemeltethető jó hatásfokkal, ha a primer és szekunder oldali DC feszültségek aránya megközelíti a transzformátor menetszám áttételét. A DAB konverterek irányításával kapcsolatban számtalan publikáció érhető el. A Single Phase Shift (SPS) irányítás előnye, hogy egyetlen paraméterrel képesek vagyunk a berendezésen átáramló teljesítmény vezérlésére, egyszerű irányítási algoritmust eredményezve. A szakirodalomban számos esetben foglalkoznak ennél bonyolultabb megoldásokkal, mint például a Dual Phase Shift (DPS) vagy Triple Phase Shift (TPS), azonban ezek gyakorlati alkalmazhatósága megkérdőjelezhető, mivel a több beavatkozási lehetőségből üzem közben nem triviális az ideális kombináció kiválasztása. A publikációk jelentős része a hatékonyság növelésével foglalkozik (cirkuláló áram csökkentése, ZVS üzem kiterjesztése), a konverter dinamikus viselkedéséről és a kapcsolási holtidők hatásairól ritkán esik szó.

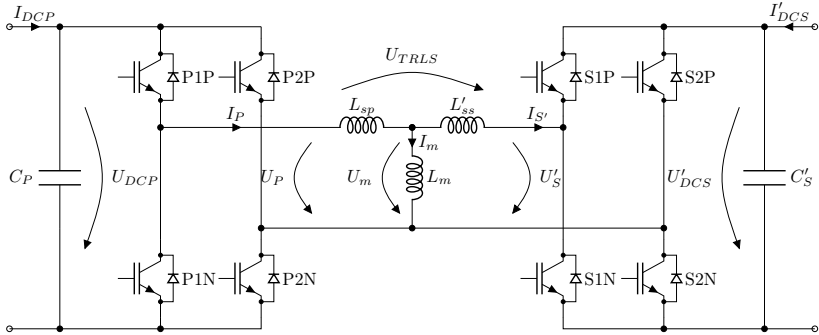
A kutatásom során olyan irányítási struktúrákat kerestem, amely kiegészítésekkel javítja az SPS irányítású DAB konverter tranzienst viselkedését, főköri módosítások nélkül. A manapság alacsony áron elérhető digitális, programozott eszközökkel (DSP, FPGA, SoC) a számítási kapacitás már nem jelent korlátozást, az eddig nem praktikus algoritmusok is alkalmazhatóvá válnak.

2. Kutatás módszertana

A DAB konverter két teljes félvezető tranzisztor hídból (általában MOSFET vagy IGBT) és egy transzformátorból álló topológiát takar (lásd az 1. ábrán). Ez a konverter típus kétirányú energiaáramlásra képes és galvanikus leválasztást is biztosít. A gyakorlatban általában közepes és nagy teljesítményszinteken alkalmazzák a magas félvezetőszám miatt.

A kutatómunkám kapcsolódik a FIEK 16-1-2016-0007 projekthez, mely keretein belül egy nagyteljesítményű tesztlaboratórium épült. A beépített berendezések között megtalálható egy 360 kW teljesítményű DAB konverter, amelyen lehetőségem nyílt a kutatómunkám során elért eredmények tesztelésére és alkalmazására.

A kutatást a szakirodalom áttekintésével kezdtem, majd értelmeztem



1. ábra. DAB konverter főáramkörének kapcsolási rajza.

a konverter időfüggvényeit, melyek alapján felírtam és értelmeztem a működést leíró egyenleteket a vizsgált jelenség, probléma szempontjából. Ezután analitikus úton levezettem a megoldásokat matematikai formában. Következő lépésként létrehoztam a DAB konverter modelljét MATLAB Simulink környezetben, amely lehetővé tette a megoldások off-line szimulációs környezetben való tesztelését. Amikor ígéretes megoldás született, akkor hardware-in-the-loop (HIL) szimulációval folytattam a munkát. A főkör modelljét diszkretizáltam és egy FPGA alapú fejlesztőkártyára fordítottam le, az algoritmusokat pedig egy DSP alapú vezérlőkártyán implementáltam. Kielégítő eredmények elérését követően a valós berendezésen is tesztelésre kerültek a megoldások.

3. Új tudományos eredmények összefoglalása

Kutatómunkám eredményét három tézisben foglaltam össze.

Az első az SPS irányítású DAB konverterek statikus viselkedésével foglalkozik. Megalkottam egy olyan szabályozási módszert, amely képes a gyakorlati alkalmazásokban előforduló feszültségmérési hibák okozta transzformátor áram anomáliákat kiküszöbölni. Megmutattam, hogy a kapcsolási holtidő hogyan befolyásolja a konverter működését és megalkottam egy adaptív holtidő kompenzációs módszert.

A második tézisemben az SPS irányítású DAB konverterek dinamikus viselkedésével foglalkozok. Megalkottam kétféle áramirányítási módszert, amely periódus közbeni beavatkozásokkal javítja a konverter viselkedését tranziensek esetén (például a bemenő feszültség vagy a terhelőáram megváltozásakor). Megmutattam, hogy a kapcsolási holtidő jelentős hibákat okozhat a szabályozó működésében és megalkottam egy adaptív holtidő kompenzációs módszert.

A harmadik tézis a DAB konverterek indulási tranzienseivel foglalkozik. Általában az egyik DC sín feszültségkényszerrel üzemel (például egy ak-

kumulátorcsomag kapcsolódik rá), míg a másik sínen a terhelés található. A DAB konverter elindításakor ügyelni kell arra, hogy a terhelés oldalán a DC sín töltetlen kondenzátorát először kontrollált módon feltöltsük. Csak ezután kezdődhet meg a konverter normál üzemi irányítása. Megalkottam egy olyan előtöltési módszert, amely segítségével a konverter indítása változó kezdeti állapot esetén is áramkorlátozott módon, állandó kapcsolási frekvenciával, rövid idő alatt történhet meg.

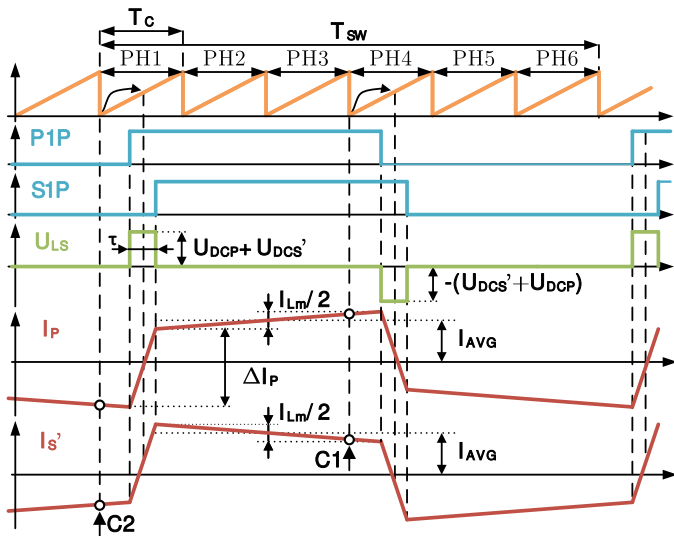
1. Tézis. [J1] [B1] [J2] [C1] *Megalkottam két új irányítási módszert, melyek segítségével az SPS irányítású DAB konverterek statikus viselkedése javítható. A ripple current control (RCC) algoritmus az árammeredekség mérésével és annak visszacsatolásával jelentősen csökkenti az SPS irányítású DAB konverterek transzformátorán mérhető, feszültségmérési hibák miatt kialakuló áram csúcsértéket, ezáltal javítja a konverter hatásfokát. Megmutattam, hogy az SPS irányítású DAB konverterekben a kapcsolási holtidő miatt szaggatott áramvezetés alakulhat ki. Megalkottam egy adaptív holtidő kompenzációs eljárást, amellyel az SPS irányítású DAB konverterekben a kapcsolási holtidő nemkívánatos hatásai kiküszöbölhetőek.*

Gyakorlati alkalmazásokban leggyakrabban az SPS irányítást használják. A kapcsolási hullámformákat a 2. ábrán láthatjuk. A transzformátor primer és szekunder tekercsének feszültsége (U_P és U_S) egy közel 50% kitöltési tényezőjű négyszögjel. A közöttük beállított fáziskésés (τ) határozza meg a transzformátor szórási induktívására jutó feszültség-idő terület, ezáltal a transzformátor primer áramának változását, ami szorosan összefügg a következő periódusban átvitt teljesítménnyel.

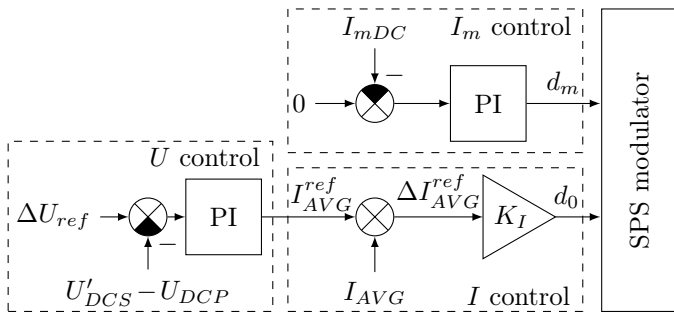
$$\Delta I_P = \frac{U_{DCP} + U'_{DCS}}{L_{sp} + L'_{ss}} \cdot \tau \quad (1)$$

A PWM vivőjele egy hatszoros frekvenciájú, $[0,1]$ értékészletű fűrészjel. Az SPS irányítás során az 1. és a 4. vivőjel periódusban avatkozunk be.

Általában egy kaszkád szabályozási struktúrát használnak a transzformátor áramának és a DC feszültségek irányításához. Egy tipikus szabályozási kört láthatunk a 3. ábrán. Az áram irányításáért a belső szabályozási kör felelős. A külső a DC sínek feszültségének különbségét szabályozza az alapjelnek megfelelő értékre. A konverter áram- és feszültségjeleit egy kapcsolási perióduson belül kétszer mintavételezzük, a 2. ábrán jelölt C1 és C2 időpillanatokban. A digitális szabályozási kört megvalósító kódrészletet a mintavételezés után futtatjuk le. A kapcsolások a fűrészjel vivő középpontjához képest szimmetrikusan történnek. A szabályozók kimeneteit (d_m és d_0) a vivőjel periódusának arányában értelmezzük (0...1). A



2. ábra. Az SPS irányítású DAB konverter villamos jeleinek hullámformái.



3. ábra. Az SPS szabályozó.

1. táblázat. Az SPS modulátor kapcsolási táblázata.

Primary	C2	C1	Secondary	C2	C1
P1 to U_{DCP}	$\frac{1-d_0}{2} - d_m$	x	S1 to U_{DCS}	$\frac{1+d_0}{2} - d_m$	x
P1 to 0	x	$\frac{1-d_0}{2} + d_m$	S1 to 0	x	$\frac{1+d_0}{2} + d_m$
P2 to U_{DCP}	x	$\frac{1-d_0}{2} + d_m$	S2 to U_{DCS}	x	$\frac{1+d_0}{2} + d_m$
P2 to 0	$\frac{1-d_0}{2} - d_m$	x	S2 to 0	$\frac{1+d_0}{2} - d_m$	x

kapcsolásokhoz tartozó komparálási értékeket az 1. táblázatban foglaltam össze. A beállított fáziskésleltetés és a szabályozó d_0 kimenete között a következő összefüggés áll fenn:

$$\tau = d_0 \cdot T_C = d_0 \cdot \frac{T_{SW}}{6} \quad (2)$$

A feszültség irányítását egy PI szabályozó valósítja meg, míg a transzformátor áramához két szabályozót is használunk. A transzformátor mágnesező áramának DC komponensét egy lassú PI szabályozó irányítja (I_m control). A mágnesező áram DC komponensét a transzformátor primer és szekunder áramának mintáiból számítjuk ki.

$$I_{mDC}[n] = \frac{I_P[n] - I'_S[n]}{2} + \frac{I_P[n-1] - I'_S[n-1]}{2} \quad (3)$$

A szabályozó d_m kimenetének megfelelően növeljük a transzformátorra jutó pozitív feszültségimpulzus szélességét és csökkentjük a negatívét. Ha $d_m \neq 0$, akkor a mágnesező induktivitásra jutó feszültség-idő terület egy kapcsolási perióduson belül nem lesz nulla, vagyis a transzformátor mágnesezőáramának az átlagértéke megváltozik.

A transzformátoron átáramló teljesítményt a félperiódusonként végrehajtott áramváltozással tudjuk irányítani. A visszacsatoláshoz szükséges átlagáram a transzformátor primer és szekunder áramából számítható.

$$I_{AVG}[C1] = \frac{I_P[C1] + I'_S[C1]}{2} \quad I_{AVG}[C2] = -\frac{I_P[C2] + I'_S[C2]}{2} \quad (4)$$

A szükséges fázistolást (d_0) a kívánt transzformátor átlagáram változásból (ΔI_{AVG}^{ref}) határozzuk meg, K_I -vel való szorzással.

$$K_I = \frac{\tilde{L}_{sp} + \tilde{L}'_{ss}}{U_{DCP} + U'_{DCS}} \cdot \frac{1}{T_{PWM}} \quad (5)$$

Tipikusan a transzformátor relatív kicsi szórási induktivitással rendelkezik, így a konverter jó dinamikus tulajdonságokkal üzemeltethető. Ez viszont azt is jelenti, hogy a két DC sín közötti feszültség különbség még akkor is nagy áramváltozást eredményezhet, amikor a transzformátor primer és szekunder feszültsége azonos polaritású. Egyes alkalmazásokban hiába szabályozzuk a primer és szekunder oldali DC feszültséget egyforma értékűre, nem kívánt transzformátor hullámformákat kapunk. Ezt tipikusan a feszültségmérés hibája okozza, például ha a DC sínezésnek ohmos ellenállása van a kapacitásbank és a transzformátor kivezetései között. Ilyenkor a transzformátorra kapcsolt feszültség amplitúdója függ a DC körben folyó

áramerősségtől. A kialakuló áramhullámosság növeli a DC köri kondenzátorok és a félvezető kapcsolóelemek igénybevételét, valamint csökkenti a konverter hatásfokát.

A relatív kis szórás miatt a névleges teljesítményhez tartozó τ fáziskésleltetés a kapcsolási periódusidő csupán pár százaléka, ami általában összemérhető a rendszerben fellépő kapcsolási holtidővel (beiktatott félhíd vezérlőjel holtidő, félvezető kapcsolóelemek bekapcsolási és kikapcsolási késleltetése). Mivel az effektív holtidő függ az üzemi paramétereiktől (hőmérséklet, áram), ezért a holtidő hatásának közvetlen kompenzációja komplikált és költséges módszereket igényel (lookup-table, hardveres holtidő mérés).

1.1. Altézis. *[J1][C1] Megalkottam a ripple current control (RCC) algoritmust, amely az árammeredekség mérésével és annak visszacsatolásával jelentősen csökkenti az SPS irányítású DAB konverterek transzformátorán mérhető, feszültségmérési hibák miatt kialakuló áram csúcsértéket, ezáltal javítja a konverter hatásfokát.*

Az 1. ábrán látható transzformátor primer és szekunder árama felírható a következő formában:

$$I_P(s) = \underbrace{\frac{1}{s} \frac{L_m}{k} (U_P(s) - U'_S(s))}_{I_c} + \underbrace{\frac{1}{s} \frac{L'_{ss}}{k} U_P(s)}_{I_{pm}} \quad (6)$$

$$I'_S(s) = \underbrace{\frac{1}{s} \frac{L_m}{k} (U_P(s) - U'_S(s))}_{I_c} - \underbrace{\frac{1}{s} \frac{L_{sp}}{k} U'_S(s)}_{I_{sm}} \quad (7)$$

$$k = L_m(L_{sp} + L'_{ss}) + L_{sp} \cdot L'_{ss} \quad (8)$$

Az (6) és (7) egyenletek alapján a transzformátor primer és szekunder árama felbontható három komponensre. I_c mindkét egyenletben szerepel. Az azonos polaritású szakaszokon az értéke nulla, ha a DC feszültségek egyforma nagyságúak. Ez esetben csak két komponens marad, amelyek előjelhelyes összege a transzformátor mágnesező áramát adják, ezért I_{pm} és I_{sm} komponensenként hivatkozunk rájuk. Ha $U_{DCP} \neq U'_{DCS}$, akkor az azonos primer és szekunder feszültség polaritás időtartama alatt a transzformátor árama I_c miatt is változni fog. Ha a transzformátor szórásai induktivitása kicsi, a DC feszültségek csekély különbsége is jelentős áramváltozást eredményezhet.

Ideális esetben az lenne a cél, hogy a transzformátor áramhullámossága a lehető legkisebb legyen, vagyis csak a mágnesezőáram jelentkezzen.

Más szempontokat is figyelembe vehetünk, például ha a mágnesező áramot csak a primer oldalról szolgáltatjuk, akkor a szekunder oldalon a DC kondenzátor áramának AC komponense jelentősen csökkenthető.

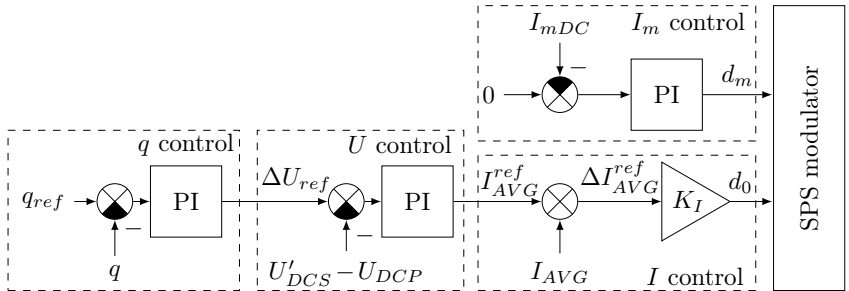
Jelölje q azt, hogy a szekunder oldalon hányad része folyik a transzformátor mágnesezőáramának (I_m), és legyen az értelmezési tartománya $[0,1]$. Az I_c áramkomponens megváltoztatható a DC feszültségek módosításával, így a kívánt q érték elérhető:

$$I_c = -qI_{pm} + (1-q)I_{sm} \quad (9)$$

A szükséges DC feszültség érték megkapható az (6), (7) és (9) egyenletek segítségével.

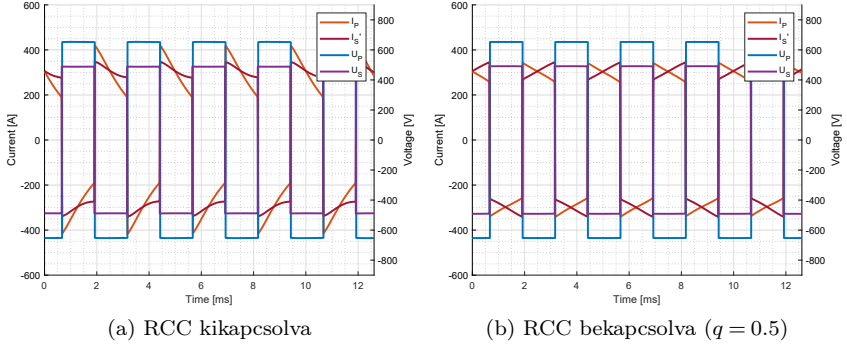
$$\frac{U'_S}{U_P} = \frac{L_m + qL'_{ss}}{L_m + (1-q)L_{sp}} \quad (10)$$

Amennyiben a transzformátor szórási induktivitása sokkal kisebb a mágnesező induktivitásánál, akkor a szokásos feszültség érzékelési pontossággal összemérhető (1%) feszültségkülönbség is elegendő lehet a kívánt hatás eléréséhez, emiatt az SPS szabályozási kört egy további PI szabályozóval érdemes kiegészíteni (lásd 4. ábra). A visszacsatoláshoz szükséges q érték a transzformátor primer és szekunder áramainak ismeretében számítható.



4. ábra. Az RCC szabályozó.

A módszer működését HIL szimulációval és valós hardveren történő mérésekkel is igazoltam. A szimulációs hullámformák az 5. ábrán láthatóak. Az RCC használatával a transzformátor áramának csúcsértéke csökkent, így a konverter jobb hatásfokkal üzemeltethető. q értéke tetszőleges lehet 0 és 1 között, így a mágnesezőáramot az éppen szükséges mértékben át lehet terhelni a primer vagy a szekunder oldalra.



5. ábra. RCC szimulációs eredmények.

1.2. Altézis. [B1] [J2] Megmutattam, hogy az SPS irányítású DAB konverterekben a kapcsolási holtidő miatt szaggatott áramvezetés alakulhat ki. Megalkottam egy adaptív holtidő kompenzációs eljárást, amellyel az SPS irányítású DAB konverterekben a kapcsolási holtidő nemkívánatos hatásai kiküszöbölhetőek és az áramszabályozás hibája jelentősen csökkenthető.

A kapcsolási holtidők miatt az SPS irányítású DAB konverterek félhídjainak átkapcsolásakor a transzformátorra jutó feszültség-idő terület eltérő lesz a szabályozó által kívánt értéktől. Attól függően, hogy épp mekkora az adott félhíd árama az átkapcsolás előtt és után, háromféle szituáció alakulhat ki.

Ha az áramvezetés folytonos marad az átkapcsolás során, akkor csak a szekunder és a primer oldali kikapcsolási késleltetés különbsége okoz problémát. Ilyenkor a transzformátor szórására kapcsolt feszültségimpulzus szélessége:

$$\tau_{CCCM} = \tau_{orig} + t_{off}^S - t_{off}^P \quad (11)$$

Ha az áram még a primer oldali félhíd átkapcsolásakor nullára csökken, akkor szaggatott vezetés fog kialakulni. Ilyenkor az impulzus szélessége több konverter paramétertől is függ:

$$\tau_{DCCMP} = \tau_{orig} + t_{off}^S - t_d - t_{on}^P - (L_{sp} + L'_{ss}) \frac{|I_P|}{U_{DCP} + U'_{DCS}} \quad (12)$$

Ha a transzformátor árama a szekunder oldali kapcsolók átkapcsolásakor csökken nullára, akkor szekunder oldali szaggatott vezetés alakul ki. Ilyenkor a feszültség impulzus szélességét a transzformátor szórása és

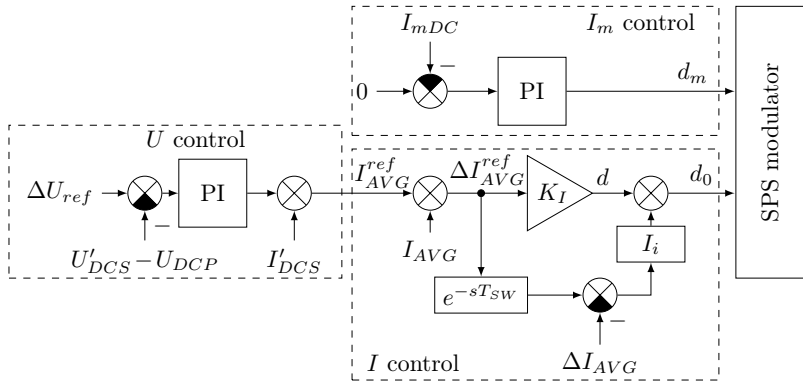
árama, valamint a DC feszültségek határozzák meg:

$$\tau_{DCCMS} = (L_{sp} + L'_{ss}) \frac{|I_P|}{U_{DCP} + U'_{DCS}} \quad (13)$$

A holtidő hatásainak kiküszöböléséhez, a primer áram pillanatértéke mellett, ismernünk kell az egyenletekben szereplő késleltetés értékeit és rendszerparamétereket. Ennek implementációja nehézkes lehet, így inkább egy adaptív módszert érdemes használni.

A szabályozási kör a 6. ábrán látható. Minden kapcsolási periódusban, a félhidak átkapcsolása előtt és után, megmérjük a transzformátor átlagáramának megváltozását (ΔI_{AVG}) és kivonjuk a változáshoz tartozó referenciaértékből. A keletkező hibajelét integráljuk és az integrátor kimenetét hozzáadjuk az eredeti áramszabályozó kimenetéhez. A transzformátor mágnesező árama miatt egy kapcsolási perióduson belül a két átkapcsoláskor más-más holtidő hatás érvényesülhet. Emiatt két független integrátort használunk.

A holtidő kompenzáció használatával a ΔI_{AVG}^{ref} jel arányos lesz a konverteren átáramló teljesítménnyel. Ezzel javítható a konverter dinamikus viselkedése, illetve elengedhetetlen a 2.1. altézisben ismertetett algoritmus megfelelő működéséhez.



6. ábra. Az SPS szabályozó adaptív holtidő kompenzációval.

2. Tézis. [J3] [J4] [C2] [C3] [C4] Megalkottam két új irányítás struktúrárt, amely a DAB konverterek dinamikus viselkedését jelentős mértékben javítja. A cross-period single phase shift (CP-SPS) irányítási módszer a terhelőáram előreccatolásával és periódus közbeni beavatkozások segítségével jelentősen lerövidíti a terhelés változás okozta tranziensek időtartamát. A continuous cross-period single phase shift (CCP-SPS) irányítási módszerrel, a periódus közbeni beavatkozásoknak köszönhetően, a feszültség szabályozási körben csökkenthető a késleltetés, így a konverter kimeneti feszültsége terhelésváltozás esetén kisebb mértékben változik meg az SPS irányításhoz képest. Megmutattam, hogy a kapcsolási holtidő hogyan befolyásolja a CCP-SPS irányítás működését. Megalkottam egy adaptív holtidő kompenzációs módszert, amely a transzformátor áramváltozásának visszacsatolásával megszünteti a kapcsolási holtidő okozta hullámforma torzulásokat.

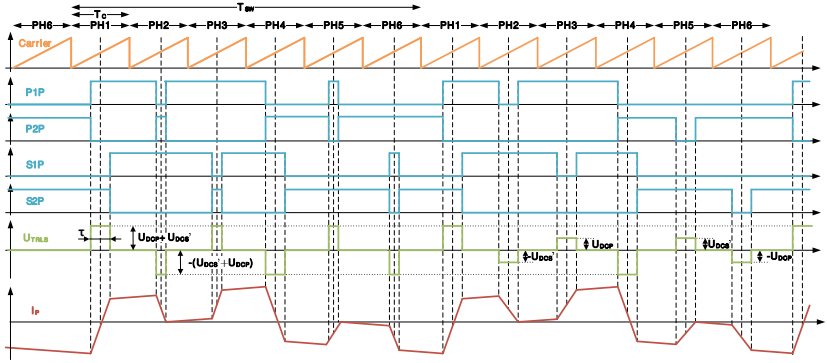
A tápegységek, így a DAB konverterek esetén is fontos, hogy hirtelen terhelőáram változás hatására a kimeneti feszültség ne változzon meg jelentős mértékben. Szabályozott teljesítményátalakítókban ilyenkor egy tranziens figyelhető meg a feszültségben, amely a szabályozási kör paramétereitől függően csillapodik. Az SPS irányítású DAB konverterek esetén a két DC feszültség mindig kiegyenlítődni igyekszik, így potenciálisan jó dinamikus tulajdonságokkal rendelkezik. Azonban a félvezetők árama jelentősen megnövekedhet, ha a két DC feszültség közötti feszültségkülönbség túlzottan megnő.

2.1. Altézis. [C2] [C3] [C4] Megalkottam egy új irányítási struktúrárt cross-period single phase shift (CP-SPS) néven, ami a terhelőáram előreccatolásával és periódus közbeni beavatkozások segítségével jelentősen lerövidíti a terhelés változás okozta tranziensek időtartamát.

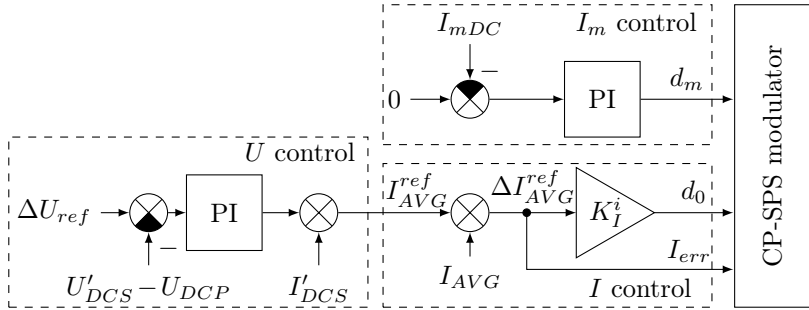
SPS irányítás esetén egy kapcsolási perióduson belül csak két alkalommal tudjuk befolyásolni a transzformátor szórásán átfolyó áramot. A CP-SPS irányítás alapötlete, hogy egy kapcsolási periódusban, szükség esetén, többször is beavatkozunk, így javítva a szabályozási kör dinamikus viselkedését. A kapcsolási periódust a továbbiakban 6 fázisra (PH1-PH6) osztjuk és minden fázisban egyszer avatkozunk be.

A 7. ábrán láthatóak a lehetséges perióduson belüli kapcsolási események. Például az első kapcsolási periódus harmadik fázisában a primer transzformátor feszültséget invertáljuk τ_{action}^{IA} ideig. Ennek hatására a transzformátor átlagáramának megváltozása:

$$\Delta I_{AVG}^{inv} = \tau_{action}^{IA} \cdot \frac{U_{DCP} + U'_{DCS}}{L_{sp} + L'_{ss}} \quad (14)$$



7. ábra. A CP-SPS lehetséges kapcsolási eseményei.



8. ábra. A CP-SPS szabályozó.

A második kapcsolási periódus második és harmadik fázisában a primer és a szekunder oldali tekercsüket rövidre zárjuk. Ilyenkor az invertáláshoz képest az árammeredekség közelítőleg fele akkora lesz.

$$\Delta I_{AVG}^{PSA} = \tau_{action}^{PSA} \cdot \frac{U'_{DCS}}{L_{sp} + L'_{ss}} \quad (15)$$

$$\Delta I_{AVG}^{SSA} = \tau_{action}^{SSA} \cdot \frac{U_{DCP}}{L_{sp} + L'_{ss}} \quad (16)$$

Ennek a megoldásnak az előnye, hogy csak egy félhidat kell átkapcsolnunk, tehát a kapcsolási veszteség kisebb lesz az invertáláshoz képest.

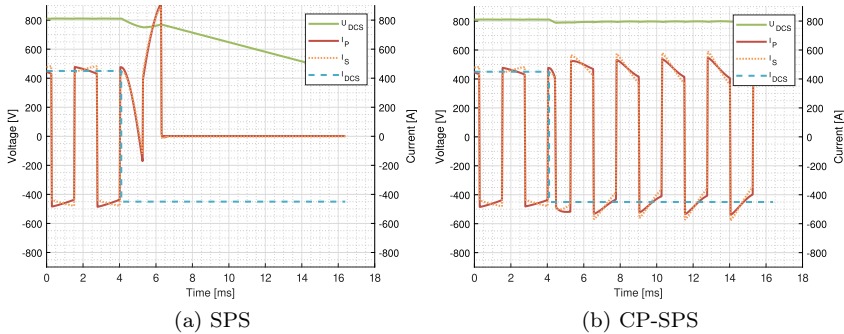
A módosított SPS szabályozási kört a 8. ábrán, a kapcsolási táblázatot pedig a 2. táblázatban láthatjuk. Fontos változás az SPS irányításhoz

2. táblázat. A CP-SPS szabályozó kapcsolási táblázata.

	PH1	PH2 and PH5		PH3 and PH6		PH4
		$I_{err} > 0$	$I_{err} \leq 0$	$I_{err} > 0$	$I_{err} \leq 0$	
P1 to U_{DCP}	$\frac{1-d_0}{2} - d_m$	x	$\frac{1+d_0}{2}$	x	x	x
P1 to 0	x	x	$\frac{1-d_0}{2}$	x	x	$\frac{1-d_0}{2} + d_m$
P2 to U_{DCP}	x	x	x	x	$\frac{1+d_0}{2}$	$\frac{1-d_0}{2} + d_m$
P2 to 0	$\frac{1-d_0}{2} - d_m$	x	x	x	$\frac{1-d_0}{2}$	x
S1 to U_{DCS}	$\frac{1+d_0}{2} - d_m$	$\frac{1+d_0}{2}$	x	x	x	x
S1 to 0	x	$\frac{1-d_0}{2}$	x	x	x	$\frac{1+d_0}{2} + d_m$
S2 to U_{DCS}	x	x	x	$\frac{1+d_0}{2}$	x	$\frac{1+d_0}{2} + d_m$
S2 to 0	$\frac{1+d_0}{2} - d_m$	x	x	$\frac{1-d_0}{2}$	x	x

képest, hogy a konverter kimeneti DC áramával előreccsatolunk. A feszültség-szabályozót továbbra is csak a PH1 és PH4 fázisokban futtatjuk le. Az áramszabályozó visszacsatolása (I_{FB}^i) és K_I^i minden fázisban más értékű. A kapcsolási táblázatból kiolvasható, hogy a periódus közbeni fázisokban akkor avatkozunk be, ha a transzformátor átlagárama eltér a feszültség-szabályozó kimenetétől.

Az irányítási módszert HIL szimulációval ellenőriztem. A 9. ábrán jól látható, hogy nagy teljesítményváltozáskor (a teljesítmény előjele is megváltozik) az SPS irányítás nem képes a konverter áramát korlátozni, ezért a túláramvédelem megszólal 900 A értéknél. Ezzel szemben a CP-SPS irányítás segítségével a kimeneti DC feszültségben sokkal kisebb változás látható a terhelésugrás után.



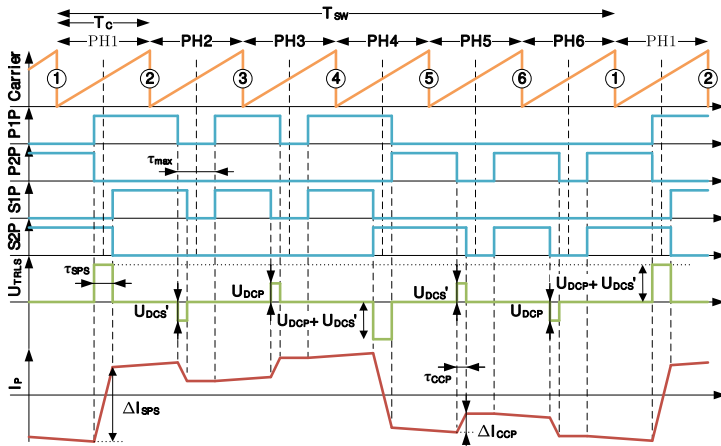
9. ábra. Szimulációs eredmények SPS és CP-SPS irányítással.

2.2. Altézis. [J4] Megalkottam egy új irányítási struktúrát *continuous cross-period single phase shift (CCP-SPS)* néven, amellyel a periódus közbeni beavatkozásoknak köszönhetően, a feszültség szabályozási körben csökkenthető a késleltetés, így a konverter kimeneti feszültsége terhelésváltozás esetén kisebb mértékben változik meg az SPS irányításhoz képest.

A CP-SPS irányítás esetén a konverter kimeneti áramával előrecsatolunk a szabályozási körben. Ez oszcillációkat eredményezhet, amennyiben a konverter kimenetére egy soros LC kör kapcsolódik. Ilyen például akkor fordulhat elő, ha egy másik kapcsolóüzemű teljesítményátalakító a terhelés. A két konverter közötti összekötő vezeték inductivitása és a terhelő teljesítményátalakító bemeneti kondenzátora alkotja az LC kört.

A CP-SPS irányítás további problémája, hogy kis áramhiba esetén a beavatkozásokhoz tartozó impulzus szélesség a kapcsolási holtidővel össze mérhető. Emiatt a gyakorlatban meg kell határoznunk egy minimális beavatkozási időtartamot, aminél kevesebb idő esetén nem hajtjuk végre a perióduson belüli átkapcsolást.

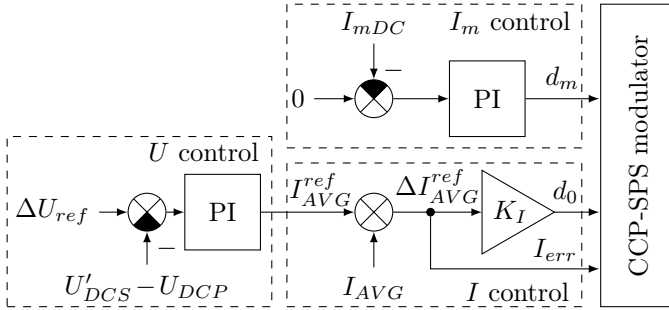
A CCP-SPS irányítás a CP-SPS módszer tovább gondolt változata, amelyben az előrecsatolásra nincs szükség. A lehetséges kapcsolási eseményeket a 10. ábrán láthatjuk. A periódus közbeni fázisokban minden esetben, τ_{max} ideig beavatkozunk a primer és szekunder oldalon is. A transzformátor áramának módosításához a primer és a szekunder oldal beavatkozások kezdete között késleltetést alkalmazunk.



10. ábra. A CCP-SPS lehetséges kapcsolási eseményei.

A szabályozási körben (11. ábra) csupán arra van szükség az SPS irányításhoz képest, hogy az áramhibát felhasználjuk a kapcsolási táblázatban (3. táblázat). Fontos változás, hogy a feszültségszabályozó minden fázisban futtatható, így a szabályozási kör késleltetése közelítőleg a harmadára csökken.

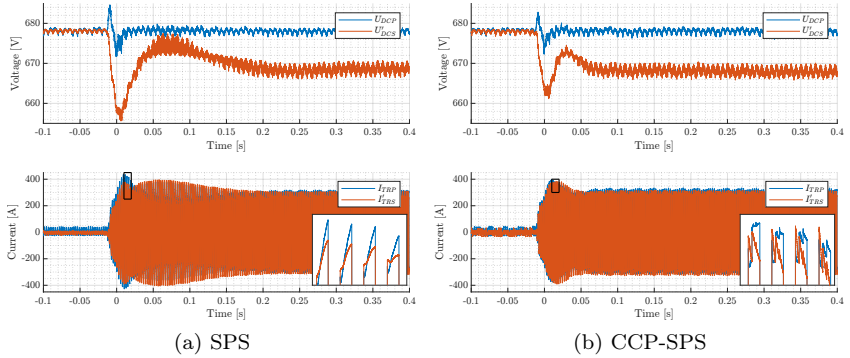
A CCP-SPS irányítást egy 360 kW teljesítményű DAB konverteren teszteltem. A mérési eredményeket a 12. ábrán láthatjuk. A terhelőáram 0 A-ról 250 A-re ugrott. Jól látható, hogy a CCP-SPS irányítással a szekunder feszültségben látható tranziens lecsengési ideje és amplitúdója is jelentősen csökken az SPS irányításhoz képest.



11. ábra. A CCP-SPS szabályozó.

3. táblázat. A CCP-SPS szabályozó kapcsolási táblázata.

	PH1	PH2 and PH3		PH5 and PH6		PH4
		$I_{err} > 0$	$I_{err} \leq 0$	$I_{err} > 0$	$I_{err} \leq 0$	
P1 to U_{DCP}	$\frac{1-d_0}{2} - d_m$	$\frac{1+d_{max}}{2}$	$\frac{1+d_{max}}{2}$	x	x	x
P1 to 0	x	$\frac{1-d_{max}}{2} + d_0$	$\frac{1-d_{max}}{2}$	x	x	$\frac{1-d_0}{2} + d_m$
P2 to U_{DCP}	x	x	x	$\frac{1+d_{max}}{2}$	$\frac{1+d_{max}}{2}$	$\frac{1-d_0}{2} + d_m$
P2 to 0	$\frac{1-d_0}{2} - d_m$	x	x	$\frac{1-d_{max}}{2} + d_0$	$\frac{1+d_{max}}{2}$	x
S1 to U_{DCS}	$\frac{1+d_0}{2} - d_m$	$\frac{1+d_{max}}{2}$	$\frac{1+d_{max}}{2}$	x	x	x
S1 to 0	x	$\frac{1-d_{max}}{2}$	$\frac{1-d_{max}}{2} + d_0$	x	x	$\frac{1+d_0}{2} + d_m$
S2 to U_{DCS}	x	x	x	$\frac{1+d_{max}}{2}$	$\frac{1+d_{max}}{2}$	$\frac{1+d_0}{2} + d_m$
S2 to 0	$\frac{1+d_0}{2} - d_m$	x	x	$\frac{1-d_{max}}{2}$	$\frac{1+d_{max}}{2} + d_0$	x



12. ábra. Mérési eredmények (a) SPS és (b) CCP-SPS irányítással.

2.3. Altézés. [J3] Megmutattam, hogy a kapcsolási holtidő hogyan befolyásolja a CCP-SPS irányítás működését. Megalkottam egy adaptív holtidő kompenzációs módszert, amely a transzformátor áramváltozásának visszacsatolásával megszünteti a kapcsolási holtidő okozta hullámforma torzulásokat.

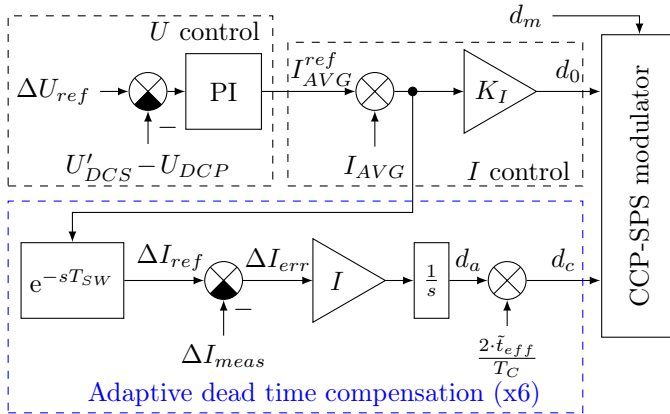
A CCP-SPS irányításban minden fázisban legalább τ_{max} ideig beavatkozunk, ami általában összemérhető a kapcsolási holtidővel. A megfelelő működés elérése érdekében a holtidő hatásait kompenzálni kell.

Első lépésként analizáltam a holtidő hatásait a konverter különböző állapotaiban. Ennek eredményeként megállapítható, hogy folytonos vezetés esetén a transzformátor szórására jutó feszültség-ido terület az effektív holtidő kétszeresének megfelelő mértékben nő vagy csökken, az áramváltozás előjelétől függően. Tehát az effektív holtidő ismeretében, elviekben, a holtidő hatása kompenzálható.

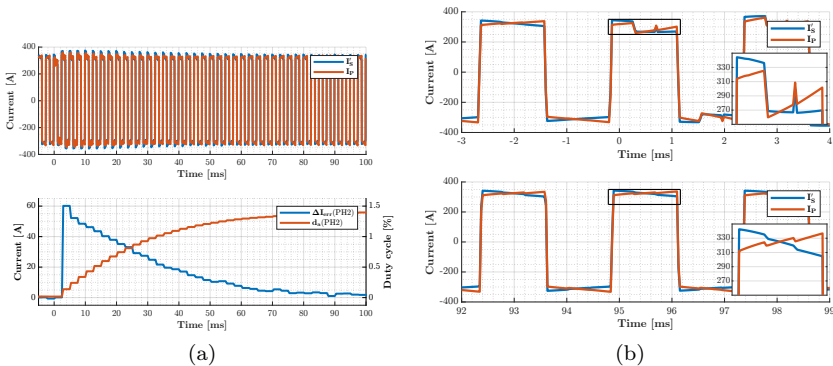
A kapcsolási késleltetések a konverter üzemállapotától függenek (hőmérséklet, áram), így egy adaptív kompenzációs megoldást célszerű alkalmazni. A szabályozási kör a 13. ábrán látható. Minden fázisban megmérjük az átkapcsolás előtti és utáni átlagos transzformátor áramot. A feszültség-szabályozó által előírt áramváltozásból kivonjuk a mért áramváltozást és a keletkező hibajelet egy integráló szabályozóra vezetjük. Az integrátor kimenetéhez hozzáadjuk a becsült hatásos holtidő értékét, így a szabályozónak csak a becslés bizonytalanságából adódó korrekciót kell elvégeznie. A kapcsolási események pontos időpontját d_0 és d_c fogják meghatározni.

A módszer hatásosságát HIL szimulációval ellenőriztem. A a félvezetők modelljében a kikapcsolási késleltetését ugrásszerűen $3\mu\text{s}$ -ról 40ns -ra csökkentettem le a konverter futása közben. A szimulációs hullámformákat

a 14. ábrán láthatjuk. Megfigyelhető, hogy a késleltetés megváltozásával a transzformátor árama szükségtelen módon változik a periódus közbeni fázisokban. Az adaptív szabályozó közelítőleg 100 ms idő alatt áll be, ekkora az áramtranziensek amplitúdója jelentősen lecsökken.



13. ábra. A CCP-SPS irányítás adaptív holtidő kompenzációval.



14. ábra. CCP-SPS szimulációs eredmények holtidő kompenzációval.

3. Tézis. [C5] *Megalkottam a kis frekvenciás kis szórású transzformátorral üzemelő DAB konverterek esetén alkalmazható előtöltési algoritmust, amellyel a transzformátor csúcsárama tetszőleges értékűre korlátozható. Megmutattam miként becsülhető az előtöltéshez szükséges idő és az összefüggés helyességét HIL szimulációval ellenőriztem.*

A DAB konverterek indítása nem triviális feladat akkor, ha a két DC busz redukált feszültsége jelentősen eltérő. A feszültségkülönbség miatt olyan nagy áramerősség alakulhat ki a transzformátor szórásán, amely tönkre teheti a főkör elemeit. Az általam megalkotott előtölti módszer lényege, hogy indításkor csak a transzformátor egyik H-hídját üzemeltetjük, a másikat diódás egyenirányítóként használjuk és a kapcsolt oldalon a félhidakkal változó impulzusszélességű, szimmetrikus négyszögjelet hozunk létre.

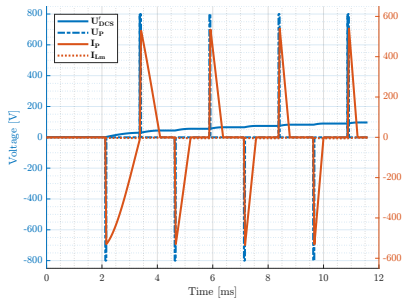
Tételezzük fel, hogy a transzformátor primer oldalán üzemeltetjük a teljes hidat. A DC buszok feszültségének mérésével és a transzformátor szórási induktivitásának ismeretében az \hat{I}_P transzformátor primer csúcsáramhoz tartozó impulzus szélesség kiszámítható.

$$\tau_{pulse} = \hat{I}_P \cdot \frac{L_{sp} + L'_{ss}}{U_{DCP} - U_{DCS}} \quad (17)$$

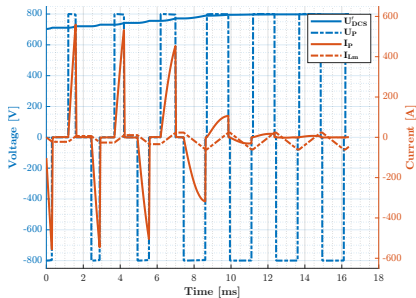
Minden kapcsolási periódusban kiszámítjuk a szükséges időtartamot és ezt alkalmazva állandó csúcsárammal töltjük elő a szekunder oldali kondenzátort. A konverter ilyenkor szaggatott vezetéssel üzemel. Az előtöltési folyamat tovább gyorsítható, ha az áram nullára csökkenése után újra feszültséget kapcsolnánk a transzformátor primer tekercsére, azonban ezzel a kapcsolási frekvencia már nem lenne állandó.

Belátható, hogy a szaggatott vezetés állandó csúcsáram mellett csak akkor lehetséges, ha a szekunder oldali DC feszültség egy bizonyos tartományon belül van. Ez alapján az előtöltési folyamat három szakaszra bontható: kezdeti, középső és végső szakaszra. A szakaszok határai a főkör időfüggvényei alapján kiszámíthatóak. Az egyes szakaszokban az előtöltéshez szükséges időtartam eltérő módon határozható meg.

Az előtöltési módszer hatásosságát HIL szimulációval ellenőriztem. A transzformátor hullámformáit a 15. ábrán láthatjuk. Megfigyelhető a konverter szaggatott vezetése illetve ahogyan a növekvő szekunder feszültséggel csökken a transzformátor primer árama. A normál szabályozott üzemre való váltás gyakorlatilag tranziens mentesen megvalósítható, ahogyan az az ábrán is látható.



(a) előtöltés kezdete



(b) előtöltés vége

15. ábra. Az előtöltés során rögzített szimulációs hullámformák.

4. Az eredmények alkalmazhatósága

A kutatás során fontos cél volt az eredmények gyakorlati alkalmazása. Ennek megfelelően a megalkotott megoldások szerves részét képezik a FIEK 16-1-2016-0007 projekt keretében épült teljesítményelektronikai laboratórium DAB konverterének irányító szoftverében. A megoldásaim nem korlátozódnak specifikusan erre a berendezésre, széleskörűen alkalmazhatók a DAB topológiákon.

Kapcsolódó folyóiratcikkek

- [J1] **Szabolcs Veréb**, László Stranyóczy, Zoltán Sütő, and Attila Balogh, „Ripple current control for single phase-shift dual active bridge converters,” *Renewable Energy & Power Quality Journal (RE&PQJ)*, vol. 22, pp. 76–84, Sept. 2024.
- [J2] **Szabolcs Veréb**, András Futó, Zoltán Sütő, Attila Balogh, and István Varjasi, „Adaptive dead time compensation for cross-period single phase shift control of dual active bridge converters,” *Renewable Energy & Power Quality Journal (RE&PQJ)*, vol. 18, pp. 327–332, June 2020.
- [J3] **Szabolcs Veréb**, András Futó, Zoltán Sütő, Attila Balogh, and István Varjasi, „Adaptive dead time compensation for continuous cross-period single phase shift control of dual active bridge converters,” *Renewable Energy & Power Quality Journal (RE&PQJ)*, vol. 20, pp. 256–262, Sept. 2022.
- [J4] **Szabolcs Veréb**, András Futó, Zoltán Sütő, Attila Balogh, and István Varjasi, „Continuous cross-period single phase shift control for dual active bridge converters,” *Renewable Energy & Power Quality Journal (RE&PQJ)*, vol. 19, pp. 222–228, Sept. 2021.

Kapcsolódó konferenciaközlemények

- [C1] **Szabolcs Veréb**, „Adaptive single phase shift control of dual active bridge converters,” in *Proceedings of the Automation and Applied Computer Science Workshop 2022 (AACCS'22)*, pp. 9–19, 2022.
- [C2] **Szabolcs Veréb**, „Deadtime effects on in-period switching actions in cross-period single phase shift control of dual active bridge converters,” in *Proceedings of the Automation and Applied Computer Science Workshop 2021: AACCS'21*, 2021.
- [C3] **Szabolcs Veréb** and István Varjasi, „DAB teljesítmény átalakító alkalmazása a BME moduláris hibrid hajtáslánc laboratóriumában,” in *XI. Mechwart András Ifjúsági Találkozó*, pp. 118–127, 2021.
- [C4] **Szabolcs Veréb**, András Futó, Zoltán Sütő, Attila Balogh, and István Varjasi, „Cross-period single phase shift control technique for high power and low frequency dual active bridge converters,” in *2019 International Conference on Electrical Drives & Power Electronics (EDPE)*, pp. 385–390, IEEE, 2019.
- [C5] **Szabolcs Veréb** and Dávid Kiss, „Advanced precharge control for high power low frequency dual active bridge converters,” in *Applied Computer Science Workshop (AACCS)*, 2019.

Kapcsolódó könyvfejezetek

- [B1] **Szabolcs Veréb**, *Trends in renewable energy and power quality*, ch. Adaptive dead time compensation for dual active bridge converters, pp. 314–326. Cambridge Scholars Publishing, 2024.

Egyéb publikációk

- [M1] **Szabolcs Veréb**, Gergely G. Balázs, Tamás Kökényesi, Zoltán Sütő, and István Varjasi, „Application dependent optimization of balancing methods for lithium-ion batteries,” in *2018 IEEE 18th International Power Electronics and Motion Control Conference (PEMC)*, pp. 223–228, IEEE, 2018.
- [M2] Tamas Kokenyesi, Marton Hegedus, **Szabolcs Vereb**, Attila Balogh, Zoltan Suto, and Istvan Varjasi, „FPGA-driven DAC with second order sliding mode control of filter model for hardware-in-the-loop simulators,” in *2018 IEEE 18th International Power Electronics and Motion Control Conference (PEMC)*, pp. 824–829, IEEE, 2018.

- [M3] Zoltán Sütő, Attila Balogh, Dávid Kiss, **Szabolcs Veréb**, and István Varjasi, „Power HIL emulation of AC machines with parallel connected ANPC bridge arms,” in *2018 IEEE 18th International Power Electronics and Motion Control Conference (PEMC)*, pp. 592–598, IEEE, 2018.
- [M4] **Szabolcs Veréb**, „Correlation of control hardware, applied control method and dynamic behavior of a NPC three-level inverter,” in *Applied Computer Science Workshop (AACS)*, 2018.
- [M5] **Szabolcs Veréb**, „Avoiding grid current oscillations in power factor correction boost converter,” in *Proceedings of the Automation and Applied Computer Science Workshop 2020*, pp. 22–32, 2020.
- [M6] László Stranyóczy, **Szabolcs Veréb**, and Zoltán Sütő, „Feszültségkiegyenlítő módszerek alkalmazása hétszintű inverterben,” *ELEKTROTECHNIKA*, vol. 115, 2022/3-4, pp. 5–9, 2022.
- [M7] Bálint Palásti, **Szabolcs Veréb**, and András Futó, „Háromfázisú hálózatra csatlakoztatott inverterek hatásfokának növelése és aszimmetria kompenzációja egy fázis tranziensmentes lekapcsolásával,” in *XII. Mechwart András Ifjúsági Találkozó*, p. 102, 2022.
- [M8] László Stranyóczy, András Futó, **Szabolcs Veréb**, István Varjasi, and Zoltán Sütő, „Peak current mode control for grid-connected energy storage inverters,” *Renewable Energy & Power Quality Journal (RE&PQJ)*, vol. 22, pp. 132–136, Sept. 2024.

