

# Középfrekvenciás, nagyteljesítményű, forszírozott léghűtésű tápegység

© Mihácz Viktor, Milus Zoltán,  
Molnár Károly, Szűcs Attila,  
Várhelyi Nándor

Cikkünkben egy olyan középfrekvenciás, forszírozott léghűtésű tápegységet mutatunk be, amelyet a PowerQuattro Zrt. a közelmúltban fejlesztett ki. A tápegység a DHPQ típusnevet kapta, amelyben D a digitális vezérlésre, H a hírközlési célú átalakító funkcióra, PQ pedig a PowerQuattro gyártmányra utal. A tápegység feladata az egyfázisú hálózati feszültségből 48V egyenfeszültség előállítás, névleges kimenő teljesítménye 2500W.

Napjainkban a korszerű teljesítményátalakítóknál egyre inkább szükségessé válik a működési frekvencia növelése, mivel ebből adódóan a felhasználandó passzív alkatrészek – tekercselt elemek, kondenzátorok – méreteinek jelentős mértékű csökkentésével olcsóbb és kompaktabb áramköröket tudunk létrehozni. A kapcsolási frekvencia növelése azonban az alkalmazott félvezetők kapcsolási veszteségeinek növekedését is okozza, ami csökkenti a rendszer hatékonyságát. E hátrányos tulajdonság kiküszöbölésének egyik módja az lehet, hogy a hagyományos nyitó- és záróüzemű kapcsolóüzemű tápegységek topológiáit kicseréljük rezgőkörös felépítésűre, ahol rezonáns áramköri kapacitások és induktivitások alkalmazásával a félvezetőkön eső feszültség vagy átfolyó áram az átkapcsolásokkor elhanyagolható lesz és ezért nagyon kis teljesítmény disszipáció keletkezik. A rezonáns konverterek két nagy csoportba sorolhatók. A nulla feszültség alatti kapcsolású (Zero Voltage Switching, ZVS) áramkörökben a feszültség hullám nullátmeneténél, míg a nulla áram alatti kapcsolású (Zero Current Switching, ZCS) áramkörökben az áram hullám nullátmeneténél történik a teljesítményfélvezetők kapcsolása.

A bemutatásra kerülő DHPQ típusú tápegység fejlesztése során az alábbi műszaki szempontokat vettük figyelembe:

- az alkalmazott főáramköri topológiák együttes jellemzője legyen a nagyon alacsony kapcsolási veszteség (magas hatásfok), nagy teljesítménysűrűség és alacsony zavarkibocsátás (EMI),

- a bemeneten szinuszos áramfelvétel, valamint a bemenet és a kimenet galvanikus elválasztásának biztosítása,
- a kimeneti feszültség statikus és dinamikus pontossága tegye lehetővé a hírközlési célú fogyasztók táplálását,
- a tápegység biztosítsa a kimeneti feszültséget névleges terhelés esetén akkor is, amikor a bemeneti váltakozó feszültség rövid ideig (ún. hold-up időtartamig, tipikusan 20 ms) kimarad.

A felsorolt szempontok alapján láthatjuk, hogy egy ilyen tápegység gondosabb tervezést igényel. Ennek megfelelően a főáramkört – funkciójuk alapján – három fő részegységre bontottuk fel és a részegységek különálló tervezését követően, ezek együtteséből alakítottuk ki a jelen berendezést. A részegységek kiválasztási, tervezési megfontolásait a következőkben ismertetjük.

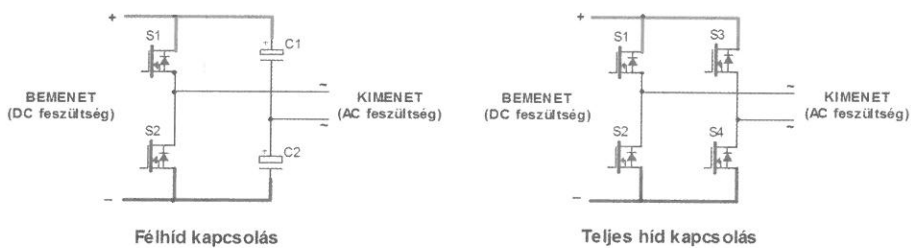
## A főáramköri topológiák kiválasztása

A nemlineáris fogyasztók térnyerésével egyre nagyobb problémát jelentenek a hálózaton a felharmonikus áramok. Tipikusan ilyen fogyasztók az ipari és a lakossági berendezések táplálására szolgáló – széles körben alkalmazott – diódás egyenirányítóval ellátott kapcsolóüzemű tápegységek. A nagyszámú ilyen jellegű elektronikus fogyasztók eredményeképpen a szolgáltatott hálózati feszültség általában gazdag felharmonikus-tartalommal rendelkezik. Ennek egyik oka az, hogy a szinuszos váltakozó feszültségű hálózatra csatlakozó hagyományos kapacitív aluláteresztő szűrővel ellátott egyenirányítók (nemlineáris fogyasztók) a hálózatról nem szinuszos áramot vesznek fel, ráadásul nagy a hálózati áram alapharmonikusához képest az alacsony rendszámú felharmonikus áramok amplitúdója. Ezek a felharmonikus áramok a hálózat impedanciáján torzítják a hálózati feszültséget és emellett többlet veszteséget is okoznak, mivel hatásos teljesítményt csak a hálózati feszültséggel azonos frekvenciájú áramharmonikus hoz létre. A váltakozó feszültségű hálózatra közvetlenül csatlakozó áramirányítók a legtöbb esetben nem teljesítik a szabványok

áramfelharmonikusokra vonatkozó előírásait, ezért a korszerű áramirányítót a szabvány előírásait teljesítő ún. teljesítménytényező-korrektorral (Power Factor Corrector, PFC) kell ellátni. Ezeknél az energiaátalakítóknál a hálózatról felvett áram szinuszosága mellett az áramirányítótól elvárt leggyakoribb követelmény az egységnyi hálózati teljesítménytényező ( $\lambda = 1$ ) biztosítása [1].

A DHPQ típusú tápegység bemenetén alkalmazandó szinuszos áramfelvételű egyenirányító (PFC) főáramköri topológiájának kiválasztása során az üzembiztonság, a kis méret, a gazdaságosság és a magas hatásfok elérését tűztük ki célul. Egy kapcsolóüzemű átalakító hatásfokát az alkalmazott főáramköri kialakítás mellett a félvezető elemek helyes kiválasztása és méretezése befolyásolja. Ez alapján ahhoz, hogy magas hatásfokú berendezést tervezzünk, olyan főáramkört kell választanunk, amelynél az adott teljesítmény-tartományban (áram-tartományban) a félvezetőkön keletkező vezetési és kapcsolási veszteségek minimálisak lesznek a berendezés névleges teljesítményéhez viszonyítva. Másik szempont, hogy ehhez optimális félvezetőt is találjunk. A gyakorlatban többféle áramköri elrendezés is elterjedt, amelyek közül az említett szempontoknak legmegfelelőbbet, az ún. eltoltt vezérlésű („interleaved”) PFC kapcsolási topológiát választottuk. A PFC áramkör az egyfázisú hálózati feszültségből, szabályozott, 400V értékű egyenfeszültséget állít elő, amivel a tápegység közbenső körét táplálja.

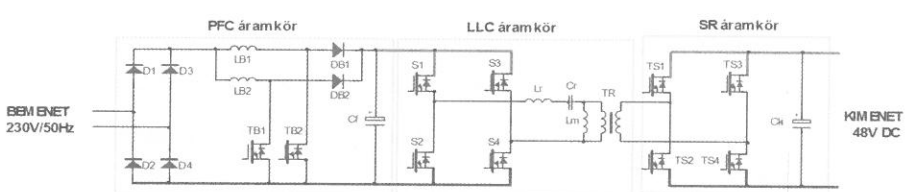
A DC/DC-konvertert – ZVS üzemmódban – erről a közbenső körrel 400V feszültségről kívánjuk működtetni. Fontos szempont, hogy a lehető legjobb legyen a konverter hatásfoka. Ezen igényeket kielégíti az LLC áramköri kialakítás, amely egy rezgőköri fojtótekercsből ( $L_r$ ) és egy rezgőköri kondenzátorból ( $C_r$ ), valamint egy középfrekvenciás transzformátorból ( $L_m$ ) áll (ld. 3. ábra). Az LLC áramkör működtetéséhez ki kell még választanunk a rezgőkör és főtranszformátor táplálására alkalmas hídkapcsolást, valamint a transzformátor szekunder feszültségének egyenirányítására alkalmas egyenirányító áramkört. A konverter primer körében egy teljes híd- vagy félhíd áramkör lehet alkalmazni (1. ábra). Azonos kimeneti paraméterek (áram, feszültség) esetén a teljes hídkapcsolásban a transzformátor áttétele kétszer akkora, mint félhíd kapcsolásban, ezért a rezgőköri áram teljes hídkapcsolás alkalmazásakor fele akkora lesz, mint a félhídnál. A hídáram csökkentésével a félvezetők vezetési veszteségei is csökkennek, ezért a teljes hídkapcsolás ajánlott.



1. ábra: Rezgőkörös konverter hidkapcsolás topológiák



2. ábra: Kimeneti egyfázisú egyenirányító topológiák



3. ábra: DHPQ típusú tápegység főáramköri kapcsolási rajza

A tápegység névleges kimeneti feszültsége 48V. A szinuszos jellegű rezgőköri áram ( $I_{Lr}$ ) az áttétellel arányosan megjelenik transzformátor szekunder oldalán. Ezt a középfrekvenciás áramot egyenirányítani kell. A klasszikus egyenirányító topológiák közül az 1F1U2Ü típusú egyenirányító alkalmazásának határt szab, hogy a diódákra kétszer nagyobb záróirányú feszültség kerül, mint az 1F2U2Ü típusú, hídkapcsolású egyenirányító diódáinál (2. ábra).

A veszteségek további csökkentése érdekében a tápegység kimenetére szinkron egyenirányítót (Synchronous Rectifier, SR) terveztünk, amit MOSFET-ekből építettünk fel. Az alacsonyabb feszültségű MOSFET-ek csatornaellenállása ( $R_{ds(on)}$ ) kisebb, ezért kisfeszültségű félvezető eszközöket célszerű alkalmazni. Ebből és a korábban már említett feszültség-igénybevételi megfontolásból adódóan 48V kimeneti feszültség előállításához teljes hidkapcsolás (1F2U2Ü) ajánlott. Kisebb kimeneti feszültség ( $\leq 24V$ ) esetén azonban célszerűbb lehet a középmegecsapolásos transzformátor és 1F1U2Ü egyenirányító használata. A rezgőkörös konverter kimenetén szinkron egyenirányítót alkalmazva jelentős veszteségszökkenést érhetünk el! Az előzőekben bemutatott részegységek együttes alkalmazásából a 3. ábrán látható főáramköri elrendezés alakult ki.

### Bemeneti szinuszos áramfelvételű egyenirányító (PFC) áramkör

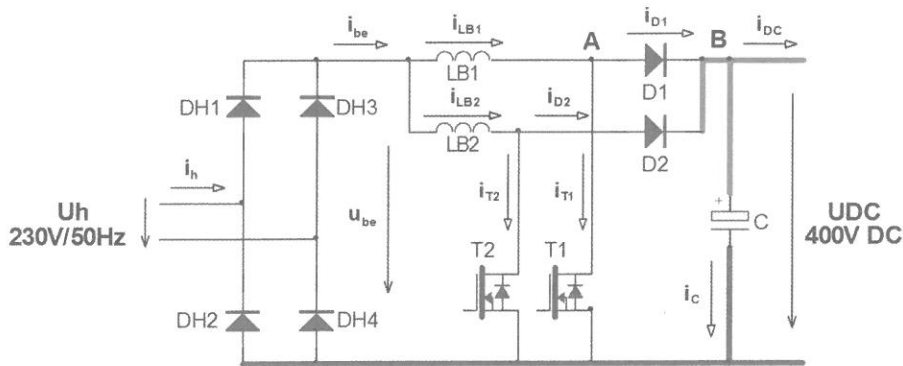
A bemeneti szinuszos áramfelvételű egyenirányító (PFC) áramkör megvalósításához szilícium-karbid (SiC) félvezetőket választottunk kiváló anyagtulajdonságaik, valamint a várható alacsonyabb veszteség miatt. A SiC sokkal jobb villamos paraméterekkel rendelkezik a szilíciumnál, ezért ideális félvezető eszköz a még magasabb hatásfok elérése céljából a PFC áramkörben. Kiváló tulajdonságai miatt nagyfeszültségű és magas hőmérsékletű alkalmazásokban is egyaránt előnyös az alkalmazása. A hagyományos szilíciumalapú diódához viszonyítva a SiC diódák záráskezési ideje (reverse recovery time,  $t_{rr}$ ) rendkívül rövid, így nagyon gyors kapcsolást tesz lehetővé. A tárolt töltés (reverse recovery charge,  $Q_{rr}$ ) extrém kicsi, ami jelentősen csökkenti a kapcsolási veszteséget és nagymértékben hozzájárul a végtermék hatásfokának a javításához. Ezen felül, míg a hagyományos szilícium  $t_{rr}$ -je a növekvő hőmérséklettel együtt növekszik, a SiC eszközöknek állandó, a hőmérséklettől független a  $t_{rr}$ -jük. Ez a stabilitás nagy hőmérsékleten történő meghajtást tesz lehetővé anélkül, hogy növekedne a kapcsolási veszteség. A szilíciumhoz képest stabilabb hőmérsékleti paraméterek felmutatásával (pl. a nyitófeszültség esetén) a SiC diódáknál és MOSFET-eknél is egyaránt egyszerűsödik a párhuzamos kapcsolás.

A szinuszos áramfelvételű egyenirányító főáramkörében egy a CREE cég által gyártott 1200V-os, 38A-es, SiC kettős Schottky diódát használtunk. A dióda 27 nC-os  $Q_{rr}$ -je nagyságrendekkel kisebb, mint a tradicionális Si alapú gyors diódáké, amely az 1...2 $\mu$ C-os tartományba esik (ugyanakkora vezetőirányú áram ( $I_F$ ) és kikapcsolási árammeredekség ( $dI_F/dt$ ) esetén). Ennek eredményeképpen a töltés-kiürítésből adódó veszteség több, mint felére csökken, ezáltal kevesebb hő is termel az eszköz. A  $Q_{rr}$  minimalizálása tehát jelentősen csökkentette a kapcsolási veszteséget. Épp a kis töltés miatt a SiC diódát nagyon jó – és hőmérsékletfüggetlen –  $t_{rr}$  paraméter jellemzi, ezáltal a részegység stabilabb működést is biztosít változó hőmérsékletnél, mint hagyományos szilícium dióda alkalmazása esetén. Az alkalmazott SiC dióda nyitófeszültsége közel azonos, mint egy hasonló feszültségű és áramú normál Si gyors diódáé. A rengeteg előnye ellenére azonban van egy hátránya is a SiC diódának. Mégpedig az, hogy a lökőáramú igénybevétele ( $I_{FSM}$ ) csak töredéke lehet, mint a hasonló paraméterű Si társaiénak.

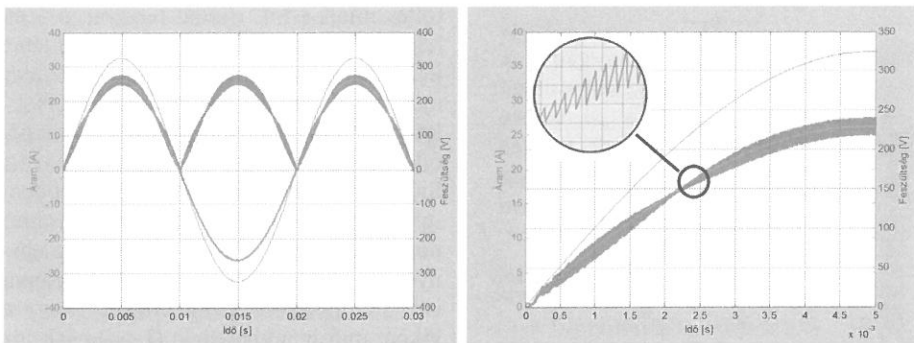
A PFC áramkörben alkalmazott kapcsolóelemek szintén a CREE cég által gyártott új generációs SiC-alapú MOSFET-ek. Az 1200V-os 36A-es eszköz kis bekapcsolási ellenállásának ( $R_{DS(on)} = 80m\Omega$ , 25°C-on) köszönhetően kis vezetési veszteséggel lehet számolni. A nagyon gyors be- és kikapcsolási jelkésleltetéseknek és jelmeredekségeknek ( $t_{d(on)} = 11ns$ ,  $t_{d(off)} = 18ns$ ,  $t_r = 20ns$ ,  $t_f = 19ns$ ) köszönhetően a kapcsolóelemet 100kHz-es kapcsolási frekvenciával vezérelve is nagyon kis kapcsolási veszteségekkel számolhatunk, ezáltal nő a rendszer hatásfoka, továbbá jelentős méretcsökkenés válik lehetővé a tekercselt elemek tekintetében, megnövelve ezzel az egységnyi térfogatra eső teljesítménysűrűsége [2] [3].

A nagy hőmérséklettűrés gyors kapcsolási sebesség mellett alacsony veszteséggel párosítva, nem utolsósorban a jó ár/teljesítmény arány a bemutatott új generációs SiC-eszközöket ideálissá tették a DHPQ típusú tápegység bemeneti szinuszos áramfelvételű egyenirányítójának a kialakítására. Ezen eszközök alkalmazásával 275V-os bemeneti feszültség és névleges terhelés (2500W) esetén a PFC áramkör hatásfoka a mérések alapján elérte a 97,8%-os értéket!

Az „Interleaved” PFC topológia főáramköre két darab párhuzamosan kapcsolt feszültségnövelő (boost) konverter alapkapsolásból áll, melyet egy szüretlen feszültségű passzív diódás hálózati egyenirányító táplál (4. ábra).



4. ábra: „Interleaved” topológiájú PFC áramkör főáramköri kialakítása



5. ábra: „Interleaved” topológiájú PFC áramkör legfőbb jellemzői; hálózati feszültség (kék), hálózati áram (rózsaszín), booster fojtók árama a közös ágba (piros)

A PFC szabályozó áramköre egy állandó DC kimeneti feszültségre szabályozó feszültségszabályozás alárendelt áramszabályozással. Ezt a feladatot egy impulzusszélesség modulátoros (PWM) elven működő analóg cél-integrált áramkörös szabályozóegység oldja meg, melynek kimenő jelei egymástól 90°-ra el vannak tolvva. Ezek a jelek a T1 és T2 SiC MOSFET-ek meghajtó jelei. A szabályozásnál az a cél, hogy a T1 és T2 félvezető elemek megfelelő kapcsolgatásával elérjük azt, hogy az  $L_{b1}$  és  $L_{b2}$  fojtótekercesek árama ( $i_{Lb1}$ ,  $i_{Lb2}$ ) a hálózathoz ( $u_h$ ) egyenirányított ( $u_{be}$ ) feszültséggel arányos legyen. Ekkor ugyanis a hálózati áram ( $i_h$ ) a hálózati feszültséggel azonos fázishelyzetű szinuszos áram lesz. A két párhuzamosan kapcsolt SiC félvezetőkből felépített booster fokozatnak és az egymástól 90°-ra eltolt vezérlőjeleknek így együttesen számtalan előnyös tulajdonsága van mind a magas hatásfok, mind az eredő bemenő áramhullámosság tekintetében. A párhuzamos kapcsolás előnye abban mutatkozik meg, hogy ha ugyan azt a MOSFET-et használjuk mindkét fokozatban, akkor a kapcsolóelemek vezetési vesztesége rögtön a negyedére csökken, ugyanis a hálózathoz felvett áram felét az egyik fokozat félvezetői vezetik, felét pedig a másik fokozat félvezetői. Teljesítmény MOSFET-et alkalmazva kapcsolóelemként, annak rezisztív jellegéből adódóan a vezetési veszteség az áram négyzetével csökken ( $P_v = I_{RMS}^2 \cdot R_{DS(on)}$ ). Mivel azonban két

kapcsoló elem van, az eredő vezetési veszteség így is fele lesz, mint egy hagyományos egyfokozatú booster PFC esetén. A hatásfok javulása terén a másik előnyt az hozza, mint ahogy azt már említettük, hogy SiC félvezetőket használunk, melyekkel a kapcsolási veszteség is jelentősen csökkenthető. Az egyes fokozatok 100kHz-es kapcsolási frekvenciával üzemelnek. A fokozatonkénti kisebb bemenő áram és a magasabb kapcsolási frekvencia együttesen a tekercselt elemek méretének a csökkentéséhez is nagymértékben hozzájárul.

A kapcsolat legfontosabb jellemző jellegét mutatja az 5. ábra. Az ábrán a hálózati feszültség (kék), a hálózati áram (rózsaszín) és a booster fojtótekercesek árama látszik a közös ágba (piros).

Az 5. ábra kinagyított részén látható, hogy az  $L_b$  fojtótekercesek pillanatnyi áramának az összege a közös ágba ( $i_{be}$ ) a T kapcsolóelemek be-, vagy kikapcsolt állapotaitól függően növekvő, ill. csökkenő áramszakaszból áll. A fojtótekercesek áramának növekvő szakaszait a T1 és T2 félvezetők, míg a csökkenő áramszakaszkat a D1 és D2 diódák vezetik. Az  $i_{Lb1}$  és  $i_{Lb2}$  áramok és azok összegének ( $i_{be}$ ) az átlagértéke szinuszos, fázishelyzetük megegyezik a hálózati feszültség ( $u_h$ ) fázishelyzetével, biztosítva ezzel a  $\lambda = 1$  teljesítménytényezőt. Az eltolt vezérlésből adódó előny a bemenő áram áramhullámosságában mutatkozik meg. A fojtók közös ágba az eredő áramhullámosság maximuma így az egyes fokozatok

maximális áramhullámosságának a fele lesz, frekvenciája pedig a kapcsolási frekvencia kétszerese (200kHz). Szélsőérték számításal bebizonyítható, hogy a maximális áramhullámosság  $\delta=0,25$  és  $\delta=0,75$  kitöltési tényezők esetén alakul ki, melynek az értéke:

$$\Delta i_{be \max} \Big|_{\substack{\delta=0,25 \\ \delta=0,75}} = \frac{U_{DC}}{8 \cdot L_b \cdot f_k}$$

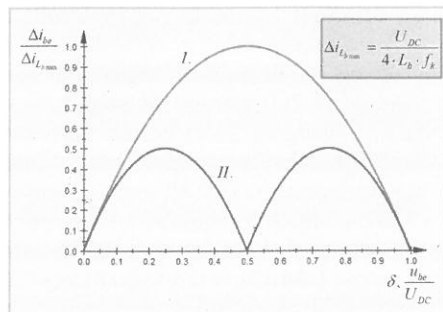
Az összefüggésben  $U_{DC}$  az átalakító kimeneti egyenfeszültségét jelenti [V],  $f_k$  a kapcsolási frekvencia [Hz],  $L_b$  pedig a booster fojtó inductivitásának az értéke [H]. A kitöltési tényező 50%-os értéke esetén a bemenő áram hullámossága éppen nulla, amely az 5. ábra időfüggvényein is megfigyelhető. Ekkor a bemeneti feszültség pillanatértéke éppen a kimeneti DC feszültség fele. A 6. ábrán az egyes booster fokozatok (I. görbe), valamint a bemenő áram ( $i_{be}$ ) hullámosságának (II. görbe) az alakulása látható a kitöltési tényező, illetve a pillanatnyi bemeneti- és kimeneti feszültségek hányadosának a függvényében. A hálózati egyenirányító híd utáni kondenzátor alkalmazásával elkerülhetjük, hogy ez a kapcsolási frekvenciás áramösszetevő a hálózatot terhelje [4].

### Közbenső körű rezgőkörös konverter (LLC) áramkör

A 7. ábra a tápegységben alkalmazott rezgőkörös konverter (LLC) elvi felépítését szemlélteti.

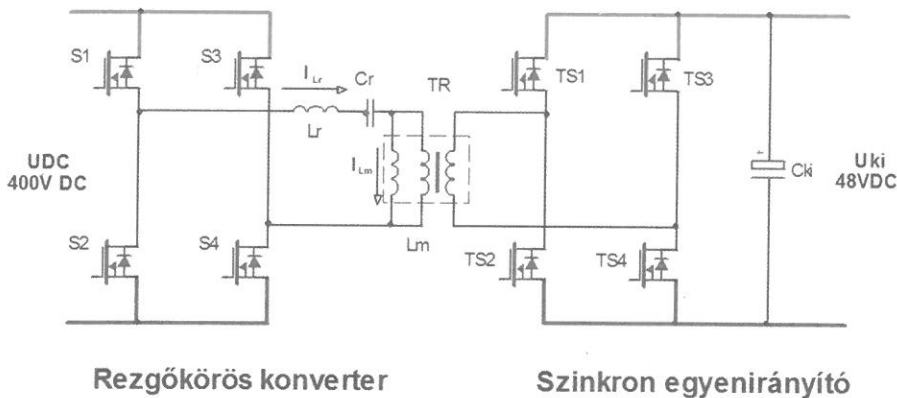
Az LLC áramkör háromféle üzemmódban működhet a bemeneti feszültség és a terhelés függvényében. Ezekben az üzemmódokban a konverter kapcsolási frekvenciájának ( $f_s$ ) és a rezgőkör rezonanciafrekvenciájának ( $f_r$ ) viszonya változik az alábbiak szerint:

1. **Működés rezonanciafrekvencián,**  $f_s = f_r$  (8. ábra bal oldala).
2. **A rezonanciafrekvencia feletti működés**  $f_s > f_r$  (8. ábra közepe).
3. **A rezonanciafrekvencia alatti működés,**  $f_s < f_r$  (8. ábra jobb oldala).

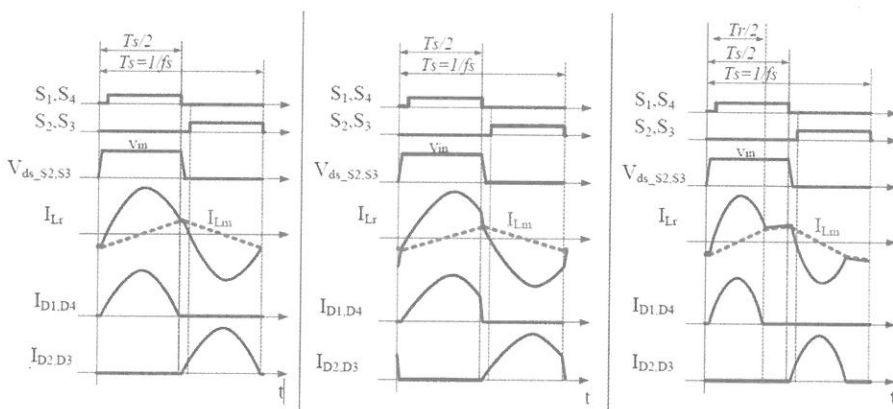


6. ábra: „Interleaved” topológiájú PFC áramkör áramhullámosságának változása a kitöltési tényező függvényében





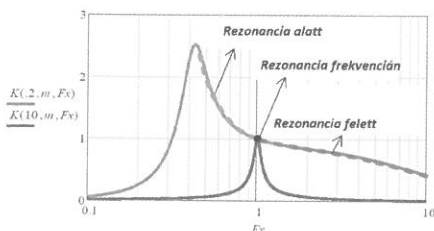
7. ábra: Közbenső körű rezgőkörös konverter és kimeneti szinkron egyenirányító főáramkör



8. ábra: Rezgőkörös konverter jellemző jelalakjai

Mindhárom üzemmódban az S1 és S4 jelű félvezetők (pozitív átló) kikapcsolásával átterelődik a rezgőköri áram az S2 és S3 jelű félvezetők (negatív átló) belső diódáira (7. ábra). A kapcsolóelemeken azonban a feszültségváltozás nem lesz pillanatszerű, mert a MOSFET-ek **kis-jelű kimeneti kapacitása** ( $C_{oss}$ ) ezt nem engedi. Ezért a félvezetők kikapcsolása közel feszültségmentesnek tekinthető. A pozitív átló bekapcsolását csak a kimeneti kondenzátorok áttöltődése után szabad elvégezni, mielőtt a rezgőköri áram irányt vált. Ekkor a kapcsolóelemek bekapcsolása árammentes, hiszen pillanatnyilag a belső diódájuk vezeti a rezgőköri áramot, ezért a bekapcsolások is veszteségmentesek lesznek [5].

A 9. ábra mutatja a kimeneti feszültség és a bemeneti feszültség viszonyát, vagyis az **átviteli tényezőt** ( $K$ ) a kapcsolási frekvencia és a rezonancia frekvencia arányának ( $F_x$ ) függvényében,



9. ábra: Rezgőkörös konverter átviteli tényezőjének frekvenciafüggése

különböző terheléseknél. Amikor kis terhelés van, akkor a transzformátorban lévő induktivitás ( $L_m$ ) hozzáadódik a soros induktivitáshoz ( $L_r$ ). Ekkor alacsonyabb a rezonanciafrekvencia, mivel a soros rezgőkörben növekszik az induktivitás összértéke.

Ahhoz, hogy a kimeneti feszültség kis terhelésre ne emelkedjen, a piros görbén jobbra kell elindulni, vagyis emelni kell a gerjesztő feszültség frekvenciáját. Így minél jobban eltávolodunk a rezonancia frekvenciától az **átviteli tényező egyre kisebb lesz, a kimeneti feszültség nem fog emelkedni**. Ahogy megyünk a terheléssel feljebb, a rezonanciafrekvencia jobbra tolódik. A kék görbe mutatja a nagy terhelést, vagy kimeneti rövidzárat. Ekkor legnagyobb a rezgőkör rezonanciafrekvenciája.

Ha bármelyik terhelésnek megfelelő görbén a maximumtól balra indulunk el, vagyis alacsonyabb frekvenciára, akkor kapacitív tartományban vagyunk (alacsonyabb frekvencián a kondenzátornak nagyobb az impedanciája, mint a tekercsnek), ez a ZCS tartomány. Ha a görbén a maximumtól jobbra indulunk el, vagyis magasabb frekvencia felé, akkor induktív tartományban vagyunk (ekkor a tekercs impedanciája nagyobb), ez a ZVS tartomány. Az üzemi frekvencia függ a kimeneti teljesítmény felvételtől.

Az alacsony teljesítmény igény esetén a működési frekvencia igen magas, távol van a rezonancia ponttól ( $f_r$ ). Ha a teljesítmény igény megnő, a szabályozó áramkör csökkenti a kapcsolási frekvenciát. **Összefoglalva: növekvő terhelés hatására a gerjesztő feszültség frekvenciáját csökkenteni kell, míg terhelés csökkenésekor a frekvenciát növelni kell, hogy a kimeneti feszültséget állandó értéken tartsuk.** Az LLC topológia feltételezi, hogy az áramkör rezonancia frekvencián működik, ezért a rezgőköri áram folyamatosan szinuszos jellegű. Ebből adódik, hogy a rezgőköri frekvencia, mint alapharmonikus mellett nincsenek felharmonikus áramok.

### Kimeneti szinkron egyenirányító (SR) áramkör

A szinkron egyenirányítóban a **hagyományos egyenirányító kapcsolási topológia korszerű, vezérelhető félvezetőkből** (pl. teljesítmény MOSFET, IGBT) épül fel. Ezek a félvezetők – a gyártási technológiából adódóan – mindig rendelkeznek ún. visszaram-diódával, amely a félvezető vezéreltlen állapotában képes a nyitóirányú áram vezetésre. Ezek a visszaram-diódák azonban nem rendelkeznek olyan jó paraméterekkel, mint a hasonló feszültség- és áramértékű teljesítmény diódák. A szinkron egyenirányítónál azt használjuk ki, hogy a visszaram-dióda vezetési állapotában is bekapcsolható a tranzisztor, amely képes **ún. inverz üzemben** a dióda áramát átvinni. Az inverz üzem alatt a tranzisztor vezetési vesztesége jelentősen csökkenthető, mivel a dióda nyitóirányú feszültsége helyett a félvezető vezetési feszültsége határozza meg azt. Ha tehát biztosítani tudjuk azt, hogy a félvezető vezetési feszültsége a névleges feszültség- és áramviszonyok esetén is kisebb, mint a dióda nyitóirányú feszültsége, akkor a félvezető elemen fellépő veszteség is kisebb lesz. E célra legalkalmasabb félvezető típus a teljesítmény MOSFET, amelyből napjainkban már 1-2 mΩ csatornaellenállásúak is léteznek. A kapcsolóüzemű átalakítókban alkalmazott szinkron egyenirányítók szerepe minden esetben a veszteségsökkentés. Ennek főleg kisfeszültségű és nagyobb áramú alkalmazásokban van létjogosultsága, mivel ilyen esetekben lehet a dióda vezetési feszültsége a kapcsolás feszültség-szintjéhez képest „jelentős”, ami a hatásfokot erősen leronthatja [6].

A napjainkban elérhető MOSFET kínálat tanulmányozása alapján arra a megállapításra jutottunk, hogy kedvezőbb lenne olyan áramköri megoldást alkalmazni, amely 200V-nál kisebb

zárófeszültségű félvezetőkből is kialakítható. A kisebb zárófeszültségű MOSFET kínálat csatornaellenállás szempontjából ugyanis kb. 1 nagyságrendnyi csökkenést jelent a 200V-nál nagyobb feszültségű alkatrészekhez képest. 100V alatti feszültség-tartományban az elérhető MOSFET-ekből már  $R_{DS(on)} = 2\text{m}\Omega$  körüliek is vannak.

A DHPQ típusú tápegységben alkalmazott **szinkron egyenirányító (SR) elvi kapcsolását a 7. ábra** szemlélteti. Az egyenirányítót tápláló középfrekvenciás transzformátor egyrészt a hálózati oldal és az egyenfeszültségű kimenet közötti galvanikus elválasztást biztosítja, másrészt a rezgőkörös konverter feszültségét transzformálja át a kimeneti feszültség-szintre (az LLC hídkapcsolás 400V-os közbenső körű DC feszültségről üzemel). A transzformátor szekunder feszültségéből szinkron egyenirányítással állítjuk elő a kimeneti 48V-os DC feszültséget.

#### DHPQ típusú tápegységben alkalmazott digitális szabályozó-vezérlőáramkör

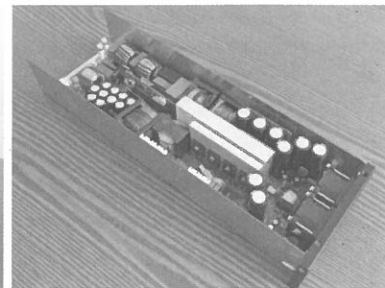
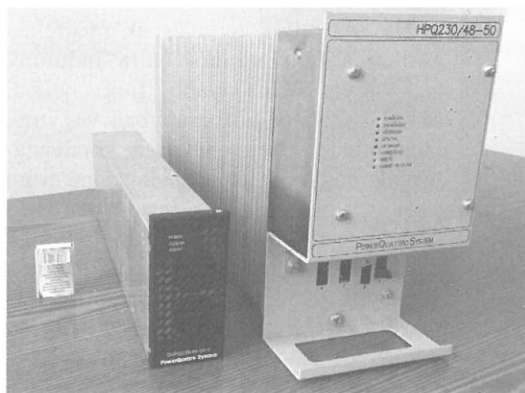
A tápegységet egy olyan digitális szabályozó-vezérlőegység működteti, amelynek lelke egy dsPIC típusú mikrokontroller. Ennek alkalmazásával sokkal korszerűbb és rugalmasabb vezérlés alakítható ki, mint a korábbi HPQ típusú berendezések esetében. A vezérlőáramkör fő feladata, hogy egyrészt engedélyezze/tiltsa a bemeneti szinuszos áramfelvételű egyenirányító (PFC) működését, másrészt előállítsa a rezgőkörös konverter (LLC) és a kimeneti szinkron egyenirányító (SR) félvezetői számára a 180-500kHz frekvenciájú, impulzusszélesség-modulált vezérlőjeleket az aktuális kimeneti feszültség és terhelő áram függvényében. A főáramkör működéséből adódóan a szinkron egyenirányító áramkör vezérlőjeleinek frekvenciája megegyezik a rezgőkörös konverter vezérlőjeleinek frekvenciájával, de a terhelés függvényében a vezérlés változtatja annak kitöltési tényezőjét és fázishelyzetét is. A mikrokontrolleres vezérlőáramkör rendelkezik két független hardveres fedővédelemmel, ezek egyike a kimeneti túlfeszültség védelem, amelynek megszólalási szintje 58V, a másik pedig a rezgőköri túláram védelem, amely a rezgőkör áramát méri és az egyenirányítás után kapott áramjelet egy referencia szinttel komparálja össze. Hiba esetén a védelmi áramkör a rezgőkörös konverter és a szinkron egyenirányító áramkörök vezérlését hardveresen letiltja, amit a mikrokontroller tud feloldani a későbbi újraindítás során. A tápegységben forszírozott léghűtést alkalmazunk, amelyhez a redundancia miatt 2 db ventilátor került beépítésre kompakt méretekkel és magas

– max. 19 000 ford./perc – fordulatszám-mal a nagy légszállítás érdekében. A vezérlés meghatározott időközönként váltja a ventilátorok működtetését az azonos üzemidők tartása miatt. A tápegységen belül 2 db hőmérséklet-mérési pont került kialakításra a félvezetők hűtőbordáin. Ezek alkotják a hűtő rendszer szabályozó-körének visszacsatolását. A vezérlés a hűtőborda-hőmérséklettel arányosan változtatja a ventilátorok fordulatszámát és monitorozza az aktuálisan működő ventilátor fordulatszámával arányos ellenőrző jelét. A kívánnál alacsonyabb fordulatszám ventilátorhibára utalhat, ezért a vezérlés átvált a redundáns ventilátorra és hibajelzést ad. A mikrokontroller galvanikusan leválasztott RS-485 vonalon keresztül tartja a kapcsolatot másik két DHPQ modulal abban az esetben, ha három modulból egy háromfázisú rendszert építünk. Ebben az esetben ezen a kommunikációs csatornán keresztül zajlik le a modulok közötti áram megosztás szabályozása is. A felügyeleti egységgel való kommunikáció egy második galvanikusan leválasztott RS-485 vonalon keresztül valósul meg, amelyen a modul analóg mérései, státuszjelzései kerülnek továbbításra, valamint ezen keresztül kapja meg a felhasználó által beállított feszültség és áram alapjeleket. A vezérlés a működtetéshez szükséges analóg jeleket 25000 minta/sec sebességgel monitorozza. A bemeneti feszültség mérés alapján meghatározható a terhelő áramkorlátozás értéke, mivel a modul 160-275V<sub>eff</sub> bemeneti feszültség között maximális teljesítménnyel képes üzemelni, viszont 100-160V<sub>eff</sub> bemeneti feszültség között csak csökkentett teljesítménnyel. Ha a bemeneti feszültség 100V<sub>eff</sub> alá csökken, a vezérlés leállítja az üzemeltetést. A kimeneti jellemzők szabályozásához szükség van a kimeneti feszültség mérésére redundáns módon – egyik mérés a szabályozó kör számára, másik a fedővédelem áramköréhez –, illetve a terhelő áram mérésére az áramkorlátozás szabályozásához. A vezérlőáramkör méri továbbá a hálózati áramot és a közbenső körű feszültséget az esetleges hibák felderítése miatt, valamint a hőmérsékletérzékelők jeleit a ventilátorok vezérlése szá-

mára. A vezérlő alkalmas többféle belső hibaállapot felderítésére és jelzésére, pl. kommunikációs hibajelzés, ha a háromfázisú rendszerben megszakad a kapcsolat az egyes fázisvezérlő mikrokontrollerek között. Hőmérsékletérzékelő hiba abban az esetben áll fenn, ha a mért hőmérséklet értékek meghaladják a szenzor méréstartományát, pl. sérült szenzor esetén. Közbenső körű túlfeszültség hibajelzés akkor állhat fenn, ha a PFC áramkör kimeneti feszültsége meghaladja a határértéket. A kimeneti túlfeszültség hibajelzés akkor aktív, ha a kimeneti pontokon mért feszültség meghaladja a határértéket. Ventilátor hiba akkor keletkezhet, ha a működtetett ventilátor fordulatszám nem éri el a vezérlő által előírtat, pl. megszorul a tengelye, le van fojtva, stb. A ventilátor hiba akkor törlődik, amikor az adott ventilátor fordulatszáma újra eléri a vezérlés által meghatározott értéket. Rezgőkörű áram hiba akkor kerül kijelzésre, ha a rezgőkör árama meghaladja a beállított maximális értéket és a főáramkörű működést letiltotta a vezérlés. A hibajelzéseken túl a vezérlőáramkör tájékoztatást ad az esetleges túlterhelés állapotáról, mivel a modul 110%-osan túlterhelhető. Üzem esetén működik a belső üzemóra számláló, amelynek értéke kiolvasható a felügyeleti egységből. A modul előlapján három LED-jelzés ad tájékoztatást a különböző állapotokról:

- „**ÜZEM**” jelű **zöld LED**: a modul üzemel, nincsenek aktív hibák.
- „**HIBA**” jelű **piros LED**: a modul tiltásban van, belső hiba lépett fel, amelynek pontos oka a felügyeleti egységből olvasható ki.
- „**STÁTUSZ**” jelű **sárga LED**: ez a jelzés az „**ÜZEM**” LED-del együtt lehet aktív, a modul ezzel jelzi a túlterhelést, vagy a minimális hálózati feszültség alatti bemeneti feszültségen történő üzemeltetést.

A DHPQ típusú berendezés alkalmas tápegységnek, melynek feszültségét akár működés közben is állíthatjuk 43V és 56V között. Ebből kifolyólag egy 48V névleges feszültségű akkumulátortelep töltésére is alkalmas, beállítható töltőárammal. A szükséges kimeneti teljesít-



10. ábra: 2500W névleges kimenő teljesítményű, természetes léghűtésű HPQ és forszírozott léghűtésű DHPQ típusú tápegységek összehasonlítása

<b>Gyártó:</b>	<b>PowerQuattro Zrt.</b>
<b>Típus:</b>	<b>DHPQ230/48-50</b>
Névleges bemenő teljesítmény:	2650VA
Névleges bemeneti feszültség:	230V <sub>eff</sub>
Bemeneti feszültség-tartomány:	160V <sub>eff</sub> – 275V <sub>eff</sub>
Maximális bemenő áram:	16.5A <sub>eff</sub> (P <sub>KI</sub> = 2500W, U <sub>BE</sub> = 160V)
Működési bemeneti frekvencia-tartomány:	47 – 53Hz
Teljesítménytényező:	> 0.95 (P <sub>KI</sub> = P <sub>N</sub> )
Névleges kimenő teljesítmény:	2500W (56V × 45A)
Hatásfok:	94.5% (P <sub>KI</sub> = 2500W, U <sub>BE</sub> = 230V)
Maximális kimeneti feszültség:	56V
Maximális kimenő áram:	50A
Akkumulátor mélykisütés elleni védelem határ:	43.2V
Feszültségszabályozás pontossága:	± 0.5 %
Áramszabályozás pontossága:	± 2 %
Rádiófrekvenciás zavarhatás:	MSZ EN 55022 „B”
Elektromágneses kompatibilitás (EMC):	MSZ EN 61000-3-2
Szélessávú zajszint (20Hz-20kHz):	< 100mV
Pszofometrikus zajszint:	< 2mV <sub>eff</sub>
Védettségi fokozat:	IP 20
Biztonsági követelmények:	MSZ EN 60950
Hűtési mód:	forszírozott légűtés
Működési hőmérséklettartomány:	0... +40C
Tárolási hőmérséklettartomány:	-20... +60C
Relatív páratartalom:	max. 95% (+25°C-on)
Légnyomás (üzemi érték):	600 hPa
Légnyomás (működésen kívüli szállítás esetén):	120 hPa
Villamos szilárdság:	
• bemenet – kimenet között	4kV <sub>eff</sub> /50 Hz, 1 perc
• bemenet – test között	2kV <sub>eff</sub> /50 Hz, 1 perc
• kimenet – test között	500V <sub>eff</sub> /50 Hz, 1 perc
Méret (szélesség × magasság × mélység):	62 × 130 × 370 mm
Tömeg	3.5kg

<b>Beépített védelmek:</b>	Rezgőköri túláram elleni védelem Bemeneti feszültségcsökkenés elleni védelem Kimenő áramkorlátozás Kimeneti túlfeszültség elleni védelem Túlmelegedés elleni védelem Akkumulátor töltőáram korlátozás Akkumulátor mélykisütés elleni védelem
----------------------------	--

<b>Kijelzés (előlap LED-del):</b>	– ÜZEM (zöld) – HIBA (piros) – STÁTUSZ (sárga)
-----------------------------------	--

mény (áram) növeléséhez a berendezések párhuzamosan kapcsolhatók, a kimenő áramot osztják egymás között.

A 10. ábra két fényképén az elkészült tápegységről láthatunk felvételeket. A bal oldali fényképen egy azonos funkciójú, régebbi típusú berendezésünk (HPQ) mellett látható az új típusú tápegység (DHPQ). A jobb oldali képen a DHPQ típusú tápegység felülnézetben látható. Jelenleg a DHPQ típusú tápegység minősítő méréseit végezzük.

## Irodalomjegyzék

- [1] **Molnár Károly:** „Szinuszos áramfelvételű akkumulátortöltő berendezések”, *Elektrotechnika*, 1997.
- [2] **Jim Richmond:** „Hard-Switched Silicon IGBTs? Cut Switching Losses in Half with Silicon Carbide Schottky Diodes,” *CREE Application Note: CPWR-AN03, Rev. B 2006*
- [3] **Fariborz Musavi; Wilson Eberle; William G. Dunford:** „Efficiency evaluation of single-phase solutions for AC-DC PFC boost converters for plug-in-hybrid electric vehicle battery chargers,” 2010 *IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*.
- [4] **M. O’Loughlin:** „An Interleaved PFC Preregulator for High-Power Converters.” vol. *Topic 5: Texas Instruments Power Supply Design Seminar, 2007*
- [5] **Sam Abdel-Rahman:** „Resonant LLC converter: Operation and Design” (*INFINEON*), 2012
- [6] **Michael Tao Zhang:** „Electrical, Thermal, and EMI Designs of High Density, Low Profile Power Supplies”, *Dissertation, Blacksburg Virginia, 1997, Chapter 2*.
- [7] **Molnár Károly, Ringler Csaba:** „Középfrekvenciás, kapcsolóüzemű akkumulátortöltő berendezés”, *Elektrotechnika*, 2005.

### Ein Speisegerät mit Mittelfrequenz, Großleistung und forcierter Luftkühlung

Heutigen Tages ist immer mehr förderlich bei der Planung der zeitechten leistungselektronischen Einrichtungen die Verwendung der modernen Halbleiter und der Schalttopologie. PowerQuattro AG hat, den Anstand beobachtet, in der verflochtenen Zeitperiode ein neues Speisegerät entwickelt, welches im Schaltbetrieb funktioniert. Unser Ziel war anlässlich der Entwicklungstätigung ein solches Speisegerät zu vollführen, welches zeitechten Halbleiter und Stromkreisanordnungen, einige hundert kHz Arbeitsfrequenzen, hohe Leistungsdichte, Modular- und Kompaktausführung, sowie – nicht in letzter Reihe – hoher Leistungsgrad hat, und deshalb ist es angebracht möglich die nachrichtentechnischen Verbraucher zu speisen. Im Gegenwärtigen Artikel führen wir die Planungsschritte und die Hauptkennwerte des entwickelten Geräts, bzw. die Entwicklungserfahrungen auf.

### Medium frequency power-current power supply unit with forced air cooling

In these days the benefits come from the applications of modern semi-conductors and circuits topologies get a bigger emphasis at the planning of modern power electronic equipments. Keep this in view the PowerQuattro Co. has developed a new switched power supply unit not long ago. During the development activity our aim was to realise such a power-supply unit in which the modern semi-conductors and electronic circuits, the more than 100kHz functional frequencies, the high power density, the modular and compact design last but not least can be suitable for feeding telecommunication consumers with achievement high efficiency. In the present article we display the planning steps of the developed equipment and its main features as well as the development experiences.