

Miháczki Viktor, Milus Zoltán, Molnár Károly,
Szűcs Attila, Várhelyi Nándor

Középfrekvenciás, nagyteljesítményű, fokozott léghűtésű tápegység

Napjainkban a korszerű teljesítményelektronikai berendezések tervezésénél egyre nagyobb hangsúlyt kapnak a modern félvezetők és kapcsolási topológiák alkalmazásából származó előnyök. Ezt szem előtt tartva a PowerQuattro Zrt. fejlesztői az elmúlt időszakban egy újfajta kapcsolóüzemű tápegységet fejlesztett ki. A tápegység amely a korszerű félvezetők és áramköri elrendezések több 100 kHz-es működési frekvenciák, a nagy teljesítménysűrűség, a moduláris és kompakt kivitel, valamint a magas hatásfok elérésével alkalmas lehet hírközlési célú fogyasztók tápellátására. A jelen cikk bemutatja a kifejlesztett berendezés tervezési lépéseit és fő jellemzőit, ill. a fejlesztési tapasztalatokat.

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 100 kHz 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.

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

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 alkal-

mazásával a félvezetőkön eső feszültség vagy átfolyó áram az átkapcsolásokkor elhanyagolható lesz, és ezért nagyon kis teljesítménydisszipáció 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 teljesítmény-félvezetők kapcsolása.

A DHPQ típusú tápegység fejlesztése során az alábbi műszaki szempontokat vették 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 változó feszültség rövid ideig (ún. hold-up időtartamig, tipikusan 20 ms) kimarad.

A felsorolt szempontok alapján látható, hogy egy ilyen tápegység gondosabb tervezést igényel. Ennek megfelelően a főáramkört – funkciójuk alapján – három fő részegységre bontották fel és a részegységek különálló tervezését követően, ezek együtteséből alakították ki ezt a 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 többletvesztést 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 áramirányítókat 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 kivá-

lasztása és méretezése befolyásolja. Ez alapján ahhoz, hogy magas hatásfokú berendezést tervezzünk, olyan főáramkört kell választanunk, amelynél az adott teljesítménytartományban (áramtartományban) 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 áramkörti elrendezés is elterjedt, amelyek közül az említett szempontoknak legmegfelelőbbet, az **ún. eltolt vezérlésű („interleaved”) PFC kapcsolási topológiát** választottuk. A PFC áramkör az egyfázisú hálózati feszültségből, szabályozott, 400 V értékű egyenfeszültséget állít elő, amivel a tápegység közbelső körét táplálja.

mint a félhídnál, A hidáram csökkentésével a félvezetők vezetési veszteségei is csökkennek, ezért a teljes hídkapcsolás ajánlott.

A tápegység névleges kimeneti feszültsége 48 V. A szinuszos jellegű rezgőköri áram (I_L) 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).

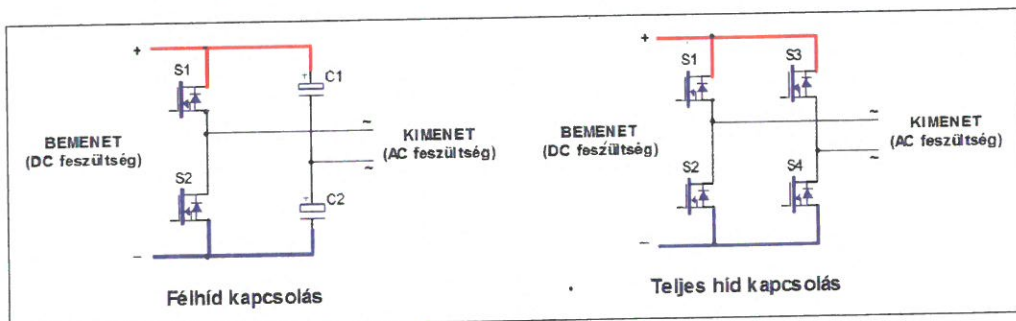
A veszteségek további csökkentése érdekében a tápegység kimenetére **szinkron egyenirányítót (Synchronous Rectifier, SR)** terveztünk, amit

MOSFET-ekből építettünk fel. Az alacsonyabb feszültségű MOSFET-ek csatorna-ellenállása ($R_{ds(on)}$) kisebb, ezért kisfeszültségű félvezető eszközöket célszerű alkalmazni. Ebből és a korábban már említett feszültség-igénybevételi megfontolásból adódóan 48 V kimeneti feszültség előállításához teljes hídkapcsolás (1F2U2Ü) ajánlott. Kiseb kimeneti feszültség ($\leq 24V$) esetén azonban célszerűbb lehet a középmegecsapolós transzformátor és 1F1U2Ü egyenirányító használata. **A rezgőkörös konverter kimenetén szinkron egyenirányítót alkalmazva jelentős veszteségcsökkenést érhetünk el!** Az előzőekben bemutatott részegységek együttes alkalmazásából a 3. ábrán látható főáramkörti elrendezés alakult ki.

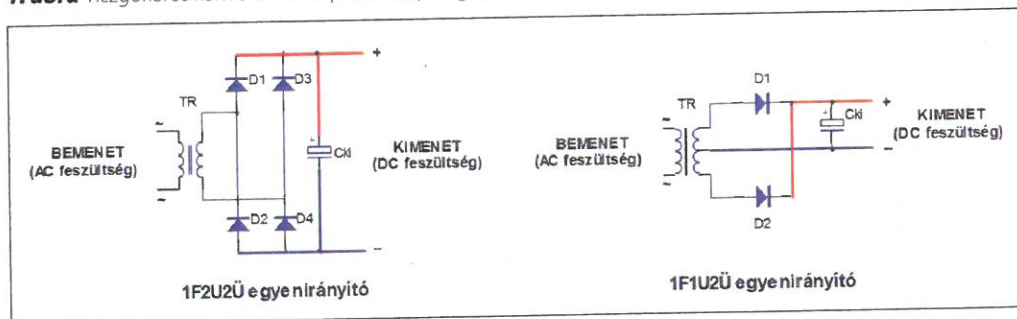
BEMENETI SZINUSZOS ÁRAMFELVÉTELŰ EGYENIRÁNYÍTÓ (PFC) ÁRAMKÖR

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

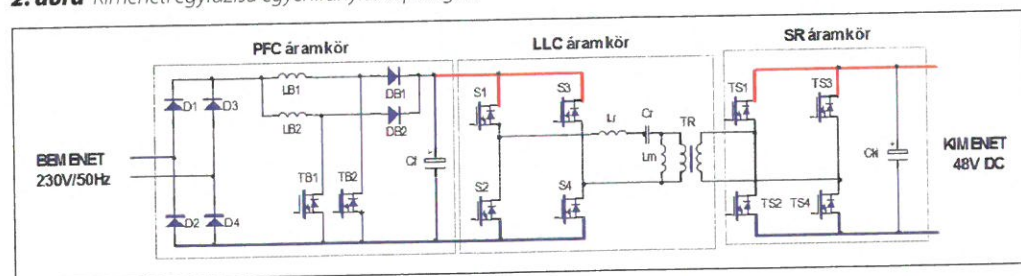
villamos paraméterekkel rendelkezik a szilíciumnál, ezért ideális félvezető eszköz a még magasabb hatásfok elérése céljából a PFC áramkörben. Kiváló tulajdonságai miatt nagyfeszültségű és magas hőmérsékletű alkalmazásokban is egyaránt előnyös az alkalmazása. A hagyományos szilíciumalapú diódához viszonyítva a SiC diódák **zárás-késési 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



1. ábra Rezgőkörös konverter hídkapcsolás topológiák



2. ábra Kimeneti egyfázisú egyenirányító topológiák



3. ábra DHPQ típusú tápegység főáramkörti kapcsolási rajza

A DC/DC-konvertert – ZVS üzemmódban – erről a közbelső körű 400 V feszültségről kívánjuk működtetni. Fontos szempont, hogy a lehető legjobb legyen a konverter hatásfoka. Ezen igényeket kielégíti az **LLC áramkörti 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 félhídáramkört lehet alkalmazni (1. ábra). Azonos kimeneti paraméterek (áram, feszültség) esetén a teljes hídkapcsolásban a transzformátor áttétele kétszer akkora, mint félhídkapcsolásban, ezért a rezgőköri áram teljes hídkapcsolás alkalmazásakor fele akkora lesz,

esetén) a SiC diódáknál és MOSFET-eknél is egyaránt egyszerűsödik a párhuzamos kapcsolás.

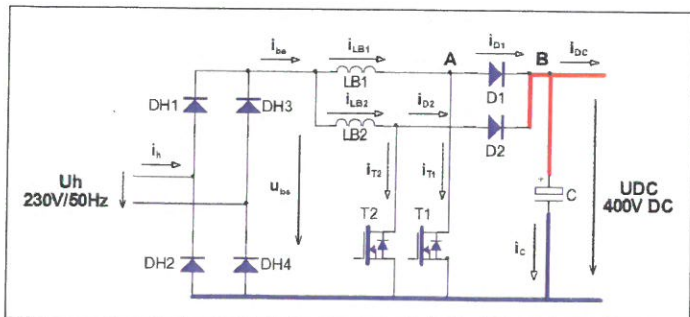
A szinuszos áramfelvételű egyenirányító főáramkörében egy a CREE cég által gyártott 1200 V-os, 38 A-es, SiC kettős Schottky diódát használtunk. A dióda 27 nC-os Q_{rr} -je nagyságrendekkel kisebb, mint a tradicionális Si alapú gyors diódáké, amely az 1...2 μ C-os tartományba esik (ugyanakkora vezetőirányú áram (I_F) és kikapcsolási árammeredekség (dI_F/dt) esetén). Ennek eredményeképpen a töltés-kiürítésből adódó veszteség több, mint felére csökken, ezáltal kevesebb hőt is termel az eszköz. A Q_{rr} minimalizálása tehát jelentősen csökkentette a kapcsolási veszteséget. Épp a kis tértöltés miatt a SiC diódát nagyon jó – és hőmérséklet-független – t_{rr} paraméter jellemzi, ezáltal a részegység stabilabb működést is biztosít változó hőmérsékletnél, mint hagyományos szilíciumdióda 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 lököáramú 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 1200 V-os 36 A-es eszköz kis bekapcsolási ellenállásának ($R_{DS(on)} = 80 \text{ m}\Omega$, 25 °C-on) köszönhetően kis vezetési veszteséggel lehet számolni. A nagyon gyors be- és kikapcsolási jelkésleltetéseknek és jelmeredekségeknél ($t_{d(on)} = 11 \text{ ns}$, $t_{d(off)} = 18 \text{ ns}$, $t_r = 20 \text{ ns}$, $t_f = 19 \text{ ns}$) köszönhetően a kapcsoló elemet 100 kHz-es kapcsolási frekvenciával vezelve 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 teljesítménysűrűséget [2] [3].

A nagy hőmérsékletűrés gyors kapcsolási sebesség mellett alacsony veszteséggel párosítva, nem utolsósorban a jó ár/ teljesítmény arány a bemutatott új generációs SiC-eszközök ideálissá tették a DHPQ típusú tápegység bemeneti szinuszos áramfelvételű egyenirányítójának a kialakítására. Ezen eszköz alkalmazásával 275 V-os bemeneti feszültség és névleges terhelés (2500 W) 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 alkapcsolásból áll, melyet egy szüretlen feszültségű paszszív diódás hálózati egyenirányító táplál (4. ábra).

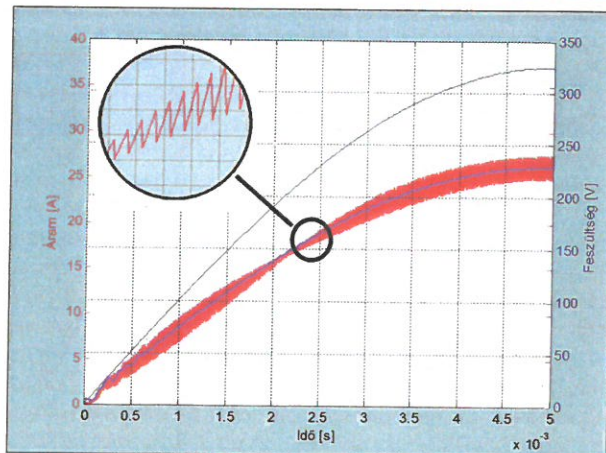
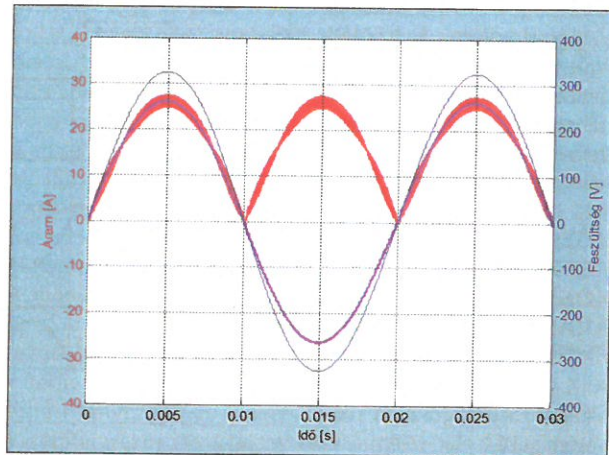
A PFC szabályozó áramköre egy állandó DC kimeneti feszültségre szabályozó feszültségszabályozás alárendelt áramszabályozással. Ezt a feladatot egy impulzusszélesség modulátoros (PWM) elven működő analóg célintegrált áramkörös szabályozóegység oldja meg, melynek kimenő jelei egymástól 90°-ra el vannak tolvva. Ezek a jelek a T1 és T2 SiC MOSFET-ek meghajtó jelei. A szabályozásnál az a cél, hogy a T1 és T2



4. ábra „Interleaved” topológiájú PFC áramkör főáramköri kialakítása

félvezető elemek megfelelő kapcsolgatásával elérjük azt, hogy az L_{b1} és L_{b2} fojtótekerccsek árama (i_{LB1} , i_{LB2}) a hálózati ből (i_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 hálózati ből 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 ($P_v = I_{RMS}^2 \times R_{DS(on)}$). 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 100 kHz-es kapcsolási frekvenciával üzemelnek. A fokozatonkénti kisebb bemenő áram és a magasabb kapcsolási frekvencia együttesen a tekercselt elemek méretének a csökkentéséhez is nagymértékben hozzájárult.

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



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

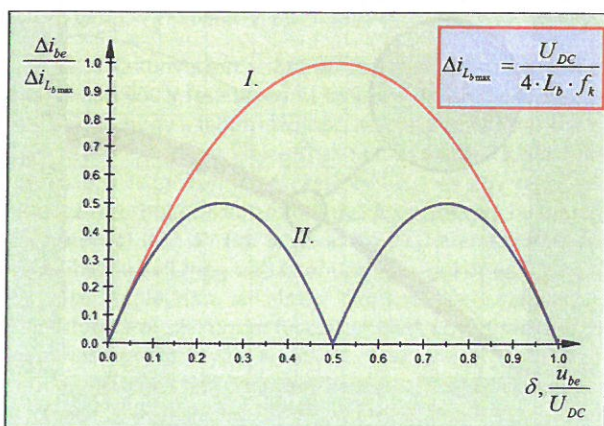
Az 5. ábra kinagyított részén látható, hogy az L_b fojtótekercek pillanatnyi áramának az összege a közös ágban (i_{be}) a T kapcsolóelemek be- vagy kikapcsolt állapotaitól függően növekvő, ill. csökkenő áramszakaszokból áll. A fojtótekercek áramának növekvő szakaszait a T1 és T2 félvezetők, míg a csökkenő áramszakaszokat 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 ágában az eredő áramhullámosság maximuma így az egyes fokozatok maximális áramhullámosságának a fele lesz, frekvenciája pedig a kapcsolási frekvencia kétszerese (200kHz). Szélsőérték-számítással bebizonyítható, hogy a maximális áramhullámosság $\delta=0,25$ és $\delta=0,75$ kitöltési tényezők esetén alakul ki, melynek az értéke:

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

Az összefüggésben U_{DC} az átalakító kimeneti egyenfeszültséget jelenti [V], f_k a kapcsolási frekvencia [Hz], L_b pedig a booster fojtóinduktivitásának 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 hid utáni kondenzátor alkalmazásával elkerülhetjük, hogy ez a kapcsolási frekvenciás áramösszetevő a hálózatot terhelje [4].

KÖZBENSŐ KÖRI REZGŐKÖRÖS KONVERTER (LLC) ÁRAMKÖR

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

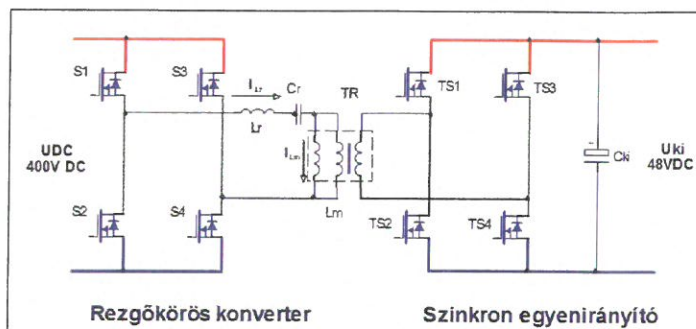


6. ábra „Interleaved” topológiájú PFC áramkör áramhullámosságának változása a kitöltési tényező függvényében

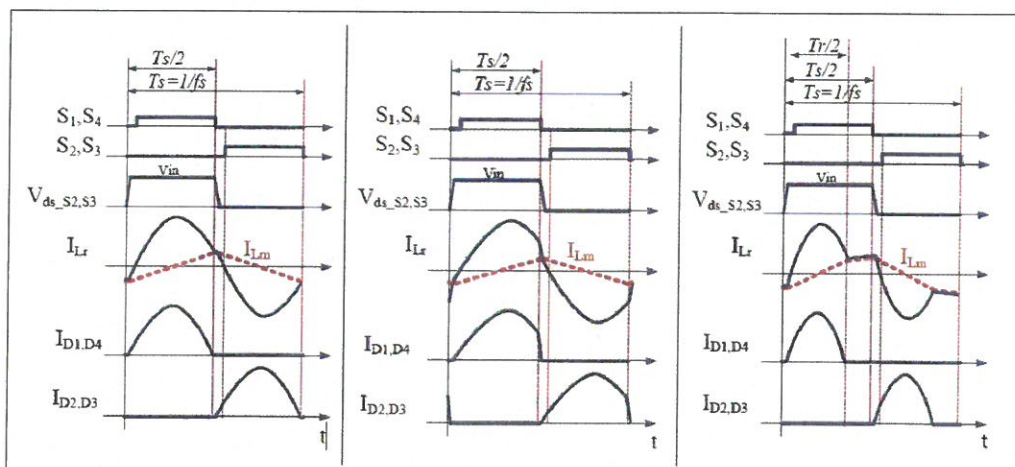
Az LLC áramkör háromféle üzemmódban működhet a bemeneti feszültség és a terhelés függvényében. Ezekben az üzemmódokban a konverter kapcsolási frekvenciájának (f_s) és a rezgőkör rezonanciafrekvenciájának (f_r) viszonya változik az alábbiak szerint:

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).

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



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

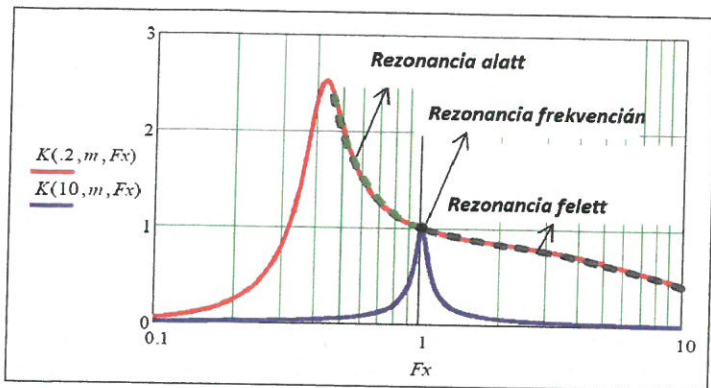


8. ábra Rezgőkörös konverter jellemző jelalakjai

pillanatszerű, mert a MOSFET-ek kisjelű 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 frekvenciaarányának (F_x) függvényében, 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



9. ábra Rezgőkörös konverter átviteli tényezőjének frekvenciafüggése

kell a gerjesztő feszültség frekvenciáját. Így minél jobban eltávolodunk a rezonanciafrekvenciától 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 teljesítményfelvételtől. Az alacsony teljesítményigény esetén a működési frekvencia igen magas, távol van a rezonanciaponttól (f_r). Ha a teljesítményigény 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 rezonanciafrekvencián működik, ezért a rezgőköri áram folyamatosan szinuszos jellegű.

KIMENETI SZINKRON EGYENIRÁNYÍTÓ (SR) ÁRAMKÖR

A szinkron egyenirányítóban a **hagyományos egyenirányító kapcsolási topológia korszerű, vezérelhető félvezetők** (pl. teljesítmény MOSFET, IGBT) épül fel. Ezek a félvezetők – a gyártási technológiából adódóan – mindig rendelkeznek ún. visszarám-diódával, amely a félvezető vezetékletlen állapotában képes a nyitóirányú áram vezetésre. Ezek a visszarám-diódák azonban nem rendelkeznek olyan jó paraméterekkel, mint a hasonló feszültség- és áramértékű teljesítménydiódák. A szinkron egyenirányítónál azt használjuk ki, hogy a visszarám-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 elemén fellépő veszteség is kisebb lesz. E célra legalkalmasabb félvezetőtípus a teljesítmény MOSFET, amelyből napjainkban már 1-2 mΩ csatorna-ellenállásúak is léteznek.

A kapcsolóüzemű átalakítókban alkalmazott szinkron egyenirányítók szerepe minden esetben a veszteségcsökkentés. Ennek főleg kisfeszültségű és nagyobb áramú alkalmazásokban van létjogosultsága, mivel ilyen esetekben lehet a dióda vezetési feszültsége a kapcsolás feszültségszintjéhez képest „jelentős”, ami a hatásfokot erősen leronthatja [6].

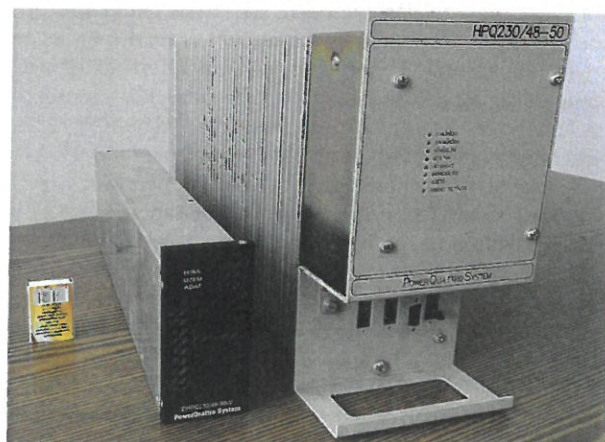
A napjainkban elérhető MOSFET kínálat tanulmányozása alapján arra a megállapításra jutottunk, hogy kedvezőbb lenne olyan áramköri megoldást alkalmazni, amely 200 V-nál kisebb zárófeszültségű félvezetőkkel is kialakítható. A kisebb zárófeszültségű MOSFET kínálat csatorna-ellenállás szempontjából ugyanis kb. 1 nagyságrendnyi csökkenést jelent a 200 V-nál nagyobb feszültségű alkatrészekhez képest. 100 V alatti feszültségtartományban 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 feszültségszintre (az LLC hídkapcsolás 400 V-os közbelső kör DC feszültségre). A transzformátor szekunder feszültségéből szinkron egyenirányítással állítjuk elő a kimeneti 48 V-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 180-500 kHz 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 58 V, a másik pedig a rezgőköri túláramvédelem, amely a rezgőkör áramát méri és az egyenirányítás után kapott áramjelet egy referenciaszinttel 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 kompaktnak méretekké és magas – max. 19000 ford./perc – fordulatszámú és nagy légszállítás érdekében. A vezérlés meghatározott időközönként váltja a ventilátorok működtetését az azonos üzemidők tartása miatt. A tápegységben belül 2 db hőmérsékletmérési pont került kialakításra a félvezetők hűtőbordáin. Ezek alkotják a hűtőrendszer szabályozókörének visszacsatolását. A vezérlés a hűtőborda-hőmérséklettel arányosan változtatja a ventilátorok fordulatszámát és monitorozza az aktuálisan működő ventilátor-fordulatszámú arányos ellenőrző jelét. A kívántnál

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 árammegosztás 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 áramalapjeleket. A vezérlés a működtetéshez szükséges analóg jeleket 25000 minta/sec sebességgel monitorozza. A bemeneti feszültség mérése alapján meghatározható a terhelő áramkorlátozás értéke, mivel a modul 160-275 V_{eff} bemeneti feszültség között maximális teljesítménnyel képes üzemelni, viszont 100-160 V_{eff} bemeneti feszültség között csak csökkentett teljesítménnyel. Ha a bemeneti feszültség 100 V_{eff} alá csökken, a vezérlés leállítja az üzemet. A kimeneti jellemzők szabályozásához szükség van a kimeneti feszültség mérésére redundáns módon – egyik mérés a szabályozókör számára, másik a főd védelem áramköréhez –, illetve a terhelő áram mérésére az áramkorlátozás szabályozásához. A vezérlőáramkör méri továbbá a hálózati áramot és a közbensőkori feszültséget az esetleges hibák felderítése miatt, valamint a hőmérséklet-érzékelők jeleit a ventilátorok vezérlése számára. A vezérlő alkalmas többféle belső hibaállapot felderítésére és jelzésére, pl. kommunikációs hibajelzés, ha a háromfázisú rendszerben megszakad a kapcsolat az egyes fázisvezérlő mikrokontrollerek között. Hőmérséklet-érzékelő hiba abban az esetben áll fenn, ha a mért hőmérsékletértékek meghaladják a szenzor méréstartományát, pl. sérült szenzor esetén. Közbensőkori túlfeszültség-hibajelzés akkor állhat fenn, ha a PFC áramkör kimeneti feszültsége meghaladja a határértéket.



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

Gyártó:	PowerQuattro Zrt.	
Típus:	DHPQ230/48-50	
Névleges bemenő teljesítmény:	2650 VA	
Névleges bemeneti feszültség:	230 V_{eff}	
Bemeneti feszültségtartomány:	160 V_{eff} – 275 V_{eff}	
Maximális bemenő áram:	16,5 A_{eff} ($P_{KI} = 2500 W, U_{BE} = 160 V$)	
Működési bemeneti frekvenciatartomány:	47 – 53 Hz	
Teljesítménytényező:	> 0,95 ($P_{KI} = P_N$)	
Névleges kimenő teljesítmény:	2500 W (56 V × 45 A)	
Hatásfok:	94,5% ($P_{KI} = 2500 W, U_{BE} = 230 V$)	
Maximális kimeneti feszültség:	56 V	
Maximális kimenő áram:	50 A	
Akkumulátor mélykisütés elleni védelemhatár:	43,2 V	
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):	< 100 mV	
Pszofometrikus zajszint:	< 2 mV_{eff}	
Védettségi fokozat:	IP 20	
Biztonsági követelmények:	MSZ EN 60950	
Hűtési mód:	forszírozott léghűtés	
Működési hőmérséklet-tartomány:	0... +40°C	
Tárolási hőmérséklet-tartomány:	-20... +60°C	
Relatív páratartalom:	max. 95% (+25°C-on)	
Légnyomás (üzemi érték):	600 hPa	
Légnyomás (működésen kívüli szállítás esetén):	120 hPa	
Villamos szilárdság:	– bemenet – kimenet között – bemenet – test között – kimenet – test között	4 $kV_{eff}/50 Hz, 1 perc$ 2 $kV_{eff}/50 Hz, 1 perc$ 500 $V_{eff}/50 Hz, 1 perc$
Méret (szélesség × magasság × mélység):	62 × 130 × 370 mm	
Tömeg	3,5 kg	

Beépített védelmek:	Rezgőköri túláram elleni védelem Bemeneti feszültségcsökkenés elleni védelem Kimenő áramkorlátozás Kimeneti túlfeszültség elleni védelem Túlmelegedés elleni védelem Akkumulátor töltőáramának korlátozása Akkumulátor mélykisütése elleni védelem
----------------------------	--

Kijelzés (előlap LED-del):	- ÜZEM (zöld) - HIBA (piros) - STÁTUSZ (sárga)
-----------------------------------	--

A kimeneti túlfeszültség-hibajelzés akkor aktív, ha a kimeneti pontokon mért feszültség meghaladja a határértéket. Ventilátorhiba akkor keletkezhet, ha a működtetett ventilátor fordulatszámja nem éri el a vezérlő által előírtat, pl. megszorul a tengelye, le van fojtva, stb. A ventilátorhiba akkor törődik, amikor az adott ventilátor fordulatszámja újra eléri a vezérlés által meghatározott értéket. Rezgőköri áramhiba akkor kerül kijelzésre, ha a rezgőkör árama meghaladja a beállított maximális értéket és a főáramkörü 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 üzemelést.

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



Mihácsi Viktor

fejlesztőmérnök

pqinfo@powerquattro.hu



Milus Zoltán

fejlesztőmérnök

pqinfo@powerquattro.hu



Molnár Károly

fejlesztési igazgató,

címzetes egyetemi docens

pqinfo@powerquattro.hu



Szűcs Attila

fejlesztőmérnök

pqinfo@powerquattro.hu



Várhelyi Nándor

fejlesztőmérnök

pqinfo@powerquattro.hu

NI Hungary Kft. - 15 éve a dolgozókért, 15 éve a városért

A NI Hungary Kft. idén tizenötödik, amerikai anyavállalata a National Instruments Corporation pedig megalakításának negyvenedik évfordulóját ünnepli.

A National Instruments anyavállalatát a Texas állambeli Austinban három mérnök alapította 1976-ban azzal a céllal, hogy a mikroelektronika legújabb eredményeit a tesztlési, mérési és vezérlési területeken használja fel. Fejlődése során vezető gyártójává és szállítójává vált a számítógép alapú

hardver és szoftver termékeknek, amelyeket mérnökök, kutatók, fejlesztők alkalmaznak szerte a világon az ipari mérés és automatizálás, illetve az oktatás és kutatás területén. A cég mára mintegy 7.400 főt foglalkoztat világszerte, és közel 50 országban van közvetlenül jelen.

Az NI komoly lehetőséget látott Magyarországon, ezért 2001-ben Debrecenben nyitotta meg az első tengerentúli gyártóüzemét. A tehetséges és szorgalmas munkaerő, a Debreceni Egyetem, valamint a város és az ország által kínált kedvező üzleti együttműködés olyan környezetet teremtett, amelynek köszönhetően az elmúlt 15 év alatt jelentős fejlődést sikerült elérni. A NI jelenleg több mint 1200 munkavállalót foglalkoztat Magyarországon.

National Instruments. Együtt megváltoztatjuk a világot!