

Középfrekvenciás kapcsolóüzemű akkumulátortöltő berendezés

© Molnár Károly, Ringler Csaba

1. BEVEZETÉS, KÖVETELMÉNYEK

A távközlési, osztott kivitelű mikrohullámú berendezések táplálásakor felmerül az igény egy olyan akkumulátortöltő berendezés iránt, amely a fogyasztók táplálása mellett a hozzá kapcsolt szeleppel zárt akkumulátorokat a környezeti hőmérsékletnek megfelelően kompenzáló töltőfeszültséggel tölti, illetve az akkumulátorok töltéséhez a fogyasztói áramtól függetlenül beállítható áramkorlátozással, valamint, akkumulátor mélykisütés elleni védelemmel rendelkezik. Mivel ezek a fogyasztók kialakításukat tekintve a leggyakrabban 482,6mm (19") szélesek és 43,6mm (< 1U) magasak, ezért az őket tápláló áramellátó berendezésnek – az egységes konstrukciós kialakítás miatt – célszerű ilyen méretűnek lennie. Miután az akkumulátorok puffer feszültségét az akkumulátorgyártók a környezeti hőmérséklet függvényében adják meg, ebből adódóan, vagy klimatizált helyiségben állandó feszültséget kell az akkumulátorok kapcsain biztosítani, vagy ha ez nem megoldható, az akkumulátortöltő feszültségét kell a hőmérséklettel arányos módon befolyásolni. Ezt a kompenzációt az akkumulátortöltőben kell tudni beállítani, a hozzá kapcsolt akkumulátortelep típusának megfelelően. A berendezésnek természetesen eleget kell tennie az összes érvényben lévő MSZ-EN, ETS szabványnak, illetve előírásnak (pl. ITU) is. A előbb említett követelményeknek megfelelően kialakított berendezést a következő módon valósítottuk meg.

2. MŰKÖDÉSI LEÍRÁS

A HPQ 230/48-7,5¹ típusú akkumulátortöltő berendezés alapvetően két fő részből tevődik össze.

- Aktív teljesítménytényező-korrektor áramkörből,
- Kvázirezonáns elven működő DC/DC átalakítóból.

Az aktív teljesítménytényező-korrektor áramkör egy olyan AC/DC átalakító,

amely a 230V-os hálózati feszültségből stabil 385V-os egyenfeszültséget állít elő, miközben a bemenő árama fázisban van a feszültséggel, és alakja azonos a hálózati feszültséggel (szinuszos), amplitúdója pedig a mindenkor terhelésnek megfelelően változik. A berendezés kapcsolási rajza az 1. ábrán látható.

A hálózati feszültség egyenirányítását a GR1 jelű 1F2U2Ü egyenirányító végzi, a bemenő áramot pedig az AV1 jelű áramváltó méri. A T1 jelű félvezetőt a vezérlőszabályozó áramkör úgy kapcsolgatja, hogy a C1-es kondenzátoron állandó 385V-os feszültség legyen, miközben a bemenő áram minden időpillanatban, a hálózati feszültséggel azonos alakú, és azzal fázisban van.

A fent elmondottaknak a következő okokból van jelentősége:

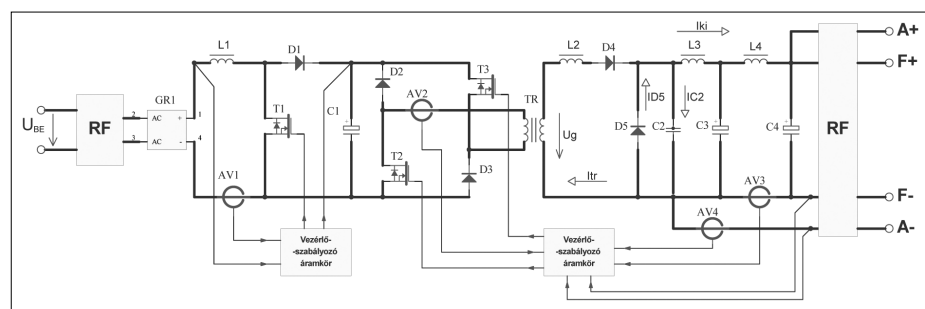
A szinuszos váltakozó feszültségre kapcsolt fogyasztók egy jelentős része nem szinuszos árammal terheli a hálózatot, így jelentős felharmonikus-tartalommal rendelkezik. Ezek a felharmonikus áramok felesleges veszteségeket jelentenek az áramszolgáltatók számára, illetve torzítják a hálózati feszültséget, amely a többi fogyasztót zavarhatja. Ezeknek a felharmonikus áramoknak a megengedhető legnagyobb effektív értékét szabványban rögzítették, amelyet az 1. táblázat mutat [1]. A teljesítménytényező-korrektor áramkörrel minimalizálni tudjuk a felharmonikus áramokat, illetve biztosítjuk, hogy a felvett áram alapharmonikus a tápláló feszültséggel fázisban legyen. Az elmondottak megtalálhatók [2]-ben. Az aktív teljesítménytényező-korrektor kimeneti feszültségét 385V-ra választottuk, mert ez esetben a teljesítménytényező-korrektor míg 270V bemeneti váltakozófeszültség esetén is teljesen aktív (a 270V bemeneti váltakozófeszültség csúcserőve kisebb mint 385V, a D1 dióda csak a T1 kapcsolóelem ki-kapcsolásakor az L1 fojtótekerics energiájának csökkenésekor nyit ki), illetve 500-600V zárófeszültségű, gyors, olcsó alkatelmeket tudunk alkalmazni.

A harmonikus rendszáma, n	A legnagyobb megengedett harmonikus áram, A
Páratlan harmonikusok	
3	2,30
5	1,14
7	0,77
9	0,40
11	0,33
13	0,21
15 ≤ n ≤ 39	0,15 × 15 I _n
Páros harmonikusok	
2	1,08
4	0,43
6	0,30
8 ≤ n ≤ 40	0,23 × 8 I _n

1. táblázat
A harmonikus áramok megengedett határértékei [1]

Az említett teljesítménytényező-korrektor áramkör 385V egyenfeszültségű kimenetéről egy kvázirezonáns DC/DC átalakító[3] működik, amelynek kimenetén névleges 48V egyenfeszültség jelenik meg, 7,5A maximális terhelhetőség mellett.

A kvázirezonáns kapcsolási elrendezés egy olyan nyitóüzemű konverter, amelynek szekunder oldala egy rezgőkört táplál. A kapcsolás előnye, hogy a primer oldalon elhelyezett T1, T2 kapcsolóelemeket megfelelően vezérelve, elérhető, hogy a kapcsolóelemek a rezgőköri áram nullátmeneténél, vagy annak közelében kapcsoljanak ki, illetve árammentes helyzetben kapcsoljanak be. Ezáltal a kapcsolóelemek kapcsolási veszteségei jelentősen csökkenthetők, így rajtuk a túlmelegedés jelentős részét csak a vezetési veszteség okozza. A vezetési veszteség – ellentétben a kapcsolási veszteséggel – nem függ a működési frekvenciától, tehát ennél a megoldásnál a nagyobb frekvencián való üzemeltetés sem növeli jelentősen a kapcsolóelemek veszteségét. Az árammentes kikapcsolás további előnye, hogy a kikapcsoláskor keletkező túlfeszültségek jóval kisebbek, mint abban az esetben, ha a kapcsolókat



1. ábra. A HPQ 230/48-7,5 típusú akkumulátortöltő elvi felépítése

¹ H: Híradástechnikai célokra fejlesztett akkumulátortöltő berendezés, PQ: Gyártó PowerQuattro Rt., az első szám a névleges bemeneti váltakozófeszültség, a második a névleges kimeneti egyenfeszültség, a harmadik szám pedig a névleges kimenő áram értékét jelenti.

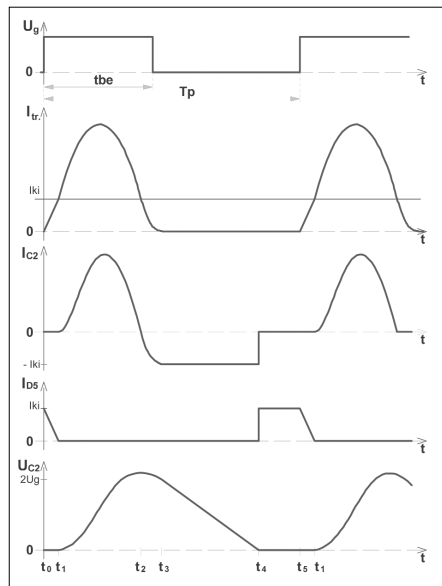
áram alatt kapcsolnánk ki, így elkerülhető a nagyobb túlfeszültség elleni védelmi áramkör (snubber) beépítése. Számos korábban megjelent könyv és cikk tárgyalja, hogy a működési frekvencia megnövelésével egy átalakító főtranszformátorának méretei, illetve a kimeneti szűrőáramkörben lévő fojtótekercecseinek induktivitása és kondenzátorainak kapacitása – és így méretei is – jelentősen csökkenthetők. Ezt az előnyös tulajdonságot mi is kihasználjuk. A kapcsolási elrendezés magasabb frekvenciás alkalmazhatóságának, amelynek elméletileg csak az alkalmazandó alkatелеmek tulajdonságai szabnak határt, mindössze egyetlen gyakorlati korlátja van. A FET-ek kikapcsolási ideje jelentősen megnő, ha árammentesen kapcsolnak ki, ami korlátozza a maximális működési frekvenciát. Ezt az időt jelentősen csökkenthetjük, ha a kapcsolóelemek kikapcsolása nem árammentesen történik, hanem azok a kikapcsolási folyamat alatt áramot kapcsolnak. Ezt elérhetjük például úgy, hogy transzformátorba légrést teszünk, és a transzformátor megnövekedett mágnesező árama biztosítja, hogy a kapcsolóelemek kikapcsolásukkor mindig egy kis áramot kapcsoljanak. Ez az áram a kapcsolási veszteséget csekély mértékben ugyan megnöveli, de a maximális működési frekvenciát így jelentősen tudjuk emelni.

2. 1. A kvázirezonáns átalakító működési elve

A működés ismertetésénél feltételezzük, hogy az alkatелеmeket helyesen méreteztük, az alkatелеmek ideálisak, a bekapcsolást követő átmeneti folyamatok már lezajlottak és a kimeneten és az L3-as fojtótekerccsen is I_{ki} nagyságú terhelőáram folyik, amely a D5-ös diódán keresztül záródik. Ezt az áramot állandónak tekinthetjük, mivel a működési frekvencián (állandó kimenő áram esetén) két kapcsolási folyamat között – a méretezésből adódóan – az L3-as fojtótekerccs áramának megváltozása elhanyagolható.

A kapcsolási elrendezés működését öt jellemző időintervallumra bonthatjuk (2. ábra).

A t_0 – t_1 időintervallumban a T2, T3-as félvezetők bekapcsolása után (t_{be}), a transzformátor primer tekerccsére a teljesítménytényező korrektor által előállított (385V) egyenfeszültség kapcsolódik. A transzformátor szekunder oldalán a feszültség azonos fázisban jelenik meg, a D4-es dióda kinyit, az L2-es fojtótekerccs árama lineárisan elkezdi növekedni, amíg el nem éri az I_{ki} áramértéket, (ez megfigyelhető a transzformátor szekunder áramának alakján is, 1. ábra I_{tr} görbében)



2. ábra, A kvázirezonáns konverter jellemző jelalakjai

mialatt a D5-ös dióda árama lineárisan csökkenni kezd.

A t_1 időpillanatban a D5-ös dióda árama megszűnik, D5 lezár, ezt követően az L2–C2 rezgőkör árama szinuszosan változik, és a C2 kondenzátor töltődik, amint ezt az 1. ábra I_{C2} jelalakja mutatja. A C2-es rezgőköri kondenzátor feszültsége $U_{C2}(t) = U_g [1 - \cos \omega(t - t_1)]$ függvény szerint növekszik a gerjesztőfeszültség kétszereséig. A rezgőköri kondenzátor áramának csúcsértéke a következő összefüggésből számítható:

$$I_{C2csúcs} = \frac{U_g}{Z},$$

ahol U_g a transzformátor szekunder feszültsége, Z a rezgőkör hullámimpedanciája

$$(Z = \sqrt{\frac{L_2}{C_2}}).$$

A t_2 – t_1 közötti időt (T_{prez}) a rezgőkör paraméterei határozzák meg, az alábbi módon:

$$t_2 - t_1 = \pi \cdot \sqrt{L_2 \cdot C_2}.$$

A rezgőkör méretezésénél figyelembe kell venni, milyen frekvencián akarjuk a berendezést üzemeltetni, ugyanis a T_{prez} idő a lehetséges működési frekvenciát jelentősen befolyásolja.

A t_2 – t_3 -as időintervallum. Miután a C2 kondenzátor feszültsége a t_2 -es időpillanatban elérte a maximumot árama nullára csökkent. Mivel a feszültsége nagyobb, mint a transzformátor szekunder feszültsége (U_g), a rezgőkör árama csökkenti a D4-es dióda áramát, és amikor a dióda árama nullára csökken a D4-es dióda lezár. Az 2. ábra I_{tr} és I_{C2} görbéjén látható, hogy a kondenzátor árama $-I_{ki}$ értékre változik, mialatt az I_{tr} áram (ez folyik a D4-es diódán is) I_{ki} értékről nul-

lára csökken. A t_3 -as időpillanatban a T2, T3-as kapcsolóelemeket kikapcsoljuk, ekkor ugyanis már a transzformátor árama is a nulla közelében van. A transzformátor mágneses energiája D2–D3 diódán keresztül visszatáplálódik a közben-sőköri kondenzátorba (C1). Amikor a transzformátor mágneses energiája elkezdi leépülni, a feszültsége előjelet vált, ezért a D4-es dióda lezárva marad akkor is, amikor a kondenzátor feszültsége már nullára csökkent.

A t_3 – t_4 -es időintervallumban – a T2, T3-as kapcsolóelemek kikapcsolását követően – a C2 kondenzátort az L3 fojtótekerccs árama kisüti. A C2 kondenzátor feszültsége – az I_{ki} nagyságától függő meredekséggel – lineárisan nullára csökken. A kondenzátor feszültségének ezt a szakaszt azért lehet lineárisnak tekinteni, mert a rezgőkör után elhelyezett kimeneti LC szűrő fojtótekerccsén (L3) az áram változása a már korábban említett okok miatt elhanyagolható, ezért a kondenzátort az L3 fojtótekerccs árama gyakorlatilag állandó árammal süti ki. A t_4 -es időpillanatban a C2-es kondenzátor feszültsége nulláig csökken, amely hatására a D5-ös dióda kinyit, a kimenő áram rajta keresztül záródik.

A t_4 – t_5 időintervallumban a kimenő áram a D5-ös diódán keresztül folyik, mindaddig, míg a T2, T3-as kapcsolóelemeket újból be nem kapcsoljuk, amelyek hatására a fent említett folyamatok ismét lezajlanak. A kapcsolóelemek újbóli bekapcsolása (t_5 időpillanat) legkorábban csak akkor következhet be, ha a transzformátor mágneses energiája leépült, ellenkező esetben a transzformátor telítésbe kerülhet.

A kvázirezonáns működésnél az akkumulátortöltő szabályozóegysége a zavaró tényezőket (pl. hálózati feszültség, terhelés stb. megváltozása) úgy szabályozza ki, hogy a T2-es, T3-as félvezetők kapcsolási frekvenciáját növeli, illetve csökkenti.

3. A MEGVALÓSÍTÁS ÉS ANNAK PROBLÉMÁI

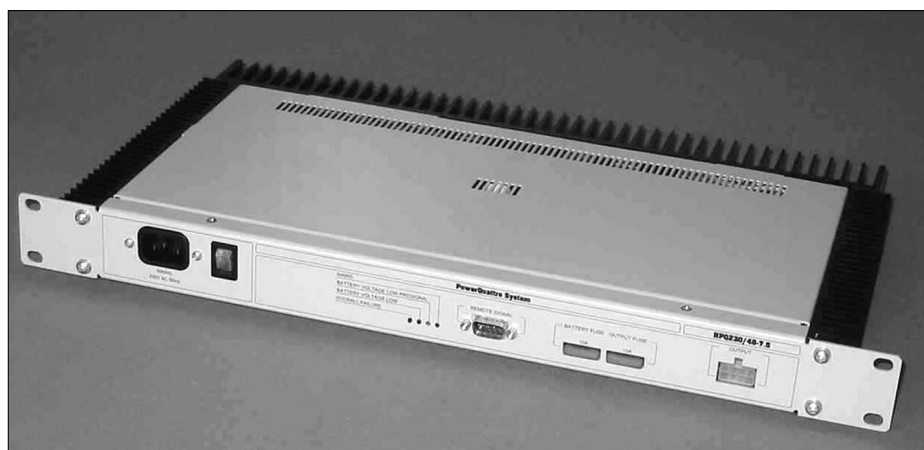
Az 1 Unit magasság a berendezés főtranszformátorával szemben állította a legnehezebben megvalósítható követelményt. A szükséges névleges teljesítmény, illetve a méretmegkötések miatt az alkalmazható vasmagok választéka kicsi. A rendelkezésre álló magassági méretek figyelembevételével egy olyan vasmagtípust, illetve konstrukciót kellett kiválasztunk, amellyel a következő feltételeknek eleget tevő transzformátort tudunk építeni. A transzformátor primer feszültsége 385V, szekunder feszültsége minimum 130V (ez a 60V-os kimeneti fe-

szűrésből és a kapcsolástechnikából adódik), a szekunder oldali áram effektív értéke pedig 8A. A közfrekvenciás induktív elemek (transzformátor, fojtótekercecsek) kialakításához, illetve kiválasztásához kézenfekvő megoldást jelenthetett volna a „Planar” [4] transzformátoros konstrukció kiválasztása, amelynek alkalmazását – számos megépített kísérleti transzformátor után, elsősorban a jelentősebb előállítási költségek miatt – elvettünk. A megfontolások eredményeként a transzformátorhoz 4 pár E36/18/11 típusú, míg az L1, illetve L3 fojtótekercehez 3 pár E32/16/9, illetve a L2, L4 fojtótekercehez 2 pár E32/16/9 típusú 3F3 anyagminőségű Philips vasmagot használtunk. Maximális üzemi frekvenciát a méretek, illetve a veszteségek figyelembevételével 160kHz-re választottuk. A csúcsindukciót a vasvesztés alacsony értéken tartása miatt nem lehetett 100mT fölé választani, ugyanis 100mT felett, az alkalmazott 3F3 Philips anyagminőségű vas vesztesége, számunkra -természetes léghűtésnél – megengedhetetlen túlmelegedést hozott volna létre. Azt, hogy az indukció minél kisebb legyen, úgy tudtuk volna elérni, hogy vagy a menetszámot növeljük – ami egyben a beépítésre kerülő rézmennyiséget növeli, és így nagyobb ablakkeresztmetszetet is igényel – vagy a vasmagkeresztmetszetet növeljük azonos ablakkeresztmetszet mellett, ami viszont a beépített vasmag tömegét, ezáltal vasvesztést növelte volna. A nagy méretű vasmag beépítése és az alacsonyabb működési frekvencia ellen a korlátozott méretek, a magasabb üzemi frekvencia alkalmazása ellen pedig a vasvesztés növekedése és a vezetőkön fellépő jelentősebb skin-hatás szólt.

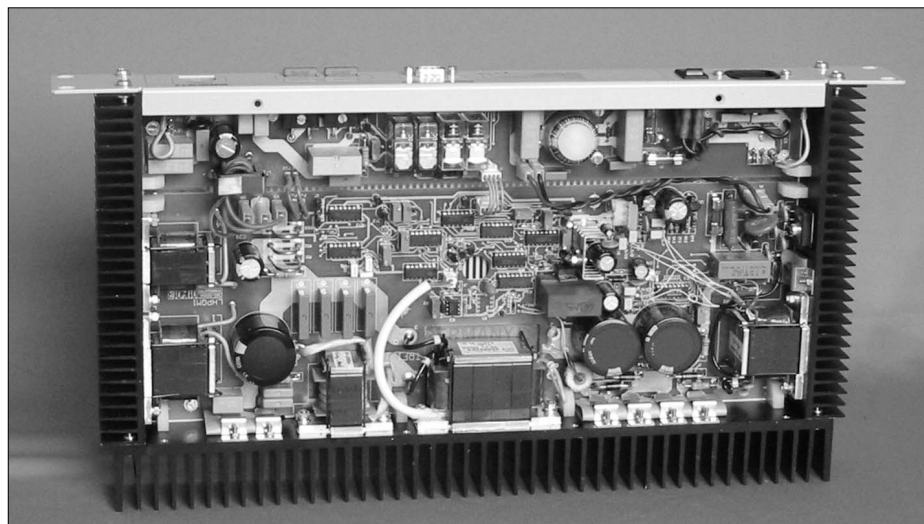
A kimeneten található kettős LC szűrőt a híradástechnikai követelmények (alacsony psophometrikus zaj) igényelték, mert legegyszerűbben így lehetett a rezgőköri kondenzátoron lévő mintegy 280V_{p-p}-os feszültség hullámosságot, a kimeneten kisebb mint 20mV_{eff} értékre csökkenteni. Mivel a kis méretű tekercselt elemeknél a tekercs és a vasmag közötti hőlépcső minimális, ezért a vasmagok hűtésével az egész tekercselt elem jól hűthető. Ebből a megfontolásból a tekercselt elemek alumínium talpra lettek rögzítve, amelyeket azután közvetlenül a berendezés hátulján, illetve két oldalán található hűtőbordákra rögzítettünk (4. ábra). A berendezés főáramkörében IRFP460 IR típusú teljesítmény tervezérlésű tranzisztorokat, illetve BYT30P-400 Thomson, valamint HFA15TB60 IR gyorsdiódákat alkalmaztunk. A beépített részegységek közül kiemelkedően fontos feladata van a rádiófrekvenciás zavarok szűrését ellátó be-

meneti, valamint kimeneti oldali szűrőfokozatnak, hiszen egy korszerű áramellátó berendezéssel szemben alapkövetelmény, hogy működésével sem a kimenetére kapcsolódó fogyasztókat, sem pedig a tápláló hálózatra csatlakozó más berendezéseket nem zavarhatja. Erre azért is kellett külön figyelmet fordítanunk, mert a kapcsolóüzemű berendezések általában az üzemi frekvenciájuk környezetében termelik a legnagyobb rádiófrekvenciás zavarokat, amely ebben az esetben elérheti a 160kHz-et. A zavarkibocsátás mellett figyelembe kellett vennünk, hogy a bekapcsoláskor fellépő ún. bekapcsolási áramlökés a bemeneti feszültséget oly módon „betörheti”, hogy az a többi párhuzamosan kapcsolt berendezés működését károsan befolyásolhatja, illetve szélsőséges esetben a bemeneti oldalon lévő túláram elleni védelmi készülék működését eredményezheti. Ennek elkerülése végett a berendezést úgynevezett „lágyindítással” láttuk el, amely a bekapcsolási áramlökést minimálisra csökkenti. A berendezés belső túlmelegedés elleni védelmére a berendezésbe egy hőmérséklet érzékelőt építettünk be, amely folyamatosan érzékeli a belső hőmérsékle-

tet, és ha az egy adott értéket meghalad az akkumulátortöltő áramalapjelét, ezzel kimenő áramkorlátozás értékét (a kimenő teljesítményt) folyamatosan csökkenti. Ezzel a védelemmel elkerülhető, hogy szélsőséges üzemeltetési körülmények (50 °C-nál nagyobb környezeti hőmérséklet, nem megfelelő szellőzési viszonyok stb.) se vezessenek a berendezés káros túlmelegedéséhez, tönkremeneteléhez. A berendezés főáramköre, valamint vezérlő-szabályozó áramkörei két nyomtatott áramköri panelon foglalnak helyet, amelyeken a beépített alkatélemek mintegy 35%-a SMD. A fogyasztói áramtól függetlenül beállítható áramkorlátozást egy külön áramszabályozó egység beépítésével oldottuk meg, amelynek ellenőrző jelét az akkumulátor árama adja, ezért kézenfekvő, hogy az akkumulátortelep, valamint a terhelés csatlakozási pontjait az akkumulátortöltőben vannak. Az akkumulátor mélykisütés elleni védelmét elektro-mechanikus kapcsolóelem biztosítja. A fent említett megoldásokkal kialakított berendezés külső fényképe a 3. ábrán, belső kialakítása a 4. ábrán, míg főbb műszaki adatai az 5. ábrán láthatóak.



3. ábra. A HPQ 230/48-7,5 típusú berendezés



4. ábra. A berendezés belső kialakítása

Gyártó	PowerQuattro Rt.
Típus	HPQ 230/48-7,5
Névleges bemenő teljesítmény	510 VA
Névleges bemeneti feszültség	230 V, +10%/–15%
Maximális hálózati áram	2,2 A _{RMS} (P _{KI} = 420W, U _{IN} = 196V)
Bemeneti feszültség frekvenciája	47–63 Hz
Teljesítmény tényező	>0,95 (P _{KI} = P _N)
Névleges kimenő teljesítmény	420 W (56 V × 7,5 A)
Kimeneti feszültség max.	56 V
Kimenő áram max.	7,5 A
Akkumulátor töltőáram (beállítható)	2 A (1–5 A)
Akkumulátor mélykisütés elleni védelem	43,2 V
Feszültség szabályozás pontossága	±0,5%
Áramszabályozás pontossága	±2%
Rádiófrekvenciás zavarhatás	MSZ EN 55022 „B”
EMC	MSZ EN 61000-3-2, 4-2, 4-4, 4-5, 4-6,
Szélessávú zajszint (20-20kHz)	<100mV
Pszofometrikus zajszint	<2mV _{eff}
Védettségi fokozat	IP 20
Biztonsági követelmények	MSZ EN 60950
Hűtési mód	természetes léghűtés
Működési hőmérséklettartomány	0... +40 °C
Tárolási hőmérséklettartomány	–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 500V _{eff} , 50 Hz, 1 perc
Méretetek (szélesség × magasság × mélység)	482 (19") x 43,6 (<1U) x 280 mm
Tömeg	kb. 5 kg
Beépített védelmek	– bekapcsolási áramlökések korlátozás – kimenő túláram elleni védelem – bemeneti feszültségcsökkenés elleni védelem – kimeneti túlfeszültség elleni védelem – túlmelegedés elleni védelem – akkumulátor töltőáram korlátozás – akkumulátor mélykisütés elleni védelem
Kijelzés (előlap LED-del)	– akkumulátorfeszültség alacsony (piros) – összegzett hiba (piros) – akkumulátorfeszültség alacsony előjelzés (sárga) – hálózat megfelelő (zöld)
Távjelzés (potenciálfüggetlen relékontaktussal)	– akkumulátorfeszültség alacsony – akkumulátorfeszültség alacsony előjelzés – berendezés hiba – hálózati hiba

5. ábra. A HPQ 230/48-7,5 típusú akkumulátortöltő főbb műszaki adatai

IRODALOM

- [1] MSZ EN 61000-3-2 Elektromágneses összeférhetőség (EMC).
- [2] Molnár Károly: „Szinuszos áramfelvételű akkumulátortöltő berendezések” Elektrotechnika 1997. február
- [3] Fred C. Lee (Virginia Power Electronics Center): „Zero-Voltage Switching Techniques in DC-DC Converter Circuits”. High Frequency Power Conversion. 1987. Conference.
- [4] Planar Transformers. Product Catalog 2000. Payton Planar magnetics Ltd. www.paytongroup.com
- [5] Alex Estrov: „Power Transformer Design for 1MHz resonant converter”. High Frequency Power Conversion. 1986. Conference.

Der Aufsatz gibt ein - vor allem zur Speisung der Mikrowellen-telekommunikationsgeräte – entwickeltes Akkuladegerät bekannt. Er abhandelt jenseits der Bekanntgabe der verwendeten Schaltungstechnik – zwischen den Verwirklichungsbedingungen befindliche – aus der Anbauhöhe vorkommenden Problemen, und dafür eine Lösungsmöglichkeit.

This article describes a battery charger equipment, which was developed to supply microwave telecommunication devices. Over the applied circuit solution, it introduces the problems appeared among the conditions of realization, occurred by the height of building in, and a possible solution.