

2012



M Ű E G Y E T E M 1 7 8 2

Budapesti Műszaki és Gazdaságtudományi Egyetem

Gépészmérnöki Kar

XXXI. Országos Tudományos Diákköri Konferencia

Hálózatbarát PFC egyenirányító tervezése és vizsgálata

A dolgozat bemutatását a TÁMOP - 4.2.2.B-10/1--2010-0009
"Új tehetséggondozó programok és kutatások a Műegyetem
tudományos műhelyeiben"
című program támogatta.

Készítette: **Lőrincz András**

Mechatronikai mérnök MSc hallgató

I. évfolyam

Témavezető: **Stumpf Péter Pál**

Doktorjelölt, BME-MOGI

2012.12.22.



Tartalomjegyzék

Tartalomjegyzék	2
Bevezetés.....	4
I. A teljesítménytényező javítás elméleti alapjai	5
1.1. A teljesítménytényező jelentősége	5
1.2. Vonatkozó szabványok	9
1.3. PFC áramkörök általános csoportosítása	11
1.4. Nagy kapcsolási frekvenciájú PFC elrendezések.....	12
II. Boost konverter, mint teljesítménytényező javító áramkör	13
2.1. A Boost konverter működése	13
2.1. Boost konverter állapotter modellje	15
III. Az elkészítendő PFC áramkör modellezése	22
3.1. Az elkészítendő PFC áramkör elvi blokkvázlata	22
3.2. A külső feszültség szabályozó kör modellezése	23
3.3. A belső áram szabályozó kör modellezése	30
3. 4. Nemlineáris modell alkalmazása	36
IV. A PFC áramkör megtervezése és elkészítése.....	41
4.1. A kapcsolat megtervezése.....	41
4.2. A nyomtatott huzalozások megtervezése	49
A megtervezett nyomtatott áramkör	51
4.3. A nyomtatott huzalozású lemez legyártása	53
V. A szabályozást megvalósító szoftver	56
5.1. A szoftver felépítése	56
5.2. Az AD átalakító és szabályozó rész működése	59
VI. Az elvégzett mérések és eredményeik	65
6.1. A torzítás tényező lemérése	65
6.2. Teljesítménytényező becslése	75
VII. Konklúzió	77
VIII. Irodalomjegyzék	79
IX. Függelék.....	80

Hálózatbarát PFC egyenirányító tervezése és vizsgálata

Lőrincz András MSc I. évf.
e-mail: lorincz.andras90@gmail.com

Konzulens: Stumpf Péter Pál,
BME, Automatizálási és Alkalmazott Informatikai Tanszék, Elektrotechnika csoport
BME, Mechatronika, Optika és Gépészeti Informatika Tanszék
e-mail: stumpf@get.bme.hu

Ma már kevés olyan modern, villamos energiával működő berendezés és készülék létezik, amely valamilyen elektronikus energia-átalakítót ne tartalmazna. A berendezések nagy része hálózati váltakozó feszültségből előbb egyenirányítással simított egyenfeszültséget vagy egyenáramot képeznek, majd az ily módon képződő közbülső egyenfeszültségből vagy egyenáramból további energia-átalakítók felhasználásával állítják elő az adott alkalmazáshoz szükséges szabályozott villamos mennyiséget. Hogy a hálózatszennyezést csökkentsék, úgynevezett PFC (Power Factor Correction = teljesítménytényező-javító) konvertert építenek be a diódás egyenirányító után. Ennek hatására a fogyasztó ohmos terhelést jelent a hálózat számára, azaz a „hálózatbarát” egyenirányító a fogyasztói oldalon keletkező hálózati szennyezéseket nem engedi kijutni a hálózatra.

A TDK munka célja, hogy a mechatronikai mérnöki szerkezetekben gyakran előforduló teljesítménytényező-javító konvertert bemutassa, részletesen ismertesse működésének elvét, és vizsgálja jelenségeit számítógépes szimulációkkal. Emellett nagy hangsúlyt kap a dolgozatban a konverter megtervezése és megvalósítása annak gyakorlati kérdéseire is részletesen kitérve.

A dolgozat részletesen leírja a teljesítményelektronikai rész megtervezését és elkészítését, illetve a szabályozási algoritmus dsPIC mikrovezérlőben való implementálását. A gyakorlati megvalósítás tárgyalása során említést teszek a fontosabb tervezési irányelvekről, amelyek figyelmen kívül hagyása akár az áramkör használhatatlanságát is eredményezheti. Kitérek még a számítási lépések optimalizálására is, amely ahhoz szükséges, hogy kellő sebességgel fusson a szabályozási algoritmus a célhardveren. Az általam tervezett konverterhez tartozik egy nyomógombokból és LCD kijelzőből álló felhasználói felület is, ahol is nyomon követhetőek az aktuális mért értékek, beállíthatóak a szabályozás főbb paraméterei és a kívánt kimeneti feszültség. A szabályozási algoritmust és az áramkör viselkedését MATLAB Simulink környezetben vizsgálom.

Bevezetés

A BME-AAIT Tanszék Gépészeti Elektronika Csoportjánál már régebb óta tanulmányozom különféle mechatronikai rendszerek nemlineáris dinamikáját. A tavalyi évben egy áramvezérelt egyenáramú hajtás nemlineáris viselkedésével foglalkoztam. Ez egy szakaszonként lineáris, ám összességében mégis nemlineáris rendszer, ugyanis a benne található két elektronikus kapcsoló kapcsolási időpontjai függenek az állapotváltozók (a motor szögsebessége és árama) pillanatnyi értékétől. A vizsgálatok során sikerült periódusduplázásos jelenségeket kimutatni, és kaotikus állapotba is elvihető volt a rendszer. Szerettem volna folytatni tovább a témakörben való elmélyedést, ezért áttértem egy másik nemlineáris változó struktúrájú rendszer vizsgálatára, a dolgozat alapjául szolgáló PFC áramkör elvi vizsgálatára. Az elkészített számítógépes modell képes volt kimutatni ezen áramkör esetén is a periódusduplázásos és kaotikus viselkedést. A következő szükséges lépés egy működőképes áramkör elkészítése. A TDK munkám célja tehát ennek a teljesítménytényező javító konverternek a tervezése és megépítése, amelyet később kisebb-nagyobb finomítások után fel tudnánk használni laboratóriumi modellként különböző nemlineáris jelenségek kimutatására, az elmélet mérésekkel való alátámasztására.

Napjainkban a villamos energiával működő berendezések túlnyomó része valamilyen kapcsolóüzemű energia átalakítót tartalmaz. Ezen berendezések tápegységei először a hálózati váltakozó feszültségből egyenirányítással (egyenirányító híd és kondenzátor) egyenfeszültséget állítanak elő, majd ezt tovább alakítva, DC/DC vagy DC/AC konverter segítségével, az adott alkalmazáshoz szükséges szabályozott villamos energiát biztosítják. A többnyire diódás egyenirányító hidat követő kondenzátor feladata hogy közel konstans bemenő feszültséget biztosítson. A kondenzátor csak akkor vesz fel áramot a hálózathoz, ha a pillanatnyi hálózati feszültség nagyobb, mint a kondenzátor feszültsége. Miután ezeket a kondenzátorokat többnyire csúcsra járatják, ezért csak a bemenő feszültség csúcértéke körül történik energiabetáplálás impulzuszerű áram formájában. A hálózathoz felvett áram jelentős harmonikus tartalommal fog bírni a szaggatott és kis ideig tartó áramvezetés miatt. Ez megnövekedett hálózati veszteségek, sugárzott emisszió és teljes harmonikus torzítás (THD) formájában fog jelentkezni. Nagyobb teljesítményszinteken ezek a problémák még hangsúlyosabbá válnak, melyek csökkentik az eredő hatásfokát a rendszernek. Éppen ezért a modern eszközökben, például a kommunális energiafogyasztó berendezések esetében is, kezdve a televíziótól a légkondicionáló berendezésekig, egy teljesítménytényező javító (Power Factor Correction – PFC) szakaszt alkalmaznak a bemeneti teljesítménytényező növelés, a feszültség stabilizálás és a bemenő áram harmonikus torzításának javítása érdekében.

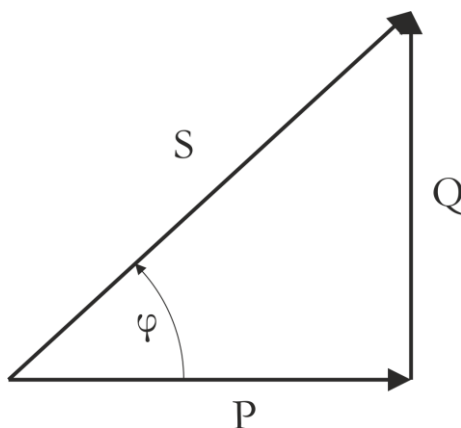
I. A teljesítménytényező javítás elméleti alapjai

1.1. A teljesítménytényező jelentősége

Hogy jobban megértsük mit is takar a teljesítménytényező kifejezés, fontos tudnunk, hogy a villamos teljesítménynek három komponense van: [2]

- hatásos teljesítmény, P
- meddő teljesítmény, Q
- látszólagos teljesítmény, S

A kapcsolatot közöttük az 1.1. ábra szemlélteti.



1.1. ábra: Az egyes teljesítménykomponensek kapcsolata

A P hatásos teljesítmény az a teljesítmény, amit valójában felhasználunk, és ezt regisztrálja a villamos fogyasztásmérő. Ez felelős például a hőtermelésért, világításért és mozgásért. Mértékegysége kW és a fogyasztást általában kWH-ban mérik. A Q meddő vagy reaktív teljesítmény az elektromágneses tér létrehozásáért és fenntartásáért felelős és az induktív terheléssel hozható kapcsolatba az iparban. Az S teljes szükséges teljesítményt - amely magában foglalja a hatásos és meddő teljesítményt – látszólagos teljesítménynek nevezzük, és kVA-ben fejezzük ki.

$$S = U \cdot I \text{ [VA]} \quad (1.1)$$

Ez a teljesítmény jellemző az adott berendezés méretére, súlyára és árára, a méretezés során ezt kell szem előtt tartani. I áram folyik át a berendezésen, így a vezetőkben $I^2 R$ hőveszteség jön létre. A szigeteléseket U feszültségre kell méretezni, emellett U határozza meg a gépben kialakuló B indukciót is.

Az egyes teljesítménykomponensek között az összefüggést a következő egyenletek adják meg:

$$P = S \cdot \cos \varphi \quad (1.2)$$

$$Q = S \cdot \sin \varphi \quad (1.3)$$

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2} \quad (1.4)$$

Tökéletesen szinuszos feszültség és áram esetén a $\cos \varphi$ mennyiséget *teljesítménytényezőnek* nevezik. φ az áram- és a feszültségvektor által bezárt szög. A $\cos \varphi$ megmutatja, hogy az $S = U \cdot I$ látszólagos teljesítménynek hányad része a hatásos teljesítmény. A teljesítménytényező a villamos energia, termelés, szállítás, fogyasztás láncolatában rendkívül fontos mutató. A villamos energia hatékony szállításához a termelőtől a fogyasztóig ugyanis szükséges, hogy maximalizáljuk az átlagos teljesítményt, míg az áram és a feszültség effektív értékét a minimumon tartjuk (és ezáltal minimalizáljuk a veszteségeket). A teljesítménytényező megmutatja, hogy milyen hatékony az energia átvitele:

$$\text{teljesítménytényező} = \frac{\text{átlagos teljesítmény}}{(\text{effektív áram}) \cdot (\text{effektív feszültség})}$$

A teljesítménytényező megadja egy rendszer valós teljesítményszükségletét a teljes látszólagos teljesítményhez viszonyítva. Fontos mérhető mennyiség, mivel gyakran segítségével jelentős megtakarítások érhetőek el. Ha ez a hányados eltér 1-től, akkor a bemenet fáziseltolást vagy harmonikus torzítást tartalmaz vagy mindkettőt, ugyanis mindegyik csökkenti a teljesítménytényezőt. A torzítási faktor akkor lép fel, ha az áram nem tökéletesen szinuszos. A korábban tanultak, miszerint a $\cos \varphi$ mennyiség megegyezik a *teljesítménytényezővel* csak szinuszos áram esetére igaz, tehát amikor a torzítási tényező egységnyi (nincs hullámalakbeli torzítás).

Az ideális esettel ellentétben azonban az áram (és a feszültség) jelalakjában megjelenhetnek egyes felharmonikusok is. Az *áram felharmonikusai* szinuszos hullámok, amelyek frekvenciája egész számú többszöröse az alapharmonikusénak. Folyamatos, állandósult zavarasként jelentkeznek az elektromos hálózatban. A harmonikusok tehát különböznek a vonali zavaroktól, amelyek nagy teljesítményfelvételek nyomán hoznak létre tranziens zavarokat.

Néhány fontosabb forrás, amely áram harmonikus torzítást okozhat: [1]

- teljesítményelektronikai eszköz (egyenirányító, szünetmentes tápegység, változtatható frekvenciájú hajtások, tirisztoros rendszerek, kapcsolóüzemű tápegységek stb.)
- segédberendezések (hegesztőgépek, higanygőzlámpák stb...)
- telítődésbe vihető induktív eszközök (generátorok, motorok, transzformátorok, stb.)

Ezen áramharmonikusok által okozott problémák közé sorolhatók a következők:

- irányítási rendszer egyes komponenseinek hibás működése
- érzékeny elektronikai eszköz meghibásodása
- kondenzátorok, transzformátorok, motorok és más elektromos eszközök túlzott felmelegedése
- zavarok okozása a környező elektromos eszközökben (pl. számítógépben)

Lineáris rezisztív terhelés esetén az áram harmonikusai fázisban vannak és arányosak a feszültség harmonikusokkal. Ebben az esetben minden egyes harmonikus az energiaátvitelt segíti, és egységnyi teljesítménytényező alakul ki, tehát $\cos \varphi_n = 1$, hiszen $\varphi_n = 0^\circ$. A feszültség és az áram effektív értéke kifejezhető az egyes felharmonikusok amplitúdójával (Fourier sorfejtésből adódik) [11]:

$$U_{eff} = \sqrt{U_0^2 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{U_n^2}{2}} \quad (1.5)$$

$$I_{eff} = \sqrt{I_0^2 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{I_n^2}{2}} = \sqrt{\frac{U_0^2}{R^2} + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{I_n^2}{2R^2}} = \frac{1}{R} U_{eff} \quad (1.6)$$

ahol U_0 az egyenfeszültségű komponens, U_n az n. feszültség felharmonikus, I_0 az egyenáramú komponens, I_n az n. áram felharmonikus effektív értéke.

Ekkor a hatásos teljesítmény:

$$P = U_0 I_0 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{U_n I_n}{2} \cos \varphi_n = U_0 I_0 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{U_n I_n}{2} \quad (1.7)$$

Azonban nemlineáris terhelés esetén az áram felharmonikusok növelik az áram effektív értékét miközben a hatásos teljesítményt nem, és ez a teljesítménytényező csökkenéséhez vezet.

$$P = \frac{U_1 I_1}{2} \cos \varphi_1 \quad (1.8)$$

Felhasználva az áram effektív értékére kapott kifejezést:

$$\text{teljesítménytényező} = \left(\frac{I_1 / \sqrt{2}}{\sqrt{I_0^2 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{I_n^2}{2}}} \right) \cdot \cos \varphi_1 = (\text{torzítási tényező}) * (\text{eltolási tényező})$$

A torzítási tényező csak szinuszos feszültségre van definiálva. Fejezzük ki a teljes harmonikus torzítás (THD) segítségével:

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{I_1} \quad (1.9)$$

Ebből átrendezés után a következőt kapjuk:

$$\text{torzítási tényező} = \frac{1}{\sqrt{1+THD^2}} \quad (1.10)$$

A rendszerben lévő teljesítményt reaktívnak nevezzük, ha:

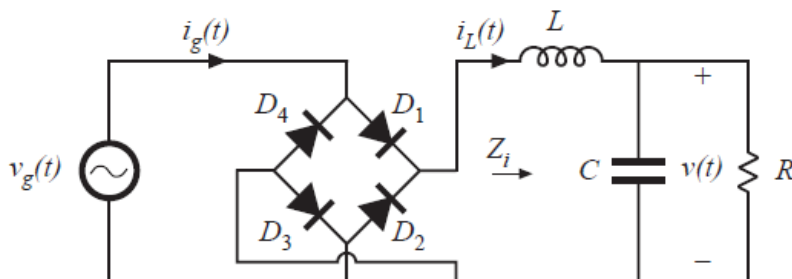
- az áram fázisban el van tolva a feszültséghez képest
- harmonikus összetevő van jelen az áramban, ami torzítást okoz

Összefoglalva tehát a teljesítménytényező az *eltolási tényezőnek* és *torzítási tényezőnek* a szorzata a következő egyenlet szerint:

$$\text{teljesítménytényező} = \frac{\cos \varphi}{\sqrt{1+\text{THD}^2}} \quad (1.11)$$

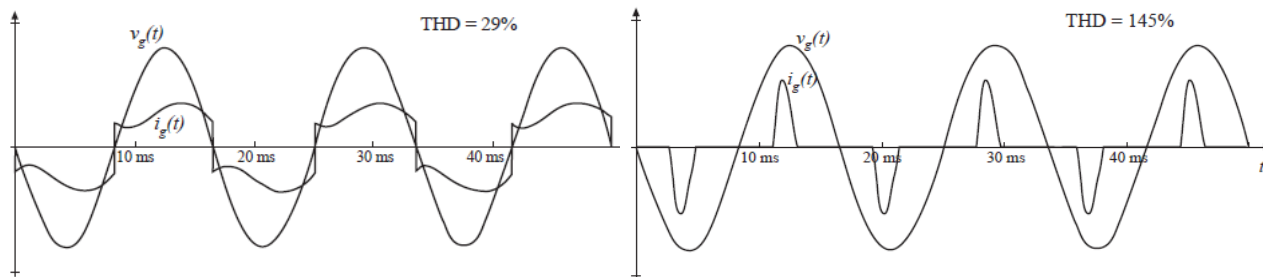
ahol $\cos \varphi$ az eltolási tényező

THD a teljes harmonikus torzítás



1.2. ábra: Teljes hidas diódás egyenirányító [11]

Tekintsük példaként egy teljes hidas egyenirányítót (1.2. ábra), amelynek egyenáramú oldalán egy L-C szűrő található. A közel sima kimeneti DC feszültség eléréséhez nagy C értékre van szükség, míg az elfogadható váltakozó áram felvételhez nagy L szükséges ebben az elrendezésben. Ha elég nagy az L értéke, akkor folytonos áramvezetés alakul ki, és ahogy $L \rightarrow \infty$ a vonali áram egy négyszögjelhez kezd hasonlítani, mint ahogy az 1.3. ábra is mutatja.



1.3. ábra: L hatása az áram jelalakjára [11]

Ekkor a kiragadott példában (lásd [11]):

$$\text{torzítási faktor} = \frac{I_{1,rms}}{I_{rms}} = \frac{4}{\pi\sqrt{2}} = 90\%$$

$$\text{THD} = \sqrt{\left(\frac{1}{\text{torzítási faktor}}\right)^2 - 1} = 48,3\%$$

Kis L esetén, ahogy $L \rightarrow 0$ az áram jelalakja közelíteni kezd egy impulzus alakhoz, ahogy az 1.3. ábra jobb oldali időfüggvénye is mutatja. Az induktivitás csökkentésével a teljes harmonikus torzítás rohamosan nőni kezd és a torzítási faktor csökkenni fog. Egy teljes hidas induktivitás nélküli egyenirányító torzítási faktora az 55%-os és 65%-os tartományban helyezkedik el. Ez az érték igen alacsony, ami indokoltá teszi egy olyan áramköri elrendezés létrehozását, mely képes jelentősen javítani ezeken az értékeken.

1.2. Vonatkozó szabványok

Az IEEE és az IEC által kidolgozott harmonikustartalomra vonatkozó szabványokat a világ nagy részén betartatják, így Európában is. Noha az Amerikai Egyesült Államokban nem kötelező érvényű, ennek ellenére sok figyelmet kaptak ezek a szabványok a teljesítményelektronikai iparban [1]. A legtöbb alkalmazásban nem nehéz ezen szabványoknak megfelelni, ennek ellenére mindig törekszenek a vállalatok a még gazdaságosabb megoldásokra. Az IEEE és az IEC által kidolgozott harmonikustartalomra vonatkozó nemzetközi szabványok három fő kategóriába sorolhatók:

1. Fogyasztói rendszerekre vonatkozó határok
 - IEEE 519-1992
 - IEC 1000-3-2 (kompatibilitási szintek)
 - IEC 1000-3-6
2. Berendezésekre vonatkozó határok
 - IEC 1000-3-2
 - IEC 1000-3-4
 - új munkacsoport az IEEE-n belül (harmonikustartalom limitálása egyfázisú terhelések esetén)
3. Harmonikustartalom mérésére vonatkozó szabvány
 - IEC 1000-4-7

A fenti szabályozások összefoglalója a harmonikustartalomra vonatkozóan az **1.1. táblázatban** olvasható.

Az IEC 1000-es sorozat az elektromágneses összeférhetőséggel foglalkozik. Ennek a 3. része foglalkozik a határértékekkel és ezen belül is a 2-es sorozat foglalkozik az áramharmonikusok kibocsátásának limitálásával olyan eszközök esetén, amelyek bemeneti árama kisebb vagy egyenlő, mint 16 A. Az IEC 1000-3-4-es szabvány nem csak az egyes különálló berendezéseknek állít fel határértékeket, hanem az egész telepített rendszerre vonatkozóan (**1.1. táblázat**). Mind az egy-, mind a háromfázisú rendszerekre vonatkozóan megfogalmazza a kívánalmakat. Másrészt az IEEE 519-es szabványa a közös csatlakozási ponton fellépő egyes áram és feszültség harmonikusokra vonatkozó határértékeket fogalmazza meg. Ezen standard mögötti elv, hogy megakadályozza az áram harmonikusainak a táphálózatba visszajutását, és ezáltal más fogyasztókra való kihatását. Az **1.1. táblázat** bemutatja az IEEE-519-es szabvány által megfogalmazott határértékeket.

Hogy csökkentsük ezeket a problémákat, a bemenetből felvett áramnak azonos alakúnak kell lennie a bemeneti feszültségprofillal. A teljesítménytényező javító konverter célja, hogy az eltolási és torzítási faktorokat javítsa, és ezáltal a maximális valós teljesítményt tudja felvenni a táplálásból. Ezt azáltal tudja elérni, hogy csökkenti azon veszteségeket, amelyek a rendszerben a reaktív elemek jelenléte miatt keletkeznek. Mindez a rendszer eredő hatásfokát növeli.

IEC 1000-3-2 határértékek D-osztályú berendezésre

Felharmonikus rendje (n)	Maximálisan megengedhető	
	harmonikus áram Watonként (mA/W)	Maximálisan megengedhető harmonikus áram (A)
3	3.40	2.30
5	1.90	1.14
7	1.00	0.77
9	0.50	0.40
11	0.35	0.33

IEC 1000-3-4 harmonikusokra vonatkozó határértékek

Minimális R_{SCC}	Harmonikus torzítás felső határértéke		Egyes harmonikusok felső határa I_1 %-ában			
	THD	PWHD	I_5	I_7	I_{11}	I_{13}
66	17	22	12	10	9	6
120	18	29	15	12	12	8
175	25	33	20	14	12	8
250	35	39	30	18	13	8
350	48	46	40	25	15	10
450	58	51	50	35	20	15

1.1. táblázat Harmonikus tartalomra vonatkozó szabványok

A teljesítmény-átalakítók többsége manapság PFC szakaszt használ az AC-DC konverter első szakaszaként, hogy javítsa az eltolási – és torzítási tényezőket, ami által a minimális látszólagos teljesítmény felvétele szükséges a táplálásból. Ez a teljesítmény minőségének és teljes eredő hatásfokának növekedését eredményezi. Az alapvető funkciója tehát a PFC szakasznak, hogy a hálózathoz felvett bemenő áramot szinuszosra tegye és fázisba hozza a bemenő feszültséggel.

Tehát egy PFC áramkörnek a következő előnyei vannak:

- jobb hatásfok
- kisebb közvetített EMI
- csökkentett áramcsúcs értékek
- lehetőség arra, hogy az EMI zavarokkal szemben, mint szűrő működjön
- közös bemeneti szűrő párhuzamos tápegységekhez

Emellett azonban beszélni kell a hátrányairól is:

- nagyobb komplexitás a tervezés során
- több alkatrészről áll, ami hátrányosan befolyásolja a megbízhatóságát
- a PFC által keltett elektromágneses és rádiófrekvenciás interferenciás zavarok extra szűrést kívánnak, amelyek a bemeneti szűrőt még komplexebbé és drágábbá teszik
- a több alkatrész jelenléte drágábbá teszi az áramkört

Ha a teljesítmény-konvertert egy feszültségforrásból tápláljuk, és el tudjuk érni, hogy a konverter mint egy lineáris ellenállás jelenjen meg a táplálás számára, akkor a bemeneti áram formája követni fogja a bemenő feszültség hullámformáját. Például ha a bemeneti feszültség U_{be} szinuszos hullám formájú, akkor a bemeneti áram később bemutatandó 2.7. ábrának megfelelő lesz.

Miként érhető el, hogy a teljesítmény átalakító rezisztívnek tűnjön? Annak ellenére, hogy reaktív passzív elemek, mint induktivitások és kapacitások, és aktív kapcsoló elemek, mint MOSFET-ek, IGBT-k vannak egy ilyen átalakítóban, miként látszódhat mégis a táplálás felől rezisztívnek? Erre a kérdésre a válasz abban rejlik, hogy a teljesítménytényező-javítás egy alacsony frekvencián érvényes igény. Emiatt a konverternek nem kell az összes frekvencián rezisztívnek tűnnie, következésképpen elegendő egy szűrő mechanizmus, amely eltávolítja a nagyfrekvenciás ingadozásokat. Egy konverterben jelenlévő alapvető elemek egy induktivitás (L) és egy kondenzátor (C), amelyek nulladrendű elemek [4]. Ez azt jelenti, hogy ezek az elemek nem tudnak energiát tárolni egyetlen kapcsolási ciklusban a következő alapvető tulajdonságaik miatt:

- Az induktivitás esetén az áramban nem lehetnek hirtelen változások. Ezen tulajdonsága miatt nyitott kapcsolóval és periodikus áramforrással jellemezhető.
- A kondenzátor esetén pedig a feszültségben nem lehetnek hirtelen változások. Emiatt rövidzárral és periodikus feszültségforrással jellemezhető.

1.3. PFC áramkörök általános csoportosítása

Attól függően, hogy milyen alkatrészeket használunk fel a PFC áramkör kifejlesztéséhez, két kategóriát különböztethetünk meg. Az első a passzív PFC áramkörök és a második az aktív PFC áramkörök [1]. Ha egyszerű reaktív elemeket, mint induktivitások és kondenzátorok használunk a vonaláram és a vonalfeszültség közötti fázistolás korrigálására, akkor az eljárást passzív teljesítménytényező javításnak nevezzük. Ahhoz, hogy megoldjuk az alacsony teljesítménytényező – és így a teljes harmonikus torzítás – problémáját, kapcsolóüzemű konvertereket alkalmazunk aktív irányító áramkörökkel, ezt nevezzük aktív teljesítménytényező-javításnak (aktív PFC). Mindkettő megközelítésnek megvannak a maga előnyei és hátrányai.

Az aktív PFC áramköröket általánosan azért használják, hogy kompenzálják a hálózati áram torzulásait. E áramkörök többnyire kapcsolóüzemű tápegység topológiák. Ez azt jelenti, hogy bonyolultabbak jóval, mint a passzív áramkörök. Az integrált áramköri technológia fejlődésével egyre egyszerűbbé, kompaktabbá válnak és egyre kevésbé költségesek. Ezek a teljesítményelektronikai elrendezések képesek elérni akár több mint 99%-os teljesítménytényezőt és kevesebb, mint 5 % teljes harmonikus torzítást (THD). A működési frekvencia szempontjából, lehetnek kis vagy nagy kapcsolási frekvenciájú topológiák. A következőkben a TDK dolgozat alapjául szolgáló nagy kapcsolási frekvenciájú topológiákat vizsgálom meg tüzetesebben.

Az aktív teljesítménytényező-javító áramkörnek mind a bemeneti áramot, mind a kimenő feszültséget szabályoznia kell. Az áram alakját az egyenirányított vonali feszültség szabja meg,

emiatt a konverter rezisztívnek tűnik. A kimeneti feszültség szabályozása az áramprogramozó jel átlagos amplitúdójának változtatásával történik.

1.4. Nagy kapcsolási frekvenciájú PFC elrendezések

Ezek a leggyakoribbak az összes PFC áramkör közül. Sok előnyös tulajdonságot kínálnak a passzív és alacsony frekvenciás technikákkal szemben [1]. Ilyen előnyök az alacsony tömeg, pontos feszültségszabályozás, alacsony vonali harmonikus torzítás, széles működési feszültségtartomány.

Az elő-szabályozó lehet bármelyik az alapvető DC-DC konverter topológiák közül, például a buck, boost, buck-boost konverterek. Ezeket az elő-szabályozókat úgy tervezik, hogy a bemenő áramot a pillanatnyi bemenő feszültséggel egyenes arányban vegyék fel. A szabályozó körük a felvett vonaláram effektív értékét szabályozza. Noha ezek az áramkörök meglehetősen bonyolultak, a közel egységnyi teljesítménytényező elérhető ezekkel a nagyfrekvenciás struktúrákkal. A következőkben röviden tárgyalom az egyenáramú átalakítókat, hiszen ebben a dolgozatban tárgyalt teljesítményelektronikai átalakító is ilyen alapokon nyugszik.

Az egyenáramú átalakító a bemenő egyenfeszültségből a kimenő oldalon egy vezérlőjellel folyamatosan változtatható átlagértékű egyenfeszültséget állít elő. A ki- és a bemenő oldalak lehetnek potenciálisan szigeteltek egymástól, illetve szigetetlenek is. Vannak csak egyirányú energiaáramlást lehetővé tevő változatok, míg mások esetében mindkét energiaáramlási irány megoldott. A kimenő egyenfeszültség és egyenáram lehetséges irányától függően megkülönböztetünk egy-, kétnegyedes és négynegyedes konverter változatokat. Egynegyedes esetén csak egyirányú, míg a többi esetben kétirányú energiaforgalom lehetséges.

Három alapváltozatukat különböztetjük meg:

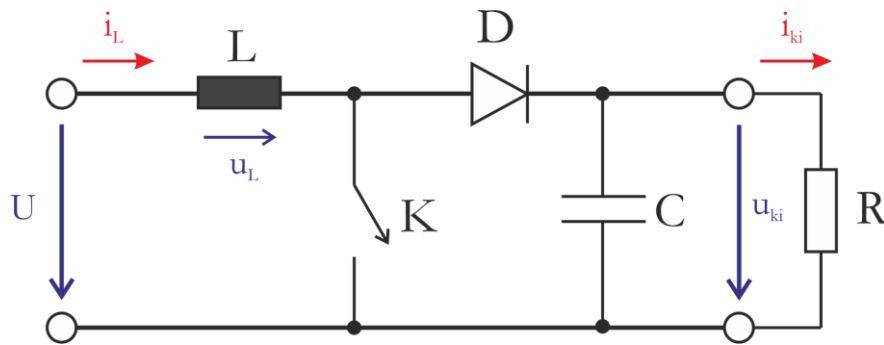
- feszültségcsökkentő konverter (step-down, vagy buck konverter)
- feszültségnövelő konverter (step-up, vagy boost konverter)
- feszültségcsökkentő-növelő konverter (step-down-up, vagy buck and boost konverter)

A DC-DC konverterek egyenáramú áramkörökben kezelhetők úgy, mint a transzformátorok váltakozó áramú körben, vagyis feszültséget váltanak a transzformátorokhoz hasonló, nagyon magas hatásfokon. Ezt a feladatot potenciális szigeteléssel vagy a nélkül is meg lehet velük oldani. Annyiban tudnak többet, hogy a kimenő és bemenő feszültség aránya dinamikusan változtatható, az áttétel folyamatosan változtatható a vezérléssel. A következőkben részletesen a Boost konvertert fogom tárgyalni.

II. Boost konverter, mint teljesítménytényező javító áramkör

2.1. A Boost konverter működése

Először tárgyaljuk az átalakító működési elvét és alapkapcsolását. [13]



2.1. ábra: Feszültség növelő (boost) átalakító

A bemenetre állandó, sima U feszültséget kapcsolunk. Csak az állandósult állapotot tárgyaljuk. Az egyszerűség kedvéért és mivel a gyakorlatban legtöbbször jogos közelítés, feltételezhetjük, hogy a K jelű kapcsoló adott T_b bekapcsolási ideje esetén $i_L = I = \text{áll.}$ és $u_{ki} = U_{ki} = \text{áll.}$, vagyis időben állandók, simák, mivel f , L és C értékek elegendően nagyok. Állandósult állapotban $i_L(0) = i_L(T_p)$ még akkor is, ha az i_L perióduson belüli változását nem hanyagoljuk el, ezért:

$$\int_0^{T_p} u_L dt = L \int_{i_L(0)}^{i_L(T_p)} di = i_L(T_p) - i_L(0) = 0 \quad (2.1)$$

tehát u_L egy T_p periódusra vett átlagértéke zérus. Ebből az ábra alapján a következő egyenlet vezethető le folytonos áramvezetést feltételezve:

$$T_{be}U + (U - U_{ki})T_{ki} = 0$$

ahonnan következik:

$$\frac{U_{ki}}{U} = \frac{1}{1 - \frac{T_{be}}{T_p}} = \frac{1}{1 - D} \quad (2.2)$$

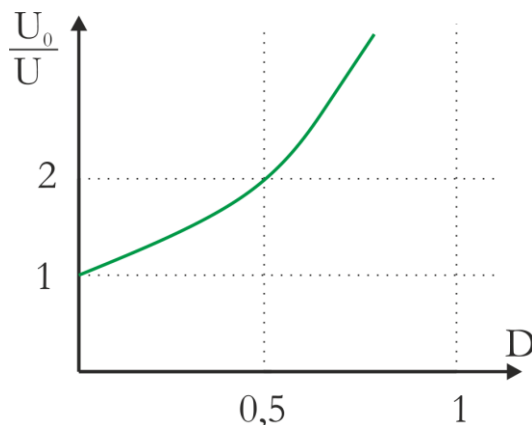
ahol $T_p = \frac{1}{f} = \frac{2\pi}{\omega}$ a kapcsolás periódusideje

T_{be} a kapcsoló bekapcsolási ideje

$D = \frac{T_{be}}{T_p}$: ún. kitöltési tényező, vagy duty ratio, amely megadja a kapcsoló

bekapcsolási idejének és a periódusidőnek az arányát

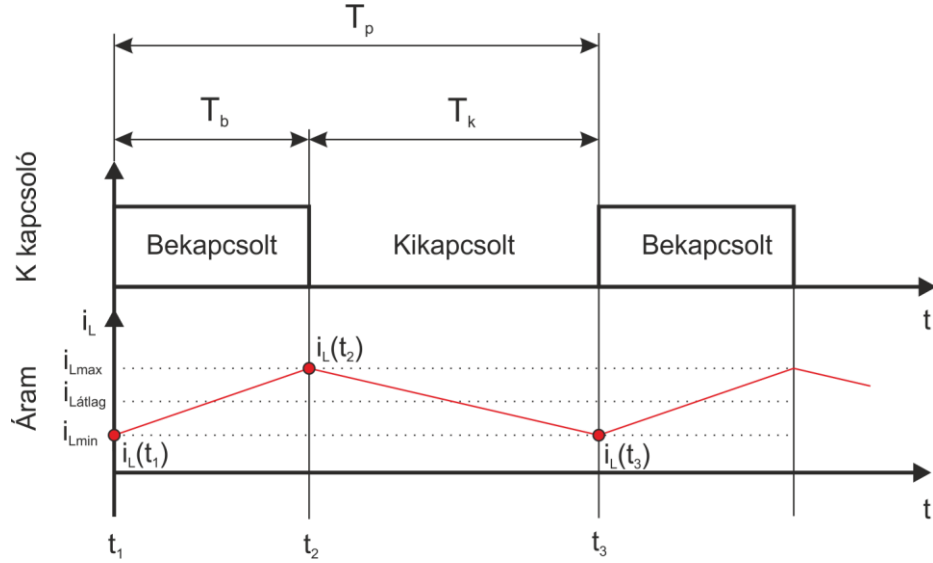
Az egyenletből kikövetkeztethető, hogy D növelésével az $\frac{U_{ki}}{U}$ arány is nőni fog és mindig nagyobb lesz 1-nél, ahogyan az látható a 2.2. ábrán is. Ebből is látható ennek az átalakítónak az egyik fő tulajdonsága, hogy a kimenő feszültsége mindig nagyobb vagy egyenlő, mint a bemenő feszültség. Ezért is hívják feszültségnövelő konverternek.



2.2. ábra: Boost konverter karakterisztikája

Az i_L áram a kisebb feszültségű bemenő kapcsok felől az $U_{ki} > 0$ kimenő kapcsok felé folyik és szállítja a villamos teljesítményt. Ennek magyarázata a következő. Legyen az i_L áram a t_1 időpontban $i_L(t_1)$. A kapcsoló bekapcsolása miatt az i_L áram $i_L = i_L(t_1) + \frac{U}{L} \cdot t$ kifejezés szerint időben lineárisan nő és a T_b bekapcsolási idő végére $i_L(t_2) = i_L(t_1) + \frac{U}{L} \cdot T_b$ értékre nő. Ezzel egyidejűleg az L induktivitásban tárolt mágneses energia megnő $\Delta W_m = \frac{L}{2} [i_L^2(t_2) - i_L^2(t_1)]$ értékkel. A t_2 -től t_3 -ig terjedő időszakban, vagyis a T_K idő alatt L -re $U - U_{ki} < 0$ negatív feszültség jut és a t_3 időpontra $i_L(t_3) = i_L(t_2) + \frac{U - U_{ki}}{L} \cdot T_k = i_L(t_1)$ kiindulási értékre csökken, vagyis az L induktivitásban a t_2 időpontban felhalmozott ΔW_m mágneses energia többletet az i_L áram átszállította a kimenő oldalra. Az áram időfüggvényének alakulása a kapcsoló állapotának függvényében a 2.3. ábrán követhető. i_L változása a működéséből következik. Ugyanakkor i_L változása $\Delta i_L = i_L(t_2) - i_L(t_1)$ az I átlagértékéhez képest az említett feltételek teljesülése mellett elhanyagolható abból a szempontból, hogy az eredeti $i_L \cong I = \text{áll.}$ jó közelítés legyen.

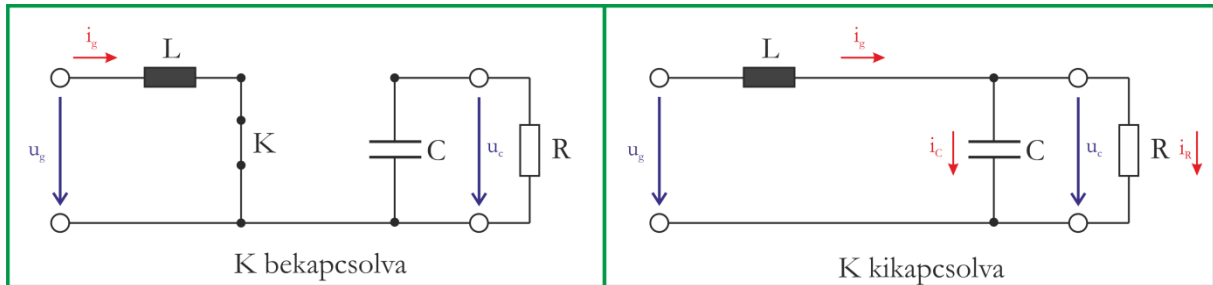
Összefoglalva a K kapcsoló bekapcsolt állapotában a bemenő oldalról felvett $p = U \cdot i_L$ teljesítmény T_b végére megnöveli az L -ben tárolt mágneses energiát, ami a kapcsoló ezt követő kikapcsolt állapotának végére visszacsökken az eredeti (periódus eleji) értékre, miközben a mágneses energiátöbblet a kimenő oldalra kerül. K kikapcsolásakor i_L nem szakadhat meg, tovább folyik a D diódán át a terhelés felé. Az i_L áram perióduson belüli változása, ha L elegendően nagy és T_b elegendően kicsi, akkor az i_L átlagértékéhez képest elhanyagolható.



2.3. ábra: Az induktivitás áramának alakulása az idő függvényében

2.1. Boost konverter állapotter modellje

A későbbi vizsgálatok megkönnyítése érdekében szükséges a boost konverter állapotteres modelljének levezetése. A leíró egyenletek mások lesznek a K kapcsoló ki- illetve bekapcsolt állapotában [13]. A kapcsolások miatt tehát változik a rendszer struktúrája, mint ahogyan azt a 2.4. ábra is mutatja.


 2.4. ábra: Boost konverter a K kapcsoló különböző állásaiban

A differenciálegyenletek a következők lesznek hurok- vagy csomóponti törvényeket felírva:

a) Ha K be van kapcsolva:

$$\frac{di_g}{dt} = \frac{u_g}{L} \quad \text{és} \quad \frac{du_c}{dt} = -\frac{u_c}{R \cdot C} \quad (2.3)$$

b) Ha K ki van kapcsolva:

$$\frac{di_g}{dt} = \frac{u_g - u_c}{L} \quad \text{és} \quad \frac{du_c}{dt} = \frac{i_g}{C} - \frac{u_c}{R \cdot C} \quad (2.4)$$

Állapotváltozónak a következőket választva felírható mindkét állapotban egy-egy állapotterez modell:

$$x = \begin{pmatrix} u_c \\ i_g \end{pmatrix} \quad (2.5)$$

Bekapcsolt állapotban:

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} u_c \\ i_g \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{1}{RC} & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} u_c \\ i_g \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ \frac{1}{L} \end{pmatrix} u_g \quad (2.6)$$

Kikapcsolt állapotban:

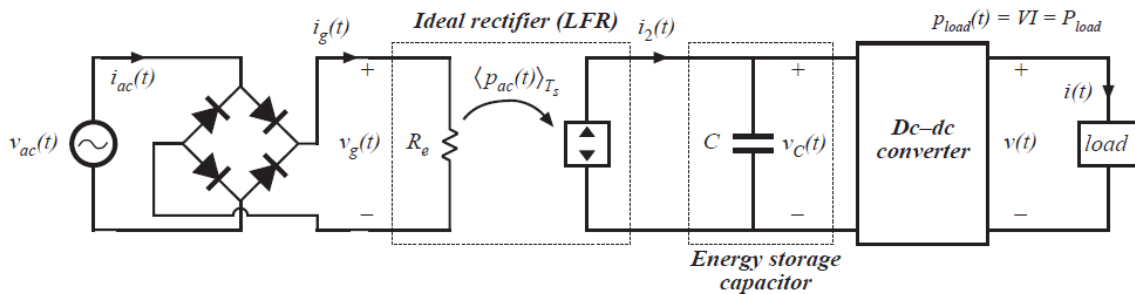
$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} u_c \\ i_g \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{1}{RC} & \frac{1}{C} \\ -\frac{1}{L} & 0 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} u_c \\ i_g \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ \frac{1}{L} \end{pmatrix} u_g \quad (2.7)$$

Ezt a két állapotot kell egy közös állapotterbe elhelyezni. Ennek alapját az adja, hogy a ki- és bekapcsolt állapotok időtartama és a kapcsolási periódusidő között összefüggés van, amit a következő jellemez:

$$T_{ki} = (1 - D) \cdot T_p \text{ és } T_p = T_{ki} + T_{be} \quad (2.8)$$

Ha tehát összevetjük a (2.6) és (2.7) állapottereket, akkor láthatjuk, hogy csupán két tagban különböznek. Ezek a tagok K bekapcsolt állapotában nullák, míg kikapcsolt állapotában más értéket vesznek fel. Célszerű tehát ezeket az értékeket a kikapcsolt állapotot jellemző $(1 - D)$ értékkel beszorozni, hisz a teljes periódusidő ennyied részéig állnak fenn. Így a közös állapotter modell a következőképpen fog festeni:

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} u_c \\ i_g \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{1}{RC} & \frac{1-D}{C} \\ -\frac{1-D}{L} & 0 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} u_c \\ i_g \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ \frac{1}{L} \end{pmatrix} u_g \quad (2.9)$$



2.5. ábra: Egyfázisú belső energiatárolás rendszer [11]

Tekintsük az 2.5. ábrán látható egyfázisú belső energiatárolás rendszert, amely a PFC egy tipikus alkalmazását mutatja be [11]. A PFC konverter a bemenetére érkező váltakozófeszültségből a

kimenetén DC feszültséget állít elő, miközben optimális esetben ideális egyenirányítóként működik, tehát nem rontja el a teljesítménytényezőt. Az ideális egyenirányítót valamilyen DC-DC konverter struktúrában alapuló teljesítménytényező javító áramkörrel valósítják meg, amely leggyakrabban egy boost konverter, amely számos előnnyel rendelkezik [11]. A hálózatról érkező áram ebben a struktúrában nincs közvetlenül megszaggatva, mivel az induktivitás a forrással sorba van kapcsolva. Ez segít az elektromágneses interferencia leküzdésében, azonban figyelmet kell fordítani a hálózatról felvett nagyfrekvenciás áramra. Szerencsére, a soros fojtótekercs a PFC áramkör bemenetén segít elnyelni a vonali tranziensek egy részét. A konvertert folyamatos áramvezetési módban működtetve jelentősen csökkenthető a bemeneti áram harmonikustartalma. Itt meg kell jegyezni, hogy kis teljesítményszintekre nem szokták a folytonos áramvezetési üzemmódban (*Continuous Conduction Mode=CCM*) működtetni, hanem a kisebb induktivitású tekercset igénylő ún. szaggatásos áramvezetési üzemmódban (*Discontinuous Conduction Mode=DCM*) üzemeltetik, amelynek egy nagy hátránya, hogy jóval nagyobb áramlengések tapasztalhatóak benne. A boost konverter további nagy előnye, hogy a kapcsoló Source lába a földre van kötve és ez a meghajtó áramkört egyszerűbbé teszi, mint más topológiák esetén. Ez a módszer nem biztosít bekapcsolási áram korlátozást, mivel a bemeneti induktivitás relatíve kicsi, tehát más módokon kell ezt a védelmet megoldani. A boost konverter előnyeit tehát a következőképpen lehet összegezni: jó EMI viselkedés, a kapcsoló méretezési feszültsége kicsit kisebb, mint a többi struktúra esetén, elnyeli a vonali tranzienseket és viszonylag egyszerűbb meghajtó áramkör szükségeltetik. Negatívumként felhozható, hogy nem biztosít PFC szabályozást, ha a bemenő feszültség nagyobb, mint a kívánt kimenő feszültség, és nem tudja korlátozni a bekapcsolási áramokat. Mivel ez egy feszültségnövelő konverter, ezért a belső egyenfeszültség nagyobb kell, hogy legyen, mint a bemenő feszültség a működéséhez. Ezért a diódahíd utáni energiatároló kondenzátor általában nagyjából a bemenő feszültség csúcserékénél 10 %-kal magasabb feszültségre van állítva. Meg kell jegyezni, hogy ha a bemenő feszültség csúcseréke meghaladja a szabályozott kondenzátorfeszültséget, akkor a teljesítménytényező javítás nem érhető el.

Egy egyenirányító akkor tekinthető ideálisnak, ha tisztán rezisztív terhelést jelent a váltakozó áramú rendszer számára. Ez biztosítja az

- egységnyi teljesítménytényezőt
- a váltakozó áramú oldal áramának jelalakja megegyezik a feszültségének jelalakjával

Az áram és a feszültség arányából bevezethető egy új változó, az úgynevezett R_e egyenértékű ellenállás fogalma [11]:

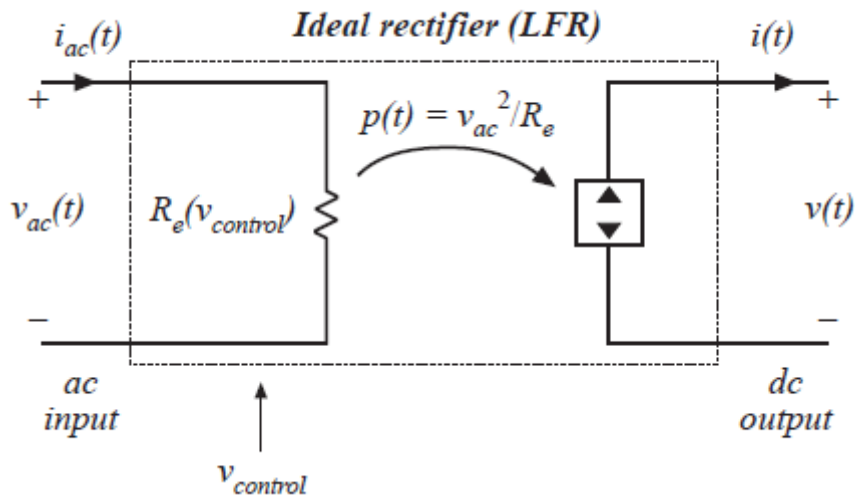
$$i_{ac}(t) = \frac{u_{ac}(t)}{R_e} \quad (2.10)$$

Az R_e ellenállás által látszólag felvett teljesítmény valójában az egyenirányító egyenáramú oldalára szállítódik át. Ahhoz, hogy a kimenő teljesítményt szabályozni tudjuk, mindenképpen tudnunk kell állítani az R_e ellenállás értékét. A rezisztív terhelés váltakozó áramú hálózat felé közvetített effektív ellenállása lassan változik az aktuális terhelés teljesítményigényeihez igazodva. Az bemenő áram arányos marad a bemenő feszültséggel, de az arányossági tényezőjük lassan változni fog. A kimenő átlagos teljesítmény a következőképpen fejezhető ki:

$$P_{\text{atl}} = \frac{U_{ac,eff}^2}{R_e(u_{control})} \quad (2.11)$$

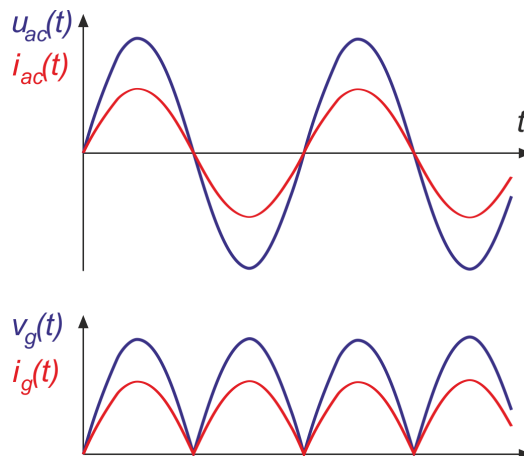
Az ideális egyenirányító veszteségmentes és nincsen belső energiatárolója, emiatt a pillanatnyi bemenő teljesítménye megegyezik a pillanatnyi kimenő teljesítményével. Mivel a pillanatnyi teljesítmény független az egyenáramú terhelés karakterisztikájától, ezért a kimenet teljesítményforrás karakterisztikával rendelkezik, ahogyan az 2.6. ábra is mutatja.

$$p(t) = \frac{u_{ac}^2(t)}{R_e(u_{control}(t))} \quad (2.12)$$



2.6. ábra: Ideális egyenirányító, mint teljesítményforrás [11]

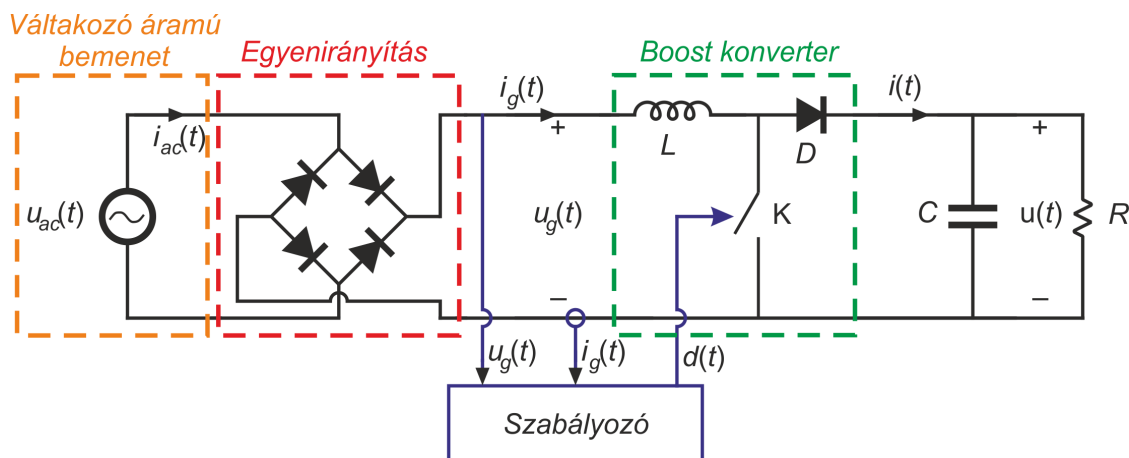
Egy közel ideális egyenirányítót tudunk létrehozni, ha az ideális egyenirányító helyén egy DC-DC konvertert olyan módon irányítunk, hogy a bemenő áram arányos maradjon a bemenő feszültséggel. A kívánt ideális jelalakok az 2.7. ábrán láthatóak.



2.7. ábra: A kívánt jelalakok

Ezen közel ideális egyenirányító boost konverterrel való elvi megvalósítását láthatjuk az 2.8. ábrán. Ennek lényege, hogy mérjük a bemenő egyenirányított váltakozófeszültséget, a bemenő oldali egyenirányítás utáni áramot és ezek alapján a K kapcsolót megfelelően vezéreljük. Ha

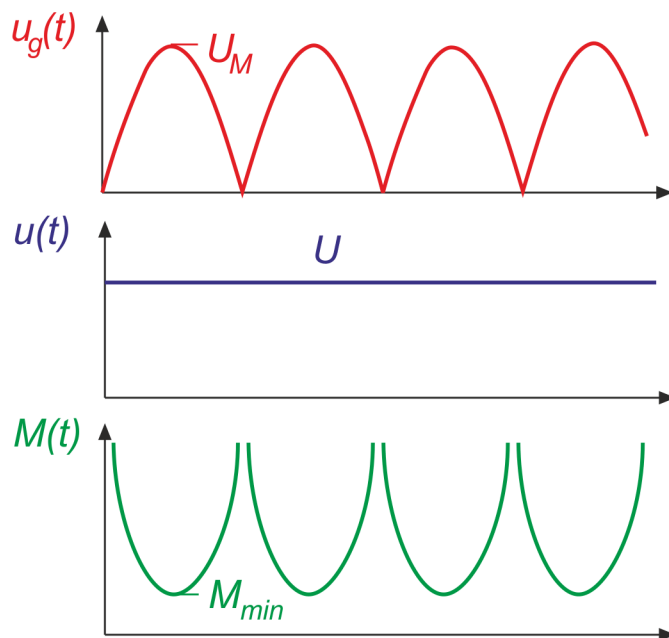
megfelelő az irányítás, akkor elérhető a korábban felvázolt jelalak. Azonban a kimenő feszültség közel állandó szinten tartására is törekednünk kell.



2.8. ábra: Ideális egyenirányító megvalósítása boost konverterrel [11]

Ahogy korábban láttuk a feszültségnövelő konverter bemutatásánál, a kimenő feszültsége függ a K kapcsolót vezérlő PWM jel kitöltési tényezőjétől. Ha a konverter folytonos áramvezetési üzemmódban működik, akkor a (2.13) egyenlet alapján a kitöltési tényezőnek a következő szerint kell alakulnia:

$$d(t) = 1 - \frac{u_g(t)}{U} \quad (2.13)$$



2.9. ábra: A konverter módosításának alakulása

Az $u(t) = U$ kimenő feszültséget konstansnak tekintve bevezethetjük a kimenő és a bemenő feszültség hányadosát, jelöljük ezt $M(d(t))$ -vel, amely felfogható a konverter feszültségmódosításának:

$$M(d(t)) = \frac{U}{u_g(t)} = \frac{U}{U_M \cdot |\sin(\omega t)|} \quad (2.14)$$

Mivel a bemenő feszültség szinuszosan változik, és a kimenő feszültség konstans, ezért belátható, hogy ezt az $M(t)$ módosítást állandóan változtatni kell a vezérlőjel segítségével (lásd 2.9. ábra).

A minimális módosítás könnyen belátható, hogy $M_{min} = \frac{U}{U_m}$, a maximális pedig tart a végtelenhez. Ahhoz, hogy elkerüljük a bemenő feszültség nullátmeneteinél jelentkező harmonikus torzítást, a konverternek képesnek kell lennie arra, hogy végtelenhez tartó módosítást produkáljon. A veszteségmentes boost konverter pontosan erre képes, ugyanis ahogy a kitöltési tényező tart az egységnyihez, úgy fog a kimenő feszültség a végtelenhez tartani. Persze a valóságban a jelentkező különféle veszteségek (és a 100%-ot el nem érő kitöltési tényező¹) miatt ez sosem érhető el, de legalább is nagyon nagy módosítás realizálható. Leszűrhetjük, hogy a boost topológiának jó esélyei vannak arra, hogy megfelelő szabályozás mellett közel ideális egyenirányítóként viselkedjen.

Fontos tudnunk azt is, hogy mely paraméterektől és hogyan függ, hogy a konverter szaggatott vagy folyamatos áramvezetési üzemmódban működik-e. A benne található induktivitás áramának hullámozása egy kapcsolási periódusban [11]:

$$\Delta i_g = \frac{U_{be}(t) \cdot d(t) \cdot T_k}{2L} \quad (2.15)$$

Továbbá az induktivitás áramának alacsony frekvenciás komponense egy kapcsolási periódusra átlagolva:

$$\langle i_g(t) \rangle_{T_s} = \frac{u_g(t)}{R_e} \quad (2.16)$$

A CCM üzemhez elengedhetetlen, hogy az ingadozás ne legyen nagyobb, mint az i_g értéke. Tehát fennáll a következő egyenlőtlenség:

$$\begin{aligned} \Delta i_g &< \langle i_g(t) \rangle_{T_s} \\ \frac{U_{be}(t) \cdot d(t) \cdot T_k}{2L} &< \frac{u_g(t)}{R_e} \\ d(t) &< \frac{2L}{R_e \cdot T_s} \end{aligned} \quad (2.17)$$

Behelyettesítve a $d(t)$ kitöltési tényezőre CCM-ben érvényes kifejezést ((2.17) egyenlet) és átrendezve a következő adódik:

$$R_e < \frac{2L}{T_k \cdot \left(1 - \frac{u_g(t)}{U}\right)} \quad (2.18)$$

¹ 100 %-os és ehhez nagyon közeli kitöltési tényező esetén az áramkörben alkalmazott kapcsoló jó eséllyel tönkremegy.

Tehát a korábban már definiált R_e egyenértékű ellenállás nem lehet kisebb egy, az időben változó értéknél. Ennek a változásnak az oka, hogy $u_g(t)$ egy periódusában 0 és U_m között változik. Emiatt lehet az, hogy a periódus egyes időpontjaiban teljesül az egyenlőtlenség, míg másokban nem. Ha azt akarjuk, hogy minden időpillanatban folytonos áramvezetés legyen, akkor a következőnek kell teljesülnie:

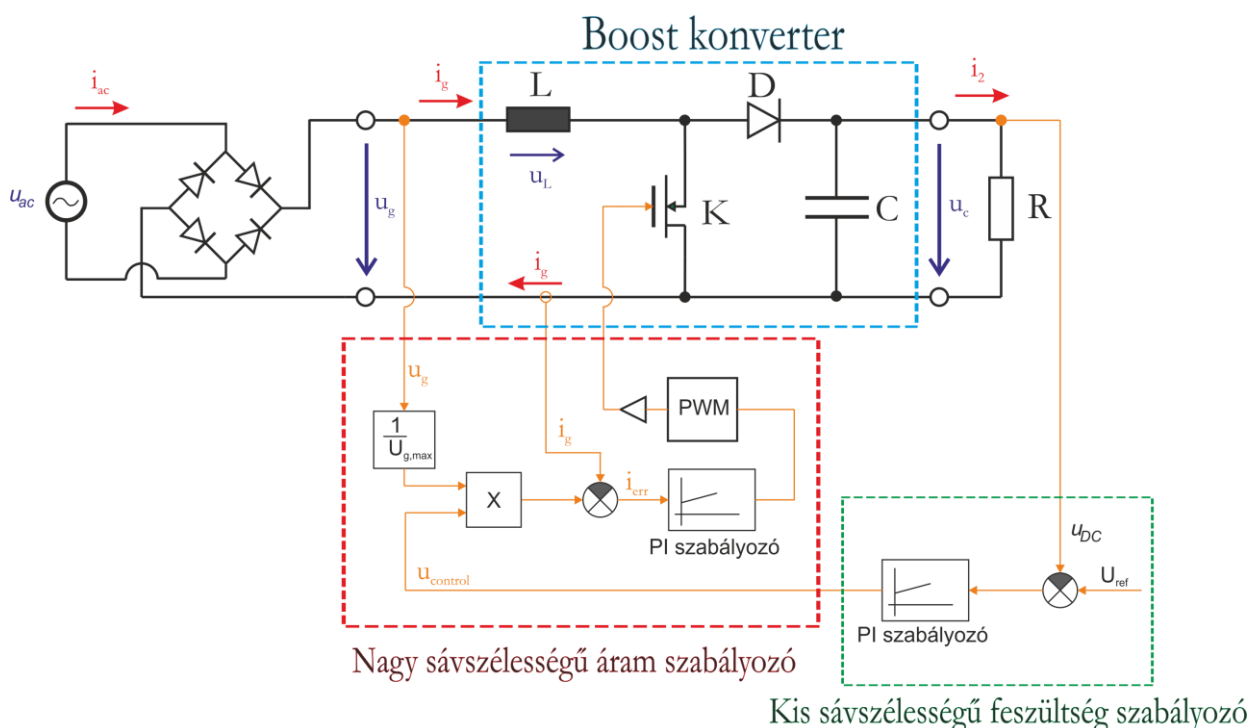
$$R_e < \frac{2L}{T_k} \quad (2.19)$$

A folytonos áramvezetésnek számos előnye van, mint ahogyan azt korábban említettem, ezért a tervezés során törekedni fogunk ennek elérésére.

III. Az elkészítendő PFC áramkör modellezése

3.1. Az elkészítendő PFC áramkör elvi blokkvázlata

Már tudjuk, hogy egy boost konverter felhasználásával akarjuk megvalósítani a teljesítménytényező javítást, ezért megtervezhetjük e köré a megfelelő szabályozási elvet, amely majd segít ennek a célnak elérésében. A korábbiakban azt feltételeztük, hogy az induktivitás árama tökéletesen követi a bemenő egyenirányított feszültség jelalakját, tehát egy tökéletes szabályozás valósul meg. Ezt természetesen csak megközelíteni lehet. Ahhoz, hogy ezt a 100 Hz-es bemenő jelalakot követni tudjuk, gyors szabályozási kört kell létrehozni.

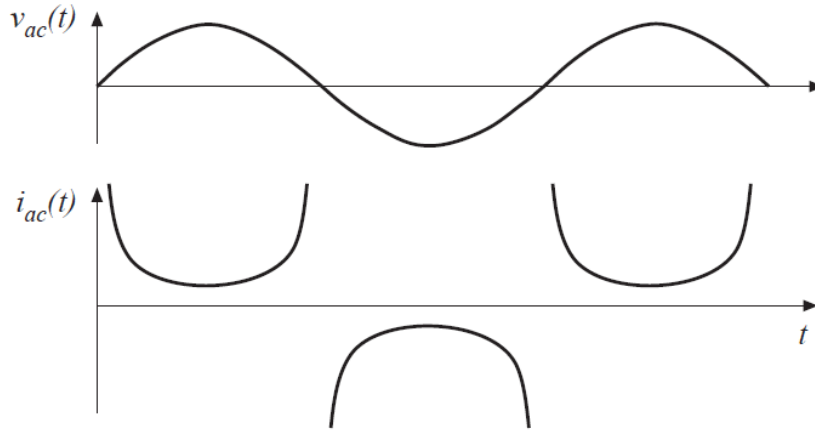


3.1. ábra: Az elkészítendő PFC elvi blokkvázlata

Egy másik követelmény, hogy a kimenő feszültséget is egy közel konstans értéken tudja tartani a kapcsolás, hisz ez szolgál majd később egy másik DC-DC konverter bemenő feszültségeként. Tehát kell egy másik, külső szabályozó kör is, amely ellátja a kimenő $u_c = u_{dc}$ feszültség stabilizálásának feladatát. Vegyük észre, hogy a feszültségszabályozó kimenete lesz az az $u_{control}$ érték, amely befolyásolja az egyenértékű ellenállás értékét, amely pedig az egyenirányító átlagos teljesítményét fogja befolyásolni. Ezt az R_e értéket nem szabad nagyon gyorsan változtatni, máskülönben ez a hálózati oldalon felharmonikusokat generál [11]. Egy szélsőséges példa: ha a feszültségszabályozó kör sávzélessége végtelen nagy lenne, akkor $u_c(t)$ feszültség tökéletesen szabályozva lenne, azaz megegyezne a konstans referencia értékkel. Ez maga után vonja, hogy a tároló kondenzátor értéke nem változna, nem tárolna és nem is szabadítana fel energiát. Emiatt a

pillanatnyi váltakozó feszültség oldali teljesítmény megegyezik a terhelés teljesítményével. A bemeneti áram ekkor a következő lenne:

$$i_{ac}(t) = \frac{p_{ac}(t)}{u_{ac}(t)} = \frac{p_{load}(t)}{u_{ac}(t)} = \frac{P_{load}}{U_m \cdot \sin(\omega t)} \quad (3.1)$$



3.2. ábra: Bemenő áram hullámformája szélsőséges esetben [11]

Ahol a bemenő feszültség nulla, ott fog az áram a végtelenhez tartana (3.2. ábra). Emiatt a teljes harmonikus torzítás a végtelenhez tart, tehát a teljesítménytényező gyakorlatilag nulla lenne ebben az esetben. Következtetésként levonható, hogy a feszültségszabályozó kör sávzélességét limitálni kell, mivel a harmonikus torzítás gyors ütemben fog nőni növekvő sávzélesség esetén.

3.2. A külső feszültség szabályozó kör modellezése

Ez a szabályozókör felelős a teljesítményegyensúly fenntartásáért és ez stabilizálja az egyenirányító feszültségét a terhelésváltozás, a bemenő feszültségváltozás és egyes komponens értékek változása ellenében. Ahogy megmutattuk, a körnek megfelelően lassú működésűnek kell lennie, hogy elkerüljük az egyenértékű ellenállásbeli változásokat a váltakozó áramú oldal frekvenciáján. A modellezés célja egy olyan alacsonyfrekvenciás kisjelű modellt létrehozása, amely jól becsüli az átviteli függvényét a körnek a váltakozó áramú oldal frekvenciája alatt.

Ha a bemenő feszültség $u_g(t) = \sqrt{2}u_{g,eff} \cdot |\sin \omega t|$, akkor a pillanatnyi teljesítmény a kapcsolási periódusra átlagolva [11]:

$$p(t) = \frac{u_g(t)^2}{R_e(u_{control})} = \frac{u_{g,eff}^2}{R_e(u_{control})} \cdot (1 - \cos(2\omega t)) \quad (3.2)$$

amely a konstans tag mellett tartalmaz egy második harmonikus tagot is. Ez a második harmonikus frekvenciájú ingadozás a teljesítményben egy második harmonikus frekvenciájú ingadozáshoz vezet a kimeneti feszültségben és áramban.

Két fontos dolgot kell figyelembe vennünk az áramkör kisjelű analízise során. Először is, az áramot szabályozó körnek stabilnak kell lennie. Ezt az áramköri részt az állapotterezs átlagoláshoz nagyon hasonló módon lehet elemezni, feltételezve, hogy egy kapcsolási ciklus alatt a vezérlő feszültség (u_{cont}), és a bemeneti feszültség (u_g) állandó. Ezen áramkör zárt rendszerének sajátértékei folyamatosan változni fognak, ahogy a bemenő feszültség változik 0-tól egészen a maximumáig.

A második megközelítés az áramkör működését a bemenő feszültség egy teljes ciklusán átlagolja. Ebben az esetben feltesszük, hogy a bemenő áram tökéletesen követi a bemenő feszültség jelalakját. Ez az analízis feltétlen szükséges a feszültségszabályozó visszacsatolásos kör megfelelő tervezéséhez.

Egy átlagolt kisjelű modell létrehozásához tegyük fel a következőket [14]:

- a bemenő áram megfelelően van irányítva ahhoz, hogy kövesse a bemenő feszültség hullámformáját
- a kimenő feszültséget egy kapcsolási ciklusra nézve konstansnak tekintjük

Egy ciklusra nézve felírható a következő egyenlőség:

$$u_g i_g = u_{ki} i_{ki} \quad (3.3)$$

ahol u_g és i_g effektív értékek, u_{ki} a kimenő egyenfeszültség és i_{ki} az egy ciklusra átlagolt kimenő áram. A bemenő áramot megszabó egyenlet az 3.1. ábra alapján:

$$i_g = \frac{u_g}{U_{g,max}} \cdot u_{control} \quad (3.4)$$

Ezt behelyettesítve a (3.3) egyenletbe:

$$\frac{u_g^2}{U_{g,max}} u_{control} = u_{ki} i_{ki} \quad (3.5)$$

A már korábban bevezetett M feszültségmódosítás tehát a következő kifejezéssel lesz egyenlő:

$$M = \frac{u_{ki}}{u_g} = \sqrt{\frac{u_{control} \cdot r_o}{U_{g,max}}} \quad (3.6)$$

ahol

$$r_o = \frac{u_{ki}}{I_{ki}} \quad (3.7)$$

A (3.5) egyenletet egyensúlyi helyzetéből kis mértékben kimozdítva a mennyiségek felírhatóak egy konstans tag és egy akörüli kis változás összegeként:

$$\frac{(U_g - \hat{u}_g)^2}{U_{g,max}} (u_{cont} - \hat{u}_{cont}) = (u_{ki} - \hat{u}_{ki})(I_{ki} - \hat{I}_{ki})$$

$$\frac{U_g^2 \cdot U_{cont} - 2U_g \cdot U_{cont} \cdot \hat{u}_g + U_{cont} \hat{u}_g^2 - U_g^2 \hat{u}_{cont} + 2U_g \hat{u}_g \hat{u}_{cont} - \hat{u}_g^2 \hat{u}_{cont}}{U_{g,max}} = U_{ki} I_{ki} - I_{ki} \hat{u}_{ki} - U_{ki} \hat{i}_{ki} + \hat{u}_{ki} \hat{i}_{ki}$$

A fenti egyenletben az egyenfeszültségű tagok a (3.5) egyenlet értelmében kiejtik egymást, míg a kisjelű tagok szorzatát elhanyagoljuk, s ezáltal a következőt kapjuk:

$$\frac{2U_g U_{cont}}{U_{g,max}} \hat{u}_g + \frac{U_g^2}{U_{g,max}} \hat{u}_{cont} = I_{ki} \hat{u}_{ki} + U_{ki} \hat{i}_{ki}$$

U_{ki} -vel leosztás és $\hat{i}_{ki}$ -re rendezés után:

$$\frac{2U_g U_{cont}}{U_{g,max} \cdot U_{ki}} \hat{u}_g + \frac{U_g^2}{U_{g,max} \cdot U_{ki}} \hat{u}_{cont} - \frac{I_{ki}}{U_{ki}} \hat{u}_{ki} = \hat{i}_{ki}$$

Felhasználva M és r_o kifejezését, az egyenlet a következő alakra hozható:

$$\hat{i}_{ki} = \frac{2M}{r_o} \cdot \hat{u}_g + \frac{U_g}{U_{g,max} \cdot M} \hat{u}_{cont} - \frac{1}{r_o} \hat{u}_{ki} \quad (3.8)$$

A (3.4) szabályozási egyenletet ugyanígy felírva kis megváltozásokra:

$$I_g - \hat{i}_g = \frac{U_g - \hat{u}_g}{U_{g,max}} \cdot (U_{cont} - \hat{u}_{cont})$$

$$I_g - \hat{i}_g = \frac{U_g U_{cont} - \hat{u}_g U_{cont} - \hat{u}_{cont} U_g + \hat{u}_g \hat{u}_{cont}}{U_{g,max}}$$

Itt is a DC tagokat egyenlővé téve és a kisjelű szorzatokat elhanyagolva:

$$\hat{i}_g = \frac{U_g}{U_{g,max}} \hat{u}_{cont} + \frac{U_{cont}}{U_{g,max}} \hat{u}_g$$

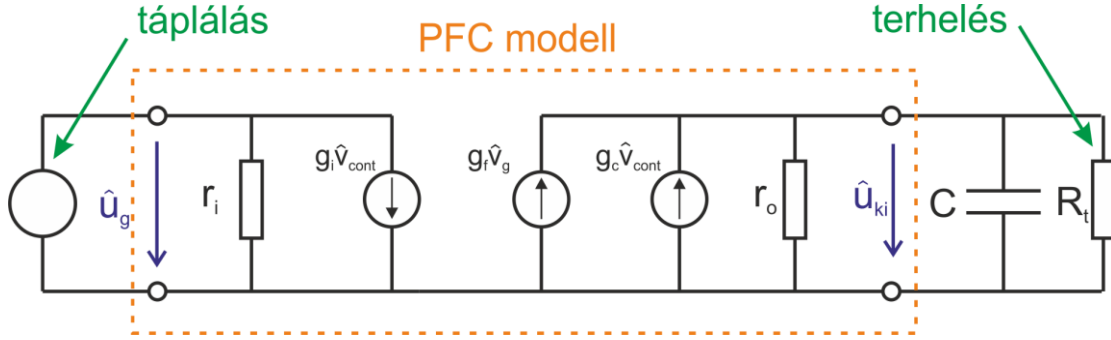
Felhasználva M és r_o kifejezését, az egyenlet a következő alakra hozható:

$$\hat{i}_g = \frac{U_g}{U_{g,max}} \hat{u}_{cont} + \frac{M^2}{r_o} \hat{u}_g \quad (3.9)$$

A (3.8) és (3.9) egyenletekben az egyes kisjelű tagok együtthatóit elnevezve a következők szerint:

$$r_i = \frac{r_o}{M^2} \quad g_i = \frac{U_g}{U_{g,max}} \quad g_f = \frac{2M}{r_o} \quad g_c = \frac{U_g}{U_{g,max} \cdot M}$$

A (3.8) és (3.9) egyenletek a következő áramköri kapcsolással is jellemezhetők:



3.3. ábra: A PFC kisjelű modellje

Írjuk fel a kimenő és a bemenő feszültségváltozás közötti összefüggést a 3.3. ábra kapcsolásának segítségével. Ehhez először feltételezzük, hogy a vezérlő feszültség-változás nulla, és így írjuk fel $\hat{u}_{ki}$ -t.

$$\hat{u}_{ki}|_{\hat{u}_{cont}=0} = g_f \cdot \hat{u}_g \cdot Z_e \quad (3.10)$$

ahol Z_e a kimenő oldal eredő impedanciája. Ez a C kondenzátor, az R_t terhelő ellenállás és az r_o ellenállás párhuzamos eredőjéből áll. Ez az eredő átalakítások után:

$$Z_e = \frac{R \cdot r_o}{(r_o + R) + sR \cdot r_o \cdot C} \quad (3.11)$$

Így már könnyedén felírható az átviteli függvény a bemenő feszültség-változástól a kimenő feszültség-változásig nézve:

$$\frac{\hat{u}_{ki}}{\hat{u}_g} = g_f \cdot \frac{R \cdot r_o}{(r_o + R) + sR \cdot r_o \cdot C} \quad (3.12)$$

Rezisztív terhelés esetén a kisjelű r_o ellenállás megegyezik a terhelő ellenállással R_t -vel, amely a (3.12) egyenlet egyszerűsítéséhez vezet:

$$\frac{\hat{u}_{ki}}{\hat{u}_g} = g_f \cdot \frac{R}{2 + sRC} = \frac{M}{1 + \frac{sRC}{2}} \quad (3.13)$$

Az eddigiekhez hasonlóan az átviteli függvény levezethető a szabályozó jelre is, csak ebben az esetben a bemenő feszültségváltozást tekintjük 0-nak:

$$\hat{u}_{ki}|_{\hat{u}_g=0} = g_c \cdot \hat{u}_{cont} \cdot Z_e \quad (3.14)$$

Felhasználva ebben az esetben is r_o és R_t egyenlőségét:

$$W_{pfc}(s) = \frac{\hat{u}_{ki}}{\hat{u}_{cont}} = g_c \cdot \frac{R}{2} \cdot \frac{1}{1 + \frac{sRC}{2}} \quad (3.15a)$$

Az időállandót meghatározhatjuk a fenti kifejezésből:

$$T_1 = \frac{RC}{2} \quad (3.15b)$$

Meg lehet különböztetni egy olyan esetet is, amikor a kimenetre egy állandó teljesítményfelvételű terhelés kerül, mint például egy kapcsolóüzemű átalakító. Azonban a TDK dolgozat keretein belül csak a tisztán Ohm-os terhelés esetén vizsgálom a működést.

A kimenő feszültség szabályozására egy PI szabályozót alkalmaztam. A fejezet elején már szóba került, hogy korlátozni kell a feszültség szabályozó kör sáv szélességét. A szakirodalomban néhány 10 Hz-es sáv szélességnél nem ajánlanak többet [14]. Megszokott a 20 Hz-et, illetve az egyenirányított feszültség frekvenciájának negyedét venni a kívánt sáv szélességnek. Ez esetünkben 25 [Hz] lenne, amellyel azonban a szabályozó meglehetősen lassan működik. Ezért érdemes lehet olyan megoldás alkalmazása is, amely hirtelen terhelésnövekedésnél megnöveli a kör sáv szélességét, majd közel állandósult állapotban a jó teljesítménytényező fenntartása érdekében visszacsökkenti azt a standard 20-25 Hz környékére. Továbbá mivel a zárt kör sáv szélessége jól becsülhető a nyitott kör vágási körfrekvenciájával, ezért a továbbiakban a vágási frekvenciára írjuk elő a 25 [Hz]-es értéket.

Ahogy a (3.14) egyenlet állítja, ebben a közelítésben egy elsőrendű rendszerrel állunk szemben, kis változásokat feltételezve. Ehhez a rendszerhez kell tervezünk szabályozót, mégpedig PI struktúrában. Az ideális PI szabályozó általános átviteli függvénye:

$$W_{PI}(s) = A_p \left(1 + \frac{1}{sT_i} \right) = \frac{A_p}{T_i} \left(\frac{1+sT_i}{s} \right) \quad (3.16)$$

A felnyitott kör átviteli függvénye a következő lesz:

$$W_O(s) = W_{pfc}(s)W_{PI}(s) = P \cdot \frac{1}{1+s\frac{RC}{2}} \cdot \frac{A_p}{T_i} \left(\frac{1+sT_i}{s} \right) \quad (3.17)$$

ahol

$$P = \frac{U_g}{U_{g,max} \cdot M} \cdot \frac{R}{2} \quad (3.18)$$

Ha azt akarjuk, hogy a nevező pólusát kiejtse a számláló zérusa, akkor a következő egyenlőségnek kell fennállnia:

$$T_i = \frac{RC}{2} \quad (3.19)$$

Ekkor a következőre egyszerűsödik a felnyitott kör átviteli függvénye:

$$W_O(s) = P \frac{A_p}{T_i} \cdot \frac{1}{s} \quad (3.20)$$

Irányításelméletből tudható, hogy ennek a (3.20) egyenlettel leírható felnyitott körnek a vágási körfrekvenciáját az együttható fogja megadni:

$$\omega_c = P \frac{A_p}{T_i} \quad (3.20)$$

Mivel nekünk az $\omega_c = 25 [Hz]$ -es vágási frekvencia a cél, ezért az ismeretlen A_p meghatározása a következő egyenletből könnyedén megtörténhet:

$$A_p = \frac{T_i}{P} \cdot 25 \cdot 2\pi \quad (3.21)$$

A később ismertetendő rendszerparaméter értékeket felhasználva egy adott kívánt kimenő feszültségre és adott terhelő ellenállás értékre megtervezhető a szabályozás.

Legyenek a következők a választott értékek:

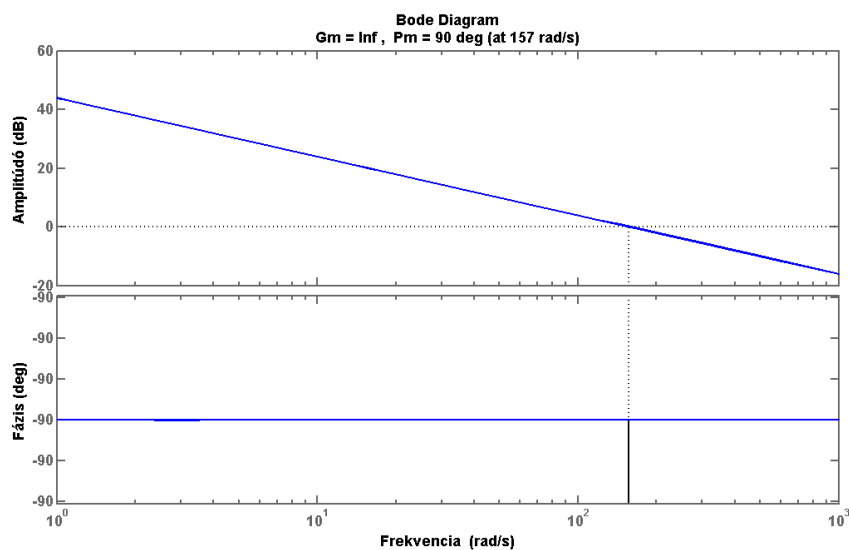
$$R_t = 400 \text{ } [\Omega] \quad U_g = 24 \text{ } [V] \quad U_{g,max} = 57,75 \text{ } [V] \quad C = 440 \cdot 10^{-6} \text{ } [F]$$

Ez alapján a következők lesznek a szabályozó paraméterei:

$$T_i = 0,088 \text{ } [s]$$

$$A_p = 0,4503 \text{ } [-]$$

A felnyitott körének Bode amplitúdó és fázisdiagramja a 3.4. ábrán látható. Ebben az esetben a zárt kör egy egytárolós tagként fog viselkedni, lengések nélkül, aperiodikusan fog beállni. Azonban törekednünk kell (a harmonikus torzítás elkerülése mellett) arra is, hogy lehetőleg minél gyorsabban álljon be a kimenő feszültség a kívánt értékére. Ehhez azonban kis túllövással érdemes irányítani a rendszert. Én ezt úgy értem el, hogy a szabályozó zérusát magasabb frekvenciák felé toltam el.

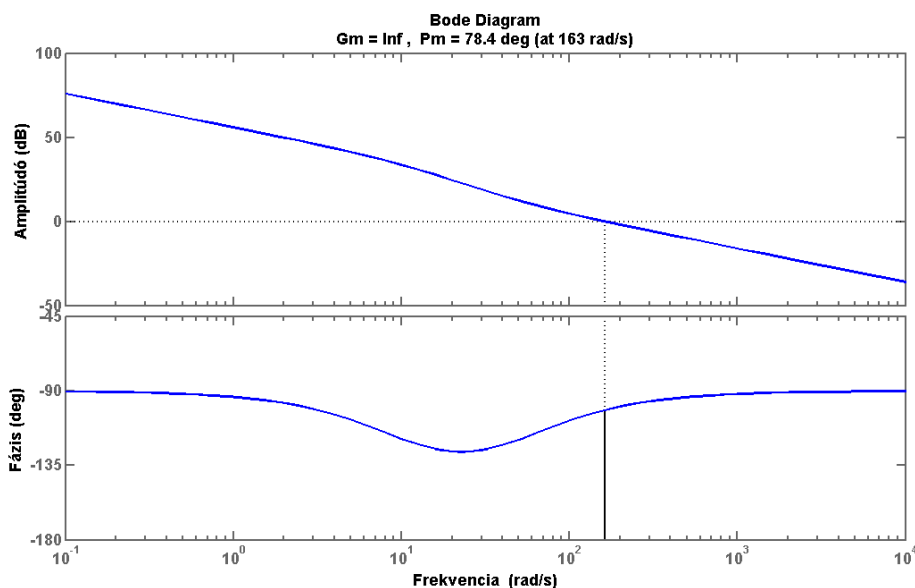


3.4. ábra: A felnyitott kör amplitúdó és fázismenete kiejtett zérus esetén

A választásom a következő lett:

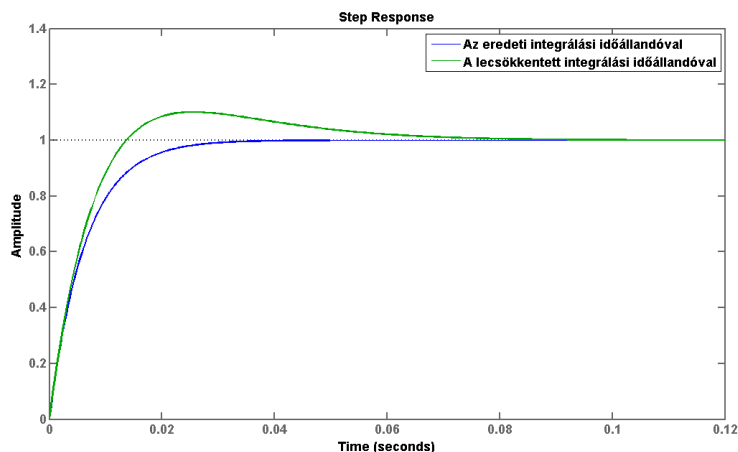
$$T_i = \frac{RC}{8} = 0,022 \text{ } [s] \quad (3.22)$$

Ebben az esetben a Bode-diagram a 3.5. ábrán látható módon fog alakulni:



3.5. ábra: Lecsökkentett integrálási időállandó esetén az amplitúdó és fázismenet

Jól látható a 3.5. ábráról, hogy a vágási frekvencia nem nőtt meg jelentősen, ebben az esetben 26 [Hz], amely még elfogadható kompromisszum a gyorsabb működésért cserébe. A fázistartalék ezen időállandó mellett $78,4^\circ$ a modell szerint, amely gyakorlatilag aperiodikus beállást biztosít kis túllendüléssel, tehát közel optimálisnak tartható. A kisjelű lineáris modell alapján az ugrásgerjesztésre adott válasz az eredetileg meghatározott és a negyedére lecsökkentett időállandó esetén a 3.6. ábrán látható.



3.6. ábra: Lecsökkentett integrálási időállandó esetén a beállítás

Mivel az implementáció során majd digitális szabályozóval lesz megvalósítva a szabályozás, ezért fontos a megfelelő mintavételi idő megválasztása. A nulladrendű tartószerv fázismenete rossz irányban változtatja a rendszerre jellemző fázistartalékot, ezért erre szokás előírni, hogy egy bizonyos szögnél többet ne rontson rajta. Ha előírjuk, hogy 5° -nál ne legyen több a fázistartalék romlása:

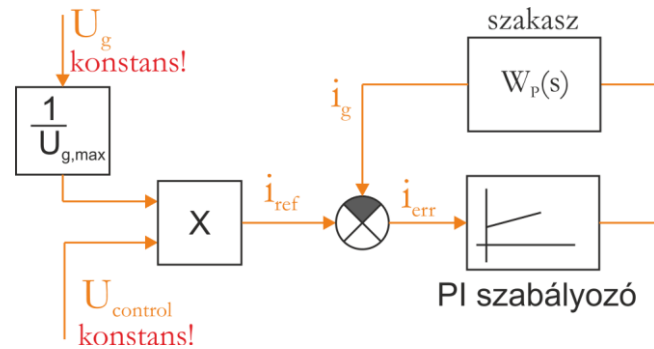
$$\omega_c T = 2 \cdot \pi \cdot \frac{5^\circ}{180^\circ}$$

$$T_s = \frac{2 \cdot \pi}{\omega_c} \cdot \frac{5^\circ}{180^\circ} \approx 10^{-3} \text{ [s]} \quad (3.23)$$

ahol T_s a feszültség szabályozó kör mintavételezési ideje. Ez 1000 [Hz]-es mintavételi frekvenciának felel meg. Tehát legalább ekkora frekvenciával kell mintavételezni a kimenő és a bejövő feszültséget a megfelelő szabályozáshoz.

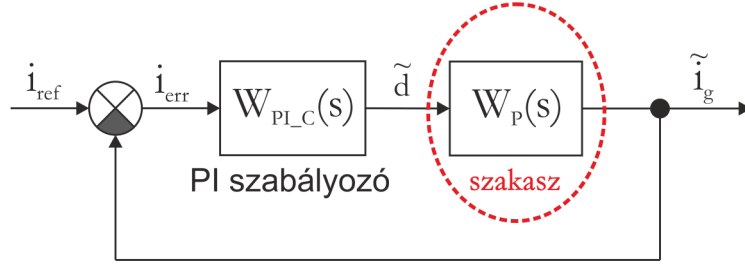
3.3. A belső áram szabályozó kör modellezése

A korábbiakban feltettük, hogy az áram tökéletesen követi a bemenő feszültség hullámformáját. Azonban ezt a jó követési tulajdonságot is szabályozással kell elérnünk. Megfelelő szabályozó választásához feltétlen ismernünk kell a szakasz dinamikus tulajdonságait. Mivel az áramszabályozási körnek több nagyságrenddel gyorsabbnak kell lennie a külső feszültség szabályozási körnél, ezért élhetünk a következő feltételezéssel: a K kapcsoló egy kapcsolási periódusára nézve a lassan változó bemenő feszültség konstansnak tekinthető. Ez jogos közelítés, ugyanis míg a bemenő feszültség a vonali feszültség kétszeresének frekvenciájával bír (100 Hz), addig a kapcsolási frekvencia több 10 kHz lesz. A feszültség szabályozó tervezésekor már láttuk, hogy annak sáv szélessége 25 Hz környékén alakul, tehát a bemenő kontrol feszültség frekvenciája is ilyen nagyságrendű. Tehát ez utóbbit is tekinthetjük egy kapcsolási periódusra nézve konstansnak. A 3.1. ábra jelölései alapján tehát az áram szabályozó kör a következőkből fog állni:



3.7. ábra: Az áram szabályozó bemenő jelei

A szorzás nemlinearitását ki tudjuk küszöbölni a két bemenő értékének konstansként való kezelésével, és így máris egy konstans értéket kapunk i_{ref} -ként, amely majd az alapjelet adja az áramszabályozó körnek. A klasszikus soros kompenzálás hatásvázlatának formájára átalakítva a fenti ábrát a következő adódik:



3.8. ábra: Az áramszabályozó kör

Az első feladat a pirossal bekeretezett szakasz lineáris modelljének megalkotása. Mivel alapvetően az egész rendszer nemlineáris, ezért csak egyes munkapontok körüli kis változásokra tudjuk a rendszer viselkedését megvizsgálni. Az így kapott közelítő szabályozó adatokat később szimulációk segítségével finomíthatjuk, tökéletesíthetjük majd.

Kiindulási alapként vegyük szemügyre a (2.9) állapotter modell differenciálegyenleteit:

$$\frac{di_g}{dt} = \frac{U_g - (1-D) \cdot u_c}{L} \quad (3.24a)$$

$$\frac{du_c}{dt} = \frac{(1-D)}{L} \cdot i_g - \frac{u_c}{R \cdot C} \quad (3.24b)$$

Írjuk fel a változókat egy állandó tag és egy kicsi időben változó komponens összegeként:

$$\frac{d(I_g - \tilde{i}_g)}{dt} = \frac{U_g - (1-(D+\tilde{d})) \cdot (U_c + \tilde{u}_c)}{L} \quad (3.25a)$$

$$\frac{d(U_c - \tilde{u}_c)}{dt} = \frac{(1-(D+\tilde{d}))}{L} \cdot (I_g + \tilde{i}_g) - \frac{(U_c + \tilde{u}_c)}{RC} \quad (3.25b)$$

Kifejtve a (3.25a) egyenlet szorzásait:

$$\frac{dI_g}{dt} - \frac{\tilde{i}_g}{dt} = \frac{U_g - (1-D) \cdot U_c - (1-D) \cdot \tilde{u}_c + \tilde{d} \cdot U_c + \tilde{d} \cdot \tilde{u}_c}{L}$$

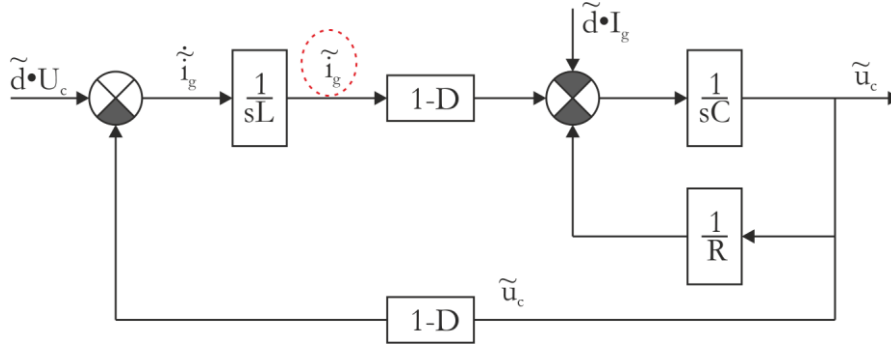
Az egyenáramú komponensek (3.24a) alapján kiejtik egymást. Emellett mivel kis megváltozásokat vizsgálunk, ezért a két kisjelű változó szorzatát elhanyagolhatjuk, hisz két kis érték szorzata nagyon kis érték lesz (másodrendben kicsi). Mindezek után a következő adódik:

$$\frac{\tilde{i}_g}{dt} = \frac{-(1-D) \cdot \tilde{u}_c + \tilde{d} \cdot U_c}{L} \quad (3.26)$$

Ugyanezen lépéseket elvégezve (3.25b)-re is a következőt kapjuk végeredményül:

$$\frac{\tilde{u}_c}{dt} = \frac{(1-D) \cdot \tilde{i}_g - \tilde{d} \cdot I_g}{C} - \frac{\tilde{u}_c}{RC} \quad (3.27)$$

(3.26) és (3.27) alapján felrajzolható a boost konverter linearizált blokkdiagramja arra az esetre, amikor is a bemenő feszültséget konstansnak tekintettük. Ezt a 3.8. ábrán láthatjuk.



3.8. ábra: Az átlagolt állapotter modell hatásvázlata

Ezt kell átalakítanunk úgy, hogy átviteli függvényt kapjunk $\tilde{d}$ és $\tilde{i}_g$ között. Ehhez először Laplace-transzformáltam a (3.26) és (3.27) egyenleteket:

$$s\tilde{i}_g = \frac{-(1-D)\cdot\tilde{u}_c + \tilde{d}\cdot U_c}{L} \quad (3.28)$$

$$s\tilde{u}_c = \frac{(1-D)\cdot\tilde{i}_g - \tilde{d}\cdot I_g}{C} - \frac{\tilde{u}_c}{RC} \quad (3.29)$$

A (3.29) egyenletből $\tilde{u}_c$ -ot kifejezve:

$$\left(s + \frac{1}{RC}\right)\tilde{u}_c = \frac{(1-D)\cdot\tilde{i}_g - \tilde{d}\cdot I_g}{C} \rightarrow \tilde{u}_c = \frac{R[(1-D)\cdot\tilde{i}_g - \tilde{d}\cdot I_g]}{sRC + 1} \quad (3.30)$$

Ezt behelyettesítve a (3.28)-ba, a részeredményeket nem közölve, $\tilde{i}_g$ -ra kifejezve a végeredmény:

$$\tilde{i}_g = \frac{\tilde{d}[I_g \cdot (R - D \cdot R) + U_c + C \cdot R \cdot s U_c]}{sL + R(1 - 2D + D^2 + s^2 LC)} \quad (3.31)$$

Ebben a kifejezésben már csak $\tilde{d}$ és $\tilde{i}_g$ szerepelnek, mint változók. Így már tudunk átviteli függvényt definiálni a hányadosukból:

$$W_p(s) = \frac{\tilde{i}_g(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{[I_g \cdot (R - D \cdot R) + U_c + C \cdot R \cdot s U_c]}{sL + R(1 - 2D + D^2 + s^2 LC)} \quad (3.32)$$

(3.32)-ben egyelőre ismeretlen D és I_g értéke. Ezeket kell valamiféleképpen kifejezni a rendszer paramétereivel. Ehhez a boost konverter állandósult állapotbeli egyenletei szolgálnak segítségül. A (2.13) egyenletet felhasználva a kitöltési tényező állandósult állapotbeli értéke:

$$D = 1 - \frac{U_g}{U_c} \quad (3.33)$$

Emellett a kimenő feszültség és a bemenő áram között fennáll a következő egyenlőség:

$$U_c = (1 - D) \cdot I_g \cdot R$$

Ebből kifejezve a bemenő áram állandósult állapotbeli értékét:

$$I_g = \frac{U_c}{(1-D)R} \quad (3.34)$$

(3.33)-at és (3.34)-et behelyettesítve (3.32)-be és egyszerűsítés után a következő adódik:

$$W_p(s) = \frac{(2+sRC) \cdot U_c^3}{s^2 L \cdot C \cdot R \cdot U_c^2 + sL \cdot U_c^2 + R \cdot U_g^2} \quad (3.35)$$

Ez tehát az átviteli függvény a kitöltési tényező kis megváltozása és az áram megváltozása között.

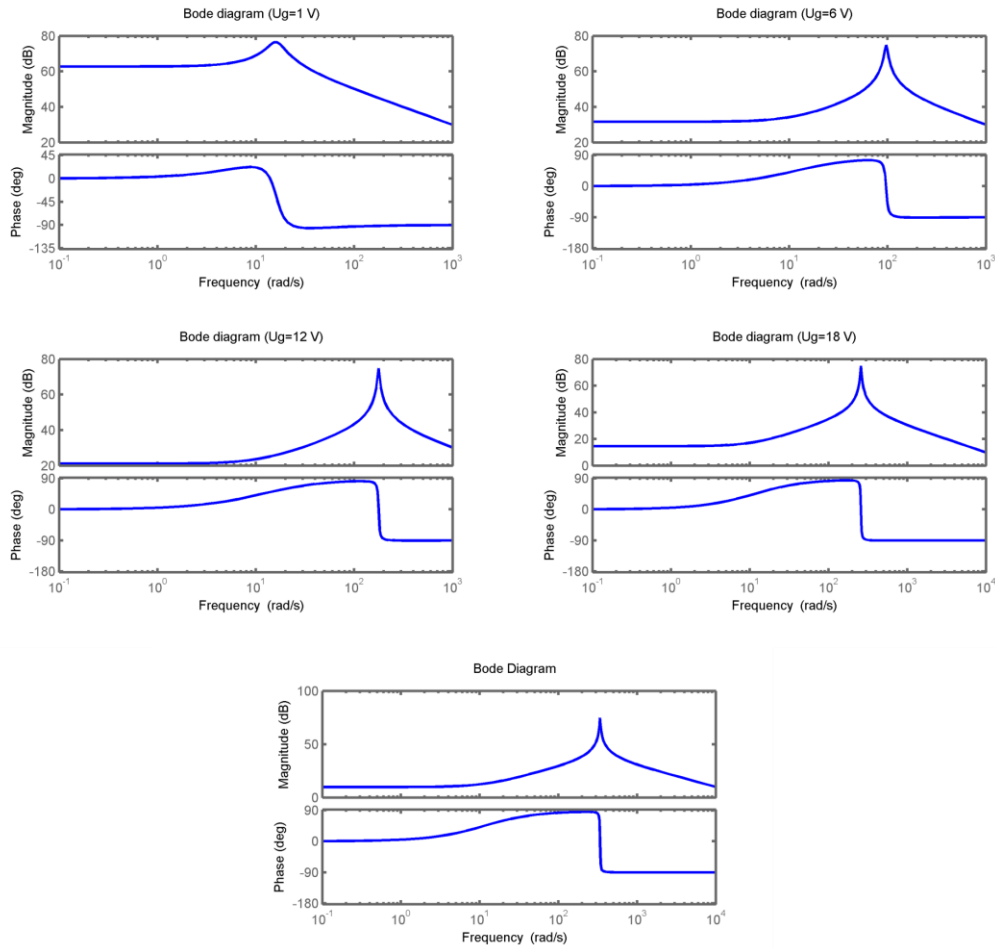
A karakterisztikus egyenlete:

$$s^2 L \cdot C \cdot R \cdot U_c^2 + sL \cdot U_c^2 + R \cdot U_g^2 = 0 \quad (3.36)$$

Ezt a klasszikus $s^2 T^2 + 2\xi Ts + 1 = 0$ alakra hozva T és ξ kifejezésére a következők adódnak:

$$T = \frac{1}{\omega_0} = \sqrt{\frac{LC \cdot U_c^2}{U_g^2}} \quad (3.37)$$

$$\xi = \frac{L \cdot U_c^2}{2R \sqrt{\frac{LC \cdot U_c^2}{U_g^2}} \cdot U_g^2} = \frac{L \cdot U_c^2}{2R \cdot T \cdot U_g^2} \quad (3.38)$$

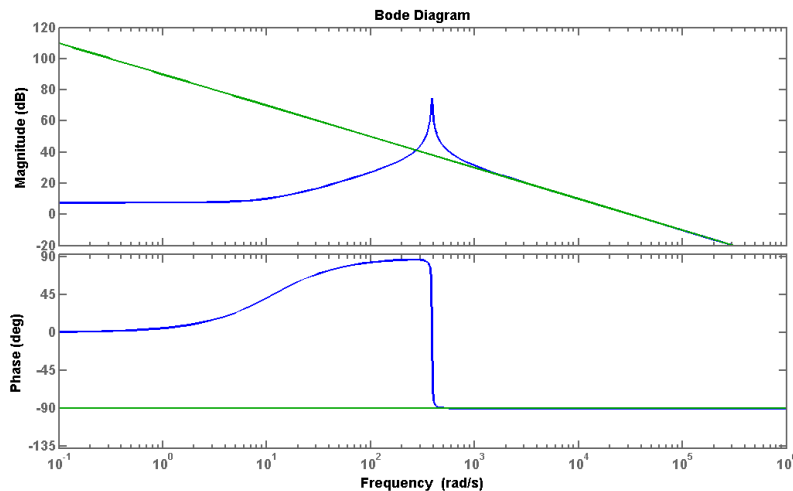


3.9. ábra: A szakasz Bode-diagramja különböző U_g esetén

Vizsgáljuk a bemenő és a kimenő feszültségek hatását ezekre a kifejezésekre. Ha csökken a bemenő feszültség, vagyis U_g , akkor T meg fog nőni, ami a rendszer sajátkörfrekvenciájának csökkenéséhez vezet, tehát lassabban fog tudni reagálni a változásokra. A másik oldalon azonban ξ megnő, ami kedvező jelenség lehet, hisz hamarabb lecsengenek az esetleges lengések a rendszerben. A kimenő feszültség növelésével T nőni fog, tehát ez is lassítja a működést, jóllehet a csillapítás ebben az esetben is nőni fog.

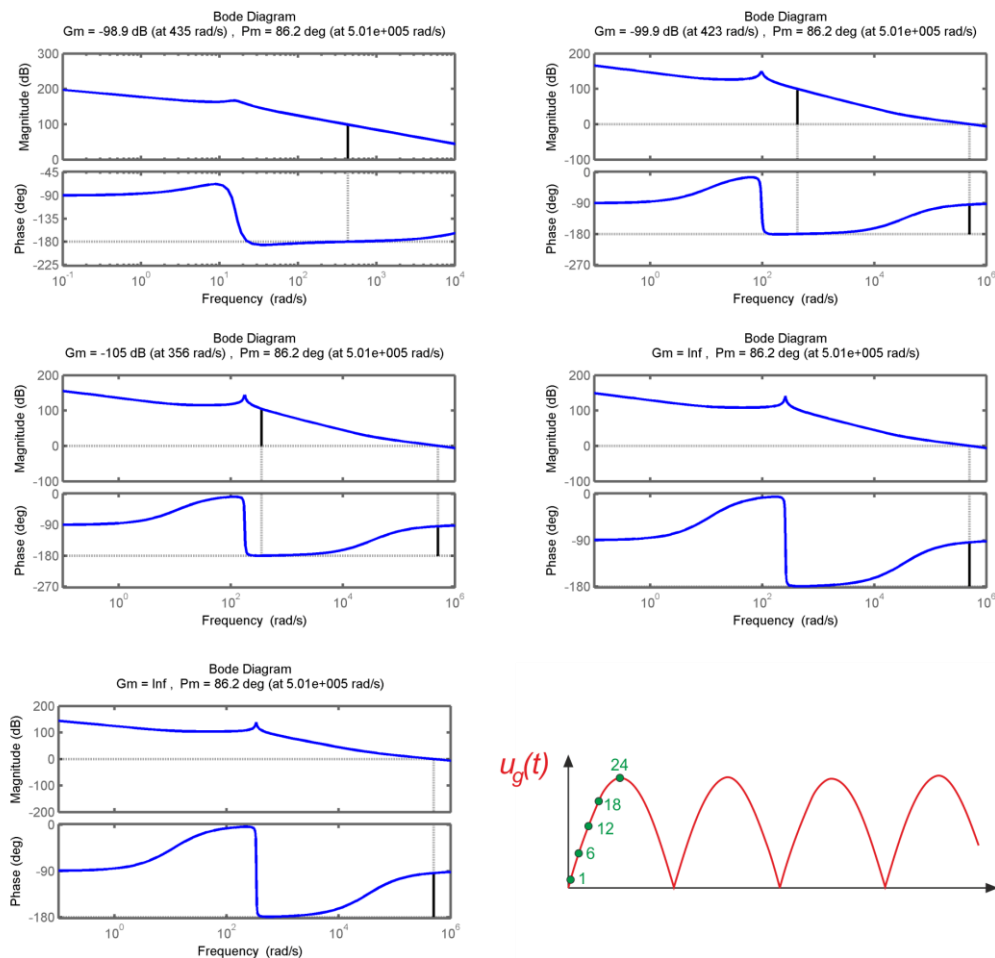
Az ebben a fejezetben már korábban megválasztott értékek mellett és $U_c = 65$ [V] választással rajzoljuk ki a rendszer Bode-diagramját különböző U_g bemenő feszültség értékeknél. A (3.35) átviteli függvényből tisztán látszik, hogy a szakasz pólusai függenek a bemenő feszültség értékétől. A 3.9. ábrán látható hogyan alakul az átviteli függvény különböző U_g esetén. A rendszer rendelkezik egy zérussal, és egy komplex konjugált póluspárral. Kiragadott példaként $U_g = 24$ V esetén a zérus helye $z_1 = \frac{2}{RC} \approx \frac{125}{11} = 11,3636$, a pólusokhoz tartozó időállandó pedig a (3.37) szerinti, a reciproka numerikusan: $\frac{1}{T} = 385,96$.

Jól látható, hogy a domináns póluspár erősen alulcsillapított, főleg nagyobb bemenő feszültség esetén. Ehhez a szakaszhoz kell szabályozót tervezni. Hogy állandósult állapotban ne legyen szabályozási hiba, ezért célszerű integrátor helyezni a szabályozó körbe. Ebben az esetben is PI szabályozót alkalmaztam. Az arányos erősítést úgy kell megválasztani, hogy az eredő zárt rendszer sáv szélessége elegendően nagy legyen ahhoz, hogy megfelelően követni tudja a 100 [Hz]-el változó bemenő feszültséget. A szabályozó optimális paramétereit Matlab Simulink segítségével határoztam meg. Ezen tervezés során jól látható a lineáris modell hiányossága, hogy nem tudja kimutatni a kapcsolásokból származó nemlinearitásokat, ugyanis gyakorlatilag bármekkora erősítés mellett stabilnak mutatja a rendszert, jóllehet a valóságban ez nincs így. A szabályozót is magába foglaló felnyitott kör Bode-diagramja különböző U_g feszültségek esetén a 3.11. ábrán látható. A Bode-diagramok mellett fel van tüntetve, hogy az egyes kiragadott munkaponti U_g feszültség értékek az $u_g(t)$ időfüggvényén hol foglalnak helyet.



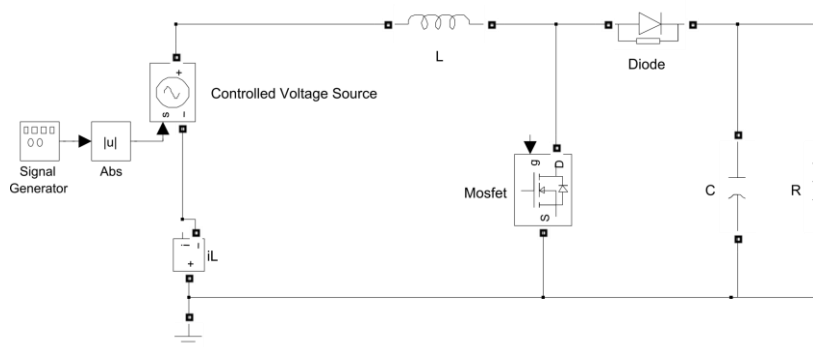
3.10. ábra: A szakasz itt levezetett és a nagyfrekvenciás közelítése

A [10]-es szakirodalom az áramra vonatkozó átviteli függvényt egyszerűen a nagyfrekvenciás közelítésével helyettesíti, amely $\frac{U_c}{sL}$, tehát egy integráló szakasz. Ha ezt összevetjük az itt levezetett átviteli függvénnyel, akkor látható, hogy nagyjából $5 \cdot 10^3 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$ felett már aszimptotikusan közelíti a bonyolultabb modellt. Mindez a 3.10. ábrán látható, ahol is a zölddel jelölt amplitúdó menet tartozik a nagyfrekvenciás közelítéshez, míg a kék a (3.35) egyenlet átviteli függvényéhez.



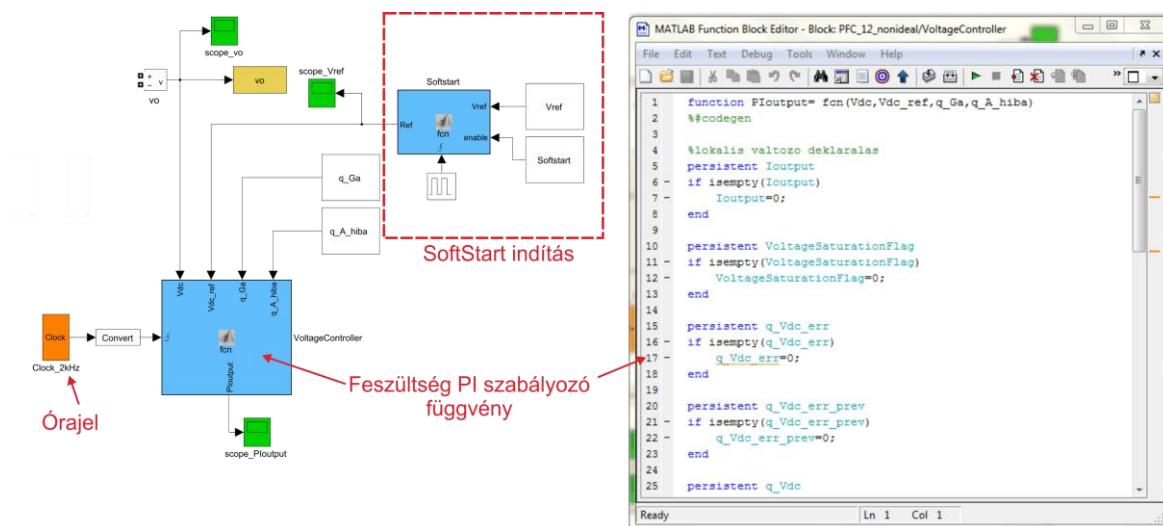
3.11. ábra: Az felnyitott kör Bode-diagramja

Érezhető, hogy ezek a lineáris modellek nem nyújtanak elegendő információt a rendszer viselkedéséről, végleges szabályozási paramétereket nem nyerhetünk a segítségükkel. Sokkal inkább egy jó kezdeti becslést adnak arra, hogy milyen nagyságrendben is érdemes keresnünk a megfelelő paramétereket.



3.13. ábra: A boost konverter és az egyenirányított bemenő váltakozó feszültség modellezése

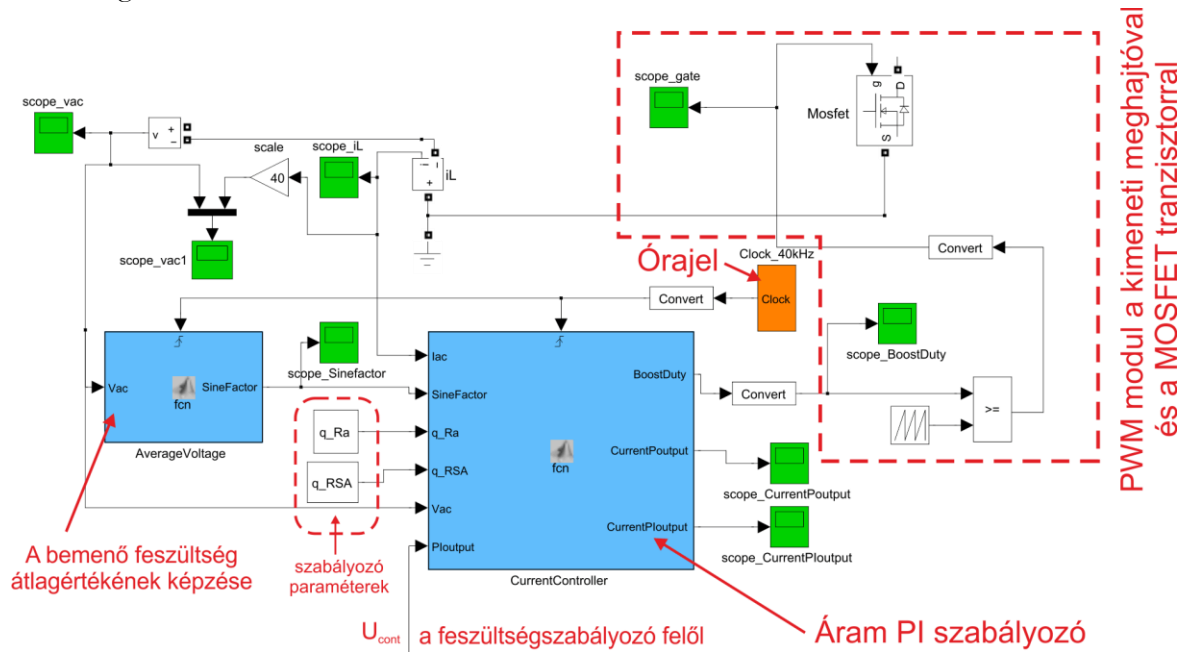
- c) A feszültség PI szabályozó: ez felelős a kimenő feszültség referencia értékén tartásáért. Magából a PI szabályozóból, a hozzá tartozó órajel blokkból és egy ún. „Softstart” algoritmusból áll. Ez utóbbi a referencia feszültség fokozatos állítását teszi lehetővé, és így elkerülhető a hirtelen kimeneti feszültségugrás. A kékkel színezett blokkok úgynevezett „Matlab Embedded Function”-ök, amelyek lehetővé teszik, hogy azt a programkódot futtathassuk a modellben, amely magán a processzoron is fut. Teljes egészében nem egyezik meg a két kód, hiszen a dsPIC processzoron majd 16 bites fixpontos számokkal történik minden számolás, itt azonban 64 bites lebegőpontos számolásokat végzünk, de maga a szabályozást végző kód ugyanaz. Érdekes lehet esetleg megvizsgálni később, hogy milyen változásokat okoz a rendszerben a paraméterek és mért értékek numerikus csönkolása, erre a TDK munkámban nem tértem ki. A 3.14. ábrán látható ez a főbb egység, és a feszültségszabályozó blokk kódjának egy részlete.



3.14. ábra: Feszültségszabályozó blokk és a beágyazott függvény egy részlete

- d) Az áram PI szabályozó: áll a szabályozási algoritmust megvalósító PI szabályozóból, a hozzá tartozó órajel forrásból, a számításokhoz szükséges bemenő feszültség átlagképzőből és egy PWM kimeneti modulból. Ez utóbbi kap egy 0 és 1 közötti értéket, felskálázza a dsPIC

mikrokontroller PWM modulja által értelmezhető értékre, amelyből pedig kimenetként kapunk egy PWM jelet. Ezt átvezetjük (a Matlab modellben nem részletezett) kimeneti meghajtó egységen, és a MOSFET tranzisztor Gate lábára adjuk. Magán az áram szabályozó blokkon belül történik meg a feszültségszabályozó kimenetként kapott U_{cont} jel, és a bemenő feszültség összeszorozása.

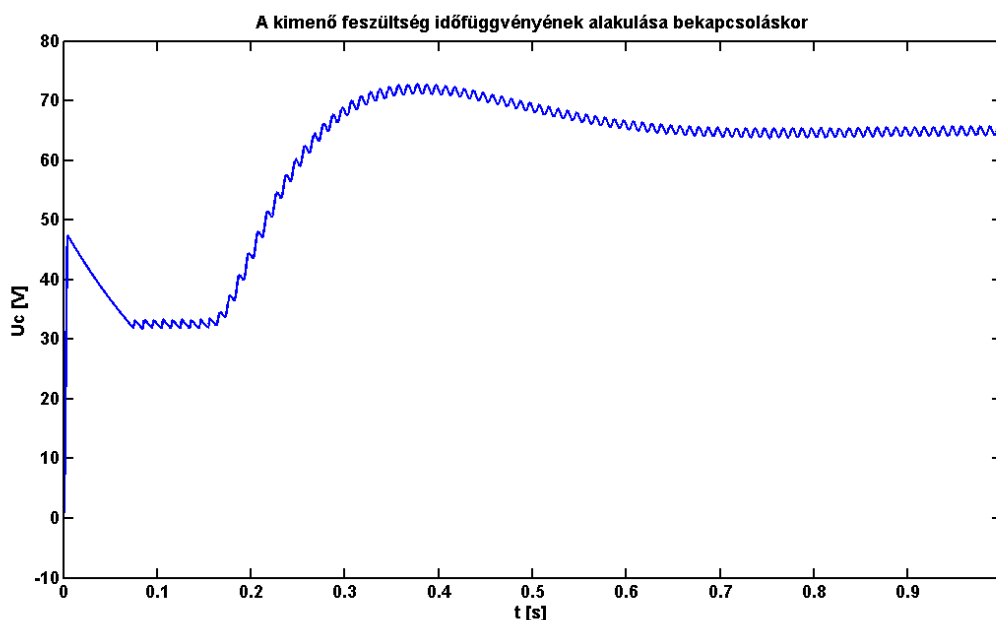


3.15. ábra: Áramszabályozó blokk

A modellben lehetőség van az egyes teljesítményelektronikai elemek (mint a használt MOSFET tranzisztor és a dióda) nem ideálisként való figyelembevételére. A tranzisztor esetén az egyik legfontosabb ilyen beállítható paraméter a Drain-Source bekapcsolt állapotbeli ellenállás, amely az általam választott MOSFET esetén $R_{DSon} = 0,55 \text{ } [\Omega]$. A dióda esetén pedig természetesen a legfontosabb a nyitófeszültség, amely jelen esetben $U_f = 0,7 \text{ } [V]$. A szimulációkat szinte kivétel nélkül ilyen, a valósághoz közelebb álló kapcsolóelemekkel végeztem, hogy minél jobb képet kaphassak a működésről. Látható, hogy a két szabályozó különböző órajelekről üzemel. Ennek legfőbb oka, hogy a feszültségszabályozó esetében felesleges túl kicsi mintavételi időt beállítani, hiszen a zárt kör sávszélességéhez igazodóan a (3.23) egyenlet alapján elegendő lenne 1 kHz-es mintavételi frekvencia is, de a biztonság kedvéért ezt megnöveltem 2 kHz-re. A lineáris modell ugyanis elrejthet előlünk olyan viselkedési formákat, amelyek indokoltá tennék egy kicsivel nagyobb mintavételi frekvencia alkalmazását. Az áramszabályozó esetén a processzor képességeihez igazodóan választottam meg a mintavételi frekvenciát 40 kHz-re. A processzor képes lenne ennél nagyobb, 60 kHz-es mintavételi frekvenciára is, de mivel a veszteségek alacsonyan tartása miatt a kapcsolási frekvenciát sem emeltem 40 kHz fölé, ezért feleslegessé vált a mintavételezési sebességet ennél magasabbra állítani.

A korábban ismertetett paraméterértékek mellett megvizsgáltam a rendszer működését a nemlineáris modellel is. Először a lineáris analízis során nyert paraméterértékekkel szimuláltam le. Mivel az áramszabályozó kör esetében gyakorlatilag bármilyen erősítéshez lehetett találni a lineáris modell szerint olyan integrálási időállandót, hogy a rendszer lengések nélkül tudjon beállni, ezért

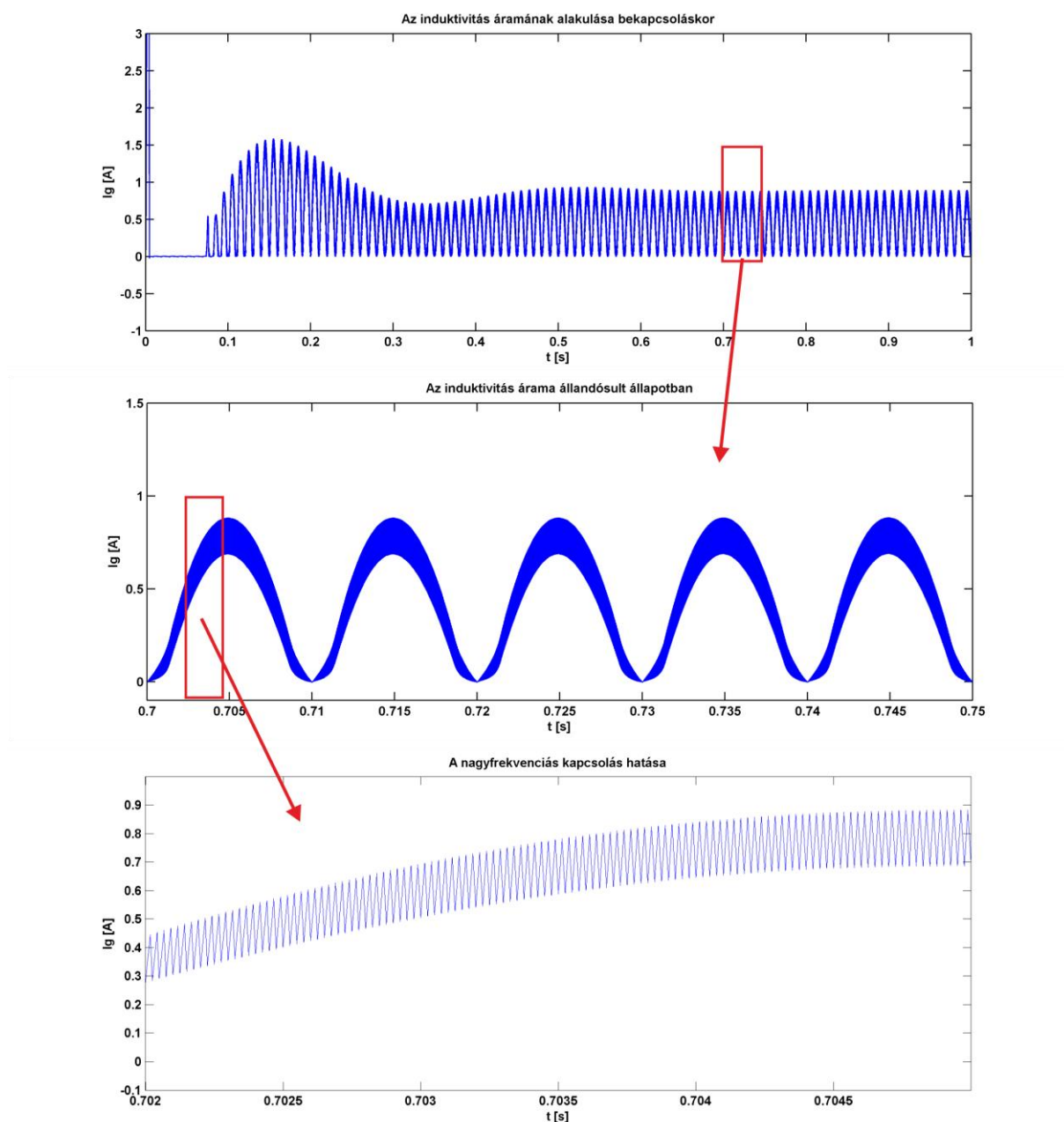
itt már tesztelt értékekkel mutatom be a szabályozás e részét. Bekapcsoláskor a kimeneti kondenzátornak először fel kell töltnie, csak utána indulhat el a szabályozás. Ez látható a **3.16. ábrán** is. $t = 0$ -ban bekapcsoljuk a konvertert, és ekkor a kezdeti szakaszban az időállandója szerint a kondenzátor feltöltődik egy bizonyos feszültségre, rendszerint nagy áramfelvétel mellett, majd miután lecsökkent ez a feszültség, csak utána fog a szabályozás elindulni.



3.16. ábra: A kimenő feszültség alakulása a nemlineáris modell szerint

Jellegre a kimenő feszültség lecsengése nagyon hasonló a lineáris modell által előre jelzethez.

Ezzel egy időben az áramot is megvizsgálva látható, hogy valóban nagy áramcsúcs alakul ki bekapcsoláskor, amely káros lehet az áramköri elemekre. Ezt majd figyelembe kell venni a tervezéskor, védekezni kell ellene. A **3.17. ábrán** látható az áram időfüggvénye először a teljes vizsgált 1 [s]-os tartományra, majd pedig egyre finomabb részleteket kiragadva. A középső grafikonok jól látható, hogy az áram burkológörbéje valóban szinuszos hullám. Jobban ránagyítva láthatóak az egyes kapcsolási periódusok.



3.17. ábra: Az induktivitás áramának időfüggvénye bekapcsoláskor, majd állandósult állapotban

IV. A PFC áramkör megtervezése és elkészítése

4.1. A kapcsolás megtervezése

Az előzetes szimulációk után következhetett az áramkör megtervezése. Tervezőrendszerként a Cadsoft EAGLE 6.1 szoftvert választottam előzetes ismereteim és egyszerű kezelhetősége miatt. Mivel már a tavalyi évben is terveztem egy teljesítményelektronikai áramkört (akkor egy motorvezérlő félhidas kapcsolást), ezért már kicsit nagyobb tapasztalattal vágtam bele az alkatrészek összeválogatásába. Az alapkapcsolás adott, ehhez kell a megfelelő elemeket és mérési módszereket kiválasztani. Ahogy az a [3.1. ábráról](#) jól látható, 3 mennyiséget kell mérnünk: a bejövő egyenirányított feszültséget, a kimenő feszültséget és az induktivitás áramát. A feszültségmérést feszültségosztó segítségével oldottam meg.[3]

Mivel jelenlegi formájában a kapcsolás 24 V-os váltakozó áramú bemenő feszültségről üzemel (amelyet egy 230/24 V transzformátor állít elő), ezért a mérési tartomány megfelelő kihasználása érdekében a bemenő feszültség leosztási aránya 2:35, azaz a maximális bemenő feszültség 57,75 V. Erre a leosztásra azért van szükség, mert az általam használt dsPIC AD átalakítója maximálisan 3,3 V-os feszültségig képes az átalakításra, és 3,6 V felett már károsodhat is az elektronikája. A használt transzformátor üresjárásban nagyjából 27 V feszültséget szolgáltat, amely 38 V-os feszültségcsúcsot jelent. Terhelve ez természetesen kisebb, azonban a legrosszabb esetre is felkészülve ezt egy 1,5-szeres biztonsági tényezővel vettem figyelembe, és így alakult ki a fent jelzett leosztási arány.

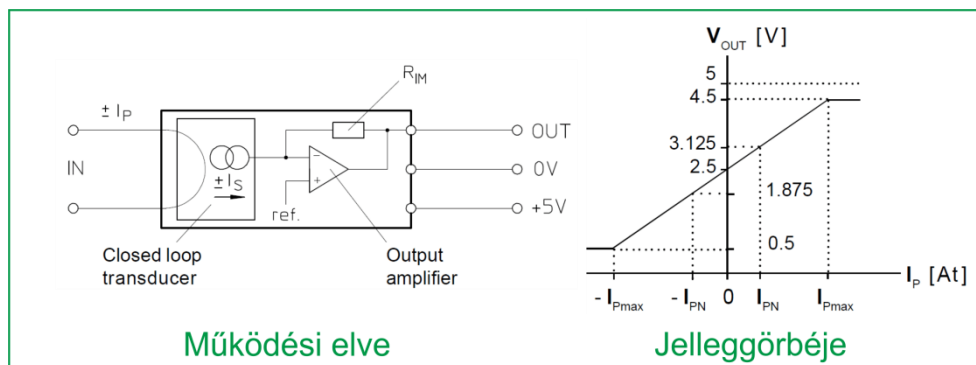
A kimenő feszültség maximális mérhető értéke 126,5 V, amelyet 3:115-szörös leosztási aránnyal érhetünk el (szabványos ellenállásértékekből adódik). A kapcsolás képes lenne ennél nagyobb feszültség kiadására is, azonban a méréseinkhez ez a tartomány elegendő. Másik szempont, ami miatt ennyire van korlátozva a kimenő feszültség az az, hogy nagy kitöltési tényezők mellett már nagyok lennének a veszteségek is, ami többek között a tranzistor melegeedésében nyilvánulna meg. Ezt elkerülendő szoftveresen is lekorlátoztam a kitöltési tényező maximális értékét, s ez által a maximális kimenő feszültséget is.

$$D_{max} = 0,78 [-] \rightarrow U_{ki,max}(U_g = 24) = 110 [V]$$

Ez akkor is hasznos, ha valamilyen oknál fogva megszűnik a visszacsatolás a kimenetről, és a szabályozó azt „érzékel”, hogy a kimenő feszültség 0 V. Ekkor - ha nem lenne korlátozás - a kitöltési tényezőt 1-re növelné, ami minden bizonnyal az áramkör meghibásodásához, tönkremeneteléhez vezetne.

Az áramot más módszerrel, egy *Hall-elemes szabályozott körű áramtávadóval* mérjük, amely galvanikus leválasztást is biztosít a mérendő kör, és a szekunder köre között. Az alkatrész neve LEM LTS-6NP, adatlapja megtalálható a [Függelékben](#). Alkalmas váltakozó és egyenáram mérésére is, és a gyártó kifejezetten ajánlja kapcsolóüzemű tápokba. Másik nagy előnye, hogy az áramkörbe

helyezése nem okoz járulékos veszteségeket, köszönhetően nagyon kicsi primer ellenállásának és induktivitásának.



4.1. ábra: Az áramszenzor működési elve és jelleggörbéje

6 db nagyáramú kivezetése van, amelyeket különböző módon összekötve változtatható a szenzor mérési tartománya. Az adatlap mindent a névleges egységekhez viszonyít. A 4.1. ábra jelleggörbéjén is látható, hogy I_{pn} névleges primer áram 0,625 V feszültségváltozást hoz létre a kimenetén. Azt a bekötési módot alkalmaztam, amikor is a névleges áram $I_{pn} = 2 \text{ A}$. Ennél persze sokkal nagyobb áramokat is tudunk vele mérni, hiszen a 2,5 V-os élő nulla feszültségéhez képest akár 2 V-tal nagyobb feszültséget is ki tud adni, ami 6,4 A-nek felelne meg. Üzemszerű állapotban ekkora feszültségek nem fognak kialakulni a tervezett áramkörben. Sajnos a szenzor a mi céljainknak nem képes elegendően nagy feszültségű kimenetet produkálni, ezért a később részletesen tárgyalt külön szűrő és kondicionáló egységgel még fel kell erősíteni a jelét, és ezt az állandó 2,5 V-os alapjelet el kell távolítani. Cserébe előnyös tulajdonsága, hogy nem szükséges a működéséhez negatív tápfeszültség (mint ahogyan pl. egyes Honeywell áramszenzorokhoz), elegendő csupán 5 V-os feszültség. Ez jelentősen leegyszerűsíti a tápellátó kör tervezését.

Az eredeti tervekhez igazodva az áramköri elemeket úgy választottam ki, hogy akár 400 V-os kimenő feszültség elviselésére is képesek legyenek. Éppen ezért jó minőségű, nagy feszültségtűrő és nagy áramokat elviselni képest *diódát és MOSFET tranzisztort* választottam, mindkettőt az International Rectifier (IR) termékei közül. A dióda típusa IR BYT79-500, amely akár 500 V-os záróirányú feszültséget is elvisel, kis nyitási feszültségesése van, és nagyon gyors működésű, ez is kifejezetten kapcsolóüzemű berendezésekbe ajánlott. A MOSFET tranzisztor szintén IR gyártmány, nevezetesen IRF740-es típus, amely főbb jellemzői az akár 400 V-os Drain-Source feszültség, akár 10 A-es folyamatos áram és emellett kicsi bekapcsolt állapotbeli ellenállás, és csökkentett Gate kapacitás, amely által kisebb áramú meghajtó áramkör is elegendő a megfelelően gyors működtetéséhez. További jellemzői a Függelékben olvashatóak az adatlapján.

A MOSFET tranzisztor gyors bekapcsolásához nagy áramimpulzusok szükségesek, ezt egy direkt erre kifejlesztett *meghajtó áramkör* képes biztosítani. Választásom a gyártóval kapcsolatos korábbi pozitív tapasztalatok alapján az IR2125 nevű meghajtóra esett. Ez egy tranzisztor meghajtására képes, amely lehet magas- és alacsony oldali is, tehát univerzálisan használható. Ebben az esetben, mint alacsony oldali meghajtó fog működni. Van egy testvérmodellje is, amely csak alacsony oldaliként tud működni, nevezetesen az IR2121, de az előbbi könnyebb volt beszerezni, ezért azt választottam. A mi szempontunkból lényegi különbség a kettő működésében nincs. Nagyon

gyorsan tud kapcsolni, tipikusan 150 ns alatt képes be illetve kikapcsolni a FET-et, mindezt nagy áramokkal teszi. Rendelkezik áramérzékelő lábbal is, amely túláram esetén lekapcsolja a kimenetet, de én ezt a funkciót nem használom benne. Előnyös tulajdonsága, hogy bemenete illeszkedik a dsPIC által használt 3,3 V-os logikai szintekhez is, tehát közvetlenül vezérelhető. Maga a meghajtó úgynevezett „bootstrap” elven működik, de mivel ebben az alkalmazásban (alacsony oldal) nem használjuk ki ezt a tulajdonságot, ezért nem részletezném a működési elvet. A lényege, hogy segítségével a magas oldali, tehát a meghajtó saját tápjához képest akár több 100 V-tal is magasabb source feszültségű FET-eket is képes bekapcsolni egy „lebegő” kondenzátor és egy dióda felhasználásával [9]. Limitáló tényező lehet, hogy teljes kitöltési tényező mellett nem képes működni hosszabb távon. A gyártó honlapján elérhetőek segédletek, amelyek segítségével ki lehet számolni, hogy mekkora kapacitások szükségesek a helyes működéshez, emellett ajánlásokat is találunk. A kapcsolási rajzban az ajánlott értékekkel megépített áramkör látható. További leírás a [Függelékben](#) található rövidített adatlapon, illetve a gyártó honlapján (www.irf.com) érhető el.

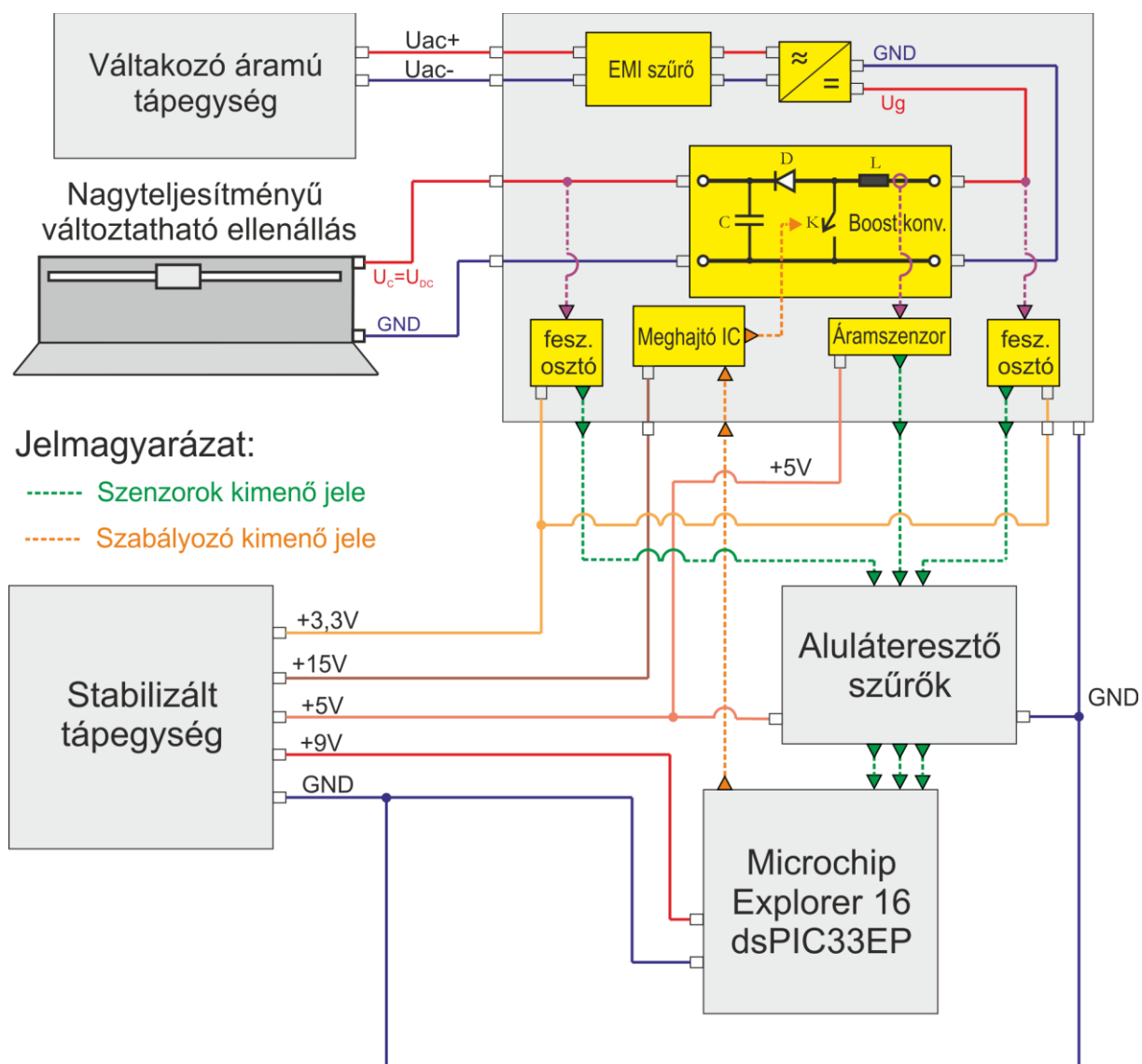
A FET meghajtó működéséhez szükség van állandó, maximum 25 V-os tápfeszültségre. Ha a PFC alkalmazásában már definiáljuk, hogy milyen bemenő feszültségről (esetleg feszültség tartományról) fog üzemelni, akkor ez alapján egy feszültség csökkentő transzformátort, majd utána egy 15 V-os feszültség stabilizátort alkalmazva nincs szükség külső táplálásra a működéshez. Azonban mivel ez egy kísérleti panel, ezért fenntartva a különféle bemenő feszültséget lehetőségét egy külső feszültségforrásból nyerjük a működéséhez szükséges +15 V-ot. Ugyanígy az áramszenzor +5 V-os tápfeszültsége is erről a tápról érkezik, a +3,3 V-os referenciához hasonlóan. Ez utóbbi a dsPIC mikrokontroller felé menő jeleknél használt. A szerepe az, hogy az esetlegesen fellépő túlzottan magas, illetve túlzottan alacsony feszültségeket levágja, és ezáltal megvédje a processzort a károsodástól. Ugyanis az nem képes elviselni a mindenkori tápfeszültségénél +0,3 V-tal magasabb, illetve a földjéhez képest -0,3 V-tal alacsonyabb feszültséget. Az alkalmazott Shottky-diódáknak éppen 0,3 V a nyitófeszültségük, így alkalmasak a digitális rész védelmére.

Ahogy korábban említettem, a boost konverter topológia védtelen a nagy bekapcsolási áramoktól, éppen ezért ennek megoldásáról valamiképpen gondoskodni kell. Ezért lett elhelyezve a bemeneti oldalon egy *NTC ellenállás*, amelynek negatív hőmérsékleti együtthatója van, azaz a hőmérséklet növekedésére csökkenő ellenállással válaszol. Szobahőmérsékleten nagyjából 4,7 [Ω] ellenállással bír, amely a rajta disszipálódó teljesítménytől és a hőátadástól függően lecsökken valamilyen értékre. A rajta disszipálódó teljesítmény négyzetesen függ az áramtól, tehát nagyobb terhelések esetén, amikor megnő az áramigény, akkor felmelegszik az alkatrész, lecsökken az ellenállása, és ezáltal biztosítja, hogy nagyobb áramok folyhassanak az áramkörben. Állandósult állapotban kialakul az egyensúlyi hőmérséklete és ellenállása. Noha veszteségként jelentkezik a rajta disszipálódó teljesítmény, de ezt ellensúlyozza kedvező tulajdonsága, miszerint a bekapcsolási áramcsúcsot jelentősen korlátozni tudja.

44

Az egyenirányítás előtt a bemeneten elhelyezésre került egy *elektromágneses interferenciaszűrő*. Noha a PFC konverter célja, hogy minél kisebb áram felharmonikus tartalommal szennyezze a hálózatot, az általa keltett nagyfrekvenciás zavarokat még le kell szűrni, nehogy a tápvonalba kerüljenek és esetleg ezzel gondot okozzanak. Hosszas után olvasást követően és több alkalmazási példát is átnézve a kapcsolási rajzon (4.2. ábra) látható kialakítású bemeneti EMI szűrőt alkalmaztam.

Kommunikációs csatlakozónak a klasszikus szalagkábeles csatlakozó mellett egy Ethernet csatlakozót is elhelyeztem a kapcsolásban, jóval kompaktabb mivolta és egyszerűbb kezelhetősége miatt. Ezen a csatlakozón érkeznek a dsPIC processzor felé a mért feszültségértékek, és innen fut a PFC áramkör felé a vezérlő PWM jel. Az eredeti terv szerint, mint ahogy az még a kapcsolási rajzon is látható, a +5 V és a +3,3 V is innen érkezett volna, ennek tárgyalására még később visszatérek.



4.3. ábra: A berendezés blokkvázlata

Hogy egy átfogóbb képet kaphasson az olvasó a teljes rendszer részegységeiről, elkészítettem az egész berendezés blokkvázlatát, feltüntetve rajta a főbb egységeket. Ez az összefoglaló a **4.3. ábrán** látható. Látható azonban rajta a korábban tárgyalt részegységeken kívül egy aluláteresztő szűrőket tartalmazó áramkör. Ez utólagosan lett elkészítve a mérendő jelek további kondicionálása végett, ugyanis a NYÁK-ra szerelt egyszerű RC tagos aluláteresztők nem bizonyultak eléggé hatékonyak.

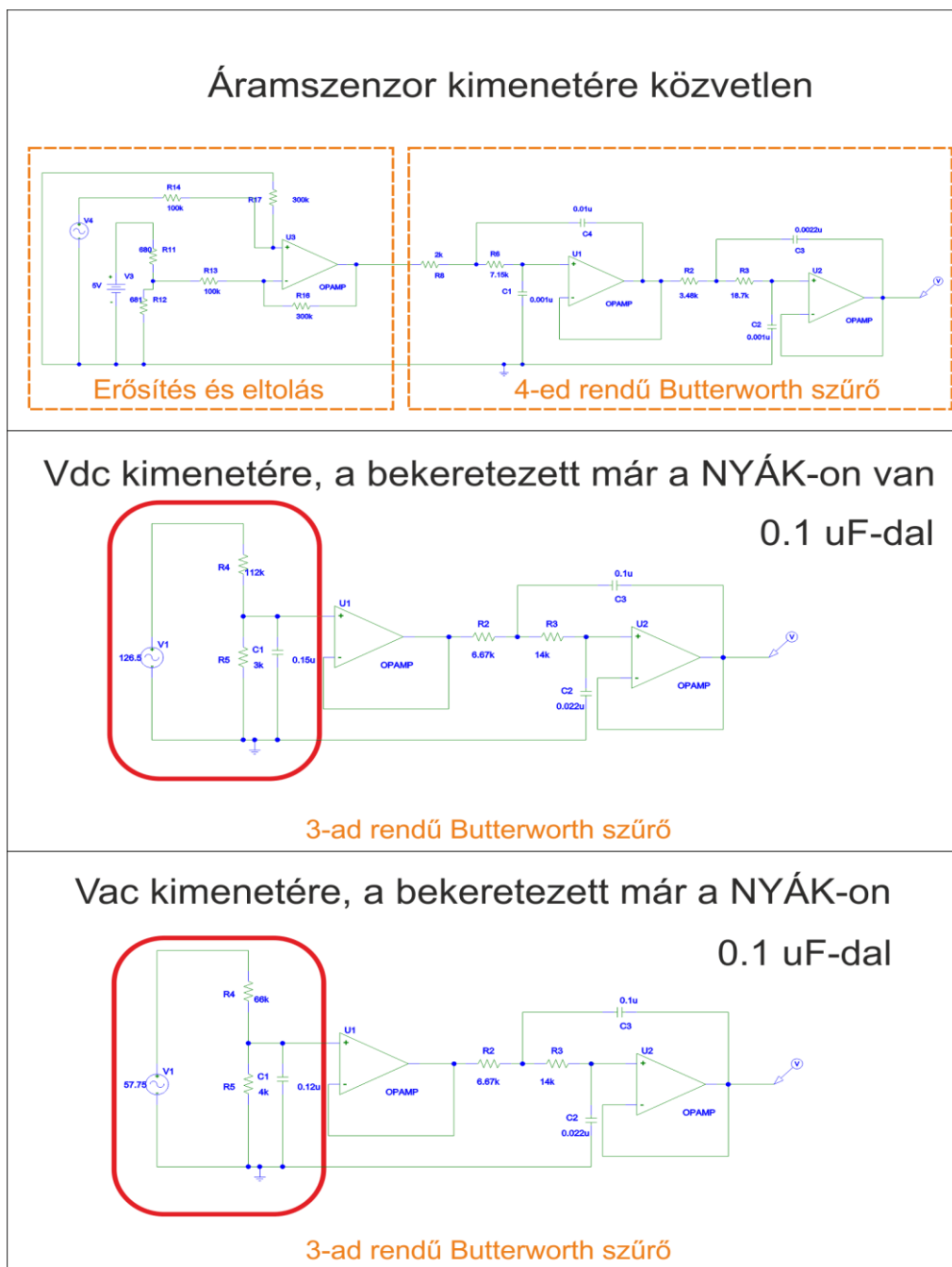
Ez a részegység 3 elkülöníthető szűrőből áll, amelyek közül a mért áram jelének szűrője a legkomplexebb. Mivel az áramszenzor kimenete nem adott eléggé nagy amplitúdójú kimenő feszültséget a mért áramjelekre, ezért szükségessé vált a felerősítése. Azonban ezzel a jel kikerült volna a dsPIC mikrokontroller AD átalakítójának mérési tartományából, hiszen ahogy korábban említettem a szenzor 2,5 V-os élő nullás kimenettel rendelkezik. Ezt a 2,5 V-os offszetet el kellett előbb távolítani, majd ezután lehetett a jelet felerősíteni. Mivel a PFC konverter bemeneti árama egyes beállított tesztparaméterek mellett nem érte el az 1 A-t sem, amely alig jelentett 0,3 V kimenő feszültség-ingadozást az áramszenzor kimenetén, ezért 3-szoros erősítést alkalmaztam. Azért nem többet, mert a bekapcsolási áramcsúcs túl nagy feszültséget okozna így a dsPIC analóg bemenetén. Meg kell említeni, hogy a mikroprocesszor árammal arányos jelet fogadó lába nem védett a 3,3 V-nál nagyobb feszültségektől, ugyanis a szükséges átalakítások miatt – ahogyan a **4.2. ábra** kapcsolási rajzán is látható – a leosztatlan kimenetet használjuk az áramszűrő bemeneteként. Némí védelmet azért jelent, hogy a szűrőkben alkalmazott Microchip MCP602 típusú műveleti erősítők maximum 3,8 V-os jelet képesek fogadni, és maximum 4,9 V-os jelet képesek kiadni (5 V tápfeszültség esetén).

A szűrőegység bemeneti oldala Ethernet csatlakozón keresztül kapcsolódik a PFC nyomtatott áramköréhez, majd pedig a kimeneti oldalon is Ethernet csatlakozóval kapcsolódik a dsPIC mikrokontrollerhez és annak fejlesztőpaneljéhez. A szűrőáramkörben alkalmazott kapcsolások a **4.4. ábrán** láthatóak, amelyek részletes leírása megtalálható a [7] irodalomban. Az áramjel esetében 4-ed rendű, míg a két feszültségjel esetében 3-ad rendű analóg Butterworth szűrőt alkalmaztam.

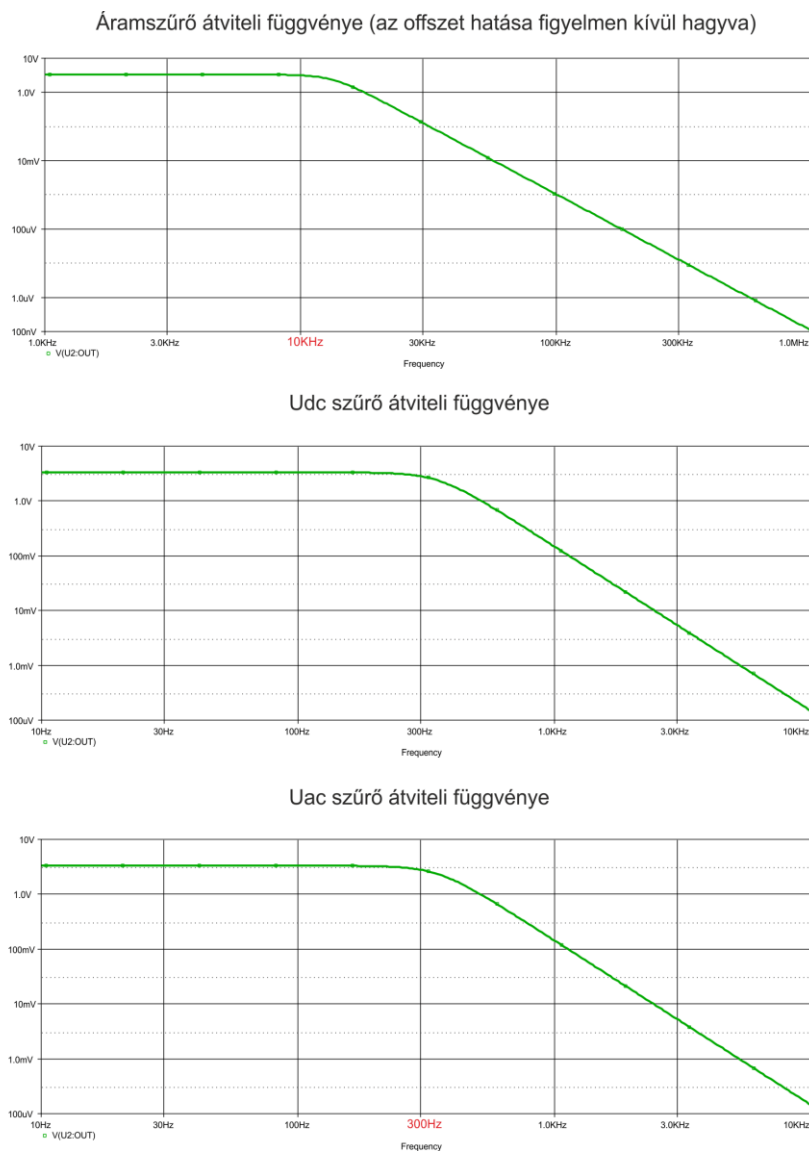
Ennek a moduláris kialakításnak meg van az az előnye, hogy ha más jellegű, más törésponti frekvenciájú vagy más rendű szűrőt szeretnénk alkalmazni, akkor csak kicseréljük egy másik megépített szűrőre. Szélsőséges esetben akár ki is hagyhatjuk az analóg szűrőáramkört. Azonban arról nem szabad megfeledkezni, hogy a mintavételi frekvencia felénél, tehát 20 kHz-nél (a Nyquist-frekvenciánál) nagyobb frekvenciájú jeleket le kell szűrni, különben fellép az aliasing jelensége. Ezt a kritériumot mindhárom szűrő teljesíti: az egyen (V_{ac}) és a bejövő egyenirányított váltó (V_{ac}) feszültségek esetén 350 és 400 Hz közé esik a törésponti frekvencia, míg az áramjel esetén 12 kHz-re. Pontos értékekre nem lehet beállítani a kondenzátorok értékének nagy szórása miatt.

Fontos szólni pár szót az alkalmazott műveleti erősítőkről is. Két fontos jellemzőt kell figyelni: az ún. „Gain-Bandwidth Product”-ot ($\sim$ erősítés-sávszélesség szorzat, GBWP) és a „Slew Rate”-et [5]. Az erősítő zárt körének sávszélessége legalább 100-szorosa kell legyen a szűrő törésponti frekvenciájának (f_c). Ha tehát Sallen-Key elrendezést használunk és a szűrő erősítése egyszeres, akkor GBWP legalább $100f_c$ kell legyen. A Sallen-Key konfiguráció előnye, hogy nem invertáló kapcsolás, és az erősítése könnyen egységnyire állítható. Az általam használt MCP602 műveleti

erősítőnek az adatlapja szerint ez a GBWP értéke 2,8 MHz, amely jóval meghaladja a minimális követelményeket mindhárom szűrő esetén. A Slew Rate-nek pedig azért kell nagy értéknek lennie, hogy a műveleti erősítő megfelelően gyorsan tudja követni a bemenő jelet és ne okozzon jeltorzulást. Ez az érték $2,3 \text{ V}/\mu\text{s}$ a választott IC-nél.



4.4. ábra: A szűrőmodulban alkalmazott szűrők, ún. Sallen-Key egységekből felépítve



4.5. ábra: Az aluláteresztő szűrők Bode amplitúdó diagramjai

A szűrőket a *Microchip FilterLab* nevű programjával terveztem meg. Az egyes szűrők tervezésénél némi nehézséget jelentett, hogy a bemeneti oldaluk a feszültségosztókkal a nyomtatott áramkörön helyezkedik el, a többi rész pedig a külön modulban. Éppen ezért úgy kellett a szűrőket számolni, hogy a bemeneten szükséges impedancia illeszkedjen a feszültségosztók impedanciájához, hisz csak ebben az esetben valósulhat meg a kívánt átviteli karakterisztika. A 4.4. ábrán a két feszültségjel szűrőjénél a bekeretezett rész a NYÁK-on található és tartalmazza a feszültségosztókat. A mérendő jelet, mint feszültséggenerátort tekintve kiszámolható az egyes feszültségosztók Thevenin-féle helyettesítő képének belső ellenállása. Ennek az értéknek kell megegyeznie a FilterLab programban kapott kapcsolás bemeneti impedanciájával, hiszen a feszültségosztó áramkör fogja ellátni ezt a feladatot. Így megspórolható plusz egy műveleti erősítő beépítése. A programban lehetőség van a kondenzátorok értékének módosítása, és ez által a szűrőkörben található ellenállások értéke is módosul. A megfelelő kondenzátorértékeket beállítva

nyerhető a 4.4. ábrán látható kapcsolás. Terjedelmi okok miatt nem közlöm a lépéseket a Thevenin-féle belső ellenállások számítására, csak a végeredményeket közlöm:

- | | |
|---|------------------------|
| a) U_{dc} feszültség esetén: | $R_b = 2,93 [k\Omega]$ |
| b) U_{ac} feszültség esetén: | $R_b = 3,77 [k\Omega]$ |
| c) I_g árammal arányos feszültség esetén: | $R_b = 2,00 [k\Omega]$ |

Az elméleti átviteli függvények a 4.5. ábrán láthatóak. Ettől a kapacitásértékek és az ellenállásértékek szórása miatt eltér a karakterisztika, de nem jelentős mértékben.

4.2. A nyomtatott huzalozások megtervezése

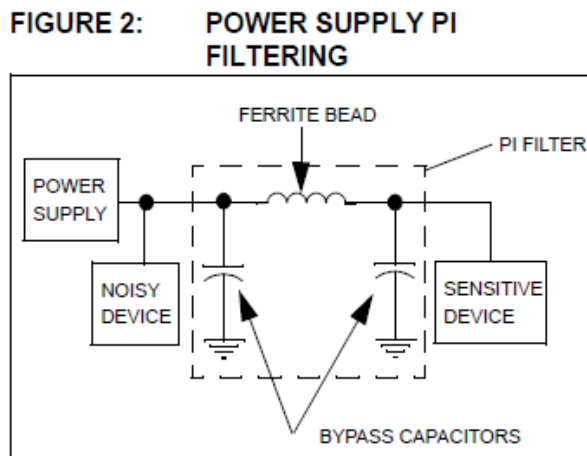
A PFC megvalósított áramköre ún. kevert jelű áramkör, hiszen mind analóg, mind digitális működésű alkatrészeket tartalmaz. Az ilyen áramkörök tápellátására nagyon nagy figyelmet kell fordítani, a tervező könnyen belefuthat olyan helyzetbe, hogy az elméletben működő áramkör a megépítés után nem indul el. A következőkben összefoglalnám röviden, milyen tervezési alapelveket is követtem a nyomtatott áramköri huzalozás megtervezésekor.

A földelés

Alapvetően követendő stratégia a széles és rövid ún. földszigetek létrehozása. [8] A nagyáramú eszközöknek legyen elkülönített nagy földjük, és úgy legyen kialakítva, hogy ne az érzékeny eszközök földjén keresztül folyják a működésükkor fellépő nagy áram, hanem legyen saját áramútjuk. Így nem zavarják feleslegesen az érzékeny áramköröket, mint például egy műveleti erősítőt. A vezetékezésnek ugyanis nem nulla az ellenállása, és a nagy áramok már mérhető feszültségesést okoznak rajtuk, és ez mint zaj jelentkezik pl. a műveleti erősítő számára. Szenzorok esetén lehetőleg először a jelkondicionálójával legyen közösítve a földje, majd csak a feldolgozó egységtől ágaztassuk el az egész áramkörrel közös föld felé. A szenzorokhoz hasonlóan az egyéb érzékeny áramkörök fizikailag legyenek elkülönítve a nagyáramú és nagysebességű eszközöktől, minimalizálva ezzel a zajáthallást.

A tápellátás

A vezetékezésben fellelhető parazita induktivitásoknak jótékony hatásuk van a tápfeszültség szűrésére. [6] A 4.6. ábrán látható áramkör egy ilyen vezetékezést modellez. Ez az induktivitás aluláteresztő szűrőt alkot az alkatrészek csatolásmentesítő kondenzátoraival. Minél nagyobb az induktivitás értéke, annál nagyobb lesz a szűrő időállandója, és annál kisebb frekvenciájú jeleket is le tud szűrni. Emiatt jó növelni a tápvonalak induktivitását ferrit gyűrűkkel. Én is beépítettem utólagosan a tápvonalakra induktivitásokat és a 4.6. ábra alapján nagyobb névleges értékű kondenzátorokat, hogy elejét vegyem a tápvonalon közvetített zajok terjedésének. Erre szükség is volt, hiszen a korai tesztelés során eléggé nagy amplitúdójú zajokat mértem a tápvonalon, amely nem tett jót sem a mérendő jeleknek, sem a mikrokontrollernek. Ez utóbbi különösen érzékeny a tápfeszültségére, nem kizárt a hibás működés sem illetve a meghibásodás a túlzott zaj hatására.



4.6. ábra: A tápvonalakra helyezendő szűrő áramkör [6]

A fojtó áramkör az egyenfeszültséget átengedi, de a váltakozófeszültségnek és a zajoknak korlátot jelent. A jellemző zaj frekvenciájához illeszkedően kell választani ferritet. Fojtótekercsként 1 mH-s tekercseket használtam, a kondenzátorok értéke pedig $47\ \mu F$. Ahogy a 4.6. ábra is mutatja, ennek segítségével el tudjuk különíteni a zajos és nagy teljesítményű áramköröket – amelyek jellemzően a zaj forrásai – az érzékeny analóg mérő eszközöktől és egyéb érzékeny alkatrészekről. A fejlesztőpanel és a benne lévő mikrokontroller egy érdekes eset, ugyanis védeni is kell a tápfeszültség zajoktól, de tőle is el kell szigetelni a többi alkatrészt, mert ön maga is generál zajokat a nagysebességű kapcsolások által. A fejlesztőpanelen található egy lineáris feszültség stabilizátor, amely a keletkező zaj jó részét le tudja szűrni, de nem árt mellé a bemenetére a korábban ismertetett PI szűrő sem. A következő modulok közé helyeztem el PI szűrőket:

- a NYÁK 15 V-os tápellátása és a stabilizált tápegység közé
- a fejlesztőpanel és mikrokontroller és a stabilizált tápegység felé

Ezzel a két PI szűrővel le tudjuk szűrni a MOSFET meghajtó áramkör (jellemzően nagy áramú, ezért jelentős zajforrás) és a mikrokontroller által generált zajok jó részét, és így a stabilizált tápegység központi részén már egy szűrt tápfeszültséggel rendelkezünk. Innen már beköthető az analóg szűrőmodul tápellátása és a NYÁK-on használt +5 és +3,3 V is. Ezek már nem jelentős zajforrások.

Az is lehet egy követendő stratégia, hogy az egyes főbb részegységek tápellátását elkülönítjük egymástól. Ebben az esetben kihasználjuk a huzalozás induktivitását, és nem alkalmazunk plusz tekercset, így ez olcsóbb megoldás. De megvan a hátránya is, miszerint a huzalozás hosszával az ellenállása is meg fog nőni, ami kedvezőtlen jelenség, és az elérhető induktivitás is jóval kisebb, mint az előző esetben.

A tápszűrés természetes folytatása, ha egy eszközön belül is elkülönítjük a tápvonalakat, pl. a fejlesztőpanel analóg és digitális részeinek tápellátását. Arra azonban ügyelni kell, hogy az azonos névleges feszültségű tápellátások valódi feszültsége között ne legyen a különbség nagyobb, mint 0,3 V.

Csatolásmentesítő kondenzátorok

Nagyon fontos eszközök a helyes működés eléréséhez. Amellett, hogy az egyes alkatrészek helyi energiaellátását szolgálják, zajszűrési feladatokat is ellátnak, ugyanis a huzalozás induktivitásával egy LC rezgőkört alkotnak, amelynek a rezonanciafrekvencián leszívása van, azaz az olyan frekvenciájú zajokat teljesen leszűri. Vizsgálatokból kiderült, hogy a túl kicsi csatolásmentesítő kondenzátor használata több gondot okozhat, mint amennyi hasznot hoz. A különböző logikai elemekhez és a mikrokontrollerhez a $0,1\ \mu F$ -os kerámia kondenzátor megfelelő lehet a relatív nagy kapacitása miatt és a kicsi ESR érték miatt. Ahogyan azt Henry W. Ott könyvében [15] olvashatjuk, a vizsgálatok kimutatták, hogy több párhuzamosan kapcsolt kisebb kapacitás jobb csatolásmentesítést biztosít, mint kevesebb nagyobb értékű. Ennek oka, hogy a kialakuló LC körök nagyfrekvenciás eredő impedanciája jelentősen lecsökken. A Microchip az általam használt dsPIC33EP512MU810 mikrokontrollerhez is több csatolásmentesítő kondenzátort ajánl, minden táplálaphoz legalább egyet, tehát legalább 7-et, ezek mindegyike $0,1\ \mu F$. Az Explorer 16 fejlesztőpanelben használt ún. Plug-in-modulban már eleve elhelyezésre kerültek ezek a kondenzátorok, biztosítva a helyes működést. Analóg áramköröknél is célravezetőbb, ha 2-3 kondenzátort kapcsolunk párhuzamosan, nem pedig egy nagyot. Fontos még betartani azt a szabályt is, hogy az IC-k és kondenzátoraik közötti vezetőhosszt lehető legrövidebben tartsuk. Nagyobb teljesítményű hajtásokra és kapcsolóüzemű tápokra ennél nagyobb követelmények vannak. Nagy kapacitásúak tipikusan az elektrolit kondenzátorok, azonban ezeknek nagy az ESR értékük, ezért nem tudnak megfelelően nagy áramot biztosítani, ezért kisebb ESR értékű kondenzátor használata javasolt. Például a boost konverter kimeneti oldalára a két nagy kapacitású elektrolit kondenzátorral párhuzamosan egy kis ESR értékű kondenzátort tettem. Ez segít a kimenő feszültség zaját lecsökkenteni.

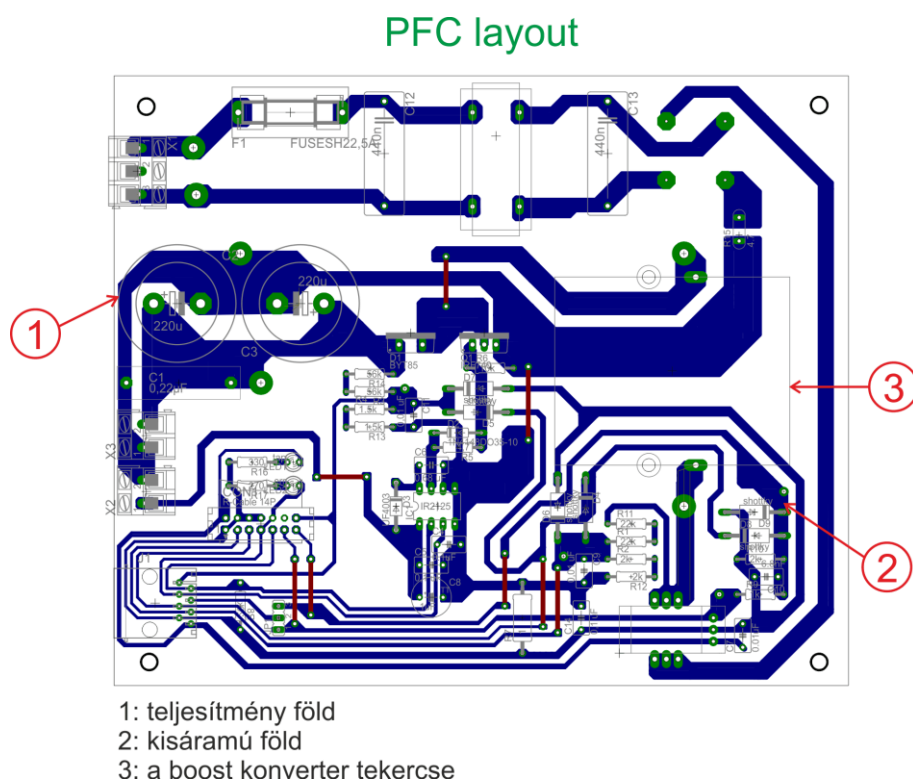
Mivel ez egy teljesítmény-átalakító, amely nagy frekvenciával szaggatja meg az áramot, ezért nagy zajforrásnak tekinthető. Ahhoz, hogy a mérendő jeleinket a lehető legkisebb mértékben terhelje zajjal a nagyáramú nagyteljesítményű rész, ezért fizikailag is el kell különíteni a különböző rendeltetésű egységek vezetékeit. Az induktívan csatolt zaj szerencsére nagy frekvencián nem hatásos, főleg az alacsony frekvenciákra jellemző. Ellene védekezés lehet a vezetékek fizikailag elkülönítése. Ezzel szemben az elektrosztatikusan csatolt zaj a nagyfrekvenciákra jellemző főleg, és a távolsággal gyorsan csökken az átvitt zaj mértéke. A nyomtatott áramkörön, ahol sok vezeték halad egymáshoz közel jelentős lehet az ilyen módon csatolt zaj. Védekezni ellene ugyancsak a vezetők közötti távolság növelésével, vagy pedig árnyékolással lehetséges. Ez utóbbi úgy is megoldható, hogy a nyomtatott áramkörön a két jelvezeték közé egy földelt vezetőt helyezünk. Ha lehetséges, az egymást zavaró vonalak ne fussanak hosszan egymás mellett.

A megtervezett nyomtatott áramkör

Mindezek jegyében megterveztem az EAGLE programcsomag segítségével az áramkör layout-ját, amely a **4.7. ábrán** látható.

A felhasznált 2,08 mH induktivitású vasmagos tekercs a **4.7. ábrán** a 3-as számmal jelölt egység. Ez a legnagyobb alkatrész mind közül, és egyben a legnehezebb is, éppen ezért gondoskodni kell

a megfelelő rögzítéséről, arra nem elegendő a két kivezetésének furatokba forrasztása. Ezért ahogyan a képen is látható elhelyeztem még két furatot a tekercs mellé, amelyeken keresztül már megoldható volt a rögzítése. Emellett külön jelöltem a nagyáramú áramköri rész földhuzalozását, és a kisáramú rész földjét. Ezek jól elkülönülő részek. Próbáltam úgy kialakítani az egész áramkört, hogy lehetőleg ne folyjanak nagy áramok a mérendő jelek és a jelvezetékek környékén. A masszívabb kivastagított földelésen folyik a boost konverter működésekor keletkező áram, ezen keresztül fog záródni az áramkör. A kisáramú föld ehhez kapcsolódik, de sokkal kisebb szélességű és ezáltal nagyobb ellenállású huzalozással. A nagy áramok inkább a kisebb ellenállású teljesítményföldön keresztül fognak folyni, mintsem a kisáramú földön, így ezen nem okoznak járulékos zajokat.



4.7. ábra: A kapcsolási rajz nyomtatott huzalozású elrendezése

Az elrendezésen látható továbbá, hogy igyekeztem elkülöníteni a hálózat felőli bemenő részt (amely tartalmazza az EMI szűrőt is) az egyenáramú résztől. A két rész határán az egyenirányító diódás híd található. Ha a konvertert nagyobb feszültségre kapcsolnánk (pl. a hálózati 230 V), akkor már nagy jelentősége lenne ennek az elkülönítésnek, de az általunk használt 24 V-os bemenő feszültség mellett nem olyan lényeges. Fontos megemlíteni, hogy jelenlegi formájában nem alkalmas az áramkör hálózati megtáplálásra. Egyrészt ez annak tudható be, hogy az egyes mérendő feszültségek leosztása nem lenne megfelelő ekkora bemenő feszültség esetén, másrészt pedig életvédelmi szempontokból is hiányos a kialakítás. Az előbbin könnyen lehet segíteni a leosztási arány változtatásával, de az utóbbi kritérium teljesítéséhez át kéne építeni az egész áramkört. A legfontosabb, hogy az életvédelmi földelést is be kéne kötni a hálózati csatlakozóval, majd ezt közönsíteni kéne például a MOSFET és a dióda közös hűtőbordájával, illetve az esetleges fémházzal. Mivel a dolgozatomban az elsődleges cél egy laboratóriumi eszköz építése, az áramkör viselkedésének tanulmányozása és hozzá szabályozás tervezése volt, nem pedig egy hálózatról

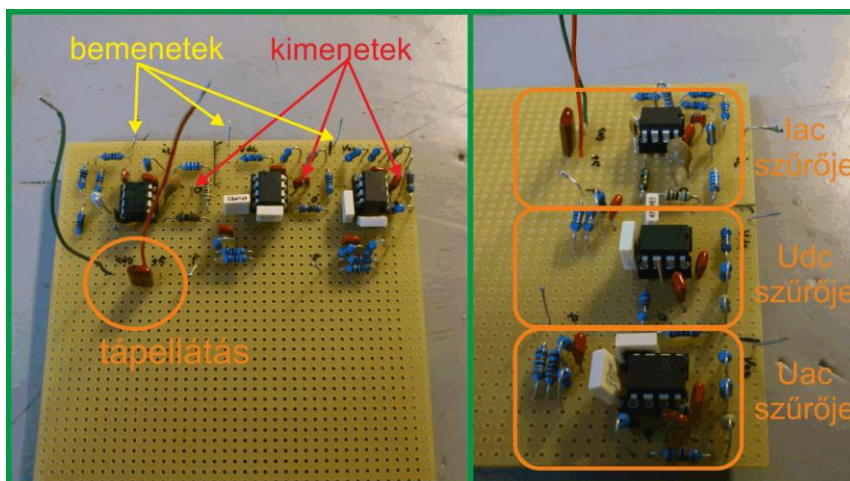
üzemelő ideális egyenirányító elkészítése, ezért alkalmaztam a 24 V-os leválasztó transzformátorról üzemeltetést. Ekkora feszültségek mellett tesztelési fázisban nehezebb elrontani az egyes alkatrészeket, és az esetleges előkerülő hibáknak kevésbé súlyos a következménye.

4.3. A nyomtatott huzalozású lemez legyártása

A panel befoglaló méretei nagyjából 16 cm x 13,5 cm, amely első olvasásra nagynak tűnhet, ám fontos megjegyezni, hogy a felhasznált alkatrészek nagy teljesítményigények kiszolgálására is alkalmasak lennének. Emellett mivel az áramkört otthoni körülmények között készítettem el teljes egészében, ezért furatszerelt technológiát alkalmaztam, amely jóval nagyobb helyigényű, mint a manapság iparban elterjed felületszerelt alkatrészek technológiája.

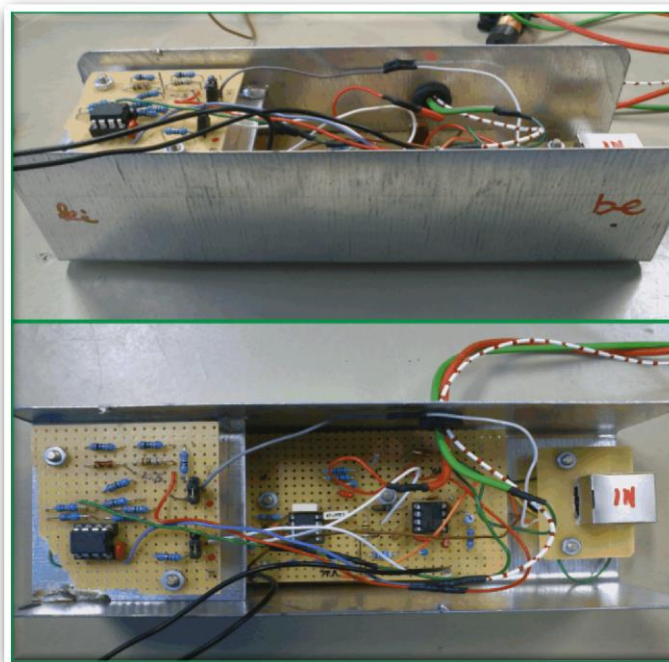
A huzalozás programban megtervezése után egy átlátszó fóliára lézernyomtatóval kinyomtattam a layout „bottom” nevű, azaz alsó rétegét, amely a forrasztás oldali huzalozásokat tartalmazza. Előkészítettem egy, a kész panel méreteinél néhány centivel nagyobb réz bevonatú FR4-es epoxi-üvegszövet lemezt a rajta található oxidos rézréteg lecsiszolásával, és felvittem rá negatív fotoreziszt réteget. Ennek az a tulajdonsága, hogy ahol UV fény éri, ott a benne található kötések felbomlanak, és az előhívószerében oldható lesz, ahol pedig nem éri, ott oldhatatlan marad. Ennek megszáradása után a lemez felületére felhelyeztem a gyártófilmet (amely a huzalozások rajzolatát tartalmazza), és következhetett a megvilágítás. Ez higanygőz lámpával történt. Minden fotoreziszt esetén lehet tudni, hogy mekkora fényintenzitás szükséges a rajzolat kialakulásához, ennek alapján ismerve a lámpa teljesítményét kiszámolható a szükséges bevilágítási idő, ez esetünkben 2 perc 10 másodpercre adódott. A lúgos oldatban történő előhívás után megkaptuk a kívánt rajzolatot a még mindenütt rézzel borított hordozó felületén. A megmaradt fotoreziszt szerepe, hogy a felesleges réz lemaratása során megvédje a rajzolata alatt elhelyezkedő rézréteget, azonban ez a védelem sem tökéletes, ekkor is számolni kell alámaródással. Ha túl sokáig hagyjuk a maratószerben, akkor teljesen lemarja a hordozó felületét, és használhatatlanná válik a lemez. Ha túl kevés ideig hagyjuk benne, akkor pedig felesleges helyeken is megmarad a rézréteg, amely nem kívánt rövidzárat okozhat. A réz maratását sósav és hidrogén-peroxid 10:1 arányú keverékében végeztem. A panelt a marató folyadékba rakva rögtön megkezdődött a rézfelület "leválása". A folyamatot gyorsíthatjuk, ha a tálat enyhén mozgatjuk, de figyeljünk oda a maratásra, mivel a folyamat gyorsan megy végbe, és ha túl sokáig marad bent a panel, akkor alámaródhat! Tisztítás és a fotoreziszt maszk eltávolítása után következett a furatok elkészítése. Az egyes alkatrészek kivezetői különböző átmérőjűek, ezért több különböző átmérőjű fúrót kellett alkalmaznom. Ahogyan az a 4.7. ábrán is látható, a panel négy sarkába rögzítésre szolgáló furatok is elhelyezésre kerültek. Mindezek után védőlakkal vontam be a NYÁK felületét, hogy megóvjá a rézréteget az oxidálódástól. Az alkatrészek beültetése előtt a 4.8. ábrán látható módon nézett ki a panel.

Az alkatrészeket méret szerinti sorrendben ültettem be, így könnyebb volt ugyanis a kisebb alkatrészekhez hozzáférni és benntartani őket a helyükön a forrasztás során. A legutolsó beforrasztott alkatrész ez alapján a tekercs volt. Az alkatrészek beforrasztása után az elkészült panel a 4.9. ábrán látható.



4.10. ábra: A szűrőmodul méretre vágás és tokba helyezés előtt

Amint látható, a ki- és bemeneteket az egységes jelzővábbítás miatt szükséges összefogni, és az áramkör sérülékeny volta miatt védőtokozásba kell helyezni. Ezért építettem egy egyszerű fémvázat, amelyre távtartókkal erősítettem fel a panelt (és később az áramszűrés extra paneljét), és ki- és bemeneti csatlakozóként egy-egy földelt Ethernet csatlakozót. Ez leegyszerűsíti a modul kezelését, elegendő csak a PFC áramkör kimenetét összekötni a modul bemenetével STP kábelben keresztül, a szűrőmodul kimenetét pedig rákötni a Microchip fejlesztőpanel bemenetére. Meg kell jegyezni, hogy nem az Explorer 16 fejlesztőpanelen eredetileg található Ethernet csatlakozója használandó, hanem a pluszban általam felerősített Ethernet csatlakozó. Az elkészített szűrőmodul fényképe a 4.11. ábrán látható. Az oldalán található a tápcsatlakozás kivezetése, amelyet gumitömítéssel láttam el, hogy megvédjem a belső vezetékeket az erősebb mechanikai igénybevételtől és megakadályozzam elszakadásukat.



4.11. ábra: Az elkészült szűrőmodul

V. A szabályozást megvalósító szoftver

5.1. A szoftver felépítése

Mint ahogyan az a 4.3. ábra blokkvázlatából is látható, a szabályozást egy Explorer 16 fejlesztőpanelen elhelyezkedő dsPIC33EP típusú mikrokontroller végzi. A Microchip által gyártott dsPIC33EP512MU810 mikrovezérlő fejlett jelfeldolgozási képességekkel rendelkezik. Akár 12 bites AD átalakításra is képes, de ha fontos a gyorsaság, akkor 10 bites módban is működik. Én ez utóbbi beállítást választottam, hiszen ahhoz, hogy megfelelően jó időbeli felbontású szabályozást lehessen készíteni, másodpercenként több tízezerszer kell mintát vennünk. [4] A megvalósítás során a mérendő értékek minél pontosabb beolvasása volt a cél, ezért a 12 bites beállítással éltem, ekkor ugyanis a teljes mérési tartományt (0..3,3 V) az AD átalakító 4096 részre osztja fel. Ez azt jelenti, hogy a bemenő jel 0,8 mV-os megváltozását is érzékelni tudjuk. Ez a mérendő mennyiségekre vonatkozóan a következő felbontást jelenti:

- U_{ac} feszültségre: $\Delta u_{ac} = 14,1 \text{ mV}$
- U_{dc} feszültségre: $\Delta u_{dc} = 30,9 \text{ mV}$
- I_{ac} áramra: $\Delta i_{ac} = 0,86 \text{ mA}$

A feszültségekre vonatkozó értékek a feszültségosztásokból, míg az induktivitás áramára vonatkozó érték az áramszenzor érzékenységből és az erősítésből vezethető le, a dolgozatban nem részletezném. Tekintve a névleges üzemállapotot az értékek pontossága:

- $U_{ac,eff}$ feszültségre: $h_{U_{ac}} = \frac{\Delta u_{ac}}{U_{ac,eff}} = \frac{14,1 \text{ mV}}{24000 \text{ mV}} \cdot 100\% = 0,06 \%$
- U_{dc} feszültségre: $h_{U_{dc}} = \frac{\Delta u_{dc}}{U_{dc}} = \frac{30,9 \text{ mV}}{55000 \text{ mV}} \cdot 100\% = 0,056 \%$
- $I_{ac,eff}$ feszültségre: $h_{i_{ac}} = \frac{\Delta i_{ac}}{i_{ac,eff}} = \frac{0,86 \text{ mA}}{440 \text{ mA}} \cdot 100\% = 0,195 \%$

Ezek az elméleti értékek, a valóságban a helyzet ennél rosszabb a jelekre szuperponálódó zajok, a feszültségosztás és erősítés pontatlansága és az AD átalakító különböző dinamikus és statikus hibái miatt. Nagyobb terhelés mellett az áramra vonatkozó hiba kisebb lesz.

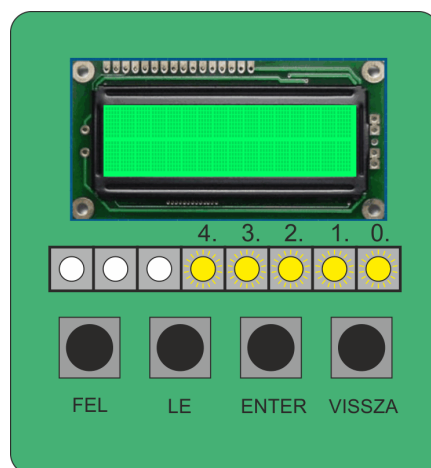
A PIC mikrovezérlőre a programot C programozási nyelven írtam meg. Ez a nyelv magasabb szintű, mint az Assembly nyelv, de még mindig hardver közelinek mondható, nagy hatékonysággal lehet a segítségével programozni.

A program a következő fő részekből áll:

- a különböző perifériákat inicializáló rész
- a felhasználói menü kezelőprogramja
- AD átalakító és szabályozó rész

A *perifériákat inicializáló rész* szerepe, hogy beállítsa a megfelelő működési frekvenciára a mikrokontrollert (120 MHz); deklarálja, mely bemeneteket használunk analóggént; inicializálja az LCD kijelzőt; definiálja a PWM modul működését mind a MOSFET meghajtó vezérléséhez, mind a mérté értékek egyes lábakon visszajelzéséhez; konfigurálja a Timer3, Timer5 és az AD modul működését és végül a ki-és bemeneti lábakat elsősorban a visszajelző LED-ekhez.

A *menükezelő program* biztosítja a felhasználó felé a visszajelzést. A felhasználói felület sematikusan a **5.1. ábrán** látható. A funkciók működéséről 5 LED ad visszajelzést, a menürendszer pedig a karakteres LCD kijelzőn jelenik meg. A kezelő a következő négy gomb segítségével tud navigálni a menüben: FEL LE ENTER VISSZA.



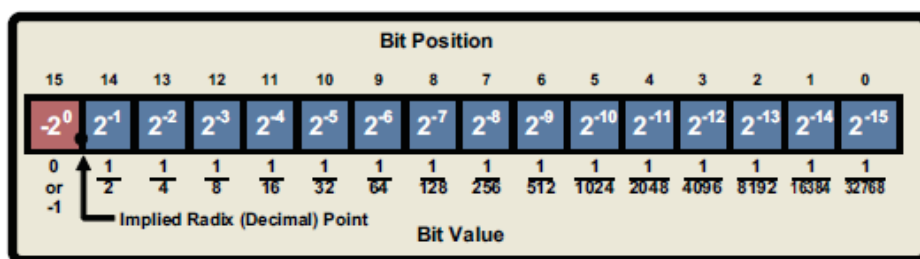
5.1. ábra: A felhasználói felület

Az egyes visszajelző LED-ek szerepe:

0. működés visszajelzése, másodpercenként váltakozik
1. tiltás, ha világít, akkor a kimenet le van tiltva
2. feszültségszabályozó telítődés jelző, *VoltageSaturationFlag*
3. áramszabályozó telítődés jelző, *CurrentSaturationFlag*
4. *Error*, ha világít, akkor a szabályozóprogram nem tudott végigfutni

Ezen programrész segítségével a felhasználói felületen tudjuk beállítani a szabályozás főbb paramétereit. Az LCD kezelő rutinokat még korábban készítettem el modulárisan, hogy könnyedén hozzáfűzhető legyen az egyes alkalmazásokhoz egy „header fájl” meghívásával. A főképernyőből a menübe lépve lehetőség van a referencia kimenő feszültség beállítására, ez a működés legfontosabb paramétere. A következő 3 menüpontban leolvasható az aktuális mért kimenő- és bemenő feszültség és az induktivitás árama. A következő főbb menüpont az **„Adatok”** nevet viseli, ennek almenüi többek között megjelenítik a feszültségszabályozó P és I tagjának aktuális értékét és az eredő PI kimenő értéket, a bemenő feszültség átlagértékét, a pillanatnyi áramreferenciát és áramhibát, az áram PI szabályozójának kimenetét, a kitöltési tényezőt, a hibadetektálásnál használt Timer5 egyes időpontbeli értékeit, a szinusz referencia előállításánál használt értékeket és a mért és kiadott értékeknek megfelelő kitöltési tényezőket a kimeneti lábakon. Az utolsó fő menüpont a **„Paraméterváltoztatás”** nevet viseli. Itt állíthatók be az egyes PI szabályozók P és I értékei, ezek a programban a következő nevet viselik: a

feszültségszabályozó P paramétere (q_Ga), I paramétere (A_hiba), az áramszabályozó P paramétere (q_RA) és I paramétere (q_RSA). Az utolsó beállítható paraméter az áramszenzor jelének feldolgozásához szükséges, ugyanis ha nem sikerült az analóg szűrővel megfelelően beállítani az offset értékét, akkor itt még programon belül ez korrigálható, ennek neve q_offset. Az egyes paraméternevekben olvasható q betű arra utal, hogy ezeket a változókat fixpontos számáritmetikával implementáltam. A Microchip PIC24 és dsPIC33 processzoraihoz ugyanis biztosít fixpontos támogatást, amely segítségével az egyes műveletek sokkal gyorsabban végezhetők el, mint lebegőpontos számábrázolás esetén. [12] Ezek a mikrokontrollerek ugyanis nem rendelkeznek lebegőpontos számoló egységgel, emiatt nagyon lassú rajtuk az ilyen számok kezelése. Olyannyira, hogy valósidejű szabályozásokhoz nem is alkalmazható. A gyári fixpontos aritmetika két különböző formátumú fixpontos szám kezelésére alkalmas, az egyik 16 bites, a másik 32 bites. A 16 bites formátum a következőképpen alakul (5.2. ábra), elnevezése Q1.15, továbbiakban Q15. Az elnevezése arra utal, hogy a tizedesponttól balra 1 bináris érték áll, míg jobbra 15:



5.2. ábra: 16 bites fixpontos számábrázolás, Q1.15 [12]

A megvalósításnál törekedtem a minél gyorsabb működésre, ezért alkalmaztam a 16 bites számábrázolást, amely 0,999 és -1 közötti számok tárolására alkalmas, ahogyan az kikövetkeztethető az 5.2. ábrából is. Ezt a számábrázolást használva a paraméterek által felvehető értékek korlátozottak, ezért szükségessé vált az összes lenormálása -1 és 1 közötti értékre. Azonban nem minden paraméter értékét lehet a szimuláció tanúsága alapján lenormálni 0 és 1 közé, mert akkor arányosan a többi paramétert is le kéne normálni, amely nagyon kicsi értékekhez vezetne. Ehelyett a következőkben leírt és az 5.3. ábrán látható módszert alkalmaztam, amely bemutatja az áramszabályozó P arányos tagjának paraméter beállítását. A szimulációk során ugyanis bebizonyosodott, hogy ezen értéknek jóval 1 fölöttinek kell lennie. A módszer a következő: a felhasználó általi paraméter beállítás során a kívánt értéket egy lebegőpontos változóban tárolom, hisz a menüprogram lefutása nem időkritikus, eltarthat milliszekundumokig is, a felhasználó nem fog észrevenni belassulást. Ennek a maximális (a példában 32) értékével normáltját elmentem egy 16 bites fixpontos számba, amelyet majd a szabályozó gyorsan tud kezelni. A szabályozó rutinban a szükséges szorzást először ezzel a lenormált 0 és 1 közötti értékkel végzem el, ennek az eredményét szintén egy fixpontos számba tárolom. Ezt azért tehetem meg, mert egy 0 és 1 közötti számot megszorozva egy szintén 0 és 1 közötti számmal biztos, hogy ebben az intervallumba eső eredményt kapunk. Ezt a szorzást a fordító beépített assemblyben írt (és ezáltal az adott processzor esetén lehető leggyorsabb) szorozórutinjával végzem el (`__builtin_mulss()`).

Paraméterbeállításnál:

```

delay_ms(5);
if (f_RA >= 31.9) f_RA = 31.9;
else f_RA += 0.01;
q_RA = _Q15ftoi((f_RA/32.));
delay_ms(5);

```

Szabályozó számításainál:

```

// q_RA-val szorzás, majd RA-val szorzás átskálázás miatt, max 32-es szorzó
q_InductorVoltage = ((_builtin_mulss(q_IacErr, q_RA)) >> 15);
CurrentPoutput_long = (long)q_InductorVoltage * RA;
if (CurrentPoutput_long > 32767)
    CurrentPoutput_long = 32767;
else if (CurrentPoutput_long < -32767)
    CurrentPoutput_long = -32767;

CurrentPoutput = (int) CurrentPoutput_long;

```

5.3. ábra: 1-nél nagyobb értékű paraméterek kezelése

Ezek után a kapott értéket egy 32 bites számba letárolom és egyből meg is szorzom 32-vel (a P paraméter maximális értékével) és letárolom egy 32 bites számban. Ezek végeredményben a felhasználó által beadott 0 és 32 közötti értékkel szorzást eredményeznek. Hogy a szabályozó ne csorduljon túl, meg kell vizsgálni, hogy az így kapott érték beleesik-e a 16 bites előjeles számábrázolás tartományába (lásd 5.3. ábra if – else if feltételvizsgálata). Ha nem esik bele, akkor maximalizáljuk (minimalizáljuk) az értéket 0.999-ben (-1-ben). Végül a 32 bites értéket – amelyre már ellenőriztük, hogy nem esik ki a 16 bites tartományon – lecsonkoljuk 16 bites számra, és így újra egy 16 bites fixpontos számot kapunk. Ez a sok művelet még mindig nagyságrendekkel gyorsabb, mintha lebegőpontos számokkal dolgoznánk, de még annál is gyorsabb, mint ha minden számolást 32 bites fixpontos számmal végeznénk. Ugyanezt a módszert alkalmaztam a feszültség szabályozó P arányos tagjánál is, csak ott az értéket 2-ben maximalizáltam.

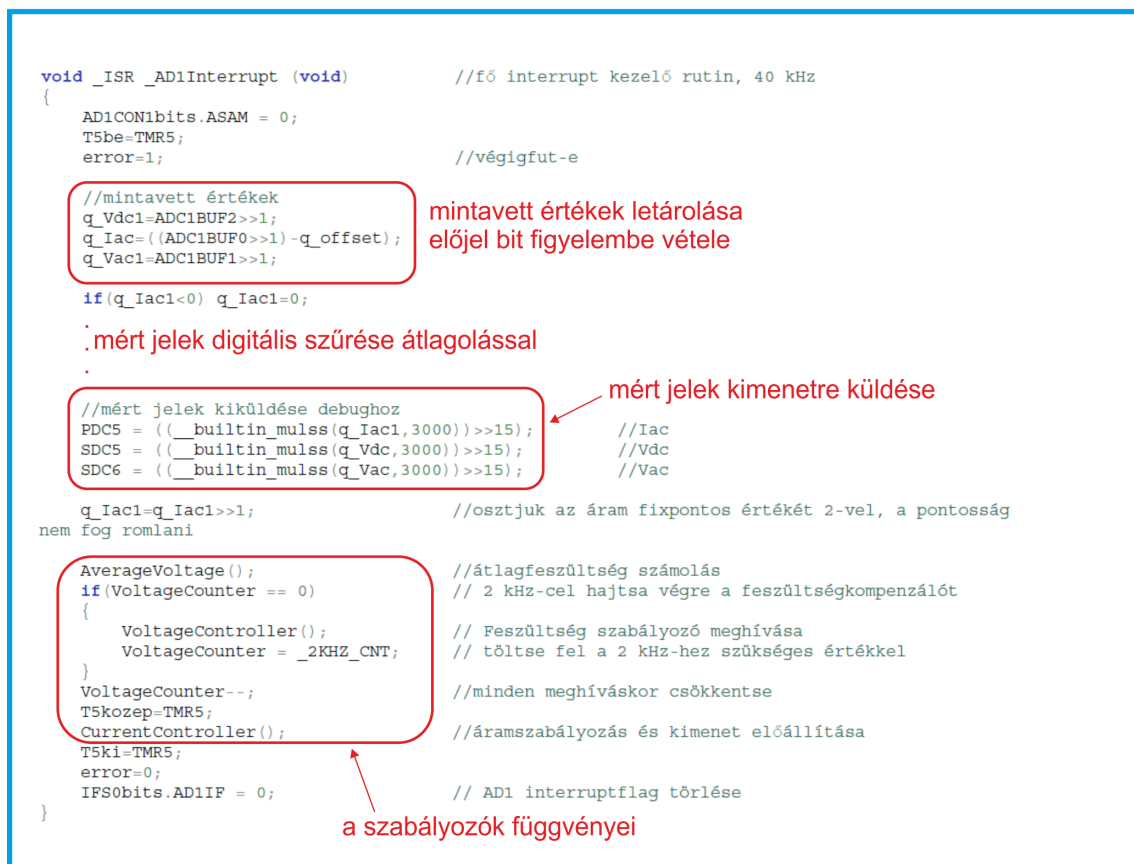
5.2. Az AD átalakító és szabályozó rész működése

A valós idejű alkalmazásokban általában a pontos időzítéseket interruptok segítségével valósítják meg. A Timer3 nevű számláló segítségével másodpercenként 40000-szer, azaz 25 μs -onként meghívódik egy interrupt kiszolgáló rutin, amely bekapcsolja az analóg jelek automatikus mintavételét, és emellett a felhasználói felület frissítését is elvégzi másodpercenként néhányszor. Működését az 5.1. ábra 0. LED-je jelzi vissza másodpercenként villanásával. Az AD átalakító úgy van konfigurálva, hogy ha a Timer3 Interruptjától megkapja az automatikus mintavételre az utasítást, akkor a 3 bemenő jelből egymás után mintát vesz, és közben elvégzi a jelek digitális értékévé konvertálását. 12 bites működési mód mellett nincs lehetőség a szimultán mintavételezésre, ezért az egyes jelek mintái egymáshoz képest kis Δt idővel eltolva időpontokra vonatkoznak. Ezek a Δt idők azonban olyan kicsik (μs nagyságrendű), hogy ez az eltérés vélhetően nem okoz semmi gyakorlati problémát. Cserébe a 12 bites feldolgozás miatt pontosabbak a mért értékek. A mintavett értékeknek 12 hasznos bitjük van, de 16 biten tároljuk őket a használt Q15 fixpontos számábrázolás miatt. Felesleges lenne nagyobb pontosságú számokat tárolnunk, ha úgyse használjuk ki az összes bitet.

Az AD modul úgy van konfigurálva, hogy minden 3. mintavétel és konverzió után indítson interruptot. Ez esetünkben azt jelenti, hogy ha mind a három mérendő értéket (U_{ac} , U_{dc} , I_{ac})

mintavettük, akkor meghívódik az AD átalakító saját interruptja. A rutin főbb részeit az 5.4. ábra mutatja.

Az AD átalakító interrupt kezelő rutinja



5.4. ábra: A fő interrupt kezelő rutin, amely a szabályozást is végzi

A rutin a következőképp épül fel: rögtön meghívása után kikapcsolja (ideiglenesen) az automatikus mintavételt, nehogy egy újabb Timer3 interrupt félbe tudja szakítani számolás közben, és esetleg az aktuális mért értékeket kicserélje újabbakkal. A következő részben néhány hibadetektálást segítő kódsor után beolvassa az AD átalakító puffereiben tárolt értékeket, és átadja azokat a mért értékek fixpontos változóinak. Ebben a lépésben szükség van a tárolt értékek eggyel jobbra shiftelésére, ugyanis a puffereben a 12 bites mért érték teljesen balra rendezetten van letárolva (lásd 5.1. egyenlet), és nincs külön előjel bit, amelyet viszont a Q15 számábrázolás használ.

$$Dout = dddd dddd dddd 0000 \quad (5.1)$$

Amire nekünk szükségünk van, azt az 5.2. egyenlet mutatja:

$$Dout = sddd dddd dddd d000 \quad (5.2)$$

Emiatt szükséges az eggyel jobbra shiftelés. Ugyan a mikrokontroller beállítható úgy is, hogy előjelhelyesen adja ki a mért értéket, azonban ez mégsem a mi céljainknak megfelelő. Hiszen a jelen alkalmazásban a mért jelek mindig pozitívak kell legyenek, csak az aritmetika miatt van

szükség az előjel bitre („s”). Az (5.2) egyenletből látható, hogy a három LSB (*Least Significant Bit*) kihasználatlan, ezért a mért értékek 2^3 -al való leosztása sem okozna pontosságbeli romlást. Ezt később kihasználjuk az áramszabályozónál. Azért van erre szükség, hogy a feszültségszabályozó kimenete ne telítődjön nagyobb terhelések esetén, amikor az áram is nagyobb.

Az áram mért értékét el lehet még tolni egy q_offset értékkel, amelyet ugyancsak a felhasználó állít be. Ha esetleg túl nagy kivonandó értéket állítana be, és a korrigált áramérték negatív előjelet venne fel, akkor a program automatikusan 0-ban minimalizálja az értékét. Az analóg szűrés ellenére előfordulhatnak tüskék a mért jelben, amelyek a szabályozók „összezavarodásához” vezethetnek, ezért itt még elhelyeztem egy a mért értékeket átlagoló részt, amely egyfajta aluláteresztő digitális szűrőként viselkedik. Ez a gyakorlati tapasztalat alapján javította a szabályozás minőségét annak ellenére, hogy némi késleltetést vitt a rendszerbe. Mivel jelenlegi formájában nem rendelkezik számítógépes kapcsolattal a PFC konverter, ezért szükséges volt hibadetektálási – és javítási okokból a mért értékek mérhetősége. Ezt úgy oldottam meg, hogy mindhárom értéket kiküldtem a mikrokontroller egy-egy PWM képes lábára, és egy aluláteresztő szűrőn átvezetve megkaptam a mért jelformát. Ez a kódrészlet látható a következő blokkban.

Ez után következik a szabályozást elvégző fő blokk. Ez a következő főbb részekből áll:

AverageVoltage(): A bemenő egyenirányított feszültségből képez átlagértéket, amely szükséges az áramreferencia előállításához. Ugyanis ahhoz a feszültségszabályozóból kijövő jelet meg kell szorozni egy egységnyi amplitúdójú szinusz hullámmal.

A pillanatnyi egyenirányított bemenő feszültség felírható a következő formában:

$$U_{ac} = U_m \cdot |\sin(\omega t)| \quad (5.3)$$

ahol U_m : a fél szinusz hullám csúcsértéke

Ezt átalakítva kapjuk a hullámforma alakját, amely már független lesz a bemenő feszültség amplitúdójától. Ennek belátásához a következő átalakításokat végezzük:

$$|\sin(\omega t)| = \frac{U_{ac}}{U_m} \quad (5.4)$$

Egy teljes hidas diódás egyenirányító esetében a feszültség csúcsértéke kifejezhető az átlagértékével a következőképpen [3]:

$$U_m = \frac{U_{\text{átl}} \cdot \pi}{2} \quad (5.5)$$

Az (5.5) egyenletet behelyettesítve (5.4)-be a következő adódik:

$$|\sin(\omega t)| = \frac{2 \cdot U_{ac}}{U_{\text{átl}} \cdot \pi} \quad (5.6)$$

Ha ezt a számítást implementáljuk a szoftverbe, az biztosítani fogja, hogy a félszusz hullámformáját nem fogja befolyásolni a bemenő feszültség amplitúdója. Így tudjuk az áramreferenciához szükséges egységnyi szinusz hullámot előállítani. Mivel a bemenő feszültség átlagértéke nem változik nagyon, ezért elegendő ezt az értéket néhány bemenő feszültség

periódusonként elvégezni. Pontosan ezt a számítást végzi el ez a függvény is, azzal a különbséggel, hogy a fixpontos számítások túlsordulásának elkerülése érdekében $2/\pi$ érték helyett $0,25/\pi$ értéket osztjuk le az átlagfeszültséggel, majd ezt később az áramszabályozóban 8-cal szorzással kompenzáljuk.

Ahhoz, hogy az átlagfeszültséget pontosan tudjuk számolni az szükséges, hogy legalább egy teljes fél-színusz periódust vegyünk figyelembe. Itt azonban egy kisebb problémába ütköztem, de sikerült orvosolni a következőkben leírtak szerint. A mintavételi frekvenciából kiszámítva 1600 mintavételként kellett számítani az átlagfeszültséget, ez pontosan 25 Hz-es frekvenciának felelt meg.

```
void AverageVoltage(void)           //pontosan 25 Hz-cel veszi a mintát
{
    SumVac_long = SumVac_long + q_Vac;           // Accumulate Sigma(Vac)
    FreqCount++;                                // Accumulate Frequency Counts

    if(FreqCount >= 1600)                      // = pontosan 25 Hz-es érték
    {
        q_Vavg_nc = (int)(SumVac_long>>10);      // Vavg_nocorr = Sigma(Vac)/1024 a gyors osztás
        miatt
        q_Vavg=((_builtin_mulss(q_Vavg_nc,korrekcio))>>15); //az érték korrigálva
        1024/1600-zal, hogy a helyes átlagot kapjuk

        SumVac_long = 0;                        // Sigma(Vac) törlése egy új érték számolásához
        FreqCount = 0;                          // frekvenciaszám törlése egy új érték
        számolásához

        if(q_Vavg<64) q_Vavg=64;                //nullával osztás ellen!!!!

        // Színusz faktor számolása mint 2/(pi*Vavg), és 1/8-adára skálázzuk, hogy 0 és 1 közé
        essen, később korrigáljuk
        SineFactor = (int)( _builtin_divsd(factor, q_Vavg));
    }
}
```

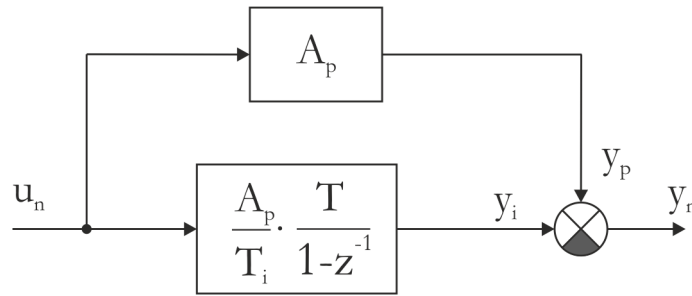
5.5. ábra: A bemenő feszültség átlagértékének számítása

Az 5.5. ábra alapján látható, hogy a függvény minden egyes megívásakor az aktuális bemenő feszültség értéket hozzáadja egy összegző értékhez, és inkrementál egy számlálót. Ha ez a számláló eléri a 25 Hz-nek megfelelő 1600-as értéket, akkor leosztja 2^{10} -nel, azaz 1024-gyel. Azért nem 1600-zal, mert az sokkal hosszadalmasabb művelet lenne. Olyannyira, hogy kifutna a program az időkeretből, és a szabályozás nem tudna végigfutni minden egyes ciklusban. Ehelyett a jóval gyorsabb shiftelés műveletet hajtja végre: 10-zel jobbra shiftel, ami 1024-gyel osztásnak felel meg. Az így kapott értéket aztán beszorozza egy fixpontos korrekciós tényezővel, amelynek értéke 1024/1600. Így ugyanazt a számot kapjuk végeredményül, mintha egyből 1600-zal osztottunk volna, csak nagyságrendekkel gyorsabban lefutott a számítás. Az általánosan elmondható a beágyazott rendszerekre, hogy az osztást lehetőleg kerülni kell. Egyrészt mivel ez az egyik leglassabb művelet, sokkal lassabb, mint a szorzás, másrészt pedig a nullával osztás gondokat okozhat, resetelheti a mikrokontrollert. Az általam írt kódban is található egy osztás, amikor is előállítjuk a bemenő feszültség szorzóját. A szoftver korai szakaszában itt is gondot okozott, hogy ha nem volt bemenő feszültség a PFC-re kapcsolva, akkor újraindult a mikrokontroller. Ekkor ugyanis a bemenő feszültség átlagértéke 0 lett, és ez nullával osztáshoz vezetett. Ezt kiküszöbölendő a program egy nagyon kis fixpontos értéknél nem engedi, hogy

kiseb legyen az átlagfeszültség. Ez olvasható az *AverageVoltage()*; függvény osztást megelőző soraiban (5.5. ábra).

VoltageController(): Ez a függvény végzi el a feszültség szabályozó kör számításait. Amint az látható az 5.4. ábra kódjaiból, a függvény csak 2 kHz-enként kerül meghívásra, ezt már a szabályozó tervezésénél is említettem. Abban a fejezetben leírtam, hogy felesleges ennél gyakrabban meghívni ezt a szabályozót, hiszen a zárt kör sávszélessége nem haladja meg a 20-25 Hz-et, s így a mintavételi frekvencia sem kell nagyobb legyen mint 1000 Hz. Az ott ismertetett PI szabályozó lett átalakítva mintavételes formára. A mintavételes közelítéshez jobboldali téglalapszabályt (RSR) alkalmaztam az integrátor esetében:

$$\frac{1}{s} = \frac{T \cdot z}{z-1} = \frac{T}{1-z^{-1}} \quad (5.7)$$



5.6. ábra: A feszültség szabályozó mintavételes megvalósítása

Felhasználva az 5.6. ábra hatásvázlatát és az (5.7) egyenletet a következőképp írható fel a szabályozó integrátort tartalmazó ágának impulzusátviteli függvénye:

$$D_i(z) = \frac{A_p}{T_i} \cdot \frac{T}{1-z^{-1}} = \frac{Y_i(z)}{U(z)} \quad (5.8)$$

$$Y_i(z) \cdot (1 - z^{-1}) = \frac{A_p T}{T_i} \cdot U(z) \quad (5.9)$$

Elvégezve az inverz Z-transzformációt és y_n -re rendezve:

$$y_{n,i} = y_{n-1,i} + \frac{A_p T}{T_i} \cdot u_n \quad (5.10)$$

Az arányos és az integráló tag hatását összegezve:

$$y_n = y_{n,p} + y_{n,i} = A_p \cdot u_n + y_{n-1,i} + A_{hiba} \cdot u_n \quad (5.11)$$

$$A_{hiba} = \frac{A_p T}{T_i}$$

Az (5.11) egyenlet van megvalósítva ebben a szabályozóban. A bemenő érték (u_n) megegyezik a referencia feszültség és az aktuális mért kimenő feszültség különbségével. Ebből képzünk először az arányos szorzóval egy $q_Poutput$ tagot, majd pedig az integrátoros tagot, amelyet $q_Ioutput$ -tal jelöl a program. Az integrátoros tag értékét mindig figyeli a program, hogy ne sorduljon túl, kimenete 0,999-ben van maximalizálva. A szabályozó kimenete e két tag összege lesz, $q_PIoutput$ -tal jelölve. Erre is elvégző a program egy vizsgálatot, hogy nem lépi-e túl a megengedett értéket,

majd ha ez mégis bekövetkezik, akkor bebillent egy Flaget, mégpedig a *VoltageSaturationFlag*-et. Ha ennek a Flagnek az értéke 1, akkor az integrátor nem integrál tovább. Ezt a felhasználói felületen a 2. számú LED is jelzi (5.1. ábra).

CurrentController(): Ez a szabályozó is PI szabályozó, ahogyan az előbb ismertetett, emiatt struktúrája is megegyezik vele. A különbség az, hogy ez minden egyes interrupt rutinban meghívásra kerül, tehát másodpercenként 40000-szer. Az áram referenciájának előállításához először összeszorzásra kerül a feszültségszabályozó *q_PInput* kimenete és a bemenő mért feszültség aktuális értéke. Az így kapott értéket megszorozzuk még az *AverageVoltage* nevű függvény kimenő értékével, amely az (5.6) egyenletben U_{ac} szorzóját jelenti, és a szinuszos hullám egységnyivé tételéért felelős. Ezután a program még elvégzi 3-mal balra shiftelést (8-cal szorzást, amely a korábban ismertetett $2/\pi$ nyolccal való leosztása miatt szükséges kompenzálásként), és megkapjuk az áram referenciaértéket, ám előtte még elvégzi a program annak ellenőrzését, hogy nem csordult-e túl ez az érték sem. Ezek után következhet az áram PI szabályozójának számítása, amely tökéletesen ugyanúgy történik, mint a feszültségszabályozó esetében: tehát először az arányos tagot, majd az integrátort tartalmazó tagot számoljuk ki, és a végén összegezzük. Ebben az esetben is alkalmaztam túlsordulás figyelőt, amely megállítja az integrátor számolását, ha ez fennáll. A neve *CurrentSaturationFlag*, és a felhasználói felület 3. számú LED-je jelzi (5.1. ábra). Ennek a szabályozónak a kimenete kerül a PWM modul bemenetére, amely majd elvégzi a MOSFET meghajtó vezérlését. Ehhez a szabályozó kimenetén kapott 0 és 1 közötti értéket felskálázzuk a PWM által várt 0 és 3000 közötti értékre. Ez utóbbi érték a PWM beállításaitól függ, jelen esetben 40 kHz-es kapcsolási frekvencia és 120 MHz-es alapórajel mellett ez lesz a PWM periódusának értéke. A megfelelő regiszterébe beírt 0 és 3000 közötti érték fogja megszabni, hogy mekkora legyen az adott periódusban a kitöltési tényező. Ennek a mikrokontrollernek egyik igazi előnye, hogy nagyon finoman állítható a PWM moduljának működése, egyszerre képes alsó és felső oldali meghajtókat is vezérelni, akár előre beprogramozott holtidővel. Ebben a függvényben került implementálásra egy nagyon fontos védelmi programrész, amely a kitöltési tényezőt hivatott limitálni. A túl nagy kitöltési tényező ugyanis kárt tehet az áramkörben, tönkretetheti a kapcsolóelemeket, túlterhelheti a mikrokontroller bemeneteit is. Ezért itt egy olyan feltételvizsgálat foglal helyet, amely ha észleli, hogy a szabályozó által kívánt kitöltési tényező nagyobb, mint a maximálisan megengedett, akkor ezt az értéket maximalizálja. A programban ezt az értéket 78 %-ra állítottam. Ez az érték a felhasználó által biztonsági okokból nem állítható, csak a mikrovezérlő újraprogramozásával lehet felülbírálni.

A mikrokontrolleren futó szabályozó rutin a 12 bites mintavételezést és konverziót is belevéve nagyjából 12 – 13 μs alatt fut le, így tehát még további 12 – 13 μs marad a további teendők elvégzésére, mint a menüprogram futtatása és az LCD kijelző kezelése. Ez a nagyjából 50 %-os kihasználtság előrevetíti, hogy ki lehet később bővíteni a program tudását számítógéppel való kommunikációval, illetve akár egy, a PFC szakaszt követő Buck konverter szabályozását is el tudja látni. Ha 10 bites szimultán mintavételezést állítunk be, azzal további 4 – 5 μs idő is nyerhető. Bekapcsolás után a változók deklarálása és az egyes perifériák inicializálása után a program még vár 100 ms ideig, amíg a bekapcsoláskori nagy áramugrás és a vele járó tranziensek lecsengenek, csak ezután indul el a kimenet meghajtása.

VI. Az elvégzett mérések és eredményeik

Miután a szoftver és az áramkör elnyerte végleges formáját, kezdődhettek a mérések. Azt kellett lemérni, hogy vajon az áramkör teljesíti-e az elsődleges célját, azaz a teljesítménytényezőt jelentősen javítja-e a szimpla diódás induktivitás nélküli egyenirányítóhoz képest. Emellett nem elhanyagolható az sem, hogy a kimenő feszültsége miként alakul, tudja-e tartani a szoftverbe betáplált referencia értéket.

A teljes PFC áramkör a szabályozóval, a teljesítményelektronikai résszel és a szűrőmodullal a 6.1. ábrán látható.



6.1. ábra: A mérendő PFC áramkör és periferiái

6.1. A torzítás tényező lemérése

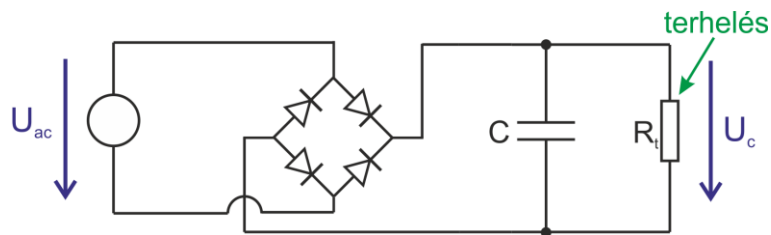
Hogy legyen viszonyítási alap, elkészítésre került egy teljes hidas egyenirányítóból és kondenzátor + terhelésből álló kapcsolás. Ennek várhatóan rossz lesz a torzítási faktora és így a teljesítménytényezője. A bemenő feszültségét egy állítható kimenő feszültségű toroid transzformátor szolgáltatta. Az állítható feszültségre azért volt szükség, hogy itt is ugyanakkora kimenő feszültséget kapjunk, mint majd később a PFC esetében.

A terhelés és a kimenő feszültség rendre a következő mérésekben:

$$R_t = 200 \, [\Omega] \quad (6.1a)$$

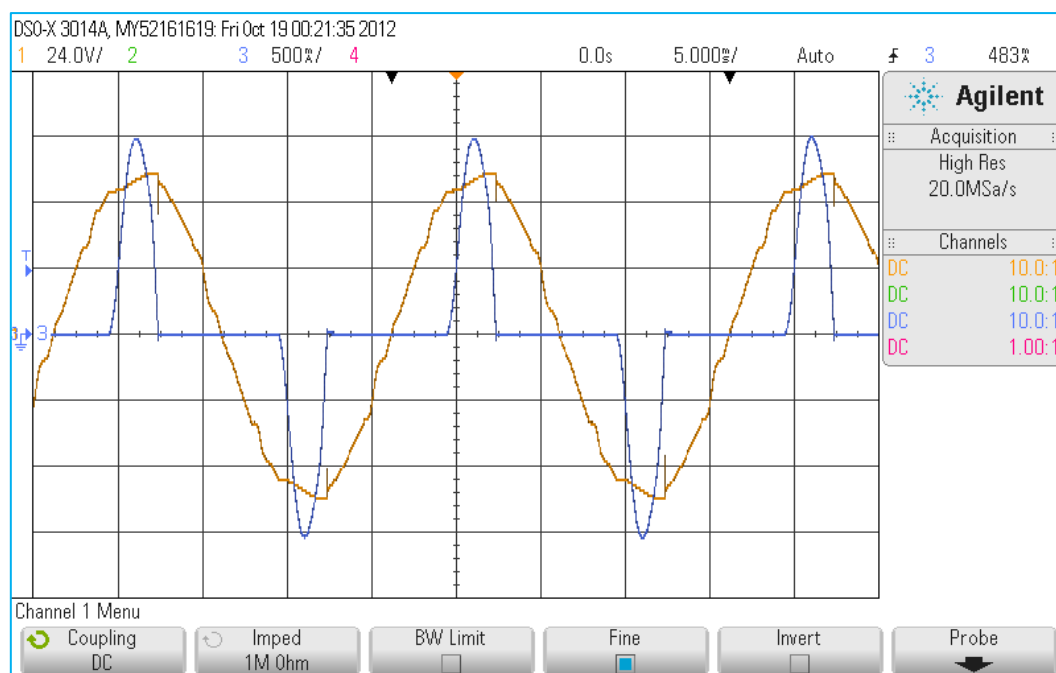
$$U_c = 55 \, [V] \quad (6.1b)$$

A fent ismertetett eszköz sematikus kapcsolása a 6.2. ábrán látható.



6.2. ábra: A viszonyítási alapként használt diódás egyenirányító

Először erre a kapcsolásra végeztem méréseket. A mérésnél használt **Agilent DSO-X3014A** digitális oszcilloszkóp nagyon fejlett jelfeldolgozási képességekkel rendelkezik. Képes a mért értékeket USB-n keresztül pl. pendrive-ra lementeni akár kép, akár hullámforma fájl formájában. A mért jeleket gyors Fourier-transzformációnak is képes alávetni, és a végeredményt nem csak dB-ben jeleníteni meg, hanem ez lehetséges az egyes feszültségkomponensek effektív értékében is (RMS), amely a teljes harmonikus torzítás számításakor jelentős könnyebbé teszi a munkát. A mérés során a toroid transzformatort addig állítottam, míg a kimenő feszültség 55 V nem lett. Ekkor egy ugyancsak Agilent gyártmányú áramszennőrel mértem a bemenő áram jelalakját a bemenő feszültség jelalakjával egyetemben. A mért jelalakok a 6.3. ábrán láthatóak.

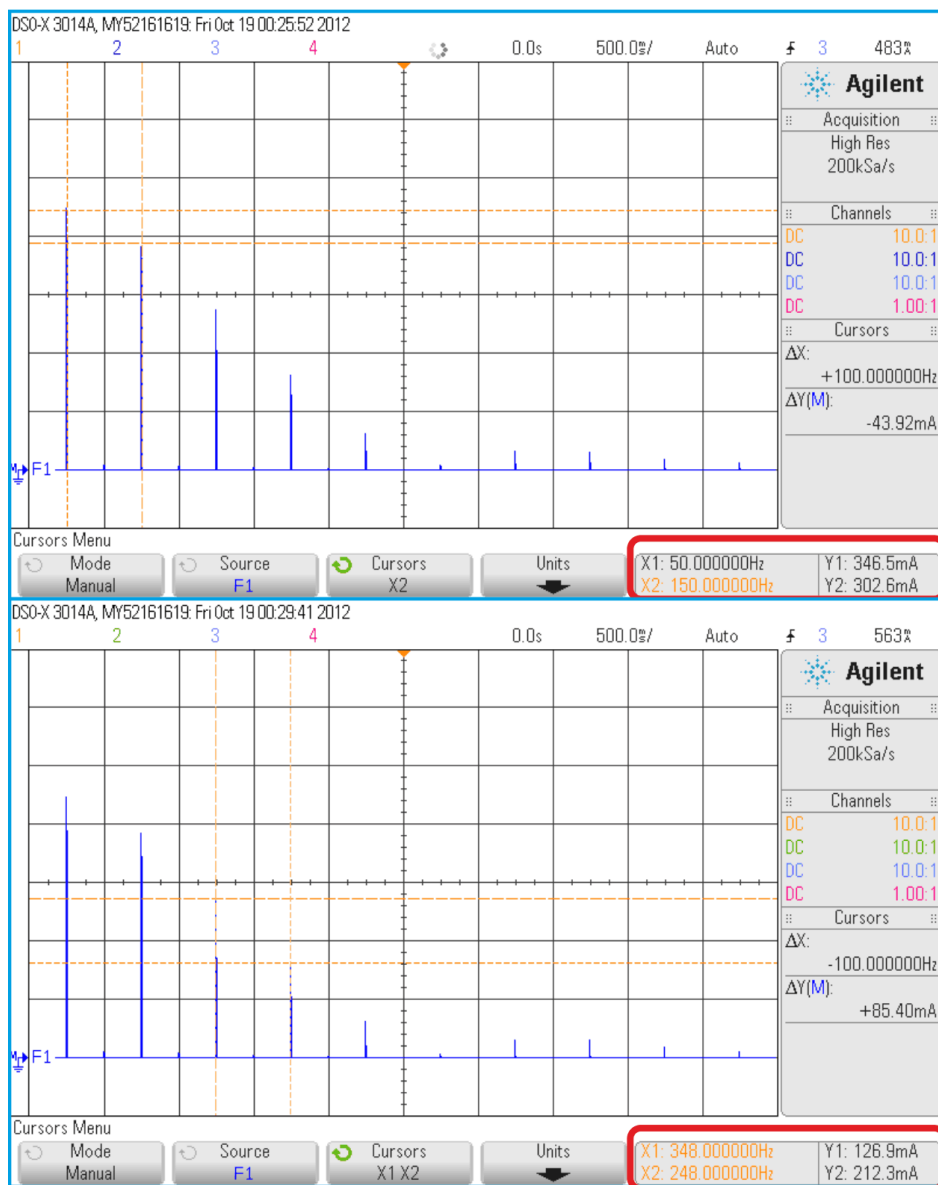


6.3. ábra: Diódás egyenirányító bemenő feszültsége (kék) és bemenő árama (barna)

Nagy amplitúdójú impulzusszerű áramcsúcsok keletkeznek, amikor a bemenő feszültség pillanatnyi értéke nagyobb, mint a kondenzátor feszültsége. Nagy teljesítmények esetében ez jelentős problémákat tud okozni, a nagy áramfelvétel számottevően megterhelheti a hálózatot minden egyes periódusban.

Az áram jelalakját FFT-vel megvizsgálva és az egyes felharmonikusokat effektív értékeikkel kirajszolva számolhatóvá válik a teljes harmonikus torzítás. A 6.4. ábrán látható mérési eredményekre tekintve látható, hogy az áramban a páratlan felharmonikusok vannak jelen.

Diódás egyenirányító bemenő felvett áramának FFT-je



6.4. ábra: Diódás egyenirányító felvett áramának FFT-je

Ezen felharmonikusok effektív értékeit az oszcilloszkóp kurzorának segítségével olvastam le, az értékek a képek jobb sarkában láthatók.

$$I_1 = 346,5 \text{ mA} \quad f_1 = 50 \text{ Hz} \quad (6.2a)$$

$$I_3 = 302,6 \text{ mA} \quad f_3 = 150 \text{ Hz} \quad (6.2b)$$

$$I_5 = 212,3 \text{ mA} \quad f_5 = 250 \text{ Hz} \quad (6.2c)$$

$$I_7 = 126,9 \text{ mA} \quad f_7 = 350 \text{ Hz} \quad (6.2d)$$

Csak az alapharmonikust és az első 3 páratlan felharmonikust mértem le, hisz ezek rendelkeznek a legnagyobb súllyal, a többi felharmonikus a számítás szempontjából már elhanyagolható.

Látható például, hogy a páros felharmonikusok szinte meg sem jelennek a jelben. A teljes harmonikus torzítás a THD definíciója szerint (1.9. egyenlet) a mért felharmonikusokra felírva:

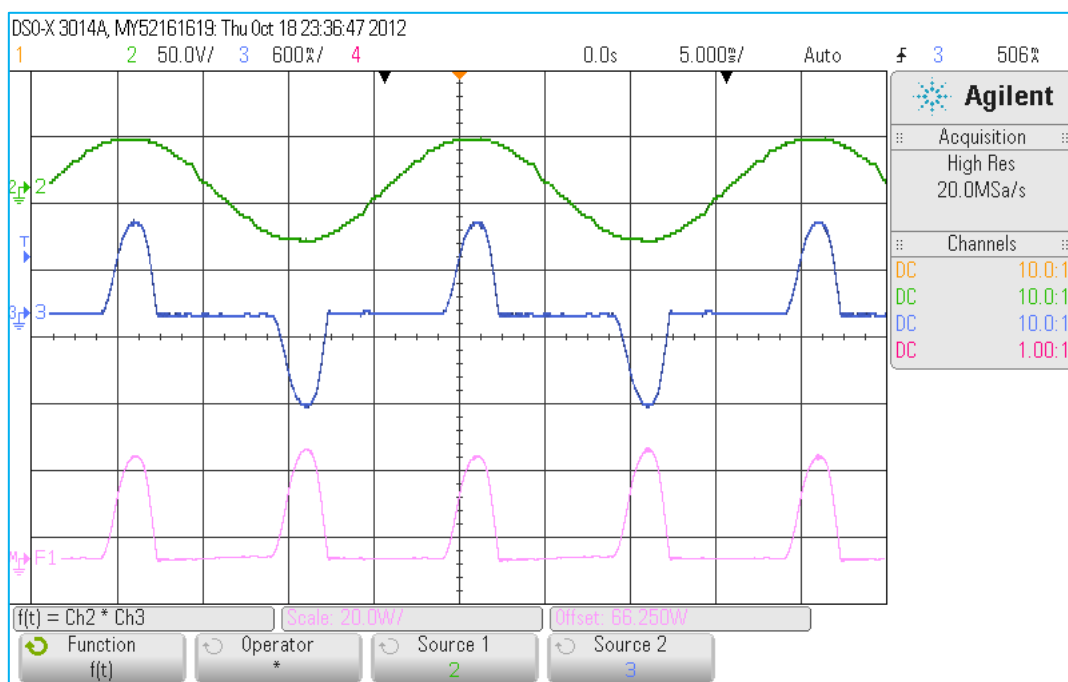
$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{I_1} \approx \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^7 I_n^2}}{I_1} = \frac{\sqrt{I_3^2 + I_5^2 + I_7^2}}{I_1} = 1,2369 \quad (6.3)$$

A torzítási tényező egyenletébe (1.10) ezt a kapott értéket beírva:

$$\text{torzítási tényező} = \frac{1}{\sqrt{1+THD^2}} = 0,6287 \quad (6.4)$$

Az oszcilloszkóp által kimentett képen az áram FFT-je nem a legjobban látható, eredetileg rózsaszínben menti ki az értéket, ezt változtattam át kékre a jobb láthatóság érdekében, de még így is az 5. és 7. felharmonikus esetében részben kitakarják a kurzorok a frekvencia komponenseket. A (6.4) egyenletben kapott torzítási tényező egy felső becslés, hisz ha még több frekvenciakomponenst veszünk figyelembe, akkor a THD még nagyobb lesz, s ezáltal a torzítási tényező csökkenni fog. Teljesítményfelvétel szempontjából az az optimális, ha a torzítási tényező minél közelebb van az egységnyihez, ekkor ugyanis a teljesítménytényező is közel egységnyi lesz (ha nincs fázistolás).

Következő lépésként megvizsgáltam, hogy a PFC áramkör esetében szabályozás és a K kapcsoló kapcsolgatása nélkül miképpen alakulnak a jelalakok. Ennek mérési eredménye látható a 6.5. ábrán.

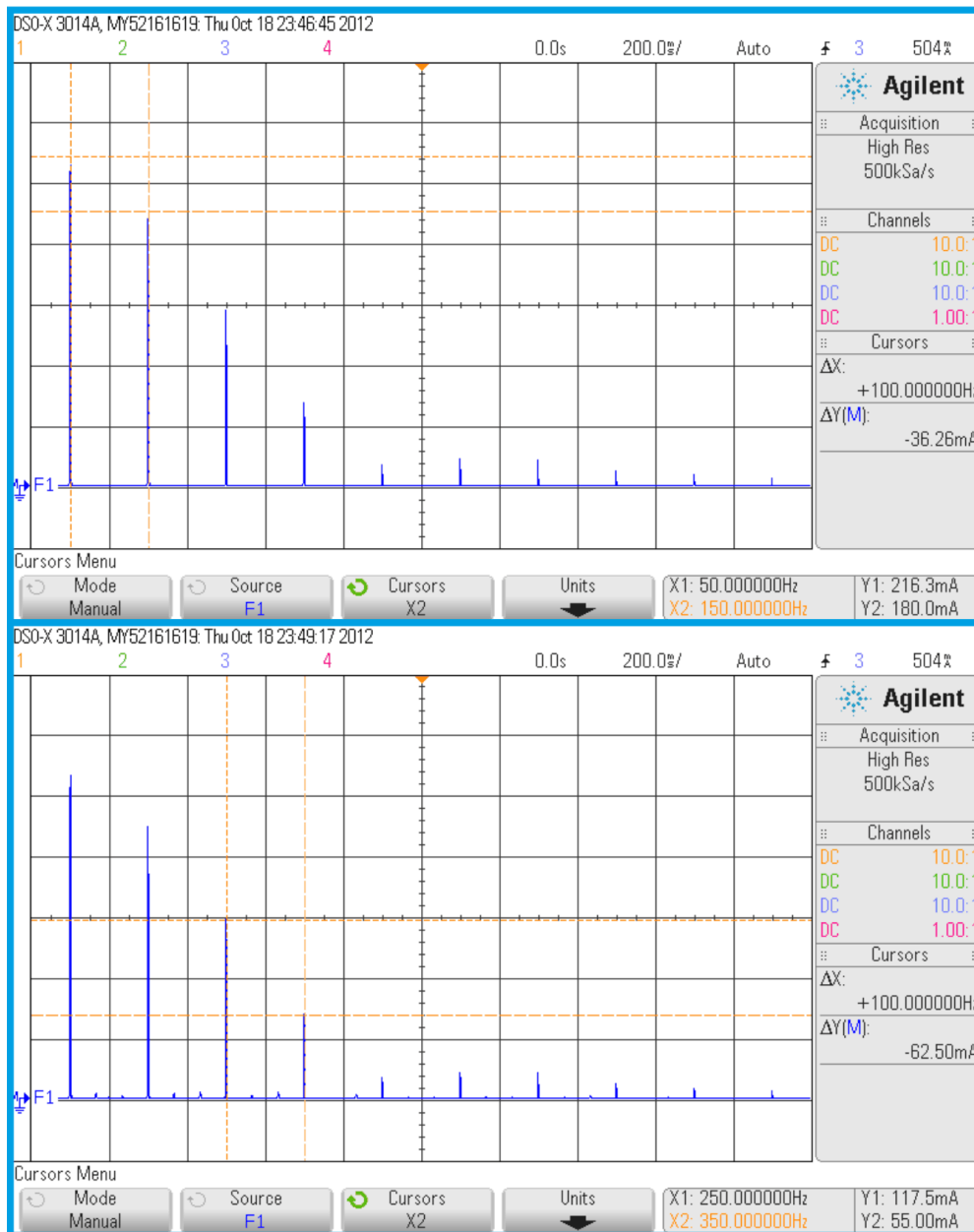


6.5. ábra: A szabályozatlan PFC felvett árama és teljesítménye

A mért jelek a bemenő szinuszos tápfeszültség, a hálózathoz felvett áram és a kettő szorzataként előálló hálózathoz felvett teljesítmény. Az áramforma nagyon hasonló az előző esetben kapottal, hiszen szabályozás nélkül itt is egy diódás egyenirányításról van lényegében szó. Az áram és ezzel együtt a teljesítményfelvétel meglehetősen egyenlőtlen, a teljesítménytényező ránézésre is

megállapítható, hogy rossz. Ebben az esetben a kimenő feszültség nem 55 V, hanem annál kisebb, hiszen a K kapcsolót nem is használjuk egyáltalán. Ettől függetlenül érdekes lehet erre az esetre is kiszámolni a torzítási tényezőt.

Szabályozás nélküli PFC felvett áramának FFT-je



6.6. ábra: Szabályozatlan PFC áramának FFT-je

A 6.6. ábra mért eredményei alapján:

$$I_1 = 216,3 \text{ mA} \quad f_1 = 50 \text{ Hz} \quad (6.5a)$$

$$I_3 = 180,0 \text{ mA} \quad f_3 = 150 \text{ Hz} \quad (6.5b)$$

$$I_5 = 117,5 \text{ mA} \quad f_5 = 250 \text{ Hz} \quad (6.5c)$$

$$I_7 = 55,00 \text{ mA} \quad f_7 = 350 \text{ Hz} \quad (6.5d)$$

Ebből a néhány értékből számolva a közelítően a teljes harmonikus torzítást:

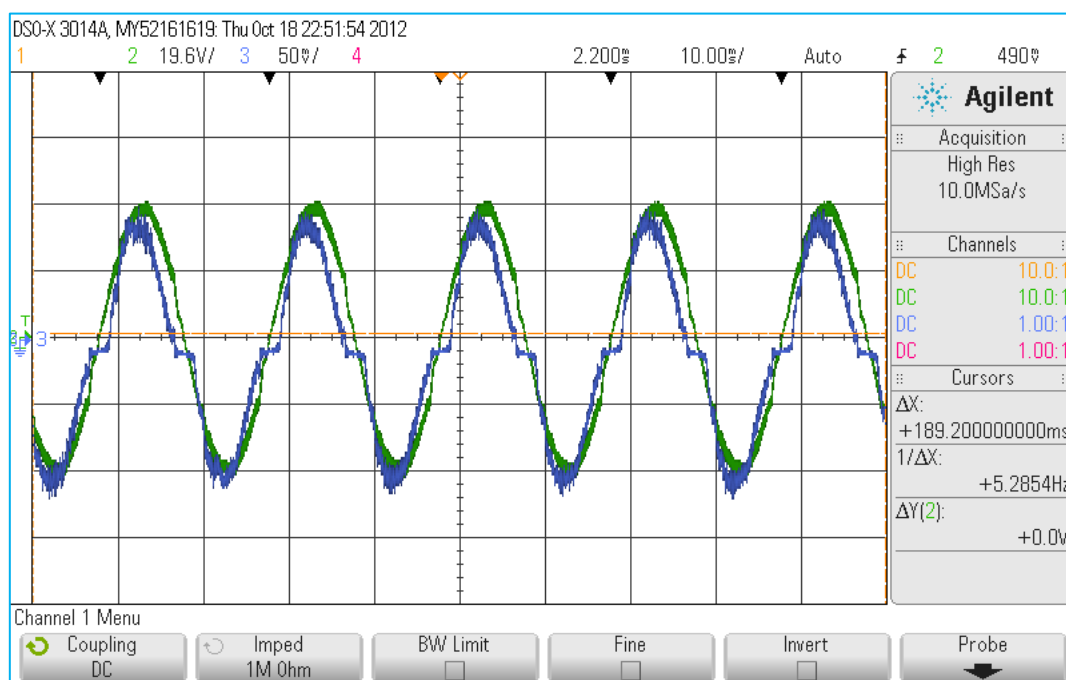
$$THD \approx \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^7 I_n^2}}{I_1} = \frac{\sqrt{I_3^2 + I_5^2 + I_7^2}}{I_1} = 1,0258 \quad (6.6)$$

És ebből pedig a torzítási tényezőt:

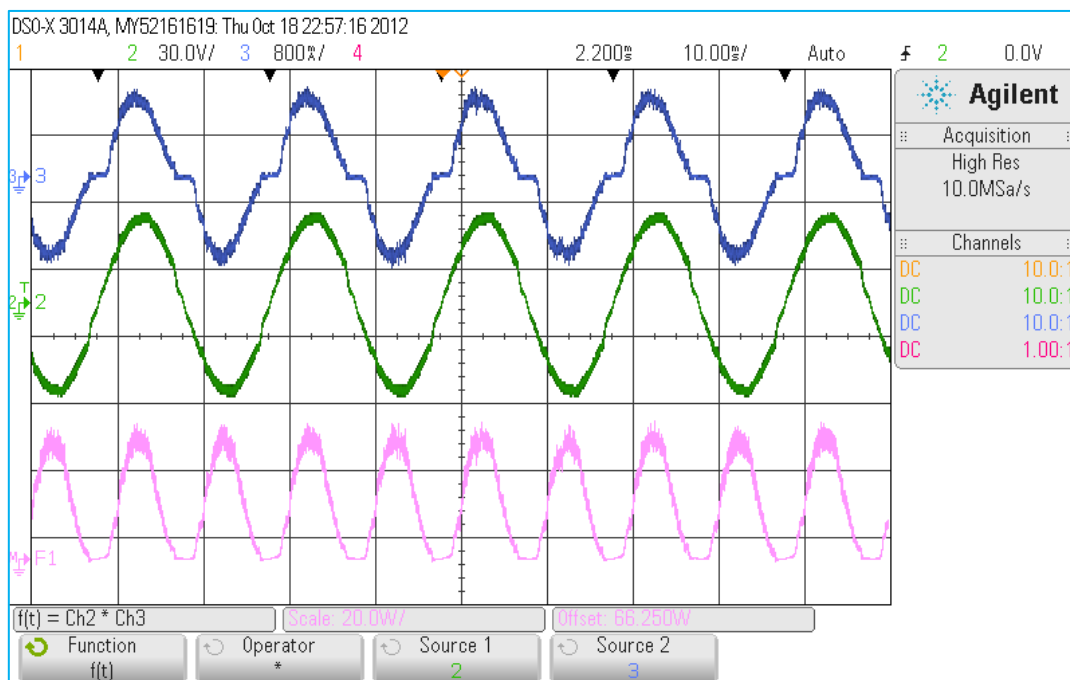
$$\text{torzítási tényező} = \frac{1}{\sqrt{1+THD^2}} = 0,698 \quad (6.7)$$

Fontos kiemelni, hogy ez is csak egy felső becslést ad a torzítási tényezőre, hisz a 6.6. ábrán is látható, hogy a 9-11-13. felharmonikusok is még jelentős szerepet játszhatnak.

Most vizsgáljuk meg azt az esetet, amikor szabályozzuk a PFC-t. Várhatóan ebben az esetben az áram jelalakjának közelítenie kell a szinusz hullámot, és a harmonikus torzításnak is jóval kisebb méreteket kell öltenie. A kimenő feszültség ebben az esetben is 55 V-ra lett állítva, a terhelés továbbra is 200 Ω . Első körben a bemenő feszültség és áram jelalakját vizsgáltam meg. A mérési eredmény a 6.7. ábrán látható, a zöld színű jelalak a bemenő váltakozó feszültség, a kék pedig a hálózathoz felvett áram. Összevetve akár a 6.3., akár a 6.5. ábrával szembevetve a változás. Az áram jelalakja többé már nem impulzusszerű, hanem közelít a szinuszhoz. A feszültséget annak nullátmenetei közelében nem tudja megfelelően követni, de a többi időpontban megfelelőnek mondható a jelalak. Ennek több magyarázata lehet. Az első, hogy mivel a PWM kitöltési tényezőt limitálom, ezért kis bemenő feszültség esetén, amikor is nagy lenne a módosítás igény az állandó kimenő feszültség miatt, nem tud eléggé nagy módosítást létrehozni a topológia. Ezt a későbbiekben megfelelő áramkör védelmi funkciók beiktatása mellett megpróbálom orvosolni. A másik ok kereshető az áramszenzorban is. Ha a nullátmenet közelében rendelkezik egy $\pm 25 \text{ mA}$ -es holtávval, akkor is hasonló jelenségek játszódhatnak le.



6.7. ábra: Szabályozott PFC esetén a hálózati feszültség és a felvett áram



6.8. ábra: Szabályozott PFC esetén a felvett teljesítmény

Ha a felvett teljesítményt is figyeljük (6.8. ábra), látható, hogy ez is sokkal közelebb áll az ideálshoz, mint ha csupán diódás egyenirányítást alkalmaznánk. Az is megfigyelhető, hogy a felvett áram csúcsértékei kisebbek, mint az a 6.3. ábrán látható ugyanekkora hasznos teljesítményt leadó diódás egyenirányító esetében. Ez utóbbinál ugyanis a mérések tanúsága szerint nagyjából másfélszer nagyobb a felvett áramcsúcs.

Erre az esetre is elvégeztem az oszcilloszkóppal az áram Gyors Fourier-transzformációját, a kapott eredmények a 6.9. ábrán láthatóak. A mért áram különböző frekvenciájú összetevőinek effektív értéke:

$$I_1 = 549,0 \text{ mA} \quad f_1 = 50 \text{ Hz} \quad (6.8a)$$

$$I_3 = 111,1 \text{ mA} \quad f_3 = 150 \text{ Hz} \quad (6.8b)$$

$$I_5 = 45,00 \text{ mA} \quad f_5 = 250 \text{ Hz} \quad (6.8c)$$

$$I_7 = 21,00 \text{ mA} \quad f_7 = 350 \text{ Hz} \quad (6.8d)$$

Az ezekből kapható THD érték:

$$THD \approx \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^7 I_n^2}}{I_1} = \frac{\sqrt{I_3^2 + I_5^2 + I_7^2}}{I_1} = 0,22166 \quad (6.9)$$

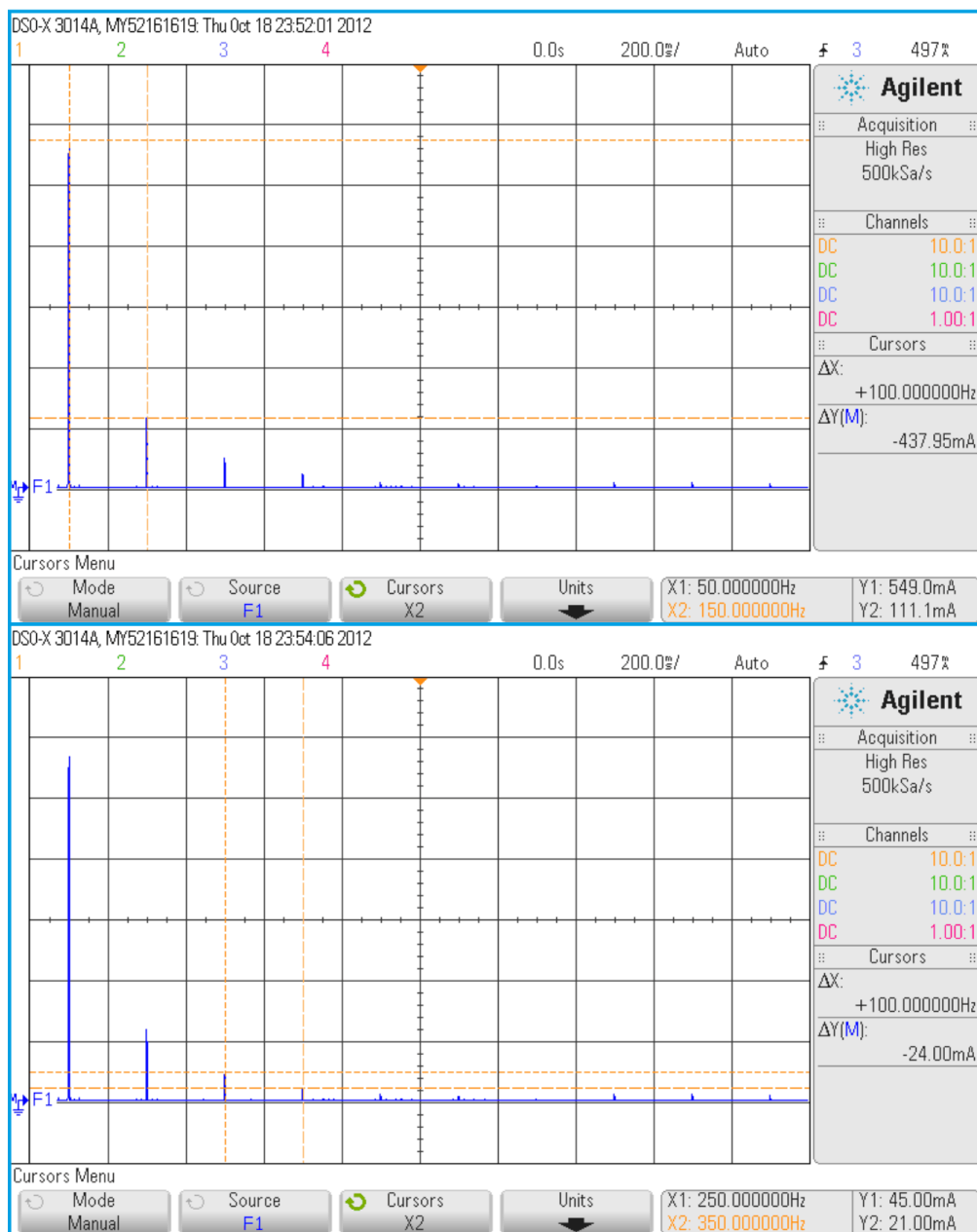
Majd az ebből számítható torzítási tényező:

$$\text{torzítási tényező} = \frac{1}{\sqrt{1+THD^2}} = 0,9763 \quad (6.10)$$

Az így kapott torzítási tényező értéke már sokkal kecsegtetőbb, mint a korábbiak. Meglehetősen közel van az egységnyihez, és ha figyelembe vesszük, hogy az áramnak csak egy minimális

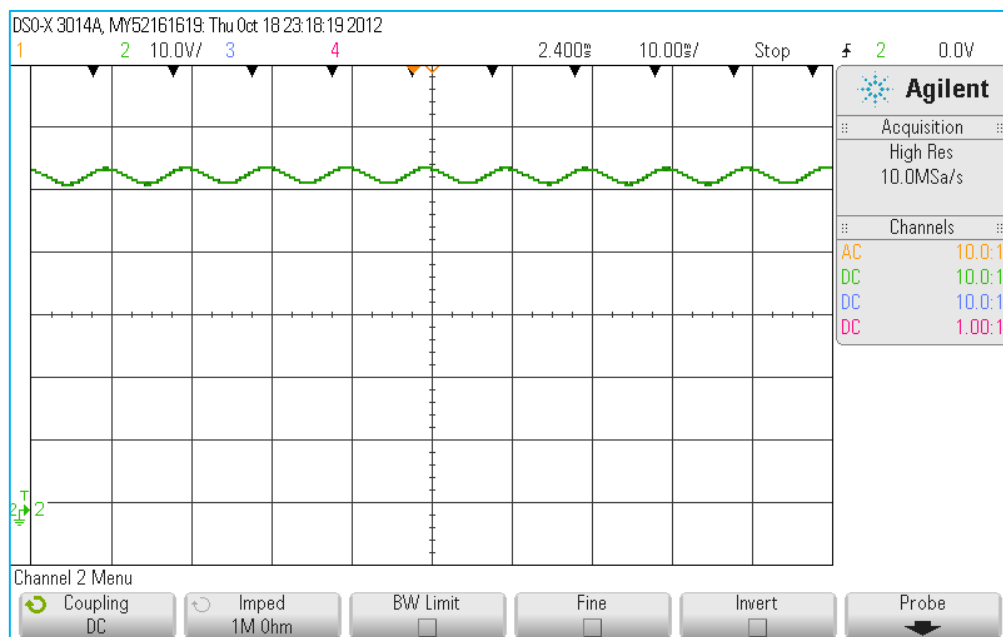
fázistolása van a bemenő feszültséghez képest, akkor azt kapjuk, hogy a teljesítménytényező minden bizonnyal jóval 90 % feletti. Az itt kapott 97,63 %-os torzítási tényező a csupán diódás egyenirányítást alkalmazó áramkörök 60-70 %-ához képest jelentős javulásnak titulálható. Természetesen ebben az esetben is felső becslésről van szó, hiszen a nagyobb harmonikusokat már nem vettem figyelembe a számításnál, azonban itt ezek arányaikban jóval kisebbek, tehát ebben az esetben ez sokkal közelebbi becslés, mint a korábbi két esetben.

Szabályozott PFC felvett áramának FFT-je



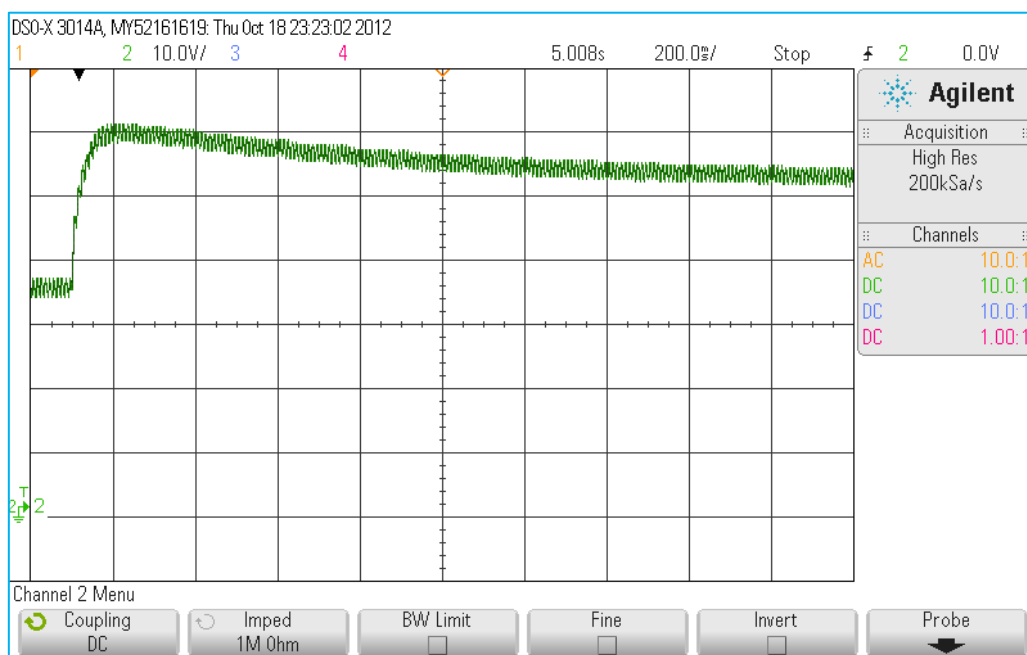
6.9. ábra: Szabályozott PFC áramának FFT-je

Szabályozás mellett megvizsgáltam a kimenő feszültséget is, jelalakja a 6.10. ábrán látható.



6.10. ábra: A szabályozott PFC kimenő feszültsége, $U_{ref}=53\text{ V}$

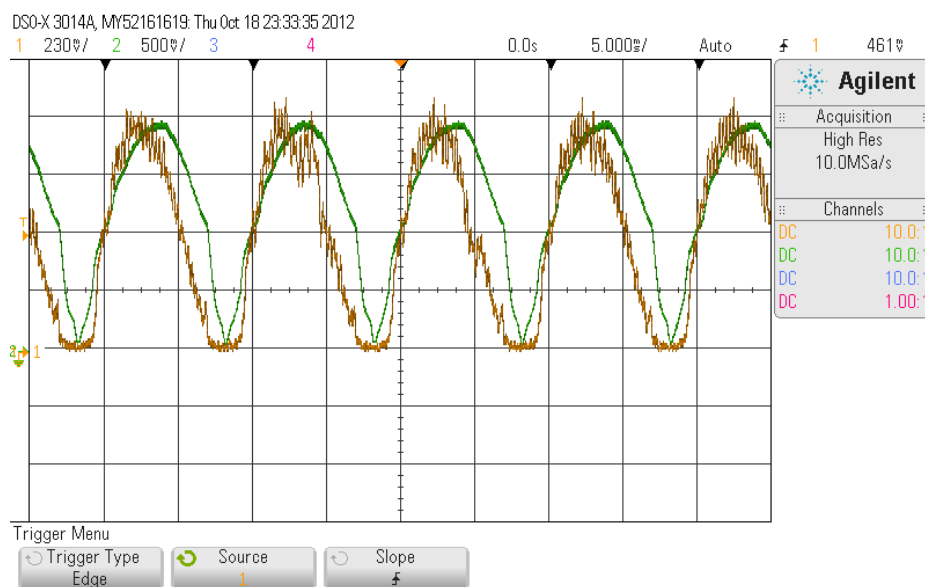
A kiértékeléséhez vegyük figyelembe, hogy a nullpont el van tolva annak érdekében, hogy a teljes jelalak látható legyen. Ezen mérés során a referenciafeszültség beállított értéke 53 V volt és a kimenő feszültség is ennek megfelelően alakult. A kimenő feszültségben fellelhető viszonylag nagyknak mondható kb. 3 V csúcsról csúcsig feszültség hullámzás a feszültségszabályozó kör kicsi sávzsélességének tudható be, de köztes egyenfeszültségű busznak – amelyre még egy DC-DC konverter kerül, mielőtt felhasználnánk – teljesen megfelelő. Jelenlegi formájában kisebb érzékenységre áramkörök táplálására önmagában is megfelelő lehet.



6.11. ábra: A kimenő feszültség alakulása egységugrás alapjelre

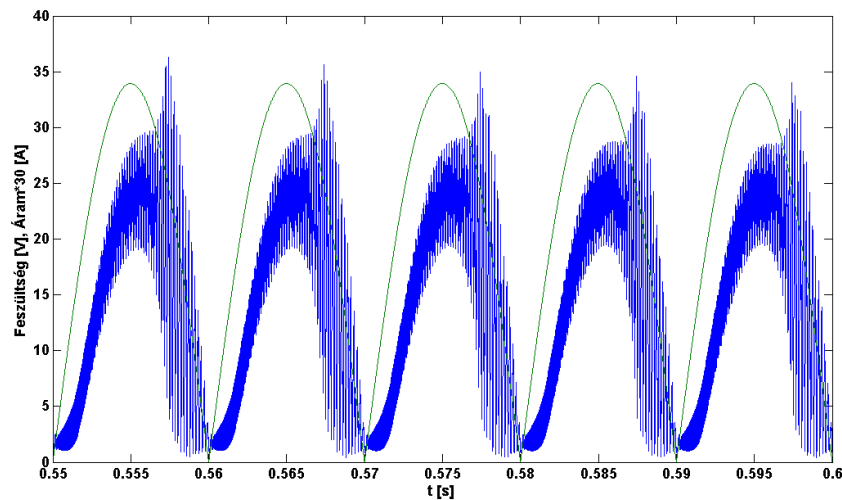
Megvizsgáltam azt is, hogy miként áll be a kimenő feszültség a kívánt értékre, ha bekapcsoljuk a szabályozást. Ehhez először áram alá helyeztem a PFC-t, majd az állandósult állapot elérése után bekapcsoltam a szabályozást is. A beállítás a **6.11. ábrán** követhető nyomon. Vegyük észre, hogy itt is a nullpont el van tolva, és a függőleges osztás 10 V/div. A beállítás aperiodikus, nagyjából 6 V-os túllövással áll be a rendszer.

Visszatérve a felvett áramra, megvizsgáltam a PFC-ben található induktivitás áramát is. Ennek hullámformája az egyenirányított szinusz feszültséggel kell, hogy megegyezzen ideális esetben. Az már a **6.7. és 6.8. ábrán** is látszott, hogy a nullátmenetének közelében a hálózathoz felvett áram nullává válik, és ez az induktivitás áramára is igaz, jelalakja a **6.12. ábrán** látható.



6.12. ábra: Az induktivitás árama (barna) és az egyenirányított szinusz feszültség (zöld)

Ezen a képen megfigyelhető, hogy van egy kis fázistolás az áram és a feszültség között. Ez betudható részben a bemenő feszültség jelét kondicionáló szűrő hatásának is. A másik oka, hogy az áramszabályozó paramétereit nem lehetett a Matlab szimuláció szerinti értékekre növelni, mert az áram el kezdett lengeni és instabillá vált a szabályozás. Ennek magyarázata lehet, hogy egy erősen nemlineáris rendszerről van szó, és az áramjel mérésekor bekövetkező bármilyen kis torzítás illetve fázistolás leronthatja a szabályozás minőségét. Ezt szimulálандó a már korábban ismertetett Matlabban készített nemlineáris modellbe elhelyeztem mind a bemenő feszültségjelre, mind a mérendő áramjelre 1-1 másodrendű szűrőt. Ezek nem pontos másai a gyakorlatban alkalmazottaknak, de megmutatják, hogy milyen változatos jelenségeket is tud okozni a nem tökéletes jelviszacsatolás. Ezt demonstrálja a **6.13. ábra** is, amely a bemenő egyenirányított feszültséghez képest egy kissé eltolt és lengő áramot mutat, különösen szembetűnő ez a periódusok második felében. Ez előre vetíti a bevezetőben már megfogalmazott lehetőséget, miszerint a későbbiekben az áramkör nemlineáris jelenségei is kimutathatók és megvizsgálhatók lesznek. Ebben az esetben kisebb áramszabályozó arányossági tényezőt alkalmaztam, mint a szűrő nélküli korábbi szimulációknál, mégis már instabil a rendszer viselkedése. Ezt a lineáris modell nem volt képes kimutatni. Ez is mutatja a nemlineáris szimuláció létjogosultságát a tervezés során.



6.13. ábra: Nem megfelelő szűrés esetén az áram jelalakja

6.2. Teljesítménytényező becslése

Az előzőekben ismertetett oszcilloszkópos mérés után analóg műszerekkel is elvégeztem néhány mérést. Ezek során egy árammérőt, egy elektrodinamikus feszültségmérőt, és egy wattmérőt használtam. Az elmélet szerint a bemenő feszültség és áram szorzatának nagyobb vagy egyenlőnek kell lennie, mint a wattmérő által mért átlagos teljesítmény [1]. Ez utóbbi ugyanis a hatásos teljesítményt méri, míg a mért áram és feszültségbe beletartoznak a felharmonikusok is. Mivel kis teljesítményekről beszélünk, ezért az itt kapott értékek inkább tájékoztató jellegűek, mintsem teljesen pontosnak vehetőek, de azt mindenképp megmutatják, hogy melyik esetben jobb a teljesítménytényező.

Először a diódás egyenirányítón végeztem el a méréseket továbbra is 55 V kimenő feszültség és 200 Ω terhelés mellett. A következő eredmények születtek:

$$I = 0,535 \text{ A} \quad (6.11a)$$

$$U = 43 \text{ V} \quad (6.11b)$$

$$P = \frac{1,25 \cdot 75}{150} \cdot 27^\circ = 16,875 \text{ W} \quad (6.11c)$$

Az áramból és a feszültségből ki lehet számolni a látszólagos teljesítményt:

$$S = U \cdot I = 23,005 \text{ VA} \quad (6.12)$$

A két teljesítmény arányából megkapható a teljesítménytényező:

$$\text{teljesítménytényező} = \frac{P}{S} = 0,7335 \quad (6.13)$$

A kapott érték kicsit nagyobb, mint ahogyan az az oszcilloszkópos mérések alapján várható, de még így is jóval az ideális alatt marad.

Elvégezve ugyanezt a mérést változatlan kimenő feszültség és terhelés esetén a szabályozott PFC szakaszra a következők adódtak:

$$I = 0,715 \text{ A} \quad (6.11a)$$

$$U = 27 \text{ V} \quad (6.11b)$$

$$P = \frac{1,25 \cdot 75}{150} \cdot 29^\circ = 18,125 \text{ W} \quad (6.11c)$$

Az áramból és a feszültségből számított látszólagos teljesítmény:

$$S = U \cdot I = 19,305 \text{ VA} \quad (6.12)$$

A két teljesítmény arányából megkapható a teljesítménytényező:

$$\text{teljesítménytényező} = \frac{P}{S} = 0,9390 \quad (6.13)$$

Ez az érték már sokkal inkább közel áll az ideálishoz. Látható, hogy nagyobb teljesítményt vesz a PFC a hálózathoz, mint a diódás egyenirányító. Ennek egyik oka a bemenetén elhelyezett NTC ellenállás, amely a nagy bekapcsoláskori áramugrást hivatott mérsékelni, és amely állandó veszteséggé válik a nagy áramkorban. Ennek egy fejlettebb megoldása lehet, hogy ha már nincs többé szükség rá (tehát a bekapcsoláskori tranziensek lecsengtek és nincs hirtelen terhelésugrás), akkor egy vezérelhető kapcsolóval rövidre zárható. Ekkor már nem fog állandósult állapotban veszteséggé jelentkezni. Az mindenesetre látható a kapott értékekből, hogy még nagyobb hasznos teljesítmény esetén is kisebb lett a hálózathoz felvett látszólagos teljesítmény, mint a diódás egyenirányító esetében (19,305 VA a 23,005 VA helyett). Ez mindenképpen figyelemreméltó, és főleg nagy teljesítmények esetén már számottevő lehet ez a közel 20 %-os különbség.

VII. Konklúzió

Egy mai modern hálózatról üzemelő elektronikai vagy mechatronikai egység nem képzelhető el teljesítménytényező javítás nélkül. Én ennek egyik lehetőségét vizsgáltam meg jobban, amikor is digitális szabályozással érjük el ezt a célt. A TDK dolgozat készítése során megismerkedtem tüzetesebben a teljesítménytényező jelentőségével, annak javítási lehetőségeivel és e törekvések fontosságával, és emellett megterveztem és elkészítettem egy laboratóriumi modellt is, amelyen méréseket is végeztem.

Először a PFC működésének elvi alapjaival ismerkedtem meg, amelyet a benne alkalmazott szabályozási elvek és az áramkör jobb megismerése követett. Tanulmányoztam a közkezdvelt boost konverter egyenleteit, állapotterez alakját, és mindezekből munkapont függő lineáris modellt alkottam. Mind a belső áramszabályozó körre, mind a külső feszültségszabályozó körre megállapítottam az átviteli függvényt, és egy-egy a követelményeket kielégítő folytonos idejű szabályozót kapcsoltam hozzájuk. Bebizonyosodott, hogy a lineáris modellek nem adnak elegendően mély betekintést az áramkör működésébe, ezért Matlab Simulink környezetben elkészítettem a kapcsolás nemlineáris modelljét. A tesztelés és finomhangolás során nagyon színes viselkedést mutatott a modell, a paraméterek megfelelő megválasztása esetén a nemlineáris dinamika egyes jelenségei, mint a bifurkáció és periódusduplázódás is megfigyelhetőek voltak. A nemlineáris modell képes volt arra, amire a lineáris nem: megmutatta, hogy a szabályozó paraméterek nem állíthatóak tetszőlegesen nagyra, hiszen akkor a nemlineáris hatások felerősödnek, és a rendszer instabillá válik, működése jelentősen el fog térni az optimálistól. Ez főleg az áram jelalakjában volt tetten érhető, amelynek szabályozása a mért jelek aluláteresztő szűrése után kisebb paraméterértékekre is elvesztette stabilitását, és ezáltal az ideálistól eltérő jelalakot produkált. Később ezt a mérések is igazolták.

Az áramkör megtervezését is alapos kutatómunka előzte meg. Összeállítottam a kapcsolási rajzot, kiválasztottam a megfelelő alkatrészeket, átgondoltam azok elhelyezését a nyomtatott áramköri lapon. Ehhez több nyomtatott áramkörökkel és zavarvédelemmel foglalkozó irodalmat is elolvastam, tanácsaikat igyekeztem megfogadni és a gyakorlatba ültetni, többségük az irodalomjegyzékben megtalálható. A megtervezést otthoni körülmények közötti legyártás követte, majd pedig az alkatrészek beültetése. Az első teszteléseket követően szükségessé vált egy szűrőáramköröket tartalmazó modul elkészítése is, amely a mért jelek megfelelő kondicionálásáért felelős. Ezt a modult próba NYÁK-ra készítettem el, és fém védőburkolatba helyeztem.

Ezzel párhuzamosan történt a szabályozó szoftver megtervezése és elkészítése. Már korábban megismerkedtem ezzel a mikrokontrollerrel, így most elég volt a jelfeldolgozó és szabályozási algoritmusra koncentrálnom. A kezdeti problémák után egy gyorsan futó fixpontos számításokkal operáló programot sikerült létrehozni, amely 40 kHz-es kapcsolási frekvenciával hajtja meg közvetve a topológia kapcsolóját, egy MOSFET-et. A kód 16 bites fixpontos számokat használ, emiatt több paraméter érték esetében is két lépcsőben történik a szorzás, cserébe gyors a számolás. A szabályozó szoftver kapott egy felhasználói felületet is, amelyen keresztül beállítható a kívánt kimenő feszültség és a két szabályozó minden paramétere. Helyet kapott emellett még az áramkör működésének biztonságát és hibaellenőrzést szolgáló több funkció is.

A teljes berendezés a BME-AAIT Gépészeti Elektronika Csoportjának laboratóriumában került összeállításra. A működéshez használt stabilizált tápegység is saját készítésű. Az egyes modulok, mint a PFC, a szűrő modul és a Microchip Explorer 16 fejlesztőpanel Ethernet csatlakozón keresztül kommunikálnak egymással.

A méréseket is ebben a laboratóriumban végeztem. A mérések során összevetettem a diódás egyenirányító és az általam készített PFC egyenirányító jelalakjait, bemenő áramaiknak felharmonikus tartalmát és torzítási tényezőiket. Azt tapasztaltam, hogy a diódás egyenirányító hidakra jellemző 60-70 %-os torzítási tényezőt az általam készített PFC jelentősen túlszárnyalja, jóval 90 % feletti eredményt tudhat magáénak. Az áramának jelalakja még nem tökéletes, de határozottan jobb, mint szabályozás nélkül, ráadásként a kimenő feszültséget is stabilan tartja. Az áram mért jelalakjából látni lehet, hogy fellépnek különböző nemlineáris jelenségek a működés közben, és így a lineáris modell alapján várt viselkedést nem követi megfelelően a valós áramkör. Elvégeztem még analóg műszerekkel is mérést, és megbecsültem mindkét esetben a teljesítménytényezőt a felvett látszólagos és hatásos teljesítmények arányából.

További fejlesztési lehetőségek lehetnek egy teljesen új NYÁK terv létrehozása és megépítése, amely már magába foglalja a szűrőmodult is és a működéséhez szükséges stabilizált feszültségek előállítását. Ettől a fejlesztéstől várható lenne, hogy tovább javítson az elérhető áram jelalakon. Ehhez nagyban hozzásegítené az egyes szűrők optimalizálása, esetleg további digitális szűrők alkalmazása. Az áram jelalakjának javítása érdekében tovább fejleszteném a kitöltési tényező limitáló algoritmust, amely kis bemenő feszültségek esetén magasabb maximális kitöltési tényezőt engedélyezne, és ezáltal az áram jelalakja jobban közelítené az ideálist. Ehhez még hozzájárulna egy, a bemenő feszültség pillanatnyi értékétől függő korrekció is, amely kis bemenő feszültségek esetén, ahol nagy a módosításigény, nagyobb szabályozó kimenetet eredményezne. Következő lépésként megvalósítható lenne a számítógéppel való kommunikáció soros vagy USB porton keresztül. Leolvashatóak lennének a mért értékek és jelalakok, állíthatóak lennének a paraméterek. Az alkalmazhatóság kiterjesztése érdekében a PFC egyenirányító kimenetére még egy további DC-DC konvertert, pl. Buck konvertert is el lehetne helyezni, amely már elő tudná állítani az egyes alkalmazások által megkövetelt simaságú kimenő feszültséget. Ezt a két konvertert képes lenne egyazon mikrokontroller szabályozni. A mostani mérések során is már bebizonyosodott, hogy a lineáris modell nem nyújt elegendően mély betekintést a valós viselkedésbe. A paraméterek kicsiny változtatásával a PFC konverter színes viselkedést mutathat, a periodikus állapotból bifurkációs kaszkádon keresztül a viselkedése kaotikussá válhat. Ezek jelenségek megértéséhez a későbbiekben részt vennék a PFC konverter stabilitásának vizsgálatában, melynek során, a bemutatott lineáris modellel szemben, a kapcsolgatásokból fakadó nemlinearitást is figyelembe vennénk. Az általam megtervezett és megépített konvertert lehetne használni az elméleti megfontolások validálására.

Budapest, 2012. 10. 29.

Lőrincz András

VIII. Irodalomjegyzék

- [1] A. Emadi , A. Khaligh , Z. Nie , and Y. Joo Lee: Integrated Power Electronic Converters and Digital Control, Chapter 3: Power Factor Correction CRC Press 2009, ISBN: 978-1-4398-0069-0
- [2] BME-AAIT Gépészeti Elektronika Csoport munkaközössége: Elektrotechnika alapjai előadásjegyzet
- [3] Microchip Technology Inc. AN1278: Interleaved Power Factor Correction (IPFC) Using the dsPIC® DSC
- [4] Microchip Technology Inc. AN1106: Power Factor Correction in Power Conversion Applications Using the dsPIC® DSC
- [5] Bonnie C. Baker, Microchip Technology Inc.: ADN003 Select the Right Operational Amplifier for your Filtering Circuits
- [6] Keith Curtis, Microchip Technology Inc. AN832: Analog Design in a Digital World Using Mixed Signal Controllers
- [7] Bonnie C. Baker, Microchip Technology Inc. AN699: Anti-Aliasing, Analog Filters for Data Acquisition Systems
- [8] P. Wilson: The Circuit Designer's Companion, Newnes 2011, ISBN: 978-0080971384
- [9] A. Merello, A. Rugginenti and M. Grasso, International Rectifier DT04-4: Using monolithic high voltage gate drivers
- [10] Ned Mohan: Power Electronics: *A First Course*, Wiley, 2011, ISBN: 978-1118074800
- [11] Dragan Maksimovic, Robert W. Erickson: Modeling and Control of Power Electronics Systems, ECEN 5807, Supplementary notes and materials, <http://ecee.colorado.edu/~ecen5807/notes.html>
- [12] Microchip – 16 bit Language Tools Libraries, DS51456G
- [13] Ned Mohan, Tore M. Undeland, William P. Robbins: Power Electronics, Converters, Applications and Design, Wiley, 2003, ISBN: 978-81-265-1090
- [14] R. B. Ridley: Average Small-Signal Analysis Of The Boost Power Factor Correction Circuit
- [15] Henry W. Ott: Electromagnetic Compatibility Engineering, Wiley, 2009, ISBN: 978-0470189306

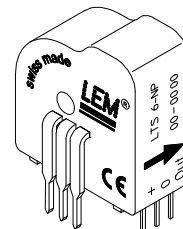
IX. Függelék

Current Transducer LTS 6-NP

For the electronic measurement of currents : DC, AC, pulsed, mixed, with a galvanic isolation between the primary circuit (high power) and the secondary circuit (electronic circuit).



$$I_{PN} = 2 - 3 - 6 A$$



Electrical data

I_{PN}	Primary nominal r.m.s. current	6	At
I_P	Primary current, measuring range	$0 \dots \pm 19.2$	At
V_{OUT}	Analog output voltage @ I_P	$2.5 \pm (0.625 \cdot I_P / I_{PN})$	V
	$I_P = 0$	$2.5^{1)}$	V
N_S	Number of secondary turns (± 0.1 %)	2000	
R_L	Load resistance	≥ 2	k Ω
R_{IM}	Internal measuring resistance (± 0.5 %)	208.33	Ω
TCR_{IM}	Thermal drift of R_{IM}	< 50	ppm/K
V_C	Supply voltage (± 5 %)	5	V
I_C	Current consumption @ $V_C = 5$ V	Typ $23 + I_S^{(2)} + (V_{OUT} / R_L)$	mA
V_d	R.m.s. voltage for AC isolation test, 50/60 Hz, 1 mn	3	kV
V_e	R.m.s. voltage for partial discharge extinction @ 10 pC	> 1.5	kV
$\hat{V}_w$	Impulse withstand voltage 1.2/50 μ s	> 8	kV

Accuracy - Dynamic performance data

X	Accuracy @ I_{PN} , $T_A = 25^\circ C$	± 0.2	%
X	Accuracy with R_{IM} @ I_{PN} , $T_A = 25^\circ C$	± 0.7	%
ϵ_L	Linearity	< 0.1	%
TCV_{OUT}	Thermal drift of V_{OUT} @ $I_P = 0$	-10 $^\circ C$.. +85 $^\circ C$	Typ 200, Max 460 ppm/K
TCE_G	Thermal drift of the gain	-10 $^\circ C$.. +85 $^\circ C$	50 ³⁾ ppm/K
V_{OM}	Residual voltage @ $I_P = 0$, after an overload of	$3 \times I_{PN}$ $5 \times I_{PN}$ $10 \times I_{PN}$	± 0.5 mV ± 2.0 mV ± 2.0 mV
t_{ra}	Reaction time @ 10 % of I_{PN}	< 50	ns
t_r	Response time @ 90 % of I_{PN}	< 400	ns
di/dt	di/dt accurately followed	> 15	A/ μ s
f	Frequency bandwidth (0 .. -0.5 dB)	DC .. 100	kHz
	(-0.5 .. 1 dB)	DC .. 200	kHz

General data

T_A	Ambient operating temperature	-10 .. +85	$^\circ C$
T_S	Ambient storage temperature	-25 .. +100	$^\circ C$
	Insulating material group	IIIa	
m	Mass	10	g
	Standards	EN 50178 EN 60950	

Notes : 1) Absolute value @ $T_A = 25^\circ C$, $2.475 < V_{OUT} < 2.525$

2) Please see the operation principle on the other side

3) Only due to TCR_{IM}

Features

- Closed loop (compensated) multi-range current transducer using the Hall effect
- Unipolar voltage supply
- Compact design for PCB mounting
- Insulated plastic case recognized according to UL 94-V0
- Incorporated measuring resistance
- Extended measuring range.

Advantages

- Excellent accuracy
- Very good linearity
- Very low temperature drift
- Optimized response time
- Wide frequency bandwidth
- No insertion losses
- High immunity to external interference
- Current overload capability.

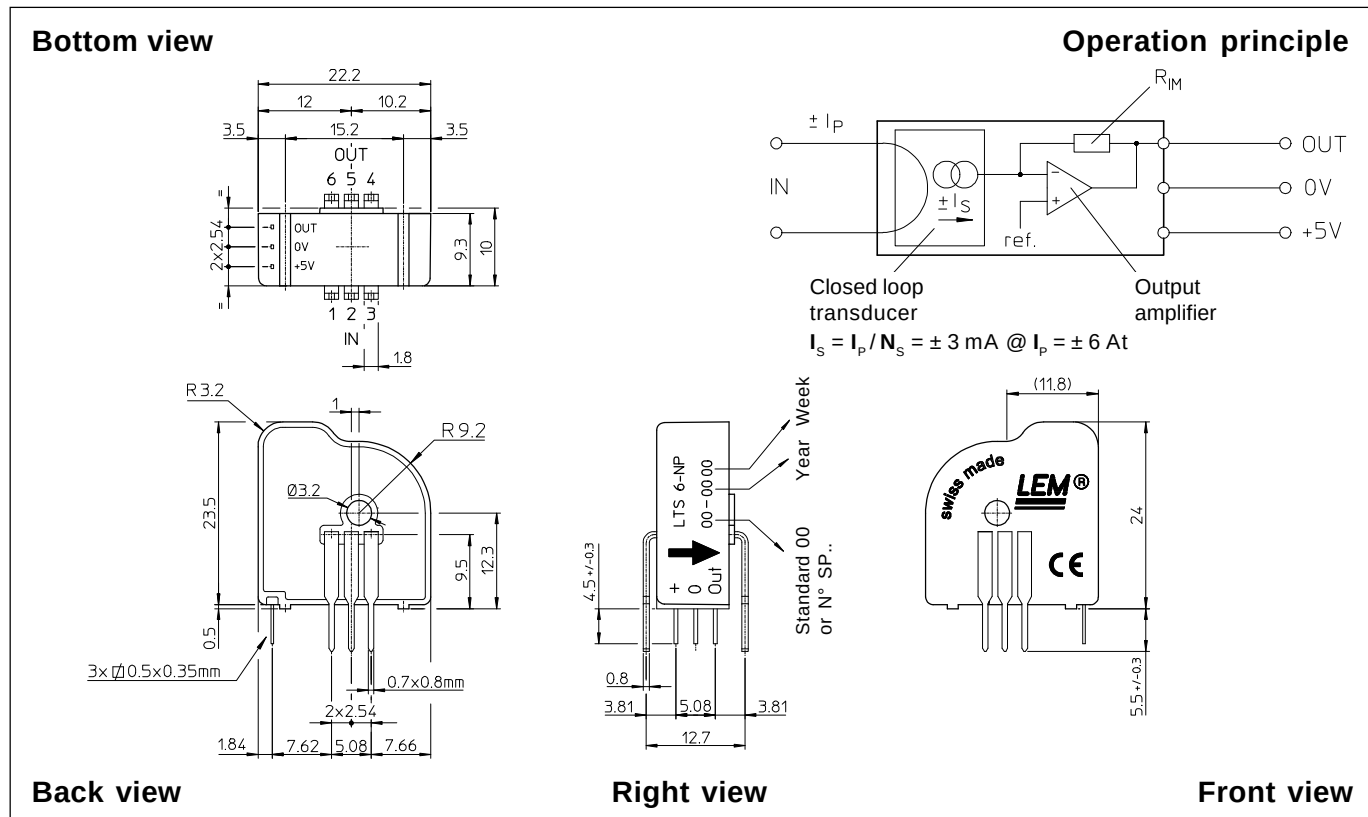
Applications

- AC variable speed drives and servo motor drives
- Static converters for DC motor drives
- Battery supplied applications
- Uninterruptible Power Supplies (UPS)
- Switched Mode Power Supplies (SMPS)
- Power supplies for welding applications.

Copyright protected.

011015/4

Dimensions LTS 6-NP (in mm. 1 mm = 0.0394 inch)



Number of primary turns	Primary nominal r.m.s. current I_{PN} [A]	Nominal output voltage V_{OUT} [V]	Primary resistance R_P [mΩ]	Primary insertion inductance L_P [μH]	Recommended connections
1	± 6	2.5 ± 0.625	0.18	0.013	
2	± 3	2.5 ± 0.625	0.81	0.05	
3	± 2	2.5 ± 0.625	1.62	0.12	

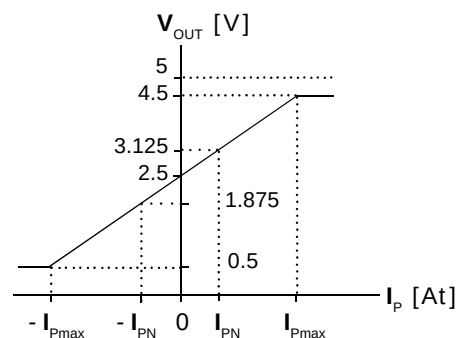
Mechanical characteristics

- General tolerance: ± 0.2 mm
- Fastening & connection of primary: 6 pins 0.7 x 0.8 mm
Recommended PCB hole: 1.3 mm
- Fastening & connection of secondary: 3 pins 0.5 x 0.35 mm
Recommended PCB hole: 0.8 mm
- Additional primary through-hole: Ø 3.2 mm

Remark

- V_{OUT} is positive when I_p flows from terminals 1, 2, 3 to terminals 6, 5, 4.

Output Voltage - Primary Current



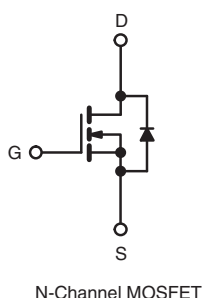
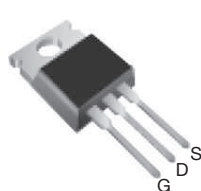


Power MOSFET

PRODUCT SUMMARY

V_{DS} (V)	400	
$R_{DS(on)}$ (Ω)	$V_{GS} = 10\text{ V}$	0.55
Q_g (Max.) (nC)	39	
Q_{gs} (nC)	10	
Q_{gd} (nC)	19	
Configuration	Single	

TO-220AB



N-Channel MOSFET

FEATURES

- Ultra Low Gate Charge
- Reduced Gate Drive Requirement
- Enhanced 30 V V_{GS} Rating
- Reduced C_{iss} , C_{oss} , C_{rss}
- Extremely High Frequency Operation
- Repetitive Avalanche Rated
- Compliant to RoHS Directive 2002/95/EC

RoHS*
COMPLIANT

DESCRIPTION

This new series of low charge Power MOSFETs achieve significantly lower gate charge over conventional MOSFETs. Utilizing the new LCDMOS technology, the device improvements are achieved without added product cost, allowing for reduced gate drive requirements and total system savings. In addition, reduced switching losses and improved efficiency are achievable in a variety of high frequency applications. Frequencies of a few MHz at high current are possible using the new Low Charge MOSFETs.

These device improvements combined with the proven ruggedness and reliability that are characteristic of Power MOSFETs offer the designer a new standard in power transistors for switching applications.

ORDERING INFORMATION

Package	TO-220AB
Lead (Pb)-free	IRF740LCPbF SiHF740LC-E3
SnPb	IRF740LC SiHF740LC

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS ($T_C = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$, unless otherwise noted)

PARAMETER	SYMBOL	LIMIT	UNIT
Drain-Source Voltage	V_{DS}	400	V
Gate-Source Voltage	V_{GS}	± 30	
Continuous Drain Current	V_{GS} at 10 V	$T_C = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$	A
		$T_C = 100\text{ }^{\circ}\text{C}$	
Pulsed Drain Current ^a	I_{DM}	32	
Linear Derating Factor		1.0	W/ $^{\circ}\text{C}$
Single Pulse Avalanche Energy ^b	E_{AS}	520	mJ
Repetitive Avalanche Current ^a	I_{AR}	10	A
Repetitive Avalanche Energy ^a	E_{AR}	13	mJ
Maximum Power Dissipation	P_D	125	W
Peak Diode Recovery dV/dt ^c	dV/dt	4.0	V/ns
Operating Junction and Storage Temperature Range	T_J, T_{stg}	- 55 to + 150	$^{\circ}\text{C}$
Soldering Recommendations (Peak Temperature)	for 10 s	300 ^d	
Mounting Torque	6-32 or M3 screw	10	lbf · in
		1.1	N · m

Notes

- Repetitive rating; pulse width limited by maximum junction temperature (see fig. 11).
- $V_{DD} = 50\text{ V}$, starting $T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$, $L = 9.1\text{ mH}$, $R_g = 25\text{ }\Omega$, $I_{AS} = 10\text{ A}$ (see fig. 12).
- $I_{SD} \leq 10\text{ A}$, $dI/dt \leq 120\text{ A}/\mu\text{s}$, $V_{DD} \leq V_{DS}$, $T_J \leq 150\text{ }^{\circ}\text{C}$.
- 1.6 mm from case.

* Pb containing terminations are not RoHS compliant, exemptions may apply

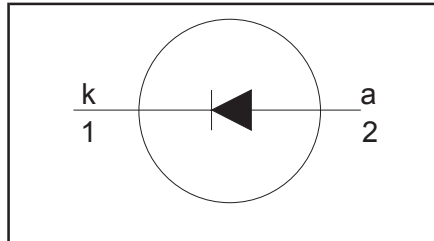
Rectifier diodes ultrafast

BYT79 series

FEATURES

- Low forward volt drop
- Fast switching
- Soft recovery characteristic
- High thermal cycling performance
- Low thermal resistance

SYMBOL



QUICK REFERENCE DATA

$$V_R = 300 \text{ V} / 400 \text{ V} / 500 \text{ V}$$

$$V_F \leq 1.05 \text{ V}$$

$$I_{F(AV)} = 14 \text{ A}$$

$$t_{rr} \leq 60 \text{ ns}$$

GENERAL DESCRIPTION

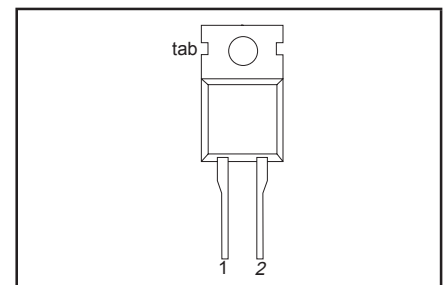
Ultra-fast, epitaxial rectifier diodes intended for use as output rectifiers in high frequency switched mode power supplies.

The BYT79 series is supplied in the conventional leaded SOD59 (TO220AC) package.

PINNING

PIN	DESCRIPTION
1	cathode
2	anode
tab	cathode

SOD59 (TO220AC)



LIMITING VALUES

Limiting values in accordance with the Absolute Maximum System (IEC 134).

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	MAX.			UNIT
V_{RRM}	Peak repetitive reverse voltage	BYT79 $T_{mb} \leq 147^\circ\text{C}$ square wave; $\delta = 0.5$; $T_{mb} \leq 117^\circ\text{C}$ $t = 10 \text{ ms}$ $t = 8.3 \text{ ms}$ sinusoidal; with reapplied $V_{RRM(max)}$	-	-300	-400	-500	V
V_R	Continuous reverse voltage		-	300	400	500	V
$I_{F(AV)}$	Average forward current ¹		-	14			A
I_{FSM}	Non-repetitive peak forward current.		-	130			A
T_{stg}	Storage temperature		-40	150			$^\circ\text{C}$
T_j	Operating junction temperature		-	150			$^\circ\text{C}$

THERMAL RESISTANCES

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
$R_{th\ j-mb}$	Thermal resistance junction to mounting base	in free air.	-	-	2.0	K/W
$R_{th\ j-a}$	Thermal resistance junction to ambient		-	60	-	K/W

¹ Neglecting switching and reverse current losses

IR2125(S) & (PbF)

CURRENT LIMITING SINGLE CHANNEL DRIVER

Features

- Floating channel designed for bootstrap operation
Fully operational to +500V
Tolerant to negative transient voltage
dV/dt immune
- Gate drive supply range from 12 to 18V
- Undervoltage lockout
- Current detection and limiting loop to limit driven power transistor current
- Error lead indicates fault conditions and programs shutdown time
- Output in phase with input
- 2.5V, 5V and 15V input logic compatible
- Also available LEAD-Free

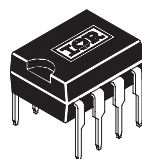
Description

The IR2125(S) is a high voltage, high speed power MOSFET and IGBT driver with over-current limiting protection circuitry. Proprietary HVIC and latch immune CMOS technologies enable ruggedized monolithic construction. Logic inputs are compatible with standard CMOS or LSTTL outputs, down to 2.5V logic. The output driver features a high pulse current buffer stage designed for minimum driver cross-conduction. The protection circuitry detects over-current in the driven power transistor and limits the gate drive voltage. Cycle by cycle shutdown is programmed by an external capacitor which directly controls the time interval between detection of the over-current limiting conditions and latched shutdown. The floating channel can be used to drive an N-channel power MOSFET or IGBT in the high or low side configuration which operates up to 500 volts.

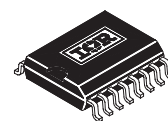
Product Summary

V_{OFFSET}	500V max.
I_O+/-	1A / 2A
V_{OUT}	12 - 18V
V_{CSth}	230 mV
t_{on/off} (typ.)	150 & 150 ns

Packages

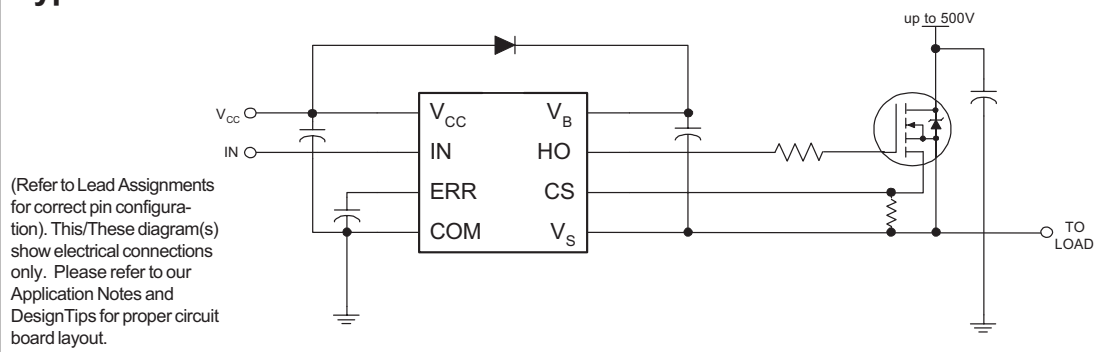


8-Lead PDIP



16-Lead SOIC
(Wide Body)

Typical Connection



IR2125(S) & (PbF)

International
IOR Rectifier

Absolute Maximum Ratings

Absolute Maximum Ratings indicate sustained limits beyond which damage to the device may occur. All voltage parameters are absolute voltages referenced to COM. The Thermal Resistance and Power Dissipation ratings are measured under board mounted and still air conditions.

Symbol	Definition	Min.	Max.	Units
V _B	High Side Floating Supply Voltage	-0.3	525	V
V _S	High Side Floating Offset Voltage	V _B - 25	V _B + 0.3	
V _{HO}	High Side Floating Output Voltage	V _S - 0.3	V _B + 0.3	
V _{CC}	Logic Supply Voltage	-0.3	25	
V _{IN}	Logic Input Voltage	-0.3	V _{CC} + 0.3	
V _{ERR}	Error Signal Voltage	-0.3	V _{CC} + 0.3	
V _{CS}	Current Sense Voltage	V _S - 0.3	V _B + 0.3	
dV _S /dt	Allowable Offset Supply Voltage Transient	—	50	V/ns
P _D	Package Power Dissipation @ T _A ≤ +25°C (8 lead PDIP)	—	1.0	W
	(16 lead SOIC)	—	1.25	
R _{thJA}	Thermal Resistance, Junction to Ambient (8 lead PDIP)	—	125	°C/W
	(16Lead SOIC)	—	100	
T _J	Junction Temperature	—	150	°C
T _S	Storage Temperature	-55	150	
T _L	Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	—	300	

Recommended Operating Conditions

The Input/Output logic timing diagram is shown in Figure 1. For proper operation the device should be used within the recommended conditions. The V_S offset rating is tested with all supplies biased at 15V differential.

Symbol	Definition	Min.	Max.	Units
V _B	High Side Floating Supply Voltage	V _S + 12	V _S + 18	V
V _S	High Side Floating Offset Voltage	Note 1	500	
V _{HO}	High Side Floating Output Voltage	V _S	V _B	
V _{CC}	Logic Supply Voltage	0	18	
V _{IN}	Logic Input Voltage	0	V _{CC}	
V _{ERR}	Error Signal Voltage	0	V _{CC}	
V _{CS}	Current Sense Signal Voltage	V _S	V _B	
T _A	Ambient Temperature	-40	125	°C

Note 1: Logic operational for V_S of -5 to +500V. Logic state held for V_S of -5V to -V_{BS}. (Please refer to the Design Tip DT97-3 for more details).

Dynamic Electrical Characteristics

V_{BIAS} (V_{CC} , V_{BS}) = 15V, C_L = 3300 pF and T_A = 25°C unless otherwise specified. The dynamic electrical characteristics are measured using the test circuit shown in Figures 3 through 6.

Symbol	Definition	Figure	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
t_{on}	Turn-On Propagation Delay	7	—	170	240	ns	$V_{IN} = 0 \text{ \& } 5V$ $V_S = 0 \text{ to } 600V$
t_{off}	Turn-Off Propagation Delay	8	—	200	270		
t_{sd}	ERR Shutdown Propagation Delay	9	—	1.7	2.2	μs	
t_r	Turn-On Rise Time	10	—	43	60	ns	
t_f	Turn-Off Fall Time	11	—	26	35		
t_{cs}	CS Shutdown Propagation Delay	12	—	0.7	1.2	μs	
t_{err}	CS to ERR Pull-Up Propagation Delay	13	—	9.0	12		$C_{ERR} = 270 \text{ pF}$

Static Electrical Characteristics

V_{BIAS} (V_{CC} , V_{BS}) = 15V and T_A = 25°C unless otherwise specified. The V_{IN} , V_{TH} and I_{IN} parameters are referenced to COM. The V_O and I_O parameters are referenced to V_S .

Symbol	Definition	Figure	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
V_{IH}	Logic "1" Input Voltage	14	2.2	—	—	V	
V_{IL}	Logic "0" Input Voltage	15	—	—	0.8		
V_{CSTH+}	CS Input Positive Going Threshold	16	150	230	320	mV	
V_{CSTH-}	CS Input Negative Going Threshold	17	130	210	300		
V_{OH}	High Level Output Voltage, $V_{BIAS} - V_O$	18	—	—	100		$I_O = 0A$
V_{OL}	Low Level Output Voltage, V_O	19	—	—	100		$I_O = 0A$
I_{LK}	Offset Supply Leakage Current	20	—	—	50	μA	$V_B = V_S = 500V$
I_{QBS}	Quiescent V_{BS} Supply Current	21	—	400	1000		$V_{IN} = V_{CS} = 0V \text{ or } 5V$
I_{QCC}	Quiescent V_{CC} Supply Current	22	—	700	1200		$V_{IN} = V_{CS} = 0V \text{ or } 5V$
I_{IN+}	Logic "1" Input Bias Current	23	—	4.5	10		$V_{IN} = 5V$
I_{IN-}	Logic "0" Input Bias Current	24	—	—	1.0		$V_{IN} = 0V$
I_{CS+}	"High" CS Bias Current	25	—	4.5	10		$V_{CS} = 3V$
I_{CS-}	"Low" CS Bias Current	26	—	—	1.0		$V_{CS} = 0V$
V_{BSUV+}	V_{BS} Supply Undervoltage Positive Going Threshold	27	8.5	9.2	10.0	V	
V_{BSUV-}	V_{BS} Supply Undervoltage Negative Going Threshold	28	7.7	8.3	9.0		
V_{CCUV+}	V_{CC} Supply Undervoltage Positive Going Threshold	29	8.3	8.9	9.6		
V_{CCUV-}	V_{CC} Supply Undervoltage Negative Going Threshold	30	7.3	8.0	8.7		
I_{ERR}	ERR Timing Charge Current	31	65	100	130	μA	$V_{IN} = 5V$, $V_{CS} = 3V$ $ERR < V_{ERR+}$
I_{ERR+}	ERR Pull-Up Current	32	8.0	15	—	mA	$V_{IN} = 5V$, $V_{CS} = 3V$ $ERR > V_{ERR+}$
I_{ERR-}	ERR Pull-Down Current	33	16	30	—		$V_{IN} = 0V$
I_{O+}	Output High Short Circuit Pulsed Current	34	1.0	1.6	—	A	$V_O = 0V$, $V_{IN} = 5V$ $PW \leq 10 \mu s$
I_{O-}	Output Low Short Circuit Pulsed Current	35	2.0	3.3	—		$V_O = 15V$, $V_{IN} = 0V$ $PW \leq 10 \mu s$

International
IOR Rectifier

Symbol	Description
V _{CC}	Logic and gate drive supply
IN	Logic input for gate driver output (HO), in phase with HO
ERR	Serves multiple functions; status reporting, linear mode timing and cycle by cycle logic shutdown
COM	Logic ground
V _B	High side floating supply
HO	High side gate drive output
V _S	High side floating supply return
CS	Current sense input to current sense comparator

The diagram shows two pin configurations for the IR2125 component:

- 8 Lead PDIP:** A rectangular package with 8 pins. Pin 1 (left) is V_{CC} , Pin 2 is IN, Pin 3 is ERR, Pin 4 is COM, Pin 5 (right) is V_S , Pin 6 is CS, Pin 7 is HO, and Pin 8 is V_B .
- 16 Lead SOIC (Wide Body):** A wider package with 16 pins. Pin 1 (left) is V_{CC} , Pin 2 is IN, Pin 3 is ERR, Pin 4 is COM, Pin 5 is V_B , Pin 6 is CS, Pin 7 is HO, Pin 8 is VS, Pin 9 is V_S , Pin 10 is CS, Pin 11 is HO, Pin 12 is ERR, Pin 13 is IN, Pin 14 is V_{CC} , Pin 15 is V_B , and Pin 16 is VS.

