Csizmadia Miklós

# Nemlineáris dinamikájú DC/DC teljesítményelektronikai átalakítók irányítása állapotvisszacsatoláson alapú linearizálással

Doktori tézisek

Témavezető

Prof. Dr. habil Kuczmann Miklós DSc.
egyetemi tanár

Multidiszciplináris Műszaki Tudományi Doktori Iskola

Győr, 2023

# 1. Motiváció és célkitűzések

Az elmúlt néhány évben a teljesítményelektronikai áramkörök nagy fókuszba kerültek a szigetüzemű hálózatok, elektromos járművek vagy megújuló energiatermelés kapcsán, de fontos részét képezik a hétköznapi életben is használt eszközöknek is. Az ilyen berendezések fő, vagy járulékos része a konverter áramkör, amely a villamos energiát egyik szintről a másikra átalakítja. Teljesítményük a néhány wattól akár a kilo-, vagy megawattos tartományig is terjedhet, energiaátviteli rendszerekben. Az elektronikus eszközöknek, áramköröknek és a hozzá tartozó szabályozó áramkörnek rendkívül robusztusnak kell lennie a magas élettartam elérése érdekében. A teljesítmény-átalakítók megbízhatósága tehát kulcsfontosságú. A mai modern elektronikus áramkörök méretben, térfogatban és tömegben egyre csökkenő tendenciát mutatnak. Ennek egyfajta hozadéka a megnövekedett alkatrészsűrűség, melynek következtében az áramköröknek szigorúbb feltételeknek kell megfelelniük, beleértve a működésükhöz szükséges stabil egyenfeszültséget is. A mai tápegységek működési elve szinte kivétel nélkül kapcsolóüzemű, vagyis valamilyen teljesítmény-félvezető segítségével a bemeneti egyenfeszültséget szaggatjuk, majd egy kimeneti szűrőn át ismét egyenmennyiséggé alakítjuk. A kapcsolóüzemű átalakítók nagy része nemlineáris rendszer, így azok irányítása, szabályozása összetett feladat. A szabályozás ilyen rendszerek esetén leggyakrabban a kimeneti feszültség állandó értéken tartását jelenti. Általános kívánalomként megfogalmazható a robusztusság, a gyors beállási idő, illetve az alacsony tranziens és állandósult állapotbeli hiba nagysága. Ezek implementálásán túl a szabályozótervezést tovább nehezítheti az úgynevezett zérus-dinamkájú viselkedés is, mely számos kapcsolóüzemű konverterre jellemző. Az áttekintett szakirodalom alapján megállapítható, hogy a legtöbb nemlineáris modellalapú irányítási algoritmus nem tartalmaz hibajel integráló szabályozást, melynek implementálása a szabályozási körbe egyébként triviálisnak tűnik. A hibajel integrátor használata lehetővé teszi a rendszer finomabb szabályozását és javítja a dinamikus tulajdonságokat, még akkor is, ha a munkapont változik. Mindezeket figyelembe véve megalkottam egy olyan tervezési keretrendszert, amely minden esetben azonos módon használható ebben a témában szabályozó tervezésre. A keretrendszer alapja az állapotvisszacsatolás alapú linearizációs irányítási algoritmuson alapszik, amely a nemlineáris irányítások egyik közkedvelt típusa.

Dolgozatomban ezt a módosított keretrendszert alkalmazom és vizsgálom meg több, izolált, illetve nem izolált DC/DC konverteren keresztül.

# 2. Az alkalmazott módszerek és eredményeik

Kutatásom során a visszacsatolás linearizáció alapú irányítással (FBL) foglalkoztam. A visszacsatoláson alapuló linearizáció típusú szabályozást gyakran alkalmazzák a teljesítményelektronikában [1–12], de más mérnöki területen is, például járműhajtásban [13–15] (állandó mágneses villamos motor (PMSM) nyomatéklüketetésének csökkentésére vagy a villamos gépek back EMF harmonikusainak csökkentésére), MPPT (Maximum Power Point Tracking Control) algoritmus megvalósítására [16] vagy a villamos energiaelosztásban [17].

A FBL (feedback linearization control - visszacsatoláson alapuló linearizációs irányítás) egyik fő úttörője Isidori, az általa írt [18] könyv a téma egyik fő szakirodalmának tekinthető, ugyanakkor a magyar szakirodalomban is találunk forrásokat [19, 20]. Az FBL fő előnyei közé tartozik a gyors tranziens működés, a jó digitális megvalósíthatóság, illetve a belső lineáris szabályozó egyszerű tervezése. A szabályozó alapötlete, hogy egy nemlineáris rendszert lineáris és szabályozható rendszerré alakítunk át transzformáció segítségével, majd a már linearizált rendszerhez tervezünk egy lineáris szabályozót (pl.: PID szabályozó, LQ-szabályozó, pólusáthelyezés stb.). Fontos, hogy a visszacsatoláson alapuló linearizációs irányítás nem összekeveredő a munkaponti linearizálással, mivel a bemutatott eljárás független a munkaponttól. Az FBL alapú technikák a következőképp csoportosíthatók (a teljesség igénye nélkül):

- Bemenet-állapot FBL (input-state FBL);
- Bemenet-kimenet FBL (input-output FBL):
  - Minimálfázisú / nem zérus dinamikájú rendszerek (minimum phase systems/ stable internal dynamics);
  - Nem minimálfázisú / zérus dinamikájú rendszerek (nonminimum phase system / unstable internal dynamics).

Dolgozatomban a bemenet-kimenet linearizáció alapú irányítással foglalkozom részletesebben. A szakirodalom alapján kijelenthető, hogy bármely egybemenetű-egykimenetű (single-input and single-output (SISO)), nemlineáris rendszer felírható állapotváltozós formában, azaz:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = f(x) + g(x)u, \\ y = h(x), \end{cases} \tag{1}$$

ahol $\mathbf{x}$ az állapotvektort, $u$ a rendszer bemeneti jele, $y$ pedig a kimenetet jelöli.

A linearizálás során a rendszert átalakítjuk egy integrálsor alakra, ahol $u$ bemeneti jel csak a kimenet utolsó deriváltjában jelenik meg. Ehhez szükséges definiálni a rendszer úgynevezett relatív fokszámát: korábbi megállapításunkat egyszerűsítve a kimeneti $y$ jelet addig deriváljuk, amíg benne $u$ bemenőjel meg nem jelenik. A rendszer relatív fokszámát $r$-el jelöljük. Fontos, hogy a rendszer relatív fokszáma a kimeneti függvénytől, $h(x)$-től függ. A relatív fokszám függvényében a rendszer lehet:

- $r = n$, vagyis a rendszer egazkt linearizálható;
- $r < n$, a rendszer csak részben linearizálható.

Deriváljuk a rendszer kimenő jelét idő szerint, azaz

$$\dot{y} = \underbrace{\frac{\partial h}{\partial x}\mathrm{f}(x)}_{L_\mathrm{f}h(x)} + \underbrace{\frac{\partial h}{\partial x}g(x)}_{L_\mathrm{g}h(x)}, \tag{2}$$

Ezt egészen addig végezzük, amíg $Lgh(x) = 0$. Ebben az esetben megkapjuk a rendszer relatív fokszámát ($r$). Az deriválás utolsó eleme:

$$y^{(r)} = L_\mathrm{f}^r h(x) + L_\mathrm{g} L_\mathrm{f}^{(r-1)} h(x) u. \tag{3}$$

Vezessük be $v$ fiktív bemenetet, azaz:

$$v = L_\mathrm{f}^r h(x) + L_\mathrm{g} L_\mathrm{f}^{(r-1)} h(x) u. \tag{4}$$

Ebből az eredeti rendszer bemenőjelét a következőképp kapjuk vissza:

$$u = \frac{-L_\mathrm{f}^r h(x) + v}{L_\mathrm{g} L_\mathrm{f}^{(r-1)} h(x)}. \tag{5}$$

A kapott lineáris rendszer állapotteres leírása pedig:

$$\begin{bmatrix} \dot{z_1} \\ \dot{z_2} \\ \dot{z_3} \\ \vdots \\ \dot{z_r} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0\dots & 0 \\ 0 & 0 & 1\dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0\dots & 1 \\ 0 & 0 & 0\dots & 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}} \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ \vdots \\ z_{r-1} \\ z_r \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}}_{\mathbf{B}} \mathbf{v} \tag{6}$$

A szabályozótervezés során a speciális alakú $\mathbf{A}$ mátrixhoz és $\mathbf{b}$ vektorhoz kell lineáris szabályozót tervezni.

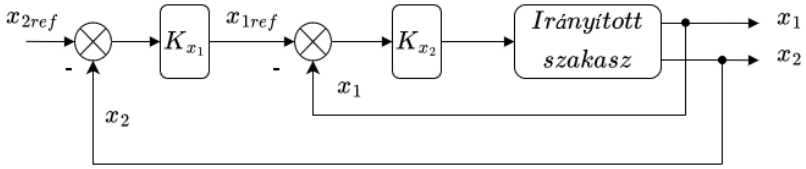
Amennyiben a rendszer nem maximális relatív fokszámú, a rendszer relatív fokszáma kisebb az állapottér dimenziójánál ($r < n$). Ebben az esetben a kimenetet csak az $r$-edik deriváltig célszerű deriválni, mivel a további deriváltakban a bemenet magasabb rendű deriváltjai is megjelenhetnek. Matematikai összefüggésekkel meg kell vizsgálni, hogy létezik egy olyan függvény, amely kielégíti a következő parciális differenciálegyenletet (vagyis a rendszer fokszáma és elemszáma azonos lesz ($r = n$)):

$$\frac{\partial h(x)}{\partial x}[g(x)] = 0. \tag{7}$$

Vagyis egy olyan kimeneti függvényt kell "találni", amely $\mathbf{x}$ állapotvektor szerinti deriváltja megszorozva $g(x)$-szel 0-t ad. A kérdés, hogy létezik-e ilyen függvény és amennyiben igen, milyen módon állítható elő. Attól függetlenül, hogy esetlegesen létezik olyan kimenet, amely a rang feltételt kielégíti, nem mindig írható fel az egyenlet zárt alakban. Ebben az esetben a rendszerre csak részben alkalmazható az FBL metódus [21], azaz csak részben linearizálható. Egyszerűbb esetekben (pl.: másodrendű hálózatok esetén) sem triviális $h(x)$ megválasztása, de magasabbrendű hálózatok esetén nagyon körülményes. Számos tanulmány/cikk született a magasabb rendű rendszerek másodrendűvé való egyszerűsítéséről (pl.: egészhidas konverter [22], vagy félhidas konverter [23]). A gyakorlat azt mutatja, hogy másodrendű rendszerek estén a (7) egyenlet megoldása felírható többnyire zárt alakban. Az áttekintett szakirodalom alapján az FBL irányítási módszernek zérus dinamikájú rendszerek esetén az alábbi gyakorlati megoldásai lehetségesek:

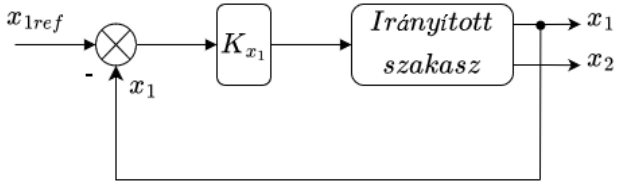
- kaszkád irányítás (lásd: [9]);
- indirekt irányítás (lásd: [5, 6]);
- direkt irányítás (lásd: [1, 2, 4, 7, 8]).

Az egyik legegyszerűbb és nagyon közkedvelt megvalósítási forma a kaszkád alapú irányítás. Ebben az esetben az eredeti rendszert alrendszerekre bontjuk: például egy másodrendű rendszer esetén az első részrendszer felel az egyik állapotváltozó stabilizálásáért, míg a második részrendszer felel a másik állapotváltozó stabilizálásáért. Fontos, hogy a referenciamennyiség továbbra is az eredeti állapotváltozó marad (direkt irányítási forma). Ahogy [9] forrás is bemutatja, a bemutatott módszer kellően pontos rendszermodellt ad, amely jó dinamikus tulajdonságokat eredményez. Az említett kétállapotváltozós rendszer blokkdiagramja a 1. ábrán látható.




**1. ábra.** FBL kaszkád irányítás blokkséma

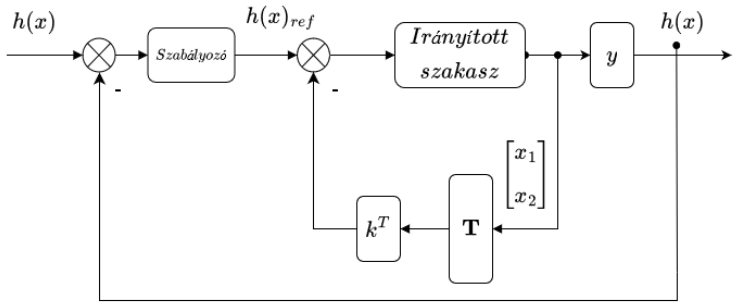
Indirekt irányítás esetén - a zérus dinamika miatt - az irányított mennyiség nem az eredeti, hanem egy másik állapotváltozó, amely esetén a dinamikai feltételek teljesülnek (amennyiben van ilyen). Az ilyen jellegű rendszer blokksémája a 2. ábrán látható.




**2. ábra.** Indirekt FBL irányítás blokksémája

Maradva az előző - másodrendű rendszer - példánál az eredeti irányított mennyiség az $x_2$ állapotváltozó (2. ábra). Mivel $x_2$-re nem teljesülnek a dinamikai feltételek, $x_1$-re pedig igen, így $x_1$ lesz az irányított mennyiség. A referenciajel ($x_2$-ből átszámolva) $x_1$ lesz, majd ebből arányos tagon keresztül kapjuk a viszzacsatolást. A szakirodalom [5] $K_{x_1}$-et konvergencia sebességének befolyásolásoló paraméternek hívja (amely egyszerűen szólva egy arányos szabályozás). Ahogy a [5, 6] források bemutatják, az indirekt irányítási módszerrel szintén jó dinamikai és robusztus tulajdonságok érhetők el, ugyanakkor [5] forrás pedig javaslatokat ad a módszer szinkron egyenirányító áramkörökre való kiterjesztésére.

A harmadik - és egyben a legösszetettebb megvalósítási forma - a direkt irányítási. Ebben az esetben az irányított mennyiség marad az eredeti, de olyan kimeneti $h(x)$ függvényt kell létrehozni, amely az FBL feltételeit kielégíti. Az ilyen jellegű rendszer irányítási blokksémája (másodrendű rendszer esetére) a 3. ábrán látható.




**3. ábra.** Direkt FBL irányítás blokksémája

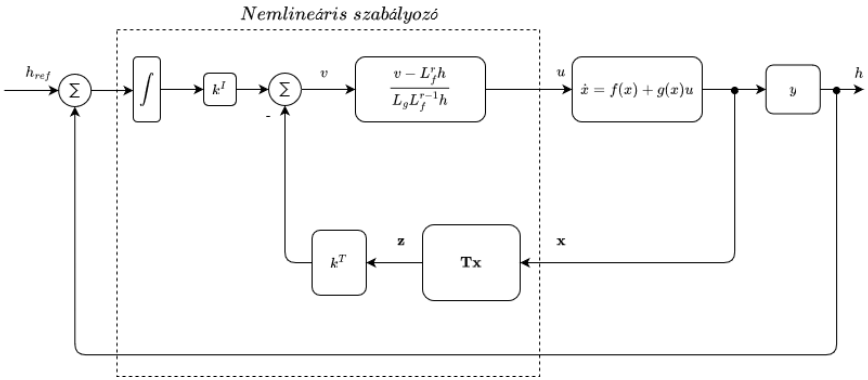
Az áttekintett szakirodalom alapján számos irányítási algoritmus, így az állapotvisszacsatolás alapú inearizáció típusú irányítás algoritmus sem tartalmaz hibajel integrátort. Ugyanakkor használata számos lineáris szabályozó esetében (pl. PI, vagy PID) is gyakran előfordul. Az integráló tag jelenléte a szabályozási körben az állandósult állapotbeli hiba zérus vagy ahhoz közeli értékre csökkenti. Az integrátor használata lehetővé teszi a rendszer finomabb szabályozását és pontosságát még akkor is, ha a rendszer dinamikája változik. Az integrátor alkalmazásával a rendszer jobban alkalmazkodik a külső változásokhoz, és képes lesz a hibák, zajok és zavarok kompenzálására, ami növeli a rendszer megbízhatóságát. A rosszul alkalmazott/tervezett integrátor oszcillációt vagy instabilitást okozhat, ezért alkalmazása során kellő körültekintéssel kell eljárni.

Az általam alkalmazott esetben a hibaintegrátor nem a lineáris, hanem a nemlineáris szabályozó része. A módosított - integrátorral kiegészített - blokkséma a 4. ábrán látható.

Összefoglalásként, az álatalam bemutatott új keretrendszer a következő előnyökkel és új tulajdonságokkal rendelkezik:

- A hibajel integrátor használata lehetővé teszi a rendszer finomabb szabályozását és javítja a dinamikus tulajdonságokat, még akkor is, ha a munkapont változik: (pl. terhelés, vagy referenciafeszültség változás), és az állandósult hibát zérusra csökkenti;

- az integrátor alkalmazásával a rendszer jobban alkalmazkodik a külső változásokhoz és képes lesz a hibák, zajok, zavarok kompenzálására, ami növeli a rendszer megbízhatóságát;



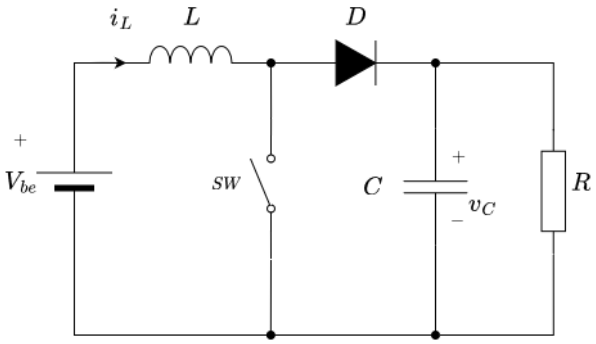

**4. ábra.** Integrátorral kiegészített állapotvisszacsatolás alapú linearizálás - blokkséma, keretrendszer

- a metódus keretrendszerbe foglalható, mely a tervezést nagymértékben egyszerűsíti, gyorsítja;
- a tervezés a keretrendszer miatt tetszőleges konverter estén azonos;
- továbbá a lineáris szabályozó tervezése egzaktabb.

Szabályozási célre bármilyen lineáris típusú (pl.: P, PD, PI, PID, LQR, vagy pólusáthelyezésen alapuló stb.) megoldás alkalamazható. A relatíve gyors és reprodukálható eredmények érdekében pólusáthelyezést alkalmaztam. A zárt rendszer sajátértékeit az ITAE függvény segítségével határoztam meg. Ennek lépései a következők:

1. a rendszer sajátfrekvenciájának (és csillapításának) meghatározása (MATLAB környezetben a [$w_n$,zeta] = damp(sys) paranccsal);
2. $w_n$, illetve az integrátor pólusának kiválasztása, továbbá az IATE polinom felhasználása. A célom az volt, hogy a lehető leggyorsabb működést érjem el, relatíve kis túllövés mellett.

A bemutatott keretrendszert több kapcsolóüzemű konverteren is megvizsgáltam és összehasonlítottam - egy általam korábban publikált - integráló LQ szabályozással. Ezek közül röviden bemutatom a (nem izolált) feszültségnövelő DC/DC átalakítóhoz tartizó szimulációs eredményeket. A feszültségnövelő konverter áramköri rajza a 5. ábrán látható.




**5. ábra.** Feszültségnövelő konverter áramköri rajz

Az áramkör egy $K$ félvezető kapcsolóból (mely leggyakrabban MOSFET vagy IGBT), $D$ diódából, $L$ tekercsből és $C$ kondenzátorból áll. $U_{\mathrm{be}}$ szimbolizája a bemeneti feszültséget, $u_{\mathrm{C}}$ a kimeneti (kondenzátor) feszültséget, $i_{\mathrm{L}}$ a tekercsáramot, illtve $R$ a terhelést.

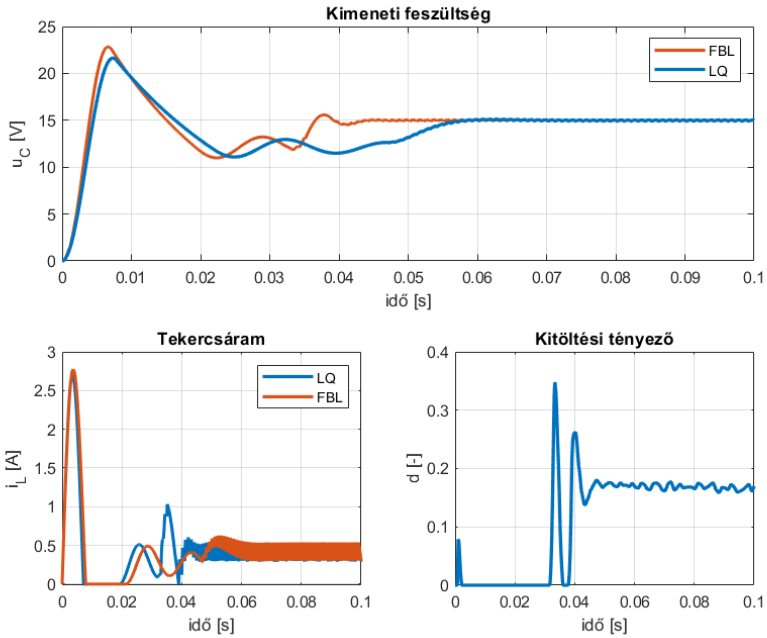
Az általam bemutatott integrátorral kiegészített állapotvisszacsatolás alapú linearizáció vizsgálatát MATLAB/Simulink környezetben valósítottam meg. A szabályozó algoritmus minden esetben valós áramkörön került tesztelésre, tehát nem az áramköri differenciálegyenletek által leírt modell segítségével. A szimulációk során minden esetben a következőket vizsgáltam meg:

- indítási viselkedés;
- állandósult állapotbeli viselkedés, tranziens;
- dinamikus viselkedés - terhelésváltozás;
- dinamikus viselkedés - referenciaváltozás;
- zajelnyomás (zajjal terhelt mérési értékek);
- paraméterérzékenység.

### 2.0.1. Indítási viselkedés

A feszültségnövelő konverter indítási viselkedése a 6. ábrán látható, amelyen a kimeneti feszültség, a tekercsáram, illetve a visszacsatolás alapú irányítási algoritmus kitöltési tényezője ($d$) került ábrázolásra. A szimulációs idő a nulladik időpillanattól 0,1s-ig tart. A kimeneti feszültség jellegében mindkét szabályozó esetén túllövés figyelhető meg, mely közel azonos mértékű (22 - 23V).

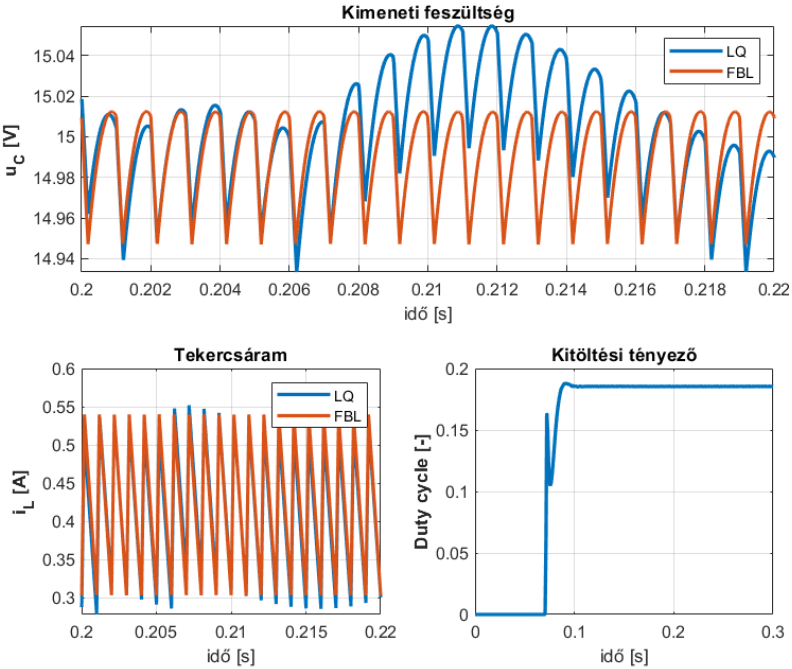
Ez vagy az áramkör jellegéből (modellezéséből) vagy szimulációs hibából adódik, mivel mindkét esetben jelen van. FBL esetén a stabil állapot elérése kb. $40ms$ alatt következik be, míg LQ irányyítás esetén ugyanehhez kb. $55ms$ szükséges. A tekercsáram jellegében mindkét esetben túllövés tapasztalható, melynek értéke szintén azonos, kb 2,7A. Ahogy a feszültség jelalakban, úgy az tekercs áramának jelalakjában is megfigyelhető a lengés, mielőtt a stabil állapot beállna. A túllövés (vagy indítási túláram (inrush current)) az ideális rendszermodell miatt is bekövetkezhet, mivel a tekercs ideális. A kitöltési tényező értéke a számított értéknek megfelelő.




**6. ábra.** Feszültségnövelő konverter szimulációs eredmények indítási folyamat esetén: kimeneti feszültség, tekercsáram, illetve kitöltési tényező

### 2.0.2. Állandósult állapotbeli viselkedés

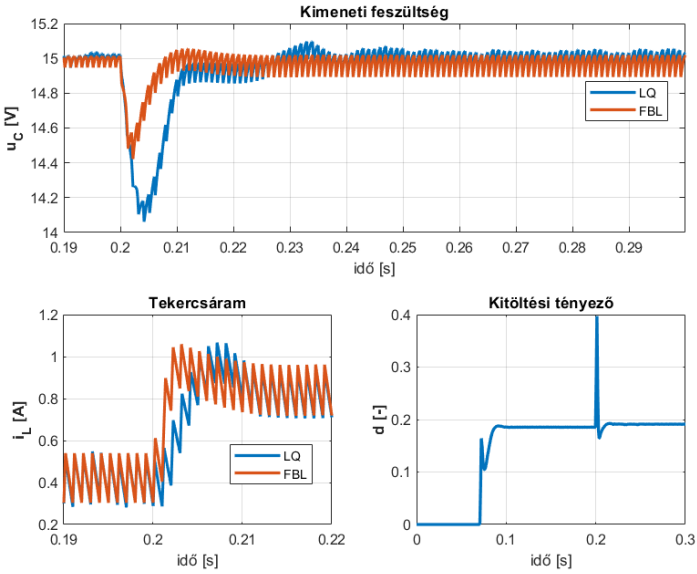
A feszültségnövelő konverter állandósult-állapotbeli viselkedése a 7. ábrán látható. A szimulációs ábra magába foglalja a kimeneti feszültség, a tekercsáram, illetve a kitöltési tényező értékét (FBL esetén). Az állandósult állapot 200ms illetve 220ms között került vizsgálatra. A kimeneti feszültség értéke FBL esetén relatíve pontosnak mondható, míg LQ-szabályozás esetén némi lengés figyelhető meg, ennek megfelelően LQ-szabályozás esetén az állandósult-állapotbeli hiba értéke minimálisan nagyobb értékű. A tekercsáram a korábban számított $i_{\mathrm{Lmin}}$, illetve $i_{\mathrm{Lmax}}$ értékektől minimálisan eltér. A kitöltési tényező ($d$) értéke valamivel magasabb értékű, mint a nyílt hurokban számított érték. Ennek oka az ideális rendszermodellben kereshető (feszültségesések).




**7. ábra.** Feszültségnövelő konverter szimulációs eredmények állandósult állapotban: kimeneti feszültség, tekercsáram, illetve kitöltési tényező

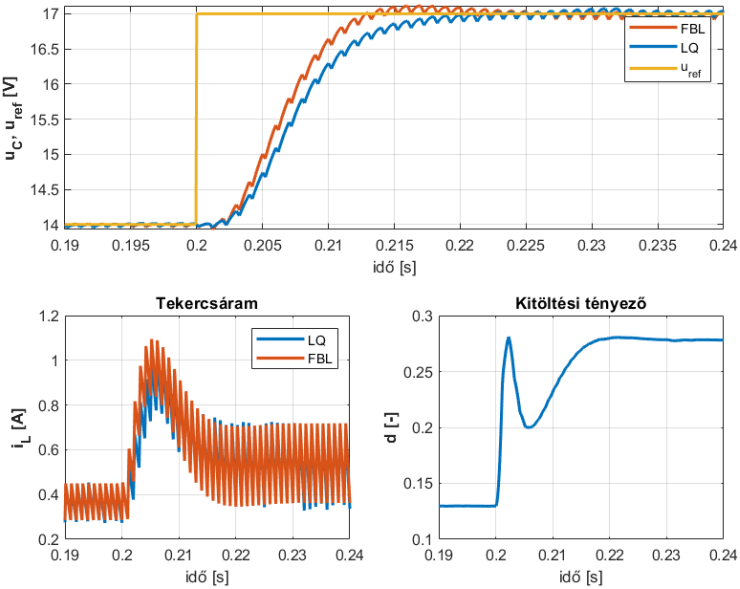
### 2.0.3. Dinamikus viselkedés

A dinamikus viselkedés vizsgálata során a korábbiaknak megfelelően a terhelésváltozásra, illetve a referencia-jel változásra adott válaszjeleket vizsgáltam meg. A terhelésváltoztatáson alapuló szimulációs eredmények a 8. ábrán láthatók. Az ábra magába foglalja a kimeneti feszültség, a tekercsáram, illetve a kitöltési tényező ($d$) időbeli változását. Az első kettő érték a $t = 190ms$-tól a $t = 300ms$-ig került ábrázolásra. A terhelés a $t = 200ms$-nál változik meg, $R = 44\Omega$-ről $R = 22\Omega$-ra. A terhelésváltozás hatására FBL esetén a kimenti feszültség kb. 14,5V-ra, míg LQ-szabályozó esetén 14V-ra csökken. A stabil állapot kb. mindkét szabályozó esetén ugyanakkor áll vissza, viszint LQ irányítás esetén lengés tapasztalható. A tekercsáram értéke FBL túllövés nélkül követi a referenciát, míg LQ-irányítás esetén némi túllövés tapasztalható. A kitöltési tényező állandósult értéke a korábbi szimulációnak megfelelően alakul, követi a dinamikus változást.



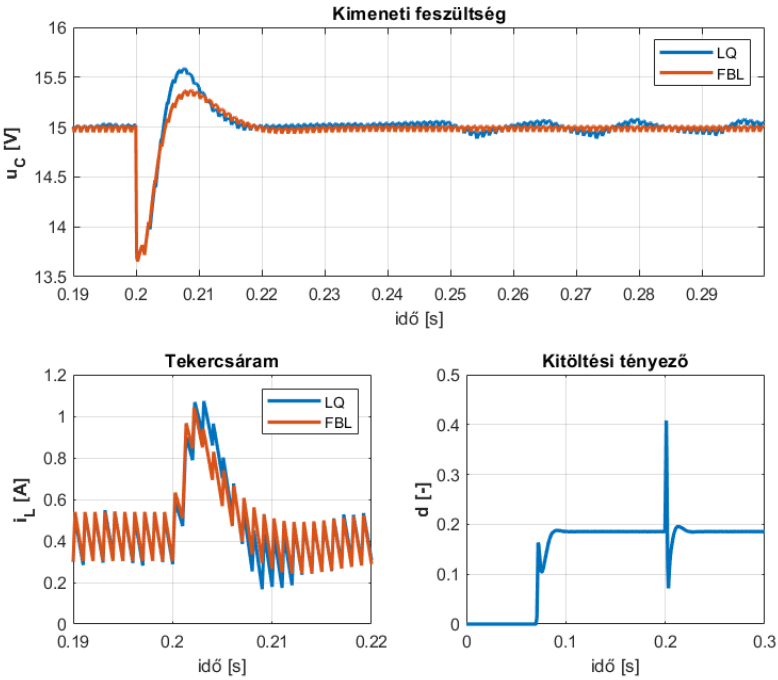

**8. ábra.** Feszültségnövelő konverter szimulációs eredmények terhelés változása esetén: kimeneti feszültség, tekercsáram, illetve kitöltési tényező

A referencia változást szimulációs eredményei a 9. ábrán láthatóak, amely magába foglalja a kimeneti feszültséget, a tekercsáramot, a referencia-feszültség, illetve a kitöltési tényező értékét. A szimulációs időintervallum az első két mennyiségre vonatkoztatva $t = 190ms$-tól $t = 240ms$-ig tart. A referencia feszültség értéke a $t = 200ms$-nál változik meg, 14V-ról 17V-ra. Az új kimeneti feszültség értéke kb. azonos időben stabilizálódik (kb. 24ms múlva). A tekercsáram értékében LQ irányítás alkalmazása során túllövést láthatunk, de nem számottevő mértékű. A kitöltési tényező jellegében némi lengés tapasztalható, de értéke alkalmazkodik a kimeneti feszültséghez. A feszültségjel időbeli alakulást külön kiemeltem a jobb láthatóság miatt, mivel a disszertáció későbbi részében ezt a gyakrolatban is megvizsgálom (lásd **??**. ábra).



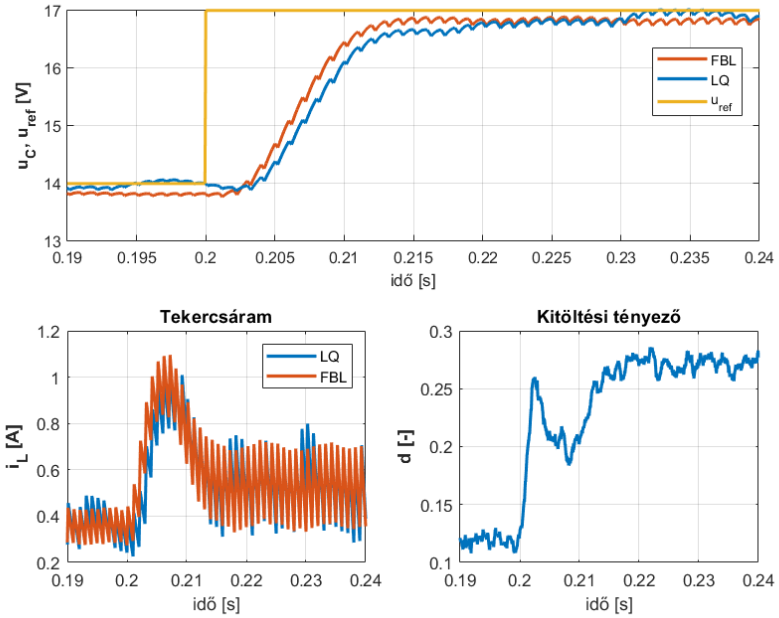

**9. ábra.** Feszültségnövelő konverter szimulációs eredmények referencia feszültség változás esetén: kimeneti feszültség, tekercsáram, illetve kitöltési tényező

A szabályozó áramkör paraméterérzékenységét a kimeneti kapacitás értékének változtatásával is megvizsgáltam. A szimulációs eredmények a 10. ábrán látható, amely magába foglalja a kimeneti feszültség, a tekercsáram és a kitöltési tényező időbeli alakulását. A vizsgálathoz a kimeneti kondenzátor értékét változtattam meg a $t = 200ms$-nál $1044\mu F$-ről $1144\mu F$-re. A kimeneti feszültség azonos értékre esik vissza (kicsivel 14V alá), a különbség a stabil állapothoz való visszatérés jellegében van: LQ irányítás esetén a kimenet egészen 15,5V nő, míg FBL esetén ez kisebb értékű (kb. 15,3V) A kimeneti kapacitás értékének változása mind a tekercsáram, mind a kitöltési tényező jellegörbéjében megfigyelhető.




**10. ábra.** Feszültségnövelő konverter szimulációs eredmények paraméterváltozás esetén (kapacitásváltozás): kimeneti feszültség, tekercsáram, illetve kitöltési tényező

Az utolsó teszt a mért értékek zajjal való terhelését foglalja magába, a refenciafeszültség megváltoztatása mellett. Ennek eredményei a 11. ábrán láthatóak a korábbi struktúra szerint. A zajos környezet szimulációját a korábbiaknak megfelelően végeztem el (Gauss alapú véletlenszám generátor), azaz a generált zaj középértékét 0,1-ra állítottam, ugyanakkor a szórásnégyzet értékét pedig 0,5-re. A zaj a kimeneti feszültség értékét minkét szabályozó esetén kevésbé pontossá teszi, de a korábbi szimulációs eredmények (pl.: FBL szabályozó gyorsabb viselkedése) itt is megfigyelhetők. A tekercsáram, illetve a kitöltési tényező értéke is zajosabb lett, összehasonlítva a korábbi zajmentes értékekkel.




**11. ábra.** Feszültségnövelő konverter szimulációs eredmények zajterheléses vizsgálat esetén: kimeneti feszültség, tekercsáram, illetve kitöltési tényező

# 3. Az új tudományos eredmények összefoglalása

**1. tézis**

Teljesítményelektronikai kapcsolóüzemű alkalmazásokhoz megvalósítottam egy újszerű nemlineáris irányítási keretrendszert, amely a szabályozótervezési folyamatokat nagymértékben segíti, gyorsítja. A keretrendszer az állapotvisszacsatolás alapú linearizációs irányítási módszeren alapul, melyet a dinamikus és állandósult-állapotbeli paraméterek javítása érdekében integráló szabályozással egészítettem ki. A belső lineáris szabályozó tervezésére egzakt eljárást javaslok. A nemlineáris irányítási keretrendszert felhasználtam ideális, illetve nem-ideális rendszermodellű, nem-izolált DC/DC kapcsolóüzemű feszültségcsökkentő átalakító szabályozótervezés esetére. Vizsgálatokat végeztem, hogy megmutassam a rendszermodell milyen módon hat a szabályozó hatékonyságára. A szimulációs eredmények alapján megállapítottam, hogy ugyanolyan -feszültségcsökkentő- konverter esetén a rendszermodell nagymértékben nem befolyásolja a kimeneti értékeket.

Az 1. tézishez kapcsolódó saját publikációk a következők: [24, 25, 28, 29].

**2. tézis**

A nemlineáris irányítási keretrendszert felhasználtam egy kapcsolóüzemű, feszültségnövelő, ideális rendszermodellű nem-izolált DC/DC átalakító szabályozójának tervezéséhez. Megmutattam, hogy a feszültségnövelő kapcsolóüzemű DC/DC konverter nemminimum fázisú átviteli függvénnyel (zérus dinamikával) rendelkezik. Az eredeti irányított mennyiség megtartásához olyan kimeneti függvényt választottam, amely a zérus dinamikát kiküszöböli. Szimulációs és gyakorlati mérési eredményekre támaszkodva bebizonyítottam, hogy az így előálló szabályozási kör a vele szemben támasztott követelményeket teljesíti.

Az 2. tézishez kapcsolódó saját publikációk a következők: [26, 29].

**3. tézis**

A nemlineáris irányítási keretrendszert felhasználtam egy kapcsolóüzemű, feszültségcsökkentő, ideális rendszermodellű, izolált (transzformátoros) flyback típusú DC/DC konverter szabályozójának tervezéséhez. Igazoltam, hogy a választott kapcsolóüzemű DC/DC konverter átviteli függvénye nemminimum fázisú (zérus dinamikájú). Az eredeti irányított mennyiség meg-

tartásához olyan kimeneti függvényt választottam, amely kiküszöböli a zérus dinamikát. Szimulációs eredményekre támaszkodva bebizonyítottam, hogy az így előálló szabályozási kör a vele szemben támasztott követelményeket teljesíti.

Az 3. tézishez kapcsolódó saját publikációk a következők: [27, 29].

# Hivatkozások


[1] D. Bhattacharyya, S. Padhee, and K. Chandra Pati. Modeling of dc–dc converter using exact feedback linearization method: A discussion. *IETE Journal of Research*, 65(6):843–854, 2019.

[2] A. Cervone and G. Brando. *Input-State Feedback Linearization of a Boost DC/DC Converter*, pages 139–153. 01 2020.

[3] Z. Gao, X. Zhang, and H. Lin. Modeling and nonlinear control for the boost converter with constant power loads. In *2010 Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference*, pages 1–4, 2010.

[4] H. Zheng and D. Shuai. Nonlinear control of boost converter by state feedback exact linearization. pages 3502–3506, 05 2012.

[5] J. Liu, W. Ming, and F. Gao. A new control strategy for improving performance of boost dc/dc converter based on input-output feedback linearization. pages 2439 – 2444, 08 2010.

[6] W. Ming and J. Liu. A new experimental study of input-output feedback linearization based control of boost type dc/dc converter. In *2010 IEEE International Conference on Industrial Technology*, pages 685–689, 2010.

[7] M. Salimi. Closed-loop control of dc-dc buck converters based on exact feedback linearization. 11 2015.

[8] D.-X. Shuai. State feedback exact linearization control of buck-boost converter. In *2014 International Power Electronics and Application Conference and Exposition*, pages 1490–1494, 2014.

[9] X. Feidong L. Xiaohu, L. Xinchun and K. Yong. Research on boost converter based on nonlinear control strategy. In *2009 IEEE 6th International Power Electronics and Motion Control Conference*, pages 1329–1334, 2009.

[10] J. Deng, Y. Lei, J.-S. Kang, and M. Yu. A harmonic current suppression method for single-phase pwm rectifier based on feedback linearization. In *2022 International Conference on Power Energy Systems and Applications (ICoPESA)*, pages 90–95, 2022.

[11] M. G. Judewicz, S. A. González, E. M. Gelos, J. R. Fischer, and D. Oscar Carrica. Exact feedback linearization control of three-level boost converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 70(2):1916–1926, 2023.

[12] G. O. Torres, J. Y. Rumbo-Morales, R. Osorio Sánchez, M. Martínez-García, and M. A. Rodríguez Blanco. Fault tolerant control via input-output linearization method for led-driver using a boost converter. *IEEE Access*, 11:10390–10397, 2023.

[13] P. Dini and S. Saponara. Model-based design of an improved electric drive controller for high-precision applications based on feedback linearization technique. *Electronics*, 10(23):2954, 2021.

[14] P. Dini and S. Saponara. Cogging torque reduction in brushless motors by a nonlinear control technique. *Energies*, 12(11):2224, 2019.

[15] Y. Luo, K. Yang, and Y. Zheng. Feedback linearization based direct torque control for asymmetrical six-phase pmsm motor with back emf harmonics compensation. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, pages 1–1, 2023.

[16] A. Baltag, G. Livint, L. Belehuz, and A. Georgiana Baciu. Application of feedback linearization method to wind turbines with pmsg for extracting maximum power from wind energy. In *2023 10th International Conference on Modern Power Systems (MPS)*, pages 01–06, 2023.

[17] R. Zhang, S. Zhou, D. Hai, S. Yan, and J. Cui. Feedback linearization control of supercapacitor energy storage systems in distribution networks. In *2023 IEEE International Conference on Power Science and Technology (ICPST)*, pages 241–245, 2023.

[18] A. Isidori. *Nonlinear Control Systems*. Communications and Control Engineering. Springer London, 1995.

[19] B. Lantos. *Irányítási rendszerek elmélete és tervezése III.* Akadémiai Kiadó, 2018.

[20] D. Drexler. *Nemineáris és robusztus irányítások*. BME IIT, 2015.

[21] I. Tall. Partial feedback linearization of control systems. *Miscellaneous (presentations, translations, interviews, etc)*, 1479, 12 2009.

[22] W. Xiao, L. Lei, Q. Chen, L. Zhang, and S. Quan. Sliding mode control of a phase shifted full bridge dc/dc converter. In *2017 32nd Youth Academic Annual Conference of Chinese Association of Automation (YAC)*, pages 138–142, 2017.

[23] Q. Sun, C. Zhang, X. Huang, and S. Li. Application of sliding mode control for half-bridge dc/dc converter. In *2010 International Conference on E-Product E-Service and E-Entertainment*, pages 1–4, 2010.

## Tézispontokat érintő közlemények


[24] M. Csizmadia and M. Kuczmann, "Feedback linearization with integrator of DCDC buck converter taking into account parasitic elements," 2021 IEEE 19th International Power Electronics and Motion Control Conference (PEMC), Gliwice, Poland, 2021, pp. 97-101, doi: 10.1109/PEMC48073.2021.9432632.
Hivatkozások száma: 3

[25] M. Csizmadia and M. Kuczmann.(2022), Extended Feedback Linearisation Control of Non-ideal DCDC Buck Converter in Continuous-conduction Mode. Power Electronics and Drives,7(1) 1-8. https://doi.org/10.2478/pead-2022-0001
Hivatkozások száma: 1

[26] M. Csizmadia, M. Kuczmann and T. Orosz, A Novel Control Scheme Based on Exact Feedback Linearization Achieving Robust Constant Voltage for Boost Converter. Electronics 2023, 12, 57. https://doi.org/10.3390/electronics12010057
Hivatkozások száma: 2

[27] M. Csizmadia and M. Kuczmann (2023), A Novel Feedback Linearisation Control of Flyback Converter. Power Electronics and Drives,8(1) 74-83. https://doi.org/10.2478/pead-2023-0006
Hivatkozások száma: 0

[28] M. Csizmadia and M. Kuczmann, "Controller design of DC/DC buck converter based on feedback linearization with integrator," 2020 2nd IEEE International Conference on Gridding and Polytope Based Modelling and Control (GPMC), Győr, Hungary, 2020, pp. 35-38, doi: 10.1109/GPMC50267.2020.9333821.
Hivatkozások száma: 1

[29] M. Csizmadia and M. Kuczmann, (2020). Design of LQR controller for GaN based Buck converter, Pollack Periodica, 15(2), 37-48. doi: https://doi.org/10.1556/606.2020.15.2.4
Hivatkozások száma: 4