

Csizmadia Miklós

Nemlineáris dinamikájú DC/DC teljesítményelektronikai átalakítók irányítása állapotvisszacsatoláson alapuló linearizálással

Doktori értekezés

Témavezető:

Prof. Dr. Kuczmann Miklós DSc egyetemi tanár Széchenyi István Egyetem

Multidiszciplináris Műszaki Tudományi Doktori Iskola

Győr, 2023

Köszönetnyilvánítás

Elsőként köszönöm családomnak, hogy támogatták tanulmányaimat, amely nélkül ez az értekezés nem készülhetett volna el.

Köszönettel tartozom témavezetőmnek, Prof. Dr. Kuczmann Miklósnak, hogy észrevette bennem a lehetőséget és önzetlenül támogatott doktori tanulmányaim elkezdésében és véghezvitelében. Hálás vagyok a Széchenyi István Egyetem Automatizálási Tanszék minden kollégájának, volt oktatóimnak támogatásukért és barátságukért. Külön köszönettel tartozom Németh Zoltánnak barátomnak és kollégámnak, aki - közös tanulmányaink kezdete óta - végig motivált és mindenben mellettem állt. Köszönöm Dr. Horváth Krisztiánnak, Dr. Orosz Tamásnak és Szeli Zoltánnak a sok materiális és technikai segítséget. Ugyanakkor hálás vagyok a sok-sok baráti és szakmai támogatásért Kapás Péternek.

A dolgozatot Tanárom és Barátom, Prof. Dr. Vajda István emlékére ajánlom.

Összefoglaló

A teljesítményelektronikában a kapcsolóüzemű áramkörök szabályozása kulcsfontosságú kérdés. A legtöbb ilyen áramkör felépítéséből adódóan nemlineáris viselkedést mutat, így a legjobb eredmény - széles tartományban - nemlineáris szabályozó alkalmazásával érhető el. Az ilyen típusú szabályozók alapját legtöbbször a konverter rendszermodellje adja, melyet állapotváltozós leírás formában szokás megadni. Az állapotváltozós leírás a rendszer differenciálegyenleteit foglalja magába. Az áttekintett szakirodalom alapján kijelenthető, hogy a legtöbb kapcsolóüzemű átalakító rendszeregyenlete - bizonyos feltételek mellett - átlátható, egyszerűbb képleteket tartalmaz vagy ilyen formára alakítható. További nagy előny, hogy a rendszer mennyiségei mérhető jellegűek (pl.: áram, feszültség), vagy a mért értékekből származtathatóak. A szakirodalom alapján továbbá megállapítható, hogy a legtöbb, modellalapú nemlineáris irányítás nem tartalmaz hibajel-integrátort, melynek alkalmazása ugyanakkor triviális a szabályozási körben. Mindezeket figyelembe véve disszertációmban az állapotvisszacsatoláson alapú linearizálással foglalkoztam, mint nemlineáris irányítási módszerrel.

Az állapotvisszacsatoláson alapuló linearizálás típusú irányítást kiegészítettem egy hibajel integráló taggal (ez nem azonos a belső szabályozó esetleges integráló tagjával): az integrátor használata lehetővé teszi a rendszer finomabb szabályozását, és javítja a rendszer stabilitását, még akkor is, ha a rendszer dinamikája változik. Az integrátor alkalmazásával a rendszer jobban alkalmazkodik a külső változásokhoz, és képes lesz a hibák kompenzálására, ami növeli a rendszer megbízhatóságát. Mindezeket egybefoglalva megvalósítottam egy keretrendszert, amely egységesíti az általam módosított rendszert és annak tervezését, ugyanakkor a belső lineáris szabályozó tervezésére is adok javaslatot. A keretrendszer segítségével a tervezés áttekinthetőbb, gyorsabb és a szabályozó teljesítménye is javul. Mindezt alkalmaztam és megvizsgáltam a topológiák teljes skálájára vetítve, azaz funkció (feszültség növelés/csökkentés), felépítés (izolált/nem izolált), illetve rendszer átviteli függvénye (minimum/nem minimum fázisú) alapján. Az egyes konverterek tervezését részletesen dokumentáltam - a keretrendszer szerint - a rendszeregyenletekre, illetve a szabályozó tervezésre vonatkozóan is.

Az eredmények helyességét szimulációval ellenőriztem az indítási, állandósultállapotbeli, dinamikus viselkedésre, illetve a zajelnyomásra vonatkozóan. Ezen felül az általam definiált irányítási keretrendszert gyakorlati mérés útján is megvizsgáltam, laboratóriumi környezetben. A szimulációk és a mérés alapján kijelenthető, hogy a szabályozó dinamikus és állandósult - állapotbeli paraméterei javultak, továbbá a kapott eredmények alapján további kutatási témákat definiáltam.

Summary

In power electronics, regulation of switch-mode circuits is a key issue. Due to the structure of most of these circuits, they show nonlinear behavior, so the best results can be achieved with the application of nonlinear regulators. The foundation of these types of regulators is usually provided by the system model of the converter, which is usually given in a statespace form. The state-space description encompasses the system's differential equations. Based on the reviewed literature, it can be stated that most switch-mode converter system equations contain simpler formulas or can be transformed into this form under certain conditions. Additionally, a great advantage is that the system quantities are measurable in nature (e.g., current, voltage) or can be derived from the measured values. Furthermore, based on the literature, it can be concluded that most model-based nonlinear control does not contain a feedback error integrator, which, however, is trivial to apply in the control loop. Taking all of this into account, in my dissertation, I dealt with state-feedback linearization as a nonlinear control method.

I supplemented the state-feedback linearization type of control with a feedback error integrator (this is not the same as the possible integrator in the internal controller): the use of the integrator allows for finer regulation of the system and improves the system's stability even if the system dynamics change. By using the integrator, the system is better able to adapt to external changes and is capable of compensating for errors, which increases the system's reliability. Summing up, I implemented a framework that unifies the modified system and its design, and I also provide suggestions for the design of the internal linear controller. The framework makes the design more transparent, faster, and improves the performance of the controller. I applied and analyzed this with respect to the full range of topologies, i.e., function (voltage increase/decrease), structure (isolated/nonisolated), and system transfer function (minimal/non-minimal phase). I documented in detail the design of the individual converters- according to the framework- both in terms of system equations and in terms of the design of the controller. The results were verified using MATLAB/Simulink simulations and real laboratory measurements.

Tartalomjegyzék

Rċ	övidí	esek és jelölések listája V	ΊI
1.	Bev	zető	1
	1.1.	A kutatás előzménye	1
	1.2.	A kutatás célkitűzései	2
	1.3.	A dolgozat felépítése	2
2.	Кар	solóüzemű konverterek irányításelméletének irodalmi áttekintése	4
	2.1.	Kapcsolóüzemű konverterek	4
		2.1.1. Működési módok	7
	2.2.	Kapcsolóüzemű konverterek modellezése	9
		2.2.1. Állapottér alapú modellezés	9
		2.2.2. Kisjelű linearizálás és átviteli függvény	12
	2.3.	rányítási módszerek	14
		2.3.1. Lineáris szabályozók	15
		2.3.1.1. PID szabályozó	16
		2.3.1.2. Pólusáthelyezés állapotvisszacsatolással	18
		2.3.1.3. Pólusáthelyezés hibajel-integrátorral kiegészítve	23
		2.3.1.4. Lineár-kvadratikus szabályozó (LQR)	27
2.3.2. Nemlineáris szabályozók		2.3.2. Nemlineáris szabályozók	28
		2.3.2.1. Csúszómód szabályozás (SMC)	30
		2.3.3. Irányítási sémák	34
		2.3.3.1. Visszacsatolás elvén alapuló irányítás	34
		2.3.3.2. Előrecsatolt irányítási forma	34
		2.3.3.3. Kaszkád irányítás	35
	2.4.	Összefoglalás	35
3.	Hib	jel integrátorral kiegészített visszacsatoláson alapuló linearizáció	39
	3.1.	Bevezetés	39
	3.2.	\bigvee isszacsatoláson alapuló bemenet-kimenet linearizációs irányítás általános	
		áttekintése -a probléma formalizmusa	40

	3.2.1.	Lemmák	42				
	3.2.2.	A zérus dinamika	43				
		3.2.2.1. Bemenet-kimenet visszacsatoláson alapuló linearizáció irá-					
		nyítási megoldások zérus dinamikájú rendszer esetén $\ .$.	44				
3.3.	Integra	átor alkalmazása állapotvis szacsatolás alapú linearizálás esetén $\ $. $\ $.	45				
	3.3.1.	Lineáris szabályozó tervezése	47				
3.4.	Feszültségcsökkentő (Step-down/Buck) konverter irányítása integrátorral						
	kiegészített állapotvisszacsatolás alapú linearizáció segítségével 49						
	3.4.1.	3.4.1. Feszültségcsökkentő (Step-down/Buck) konverter áramköri felépíté-					
		se, működése	49				
	3.4.2.	Áramköri elemek tervezése	51				
	3.4.3.	Szabályozó tervezése	52				
		3.4.3.1. Lineáris szabályozó tervezése	53				
		3.4.3.2. LQ-szabályozó tervezése	53				
	3.4.4.	Szimulációs eredmények	54				
		3.4.4.1. Indítási viselkedés	56				
		3.4.4.2. Állandósult állapotbeli viselkedés	57				
		3.4.4.3. Dinamikus viselkedés	58				
3.5.	Feszül	tségcsökkentő (Step-down/Buck) konverter irányítása integrátorral					
	kiegész	zített állapotvisszacsatolás alapú linearizáció segítségével - részletes					
	állapo	tmodell alkalmazásával	62				
	3.5.1.	Feszültségcsökkentő (Step-down/Buck) konverter áramköri felépítése	62				
	3.5.2.	Áramköri elemek tervezése	65				
	3.5.3.	Szabályozó tervezése	65				
		3.5.3.1. Lineáris szabályozó tervezése	66				
	3.5.4.	Szimulációs eredmények	66				
		3.5.4.1. Indítási viselkedés	67				
		3.5.4.2. Állandósult állapotbeli viselkedés	68				
		3.5.4.3. Dinamikus viselkedés	68				
3.6.	Feszül	Feszültségnövelő (Step-up/Boost) konverter irányítása integrátorral kiegé-					
	szített	állapotvisszacsatolás alapú linearizáció segítségével	72				
	3.6.1.	Feszültségnövelő (Step-up/Boost) konverter áramköri felépítése	72				
	3.6.2.	Áramköri elemek tervezése	74				
	3.6.3.	Szabályozó tervezése	76				
		3.6.3.1. Referenciamennyiség előállítása	78				
		3.6.3.2. Lineáris szabályozó tervezése	79				
		3.6.3.3. LQ-szabályozó tervezése	79				
	3.6.4.	Szimulációs eredmények	80				

			3.6.4.1.	Indítási viselkedés	. 81
			3.6.4.2.	Állandósult állapotbeli viselkedés	. 82
			3.6.4.3.	Dinamikus viselkedés	. 83
3.7. Flyback típusú, izolált konverter irányítása integrátorral kiegészítet				izolált konverter irányítása integrátorral kiegészített álla-	
	potvisszacsatolás alapú linearizáció segítségével				. 87
		3.7.1.	Flyback	típusú izolált konverter áramköri felépítése	. 87
	3.7.2. Áramköri elemek tervezése			ri elemek tervezése	. 90
		3.7.3.	Szabályo	zó tervezése	. 91
			3.7.3.1.	Referenciamennyiség előállítása	. 92
			3.7.3.2.	Lineáris szabályozó tervezése	. 92
			3.7.3.3.	LQ-szabályozó tervezése	. 93
		3.7.4.	Szimuláo	ciós eredmények	. 93
			3.7.4.1.	Indítási viselkedés	. 94
			3.7.4.2.	Állandósult-állapotbeli viselkedés	. 95
			3.7.4.3.	Dinamikus viselkedés	. 95
4.	Irán	vító al	lgoritmu	s gyakorlati implementációja	101
	4.1.	Beveze	etés		. 101
		4.1.1.	Áramkö	i tervek	. 101
		4.1.2.	Mikrove	zérlő kiválasztása, bemutatása	. 105
		4.1.3.	Mérési e	redmények	. 109
5.	Az	új tudo	ományos	eredmények összefoglalása	112
6.	Kon	ıklúzió	és jövől	oeli tervek	114
Ire	odalo	omjegy	zék		115
Pι	ıblik	ációk l	istája		127
Fü	iggel	ék			128
	F.1.	MATL	AB/Simu	ılink szimulációs összeállítások	. 128

Rövidítések és jelölések listája

Rövidítések

AC	váltakozó áram (alternating current)
CCM	folytonos üzemmód (continuous-conduction mode)
DC	egyenáram (direct current)
DCM	szaggatott üzemmód (discontinuous-conduction mode)
EMF	Electromotive Force (elektromotoros erő)
EMI	elektromágneses interferencia (electromagnetic interference)
ESR	ekvivalens soros ellenállás (equivalent series resistance)
FBL	visszcsatolás alapú linearizáció (feedback linearization)
GaN	gallium-nitrid (félvezető/tranisztor) (gallium nitride)
IGBT	szigetelt kapujú bipoláris tranzisztor (insulated-gate bipolar transistor)
LQ	lineár-kvadratikus (linear-quadratic)
LQR	lineár-kvadratikus szabélyozó (linear-quadratic controller)
MIMO	több-bemenetű, több-kimenetű rendszer (multiple-input and multiple-output)
MOSFET	szigetelőréteges térvezérlésű tranzisztor (metal–oxide–semiconductor
	field-effect transistor)
MPPT	Power Point Tracking Control (maximum munkapont követő algoritmus)
PD	arányos deriváló (proportional-derivative)
\mathbf{PFM}	impulzusfrekvencia-modulációs (pulse-frequency modulation)
PFC	fázistényező javítás (Power-factor control)
PI	arányos integráló (proportional-integral)
PID	arányos-integráló-deriváló (proportional-integral-derival)
PMSM	állandómágneses szinkronmotor (permanent magnet synchronous motor)
PWM	impulzusszélesség-moduláció (pulse-width modulation)
SiC	Szilikon-karbid (félvezető/tranzisztor) (silicon carbide)
SMC	csúszómód szabályozás (sliding-mode control)
SISO	egybemenetű-egykimenetű rendszer (single-input and single-output)
ZNM	Ziegler-Nichol metódus (Ziegler-Nichol method)

Jelölések

a	transzformátor áttétel
Ä	állapottér modell rendszermátrix
В	állapottér modell bemeneti mátrix
b	állapottér modell bemeneti vektor
C	állapottér modell kimeneti mátrix
$\mathbf{c}^{\mathbf{T}}$	állapottér modell kimeneti vektor
С	kondenzátor(kapacitás)
$C_{ m m}$	transzformátor primer-szekunder kapacitás
$C_{\rm pri}$	transzformátor primer kapacitás
$C_{\rm sec}$	transzformátor szekunder kapacitás
d	kitöltési tényező
$ ilde{d}$	kitöltési tényező kisejelű összetevő
D	állapottér modell előrecsatoló mátrix
D	kitöltési tényező állandósult állapotbeli összetevő
D	dióda
e(t)	rendszer beavatkozójele
$\vec{E_{C}}$	kondenzátorban tárolt energia nagysága
$E_{ m L}$	tekercsben tárolt energia nagysága
f	rendszerfüggvény
$f_{\rm k}$	kapcsolási frekvencia
G	Laplace transzformált átviteli függvény
h(t)	irányítási rendszer kimeneti függvénye
$h(x)_{\mathrm{ref}}$	h(x)-hez tartozó referencia érték
I	egységmátrix
$i_{ m C}$	kondenzátoráram
$I_{\rm be}$	bemeneti egyenáram
$I_{ m ki}$	kimeneti egyenáram
$J_{_}$	funkcionál operátor
\mathbf{k}^{T}	visszacsatolási vektor (SISO esetben)
k	k^T visszacsatolóvektor eleme
x_{1ref}	x_1 -hez tartozó referencia érték
Κ	elektronikus kapcsoló
$K_{\rm D}$	differenciáló tag erősítési érték
K_{I}	integráló tag erősítési érték
$K_{\rm kri}$	kritikus körerősítés
$K_{\rm P}$	arányos tag erősítési érték
$K_{\rm p(max)}$	arányos tag maximális erősítési érték
	tekercs(induktivitás)
$L_{\rm m}$	mågnesező induktivitás
$L_{\rm f}h(x)$	h(x) fuggveny Lie derivaltja f vektormező mentén
$L_{g}h(x)$	n(x) ruggveny Lie derivaltja g vektormezo menten
$L_{\rm f} h(x)$	n(x) ruggveny masodrendu Lie derivaltja f vektormezo menten
$L_{g}L_{f}h(x)$	$L_g n(x)$ vektormezo Lie derivaitja $L_f n(x)$ vektormezo menten
$L_{ m mág}$	transziormator magnesezo induktivitas

$L_{sz\acute{o}rt}$	transzformátor szórt induktivitás
n	állapottér dimenziószáma
$N_{\rm pri}$	transzformátor primer menetszám
$N_{\rm sec}$	transzformátor szekunder menetszám
p	pólusvektor
$P_{\rm be}$	bemeneti teljesítmény
r	állapottér relatív fokszáma
R	ellenállás
r_d	dióda dinamikus ellenállás
$r_{\rm esl}$	tekercs soros egyenáramú ellenállás
$r_{\rm esr}$	kondenzátor soros egyenáramú ellenállás
$R_{\rm mág}$	transzformátor mágnesező ellenállás
$R_{\rm pri}$	transzformátor primer egyenáramú ellenállás
$R_{\rm sec}$	transzformátor szekunder egyenáramú ellenállás
s	Laplace transzformáció argumentum
t	idő
$t_{\rm off}$	kikapcsolt időintervallum
$t_{\rm on}$	bekapcsolt időintervallum
$T_{\rm s}$	periódusidő
u	folytonos idejű rendszer bemenet
$u_{\rm C}$	kondenzátor feszültség
$\Delta u_{\rm ki}$	kimeneti feszültség változása
u_{L}	tekercsfeszültség
U	Laplace transzformált bemeneti függvény
U_{be}	bemeneti egyenfeszültség
U_d	diódán eső feszültség
U_{ki}	kimeneti egyenfeszültség
U_{ref}	referemciafeszültség
x	folytonos idejű rendszer állapotvektor
х́	folytonos idejű rendszer állapotvektor idő szerinti deriváltja
\mathbf{x}^{T}	állapotmátrix transzponált formája
$\mathbf{\tilde{x}}(t)$	folytonos idejű rendszer állapotvektor kisjelű összetevő
\mathbf{X}	folytonos idejű rendszer állapotvektor állandósult állapotbeli összetevő
y	folytonos idejű rendszer kimenet
y_{ref}	folytonos idejű rendszer referencia mennyisége
Y	Laplace transzformált kimeneti függvény
z	integrálsor operátor
$\Delta i_{ m L}$	tekercsáram hullámzás értéke
η	villamos hatékonyság
ϕ	tázistartalék (irányítási rendszerek esetén)
au	ıdö (integrációs változó)
ω	körtrekvencia
ω_0	törésponti frekvencia

1. fejezet

Bevezető

1.1. A kutatás előzménye

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. A nemlineáris irányítás megvalósítására számos szabályozási megoldás áll rendelkezésre, melyek különböző előnnyel és hátránnyal rendelkeznek. Altalános 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. Az integrátor alkalmazásával a rendszer jobban alkalmazkodik a külső változásokhoz, és képes lesz a hibák kompenzálására, ami növeli a rendszer megbízhatóságát. 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.

1.2. A kutatás célkitűzései

Kutatásom során a fő cél a kapcsolóüzemű konverterek nemlineáris irányításához alkalmazott, állapotvisszacsatoláson alapuló linearizálás típusú irányítás állandósult-állapotbeli és dinamikus tulajdonságainak javítása volt, továbbá annak tervezési keretrendszerbe való transzformálása. A legtöbb magasabb rendű szabályozó (túlmutatva a PID szabályozáson) bonyolult matematikai alapokon nyugszik, olykor megértésük és alkalmazásuk is nehézkes. Az említett tulajdonságok biztosításához a meglévő nemlineáris, visszacsatolás alapú linearizáció típusú szabályozást ki szeretném egészíteni egy hibajel-integrátor taggal, megvizsgálva a rendszerre gyakorolt hatását (mindezt szakirodalmi kutatásra hivatkozva). A további cél, hogy a tervezést egyszerűvé tegyem, egy keretredszerbe való definiálással, amely magába foglalja a tervezés állandóságát, tetszőleges kapcsolóüzemű konverter esetén. A módszer sajátossága, hogy a tényleges szabályozást egy belső -lineárisszabályozó valósítja meg. Ezek tervezése sokszor "hasraütés-szerűen" történik, bármilyen egzakt, vagy rendszerparamétert mellőzve. A tervezési keretrendszerbe szeretném belefoglalni a lineáris szabályozás egzakt tervezését is. A elméleti megfontolásokat szimulációval, továbbá valós méréssekkel is szeretném tesztelni, ellenőrizni.

1.3. A dolgozat felépítése

A dolgozat 2. fejezetében áttekintem a témához kapcsolódó releváns szakirodalmat, a kapcsolóüzemű konverterek szükségességét (érintve a lineáris elven működő átalakítókat is), működését, illetve az azokat felépítő áramköri félvezető elemeket (tranzisztorok). Külön kitérek a különböző működési módokra (CCM/DCM), amelyek irányítási szempontból relevánsak. Ugyanebben a fejezetben részletesen megvizsgálom az áramkörök modellezési lehetőségeit (állapotteres modellezés), az ehhez szükséges összefüggéseket részletesen levezetem. Megvizsgálom továbbá a szükséges irányításelméleti alapokat, illetve a szakirodalom alapján relevánsnak ítélt lineáris és nemlineáris szabályozók alapelvét, adott esetben pedig röviden ismertetem a szintézisét.

A 3. fejezetben részletesen megvizsgálom a dolgozat gerincét jelentő bemenet-kimenet állapotvisszacsatolás alapú nemlineáris irányítást: az algoritmus alapötletét, matematikai levezetését, illetve a hozzátartozó lemmákat. A szakirodalom alapján megvizsgálom a gyakorlati megvalósítási lehetőségeket (kaszkád, indirekt, illetve direkt irányítás). Részletesen ismertetem az általam eszközölt javításokat, továbbá bemutatom az általam létrehozott keretrendszert, amely az említett szabályozó tervezését segíti. A fejezet további részében az általam bemutatott keretrendszer alapú tervezést alkalmazom több, kapcsolóüzemű DC/DC konverter, azaz feszültségcsökkentő, feszültségnövelő konverterek irányítására. Megvizsgálom, hogy a részletes állapottér-modell (a parazita elemeket figyelembe véve), a zérus dinamika, illetve az izoláció (transzformátoros konverterek) hogyan hatnak a szabályozási körre. A vizsgált konvertereket részletesen modellezem (állapottér modell), továbbá bemutatom az FBL szabályozó tervezését is. Az eredmények, illetve az algoritmus és a keretrendszer helyességének validálásához minden esetben tervezek egy klasszikusnak mondható LQ szabályozót is, így az eredményeket széles körben tesztelhetők (indítási teszt, állandósult-állapotveli, dinamikus vizsgálat, továbbá paraméter és zajérzékenység). A teszteket minden esetben valós áramköri modelleken végzem, MATLAB/Simulink környezetben. A szimulációs összeállításokat a dolgozat végén, a függelékben mutatom be részletesen.

A 4. fejezetben az irányító algoritmus gyakorlati implementációját mutatom be: a szabályozási kört megvalósító mikrovezérlő kiválasztását, a programkódot, az áramköri terveket és a mérési eredményeket.

A befejező fejezetben összefoglalom a dolgozatban ismertetett tudományos eredményeket, valamint a kutatás folytatására vonatkozó lehetséges témákat, terveket fogalmazok meg.

3

2. fejezet

Kapcsolóüzemű konverterek irányításelméletének irodalmi áttekintése

2.1. Kapcsolóüzemű konverterek

A teljesítmény-átalakító, vagy konverter feladata az elektromos energia áramlásának feldolgozása, szabályozása, melyet egy,- vagy több tulajdonságának átalakításával érünk el. Ez villamos esetben lehet feszültség, áram, de akár frekvencia is. A bemeneti energia jellegét tekintve egyen,- vagy váltakozó mennyiség. Az energiaáramlásnak nincs kitüntetett iránya (pl.: a forrás felől a terhelés felé). A konverter általában két nagy szerkezeti egységre osztható, ahogy ez a 2.1. ábrán is látható: az áramköri elemekre, vagy topológiára, illetve az irányító, szabályozó egységre. Az átalakítási ("mennyiségi") képességet a topológia, míg a kimeneti jel minőségi jellemzőit a szabályozó határozza meg. Utóbbi egy későbbi fejezetben kerül részletesebben ismertetésre.

Ideális esetben az energiát veszteségmentesen alakítjuk át, a valóságban viszont ez közel sem igaz. A tervezés során az egyik kulcskérdés tehát a topológia kiválasztása, beleértve a szabályozó áramkört, illetve a járulékos egységeket is. Az áramköri kialakítás tekintetében a legegyszerűbb konverterek a lineáris típusú átalakítók. Egy áramköri változata a 2.2. ábrán látható (a kapcsolóelemet itt bipoláris tranzisztorral szemléltettem, de ez bármilyen más típusú tranzisztor is lehet). Az ilyen jellegű megoldások esetén a félvezető munkapontja a normál aktív tartományban található, így a terhelő áram folytonos időben átfolyik a félvezető tranzisztoron. Ahogy [1] számszerűen is bemutatja, az ilyen áramkörök meglehetősen rossz hatásfokkal rendelkeznek, illetve bizonyos konverziók (pl. feszültségnövelés) velük nem megvalósíthatók. Cserébe tervezésük egyszerű, nem igényelnek sok alkatrészt, illetve elenyésző mértékben bocsátanak ki elektromágneses (EMI)



2.1. ábra. Konverter blokkséma

zajt. Tipikusan régebbi labortápegységek, illetve az integrált hárompont stabilizátorok (pl. 7812 [2]) működnek ilyen elven. Számos szakirodalom megemlíti őket [3], illetve a [4] könyv részletesen ismerteti az egyes áramköri kialkításokat.



2.2. ábra. Lineáris elven működő konverter

Sokkal jobb hatásfokot eredményez, ha a felvezetőt kapcsolóüzemben működtetjük, vagyis nagyon gyors sebességgel telítésbe visszük (vezető állapotba hozzuk), illetve kikapcsoljuk [5]. Ez gyakorlatilag azt jelenti, hogy egy vizsgált időintervallum esetén a tartományt - a kapcsolási frekvenciának megfelelő periódusidővel - véges sok részre "bontjuk": a félvezető ezekben a kis időintervallumokban vezeti, vagy nem vezeti az áramot (2.3. ábra). Nagyságrendileg ezek általában ms, vagy μ s-os vezetési időket jelentenek, így a félvezető sokkal jobban terhelhető: ezért is lehetséges, hogy egyenáramú vezetési áram sokszorosa megengedett kapcsolóüzemű alkalmazás esetén. A tranzisztorok ezen tulajdonságát a katalógus definiálja, a biztonságos nyitóirányú működési tartomány grafikonnal. Hatásfok szempontjából a félvezetőn jelentkező veszteség tetemes része az állapotváltások

5

közötti átkapcsoláskor keletkezik. A szakirodalom tekintetében a [6] könyv alapműnek számít a magyar szakirodalomban, az [7–10] könyvek pedig az angol szakirodalomban.



2.3. ábra. Félvezető kapcsolóüzemben

Az elmúlt években mind a félvezetők, mind az áramköri kialakítások ugrásszerű fejlődésen mentek keresztül. A félvezetők tekintetében már nem csak a szilícium alapú tranzisztorok számítanak egyeduralkodónak, hanem megjelentek a szilikon-karbid (SiC), illetve a gallium-nitrid (GaN) alapú felvezetők is. Segítségükkel kiszolgálható az a tendencia, ami a teljesítményelektronikai áramkörök kapcsán mutatkozik: a rendszer kapcsolási frekvenciája növekvő jelleget mutat, ami a rendszerre (topológiára) vonatkozóan kisebb méretet, térfogatot, illetve súlyt eredményez. Ugyanez igaz a reaktáns elemekkel (induktív elemek, kapacitások) kapcsolatban. Ezeket egy cikkemben részletesen át is tekintettem [11]. Ugyanakkor a szabályozó/irányító egységnek a magas kapcsolási frekvencia miatt sokkal gyorsabb/kisebb válaszidővel kell rendelkeznie annak érdekében, hogy az irányítási/szabályozási követelmények kielégítőek legyenek. Az említett félvezetők az állapotváltás során keletkező kapcsolási veszteségre is megoldást jelentenek, hiszen a kapcsolási veszteségek a kapcsolási frekvenciával egyenesen arányosak [11]. Az áramköri kialakítás tekintetében a leggyakoribb az induktív töltőáramkörös megoldás, vagyis - a topológiától függően - az állapotok között az energiát egy induktív elem, tekercs, vagy transzformátor tárolja. Általában az induktív elem nem csak tárolási, hanem fojtó, szűrő, illetve adott esetben izolációs funkciót is ellát. Ez szintén részletesen bemutatásra kerül Ferenczi [6] könyvében. A hatásfok tovább növelhető lágykapcsolás alkalmazásával (soft switching). Ehhez egy rezonáns tagot kell beépíteni a konverterbe (vagy pedig a parazita elemekkel érjük el majdnem ugyanezt, ez a kvázi rezonáns megoldás) [12, 13]. A rezonáns tank, illetve a kapcsolási frekvencia függvényében árammentesen, vagy feszültségmentesen kapcsolhatjuk a félvezető tranzisztorokat. Az eljárás nem csak a hatásfokot javítja, hanem a közel szinuszos áram miatt a felharmonikus tartalmat is csökkenti. A szakirodalomban erre számos tanulmányt találunk [12, 13], a teljesség igénye nélkül.

Modulációs szempontból a legelterjedtebb elv az impulzus-szélesség moduláció (vagy a szakirodalomban PWM néven ismert) [6]. A szabályozott mennyiség (pl.: kimeneti feszültség) állandó értéken való tartását a kapcsoló tranzisztorra kerülő impulzus szélességének változtatásával érjük el. A kapcsolási frekvencia ebben az esetben konstans, előre definiált. A kapcsoló tranzisztor vezetési idejét a PWM jel kitöltési tényezője határozza meg, mely egyben a beavatkozó jel szerepét is ellátja. A PWM alapú kapcsolóüzemű konverter blokksémája a 2.4. ábrán látható. Mindezeket részletesen tárgyalja Ferenczi [6] könyve.



2.4. ábra. Kapcsolóüzemű konverter blokkséma [6]

Nagyon gyakori probléma, hogy alacsony terhelés esetén nagyon rossz a konverterek hatásfoka. PWM moduláció esetén a konverter impulzuskihagyásos üzemmódba lép (pulse skipping mode). Ebben az üzemmódban a konverter egy vagy több kapcsolási periódusra tiltja a kapcsoló bekapcsolását annak érdekében,hogy a kimeneti feszültség ne emelkedjen a szabályozott feszültség fölé. Egy másfajta megoldást kínál - modulációs szempontból az impulzus frekvencia moduláció (az angol szakirodalomban PFM) [6]. Ebben az esetben a kitöltési tényező fix, a kimeneti teljesítmény arányos az impulzussorozat átlagos frekvenciájával. A konverter csak akkor működik, ha az irányított mennyiség (pl.: a kimeneti feszültség) a referencia érték alá esik.

2.1.1. Működési módok

Induktív töltőáramkörös kapcsolóüzemű konverterek esetén működés szempontjából két üzemállapotot különböztetünk meg. Az első az úgynevezett folytonos üzemmód (continuous-conduction mode (CCM)), a másik pedig a szaggatott üzemmód (discontinuous-conduction mode (DCM)). Az adott üzemmódban való működés a terhelés (terhelőáram) függvénye. Ez részletesen megtalálható a témával összefüggő [6, 7, 14] szakkönyvekben.

A folytonos üzemmódhoz tartozó jelalakok nem izolált és izolált konverterek esetén a 2.5a., illetve 2.6a. ábrákon láthatók (az ábrák Ltspice környezetben készültek). Folytonos üzemmód esetén a tekercsáram folyamatos a teljes periódusra vonatkoztatva, értéke soha nem éri el a nullát. Mivel a kapcsolási folyamat nem zérus értékű áramról indul (2.5a. ábra), keménykapcsolás történik. A tekercsben tehát minden esetben marad tárolt energia (vagy izolált konverterek esetén a transzformátor nem mágneseződik le), amely a kimenetet a következő ciklusban is ellátja energiával. Folytonos üzemmód esetén a tekercsáramok nem számottevően nagyok, mivel a tekercsáram nemzérus értékű. Ez kedvezőleg hat az elektromágneses zavarokkal (EMI) kapcsolatban, ugyanakkor a keménykapcsolás kapcsolási veszteséget okoz.



2.5. ábra. Nem izolált konverter tekercsárama (boost) folytonos (a.), illetve szaggatott (b.) üzemmódbeli működése

A szaggatott üzemmódhoz tartozó jelalakok a 2.5b., illetve 2.6b. ábrákon láthatók. Szaggatott üzemmód esetén a tekercs az összes energiáját leadja, illetve izolált konverterek esetén a transzformátor lemágneseződik minden kapcsolási periódus esetén. A szaggatott üzemmód jól megfigyelhető a 2.5b., illetve 2.6b. ábrákon: a kimeneti dióda egy bizonyos időpillanattól megszűnik vezetni, a tekercsben (transzformátorban) felhalmozott energia oszcillálni kezd (a parazita kapacitások miatt), majd eltűnik. Ez gyakorlatilag azt jelenti, hogy a kapcsolási periódus alatt a tekercsáram zérus értékű is lehet.

Kis kimeneti áramok mellett általában DCM, míg közepes és nagy terhelőáramok esetén CCM üzemmódra terveznek. Nagyon gyakori, hogy a maximális kimeneti értékekhez

8

CCM üzemmódot alkalmaznak, azonban kisebb terhelőáramok esetén a konventer DCM üzemmódban fog működni. Amennyiben a maximális terhelhelés is DCM-re van tervezve, a konverter kisebb áramok esetén is DCM üzemmódban marad.



2.6. ábra. Izolált konverter mágnesező tekercsárama (flyback) folytonos (a.), illet szaggatott (b.) üzemmódbeli működése

2.2. Kapcsolóüzemű konverterek modellezése

2.2.1. Állapottér alapú modellezés

Egyértelműen kijelenthető, hogy a kapcsolóüzemű konverterek nemlineáris áramkörök, emiatt modellezésük és irányításuk komoly mérnöki feladatot jelent [15]. A konvertereket felépítő fő áramköri elemek -viselkedésük szempontjából- két nagy csoportba sorolhatók: nemlineáris (pl.: félvezetők, tranzisztorok, diódák), illetve reaktív (pl.: induktivitás, transzformátor, kondenzátor) elemek [1, 16, 17]. A kapcsolóüzemű tápegységek mindkét csoportból származó alkatrészeket tartalmazzák. Az energiát a kapcsolóelemek irányítják az áramkörben, míg a reaktív elemek köztes energiatárolóként funkcionálnak, be - és kimeneti tárolóként működnek. A kétféle komponens jelenléte az áramkörök nemlineáris, időben változó dinamikus viselkedését eredményezi. Ezen felül számos más jelenség, illetve alkatrész okozhat nemlineáris viselkedést a kapcsolóüzemű átalakítókban [17]:

- A félvezető kapcsolóelemek nemlineáris karakterisztikája, illetve azok nemnileáris kapacitása;
- Nemlineáris induktivitások: transzformátorok, fojtók vagy snubber áramkörök;
- Digitális áramkörök, pl. komparátorok.

Az ilyen nemlineáris jelleg egyfajta szemléltetése lehet az úgynevezett bifurkációs diagram: valamely paramétert megváltoztatva a rendszer dinamikájában minőségi változást okoz. A tápegységeket általában úgy tervezik, hogy egy adott működési állapotban működjenek, amely például adott kimeneti feszültséghullámzást eredményez. Az üzemmód azonban jelentősen megváltozhat abban az esetben, ha egy paraméter, például a bemeneti feszültség vagy a terhelés megváltozik [17].

Az irányítástechnikában az egyik leggyakoribb modellezési eljárás újabban az állapottér reprezentáció, amely a rendszert leíró differenciálegyenleteket kapcsolja össze. Az állapotváltozós leírást, átlagolást, illetve a munkaponti linearizálást például a [7, 8, 16] szakirodalmak teljeskörűen tárgyalják.

A rendszert leíró differenciálegyenletek - villamos áramkörök esetén - a Kirchhofftörvények segítségével írhatók fel. Az állapotteres leírás alkalmazásához minden esetben definiálni kell a rendszer $\mathbf{x}(t)$ állapotvektorát, amely a rendszer állapotváltozóit tartartalmazza, illetve a bemeneti u(t) és kimeneti y(t) jeleket is. A rendszer állapotváltozói (az állapotvektor elemei) pedig az áramkört alkotó reaktáns elemekhez vannak rendelve (tekercs feszültség, kondenzátor áram) [18], azaz

$$i_{\rm C}(t) = C \frac{du_{\rm C}(t)}{dt}, \quad \text{illetve} \quad u_{\rm C}(t) = u_{\rm C}(-\infty) + \frac{1}{C} \int_{-\infty}^{t} i_{\rm C}(\tau) d\tau,$$

$$u_{\rm L}(t) = L \frac{di_{\rm L}(t)}{dt}, \quad \text{illetve} \quad i_{\rm L}(t) = i_{\rm L}(-\infty) + \frac{1}{L} \int_{-\infty}^{t} u_{\rm L}(\tau) d\tau.$$
(2.1)

A (2.1) egyenletben C és L jelöli a kondenzátor kapacitását, illetve a tekercs induktivitását. Az $u_C(-\infty)$, továbbá az $i_L(-\infty)$ a kondenzátor és a tekercs töltetlen/energiamentes állapotára utal. Az integrálás és deriválás egyenletekben való jelenléte a dinamikus viselkedésre utal, vagyis sem a kondenzátor, sem a tekercs nem képes hirtelen áram, illetve feszültségváltozásra. Azaz, bármilyen változás esetén úgynevezett tranziens folyamat játszódik le. A szabályozó egyik szerves feladata, hogy ennek a folyamatnak a viselkedését és időbeli lezajlását irányítsa. Ezek részletesen tárgyalva vannak például [16, 19, 20] szakirodalmakban.

Az állapotváltozós leírás általános formája SISO rendszerre:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{b}u, \\ y = \mathbf{c}^{\mathbf{T}}\mathbf{x} + Du, \end{cases}$$
(2.2)

ahol u skalár értékű bemenet, y skalár értékű kimenet. A egy $n \times n$ dimenziójú mátrix, mely a rendszer dinamikus tulajdonságait, **b** egy $n \times 1$ méretű oszlopvektor a bemenet hatását, míg **c**^T egy $1 \times n$ méretű sorvektor a kimeneti válaszjelet reprezentálja (D értéke az állapotok függvényében általában zérus értékű). A, b, és **c**^T együttesen határozzák meg a rendszer bemeneti-kimeneti dinamikáját. Az állapotteres leírás blokksémája a (2.7). ábrán látható.



2.7. ábra. Állapotteres reprezentáció blokksémája SISO rendszerre

A kapcsolóüzemű rendszerek állapottér-modellezése a kapcsolóelem (kapcsolóelemek) állapotához rögzítjük. Jelen dolgozatban a konverterek folytonos üzemmódját (continuous conduction mode (CCM)) vizsgálom, vagyis a kapcsolóelem minden periódusban

- vezető, illetve
- nem vezető

állapotban működhet. Feltételezem továbbá, hogy a kapcsolóelemek jelen levezetés kapcsán ideálisak (vagyis vezetési állapotban nincs ellenállásuk, így rajtuk feszültség sem esik, vezetésen kívüli állapotban pedig áram nem mérhető rajtuk, továbbá az átkapcsolás pillanatszerű). A PWM alapú kapcsolóüzemű konverterek a *d*-vel jelölt kitöltési tényezőn keresztül irányíthatóak. A korábbiaknak megfelelően tehát a periódusidőre vetítve két üzemállapot adódik [7]:

- a vezető állapot, azaz $0 \le t \le dT_{\rm s}$,
- illetve a nem vezető állapot, vagyis $dT_{\rm s} \leq t \leq T_{\rm s}$.

A vezető és nem vezető állapotok együttesen a teljes (T_s) periódusidőt adják, azaz:

$$d + (1 - d) = T_{\rm s}.\tag{2.3}$$

a (2.3) egyenlet megértése némi magyarázatot igényelhet. Amenyniben $T_s = 1$, abban az esetben a kapcsoló bekapcsolt állpotban van. Értelemszerűen kapcsolóüzemű működésről akkor beszélünk, ha a félvezető kapcsolóelem nincs teljes be vagy kikapcsolva.

A (2.2.1) egyenletet alkalmazva (2.1)-re a következőt kapjuk:

$$\dot{\mathbf{x}} = [\mathbf{A}_1 d(t) + \mathbf{A}_2 (1 - d(t))] \mathbf{x} + [\mathbf{b}_1 d(t) + \mathbf{b}_2 (1 - d(t))] u, y = [\mathbf{c}_1^{\mathbf{T}} d(t) + \mathbf{c}_2^{\mathbf{T}} (1 - d(t))] \mathbf{x} + [\mathbf{D}_1 d(t) + \mathbf{D}_2 (1 - d(t))] u,$$
(2.4)

ahol az 1-es indexszel jelölt mátrixok/vektorok a vezető állapothoz, míg a 2-es indexszel jelölt a nem vezető állapothoz tartoznak. A (2.4) egyenlet az úgynevezett nagyjelű állapotteres modell, amely az áramkör nemlineáris tulajdonságait figyelembe veszi [7]. A továbbiakban az egyenletek jobb átláthatósága érdekében a kapcsolóelem kikapcsolt állapotához tartozó időintervallumot, azaz (1 - d)-t d'-vel jelölöm.

2.2.2. Kisjelű linearizálás és átviteli függvény

Amennyiben egyszerűbb szabályozót tervezünk, vagy szükség van a rendszer átviteli függvényére, a (2.4) állapottér egyenletet a munkapont körül linearizálni szükséges, vagyis az egyenletben szereplő változókat egy állandósult állapotbeli (DC), illetve egy kisjelű (AC) komponensre bontjuk [7, 21, 22].

Ennek megfelelően:

$$\mathbf{x} = \mathbf{X} + \tilde{\mathbf{x}}(t),$$

$$d(t) = D + \tilde{d}(t),$$

$$u_{ki}(t) = U_{ki} + \tilde{u}_{ki}(t).$$

(2.5)

Az átviteli függvény a kimenet (\tilde{u}_{ki}) , illetve a bemenet (d) között definiált. A (2.5) egyenletnek megfelelően a bementi feszültséget is hasonlóan kellene értelmezni, vagyis $u_{be}(t) = U_{be} + \tilde{u}_{be}(t)$. A levezetés során - ahogy a legtöbb szakirodalom is közli [7, 21, 22] - a kisjelű összetevőt elhanyagoljuk, vagyis $u_{be}(t) = U_{be}$.

Helyettesítsük be a (2.5)-s egyenleteket a (2.4)-be:

$$\frac{d[\mathbf{X} + \tilde{\mathbf{x}}(t)]}{dt} = ([D + \tilde{d}(t)]\mathbf{A}_{1} + [D' + \tilde{d}'(t)]\mathbf{A}_{2})(\mathbf{X} + \tilde{\mathbf{x}}(t)) + ([D + \tilde{d}(t)]\mathbf{b}_{1} + [D' + \tilde{d}'(t)]\mathbf{b}_{2})(U_{be})$$
$$U_{ki} + \tilde{u}_{ki}(t) = ([D + \tilde{d}(t)]\mathbf{c}_{1}^{T} + ([D' + \tilde{d}'(t)]\mathbf{c}_{2}^{T})(\mathbf{X} + \tilde{\mathbf{x}}(t)),$$
(2.6)

ahol a d'-vel jelölt állapot megfeletethető 1 - d-nek.

Az állandósult állapotbeli összetevők deriváltja nulla $(\frac{d\mathbf{x}}{dt} = 0)$, ennek megfelelően csoprotosítva a további összetvőket:

$$\frac{d\tilde{\mathbf{x}}(t)}{dt} = \underbrace{(\mathbf{A}\mathbf{X} + \mathbf{b}U_{\text{in}})}_{egyen\acute{a}ram\acute{u} \ddot{o}sszetev\"{o}k} + \underbrace{\mathbf{A}\tilde{x}(t) + ([\mathbf{A}_{1} - \mathbf{A}_{2}]\mathbf{X} + [\mathbf{b}_{1} - \mathbf{b}_{2}]U_{\text{be}})\tilde{d}(t)}_{els\"{o} rend\"{u} kisjel\"{u} \ddot{o}sszetev\"{o}} + \underbrace{(\mathbf{A}_{1} - \mathbf{A}_{2})\tilde{x}(t)\tilde{d}(t)}_{m\acute{a}sodrend\`{u} nemline\acute{a}ris \ddot{o}sszetev\"{o}} + \underbrace{U_{\text{ki}} + \tilde{u}_{\text{ki}}(t)}_{egyen\acute{a}ram\acute{u} + els\"{o} rend\"{u} kisjel\"{u} \ddot{o}sszetev\"{o}} + \underbrace{\mathbf{C}^{T}\mathbf{X} + \mathbf{c}^{T}\tilde{\mathbf{x}}(t) + ([\mathbf{C}_{1}^{T} - \mathbf{c}_{2}^{T}X])\tilde{d}(t)}_{egyen\acute{a}ram\acute{u} + els\"{o} rend\"{u} kisjel\"{u} \ddot{o}sszetev\"{o}} + \underbrace{\mathbf{C}^{T}\mathbf{X} + \mathbf{c}^{T}\tilde{\mathbf{x}}(t) + ([\mathbf{C}_{1}^{T} - \mathbf{c}_{2}^{T}X])\tilde{d}(t)}_{egyen\acute{a}ram\acute{u} + els\"{o} rend\"{u} kisjel\"{u} \ddot{o}sszetev\"{o}} + \underbrace{\mathbf{C}^{T}\mathbf{x} + \mathbf{c}^{T}\tilde{\mathbf{x}}(t) + ([\mathbf{C}_{1}^{T} - \mathbf{c}_{2}^{T}X])\tilde{d}(t)}_{egyen\acute{a}ram\acute{u} + els\"{o} rend\"{u} kisjel\"{u} \ddot{o}sszetev\"{o}} + \underbrace{\mathbf{C}^{T}\mathbf{x} + \mathbf{C}^{T}\tilde{\mathbf{x}}(t) + ([\mathbf{C}_{1}^{T} - \mathbf{c}_{2}^{T}X])\tilde{d}(t)}_{egyen\acute{a}ram\acute{u} + els\"{o} rend\"{u} kisjel\"{u} \ddot{o}sszetev\"{o}} + \underbrace{\mathbf{C}^{T}\mathbf{x} + \mathbf{C}^{T}\tilde{\mathbf{x}}(t) + ([\mathbf{C}_{1}^{T} - \mathbf{c}_{2}^{T}X])\tilde{d}(t)}_{egyen\acute{a}ram\acute{u} + els\"{o} rend\large{u} kisjel\"{u} aszetev\"{o}} + \underbrace{\mathbf{C}^{T}\mathbf{x} + \mathbf{C}^{T}\mathbf{x}(t) + ([\mathbf{C}_{1}^{T} - \mathbf{c}_{2}^{T}X])\tilde{d}(t)}_{egyen\acute{a}ram\acute{u} + els\"{o} rend\large{u} kisjel\"{u} aszetev\emph{o}} + \underbrace{\mathbf{C}^{T}\mathbf{x} + \mathbf{C}^{T}\mathbf{x}(t) + (\mathbf{C}^{T}\mathbf{x} - \mathbf{C}_{2}^{T}X]}_{egyen\acute{a}ram\acute{u} + els\"{o} rend\large{u} kisjel\"{u} aszetev\emph{o}} + \underbrace{\mathbf{C}^{T}\mathbf{x} + \mathbf{C}^{T}\mathbf{x}(t) + ([\mathbf{C}^{T}\mathbf{x} - \mathbf{C}_{2}^{T}X]}_{egyen\acute{a}ram\acute{u} + els\"{o} rend\large{u} kisjel\"{u} aszetev\emph{o}} + \underbrace{\mathbf{C}^{T}\mathbf{x} + \mathbf{C}^{T}\mathbf{x} + \mathbf{C}^{T}\mathbf$$

ahol a következő jelölésekkel élek:

$$\mathbf{A} = \mathbf{A}_{1}d + \mathbf{A}_{2}d',$$

$$\mathbf{b} = \mathbf{b}_{1}d + \mathbf{b}_{2}d',$$

$$\mathbf{c}^{\mathrm{T}} = \mathbf{c}_{1}^{\mathrm{T}}d + \mathbf{c}_{2}^{\mathrm{T}}d'.$$
(2.8)

A másodrendű tagok számottevő befolyást nem jelentenek, így elhanyagolhatók. A végső kisjelű modell az alábbi [23]:

$$\frac{d\tilde{\mathbf{x}}(t)}{dt} = \mathbf{A}\tilde{x}(t) + (([\mathbf{A_1} - \mathbf{A_2}]\mathbf{X} + [\mathbf{b_1} - \mathbf{b_2}])U_{be})\tilde{d}(t),$$

$$\tilde{u}_{ki}(t) = \mathbf{c}^{\mathbf{T}}\tilde{\mathbf{x}} + ((\mathbf{c_1}^{\mathbf{T}} - \mathbf{c_2}^{\mathbf{T}})\mathbf{X})\tilde{d}(t).$$
(2.9)

A rendszer átviteli függvényéhez a (2.9) egyenletet Laplace-transzformálni szükséges, azaz:

$$s\tilde{x}(s) = A\tilde{x}(s) + (([\mathbf{A_1} - \mathbf{A_2}]\mathbf{X} + [\mathbf{b_1} - \mathbf{b_2}])V_{\mathrm{be}})\tilde{d}(s),$$

$$\tilde{v}_{\mathrm{ki}}(s) = \mathbf{c}^{\mathbf{T}}\tilde{\mathbf{x}} + ((\mathbf{c_1}^{\mathbf{T}} - \mathbf{c_2}^{\mathbf{T}})\mathbf{X})\tilde{d}(s).$$
(2.10)

Csoportosítva a (2.10) egyenlet első tagját $\tilde{x}(s)$ -re:

$$\tilde{x}(s) = [s\mathbf{I} - \mathbf{A}]^{-1}(([\mathbf{A_1} - \mathbf{A_2}]\mathbf{X} + [\mathbf{b_1} - \mathbf{b_2}])U_{\rm be})\tilde{d}(s)),$$
(2.11)

ahol I az $n \times n$ méretű egységmátrixot jelöl.

Ugyanezt végrehajtva a (2.10) egyenlet második tagjával:

$$\tilde{u}_{ki}(s) = \mathbf{c}^{\mathbf{T}}[s\mathbf{I} - \mathbf{A}]^{-1}[s\mathbf{I} - \mathbf{A}]^{-1}(([\mathbf{A}_{1} - \mathbf{A}_{2}]\mathbf{X} + [\mathbf{b}_{1} - \mathbf{b}_{2}])U_{be}) + ((\mathbf{c}_{1}^{\mathbf{T}} - \mathbf{c}_{2}^{\mathbf{T}})\mathbf{X})\tilde{d}(s)).$$
(2.12)

Az átviteli függvény (2.12)-ből kifejezve:

$$\frac{\tilde{u}_{ki}(s)}{d(s)} = \mathbf{c}^{\mathbf{T}}[s\mathbf{I} - \mathbf{A}]^{-1}((([\mathbf{A}_{1} - \mathbf{A}_{2}]\mathbf{X} +]\mathbf{b}_{1} - \mathbf{b}_{2}])U_{be}) + [\mathbf{c}_{1}^{\mathbf{T}} - \mathbf{c}_{2}^{\mathbf{T}}]\mathbf{X}).$$
(2.13)

Az átviteli függvény kompkatabb, általános formában is felírható:

$$G(s) = \frac{Y(s)}{U(s)},\tag{2.14}$$

ahol Y(s) a kimenet Laplace-transzformáltja tartalmazza a rendszer zérusait, míg U(s) a bemenet Laplace-transzformáltja a rendszer pólusait. A pólusok határozzák meg, hogy a rendszer dinamikai szempontból stabil, vagy instabil. A pólusok sem a bemeneti, sem a kimeneti **b**, **c**^T vektoroktól nem függenek. Ezzel ellentétben a rendszer zérusai függnek **A**, **b**, és **c**^T mátrixoktól. Ezek elhelyezkedése/elhelyezése határozza meg a rendszer dinamikai viselkedését.

2.3. Irányítási módszerek

A teljesítményelektronikában legtöbbször - irányításelméleti szempontból - szabályozást alkalmazunk. A szabályozótervezés egy igazi multidiszciplináris terület, amely magába foglalja az áramkörök működésének, felépítésének, illetve üzemállapotainak, továbbá statikus és dinamikus viselkedésének ismeretét. A szabályozó szerves feladata általánosan [24, 25]:

- kövesse az alapjelet a lehető leggyorsabban és legpontosabban;
- közömbös legyen a külső zavarokkal és zajokkal szemben;
- érzéketlen legyen a paramétereváltozásokra;
- stabil legyen;
- megvalósítható legyen.

A teljesítményelektronikára szorítkozva - a felhasználástól függően - a szabályozó feladata, hogy a terhelés számára állandó értéken tartsa a feszültséget, áramot vagy frekvenciát egy adott teljesítményszinten, illetve biztosítsa a megfelelő dinamikus viselkedést is. Kapcsolóüzemű konverterek esetén alkalmazott szabályozókat - linearitás szempontjából - két nagy csoportra oszthatjuk: (*i*) lineáris szabályozók, kompenzátorok, illetve (*ii*) nemlineáris szabályozók. A különböző lineáris és nemlineáris szabályozásokat a teljesség igénye nélkül számos magyar [26–28], illetve külföldi [29–31] szakkönyv és [32–34] szakcikk tárgyalja.

A kapcsolóüzemű konverterek nemlineáris, idővariáns rendszerek, így a legjobb eredményt a nemlineáris szabályozók biztosítják. Adott esetben, amikor a munkapont jól definiált és külső zavarjelek vagy számottevő paraméterváltozások (pl.: terhelés vagy bemeneti feszültségváltozás) nem várhatók a működés során, a lineáris szabályozók, illetve kompenzátorok is jó eredményt biztosíthatnak. Ilyen típusú irányítás esetén a legtöbb esetben a tervezés alapját a rendszer átviteli függvénye adja. Az átviteli függvény számlálója tartalmazza a rendszer zérusait, míg a nevező a rendszer pólusait. Ezeket ábrázolva a komplex síkon képesek vagyunk megállapítani, hogy a rendszer stabilitási szempontból milyen viselkedéssel rendelkezik [24]. Kompenzátorok és a legtöbb lineáris szabályozó esetén (pl.: egyes típusú kompenzáció, kettes típusú kompenzáció, arányos-integráló-differenciáló (PID) szabályozó, pólus áthelyezés) a rendszer (szakasz) valamely hiányosságát (pl. fázis, amplitúdó) kompenzáljuk, azaz megváltoztatják a rendszer eredeti dinamikáját [35]. A kompenzátorokat a legtöbb esetben analóg áramkörök, műveleti erősítő segítségével valósítják meg, de létezik digitális formája is. Tervezésükhöz szabványos és egzakt módszerek állnak rendelkezésre, melyekkel gyors és bizonyos esetekben jó eredményt érhetünk el [7]. A dolgozatban ezek közül többet részletesen is bemutatok, mivel adott esetben jó összehasonlítási alapot adnak az általam bemutatott nemlineáris szabályozókhoz.

2.3.1. Lineáris szabályozók

A lineáris irányításelmélet olyan eszközökből álló rendszerekre vonatkozik, amelyek a szuperpozíció elvének engedelmeskednek, azaz összeg és aránytartó viselkedést mutatnak [16]:

$$W\{K_1s_1 + K_2s_2\} = K_1W\{s_1\} + K_2W\{s_2\} = K_1y_1 + K_2y_2, \qquad (2.15)$$

ahol a W operátor az adott gerjesztéshez $(s_1 \text{ és } s_2)$ tartozó válaszjelet $(y_1 \text{ és } y_2)$ rendeli, K_1 és K_2 pedig egy tetszőleges konstans érték. A lineáris viselkedés fontos velejárója, hogy zérus bementi gerjesztés esetén a rendszer kimeneti értéke szintén zérus (azaz a karakterisztika zérusból indul). Az áramköröket felépítő villamos alkatrészek közül az ellenállás Ohm törvénye értelmében lineáris viselkedést mutat, azaz u(t) = Ri(t), ahol Regy tetszőleges ellenállásérték, u(t) és i(t) pedig az ellenálláson eső feszültség és átfolyó áram időfüggvénye.

A tekercset és kondenzátort leíró differenciálegyenletek szintén lineáris viselkedést mutatnak ((2.1) szerint), azaz $u_L(t) = L\frac{di_L}{dt}$, illetve $i_C(t) = C\frac{du_C}{dt}$ (ahol L, C konstans értékek) [16]. Az elektronika alapját jelentő félvezető eszközök (mint például dióda, tranzisztor) nemlineáris áramköri elemek. A valóságban a teljesen lineáris viselkedés - főként a teljesítményelektronikában - ritka. Amennyiben lineáris szabályozót szeretnénk alkalmazni, abban az esetben a kisjelű (munkaponti) linearizálás, vagy a rendszer átviteli függvényének felhasználása a kiindulási pont. A szabályozó a tervezett munkapont közvetlen közelében jól működhet, de bármilyen attól eltérő üzemállapotban már nem. A klasszikus lineáris szabályozók esetén a rendszer stabilitásának és viselkedésének vizsgálata leggyakrabban a Bode-kritériumok szerint történik (ritkábban említett lehetőség, de ugyanolyan hatékonyan használható a Nyquist-kritérium is). Jelen dolgozatban csak a Bode-kritériumot közlöm (a 2.8. ábrát követve) (megjegyezve, hogy a Bode-kritérium az egyszerűsített Nyquist-kritérium formája).

A zárt rendszer akkor stabil (ahogy az a 2.8. ábrán is látható), ha az erősítési görbe olyan ω_0 frekvencián metszi a 0dB-es tengelyt (egységnyi erősítés), ahol a φ fázistartalék pozitív, a jól ismert ökölszabály szerint. A rendszert akkor tenkintjük stabilnak, ha ez a fázistartalék legalább 45°. Az alábbiakban 3 lineáris szabályozást mutatok be röviden.



2.8. ábra. Illusztráció a Bode-kritériumhoz

2.3.1.1. PID szabályozó

A PID szabályozókat és azok különböző típusait, mint például a PI, vagy PD szabályozókat a gyakorlatban is előszeretettel alkalmazzák irányítási célokra, nem csak a teljesítményelektronikában, hanem más - műszaki - területen is, például hőmérsékletszabályozás [36], motorszabályozás [37], vagy demonstrációs célú irányításra (inverz inga) [38]. Fő előnyük, hogy egyszerűek és relatíve hatékonyak. További előnyként megemlíthető a gyors és egzakt implementálhatóság, analóg vagy digitális formában [39], illetve szintézisük nem igényel mélyreható irányításelméleti hozzáértést. Nemlineáris rendszerek esetén hatékonyságuk nem minden esetben kielégítő. A [40] munka mélyrehatóan összehasonlítja elméleti és gyakorlati úton is a klasszikus PID szabályozást más szabályozó eljárásokkal. A szűkebb keresztmetszetű dinamikus viselkedés miatt számos tanulmány foglalkozik valamely más irányítási algoritmus kombinálásával, mint például nemlineáris PID szabályozó [41] vagy adaptív irányítás [42]. A PID szabályozó blokksémája a (2.9). ábrán látható.



2.9. ábra. PID szabályozó blokkséma

A 2.9. ábrán e(t) jelöli a rendelkező hiba, míg u(t) a beavatkozó jelet, ugyanakkor $K_{\rm D}$ a differenciátor, $K_{\rm I}$, az integrátor, míg $K_{\rm P}$ az arányos tag értékét (erősítését) szimbolizálja.

Szintézisük során a legtöbb esetben a szabályozott áramkör, folyamat vagy eszköz átviteli függvényét használjuk fel. Kapcsolóüzemű átalakítók esetén ezt a korábban származtatott (2.13) egyenlet adja meg ("control to output transfer function"). A tervezés során a cél az, hogy a rendszer az általunk elvárt módon viselkedjen (pl.: állandósult állapotbeli hiba nagysága, túllövés, dinamikus viselkedés stb.) bármilyen zavar esetén. Ehhez az arányos (P), integráló (I), vagy differenciáló (D) tagok értékét kell helyesen megválasztani a teljes szabályozásra vonatkozóan. Általános folyamat esetén számos "klasszikus" (Ziegler-Nichols, Cohen-Coon módszer stb.) szintézis áll rendelkezésre, ahogy a [43] forrás is bemutatja.

Kapcsolóüzemű konverterek esetén az elv (pl.: Ziegler-Nichols metódus) némi módosítással alkalmazható, mivel a kitöltési tényező (d) értéke 0 és 1 közé van limitálva (0 < d < 1), ahol 1 az elméleti maximális, 0 pedig a minimális kitöltési tényezőt jelenti. Ennek alkalmazására számos, nagyon gyakorlatias tanulmány is született [40, 44].

A későbbi munkám hatékonyságának bemutatására áttekintem a PID szabályozó szintézisét, kapcsolóüzemű átalakítók esetén, a Ziegler-Nichols metódust alkalmazva. Az áttekintett szakirodalom alapján a [44] munkát választottam referenciának. Annak érdekében, hogy a beavatkozó jel ne lépje át a telítődés felső határát, az arányos tag értékét maximalizáljuk:

$$K_{\rm p(max)} = \frac{1}{U_{\rm ref}}.\tag{2.16}$$

A kritikus körerősítés értéke a maximálisan megengedett erősítés (2.16) illetve d kitöltési tényező szorzataként adódik, azaz

$$K_{\rm kri} = dK_{\rm P(max)} = \frac{d}{U_{\rm ref}}.$$
(2.17)

A tranziens oszcilláció periódusideje "klasszikus" esetben egy egységugrásjel aklalmazásával (vagy a stabil állapotból való kimozdítással) szokás vizsgálni. Mivel a kapcsolóüzemű konverterek nagy része másodrendű rendszer (vagy visszavezethető másodrendű rendszerre), így a kritikus oszcilláció (elhanyagolva a parazita mennyiségeket):

$$T_{\rm kri} = 2\pi \sqrt{LC}.\tag{2.18}$$

A (2.18) összefüggés egyenértékű, ha (2.13)-t felhasználva meghatározzuk a rendszer átviteli függvényét, és a kitöltési tényezőt zérus értékűre helyettesítjük. Amennyiben a $K_{\rm kri}$ és $T_{\rm kri}$ értéke deklarált, a PID szabályozócsalád paraméterei a 2.1. táblázat alapján kiszámíthatók [44].

Szabályozó típus	\mathbf{K}_{p}	\mathbf{K}_{i}	$\mathbf{K}_{ ext{d}}$
Р	$0, 5K_{ m kri}$	∞	0
PI	$0,45K_{\rm kri}$	$1, 2\frac{K_{\mathrm{p}}}{T}$	0
PID	$0, 6K_{ m kri}$	$2\frac{K_{\mathrm{p}}}{T}$	$rac{K_{\mathrm{p}}T_{\mathrm{kri}}}{8}$
PID kis túllövéssel	$0,33K_{ m kri}$	$2\frac{K_{\rm p}}{T}$	$\frac{K_{\rm p}T_{\rm kri}}{3}$
PID túllövés nélkül	$0, 2K_{ m kri}$	$2\frac{K_{\rm p}}{T}$	$rac{K_{ m p}T_{ m kri}}{3}$

2.1. táblázat. PID szabályozócsalád tervezési paraméterek [44]

2.3.1.2. Pólusáthelyezés állapotvisszacsatolással

Kapcsolóüzemű konverterek esetén minden felhasznált mennyiség, állapotváltozó mérhető (pl.: tekercsáram, kondenzátorfeszültség stb.). Ez más villamos területen nincs így (pl. villamos motorok esetén a fluxus nem mindig mérhető mennyiség). Tehát a rendszer beavatkozó jelét meghatározhatjuk az állapotok függvényében oly módon, hogy a visszacsatolt rendszer pólusai (sajátértékei) az előírtak legyenek. SISO rendszerek esetén a beavatkozó jel leírható a következő összefüggéssel [19],

$$u = -\mathbf{k}^{\mathbf{T}}\mathbf{x}.\tag{2.19}$$

Ez az úgynevezett állapotvisszacsatolás, melynek blokksémája a (2.10). ábrán látható.

18



2.10. ábra. Állapotvisszacsatolás blokkséma, SISO rendszer esetén

A $\mathbf{k}^{\mathbf{T}}$ sorvektor meghatározására a legeggyakrabban alkalmazott eljárás az úgynevezett Ackermann formula [26] (amely csak SISO rendszereken alkalmazható). Ugyanakkor a pólusáthelyezés megoldható MIMO rendszerekre esetén is, ekkor a visszacsatolás egy **K** mátrixon keresztül történik (Luenberger formula [27]). A következőkben a SISO rendszerekze tartozó pólusáthelyezést tekintem át.

A pólusáthelyezés alkalmazásához képezni kell a rendszer állapotváltozós leírását (2.9) egyenlet). Ebből a szabályozandó rendszer pólusai kiszámíthatóak az alábbi karakterisztikus egyenlettel:

$$\varphi(\lambda) = |\lambda \mathbf{I} - \mathbf{A}| = 0, \qquad (2.20)$$

ahol λ a rendszer sajátértékeit jelenti. Amennyiben visszacsatolást szeretnénk alkalmazni a 2.10. ábrának megfelelően, a zárt kör állapotegyenlete az alábbi:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} - \mathbf{b}\mathbf{k}^{\mathrm{T}}\mathbf{x} = (\mathbf{A} - \mathbf{b}\mathbf{k}^{T})\mathbf{x}.$$
(2.21)

A feladat tehát a $\mathbf{k^T}$ vektor meghatározása. A (2.20) karakterisztikus egyenletnek több megoldása van, azaz λ lehet

- komplex gyök:
 - komplex gyökök, pozitív valós résszel;
 - komplex gyökök, negatív valós résszel;
 - komplex gyökök, zérus valós résszel.
- valós gyökök:
 - valós pozitív gyökök;

– valós negatív gyökök.



2.11. ábra. Komplex gyökök, pozitv valós résszel (rendszerválasz és gradiensmező)

Ugyanakkor a vizuális megjelenítés sokat segíthet ennek megértésében, amelyet a [45] könyv maradéktalanul kielégít. Ennek alapján részletesen bemutatom a polinom lehetséges megoldásaihoz tarozó magyarázatokat az ugrásválasz, illetve a gradiensmező segítségével. A skalármező gradiense azt fogja mutatni minden pontban, hogy merre indulva van a legnagyobb meredekség és az milyen értékű.

Amennyiben a karakterisztikus egyenlet megoldása komplex sajátértékekhez vezet, a gyökök a + bj alakúak, ahol a és b valós skalárok, illetve $j = \sqrt{-1}$. Ennek megfelelően három fontosabb eset adódik:

(*i*) Komplex gyökök, pozitív valós résszel: a rendszer instabil, az egységugrásra egy egyre növekvő amplitúdjú válaszjelet ad a rendszer (2.11. ábra). A gradiens mezőn ábrázolve ez egy, a fixponttól spirálisan távolodó vektorként ábrázolható (itt a rendszer energiamentes).

(*ii*) Komplex gyökök, negatív valós résszel: amennyiben a valós rész negatív, a rendszer stabil. A rendszer válaszjele az egységugrás jelre egy lecsengő amplitúdójú jel ((2.12). ábra). A lecsengés jellege a rendszertől függ. A gradiensmezőn ez úgy ábrázolható, mint egy vektor, amely egy spirált követ a stabil pont felé. Megjegyezném, hogy a szabályozások tervezése során erre a helyzetre törekszünk (negatív pólusok). A negatív valós részekkel rendelkező komplex sajátértékek tárgyalása során fontos kiemelni, hogy a sajátértékek negatív valós részei szükséges és elégséges feltétele a stabil rendszernek [46]. Amennyiben a válaszjel nem kielégítő a rendszer dinamikája szabályozással befolyásolható.



2.12. ábra. Komplex gyökök, negatív valós résszel (rendszerválasz és gradiensmező)

(*iii*) Komplex gyökök, zérus valós értékkel: ha a valós rész zérus értékű, a rendszer csillapítatlan oszcillátorként viselkedik ((2.13). ábra). Ez a gradiensmezőn egy pont körüli kört követő vektorként ábrázolható.



2.13. ábra. Komplex gyökök, zérus valós résszel (rendszerválasz és gradiensmező)

Amennyiben minden sajátérték valós és pozitív értékű, a rendszer instabil. A gradiensmezőn ábrázolva ez egy olyan pont, amelyet több vektor körkörösen körülvesz és ugyanabból a pontból mutat kifelé.



2.14. ábra. Valós pozitív gyökök (rendszerválasz és gradiensmező)

22

Valós, negatív sajátérték esetén a rendszer stabil. Az egységugrásra adott válaszjel a rendszer tulajdonságaitól függően eléri az egységet. A gradiensmezőn ábrázolva a vektorok egyetlen pontba mutatnak, a stabil, egyensúlyi pontba.



2.15. ábra. Valós negatív gyökök (rendszerválasz és gradiensmező)

2.3.1.3. Pólusáthelyezés hibajel-integrátorral kiegészítve

Az előző alfejezetben áttekintettem a pólusáthelyézen alapuló szabályozó tervezést. Összességében elmondható, hogy a rendszer pólusait áthelyezve a megfelelő helyre jellemzően a komplex sík bal oldalára - a rendszert aszimptotikusan stabillá tehetjük. Igazolható, hogy a képzeletbeli tengelytől távolabb eső pólusok kiválasztásával gyorsabb válaszidő érhető el, de csökken a rendszer állandósult állapotú erősítése, továbbá állandósult állapotbeli hiba lép fel, melyet nem tudunk megszüntetni [47, 48]. A megoldás a hibajel-integrátor alkalmazása, mely az állandósult állapotbeli hibát kiküszöböli.

A korábbi fejezetnek megfelelően SISO rendszerekkel foglalkozom, így egy tetszőleges rendszer zárt hurkú állapotegyenlete megadható (2.2) alapján [49]:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} - \mathbf{b}\mathbf{k}^{\mathrm{T}}\mathbf{x} = (\mathbf{A} - \mathbf{b}\mathbf{k}^{\mathrm{T}})\mathbf{x}.$$
(2.22)

A korábbiaknak megfelelően egészítsük ki az eredeti rendszert ((2.22) egyenlet) hibajel integrátor segítségével, azaz a meglévő rendszerhez egy új állapotot (x_{n+1}) rendelünk hozzá:

$$x_{n+1} = \int (y_{ref} - \mathbf{c}^{\mathbf{T}} \mathbf{x}) dt, \qquad (2.23)$$

ahol x_{ref} a szabályozott változó előírt értéke, x pedig a szabályozott mennyiség. 2.23. egyenlettel ekvivalens forma:

$$\dot{\mathbf{x}}_{\mathbf{n+1}} = y_{ref} - \mathbf{c}^{\mathbf{T}} \mathbf{x}. \tag{2.24}$$

Az irányító jel a következő formában írható fel:

$$u = -\begin{bmatrix} \mathbf{k}_{\mathbf{x}} & k_{n+1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x} \\ x_{n+1} \end{bmatrix} = -\mathbf{k}_{\mathbf{x}}\mathbf{x} - k_{n+1}\int x_{n+1}dt, \qquad (2.25)$$

ahol k_x az állapotváltozókhoz tartozó együttható, illetve k_{n+1} az integrátorhoz tartozó együttható. A (2.25) egyenletet behelyettesítve a (2.22) egyenletbe:

$$(\mathbf{A} - \mathbf{b}\mathbf{k}^T)\mathbf{x} - \mathbf{b}k_{n+1}^T x_{n+1}.$$
 (2.26)

A teljes rendszermátrix a következő formában írható fel:

$$\begin{bmatrix} \dot{\mathbf{x}} \\ \dot{x}_{n+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A} - \mathbf{b}\mathbf{k}_{\mathbf{x}} & -\mathbf{b}k_{n+1} \\ -\mathbf{c}^{\mathbf{T}} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x} \\ x_{n+1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Theta \\ 1 \end{bmatrix} y_{ref}, \quad (2.27)$$

ahol Θ egy $n \times 1$ dimenziójú zérus vektor. A cél az, hogy meghatározzuk a zárt rendszer pólusait, azon keresztül $\mathbf{k}^{\mathbf{T}}$ vektorát. Az elvégzett irodalomkutatás alapján a legkézenfekvőbb megoldás, hogy előírjuk a rendszer zárt hurkú viselkedését, melyből a pólusok, majd $\mathbf{k}^{\mathbf{T}}$ vektor meghatározható.

A zárthurkú pólusok kiválasztásához ismerni kell a rendszer viselkedését. Az általam áttekintett releváls szakirodalom a rendszereket irányításelméleti szempontból a következő csoportokra osztja [50, 51]:

- első rendű rendszerek;
- másodrendű rendszerek;
- magasabb rendű (harmad, negyed stb.) rendszerek.

A magasabb rendű rendszereket általában másodrendű rendszerre vezetik vissza, így egyszerűbben kezelhetők [51]. Dolgozatom témája miatt részletesen a másodrendű rendszerekkel foglalkozom.

Egy tetszőleges másodrendű rendszer átviteli függvénye a következő [50]:

$$H(s) = \frac{w_n^2}{s^2 + 2\xi w_n + w_n^2},$$
(2.28)

ahol w_n a rendszer sajátfrekvenciája, illetve ξ a rendszer csillapítása. Nyitott rendszer esetén ezek könnyedén meghatározható értékek az állapotteres leírás alapján (a MATLAB [wn,zeta] = damp(sys) paranccsal). A különböző dinamikai paraméterek értelmezésében a (2.16). ábra segít.



2.16. ábra. Másodrendű rendszer dinamikai tulajdonságai

A 2.16. ábrán látható dinamikai paraméterek a következők:

- t_k jelkésési idő;
- t_f felfutási idő;
- t_{cs} csúcsidő, vagy maximális lengési idő;
- Δu maximális túllövés;
- t_{sz} maximális szabályozási idő;
- Δu_{ki} szabályozási időhöz (t_{sz}) tartozó kimenti érték toleranciája.

A pólusok kiválasztására több eszköz (metódus) áll rendelkezésre (a teljesség igénye nélkül): előírhatjuk a dinamikai paramétereket, vagyis a zárt rendszer szabályozási idejét (t_{sz}) , illetve az ehhez az értékhez tartozó toleranciát (Δu_{ki}). A tervezés kialakítása során a szabályozási időhöz (t_{sz}) tartozó kimeneti érték toleraciáját általában 1% és 5% közé szokás választani. Ennek kiszámítása a rendszer paraméterei alapján a következő egyenlettel lehetséges [51]:

2023

$$t_{sz} = \left(\frac{1}{w\xi}\right) ln \frac{1}{\Delta u_{ki}}.$$
(2.29)

Péládul (amit a későbbiekben felhasználok) az 1%-hoz tartozó t_{sz} kiszámítható az alábbi képlettel

$$t_{sz}(1\%) = \frac{4.6}{\xi w_n}.$$
(2.30)

A zárt rendszer csillapítása (ξ) meghatározható az alábbi összefüggéssel (radiánban):

$$\xi_{z\acute{a}rt} = \frac{ln\frac{\Delta u}{100}}{\sqrt{\pi^2 + (ln\frac{\Delta u}{100})}}.$$
(2.31)

Ebből a zárt hurok csillapítatlan sajátfrekvenciája:

$$w'_n = \frac{4}{\xi_{z\acute{a}rt} t_{sz}}.$$
(2.32)

A zárt hurok csillapított sajátfrekvenciája pedig a következő:

$$w_d = w'_n \sqrt{1 - \xi_{z \circ art}^2}.$$
 (2.33)

A pólusok kiválasztásának további lehetséges megoldása valamilyen alkalmas célfüggvény alkalmazása: például az ITAE (integral of time multiplying the absolute value of error), vagyis az idővel súlyozott abszolútérték hibaterület típusú célfüggvénny. A módszer lényege, hogy a hiba büntetésével próbálja formálni a dinamikai viselkedést, vagyis az egységugrásra adott válaszjel jellegét [26, 50]. Az ITAE az alábbi célfügvénnyel írható le:

$$ITAE = \int_0^\infty t \ |e(t)| dt, \qquad (2.34)$$

ahol t az idő, e(t) a hiba értéke (referenciától való eltérés). Az ITAE célfüggvény minimalizálása olyan egységugrás választ eredményez, amely relatíve kis túllövéssel, illetve oszcillációval rendelkezik. Megjegyezném, hogy az ITAE csak egy lehetséges célfüggvény; más célfüggvények is léteznek és használatosak. A 2.2. táblázat a rendszer fokszáma alapján megadja a szükséges karakterisztikus egyenletet (harmadik fokszámig). A megoldáshoz minden esetben szükséges megadni a zárt (tervezett) rendszer w_n paraméterét (nagyobb w_n gyorsabb tranziens választ eredményez), melynek megválasztása a tervező feladata [50].
Rendszer fokszáma	Karakterisztikus polinom
Elsőrendű	$s + w_n$
Másodrendű	$s^2 + 1, 4w_n s + w_n^2$
Harmadrendű	$s^3 + 1,75w_ns^2 + 2,15w_n^2s + w_n^3$

2.2. táblázat. ITAE karakterisztikus polinomok

2.3.1.4. Lineár-kvadratikus szabályozó (LQR)

Az LQ, vagy LQR típusú irányítás széles körben tárgyalt a szakirodalomban [19, 28, 52, 53], ugyanakkor számos szakcikk is foglalkozik a lineár kvadratikus alapú irányítással teljesítményelektronikai alkamazásokban [21, 54, 139]. Az ilyen jellegű megoldások gyakran kiegészítésre kerülnek Kálmán szűrővel, erre mutat példát a [55] forrás. Az LQszabályozó segítségével egy optimális irányítást valósíthatunk meg. A rendszer adott a (2.9)-nek megfelelő formában.

Definiálható egy úgynevezett kvadratikus funkcionál (a funkcionál egy függvényt rendel egy másik függvényhez, megadott feltételek szerint), azaz:

$$J(\mathbf{x}, \mathbf{u}) = \frac{1}{2} \int_0^T (\mathbf{x}^T \mathbf{Q} \mathbf{x} + ru^2) dt, \qquad (2.35)$$

ahol \mathbf{Q} és r a súlyozó paraméterek. Jellemzőjük, hogy $\mathbf{Q} \ge 0$, illetve r > 0, illetve \mathbf{Q} szimmetrikus mátrix. A kvadratikus forma definiálható

$$\mathbf{x}^T \mathbf{A} \mathbf{x} \tag{2.36}$$

szerint, ahol **x** egy oszlopvektor, \mathbf{x}^T pedig egy sorvektor. Előbbivel balról, utóbbival jobbról szorozzuk az **A** mátrixot. A szorzás eredménye egy skalár. Ugyanez igaz a **Q** paraméterre is, innen kapta a módszer a lineár kvadratikus jelzőt. A cél az, hogy a (2.35) funkcionált minimaliziáljuk. Kicsit gyakorlatibb szemmel nézve **Q** mátrix felelős a szabályozás pontosságáért, stabilitásáért, illetve gyorsaságáért, azaz például ha **Q** értékét növeljük, és *r*-t változatlanul hagyjuk, akkor a pontos állapotszabályozást nagyobb hangsúlyt kap, agresszívebb szabályozás engedélyezhető. *r* pedig a szabályozási "energiáért" felelős. A tervező feladata, hogy **Q** és *r* paramétereket megválassza. Az *u* beavatkozó jel meghatározható:

$$\mathbf{u} = -\frac{1}{r}\mathbf{b}^T \mathbf{P}\mathbf{x} = -\mathbf{k}^T \mathbf{x}, \qquad (2.37)$$

ahol **P** meghatározható az úgynevezett CARE egyenelettel (Control Algebraic Ricatti Equation), azaz:

27

Mivel kapcsolóüzemű konverterek esetén a szabályozó csak egy értéket, a kitöltési tényezőt (d) tudja befolyásolni, emiatt adódik r dimenziója 1-re (skalár).

LQR esetén gyakori megoldás, hogy az irányítási rendszert kiegészítik hibajel integrátorral, melyre több munkát is találunk a szakirodalomban [21, 139]. \mathbf{Q} és r megválasztásának, súlyozásának számos módja létezik [56, 57]. Ezek közül már korábbi publikációmban az energetikai alapú súlyozást sikerrel alkalmaztam [139]. Állandósult állapotban a tekercs és a kondenzátor energiája:

$$E_{\rm L} = \frac{1}{2} L \mathbf{i}_L^2,$$

$$E_{\rm C} = \frac{1}{2} C \mathbf{u}_C^2,$$
(2.39)

ahol i_L és u_C a tekercsáram és a kapacitás feszültségének állandósult állapotbeli értéke. A korábban említett módszer esetén **Q** mátrixot úgy normalizáljuk, hogy a kimeneti feszültség értéke (azaz a szabályozott mennyiség) értéke 1 legyen [21].

2.3.2. Nemlineáris szabályozók

Lineáris irányítás esetén a rendszert egy adott munkapontban linearizáljuk, majd ehhez tervezünk lineáris szabályozót. A zárt kör ebben a munkapontban jól működhet, de a kívánt stabilitást és teljesítményt a működési feltételek széles skáláján nem képesek fenntartani. A linearizáció alkalmazásával egyszerűsítésekkel élünk, melyek a rendszert degradálják, ezt láthatjuk az [7, 8] forrásokban. Ugyanakkor a kapcsolóüzemű konverterek nemlineáris időinvariáns rendszerek, melyek legpontosabb leírását az átlagolt modell használatával ((2.10) egyenlet) kapjuk. A különböző nemlinearitásokat mélyrehatóan tárgyalja a [17] könyv.

Teljesítményelektronikai áramkörök esetén több, nemlineáris irányítási algoritmust említ a szakirodalom, többek között:

- csúszómód szabályozást (Sliding Mode Control (SMC)) (lásd pl.:[58–64]);
- H_{∞} irányítás (lásd pl.: [30, 65–70]);
- fuzzy irányítás (lásd pl.: [71–74]);
- neurális hálózat (lásd pl.: [75]).

Az SMC-t a nagyon gyakori alkalmazás miatt részletesebben is bemutatom.

A H_{∞} típusú irányítást a szakirodalomban számos könyv [28, 76], illetve szakcikk [65–67, 69], [70, 77] dolgozat mutatja be, és [68] hasonlítja össze más lineáris, nemlineáris,

illetve robusztus alapú módszerekkel. Szintézis szempontjából nagyban hasonlatos az LQ irányításhoz: a 2.17. ábrán látható blokksémán a P-vel jelölt rendszer (konverter) egy **K** visszcsatoló mátrixon kereszül kerül szabályozásra. P két bemenettel (w, u), illetve két kimenettel (y, v) rendelkezik: w a rendszer (exogén) bemenete, u a szabályozó bemenet, **y** a szabályozott kimeneti vektor, míg v a mért mennyiségeket foglalja magába (pl. feszültség hibajel).



2.17. ábra. H_{∞} irányítás blokkséma

A H_{∞} szabályozó szintézise hasonló az optimális (pl. LQR) irányítások formalizmusához, azaz a $\mathbf{K}(s)$ optimális szabályozót kell megtalálni: v által tartalmazott információ szerint, az $u = \mathbf{K}(\mathbf{s})v$ irányítójel biztosítja a zárt hurkú rendszer belső stabilitását. Semlegesíti w hatását **y**-ra, azaz minimalizája a $||T_{yw}(s)||_{\infty}$ zárt átviteli normát. Az optimalizálási folymat leírható a (2.40) egyenlettel, azaz

min
$$||T_{yw}(s)||_{\infty}$$
. (2.40)

A H_{∞} egy olyan szabályozótervezési módszer, amely a megoldandó feladatot nem szabályozási problémának, hanem matematikai optimalizálási folyamatnak tekinti, hiszen $||T_{yw}(s)||_{\infty}$ függvény egy minimumát (optimumát) keressük. A H_{∞} szintézis nagy előnye a klasszikus irányítási technikákkal szemben, hogy jól alkalmazható MIMO rendszerek esetén. Ugyanakkor hátrányát a bonyolult matematikai összefüggések adják.

A fuzzy típusú irányítás egyre gyakrabban alkalmazott metódus az irányítástechnikában, amellyel kapcsolatban a magyar szakirodalomban a [74] könyv tekintehető relevánsnak, ugyanakkor számos [71–73] szakcikk is található teljesítményelektronikai témakörben. A fuzzy különbözik az eddig bemutatott módszerektől: nem az állapotteres-leírásból, vagy a hibajelből indul ki. Amennyiben a klasszikus logika szerint szeretnénk irányítani a szakaszt (konvertert), csak diszkrét értékekben/esetekben tudunk gondolkodni, amely ronthatja a szabályozás hatékonyságát. Mivel a fuzzy irányítás túlmutat a klasszikus logikán, így növelheti a rendszer robusztusságát. A fuzzy alapú irányítás alapötlete abból fakad, hogy bizonyos döntési esetekben nem csak diszkrét elemek képzik a döntési halmazt, hanem átmenetet képezünk közöttük az úgynevezett tagsági függvénnyel. Az irányítás alapsémája négy fő lépésre bontható:

- fuzzyifikáció, amely a bemeneti adatértéket megfelelő lingvisztikai értékekké alakítja;
- tudásbázis létrehozása, amely a irányítási szabálykészletből és a szükséges nyelvi definíciókat tartalmazó adatbázisból áll;
- döntési logika, amely az emberi döntési folyamat szimulálására szolgál, fuzzy vezérlési műveletet a vezérlési szabályok és a nyelvi változó definíciók ismeretéből vezeti le;
- illetve a végén a defuzzyfikáció.

A neurális hálózat alapú irányítás hasonlatos a fuzzy alapú irányításhoz. A szakirodalomban szintén található a kapcsolóüzemű átalakítókkal összefüggésben hozható [75] dolgozat. Blokksémája a 2.18. ábrán látható. Alapötlete, hogy az emberi agyban lévő neuronok közötti kapcsolatokat modellezi, így képes a tanulásra, minták felismerésére és ebből fakadóan döntések meghozatalára. A kapcsolóüzemű konverterekre vetítve ez azt jelenti, hogy a kimenet-bemenet modellezésével adatmintákat hoz létre és ezeket használja fel irányítási célra.



2.18. ábra. Neurális hálózat tanítása

2.3.2.1. Csúszómód szabályozás (SMC)

A csúszómód szabályozás (SMC) rendkívül közkedvelt irányítási mód a teljesítményelektronikában [78], illetve más műszaki/nem műszaki területeken is. Számos példát találunk gyakorlati alkalmazásaira [58–61, 63]. A bemutatott szakirodalmak közös tulajdonsága, hogy szimulációs és mérési eredményekre támaszkodva az SMC alapú irányítás a kimeneti feszültség gyors dinamikus válaszát, a terhelés és a bemeneti feszültségváltozásokkal szembeni robusztusságot eredményezi. A szakirodalomak túlnyomó része csak elméleti kifejezésekkel próbálja megközelíteni, amelyek - főleg matematikai szempontból - részletesek és teljesek, de nem lényegrelátóak. A megértését nagyban segíti az [62] forrás.

A legtöbb irányítási/szabályozási algoritmus a rendszermodellt veszi alapul, vagy azok valamilyen leszármaztatott formájából tervezi a szabályozót (ez igaz a lineáris és nemlineáris szabályozókra is egyaránt). A csúszómód szabályozás megértéséhez az alábbi példát követtem 2.19. ábra.



2.19. ábra. Csúszómód szabályozás példa

A 2.19. ábrán egy alapjelet generáltam, amely ebben a példában egy koszinusz függvény, 2V-os amplitúdóval. Tegyük fel, hogy a rendszer *e* hibával rendelkezik. Alakítsunk ki egy olyan *s* csúszófelületet, amely egyenlő *e*-vel, majd válasszunk egy *k* állandót. Fontos megjegyezni, hogy a csúszófelület mindig a rendszer hibajelétől függ, ugyanakkor *k* a konvergálás sebességét határozza meg. Az ábrán megfigyelhető, hogy a k = 1-es érték esetén a hiba zérusra csökken, de ehhez sokkal több időre van szükség, mint k = 10 érték esetén. Felmerül a kérdés, hogy miért nem választjuk *k* értékét végtelen nagy értékűre? A válasz egyszerű: az SMC szabályozók egyik problémája az úgynevezett csattogás. Ha *k* értéke túl nagy, a szabályozott jellemző a referencia érték körül csattogni kezd. Ez jól megfigyelhető a [79] forrásban is. A következőkben áttekintem a szabályozási algortimust általánosan, matematikai úton, az [58] forrás alapján, az ott használt jelöléseket követve, két állapotváltozós rendszer esetére. Minden rendszer esetén definiálható egy úgynevezett csúszófelület az alábbiak szerint:

$$s = ke + \dot{e}.\tag{2.41}$$

A (2.41) egyenletnek megfelelő trajektória ábrázolható (2.20. ábra), ahol s a csúszófelületet, k a csúszófelületi (konvergálási) együtthatót, míg e a hibajelet jelöli. A hibajel kiszámítható (pl.: feszültség hibajel esetén):

$$e = x_{2ref} - x_2,$$
 (2.42)

ahol x_{2ref} a kimenet elvárt értéke, x_2 a kimenet aktuális értéke.



2.20. ábra. Példa fázistrajektória

A (2.41) egyenletben szereplő hibajel derivált értékét a (2.42) egyenlet deriválásával kapjuk. Amennyiben (2.42) egyenletet deriváljuk, x_{2ref} deriváltja zérus (mivel konstans), az egyenlet tehát:

$$\dot{e} = \frac{de}{dt} = -\dot{x_2}.\tag{2.43}$$

(2.43)-ben szereplő x_2 érték a rendszertől függ (a rendszer egyenleteiből lehet meghatározni). A továbbiakban s csúszófelület kiszámítható a (2.41), illetve (2.43) egyenletek alapján. Az u irányítójel SMC esetén két koponensből áll:

ahol u_{ek} vezérlőelem egy úgynevezett irányító bemenetet képez, amely a rendszer gerjesztésekor a rendszer mozgását hozza létre a csúszófelületen. Értéke (maradva a másodrendű hálózat példájánál):

$$u_{ek} = \alpha_1 x_1 + \alpha_2 x_2, \tag{2.45}$$

ahol α_1 illetve $\alpha_2~s$ csúszó
egyenletből leolvasható. A megfelelő stabilitás eléréséhe
z $\dot{x_2}$ értékének negatív definitnek kell lennie, azaz

$$\dot{x}_2 < 0.$$
 (2.46)

A feltételt a következő függvény elégíti ki:

$$sign(s) \begin{cases} 1 & ha \quad s < 0, \\ 0 & ha \quad s = 0, \\ -1 & ha \quad s > 0. \end{cases}$$
(2.47)

A rendszer blokksémája (másodrendű rendszerre definiálva) a (2.21). ábrán látható.



2.21. ábra. Csúszómód blokkséma (másodrendű rendszer esetén)

2.3.3. Irányítási sémák

2.3.3.1. Visszacsatolás elvén alapuló irányítás

A visszacsatolás alapuló irányítás egyszerűsített blokksémája a 2.22. ábrán látható. Működésének alapelve, hogy a folyamat kimenete (irányított mennyiség), illetve a referencia mennyiség között rögzített kapcsolat van: a visszacsatolt mennyiség (melyet nagy részben szenzoros méréssel, vagy állapotbecsléssel határozunk meg) összehasonlításra kerül a referencia mennyiséggel, majd ez a hibajel kerül felhasználásra irányítási célokra. Mivel a rendszer kimenete a bemenet szabályozására szolgál, így zárt hatásláncról beszélünk. A szabályozó egység lehet bármely korábban bemutatott, lineáris vagy nemlineáris elven működő irányítás (vagy bármely, jelen dolgozatban nem bemutatott algoritmus is). A visszacsatolás nagyon kedvelt irányítási forma nemcsak a teljesítményelektronikában, hanem a mindennapokban is (pl.: tempomat, vagy klíma).



2.22. ábra. Visszacsatolt irányítás blokkséma

2.3.3.2. Előrecsatolt irányítási forma

Az előrecsatolt irányítás célja, hogy a szakaszra ható zavaró tényezőket detektálja (mérje), illetve azokat kiküszüblje oly módon, hogy a szabályozott mennyiség ne térjen el a referencia értéktől. Az előrecsatolt irányítás pontossága a rendszer és a zavarmodell függvénye. Önmagában nem alkalmazzák, hanem csak visszacsatolással együtt: a visszacsatolás gondoskodik a modellezési és a nem várt zavarok eliminálásáról, az előrecsatolás pedig azonnal hat a zavar bekövetkeztekor. Ennek megfelelően az előrecsatolás kombinálása a visszacsatolásos irányítási sémával jelentősen jobb teljesítményt adhat pl.: egy zavar hatására, mint egy egyszerű visszacsatolásos alapú irányítás, még azelőtt, hogy a folyamat kimenetét befolyásolná. A rendszer blokksémája a 2.23. ábrán látható.



2.23. ábra. Előrecsatolt irányítás blokkséma

2.3.3.3. Kaszkád irányítás

A kaszkád alapú irányítás esetén a teljes folyamatot kisebb, egymással sorbakapcsolt részfolyamatra osztjuk. Ez a legtöbb esetben kétszintű, de léteznek többszintű kaszkád szabályozások is [26]. A teljesítményelektronikában nagyon gyakran alkalmazott megoldás a kéthurkos kaszkád szabályozás, ahogy az a 3.2. ábrán is látható. A szabályozás egy belső hurokból, és egy külső hurokból áll, előbbi áramszabályozást, míg utóbbi a kimeneti feszültség szabályozását valósítja meg. Megfigyelhető, hogy a belső hurok szolgáltatja a külső szabályozó referencia mennyiségét, így annak gyorsabb működést kell megvalósítania. Kialakítási formája analóg módon is gyakran előfordul (pl.: Tl431-es referencia integrált áramkör segítségével). A kaszkád alapú irányítás előnye, hogy a rendszer sokkal gyorsabban tud reagálni a gyors dinamikai változásokra, ugyanakkor a szabályozási kör megvalósítása bonyolultabb, továbbá több érzékelő szükséges a működéshez. Gyakorlati alkalmazására a [80] forrás szolgáltat példát.



2.24. ábra. Kaszkád alapú irányítás blokkséma

2.4. Összefoglalás

A következőkben összefoglalom - a korábban bemutatott - szabályozók előnyeit és hátrányait. A szakirodalomba számos [30, 81–85] szakcikk található, amely a különböző típusú irányításokat - teljesítményelektronikai alkalmazás tekintetében - összehasonlítja. Ugyanakkor az FBL alapú irányítás a dolgozat 3. fejezetében kerül bemutatásra, de a szabályozók összefoglalása miatt ezt előrevetítettem. Az összefoglalás a 2.3. táblázatban látható.

Szabályozó típus	Előny	Hátrány
PID	 gyors tervezhetőség egyszerű felépítés alacsony szenzorigény könnyen realizálható mikrovezérlő segítségével 	 lineáris szabályozás csak egy adott mun- kapontban (illetve annak közvetlen közelében) működik jól
	 széleskörű felhaszná- lás (pl.: ipar, hobbi) garantált stabilitás 	• magasabb szenzor-
LQ (integrátorral)	(pl.: fázistartalék)	igény
	gyors tervezhetőségegyszerű felépítés	 súlyozómátrix kivá- lasztása linearizált rendszer-
	• optimális irányítás	modell

2.3. táblázat. Lineáris és nemlineáris szabályozók (összefoglalás)

folytatás a következő oldalon

Szabályozó típus	Előnv	Hátrány
SMC	 zavarérzéketlenség a zavarokkal és a modellbizonytalan- ságokkal szemben garantált stabilitás gyors pályakövetés 	 csattogás tranziens és állandósult- állapotbeli hibák magasabb szenzor- igény
H_{∞}	 zavarérzéketlenség a zavarokkal és a modellbizonytalan- ságokkal szemben MIMO rendsze- rek esetén is jól használható 	 bonyolult matemati- kai háttér nagy rendszerméret esetén nem előnyös
Fuzzy irányítás	 nemlinearitás kezelé- se nem szükséges ma- tematikai modell a rendszerről 	 hosszú számítási folyamat összetett rendszerek esetén magasabb szenzor- igény hangolása, beállítása tapasztalatot igényel

táblázat 2.3 – <i>folytata</i>	ís az előző oldalról
--------------------------------	----------------------

folytatás a következő oldalon

tablazat 2.3 – <i>Jolytatas az elozo oladitol</i>		
Szabályozó típus	Előny	Hátrány
Neurális háló	 kisméretű rendszerek esetén hatékony képes kezelni nemli- neáris és nagyméretű rendszereket 	 hosszú számítási fo- lyamat nagy rendsze- rek esetén magasabb szenzor- igény
I/O FBL integrátorral kiegészítve	 gyors és pontos pá- lyakövetés nemlineáritás kezelé- se egyszerű szabályozó- tervezés 	 pontos - matematikai- rendszermodell szükséges összetett matemati- kai számítások zérus dinamika ese- tén matematikai problémák magasabb szenzor- igény

táblázat 2.3 – folytatás az előző oldalról

3. fejezet

Hibajel integrátorral kiegészített visszacsatoláson alapuló linearizáció

3.1. Bevezetés

A visszacsatoláson alapuló linearizáció típusú szabályozást gyakran alkalmazzák a teljesítményelektronikában [86–97], de más mérnöki területen is, például járműhajtásban [98–100] (állandó mágneses villamos motor (PMSM) nyomatéklüketetésének csökkentésére vagy a villamos gépek back EMF harmonikusainak csökkentésére), MPPT (Maximum Power Point Tracking Control) algoritmus megvalósítására [101] vagy a villamos energiaelosztásban [102].

A FBL (feedback linearization control - visszacsatoláson alapuló linearizációs irányítás) egyik fő úttörője Isidori, az általa írt [29] könyv a téma egyik fő szakirodalmának tekinthető, ugyanakkor a magyar szakirodalomban is találunk forrásokat [28, 103]. 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).

Jelen dolgozatban a bemenet-kimenet linearizáció alapú irányítással foglalkozom részletesebben.

3.2. Visszacsatoláson alapuló bemenet-kimenet linearizációs irányítás általános áttekintése -a probléma formalizmusa

Az FBL irodalmi áttekintését a [29] könyvre alapoztam, követve az ott megszokott jelöléseket is. Ennek megfelelően bármely egybemenetű-egykimenetű (SISO), nemlineáris rendszer felírható az alábbi állapotváltozós formában, azaz:

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + g(x)u, \\ y = h(x), \end{cases}$$
(3.1)

ahol x az állapotvektort, u a rendszer bemeneti jelét, y a kimenetet jelöli, illetve f(x)és g(x) nemlineáris függvények, amelyek a rendszer viselkedését reprezentálják, továbbá h(x) a kimeneti skalárfüggvény.

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.

A módszer tehát a következő. Deriváljuk a rendszer kimenő jelét idő szerint, azaz

$$\dot{y} = \underbrace{\frac{\partial h}{\partial x} \mathbf{f}(x)}_{L_{\mathbf{f}}h(x)} + \underbrace{\frac{\partial h}{\partial x} g(x)}_{L_{\mathbf{g}}h(x)}, \tag{3.2}$$

ahol $L_{\rm f}h(x)$, illetve $L_{\rm g}h(x)$ jelöli a h vektor Lie-deriváltjait az f vektormező mentén. Amennyiben $L_{\rm g}h(x) = 0$, abban az esetben folytatjuk a Lie-deriváltak képzését, de amennyiben $L_{\rm g}h(x) \neq 0$, abban az esetben a relatív fokszám r = 1. A kimenőjel második deriváltja:

$$\ddot{y} = \underbrace{\frac{\partial h}{\partial x} L_{\rm f} h(x)}_{L_{\rm f}^2 h(x)} + \underbrace{\frac{\partial h}{\partial x} L_{\rm g} h(x)}_{L_{\rm g} L_{\rm f} h(x)}.$$
(3.3)

Amennyiben $L_{\rm g}L_{\rm f}h(x) \neq 0$ a relatív fokszám r = 2. Ha ez mégsem áll fenn, tovább folytatjuk a deriválást. Az r-dik derivált:

$$y^{(r)} = L_{\rm f}^r h(x) + L_{\rm g} L_{\rm f}^{(r-1)} h(x) u.$$
(3.4)

A kimenőjel deriválása által egy integrálsor áll elő, vagyis:

$$z_1 = y, \quad z_2 = \dot{y}, \quad z_3 = \ddot{y} \quad \text{stb.}$$
 (3.5)

Ez a transzformáció nemlineáris, az alábbi módon jelölöm:

$$\mathbf{z} = \mathbf{T}(x). \tag{3.6}$$

A transzformáció alapján az alábbi elemeket kapjuk:

Összegezve:

$$z_{1} = y = h(x),$$

$$z_{2} = \dot{y} = L_{f}h(x) + L_{g}h(x),$$

$$z_{3} = \ddot{y} = L_{f}^{2}h(x) + L_{g}L_{f}h(x),$$

$$\vdots$$
(3.8)

Az integrálsor utolsó eleme végül a következő alakot ölti:

$$z_r = y^{(r)} = L_{\rm f}^r h(x) + L_{\rm g} L_{\rm f}^{(r-1)} h(x) u.$$
(3.9)

Bevezetve a v fiktív bemenetet, legyen

$$v = L_{\rm f}^r h(x) + L_{\rm g} L_{\rm f}^{(r-1)} h(x) u.$$
(3.10)

Ebből az eredeti rendszer bemenőjelét a következőképp kapjuk vissza:

$$u = \frac{-L_{\rm f}^r h(x) + v}{L_{\rm g} L_{\rm f}^{(r-1)} h(x)}.$$
(3.11)

A kapott lineáris rendszer állapotteres leírása pedig az alábbi:

$$\begin{bmatrix} \dot{z}_1 \\ \dot{z}_2 \\ \dot{z}_3 \\ \vdots \\ \dot{z}_r \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 \dots & 1 \\ 0 & 0 & 0 \dots & 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}} \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ \vdots \\ z_{r-1} \\ z_r \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}}_{\mathbf{b}} \mathbf{v}$$
(3.12)

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

Az állapotvisszacsatolás linearizáción alapuló irányítás általános blokksémája a 3.1. ábrán látható.



3.1. ábra. Állapotteres reprezentáció blokkséma

3.2.1. Lemmák

A visszacsatoláson alapuló linearizáció típusú szabályozás alkalmazásának feltételei vannak [29, 87, 89], ezeket részben már érintettem, de a teljesség kedvéért összefoglalom.

• Definíció (1): a SISO rendszer relatív fokszáma r, amennyiben:

$$L_{\rm g} L_{\rm f}^i h(x) = 0,$$

 $L_{\rm g} L_{\rm f}^{r-1} h(x) \neq 0, \qquad 0 \le i < r - 1.$
(3.13)

- Lemma (1): Az állapotvisszacsatoláson alapú linearizációs irányítás alkamazásának feltétele, hogy a rendszermátrix relatív fokszáma (r) meg kell egyezzen az állapottér dimenziójával (n), azaz r = n.
- Feltétel (1): Amennyiben r ≠ n, egy olyan skalárfüggvényt (h(x)) kell keresni, amely kielégíti az első lemmát. A h(x) függvény felírható, amennyiben (3.14) lineárisan független:

$$\{g(x), ad_{f}(x)(g(x)), \cdots, ad_{f(x)}^{(n-1)}(g(x))\}.$$
 (3.14)

• Feltétel (2): továbbá (3.15) involutív:

$$\{g(x), ad_f(x)(g(x)), \cdots, ad_{f(x)}^{(n-2)}(g(x))\}.$$
 (3.15)

(3.14), illetve (3.15), összefüggésben szereplő ad matematikai operátor a Lie-zárójel differenciáloperátor, amely a következőképp határozható meg: $ad_{fg} = \frac{\partial g}{\partial x}f - \frac{\partial f}{\partial x}g$. Ugyanakkor az involutív viselkedés olyan függvény, transzformáció vagy operátor, amely egyenlő a fordítottjával, azaz önmagára alkalmazva az azonosságot adja.

3.2.2. A zérus dinamika

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. A 3.2.1 fejezetben adott 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)):

$$\frac{\partial h(x)}{\partial x}[g(x)] = 0. \tag{3.16}$$

Vagyis egy olyan kimeneti függvényt kell "találni", amely **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. Annak ellenőrzése, hogy a függvény létezik a (3.14)-s egyenlettel lehetséges (mekkora az egyenlet rangja). 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 [104], 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 [63], vagy félhidas konverter [64]). A gyakorlat azt mutatja, hogy másodrendű rendszerek estén a (3.16) egyenlet megoldása felírható többnyire zárt alakban.

3.2.2.1. Bemenet-kimenet visszacsatoláson alapuló linearizáció irányítási megoldások zérus dinamikájú rendszer esetén

Az áttekintett szakirodalom alapján az FBL irányítási módszernek zérus dinamikájú rendszerek esetén az alábbi gyakorlati megoldásai lehetségesek:

- kaszkád irányítás (lásd: [94]);
- indirekt irányítás (lásd: [90, 91]);
- direkt irányítás (lásd: [86, 87, 89, 92, 93]).

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 [94] forrás is bemutatja, a bemutatott módszer kellően pontos rendszermodellt ad, amely jó dinamikus tulajdonságokat eredményez. Az említett kétállapotváltozós rendszer blokkdiagramja a 3.2. ábrán látható.



3.2. 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 3.3. ábrán látható.

Maradva az előző - másodrendű rendszer - példánál az eredeti irányított mennyiség az x_2 állapotváltozó (3.3. 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 [90]



3.3. ábra. Indirekt FBL irányítás blokksémája

 K_{x_1} -et konvergencia sebességének befolyásolásoló paraméternek hívja (amely egyszerűen szólva egy arányos szabályozás). Ahogy a [90, 91] források bemutatják, az indirekt irányítási módszerrel szintén jó dinamikai és robusztus tulajdonságok érhetők el, ugyanakkor [90] 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. Mivel jelen dolgozatban ezt a metódust választottam, így erről a feszültségnövelő konverter esetén a 3.6.3. fejezetben írok részletesebben. Az ilyen jellegű rendszer irányítási blokksémája (másodrendű rendszer esetére) a 3.4. ábrán látható.



3.4. ábra. Direkt FBL irányítás blokksémája

3.3. Integrátor alkalmazása állapotvisszacsatolás alapú linearizálás esetén

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 3.5. ábrán látható.



3.5. ábra. Integrátorral kiegészített állapotvisszacsatolás alapú linearizálás - blokkséma, keretrendszer

A 3.5. ábrán látható blokksémában a lineáris szabályozót pólusáthelyezéssel valósítottam meg. Az álatalam bemutatott új keretrendszer a következő előnyökkel 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;
- 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 (lásd 3.3.1).

3.3.1. Lineáris szabályozó tervezése

A belső lineáris szabályozót a korábban definiált lineáris rendszerhez kell tervezni, vagyis:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 \dots & 1 \\ 0 & 0 & 0 \dots & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{b} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}.$$
 (3.17)

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 $[w_n, \text{zeta}] = \text{damp}(\text{sys})$ paranccsal);
- 2. w_n , illetve az integrátor pólúsának kiválasztása, továbbá az IATE polinom felhasználása. A célom az volt, hogy a lehető leggyorsabb működést érjem el, relatíve kis túllövés mellett.
- A keretrendszerben történő tervezés lépéseit a 3.6. ábra mutatja.



3.6. ábra. Integrátorral kiegészített állapotvisszacsatolás alapú linearizálás - folyamatábra

3.4. Feszültségcsökkentő (Step-down/Buck) konverter irányítása integrátorral kiegészített állapotvisszacsatolás alapú linearizáció segítségével

3.4.1. Feszültségcsökkentő (Step-down/Buck) konverter áramköri felépítése, működése

A feszültségcsökkentő (vagy step-down, buck) konverter egy induktív töltőáramkörös kapcsolóüzemű átalakító, mely a $U_{\rm be}$ bemeneti feszültséget egy tetszőleges $U_{\rm ki} = u_{\rm C}$ kimeneti feszültségszintre csökkenti, magas hatásfok mellett, vagyis a konverter kimeneti feszültsége minden esetben kisebb mint a bemeneti feszültség ($U_{\rm be}$). Gyakorlati alkalmazására számos példa található a szakirodalomban az e-mobilitás [105], szigetüzemű rendszerek [106], illetve a megújuló energiatermelés [107] kapcsán.

Jelen fejezetben az izolációval nem rendelkező változatot ismertetem. Az áramkör egy *K* félvezető kapcsolóból (mely leggyakrabban MOSFET, IGBT), *D* diódából, *L* tekercsből és *C* kondenzátorból áll. $U_{\rm be}$ szimbolizája a bemeneti feszültséget, u_C a kimeneti (kondenzátor) feszültséget, illte *R* a terhelést. A feszültségcsökkentő konverter áramköri rajza a (3.7a). ábrán látható.



3.7. ábra. Feszültségcsökkentő konverter áramköri rajza (a.), az SW kapcsoló zárt állapotában (b.), illetve nyitott állapotában (c.)

Az áramköri működése a K kapcsoló állapotához van rendelve, azaz

- vezetési állapot $(0 < t < dT_s)$, illetve
- kikapcsolt állapot $(dT < t < T_s)$.

Amikor a félvezető kapcsolóelem (K) vezető állapotban van (t_{be}) (3.7b. ábra) a bemeneti feszültség a kimeneti LC szűrőn át a terhelésre (R). A D dióda ebben az esetben nem vesz részt az áramvezetésben, ugyanis a záróirányú előfeszítést kap (az anód kapcsolódik az áramkör negatív pontjára, míg a katód a pozitívabb pontra). Amennyiben a félvezető Kkapcsolóelem nem vezet (t_{ki}) (3.7b. ábra), az L tekercs árama hirtelen megszakad, benne indukált feszültség keletkezik, amely a D diódát vezető állapotba hozza. Lenz törvénye alapján az indukált feszültség iránya mindig olyan, hogy akadályozza az őt létrehozó mozgást, változást, vagyis az önindukció során az L tekercs polaritást vált.

Felmerülhet a kérdés, hogy ez miért nincs jelölve. Az ok egyszerű: az állapotváltozó $(i_{\rm L})$ iránya rögzített. A dióda vezetési állapota miatt tehát az áramkör záródik, a tekercsben lévő energia a R terhelésre kerül. Az áramköri egyenletek a Kirchhoff törvények segítségével megállapíthatóak a vezetési időre $(t_{\rm be})$, azaz:

$$u_{\rm C} = U_{\rm be} - L\dot{i}_{\rm L},$$

$$i_{\rm L} = C\dot{u}_{\rm C} + \frac{u_C}{R}.$$
(3.18)

Mátrixos formában, az állapotváltozókra rendezve:

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} \begin{bmatrix} i_{\mathrm{L}} \\ u_{\mathrm{C}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\mathrm{L}} \\ u_{\mathrm{C}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} U_{\mathrm{be}}.$$
(3.19)

A félvezető kapcsolóelem kikapcsolt állapota (t_{ki}) esetén a kondenzátor egyenlete azonos (t_{be}) állapottal. Az egyeneltek tehát:

$$\dot{u}_{\rm C} = -\frac{1}{RC} u_{\rm C} + \frac{1}{C} i_{\rm L},$$

$$\dot{i}_L = -\frac{1}{L} u_{\rm C}.$$
(3.20)

Mátrixos formában:

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} \begin{bmatrix} i_{\mathrm{L}} \\ u_{\mathrm{C}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\mathrm{L}} \\ u_{\mathrm{C}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} U_{\mathrm{be}}.$$
(3.21)

A (3.19), illetve (3.21) egyenleteket átlagoljuk a (2.4) összefüggés szerint, vagyis:

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} \begin{bmatrix} i_{\mathrm{L}} \\ u_{\mathrm{C}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\mathrm{L}} \\ u_{\mathrm{C}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{d}{L} \\ 0 \end{bmatrix} U_{\mathrm{be}}.$$
(3.22)

A nagyjelű (3.22) modell átírható az általános állapotváltozós formába (lásd (2.5) egyenlet):

$$\dot{x} = f(x) + g(x)u,$$
 (3.23)

ahol

$$f(x) = \begin{bmatrix} \frac{1}{C}i_{\mathrm{L}} & -\frac{1}{RC}u_{\mathrm{C}} \\ & -\frac{1}{L}u_{\mathrm{C}} \end{bmatrix}, \qquad (3.24)$$

$$g(x) = \begin{bmatrix} 0\\ \frac{U_{\rm be}}{L} \end{bmatrix},\tag{3.25}$$

3.4.2. Áramköri elemek tervezése

A tervezés során a bemeneti értékeket úgy választottam meg, hogy esetleges áramköri realizáció esetén is vizsgálható legyen. A legtöbb gyakorlati esetben a szabályozási, kommunikációs és védelmi feladatokat egy integrált áramkör látja el, melynek adatlapja közli az áramkörre vonatkozó tervezési összefüggéseket. Mivel a jelen dolgozatban a szabályozási kört vizsgálom, így az áramkört is tervezni szükséges. A szabályozókör vizsgálatához csak az áramkör legszükségesebb elemeit méretezem [108] alapján. A valós realizációhoz természetesen szükséges egyéb fő (pl. gate-meghajtó), illetve járulékos áramkörök (pl. túl-áramvédelem) tervezése. A feszültségcsökkető konverter bemeneti értékeit a 3.1. táblázat adja meg.

JelÉrék és mértékegység $U_{\rm be}$ 24V $U_{\rm ki}$ 12V $I_{\rm ki}$ 1A $\Delta u_{\rm ki}$ 2% $f_{\rm k}$ 31,4kHz

3.1. táblázat. Feszültségcsökkentő konverter bemeneti értékek

A megadott adatokból a kitöltési tényező (d) kiszámítható:

$$d = \frac{v_{\rm c}}{U_{\rm be}} = \frac{12\mathrm{V}}{24\mathrm{V}} = 0,5 \tag{3.26}$$

Ebből és a kapcsolási frekvencia nagyságából kiszámítható a vezetési idő, azaz $t_{\rm be} = DT_{\rm k} = 0, 5 \cdot 31, 85 \mu \text{s} = 15, 92 \mu \text{s}$, amely az azonos kitöltési tényező miatt azonon $(t_{\rm ki})$ -vel. A tekercs értékének kiszámításához jó gyakorlati érték, ha a tekercsáram $(I_{\rm ki})$ 40%-a a kimeneti áram $(I_{\rm ki})$ értékének. Ez számszerűen 400mA. Ennek megfelelően a maximális tekercsáram $i_{\text{Lmax}} = 1, 2A$, a minimális tekercsáram $i_{\text{Lmin}} = 0, 8A$. A tekercsáram időbeli változása a következő összefüggéssel adható meg:

$$\frac{U_{\rm be} - U_{\rm ki}}{L} = \frac{di}{dt}.\tag{3.27}$$

Ebből L értéke kifejezve és számszerűsítve:

$$L = (U_{\rm be} - U_{\rm ki}) \frac{t_{\rm on}}{i_{\rm L}} = (24\mathrm{V} - 12\mathrm{V}) \frac{15,82\mu\mathrm{s}}{400\mathrm{mA}} = 477\mu\mathrm{H}.$$
 (3.28)

A kimeneti kapacitás fontos paramétere a soros veszteségi (ohmos) ellenállás (ESR). Nagyfrekvenciás áramkörök esetén ennek az értéknek célszerűen minél kisebb értéket kell választni, a veszteségek miatt. Értékét jelen konverter esetén számítjuk, vagyis megadunk egy maximális értéket, mellyel a kimeneti feszültségingadozás ($\Delta U_{\rm ki}$) elérhető:

$$ESR \le \frac{\Delta u_{\rm ki}}{2} \Delta i_{\rm L} = \frac{0,12\mathrm{V}}{2} 400\mathrm{mA} = 0,048\Omega.$$
 (3.29)

A választott ESR érték: $40m\Omega$. Az ESR érték birtokában a kimeneti kapacitás:

$$C = \frac{\Delta i_{\rm L}}{\Delta u_{\rm ki} - \Delta i_{\rm L} ESR} = \frac{400 \text{mA}}{0,048 \text{V} - 400 \text{mA} \ 40m\Omega} = 12,5\mu\text{F}.$$
 (3.30)

A választott kapacitás érték: $25\mu F$. Összegezve a kapott értékeket a 3.2 táblázatban.

Jel	Érték és mértékegység
R	12Ω
L	$500 \mu { m H}$
ESR	$40m\Omega$
С	$25\mu\mathrm{F}$

3.2. táblázat. A feszültségcsökkentő konverter paraméterei

3.4.3. Szabályozó tervezése

A szabályozótervezés során az irányított mennyiség a kondenzátor u_C feszültsége, melyet kimeneti mennyiségnek (h) is választunk, azaz

$$y = u_{\rm C}.\tag{3.31}$$

A (3.31) mennyiség idő szerintei deriváltja a következő:

$$\dot{y} = \frac{1}{C}i_{\rm L} - \frac{1}{RC}u_{\rm C}.$$
 (3.32)

Ebből a következő Lie-deriváltak adódnak:

$$L_{\rm f}h(x) = \frac{1}{C}i_{\rm L} - \frac{1}{RC}u_{\rm C},$$

$$L_{\rm g}h(x) = 0.$$
(3.33)

A (3.34) egyenletből látszik, hogy $L_{\rm g}h(x) \neq 0$, azaz a relatív fokszám r = 2, amely megegyezik a állapottér dimenziójával. Azaz:

$$L_{\rm f}^2 h(x) = -\frac{1}{LC} u_{\rm C} - \frac{1}{RC^2} + \frac{1}{R^2 C^2} u_{\rm C},$$

$$L_{\rm g} L_{\rm f} h(x) = \frac{1}{LC} U_{\rm be},$$
(3.34)

virányítójelből pedig a tényleges uirányítójelet a (3.53) egyenlet adja meg, a teljesség kedvéért:

$$u = \frac{-L_{\rm f}^2 h(x) + v}{L_{\rm g} L_{\rm f} h(x)}.$$
(3.35)

3.4.3.1. Lineáris szabályozó tervezése

A szabályozó tervezéséhez meghatározom a nyitott rendszer sajátfrekvenciáját a korábban ismeretett MATLAB parancs segítségével. Az eredmény $w_n = 8,94 \cdot 10^3 rad/s$. Szimulációs eredmények alapján a zárt rendszer paramétereit a következő értékekre választottam:

- a zárt rendszer sajátfrekvenciája: $w_n = 15000 rad/s;$
- integrátor pólusa: $p_{int} = -15000$.

Behelyettesítve a 2.2. táblázatban megadott, másodrendű rendszerre vonatkozó karakterisztikus egyenletbe a gyökök a következők lesznek:

- $p_1 = -10500 + j10712$,
- $p_2 = -10500 j10712$,

Alkalmazva az Ackermann-összefüggést következő $\mathbf{k^T}$ vektor adódik:

$$\mathbf{k}^{\mathbf{T}} = [54000000, 36000, 3, 3750 \cdot 10^{12}].$$
(3.36)

3.4.3.2. LQ-szabályozó tervezése

A teljesség igénye miatt a dolgozatban az LQ-szabályozás tervezését is dokumentálom. A szabályozó algoritmus alkalmazásához a (3.22) egyenletet linearizálni szükséges a munkapont körül, melyehez a (2.12)-as összefüggést használtam fel. A jobb követhetőség érdekében a linearizálást lépésről lépésre ismertetem. Állandósult állapotban az elsőrendű deriváltak értéke zérus, azaz:

$$\frac{1}{L}i_{\rm L} + \frac{1}{L}U_{\rm be} = 0,$$

$$\frac{1}{C}i_{\rm L} - \frac{1}{RC}u_{\rm C} = 0.$$
(3.37)

A (3.37) egyenletből kifejezve $i_{\rm L}$, illetve $u_{\rm C}$ értékét, a következőt kapom:

$$u_{\rm C} = U_{\rm be},$$

$$i_{\rm L} = \frac{U_{\rm be}}{R}.$$
(3.38)

(2.12)-s egyenletben szereplő mátrixkivonások és azok megoldásai:

$$\mathbf{A}_{be} - \mathbf{A}_{ki} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{b}_{be} - \mathbf{b}_{ki} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix}.$$
(3.39)

(3.38)-ból megállapítható, hogy a linearizált alak megegyezik a nagyjelű (3.22) egyenlettel.

3.4.4. Szimulációs eredmények

A szimulációs környezet kiválasztása a munka egy kardinális pontja volt. A gyakorlatban számos szimulációs környezet áll rendelkezésre áramkörök alkatrész szintű szimulációjára, pl. Ltspice, Pspice, TINA vagy PSIM. Ezek segítségével tehát bármilyen áramkör modellezhető és szimulálható alkatrész szinten (pl. dióda, tranzisztor), amely az analóg tervezést nagyban segíti. Hátrányként megemlíthető, hogy egyedi szabályozó algoritmus esetén maga az áramkör és a szabályozó csak nehezen szimulálható együttesen, mivel az irányításelmélethez szükséges szimulációs eszköztárakat egyedileg kell elkészíteni [109]. Szimulációs célokra előszerettel használatos továbbá a MATLAB/Simulink környezet, mely a korábban említett célokra alkalmasnak tűnt (az irányító algoritmus és az áramkör együttes szimulációja). Érdekes kutatási terület lehet pl. a MATLAB és a LtSpice környezetek együttes használata [110]. Összességében elmondható, hogy mindenkinek megvan a saját preferált szimulációs eszköze/környezete, attól függően, hogy milyen háttérrel rendelkezik, és mit szimulál leggyakrabban.

Mivel korábbi munkáimból adódóan MATLAB/Simulink környezetben van szimulációs tapasztalatom, továbbá a dolgozatban bemutatott munka vizsgálatára alkalmasnak tűnt, így az általam bemutatott, integrátorral kiegészített állapotvisszacsatolás alapú linearizációs algoritmus vizsgálatát ebben a szimulációs környezetben valósítottam meg. A szimulációval kapcsolatban a következő megállapításokkal/kikötésekkel élek:

- A szabályozó algoritmus minden esetben valós áramköri elemekkel felépített modellen került tesztelésre (tehát nem az áramköri differenciálegyenletek által leírt modell segítségével), azaz alkatrész szintű szimulációt valósítottam meg;
- A szimuláció során a terhelést minden esetben egyszerűen egy ohmos ellenállás segítségével vizsgáltam, melyet mérés útján állapítok meg ($terhelés = \frac{I_{ki}}{u_C}$). Ennek esetleges előnyeiről és hátrányairől a dolgozat 6. fejezetében írok.

A szimulációs összeállításokat a Függelék tartalmazza. 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.

Az eredmények közlése során minden esetben a kimeneti feszültséget (u_C) , a tekercsáramot (i_L) , illetve a konverter kitöltési tényezőjét szemléltetem. Utóbbit minden esetben egy nagyobb intervallumon mutatom be, hogy a vizsgált tulajdonság (pl. terhelésváltozás) jobban megfigyelhető legyen. Az eredmények jobb összehasonlíthatóságának érdekében az általam bemutatott szabályozó viselkedését egy optimális irányítással, a lineáris kvadratikus (LQ) szabályozóval hasonlítottam össze (amely szintén integrátorral kiegészített). Az LQ-szabályozó tervezésének részletes lépéseit a 2.3.1.4. fejeztben bemutattam. Jelen fejezetben csak a szabályozó súlyozó paramétereit, illetve a $\mathbf{k}^{\mathbf{T}}$ visszacsatoló vektor elemeit mutatom be. Előbbit a (3.40) egyenletben, utóbbit a 3.3. táblázatban.

$$\mathbf{Q} = \frac{1}{CU_{\text{ref}}} \begin{bmatrix} LI_{\text{Lref}} & 0 & 0\\ 0 & 1 & 0\\ 0 & 0 & C10^9 \end{bmatrix}, \quad r = 10;$$
(3.40)

A mátrixban szerepelő I_{Lref} a tekercs referenciaáramát adja meg (ez az adott DC/DC topológia áramköri egyenleteiből számítható ki, itt részletesen nem közlöm).

Tag	Érték
$egin{array}{c} k_1 \ k_2 \end{array}$	0,6663 0.2669
$k_{ m int}$	833,34

3.3. táblázat. LQ-szabályozó paraméterek

A teljesség kedvéért $\mathbf{k^T}$ vektor elemei visszacsatolás alapú irányítás esetén:

3.4. táblázat. Visszacsatolás alapú linearizáció szabályozó paraméterek

Tag	Érték
$\begin{matrix} k_1 \\ k_2 \\ k_{\text{int}} \end{matrix}$	$\begin{array}{c} 540000000\\ 36000\\ 3,375\cdot 10^{12} \end{array}$

3.4.4.1. Indítási viselkedés

A feszültségcsökkentő konverter indításkori viselkedése a 3.8. ábrán látható, amelyen a konverter kimeneti feszültsége, a tekercsáram, illetve a visszacsatolás alapú irányítási algoritmus kitöltési tényezője került ábrázolásra. A szimulációs idő a t = 0 időpillanattól kezdődik és 3ms-ig tart. Megfigyelhető, hogy a visszacsatolás alapú linearizációs irányítás (FBL) során tekercsáramban túllövés (áramlökés (inrush current)) nem tapasztalható, míg ugyanez LQ-szabályozó esetén a nominális érték majdnem kétszeresére növekszik. A kimeneti feszültség (u_c) az állandósult állapotot az indítástól számított kb. 0,5ms alatt éri el (FBL esetén), míg LQ-szabályozó esetén kb. 1ms alatt. Ezek az értékek mindkét szabályozó esetén kiválónak mondhatók. A kitöltési tényező érték a szimuláció során a várt értéknek megfelelően alakul (d = 0, 5).



3.8. ábra. Feszültségcsökkentő konverter, szimulációs eredmények indítási folyamat esetén: kimeneti feszültség, tekercsáram, illetve kitöltési tényező

3.4.4.2. Állandósult állapotbeli viselkedés

Az állandósult állapotbeli viselkedés a 3.9. ábrán látható. Az ábra magában foglalja a kimeneti feszültséget, a tekercsáramot, továbbá a kitöltési tényezőt (FBL esetén). A szimulációs időintervallumot úgy választottam meg, hogy a tranziens folyamatok véget érjenek, azaz a vizsgált intervallum 2ms - 2,2ms-ig tart. A kimeneti feszültséget (u_C) ábrázoló diagramról leolvasható, hogy a kimeneti feszültség FBL esetben pontosabb, míg LQ irányítás esetén minimális eltérés tapasztalható a referencia mennyiségtől. A tervezés során a tekercsáram minimum és maximum értéke a számított értékeknek megfelelő, mind-két esetben, azaz $i_{Lmin} = 0, 8A$, továbbá $i_{Lmax} = 1, 2A$ között változik. Ennek helyessége az ábráról leolvasható. A tekercsáram jellegéből megfigyelhető, hogy a konverter mindkét esetben folytonos (CCM) üzemmódban működik (a tekercsáram nemzérus értékről indul). A kitöltési tényező értéke a vártnak megfelelő.



3.9. ábra. Feszültségcsökkentő konverter szimulációs eredmények állandósult állapotban: kimeneti feszültség, tekercsáram, kitöltési tényező

3.4.4.3. Dinamikus viselkedés

A dinamikus viselkedés vizsgálatára a korábbiaknak megfelelően a terhelés változtatását (3.10. ábra), illetve a referencia érték változtatását (3.11. ábra) használtam fel. A terhelésváltoztatást a kimeneti ellenállás változtatásával valósítottam meg. A 3.10. ábra magába foglalja a kimeneti feszültséget, a tekercsáramot, illetve a kitöltési tényező változását. A vizsgálathoz választott időintervallum 3ms - 6ms-ig tart. A dinamikus tulajdonságok vizsgálatához a kimeneti terhelő ellenállást t = 4ms időpillanatban a felére csökkentettem, 12 Ω -ról 6 Ω -ra, kimozdítva a rendszert a stabil állapotból. Az ábrán látható, hogy FBL esetén a kimeneti feszültség értéke kb. 10,5V-ra csökken, míg LQ szabályozás kb. 10V-ra. A stabil állapot FBL esetén kb. 0,5ms után áll vissza, pontosan 12V-ra, míg ugyanez LQ szabályozás esetén egy kicsit lassabb jelleget mutat. A kitöltési tényező a vártnak megfelelően alakul, követve a terhelésváltozással járó dinamikát.



3.10. ábra. Feszültségcsökkentő konverter szimulációs eredmények terhelés változása esetén: kimeneti feszültség, tekercsáram, kitöltési tényező

A 3.11. ábrán a referenciafeszültség változtatását vizsgáltam. Az ábrán a kimeneti feszültség, a referencia feszültség, a tekercsáram, a illetve a kitöltési tényező látható. A szimulációs idő 3ms-tól 6ms-ig tart. A referenciafeszültség t = 4ms-nál került megváltoztatásra, 12V-ról 15V-ra (okkersárga görbével jelölve). A kimeneti feszültség némi késéssel reagál, majd FBL szabályozó esetén kb. 0,5s-múlva, míg LQ-szabályozó esetén kb. 1,5ms múlva eléri az új referenciafeszültség értékét. Az új állapot (15V) mindkét esetben stabilnak mondható. A kitöltési tényező értéke az új referencia feszültségnek megfelelően változik.

A 3.13. ábrán a szabályozó paraméterérzékenységét vizsgáltam. Az ábrán a korábbiaknak megfelelően a kimeneti feszültség, a tekercsáram, továbbá a kitöltési tényező értéke látható. A kimeneti kapacitás értékét t = 4ms-nál $C = 10\mu F$ -al megnöveltem. Mindkét szabályozási algoritmus esetén a kapacitás változása dinamikai folyamatot generál a kimeneti feszültség (szabályozott mennyiség) értékében. Az ábráról leolvasható, hogy a kimenet mindkét szabályozó esetén esetben visszatér a stabil állapotba. FBL esetén a kimeneti feszültség éréke kb. 10V esik vissza, majd kb. 0,5ms múlva áll vissza 12V-ra.



3.11. ábra. Feszültségcsökkentő konverter, szimulációs eredmények a referencia feszültség változása esetén: kimeneti feszültség, tekercsáram, kitöltési tényező

LQ szabályozás esetén a változás szignifikánsabb: a kimeneti feszültség értéke kb. 9V-ra esik vissza, illetve pozitív irányban is van kb 1V-os túllövés. A kimeneti kapacitás által okozott változás a tekercsáramban is megfigyelhető.

Az utolsó vizsgálati módszer esetén a kimeneti (mért) értékeket zajjal terheltem. Ehhez a MATLAB környezetben a gauss alapú véletlenszám genereátort (Random number generator (Gaussian)) használtam fel, ugyanakkor a t = 4ms-nál korábban alkalmazott referenciafeszültség változást is alkalmaztam a viselkedés jobb tanulmányozása érdekében. A véletlenszám generátor beállítása során a kimenet alábbi paramétereit állítottam be:

- Középérték (mean): ez az érték a generált számok középértékét adja meg. Alapértelmezetten 0. A szimulációban értékét szintén 0,1-re állítottam, vagyis mérési hibát generáltam;
- Variancia (variance): szórásnégyzet. Értéke azt adja meg, hogy a generált számok milyen mértékben szóródnak a középérték körül. A szimulációban a variancia értékét 0,5-re állítottam.





A mért értékekbe bevitt hiba mindkét szabályozó esetén pontatlanságot okoz. Összességében elmondható, hogy a nagyon zajos kimeneti feszültség, illetve tekercsáram ellenére mindkét szabályozó próbálja tartani a kimeneti referencia feszültség értékét (t < 4ms-ig 12V-ot, illetve t > 4ms esetén pedig 15V-ot).



3.13. ábra. Feszültségcsökkentő konverter, zajterheléses vizsgálat: kimeneti feszültség, tekercsáram, kitöltési tényező

3.5. Feszültségcsökkentő (Step-down/Buck) konverter irányítása integrátorral kiegészített állapotvisszacsatolás alapú linearizáció segítségével - részletes állapotmodell alkalmazásával-

3.5.1. Feszültségcsökkentő (Step-down/Buck) konverter áramköri felépítése

Az áramkör működését részletesen áttekintettem a 3.4.1. fejezetben. A figyelembe vett elemek az áramkör fő működését nem változtatják meg. Az előzőekhez képest a különbségeket szeretném kiemelni. A feszültségcsökkentő konverter részletes áramköri rajza a (3.14). ábrán látható. A modell felépítése a [92] forrás tárgyalja.
A részletes állapottér modell a következő kiegészítéseket veszi figyelembe:

- a félvezető kapcsoló
elem K átmeneti egyenáramú ellenállását (ez pl. MOSFET-ek esetén
 $R_{\rm DS(on)}$ -al nevezett katalógus paraméter), amel
y $r_{\rm sw}$ -vel van jelölve. Jellemző értéke néhány
 $m\Omega$;
- D dióda átmeneti (differenciális) ellenállása, amely $r_{\rm d}$ -vel van jelölve. Értéke Ω $m\Omega$ nagyságrendű, a munkaponttól függ;
- *D* dióda nyitóirányú feszültségesése (az angol szakirodalomban gyakran $U_{\rm f}$ -el jelölt), amely $U_{\rm d}$ -vel van jelölve. Nagyfrekvenciás áramkörök esetén leggyakrabban Schottky-diódát alkalmaznak, mivel feszültségesésük (nyitófeszültségük) alacsonyabb, jellemzően 0,3V körüli értékű, illetve sokkal gyorsabb működésűek, mint az alacsonyfrekvenciás egyenirányító diódák;
- L tekercs egyenáramú (DC) ellenállása, amely $r_{\rm esl}$ -el van jelölve. Értéke $m\Omega$ nagy-ságrendű;
- C kapacitás egyenáramú (DC) ellenállása, amely $r_{\rm esr}$ -el van jelölve (ESR). Nagyfrekvenciás áramkörökben általában kerámia kondenzátort alkalmaznak, alacsony ESR értéke miatt ($m\Omega$ nagyságrend).



3.14. ábra. Feszültségcsökkentő konverter részletes áramköri rajz (a.), az SW kapcsoló zárt állapotában (b.), illetve nyitott állapotában (c.)

A korábban említett játulákos elemek frekvenciafüggetlenek. Az áramkör működését tekintve azonos a korábbi fejezetben tárgyaltakkal, de az áramköri egyenletek a részletes állapottér modell miatt nem. Az áramköri egyenletek a kapcsoló vezetési ideje (t_{on}) alatt:

$$\dot{i}_{\rm L} = \frac{1}{L} (-(r_{\rm sw} + r_{\rm esr}) i_{\rm L} - u_{\rm C} + U_{\rm be}),$$

$$\dot{u}_{\rm C} = \frac{1}{C} i_{\rm L} - \frac{u_{\rm C}}{RC}.$$
(3.41)

Mátrixos formában, az állapotváltozókra rendezve:

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} \begin{bmatrix} i_{\mathrm{L}} \\ u_{\mathrm{C}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-(r_{\mathrm{sw}} + r_{\mathrm{esr}})}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\mathrm{L}} \\ u_{\mathrm{C}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} U_{\mathrm{be}}.$$
(3.42)

A kapcsolóelem (K) kikapcsolt állapotában (t_{ki}):

$$\dot{i}_{\rm L} = -\frac{1}{L} (-(r_{\rm d} + r_{\rm esl})i_{\rm L} + u_{\rm C} + U_{\rm d}),$$

$$\dot{u}_{\rm C} = \frac{1}{C}i_{\rm L} - \frac{u_{\rm C}}{RC}.$$
(3.43)

Mátrixos formában, az állapotváltozókra rendezve:

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} \begin{bmatrix} i_{\mathrm{L}} \\ u_{\mathrm{C}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-(r_{\mathrm{d}}+r_{\mathrm{esr}})}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\mathrm{L}} \\ u_{\mathrm{C}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} U_{\mathrm{d}}.$$
(3.44)

A (3.42), illetve (3.44) egyenleteket átlagoljuk (2.4) összefüggés szerint, azaz:

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} \begin{bmatrix} i_{\mathrm{L}} \\ u_{\mathrm{C}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{(r_{\mathrm{sw}} - r_{\mathrm{d}})d + r_{\mathrm{d}} + r_{\mathrm{esl}}}{L} & \frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\mathrm{L}} \\ u_{\mathrm{C}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{d}{L} \\ 0 \end{bmatrix} U_{\mathrm{be}} + \begin{bmatrix} \frac{1-d}{L} \\ 0 \end{bmatrix} U_{\mathrm{d}}.$$
(3.45)

A nagyjelű (3.45) modell átírható az általános (2.5) állapotváltozós formába:

$$\dot{x} = f(x) + g(x)u,$$
 (3.46)

ahol

$$f(x) = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L}(r_{\rm d} + r_{\rm esl})i_{\rm L} + u_{\rm c} + U_{\rm d} \\ \frac{1}{C}i_{\rm L} - \frac{1}{RC}u_{\rm C} \end{bmatrix},$$
(3.47)

$$g(x) = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L}(r_{\rm sw} - r_{\rm d})i_{\rm L} - U_{\rm be} - U_{\rm d} \\ 0 \end{bmatrix}.$$
 (3.48)

3.5.2. Áramköri elemek tervezése

Az áramköri elemek tervezését a korábban bemutatott feszültségcsökkentő konverter paramétereire alapozom, kiegészítve a parazita elemek értékeivel. Ezek kiválasztása során a következőket kell szem előtt tartani:

- a parazita ellenállásokat a lehető legkisebb értékűre kell választani, amennyiben van rá lehetőség. A kimeneti kapacitás (C) eredő értékét célszerű több kapacitás párhuzamosan kapcsolt eredőjéből előállítani, mivel így az ESR érték csökkenthető;
- ugyanez igaz a félvezető tranisztor átmeneti ellenállására is, mely pl. MOSFET esetén erősen összefügg a statikus veszteségek értékével;
- a dióda kiválasztása során válasszunk nagyfrekvenciás (Schottky- típusú) diódát.

A részletes állapotmodellel rendelkező feszültségcsökkentő konverter paramétereit a 3.5. táblázat foglalja össze.

Jel	Érték és mértékegység
$U_{\rm be}$	24V
$U_{ m ki}$	12V
$I_{ m ki}$	1A
$\Delta V_{ m ki}$	2%
$f_{\mathbf{k}}$	$31,4 \mathrm{kHz}$
$r_{ m sw}$	0.1Ω
$r_{ m d}$	$1m\Omega$
$U_{ m d}$	$0.8\mathrm{V}$
$r_{ m esl}$	0.2Ω
$r_{ m esr}$	0.1Ω

3.5. táblázat. Feszültségcsökkentő konverter bemeneti értékek

3.5.3. Szabályozó tervezése

A szabályozótervezés során az irányított mennyiségünk a kondenzátor feszültsége u_C , melyet kimeneti mennyiségnek (h) is választunk, azaz

$$y = u_{\rm C}.\tag{3.49}$$

A (3.49) mennyiség idő szerinti deriváltja a következő:

$$\dot{y} = \frac{1}{C}i_{\rm L} - \frac{1}{RC}u_{\rm C}$$
 (3.50)

Ebből a Lie-deriváltak:

$$L_{\rm f}h(x) = \frac{1}{C}i_{\rm L} - \frac{1}{RC}u_{\rm C},$$

$$L_{\rm g}h(x) = 0.$$
(3.51)

A (3.51) egyenletből látszik, hogy $L_{\rm g}h(x) = 0$, azaz a relatív fokszám r = 2, ami megegyezik az állapottér dimenziójával. A további deriváltak az alábbiak:

$$L_{\rm g}L_{\rm f}h(x) = -\frac{1}{LC}((r_{\rm sw} - r_d)i_{\rm L} - U_{\rm be} - U_{\rm d}),$$

$$L_{\rm f}^2h(x) = -\frac{1}{LC}((r_{\rm d} + r_{\rm esl})i_{\rm L} + u_{\rm C} - U_{\rm d}) + \frac{1}{RC^2}i_{\rm L} - \frac{1}{R^2C^2}u_{\rm C}.$$
(3.52)

A v irányítójelből a tényleges u irányítójelet a (3.53) egyenlet adja meg:

$$u = \frac{-L_{\rm f}^2 h(x) + v}{L_{\rm g} L_{\rm f} h(x)}.$$
(3.53)

3.5.3.1. Lineáris szabályozó tervezése

A linearás szabályozó tervezése során hasonlóan jártam el, mint a korábbi esetben. A rendszer sajátfrekvenciáját MATLAB segítségével határoztam meg. Értéke $w_n = 9 \cdot 10^3 rad/s$. Mivel a rendszer sajátfrekvenciája nagyjából azonos értékű az idealizált buck konverterével, így ugyanazokat a paramétereket használtam fel. LQ szabályozó esetén szintén ugyanazokat a paramétereket használtam fel. A jobb követhetőség miatt az FBL paraméterek a 3.6., míg az LQR paraméterek a 3.7. táblázatban láthatóak.

3.6. táblázat. Visszacsatolás alapú linearizáció szabályozó paraméterek

Tag	Érték
$egin{array}{c} k_1 \ k_2 \ k_{ m int} \end{array}$	$\begin{array}{c} 540000000\\ 36000\\ 3,375\cdot 10^{12}\end{array}$

3.7. táblázat. LQ-szabályozó paraméterek

Érték
0,6663 0,2669 833.34

3.5.4. Szimulációs eredmények

Jelen fejezetben mindhárom (egyszerűsített feszültségcsökkentő, részletes feszültségcsökkentő, illetve LQ) szabályozót egyszerre vizsgálom, ugyanolyan körülmények között.

A részletes áramkör-modellű feszültségcsökkentő konverter indításkori videlkedése a 3.15. ábrán látható, amely magába foglalja a konverter kimeneti feszültségét, a tekercsáramot és a kitöltési tényezőt (d) (FBL esetén). A szimulációs idő a bekapcsolás pillanattától kezdődik és 3ms-ig tart. A kimeneti feszültség a részletes állapottér modell, illetve az egyszerűsített modell esetén nem mutat különbséget. A FBL irányítás kb. 0,5ms alatt, míg az LQ-szabályzós megoldás kb. 1,5ms alatt éri el az állandósult állapotbeli feszültséget. A tekercsáram szintén hasonló jelleget mutat az ideális modellhez hasonlóan. A kitöltési tényező állandósult állapotbeli értéke a paramétereknek megfelelő, de az indítási folyamatok során a normálistól eltérő jelleget vesz fel. Ennek okát a jövőben célszerű megvizsgálni (jövőbeli tervek).



3.15. ábra. Feszültségcsökkentő konverter szimulációs eredmények indítási folyamat esetén: kimeneti feszültség, tekercsáram, illetve a kitöltési tényező

3.5.4.2. Állandósult állapotbeli viselkedés

Az állandósult állapotbeli viselkedés a 3.16. ábrán látható, amely magába foglalja a kimeneti feszültséget, a tekercséramot, illetve a kitöltési tényező értékét visszacsatolás linearizációs irányítás esetére. A szimulációs intervallumot 2ms és 2,2ms közé választottam (kellő mértékben a tranziens folyamatok lezajlása után). A kimeneti feszültség diagramon látható, hogy a részletes és az egyszerűsített feszültségcsökkentő modell értékei között kardinális különbség nem mutatkozik. A tekercsáram esetén szintén nincs különbség a két modell között. A kitöltési tényző kis mértékben ingadozik, de a vártnak megfelelő.



3.16. ábra. Feszültségcsökkentő konverter szimulációs állandósult állapotban: kimeneti feszültség, tekercsáram, kitöltési tényező

3.5.4.3. Dinamikus viselkedés

A dinamikus viselkedés vizsgálatára a korábbiakhoz hasonlóan járok el, vagyis a terhelő ellenállás változása, illetve a referenciafeszültség változásának hatását vizsgálom meg. Az ellenállás változtatásán alapuló szimulációs eredmények a 3.17. ábrán láthatók, amely

magába foglalja a kimeneti feszültség, a tekercsáram illetve a kitöltési tényező (d) viselkedését. A vizsgálathoz választott időintervallum 3ms és 6ms között van. Ahogy az ábrán is látható, a terhelés megváltozása t = 4ms-nál történik, 12Ω-ról 6Ω-ra. A terhelés megváltozásakor a feszültség kb. 10,5V-ra esik vissza, mindkét szabályozó esetén. Az állandósult 12V kimeneti feszültség a visszcsatolás alapú linearizáció esetén kb. 0,5ms, míg LQ-szabályozó esetén kb. 1,5ms múlva áll vissza. A kitöltési tényező értéke a vártnak megfelelő.



3.17. ábra. Feszültségcsökkentő konverter szimulációs eredmények kimeneti terhelés változása esetén: kimeneti feszültség, tekercsáram, kitöltési tényező

A referenciafeszültség változtatásán alapuló szimulációs eredményei a 3.18. ábrán látható, amely magába foglalja a kimeneti feszültséget, a referencia feszültséget, a tekercsáramot, illetve a kitöltési tényezőt. A szimulációs idő 3ms - 6ms-ig tart, azonosan a kimeneti feszültség, illetve a tekercsáram szimulációs idejével. A referenciafeszültség változása t = 4ms-nál következik be. A stabil állapot kb. 0,6ms múlva áll vissza, míg LQ-szabályozó esetén kb. 1,5ms múlva. A tekercsáramban némi túllövés tapasztalható



FBL esetén. A kitöltési tényező értéke a referencia feszültség változásának megfelően módosul.

3.18. ábra. Feszültségcsökkentő konverter szimulációs eredmények referencia feszültség változása esetén: kimeneti feszültség, tekercsáram, illetve kitöltési tényező

A korábbiaknak megfelelően megvizsgáltam a szabályozó áramkör paraméter érzékenységét. Az ennek megfelelő szimulációs eredmények a 3.19. 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 = 4ms-nál 25μ F-ról 35μ F-ra. A dinamikai változás mindkét szabályzó esetén megfigyelhető: LQ szabályozás esetén a kimeneti feszültség értéke egésze 6V-ig esik vissza, míg FBL alapú irányítás esetén csak 10V-ig. A stabil állapot (itt 12V) nagyjából azonos időintervallumon belül visszaáll, minimális túllövés mellett. A kimeneti kapacitás értékének változása mind a tekercsáram, mind a kitöltési tényező jellegörbéjében megfigyelhető: a tekercsáram a nominális kb. 1A-s értékről kb. 2A-re változik, majd ismét a nominálisnak megfelelő értéket veszi föl.





Az utolsó vizsgálat a mért értékek zajjal való terhelése, a refenciafeszültség változtatásával egyetemben. Ennek eredményei a 3.20. ábrán láthatóak a korábbi struktúra szerint. A zajos környezet szimulációját szintén a korábbiaknak megfelelően végeztem el (Gauss alapú véletlenszám generátor), azaz a generált zaj középértékét 0,1-re 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. Mivel minkét szabályzó ugyanazt a véletlenszám generátort használja fel hibajelként, ezért kijelenthető, hogy FBL esetén kimeneti feszültség értéke némileg pontosabb értéket mutat. A tekercsáram, illetve a kitöltési tényező értéke is zajosabb lett, összehasonlítva a korábbi zajmentes értékekkel.



3.20. ábra. Feszültségcsökkentő konverter szimulációs eredmények zajterheléses vizsgálat esetén: kimeneti feszültség, tekercsáram, illetve kitöltési tényező

3.6. Feszültségnövelő (Step-up/Boost) konverter irányítása integrátorral kiegészített állapotvisszacsatolás alapú linearizáció segítségével

3.6.1. Feszültségnövelő (Step-up/Boost) konverter áramköri felépítése

A feszültségnövelő (vagy step-up, boost) konverter segítségével a U_{be} bemeneti feszültséget U_{ki} feszültségszintre tudunk növelni. A kimeneti feszültség U_{ki} minden esetben nagyobb, mint a konverter U_{be} bemeneti feszültsége. Alkalmazása széleskörű, mivel a feszültségnövelés csak kapcsolóüzemű áramkörökkel lehetséges (a diódás feszültségsokszorozó áramköröktől eltekintve): az e-mobilitás [111, 112], megújuló energiatermelés [113], fázistényező

javítás (PFC, azaz Power Factor Control - teljesítménytényező javítás), [114, 115], illetve szigetüzemű rendszerek [116] esetén.

Az áramkört felépítő elemek, illetve a működés alapelve hasonlatosak a feszültségcsökkentő alapáramköréhez, így azokat részletesen nem ismertetetem. A feszültségnövelő konverter áramköri rajza a 3.21a. ábrán látható. A félvezető kapcsolóelem (K) bekapcsolt állapota alatt ($t_{\rm be}$) (3.21b. ábra) a (L) tekercs a bemeneti feszültségre ($U_{\rm be}$) kapcsolódik, ennek megfelelően a tekercs -mágnesesesen-energiát tárol. A (D) dióda szakadásként funkcionál, mivel záróirányú előfeszítést kap. A kapcsoló zárásakor (3.21c. ábra) a tekercsben tárolt energia a kimeneti kondezátorban (C) energiához hozzáadódik, így kapunk nagyobb feszültséget a kimeneten.





3.21. ábra. Feszültségnövelő konverter áramköri rajz (a.), az K kapcsoló zárt állapotában (b.), illetve nyitott állapotában (c.)

Az áramköri egyenletek a vezetési (t_{be}) idő alatt:

$$U_{\rm be} = L\dot{i}_{\rm L},$$

$$0 = C\dot{u}_{C} + \frac{u_{C}}{R}.$$
(3.54)

Mátrixos formában, kifejezve az állapotváltozókra:

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} \begin{bmatrix} i_{\mathrm{L}} \\ u_{\mathrm{C}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\mathrm{L}} \\ u_{\mathrm{C}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} U_{\mathrm{be}}.$$
(3.55)

A (K) kapcsoló kikapcsolt állapotában az áramköri egyenletek megegyeznek az ideális feszültségcsökkentő konverter vezetési állapotával, tehát:

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} \begin{bmatrix} i_{\mathrm{L}} \\ u_{\mathrm{C}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\mathrm{L}} \\ u_{\mathrm{C}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} U_{\mathrm{be}}.$$
(3.56)

A (3.55), illetve (3.56) egyenleteket átlagoljuk (2.4) összefüggés szerint, vagyis:

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} \begin{bmatrix} i_{\mathrm{L}} \\ u_{\mathrm{C}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{(1-d)}{L} \\ \frac{(1-d)}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\mathrm{L}} \\ u_{\mathrm{C}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} U_{\mathrm{be}}, \qquad (3.57)$$

A feszültségnövelő konverter nagyjelű (3.22) modellje szintén átírható az általános (2.5) állapotváltozós formába, vagyis:

$$\dot{x} = f(x) + g(x)u,$$
 (3.58)

ahol

$$f(x) = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L}u_{\rm C} + \frac{1}{L}U_{\rm be} \\ \frac{1}{C}i_{\rm L} - \frac{1}{RC}u_{\rm C} \end{bmatrix},$$
(3.59)

$$g(x) = \begin{bmatrix} \frac{1}{L}u_{\rm C} \\ -\frac{1}{C}i_{\rm L} \end{bmatrix}.$$
(3.60)

Amennyiben az egyenleteket (1 - d)-re rendezem:

$$f(x) = \begin{bmatrix} \frac{U_{\rm be}}{L} \\ -\frac{1}{RC} u_{\rm C} \end{bmatrix}, \qquad (3.61)$$

illetve

$$g(x) = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L}u_{\rm C} \\ \frac{1}{C}i_{\rm L} \end{bmatrix}.$$
(3.62)

3.6.2. Áramköri elemek tervezése

A tervezés során hasonló eleveket követtem, mint a feszültségcsökkentő konverter esetén, vagyis az áramkör az egyetem laboratóriumában is tesztelhető legyen. A tervezés során a

feszültségcsökkentő konverterhez hasonlóan jártam el ([108]). A feszültségnövelő konverter bemeneti értékeit a 3.8. táblázat adja meg.

Jel	Érék és mértékegység
$U_{ m be}$	13V
$U_{ m ki}$	$15\mathrm{V}$
$I_{ m ki}$	340mA
$P_{ m ki}$	kb. 5,1W
$\Delta u_{ m ki}$	2%
$f_{ m k}$	1kHz

3.8. táblázat. Feszültségnövelő konverterhez tartozó bemeneti értékek

A megadott adatokból a nyílt hurkú kitöltési tényező meghatározható:

$$d = 1 - \frac{U_{be}}{u_C} = 1 - \frac{13V}{15V} = 0,134.$$
(3.63)

Ebből és a kapcsolási frekvencia nagyságából kiszámítható a vezetési idő, azaz $t_{\rm be} = dT_{\rm k} = 0,134 \cdot 1ms = 0,134ms$, illetve $t_{\rm ki} = (1-d)T_{\rm k} = 0,866 \cdot 1ms = 0,866ms$. Ugyan ideális konverterről beszélünk, de a valóságot jobban megközelítve a hatásfokot 90%-nak vettem, így a konverter által felvett teljesítmény:

$$P_{\rm be} = \frac{P_{\rm ki}}{\eta} = \frac{5,1W}{0,9} = 5,67W.$$
 (3.64)

Az L tekercs átlagos árama tehát:

$$i_{\rm L\acute{a}tl} = \frac{P_{\rm be}}{U_{\rm be}} = \frac{5,67W}{13V} = 0,436A.$$
 (3.65)

Gyakorlati megfontolások alapján a tekercsáram változását ($\Delta i_{\rm L}$) a (3.65)-ben kapott érték 40%-ának választom, azaz $i_{\rm Lmax} = 0,523$ A, illetve $i_{\rm Lmin} = 0,348$ A. A tekercs áramváltozása kifejezhető a:

$$\frac{di}{dt} = \frac{i_{\rm Lmax} - i_{\rm Lmin}}{dt}.$$
(3.66)

Ezt felhasználva megállapítható, hogy

$$\frac{u_{\rm L}}{L} = \frac{di}{dt},\tag{3.67}$$

ahol a U_L a tekercsen eső feszültség értéke. A (3.66) és (3.67) egyenletekből L értéke kifejezhető, azaz

$$L = \frac{U_{\rm L}}{\frac{di}{dt}} = \frac{13\rm V}{\frac{0.523\rm A - 0.348\rm A}{0.134\rm ms}} \cong 9,95\rm mH.$$
(3.68)

A számítás és a rendelkezésre álló alkatrészek alapján a tekercs értékét 10mH-re választom. Fontosabb paraméterei a 3.9. táblázatban láthatók.

Paraméter	Ielölés	Érték
1 arameter	5010105	LITER
Névleges induktivitás	L	10 mH
Maximum áram	I_{max}	1,2A
Kivitel	—	toroid, furatszerelt
DC ellenállás	R_{DC}	$1,75\Omega$

3.9. táblázat. Induktivitás paraméterek

A kimeneti kapacitás a következő egyenlettel számítható:

$$C \ge \frac{t_{\rm on}}{\Delta u_{\rm ki}} I_{\rm ki} = \frac{0,134ms}{0,3V} 0,34A = 151\mu F.$$
 (3.69)

A választott érték (kellően túlméretezve) két 22μ F, továbbá egy 1000μ F-os kondenzátor párhuzamos eredője. A párhuzamos kapcsolás a kondenzátor soros veszteségi ellenállásának értékét csökkenti, mely előnyös a veszteségek szempontjából. Mivel alumímium elektrolit kondenzátor állt csak rendelkezésre, ezért az ESR érték valószínűleg problémát fog okozni (az alumínium elektrolit kondenzátorok ESR értéke magasabb, mint a kerámia kondenzátoroké). A tervezési eredményeket a 3.10. táblázatban foglalom össze:

3.10. táblázat. Feszültségnövelő konverter paraméterei

Jel	Érték és mértékegység
R	44Ω
L	$10m\mathrm{H}$
\mathbf{C}	$1044 \mu \mathrm{F}$

Szeretném megjegyezni, hogy eredetileg a kapcsolási frekvencia egy nagyobb értékre lett választva (31,4kHz), de a későbbi fizikai realizáció miatt ezt elvetettem (egyik rendelkezésre álló mikrovezérlő sem tudta kezelni ezt a mintavételi sebességet). Az áramkört újraterveztem (az induktivitást és a kapacitást cseréltem), de az eredetileg tervezett kapacitások a NYÁK lemezen maradtak, ezért lett a végső kapacitás pont $1044\mu F$. Az induktivitást egy az egyben tudtam cseréni, némi hozzávezetéssel, de úgy gondolom, 1kHz-es kapcsolási frekvencián ez nem jelent kritikus problémát. A fizikai realizációt részletesen a 4 fejezet tartalmazza.

3.6.3. Szabályozó tervezése

A szabályozótervezés során az irányított mennyiségünk a kondenzátor feszültsége v_C , melyet kimeneti mennyiségnek (h) is választunk, azaz

$$y = u_{\rm C}.\tag{3.70}$$

A (3.70) mennyiség idő szerinti deriváltja:

$$\dot{y} = \frac{i_{\rm L}}{C} - \frac{u_{\rm C}}{RC}.\tag{3.71}$$

Ebből a Lie-deriváltak:

$$L_{\rm f}h(x) = -\frac{u_{\rm C}}{RC},$$

$$L_{\rm g}h(x) = \frac{i_{\rm L}}{C}.$$
(3.72)

A (3.72) egyenletből látható, hogy $L_{\rm g}h(x) \neq 0$, vagyis amennyiben $h(x) = u_{\rm C}$, a rendszer fokszáma r = 1.

A kérdés az, hogy létezik-e olyan h(x) függvény, amely esetén a rendszer fokszáma azonos az állapottér dimenziójával, azaz n = 2-vel. Ennek vizsgálatához a (3.15) lemmát kell felhasználni, melyet alkalmazva a boost konverter egyenleteire:

$$\left[g(x) \ ad_{\rm f}g(x)\right] = \begin{bmatrix} \frac{u_{\rm C}}{L} & \frac{u_{\rm C}}{RLC} \\ \frac{i_{\rm L}}{C} & \frac{U_{\rm be}}{LC} + \frac{i_{\rm L}}{RC^2} \end{bmatrix},\tag{3.73}$$

ahol ad_{fg} -t részletesen levezetve:

$$ad_{\rm fg} = \frac{\partial g}{\partial x}f - \frac{\partial f}{\partial x}g$$
$$= \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{U_{\rm be}}{L} \\ -\frac{1}{RC}u_{\rm C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\frac{u_{\rm C}}{L} \\ \frac{i_{\rm L}}{C} \end{bmatrix} =$$
$$\begin{bmatrix} \frac{1}{RLC}u_{\rm C} \\ \frac{1}{LC}U_{\rm be} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{1}{RC^2}i_{\rm L} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{RLC}u_{\rm C} \\ \frac{1}{LC}U_{\rm be} + \frac{1}{RC^2}i_{\rm L} \end{bmatrix}.$$
(3.74)

A (3.73) egyenletből látszik, hogy létezik olyan h(x) függvény, melyre a rendszer relatív fokszáma r = 2. Ebben az esetben egy olyan kimeneti függvényt kell választani, ami kielégíti a következő (Frobenius típusú) differenciálegyenletet is:

$$\frac{\partial h(x)}{\partial x}[g(x)] = 0. \tag{3.75}$$

A (3.75) egyenlet nem triviális megoldása:

$$h(x) = \frac{1}{C}i_{\rm L}^2 + \frac{1}{L}u_{\rm C}^2.$$
(3.76)

Ennek megfelelően a Lie-deriváltak:

$$L_{\rm f}h(x) = \frac{2U_{be}i_{\rm L}}{LC} - \frac{2u_{\rm C}^2}{RLC},$$
(3.77)

$$L_{\rm f}^2 h(x) = \frac{2U_{\rm be}^2}{CL^2} + \frac{4u_{\rm C}^2}{C^2 L R^2},$$
(3.78)

$$L_{\rm g}L_{\rm f}h(x) = -\frac{2U_{\rm be}u_{\rm C}}{CL^2} - \frac{4i_{\rm L}u_{\rm C}}{C^2LR}.$$
(3.79)

3.6.3.1. Referenciamennyiség előállítása

Klasszikus szabályozások esetén a hibajel értékét az irányított mennyiség és egy konstans referencia különbsége adja. A korábban bemutatott átalakító (feszültségcsökkentő konverter) esetén a hibajel képzése szintén ily módon valósul meg, mivel az irányított mennyiség egy skalár, nem pedig függvény ($h_c = u_C$). A korábbi alfejezetből (3.6.3) látható, amennyiben a rendszer zérus dinamikával rendelkezik, úgy az irányított mennyiség nem csupán skalár függvény (pl. kimeneti feszültség (u_C)), hanem egy ettől eltérő függvény, így kimeneti mennyiség helyességének megállapításához ezt a függvényt kell előállítani. Amennyiben a két függvény között a különbség zérus, abban az esetben a kimenet helyesen működik, nincs hibajel (mint skalár esetben). A referenciafüggvényt a következő módon lehet előállítani [87]:

- Kimeneti függvény előállítása oly módon, hogy a rendszer relatív fokszáma azonos legyen az állapottér dimenziójával;
- Amennyiben a függvény rendelkezésre áll, a benne található állapotváltozókat ki kell fejezni. Mivel ezek közül egyet tekinthetünk ismertnek (az eredeti referenciamennyiséget), így a többit ennek segítségével ki kell fejezni;
- 3. Az ismeretlen értékeket úgy lehet megtalálni, hogy az állandósult-állapotbeli egyenletekben szerplő időfüggő mennyiségeket (pl.: du/dt) zérus értékűre választjuk, majd az egyenletkből kifejezzük a nem ismert mennyiségeket. Magától értetődik, hogy minél több ismeretlen állapotváltozót tartalmaz a kimeneti függvény, annál összetettebb művelet meghatározni őket.

Boost konverter esetén a kimeneti függvény a következő:

$$h(x) = \frac{1}{C}i_{\rm L}^2 + \frac{1}{L}u_{\rm C}^2.$$
(3.80)

A (3.80) egyenletben két változó szerepel, i_L és u_C . Ezek közül utóbbi értéke egy adott skalár mennyiség, melyet a kimeneten szeretnénik elérni, i_L meghatározásához szükség

78

2023

van az állandósult állapotbeli kitöltési tényező (d) értékére. Ezek a (3.54) egyenletből fejezhetőek ki, az időfüggő mennyiségek nullázásával:

$$d = \frac{u_C - U_{be}}{U_{be}},$$

$$i_L = \frac{\frac{U_{ref}}{R}}{1 - \frac{u_C - U_{be}}{U_{be}}}.$$
(3.81)

Ennek megfelelően i_L értéke:

$$h_{ref} = \frac{\left(\frac{\frac{U_{ref}}{R}}{1 - \frac{u_C - U_{be}}{U_{be}}}\right)^2}{C} + \frac{(U_{ref})^2}{L}.$$
(3.82)

3.6.3.2. Lineáris szabályozó tervezése

Az ITAE célfüggvény alkalmazásához a rendszer sajátfrekvenciájának meghatározása szükséges. A sajátfrekvencia meghatározása a (3.8), illetve a 3.10. táblázatok alapján történt, MATLAB segítségével. Értéke $w_n = 241 rad/s$. Szimulációs eredmények alapján a zárt rendszer paramétereit a következő értékekre választottam:

- a zárt rendszer sajátfrekvenciája: $w_n = 400 rad/s;$
- integrátor pólusa: $p_{int} = -400$.

Behelyettesítve a (3.8), illetve 3.10. táblázatokban megadott, másodrendű rendszerre vonatkozó karakterisztikus egyenletbe a gyökök a következők lesznek:

- $p_1 = -280 + j285$,
- $p_2 = -280 j285$,

Alkalmazva az Ackermann-összefüggést következő $\mathbf{k^T}$ vektor adódik:

$$\mathbf{k}^{\mathbf{T}} = [3, 84 \cdot 10^5; 960; 6, 4 \cdot 10^7]. \tag{3.83}$$

3.6.3.3. LQ-szabályozó tervezése

A teljesség igénye miatt a dolgozatban az LQ-szabályozás tervezését is dokumentálom. A szabályozó algoritmus alkalmazásához a (3.57) egyenletet linearizálni szükséges a munkapont körül, melyehez a (2.12) összefüggést használtam fel. A jobb követhetőség érdekében a linearizálást lépésről lépésre ismertetem.

Allandósult állapotban az elsőrendű deriváltak értéke zérus, azaz:

$$\frac{1-d}{C}i_{\rm L} - \frac{1}{RC}u_{\rm C} = 0,$$

$$-\frac{1-d}{L}u_{\rm C} + \frac{1}{L}U_{\rm be} = 0.$$
 (3.84)

A (3.84). egyenletből kifejezve $i_{\rm L}$, illetve $u_{\rm C}$ értékét következőt kapom:

$$i_{\rm L} = \frac{U_{\rm be}}{R(1-d)^2}.$$
 (3.85)

A (2.12) egyenletben szereplő mátrixkivonások és azok megoldásai a következőképp adódnak:

$$\mathbf{A}_{be} - \mathbf{A}_{ki} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L} \\ -\frac{1}{C} & 0 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{b}_{be} - \mathbf{b}_{ki} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}.$$
(3.86)

(3.85)-nek megfelelően a feszültségnövelő konverter linearizált állapotteres leírása:

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} \begin{bmatrix} i_{\mathrm{L}} \\ u_{\mathrm{C}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\mathrm{L}} \\ u_{\mathrm{C}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L} \\ -\frac{1}{C} & 0 \end{bmatrix} \tilde{d}.$$
(3.87)

3.6.4. Szimulációs eredmények

Az összehasonlítás alapját képező LQ-szabályozó súlyozó paraméterei a (3.88) egyenletben, az ebből számított $\mathbf{k}^{\mathbf{T}}$ visszacsatoló vektor elemei pedig a (3.11) táblázatban találhatók.

$$\mathbf{Q} = \frac{1}{CU_{\text{ref}}} \begin{bmatrix} LI_{\text{Lref}} & 0 & 0\\ 0 & 1 & 0\\ 0 & 0 & C10^{10} \end{bmatrix}, \quad r = 50;$$
(3.88)

3.11. táblázat. LQ-szabályozó paraméterek

Tag	Érték
k_1 k_2 k_{int}	$0,4332 \\ 0,147 \\ 27.217$

A jobb átláthatóság miatt a visszacsatolás linearizáción alapuló irányítás ${\bf k^T}$ visszacsatololó vektora 3.12. táblázatban látható.

3.12. táblázat. Visszacsatolás alapú linearizáció szabályozó paraméterek

Tag	Érték
$egin{array}{c} k_1 \ k_2 \ k_{ m int} \end{array}$	$egin{array}{c} 3,84\cdot 10^5 \ 960 \ 6,4\cdot 10^7 \end{array}$

A feszültségnövelő konverter indítási viselkedése a 3.22. 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.



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

3.6.4.2. Állandósult állapotbeli viselkedés

A feszültségnövelő konverter állandósult-állapotbeli viselkedése a 3.23. 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 $i_{\rm Lmin}$, illetve $i_{\rm Lmax}$ értékektől minimálisan eltér. A kitöltési tényező (d) értéke valamivel magasabb értékű, mint a nyílt hurokban számított érték. Ennek oka az ideális rendszermodellben kereshető (feszültségesések).



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

3.6.4.3. 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 3.24. 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.



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

A referencia változást szimulációs eredményei a 3.26. 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

2023

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 3.25. ábra).



3.25. ábra. Feszültségnövelő konverter - kimeneti feszültség változása a referencia változás hatására (FBL esetén)



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

A szabályozó áramkör paraméterérzékenységét a kimeneti kapacitás értékénem változtatásával is megvizsgáltam. A szimulációs eredmények a 3.27. 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 μ F-ről 1144 μ 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.



3.27. 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 3.28. 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.



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

3.7. Flyback típusú, izolált konverter irányítása integrátorral kiegészített állapotvisszacsatolás alapú linearizáció segítségével

3.7.1. Flyback típusú izolált konverter áramköri felépítése

A korábban bemutatott konverterek esetén az áramkör nem tartalmazott transzformátort. A flyback konverter egy belépő szintű, záróüzemű konverter (lásd.: [6, 14]). Gyakorlati felhasználása széleskörű kis (néhány 100W) teljesítménytartományban: az e-mobilitás [117– 119], a szigetüzemű rendszerek [120], illetve a megújuló energiatermelés [121] területén. Irányítástechnikai szempontból a transzformátor mágnesezési induktivitása ($L_{mág}$) számít dinamikus elemnek. Gyakorlati és műszaki szempontból a transzformátor galvanikus elválasztást biztosít a primer és szekunder oldalak között, mely életvédelmi szempontból rendkívül fontos, továbbá nagyobb lehetőséget biztosít a bemeneti (U_{be}), illetve a kimeneti feszültség $(U_{\rm ki})$ arányának változtatásához. Ezt az áramköri kialakítást jellemzően néhány száz W-ig alkalmazzák, illetve nagyon gyakori a hálózatról való működtetése. A kapcsolóüzemű alkalmazás miatt a transzformátort nagyfrekvenciás szempontból szükséges modellezni. A transzformátor nagyfrekvenciás modelljével számos szakirodalmi köny [122] és kutatás [123–125] foglalkozik, amely a 3.29. ábrán látható.



3.29. ábra. Transzformátor nagyfrekvenciás modell

A 3.29. ábrán $R_{\rm pri}$ jelöli a primer $R_{\rm sec}$ a szekunder oldali ohmos ellenállást, míg $L_{\rm szórt}$ a tekercselésből adódó szórt, illetve $L_{\rm mág}$ a mágnesező induktivitást. $C_{\rm pri}$ a primer oldali, míg $C_{\rm sec}$ a szekunder oldali, illetve $C_{\rm m}$ jelöli a primer és szekunder tekercselések közötti kapacitást. Teljesítményelektronikai áramkörök esetén a transzformátor tekercselési iránya nem közömbös, a 3.29. ábrán ez apró ponttal kerül jelölésre mind a primer, mind a szekunder oldal esetén. Amennyiben ez megegyezik (tehát a tekercselés azonos oldalán helyezkedik el), a primer tekercsre kapcsolt feszültségjel a szekunder oldalon azonos polaritással jelenik meg. A transzformátor parazita elemeinek meghatározása méréstechnikai szempontból érdekes feladat (lásd. [124, 126, 127]), de szükséges, hiszen a kapcsolóüzemű áramkörök jellemzően nagyfrekvencián működnek.

Állapotvisszacsatolás alapú linearizációs irányítás esetén a beavatkozó jel a transzformátor mágnesezési árama $i_{\rm Lm}$. Flyback konverter esetén a kimeneti feszültség értéke $V_{\rm ki}$ lehet nagyobb, vagy kisebb is, mint a bemeneti feszültség nagysága, de jellemzően feszültségcsökkentő konverterként funkcionál. A flyback konverter áramköri rajza a 3.30a. ábrán látható.

A korábbi konverterek áramköri elemei szintén megtalálhatóak a flyback konverter elemeiként. A korábban említett tekercselési irány flyback konverterek esetén nem azonos irányú, mivel a flyback konverter egy záróüzemű konverter: K kapcsoló zárásakor energiaátvitel nem történik a szekunder oldalra. Ez látható a (3.29b). ábráján. A szekunder oldalon a feszültség negatív irányú (a primerhez képest), így D dióda záróirányú előfeszítést kap. A K kapcsoló nyitásakor az önindukció miatt a primer oldali feszültség iránya megváltozik, így a szekunder oldalé is. Ennek megfelelően a D dióda vezetni kezd, a vasmagban található energia C kondenzátorba és R terhelésre kerül. A primer



3.30. ábra. Flyback típusú izolált konverter áramköri rajza (a.), az K kapcsoló zárt állapotában (b.), illetve nyitott állapotában (c.)

oldali önindukció egy nemkívánatos folyamat, mivel az áramváltozás sebességétől, illetve a transzformátor szórt induktivitásától függően $U_{\rm be}$ feszültségnél nagyobb feszültség indukálódhat, ami K kapcsolót tönkreteheti. A folyamat elkerülése érdekében úgynevezett snubber áramköröket alkalmaznak, melyet jelen dolgozat nem alkalmaz, illetve tárgyal. A flyback konverter áramköri egyenletek meghatározásában az alábbi [128] dolgozat mérvadó. Ennek megfelelően a vezetési idő ($t_{\rm be}$) alatt:

$$\frac{du_{\rm C}}{dt} = -\frac{u_{\rm C}}{RC},$$

$$\frac{di_{\rm Lm}}{dt} = \frac{U_{\rm be}}{L_{\rm m}}.$$
(3.89)

Mátrixos formában:

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} \begin{bmatrix} i_{\mathrm{Lm}} \\ u_{\mathrm{C}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\mathrm{Lm}} \\ u_{\mathrm{C}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{Lm} \\ 0 \end{bmatrix} U_{\mathrm{be}}.$$
(3.90)

A félvezető kapcsolóelem (K) kikapcsolt állapota esetén:

$$\frac{du_{\rm C}}{dt} = \frac{ni_{\rm Lm}}{C} - \frac{u_{\rm C}}{RC},$$

$$\frac{di_{\rm Lm}}{dt} = -\frac{nu_{\rm C}}{L_{\rm m}}.$$
(3.91)

Mátrixos formában:

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} \begin{bmatrix} i_{\mathrm{Lm}} \\ u_{\mathrm{C}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{-N}{\mathrm{Lm}} \\ \frac{N}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\mathrm{Lm}} \\ u_{\mathrm{C}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} U_{\mathrm{be}}.$$
(3.92)

A (3.90), illetve a (3.92) egyenleteket átlagoljuk (2.4) összefüggés szerint, azaz:

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} \begin{bmatrix} i_{\mathrm{Lm}} \\ u_{\mathrm{C}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{N(1-d)}{L_{\mathrm{m}}} \\ \frac{N(1-d)}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\mathrm{Lm}} \\ u_{\mathrm{C}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{\mathrm{m}}} \\ 0 \end{bmatrix} U_{\mathrm{be}}.$$
(3.93)

3.7.2. Áramköri elemek tervezése

Az áramkör tervezése során a legfontosabb szempont a gyakorlati megvalósítás volt, vagyis ne egy elméletben működő, hanem egy valós, fizikailag realizálható (realizált) áramkört vizsgáljak. Ennek megfelelően egy már korábbi munkám során tervezett flyback konvertert használtam fel, melynek paraméterei és alkatrészei részletesen rendelkezésre állnak. A bemeneti adatokat a 3.13. táblázat tartalmazza.

3.13. táblázat. Flyback konverter bemeneti értékei [129]

Jel	Érték és mértékegység
$U_{ m be}$	230VAC
$U_{ m ki}$	12V
$I_{ m ki}$	3A
$P_{ m ki}$	36W
$f_{\mathbf{k}}$	$40 \mathrm{kHz}$

Az áramkört felépítő elemek méretezését itt részletesen nem közlöm, ezeket [129] diplomamunka tartalmazza. A választott transzformátor paraméterei a 3.14. táblázat tartalmazza.

90

Jel	Érték és mértékegység
$L_{\rm pri}$	$700 \mu \mathrm{H}$
$L_{ m sec}$	$19,28\mu\mathrm{H}$
a	1:0,16 (pri-sec)
$N_{ m pri}$	55
$N_{ m sec}$	9
$L_{ m sz {o}rtmax}$	$26 \mu \mathrm{H}$

3.14. táblázat. Flyback transzformátor (Z-9260-AL) paraméterek [130]

A további áramköri elemek értékei: $C_{\rm ki} = 1000 \mu F$, illetve $R = 4\Omega$.

3.7.3. Szabályozó tervezése

A szabályozótervezés során az irányított mennyiségünk a kondenzátor u_C feszültsége, melyet kimeneti mennyiségnek (h) is választunk, azaz

$$y = u_{\rm C}.$$
 (3.94)

A (3.94) mennyiség idő szerinti deriváltja:

$$\dot{y} = \frac{i_{\rm Lm}N(1-d)}{C} - \frac{u_{\rm C}}{RC}.$$
(3.95)

Ebből a Lie-deriváltak így adódnak:

$$L_{\rm f}h(x) = -\frac{\left(2\,\mathrm{U_{be}}+2\,N\,\mathrm{u_{C}}\right)\left(\frac{\mathrm{u_{C}}}{C\,\mathrm{R}}-\frac{N\,\mathrm{i_{Lm}}}{C}\right)}{\mathrm{Lm}} - \frac{2\,N^{2}\,\mathrm{i_{Lm}}\,\mathrm{u_{C}}}{C\,\mathrm{Lm}},$$

$$L_{\rm g}h(x) = \frac{2\,N\,\mathrm{iLm}\left(\frac{\mathrm{U_{be}}}{\mathrm{Lm}}+\frac{N\,\mathrm{U_{be}}}{\mathrm{Lm}}\right)}{C} - \frac{N\,\mathrm{i_{Lm}}\left(2\,\mathrm{U_{be}}+2\,N\,\mathrm{uc}\right)}{C\,\mathrm{Lm}}.$$
(3.96)

A (3.96) egyenletből látható, hogy $L_{\rm g}h(x) \neq 0$, vagyis amennyiben $h(x) = u_{\rm C}$, a rendszer fokszáma r = 1.

Annak ellenőrzése érdekében, hogy tudunk-e előállítani ilyen függvényt, felhasználjuk a (3.15) lemmát, melyet alkalmazva a flyback konverter egyenleteire:

$$\left[g(x) \ ad_{f}g(x)\right] = \begin{bmatrix} \frac{U_{be}}{Lm} + \frac{Nu_{C}}{Lm} & -\frac{Nu_{C}}{RLmC} \\ -\frac{Ni_{Lm}}{C} & -\frac{NU_{be}}{LmC} - \frac{Ni_{Lm}}{RC^{2}} \end{bmatrix}.$$
(3.97)

A (3.97) mátrixból látszik, hogy tudunk olyan h(x) függvényt előállítani, melyre a rendszer relatív fokszáma r = 2. A feszültségnövelő konverter alapján a megoldandó differenciálegyenlet az alábbi:

$$\frac{\partial h(x)}{\partial x}[g(x)] = 0. \tag{3.98}$$

A (3.98) egyenlet nem triviális megoldása így adódik:

$$h(x) = \frac{Ni_{\rm Lm}^2}{C} + \frac{2U_{\rm be}u_{\rm C} + Nu_{\rm C}^2}{L_{\rm m}}.$$
(3.99)

A (3.99) egyenlet kielégíti a korábbi feltételeket. Ennek megfelelően a Lie-deriváltak a következők:

$$L_{\rm f}h(x) = \frac{(2U_{\rm be} + 2Nu_{\rm C})(\frac{u_{\rm C}}{RC} - \frac{Ni_{\rm Lm}}{C})}{L_{\rm m}} - \frac{2N^2 i_{\rm Lm} u_{\rm C}}{CL_{\rm m}}.$$
(3.100)

$$L_{\rm f}^{2}h(x) = \left(\frac{u_{\rm C}}{RC} - \frac{Ni_{\rm L_{m}}}{C}\right) \left(\frac{2N\left(\frac{u_{\rm C}}{RC} - \frac{Ni_{\rm L_{m}}}{C}\right)}{Lm} + \frac{2U_{\rm be} + 2Nu_{\rm C}}{RCL_{\rm m}} + \frac{2N^{2}i_{\rm L_{m}}}{CL_{m}}\right),$$

$$-\frac{Nu_{\rm C}\left(\frac{N(2U_{\rm be} + 2Nu_{\rm C}}{CL_{\rm m}}\right) - \frac{2N^{2}u_{\rm C}}{CL_{m}}}{L_{\rm m}}$$
(3.101)

$$L_{\rm g}L_{\rm f}h(x) = \frac{\left(\frac{N(2U_{\rm be}+2Nu_{\rm C}}{CL_{\rm m}}\right) - \frac{2N^2u_{\rm C}}{CL_{\rm m}} + U_{\rm be}Nu_{\rm C}}{L_{\rm m}} + \frac{Ni_{\rm L_{\rm m}}\left(\frac{2N(\frac{u_{\rm C}}{RC} - \frac{Ni_{\rm L_{\rm m}}}{C}\right)}{L_{\rm m}} + \frac{2U_{\rm be}+2Nu_{\rm C}}{RCL_{\rm m}} + \frac{2N^2i_{\rm L_{\rm m}}}{CL_{\rm m}}\right)}{C}.$$
(3.102)

3.7.3.1. Referenciamennyiség előállítása

A korábbi fejezetnek megfelelően a kimeneti referenciafüggvény értéke a (3.89) egyenletekből fejezhető ki. A szükéges egyenletek a következő formában írhatóak fel:

$$d = \frac{NU_{ref}}{v_{be} + NU_{ref}},$$

$$i_L = \frac{du_{be}}{R((1-d)^2)N^2}.$$
(3.103)

Továbbá a referenciaegyenlet:

$$h_{ref} = \frac{\left(\frac{\frac{U_{ref}}{R}}{1 - \frac{u_C - U_{be}}{U_{be}}}\right)^2}{C} + \frac{(U_{ref})^2}{L}.$$
(3.104)

3.7.3.2. Lineáris szabályozó tervezése

A korábbiakhoz hasonlóan először meghatározom a nyitott rendszer sajátfrekvenciáját. Ez a tervezés során megadott adatok alapján $w_n = 6, 34 \cdot 10^3 rad/s$. Szimulációs eredmények alapján a zárt rendszer paramétereit a következő értékekre választottam:

• a zárt rendszer sajátfrekvenciája: $w_n = 12500 rad/s;$

• integrátor pólusa: $p_{int} = -12500$.

Behelyettesítve a 3.13, illetve 3.14 táblázatokban megadott, másodrendű rendszerre vonatkozó karakterisztikus egyenletbe a gyökök a következők lesznek:

- $p_1 = -8750 + j8927$,
- $p_2 = -8750 j8927$,

Alkalmazva az Ackermann összefüggést következő $\mathbf{k^T}$ vektor adódik:

$$\mathbf{k}^{\mathbf{T}} = [375000000, 30000, 1, 9531 \cdot 10^{12}]. \tag{3.105}$$

3.7.3.3. LQ-szabályozó tervezése

A korábbiaknak megfelelően a szabályozó algoritmus alkalmazásához a (3.93). egyenletet linearizálni szükséges a munkapont körül, melyehez a (2.12) összefüggést használtam fel. Állandósult állapotban az elsőrendű deriváltak értéke zérus, azaz:

$$\frac{N(1-d)}{C}u_{\rm C} + \frac{1}{L_{\rm m}}U_{\rm be} = 0,$$

$$-\frac{N}{C}i_{\rm Lm} + \frac{1}{RC}u_{\rm C} = 0.$$
(3.106)

A (3.106). egyenletből kifejezve $i_{\rm Lm}$, illetve $u_{\rm C}$ értékét:

$$u_{\rm C} = \frac{U_{\rm be}}{N(1-d)},$$

$$i_{\rm Lm} = \frac{U_{\rm be}}{RN^2(1-d)}.$$
(3.107)

(2.12) egyenletben szereplő mátrixkivonások és azok megoldásai:

$$\mathbf{A}_{be} - \mathbf{A}_{ki} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 & -\frac{N}{L} \\ \frac{N}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{N}{L} \\ -\frac{N}{C} & 0 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{b}_{be} - \mathbf{b}_{ki} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}.$$
(3.108)

(3.107) megfelelően a feszültségnövelő konverter linearizált állapotteres leírása:

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} \begin{bmatrix} i_{\mathrm{L}} \\ u_{\mathrm{C}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{N(1-D)}{L} \\ \frac{N(1-D)}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\mathrm{L}} \\ u_{\mathrm{C}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \frac{N}{L} \\ -\frac{N}{C} & 0 \end{bmatrix} \tilde{d}.$$
(3.109)

3.7.4. Szimulációs eredmények

A korábbiaknak megfelelően az LQ-szabályozó súlyozó paraméterei a (3.110) egyenletben, az ebből számított K visszacsatoló vektor elemei pedig a 3.15. táblázatban találhatóak.

$$\mathbf{Q} = \frac{1}{CU_{\text{ref}}} \begin{bmatrix} LI_{\text{Lref}} & 0 & 0\\ 0 & 1 & 0\\ 0 & 0 & C10^{10} \end{bmatrix}, \quad r = 50; \quad (3.110)$$

Ennek megfelelően $\mathbf{k^T}$ vektor a következő táblázatban (3.15) látható.

Tag	Érték
$egin{array}{c} k_1 \ k_2 \ k_{ m int} \end{array}$	$0,2968 \\ 0,1544 \\ 589,26$

3.15. táblázat. LQ-szabályozó paraméterek

A visszacsatolás linearizáció alapú irányítás tervezése során a pólusok végleges értékeit a (3.111) egyenlet, az FBL irányítás $\mathbf{k}^{\mathbf{T}}$ vektor elemeit pedig a 3.16. táblázat tartalmazza.

$$p = [-1/0,0001; -1/-1/0,0002; -1/-1/0,00009].$$
(3.111)

3.16. táblázat. Visszacsatolás alapú linearizáció szabályozó paraméterei

Tag	Érték
$egin{array}{c} k_1 \ k_2 \ k_{ m int} \end{array}$	$\begin{array}{c} 2.16\cdot 10^8 \\ 2.61\cdot 10^4 \\ 5.55\cdot 10^{11} \end{array}$

3.7.4.1. Indítási viselkedés

A flyback konverter indításkori viselkedése a 3.31. ábrán látható, amely magába foglalja a kimeneti feszültség, a tekercsáram, illetve a kitöltési tényező időbeli lefolyását (FBL esetén). A szimulációs idő a konvertert felépítő elemek miatt 5ms-ig tart. A kimeneti feszültség FBL szabályozás esetén túllövés nélkül, kb. 0,7ms alatt eléri a stabil állapotot. LQ-szabályozás esetén valamivel hamarabb játszódik le, minimális túllövés mellett. A tekercsáramon megfigyelhető a DCM működés (a tekercsáram zérus értékből való indulása). Indításkor mindkét esetben látható túláram, mely mindkét szabályozó esetén kb. 15A (ez valós esetben valószínűleg kisebb értéket képvisel, mivel itt ideális rendszermodellel dolgoztam). A kitöltési tényező értéke a vártnak megfelelően alakul (0,184).



3.31. ábra. Flyback konverter szimulációs eredmények indítási folyamat esetén: kimeneti feszültség, tekercsáram, illetve kitöltési tényező

3.7.4.2. Állandósult-állapotbeli viselkedés

Az álladósult-állapotbeli viselkedés a 3.32. ábrán látható, amely magába foglalja a kimeneti feszültség, a tekercsáram, illetve a kitöltési tényező alakulását (FBL esetén). A szimulációs időintervallumot az állandósult állapot elérése után 20ms és 20,5ms közé választottam. A kimeneti feszültség mindkét esetben pontos (változása kb. 11,98V - 12,02V közé tehető), de LQ-szabályozás esetén lengés fedezhető fel. Ez FBL esetén nem tapasztalható, a kimeneti feszültség szabályos jellegű. A tekercsáram mindkét szabályozás esetán a vártnak megfelelően alakul, DCM üzemmódban. A kitöltési tényező (d) értéke hullámzó, de a vártnak megfelelő intervallumban működik.

3.7.4.3. Dinamikus viselkedés

A dinamikus viselkedés vizsgálata során ugyanazokat a vizsgálatokat végeztem el, amelyeket a korábbi esetekben: (i) terhelés változásra, illetve (ii) referencia változásra adott válaszjel. Előbbi a 3.33., utóbbi pedig a 3.34. ábrán látható. A terhelésmegváltozáshoz



3.32. ábra. Flyback konverter szimulációs eredményei tállandósult-állapotban: kimeneti feszültség, tekercsáram, illetve kitöltési tényező

tartozó szimuláció időintervallum 13ms - 20ms-ig tart. A terhelő ellenállás a t = 15ms-nál változik meg $R = 4\Omega$ -ról $R = 2\Omega$ -ra. A terhelés dinamikus megváltozására a kimeneti feszültség FBL esetén a stabil állapothoz képest 0,3V-ot tér el, ugyanez LQ esetén kb. 0,6V. A dinamikus folyamatok lezajlása után mindkét szabályozó visszatér a stabil állapothoz, ez a folyamat FBL esetén gyorsabb jellegű. A tekercsáram a várt itervallumban működik, a terhelésváltozás során áramtüskéket nem tapasztalok. A kitöltési tényező értékében (d) eltérés tapasztalható a terhelésváltozás hatására, ugyanakkor a kimeneti feszültség értékben ez az eltérés nem látható.

A referencia feszültség változásához tartozó szimulációs körülmények azonosak a terhelőellenálláshoz tartozó megváltozással. A szabályozó és a rendszer viselkedése a 3.34 ábrán látható, amely magába foglalja a kimeneti feszültség, a tekercs és a kitöltési tényező (d) időbeli lefolyását. A referencia feszültség a t = 15ms-nál változik 12V-ról 14V-ra. FBL szabályozás esetén a kimeneti feszültség értéke nagyon gyorsan követi a referenciajelet (kb. 0,5ms alatt), túllövés nélkül. LQ-szabályozásnál a kimeneti feszültség túllövéssel rendelkezik, időben némileg lassabb az FBL szabályozásnál. A tekercsáram a korábbiak-



3.33. ábra. Flyback konverter szimulációs eredményei terhelőellenállás megvátozása esetén: kimeneti feszültség, tekercsáram, illetve kitöltési tényező

nak megfelelően alakul, ugyanakkor a referenciafeszültség megváltozásakor áramcsúcsok figyelhetőek meg, melyek nagyjából azonos értékűek (kb. 3,8A). A kitöltési tényező (d) a vártnak megfelelően alakul.



3.34. ábra. Flyback konverter szimulációs eredmények referenciafeszültség-változás esetén: kimeneti feszültség, tekercsáram, illetve kitöltési tényező

A korábbiaknak megfelelően megvizsgáltam a szabályozó áramkör paraméterérzékenységét. A szimulációs eredmények a 3.35. ábrán láthatóak, amely magába foglalja a kimeneti feszültség, a tekercsáram és a kitöltési tényező időbeli alakulását. A vizsgálathoz a kimeneti kondenzátor értékét változtattam meg a t = 4ms-nál 1000 μ F-ról 1100 μ F-ra. A dinamikai változás mindkét szabályzó esetén megfigyelhető: LQ szabályozás esetén a kimeneti feszültség értéke 10,8V,-ra míg FBL alapú irányítás 11,2V-ra változik. A stabil kimeneti feszültség LQ irányítás esetén kis túllövés és lengés mellett 1,5ms múlva áll vissza, ugyanez FBL irányítás esetén kb. 0,5ms-ot vesz igénybe. A kimeneti kapacitás értékének változása mind a tekercsáram, mind a kitöltési tényező jellegörbéjében megfigyelhető: a tekercsáram a nominális kb. 1A-s értékről kb. 4A-re változik, majd ismét a nominálisnak megfelelő értéket veszi föl. Ez normálisnak mondható, mivel a túláramot maga a kapacitásváltozás generálta. A változás a kitöltési tényező érétkében is megfigyelhető: a változás után d értéke ismét a nominális értéket veszi fel.


3.35. ábra. Flyback konverter szimulációs eredmények paraméterváltozás esetén (kapacitásváltozás): kimeneti feszültség, tekercsáram, illetve kitöltési tényező

A korábbiakhoz hasonlóan az utolsó vizsgálat a mért értékek zajjal való terhelése, a refenciafeszültség megváltoztatása mellett. Ennek eredményei a 3.36. ábrán láthatóak a korábbi struktúra szerint. A zajos környezet szimulációját szintén a korábbiaknak megfelelően végeztem el (Gauss-alapú véletlenszám generátor), azaz a generált zaj középértékét 0,1-re 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.



3.36. ábra. Feszültségcsökkentő konverter szimulációs eredmények zajterheléses vizsgálat esetén: kimeneti feszültség, tekercsáram, illetve kitöltési tényező

4. fejezet

Irányító algoritmus gyakorlati implementációja

4.1. Bevezetés

Bármely algoritmus vagy áramkör első vizsgálata szimulációval történik. Ezt mutattam be az általam kidolgozott irányítási algoritmus segítségével az előző fejezetben MATLAB/-Simulink környezetben.

A helyes működés és tulajdonságok validálához valós áramköri modellen végzett mérések szükségesek. Ehhez elengedhetetlen egy megfelelő céláramkör tervezése, továbbá egy mikrovezérlő, amely a szükséges analóg és digitális ki-, és bemeneteket biztosítja, illetve az általam kidolgozott irányítási algoritmust futtatni képes valós időben. A következő alfejezetekben az áramköri terveket, a mikrovezérlőt, illetve a szimulációs eredményeket ismertetem.

4.1.1. Áramköri tervek

A előző fejezetekben több típusú és kialakítású DC/DC konvertert is bemutattam. Az algoritmus teszteléséhez a feszültségnövelő (boost) típusú konvertert választottam a következő megfontlások miatt:

- zérus dinamikájú viselkedés;
- összetettebb működést valósít meg.

A korábban elvégzett szimulációk jó alapot biztosítottak az áramköri tervek elkészítéséhez, így a tervezést részletesen már nem ismertetem. Erre alapozva viszont az áramköri alkatrészek kiválasztását, illetve az áramkör egyéb részeit - melyeket a korábbi szimulációk nem tartalmaztak -, mint például áram- és feszültségmérő áramkörök részletesen bemutatom. Jelen fejezet magába foglalja a nyomtatott áramköri tervek ismertetését is.



4.1. ábra. Boost konverter áramköri terv (Altium Designer)

Az áramköri kapcsolási rajz a 4.1. ábrán látható, melyet Altium Designer [131] szoftver segítségével készítettem el. Az áramkör tervezése során a következőket tartottam szem előtt:

- az általam bemutatott algoritmus tesztelésére alkalmas legyen;
- az áramkört célszerűen haszálni lehessen más irányítási algoritmusok teszteléséhez;
- ebből következően jól szenzorozott legyen.

Mérés tekintetében áram- és feszültségmérés történik. Mindkét esetben úgy jártam el, hogy a szenzorok vagy áramköri elemek (pl.: feszültségosztó) kimenetén megjelenő jel a 0 - 5V-os tartományba essen. Ezt a tartományt a legtöbb mikrovezérlő képes kezelni. A két mérési eljárás közül a feszültségmérést ismertetem először, mivel annak megvalósítása az egyszerűbb. A feszültségmérő kapcsolási a rajza a 4.2. ábrán látható.



4.2. ábra. Feszültségmérés megvalósítása

A feszültség kívánt szintre történő átalakítása egy feszültségosztóval történik, mind a bementi, mind a kimeneti vizsgálata során. Mivel a konverter egy adott tartományra lett tervezve, emiatt az 4.2. ábrán jelölt R3-as ellenálláson eső feszültség értéke 3,3V alatt marad egészen 40V-os bemeneti feszültségig.

Az áramméréseket a Texas Instruments által gyártott söntárammérő integrált áramkörrel valósítottam meg (INA213BDCKT), mely a 4.3. ábrán látható. Alkalmazására azért van szükség, mivel a söntellenálláson eső feszültség földfüggetlen, "lebegő" potenciálon van. Az INA213BCKT integrált áramkör egy - egy differencia erősítőt tartalmaz, melyek meghatározzák a kimeneti (fix) erősítés értékét. Esetemben az erősítés értéke 50V/V. A söntellenállás (R10) kiválasztása során arra törkedtem, hogy a választott integrált áramkörrel egybevéve olyan kimeneti feszültséget kapjak, amely 0 - 3,3V-os tartományon belül van. A maximálisan mérhető áram ennek megfelelően:

$$i_{max} = \frac{U_{max}}{gain} \frac{1}{R_{s\ddot{o}nt}} = \frac{3,3V}{50} \frac{1}{10m\Omega} = 6,6A,$$
(4.1)

ahol U_{max} a maximálisan tervezett analóg bemeneti feszültség (a mikorvezérlő felé), gain a söntárammérő fix erősítése, R_{sont} a söntellenállás értéke. A gyártói adatlap ajánlása alapján további áramköri elemeket alkalmaztam a zavarszűrés érdekében (R7, R8 C7), ugyanezt alkalmaztam az áramkör kimenetén is (aluláteresztő szűrő).



4.3. ábra. Árammérés megvalósítása

A konverter tápellátásáról egy lineáris feszültségstabilizátor gondoskodik (7812): ez egy rendkívül egyszerű áramkör, amely a bemeneti egyenfeszültséget csökkenti 12V-ra. Ehhez legalább 1,5 - 2V-al nagyobb bemeneti feszültség szükséges.

A mikrovezérlőről érkező PWM jelek feldolgozását és illesztését a gate-meghajtó áramkör végzi, biztosítja a megfelelő gate - source feszültséget, illetve gate áramot. Áramköri rajza a 4.4. ábrán látható. Korábbi tapasztalatok alapján a választás az IR2125-ös típusra esett, mely egy MOSFET-et vagy IGBT-t képes működtetni. A szükséges járulékos alkatrészek (C15, C16, C17, D2) az adatlapi ajánlás alapján lettek méretezve (itt megjegyezném, hogy D2 és C15-ös alkatrészek együttesen egy feszültség utánhúzó kapcsolást valósítanak meg, de szervesen nem vesznek részt a működésben, mivel egyetlen félvezetőt müködtetek). Az integrált áramkör bemenetére (IN) terveztem egy aluláteresztő szűrőt, illetve a kimeneti oldalra (HO) a szükséges gate ellenlállást (R15), illetve illetve diódát (D3), továbbá a gate lehúzó ellenállást (R20) beépítettem. A választot MOSFET (BUZ11) az áramkör paramétereinek megfelelően lett kiválasztva.



4.4. ábra. Gate-meghajtó áramkör

A nyomtatott áramkör huzalozási tervét a számítási, illetve a szimulációs eredményekre alapozva készítettem el a IPC-2152-es szabványnak megfelelően (ehhez egy segédprogramot használtam fel). A tervezés során (ahogy pl.: a 4.4. ábrán is látni) az áramkört tesztpontokkal láttam el. A huzalozási és a látványterv a dolgozat függelékében található meg.

4.1.2. Mikrovezérlő kiválasztása, bemutatása

A gyakorlati megvalósítást a feszültségnövelő konverteren keresztül szereteném bemutatni, mivel irányítása összetettebb (zérus dinamika). Az irányító algoritmust futtató mikrovezérlő kiválasztása szoros összefonódást mutat az áramkör kialakításával, kapcsolási frekvenciájával, illetve az alkalmazni kivánt programozási (vagy program futtatási) eljárással, metódussal. A hardver kiválasztása során a következő szempontokat vettem figyelembe:

- a programozást illetően nem a mikrovezérlőbe írt kód alapú programozást, hanem valamely számítógépen futtatható kódot részesítettem előnyben, így ilyen tekintetben a megoldási lehetőségek valamelyest korlátozottak;
- a mikrovezérlő tudja kezelni az áramkör kapcsolási frekvenciájának megfelelő PWM jel generálását, illetve analóg-digitális átalakítást (megfelelő mintavétel).

Elsőként a MATLAB/Simulink alapú kódfuttatás tűnt a legegyszerűbb megoldásnak, mivel a szabályozási kört is itt vizsgáltam. A Simulink rendelkezik egyfajta programcsomag kiegészítéssel, amely a különböző mikrovezérlők programozását/összekapcsolását támogatja ("support package"). Ez korábbi oktatási és kutatási tapasztalataim alapján Arduino Uno típusú mikrovezérlővel kitűnően működik, továbbá ez a mikrovezérlő egyszerű felépítésű, olcsón beszerezhető, széles körben használt. Az Arduino alapú kártyák PWM kimenetének frekvenciája Simulink környezetben 1kHz-re van korlátozva, ami a nagyfrekvenciás áramkörök működtetését gátolja. Némi irodalomkutatás után [132] segítségével a PWM kapcsolási frekvenciát sikerült módosítanom. A mintavételezés azonban problémát okozott, mivel ez szintén korlátozva van MATLAB/Simulink környezetben. Ahhoz, hogy a jel kiértékelhető legyen, legalább a PWM frekvencia kétszeres értékével kell mintát vennem az analóg jelből (Shannon-tétel [133]). Ahogy a PWM kapcsolási frekvencia, úgy a mintavételezés nagysága is átállítható a megfelelő előosztó módosításával. Ez sajnos nem sikerült jelen disszertációban, de a jövőben ezt - akár oktatási céllal - szeretném megoldani. Időközben a következő ötletem adódódott: ha a a kapcsolási frekvenciát alacsonyabbra tudnám venni, akkor a mintavételi frekvencia (vagy sűrűség) is csökkenne. Ennek megfelelően a kapcsolási frekvenciát 1kHz-re választottam, és a 4.1. ábrán látható áramkörben a tekercs és a kapacitás értékét a következőkre módosítottam, fizikai értelemben is:

- L = 10mH (DC ellenállás $R_{DC} = 1, 7\Omega$);
- C = 1044 u F.

Az alkatrészek kiválasztása természetesen nem hasraütés szerűen történt. A kapottt értékek és a rendelkezésre álló alkatrészek alapján választottam ki (az idő rövidsége miatt). A mintavételezésnek így már megfelelőnek kellett volna lennie, de a kód Arduino Uno mikrovezérlőn továbbra sem működött, futási hiba lépett fel, így ezt az utat itt elvetettem. A probléma okát a következőben látom: az Arduino Uno típusú mikrovezérlő 32kB flash memóriával és 2kB SRAM memóriával rendelkezik, míg például egy Arduino Mega 256 kB és 8kB memóriával rendelkezik. Célszerű lenne megvizsgálni, hogy ez okkozza-e a problémát.

A következő lehetőséget a LabView alapú kódfuttatásban láttam meg, mivel ebben szubjektív értelemben - szintén van tapasztalatom. A tanszék rendelkezik MyRio típusú mikrovezérlővel (4.5. ábra), mely kitűnően alkalmazható hasonló célokra. Itt már eleve az alacsonyabb kapcsolási frekvenciájú áramkörrel próbáltam megoldani a feladatot (hozzátenném, hogy az eredeti kapcsolási frekvenciát a MyRio se tudná kezelni). Az eredmények pozitívak lettek, de számos kompromisszumot kellett kötnöm:

• A dolgozatban mindenképp szerettem volna mérési eredményeket közölni, így ezek elhanyagolása szóba se jöhetett;

- A korábbi tesztek során a kimeneti árammérő integrált áramkör sajnos tönkrement, így csak a tekercsáram maradt mérhető, továbbá a be,- és kimeneti feszültség értékek;
- A tesztek során mindenképp szerettem volna bemutatni a dinamikai viselkedést, így a kimeneti árammérő szenzor hiánya miatt a referencia feszültség változtatása tűnt kézenfekvőnek, mellyen az algoritmus helyességét igazolni tudtam;
- A du/dt értékét nem tudtam kielégítő módon beállítani, de az algoritmus működik.

A LabView környezetben futattott kód a 4.6. ábrán látható. Ahogy a programkódban is látszik, mindkét szenzor értékét szükséges kalibrálni. Ezeket a következő módon tettem meg: az áramkört a *d* kitöltési tényező alkalmazása nélkül működtettem, az áramkört egy konstans DC feszültségre kapcsoltam. Mivel a be,- és kimeneti feszültség mérhető, így azzal nagy proléma nem adódott, a szenzorok által mért értékek relatíve helyesek voltak. A tekercsáram értékét könnyen meg lehet határozni (a söntön való mérés nélkül). A tápegység által kiadott áram értékével majdnem megegyező értékű: a kiadott áram értékéből le kell vonni a visszajelző LED által felvett kb. 20mA-s áram nagyságát. Természetesen így is lehet még hiba az értékben, hiszen a járulékos áramkörök (pl.: 7812) is segédenergiával működnek. De összegezve a tekercsen átfolyó áram jó becsléssel kalibrálható, bizonyos hibahatáron belül.



4.5. ábra. National Instruments MyRio1900 mikrovezérlő



4.6. ábra. LabView programkód

4.1.3. Mérési eredmények

A mérés során a korábban leírtak miatt csak a referenciafeszültség változásra adott válaszjelet tudtam mérni. A mérési elrendezés elrendezés a 4.7. ábrán látható.



4.7. ábra. Laboratóriumi mérési elrendezés

A fotón bemutatott elrendezés az állandósult állapotbeli értékek ellenőrzését mutatja be: a bal oldali mérőműszer a kimeneti feszültséget, míg a jobb oldali a kimeneti áramot méri (a mérőműszerek típusa TECPEL DMM-129A). A továbbiakban a dinamikus mérések eredményeit közlöm, azaz a referenciafeszültség változáshoz (4.8. ábra), továbbá a kimeneti feszültséghullámzáshoz (4.9 ábra) (17V esetén) tartozó oszcilloszkóp képeket (a műszer típusa Rohde & Schwarz HMO1002). Az első méréshez tartozó oszcilloszkóp képeket (4.8. ábra) leolvasható, hogy a vízszintes beállítás értéke 20ms/osztás, míg a függőlegesé 1V/osztás. Megállapítható, hogy a szabályozó áramkör helyes működik, vagyis a kimeneti feszültség értéke 14V-ról 17V-ra változik, viszonylag rövid időintervallumon belül. A tranziens folyamatok lezajlásához kb. 36ms-ra van szükség (ez egy egész és egy 2/3-os vízszinte osztás), ez az ábráról megállapítható. Az új referencia feszültség elérésekor egy minimális túllövést figyelhetünk meg, melynek értéke kb. 150mV.



4.8. ábra. Mérési eredmények - referenciafeszültség változás $(14\mathrm{V}$ - $17\mathrm{V})$

A második mérés, vagyis az állandósult állapothoz (15V) tartozó feszültséghullámzás esetén (4.9. ábra) a beállítások a következők: vízszintes 2ms/osztás, míg a függőleges 500mV/osztás). Megállapítható, hogy a kimeneti feszültséghullámzás (Δu_{ki}) értéke kb. 200mV, vagyis két tized osztás. A tervezett érték a kimeneti feszültség 2%-a volt, ez 15V esetén 0,3V. Mivel a számított és a beépített kapacitásérték eltérő (a beépített nagyobb, mint a számított), így az érték helyesnek mondható.

A szimuláció és a mérés jobb összehasonlíthatóságának érdekében a szimulált és a mért értékeket a 4.1. táblázatban foglalom össze.

Összességében a mérés a szimulációnak megfelelő értékeket produkálta. A méréssel kapcsolotos jövőbeli terveket a 6. fejezetben közlöm részletesen.



4.9. ábra. Mérési eredmények - kimenti feszültséghullámzás $(U_{ki}=\!\!15\mathrm{V})$

4.1. táblázat. Szimulált és mért eredmények összehasonlítása

Paraméter	Szimulált/Limit	Mért
Referencia feszültség	94mg	20mg
Kimeneti feszültség-	241115	JUIIIS
hullámzás értéke	$190 \mathrm{mV}$	$200 \mathrm{mV}$

5. fejezet

Az új tudományos eredmények összefoglalása

1. tézis

Teljesítményelektronikai kapcsolóüzemű alkalmazásokhoz megvalósítottam egy újszerű nemlineáris irányítási keretrendszert, amely a szabályozó-tervezési 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: [134, 135, 138, 139].

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: [136, 139].

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 megtartásához 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: [137, 139].

6. fejezet

Konklúzió és jövőbeli tervek

Munkám során kapcsolóüzemű konverterek nemlineáris szabályozásával foglalkoztam. Az irodalomkutatás során több szabályozó algoritmust (lineáris és nemlineáris típusú) részletesen megvizsgáltam és impementáltam, azok előnyeivel és hátrányaival együtt. Ennek megfelelően bizonyos esetekben (pl. jól körülhatárolható munkapont vagy konstans terhelés) lineáris szabályozó vagy kompenzátor alkalmazásával is jó eredmény érhető el. Mivel a kapcsolóüzemű rendszerek nemlineáris viselkedésűek, ezért széles tartományban nemlineáris szabályozó alkalmazása adja a legjobb eredményt. Ugyanakkor a legtöbb esetben (legven az szakkönyv vagy szakcikk) a szabályozótervezés menete nem, vagy csak nehezen követhető. Számos esetben előfordul, hogy a szabályozó bizonyos paraméterei "hasraütésszerűen" kerülnek kiválasztásra, így ugyanazon szabályozó más paraméterek esetén nehézkesen reprodukálható. Az áttekintett szakirodalom alapján észrevettem, hogy a legtöbb nemlineáris modell alapú irányítási algoritmus nem tartalmaz hibajel integráló szabályozást, melynek implementálása a szabályozási körbe egyébként triviálisnak tűnik. Mindezeket figyelembe véve megalkottam egy olyan tervezési keretrendszert, amely minden esetben azonos módon használható szabályozó tervezésre. A keretrendszer alapja az állapotvisszacsatolás alapú linearizációs irányítási algoritmuson alapul, amely a nemlineáris irányítások egyik közkedvelt típusa.

Az elvégzett kutatások és szimulációk alapján kijelenthetem, hogy az FBL típusú irányítás az általam kiegészített módon alkalmas kapcsolóüzemű konverterek irányítására. Ami problémaként jelentkezik, hogy amennyiben a rendszer zérus dinamikájú (ami nagyon gyakori) és magasabb rangú (r > 2), abban az esetben a Frobenius-típusú egyenlet megoldása körülményes, vagy nem lehetséges. Érdemes megvizsgálni a kaszkád és az általam bemutatott módszer együttes alkalmazását, így például egy r = 4 fokszámú rendszert két r = 2 fokszámú rendszerre bonthatunk, melyre a jelen dolgozatban bemutatott módszer már alkalmazható.

A fizikai realizáció kapcsán a következő észrevételekkel és tervekkel élnék: a szabályozási kört minden esetben folytonos időben vizsgáltam. A valós tesztek érdekében a rendszert mintavételezve, diszkrét időben lenne célszerű vizsgálni/átalakítani. Amennyiben a diszkrét rendszermodell rendelkezésre áll, a szabályozási kört mikrovezérlőbe írt programkóddal szeretném tesztelni (ettől a dinamikus értékek javulását várnám), egy arra alkalmas (pl.: STM Nucleo) mikrovezérlővel. Az áramkört sokkal több -pl. a sönt ellenálláson eső feszültség mérésére alkamas- tesztponttal kellene ellátni. Továbbá szenzoros megvalósítás esetén Hall-szenzor (pl.: LEM LTS25-NP) alkalmazását megfontolni: ez mindenképp egy drágább megoldás, de a jól megtervezett áramkört más algoritmusok tesztelésére is lehetne használni. Érdekes továbbfejlesztési ötlet lehet a szenzormentes megvalósítás is. Itt megjegyezném, hogy jelen megoldásban a terhelést mérések alapján tisztán ohmikusan modelleztem, érdemes lenne megvizsgálni egyéb eseteket is. Ugyanakkor a terhelés mérés útján történő meghatározása olykor problematikus lehet (ezt már a szimuláció is bizonyította). A programkóddal szorosan összefügg az állapotegyenletek egyszerűsítésének, egységesítésének lehetősége, mivel a nagy értékű számok kezelése olykor körülményes, illetve számításigényes lehet.

Irodalomjegyzék

- F.F. Bordry and D. Aguglia. Definition of power converters. CERN Yellow Reports, 3, 2015.
- [2] Texas Instruments. a78xx fixed positive voltage regulators. https: //www.ti.com/lit/ds/symlink/ua78.pdf?ts=1676480027285&ref_url= https%253A%252F%252Fwww.ti.com%252Fproduct%252FUA78. [Online; accessed 16-02-2023].
- [3] S. Ang, A. Oliva, G. Griffiths, and R. Harrison. *Power-Switching Converters*. CRC Press, 2010.
- [4] M. Brown. *Power Supply Cookbook*. EDN Series for Design Engineers, 2001.
- [5] Texas Instruments. Linear versus switching regulators in industrial applications with a 24-v bus. https://www.ti.com/lit/an/slyt527/slyt527.pdf?ts= 1676825043822. [Online; accessed 16-02-2023].
- [6] Ö. Ferenczi. Kapcsolóüzemű tápegységek. Műszaki könyvkiadó, 1978.
- [7] M. H. Rashid. Power Electronics Handbook. Butterworth-Heinemann, 4th edition, 2017.
- [8] N. Mohan, Tore M. Undeland, and W. P. Robbins. Power Electronics. Converters, Applications and Design. John Wiley and Sons, Inc, third edition, 2003.
- [9] W. Shepherd and Li Z. *Power converter circuits*. CRC Press, 2004.
- [10] A.I. Pressman. Switching Power Supply Design. EngineeringPro collection. McGraw-Hill, 1998.
- [11] M. Kuczmann M. Csizmadia. Power semiconductor trends in electric drive systems. Acta Technica Jaurinensis, 12(1):pp. 13–25, Feb. 2019.
- [12] S. Deshmukh (Gore), A. Iqbal, S. Islam, I. Khan, M. Marzband, S. Rahman, and A. M.A.B. Al-Wahedi. Review on classification of resonant converters for electric vehicle application. *Energy Reports*, 8:1091–1113, 2022.

- [13] S. Alatai, M. Salem, Dahaman Ishak, H. Shekhar Das, Mohammad A. Nazari, Ali Bughneda, and Mohamad Kamarol. A review on state-of-the-art power converters: Bidirectional, resonant, multilevel converters and their derivatives. *Applied Sciences*, 11(21), 2021.
- [14] Z. Puklus. Teljesítményelektronika. Universitas-Győr Kht., 2007.
- [15] A. Reatti, F. Corti, A. Tesi, A. Torlai, and Marian K. Kazimierczuk. Effect of parasitic components on dynamic performance of power stages of dc-dc pwm buck and boost converters in ccm. In 2019 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS), pages 1–5, 2019.
- [16] M. Kuczmann. Jelek és Rendszerek. Universitas-Győr Kht., 2005.
- [17] G. C. Verghese S. Banerjee. Nonlinear Phenomena in Power Electronics: Bifurcations, Chaos, Control, and Applications. Wiley-IEEE Press, 2001.
- [18] Gy. Fodor. Hálózatok és rendszerek analízise. 1995.
- [19] J. Hetthéssy Cs. Bányász L. Keviczky, R. Bars. Control Engineering. Springer, 2000.
- [20] R. Tuschák. Szabályozástechnika. Tankönyvkiadó, Budapest, 1982.
- [21] P.Stumpf I. Nagy B. Kurucsó, A. Peschka and I. Vajk. State space control of quadratic boost converter using lqr and lqg approaches. In 2015 Intl Aegean Conference on Electrical Machines Power Electronics (ACEMP), 2015 Intl Conference on Optimization of Electrical Electronic Equipment (OPTIM) 2015 Intl Symposium on Advanced Electromechanical Motion Systems (ELECTROMOTION), pages 642–648, 2015.
- [22] M. F. N. Tajuddin, N. A. Rahim, I. Daut, B. Ismail, and M. F. Mohammed. State space averaging technique of power converter with digital pid controller. In *TEN-CON 2009 - 2009 IEEE Region 10 Conference*, pages 1–6, 2009.
- [23] Gy. Fodor. Jelek és rendszerek. Műegyetemi kiadó, 2006.
- [24] F. Csáki. Korszerű szabályozáselmélet. Akadémiai Kiadó, 1970.
- [25] F. Csáki. Szabályozások dinamikája. Akadémiai Kiadó, 1974.
- [26] B. Lantos. Irányítási rendszerek elmélete és tervezése. Akadémiai Kiadó, 2016.
- [27] B. Lantos. Irányítási rendszerek elmélete és tervezése II. Akadémiai Kiadó, 2016.

- [28] B. Lantos. Irányítási rendszerek elmélete és tervezése III. Akadémiai Kiadó, 2018.
- [29] A. Isidori. Nonlinear Control Systems. Communications and Control Engineering. Springer London, 1995.
- [30] B. Sedhom, M. El-Saadawi, A. Hatata, and E.-H. Abd-Raboh. H-infinity versus model predictive control methods for seamless transition between islanded and gridconnected modes of microgrid. *IET Renewable Power Generation*, 14, 04 2020.
- [31] Ben M. Chen. Design of a Hard Disk Drive Servo System. Springer London, London, 2000.
- [32] G. Shahgholian, J. Faiz, and P. Shafaghi. Nonlinear control techniques in uninterruptible power supply inverter: A review. In 2009 Second International Conference on Computer and Electrical Engineering, volume 1, pages 51–55, 2009.
- [33] F. Alyoussef and I. Kaya. A review on nonlinear control approaches: Sliding mode control, back-stepping control and feedback linearization control. 11 2019.
- [34] Q. Xu, N. Vafamand, L. Chen, T. Dragičević, L. Xie, and F. Blaabjerg. Review on advanced control technologies for bidirectional dc/dc converters in dc microgrids. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 9(2):1205– 1221, 2021.
- [35] C. Basso. Designing Control Loops for Linear and Switching Power Supplies: A Tutorial Guide. Artech House, 2000.
- [36] A. Ahmad Jamil, W. Fu Tu, S. Wajhat Ali, Y. Terriche, and Josep M. Guerrero. Fractional-order pid controllers for temperature control: A review. *Energies*, 15(10), 2022.
- [37] W. Gubara, M. Elnaim, and S. F Babiker. Comparative study on the speed of dc motor using pid and flc. In 2016 Conference of Basic Sciences and Engineering Studies (SGCAC), pages 24–29, 2016.
- [38] M. Kuczmann. Comprehensive survey of pid controller design for the inverted pendulum. Acta Technica Jaurinensis, 12(1):pp. 55–81, Feb. 2019.
- [39] V. Subramanian and Sree Renga Raja T. Time domain based digital controller for buck-boost converter. Journal of Electrical Engineering and Technology, 9:1551– 1561, 09 2014.

- [40] A. Ghosh and S. Banerjee. A comparative performance study of a closed-loop boost converter with classical and advanced controllers using simulation and real-time experimentation. *International Transactions on Electrical Energy Systems*, 30, 07 2020.
- [41] G.-G. JIN and Y.-D. SON. Design of a nonlinear pid controller and tuning rules for first-order plus time delay models. *Studies in Informatics and Control*, 28, 07 2019.
- [42] S. Dwi Sahputro, F. Fadilah, N. A. Wicaksono, and F. Yusivar. Design and implementation of adaptive pid controller for speed control of dc motor. In 2017 15th International Conference on Quality in Research (QiR) : International Symposium on Electrical and Computer Engineering, pages 179–183, 2017.
- [43] M. Sarif, D. V. A. Kumar, and M. V. G. Rao. Comparison study of pid controller tuning using classical / analytical methods. 2018.
- [44] M. Almawlawe. Modified ziegler nichols method for tuning a pid controller of buck-boost converter. 2015.
- [45] P.J. Woolf. Chemical Process Dynamics and Controls. Open textbook library. University of Michigan Engineering Controls Group, 2009.
- [46] F. Knopp A. Antal J. Halas J. Vass B. Lakatos P. Korondi, A. Décsei-Paróczi. Robotirányítások. https://www.mogi.bme.hu/TAMOP/robotiranyitasok/book. html. [Online; accessed 16-02-2023].
- [47] M. Ahmad, A. Khan, M. Ali Raza, and S. Ullah. A study of state feedback controllers for pole placement. pages 1–6, 2018.
- [48] H. Al-Baidhani, A. Sahib, and Marian K. Kazimierczuk. State feedback with integral control circuit design of dc-dc buck-boost converter. *Mathematics*, 11(9), 2023.
- [49] Pole placement with integral control action to eliminate steady-state error (statespace control design). https://aleksandarhaber.com. [Online; accessed 15-08-2023].
- [50] R.L. Williams and D.A. Lawrence. *Linear State-Space Control Systems*. Wiley, 2007.
- [51] R. Burns. Advanced Control Engineering. Elsevier Science, 2001.
- [52] T. Duriez, S. Brunton, and B. Noack. Machine learning control taming nonlinear dynamics and turbulence. 116, 11 2017.

- [53] B. Gáspár J. Bokor. Irányítástechnika járműdinamikai alkalmazásokkal. Typotex, 2008.
- [54] H. Bouziane, R. Bachir-Bouiadjra, and M. B. Debbat. Design of robust lqr control for dc-dc multilevel boost converter. 12 2015.
- [55] B. Mohcene K. Sami S. Moussa T. Djamel, A. Toufik. State feedback control of dc-dc converter using lqr integral controller and kalman filter observer. In *Digital Technologies and Applications*, pages 1699–1709, Cham, 2021. Springer International Publishing.
- [56] E. V. Kumar, J. Jerome, and K. Srikanth. Algebraic approach for selecting the weighting matrices of linear quadratic regulator. In 2014 International Conference on Green Computing Communication and Electrical Engineering (ICGCCEE), pages 1–6, 2014.
- [57] D. Morar and P. Dobra. Optimal lqr weight matrices selection for a cnc machine controller. In 2021 23rd International Conference on Control Systems and Computer Science (CSCS), pages 21–26, 2021.
- [58] F. Tahri, A. Tahri, and S. Flazi. Sliding mode control for dc-dc buck converter. 12 2014.
- [59] H. Guldemir. Sliding mode control of dc-dc boost converter. Journal of Applied Sciences, 5, 03 2005.
- [60] M. Salimi, J. Soltani, A. Zakipour, and V. Hajbani. Sliding mode control of the dcdc flyback converter with zero steady-state error. In 4th Annual International Power Electronics, Drive Systems and Technologies Conference, pages 158–163, 2013.
- [61] C. Maheswararao, S. Yadlapati, and K. Amaresh. Sliding mode speed control of a dc motor. 06 2011.
- [62] C. Ozbaş. What is sliding mode control? https://www.quora.com/ What-is-sliding-mode-control, 2022. [Online; accessed 12-02-2023].
- [63] 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.
- [64] Q. Sun, C. Zhang, X. Huang, and S. Li. Application of sliding mode control for halfbridge dc/dc converter. In 2010 International Conference on E-Product E-Service and E-Entertainment, pages 1–4, 2010.

- [65] G. P., Gy. Max, and B. Kiss. Implementation of a robust electric brake actuator design based on h-infinity control theory. *Periodica Polytechnica Transportation Engineering*, 47, 05 2018.
- [66] X. Cubillos and L. Souza. Using of h-infinity control method in attitude control system of rigid-flexible satellite. *Mathematical Problems in Engineering*, 2009, 01 2009.
- [67] A. Maouloud, M. Boukhnifer, C. larouci, H. Maanane, and simon. Implementation and experimental validation of robust numerical control for dc-dc buck converter. 04 2019.
- [68] B. Sedhom, M. El-Saadawi, A. Hatata, and E.-H. Abd-Raboh. H-infinity versus model predictive control methods for seamless transition between islanded and gridconnected modes of microgrid. *IET Renewable Power Generation*, 14, 04 2020.
- [69] S. Mandal and D. Mishra. Robust control of buck converter using h-infinity control algorithm. pages 163–167, 12 2018.
- [70] D. Ankelhed. On design of low order h-infinity controllers. 2011.
- [71] Anusha R, A. Farven, Radhika M, Susmitha G, and Mrs C. Design of switched mode power supply using fpga based fuzzy logic controller. *IJIREEICE*, 5:76–79, 03 2017.
- [72] N. F Nik Ismail, I. Musirin, R. Baharom, and D. Johari. Fuzzy logic controller on dc/dc boost converter. In 2010 IEEE International Conference on Power and Energy, pages 661–666, 2010.
- [73] M. Marikkannan and M. Manikandan. Fuzzy controlled zvs asymmetrical pwm full-bridge dc-dc converter for constant load high power applications. *Journal of Electrical Engineering and Technology*, 12:1235–1244, 05 2017.
- [74] D. Tikk L. T. Kóczy. Fuzzy rendszerek. Typotex, 2012.
- [75] M. Almawlawe, M. Al-Badri, and I. Alsakini. Performance improvement of a dc/dc converter using neural network controller in comparison with different controllers performance improvement of a dc/dc converter using neural network controller in comparison with different controllers. *IOP Conference Series Materials Science and Engineering*, 870:1–9, 08 2020.
- [76] Ben M. Chen. Robust and H Control. Communications and Control Engineering. Springer London, 2000.

- [77] Zs. Horváth. Dízelmotor feltöltőrendszerének modellalapú robusztus hibadetektálása, 2019.
- [78] P. Korondi. Csúszómód-szabályozás a teljesítményelektronikában és mechatronikában. 01 2017.
- [79] A. Sahbani, K. Ben Saad, and M. Benrejeb. Design procedure and implementation of a robust fuzzy sliding mode controller for buck converters. *International Review* of Automatic Control, 1:303–310, 09 2008.
- [80] ONsemi. A 70w low standby power supply with the ncp120x series. http://www. intusoft.com/onsemipdfs/and8076.rev0.pdf. [Online; accessed 15-08-2023].
- [81] M. Rafiei, R. Ghazi, R. Asgharian, M. Barakati, and Hamid Toliyat. Robust control of dc/dc pwm converters: a comparison of h, , and fuzzy logic based approaches. volume 1, pages 603 – 608 vol.1, 07 2003.
- [82] A. Zulu and S. John. A review of control algorithms for autonomous quadrotors. Open Journal of Applied Sciences, 04:547–556, 01 2014.
- [83] U. Gunes, A. Sel, B. Kürkçü, and C. Kasnakoglu. A comparison of -synthesis and feedback linearization for rotary inverted pendulum. pages 180–185, 07 2020.
- [84] G. Prasad and A. Kumar. A comparison between sliding mode control and feedback linearization. pages 1–5, 11 2018.
- [85] L. Oliveira, A. Bento, V. J.S. Leite, and F. Gomide. Comparisons of robust methods on feedback linearization through experimental testsa. *IFAC-PapersOnLine*, 53(2):7983–7988, 2020. 21st IFAC World Congress.
- [86] 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.
- [87] A. Cervone and G. Brando. Input-State Feedback Linearization of a Boost DC/DC Converter, pages 139–153. 01 2020.
- [88] 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.
- [89] H. Zheng and D. Shuai. Nonlinear control of boost converter by state feedback exact linearization. pages 3502–3506, 05 2012.

- [90] 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.
- [91] 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.
- [92] M. Salimi. Closed-loop control of dc-dc buck converters based on exact feedback linearization. 11 2015.
- [93] 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.
- [94] 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.
- [95] 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.
- [96] 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.
- [97] 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.
- [98] 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.
- [99] P. Dini and S. Saponara. Cogging torque reduction in brushless motors by a nonlinear control technique. *Energies*, 12(11):2224, 2019.
- [100] 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.

(MPS), pages 01–06, 2023.

- [101] 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
- [102] 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.
- [103] D. Drexler. Nemineáris és robusztus irányítások. BME IIT, 2015.
- [104] I. Tall. Partial feedback linearization of control systems. Miscellaneous (presentations, translations, interviews, etc), 1479, 12 2009.
- [105] J.-H. Lee, S.-J. Park, and S.-K. Lim. Improvement of multilevel dc/dc converter for e-mobility charging station. *Electronics*, 9(12), 2020.
- [106] F. Ji, J. Xiang, W. Li, and Q. Yue. A feedback passivation design for dc microgrid and its dc/dc converters. *Energies*, 10:14, 12 2016.
- [107] M. Popuri, V. V. S. K. Bhajana, and M. K. Maharana. Investigation of a novel interleaved buck converter for renewable energy applications: Design and analysis. 66:270–276, 2022.
- [108] S. Bramble. Dc to dc converter (switched mode power supply) design. http://www.simonbramble.co.uk/dc_dc_converter_design/dc_dc_ converter_design.htm. [Online; accessed 12-02-2023].
- [109] M. Csizmadia. Teljesítményfokozat tervezése moduláris felépítésű pms motormeghajtó elektronikához, 2014.
- [110] P. P. Kubulus, A. B. JØrgensen, S. M. Beczkowski, and S. Munk-Nielsen. An ltspice - matlab interface for mitigating convergence problems in circuit optimization with spice. In 2022 IEEE International Workshop on Integrated Power Packaging (IWIPP), pages 1–5, 2022.
- [111] K. Hemasuk and S. Po-Ngam. The simplified regenerative boost converter for electric vehicle applications. In 2017 International Electrical Engineering Congress (*iEECON*), pages 1–4. IEEE, 2017.
- [112] S. Prabhakar and Febin Daya J L. A comparative study on the performance of interleaved converters for ev battery charging. In 2016 IEEE 6th International Conference on Power Systems (ICPS), pages 1–6, 2016.

- [113] T. Kanagapriya J. Rahavi and S. Ramalingam. Design and analysis of interleaved boost converter for renewable energy source. 2012 International Conference on Computing, Electronics and Electrical Technologies, ICCEET 2012, 03 2012.
- [114] P. R. Mohanty, A. K. Panda, and D. Das. An active pfc boost converter topology for power factor correction. In 2015 Annual IEEE India Conference (INDICON), pages 1–5. IEEE, 2015.
- [115] C. Xue, Y. Zhou, and W. Xu. Modeling and stability analysis of parallel-connected pfc boost converter. In 2019 Chinese Control And Decision Conference (CCDC), pages 1775–1779, 2019.
- [116] C. Cheema, K. Shah, H. Khan, and N. Zaffar. Design and analysis of isolated boost converter for microgrid applications. pages 2431–2436, 10 2017.
- [117] D. Juan David M. Saavedra C. A. Ramos-Paja, Bastidas-Rodriguez and J. Andres. Design and control of a battery charger/discharger based on the flyback topology. *Applied Sciences*, 11(22), 2021.
- [118] M.Mano Paul and A. Bhuvanesh. Design and implementation of battery charger using flyback converter for constant current and voltage control. *International Journal* for Research in Applied Science Engineering Technology, 3:153–159, 05 2015.
- [119] E. Horváth Z. Szeli, G. Szakállas. Versenyautó telemetriás rendszerének fejlesztése, különös tekintettel a rendszer villamosmérnöki és informatikai vonatkozásaira. A jövő járműve, 1-2:153–159, 2013.
- [120] E. Guran, O. Cornea, and N. Muntean. Novel topology flyback inverter for a microgrid system. In Valentina Emilia Balas, Lakhmi C. Jain, and Branko Kovačević, editors, *Soft Computing Applications*, pages 1139–1148, Cham, 2016. Springer International Publishing.
- [121] A. Ali, J. Lange, A. Elrayyah, Y. Sozer, J. A. De Abreu-Garcia, and A. Mpanda. A hybrid flyback led driver with utility grid and renewable energy interface. In 2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), pages 3377–3384, 2018.
- [122] M. Kazimierczuk. High-Frequency Magnetic Components: Second Edition. 11 2013.
- [123] M. Kiran, O. Farrok, M. R. Islam, and J. Zhu. Characterization of the optimized high frequency transformer using nanocrystalline and amorphous magnetic materials. pages 1–4, 08 2019.

- [124] T. Orosz, M. Stępień, and P. Poór. Design analysis of high frequency linear transformer with Ārtap framework. *Periodica Polytechnica Electrical Engineering and Computer Science*, 65(2):146–151, 2021.
- [125] D. Filipović-Grčić, B. Filipović-Grčić, and I. Uglešić. High-frequency model of the power transformer based on frequency-response measurements. *IEEE Transactions* on Power Delivery, 30(1):34–42, 2015.
- [126] E. S. Jin, L. L. Liu, Z. Q. Bo, and A. Klimek. Parameter identification of the transformer winding based on least-squares method. In 2008 IEEE Power and Energy Society General Meeting - Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century, pages 1–6, 2008.
- [127] E.S. Jin, L.L. Liu, Zhou bo, and A. Klimek. Parameter identification of the transformer winding based on least-squares method. pages 1 – 6, 08 2008.
- [128] M. M. Sucu. Parametric average value modeling of flyback converters in ccm and dcm including parasitics and snubbers. 2011.
- [129] M. Csizmadia. 2,5kw/50-os li-ion töltő dc/dc teljesítményfokozat tervezése. Master's thesis, Széchenyi István University, 2016.
- [130] Z9260 flyback transformer datasheet. https://www.coilcraft.com/getmedia/ 04e8f70d-a647-4b17-980a-cbfeb91a7699/y8844.pdf. [Online; accessed 12-02-2023].
- [131] https://www.altium.com/. [Online; accessed 22-08-2023].
- [132] F. Mhamed, M. Elhafyani, and S. Zouggar. Hardware implementation of the fuzzy logic mppt in an arduino card using a simulink support package for photovoltaic application. *IET Renewable Power Generation*, 13, 02 2019.
- [133] I. Vajda S. Győri, L. Győrfi. Információ -és kódelmélet. Typotex Elektronikus Kiadó Kft., 2000.

Saját publikációk listája

Tézispontokat érintő közlemények

- [134] <u>M. Csizmadia</u> 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.
- [135] <u>M. Csizmadia</u> 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
- [136] <u>M. Csizmadia</u>, 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
- [137] <u>M. Csizmadia</u> 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
- [138] <u>M. Csizmadia</u> 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.
- [139] <u>M. Csizmadia</u> 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

Függelék

F.1. MATLAB/Simulink szimulációs összeállítások



F.1.1. ábra. Feszültségcsökkentő konverter MATLAB/Simulink szimulációs blokkvázlat



F.1.2. ábra. Feszültségcsökkentő konverter MATLAB/Simulink szimulációs modell



F.1.3. ábra. Feszültségcsökkentő konverter MATLAB/Simulink visszacsatoló hálózat szimulációs modell



F.1.4. ábra. Feszültségcsökkentő konverter MATLAB/Simulink szimulációs modell (részletes állapottér modell)



F.1.5. ábra. Feszültségcsökkentő konverterMATLAB/Simulink visszacsatoló hálózat szimulációs modell (részletes állapottér modell)



F.1.6. ábra. Feszültségnövelő konverter MATLAB/Simulink szimulációs modell



F.1.7. ábra. Feszültségnövelő konverter MATLAB/Simulink visszacsatoló hálózat szimulációs modell



F.1.8. ábra. Feszültségnövelő/csökkentő flyback konverter MAT-LAB/Simulink szimulációs modell



F.1.9. ábra. Feszültségnövelő/csökkentő flyback konverter MAT-LAB/Simulink visszacsatoló hálózat szimulációs modell