

OBSAH

OBSAH	- 7 -
SEZNAM OBRÁZKŮ	- 7 -
SEZNAM TABULEK.....	- 8 -
1 ÚVOD DO PROBLEMATIKY	- 9 -
1.1 Lineární zdroje	- 9 -
1.2 Spínané zdroje	- 9 -
1.3 Rezonanční spínané zdroje.....	- 9 -
1.4 Parametry zdrojů	- 10 -
2 KONCEPT LABORATORNÍHO ZDROJE	- 12 -
2.1 Parametry laboratorního zdroje.....	- 12 -
2.2 Lineární regulátor.....	- 12 -
2.2 Digitální část	- 22 -
3 REALIZACE, POPIS ZAPOJENÍ.....	- 23 -
3.1 Analogová část	- 23 -
3.2 Napájecí část	- 30 -
3.3 Digitální část	- 31 -
3.3.1 Obvodové řešení digitální části.....	- 32 -
3.3.1 Programové řešení digitální části.....	- 33 -
4. ZÁVĚR	- 33 -
SEZNAM POUŽITÉ LITERATURY.....	- 35 -
SEZNAM PŘÍLOH.....	- 36 -

SEZNAM OBRÁZKŮ

obr. 1: Schéma sériového lineárního regulátoru	- 13 -
obr. 2: Lineární regulátor jako proudový zdroj.....	- 13 -
obr. 3: Blokové schéma laboratorního zdroje	- 14 -
obr. 4: Zjednodušené schéma paralelního regulátoru	- 16 -
obr. 5: Katalogové zapojení TL431	- 16 -
obr. 6: Typické zapojení třívývodového sériového regulátoru	- 17 -
obr. 7: Výrobní spektrum A/D převodníků firmy Texas Instruments [4].....	- 19 -
obr. 8: Vliv INL a DNL na převodní charakteristiku.....	- 20 -
obr. 9: Zatěžovací charakteristika výstupu zdroje.....	- 24 -
obr. 10: Vliv 1% tolerance rezistorů na linearitu zatěžovací charakteristiky.	- 24 -
obr. 11: Filtrace výstupu D/A převodníku integračním článkem.....	- 25 -
obr. 12: Převodní charakteristika neinvertujícího zesilovače U5B.....	- 26 -
obr. 13: „driver“ představující výkonový prvek	- 27 -
obr. 14: Převodní charakteristika neinvertujícího zesilovače U5B.....	- 27 -
obr. 15: Zapojení ICL7660 jako invertující měnič	- 28 -

obr. 16: Náběh vstupního napětí driveru pomocí SoftStartu	- 28 -
obr. 17: Zapojení A/D převodníku pro měření napětí a proudu.....	- 29 -
obr. 18: Zapojení D/A převodníku LTC2602	- 30 -
obr. 19: Napájecí část laboratorního zdroje	- 31 -
obr. 20: Vizualizace uživatelské prostředí	- 31 -
obr. 21: Zjednodušené schéma digitální části	- 32 -

SEZNAM TABULEK

tab. 1: Parametry laboratorního zdroje.....	- 12 -
tab. 2: Vybrané parametry referenčních zdrojů [2].....	- 18 -
tab. 3: Porovnání paralelních a sériových referencí	- 18 -

1 ÚVOD DO PROBLEMATIKY

Mezi základní požadavky kladené na laboratorní zdroj, vycházející z plánovaného použití, patří rozsah výstupního napětí, proudu, nízká hodnota výstupního odporu, nízký šum a v neposlední řadě také nízké výstupní zvlnění a dobrá stabilita. Tyto parametry přímo ovlivňuje zapojení a je nutné je vzít v úvahu již při návrhu.

Obvodové řešení zdroje může být založeno na třech základních technologiích dle způsobů regulace:

1. Lineární zdroje
2. Spínané zdroje
3. Rezonanční spínané zdroje

Každá z těchto tří skupin zdrojů má své výhody, resp. nevýhody a pro dosažení požadovaných parametrů zařízení je nutné tuto technologii vhodně zvolit, případně kombinovat.

1.1 Lineární zdroje

Lineární regulace je výhodná díky jednoduchosti návrhu, nízkým nákladům a výborným výstupním parametrům, zejména v oblasti šumu a výstupního zvlnění. Výstupní napětí je vždy nižší než vstupní a tento rozdíl napětí je vyzářen na výkonových prvcích v podobě tepla. V laboratorních zdrojích tento způsob regulace převládá a díky tomu, že jsou ve většině případů napájeny ze sítě, nevádí jejich nízká účinnost v rozmezí 35 – 50 %.

1.2 Spínané zdroje

Spínané zdroje mají obecně podstatně vyšší účinnost než zdroje lineární. Jejich účinnost se pohybuje mezi 70-85 % a je možné je nalézt ve spotřební elektronice, přenosných přístrojích, výkonových aplikacích a podobně. Mezi stěžejní výhody patří malé rozměry, účinnost a také relativně nízké náklady. Jejich nevýhodou je však pomalejší odezva na změnu zátěže, složitější návrh a vyzařování rušivého elektromagnetického pole, které je nutné zohlednit při návrhu pro splnění kritérií EMC.

1.3 Rezonanční spínané zdroje

V poslední době se začíná stále více prosazovat varianta spínaných zdrojů, označována jako „rezonanční spínané zdroje“. Rezonanční spínané zdroje jsou charakteristické malými rozměry, účinnostmi 78-92 % a nízkým šumem. Mezi nevýhody

patří zdaleka nejsložitější návrh a obvodové zapojení. Můžeme se s nimi shledat v letecké avionice, přenosných měřicích přístrojích, zařízeních a modulech.

Trendy v oblasti napájecích zdrojů

Současné trendy v napájecích zdrojích s pevným výstupním napětím opouští lineární regulátory (mimo integrovaných obvodů) a nahrazují je spínanými. Rezonanční a kvazi rezonanční spínané zdroje se pomalu objevují i v běžných aplikacích, díky integrovaným řídicím obvodům, které dělají jejich návrh rychlejší a jednodušší [1]

1.4 Parametry zdrojů

Každý parametr zdroje úzce souvisí s obvodovým řešením a velmi často je nutné volit kompromis mezi složitostí návrhu a dodržením plánovaných hodnot.

Vstupní parametry	Jednotka	Popis
V_{in}	[V]	Jmenovité vstupní napětí zdroje
$V_{in (min)}$	[V]	Nejnižší možné vstupní napětí zdroje
$V_{in (max)}$	[V]	Nejvyšší možné vstupní napětí zdroje
I_{in}	[A]	Max. vstupní proud zdroje
P_{in}	[W]	Max. výstupní výkon
Síťová frekvence	[Hz]	Frekvence vstupního napětí (DC, 50, 60 Hz)
Výstupní parametry	Jednotka	Popis
V_{out}	[V]	Výstupní napětí zdroje
$V_{out (min)}$	[V]	Nejnižší možné výstupní napětí zdroje
$V_{out (max)}$	[V]	Nejvyšší možné výstupní napětí zdroje
I_{out}	[A]	Max. výstupní proud zdroje
P_{out}	[W]	Max. výstupní výkon

Doplňující parametry

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} \quad [-]$$

Účinnost

$$Line\ reg. = \frac{V_{out(Vin\ max)} - V_{out(V\ min\ max)}}{V_{out(Vin)}} \cdot 100$$

$V_{out(Vin\ max)}$ výstupní napětí pro maximální vstupní napětí

$V_{out(Vin\ min)}$ výstupní napětí pro minimální vstupní napětí

$V_{out(Vin)}$ výstupní napětí pro předpokládané vstupní napětí

Line reg. vyjadřuje změnu výstupního napětí v závislosti na změně vstupního.

$$Load\ reg. = \frac{V_{out(max\ load)} - V_{out(min\ load)}}{V_{out(avg.\ load)}} \cdot 100$$

$V_{out(max\ load)}$ výstupní napětí pro maximální hodnotu zátěže

$V_{out(min\ load)}$ výstupní napětí pro minimální hodnotu zátěže

$V_{out(avg.\ load)}$ výstupní napětí pro průměrnou hodnotu zátěže

Load reg. vyjadřuje změnu výstupního napětí v závislosti na změně zátěže

Výstupní parametry

Jednotka

Popis

Zvlnění výstupního napětí

[mV]

Periodicky opakující se střídavá složka výstupního napětí.

Výstupní šum

[mV]

Střídavá složka výstupního napětí s nahodilým charakterem.

Rozlišení

[mV]

Velikost nejmenší možné změny výst. parametru (zdroj s digitální regulací)

2 KONCEPT LABORATORNÍHO ZDROJE

Tento přístroj, který je předmětem této bakalářské práce je navržen pro manuální nebo automatizované měření a testování elektronických obvodů. Zdroj je charakteristický nízkým výstupním zvlněním a šumem, plynulou regulací výstupního napětí a proudu a v neposlední řadě také vestavěnými měřícími funkcemi. Díky vhodné zvolenému obvodovému řešení je možné měnit výstupní parametry pouze změnou hodnot vybraných součástek, převážně rezistorů.

2.1 Parametry laboratorního zdroje

Parametry laboratorního zdroje	
Vstupní napětí	AC230 V
Výstupní napětí	0-20 V
Rozlišení zpětné vazby	16b (~0,3 mV)
Programové rozlišení	16b (~0,3 mV)
Měřicí rozlišení	10 mV
Výstupní proud	0-2 A
Rozlišení zpětné vazby	16 b (~0,03 mA)
Programové rozlišení	16 b (~0,03 mA)
Měřicí rozlišení	1 mA
Výstupní výkon	max.40 W
Interface	LCD, Klávesnice, USB

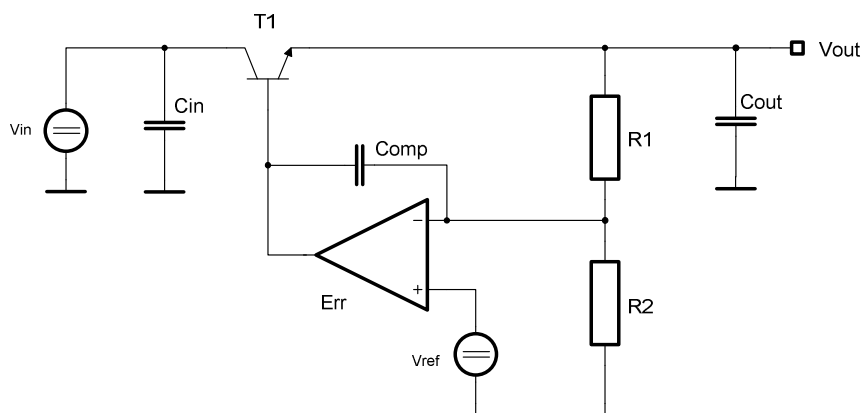
tab. 1: Parametry laboratorního zdroje

2.2 Lineární regulátor

Všechny regulovatelné zdroje pracují na stejném principu bez ohledu, zda jsou lineární či spínané. Základ tvoří záporná zpětná vazba, která udržuje výstupní napětí resp. proud na konstantní hodnotě.

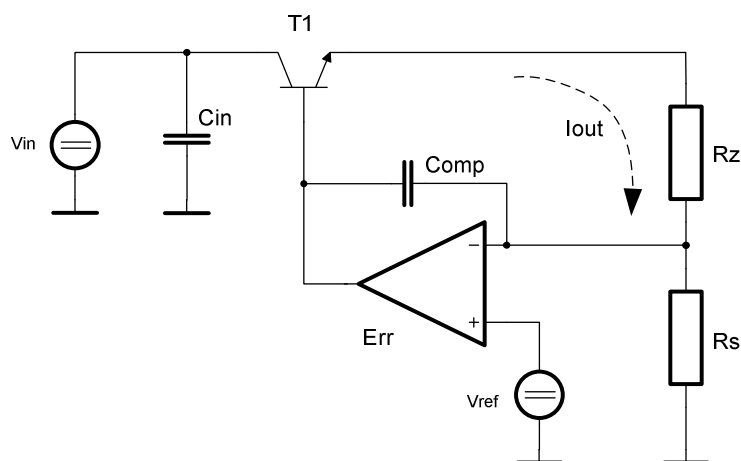
Na obr. 1 je zobrazeno zjednodušené schéma sériového lineárního regulátoru. Základním prvkem zpětné vazby je chybový zesilovač porovnávající rozdíl mezi referenčním napětím V_{ref} a výstupním napětím V_{out} . Referenční napětí je přivedeno na neinvertující vstup chybového zesilovače a na invertující vstup je přivedeno výstupní napětí V_{out} děleno zpětnovazebním děličem. Pokud výstupní napětí překročí přednastavenou hodnotu, sníží se výstupní napětí chybového zesilovače a řídicí tranzistor je uzavírán. Analogicky, pokud výstupní napětí klesne pod přednastavenou

hodnotu, je řídicí tranzistor pomocí chybového zesilovače otvírán a dorovnáva rozdíl výstupního napětí.



obr. 1: Schéma sériového lineárního regulátoru

Rychlost, s jakou reaguje chybový zesilovač a celá zpětná vazba na tuto změnu zátěže je dána kompenzačním článkem, který určuje velikost stejnosměrného zesílení pro vyšší frekvence. V ideálním případě by doba odezvy (*Transient response time*) měla být co nejkratší, avšak při praktické realizaci je nutné počítat s parazitními kapacitami a odpory ve všech prvcích tvořící zpětnou vazbu. Nevhodně navržený kompenzační článek se projevuje kmitáním obvodu či naopak velmi dlouhou dobou odezvy. V běžných podmínkách je možné využít simulací pro nastavení kompenzace a následně ověřit hodnoty měřením.



obr. 2: Lineární regulátor jako proudový zdroj

Obr. 2 představuje jednoduchý lineární regulátor konstantního proudu I_{out} . Jeho funkce je velmi podobná jako v případě zdroje konstantního napětí, ovšem s tím rozdílem, že invertující vstup chybového zesilovače snímá úbytek napětí na snímacím rezistoru R_s . V praxi je hodnota tohoto rezistoru velmi malá – řádově jednotky až

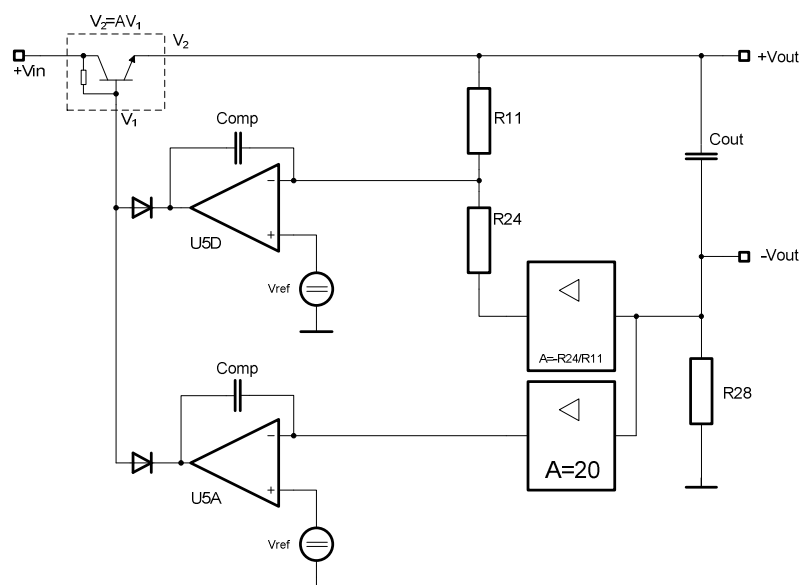
desítky mΩ, umožňující zvýšit odpor zátěže, ale je nutné úbytek napětí na snímacím rezistoru zesílit.

Pro konstrukci laboratorního zdroje je nutné zapojení navrhnout tak, aby při rostoucí zátěži, po dosažení přednastavené hodnoty, výstup plynule přešel z režimu konstantního napětí do režimu konstantního proudu. Způsobů možného řešení je více, lišící se umístěním snímacího rezistoru proudové zpětné vazby.

Měření proudu v kladné větvi – toto řešení je nejčastěji používáno v profesionálních zdrojích, např. firmy Agilent, které mají nulový potenciál, pro referenční napětí a měření, vztažen ke kladné svorce výstupního terminálu. Toto řešení má výhody zejména v jednoduchém měření napětí s minimální chybou, avšak obvodové řešení je poměrně složité a více sekundárních vinutí transformátoru je nutnost. Měření proudu v kladné větvi také používají integrované lineární stabilizátory typu MAA723 či MC1466L.

Měření proudu v záporné větvi – obdoba prvního zapojení, ovšem s měřicím rezistorem vloženým do záporné větve výstupního terminálu. Proudová zpětná vazba je podstatně zjednodušena a díky snímání relativně malého úbytku napětí je možné za určitých okolností použít transformátor jen s jedním sekundárním vinutím. Napěťová zpětná vazba je složitější díky faktu, že je potřeba od měřeného výstupního napětí odečíst proměnlivý úbytek vznikající na snímacím rezistoru, např. pomocí invertujícího zesilovače. Je nutné volit operační zesilovač s minimálním napěťovým ofsetem mezi invertujícím a neinvertujícím vstupem, který má vliv na přesnost výstupního napětí. S tímto řešením se můžeme setkat v jednoduchých laboratorních zdrojích či nabíječích akumulátorů.

2.2.1 Obvodové řešení laboratorního zdroje



obr. 3: Blokové schéma laboratorního zdroje

Obr. 3 znázorňuje zvolené řešení pro návrh laboratorního zdroje. Toto zapojení kombinuje předešlé dva případy samostatného napěťového a proudového regulátoru tvořící společně dvě větve záporné zpětné vazby oddělené diodami.

Napěťová zpětná vazba – výstupní napětí je snímáno zpětnovazebním odporovým děličem, jehož záporný terminál je připojen na výstup invertujícího zesilovače se zesílením rovným poměru tohoto děliče. Tímto způsobem lze jednoduše eliminovat úbytek napětí na snímacím rezistoru. Chybový zesilovač porovnává napětí ze zpětné vazby s referenční hodnotou jako v případě lineárního regulátoru napětí.

Proudová zpětná vazba – Liší se od lineárního regulátoru konstantního proudu pouze zesilovačem zesilujícím úbytek napětí na snímacím rezistoru.

Výkonový prvek – Je možné jej řešit několika způsoby. Obecně nejpoužívanější variantou je využití bipolárního nebo unipolárního tranzistoru. Toto řešení je nejjednodušší na realizaci, ovšem díky poměrně velkému zesílení resp. strmosti, se řídicí napětí pohybuje jen v malém rozmezí, což může mít nepříznivý dopad na stabilitu celého zapojení. V dalším návrhu je tedy použit zdroj napětí řízený napětím [3], jehož zesílení je možné přizpůsobit (~ 4) a využít tak optimálně rozkmit chybových zesilovačů.

V režimu konstantního napětí je chybový zesilovač U5A díky nedostatečnému úbytku na snímacím rezistoru v kladné saturaci a na řízení se podílí pouze U5D. S rostoucí zátěží se úbytek na snímacím rezistoru zvyšuje a v okamžiku, kdy dosáhne referenční hodnoty, přechází výstup do režimu konstantního proudu. To má za následek pokles výstupního napětí, který se projeví přechodem U5D do kladné saturace a řízení přebírá pouze U5A.

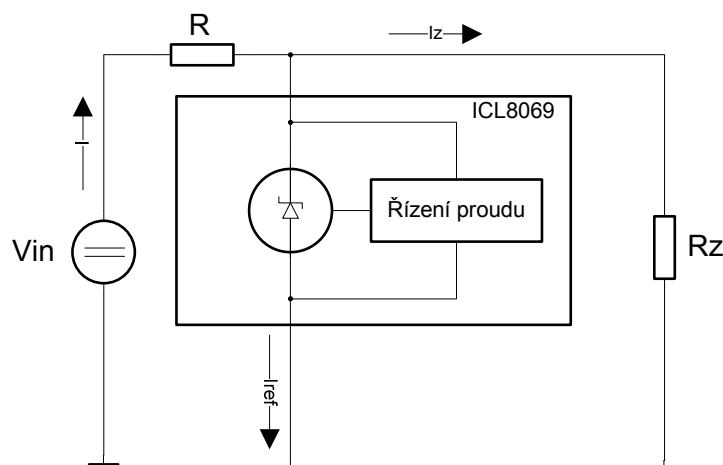
2.2.3 Zdroj referenčního napětí

Za zdroj referenčního napětí lze považovat takový zdroj, který má minimální rozptyl výstupních parametrů v závislosti na vnějších vlivech, jakým je změna teploty či rozptyl vstupního napětí nebo vstupního proudu.

PARALELNÍ REGULÁTORY

Paralelní regulátory jako zdroje referenčního napětí jsou první velkou skupinou. Jak vyplývá z názvu, tyto regulátory jsou zapojeny paralelně k zátěži. Principiálně se jedná o zdroj proudu řízený napětím, s napěťovou zpětnou vazbou.

Na obr. 4 je zobrazeno zjednodušené schéma paralelního regulátoru. Bez připojení zátěže protéká veškerý proud I_{ref} diodou a vytváří na rezistoru R úbytek napětí. Pokud je například referenční napětí obvodu 5 V a vstupní napětí 6 V, bude na rezistoru úbytek 1 V a referenční proud lze vyjádřit vztahem (1).



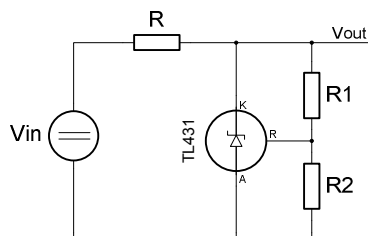
obr. 4: Zjednodušené schéma paralelního regulátoru

$$I_{ref} = \frac{U_{in} - U_{ref}}{R} \quad [A] \quad (1)$$

Po připojení zátěže se začne celkový proud I dělit dle prvního Kirchhoffova zákona na proudy I_{ref} a I_z . Zvýšení celkového proudu má za následek také zvýšení úbytku napětí na rezistoru R . Referenční obvod na tuto skutečnost zareaguje snížením řídicího referenčního napětí proudu I_{ref} a dorovnáním úbytku napětí na potřebnou mez.

Typickým představitelem takového paralelního regulátoru je například zenerova dioda. Výhodou je nízká cena, ale vzhledem k velké teplotní závislosti a rozptylů parametrů se uplatní jen v nenáročných aplikacích.

Podstatně lepším řešením je využití obvodu TL431 firmy Texas Instruments. Katalogové zapojení tohoto obvodu je znázorněno na obr. 5. Referenční napětí TL431 je 2,495 V a pomocí dvou externích rezistorů $R1, R2$ je možné nastavit výstupní napětí v rozsahu 2,495 V až 36 V dle vztahu (2). Tento obvod lze nalézt ve velké většině měřicích přístrojů střední třídy, díky jeho nízkým pořizovacím nákladům a výborným parametrům. Obvod lze také využít jako přepětový spínač vzhledem k jeho velmi strmé výstupní charakteristice [2]. Teplotní závislost TL431 je 50 ppm/°C, výstupní impedance 0,2 Ω a referenční proud od 1 do 100 mA.

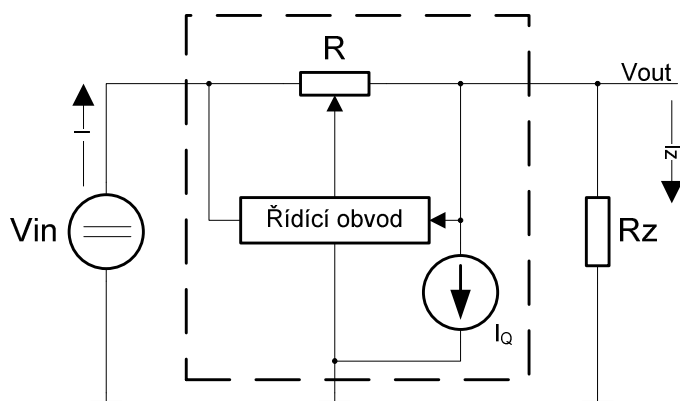


obr. 5: Katalogové zapojení TL431

$$V_{out} = \left(1 + \frac{R1}{R2}\right) \cdot V_{ref} \quad [V] \quad (2)$$

SÉRIOVÉ REGULÁTORY

Tento druh regulátorů je řazen do série se zátěží a je charakteristický tří vývodovým zapojením. Sériový regulátor si lze představit jako proměnný rezistor (v praxi jej představuje tranzistor) měnící svůj odpor v závislosti na výstupním napětí.



obr. 6: Typické zapojení tří vývodového sériového regulátoru

Bez připojené zátěže protéká rezistorem R pouze proud I_Q daný vnitřním zapojením stabilizátoru. Řídicí obvod nastavuje vodivost R na takovou hodnotu, aby výstupní napětí V_{OUT} odpovídalo nastavené referenční hodnotě. Po připojení zátěže se zvýší proud I_Z , zvětší se také úbytek na rezistoru R a řídicí obvod musí zvýšit jeho vodivost pro dodržení požadovaného úbytku, zaručující přesné výstupní napětí.

Pro nenáročné aplikace, kde není kladen důraz na přesnost a stabilitu napětí lze využít integrovaných monolitických stabilizátorů řady 78xx. Kvalitní napěťové zdroje vyrábí renomovaní výrobci, mezi které patří např. Texas Instruments, Analog Devices či Maxim. Integrovaný obvod MAX6029, posledního ze jmenovaných výrobců, je použit i v dalším návrhu laboratorního zdroje.

PŘEHLED REFERECÍ

VYBRANÉ PARAMETRY REFERENČNÍCH ZDROJŮ		
Název	jednotka	Popis
<i>Initial accuracy</i>	V	Udává max. možnou odchylku výstupního napětí
<i>Temperature coefficient</i>	ppm/°C	Závislost výstupního napětí na změně teploty
<i>Temperature hysteresis</i>	ppm	Vyjadřuje změnu chyby výstupního napětí způsobenou cyklickou změnou teploty.
<i>Line regulation</i>	μV/V	<i>Line reg.</i> vyjadřuje změnu výstupního napětí v závislosti na změně vstupního.
<i>Load regulation</i>	μV/μA	<i>Load reg.</i> vyjadřuje změnu výstupního napětí v závislosti na změně zátěže
<i>Stability</i>	ppm	Udává změnu napětí v čase
<i>Supply current</i>	μA	Vlastní proudová spotřeba reference
<i>Ground current</i>	μA	Celkový vstupní proud vstupující do sériového regulátoru
<i>Dropout voltage</i>	mV	Min. úbytek napětí na regulátoru

Load capacitance	pF	Zatěžovací kapacita regulátoru. Může ovlivňovat fázový posun ve zpětné vazbě.
Noise	μV_{P-P} μV_{RMS}	Náhodná střídavá složka superponovaná na výstupním napětí
AC load regulation	$\mu V/\mu A$	Definuje pronikání střídavých složek ze vstupu regulátoru na jeho výstup.
Line transient response	ms	Odezva výstupu na skokovou změnu vstupního napětí.
Load transient response	ms	Odezva výstupu na skokovou změnu zátěže v čase.
ON/OFF setting time	ms	Doba, za kterou naběhne výstupní napětí na nastavenou mez.

tab. 2: Vybrané parametry referenčních zdrojů [4]

POROVNÁNÍ PARALELNÍCH A SÉROVÝCH REGULÁTORŮ [4]

Paralelní regulátory a zenerovy diody	
Výhody	Nevýhody
Nízké náklady	Teplotní závislost
Dvou vývodové zapojení	Nízká účinnost
Malé pouzdro	Nižší přesnost (závisí na návrhu)
Vysoká stabilita pro velký rozsah zatěžovací kapacity	Mění se proud I_{ref} v závislosti na změně napájecího napětí
Lze využít jako přepětovou ochranu	Požadavky na přesnější „bias“ rezistor R
	Externí „bias“ rezistor R , složitější návrh na DPS

Sériové regulátory – technologie „buried“	
Výhody	Nevýhody
Nízký šum	Pořizovací náklady
Malý teplotní drift oproti bandgap tech.	Velké vstupní napětí
Výborná stabilita v čase	Vysoká spotřeba
Velká přesnost	

Sériové regulátory – technologie „bandgap“	
Výhody	Nevýhody
Uspokojivá přesnost s možností trimování	Větší pouzdro
Nízké napájecí napětí (do 1V)	Šum
Nízká spotřeba	

tab. 3: Porovnání paralelních a sériových referencí

Výběr vhodného zdroje referenčního napětí se odvíjí od požadované cílové aplikace a závisí na návrhář. Pro měřicí přístroje je nutné vzít ohled na výstupní šum, přesnost, napájení, cenu a u přenosných zařízení také proudovou spotřebu.

2.2.3 A/D převodníky

Trend v posledních letech v oblasti měřicí techniky směřuje k řízení a měření pomocí digitálních obvodů. Tento způsob je velmi výhodný, zejména díky rozsáhlým možnostem zpracování signálu a měřených hodnot, vyhodnocení a zobrazení. Převod

analogové veličiny na digitální údaj realizují A/D převodníky, v opačném případě se jedná D/A převodníky.

Výběr A/D převodníku úzce souvisí s jeho použitím. Mezi základní parametry patří *rozlišení* a *rychlost*.

Rozlišení – parametr udává počet rozlišitelných hodnot převodníku. Je definován jako počet bitů.

Rychlost – maximální možná rychlost převodu. Udává se jako počet vzorků za sekundu.

Jelikož si oba tyto parametry odporují, je nutné volit vždy kompromis, případně se zaměřit jen na jeden parametr. Velké rozlišení umožňuje zaznamenat i minimální změnu vstupní veličiny ve velkém intervalu, avšak je nutné dbát na zachování vzorkovacího teorému (3).

$$f_h < \frac{f_s}{2} \quad (3)$$

„Přesná rekonstrukce spojitého, frekvenčně omezeného, signálu (f_h) z jeho vzorků je možná tehdy, pokud byl vzorkován frekvencí (f_s) alespoň dvakrát vyšší, než je maximální frekvence rekonstruovaného signálu.“ [5].

Snahou výrobců A/D převodníků je dosáhnout nejvyššího možného rozlišení při velké rychlosti převodu. Obr. 7 znázorňuje výrobní spektrum firmy Texas Instruments. Je nutné si uvědomit, že rostoucí rozlišení a rychlost převodu se projevuje na pořizovacích nákladech A/D převodníků a pro sériovou výrobu je nutné tento fakt vzít v úvahu.

Analog to Digital Converters										
Resolution (Bits)	Sample Rate									
	< 100 SPS	100SPS to 1kSPS	1 to 10kSPS	10 to 100kSPS	100 to 500kSPS	500kSPS to 1MSPS	1 to 10MSPS	10 to 50MSPS	50 to 100MSPS	> 100MSPS
24	●	●	●	●	●					
22			●	●						
20	●			●						
18					●	●	●			
16		●		●	●	●	●	●	●	●
13 / 14		●	●	●	●	●	●	●	●	●
11 / 12		●	●	●	●	●	●	●	●	●
10				●	●		●	●	●	
8				●	●		●	●	●	

obr. 7: Výrobní spektrum A/D převodníků firmy Texas Instruments

Mezi další důležité vlastnosti A/D převodníku patří rozsah vstupního a referenčního napětí, počet kanálů nebo komunikační protokol s periferiemi.

Chyby A/D převodníků [6]

Kvantizační šum (SNR – signal noise ratio)

Odchylka od ideálního signálu způsobená skokovou převodní charakteristikou. Vyjadřuje se v decibelech jako výkonové vyjádření poměru užitečného signálu k šumu vztahem (4).

$$SNR(dB) = 10 \cdot \log \left(\frac{P_{sig}}{P_{noise}} \right) [dB] \quad (4)$$

Integrální chyba nelinearity (INL)

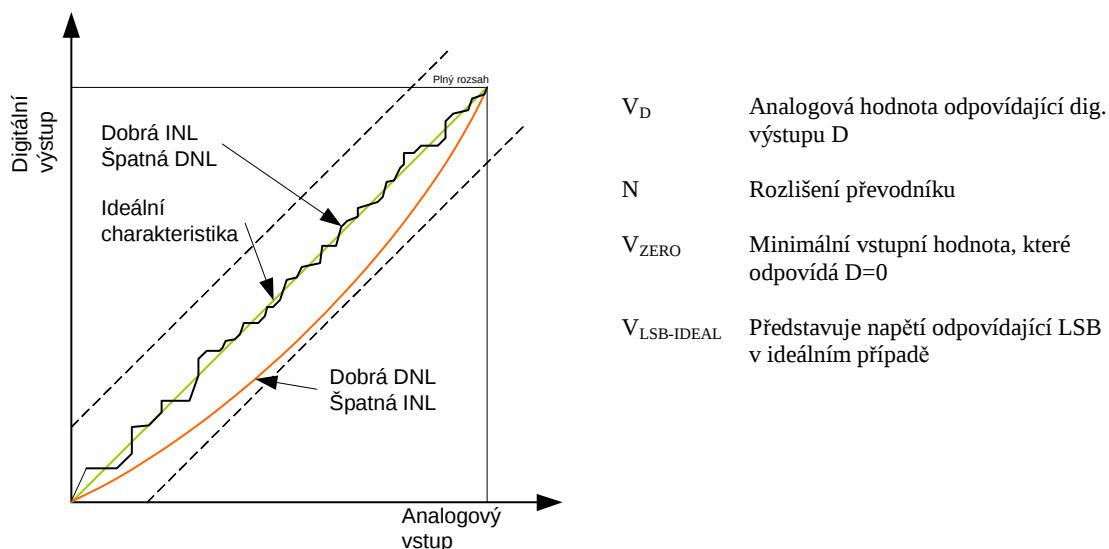
INL udává maximální odchylku skutečné převodní charakteristiky od ideální. Je definována vztahem (5).

$$INL = \left| \left[\frac{(V_D - V_{ZERO})}{V_{LSB-IDEAL}} \right] - D \right| [LSB] \quad 0 < D < 2^N - 1 \quad (5)$$

Diferenciální chyba nelinearity (DNL)

Jedná se o největší odchylku dvou po sobě jdoucích hodnot. Pro ideální převodník je DNL rovno 0,5LSB.

$$DNL = \left| \left[\frac{(V_{D+1} - V_D)}{V_{LSB-IDEAL}} - 1 \right] \right| [LSB] \quad 0 < D < 2^N - 2 \quad (6)$$



obr. 8: Vliv INL a DNL na převodní charakteristiku

Další chyby [7]

<i>Chyba offsetu</i>	posunutí převodní charakteristiky.
<i>ENOB (effective number of bits)</i>	efektivní počet bitů
<i>THD (total harmonic distortion)</i>	harmonické zkreslení
<i>SINAD</i>	odstup signálu a šumu, vyjádřen v decibelech

U laboratorního zdroje s analogovou zpětnou vazbou nejsou kladeny na A/D převodníky velké nároky. Je nutné si uvědomit, že v tomto případě A/D převodníky neovlivňují výstupní parametry a slouží pouze k měřícím účelům. Eliminace chyby A/D převodníku v měřícím přístroji je možná pomocí digitální kalibrace, např. v podobě kalibračních křivek.

2.2.4 D/A převodníky

Digitálně analogové převodníky umožňují převádět digitální údaj na analogovou veličinu, nejčastěji napětí. V řídicích soustavách nahrazují řízení pomocí potenciometrů. Podobně jako u A/D převodníku patří mezi základní parametry při výběru *rozlišení* a *rychlost převodu*.

Pro D/A převodníky platí stejné chyby jako u A/D převodníku, tedy INL, DNL, missing codes, chyba offsetu a další.

Doplňující vlastnosti

Výstupní odpor, doba převodu, výstupní impedance, komunikační rozhraní a další.

D/A převodníky mají široké spektrum uplatnění. Od 8b. vysokorychlostních vzorkovacích převodníků pro digitální osciloskopy, až po přesné 24 b převodníky ve velmi přesných měřících přístrojích. Pro laboratorní zdroj není nutné volit extrémně rychlé A/D převodníky, ale je nutné si uvědomit, že parametry D/A převodníku jsou úzce svázány s výstupními parametry zdroje. Je vhodné volit převodník s nízkým šumem na výstupu a dostatečným rozlišením (~16b). Vzhledem k zavedení zpětné vazby v podobě A/D převodníku, je možné redukovat INL, DNL a chybu offsetu pomocí digitální kalibrace.

2.2.4 D/A převod pomocí FAST PWM

Pro velmi přesné měřící přístroje či přístroje pro kalibraci se namísto klasických integrovaných D/A převodníků využívá PWM modulace a filtrace filtrem typu dolní propust [8].

Pro generování PWM modulace se používají zakázkové obvody typu ASIX, případně integrované PWM modulátory a v neposlední řadě také logická pole typu PGA, která jsou následně využita i pro zpracovávání signálů a řízení celého zařízení.

Filtrace výstupního signálu PWM je prováděna pomocí filtru typu dolní propust. Ten je realizován analogovým filtrem. S rostoucími nároky na výstupní napětí je nutné volit vhodný řád filtru. Pro filtr typu dolní propust RC prvního řádu je možné výstupní napětí vyjádřit vztahem (7).

$$V_{OUT} = V_{PWM} \left(\frac{\frac{1}{j\omega C}}{R + \frac{1}{j\omega C}} \right) = V_{PWM} \left(\frac{1}{j\omega RC + 1} \right) \quad [V] \quad (7)$$

Vztah (8) definuje závislost úhlového kmitočtu na hodnotách rezistoru a kondenzátoru.

$$\omega = 2\pi f = \frac{1}{RC} \quad (8)$$

2.2 Digitální část

Digitální část v laboratorním zdroji s analogovou zpětnou vazbou slouží jako uživatelský interface pro zadání přednastavených hodnot, měření aktuálního stavu výstupního terminálu (skutečná hodnota napětí a proudu), výpočet výkonového zatížení či komunikaci s počítačem.

Pro běžné použití není nutné volit mikrokontroler s velkým výpočetním výkonem vzhledem k poměrně dlouhým časům mezi obnovováním LCD displaye a zadáváním hodnot.

Vhodnou volbou dostatečně rychlých A/D a D/A převodníků lze využít laboratorní zdroj jako generátor základních signálů jako je harmonický signál, či signál s pilovým průběhem. V závislosti na maximální možné frekvenci rostou nároky na výpočetní výkon a je vhodné volit již řízení pomocí FPGA.

Zobrazení výstupních a přednastavených parametrů je vhodné řešit pomocí alfanumerického nebo grafického LCD displaye se standardními řadiči (např. HITACHI HD44780).

Konkrétní programové řešení je popsáno v dalším návrhu.

3 REALIZACE, POPIS ZAPOJENÍ

3.1 Analogová část

Napěťová zpětná vazba

V režimu konstantního napětí zajišťuje přednastavenou hodnotu na výstupních svorkách trojice operačních zesilovačů U5D, U5C a U6A.

Hodnota napětí na výstupních svorkách zdroje je získávána pomocí zpětnovazebního děliče tvořeného rezistory R11 a R24. Je nutné počítat s úbytkem napětí na snímacím rezistoru R28 v záporné větvi. Tento úbytek je tedy násoben poměrem rezistorů $-1(R_{24}/R_{11})$ a následně odečten ze zpětné vazby.

Jako zdroj referenčního napětí jsme zvolili integrovaný obvod MAX6029 s $U_{ref} = 4,096 \text{ V}$. Tento obvod vyniká svými vlastnostmi a výrobce jej přímo doporučuje pro precizní laboratorní zdroje a měřicí přístroje. Jeho výstupnímu napětí, které je možné vyjádřit mocninou dvojkového čísla, usnadňuje výpočet v mikrokontroleru.

Víme, že referenční napětí pro A/D a D/A převodníky je $U_{ref} = 4,096 \text{ V}$ a výstupní napětí zdroje je max. 20V. Poměrem těchto hodnot jednoduše získáme nejmenší možný dělitel výstupního napětí.

$$\frac{U_{out}}{U_{ref}} = N \quad [-] \quad (9)$$

Z toho plyne nutný dělicí poměr zpětnovazebního děliče dle rovnice (9)

$$\frac{U_{out}}{U_{ref}} = \frac{R_{11} + R_{24}}{R_{24}} \Rightarrow \frac{U_{out}}{U_{ref}} - 1 = \frac{R_{11}}{R_{24}} \quad (10)$$

Pro referenci MAX6029 výrobce garantuje maximální rozptyl hodnot v intervalu 4,0899 – 4,1021 V. S ohledem na toleranci součástek je vhodné počítat s rezervou 5% pro výstupní napětí, tedy $U_{out} = 21 \text{ V}$. Pokud zvolíme nejnepříznivější variantu („worst case“), bude poměr rezistorů vyjádřen dle rovnice (12).

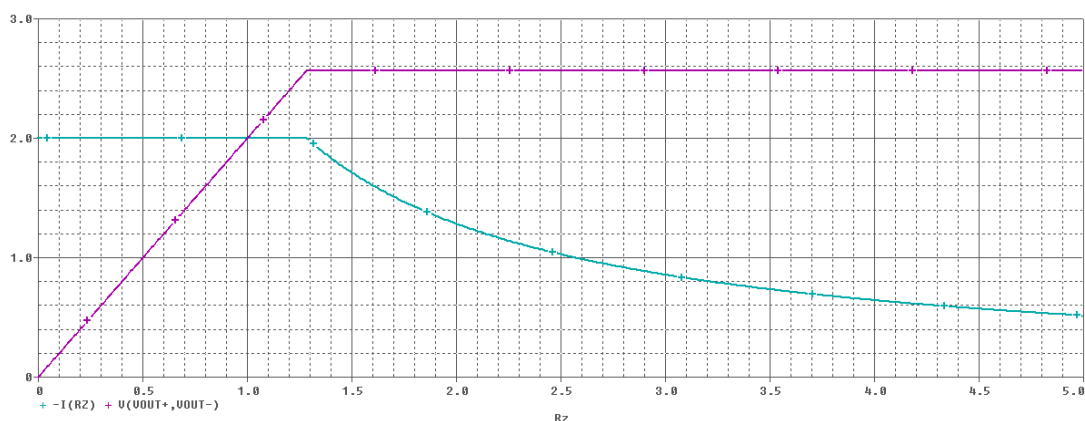
$$N = \frac{U_{out}}{U_{ref}} = \frac{21}{4.0899} = 5,135 \quad [-] \quad (11)$$

$$N = \frac{R_{11} + R_{24}}{R_{24}} \Rightarrow \frac{R_{11}}{R_{24}} = N - 1 = 4,135 \quad [-] \quad (12)$$

Hodnoty rezistorů jsme stanovili pro $R_{11}=91\text{ k}$ a $R_{24}=22\text{ k}$ z řady E24. Pro tyto hodnoty vychází poměr $(R_{11}/R_{24}) = 4,136$.

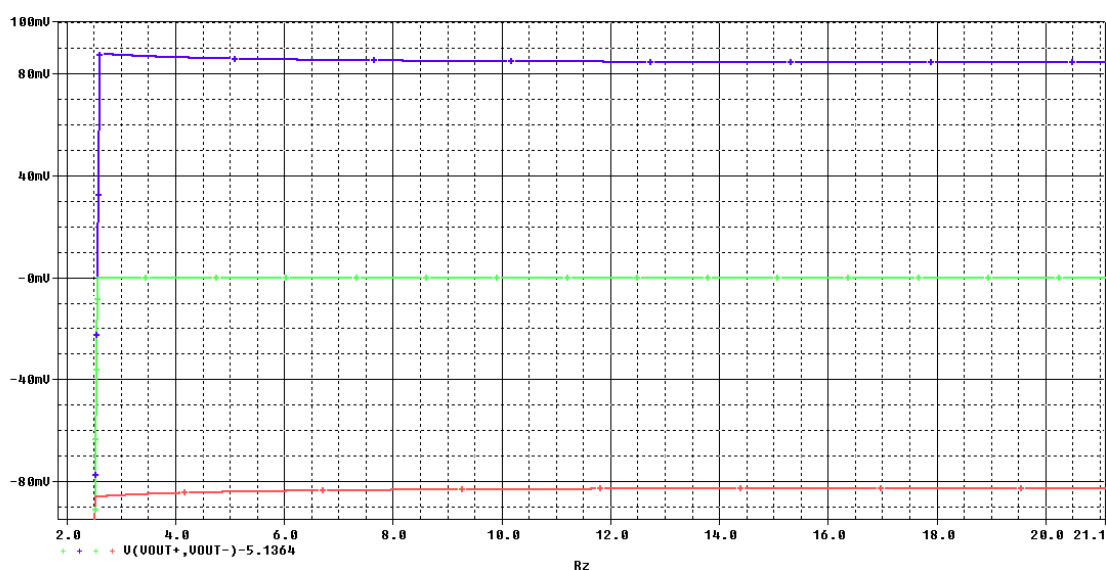
Pro eliminaci vlivu snímacího rezistoru je U5C zapojen jako invertující zesilovač se zesílením rovným obrácené hodnotě poměru zpětnovazebních rezistorů, tedy $(R_{11}/R_{24})^{-1}$. S výhodou zde lze použít stejných hodnot rezistorů, tedy $R_{23}=R_{11}$, resp. $R_{21}=R_{24}$ zajišťující minimální vliv na linearitu celé napěťové zpětné vazby.

Na obr. 8 je zobrazena zatěžovací charakteristika zdroje se součástkami si nulovou tolerancí. Pro režim konstantního napětí i proudu je příslušná charakteristika lineární.



obr. 9: Zatěžovací charakteristika výstupu zdroje

Následující obr. 9 prezentuje vliv 1% tolerance rezistorů ve zpětnovazebním děliči a chybovém zesilovači. Oblast přechodu z režimu konstantního napětí do režimu konstantního proudu není lineární. Nevhodně nastavené zesílení chybového zesilovače se projevuje jako parazitní odpor (pozitivní, resp. negativní) výstupu zdroje. Z praktického hlediska je vhodné rezistory před osazením na desku plošných spojů vybírat do stejných dvojic.

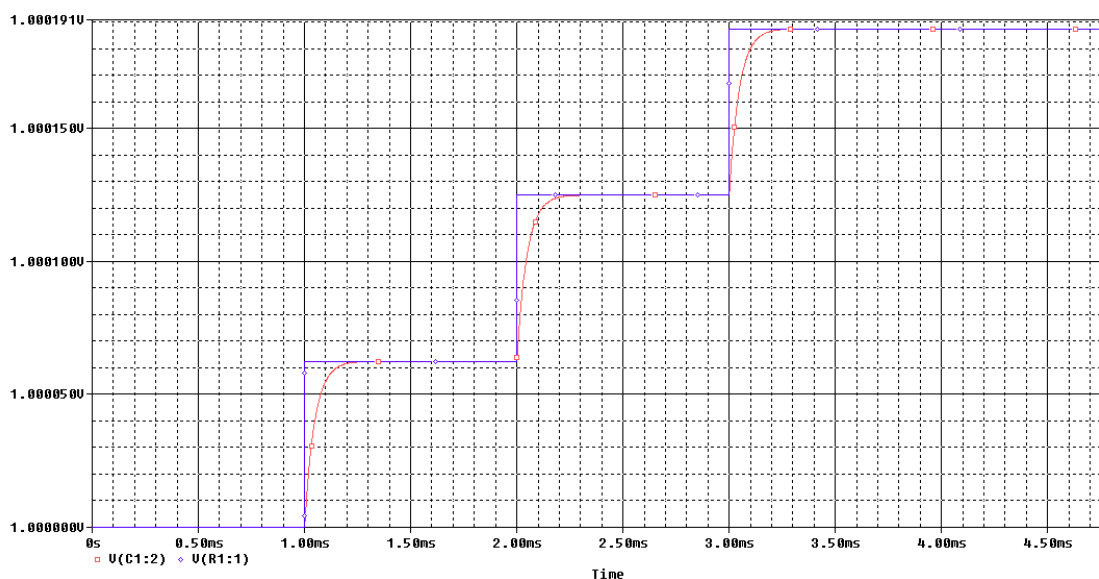


obr. 10: Vliv 1% tolerance rezistorů na linearitu zatěžovací charakteristiky.

Operační zesilovač U6A je zapojen jako napěťový sledovač a slouží k eliminaci malého vstupního odporu invertujícího zesilovače s U5C. Rezistory R19 a R22 redukují vstupní proudovou nesymetrii operačních zesilovačů.

Výstupní napětí zpětnovazebního děliče je přivedeno na vstup operačního zesilovače U5D, který jej porovnává s referenčním napětím z prvního kanálu D/A převodníku.

Pro eliminaci překmitů zpětné vazby při regulaci je jeho výstup filtrován integračním článkem tvořeným R5 a C30. Tento článek prodlužuje náběžné a sestupné hrany D/A převodníku.



obr. 11: Filtrace výstupu D/A převodníku integračním článkem

Záporná zpětná vazba je stabilizována pomocí kompenzace tvořené kondenzátory C26, C27 a rezistorem R3. Hodnoty těchto součástek ovlivňují také rychlost odezvy na změnu zátěže a jsou získány experimentálně.

Proudová zpětná vazba

Zapojení využívá měření proudu v záporné větvi pomocí snímacího rezistoru R28. Úbytek napětí na tomto rezistoru je přímoúměrný proudu protékajícím výstupními svorkami a zátěží (13). Hodnota snímacího rezistoru je zvolena s ohledem na dostatečný rozkmit výstupního napětí jako 0,1 Ω .

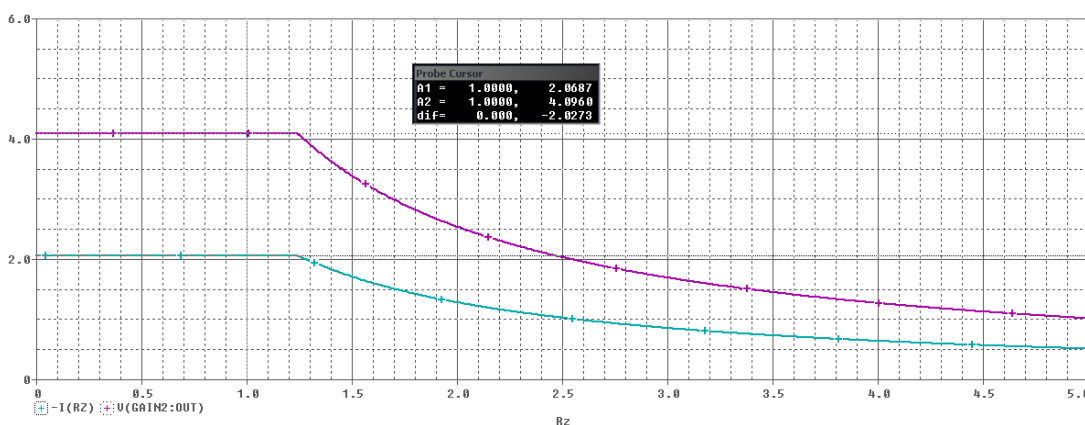
$$U_{ISENSE} = R_{28} \cdot I_z \quad [V] \quad (13)$$

Maximálnímu výstupnímu proudu 2 A odpovídá relativně malý (0,2 V) úbytek napětí a je nutné jej zesílit. Zesílení je realizováno pomocí operačního zesilovače U5B v neinvertujícím zapojení a je definováno dle (14). Velikost referenčního napětí je stejná jako v případě napěťové větve $U_{ref} = 4,096$ V. Zesílení tedy můžeme vhodně zvolit jako $A=20$.

$$A = \frac{U_{OUT}}{U_{IN}} = 1 + \frac{R_{25}}{R_{26}} \Rightarrow \frac{R_{25}}{R_{26}} = 19$$

$$\frac{51k}{2k7} = 18,88 \Rightarrow A = 19,8 \quad [-]$$
(14)

Rezistory $R_{25}=51 \text{ k}\Omega$ a $R_{26}=2,7 \text{ k}\Omega$ jsou zvoleny z odporové řady E24 s 1% tolerancí. Zesílení $A=19,8$ zajišťuje dostatečnou rezervu zesílení pro toleranci rezistorů, viz obr. 11.



obr. 12: Převodní charakteristika neinvertujícího zesilovače U5B

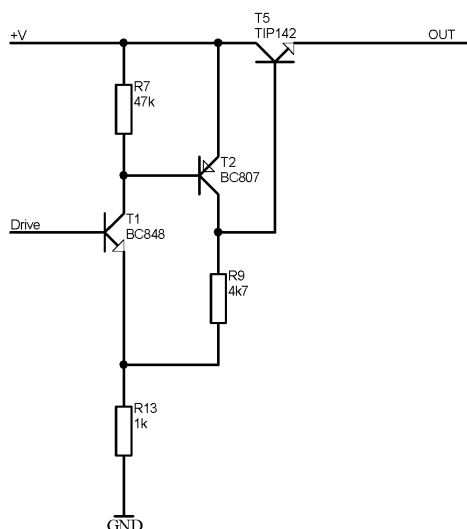
Operační zesilovač U5A porovnává zesílený úbytek napětí na snímacím rezistoru s referenčním napětím získávaným z druhého kanálu D/A převodníku. Rezistory R_{20} a R_{27} redukují vstupní proudovou nesymetrii operačních zesilovačů. Stabilita zpětné vazby je stejně jako u napěťové větve zajištěna kompenzací tvořenou rezistorem R_4 a kondenzátory C_{28} a C_{29} .

Výkonový prvek

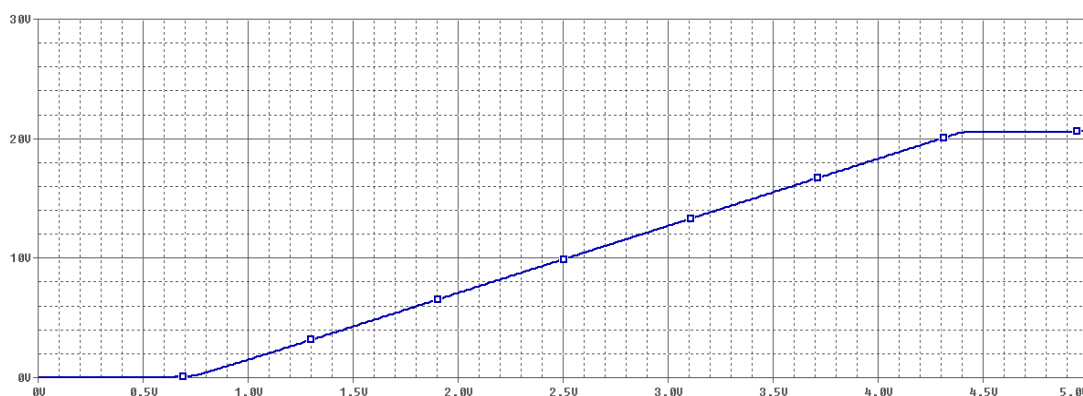
Vzhledem k použitému způsobu zavedení zpětné vazby a řízení, bylo třeba vyřešit problém s řízením výkonového tranzistoru T5. Požadavkem bylo vytvořit „driver“, který se bude chovat jako zdroj napětí 0-20 V řízený napětím. Vhodná inspirace byla nalezena na internetových stránkách [8] v konstrukci laboratorního zdroje, ovšem s digitální zpětnou vazbou nesoucí odpovídající problémy a vlastnosti.

Tranzistory T1 a T2 tvoří ve spojení s rezistory R_7 , R_9 , R_{13} jednoduchý zesilovač se zavedenou zpětnou vazbou pomocí emitorové degenerace, která nám umožňuje nastavit poměrně nízké zesílení. Tranzistor T5 je výkonový a musí být dimenzován na dostatečný ztrátový výkon, odpovídající výkonu zdroje.

Tento „driver“ je řízen výstupy chybových zesilovačů U5A a U5D, které jsou odděleny diodami a zajišťují vhodnou prioritu řízení pro režim konstantního proudu a napětí. Rezistor R_{16} představuje pull-up.



obr. 13: „driver“ představující výkonový prvek



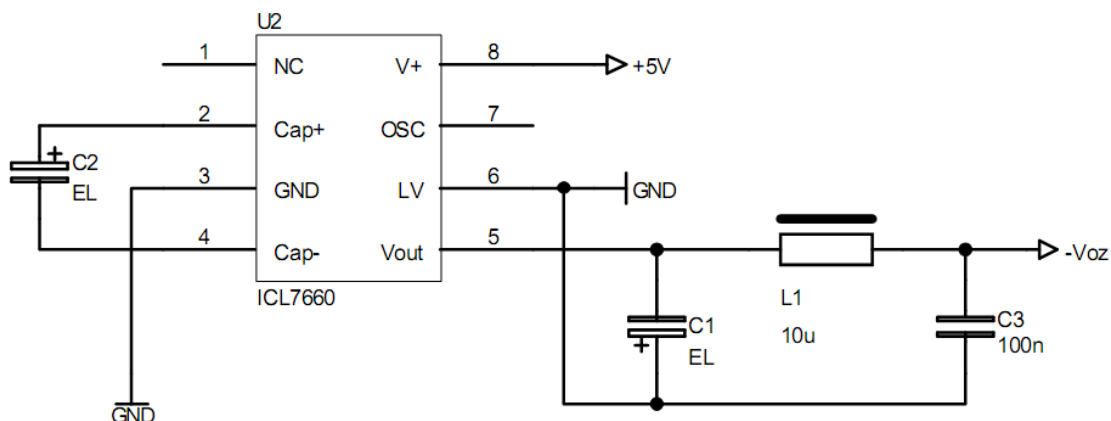
obr. 14: Převodní charakteristika neinvertujícího zesilovače U5B

Zdroj referenčního napětí

Jak již bylo uvedeno dříve, jako zdroj referenčního napětí pro A/D a D/A převodníky byl zvolen integrovaný obvod firmy Maxim MAX6029. Ten je zapojen v katalogovém zapojení. Jeho napájení z 5 V větve je filtrováno tlumivkou L1 a kondenzátorem C18.

Napájecí část

V původním návrhu bylo použito Delonova násobiče se stabilizátorem řady 79Lxx, který vytvářel záporné napětí pro operační zesilovače, a zapojení umožňovalo využití jednoduchého transformátoru s jedním sekundárem. V praktické realizaci se tento návrh neosvědčil vzhledem k velkým špičkám vznikajících při spínání diod a nutnosti relativně velkých filtračních kondenzátorů. Toto řešení bylo nahrazeno obvodem ICL7660, který představuje spínaný DC-DC měnič se spínanými kapacitami. Obvod je určen pro všestranné použití a je zapojen (obr. 14) dle katalogového listu. Výstup měniče je filtrován jednoduchým LC článkem. Výhodou tohoto řešení je možnost napájení celého zdroje z akumulátoru při potřebě galvanického oddělení.

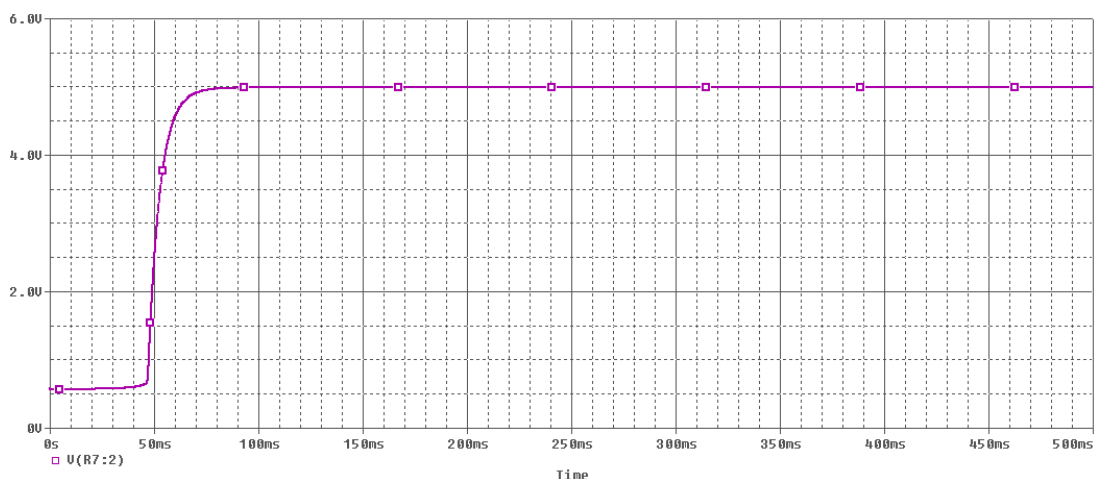


obr. 15: Zapojení ICL7660 jako invertující měnič

Lineární stabilizátor 7805 poskytuje napětí pro operační zesilovače, A/D a D/A převodníky, mikrokontroler a LCD display.

Soft start

Jako soft start je označován obvod, který zabezpečí pozvolný náběh výstupního napětí a omezí špičky při zapínání přístroje. Obvodově je řešen pomocí rezistorů R8, R10, tranzistoru T6 a kondenzátoru C38. Po připojení napájecího napětí protéká kondenzátorem C38. Na rezistoru R8 vzniká dostatečný úbytek napětí pro otevření T6 a tranzistor je v saturaci. S nabíjením kondenzátoru klesá proud, tedy i úbytek napětí, který způsobí uzavírání tranzistoru T6 a řízení výkonového driveru přebírají chybové zesilovače napěťové a proudové zpětné vazby. Průběh řídicího napětí soft-start obvodu je zobrazen na obr. 14.



obr. 16: Náběh vstupního napětí driveru pomocí SoftStartu

A/D převodníky

Pro snímání napětí a proudu je nutné použít alespoň dvoukanálový A/D převodník. V této konstrukci je využito dvou A/D převodníků z důvodu jejich dostupnosti a vhodným parametrům. Pro měření napětí a proudu byly zvoleny obvody firmy Texas Instruments, konkrétně ADS8320 s 16 b rozlišením.

Tyto obvody v pouzdru MSOP08 výrobce doporučuje pro použití v průmyslové automatizaci a měřicích přístrojích. Komunikaci s řídicím mikrokontrolerem zajišťuje sériová sběrnice SPI.

Velikost minimálního rozlišitelného výstupního napětí je definována vztahem (15). Víme, že maximální výstupní napětí je $U_{out}=20\text{ V}$ a převodník má 16 b. rozlišení, které představuje 2^{16} hodnot. Celkově tedy A/D převodník je schopen rozlišit 65 536 hodnot.

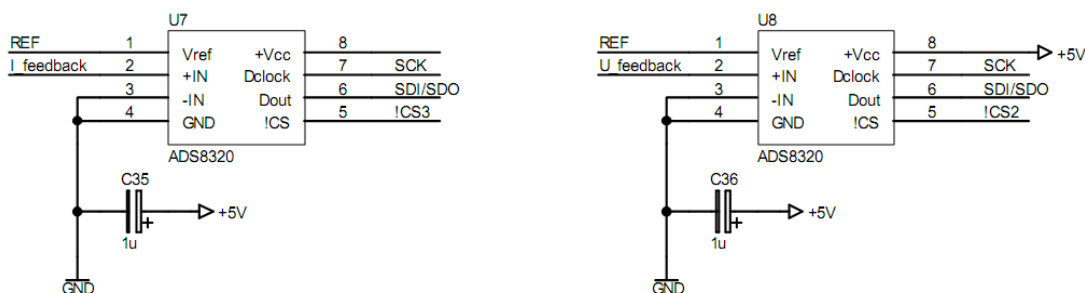
$$U_{STEP} = \frac{U_{OUT}}{2^{16}} = \frac{20V}{65536} = 0,305 \text{ [mV]} \quad (15)$$

Stejně lze vyjádřit velikost minimálního rozlišitelného výstupního proudu (16). Maximální hodnota výstupního proudu je $I_{out}=2\text{ A}$.

$$I_{STEP} = \frac{I_{OUT}}{2^{16}} = \frac{2A}{65536} = 0,0305 \text{ [mA]} \quad (16)$$

ADS8320 je A/D převodník se SAR architekturou (successive approximation register) označovaný jako převodník s postupnou aproximací. Tento typ převodníků je charakteristický pevnou dobou převodu, která závisí na rozlišení (počtu bitů) a hodinovém taktu. Tento převodník je schopen vzorkovat s četností 100 kHz.

A/D převodníky jsou zapojeny dle katalogového listu, viz obr. 16. Kondenzátory C35 a C36 slouží jako jednoduchá filtrace napájecího napětí. Vstupní napětí pro A/D převodníky je přivedeno ze záporné zpětné vazby. Referenční napětí pro A/D převodník zajišťuje obvod napět'ové reference MAX6029.



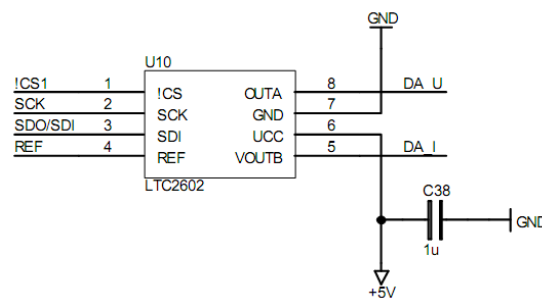
obr. 17: Zapojení A/D převodníku pro měření napětí a proudu

D/A převodník

Podobně jako u A/D převodníku, je nutné použít pro regulaci napětí a proudu dvoukanálový D/A převodník. Pro konstrukci laboratorního zdroje jsme zvolili jako vhodný obvod LTC2602 firmy Linear Technology.

LTC2602 je dvoukanálový D/A převodník s 16 b rozlišením. Rozlišení výstupního napětí, resp. proudu je stejné jako v případě A/D převodníků a lze jej vypočíst dle vztahů (15,16). Výstupy jsou typu rail-to-rail a jejich maximální výstupní proud je 15mA pro každý kanál. Výrobce tento D/A převodník předurčuje pro měřicí přístroje, mobilní zařízení a průmyslovou automatizaci.

Tento obvod komunikuje s okolím, stejně jako A/D převodníky ADS8320, pomocí sériové sběrnice SPI. Sdružení A/D a D/A převodníků na jednu sběrnici má výhodu v jednodušším programovém vybavení a úspoře místa na desce plošných spojů.



obr. 18: Zapojení D/A převodníku LTC2602

Na obr. 17 je znázorněno zapojení LTC2602 v popisované konstrukci. Kondenzátor C38 slouží opět jako jednoduchá filtrace napájecího napětí a je umístěn na desce plošných spojů co nejblíže pouzdru. Stejně jako u A/D převodníků, referenční napětí zajišťuje napěťová reference MAX6029.

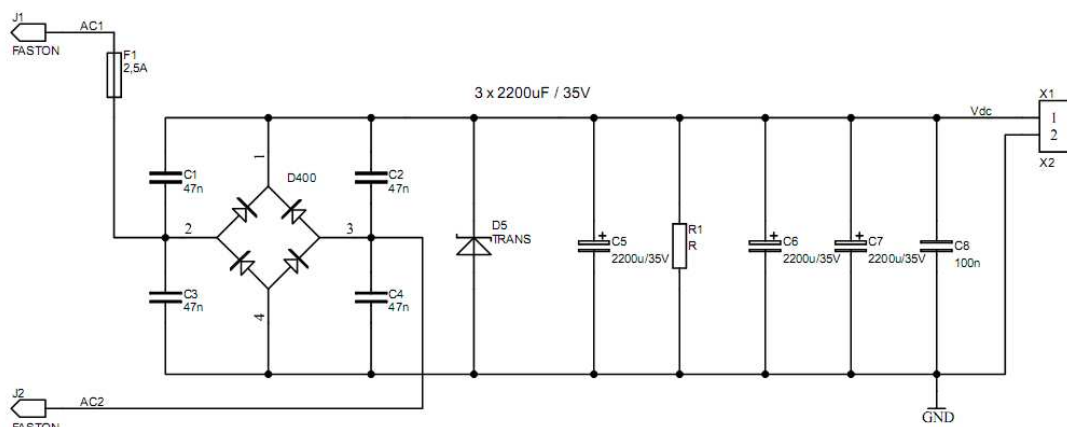
3.2 Napájecí část

Celé zařízení je koncipováno tak, aby jej bylo možné napájet primárně ze síťového rozvodu, ale vzhledem ke zvolenému obvodovému zapojení je možné také napájení z akumulátoru.

Pro napájení ze sítě slouží napájecí část na samostatné desce plošných spojů, obsahující usměrňovač, proudovou pojistku a následnou filtraci. Tento celek je spojen s analogovou částí pomocí samostatných vodičů.

Výstup síťového transformátoru je na DPS připojen pomocí FASTON spojek a následně jištěn tavnou pojistkou T2,5 A. Napětí z transformátoru je dále usměrněno diodovým můstkem D400. Kondenzátory C1 až C4 slouží k redukování špiček při spínání diod. Transil D5 slouží jako ochrana proti přepětí. Filtraci výstupního napětí

zajišťují kondenzátory C5 – C8 . Rezistor R1 slouží pro vybití filtračních kondenzátorů po odpojení napájecího napětí. Svorka X1 slouží pro připojení analogové části.

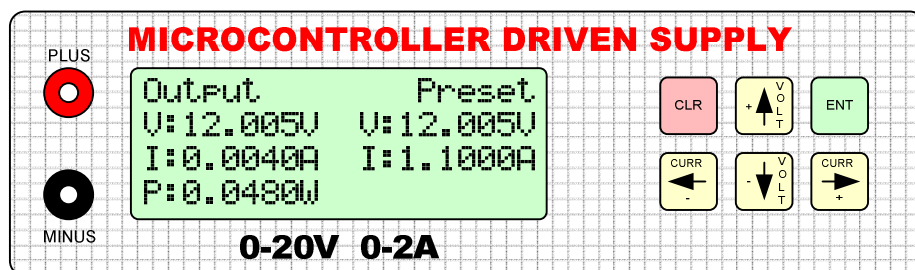


obr. 19: Napájecí část laboratorního zdroje

3.3 Digitální část

Digitální část laboratorního zdroje zajišťuje komunikaci mezi uživatelem, osobním počítačem a analogovou částí. Pro snadnou realizaci je tato část na samostatné desce plošných spojů a s analogovou částí je propojena plochým kabelem.

Zobrazení hodnot obsluhuje je zajištěno pomocí alfanumerického displeje s radičem HITACHI HD44780. Ovládání přístroje je možné pomocí šesti tlačítek viz obrázek 16. Tlačítka označená šipkami nahoru a dolů, slouží pro regulaci napětí, resp. pohyb v menu. Tlačítka označená šipkami doleva a doprava regulují přednastavenou hodnotu proudu. Tlačítka CLR a ENT slouží pro vstup a návrat z menu.

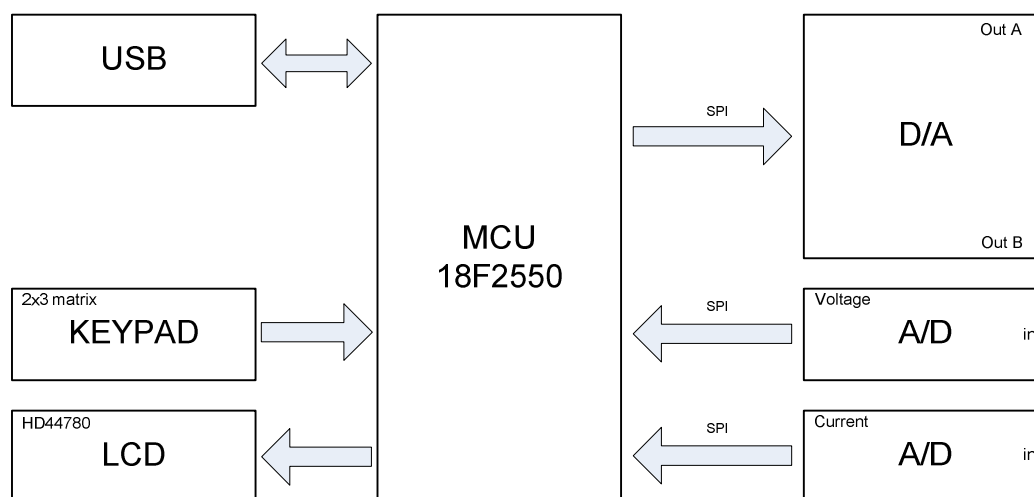


obr. 20: Vizualizace uživatelské prostředí

Základ digitální částí tvoří osmibitový mikrokontroler PIC18F2550 firmy Microchip. V původním návrhu (semestrální projekt 1) bylo počítáno s mikrokontrolerem firmy ATMEL, přesněji ATmega32. Komunikaci s osobním počítačem zajišťoval převodník FT232R od FTDI Limited, který zajišťuje převod mezi sběrnici UART a USB. Toto řešení je plně funkční, avšak vzhledem k dostupnosti a ceně PIC18F2550 obsahující integrovaný USB radič jako periferii, padla volba právě na něj. Velkým přínosem je také dostupnost zdrojového kódu a ovladačů USB pro PC ze internetových stránek výrobce [9].

Zjednodušené schéma digitální části je na obr. 17. Mikrokontroler v reálném čase musí obsloužit sběrnici USB, SPI pro A/D a D/A převodníky, LCD display a klávesnici. Na mikrokontroler není kladen vysoký nárok v oblasti výpočetního výkonu, ale přesto je zvolený mikrokontroler dostatečně výkonný, pro regulaci typu PID pro korekci analogové zpětné vazby [10].

3.3.1 Obvodové řešení digitální části



obr. 21: Zjednodušené schéma digitální části

Základem je mikrokontroler U1 doplněný o nezbytné součástky pro jeho funkci. Oscilátor tvoří krystal Q1 s frekvencí 20 MHz. Volba této frekvence vychází z doporučení výrobce pro používání vestavěné USB periferie. Stabilitu oscilátoru zajišťují kondenzátory C1 a C2 s hodnotou 15 pF. Rezistor R1 a kondenzátor C3 jsou nutné k funkci interního stabilizátoru napětí 3,3 V pro USB řadič. Důležitou část tvoří resetovací obvod, složený z rezistoru R9, diody D1 a kondenzátoru C4. V okamžiku připojení napájecího napětí je přes rezistor R9 nabíjen kondenzátor C4 a na MCLR vstupu (hlavní reset mikrokontroleru) je log. 0 až do doby než je C4 nabit.

Klávesnice se šesti tlačítky je realizována pomocí tlačítek SW1 až SW6 a „pull-down“ rezistorů R2,R3,R4 a R6,R7,R8 s hodnotou 10 k. Pro změnu firmware jsou vyvedeny datové linky na ICSP (in circuit serial programming) konektor X2. USB konektor představuje X5. Doprovodnou zvukovou signalizaci lze připojit na X3.

LCD display umožňuje připojení v osmibitovém nebo čtyřbitovém zapojení, které je však pomalejší a náročnější na programovou obsluhu. Pro úsporu datových linek mikrokontroleru jsme zvolili čtyřbitovou komunikaci. Display je připojen pomocí konektoru X1. Rezistory R10 a R11 slouží pro nastavení kontrastu. Rezistor R5 limituje proud podsvícením displeje.

Pro SPI komunikaci s A/D a D/A převodníky jsou vyvedeny příslušné datové linky na konektor X4, který umožňuje připojení analogové části pomocí plochého kabelu se samořezným konektorem.

3.3.1 Programové řešení digitální části

Program je řešený jako stavový automat řízený interním čítačem měřícím čas. Tímto způsobem lze velmi jednoduše nastavit prioritu obsluhy jednotlivých událostí, jako jsou změny napětí, proudu případně zadání nových přednastavených parametrů.

Programové rozlišení měřených parametrů je zaokrouhleno na 1 mV pro měření napětí a 0,1 mA pro měření proudu. Pokud vycházíme z předpokladu, že 16 b. A/D převodníky umožňují měřit výstupní veličiny s rozlišením 0,3 mV pro napětí a 0,03 mA pro proud, lze dorovnávat odchylku analogové zpětné vazby pomocí 3 regulačních kroků, které není uživatel schopen ovlivnit.

Ovládací program umožňuje komunikaci a nastavení výstupních parametrů pomocí sběrnice USB. Z praktického hlediska lze využít například programu Microsoft Excel a vestavěného programovacího prostředí Visual Basic. Tento způsob záznamu dat je možný také u profesionálních zařízení firmy Agilent.

Na straně PC je velmi výhodně využít ovládač firmy Microchip, který umožňuje přístup k USB portu jako ke standardní sériové lince RS232. Tento způsob řešení podstatně zjednodušuje program v PC.

Pro ovládání LCD displaye a klávesnice je využito standardních rutin. Koncepce programu pro mikrokontroler je tvořena tak, aby jej bylo možno upravit pro potřeby uživatele. Základní ovládání přístroje je velmi jednoduché.

4. ZÁVĚR

Cílem této bakalářské práce je vysvětlit problematiku konstrukce lineárních laboratorních zdrojů a navrhnout vhodné obvodové řešení. Uvedené zařízení je vhodným kompromisem mezi pořizovacími náklady v porovnání s komerčně vyráběnými zdroji a zachováním dobrých výstupních parametrů resp. vlastností zdroje. V dané problematice existuje několik řešení, a proto je nutné zvolit vhodnou cestu vývoje dle zadaných požadavků a koncové ceny zařízení.

Během vývoje doznalo zapojení několika změn. V digitální části došlo ke změně zvoleného mikrokontroleru ATmega32 za mikrokontroler PIC18F2550. Výsledkem tohoto řešení bylo zjednodušení obvodového zapojení a hlavně snížení nákladů o externí USB řadič FT232R.

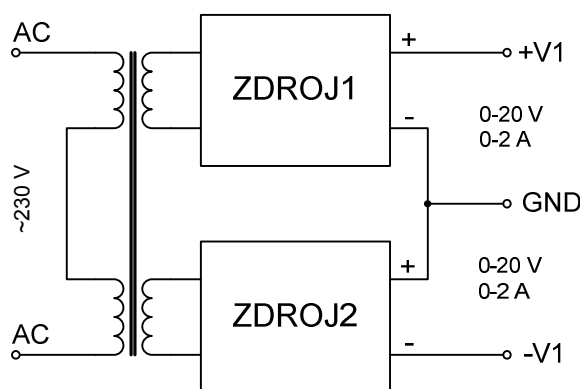
U analogové části bylo zjednodušeno napájení operačních zesilovačů. Původní návrh počítá s použitím lineárního stabilizátoru řady 78L09 pro napájení kladné 9 V větve operačních zesilovačů. Snížení kladného napájecího napětí operačních zesilovačů umožní sloučení se stabilizátorem 7805. Při použití nižšího napájecího napětí dochází také k menšímu rozkmitu výstupu operačních zesilovačů. Zkracuje se také doba odezvy a je možné vypustit antisaturace u chybových zesilovačů proudové a napěťové zpětné vazby.

Původní návrh využívající střídavé napájecí napětí a Delonův násobič s filtrací pomocí stabilizátoru 79L05 se neosvědčil vzhledem k velkému rozkmitu napětí

a nutnosti použití velkých filtračních kondenzátorů pro zápornou větev. Delonův násobič byl nahrazen integrovaným obvodem ICL7660, který je zapojen jako invertující měnič se spínanými kapacitami. Obavy z pronikání harmonických složek vzniklých spínáním se nepotvrdily.

Mezi hlavní výhody zvolené konstrukce patří možnost změny výstupního výkonu ze 40W až na dvojnásobek, pouhou změnou rezistorů ve zpětné vazbě, případně zdvojením výkonového tranzistoru pro zvýšení proudového rozsahu. Analogovou a digitální část je možné napájet stejnosměrným napětím. Této skutečnosti lze využít pro další modifikace.

Pro úplné galvanické oddělení od síťového rozvodu lze zařízení napájet akumulátory, například dvojicí 12 V olověných článků. Při použití síťového transformátoru s více sekundárními bloky, lze zařízení kaskádně řadit a vytvořit tímto způsobem celek nesymetrického napájecího zdroje (viz obr. 22), který najde uplatnění při měření s operačními zesilovači.



obr. 22: Spojení dvou laboratorních zdrojů

Uvedené zařízení najde uplatnění všude tam, kde je potřeba napájení konstantním napětím nebo proudem s velmi jemnou regulací. Pomocí ovládání přes sběrnici USB je možné automatizovaně měřit V-A charakteristiky například polovodičových součástek nebo senzorů. S výhledem do budoucna je vhodné rozšířit programové vybavení pro mikrokontroler o generování základních průběhů signálů periodických signálů. Svým řešením splňuje zařízení zadání a je vhodné pro malosériovou výrobu.

SEZNAM POUŽITÉ LITERATURY

- [1] BROWN, M. *Power Supply Cookbook, Second edition, Marty Brown, Butterworth-Heinemann. Newnes (August 1994) ISBN-10: 075067010X*
- [2] DRESLER, T. *TL431 – mnohem více než Zenerova dioda.*
Dostupný z WWW: <<http://hw.cz/Produkty/Nove-soucastky/ART725-TL431---mnohem-vice-nez-Zenerova-dioda.html>>, [cit. 2008-04-20]
- [3] COUFAL, T. *Laboratorní zdroj řízený mikroprocesorem* [online]
Dostupný z WWW: < <http://hw.cz/teorie-praxe/konstrukce/art2086-laboratorni-zdroj-rizeny-mikroprocesorem.html> >, [cit. 2008-01-15]
- [4] MAXIM INTEGRATED PRODUCTS, INC. *Understanding Voltage-Reference Topologies and Specifications.* Dostupný z WWW: < <http://www.maxim-ic.com/an719> >, [cit. 2008-05-22]
- [5] WIKIPEDIA.ORG. *Shannonův teorém*
Dostupný z WWW: <<http://cs.wikipedia.org/wiki/>>, [cit. 2008-05-22]
- [6] MAXIM INTEGRATED PRODUCTS, INC. *INL/DNL Measurements for High-Speed Analog-to-Digital Converters (ADCs).* Dostupný z WWW:
<<http://www.maxim-ic.com/an283>>, [cit. 2008-05-22]
- [7] HÁZE J., VRBA R., FUJCIK L., SAJDL O., *Teorie vzájemného převodu analogového a číslicového signálu .* Skriptum. Brno: FEKT VUT v Brně, 2006
- [8] HUGH, J. *Automating Manufacturing Systems with PLCs.*
Dostupný z WWW:
<<http://claymore.engineer.gvsu.edu/~jackh/books/plcs/html/plcs-627.gif>>, [cit. 2008-05-23]
- [9] MICROCHIP, INC. *Migrating applications to USB from RS-232 UART with minimal impact on PC Software.* Dostupné z WWW:
<<http://www.microchip.com>> (application note 956), [cit. 2008-02-17]
- [10] MICROCHIP, INC. *Implementing PID controller using a PIC18 MCU.*
Dostupné z WWW: <<http://www.microchip.com>> (application note 937), [cit. 2008-02-17]

SEZNAM PŘÍLOH

PŘÍLOHA 1 – SCHÉMA ZAPOJENÍ ANALOGOVÉ ČÁSTI	I.
PŘÍLOHA 2 – NÁVRH DPS ANALOGOVÉ ČÁSTI	II.
PŘÍLOHA 3 – OSAZOVACÍ PLÁN ANALOGOVÉ ČÁSTI	III.
PŘÍLOHA 4 – SCHÉMA ZAPOJENÍ NAPÁJECÍ ČÁSTI.....	IV.
PŘÍLOHA 5 – NÁVRH DPS NAPÁJECÍ ČÁSTI	V.
PŘÍLOHA 6 – OSAZOVACÍ PLÁN NAPÁJECÍ ČÁSTI	VI.
PŘÍLOHA 7 – SCHÉMA ZAPOJENÍ DIGITÁLNÍ ČÁSTI	VII.
PŘÍLOHA 8 – NÁVRH DPS DIGITÁLNÍ ČÁSTI.....	VIII.
PŘÍLOHA 9 – OSAZOVACÍ PLÁN DIGITÁLNÍ ČÁSTI.....	IX.

JEN PRO GENEROVANI SEZNAMU netiskne se !!!

PŘÍLOHA 1 – SCHÉMA ZAPOJENÍ ANALOGOVÉ ČÁSTI

PŘÍLOHA 2 – NÁVRH DPS ANALOGOVÉ ČÁSTI

PŘÍLOHA 3 – OSAZOVACÍ PLÁN ANALOGOVÉ ČÁSTI

PŘÍLOHA 4 – SCHÉMA ZAPOJENÍ NAPÁJECÍ ČÁSTI

PŘÍLOHA 5 – NÁVRH DPS NAPÁJECÍ ČÁSTI

PŘÍLOHA 6 – OSAZOVACÍ PLÁN NAPÁJECÍ ČÁSTI

PŘÍLOHA 7 – SCHÉMA ZAPOJENÍ DIGITÁLNÍ ČÁSTI

PŘÍLOHA 8 – NÁVRH DPS DIGITÁLNÍ ČÁSTI

PŘÍLOHA 9 – OSAZOVACÍ PLÁN DIGITÁLNÍ ČÁSTI