

ČESKÉ VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V PRAZE

Fakulta elektrotechnická

Katedra Mikroelektroniky
Obor Elektronika

Charakterograf pro tranzistory

Květen 2014

Diplomant: Bc. Antonín Kotěra
Vedoucí práce: Ing. Vít Záhlava, CSc.

České vysoké učení technické v Praze
Fakulta elektrotechnická

katedra mikroelektroniky

ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE

Student: **Bc. K O T Ě R A Antonín**

Studijní program: Komunikace, multimédia a elektronika
Obor: Elektronika

Název tématu: **Charakterograf pro tranzistory**

Pokyny pro vypracování:

1. Prostudujte problematiku charakterizace bipolárních a unipolárních tranzistorů.
2. Navrhněte obvodové elektrické schéma zapojení charakterografu.
3. Proveďte obvodové simulace klíčových částí obvodů.
4. Navrhněte desku plošného spoje.
5. Realizujte funkční zapojení obvodu.
6. Navrhněte potřebné programové vybavení charakterografu.
7. Porovnejte vlastnosti funkčního zapojení s obvodovými simulacemi.

Seznam odborné literatury:

- [1] Vobecký J., Záhlava V.: Elektronika – součástky a obvody, principy a příklady, Třetí rozšířené vydání, Grada Publishing, Praha 2005
- [2] Záhlava, V. : OrCAD 10, Grada Publishing, Praha 2004
- [3] Záhlava, V. : Návrh a konstrukce desek plošných spojů, BEN, Praha 2011
- [4] Katalogové a aplikační listy příslušných elektronických součástek

Vedoucí: **Ing. Vít Záhlava, CSc.**

Platnost zadání: 31. 8. 2015

L.S.

Prof. Ing. Miroslav Husák, CSc.
vedoucí katedry

Prof. Ing. Pavel Ripka, CSc.
děkan

V Praze dne 29. 1. 2014

Čestné prohlášení

Prohlašuji, že jsem zadanou diplomovou práci zpracoval sám s přispěním vedoucího práce a konzultanta a používal jsem pouze literaturu v práci uvedenou. Dále prohlašuji, že nemám námitek proti půjčování nebo zveřejňování mé diplomové práce nebo její části se souhlasem katedry.

Datum: 12.5.2014

.....
podpis diplomanta

Anotace

Tato práce pojednává o charakterizaci diod a tranzistorů a popisuje zařízení, které k tomu slouží v rozsahu 0 – 30 V a 0 – 2,5 A. Tímto zařízením je několikanásobný počítačem řízený zdroj proudu. Dále je popsán řídicí program pro počítač.

Klíčová slova

charakterizace tranzistorů, charakterograf, tranzistor, dioda, zdroj proudu, A/D převodník, D/A převodník,

Annotation

This thesis stands for tracing of diodes and transistors and for designing a device for this purpose in a range from 0 to 30 V and from 0 to 2,5 A. This device is a multiple computer controlled current source. Also computer program is described.

Key words

trace curving, curve tracer, transistor, diode, current source, A/D converter, D/A converter

Obsah

1	Úvod.....	6
2	Teoretický návrh	7
2.1	Charakterizace polovodičů.....	7
2.2	Zdroje proudu.....	9
2.3	Operační zesilovače	12
2.4	Sigma – delta A/D převodník	15
2.5	D/A převodník	18
2.6	Komunikace s PC.....	19
3	Praktický návrh – obvodové řešení.....	21
3.1	Zdroj „většího“ proudu pro NPN/NFET tranzistory.....	21
3.2	Zdroj „menšího“ proudu pro NPN/NFET tranzistory.....	23
3.3	Zdroj „většího“ proudu pro PNP/PFET tranzistory	23
3.4	Zdroj „menšího“ proudu pro PNP/PFET tranzistory	24
3.5	Přepínání kanálů.....	24
3.6	Chlazení	25
3.7	Napájení	27
3.8	Poznámky k návrhu plošného spoje.....	28
4	Simulace a měření na přípravku	30
4.1	Statická převodní charakteristika.....	32
4.2	Dynamická převodní charakteristika	34
4.3	Statická zatěžovací charakteristika	34
4.4	Dynamická zatěžovací charakteristika.....	36
4.5	Závislost proudu na napájecím napětí.....	37
5	Programové vybavení	38
5.1	Program v C pro PIC.....	38
5.2	Program ve VBA.....	40
5.3	Komunikace mezi PC a mikrokontrolérem.....	42
6	Závěr	43
7	Použitá literatura	44
7.1	Katalogové listy součástek.....	44
8	Seznam použitých zkratk a symbolů.....	45
9	Seznam příloh	46

1 Úvod

Většinu polovodičových součástek lze popsat více či méně přesnými matematickými modely. Pro přesnou simulaci a práci s konkrétními součástkami (použití diody jako senzoru teploty, párování tranzistorů do zesilovače...) je naneštěstí tento popis nedostačující. Dokonce ani modely výrobců nemohou splnit očekávání kvůli výrobnímu rozptylu samotných součástek. Pro použití v takových případech je tedy třeba změřit parametry každé součástky zvlášť.

Jelikož charakteristiky všech polovodičových součástek vykazují značnou nelinearitu, proto obecně nezáleží na tom, budou-li komponenty buzeny ze zdroje proudu nebo zdroje napětí. Pro každou z obou variant je však třeba zohlednit oblasti charakteristik, kde bude nižší citlivost na nastavenou veličinu. Po důkladném zvážení situace byla nakonec vybrána koncepce několika řízených zdrojů proudu s připínatelnou předzátěží. Od té se očekává snížení výstupního odporu zdroje, tedy jakési posunutí charakteru blíže ke zdroji napětí a při zachování rozlišovacích schopností analogově-digitálních a digitálně-analogových převodníků zvýšení rozlišení v oblastech charakteristik, jež jsou na nastavení přesného proudu velice citlivé (např. začátek V-A charakteristiky diody, kdy se při velmi malé změně proudu (řádově dle diody desítky až stovky μA) změní napětí o $0,5 - 0,7 \text{ V}$, zatímco dále se napětí mění jen velice málo).

K řízení a komunikaci s PC byl zvolen mikrokontrolér *PIC24FJ128GC010* od firmy Microchip. Pochází z poměrně nové rodiny mikrokontrolérů, u kterých se výrobce snažil zakomponovat potřebné analogové periferie, jako jsou operační zesilovače s rail-to-rail vstupy i výstupy, analogové komparátory a A/D a D/A převodníky, do jednoho pouzdra spolu s periferiemi běžnými u šestnáctibitových mikrokontrolérů, typicky čítače (až do 32 bitů), capture a compare jednotky s vlastními časovači, budiče LCD displejů a samozřejmě nejrůznější komunikační obvody, UART, I2C, SPI a USB ve specifikaci Full Speed. Právě sériová komunikace skrze UART je použita pro komunikaci s PC. Jejími hlavními výhodami jsou jednoduchost, dostačující rychlost a hlavně dostupnost knihovných funkcí v PC pro její využití. Vzhledem k tomu, že výrobce dodává i knihovny pro převod zmíněné sériové komunikace na komunikaci skrze USB (knihovny v PC se nemění), vývoj zařízení bude směřovat právě k využití tohoto způsobu výměny informací, čímž se odstraní jedna zásadní nevýhoda klasické sériové linky – komplikovanější fyzická vrstva.

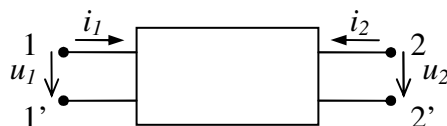
2 Teoretický návrh

2.1 Charakterizace polovodičů

Jak již bylo zmíněno, většinu polovodičových součástek lze popsat matematicky. Pro proud diodou platí Shockleyho rovnice:

$$I_f = I_s \left(e^{\frac{U_f}{U_T}} - 1 \right) [A; A; V; -; V]. \quad (2.1)$$

Pro proudy bipolárním tranzistorem je situace poněkud komplikovanější a obvyčejně není třeba řešit rovnice pro celou pracovní oblast tranzistoru, ale postačí (alespoň pro malé signály) lineární aproximace v pracovním bodě. Pro potřeby této aproximace se zavádí tzv. linearizovaný odporový dvojbran. Ten vychází z obecného dvojbranu zobrazeného na obrázku.



Obr. 2.1.: Obecný dvojbran.

Při řešení těchto dvojbranů se předpokládá, že se signál v čase nemění. Pak je lze popsat vzhledem k některé dvojici proměnných dvěma rovnicemi. Například pro bipolární tranzistor na nízkých frekvencích je výhodné používat dvojici u_1 a i_2 :

$$u_1 = h_1(i_1, u_2), \quad (2.2)$$

$$i_2 = h_2(i_1, u_2). \quad (2.3)$$

Tyto rovnice zvou se charakteristickými rovnicemi s parametry h_1 a h_2 , často se jim také říká hybridní. Pro unipolární tranzistory, případně bipolární na vyšších frekvencích, je vhodné používat pro změnu dvojici proměnných i_1 a i_2 , z nichž lze sestavit tzv. admitanční charakteristické rovnice:

$$i_1 = y_1(u_1, u_2), \quad (2.4)$$

$$i_2 = y_2(u_1, u_2). \quad (2.5)$$

Předpokládá-li se řešení dvojbranu pouze v úzkém okolí pracovního bodu (pro malý signál), lze rovnice (podrobnější odvození např. v [1]) rozepsat do tvaru

$$\Delta u_1 = h_{11} \cdot \Delta i_1 + h_{12} \cdot \Delta u_2, \quad (2.6)$$

$$\Delta i_2 = h_{21} \cdot \Delta i_1 + h_{22} \cdot \Delta u_2 \quad (2.7)$$

pro hybridní parametry a

$$\Delta i_1 = y_{11} \cdot \Delta u_1 + y_{12} \cdot \Delta u_2, \quad (2.8)$$

$$\Delta i_2 = y_{21} \cdot \Delta u_1 + y_{22} \cdot \Delta u_2 \quad (2.9)$$

pro admitanční parametry. Význam jednotlivých parametrů budiž shrnut v následující tabulce:

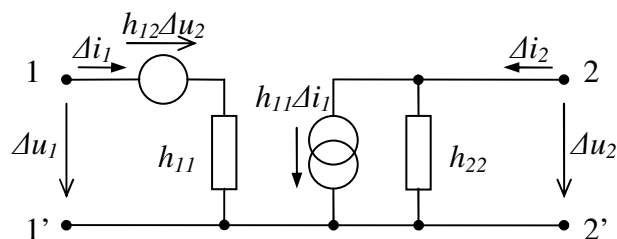
Tab. 2.1.: Popis parametrů linearizovaných odporových dvojbranů.

Parametr	Výpočet	Podmínky	Název	Rozměr
h_{11}	$\frac{\Delta u_1}{\Delta i_1}$	$P_0, \Delta u_2 = 0$	Vstupní diferenciální odpor	odpor, (Ω)
h_{12}	$\frac{\Delta u_1}{\Delta u_2}$	$P_0, \Delta i_1 = 0$	Zpětný diferenciální přenos napětí	bezrozměrný (-)
h_{21}	$\frac{\Delta i_2}{\Delta i_1}$	$P_0, \Delta u_2 = 0$	Proudový diferenciální přenos	bezrozměrný (-)
h_{22}	$\frac{\Delta i_2}{\Delta u_2}$	$P_0, \Delta i_1 = 0$	Výstupní diferenciální vodivost	vodivost, (S)
y_{11}	$\frac{\Delta i_1}{\Delta u_1}$	$P_0, \Delta u_2 = 0$	Vstupní diferenciální vodivost	vodivost, (S)
y_{12}	$\frac{\Delta i_1}{\Delta u_2}$	$P_0, \Delta u_1 = 0$	Zpětná diferenciální strmost	(A/V)
y_{21}	$\frac{\Delta i_2}{\Delta u_1}$	$P_0, \Delta u_2 = 0$	Diferenciální strmost	(A/V)
y_{22}	$\frac{\Delta i_2}{\Delta u_2}$	$P_0, \Delta u_1 = 0$	Výstupní diferenciální vodivost	vodivost, (S)

P_0 mezi podmínkami značí, že tento parametr platí pouze v pracovním bodě.

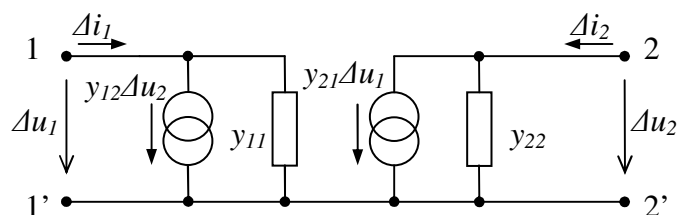
Protože tranzistor má pouze tři nožičky, skrze které ho lze zapojit do obvodu, jedna z nich musí být vždy společná. Rozlišují se proto zapojení se společnou bází, společným kolektorem a společným emitorem u bipolárních tranzistorů a se společným gatem, společným sourcem a společným drainem u unipolárních tranzistorů. Pro každé zapojení platí jiné parametry, neboť jsou jiné vstupní a výstupní podmínky.

Pro hybridní parametry lze sestavit schéma náhradního lineárního obvodu:



Obr. 2.2.: Schéma náhradního lineárního obvodu pro hybridní parametry.

Podobně lze sestavit schéma pro admitanční parametry:



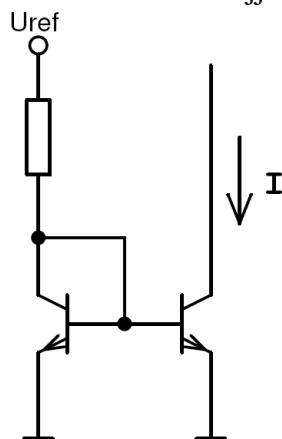
Obr. 2.3.: Schéma náhradního lineárního obvodu pro admitanční parametry.

Tato schémata se stala výchozím bodem pro modelování charakteristik tranzistorů. Při počítačovém zpracování dat již není třeba pro jednoduchost považovat jednotlivé parametry za konstanty, ale mohou být komplikovanými funkcemi závislými na několika proměnných, včetně např. teploty. Doplní-li se do obvodu kapacitory, lze používat toto schéma i pro řešení frekvenčních vlastností tranzistorů. Pro přesnou simulaci, jak už bylo řečeno, je však třeba přesných dat, ze kterých všechny parametry vycházejí, což je důvodem vzniku této práce.

Podrobnější popis součástek a více informací lze nalézt např. v [1] nebo v [2].

2.2 Zdroje proudu

Pravděpodobně největší vývoj doznaly zdroje proudu v dobách, kdy se intenzivně vyvíjely pro potřeby analogových integrovaných obvodů. Dnes už lze jen málokde najít v kolektoru tranzistoru klasický odpor, mnohem častěji je nahrazen aktivní zátěží v podobě zdroje proudu. Jedním z nejjednodušších zástupců je tzv. proudové zrcadlo (viz obr.).

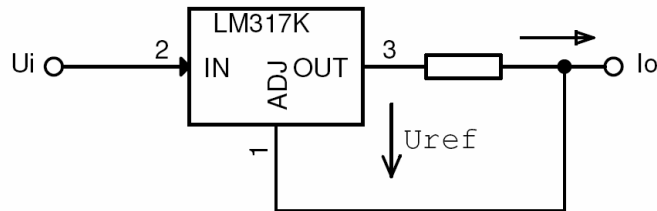


Obr. 2.4.: Jednoduché proudové zrcadlo.

Princip spočívá ve využití přechodu báze – emitor. Pokud jsou oba tranzistory stejné (není to nutná podmínka, jen pro jednoduchost), referenční napětí spolu s referenčním odporem vytvoří konstantní úbytek napětí na přechodu B – E levého tranzistoru fungujícího jako prostá dioda. Pravý tranzistor bude mít na svém řídicím přechodu stejné napětí, to vyvolá β krát větší proud v tomto tranzistoru (v případě naprosto identických tranzistorů bude tento proud téměř stejný). Výstupní proud lze ovládat jednak vstupním proudem (do kolektoru levého tranzistoru), jednak poměrem zesilovacích činitelů tranzistorů. Druhé možnosti se hojně využívá právě v integrovaných obvodech, kde stačí vytvořit jeden zdroj referenčního proudu s hodnotou největšího společného dělitele všech požadovaných proudů a ty pak zrcadlit různě velkými tranzistory.

Tento obvod je sice velice jednoduchý, na druhou stranu jeho parametry (hlavně výstupní odpor) nejsou nijak zázračné. Proto se využívá různých modifikací, jmenujme alespoň kaskodové zapojení proudového zrcadla, Wilsonovo proudové zrcadlo nebo Widlarovo proudové zrcadlo. Při použití unipolárních tranzistorů se škála možností ještě rozšiřuje. Více např. v [4].

Další, v amatérských konstrukcích poměrně často využívanou, konstrukcí je zdroj proudu s třísvorkovým stabilizátorem. Vzhledem k principu se zde nejlépe hodí obvod LM317, principiálně lze ale realizovat s jakýmkoliv třísvorkovým stabilizátorem.



Obr. 2.5.: Zdroj proudu s třísvorkovým stabilizátorem LM317.

Výstupní proud lze odvodit z rovnice

$$I_O = \frac{U_{ref}}{R} + I_{ADJ} \quad [A; V; \Omega; A], \quad (2.10)$$

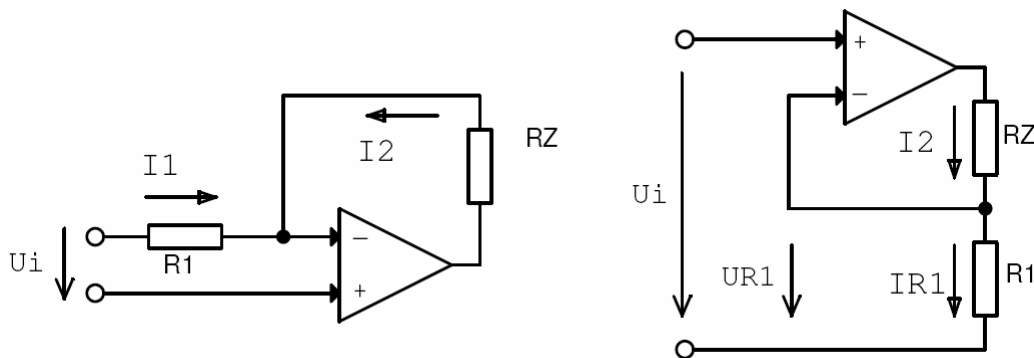
kde I_O je výstupní proud, U_{ref} referenční napětí, pro případ obvodu LM317 činí 1,25 V, a I_{ADJ} řídicí proud do pinu 1. Tento konkrétní integrovaný obvod je vhodný hned ze dvou důvodů. Prvním je stabilita řídicího proudu, která je řádově lepší, než u ostatních stabilizátorů a zároveň je tento proud až o řád menší, protože výrobce přímo počítá s posouváním výstupního napětí právě tímto způsobem (a zdroj proudu nedělá nic jiného, než že posouvá výstupní napětí dle potřeb zátěže). Druhým důvodem je velikost referenčního napětí. To totiž spolu s výstupním proudem ohřívá odpor díky ztrátovému výkonu, jenž činí

$$P = U_{ref} \cdot I_O \quad [W; V; A], \quad (2.11)$$

tedy čím větší referenční napětí a výstupní proud, tím větší výkonová ztráta.

Na druhou stranu mezi velké nevýhody patří právě tato výkonová ztráta, jednak kvůli efektivitě celého zařízení, ale také kvůli teplotní závislosti odporu. Ta zapříčiní při ohřátí změnu nastaveného proudu. Další velkou nevýhodou je velice špatná možnost řízení výstupního proudu. Lze tak činit pouze výkonovým potenciometrem, případně vhodným tranzistorem zapojeným do regulační smyčky. Ten bude ovšem trpět stejnými problémy plynoucími ze změny ztrátového výkonu a teploty.

Celou samostatnou kapitolou mohou být zdroje proudu s operačními zesilovači. Nejjednodušší ukázky z této kategorie jsou na následujícím obrázku.



Obr. 2.6.: Zdroje proudu s operačními zesilovači, vlevo invertující, vpravo neinvertující.

Proud I_2 zatěžovacím odporem R_Z lze vypočítat takto:

Pro invertující zapojení:

$$I_2 = -I_1 = -\frac{U_i}{R_1} \quad [A; A; V; \Omega] \quad (2.12)$$

$$R_{vst} = R_1; \quad R_{výst} \rightarrow \infty \quad [\Omega; \Omega; \Omega]$$

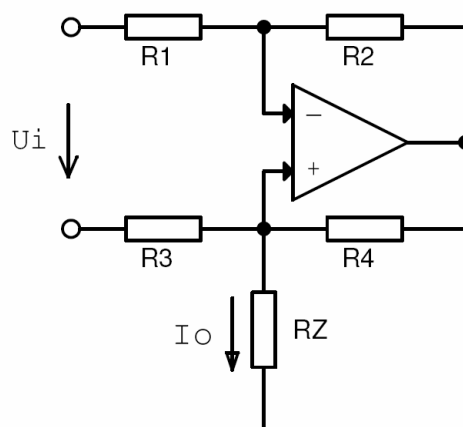
Pro neinvertující zapojení:

$$I_2 = I_{R1} = \frac{U_{R1}}{R_1} = \frac{U_i}{R_1} \quad [A; A; V; \Omega; V; \Omega] \quad (2.13)$$

$$R_{vst} \rightarrow \infty; \quad R_{výst} \rightarrow \infty \quad [\Omega; \Omega]$$

Proud dodávaný takovýmto obvodem může být jen velmi malý, v řádu jednotek nebo desítek mA , a navíc zátěž nelze přizemnit.

Jedno ze zapojení, které řeší problém s přizemněním zátěže je tzv. Howlandova proudová pumpa.



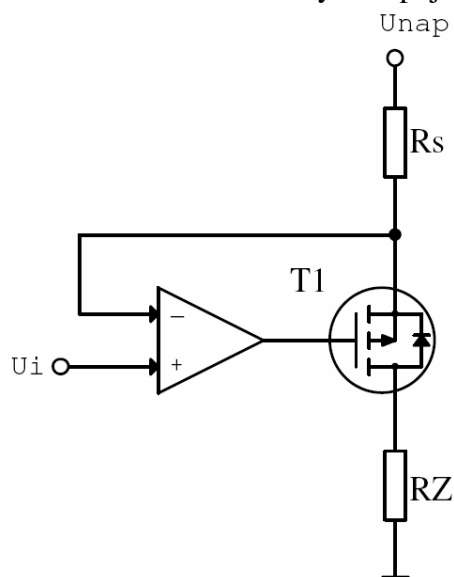
Obr. 2.7.: Howlandova proudová pumpa.

Pokud se všechny odpory zvolí stejné ($R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R$), platí pro výpočet výstupního proudu vztah

$$I_o = \frac{U_i}{R} \quad [A; V; \Omega]. \quad (2.14)$$

Aby zdroj fungoval, je také nutné dodržet podmínku $R_Z < R$.

Výše popsané obvody jsou jen základní stavební prvky. V mnoha případech jejich výstupní proud nestačí a je třeba ho zesílit. Na to lze použít tranzistor nebo výkonový operační zesilovač. Jedno z takových zapojení je uvedeno na obrázku.



Obr. 2.8.: Zdroj proudu s operačním zesilovačem a s proudovým posílením výstupu.

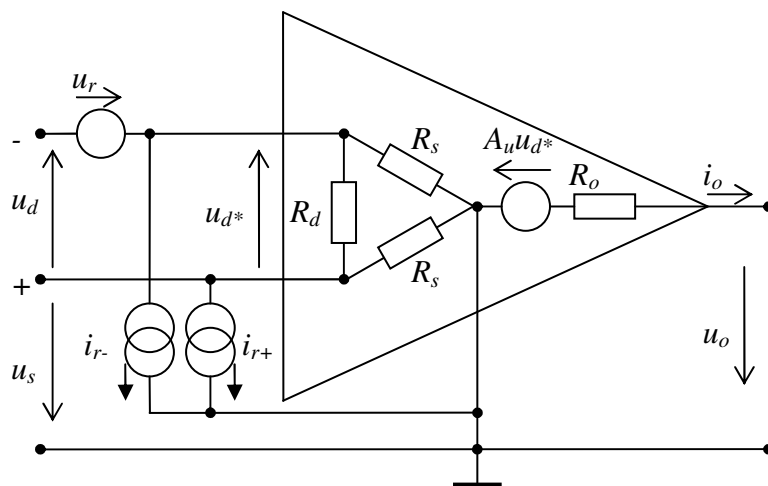
Zapojení s takovou koncepcí umožňuje poměrně volně konfigurovat, kde bude připojená zátěž, jestli k napájecímu napětí nebo k zemi, změnou polarity tranzistoru a přivedením správné zpětné vazby. Z tohoto zapojení vede přes úpravu zpětnovazební smyčky už jen krátká cesta k obvodu použitému v této práci, v němž je umístění zátěže volitelné a konfigurovatelné pouze pořadím prvků ve výkonové větvi obvodu. Celkové schéma je v kapitole 3.1.

Vyčerpávající popis zdrojů proudu včetně jejich principů lze nalézt v [4].

2.3 Operační zesilovače

Operační zesilovače v této práci hrají zásadní roli, počínaje snímáním napětí na měřicím odporu, jeho zesílením pro potřeby obvodů, jež ho zpracovávají, až po nastavování samotného výstupního proudu dle požadavků a stabilizování smyčky zpětné vazby. Proto je třeba brát v úvahu potřebu výběru správného typu tak, aby chybové parametry, které obvod ovlivňují nejvíce, byly pokud možno optimalizovány na úkor těch ostatních. V této kapitole budou nejprve připomenuty základní vlastnosti operačních zesilovačů, poté několik základních zapojení, ze kterých vychází tato práce a nakonec výběr vhodného typu.

Pro vysvětlení významu jednotlivých proměnných použitých dále je vhodné uvést obrázek:



Obr. 2.9.: Schéma lineárního modelu operačního zesilovače.

Mezi základní vlastnosti operačního zesilovače patří přenosová charakteristika popisovaná rovnicí

$$u_o = f(u_d) \quad [V; V]. \quad (2.15)$$

Tato funkce je v pracovní oblasti přibližně lineární, pokud se některé ze vstupních napětí přiblíží k napájecímu, dostane se operační zesilovač do saturace.

Rozdílové zesílení se definuje jako strmota přenosové charakteristiky v pracovní oblasti (předpokládá se její linearita) vztahem

$$A = \frac{\Delta u_o}{\Delta u_d} \quad [-; V; V]. \quad (2.16)$$

Napěťová nesymetrie udává, jak velké napětí musí být na vstupu, aby na výstupu bylo $u_o = 0 \text{ V}$. Toto napětí vzniká mimo jiné nepřesnostmi ve výrobě, díky kterým nejsou vstupní tranzistory přesně stejné. U některých operačních zesilovačů ho lze kompenzovat externě připojeným odporovým trimrem, příp. speciálními obvody. Díky tomu není takový problém samotná vstupní nesymetrie, ale mnohem spíše její teplotní drift, jež nastává v závislosti na teplotě, času, změně napájecích napětí atd.

Souhlasné zesílení udává možnost posouvat vstupní rozdílové napětí vůči zemi při zachování výstupního napětí. U ideálního zesilovače je nulové, u reálného platí:

$$A_s = \frac{\Delta u_o}{\Delta u_s} \Bigg|_{\Delta u_d = 0} \quad [-; V; V; V]. \quad (2.17)$$

Vstupní odpor existuje u operačních zesilovačů dvojího druhu. Prvním je diferenciální vstupní odpor značený R_d , jenž působí mezi oběma vstupními svorkami. Jeho definice zní:

$$R_d = \frac{\Delta u_d}{\Delta i_+} \Bigg|_{\Delta u_+ = 0} \quad [\Omega; V; A; V]. \quad (2.18)$$

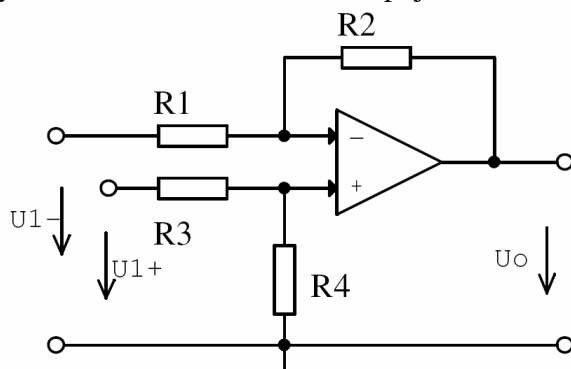
Druhým je souhlasný vstupní odpor, který je připojen mezi každou vstupní svorku a zemní potenciál. Platí pro něho (za předpokladu spojených vstupních svorek) definice

$$R_s = \frac{\Delta u_s}{\Delta(i_+ + i_-)} \quad [\Omega; V; A; A]. \quad (2.19)$$

Vstupní proudy i_r a i_{r+} jsou takové proudy, při kterých je hodnota výstupního napětí $u_o = 0 V$ při $u_s = 0 V$.

Výstupní odpor R_o reprezentuje vnitřní odpor výstupního napěťového zdroje.

V této práci pracuje operační zesilovač ve dvou zapojeních. Prvním je klasický rozdílový zesilovač. Schéma tohoto zapojení se nachází na obrázku.



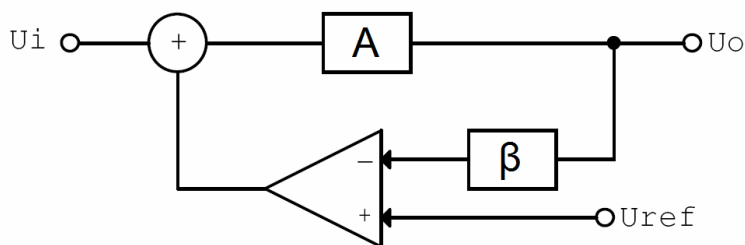
Obr. 2.10.: Schéma rozdílového zesilovače.

Aby rozdílový zesilovač zpracovával rozdíl, případně násobek rozdílu, je třeba, aby platily podmínky $R_1 = R_3$ a $R_2 = R_4$. Při jejich splnění platí pro napěťový přenos vztah

$$u_o = (u_{1+} - u_{1-}) \frac{R_2}{R_1} \quad [V; V; V; \Omega; \Omega], \quad (2.20)$$

ze kterého plyne, že výstupní napětí odpovídá rozdílu vstupních a je násobeno poměrem odporů.

Ve druhém případě je zapojení poněkud složitější. Operační zesilovač pracuje v režimu zvaném zesilovač odchylky. Principiální schéma je patrné z obrázku.



Obr. 2.11.: Principiální schéma zesilovače odchylky.

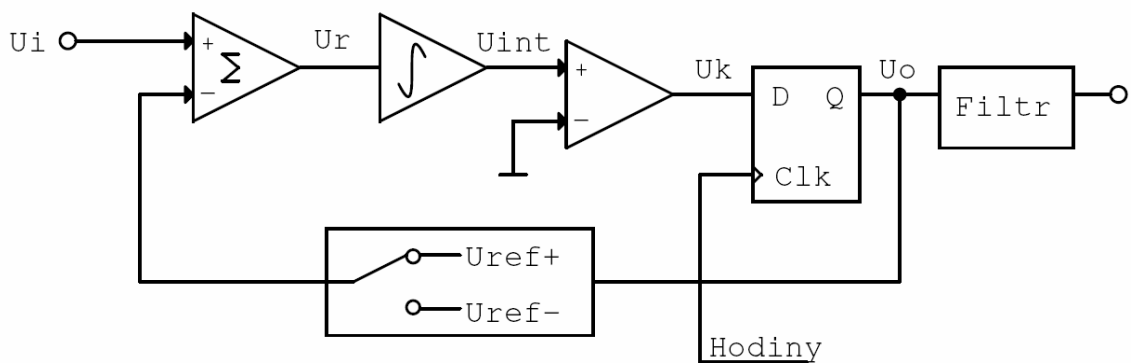
Pro tento konkrétní případ je U_{ref} vstupní napětí generované D/A převodníkem. Zpětnovazební síť β se skládá z měřicího odporu, jakožto převodníku proud/napětí a rozdílového zesilovače. U_i je pro tento případ napájecí napětí a A zesílení výstupního tranzistoru, podle jeho zapojení, viz dále, výhradně proudové.

Vzhledem k podmínkám, ve kterých budou operační zesilovače pracovat, se asi nejdůležitějším parametrem stává drift vstupního offsetu, neboť rozdíly impedancí jak na vstupu, tak na výstupu jsou tak velké, že nemá smysl uvažovat konečný vstupní ani výstupní odpor. Ze stejného důvodu nejsou důležité ani vstupní proudy. Jediný drift vstupního napěťového offsetu ovlivňuje významněji přesnost měření. Je proto důležité, aby byl malý, případně vstupní offset kompenzovatelný. Vzhledem k horší dostupnosti nízkooffsetových operačních zesilovačů byl tedy pro tuto funkci vybrán běžný typ *NE5534* a do jeho kompenzačních vstupů zapojen precizní víceotáčkový trimr na kompenzaci.

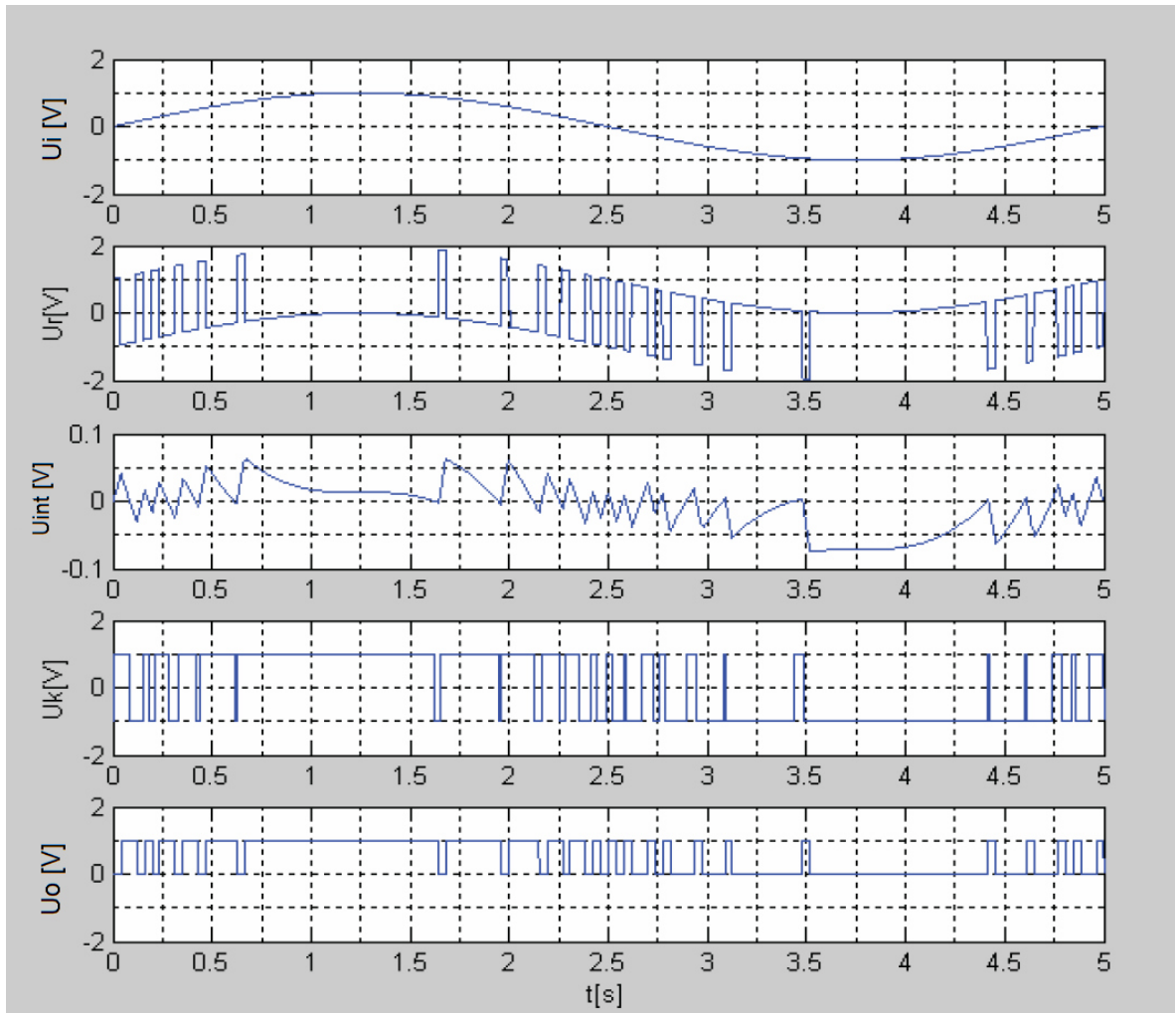
2.4 Sigma – delta A/D převodník

A/D převodník typu sigma – delta, jehož zástupce je integrovaný do mikrokontroléru *PIC24FJ128GC010*, patří mezi pomalejší, použitelné v řádu maximálně *desítek kHz*, ovšem dosahuje velice dobré linearity. Další výhodou tohoto typu spočívá v možnosti tvarovat šum. Lze ho účinně vytlačit z užitečného pásma do vyšších frekvencí a tím zajistit odstup signálu od šumu v extrémním případě až *120 dB*.

Zapojení tohoto typu A/D převodníku vychází ze sigma – delta modulátoru, je ale doplněné o klopný obvod typu D na výstupu, aby se dal převod synchronizovat hodinovým signálem a výstup byl kompatibilní s logikou, a výstupním digitálním filtrem.



Obr. 2.12.: Blokové schéma sigma – delta A/D převodníku.

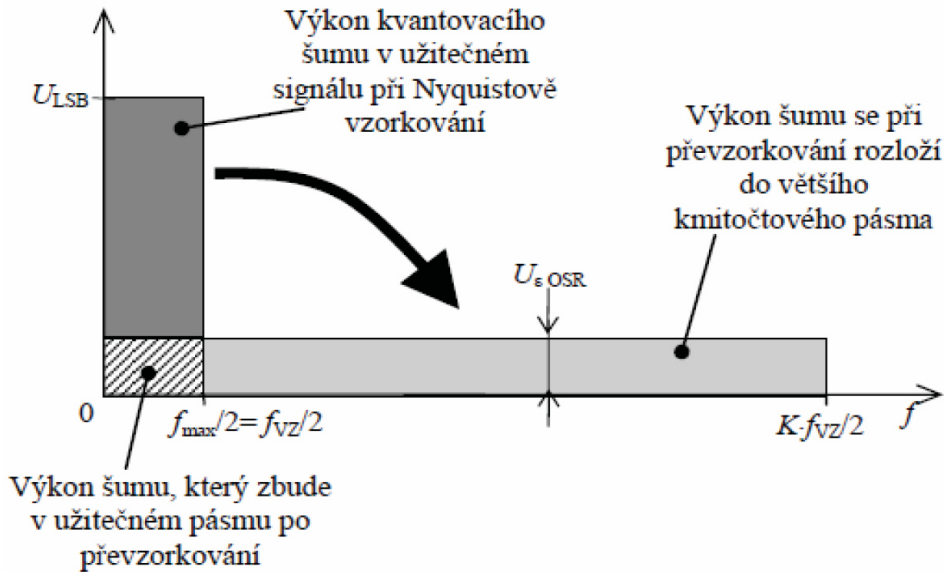


Obr. 2.13.: Průběhy v jednotlivých uzlech sigma – delta A/D převodníku, převzato z [5].

Pro vysvětlení funkce je vhodné mít k ruce průběhy napětí v jednotlivých uzlech převodníku (viz obr. 2.13). Koeficient převzorkování je 64 a ke vstupu je připojen signál se sinusovým průběhem. Průběh napětí U_r odpovídá sečtení signálu U_k a vstupního ve sčítacím členu. Na průběhu U_{int} je patrné, jak je napětí U_r integrováno. Je-li v signálu U_o logická jednička, integruje se směrem nahoru, do kladných hodnot, tak dlouho, než přepne komparátor a než přijde hodinový signál do klopného obvodu, který zapříčiní změnu úrovně na vstupu, a tudíž změnu směru integrace. Výstupem tohoto modulátoru je tzv. *PDM* (pulsně – hustotní modulace) signál. Dle požadavků aplikace je následně tento signál filtrován digitálním filtrem a postoupen další logice na zpracování.

Jak již bylo naznačeno, lze u tohoto typu převodníku účinně snížit šum v užitečném pásmu. Na toto existují dva mechanismy, jejichž účinek se ve výsledku sečte.

Prvním ze zmíněných mechanismů je převzorkování. Spočívá v tom, že vzorkovací frekvence není jen dvakrát větší, než maximální zpracovávaná, ale *OSR* krát větší (*OSR* je koeficient převzorkování). Výkon kvantizačního šumu totiž zůstává konstantní a pouze se rozloží do mnohem širšího pásma, čímž se sníží jeho amplituda v užitečném pásmu.



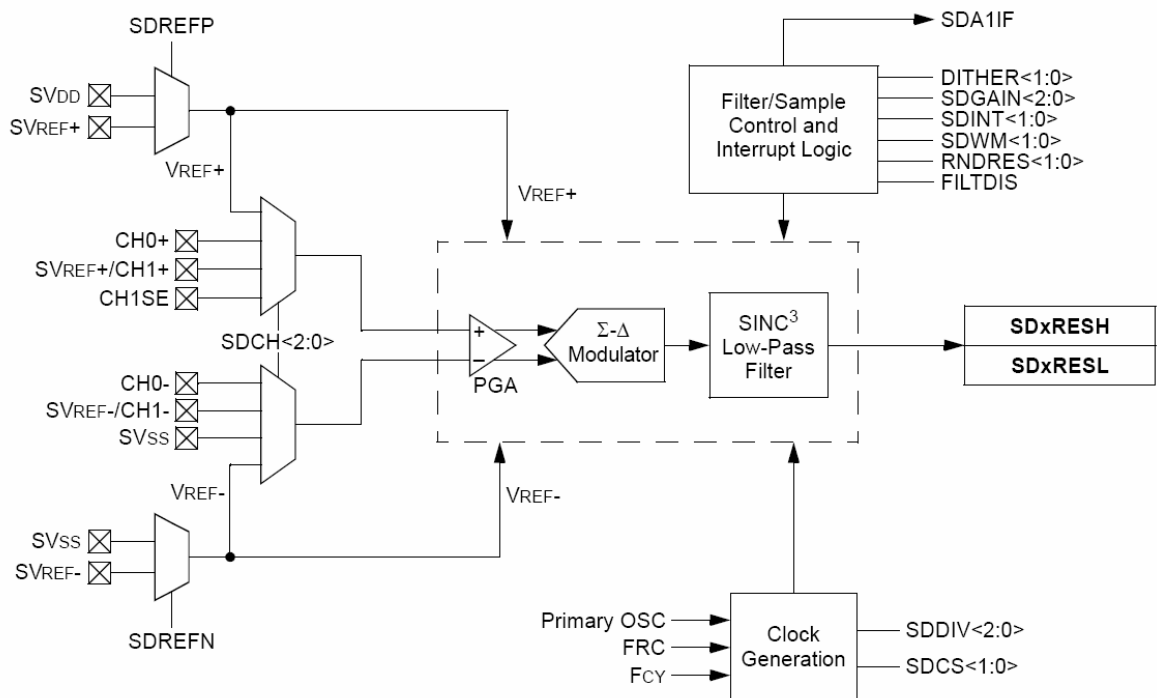
Obr. 2.14.: Rozložení spektra šumu při převzorkování. Z obrázku je patrné, jak se sníží amplituda šumu v užitečném pásmu, převzato z [5].

Druhý způsob tvarování šumu spočívá v použití správné přenosové funkce výstupního filtru. Přenosová funkce signálu by měla být v užitečném pásmu jednotková a v neužitečném pásmu nulová a pro přenosovou funkci šumu by to mělo platit naopak. Více podrobností lze nalézt např. v [5].

Sigma – delta převodník v mikrokontroléru *PIC24FJ128GC010* vychází z teorie popsané výše a je doplněn o nejrůznější možnosti, mezi které patří:

- Nastavitelná vzorkovací frekvence
- Dva diferenciální vstupní kanály
- Programovatelné vstupní zesílení
- Nastavitelné převzorkování, dithering a zaokrouhlování dat
- Vlastní měření chyby offsetu a zesílení

Blokové schéma se nachází na následujícím obrázku.



Obr. 2.15.: Blokové schéma sigma – delta převodníku v *PIC24FJ128GC010*, převzato z [11].

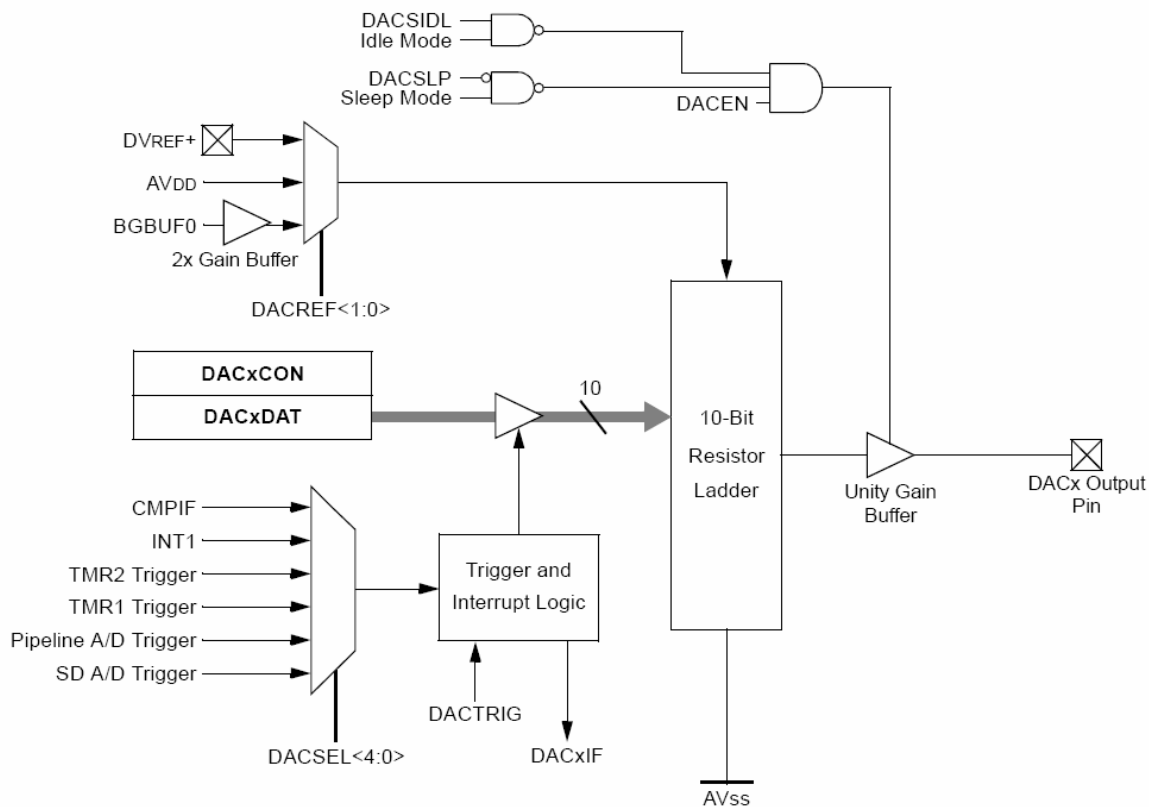
Vzorkovací frekvenci lze u tohoto převodníku nastavit mezi *976 vzorky za sekundu* (nejvyšší kvalita, použito v této práci) a *62 500 vzorky za sekundu* (nejhorší kvalita). Koeficient převzorkování *OSR* lze nastavit v rozmezí od 16 do 1024, čímž se ovlivňuje stabilita měřeného údaje a rychlost měření. Čím delší dobu se měří jeden vzorek, tím je výsledek stabilnější hlavně proto, že sigma – delta převodník díky svému principu měří střední hodnotu napětí celého časového okna, místo aby měřil jeden vzorek vybraný v jeden okamžik pomocí sample & hold obvodu tak, jak to dělá např. běžně používaný převodník s postupnou aproximací. Tím se mnohem více eliminuje vliv různých šumových zdrojů, kterých je v samotném mikrokontroléru mnoho.

Další výhodnou vlastností je možnost přepínání nejen dvou vstupů, ale i referenčních napětí na vstup samotného převodníku. Tak lze obslužným programem korigovat chyby offsetu a sklonu převodní charakteristiky a měření se ještě zpřesňuje.

2.5 D/A převodník

Pro použití v této aplikaci padají v úvahu dva možné digitálně – analogové převodníky.

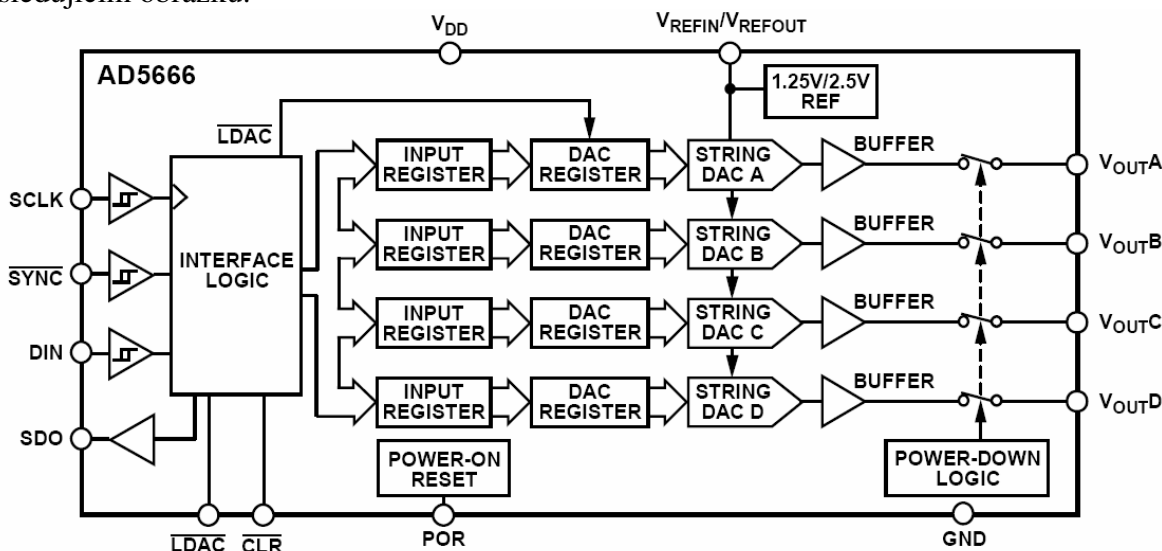
První možností je desetibitový D/A převodník implementovaný přímo na čipu mikrokontroléru. Tento převodník vychází z precizního odporového žebříku, čímž zaručuje monotonitu konverze. Díky své jednoduchosti lze nastavovat výstupní napětí až milionkrát za sekundu, což pro tuto aplikaci není nejdůležitější. Mnohem zajímavější je možnost využití vnitřního referenčního napětí nastavitelného po krocích *1,2 V*; *2,048 V*; *2,560 V* a *3,072 V*. Výstup převodníku je proudově posílen výstupním zesilovačem. Blokové schéma je na obr. 2.16.



Obr. 2.16.: Blokové schéma D/A převodníku v mikrokontroléru *PIC24FJ128GC010*, převzato z [11].

Pokud by rozlišení tohoto převodníku nebylo dostatečné, bude na desku plošných spojů osazen další D/A převodník. Z nabídky se zdá být vhodný typ AD5666 vyráběný firmou Analog Devices.

Jedná se o čtyřnásobný šestnáctibitový převodník s referenčním napětím přímo na čipu a s rail-to-rail výstupy. Architektura opět spočívá na odporovém žebříku, který zaručuje monotonitu. Řízení probíhá skrze sběrnici SPI. Blokový diagram je na následujícím obrázku.



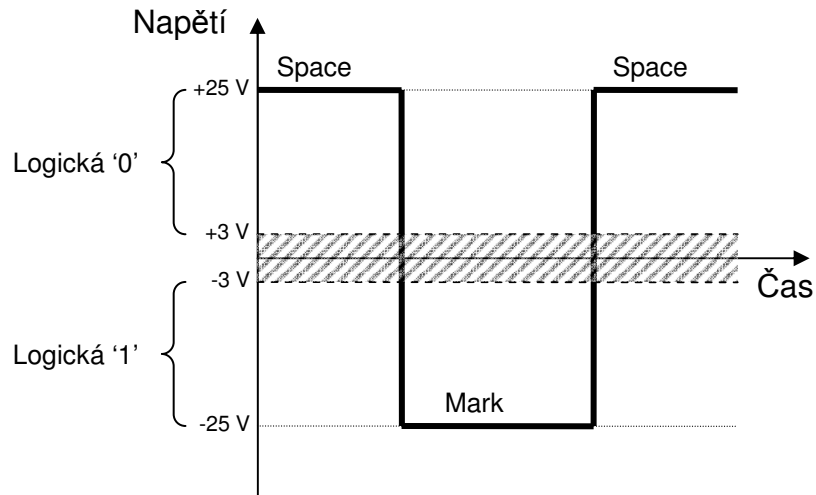
Obr. 2.17.: Blokové schéma D/A převodníku AD5666, [12].

Mezi hlavní výhody tohoto obvodu patří již zmíněné referenční napětí, které činí podle typu 1,25 V nebo 2,5 V a ještě před použitím se násobí dvěma, což dává možnosti 2,5 V nebo 5 V plného výstupního napětí, případně připojitelná vnější reference. Výstupní zesilovač pracuje, jak již bylo napsáno, s výstupním napětím od 0 V do napájecího napětí a umí dávat proud do zátěže maximálně 2 kΩ paralelně s 1 nF. Rychlost přeběhu je pak 1,5 V/μs. Více informací o tomto obvodu lze nalézt přímo v katalogovém listu od výrobce ([12]).

2.6 Komunikace s PC

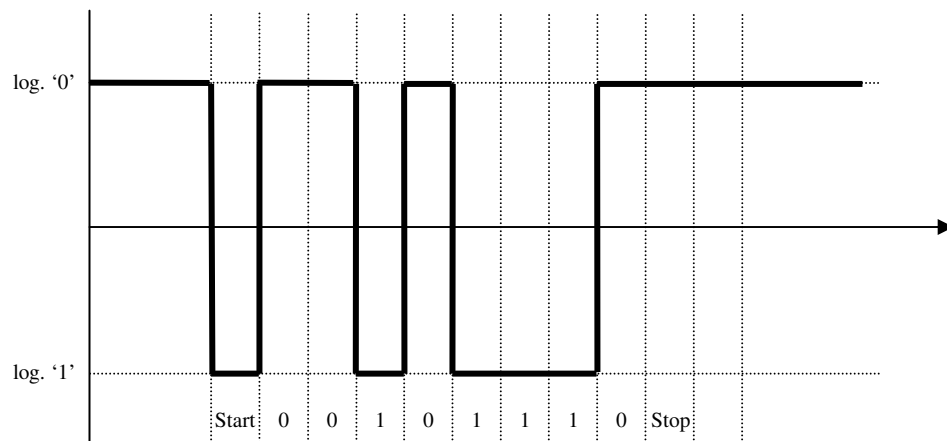
Protože se nepředpokládá masová výroba tohoto zařízení, byla zvolena jednodušší komunikace, než je běžně používaná sběrnice USB, a tou je sériová linka dle standardu RS232C. Zmíněný mikrokontrolér disponuje hned čtyřmi nezávislými moduly pro tuto komunikaci. Zde bude bohatě dostačovat pouze jeden.

Standard RS232C popisuje fyzickou vrstvu komunikace mezi PC a dalším zařízením (kterým může být i další PC). Jedná se o asynchronní komunikaci, i když po určitých modifikacích může být provozována i synchronně, plně duplexní, s inverzní logikou a, narozdíl od většiny ostatních protokolů, přenáší nejdříve nejméně významný bit. Vzhledem k tomu, že parametry nejsou pevně specifikovány ani na sběrnici není žádné zařízení, které by komunikaci explicitně moderovalo, musí se předem na obou propojených zařízeních nastavit stejné parametry. Mezi ně patří přenosová rychlost (standardně se vybírá z řady vzniklé dělením 115 200 bd, ale v dnešní době je možné nastavit téměř jakoukoliv), počet datových bitů (podle zařízení lze od pěti do devíti, implicitně osm), počet stop bitů (1; 1,5; 2), parita (žádná, sudá, lichá...) a hardwarové řízení toku (využívají se další vodiče, pro běžné aplikace není potřeba). Napěťové úrovně jsou zobrazeny na obr. 2.18.



Obr. 2.18.: Napěťové úrovně dle standardu RS232C.

Jeden přenesený bajt při nejběžnější konfiguraci, 8 bitů, 1 stop bit, parita žádná, je znázorněn na obrázku 2.19.



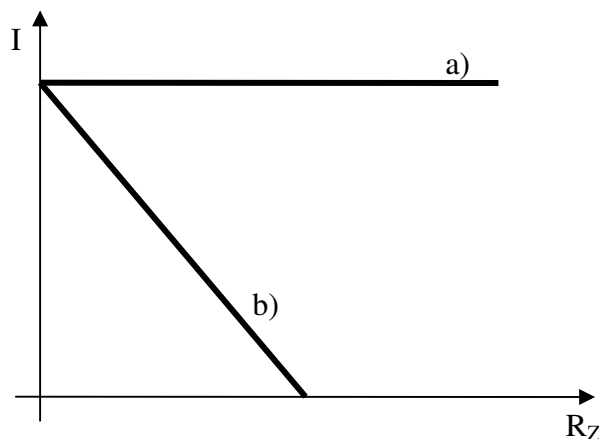
Obr. 2.19.: Jeden bajt dle standardu RS232C.

Komunikace vždy začíná start bitem, dle kterého se synchronizuje přijímač s vysílačem. Předtím je na sběrnici logická '0'. Následují jednotlivé bity v pořadí od nejméně významného po nejvýznamnější a komunikace končí stop bitem. Po něm opět následuje logická '0'.

3 Praktický návrh – obvodové řešení

Požadavkem na charakterograf je, aby uměl změřit charakteristiky diod, bipolárních tranzistorů NPN i PNP a unipolárních tranzistorů s kanálem P i N. Aby toto vše bylo splněné, byla zvolena koncepce několika na sobě nezávislých zdrojů proudu řízených šestnáctibitovým mikrokontrolérem *PIC24FJ128GC010*, který, mimo jiné, disponuje dvěma kanály přepínatelnými na šestnáctibitový sigma-delta A/D převodník s nastavitelnou vnitřní kalibrací zesílení i offsetu, dvěma nezávislými desetibitovými D/A převodníky a dalšími periferiemi běžnými v každém moderním mikrokontroléru, jako jsou např. obvody řídicí komunikaci.

Zdroje proudu jsou konstruovány tak, aby umožňovaly nastavovat jednak „větší“ proud do kolektoru resp. drainu tranzistoru, pro každou polaritu (NPN, PNP) samostatný zdroj, a „menší“ proud do báze resp. gate tranzistoru, opět pro každou polaritu samostatný zdroj. Jelikož do elektrody gate proud neteče a v aktivní oblasti tranzistorů (ať už bipolárních nebo unipolárních) je citlivost na změnu proudu velká, je možné připnout k výstupu odpor jako předzátěž, který z charakteru ryze proudového posouvá charakter poněkud blíže k napěťovému, viz obrázek.



Obr. 3.1.: Závislost výstupního proudu na zatěžovacím odporu a) pro ideální zdroj proudu, b) pro zdroj proudu s předzátěží.

3.1 Zdroj „většího“ proudu pro NPN/NFET tranzistory

Aby zdroj mohl být říditelný, bylo nutné použít dvou operačních zesilovačů U_{1A} a U_{1B} . Operační zesilovač U_{1B} slouží jako rozdílový zesilovač zesilující napětí na odporu R_{11} , který slouží jako bočník pro měření proudu měřenou součástkou. Zesílení tohoto stupně je:

$$A = \frac{U_{1B\text{výst}}}{U_{R11}} = \frac{R_7}{R_{10}} \quad [-; V; V; \Omega; \Omega] \quad (3.1)$$

$$\frac{R_7}{R_{10}} = \frac{10000}{1000} = 10 \quad [\Omega; \Omega; -], \quad (3.2)$$

pokud platí podmínka:

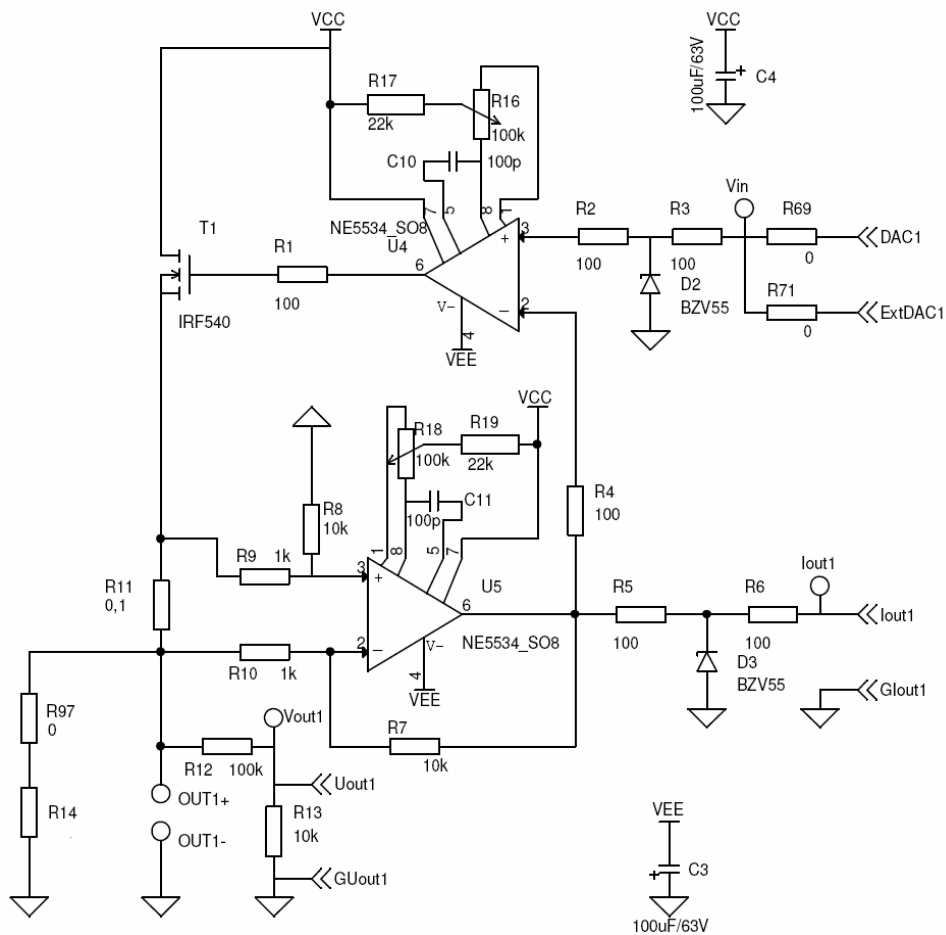
$$\frac{R_7}{R_{10}} = \frac{R_8}{R_9} \quad [\Omega; \Omega; \Omega; \Omega]. \quad (3.3)$$

Vzhledem k hodnotě snímacího odporu $R_{11} = 0,1 \Omega$, je v tomto případě převodní poměr z proudu na napětí:

$$K_{I \rightarrow U} = \frac{U_{1B_{výst}}}{I_{R_{11}}} = \frac{A \cdot U_{R_{11}}}{\frac{U_{R_{11}}}{R_{11}}} = A \cdot R_{11} \quad \left[\frac{V}{A}; V; A; -; V; V; \Omega; -; \Omega \right]. \quad (3.4)$$

$$K_{I \rightarrow U} = 0,1 \cdot 10 = 1 \text{ V} / \text{A} \quad (3.5)$$

Tento poměr je nastaven tak, aby nedošlo k přebuzení vstupu A/D převodníku, jehož referenční napětí činí $U_{ref} = 3,072 \text{ V}$, při proudu $I_{max} = 3 \text{ A}$, což je očekávaná nejvyšší hodnota dovolená tomuto prototypu.



Obr. 3.2.: Schéma zapojení zdroje proudu pro měření NPN/NFET tranzistorů.

Výstupní napětí rozdílového zesilovače je dále porovnáváno v operačním zesilovači U_{IA} se vstupním napětím, které, přepočtené přes převodní konstantu (viz vztah (3.1)), představuje požadovaný proud.

Tranzistor T_1 je zapojen se společným drainem. Jeho napěťové zesílení je tudíž blízké 1 a zesiluje pouze proudově a to tak, aby dodal potřebný proud do zátěže, který je řízen zpětnou vazbou, neboť zesilovač U_{IA} má tendenci srovnávat napětí na svých vstupech a jediný způsob, jakým toho může dosáhnout, je právě změna proudu.

Kombinace součástek R_2 , R_3 a D_2 , příp. R_5 , R_6 a D_3 slouží pro ochranu mikrokontroléru, v prvním případě při proražení operačního zesilovače, aby se na výstup mikrokontroléru nedostalo velké napětí, v druhém při překročení nastavených mezí, aby proud nerostl více, než smí. Obě zenerovy diody mají zenerovo napětí 3,3 V, tedy větší napětí se na analogové vstupy mikrokontroléru nedostane (reálně vydrží i vyšší napětí, až do 5 V). Odporů R_{12} a R_{13} slouží jako dělič napětí na měřené součástce, opět pro potřeby mikrokontroléru, jehož referenční napětí, jak už bylo řečeno, činí 3,072 V.

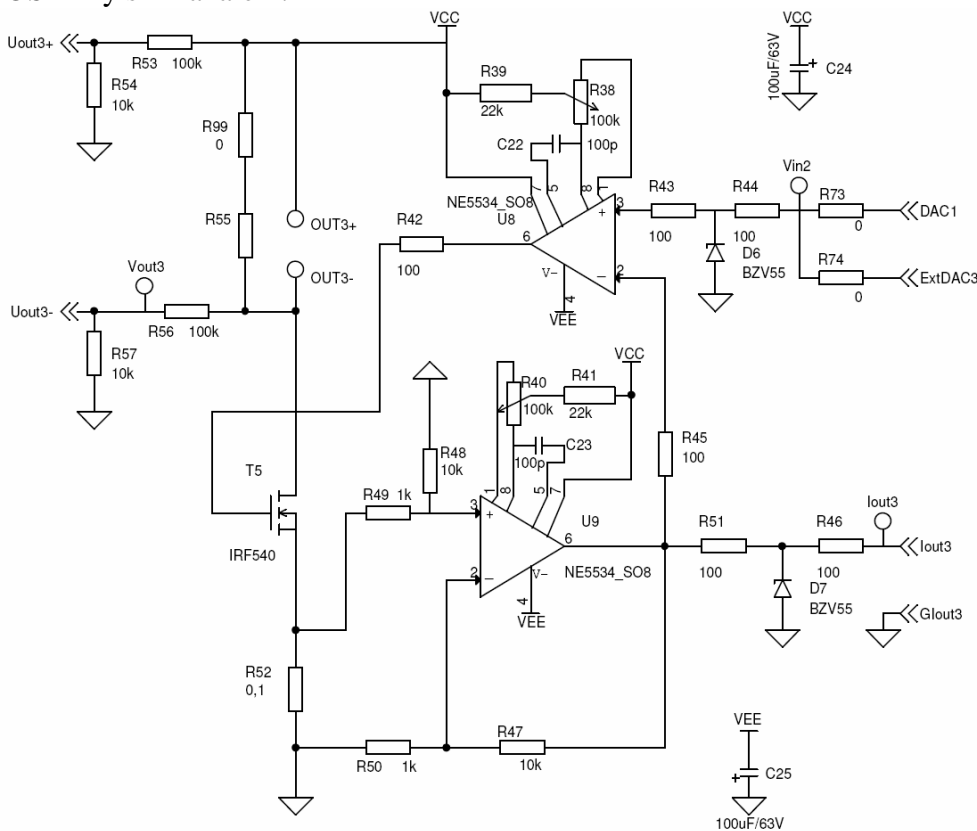
Odpor R_{14} lze volitelně připnout k výstupním svorkám, čímž se snižuje výstupní odpor zdroje proudu. To umožňuje měřit charakteristiky, které se vyznačují velmi malou změnou proudu při velké změně napětí (saturační oblast výstupních charakteristik tranzistorů, vstupní charakteristika unipolárních tranzistorů).

3.2 Zdroj „menšího“ proudu pro NPN/NFET tranzistory

Pro buzení báze bipolárních, příp. gate unipolárních tranzistorů je použit stejný zdroj, jen hodnota snímacího odporu je 10x větší, tedy $R_{11} = 1 \Omega$, proudový rozsah je tudíž přibližně 300 mA, což zaručuje vyšší rozlišení. Převodní konstanta z proudu na napětí činí 0,1 V/A.

3.3 Zdroj „většího“ proudu pro PNP/PFET tranzistory

Na následujícím obrázku je schéma zdroje proudu pro tranzistory polarity PNP a MOSFETy s P kanálem.



Obr. 3.3.: Schéma zapojení zdroje pro měření PNP/PFET tranzistorů.

Od předchozího se liší v několika detailech. Kvůli zachování možnosti napájení z jednoho výkonného zdroje bylo potřeba zajistit, aby emitor (source) měřeného tranzistoru

byl připojen ke zdroji kladného napájecího napětí, který je schopný dodat požadovaný výkon. Díky výhodné topologii bylo možné tuto změnu provést pouhým prohozením koncového tranzistoru zdroje proudu, měřené součástky a snímacího odporu, neboť regulace proudu zpětnovazební smyčkou je odvozena od napětí na snímacím odporu R_{52} a rozsah výstupního napětí operačního zesilovače U_{7A} je dostatečný pro ovládání řídicího tranzistoru T_5 .

Další změnou je snímání napětí na měřené součástce. Jelikož souhlasné napětí A/D převodníku nesmí přesáhnout jeho referenční napětí, nešlo už jednoduše měřit podělené napětí proti zemi. Bylo nutné přidat další dělič a měřit rozdíl mezi poděleným napájecím napětím zdroje proudu a poděleným napětím na druhé svorce měřené součástky.

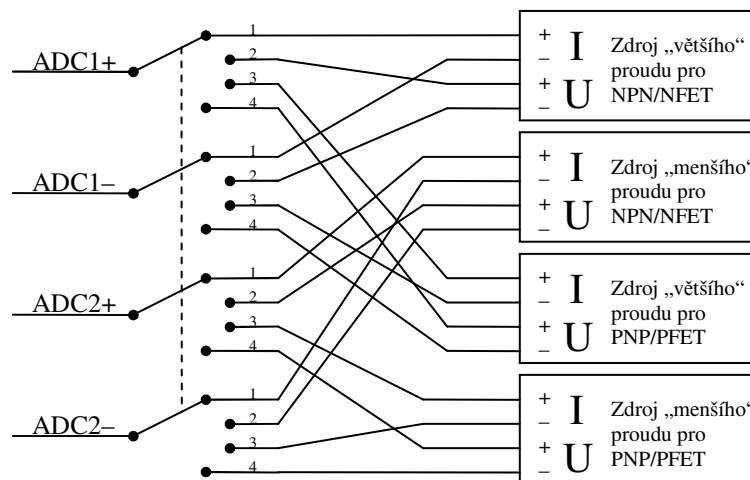
Ostatní obvody zůstaly zachovány tak, jak byly navrženy pro předchozí případ.

3.4 Zdroj „menšího“ proudu pro PNP/PFET tranzistory

U tohoto zdroje byly uplatněny stejné modifikace výchozího zdroje, jako je popsáno v kapitole 3.2.

3.5 Přepínání kanálů

Vzhledem k tomu, že každý proudový zdroj disponuje dvěma výstupními kanály a jedním vstupním (z pohledu zdroje), bylo třeba vyřešit přepínání výstupních kanálů proudových zdrojů na A/D převodníky. Schéma se nachází na následujícím obrázku.



Obr. 3.4.: Schéma zapojení přepínání kanálů.

Pro přepínání byl použit analogový multiplexor 74HC4052, který disponuje 2x4mi přepínacími kanály, přičemž všechny fungují obousměrně. Zapojení bylo zvoleno tak, aby na obou A/D převodnicích byl signál ze stejného místa proudových zdrojů. Řídicí signál $S0$ přepíná mezi proudem ($S0 = 0$) a napětím ($S0 = 1$) a signál $S1$ přepíná mezi použitou topologií zdroje – NPN ($S1 = 0$) a PNP ($S1 = 1$).

Tab. 3.1.: Pravdivostní tabulka signálů S1 a S0 přiřazující jejich kombinaci výstup z přepínače.

S1		S0		Výstup přepínače
0	NPN	0	I	1
0	NPN	1	U	2
1	PNP	0	I	3
1	PNP	1	U	4

A/D převodník ADC1 měří signály ze zdroje „většího“ proudu (nezávisle na topologii) a ADC2 měří signály ze zdroje „menšího“ proudu. Záporný vstup A/D převodníku nešlo uzemnit, protože zdroje proudu pro PNP/PFET tranzistory nemají svůj záporný vstup spojený se zemí, ale posunutý poněkud výše. To si vyžádalo použití dalšího multiplexoru. Ten je řízen stejnými signály S0 a S1 a na jeho vstupy jsou připojeny záporné hodnoty výstupních veličin.

3.6 Chlazení

Při výpočtu chlazení je důležité uvědomit si režim, ve kterém přípravek bude fungovat, není žádoucí, aby se jakýkoliv prvek v obvodu ohříval, protože tím mění své parametry. Zvláště nežádoucí je to u měřené součástky a u snímacího odporu. Proto je přípravek provozován tak, že proud teče zátěží jen v okamžiku, kdy se měří, případně krátkou (jednotky ms) chvilku před tím, aby se obvod ustálil. Více v kapitole 5.1.

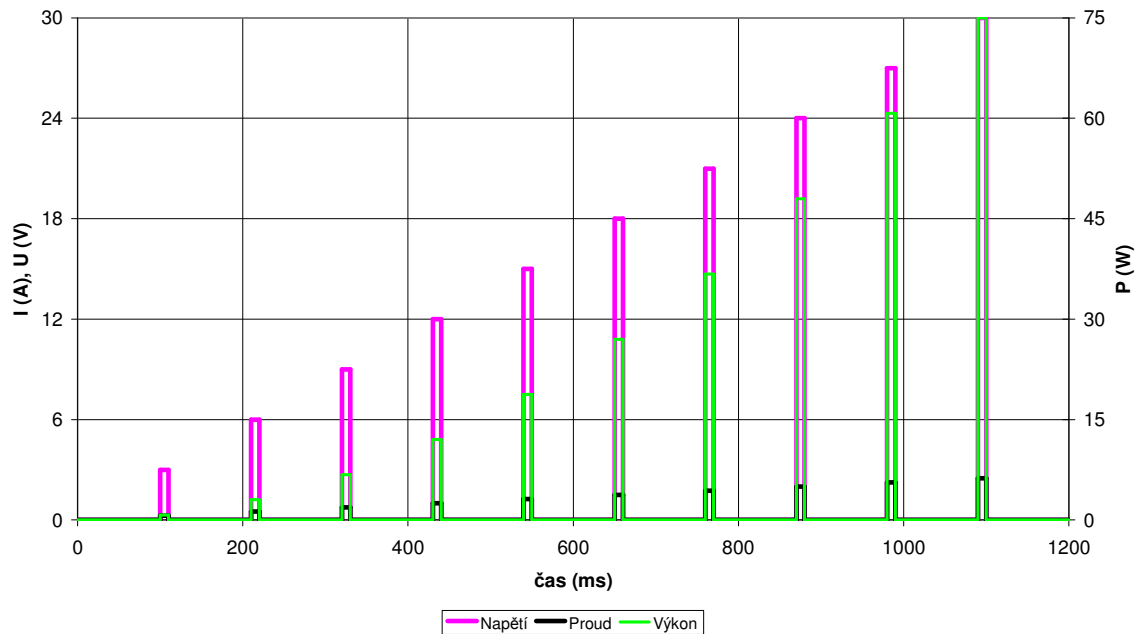
Doba, po kterou teče proud do zátěže je 10 ms a doba kdy neteče je přibližně 100 ms . Největší výkonová ztráta na zátěži, která hlavně nesmí měnit své parametry, vzniká v případě, kdy je proměřovaná do maximálního proudu zdroje, uvažujme $2,5\text{ A}$, a je na ní maximální napětí 30 V (ve skutečnosti na zátěži bude vždy menší napětí, ale toto je nejhorší případ). Jelikož nelze odhadnout charakter zátěže, pro první přiblížení bude ponechán lineární. Hodnota odporu zátěže bude činit $12\ \Omega$. Počet kroků měření pro výpočet nechť je 10 . Potom doba měření bude $1,2\text{ s}$. Pro zjednodušení výpočtu bude doba měření považována za mnohem kratší, než je doba ustálení teploty na jednotlivých prvcích.

Z výše zmíněných podmínek lze sestavit průběh napětí, proudu a ztrátového výkonu na zátěži (viz obr. 24).

Jak patrně, okamžitá výkonová ztráta u posledního bodu je poměrně velká, 75 W . Celkovou výkonovou ztrátu na zátěži lze vypočítat jako integrál jednotlivých špiček za celkový čas měření (výpočet byl proveden v MS Excel):

$$P_{tot} = \frac{\int_0^t P dt}{t} = 4,8\text{ W} . \quad (3.6)$$

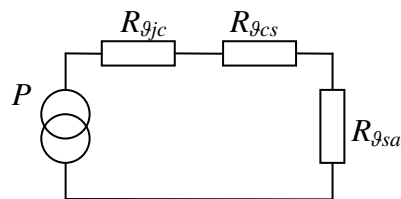
Průběh proudu, napětí a výkonu na zátěži



Obr. 3.5.: Průběh proudu, napětí a výkonu na zátěži.

Tento výkon působí na zátěž velice krátce, po dobu přibližně jedné sekundy. Pokud by byla tendence měřit takovéto součástky, bylo by třeba mezi jednotlivými měřeními posečkat alespoň pár minut, aby se měřená součástka vychladila, případně ještě zkrátit čas měření a prodloužit prodlevu mezi jednotlivými vzorky. Takto špatné podmínky ovšem nejsou pro většinu situací předpokládané.

Na druhou stranu, může nastat případ, kdy takovýto ztrátový výkon nebude na zátěži, ale na výkonovém tranzistoru. Pak na toto musí být dimenzován chladič. Následující obrázek zobrazuje zjednodušené schéma chladičí soustavy, viz [7].



Obr. 3.6.: Zjednodušené schéma chladičí soustavy.

Katalogové hodnoty jednotlivých prvků jsou:

Tab. 3.2.: Hodnoty prvků ve zjednodušeném schématu chladičí soustavy.

Prvek	Hodnota	Popis
P	4,8 W	Zdroj ztrátového výkonu
$R_{\theta_{jc}}$	1,2 K/W	Tepelný odpor přechodu z čipu na pouzdro
$R_{\theta_{cs}}$	0,5 K/W	Tepelný odpor přechodu z pouzdra na chladič

Celkový tepelný odpor obvodu, počítá-li se s maximální teplotou okolí $\vartheta_a = 45\text{ }^\circ\text{C}$ a maximální přípustnou teplotou přechodu $\vartheta_j = 150\text{ }^\circ\text{C}$, činí:

$$R_{\vartheta} = \frac{\vartheta_j - \vartheta_a}{P} \quad [K/W; ^\circ C; ^\circ C; W], \quad (3.7)$$

$$R_{\vartheta} = \frac{150,0 - 45,0}{4,8} = 21,9 \text{ K/W}. \quad (3.8)$$

Maximální přípustnou hodnotu tepelného odporu chladiče $R_{g_{sa}}$ lze odvodit z následující rovnice.

$$R_{\vartheta} \geq R_{\vartheta_{jc}} + R_{\vartheta_{cs}} + R_{\vartheta_{sa}} \quad [K/W; K/W; K/W; K/W], \quad (3.9)$$

tedy

$$R_{\vartheta_{sa}} \leq R_{\vartheta} - R_{\vartheta_{jc}} - R_{\vartheta_{cs}} \quad [K/W; K/W; K/W; K/W]. \quad (3.10)$$

Maximální hodnota tepelného odporu $R_{g_{sa}}$ tedy činí:

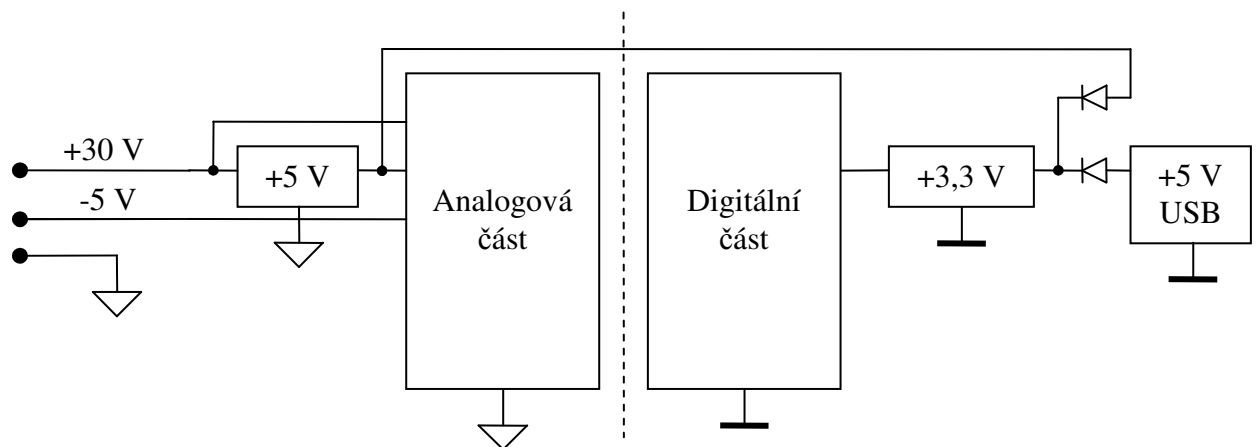
$$R_{\vartheta_{saMAX}} = 21,9 - 1,2 - 0,5 = 20,2 \text{ K/W}. \quad (3.11)$$

Z výše uvedeného vyplývá, že tepelný odpor chladiče by neměl být větší, než přibližně 20 K/W . Tato hodnota ovšem vychází ze zjednodušujících předpokladů, hlavně toho, že chlazený tranzistor je zatížen danou ztrátou neustále. Vzhledem ke způsobu měření tomu ale tak není. Doba prodlevy po každé charakteristice volí uživatel tím, kdy opět spustí další měření, tedy doba v řádu minimálně sekund, spíše však desítek sekund, ne-li minut, což je několikanásobně delší doba, než je doba samotného měření.

Pro použitý chladič sice prodejce tepelný odpor nespécifikuje, ale odhadem, podle parametrů tvarem podobných chladičů, je jeho hodnota $(10 - 15) \text{ K/W}$ a jeho cena ani velikost stavbu nijak nekomplikují, což ho činí pro tuto aplikaci vhodným.

3.7 Napájení

Během vývoje se celý projekt rozrostl, a proto si žádá hned několik napájecích napětí. Blokové schéma napájecí soustavy je na obr. 3.7.



Obr. 3.7.: Blokové schéma napájecí soustavy.

Pro provoz analogové části jsou potřeba napěťové úrovně $+30 \text{ V}$, $+5 \text{ V}$ a -5 V . Operační zesilovače jsou napájeny napětím 35 V vzniklým rozdílem mezi $+30 \text{ V}$ a -5 V .

Vzhledem k tomu, že toto napětí hraničí s jejich maximálním napětím, není dobré ho zvyšovat. Větev +5 V napájí na analogové straně přepínače a celou digitální stranu, není-li přítomno napětí z USB konektoru, se kterým se počítá v budoucnu pro komunikaci.

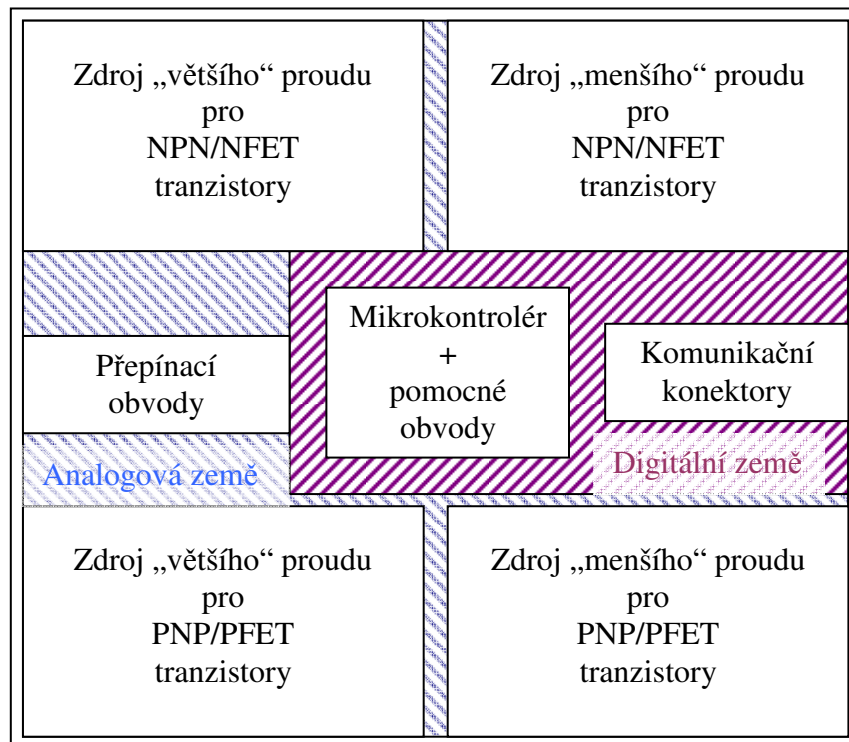
Proudové odběry z jednotlivých větví jsou následující:

Tab. 3.3.: Maximální proudy napájecích větví.

Větev	Maximální proud
+30 V	3 A
-5 V	50 mA

3.8 Poznámky k návrhu plošného spoje

Celá deska plošného spoje byla koncipována tak, aby vprostřed byl situován mikrokontrolér, jako srdce celého obvodu, a v každém rohu jeden z proudových zdrojů. Situační plánec rozmístění jednotlivých bloků nachází se níže.



Obr. 3.8.: Situační plánec rozmístění jednotlivých bloků.

Deska je dvouvrstvá, prokovená a s nepájivou maskou. Spodní vrstva je využita pro rozlité digitální i analogové země. Mezi oběma je udělána propojka pomocí dvoupinového jumperu, což zaručuje známou podmínku o spojení obou zemí pouze v jednom místě.

V bloku „Komunikační konektory“ se mimo jiné nachází i konektor USB. Aby byla zaručena správná funkce komunikace skrze tento konektor, je nutné, aby rozlité zemnicí spoj na druhé straně desky byl pod signálovými spoji od konektoru do mikrokontroléru po celou dobu neporušený. Zároveň oba spoje tvoří diferenciální pár, a proto je nutné vést je co nejbližší k sobě.

Minimální šířka spojů je 0,2 mm. Ta je využita v okolí mikrokontroléru. Ostatní proudově nezatěžované spoje jsou široké 0,4 mm a šířka proudově zatěžovaných spojů

číselně odpovídá v milimetrech maximálnímu proudu, který jimi poteče, v ampérech, dle běžně užívaného doporučení.

Všechny napájecí spoje jsou, dle možností, vedeny jako „rozlitá měď“, což zaručuje jejich nižší indukčnost, tudíž nižší impedanci pro vyšší frekvence.

Ke každému integrovanému obvodu jsou, dle doporučení výrobce, připojeny blokovací kondenzátory. Některé z nich byly umístěny z důvodu ušetření místa na spodní stranu desky.

Na základě předchozích zkušeností jsou na desce rozmístěny různé pájecí body pro veškeré signály a několik také pro oba zemnicí spoje a pro napájecí spoje. Díky těmto kontrolním bodům se oživování desky a případné ladění stává snazším.

Více poznámek, které byla snaha dodržet při návrhu lze nalézt např. v [6] nebo [10].
Obrázky jednotlivých vrstev jsou v příloze.

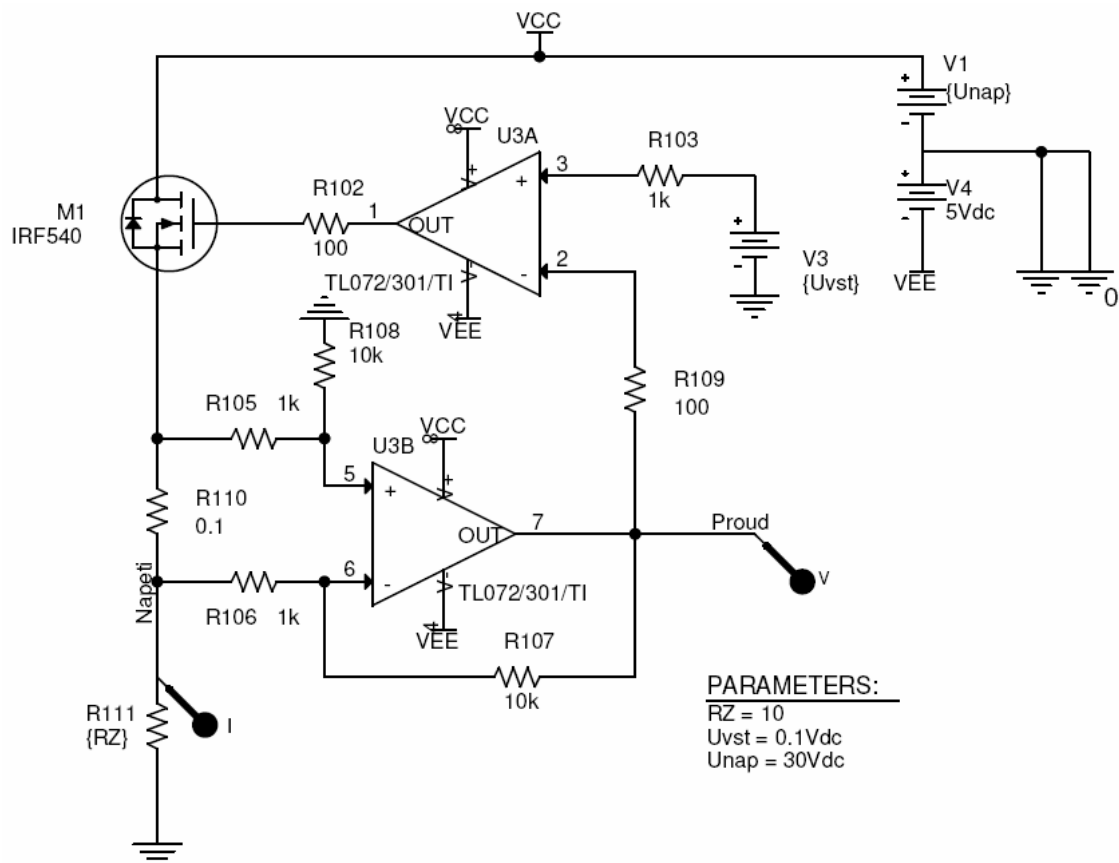
4 Simulace a měření na přípravku

Jelikož měřené parametry nezávisí na topologii zdroje (NPN/PNP), budou všechny následující parametry vyhodnocovány pro topologii NPN a pro verzi s větším výstupním proudem. Pro převod ze vstupního napětí U_{vst} na výstupní proud platí pro všechny případy rovnice (viz vztah (3.1)):

$$I_{vyst} = k \cdot U_{vst}, \quad k = 1 \frac{A}{V} \quad (4.1)$$

Celé měření probíhalo zcela nezávisle na řídicím mikrokontroléru. Vstupní napětí bylo nastavováno pomocí přesného zdroje napětí řízeného počítačem vlastní výroby a všechny výstupní veličiny byly sbírány DAQ jednotkou Agilent 34970A (rychlost snímání asi 1 vzorek za sekundu), která je ovšem o několik řádů přesnější, než použitý A/D převodník, pro případ statického měření, a DAQ jednotkou MyDAQ od National Instruments (rychlost snímání 25 000 vzorků za sekundu) pro případ dynamického měření.

Simulace probíhala v programu OrCAD rozmítáním jednotlivých parametrů ve schématu dle obrázku.



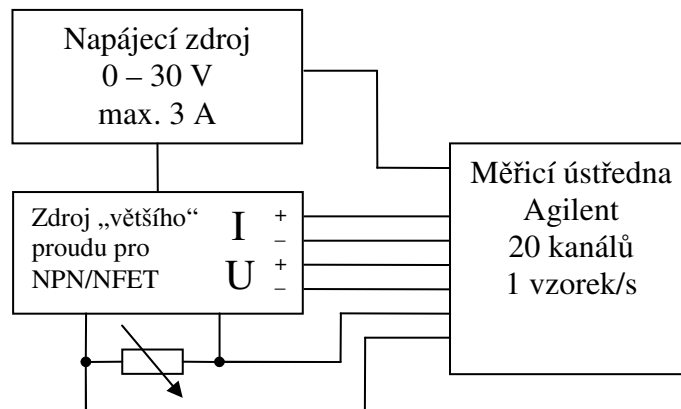
Obr. 4.1.: Simulační schéma zdroje proudu.

Jednotlivé parametry byly rozmítány v rozsahu:

Tab. 4.1.: Mezní parametry pro simulaci.

Parametr	Min. hodnota	Max. hodnota
R_Z	1 Ω	50 Ω
U_{vst}	0 V	3 V
U_{nap}	10 V	30 V

Statické měření probíhalo podobně, jako simulace, která ovšem nezapočítávala oteplení, jež, jak je patrné z grafů, má nemalý vliv. Zapojení měřícího řetězce je na obrázku.



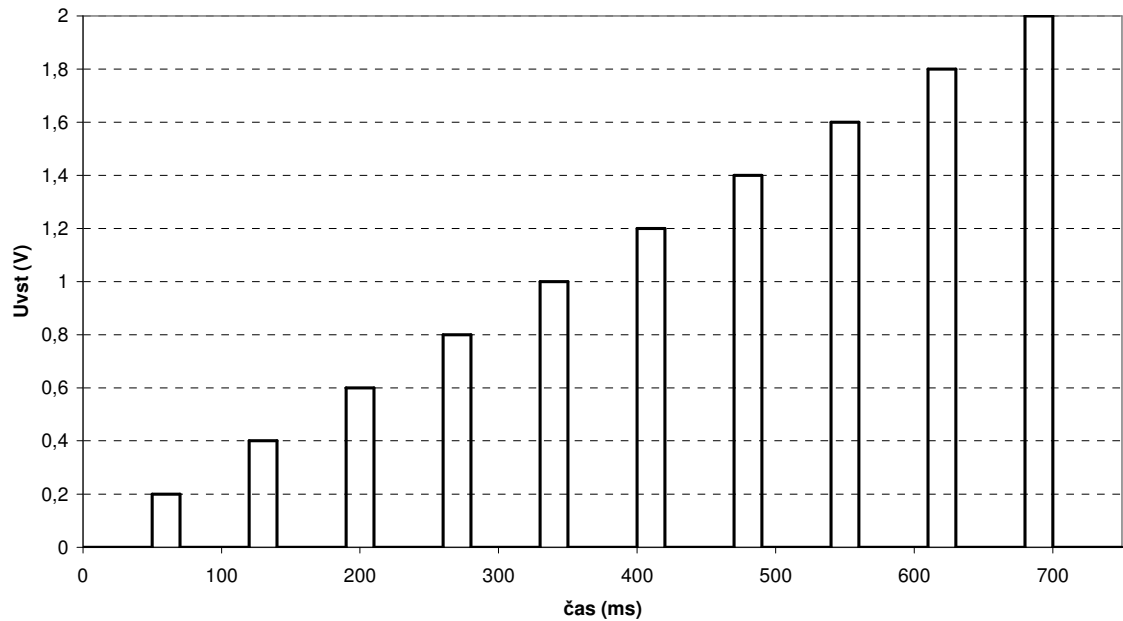
Obr. 4.2.: Měřící schéma pro statické měření.

Jednotlivé parametry byly rozmítány ve stejném rozsahu a pokud možno i ve stejných nebo podobných krocích, aby bylo možné simulaci a měření dobře porovnat.

Dynamické měření probíhalo poněkud odlišně. Aby se eliminoval vliv teploty a zároveň zohlednil režim práce charakterografu, bylo na jeho vstup posíláno napětí o podobném průběhu, jakým se měří tranzistor. Průběh tohoto napětí je zaznamenán v grafu (viz obr. 4.3).

Měřicí schéma je stejné, jako v případě statického měření.

Průběh vstupního napětí při dynamickém měření

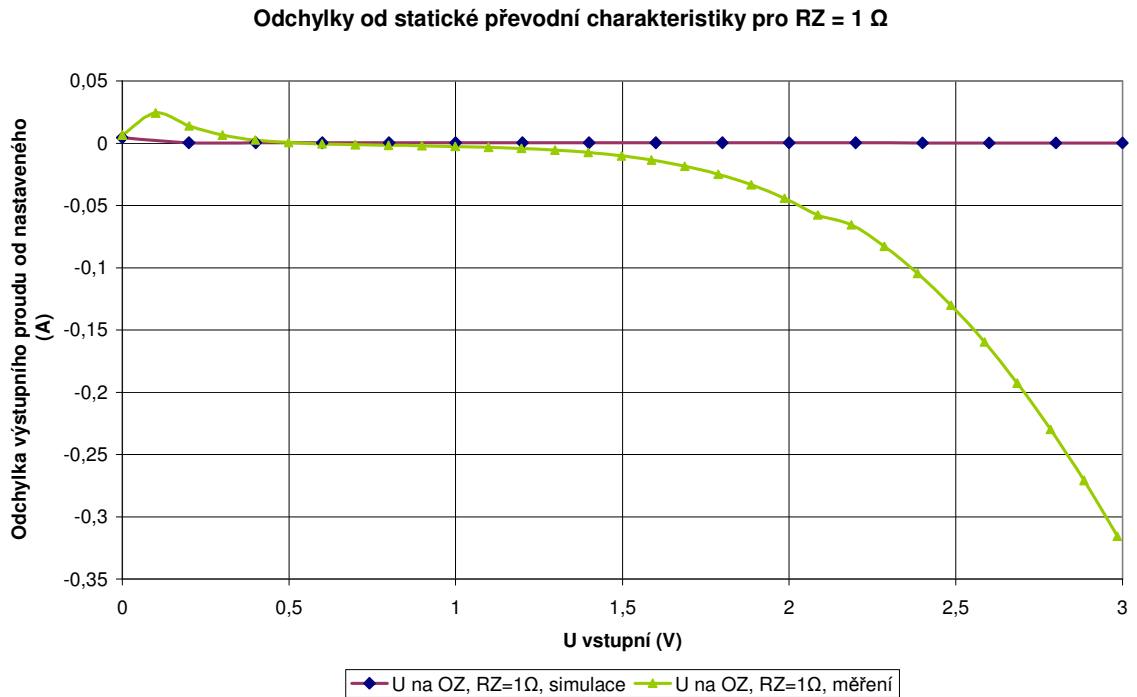


Obr. 4.3.: Průběh vstupního napětí při dynamickém měření.

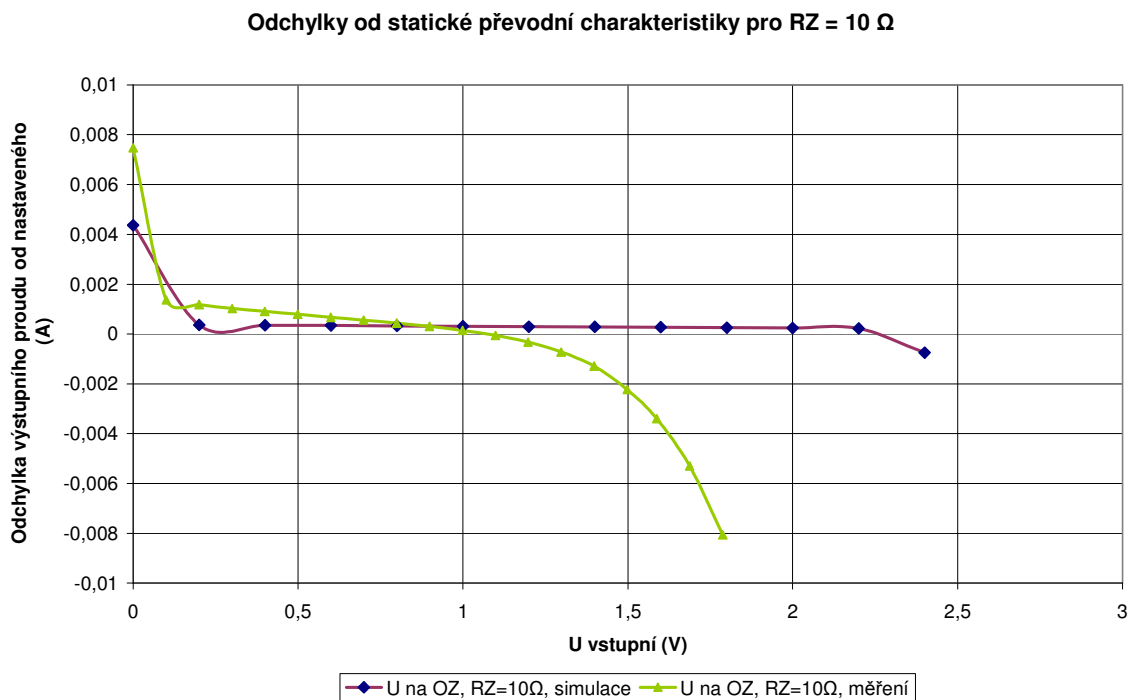
4.1 Statická převodní charakteristika

Jako první parametr je nutné stanovit převodní charakteristiku, tedy závislost výstupního proudu na vstupním napětí. Tato závislost byla měřena i simulována pro dvě hodnoty zatěžovacího odporu: $R_Z = 1 \Omega$ a $R_Z = 10 \Omega$, v rozsahu vstupního napětí $(0 \div 3) V$ v prvním případě a $(0 \div 1,8) V$ v případě druhém. Vyššího vstupního napětí v případě $R_Z = 10 \Omega$ nebylo možné dosáhnout kvůli velikosti ztrátového výkonu na zátěži, který činil téměř $30 W$, na což pokusná zátěž nebyla dimenzována. Jelikož z grafů samostatných převodních charakteristik je patrné pramálo, byly zobrazeny pouze odchylky od ideální převodní charakteristiky, kterou lze popsat vztahem:

$$I_{\text{výst}} = k \cdot U_{\text{vst}}, \quad k = 1 \frac{A}{V}. \quad (4.2)$$



Obr. 4.4.: Odchyly od ideální převodní charakteristiky pro zátěž $R_Z = 1 \Omega$, staticky měřené a simulované hodnoty.

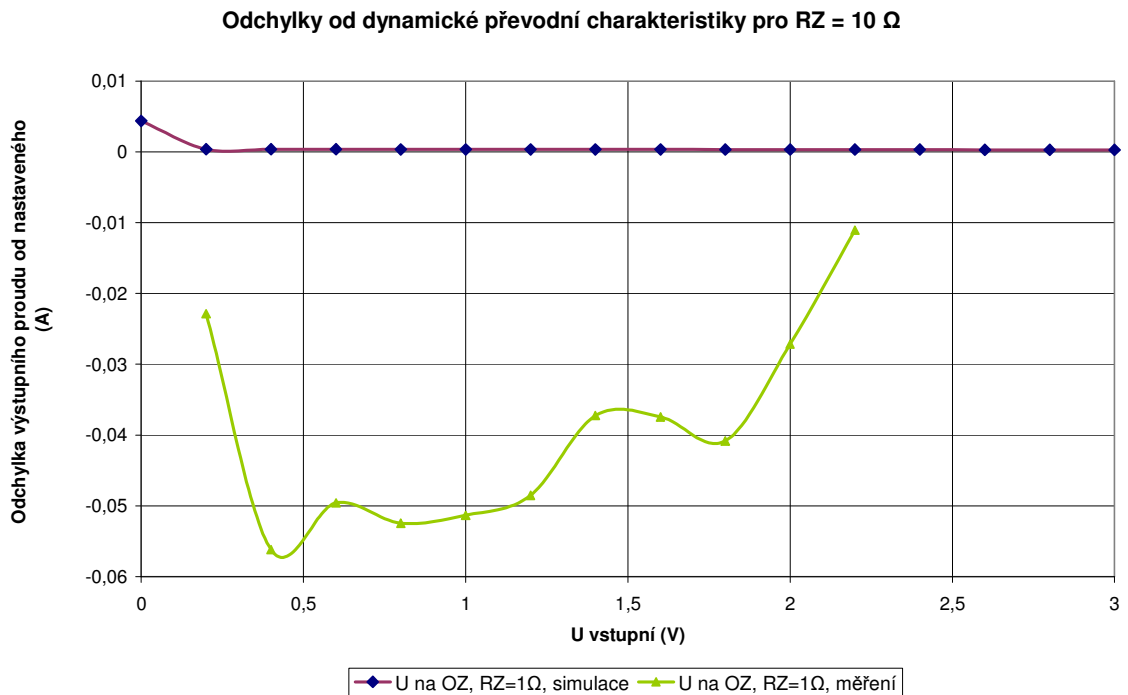


Obr. 4.5.: Odchyly od ideální převodní charakteristiky pro zátěž $R_Z = 10 \Omega$, staticky měřené a simulované hodnoty.

Z naměřených dat je patrné, že při větším nastaveném proudu je výstupní proud menší, než očekávaný. Vzhledem k tomu, že toto není patrné ze simulace, je toto zřejmě způsobeno ohříváním snímacího a zatěžovacího odporu a jejich teplotní závislostí.

4.2 Dynamická převodní charakteristika

Výše popsany vliv ohřívání jednotlivých obvodových prvků se při dynamickém měření, dle očekávání, téměř neuplatnil. V grafu je opět porovnání s nasimulovanými hodnotami. Měření bylo provedeno pouze pro zatěžovací odpor $R_Z = 1 \Omega$.



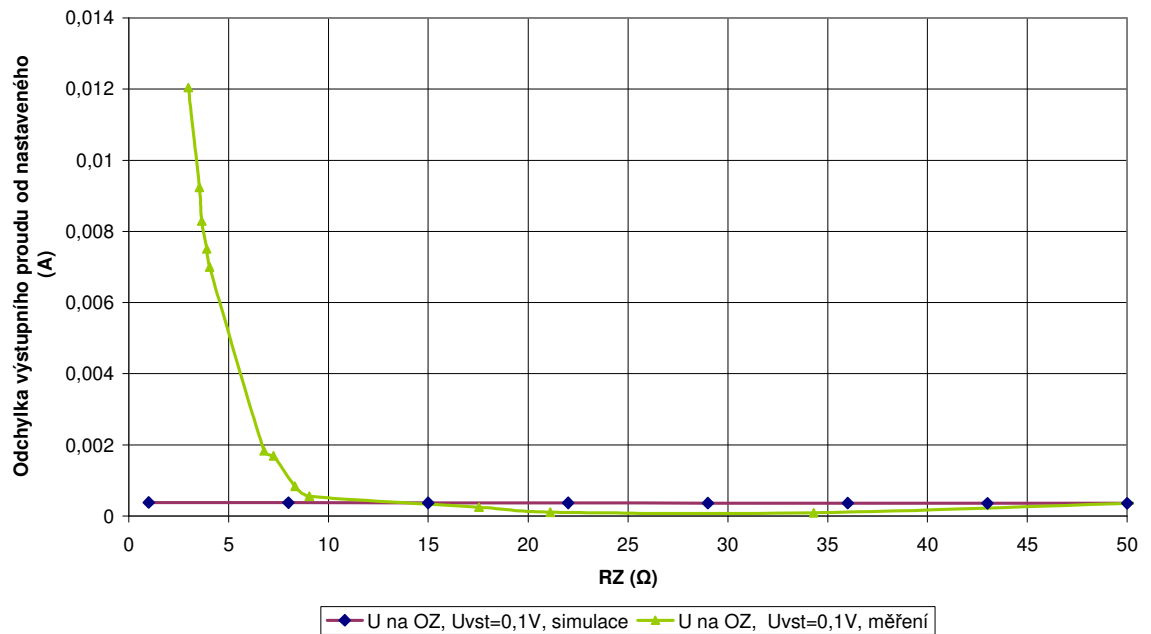
Obr. 4.6.: Odchyly od ideální převodní charakteristiky, simulované a dynamicky měřené, pro zátěž $R_Z = 1 \Omega$.

Porovnáním se statickým měřením je patrné, že vliv teploty byl skutečně eliminován. Díky tomuto způsobu měření jsou i absolutní odchylky mnohem menší.

4.3 Statická zatěžovací charakteristika

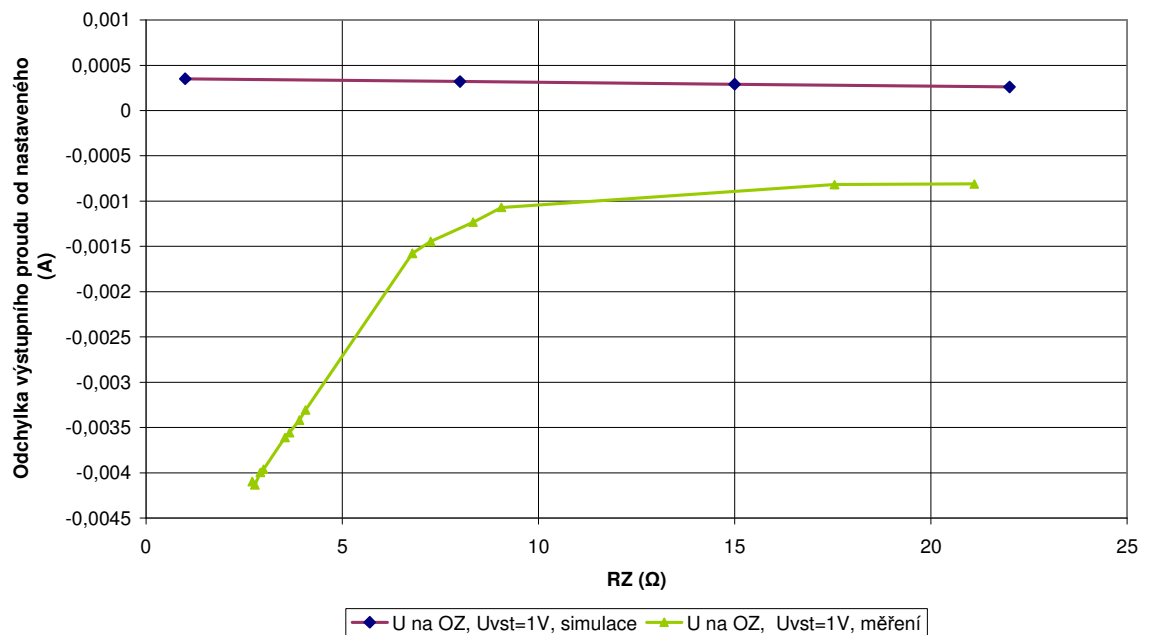
Asi nejdůležitějším parametrem každého zdroje je jeho zatěžovací charakteristika, případně výstupní odpor. Simulace i měření probíhalo pro dva nastavené proudy – $0,1 \text{ A}$ a 1 A , od největšího zatěžovacího odporu po nejmenší.

Odchyly od statické zatěžovací charakteristiky pro $U_{vst} = 0,1 \text{ V}$



Obr. 4.7.: Odchyly od ideální zatěžovací charakteristiky pro nastavený proud $0,1 \text{ A}$, simulace, statické měření.

Odchyly od statické zatěžovací charakteristiky pro $U_{vst} = 1 \text{ V}$



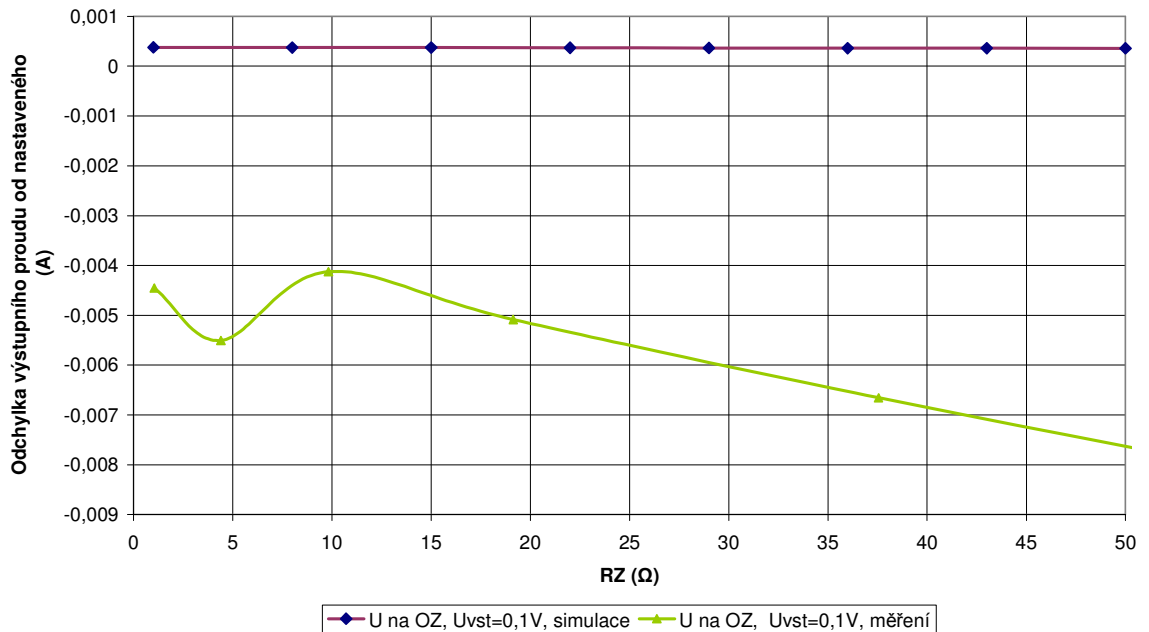
Obr. 4.8.: Odchyly od ideální zatěžovací charakteristiky pro nastavený proud 1 A , simulace, statické měření.

Vzhledem k postupu zatěžování, tedy od největšího odporu po nejmenší, je zřejmé, že zásadní vliv má opět ohřívání měřícího odporu.

4.4 Dynamická zatěžovací charakteristika

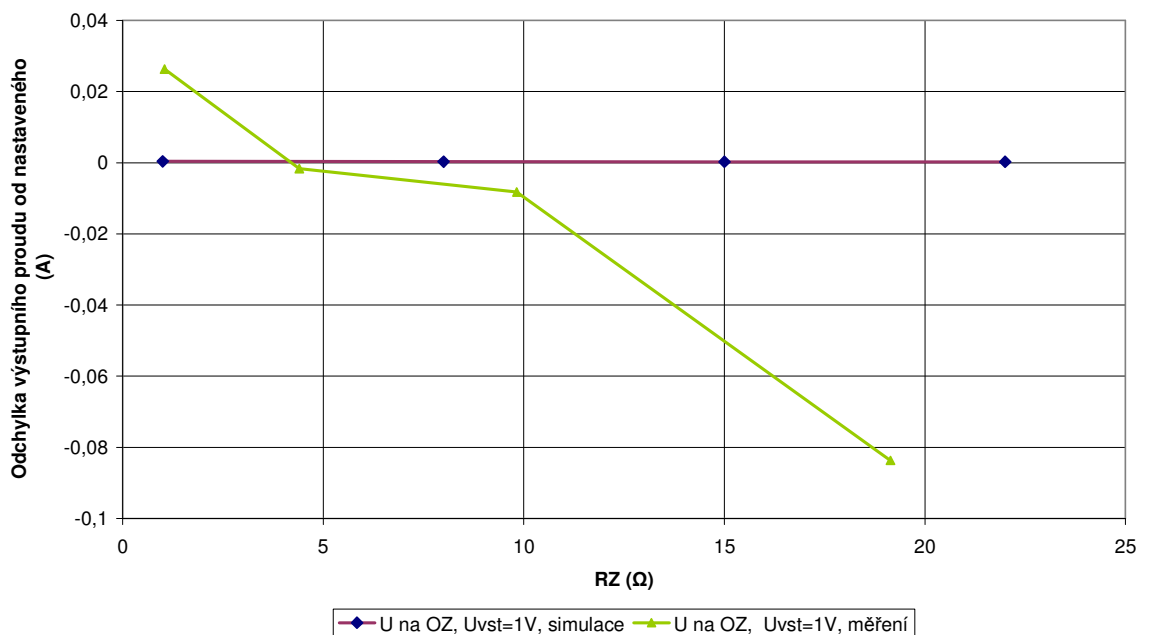
Při dynamickém měření zatěžovací charakteristiky zůstal postup měření i vstupní signál stejný, jako při měření dynamické převodní charakteristiky. Měření proběhlo pro každou hodnotu zatěžovacího odporu a z dat byly vybrány patřičné hodnoty.

Odchyly od dynamické zatěžovací charakteristiky pro $U_{vst} = 0,1 \text{ V}$



Obr. 4.9.: Odchyly od ideální převodní charakteristiky pro nastavený proud $0,1 \text{ A}$, simulace, dynamické měření.

Odchyly od dynamické zatěžovací charakteristiky pro $U_{vst} = 1 \text{ V}$



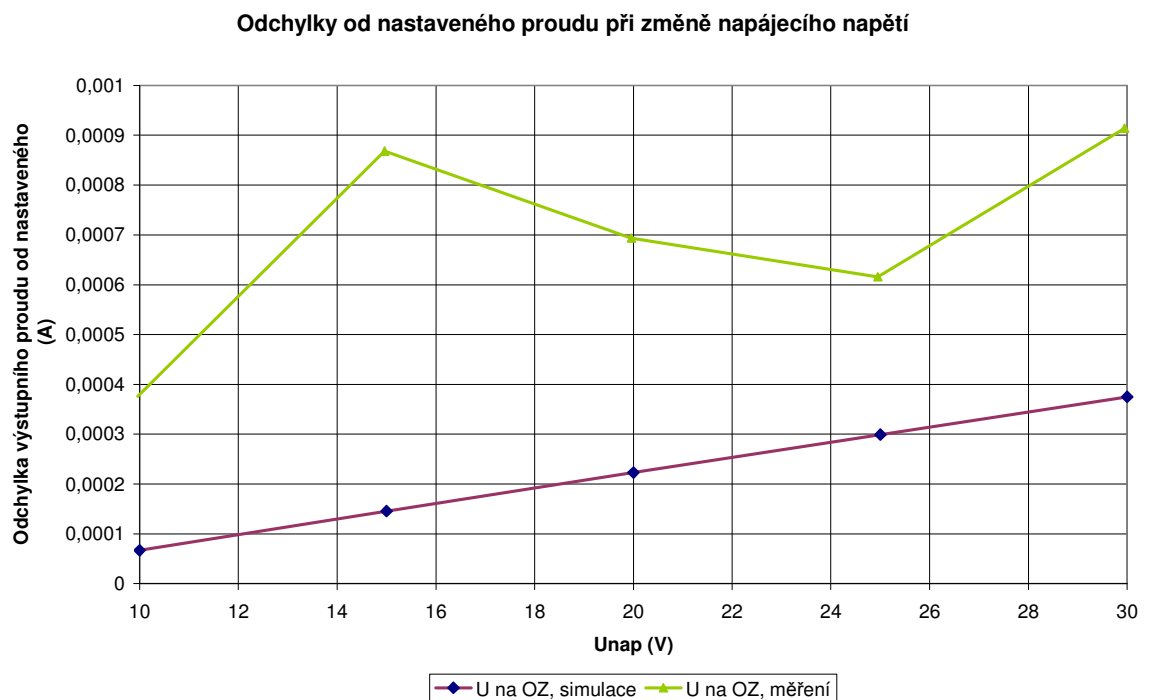
Obr. 4.10.: Odchyly od ideální převodní charakteristiky pro nastavený proud 1 A , simulace, dynamické měření.

Z dynamicky naměřených dat je zřejmé, že opět nefiguruje teplotní závislost. Při větším proudu se ale ukazují vlivy, jejichž původ bude třeba ještě prozkoumat. Možným adeptem je např. nízká rychlost přeběhu zdroje, která zkreslí průměr měřených vzorků.

4.5 Závislost proudu na napájecím napětí

Měří-li se dioda, případně nízkonapěťový tranzistor, je výhodné snížit napájecí napětí, aby se snížila výkonová ztráta na chladiči řídicího tranzistoru. Proto bylo třeba změřit i závislost proudu na napájecím napětí. Vzhledem k nízké výkonové ztrátě nebylo třeba měření provozovat v dynamickém režimu, výsledky by byly téměř totožné.

Nastavený proud byl $0,1\text{ A}$ a zátěž $R_Z = 10\ \Omega$.



Obr. 4.11.: Odchyly od nastaveného proudu při změně napájecího napětí.

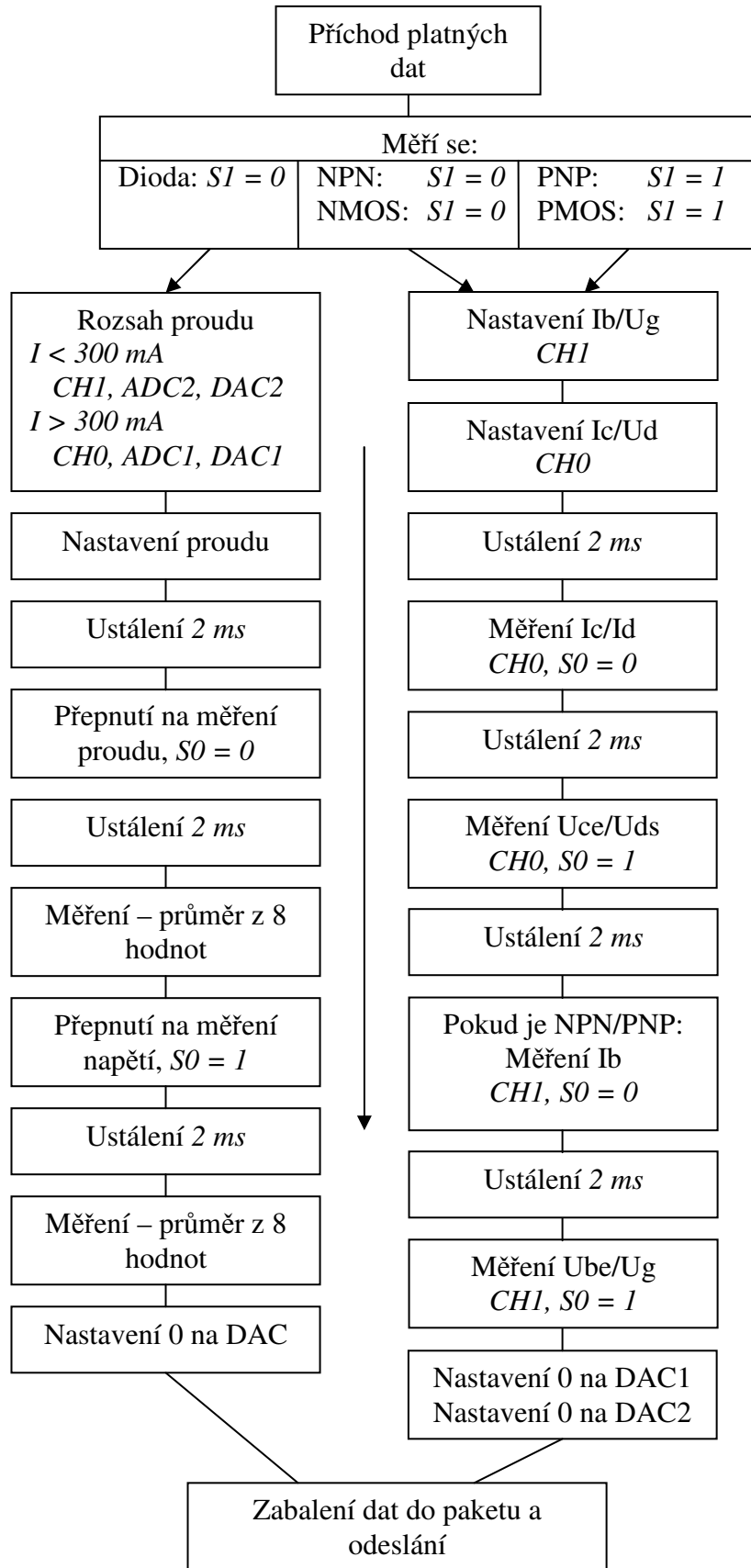
Jak je vidět, se vzrůstem napájecího napětí mírně roste i proud, ovšem změna je relativně malá, zanedbatelná.

5 Programové vybavení

Vzhledem ke komplexnosti projektu bylo nutné rozdělit program do dvou částí, z nichž jedna je psaná v jazyce *C* a řídí vývoj událostí v mikrokontroléru a druhá je v jazyce *Visual Basic for Application (VBA)* pro *Microsoft Office Excel*.

5.1 Program v C pro PIC

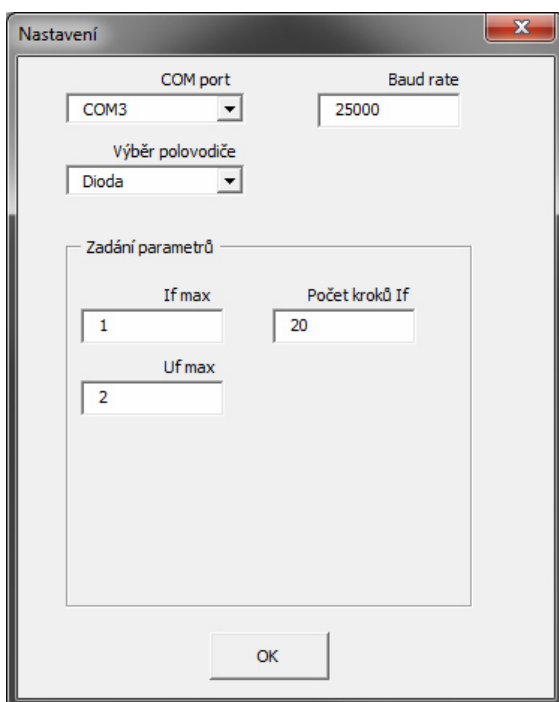
Jelikož většina děje v mikrokontroléru probíhá asynchronně, protože pracuje, je-li tázan počítačem, nachází se nejdůležitější část programu v přerušení vyvolaném příchozími daty. Na následujícím obrázku je vývojový diagram. Řídící signál *SO* přepíná mezi měřením proudu ($SO = 0$) a měřením napětí ($SO = 1$) a signál *SI* přepíná mezi použitou topologií zdroje – NPN ($SI = 0$) a PNP ($SI = 1$). A/D převodník *ADC1* měří signály ze zdroje „většího“ proudu (nezávisle na topologii), v programu je označen jako *CHO* a *ADC2* měří signály ze zdroje „menšího“ proudu a v programu je znám jako *CHI*.



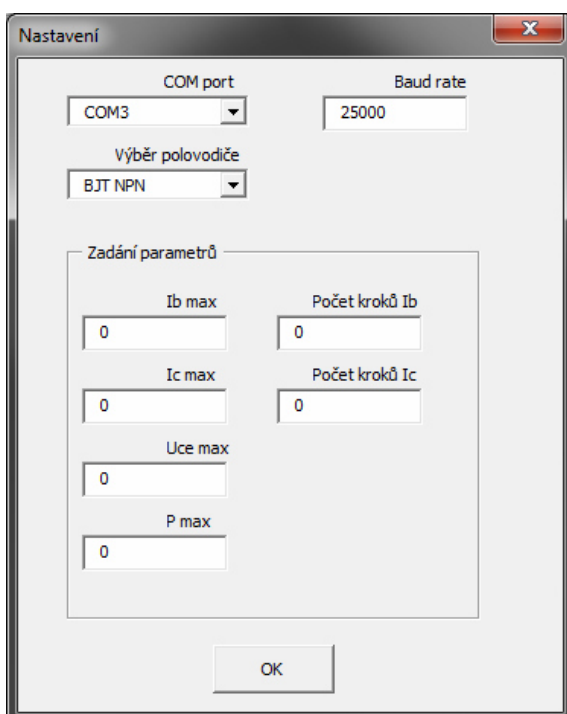
Obr. 5.1.: Vývojový diagram programu pro PIC.

5.2 Program ve VBA

Vzhledem k jednoduchosti tvorby grafického rozhraní a možnosti snadného ukládání dat a následné práce s nimi byl jako obslužný program pro PC zvolen VBA pro *Excel*. Vstupem do programu je zadání označení a typu (dioda, NPN, PNP...) měřené součástky a rozsahy, na kterých má být proměřena. To se děje skrze formulář, který je vyobrazen na následujících obrázcích, první pro diodu a druhý pro bipolární tranzistor (unipolární se liší pouze popisky a maximem U_g namísto I_b).



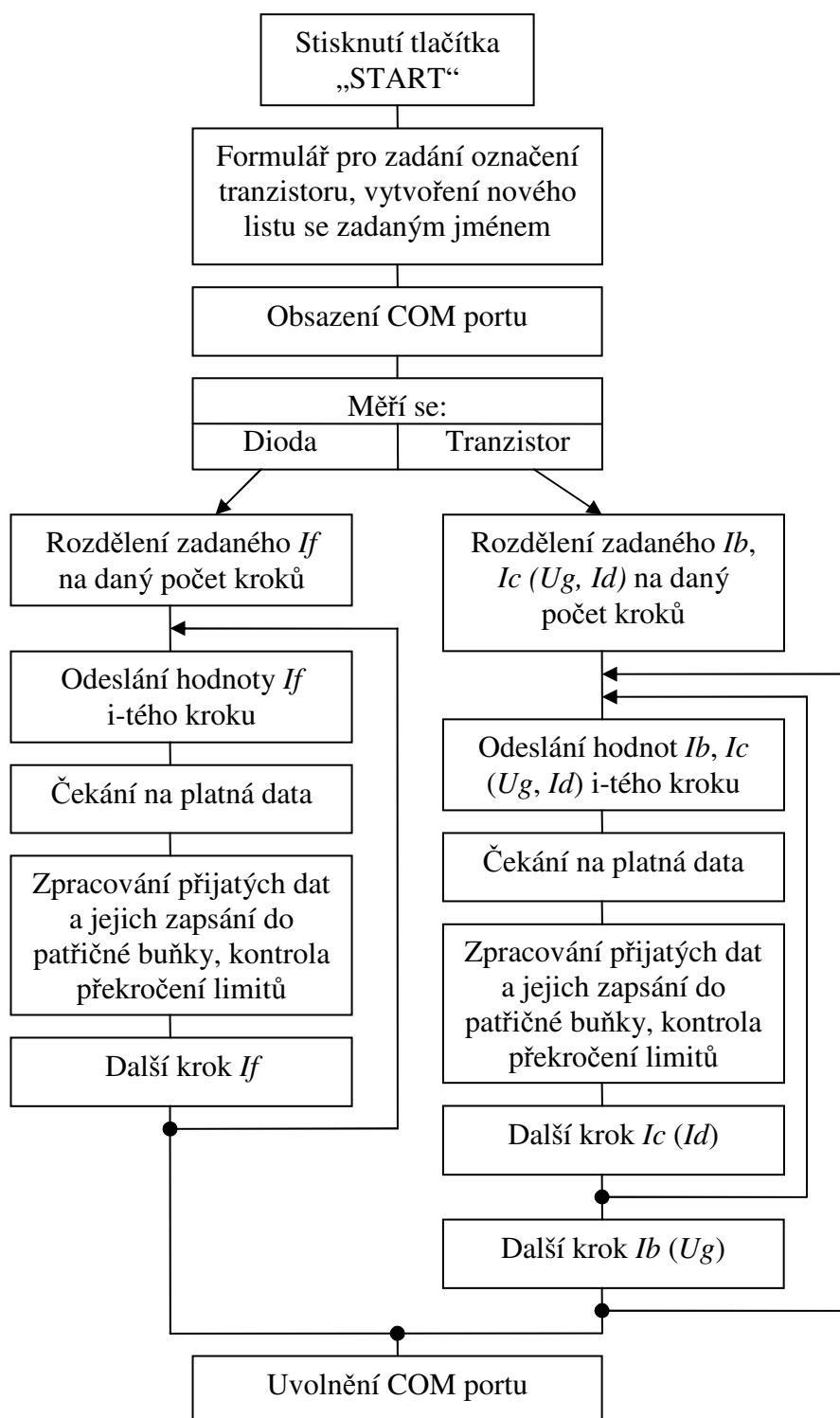
Obr. 5.2.: Formulář pro nastavení parametrů pro měření diody.



Obr. 5.3.: Formulář pro nastavení parametrů pro měření bipolárního tranzistoru.

Všechny údaje jsou při stisku „OK“ ukládány a zachovány, dokud nedojde ke změně ve formuláři i při zavření samotného sešitu. Při otevření sešitu tedy není třeba formulář otevírat, pokud se bude odehrávat stejné měření jako posledně.

Samotné měření se odstartuje tlačítkem „START“ v měřicí šabloně. Po jeho stisknutí se objeví formulář na vyplnění označení pro měřený tranzistor. Stejným jménem se následně pojmenuje list, na kterém budou naměřená data. Formulář je automaticky předvyplněn jménem použitým z minula, jen s inkrementovaným číslem na konci (není-li na konci žádné číslo, automaticky se tam přidá „1“). Dále se provede měřicí cyklus popsáný na vývojovém diagramu níže.



Obr. 5.4.: Vývojový diagram měřicího cyklu.

Výstupem z programu je soubor naměřených charakteristik, pro každou součástku jeden list.

5.3 Komunikace mezi PC a mikrokontrolérem

Pro úplný popis softwarové části systému je nutné doplnit ještě popis komunikačního protokolu použitého mezi PC a mikrokontrolérem. PC iniciuje komunikaci tak, že vyšle řetězec dat přes UART v dále popsaném tvaru (paket). V mikrokontroléru je paket zachycen díky tomu, že přerušení takto vyvolané má přidělenou nejvyšší prioritu. Jakmile jsou data zpracována a na jejich základě provedeno měření, začnou se odesílat tak, že prvně se paket se pošle hned, jakmile jsou data připravena, a následně se cyklicky odesílá znovu a znovu v intervalu *80 ms*, aby mělo PC šanci balík dat zachytit, je-li v době prvního vysílání systém zaneprázdněn a nemůže data přijmout.

Podoba jednotlivých paketů je popsána v následujících tabulkách.

Dioda	'D' 1 Bajt	If 2 Bajty	0 2 bajty	'X' 1 Bajt
NPN	'A' 1 Bajt	Ib 2 Bajty	Ic 2 bajty	'X' 1 Bajt
PNP	'B' 1 Bajt	Ib 2 Bajty	Ic 2 bajty	'X' 1 Bajt
NFET	'E' 1 Bajt	Id 2 Bajty	Ug 2 bajty	'X' 1 Bajt
PFET	'F' 1 Bajt	Id 2 Bajty	Ug 2 bajty	'X' 1 Bajt

Obr. 5.5.:Formát odchozích paketů.

Dioda	'Z' 1 Bajt	If 2 Bajty	Uf 2 bajty	If 2 bajty	Uf 2 bajty	'X' 1 Bajt
Ostatní součástky	'Z' 1 Bajt	Ic/Id 2 Bajty	Uc/Ud 2 bajty	Ib/Ug 2 bajty	Ub/Ug 2 bajty	'X' 1 Bajt

Obr. 5.6.:Formát příchozích paketů.

6 Závěr

Popisované zařízení bylo dle zadání postaveno, odměřeno a porovnáno se simulovanými hodnotami. Potřebné programové vybavení bylo naprogramováno a odzkoušeno. Naměřené hodnoty lze najít v příslušných kapitolách.

Důvodem stavby charakterografu byl hlavně nedostatek podobných zařízení na trhu dostupných za přijatelnou cenu. Podobný měřicí systém lze sice postavit z jakýchkoliv měřicích a automatizačních DAQ systémů vyráběných např. společností National Instruments. Parametry by sice byly srovnatelné, ovšem cena několikanásobně vyšší (v řádu desítek až stovek tisíc korun na rozdíl od zde popisovaného, jehož stavba stála několik tisícikorun). Hlavní využití charakterografu je pro párování tranzistorů a diod pro profesionální stavbu hudební aparatury nejvyšší kvality, kde se uplatňují i velice malé rozdíly mezi jednotlivými tranzistory.

Z dynamicky naměřených výsledků vyplývá, že odchylka nastaveného proudu od skutečného činí maximálně 60 mA v celém pracovním rozsahu (0 – 2,5 A). Relativně obdobně je tomu i u zatěžovací charakteristiky. Tyto odchylky můžou být následně využity pro kompenzaci výstupního proudu a dosažení definovaných kalibračních podmínek pro měření tranzistorů a ostatních polovodičových součástek. Výsledná přesnost měření je dána pouze přesností použitých A/D převodníků a použité reference, neboť proud i napětí na měřené součástce se nejen nastavuje, ale zároveň i měří.

V kapitole 3.6 je uvedené, že maximální předpokládané ztrátové teplo na měřené součástce činí přibližně 5 Ws za jedno měření. To sice není svým vlivem významná hodnota a ani není předpoklad, že by se na ní dosáhlo, ale až budoucí zkušenosti nabyté používáním ukáží, je-li to akceptovatelné, či nikoliv. Pokud by nebylo, nabízí se vhodně upravit dobu měření. To lze jednak změnou doby potřebné na ustálení nebo zrychlením analogově digitálního převodu, případně zmenšením počtu vzorků do průměru. V případě změny doby ustalování by bylo ovšem nutné pečlivě sledovat průběh napětí na měřené součástce a zhodnotit, nezasahují-li do měření časové konstanty parazitních kondenzátorů neúměrně. Zmíněné úpravy v každém případě povedou k větší variabilitě výstupů.

Na tuto práci lze v budoucnu navázat několika dalšími zamýšlenými vylepšeními, které již nebylo možno realizovat v rámci daného termínu. Prvním je komunikace přes USB. Tato sběrnice má velice komplikovaný protokol, jehož studium a nastavení přesahuje rámec daného zadání. Její výhody by byly především ve snazším připojení charakterografu k počítači pouhým USB kabelem. Nynější komunikace je vedena skrze převodník napěťových úrovní pro UART a převodník z UARTu na USB, což postrádá veškerou eleganci i praktičnost.

Dalším nabízejícím se vylepšením je zvýšení maximálního výstupního napětí i proudu. Proud je daný hlavně napájecím zdrojem, který v této práci není řešen, ovšem zvýšení napětí si bude žádat zásadní zásah do celé koncepce, neboť v současné verzi jsou celým napájecím napětím napájeny oba operační zesilovače. Proto ho nelze zvyšovat.

7 Použitá literatura

- [1] Vobecký, J., Záhlava, V.: Elektronika - součástky a obvody, principy a příklady, Grada Publishing, spol. s r. o., 2. rozšířené vydání, Praha 2001, ISBN 80-7169-884-9
- [2] Frohn, M., Oberthür, W., Siedler, H.-J., Wierner, M., Zastrow, P.: Elektronika – polovodičové součástky a základní zapojení, BEN – technická literatura, 1. vydání, Hannover/Praha 2006, ISBN 80-7300-123-3
- [3] Punčochář, J.: Operační zesilovače v elektronice, BEN – technická literatura, 1. vydání, Praha 1996, ISBN 80-901984-3-0
- [4] Krejčířík, A.: Zdroje proudu, BEN – technická literatura, 1. vydání, Praha 1999, ISBN 80-86056-84-8
- [5] Posolda, F.: Delta sigma A/Č převodník, Bakalářská práce, Praha, 2009
- [6] Záhlava, V.: Návrh a konstrukce desek plošných spojů, BEN – technická literatura, 1. vydání, Praha 2010, ISBN 978-80-7300-266-4
- [7] Kazda, V.: Výpočty chlazení elektronických součástí s řešenými příklady, Pracovní text pro SPŠE a VOŠ Pardubice, Pardubice
- [8] Haasz, V.: Poznámky z přednášek k předmětu Elektrická měření, Praha 2010
- [9] Schreiber, P.: Application Note AN1607 - PIC24FJ128GC010 Analog Design Guide, Microchip Technology Inc., 2013
- [10] Kester, W.: ANALOG-DIGITAL CONVERSION, Chapter 9: Hardware Design Techniques, Analog Devices, Inc., 2004, ISBN 0-916550-27-3

7.1 Katalogové listy součástek

- [11] PIC24FJ128GC010
- [12] AD5666
- [13] 74HC4052
- [14] NE5534

8 Seznam použitých zkratk a symbolů

A	[-]	Zesílení
I_{ADJ}	[A]	Klidový proud stabilizátoru
I_b	[A]	Proud do báze bipolárního tranzistoru
I_c	[A]	Proud do kolektoru bipolárního tranzistoru
I_d	[A]	Proud do drainu unipolárního tranzistoru
I_f	[A]	Proud diodou
I_O	[A]	Výstupní proud
I_S	[A]	Saturační proud diodou
I_{vst}	[A]	Vstupní proud
$K_{I \rightarrow U}$	[V/A]	Převodní konstanta z proudu na napětí
P	[W]	Elektrický výkon
R	[Ω]	Elektrický odpor
R_{vst}	[Ω]	Vstupní odpor
$R_{výst}$	[Ω]	Výstupní odpor
R_Z	[Ω]	Zatěžovací odpor
R_g	[K/W]	Celkový tepelný odpor obvodu
R_{gcs}	[K/W]	Tepelný odpor přechodu z pouzdra na chladič
R_{gjc}	[K/W]	Tepelný odpor přechodu z čipu na pouzdro
R_{gsa}	[K/W]	Tepelný odpor přechodu z chladiče do okolí
U_c	[V]	Napětí na kolektoru bipolárního tranzistoru
U_d	[V]	Napětí na drainu unipolárního tranzistoru
U_f	[V]	Napětí na diodě
U_g	[V]	Napětí na gate unipolárního tranzistoru
U_i	[V]	Vstupní napětí
U_{nap}	[V]	Napájecí napětí
U_{ref}	[V]	Referenční napětí
U_t	[V]	Tepelné napětí polovodičového přechodu
U_{vst}	[V]	Vstupní napětí
u_d	[V]	Diferenciální napětí operačního zesilovače
Δu_d	[V]	Změna diferenciálního napětí operačního zesilovače
u_s	[V]	Souhlasné napětí operačního zesilovače
Δu_s	[V]	Změna souhlasného napětí operačního zesilovače
β	[-]	Zesílení zpětnovazební smyčky
ϑ_a	[°C]	Teplota okolí
ϑ_j	[°C]	Teplota polovodičového přechodu
A/D		Analogově – digitální
D/A		Digitálně - analogový
MOSFET		Polem řízený tranzistor
OSR		Koeficient převzorkování
PDM		Pulsně – hustotní modulace
SPI		Serial peripheral interface
UART		Universal asynchronous receiver – transmitter
USB		Universal serial bus
VBA		Visual Basic for Application

9 Seznam příloh

I	Přílohy.....	47
I.I	Seznam souborů na přiloženém CD.....	47
I.II	Schéma zapojení zdrojů pro měření NPN/NFET tranzistorů	49
I.III	Schéma zapojení zdrojů pro měření PNP/PFET tranzistorů.....	50
I.IV	Schéma zapojení napájecí části.....	51
I.V	Schéma zapojení řídicí části.....	52
I.VI	Předloha vrstvy spojů ze strany TOP v měřítku 1:1	53
I.VII	Předloha vrstvy spojů ze strany BOTTOM v měřítku 1:1	53
I.VIII	Osazovací výkres pro stranu TOP.....	54
I.IX	Osazovací výkres pro stranu BOTTOM	55
I.X	Seznam součástek	56

I Přílohy

I.I Seznam souborů na přiloženém CD

Obrázky

- AD5666 blokové schéma
- BOT
- DA převodník v PICu
- Formulář-dioda
- Formulář-tranzistor
- Howlandova pumpa
- Jednoduché proudové zrcadlo
- Osazovací výkres BOT
- Osazovací výkres TOP
- PLB
- PLT
- Rozdílový zesilovač
- Rozložení šumu při převzorkování
- S-D převodník v PICu
- Schéma napájecí části
- Schéma NPN_NFET kanálu komplet
- Schéma NPN_NFET kanálu
- Schéma PNP_PFET kanálu komplet
- Schéma PNP_PFET kanálu
- Schéma řídicí části
- Sigma-delta průběhy
- Sigma-delta převodník
- Simulační schéma
- SMB
- SMT
- TOP
- Zdroj proudu s LM317
- Zdroj proudu s OZ a tranzistorem
- Zdroje proudu s OZ
- Zesilovač odchytky

Katalogové listy

- PIC24FJ128GC010
- AD5666
- 74HC4052
- NE5534

Výrobní podklady

- BOT.art.....Spoje na spodní straně
- MIL.artObrys
- PLB.artPotisk na spodní straně
- PLT.artPotisk na horní straně
- pth.excVrstva prokovené vrtání
- SMB.artNepájivá maska na spodní straně
- SMT.artNepájivá maska na horní straně
- TOP.art.....Spoje na horní straně
- ZDROJ PROUDU V4_23.brd.....Návrh desky v OrCADu

Projekt ve VBA

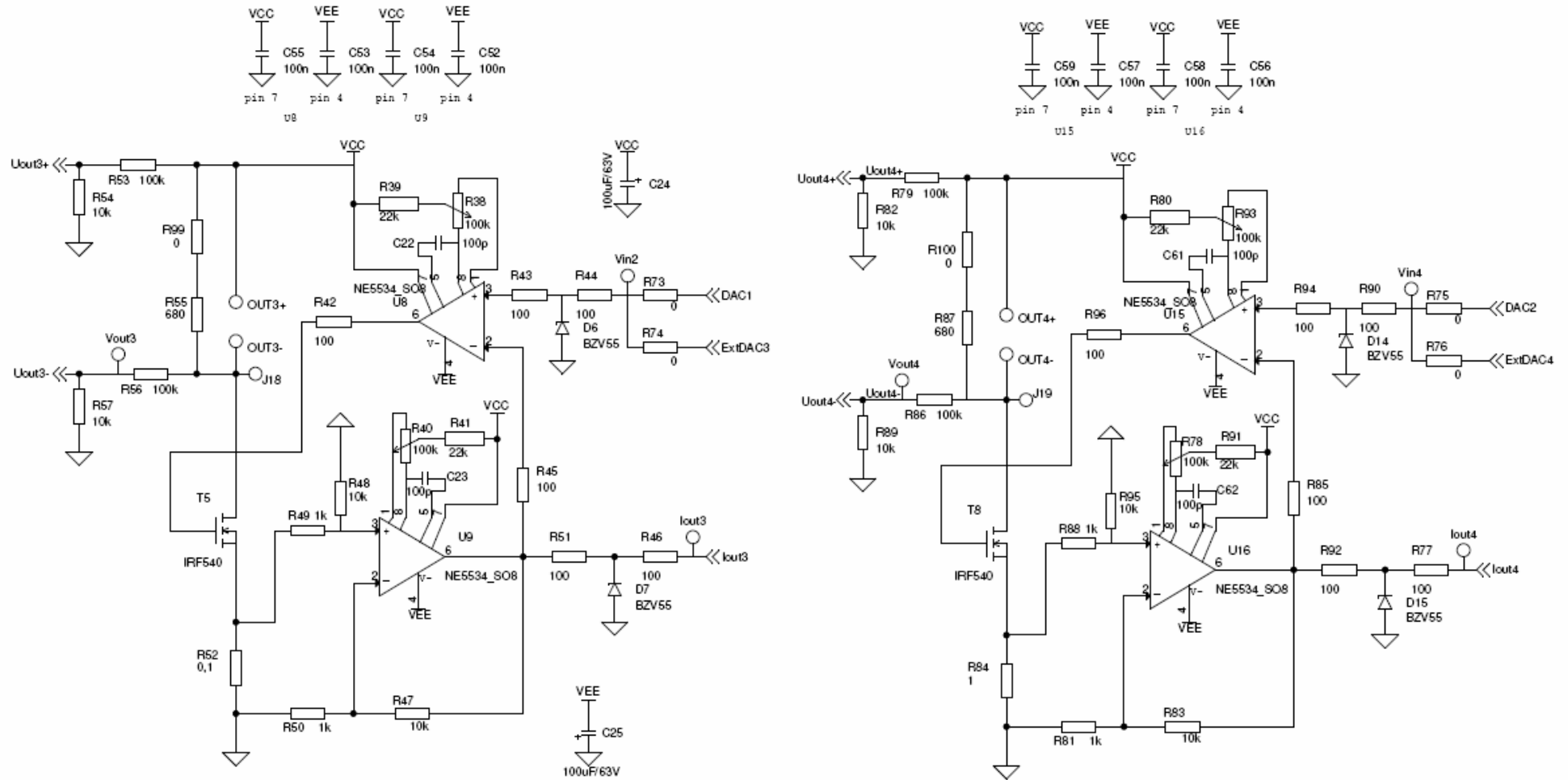
- Charakterograf_v1.xls

Projekt v C

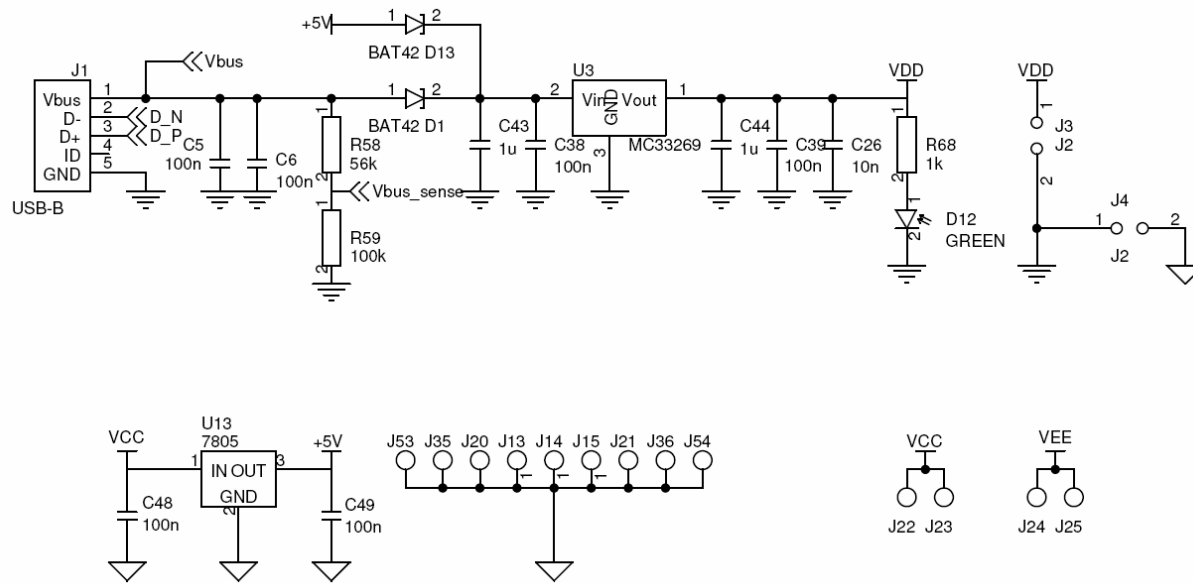
- Charakterograf.X

Antonín KOTĚRA.pdf

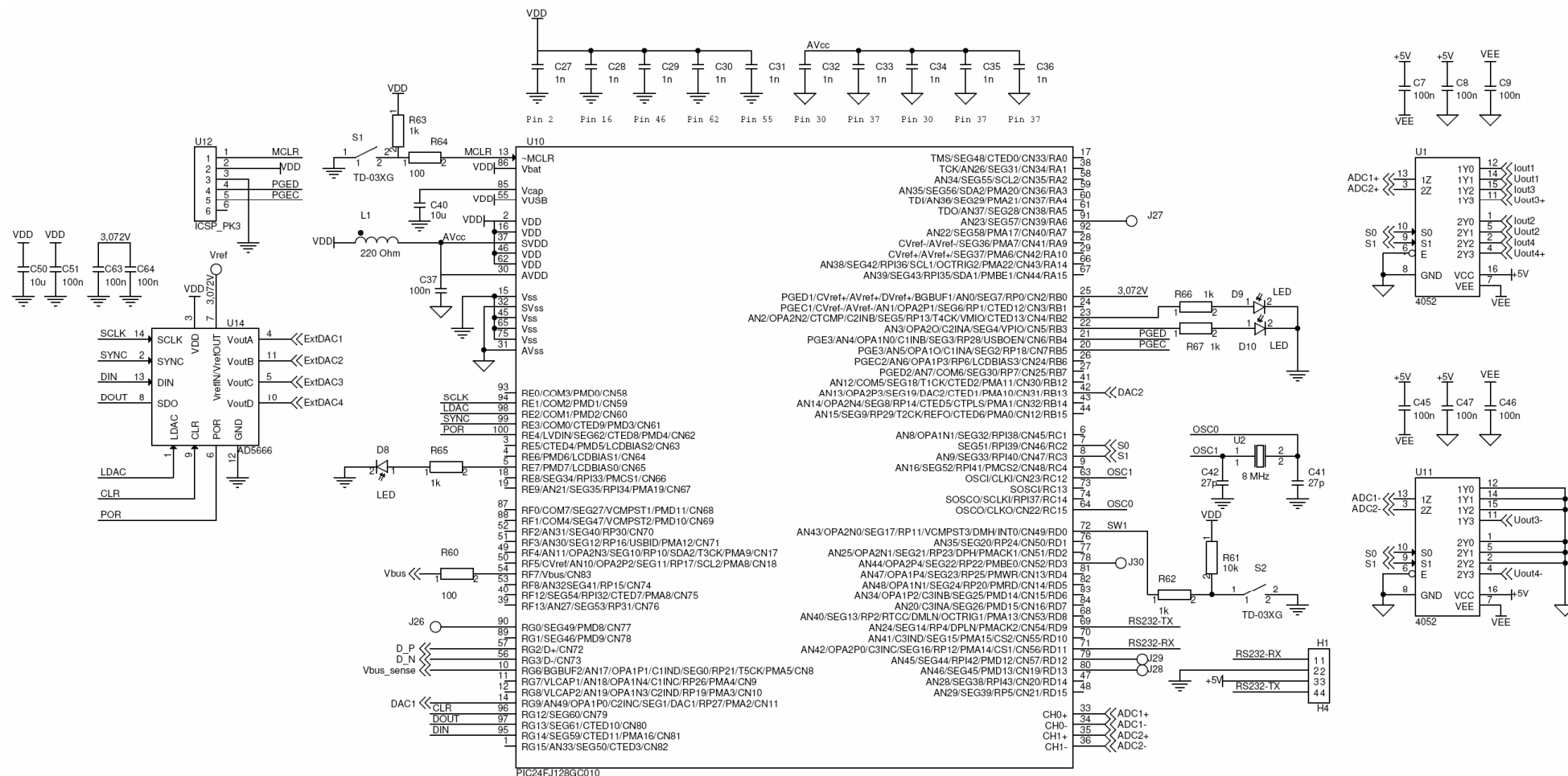
I.III Schéma zapojení zdrojů pro měření PNP/PFET tranzistorů



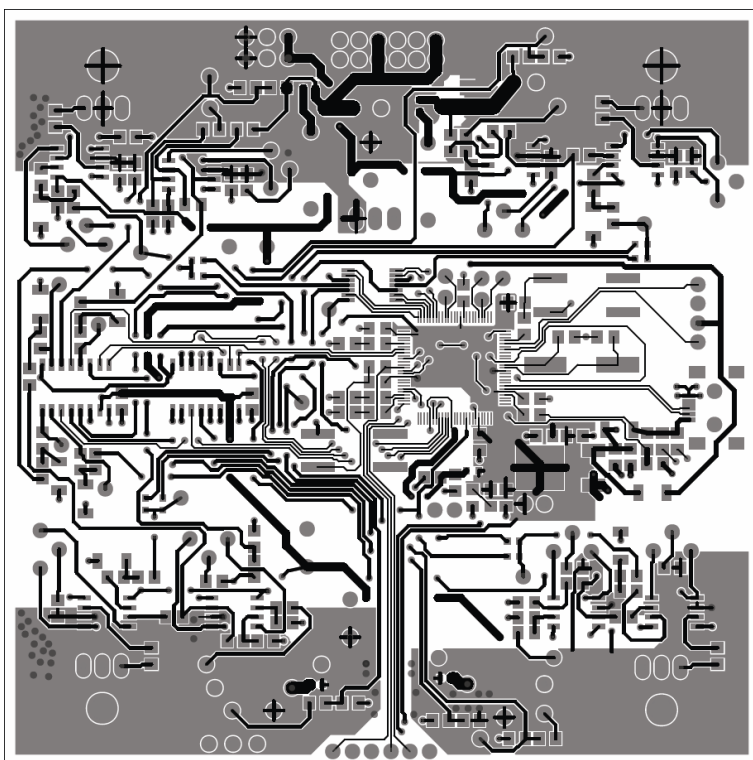
I.IV Schéma zapojení napájecí části



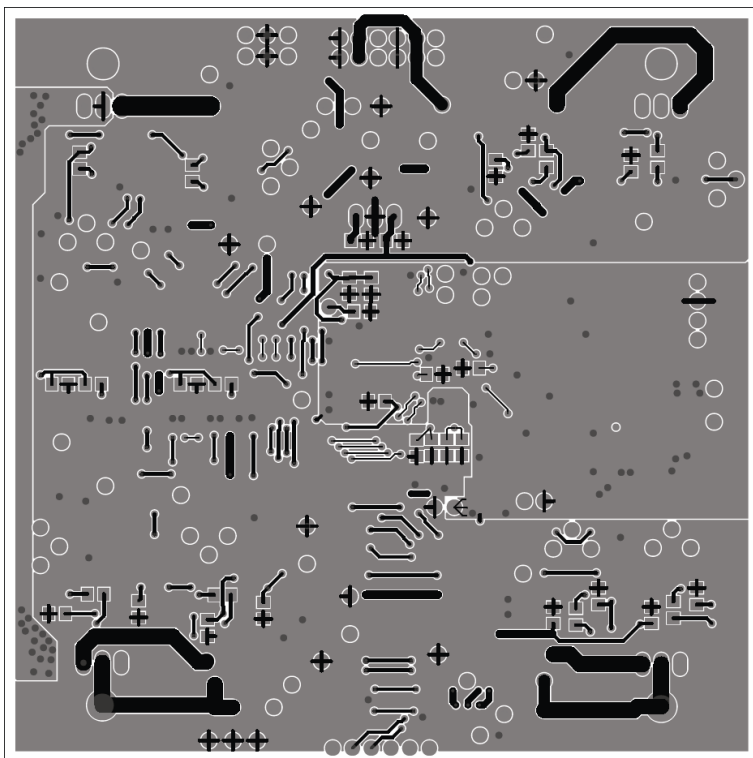
I.V Schéma zapojení řídicí části



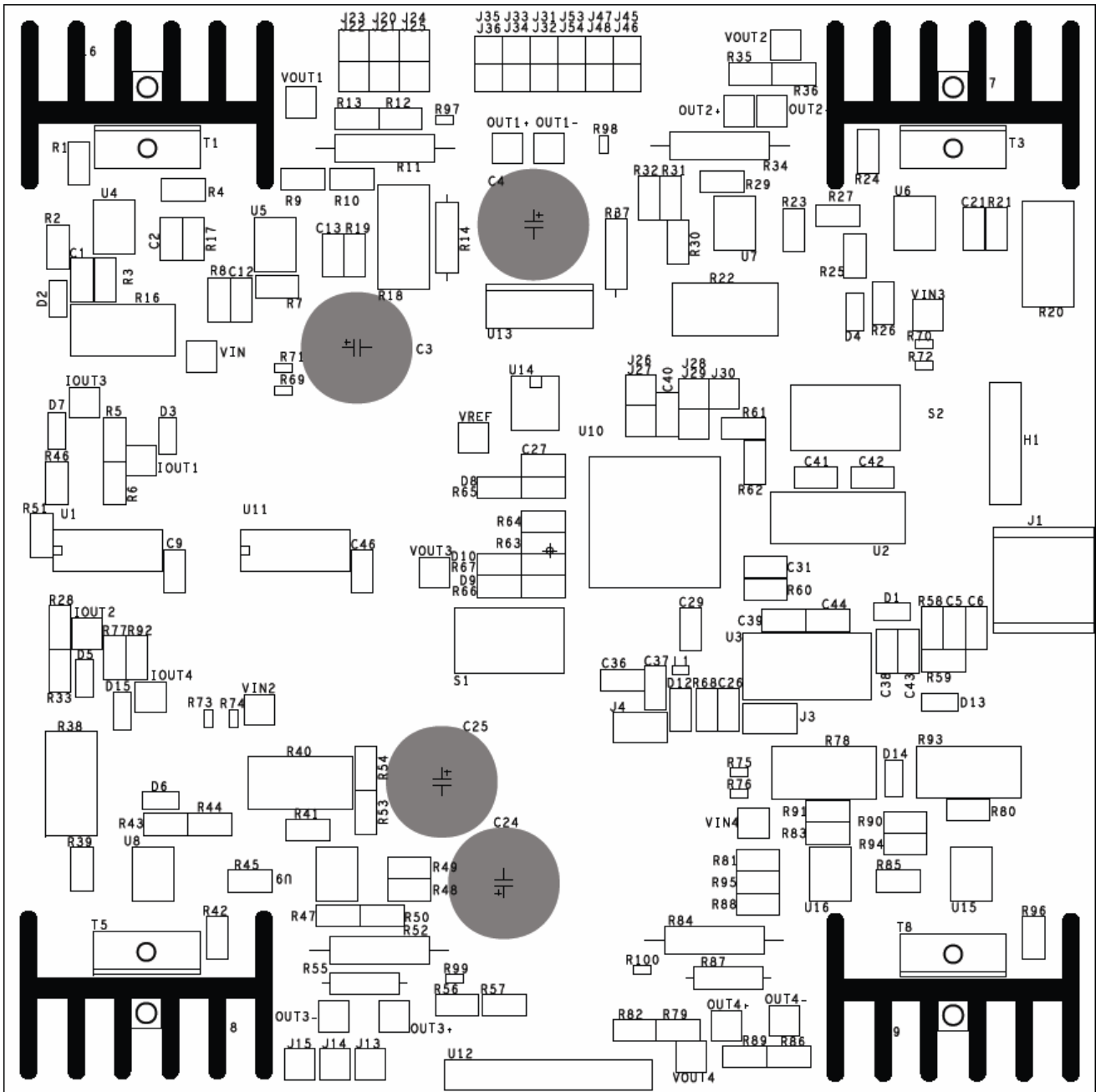
I.VI Předloha vrstvy spojů ze strany TOP v měřítku 1:1



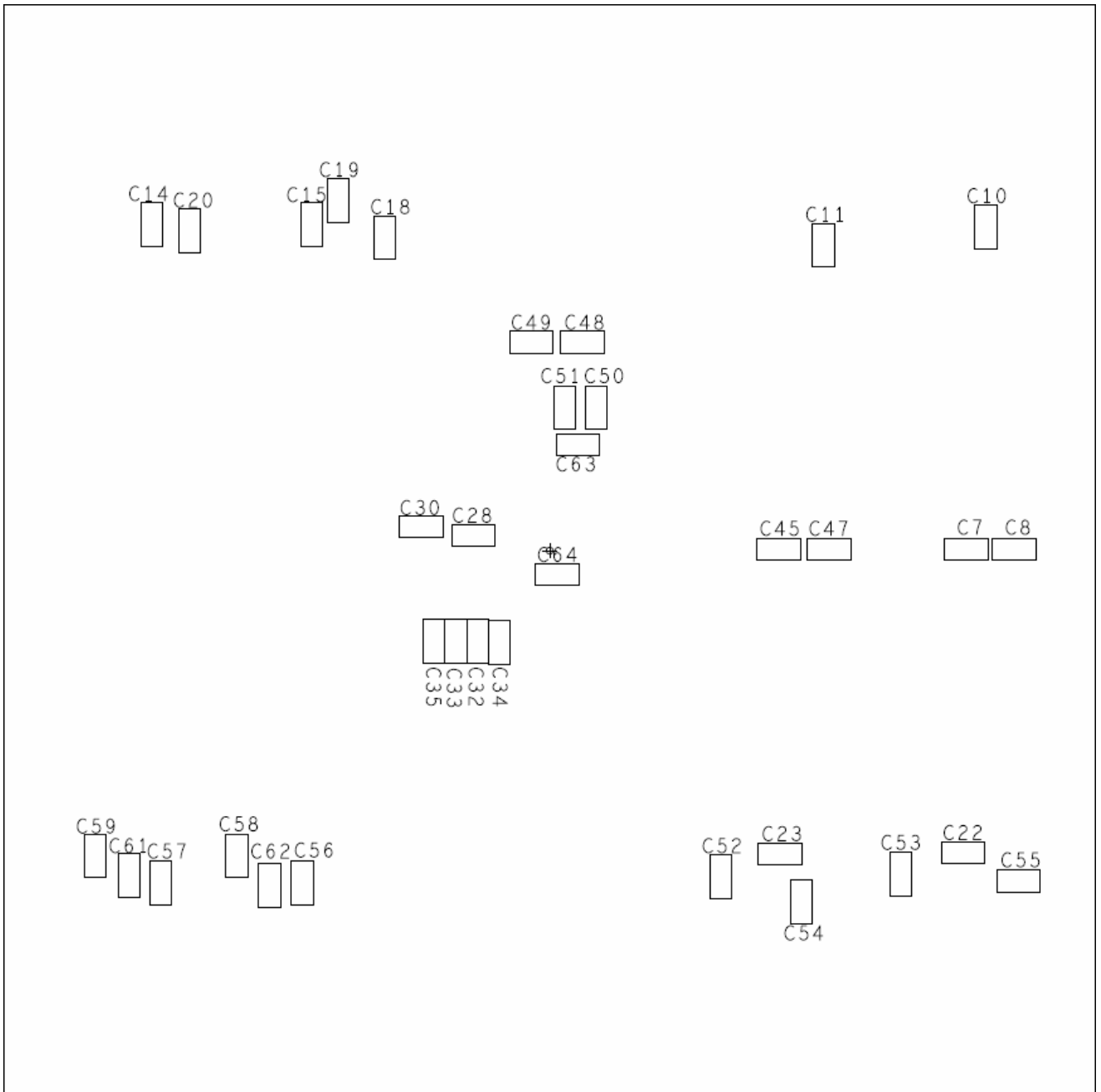
I.VII Předloha vrstvy spojů ze strany BOTTOM v měřítku 1:1



I.VIII Osazovací výkres pro stranu TOP



I.IX Osazovací výkres pro stranu BOTTOM



I.X Seznam součástek

Název	Reference	Počet	Hodnota / typ	Poznámka
Feritový korálek	L1	1	220 Ω	
Odpor	R69; R70; R71; R72; R73; R74; R75; R76; R97; R98; R99; R100	12	0 Ω	
Odpor	R11; R52	2	0,1 Ω	2 W
Odpor	R34; R84	2	1 Ω	2 W
Odpor	R1; R2; R3; R4; R5; R6; R24; R25; R26; R27; R28; R33; R42; R43; R44; R45; R46; R51; R60; R64; R77; R85; R90; R92; R94; R96	26	100 Ω	
Odpor	R14; R37; R55; R87	4	680 Ω	
Odpor	R9; R10; R31; R32; R49; R50; R62; R63; R65; R66; R67; R68; R81; R88	14	1 kΩ	
Odpor	R7; R8; R13; R29; R30; R36; R47; R48; R54; R57; R61; R82; R83; R89; R95	15	10 kΩ	
Odpor	R17; R19; R21; R23; R39; R41; R80; R91	8	22 kΩ	
Odpor	R58	1	56 kΩ	
Odpor	R12; R35; R53; R56; R59; R79; R86	6	100 kΩ	
Odporový trimr	R16; R18; R20; R22; R38; R40; R78; R93	8	100 kΩ	
Kondenzátor keramický	C41; C42	2	27 pF	50 V
Kondenzátor keramický	C10; C11; C14; C15; C22; C23; C61; C62	8	100 pF	50 V
Kondenzátor keramický	C27; C28; C29; C30; C31; C32; C33; C34; C35; C36	10	1 nF	50 V
Kondenzátor keramický	C26	1	10 nF	50 V
Kondenzátor keramický	C1; C2; C5; C6; C7; C8; C9; C12; C13; C18; C19; C20; C21; C37; C38; C39; C45; C46; C47; C48; C49; C51; C52; C53; C54; C55; C56; C57; C58; C59; C63; C64	32	100 nF	50 V
Kondenzátor keramický	C43; C44	2	1 μF	25 V
Kondenzátor keramický	C40; C50	2	10 μF	10 V
Kondenzátor elektrolytický	C3; C4; C24; C25	4	100 μF	63 V
Schottkyho dioda	D1; D13	2	BAT42	
Zenerova dioda	D2; D3; D4; D5; D6; D7; D14; D15	8	3,3 V	BZV55C3.3
LED	D8; D9; D10; D12	4		Zelená
Tranzistor	T1; T3; T5; T8	4	IRF540	
Stabilizátor	U3	1	MC33269	3,3 V
Stabilizátor	U13	1	7805	
Tlačítko	S1; S2	2	TD-03XG	
Operační zesilovač	U4; U5; U6; U7; U8; U9; U15; U16	8	NE5534	
Mikrokontrolér	U10	1	PIC24FJ128GC010	
D/A převodník	U14	1	AD5666	
Analogový multiplexor	U1; U11	2	74HC4052	
Krystal	U2	1	8 MHz	
Konektor	J1	1	USB-B	