

České vysoké učení technické v Praze

Fakulta elektrotechnická

Katedra elektromagnetického pole



Bakalářská práce

Univerzální tester součástek s mikrořadičem STM32G031

Universal component tester based on STM32G031
microcontroller

Autor: Jan Šlehofer

Vedoucí práce: doc. Ing. Jan Fischer, CSc.

Studijní program: EK

Praha 2023

I. OSOBNÍ A STUDIJNÍ ÚDAJE

Příjmení: **Šlehofer** Jméno: **Jan** Osobní číslo: **499111**
Fakulta/ústav: **Fakulta elektrotechnická**
Zadávající katedra/ústav: **Katedra elektromagnetického pole**
Studijní program: **Elektronika a komunikace**

II. ÚDAJE K BAKALÁŘSKÉ PRÁCI

Název bakalářské práce:

Univerzální tester součástek s mikrořadičem STM32G031

Název bakalářské práce anglicky:

Universal Component Tester Based on STM32G031 Microcontroller

Pokyny pro vypracování:

Pro práci studentů v rámci laboratorní výuky a samostatných projektů na ČVUT – FEL navrhnete a realizujete jednoduchý univerzální tester součástek typu rezistor, kapacitor, dioda, LED, tranzistor, fototranzistor, fotodioda, který zkontroluje předpokládaný druh součástky a určí její základní parametry. Analyzujte možné metody měření a z nich vyberte optimální, které s využitím mikrořadiče STM32G031 budete implementovat. Hlavním kritériem je maximální obvodová jednoduchost, která umožní, aby si každý student tester sám sestavil.

Tester se bude ovládat i napájet z PC prostřednictvím rozhraní USB s převodníkem USB/UART. Pro zobrazení výsledků a ovládní testeru využijte PC aplikaci typu terminál s podporou ANSI Escape kódů, pomocí nichž se zajistí pseudografické zobrazení.

Seznam doporučené literatury:

- [1] Yiu, J.: The Definitive Guide to ARM Cortex -M0 and Cortex-M0+ processors; 2015
- [2] STMicroelectronics: STM32G0x1 RM0444 Reference manual; 2020
- [3] STMicroelectronics: DS12992 STM32G031 Data; 2021

Jméno a pracoviště vedoucí(ho) bakalářské práce:

doc. Ing. Jan Fischer, CSc. katedra měření FEL

Jméno a pracoviště druhého(ho) vedoucí(ho) nebo konzultanta(ky) bakalářské práce:

Datum zadání bakalářské práce: **09.02.2023**

Termín odevzdání bakalářské práce: **26.05.2023**

Platnost zadání bakalářské práce: **22.09.2024**

doc. Ing. Jan Fischer, CSc.
podpis vedoucí(ho) práce

podpis vedoucí(ho) ústavu/katedry

prof. Mgr. Petr Páta, Ph.D.
podpis děkana(ky)

III. PŘEVZETÍ ZADÁNÍ

Student bere na vědomí, že je povinen vypracovat bakalářskou práci samostatně, bez cizí pomoci, s výjimkou poskytnutých konzultací. Seznam použité literatury, jiných pramenů a jmen konzultantů je třeba uvést v bakalářské práci.

Datum převzetí zadání

Podpis studenta

Prohlášení

Prohlašuji, že jsem předloženou práci vypracoval samostatně a že jsem uvedl veškeré použité informační zdroje v souladu s Metodickým pokynem o dodržování etických principů při přípravě vysokoškolských závěrečných prací.

V Praze dne

.....

Podpis autora práce

Poděkování

Chtěl bych poděkovat svému vedoucímu práce doc. Ing. Janu Fischerovi, CSc. za trpělivé vedení, ochotu a možnost častých konzultací. Dále bych rád poděkoval svým rodičům za dlouhodobou podporu.

Abstrakt

Práce se zabývá odvozením metod testování s následným návrhem a realizací jednoduchého univerzálního testeru součástek pro práci studentů v laboratorní výuce a při realizaci samostatných projektů na ČVUT–FEL. Tester testuje rezistory, kondenzátory, diody, LED, tranzistory, fototranzistory a fotodiody. Tester zkontroluje předpokládaný typ součástky, v případě dvousvorkových polovodičových součástek ji i rozpozná, a určí její základní parametry, v případě polovodičové součástky určí parametry pro její základní matematický model. Tester je navržen s maximální obvodovou jednoduchostí, kdy vyžaduje krom napájeného mikrořadiče STM32G031 pouze dvojici rezistorů, a je koncipován tak, aby si jej každý student snadno sám postavil na nepájivém poli. Ovládání testeru probíhá prostřednictvím rozhraní UART mikrořadiče, kdy pro ovládání z PC je využíván převodník USB–UART a pro ovládání chytrým telefonem zas převodníkem Bluetooth–UART. Pro zobrazení výsledků a ovládání testeru je používána aplikace emulující sériový terminál s podporou ANSI Escape sekvencí, které zajišťují pseudografické rozhraní.

Klíčová slova: Tester součástek, STM32, SDI

Abstract

This work concerns with the derivation of testing methods and subsequently with design and construction of a simple universal component tester meant for use by students in laboratory classes and during the realisation of independent projects on the CTU–FEE. The component tester tests resistors, capacitors, diodes, LEDs, transistors, phototransistors and photodiodes. It checks the assumed component type, in the case of semiconductors it can recognise its type, and determines its basic parameters, in the case of semiconductors it determines basic parameters of its basic mathematical model. The tester is designed with maximal circuit simplicity, with the exception of the powered STM32G031 microcontroller requiring only two resistors and its conceived in such a way that all students can build it themselves on a breadboard. Control of the tester utilises the UART periphery of the microcontroller, where for communication with a PC an USB–UART converter is used and for communication with a smartphone a Bluetooth–UART converter is used. For displaying the testing results and controlling the tester a terminal emulator application with ANSI Escape sequence support is used which provides a pseudo-graphical user interface.

Keywords: Component tester, STM32, SDI

Seznam použitých zkratek

ADC	Analog to Digital Converter
ANSI	American National Standards Institute
ASCII	American Standard Code for Information Interchange
BT	Bluetooth
COM	Communication
ESR	Equivalent Series Resistance
FTDI	Future Technology Devices International
GPIO	General Purpose Input Output
JFET	Junction Field Effect Transistor
LED	Light Emitting Diode
MESFET	MEtal Semiconductor Field Effect Transistor
MOSFET	Metal Oxide Field Effect Transistor
PC	Personal Computer
RAM	Random Access Memory
SAR	Successive Approximation Register
UART	Universal Asynchronous Receiver Transmitter
VA	Volt-Ampérová
ZP	Zatěžovací Přímka

Obsah

1. Úvod.....	1
2. Rozbor metod testování	2
2.1. Metody testování rezistorů	2
2.1.1. Metoda buzení proudem	2
2.1.2. Metoda buzení napětím	3
2.1.3. Srovnávací metoda	3
2.2. Metody testování kondenzátorů.....	4
2.2.1. Metoda měření doby nabití na jednu zvolenou úroveň	4
2.2.2. Metoda měření doby nabití na dvě zvolené úrovně	6
2.2.3. Metoda přímého měření ESR.....	8
2.2.4. Další metody testování kondenzátorů	9
2.3. Metody testování polovodičových součástek.....	11
2.3.1. Metoda buzení proudem	12
2.3.2. Metoda buzení napětím	12
2.3.3. Metoda zatěžovacích přímk	12
2.4. Metody rozpoznání a analýz polovodičových součástek	14
2.4.1. Rozpoznání a analýza parametrů polovodičových diod.....	14
2.4.2. Rozpoznání křemíkových fotodiod	16
2.4.3. Rozpoznání fototranzistorů.....	17
2.4.4. Analýza parametrů bipolárních tranzistorů	18
2.4.5. Analýza parametrů unipolárních tranzistorů.....	20
3. Realizace testeru.....	23
3.1. Mikrořadič STM32 a periferie vhodné pro realizaci testeru	23
3.1.1. Chování GPIO u mikrořadiče STM32.....	23
3.1.2. Chování ADC u mikrořadiče STM32	24
3.2. Obvodové řešení testeru	27
3.2.1. Realizace s mikrořadičem STM32G030J6 v pouzdru SO8.....	27
3.2.2. Realizace s mikrořadiči STM32G03x v dalších pouzdech	29
3.3. Implementace metod testování	29
3.3.1. Testování rezistorů	30
3.3.2. Testování kondenzátorů.....	31
3.3.3. Testování polovodičových součástek.....	35
3.4. Řešení ovládání testeru	38
3.4.1. ANSI Escape sekvence a vykreslení okna.....	39
3.4.2. Úvodní stránka	41
3.4.3. Stránka prvotního seřízení	42
3.4.4. Stránka hlavního menu	43
3.4.5. Stránka testování rezistorů.....	44
3.4.6. Stránka testování kondenzátorů	45
3.4.7. Stránka testování dvousvorkových polovodičů	46
3.4.8. Stránka testování bipolárních tranzistorů	50
3.4.9. Stránka testování unipolárních transistorů	51
4. Ověření funkcí výsledného testeru	52

4.1.	Ověření funkce testování rezistorů	52
4.1.1.	Funkce testování odporu.....	52
4.2.	Ověření funkce testování kondenzátorů.....	53
4.2.1.	Funkce testování kapacity.....	53
4.2.2.	Funkce testování ESR.....	54
4.3.	Ověření metod pro testování polovodičů	55
4.3.1.	Ověření měření napětí na svorkách testeru.....	56
5.	Používání testeru s chytrým telefonem.....	57
6.	Zhodnocení dosažených výsledků.....	58
7.	Závěr.....	59
8.	Použitá literatura	60

1. Úvod

V rámci laboratorní výuky praktických předmětů i v rámci odborných profesí v oblasti elektroniky se poměrně často setkáváme s nutností otestovat či rozpoznat nějakou elektronickou součástku, viz. obr. 1. Často nám k testování či rozpoznání stačí dostupné přístroje, např. ruční multimetry, které jsou spolehlivě schopné testovat rezistory, úbytek napětí některých diod a občas i kondenzátory, a to v použitelných rozsazích. Avšak rozpoznání např. fotodiod a fototranzistorů je pomocí jednoduchých multimetrů obtížné a praxe ukázala, že si je studenti často pletou.

Lepším řešením takového problému jsou dedikované testery součástek, které lze dnes pořídit i ve formě stavebnice na mnoha místech a za relativně nízkou cenu. Jejich zapojení je jednoduché, a často spočívá v přivedení napájení přes jeden nebo více odporů a měření ustáleného nebo časového průběhu napětí na součástce. Tím umožňují součástku identifikovat, a i odhadnout některé její parametry.

V rámci této práce budou prvně odvozeny metody testování základních součástek, tedy rezistorů, kondenzátorů a vybraných polovodičů, kdy bude automaticky rozeznán typ připojeného dvousvorkového polovodiče. Mezi rozpoznané a testované polovodiče budou patřit diody, LED, fototranzistory a fotodiody, bipolární a unipolární tranzistory tester nemusí sám rozpoznat a bude je jen testovat a rozpoznávat jejich typ (NPN či PNP, nebo N či P kanál). Navržené metody budou následně implementované v jednoduché realizaci testeru součástek na nepájivém poli pomocí mikrořadičů STM32G031/G030 již úspěšně používaných v laboratorní výuce laboratorních předmětů s důrazem na maximální obvodovou jednoduchost, aby si tester mohl postavit každý student sám. Tester bude vykreslovat pseudografické uživatelské rozhraní v připojeném terminálu PC, k čemuž bude využito ANSI Escape sekvencí. Na závěr bude provedeno ověření vlastností testeru, tedy ověření věrnosti odhadu otestovaných parametrů některých součástek jejich hodnotám změřeným laboratorními přístroji (tester nelze považovat za měřicí přístroj, tedy jeho výstupní údaje nemůžeme považovat za změřené, nýbrž je budeme dále v práci označovat jakožto otestované či jako odhady).



Obr. 1: Motivační fotografie z laboratorní výuky, kde by došlo k primárnímu uplatnění testeru [1].

2. Rozbor metod testování

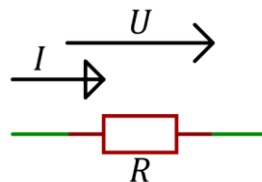
V praktické výuce se studenti setkávají s řadou různých součástek, mezi něž patří pasivní součástky jako jsou rezistory a kondenzátory, či součástky polovodičové, jako jsou diody, fotodiody, fototranzistory, bipolární tranzistory a tranzistory unipolární, konkrétně ty známé pod označením MOSFET.

Cílem této kapitoly je prozkoumat a navrhnout metody, které by bylo možné uplatnit pro otestování zmíněných součástek, tedy nalezení jejich přibližných parametrů a tím rozpoznat o jaký typ dané součástky se jedná.

Za účelem minimalizace složitosti obvodového řešení, pomocí kterého by rozebrané metody bylo možné realizovat, budou prozkoumány pouze metody využívající dvojice svorek pro připojení součástky. Pro většinu součástek je dvojice svorek dostačující, avšak pro tři svorkové součástky, jako jsou bipolární tranzistory a tranzistory MOSFET, bude třetí svorka připojena k jedné ze dvou svorek pomocí předepsaného rezistoru, či s ní bude přímo fyzicky propojena.

2.1. Metody testování rezistorů

Rezistor je lineární pasivní elektronická součástka vykazující elektrický odpor R , tedy konstantu úměrnosti úbytku napětí U na rezistoru vyvolaného protékajícím proudem I . Napsáno vztahem viz. rovnice 2.1.1 se jedná o známý Ohmův zákon.



Obr. 2: Schématická značka rezistoru s vyznačeným proudem I a úbytkem napětí U .

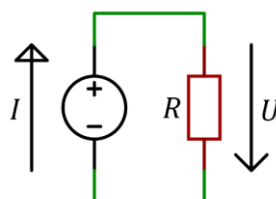
$$U = R \cdot I \text{ (V; } \Omega, \text{ A)} \quad (2.1.1)$$

Tento vztah bude dále využit pro návrh metod sloužících k odhadu hodnoty odporu rezistoru.

2.1.1. Metoda buzení proudem

Metoda buzení proudem spočívá v zapojení rezistoru na zdroj známého proudu I a následného měření úbytku napětí U na rezistoru. Vyjádřením hodnoty odporu R z rovnice 2.1.1 získáme rovnici 2.1.2, ze které lze pak snadno dopočítat odhad hodnoty elektrického odporu R při známých hodnotách napětí U a proudu I .

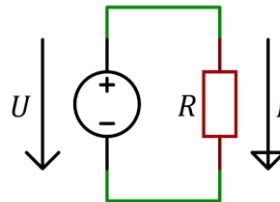
$$R = \frac{U}{I} \quad (2.1.2)$$



Obr. 3: Schéma metody buzení proudem s vyznačeným proudem I a napětím U .

2.1.2. Metoda buzení napětím

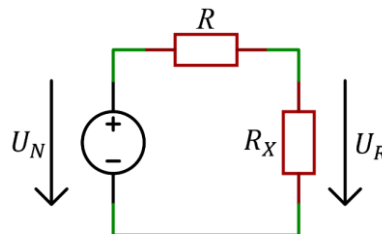
Metoda buzení napětím spočívá v zapojení rezistoru na zdroj známého napětí U a následného měření proudu I , který jím teče. Opět lze dopočítat odhad hodnoty elektrického odporu R pomocí rovnice 2.1.2 odvozené v předchozí metodě při známých hodnotách napětí U a proudu I .



Obr. 4: Schéma metody buzení napětím s vyznačeným napětím U a proudem I .

2.1.3. Srovnávací metoda

Srovnávací metoda spočívá ve využití zdroje napětí U_N , na který připojíme rezistor se známou hodnotou elektrického odporu R v sérii s rezistorem s neznámou hodnotou elektrického odporu R_X . Takto utvoříme tzv. napěťový dělič vyobrazený na obr. 5, kdy úbytek napětí na neznámém rezistoru U_R se obecně řídí dle rovnice 2.1.3. Metoda tak defacto kombinuje předchozí dvě metody, a to metodu buzení proudem a metodu buzení napětím.



Obr. 5: Schéma napěťového děliče s vyznačenými napětími U_N a U_R .

$$U_R = U_N \frac{R_X}{R + R_X} \quad (2.1.3)$$

Z rovnice 2.1.3 vyjádříme neznámou hodnotu odporu R_X v závislosti na dělicím poměru $\frac{U_N}{U_R}$ a získáváme tak rovnici 2.1.4, pomocí které lze při znalosti napětí na vstupu děliče U_N , na výstupu děliče U_R a hodnoty odporu R známého rezistoru zjistit odhad hodnoty odporu neznámého rezistoru R_X .

$$R_X = R \frac{U_R}{U_N - U_R} = R \frac{1}{\frac{U_N}{U_R} - 1} \quad (2.1.4)$$

2.2. Metody testování kondenzátorů

Kondenzátor je lineární pasivní elektronická součástka vykazující elektrickou kapacitu C , tedy konstantu úměrnosti proudu I protékající kondenzátorem v reakci na změnu úbytku napětí ΔU na kondenzátoru za čas Δt .

$$I = C \cdot \frac{\Delta U}{\Delta t} \quad (A; F, V, s) \quad (2.2.1)$$

Rovnici 2.2.1 lze také přepsat s využitím časové derivace, kdy elektrická kapacita C je pak konstantou úměrnosti okamžité hodnoty proudu i vyvolané časovou derivací napětí u na kondenzátoru.

$$i(t) = C \cdot \frac{du(t)}{dt} \quad (A; F, V, s) \quad (2.2.2)$$

Reálné kondenzátory také dále vykazují řadu parazitních vlastností. Hlavní z nich je tzv. ekvivalentní sériový odpor (dále bude označováno anglickou zkratkou ESR čili Equivalent Series Resistance), což je pro zjednodušený model reálného kondenzátoru na obr. 6 hodnota virtuálního rezistoru zapojeného v sérii s ideálním kondenzátorem.



Obr. 6, Zjednodušený model reálného kondenzátoru.

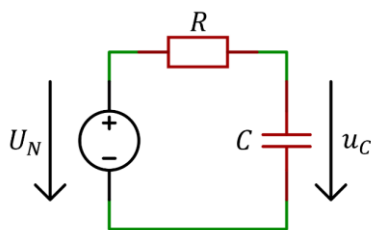
Pro testování hodnot kapacity kondenzátorů a případně i hodnoty ESR je vhodné vzít v potaz jejich vliv na časový průběh napětí na kondenzátoru, kdy např. kapacita při buzení skokem proudu určuje strmost lineárního růstu napětí v čase na kondenzátoru a nenulové ESR má za následek napěťový skok již v počátku nabíjení, jehož velikost je úměrná velikosti ESR.

2.2.1. Metoda měření doby nabití na jednu zvolenou úroveň

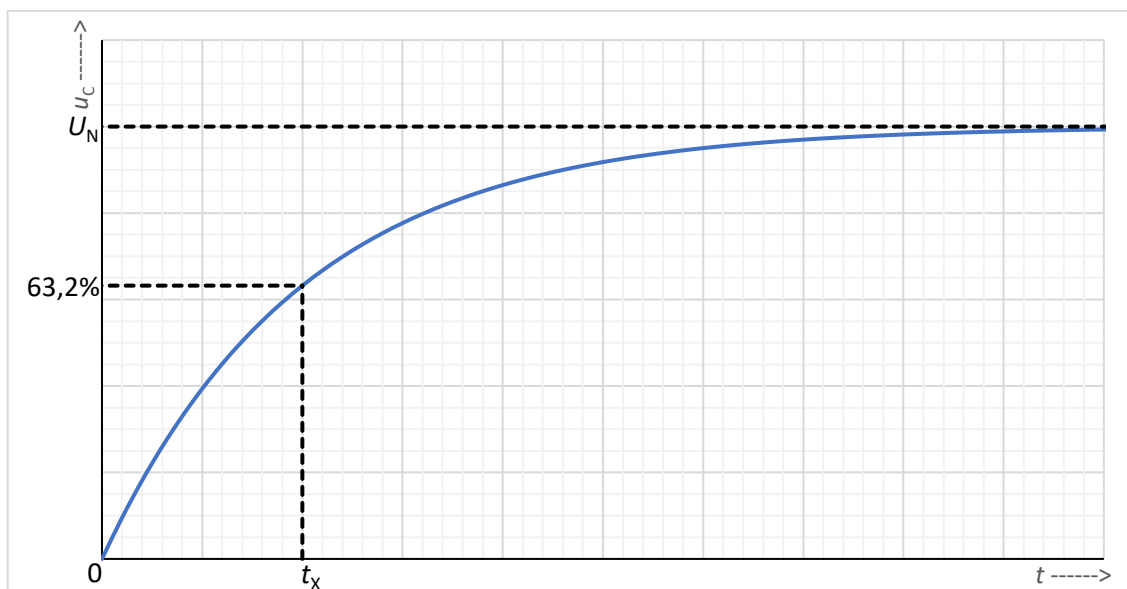
Metoda měření doby nabití na jednu úroveň vychází z nabíjení neznámého kondenzátoru o elektrické kapacitě C ze zdroje napětí U_N přes známý rezistor o odporu R . Takové zapojení se také nazývá tzv. RC integrační článek, viz. obr. 7. Rychlost růstu napětí u_C na kondenzátoru je dána neznámou hodnotou kapacity C a okamžitou hodnotou proudu i_C , který kondenzátorem teče.

Na počátku, tedy v čase $t = 0$, je kondenzátor vybitý tedy napětí $u_C(0) = 0$ a okamžitou hodnotu proudu lze dopočítat jako $i_C(t) = \frac{U_N - u_C(t)}{R}$; $i_C(0) = \frac{U_N}{R}$. V průběhu nabíjení napětí u_C na kondenzátoru roste, tím klesá proud i_C a rychlost růstu se tedy s rostoucím u_C zpomaluje. Takové chování se typicky nazývá tzv. přechodový děj. Samotný časový průběh napětí u_C pak nabývá tvar exponenciály zobrazené na obr. 8, kterou lze popsat rovnicí 2.2.3.

$$u_C(t) = U_N \left(1 - e^{-\frac{t}{RC}} \right) \quad (2.2.3)$$



Obr. 7: Schéma RC integračního článku s vyznačenými napětími U_N a u_C .



Obr. 8: Časový průběh napětí na kondenzátoru se zvolenou úrovní a odečtem t_x .

V našem případě bude okamžitá hodnota $u_C(t)$ známá, dále je také známé napětí U_N , čas t a hodnota odporu R , proto se z rovnice 2.2.3 vyjádří neznámá, tedy hodnota nabíjeného kondenzátoru C . Po vhodných úpravách tak vznikne rovnice 2.2.4, vyjadřující závislost kapacity neznámého kondenzátoru C na hodnotě nabíjecího rezistoru R , na poměru napětí na kondenzátoru ku napájecímu napětí $\frac{u_C(t)}{U_N}$ a čase t .

$$C = \frac{t}{-R \cdot \ln\left(1 - \frac{u_C(t)}{U_N}\right)} \quad (2.2.4)$$

Hodnota nabíjecího odporu R považujeme za konstantní, dále pro účely snadného vypočtu zvolíme úroveň $u_C(t)$ jako $1 - e^{-1}$ násobek či zhruba 63,21 % napětí U_N . To znamená, že přirozený logaritmus v rovnici 2.2.4 nabude hodnoty -1 a lze jej z rovnice vypustit.

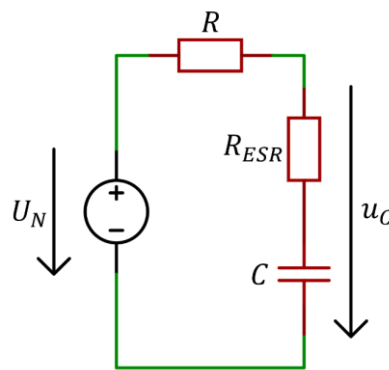
Tak vznikne velmi jednoduchá rovnice 2.2.5, kde pro vyjádření odhadu hodnoty kapacity C neznámého kondenzátoru stačí znát hodnotu odporu R nabíjecího rezistoru a čas t_x , ve kterém napětí na kondenzátoru u_C dosáhne 63,21 % napětí U_N .

$$C = \frac{t_x}{R}; \text{ pro } \frac{u_C(t_x)}{U_N} = 1 - e^{-1} \doteq 0,6321 \quad (2.2.5)$$

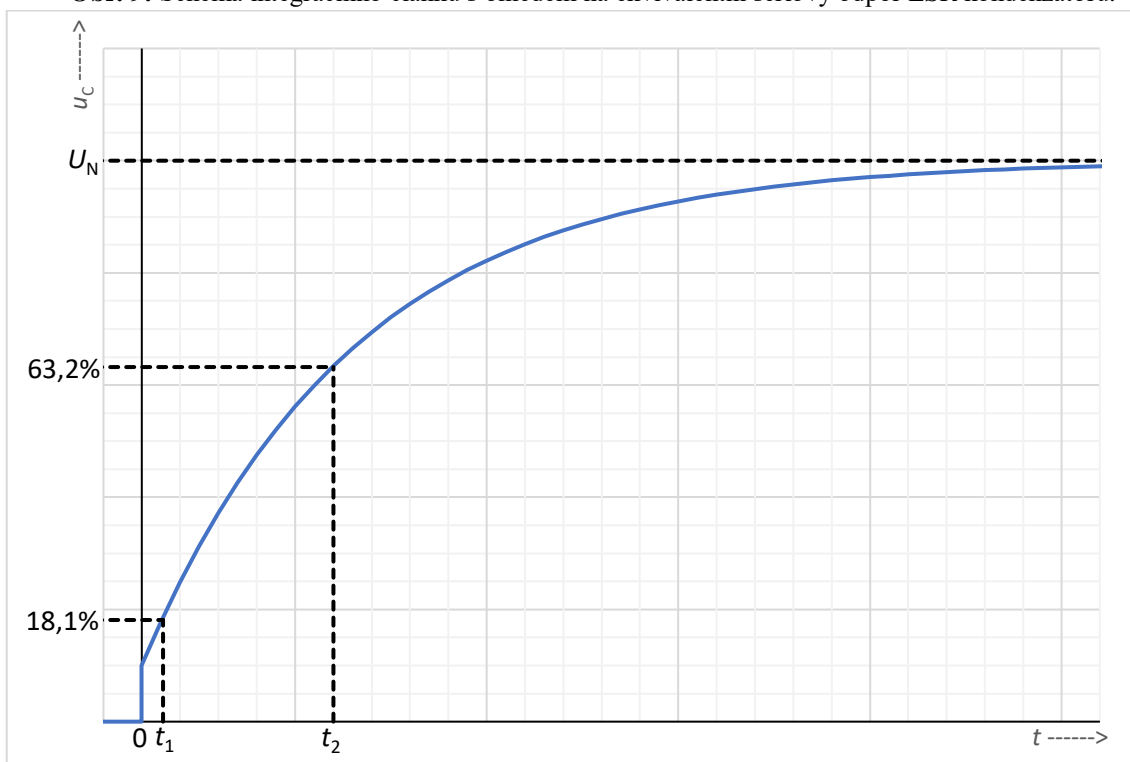
2.2.2. Metoda měření doby nabití na dvě zvolené úrovně

Metoda měření doby nabití na dvě různé úrovně je doplněním metody měření doby nabití na jednu úroveň probrané v předchozí podkapitole. Jde o sledování dodatečné úrovně, u které se opět sleduje čas, za který byla dosažena. Výhodou dodatečné úrovně je potenciální možnost kompenzace vlivu sériového ekvivalentního odporu R_{ESR} kondenzátoru na měření a případně i jeho stanovení. Schéma integračního článku doplněného o model kondenzátoru s vlivem R_{ESR} je na obr. 9.

Vliv sériového ekvivalentního odporu R_{ESR} se projeví hlavně v počátku charakteristiky, kdy je kondenzátor vybitý a obvod efektivně vytvoří rezistorový napěťový dělič tvořený rezistorem R a rezistorem R_{ESR} . Tudíž v čase $t = 0^+$ již neplatí $u_C(0^+) = 0$ nýbrž $u_C(0^+) = U_N \frac{R_{ESR}}{R + R_{ESR}}$. Tuto skutečnost lze pozorovat na průběhu napětí na kondenzátoru v čase ilustrovaného na obr. 10 a popsáno rovnicí 2.2.6.



Obr. 9: Schéma integračního článku s ohledem na ekvivalentní sériový odpor ESR kondenzátoru.



Obr. 10: Časový průběh na kondenzátoru s vlivem R_{ESR} a vyznačenými úrovněmi a odečty t_1 a t_2 .

Při odvození se bude vycházet ze základní rovnice 2.2.3 pro nabíjení kondenzátoru o kapacitě C přes odpor R ze zdroje napětí U_N doplněné o vliv vnitřního ekvivalentního sériového odporu R_{ESR} . Po uvedeném doplnění vznikla rovnice 2.2.6, kde $u_C(t)$ je okamžitá hodnota napětí na svorkách kondenzátoru v čase t od začátku nabíjení.

$$u_C(t) = U_N \left(1 - \frac{R}{R + R_{ESR}} e^{-\frac{t}{(R + R_{ESR})C}} \right) \quad (2.2.6)$$

Z takto doplněné rovnice dále vyjádříme poměr napětí $\frac{u_C(t)}{U_N}$ a upravíme tak, aby v ní vznikly poměry $\frac{R_{ESR}}{R}$, se kterými se bude dále lépe pracovat.

$$\frac{u_C(t)}{U_N} = 1 - \frac{1}{1 + \frac{R_{ESR}}{R}} e^{-\frac{t}{\left(1 + \frac{R_{ESR}}{R}\right)RC}} \quad (2.2.7)$$

Další úpravou se v rovnici přesune rozdíl na levou stranu a celá rovnice se zlogaritmuje.

$$-\ln \left(1 - \frac{u_C(t)}{U_N} \right) = \frac{t}{RC} \frac{1}{1 + \frac{R_{ESR}}{R}} + \ln \left(1 + \frac{R_{ESR}}{R} \right) \quad (2.2.8)$$

Opět vhodně zvolíme dvě úrovně napětí $u_C(t)$ pro zajištění snadného a rychlého výpočtu, v tomto případě první úroveň jako zhruba 18,12 % napětí U_N a druhá úroveň bude zachována z předchozí metody jako zhruba 63,21 % napětí U_N . Hodnoty záporných přirozených logaritmu rozdílů jedné a zvolených úrovní označíme jako A_1 a A_2 . Doby nabití označíme jako t_1 a t_2 .

$$-\ln \left(1 - \frac{u_C(t_1)}{U_N} \right) = A_1 = \frac{1}{5}; \text{ pro } \frac{u_C(t_1)}{U_N} = 1 - e^{-0,2} \doteq 0,1812 \quad (2.2.9)$$

$$-\ln \left(1 - \frac{u_C(t_2)}{U_N} \right) = A_2 = 1; \text{ pro } \frac{u_C(t_2)}{U_N} = 1 - e^{-1} \doteq 0,6321 \quad (2.2.10)$$

Pro pevně stanovené úrovně dáme do rovnosti společné proměnné za účelem vyjádření závislosti poměru dob nabití $\frac{t_2}{t_1}$ na poměru $\frac{R_{ESR}}{R}$.

$$\left(A_1 - \ln \left(1 + \frac{R_{ESR}}{R} \right) \right) \left(1 + \frac{R_{ESR}}{R} \right) \frac{1}{t_1} = \frac{1}{RC} \quad (2.2.11)$$

$$\left(A_2 - \ln \left(1 + \frac{R_{ESR}}{R} \right) \right) \left(1 + \frac{R_{ESR}}{R} \right) \frac{1}{t_2} = \frac{1}{RC} \quad (2.2.12)$$

$$\frac{t_2}{t_1} = \frac{A_2 - \ln \left(1 + \frac{R_{ESR}}{R} \right)}{A_1 - \ln \left(1 + \frac{R_{ESR}}{R} \right)} \quad (2.2.13)$$

Bude-li platit, že R_{ESR} bude vždy podstatně menší jak R , můžeme aproximovat přirozený logaritmus součtu jedné a poměru $\frac{R_{ESR}}{R}$ pomocí polynomu 1.řádu s chybou, která postupně roste s hodnotou poměru $\frac{R_{ESR}}{R}$.

$$\ln \left(1 + \frac{R_{ESR}}{R} \right) \approx \frac{R_{ESR}}{R} \quad (2.2.14)$$

$$\frac{t_2}{t_1} \approx \frac{A_2 - \frac{R_{ESR}}{R}}{A_1 - \frac{R_{ESR}}{R}} \quad (2.2.15)$$

Dále se vyjádří neznámý poměr $\frac{R_{ESR}}{R}$ pro konkrétní hodnoty A_1 a A_2 .

$$\frac{R_{ESR}}{R} \approx \frac{A_2 - A_1 \frac{t_2}{t_1}}{1 - \frac{t_2}{t_1}} = \frac{A_1 \frac{t_2}{t_1} - A_2}{\frac{t_2}{t_1} - 1} = \frac{\frac{1}{5} \cdot \frac{t_2}{t_1} - 1}{\frac{t_2}{t_1} - 1} \quad (2.2.16)$$

S pomocí nalezené aproximace poměru $\frac{R_{ESR}}{R}$ lze za předpokladu známé hodnoty R vypočítat aproximaci samotného hodnoty R_{ESR} a dále dopočítat kapacitu kondenzátoru C .

$$C = \frac{t_2}{R} \frac{1}{\left(A_2 - \ln\left(1 + \frac{R_{ESR}}{R}\right)\right)\left(1 + \frac{R_{ESR}}{R}\right)} \quad (2.2.17)$$

Vliv hodnoty $\frac{R_{ESR}}{R}$ na výslednou hodnotu kapacity je v praxi za předpokladu, že $R \gg R_{ESR}$ pro zvolenou úroveň A_2 zanedbatelný, a lze výpočet zjednodušit jen na verzi identickou s předchozí metodou.

$$C \approx \frac{t_2}{R}; \text{ pro } \frac{u_C(t_2)}{U_N} = 1 - e^{-1} \doteq 0,6321 \quad (2.2.18)$$

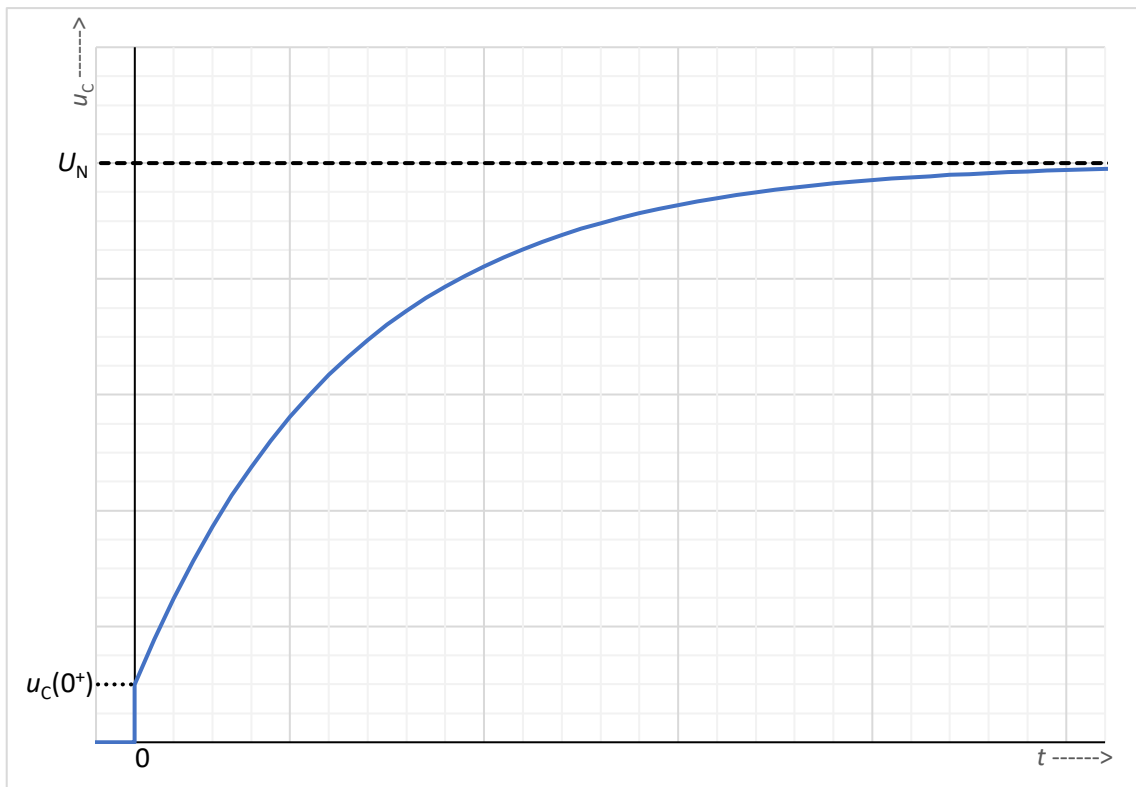
Výsledná metoda tedy opět spočívá v nabíjení neznámého kondenzátoru přes známý odpor R a měření časů t_1 a t_2 , za které dosáhne napětí u_C na kondenzátoru tentokrát dvou pevně stanovených úrovní. Následně lze ze změřených časů t_1 a t_2 odhadnout hodnotu kapacity C testovaného kondenzátoru a přibližnou hodnotu jeho ekvivalentního sériového odporu R_{ESR} .

2.2.3. Metoda přímého měření ESR

Jak bylo zmíněno v předchozí podkapitole 2.2.3, se vliv hodnoty ekvivalentního sériového odporu R_{ESR} nejvíce uplatňuje na počátku nabíjení kondenzátoru jakožto napěťový skok $u_C(0^+)$ úměrný napětí U_N pozorovatelný na počátku časové osy grafu na obr. 11. Velikost tohoto napěťového skoku $u_C(0^+)$ lze vypočítat jakožto výstup rezistorového napěťového děliče tvořeného R a R_{ESR} .

$$R_{ESR} = \frac{R}{\frac{U_N}{u_C(0^+)} - 1} \quad (2.2.19)$$

Metoda přímého měření ESR spočívá v přímém změření velikosti tohoto napěťového skoku $u_C(0^+)$ na počátku časového průběhu, díky čemu lze velikost R_{ESR} odhadnout pomocí upravené rovnice 2.1.4, odvozené v kapitole 2.1.3, označené 2.2.19.



Obr. 11: Časový průběh na kondenzátoru s vlivem R_{ESR} a vyznačeným počátečním napětím.

2.2.4. Další metody testování kondenzátorů

Doposud probrané metody využívaly pouze skok napětí, jediný rezistor a pozorování časového průběhu na kondenzátoru k odhadu jeho kapacity a případně i jeho ekvivalentního sériového odporu. Takové metody požadují minimální obvodovou komplexitu a jsou obvodově kompatibilní se srovnávací metodou měření odporů. Díky tomu je díky jedinému rezistoru pokryté jak testování neznámých rezistorů, tak i testování neznámých kondenzátorů.

Další metoda namísto trvajícího skoku napětí bude naopak využívat buzení periodickým obdélníkovým průběhem napětí o frekvenci f s pevnou střídou 50 %. Na kondenzátoru pak vzniká periodický průběh napětí po částech složený z nabíjení a vybíjení kondenzátoru. Pro nízké budící frekvence čili dlouhé periody se daný kondenzátor může stíhat nabíjet a vybíjet na hodnoty blízké hodnotám budícího rozkmitu, to je nežádoucí stav. Žádoucí je naopak, aby rozkmit napětí na kondenzátoru dosahoval např. jen poloviny či čtvrtiny budícího rozkmitu.

Při automatickém řízení budící frekvence tak, aby napětí u_C na neznámém kondenzátoru o kapacitě C nabíjeného přes známý rezistor o odporu R dosahovalo definovaného rozkmitu ΔU_C při buzení napětím o rozkmitu ΔU_N můžeme z potřebné hodnoty budící frekvence f vypočítat neznámou hodnotu kapacity.

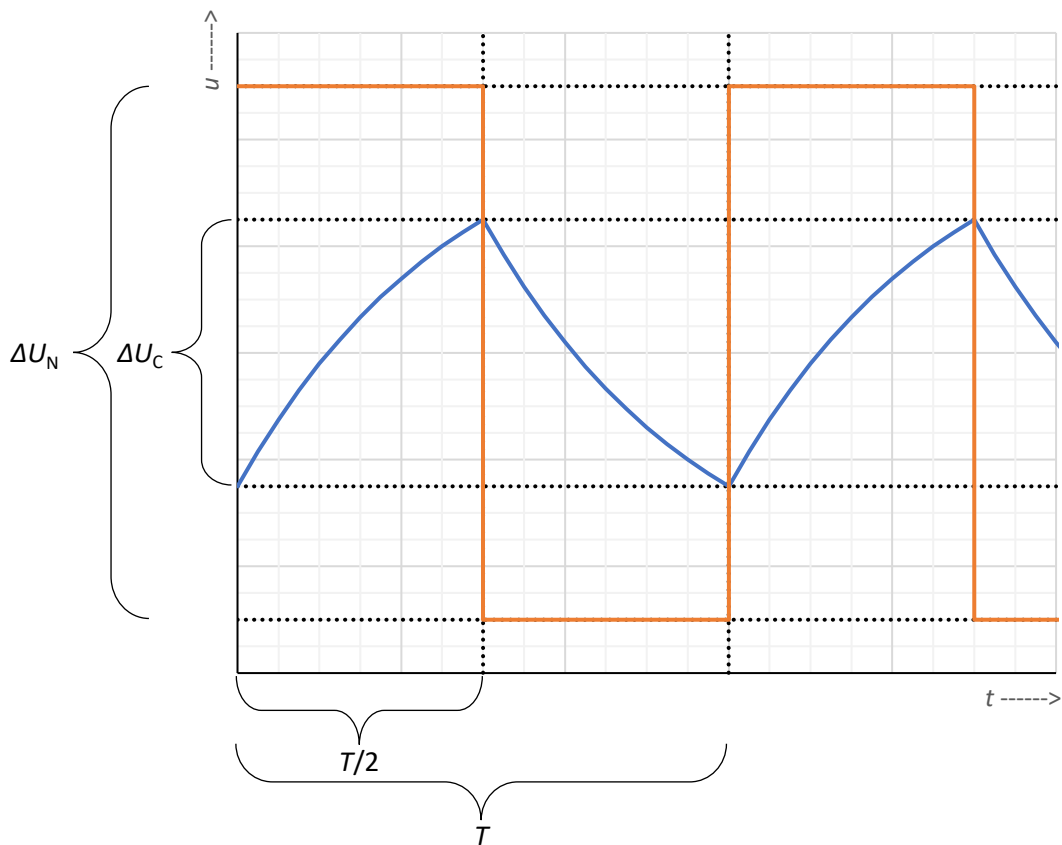
Dále je vhodné si ilustrovat oba průběhy a vyznačit rozkmitu a periodu buzení T , to je provedeno na obr. 12. Pro odvození budeme vycházet z původního vzorce pro časový průběh na kondenzátoru uvedený v rovnici 2.2.3, kterou přepíšeme pro popsání chování rozkmitu ΔU_C za vzniku rovnice 2.2.20.

$$\Delta U_C = \frac{\Delta U_C + \Delta U_N}{2} \left(1 - e^{-\frac{T}{2} \frac{1}{RC}} \right) \quad (2.2.20)$$

Z takto upravené rovnice vyjádříme neznámou, tedy hodnotu kapacity C a dále upravíme pro frekvenci f . Získáme tak rovnici 2.2.21 pro výpočet kapacity za předpokladu známé frekvence f , hodnoty odporu R a zvoleného rozkmitu ΔU_C .

$$C = \frac{1}{-2fR \ln \left(1 - \frac{2}{1 + \frac{\Delta U_N}{\Delta U_C}} \right)} \quad (2.2.21)$$

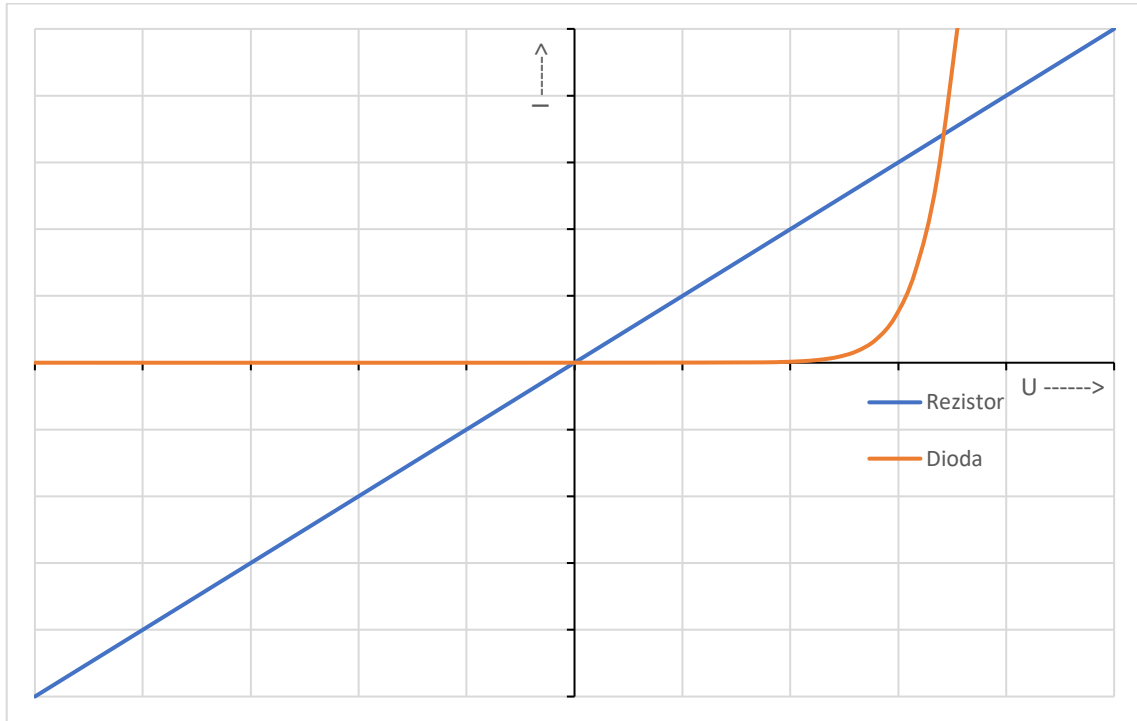
Metoda je obvodově kompatibilní s doposud probranými metodami a nabízí výhodu ve formě možnosti rychlého průměrování několika budících period. U předchozích metod je nutné po měření a před začátkem dalšího měření kondenzátor vybit, tedy při vybíjení stále stejným odporem vybijet alespoň 10násobek času nabíjení. Nevýhodou je nutnost ladění frekvence a doba ustálení periodického děje.



Obr. 12: Ilustrace buzení obdélníkovým průběhem a výsledného průběhu napětí na kondenzátoru.

2.3. Metody testování polovodičových součástek

Polovodičové součástky jsou obecně narušeny od lineárních pasivních součástek nelineární. Pro ilustraci tohoto faktu je vhodné se podívat na obr. 13, kde dochází ke srovnání VA charakteristiky lineární součástky, v tomto případě rezistoru, s nelineární součástkou, v tomto případě polovodičovou diodou.



Obr. 13: Porovnání VA charakteristiky rezistoru a polovodičové diody.

Na obr. 13 je možné pozorovat, že charakteristika rezistoru je přímka vedoucí 1. a 3. kvadrantem vyznačující lineární růst proudu s napětím procházející nulou. Tedy pro matematické modelování charakteristiky rezistoru postačí znát jen jeden jediný bod $[U; I]$ jeho VA charakteristiky a z něho pomocí upraveného Ohmova zákona (rovnice 2.1.2) vypočítat hodnotu jeho elektrického odporu.

Charakteristika polovodičové diody má v 1. kvadrantu tvar přibližně exponenciálního růstu proudu s rostoucím napětím. Ve 3. kvadrantu i s rostoucím napětím téměř žádný proud neprochází. Tato skutečnost implikuje, že pro spolehlivé rozpoznání a testování polovodičů je nutné znát více bodů $[U; I]$ charakteristiky, a to v obou polaritách (případně i všech čtyřech kvadrantech).

2.3.1. Metoda buzení proudem

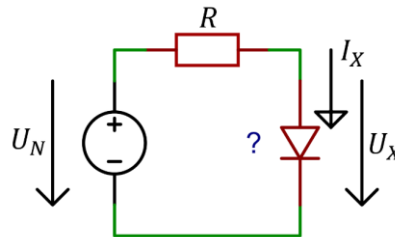
Metodu buzení proudem (prozkoumanou v kapitole 2.1.1) lze použít i pro testování polovodičů. Opět spočívá v zapojení neznámé testované součástky na zdroj známého proudu I a následného měření úbytku napětí U na součástce. Provedením pro více hodnot a polarit proudu I tak lze získat sadu bodů $[U; I]$ charakteristiky součástky. Tato metoda není vhodná pro měření bipolárních a unipolárních transistorů a závěrného směru polovodičových diod, pokud není vhodně omezené maximální napětí.

2.3.2. Metoda buzení napětím

Metodu buzení napětím (prozkoumanou v kapitole 2.1.2) lze použít i pro testování polovodičů. Opět spočívá v zapojení neznámé testované součástky na zdroj známého napětí U a následného měření proudu I , který teče součástkou. Provedením pro více hodnot a polarit napětí U tak lze získat sadu bodů $[U; I]$ charakteristiky polovodiče. Tato metoda není vhodná pro měření propustného směru polovodičové diody, protože vlivem ohřevu diody při měření dochází k růstu proudu, který může být až destruktivní, pokud není vhodně omezený maximální proud.

2.3.3. Metoda zatěžovacích přímek

Metoda zatěžovacích přímek spočívá v použití obvodu ilustrovaného na obr. 14, kde je přivedeno známé napájecí napětí U_N přes známý rezistor R na neznámou testovanou součástku zapojenou na svorkách. Jedná se o adaptaci srovnávací metody (prozkoumané v kapitole 2.1.3) na testování polovodičů a kombinuje obě předchozí metody, a to metodu buzení proudem a metodu buzení napětím.

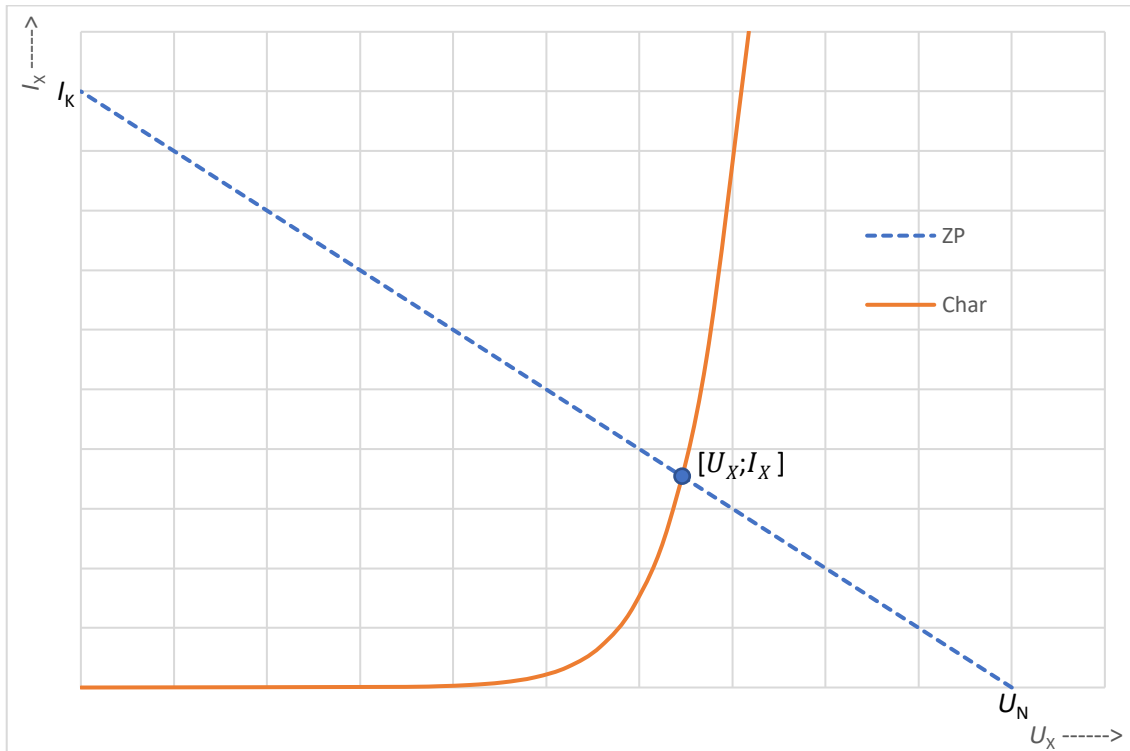


Obr. 14: Schéma obvodu pro testování neznámého polovodiče.

Princip metody zatěžovacích přímek lze pozorovat v Obr. , kde na ose X máme napětí na součástce U_X a na ose Y proud součástkou I_X . Napájecí napětí v kombinaci s daným rezistorem nám v obr. 14 vytváří tzv. zatěžovací přímku, dále jen ZP.

ZP je přímka spojující bod s napětím na otevřených svorkách (v tomto případě napájecí napětí U_N) a nulovým proudem, a bod s nulovým napětím a nenulovým proudem při zkratovaných svorkách I_K (v tomto případě daným proudem, který poteče známým rezistorem o odporu R při přiložení napájecího napětí U_N).

Při vynesení charakteristiky součástky (Char) do obr. 15 dojde v místech průtnutí charakteristiky a zatěžovací přímky ke vzniku bodu $[U_X; I_X]$ o přesně takovém napětí U_X při proudu I_X , jaké vznikne na součástce po zapojení do použitého obvodu.



Obr. 15: Ilustrace metody zatěžovacích přímek.

Při použití více různých hodnot napájecího napětí U_N či různých hodnot odporu R získáváme více bodů $[U_X; I_X]$ charakteristiky, které můžeme použít pro rozpoznání součástky a pro proložení analytickým modelem.

2.4. Metody rozpoznání a analýz polovodičových součástek

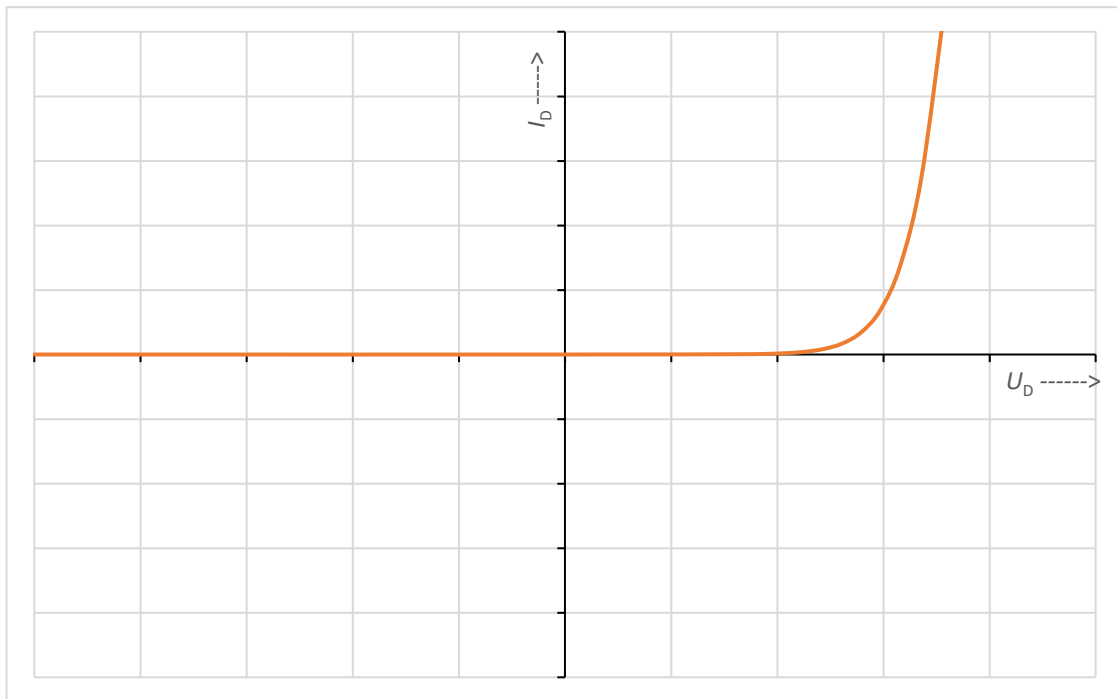
Různé polovodičové součástky mají řadu různých charakteristik, které se na první pohled mohou i dost podobat. Dobrým příkladem může být např. osvětlený fototranzistor a křemíková dioda, charakteristiky obou mají společný jev, že v jedné orientaci vedou výrazně více než v té opačné. Takže rozpoznání pouze na základě tohoto jevu nepřichází v úvahu. Proto je nutné využít více bodů charakteristiky pro určení jejího tvaru a dle něj pak lze součástky a jejich orientaci rozpoznat s vyšší spolehlivostí.

Dále lze chování řady polovodičových součástek modelovat matematicky, např. pro účely obvodových simulací či přesnější predikci chování v obvodu při stádiu návrhu. Pro účel modelování budou probány i analýzy parametrů kompatibilní s dosavadními metodami, které umožňují z bodů charakteristik vypočítat odhad parametrů matematického modelu dané součástky.

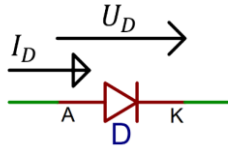
2.4.1. Rozpoznání a analýza parametrů polovodičových diod

Polovodičové diody jsou pasivní dvousvorkové nelineární elektronické součástky. Zahrnují usměrňovací diody křemíkové či Schottkyho, diody emitující světlo (označované anglickou zkratkou jako LED, Light Emitting Diode) a případné další variace. Mají nesymetrickou charakteristiku ilustrovanou v obr. 16 a schématickou značku na obr. 17.

Dvojice svorek se nazývá Anoda a Katoda. V polaritě Katoda-Anoda s růstem záporného napětí U_D vykazují jen převážně konstantní a velmi malý proudový svod až po přiblížení k oblasti průrazu, kdy dojde k prudkému nárůstu proudu I_D . Tuto polaritu u diod nazýváme jako závěrnou nebo také nepropustnou. Při polaritě Anoda-Katoda dochází k primárně exponenciálnímu růstu proudu I_D s napětím U_D . Tuto polaritu u diod nazýváme jako propustnou.



Obr. 16: VA charakteristika polovodičové diody.



Obr. 17: Schématická značka polovodičové diody s vyznačeným proudem I_D a napětím U_D .

Hlavním cílem testu diody je určit polaritu, při které je propustná (polohu Anody a katody) a zjistit body charakteristiky v propustné oblasti. Pro zjištění polarity propustné oblasti je při získání bodů charakteristiky pomocí metody zatěžovacích přímek využíván čistě úbytek napětí, kdy v propustné polaritě bude úbytek napětí za předpokladu dostatečného napájecího napětí nižší než v nepropustném, a lze tak s jistotou určit polaritu diody.

Zjištěné body charakteristiky lze dále proložit analytickým modelem a získat tak parametry pro analytické modelování diody např. v obvodových simulátorech. Hlavní a nejznámější analytický model je tzv. Shockleyho rovnice, viz. [2]. Jedná se o model chování diody v propustném směru, popisující exponenciální závislost proudu diodou na přiloženém napětí. Rovnice je následující:

$$I_D = I_S \left(e^{\frac{U_D}{n \cdot U_T}} - 1 \right) \quad (A; A, V, -, V). \quad (2.4.1)$$

Kde:

I_D – Proud diodou v propustném směru.

I_S – Saturační proud.

U_D – Úbytek napětí na diodě v propustném směru.

n – Činitel emise.

U_T – Termální napětí.

Při známé charakteristice diody (známých hodnotách napětí U_D při daném proudu I_D) bude pro určení dvou neznámých, a to saturačního proudu I_S a činitele emise n , potřeba právě dvou bodů charakteristiky diody. Pro vyjádření daných neznámých ze Shockleyho rovnice bude využito zjednodušené rovnice. Tato rovnice využívá skutečnosti, že pro běžné proudy, se kterými se při analýze setkáme, platí že $e^{\frac{U_D}{n \cdot U_T}} \gg 1$, a lze tedy číslo 1 zanedbat. Výsledná zjednodušená rovnice tedy vypadá následovně:

$$I_D = I_S \cdot e^{\frac{U_D}{n \cdot U_T}}. \quad (2.4.2)$$

Z rovnice vyjádříme U_D :

$$U_D = n \cdot U_T \cdot \ln \left(\frac{I_D}{I_S} \right). \quad (2.4.3)$$

Z rovnice vyjádříme $n \cdot U_T$:

$$n \cdot U_T = \frac{U_D}{\ln \left(\frac{I_D}{I_S} \right)}. \quad (2.4.4)$$

Využijeme dva body charakteristiky, a to $[U_{D1}; I_{D1}]$ a $[U_{D2}; I_{D2}]$, kde musí platit rovnost vyjádřeného součinu $n \cdot U_T$:

$$\frac{U_{D1}}{\ln\left(\frac{I_{D1}}{I_S}\right)} = \frac{U_{D2}}{\ln\left(\frac{I_{D2}}{I_S}\right)}. \quad (2.4.5)$$

Z rovnice vyjádříme saturační proud I_S a získáme tak výslednou rovnici pro analytický výpočet první neznámé:

$$I_S = \frac{I_{D1} \left(\frac{U_{D2}}{U_{D2} - U_{D1}} \right)}{I_{D2} \left(\frac{U_{D1}}{U_{D2} - U_{D1}} \right)}. \quad (2.4.6)$$

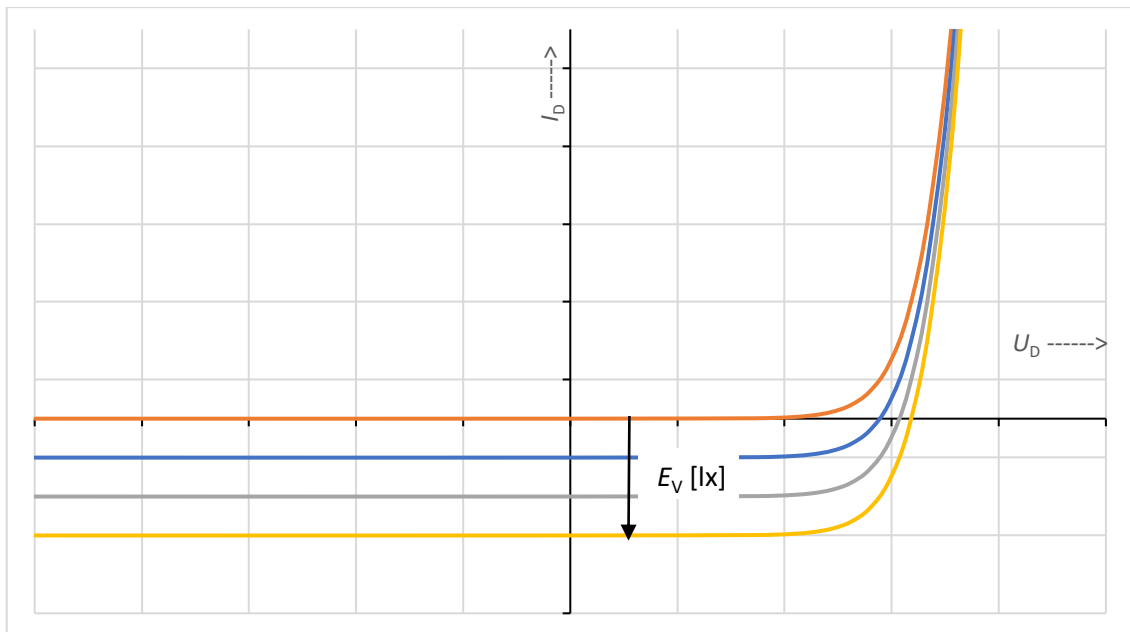
Pro zjištění hodnoty činitele emise n můžeme využít známou hodnotu napětí U_D pro známou hodnotu proudu I_D jednoho z bodů a nyní již známou hodnotu saturačního proudu I_S , vše dosadíme do upravené Shockleyho rovnice s vyjádřeným n :

$$n = \frac{U_D}{U_T \cdot \ln\left(1 + \frac{I_D}{I_S}\right)}. \quad (2.4.7)$$

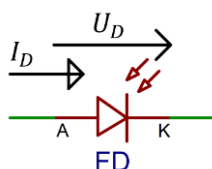
Takto zjištěné parametry modelu lze zadat do řady obvodových simulátorů, kdy pak lze velmi blízce simulovat reálné chování diody v obvodu.

2.4.2. Rozpoznání křemíkových fotodiód

Křemíkové fotodiody jsou aktivní dvousvorkové součástky, kdy je jejich vnitřní struktura zpřístupněna světlu (podobně jako světlo emitující diody mají průhledné pouzdro). Mají velmi podobnou charakteristiku jako samotné křemíkové diody, jen s tím rozdílem, že celá charakteristika je posouvána do záporu po ose proudu v závislosti na intenzitě osvětlení E_V , tato skutečnost je ilustrována na obr. 18. Proud, o který se charakteristika posune do záporu, tedy proud tekoucí v závěrném směru, se nazývá fotoproud I_F .



Obr. 18: VA charakteristika fotodiody s ilustrací závislosti na intenzitě osvětlení E_V .

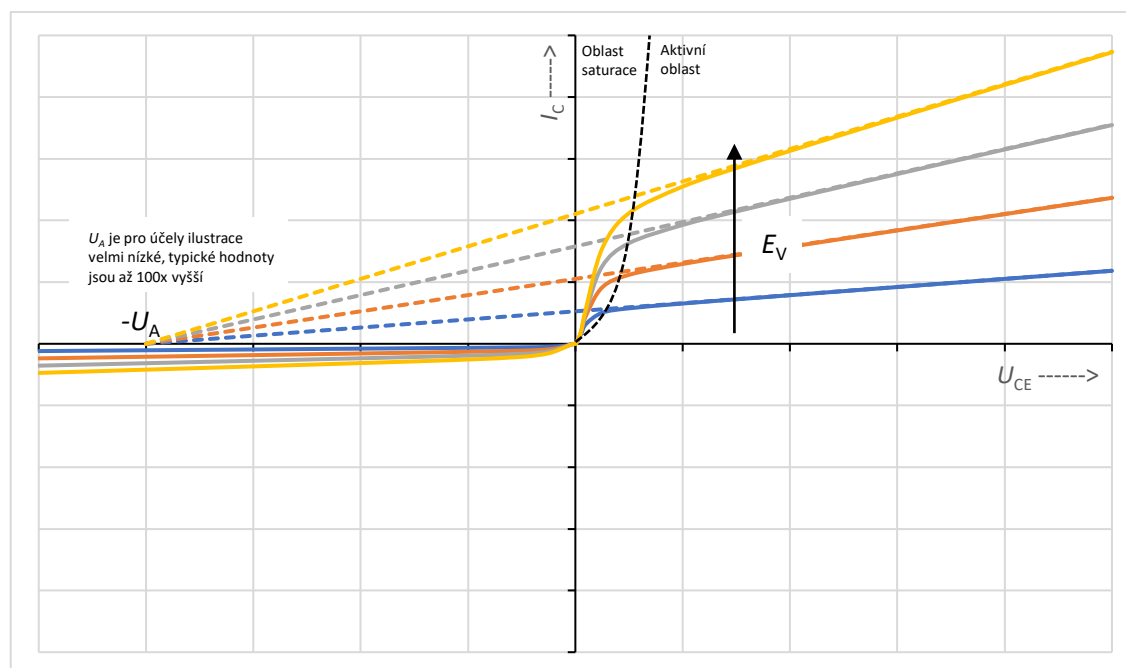


Obr. 19: Schématická značka fotodiody s vyznačeným proudem I_D a napětím U_D .

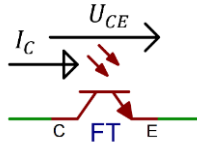
Posuv do záporu dále znamená, že zasahuje i do 4. kvadrantu a je tedy zdrojem energie. Tuto skutečnost lze využít pro jednoznačnou identifikaci fotodiody, kdy měříme napětí při použití metody zatěžovacích přímek s nulovým napájecím napětím, tedy efektivně jen měříme napětí, které fotodioda vygeneruje na paralelně připojeném rezistoru. Pokud je toto napětí nenulové, připojená součástka je pravděpodobně fotodioda a dle polarity napětí, které je pro propustně orientovanou diodu kladné, lze i určit orientaci samotné fotodiody. Pro zjištění samotné hodnoty fotoproudu I_F lze využít jediný bod charakteristiky ve 3. kvadrantu.

2.4.3. Rozpoznání fototranzistorů

Fototranzistory jsou aktivní dvousvorkové nelineární součástky, podobně jako fotodiody mají vnitřní strukturu zpřístupněnou světlu (opět typicky mají průhledné pouzdro, a existuje potenciální riziko záměny světlo emitujících diod, fotodiody a fototranzistorů). Mají nelineární nesymetrickou charakteristiku ilustrovanou na obr. 20 a schématickou značku na obr. 21, kdy proud kolektorem I_C od nulového napětí mezi kolektorem a emitorem U_{CE} začíná v oblasti saturace tlumeně růst až po dosažení aktivní oblasti, kdy dále roste s velmi malým sklonem daným tzv. Earlyho napětím U_A .



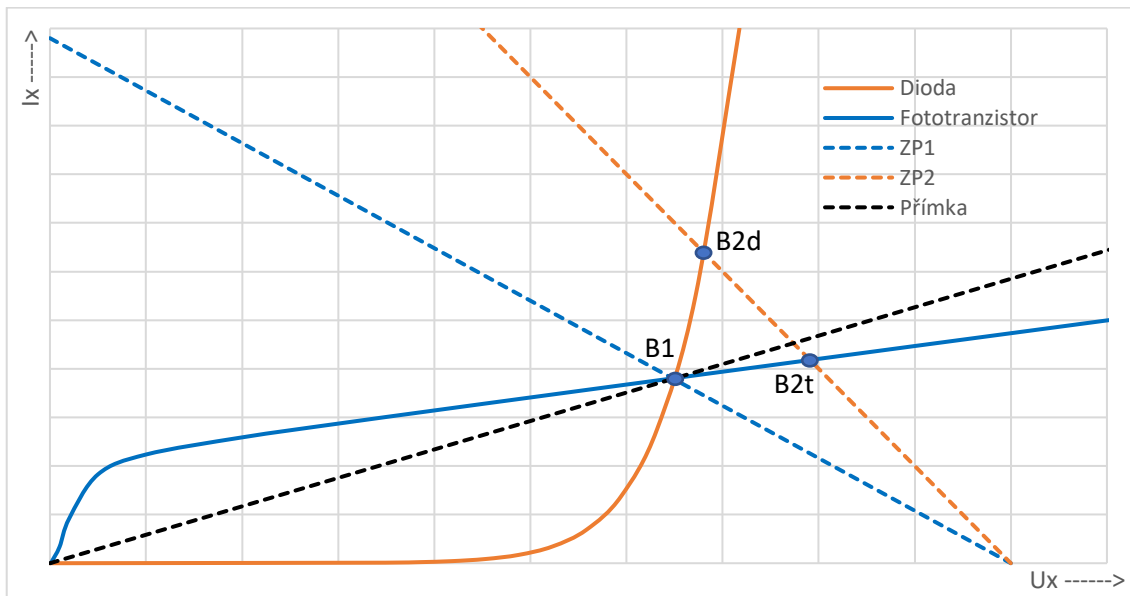
Obr. 20: VA charakteristika fototranzistoru s vyznačeným vlivem intenzity osvětlení E_V .



Obr. 21: Schématická značka fototranzistoru s vyznačeným proudem I_C a napětím U_{CE} .

V aktivním oblasti je kolektorový proud I_C přímo úměrný intenzitě osvětlení E_V fototranzistoru. Fyzická struktura fototranzistoru je stejná, jako u tranzistoru bipolárního, ale přechod báze emitor je vystaven světlu, které v něm vyvolává virtuální bázový proud. Tvary charakteristiky v obou polaritách, tedy v 1. a 3. kvadrantu, si jsou velmi podobné, avšak tvar v 1. kvadrantu je výrazně více ovlivňován intenzitou osvětlení, než oblast 3. kvadrantu. Díky tomu lze při konstantní intenzitě osvětlení jednoznačně určit orientaci fototranzistoru.

Vyšší vodivost v 1. kvadrantu oproti 3. kvadrantu se podobná chování diody, u které však proud s napětím roste exponenciálně naopak od fototranzistoru, kde po dosažení aktivního režimu proud roste jen mírně. Proto je pro rozeznání fototranzistoru od diod nutné využít alespoň dva rozestoupené body charakteristiky, kdy se první bod B1 a nula proloží přímkou a následně se ověřuje poloha druhého bodu B2 vůči této přímce. Je-li bod nad přímkou jedná se o diodu, pokud je bod pod přímkou, jedná se o fototranzistor. Grafická forma této metody rozpoznání spolu s body získanými pomocí dvojice zatěžovacích přímek ZP1 a ZP2 je ilustrována na obr. 22.

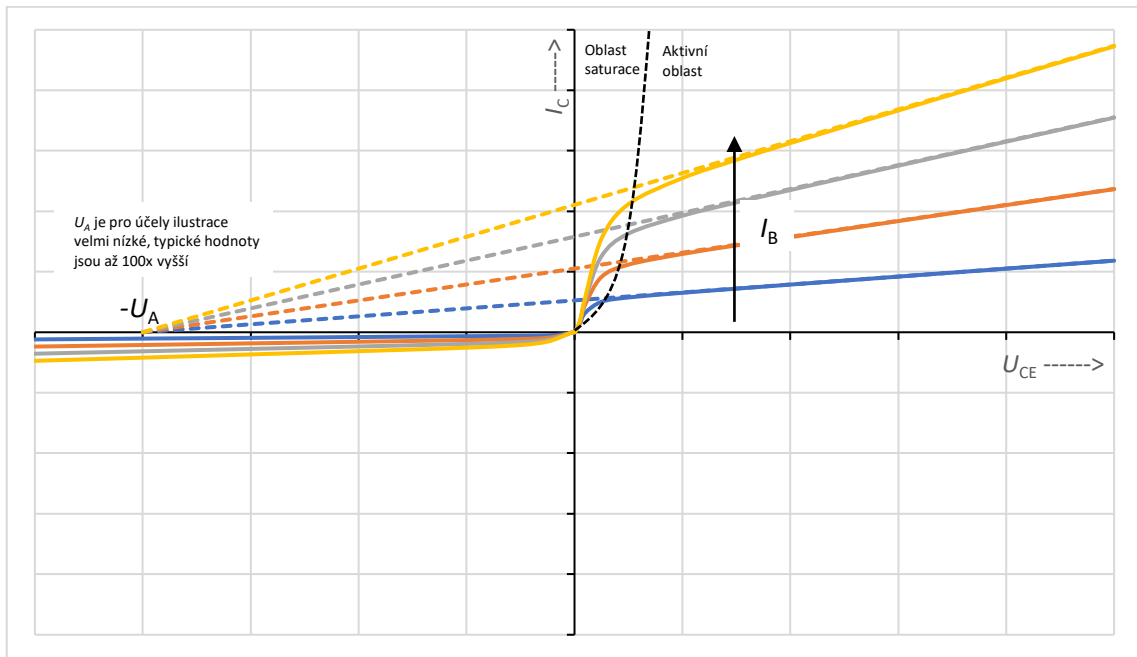


Obr. 22: Ilustrace grafické metody rozeznání fototranzistoru od diody.

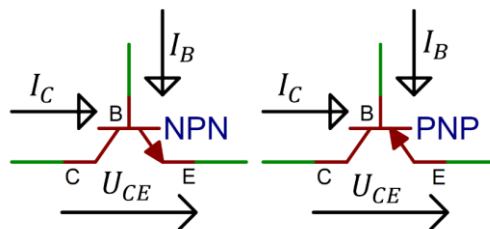
2.4.4. Analýza parametrů bipolárních tranzistorů

Bipolární tranzistory jsou velice podobné již probraným fototranzistorům, u kterých je přechod báze emitor přístupný světlu. Bipolární tranzistory nemají přechod báze emitor přístupný světlu, ale samotnou svorku báze mají vyvedenou ven, kdy charakteristiku pak řídí bázový proud I_B , který v aktivní oblasti úměrně řídí kolektorový proud I_C , kdy konstantou úměrnosti je tzv. činitel

proudového zesílení β (Beta). Schématická značka bipolárního tranzistoru je na obr. 24 a jeho VA charakteristika s vlivem bázevého proudu je ilustrována na obr. 23.



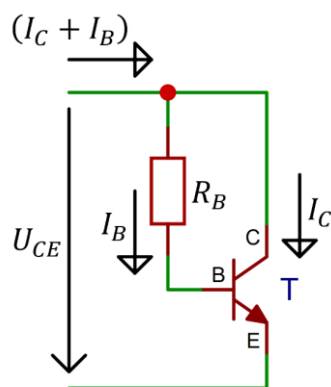
Obr. 23: VA charakteristika bipolárního tranzistoru s vyznačeným vlivem bázevého proudu I_B .



Obr. 24: Schématická značka bipolárního tranzistoru NPN a PNP s vyznačeným U_{CE} a I_B .

Všechny doposud probrané součástky měly dvě svorky a metoda zatěžovacích přímek byla také uzpůsobena pouze dvojici svorek. Bipolární tranzistor je ale tří svorkový, takže pro zachování kompatibility navržených metod bude nutné jej převést na dvousvorkovou součástku.

Převod bipolárního tranzistoru na dvousvorkovou součástku zajistíme doplněním o externí rezistor o známé hodnotě odporu R_B spojující kolektor nebo emitor s bází tranzistoru. Je tedy nutné znát polohu báze tranzistoru a rezistor vést na jednu z dalších svorek.



Obr. 25: Schéma dvousvorkového zapojení bipolárního tranzistoru.

U takto upraveného tranzistoru lze pak rozpoznat, zda vede rezistor z kolektoru či z emitoru dle vlivu dopředného či závěrného proudového zesílení β , kdy dopředné proudové zesílení je vždy vyšší jak závěrné. Dále lze rozpoznat, zda se jedná o tranzistor NPN či PNP podle směru proudu, který teče externím rezistorem. Nicméně z pohledu metody zatěžovacích přímek nelze rozpoznat takto zapojený tranzistor od polovodičové diody, a je tedy nutné předem vědět, že se jedná o bipolární transistor.

Pro jednoduché modelování bipolárního tranzistoru je hlavní činitel proudového zesílení β , který udává poměr mezi kolektorovým proudem I_C a bázovým proudem I_B v aktivním oblasti. Součet kolektorového a bázového proudu ($I_C + I_B$) při napětí U_{CE} lze snadno změřit doposud probíranou metodou zatěžovacích přímek.

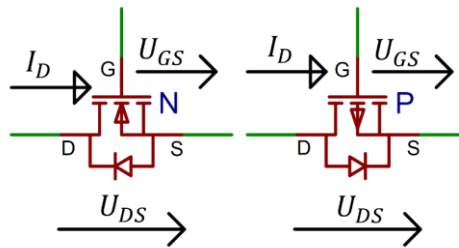
Dále je pak nutné zkontrolovat, zda je tranzistor v aktivní oblasti, tedy do báze musí téci proud čili musí platit že $U_{CE} > U_{BE}$. Napětí U_{CE} známe, ale napětí U_{BE} nikoliv, ale lze jej odhadnout, kdy pro křemíkové tranzistory se pohybuje v rozsahu 500 mV až 800 mV dle proudu do báze a fyzické plochy přechodu báze emitor. Je tedy nutné zvolit hodnotu v tomto rozsahu a s ní dále počítat. Pro malé tranzistory, které bude v praktické výuce tester testovat, se napětí báze drží okolo hodnoty 600 mV, se kterou bude i v realizaci počítáno.

Po ověření, že je tranzistor v aktivním režimu lze pomocí odhadu U_{BE} vypočítat odhad bázového proudu jako $I_B = \frac{U_{CE} - U_{BE}}{R_B}$ a s ním dále vypočítat odhad činitele proudového zesílení jako $\beta = \frac{(I_C + I_B) - I_B}{I_B} = \frac{(I_C + I_B)}{I_B} - 1 = R_B \frac{(I_C + I_B)}{U_{CE} - U_{BE}} - 1$.

2.4.5. Analýza parametrů unipolárních tranzistorů

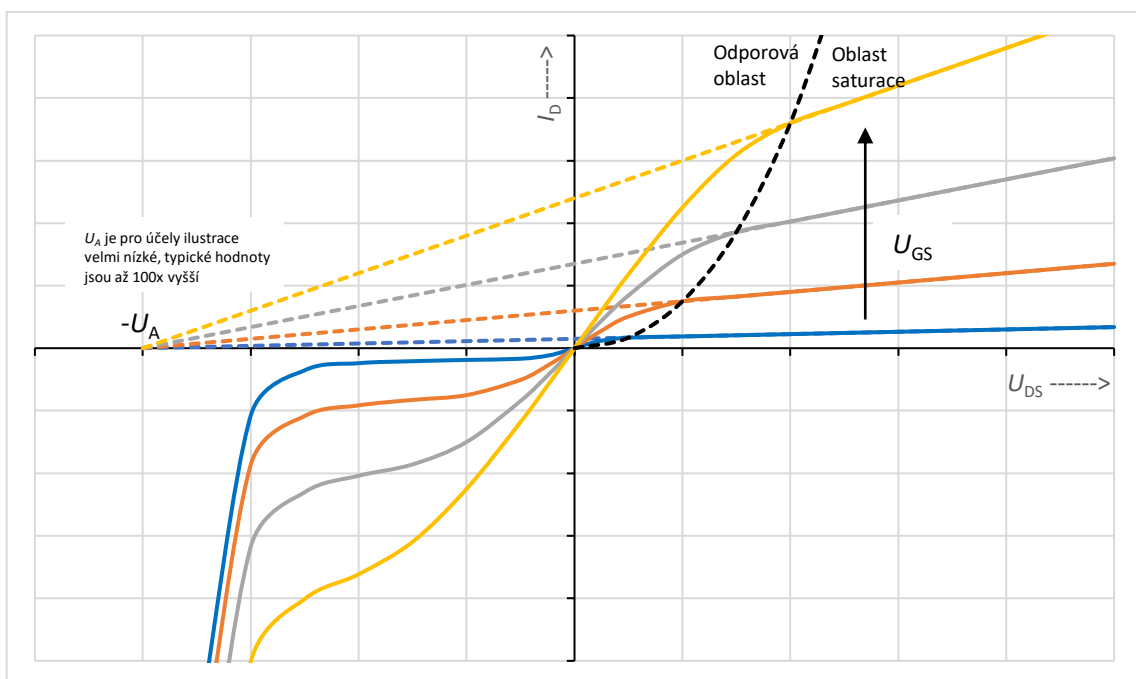
Unipolární tranzistory obecně zahrnují množinu tranzistorů řízených elektrickým polem (napětím), kdy mezi hlavní zástupce patří hlavně tzv. MOSFET (anglická zkratka Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor), kterým se budeme dále zabývat. Další typy unipolárních tranzistorů jsou např. JFET (anglická zkratka Junction Field Effect Transistor) využívající PN přechod nebo MESFET (anglická zkratka METal Semiconductor Field Effect Transistor) využívající Schottkyho přechod.

Tranzistor MOSFET, schématická značka viz. obr. 26, je řízený napětím mezi svorkou Gate (bránou) a svorkou Source (přítok) svorkou značeným U_{GS} , kdy proud svorkou zvanou Drain (odtok) značený I_D se změnou U_{GS} mění kvadraticky. Dále existuje hodnota napětí U_{GS} , pro které je proud I_D již minimální či ideálně nulový, které značíme jako prahové napětí U_T a pohybem U_{GS} od této hodnoty ve správném směru (dle polaritě kanálu) proud I_D kvadraticky roste.



Obr. 26: Schématická značka tranzistoru MOSFET pro kanál N a kanál P.

VA charakteristika tranzistoru MOSFET, tedy závislost proudu I_D na napětí mezi svorkou Drain a Source značeném U_{DS} se ve správné polaritě dělí na oblast odporovou začínající od 0 V a na ní navazující oblast saturační, viz. obr. 27. V odporové oblasti se tranzistor z velké části chová jako rezistor a vykazuje odpor často označovaný $R_{DS(ON)}$, který má význam hlavně pro spínací účely. Zjednodušený matematický model chování odporové oblasti je uveden jako rovnice 2.4.8. Pro účely analýzy je zajímavější oblast saturační, kdy se mimo vliv Earlyho napětí U_A čili modulační délky kanálu proud I_D s napětím U_{DS} prakticky nemění. Zjednodušený matematický model chování saturační oblasti je uveden jako rovnice 2.4.9. Obě rovnice byly čerpány ze [3].



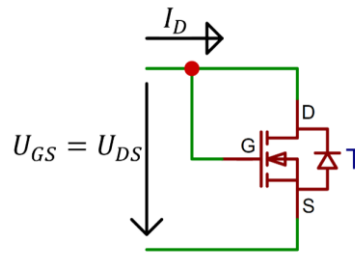
Obr. 27: VA charakteristika tranzistoru MOSFET s vyznačeným vlivem U_{DS} .

Tranzistor MOSFET existuje ve dvou variantách, první je tzv. se zabudovaným kanálem, kdy hodnota prahového napětí pro N kanál $U_T \leq 0$, takže i při nulovém napětí U_{GS} tranzistor vede proud. Druhá, častější, varianta je s tzv. indukovaným kanálem, kdy je hodnota prahového napětí pro N kanál kladná, takže při nulovém U_{GS} tranzistor nevede proud, to je hlavně užitečné pro spínací účely.

$$I_D = \beta \cdot \left((U_{GS} - U_T) \cdot U_{DS} - \frac{1}{2} U_{DS}^2 \right) \cdot \left(1 + \frac{U_{DS}}{U_A} \right) \quad (2.4.8)$$

$$I_D = \frac{1}{2} \beta \cdot (U_{GS} - U_T)^2 \cdot \left(1 + \frac{U_{DS}}{U_A} \right) \quad (2.4.9)$$

Pro analýzu s doposud probranou metodou zatěžovacích přímek je opět nutné převést na dvou svorkové zapojení, kdy naopak od tranzistoru bipolárního do svorky Gate neteče prakticky žádný proud a lze ji přímo spojit se svorkou Drain. Pak platí, že $U_{GS} = U_{DS}$ a díky tomu se vždy budeme pohybovat v oblasti saturace. Schéma zapojení převodu na dvou svorkovou součástku lze pozorovat na obr. 28.



Obr. 28: Schéma dvou svorkového zapojení tranzistoru MOSFET.

Pro výpočet hlavních parametrů modelu, tedy koeficientu $\beta \left[\frac{A}{V^2} \right]$ (Beta) a prahového napětí U_T je nutné změřit dvojici bodů charakteristiky. Pro odvození výpočtu parametrů modelu vyjdeme z rovnice 2.4.9 pro popis saturační oblasti, kde díky rovnosti nahradíme napětí U_{GS} napětím U_{DS} a Earlyho napětí U_A budeme považovat za nekonečné. Tak získáváme upravenou rovnici 2.4.10.

$$I_D = \frac{1}{2} \beta \cdot (U_{DS} - U_T)^2 \quad (2.4.10)$$

Dále vyjádříme koeficient β a dáme strany pro dvojici bodů $[U_{DS1}; I_{D1}]$ a $[U_{DS2}; I_{D2}]$ do rovnosti.

$$\beta = \frac{2I_D}{(U_{DS} - U_T)^2} \quad (2.4.11)$$

$$\frac{2I_{D1}}{(U_{DS1} - U_T)^2} = \frac{2I_{D2}}{(U_{DS2} - U_T)^2} \quad (2.4.12)$$

Pomocí vhodných úprav dále vyjádříme prahové napětí U_T za vzniku rovnice 2.4.13.

$$U_T = \frac{\left(U_{DS1} \cdot \frac{I_{D2}}{I_{D1}} - U_{DS2} \right) - \sqrt{\frac{I_{D2}}{I_{D1}} \cdot (U_{DS2} - U_{DS1})}}{\frac{I_{D2}}{I_{D1}} - 1} \quad (2.4.13)$$

Pro výpočet koeficientu β díky již známé hodnotě U_T využijeme jeden z bodů a rovnici 2.4.11.

3. Realizace testeru

Tester bude hlavně využíván v praktické výuce laboratorních úloh předmětů B3B38LPE1, B3B38VSY1 a B3M32VBM, kde se některé laboratorní přístroje realizují pomocí mikrořadičů STM32G030, STM32F303 a STM32F042 umístěných na nepájivém poli. Mikrořadič STM32G030 je z nich nejjednodušší, nejlevnější a díky tomu i nejdostupnější, proto se projekt dále zaměří na implementaci testeru právě s ním.

Cílem této kapitoly je popsat schopnosti a chování mikrořadiče s návrhem případných korekcí nežádoucích vlivů na testování. Dále navrhnout obvodové řešení, které bude použito pro tester, kdy je kladen důraz na maximální jednoduchost zapojení. Následně popsat, jak bude tester využívat mikrořadič pro realizaci odvozených metod testování a navržených korekcí. Na závěr bude popsáno programové řešení interakce s testerem pomocí grafického rozhraní v sériovém monitoru.

3.1. Mikrořadič STM32 a periferie vhodné pro realizaci testeru

Pro účel realizace testeru byly vybrány mikrořadiče řady STM32G03x hlavně proto, že jsou již úspěšně využívány v rámci praktické výuky předmětů B3B38LPE1, B3B38VSY1 a B3M32VBM1. Hlavně kvůli cílové obvodové jednoduchosti testeru postačí ze zmíněné řady typ STM32G030J6 v pouzdře SO8. Zvolený typ disponuje pouze 8 piny, které však pro realizaci testeru budou dostatečné. Hlavní výhodou je velmi nízká cena a dobrá dostupnost při zachování všech klíčových schopností řady G03x.

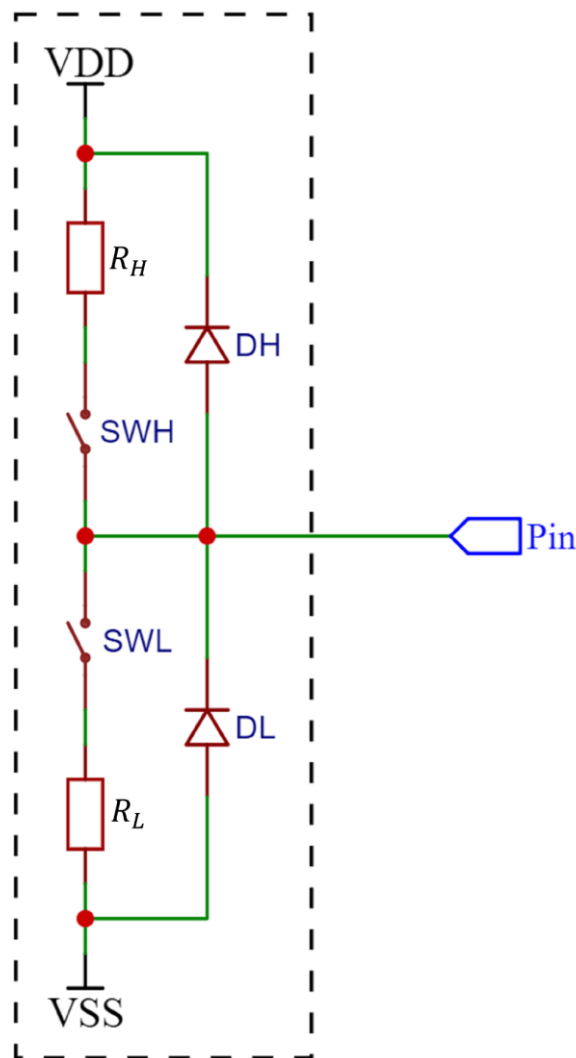
Mikrořadič disponuje 32 KB flash paměti a 8 KB paměti RAM. Napájecí napětí v rozsahu 2,7 V až 3,6 V je přiváděno na VDD pin 2 a země napájení je přivedena na VSS pin 3. Všechny piny mimo napájecí umožňují vstupně-výstupní režim pro všeobecné použití či zkratkou GPIO (anglická zkratka General Purpose Input Output). Dále má k dispozici jednobitový převodník analog-digitál či zkratkou ADC (anglická zkratka Analog to Digital Converter) přístupný na všech pinech krom pinu 6 a napájení. Pro externí sériovou komunikaci disponuje dvojicí zabudovaných rozhraní periferie univerzálního asynchronního vysílače a přijímače či zkratkou UART (anglická zkratka Universal Asynchronous Receiver Transmitter). První kanál UART, který bude pro komunikaci s mikrořadičem využíván, je přístupný na pinech 5 a 6. Informace byly převzaty z datového listu mikrořadiče viz [4].

3.1.1. Chování GPIO u mikrořadiče STM32

Vstupně-výstupní periferie mikrořadiče, či GPIO, bude pro implementaci metod využíván jako analogový multiplexor, který je buď rozpojený (tzv. vstupní režim), připojený na napájení mikrořadiče VDD (tzv. výstupní režim, stav log. 1) nebo připojený na zem VSS (výstupní režim, stav log. 0). Stejně jako analogové multiplexory vykazuje odpor v sepnutém stavu, a to pro každý stav odlišný.

GPIO u pinu mikrořadiče lze modelovat pomocí schématu zobrazeného na obr. 29, kde je pomocí stavu spínačů SWH a SWL reprezentován režim pinu. První režim je vstupní, kdy jsou oba spínače rozpojené a pin vykazuje velmi vysoký vstupní odpor (pro implementaci testeru

zanedbatelný) bez vlivu ochranných diod DH a DL, které takto vstup chrání před přepětím v obou polaritách. Druhý režim je výstupní, kdy je pro stav log. 1 či HIGH sepnutý spínač SWH, připojující napájecí napětí VDD na pin přes vnitřní odpor modelu označený R_H . Pro stav log. 0 či LOW je naopak sepnutý spínač SWL, připojující pin přes vnitřní odpor označený R_L na zem VSS. Pro implementaci testeru je nutné znát hodnoty odporů R_H a R_L . Tedy je při prvotním seřízení testeru zjistit a jejich vliv kompenzovat. Případně použít jejich experimentálně zjištěné hodnoty jakožto implicitní, které se pro odpor R_H pohybují okolo 32Ω a pro R_L se pohybují okolo 28Ω .

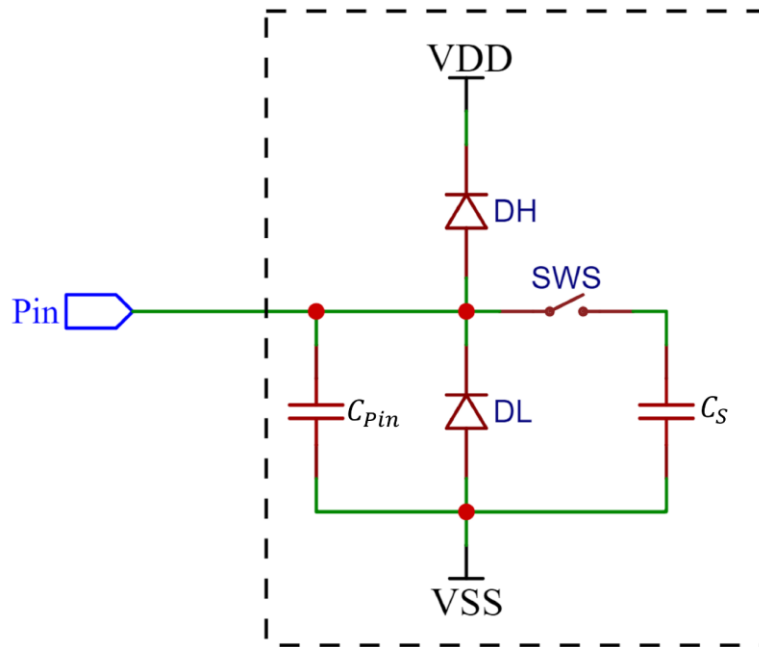


Obr. 29: Schéma modelu GPIO mikrořadiče.

3.1.2. Chování ADC u mikrořadiče STM32

Převodník analog-digital, či ADC, bude pro implementaci metod využíván pro měření napětí kladné svorky testeru vůči zemi VSS mikrořadiče. Převodník převádí analogovou hodnotu napětí na jeho vstupu na digitální hodnotu použitelnou uvnitř mikrořadiče k dalšímu zpracování. ADC digitál mikrořadiče je typu SAR (anglická zkratka Successive Approximation Register) čili s postupnou aproximací, konkrétně typ využívající spínané kondenzátory.

Model chování vstupu ADC je ilustrován na obr. 30, kdy na počátku převodu převodník odebírá vzorek vstupního napětí připojením celkové vnitřní kapacity označené C_S pomocí spínače SWS na vstup po vzorkovací dobu t_s , kdy se vnitřní kapacity nabijí na napětí na vstupu. Po dokončení vzorkování se rozeběhne postupná aproximace, která převede relativní hodnotu navzorkovaného napětí vztahenou k referenčnímu napětí ADC (v tomto případě VDD) na hodnotu uloženou ve výstupním registru ADC, se kterým mikrořadič může dále pracovat.



Obr. 30: Schéma modelu vstupu ADC mikrořadiče.

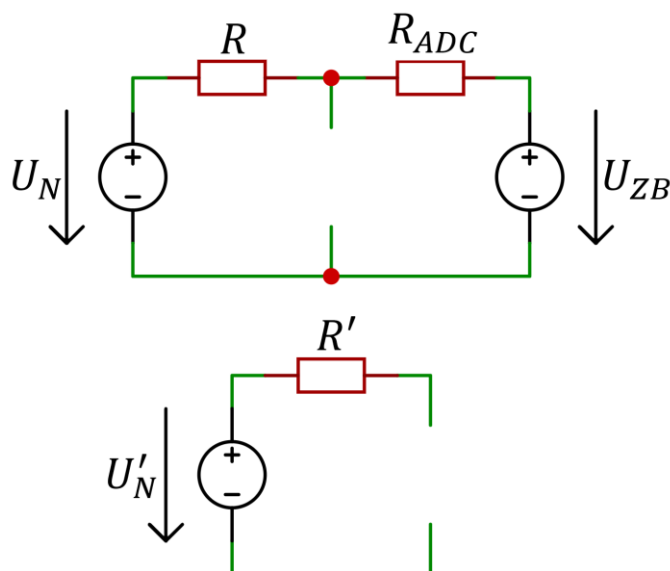
Hodnota vnitřní kapacity C_S může při testování hrát významnou roli, protože při každém vzorkování odebere ze vstupu náboj Q_S úměrný velikosti C_S a velikosti rozdílu napětí na vstupu a zbytkového napětí na kondenzátoru U_{ZB} , které je na kondenzátoru C_S před začátkem vzorkování. A dále musí být také zajištěno, že se vnitřní kapacita C_S za dobu vzorkování t_s stihne nabít na hodnotu na vstupu, tedy vzorkovací doba t_s nesmí být příliš krátká pro velikost výstupního odporu R_O obvodu zapojeného na vstupu čili vztahem $t_s \gg R_O C_S$. Hlavně při testování kondenzátorů s malou kapacitou dále hraje roli i samotná velikost kapacity pinu C_{Pin} , která se pak ze změřené kapacity musí odečíst.

Pro odvození vlivu vzorkování na vstupní obvod považujme zbytkové napětí U_{ZB} za nulové, pak náboj, který bude při vzorkování ze vstupu odebrán, je $Q_S = C_S \cdot (U_{ADC} - U_{ZB}) = C_S U_{IN}$, kde U_{ADC} je napětí na vstupu ADC.

Při periodických odměrech se vzorkovací frekvencí f_{vz} se pravidelně odebírané náboje projeví jakožto proud tekoucí do vstupu ADC o velikosti $I_{ADC} = Q_S f_{vz} = C_S U_{ADC} f_{vz}$. Ze vztahu lze vyjádřit poměr napětí U_{ADC} ku proudu I_{ADC} jakožto ekvivalentní virtuální odpor modelu chování, který označíme $R_{ADC} = \frac{U_{ADC}}{I_{ADC}}$, pro který platí výsledná rovnice 3.1.1.

$$R_{ADC} = \frac{1}{f_{vz} C_S} \quad (3.1.1)$$

V případě nenulového zbytkového napětí U_{ZB} se velikost odporu R_{ADC} nemění, ale ve virtuální náhradě chování vstupu ADC zobrazené v pravé části horního zapojení na obr. 31 vede odpor R_{ADC} na zdroj právě napětí U_{ZB} .



Obr. 31: Schéma korekce vlivu ADC na testování.

$$U'_N = (U_N - U_{ZB}) \frac{1}{1 + \frac{R}{R_{ADC}}} + U_{ZB} \quad (3.1.2)$$

$$R' = \frac{R \cdot R_{ADC}}{R + R_{ADC}} \quad (3.1.3)$$

Pro zvolenou řadu mikrořadičů STM32G03x činí hodnota zbytkového napětí U_{ZB} zhruba 1,0 V a kapacita C_S zhruba 9 pF, viz. [5], a konkrétně pro pouzdro SO8 byla hodnota C_{Pin} odhadnuta jako zhruba 14 pF. Pro kompenzaci vlivu ADC na testování bude využita virtuální náhrada, viz obr. 31, kde pak dojde k modifikaci původních hodnot U_N a R na nové korigované hodnoty U'_N a R' pomocí rovnic 3.1.2 a 3.1.3.

Pro minimalizaci nežádoucích vlivů ADC bez nutnosti kompenzace je nutné maximalizovat vzorkovací dobu t_s a minimalizovat vzorkovací frekvenci f_{vz} , avšak hlavně minimalizace f_{vz} je problematická v případech, kdy je třeba sledovat rychlé změny, např. při sledování časového průběhu napětí na kondenzátoru. Proto pro testování statických parametrů, testování odporů a polovodičů bude využita minimalizace f_{vz} , kdežto pro testování kondenzátorů bude využito zmíněné kompenzace vlivu ADC, tedy přepočtení hodnot U_N a R na korigované hodnoty U'_N a R' , ze kterých teprve bude zvolena úroveň, do které bude kondenzátoru nabíjen a hodnota odporu použitá ve výpočtu odhadu kapacity kondenzátoru.

Při přivedení nulového napětí, nebo napětí rovného napájecímu (referenčnímu) napětí na vstup, ADC nemusí nutně převést správně jakožto 0 pro nulové napětí a jakožto maximum (2^n , kde n je počet bitů ADC) pro napájecí napětí, více v [6]. ADC má tedy statické odchylky těchto krajních hodnot, které nutné znát. Hodnota, kterou ADC převede pro připojené nulové napětí, bude označena jako X_{min} . Hodnota pro připojené napájecí napětí bude označena jako X_{max} .

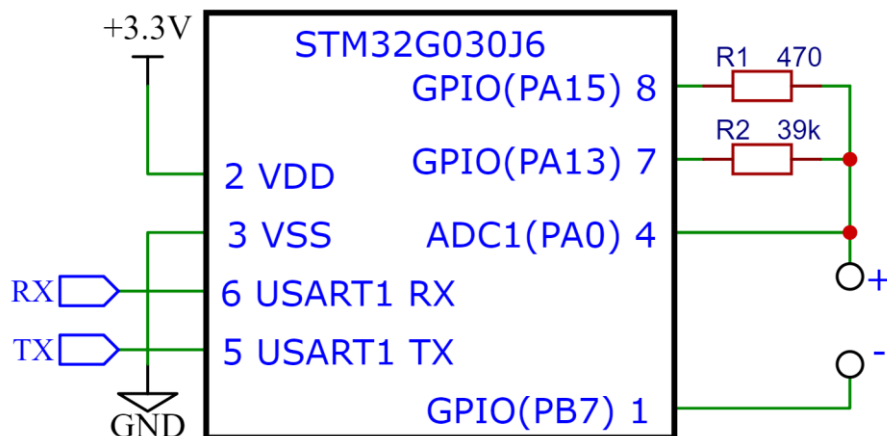
3.2. Obvodové řešení testeru

Tester najde své uplatnění hlavně v rámci praktické výuky, kdy si jej student sestaví sám na nepájivém poli. Za tímto účelem bude tester implementován s maximální obvodovou jednoduchostí, konkrétně pouze pomocí dvojice rezistorů různých hodnot označených R_1 a R_2 .

Rezistory jsou voleny s 1% tolerancí, kdy první s označením R_1 má hodnotu odporu 470Ω a druhý s označením R_2 hodnotu $39 \text{ k}\Omega$. Oba rezistory mají hodnoty zvoleny tak, aby při testování vhodně pokrývaly nepoužívanější rozsah hodnot rezistorů a kondenzátorů používaných ve výuce, a zároveň při testování polovodičů nabídly vhodný rozestup bodů charakteristik. Záporná svorka testeru je pak zapojena na volný GPIO pin mikrořadiče a slouží pro polarizaci testované součástky.

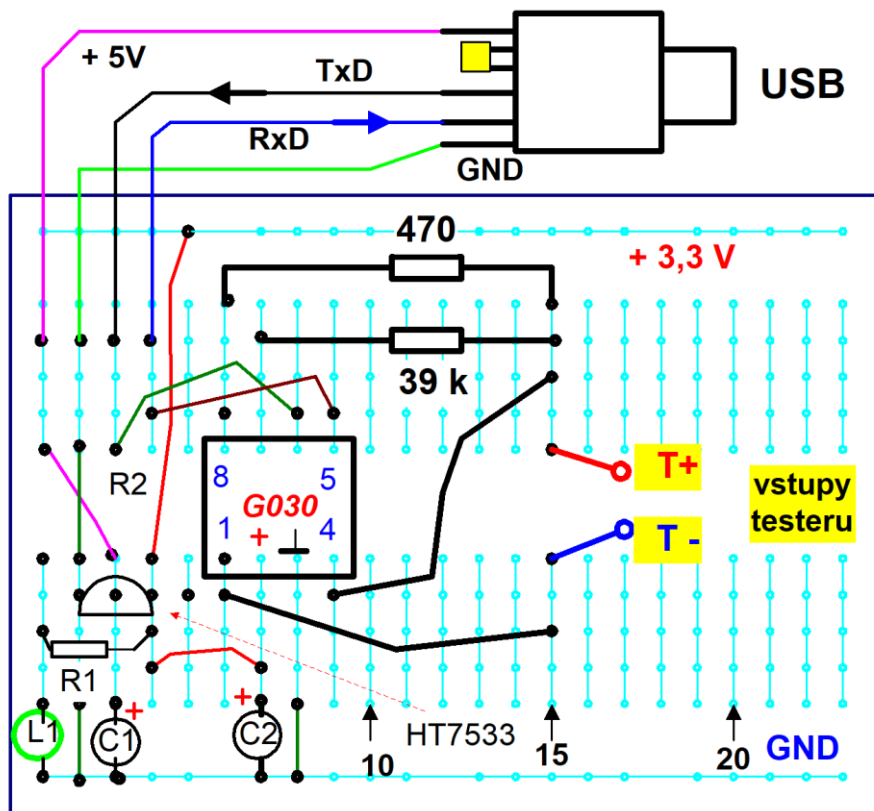
3.2.1. Realizace s mikrořadičem STM32G030J6 v pouzdru SO8

Mikrořadič STM32G030J6 v pouzdře SO8 nabízí celkově 6 pinů použitelných pro realizaci testeru mimo piny napájecí. Firmware mikrořadiče je dostupný na <https://embedded.fel.cvut.cz>. Dle schématu na obr. 32 piny 5 a 6 poslouží k připojení externí sériové linky pro interakci s testerem za pomoci sériového terminálu. Pin 4 (PA0) je vstup kanálu 0 ADC1 a poslouží k měření napětí na kladné svorce testeru. Na kladnou svorku testeru dále vede dvojice rezistorů R_1 a R_2 , které jsou pomocí GPIO pinů 8 (PA15) a 7 (PA13) spínány či odpojovány. Záporná svorka testeru je připojena na pin 1 (PB7).

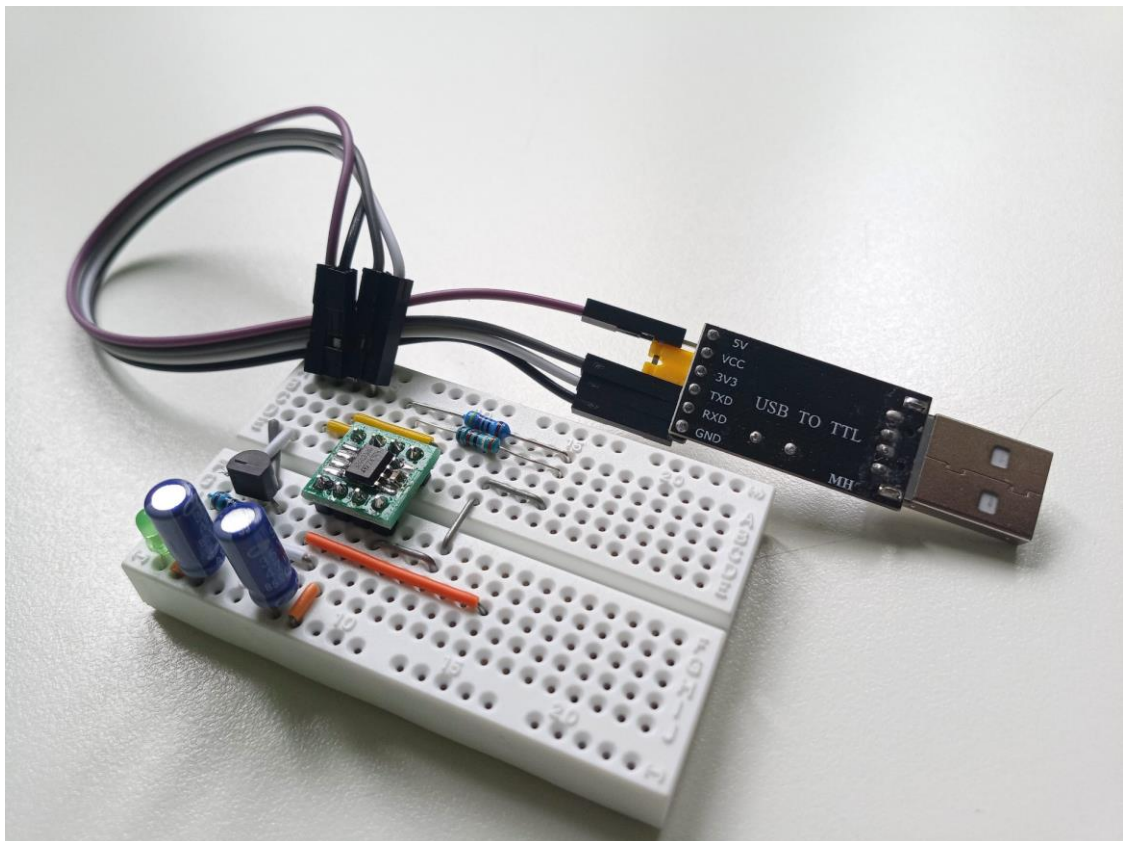


Obr. 32: Schéma zapojení testeru.

V rámci výuky si tester studenti postaví sami na nepájivém poli. Za tímto účelem byl vytvořen doporučený náčrt zapojení na nepájivém poli zobrazený na obr. 33, který je doplněn i o regulátor napájení 3,3V HT7533 společně s vhodnými blokovacími kondenzátory a LED indikující přítomnost napájení připojené přes ochranný rezistor 470Ω . Dále je dokresleno i zapojení převodníku sériové linky pro připojení k PC. Příklad skutečné realizace je na obr. 34.



Obr. 33, Nákres doporučené implementace testeru na nepájivém poli.



Obr. 34: Fotografie realizovaného testeru na nepájivém poli.

3.2.2. Realizace s mikrořadiči STM32G03x v dalších pouzdrech

Firmware určený pro mikrořadič STM32G030J6 lze používat i ve všech dalších mikrořadičích řady G030 nebo G031, které mají i jiná pouzdra, to je dáno tím, že i se všemi implementovanými funkcemi zabírá zhruba 30 KB, tedy jej lze nahrát i do variant s nejmenší pamětí o velikosti 32KB. V případě nahrání do větších pouzder se zachovává programový název vývodů, tedy rezistor R_1 bude opět veden na PA15, rezistor R_2 bude veden na PA13, vstup ADC se opět nachází na PA0 a záporná svorka na PB7, které se však nacházejí na jiných číslech pinů pouzder dle Table 12 v [4], či viz tabulka 1.

Tabulka 1: Tabulka použitých pinů s čísly pro různá pouzdra.

Název pinu	Číslo pinu SO8	Číslo pinu TSSOP20	Číslo pinu QFP32
VDD	2	4	4
VSS	3	5	5
PA15	8	19	26
PA13	7	18	24
PA0	4	7	7
PB7	1	1	32
USART1_TX	5	16	22
USART1_RX	6	17	23

U větších pouzder, než je SO8, je vstupní kapacita pinu PA0 C_{pin} menší, kdy místo zhruba 14 pF u SO8 je pro větší pouzdra typicky jen 4 pF (experimentálně zjištěno pro zkoušená pouzdra TSSOP20 a QFP32). Důvodem vyšší kapacity u SO8 pouzdra je skutečnost, že konkrétně na pin 4 jsou kromě PA0 interně vedeny také PA1, PA2 a NRST (vstup a výstup resetu mikrořadiče), kdežto u ostatních zkoušených pouzder jsou tyto piny odděleně. Důsledkem toho je sčítání kapacit těchto pinů, které jsou u větších pouzder vyvedeny odděleně, které vede na experimentálně zjištěnou hodnotu zhruba 14 pF.

Při provozování nemodifikovaného firmware testeru na větších pouzdrech je při testování kapacity kondenzátorů zobrazovaná hodnota o 10 pF nižší než skutečná, což je dáno pevnou kompenzací ve firmwaru počítající se 14 pF u pouzdra SO8 místo skutečných zhruba 4 pF u větších pouzder.

3.3. Implementace metod testování

Finální metody prozkoumané v kapitole 2, jsou plně kompatibilní se zvoleným obvodovým řešením, kdy různé hodnoty obou rezistorů umožňují pokrýt různé rozsahy testovaných pasivních součástek, tedy rezistorů a kondenzátorů, a zároveň umožňují odměr dostatečného počtu bodů charakteristiky polovodičových součástek, pro jejich spolehlivé rozpoznání či případnou analýzu s dopočtením hodnot parametrů jejich matematického modelu.

V následujících podkapitolách nejprve dojde ke zvolení konkrétních metod testování, které budou v testeru využívány. Dále budou v metodách zohledněny limity mikrořadiče a chování jeho periférií. Na závěr budou ilustrovány kroky průběhu konkrétních testování prováděné mikrořadičem.

3.3.1. Testování rezistorů

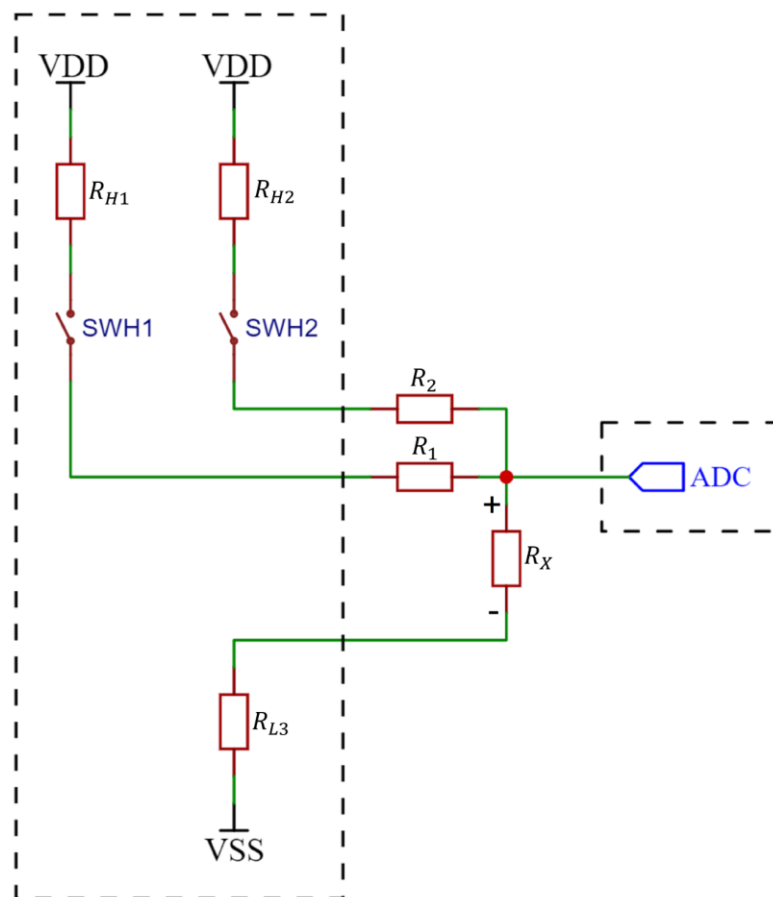
Za účelem testování rezistorů bude zvolena srovnávací metoda, hlavně kvůli její kompatibilitě se zvoleným elektrickým zapojením testeru. Metoda spočívá v utvoření napěťového děliče pomocí jednoho ze známých testovacích interních rezistorů R_1 a R_2 , a neznámého testovaného rezistoru s odporem R_X připojeného na svorky testeru. Jelikož jsou rezistory R_1 a R_2 připojovány pomocí GPIO mikrořadiče, projeví se vnitřní odpory výstupního režimu jakožto zapojené v sérii s nimi. Dále GPIO v režimu výstupu využívá také záporná svorka testeru, kdy se vnitřní odpory uplatní v sérii s neznámým testovaným rezistorem a jejich přesnou hodnotu je nutné znát pro odečtení z otestované hodnoty.

Principiální schéma realizace metody testování rezistorů je vykresleno na obr. 35, kdy roli napěťového zdroje v odvozené metodě přebírají GPIO ve stavu log. 1. Volba odporu R_1 či R_2 je realizována pomocí změny režimu GPIO, na které jsou zapojeny. Pro testování s odporem R_1 je spínač SWH1 sepnut a spínač SWH2 rozpojen, a naopak pro testování s odporem R_2 . V cestě odporu R_1 se projeví vnitřní odpor R_{H1} a v cestě odporu R_2 zas vnitřní odpor R_{H2} . Záporná svorka má režim GPIO trvale výstupní ve stavu log. 0. U záporné svorky se dále projeví vnitřní odpor R_{L3} . Nastavení ADC je voleno tak, aby mělo minimální vliv na testování, a bylo jej možné zanedbat.

Při testování neznámého rezistoru mikrořadič nejprve připojí menší rezistor R_1 a po době ustálení pomocí ADC odměří napětí na kladné svorce testeru. Doba ustálení je zvolena jako 100 ms. Hodnota, kterou ADC převede, označíme X_{ADC} a mikrořadič ji dále dosadí do rovnice 3.3.1, která je úpravou rovnice 2.1.4 pro výpočet odhadu R_X a zohledňuje vlivy vnitřních odporů GPIO a rozsah ADC, kdy R_X je odhad testovaného odporu, R je hodnota připojeného rezistoru a R_H je hodnota vnitřního odporu GPIO, ze kterého připojený rezistor vede.

$$R_X = (R + R_H) \frac{1}{\frac{x_{max} - x_{min}}{x_{ADC} - x_{min}} - 1} - R_{L3} \quad (3.3.1)$$

Pokud vypočtený odhad R_X bude větší jak odmocnina součinu hodnot R_1 a R_2 , tedy bude platit že $R_X > \sqrt{R_1 R_2}$, pak mikrořadič zopakuje testování, ale místo R_1 připojí R_2 . Tím je zajištěno optimální přepínání rozsahů pro širší rozsah testovaných hodnot odporu rezistorů.

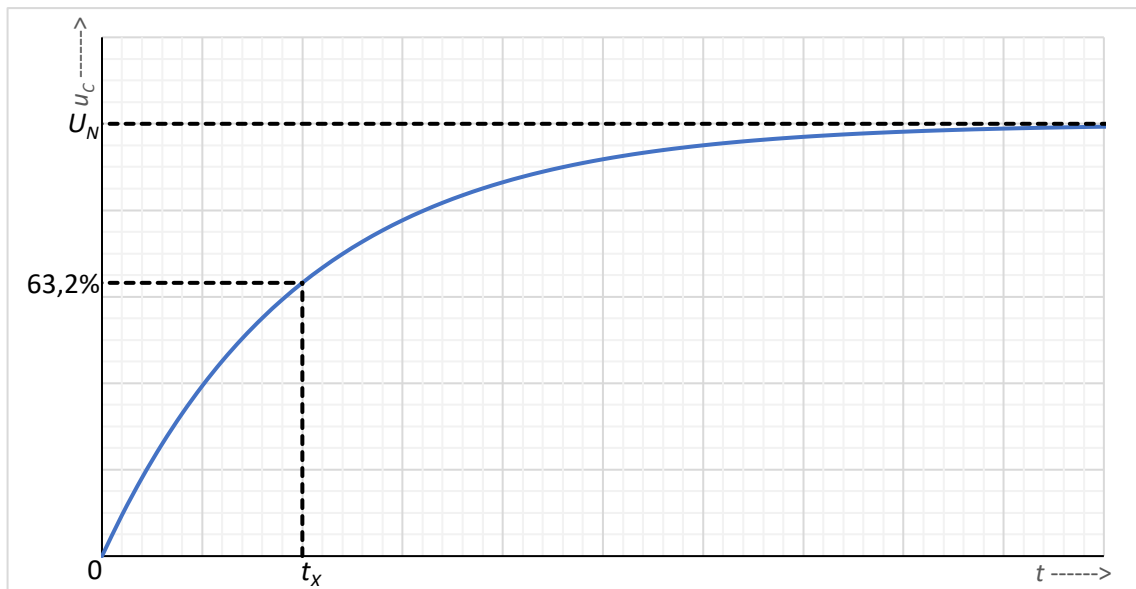


Obr. 35: Schéma principu realizace srovnávací metody testerem.

Test rezistorů je při vyzkratování svorek testeru možné dále využít ke zjištění konkrétní hodnoty vnitřního odporu R_{L3} u záporné svorky, a po obrácení polarity i pro zjištění hodnoty vnitřního odporu R_{H3} záporné svorky. Tato možnost je využívána v prvotním seřízení testeru.

3.3.2. Testování kondenzátorů

Pro testování kondenzátorů bude zvolena metoda nabíjení na jednu zvolenou úroveň v kombinaci s metodou přímého měření ESR. Metoda spočívá v nabíjení neznámého testovaného kondenzátoru C přes jeden ze známých rezistorů R_1 a R_2 . U metody se sleduje čas t_x od počátku nabíjení, za který napětí u_C na kondenzátoru dosáhne zvolené úrovně (konkrétně zhruba 63,2 % nabíjecího napětí U_N), a z odměřené času se pak dopočítá hodnota kapacity C kondenzátoru. Ilustrace viz. obr. 36.



Obr. 36: Graf časového průběhu napětí při testování kondenzátoru.

Při testu ESR je využíván pouze jeden rezistor, a to ten s menší hodnotou odporu. Ten pak na počátku nabíjení kondenzátoru utvoří se sériovým ekvivalentním odporem R_{ESR} kondenzátoru napěťový dělič. Při odměru tohoto počátečního napětí lze pak odhadnout hodnotu R_{ESR} . Testování má význam hlavně pro větší hodnoty kapacit, takže je prováděn jen v horním rozsahu kapacit, který bude dále specifikován.

Metoda nabíjení na dvě zvolené úrovně, která zajišťuje jak test kapacity, tak i ESR nebyla zvolena kvůli její značné nepřesnosti odhadu ESR při implementaci s periodickým odměrem ADC a porovnáváním převedené hodnoty se zvolenou úrovní. Problém spočíval hlavně ve skutečnosti, že odhad ESR touto metodou je velice citlivý na odchylky odhadu průchodu první úrovní, kdy hlavně pro nižší část rozsahu testu kapacit rozlišení testeru v časové oblasti způsobovalo nepoužitelné výsledky. Tato metoda je vhodnější pro jiné mikrořadiče, které jsou vybavené dedikovanými analogovými komparátory, kdy je odměr času možné provést časovačem s mnohem vyšším rozlišením.

Dále metoda rozkmitu, probraná v kapitole 2.2.4, nebyla použita kvůli složitosti implementace automatického ladění frekvence. Taková metoda je opět nevhodnější pro implementaci s dedikovanými analogovými komparátory v jiných mikrořadičích, kdy je pomocí nich a GPIO pinu utvořen nestabilní klopný obvod, který automaticky kmitá na frekvenci potřebné pro rozkmit nastavený na komparátorech. Opět by bylo využito časovače, který by odměřil periodu toho kmitu, pomocí které by bylo možné dopočítat hodnotu neznámé kapacity testovaného kondenzátoru.

Stejně jako u implementace testování rezistorů jsou rezistory R_1 a R_2 připojovány pomocí GPIO mikrořadiče, takže se opět projeví vnitřní odpory výstupního režimu v sérii s nimi. Dále záporná svorka opět využívá GPIO v režimu výstupu, kdy se vnitřní odpory projeví v sérii s neznámým testovaným kondenzátorem a jejich přesnou hodnotu je nutné znát pro odečtení z otestované hodnoty R_{ESR} , pro samotné měření kapacity nemají v praxi tak významný vliv.

Principiální schéma realizace metody testování kondenzátorů je vykresleno na obr. 37, kdy roli zdroje napětíového skoku v odvozené metodě přebírají GPIO, které jsou prvně ve stavu log. 0 a skok generují přepnutím do stavu log. 1. Přepínání odporů R_1 a R_2 je opět realizováno změnou režimu GPIO, na které jsou zapojeny, kdy pro testování s odporem R_1 je spínač SWH1 sepnut a spínač SWH2 rozpojen, a naopak pro testování s odporem R_2 . V cestě odporu R_1 se opět projeví vnitřní odpor R_{H1} a v cestě odporu R_2 zas vnitřní odpor R_{H2} . Záporná svorka má režim GPIO trvale výstupní ve stavu log. 0. U záporné svorky se zas projeví vnitřní odpor R_{L3} . Nastavení ADC je voleno pro maximalizaci časového rozlišení a je nutné jeho vliv kompenzovat.

Při testování mikrořadič prvně připojí menší rezistor R_1 , přepne jeho GPIO na log. 1 a pomocí ADC periodicky se vzorkovací frekvencí f_{vz} odměřuje napětí na kladné svorce testeru, a průběžně ověřuje, zda hodnota z ADC označená X_{ADC} nepřesáhla zvolenou úroveň X_{THR} . Během nabíjení mikrořadič také krokuje uplynulý čas od přepnutí GPIO označený t_C .

V momentě, kdy platí $X_{ADC} > X_{THR}$ mikrořadič zastaví krokování času t_C , zastaví nabíjení a kondenzátor vybijí nastavením GPIO u odporu R_1 na log. 0 a počkáním desetinásobku odměřeného času nabíjení t_C . Pomocí poslední hodnoty X_{ADC} a předchozí odměřené hodnoty označené X_{PREV} mikrořadič provede pomocí rovnice 3.3.2 lineární interpolaci t_C za vzniku lepšího odhadu času nabíjení s označením t_X .

$$t_X = t_C \frac{X_{THR} - X_{PREV}}{X_{ADC} - X_{PREV}} \quad (3.3.2)$$

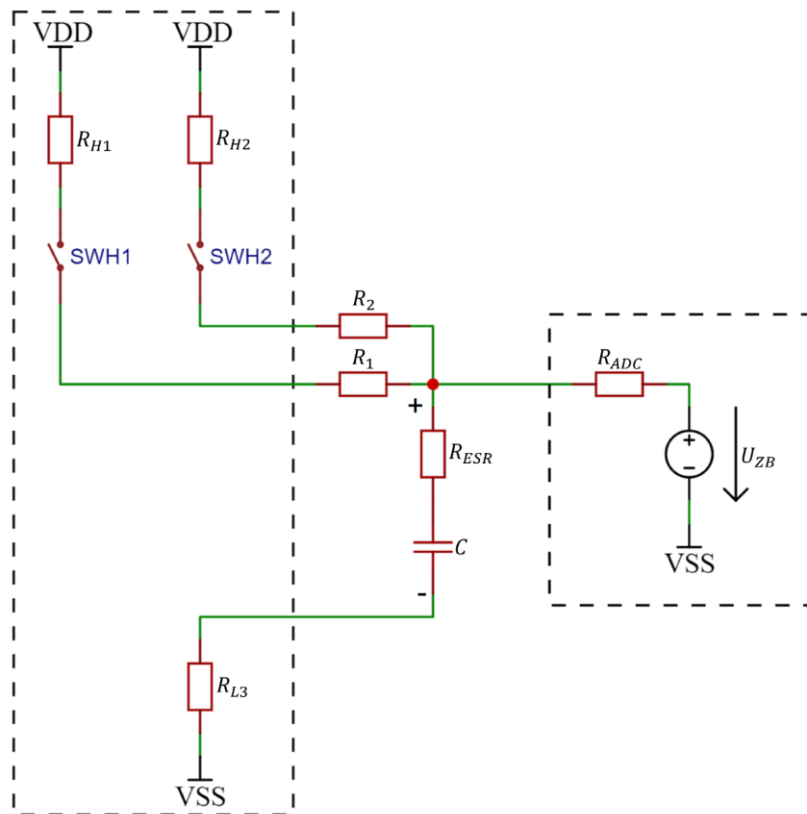
Lepší odhad času nabíjení t_X dále dosadí do rovnice 3.3.3, která je úpravou rovnice 2.2.5 pro výpočet odhadu C a zohledňuje vlivy vnitřních odporů GPIO a vliv ADC, kdy C je odhad kapacity kondenzátoru, R je hodnota připojeného rezistoru a R_H je hodnota vnitřního odporu GPIO, ze kterého připojený rezistor vede, R_{ADC} je hodnota virtuálního odporu modelu chování ADC, n označuje počet bitů ADC, U_N je napájecí napětí mikrořadiče a U_{ZB} je zbytkové napětí ADC.

$$C = t_X \frac{(R+R_H) + R_{ADC}}{(R+R_H) \cdot R_{ADC}}; \text{ pro } \frac{X_{THR}}{2^n} \cdot \frac{1}{\frac{1}{1 + \frac{R+R_H}{R_{ADC}}} + \frac{U_{ZB}}{U_N} \left(1 - \frac{1}{1 + \frac{R+R_H}{R_{ADC}}}\right)} = 1 - e^{-1} \doteq 0,632 \quad (3.3.3)$$

Pokud je vypočtený odhad C vyšší jak hranice kapacit, pro které je již vhodné znát i R_{ESR} , která bude pro konkrétní implementaci testeru zvolena jako 820 nF, dojde ještě k aplikaci metody přímého měření R_{ESR} . Prvně je spuštěno vzorkování u ADC a těsně před jeho koncem se nastaví GPIO u odporu R_1 na log. 1, tím se podaří navzorkovat hodnotu napětí těsně na začátku nabíjení, a jedná se tedy o dobrý odhad napětí $u_C(0^+)$. Po navzorkování tohoto napětí je GPIO nastaveno opět na log. 0. Převedená hodnota takto navzorkovaného napětí X_{ADC} se dosadí do modifikované rovnice 2.2.19 označené 3.3.4, kdy R_{ESR} je odhad hodnoty ekvivalentního sériového odporu kondenzátoru.

$$R_{ESR} = \frac{R_1 + R_{H1}}{\frac{X_{max} - X_{min}}{X_{ADC} - X_{min}} - 1} - R_{L3} \quad (3.3.4)$$

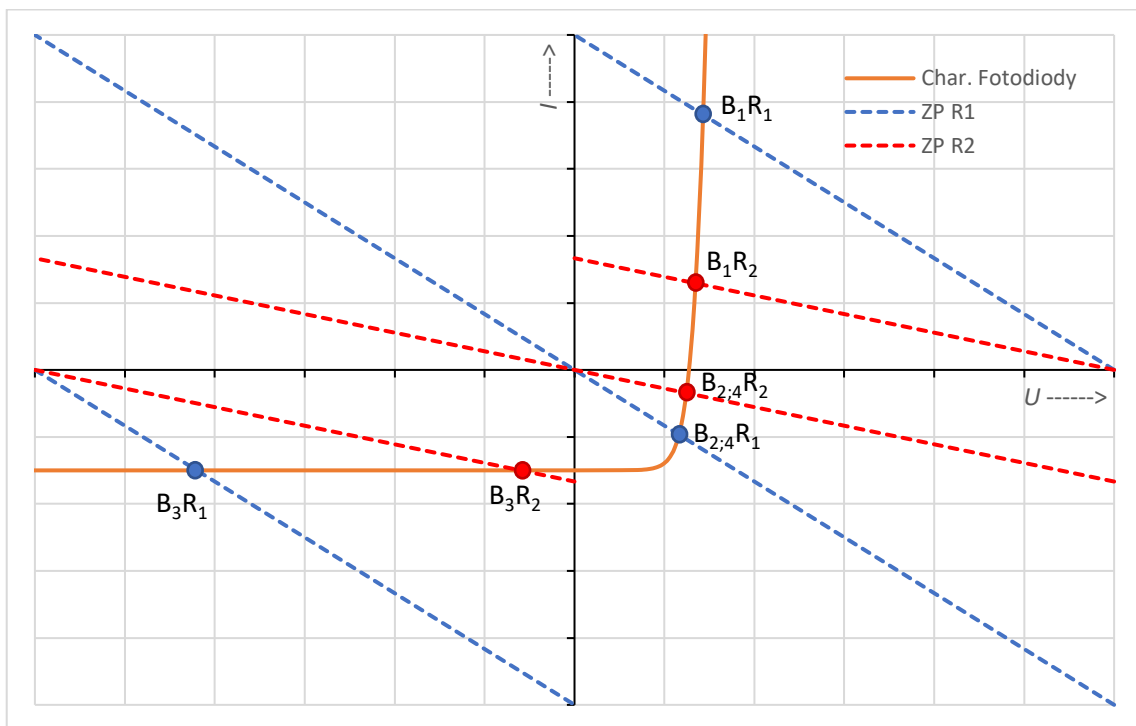
Pokud je vypočtený odhad C naopak nižší, jak zvolená hranice kapacit, bude testování zopakováno s odporem R_2 namísto odporu R_1 . Tím se zajistí optimální přepnutí rozsahu pro testování malých kapacit, u který také není potřeba znát hodnotu R_{ESR} , kterou by také bylo s vyšším odporem R_2 obtížnější odhadnout.



Obr. 37: Schéma principu realizace metody nabití na jednu zvolenou úroveň a metody přímého měření R_{ESR} .

3.3.3. Testování polovodičových součástek

Za účelem testování polovodičových součástek bude zvolena metoda zatěžovacích přímek, která je plně kompatibilní s navrženou obvodovou realizací. Metoda spočívá v přivedení známých hodnot napětí přes jeden ze známých rezistorů R_1 a R_2 na neznámou testovanou polovodičovou součástku. Napětí a proud, který se na součástce ustálí pro danou kombinaci rezistoru a napájení lze vypočítat v ilustraci na obr. 38, kde jsou ilustrovány zatěžovací přímky pro rezistory R_1 a R_2 s různými kombinacemi napájení. Pro 1. kvadrant je napájení kladné, pro 2. a 4. kvadrant nulové a pro 3. kvadrant záporné. V místech průtnutí zatěžovacích přímek s charakteristikou součástky vzniká bod o takovém napětí a takovém proudu, které se i ustálí na samotné součástce při připojení daného napájení přes daný rezistor. Body v ilustraci nesou označení B_nR_m , kde n udává index kvadrantu a m udává index použitého rezistoru.



Obr. 38: Graf ilustrace realizace metody zatěžovacích přímek.

Rezistory R_1 a R_2 jsou připojovány pomocí GPIO mikrořadiče, takže se projeví vnitřní odpor výstupního režimu jakožto zapojené v sérii s nimi. Ve výstupním režimu je také GPIO zprostředkující zápornou svorku testeru, kdy se jeho vnitřní odpor projeví v sérii s neznámou testovanou součástkou a jeho přesnou hodnotu je nutné znát pro kompenzaci úbytku napětí na tomto vnitřním odporu vyvolanou proudem, který teče součástkou.

Principiální schéma realizace metody zatěžovacích přímek je vykresleno na obr. 39, kdy roli napěťového zdroje v odvozené metodě přebírají GPIO s přepínanými stavy dle testovaných kvadrantů. Přepínání odporů R_1 a R_2 je opět realizováno změnou režimu GPIO, na které jsou zapojeny, kdy pro testování s odporem R_1 je spínač SWH1 či SWL1 dle stavu sepnut a spínače SWH2 a SWL2 jsou rozpojeny, a naopak pro testování s odporem R_2 . V cestě odporu R_1 se projeví vnitřní odpor R_{H1} či R_{L1} a v cestě odporu R_2 zas vnitřní odpor R_{H2} či R_{L2} dle jejich

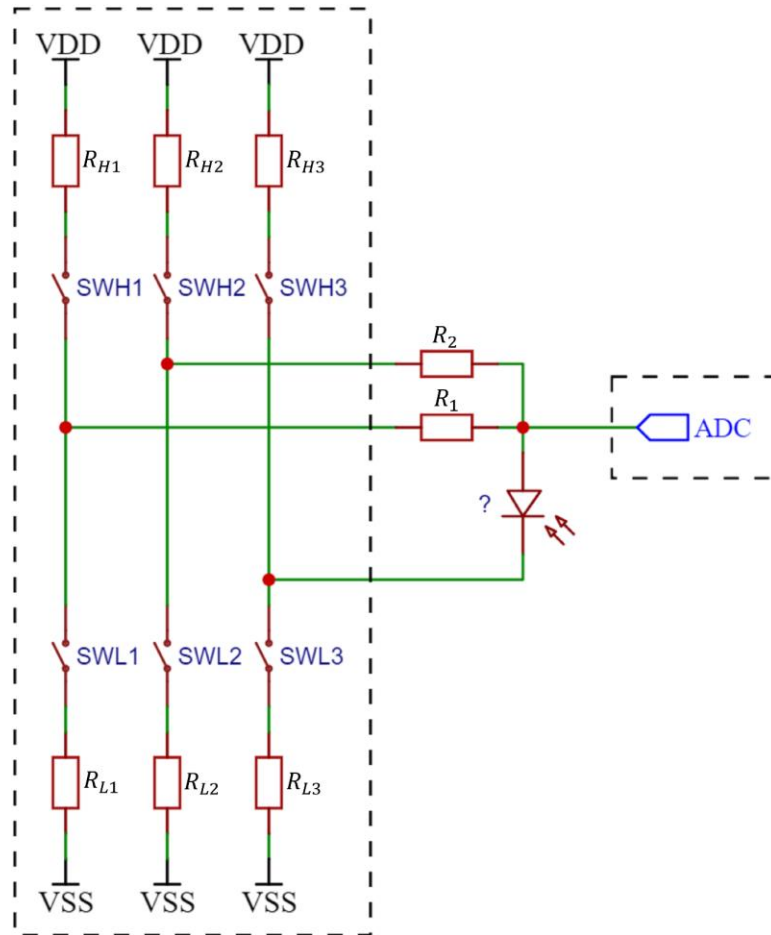
stavu. Záporná svorka má režim GPIO trvale výstupní s přepínanými stavy dle testovaného kvadrantu. U záporné svorky se dále projeví vnitřní odpor R_{H3} či R_{L3} dle jeho stavu. Nastavení ADC je jako při testování rezistorů voleno tak, aby mělo minimální vliv na testování, a bylo jeho vliv možné zanedbat.

Při testování mikrořadič postupuje následovně:

- Test 1. kvadrantu:
 - Prvně připojí R_1 a jeho příslušné GPIO nastaví na log. 1 a GPIO záporné svorky nastaví na log. 0.
 - Pak pomocí ADC odměří prvně vnitřní napětí referenci mikrořadiče jako hodnotu X_{REF} a následně i ustálené napětí na kladné svorce jako hodnotu X_{ADC} .
 - V paměti (na adresách 0x1FFF 75AA - 0x1FFF 75AB, viz. [7]) má mikrořadič uloženou hodnotu vnitřní reference z kalibrace 3,0 V při výrobě, tuto hodnotu označíme X_{REFCAL} . Mikrořadič pak dokáže změřit aktuální hodnotu vlastního napájecího napětí jako $U_N = 3,0 V \cdot \frac{X_{REFCAL}}{X_{REF}}$.
 - Pomocí hodnoty aktuálního napájecího napětí vypočte hodnotu napětí na kladné svorce čtenou ADC jako $U_{ADC} = U_N \frac{X_{ADC} - X_{min}}{X_{max} - X_{min}}$.
 - Díky znalosti tohoto napětí lze dopočítat proud neznámou součástkou při testování 1. kvadrantu rezistorem R_1 jako $I_{1R_1} = \frac{U_N - U_{ADC}}{R_1}$ a pak pomocí něj kompenzovat vliv úbytku na R_{L3} a spočítat odhad napětí na součástce jako $U_{1R_1} = U_{ADC} - I_{1R_1} \cdot R_{L3}$, tak získá bod označený jako $B_1R_1 [U_{1R_1}; I_{1R_1}]$.
 - Pro získání druhého bodu tester opakuje stejný postup měření, ale s rezistorem R_2 . Takový bod je pak označený jako $B_1R_2 [U_{1R_2}; I_{1R_2}]$.
- Test 3. kvadrantu:
 - Opět prvně připojí R_1 , ale jeho GPIO nastavuje na log. 0 a GPIO záporné svorky nastavuje na log. 1. Tím efektivně obrací polaritu měření, které pak probíhá podobně jak pro 1. kvadrant.
 - Opět změří aktuální hodnotu vlastního napájecího napětí U_N .
 - Hodnota napětí na kladné svorce v tomto případě bude referencovaná vůči VDD namísto VSS, tedy bude nabývat záporné hodnoty dle výpočtu jako $U_{ADC} = U_N \left(\frac{X_{ADC} - X_{min}}{X_{max} - X_{min}} - 1 \right)$.
 - Dále dopočítá hodnotu proudu součástkou jako $I_{3R_1} = \frac{-U_N - U_{ADC}}{R_1}$ a kompenzuje vliv úbytku tentokrát na R_{H3} výpočtem napětí na součástce jako $U_{3R_1} = U_{ADC} - I_{3R_1} \cdot R_{H3}$, tak získá bod označený jako $B_3R_1 [U_{3R_1}; I_{3R_1}]$.
 - Pro získání druhého bodu tester opět opakuje stejný postup měření, ale s rezistorem R_2 . Takový bod je pak označený jako $B_3R_2 [U_{3R_2}; I_{3R_2}]$.

- Test 2. a 4. kvadrantu
 - Zas prvně připojí R_1 , a GPIO nastavuje na log. 0, ale GPIO záporné svorky nastavuje na log. 0. Tím efektivně nuluje budící napětí, takže napětí na svorkách musí vygenerovat sama součástka ve 4. kvadrantu.
 - Opět změří aktuální hodnotu vlastního napájecího napětí U_N .
 - Provede odměr ADC.
 - Je-li hodnota vyšší jak nula (případně vyšší jak zvolená dolní mez), součástka generuje kladné napětí, které bude vypočteno jako $U_{ADC} = U_N \frac{X_{ADC} - X_{min}}{X_{max} - X_{min}}$.
 - Pokud je hodnota nulová (či menší jak zvolená dolní mez), implikuje to možnost, že součástka generuje opačnou polaritu napětí, takže mikrořadič nastaví jak GPIO u R_1 tak i GPIO záporné svorky na log. 1. Tím je budící napětí opět nulové, avšak součástka musí generovat napětí tentokrát ve 2. kvadrantu. Napětí bude dále referencované vůči VDD, a tedy bude záporné, kdy bude vypočteno jako $U_{ADC} = U_N \left(\frac{X_{ADC} - X_{min}}{X_{max} - X_{min}} - 1 \right)$.
 - Dále vypočte proud součástkou jako $I_{2;4R_1} = \frac{U_{ADC}}{R_1}$ a dle polarity kompenzuje vliv vnitřního odporu GPIO záporné svorky, kdy pro kladné napětí je kompenzován úbytek na R_{L3} s výpočtem kladného napětí na součástce jako $U_{2;4R_1} = U_{ADC} - I_{2;4R_1} \cdot R_{L3}$, pro záporné napětí je kompenzován úbytek na R_{H3} s výpočtem napětí na součástce $U_{2;4R_1} = U_{ADC} - I_{2;4R_1} \cdot R_{H3}$, tak získává bod označený jako $B_{2;4R_1} [U_{2;4R_1}; I_{2;4R_1}]$.
 - Pro získání druhého bodu tester opět opakuje stejný postup měření, ale s rezistorem R_2 . Takový bod je pak označený jako $B_{2;4R_2} [U_{2;4R_2}; I_{2;4R_2}]$.

Takto získané body charakteristiky součástky B_1R_1 , B_1R_2 , $B_{2;4R_1}$, $B_{2;4R_2}$, B_3R_1 a B_3R_2 dále mikrořadič využije k rozpoznání typu součástky a k případné analýze parametrů jejího modelu dle metod odvozených v kapitole 2.4, Metody rozpoznání a analýz polovodičových součástek.



Obr. 39: Schéma principu realizace metody zatěžovacích přímek (např. pro testování fotodiody).

3.4. Řešení ovládání testeru

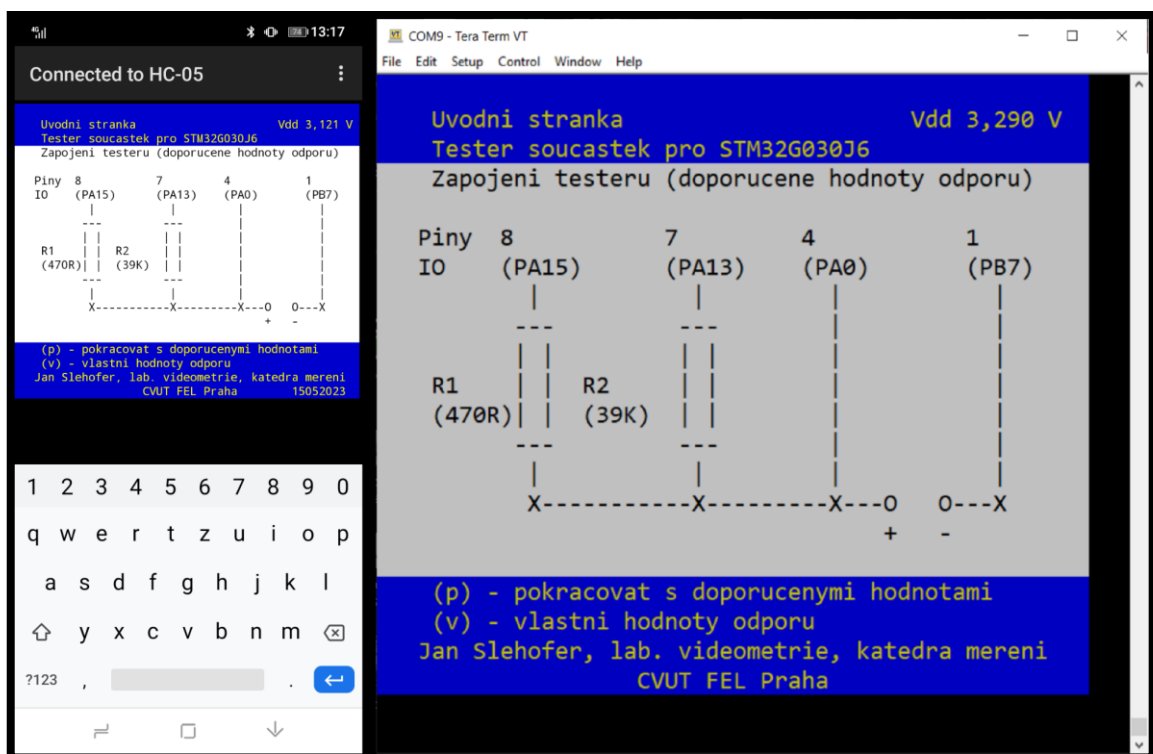
Pro maximalizaci kompatibility testeru s co nejvíce zařízeními je za účelem ovládání testeru a prezentování výsledků testování využívána komunikace prostřednictvím sériové linky vedoucí na periférii UART mikrořadiče. Pomocí sériové linky je vykreslováno grafické uživatelské rozhraní v sériovém terminálu připojeného zařízení a zároveň jsou přijímány a zpracovávány klávesové vstupy od uživatele.

Sériový terminál jde emulovat na mnoha různých zařízeních, a to i bez nutnosti instalace programů, kdy hlavním kandidátem pro osobní počítače je program PuTTY či program Tera Term. Oba využívají COM port počítače či převodník USB-UART a nemusí se instalovat. Pro mobilní telefony je vhodná např. aplikace BlueTerm pro systém Android využívající připojení Bluetooth pomocí převodníku BT-UART (např. HC-05). Některé převodníky USB-UART vyžadují instalaci driveru (např. CH340), což není ve výuce vždy povoleno, takže je vhodné místo nich používat převodníky FTDI, které driver nevyžadují.

Této kapitole budou prvně probrány metody, pomocí kterých bude v terminálu vykreslováno grafické rozhraní pro interakci s uživatelem a implementována reakce na vstup od uživatele. Dále dojde v podkapitolách k rozboru všech stránek a interakce s nimi. A na závěr budou zmíněny funkce testeru a jejich limitace.

3.4.1. ANSI Escape sekvence a vykreslení okna

Pro vykreslování barevného grafického rozhraní jsou využívány tzv. ANSI Escape sekvence, viz. [8]. Tyto sekvence umožňují mazat terminál, nastavovat kurzor na danou pozici v terminálu, změnit barvy písma a změnit barvy pozadí. Díky tomu umožňují v terminálu namísto typického posouvajícího se textu vykreslovat a překreslovat stojící grafické uživatelské rozhraní. Jedná se o sekvenci ASCII znaků, kdy první znak je tzv. „Escape“ znak 27 (v kódu mikrořadiče označen jako \033) a za ním pak znak levé hranaté závorky „[“, tím je v terminálu iniciováno vykonávání sekvence, kdy následující číselné znaky oddělené středníkem určují parametry sekvence a ukončovací písmeno na konci určuje co má být vykonáno. Rozhraní testeru bude využívat hlavně sekvence pro nastavení kurzoru výpisu na danou pozici, mazání displeje a nastavení barev písma a pozadí. Relevantní sekvence jsou uvedené v tab. 1, kdy je prvně uvedena samotná sekvence, následně popis co vykonává a posledně popis relevantních parametrů.



Obr. 40: Snímek obrazovky rozhraní v mobilním telefonu a v PC aplikaci Tera Term

Pro vykreslení barevně rozděleného okna v terminálu mikrořadič prvně odešle sekvenci nastavené barvy pozadí okolí okna, tedy „Esc[0,30,40m“, tím nastaví barvu pozadí v tomto případě na černou, kdy nastavení ostatních parametrů nehraje roli. Následně vymaže terminál pomocí „Esc[2J“, čímž jej celý zaplní černou barvou. Pro vykreslení samotného okna prvně vykreslí záhlaví, tedy odešle „Esc[0,33,44m“, čímž nastaví normální písmo žluté barvy a pozadí písma jakožto modré. Pak pomocí mezer vykreslí záhlaví modrou barvou, konkrétně o šířce 52 znaků (opakovací smyčkou vypíše 52 mezer) a výšce 3 řádků (opakuje výpis mezer na dalších 2 řádcích). Dále kreslí obsah okna, který bude jiné barvy, tedy odešle „Esc[0,30,47m“, čímž nastaví černé písmo na bílém, v terminálech spíše šedém, pozadí. Opět pomocí mezer vykreslí obsah okna o stejné šířce ale výšce 14 řádků a v šedé barvě. Zápatí okna bude stejné barvy jako záhlaví, tedy nastaví barvy odesláním stejné sekvence a pomocí mezer vykreslí stejnou šířku a výšku 4 řádků.

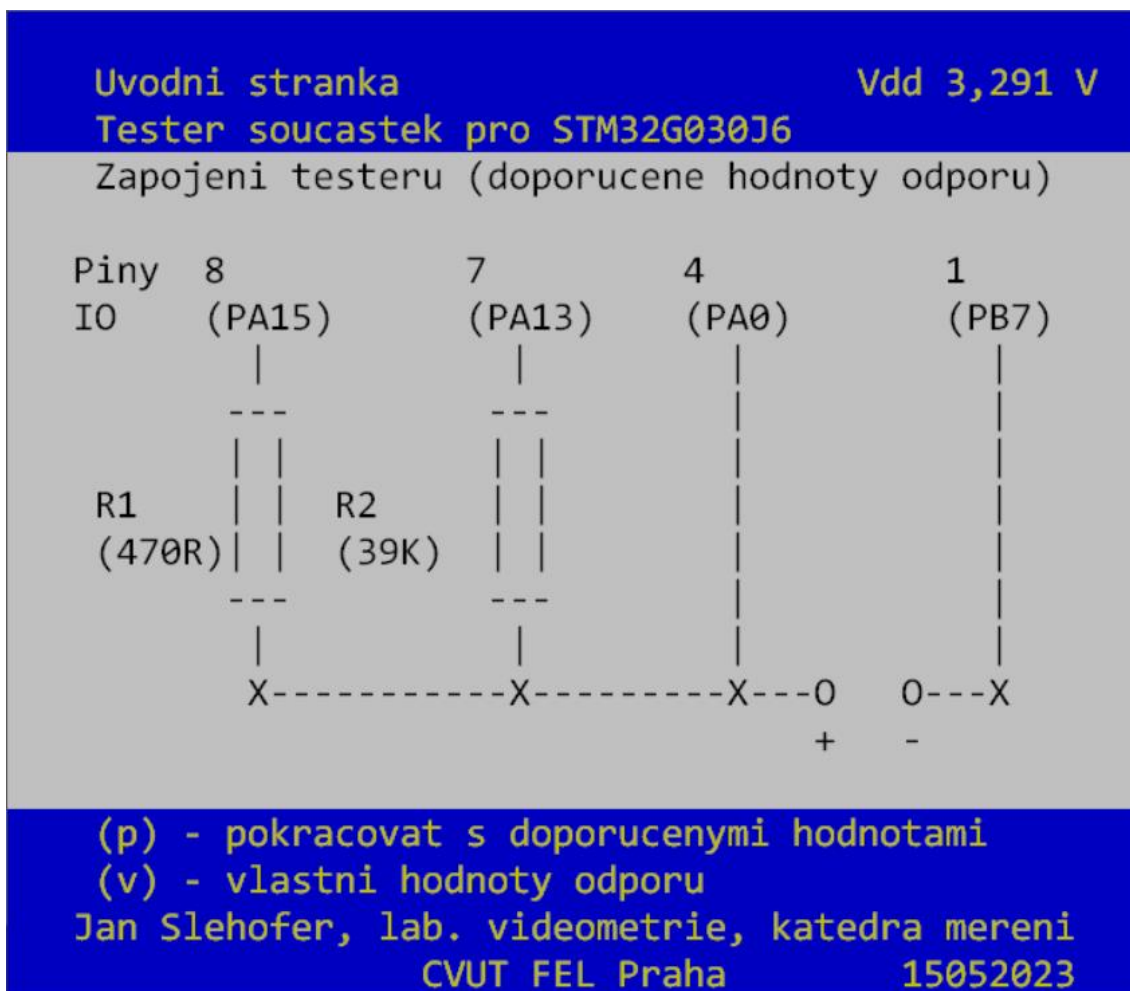
Do hotového okna pak mikrořadič pomocí skoků kurzoru vypíše statický text, kdy do záhlaví vypíše název stránky, název přístroje, pro který mikrořadič je firmware určený, a aktuální hodnotu napájecího napětí mikrořadiče (užitečné při provozu z baterie). Do zápatí pak vypíše ovládací klávesové zkratky a informaci, kde tester vznikl. Dále do okna také vypisuje a přepisuje dynamický text, který uvádí výsledky testování či instrukce pro používání. Příklad výsledného rozhraní je na obr. 40.

Tab. 2: Tabulka ANSI Escape sekvencí relevantních pro implementaci grafického rozhraní.

Esc[y;xf	Nastavení pozice kurzoru výpisu znaků. Skočí kurzorem na předepsanou pozici.	<i>y</i> značí řádek, <i>x</i> značí sloupec, počátek je 0;0
Esc[2J	Výmaz displeje terminálu. Vymaže všechny znaky a vykreslí poslední nastavenou barvu pozadí.	Žádný parametr, řídí dle posledního nastavení barvy pozadí.
Esc[a;b;cm	Nastavení grafického režimu. Nastavuje vlastnost písma, barvu písma a barvu pozadí.	<p><i>a</i> značí vlastnosti písma, kdy:</p> <p>0 – normální písmo 1 – tučné písmo 4 – podtržené písmo Případně ještě 5, 7, 8, které nejsou relevantní.</p> <p><i>b</i> značí barvu písma, kdy:</p> <p>30 – černá 31 – červená 32 – zelená 33 – žlutá 34 – modrá 35 – purpurová 36 – azurová 37 – bílá (šedá)</p> <p><i>c</i> značí barvu pozadí, kdy:</p> <p>40 – černá 41 – červená 42 – zelená 43 – žlutá 44 – modrá 45 – purpurová 46 – azurová 47 bílá (šedá)</p>

3.4.2. Úvodní stránka

Na úvodní stránce, snímek viz. obr. 41, je vyobrazeno zjednodušené schéma zapojení testeru pro kontrolu zapojení s vypsányými čísly a názvy pinů mikrořadiče. Uživatel má dále možnost případně zadat konkrétní hodnoty odporu rezistorů, které používá v obvodu, pomocí stisknutí klávesy ‚v‘ nebo pokračovat s výchozími hodnotami doporučenými ve schématu pomocí klávesy ‚p‘. Pokračováním se uživatel dostane na další stránku, konkrétně stránku prvotního seřízení.



Obr. 41: Snímek obrazovky úvodní stránky v terminálu.

3.4.3. Stránka prvotního seřízení

Stránka prvotního seřízení, viz. obr. 42, uvádí instrukce pro seřízení testeru po jeho sestavení. Uživatel je prvně instruován k ponechání testovacích svorek rozpojených a zmáčknutí klávesy ,o', kdy mikrořadič otestuje rozpojené svorky za účelem kompenzace kapacity přívodních vodičů a odchylek krajních hodnot ADC X_{max} a X_{min} pro odpory R_1 a R_2 .

Dále má uživatel svorky testeru zkratovat a zmáčknout klávesu ,s', kdy mikrořadič testuje vliv odporu přívodních vodičů a vnitřního odporů R_H a R_L GPIO u záporné svorky testeru. Během seřizování je průběh seřízení vypisován pod kolonkou „Debug data:“, kdy první řádek vypíše zjištěné ofsety ADC a druhý řádek zjištěné zkratové odpory, které tester bude využívat při kompenzaci.

Na závěr uživatel pokračuje na další stránku stisknutím klávesy ,p', či ji může stisknout i bez seřizování pro použití výchozích hodnot kompenzace či hodnot kompenzace dosavadního seřízení, pokud se vracel na úvodní stránku. Při pokračování se uživatel dostane na stránku hlavního menu.

```
Prvotni serizeni                                     Vdd 3,291 V
Tester soucastek pro STM32G030J6

1. Nechte testovaci svorky rozpojene a
   zmacknete klavesu (o)
2. Zkratujte testovaci svorky a
   zmacknete klavesu (s)
3. Zmacknete klavesu (p) pro pokracovani
   (pro pouziti defaultu preskocte rovnou na 3)
Debug data:
Open 4,095 k, 4,087 k, 4,000 , 4,000
Zadny kondenzator
Short RL = 32,62 Ohm ,RH = 27,88 Ohm

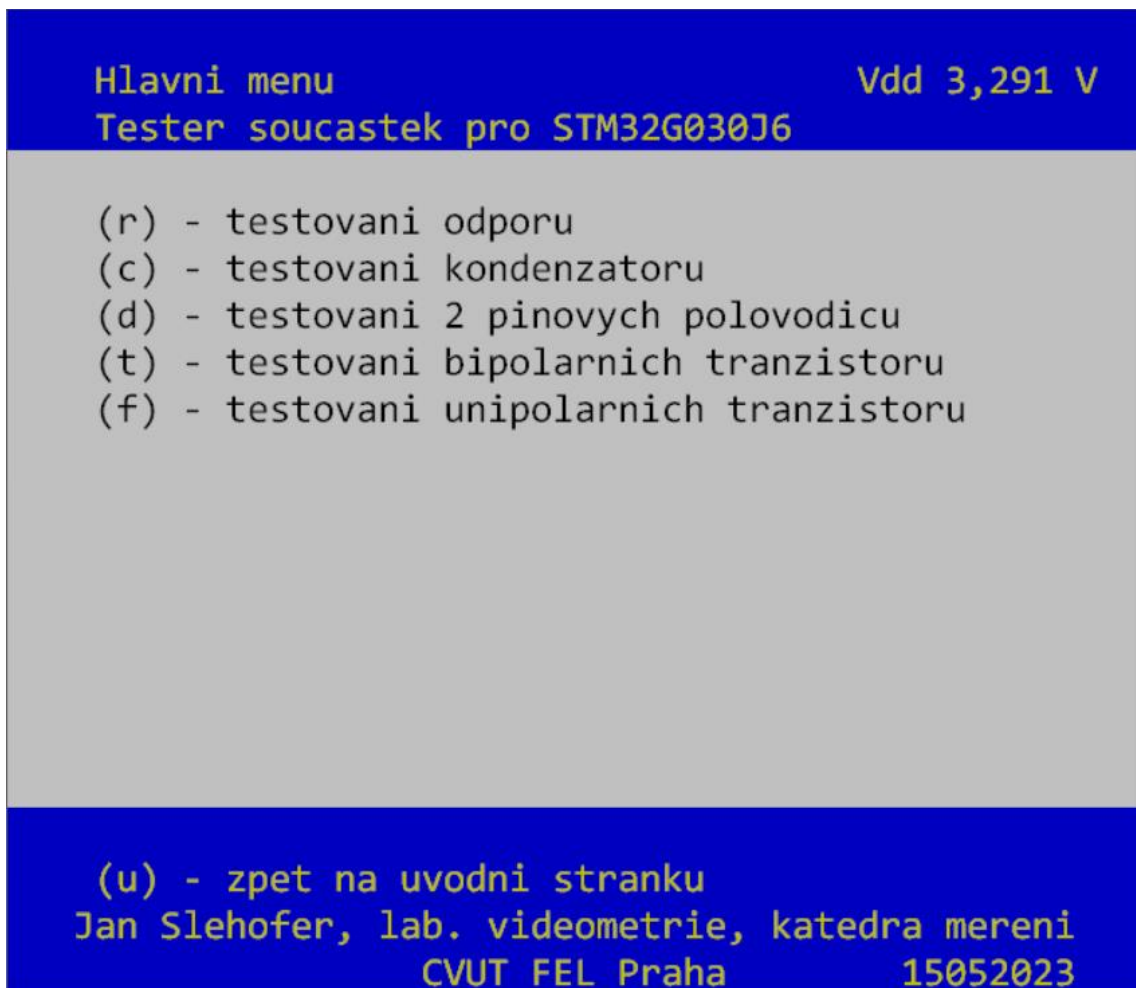
Jan Slehofer, lab. videometrie, katedra mereni
CVUT FEL Praha                                     15052023
```

Obr. 42: Snímek obrazovky stránky prvotního seřízení v terminálu.

3.4.4. Stránka hlavního menu

Stránka hlavního menu, viz. obr. 43, plní funkci rozcestníku funkcí testeru. Funkce, které může uživatel zvolit zahrnují testování rezistorů (odporu) při zmáčknutí klávesy ‚r‘, dále testování kondenzátorů při zmáčknutí klávesy ‚c‘, testování dvousvorkových (2 pinových) polovodičů zmáčknutím klávesy ‚d‘, testování bipolárních tranzistorů zmáčknutím klávesy ‚t‘ a posledně testování unipolárních tranzistorů při zmáčknutí klávesy ‚f‘.

Dále je možný návrat na úvodní stránku testeru pomocí klávesy ‚u‘. To je užitečné například pro opětovnou kontrolu zapojení testeru, zadání jiných hodnot testovacích rezistorů či pro opravu pozadí okna grafického rozhraní v případě změny velikosti terminálu.

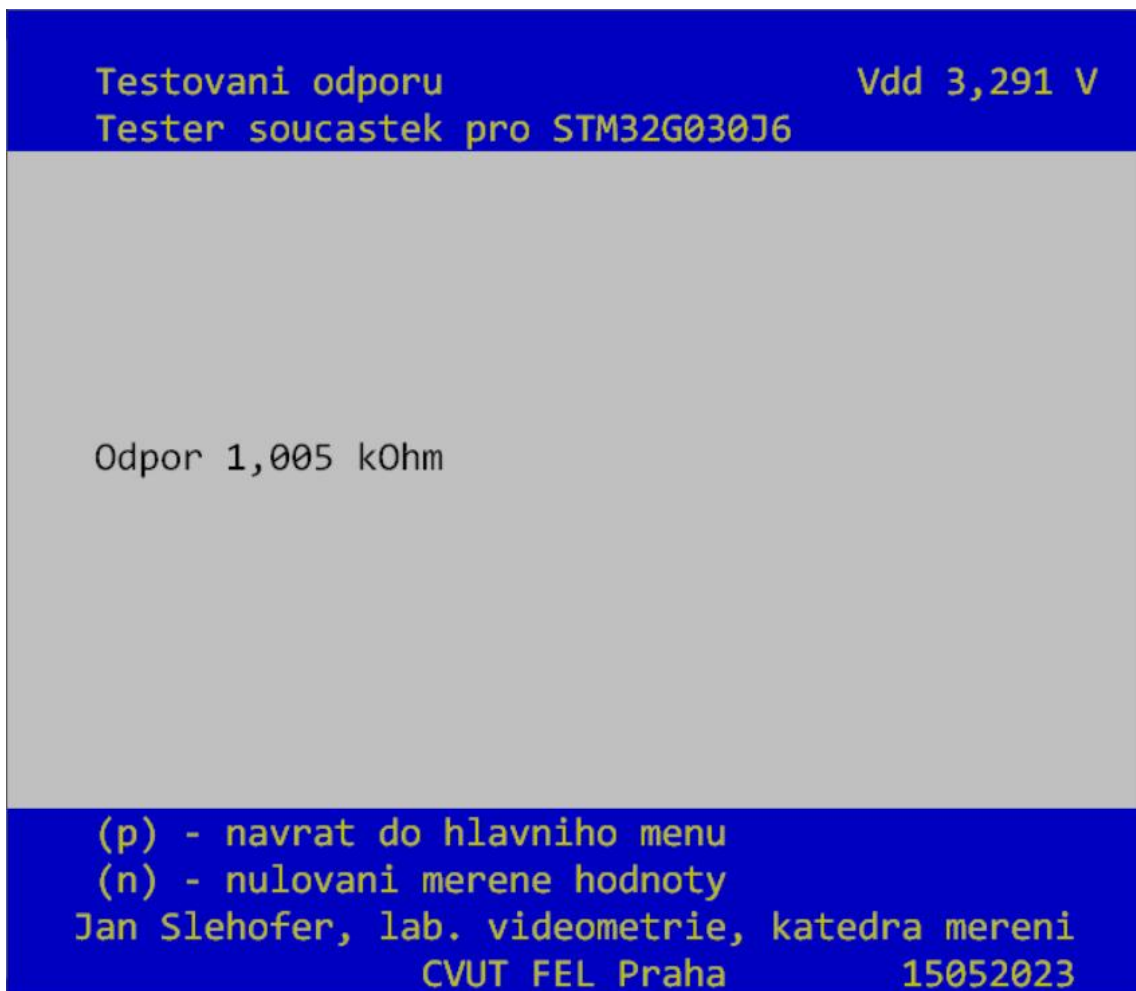


Obr. 43: Snímek obrazovky stránky hlavního menu v terminálu.

3.4.5. Stránka testování rezistorů

Stránka testování odporu, viz. obr. 44, poskytuje rozhraní funkci testování odporu rezistorů srovnávací metodou, která periodicky provádí test připojeného rezistoru a vypisuje otestovanou hodnotu. Rozsah zobrazovaných hodnot je od 10 mΩ až po 30 MΩ, jedná se o krajní extrémy, které omezuje primárně rozlišení ADC v kombinaci se zvolenými testovací rezistory R1 a R2. Prakticky použitelný rozsah bude prozkoumán v kapitole 4.1, ověření testování rezistorů.

Pomocí klávesy ‚n‘ je možné nulovat aktuálně měřenou hodnotu za účelem relativního měření, např. vynulování odporu přívodů, či pozorování změny odporu vůči nějaké hodnotě. Dále lze pomocí klávesy ‚p‘ provést návrat na stránku hlavního menu pro zvolení jiné funkce.



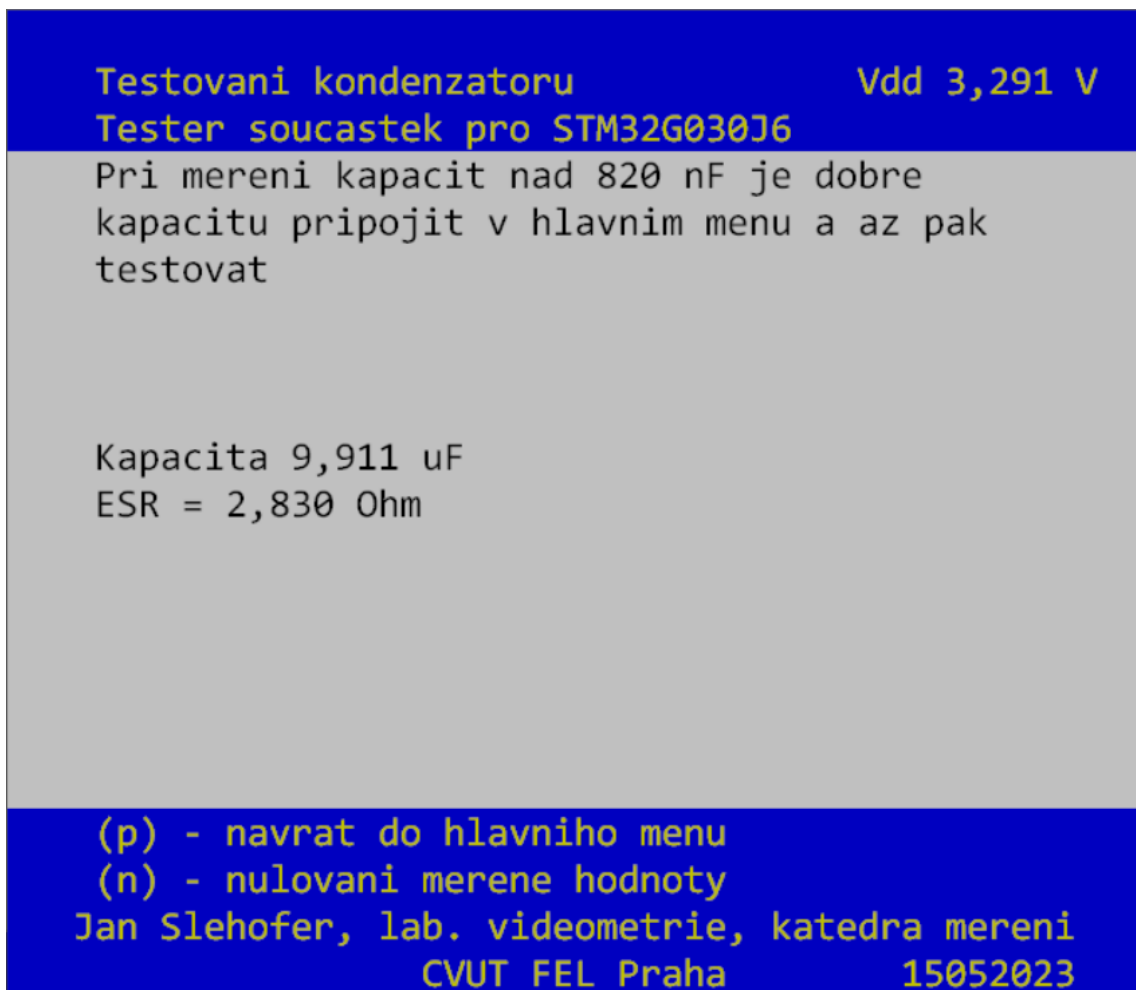
Obr. 44: Snímek obrazovky stránky testování odporu v terminálu.

3.4.6. Stránka testování kondenzátorů

Stránka testování kondenzátorů, viz. obr. 45, poskytuje rozhraní funkci testování kapacity metodou nabíjení na zvolenou úroveň a případně i ESR kondenzátorů metodou přímého měření. Funkce periodicky provádí test připojeného kondenzátoru a vypisuje otestovanou hodnotu. Rozsah zobrazovaných hodnot je od 40 pF až po 1000 μ F, jedná se o krajní extrémy, kdy dolní limit omezuje primárně rychlost ADC v kombinaci se zvolenými testovací rezistory R1 a R2, a horní limit zas doba nabíjení kondenzátoru s nutností ještě delší doby vybíjení před opětovným testováním. Prakticky použitelný rozsah bude prozkoumán v kapitole 4.2, ověření testování kondenzátorů.

Pro kapacity nad 820 nF je také odhadována hodnota ESR v rozsahu od 100 m Ω po 50 Ω .

Pomocí klávesy ‚n‘ je možné opět nulovat aktuálně měřenou hodnotu za účelem relativního měření, např. pozorování změny kapacity vůči nějaké hodnotě. Pomocí klávesy ‚p‘ lze provést návrat na stránku hlavního menu pro zvolení jiné funkce.



Obr. 45: Snímek obrazovky stránky testování kondenzátoru v terminálu.

3.4.7. Stránka testování dvousvorkových polovodičů

Stránka testování dvousvorkových (2 pinových) polovodičů, viz. např. obr. 46, poskytuje rozhraní funkci rozpoznání a analýzy polovodičových součástek z bodů charakteristiky otestovaných metodou zatěžovacích přímek. Tato funkce periodicky provádí test připojeného polovodiče a vypisuje o jaký typ se jedná a jak je na svorky připojen (i s ASCII ilustrací schématické značky připojené na svorky). Dále vypisuje relevantní body charakteristiky a případně i vypočtené parametry matematického modelu součástky.

Pomocí klávesy ‚u‘ může uživatel vynutit funkci univerzálního testu, tedy zobrazení všech 6 otestovaných bodů charakteristiky, např. pro testování nepodporovaného typu polovodiče, kdy hodnoty bodů interpretuje uživatel sám. Stiskem klávesy ‚p‘ dojde k návratu do hlavního menu.

První z rozpoznávaných a testovaných polovodičových součástek je polovodičová dioda. Při rozpoznání polovodičové diody tester vypíše dvojici bodů charakteristiky (B_1R_1 a B_1R_2) v propustné směru označené jako napětí U_d při určitém proudu a vypočítá parametry Shockleyho modelu diody, tedy činitel emise n a saturační proud I_S . Příklad rozpoznané a analyzované diody lze pozorovat na obr. 46, kdy je konkrétně testována polovodičová křemíková dioda 1N4148.

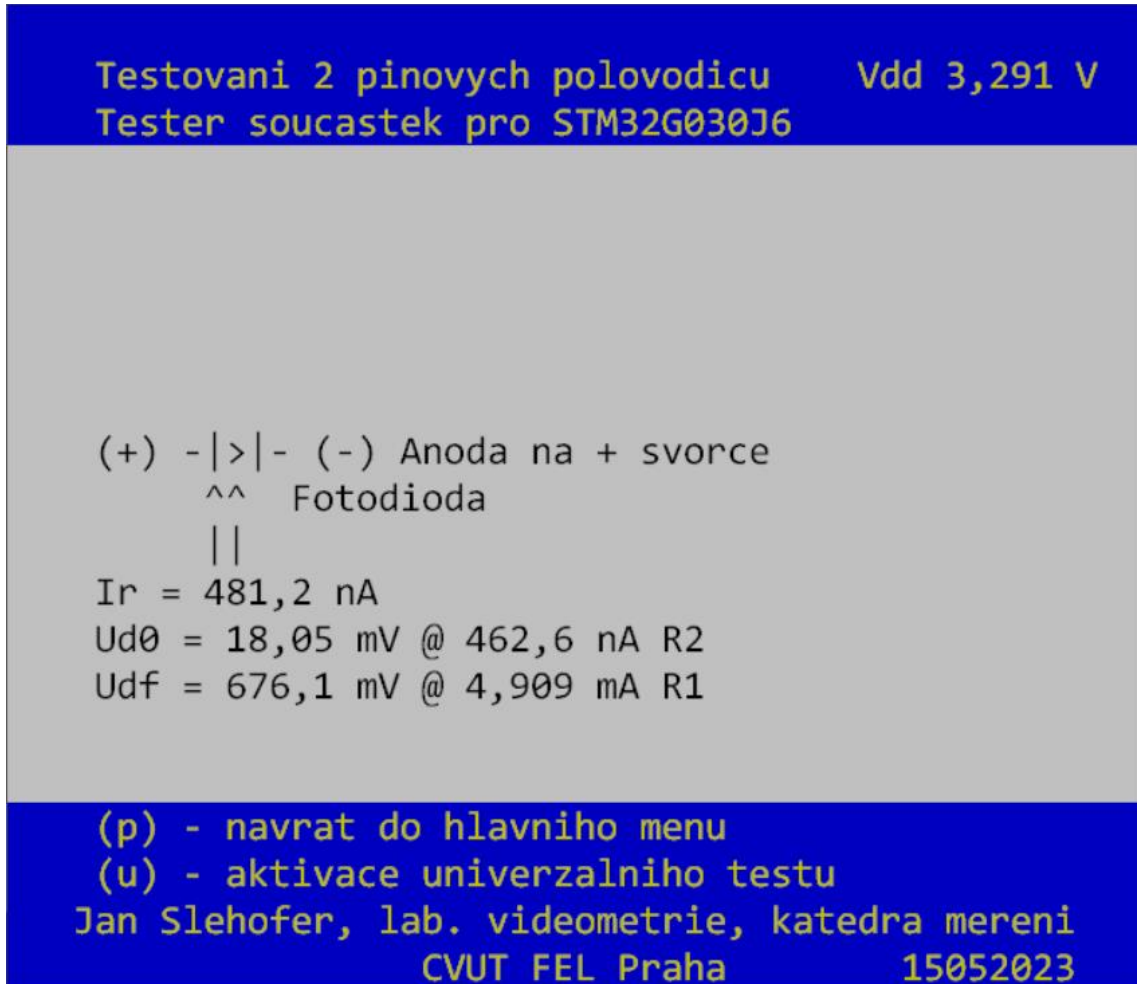
```
Testovani 2 pinovych polovoducu          Vdd 3,291 V
Tester soucastek pro STM32G030J6

(+) -|>|- (-) Anoda na + svorce
      Dioda
Ud = 696,0 mV @ 4,860 mA R1
Ud = 489,5 mV @ 71,71 uA R2
Parametry modelu
n = 1,901 , Is = 3,408 nA

(p) - navrat do hlavniho menu
(u) - aktivace univerzalniho testu
Jan Slehofer, lab. videometrie, katedra mereni
CVUT FEL Praha          15052023
```

Obr. 46: Snímek obrazovky stránky testování polovodičů zobrazující test diody v terminálu.

Další součástka, kterou tester rozpoznává a testuje je křemíková fotodioda. Při jejím rozpoznání tester vypíše proud v závěrném směru I_r , neboli také fotoproud. Dále vypíše jeden bod z charakteristiky ve 4. kvadrantu ležící v průsečíku se zatěžovací přímkou rezistoru R2 ($B_{2;4}R_2$) označený jako napětí U_{d0} při určitém proudu a jeden bod z charakteristiky v 1. kvadrantu (B_1R_1) označený jako U_{df} při určitém proudu, který leží v průsečíku se zatěžovací přímkou odporu R1. Příklad rozpoznané fotodiody lze pozorovat na obr. 47, kdy je testována fotodioda, která je v praktické výuce nejčastěji používána.



Obr. 47: Snímek obrazovky stránky testování polovodičů zobrazující test fotodiody z terminálu.

Poslední součástka, kterou tester rozpoznává a testuje je fototranzistor. U fototranzistoru tester vypisuje jen kolektorový proud I_C . Příklad rozpoznání fototranzistoru je na obr. 48, kdy je testován typ, který je v praktické výuce opět nejčastěji používán.

V případě, že součástku tester nerozpozná, nebo v případě, že uživatel vynutí funkci univerzálního testu, tester vypíše, že součástku nerozpoznal, a vypíše všech 6 bodů charakteristiky (B_1R_1 , B_1R_2 , $B_{2;4}R_1$, $B_{2;4}R_2$, B_3R_1 a B_3R_2). Pro rozpojené svorky testeru jsou výsledné body na obr. 49.

Testovani 2 pinovych polovodicu
Tester soucastek pro STM32G030J6

Vdd 3,291 V

```
(+) - __>- (-) C na + svorce
      ^ ^ Fototranzistor
      | |
Ic = 332,2 uA
```

(p) - navrat do hlavniho menu
(u) - aktivace univerzalniho testu
Jan Slehofer, lab. videometrie, katedra mereni
CVUT FEL Praha 15052023

Obr. 48: Snímek obrazovky stránky testování polovodičů zobrazující test fototranzistoru v terminálu.

Vypsané body charakteristiky na obr. 49 jdou postupně jako:

- B_1R_1 – Průsečík charakteristiky a zatěžovací přímky odporu R1 v 1. kvadrantu
- B_1R_2 – Průsečík charakteristiky a zatěžovací přímky odporu R2 v 1. kvadrantu
- $B_{2;4}R_1$ – Průsečík charakteristiky a zatěžovací přímky odporu R1 v 2./4. kvadrantu
- $B_{2;4}R_2$ – Průsečík charakteristiky a zatěžovací přímky odporu R2 v 2./4. kvadrantu
- B_3R_2 – Průsečík charakteristiky a zatěžovací přímky odporu R2 ve 3. kvadrantu
- B_3R_1 – Průsečík charakteristiky a zatěžovací přímky odporu R1 ve 3. kvadrantu

Jak bylo zmíněné, tyto body může uživatel využít např. k manuální identifikaci a testu neznámé součástky, či chování i složitějšího obvodu připojeného na svorky testeru.

Testovani 2 pinovych polovodicu
Tester soucastek pro STM32G030J6

Vdd 3,291 V

(+) -x- (-) neznama soucastka
Udf = 3,291 V @ <6,000 uA R1
Udf = 3,291 V @ <60,00 nA R2
Ud0 = <1,000 mV @ <6,000 uA R1
Ud0 = <1,000 mV @ <60,00 nA R2
Udr = 3,290 V @ <60,00 nA R2
Udr = 3,291 V @ <6,000 uA R1

(p) - navrat do hlavniho menu

(u) - aktivace univerzalniho testu

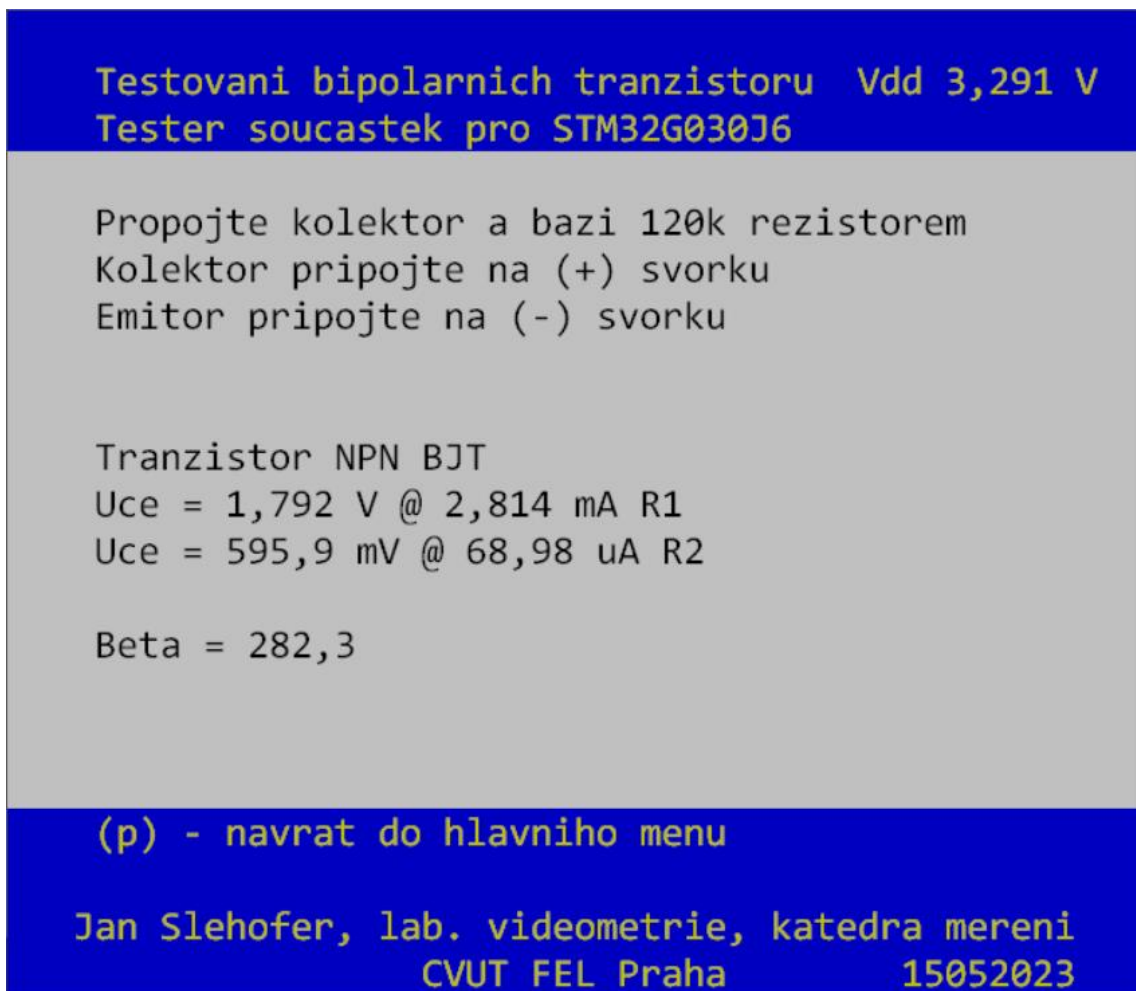
Jan Slehofer, lab. videometrie, katedra mereni
CVUT FEL Praha 15052023

Obr. 49: Snímek obrazovky stránky testování polovodičů zobrazující test neznámé součástky v terminálu.

3.4.8. Stránka testování bipolárních tranzistorů

Stránka testování bipolárních tranzistorů viz. obr. 50, poskytuje rozhraní funkci analýzy základních parametrů bipolárních tranzistorů z bodů charakteristiky otestovaných metodou zatěžovacích přímk. Tato funkce periodicky provádí test připojeného bipolárního tranzistoru a vypisuje, o jaký typ se jedná (NPN či PNP). Dále vypíše dvojici testovaných bodů a vypočtený činitel proudového zesílení β .

Stránka také obsahuje instrukce pro připojení testovaného bipolárního tranzistoru. Stiskem klávesy ‚p‘ dojde k návratu do hlavního menu.

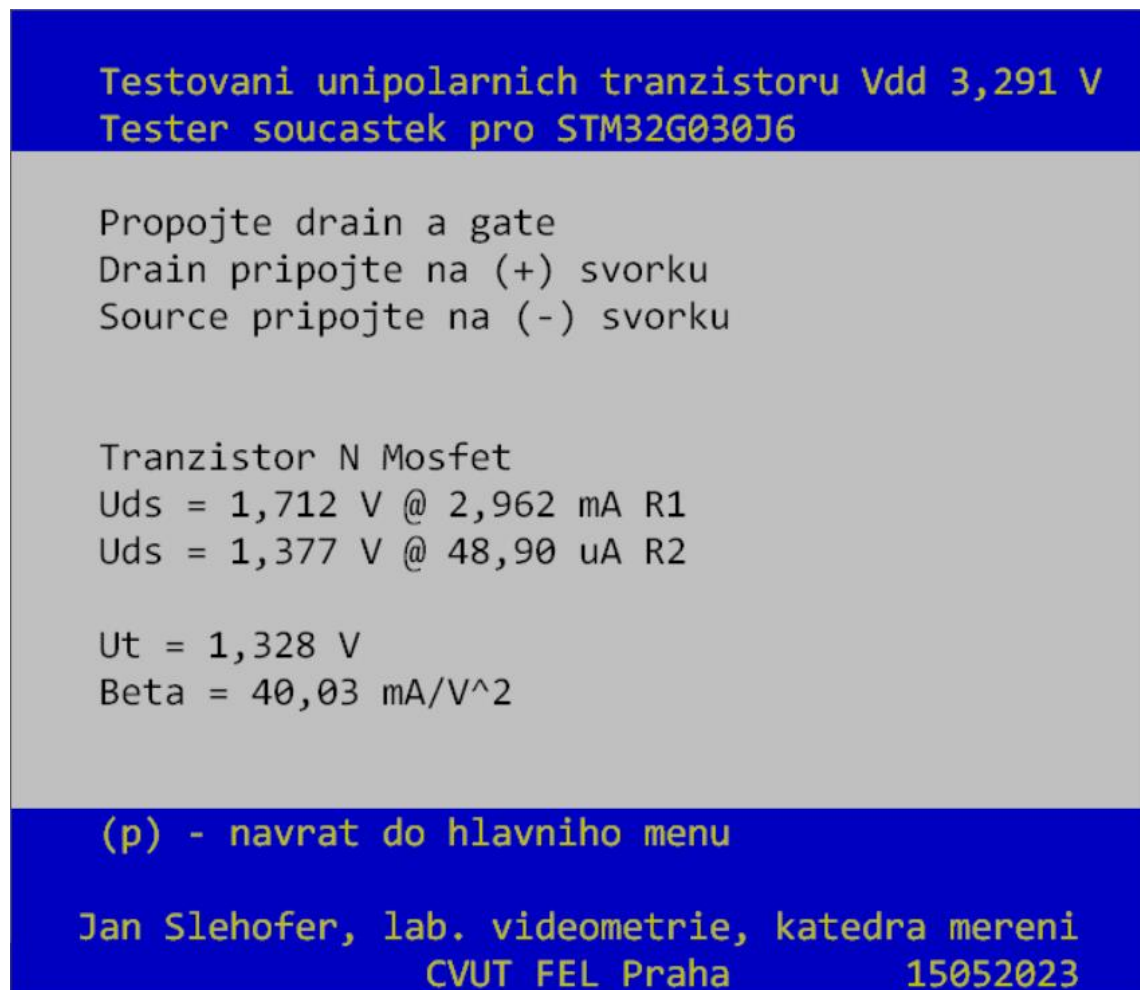


Obr. 50: Snímek obrazovky stránky testování bipolárních tranzistorů zobrazující test NPN tranzistoru v terminálu.

3.4.9. Stránka testování unipolárních tranzistorů

Stránka testování unipolárních tranzistorů viz. obr. 51, poskytuje rozhraní funkce analýzy základních parametrů unipolárních tranzistorů z bodů charakteristiky otestovaných metodou zatěžovacích přímk. Tato funkce periodicky provádí test připojeného unipolárního tranzistoru (konkrétně pouze typu MOSFET) a vypisuje, o jaký typ se jedná (kanál N či P). Dále opět vypíše dvojici testovaných bodů, vypočtenou hodnotu prahového napětí U_T a koeficientu β pro matematický model tranzistoru.

Stránka také obsahuje instrukce pro připojení testovaného unipolárního tranzistoru. Stiskem klávesy ,p‘ dojde k návratu do hlavního menu.



Obr. 51: Snímek obrazovky stránky testování unipolárních tranzistorů zobrazující test N MOSFET v terminálu.

4. Ověření funkcí výsledného testeru

Tester při testování zobrazuje i odhady hodnot základních parametrů testovaných součástek. V této kapitole dojde ke srovnání typických odhadů hodnot vypsanych vzorkem pěti sestavených testerů s referenční hodnotou naměřenou dedikovaným laboratorním přístrojem. Ve srovnání bude pozorovatelná důvěryhodnost odhadů parametrů testerem pro různé součástky a rozsah, který lze považovat konzistentně za věrohodný.

4.1. Ověření funkce testování rezistorů

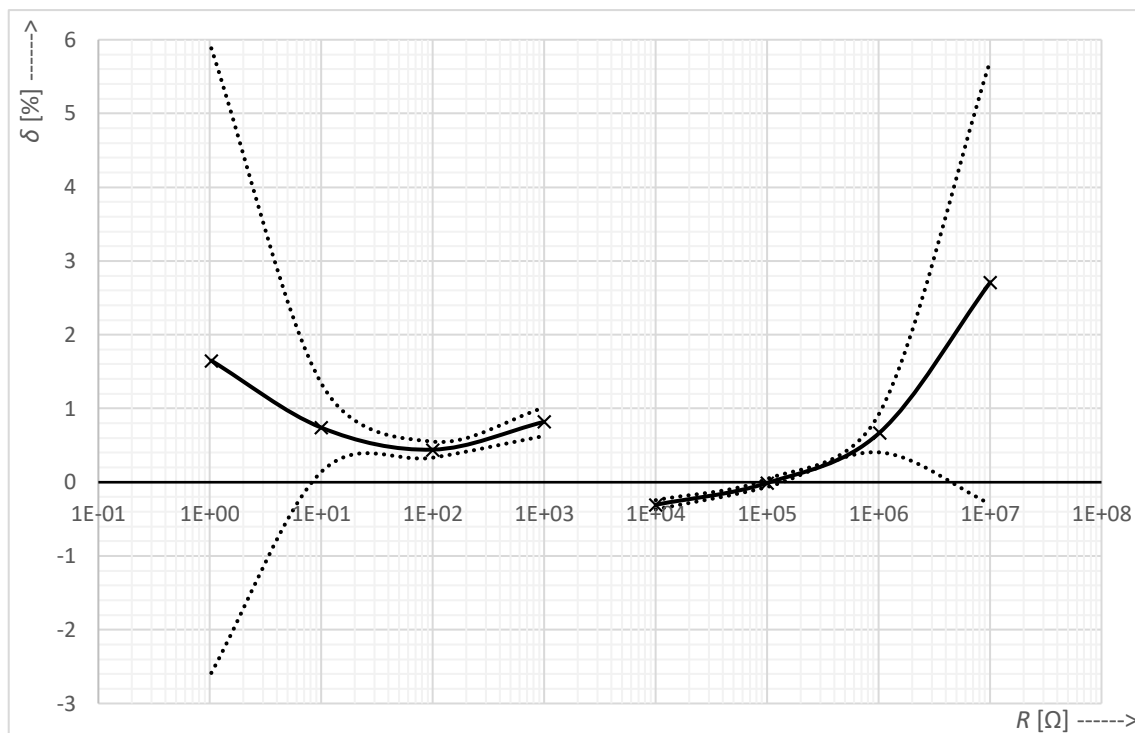
Pro ověření testování rezistorů byly vybrány rezistory metalizované v pouzdru 0207 s 1% tolerancí s dekadickým rozestupem hodnot od 1 Ω po 10 M Ω . Vybrané rezistory byly prvně změřeny laboratorním stolním multimetrem HP HP34401A dvouvodičovou metodou po vynulování odporu přívodních šňůr. Takto naměřené hodnoty slouží jako referenční dále označené jako R_P . Stejně rezistory byly následně otestovány vzorkem pěti sestavených testerů a hodnoty zaznamenány s označením R_{Mi} , kde i je index ověřovaného testeru.

4.1.1. Funkce testování odporu

V tabulce 3 jsou uvedeny změřené hodnoty odporu použitých rezistorů a pak hodnoty odhadů pěti postavených testerů testujících použité rezistory. Dále je uvedena střední hodnota odhadu testerů, která je vypočtena jako $\overline{R_{Mn}} = \frac{1}{n} \sum_{i=0}^n R_{Mi}$, kde $n = 5$ čili počet ověřovaných testerů. Na závěr je v tabulce 2 také uvedena směrodatná odchylka odhadu testerů, která je vypočtena jako $S_n = \sqrt{\frac{1}{n-1} \sum_{i=0}^n (R_{Mi} - \overline{R_{Mn}})^2}$. Z průměrného odhadu jsou vypočítány průměrné relativní chyby odhadů ohraničené směrodatnou odchylkou jako $\delta = 100 \% \cdot \left(\frac{\overline{R_{M5}} \pm S_5}{R_P} - 1 \right)$, které jsou následně vykresleny v grafu na obr. 52, kdy jsou od sebe oddělené průběhy chyby, kdy dolní rozsah hodnot je testovaný interním rezistorem R1 a horní rozsah zas interním rezistorem R2. Z vykreslených relativních chyb odhadů hodnot odporů rezistorů lze pozorovat, že pro hodnoty pod 10 Ω a pro hodnoty nad 1 M Ω , chyba, a hlavně její směrodatná odchylka, prudce narůstá, tedy i klesá důvěryhodnost otestovaných odhadů. Praktický rozsah hodnot, pro které jsou odhady odporů rezistorů otestovaných testery konzistentně s chybou pod 2 % je od 10 Ω po 1 M Ω .

Tabulka 3: Tabulka srovnání naměřených hodnot odporů R_P a hodnot odhadnutých testerem R_M .

R_P [Ω]	R_{M1} [Ω]	R_{M2} [Ω]	R_{M3} [Ω]	R_{M4} [Ω]	R_{M5} [Ω]	$\overline{R_{M5}}$ [Ω]	S_5 [Ω]
1,031	1,05	1,04	0,98	1,07	1,1	1,048	44,38m
9,988	10,04	10,07	9,97	10,11	10,12	10,062	60,58m
99,779	100,2	100,2	100,1	100,2	100,4	100,22	109,5m
996,64	1004	1003	1004	1005	1008	1,0048k	1,924
10,004k	9,976k	9,976k	9,973k	9,963k	9,979k	9,9734k	6,189
100,15k	100,2k	100,1k	100,1k	100,1k	100,2k	100,14k	54,77
1,0239M	1,031M	1,026M	1,032M	1,033M	1,032M	1,0308M	2,775k
10,036M	10,32M	9,84M	10,21M	10,56M	10,61M	10,308M	309,6k



Obr. 52: Graf průběhu průměrné relativní chyby měření odporu s ohraničením směrodatnou odchylkou.

4.2. Ověření funkce testování kondenzátorů

Pro ověření testování kondenzátorů byly vybrány kondenzátory keramické, polypropylénové, polyesterové a elektrolytické s dekadickým rozestupem hodnot od 100 pF po 1000 μ F. Vybrané kondenzátory byly změřeny laboratorním stolním digitálním LCR můstkem Hameg HM8118. Takto naměřené hodnoty slouží jako referenční s označením C_p . Stejné kondenzátory byly následně otestovány testerem a hodnoty zaznamenány s označením C_{Mi} , kde i je index ověřovaného testeru.

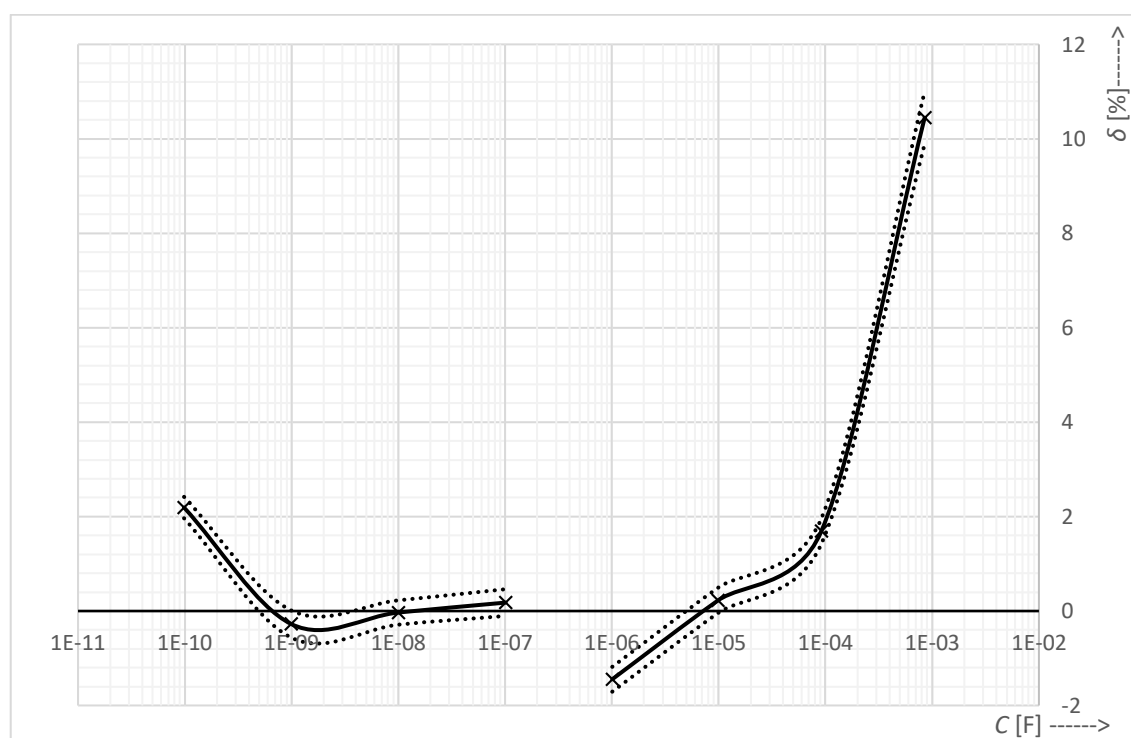
4.2.1. Funkce testování kapacity

V tabulce 4 jsou uvedeny typy použitých kondenzátorů a jejich změřené hodnoty kapacity. Následují hodnoty odhadů pěti postavených testerů testujících použité kondenzátory. Dále je uvedena střední hodnota odhadu testerů, která je vypočtena jako $\overline{C_{Mn}} = \frac{1}{n} \sum_{i=0}^n C_{Mi}$, kde $n = 5$ čili počet ověřovaných testerů. Na závěr je v tabulce 3 také uvedena směrodatná odchylka odhadu testerů, která je vypočtena jako $S_n = \sqrt{\frac{1}{n-1} \sum_{i=0}^n (C_{Mi} - \overline{C_{Mn}})^2}$. Z průměrného odhadu jsou vypočítány průměrné relativní chyby odhadů hodnoty kapacit ohraničené směrodatnou odchylkou jako $\delta = 100 \% \cdot \left(\frac{\overline{C_{M5}} \pm S_5}{C_p} - 1 \right)$, které jsou následně vykresleny v grafu na obr. 52, kdy jsou od sebe oddělené průběhy chyby, kdy dolní rozsah hodnot je testovaný interním rezistorem R2 a horní rozsah zas interním rezistorem R1. Z vykreslených relativních chyb odhadů hodnot kapacity kondenzátorů lze pozorovat, že pro hodnoty pod a včetně 100 pF a pro hodnoty nad 100 μ F, chyba prudce narůstá, tedy i klesá důvěryhodnost otestovaných odhadů. Směrodatná odchylka

odhadu kapacity je poměrně nízká a téměř neměnná, implikující konzistentní chování napříč testery. Praktický rozsah hodnot, pro které jsou odhady kapacity kondenzátorů otestovaných testery konzistentně s chybou pod 3 % je od 100 pF po 100 μ F.

Tabulka 4: Tabulka srovnání naměřených hodnot kapacit C_P a hodnot odhadnutých testerem C_M .

Typ	C_P [F]	C_{M1} [F]	C_{M2} [F]	C_{M3} [F]	C_{M4} [F]	C_{M5} [F]	$\overline{C_{M5}}$ [F]	S_5 [Ω]
Keramický 50 V	98,423p	100,7	100,9	100,5	100,3	100,5	100,58p	0,228p
Polypropylén 400 V	993,98p	993,2	994,6	991,2	987,3	989,9	991,24p	2,848p
Polyester 100 V	10,002n	10,02n	10,03n	9,993n	9,968n	9,983n	9,9988n	25,76p
Polyester 100 V	100,9n	101,3n	101,4n	101,1n	100,7n	100,9n	101,08n	286,4p
Polypropylén 100 V	1,0086 μ	996,3n	996,5n	994,8n	991,4n	991,1n	994,02n	2,615n
Elektrolytický 25 V	9,88 μ	9,931 μ	9,921 μ	9,909 μ	9,868 μ	9,882 μ	9,9022 μ	26,49n
Elektrolytický 50 V	91,588 μ	93,39 μ	93,35 μ	93,18 μ	92,84 μ	92,91 μ	93,134 μ	250,5n
Elektrolytický 25 V	850,72 μ	945,4 μ	943,3 μ	940,9 μ	933,9 μ	934,4 μ	939,58 μ	5,209 μ



Obr. 53: Graf průběhu průměrné relativní chyby měření kapacity s ohraničením směrodatnou odchylkou.

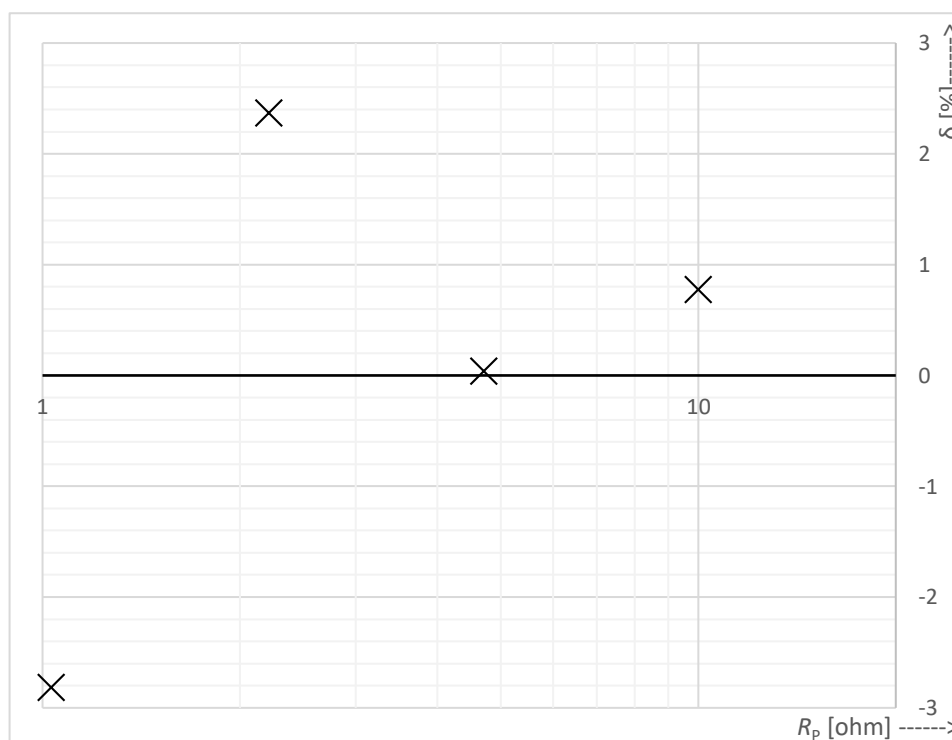
4.2.2. Funkce testování ESR

Testování ESR je vedlejší funkcí a její věrohodnost není až tak kritická pro účely této práce. Avšak byl proveden test linearity, kdy byl vybrán kondenzátor o velké kapacitě a velmi malé hodnotě ESR (Elektrolytický kondenzátor 1000 μ F 25 V typ LOW ESR), a v sérii s ním byly zapojovány rezistory o známých hodnotách odporu R_P . Při porovnání přírůstku známé hodnoty odporu v sérii s kondenzátorem ΔR_P a přírůstku hodnoty otestované testerem ΔR_{ESR} lze pozorovat linearitu odhadu R_{ESR} , viz. tabulka 5 či obr. 54. V posledním sloupci tabulky byla

dopočtena relativní chyba přírůstku vypočtena jako $\delta = 100 \% \cdot \left(\frac{\Delta R_{ESR}}{\Delta R_P} - 1\right)$. V tabulce je možné pozorovat, že relativní chyby přírůstků se drží pod 3 %, a odhad ESR lze pro účely výuky považovat za lineární.

Tabulka 5: Tabulka srovnání přírůstků R_P a přírůstků odhadu testerem R_{ESR} .

$R_P[\Omega]$	$R_{ESR}[\Omega]$	$\Delta R_P[\Omega]$	$\Delta R_{ESR}[\Omega]$	$\delta [\%]$
0	0,101	x	x	x
1,031	1,103	1,031	1,002	-2,8128
2,211	2,311	1,18	1,208	2,372881
4,706	4,807	2,495	2,496	0,04008
9,988	10,13	5,282	5,323	0,776221



Obr. 54: Graf linearity odhadu R_{ESR} .

4.3. Ověření metod pro testování polovodičů

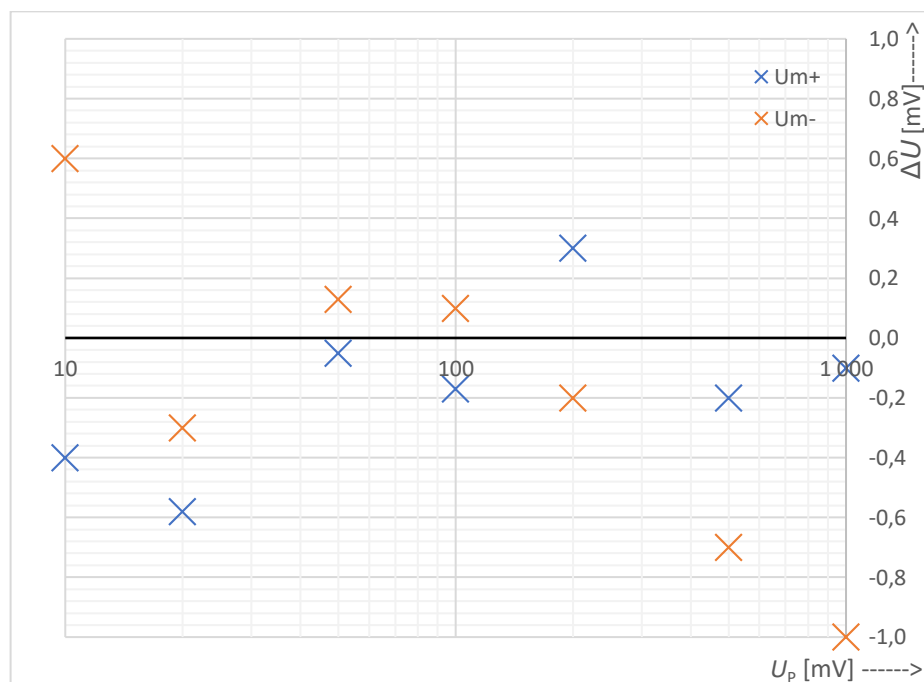
Při testování polovodičů jsou veškeré ostatní obvodové veličiny odvozené od hodnot naměřeného napětí na kladné svorce a hodnot odporů rezistorů v obvodu testeru. Pro ověření testování polovodičů se zaměříme právě na věrohodnost měření napětí na svorkách testeru, kdy samotné ověření bude spočívat v připojení zdroje známého napětí U_P v rozsahu 10 mV až 1 V na svorky testeru v kladné a záporné orientaci, a použití funkce testování 2. a 4. kvadrantu pro zobrazení odhadu napětí na svorkách testerem dále označené jako U_M . Jako zdroj napětí je použit regulovatelný zdroj 0 – 10 V vyrobený ve vývojových laboratořích ČVUT Poděbrady, jehož výstup je kontrolován pomocí multimetru HP34401A. Z důvodu časové náročnosti tohoto ověření byl pro účely tohoto testu ověřen jen jeden tester, ačkoliv by nepochybně byl vhodnější větší vzorek testerů jako byl využit u předchozích ověření.

4.3.1. Ověření měření napětí na svorkách testeru

V tabulce 6 jsou uvedeny hodnoty napětí U_P přivedených na svorky testeru ze zdroje napětí a hodnoty napětí U_M , které ověřovaný tester zobrazil. Dále je vypočtena absolutní odchylka odhadu hodnoty jako $\Delta U = U_M - U_P$. Z hodnot odchylky vynesných v obr. 55, lze pozorovat, že se odchylka odhadu napětí v celém testovaném rozsahu 10 mV až 1 V drží pod 1 mV v obou směrech.

Tabulka 6: Tabulka srovnání hodnoty napětí U_P a odhadu napětí testerem U_M .

U_P [mV]	U_M [mV]	ΔU [mV]
-1000	-999	1
-500	-499,3	0,7
-200	-199,8	0,2
-100	-100,1	-0,1
-50	-50,13	-0,13
-20	-19,7	0,3
-10	-10,6	-0,6
10	9,6	-0,4
20	19,42	-0,58
50	49,95	-0,05
100	99,83	-0,17
200	200,3	0,3
500	499,8	-0,2
1000	999,9	-0,1



Obr. 55: Graf absolutní odchylky měření napětí na svorkách testeru.

5. Používání testeru s chytrým telefonem

Nad rámec zadání bylo také vyzkoušeno používání testeru s chytrým telefonem, kdy je využit převodník BT-UART a Bluetooth rozhraní chytrého telefonu. Dále je využito i napájení testeru z dvojice AA 1,5V baterií. Pro ovládání testeru a zobrazení pseudografického rozhraní je využita mobilní aplikace BlueTerm 3 pro systém Android.

Pro sestavený tester byl zvolen převodník BT-UART s označením HC-05, který lze běžně zakoupit. Tento převodník podporuje rychlost UART až 115200 Baud, tedy stejnou rychlost, kterou i využívá tester pro komunikaci. Avšak v základu je nastaven jen na 9600 Baud, je tedy nutné jej přenastavit. Pro přenastavení je nutné připojit převodník USB-UART a během připojování k počítači (tedy i napájení) držet tlačítko na HC-05. Tím se převodník přepne do režimu konfigurace, kdy je možné jej pomocí sériové linky s rychlostí 38400 Baud konfigurovat. Pro ověření, že je převodník v režimu konfigurace, je vhodné pomocí sériového terminálu v připojeném počítači odeslat zprávu „AT“, převodník by měl odpovědět zprávu „OK“. Dalším projevem, že je převodník v režimu konfigurace je pomalejší blikání LED na převodníku s periodou zhruba 2 s. Pro výpis aktuální nastavené rychlosti přenosové rychlosti převodníku slouží příkaz „AT+UART“, kdy převodník odpoví např. „+UART:9600“. Pro změnu slouží příkaz „AT+UART=115200“, při úspěšném vykonání převodník odpoví „OK“. Další užitečný příkaz je „AT+NAME=NovyNazev“, kdy je možné zadat převodníku vlastní název, pod kterým se bude prezentovat ve vyhledávání BT zařízení. Pro opuštění konfiguračního režimu stačí odpojit a připojit napájení bez stisku tlačítka na převodníku.

Převodník bez připojení rychle bliká svou LED, po připojení začne blikat pomaleji s periodou zhruba 2 s. Příklad výsledného sestaveného testeru komunikujícího s mobilním telefonem přes Bluetooth a provozovaného z baterií je na obr. 56.



Obr. 56: Fotografie testeru provozovaného z baterie a komunikujícího přes Bluetooth.

6. Zhodnocení dosažených výsledků

Pro účely realizace testeru byly odvozeny metody testování základních parametrů součástek jako jsou rezistory, kondenzátory, diody, LED, tranzistory, fototranzistory a fotodiody. V případě diod, LED, fototranzistorů a fotodiod je i automaticky rozpoznává, to je užitečné hlavně ve výuce, kde si tyto součástky studenti často pletou, protože bývají ve velice podobných čírych pouzdrech.

Výsledný tester si může každý student sestavit sám na nepájivém poli, potřebuje k tomu jen kterýkoliv mikrořadič řady STM32G031/G030 (je doporučeno pouzdro SO8), firmware dostupný na stránkách <https://embedded.fel.cvut.cz> (firmware pro SO8 lze bezproblémově provozovat na libovolném mikrořadiči dané řady s pár limitacemi, viz. 3.2.2), zdroj napájení, převodník USB-UART či BT-UART a dvojici rezistorů. Ovládání testeru a zobrazení výsledků testování probíhá prostřednictvím pseudografického rozhraní v připojeném terminálu s podporou ANSI Escape sekvencí, který může běžet ve formě emulátoru na PC s USB připojením převodníku USB-UART či na mobilním telefonu s Bluetooth pomocí převodníku BT-UART.

V případě testování rezistorů dokáží sestavené testery na bázi mikrořadičů STM32G030J6 (pouzdro SO8) testovat rozsah odporu od 10 mΩ po 30 MΩ, kdy bylo se vzorkem pěti testerů ověřeno, že konzistentně s chybou pod 2 % testují rozsah od 10 Ω po 1 MΩ. Testováním kapacit kondenzátorů testery pokrývají rozsah od 40 pF po 1000 μF, kdy bylo se vzorkem pěti testerů ověřeno, že konzistentně s chybou pod 3 % testují rozsah od 100 pF po 100 μF. V případě testování kondenzátorů je pro kondenzátory s kapacitou 820 nF a vyšší také odhadována hodnota ESR v rozsahu od 100 mΩ do 50 Ω, kdy v rozsahu 1 Ω až 10 Ω byla ověřena linearita jakožto lepší jak 3 %.

Testování dvousvorkových polovodičových součástek rozpoznává a testuje diody, LED, fototranzistory a fotodiody, kdy u diod vypočítá i parametry jejího matematického modelu ve formě Schockleyho rovnice. Testování tranzistorů vyžaduje znát přibližné rozložení vývodů tranzistoru, aby jej bylo možné převést na dvou svorkovou součástku dle instrukcí, které uvádí rozhraní testeru. V případě bipolárních tranzistorů pak tester rozpozná typ NPN či PNP a vypočítá odhad činitele proudového zesílení β . V případě unipolárních tranzistorů tester testuje pouze MOSFET s indukovaným kanálem N či P, kdy vypočítá prahové napětí U_T a koeficient β matematického modelu tranzistoru. Vypočtené parametry vybraných polovodičových součástek lze zadat do obvodových simulátorů, např. do webového simulátoru Falstad CircuitJS, kde je pak možné simulovat chování součástky blízké reálně otestované součástce. Tester polovodičové součástky testuje metodou zatěžovacích přímek, kdy napětí na součástce je odměřeno pomocí ADC mikrořadiče a proud součástkou je dopočítán z hodnoty napájecího napětí a hodnoty jednoho ze dvou testovacích rezistorů. Při ověření odměřů napětí v rozsahu 10 mV až 1 V byla maximální absolutní chyba odměru okolo 1 mV.

Tester lze i provozovat z dvojice AA baterií, kdy jejich napětí je blízké doporučenému napájení mikrořadiče 3,3 V a mikrořadič i své napájecí napětí sám měří a dle jeho hodnoty přepočítává hodnoty z ADC pro správný odhad parametrů součástek. To je užitečné hlavně v kombinaci s převodníkem BT-UART, kdy je pak tester plně přenosný a ovládání je plně bezdrátové např. prostřednictvím mobilního telefonu.

7. Závěr

V úvodní kapitole této práce byly odvozeny metody použitelné pro testování součástek jako jsou rezistory, kondenzátory, diody, LED, tranzistory, fototranzistory a fotodiody. Pro diody, LED, fototranzistory a fotodiody poskytla i odvození metod automatického rozpoznání, a pro diody a tranzistory byly odvozeny metody analýzy parametrů za účelem výpočtu parametrů základních matematických modelů, tedy u diod parametry pro Schockleyho rovnici, u tranzistorů bipolárních činitel proudového zesílení β a u MOSFET hodnotu prahového napětí U_T a koeficientu β matematického modelu tranzistoru. Takové hodnoty parametrů lze zadat do většiny obvodových simulátorů, což umožňuje simulaci chováním blízkou konkrétní otestované součástce.

V následující kapitole byly odvozené metody implementovány v realizaci testeru součástek s využitím mikrořadičů STM32G031/G030, konkrétně s mikrořadičem STM32G030J6. Kromě napájeného mikrořadiče tester vyžaduje pouze dvojici rezistorů a připojený převodník UART rozhraní tedy USB-UART či BT-UART. Díky výsledné obvodové jednoduchosti si může každý student snadno tester sestavit na nepájivém poli, kdy tester ovládá prostřednictvím pseudografického rozhraní v sériovém terminálu, který podporuje ANSI Escape sekvence. Ten může být emulován na PC či na mobilním telefonu.

Ve čtvrté kapitole bylo provedeno ověření testování součástek, kdy byl srovnán vzorek pěti testerů sestavených na nepájivém poli s laboratorním měřicím přístrojem. Při testování odporu rezistorů tester odhaduje hodnoty odporu v rozsahu od 10 m Ω do 30 M Ω , kdy nejkonzistentnější rozsah napříč testery byl od 10 Ω až po 1 M Ω s typickou relativní chybou v porovnání s laboratorním přístrojem nižší jak 2 %. Při testování kapacity kondenzátorů tester odhaduje hodnotu kapacity v rozsahu od 40 pF po 1000 μ F, kdy nejkonzistentnější rozsah ověřených testerů byl od 100 pF po 100 μ F s typickou relativní chybou nižší jak 3 %. Testování polovodičových součástek spoléhá na odměr napětí na testované součástce pro dopočet hodnot proudu součástkou, kdy v rozsahu napětí 10 mV až 1 V byla nejvyšší absolutní chyba odměru okolo 1 mV.

Zadání práce bylo splněno v plném rozsahu. Výsledný návrh testeru se uplatní hlavně v laboratorní výuce či při realizaci samostatných projektů studenty, kdy poskytne dobrý odhad parametrů použité součástky a případně i pomůže rozeznat vizuálně podobné součástky od sebe. Dále je možné využít odhad parametrů polovodičových součástek pro jejich přesnější simulaci v obvodových simulátorech pro praktické i demonstrační účely.

8. Použitá literatura

- [1] NEUGEBAUER, P. Rozhovor s doc. Janem Fischerem: ETC se představuje. In: *Intranet FEL ČVUT* [online]. [cit. 2023-05-19]. Dostupné z: <https://intranet.fel.cvut.cz/cz/aktuality/2022/etc-fischer/etc-fischer-20.jpg>
- [2] SHOCKLEY, W. The Theory of p-n Junctions in Semiconductors and p-n Junction Transistors. *Bell System Technical Journal*. 1949, **28**(3), 435-489. ISSN 00058580. Dostupné z: doi:10.1002/j.1538-7305.1949.tb03645.x
- [3] SEDRA, Adel S. a Kenneth C. SMITH. *Microelectronic circuits*. 5th ed. New York: Oxford University Press, 2004. ISBN 978-0-19-514251-8.
- [4] STM32G031x4/x6/x8 Datasheet. In: *STMicroelectronics* [online]. 2021 [cit. 2023-01-21]. Dostupné z: <https://www.st.com/resource/en/datasheet/stm32g031j6.pdf>
- [5] HUMPLOVÁ, Zuzana. *Analýza chovania vstupov prevodníkov ADC v mikroradičoch STM32* [online]. Praha, 2022 [cit. 2023-05-18]. Dostupné z: <https://dspace.cvut.cz/handle/10467/101650>. Bakalářská práce. FEL ČVUT. Vedoucí práce Doc. Ing. Jan Fischer, CSc.
- [6] *STMicroelectronics AN2834 Application note: How to get the best ADC accuracy in STM32 microcontrollers* [online]. 2022 [cit. 2023-05-18]. Dostupné z: https://www.st.com/resource/en/application_note/cd00211314-how-to-get-the-best-adc-accuracy-in-stm32-microcontrollers-stmicroelectronics.pdf
- [7] *STMicroelectronics RM0454 Reference manual: STM32G0x0 advanced Arm®-based 32-bit MCUs* [online]. 2020 [cit. 2023-05-18]. Dostupné z: https://www.st.com/resource/en/reference_manual/rm0454-stm32g0x0-advanced-armbased-32bit-mcus-stmicroelectronics.pdf
- [8] ANSI Escape sequences: (ANSI Escape codes). In: *ASCII-Table* [online]. 2011 [cit. 2023-01-21]. Dostupné z: <https://web.archive.org/web/20110525032501/http://asciitable.com/ansi-escape-sequences.php>