

**ČESKÉ VYSOKÉ  
UČENÍ TECHNICKÉ  
V PRAZE**

**FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ**



**BAKALÁŘSKÁ PRÁCE**

**2025**

**MAREK  
JANÁS**

České vysoké učení technické v Praze

Fakulta elektrotechnická

Katedra elektroenergetiky



Bakalářská práce

Modelování zdroje pro indukční ohřev s vakuovými  
elektronkami

Modeling the source for induction heating with vacuum tubes

Autor: Marek Janás

Vedoucí práce: doc. Dr. Ing. Jan Kyncl

Studijní program: Elektrotechnika, Energetika a Management – Aplikovaná Elektrotechnika

Praha 2025

# Oficiální zadání práce:



## ZADÁNÍ BAKALÁŘSKÉ PRÁCE

### I. OSOBNÍ A STUDIJNÍ ÚDAJE

Příjmení: **Janás** Jméno: **Marek** Osobní číslo: **516549**  
Fakulta/ústav: **Fakulta elektrotechnická**  
Zadávající katedra/ústav: **Katedra elektroenergetiky**  
Studijní program: **Elektrotechnika, energetika a management**  
Specializace: **Aplikovaná elektrotechnika**

### II. ÚDAJE K BAKALÁŘSKÉ PRÁCI

Název bakalářské práce:

**Modelování zdroje pro indukční ohřev s vakuovými elektronkami**

Název bakalářské práce anglicky:

**Modeling the source for induction heating with vacuum tubes**

Jméno a pracoviště vedoucí(ho) bakalářské práce:

**doc. Dr. Ing. Jan Kyncl katedra elektroenergetiky FEL**

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

Datum zadání bakalářské práce: **29.01.2025**

Termín odevzdání bakalářské práce: **23.05.2025**

Platnost zadání bakalářské práce: **20.09.2026**



podpis vedoucí(ho) ústavu/katedry



podpis proděkana(ky) z pověření 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

\_\_\_\_\_  
Janás Marek  
Podpis studenta

## I. OSOBNÍ A STUDIJNÍ ÚDAJE

Příjmení: **Janás** Jméno: **Marek** Osobní číslo: **516549**  
Fakulta/ústav: **Fakulta elektrotechnická**  
Zadávající katedra/ústav: **Katedra elektroenergetiky**  
Studijní program: **Elektrotechnika, energetika a management**  
Specializace: **Aplikovaná elektrotechnika**

## II. ÚDAJE K BAKALÁŘSKÉ PRÁCI

Název bakalářské práce:

**Modelování zdroje pro indukční ohřev s vakuovými elektronkami**

Název bakalářské práce anglicky:

**Modeling the source for induction heating with vacuum tubes**

Pokyny pro vypracování:

1. Seznamte se s modely vakuové triody a s teorií indukčních ohřevů válcové neferomagnetické vsázky.
2. Na základě teoretických poznatků nasimulujte chování obvodu ve zvoleném prostředí.
3. Podle možností pro zvolenou elektronku naměřte potřebné charakteristiky a obvod realizujte.

Seznam doporučené literatury:

1. Jaroslav Zuzánek: Přijímací elektronky, SNTL 1962
2. Josef Rada: Elektrotepelná technika, SNTL 1985
3. Výukové texty k předmětu Výpočetní aplikace

### PROHLÁŠENÍ

Já, níže podepsaný

Příjmení, jméno studenta: Janás Marek  
Osobní číslo: 516549  
Název programu: Elektrotechnika, energetika a management

prohlašuji, že jsem bakalářskou práci s názvem

Modelování zdroje pro indukční ohřev s vakuovými elektronkami

vypracoval samostatně a uvedl veškeré použité informační zdroje v souladu s Metodickým pokynem o dodržování etických principů při přípravě vysokoškolských závěrečných prací a Rámcovými pravidly používání umělé inteligence na ČVUT pro studijní a pedagogické účely v Bc a NM studiu.

Prohlašuji, že jsem v průběhu příprav a psaní závěrečné práce použil nástroje umělé inteligence. Vygenerovaný obsah jsem ověřil. Stvrzuji, že jsem si vědom, že za obsah závěrečné práce plně zodpovídám.

V Praze dne 22.05.2025

Marek Janás

.....  
podpis studenta

## **Poděkování**

Chtěl bych poděkovat svému vedoucímu, docentovi Janu Kynclovi za velkou pomoc během celého procesu vypracování práce. Nejen že mi poskytnul svůj cenný čas, ale perfektně mi osvětlil složitější části problematiky, navedl mě na správné postupy a díky intuitivnímu vysvětlení, jsem si z kooperace odnesl nespočetné množství cenných informací.

## Abstrakt

Bakalářská práce se zabývá teorií a funkcí vakuových elektronek, konkrétně triody, která je ve zdroji užívána jako spínací prvek. Stručně popsány je fyzikální princip a charakteristiky diody a triody. Popsána je také teorie indukčního ohřevu, jak se z obvodového pohledu chová elektrotepelné indukční zařízení a jak by bylo možné určit hodnoty parametrů z geometrického uspořádání tohoto zařízení. V praktické části práce je simulováno zapojení zdroje spolu s modelem triody a náhradního obvodu indukčního ohřevu. Obvod je simulován v prostředí Wolfram Mathematica a řešen jako soustava diferenciálních rovnic. Také jsou v práci popsány postupy a přiloženy programy, jak byli odvozeny parametry elektronek, jak by mohl vypadat budící obvod a jak byli zpracovány data z měření charakteristik zvolené triody.

**Klíčová slova:** elektronky, indukční ohřev, simulace, modelování obvodů

## Abstract

The bachelor thesis deals with the theory and function of vacuum tubes, specifically the triode, which is used as a switching element in the power supply for an induction heater device. The physical principle and characteristics of the diode and triode are briefly described. The theory of induction heating is also described, how an induction heater behaves from a circuit point of view, and how it would be possible to determine parameter values from the geometric arrangement of this device. In the practical part of the work, the switching supply circuitry is simulated together with the model of the triode and the circuit representing the induction heater. The circuit is simulated in the Wolfram Mathematica environment and solved as a system of differential equations. The work also describes procedures and attaches programs, showing the process of how the tube parameters were derived, what the excitation circuit could look like, and how the data from the measurement of the characteristics of the selected triode were analyzed.

**Keywords:** electron tubes, induction heating, simulation, circuitry modeling

# Seznam obrázků

Obrázek 1: anodová charakteristika diody [9]	15
Obrázek 2: oblast náběhového proudu, podle [1]	16
Obrázek 3: oblast prostorového náboje, podle [1]	16
Obrázek 4: rozdělení potenciálů uvnitř triody, podle [1]	17
Obrázek 5: převod na náhradní anodu s ekvivalentním napětím, podle [1]	18
Obrázek 6: elektrické schéma indukčního elektrotepelného zařízení, podle [2]	22
Obrázek 7: náhradní elektrické schéma indučního ohřevu, podle [2]	24
Obrázek 8: náhradní schéma s rezonančním kondenzátorem, podle [2]	25
Obrázek 9: geometrický popis soustavy cívka-vsázka [5]	26
Obrázek 10: Součinitel $\alpha$ pro výpočet indukčnosti válcových cívek, 1 – pro <b>DL</b> , 2 – pro <b>10DL</b> [5]	28
Obrázek 11: převodové charakteristiky triody 6S18S z <b>DS1</b>	30
Obrázek 12: hledání nejvhodnějšího zesilovacího činitele variací prokladu	31
Obrázek 13: graf optimální proložení pro $\mu = 2.876$	31
Obrázek 14: schéma simulovaného zapojení push-pull	33
Obrázek 15: model triody a anodová charakteristika	35
Obrázek 16: aproximace absolutní hodnoty	35
Obrázek 17: derivovatelná nulovací funkce	36
Obrázek 18: parametry transformátoru a sekundárního obvodu	37
Obrázek 19: implementace obdélníkového budicího signálu	37
Obrázek 20: elektronky buzené připraveným obdélníkovým signálem	38
Obrázek 21: rovnice popisující chování obvodu	39
Obrázek 22: počáteční podmínky	39
Obrázek 23: průběh anodového napětí a budicího signálu	40
Obrázek 24: anodový proud a budicí signál	41
Obrázek 25: napětí na induktorech $L_1$ a $L_2$	42
Obrázek 26: proudy primární stranou transformátoru	42
Obrázek 27: chybné nastavení parametru indukčnosti vedoucí ke znovuspínání	43
Obrázek 28: proud kondenzátory paralelně k elektronkám	43
Obrázek 29: proud sekundární stranou transformátoru	44
Obrázek 30: napětí na sekundární straně transformátoru	44
Obrázek 31: proudy cívkou a kondenzátorem v rezonančním obvodu	45
Obrázek 32: anodové napětí a proud po implementaci RCD obvodu	46
Obrázek 33: schéma simulované části budicího obvodu	47
Obrázek 34: odpor mosfetu buzeného obdélníkově v čase	48
Obrázek 35: výsledný průběh budicího napětí	49
Obrázek 36: časový průběh příkonu obvodu	49
Obrázek 37: Schéma pro měření skutečných charakteristik	50
Obrázek 38: převod listu tří hodnot na dvě	51
Obrázek 39: příliš velký zesilovací činitel ( $\mu = 5$ )	52
Obrázek 40: příliš malý zesilovací činitel ( $\mu = 2.3$ )	52
Obrázek 41: skoro ideální zesilovací činitel ( $\mu = 2.81$ ) pro elektronku 1	53
Obrázek 42: skoro ideální zesilovací činitel ( $\mu = 2.615$ ) pro elektronku 2	53



# Obsah

<b>Úvod.....</b>	<b>11</b>
<b>1. Teorie vakuových elektronek.....</b>	<b>12</b>
1.1. Fyzikální podstata funkce elektronek.....	12
1.1.1. Základní princip fungování elektronek.....	12
1.1.2. Konstrukce a chování katody .....	13
1.1.3. Tepelná emise a tok elektronů .....	14
1.2. Chování a charakteristiky vakuových elektronek .....	15
1.2.1. Dioda .....	15
1.2.2. Trioda.....	17
1.2.3. Ekvivalentní napětí v triodě.....	18
1.2.4. Anodový proud a charakteristiky triody .....	19
<b>2. Teorie indukčního ohřevu .....</b>	<b>20</b>
2.1. Princip vzniku tepla v indukčních zařízeních .....	20
2.2. Náhradní obvod.....	21
2.3. Model indukčního ohřevu s rezonancí .....	24
2.4. Výpočet parametrů cívky s válcovou vsázkou.....	26
2.4.1. Výpočet parametrů primární cívky.....	27
2.4.2. Výpočet parametrů válcové vsázky .....	28
2.4.3. Výpočet vzájemné indukčnosti.....	29
<b>3. Modelování zdroje .....</b>	<b>30</b>
3.1. Matematický model triody .....	30
3.1.1. Předpoklady pro matematický model a simulace .....	30
3.1.2. Zesilovací činitel a rovnice pro anodový proud .....	30
3.2. Simulace zdroje s modelem obvodu indukčního ohřevu .....	32
3.2.1. Princip topologie push-pull .....	32
3.2.2. Schéma simulovaného zapojení.....	33
3.2.3. Podstata simulace obvodu pomocí WM .....	34
3.2.4. Upravení modelu triody .....	34
3.2.5. Vstupní údaje do simulace.....	36
3.2.6. Systém rovnic a počáteční podmínky .....	38
3.2.7. NDSolve, výsledky a analýza chování simulace .....	40
3.2.8. Možná řešení nechtěného spínání .....	45

3.3.	Budící obvod .....	47
3.3.1.	Schéma a popis funkce .....	47
3.3.2.	Simulace .....	48
<b>4.</b>	<b>Měření charakteristik.....</b>	<b>50</b>
4.1.	Měření charakteristik elektronek a určení zesilovacího činitele .....	50
4.1.1.	Schéma, průběh a princip měření .....	50
4.1.2.	Naměřené hodnoty a výpočet zesilovacího činitele .....	51
<b>5.</b>	<b>Závěr .....</b>	<b>55</b>
	<b>Použitá literatura.....</b>	<b>56</b>
	<b>Přílohy .....</b>	<b>57</b>
1.	Tabulka <b>T1</b> pro určení korekčního činitele: .....	57
2.	Datasheet <b>DS1</b> pro elektronku 6S18S: .....	58
3.	Programy ve wofram mathematica .....	59
3.1.	Program <i>WM1</i> find_fit_for_6S18S.....	59
3.2.	Program <i>WM2</i> push_pull_with_induction_model_resonance.....	59
3.3.	Program <i>WM3</i> push_pull_with_induction_model_resonance – with snubber .....	62
3.4.	Program <i>WM4</i> budici_obvod.....	64
3.5.	Program <i>WM5</i> try_mu_for_6s18s .....	65
4.	Naměřené hodnoty <b>M1</b> charakteristik elektronek .....	66

# Úvod

---

Vakuové elektronky jsou ještě dodnes využívány ve specifických aplikacích, zvláštní typy (Klystrony a Traveling Wave Tubes) jsou stále používány v oblastech kde je potřeba vysokých výkonů a frekvencí (ve vysílačích, radarech...), vakuové technologie je dodnes využíváno ke generaci mikrovln (magnetron) nebo ve zdrojích RTG záření (rentgenkách) [8]. Ale vzhledem k současnému stavu polovodičové techniky, jsou v dnešní době elektronky už v zastaralou technologií, co se týče aplikace jako spínacího prvku v oblasti výkonové elektroniky. Účinnost a kompaktnost polovodičových tranzistorů je na velmi vysoké úrovni a snad kromě užití v audiotechnice, kde jsou nároky jiné, bychom jinde těžko hledali aplikaci těchto komponentů.

Nicméně z pohledu modelování a analýzy chování obvodu, je elektronka složitější prvek než moderní polovodičový tranzistor. Neideality elektronky je nutné v modelu zohlednit, jsou více patrné ztráty spínače, a tak je větší nárok na optimalizaci celkového systému. Můžeme tak odkrýt chyby v simulaci obvodu, které by jinak nemusely být patrné.

Práce se z části zabývá popisem fungování elektronek, konkrétně fungováním triody, která je pak v simulaci modelována. Také je stručně popsán princip indukčního ohřevu a je odvozen náhradní obvod pro odvození chování indukčního tepelného zařízení. V praktické části je pak popsán postup, jak byl vytvořen model elektronky, co bylo nutné zohlednit, které části bylo vhodné zjednodušit a jak vychází simulace zdroje pro indukční ohřev. Nakonec je popsáno praktické měření charakteristik používaných elektronek.

Výsledkem práce nebylo vytvořit průmyslově využitelný zdroj pro velkou indukční pec, ale zjednodušeně popsat chování zdroje s očekávanou zátěží a vytvořit simulaci pomocí které by se odkryli zásadní nedostatky obvodu. Simulaci by bylo možné pomocí získaných informací upravit do stavu, kdy by mohla být použita jako podklad pro simulaci skutečného, využitelného, výkonného zdroje pro indukční ohřev.

# 1. Teorie vakuových elektronek

---

## 1.1. Fyzikální podstata funkce elektronek

### 1.1.1. Základní princip fungování elektronek

Elektronky jsou historicky předchůdci dnešních polovodičových součástek, účelem se jedná o součástky podobné těm dnešním (diodě a tranzistoru), nicméně vlastnostmi a principem funkce se liší.

Vodivým kanálem je v případě elektronek proud elektronů proudící ve směru z katody k anodě. Elektrony odlétají ze žhavené katody a jsou urychlovány polem přiloženého napětí na dvě zmíněné elektrody. Elektronka takto konstruována by se nazývala dioda (neboli součástka mající dvě elektrody) a vzhledem k faktu, že emise probíhá pouze na jedné elektrodě (katodě), fungovala by tato součástka jako jednosměrný ventil. To je z toho důvodu, že v závěrné polaritě (kdy je přiloženo kladné napětí na katodu a záporné na anodu) jsou urychlovány elektrony směrem od anody ke katodě, ale nežhavená anoda v podstatě nemá žádné elektrony s dostatečnou energií, aby opustily anodu, a tak proud tímto směrem neteče.

Abychom z diody dostali říditelnou součástku musíme přidat alespoň jednu elektrodu mezi anodu a katodu. Tato elektroda se nazývá mřížka – je to totiž jakási síť či spirála tvořená tenkým drátkem s mnoha otvory, jimiž mohou prolétávat elektrony z katody na anodu. Pokud na mřížku nepřiložíme žádné napětí (tedy existuje pouze pole tvořené anodovým napětím), budou se nejspíše na mřížce „zachytávat“ nějaké elektrony a objeví se na ní malé záporné napětí. Pokud však přiložíme na mřížku záporné napětí (katoda je považována jako referenční), vznikne elektrické pole mezi mřížkou a katodou v závěrné orientaci (tedy proti propustnému anodovému poli). Protože se mřížka obvykle nachází velmi blízko u katody, bude mít toto pole dominující efekt na celkové pole uvnitř elektronky (záleží na konkrétním rozložení a vzdálenostech  $A, K$  a  $M$ ) a tak bude možné změnou tohoto napětí regulovat anodový proud.

### 1.1.2. Konstrukce a chování katody

Historicky prvním typem byly katody kovové, přímo žhavené. Jsou konstrukčně jednoduché, protože se jedná v podstatě jen o dobře zohýbaný vodič a zároveň jsou kvůli vlastnostem kovů i velmi odolné (nejen mechanicky). Ke konstrukci se používá výhradně čistý nebo thoriovaný wolfram, a to proto že kovové katody vyžadují vysoké teploty, aby emitovaly rozumné množství elektronů. Nevýhodou wolframu je ale jeho vysoká výstupní práce ( $W = 4.5 \text{ eV}$ ), což znamená že elektrony potřebují poměrně velkou energii, aby materiál opustily. Fyzikálně můžeme pomocí výstupní práce vyjádřit nutnou výstupní rychlost elektronů: [1]

$$v_e = \sqrt{\frac{2W}{m_e}} \quad (1)$$

$v_e$	<i>výstupní rychlost elektronů</i> [ $\text{m} \cdot \text{s}^{-1}$ ]
$W$	<i>výstupní práce kovu</i> [eV]
$m_e$	<i>hmotnost elektronu</i> $9.109 \cdot 10^{-31} \text{ [kg]}$ <i>pro wolfram</i> $v_e \approx 1260 \text{ km/s}$

Později uvidíme, že takto vysokou rychlost dosahuje jen zlomek z celkového počtu emitovaných elektronů při zahřátí na provozní teplotu wolframu. Pro velké výkony se stále hodí konstruovat elektronky z wolframu, případně z wolframu s příměsí Thoria (kvůli snížení výstupní práce na cca. 2.6 eV), jsou totiž kvůli vysoké teplotě tání a tepelné kapacitě kovu danou větším objemem katody odolné vůči větším spínacím výkonům.

Kovové katody ale nejsou moc účinné co se týče množství emitovaných elektronů ku vstupnímu žhavicímu výkonu. Aby bylo možné využít jiný materiál s horšími mechanickými vlastnostmi, začala se katoda konstruovat jako nepřímo žhavená elektroda s niklovou trubičkou jako podkladem (v dutině je umístěno izolované žhavicí vlákno). Ukázalo se, že je výhodné jako emisní vrstvu pro menší výkony použít oxidy kovů alkalických zemin (CaO, BaO, SrO), protože mají nízkou výstupní práci. [1]

Tato vrstva je aplikována v podobě uhličitanů na povrch niklové trubičky a v procesu odplynění je zahřáta na teplotu kolem 1400 K, díky čemuž dochází k přeměně uhličitanů na oxidy. Na vnitřní povrch baňky se často napařuje tenká vrstva barya (tzv. getr), která reaguje se zbytkovými plyny a udržuje tak vakuum uvnitř baňky v žádaném rozsahu. [1]

### 1.1.3. Tepelná emise a tok elektronů

Víme, že aby docházelo k emisi elektronů z povrchu katody, musí mít elektrony dostatečnou kinetickou energii, aby překonaly výstupní práci materiálu katody. V případě elektronek je tato energie dodávána žhavením katody. Se zvyšující se teplotou se zvyšuje střední kinetické energie elektronů podle následujícího vztahu: [1]

$$v_s = \sqrt{\frac{2kT}{m_e}} \quad (2)$$

$v_s$	<i>střední rychlost elektronů</i> [ $m \cdot s^{-1}$ ]
$k$	<i>Boltzmannova konstanta</i> $1.381 \cdot 10^{-23}$ [ $J \cdot K^{-1}$ ]
$T$	<i>absolutní teplota katody</i> [ $K$ ]
$m_e$	<i>hmotnost elektronu</i> $9.109 \cdot 10^{-31}$ [ $kg$ ]

Po dosazení za  $k$  a  $m_e$  dostáváme:

$$v_s = 5.49 \cdot 10^3 \cdot \sqrt{T} \quad (3)$$

Například pro teplotu  $T = 2277 K$  (tj. provozní teplota pro wolframovou katodu) by byla střední rychlost  $v_s = 262 km/s$ , pro teplotu  $T = 1200 K$  (limitní teplota pro oxidovou katodu) by byla  $v_s = 190 km/s$ . Střední rychlostí se ale nepohybují všechny elektrony, jejich rychlost je různá, soustředěná kolem střední rychlosti. Rozdělení rychlostí elektronů se řídí Maxwellovým rozdělením. [1]

Když srovnáme potřebnou rychlost elektronu k odletu z katody se střední rychlostí elektronů dosaženou u wolframu nebo oxidové katody, vidíme že jen extrémně malé množství elektronů s velkou energií bude moct katodu opustit. To je bohužel základní vlastností všech elektronek a tepelně energii elektronů už dále z materiálových důvodů zvýšit nejde.

Aby mohly takto emitované elektrony volně procházet z katody na anodu musí být prostor mezi elektrodami ideálně bez částic, do kterých by urychlené elektrony mohly narazit. Proto je požadováno hluboké vakuum kolem 1mPa. Kromě rotačních a difuzních vývěv se používá k dosažení a udržení vakua již zmíněný getr. [1]

Elektrony mají záporný náboj a při odchodu z katody indukují na povrchu katody náboj kladný. Tento kladný náboj přitahuje elektrony zpět ke katodě a tvoří před katodou jakousi potenciálovou bariéru neboli také již popsanou výstupní práci. V následující kapitole bude popsáno rozložení potenciálů uvnitř elektronek a jak ovlivňují jejich výsledné chování.

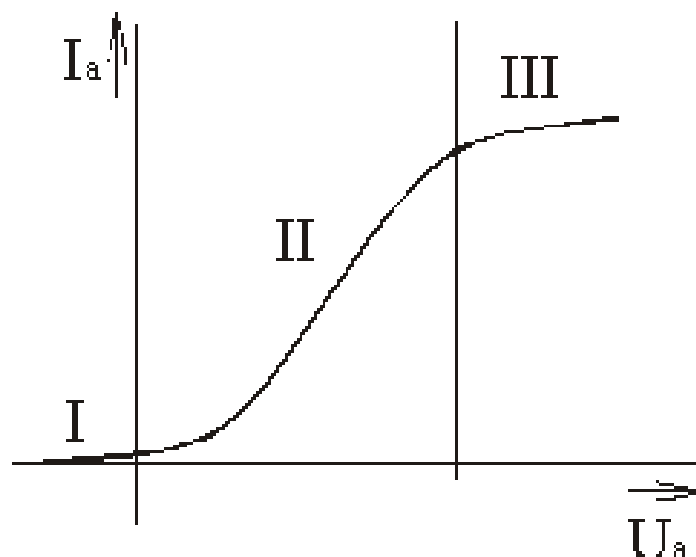
## 1.2. Chování a charakteristiky vakuových elektronek

### 1.2.1. Dioda

Nejdříve popíšeme základní charakteristiku vakuové diody – závislost anodového proudu (tedy proud protékající mezi anodou a katodou) na anodovém napětí (vůči katodě):  $I_a = f(U_a)$  při konstantním žhavicím napětí  $U_f = konst.$

Obecně rozlišujeme tři úseky charakteristiky (viz Obrázek 1):

- I. oblast náběhového proudu
- II. oblast prostorového náboje
- III. oblast nasyceného proudu

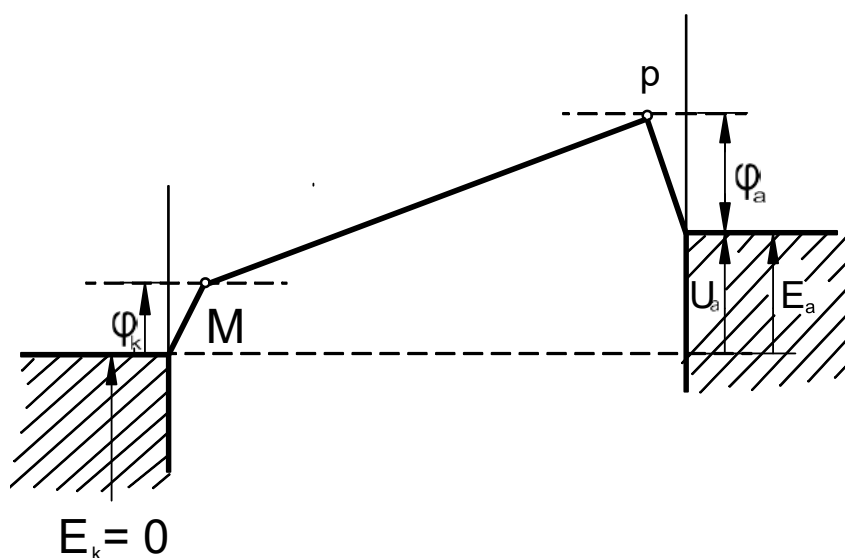


Obrázek 1: anodová charakteristika diody [9]

V oblasti náběhového proudu je anodové napětí nulové, nebo lehce záporné. Aby mohl elektron dolétnout z katody na anodu, musí překonat potenciálovou bariéru v bodě P (viz Obrázek 2), která je vyšší než výstupní potenciál katody (bod M). Znamená to, že velikost této bariéry je daná velikostí anodového výstupního potenciálu  $\varphi_a$  a potenciálu daném anodovým napětím  $U_a$  a nezávisí na katodovém výstupním potenciálu. Charakteristika je v této oblasti přibližně lineární a dá se popsat následovně [1]:

$$I_a = K_0 S_k T^2 \cdot \frac{q_e(\varphi_a - U_a)}{kT} \quad (4)$$

$K_0$	emisní konstanta [–]
$S_k$	povrch katody [ $\text{cm}^2$ ]
$T$	absolutní teplota katody [K]
$q_e$	náboj elektronu $1.602 \cdot 10^{-19}$ [C]
$\varphi_a$	výstupní potenciál anody [V]
$U_a$	napětí na anodě vůči katodě [V]
$k$	Boltzmannova konstanta $1.381 \cdot 10^{-23}$ [J.K <sup>-1</sup> ]

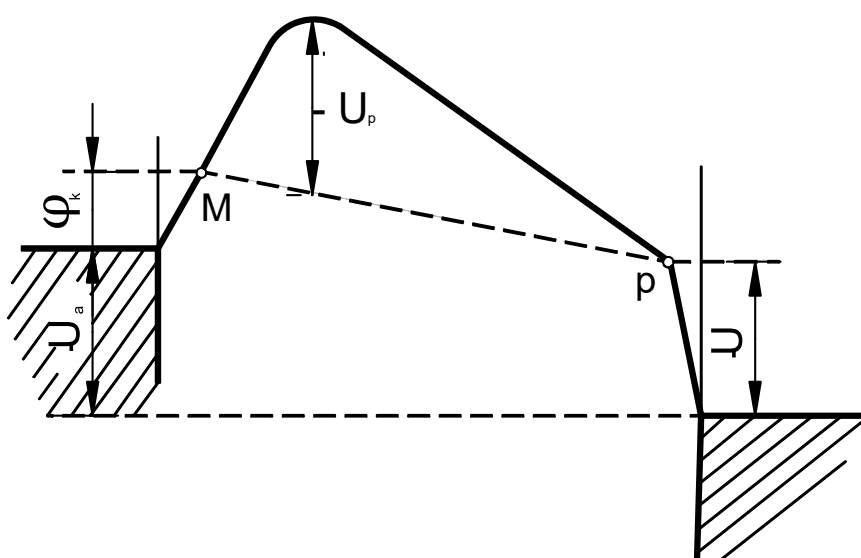


Obrázek 2: oblast náběhového proudu, podle [1]

Pokud se s anodovým napětím dostáváme do kladných hodnot, vylétává z anody už takové množství elektronů, že jejich vysoká hustota způsobí vznik výrazné potenciálové bariéry  $-U_p$  v prostoru před katodou. Obrázek 3 popisuje jak se mění poměry a rozdělení potenciálů uvnitř elektronky. Charakteristika má tak rozdílný průběh oproti oblasti náběhového proudu. Zjednodušeně se dá tato část charakteristiky popsat rovnicí [1]:

$$I_a = \frac{1}{2} \varepsilon_0 v \frac{S_k}{d^2} \sqrt{U^{3/2}} \cong K \cdot U^{3/2} \quad (5)$$

$\varepsilon_0$  permitivita vakua  $8.854 \cdot 10^{-12} [F \cdot m^{-1}]$   
 $v$  rychlost elektronů  $[m \cdot s^{-1}]$   
 $S_k$  povrch katody  $[cm^2]$   
 $d$  vzdálenost mezi anodou a katodou  $[cm]$   
 $U$  anodové napětí  $[V]$



Obrázek 3: oblast prostorového náboje, podle [1]



Se zvyšujícím se anodovým napětím převládá jeho vliv na potenciálové rozložení uvnitř elektronky a prostorový náboj před katodou pro vysoká anodová napětí skoro zaniká. Znamená to, že skoro všechny elektrony, které mají dostatečnou energii aby opustily katodu doletí na anodu, takže se v této oblasti anodový proud se zvyšujícím napětím už mění jen velmi málo a asymptoticky se blíží maximu daném emisním proudem katody [1].

### 1.2.2. Trioda

Jak jsme již zmínili přidáním třetí elektrody ve formě mřížky mezi anodu a katodu nám dovolí změnou napětí na této třetí elektrodě regulovat anodový proud. Mřížka se umísťuje do oblasti prostorového náboje a regulace anodového proudu je nejvýhodnější právě při práci v této oblasti [1].

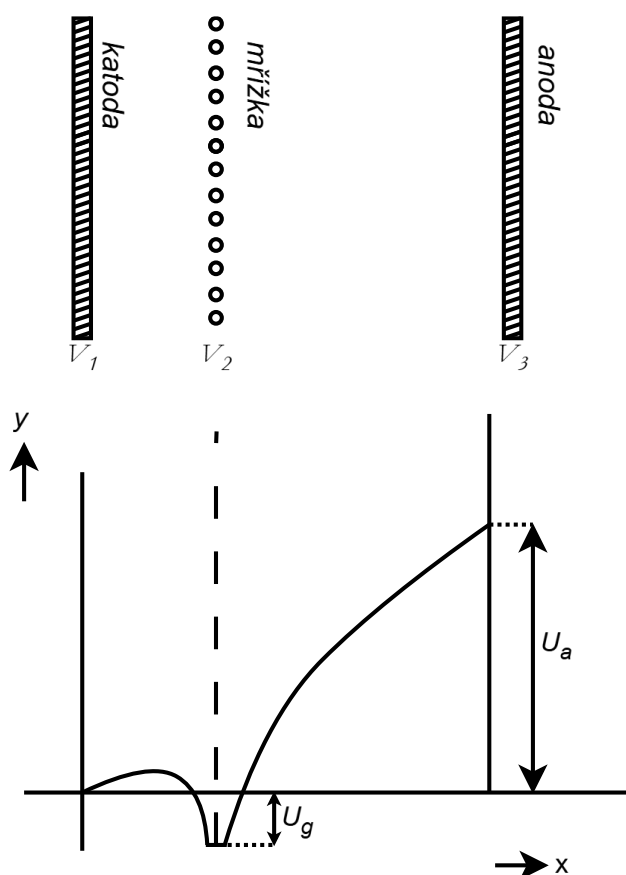
V triodě se v oblasti prostorového náboje objevuje potenciálová bariéra daná záporným napětím na mřížce vůči katodě (viz Obrázek 4). Změnou mřížkového napětí můžeme tuto potenciálovou bariéru zvětšit nebo zmenšit, a tak regulovat množství elektronů, které doletí na anodu.

Pro velká záporná mřížková napětí bude potenciálová bariéra tak vysoká, že na anodu nedoletí v podstatě žádné elektrony. V tomto případě se chová trioda jako otevřený obvod a prochází jen minimální proud.

Postupným zvyšováním mřížkového napětí (do menších záporných hodnot) se nám začne objevovat a zvyšovat

anodový proud. Můžeme říct, že mřížka má čím dál tím menší efekt na rozložení potenciálů uvnitř elektronky a dominuje více a více vliv anodového pole na emitované elektrony [1].

Pokud se s mřížkovým napětím dostaneme do nuly, zvýší se anodový proud na poměrně vysoké hodnoty. Některé elektrony vylétající z katody se mohou zachytit na mřížce, protože už nepůsobí elektrostatická odpudivá síla mezi záporně nabitými elektrony a mřížkou. Začíná tak kolem  $U_g = 0$  téct malý mřížkový proud.

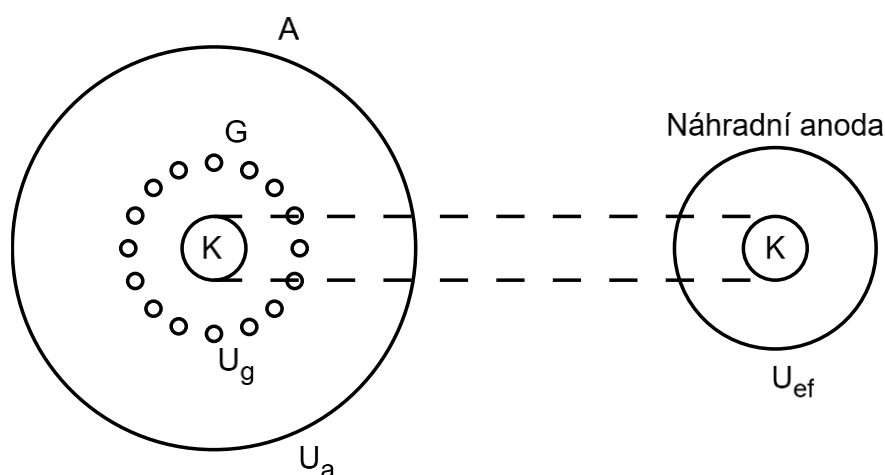


Obrázek 4: rozdělení potenciálů uvnitř triody, podle [1]

Pro kladná mřížková napětí už se mřížka v podstatě chová jako druhá anoda s nižším potenciálem a tečou již značné mřížkové proudy, anodový proud dosahuje ještě vyšších hodnot. V běžných situacích s mřížkovým proudem nepracujeme: pro větší zesílení je potřeba aby mřížka byla blízko katody a stoupání drátu, ze kterého je vyrobena, bylo řádově srovnatelné s jeho průměrem. V případě mřížkového proudu končí elektrony na mřížce, předávají jí kinetickou energii a ta se přeměňuje v teplo. Odvod tepla z mřížky by byl technicky v podstatě neřešitelný problém, je mezi katodou a anodou, a sálání by vyžadovalo vysokou teplotu. Proto se právě práci v režimu mřížkového proudu vyhýbáme.

### 1.2.3. Ekvivalentní napětí v triodě

Pro modelování elektronek se hodí zavést proměnou ekvivalentní napětí. To je napětí popisující souhrnný efekt anodového i mřížkového pole a je ekvivalentní anodovému napětí u diody. Obrázek 5 schematicky znázorňuje převedení anody a katody na jednu imaginární anodu s napětím  $U_{ef} = f(U_a, U_g)$ . [1]



Obrázek 5: převod na náhradní anodu s ekvivalentním napětím, podle [1]

Náhradní napětí  $U_{ef}$  u válcové soustavy elektrod odvodíme pomocí vzájemných kapacit mezi anodou a katodou:

Náboj na katodě můžeme popsat pomocí kapacit mezi mřížkou a katodou  $C_{gk}$  a anodou a katodou  $C_{ak}$ :

$$q_k = C_{gk}U_g + C_{ak}U_a \quad (6)$$

Kromě náhradního napětí  $U_{ef}$  zavedeme i náhradní kapacitu  $C_{ef}$  a analogicky pak vyjádříme z náhradních hodnot náboj na katodě:

$$q_k = C_{ef}U_{ef} = (C_{gk} + C_{ak})U_{ef} \quad (7)$$

Spojením těchto dvou rovnic a úpravou dostaneme vzorec pro náhradní napětí:

$$U_{ef} = \frac{U_g + \frac{C_{ak}}{C_{gk}} U_a}{1 + \frac{C_{ak}}{C_{gk}}} \quad (8)$$

Poměr kapacit označíme  $D = \frac{C_{ak}}{C_{gk}}$  a dostaneme:

$$U_{ef} = \frac{U_g + DU_a}{1 + D} \approx U_g + DU_a \quad (9)$$

Vidíme, že vliv anodového napětí je podmíněn tzv. průnikem  $D$ , ten závisí hlavně na poměrné vzdálenosti mřížky a anody od katody, ale také na hustotě drátků a provedení mřížky [1]. Za určitých podmínek konstrukce mřížky lze určit z průniku zesilovací činitel  $\mu$  jako jeho převrácenou hodnotu:

$$\frac{1}{D} = \mu \quad (10)$$

Ten nám říká kolikanásobně větší efekt má mřížkové napětí na anodový proud oproti anodovému napětí.

#### 1.2.4. Anodový proud a charakteristiky triody

Odvozené náhradní napětí  $U_{ef}$  můžeme dosadit do rovnice pro anodový proud diody v oblasti prostorového náboje. Dostáváme rovnici pro anodový proud při zanedbání mřížkových proudů [1]:

$$I_a = k(U_g + DU_a)^{3/2} \quad (11)$$

Konstanta  $k$  je závislá na konstrukčním provedení elektronky, nicméně pro účely modelování je zásadní mocinná závislost lineární kombinace obou napětí a konstanta se nejlépe určí experimentálně z naměřených hodnot.

Pro triodu jsou podstatné dvě základní charakteristiky: převodová  $I_a = f(U_g)$  a anodová  $I_a = f(U_a)$ . Jejich parametrem je vždy druhé napětí, takže se zobrazuje několik křivek pro různá  $U_a$  u převodové a různá  $U_g$  u anodové. V ideálním případě by charakteristiky přesně odpovídaly rovnici č. 11, tj. všechny charakteristiky by byly tvarově stejné, jenom by byly vzájemně posunuté. V realitě je rozložení potenciálů v elektronce složitější, než popisuje rovnice č. 5 takže zvláště pro velká anodová napětí a malá mřížková napětí jsou závislosti už poměrně odlišné.

## 2. Teorie indukčního ohřevu

### 2.1. Princip vzniku tepla v indukčních zařízeních

Základem každého indukčního zařízení je cívka, kterou protéká střídavý proud a vsázka, ve které jsou indukovány vířivé proudy, které jí zahřívají. Celou soustavu můžeme popsat jako transformátor se vzduchovým jádrem s cívkou jako primární stranou a vsázkou jako sekundární spojenou nakrátko. Střídavé elektromagnetické pole vytvořené uvnitř cívky protékajícím proudem proniká do vsázky a vlivem skin efektu je utlumováno se vzdáleností od povrchu. Hloubka vniku je taková hloubka, při které v situaci rovinné vlny dojde k poklesu proudové hustoty na  $\frac{1}{e} \approx 0.368$  hustoty na povrchu. Závisí na materiálu, konkrétně na rezistivitě a permeabilitě, a na frekvenci protékajícího proudu [2]:

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{2\pi \cdot f \cdot \mu \cdot \sigma}} \quad (12)$$

$\delta$	hloubka vniku [m]
$f$	frekvence [Hz]
$\mu$	permeabilita [ $H \cdot m^{-1}$ ]
$\sigma$	konduktivita [ $S \cdot m^{-1}$ ]

Pokud uvažujeme homogenní elmag. pole a rovinnou vlnu, můžeme pomocí hloubky vniku vyjádřit závislost proudové hustoty na vzdálenosti  $x$  od povrchu [3]:

$$J = J_0 \cdot e^{-\frac{x}{\delta}} \quad (13)$$

$J$	proudová hustota [ $A \cdot m^2$ ]
$J_0$	proudová hustota na povrchu [ $A \cdot m^2$ ]

Tabulka 1 zobrazuje hloubky vniku pro měď, hliník a ocel pro různé frekvence. Pro měď a hliník je uvedena teplota tavení, kdy dochází u většiny kovů ke značnému nárůstu rezistivity. U oceli je pak uvedena teplota za Curieovou teplotou neboli bodem kdy železo ztrácí svoje feromagnetické vlastnosti. Ze vzorce je vidět, proč se hloubka vniku pro tyto teploty zvýší – v obou případech se zmenšil jmenovatel, u neferomagnetických kovů konduktivita a u oceli permeabilita [3].

**Tabulka 1: hloubky vniku pro typické elektrotechnické materiály [2]**

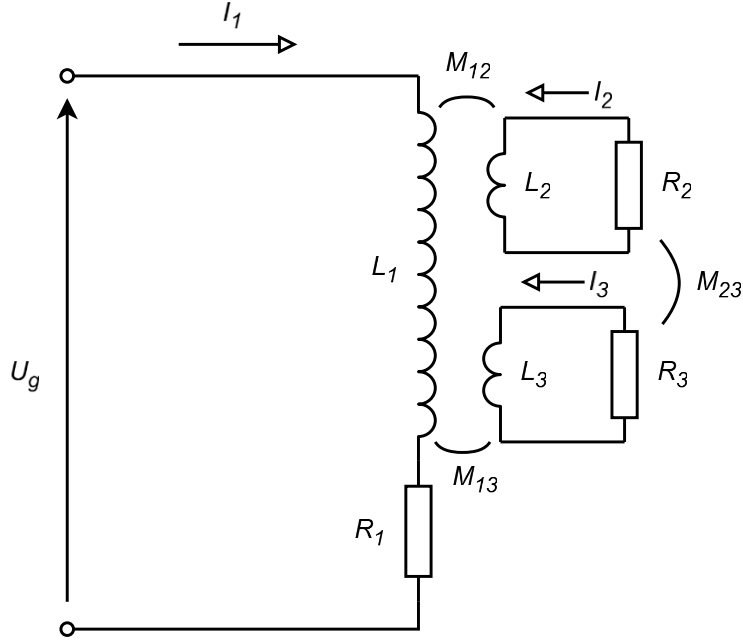
Frekvence [Hz]	Hloubka vniku [mm]					
	Cu		Al		Ocel	
	20 °C	1100 °C	20 °C	660 °C	20 °C	800 °C
50	9,5	31,8	12,2	31,5	8,0	71,2
1 000	2,1	7,1	2,7	7,0	1,8	15,9
10 000	0,67	2,25	0,86	2,2	0,56	5,0
1 000 000	0,067	0,22	0,086	0,22	0,056	0,5

Elektrická účinnost indukčního ohřevu je závislá na poměru  $d/\delta$ , největší účinnost celého systému je dosahována pro  $d/\delta \approx 3$  až 4. To je způsobeno tím, že pro malé poměry vířivé proudy indukované z jednotlivých stran vsázky se vprostřed vyrušují (mají opačnou orientaci) a značně se tak sníží účinnost. Jak se nám zvětšuje hloubka, vyrušují se proudy jen v oblastech s malou proudovou hustotou. Z exponenciálního rozložení proudu pak vidíme, že rozložení výkonu bude také exponenciální, ale kvadraticky závislé na rozložení proudu ( $P = RI^2$ ), takže pro rovinou vsázku s poměrem  $d/\delta = 3$  (1.5 z každé strany) se bude vprostřed vyrušovat pouze cca. 5% výkonu ( $e^{-1.5^2}$ ). Pro válcová tělesa je pak dosahována největší účinnost kolem  $d/\delta \approx 4$  (nicméně záleží na materiálu, rozměrech, homogenitě pole...), je trochu vyšší než u těles rovinných, protože proudová hustota uvnitř válcového tělesa klesá pomaleji (zmenšuje se průřez). Tento poměr se nazývá kritický a další zvyšování poměru nemá velký efekt na elektrickou účinnost. Celková účinnost se ale nejspíše pro velké poměry bude zhoršovat, protože pro zvýšení poměru musíme zvýšit frekvenci abychom zmenšili hloubku vniku, takže se nám určitě zvýší spínací ztráty a ztráty ve vodičích kvůli skin efektu. [2] [3] [4]

Je nutné zmínit, že kvůli značné teplotní závislosti odporu na teplotě se bude poměr  $d/\delta$  výrazně měnit během zahřívání a případného tavení. S konstantní frekvencí by se poměr  $d/\delta$  posouval do nižších hodnot a mohlo by dojít k výraznému snížení účinnosti [3].

## 2.2. Náhradní obvod

Jak již bylo řečeno, indukční ohřev je možné popsat jako transformátor se sekundárním vinutím spojeným do krátka, respektive přes relativně malý odpor. V reálném případě má primární cívka na sobě ještě stínění, aby se minimalizovalo elektromagnetické rušení. Toto stínění se chová také jako vinutí transformátoru spojené do krátka. [2] Elektrické schéma viz Obrázek 6.



Obrázek 6: elektrické schéma indukčního elektrotepelného zařízení, podle [2]

Indukčnost  $L_1$  a odpor  $R_1$  reprezentují parametry primárního vinutí,  $L_2$  a  $R_2$  pak parametry náhradního vinutí vsázky,  $L_3$  a  $R_3$  náhradní vinutí pláště a  $M_{12}, M_{13}, M_{23}$  jsou pak vzájemné indukčnosti mezi vinutími.  $U_g$  je napětí napájecího zdroje primární cívky. Budeme uvažovat sinusové napětí, takže budeme pracovat s fázory veličin. Pro účely modelování chceme nahradit transformátor jednou indukčností a odporem reprezentující tepelný výkon generovaný ve vsázce. Pro zjednodušení můžeme zanedbat odpor  $R_1$  protože je výrazně menší než impedance cívky  $\omega L_1$  a odpor  $R_3$  protože také platí  $R_3 < \omega L_3$ . Odpor  $R_1$  reprezentuje ztráty v primárním vinutí a je důležité ho po výpočtu zpět zařadit do náhradního modelu.

Obvod můžeme popsat pomocí tří napěťových rovnic pro každé vinutí transformátoru [2]:

$$\widehat{U}_g = j\omega L_1 \cdot \widehat{I}_1 + j\omega M_{12} \cdot \widehat{I}_2 + j\omega M_{13} \cdot \widehat{I}_3$$

$$0 = \widehat{Z}_2 \cdot \widehat{I}_2 + j\omega M_{12} \cdot \widehat{I}_1 + j\omega M_{23} \cdot \widehat{I}_3; \quad \widehat{Z}_2 = (R_2 + j\omega L_2)$$

$$0 = j\omega L_3 \cdot \widehat{I}_3 + j\omega M_{13} \cdot \widehat{I}_1 + j\omega M_{23} \cdot \widehat{I}_2$$

Ze třetí rovnice vyjádříme  $\widehat{I}_3$  a dosadíme do prvních dvou, následně obě rovnice upravíme do tvaru pravé strany  $\text{konst} \cdot \widehat{I}_1 + \text{konst} \cdot \widehat{I}_2$ :

$$\widehat{U}_g = j\omega \cdot \left( L_1 - \frac{M_{13}^2}{L_3} \right) \cdot \widehat{I}_1 + j\omega \cdot \left( M_{12} - \frac{M_{13} \cdot M_{23}}{L_3} \right) \cdot \widehat{I}_2$$

$$0 = j\omega \cdot \left( M_{12} - \frac{M_{13} \cdot M_{23}}{L_3} \right) \cdot \widehat{I}_1 + (R_2 + j\omega \cdot \left( L_2 - \frac{M_{23}^2}{L_3} \right)) \cdot \widehat{I}_2$$

Vzájemné indukčnosti přepíšeme pomocí vlastních indukčností a koeficientu vazby  $M_{ab} = k_{ab} \cdot \sqrt{L_a \cdot L_b}$ , vytkneme z první závorky  $L_1$ , z druhé a třetí  $\sqrt{L_1 \cdot L_2}$ , z poslední  $L_2$  a upravíme:

$$\begin{aligned}\widehat{U}_g &= j\omega L_1 \cdot (1 - k_{13}^2) \cdot \widehat{I}_1 + j\omega \sqrt{L_1 \cdot L_2} \cdot (k_{12} - k_{13} \cdot k_{23}) \cdot \widehat{I}_2 \\ 0 &= j\omega \sqrt{L_1 \cdot L_2} \cdot (k_{12} - k_{13} \cdot k_{23}) \cdot \widehat{I}_1 + (R_2 + j\omega L_2 \cdot (1 - k_{23}^2)) \cdot \widehat{I}_2\end{aligned}$$

Zavedeme konstanty  $A_1, A_2, A_3$  a pomocí nich vyjádříme  $\widehat{U}_g$  dosazením  $I_2$  z druhé rovnice do první:

$$A_1 = j\omega L_1 \cdot (1 - k_{13}^2); A_2 = (R_2 + j\omega L_2 \cdot (1 - k_{23}^2)); A_3 = j\omega \sqrt{L_1 \cdot L_2} \cdot (k_{12} - k_{13} \cdot k_{23})$$

$$\widehat{U}_g = I_1 \cdot (A_1 - \frac{A_3^2}{A_2})$$

Pomocí Wolfram Mathematica vypočítáme reálnou a imaginární část fázoru  $\widehat{U}_g$ :

$$\begin{aligned}Re(\widehat{U}_g) &= \frac{\omega^2 (k_{12} - k_{13} k_{23})^2 L_1 L_2 R_2}{\omega^2 (1 - k_{23}^2)^2 L_2^2 + R_2^2} \\ Im(\widehat{U}_g) &= \frac{\omega L_1 (\omega^2 (1 - k_{23}^2) (1 - k_{12}^2 - k_{13}^2 + 2k_{12} k_{13} k_{23} - k_{23}^2) L_2^2 + (1 - k_{13}^2) R_2^2)}{\omega^2 (1 - k_{23}^2)^2 L_2^2 + R_2^2}\end{aligned}$$

Z reálné části můžeme vytknout  $\omega^2 L_2$  a můžeme zanedbat  $\frac{R_2^2}{\omega^2 L_2}$  vůči  $(1 - k_{23}^2)^2$ , z imaginární pak  $\omega^2 L_2^2$  a zanedbat členy  $\frac{R_2^2}{\omega^2 L_2^2}$ . Výsledný vzorec pro  $\widehat{U}_g$ :

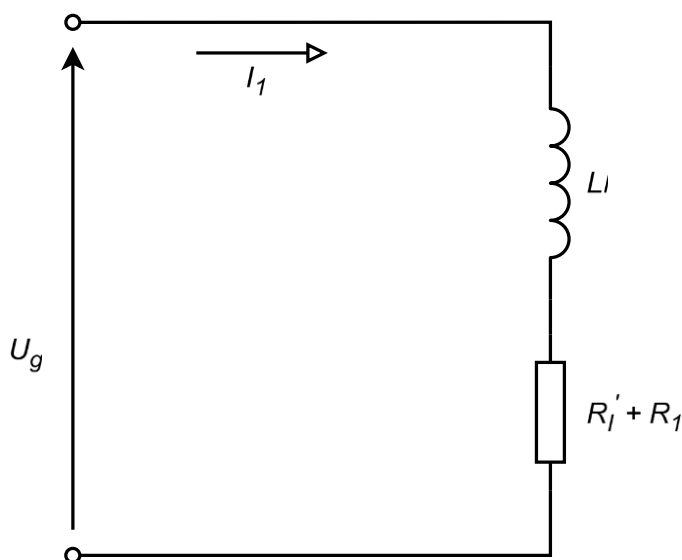
$$\widehat{U}_g = \left[ R_2 \cdot \frac{L_1}{L_2} \cdot \frac{(k_{12} - k_{13} k_{23})^2}{(1 - k_{23}^2)^2} + j\omega L_1 \cdot \left( 1 - \frac{k_{12}^2 + k_{13}^2 - 2k_{12} k_{13} k_{23}}{1 - k_{23}^2} \right) \right] \cdot \widehat{I}_1 \quad (14)$$

Protože jsme zanedbali všechny odpory kromě  $R_2$  bude reálný člen reprezentovat teplo generované uvnitř vsázky. Vidíme, že závisí na odporu  $R_2$ , poměru indukčností sekundární a primární strany, tedy v podstatě převodu transformátoru. Také je závislý na koeficientu vazby mezi  $L_1$  a  $L_2$ , což odpovídá, protože čím lepší je vazba, tím větší část elektromagnetického pole generovaného cívkou prochází vsázkou a je zvyšuje se maximální množství energie které se může do tělesa dostat. Naopak koeficienty vazby stínícího “vinutí“  $k_{13} k_{23}$  snižují reálnou složku, protože dobrá vazba znamená že značná část pole bude generovat proudy ve stínícím plášti místo ve vsázce. Ale ve jmenovateli má zase vazba  $k_{23}$  opačný vliv, protože proudy v plášti mohou indukovat proudy ve vsázce.

Imaginární složka je pak převážně určena reaktancí primární cívky  $\omega L_1$ , ale protože jsou sekundární strany obě spojeny do krátka, bude vliv indukčnosti o tolik menší podle toho, jak silné jsou vazby  $k_{12}$  a  $k_{13}$ .

Vzorec ještě přepíšeme do zjednodušeného tvaru pro náčrtnutí náhradního obvodu [2]:

$$\widehat{U}_g = (R'_l + j\omega L_l) \cdot \widehat{I}_1 \quad (15)$$



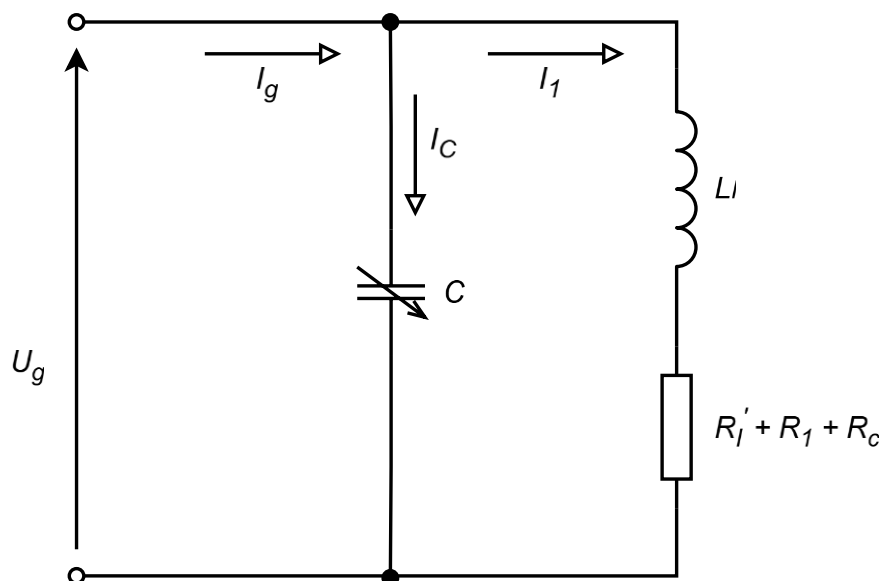
Obrázek 7: náhradní elektrické schéma indukčního ohřevu, podle [2]

V poslední řadě musíme znovu do náhradního obvodu zařadit odpor  $R_1$ . Ten reprezentuje ztráty v primární cívce, je tedy možné ho zařadit v sérii s odporem  $R'_l$  a součet výkonů těchto dvou odporů bude odpovídat činnému příkonu elektrotepelného zařízení. Obrázek 7 zobrazuje odvozené náhradní schéma

### 2.3. Model indukčního ohřevu s rezonancí

Pro potlačení jalové složky napájecího proudu a zaručení sinusového průběhu napětí na cívce můžeme připojit paralelně k primární cívce kondenzátor. Ten bude mít určitě také nějaké ztráty které do můžeme v modelu reprezentovat odporem v sérii s kondenzátorem. Jsou to primárně ztráty způsobené polarizací a depolarizací dielektrika (dielektrické ztráty) a ztráty na přívodních vodičích a vývodech samotného kondenzátoru. Pro zjednodušení můžeme tento odpor převést ze sériového spojení s kondenzátorem do série s cívkou a odpory  $R'_l$  a  $R_1$ , viz Obrázek 8.





**Obrázek 8: náhradní schéma s rezonančním kondenzátorem, podle [2]**

Vznikne nám schéma paralelního rezonančního obvodu s odporem  $R_I = R_I' + R_1 + R_c$  v sérii s indukčností  $L_I$ . Aby byl obvod v rezonanci musí být jalová složka proudu napájecího generátoru nulová. Pro obvod zhruba platí Thompsonův vztah (16), pokud předpokládáme že jakost obvodu je velká, tedy platí  $R_I^2 \ll (\omega L_I)^2$ , pak můžeme odpor  $R_I$  pro odvození rezonance zanedbat [2].

$$f_r = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L_I \cdot C}} \quad (16)$$

Pokud máme obvod správně naladěný do rezonance bude mít proud generátoru pouze činnou složku [2]:

$$\hat{I}_g = \frac{\hat{U}_g}{R_I^2 + (\omega L_I)^2} \cdot R_I \quad (17)$$

Bude se tedy chovat obvod jako činný zatěžovací odpor který můžeme vyjádřit z předchozího vztahu:

$$R_z = \frac{\hat{U}_g}{\hat{I}_g} = \frac{R_I^2 + (\omega L_I)^2}{R_I} = R_I \cdot (1 + Q_I^2) \quad (18)$$

Vidíme, že činný odpor závisí na činiteli jakosti obvodu, protože se zvyšujícím se  $Q$  mohou téct obvodem v rezonanci větší proudy.

Z výrazu pro  $\hat{I}_g$  můžeme vyjádřit kolikrát je větší rezonanční proud oproti napájecímu proudu generátoru [2]:

$$\hat{I}_g = \frac{\hat{U}_g \cdot R_I}{R_I^2 + (\omega L_I)^2} = \frac{\hat{U}_g}{R_I + j\omega L_I} \cdot \frac{R_I}{R_I - j\omega L_I} = \hat{I}_1 \cdot \frac{1 + jQ_I}{1 + jQ_I^2} \quad (19)$$

V absolutních hodnotách:

$$|I_g| = I_1 \cdot \frac{\sqrt{1+Q_I^2}}{1+Q_I^2} = \frac{I_1}{\sqrt{1+Q_I^2}} = \frac{I_1}{Q_I} \quad (20)$$

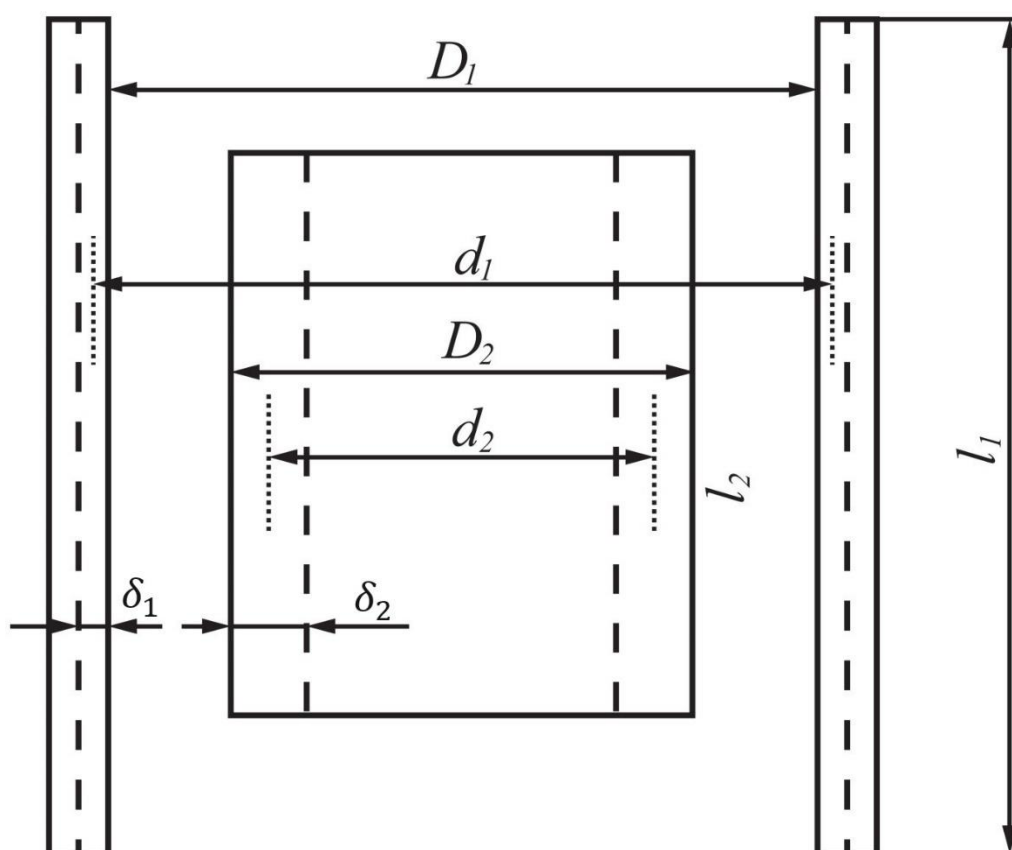
Proud rezonančním obvodem bude tedy  $Q_I$  krát větší než proud generátoru, vzhledem k tomu že  $Q_I$  bývá kolem 12 u tavicích pecí, budou procházející proudy minimálně o řád vyšší než proud dodávaný generátorem. Z tohoto důvodu je nutné kvalitní vodivé spojení mezi kondenzátorem a primární cívkou, často prováděné proto jako pásové vedení [2].

## 2.4. Výpočet parametrů cívky s válcovou vsázkou

Model indukčního ohřevu pro cívku s válcovou vsázkou bez stínění lze popsat pomocí pěti základních parametrů:

- Odpor a indukčnost primární cívky:  $R_1$  a  $L_1$
- Odpor a indukčnost vsázky (sekundární strany):  $R_2$  a  $L_2$
- Vzájemné indukčnosti  $M_{12}$

Obrázek 9 popisuje geometrické rozměry a vzájemné uspořádání vsázky a cívky.



Obrázek 9: geometrický popis soustavy cívka-vsázka [5]

### 2.4.1. Výpočet parametrů primární cívky

Odpor  $R_1$  bude v případě zanedbatelného skin-efektu rovný ohmickému odporu primárního vinutí. To je často zkonstruováno z dutého vodiče, tak aby byl plně využit materiál cívky, protože pro vysoké frekvence, jak bylo určeno na začátku kapitoly, značně klesá hloubka vniku. Také nám dovoluje vodič proháněním kapaliny dutinou chladit. Proud tedy teče preferenčně po povrchu vodiče a odpor se nám zvětšuje. V reálném případě klesá hustota proudu exponenciálně (viz rovnice 13) a to pouze pro rovinou vlnu, ale pokud platí  $D \gg \delta$  můžeme pro účely výpočtu uvažovat, že je hustota proudu rovnoměrná a všechny proud prochází čistě v hloubce vniku  $\delta$ . [5]

S tímto zjednodušením pro cívku vinutou z plného vodiče kruhového průřezu o průměru  $d$ , rezistivitě  $\rho$ , se střední délkou jednoho závitu  $l$  a hloubkou vniku  $\delta$  bude efektivní odpor cívky dán jako:

$$R_{1(N)} = N \cdot k \cdot \frac{l \cdot \rho_{Cu}}{\pi(d_{Cu}^2 - \delta_1^2)} \quad (21)$$

$N$  je počet závitů cívky a  $k \geq 1$  je koeficient zohledňující vliv proximity efektu a dalších neideálností skutečného vinutí. Ve jmenovateli je v podstatě efektivní průřez vodiče, takže zlomek odpovídá odporu jednoho závitu [5].

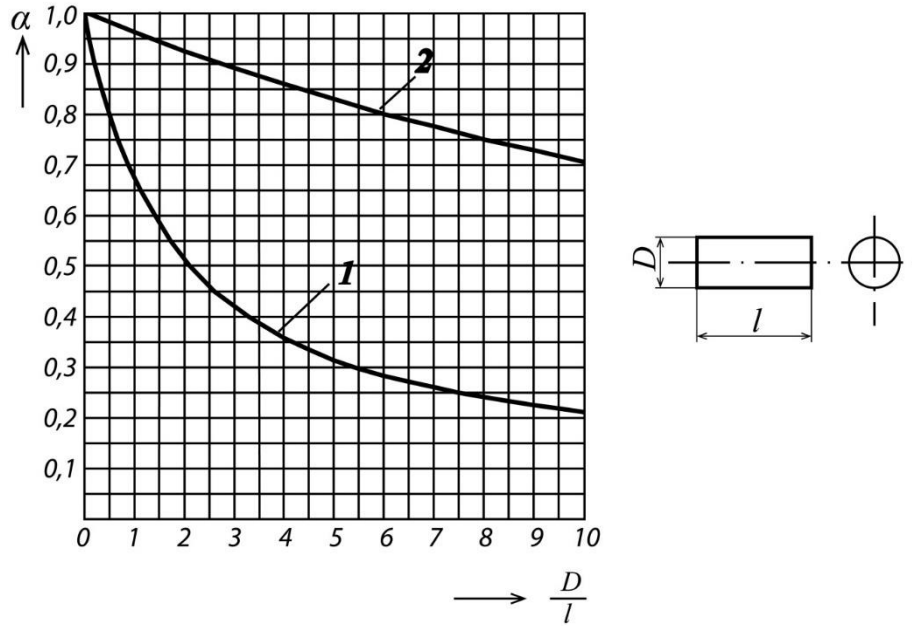
Pro ideální nekonečně dlouhou cívku by se indukčnost počítala pomocí následujícího fyzikálního vzorce:

$$L_{\infty(N)} = N^2 \mu_0 \mu_r \frac{S_1}{l_1} \quad (22)$$

Nicméně pro skutečnou cívku už nebude v jádře všude homogenní magnetické pole (ne všechny siločáry procházejí všemi závity) a je tedy nutné ve výpočtu zohlednit skutečnou geometrii cívky. Indukčnost bude tím menší, čím je menší délka cívky  $l$  vůči průměru  $D$ , protože pole uvnitř cívky je se zvětšujícím se poměrem  $\frac{D}{l}$  méně homogenní (graf závislosti korekčního součinitele na poměru  $\frac{D}{l}$  viz Obrázek 10) [5].

Pokud se uplatňuje skin efekt je nutné do výpočtu plochy zahrnout hloubku ve které proud teče. Místo středního poloměru celé cívky (tedy poloměr dutiny  $r$  plus poloměr vodiče  $\frac{D}{2}$ ) budeme uvažovat že veškerý proud teče v polovině hloubky vniku uvnitř vodiče, tj.  $\frac{\delta}{2}$  a bude tedy efektivní plocha rovna:

$$S_1 = \pi \left( r + \frac{\delta}{2} \right)^2 \quad (23)$$



Obrázek 10: Součinitel  $\alpha$  pro výpočet indukčnosti válcových cívek, 1 – pro  $D/l$ , 2 – pro  $10D/l$  [5]

Indukčnost primárního vinutí pak vypočítáme následovně ( $\mu_r$  bude blízko 1 pro neferomagnetické materiály) [5]:

$$L_{1(N)} = \alpha_1 \left( \frac{D_1}{l_1} \right) \cdot N^2 \mu_0 \mu_r \frac{\pi \left( r_1 + \frac{\delta_1}{2} \right)^2}{l_1} \quad (24)$$

#### 2.4.2. Výpočet parametrů válcové vsázky

Velikost odporu  $R_2$  zjistíme analogicky jako odpor primárního vinutí. Znovu musí platit  $D \gg \delta$  abychom mohli zjednodušit exponenciální rozložení na rovnoměrné do hloubky  $\delta_2$ . Efektivní průřez válce, kterým protéká proud pak bude  $\delta_2 \cdot l_2$  (obdélník) a střední délka bude  $\pi(D_2 - \delta_2)$ : [5]

$$R_2 = k \cdot \frac{\pi(D_2 - \delta_2) \cdot \rho_{Vsázka}}{\delta_2 \cdot l_2} \quad (25)$$

Indukčnost  $L_2$  můžeme v podstatě vypočítat stejně jako v rovnici 24, ale s parametry pro vsázku (uvažujeme neferomagnetickou vsázku, takže  $\mu_r \approx 1$ ):

$$L_2 = \alpha_2 \mu_0 \frac{\pi \left( r_2 - \frac{\delta_2}{2} \right)^2}{l_2} \quad (26)$$

### 2.4.3. Výpočet vzájemné indukčnosti

Vzájemná indukčnost je v ideálním případě popsána následující rovnicí (pro dvě válcové cívky  $a$  a  $b$  s perfektní vazbou, výškou  $l$  a poloměrem  $r$ ):

$$M_{ab} = \mu_r \mu_0 \frac{\pi r^2}{l} N_a N_b \quad (27)$$

V realitě ale nejsou induktory uspořádány tak, že by veškeré pole generované primární cívkou procházelo sekundární (případně naopak podle konfigurace) a tím pádem je nutné výpočet podobně jako u výpočtu indukčnosti korigovat faktorem zahrnujícím geometrické uspořádání. Korekční faktor  $F$  závisí na poměrech  $\frac{D_1}{l_1}, \frac{D_2}{l_2}$  které určují neidealitu oproti nekonečně dlouhému solenoidu a také na poměru  $\frac{l_1}{l_2}$ , který zohledňuje “souhlasnost“ cívek (jak moc siločáry procházejí mimo sekundární cívkou). Pro velikosti poměrů v rozmezí reálného indukčního zařízení je v příloze tabulka **T1** ze které lze korekční faktor  $F$  určit.

Vzájemnou indukčnost mezi primární cívkou a vsázkou pak vypočteme následovně [5]:

$$M_{12} = F \cdot \mu_0 \frac{\pi \left(r_2 - \frac{\delta_2}{2}\right)^2}{l_2} N_1 \quad (28)$$

## 3. Modelování zdroje

### 3.1. Matematický model triody

#### 3.1.1. Předpoklady pro matematický model a simulace

Budeme uvažovat zjednodušené chování triody v oblasti prostorového náboje a oválné elektrody. Simulace a měření bylo prováděno s elektronkou 6S18S, která má spíše obdélníkové uspořádání elektrod, narozdíl od odvozeného kruhového uspořádání (viz. rovnice 9), ale princip fungování bude i v tomto případě podobný a naši elektronku můžeme modelovat jako proudový zdroj kterým teče proud podle rovnice 11. To hlavně z důvodu, že využíváme elektronku v podstatě jako spínač, takže nám spíše jde o chování při vysokých proudech a velikost napětí nutné k zavření elektronky. Všechny následující modely a obvody byly simulovány v programu Wolfram Mathematica verze 13.2.

#### 3.1.2. Zesilovací činitel a rovnice pro anodový proud

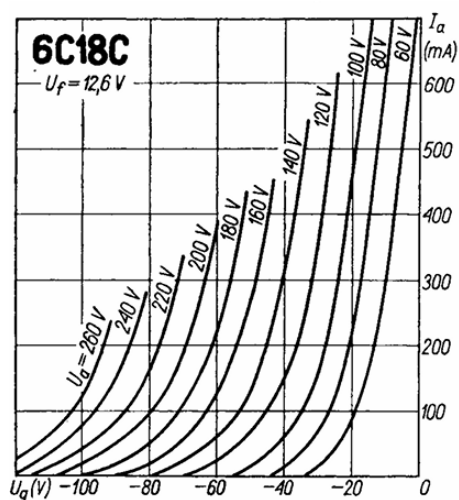
Udávaná hodnota zesilovacího činitele pro elektronku 6S18S je 3.2 (viz. příložený datasheet **DS1**), ale jak bylo popsáno v kapitole 1.2.4 není zesilovací činitel úplně konstantní, a to je vidět i v typických charakteristikách této elektronky. Jak již bylo řečeno, jde nám hlavně o chování elektronky pro vyšší anodové proudy, budeme se zaměřovat na tuto část charakteristik a zesilovací činitel  $\mu$  budeme volit, aby model nejlépe odpovídal této části.

Pro zkonstruování modelu bylo nejdříve nutné odečíst data z **DS1**, konkrétně převodovou závislost (Obrázek 11)  $I_a = f(U_g)$  s parametry:

$$U_a = \{60, 80, 100, 120\} \text{ V.}$$

Zvolili jsme nízká napětí, protože v sepnutém stavu chceme anodové napětí poměrně nízké, takže tyto stavy nejlépe odpovídají skutečnému použití. Hodnoty  $U_g$  byly odečteny v intervalu od nuly do maxima anodového proudu s intervalem  $\Delta I_a = 50 \text{ mA}$ . Takto odečtená data ale není možné přímo proložit rovnicí 11, protože nelze v oboru reálných čísel počítat odmocniny

ze záporného základu. K tomuto problému se později vrátíme v simulaci samotného obvodu, kde bude nutné tuto podmínku ošetřit, nicméně zde je možné problém snadno vyřešit přičtením vhodné konstanty, tak aby základ v rozmezí prokládaných dat nebyl záporný. Konstanta byla



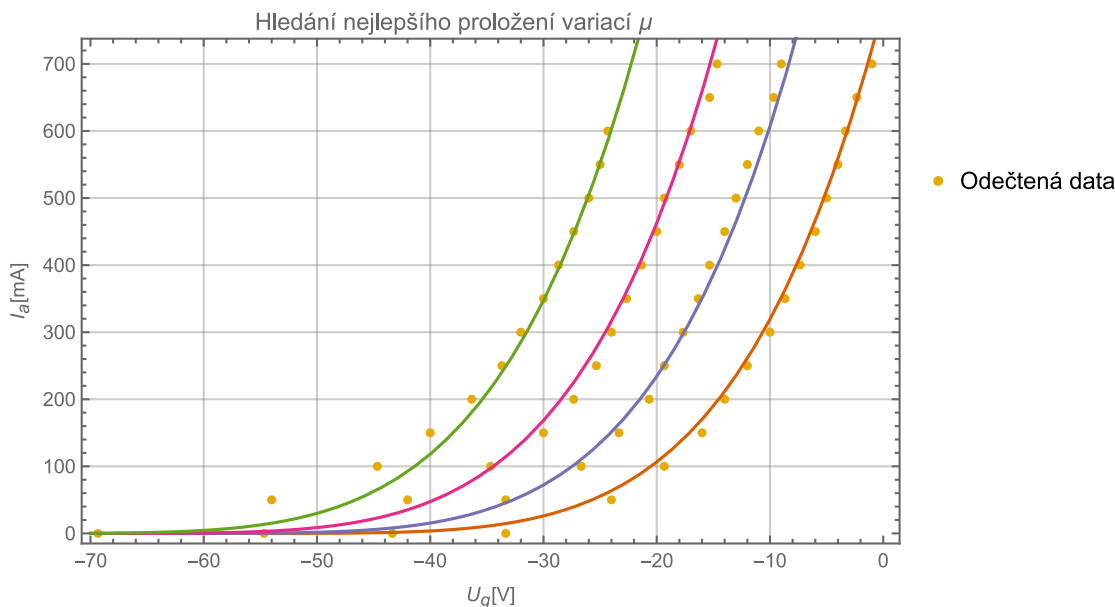
Obrázek 11: převodové charakteristiky triody 6S18S z DS1

určena experimentálně a její hodnota neovlivňuje účel modelu. Také vzhledem k chování naší elektronky se ukázalo že exponent v mocninné závislosti popsany v rovnici 5 neodpovídá tvaru charakteristik pro elektronku 6S18S. Nejspíše je kvůli konstrukčním parametrům prostorový náboj rozložen tak, že je citlivější na změny potenciálu uvnitř elektronky (potenciálová "zed" nejspíše bude užší) a proto bylo nutné při prokládání dat najít kromě konstrukčního koeficientu i jinou hodnotu exponentu.

V příloze WM1 je program ve kterém bylo provedeno nalezení hodnot pro model triody a odhadnutí vhodného zesilovacího činitele. V programu byla importována data a byla určena počáteční hodnota zesilovacího činitele podle DS1:  $\mu = 3.2$ . Abychom mohli plynule měnit zesilovací činitel při viditelných změnách tvarů křivek, využili jsme příkaz **Manipulate**. Na následujícím obrázku (Obrázek 12) je zobrazen obsah příkazu. Program tedy s určitou frekvencí přepočítává proložení (**FindFit**) a zobrazuje ho spolu s prokládanými body (Obrázek 13). Následně po nalezení vhodného  $\mu$  můžeme jako další input zobrazit list **fit** a dostaneme tak spolu se zesilovacím činitelem všechny potřebné koeficienty.

```
Manipulate[
  model = k *  $\left(\frac{U_a}{\mu} + U_g + 4\theta\right)^{moc}$ ;
  fit = FindFit[data, {model}, {k, moc}, {Ua, Ug}];
  iAFunction[Ug_] := Evaluate[model /. fit];
  Show[ListPlot[data[[All, {2, 3}]], PlotStyle -> Red, PlotLegends -> {"Odečtená data"},
    PlotLabel -> "Hledání nejlepšího proložení variací  $\mu$ ", AxesLabel -> {"Ug [V]", "Ia [mA]"}],
    Table[Plot[iAFunction[Ug] /. {Ua -> i}, {Ug, -70, 0}], {i, 60, 120, 20}], {μ, 2, 4}]
```

Obrázek 12: hledání nejvhodnějšího zesilovacího činitele variací prokladu



Obrázek 13: graf optimální proložení pro  $\mu = 2.876$

Později změříme skutečné charakteristiky a odvodíme z nich zesilovací činitel dvou skutečných elektronek a srovnáme ho s tímto teoretickým. Zatím budeme používat model s těmito získanými koeficienty v simulaci zdroje pro indukční ohřev. Nakonec bude model vypadat následovně:

$$I_a(mA) = 8.82 \times 10^{-7} \cdot \left( \frac{U_a}{2.876} + U_g + 40 \right)^{5.01559} \quad (29)$$

Pro zjednodušení práce s modelem v simulačním programu ještě sjednotíme součet  $\frac{U_a}{2.876} + U_g$  do jedné proměnné *komb*, tedy ekvivalentního napětí z rovnice 9. Nemusíme tak pracovat s funkcí dvou proměnných. Také rovnici přepíšeme pro proud vyjádřený v ampérech:

$$I_a(A) = 8.82 \times 10^{10} \cdot (komb + 40)^{5.01559} \quad (30)$$

## 3.2. Simulace zdroje s modelem obvodu indukčního ohřevu

Celý program je dostupný v příloze WM2 .

### 3.2.1. Princip topologie push-pull

Vzhledem k dostupnosti dvou elektronek stejného typu bylo vhodné zvolit topologii měniče která je obě využije. Vzhledem k proveditelnosti a jednoduchosti zapojení byla zvolena konfigurace push-pull. Pro funkci je nutné mít buď transformátor s dvěma primárními vinutími nebo jeden s vyvedeným středem (v případě společného zdroje jsou tato zapojení ekvivalentní). Spínače, v tomto případě elektronky, jsou spínány v protifázi a jsou zapojeny na vinutí nesouhlasně (buď jsou vinutí navinuty s opačnou točivostí, nebo proud prochází v opačné orientaci).

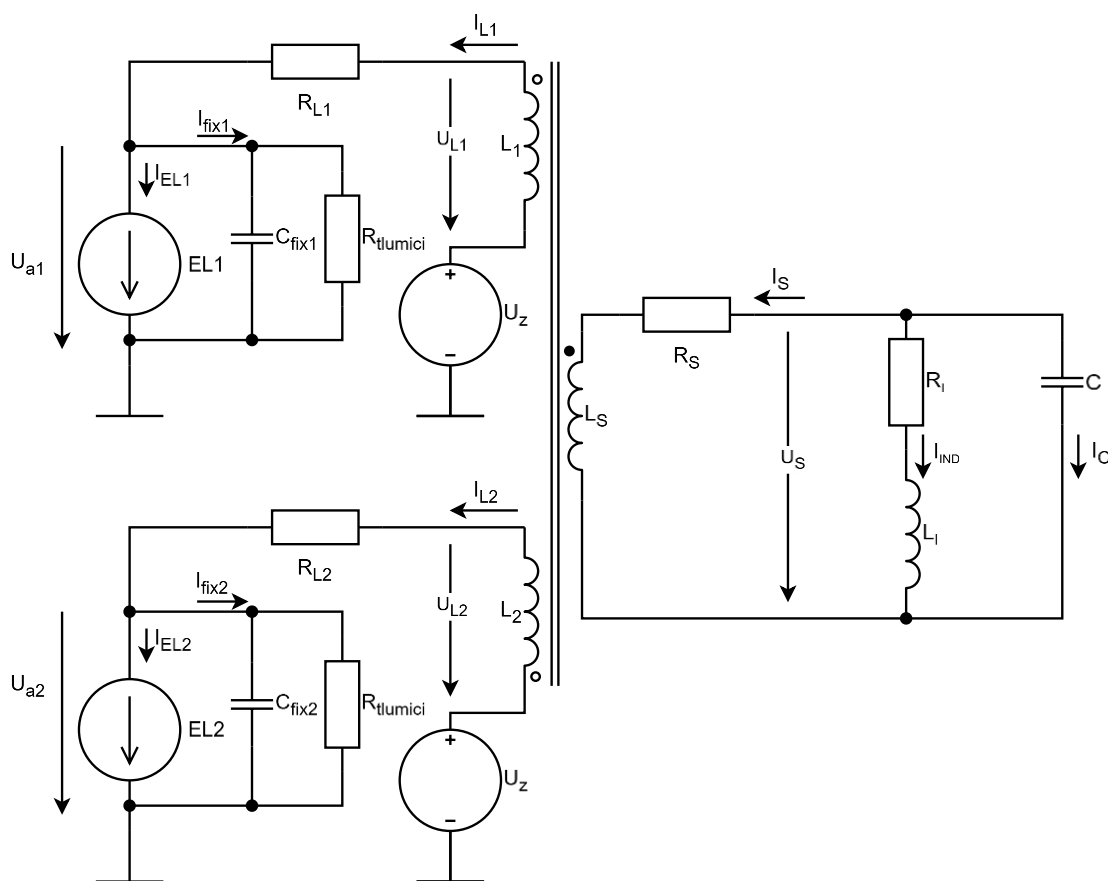
Výhodou tohoto zapojení je zamezení stejnosměrné magnetizace jádra, neboť magnetická pole generované proudem v první půlce taktu je vyrušeno magnetickým polem proudu druhého antiparalelního spínače. Takto nám v jádře zůstává jen užitná střídavá magnetizace, takže může být magnetický obvod plně využit. Znamená to taky že transformátor pracuje skutečně v transformátorovém režimu a přenos energie na sekundární stranu nezávisí tolik energii akumulované v primárním vinutím. [6]

Pokud dodržíme žádaný poměr závitů primárního a sekundárního vinutí, můžeme volit velikost indukčnosti primárního vinutí podle toho, jak velký nárůst proudu požadujeme.



### 3.2.2. Schéma simulovaného zapojení

Na schématu (Obrázek 14) je zobrazen simulovaný obvod zdroje pro indukční ohřev, který je v obvodu modelován pomocí odvozené kombinace  $R_L$   $L_L$   $C$  z kapitoly 2.3. Z části byli v obvodu zanedbány neidealities obvodu jako kapacity mezi vinutími, vnitřní odpor zdroje, indukčnosti spojovacích vodičů, ale odpory vinutí a parazitní kapacity mezi anodou a katodou byli v simulaci zohledněny. Později se totiž ukázalo, že bez zahrnutí těchto parazitních vlastností simulace nedokáže obvod vyřešit. Elektronky jsou v obvodu zakresleny jako (řízené) proudové zdroje  $EL1$  a  $EL2$  s paralelními parazitními kapacitami  $C_{fix1}$  a  $C_{fix2}$ . Protože docházelo k silným oscilacím po vypnutí elektronek vlivem vzájemné interakce těchto kondenzátorů a primárního vinutí, byli paralelně přidány odpory, které tyto zákmity snížili.  $U_z$  je pak společný stejnosměrný zdroj ze kterého jsou napájena primární vinutí. V obvodu jsou pak označeny napětí a proudy v obvodu spolu s popisky všech zobrazených komponentů. Tyto názvy korelují s názvy v simulaci.



Obrázek 14: schéma simulovaného zapojení push-pull

### 3.2.3. Podstata simulace obvodu pomocí WM

V principu je obvod řešen numerickým řešením diferenciálních obvodových rovnic a vztahů pro součástky pomocí funkce `NDSolve`. Určitou nevýhodou tohoto řešiče je tendence řešit rovnice jako algebraické kde je to možné, to zvyšuje nároky na přesnost výsledků, a tak často model nedokáže konvergovat k řešení a zasekne se v určitém čase. Pokud rovnice způsobující halting řešiče převedeme na diferenciální (celou rovnici zderivujeme podle času), budou všechny složité rovnice řešeny numericky, a tak i v oblastech kde jsou funkce strmé nebo procházejí nulou, program se nutně nezastaví kvůli nedosáhnutí přesnosti.

Bude ale nutné dále dbát na správné počáteční podmínky, protože derivací ztrácíme informaci v konstantách v obvodových rovnicích. Musíme tak znát očekávané chování obvodu, abychom mohli posoudit, že simulace skutečně dává smysl a pohybujeme se v rozumných hodnotách.

### 3.2.4. Upravení modelu triody

U odvozeného modelu musíme vyřešit problém se záporným základem a nulováním. Protože využíváme k řešení `NDSolve` nemůžeme k tomuto použít funkce typu `Abs`, `Piecewise` apod. ty totiž nejsou nebo nemusí být spojité (případ `Piecewise`), případně nemají spojitou první derivaci v našem rozsahu čísel (případ `Abs`). Z tohoto důvodu je vhodné zavést dvě alternativy těchto funkcí, konkrétně využijeme hyperbolický tangens pro (téměř) znulování funkce v nule a absolutní hodnotu aproximujeme hyperbolou. Vzhledem k tomu, že se pohybujeme v extrémně malých proudtech, nedopustíme se tímto chyby téměř žádné ve srovnání s aproximací křivek triody v kapitole 3.1.2.

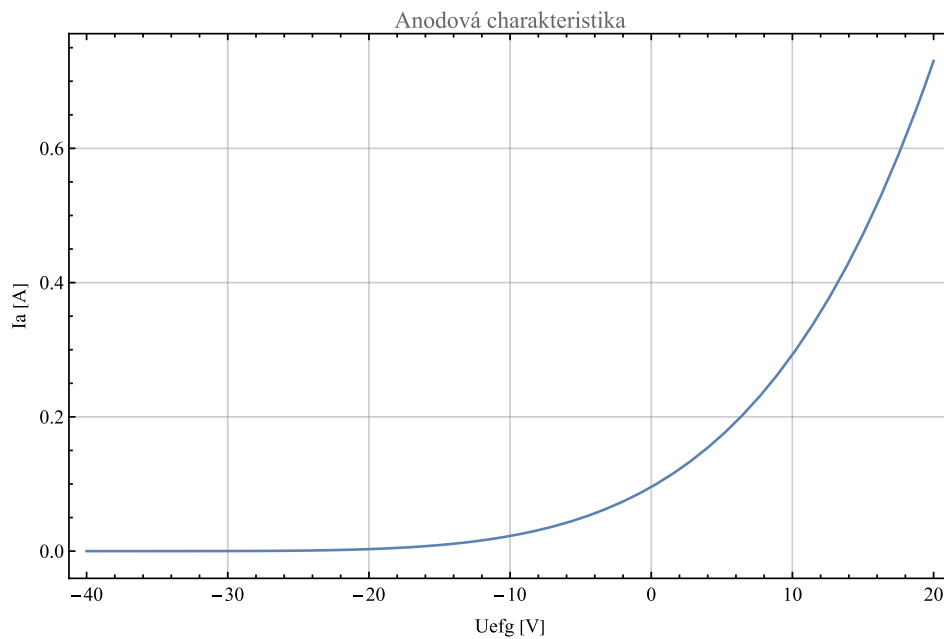
Obrázek 15 zobrazuje odvozený model vstupující do simulace se zmíněnými úpravami a vykreslenou charakteristikou  $I_a = f(komb)$ .

Odstranění singularity v nule u absolutní hodnoty spočívá v “zaoblení” právě v tomto bodě, toho docílíme tak že v odmocnině ke druhé mocnině vstupu přičteme druhou mocninu malého čísla, které pak odečteme. Znamená to, že stále dostaneme funkci, která prochází nulou, ale má kolem nuly tvar hyperboly, viz Obrázek 16.

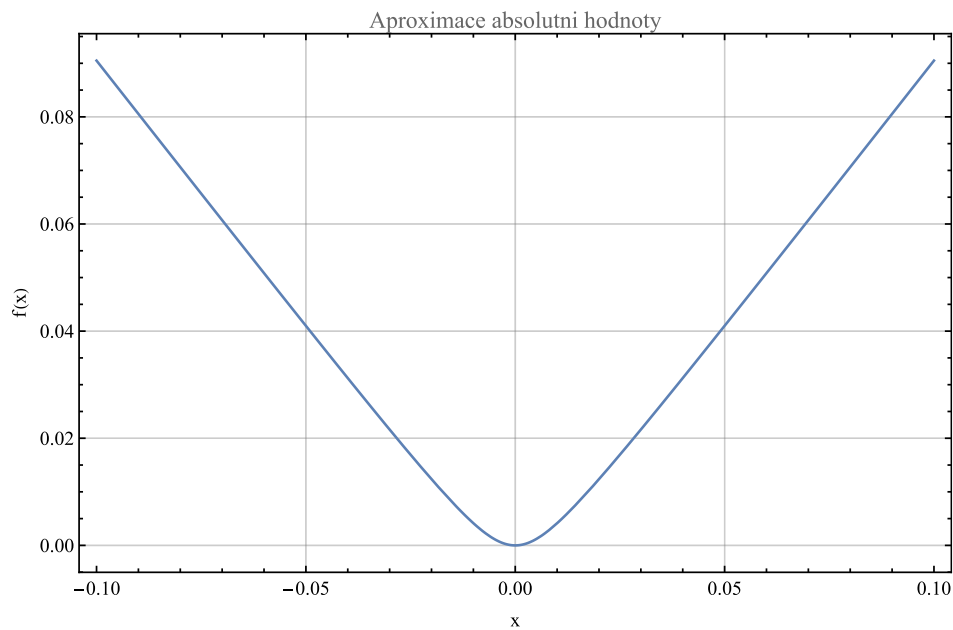
```

k = 8.818349797006697`*^-10;
moc = 5.0155928172594235`;
kk = 0.01;
myAbs[x_] :=  $\sqrt{kk^2 + x^2} - kk$ ;
Plot[myAbs[x], {x, -10, 10}];
znulujMoc[komb_] := 0.5 * (1 + Tanh[20 * (komb + 40)]);
iA[komb_] := (k * (myAbs[komb + 40])moc) * znulujMoc[komb];
Plot[iA[komb], {komb, -30, 20}, PlotRange -> Full]

```



Obrázek 15: model třídy a anodová charakteristika

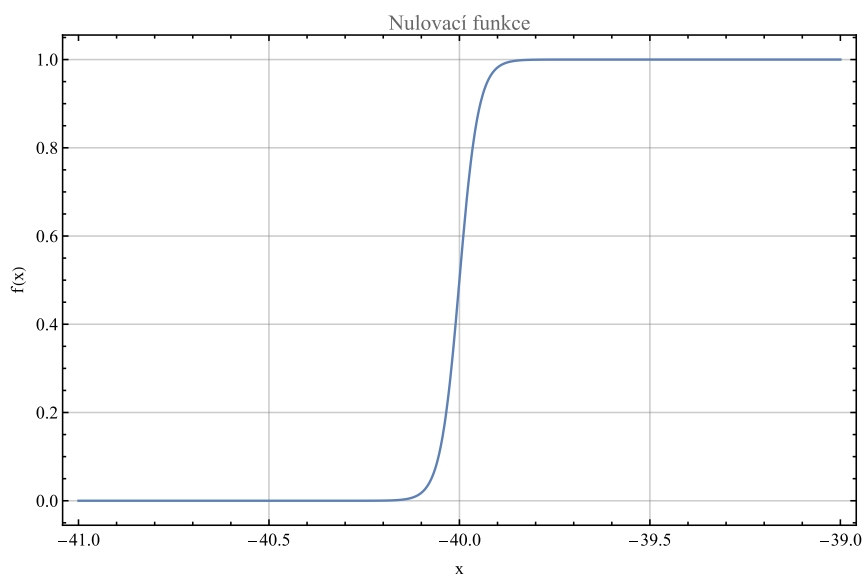


Obrázek 16: aproximace absolutní hodnoty

Hyperbolický tangens je funkce s oborem hodnot v intervalu  $(-1,1)$  s předpisem:

$$\tanh x = \frac{1-e^{-2x}}{1+e^{-2x}} \quad (31)$$

Z předpisu je vidět že je funkce spojitá a plně diferencovatelná v  $\mathbb{R}$  a umožňuje přičtením vhodných konstant udělat z funkce “skok“, tedy relativně rychlý přechod z nuly do jedničky v požadovaném bodě. Zrychlení přechodu, tedy zaostření hran obdélníku dosáhneme vynásobením proměnné rozumně velkým koeficientem (20 se blíží maximu při kterém simulace ještě dokáže obvod vyřešit). Na následujícím grafu (Obrázek 17) je vidět průběh této nulovací funkce.



Obrázek 17: derivovatelná nulovací funkce

### 3.2.5. Vstupní údaje do simulace

Hodnoty komponentů pro simulaci byly navrženy před realizací obvodu a jsou jedná se o spíše o počáteční odhad k odladění simulace než předpisové hodnoty pro optimální zapojení. Nicméně by hodnoty měli reprezentovat skutečně dosažitelné hodnoty komponentů.

Napájecí zdroj byl zvolen  $U_Z = 120\text{ V}$ , abychom pracovali v obvodu prozatím spíše s menšími proudy a napětími, protože vlivem indukčnosti nám napětí při spínání budou vzrůst nad napájecí. Spínací frekvenci jsme zvolili zatím 100 kHz.

Obrázek 18 zobrazuje parametry popisující transformátor, byli zanedbány parazitické kapacity, činitel jakosti obou vinutí byl optimisticky volen  $Q = 100$  a pomocí něho byli vypočteny odpory vinutí. Činitele vazby byly také voleny prozatím velké pro minimalizaci rozptylové indukčnosti, které by způsobovali napět'ové špičky při vypínání elektronek. Převod transformátoru byl orientačně volen podle výkonového přizpůsobení na maximální přenesený výkon, tedy potřebujeme, aby impedance zdroje byla rovná impedanci zátěže. Z rovnice 18 víme že správně naladěný rezonanční obvod bude mít pouze reálnou složku impedance, takže s těmito parametry má pak zátěž efektivní odpor  $R_z \approx 6\Omega$ . Odpor elektronky v plně sepnutém stavu ( $U_g \rightarrow 0$ ) je efektivně kolem  $100\Omega$  a odpor primárního vinutí cca.  $60\Omega$ . Poměr primárních ku sekundárních závitů tedy odhadneme jako poměr těchto odporů:  $\frac{N_1}{N_2} \approx \frac{100+60}{6} \cong 27$ . Indukčnost primárních vinutí byla zatím zvolena dostatečně velká tak, aby nám elektronkami v simulaci neprotékal příliš velký proud.

Kondenzátory  $C_{fix}$  byli zvoleny podle skutečných naměřených hodnot na elektronce, nicméně jejich hodnota pro simulaci kritická není, v simulaci je kapacita o něco větší, aby byla zohledněna i kapacita vodičů, patice apod. Velikost tlumícího odporu se ukázala nejlepší  $R_{tlumici} = 10 k\Omega$ .

Simulace budícího obvodu bude popsána v další kapitole, kde bude průběh budícího napětí bude méně ideální, ale prozatím pro analýzu průběhů je názornější si vytvořit obdélníkový průběh. Použijeme sinus jako základní funkci pro generaci signálu a znovu pomocí hyperbolického tangens vytvoříme ostré skoky, jinak by znovu vznikali problémy s nespojitostí derivací. Implementace viz Obrázek 19.

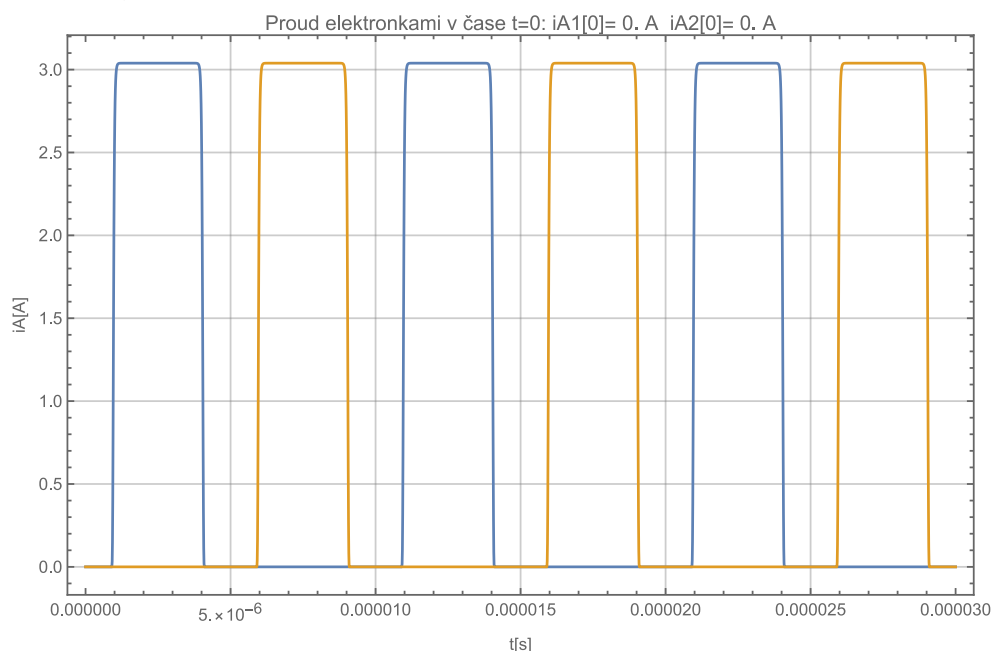
```
offTime = 0.5;
amplitude = -120;
offset = 2;
budiciSignal[t_] := amplitude * 0.5 * (1 + Tanh[40 * (-Sin[2 * Pi * f * t] + offTime + 0.04)]) - offset
Plot[budiciSignal[t], {t, 0, 3 T}]
```

Obrázek 19: implementace obdélníkového budícího signálu

$$\begin{aligned}
 L1 &= L2 = 10 \text{ mH}; \\
 RL1 &= RL2 = \frac{1}{100} * 2 * \pi * f * L1 \\
 kv12 &= 0.98; \\
 kv1s &= 0.98; \\
 M12 &= kv12 * \sqrt{L1 * L2}; \\
 M1s &= M2s = kv1s * \sqrt{L1 * Ls}; \\
 N1toNs &= 27; \\
 Ls &= \frac{L1}{N1toNs^2}; \\
 Rs &= \frac{1}{100} * 2 * \pi * f * Ls \\
 LI &= 0.001 \text{ mH}; \\
 QI &= 10; \\
 RI &= \frac{1}{QI} * 2 * \pi * f * LI; \\
 CI &= \frac{1}{(f * 2 * \pi)^2 * LI};
 \end{aligned}$$

Obrázek 18: parametry transformátoru a sekundárního obvodu

Amplituda signálu byla zvolena tak, aby elektronkou při plném napájecím napětí neprocházel žádný proud (byla plně vypnuta). Offset bude dán budičem, v reálu bude napětí blízku nule, prozatím volíme 2V. Kromě toho také potřebujeme, aby na začátku neprocházel elektronkami žádný proud, aby bylo možné nastavit počáteční podmínky na nulové hodnoty. Bylo vhodné zobrazit proud oběma elektronkami buzených v protifázi s plným napájecím napětím na anodě (viz Obrázek 20).



Obrázek 20: elektronky buzené připraveným obdélníkovým signálem

### 3.2.6. Systém rovnic a počáteční podmínky

V následující části programu (Obrázek 21) je popsán obvod pomocí diferenciálních rovnic s funkcemi popsanými v předchozích kapitolách. Kromě rovnic vztahující vzájemně mezi sebou proudy a napětí v obvodu jsou zde vztahy popisující chování součástek.

První dvě rovnice popisují chování elektronek, jedná se o funkci popsanou v kapitole 3.2.4 a vstupem je kombinace budicího signálu na mřížce, který se elektricky simulace neúčastní (pouze nám budí obvod) a anodového napětí sníženého  $\mu$ -krát. Bylo ještě nutné ošetřit situaci kdy by se na elektronece vyskytlo záporné napětí, ale bylo by na mřížce nulové napětí (byla by otevřená). V tomto případě se chová elektronka jako dioda a nemůže jí v podstatě protékat žádný proud proti potenciálu. Proto jsme zavedli funkci `znulujForNegUA` (znovu pomocí `Tanh`), která nám zabráni průchodu proudu pod nastavitelně malá anodová napětí (prozatím jsme zvolili nulu).

```

znulujForNegUA[voltage_] := 0.5 * (1 + Tanh[20 * (voltage)]);

rce = {D[Iel1[t] == iA[(budiciSignal[t] +  $\frac{Ua1[t]}{\mu}$ )] * znulujForNegUA[Ua1[t]], t],
D[Iel2[t] == iA[(budiciSignal[t + T/2] +  $\frac{Ua2[t]}{\mu}$ )] * znulujForNegUA[Ua2[t]], t],
D[IL1[t] == Iel1[t] + Ifix1[t], t],
D[IL2[t] == Iel2[t] + Ifix2[t], t],
UL1[t] == -L1 * IL1'[t] - M12 * IL2'[t] - M1s * Is'[t],
UL2[t] == -L2 * IL2'[t] - M12 * IL1'[t] + M2s * Is'[t],
D[Ua1[t] + (IL1[t]) * RL1 == UL1[t] + Uz, t],
D[Ua2[t] + (IL2[t]) * RL2 == UL2[t] + Uz, t],
Ifix1[t] == Cfix1 * Ua1'[t] +  $\frac{Ua1[t]}{Rtlumici}$ ,
Ifix2[t] == Cfix2 * Ua2'[t] +  $\frac{Ua2[t]}{Rtlumici}$ ,
Us[t] == Ls * Is'[t] - M1s * IL1'[t] + M2s * IL2'[t] + Rs * Is[t],
ILind[t] + ICind[t] + Is[t] == 0,
Us[t] == LI * ILind'[t] + RI * ILind[t],
ICind[t] == CI * Us'[t],
D[pin[t] == Uz * (IL1[t] + IL2[t]), t],
D[pout[t] == RI * ILind[t]^2, t]
};

```

Obrázek 21: rovnice popisující chování obvodu

Dále se jedná jen o popis obvodu základními rovnicemi pro cívky, kondenzátory a odpory. Důležité je správně popsat vázané induktory v transformátoru, aby se vskutku jednalo o push-pull zapojení. Ke správnému pochopení a popisu fungování vázaných induktorů byla využita skriptu [7].

Bylo cílem mít v čase  $t = 0$  obvod ve stavu ve kterém je snadné popsat stav obvodu, jak již bylo naznačeno v předchozí kapitole u budícího signálu. Když analyzujeme obvod dojdeme k tomu, že proud obvodem je všude nulový a veškeré napětí zdroje připadá na elektronky. Proto můžeme jednoduše popsat počáteční podmínky – viz Obrázek 22.

```

pocPodminky = {Is[0] == 0, Ua1[0] == Uz, Ua2[0] == Uz, Us[0] == 0, UL1[0] == 0,
UL2[0] == 0, IL1[0] == 0, IL2[0] == 0, Ifix1[0] == 0, Ifix2[0] == 0, Iel1[0] == 0,
Iel2[0] == 0, pin[0] == 0, pout[0] == 0, ILind[0] == 0, ICind[0] == 0};

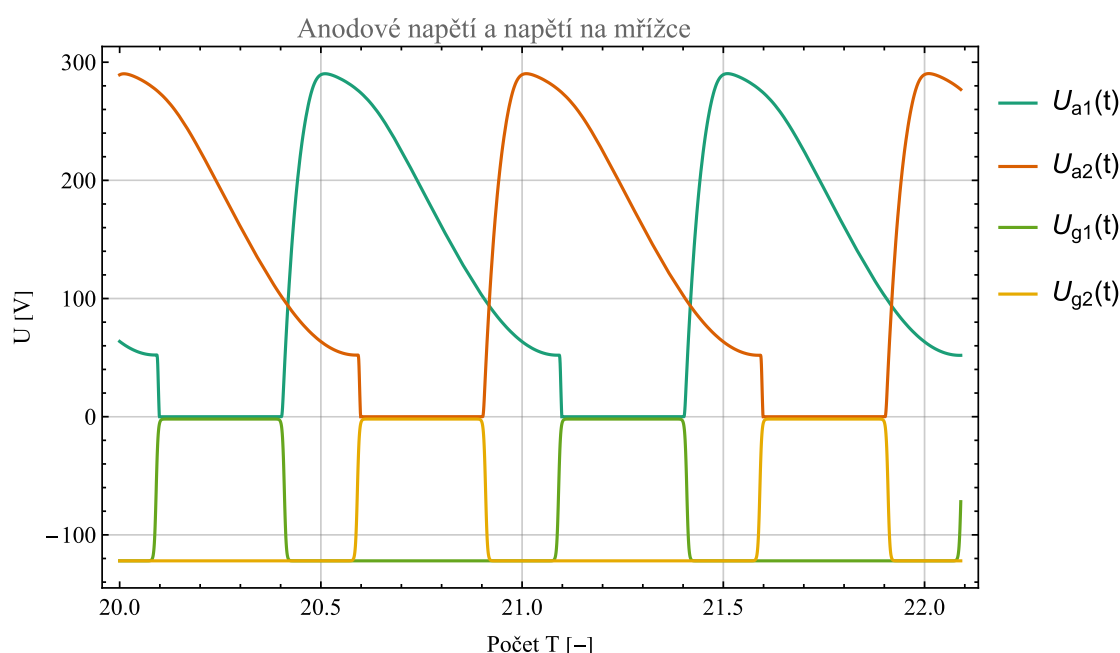
```

Obrázek 22: počáteční podmínky

K zobrazení příkonu celého obvodu a zobrazení výkonu který se dostává z primární strany na sekundární stranu jsme také zavedli proměnné  $pin$  a  $pout$ .

### 3.2.7. NDSolve, výsledky a analýza chování simulace

Takto připravenou soustavou rovnic vyřešíme numericky pomocí příkazu `NDSolve` pro rozumně dlouhý časový interval, tak aby se obvod dostal do ustáleného stavu. Obvykle je vhodné v našem případě zvolit simulaci alespoň v rozsahu deseti period. Vyřešením dostaneme interpolační funkce pro všechny proměnné v systému, s nimi se dají dělat matematické operace (integrace, derivace atd.), ale nejsou to funkce v matematickém smyslu – nemají definovaný předpis. Pro zobrazení průběhů nám tato skutečnost nevadí, ale znamená to, že je těžší analyzovat vzájemný efekt součástek na jednu konkrétní proměnnou. Nejprve se podíváme na chování elektronek, zobrazíme si graf anodového napětí a budicího signálu na mřížce po ustálení obvodu kolem 20 period (Obrázek 23).

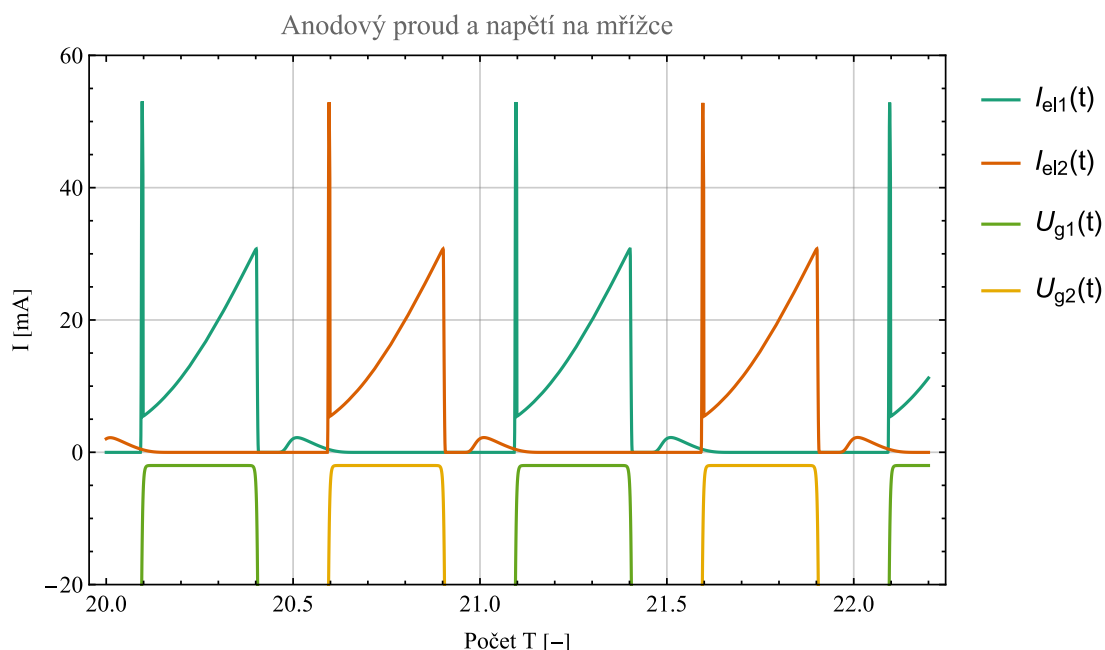


Obrázek 23: průběh anodového napětí a budicího signálu

A také graf anodového proudu proudů obou elektronek (Obrázek 24), znovu se zobrazenými průběhy budicího signálu (kvůli čitelnosti je proud zobrazen v mA a viditelná je pouze část budicího signálu).

Když je elektronka sepnutá, chová se obvod podle očekávání – napětí na ní klesne a začne obvodem protékat proud. Proud narůstá exponenciálně, jak narůstá magnetické pole uvnitř cívky. Na začátku vidíme malou proudovou špičku, jak se vybíjí kondenzátor paralelně u elektronky. V realitě by asi tato špička takto velká nebyla kvůli parazitním indukčnostem a samotnému chování elektronky, která se při spínání přímo jako kondenzátor chovat nejspíše nebude.



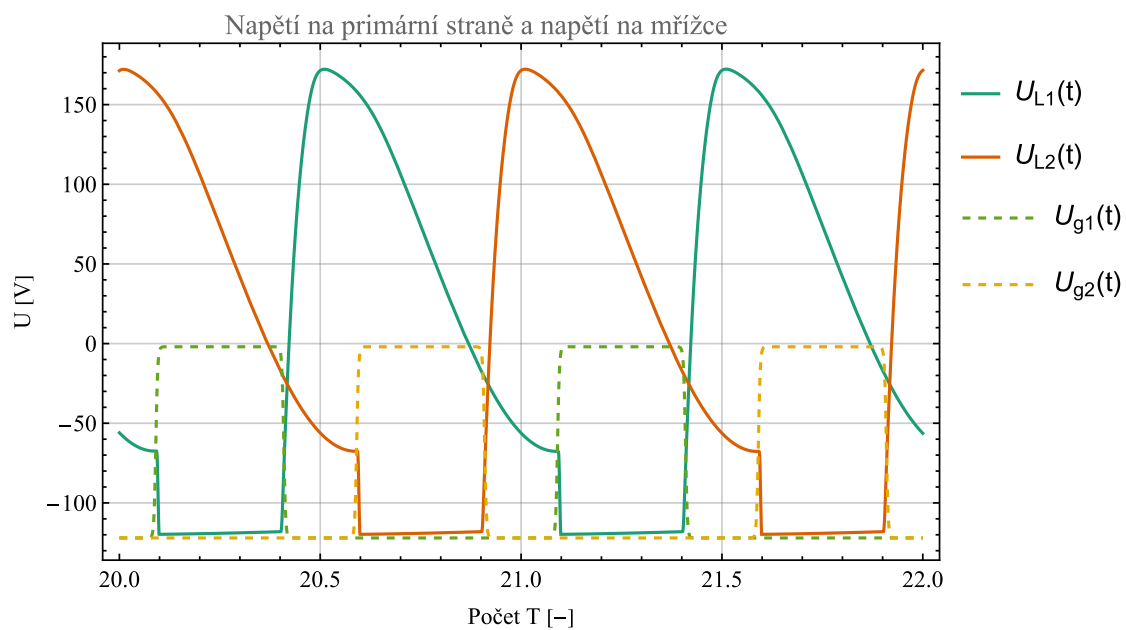


**Obrázek 24: anodový proud a budící signál**

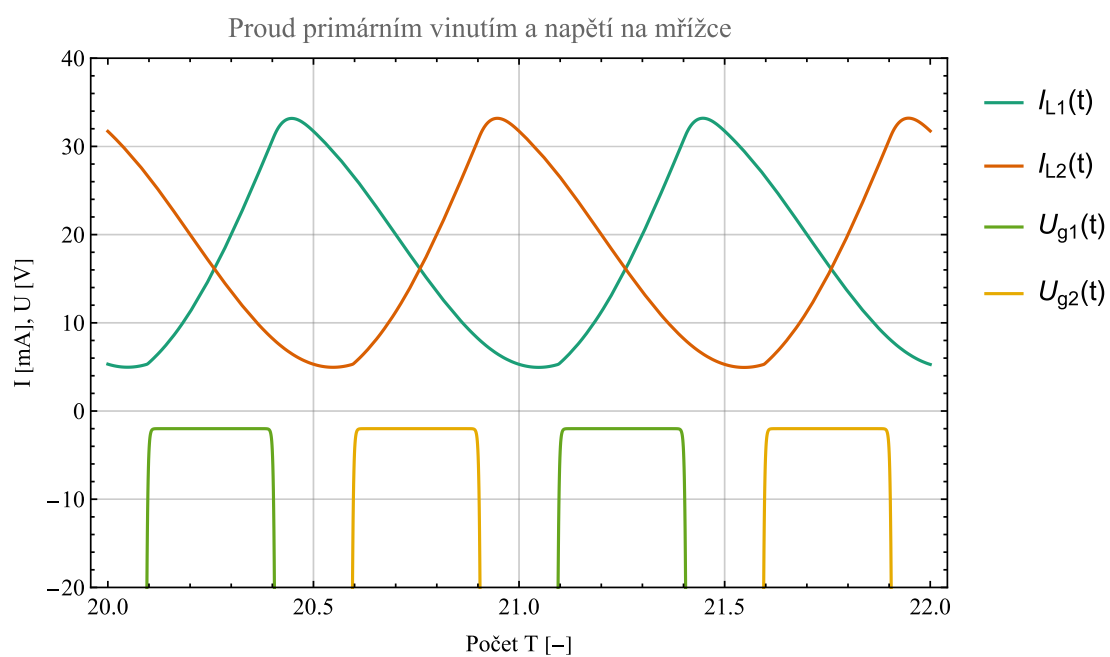
Problém ale nastává potom co vypneme elektronku – naakumulované magnetické pole v indukčnosti stále po vypnutí elektronky protlačuje obvodem proud a to má za následek vznik poměrně značné napěťové špičky na elektronce (viz Obrázek 23). A protože má naše elektronka extrémně malý zesilovací činitel, má anodové napětí poměrně velký efekt na anodový proud a tyto špičky mohou vést k nechtěnému spínání. V zobrazeném případě je obvod naladěn tak, abychom byli těsně na hranici, kdy se v simulaci elektronka otvírá jen kdy má, tedy kdy je sepnuta malým mřížkovým napětím, ale i tak je v grafu vidět oblast kdy elektronkou teče proud kdy nemá (viz Obrázek 24). Tento problém můžeme vyřešit buď potlačením napěťových špiček nebo nahrazením elektronky za méně citlivou na anodové napětí.

Zobrazíme dále průběhy napětí (Obrázek 25) a proudu (Obrázek 26) na primární straně transformátoru, znovu v relaci k budicímu signálu.

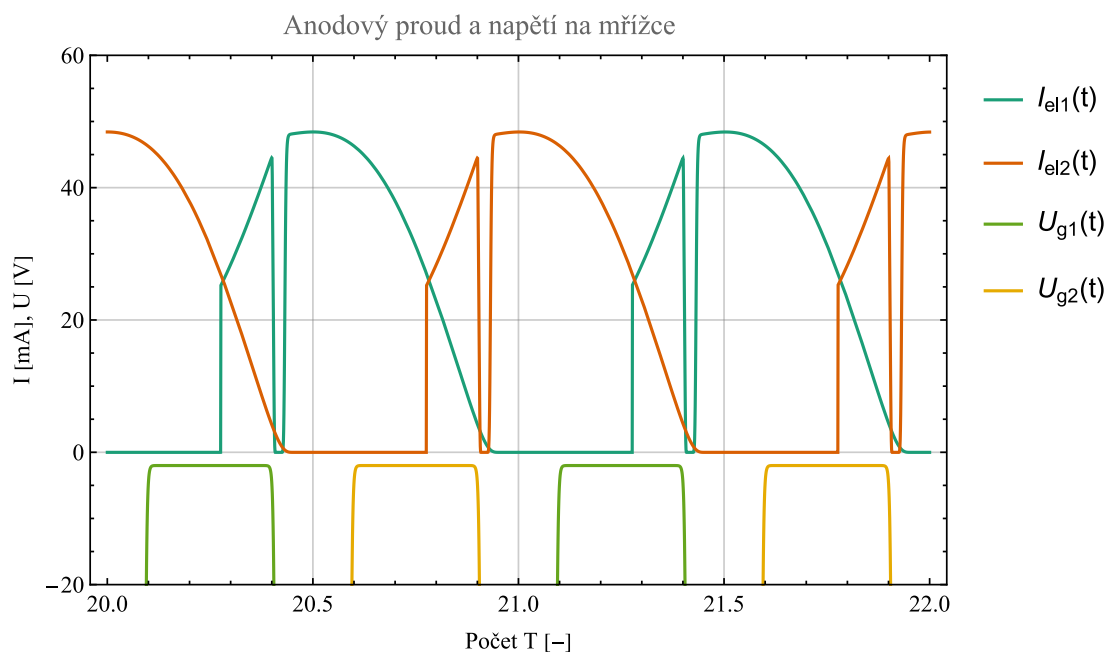
Napětí v podstatě kopíruje napětí na elektronce, akorát je vzhledem k polaritě tekoucího proudu indukčnostmi  $L_1$  a  $L_2$  otočené a snižené o napětí na zdroji  $U_z$  (v tomto případě 120 V). Vidíme že proud nezaniká v transformátoru úplně, to je dané tím že paralelně k elektronce jsme dali tlumicí odpor, důvod proč bylo nutné ho zařadit je vidět v modifikovaném grafu (Obrázek 27) - elektronka by se zapínala mimo požadovanou část periody, což je v realitě nesmyslné. Jednak na takto vysoká napětí není skutečná elektronka konstruována (viz **DS1**) a zároveň už pro takto vysoká napětí náš model nepředpokládal průtok proudu, takže i kdyby v těchto podmínkách byla elektronka provozována, nechovala by se s velkou pravděpodobností stejně jako v simulaci, to ostatně vidíme i v charakteristikách pro vysoká napětí (Obrázek 11).



**Obrázek 25: napětí na induktorech  $L_1$  a  $L_2$**

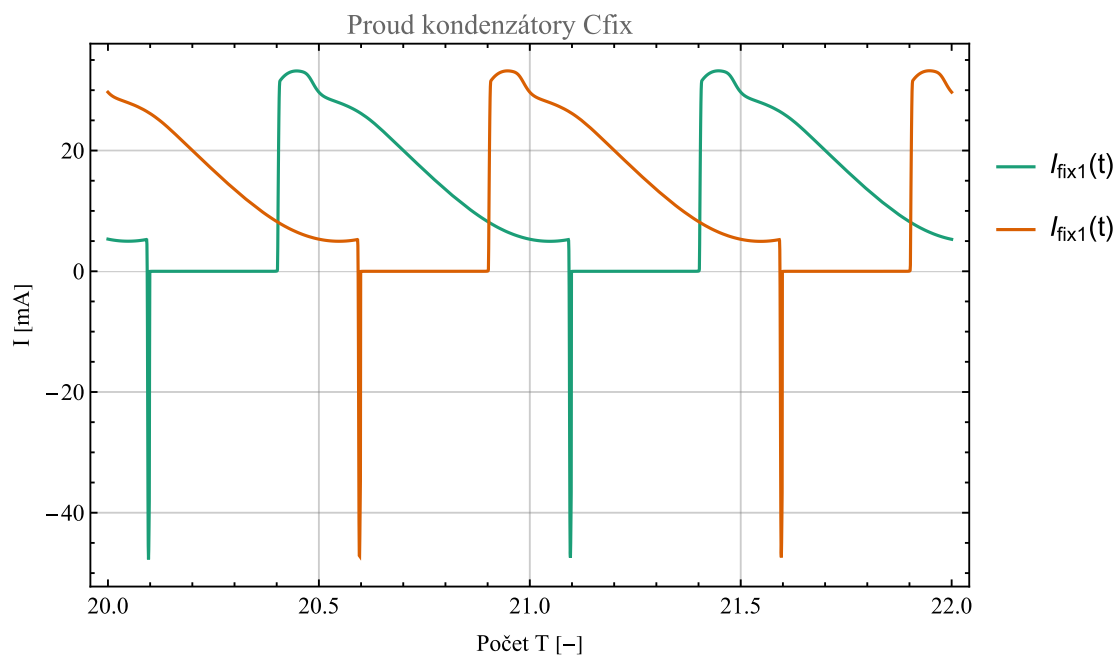


**Obrázek 26: proudy primární stranou transformátoru**



**Obrázek 27: chybné nastavení parametru indukčnosti vedoucí ke znovuspínání**

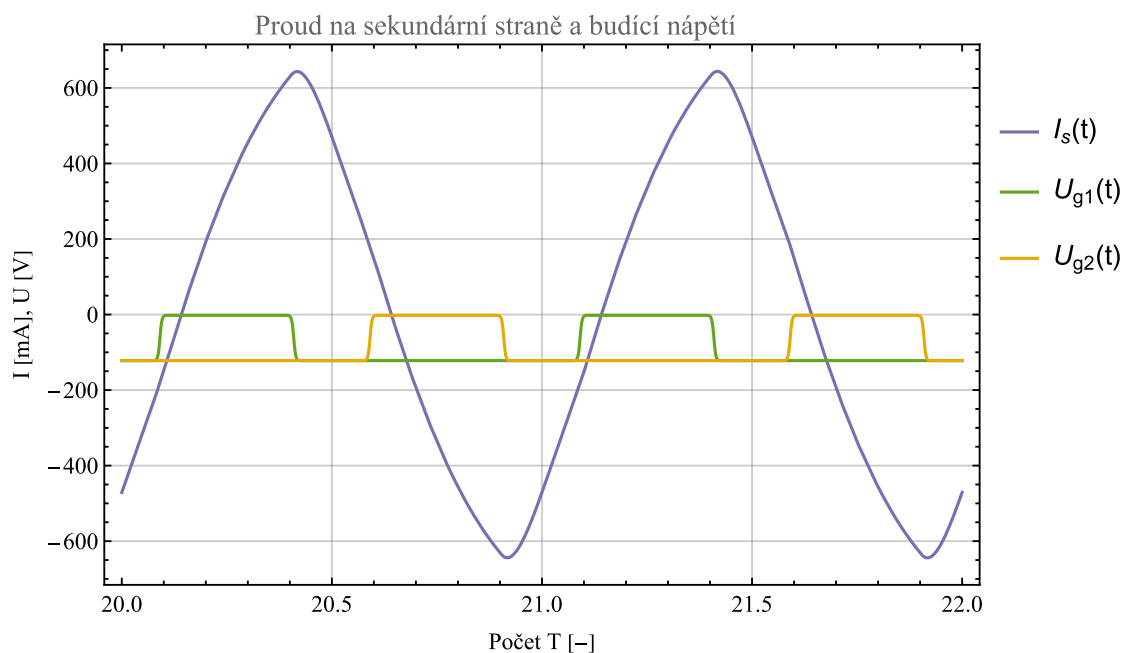
Ještě zobrazíme proudy kondenzátory z parametřů na primární straně  $C_{fix}$  (Obrázek 28).



**Obrázek 28: proud kondenzátory paralelně k elektronkám**

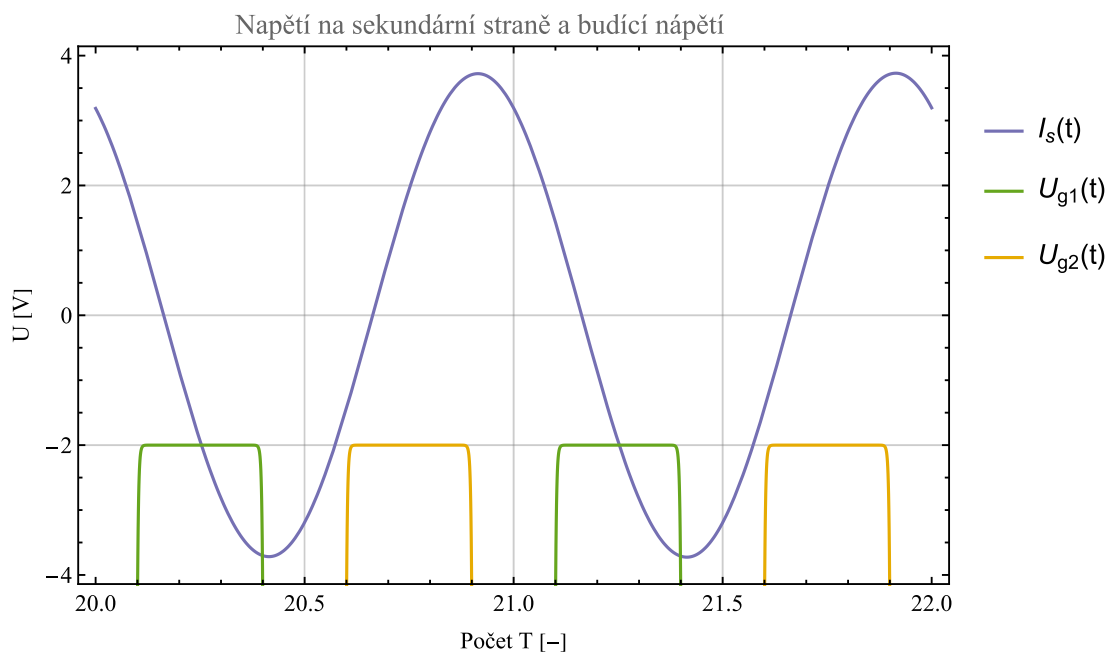
Vidíme, že proud kondenzátorem spolu s proudem elektronkou v podstatě tvoří proud primární stranou transformátoru, pokud zanedbáme proud tlumícím odporem.

Podíváme se na průběhy na sekundární straně – zobrazíme průběhy  $I_s$ ,  $U_s$  a proudy rezonančním obvodem v modelu indukčního ohřevu (Obrázek 29, Obrázek 30 a Obrázek 31).

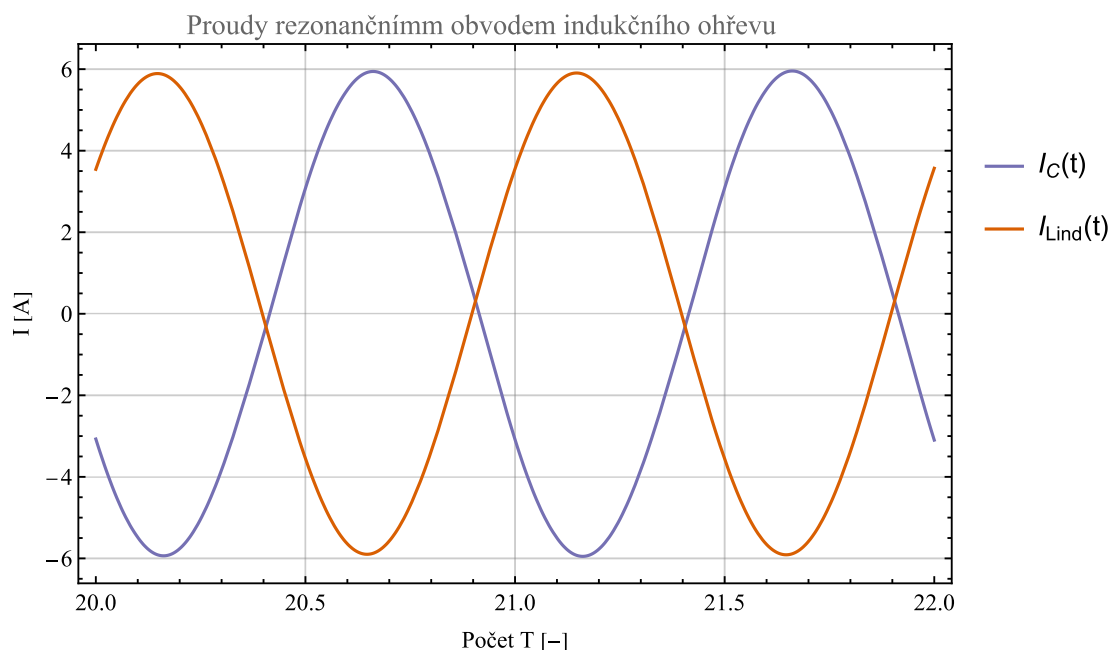


**Obrázek 29: proud sekundární stranou transformátoru**

Proud roste z nuly do kladných hodnot při sepnuté elektronce  $EL_1$ , po vypnutí proud klesá a kolem nuly se spíná druhá elektronka  $EL_2$  a proud roste naopak do záporných hodnot. Proud není očekávaně úplně sinusový, protože je tvořen obdélníkovým spínáním, ale napětí už v podstatě sinusový průběh je kvůli rezonančnímu obvodu.



**Obrázek 30: napětí na sekundární straně transformátoru**



**Obrázek 31: proudy cívkou a kondenzátorem v rezonančním obvodu**

Proudy v náhradním rezonančním obvodu indukčního ohřevu jsou podle očekávání v podstatě také sinusové. Vidíme, že jejich amplituda je cca. 10x větší než amplituda proudu na sekundáru, to odpovídá zvolenému činiteli jakosti  $Q = 10$  a odvozenému vztahu v rovnici 20.

### 3.2.8. Možná řešení nechtěného spínání

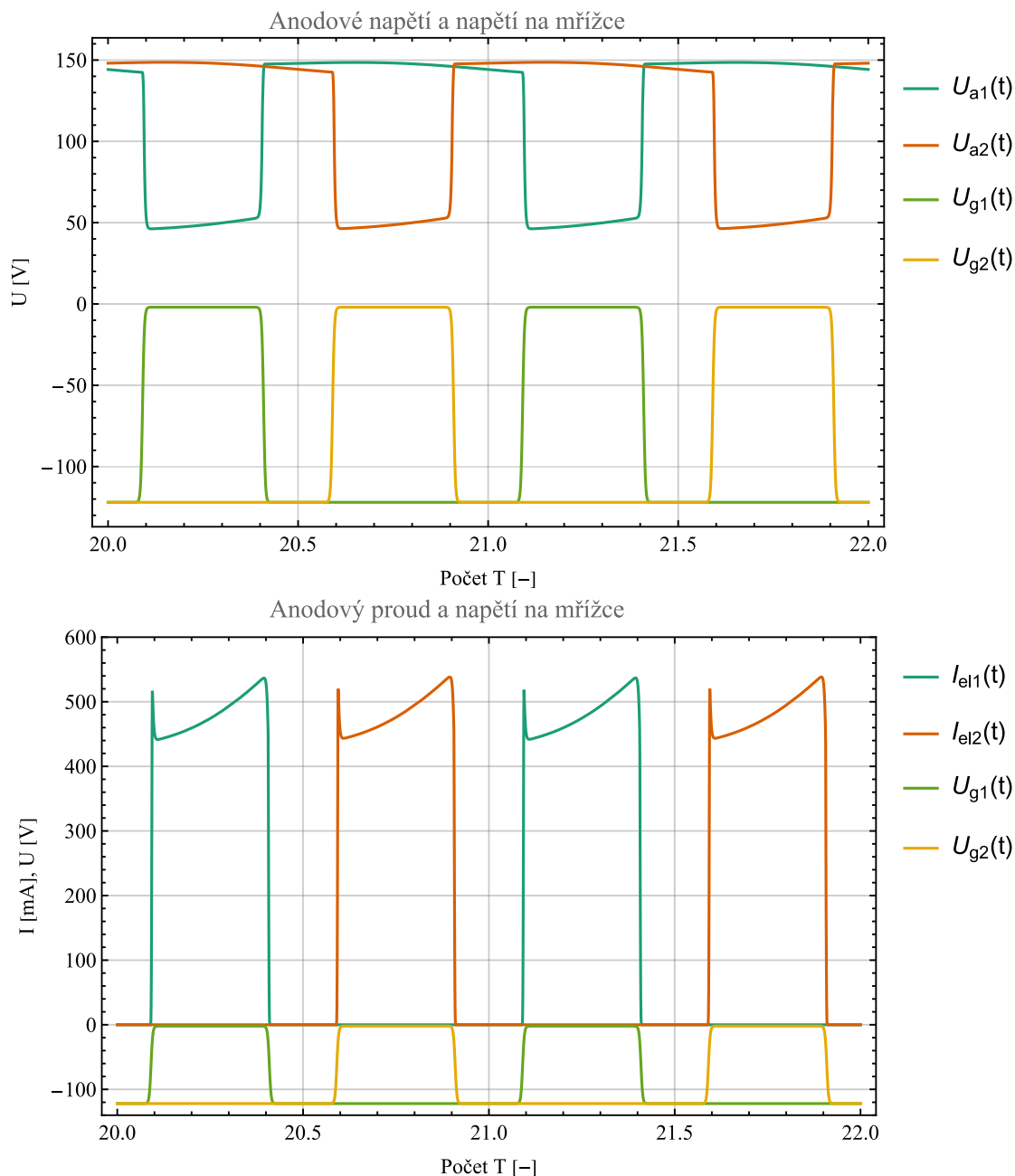
Zkusíme ještě alespoň stručně nastínit možná řešení problému nechtěného spínání elektronky. V simulaci jsme byli nuceni zvolit poměrně vysokou hodnotu indukčnosti, tak aby proud v indukčnosti nenarostl moc a nebyla špička napětí moc vysoká na to, aby znovu sepnula elektronku.

Jednou z možností by určitě byla výměna elektronky, konkrétně buď za triodu s větším zesilovacím činitelem nebo výkonovou pentodou. Pentoda má totiž tu výhodu, že kromě stínící mřížky<sup>(1)</sup> a řídicí mřížky má ještě před anodou hradící mřížku, která je elektricky spojena s katodou a spolu se stínící mřížkou skoro eliminují efekt anodového napětí na anodový proud. V tomto případě by ale možná bylo ještě vhodné přidat paralelně nějaký přepětový prvek jako MOV (metal oxide varistor) nebo TVS diodu, aby napětí nedosáhlo extrémně vysokých hodnot.

<sup>(1)</sup>Druhá mřížka u tetrody, obvykle je na ní přiváděno malé kladné napětí a je mezi řídicí mřížkou a anodou [1]

Druhou možností je přidání tlumícího obvodu paralelně k primární cívce, konkrétně RCD snubber network. Program v příloze WM3 byl modifikován přidáním funkce pro diodu a čtyř obvodových rovnic popisující přidání komponenty diody, kondenzátoru a odporu. Ale bohužel se toto řešení neukázalo jako moc efektivní. Sice nám RCD obvod utlumil napěťové špičky a dovolil navýšení

proudu elektronkami blízko jmenovité hodnotě, jak je vidět na dvou následujících grafech (Obrázek 32).



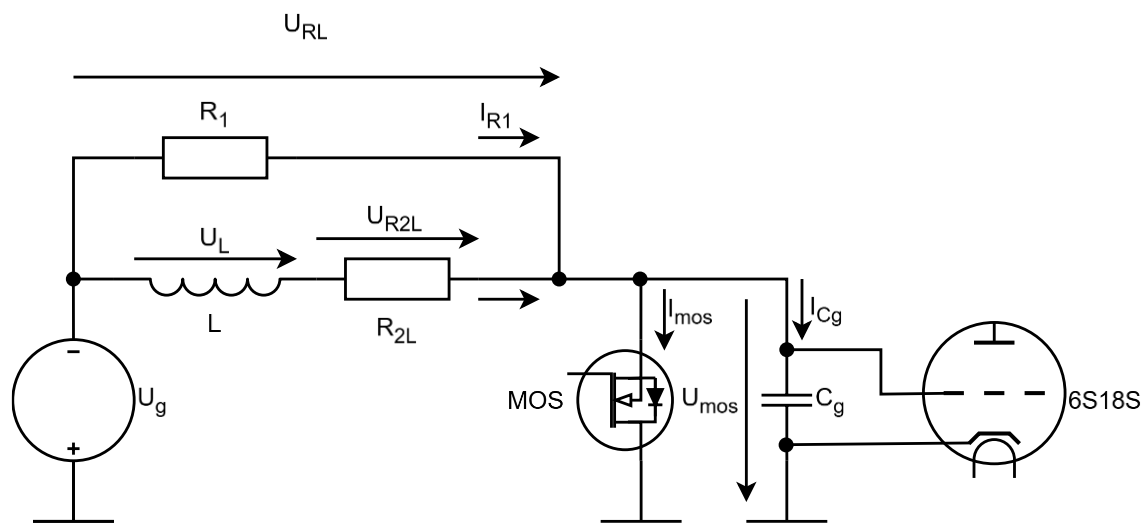
**Obrázek 32: anodové napětí a proud po implementaci RCD obvodu**

Ale nastal další problém – utlumení je tak efektivní že nám snubber network pohltí většinu vstupního výkonu, takže nám výkon na sekundární straně vzroste cca. jen o watt při zvýšení příkonu ze 4 W na 35 W. Je tedy jasné, že pro praktické použití je obvod v tomto stavu nepoužitelný a s největší pravděpodobností by bylo nutné zvolit jiný spínací prvek, protože ani experimenty s variací hodnot  $R$  a  $C$  nevedli k uspokojivým výsledkům.

### 3.3. Budící obvod

#### 3.3.1. Schéma a popis funkce

Na schématu (Obrázek 33) je zobrazena spínací část budícího obvodu pro jednu elektronku (zapojení jsou identická). Mřížku elektronky modelujeme jako kapacitu  $C_g$  a spínání řešíme v podstatě zkratováním a vybitím tohoto kondenzátoru. To si můžeme dovolit, protože bude kapacita poměrně malá (naměřili jsme méně než 100 pF).



Obrázek 33: schéma simulované části budícího obvodu

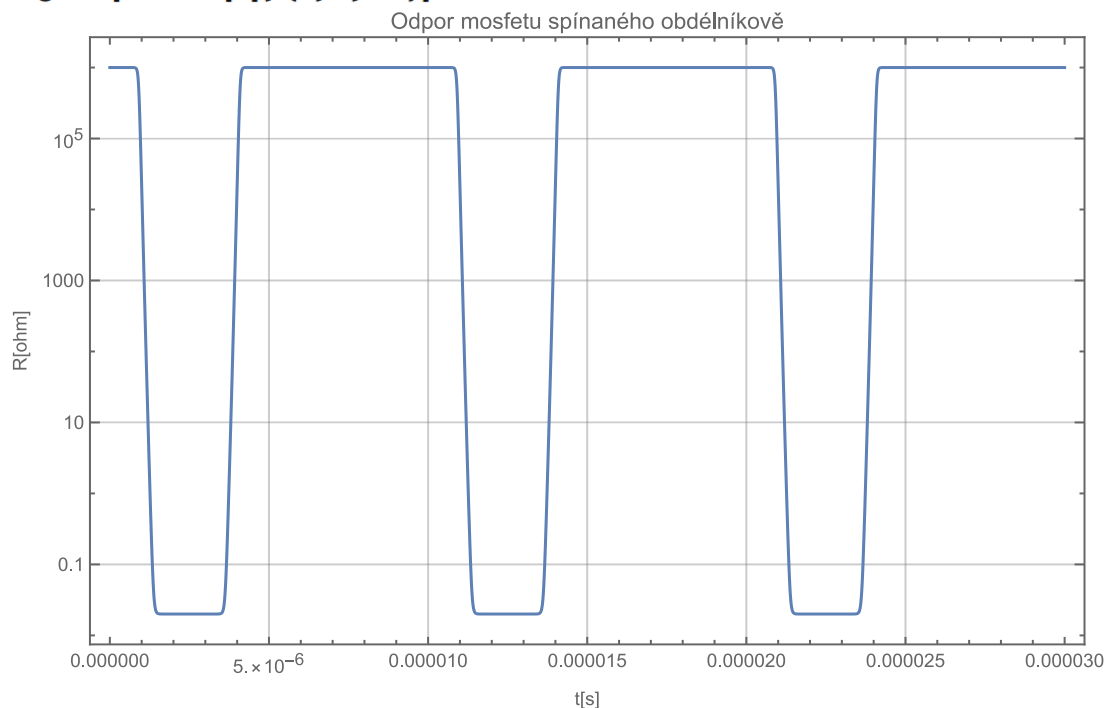
Spínání elektronky je řešeno pomocí mosfetu MOS, jehož GATE je napájen z transformátoru (není zobrazen), který má dvě sekundární vinutí, které jsou na mosfety připojeny v protifázi, tak aby docházelo ke chtěnému spínání. Primární vinutí GATE transformátoru je také spínáno tranzistorem, který je řízen z generátoru nastaveného na požadovanou frekvenci.

Na elektronce je v ustáleném stavu (při vypnutém mosfetu) napětí pro mřížku  $U_g$  a obvodem neteče žádný proud. Po otevření mosfetu se velmi rychle vybije kondenzátor  $C_g$ , sepne se nám tak elektronka a zároveň nám začne procházet proud odporem  $R_1$ . Také se postupně zvyšuje v sepnutém stavu proud indukčností  $L$ . Po vypnutí mosfetu nám začne napětí na mřížce znovu narůstat, a to rychleji díky tomu, že energie naakumulovaná v sepnutém stavu v indukčnosti  $L$  je vtlačena do kondenzátoru při vypínání.

### 3.3.2. Simulace

Celý program je dostupný v příloze WM4. Obvod byl popsán pomocí obvodových rovnic a vyřešen znovu pomocí funkce `NDSolve`. Jediná součástka, kterou bylo potřeba modelovat byl mosfet. Ten řídíme obdélníkově a hlavní parametr který potřebujeme pro vyhodnocení simulace je jeho odpor. Proto ho nahradíme proměnným odporem v závislosti na čase, a to následující funkcí (viz Obrázek 34) podobnou budícímu signálu z kapitoly 3.2.5.

```
Roff = 106;  
Ron = 20 mohm;  
offTime = 0.5;  
mosfetR[t_] := Roff * 0.5 * (1 + Tanh[40 * (-Sin[2 * Pi * f * t] + offTime + 0.04)]) + Ron  
LogPlot[mosfetR[t], {t, 0, 3 T}]
```



Obrázek 34: odpor mosfetu buzeného obdélníkově v čase

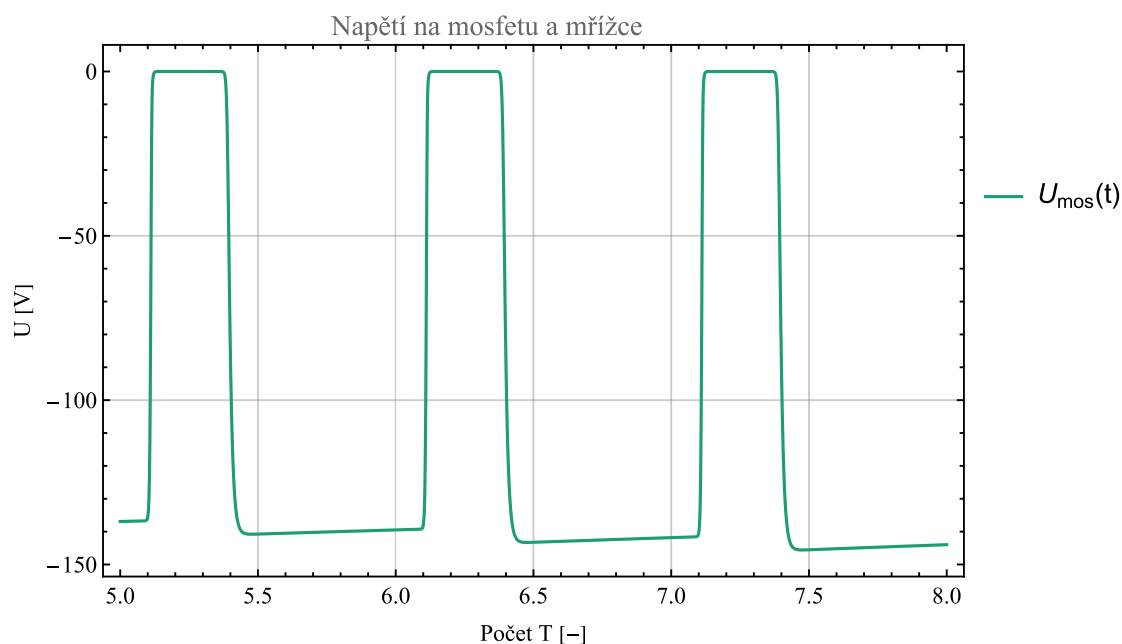
Hodnoty jsme experimentálně zvolili následovně, abychom dosáhli co nejvíce obdélníkového napětí  $U_{\text{mos}}$  a zároveň co nejmenší celkové spotřeby:

$$R_1 = 1000; R_{2L} = 5; L = 80 \text{ mH};$$

Přesné hodnoty nejsou kritické a obvod dokonce funguje relativně dobře i bez indukčnosti.

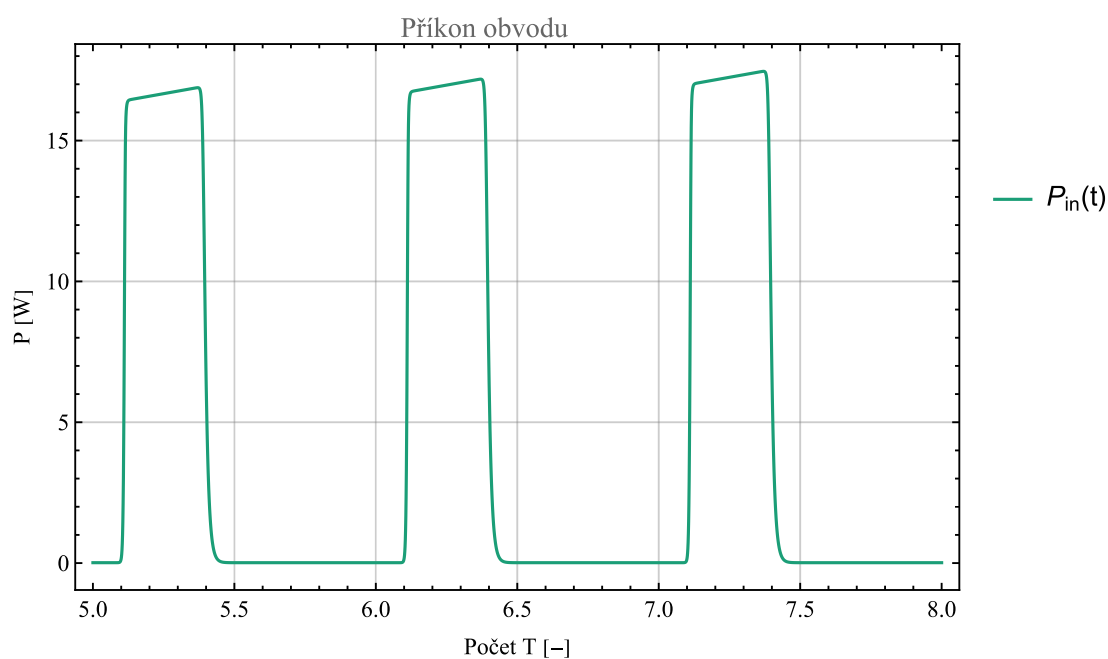
Kromě vstupních hodnot bylo vhodné spočítat přesné počáteční podmínky, konkrétně hodnotu proudu indukčnosti  $I_{RL}$  a napětí na mosfetu  $U_{\text{mos}}$ , protože kvůli konečnému odporu bude přeci jen obvodem protékat na začátku malý proud. V ustáleném stavu nám stačí ve výpočtu uvažovat pouze odpory. Výsledný budící signál pro uvedené hodnoty je zobrazen na grafu dole (Obrázek 35).





**Obrázek 35: výsledný průběh budicího napětí**

Spotřeba obvodu je poměrně velká, je to kolem  $5 \text{ W}$  se špičkami kolem  $15 \text{ W}$  (viz Obrázek 36).



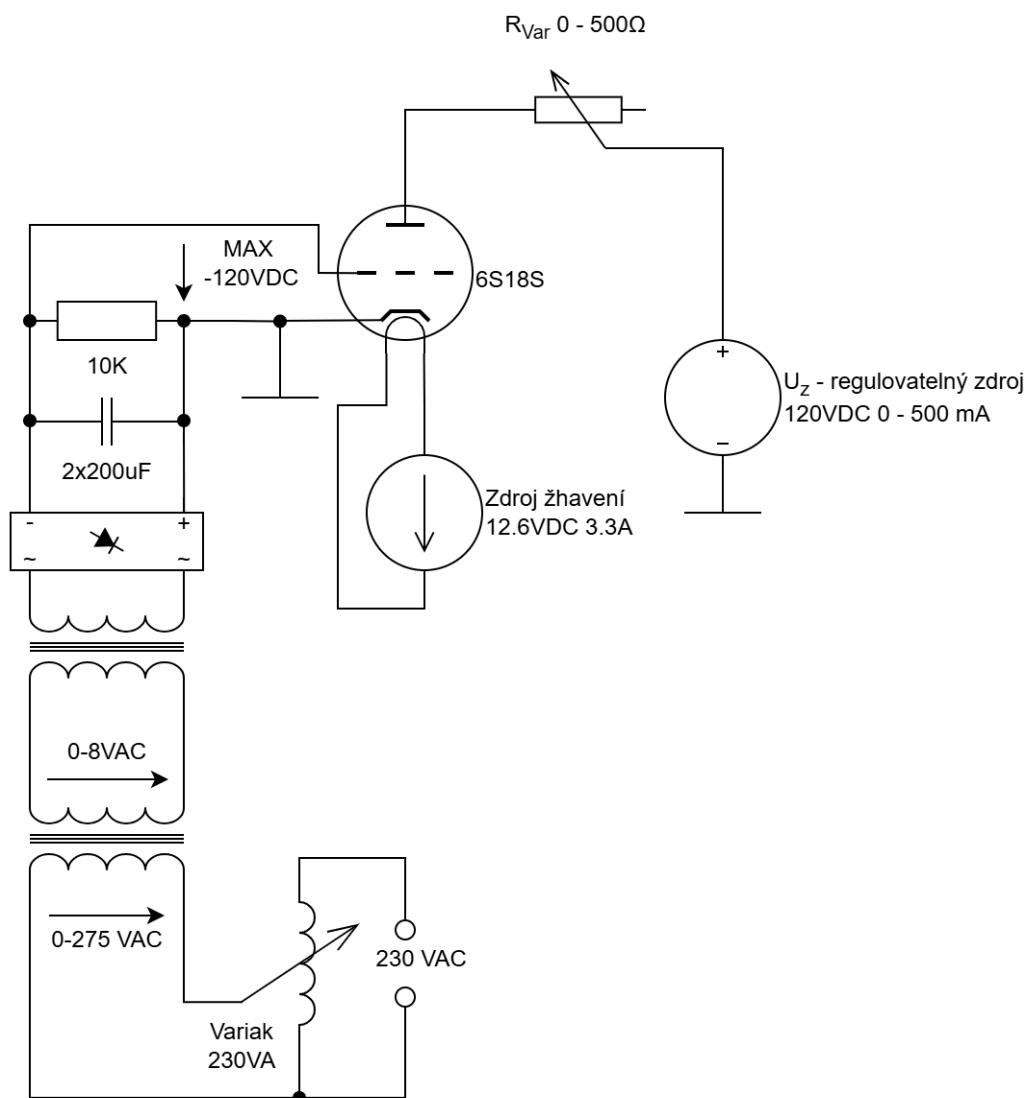
**Obrázek 36: časový průběh příkonu obvodu**

Průběh budicího napětí je poměrně dobrý, hrany jsou relativně strmé, takže by neměl být problém s pomalým spínáním a vysokými spínacími ztrátami. Určitě by se dala spotřeba obvodu optimalizovat, aby se dosáhlo maximální účinnosti kombinace budicího obvodu se samotným zdrojem.

## 4. Měření charakteristik

### 4.1. Měření charakteristik elektronek a určení zesilovacího činitele

#### 4.1.1. Schéma, průběh a princip měření



Obrázek 37: Schéma pro měření skutečných charakteristik

Nad textem (Obrázek 37) je schéma zapojení elektronek pro měření charakteristik  $I_a = f(U_a, U_g)$ . Měřili jsme obě elektrony, každou s třemi různými hodnotami odporu  $R_{var}$ . Měření vždy začalo nalezením mřížkového napětí takového, aby elektronekou ještě netekl měřitelný proud. Odtud jsme začali zaznamenávat hodnoty  $U_g$ ,  $U_a$  a  $I_a$ , dokud jsme se nedostali buď skoro na nulu s mřížkovým napětím nebo na limit 500 mA s anodovým proudem.

Mřížkové napětí jsme měnili pomocí autotransformátoru, který byl od elektronky kvůli bezpečnosti galvanicky oddělen dvěma transformátory. Toto zapojení bylo také výhodné pro měřicí účely, protože díky vysokým impedancím traf se jedná o poměrně měkký zdroj, takže zkraty nebo případné chyby v zapojení nebudou katastrofální. To se nám později potvrdilo, když jsme zapojili mřížku v opačné polaritě a tekly nám naštěstí omezené mřížkové proudy, které by jinak v případě tvrdého zdroje elektronku nejspíš poškodili.

V principu je v tomto zapojení měřena zároveň anodová i převodová charakteristika, protože jak se mění mřížkové napětí, mění se v důsledku toho anodový proud, jehož zvýšení znamená zvýšení úbytku na předřadném odporu, a tak snížení anodového napětí. Můžeme tak efektivně proměřit velkou část pracovní oblasti elektronky s malým počtem měření.

Žhavení elektronky bylo napájeno z proudově omezeného zdroje na 3.3A s napětím 12.6 V. Po zahřátí katody byli na žhavení v podstatě přesně tyto jmenovité hodnoty. Zdroj anodového napětí byl nastaven na 120V s proudovým omezením 500 mA.

#### 4.1.2. Naměřené hodnoty a výpočet zesilovacího činitele

Naměřené hodnoty jsou v příloze **M1**

Z dat jsme primárně chtěli určit zesilovací činitel, půjdeme na to podobným způsobem jako v kapitole 3.1.2 – zobrazíme si charakteristiky a pokusíme se pomocí příkazu **Manipulate** najít nejlepší hodnotu zesilovacího činitele  $\mu$ . Program je dostupný v příloze **WM5**.

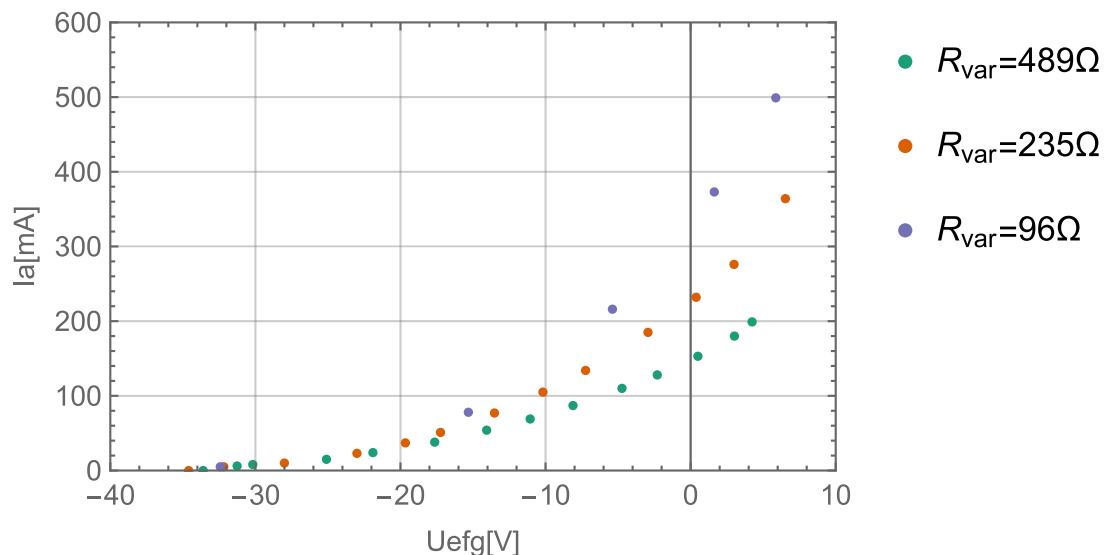
Naměřili jsme šest různých charakteristik, tři pro každou elektronku. Data pro každé měření, tedy tři sloupce hodnot  $U_a, U_g, I_a$ , jsou ve vlastním listu v excelu odkud jsme jsou importované do notebooku mathematica. Dále pak pracujeme pouze s listem těchto dat. V příkazu **Manipulate** pak pro každý dataset vytvoříme list obsahující efektivní napětí a proud (Obrázek 38).

$$\text{dat1D11} = \left( \text{d11} /. \{a\_ , b\_ , c\_ \} \Rightarrow \left\{ \left( b + \frac{a}{\mu \text{LinTry}} \right), 10^3 c \right\} \right);$$

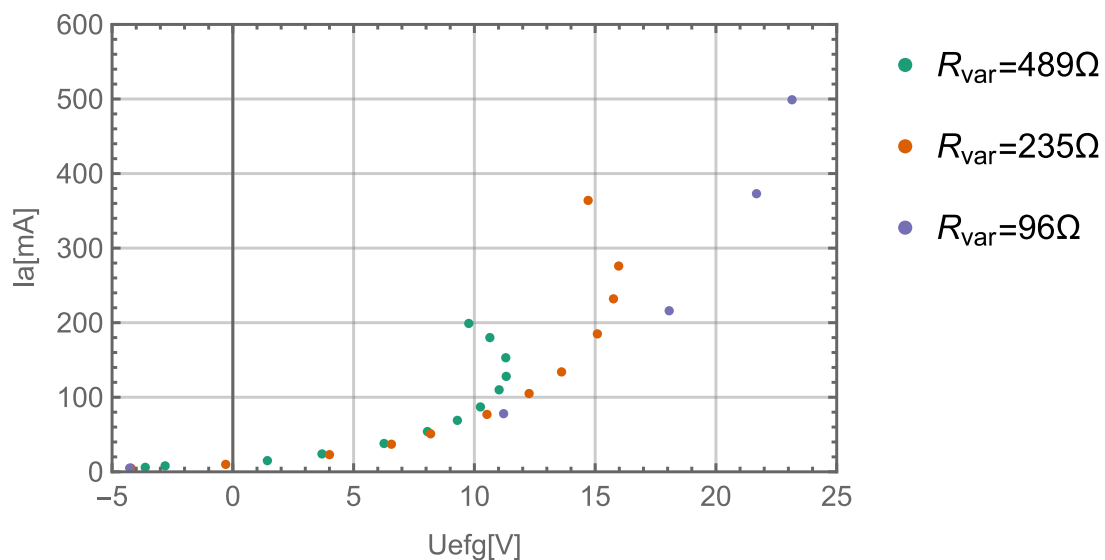
Obrázek 38: převod listu tří hodnot na dvě

Znovu podle rovnice 9 zkombinujeme vliv anodového i mřížkového napětí do jedné proměnné pomocí hledaného zesilovacího činitele. Proud je převeden na mA. Takto připravený list zobrazíme příkazem **ListPlot** pro všechny tři měření a dostaneme body popisující závislost  $I_a = f(U_{efg})$ .

Pokud odhadneme zesilovací činitel moc velký nebo moc malý nebudou se nám tyto charakteristiky překrývat, protože je špatně zohledněn vliv anodového napětí na ekvivalentní napětí v elektronce. Charakteristiky pro elektronku 1 vypadají při nesprávně odhadnutém  $\mu$  následovně (Obrázek 39 a Obrázek 40):

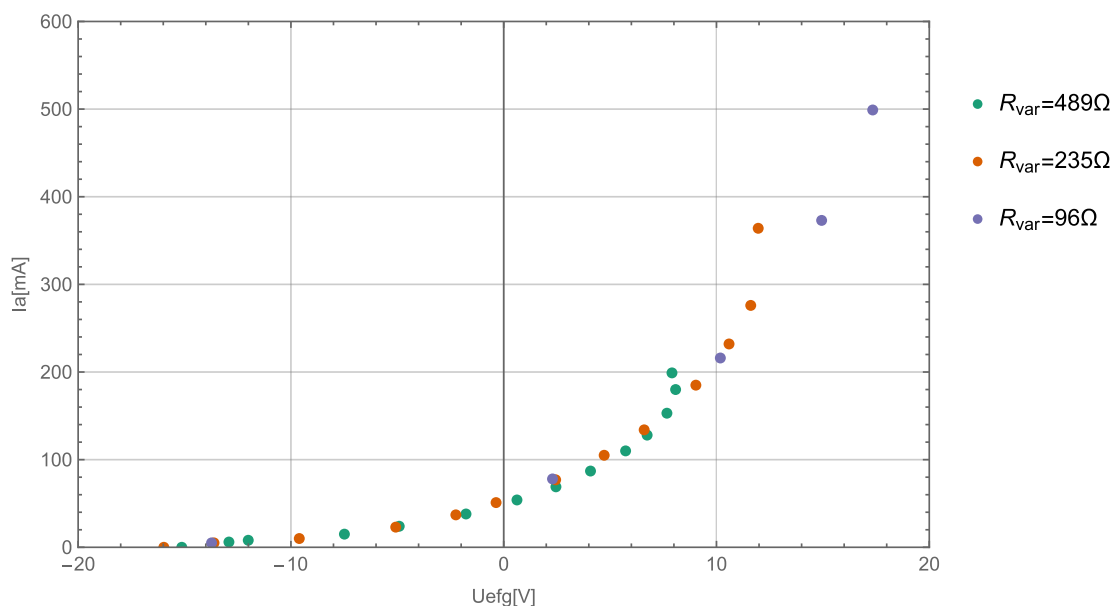


**Obrázek 39: příliš velký zesilovací činitel ( $\mu = 5$ )**



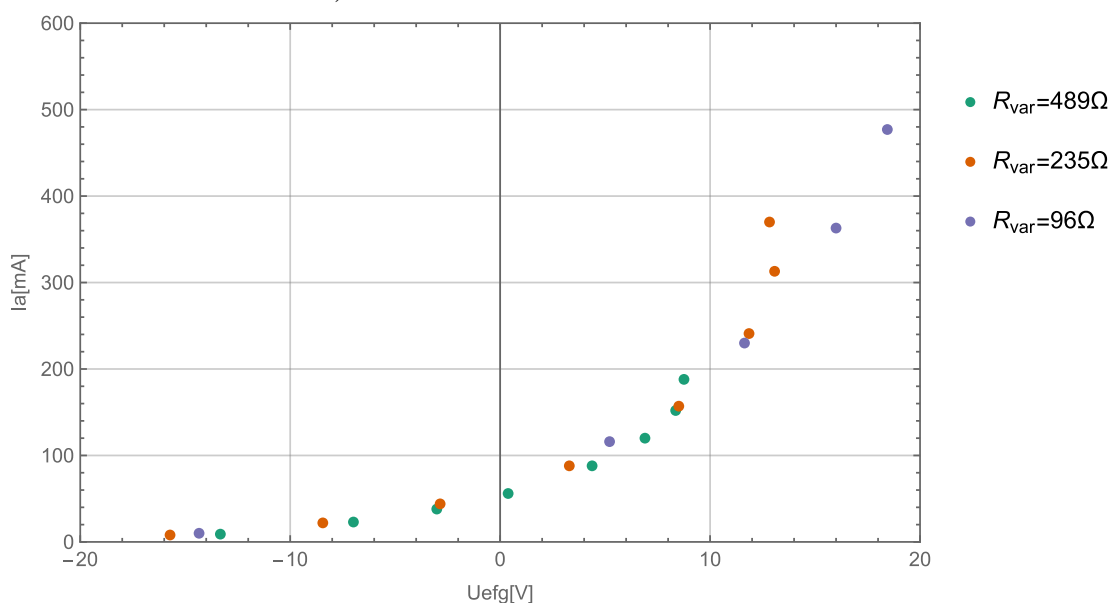
**Obrázek 40: příliš malý zesilovací činitel ( $\mu = 2.3$ )**

Vidíme, že pokud máme nastavený zesilovací činitel příliš velký nebo moc malý, je efekt anodového napětí špatně zohledněn. Nepřekrývají se nám pak ekvivalentní napětí pro stejné proudy mezi jednotlivými měřeními. Překrytím křivek bychom tedy měli dostat poměrně přesnou hodnotu zesilovacího činitele – viz Obrázek 41.



**Obrázek 41: skoro ideální zesilovací činitel ( $\mu=2.81$ ) pro elektronku 1**

Hodnota zesilovacího činitele nám vychází velmi podobná jako při odvození v kapitole 3.1.2 (2.81 vs 2.876) ale objevuje se tu problém – pro měření s odporem 489Ω a 235Ω vidíme že se nám charakteristiky zahýbají podobně jako u situace s moc malým zesilovacím činitelem, ale pokud ho zvětšíme uvidíme, že se jiné části charakteristik navzájem nepřekrývají. Znamená to že pro dva poslední body v první charakteristice a pro jeden bod ve druhé se začíná měnit chování elektronky. Když se na tyto body podíváme, zjistíme že všechny tři jsou při malém mřížkovém napětí více než  $-5\text{ V}$ . S velkou pravděpodobností nám už začíná téct malý mřížkový proud, který nám zkresluje výsledný proud. Ten jsme bohužel neměřili, ale když se podíváme na druhou elektronku (Obrázek 42), uvidíme úplně stejnou situaci (zde byl v první charakteristice jeden bod větší než  $-5\text{ V}$  a dva ve druhé):



**Obrázek 42: skoro ideální zesilovací činitel ( $\mu=2.615$ ) pro elektronku 2**

Pro druhou elektronku vychází zesilovací činitel trochu nižší, ale to je nejspíše způsobeno konstrukční variabilitou elektronek. Možná také hraje roli fakt, že nejsou ze stejné konstrukční série.

Vidíme tedy, že pro korektní model elektronky bychom určitě museli zohlednit i mřížkové proudy a nejspíš i proměřit elektronku pro velký rozsah anodových napětí při různých napětích na mřížce. Tato data nám alespoň potvrzují předpoklady z teorie, že proud elektronkou je opravdu z velké části závislý jen na superpozici vlivů mřížkového napětí a  $\mu$ -krát menšího anodového napětí. Také z dat můžeme vyvodit, že model elektronky skutečně odpovídá chování v realitě, ale protože jsme měřením nepokryli celou pracovní oblast v simulaci (hodně malá a velká anodová napětí), nemůžeme zcela ověřit její správnost.

## 5. Závěr

---

Jedním z cílů této práce bylo na základě teoretických podkladů vytvořit model elektronky a indukčního ohřevu a následně pomocí nich nasimulovat chování napájecího zdroje. Tento model měl sloužit jako výchozí podklad pro návrh laboratorního zapojení v menším měřítku. Vhodným pokračováním práce by tedy byla praktická realizace navrženého obvodu, která by umožnila ověření správnosti provedené simulace. Na základě dat získaných z praktických měření by mohl být model elektronky dále zpřesněn. V případě, že by prostředí Wolfram Mathematica pro simulace nevyhovovalo, je možné zvážit využití specializovaného softwaru určeného přímo pro simulaci elektronických obvodů, jako jsou SPICE simulátory a podobné nástroje.

Získané poznatky o indukčním ohřevu – konkrétně rovnice pro činnou a jalovou složku proudu, náhradní schéma a výpočtové vzorce pro stanovení parametrů soustavy cívka–vsázka – by byli užitečným zdrojem pro určení vstupních parametrů simulací při návrhu reálného zdroje pro elektrotepelné zařízení. I v tomto případě by bylo vhodné teoretické výpočty podpořit experimentálními daty, aby byla ověřena jejich správnost a posouzena použitelnost v praxi.

Z obecného hlediska pak provedené simulace slouží jako příklad, jak matematicky implementovat specifické chování jednotlivých komponent a jak se vypořádat s možnými problémy tohoto přístupu. Simulace push-pull zdroje přinesla řadu poznatků, zejména o nevhodnosti použití triody 6S18S v dané topologii. Některé problémy bylo možné odstranit nebo alespoň zmírnit, jiné však přesahovaly rámec této práce – například simulace vhodné náhrady za použitou elektronku a detailní návrh transformátoru.

Závěrečná kapitola v práci se zabývala praktickým měřením charakteristik elektronek a výpočtem zesilovacího činitele pro skutečné součástky. Ukázalo se, že teoretické předpoklady a výsledky simulace v měřeném rozsahu opravdu odpovídají a podobných postupů by bylo možné využít i při dalších měření pro rozšíření věrohodnosti modelu.

## Použitá literatura

---

1. **ZUZÁNEK, Jaroslav.** *Přijímací elektronky*. Praha : Státní nakladatelství technické literatury, 1962. stránky 15-105.
2. **HRADÍLEK, Zdeněk a LÁZNIČKOVÁ, Ilona a KRÁL, Vladimír.** *Elektrotepelná technika*. Praha : České vysoké učení technické v Praze, 2011. stránky 58-73. ISBN: 978-80-01-04938-9.
3. **RUDNEV, Valery a LOVELESS, Don a COOK, Raymond L.** *Handbook of induction heating. Second edition*. Boca Raton : CRC Press, Taylor & Francis Group, 2017. stránky 51-66.
4. **ZINN, S. a SEMIATIN, S. L.** *Elements of induction heating: design, control, and applications*. Palo Alto, CA : Electric Power Research Institute, 1988. stránky 16-20.
5. **NOVÁK, Zdeněk.** Diplomová práce: Zdroje pro vysokofrekvenční ohřevy. 2012.
6. **KAMATH, Anant.** Push-pull converter simplifies isolated power supply design in HEV/EV systems. *Analog Design Journal*. <https://www.ti.com/lit/an/slyt790b/slyt790b.pdf>, 2020.
7. **KYNCL, Jan a NOVOTNÝ, Martin.** *Číslicové a analogové obvody*. Praha : Česká technika– nakladatelství ČVUT, 2016.
8. **Are Vacuum Tubes Still Used (and what are they used for)?** [Online] <https://pentalabs.com/blogs/tube-talk/are-vacuum-tubes-still-used>.
9. **CHARAKTERISTIKA VAKUOVÉ DIODY A RYCHLOSTNÍ ROZDĚLENÍ ELEKTRONŮ.** [Online] <https://lide.uhk.cz/prf/ucitel/radocka1/lab/Uloha1.htm>.



# Přílohy

## 1. Tabulka T1 pro určení korekčního činitele:

Činitel  $F$  pro výpočet vzájemné indukčnosti dvou válcových cívek jako funkce poměrů  $\frac{D_1}{l_1}, \frac{D_2}{l_2}, \frac{l_1}{l_2}$ :

$\frac{d_1}{l_1}$	$\frac{d_2}{l_2}$	$l_1/l_2$										
		1,0	1,1	1,2	1,3	1,4	1,5	1,6	1,7	1,8	1,9	2,0
0,2	0,2	0,966	0,880	0,809	0,756	0,994	0,648	0,608	0,574	0,542	0,514	0,488
	0,3	0,930	0,858	0,781	0,722	0,672	0,628	0,591	0,556	0,527	0,498	0,475
0,3	0,3	0,931	0,858	0,781	0,722	0,672	0,628	0,591	0,556	0,527	0,498	0,475
	0,4	0,885	0,808	0,746	0,692	0,645	0,605	0,568	0,535	0,507	0,482	0,458
	0,5	0,886	0,809	0,747	0,693	0,646	0,605	0,568	0,535	0,507	0,482	0,458
0,4	0,6	0,887	0,811	0,748	0,695	0,647	0,606	0,569	0,536	0,508	0,483	0,459
	0,7	0,835	0,768	0,708	0,660	0,615	0,577	0,543	0,512	0,485	0,461	0,438
	0,8	0,837	0,769	0,710	0,661	0,616	0,578	0,543	0,512	0,485	0,461	0,438
0,5	0,9	0,839	0,771	0,712	0,663	0,617	0,579	0,544	0,513	0,486	0,462	0,439
	1,0	0,841	0,773	0,714	0,663	0,618	0,580	0,515	0,514	0,487	0,462	0,440
	1,1	0,787	0,725	0,672	0,626	0,585	0,548	0,517	0,488	0,422	0,439	0,419
0,6	1,2	0,789	0,727	0,673	0,627	0,586	0,549	0,517	0,488	0,462	0,439	0,419
	1,3	0,791	0,730	0,675	0,629	0,588	0,550	0,518	0,489	0,463	0,440	0,420
	1,4	0,794	0,733	0,677	0,631	0,588	0,551	0,519	0,490	0,464	0,441	0,421
0,7	1,5	0,798	0,736	0,680	0,633	0,590	0,553	0,521	0,491	0,465	0,442	0,422
	1,6	0,740	0,685	0,636	0,593	0,555	0,521	0,491	0,464	0,441	0,418	0,399
	1,7	0,743	0,687	0,638	0,594	0,556	0,522	0,492	0,464	0,441	0,418	0,399
0,8	1,8	0,746	0,690	0,640	0,596	0,557	0,523	0,493	0,465	0,442	0,419	0,400
	1,9	0,750	0,693	0,642	0,598	0,559	0,524	0,494	0,466	0,443	0,420	0,401
	2,0	0,755	0,697	0,645	0,601	0,561	0,526	0,496	0,467	0,444	0,421	0,402
0,9	2,1	0,761	0,702	0,650	0,604	0,564	0,528	0,498	0,469	0,445	0,423	0,402
	2,2	0,699	0,638	0,602	0,558	0,526	0,495	0,467	0,441	0,413	0,398	0,379
	2,3	0,702	0,640	0,603	0,560	0,527	0,496	0,468	0,442	0,419	0,398	0,379
1,0	2,4	0,705	0,643	0,605	0,563	0,529	0,497	0,469	0,443	0,420	0,399	0,380
	2,5	0,710	0,647	0,608	0,566	0,531	0,499	0,470	0,444	0,421	0,400	0,381
	2,6	0,716	0,652	0,612	0,569	0,533	0,501	0,472	0,445	0,422	0,401	0,382
1,1	2,7	0,720	0,657	0,615	0,573	0,536	0,503	0,474	0,447	0,423	0,402	0,383
	2,8	0,728	0,663	0,624	0,577	0,539	0,506	0,476	0,449	0,425	0,404	0,384
	2,9	0,660	0,613	0,570	0,533	0,500	0,470	0,443	0,419	0,398	0,378	0,360
1,2	3,0	0,663	0,615	0,572	0,534	0,501	0,471	0,444	0,420	0,399	0,378	0,360
	3,1	0,667	0,617	0,575	0,536	0,503	0,472	0,445	0,421	0,400	0,379	0,361
	3,2	0,672	0,621	0,577	0,539	0,505	0,474	0,446	0,422	0,401	0,380	0,362
1,3	3,3	0,677	0,626	0,581	0,542	0,507	0,476	0,448	0,423	0,402	0,381	0,363
	3,4	0,685	0,631	0,585	0,546	0,510	0,478	0,450	0,425	0,403	0,382	0,364
	3,5	0,694	0,638	0,591	0,550	0,513	0,481	0,452	0,427	0,405	0,384	0,365
1,4	3,6	0,704	0,646	0,596	0,554	0,517	0,484	0,455	0,429	0,407	0,386	0,366

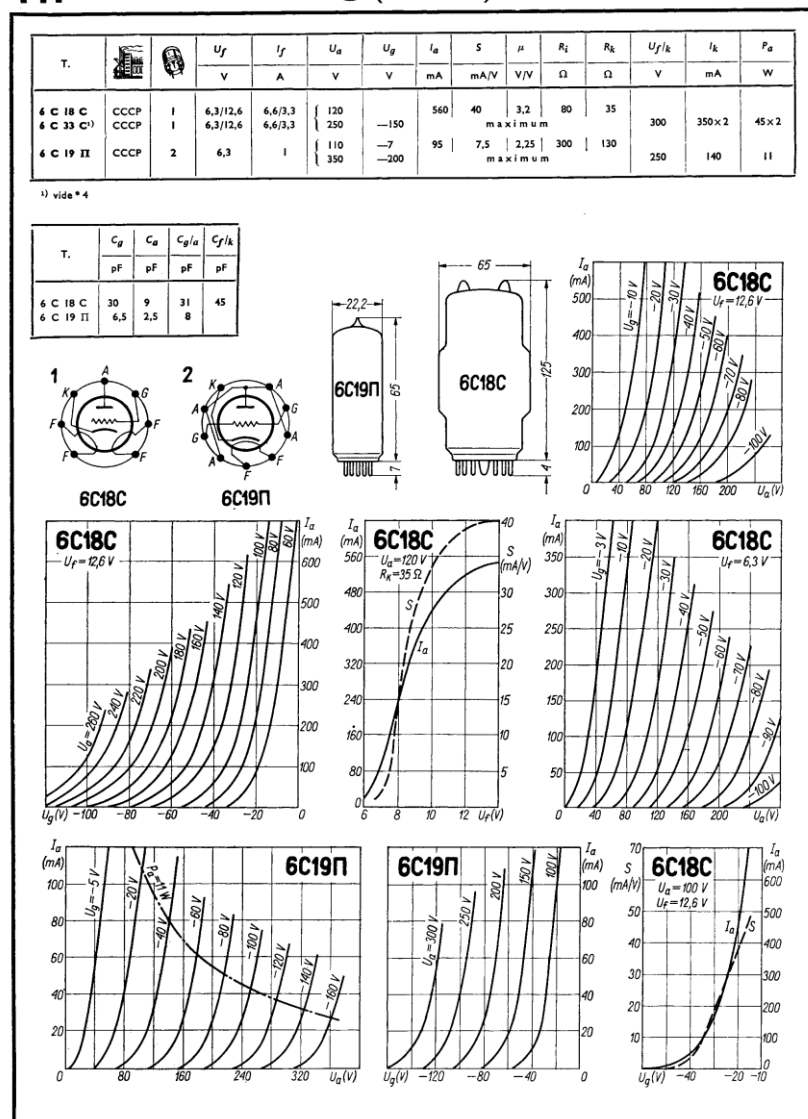
$\frac{d_1}{l_1}$	$\frac{d_2}{l_2}$	$l_1/l_2$										
		1,0	1,1	1,2	1,3	1,4	1,5	1,6	1,7	1,8	1,9	2,0
1,0	0,2	0,626	0,582	0,542	0,506	0,475	0,447	0,421	0,399	0,378	0,360	0,342
	0,3	0,628	0,584	0,543	0,507	0,476	0,448	0,422	0,400	0,379	0,360	0,342
	0,4	0,632	0,587	0,545	0,509	0,478	0,449	0,423	0,401	0,379	0,361	0,343
	0,5	0,637	0,591	0,545	0,512	0,480	0,450	0,424	0,402	0,381	0,362	0,344
	0,6	0,643	0,596	0,552	0,515	0,482	0,452	0,426	0,403	0,382	0,363	0,345
	0,7	0,650	0,601	0,557	0,519	0,485	0,454	0,428	0,405	0,383	0,364	0,346
	0,8	0,659	0,608	0,562	0,523	0,488	0,456	0,430	0,407	0,385	0,365	0,347
	0,9	0,668	0,615	0,568	0,528	0,492	0,458	0,433	0,409	0,387	0,367	0,348
	1,0	0,680	0,624	0,575	0,532	0,496	0,460	0,436	0,411	0,389	0,369	0,349

## 2. Datasheet DS1 pro elektronku 6S18S:

441

C (Volt.-Stabil.)

441



### 3. Programy ve wofram mathematica

#### 3.1. Program WM1 find\_fit\_for\_6S18S

```
Quiet@Remove["Global`*"]
SetDirectory["FileName"/.NotebookInformation[EvaluationNotebook[]]/.
FrontEnd`FileName[d_List,nam_,___]>ToFileName[d]];
(*import dat*)
data=Import["wolfram_data_for_6S18S.xlsx"];
data=data[[1]];
palette={RGBColor["#1b9e77"],RGBColor["#d95f02"],RGBColor["#7570b3"],RGBColor["#e7298a"],RGBColor["#66a61e"],RGBColor["#e6ab02"] };
(*initial mu value*)
μ=3.2;
(*prokladani rovnici model, moznost zmeny parametru μ*)
Manipulate[
  model=k*(Ua/μ+Ug+40)moc;
  fit=FindFit[data,{model},{k,moc},{Ua,Ug}];
  iAFunction[Ug_]:=Evaluate[model/.fit];
  Show[ListPlot[data[[All,{2,3}]],PlotStyle->palette[[6]],PlotLegends->Placed[{"Odečtená data"},{1,.75}],PlotLabel->"Hledání nejlepšího proložení variací μ",FrameLabel->{"Ug[V]","Ia[μA]"},GridLines->Automatic,Frame->True,ImageSize->Large],Table[Plot[iAFunction[Ug]/.{Ua->i},{Ug,-70,0}],PlotStyle->palette[[Evaluate[(i-20)/20]]],{i,60,120,20}],{μ,2,4}]
```

#### 3.2. Program WM2 push\_pull\_with\_induction\_model\_resonance

```
(*MODEL TRIODY*)
(*trying again with power function*)
k=8.818349797006697`*^-10;
moc=5.0155928172594235`;
kk=0.01;
myAbs[x_]:=  $\sqrt{kk^2 + x^2}$  -kk;
Plot[myAbs[x],{x,-0.1,0.1},FrameLabel->{"x","f(x)"}, PlotLabel->"Aproximace absolutni hodnoty"];
znulujMoc[komb]:=0.5*(1+Tanh[20*(komb+40)]);
Plot[znulujMoc[x],{x,-41,-39},FrameLabel->{"x","f(x)"}, PlotLabel->"Nulovací funkce"]
iA[komb_]:= (k*(myAbs[komb+40])moc)*znulujMoc[komb]
Show[Plot[iA[komb],{komb,-40,20},PlotRange->Full,FrameLabel->{"Uefg [V]","Ia [A]"}, PlotLabel->"Anodová charakteristika"]]
(*VSTUPNI UDAJE, VELIKOST JEDNOTEK, VYPOCET C*)
μ=2.876;
kHz=1000;
mH=10-3;
pF=10-12;
nF=10-9;
uF=10-6;

Uz=120;
f=100kHz;

L1=L2=10mH;
RL1=RL2=1/100.*2*Pi*f*L1
kv12=0.98;
kv1s=0.98;
M12=kv12*  $\sqrt{L1 * L2}$  ;
```

```

N1toNs=27;
Ls=L1/N1toNs2;
M1s=M2s=kv1s* $\sqrt{L1 * Ls}$  ;
Rs=1/100.*2*Pi*f*Ls

LI=0.001mH;
QI=10;
RI=1/QI*2*Pi*f*LI
CI=1/((f*2*Pi)2*LI);

Cfix1=Cfix2=40pF;
Rtlumici=10000;

(*BUDICI SIGNAL*)
T=1/f;

offTime=0.5;
amplitude=-120;
offset=2;
budiciSignal[t_]:=amplitude*0.5*(1+Tanh[40*(-Sin[2*Pi*f*t]+offTime+0.04)))-
offset
Plot[budiciSignal[t],{t,0,3T}]

Plot[{iA[budiciSignal[t]+Uz/μ],iA[budiciSignal[t+T/2]+Uz/μ]},{t,0,3T},PlotRange->All,PlotLabel->"iA1[0]= "<>ToString[iA[Uz/μ+budiciSignal[0]]]<>" A"<>"
iA2[0]= "<>ToString[iA[Uz/μ+budiciSignal[0+T/2]]]<>" A"]
iA[Uz/μ+budiciSignal[0]];
(*OBVODOVE ROVNICE*)
znulujForNegUA[voltage_]:=0.5*(1+Tanh[20*(voltage)]);

rce={D[Iel1[t]==iA[(budiciSignal[t]+Ua1[t]/μ)]*znulujForNegUA[Ua1[t]],t],
D[Iel2[t]==iA[(budiciSignal[t+T/2]+Ua2[t]/μ)]*znulujForNegUA[Ua2[t]],t],
D[IL1[t]==Iel1[t]+Ifix1[t],t],
D[IL2[t]==Iel2[t]+Ifix2[t],t],
UL1[t]==-L1*IL1'[t]-M12*IL2'[t]-M1s*Is'[t],
UL2[t]==-L2*IL2'[t]-M12*IL1'[t]+M2s*Is'[t],
D[Ua1[t]+(IL1[t])*RL1==UL1[t]+Uz,t],
D[Ua2[t]+(IL2[t])*RL2==UL2[t]+Uz,t],
Ifix1[t]==Cfix1*Ua1'[t]+Ua1[t]/Rtlumici,
Ifix2[t]==Cfix2*Ua2'[t]+Ua2[t]/Rtlumici,
Us[t]==Ls*Is'[t]-M1s*IL1'[t]+M2s*IL2'[t]+Rs*Is[t],
ILind[t]+ICind[t]+Is[t]==0,
Us[t]==LI*ILind'[t]+RI*ILind[t],
ICind[t]==CI*Us'[t],
D[pin[t]==Uz*(IL1[t]+IL2[t]),t],
D[pout[t]==RI*ILind[t]2,t]
};
promene={Ua1,Ua2,UL1,UL2,Us,Is,IL1,IL2,pin,pout,Ifix1,
Ifix2,Iel1,Iel2,ILind,ICind};
Length/@{rce,promene}
pocPodminky={Is[0]==0,Ua1[0]==Uz,Ua2[0]==Uz,Us[0]==0,UL1[0]==0,UL2[0]==0,IL1[0]==0,IL2[0]==0,Ifix1[0]==0,Ifix2[0]==0,Iel1[0]==0,Iel2[0]==0,pin[0]==0,pout[0]==0,ILind[0]==0,ICind[0]==0};
totalEquation=Union[rce,pocPodminky];
tmax=25T;
sol=NDSolve[totalEquation,promene,{t,0,tmax},MaxSteps->1000000][[1]];

```

```

tmax=sol[[1,2,1,1,2]]
tmin=tmax-5T;

tmin=0
Pin=Integrate[pin[t]/.sol,{t,tmin,tmax}]/(tmax-tmin);
Pout=Integrate[pout[t]/.sol,{t,tmin,tmax}]/(tmax-tmin);
Print["Average vykon in po "<>ToString[tmax/T]<>"T: "<>ToString[Pin]<>" W"
<>", vykon out: "<>ToString[Pout]<>" W"<>", ucinost: "<>ToString[100
Pout/Pin]<>" %"];

tmin=20T
Show[Plot[IL1[t]/.sol,{t,tmin,tmax},PlotStyle->Blue,PlotLabels-
>Automatic,PlotRange->All],Plot[IL2[t]/.sol,{t,tmin,tmax},PlotStyle-
>Red,PlotLabels->Automatic,PlotRange->All]]
Show[Plot[budiciSignal[t]/.sol,{t,tmin,tmax},PlotStyle->Blue,PlotLabels-
>Automatic,PlotRange->All],
Plot[budiciSignal[t+T/2]/.sol,{t,tmin,tmax},PlotStyle->Red,PlotLabels-
>Automatic,PlotRange->All],
Plot[Ua1[t]/.sol,{t,tmin,tmax},PlotStyle->Blue,PlotLabels-
>Automatic,PlotRange->All],Plot[Ua2[t]/.sol,{t,tmin,tmax},PlotStyle-
>Green,PlotLabels->Automatic]]
Show[Plot[0.001*budiciSignal[t]/.sol,{t,tmin,tmax},PlotStyle-
>Blue,PlotLabels->Automatic,PlotRange->All],
Plot[0.001*budiciSignal[t+T/2]/.sol,{t,tmin,tmax},PlotStyle->Red,PlotLabels-
>Automatic,PlotRange->All],Plot[Iel1[t]/.sol,{t,tmin,tmax},PlotStyle-
>Blue,PlotLabels->Automatic,PlotRange-
>All],Plot[Iel2[t]/.sol,{t,tmin,tmax},PlotStyle->Red,PlotLabels-
>Automatic,PlotRange->All]]
Show[Plot[Ifix1[t]/.sol,{t,tmin,tmax},PlotStyle->Blue,PlotLabels-
>Automatic,PlotRange->All],Plot[Ifix2[t]/.sol,{t,tmin,tmax},PlotStyle-
>Red,PlotLabels->Automatic,PlotRange->All]]
Show[Plot[Ua1[t]/.sol,{t,tmin,tmax},PlotStyle->Blue,PlotLabels-
>Automatic,PlotRange->All],Plot[UL1[t]/.sol,{t,tmin,tmax},PlotStyle-
>Green,PlotLabels->Automatic]]
Show[Plot[ILind[t]/.sol,{t,tmin,tmax},PlotStyle->{Blue},PlotRange-
>All,PlotLabels->Automatic],Plot[ICind[t]/.sol,{t,tmin,tmax},PlotStyle-
>{Red},PlotRange->All,PlotLabels->Automatic]]
Plot[Us[t]/.sol,{t,tmin,tmax},PlotStyle->{Blue,Red},PlotRange-
>All,PlotLabels->Automatic]
Show[Plot[1000*Is[t]/.sol,{t,tmin,tmax},PlotStyle->{Blue,Red},PlotRange-
>All,PlotLabels-
>Automatic],Plot[budiciSignal[t]/.sol,{t,tmin,tmax},PlotStyle-
>Blue,PlotLabels->Automatic,PlotRange->All],
Plot[budiciSignal[t+T/2]/.sol,{t,tmin,tmax},PlotStyle->Red,PlotLabels-
>Automatic,PlotRange->All]]
Show[Plot[pin[t]/.sol,{t,tmin,tmax},PlotStyle->Blue,PlotLabels-
>Automatic,PlotRange->All],Plot[pout[t]/.sol,{t,tmin,tmax},PlotStyle-
>Red,PlotLabels->Automatic,PlotRange->All]]

SetOptions[Plot,BaseStyle->{FontSize->12,FontFamily->"Times New
Roman"},Frame->True,FrameStyle->Black,GridLines->Automatic,ImageSize->Large];
palette={RGBColor["#1b9e77"],RGBColor["#d95f02"],RGBColor["#7570b3"],RGBColor
["#e7298a"],RGBColor["#66a61e"],RGBColor["#e6ab02"]}];
Show[Plot[IL1[t*T]/.sol,{t,20,22.3},PlotStyle->palette[[1]],PlotLabels-
>{"IL1(t)"},PlotRange->All,FrameLabel->{"Počet T [-]", "I [A]"},PlotLabel-
>"Proud primárním vinutím",GridLines->Automatic,FrameStyle-
>Black],Plot[IL2[t*T]/.sol,{t,20,22.3},PlotStyle->palette[[2]],PlotLabels-
>{"IL2(t)"},PlotRange->All]]

```

```

tstart=20;
tend=22.;

Show[Plot[Ua1[t*T]/.sol,{t,tstart,tend},PlotStyle->palette[[1]],PlotLabels-
>{"Ua1(t)"},PlotRange->All,FrameLabel->{"Počet T [-]","U [V]"},PlotLabel-
>"Anodové napětí a napětí na mřížce",GridLines->Automatic,FrameStyle-
>Black,ImagePadding->{{44, 42}, {34, 0}},ImageSize-
>Large],Plot[Ua2[t*T]/.sol,{t,tstart,tend},PlotStyle-
>palette[[2]],PlotLabels->{"Ua2(t)"},PlotRange-
>All],Plot[budiciSignal[t*T]/.sol,{t,tstart,tend},PlotStyle-
>{palette[[5]]},PlotLabels->{"Ug1(t)"},PlotRange-
>All],Plot[budiciSignal[(t+0.5)*T]/.sol,{t,tstart,tend},PlotStyle-
>palette[[6]],PlotLabels->{"Ug2(t)"},PlotRange->All]];
Show[Plot[Ua1[t*T]/.sol,{t,tstart,tend},PlotStyle->palette[[1]],PlotLegends-
>Placed[{"Ua1(t)"},{1,.75}],PlotRange->All,FrameLabel->{"Počet T [-]","U
[V]"},PlotLabel->"Anodové napětí a napětí na mřížce",GridLines-
>Automatic,FrameStyle->Black,ImageSize-
>Large],Plot[Ua2[t*T]/.sol,{t,tstart,tend},PlotStyle-
>palette[[2]],PlotLegends->Placed[{"Ua2(t)"},{1,.75}],PlotRange-
>All,ImagePadding->{{Automatic, 150}, {Automatic,
150}}],Plot[budiciSignal[t*T]/.sol,{t,tstart,tend},PlotStyle-
>{palette[[5]]},PlotLegends->Placed[{"Ug1(t)"},{1,.75}],PlotRange-
>All],Plot[budiciSignal[(t+0.5)*T]/.sol,{t,tstart,tend},PlotStyle-
>palette[[6]],PlotLegends->Placed[{"Ug2(t)"},{1,.75}],PlotRange->All]]

```

Další zobrazení výpisu grafů je zbytečné.

### 3.3. Program WM3 push\_pull\_with\_induction\_model\_resonance – with snubber

```

(*MODEL TRIODY*)
(*trying again with power function*)
k=8.818349797006697`*^-10;
moc=5.0155928172594235`;
kk=0.01;

myAbs[x_] :=  $\sqrt{kk^2 + x^2}$  -kk;
Plot[myAbs[x],{x,-0.1,0.1}];
znulujMoc[komb_]:=0.5*(1+Tanh[20*(komb+40)]);
Plot[znulujMoc[x],{x,-41,-39}];
iANoLimit[komb_]:= (k*(myAbs[komb+40])moc)*znulujMoc[komb]
Imax=1.5;
tauIa=0.95;
iA[komb_]:=Imax*Tanh[iANoLimit[komb]/(Imax*tauIa)]
Show[Plot[iA[komb],{komb,-40,70},PlotRange-
>Full],Plot[iANoLimit[komb],{komb,-40,70},PlotStyle->Red]]
(*DIODE*)
diodeFuncCurrent[Uf_]:=10-15*(Exp[Uf/0.02585]-1);
Plot[diodeFuncCurrent[U],{U,-1,1.2},PlotRange->Full];
(*VSTUPNI UDAJE, VELIKOST JEDNOTEK, VYPOCET C*)
μ=2.876;
kHz=1000;
mH=10-3;
pF=10-12;
nF=10-9;
uF=10-6;

Uz=120;
f=100kHz;

```

```

L1=L2=1mH;
RL1=RL2=1/100.*2*Pi*f*L1
kv12=0.98;
kv1s=0.98;
M12=kv12*sqrt(L1*L2);
N1toNs=10;
Ls=L1/N1toNs^2;
M1s=M2s=kv1s*sqrt(L1*Ls);
Rs=1/100.*2*Pi*f*Ls

LI=0.001mH;
QI=10;
RI=1/QI*2*Pi*f*LI
CI=1/((f*2*Pi)^2*LI);

Cfix1=Cfix2=40pF;
Rtlumici=10000;
Csnuubber=0.1nF;
T=1/f;
Rsnuubber=50

(*BUDICI SIGNAL*)
offTime=0.5;
amplitude=-120;
offset=2;
budiciSignalSquare[t_]:=amplitude*0.5*(1+Tanh[40*(-
Sin[2*Pi*f*t]+offTime+0.04)]-offset
Plot[budiciSignalSquare[t],{t,0,3T}];
budiciSignal[t_]:=budiciSignalSquare[t];

Plot[{iA[budiciSignal[t]+Uz/μ],iA[budiciSignal[t+T/2]+Uz/μ]},{t,0,3T},PlotRange->All,PlotLabel->"iA1[0]= "<>ToString[iA[Uz/μ+budiciSignal[0]]]<>" A"<>"
iA2[0]= "<>ToString[iA[Uz/μ+budiciSignal[0+T/2]]]<>" A"]
iA[Uz/μ+budiciSignal[0]]];

(*OBVODOVE ROVNICE*)
znulujForNegUA[voltage_]:=0.5*(1+Tanh[20*(voltage)]);

rce={D[Iel1[t]==iA[(budiciSignal[t]+Ua1[t])/μ])*znulujForNegUA[Ua1[t]],t},
D[Iel2[t]==iA[(budiciSignal[t+T/2]+Ua2[t])/μ])*znulujForNegUA[Ua2[t]],t},
D[IL1[t]-ILsnub1[t]==Iel1[t]+Ifix1[t],t},
D[IL2[t]-ILsnub2[t]==Iel2[t]+Ifix2[t],t},
UL1[t]==-L1*IL1'[t]-M12*IL2'[t]-M1s*Is'[t],
UL2[t]==-L2*IL2'[t]-M12*IL1'[t]+M2s*Is'[t],
D[ILsnub1[t]==diodeFunctCurrent[UL1[t]-UcSnub1[t]-RL1*IL1[t]],t},
D[ILsnub2[t]==diodeFunctCurrent[UL2[t]-UcSnub2[t]-RL2*IL2[t]],t},
ILsnub1[t]==Csnuubber*UcSnub1'[t]+UcSnub1[t]/Rsnuubber,
ILsnub2[t]==Csnuubber*UcSnub2'[t]+UcSnub2[t]/Rsnuubber,
D[Ua1[t]+(IL1[t])*RL1==UL1[t]+Uz,t],
D[Ua2[t]+(IL2[t])*RL2==UL2[t]+Uz,t],
Ifix1[t]==Cfix1*Ua1'[t]+Ua1[t]/Rtlumici,
Ifix2[t]==Cfix2*Ua2'[t]+Ua2[t]/Rtlumici,
Us[t]==Ls*Is'[t]-M1s*IL1'[t]+M2s*IL2'[t]+Rs*Is[t],
ILind[t]+ICind[t]+Is[t]==0,
Us[t]==LI*ILind'[t]+RI*ILind[t],
ICind[t]==CI*Us[t],
D[pin[t]==Uz*(Iel1[t]+Ifix1[t]+Iel2[t]+Ifix2[t]),t],

```

```

D[pout[t]==RI*ILind[t]*ILind[t],t]
};

promene={Ua1,Ua2,UL1,UL2,Us,Is,IL1,IL2,pin,pout,Ifix1,
Ifix2,Iel1,Iel2,ILind,ICind,ILsnub1,ILsnub2,UcSnub1,UcSnub2};
Length/@{rce,promene}
pocPodminky={Is[0]==0,Ua1[0]==Uz,Ua2[0]==Uz,Us[0]==0,UL1[0]==0,UL2[0]==0,IL1[
0]==0,IL2[0]==0,Ifix1[0]==0,Ifix2[0]==0,Iel1[0]==0,Iel2[0]==0,pin[0]==0,pout[
0]==0,ILind[0]==0,ICind[0]==0,ILsnub1[0]==0,ILsnub2[0]==0,UcSnub1[0]==0,UcSnu
b2[0]==0};
totalEquation=Union[rce,pocPodminky];
tmax=25T;
sol=NDSolve[totalEquation,promene,{t,0,tmax},Method-
>{"EquationSimplification"->"Residual"}][[1]];

tmax=sol[[1,2,1,1,2]]
tmin=0

```

Dále je program identický s *WM2*

### 3.4. Program *WM4* budici\_obvod

```

Quiet[Remove["Global`*"]];
mH=10-3;
pF=10-12;
mohm=10-3;
kHz=1000;

Cg=100pF;
R1=1000;
R2L=5;
L=80mH;

Ug=-120.;
f=100kHz;
T=1/f;
Roff=106;
Ron=20mohm;
offTime=0.5;
mosfetR[t_]:=Roff*0.5*(1+Tanh[40*(-Sin[2*Pi*f*t]+offTime+0.04)))+Ron
LogPlot[mosfetR[t],{t,0,3T}]

(*vypocty poc. podminek: *)
iStart=(1/(1/R1+1/R2L)+Roff)-1*Ug;
iRLstart=(iStart*1/(1/R1+1/R2L))/R2L;
uMosStart=Roff*iStart;
rce={Ug==Ur1[t]+Umos[t],
iCg[t]==Cg*Umos'[t],
iA[t]==iMos[t]+iCg[t],
Umos[t]==iMos[t]*mosfetR[t],
Ur1[t]==R1*iR1[t],
UL[t]==L*iRL'[t],
UR2L[t]==R2L*iRL[t],
Ur1[t]==UR2L[t]+UL[t],
iRL[t]+iR1[t]==iA[t],
pin[t]==Ug*(iR1[t]+iRL[t])
};
variables=Union[Cases[rce,a_Symbol[t]:>a,{0,∞}]];
Length/@{rce,variables};

```



```

pocPodminky=Union[Cases[rce,a_'[t]:>a[0]==0,{0,∞}]];
pocPodminky={iRL[0]==iRLstart,Umos[0]==uMosStart};
totalEquation=Union[rce,pocPodminky];
tmax=10T;
sol=NDSolve[totalEquation,variables,{t,0,tmax},StartingStepSize->10-9][[1]];
Plot[#[t]/.sol,{t,0,tmax},AxesLabel->{"t[s]",ToString[#]},PlotRange-
>All,GridLines->Full,PlotStyle->{Red,Thickness[0.006]}]&/@variables
P=Integrate[pin[t]/.sol,{t,0,tmax}]/tmax
tstart=5;
tend=8;

Show[Plot[Umos[t*T]/.sol,{t,tstart,tend},PlotStyle->palette[[1]],PlotLegends-
>Placed[{"Umos(t)"},{1,.75}],PlotRange->All,FrameLabel->{"Počet T [-]","U
[V]"},PlotLabel->"Napětí na mosfetu a mřížce",GridLines-
>Automatic,FrameStyle->Black,ImageSize->Large]]
Show[Plot[pin[t*T]/.sol,{t,tstart,tend},PlotStyle->palette[[1]],PlotLegends-
>Placed[{"Ua1(t)"},{1,.75}],PlotRange->All,FrameLabel->{"Počet T [-]","U
[V]"},PlotLabel->"Anodové napětí a napětí na mřížce",GridLines-
>Automatic,FrameStyle->Black,ImageSize->Large]]

```

### 3.5. Program WM5 try\_mu\_for\_6s18s

```

SetDirectory["FileName"/. NotebookInformation[EvaluationNotebook[]]/.
FrontEnd`FileName[d_List,nam_,___]:>ToFileName[d]];
a1=List[Import["mereni_elektronka_6s18s.xlsx",{ "Data",2}]]
a2=List[Import["mereni_elektronka_6s18s.xlsx",{ "Data",3}]]
a3=List[Import["mereni_elektronka_6s18s.xlsx",{ "Data",4}]];

Export["d11",a1,"list"];
Export["d22",a2,"list"];
Export["d33",a3,"list"];
d11=<<"d11";
d22=<<"d22";
d33=<<"d33";

p1Rn={{-20,20},{0,600}};

Manipulate[
  dat1D11=(d11/.{a_,b_,c_}:>{(b+a/μLinTry),103 c});
  p11=ListPlot[dat1D11,AxesLabel->{"Uefg[V]","Ia[mA]"},PlotRange-
>p1Rn,ImageSize->600];
  dat1D22=(d22/.{a_,b_,c_}:>{(b+a/μLinTry),103 c});
  p12=ListPlot[dat1D22,AxesLabel->{"Uefg[V]","Ia[mA]"},PlotStyle-
>Hue[0],PlotRange->p1Rn];
  dat1D33=(d33/.{a_,b_,c_}:>{(b+a/μLinTry),103 c});
  p13=ListPlot[dat1D33,AxesLabel->{"Uefg[V]","Ia[mA]"},PlotStyle-
>Hue[1/3],PlotRange->p1Rn];
  Show[p11,p12,p13]

,{{μLinTry,3},1,5}]

b1=List[Import["mereni_elektronka_6s18s.xlsx",{ "Data",5}]];
b2=List[Import["mereni_elektronka_6s18s.xlsx",{ "Data",6}]];
b3=List[Import["mereni_elektronka_6s18s.xlsx",{ "Data",7}]];

Export["d11",b1,"list"];
Export["d22",b2,"list"];
Export["d33",b3,"list"];

```

#### 4. Naměřené hodnoty *M1* charakteristik elektronek

Elektronka 1								
R = 489Ω			R = 235Ω			R = 96 Ω		
Ua [V]	Ug [V]	Ia [A]	Ua [V]	Ug [V]	Ia [A]	Ua [V]	Ug [V]	Ia [A]
120	176,2	0	119,5	58,5	0	119,9	56,4	0,005
118,5	57,3	0	119,1	56	0,005	113	37,92	0,078
117,7	54,8	0,006	118	51,6	0,01	99,9	25,37	0,216
116,6	53,5	0,008	115	46	0,023	85,4	15,45	0,373
113	47,7	0,015	111,7	42	0,037	73,6	8,85	0,499
109	43,7	0,024	108,3	38,9	0,051			
101,8	38	0,038	102,4	34	0,077			
94,2	32,9	0,054	95,6	29,3	0,105			
86,7	28,4	0,069	88,8	25	0,134			
78,2	23,75	0,087	76,8	18,3	0,185			
67,1	18,15	0,11	65,5	12,72	0,232			
58	13,9	0,128	55,3	8,07	0,276			
46	8,7	0,153	34,83	0,434	0,364			
32,47	3,476	0,18						
23,57	0,48	0,199						

Elektronka 2								
R = 487Ω 120V			R = 235Ω 120V			R = 95 Ω		
Ua [V]	Ug [V]	Ia [A]	Ua [V]	Ug [V]	Ia [A]	Ua [V]	Ug [V]	Ia [A]
116,3	57,8	0,009	118,4	61	0,008	119,4	60	0,01
109,6	48,9	0,023	115,2	52,5	0,022	109,6	36,7	0,116
102,2	42,1	0,038	110,2	45	0,044	99	26,22	0,23
93,2	35,26	0,056	99,8	34,87	0,088	87	17,27	0,363
77,9	25,41	0,088	83,6	23,46	0,157	76,6	10,85	0,477
62,1	16,85	0,12	64	12,62	0,241			
46,81	9,54	0,152	47,18	4,97	0,313			
29,59	2,56	0,188	34,1	0,21	0,37			