



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY

A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

ÚSTAV VÝKONOVÉ ELEKTROTECHNIKY A ELEKTRONIKY

DEPARTMENT OF POWER ELECTRICAL AND ELECTRONIC ENGINEERING

DIAGNOSTIKA VÝKONOVÉHO MĚNIČE ZA CHODU

POWER INVERTER ONLINE DIAGNOSTICS

DIZERTAČNÍ PRÁCE

DOCTORAL THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Ing. Jan Knobloch

ŠKOLITEL

SUPERVISOR

doc. Ing. Bohumil Klíma, Ph.D.

BRNO 2017

ABSTRAKT

Dizertační práce se zabývá problematikou predikce havárie výkonového tranzistoru IGBT v pulzním měniči na základě měřitelných změn vybraných parametrů (tzv. trendových veličin) vlivem procesu degradace tranzistoru během doby životnosti. V dizertační práci je nejprve shrnut současný stav této problematiky. Následuje popis navrženého a zkonstruovaného automatizovaného měřicího pracoviště umožňujícího sledování a záznam přepínacích dějů během zrychleného stárnutí tranzistoru. Dále je popsána problematika vysokofrekvenčního snímání průběhů elektrických veličin během spínání výkonového tranzistoru. Zvláště je rozebrána problematika snímání proudu a je zvoleno nejvhodnější čidlo. Data nasnímaná realizovanou měřicí a záznamovou aparaturou posloužila k identifikaci potenciálních trendových veličin umožňujících predikci poruchy. Přitom bylo třeba rozlišovat závislost trendových veličin na stárnutí a na parazitních vlivech (proud, teplota, napětí). Nakonec je provedeno zhodnocení trendových veličin, přičemž se ukazuje jejich nepříliš výrazná změna v průběhu zrychleného stárnutí, což komplikuje praktickou implementaci za účelem predikce poruchy.

KLÍČOVÁ SLOVA

IGBT; spolehlivost; predikce havárie; provozní diagnostika; trendová veličina; měření proudu; automatizované měření

ABSTRACT

This doctoral thesis focuses on the problems of IGBT failure prediction in pulse converters using measurable changes of selected parameters (so-called trending variables) being influenced of transistor degradation during aging. Firstly the state-of-the-art in this field is presented in the dizertation. The description of designed and constructed automated measurement stand follows, enabling monitoring and recording of switching processes during accelerated aging. Further the problems of high-bandwidth measurement of electrical quantities during IGBT switching are described. Especially the problems of current sensing are analyzed and the most suitable sensor is selected. The data recorded using the developed apparatus served to identify potential trending variables allowing the failure prediction. Here the dependence of trending variables on aging and on parasitic influences (current, temperature, voltage) had to be distinguished. Finally the evaluation of trending variables is performed. Their insignificant sensitivity on accelerated aging is shown which complicates their practical implementation for the purpose of failure prediction.

KEYWORDS

IGBT; reliability; failure prediction; online diagnostics; trending variable; current measurement; automated measurement

KNOBLOCH, Jan *Diagnostika výkonového měniče za chodu*: dizertační práce. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky, 2017. 147 s. Vedoucí práce byl Doc. Ing. Bohumil Klíma, Ph.D.

PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svou doktorskou práci na téma „Diagnostika výkonového měniče za chodu“ jsem vypracoval(a) samostatně pod vedením vedoucího doktorské práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor(ka) uvedené doktorské práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této doktorské práce jsem neporušil(a) autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl(a) nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a/nebo majetkových a jsem si plně vědom(a) následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů (autorský zákon), ve znění pozdějších předpisů, včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

Brno

.....

podpis autora(-ky)

PODĚKOVÁNÍ

Rád bych poděkoval svému školiteli Doc. Ing. Bohumilu Klímovi, Ph.D. za odborné vedení, konzultace a podnětné návrhy k práci. Dále chci poděkovat všem kolegům, kteří mi pomohli při řešení problémů spjatých s touto prací. V neposlední řadě chci poděkovat Doc. Ing. Pavlu Vorlovi, Ph.D. a Ing. Janu Martišovi, jejichž věcné připomínky k práci byly obzvláště užitečné. Nakonec děkuji své manželce Ivě za podporu a pozoruhodnou trpělivost nejen v době psaní této práce.

Brno

.....

podpis autora(-ky)

OBSAH

Úvod	12
1 Současný stav poznání	13
1.1 Klasifikace diagnostických přístupů	13
1.2 Metody detekce přerušného tranzistoru ve střídači.	15
1.3 Metody pro detekci zkratu na výstupu větve měniče a ochrana příslušných tranzistorů	17
1.4 Intermitentní výskyty poruch v obvodu hradla tranzistoru.	19
1.5 Degradanční děje ve výkonové elektronice	19
1.6 Metody zrychleného stárnutí	20
1.7 Stručný přehled technologií IGBT	22
1.8 Někteří výrobci IGBT	24
1.9 Standardní diagnostické funkce moderních budičů	25
1.10 Shrnutí současného stavu poznání	26
2 Cíle dizertační práce	27
3 Vyvinutá aparatura pro životnostní zkoušku a měření	28
3.1 Hardware testovacího zařízení	28
3.2 Napájecí část	30
3.3 Testovací část	31
3.4 Řízení testovacího zařízení	32
3.5 Parametry testovaného tranzistoru	35
3.6 Způsob ukládání měřených veličin	37
4 Problematika měření kolektorového proudu	38
4.1 Standardní metoda měření dynamických charakteristik výkonových tranzistorů	38
4.2 Možnosti řešení snímání proudu	40
4.2.1 Měřicí transformátor proudu	40
4.2.2 Rogowského cívka	41
4.2.3 Vzduchový měřicí transformátor proudu	42
4.2.4 Bočník	43
4.2.5 Shrnutí možností snímání vf proudu	43
4.3 Měřicí transformátor proudu	44
4.3.1 Výpočet transformátoru proudu metodou konečných prvků . .	46
4.3.2 Experimentální ověření	47
4.3.3 Vysvětlení změřených hodnot	49

4.3.4	Popis realizovaného měřicího transformátoru	51
5	Problematika měření ostatních veličin	53
5.1	Měření napětí	53
5.2	Měření teploty	55
6	Dynamické charakteristiky výkonových tranzistorů	58
6.1	Normalizovaná definice dynamických charakteristik IGBT	58
6.2	Získání dynamických charakteristik v praxi	59
6.3	Popis zapínacího děje	60
6.4	Popis vypínacího děje	64
6.5	Millerův jev	67
7	Zpracování měřených dat	68
7.1	Filtrace signálů	68
7.2	Separace zapínacího a vypínacího děje	69
7.3	Zpracování měření kolektorového proudu	70
7.4	Získání strmostí napětí a proudů	71
7.5	Zpracování kolektorového napětí	72
7.6	Detekce klíčových okamžiků během přepínání	74
7.7	Výpočet přepínacího ztrátového výkonu a energií	75
7.8	Vyhodnocení parazitní indukčnosti obvodu	77
7.9	Detekce napětí hradla během plata (Millerův jev)	78
8	Vliv teploty a proudu na vybrané veličiny	80
8.1	Veličiny neovlivněné teplotou a proudem	84
8.2	Použité typy aproximačních polynomů	85
8.3	Saturační napětí	86
8.4	Napětí hradla během plata	87
8.5	Zapínací a vypínací doby	90
8.6	Okamžik poklesu hradlového napětí	95
8.7	Strmost kolektorového napětí	96
8.8	Strmost hradlového napětí	99
8.9	Strmost kolektorového proudu	103
8.10	Přepínací ztrátové energie	106
8.11	Shrnutí vlivu teploty a proudu na vybrané veličiny	109
9	Vliv stárnutí	110
9.1	Veličiny nezávislé na stáří	110
9.2	Saturační napětí	112

9.3	Napětí hradla během vypínacího plata	113
9.4	Zapínací a vypínací doby	114
9.5	Okamžik poklesu hradlového napětí	116
9.6	Strmost kolektorového napětí	116
9.7	Strmost hradlového napětí	118
9.8	Strmost kolektorového proudu	121
9.9	Přepínací ztrátové energie	122
9.10	Shrnutí vlivu stárnutí na vybrané veličiny	124
10	Závěr	125
	Literatura	128
	Seznam symbolů, veličin a zkratk	137
	Curriculum vitae	143
	Publikace autora	144
A	Obsah přiloženého DVD	147

SEZNAM OBRÁZKŮ

1.1	Trajektorie vektoru proudu (a) a jeho časové průběhy (b)	16
1.2	Běžně používané řešení saturační ochrany	18
1.3	Ukázky různých způsobů omezení napětí řídicí elektrody	18
1.4	Způsob měření $U_{ce,sat}$ dle [29]	21
1.5	Srovnání struktur NPT a PT [41]	23
1.6	Srovnání struktur NPT, PT a Trench [43]	24
3.1	Blokové schéma testovacího zařízení	29
3.2	Fotografie testovacího zařízení	30
3.3	Detail testovaného tranzistoru s nulovými diodami	31
3.4	Detail nulových diod a vývodu proudu	32
3.5	Schéma řízení proudu a teploty	33
3.6	Průběhy spínacích signálů v testovacím zařízení	34
4.1	Měření kolektorového proudu	39
4.2	Průběhy veličin při dvojpulzu	39
4.3	Porovnání MTP a sondy TEK a jejich umístění v obvodu	41
4.4	Měření proudu pomocí miniaturní Rogowskiho cívky	42
4.5	Pokus se vzduchovým transformátorem proudu	43
4.6	Obvodový model transformátoru proudu	45
4.7	Řez transformátorem proudu	45
4.8	Rozměry použitého toroidního jádra	45
4.9	Sít pro výpočet MKP	46
4.10	Simulace transformátoru proudu metodou konečných prvků	47
4.11	Měření vlivu transformátoru proudu na měřený obvod	48
4.12	Schéma pro výpočet impedance transformátoru proudu	49
4.13	Závislost ekvivalentní sériové indukčnosti na kmitočtu pro různé R_Z	50
4.14	Závislost ekvivalentního sériového odporu na kmitočtu pro různé R_Z	51
4.15	Fotografie měřicího transformátoru proudu s příslušenstvím	52
4.16	Schéma obvodu měřicího transformátoru proudu	52
5.1	Připojení osciloskopu k testovanému tranzistoru s budičem	54
5.2	Detail realizace připojení sond	55
5.3	Řez testovaného tranzistoru s chladičem	56
6.1	Definice zapínacích a vypínacích dob dle IEC60747-9 (2007) [51]	59
6.2	Tranzistor s naznačenými parazitními indukčnostmi a kapacitami	60
6.3	Zapínací děj s definicemi napětí, proudů a časů	62
6.4	Derivace průběhů v zapínacím ději	63
6.5	Vypínací děj s definicemi napětí, proudů a časů	65
6.6	Derivace průběhů ve vypínacím ději	66

7.1	Srovnání původních a filtrovaných dat	69
7.2	Záznam ze sondy 100:1 s detaily	73
7.3	Časový průběh kolektorového napětí $u_{ce,sat}^*$	74
7.4	Přepínací energie ve vypínacím ději při 50 A	76
7.5	Přepínací energie v zapínacím ději při 50 A	77
7.6	Ukázka detekce napětí během Millerova jevu při zapínání	79
8.1	Zapínací děje při 50 A	82
8.2	Vypínací děje při 50 A	83
8.3	Vliv teploty a proudu na amplitudu zapínacího kolektorového napětí .	84
8.4	Vliv teploty a proudu na amplitudu vypínacího kolektorového napětí	85
8.5	Saturační napětí v závislosti na proudu dle výrobce [46]	86
8.6	Zobrazení vlivu saturačního napětí $U_{ce,sat}$	87
8.7	Přenosová charakteristika a závislost napětí hradla na náboji[46] . . .	88
8.8	Závislost napětí hradla v době Millerova jevu v zapínacím ději	88
8.9	Závislost napětí hradla v době Millerova jevu ve vypínacím ději . . .	89
8.10	Závislosti přepínacích časů na proudu a teplotě [46]	90
8.11	Zobrazení vlivu proudu a teploty na zapínací zpoždění $t_{(d)on}$	91
8.12	Zobrazení vlivu teploty a proudu na dobu nárůstu proudu t_r	92
8.13	Zobrazení vlivu proudu a teploty na vypínací zpoždění $t_{(d)off}$	93
8.14	Zobrazení vlivu teploty a proudu na dobu poklesu proudu t_f	94
8.15	Zobrazení vlivu teploty a proudu na okamžik poklesu hradlového na- pětí $t_{uge,f}$	95
8.16	Zobrazení vlivu teploty a proudu na strmost kolektorového napětí při zapínání	96
8.17	Zobrazení vlivu teploty a proudu na okamžik maximální strmosti ko- lektorového napětí při zapínání	97
8.18	Zobrazení vlivu teploty a proudu na strmost kolektorového napětí při vypínání	98
8.19	Zobrazení vlivu teploty a proudu na okamžik maximální strmosti ko- lektorového napětí při vypínání	99
8.20	Zobrazení vlivu teploty a proudu na strmost hradlového napětí při zapínání	100
8.21	Zobrazení vlivu teploty a proudu na strmost hradlového napětí při vypínání	101
8.22	Zobrazení vlivu teploty a proudu na okamžik maxima strmosti hradlo- vého napětí při vypínání	102
8.23	Zobrazení vlivu teploty a proudu na strmost kolektorového proudu při zapínání	103

8.24	Zobrazení vlivu teploty a proudu na strmost kolektorového proudu při vypínání	105
8.25	Zobrazení vlivu teploty a proudu na okamžik maxima strmosti kolektorového proudu při vypínání	106
8.26	Závislosti přepínacích energií na proudu a teplotě [46]	107
8.27	Zobrazení vlivu teploty a proudu na zapínací ztrátovou energii	108
8.28	Zobrazení vlivu teploty a proudu na vypínací ztrátovou energii	109
9.1	Změřená teplota během stárnutí	110
9.2	Kolektorový proud během stárnutí	111
9.3	Kolektorové napětí během stárnutí	111
9.4	Vyčíslená parazitní indukčnost během stárnutí	112
9.5	Budicí hradlové napětí během stárnutí	112
9.6	Vliv stárnutí na saturační napětí	113
9.7	Vliv stárnutí na hradlové napětí během Millerova jevu při vypínání	114
9.8	Vliv stárnutí na zapínací zpoždění	114
9.9	Vliv stárnutí na dobu nárůstu proudu	115
9.10	Vliv stárnutí na vypínací zpoždění	115
9.11	Vliv stárnutí na dobu poklesu proudu	116
9.12	Vliv stárnutí na okamžik poklesu hradlového napětí	116
9.13	Vliv stárnutí na strmost kolektorového napětí při zapínání	117
9.14	Vliv stárnutí na okamžik maximální strmosti kolektorového napětí při zapínání	117
9.15	Vliv stárnutí na strmost kolektorového napětí při vypínání	118
9.16	Vliv stárnutí na okamžik maximální strmosti kolektorového napětí při vypínání	118
9.17	Vliv stárnutí na strmost hradlového napětí při zapínání	119
9.18	Vliv stárnutí na okamžik maximální strmosti hradlového napětí při zapínání	119
9.19	Vliv stárnutí na strmost hradlového napětí při vypínání	120
9.20	Vliv stárnutí na okamžik maximální strmosti hradlového napětí při vypínání	120
9.21	Vliv stárnutí na strmost kolektorového proudu při zapínání	121
9.22	Vliv stárnutí na okamžik maximální strmosti kolektorového proudu při zapínání	121
9.23	Vliv stárnutí na strmost kolektorového proudu při vypínání	122
9.24	Vliv stárnutí na okamžik maximální strmosti kolektorového proudu při vypínání	122
9.25	Vliv stárnutí na zapínací ztrátovou energii	123
9.26	Vliv stárnutí na vypínací ztrátovou energii	123

SEZNAM TABULEK

3.1	Katalogové parametry napájecího modulu [45]	30
3.2	Katalogové parametry testovaného tranzistoru	36
4.1	Výňatek z katalogového listu sondy TCP312A se zesilovačem [48]	40
4.2	Výsledky měření skupiny proudových transformátorů	47
8.1	Koeficienty aproximačního polynomu pro $U_{ce,sat}$	86
8.2	Koeficienty aproximačního polynomu pro $U_{ge,mi,off}$	89
8.3	Koeficienty aproximačního polynomu pro t_r	91
8.4	Koeficienty aproximačního polynomu pro $t_{(d)off}$	93
8.5	Koeficienty aproximačního polynomu pro t_f	94
8.6	Koeficienty aproximačního polynomu pro $t_{uge,f}$ a $t_{u'ge,max,off}$	95
8.7	Koeficienty aproximačního polynomu pro $t_{u'ge,max,off}$	102
8.8	Koeficienty aproximačního polynomu pro $I'_{c,max}$	104
8.9	Koeficienty aproximačního polynomu pro $t_{i',max,off}$	105
8.10	Koeficienty aproximačního polynomu pro E_{on}	107
8.11	Koeficienty aproximačního polynomu pro E_{off}	108

ÚVOD

Současný trend v oblasti bezpečnosti a spolehlivosti technických zařízení směřuje ke vzniku řady hardwarových i softwarových metod a řešení pro jejich diagnostiku a monitoring. Stejný trend je možné zaznamenat také v oblasti elektrických pohonů v souvislosti s rozvojem elektromobilů a hybridních vozidel v silniční, kolejové a letecké dopravě ale i mnoha dalších odvětvích. Důraz je kladen na vysoké užité parametry vozidel (účinnost a dynamika pohonu), ale také na bezpečnost, spolehlivost a plynulost dopravy.

Jádrum trakčního elektrického pohonu je soustava měnič-motor. Mnoho současných metod diagnostiky pohonů je koncipováno tak, aby nevyžadovaly výraznější konstrukční úpravu měniče či motoru. Je tak možno aplikovat diagnostické metody na stávající zařízení. Spousta poruch se ale za provozu diagnostikuje velmi obtížně a často je konstrukční úprava zapotřebí, např. zabudování příslušného čidla (teploty, vibrací atd.).

Nejrozšířenější typ výkonového měniče v elektrických pohonech je napěťový trojfázový střídač. Ten může být napájen buď ze síťového usměrňovače, stejnosměrné trakce či akumulátoru. Budeme se tedy zabývat právě tímto typem tranzistorového měniče především s tranzistory typu IGBT, případně MOSFET či SiC MOSFET. Tyto výkonové prvky jsou stěžejní a přitom choulostivou součástí měniče, jejich porucha vždy znamená odstávku, nebo výrazné omezení jeho funkčnosti. Jejich diagnostice je tedy zapotřebí věnovat náležitou pozornost.

Koncepce současných elektrických pohonů využívá pro diagnostické funkce omezené množství informací získaných z nezbytných zpětnovazebních snímačů pro řízení vlastního pohonu a případně dalších snímačů pro hlídání kritických poruchových stavů (snímání oteplení chladiče výkonových prvků, hlídání vnitřních napájecích napětí apod.). *V složitém systému elektrického pohonu však existuje celá řada dalších veličin, na základě kterých lze realizovat robustní diagnostické metody a monitorovat celou řadu v čase degradujících parametrů. Tyto veličiny v současném konceptu elektrického pohonu obvykle nejsou monitorovány a za stávajícího hw uspořádání to není ani možné.*

Existují metody detekce přerušného či zkratovaného tranzistoru. Žádnou z těchto metod ale není možno použít pro on-line sledování aktuálních parametrů každého tranzistoru ve střídači, zaznamenávání trendů a s tím spojené možnosti predikce budoucího vývoje. *Protože právě to je však cílem dizertace, nezbyvá než přidat další čidla co možná nejbližše diagnostikovanému objektu. K tomuto účelu se jeví nejvhodněji rozšíření diagnostických možností budičů výkonových tranzistorů.* V budiči pak máme přístup (i když stále obtížný) k měřitelným veličinám na tranzistoru.

1 SOUČASNÝ STAV POZNÁNÍ

Otázky provozní diagnostiky trojfázových střídačů (resp. aktivních usměrňovačů) jsou v současnosti často diskutovány. Mnohé publikace shrnují metody, které umožňují identifikovat vadný tranzistor ve střídači v případě, že nespíná nebo je zkratován. Je také možné identifikovat jiné vadné prvky měniče např. kondenzátor meziobvodu [40], vadnou usměrňovací diodu, zkrat ve vstupní fázi či přerušení napájení v jedné fázi. Mnohá řešení diagnostiky trojfázového střídače (vyjma ostatních prvků měniče) shrnuje článek [2]. Metody použitelné pro celý střídač, který napájí trojfázový motor jsou rovněž poměrně hojně diskutovanou tématikou [4], [23].

Nyní uvedeme některé poruchy, které mohou v trojfázovém měniči nastat:

- *napájení*: zemní spojení, mezifázový zkrat, přerušená fáze,
- *stejnoseměrný meziobvod*: zemní spojení, zkrat kondenzátoru,
- *poruchy snímačů*: proudů, napětí meziobvodu atd.
- *poruchy řídicích obvodů a jejich propojení s výkonovými prvky*,
- *závada výkonové součástky*: přerušení nebo zkrat výkonového tranzistoru střídače nebo diody usměrňovače.

U některých poruch dále uvedeme možné způsoby detekce.

1.1 Klasifikace diagnostických přístupů

V současné době lze diagnostiku měničů, přesněji trojfázových střídačů, rozdělit dle následujících kritérií.

1. Podle způsobu působení:
 - a) Testovací – offline, zpravidla při zapnutí měniče dojde k testu nejrůznějších součástí měniče:
 - + umožňuje důkladné testování celého systému měniče,
 - pro provedení testu je nutné vypnout měnič.
 - b) Provozní – online, je v působnosti po celou dobu provozu měniče:
 - + umožňuje diagnostikovat blížící se poruchu, pokud je předvídatelná,
 - + není třeba odstavovat měnič z provozu,
 - vyšší cena.
2. Podle umístění v měniči:
 - a) V řídicím systému měniče – využívá obvykle veličiny, které jsou získávány i z důvodu řízení samotného měniče:
 - + není třeba vytvářet složité systémy pro sběr diagnostických dat,
 - nedokáže zjistit některé druhy poruch.
 - b) V budiči výkonového tranzistoru:

- + má bezprostřední přístup k diagnostikovanému tranzistoru,
- + umožňuje získávat informace z přepínacích dějů,
- nedostane se k veličinám na globální úrovni měniče,
- značné technické nároky na budič,
- vyšší cena budiče.

3. Podle typu testované veličiny:

a) Saturační napětí tranzistoru:

- + běžně se využívá pro detekci nadproudu,
- + umožňuje detekovat porušené „bondovací“ drátky k čipu – růst saturačního napětí resp. odporu D–S,
- + je možné odhadovat teplotu čipu,
- + relativně jednoduchá implementace do budiče,
- složitější obvody budiče.

b) Teplota čipu tranzistoru:

- + bylo by možné detekovat porušení vrstev odvádějících teplo,
- nutnost umístění čidla teploty v blízkosti každého čipu ve výkonovém bezpotenciálovém modulu.

c) Kolektorový proud:

- + umožňuje detekovat nadproud přesněji, než saturační ochrana,
- + lze detekovat zotavovací dobu nulové diody a velikost proudu při zotavení,
- komplikované měření.

d) Strmost proudu:

- + umožňuje detekovat přítomnost tzv. blízkého zkratu – větev střídače je zatížena obvodem s velmi malou indukčností,
- + relativně snadná implementace s využitím parazitní indukčnosti mezi řídicím a silovým emitorovým vývodem,
- neschopnost detekce absolutní velikosti proudu.

e) Napětí kolektor–emitor:

- + z velikosti překmitu napětí při vypínání lze teoreticky odhadnout kvalitu meziobvodu (degradace kondenzátoru v meziobvodu),
- + z velikosti překmitu lze také usuzovat na velikost proudu zátěže,
- + pokud měříme napětí pomocí budiče, není nutné speciální čidlo napětí meziobvodu,
- komplikovanější implementace měření v budiči.

f) Strmost napětí kolektor–emitor.

- + z velké strmosti nárůstu napětí při vypínání tranzistoru lze usuzovat na velký proud zátěže (rychlé nabití kapacity C_{ce})

- nejednoznačnost – souvisí s konfigurací připojení zátěže (parazitní kapacity).
4. Podle kauzality:
- a) Preventivní:
 - + díky detekci blížící se poruchy umožňuje plánovat servisní úkony a předcházet tak poruchám,
 - náročná implementace.
 - b) Následná:
 - + jednodušší implementace,
 - pro vyloučení odstávky zařízení je účinná pouze v tzv. fault-tolerant systému,
 - neumožňuje poruchám předcházet.

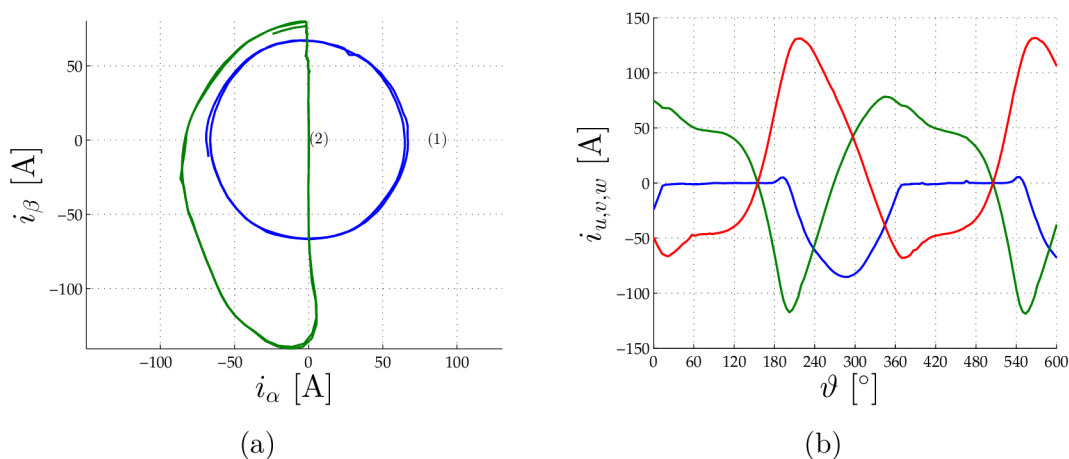
1.2 Metody detekce přerušenoého tranzistoru ve střídači.

Poruchy spínání tranzistoru, tzv. „open fault“, mohou být způsobeny chybou signálové cesty: řídicí mikrokontrolér – budič – hradlo tranzistoru, či přímo závadou tranzistoru.

První druh detekcí těchto závad využívá vyhodnocování fázových proudů, které jsou měničem vždy měřeny. Podle členění v kapitole 1.1 lze tuto diagnostiku zařadit do kategorií 1b, 2a a 4b. Pochopitelně existují i přístupy podle bodu 2b, ty jsou však vzhledem k jejich přidané hodnotě nákladné.

Výstupní proud střídače lze vyjádřit rotujícím vektorem, který v případě symetrické soustavy v ustáleném stavu opisuje kružnici. V případě poruchy jednoho ze šesti tranzistorů, dojde ke změně kruhové trajektorie na přibližně půlkruhovou a zvětší se amplituda proudu viz obr.1.1. Identifikace konkrétního vadného spínacího prvku je možná několika způsoby. Při zobrazení trajektorie osciloskopem je okamžitě poznat, že k poruše došlo a podle natočení půlkruhového obrazce můžeme určit konkrétní vadnou větev a tranzistor. [4] Někdy se mluví o provozu na dvě a půl fáze. Protože prostorový vektor proudu stále rotuje, není vždy nezbytně nutné pohon vyřadit z provozu. Dochází však k nesymetrickému napájení motoru, zvýšení ztrát v motoru, k poklesu momentu a k nerovnoměrnosti chodu. Bez okamžité diagnózy se tato porucha může projevit až poškozením motoru (přehřátí) nebo poháněného mechanismu (vibrace vlivem nerovnoměrnosti chodu).

Jedna z možných metod je založena na určení úhlu, při kterém rotující vektor překročí stanovený limit [2]. Její výhoda spočívá v jednoduchosti, její nevýhoda však leží v nízké citlivosti při malém zatížení a v možnosti vyvolání falešných poplachů při



(1) normální provoz, (2) porucha jednoho tranzistoru

Obr. 1.1: Trajektorie vektoru proudu (a) a jeho časové průběhy (b)

velmi dynamických změnách zátěže. Nabízí se možnost adaptivního přizpůsobování limitu. Také je možno využít přímo složek vektoru d a q už v rotorovém souřadném systému, na jejichž vyhodnocování je založena jedna z dalších metod. Rovněž je možné určovat polohu geometrického středu útvaru, který prostorový vektor opisuje, jestliže neleží v počátku souřadnic α β systému, jedná se o poruchu a na základě jeho polohy je možno určit vadný spínač.

Další možnost identifikace vadné větve a spínače spočívá ve sledování střední hodnoty jednotlivých fázových proudů [2]. Dojde-li k odchylce střední hodnoty proudu od nulové hodnoty, je daná fáze identifikována jako vadná, podle polarit je pak identifikován vadný spínač. Výhodou je jednoduchost.

V literatuře [2], [33] se také vyskytují zmínky o možnostech využití fuzzy-logiky, neuronových sítí a jejich kombinací. Pomocí těchto metod lze detekovat nejen trvale přerušovaný tranzistor, ale i náhodné poruchy spínání. Tyto metody se zdají být účinné. Jsou ale obtížně realizovatelné kvůli nutnosti pečlivého nastavení fuzzy pravidel, či naučení neuronové sítě.

Mimo měření proudu, které je nezbytné pro správnou funkci regulačních smyček je možno přidat měření výstupních větvových napětí. Metody využívající tuto veličinu jsou oproti výše zmíněným rychlejší. Pro určení poruchy postačí vyhodnocování pomocí komparátoru a kombinační logiky [7]. Ve zmíněné publikaci je pozornost věnována rekonfigurovatelné topologii střídače odolného vůči diskutovaným poruchám. Podobná témata lze nalézt i v dalších publikacích [24].

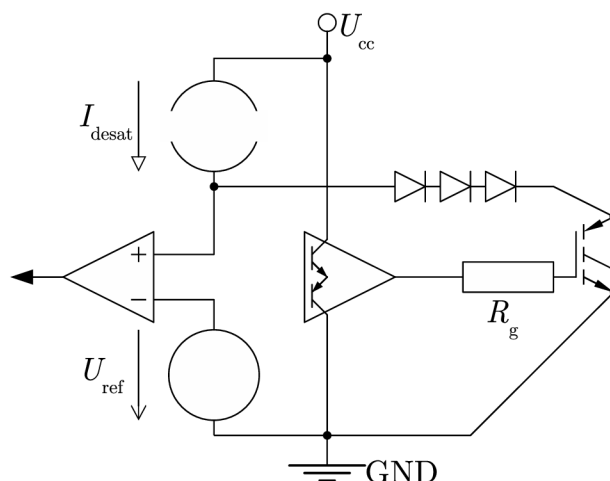
1.3 Metody pro detekci zkratu na výstupu větve měniče a ochrana příslušných tranzistorů

Podle členění v kapitole 1.1 lze následující diagnostiku zařadit do kategorií 1b, 4a, ale i 4b. Naprostá většina přístupů spadá do kategorie 2b, přičemž jsou ještě řazeny do kategorií 3a, 3c, 3d nebo 3f.

Zkrat na spínací součástce obvykle nastane důsledkem tepelného průrazu. Ten nastává tehdy, jestliže ztrátový výkon uvnitř součástky převyší konstrukční limity. Teplota pak začne nepříjemně stoupat. Dojde tak k natavení křemíku, nebo k poškození jeho kontaktování. Nezřídka se stává, že v této situaci dojde přímo k explozi součástky. Pak nastává přerušení přírodních vodičů a hrozí mechanické poškození okolních součástek. Jinak se součástka stává obvykle trvale vodivou. Tato situace může nastat vlivem nesprávného spínání (porucha v budiči) či zkratem na výstupu měniče. Často přitom dochází k prohoření (galvanickému propojení) kolektoru s řídicím hradlem s následkem destrukce sekundárních obvodů budiče vlivem vniknutí napětí ze silového obvodu.

Jde o velice rychlé a nebezpečné děje. Detekci zkratu je proto nejlépe provádět přímo v budiči výkonové součástky. Ještě lépe je tomuto jevu předcházet, což je zásadní snaha všech konstruktérů měničů. Většina řešení této problematiky je proto orientována hardwarově. Nejběžnější metodou detekce havarijního nadproudu v budiči je implementace *saturační ochrany*. Tato ochrana využívá měření napětí kolektor–emitor v sepnutém stavu, které je závislé na velikosti proudu a lze tak pomocí něho nadproud účinně detekovat.

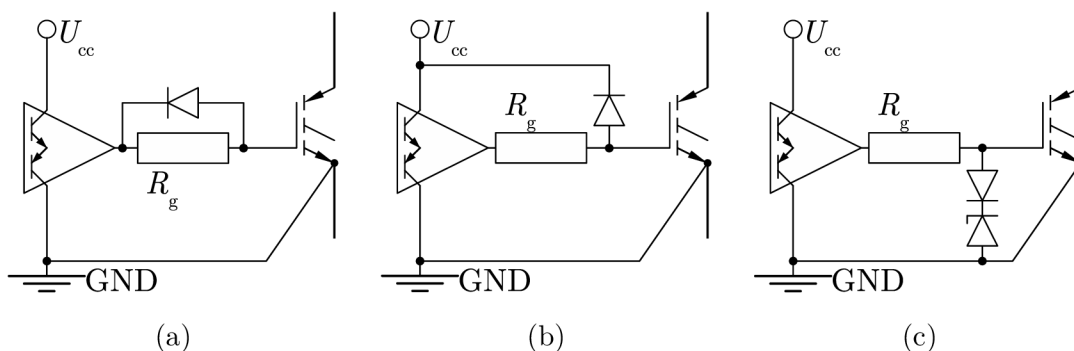
Princip činnosti saturační ochrany: Za normálního provozu je na sepnutém tranzistoru mezi kolektorem a emitorem malé (saturační) napětí $U_{ce,sat}$. Tranzistor se tedy na své výstupní charakteristice nachází v oblasti saturace. Toto napětí vzroste zpravidla vlivem velkého kolektorového proudu, což by následně vedlo k tepelnému průrazu součástky. Aby k tomu nedošlo, je nutné hlídat mez, kterou napětí kolektor–emitor nesmí překročit. Běžně se toto napětí měří způsobem dle obrázku 1.2, kdy je ze zdroje konstantního proudu do kolektoru přiveden malý měřicí proud. Dioda v tomto obvodu zaručuje oddělení napětí U_D na kolektoru vypnutého tranzistoru od malého napájecího napětí budiče. Toto napětí $U_{ce,sat}$ je zpravidla pomocí komparátoru porovnáváno s nastavenou mezí. Výstup komparátoru je pak zpracován kombinační logikou. V případě vybavení této ochrany lze reagovat měkkým vypnutím tranzistoru. Měření je aktivní pouze v době, kdy je tranzistor sepnut. To vyžaduje určitou časovou prodlevu (doba zapínacího děje) od povelu k sepnutí, aby nedocházelo k falešným poplachům. Standardní provedení saturační ochrany je na obrázku 1.2.



Obr. 1.2: Běžně používané řešení saturační ochrany

Jinou možností ochrany před nadproudem, či zkratem představuje u výkonových modulů¹ možnost měření napětí na parazitní indukčnosti emitorového vývodu [8]. Měřením napětí mezi řídicí (Kelvinovou) a výkonovou emitorovou svorkou výkonového modulu získáme informaci o strmosti proudu emitem. V případě překročení dané meze lze rovněž reagovat měkkým vypnutím tranzistoru.

Další možností je využití parazitních kapacit mezi řídicí elektrodou, emitorem C_{ge} a kolektorem C_{gc} [9]. Při prudkém růstu napětí na kolektoru přes Millerovu kapacitu C_{gc} teče proud, který má snahu zvyšovat napětí na řídicí elektrodě, což může být detekováno. Metoda je poměrně komplikovaná z hlediska vyhodnocovacích obvodů. V článku [10] a na obrázku 1.3 je uvedeno několik způsobů jak zabránit nebezpečnému růstu napětí na řídicí elektrodě, který může nastat vlivem parazitních zpětných vazeb.



Obr. 1.3: Ukázky různých způsobů omezení napětí řídicí elektrody

¹V současné době se objevují čtyřvývodové diskretní tranzistory se dvěma emitory.

Ze své podstaty představuje přenos napětí přes Millerovu zpětnovazební kapacitu C_{gc} zápornou zpětnou vazbu. V průběhu krátkých časových intervalů během zapínání či vypínání pracuje tranzistor vlastně v lineárním režimu v zapojení se společným emitorem.

1.4 Intermitentní výskyty poruch v obvodu hradla tranzistoru.

Vlivem závady v řídicích či budicích obvodech, nebo také v obvodu řídicí elektrody či vlivem rušení může dojít k občasně poruše sepnutí tranzistoru. Tím se míní to, že tranzistor buď nesepeje vůbec, nebo není na hradlo přivedeno dostatečné napětí k zajištění saturace. Typickým příkladem může být uvolněný kontakt vlivem vibrací. Pokud tyto poruchy zůstanou bez detekce, měnič může nějakou dobu běžet, avšak dochází k nadměrnému namáhání součástek (zvětšení přepínacích ztrát), což může vést k poruše tranzistoru. V kritických aplikacích je proto důležitý online monitoring. Metody mohou být založeny například na sledování trajektorie vektoru výstupního proudu, či rozpoznávání vzoru poruchy. V každém případě nejde o jednoduchou záležitost [2] a metody vyžadují mimo hardware také řešení v podobě sofistikovaných algoritmů.

Podle členění v kapitole 1.1 lze říci, že tento přístup spadá do kategorií 1b, 2a, 3c a 4b.

1.5 Degradací děje ve výkonové elektronice

Degradacím dějům, popisu stárnutí a pochopení fyzikálních jevů s tímto souvisejících, je věnována řada publikací. Některé jsou dále zmíněny. Lze dohledat několik výzkumných skupin, které se zabývají měřením veličin na spínajícím tranzistoru, který se nechává uměle zrychleně stárnout. Zaměřují se obvykle na bezpotenciálové moduly.

Indikátorem degradačního procesu bývá vždy nějaká veličina, nebo soubor veličin. Nazvěme tyto veličiny jako trendové, neboť z jejich trendu můžeme usuzovat na budoucí vývoj poškození součástky. Z hlediska diagnostiky by bylo výhodné, kdyby ke konci životnosti tranzistoru vykazovala některá trendová veličina zrychlený vývoj. Z praktického hlediska je nezbytné alespoň to, aby změna trendové veličiny byla prakticky měřitelná s ohledem na silně zarušené prostředí měniče, teplotní vlivy atd.

Trendovou veličinou může být například u kondenzátoru meziobvodu velikost zvlnění U_D apod. U výkonových tranzistorů se pokusíme nalézt takové indikátory, které by bylo možné získat z nasnímaných průběhů zapínání a vypínání. Podobně,

jak je uvedeno v člancích [57],[58] a [59]. Dalším příkladem vývoje nejrůznějších trendových veličin může být diagnostika měniče SEPIC [56].

Jedním z možných mechanismů poruch může být zachycování elektronů v gate-oxidové vrstvě (trapped electron). Kapacita hradla je jistým způsobem závislá na napětí a tato závislost se mění s mírou opotřebení tranzistoru, podle toho jak se projevují zachycené elektrony v oxidové vrstvě hradla [58].

Ve výše uvedených člancích se rovněž objevují indície, že trendovou veličinou by mohlo být také prahové napětí tranzistoru $U_{ge,th}$. A také vnitřní odpor hradla R_{Gi} .

1.6 Metody zrychleného stárnutí

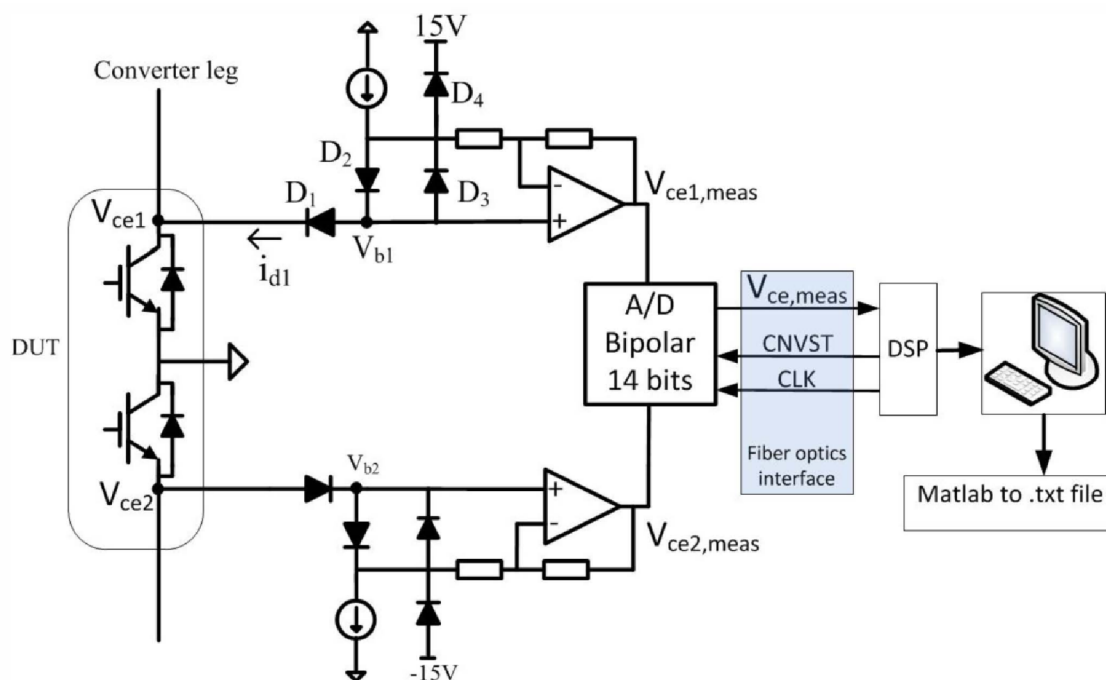
Cílem umělého zrychleného stárnutí je testování diagnostických metod v rozumně krátké době. Způsob zrychleného stárnutí obvykle spočívá v teplotním cyklování, které může být urychleno např. pomocí Peltierova článku [15].

Během provádění rešerše byla zjištěna existence jistého institutu v Dánsku, který je přímo zaměřen na spolehlivost výkonových polovodičů CORPE [39]. Zde existuje oddělení, které se zabývá přímo online diagnostikou výkonových tranzistorových modulů. Součástí výzkumu je pochopitelně měření veličin za provozu [19], [20].

Obtížné podmínky provozu za účelem zrychleného stárnutí je možné docílit například udržováním teploty chladiče na 80 °C za současného teplotního cyklování čipu pomocí proudu o malém kmitočtu, např. 6 Hz. Na takto provozovaném tranzistoru se před úplnou destrukcí obvykle projeví nárůst $U_{ce,sat}$ [29]. Testovaný bezpotenciálový modul byl IGBT 1700 V / 1000 A. Za zmínku stojí rovněž způsob měření $U_{ce,sat}$, který je podrobněji popsán v [20]. Navržená metoda je naznačena na obrázku 1.4. Tento princip spočívá v eliminaci úbytku napětí na diodě D_1 , která slouží k izolování malého saturačního napětí $U_{ce,sat}$, za pomoci diody D_2 , která musí mít stejné vlastnosti jako D_1 a měla by s ní být teplotně svázaná.

V článku [30] byly srovnávány dvě metody stárnutí na několika kusech 3f IGBT modulů. První spočívala v ohřívání průchodem stejnosměrného proudu sepnutým tranzistorem. V tomto případě na čipu byly pouze ztráty vedením, nulové diody nebyly využity a proud tekł téměř stejný všemi větvemi. Ve druhé metodě byly použity dvě větve, tranzistor byl provozován v režimu sinusové PWM modulace. Tudíž se zde objevily ztráty přepínací a ztráty na nulových diodách. Zdroje tepla však kvůli využití pouze krajních větví nebyly po modulu rozloženy rovnoměrně. Ze závěru vyplývá, že jsou obě metody nesrovnatelné.

Obecně je známo, že polovodiče provozované za teplot okolo 30–60 °C mají životnost v řádu milionů teplotních cyklů, naproti tomu provozování za krajních pod-

Obr. 1.4: Způsob měření $U_{ce,sat}$ dle [29]

mínek, tj. okolní teploty okolo $-50\text{ }^{\circ}\text{C}$ nebo naopak $120\text{ }^{\circ}\text{C}$, vede ke snížení životnosti na několik tisíc cyklů.

V tranzistorovém modulu jsou jednotlivé součástky umístěny na substrátech složených z několika vrstev různých materiálů, z nichž každý má jiný součinitel teplotní roztažnosti. Je-li taková součástka vystavena teplotním změnám, mezi vrstvami dochází k mechanickému namáhání a následně k jejich poškození a popraskání. To by mělo vést ke zvýšení tepelného odporu mezi čipem a pouzdem $R_{\theta jc}$. Tento předpoklad se však ve zmíněné práci [30] nepotvrdil. Součástky častěji skončily svoji životnost poškozením připojovacích drátků, či pokovených vrstev. To mohlo být způsobeno právě způsobem zrychleného stárnutí. Jako nejvýznamnější monitorovací indikátor se projevilo napětí $U_{ce,sat}$, prahové napětí $U_{ge,th}$ se měnilo minimálně.

Parametr $U_{ce,sat}$ byl rovněž klíčový v jiné práci [31], kde bylo navíc použito napětí na otevřené nulové diodě U_f . Tato skupina používala trojfázovou sinusovou PWM s kmitočtem 1. harmonické 1 Hz, modulačním kmitočtem 2,5 kHz a efektivní proud 46 A.

V případě dobře zvládnuté estimace teploty čipu můžeme použít metody založené na modelu výkonového tranzistoru. Jedna taková metoda [32] využívá k detekci poškozeného bondování přívodních drátků tzv. rezidua, což jsou rozdíly mezi odhadovanou a změřenou veličinou např. $U_{ce,sat}$.

Pokud jsou výkonové tranzistory vystaveny teplotnímu či vlhkostnímu cyklování v době skladování, či přepravy, na jejich parametrech se to projeví velmi nepatrně. To potvrzuje pokus [16] provedený na sadě 20 tranzistorů po dobu 1 800 hodin.

Dále existuje metoda zrychleného stárnutí, kdy se tranzistor nechá vlivem vysoké teploty a proudu přejít do stavu sepnutí parazitního tyristoru (latch-up) za kontrolovaných podmínek tak, aby bylo možné včas tento stav detekovat a vypnout proud tekoucí kolektorem. Takto několikrát opakovaný stav tranzistoru vede k jeho nevratnému poškození. Tuto metodu využil Brown a kol. [59]. Tento mechanismus přetěžování však běžně v reálném provozu nenastává a vyvolané zrychlené stárnutí proto nemusí být z praktického hlediska příliš relevantní.

1.7 Stručný přehled technologií IGBT

První zmínky o čtyřvrstvé struktuře podobné IGBT se vyskytují v patentech v šedesátých a sedmdesátých letech minulého století. Prakticky použitelná součástka byla v laboratorních podmínkách představena v roce 1982. První komerčně dostupný tranzistor, který již netrpěl tzv. tyristorovým jevem byl představen firmou Toshiba v roce 1985. [44]

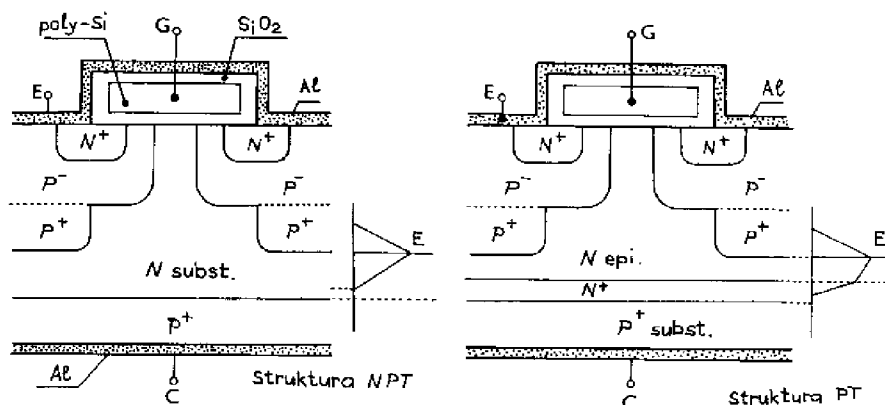
Základní technologie IGBT jsou tyto:

- PT – symetrická
- NPT – nesymetrická
- Trench – vertikální drážková struktura hradla
- FS – field stop

Dřívější generace IGBT čipů mají planární strukturu hradla a v zásadě se dělí do dvou základních typů: PT a NPT. Rozdíly obou struktur jsou patrné z obrázku 1.5.

Struktura PT je tzv. symetrická, se stlačeným polem, neboli punch-through, je založena na P substrátu, má vloženou vysoce dotovanou N+ mezivrstvu, tzv. buffer, na kterém je koncentrována strmost elektrického pole v zavřeném stavu, čímž se dosahuje vyšších blokovacích napětí. Dál následuje epitaxní driftová vrstva N. Oproti struktuře NPT má větší přepínací ztráty, nižší napětí v sepnutém stavu, tedy menší vodivostní ztráty a teplotně závislý proud týlu. Dále má záporný teplotní součinitel saturačního napětí $U_{ce,sat}$ do jmenovitého proudu, což prakticky znemožňuje paralelní spojování tranzistorů. U výrobce Infineon (dříve Siemens) jde o produkty do 5. generace.

Struktura NPT je nesymetrická, non-punch through a považuje se za základní. Je vytvořena na substrátu N, který tvoří bázi integrovaného bipolárního PNP tranzistoru. Oproti PT má teplotně závislý proud týlu, podstatně menší vypínací energii,



Obr. 1.5: Srovnání struktur NPT a PT [41]

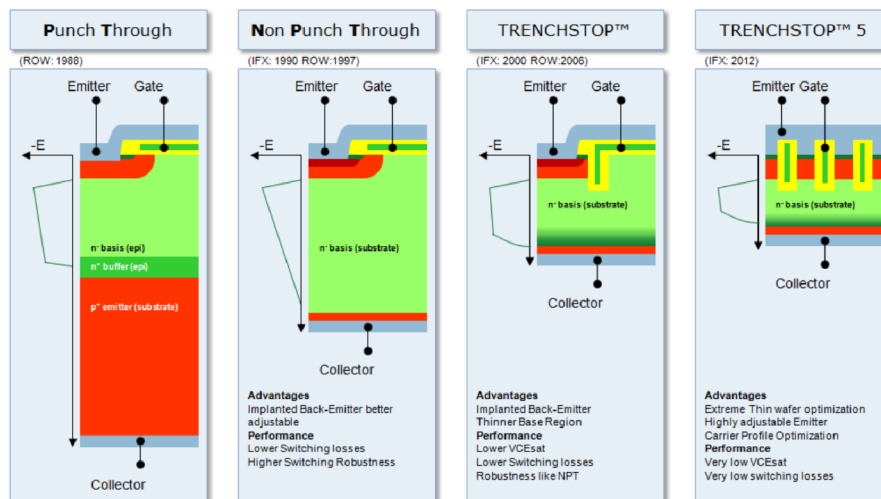
ale zato větší napětí $U_{ce,sat}$ (větší úbytek na sériové diodě), které má od poměrně malého proudu kladný teplotní součinitel. Tato vlastnost umožňuje snadné paralelní spojování čipů. Výrobně je tato technologie jednodušší a dosahuje menších výrobních odchylek.

V roce 2000 se objevují technologie typu trench (drážka, rýha), které jsou stále zdokonalovány. Jde o vertikální strukturu hradla, která je patrná z obrázku 1.6. Ve struktuře je pro hradlo vyleptaná drážka, která umožňuje zmenšení rozměrů struktury a tedy zvýšení hustoty buněk. To má za následek snížení odporu kanálu integrovaného MOSFET tranzistoru – snížení úbytku $U_{ce,sat}$ a rovněž zlepšení dynamických vlastností tranzistoru. Dohromady tyto výhody umožňují vyšší proudovou hustotu čipu.

Tato struktura se používá v kombinaci s „field stop“ technologií, která je zdokonalením struktury PT, přitom jsou odstraněny některé nevýhody předchozích generací. Struktura je tenčí a došlo ke snížení úbytku v sepnutém stavu, nárůstu blokovacího napětí a snížení náboje hradla.

Popis zásadních rozdílů lze dohledat v článcích [41] a [42]. Nejrůznější popisy lze také dohledat ve firemních brožurách výrobců [43].

Dynamické a statické vlastnosti tranzistorů lze ovlivňovat kombinací dotování, přidáváním rekombinačních center a geometrií struktury. Prakticky vždy jde o kompromis mezi přepínacími ztrátami, vodivostními ztrátami, rychlostí a závěrným napětím. Například rychlé tranzistory mají vyšší úbytek v sepnutém stavu a naopak.



Obr. 1.6: Srovnání struktur NPT, PT a Trench [43]

1.8 Někteří výrobci IGBT

Výrobců elektronických součástí je na světě obrovské množství a zpracovat detailní přehled všech je poměrně obtížné a navíc možná zbytečné. Proto se spokojíme se stručným seznamem, který by měl obsahovat výrobce čipů IGBT. Existuje mnoho dalších výrobců bezpotenciálových modulů, kteří zapouzdřují čipy níže uvedených výrobců. Není však vyloučeno, že se takový výrobce na následující seznam nedostal. V posledních letech také proběhla řada akvizic mnohých výrobců a tak někteří zanikli sloučením.

- Fairchild Semiconductor (koupeno firmou ON Semiconductor)
- Fuji Electric
- Infineon
- International Rectifier (koupeno firmou Infineon)
- IXYS
- Mitsubishi electric
- ON Semiconductor
- Semikron
- ST Microelectronics
- Toshiba
- Hitachi
- Renesas
- Vishay

1.9 Standardní diagnostické funkce moderních budičů

Budicí obvody výkonového tranzistoru mají kritickou úlohu pro funkci a spolehlivost elektrického pohonu. Primárním úkolem budiče je zajištění spolehlivého zapínání a vypínání výkonového polovodičového prvku. To znamená za definovanou dobu dopravit potřebný náboj do řídicí elektrody. Existují různá řešení koncových stupňů budičů a strategie jejich řízení. Používá se techniky aktivního clampingu pro omezení rychlosti vypínacího děje a tím pádem velikosti překmitu kolektorového napětí, nebo tzv. měkké vypínání tranzistoru při nadproudu [11], [13]. Další nezbytnou funkcí budiče je spolehlivé oddělení řídicích a výkonových obvodů. U měničů větších výkonů (řádově jednotky kW) bývá toto oddělení izolační, zatímco u levnějších zařízení menších výkonů toto nebývá pravidlem. Dále se zaměříme na budiče s izolační bariérou. Izolační bariéra budiče musí vykazovat izolační pevnost s ohledem na zkušební napětí předepsané pro dané zařízení. Také, protože rozdíl potenciálů primární a sekundární strany budiče se vlivem spínání mění s vysokou strmostí² $\frac{du(t)}{dt}$, musí mít takové propojení co nejmenší parazitní kapacitu (ideálně nulovou). Obvykle tato *parazitní* kapacita dosahuje řádově jednotek pF, v horším případě desítek pF.

Kromě jiných funkcí bývají moderní budiče vybaveny těmito diagnostickými funkcemi:

- saturační ochrana a detekce nadproudu,
- testování podpětí či přepětí napájecího napětí primární i sekundární strany budiče,
- aktivní clamping – omezení přepětí na tranzistoru,
- monitoring di/dt ,
- někdy i měření teploty tranzistorového modulu.

Kterýkoliv z uvedených detekovaných poruchových stavů může zajistit kromě vypnutí výkonového tranzistoru také přenos logického signálu o poruchovém stavu na primární stranu budiče ke zpracování řídicím systémem. Obvykle je detekováno pouze překročení dovolených mezí některých veličin bez ohledu na jejich vývoj v čase a také bez možnosti predikce poruchy. Do budičů výkonových tranzistorů je také možné zařadit další funkce [3]. Lze také zapínací a vypínací děj kontrolovat pomocí rychlých číslicových obvodů. Tyto obvody také umožňují implementovat nejrůznější „chytré“ ochrany. K tomuto účelu se nabízí použití hradlových polí, což nabízí např. firma InPower [61],[11].

Následuje krátký přehled výrobců průmyslových budičů výkonových IGBT tranzistorů:

²Řádově jednotek až desítek kV/ μ s.

- Power Integrations – dříve CT–Concept. Dodnes jsou k dispozici starší (Concept) budiče. [60]
- InPower – budiče s hradlovým polem pro zajištění komplexních ochran a kontroly nad přepínacím dějem. [11], [61]
- Infineon – komplexní řešení výkonové elektroniky včetně budičů. [13],
- Semikron – komplexní řešení výkonové elektroniky včetně budičů. [62]
- ppm power – budiče s kontrolovaným vypínacím dějem. [63]
- Broadcom – dříve Avago Technologies, nejen integrované budiče s optickým oddělením. [64]

V oblasti elektrických pohonů jsou šlágrům výkonové moduly s integrovanými budiči, jako jsou např. SKiiP od firmy Semikron, která nabízí i stavebnicové řešení včetně měření proudu – Semikube. Dále můžeme zmínit budičí DPS pro buzení celého 3f střídače s modulem SKiM [53], který byl použit také v pohonné jednotce elektricky poháněného letounu VUT 051 RAY [65]. Zároveň bude tento výkonový modul včetně budičů použit pro experimenty.

1.10 Shrnutí současného stavu poznání

Z přehledu současného stavu vyplývá, že online diagnostika je jednou z obtížnějších disciplín tohoto oboru. Hodně vědeckých týmů se zabývá implementací diagnostických systémů na úrovni řídicího systému měniče a detekci již vzniklé poruchy. Následně jsou navrhovány koncepce rekonfigurovatelných měničů, které umožňují zapojit rezervní větev v případě potřeby.

V oblasti životnosti výkonových tranzistorů existuje snaha o nalezení indikátorů stárnutí, neboli prekurzorů poruch. Jsou také popisovány mechanismy, jakými k poruchám výkonového tranzistoru může dojít. Indikátory degradace výkonového tranzistoru mohou být zapínací a vypínací časy, prahové napětí, saturační napětí, strmosti napětí a proudů během spínání, estimovaná teplota, náboj hradla a jiné. Za účelem ověření prekurzorů poruch je obvykle využito zrychlené umělé stárnutí tranzistorů za pomoci teplotního cyklování. Toto vede obvykle k mechanickým poruchám vlivem únavy materiálů při namáhání vlivem rozdílných součinitelů teplotní roztažnosti.

V dizertační práci bude soustředěna pozornost na nalezení takových indikátorů degradace, které je možné získat online za provozu měniče. Přitom bude ověřeno, zda je možné tranzistor uměle stárnout za pomoci vysoké teploty bez využití cyklování, čímž by se mohly potlačit některé mechanismy poruch, které byly popsány výše.

2 CÍLE DIZERTAČNÍ PRÁCE

- **Sestavení automatizovaného měřicího pracoviště umožňujícího sledování a záznam spínacích dějů během zrychleného stárnutí tranzistoru (vysoká teplota čipu, provoz až do zničení tranzistoru).**

Vzhledem k vysoké životnosti tranzistoru v reálných provozních podmínkách je nutné přikročit ke zrychlenému (umělému) stárnutí za účelem odhalení vlivu stárnutí na trendové veličiny.

- **Výzkum v oblasti čidel proudu s extrémně velkou šířkou pásma (cca 100 MHz), výběr nejvhodnějšího typu a optimalizace jeho konstrukce.**

V této části se očekává analýza chronicky probírané problematiky měření proudu v průběhu spínacích dějů výkonových tranzistorů. Tato oblast je doposud publikována poměrně neprůkazným způsobem a mnohé publikace působí dojmem, že průběhy nasnímaného proudu jsou buďto „ručně kreslené“, nebo přinejmenším počítačově upravované.

- **Analýza chování trendových veličin během stárnutí tranzistoru a hledání nejspolehlivějšího ukazatele pro predikci havárie.**

Rozborem vlivu stárnutí na jednotlivé trendové veličiny lze rozlišit, které z nich lze považovat za nejprůkaznější. Lze pak vybrat takové trendové veličiny, z nichž je havárie nejlépe predikovatelná.

- **Posouzení technické realizovatelnosti snah o implementaci diagnostických metod umožňujících predikci havárie do budiče výkonového tranzistoru – s ohledem na extrémní podmínky v zarušeném prostředí.**

Veškeré řídicí i silové obvody výkonových pulzních měničů pracují ve velmi obtížných podmínkách z hlediska elektromagnetické odolnosti (EMS). V silových obvodech se díky spínání rychlých tranzistorů vyskytují uzly s velkou napěťovou strmostí $\frac{du}{dt}$ vůči vztažnému potenciálu. Díky existenci montážních parazitních kapacit představují tyto uzly nebezpečný zdroj kapacitního rušení – injektáž rušivých proudových impulzů zejména do obvodů řídicí elektroniky. Veškeré měřicí obvody a snímače potenciálních trendových veličin jsou proto v praxi významně ovlivňovány tímto rušením. Rozlišení reálně snímaných napěťových pulzů od pulzů rušivých (např. v řádu desetin či jednotek V) je vlivem rušení často velmi obtížné.

Vzhledem k praktickým zkušenostem s konstrukcí pohonářských měničů i spínaných zdrojů se možnost implementace věrohodných diagnostických metod jeví jako problematická. Důvodem je nutnost rozlišit velmi malé změny trendových veličin.

3 VYVINUTÁ APARATURA PRO ŽIVOTNOSTNÍ ZKOUŠKU A MĚŘENÍ

Pro získání dat za účelem nalezení indikátorů stárnutí bylo v rámci praktické části dizertační práce navrženo a zhotoveno originální zařízení, jehož cílem je zrychlené stárnutí výkonového tranzistoru za co nejlépe definovaných podmínek. Zařízení umožňuje co nejkvalitnější periodický záznam důležitých veličin v průběhu celé životnostní zkoušky tranzistoru. Během experimentu bude zjištěno, zda a jak se mění dynamické chování tranzistoru během stárnutí.

Indikátory stárnutí, nebo také trendové veličiny jsou mimo jiné závislé na napětí, teplotě i proudu. Proto je nutné tyto vlivy v experimentu vyloučit. Testovací zařízení musí zajistit stabilní podmínky po celou dobu životnostního testu, neboť jedině tak vynikne vliv stárnutí, který se navíc oproti ostatním vlivům očekává velice slabý.

3.1 Hardware testovacího zařízení

Blokové schéma experimentálního zařízení je na obr. 3.1. Fyzická realizace je patrná z fotografie na obrázku 3.2. Skládá se z nabíjecího kondenzátoru v mezilehlém obvodu 1, který je napájen vnějším stejnosměrným zdrojem. Dále následuje napájecí step-down měnič, který je tvořen jednou větví výkonového modulu SKiM 2 pracujícího v režimu zpětnovazebního řízení proudu pracovní tlumivkou L. Měření proudu je zajištěno čidlem LEM 3.

Testovaný tranzistor je zapojen v měniči typu step-up, který využívá tutéž pracovní tlumivku. Přivedení řídicího signálu na hradlo tranzistoru zajišťuje budič 4 přizpůsobený k připojení sond osciloskopu způsobem minimalizujícím parazitní indukčnost v obvodu sondy. Chlazení zajišťuje chladič z procesoru osobního počítače 5 s nuceným prouděním vzduchu a možností regulace otáček ventilátoru. Na horní části pouzdra jsou pak připevněny dvě teplotní čidla Pt100. Řízení proudu, teploty a generování PWM signálů zajišťuje řídicí DPS¹ s procesorem Freescale 56F82748 6.

Testovací zařízení bylo realizováno pomocí běžně dostupných součástek a materiálů. K tomuto účelu byla vyrobena DPS meziobvodu sendvičové konstrukce a další pomocné DPS. Vzhledem k vývojové povaze tohoto zařízení byl volen rychlý prototypový způsob výroby. Na obrázku je znázorněno celé zařízení bez napájecích zdrojů. Řídicí elektronika a ventilátory jsou napájeny laboratorními zdroji.

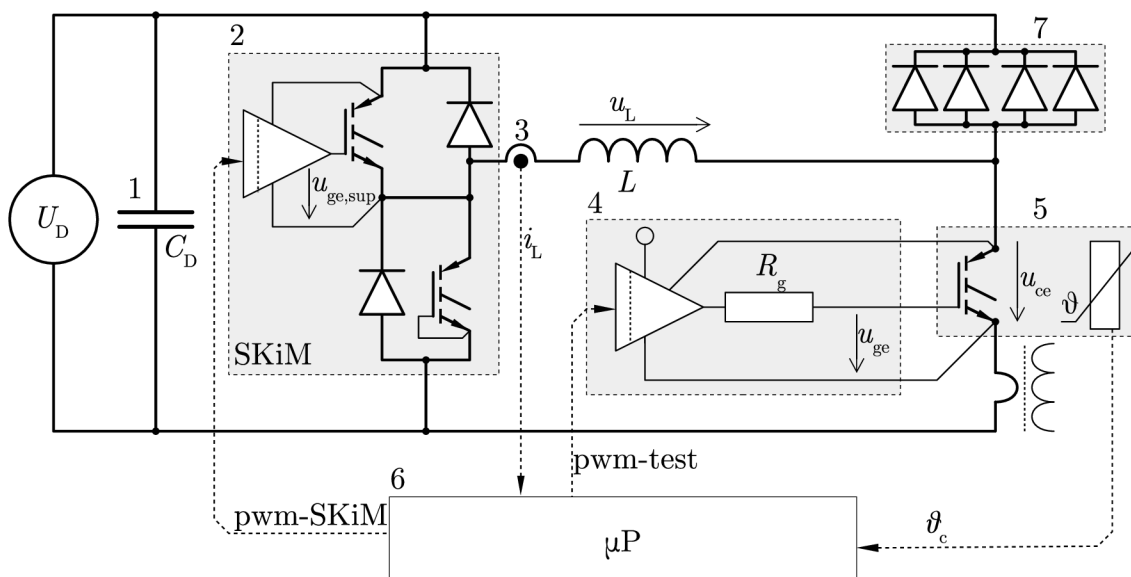
Testovací zařízení, jako celek, má následující schopnosti:

- regulace požadovaného proudu testovaným tranzistorem,

¹Byla použita řídicí deska Ing. Josefa Kadlece, Ph.D. [67] s drobnými úpravami.

- regulace požadované teploty tranzistoru,
- vyvedení signálů na osciloskop:
 - napětí na mřížce $u_{ge}(t)$,
 - napětí na výstupu budiče $u_{ge,d}(t)$,
 - proud hradla tranzistoru $i_g(t)$,
 - napětí na kolektoru $u_{ce}(t)$ v plném rozsahu,
 - napětí na kolektoru v omezeném rozsahu pro zjištění saturačního napětí $U_{ce,sat}$,
 - kolektorový proud $i_c(t)$,
- provoz testovaného tranzistoru na dovolených mezích a bezpečné vypnutí v případě jeho proražení,
- automatický záznam oscilogramů do PC.

Nutno poznamenat, že v případě použití 4–kanálového osciloskopu je nutno z možných snímaných veličin zvolit pouze některé.

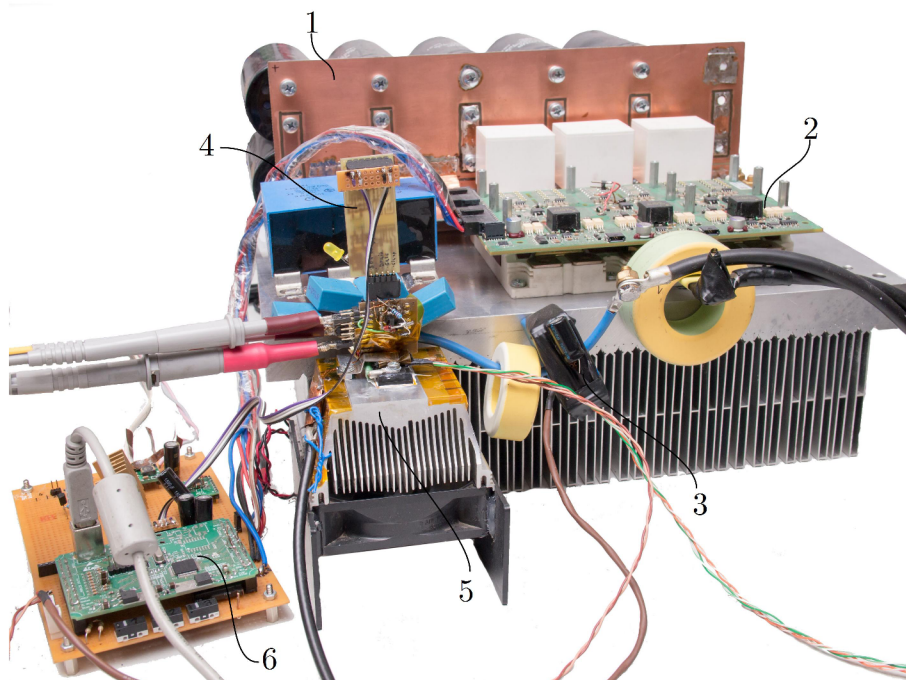


společný meziobvod 1, napájecí výkonový IGBT modul 2, čidlo proudu 3, budič 4, testovaný tranzistor 5, řídicí mikro počítač 6.

Obr. 3.1: Blokové schéma testovacího zařízení

Jmenovité parametry předpokládaného běžného provoz jsou:

- napětí meziobvodu $U_D = 400 \text{ V}$,
- proud pracovní tlumivkou $I_L = 100 \text{ A}$,
- očekávaná pracovní střída testovaného tranzistoru $s \approx 0,15$.



společný meziobvod 1, napájecí výkonový IGBT modul 2, čidlo proudu 3, budič 4, testovaný tranzistor 5, řídicí mikropočítač 6.

Obr. 3.2: Fotografie testovacího zařízení

3.2 Napájecí část

Napájecí částí rozumíme výkonový IGBT modul, který je podstatně robustněji proudově dimenzován, nežli testovaný tranzistor. Pro tento účel byl zvolen modul SKiM606GD066HD [45] firmy Semikron. Jeho jmenovité parametry jsou stručně uvedeny v následující tabulce.

Max. kolektor. napětí		U_{ce}	600 V
Max. kolektor. proud	25 °C	I_c	600 A
	175 °C	I_c	467 A
Dynamické parametry			
Zapínací zpoždění	$T_j = 150\text{ °C},$	$t_{(d)on}$	150 ns
Zapínací čas	$U_D = 300\text{ V}, I_C = 600\text{ A},$	t_r	120 ns
Vypínací zpoždění	$U_{GE} = -8/+15\text{ V},$	$t_{(d)off}$	1400 ns
Vypínací čas	$R_{G(on)} = 3\ \Omega, R_{G(off)} = 5\ \Omega$	t_f	75 ns

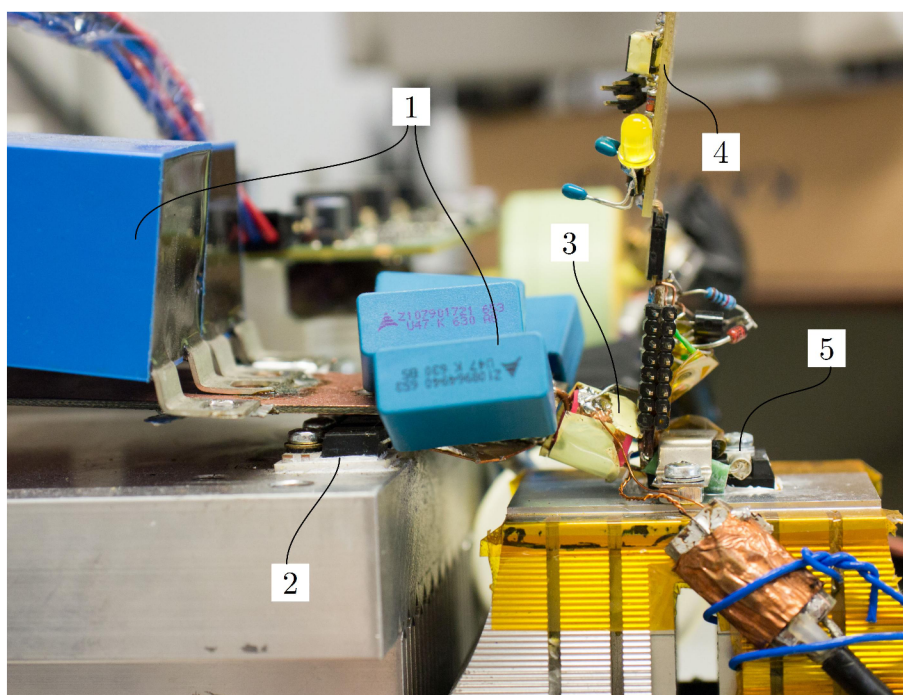
Tab. 3.1: Katalogové parametry napájecího modulu [45]

Zajímavostí je, že tento výkonový modul byl v minulosti použit ve střídači elektricky poháněného letounu VUT 051 RAY včetně budičové DPS „SKiM63 Driver-

board“ [53]. Konkrétní použitý modul byl v minulosti vyřazen z důvodu poškození jednoho ze šesti tranzistorů. K tomuto poškození došlo během ladění řídicí elektroniky střídače ještě před montáží do letounu. V popisovaném testovacím zařízení je využita pouze jedna větev, jejíž funkce není vyřazením jiné větve nikterak omezena.

3.3 Testovací část

Na obrázku 3.3 je vidět detail uspořádání měřeného tranzistoru s nulovou diodou. Konstrukce je navržena s ohledem na co nejmenší parazitní indukčnost při zachování možnosti snadné výměny testovaného tranzistoru.

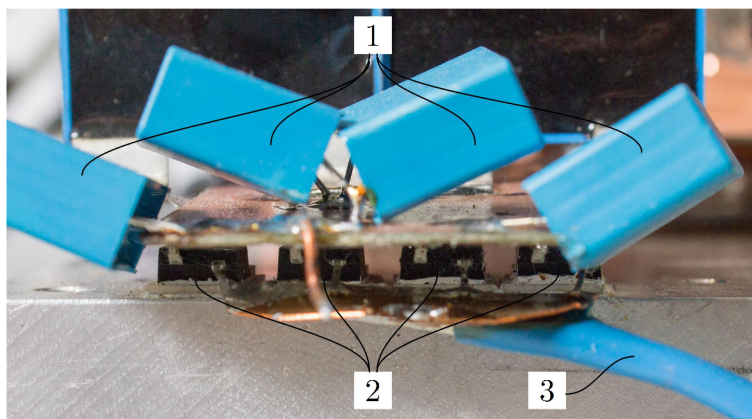


1 fóliové výkonové kondenzátory, 2 nulové diody, 3 měřicí transformátor proudu, 4 budič, 5 testovaný tranzistor

Obr. 3.3: Detail testovaného tranzistoru s nulovými diodami

Obrázek 3.4 zobrazuje detail uspořádání nulové diody k testovanému tranzistoru. Je složena ze čtyř paralelních diod typu IDP45E60 [47] v pouzdře TO 220. Tato dioda je rychlá s měkkým spínáním a nízkými vodivostními ztrátami. Její teplotní charakteristika napětí v propustném směru umožňuje paralelní spojování. Tato dioda byla zvolena mimo jiné z toho důvodu, že na ni odkazuje katalogový list testovaného tranzistoru [46]. Je tak možno porovnat naměřené dynamické vlastnosti tranzistoru s vlastnostmi, jaké uvádí katalogový list. Jmenovitý proud jedné diody je 45 A, střední hodnota proudu nulovou diodou se očekává 85 A, za určitých okolností může

dosáhnout i 100 A. Proto bylo zvoleno paralelní zapojení 4 ks. Při návrhu je vyvíjeno úsilí o co nejsymetričtější konstrukční uspořádání s ohledem na rovnoměrné rozdělení proudu. Tato čtyřnásobná nulová dioda je připevněna na společném chladiči spolu s napájecím IGBT modulem.



1 fóliové výkonové kondenzátory, 2 nulové diody, 3 vývod proudu

Obr. 3.4: Detail nulových diod a vývodu proudu

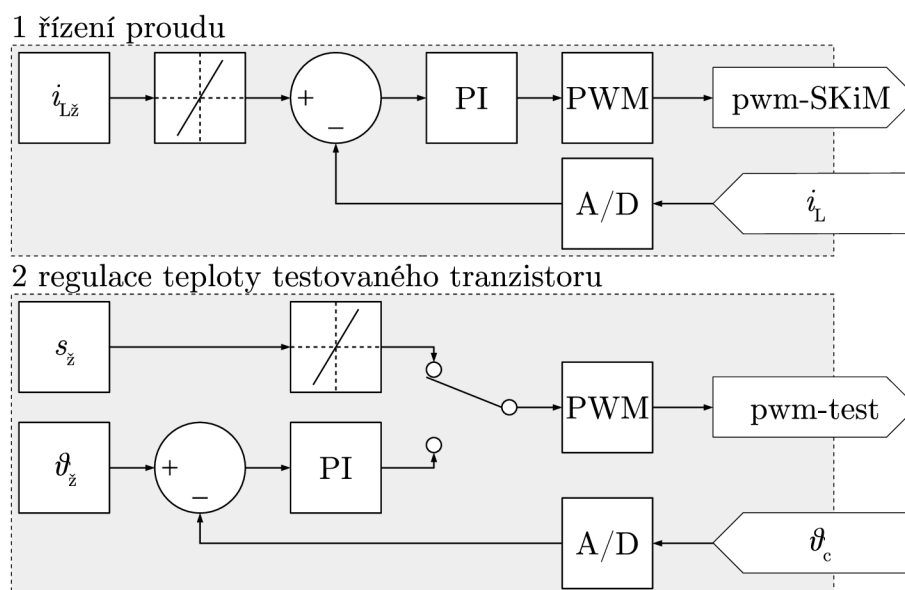
Budič testovaného tranzistoru. Pro přivedení řídicího signálu na hradlo tranzistoru je použit integrovaný budič ACPL-333J do firmy Avago. Fyzické umístění budiče je provedeno tak, aby přívody k řídicí elektrodě tranzistoru byly co nejkratší, což je vidět na obrázcích 3.2 a 3.3. Rezistor v obvodu hradla je $R_G = 5 \Omega$ pro zapínání i vypínání. Budič je připojen přes pomocnou DPS, na které je umístěn mimo jiné i pojistný rezistor pro vybití náboje hradla při odpojení budiče. Hlavně tato pomocná DPS slouží pro připojení sond osciloskopu.

3.4 Řízení testovacího zařízení

Řízení testovacího zařízení v sobě zahrnuje dvě uzavřené regulační smyčky, jak je uvedeno na obrázku 3.5. Jedna řídicí smyčka zajišťuje konstantní definovaný proud pracovní tlumivkou. Překmit proudu je nežádoucí a mimo jiné i proto je strmost požadované hodnoty proudu omezena. Výstupem regulátoru proudu je požadovaná střída napájecího modulu.

Řízení teploty je založeno na ovlivňování vodivostních ztrát testovaného tranzistoru. Výstupem regulátoru teploty je střída spínání testovaného tranzistoru. Automatickou regulaci teploty lze beznárazově zapínat a vypínat. Rychlost změn střídavy je omezena, aby nedocházelo k výrazným zásahům do proudové smyčky. Regulovanou soustavu teploty nelze zcela snadno indentifikovat, což ani není podstatou této

práce. Proto také byly všechny regulátory nastaveny experimentálními metodami dle zkušeností.

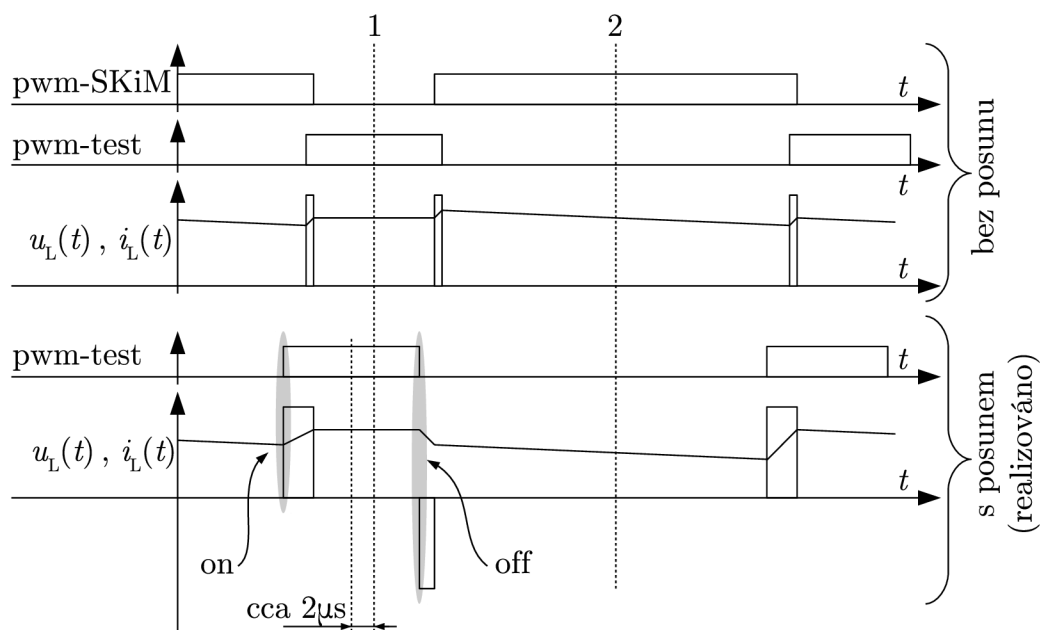


Obr. 3.5: Schéma řízení proudu a teploty

Pro generování spínacích signálů je použita středově symetrická PWM. Pro oba tranzistory je použit společný modul se shodným časováním. Spínací periody jsou totožné a jsou vzájemně fázově posunuté o $\frac{1}{2}$ periody. To má za následek minimalizaci efektivní hodnoty proudu tekoucího kondenzátory v napájecím meziobvodu ale také pracovní tlumivkou. Tímto způsobem vygenerované signály jsou znázorněny v horní části obrázku 3.6.

V praxi se však projevuje skutečnost, že zapínací děj napájecího tranzistoru způsobí zarušení snímaných průběhů vypínacího děje testovaného tranzistoru t_{off} . Nasnímané oscilogramy pak obsahují nežádoucí zákmity, které jsou způsobeny tímto rušením, což znesnadňuje následnou analýzu. Z tohoto důvodu je signál pro spínání testovaného tranzistoru posunut o přibližně $2 \mu s$, jak je ukázáno na obrázku 3.6. Tím sice došlo k mírnému nárůstu efektivní hodnoty proudu tlumivkou a meziobvodem, ale rušivý puls přenášený od napájecího tranzistoru se posunul mimo sledovanou oblast oscilogramů.

Výše zmíněný obrázek se snaží o vysvětlení podstaty a důvodu vzájemného posunu spínacích signálů. Zobrazují průběhy spínacích signálů testovaného tranzistoru $u_{ge}(t)$, napájecího tranzistoru $u_{ge_sup}(t)$, napětí na tlumivce $u_L(t)$ a proud tlumivkou $i_L(t)$. Vzorkování proudu pro zpětnovazební regulaci je synchronizováno s PWM generátorem na střed pulzu napájecího modulu (okamžik 2. v obrázku 3.6).



1 střed pulzu testovaného tranzistoru, 2 střed pulzu napájecího modulu

Obr. 3.6: Průběhy spínacích signálů v testovacím zařízení

Ovládání testovacího zařízení se provádí pomocí software FreeMASTER běžícím na osobním počítači. Odtud je zadáván požadovaný proud, požadovaná teplota a jsou sledovány jejich průběhy v čase.

3.5 Parametry testovaného tranzistoru

Tranzistor, který byl zvolen pro provedení životnostních zkoušek, je typu SGW50N60HS [46] od firmy Infineon. Jedná se o tranzistor založený na technologii IGBT 5. generace (dnes existuje již 8.), je typu NPT.

Zopakujme vlastnosti zmíněné v katalogovém listu: je robustní a dobře snáší přetížení, je krátkodobě odolný vůči zkratu, technologie výroby dovoluje malé odchylky, je možné jej řadit paralelně, protože má kladný teplotní součinitel saturačního napětí. Je rychlého typu, takže má výborné dynamické vlastnosti (v roce 2009), ale zato horší parametry statické.

Zajímavé je, že výrobce uvádí údaj o časově omezené maximální teplotě 175 °C po dobu 150 h. U moderních tranzistorů bývá tato teplota uvedena jako maximální bez časového omezení. Předpokládáme, že tranzistor při této teplotě dosáhne takové životnosti, že bude v našich časových možnostech ji experimentálně ověřit.

Max. kolektorové napětí		U_{ce}	600 V
Max. kolektorový proud	$\vartheta_j = 25^\circ\text{C}$	I_c	100 A
	$\vartheta_j = 100^\circ\text{C}$	I_c	50 A
Provozní a skladovací teplota		$\vartheta_j, \vartheta_{stg}$	$-55..150^\circ\text{C}$
Maximální provozní teplota po dobu max. 150 h		$\vartheta_{j,tl}$	175°C
Statické parametry			
Saturační napětí	$\vartheta_j = 25^\circ\text{C}$	$U_{ce,sat}$	2,8 V
	$\vartheta_j = 150^\circ\text{C}$	$U_{ce,sat}$	3,15 V
Prahové napětí	$I_c = 1\text{ mA}, U_{ce} = U_{ge}$	$U_{ge,th}$	4 V
Svodový proud	$U_{ce} = 600\text{ V}, U_{ge} = 0\text{ V}$		
	$\vartheta_j = 25^\circ\text{C}$	I_{CES}	40 μA
	$\vartheta_j = 150^\circ\text{C}$	I_{CES}	3000 μA
Dynamické parametry			
Zapínací zpoždění	$\vartheta_j = 25^\circ\text{C}$	$t_{d(on)}$	47 ns
Zapínací čas	$U_D = 400\text{ V}, I_c = 50\text{ A}$	t_r	32 ns
Vypínací zpoždění	$U_{ge} = 0/15\text{ V}, R_G = 6,8\ \Omega$	$t_{(d)off}$	310 ns
Vypínací čas	$L_{par} = 55\text{ nH}, C_{par} = 40\text{ pF}$	t_f	16 ns
Zapínací energie		E_{on}	1,08 mJ
Vypínací energie		E_{off}	0,88 mJ
Zapínací zpoždění	$\vartheta_j = 150^\circ\text{C}$	$t_{d(on)}$	48 ns
Zapínací čas	$U_D = 400\text{ V}, I_c = 50\text{ A}$	t_r	31 ns
Vypínací zpoždění	$U_{ge} = 0/15\text{ V}, R_G = 6,8\ \Omega$	$t_{(d)off}$	350 ns
Vypínací čas	$L_{par} = 60\text{ nH}, C_{par} = 40\text{ pF}$	t_f	20 ns
Zapínací energie		E_{on}	1,5 mJ
Vypínací energie		E_{off}	1,1 mJ

Tab. 3.2: Katalogové parametry testovaného tranzistoru

3.6 Způsob ukládání měřených veličin

Pro snímání byly použity dva přístroje:

- osciloskop Agilent DSO6054A pro snímání přechodných dějů na tranzistoru – připojený k PC linkou Ethernet,
- multimetr HP 34401A pro čtyřvodičové měření odporu čidla Pt100 na pouzdře tranzistoru – připojený k PC linkou RS232.

Oba přístroje jsou ovládány z programového prostředí MATLAB za pomoci obslužného skriptu. Procedura snímání je spuštěna automaticky každých 10 min. Během této procedury je cyklicky zjišťována teplota pouzdra tranzistoru a k sejmutí přepínacích dějů je přikročeno teprve tehdy, až teplota vyhoví nastavenému intervalu $\vartheta_c \in (178, 30; 178, 31)^\circ\text{C}$. Tato teplota je měřena čidlem Pt100 čtyřvodičově multimetrem HP.

Toto vyčkávání na kýženu teplotu je zavedeno z důvodu její nepřesné zpětnovazební regulace, resp. nepřesným měřením odporu druhého snímače Pt100 pro tuto zpětnou vazbu. Tento odpor je měřen pomocí jednoduchého obvodu připojeného k A/D převodníku. V průběhu času tak dochází ke kolísání teploty v řádu desetin až jednotek $^\circ\text{C}$.

Jakmile teplota vyhoví výše uvedenému intervalu, jsou okamžitě zaznamenány oscilogramy přepínacích dějů do souboru `Trace xyz.mat`, kde xyz je číslo měření. Zároveň jsou do pomocného souboru `popis.txt` zapsány některé meta-informace, jako je např. odpor čidla Pt100, datum a čas.

4 PROBLEMATIKA MĚŘENÍ KOLEKTOROVÉHO PROUDU

Pro přesnou analýzu zapínacích a vypínacích dějů je nutné zvládnout vysokofrekvenční měření kolektorového proudu zkoumaného tranzistoru. Pro náš případ je nezbytné, aby čidlo proudu nevněslo do obvodu pokud možno žádnou přídatnou indukčnost ani odpor. Zároveň nesmí vnést do měřicího řetězce dopravní zpoždění. Vzhledem k tomu, že se jedná o měření v blízkosti vodiče, jehož potenciál se mění s vysokou strmostí du/dt a jím protékaný proud se mění rovněž s vysokou strmostí di/dt , nesmí být výstup čidla náchylný k rušení.

Prakticky se nabízí několik možných principů snímačů proudu:

- Bočník
- Rogowského¹ cívka
- Měřicí transformátor proudu (MTP)
- Čidla s Halloovou² sondou

Jelikož volba konkrétního typu proudového snímače není zpočátku zcela jednoznačná, bylo v této oblasti provedeno několik pokusů. Byly zhotoveny vzorky zmíněných čidel proudu a výsledky porovnány s profesionální proudovou sondou.

4.1 Standardní metoda měření dynamických charakteristik výkonových tranzistorů

Dynamické charakteristiky spínacích tranzistorů se obvykle získávají v zapojení naznačeném na obr. 4.1 a aplikací tzv. dvojpulzu podle obr. 4.2.

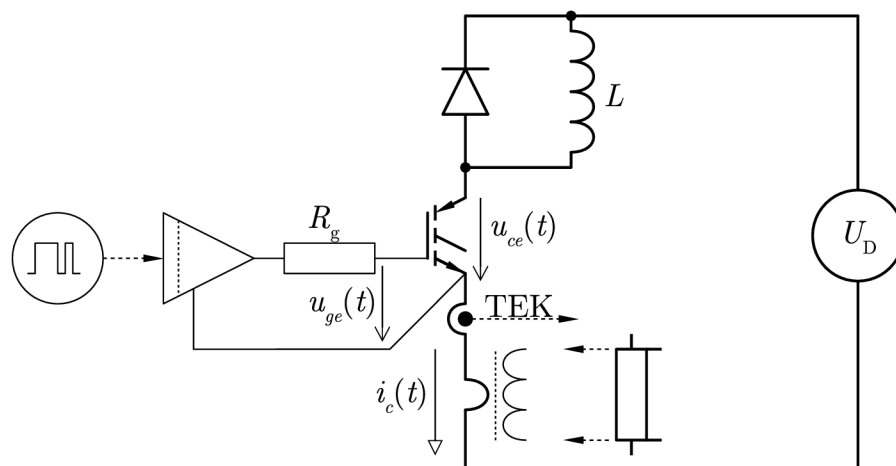
Snímač kolektorového proudu lze samozřejmě umístit přímo a správně do kolektoru. Tento proud je však mnohdy výhodnější měřit ve *výkonovém* emitoru dle obr. 4.1, kde se podle zmíněného zapojení nevyskytuje vysoká změna potenciálu $\frac{du}{dt}$, což vede ke snížení možnosti zarušení měřícího signálu kapacitní cestou.

Vzor použitého řídicího signálu je zobrazen na obrázku 4.2. Je patrné, že k sepnutí tranzistoru během sledované doby dojde dvakrát. První sepnutí proběhne bez proudu. Následuje pulz, během kterého dojde k naproudění³ pracovní tlumivky na požadovaný proud. V okamžiku 1 je tranzistor vypnut a je nasnímán vypínací děj, během něhož proud převezme nulová dioda, kterou protéká pracovní proud v době mezi oběma pulzy. Po tuto dobu proud tlumivkou nepatrně poklesne vlivem jejího

¹Walter Rogowski (1881–1947), německý fyzik.

²Edwin Herbert Hall (1855–1938), americký fyzik, princip jevu popsal v roce 1879.

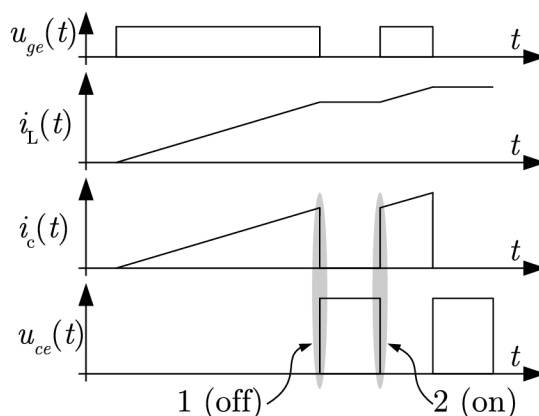
³Tedy dosažení určité energie akumulované v magnetickém obvodu cívky.



Obr. 4.1: Měření kolektorového proudu

odporu a úbytku na nulové diodě. V okamžiku 2 je tranzistor opět sepnut (tentokrát s proudem), je nasnímán zapínací děj, kdy proud z nulové diody opět přebírá tranzistor. Pak je tranzistor co nejrychleji vypnut, aby proud tlumivkou nedosáhl nežádoucí velikosti.

Výhodou tohoto měření je, že můžeme jednorázově provozovat spínací děj tranzistoru s velkým pracovním napětím i proudem, aniž bychom k tomu potřebovali výkonový zdroj a zátěž. Délkou prvního pulzu lze velmi snadno definovat proud, při kterém bude měření probíhat. Dále není nutné tranzistor montovat na chladič, neboť za tento jednorázový děj se v tranzistoru uvolní ztrátové teplo, které se prakticky celé akumuluje v křemíkovém čipu, jehož teplota vzroste o několik desetín K.



Obr. 4.2: Průběhy veličin při dvojpulzu

Za účelem zkoumání vhodnosti různých typů snímačů vysokofrekvenčního proudu bylo použito dvojpulzu těchto parametrů:

- Doba trvání prvního pulsu tranzistoru: $t_{\text{zap}} = 12 \mu\text{s}$,
- napětí stejnosměrného meziobvodu: $U_D = 100 \text{ V}$,

- proud, při kterém byly zkoumány přepínací děje: $I_{\text{měř}} = 22 \text{ A}$.

Uvedme nyní přibližnou velikost použité pracovní dluhivky dle rov. (4.1).

$$\frac{U}{L} = \frac{di}{dt} \implies L = U_D \cdot \frac{t_{\text{zap}}}{I_{\text{měř}}} = 100 \text{ V} \cdot \frac{12 \mu\text{s}}{22 \text{ A}} = 54,5 \mu\text{H} \quad (4.1)$$

4.2 Možnosti řešení snímání proudu

Za účelem zhodnocení vhodnosti určitého typu snímače kolektorového proudu bylo vyrobeno několik vzorků, které byly navzájem porovnávány. Vzhledem k jednorázovému charakteru měření pomocí dvojpulzu, lze pro zaznamenání průběhu proudu použít i čidla střídavého proudu za předpokladu dostatečně nízkého dolního mezního kmitočtu. Níže uvedené oscilogramy jsou získány z osciloskopu, ke kterému byly připojeny tyto sondy:

- Kolektorové napětí $u_{ce}(t)$ sondou Agilent 10076A.
- Měřicí transformátor proudu $N_2 = 56$, $R_b = 10 \Omega$ navinutý na toroidním jádře a připojený koaxiálním kabelem. Citlivost je tedy $178,6 \text{ mV/A}$ ($5,6 \text{ A/V}$).
- Proudová sonda Tektronix TCP312A se zesilovačem TCPA300 (dále TEK), která je považována za referenční. Vybrané parametry shrnuje tab.4.1

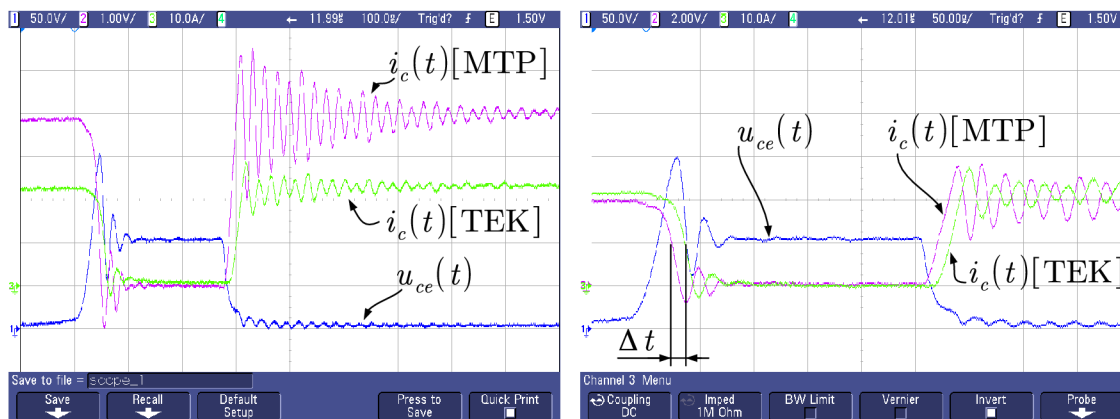
Měřicí rozsah	30 A
Šířka pásma	100 MHz
Rychlost přeběhu	$\leq 3,5 \text{ ns}$
Zpoždění signálu	17 ns
Vnesená impedance	0,11 Ω při 1 MHz
	0,12 Ω při 10 MHz
	0,35 Ω při 50 MHz
	0,70 Ω při 100 MHz

Tab. 4.1: Výňatek z katalogového listu sondy TCP312A se zesilovačem [48]

4.2.1 Měřicí transformátor proudu

Prvním srovnávaným čidlem je měřicí transformátor proudu (MTP), který lze různými způsoby přizpůsobit tak, aby splnil zadané podmínky. Můžeme zmínit např. koaxiální provedení, které minimalizuje vnesenou indukčnost do měřeného obvodu [35].

Jelikož je požadován záznam *kolektorového* proudu, bylo z počátku přikročeno k zapojení snímače do kolektorového vývodu tranzistoru oproti zapojení na obr. 4.1.



(a) snímače v kolektoru

(b) snímače v emitoru

Obr. 4.3: Porovnání MTP a sondy TEK a jejich umístění v obvodu

Výsledek srovnání prvních experimentů prezentuje obrázek 4.3a, který zároveň porovnává zkoumaný MTP se sondou TEK. Sonda TEK se podle uvedených oscilogramů jeví jako odolnější proti rušení.

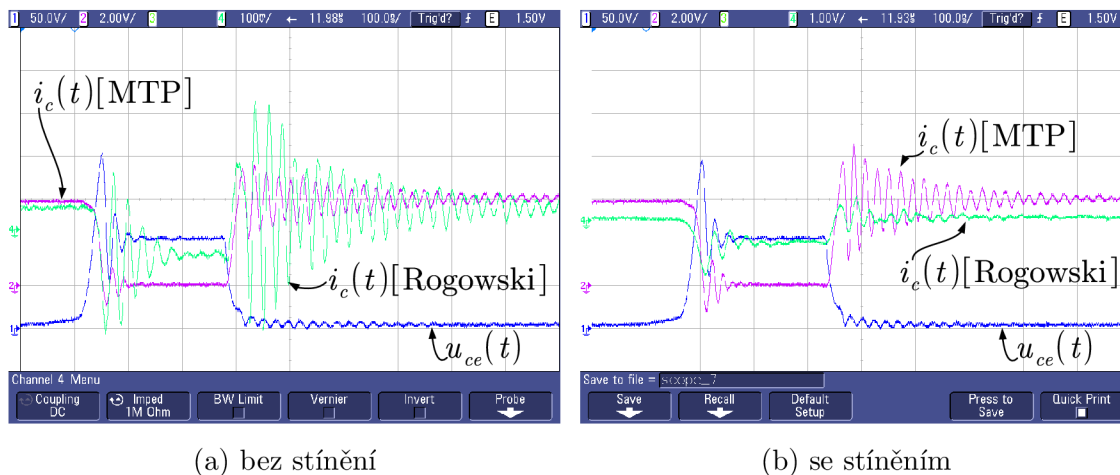
Z důvodu podezření na vznik rušení kapacitní cestou z kolektorového vývodu, jehož potenciál se mění s vysokou strmostí $\frac{du}{dt}$, bylo přikročeno k zapojení čidel do výkonového *emitoru* tranzistoru, jak naznačuje obr. 4.1. Získané oscilogramy jsou zobrazeny na obrázku 4.3b. Zároveň zde vidíme patrné zpoždění signálu proudové sondy TEK za MTP o 10 ns. V tabulce 4.1 je výňatek z datového listu sondy T CPA312A a zesilovače T CPA300 [48], kde výrobce hovoří o 17 ns.

V obou zmíněných případech vidíme tlumené kmitání, které pokračuje po skončení zapínacího děje. Na první pohled je vidět, že perioda těchto tlumených kmitů je shodná u signálů z obou proudových snímačů. To naznačuje, že pravděpodobně nejde o rušení signálové cesty anebo kmitání samotných čidel, nýbrž o jev pravděpodobně vznikající v silovém obvodu. Tyto kmity mohou totiž vznikat v parazitním LC obvodu představovaným parazitní kapacitou již zavřené nulové diody a indukčností smyčky meziobvod–tranzistor–dioda. Kmitání může být také ovlivněno i parazitním LC obvodem s rozprostřenými parametry – výstupní tlumivka s uvážením mezizávitových kapacit.

4.2.2 Rogowského cívka

Dalším zkoumaným čidlem je Rogowského cívka. Je to čidlo střídavého proudu, které má velkou šířku pásma a proto se jeví jako vhodné pro snímání vf proudů. Velkou výhodou Rogowského cívky je možnost tvarování a geometrickému přizpůsobení měřenému obvodu [28]. Je možná i její jistá modifikace a umístění přímo uvnitř

výkonového tranzistorového modulu za účelem zkoumání rozdělení proudu mezi jednotlivé paralelní čipy [22]. Další velkou výhodou je, že prakticky neovlivňuje měřený obvod vnesenou indukčností ani odporem. Bohužel významnou nevýhodou Rogowského cívky je její malá citlivost, která navíc klesá s požadovaným nižším dolním mezním kmitočtem. Všechny uvedené skutečnosti dělají toto čidlo v aplikaci výkonové elektroniky velice náchylným k rušení. Byla vyrobena miniaturní Rogowského cívka a provedeno měření. Získané oscilogramy jsou uvedeny na obrázku 4.4.



Obr. 4.4: Měření proudu pomocí miniaturní Rogowského cívky

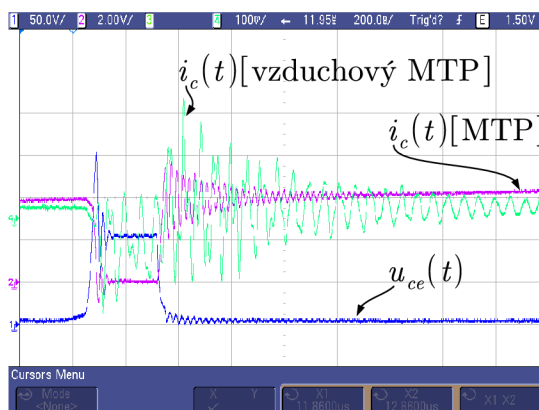
Na obrázku 4.4a je vidět, jak je užitečný signál „ztracen“ v nežádoucím kmitání. Vidíme, že citlivost použité Rogowského cívky je přibližně 5 mV/A , což je přibližně $36\times$ méně než citlivost MTP. Velikost užitečného signálu je 108 mV , amplituda oscilací je 263 mV .

Jeden z možných zdrojů rušení může být parazitní kapacitní proud putující od strmě se měnícího napětí kolektoru. Velké $\frac{du}{dt}$ v řádu jednotek $\frac{\text{kV}}{\mu\text{s}}$ na parazitní kapacitě řádově jednotek pF způsobí rušivý proud v řádu jednotek mA . Takový proud způsobí fatální zarušení citlivé Rogowského cívky, která má výstupní impedanci v řádu jednotek $\text{k}\Omega$. Byla zkoušena nejrůznější opatření za účelem odstínění kapacitního proudu pomocí měděné fólie. Pro zajímavost je uveden oscilogram na obrázku 4.4b, kde vidíme vliv stínění. Současně se zavedením stínění byla v tomto experimentu zvýšena citlivost snímače na přibližně 25 mV/A (resp. $39,7 \text{ A}/\mu\text{V}$).

4.2.3 Vzduchový měřicí transformátor proudu

Rogowského cívka klasicky pracuje naprázdno a s výstupním integrátorem, je však možná alternativa, kdy je její výstup zatížen bočníkem. Pak pracuje ve stej-

ném režimu, jako MTP [1]. Byl tedy vyroben vzorek takového snímače a získané oscilogramy jsou na obrázku 4.5.



Obr. 4.5: Pokus se vzduchovým transformátorem proudu

Ačkoliv by principiálně snímač fungovat měl, na obrázku 4.5 lze užitečný signál jen tušit na pozadí nežádoucích oscilací. Zhotovený vzorek nebyl pro daný účel použitelný.

4.2.4 Bočník

V rámci experimentování s nejrůznějšími snímači proudu nelze vynechat *bočník*. Jeho nevýhodou je galvanické spojení měřicího obvodu s obvodem měřeným. Požadavek na *nevnášení* parazitní impedance do obvodu klade vysoké nároky na konstrukci bočníku. Dále je nevýhodou výkonová ztráta rostoucí s požadavkem velikosti výstupního napětí. Pro životnostní zkoušky není vzhledem ke zmíněné výkonové ztrátě bočník příliš použitelný. Naopak pro účely snímání proudu během jednorázového dvojpulzu je bočník velice dobře použitelný. Ztrátová energie uvolněná totiž způsobí jen malé oteplení. K tomuto účelu se osvědčila konstrukce z miniaturních SMD součástí. Bočník bohužel má těžko odstranitelnou vlastní parazitní indukčnost. Ta způsobuje vyšší citlivost ve vyšších kmitočtech (sériový RL obvod). Výstup je proto nutné filtrovat RC dolní propustí se stejným horním mezním kmitočtem jako je horní mezní kmitočet bočníku.

4.2.5 Shrnutí možností snímání vf proudu

Vysokofrekvenční proudy lze měřit *bočníkem* za splnění výše zmíněných požadavků. Pro dlouhodobé měření během životnostní zkoušky tranzistoru však nebyl shledán jako nejvhodnější (výkonová ztráta).

Rogowského cívka při požadovaných rozměrech má příliš malou citlivost a její výstupní signál lze jen těžko odloučit od rušení. Pro řádově větší proudy by zřejmě

byla použitelná, neboť užitečný signál by byl silnější, ale kapacitní rušení by zůstalo přibližně stejné.

Vzduchový transformátor proudu se prozatím nepodařilo vyrobit prakticky použitelný.

Velmi slušné oscilogramy byly získány aktivní *proudovou sondou Tektronix* založenou na principu Hallova jevu. Má dostatečnou šířku pásma a je dostatečně odolná vůči rušení. Její nevýhodou je dopravní zpoždění celého měřicího řetězce, což komplikuje následnou detailní analýzu přepínacích dějů. Zpoždění jednoho signálu vůči ostatním je nutné nějakým způsobem řešit, k čemuž se nabízí např. vložení zpoždovacích linek do ostatních kanálů, nebo při následném zpracování daný signál časově posunout.

Pro náš účel byl shledán *měřicí transformátor proudu* za nejvýhodnější. Je pasivní, nemá dopravní zpoždění, má dostatečnou šířku pásma, je relativně odolný vůči rušení, lze jej vyrobit velmi miniaturní, nevkládá do měřeného obvodu významnou impedanci. Jeho vlastnosti budou zkoumány v následující kapitole.

4.3 Měřicí transformátor proudu

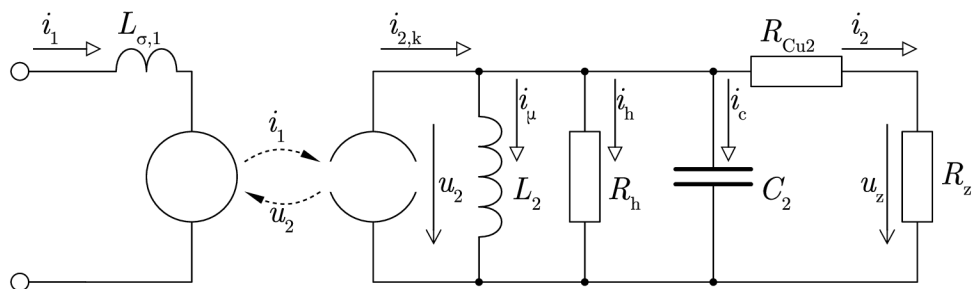
Po předchozích experimentech s různými snímači proudu byl vyhodnocen *měřicí transformátor proudu* jako nejvýhodnější pro trvalé dlouhodobé měření. Musí být vyroben v miniaturním provedení a nejlépe navlečený přímo na vývod výkonového tranzistoru, nebo integrovaný uvnitř bezpotenciálového modulu. Poskytuje velice dobrou věrnost zobrazení průběhu spínaného proudu díky velké šířce pásma a silnému výstupnímu signálu. Níže bude ukázáno, jakou impedanci vloží MTP do obvodu větve, tedy jaký bude mít vliv na bezindukčnost jejího provedení. Dále je nutné vyřešit jeho demagnetizaci, protože požadujeme snímat unipolární proudové pulzy.

Na obrázku 4.6 je naznačen obvodový model transformátoru proudu. Je patrné, že do primárního měřeného obvodu dojde k zanesení rozptylové primární indukčnosti $L_{\sigma 1}$. Tato indukčnost je však velice malá v případě, že má transformátor těsnou vazbu $k \rightarrow 1$.

$$L_{\sigma 1} = L_1(1 - k^2) \quad (4.2)$$

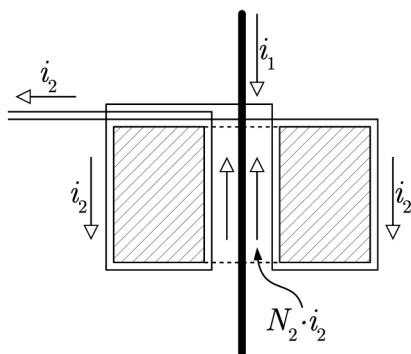
kde L_1 je vlastní indukčnost primárního vinutí.

Na obrázku 4.7 je schematicky naznačen řez MTP. Primární vinutí tvoří jeden průvlek a sekundární vinutí má N závitů navinutých co nejtěsněji vedle sebe v jedné vrstvě na co nejmenším feritovém jádru. Jak naznačují šipky, proudy uvnitř okna



Obr. 4.6: Obvodový model transformátoru proudu

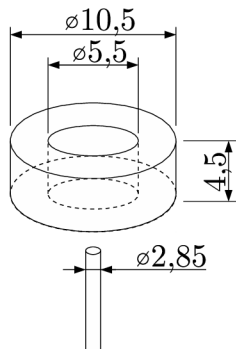
transformátoru se v teoretickém případě nekonečné magnetické vodivosti jádra dokonale vyruší, protože magnetizační proud je díky nekonečné indukčnosti nulový. Tento fakt ovšem nevylučuje existenci nenulové rozptylové indukčnosti.



Obr. 4.7: Řez transformátorem proudu

Pro vyřešení otázky vložené impedance do měřeného obvodu byla použita metoda konečných prvků (MKP), analytické i experimentální ověření.

Pro výrobu i simulaci analyzovaného MTP bylo použito feritové toroidní jádro LjT1004 z materiálu Cf 139 [49], jehož rozměry jsou naznačeny na obrázku 4.8. Sekundární vinutí bylo navinuto měděným drátem $\varnothing 0,3$ mm.

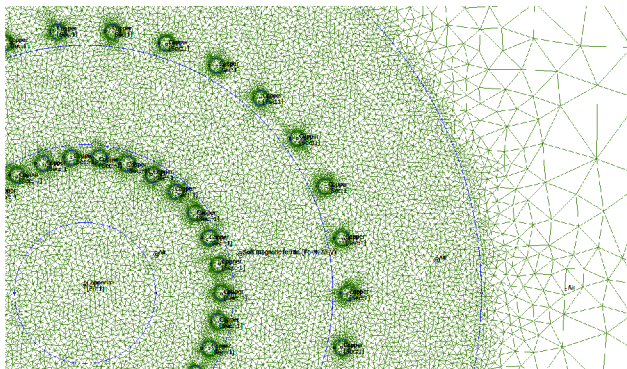


Obr. 4.8: Rozměry použitého toroidního jádra

4.3.1 Výpočet transformátoru proudu metodou konečných prvků

V prvním přiblížení budeme analyzovat transformátor proudu metodou konečných prvků v software FEMM (Finite Element Method Magnetics). Je třeba mít na zřeteli, že použitý software počítá pouze dvourozměrně. Nemůže tedy postihnout skutečný tvar MTP a tudíž je třeba výsledek považovat pouze za orientační.

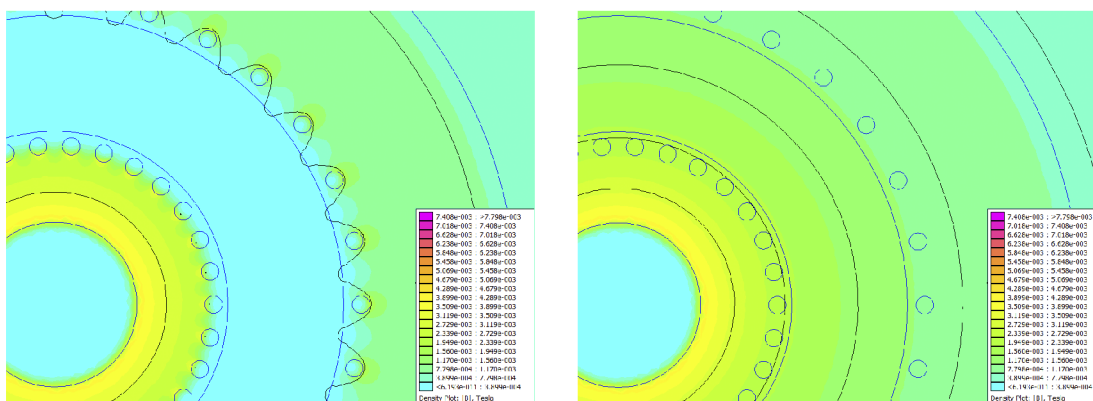
Vytvořenou síť prvků představuje obrázek 4.9.



Obr. 4.9: Síť pro výpočet MKP

Obrázek 4.10a představuje výsledek výpočtu MTP: na primárním vodiči $\varnothing 2,85$ mm a délce 4 mm je navlečeno toroidní jádro na němž je navinuto 30 závitů sekundárního vinutí nakrátko. Vidíme vcelku samozřejmou skutečnost, že v prostoru jádra je magnetická indukce „odstíněna“ vlivem sekundárního vinutí. Indukčnost simulovaného primárního vodiče s navlečeným toroidním jádrem a sekundárním vinutím nakrátko je dle simulace 4,9 nH. To je rozptylová indukčnost primárního vinutí transformátoru $L_{\sigma 1}$, viz obr. 4.6.

Nyní se podívejme na obrázek 4.10b. Je na něm uvedena simulace stejného primárního vodiče, jako v předešlém případě. Tento vodič je ale *obklopen pouze vzduchem* a jeho indukčnost je 5,5 nH, tedy větší než v předchozím případě. Pokles indukčnosti vodiče s navlečeným MTP je možno vysvětlit právě odstíněním magnetického pole vinutím nakrátko v prostoru toroidního jádra okolo proudového vodiče. Z výpočtu MKP lze získat parametry modelu transformátoru: $L_{1,k}=4,94$ nH, $L_1=487$ nH, $L_{2,k}=12,5$ nH, $L_2=434$ μ H.



(a) Vodič s navlečeným MTP

(b) Pouze vodič bez navlečeného MTP

Obr. 4.10: Simulace transformátoru proudu metodou konečných prvků

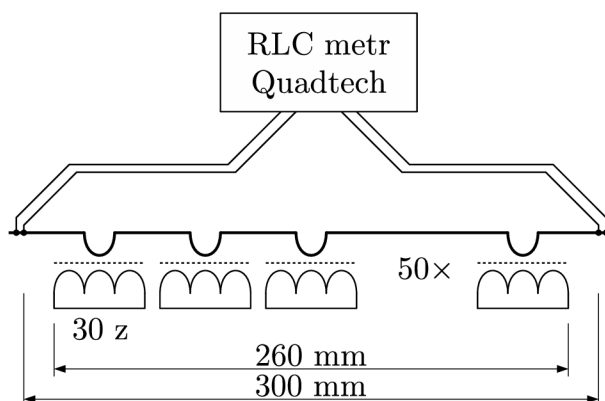
4.3.2 Experimentální ověření

Mohlo by se zdát, že přítomnost transformátoru proudu jaksi „odebírá“ indukčnost obvodu. Transformátor samozřejmě vnáší do obvodu svou rozptylovou indukčnost, resp. indukčnost primáru měřenou se sekundárem nakrátko. Tato indukčnost je ovšem menší, než by byla indukčnost samotného primárního vodiče shodné délky bez navlečeného transformátoru. Tato skutečnost ukazuje, že situace s vnesenou indukčností není tak kritická, jak by se mohla na první pohled zdát.

Uvedenou skutečnost bylo zapotřebí ověřit prakticky. Bylo tedy sestaveno měření, jehož schéma je naznačeno na obrázku 4.11. Jelikož je rozdíl indukčnosti primárního obvodu řádově v desetinách nH, což je na hranici rozlišovací schopnosti použitého RLC měřiče Quadtech, bylo navinuto 50 ks proudových transformátorů s 30 sekundárními závity, jejichž primární obvody byly zapojeny sériově (navlečeny na vodič). Sekundár každého z nich byl spojen nakrátko. Byla změřena indukčnost rovného vodiče s a bez navlečených transformátorů. Poté byl do sekundáru každého z nich zařazen rezistor $R_z = 10 \text{ k}\Omega$ a měření bylo opakováno. Výsledky shrnuje tabulka 4.2.

signál	pouze vodič	$R_z = 0 \text{ }\Omega$		$R_z = 10 \text{ k}\Omega$
		L_S	L_S	R_S
500 kHz	345,5 nH	307 nH	43,63 μH	85,2 Ω
1 MHz	334,8 nH	303 nH	17,68 μH	198,2 Ω
2 MHz	338,2 nH	297,5 nH	3,057 μH	233,2 Ω

Tab. 4.2: Výsledky měření skupiny proudových transformátorů



Obr. 4.11: Měření vlivu transformátoru proudu na měřený obvod

Indukčnost osamoceného drátu kruhového průřezu ve volném prostoru lze vypočítat dle vztahu (4.3) [50]:

$$L = 2l \left(\ln \left(\left(\frac{2l}{d} \right) \left(1 + \sqrt{1 + \left(\frac{d}{2l} \right)^2} \right) \right) - \sqrt{1 + \left(\frac{d}{2l} \right)^2} + \frac{\mu}{4} + \left(\frac{d}{2l} \right) \right), \quad (4.3)$$

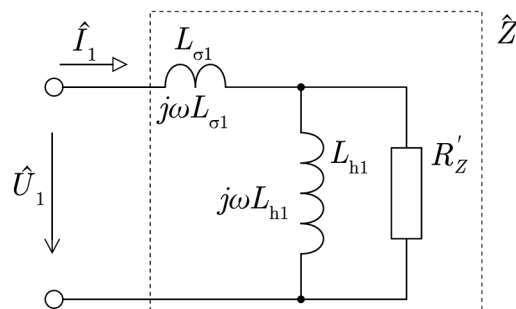
kde d je průměr vodiče a l jeho délka, μ je permeabilita prostředí. Dle tohoto vztahu má vodič $d = 2,85$ mm, $l = 300$ mm indukčnost $L = 318$ nH. Vidíme, že takto vypočítaná indukčnost prázdného vodiče odpovídá změřené indukčnosti s odchylkou okolo 5%, viz tab. 4.2. Za zmínku stojí, že indukčnost téhož osamoceného vodiče o délce 300 mm je podle FEMM 412 nH. Při porovnání s výsledkem rovnice (4.3) je odchylka 30%.⁴

Z výsledků v tabulce 4.2 je zřejmé, že indukčnost vodiče s navlečenými zkratovanými transformátory je skutečně nižší, než indukčnost samotného vodiče holého (stejně délky, bez navlečených transformátorků). To potvrzuje správnost simulací provedených v programu FEMM uvedených výše. V tabulce 4.2 si lze povšimnout, že indukčnost samostatného vodiče s frekvencí mírně klesá, stejně tak indukčnost sady transformátorků nakrátko. Logické je chování transformátorků se zařazeným 10 k Ω rezistorem v sekundáru. Indukčnost s frekvencí značně klesá a odpor naopak významně roste. Pokusíme se to vysvětlit v následujících odstavcích.

⁴Výpočet v softwaru FEMM má své limity a nelze jej v tomto případě považovat za dokonalý. Zmíněný volně šiřitelný software pracuje pouze ve 2D rovině a tak dochází ke značné chybě. Orientačně nám však poskytuje jisté osvětlení problematiky, což bylo smyslem zmíněné simulace. Nutno podotknout, že cílem této kapitoly není vytvoření dokonalého modelu, nýbrž zhodnocení zda je, či není transformátor proudu pro danou aplikaci vhodný a jaké jeho použití může mít vliv na měřený obvod.

4.3.3 Vysvětlení změřených hodnot

Způsob měření RLC metrem je takový, že přístroj do obvodu přivede střídavý proud a měří napětí, nebo naopak. Z napětí a proudu a jejich vzájemného fázového posunu pak získá komplexní impedanci obvodu, ze které pak separuje reaktanci a odpor. A to buď jako sériovou nebo paralelní kombinaci prvků RL, nebo RC. Náhradní schéma transformátoru je ale složitější a se zařazeným rezistorem v sekundáru jde o obvod LRL dle obrázku 4.12. Zde se vyskytuje rozptylová indukčnost na primáru $L_{\sigma 1}$, hlavní indukčnost primáru L_{h1} a zatěžovací odpor přepočítaný na primár R'_Z . Tyto parametry získáme z rovnic (4.5), (4.6) a (4.7).



Obr. 4.12: Schéma pro výpočet impedance transformátoru proudu

Pro získání parametrů tohoto modelu z měřených dat budeme postupovat následovně. Protože se jedná pouze o orientační výpočet vysvětlující výše popsany fenomén, použijeme parametry získané z modelu FEMM.

Vypočteme činitel vazby z rovnice (4.4)

$$k = \sqrt{1 - \frac{L_{1,k}}{L_1}}. \quad (4.4)$$

Dále vypočteme rozptylovou indukčnost primárního vinutí dle (4.5)

$$L_{\sigma 1} = L_1(1 - k^2), \quad (4.5)$$

pak hlavní indukčnost dle (4.6)

$$L_{h1} = k^2 L_1 \quad (4.6)$$

a přepočteme zatěžovací odpor ze sekundáru na primár dle rov. (4.7)

$$R'_Z = R_Z \cdot k^2 \frac{L_1}{L_2}. \quad (4.7)$$

Po vyčíslení jsou vzniklé parametry našeho modelu: $k = 0,9949$, $L_{\sigma 1} = 4,94$ nH, $L_{h1} = 482$ nH. Nakonec celková komplexní impedance bude dle rovnice (4.8)

$$\hat{Z} = \frac{j\omega R'_Z(L_{\sigma 1} + L_{h1}) - \omega^2 L_{h1} L_{\sigma 1}}{j\omega L_{h1} + R'_Z}. \quad (4.8)$$

Z této rovnice pak můžeme postupně získat parametry náhradního sériového RL obvodu pro různé kmitočty, tak jak to dělá RLC metr. Použijeme rovnici (4.9)

$$\hat{Z} = R_s + jX_L = R_s + j\omega L_s, \quad (4.9)$$

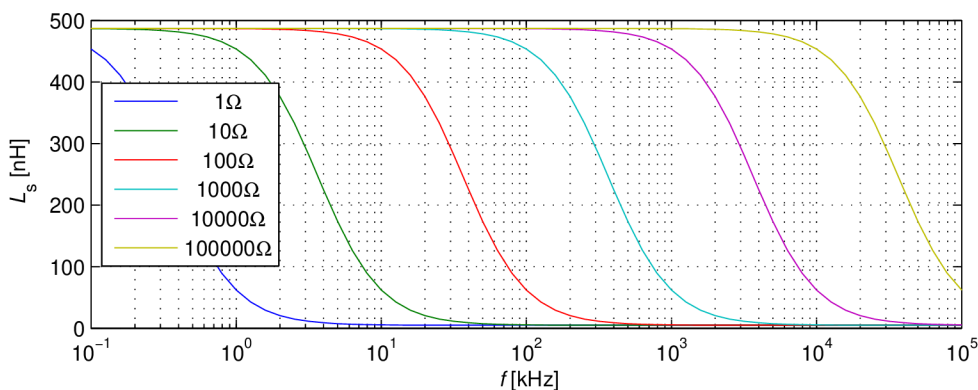
kde R_s je odpor v sériovém RL obvodu a L_s je indukčnost.

RLC metr pak tyto parametry vyhodnocuje výpočtem dle rovnic (4.10) a (4.11):

$$L_s = \frac{\text{Im}(\hat{Z})}{\omega}, \quad (4.10)$$

$$R_s = \text{Re}(\hat{Z}). \quad (4.11)$$

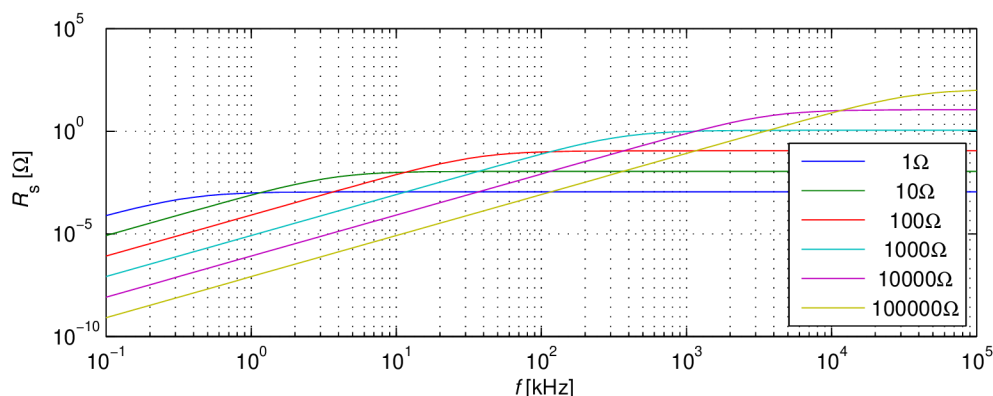
Nyní můžeme do těchto rovnic dosadit \hat{Z} z rovnice (4.8). Výsledek numerického řešení je vidět na obrázcích 4.13 a 4.14. Vzhledem k tomu, že do této úlohy byly použity výsledky z nepřesné simulace FEMM, nelze těmto výsledkům přikládat přílišnou váhu. Cosi nám to ale napovídá a vysvětluje naměřené hodnoty z tabulky 4.2.



Obr. 4.13: Závislost ekvivalentní sériové indukčnosti na kmitočtu pro různé R_Z .

Z obrázků je patrné, že pro nízké kmitočty se uplatňuje hlavní indukčnost L_{h1} a pro vysoké kmitočty se tato uplatňovat přestává a zůstává pouze rozptylová indukčnost $L_{\sigma 1}$. Se zvětšujícím se zatěžovacím odporem R_Z se tato změna posouvá směrem k vyšším kmitočtům. Zároveň také vidíme, že ve vysokých kmitočtech se do obvodu zařazuje tento odpor přetransformovaný na primár.

Měřicí transformátory proudu je nutno vždy provozovat vysoko nad *dolním mezním kmitočtem*, aby byla malá chyba měření způsobená magnetizací. Tím pádem

Obr. 4.14: Závislost ekvivalentního sériového odporu na kmitočtu pro různé R_z

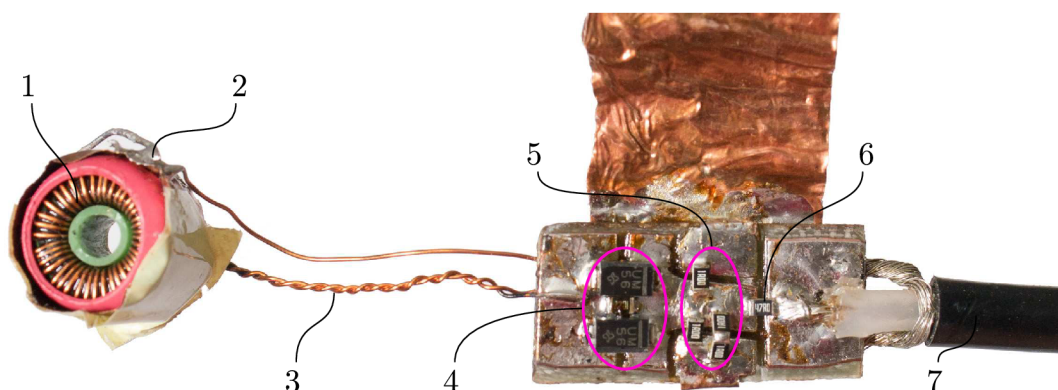
je zřejmé, že reaktance magnetizační indukčnosti musí být mnohonásobně větší než zatěžovací odpor. V paralelní kombinaci zatěžovacího odporu s magnetizační indukčností má zatěžovací odpor podstatně větší vliv na celkovou impedanci. Magnetizační reaktanci lze tudíž zanedbat (považovat ji za nekonečně velkou). Z obrázku 4.12 je pak zřejmé, že celková indukčnost vnesená do měřeného primárního obvodu bude dána pouze indukčností rozptylovou.

4.3.4 Popis realizovaného měřicího transformátoru

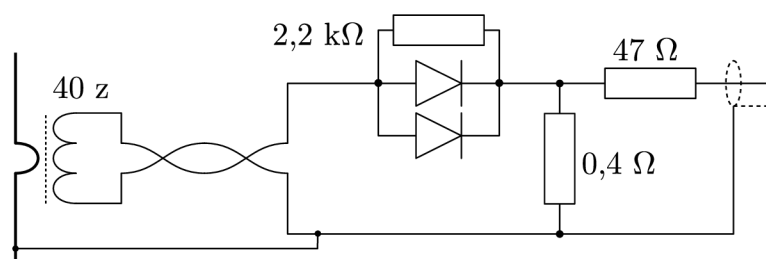
Pro účely našeho měření při umělém stárnutí tranzistoru byl vyroben měřicí transformátor proudu dle obrázku 4.15. Tento transformátor proudu byl použit pro životnostní zkoušky tranzistoru. Na fotografii je samotný MTP 1 včetně stínění 2 které se připojuje ke společnému bodu měřeného obvodu a ke stínění osciloskopu. MTP je tvořen 40 závitů navinutými na toroidním jádře tvořeném dvěma splenými jádry LjT1004 z materiálu CF 139. Transformátor je propojen krouceným párem 3 s přidruženou DPS, na které se nachází usměrňovací diody 4 s demagnetizačním rezistorem 2,2 k Ω . Následuje bočník 5, který je tvořen sério–paralelní kombinací rezistorů s výsledným odporem 0,4 Ω . Výstup snímače je přizpůsoben k navazujícímu koaxiálnímu kabelu sériovým rezistorem 6 (47 Ω). Koaxiální kabel 7 má totiž charakteristickou impedanci 50 Ω . Schéma je znázorněno na obrázku 4.16.

Transkonduktance vyrobeného čidla je 100 A/V, tedy citlivost 10 mV/A. V případě použití impedančního přizpůsobení na rozhraní výstupu kabelu a vstupu osciloskopu, tj. zatížení konce koaxiálního kabelu odporem 50 Ω , je citlivost snímače přibližně poloviční (výstupní odpor čidla není přesně 50 Ω). Vzhledem k délce kabelu (cca 1 m) se však neprojevuje žádná kvalitativní změna v případě použití či nepoužití impedančního přizpůsobení na straně osciloskopu. Při měření proto na-

konec zakončovací rezistor na vstupu osciloskopu použit nebyl, a tak lze počítat s transkonduktancí uvedenou výše.



Obr. 4.15: Fotografie měřicího transformátoru proudu s příslušenstvím



Obr. 4.16: Schéma obvodu měřicího transformátoru proudu

5 PROBLEMATIKA MĚŘENÍ OSTATNÍCH VELIČIN

5.1 Měření napětí

Napětí i proudy byly snímány osciloskopem Agilent DSO6054A s rychlostí záznamu až 2 GS/s. Nasnímaná data byla přenášena prostřednictvím galvanicky odděleného portu Ethernet do prostředí MATLAB.

K měření napětí byly použity tyto osciloskopické sondy firmy Agilent:

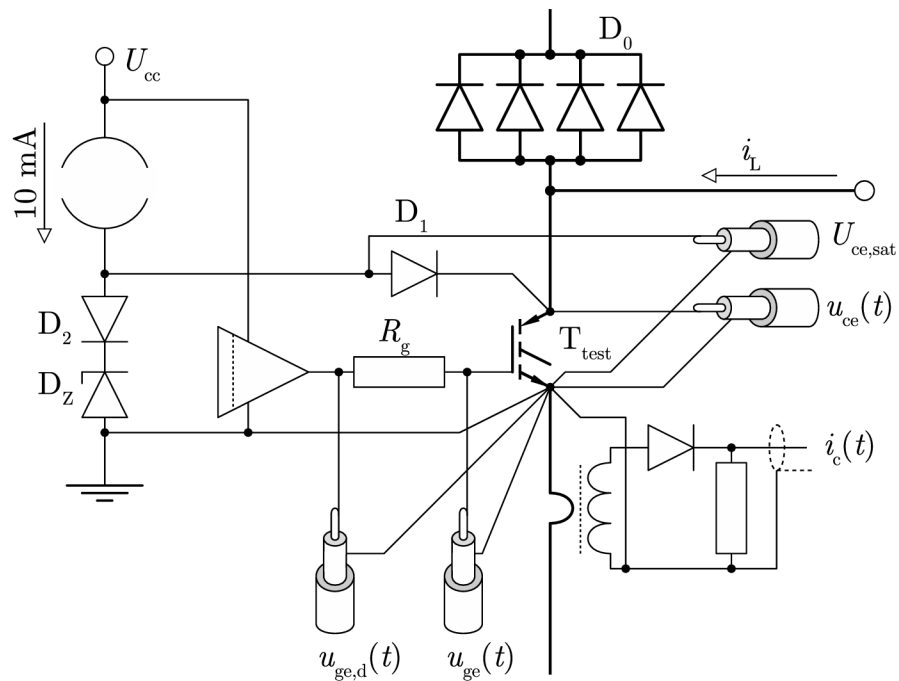
- 10073C s útlumem 10:1 a šířkou pásma 500 MHz pro měření: $u_{ge}(t)$, $U_{ce,sat}$ a $u_{ge,d}(t)$,
- 10076A s útlumem 100:1 a šířkou pásma 250 MHz pro měření $u_{ce}(t)$.

Schéma připojení osciloskopických sond je znázorněno na obrázku 5.1. Sonda je nutné připojit co nejtěsněji k měřenému místu. Klasické připojení sondy s použitím nástavce se zatahovacím háčkem a krokodýlkem pro připojení stínění je absolutně vyloučeno. Takový způsob připojení by vytvořil smyčku o ploše několika cm^2 , do které by se indukovalo rušivé napětí způsobené těsnou blízkostí vodiče s obrovskou strmostí $di(t)/dt$. Je naprosto nezbytné takovéto smyčky úzkostlivě eliminovat. V rámci příslušenství osciloskopických sond jsou k dispozici různé nástavce pro nízkoindukční vf připojení. V praxi se osvědčil způsob připojení sond, jehož provedení zobrazuje obr. 5.2.

Stínění všech sond musí být připojeno přísně hvězdicově do společného bodu, jak je naznačeno ve schématu na obr. 5.1. Stínění všech sond vede do osciloskopu, kde je opět připojeno do jednoho společného stínění, které tvoří šasi osciloskopu. Napájení osciloskopu je nutné galvanicky oddělit od sítě a od země. Zároveň je nutné dbát na galvanické oddělení komunikačních rozhraní.

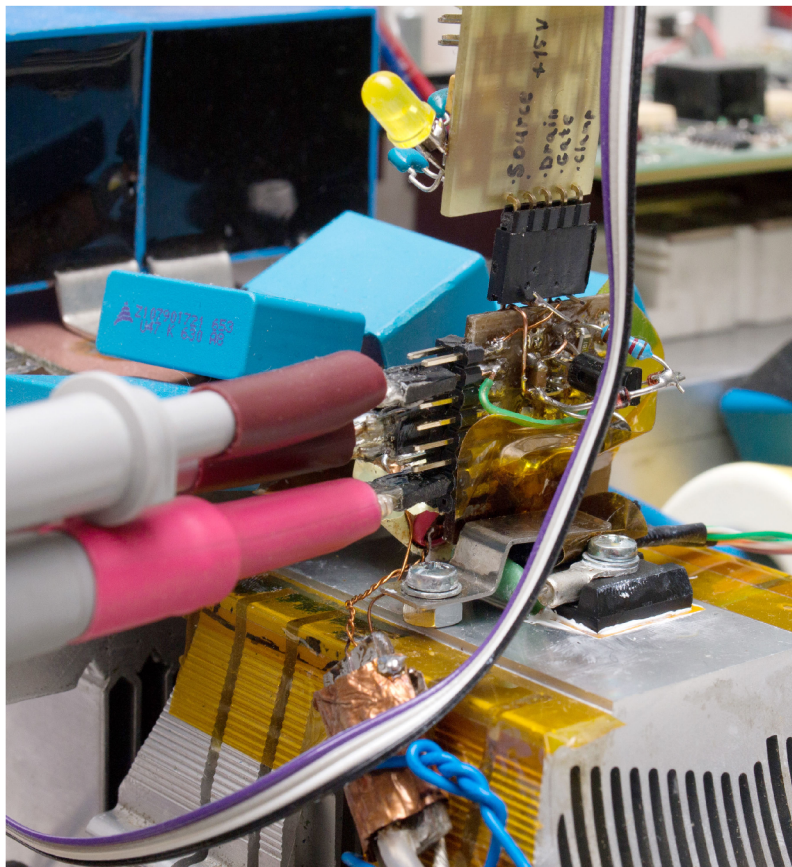
Na obrázku 5.1 je mimo budiče výkonového tranzistoru znázorněn obvod pro přibližné zjištění saturačního napětí. Jedná se o zdroj proudu přivádějící přes diodu D_1 do kolektoru testovaného tranzistoru T_{test} proud přibližně 10 mA v jeho sepnutém stavu. V této době se na anodě diody D_1 objeví napětí $U_{ce,sat}$ navýšené o úbytek na diodě D_1 . V době, kdy je T_{test} vypnut, napětí na anodě D_1 je limitováno Zenerovým napětím navýšeným o úbytek na diodě D_2 . Zdroj proudu se tak nedostane do saturace, stále pracuje v lineárním režimu, což urychluje jeho opětovné zotavení při dalším spínacím cyklu.

Toto uspořádání umožňuje zaznamenat pomocí sondy 10:1 velikost napětí $U_{ce,sat}$ a současně detail počátku vypínacího děje v lepším napěťovém rozlišení, než jak je to možné se sondou 100:1 použitou pro záznam průběhu kolektorového napětí $u_{ce}(t)$. Výhodou tohoto řešení je jednoduchost oproti řešení na obr. 1.4 v kapitole 1.6.



Obr. 5.1: Připojení osciloskopu k testovanému tranzistoru s budičem

Nevýhodou je teplotní závislost úbytku napětí na D_1 , což prakticky znemožňuje přesné určení saturačního napětí $U_{\text{ce,sat}}$. Přesto se ale nabízí možnost kalibrace tohoto napětí pomocí speciálního algoritmu a údajů ze sondy 100:1 pro měření $u_{\text{ce}}(t)$. Užitečnost pak spočívá pouze v možnosti zobrazení detailu vypínacího děje.



Obr. 5.2: Detail realizace připojení sond

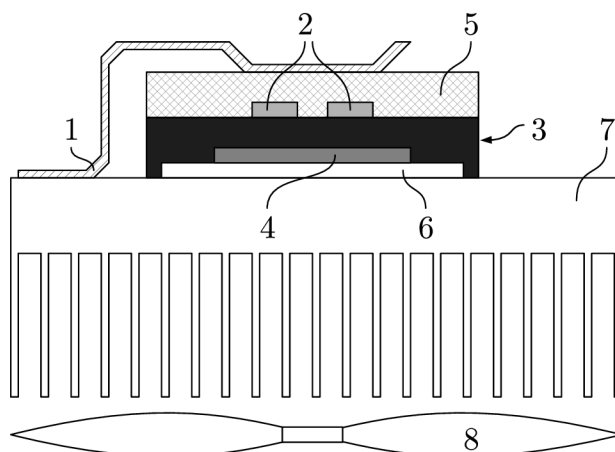
5.2 Měření teploty

Vyhodnocování teploty čipu ϑ_j výkonových součástí je přinejmenším zajímavou samostatnou disciplínou. Jelikož je k samotnému čipu obtížný přístup, je věnováno nemalé úsilí jeho teplotu estimovat pomocí nejrůznějších metod [6] založených na různých fyzikálních přístupech s využitím nespočetných teplotně závislých vlastností tranzistoru (TSEP) [38]. Jako příklad uvedme využití teplotní závislosti odporu hradla [21], který je měřen za pomoci injektáže vf měřicího signálu. Dále lze využít modelu chování saturačního napětí $U_{ce,sat}$ v souvislosti s kolektorovým proudem [17], což lze využít také pro diagnostiku [18].

Rozhodneme-li se teplotu čipu měřit, nevyhneme se mechanickým úpravám spojeným s úzkostlivým umístěním snímače teploty v co nejtěsnější blízkosti čipu. Ideálně přímo na čipu, což se nemůže nikdy uspokojujivě podařit. Nedostatky spočívající v existenci jisté tepelné impedance mezi čipem a snímačem lze odstranit pomocí tepelných modelů, k jejichž přesnému výpočtu je zapotřebí jejich přesná identifikace. Východiskem může být využití infračervených bezkontaktních čidel [14]. Ani v takovém případě se konstrukčním úpravám tranzistorových modulů vyhnout nelze.

Bezkontaktní čidla, která mají vhodný rozsah teplot jsou např. *CTfast* [34]. Jejich časové konstanty se pohybují v řádu jednotek ms, což dokonce umožňuje zkoumat teplotní cyklování o kmitočtech v řádu jednotek Hz. Kdyby byla možnost zjišťovat teplotu s časovou konstantou v řádu jednotek μs , otevřely by se další možnosti diagnostiky. Infračervená čidla s takto rychlou odezvou existují [14], bohužel však pro zcela jiný rozsah teplot. Značnou nevýhodou infračervených čidel je jejich vysoká cena, proto zřejmě nebývají implementovány do výkonových modulů.

V experimentu provedeném v rámci dizertační práce bylo přistoupeno na kompromisní řešení. Způsob měření teploty totiž musí umožňovat snadnou montáž a demontáž při výměně tranzistoru. Vzhledem k typu testovaného tranzistoru v pouzdře TO247, bylo rozhodnuto o použití čidla Pt100, které se přitiskne na jeho povrch. V experimentálním zařízení byla použita dvě zmiňovaná čidla. První z nich je použito pro přesné měření teploty. Jeho odpor je měřen čtyřvodičově multimetrem HP 34401A a teplota je počítána v obslužném skriptu. Druhé čidlo, určené pro zpětnovazební regulaci, je připojeno pouze dvouvodičově, je napájeno zdrojem konstantního proudu a napětí na čidle je přivedeno přímo na AD převodník mikroprocesoru.



1 příchytky, 2 termistory pro měření teploty, 3 pouzdro tranzistoru, 4 čip IGBT, 5 tepelná izolace, 6 měděná podložka tranzistoru (kolektor), 7 chladič, 8 ventilátor

Obr. 5.3: Řez testovaného tranzistoru s chladičem

Čidla teploty byla na pouzdře testovaného tranzistoru připevněna dle obr. 5.3. Teplo, které produkuje čip, se odvádí především přes podložku do chladiče. Na tepelném odporu této cesty vzniká teplotní spád. Současně teplo putuje i na opačnou stranu skrz pouzdro tranzistoru a následně do okolního prostoru. Tato cesta má mnohem větší tepelný odpor ve srovnání s cestou předchozí. Navíc je v této cestě umístěna izolace, která nedovolí aby mezi umístěným čidlem teploty a čipem byl v ustáleném stavu významný teplotní rozdíl. Tudíž předpokládáme, že teplota

v místě měření odpovídá (v rámci možností) teplotě čipu. Pod oběma snímači je nanesena vrstva tepelně vodivé pasty. Mechanické ukotvení je realizováno pomocí přichytky, která snímače dotlačuje přes tepelně izolační materiál dle obr. 5.3.

6 DYNAMICKÉ CHARAKTERISTIKY VÝKONOVÝCH TRANZISTORŮ

6.1 Normalizovaná definice dynamických charakteristik IGBT

Dynamické vlastnosti tranzistorů, tak jak jsou uváděny v katalogových listech [46],[45], jsou získány za přísně specifikovaných podmínek každého výrobce [51]. V závislosti na aplikaci se tedy skutečné dynamické charakteristiky mohou lišit. Kromě toho se také mohou odlišovat údaje různých výrobců, neboť všichni výrobci nepoužívají stejnou metodiku měření a vyhodnocení těchto parametrů.

Nicméně existuje norma IEC60747-9 (2007) [52], která definuje způsob měření a vyhodnocení vlastností tranzistorů IGBT. Zapínací a vypínací doby jsou definovány následovně:

$t_{(d)on}$ je doba mezi dosažením 10 % hodnoty $U_{ge,m}$ a 10 % hodnoty $I_{c,m}$,

t_r je doba mezi dosažením 10 % hodnoty $I_{c,m}$ a 90 % hodnoty $I_{c,m}$,

$t_{(d)off}$ je doba mezi dosažením 90 % hodnoty $U_{ge,m}$ a 90 % hodnoty $I_{c,m}$,

t_f je doba mezi dosažením 90 % hodnoty $I_{c,m}$ a 10 % hodnoty $I_{c,m}$.

Přepínací ztrátové energie E_{on} a E_{off} jsou definovány jako integrál součinu okamžitého napětí $u_{ce}(t)$ a okamžitého proudu $i_c(t)$, jak je naznačeno v rovnici (6.1 a 6.2):

$$E_{on} = \int_0^{t_{sw,on}} p(t)dt = \int_0^{t_{sw,on}} u_{ce}(t)i_c(t)dt, \quad (6.1)$$

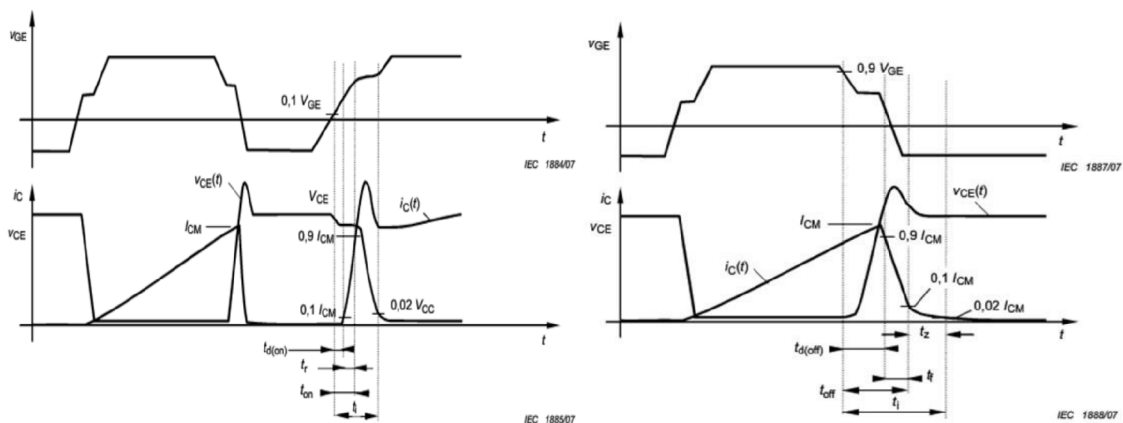
$$E_{off} = \int_0^{t_{sw,off}} p(t)dt = \int_0^{t_{sw,off}} u_{ce}(t)i_c(t)dt, \quad (6.2)$$

kde celková doba zapínacího či vypínacího děje:

$t_{sw,on}$ je doba mezi dosažením 10 % hodnoty $U_{ge,m}$ a 2 % hodnoty U_{ce} ,

$t_{sw,off}$ je doba mezi dosažením 90 % hodnoty $U_{ge,m}$ a 2 % hodnoty $I_{c,m}$.

Tyto poznámky shrnuje obrázek 6.1. V praxi se ukáže, že určení konce přepínacího děje není zdaleka tak jednoduché, jak by se na první pohled mohlo zdát.



Obr. 6.1: Definice zapínacích a vypínacích dob dle IEC60747-9 (2007) [51]

6.2 Získání dynamických charakteristik v praxi

S použitím výše popsané aparatury byly nasnímány průběhy veličin v zapínacím a vypínacím ději. Na obrázcích 6.3 a 6.5, jež budou blíže popsány níže, jsou zobrazeny reálně získané oscilogramy.

Pro zřehlednění algoritmu pro částečně automatické zpracování nasnímaných oscilogramů byly definovány klíčové okamžiky v přepínacích dějích následovně:

$t_{0,on}$ je okamžik, kdy $u_{ge}(t)$ dosáhne 10 % $U_{ge,m}$,

$t_{1,on}$ je okamžik, kdy $i_c(t)$ dosáhne 10 % $I_{c,m}$,

$t_{2,on}$ je okamžik, kdy $i_c(t)$ dosáhne 90 % $I_{c,m}$,

$t_{3,on}$ je okamžik, kdy $u_{ce}(t)$ dosáhne 2 % $U_{ce,m}$,

$t_{0,off}$ je okamžik, kdy $u_{ge}(t)$ dosáhne 90 % $U_{ge,m}$,

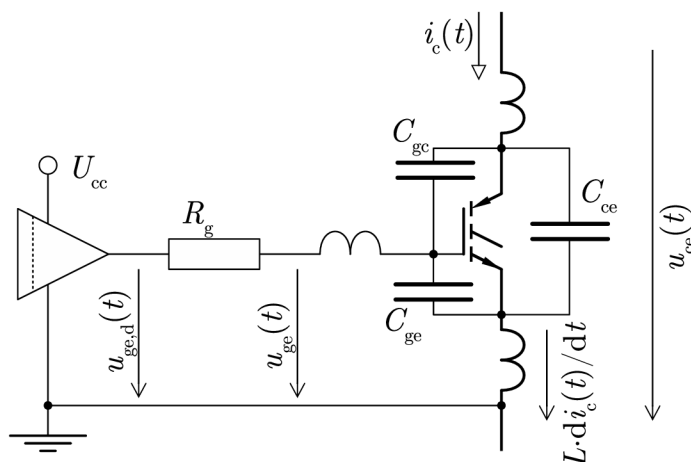
$t_{1,off}$ je okamžik, kdy $i_c(t)$ dosáhne 90 % $I_{c,m}$,

$t_{2,off}$ je okamžik, kdy $i_c(t)$ dosáhne 10 % $I_{c,m}$,

$t_{3,off}$ je okamžik, kdy $i_c(t)$ dosáhne 2 % $I_{c,m}$,

Časová osa všech průběhů vždy začíná okamžikem $t_{0,on}$, resp. $t_{0,off}$. Platí tedy $t_{0,on} = 0, t_{0,off} = 0$. Většinu těchto okamžiků lze detekovat strojově velmi snadno. Výjimkou jsou okamžiky $t_{3,on}$ a zvláště $t_{3,off}$, u kterých je nutné z relativně nekvalitního signálu detekovat poněkud malou hodnotu. Tyto okamžiky jsou detekovány na velmi filtrovaném signálu, avšak chyba při jejich určení je obrovská. Online určování těchto okamžiků je náročné a díky tomu nepřilíš praktické.

K popisu přepínacích dějů nyní naznačíme obvod buzení tranzistoru s přiznáním existence parazitních prvků na obrázku 6.2.



Obr. 6.2: Tranzistor s naznačenými parazitními indukčnostmi a kapacitami

6.3 Popis zapínacího děje

Mechanismus zapínacího děje (průběh komutace mezi nulovou diodou a tranzistorem v souvislosti s induktivní zátěží) považujeme za jev ve výkonové elektronice dostatečně známý. Jeho popisem se proto nebudeme zabývat a zaměříme se pouze na popis vlivu parazitních prvků.

V první fázi zapínacího děje (viz obr. 6.3) předpokládáme okamžité přepnutí napětí na výstupu budiče $u_{ge,d}(t)$ z 0 V na $U_{ge,m}$, což na průbězích sice nevidíme, zato vidíme nárůst napětí na vývodu hradla tranzistoru $u_{ge}(t)$, podle kterého je detekován okamžik $t_{0,on}$. Jakmile toto napětí dosáhne prahového napětí tranzistoru, začíná tranzistor vodit a počíná téci proud $i_c(t)$. Jakmile dosáhne 10 % proudu $I_{c,m}$, je detekován okamžik $t_{1,on}$. Krátce nato pak při dosažení 90 % je detekován okamžik $t_{2,on}$. Okolo tohoto okamžiku můžeme pozorovat pokles napětí $u_{ce}(t)$, který je způsoben úbytkem na parazitní indukčnosti obvodu tranzistor–nulová dioda–kondenzátor.

Teoreticky bychom na mřížkovém napětí $u_{ge}(t)$ mohli pozorovat určitou „pomlku“ (plató), která je známa také z chování MOSFET tranzistorů. Tato pomlka je způsobena nelinearitou kapacity hradla a také tzv. Millerovým jevem, který je popsán v kapitole 6.5. Prakticky na obr. 6.3 vidíme značný překmit mřížkového napětí $\Delta U_{ge,pk,on}$. K vysvětlení tohoto překmitu si všimněme, že v okamžiku jeho maxima je současně maximální i změna kolektorového proudu $\frac{di_c(t)}{dt}$ (značeno dále jako i'_c). Obrázek 6.4 zobrazuje časové průběhy strmostí, ze kterých můžeme vyčíst okamžik maxima strmosti proudu $t_{i',max,on}$.

K vysvětlení tohoto jevu použijeme obrázek 6.2: Na parazitní indukčnosti v emitoru tranzistoru vzniká napětí $u_{\sigma,E}(t) = L_{par,E} \cdot i'_c(t)$, které se přičte k okamžitému vnitřnímu napětí na hradle tranzistoru, jehož kapacita je v tu dobu nabita přibližně na prahové napětí. Tak může vzniknout překmit nad napětí budiče a po dobu jeho

trvání je v obvodu hradla záporný proud, který mžikově vybíjí jeho kapacitu. Hradlo uvnitř tranzistoru totiž „cítí“ rozdíl napětí $u_{ge}(t)$ a tohoto parazitního napětí. Tranzistor má díky tomu tendenci se přivírat, čímž se prodlužuje zapínací doba. S ohledem na dobu trvání diskutovaného překmitu je toto prodloužení přibližně 20–25 %. Napětí hradla poté podkmitne pod očekávanou výšku pomlky – opět si povšimněme souvislosti se strmostí kolektorového proudu. A následně je kapacita hradla nabita na plné napětí $U_{ge,m}$.

V průběhu kolektorového proudu vidíme, jak tranzistor postupně zvyšoval svou vodivost, rostl proud až do velikosti $I_{c,pk,on}$, který je o $\Delta I_{c,pk,on}$ větší, než proud zátěží $I_{c,m}$. Tento komutační překmit je definován dynamickými vlastnostmi nulové diody.

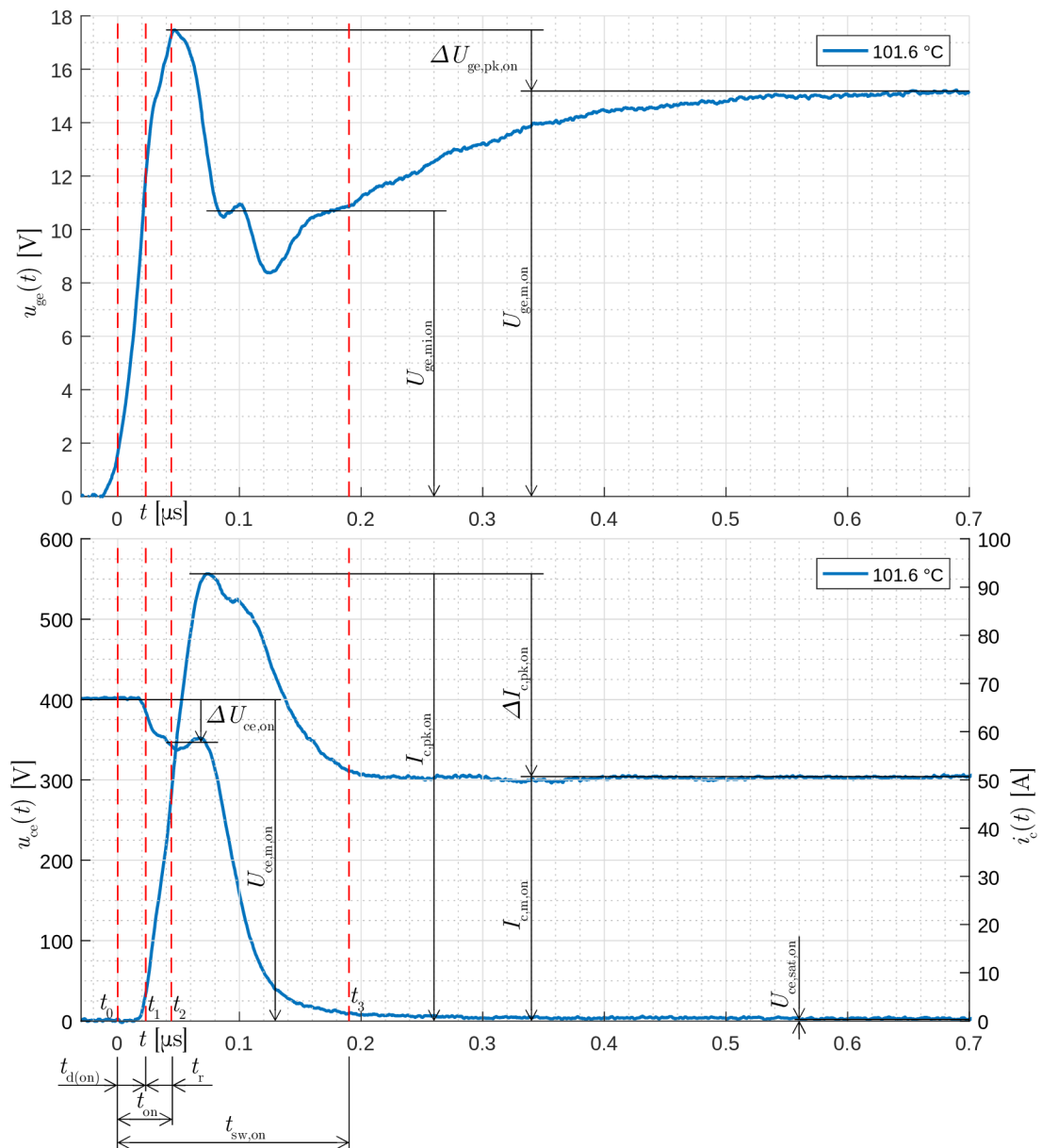
Na průběhu $u_{ce}(t)$ vidíme ze začátku schodek o výšce $\Delta U_{ce,on}$, který trvá přesně tak dlouho, jak narůstá proud $i_c(t)$. Výška tohoto schodku je způsobena úbytkem na parazitní indukčnosti v obvodu: kondenzátor v meziobvodu–tranzistor–nulová dioda. Pak následuje pokles napětí $u_{ce}(t)$, jak roste vodivost tranzistoru, až nakonec dosáhne hodnoty $U_{ce,sat}$. V momentě, kdy toto napětí dosáhne 2 % U_{ce} , by měl být detekován okamžik $t_{3,on}$, čímž je formálně ukončen zapínací děj. V praxi je však tento okamžik detekován poněkud odlišným způsobem (viz kapitola 7).

Dle předchozích definic lze napsat pro časy v zapínacím ději:

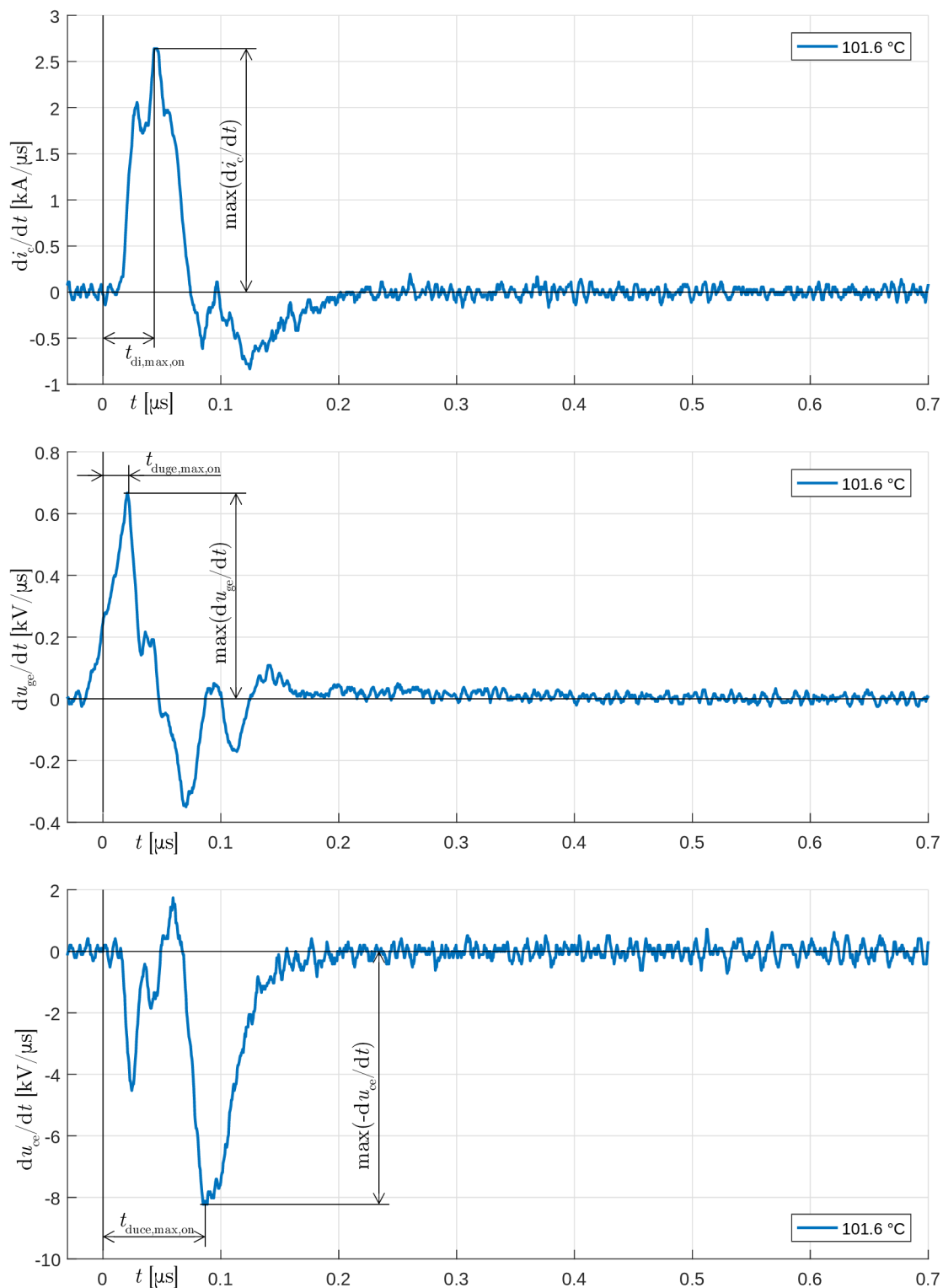
$$t_{(d)on} = t_{1,on} - t_{0,on} = t_{1,on}, \quad (6.3)$$

$$t_r = t_{2,on} - t_{1,on}, \quad (6.4)$$

$$t_{sw,on} = t_{3,on} - t_{0,on} = t_{3,on}. \quad (6.5)$$



Obr. 6.3: Zapínací děj s definicemi napětí, proudů a časů



Obr. 6.4: Derivace průběhů v zapínacím ději

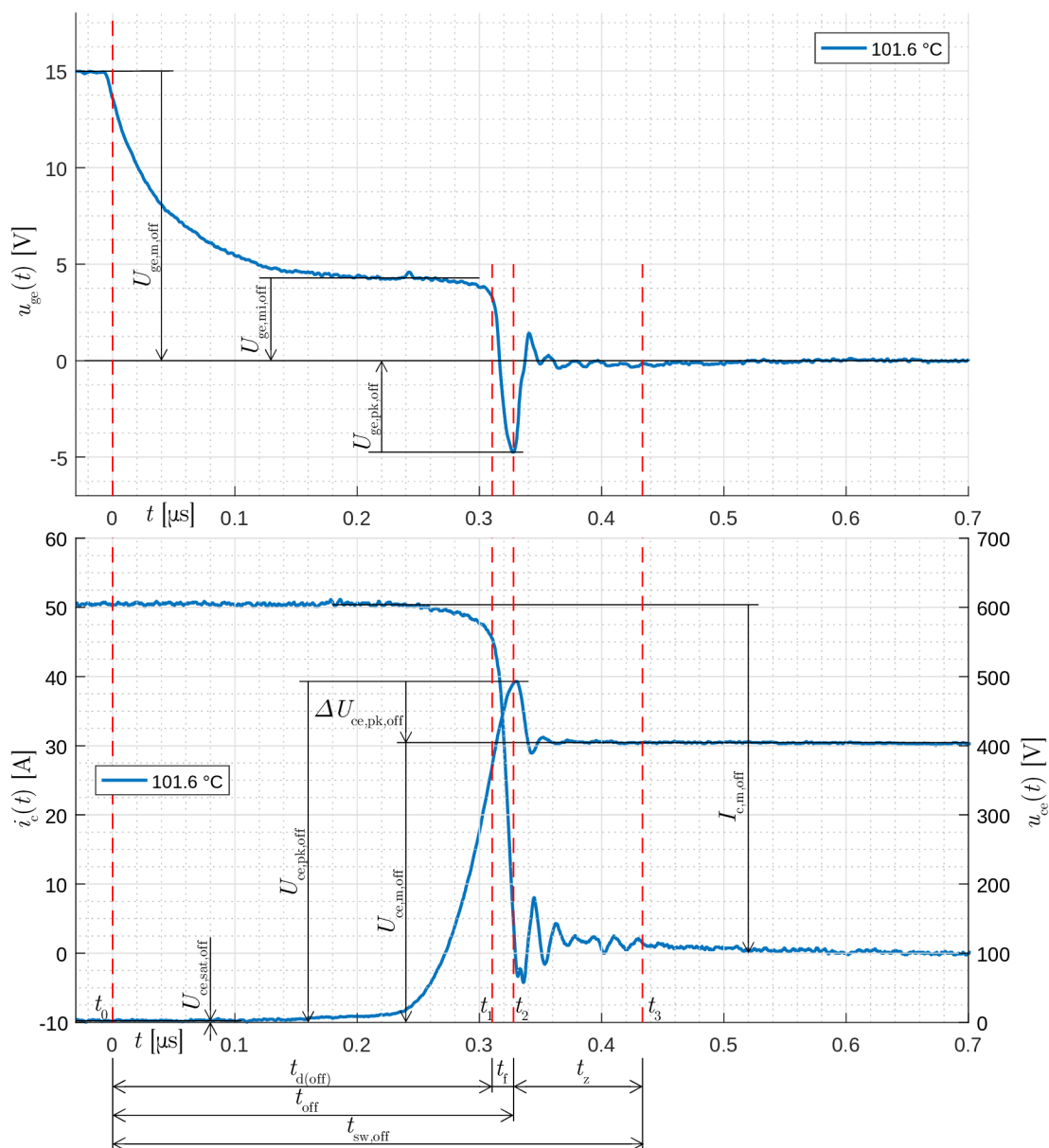
6.4 Popis vypínacího děje

Mechanismus vypínacího děje (průběh komutace mezi tranzistorem a nulovou diodou v souvislosti s induktivní zátěží) považujeme za jev ve výkonové elektronice dostatečně známý. Jeho popisem se proto opět nebudeme zabývat a zaměříme se pouze na popis vlivu parazitních prvků.

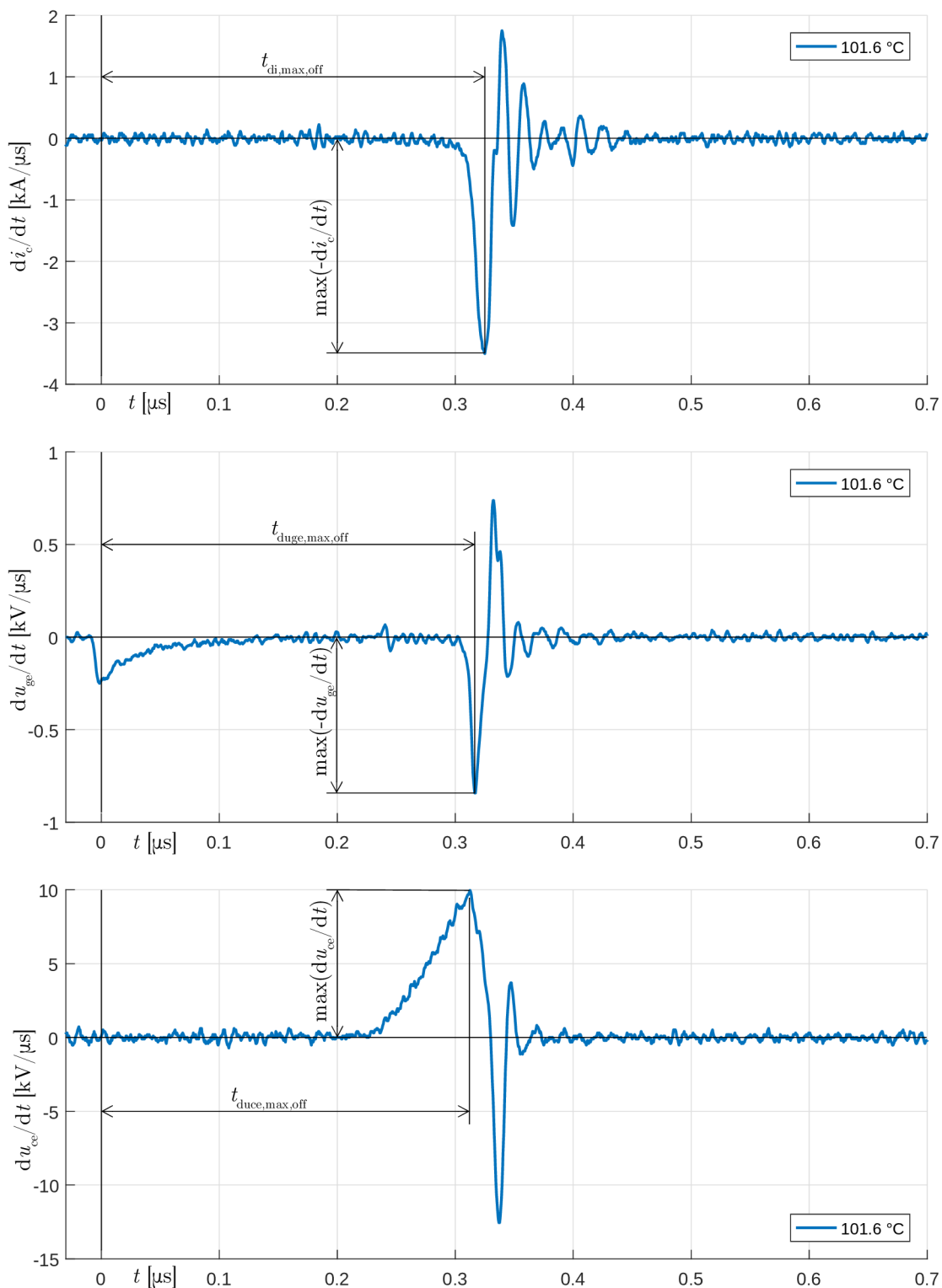
Vypínací děj formálně začíná okamžikem $t_{0,\text{off}}$, kdy napětí na hradle tranzistoru poklesne na 90 % $U_{\text{ge,m}}$. Předpokládáme, že v tomto okamžiku je již napětí na výstupu budiče $u_{\text{ge,d}}(t)$ na své minimální hodnotě 0 V. V tomto okamžiku začíná být vybíjena kapacita hradla a klesá napětí $u_{\text{ge}}(t)$. Jakmile je dosaženo přibližně prahového napětí, vodivost tranzistoru začíná klesat, což se projeví z počátku jemným zvýšením $u_{\text{ce}}(t)$. Pak následuje jeho prudký růst $u_{\text{ce}}(t)$ se strmostí $\frac{u_{\text{ce}}(t)}{dt}$ (dále označováno jako u'_{ce}), během něhož se projevuje Millerův jev, který pozastaví pokles $u_{\text{ge}}(t)$ – znatelná pomlka. Jakmile se napětí $u_{\text{ce}}(t)$ přiblíží $U_{\text{ce,m}}$, začne klesat proud $i_{\text{c}}(t)$. Při jeho poklesu na 90 % $I_{\text{c,m}}$ je detekován okamžik $t_{1,\text{off}}$. Dále následuje dramatický pokles proudu $i_{\text{c}}(t)$, během něhož můžeme pozorovat překmit $\Delta U_{\text{ce,pk,off}}$ napětí $u_{\text{ce}}(t)$ nad hodnotu $U_{\text{ce,m}}$, který je způsoben celkovou parazitní indukčností v obvodu kondenzátor v meziobvodu – nulová dioda – tranzistor. Ale také vidíme podkmit $U_{\text{ge,pk,off}}$, který lze vysvětlit úbytkem na parazitní indukčnosti v emitoru – podobný mechanismus, jako při zapínání: $u_{\text{par,E}}(t) = L_{\text{par,E}} \cdot i'_{\text{c}}$. Tyto myšlenky potvrzuje také fakt, že maximum obou jevů nastává právě v okamžiku $t_{i',\text{max,off}}$, jak se lze přesvědčit z obrázku 6.6.

Pro následné experimenty nyní zavedeme okamžik poklesu hradlového napětí při vypínání. Tento okamžik totiž zjevně souvisí s dobou $t_{(d)\text{off}}$, ale na rozdíl od ní je velmi snadno detekovatelný v „chytrém“ budiči:

$t_{\text{uge,f}}$ je okamžik, kdy $u_{\text{ge}}(t)$ dosáhne 10 % $U_{\text{ge,m}}$ při vypínání.



Obr. 6.5: Vypínací děj s definicemi napětí, proudů a časů



Obr. 6.6: Derivace průběhů ve vypínacím ději

Pro časy a okamžiky ve vypínacím ději platí:

$$t_{(d)\text{off}} = t_{1,\text{off}} - t_{0,\text{off}} = t_{1,\text{off}}, \quad (6.6)$$

$$t_f = t_{2,\text{off}} - t_{1,\text{off}}, \quad (6.7)$$

$$t_{\text{sw,off}} = t_{3,\text{off}} - t_{0,\text{off}} = t_{3,\text{off}}. \quad (6.8)$$

6.5 Millerův jev

Millerův jev, popsáný v roce 1919 J. M. Millerem [54], spočívá ve zdánlivém promítnutí kapacity v záporné zpětné vazbě zesilovače na jeho vstup. [55] Prakticky se na vstupu zesilovače zdánlivě objeví kapacita C_i dle rovnice (6.9):

$$C_i = C_{\text{fb}}(1 + A_u), \quad (6.9)$$

kde C_{fb} je kapacita v záporné zpětné vazbě zesilovače a A_u je jeho zesílení.

Během zapínání tranzistoru klesá napětí $u_{\text{ce}}(t)$, tím pádem kapacitou C_{gc} protéká proud, který působí proti růstu napětí $u_{\text{ge}}(t)$ (proud má opačný směr, než nabíjecí proud z budiče). Viz také obr. 6.2. Tento jev způsobí dočasné pozastavení nabíjení kapacity hradla C_{ge} (tzv. „pomlka“). Tuto pomlku můžeme pozorovat v obrázku 6.3, byť je vlivem parazitní indukčnosti emitoru maskována (viz kap. 6.3). Při vypínacím ději je situace podobná, pomlku viz na obrázku 6.5. Popsané zpětnovazební působení Millerovy kapacity C_{gc} lze pak v duchu rovnice (6.9) vysvětlit představou zdánlivého krátkodobého zvýšení kapacity hradla C_{ge} .

Velikost napětí $u_{\text{ge}}(t)$ během těchto pomlek úzce souvisí s prahovým napětím tranzistoru $U_{\text{ge,th}}$, dále s vnitřním odporem hradla a vnitřním odporem emitoru.

7 ZPRACOVÁNÍ MĚŘENÝCH DAT

Byly zaznamenány dvě sady změřených dat. První sadou je matice měření při různých teplotách a různých proudech. Takto vzniklý soubor dat obsahuje celkem 7×9 měření. Druhou sadou dat jsou naměřené oscilogramy s přiřazenou teplotou a stářím. Takto bylo získáno přibližně 230 oscilogramů, ze kterých je třeba získat trendové veličiny – indikátory stárnutí, nebo jakékoliv spolehlivě definovatelné veličiny.

Základním zpracováním dat rozumíme výběr přepínacích dějů, filtrování signálu a odstranění offsetu.

Všechny osciloskopické průběhy jsou uloženy ve formátu dvousloupcové matice, ve které sloupec 1 obsahuje čas a sloupec 2 příslušnou hodnotu. Získaná data z osciloskopu jsou uložena v adresářích v binárním formátu MATLAB (*.mat) spolu s meta-informacemi v textové podobě. Zpracování začíná vždy načtením dat ze souboru do pracovního prostoru MATLAB.

V prvním případě jsou data načtena systematicky do matice struktur `scopedata(nT, nA)`, kde `nT` je index řádku matice související s teplotou a `nA` je index sloupce související s proudem. Každá struktura v sobě nese záznam konkrétního přepínacího děje a veličin, které byly z těchto průběhů posléze získány.

Ve druhém případě je struktura poněkud odlišná. Každý prvek tohoto vektoru `agedata(nT)` je strukturou, ve které jsou uloženy získané oscilogramy a z nich získané veličiny. Jednou z těchto veličin je také časová značka pořizení záznamu související se stářím.

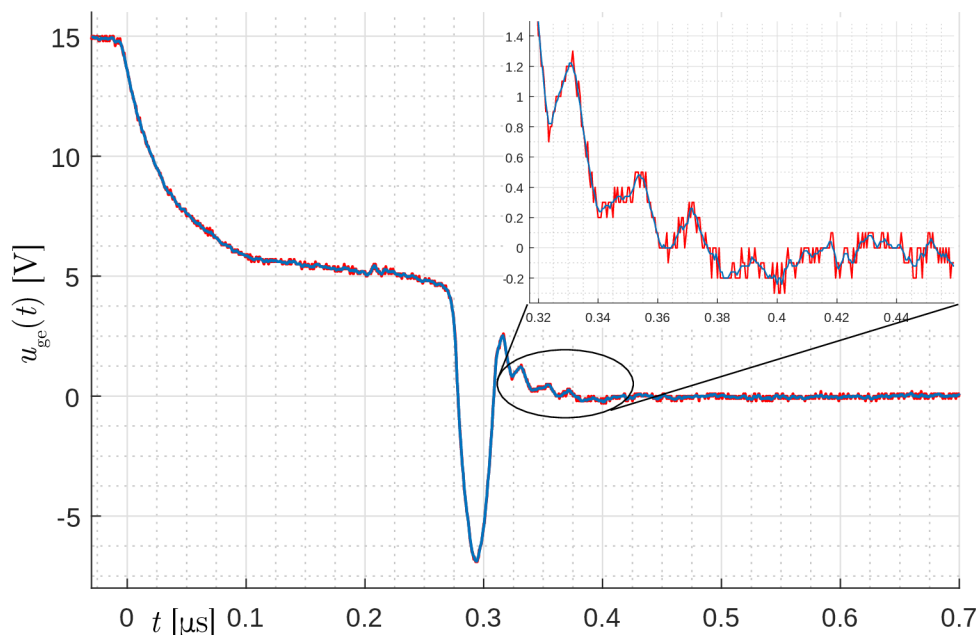
7.1 Filtrace signálů

Data z osciloskopu jsou zatížena šumem, který by komplikoval následné zpracovávání. Například by značně znepřesňoval určení klíčových okamžiků. Proto byl použit základní filtr – plovoucí průměr. Jádrem tohoto filtru je diskrétní *konvoluce*, jejíž definice je v rov. (7.1).

$$w(k) = \sum_{i=1}^n u(i)v(k-i+1), \quad (7.1)$$

kde v je vstupní diskrétní signál (nefiltrovaný), w je výstupní diskrétní (filtrovaný), u je *konvoluční jádro* – diskrétní signál o n prvcích.

V případě, kdy konvoluci používáme pro průměrování n vzorků, musí každý prvek konvolučního jádra mít velikost $\frac{1}{n}$. V případě, že $u = [\frac{1}{n}, \frac{1}{n}, \dots, \frac{1}{n}]$, lze uvedenou operaci slovně vyjádřit následovně. Každý k -tý vzorek signálu w je algebraickým průměrem n předchozích vzorků signálu v .



Obr. 7.1: Srovnání původních a filtrovaných dat

Vedlejším efektem této operace je viditelný časový posun filtrovaného signálu. Aby nedošlo k tomuto nežádoucímu posunu, prostřední prvek konvolučního jádra musí odpovídat aktuálně zpravoávanému vzorku původního signálu. Jinak řečeno, k -tý vzorek filtrovaného signálu musí být průměrem vzorků původního signálu s pořadovým indexem $k \pm m$, kde $m \in \langle 0, \frac{n-1}{2} \rangle$ je celé číslo. Počet vzorků k průměrování n musí být tedy lichý. Stejného efektu docílíme s použitím rovnice (7.1) a následného posunutí výsledku o $\frac{n-1}{2}$ vzorků zpět. Tímto způsobem je postupováno při zpracování dat s využitím funkce `conv()` v MATLAB.

Pro základní filtraci bylo použito $n = 5$ vzorků. Na obrázku 7.1 vidíme srovnání původních dat z osciloskopu a jejich filtrovanou podobu po zpracování výše uvedeným způsobem. Jak je vidět, filtrace je nastavena citlivě a mizí pouze neúžitečné velmi vysokofrekvenční informace.

7.2 Separace zapínacího a vypínacího děje

Původní záznamové okno z osciloskopu o délce $200 \mu\text{s}$ obsahuje $400\,000$ vzorků a zahrnuje zapínací i vypínací děj zaznamenaný vzorkovacím kmitočtem $f_s = 2 \text{ GHz}$ ($T_s = 0,5 \text{ ns}$). Z takto nasnímaného signálu je třeba pro následnou analýzu separovat zapínací a vypínací děj zvlášť.

Každý zapínací i vypínací děj v rámci této práce lze obsáhnout v oknu $2\,100$ vzorků.

Pro zapínací děj je to 199 vzorků před okamžikem $t_{0,\text{on}}$ a 1 900 vzorků po tomto okamžiku. Základem je detekce okamžiku $t_{0,\text{on}}$, který je definován v kapitole 6.2. Tento okamžik „nula“ je okamžikem prvního vzorku, který splnil podmínku $u_{\text{ge}}(t) \geq 1,5 \text{ V}$ nalezený pomocí funkce `find()`.

Pro vypínací děj bylo stanoveno 299 před a 1 800 vzorků po detekci okamžiku $t_{0,\text{off}}$. Okamžik $t_{0,\text{off}}$ je detekován jako čas posledního bodu, který splní podmínku $u_{\text{ge}}(t) \geq 13,5 \text{ V}$, což je 90 % z předpokládaných 15 V.

Jakmile je zjištěn čas výše uvedených okamžiků $t_{0,\text{on}}$ a $t_{0,\text{off}}$, je tento odečten od všech časových sloupců „vyříznutých“ oscilogramů. Tímto postupem je dosaženo nulovosti těchto okamžiků. Rozlišení určení těchto okamžiků odpovídá vzorkovací periodě osciloskopu: $T_s = 500 \text{ ps}$.

7.3 Zpracování měření kolektorového proudu

V záznamech kolektorového proudu se vyskytují nenulové naměřené hodnoty v době zavřeného tranzistoru. Tranzistorem v tuto dobu sice teče určitý malý závěrný proud, předpokládá se ale, že v porovnání s měřicím rozsahem a rozlišením osciloskopu není měřitelný. Vzhledem k použití MTP není ani možné tento proud měřit. Proto je tento nežádoucí naměřený proud považován za chybu měření typu offset.

Na počátku zapínacího děje (tam, kde je ve skutečnosti proud nulový) by měla být střední hodnota vzorků nulová. Vypočteme-li však skutečnou střední hodnotu v tomto úseku změřených dat, zjistíme že je nenulová, což je zmíněný offset. Tuto offsetovou hodnotu pak musíme odečíst jako konstantu od všech vzorků nasnímaného zapínacího či vypínacího proudu. Pro stanovení offsetu je třeba vybrat takovou oblast dat, jejíž počátek není ovlivněn předchozí úpravou signálu¹ a konec je s rezervou vzdálen od okamžiku $t_{0,\text{on}}$. Těmto požadavkům vyhoví rozsah dle (7.2). V prostředí MATLAB je využito funkce `mean()`. Takto získaná hodnota zůstane uložena v matici struktur a současně je odečtena od všech vzorků proudu dle (7.3).

$$I_{\text{c,min,on}} = \frac{1}{100} \sum_{i=21}^{120} i_{\text{c,on}}^*(i) \quad (7.2)$$

$$i_{\text{c,on}}(i) = i_{\text{c,on}}^*(i) - I_{\text{c,min,on}} \quad (7.3)$$

Obdobným způsobem je zjištěn a odečten offset i z vypínacího průběhu. K průměru je použito okno začínající spolehlivě po skončení i nejdéle trvajícím vypínacím dějem a končící před nespolehlivým „okrajem“.

¹Vlivem použití *konvoluce* vznikly na začátku a konci nasnímaných dat nepoužitelné „okraje“.

Ze zapínacích a vypínacích průběhů kolektorového proudu je získána výška proudových pulzů („amplituda“), jak byla definována v kapitole 6. V zapínacím a vypínacím ději může být tato amplituda proudu odlišná vlivem změny (poklesu/nárůstu) proudu pracovní tlumivkou, nebo také vlivem chyby MTP.

Amplituda proudu při zapínání $I_{c,m,on}$ se získává ze 400 vzorků na konci zapínacího děje a s rezervou po skončení komutačního překmitu.

$$I_{c,m,on} = \frac{1}{400} \sum_{i=N-420}^{N-20} i_{c,on}(i) \quad (7.4)$$

Z vypínacího průběhu je veličina $I_{c,m,off}$ získána obdobným způsobem. Rozdíl je pouze v použitém oknu před začátkem vypínacího děje.

Pro následné zpracování jsou do matic zapínacích a vypínacích proudů přidány sloupce s filtrovanými průběhy.

7.4 Získání strmostí napětí a proudů

Znalost strmosti kolektorového proudu je využita pro zjištění některých vlastností tranzistoru či obvodu, ve kterém je zapojen. Například v době nulové strmosti proudu můžeme tvrdit, že odečítáme napětí oproštěné od vlivu parazitních indukčností a naopak v době maximální strmosti můžeme tyto parazitní indukčnosti nejlépe identifikovat.

Strmost kolektorového proudu pro tyto účely značíme $i'_c(t)$. Strmosti je třeba vyhodnocovat pro zapínací i vypínací průběh zvlášť. Bez předchozí separace těchto dvou dějů by detekce maxim a minim nemusela produkovat očekávané výsledky. Jelikož jsou data z osciloskopu diskrétního charakteru, nezbývá než se spokojit s náhradou časové derivace diferencí dle rov. (7.5).

$$i'_c(t) = \frac{di_c(t)}{dt} \approx i'_c(k) = \frac{i_c(k) - i_c(k-1)}{T_s} \quad (7.5)$$

K tomuto účelu existuje v Matlabu funkce `diff()`, která výpočte diferencí pro celý vektor hodnot. Nepříjemnou vlastností derivace (či difference) je její kmitočtová charakteristika zesilující vysoké kmitočty, tedy i rušení. Z tohoto důvodu je pro vstup derivace využitý průběh, na který je předem aplikován plovoucí průměr z většího množství vzorků. Výsledek derivace je také filtrován, což má vliv na velikost detekovaných maxim. Protože se data zpracovávají neměnným způsobem, maxima jsou vždy ovlivněna stejným způsobem. Tudíž se předpokládá, že tímto trendy nejsou ovlivněny.

Protože vzorkovací perioda T_s nemusí být (např. vlivem nepozornosti obsluhy) u všech nasnímaných oscilogramů stejná, je třeba tuto veličinu před provedením

diference získat. Určitě je ale konstantní v rámci jednoho konkrétního oscilogramu, tudíž ji můžeme získat jednoduše rozdílem dvou po sobě jdoucích časových údajů z prvního sloupce dvousloupcové matice oscilogramu.

Pro nalezení maxima je použita funkce $\mathbf{max}()$. Vstupním argumentem je diskretní signál (bez časových údajů), výstupem je jednak hodnota hledaného maxima, ale také jeho index ve vstupním vektoru.

Například nalezení maximální strmosti proudu při zapínání je provedena dle rov. (7.6), ze které pak logicky vyplývá platnost rovnice (7.7).

$$\left[I'_{c,\max,\text{on}} \quad m_{i'c,\text{on}} \right] = \mathbf{max}(i'_{c,\text{on}}) \quad (7.6)$$

$$I'_{c,\max,\text{on}} = i'_{c,\text{on}}(m_{i'c,\text{on}}) \quad (7.7)$$

Index $m_{i'c,\text{on}}$ pak můžeme jednoduše použít pro získání času a hodnot jiných veličin v tomto okamžiku.

Obdobným způsobem je zpracováno i řídicí a kolektorové napětí. Tam, kde je zkoumaná strmost záporná (např. zapínací kolektorové napětí), je její maximum vyhodnoceno ze strmosti vynásobené -1.

$$\left[U'_{ce,\max,\text{on}} \quad m_{u'ce,\text{on}} \right] = \mathbf{max}(-u'_{ce,\text{on}}) \quad (7.8)$$

7.5 Zpracování kolektorového napětí

Z časového průběhu kolektorového napětí jsou získávány dále popsané veličiny.

Amplituda kolektorového napětí (bez uvažování překmitů) při zapínání se zjistí jako průměr z určitého množství vzorků na začátku zapínacího děje. Oblast dat pro zprůměrování opět musí vyhovět podmínkám z předchozí kapitoly: začátek nesmí zasahovat do oblasti nespolehlivých dat a konec musí být spolehlivě před počátkem zapínání.

$$U_{ce,m,\text{on}} = \frac{1}{100} \sum_{i=21}^{120} u_{ce,\text{on}}(i) \quad (7.9)$$

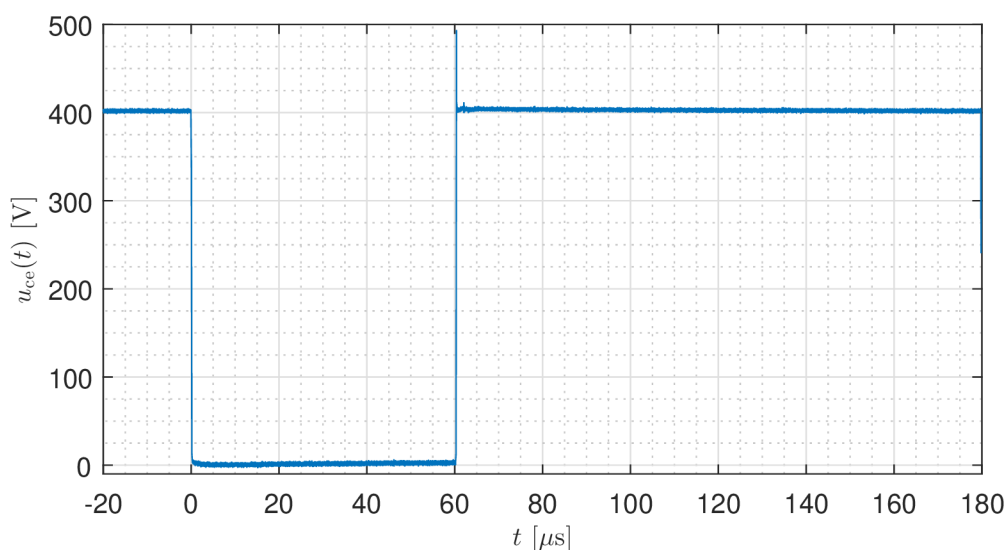
Tato operace je opět provedena funkcí $\mathbf{mean}()$.

Velikost schodku kolektorového napětí při zapínání $\Delta U_{ce,\text{on}}$ je zjištěna jako rozdíl amplitudy $U_{ce,m,\text{on}}$ zjištěné v předchozím kroku a velikosti $u_{ce}(t)$ v okamžiku maximální strmosti i'_c během zapínání, která byla zjištěna v kapitole 7.4. Protože je již k dispozici index $m_{i'c,\text{on}}$, na kterém maximální strmost nastává, stačí pouze stanovit rozdíl dle (7.10).

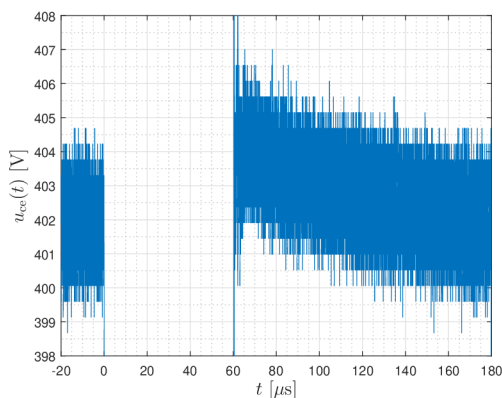
$$\Delta U_{ce,\text{on}} = U_{ce,m,\text{on}} - u_{ce}(m_{i'c,\text{on}} T_s) \quad (7.10)$$

Určení saturačního napětí z nasnímaného průběhu sondou 100:1 komplikuje několik okolností. Záznam kolektorového napětí zmíněnou sondou zobrazuje obr. 7.2.

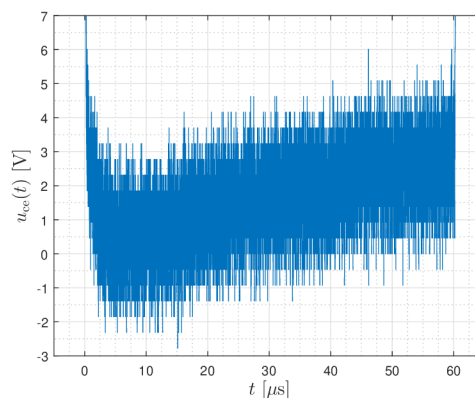
Rozlišovací schopnost použitého měřicího řetězce je 0,46 V (dáno bitovou hloubkou A/D převodníku). Pro přesné zjištění saturačního napětí je pak nutno signál *převzorkovat*, tj. zprůměrovat velké množství vzorků. To by samo o sobě nebyl problém, jelikož v záznamu je vzorků dostatek. Zásadním problémem je však kompenzace sondy. Při pohledu na celý průběh nasnímaného kolektorového napětí na obr. 7.2 není znát, že by použitá sonda byla špatně kompenzována. Při zvětšení detailů tohoto průběhu už problém s kompenzací sondy vynikne. Vidíme sice, že překmit způsobený *překompenzovaností* sondy je pouze cca 0,5 %, na vyhodnocení saturačního napětí to však má fatální dopad.



(a) Celý záznam z osciloskopu



(b) Detail horní části



(c) Detail spodní části

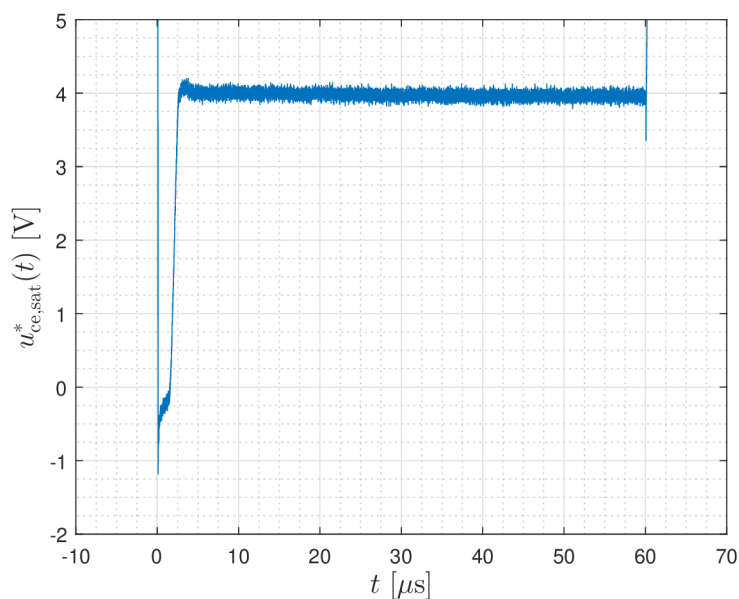
Obr. 7.2: Záznam ze sondy 100:1 s detaily

Problém kompenzace sondy by neměl mít vliv na získané trendy během stárnutí, pokud bude po celou dobu konstantní. Bohužel však na takto jemné naladění

kompenzace sondy mají vliv i okolní podmínky, jako je např. teplota či vlhkost vzduchu. Saturační napětí získané ze sondy 100:1 tedy vykazuje takové odchylky, že je prakticky nepoužitelné. Navíc z průběhů na obr. 7.2 vidíme, že osciloskopická sonda nemá jen jedinou časovou konstantu, nýbrž dvě (jedna je ve srovnání s druhou velmi malá). Kompenzovat lze přitom pouze větší z obou konstant.

Způsob popsáný v kapitole 5.1 za pomoci sondy 10 : 1 poskytuje lepší rozlišení. Do takto získaného napětí se však promítá teplotní závislost pomocné měřicí diody, která není kompenzována. Průměrný úbytek na této diodě byl stanoven 0,5 V. Tato hodnota je pak fixně odečtena od všech vzorků nasnímaného $u_{ce}(t)$ s vysokým rozlišením. Velikost saturačního napětí $U_{ce,sat}$ je získána jako průměrná hodnota ze 200 vzorků vypínacího děje nasnímaného sondou 10:1. Těsně po skončení zapínacího děje je měřicí obvod na chvíli paralyzován z důvodu vybíjení parazitní kapacity měřicí diody. To vidíme na obrázku 7.3.

Napětí $u_{ce,sat}^*(t)$ v obrázku 7.3 je průběh kolektorového napětí navýšeného o úbytek na měřicí diodě podle obrázku 5.1.



Obr. 7.3: Časový průběh kolektorového napětí $u_{ce,sat}^*$

7.6 Detekce klíčových okamžiků během přepínání

Klíčové okamžiky v zapínacím i vypínacím ději jsou definovány v kapitole 6.2. K tomuto účelu je využívána funkce `find()` v prostředí MATLAB.

V kapitole 7.2 již byl zmíněn způsob detekce okamžiků $t_{0,on}$ a $t_{0,off}$. Také bylo stanoveno, že $t_{0,on} = t_{0,off} = 0$ pro zapínací i vypínací děj a všechny oscilogramy.

Argumenty funkce `find()` jsou vstupní vektor s podmínkou a nepovinné parametry. Výstupem je vektor indexů, které vyhovují podmínce. Na příkladu dle rov. (7.11) je uvedeno použití pro nalezení indexu první hodnoty z vektoru $i_{c,on}$, která vyhovuje zadané podmínce.

$$m_{t1,on} = \text{find}(i_{c,on} \geq 0, 1I_{c,m,on}; 1; 'first') \quad (7.11)$$

Výstupem takto volané funkce `find()` je jeden index s jehož pomocí v časovém vektoru nalezneme $t_{1,on}$.

$$t_{1,on} = t_{on}(m_{t1,on}), \quad (7.12)$$

kde t_{on} je vektor získaný z prvního sloupce matice oscilogramu pro $i_{c,on}(t)$.

Okamžiky $t_{1,off}$, $t_{2,on}$, $t_{2,off}$ jsou detekovány obdobným způsobem s ohledem na jejich definice v kapitole 6.2.

Detekce okamžiků $t_{3,on}$ a $t_{3,off}$ je s ohledem na jejich definici v kapitole 6.2 a rozlišovací schopnost průběhů $i_c(t)$ a $u_{ce}(t)$ velmi problematická. Bylo přistoupeno na kompromisní řešení v podobě úpravy komparačních úrovní pro jejich získání:

- úroveň pro $t_{3,off}$ je $0,025I_{c,m,off}$,
- úroveň pro $t_{3,on}$ je $0,02U_{ce,m,on} + 0,9U_{ce,sat,on}$.

Navíc je na vstupní vektor funkce `find()` aplikován dodatečný plovoucí průměr z většího množství vzorků. Tento způsob detekce produkuje okamžiky $t_{3,off}$ a $t_{3,on}$ přibližně v očekávaných místech. Avšak přesnost jejich určení je nedostatečná pro přímé využití v diagnostice či predikci. Těmito okamžiky jsou pouze formálně ukončeny přepínací děje.

7.7 Výpočet přepínacího ztrátového výkonu a energií

Výpočet okamžitého výkonu se provede jednoduše součinem příslušných hodnot vektoru napětí a proudu.

$$p_{on}(t) = u_{ce,on}(t)i_{c,on}(t) \Leftrightarrow p_{on}(k) = u_{ce,on}(k)i_{c,on}(k) \quad (7.13)$$

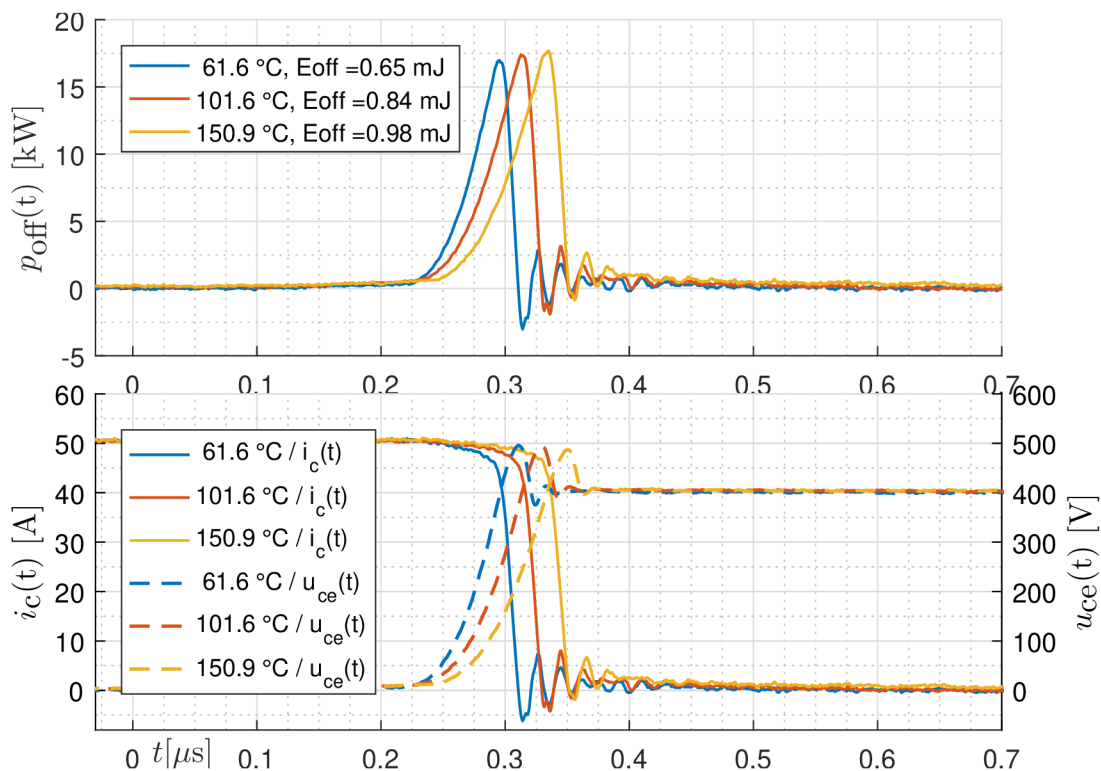
Časový vektor je jednoduše zkopírován z časového vektoru napětí nebo proudu pro zkompletování dvousloupcové matice oscilogramu $p_{on}(t)$.

Definice přepínací energie je uvedena v kap. 6.1. Získaný průběh p_{on} je následně numericky integrován na intervalu od $t_{0,on}$ do $t_{3,on}$, resp. od $m_{t0,on}$ do $m_{t3,on}$ funkcí `trapz()` dle rov. (7.14), která využívá náhradu integrálu lichoběžníkovými plochami za předpokladu konstantní vzdálenosti bodů $T_s = \text{konst.}$

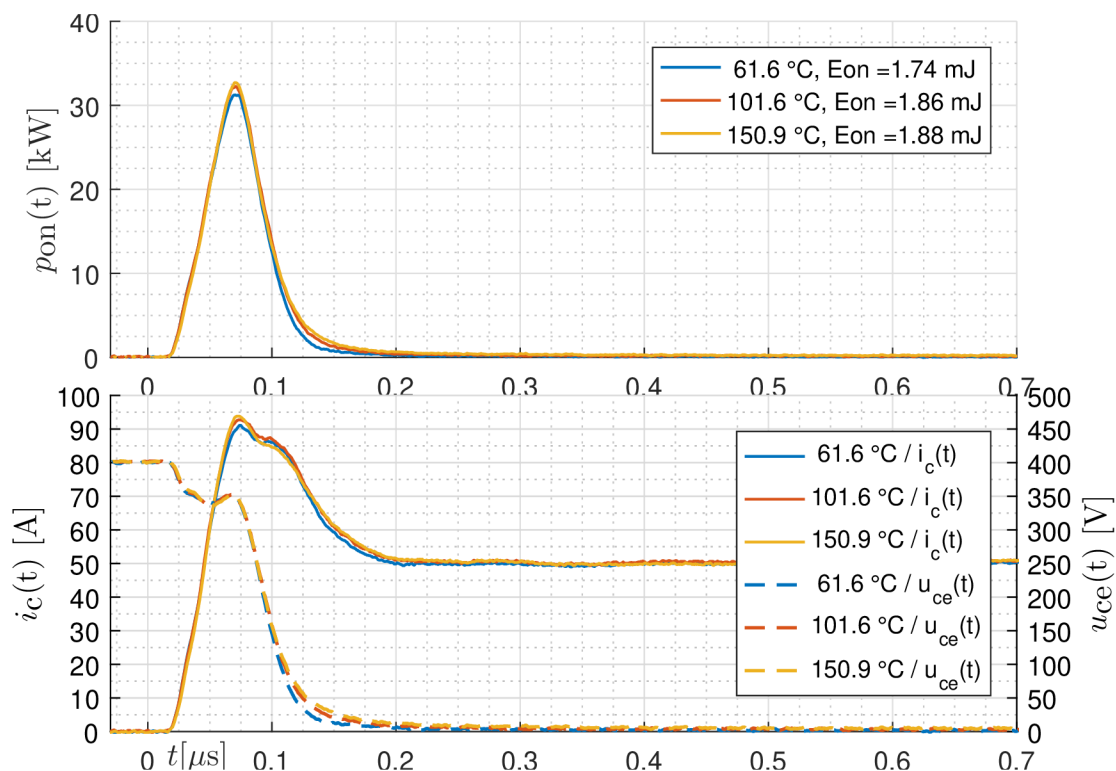
$$E_{on} = \int_{t_{0,on}}^{t_{3,on}} p_{on}(t)dt \approx T_s \sum_{i=m_{t0,on}}^{m_{t3,on}} \frac{p_{on}(i) + p_{on}(i+1)}{2} \quad (7.14)$$

Jelikož je v době na konci přepínacích dějů v okolí okamžiků $t_{3,on}$ a $t_{3,off}$ okamžitý výkon p_{on} malý, nemá naštěstí nepřesnost (viz konec kap. 7.6) jejich určení zásadní vliv na vyhodnocenou přepínací energii E_{on} či E_{off} .

Jako výsledek výše uvedeného vyhodnocení jsou uvedeny obrázky 7.4 a 7.5 zobrazující průběh okamžitého výkonu během vypínání a zapínání tranzistoru spolu s energiemi, které byly získány numerickou integrací těchto průběhů.



Obr. 7.4: Přepínací energie ve vypínacím ději při 50 A



Obr. 7.5: Přepínací energie v zapínacím ději při 50 A

7.8 Vyhodnocení parazitní indukčnosti obvodu

Velikost parazitní indukčnosti ve větvi nemůže být přímo indikátorem kondice spínacího tranzistoru. Její velikost je totiž závislá pouze na geometrickém uspořádání obvodu. Nicméně její automatické vyhodnocení je drobnou zajímavostí.

V zapínacím ději se parazitní indukčnost obvodu L_{par} projevuje schodkem kolektorového napětí $\Delta U_{ce,on}$. Tento schodek je způsoben úbytkem na této parazitní indukčnosti vlivem narůstajícího proudu dle rov. (7.15):

$$\Delta U_{ce,on} = L_{par,on} \frac{di_{c,on}(t_{i',max,on})}{dt} \quad (7.15)$$

S ohledem na definici maxima strmosti proudu a způsobu získání $\Delta U_{ce,on}$ v kapitolách 7.4 a 7.5 bude jistě platit vztah (7.16).

$$L_{par,on} = \frac{\Delta U_{ce,on}}{I'_{c,max,on}} \quad (7.16)$$

Ve vypínacím ději se parazitní indukčnost obvodu projevuje překmitem $\Delta U_{ce,pk,off}$ napětí $u_{ce}(t)$ nad $U_{ce,m,off}$. Velikost tohoto překmitu úzce souvisí s parazitní indukčností obvodu dle rov. (7.17) (v případě možnosti zanedbání dopředného zotavovacího napětového překmitu na nulové diodě). Není proto náhoda, že maximum napětí $u_{ce}(t)$ nastává téměř přesně v okamžiku maxima strmosti proudu i'_c . Pro správné

zjištění parazitní indukčnosti je velikost překmitu odečtena v okamžiku maxima strmosti proudu.

$$\Delta U_{ce,pk,off} = L_{par,off} \frac{di_{c,off}(t_{i',max,off})}{dt} \quad (7.17)$$

S ohledem na předchozí kapitoly lze opět vyjádřit parazitní indukčnost obvodu dle (7.18) následovně.

$$L_{par,off} = \frac{u_{ce,off}(t_{i',max,off}) - U_{ce,m,off}}{I'_{c,max,off}} \approx \frac{\Delta U_{ce,pk,off}}{I'_{c,max,off}} \quad (7.18)$$

Připomeňme, že ačkoliv je strmost proudu při vypínání $i'_{c,off}$ záporná, uvažujeme její maximum jako kladnou veličinu, jak bylo uvedeno v kapitole 7.4.

7.9 Detekce napětí hradla během plata (Millerův jev)

Na základě přehledu současného stavu v kapitole 1 se lze domnívat, že by velikost napětí $u_{ge}(t)$ během pomlky (plató) mohla být indikátorem kondice tranzistoru. Proto byl navržen algoritmus pro získání této veličiny ze zapínacího i vypínacího děje.

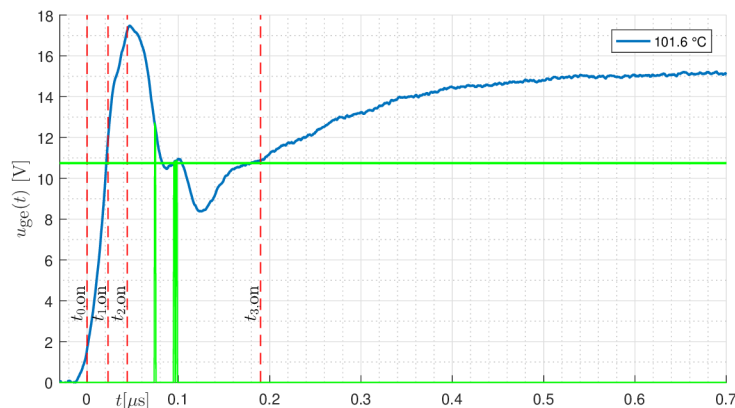
V kapitole 6.3 byl popsán zapínací děj a bylo představeno, že během zapínání je na průběhu napětí $u_{ge}(t)$ značný překmit, který zastírá „pomlku“ v nabíjení kapacity hradla tranzistoru během Millerova jevu. Také bylo vysloveno tvrzení, že toto zastírající napětí vzniká na parazitní indukčnosti společného výkonového i řídicího emitoru a je vyvolané strmostí kolektorového proudu. Člověk je schopen v zapínacím oscilogramu $u_{ge}(t)$ tuto „pomlku“ odhadnout a změřit její přibližnou výšku, tedy napětí během Millerova jevu $U_{ge,mi,on}$.

Pro strojové získání této veličiny vyjdeme z hypotézy o vzniku rušivého napětí a odstranění jeho vlivu. Byla stanovena podmínka (7.19) pro funkci `find()`, pomocí níž jsou vybrány hodnoty z průběhu $u_{ge}(t)$. Tato podmínka sleduje kolektorový proud, jeho derivaci a kolektorové napětí. Pomlku v napětí $u_{ge}(t)$ je možno hledat jakmile počne téci kolektorový proud, zároveň je jeho okamžitá změna nulová a zároveň proces zapínání ještě nebyl ukončen, nebo-li napětí $u_{ce}(t)$ je zatím výrazně větší, než saturační.

$$(i_c(t) > 0 \text{ A}) \cap \left(\frac{di_c(t)}{dt} = 0 \frac{\text{kA}}{\mu\text{s}} \right) \cap (u_{ce}(t) > 0,05U_D) \quad (7.19)$$

Z hodnot hradlového napětí $u_{ge}(t)$, které splňují tuto podmínku, je pak vybrána nejmenší, neboť ta se považuje za nejlépe vypovídající. Jak je vidno na obrázku 7.6, svislé zelené čáry ukazují na napětí splňující výše uvedenou podmínku. Z uvedeného

obrázku lze odhadnout, že velikost napětí během pomlky odpovídá spíše nižší z takto vybraných hodnot. Vidíme, že vodorovná zelená čára opravdu protíná průběh $u_{ge}(t)$ v místě, kde bychom intuitivně očekávali kýženou „pomlku“. Relevance výsledku tohoto algoritmu není pravděpodobně bohužel příliš vysoká.



Obr. 7.6: Ukázka detekce napětí během Millerova jevu při zapínání

Během vypínání lze napětí v době Millerova jevu $U_{ge,mi,off}$ určit poněkud snadněji. Na průběhu $u_{ge}(t)$ je pomlka vybíjení hradla více patrná – není zamaskována parazitními vlivy. Proto stačí podstatně jednodušší algoritmus. Byla stanovena velikost strmosti kolektorového napětí $u'_{ce} = 2,5 \text{ kV}/\mu\text{s}$ (viz obrázek 6.6 a 6.5) pro nalezení okamžiku odečtení $U_{ge,mi,off}$. Napětí $U_{ge,mi,off}$ je získáno jako střední hodnota 20 vzorků před detekovaným okamžikem. Postup je naznačen rovnicemi (7.20) a (7.21).

$$m_{tugemioff} = \text{find}(u'_{ce,off} \leq 2,5 \cdot 10^9; 1; 'first') \quad (7.20)$$

$$U_{ge,mi,off} = \frac{1}{20} \sum_{i=m_{tugemioff}-20}^{m_{tugemioff}} u_{ge,off}(i) \quad (7.21)$$

8 VLIV TEPLoty A PROUDU NA VYBRANÉ VELIČINY

Aby bylo možné separovat vliv stárnutí od ostatních vlivů (teplota, napětí, proud) pro nalezení vhodných indikátorů, je nutné všechny tyto ostatní vlivy na měřené veličiny nejprve identifikovat. Pro účely práce jsou změřeny závislosti získaných veličin na teplotě a proudu. Tyto závislosti, změřené na novém tranzistoru, je možné aproximovat a posléze využít v diagnostickém systému k separování vlivu stárnutí.

V experimentu prozatím nebyl zkoumán vliv změn napětí meziobvodu U_D . Důvod je ryze praktický. Zkoumáním tohoto vlivu by totiž narostl rozměr prostoru výsledků, což by zhoršilo orientaci v nich. Navíc se ve většině případů napětí meziobvodu mění jen málo. Nicméně tato možnost zůstává otevřena a ke zpřesnění modelů chování tranzistoru by bylo vhodné vliv napětí zkoumat.

Potenciální trendové veličiny jsou kromě stáří, teploty a proudu také závislé na jeho výrobním procesu. Měření uvedených charakteristik by tedy bylo vhodné provést na větším množství tranzistorů a výsledky statisticky zpracovat. Toto ale nebylo cílem práce, takže uvedené závislosti jsou změřeny na jediném novém tranzistoru.

Měření přepínacích dějů bylo provedeno při teplotách 60, 80, 100, 120, 130, 140 a 150 °C, a proudech 20, 30, 40, 50, 60, 70, 80, 90 a 100 A. Každá kombinace proudu a teploty znamená jeden prvek matice struktur. Každý prvek této matice je strukturou proměnných, ve které jsou uložena nasnímaná hrubá data z osciloskopu, separované zapínací a vypínací děje a z nich získané veličiny podle kapitoly 7.

Pro ilustraci vlivu teploty na tvar přepínacích dějů je uveden obrázek 8.1 a 8.2. Jsou zde zobrazeny přepínací děje při napětí meziobvodu $U_D = 400$ V a jmenovitém proudu $I_c = 50$ A.

Z obrázku 8.1 je patrné, že vliv teploty na zapínací průběhy je podstatně méně zřetelný, než u děje vypínacího na obr. 8.2.

Na obr. 8.1 si můžeme povšimnout, že dojde ke změně tvaru zapínacího průběhu hradlového napětí $u_{ge}(t)$, resp velikosti jeho překmitu. Také překmit kolektorového proudu $I_{c,pk,on}$ se mění. Ke konci zapínání se vyšší teplota tranzistoru projevuje pomalejším poklesem napětí $u_{ce}(t)$. Uvedené skutečnosti vedou k tomu, že zapínací ztrátová energie roste spolu s teplotou tranzistoru.

Ve vypínacím průběhu (viz 8.2) na první pohled vidíme vliv vypínacího zpoždění $t_{(d)off}$, které s teplotou znatelně roste. Také je poměrně patrný vliv teploty na strmost kolektorového napětí u'_{ce} .

Pro další přiblížení vlivu teploty na dynamické chování nasnímaných veličin zde uvádíme průběh jejich derivace v čase na obrázku 8.2.

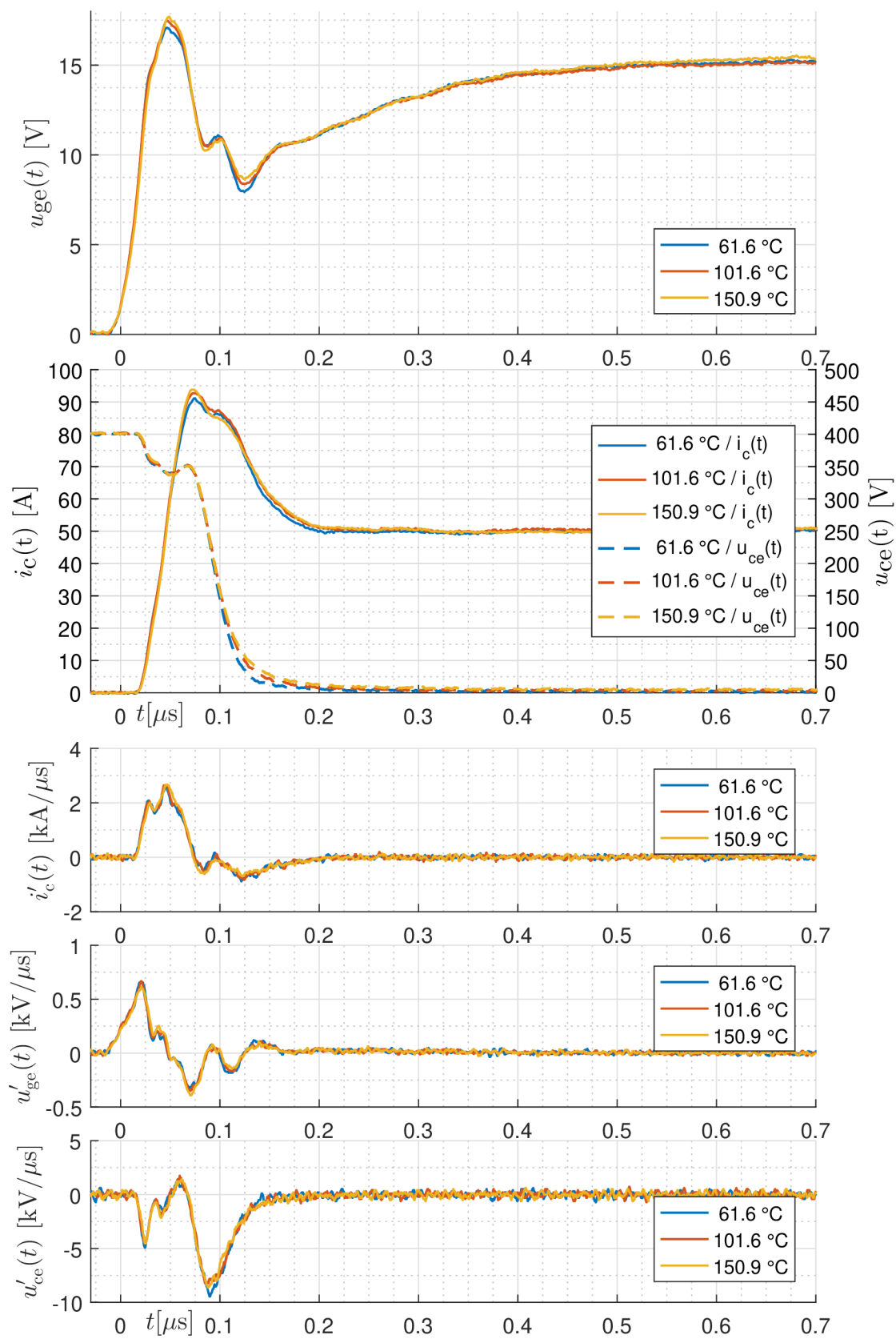
V průbězích zapínání (viz obr. 8.1) jsou vidět velmi nepatrné rozdíly. Největší jsou viditelné patrně na průběhu u'_{ce} .

Na vypínacích dějích (viz obr. 8.2) je vidět nejen již zmiňovanou změnu zpoždění $t_{(d)off}$, ale i změnu strmostí napětí i proudu. Na průběhu strmosti vypínacího hradlového napětí u'_{ge} vidíme kromě zpoždění také změnu amplitudy. V případě aplikace „chytrého“ budiče by patrně bylo možné tyto změny detekovat. Dále je patrná změna amplitudy strmosti kolektorového proudu i'_c . Nejvíce viditelnou je změna amplitudy strmosti kolektorového napětí u'_{ce} . Rovněž můžeme pozorovat „změnu strmosti této strmosti“ tj. druhou derivaci. Využitelnost tohoto pozorování je však již diskutabilní.

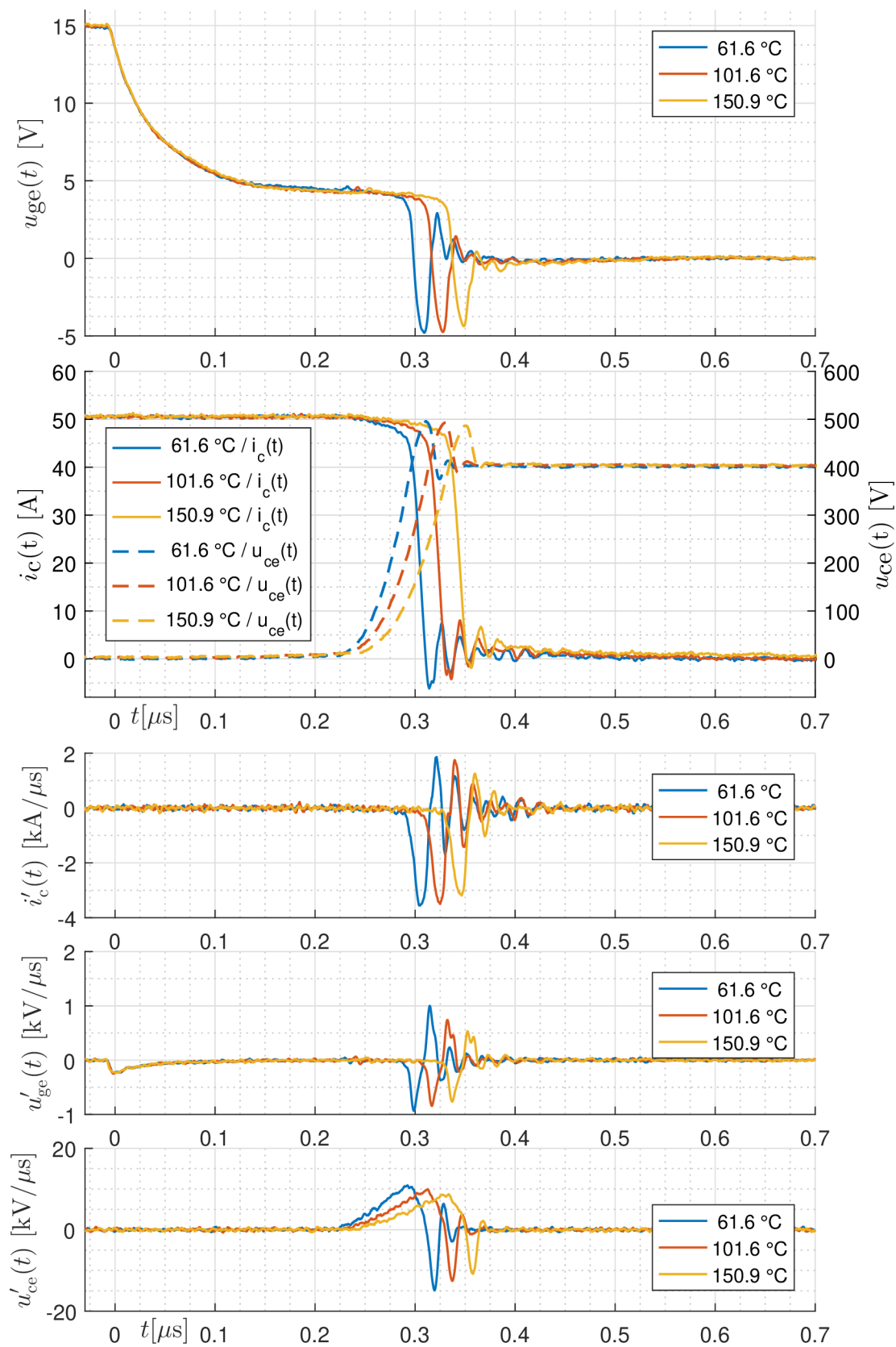
V následujících podkapitolách budou uváděny změřené závislosti vybraných veličin na teplotě a kolektorovém proudu. Jedná se pouze o orientační přiblížení charakteristik za účelem ilustrace vlivu teploty a proudu na tyto veličiny, které by mohly být použitelné jako trendové.

Měření nemá velkou přesnost z důvodu obtížného nastavení zejména nízkých teplot současně s vysokým proudem při použití aparatury popsané v kapitole 3. Důvodem je příliš velký ztrátový výkon na zkoumaném tranzistoru. Popisovaná aparatura nebyla primárně konstruována pro měření teplotních charakteristik, nýbrž pro stárnutí.

Teplota, na níž jsou vybrané veličiny závislé, je teplota čipu ϑ_j . Protože však vlivem konstrukčních omezení tuto teplotu nedokážeme přesně změřit, používáme jako jako nezávislou proměnnou teplotu přední části pouzdra součástky ϑ_c měřenou dle kapitoly 5.2. Přitom předpokládáme, že v ustáleném stavu je odchylka od teploty čipu minimální. Vybrané veličiny budou zobrazovány jako funkce: $f(I_c, \vartheta_c)$.



Obr. 8.1: Zapínací děje při 50 A



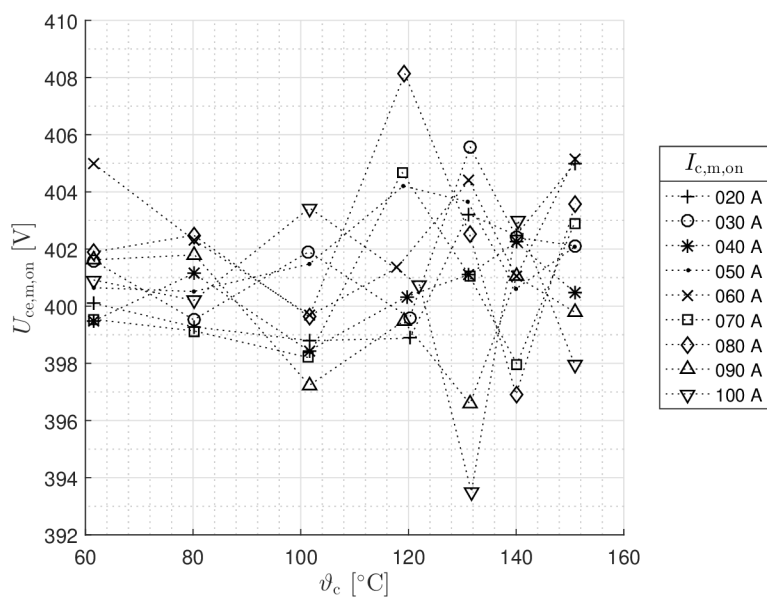
Obr. 8.2: Vypínací děje při 50 A

8.1 Veličiny neovlivněné teplotou a proudem

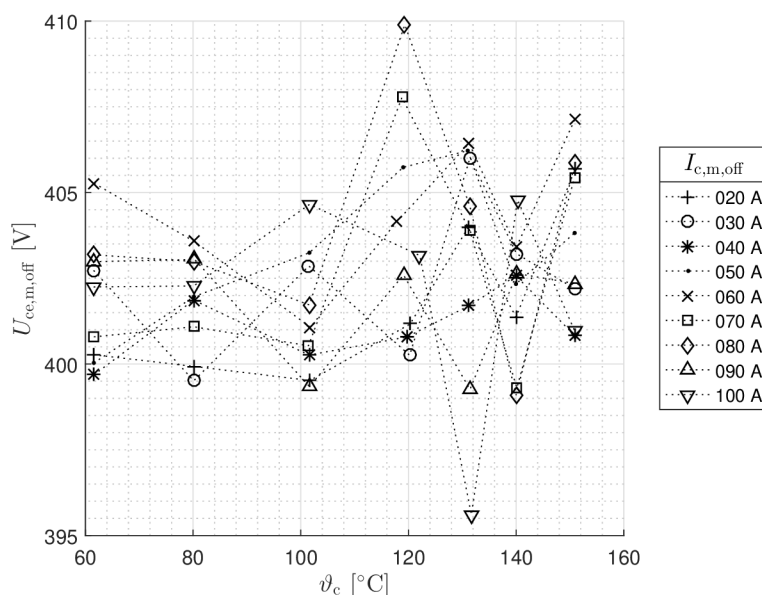
Některé veličiny získané z přepínacích průběhů by neměly být z fyzikálních důvodů závislé na teplotě ani proudu. Smyslem této kapitoly je přesvědčit se, zda-li tomu tak skutečně je. Tj. jestli provedená měření mají dostatečnou vypovídající hodnotu.

Jednou z takových veličin je napětí meziobvodu U_D . V přepínacích dějích jsme definovali amplitudu kolektorového napětí ($U_{ce,m,on}$ a $U_{ce,m,off}$), která přirozeně odpovídá napětí meziobvodu zvýšenému o úbytek na nulové diodě (cca 1 V).

Obrázky 8.3 a 8.4 zobrazují vlastně výkyvy naměřeného napětí meziobvodu U_D . Tyto výkyvy jsou způsobeny zejména nestabilitou napájecího DC zdroje. Pro napájení stanoviště byl v tomto případě použit regulační autotransformátor s šesti-pulzním usměřovačem, jehož výstupní napětí je ovlivněno stabilitou sítě. Závislost uvedených napětí na teplotě a proudu je zřejmě stochastická.



Obr. 8.3: Vliv teploty a proudu na amplitudu zapínacího kolektorového napětí



Obr. 8.4: Vliv teploty a proudu na amplitudu vypínacího kolektorového napětí

8.2 Použité typy aproximačních polynomů

V následujících kapitolách budou prezentovány závislosti vybraných veličin na teplotě a proudu. Naměřené hodnoty jsou aproximovány funkcemi dvou proměnných typu polynom za pomoci funkce `fit()`, která je součástí balíčku „Curve Fitting Toolbox“ [66] v MATLAB. Řád těchto polynomů nemusí být pro obě nezávislé proměnné stejný. Níže uvedeme typy aproximačních funkcí, které jsou následně použity.

V některých případech je v obrázcích použit polynom 1. řádu pro obě nezávislé proměnné typu `poly11` dle rov. (8.1). Obvykle je tento typ polynomu zobrazen pro snazší orientaci v obrázku.

$$P_{11}(I_c, \vartheta_c) = c_{00} + c_{10}I_c + c_{01}\vartheta_c \quad (8.1)$$

Nejběžnějším aproximačním polynomem v následujících kapitolách je polynom typu `poly22` dle rov. (8.2):

$$P_{22}(I_c, \vartheta_c) = c_{00} + c_{10}I_c + c_{01}\vartheta_c + c_{20}I_c^2 + c_{11}I_c\vartheta_c + c_{02}\vartheta_c^2. \quad (8.2)$$

Pro některé charakteristiky lépe vyhovuje aproximační polynom třetího řádu, ale většinou jen pro jednu nezávislou proměnnou. Přitom druhou nezávislou proměnnou je obvykle možné aproximovat lineárně. K tomu je používán polynom typu `poly31` dle rov. (8.3):

$$P_{31}(I_c, \vartheta_c) = c_{00} + c_{10}I_c + c_{01}\vartheta_c + c_{20}I_c^2 + c_{11}I_c\vartheta_c + c_{30}I_c^3 + c_{21}I_c^2\vartheta_c. \quad (8.3)$$

Ve výjimečných případech, kdy polynom typu `poly31` nevyhoví, je používán polynom typu `poly41` dle rov. (8.4):

$$P_{41}(I_c, \vartheta_c) = c_{00} + c_{10}I_c + c_{01}\vartheta_c + c_{20}I_c^2 + c_{11}I_c\vartheta_c + c_{30}I_c^3 + c_{21}I_c^2\vartheta_c + c_{40}I_c^4 + c_{31}I_c^3\vartheta_c. \quad (8.4)$$

8.3 Saturační napětí

Závislost saturačního napětí na proudu je standardní výstupní charakteristikou tranzistoru a bývá běžně uváděna v katalogových listech výrobců. Tyto charakteristiky z datového listu tranzistoru SGW50N60HS [46] zobrazuje obr. 8.5. Je však obvyklé tyto charakteristiky uvádět pouze pro dvě teploty, našim cílem bylo tento vliv identifikovat podrobněji.

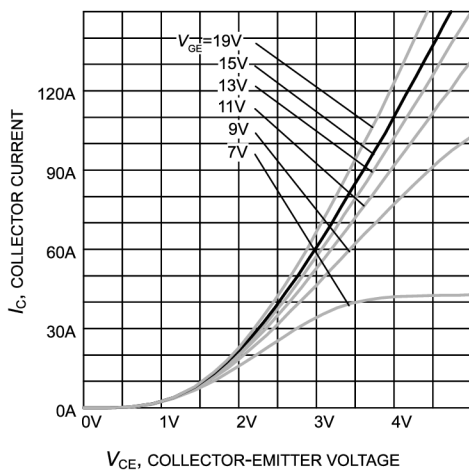


Figure 5. Typical output characteristic ($T_j = 25^\circ\text{C}$)

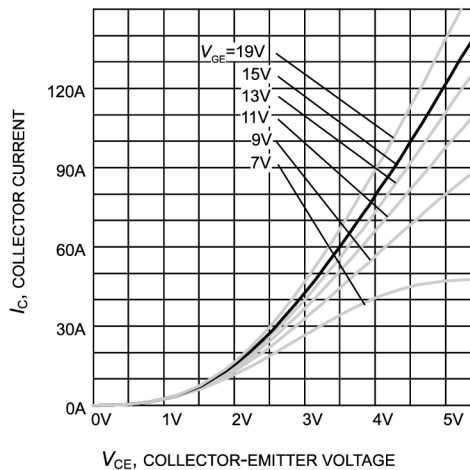


Figure 6. Typical output characteristic ($T_j = 150^\circ\text{C}$)

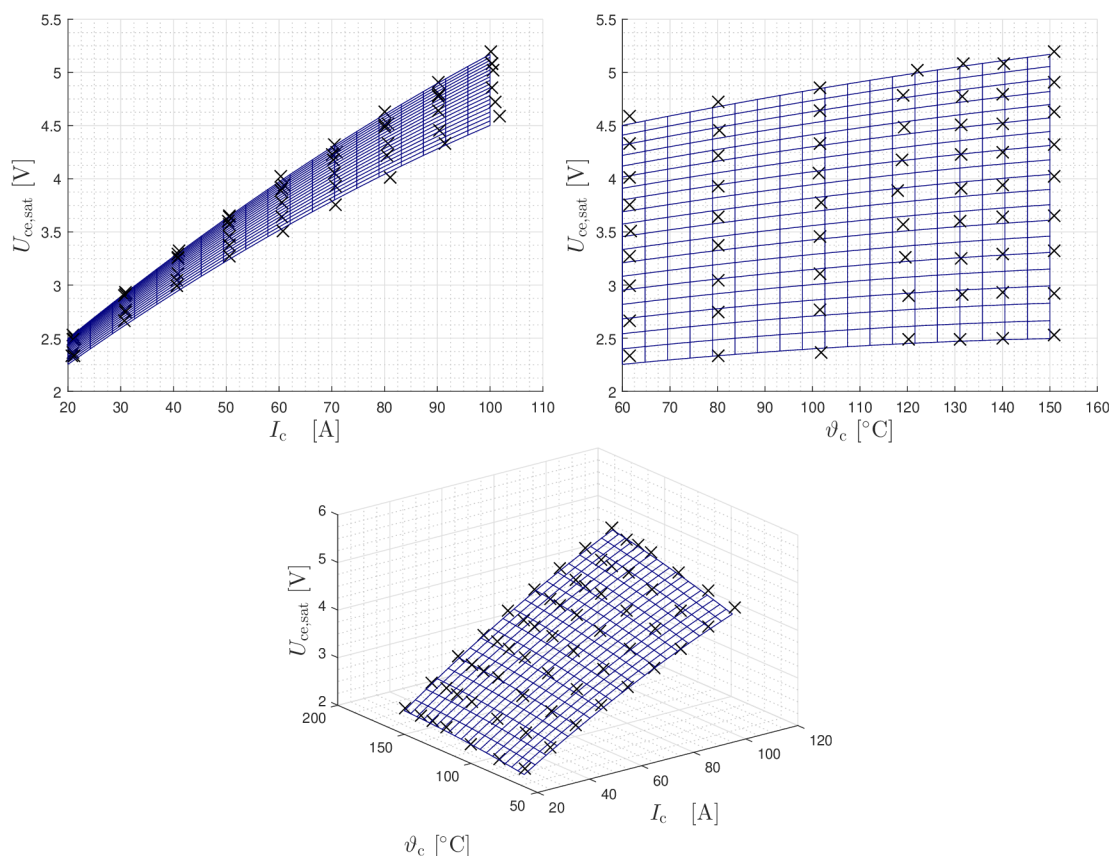
Obr. 8.5: Saturační napětí v závislosti na proudu dle výrobce [46]

Změřené charakteristiky zobrazuje obrázek 8.6. Uvedené saturační napětí bylo získáno s pomocí sondy 10:1 a aparatury popisované v kapitole 5.1. Data jsou tedy ovlivněna úbytkem na snímací diodě, jak bylo popsáno dříve.

Změřené body jsou aproximovány plochou – polynomem druhého řádu typu `poly22` definovaného v rov. (8.2), jehož koeficienty jsou uvedeny v tab. 8.1. Přibližně tedy platí $U_{ce,sat} \approx P_{22}(I_c, \vartheta_c)$.

c_{00}	c_{10}	c_{01}	c_{20}	c_{11}	c_{02}
1,259	0,03483	0,005511	-8,569e-05	5,909e-05	-1,903e-05

Tab. 8.1: Koeficienty aproximačního polynomu pro $U_{ce,sat}$

Obr. 8.6: Zobrazení vlivu saturačního napětí $U_{ce,sat}$

8.4 Napětí hradla během pláta

V katalogovém listě je typická výška Millerova pláta patrná z obrázku 8.7a. Lze také pozorovat jistou souvislost tvaru získaných charakteristik na obr. 8.9 s přenosovou charakteristikou uváděnou v katalogovém listě na obr. 8.7b.

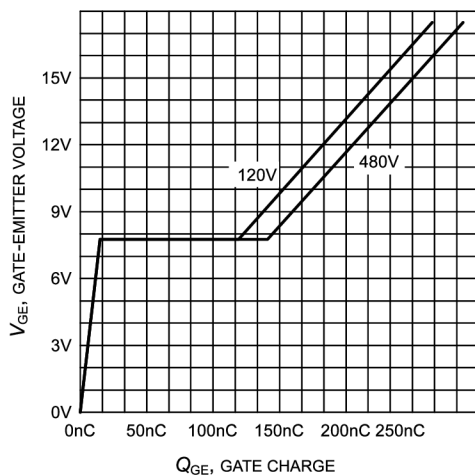


Figure 17. Typical gate charge
($I_C=50$ A)

(a) Napětí hradla v závislosti na jeho náboji

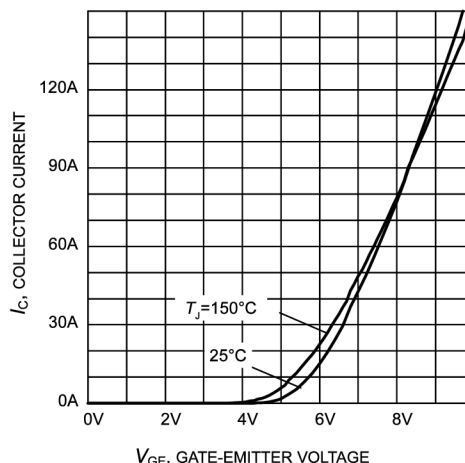


Figure 7. Typical transfer characteristic
($V_{CE}=10$ V)

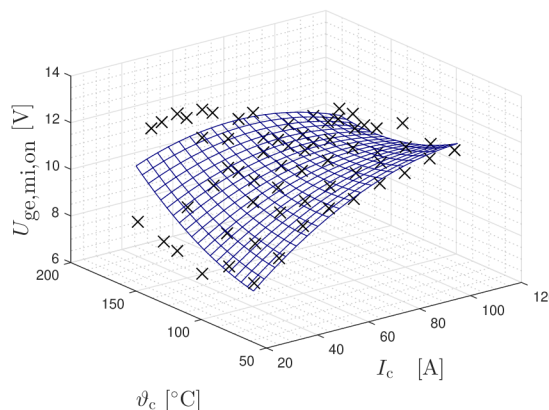
(b) Přenosová charakteristika

Obr. 8.7: Přenosová charakteristika a závislost napětí hradla na náboji[46]

Při zapínání

Jak je vidět na následujícím obrázku 8.8, detekce hradlobého napětí během Millerova jevu při zapínání je velmi nespolehlivá. Algoritmus popsáný v kapitole 7.9, který je využit pro získávání této veličiny očividně nefunguje za některých okolností. Jak se ukazuje, tuto veličinu je velmi obtížné získat s uspokojivou přesností, proto ji zřejmě nebude možné použít ani jako ukazatel stárnutí.

Aproximace v obrázku 8.8 je provedena polynomem typu poly22.



Obr. 8.8: Závislost napětí hradla v době Millerova jevu v zapínacím ději

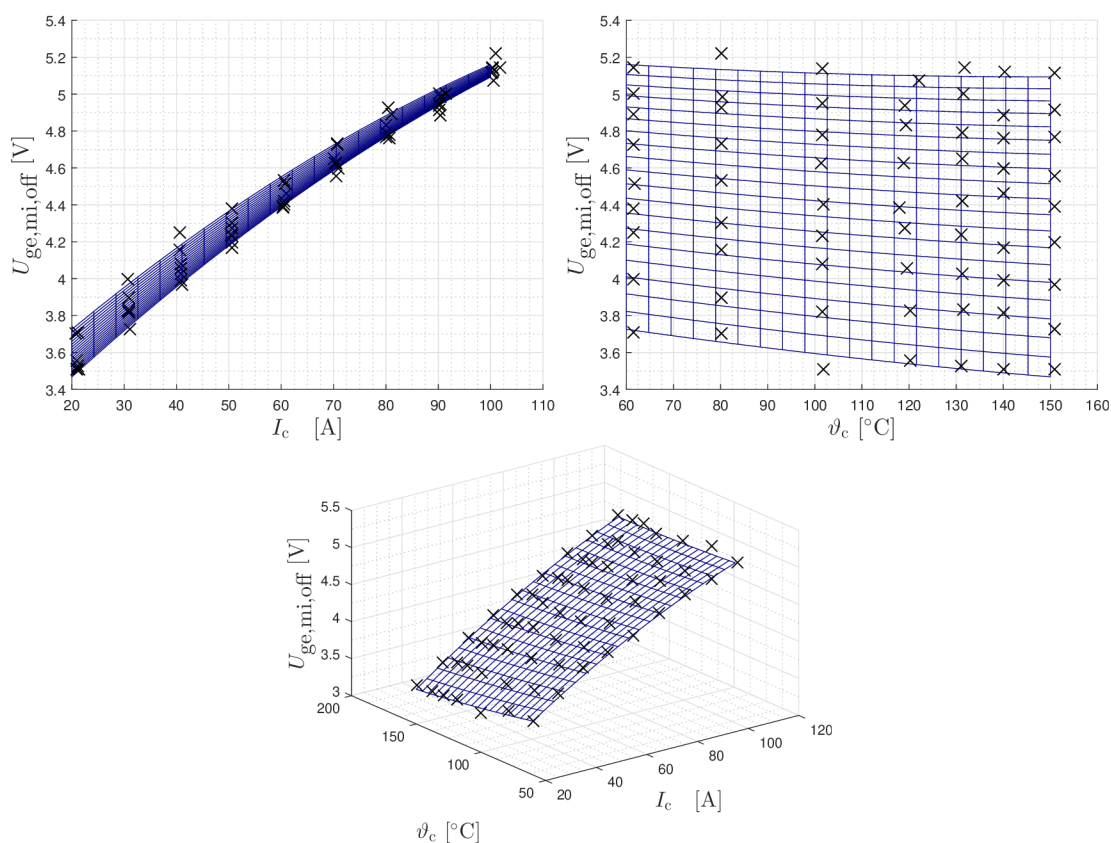
Při vypínání

Na obrázku 8.9 vidíme, že vliv teploty ϑ_c na velikost hradlového napětí v průběhu Millerova jevu detekovaného při vypínání $U_{ge,mi,off}$ je malý. Dále lze tušit, že tento vliv je výraznější při menším proudu. To by přibližně odpovídalo napětí hradla z přenosových charakteristik z katalogového listu na obr. 8.7b. Naproti tomu lze pozorovat poměrně výrazný vliv kolektorového proudu $I_{c,m}$. Tato souvislost je rovněž v souladu s charakteristikami na obrázku 8.7b.

Aproximační polynom v obrázku 8.9 je druhého řádu dle definice (8.2). Přibližně tedy platí: $U_{ge,mi,off} \approx P_{22}(I_c, \vartheta_c)$. Koeficienty polynomu shrnuje tabulka 8.2.

c_{00}	c_{10}	c_{01}	c_{20}	c_{11}	c_{02}
3,509	0,02451	-0,005145	-6,808e-05	2,651e-05	8,331e-06

Tab. 8.2: Koeficienty aproximačního polynomu pro $U_{ge,mi,off}$



Obr. 8.9: Závislost napětí hradla v době Millerova jevu ve vypínacím ději

8.5 Zapínací a vypínací doby

Vliv teploty na průběhy zapínacího a vypínacího děje byl naznačen na začátku kapitoly v oscilogramech na obr. 8.1 a 8.2. Ze zmíněných oscilogramů je nejvíce patrný vliv teploty na vypínací zpoždění $t_{d(off)}$.

Závislost zapínacích a vypínacích dob na teplotě a proudu bývá uváděna v katalogových listech. Tyto charakteristiky pro použitý tranzistor jsou uvedeny na obr. 8.10. Následně budou popsány charakteristiky, které se podařilo změřit na měřicím pracovišti.

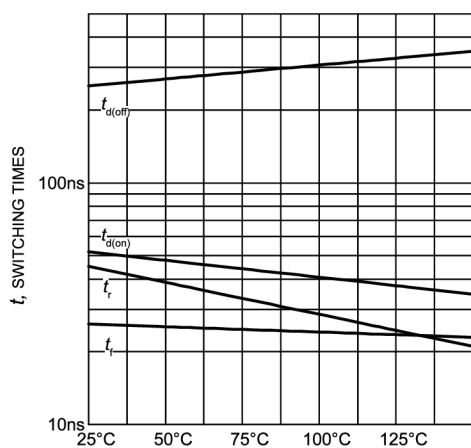


Figure 11. Typical switching times as a function of junction temperature (inductive load, $V_{CE}=400V$, $V_{GE}=0/15V$, $I_C=50A$, $R_G=6.8\Omega$, Dynamic test circuit in Figure E)

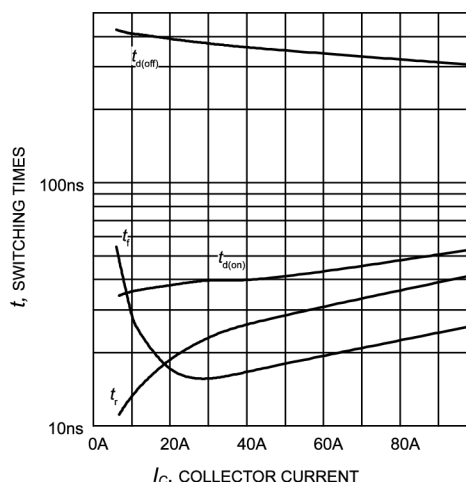


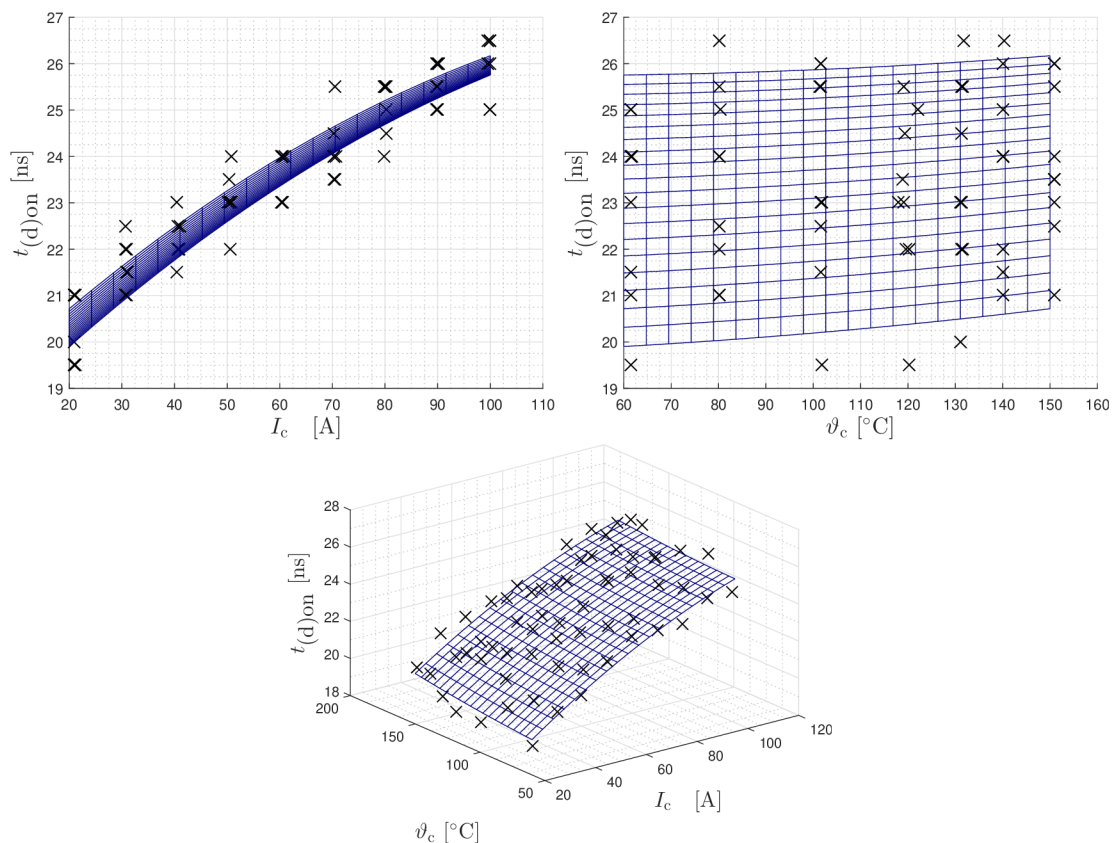
Figure 9. Typical switching times as a function of collector current (inductive load, $T_J=150^\circ C$, $V_{CE}=400V$, $V_{GE}=0/15V$, $R_G=6.8\Omega$, Dynamic test circuit in Figure E)

- (a) Závislost přepínacích časů na teplotě (b) Závislost přepínacích časů na proudu

Obr. 8.10: Závislosti přepínacích časů na proudu a teplotě [46]

Zapínací doby

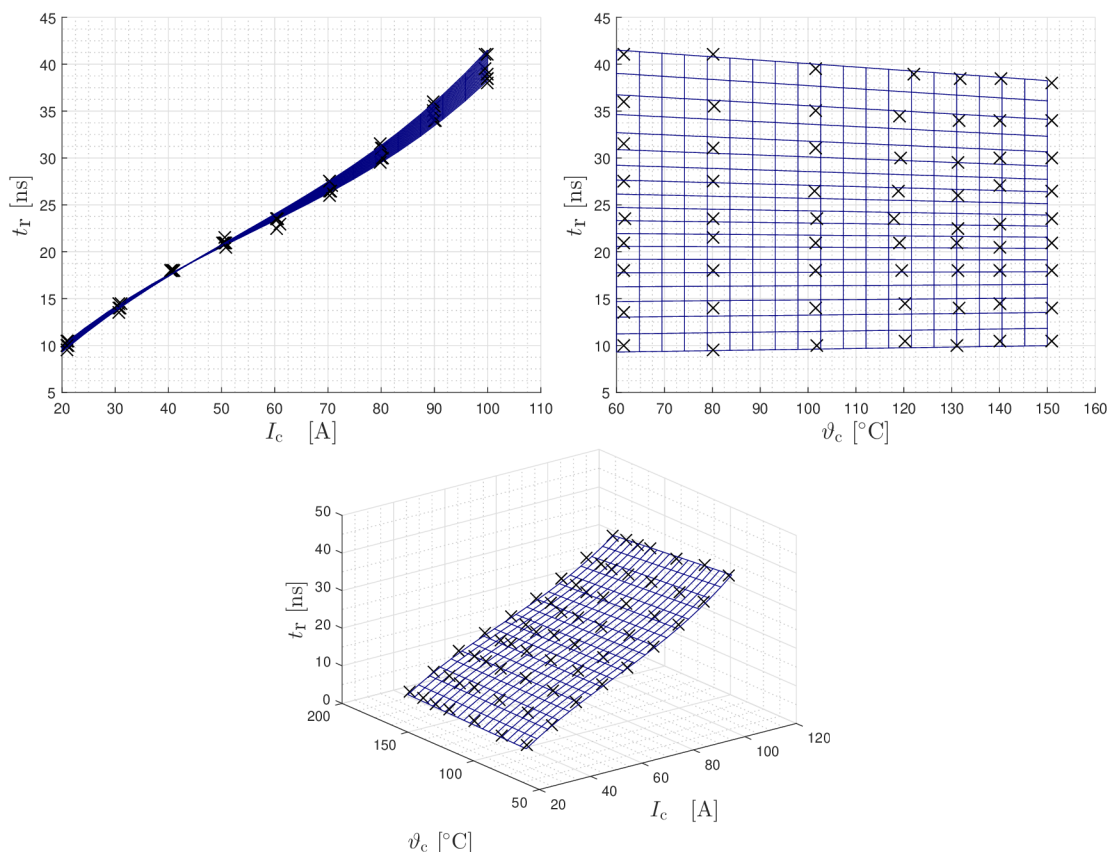
Zapínací zpoždění. Vliv teploty a proudu na zapínací zpoždění je zobrazen na obrázku 8.11. Aproximační funkce v tomto obrázku je polynomem druhého řádu typu poly22. Vzhledem k velkému rozptylu změřených hodnot a omezení přesnosti vlivem vzorkování zřejmě tato veličina nebude prakticky příliš využitelná. Z obr. 8.11 je přeci jen patrný trend růstu tohoto zpoždění vlivem proudu.

Obr. 8.11: Zobrazení vlivu proudu a teploty na zapínací zpoždění $t_{(d)on}$

Doba nárůstu proudu. Na obrázku 8.12 vidíme, že doba nárůstu proudu t_r je velmi málo závislá na teplotě, zato na velikosti proudu je závislá velmi. Pro aproximaci změřených bodů byl ve funkci `fit()` použit polynom typu `poly31` dle definice v rovnici (8.3). Zkusmo bylo zjištěno, že polynom 3. řádu pro proud a 1. řádu pro teplotu funguje s rozumnou přesností. Přibližně tedy platí: $t_r \approx P_{31}(I_c, \vartheta_c)$. Koeficienty tohoto polynomu shrnuje tabulka 8.3.

c_{00}	c_{10}	c_{01}	c_{20}	c_{11}	c_{30}	c_{21}
-3,014	0,7146	0,01024	-0,006969	-5,086e-05	4,493e-05	-4,142e-06

Tab. 8.3: Koeficienty aproximačního polynomu pro t_r

Obr. 8.12: Zobrazení vlivu teploty a proudu na dobu nárůstu proudu t_r

Vypínací doby

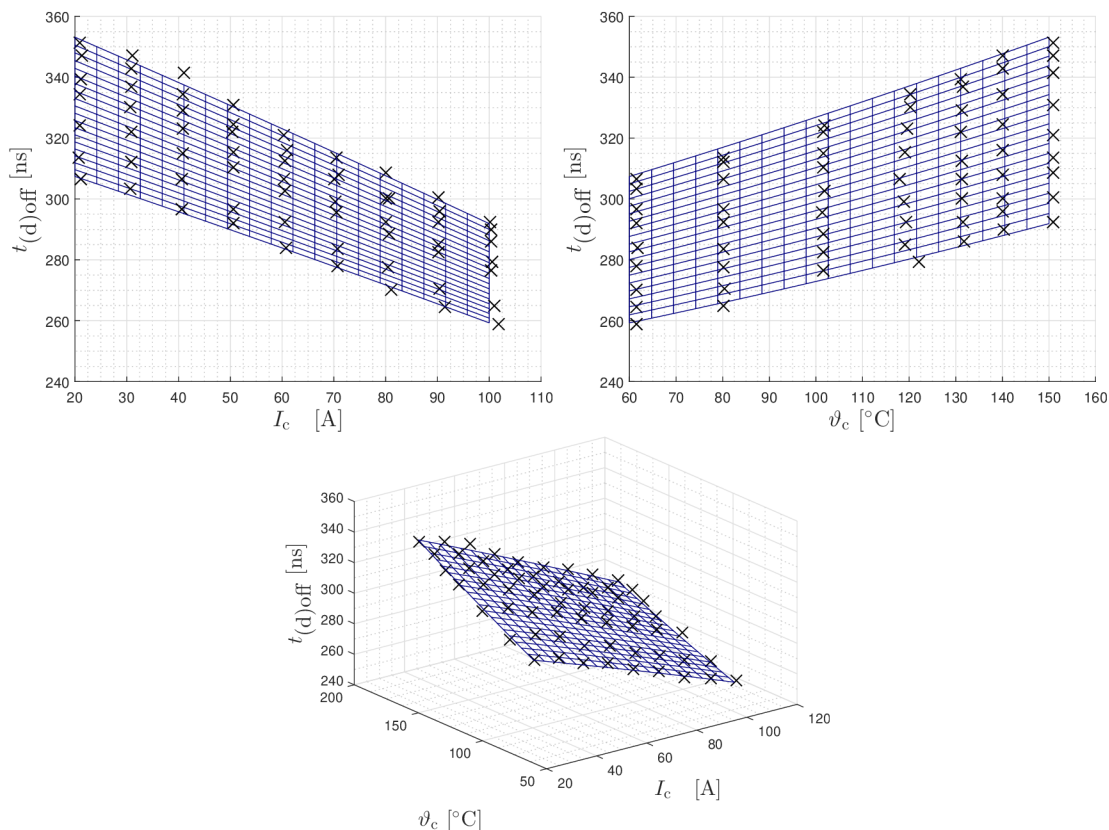
Ve vypínacím ději lze rozlišit vypínací zpoždění $t_{(d)\text{off}}$ a dobu poklesu proudu t_f s ohledem na jejich definice. Okamžik formálního ukončení vypínacího děje $t_{3,\text{off}}$ s ohledem na předem známou nespolehlivost nebudeme uvažovat.

Vypínací zpoždění. Nejprve se budeme věnovat změřené závislosti vypínacího zpoždění $t_{(d)\text{off}}$ na proudu a teplotě. Připomeňme, že vypínací zpoždění je definováno dle kap. 6.2 takto: $t_{(d)\text{off}} = t_{1,\text{off}} - t_{0,\text{off}} = t_{1,\text{off}}$. Vliv teploty je patrný již při zkoumání oscilogramů zobrazených na obrázku 8.2.

Změřená data znázorňuje obr. 8.13 a můžeme je porovnat s údaji výrobce dle obr. 8.10, z čehož vyplývá přijatelná přesnost námi změřených hodnot. Zobrazený aproximační polynom je typu **poly22**, tedy druhého řádu pro obě nezávislé proměnné. Přibližně platí: $t_{2,\text{off}} \approx P_{22}(I_c, \vartheta_c)$ dle definice v rov. (8.2). Koefficienty polynomu shrnuje tab. 8.4.

Protože lze tento čas poměrně snadno a spolehlivě detekovat, stojí za úvahu pro použití v diagnostice. Nevýhodou je, že podle definice tohoto času je nutné snímat časový průběh kolektorového proudu, což komplikuje implementaci detekce

c_{00}	c_{10}	c_{01}	c_{20}	c_{11}	c_{02}
290	-0,449	0,4525	-0,0003567	-0,001827	0,0004405

Tab. 8.4: Koeficienty aproximačního polynomu pro $t_{(d)\text{off}}$ Obr. 8.13: Zobrazení vlivu proudu a teploty na vypínací zpoždění $t_{(d)\text{off}}$

$t_{(d)\text{off}}$ (tento čas koreluje s okamžikem maxima strmosti hradlového napětí, který bude popsán záhy v kap. 8.8). Navíc vidíme, že tento parametr je jeden z teplotně závislých (TSEP), tudíž by (po důkladném zmapování charakteristik) bylo možné také s jeho pomocí estimovat teplotu čipu během provozu.

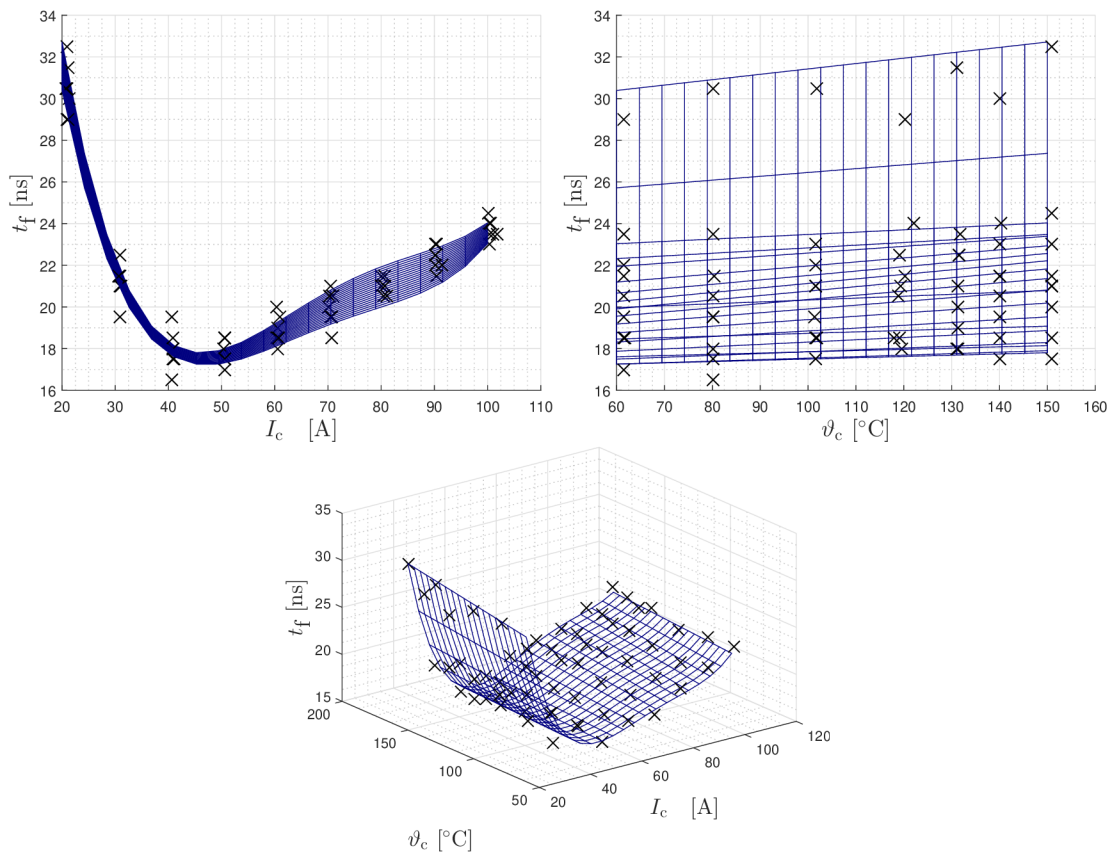
Doba poklesu. Vyneseme-li závislost doby poklesu „fall time“ t_f na teplotě a proudu, získáme charakteristiky na obrázku 8.14. Za účelem měření tohoto parametru je nezbytné měřit okamžitý průběh kolektorového proudu, nestačí znát běžně měřený výstupní proud větve, což komplikuje implementaci v průmyslové aplikaci. V našem případě dobu poklesu zjistíme snadno, jelikož známe dříve detekované okamžiky $t_{1,\text{off}}$ a $t_{2,\text{off}}$. Platí tedy: $t_f = t_{2,\text{off}} - t_{1,\text{off}}$.

S ohledem na vliv proudu na t_f uváděný v katalogových listech (viz obr. 8.10b) byl zvolen aproximační polynom typu `poly41`, který relativně slušně respektuje skutečný

tvar charakteristiky. Aproximační polynom je 4. řádu pro proud a v rámci zjednodušení je 1. řádu pro teplotu. Podle jeho definice (8.4) můžeme napsat: $t_f \approx P_{41}(I_c, \vartheta_c)$. Koeficienty tohoto polynomu získané funkcí `fit()` shrnuje tabulka 8.5.

c_{00}	c_{10}	c_{01}	c_{20}	c_{11}
72,56	-3,477	0,09427	0,07896	-0,00502
c_{30}	c_{21}	c_{40}	c_{31}	
-0,0007761	8,936e-05	2,84e-06	-4,748e-07	

Tab. 8.5: Koeficienty aproximačního polynomu pro t_f



Obr. 8.14: Zobrazení vlivu teploty a proudu na dobu poklesu proudu t_f

Můžeme pouze konstatovat, že doba poklesu není na teplotě příliš závislá, zato však je závislá na proudu. Z obrázku 8.14 vidíme, že pro malé proudy je doba poklesu velká a v oblasti okolo jmenovitého proudu je nejmenší a pak s rostoucím proudem mírně stoupá. Praktičnost zkoumání doby poklesu s ohledem na diagnostiku patrně nebude příliš velká. Pro případnou estimaci teploty je tato veličina přímo nevhodná.

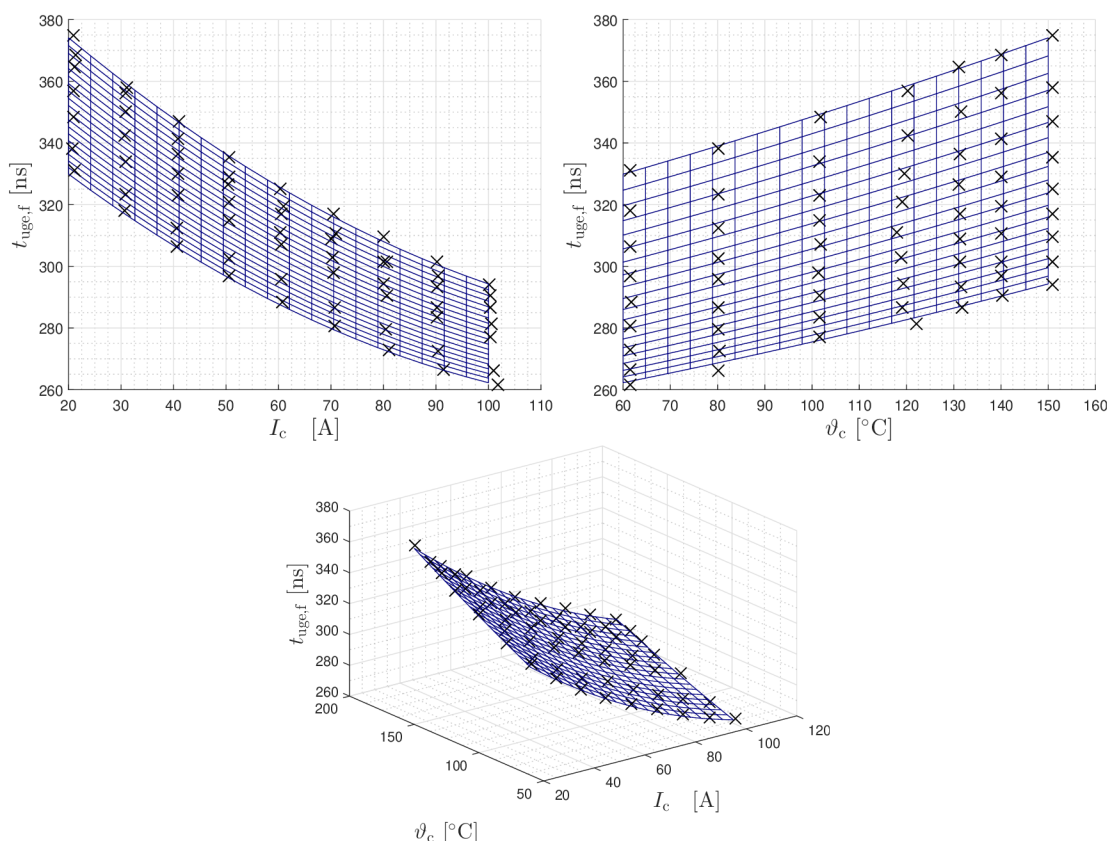
8.6 Okamžik poklesu hradlového napětí

Okamžik poklesu hradlového napětí $t_{\text{uge},f}$ během vypínacího děje je patrně úzce spjat s dobou vypínacího zpoždění $t_{(d)\text{off}}$, ačkoliv nejde o totéž. Nápadné souvislosti si povšimnout můžeme, bude ale ukázána ještě nápadnější souvislost s okamžikem maxima strmosti hradlového napětí.

Aproximační polynom je typu poly22 podle rov (8.2), jehož koeficienty jsou uvedeny v tab. 8.6, ve které jsou pro srovnání uvedeny koeficienty polynomu pro okamžik maximální strmosti hradlového napětí. Jak vidíme, podobnost těchto dvou okamžiků je opravdu nápadná.

	c_{00}	c_{10}	c_{01}	c_{20}	c_{11}	c_{02}
$t_{\text{uge},f}$:	330,3	-1,367	0,4175	0,005192	-0,00169	0,0005118
$t_{u'ge,\text{max},\text{off}}$:	331,5	-1,348	0,4185	0,005072	-0,001789	0,0005273

Tab. 8.6: Koeficienty aproximačního polynomu pro $t_{\text{uge},f}$ a $t_{u'ge,\text{max},\text{off}}$



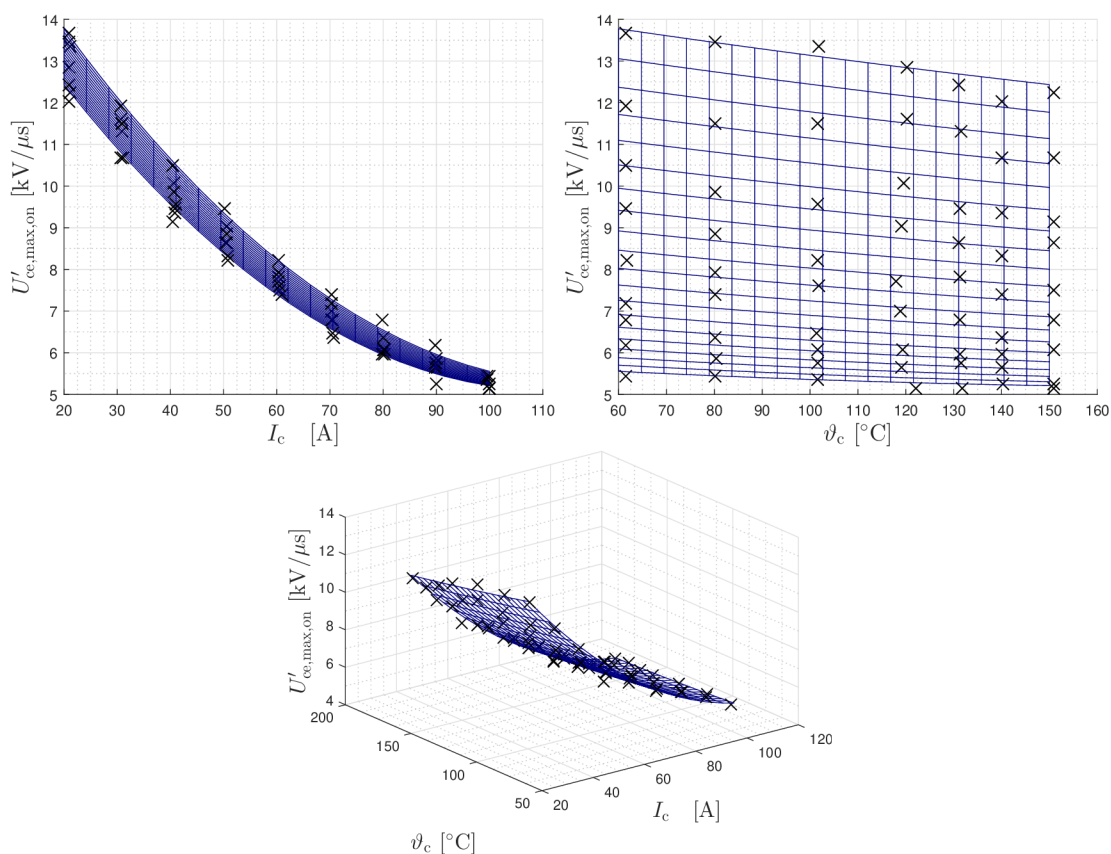
Obr. 8.15: Zobrazení vlivu teploty a proudu na okamžik poklesu hradlového napětí $t_{\text{uge},f}$

8.7 Strmost kolektorového napětí

Jak bylo vidět v oscilogramech na obrázcích 8.1 a 8.2 na začátku kapitoly, teplota má očividně vliv také na strmost kolektorového napětí. Tento vliv je výraznější ve vypínacím ději.

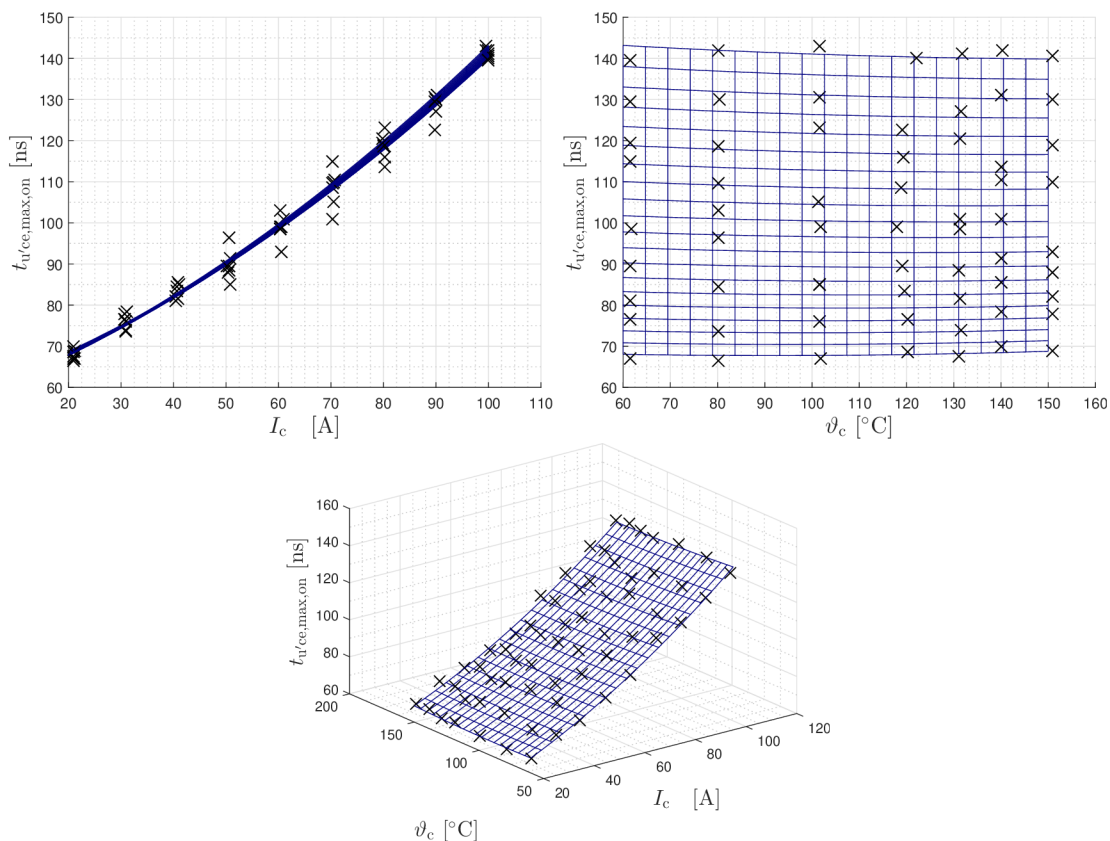
Při zapínání

Velikost maxima. Jak bylo popsáno dříve, vyhodnocení maxima strmosti probíhá vždy s kladným výsledkem, leč je strmost záporná. To se týká i strmosti kolektorového napětí během zapínacího děje, jejíž maximum je v závislosti na teplotě a proudu zobrazeno na obr. 8.16. Jak je z tohoto obrázku patrné, vliv teploty na strmost kolektorového napětí je velmi nevýrazný, naopak vliv proudu je značný.



Obr. 8.16: Zobrazení vlivu teploty a proudu na strmost kolektorového napětí při zapínání

Okamžik maxima. Vliv teploty a proudu na okamžik, kdy nastane maximum strmosti kolektorového napětí během zapínacího děje zobrazuje obr. 8.17.

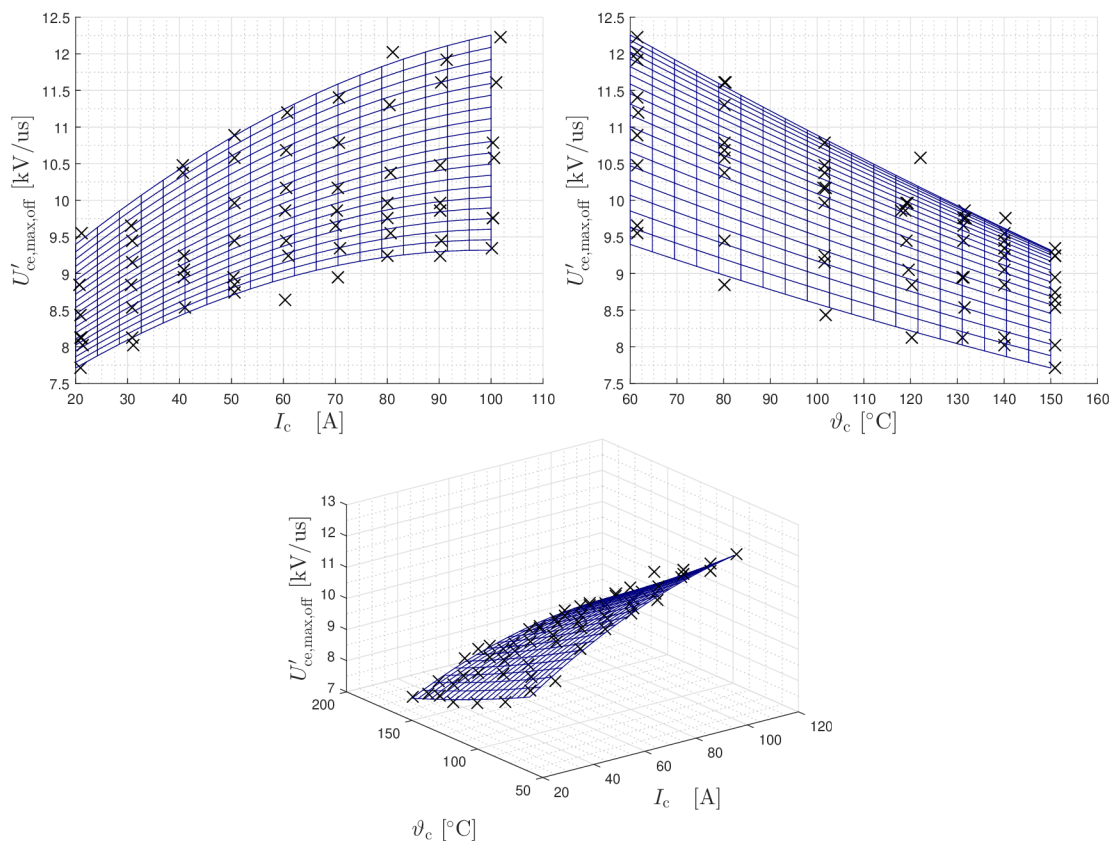


Obr. 8.17: Zobrazení vlivu teploty a proudu na okamžik maximální strmosti kolektorového napětí při zapínání

Při vypínání

Velikost maxima. Na obrázku 8.18 je vidět, že se zvětšujícím se proudem roste i strmost nárůstu kolektorového napětí při vypínání. Se vzrůstající teplotou strmost napětí naopak klesá.

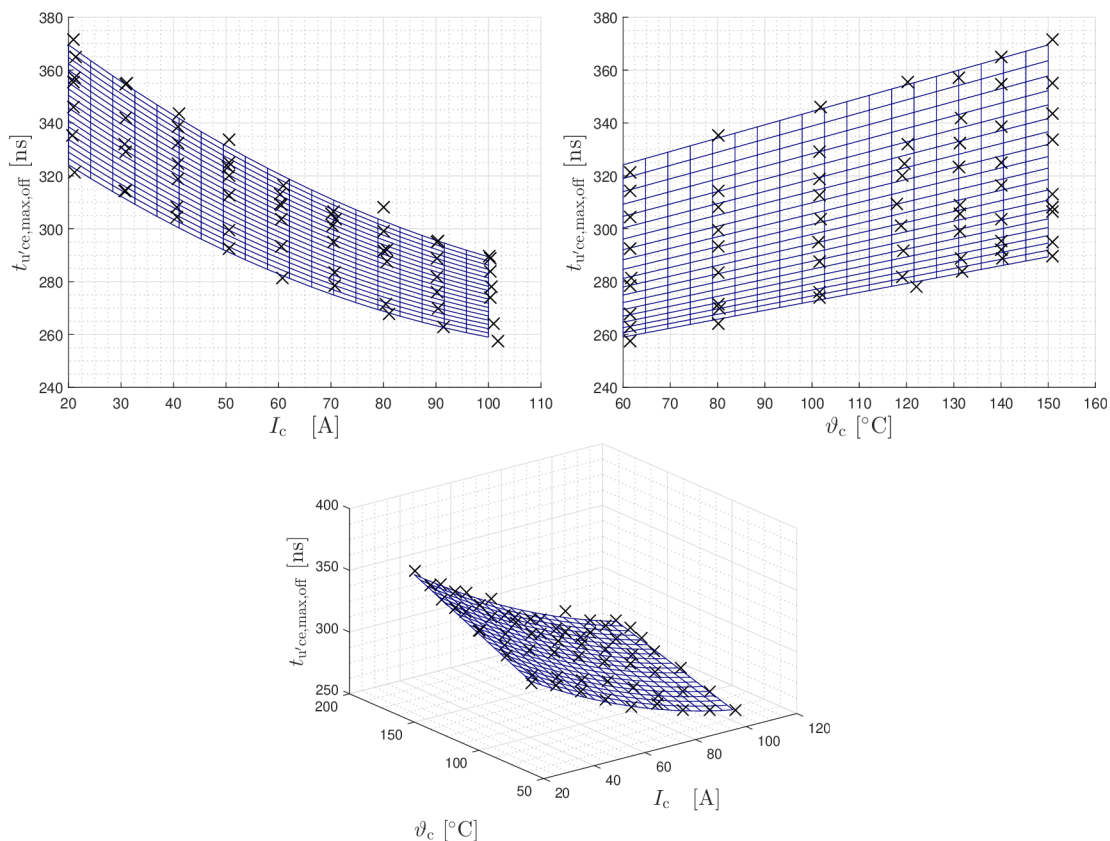
Na obrázku 8.18 je též viditelný výsledek aproximačního polynomu 2. řádu typu `poly22` (dle rov. (8.2)). Vidíme také, že změřená data nejsou příliš přesná a zmíněná aproximace je velmi orientační, proto zde koeficienty polynomu uvádět nebudeme.



Obr. 8.18: Zobrazení vlivu teploty a proudu na strmost kolektorového napětí při vypínání

Okamžik maxima. Na obrázku 8.19 je znázorněn vliv teploty a proudu na okamžik, při kterém nastává maximum strmosti kolektorového napětí během vypínacího děje. Na první pohled si lze povšimnout podobnosti se závislostmi v kapitole 8.5. Tato podobnost je sice nápadná, nikoliv však natolik dobrá, aby bylo možné okamžikem $t_{u'_{ce,max,off}}$ nahradit např. okamžik $t_{(d)off}$.

Problém detekce maxima strmosti kolektorového proudu během zapínání tkví patrně v tom, že toto maximum je poněkud „ploché“, jak je patrné z obrázku 8.2. Zda-li bude možné takto získané údaje použít pro diagnostiku je neisté.



Obr. 8.19: Zobrazení vlivu teploty a proudu na okamžik maximální strmosti kolektorového napětí při vypínání

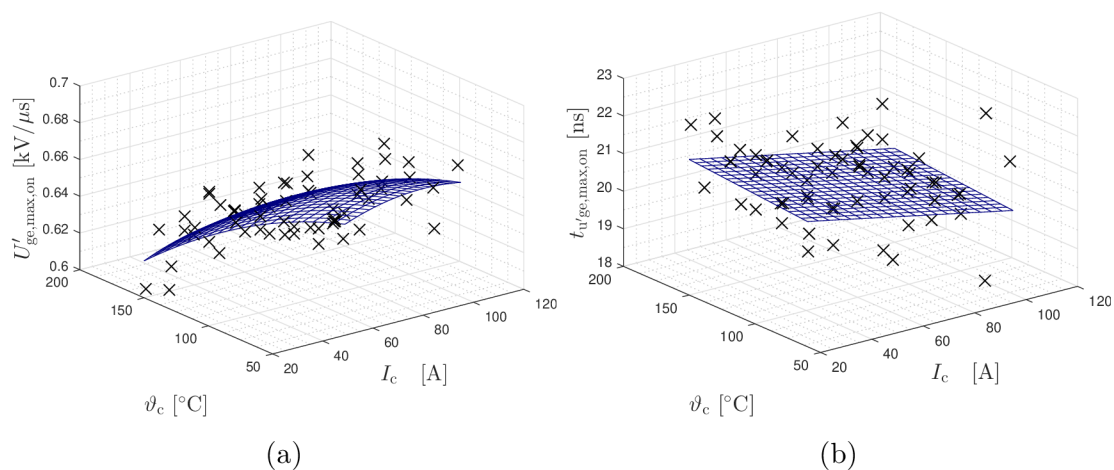
8.8 Strmost hradlového napětí

Napětí hradla s ohledem na diagnostiku potenciálně může představovat poměrně významný zdroj informací, jednou z nich je právě jeho strmost. Výhodou hradlového napětí je, že by bylo možné na úrovni „chytrého“ budiče tuto veličinu analyzovat bez nutnosti náročných hardwarových opatření.

Při zapínání

Maximální strmost hradlového napětí v průběhu zapínání v závislosti na teplotě a proudu je uvedena na obr. 8.20a. Změřené body jsou sice proloženy polynomem 2. řádu, nicméně jejich rozptyl je natolik velký, že toto měření je neprůkazné a zjevně tento ukazatel nebude možné pro diagnostiku použít.

Obrázek 8.20b znázorňuje závislost okamžiku, kdy nastává maximum strmosti hradlového napětí na teplotě a proudu. Jak je vidět, rozptyl tohoto parametru je také velmi značný a tudíž jej nelze použít v diagnostice.



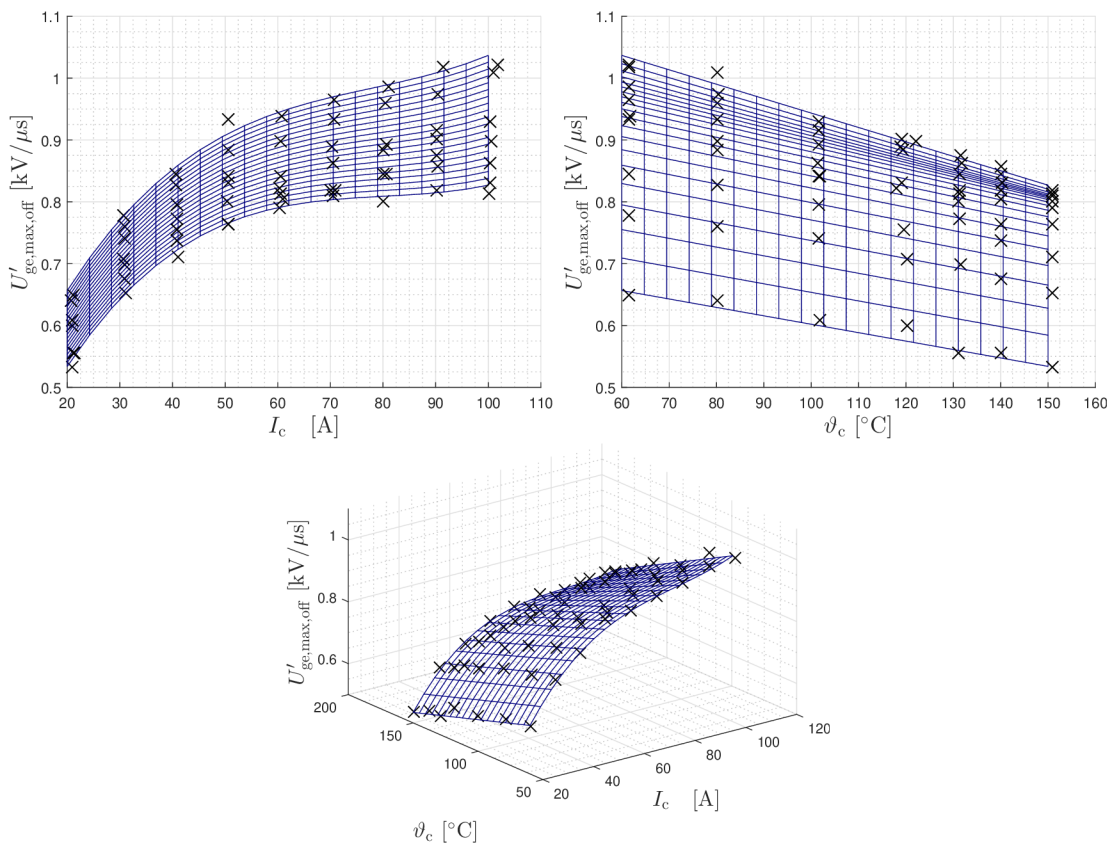
Obr. 8.20: Zobrazení vlivu teploty a proudu na strmost hradlového napětí při zapínání

Strmost hradlového napětí, ani okamžik, kdy k maximu dochází, nejspíše nebudou pro diagnostiku použitelné z důvodu jejich značné nepřesnosti.

Při vypínání

Velikost maxima. Na obrázku 8.21 vidíme závislost maximální strmosti (kladné maximum záporné strmosti) hradlového napětí během vypínacího děje. Vidíme, že tato strmost roste spolu s rostoucím proudem, přičemž klesá s teplotou.

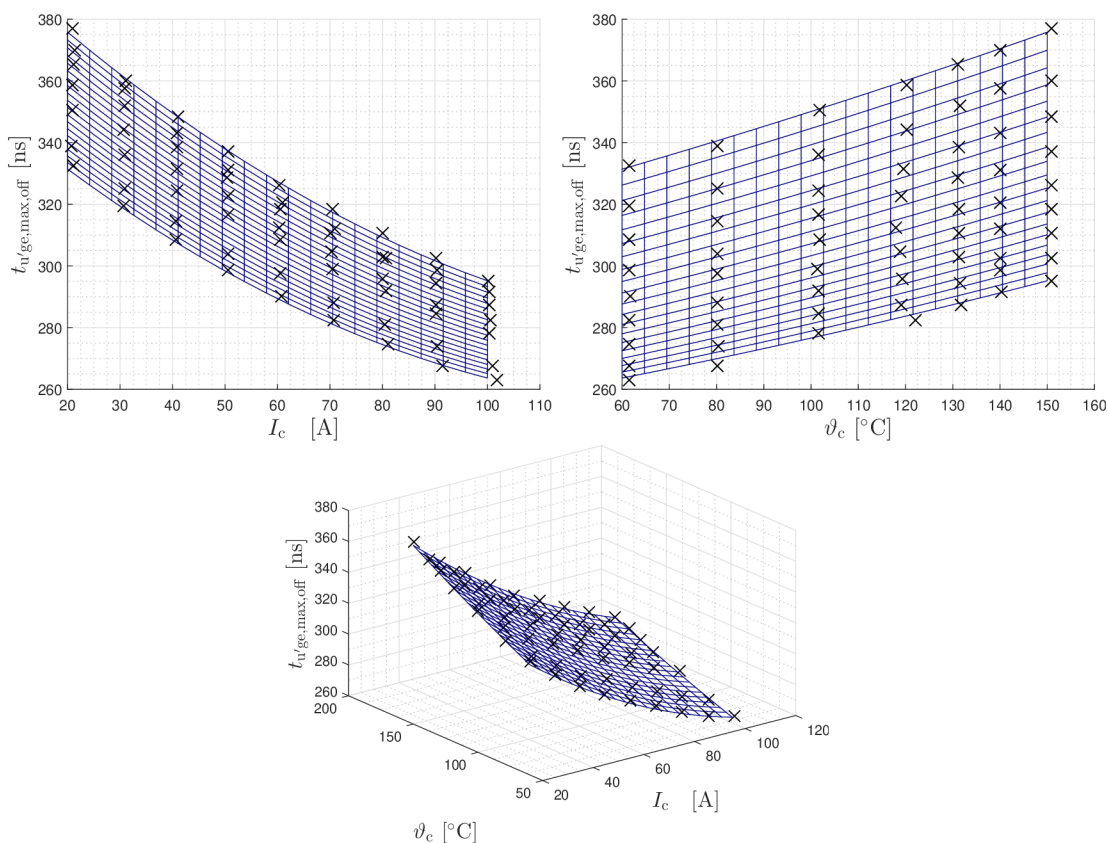
Aproximační polynom je typu `poly31` – 3. řádu pro závislost na proudu a 1. řádu pro závislost na teplotě. Dle definice tohoto polynomu v rovnici (8.3) můžeme napsat: $U'_{ge,max,off} \approx P_{31}(I_c, \vartheta_c)$.



Obr. 8.21: Zobrazení vlivu teploty a proudu na strmost hradlového napětí při vypínání

Okamžik maxima. V obrázku 8.22, který znázorňuje vliv teploty a proudu na okamžik maxima strmosti hradlového napětí $t_{u'ge,max,off}$ si můžeme povšimnout nápadné podobnosti se závislostí vypínacího zpoždění $t_{(d)off}$ dle obrázku 8.13 v kap. 8.5. Pro aproximaci byl rovněž použit polynom 2. řádu dle rovnice (8.2). Platí: $t_{u'ge,max,off} \approx P_{22}(I_c, \vartheta_c)$. Koeficienty tohoto polynomu jsou shrnuty v tabulce 8.7, kde jsou pro srovnání uvedeny také koeficienty aproximačního polynomu pro závislost vypínacího zpoždění $t_{(d)off}$.

	c_{00}	c_{10}	c_{01}	c_{20}	c_{11}	c_{02}
$t_{(d)\text{off}}$:	290	-0,449	0,4525	-0,0003567	-0,001827	0,0004405
$t_{u'ge,\text{max,off}}$:	331,5	-1,348	0,4185	0,005072	-0,001789	0,0005273
$t_{uge,f}$:	330,3	-1,367	0,4175	0,005192	-0,00169	0,0005118

Tab. 8.7: Koefficienty aproximačního polynomu pro $t_{u'ge,\text{max,off}}$ 

Obr. 8.22: Zobrazení vlivu teploty a proudu na okamžik maxima strmosti hradlového napětí při vypínání

Na základě výše uvedených skutečností se lze domnívat, že popisovaný okamžik $t_{u'ge,max,off}$ by mohl být vhodným kandidátem trendové veličiny. Překvapivě slušně se totiž podobá vypínacímu zpoždění a přitom prakticky přesně kopíruje okamžik poklesu hradlového napětí. Na rozdíl od vypínacího zpoždění však není nutné měření kolektorového proudu, což usnadňuje případnou implementaci v „chytrém“ budiči. Z tohoto pohledu je ale okamžik poklesu hradlového napětí ještě výhodnější.

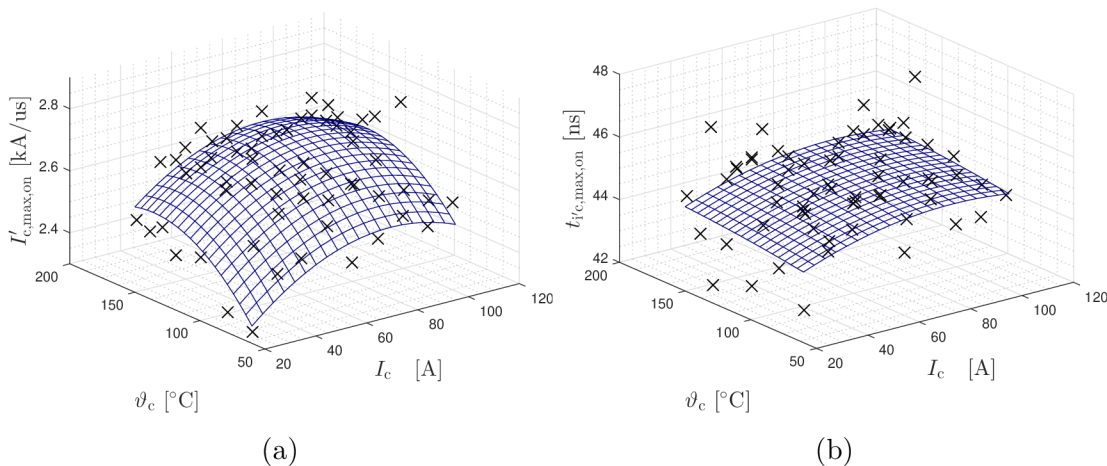
8.9 Strmost kolektorového proudu

Velikost maximální strmosti kolektorového proudu $I'_{c,max}$ by měla intuitivně souviset s dobou nárůstu t_r během zapínání a dobou poklesu t_f v ději vypínacím.

Výhodou strmosti kolektorového proudu jako možné trendové veličiny je, že ji lze detekovat v „chytrém“ budiči za použití parazitní emitorové indukčnosti. Napětí mezi řídicím a výkonovým emitorem je díky existenci parazitní indukčnosti výkonového emitoru přímo úměrné této strmosti (se zanedbáním odporu).

Při zapínání

Obr. 8.23a znázorňuje vliv teploty a proudu na strmost kolektorového proudu během zapínání. Jak je z grafu patrné, závislost je nevýrazná a rozptyl změřených hodnot je velký. Aproximační polynom je sice zobrazen (typu poly22), nemá ale praktický význam.



Obr. 8.23: Zobrazení vlivu teploty a proudu na strmost kolektorového proudu při zapínání

Podobná situace je zobrazena na obr. 8.23b, který zobrazuje vliv teploty a proudu na okamžik maxima výše uvedené strmosti. Pro ilustraci je opět zobrazen výsledek aproximačního polynomu. Praktický užitek této charakteristiky je ale nulový.

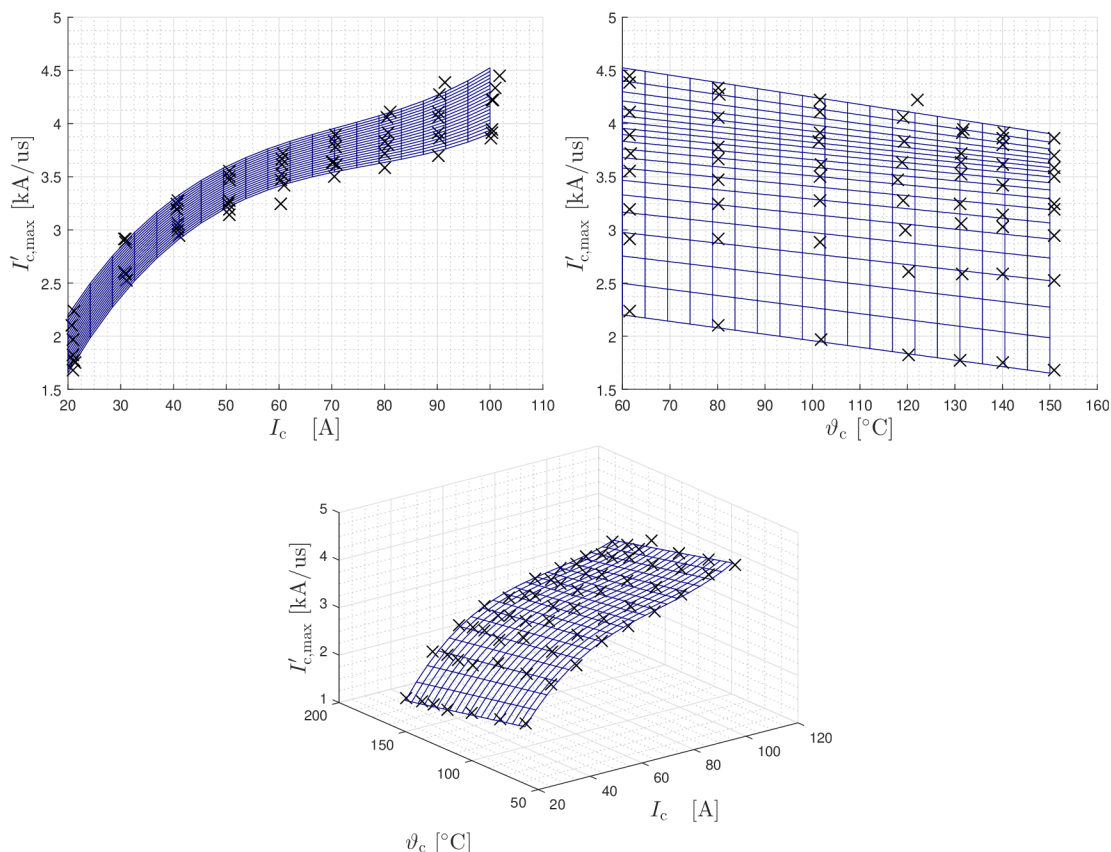
Při vypínání

Velikost maxima. V grafech na obr. 8.24 vidíme závislost maximální strmosti kolektorového proudu během vypínání $I'_{c,max}$ (kladné maximum ze záporné strmosti násobené -1). Můžeme si povšimnout jisté souvislosti s charakteristikami doby poklesu t_f na obr. 8.14. Pro malé proudy je menší i strmost. Závislost na teplotě je méně výrazná.

Polynom použitý pro aproximaci naměřených dat je typu `poly31` – pro proud je aproximace 3. řádu a pro teplotu 1. řádu. Definice aproximačního polynomu byla uvedena v rov. (8.3), podle které přibližně platí: $I'_{c,max} \approx P_{31}(I_c, \vartheta_c)$. Koeficienty polynomu získaného funkcí `fit()` shrnuje tab. 8.8.

c_{00}	c_{10}	c_{01}	c_{20}	c_{11}	c_{30}	c_{21}
0,68	0,1224	-0,008611	-0,001557	0,0001538	7,591e-06	-1,365e-06

Tab. 8.8: Koeficienty aproximačního polynomu pro $I'_{c,max}$



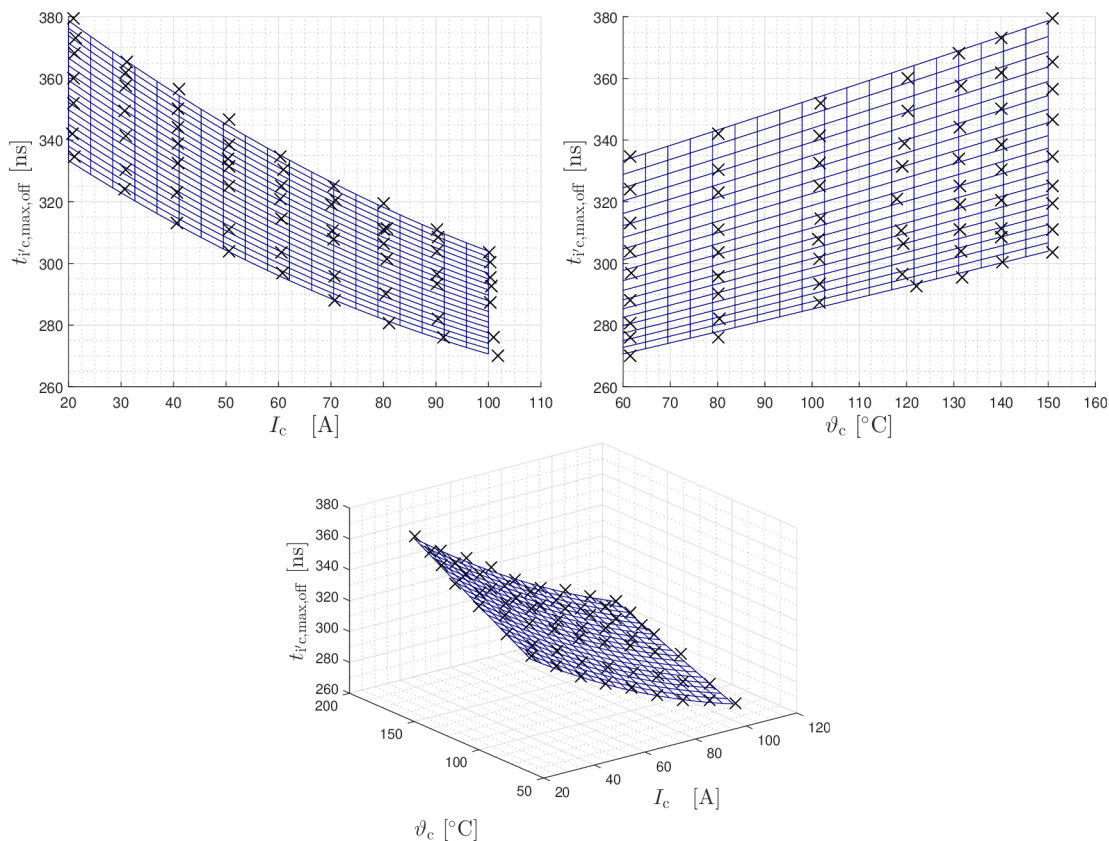
Obr. 8.24: Zobrazení vlivu teploty a proudu na strmost kolektorového proudu při vypínání

Okamžik maxima. Obrázek 8.25 znázorňuje závislost okamžiku $t_{i',\max,\text{off}}$, kdy nastává výše zmíněné maximum kolektorového proudu $I'_{c,\max}$, na teplotě a proudu. Tento okamžik pochopitelně souvisí s vypínacím zpožděním $t_{(d)\text{off}}$, jehož závislost na teplotě a proudu je uvedena na obr. 8.13, ale také částečně s dobou poklesu t_f . Popisovaný okamžik totiž nastává někdy mezi okamžiky $t_{1,\text{off}}$ a $t_{2,\text{off}}$ s ohledem na jejich definici v kap. 6.2.

Aproximační polynom je typu `poly22`, jehož definice je v rov. (8.2). Platí tedy přibližně: $t_{i',\max,\text{off}} \approx P_{22}(I_c, \vartheta_c)$. Koeficienty tohoto polynomu jsou uvedeny v tab. 8.9.

c_{00}	c_{10}	c_{01}	c_{20}	c_{11}	c_{02}
325,3	-1,128	0,5114	0,003706	-0,001677	0,0001255

Tab. 8.9: Koeficienty aproximačního polynomu pro $t_{i',\max,\text{off}}$



Obr. 8.25: Zobrazení vlivu teploty a proudu na okamžik maxima strmosti kolektorového proudu při vypínání

8.10 Přepínací ztrátové energie

Závislost přepínacích ztrátových energií na teplotě a proudu je všeobecně známa. Tyto parametry bývají běžně součástí dokumentace výkonových tranzistorů, jak je znázorněno na obr. 8.26. Tyto charakteristiky však nepostačují ke zjištění všech prvků matice závislostí.

Pro případ využití tohoto parametru v online diagnostice je nezbytné měřit časový průběh kolektorového proudu, což komplikuje hardwarovou implementaci jeho monitorování.

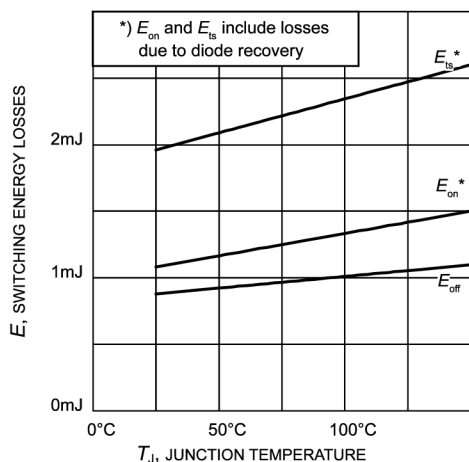


Figure 15. Typical switching energy losses as a function of junction temperature (inductive load, $V_{CE}=400V$, $V_{GE}=0/15V$, $I_C=50A$, $R_G=6.8\Omega$, Dynamic test circuit in Figure E)

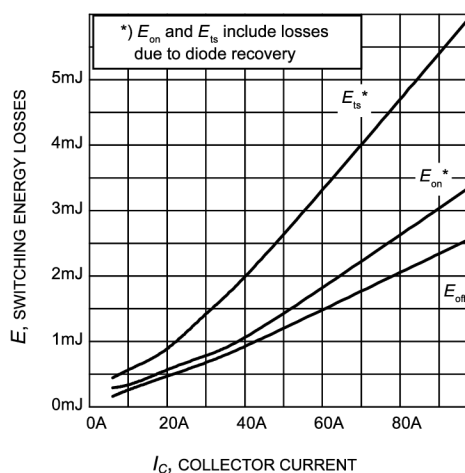


Figure 13. Typical switching energy losses as a function of collector current (inductive load, $T_J=150^\circ C$, $V_{CE}=400V$, $V_{GE}=0/15V$, $R_G=6.8\Omega$, Dynamic test circuit in Figure E)

(a) Závislost přepínacích energií na teplotě (b) Závislost přepínacích energií na proudu

Obr. 8.26: Závislosti přepínacích energií na proudu a teplotě [46]

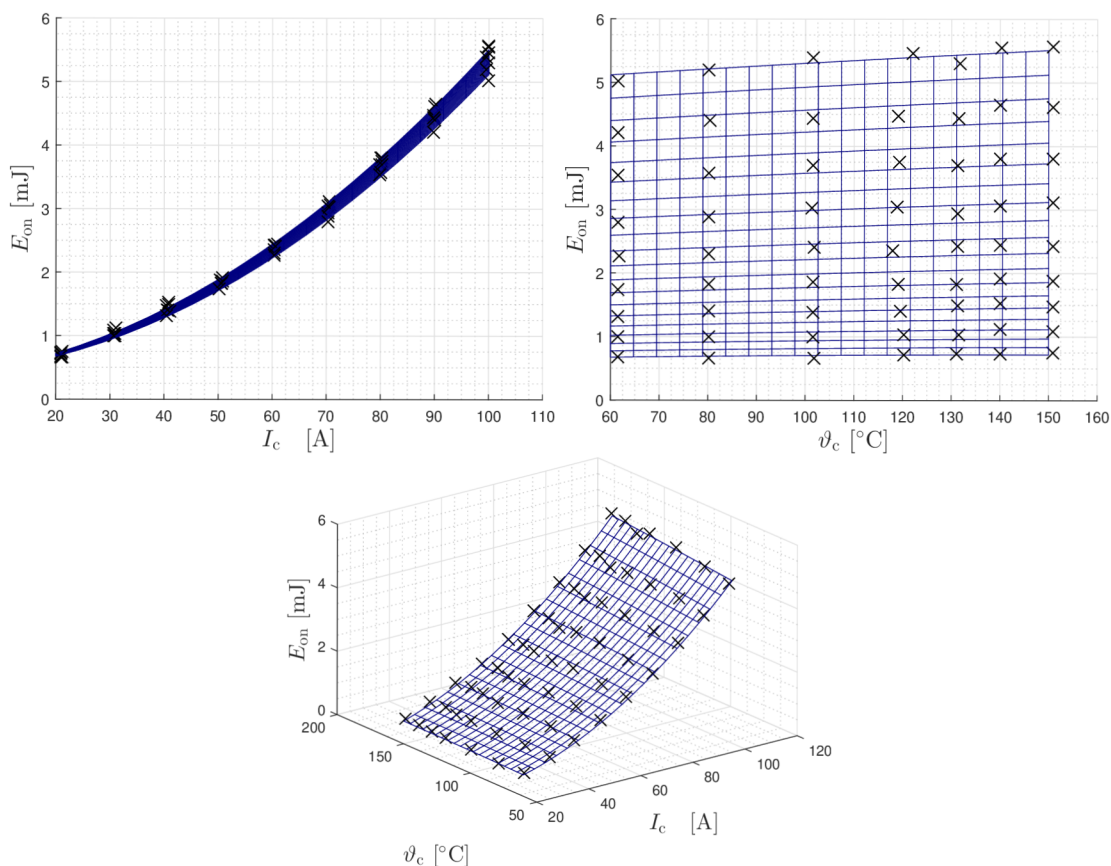
Zapínací ztrátová energie

Na obrázku 8.27 je uvedena závislost zapínací ztrátové energie na teplotě a proudu. Zapínací ztrátová energie je ovlivněna vlastnostmi výkonové nulové diody. Připomeňme, že nulová dioda použita v tomto měření byla složena ze 4 ks diod téhož typu, pro který výrobce uvádí změřené charakteristiky (viz obr. 8.26). Tento fakt však měl očividně malý vliv na změřené zapínací energie. Na obrázku 8.27 vidíme nevýraznou závislost zapínací energie na teplotě tranzistoru, což zřejmě souvisí s faktem, že nulová dioda není teplotně svázána s tranzistorem a její teplota je navíc neznámá.

Pro aproximaci byl použit polynom 2. řádu typu poly22 dle definice v rovnici (8.2). Platí tedy: $E_{on} \approx P_{22}(I_c, \vartheta_c)$. Koeficienty získaného polynomu shrnuje tabulka 8.10.

c_{00}	c_{10}	c_{01}	c_{20}	c_{11}	c_{02}
0,3765	0,002294	0,0007727	0,0004198	4,816e-05	-5,91e-06

Tab. 8.10: Koeficienty aproximačního polynomu pro E_{on}



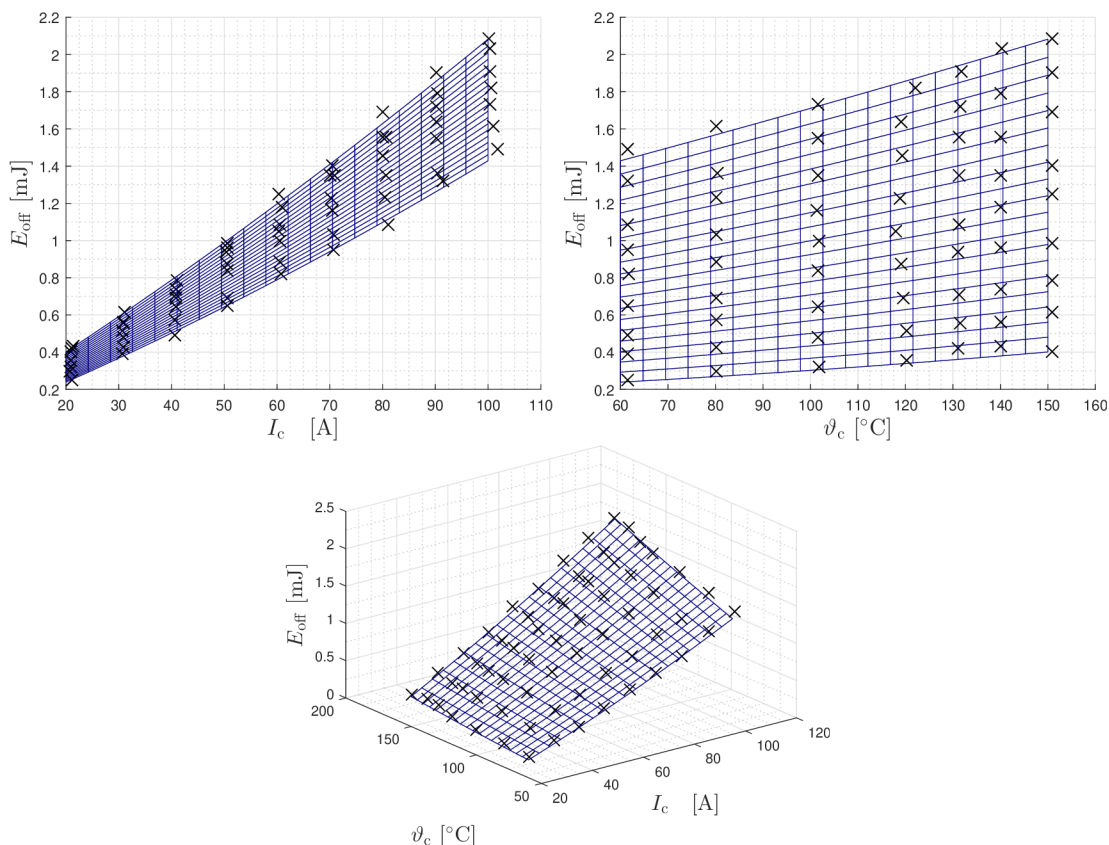
Obr. 8.27: Zobrazení vlivu teploty a proudu na zapínací ztrátovou energii

Vypínací ztrátová energie

Na obrázku 8.28 je zobrazena závislost vypínací ztrátové energie na teplotě a proudu. Vyčíslené energie (zejména E_{off}) odpovídají údajům výrobce (viz obr. 8.26) s rozumnou přesností. Změřené hodnoty jsou proloženy aproximačním polynomem 2. řádu (typu `poly22`) dle definice v rov. (8.2). Platí tedy přibližně: $E_{\text{off}} \approx P_{22}(I_c, \vartheta_c)$. Koeficienty polynomu jsou shrnuty v tab. 8.11.

c_{00}	c_{10}	c_{01}	c_{20}	c_{11}	c_{02}
0,009944	0,007408	-0,000467	2,812e-05	6,825e-05	4,304e-06

Tab. 8.11: Koeficienty aproximačního polynomu pro E_{off}



Obr. 8.28: Zobrazení vlivu teploty a proudu na vypínací ztrátovou energii

8.11 Shrnutí vlivu teploty a proudu na vybrané veličiny

Jak bylo výše uvedeno, mnohé veličiny získatelné z přepínacích dějů jsou více či méně závislé na teplotě a proudu. Ukázalo se, že některé veličiny lze měřit s poměrně použitelnou přesností, u jiných se ukázalo, že je s uspokojivou přesností měřit nedokážeme.

Jako slušně vypovídající veličiny, jejichž měření by bylo zároveň snadno implementovatelné do „chytrého“ budiče, se ukázaly zejména tyto:

- saturační napětí $U_{\text{ce,sat}}$,
- napětí hradla během Millerova jevu při vypínání $U_{\text{ge,mi,off}}$,
- vypínací zpoždění $t_{(d)\text{off}}$,
- okamžik maximální strmosti hradlového napětí během vypínání $t_{u'_{\text{ge,max,off}}}$,
- okamžik poklesu hradlového napětí $t_{\text{uge,f}}$.

K těmto veličinám lze ještě připočítat další, jako je např. vypínací a zapínací ztrátová energie E_{off} a E_{on} . Implementace měření těchto veličin online je však náročná.

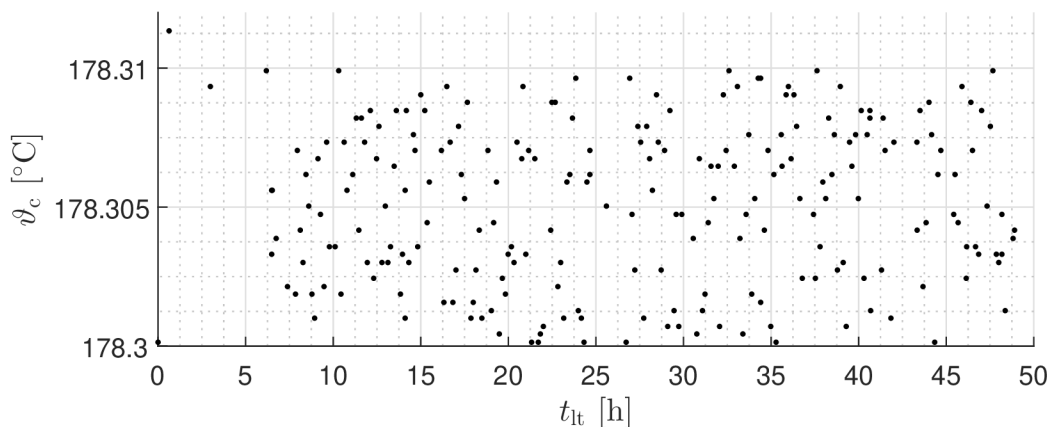
9 VLIV STÁRNUTÍ

Vliv stárnutí je zobrazován jako závislostech různých veličin na době života tranzistoru t_{lt} . V následujících kapitolách ukážeme výsledky měření na testovacím zařízení.

9.1 Veličiny nezávislé na stáří

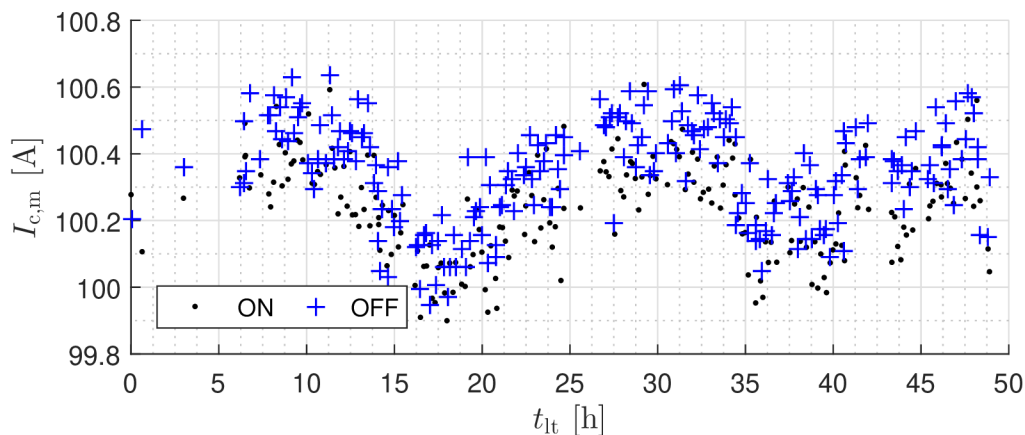
Než bude přikročeno k prezentaci veličin, které by mohly být považovány za trendové, budou prezentovány veličiny, které trendovými *rozhodně být nemohou*. Tímto se přesvědčíme o dodržení podmínek a správnosti měření. Jedná se zejména o veličiny, které jsou buďto zpětnovazební regulací udržovány konstantní, nebo veličiny konstantní z jejich fyzikální podstaty.

Na obrázku 9.1 je zobrazen průběh změřené teploty během životnosti tranzistoru. Vysoká přesnost teploty je bohužel iluzorní. Ve skutečnosti teplota kolísala v rozsahu přibližně ± 3 °C, ale data byla zaznamenávána pouze v případě, že měřená teplota vyhověla zadanému intervalu (viz kap. 3.6). Vlivem dynamických změn teplot se mohlo stát, že skutečná teplota čipu ϑ_j byla rozdílná od měřené teploty ϑ_c i o několik °C. Použitý způsob byl však vzhledem k možnostem nejvýhodnější.



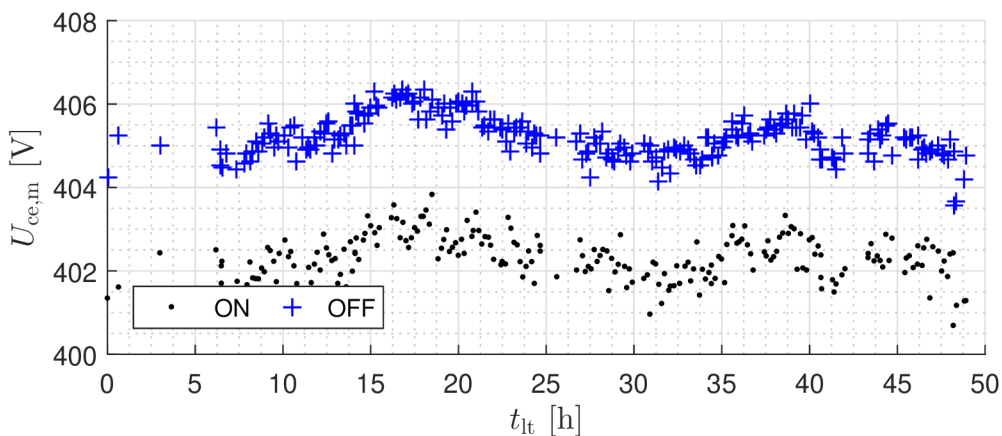
Obr. 9.1: Změřená teplota během stárnutí

Na obrázku 9.2 je zobrazen průběh amplitudy kolektorového proudu získané ze zapínacích a vypínacích dějů během stárnutí. Tento proud je současně proudem pracovní tlumivkou a je zpětnovazebně regulován podle signálu z proudového čidla LEM. Vidíme, že proud kolísá v rozsahu přibližně $\pm 0,35$ % od své střední hodnoty.



Obr. 9.2: Kolektorový proud během stárnutí

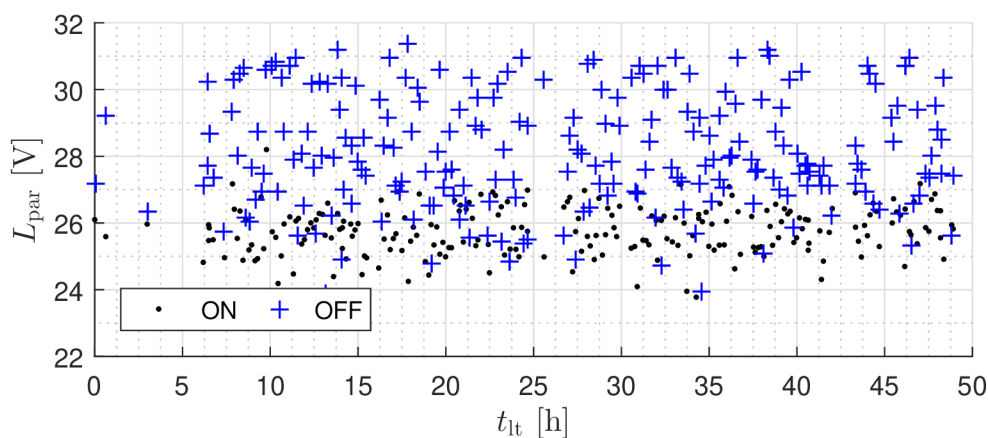
Měřicí pracoviště bylo v průběhu životnostního testu napájeno stejnosměrným laboratorním regulovaným zdrojem. Napětí v průběhu životnosti tranzistoru podle obr. 9.3 kolísalo s odchylkou přibližně $\pm 0,37\%$ okolo střední hodnoty. To je značný kvalitativní rozdíl oproti stabilitě napětí v kapitole 8 (viz obr. 8.3 a 8.4). Rozdíl mezi napětím měřeným při zapínání a při vypínání lze vysvětlit chybou sondy, která nemusela být zcela přesně vykompenzována. Procentuální rozdíl těchto dvou napětí je $0,74\%$ a v průběhu měření se prakticky nemění. Z toho vyplývá předpoklad, že tato chyba nemá vliv na trendy indikátorů stárnutí.



Obr. 9.3: Kolektorové napětí během stárnutí

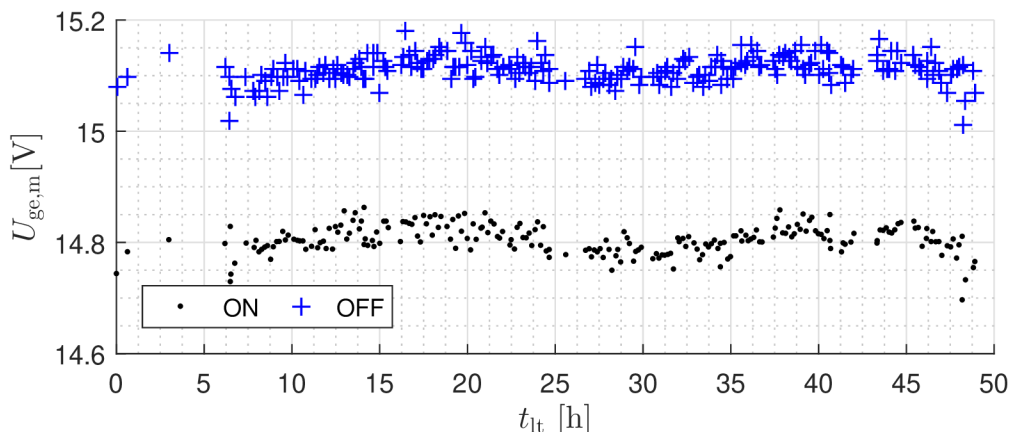
Obrázek 9.4 zobrazuje očekávanou skutečnost, že parazitní indukčnost v obvodu meziobvod – nulová dioda – tranzistor je konstantní. Ve vypínacím ději je viditelný větší rozptyl hodnot detekované parazitní indukčnosti obvodu. Přitom ve vypínacím ději je vypočtená indukčnost obvodu o něco větší, než v ději zapínacím. To je zřejmě způsobeno tím, že překmit kolektorového napětí je navýšen o dopředné zotavovací napětí nulové diody – zdánlivě se tak zvětšuje parazitní indukčnost, která se z veli-

kosti překmitu vypočítává. Dopředný zotavovací jev nulové diody [47] je však malý a tak zdánlivý rozdíl indukčností je pouze 2,5 nH.



Obr. 9.4: Vyčíslená parazitní indukčnost během stárnutí

Z důvodu kontroly správnosti funkce budiče je uveden obrázek 9.5, který zobrazuje „amplitudu“ hradlového napětí.



Obr. 9.5: Budicí hradlové napětí během stárnutí

9.2 Saturační napětí

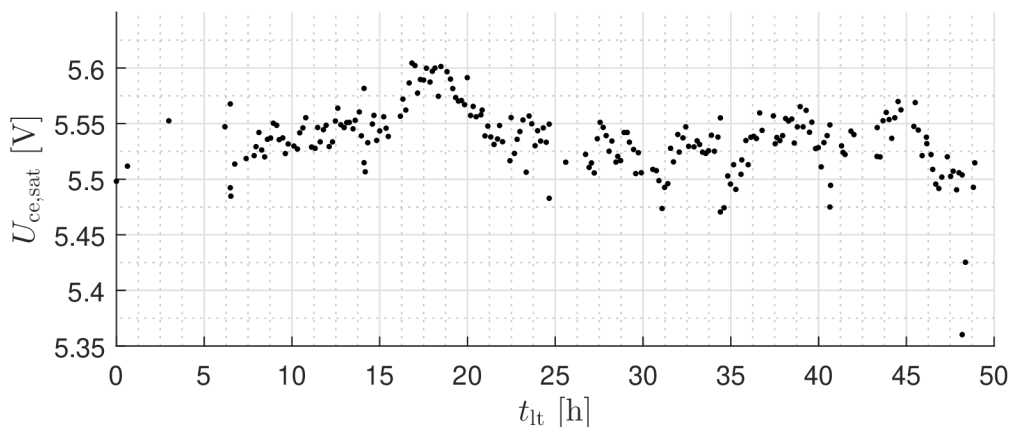
Úbytek napětí na sepnutém tranzistoru $U_{ce,sat}$ se získává pomocí obvodu naznačeného na obr. 5.1 v kap. 5.1. Měření saturačního napětí je ovlivněno úbytkem napětí na měřicí diodě, což tento údaj poněkud znehodnocuje.

Na obrázku 9.6 vidíme, že dlouhodobý trend saturačního napětí $U_{ce,sat}$ je velmi nevýrazný.

Na průběhu saturačního napětí v čase můžeme mezi 15. a 20. hodinou provozu pozorovat výrazný výkyv. Můžeme si povšimnout, že v této době probíhá také zaznamatelný výkyv napětí meziobvodu a kolektorového proudu (viz obr. 9.3 a 9.2). Souvislost mezi těmito veličinami je neznámá.

Dále na tomto obrázku můžeme pozorovat nevýrazný vliv denních cyklů, o kterých bude řeč později.

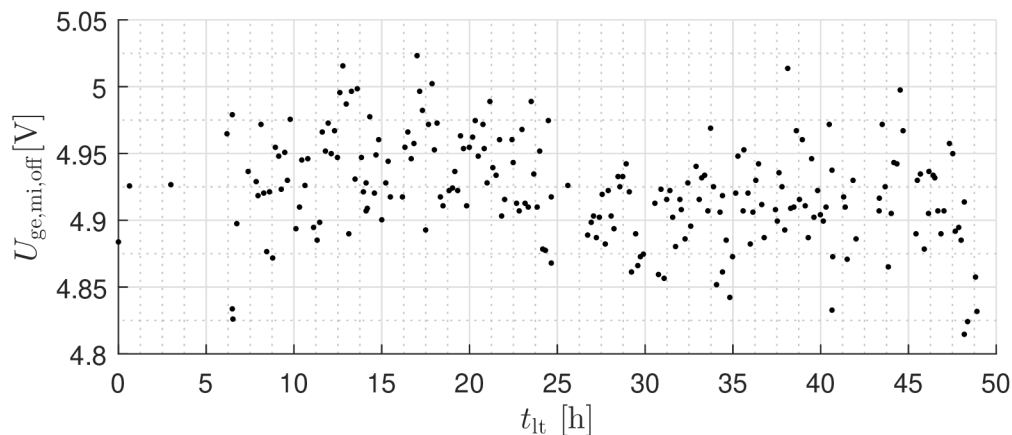
Těsně před koncem životnosti vidíme dva body, které se viditelně vymykají typickému rozptylu. Nelze však s jistotou říci, zda tento jev souvisí s životností tranzistoru, nebo s chybou měření.



Obr. 9.6: Vliv stárnutí na saturační napětí

9.3 Napětí hradla během vypínacího plata

Napětí hradla během Millerova jevu je získáváno ze zapínacího i vypínacího děje. Bylo však ukázáno, že v zapínacím ději je toto napětí získáváno se značnou nejistotou. Proto jej na tomto místě nebudeme uvádět. Obrázek 9.7 znázorňuje průběh hradlového napětí během Millerova jevu v průběhu stárnutí. Získání trendu vývoje této veličiny z uvedeného obrázku nemá praktický význam.



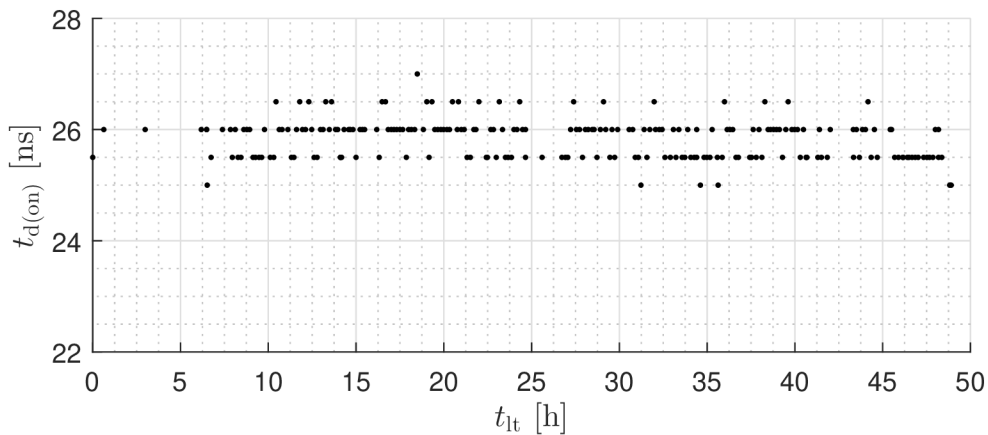
Obr. 9.7: Vliv stárnutí na hradlové napětí během Millerova jevu při vypínání

9.4 Zapínací a vypínací doby

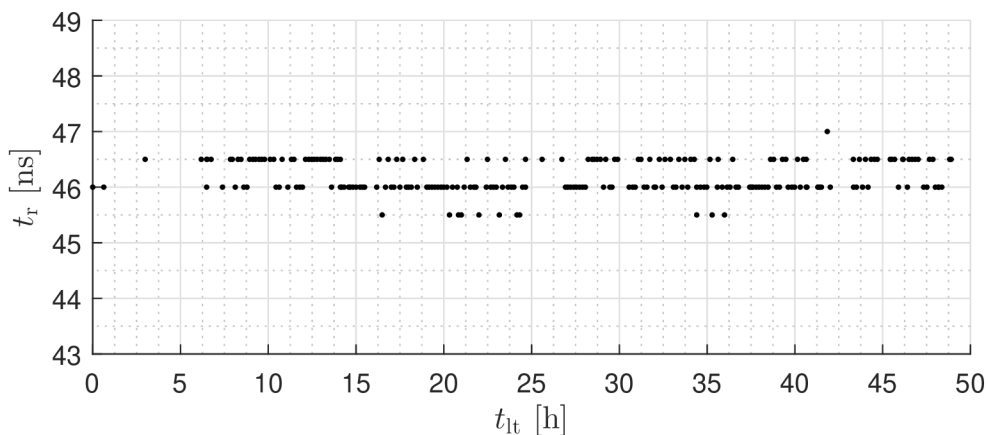
Všechny průběhy, týkajících se mikroskopických časů (zapínacích a vypínacích dob) jsou zatíženy kvantováním vlivem vzorkovací periody osciloskopu (0,5 ns).

Zapínací doby

Na obrázku 9.8 je uvedeno zapínací zpoždění a na obr. 9.9 doba nárůstu. Na první pohled je viditelné, že z uvedených dat nelze získat trend, který by potvrdil vliv stárnutí na tyto veličiny.



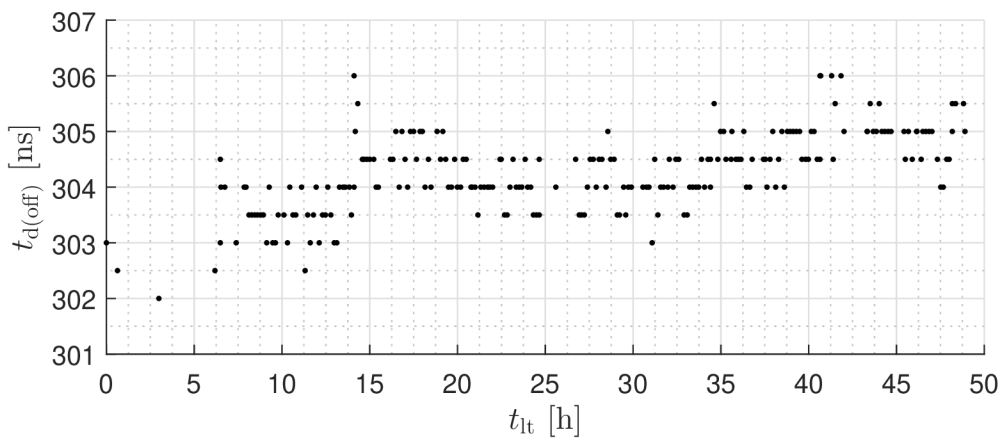
Obr. 9.8: Vliv stárnutí na zapínací zpoždění



Obr. 9.9: Vliv stárnutí na dobu nárůstu proudu

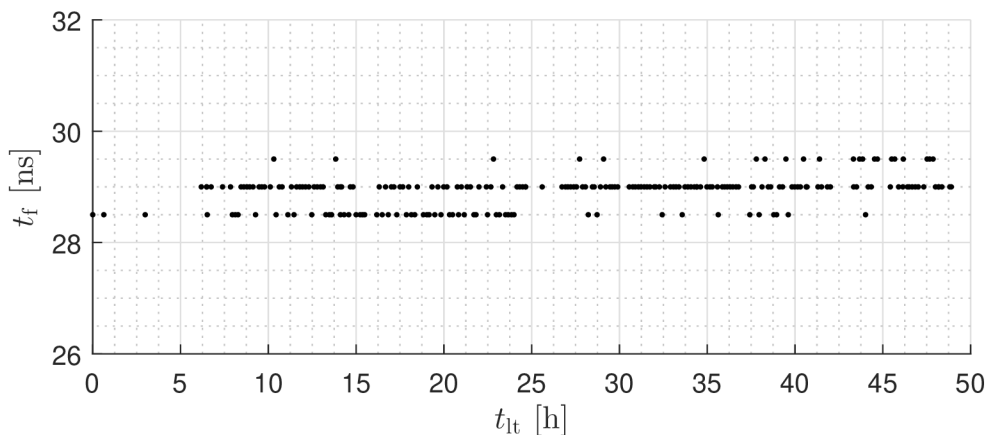
Vypínací doby

Celková doba trvání vypínacího děje je zásadním způsobem ovlivněna dobou zpoždění $t_{d(\text{off})}$, jejíž průběh během stárnutí je zobrazen na obr. 9.10. Na tomto obrázku lze rozpoznat určitý, byť málo výrazný trend v růstu popisované veličiny. Tento trend je bohužel vzhledem ke kvantování těžko rozpoznatelný.



Obr. 9.10: Vliv stárnutí na vypínací zpoždění

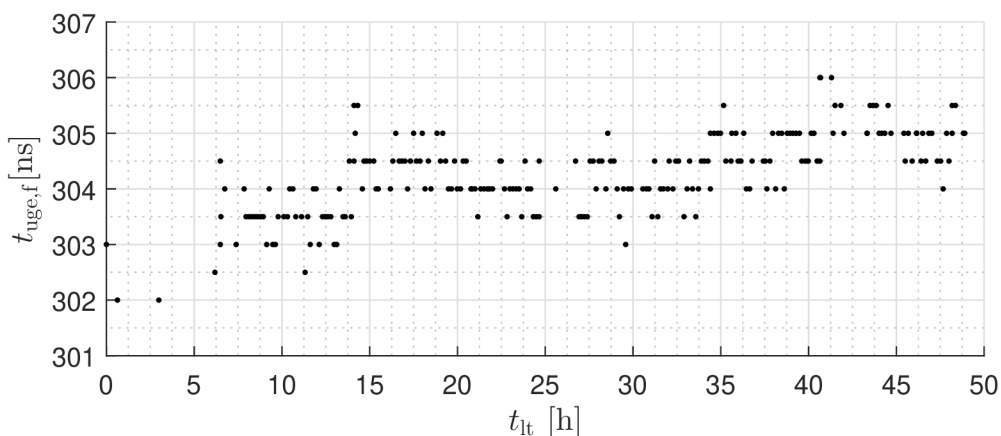
Vliv stárnutí na dobu poklesu t_f podle obr. 9.11 není prakticky rozpoznatelný.



Obr. 9.11: Vliv stárnutí na dobu poklesu proudu

9.5 Okamžik poklesu hradlového napětí

Okamžik poklesu hradlového napětí $t_{\text{uge},f}$ zobrazený na obr. 9.12 se velmi nápadně podobá vypínacímu zpoždění $t_{(d)\text{off}}$. Vliv stárnutí na oba tyto časové údaje je prakticky shodný. Za pozornost stojí možnost velmi snadné implementace měření okamžiku $t_{\text{uge},f}$ v „chytrém“ budiči, která spočívá v pouhé komparaci.

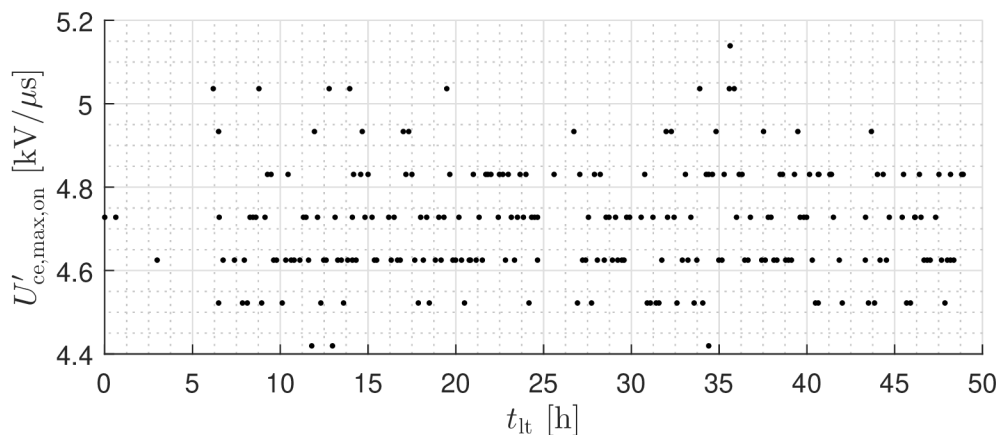


Obr. 9.12: Vliv stárnutí na okamžik poklesu hradlového napětí

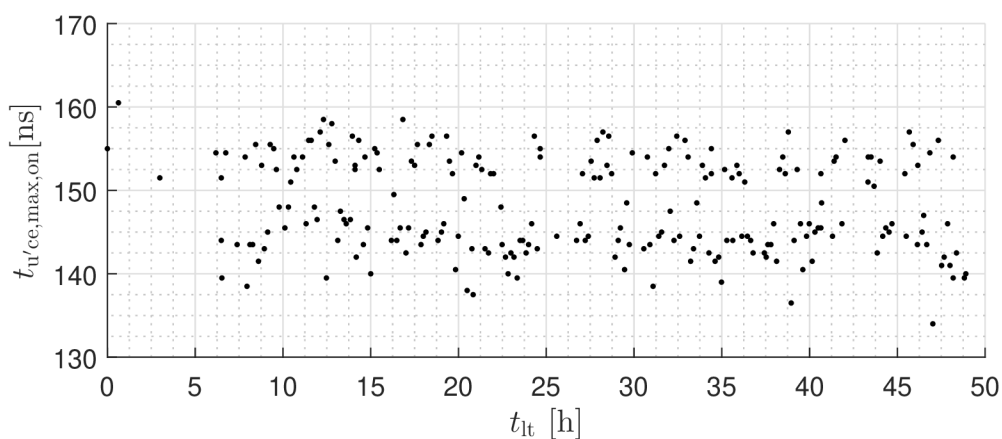
9.6 Strmost kolektorového napětí

Při zapínání

Obrázek 9.13 zobrazuje maximum strmosti kolektorového napětí a obr. 9.14 okamžik, kdy k tomu dochází v závislosti na stárnutí. Z obou obrázků však není patrný žádný trend.



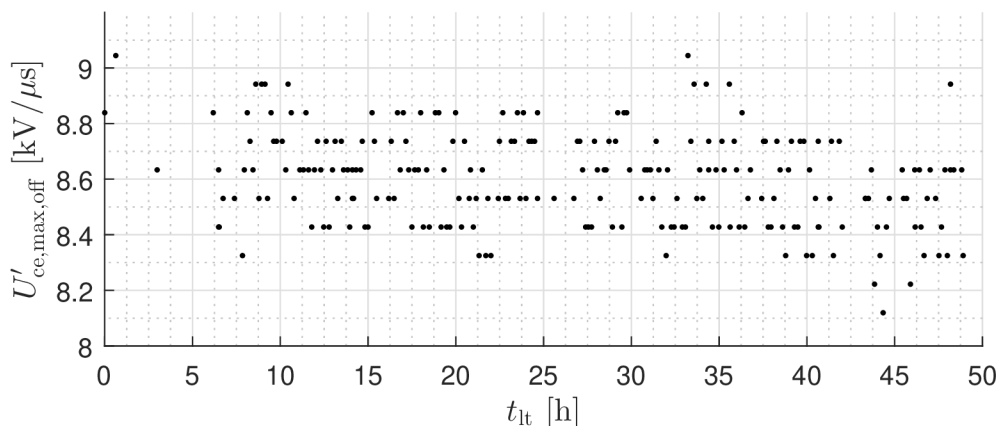
Obr. 9.13: Vliv stárnutí na strmost kolektorového napětí při zapínání



Obr. 9.14: Vliv stárnutí na okamžik maximální strmosti kolektorového napětí při zapínání

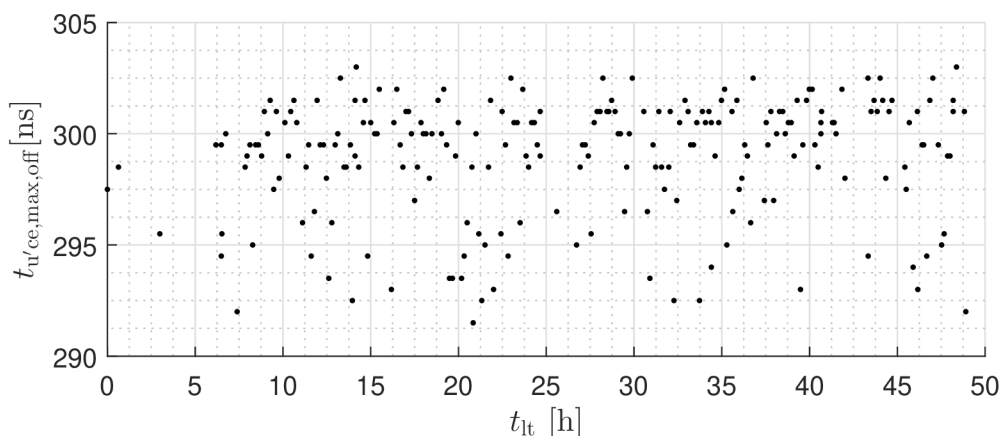
Při vypínání

Ve vypínacím ději dochází ke změně maxima strmosti kolektorového napětí dle obr. 9.15 téměř nepozorovaně. Tato změna se prakticky ztrácí v nejistotě měření a navíc je řádově srovnatelná s kvantováním.



Obr. 9.15: Vliv stárnutí na strmost kolektorového napětí při vypínání

Okamžik, kdy nastává maximum strmosti kolektorového napětí ve vypínacím ději je stářím dle obr. 9.16 prakticky neovlivněn. V daném průběhu není patrný žádný vývoj.

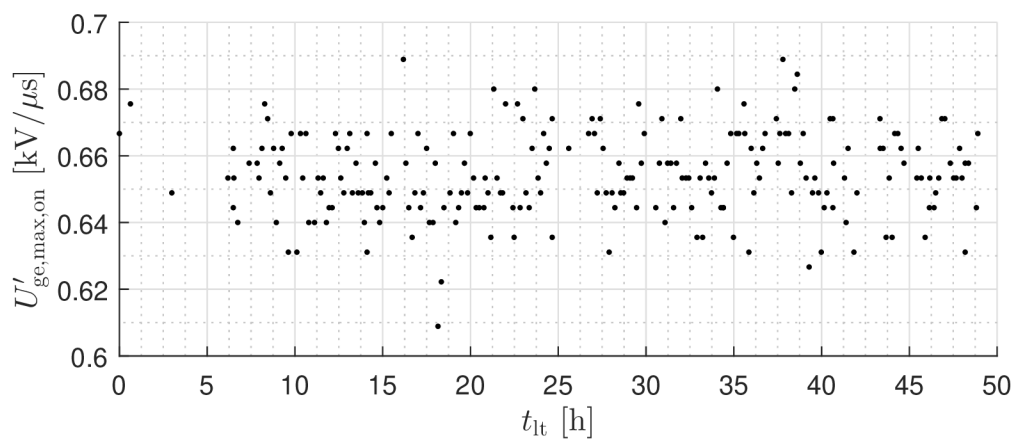


Obr. 9.16: Vliv stárnutí na okamžik maximální strmosti kolektorového napětí při vypínání

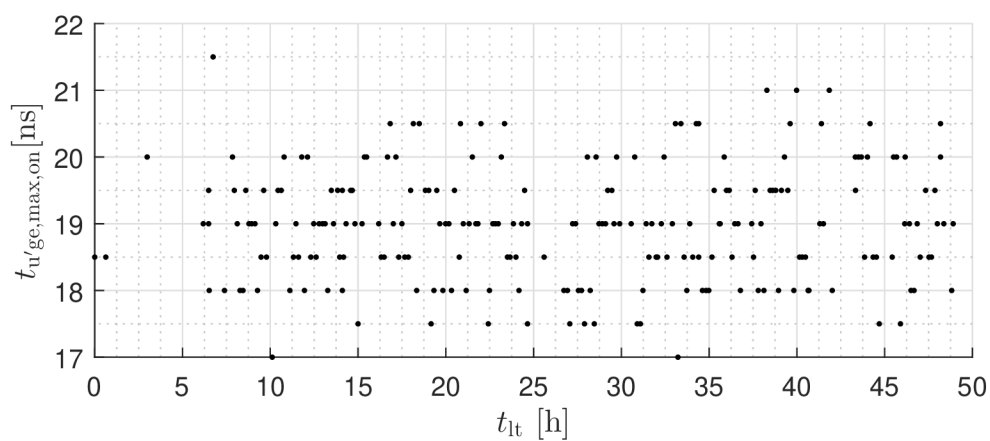
9.7 Strmost hradlového napětí

Při zapínání

Vliv stárnutí na maximum strmosti hradlového napětí a okamžik, kdy nastává v zapínacím ději jsou zobrazeny zobrazeny na obrázcích 9.17 a 9.18. Vidíme také, že vliv stárnutí na tyto veličiny je prakticky nulový.



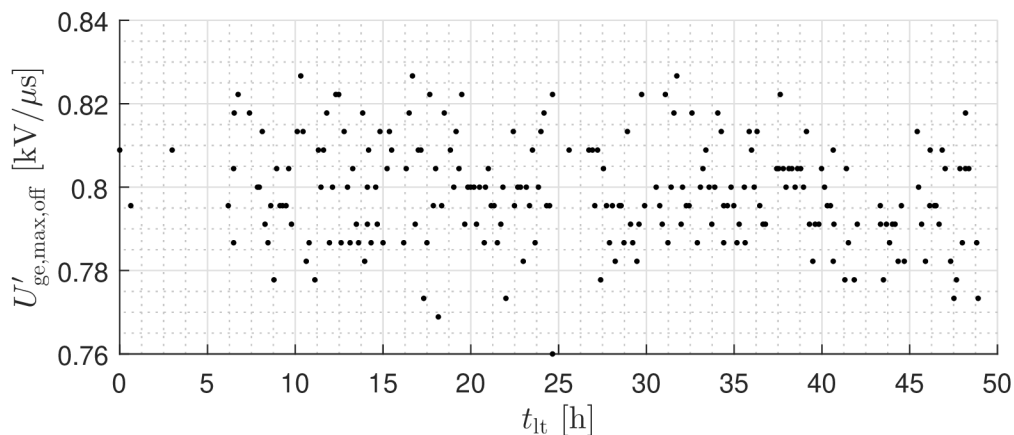
Obr. 9.17: Vliv stárnutí na strmost hradlového napětí při zapínání



Obr. 9.18: Vliv stárnutí na okamžik maximální strmosti hradlového napětí při zapínání

Při vypínání

Maximum strmosti hradlového napětí je podle obr. 9.19 stárnutím prakticky neovlivněno.

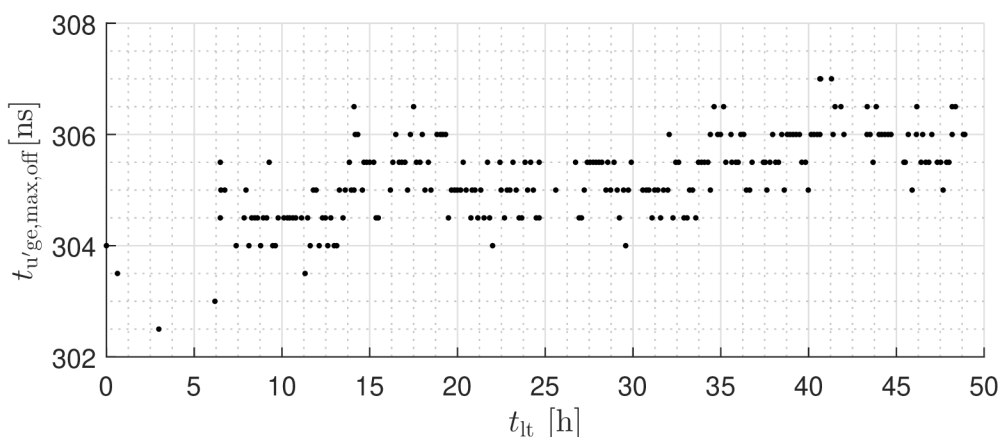


Obr. 9.19: Vliv stárnutí na strmost hradlového napětí při vypínání

Na okamžiku, kdy nastává popisované maximum strmosti hradlového napětí však můžeme jistý vývoj zaznamenat (viz obr. 9.20). Můžeme si povšimnout nápadné podobnosti s vývojem vypínacího zpoždění $t_{(d)off}$ na obr. 9.10, ale pochopitelně také s vývojem okamžiku poklesu hradlového napětí $t_{uge,f}$ na obr. 9.12. Na všech třech průbězích je velmi výrazné kvantování, jistý trend je však rozpoznatelný.

Provázanost okamžiků poklesu hradlového napětí a okamžiku jeho maximální strmosti je zřejmá ze znalosti průběhu hradlového napětí. Zatímco provázanost těchto okamžiků s vypínacím zpožděním je fyzikálního charakteru.

Okamžik maxima strmosti hradlového napětí (resp okamžik jeho poklesu) je možné detekovat v „chytrém“ budiči bez nutnosti implementace měření kolektorového proudu, což jej činí prakticky použitelnějším ve srovnání s dobou $t_{(d)off}$. Avšak ještě výhodnější je v tomto ohledu využití okamžiku poklesu hradlového napětí $t_{uge,f}$.

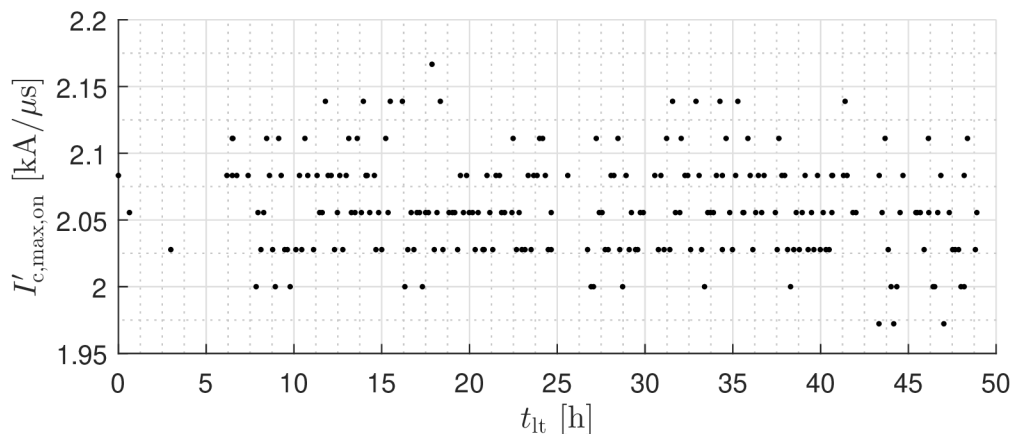


Obr. 9.20: Vliv stárnutí na okamžik maximální strmosti hradlového napětí při vypínání

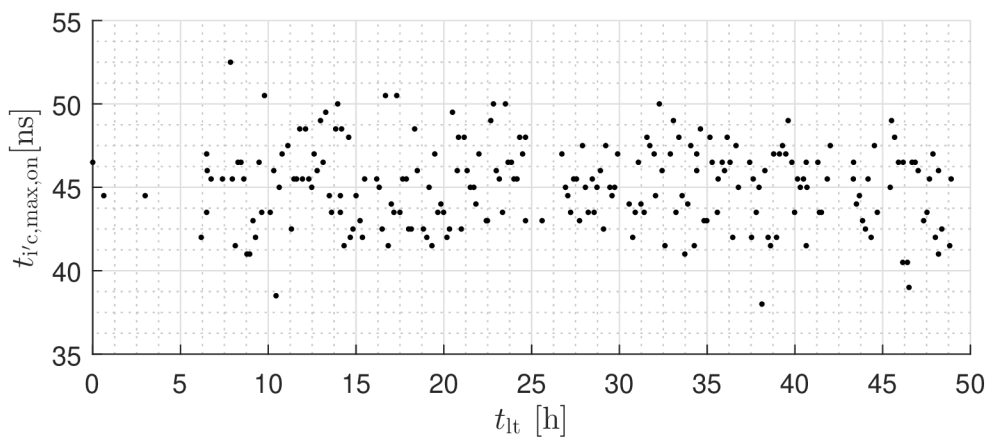
9.8 Strmost kolektorového proudu

Při zapínání

Jak vidíme z obrázku 9.21 zobrazující maximální strmost kolektorového proudu v závislosti na stárnutí a obrázku 9.22 zobrazující okamžik, kdy toto maximum nastane, stárnutí se prakticky neprojevuje.



Obr. 9.21: Vliv stárnutí na strmost kolektorového proudu při zapínání

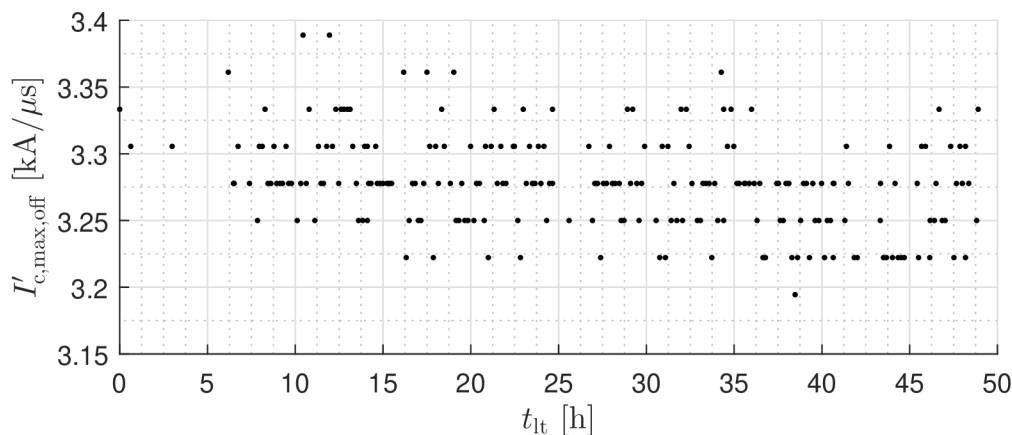


Obr. 9.22: Vliv stárnutí na okamžik maximální strmosti kolektorového proudu při zapínání

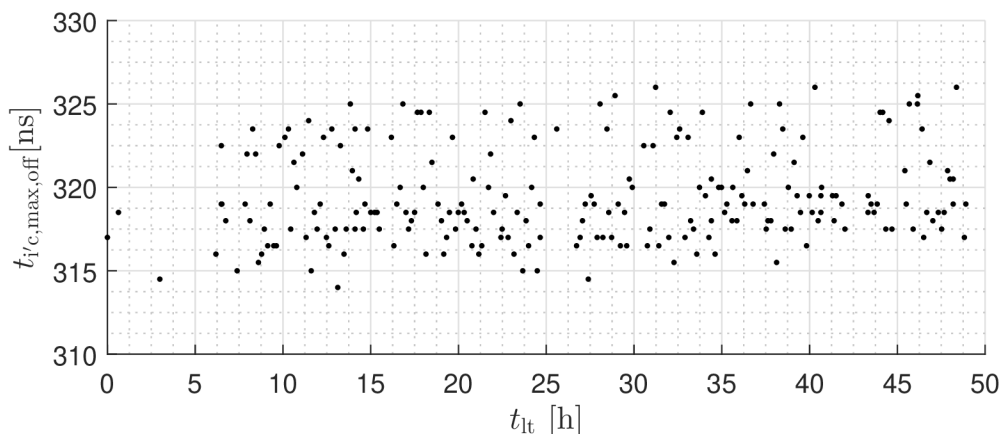
Při vypínání

Obrázek 9.23 zobrazuje vliv stárnutí na maximální strmost kolektorového proudu při vypínání. Rozpoznat nějaký vývoj na pozadí kvantování je velmi obtížné.

Okamžik, kdy tato maximální strmost nastává není stárnutím prakticky ovlivněn (viz obr. 9.24).



Obr. 9.23: Vliv stárnutí na strmost kolektorového proudu při vypínání



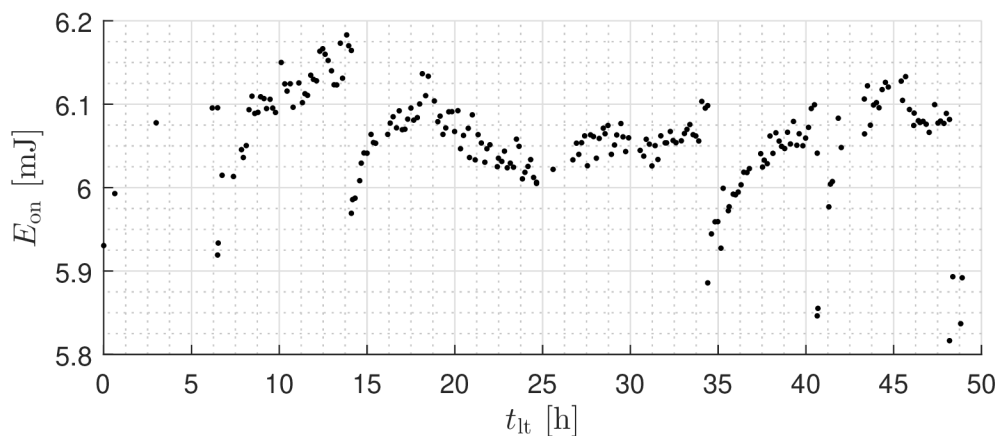
Obr. 9.24: Vliv stárnutí na okamžik maximální strmosti kolektorového proudu při vypínání

9.9 Přepínací ztrátové energie

Zapínací ztrátová energie

Obrázek 9.25 zobrazuje závislost zapínací ztrátové energie na stárnutí. Na tomto průběhu můžeme rozpoznat jistou periodicitu, která souvisí s denními cykly. Zapínací ztrátová energie je ovlivněna především vlastnostmi nulové diody. Teplota nulové diody však nebyla a nemohla být během životnostního testu regulována, což vyplývá z konstrukčního provedení celého zařízení. Protože životnostní zkoušku nebylo možné provádět nepřetržitě, noční přerušení vždy způsobilo vychladnutí celého zařízení. Tepelná časová konstanta chladiče nulové diody je však podstatně delší, než tepelná časová konstanta chladiče zkoumaného tranzistoru. Teplota pouzdra tranzistoru navíc byla zpětnovazebně regulována. Teplotní cyklování nulové diody se tedy projeví v cyklování zapínací energie a můžeme jej pozorovat i v průbězích některých

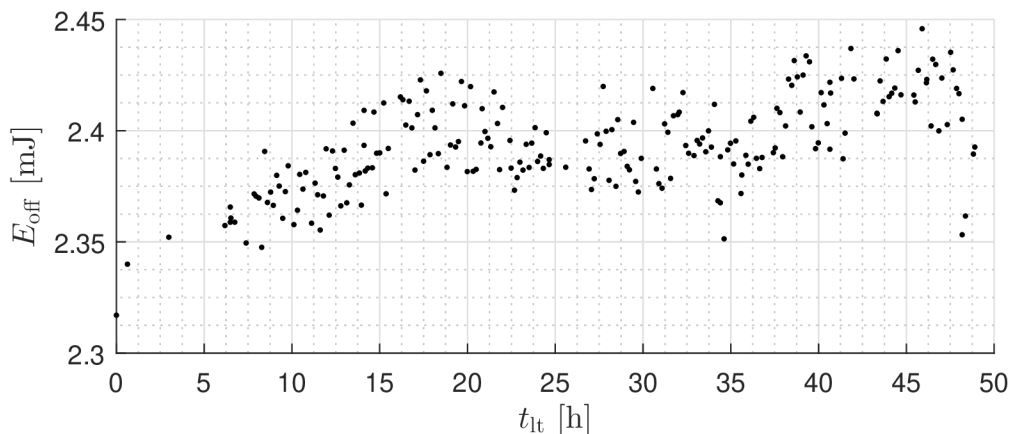
jiných veličin. Z tohoto důvodu je vypovídací hodnota této zapínací ztrátové energie prakticky nulová.



Obr. 9.25: Vliv stárnutí na zapínací ztrátovou energii

Vypínací ztrátová energie

Obrázek 9.26 znázorňuje vliv stárnutí na vypínací ztrátovou energii. Při odmyšlení jistých fluktuací je možné na průběhu pozorovat velmi slabě rostoucí trend. Bohužel vlivem rozptylu změřených hodnot a obtížné implementace jejich získávání je tato veličina s ohledem na predikci poruch prakticky nepoužitelná. Těsně před koncem grafu si můžeme povšimnout dvou bodů, které se vymykají obvyklému rozptylu – jsou to stejné body, o kterých byla řeč v souvislosti s obr. 9.6.



Obr. 9.26: Vliv stárnutí na vypínací ztrátovou energii

9.10 Shrnutí vlivu stárnutí na vybrané veličiny

Na rozdíl od standardně používaného teplotního cyklování (viz kap. 1.6) byla v tomto experimentu aplikována pokud možno stabilní vysoká teplota. Dalším rozdílem oproti běžné praxi je experimentování s diskrétní součástkou místo výkonového bezpotenciálového modulu.

Původně bylo plánováno provést životnostní zkoušku alespoň na několika kusech tranzistorů pro větší věrohodnost výsledků. Zkoušce sice bylo podrobena několik exemplářů, výsledky měření však nejsou vzájemně porovnatelné z důvodu průběžného odstraňování nedostatků měřicího pracoviště. Výše prezentované výsledky byly tedy získány pouze z jednoho měření – po odladění pracoviště.

Ke zvolení způsobu stárnutí stabilní teplotou vedl mj. údaj výrobce, který uvádí životnost tranzistoru cca 150 h při teplotě 175 °C (viz kap. 3.5). V tomto testu byla teplota $\sim 178,3$ °C a životnost byla necelých 50 h. Vzhledem k provedení pokusu na jednom exempláři nelze určit závislost životnosti na teplotě.

V průběhu experimentu docházelo k nechtěnému teplotnímu dennímu cyklování, jak bylo popsáno výše. Těchto cyklů bylo velmi málo (< 10), lze se proto domnívat, že na životnost měly malý vliv. Pozitivní skutečností je fakt, že veličiny, které se jeví jako zajímavé s ohledem na diagnostiku byly denním cyklováním zasaženy málo. Nicméně by bylo vhodné se tohoto jevu v budoucnu vyvarovat (kontinuální měření bez nočních přestávek).

Zajímavou trendovou veličinou se jeví vypínací zpoždění $t_{(d)off}$. V obrázku 9.10 je patrný vzrůstající trend, byť se superponovaným zvlněním. S vypínacím zpožděním úzce souvisí okamžik maxima strmosti hradlového napětí $t_{u'ge,max,off}$, jehož vývoj během životnosti je znázorněn na obrázku 9.20 a samozřejmě okamžik poklesu hradlového napětí $t_{uge,f}$ na obrázku 9.12. Tyto veličiny vykazují velmi podobné chování. Pro praktickou implementaci v „chytrém“ budiči je z nich nejvýhodnější okamžik poklesu hradlového napětí $t_{uge,f}$, protože stačí prostá komparace hradlového napětí a měření časového intervalu mezi okamžiky $t_{0,off}$ a $t_{uge,f}$.

Málo zřetelné trendy lze ještě vytušit ve vývoji strmosti kolektorového proudu $I'_{c,max}$ (viz obr. 9.23) a vypínací ztrátové energie E_{off} (viz obr. 9.26). Využitelnost tohoto pozorování je však patrně malá vzhledem k nejistotě měření a v případě vypínací ztrátové energie E_{off} navíc obtížné implementaci.

Bohužel v žádném průběhu nelze nalézt strmou změnu těsně před koncem životnosti, ze které by bylo možné blížíci se poruchu předpovědět. Zmiňovaná změna strmosti trendu mohla uniknout pozornosti vlivem „vzorkovací“ periody záznamu¹ v případě, že by změna nastala příliš rychle. Také nelze vyloučit, že porucha tranzistoru nenastala z jiného důvodu, než vlivem stárnutí.

¹Záznam byl pořizován vždy jedenkrát za 10 až cca 30 min, viz kap. 3.6.

10 ZÁVĚR

Dizertační práce je zaměřená na problematiku predikce havárie výkonového tranzistoru IGBT v pulzním měniči na základě měřitelných změn parametrů (tzv. trendových veličin) vlivem procesu degradace tranzistoru během doby životnosti. Otázka spolehlivosti resp. předvídatelnosti havárie je v oboru výkonové elektroniky a elektrických pohonů velmi důležitá, zvláště v oblasti velkých výkonů. Ekonomické, technické i bezpečnostní důvody jsou zjevné.

Při analýze současného stavu poznání této problematiky bylo zjištěno, že se podobnou tematikou seriózně zabývá řada výzkumných pracovišť. Současně však lze konstatovat, že jednoznačná, univerzální a spolehlivá metoda detekce blížící se havárie není k dispozici.

Při řešení práce bylo ověřeno, že změny trendových veličin jsou velmi malé a kromě degradace procesem stárnutí jsou ovlivněny řadou dalších vlivů (např. teplota, aktuální napětí meziobvodu, aktuální proud, parazitní oscilace maskující napěťové úrovně atd.), jež je třeba rozlišit. To ztěžuje detekci hledaného vlivu stárnutí. K tomu přistupuje skutečnost, že je třeba detekovat velmi malé změny analogových signálů v silně zarušeném prostředí měniče, kde se vyskytují velké strmosti napěťových pulzů du/dt (potenciální vnik rušení kapacitní cestou) a proudových pulzů di/dt (potenciální vnik rušení induktivní cestou). Dokonce i kdyby neexistovaly tyto výrazné praktické komplikace, bylo by řešení obtížné, protože je problematické definovat prahovou hodnotu daného indikátoru, která by spolehlivě předpovídala blízký konec životnosti. Veličina se sice během stárnutí může měnit vždy stejným typickým směrem, ale náhlý konec životnosti může přijít vždy u jiné prahové hodnoty indikátoru (např. podle typu, výrobní série či dokonce podle jednotlivého kusu).

Zkušební vývojář výkonových měničů s jistou mírou kritického myšlení a zdravé technické intuice si je samozřejmě vědom výše uvedených obtíží. Přesto se však touto problematikou má smysl zabývat, protože nelze jednoznačně prohlásit, že nemá řešení. Již existující řešení jsou zatížena jistou mírou nespolehlivosti a smyslem výzkumu je tuto nejistotu snižovat až na prakticky upotřebitelnou míru. V případě kladného výsledku by se jednalo o skutečně cenný kvalitativní posun, navíc s významným komerčním potenciálem.

Lze konstatovat, že některé vytýčené cíle dizertační práce se podařilo splnit beze zbytku, některé ambiciózní pak s rezervami – což však bylo možno očekávat v duchu výše nastíněné problematičnosti.

V první řadě se podařilo navrhnout a realizovat automatizované měřicí pracoviště umožňující sledování a záznam přepínacích dějů během zrychleného procesu stárnutí tranzistoru. Na této aparatuře lze provádět automatické měření a záznam při udržování konstantní vysoké teploty čipu. Doba životnosti je tím zkrácena a tak

lze např. během desítek hodin zaznamenat změny veličin během celého životnostního cyklu. Toto zařízení bude dále sloužit výzkumným i výukovým účelům, najde širší uplatnění než jen pro samotný experiment související s touto dizertací.

Dalším vytčeným cílem práce byl výzkum oblasti čidel proudu s extrémně velkou šířkou pásma (cca 100 MHz). Zde byla provedena teoretická analýza a vzájemné srovnání několika typů čidel proudu. Výsledky byly úspěšně ověřeny experimentálně. Určitou výzvou bylo vyřešení odolnosti na rušení, čímž se experimentální část stala sice značně obtížnější, avšak také užitečnější. Díky tomu lze totiž získané poznatky opět přenést do další výzkumné činnosti v oblasti výkonové elektroniky. Pozornost byla věnována zejména použití vysokofrekvenčního (impulzního) měřicího transformátoru proudu s následnými sekundárními obvody, jež se experimentálně dobře osvědčil.

Stěžejním cílem práce byla analýza chování trendových veličin během stárnutí tranzistoru a hledání nejspolehlivějšího ukazatele pro predikci havárie. Na sestavené aparatuře byla získána data, z nichž se nejprve podařilo nalézt závislosti několika potenciálních trendových veličin na teplotě, proudu, napětí (parazitní vlivy). Především se však podařilo nalézt závislosti těchto veličin na postupujícím procesu stárnutí. Výsledky provedených analýz jsou v některých případech zatíženy určitou nejistotou, v jiných případech jsou průkaznější. Tyto výsledky byly konkrétně diskutovány v kap. 9.10. Vzhledem k povaze problematiky lze i výsledek typu „tento zprvu zamýšlený indikátor se v experimentu nakonec neosvědčil“ považovat za přínosný, protože k zjištění této informace (byť negativní) bylo potřeba vynaložit poměrně značné úsilí.

Posledním deklarovaným cílem práce bylo posouzení technické realizovatelnosti snah o implementaci diagnostických metod umožňujících predikci havárie do budiče výkonového tranzistoru. Je třeba přiznat, že v této části nebylo prozatím dosaženo očekávané úspěšnosti. Byly nalezeny trendové veličiny, které by bylo možno měřit v obvodech budiče a podle výsledku následně informovat digitální řídicí systém o potenciálním nárůstu rizika blízké havárie. Míra nejistoty však prozatím zůstává nepříjemně vysoká, dosud se totiž nepodařilo najít opravdu spolehlivý indikátor, jež by bylo možné smysluplně použít v praxi. Problémem je také to, že v této dizertační práci bylo prováděno měření na jediném kusu tranzistoru (během jednoho celého cyklu životnosti – od nového tranzistoru po jeho zničení). Nelze tak posoudit rozptyl a statistickou relevanci získaných výsledků.

Na pracovišti ÚVEE FEKT VUT v Brně se danou problematikou dosud nikdo nezabýval, a tak řešení dizertační práce nemohlo být usnadněno dřívějšími zkušenostmi. Lze konstatovat, že dizertační práce svými poněkud otevřenými závěry naznačuje možnost dalšího výzkumu. Přitom se předpokládá použití realizované aparatury, zdokonalení některých měření (např. vyloučení teplotní závislosti prahového

napětí vysokonapětové diody při měření saturačního napětí aj.) a především provedení časově náročného měření na mnoha tranzistorech za účelem získání statisticky cenných dat.

LITERATURA

- [1] PATOČKA, Miroslav. *Magnetické jevy a obvody ve výkonové elektronice, měřicí technice a silnoproudé elektrotechnice*. V Brně: VUTIUM, 2011, 564 s. ISBN 978-80-214-4003-6.
- [2] Bin Lu; Sharma, S.K.: A Literature Review of IGBT Fault Diagnostic and Protection Methods for Power Inverters. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, 2009, vol.45, no.5, p.1770-1777. ISSN 0093-9994.
- [3] PATOČKA, M.: Driving circuits for power transistors MOSFET and IGBT. *ElectronicsLetters.com <http://www.electronicletters.com>*, 2004, č.1/7, p.20-27. ISSN 1213-161X.
- [4] FUCHS, F.W.: Some diagnosis methods for voltage source inverters in variable speed drives with induction machines - a survey, *Proceedings of Industrial Electronics Society, IECON '03.The 29th Annual Conference of the IEEE* , 2003, vol.2, no., pp. 1378- 1385 Vol.2, ISBN 0-7803-7906-3.
- [5] Klima, B.; Knobloch, J.; Pochyla, M.: Intelligent IGBT driver concept for three-phase electric drive diagnostics. *Design and Diagnostics of Electronic Circuits and Systems (DDECS) IEEE 13th International Symposium on*, 2010, pp.217-220, 14-16 April 2010. ISBN 978-1 -4244-6612-2.
- [6] Lu, C.Z., et al.: Fast measurement of the peak junction temperature of power transistors using electrical method. *Semiconductor Thermal Measurement and Management Symposium*, 1991. SEMI-THERM VII. Proceedings., Seventh Annual IEEE , pp.39-43, 12-14 Feb 1991. ISBN 0-87942-664-0.
- [7] Ok-Sun Yu; Nam-Ju Park; Dong-Seok Hyun: A Novel Fault Detection Scheme for Voltage Fed PWM Inverter. *IEEE Industrial Electronics, IECON - 32nd Annual Conference on*, 2006, pp.2654-2659, 6-10 ISBN 1-4244-0390-1.
- [8] Huang, F.; Flett, F.: IGBT Fault Protection Based on di/dt Feedback Control. *Power Electronics Specialists Conference, PESC*, 2007. IEEE , pp.1478-1484, ISBN 978-1-4244-0654-8.
- [9] Rodriguez, M.A.; Claudio, A.; Theilliol, D.; Velan, L.G.: A New Fault Detection Technique for IGBT Based on Gate Voltage Monitoring. *Power Electronics Specialists Conference, PESC*, 2007. IEEE , pp.1001 -1005, ISBN 978-1-4244-0654-8.

- [10] Musumeci, S.; Pagano, R.; Raciti, A.; Belverde, G.; Guastella, C.; Melito, M.: A novel protection technique devoted to the improvement of the short circuit ruggedness of IGBTs. *Industrial Electronics Society, IECON '03. The 29th Annual Conference of the IEEE*, 2003, vol.2, no., pp. 1733- 1738, 2-6 Nov. 2003, ISBN 0-7803-7906-3.
- [11] Hemmer, R.: Intelligent IGBT drivers with exceptional driving and protection features. *Power Electronics and Applications, EPE '09. 13th European Conference on*, 2009, pp.1 -4, 8-10 Sept. 2009, ISBN 978-1 -4244-4432-8.
- [12] PATOČKA, Miroslav. *Matematický nástroj pro analýzu PWM signálů, jeho užití ve střídavých pohonech*. 1. vyd. Brno: VUT, 2000. 26 s. ISBN 80-214-1646-7. Teze habilitační práce. VUT v Brně.
- [13] Infineon. 2009. *EiceDRIVER Datasheet*. [Online]. Available: http://www.infineon.com/dgdl/Datasheet+2ED300C17-ST_eng1.pdf?folderId=db3a304412b407950112b408e8c90004&fileId=db3a304412b407950112b429b99741da
- [14] LumaSense Technologies [online]. 2011 [cit. 2015-09-18]. GA 740. Dostupné z: <http://www.lumasenseinc.com/EN/products/infrared-thermometers-and-switches/impac-highspeed/pyrometer-impac-iga-740.html>
- [15] FORSYTH, A. a P. JAMES. Accelerated testing of IGBT power modules to determine time to failure. In: *5th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2010)*. Brighton, UK: Institution of Engineering and Technology, 2010, s. 254-254. ISBN 9781849192316. DOI: 10.1049/cp.2010.0123. Dostupné z: <http://digital-library.theiet.org/content/conferences/10.1049/cp.2010.0123>
- [16] MARCOS, J., J.M.L. PALLAS a S. FERNANDEZ-GOMEZ. Reliability tests on power devices. In: *Annual Reliability and Maintainability Symposium. 2002 Proceedings (Cat. No.02CH37318)*. Seattle, WA: IEEE, 2002, s. 618-621. ISBN 0-7803-7348-0. DOI: 10.1109/RAMS.2002.981711. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=981711>
- [17] GHIMIRE, Pramod, Angel Ruiz DE VEGA, Szymon BECZKOWSKI, Stig MUNK-NIELSEN, Bjorn RANNESTED a Paul Bach THOGERSEN. An on-line Vce measurement and temperature estimation method for high power IGBT module in normal PWM operation. In: *2014 International Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014 - ECCE ASIA)*. Hiroshima: IEEE, 2014, s. 2850-2855. ISBN 978-1-4799-2705-0. DOI: 10.1109/IPEC.2014.6870085.

- Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=6870085>
- [18] GHIMIRE, Pramod, Szymon BECZKOWSKI, Stig MUNK-NIELSEN, Bjorn RANNESTAD a Paul Bach THOGERSEN. A review on real time physical measurement techniques and their attempt to predict wear-out status of IGBT. In: *2013 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*. Lille: IEEE, 2013, s. 1-10. ISBN 978-1-4799-0116-6. DOI: 10.1109/EPE.2013.6634419. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=6634419>
- [19] GHIMIRE, Pramod, Angel RUIZ DE VEGA, Stig MUNK-NIELSEN, Bjorn RANNESTAD a Paul Bach THOGERSEN. A real time V_{ce} measurement issues for high power IGBT module in converter operation. In: *2013 1st International Future Energy Electronics Conference (IFEEEC)*. Tainan: IEEE, 2013, s. 761-766. ISBN 978-1-4799-0073-2. DOI: 10.1109/IFEEEC.2013.6687604. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=6687604>
- [20] BECZKOWSKI, Szymon, Pramod GHIMIRE, Angel Ruiz DE VEGA, Stig MUNK-NIELSEN, Bjorn RANNESTAD a Paul THOGERSEN. Online V_{ce} measurement method for wear-out monitoring of high power IGBT modules. In: *2013 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*. Lille: IEEE, 2013, s. 1-7. ISBN 978-1-4799-0116-6. DOI: 10.1109/EPE.2013.6634390. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=6634390>
- [21] DENK, Marco a Mark-M. BAKRAN. An IGBT Driver Concept with Integrated Real-Time Junction Temperature Measurement. In: *PCIM Europe 2014 International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management Nuremberg, 20 - 22 May 2014, Proceedings*. neue Ausg. Berlin: VDE VERLAG, 2014, s. 1-8. ISBN 9783800736034.
- [22] PALMER, P.R., B.H. STARK a J.C. JOYCE. Noninvasive measurement of chip currents in IGBT modules. In: *PESC97. Record 28th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Formerly Power Conditioning Specialists Conference 1970-71. Power Processing and Electronic Specialists Conference 1972*. St. Louis: IEEE, 1997, s. 166-171. ISBN 0-7803-3840-5. DOI: 10.1109/PESC.1997.616722. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=616722>

- [23] ROTHENHAGEN, Kai a Friedrich W. FUCHS. Performance of diagnosis methods for IGBT open circuit faults in three phase voltage source inverters for AC variable speed drives. In: *2005 European Conference on Power Electronics and Applications*. Dresden: IEEE, 2005, 10 pp.-P.7. ISBN 90-75815-09-3. DOI: 10.1109/EPE.2005.219426. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=1665616>
- [24] GINART, A.E., P.W. KALGREN, M.J. ROEMER, D.W. BROWN a M. ABBAS. Transistor Diagnostic Strategies and Extended Operation Under One-Transistor Trigger Suppression in Inverter Power Drives. *IEEE Transactions on Power Electronics*. IEEE, 2010, vol. 25, issue 2, s. 499-506. DOI: 10.1109/TPEL.2009.2026750. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=5200515>
- [25] CIAPPA, Mauro. Selected failure mechanisms of modern power modules. *Microelectronics Reliability*. 2002, vol. 42, 4-5, s. 653-667. DOI: 10.1016/S0026-2714(02)00042-2. Dostupné z: <http://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S0026271402000422>
- [26] YANG, Shaoyong, Dawei XIANG, Angus BRYANT, Philip MAWBY, Li RAN a Peter TAVNER. Condition Monitoring for Device Reliability in Power Electronic Converters: A Review. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2010, vol. 25, issue 11, s. 2734-2752. DOI: 10.1109/TPEL.2010.2049377. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=5457999>
- [27] OH, Hyunseok, Bongtae HAN, Patrick MCCLUSKEY, Changwoon HAN a Byeng D. YOUN. Physics-of-Failure, Condition Monitoring, and Prognostics of Insulated Gate Bipolar Transistor Modules: A Review. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2015, vol. 30, issue 5, s. 2413-2426. DOI: 10.1109/TPEL.2014.2346485. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=6874580>
- [28] CHVÁTILINA, Pavel. *Laboratorní přípravek pro testování tranzistorů IGBT*. Brno, 2009. Diplomová práce. VUT v Brně.
- [29] DE VEGA, Angel Ruiz, Pramod GHIMIRE, Kristian Bonderup PEDERSEN, Ionut TRINTIS, Szymon BECZKOWSKI, Stig MUNK-NIELSEN, Bjorn RANNESTAD a Paul THOGERSEN. Test setup for accelerated test of high power IGBT modules with online monitoring of V_{ce} and V_f voltage during converter operation. In: *2014 International Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014 - ECCE*

- ASIA*). Hiroshima: IEEE, 2014, s. 2547-2553. ISBN 978-1-4799-2705-0. DOI: 10.1109/IPEC.2014.6869948. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=6869948>
- [30] SMET, Vanessa, Francois FOREST, Jean-Jacques HUSELSTEIN, Frédéric RICHARDEAU, Zoubir KHATIR, Stéphane LEFEBVRE a Mounira BERKANI. Ageing and Failure Modes of IGBT Modules in High-Temperature Power Cycling. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2011, vol. 58, issue 10, s. 4931-4941. DOI: 10.1109/TIE.2011.2114313. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=5711661>
- [31] DAVIS, Roy I. a Daniel J. SPRENGER. Methodology and apparatus for rapid power cycle accumulation and in-situ incipient failure monitoring for power electronic modules. In: *2014 IEEE 64th Electronic Components and Technology Conference (ECTC)*. Orlando: IEEE, 2014, s. 1996-2002. ISBN 978-1-4799-2407-3. DOI: 10.1109/ECTC.2014.6897576. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=6897576>
- [32] ELEFFENDI, Mohd. Amir a C. Mark JOHNSON. Evaluation of On-state Voltage $V_{CE(ON)}$ and Threshold Voltage V_{th} for Real-time Health Monitoring of IGBT Power Modules. In: *2015 17th European Conference on Power Electronics and Applications*. Geneve: IEEE, 2015, s. 1-10. ISBN 9789075815238.
- [33] ALGHASSI, Payam SOULATIANTORK, Mohammad SAMIE, Suresh PERINPANAYAGAM a Marco FAIFER. Reliability Enhance Powertrain Using Fuzzy Knowledge Base Prognostics Model. In: *Power Electronics and Applications (EPE'15-ECCE Europe), 2015 17th European Conference on*. Geneve: IEEE, 2015, s. 1-10. ISBN 9789075815238.
- [34] Fastest Economic Non contact IR- temperature sensors for accurate readings. *Micro-Epsilon Measurement* [online]. 2015 [cit. 2015-09-18]. Dostupné z: http://www.micro-epsilon.com/temperature-sensors/thermoMETER_CT_basic/thermoMETER_CTfast/index.html
- [35] KUMAR, Vikash, Srikanth REDDY a G NARAYANAN. Measurement of IGBT switching characteristics and loss using coaxial current transformer. In: *2012 IEEE 5th India International Conference on Power Electronics (IICPE)*. Delhi: IEEE, 2012, s. 1-6. ISBN 978-1-4673-0934-9. DOI: 10.1109/IICPE.2012.6450478. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=6450478>

- [36] KANG, X., X. WANG, L. LU, E. SANTI, J.L. HUDGINS a P.R. PALMER. Physical modeling of IGBT turn on behavior. In: *38th IAS Annual Meeting on Conference Record of the Industry Applications Conference, 2003*. Salt Lake City: IEEE, 2003, s. 988-994. ISBN 0-7803-7883-0. DOI: 10.1109/IAS.2003.1257659. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=1257659>
- [37] LU, L., S.G. PYTEL, E. SANTI, A.T. BRYANT, J.L. HUDGINS a P.R. PALMER. Modeling of IGBT resistive and inductive turn-on behavior. In: *Fourtieth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2005 Industry Applications Conference, 2005*. Kowloon, Hong Kong: IEEE, 2005, s. 2643-2650. ISBN 0-7803-9208-6. DOI: 10.1109/IAS.2005.1518833. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=1518833>
- [38] AVENAS, Yvan, Laurent DUPONT a Zoubir KHATIR. Temperature Measurement of Power Semiconductor Devices by Thermo-Sensitive Electrical Parameters—A Review. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2012, vol. 27, issue 6, s. 3081-3092. DOI: 10.1109/TPEL.2011.2178433. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=6096434>
- [39] Accelerated test setup - Department of Energy Technology - Aalborg University. AALBORG UNIVERSITY. *Center of Reliable Power Electronics (CORPE)* [online]. 2012 [cit. 2015-09-24]. Dostupné z: <http://www.corpe.et.aau.dk/research//ats>
- [40] KWANG-WOON LEE, MYUNGCHUL KIM, JANGHO YOON, SANG BIN LEE a JI-YOON YOO. Condition Monitoring of DC-Link Electrolytic Capacitors in Adjustable-Speed Drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*. 2008, vol. 44, issue 5, s. 1606-1613. DOI: 10.1109/TIA.2008.2002220. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=4629383>
- [41] MUSIL, Vladislav. Výkonové elektronické součástky. *Elektrorevue* [online]. 2000, **2000**(14), 1-4 [cit. 2016-08-04]. ISSN ISSN 1213-1539. Dostupné z: <http://www.elektrorevue.cz/clanky/00014/index.html>
- [42] PALMER, P.R., A.N. GITHIARI a R.J. LEEDHAM. A comparison of IGBT technologies for use in the series connection. In: *6th International Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives*. Nottingham, UK: IEE, 1996, s. 236-241. DOI: 10.1049/cp:19960919. ISBN 0-85296-665-2. ISSN 0537-9989. Dostupné také z: http://digital-library.theiet.org/content/conferences/10.1049/cp_19960919

- [43] ZHENG, Forrest, Giulia SERI a Davide CHIOLA. Fast IGBT based on TRENCHSTOP 5 technology for industrial applications. In: *Infineon Technologies* [online]. Villach, Austria: Infineon, 2012 [cit. 2016-08-04]. Dostupné z: https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-AN2012_11_Fast_IGBT_TRENCHSTOP5-AN-v1.0-en.pdf?fileId=db3a30433af3614c013af43faedb0238
- [44] Insulated-gate bipolar transistor. In: *Wikipedia: the free encyclopedia* [online]. San Francisco (CA): Wikimedia Foundation, 2001-2016 [cit. 2016-08-05]. Dostupné z: https://en.wikipedia.org/wiki/Insulated-gate_bipolar_transistor
- [45] Semikron: SKiM606GD066HD. *Semikron* [online]. Nuremberg: Semikron, 2016 [cit. 2016-08-23]. Dostupné z: <https://www.semikron.com/products/product-classes/igbt-modules/detail/skim606gd066hd-23630040.html>
- [46] SGW50N60HS: High Speed IGBT in NPT-technology. *Infineon* [online]. Mnichov: Infineon, 2008 [cit. 2016-08-24]. Dostupné z: http://www.infineon.com/dgdl/Infineon-SGW50N60HS-DS-v02_03-en.pdf?fileId=db3a304412b407950112b427b7d13cae
- [47] IDP45E60: Fast Switching Diode. *Infineon* [online]. Mnichov: Infineon, 2013 [cit. 2016-08-29]. Dostupné z: http://www.infineon.com/dgdl/Infineon-IDP45E60-DS-v02_05-en.pdf?fileId=db3a30432313ff5e01237a518c6e7be9
- [48] Tektronix AC/DC Current Measurement Systems. *Tektronix* [online]. Beaverton: Tektronix, 2016 [cit. 2016-09-12]. Dostupné z: http://www.tek.com/sites/tek.com/files/media/media/resources/TCPA-Amplifiers-and-TCP300-400-Probes-Datasheet-60W1645810_2016.02.01.11.29.29_13540_EN.pdf
- [49] PRODUCT DATA APPROVAL SHEET. *Semic trade* [online]. Praha: Semic, 2016 [cit. 2016-09-26]. Dostupné z: http://www.semic.cz/_obchody/semic.obchodak.net/prilohy/6035/lj-t-1004c-cf139-cf-563f3d.pdf
- [50] GROVER, Frederick W. *Inductance calculations: working formulas and tables*. Mineola, N.Y.: Dover Publications, 2004. ISBN 0486495779.
- [51] Discrete IGBT: Explanation of discrete IGBTs' datasheets. *Infineon* [online]. Munich, Germany: Infineon, 2015 [cit. 2016-10-07]. Dostupné z: http://www.infineon.com/dgdl/Infineon-ApplicationNote_DiscreteIGBT_DatasheetExplanation-AN-v01_00-EN.pdf?fileId=5546d462501ee6fd015023070b8b306d

- [52] IEC 60747-9. *Semiconductor devices – Discrete devices: Part 9: Insulated-gate bipolar transistors (IGBTs)*. 2.0. Geneva: IEC Central Office, 2007.
- [53] SEMIKRON. *SKiM63 Driverboard: IGBT Plug and Play Driver*. 01. Nuremberg, 2010.
- [54] MILLER, John Milton. *Dependence of the input impedance of a three-electrode vacuum tube upon the load in the plate circuit*. Washington: Govt. Print. Off., 1919. 15(351)367–385.
- [55] Miller effect. In: *Wikipedia: the free encyclopedia* [online]. San Francisco (CA): Wikimedia Foundation, 2001- [cit. 2017-01-19]. Dostupné z: https://en.wikipedia.org/wiki/Miller_effect
- [56] JIANG, Yuanyuan, Youren WANG, Quan SUN a Yi WU. A fault prediction method for closed-loop SEPIC converters under variable operating conditions. In: *2016 Prognostics and System Health Management Conference (PHM-Chengdu)*. Chengdu: IEEE, 2016, s. 1-7. DOI: 10.1109/PHM.2016.7819816. ISBN 978-1-5090-2778-1. ISSN 2166-5656.
- [57] CAO, Genqian, Ping XU a Sheng HONG. Feature extraction based on EMD for Insulated Gate Bipolar Transistor. In: *The 4th Annual IEEE International Conference on Cyber Technology in Automation, Control and Intelligent*. Hong Kong: IEEE, 2014, s. 619-622. DOI: 10.1109/CYBER.2014.6917535. ISBN 978-1-4799-3669-4.
- [58] PATIL, N., J. CELAYA, D. DAS, K. GOEBEL a M. PECHT. Precursor Parameter Identification for Insulated Gate Bipolar Transistor (IGBT) Prognostics. *IEEE Transactions on Reliability*. 2009, **58**(2), 271-276. DOI: 10.1109/TR.2009.2020134. ISSN 0018-9529.
- [59] BROWN, D. W., M. ABBAS, A. GINART, I. N. ALI, P. W. KALGREN a G. J. VACHTSEVANOS. Turn-Off Time as an Early Indicator of Insulated Gate Bipolar Transistor Latch-up. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2012, **27**(2), 479-489. DOI: 10.1109/TPEL.2011.2159848. ISSN 0885-8993.
- [60] *Power Integrations* [online]. San Jose, California: Power Integrations, 2017 [cit. 2017-01-26]. Dostupné z: <https://igbt-driver.power.com/>
- [61] *InPower Systems* [online]. Pürgen, Germany: InPower Systems, 2017 [cit. 2017-01-26]. Dostupné z: <http://www.inpower-sys.com/>
- [62] *Semikron* [online]. Nürnberg, Germany: SEMIKRON Elektronik GmbH, 2017 [cit. 2017-01-26]. Dostupné z: <https://www.semikron.com/>

- [63] *Ppm Power* [online]. Swindon, UK: PPM Power, 2017 [cit. 2017-01-26]. Dostupné z: <http://ppmpower.co.uk/>
- [64] *Broadcom* [online]. San Jose, California, USA: Broadcom Limited, 2017 [cit. 2017-01-26]. Dostupné z: <https://www.broadcom.com>
- [65] ZEMAN, P. Návrh letounu VUT 051 RAY s uvažáním hybridního pohonu. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta strojního inženýrství, 2012. 83 s. Vedoucí diplomové práce prof. Ing. Antonín Píštěk, CSc..
- [66] Curve Fitting Toolbox. *MathWorks* [online]. Natick: Matlab, 2017 [cit. 2017-02-15]. Dostupné z: <https://www.mathworks.com/products/curvefitting.html>
- [67] KADLEC, Josef *Spínané zdroje velkých výkonů – paralelní řazení zdrojů*: dizertační práce. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky, 2015. 191 s. Vedoucí práce byl doc. Dr. Ing. Miroslav Patočka

SEZNAM SYMBOLŮ, VELIČIN A ZKRATEK

IGBT	Bipolární tranzistor s izolovanou bází - insulated gate bipolar transistor
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
PWM	Pulzní šířková modulace – Pulse width modulation
PC	Osobní počítač
AD	Analogově – digitální
DPS	Deska plošných spojů
PT	Punch Through (technologie IGBT) – se stlačeným polem
NPT	Non Punch Through (technologie IGBT) – s nesymetrickým polem
MTP	Měřicí transformátor proudu
MKP	Metoda konečných prvků
FS	Field-Stop (technologie IGBT)
TEK	Tektronix – výrobce měřicích přístrojů
T_{test}	Testovaný tranzistor
vf	Vysoká frekvence, vysokofrekvenční
SMD	Surface Mount Device – součástka pro povrchovou montáž
FEMM	Finite Element Method Magnetics – Metoda konečných prvků pro výpočet magnetických úloh, aplikace pro PC
TSEP	Elektrické parametry citlivé na teplotu – Thermo-Sensitive Electrical Parameters
EMS	Electro Magnetic Susceptibility – Elektromagnetická odolnost
U_{ce}	Kolektorové napětí
$U_{\text{ce,m}}$	Amplituda kolektorového napětí
$U_{\text{ce,m,on}}$	Amplituda kolektorového napětí získaná ze zapínacího děje
$U_{\text{ce,m,off}}$	Amplituda kolektorového napětí získaná z vypínacího děje

$U_{ce,pk}$	Špičková hodnota kolektorového napětí
$\Delta U_{ce,pk,off}$	Překmit kolektorového napětí nad amplitudu
$\Delta U_{ce,on}$	Schodek kolektorového napětí během zapínání
U_D	Stejnoseměrné napětí meziobvodu
$U_{ce,sat}$	Saturační kolektorové napětí
$u_{ce,sat}^*$	Saturační kolektorové napětí měřené sondou 10:1 s vlivem měřicí diody
$u_{ce}(t)$	Okamžité kolektorové napětí
$u_{ge}(t)$	Okamžité hradlové napětí
$U_{ge,m}$	Amplituda napětí na hradle tranzistoru (bez uvážení překmitu)
$\Delta U_{ge,pk,on}$	Překmit hradlového napětí
$U_{ge,d,on}$	Zapínací napětí na výstupu budiče
$U_{ge,d,off}$	Vypínací napětí na výstupu budiče
$u_{ge,d}(t)$	Okamžité napětí na výstupu budiče
$u_{ge_sup}(t)$	Okamžité hradlové napětí napájecího modulu SKiM
U_{ge}	Hradlové napětí tranzistoru
$U_{ge,th}$	Prahové napětí tranzistoru
$U_{ge,mi,on}$	Hradlové napětí během plató v zapínacím ději
$U_{ge,mi,off}$	Hradlové napětí během plató ve vypínacím ději
$U_{ge,pk,off}$	Podkmit napětí hradla při vypínání
$u_L(t)$	Okamžité napětí na tlumivce
u'_{ce}	Strmost kolektorového napětí
u'_{ge}	Strmost hradlového napětí
$U'_{ce,max}$	Maximální strmost kolektorového napětí
$U'_{ge,max}$	Maximální strmost hradlového napětí

$m_{u'ce}$	Index maximální strmosti kolektorového napětí
$i_L(t)$	Okamžitý proud tlumivkou
I_L	Střední hodnota proudu tlumivkou
I_c	Kolektorový proud tranzistoru
$I_{c,m}$	Amplituda kolektorového proudu bez uvažování komutačního překmitu
$I_{c,m,on}$	Amplituda kolektorového proudu získaná ze zapínacího děje
$I_{c,m,off}$	Amplituda kolektorového proudu získaná z vypínacího děje
$I_{c,pk,on}$	Maximální velikost kolektorového proudu včetně komutačního překmitu
$\Delta I_{c,pk,on}$	Velikost překmitu kolektorového proudu
$i_g(t)$	Okamžitá hodnota hradlového proudu
$I_{g,th,on}$	Proud hradlem tranzistoru v době plató při zapínání
$I_{g,th,off}$	Proud hradlem tranzistoru v době plató při vypínání
$i_c(t)$	Okamžitá hodnota kolektorového proudu
i'_c	Strmost kolektorového proudu
$I'_{c,max}$	Maximální strmost kolektorového proudu
$m_{i'c}$	Index maximální strmosti kolektorového proudu
C_{ge}	Kapacita řídicí elektrody proti emitoru
C_{ce}	Kapacita mezi kolektorem a emitorem
C_{gc}	Parazitní (Millerova) kapacita mezi kolektorem a řídicí elektrodou
ϑ_j	Teplota čipu tranzistoru
ϑ_c	Teplota pouzdra tranzistoru
$R_{\vartheta jc}$	Tepelný odpor mezi čipem a pouzdem výkonové součástky
U_f	Úbytek napětí na diodě v propustném směru
$L_{\sigma 1}$	Rozptylová indukčnost na primáru transformátoru

L_{h1}	Hlavní indukčnost na primáru transformátoru
$L_{1,k}$	Indukčnost primáru transformátoru měřená se sekundárem nakrátko
$L_{2,k}$	Indukčnost sekundáru transformátoru měřená s primárem nakrátko
L_1	Indukčnost primáru transformátoru měřená s rozpojeným sekundárem
L_2	Indukčnost sekundáru transformátoru měřená s rozpojeným primárem
R_Z	Zatěžovací odpor
R_G	Rezistor v obvodu řídicí elektrody tranzistoru
R_{Gi}	Vnitřní odpor řídicí elektrody tranzistoru
\hat{Z}	Komplexní impedance
R'_Z	Zatěžovací odpor přepočítaný
R_s	Sériový odpor
L_s	Sériová indukčnost
L_{par}	Celková parazitní indukčnost v obvodu T-D-C
$L_{par,E}$	Parazitní indukčnost v emitoru tranzistoru
X_L	Induktivní reaktance
k	Činitel vazby transformátoru
t_{on}	Zapínací doba tranzistoru (necelá)
t_{off}	Vypínací doba tranzistoru (necelá)
$t_{(d)on}$	Zpoždění zapnutí tranzistoru
$t_{(d)off}$	Zpoždění vypnutí tranzistoru
t_r	Doba náběhu proudu tranzistorem
t_f	Doba poklesu proudu tranzistorem
$t_{uge,f}$	Okamžik poklesu hradlového napětí
$t_{sw,on}$	Celková doba zapnutí tranzistoru
$t_{sw,off}$	Celková doba vypnutí tranzistoru

$t_{0,on}$	Počátek zapínacího děje
$t_{1,on}$	Počátek vedení proudu
$t_{2,on}$	Okamžik plného proudu
$t_{3,on}$	Konec zapínacího děje
$t_{0,off}$	Počátek vypínacího děje
$t_{1,off}$	Počátek poklesu proudu
$t_{2,off}$	Konec poklesu proudu
$t_{3,off}$	Konec vypínacího děje
t_{lt}	Doba života tranzistoru
$t_{i',max,on}$	Okamžik maxima strmosti kolektorového proudu při zapínání
$t_{i',max,off}$	Okamžik maxima strmosti kolektorového proudu při vypínání
$t_{u'ce,max,on}$	Okamžik maxima strmosti kolektorového napětí při zapínání
$t_{u'ce,max,off}$	Okamžik maxima strmosti kolektorového napětí při vypínání
$t_{u'ge,max,on}$	Okamžik maxima strmosti hradlového napětí při zapínání
$t_{u'ge,max,off}$	Okamžik maxima strmosti hradlového napětí při vypínání
f_s	Vzorkovací kmitočet
T_s	Vzorkovací perioda
$t_{ugemioff}$	Okamžik pro odečtení napětí $U_{ge,mi,off}$
$m_{t0,on}$	Index okamžiku $t_{0,on}$
$m_{t1,on}$	Index okamžiku $t_{1,on}$
$m_{t2,on}$	Index okamžiku $t_{2,on}$
$m_{t3,on}$	Index okamžiku $t_{3,on}$
$m_{tugemioff}$	Index okamžiku $t_{ugemioff}$
p_{on}	Okamžitý výkon během zapínání
p_{off}	Okamžitý výkon během vypínání

E_{on}	Zapínací ztrátová energie
E_{off}	Vypínací ztrátová energie
E_{ts}	Celková přepínací ztrátová energie

CURRICULUM VITAE

Jméno: Jan Knobloch
Narozen: 12. 8. 1985 v Brně
Kontakt: honza.kn@gmail.com

Vzdělání

2000–2004 SOUSaE Trnkova 113, Brno, maturitní obor: Mechanik silnoproudých zařízení
2004–2009 Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií VUT v Brně
2009–2017 Doktorské studium na UVEE, FEKT VUT v Brně

Praxe

2010–2017 Technicko-hospodářský pracovník na UVEE, FEKT VUT v Brně

Účast na řešení projektů

2010 Nová úloha do předmětu Automobilová elektrotechnika (projekt FRVŠ, zahájení: 01.01.2010, ukončení: 31.12.2010, označení 3093/G1)
2010 Mapování účinnosti střídavých elektrických pohonů (interní fakultní grant, zahájení 1. 1. 2010, ukončení 31. 12. 2010, označení FEKTS-10-17)
2011 Laboratorní pracoviště aplikací hradlových polí v elektrických pohonech (projekt FRVŠ, zahájení: 01.01.2011, ukončení: 31.12.2011, označení 3224/G1)
2011–2014 Využití nových technologií ve výkonové elektronice (interní fakultní grant, zahájení 1. 1. 2011, ukončení 31. 12. 2014, označení FEKTS-11-14)
2011–2015 spoluúčast na řešení projektu elektrického letounu VUT-051-RAY

PUBLIKACE AUTORA

- [A.1] CIPÍN, R.; PAZDERA, I.; PROCHÁZKA, P.; KNOBLOCH, J.; ČERVINKA, D.; KADLEC, J. Discrete and Continuous Fractional Controllers. In *Proceedings of the 16th International Conference on Mechatronics – Mechatronika 2014*. Brno: 2014. p. 554-559. ISBN: 978-80-214-4817-9.
- [A.2] KNOBLOCH, J.; ČERVINKA, D.; PROCHÁZKA, P.; KADLEC, J.; CIPÍN, R.; PAZDERA, I. Universal Test Bench for AC Traction Motors 600V/ 500A. In *Proceedings of the 16th International Conference on Mechatronics – Mechatronika 2014*. 1. Brno: Brno University of technology, 2014. p. 136-141. ISBN: 978-80-214-4817-9.
- [A.3] ČERVINKA, D.; KNOBLOCH, J.; PROCHÁZKA, P.; KADLEC, J.; CIPÍN, R.; PAZDERA, I. Electric Powered Airplane VUT 051 RAY. In *Proceedings of the 16th International Conference on Mechatronics – Mechatronika 2014*. 1. Brno: Brno University of technology, 2014. p. 6-10. ISBN: 978-80-214-4817-9.
- [A.4] KADLEC, J.; PAZDERA, I.; PROCHÁZKA, P.; KNOBLOCH, J.; ČERVINKA, D.; CIPÍN, R. Modular System of Converters with Interleaved Structure. In *Proceedings of the 16th international conference on mechatronics -Mechatronika 2014*. Brno: 2014. p. 146-151. ISBN: 978-80-214-4817-9.
- [A.5] PROCHÁZKA, P.; CIPÍN, R.; PAZDERA, I.; KNOBLOCH, J.; ČERVINKA, D.; KADLEC, J. Communication and Energy Management System of Small Electric Airplane. In *Proceedings of the 16th International Conference on Mechatronics – Mechatronika 2014*. Brno: 2014. p. 11-16. ISBN: 978-80-214-4817-9.
- [A.6] PAZDERA, I.; CIPÍN, R.; PROCHÁZKA, P.; KNOBLOCH, J.; ČERVINKA, D.; KADLEC, J. Actuator for Tattoo Machine. In *Proceedings of the 16th International Conference on Mechatronics – Mechatronika 2014*. Brno: 2014. p. 564-568. ISBN: 978-80-214-4817-9.
- [A.7] NOUMAN, Z.; KNOBLOCH, J.; KLÍMA, B. Generating PWM Signals With Variable Duty From 0% to 100% Based FPGA SPARTAN3AN. *Elektrorevue -Internetový časopis (<http://www.elektrorevue.cz>)*, 2013, vol. 4, no. 4, p. 1-5. ISSN: 1213-1539.
- [A.8] NOUMAN, Z.; KNOBLOCH, J.; KLÍMA, B. FPGA usage for power inverters diagnostics. In *Proceedings of the IECON 2013 -39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. Vídeň, Rakousko: 2013. p. 1-5. ISBN: 978-1-4799-0223-1.
- [A.9] NOUMAN, Z.; KNOBLOCH, J.; KLÍMA, B. Design and Implementation A Digital Sine-Cosine Generator Based FPGA. *International Journal of Engi-*

- neering and Advanced Technology (IJEAT)*, 2013, vol. 2, no. 5, p. 304-307. ISSN: 2249-8958.
- [A.10] KNOBLOCH, J.; ČERVINKA, D.; KLÍMA, B.; FAJKUS, P.; NOUMAN, Z. Elektrický pohon vrtule letounu kategorie VLA. In *XXXIII. Celostátní konference o elektrických pohonech*. Plzeň: Česká elektrotechnická společnost, ÚOS Elektrické pohony, 2013. s. 56-61. ISBN: 978-80-02-02457-6.
- [A.11] NOUMAN, Z.; KLÍMA, B.; KNOBLOCH, J. *Embedded Control System Using FPGAs*. Proceeding of the 12th International Conference on Low Voltage Electrical Machines. Brno: 2012. p. 144-147. ISBN: 978-80-214-4601-4.
- [A.12] KNOBLOCH, J.; KLÍMA, B.; NOUMAN, Z. On-line diagnostika výkonového měniče. In *Proceedings of the 13th Scientific Conference on Electric Power engineering 2012*. Brno: 2012. s. 1-4. ISBN: 978-80-214-4514-7.
- [A.13] CIPÍN, R.; KLÍMA, B.; HUTÁK, P.; NOUMAN, Z.; KNOBLOCH, J.; VONDRUŠ, J. Battery Monitoring System for the Airplane VUT 051 RAY. *ECS Transaction*, 2012, vol. 2012(40), no. 1, p. 261-265. ISSN: 1938-6737.
- [A.14] NOUMAN, Z.; KLÍMA, B.; KNOBLOCH, J. Study of Application FPGA in Electric Drives. In *Proceeding of the XI. Interantional Conference on Low Voltage Electrical Machines LVEM2011*. Brno: 2011. p. 1-5. ISBN: 978-80-214-4362-4.
- [A.15] KNOBLOCH, J.; KLÍMA, B.; NOUMAN, Z.; POCHYLA, M. Implementation of diagnostics functions in the IGBT drivers, part 2. HW implementation. In *Proceedings of the 8th IEEE Symposium on Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics & Drives*. Bologna, IT: 2011. p. 1-4. ISBN: 978-1-4244-9302-9.
- [A.16] KNOBLOCH, J.; KLÍMA, B.; NOUMAN, Z.; POCHYLA, M. Implementation of diagnostics functions in the IGBT drivers, part 1. Diagnostics. In *Proceedings of the 8th IEEE Symposium on Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics & Drives*. Bologna, IT: 2011. p. 1-4. ISBN: 978-1-4244-9302-9.
- [A.17] KNOBLOCH, J. Hardware Solution of an ABS Simulation Stand. In *Proceedings of the 17th Conference STUDENT EEICT 2011*. Brno: VUT v Brně, FEKT a FIT, 2011. p. 259-263. ISBN: 978-80-214-4273-3.
- [A.18] KNOBLOCH, J. Simulation Model of the Couple of Linear Motors. In *Proceedings of the 16th Conference STUDENT EEICT 2010, Volume 4, Papers Written by Doctoral Students*. Brno: NOVOPRESS s.r.o., nám. Republiky 15, 614 00 Brno, 2010. p. 122-126. ISBN: 978-80-214-4079-1.
- [A.19] KLÍMA, B.; KNOBLOCH, J.; POCHYLA, M. Intelligent IGBT driver concept for three-phase electric drive diagnostics. In *Proceedings of the 13th IEEE*

Symposium on Design and Diagnostics of Electrical Circuits and Systems. Vídeň: IEEE, 2010. p. 217-220. ISBN: 978-1-4244-6610-8.

- [A.20] KNOBLOCH, J. Měření lineárního motoru při zatížení. In *Sborník celostátní konference EPVE 09*. Brno: VUT Brno, FEKT, UVEE, 2009. s. 1-4. ISBN: 978-80-214-3974-0.

A OBSAH PŘILOŽENÉHO DVD

Přiložené DVD obsahuje veškerá naměřená data včetně skriptů pro jejich zpracování. Tyto skripty byly testovány v prostředí Matlab 2016a.

/ kořenový adresář přiloženého DVD
matlab soubory kódu pro záznam a zpracování dat
AT_3D_off.m vykreslení závislostí na teplotě a proudu
AT_hlavni.m hlavní soubor pro načtení dat v závislosti na teplotě a proudu
AT_nacteni.m načtení dat ze souborů do proměnných
AT_vykreslit.m oscilogramy podle teplot
AT_vykreslitdif.m oscilogramy derivací
AT_vykresli_hruba_data.m	
AT_vykr_srov_filtr.m	
casovac.m spouštění záznamu dat
floatavg.m funkce plovoucího průměru
fmstr_nacteni.m	
impscope.m	
pt100.m přepočítání odporu na teplotu
scopeload.m	
SCPIscope.m načtení dat z osciloskopu a multimetru a jejich uložení do souborů
star_hlavni.m hlavní soubor pro načtení a vykreslení veličin v průběhu stárnutí
star_nacti.m funkce pro načtení souborů stárnutí
star_vykresli.m vykreslení dat v průběhu stárnutí
star_vykresli_jednotlive.m vykreslení dat v průběhu stárnutí
star_vykresli_podvou.m vykreslení dat v průběhu stárnutí
testovac.slx simulace měřicí aparatury
testovacm.m data pro simulaci měřicí aparatury
mereni změřená data
2016-06-15_027 data pro různé proudy a teplotu 27 °C
2016-06-17_100 data pro různé proudy a teplotu 100 °C
2016-06-27_120 data pro různé proudy a teplotu 120 °C
2016-06-28_130 data pro různé proudy a teplotu 130 °C
2016-06-28_140 data pro různé proudy a teplotu 140 °C
2016-06-28_150 data pro různé proudy a teplotu 150 °C
2016-07-04_060 data pro různé proudy a teplotu 60 °C
2016-07-04_080 data pro různé proudy a teplotu 80 °C
2016-bouchnuti1 zkouška teplotní odolnosti tranzistoru
2016-bouchnuti2 zkouška teplotní odolnosti tranzistoru
2016-stareni3_175 data ze stárnutí – neodladěné pracoviště
2016-stareni4_175 data ze stárnutí – neodladěné pracoviště
2016-stareni5_175 data ze stárnutí
disert.pdf elektronická verze tohoto dokumentu