

**ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI
FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ**

**KATEDRA ELEKTROMECHANIKY A VÝKONOVÉ
ELEKTRONIKY**

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

Tepelné modely výkonových polovodičových modulů

ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI

Fakulta elektrotechnická

Akademický rok: 2019/2020

ZADÁNÍ BAKALÁŘSKÉ PRÁCE (projektu, uměleckého díla, uměleckého výkonu)

Jméno a příjmení: **Tomáš HALVONÍK**
Osobní číslo: **E17B0016P**
Studijní program: **B2612 Elektrotechnika a informatika**
Studijní obor: **Elektrotechnika a energetika**
Téma práce: **Tepelné modely výkonových polovodičových modulů**
Zadávající katedra: **Katedra elektromechaniky a výkonové elektroniky**

Zásady pro vypracování

1. Provedte rešerši tepelných modelů výkonových polovodičových modulů (FDM, FEM, FVM, Caerova síť, Fosterova síť).
2. Navrhněte vlastní tepelný model (využívající RC článků) pro vybraný výkonový polovodičový modul.
3. Srovnajte výsledky získané navrženým modelem s měřeními daty nebo s výsledky získanými přesnějšími metodami (např. FEM/FVM).



Rozsah bakalářské práce: **30 – 40 stran**
Rozsah grafických prací: **podle doporučení vedoucího**
Forma zpracování bakalářské práce: **tištěná/elektronická**

Seznam doporučené literatury:

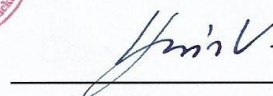
1. Bahman, Amir Sajjad, Ke Ma, and Frede Blaabjerg. 'A lumped thermal model including thermal coupling and thermal boundary conditions for high-power IGBT modules.' IEEE Transactions on Power Electronics 33.3 (2018): 2518-2530.
2. Akbari, Mohsen, et al. 'A multi-layer RC thermal model for power modules adaptable to different operating conditions and aging.' 2018 20th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'18 ECCE Europe). IEEE, 2018.
3. An, Ning, et al. 'A High-Precision Adaptive Thermal Network Model for Monitoring of Temperature Variations in Insulated Gate Bipolar Transistor (IGBT) Modules.' Energies 11.3 (2018): 595.
4. Vondrášek, František, et al. 'Projektování výkonových polovodičových měničů' vybrané stati.' Západočeská univerzita, Plzeň (2008).

Vedoucí bakalářské práce: **Ing. Jakub Ševčík**
Regionální inovační centrum elektrotechniky

Datum zadání bakalářské práce: **4. října 2019**
Termín odevzdání bakalářské práce: **11. června 2020**



Prof. Ing. Zdeněk Peroutka, Ph.D.
děkan



Prof. Ing. Václav Kůs, CSc.
vedoucí katedry

Abstrakt

Předkládaná bakalářská práce je zaměřena na vytvoření tepelných modelů výkonových polovodičových modulů pomocí Fosterovy a Cauerovy sítě složené z RC článků. Výsledky simulací jsou porovnávána a hodnocena naměřenými hodnotami teploty čipu IGBT, získané pomocí měření tepelně závislých parametrů polovodiče a teploty base plate (základní desky) získané pomocí termistoru. Výsledkem práce je získat model, který bude věrohodně reprezentovat nárůst teploty uvnitř struktury modulu, jak v rychlých přechodových dějích, tak při dlouhých pracovních cyklech.

Klíčová slova

Výkonová polovodičová součástka (VPS), IGBT, výkonový polovodičový modul, propustné ztráty, spínací ztráty, tepelná vodivost, tepelný odpor, tepelná kapacita, metoda konečných diferencí, metoda konečných elementů, Cauer, Foster, tepelný model, tepelně závislé parametry,

Abstract

Following bachelor work is focused on creating thermal model of semiconductor power module by using thermal model based on Cauer and Foster network of RC components. Results of the simulation are then compared with temperature measurement of an IGBT chip, acquired by measuring thermal sensitive parameters of semiconductor and temperature of baseplate acquired by thermistor. Result is model that will accurately represent temperature increase inside the structure of the module in short work cycles and also during the long working periods.

Key words

Power semiconductor chip, Isolated Gate Bipolar Transistor, Power semiconductor module, conduction loss, switching loss, thermal conductivity, thermal resistance, thermal capacity, finite difference method, finite element method, Cauer, Foster, thermal model, thermal sensitive parameters

Prohlášení

Prohlašuji, že jsem tuto diplomovou/bakalářskou práci vypracoval samostatně, s použitím odborné literatury a pramenů uvedených v seznamu, který je součástí této diplomové práce.

Dále prohlašuji, že veškerý software, použitý při řešení této bakalářské práce, je legální.

.....
podpis

V Plzni dne 19.6.2020

Tomáš Halvoník

Poděkování

Tímto bych rád poděkoval vedoucímu bakalářské práce Ing. Jakobovi Ševčíkovi, za cenné profesionální rady, připomínky a metodické vedení práce. Díky jeho odborným znalostem v oblastech, které pro mě byly naprosto nové, jsem byl schopen dokončit práci do podoby, v jaké se nachází. Jeho ochota a trpělivost mi pomohla získat přehled o možnostech v programu Matlab a rozšířit tak své znalosti, které bezesporu budou využity v následujícím studiu.

Obsah

ÚVOD	9
SEZNAM SIMBOLŮ A ZNAČEK	10
1 VZNIK TEPELNÝCH ZTRÁT A JEJICH VLIV NA POLOVODIČE.....	11
1.1 Nárůst teploty průchodem proudu	11
1.2 PN přechod.....	11
1.3 Tranzistor	12
1.4 Tepelný průraz.....	12
1.5 Kritická hodnota teploty	12
1.6 Měření teploty	15
1.6.1 Optické vlastnosti	15
1.6.2 Termočlánky.....	15
1.6.3 Teplotně závislé elektrické parametry	16
2 ZTRÁTY UVNITŘ VÝKONOVÉHO MODULU	20
2.1 Ztráty propustným proudem	20
2.2 Spínací ztráty.....	22
3 TEPELNÁ IMPEDANCE.....	24
3.1 Získání průběhu tepelné impedance	27
4 TEPELNÝ MODEL	30
4.1 Numerické metody pro řešení modelu.....	31
4.2 Metoda konečných diferencí.....	32
4.3 Metoda konečných elementů (FEM)	34
4.4 Tepelný model pomocí RC článků	36
4.4.1 Cauerův model	38
4.4.1 Fosterův model.....	50
ZÁVĚR.....	54
SEZNAM LITERATURY A INFORMAČNÍCH ZDROJŮ.....	1

Úvod

Předkládaná práce je zaměřena na vytvoření tepelného modelu, který bude co nejpřesněji reprezentovat průběh teploty uvnitř struktury výkonového modulu. V první části při provozu výkonových polovodičů je hlavním limitujícím faktorem provozní teplota samotné křemíkové struktury. Ve většině případů tuto teplotu není možno měřit přímo. Model, který dokáže vyjádřit rozdíl teplot mezi místem, kde jsme schopni umístit senzor a strukturou samotného polovodiče je nezbytnou součástí při návrhu konkrétního provedení výkonového měniče.

V první části je obecné seznámení s tím, jak vzniká teplo při průchodu elektrického proudu materiálem a jak je fyzikálně definovaná teplota jako veličina a co reprezentuje.

Poté je v této kapitole rozvedeny základní stavební bloky elektroniky společně s principem elektrické vodivosti polovodičů v závislosti na teplotě.

Druhá kapitola je zaměřená na ztráty, které vznikají při provozu polovodičových měničů a jejich výpočty pomocí průběhů, nebo z katalogových hodnot.

Třetí kapitola popisuje definici tepelné impedance a vztahů mezi elektrickými a tepelnými veličinami.

Poslední kapitola rozebírá numerické metody a druhy řešení ODR společně s PDR.

Metodu konečných diferencí a elementů. Následně obsahuje návrh tepelného modelu s použitím Cauerovy a Fosterovy sítě jejich názorné ukázky a návrh pro vylepšení jejich výsledků.

Seznam symbolů a zkratk

VPS	-	Výkonová polovodičová součástka
TZEP	-	Teplotně závislé elektrické parametry
IGBT	-	Bipolární tranzistor s izolovaným hradlem
RC	-	Odpor a kapacita
FEM	-	Metoda konečných elementů
FDM	-	Metoda konečných diferencí
ODR	-	Obyčejná diferenciální rovnice
PDR	-	Parciální diferenciální rovnice
DCB	-	Direct bonded copper
Al ₂ O ₃	-	Oxid hlinitý

1 Vznik teplených ztrát a jejich vliv na polovodiče

1.1 Nárůst teploty průchodem elektrického proudu

Z fyziky víme, že každá látka kteréhokoliv skupenství je složená z částic (atomy, molekuly nebo ionty). Prostor, který dané těleso zabírá, není těmito částicemi zcela zaplněn. Částice uvnitř látky jsou v neustálém neuspořádaném pohybu a mají určitou míru kinetické energie. Tato kinetická energie se makroskopického pohledu projevuje, jako veličina nazývaná teplota. Pro náš případ se zaměříme na pevnou látku, zatíženou elektrickým proudem. Elektrický proud je veličina reprezentující pohyb určitého množství nabitých částic v materiálu za daný čas. Průchod těchto nabitých částic strukturou materiálu je doprovázen kolizemi s atomy materiálu. Tyto kolize způsobují, že nosiče vybuzené rozdílným elektrickým potenciálem, část své energie ztrácí. Tento jev je reprezentován jako elektrický odpor (R).

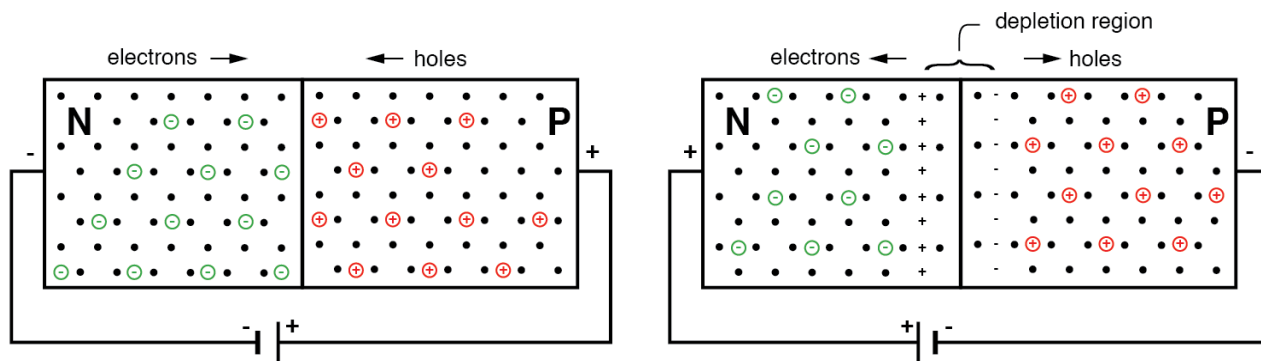
$$R = \rho \cdot \frac{l}{S} \quad (1.1.1)$$

ρ je měrná rezistivita materiálu, l délka, S plocha

Kvůli těmto srážkám dochází k nárůstu kinetické energie částic samotného materiálu, kterým proud prochází. Tato kinetická energie se na projevuje jako nárůst teploty. V řadě aplikací je toto teplo nežádoucí a v případě výkonových polovodičových modulů, je to jeden z hlavních omezujících faktorů zatížitelnosti daného modulu.

1.2 PN přechod základní stavební blok elektroniky

V případě výkonové elektroniky je momentálně hlavním materiálem pro konstrukci modulů křemík. Ten sám o sobě za pokojové teploty není příliš vodivý. Má 4 valenční elektrony, které jsou v pevných kovalentních vazbách. Přidáním příměsí atomů s odlišným počtem valenčních elektronů vzniknou dva druhy polovodiče. Polovodič typu P, kde jeho příměsí mají o jeden valenční elektron méně a tím pádem vznikají v jeho struktuře takzvané díry, nosiče kladného náboje. Polovodič typu N má příměsí s jedním valenčním elektronem navíc a jeho nosiči jsou elektrony. Spojením dvou polovodičů odlišného typu vznikne vyčerpaná oblast. V této oblasti dochází k rekombinaci volných nosičů dvou odlišných typů polovodiče. Tímto vzniká základní stavební blok celé polovodičové techniky a tím je dioda. Vodivost PN přechodu (diody) je závislá na polaritě a velikosti elektrického potenciálu, který je přiveden na kontakty.

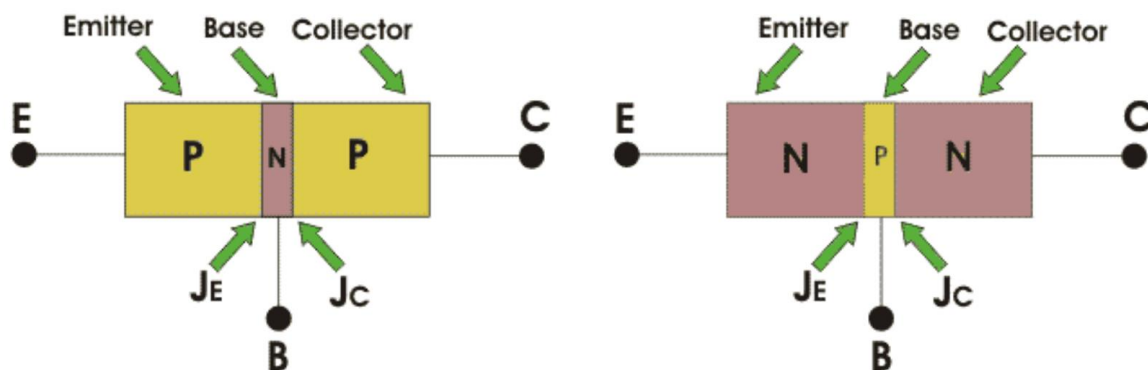


Obr.1 Na levé straně PN přechod v propustném směr a na pravé straně v závěrném s rozšířenou vyčerpanou oblastí. [10]

Díky této vlastnosti, proměnlivé vodivosti vzhledem k vnějším podmínkám potenciálu, se polovodiče využívají v aplikacích, kde je potřeba časté, rychlé spínání zátěže k napájení. Umožňují tak regulovat množství a formu (frekvence, fázový posun mezi napětím a proudem) dodávané energie. [10]

1.3 Tranzistor

Klasický bipolární tranzistor funguje na principu dvou PN přechodů a 3 elektrod (kolektor, emitor a báze). Vodivost mezi kolektorem a emitorem je dána proudem tekoucím do báze. Ten je podstatně menší a umožňuje řídit velikost proudu v hlavní cestě mezi kolektorem a emitorem.



Obr. 2 Zjednodušené nákres provedení vnitřní struktury bipolárních tranzistorů. [11]

Oba případy PNP i NPN fungují na stejném principu. Liší se pouze v polaritě napětí, které musíme přivádět na samotné elektrody. Základní myšlenka je, že částice stejné polaritě se od sebe odpuzují a naopak opačné polaritě se přitahují. Uvažujme tedy případ NPN bipolárního tranzistoru. Pokud na kolektor (C) přivedeme kladné napětí, elektrony z N struktury budou přitahovány k tomuto terminálu. Na přechodu J_C dochází k rozšíření vyčerpané oblasti a tranzistor v takovém případě není schopný vést elektrický proud.

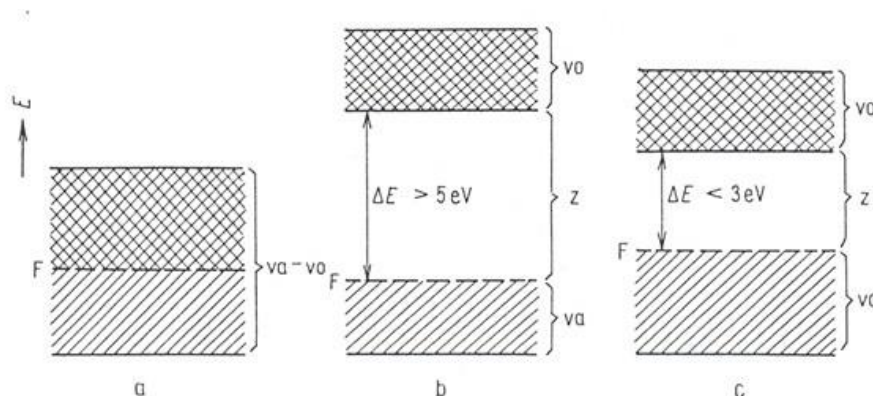
Přechod J_E se nachází v propustném směru. V případě, že zaměníme napětí mezi kolektorem a emitorem, vždy bude jeden z PN přechodů v závěrně polarizován a proud nemá cestu, kudy by se mohl uzavírat. Abychom NPN strukturu převedli do vodivého stavu, je nutné přivést kladné napětí na řídicí elektrodu (bázi). Tímto napětím se do P struktury nashromáždí elektrony z N struktury u emitoru. Část těchto elektronů rekombinuje v P struktuře a tato rekombinace se projevuje jako proud, který teče do báze. P struktura je řídicí dotovaná, aby k této rekombinaci docházelo v co nejmenší míře. Většina elektronů co se dostanou do P oblasti, jsou přitahována kladným napětím na kolektor. Díky tomuto se tranzistor chová jako zesilovač. Malý proud do báze ovlivňuje velikost proudu mezi kolektorem. Je také nutno zmínit, že elektrony musí překonat potenciálovou bariéru způsobenou vyčerpanou oblastí J_E přechodu. Tato bariéra je dána šířkou vyčerpané oblasti PN přechodu. Pro uvedení tranzistoru do vodivého stavu je tedy nutné, aby napětí na bázi bylo větší než prahové napětí PN přechodu.[10]

1.4 Tepelný průraz

V předcházející podkapitole jsem lehce nastínil funkci a použití polovodičů v moderních aplikacích. Pokud tranzistor funguje správně, měl by být schopen daný obvod spojit i rozpojit. V případě, že je tranzistor vystaven většímu napětí, než je uvedeno výrobcem, dojde k takzvanému prvnímu průrazu. Proud začne strmě narůstat i v případě, že na bázi není žádné napětí, a tedy obvod by měl být ve vypnutém stavu. Tento nárůst proudu je velmi strmý a tepelné ztráty úměrně kvadrátu tohoto proudu produkují nadměrné teplo ve struktuře polovodiče. V případě, že tranzistor není okamžitě odpojen od zdroje, nastává druhý průraz. Ten bývá označován také jako tepelný průraz. Křemíková struktura při pokojové teplotě nemá volné elektrony a její vodivost je tedy poměrně nízká. To se ovšem mění v případě, že narůstá teplota materiálu. S rostoucí teplotou narůstá koncentrace volných nosičů v křemíkové struktuře. Tyto uvolněné nosiče způsobují pokles odporu samotného křemíku nezávisle na působení vnějšího elektrického potenciálu. Polovodiče mají na rozdíl od klasických vodičů tu vlastnost, že s rostoucí teplotou jejich odpor klesá. S klesajícím odporem narůstá proud tekoucí v závěrně polarizovaném PN přechodu a tranzistor ztrácí svou blokovací schopnost. Nadměrný proud se opět projevuje jako nárůst teploty a celý proces má kladnou zpětnou vazbu. To vše probíhá velmi rychle, v řádu μs a následky tepelného průrazu jsou pro čip destruktivní.

1.5 Kritická hodnota teploty

Atomovou strukturu pevných látek můžeme zjednodušit do tak zvaného pásového modelu na obrázku 3. Tento model vychází z teorie Bohrova modelu atomu, který popisuje atom, jako jádro složené z neutronů a kladně nabitých protonů. Jádro obklopují elektrony v definovaných kružnicových hladinách. Každá hladina reprezentuje energetický stav elektronů.



Obr. 3 Pásový model a) vodiče, b) izolanty, c) polovodiče.

V pásovém modelu jsou zobrazeny tři energetické hladiny, kde se může volný elektron nacházet. Valenční pás (Va) reprezentuje poslední vrstvu elektronového obalu atomu vzhledem k jádru, kde se může elektron vyskytovat v základním stavu. Za základní stav považujeme, že všechny elektronové obaly nejbližší jádru jsou zaplněny, elektrony vzhledem k počtu protonů v jádře. Pokud elektron opustí valenční pás a přechází do vodivostního pásu (Vo), hovoříme o excitovaném stavu. Přechod z nižší energetické do vyšší vyžaduje překonání zakázaného pásu (Z). Pro přechod do vyšší energetické hladiny je nutné dodat energii elektronu. Velikost zakázaného pásu přímo určuje elektrickou vodivost pro daný materiál. Pro kovy (obr. 3 a) je charakteristické, že šířka Z se uvažuje nulová, a proto jsou skvělými vodiči. Naopak izolanty (obr. 3 b) mají šířku zakázaného pásu velmi velkou. Polovodiče (obr. 4 b) se nachází někde mezi těmito extrémy. Jak už bylo zmíněno v kapitole 1.1, kinetická energie částic je přímo úměrná teplotě daného materiálu. V případě polovodičů teplota dokáže silně ovlivnit koncentraci nosičů ve vodivostním pásu. V případě nárůstu teploty valenční elektrony získávají dostatečné množství energie pro překonání zakázaného pásu. Tento jev nazýváme tepelná excitace a mění koncentraci nosičů ve vodivostním pásu. V správně fungujícím čipu je nutné, aby koncentrace nosičů dána pomocí příměsí v struktuře čistého křemíku. To zaručuje očekávanou funkci PN přechodu viz kapitola 1.2; 1.3. V případě, že koncentrace vlastních (n_i) minoritních nosičů je stejná jako koncentrace nosičů majoritních (n_b) nastává narušení

správné funkce čipu. Teplota, při které tato rovnost nastane, můžeme označit jako intrinsecí (vlastní) teplotu T_i . Při návrhu tepelného modelu a chladicího systému pro VPS musíme vždy respektovat tuto hodnotu a provozní teploty navrhovat menší, než T_i dostatečnou bezpečností rezervou. Na druhou stranu trend vývoje, je menší provedení s co největším možným výkonem. Poměr mezi těmito parametry můžeme označit jako výkonovou hustotu a s rostoucím požadavkem pro co nejvyšší výkonové hustoty naráží výrobci a designéři takových modulů na limitace v podobě schopnosti efektivně odvádět teplo ze samotného polovodiče do okolí.

Cílem kteréhokoliv tepelného modelu je tedy věrohodně reprezentovat vývoj teploty v struktuře modulu VPS. K tomu je důležité stanovit přesný ztrátový výkon produkovaný polovodiči a tepelnou impedanci cesty, kterou prostupuje teplo do okolí. Díky těmto veličinám jsme schopni určit vývoj teploty uvnitř polovodiče i v případě, že čidlo teploty není umístěno přímo v struktuře křemíku, kde je informace o vývoji teploty nejdůležitější. Smyslem tepelného modelu je simulovat reálnou situaci a svými výsledky co nejpresněji prokládat skutečný průběh. Data, podle kterých simulaci navrhujeme, jsou získána pomocí měření.

1.6 Měření teploty

Měření teploty můžeme rozdělit od 3 hlavních způsobů pro získání dané veličiny, opticky sledováním čipu pomocí termo kamery, kontaktním způsobem pomocí termočlátku, nebo teplotně závislých odporů a pomocí měření elektrických parametrů samotného polovodiče. [14]

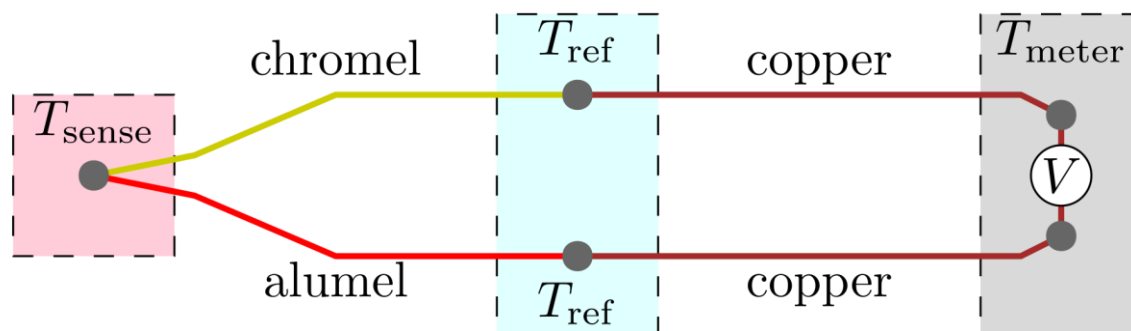
1.6.1 Optické vlastnosti

Optické vlastnosti polovodičů jsou teplotně závislé. To umožňuje získávat informace o teplotě, například pomocí sledování množství infračerveného záření produkovaného zatěžovanou VPS. Uvnitř modulů můžeme najít různé formy infračervených senzorů a kamer pro získání těchto veličin. Hlavní výhodou tohoto způsobu je získání přímého rozložení teploty na čipu, kde může být značný teplotní rozdíl mezi kraji a středem. Nevýhodou je, že musíme modul zbavit svého krytu a tím do jisté míry zkreslit výsledky měření oproti skutečnému použití. Také je zde omezení z hlediska velikosti napětí při měření vzhledem k tomu, že je odstraněn izolační gel, který umožňuje dodržet elektrickou pevnost vzhledem k malým vzdálenostem mezi kontakty. [14]

1.6.2 Termočláanky

V případě, že uvažujeme levnější a jednodušší řešení, nabízí se použití měření teploty přímým kontaktem se samotnou polovodičovou strukturou modulu. Pro tento způsob se

nabízí použití termočlánku, nebo teplotně závislého odporu. Termočlánek pracuje na principu termoelektrického jevu. V principu vzniká spojením konců dvou rozdílných vodivých materiálů vzájemně odizolovaných. V případě, že mezi konci je rozdíl teplot, nastává tok elektronů v závislosti na velikosti teplotního rozdílu. Jsme tedy schopni naměřit napětí mezi jednotlivými konci.



Obr. 4 Schéma zapojení termočlánku. [15]

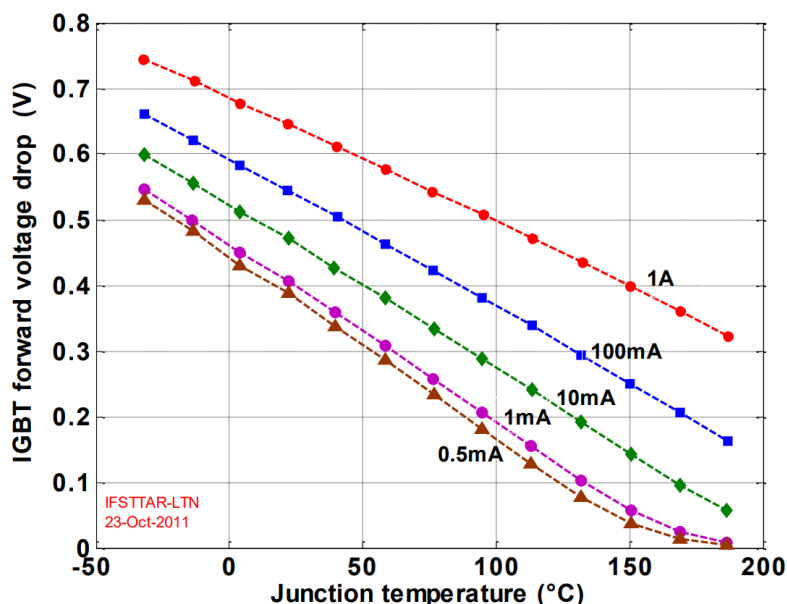
Tento způsob má své značné nevýhody proti předchozímu řešení. Jeden z hlavních problémů je, že napětí, které z termočlánku měříme, musí být korektně kalibrováno pro odpovídající teplotu. Tato kalibrace není nic složitého, ale přesnost měření je závislá na stálosti všech parametrů. Vlivem pracovních cyklů a působení teplotní roztažnosti se můžou veličiny termočlánku pozměnit a nemusí odpovídat skutečnosti. Další nevýhodou je získávání teploty pouze v jednom místě. Termočlánek může být napájen na povrch čipu. Nejvhodnější je mít termočlánek v místě s nejvyšší teplotou. Je tedy potřeba jiným způsobem získat informace o rozložení teploty na povrchu polovodiče a díky tomu jsme měli možnost termočlánek co nejvhodněji umístit. V případě rychlých změn teploty nastává problém jisté časové odezvy mezi teplotou polovodiče a termočlánkem. Ta je způsobena vlivem tepelné kapacity samotného termočlánku a případné pájky použité k přichycení na povrch polovodiče. Tato kapacita není nijak velká, ale to stejné platí i pro polovodič. Teplota se tak může narůst nad kritickou hodnotu a termočlánek nemusí stihnout poskytnout informaci ochranným obvodům včas. Kvůli těmto důvodům se nejedná o nejpřesnější možné řešení.

1.6.3 Teplotně závislé elektrické parametry (TZEP)

Obě předchozí metody vyžadují, ať už optický či mechanický přístup k samotnému čipu, což je jejich velká nevýhoda oproti následující metodě. Vlivem závislosti koncentrace volných nosičů ve vodivostním pásu na teplotě, zmíněných v kapitole 1.5, lze vyvodit, že polovodiče mají vlastnost proměnlivého odporu při změnách teploty. Tato charakteristická vlastnost umožňuje, využít čip samotný jako senzor teploty. Je nutné mít vyvedeny

kontakty navíc, pro měření úbytku napětí na polovodiči. Tato metoda určuje teplotu polovodiče podle velikosti úbytku napětí na čipu a použité kalibrace pro přepočítání tohoto napětí na teplotu. Nicméně rozložení teploty není homogenní a získání maximální teploty PN přechodu v struktuře touto metodou bývá problematické na rozdíl od hodnot získaných optickou metodou.

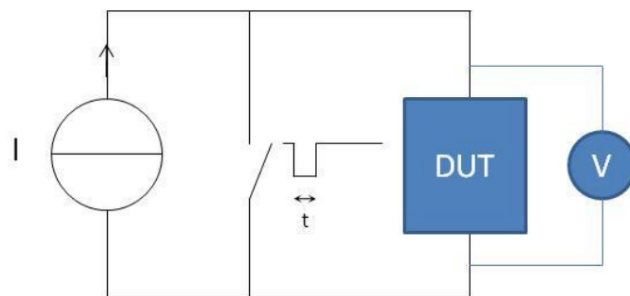
Nejprve je tedy potřeba získat kalibrační funkci, která umožňuje přepočítání napětí na odpovídající teplotu. Teplota je regulována vnějším zdrojem. Například pec, nebo koupel v izolačním médiu. Po ustálení nastavené teploty v celé struktuře, polovodičem necháme protékat známou hodnotu proudu, která způsobí úbytek napětí při nastavené teplotě. Měření se provádí pro několik hodnot teploty a výsledky jsou proloženy, pro vytvoření kalibrační křivky. Tento proud musí být co možná nejmenší, aby přídavné ztráty nezkreslovaly výsledné hodnoty. Na druhou stranu při vysokých teplotách a malém proudu může být úbytek téměř nedetekovatelný, jak je možné vidět na obr. 5 a ztrácí svůj lineární charakter.



Obr. 5 Kalibrační křivky závislosti úbytku napětí mezi kolektorem a emitorem v závislosti na teplotě, pro různé velikosti měřícího proudu.[14]

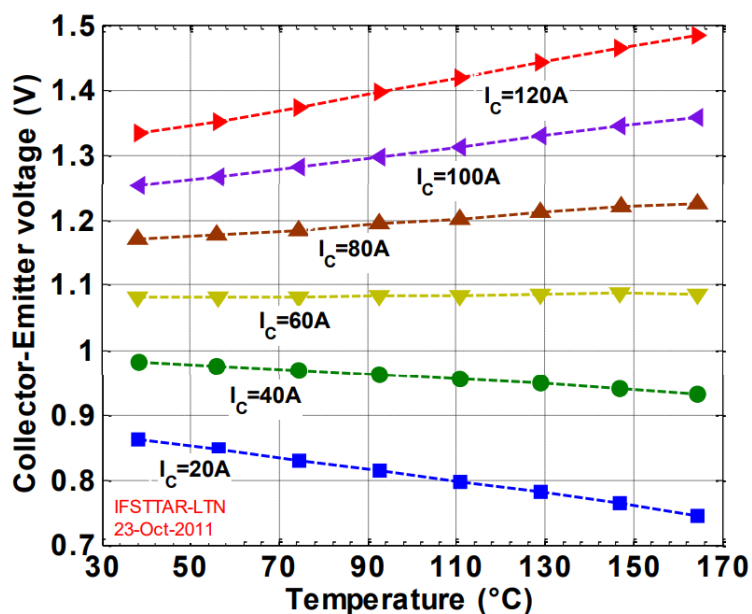
Pokud nemáme externí zdroj tepla, je možné použít zatížený čip jako zdroj tepla.

Polovodičem protéká zatěžující proud (I_c) z proudového zdroje při rozpojeném spínači paralelně k VPS. Při sepnutí spínače se proudový zdroj zkratuje a VPS je tak nezatížena. Je nutno mít k dispozici regulovatelný proudový zdroj pro získání hodnot v celém teplotním rozsahu.



Obr. 6 Zapojení pro měření TEZP (U_{CE}) pomocí velkého propustného proudu. [14]

Úbytek napětí je závislý nejen na teplotě, ale také na velikosti proudu I_c , který je potřeba znát pro získání kalibračních průběhů. Obrázek 7 zobrazuje možný tvar takových průběhů pro IGBT čip (Infineon SIGC100T60R3 - $V_{ge}=15V$). V případě nízkých proudů úbytek napětí klesá s rostoucí teplotou. Naopak pro velké proudy se úbytek s teplotou zvyšuje. V případě průběhu $I_c = 60A$ napětí zůstává stejné a tedy je tento způsob nepoužitelný, protože nejsme schopni odlišit napětí pro různé teploty. To platí i pro proudy blízké této hodnotě v tomto příkladu, protože měřicí obvody pracují s jistou přesností a jejich odchylka by mohla zkreslovat velikost kritické teploty. [14]

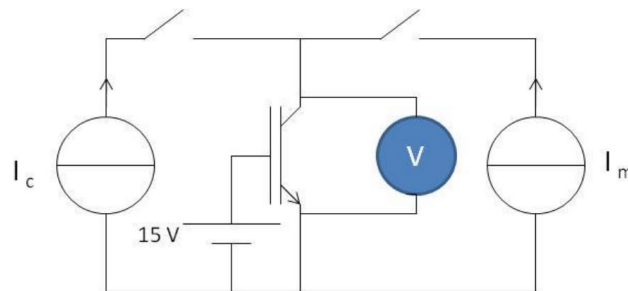


Obr. 7 Saturační napětí IGBT čipu jako funkce teploty pro různé velikosti proudu I_c . [14]

Tento způsob se hodí pro měření teploty během provozu modulu. Díky těmto kalibračním křivkám, informaci o proudu čipem a úbytku napětí jsme schopni zjistit velikost teploty. Není použit zdroj měřícího proudu, což se hodí pro jednodušší aplikace. Jsou zde značné

nevýhody. Měření napětí - teploty není možné, pokud polovodičem neprotéká proud. V případě, že je VPS v blokovacím stavu nejsme schopni určit hodnotu teploty. Také pro jistý proudový rozsah nejsme schopni tuto metodu použít. Měřící obvody musí přesně určit hodnotu malého napětí, ale zároveň schopny zvládnou velké napětí v stavu, kdy je VPS rozepnuta.

Pro řešení nedostatků této metody jsou potřeba použít dva zdroje proudu. Jeden s hodnotou podobné maximálním provozním parametrům (I_c) produkující velké ztrátové teplo do struktury a tím způsobuje nárůst teploty celé struktury a druhý který má o několik řádů menší proud (I_m). Příklad takového zapojení je zobrazen na obrázku 8.



Obr. 8 Zapojení pro měření TZEP pomocí malého měřícího proudu. [14]

Ztrátový výkon produkovaný proudem I_m je velmi malý a je možné ho mít připojen během celého měření a díky tomu získat celkový průběh teploty jak při nárůstu tak při odpojení na rozdíl od zapojení na obrázku 6. Další výhodou této metody je, že proud I_m je malý a vždy stejný. Stačí pouze jedna kalibrační křivka pro změření požadované teploty. Není potřeba měření velikosti proudu, pokud velikost I_m jsme schopni nastavit na potřebnou velikost. Průběh kalibrace bude tedy odpovídat obrázku 5, kdy jsme uvažovali ohřev pomocí externího zdroje.

Při návrhu tepelného modelu je získání průběhu nárůstu a poklesu teploty klíčovým údajem. Pokud sledujeme několik teplot v struktuře modulu, pro který daný model navrhujeme, jsme schopni při znalosti ztrátového výkonu určit velikost tepelného odporu mezi čipem a okolní. Pokud tyto hodnoty zaznamenáváme v čase, můžeme tento průběh být označen jako tepelná impedance a její velikost lze získat pomocí dvou způsobů, kde každý vede na jiný typ sítě RC článků. Tyto sítě jsou složeny pomocí článků, které vedou na přechodové děje prvního řádu. Jejich kombinací jsme pak schopni lépe aproximovat vývoj teploty uvnitř reálného zařízení. Jednotlivé rozdíly budou rozebrány v dalších kapitolách, ale nejdříve je potřeba určit přístup k získání hodnoty ztrátového výkonu VPS.

2 Ztráty uvnitř výkonového modulu

Ve společném pouzdře se nachází tranzistory, v našem případě uvažují IGBT a zpětné diody, které jsou nezbytnou součástí pro nepřerušování proudu v případě napájení zátěže s indukčností a neřízený 3fázový usměrňovač. V případě, že by dioda nebyla v antiparalelní kombinaci s tranzistorem, přerušování proudu při vypnutí tranzistoru způsobí skokový nárůst napětí vlivem velké změny proudu indukčností. Tak vznikne velké napětí na zátěži, které způsobí průraz samotného tranzistoru a jeho destrukci.

2.1 Ztráty propustným proudem

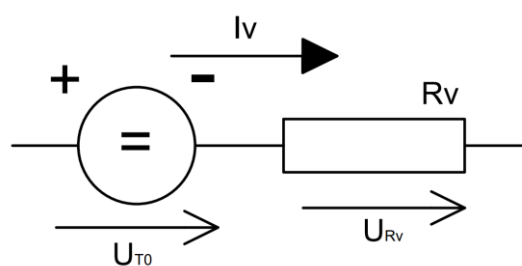
V aplikacích pro nejvyšší výkony je nutné tranzistor používat v spínacím režimu.

V takovém případě má dva stabilní stavy. V sepnutém stavu je na řídicí elektrodě saturační napětí a struktura vykazuje minimální úbytek napětí. Proud tedy protéká do zátěže a vytváří na polovodiči nežádoucí úbytek napětí. Z obecného vztahu (1.1.1) Ohmova zákona jsme schopni určit velikost ztrátového výkonu ve vodivém stavu způsobeném propustným proudem.

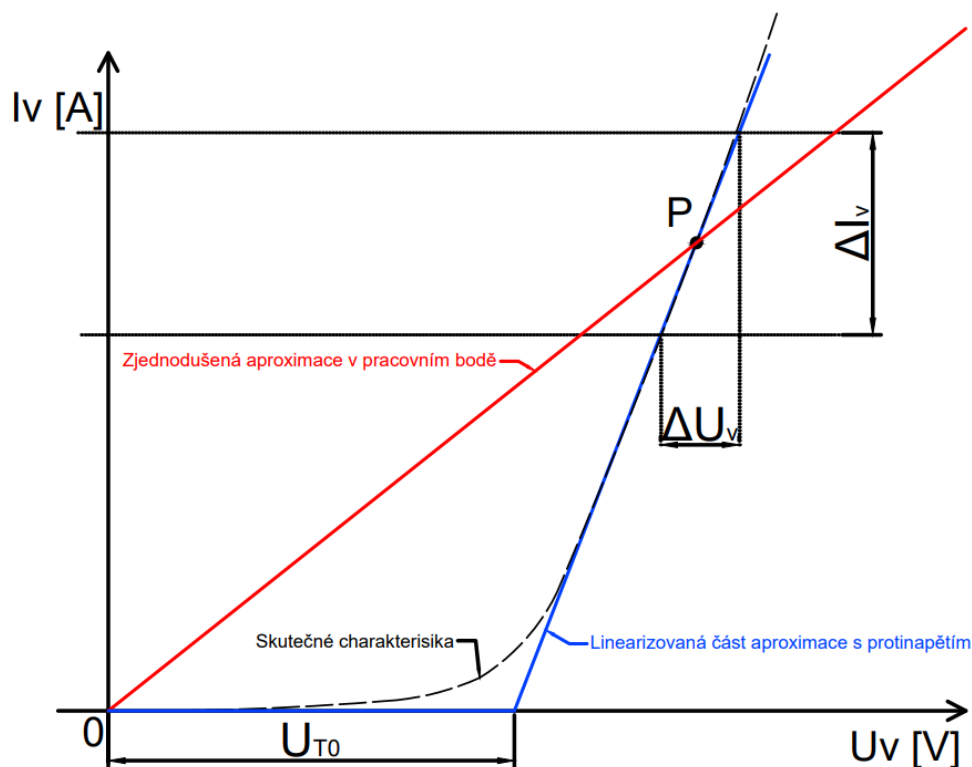
$$p_v = u_v \cdot i_v \quad (2.1.1)$$

Toto je do jisté míry zjednodušený vztah, který nereprezentuje charakter samotného polovodiče. V případě dodávání kontaktního výkonu lze takový vztah použít, ale pokud dochází k proměnlivému zatížení, nastává nepřesnost vlivem průběhu samotné propustné charakteristiky. V reálných aplikacích např. řízení nějakého pohonu s proměnlivým zatížením je lepší využít vztah, který lépe aproximuje propustnou charakteristiku. Jelikož nemá čistě lineární průběh, musíme využít vlastností nelineárních obvodů. Jednoduchý způsob je, použití kombinace stejnosměrného zdroje a odporu v sérii. Stejnoseměrný zdroj reprezentuje jisté prahové napětí, které musíme přivádět na polovodič, aby začal protékat proud. Odpor v sérii s ním už je odvozen z lineární části propustné charakteristiky a lépe odpovídá skutečné strmosti proudu.

$$R_V = \frac{\Delta U_v}{\Delta I_v} \quad (2.1.2)$$



Obr. 9 Náhradní schéma linearizované propustné charakteristiky. [5]



Obr. 10 Propustná charakteristika tranzistoru. [5]

Z obrázku 10 je patrné, že v případě, kdy bychom neuvažovali prahové napětí U_{T0} , je strmota takové aproximace značně zavádějící v případě nižších hodnot proudu. Výsledný odpor vychází podle vztahu (2.1.2) je větší pro červenou aproximaci než v případě modré. Obě procházejí stejným pracovním bodem v případě, že se tento pracovní bod nikam neposouvá (nemění se zatížení VPS) výsledek bude stejný. Z náhradního schéma podle obrázku 10 můžeme odvodit vztah pro střední hodnotu propustného ztrátového výkonu.

$$P_{FW} = U_{T0} \frac{1}{T} \int_0^{T_1} i_v dt + R_V \frac{1}{T} \int_0^{T_1} i_v^2 dt \quad (2.1.3) [5]$$

T je perioda spínání VPS a T_1 je doba sepnutí samotné součástky vzhledem.

Takto definovaný vztah můžeme přepsat s pomocí vyjádření integrálu v podobě středních a efektivních hodnot následovně.

$$P_{FW} = U_{T0} I_{V(AV)} + R_V I_{V(ef)}^2 \quad (2.1.4) [5]$$

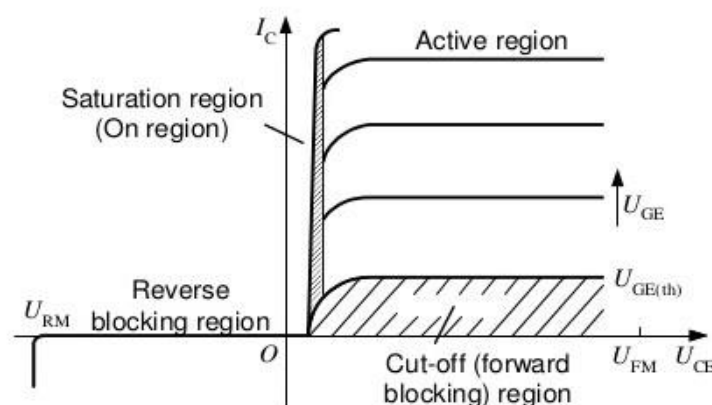
Ztráty ve vodivém stavu jsou závislé hlavně na pracovním cyklu (z), což je poměr mezi T_1 a celkovou periodou T a proudem, který protéká VPS.

$$z = \frac{T_1}{T} \quad (2.1.5)$$

V případě, že $z=1$ jsou ztráty propustným proudem maximální a klesají úměrně pracovnímu cyklu.

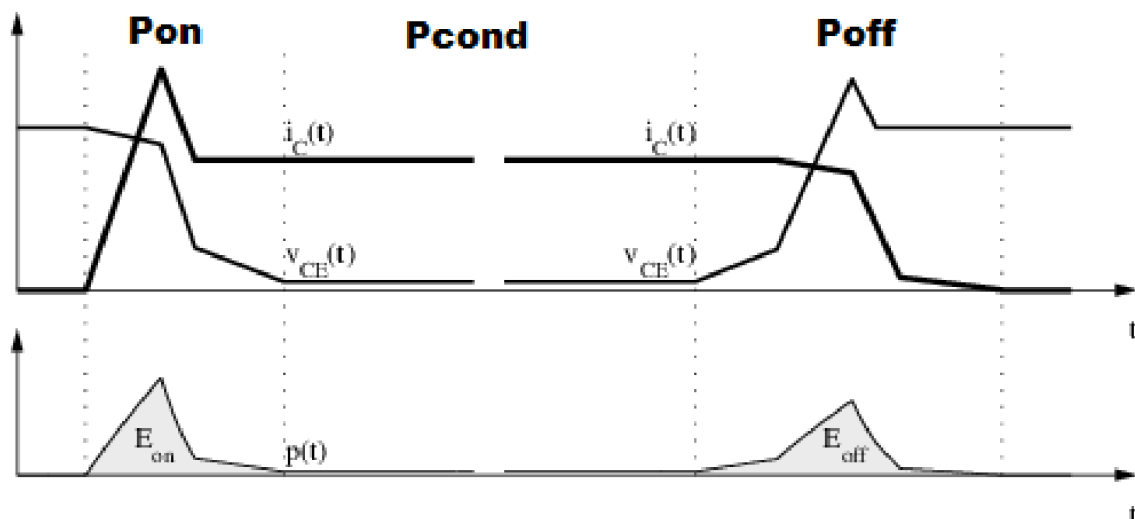
2.2 Spínací ztráty

Struktura moderních polovodičů umožnila ztráty v propustném směru minimalizovat vhodným uspořádáním jednotlivých vrstev PN přechodů. Výsledný elektrický odpor je v sepnutém stavu řádově desítky $m\Omega$. To umožnilo použití polovodičových součástek v aplikacích s vysokým přenášeným výkonem. Mnohem výraznější jsou ztráty během přechodu, ať už z vodivého stavu do blokovacího, nebo obráceně. Během těchto krátkých dějů se tranzistor nachází v takzvané aktivní oblasti. Je zde pouze krátkodobě, ale i přesto ztráty jsou několikanásobné oproti ztrátám v saturační nebo blokovací oblasti.



Obr. 11 Výstupní charakteristika IGBT. [7]

Abychom do návrhu mohli tyto dominantní ztráty započítat, výrobci modulů udávají do svých katalogů celkovou ztrátovou energii při přechodu z blokovacího stavu do stavu sepnutého. Tato hodnota je označována jako E_{on} a jednotky jsou v Joulech ($W \cdot S$). Při spínání VPS prudce narůstá proud a úměrně tomu klesá napětí, až do hodnoty saturačního. Ztráty jsou tedy závislé na součinu těchto veličin podle vztahu (2.1.1). Stejný problém nastává při obnovování blokovací schopnosti. V tomto případě se do přechodného děje zapojí i zpětná dioda, která vede proud po rozeptnutí tranzistoru a částečně snižuje zatěžování VPS. V katalogu je udána jako E_{off} .



Obr. 12 Průběh ztrát VPS jednoho spínacího cyklu v závislosti na čase [6]

Pokud chceme získat ztrátový výkon ve W, musíme ztrátovou energii vynásobit spínací frekvencí.

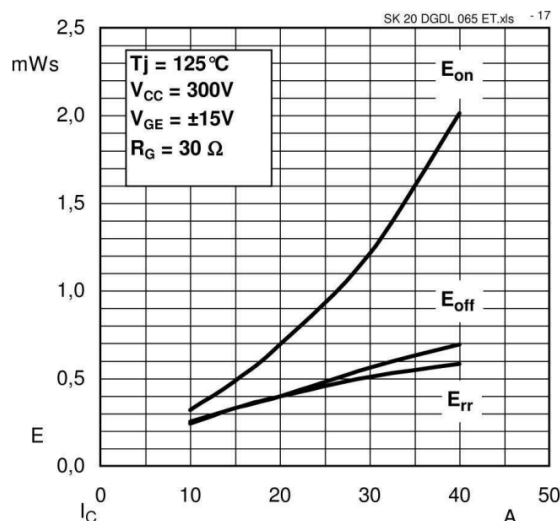
$$P_{SW} = f_s \cdot (E_{on} + E_{off}) \quad (2.2.1) [5]$$

Takto uvedené katalogové hodnoty jsou odvozeny pro jmenovité zatížení, případně jsou uvedeny průběhem v závislosti na kolektorovém proudu. Pro výpočet ztrátové energie platí jednoduchý vztah.

$$E_{on} = \int_0^{t_{on}} i_c \cdot u_{ce} dt \quad (2.2.2) [5]$$

$$E_{off} = \int_0^{t_{off}} i_c \cdot u_{ce} dt \quad (2.2.3) [5]$$

Nicméně průběhy samotného i_c a u_{ce} nejsou popsateľné jednoduchou funkcí možnou integrovat analyticky. Řešení integrálu by bylo možno pomocí numerického řešení naměřených průběhů, nebo integrovat po částech a prokládat průběh pomocí přímk, jak je tomu v obrázku 12. Tímto způsobem se dopouštíme značné chyby, a protože se jedná o dominantní ztráty, je lepší vycházet z tabulek uváděných výrobcem, kde si podle požadovaného proudu odečtem danou hodnotu ztrátové energie. Z průběhů na obrázku 13 jsou znázorněny také ztráty E_{rr} . To jsou ztráty vlivem průchodu proud antiparalelní diodou, která je vždy součástí modulu pro každý tranzistor. Velikost těchto ztrát je závislá na indukčnosti zátěže, která je na daný modul připojena. Pro nízké hodnoty indukčnosti zátěže proud zátěží zaniká rychleji a zpětná dioda není příliš zatížena. Obrázek 13 je pro modul zaměřený na pohony, kde je požadavek na co nejvíce vyhlazený průběh proudu, a tedy výsledná ztrátová energie diody je zohledněna pro danou aplikaci



Obr. 13 Velikost spínací ztrátové energie v závislosti na proudu pro modul SK 20 DGDL 065 ET. [21]

Celkové ztráty tranzistoru jsou už pouhým součtem spínacích ztrát a ztrát způsobených protékajícím proudem. Součet rovnic (2.1.4) a (2.1.1) získáme vztah pro střední hodnotu ztrát v VPS

$$P_{AV} = P_{FW} + P_{SW} \quad (2.2.4) [6]$$

3 Tepelná impedance

Určení velikosti ztrátového výkonu je nezbytnou informací pro vytvoření správného tepelného modelu. Cílem tepelných modelů je co nejpřesněji predikovat vývoj teploty uvnitř křemíkové struktury čipu. Ve většině případů není možné měřit přímo teplotu v samotném polovodiči. Z tohoto důvodu se využívá tepelných modelů založených na RC síti, popř. v anglické literatuře se objevuje pod pojmem „ladder“, neboli žebřík. Tepelný model nám umožňuje určit rozdíl teplot mezi místem, kde je umístěn senzor teploty a VPS. Aby toto bylo možno použít, musíme do jisté míry zohlednit a zjednodušit fyzikální podstatu problému. Ztrátový výkon se šíří všemi směry, ale pro náš případ uvažujeme šíření jedním směrem a to kolmo na jednotlivé vrstvy od čipu k chladiči připevněnému na základní desce (base plate) modulu. Většina ztrátového tepla je odváděna touto cestou v případě dlouhodobého zatížení. To nám umožní zjednodušit simulaci na 1D problém a aplikovat tak RC články v sérioparalelní kombinaci pro řešení průběhu teploty napříč danou strukturou. Tento zjednodušující faktor tuto metodu značně omezuje na rozdíl od přesnějších řešení v podobě numerických metod, jako je například metoda konečných prvků (FEM: Finite element method). Řešení průběhu teploty získané pomocí těchto

výpočtů, jsou v mnoha případech přesnější, ale jejich výpočetní náročnost je podstatně vyšší než v případě jednoduché RC sítě složené z přechodových dějů prvního řádu. Z elektrických obvodů víme, že obvod složený z pasivních prvků, jako jsou odpory, indukčnosti a kapacity, lze vyjádřit pomocí takzvané impedance. V případě, že napájíme obvod střídavým harmonickým zdrojem, lze tuto impedanci vyjádřit pomocí komplexního čísla. Pro náš případ je zdroj reprezentován jako ztrátový výkon. Ten může být proměnný, ale nikoli střídavý. Přesto se ve spojení s tepelnými modely objevuje pojem tepelná impedance. Ta má určitou časovou závislost v případě změny v systému. Díky této impedanci, jsme schopni reprezentovat přechodné děje a vývoje teploty, které nastanou, při změně ztrátového výkonu generovaného VPS. Teplota se nemůže měnit okamžitě, vlivem jisté tepelné kapacity jednotlivých materiálů. Tyto kapacity způsobují postupný nárůst teploty jednotlivých vrstev, než nastane nový ustálený stav. Pro první přiblížení můžeme uvažovat, že se nacházíme v ustáleném stavu. Ztrátový výkon se nemění a rozdíl teploty v jednotlivých vrstvách struktury modulu zůstává stejný. Tepelná impedance v ustáleném stavu má hodnotu tepelného odporu (R_{th}). Výrobci často udávají tento údaj v katalogu vztažený k referenčnímu místu pro umístění termočlánku. Výsledný rozdíl teploty lze vypočítat pomocí jednoduchého vztahu.

$$T_{(a-b)} = R_{th(a-b)} \cdot P_{AV} \quad (3.0.1) [1]$$

Hodnoty a-b reprezentují zvolená referenční místa, často se tepelný odpor vztahuje mezi čip a základní desku (j-bp).

Ze vztahu plyne, že jednotky tepelného odporu musí být $[K \cdot W^{-1}]$, aby výsledek vycházel v Kelvinech. Tento odpor jsme také schopni vypočítat přímo z vlastností materiálu a jeho rozměrů. Charakteristickou veličinou materiálů je takzvaná tepelná vodivost (λ). Ta je definována pomocí Fourierova zákona (3.0.2). Jedná se o koeficient úměrnosti mezi hustotou tepelného toku a tepelným gradientem (spádem) v dané látce. [18]

$$\mathbf{q} = -\lambda \cdot \mathbf{grad}T \quad (3.0.2)[18]$$

Tučně jsou zvýrazněny vektorové veličiny. Tepelný tok má nejen velikost, ale také směr, který je ovlivněn rozložením rozdílu teplot. Tepelná vodivost je zde uvedena jako skalární veličina. Toto platí ovšem, pokud se jedná o materiály, které nemají anizotropní vlastnosti, neboli jejich vlastnosti nejsou závislé na směru, kterým se tepelný tok šíří. Pokud bychom řešili materiál s takovými vlastnostmi, je nutné použít tepelnou vodivost ve svém obecném tvaru jako tenzorovou veličinu. Tento obecný tvar Fourierova zákona můžeme zjednodušit do 1D problému, díky kterému bude zřejmé, jak danou veličinu (λ) reprezentovat. Nutno podotknout, že se nejedná o konstantní veličinu a je podobně jako elektrická vodivost

závislá na teplotě. Zjednodušený tvar, ve kterém uvažujeme ustálený stav, v homogenním prostředí je rozepsán ve vztahu (3.0.3).

$$\lambda = \frac{d \cdot Q}{t \cdot S \cdot \Delta T} \quad (3.0.3) [18]$$

d je vzdálenost [m], $\frac{Q}{t}$ množství tepla za čas [$J \cdot s^{-1}$], S plocha [m^2], ΔT rozdíl teplot [K]

Pokud jednotky Q vyjádříme jako $W \cdot s$, s se vykrátí a místo $\frac{Q}{t}$ můžeme psát P , reprezentující ztrátový výkon.

$$\lambda = \frac{d \cdot P}{S \cdot \Delta T} \quad (3.0.4) [18]$$

Z tohoto vzorce je možné vidět podobnost s elektrickými veličinami. V tomto znění je tepelnou vodivostí přiřadit k elektrické konduktivitě σ (2.0.4).

$$\sigma = \frac{d \cdot I}{S \cdot U} \quad (3.0.5) [19]$$

Pro většinu běžných materiálů je tato tepelná vodivost získána pomocí měření. Díky tomu jsme schopni přepočítat tuto vodivost na konkrétní velikost tepelného odporu R_{th} pro danou vrstvu materiálu pomocí vztahu (3.0.6)

$$R_{th} = \frac{d}{\lambda \cdot S} \quad (3.0.6)[19]$$

d tloušťka materiálu [m], λ tepelná vodivost [$W \cdot m^{-1} \cdot K^{-1}$], S plocha, kterou uvažujeme přesun tepla.

Díky tomu, že jsme schopni vypočítat velikost R_{th} pouze z rozměrů a znalosti uvažovaných materiálů, můžeme získat hrubou představu o vývoji teplot v různorodých materiálech. Jak už bylo zmíněno, teplotní impedance nevyjadřuje vývoj teploty pouze v ustáleném stavu, ale také během změn nastávají přechodové jevy. Ty jsou způsobeny působením tepelné kapacity. Její velikost dána měrnou tepelnou kapacitou c materiálu a jeho hmotností.

$$c = \frac{\Delta Q}{m \cdot \Delta T} \quad (3.0.7)[20]$$

c je měrná tepelná kapacita [$J \cdot kg^{-1} \cdot K^{-1}$], Q množství tepla potřebné k ohřátí 1 kg dané látky o 1K [J], m hmotnost látky[kg], ΔT rozdíl teploty vyvolaný ΔQ

Pomocí tabulkových hodnot hustoty, měrné tepelné kapacity a fyzických rozměrů daného materiálu v struktuře modulu, jsme tuto kapacitu schopni dopočítat.

$$C_{th} = c \cdot \rho \cdot d \cdot A \quad (3.0.8)[8]$$

c reprezentuje měrnou tepelnou kapacitu [$J \cdot kg^{-1} \cdot K^{-1}$], ρ hustotu dané látky, $d \cdot A$ definuje objem látky.

Z předchozích vzorců (3.0.1-8) můžeme vidět značnou podobnost mezi tepelnými a elektrickými veličinami. Fourierův zákon lze považovat za Ohmův zákon v rovnicích pro výpočet vedení tepla. Z této analogie jsme pak schopni odvodit zbylé veličiny, které sdílí stejné vlastnosti.

Pokud látkou protéká proud I , vlivem vnitřního odporu R látky dochází k rozdílu potenciálů mezi začátkem a koncem vodiče ΔU .

Analogicky pokud zjednodušíme Fourierův zákon do 1D řešení za ustáleného stavu.

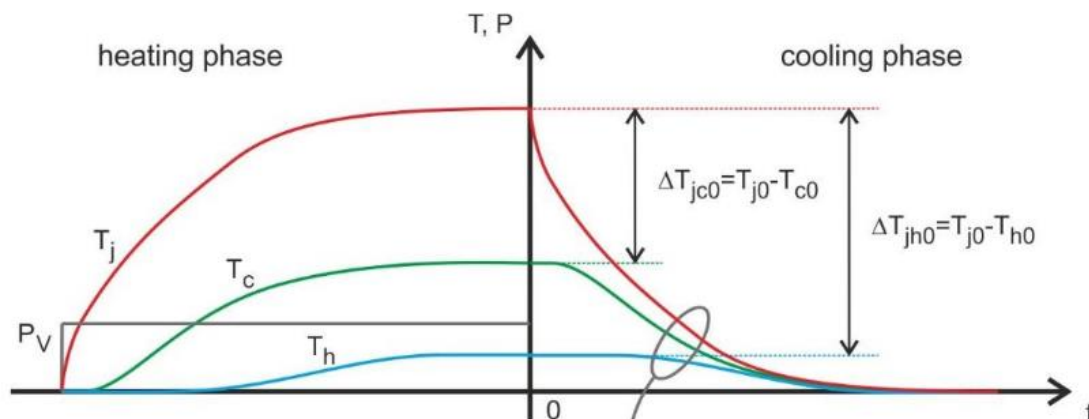
Ztrátový výkon P prostupuje látkou a kvůli tepelnému odporu R_{th} se vytváří rozdíl teplot ΔT na rozhraní teplot. Veličiny jsou vyjádřeny přehledně v tabulce 1.

Tabulka 1 Vzájemné vztahy pro elektrické a tepelné veličiny

Elektrické veličiny	Napětí U [V]	Proud I [A]	Odpor R [Ω]	Kapacita C [F]
Vzorec	$U = R \cdot I$	$I = \frac{U}{R}$	$R = \frac{U}{I}$	$C = \frac{Q}{U}$
Tepelné veličiny	Teplota T [K]	Ztrátový výkon P [W]	Tepelný odpor R_{th} [$K \cdot W^{-1}$]	Tepelná kapacita C_{th} [$J \cdot K^{-1}$]
Vzorce	$T = R_{th} \cdot P$	$P = \frac{T}{R_{th}}$	$R_{th} = \frac{T}{P}$	$C_{th} = c \cdot m$

3.1 Získání průběhu tepelné impedance

Aby, jsme byli schopni získat časových průběh tepelné impedance, je potřeba měřit několik veličin zároveň. Pro získání teploty polovodiče je nejvhodnější použít měření teploty pomocí tepelně závislých elektrických parametrů. Teplota referenčního místa, pro které tepelnou impedanci měříme, je možno získat pomocí termočlánku. Umístění může být různé a hodnoty impedance budou odlišné v závislosti, kde teplotu referenčního místa měříme. Pokud uvažujeme návrh tepelného modelu, jako součást systému pro ochranu polovodiče proti tepelnému průrazu, umístění snímačů teploty má značný vliv na přesnost celého modelu a tím potenciální vliv na životnost součástí uvnitř modulu. Je tedy nezbytně nutné dodržet stejné umístění senzorů a to při měření tepelné impedance, tak následně i při zapojení výkonového modulu do požadované aplikace. Poslední co je nutné znát je ztrátový výkon, který VPS generují do okolí. Ukázka měření tepelné impedance je možno vidět na obrázku 14.

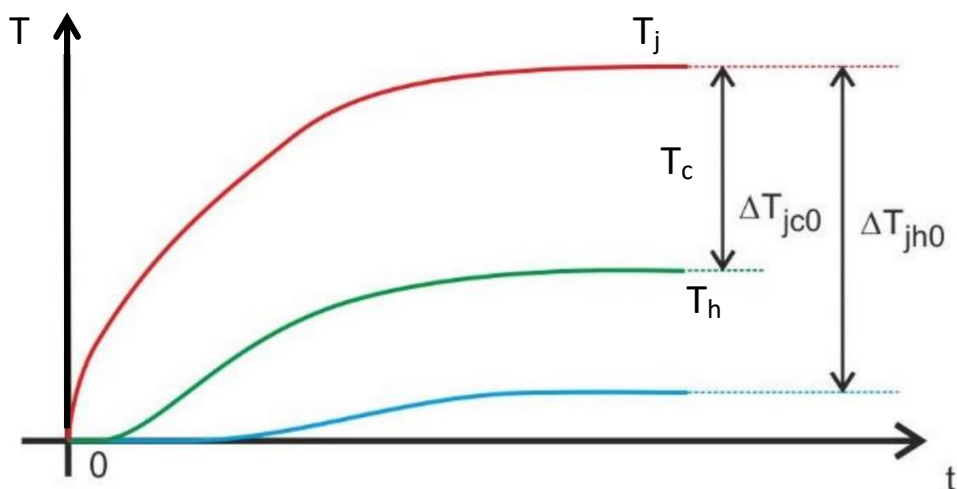


Obr. 14 Příklad měření teploty pro získání tepelné impedance [1]

Z daného průběhu jsou patrné dvě fáze. Nejdříve je struktura zahřívána známým konstantním výkonem P_v . Je zaznamenána teplota čipu T_j , pouzdra T_c a teplota chladiče T_h . Z průběhu můžeme pozorovat vliv tepelných kapacit. Během začátku děje dochází k prudkému nárůstu teploty T_j , ale teplota chladiče a pouzdra je v této fázi bez změny. Jak se vnitřní tepelná kapacita akumuluje, teplo postupně prostupuje skrz strukturu a navyšuje teplotu pouzdra a následně teplotu chladiče s určitou časovou odezvou. Je důležité, aby nastal ustálený stav a teplota všech vrstev přestala narůstat a ustálila se na konstantní velikosti. Doba zahřívací fáze je závislá na časové konstantě, se kterou se jednotlivé vrstvy zahřívají. Tu definujeme pomocí vztahu (3.1.1)

$$\tau = R_{th} \cdot C_{th} \quad (3.1.1)$$

Za ustálený stav lze považovat dobu 5τ . Naměřené teploty v čase $t=0$ slouží k určení velikosti tepelného odporu R_{th} podle vztahu (3.0.1). V moment kdy P_v klesne téměř k nule (malý proud pro měření napětí-teploty T_j je stále přítomný), začíná chladicí fáze. Tyto hodnoty měříme do doby, než se všechny teploty ustálí na teplotě okolí. Ta by měla za ideálních podmínek zůstat konstantní v průběhu celého měření. Tak jako teplota nemohla narůstat skokově, nemůže ani okamžitě klesnout. Energie je akumulována v jednotlivých vrstvách, dokud se nevyzáří do okolí. Charakteristiky z chladicí fáze je možné použít pro získání průběhu tepelné impedance v závislosti na čase. Je nutné průběhy zrcadlově překlopit podle časové osy a posunout do počátku. Tímto se průběh bude tvářit jako rostoucí charakteristika teploty.

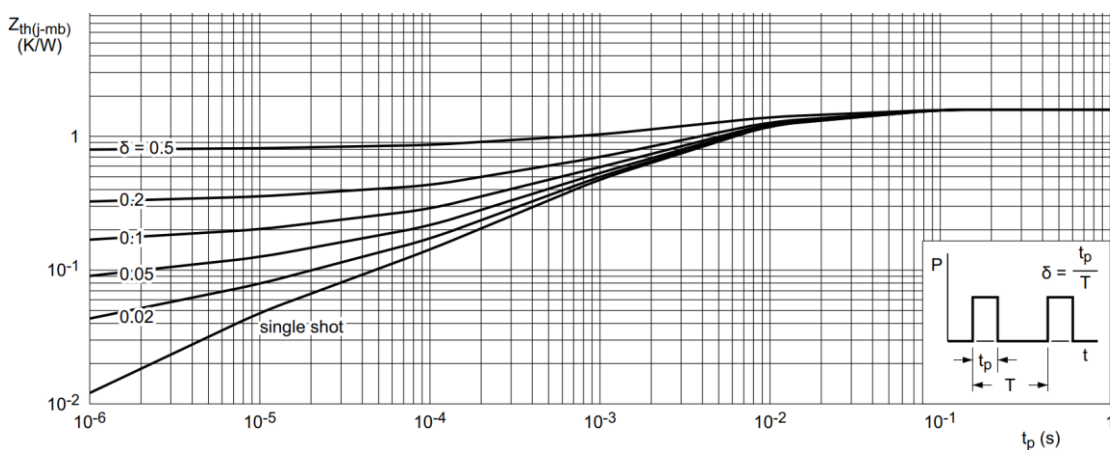


Obr. 15 Průběhy teploty vytvořené z chladicí fáze měření [1]

Díky informaci o velikosti ztrátového výkonu, který byl v čase t_0 , teplotě okolí, kterou reprezentujeme jako 0 na vertikální ose, jsme schopni určit velikost tepelné impedance v každém okamžiku. Na obrázku 15 jsou vyznačeny rozdíly teplot, které lze dosadit do vztahu (3.1.2) a tím získat průběh pro tepelnou impedanci.

$$Z_{th(x-y)}(t) = \frac{\Delta T_{xy}(t)}{P_v} \quad (3.1.2) [1]$$

Průběh tepelné impedance v závislosti na teplotě často bývá uváděn výrobcem v katalogu. Toto vše platí v případě, že čip pracuje s poměrným sepnutím $z = 1$. Tedy je to jednorázový pulz a ztráty jsou tvořeny dominantně propustným proudem. V případě, že se poměřené sepnutí bude měnit, je nutné brát v úvahu ztráty spínací, které způsobují strmější nárůst teploty a tím i odlišný průběh tepelné impedance v čase. Díky tepelné kapacitě struktury je možné součástku krátkodobě zatěžovat větším výkonem, než by byla schopná vydržet dlouhodobě. Vzhledem k tomu, že se VPS využívají jako spínač, bývá uváděna závislost tepelné impedance na čase pro různé doby sepnutí $Z_{th}(t, t_p)$.

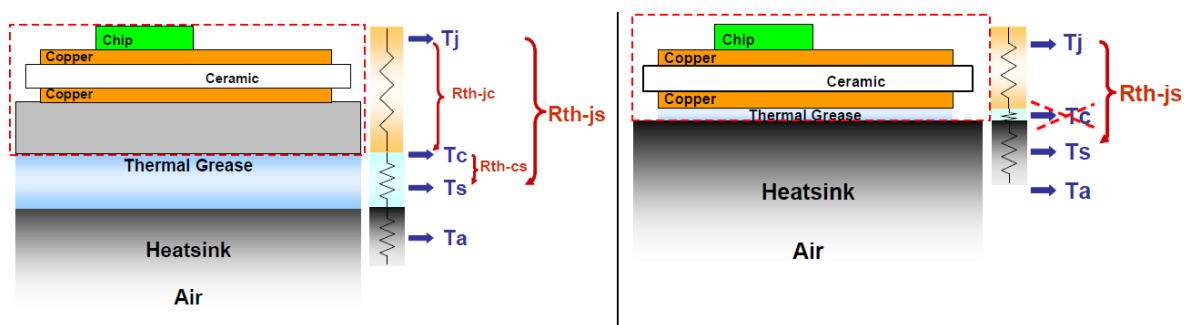


Obr. 16 Průběh tepelné impedance v závislosti na délce sepnutí t_p [2]

Na obrázku 16 můžeme vidět, jak poměrné sepnutí z (δ) má značný vliv na vývoj tepelné impedance. Nejméně příznivý průběh nastává v případě, že je poměrné sepnutí 0,5.

4 Tepelný model

Při návrhu elektrického zařízení napájeného pomocí moderních měničových modulů, jsou kladeny velké požadavky na použité měniče. Nejedná se pouze o jejich účinnost, možnosti řízení, nebo velikost samotného zařízení. Jedním z hlavních kritérií je životnost a spolehlivost těchto výkonových modulů. Pokud dojde k přetížení takového zařízení, ve většině případů dochází k zničení a nutnosti výměny celého modulu. To klade značné nároky na analýzu vývoje tepla ve struktuře měniče. Je nutné, aby systém, který teplotu sleduje a kontroluje, měl možnost získat informace o teplotě v kritických místech. V našem případě je tímto místem samotný čip ve vrstvené struktuře vodivých a izolačních materiálů.



Obr. 16 Vertikální průřez strukturou výkonového modulu se znázorněným R_{th} [21]

Pro získání představě o vývoji teploty uvnitř struktury zařízení, je nutné porozumět způsobu, jakým se šíří takzvané teplotní pole. Řešením takového pole určíme velikost teploty pro každý bod modelu. V komplexních systémech se využívá obecná forma Fourierova zákona (4.0.1). [18]

$$\frac{\partial T}{\partial t} = \frac{\lambda}{\rho \cdot C_p} \cdot \left(\frac{\partial^2 T}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 T}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 T}{\partial z^2} \right) + \frac{q}{\rho \cdot C_p} \quad (4.0.1) [18]$$

T je teplota, λ teplotní vodivost, $\rho \cdot C_p$ tepelná kapacita látky, q tepelná energie generovaná uvnitř systému (průchodem proudu, chemická reakce, radiace).

Tato rovnice popisuje chování teploty uvnitř tělesa v závislosti na čase a souřadnici, kde teplotu určujeme. Změna teploty je závislá na materiálu, pro který přechodný děj řešíme. Ten bývá často vyjádřen pomocí takzvaného součinitele teplotní vodivosti α .

$$\alpha = \frac{\lambda}{\rho \cdot C_p} \quad (4.0.2) [18]$$

Je nutné podotknout, že tato rovnice řeší pouze šíření tepla pomocí vedení. To je pouze jeden ze způsobů sdílení tepla. Musíme tedy počítat s tím, že i v případě obecného tvaru Fourierova zákona se dopouštíme chyby řešení. Nicméně dominantní způsob, kterým jsou odváděny ztráty ze struktury modulu, je pomocí vedení. Energie je následně předána do okolí pomocí proudění a sálání.

4.1 Numerické metody pro řešení modelu

S rozvojem výkonosti moderních výpočetních systémů vzrostly možnosti, jak tyto systémy použít pro řešení problémů, které by analyticky byly pouze těžko zvládnutelné. Pokud máme reálný problém, který se snažíme řešit, jehož vlastností je určitá proměnlivá charakteristika vycházející ze skutečných veličin systému. Tyto hodnoty se mohou měnit s časem, na souřadnicích ve kterých veličinu určujeme a případně na proměnlivých vlastnostech materiálu. V reálném systému, nelze určit velikost nejmenšího časového úseku. To samozřejmě v případě simulování takového systému na počítači není možné. Při numerickém řešení se tak vždy dopouštíme nějaké chyby mezi řešením a skutečnou veličinou. Tato chyba je zapříčiněna hned z několika hledisek.

- Matematický model není úplně přesný, chyba může vzniknout příčinou zjednodušujícím předpokladům
- Z modelu získané veličiny převádíme na numerickou úlohu, tím se dopouštíme chyby vzniklé diskretizací průběhu do konečných časových intervalů.
- Při numerickém řešení se zavádí pojem podmíněnost úlohy. Tuto vlastnost může reprezentovat pomocí tak zvaného čísla podmíněnosti. Číslo podmíněnosti označme ho K_p . Jedná se o poměr relativních veličin rozdílu výstupu (Δy) a relativních rozdíl veličin vstupu (Δx)

$$K_p = \frac{\frac{|\Delta y|}{|y|}}{\frac{|\Delta x|}{|x|}} \quad (4.1.1) [18]$$

Dobře podmíněná úloha při malé změně vstupu způsobí relativně stejně velkou odchylku na výstupu. Výsledný koeficient $K_p \cong 1$. Pokud je úloha špatně podmíněná výstup se může několikanásobně zvětšit v případě malé změny na vstupu. To může být způsobeno např. zaokrouhlovací chybou, která je během algoritmu postupně akumulována při každém cyklu a ve výsledku způsobuje naprostou odchylku numerického řešení proti skutečné veličině.

Některé algoritmy jsou schopny řešit určité úlohy efektivněji s lepším K_p . Nedá se říct, že jedna metoda funguje unikátně na všechny situace. Cílem je vždy kompromis, mezi

přesností modelu a dobou trvání simulace. Samozřejmě díky výkonným výpočetním systémům je tento kompromis v případě jednoduchých funkcí zanedbatelný a přesností, kterých je počítač schopen dosáhnout se většina měřicích zařízení není ani zdaleka schopna přiblížit. Bavíme se tu o přesnosti, kdy chyba může být v řádu 10^{-16} . Taková odchylka je zanedbatelná v porovnání s chybou měřicích přístrojů. Tato vysoká přesnost umožnila velmi přesné definice např. iracionálních čísel a jiných konstant používaných v matematice a jiných vědních oborech.

Při řešení složitějších 3D modelů tento kompromis je nutno vždy zohlednit. Pokud máme model složité struktury, složený z několika různých materiálů, je nutné mít dostatečně jemnou síť pro získání dostatečného množství dat a tím i možnost dobrého porozumění, jak se veličiny chovají v různých oblastech modelu. S dostatečně jemnou sítí výpočetní náročnost narůstá velmi rychle, a pokud se jedná o dynamické přechodové děje, je nutné použít co možná nejkratší krok simulace. To vše prodlužuje výpočetní čas a není problém i výkonné servery zaměstnat na několik dní při řešení modelu. Často je vhodné použít proměnlivý krok, se kterým model řešíme. Počítač je schopen vyhodnotit, intervaly velkých změn, kdy použije jemnější vzorkování a naopak při velmi nepatrných změnách se snaží intervaly zvětšovat a tím urychlit čas simulace. [22]

4.2 Metoda konečných diferencí (FDM)

Jedná se o numerickou metodu používanou zejména pro řešení diferenciálních rovnic. Na rozdíl od klasických algebraických rovnic, kdy výsledkem je nějaká proměnná, při řešení diferenciálních rovnic je výsledkem funkce. Tato funkce reprezentuje chování proměnné, pro kterou jsme rovnicí řešily. Pro jednoduché ODR (obyčejná diferenciální rovnice) je takové řešení v podobě funkce možné získat analyticky. MKD umožňuje převést ODR a také PDR (parciální diferenciální rovnice) do systému algebraických rovnic, které je počítač schopen zpracovat a tím poskytnou požadované řešení. Toho docílíme tím, že nahradíme první a druhé derivace v ODR diferenčními vzorci. Tyto diferenční vzorce vycházejí z aproximace funkce pomocí Taylorovy řady. Jedná se o nekonečnou řadu, která je schopná aproximovat průběh funkce v okolí známé funkční hodnoty na základě sum derivací dané funkce. V obecném je zapsána (4.2.1).

$$T_n(x_0) = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{f^{(n)}(x_0)}{n!} (x - x_0)^n \quad (4.2.1) [23]$$

$T_n(x)$ je Taylorův polynom n -tého řádu v bodě x_0 , $f^{(n)}(x_0)$ derivace dané funkce v bodě x_0 , $(x - x_0)^n$ tvoří členy polynomu s postupně rostoucí mocninou.

Pro názorný příklad použijí Fourierův zákon, který zjednoduším na ustálený stav v pouze v osách x , y . Potřebujeme určit pomocí Taylorova rozvoje druhé derivace v diferenčním vztahu. Pro získání řešení $0 = \left(\frac{\partial^2 T}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 T}{\partial y^2}\right)$ provedu Taylorův rozvoj druhého řádu v dvou bodech $(x + h)$ a $(x - h)$.

$$f(x + h) = f(x) + \frac{df}{dx} \cdot h + \frac{d^2 f}{dx^2} \cdot \frac{h^2}{2}$$

$$f(x - h) = f(x) - \frac{df}{dx} \cdot h + \frac{d^2 f}{dx^2} \cdot \frac{h^2}{2}$$

Díky volbě bodů $(x + h)$ a $(x - h)$, dokážeme vyloučit první derivaci jednoduše sečtením těchto dvou vztahů a následným vyjádřením druhé derivace získáme výsledný vztah pro obecnou funkci v druhé derivaci.

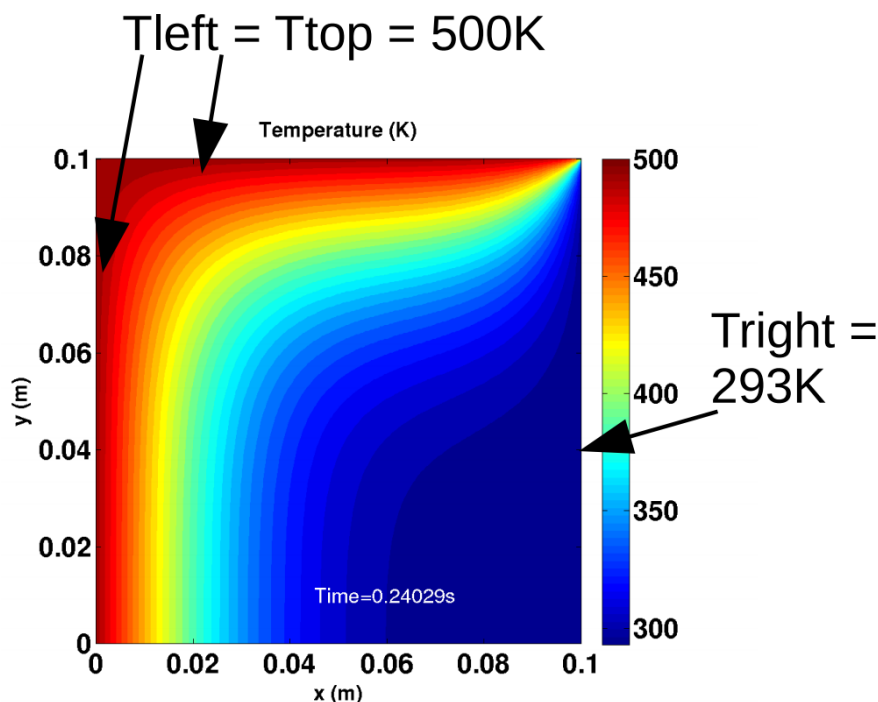
$$\frac{d^2 f}{dx^2} = \frac{f(x+h) + f(x-h) - 2f(x)}{h^2} \quad (4.2.2) \quad [23]$$

Stejný tvar by platil pro druhé derivace v souřadnicích y . Pokud si za obecnou funkci f dosadíme T , jsme schopni určit rozložení teploty v celé ploše. Uvažujme tedy jednoduchou čtvercovou síť o maximálním počtu prvků v jenom směru n . Šířka mezi jednotlivými body $(\Delta x, \Delta y)$ je stejná ve všech bodech sítě. Pro vnitřní body sítě bude platit rovnice (4.2.2), jak v ose x tak ose y . Teplota bodu (x_i, y_j) je pak závislá na teplotě okolních bodů. Indexy $i, j \in (0, n)$ a patří do množiny přirozených čísel \mathbb{N} . Řešení zjednodušeného tvaru Fourierovy rovnice v diferenční podobě pro uvažovanou síť má tento tvar (4.2.3).

$$0 = \left(\frac{\partial^2 T}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 T}{\partial y^2}\right)$$

$$0 = \frac{T_{i+1,j} + T_{i-1,j} - 2 \cdot T_{i,j}}{\Delta x^2} + \frac{T_{i,j+1} + T_{i,j-1} - 2 \cdot T_{i,j}}{\Delta y^2} \quad (4.2.3) \quad [24]$$

Převodli jsme parciální diferenciální rovnici na lineární algebraické rovnice, díky kterým jsme schopni problém zadat do počítače a vyřešit vnitřní body sítě. V tomto zjednodušeném tvaru neuvažujeme generování tepla uvnitř sítě, výsledné rozložení teploty je pak čistě závislé na tom, jakou teplotu určíme na okrajích sítě. Příklad toho, jak může takový vývoj teploty vypadat je na obrázku 17.



Obr. 17 Rozložení teploty 2D sítě v ustáleném stav bez vnitřních zdrojů, kde je teplota dána okrajovými podmínkami $T_{left}, T_{top}, T_{right}$. [24]


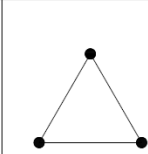
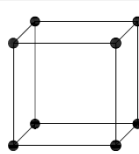
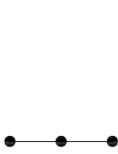
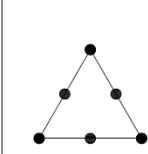
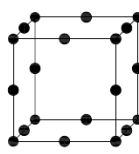

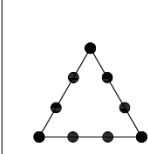
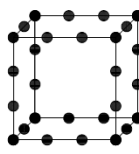
Uvažovali jsme zjednodušující případ, a přesto výsledný průběh by byl složitě řešitelný běžnou analytickou matematikou,

4.3 Metoda konečných elementů (FEM)

Při studování fyzikálních veličin reálného problému, ať už se jedná o rozložení sil na konstrukci mostu, vývoj teploty uvnitř polovodiče, nebo intenzitu elektrického pole na dráze izolátoru. Všechny tyto děje mají jedno společného. Řešení jejich veličin vede přes řešení parciálních diferenciálních rovnic. Ty v případě složitějších tvarů 3D modelů nejsou řešitelné analyticky. Diferenciální rovnice nám umožňují popsat proměnlivost veličiny v závislosti na poloze a čase. Parciální diferenciální rovnice označujeme ty, které mají derivace podle více proměnných, než pouze jedné. Opírají se přitom o základní fyzikální zákony, jako zákon zachování energie, rovnosti momentů, II termodynamický zákon a další. Tato metoda vychází ve většině případů z nějakého 3D modelu, který se snažíme řešit. Počítač není schopný vyřešit model jako celek. Při řešení pomocí FEM

metody je nejdříve potřeba získat síť konečných prvků. Tyto prvky mohou mít různé tvary a různý počet bodů na jednom elementu. To má následně vliv na to, jak získáme aproximující funkci daného elementu. Pokud je element pouze přímka a body, které se snažíme interpolovat pouze na koncích. Řešení je pak prvního řádu a je reprezentováno přímkou. To je ten nejjednodušší případ. Pokud budeme hledat řešení v 3 bodech na elementu přímky. Řešená aproximující funkce bude mít kvadratický tvar.

V případě, že chceme řešit 2D elementy, tato funkce bude mít 2 proměnné. Stejně tak 3D elementy vedou na rovnice o 3 neznámých. Složitost těchto rovnic je pak závislá na tom, zda se jedná o lineární elementy (přímka, čtverec, krychle a další), označované také jako simplex. Nebo každá úsečka má mezi sebou jeden bod navíc a tedy spojnice mezi těmito body nemusí být lineární. Aproximující rovnice má pak členy druhého řádu a tedy tyto elementy označujeme jako kvadratické elementy, nebo také complex. Nejsložitější je pak řešení, kdy jsou mezi dvěma body další dva. To vede na rovnice obsahující členy 3tího řádu a tyto elementy můžeme označit jako kubické. Vzhledem k tomu, že s rostoucím řádem rovnic roste také jejich počet, který počítač musí řešit, v praxi se snažíme použít co nejjednodušší variantu elementů a spíše větší počet, pro získání řešení. Složitější elementy mohou být použity v případě, že daný model je zakřiven a v případě použití lineárních elementů, by musel být počet zbytečně vysoký, aby aproximace byla dostatečně přesná, zatímco kvadratické elementy mohou být použity v menším počtu a přesto dát přesný výsledek. Volba sítě je pak tedy závislá na tom jakou přesnost od modelu vyžadujeme, jak rychle chceme získat řešení a jak složitý náš model je.

	1D	2D	3D
Lineární			
Kvadratické			
Kubické			

Obr. 18 Elementy sítě používané při řešení metodou konečných elementů.

Po získání interpolačních rovnic pro jednotlivé body elementu je krok k řešení najít extrémní funkce. Tedy následuje derivace jednotlivých rovnic. Ty jsou následně vypsány do matice. Každý element je pak charakterizován maticí A . Jednotlivé řádky matice, jsou funkce pro body elementu. [25]

$$\mathbf{A} \cdot \mathbf{T} = \mathbf{b} \quad (4.3.1) [25]$$

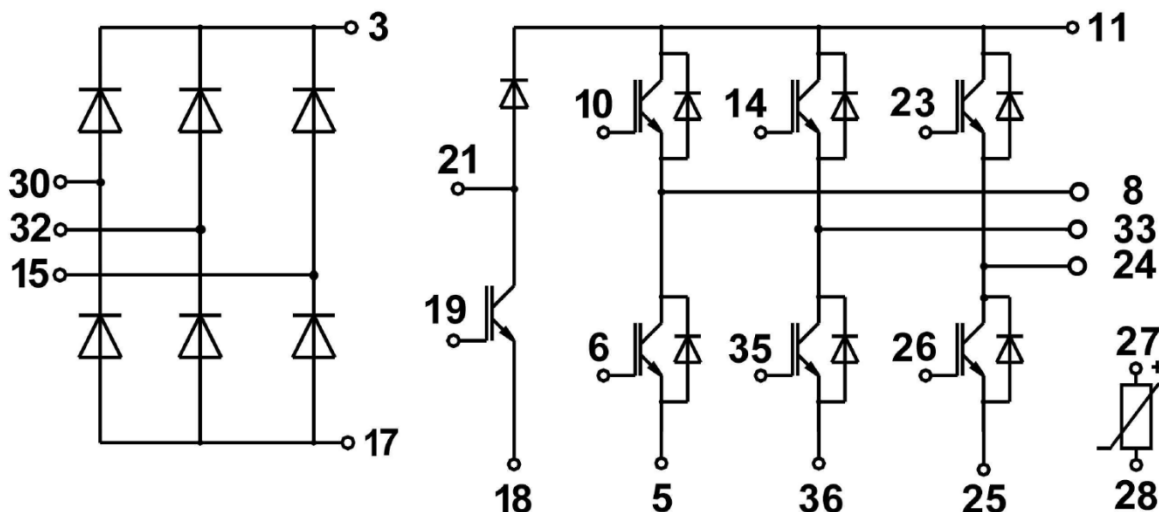
\mathbf{T} je vektor neznámých (teplota v bodech sítě), \mathbf{b} vektor reprezentující zdroje a okrajové podmínky, \mathbf{A} je systémová matice.

Tyto matice jednotlivých elementů jsou pak přetvořeny do celkové matice. Jelikož každý element sdílí své body s elementy ve svém okolí. Výsledná matice systému je díky tomu možno zredukovat a získat tak celkovou matici systému.

Metoda konečných elementů je v dnešní době jedna z nejpoužívanějších numerických metod pro řešení technických problémů. Umožňuje velmi efektivně postupovat při vývoji zařízeních. Není potřeba pořizovat drahé prototypy a model může být snadno modifikován pro získání lepších výsledků pro danou aplikaci.

4.4 Tepelný model vytvořený pomocí RC článků

V předchozích kapitolách, jsme rozebrali všechny potřebné parametry pro vytvoření jednoduchého tepelného modelu. Ztráty uvnitř modulu jsou generovány jevy, které byly probrány v kapitole 2. Velikost už byla vypočtena a uvedena v datového souboru společně s průběhy teploty na samotném čipu a průběhem teploty základní desky (base platu). Při měření těchto dat, byly použity dva způsoby. Teplota čipu je získána pomocí měření teplotně závislých elektrických veličin a následně přepočtena už do výsledné teploty. Vnější teplota modulu je měřena pomocí termočlánku umístěném na základní desce. Při měření byl použit masivní chladič bez nucené ventilace. Pro získání představy složení vrstev uvnitř modulu, jsem použil poskytnuté materiály od výrobce. Modul, pro který tento model navrhuji je SK 20 DGD 065 ET od výrobce Semikron. Jedná se o nepřímý měnič frekvence s vlastní komutací. Vstupní napájení je 3fázové a stejnosměrný obvod je napájen přes neřízený šesti pulzní usměrňovač. Na výstupu se nachází 3f střídač s IGBT tranzistory, pro které tepelný model navrhuji.



Obr. 18 Schématické uspořádání komponentů SK 20 DGDL 065 ET [21]

V praxi se setkáme s dvěma druhy tepelných sítí. Obě fungují na stejném princípu, ale charakter přechodových dějů je pro každý typ modelu odlišný. Působením akumulčních členů v podobě kapacit a členů vytvářející rozdíl teplot (odporů) se pokusím simulovat průběh teploty podobných hodnot, jako jsou hodnoty získané z měření. Řešení jednoho článku modelu (jeden odpor a kapacita) získáme přechodový děj prvního řádu. V případě skutečného průběhu aproximace jedním článkem není příliš realizovatelná a tedy pro získání věrohodné aproximace skutečného průběhu je za potřeby použít větší počet článků v sérii za sebou. Spojením několika přechodových dějů s různou ustálenou hodnotou a jinou časovou konstantou nám umožňuje zohlednit schování systému jak při dynamických změnách, tak i sledovat vývoj teploty v delším časovém rozmezí.

Díky tomu, že elektrická energie může popsána parciální diferenciální rovnicí, která ve zjednodušeném tvaru má stejnou formu, jako rovnice popisuje teplotní pole, je možné získat řešení pomocí jedné formy energie a to samé řešení může platit pro energii druhou.[8]

Situace, kterou se snažíme řešit v podobě tepelného modelu, se dá přirovnat k problematice návrhu vedení. Rovnice popisující homogenní vedení má tento tvar (4.4.1).

$$\frac{\partial^2 U}{\partial x^2} = C \cdot L \cdot \frac{\partial^2 U}{\partial t^2} + \frac{\partial U}{\partial t} (C \cdot R + G \cdot L) + G \cdot R \cdot U \quad (4.4.1) [8]$$

C je kapacita, R odpor, G svodová vodivost a L je indukčnost vedení.

V tomto tvaru rovnice popisuje komplikované děje, které mohou nastávat při přenášení energie, nebo signálu po dlouhých vedení. Zohledňuje jevy, jako stojaté vlnění, postupná odražená vlna. Tyto děje v našem případě šíření tepla nenastávají a členy s indukčností L a svodem vyřadíme. V takovém tvaru (4.4.2) už vidíme identický zápis, jako v případě tepelné rovnice zjednodušené pro jeden směr x .

$$\frac{\partial^2 U}{\partial x^2} = C \cdot R \cdot \frac{\partial U}{\partial x} \leftrightarrow \frac{\partial^2 T}{\partial x^2} = \frac{\rho \cdot c_p}{\lambda} \frac{\partial U}{\partial x} \quad (4.4.2) [8]$$

Díky této podobnosti můžeme data, která získáme řešením pomocí virtuálního elektrického obvodu aplikovat na skutečnou situaci a snažit se tak napodobit podobnou odezvu systému na vstupní veličinu. Funkční model pak nemusí sloužit pouze pro analýzu a rozbor dat, ale pokud jsou požadavky na optimalizaci skutečného provedení, je možnost si tyto případná vylepšení nejdříve hrubě ověřit a jejich implementaci následně zohlednit z pohledu efektivnosti na systém v porovnání s cenovým navýšením. Obecně pro takové situace je lepší model Cauerův, který si rozebereme společně s jeho návrhem v následující kapitole.

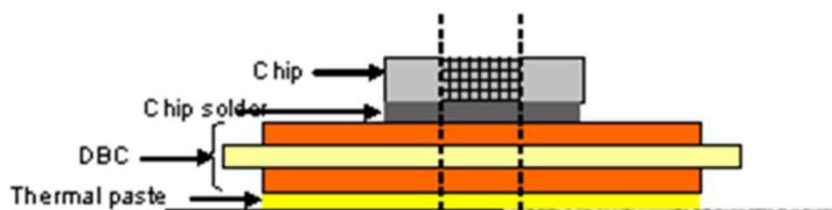
4.4.1 Cauerův model

Tento typ RC sítě bývá označován jako T model, nebo také „žebříkový model“. Jeho charakteristickou vlastností je, že všechny kapacity jsou uzemněny na stejný potenciál. Při prostupování proudu obvodem, z proudového zdroje, dochází nejdříve k nabíjení kondenzátoru. V prvním okamžiku tedy je na něm napětí nulové, případně na přednastavené hodnotě, dané počátečními podmínkami. Po akumulaci náboje, který vytvoří potenciál na daném kondenzátoru, může proud prostupovat do další vrstvy. Mezi kondenzátory jsou odpory, které vytváří úbytek napětí na jednotlivých člancích modelu. Pod pojmem článek se myslí jedna kombinace RC. Toto chování je tedy stejné, jako v případě skutečného fyzikálního děje. Pro případ šíření tepla, v prvním okamžiku, kdy nastane změna v generování tepla, se tato změna neprojeví okamžitě. Tepelný tok se postupně akumuluje do materiálu, díky tomu vytváří teplotní gradient a díky tomu tepelný tok prostupuje dále materiálem a následně je předán do okolí pomocí jinou formou sdílení tepla. Díky této podobnosti je možné sestavit Cauerův model z vlastností a rozměrů daných materiálů. Jsme tak schopni získat hrubou představu o vývoji teploty v materiálu, i bez měření samotné teploty, pouze z informace o ztrátovém výkonu, rozměrech a materiálových veličin pro vodivost a kapacitu. Nicméně vždy se dopouštíme podstatného zjednodušení, protože řešení bere v úvahu pouze šíření pouze v 1D rozměru. Takový případ ve skutečném problému nikdy nenastává. Nicméně v případě VPS, je odvádění tepla značně orientováno jedním směrem a výrobci nepočítají s tím, že by se modul mohl nějak

výrazně chladit prostupem tepla přes plastový kryt vyplněný izolačním gelem. Jsou tak použity tyto materiály, které nemají příliš dobrou tepelnou vodivost λ , ale jsou to dobré elektrické izolanty. V přírodě se nevyskytují materiály, které by měly výbornou tepelnou vodivost a zároveň byly elektrickými izolanty. Kvůli této skutečnosti jsou pak při návrhu modulu výrobci postaveni před problémem, jak co nejlépe elektricky izolovat modul od vodivého chladiče a zároveň nevytvářet v cestě pro odvádění tepla zbytečný tepelný odpor, který způsobí vyšší nárůst teploty uvnitř modulu při stejném ztrátovém výkonu, a tak omezuje potenciální výkonost součástky. Většina výrobců tak implementuje některou formu DBC (direct bonded copper) substrátů. Na tenkou keramickou desku, sloužící jako dielektrikum pro odizolování polovodičů, jsou napojeny tenké měděné desky, které slouží k propojení čipů s výstupními a vstupními kontakty. Velkou výhodou tohoto provedení je relativně podobná tepelná roztažnost tohoto substrátu s tepelnou roztažností křemíku. Díky tomu je zajištěna vyšší spolehlivost a životnost pájených spojů při cyklickém zatěžování a ochlazování.

Při návrhu modelu jsem vycházel z rozměrů získaných z katalogu do výrobce modulu.

Následující obrázek ukazuje průřez struktury, pro kterou model navrhuji.



Obr. 19 Řez materiálu v teplo dovádějící cestě modulu.[21]

Výrobce dodává také tabulku, která určuje materiálové konstanty a tloušťky jednotlivých vrstev. Následující tabulka udává tyto veličiny společně s vypočtenými R_{th} a C_{th} .

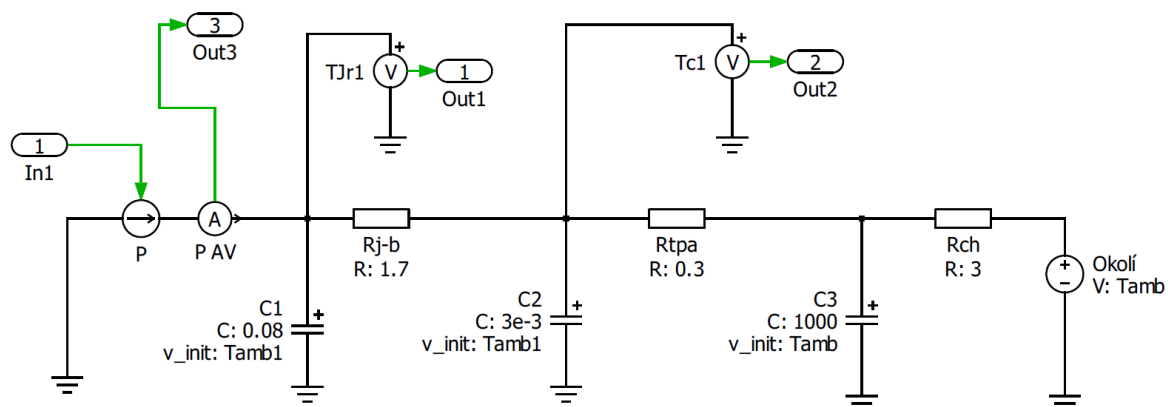
Tab. 2 Parametry jednotlivých vrstev a jejich tepelné veličiny pro SK 20 DGDL 065 ET

Materiál	d[mm]	S [cm ²]	ρ [$\frac{g}{cm^3}$]	m [g]	c [$\frac{J}{g \cdot K}$]	λ [$\frac{W}{m \cdot K}$]	R_{th} [$\frac{K}{W}$]	C_{th} [$\frac{J}{K}$]
Si	0.10	0.185	2.33	0.0043	0.750	120	0.04505	0.003233
SnAgCu	0.08	0.185	7.50	0.0111	0.232	57	0.07587	0.002575
Cu	0.30	0.185	8.96	0.0497	0.390	390	0.04158	0.019394
Al ₂ O ₃	0.63	0.185	4.00	0.0466	0.830	35	0.97297	0.038695

V katalogu výrobce také udává fixní hodnotu R_{th} . Pro náš modul je tato hodnota uváděna pro odpor mezi čipem a base platem a výrobce udává, že $R_{th(j-b)} = 1.7 \text{ K} \cdot \text{W}^{-1}$. Což je více, než v případě, který jsem napočítal pomocí tabulky 2. V tomto případě, když uvážíme uspořádání, jako je na obrázku 19, celkový odpor vychází $R_{th(j-b)} = 1.13 \text{ K} \cdot \text{W}^{-1}$.

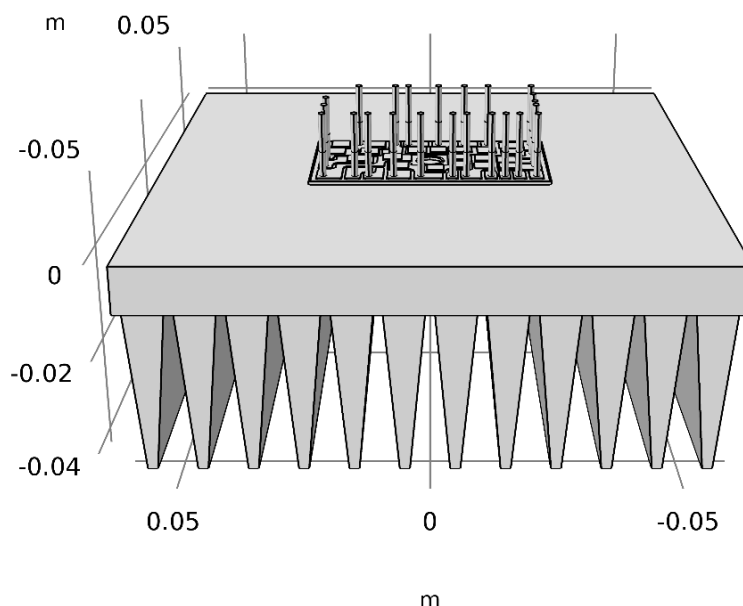
Výrobce tedy udává o podstatnou část větší odpor, než jsem se dopočítal z jeho rozměrů v katalogu. Nutno také říct, že jsem uvažoval plochu konstantní pro všechny vrstvy, což uvažuji ten nejhorší možný případ pro to, kudy se může šířit tepelný tok strukturou. Ve skutečnosti by tato plocha byla korektní pro čip a jeho pájku případně první vrstvu mědi. Ta je dobře tepelně vodivá a nemá příliš vliv na nárůst teploty, nicméně jelikož je to dobrý vodič při zahřátí v jednom místě se velice snadno nahřeje i na zbylé ploše. Takto může docházet k nárůstu plochy, kterou se šíří teplo, což při stejné tloušťce vrstvy vede k poklesu tepelného odporu. Toto je také jeden z důvodů proč se měď na DBC deskách přidává i na spodní stranu. Jednak pomáhá vyrovnávat pnutí, která by vznikala, pokud by byla měď přidělána pouze na jedné straně, protože teplotní roztažnost mědi je přibližně trojnásobná oproti keramické desce Al_2O_3 . Také lépe rozvádí teplo generované polovodiči do celkové plochy modulu a vytváří efektivnější přenos tepla z base plate na chladič. Přesto pro první přiblížení chci uvažovat nejméně příznivou variantu a v případě, že hodnoty budou odlišné, pokusit se pozměnit některé veličiny, u kterých bych uvažoval, že tato zjednodušující podmínka o kolmém úhlu šíření tepla vzhledem k vrstvám, by byla příliš zkreslující.

Nejprve chci vyzkoušet nejjednodušší variantu, kdy použiji pouze odpor udávaný výrobcem, pro demonstraci nedostačující dynamiky a přesnosti takového návrhu. Tato hodnota by měla být brána pouze jako orientační, jelikož se jedná o veličinu popisující pouze ustálený stav.



Obr. 20 Zjednodušený Cauerův model vytvořený z katalogové veličiny $R_{th(j-s)}$ – modelC₀

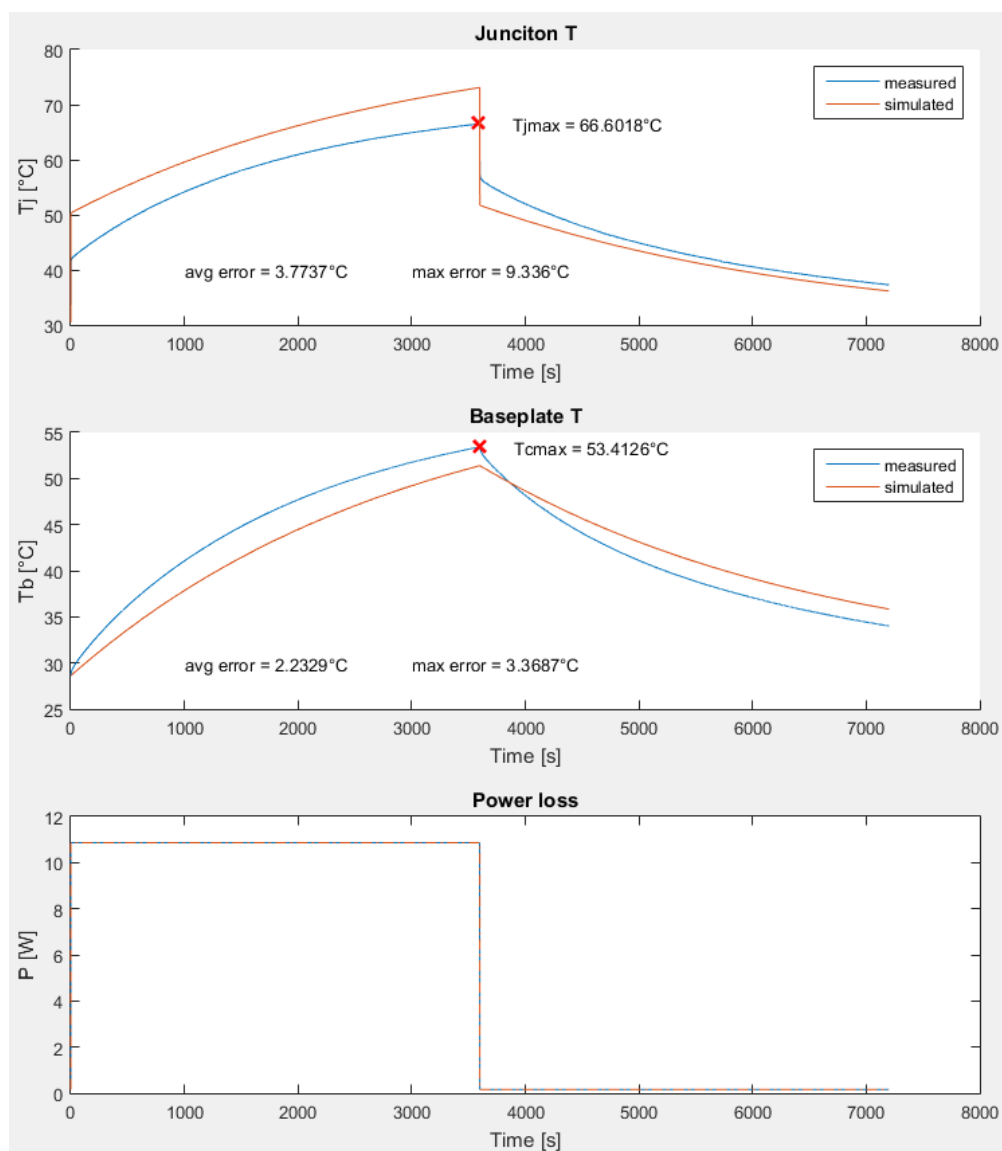
Do schématu jsem krom katalogové hodnoty přidal členy reprezentující teplo vodivou pastu (R_{tpa}, C_2), společně s chladičem (R_{ch}, C_3). Chladič je reprezentován s velkou kapacitou, aby daný průběh více připomínal ten z naměřených hodnot. Pro nějakou představ situace, kterou se tímto snažím nasimulovat, zde přikládám obrázek z FEM modelu pro identický modul zpracovaným vedoucím této práce.



Obr. 21 Model FEM simulace modulu SK 20 DGDL 065 ET

Při hrubém výpočtu hmotnosti chladiče jsem se dostal na hmotnost okolo 1.1 kg s tím, že neuvažuji drážky v materiálu a beru chladič pouze jako solidní blok hliníku. Ten má tepelnou kapacitu přibližně $900 \text{ J} \cdot \text{kg}^{-1} \cdot \text{K}^{-1}$. Tímto jsem hrubě určil velikost C_3 a lze říci, při pohledu na nárůst teploty na obrázku 22, že tento odhad není příliš zavádějící a lze tuto hodnotu uvažovat i nadále s jistou úpravou, kterou rozeberu později v této kapitole.

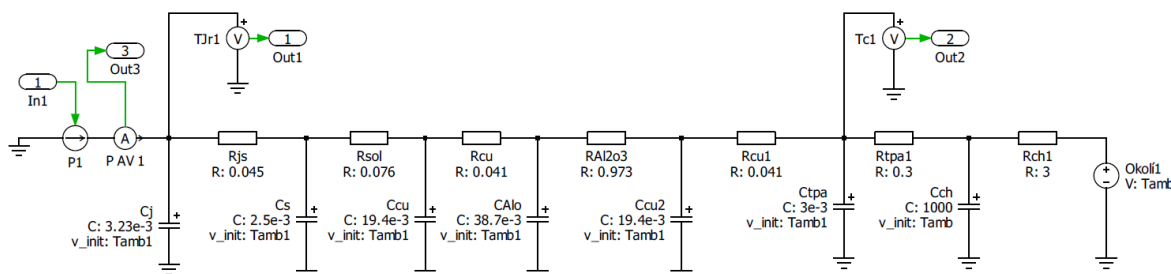
Pro vytvoření modelu jsem použil dvě sady dat. Jedno měření bylo provedeno v dlouhých časových intervalech. Druhá sada dat je z měření dynamických změn ztrátového výkonu a teploty. Pro model $modelC_0$ nemá ani smysl porovnávat hodnoty s těmi naměřenými při rychlých změnách. Model C_0 má být pouze pro představu, jak nevypovídající mohou být hodnoty získané z katalogu v porovnání se skutečnými.



Obr. 22 Výsledné průběhy teplot pro katalogové hodnoty SK 20 DGDL 065 ET.

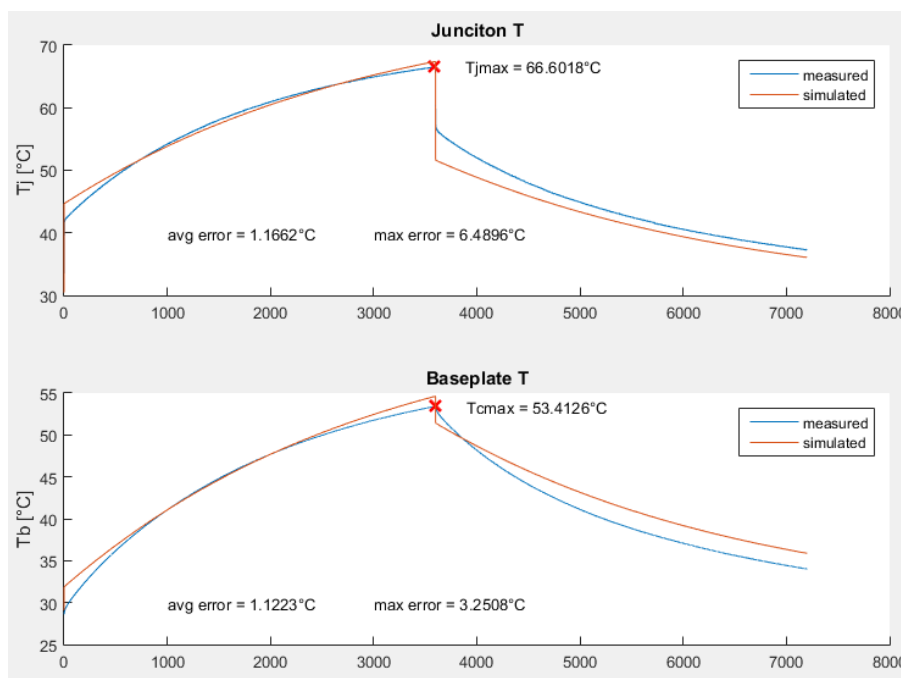
Z průběhů vidíme, že simulovaná teplota narůstá velice rychle v prvních okamžicích simulace, kdy došlo ke skokové změně ztrátového výkonu v součástce. Můžeme tedy říci, že hodnota uváděná výrobcem je značně předdimenzována a skutečný vývoj teploty je podstatně mírnější. Průměrná odchylka je téměř čtyři stupně, což není tak špatné na tak jednoduchý model, ale maximální chyba je podstatně vyšší. Ta nastává právě v prvním okamžik, kdy se celková kapacita modulu nabije okamžitě a následně se vytvoří strmý nárůst rozdílu teploty na relativně velkém odporu R_{j-b} . Na druhém grafu, který reprezentuje

vývoj teploty na base plate modulu, tak se teplota ustálí na hodnotě poměrně blízké té získané měření. Chyba mezi těmito grafy je také podstatně menší, jak je možno vidět v grafu. Lze tedy konstatovat, že katalogová hodnota je použitelná, pokud chceme jednoduše určit vývoj teploty za delší časové úseky. Pro reprezentování rychlých přechodových dějů, je značně nevypovídající, o skutečné chování teploty uvnitř součástky. Na průbězích je možné si všimnout, jak v prvních okamžicích, kdy nastane změna, derivace průběhů značně odlišná. Toto je způsobeno tím, že průběh měřených veličin se dá přirovnat k RC síti z několika desítek členů. Průběh se nechová, jako by tam byly pouze dvě, nebo tři kapacity, ale podstatně více. Na první pohled se tak jeví, že se jedná o klasickou exponenciální funkci $f(t) = 1 - e\left(-\frac{t}{\tau}\right)$, ale s rostoucím počtem kapacit se tento průběh chová odlišněji, než jako tento předpis pro první řád a tedy jednu sadu RC. S rostoucím počtem kapacit tak narůstá i řád diferenciální rovnice popisující děj, a tedy je potřeba navrhnout obvod, který se bude více přibližovat naměřenému průběhu, jak při pomalých změnách, tak i v případě změn za kratší časové úseky. S použitím tabulky 2 jsem vytvořil model složený z více prvků. Každý RC člen reprezentuje jednu vrstvu ve struktuře modulu. Tato struktura je zobrazena na obrázku 19. Pro názornější porovnání s předchozí variantou jsem použil stejný chladič s pastou. Jediná změna je tedy v RC člancích modulu.



Obr. 23 Caerův model pro 1 tranzistoru z vypočtených hodnot tabulkou 2. – modelC₁.

Uvažované veličiny jsou vypočteny pro plochu, kterou se daný tepelný tok šíří a to stejně velkou jako je velikost čipu. Tímto uvažujeme nejhorší případ pro šíření tepla. Je tedy očekávatelné, že teploty budou vyšší, než naměřené, ale mělo by dojít k zejména v prvních fázi děje a tedy pokles velikosti chyb jak průměrné, tak zejména té maximální. Pro přehlednost této práce graf ztrátového výkonu P nebudu nadále přikládat k průběhům, jelikož se na něm nic nemění a z chování teploty jde poznat, kdy nastala změna.



Obr. 24 Výsledné teploty pro první verzi modelu z vypočtených hodnot pro dlouhý časový interval.

Předpokládaný pokles odchylek se potvrdil. Docílené zlepšení je nejvíce znát v maximální chybě T_j . Pokles chyby je o více jak 30%, ale stále se značně odlišují. Důležité je si teď rozebrat proč se tak děje. Nárůst teploty uvnitř modulu i na jeho substrátu narůstá příliš rychle v prvních okamžicích děje. Je tedy zřejmé, že mé uvažování aktivní plochy, kterou ztrátový výkon prostupuje je příliš zkreslující a vypočtený odpor je příliš vysoký pro vrstvu Al_2O_3 , kde je malá měrná tepelná vodivost a tato chyba může značně ovlivnit výslednou hodnotu. Chybnost nekončí pouze velikostí odporu, ale zejména velikostí kapacity uvnitř. Ta je příliš malá vzhledem ke skutečným rozměrům DBC desky. Celková kapacita keramické vrstvy je přibližně $32 \text{ [J} \cdot \text{K}^{-1}\text{]}$. To také není veličina, kterou můžeme dosadit do modelu, ale dává nám jistou představu o tom, v jakých rozmezích se pohybujeme. Pro korekci odporu následně uvažuji úhel vztažený k vertikální ose čipu, ve kterém tepelný tok prostupuje materiálem. V článku [8] doporučují volit tento úhel 40° . V přepočtené podobě za každá mm ve vertikální ose naroste plocha zhruba o 0.84^2 mm^2 . S rostoucí plochou roste i objem, pro který počítáme kapacitu. Výsledná tabulka hodnot je pak následující.

Tabulka 3. Parametry jednotlivých vrstev a jejich tepelné veličiny pro SK 20 DGDL 065 ET s rostoucí plochou respektující úhel šíření tepla prostupující materiálem

Materiál	d[mm]	S [cm ²]	ρ [$\frac{\text{g}}{\text{cm}^3}$]	m [g]	c [$\frac{\text{J}}{\text{g}\cdot\text{K}}$]	λ [$\frac{\text{W}}{\text{m}\cdot\text{K}}$]	R_{th} [$\frac{\text{K}}{\text{W}}$]	C_{th} [$\frac{\text{J}}{\text{K}}$]
Si	0.10	0.185	2.33	0.0043	0.750	120	0.04505	0.003233
SnAgCu	0.08	0.185	7.50	0.0111	0.232	57	0.07587	0.002575
Cu	0.30	0.185	8.96	0.0497	0.390	390	0.04158	0.019394
Al ₂ O ₃	0.63	0.193	4.00	0.0486	0.830	35	0.93262	0.040369
Cu	0.30	0.194	8.96	0.0523	0.390	390	0.03955	0.020388

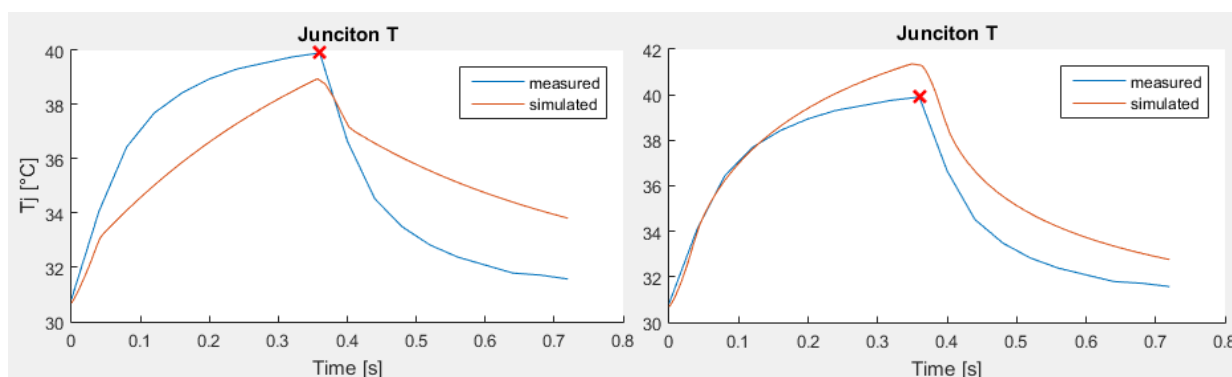
K mírnému zlepšení došlo, a odpor Al₂O₃ pokles přibližně o 5%. Nicméně s kapacitu to příliš nezměnilo, a je zřejmé, že rozdíl, která by opravil nepřesnosti modelC₁ nestačí. Nastavení parametrů jsem tedy upravil podle porovnávání průběhů a zkoušení různých veličin zejména pro kapacitu „CAlo“, která se jeví jako nejvíce nepřesná a průběh zkreslující.

Dalším problémem je odchylka vzniklá při začátku chladicí fáze. Dochází k značnému poklesu teploty simulovaného modelu. Na rozdíl od měřených veličin částečně to je způsobeno malou kapacitou uvnitř modulu a především to vypovídá o malém odporu chladiče R_{ch1}. Pokud odpor chladiče zvětším, dojde k nárůstu teploty také v zahřívací fázi. Je tedy potřeba veličiny měnit postupně bez velkých skoků a sledovat jak ovlivňují průběhy simulovaných hodnot. Díky těmto veličinám je možné doladit tepelný odpor a kapacitu chladiče případně drobné úpravy pro teplo vodivé pasty. Druhá sada měření poskytuje vývoj teploty za krátké časové úseky. Během krátké chvíle ztrátový výkon tranzistoru naroste a opět klesne. Dochází tak k ohřátí pouze vnitřní struktury modulu a v prvních okamžicích se teplota neprojeví na vnějších strukturách. Můžeme tak sledovat a díky tomu nastavit parametry materiálů, které jsou blíže čipu. Zejména se jedná o odpor a kapacitu izolační desky Al₂O₃, který má nejvýraznější vliv na průběh teploty T_j v simulaci a to zejména pro rychlé děje.

Po úpravě modelu podle tabulky 3 průběhy měly stále stejný průběh a tedy i stejné nedostatky zejména při změně ztrátového výkonu na začátku a na konci. Ustálené hodnoty se zhruba na konci potkali, ale průběh byl značně odlišný. Aplikoval jsem metodiku navrhanou článkem [3]. To, že simulovaný model nedosahuje požadovaných průběhů naměřené teploty, je silně ovlivněno různou velikostí časových konstant jednotlivých vrstev. Tato nedokonalost se dá částečně eliminovat pomocí rozdělení jednotlivých RC

článků s velkou časovou konstantou definovanou vztahem (3.1.1) na menší díly, které v konečném ustáleném stavu jeví stejně. Pro můj model jsem toto využil na vrstvu na vrstvu Al_2O_3 , chladič a teplo vodivou pastu.

Při rozčlenění Al_2O_3 nastalo podstatné zlepšení zejména v porovnání s naměřenou teplotou při rychlé změně. Bez rozdělení průběh simulované veličiny se příliš nepodobá té naměřené.

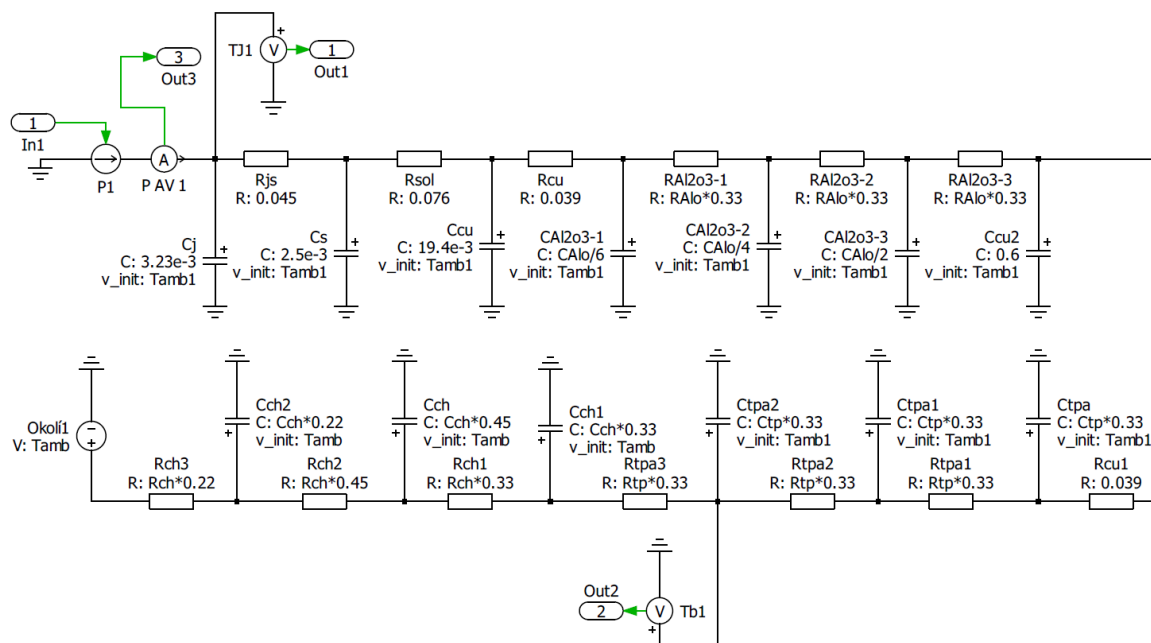


Obr. 25 Porovnání teplot čipu mezi nerozdělenou vrstvou Al_2O_3 v levém grafu a rozdělenou na 3 RC články v grafu pravém.

Je dobré poznamenat, že součet dílčích kapacit a odporů je stejný, ale jejich rozložení způsobuje změnu pokles časové konstanty pro jednotlivé články a tím věrohodněji prokládá skutečný průběh při dynamických změnách.

Stejně jako v případě izolační keramiky jsem tuto metodu použil pro chladič. Jedná se o zdaleka největší časovou konstantou v celém obvodu. Kvůli svým rozměrům není možné, aby jeho teplota narůstala v celém objemu zároveň. Rozdělením opět tuto skutečnost přibližujeme našemu modelu a výsledky to jenom potvrzují. Bez rozdělení jsem nebyl schopen nastavit parametry tak, aby průběh simulované teploty měl podobný charakter jako měřená veličina.

Teplo vodivou pastu jsem dělil, pouze kvůli nepatrnému zlomu teploty base plate při poklesu P . V simulovaných veličinách jsem nic takového nezaznamenával, a tak jsem rozdělil pastu na 3 vrstvy a měřil teplotu na té, která byla nejbližší chladiči. Díky tomu bylo možné získat drobný pokles teploty i v simulovaných hodnotách.



Obr. 26 Výsledný Caero model pro simulaci vývoje teploty skrz strukturu modulu – modelC₂.

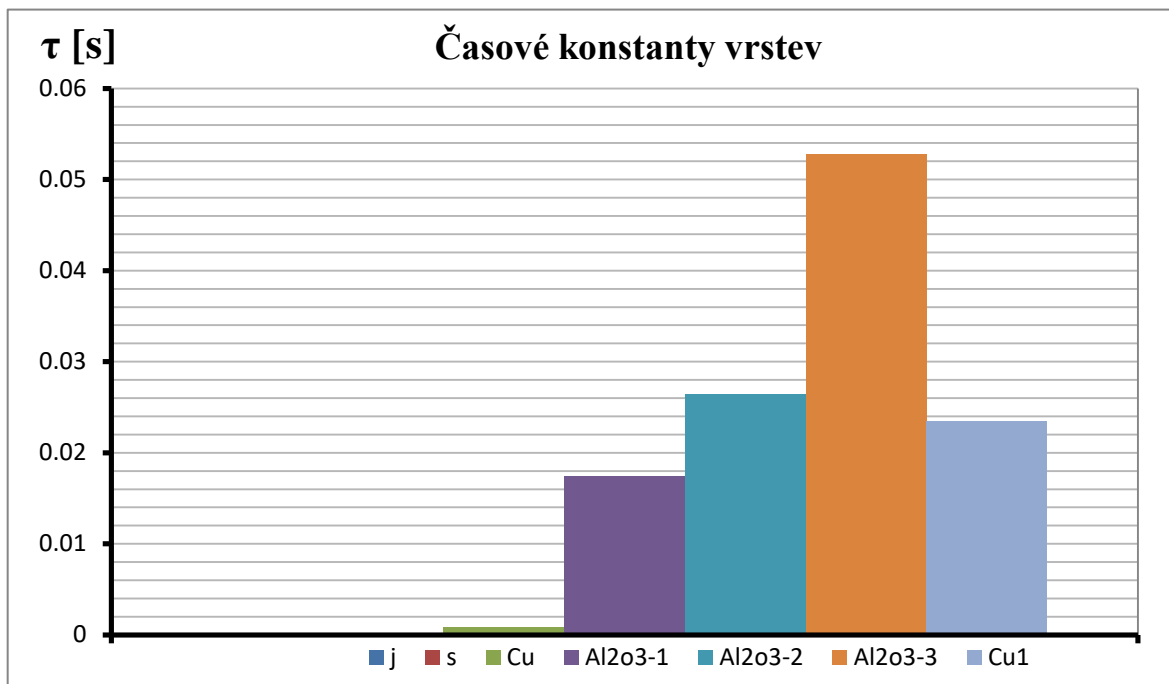
Výsledný model jsem vzhledově upravil tak, aby seděl lépe do formátu stránky. Jeho princip funkce je stejný, jako v předchozích verzích. V případě veličin, které se dělily na více částí, jsem pro pohodlnější nastavování uložil do proměnných. Ty jsem pak pomocí násobení desetinnými čísly korigoval pro co nejvíce podobný průběh simulovaných a měřených teplot. Pro přehlednost a představu o tom, jaké jsem nastavil hodnoty, uvádím tuto tabulku.

Tabulka 4. Velikosti odporů a kapacit použité ve výsledném Caero modelu.

	j	s	cu	Al ₂ O ₃ 1	Al ₂ O ₃ 2	Al ₂ O ₃ 3	cu1
R _{th} [K/W]	0.045	0.076	0.039	0.264	0.264	0.264	0.039
C _{th} [J/K]	0.00325	0.0025	0.0194	0.066	0.1	0.2	0.6
τ [s]	0.000146	0.0002	0.00076	0.017	0.026	0.053	0.023

	tpa1	tpa2	tpa3	ch1	ch2	ch3
R _{th} [K/W]	0.066	0.066	0.066	1.06	1.44	0.704
C _{th} [J/K]	0.001	0.001	0.001	500	675	330
τ [s]	0.000066	0.000066	0.000066	530	972	232.32

Vypočtené časové konstanty jsem dal do grafu pro lepší představu o rozdílech, mezi jednotlivými vrstvami modulu.

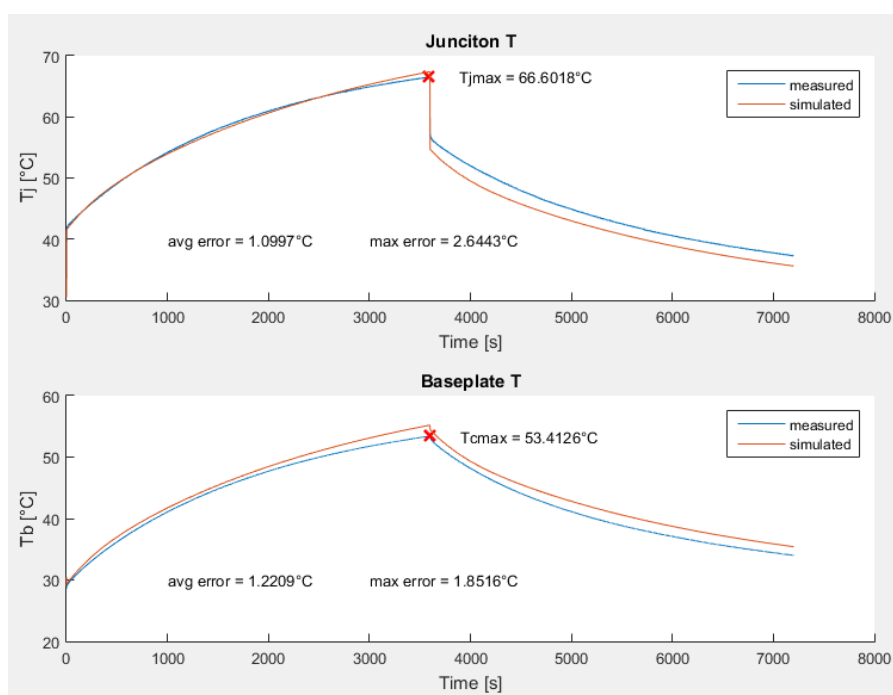


Obr. 27 Časové konstanty RC článků výsledného Caerovo modelu.

Z obrázku 27 je jasně vidět, že časová konstanta DBC desky je podstatně vyšší, než v případě ostatních vrstev. I před rozdělení je zde velký skok a časové konstanty čipu a pájky jsou prakticky nevykreslené. Pro optimální odezvu simulace modulu je vhodné, aby časová konstanta narůstala s tím, jak teplo prostupuje strukturou. Pro první vrstvy by měla být menší, než v těch posledních, uvažujeme směr šíření tepelného toku od čipu k chladiči. Pokud bychom nerozdělili vrstvu Al₂O₃, nastává větší prodleva při nárůstu teploty, vlivem velké časové konstanty. Tento jev je vidět z průběhu na obrázku 25.

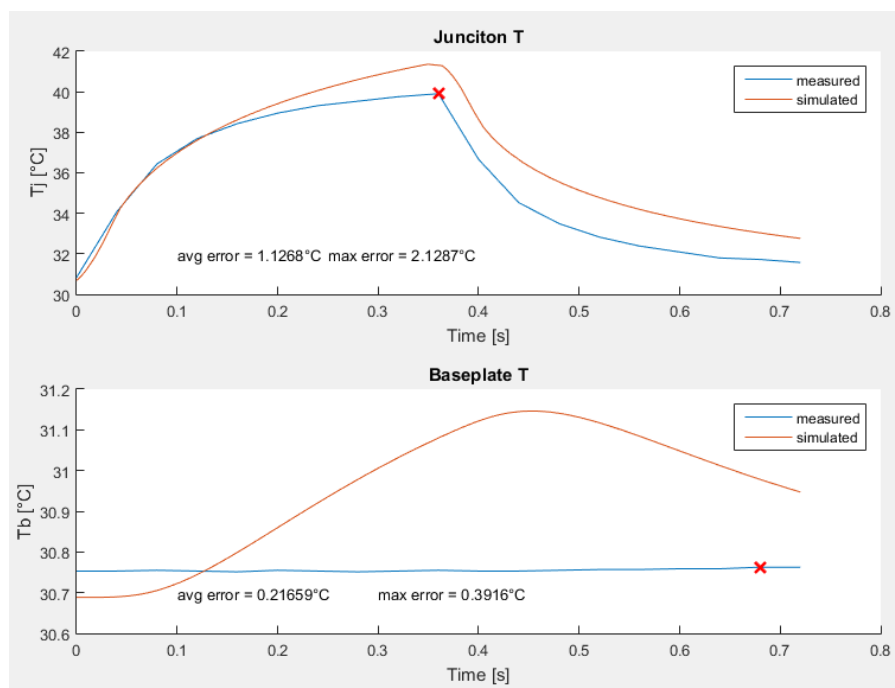
Schéma modelu je podstatně složitější než v případě modelu C₀. Přidáváním členů docílíme lepší aproximace průběhu, ale roste také výpočetní náročnost. Pokud by model měl být součástí integrovaného systému pro sledování teploty a ochrany měniče, může výpočetní náročnost vyžadovat výkonnější mikroprocesor a tím ovlivňovat cenu měniče jako celku. Je důležité si uvědomit, že daný model je pouze pro jeden tranzistor. VPS jich má hned 7 společně se zpětnými diodami a neřízeným usměrňovačem. Všechny tyto komponenty jsou navíc vzájemně ovlivňovány teplotou součástí okolo. Celkový model modulu by pak jistý výpočetní výkon vyžadoval, pro rychlou odezvu, která je od ochranných obvodů vyžadována. V porovnání s FEM modelem je takovýto model z RC článků podstatně jednodušší. Výpočet vysokého množství elementů v metodě konečných prvků vyžaduje značnou výkonost zařízení, které tyto elementy řeší a přesto výpočet zabere několik desítek

minut či hodiny a více. Pokud chceme přesné řešení je potřeba použít dostatečně jemnou síť, která výpočet značně prodlužuje. Použití takového modelu do akčních členů řízení měniče je nevyhovující. To je nesporná výhoda těchto jednoduchých RC článků, která při správném naladění a validaci s měřenými daty, případně výsledky s FEM modelem, umožňují rychlou a relativně přesnou informaci o teplotě čipu, která může být dále zpracována a vyhodnocena pro řídicí jednotku měniče.



Obr. 28 Průběh teplot výsledného Caerovo modelu při dlouhodobém zatížení.

Z průběhů je vidět, že díky rozdělení vrstev s vysokou časovou konstantou se průběh simulace značně podobá tomu z naměřených hodnot. V první části jsou průběhy téměř identické, díky vhodně naladěným veličinám vrstev uvnitř modulu. Při poklesu P stále dochází k většímu ochlazení, než by bylo potřeba, ale jediný způsob jak to řešit je zvýšit odpor chladiče. V takovém případě dojde k navýšení teploty i v náběhové fázi a tím opět průměrná odchylka opět narůstá. Výslednou hodnotu odporu chladiče jsem pak volil tak, aby průměrná chyba vycházela co nejmenší společně s chybou maximální. Velikosti těchto chyb jsou pak vidět u výsledných průběhů. V případě base plate teploty je o něco větší tato chyba. Je to způsobeno tím, že při ladění chladiče, aby měl co nejmenší ochlazení v okamžik poklesu P , jsem ovlivňoval průběh teploty v druhém grafu. Následně jsem to nechal na takové hodnotě, aby chyby byly co možná nejmenší v obou případech.



Obr. 29 Průběh teplot výsledného Caerovo modelu při krátkodobém zatížení.

Při krátkodobém zatížení vychází průměrná chyba o něco málo horší, ale stále se pohybuje v blízkosti jednoho stupně. Je zde jiné měřítko teploty, a průběhy vypadají horší, než výsledná čísla ukazují. Na průběhu teploty base plate to vypadá jako velká odchylka, ale z vypočtených hodnot je vidět, že se jedná o zanedbatelný rozdíl. V měřených hodnotách za tak krátkou dobu teplo nestihne prostoupit celou strukturou, aby se ukázala nějaká hodnota na termistoru, ze kterého je teplota měřena. Simulace v tomto do jisté míry trochu zkresluje, ale volbou vyšší kapacity jsem výkyv nedokázal eliminovat více, aniž bych rozladil průběh v grafu prvním.

4.4.2 Fosterův model

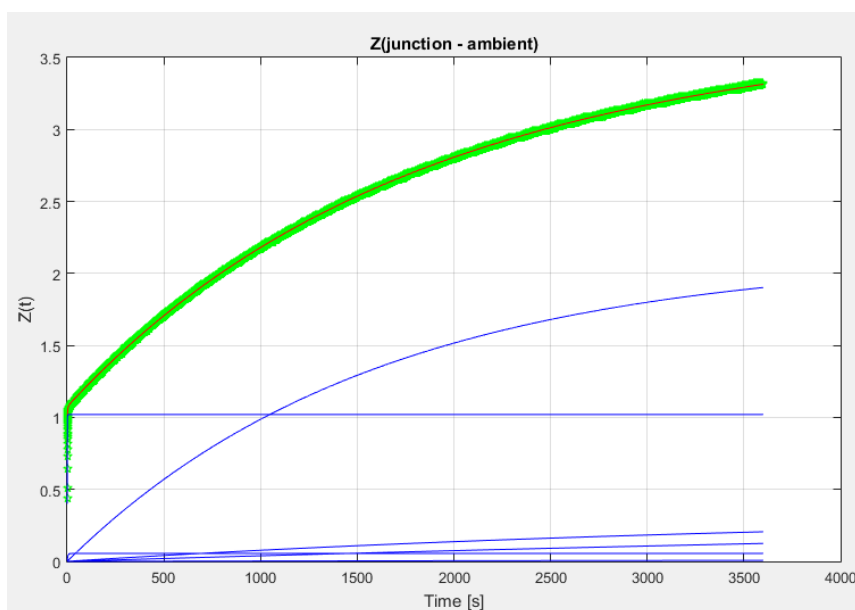
Na první pohled tento model vypadá dost podobně, jako v předchozí kapitole. Způsob řešení je ale naprosto odlišný. Pro získání Fosterovy sítě je nejdůležitější získat průběh tepelné impedance daného zařízení, pro které model chceme získat. Tuto impedanci můžeme získat pomocí naměřených hodnot teploty v místě, ke kterému chceme tento model vytvořit. Jedná se tedy o model, který reprezentuje průběh funkce teploty v daném místě vztahené k nějaké fixní hodnotě. Tato hodnota může být okolní teplota, nebo teplota pouzdra součástky. V mém případě jsem uvažoval teplotu okolní. Je nezbytné mít data o teplotě během celého přechodového děje. Součástka je zatížená konstantním ztrátovým výkonem a výsledný průběh $Z_{th}(t)$ je následně vypočtený pomocí vztahu (3.1.2). Pokud je

ztrátový výkon konstantní, vypočtený průběh by měl vypadat stejně jako průběh teploty, pouze v jiném rozmezí hodnot. Někteří výrobci tyto průběhy uvádí ve svém katalogu. Nicméně se jedná pouze model pro samotný modul bez chladiče. Je pak potřeba stejně provést měření rozdílu teplot na chladiči a získat tím tepelnou impedanci chladiče. Toto je nesporná výhoda proti Caerovy síti, kde modelu chladiče na základě fyzických parametrů by byl podstatně složitější, než pouze měřit teplotu v místě, kde se generuje teplo a následně teplotu okolí a díky tomu získat snadno tepelnou impedanci takového chladiče. Z průběhu této impedance pak můžeme získat koeficienty pro náš tepelný model. V případě Fosterovy sítě je uskupení RC prvků paralelně mezi sebou, tyto paralelní větve jsou následně zapojeny do série s proudovým zdrojem, který reprezentuje ztrátový výkon v součástce. Velikosti a počet jednotlivých odporů a kapacit je pak závislý na aproximaci tepelné impedance, kterou použijeme. Obecný tvar je zapsán takto (4.5.1).

$$Z_{th}(t) = \sum_{i=1}^n R_i \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{R_i \cdot C_i}}\right) \quad (4.5.1)[8]$$

Díky tomu, že jsme schopni matematicky popsat děj, získání koeficientů pro model je tak jednodušší a používání této sítě pro modelování situací, kde ztrátový výkon má jednoduchý průběh může být velmi užitečné a také používané.

Pro získání koeficientů jsem použil optimalizační algoritmus Matlabu - fmincon. Žádanou funkcí (4.5.1) s řádem $n = 6$ jsem proložil průběh tepelné impedance od čipu(junction) do okolí(ambient). Impedanci jsem vypočetl pomocí vztahu (3.1.2).



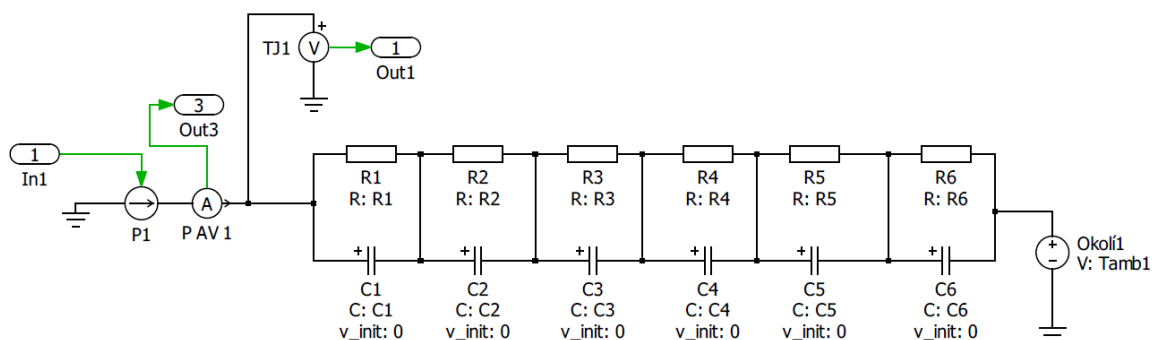
Obr. 30 Tepelná impedance v závislosti na čase (zeleně), výsledná aproximující funkce (červeně) a dílčí aproximace (modře)

Pomocí koeficientů dílčích aproximací tak jsme schopný získat velikosti jednotlivých prvků, ze kterých následně vytvořím tepelný model.

Tabulka 5. Velikosti prvků pro Forsterovo model.

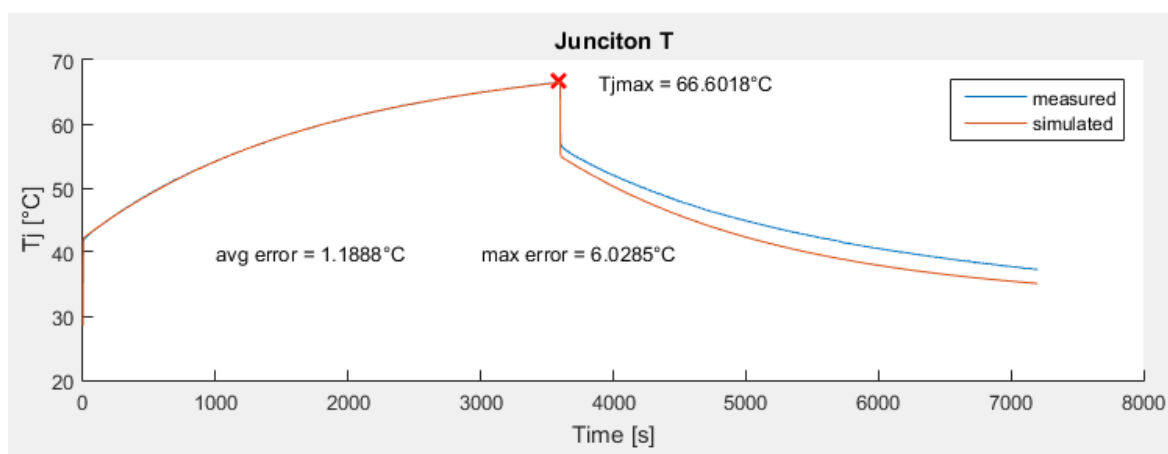
i	1	2	3	4	5	6
$R_i \left[\frac{K}{W} \right]$	0.4370	0.0132	0.0549	0.3417	1.0198	2.1278
$C_i \left[\frac{J}{K} \right]$	24494	351290	65.7	11432	0.39	754

Z tabulky lze vidět, že velikosti těchto členů jsou naprosto odlišné, než v případě Caerovy sítě. Zde jednotlivé členy modelu nemají žádné fyzikální opodstatnění uvnitř modelu. Jsou pouze výsledkem algoritmu ve snaze aproximovat průběh $Z(t)$. Toto je velká nevýhoda proti Caerovo modelu, který umožňuje při dobrém naladění získat teploty i v jiných místech modelu a tyto teploty následně mohou být přiřazeny k určitému místu ve skutečné situaci. Fosterovy sítě pouze řeší problém jako celek a dávají pouze jeden rozumný výsledek, tedy pro nás výboj teploty čipu uvnitř modulu, ale pokud bychom chtěli teplotu na základní desce modulu, musíme provést celé řešení znovu. Řešení pomocí Fosterovy sítě tak může poskytnout přesnější proložení teploty, nicméně jeho přesnost závisí na tom, jak přené jsou hodnoty naměřených teplot. Řešení z nich následně vychází a průběh Z musí být také upraven tak, aby řešící algoritmus našel nějaké rozumné řešení. V případě Caerových sítí se s tímto problémem nijak nesetkáme a jediné co hraje roli je to, jak uvažujeme jednotlivé vrstvy a jaké mají materiálové vlastnosti. V případě, že interval tepelné impedance nechám nastavený příliš dlouhý a vykreslí se jak zahřívací fáze, tak i ochlazující fáze, dochází k velkému zkreslení a aproximace už je velmi nepřesná, a tak i výsledný model neodpovídá naměřeným hodnotám. Jeho přesnost je tak silně závislá na konvergenci aproximace průběhu $Z(t)$. Ta může být nepřesná v případě, že nemáme dostatečný počet hodnot, nebo jsou mezi hodnotami odchylky, či velké změny derivací v určitých bodech průběhu.



Obr 31. Fosterova síť pro simulaci teploty IGBT v modulu SK 20 DGDL 065 ET

V porovnání s Caerovou sítí zde dochází k jevům, které tento model značně oddalují od skutečného uskupení v modulu. V prvním okamžiku, kdy dojde ke změně ztrátového výkonu P , se větev kondenzátorů chová jako zkrat. Tepelný tok okamžitě prostupuje všemi vrstvami. Ty se postupně nabíjejí v závislosti na jejich kapacitě a tím vzniká napětí na paralelních větvích, které jsou spojeny s odpory. Tím narůstá rozdíl napětí mezi zemí a začátkem sítě. To je jediné napětí – teplota, které odpovídá skutečnému modelu. Pro teploty ve zbylých větvích, by průběh vypadal stejně jako dílčí aproximace (modré) na obrázku 30, pře násobené ztrátovým výkon P . Další odlišnost tohoto modelu od skutečnosti je to, že energie akumulovaná v kapacitách je dána rozdílem napětí (teploty) na jednotlivých odporech. Ve skutečnosti je tato energie dána absolutní teplotou dané vrstvy, jako je tomu v Caerově síti a jednotlivé kapacity jsou vždy na společné zemi. Tímto je použití Fosterovy sítě převážně omezeno na situace, když nevyžadujeme znát teplotu jinde, než v místě, podle kterého model navrhujeme.



Obr. 32 Průběh simulované a naměřené teploty získané Fosterovým modelem.

Ve fázi, kdy zatěžujeme tranzistor, je průběh simulovaných a naměřených veličin téměř identický. To je očekávatelné, jelikož koeficienty pro parametry sítě byly získány právě z průběhu impedance v tento časový úsek. Jelikož se mi nepovedlo proložit funkcí, která by aproximovala celý průběh impedance, jak při zatěžování tak při ochlazování. V moment kdy dojde ke snížení ztrátového výkonu, nastává fáze, pro kterou už aproximace nebyla provedena a vzniká poměrně značná odchylka v porovnání s první polovinou průběhu. To pak vytváří průměrnou chybu na stejné úrovni, jako případě Caerovo modelu.

Závěr

Vývoj technologií jde neustále vpřed a s rostoucími požadavky na kompaktní, a přesto výkonná zařízení vnikají nároky na výrobce a návrháře, jak se vypořádat se všemi problémy spojenými s tímto směrem vývojem. Problém nastává zejména v odvádění ztrátového tepla z těchto kompaktních provedení, které je ještě více ztíženo nutností používat kvalitnější izolace, které většinou vytvářejí zhoršené podmínky pro odvádění ztrátového tepla. V oblasti výpočetní techniky a zejména výkonové elektroniky tyto problémy s velkým výkonem v malém provedení jsou už velmi dobře známé a i přes řadu různých výrobců je možné vidět jisté podobnosti v jednotlivých produktech zaměřené na stejné účely. To platí zejména v použití materiálů a způsobů provedení těchto výkonových modulů. S požadavky na maximální výkon je vývoj tlačěn do extrémů, co jsme schopni s danou technologií vytvořit. Do vývoje modulu pak spadá spousta proměnných, které jsou pečlivě analyzovány a následně optimalizovány, pro získání požadovaných parametrů. Při těchto fázích vývoje mají výrobci v dnešní době adekvátní nástroje, které jim umožňují provádět tyto kroky s elegantní přesností a možností snadné změny a otestování nových nápadů a provedení. Rozvoj numerických metod, zejména metody konečných elementů umožnil podstatné usnadnění a snížení ceny vývoje řady výrobků moderního průmyslu. S takto precizně navrženými moduly, kde je každý mm^2 využit a na své maximum vznikají nároky na celý zbytek systému dodržet do jisté míry tuto preciznost a zajistit tak dlouhodobou funkčnost těchto zařízení. Je tedy nezbytně nutné, při návrhu výkonového modulu do své aplikace nepodcenit jeho schopnost se chladit a zohlednit nepříznivé děje, které mohou nastat při provozu. Není však možné všechno navrhnout dopředu a z finančních důvodů, nikdo nehodlá předimenzovat své zařízení, pokud to daná aplikace skutečně nevyžaduje. Jsme tedy v situaci, kdy potřebujeme mít představu o stavu teploty uvnitř této kompaktní struktury a následně podle toho nastavit systém řízení modulu, aby nedošlo k nežádoucímu zničení součástky. Jelikož jsou polovodiče silně teplotně závislé, teplota čipu je nejvíce kritickým místem, kde dojde k selhání v případě přetížení a zničení celého modulu. Naskytují se tu metody přímého měření teploty čipu, ať se jedná o infračervený senzor, nebo měření úbytku napětí na polovodiči a určení teploty pomocí přepočtu přes kalibrační konstantu získanou měřením. Toto jsou metody, které vyžadují dodatečné obvody a kvůli nárůstu ceny najdou své uplatnění spíše ve speciálních případech. Tímto se dostávám k užitečnosti jednoduchých RC modelů. Díky jejich jednoduchosti a snadnému řešení, mohou být součástí řídicí jednotky měniče. Zároveň

umožňují získat vývoj teploty uvnitř modulu, jak při dynamických změnách, tak při dlouhodobém zatížení. Cílem této práce bylo, si takový model navrhnout a pokusit se získat co nejvíce podobné výsledky simulací s naměřenými hodnotami. Z technického hlediska mi nastavení Cauerovy sítě přijde elegantnější a její nesporná výhoda je, že jsme schopni přibližně určit vývoj teploty i bez nutnosti jejího měření. Také je vhodné, že jednotlivé struktury mají fyzikální význam a jsme schopni si zjistit velikost teploty uvnitř této struktury, která pak reprezentuje skutečnou teplotu. V případě že máme jednoduché tvary a známe materiálové konstanty, návrh takového modelu není složitý. Z výsledných průběhů můžeme vidět, že je možné se dostat do poměrně podobných hodnot simulace s naměřenou teplotou. Zlepšení odezvy tohoto modelu jsem získal, pomocí rozdělení vrstev s velkou časovou konstantou na částečné články a tím získal model, který věrohodněji reprezentoval dynamické změny. V případě složitých tvarů nastává problém s výpočtem prvků RC a použitelnost tak může být značně omezená na jednodušší tvary a struktury. Problém nastává zejména v případě vícerozměrného šíření tepla, kdy nejsme schopni bez použití FEM modelu určit přesně, jak se bude tepelný tok šířit v daném materiálu a nastavení parametrů Cauerovo modelu by byl více odhad, než užitečný model. Fosterovo model na druhou stranu není možné vytvořit z materiálových konstant a je potřeba mít naměřené hodnoty teploty. Výsledný průběh teplot je následně přepočten na tepelnou impedanci a její průběh musíme být schopni proložit funkcí a tím získat koeficienty. To do jisté míry omezuje to, pro jaké průběhy teplot jsme schopni tento model navrhnout. Zatímco v případě Cauera příliš nezáleželo, jak se teplota při měření vyvíjí a model poskytl nějaké výsledky. Pokud nejsem schopni aproximovat průběh impedance, výsledný Fosterův model bude nepřesný a nejspíš značně. Pokud aproximaci získáme, jeho výsledky jsou pak téměř identické s těmi naměřenými. Pro se uplatňuje v aplikacích, kde nepotřebujeme znát teplotu v jiných částech struktury a je vyžadována vysoká přesnost od tepelného modelu. Je tedy často používán pro měření teploty čipu výkonových modulů díky své jednoznačnosti, založené na matematickému základu. Výsledné uplatnění modelu složeného z RC článku pak může být v rámci ochranných systémů modulu, které sledují vývoj teploty a v případě kritických hodnot vyřazují jednotku z provozu. Díky tomu jsme schopni zabránit velkým finančním nákladům, kvůli způsobenému poškození modulu. V toto ohledu je jejich nízká výpočetní náročnost řadí nad modely získané metodou konečných elementů, kde výpočetní doba je podstatně delší a slouží spíše k analýze a doladění jiného rychlejšího způsobu pro vyhodnocování teploty. Největší odchylka těchto modelů může vzniknout během montáže a následného provozu. V obou případech, ať už se

jedná o Fosterovy, nebo Cauerovy sítě přesnost modelu závisí na dodržení stejných podmínek, při instalaci do provozu, jako byly během měření. Druh senzoru, jeho umístění a kalibrace hrají velkou roli. Pokud jsou tyto parametry změněny a model simuluje teplotu např. pro jiné umístění senzoru, snadno vzniká velká odchylka a přesnost značně klesá. Jedná se o značnou nevýhodu těchto modelů a může být příčinou selhání a zničení samotného modulu. S dlouhodobým provozem následně dochází ke změně parametrů skutečného modulu a model nemusí už odpovídat skutečnosti. Nicméně tepelné modely získané pomocí RC sítě umožňují relativně přesnou aproximaci vývoje teploty zejména pokud uvažujeme 1D šíření tepla. Jejich aplikace pro řešení vývoje teploty uvnitř výkonného modulu je relativně levný způsob, jak určit a předvídat nárůst teploty při známém zatížení. Jejich přesnost a spolehlivost je pak závislá na dodržení stejných parametrů při montáži modulu do dané aplikace, jako byly nastaveny během měření.

Seznam literatury a informačních zdrojů

- [1] Transient thermal measurements and thermal equivalent circuit models. *Infineon Technologies AN 2015-10, Edition 2018-10-16*, 12 s.
- [2] Application note AN11261 - "Using RC Thermal Models". NXP Semiconductors, Rev. 2 - 19 May 2014, 19 s.
- [3] NING AN, MINGXING DU, ZHEN HU a KEXIN WEI. A High-Precision Adaptive Thermal Network Model for Monitoring of Temperature Variations in Insulated Gate Bipolar Transistor (IGBT) Modules. *Energies* 2018, 11, 595-16 s.
- [4] Anup Bhalla. Thermal resistance characterization of Power MOSFETs. *Alpha & Omega Semiconductor* January 2003, 4 s.
- [5] František Vondrášek, Jan Langhammer, Aleš Peroutka, Jan Měsíček, Jan Molnár. *Projektování výkonových polovodičových měničů, svazek 6*. Plzeň: Západočeská univerzita 2008. 212s. ISBN 978-80-7043-653-0
- [6] Noman Rao, Dinesh Chamund. Calculating power losses in an IGBT Module. AN6156-1 September 2014 LN31943, 16 s.
- [7] <https://www.semiconductorforu.com/vi-characteristics-igbt/>
- [8] Dr. Martin März, Paul Nance. *Thermal Modeling of Power-electronic Systems*. Infineon Technologies AG, Munich, 21 s.
- [9] XU, Dewei, et al. Power loss and junction temperature analysis of power semiconductor devices. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2002, 38.5: 1426-1431.
- [10] <https://www.allaboutcircuits.com/textbook/semiconductors/chpt-2/the-p-n-junction/>
- [11] <http://fourier.eng.hmc.edu/e84/lectures/ch4/node3.html>
- [12] AMERASEKERA, Ajith, et al. Self-heating effects in basic semiconductor structures. *IEEE transactions on Electron Devices*, 1993, 40.10: 1836-1844.
- [13] <https://www.pveducation.org/pvcdrom/pn-junctions/intrinsic-carrier-concentration>
- [14] Avenas, Yvan & Dupont, Laurent & Khatir, Zoubir. (2012). Temperature Measurement of Power Semiconductor Devices by Thermo-Sensitive Electrical Parameters—A Review. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 27. 3081-3092. 10.1109/TPEL.2011.2178433.
- [15] <https://en.wikipedia.org/wiki/Thermocouple>
- [16] J. N. Davidson, D. A. Stone and M. P. Foster, "Required Cauer network order for modelling of thermal transfer impedance," in *Electronics Letters*, vol. 50, no. 4, pp. 260-262, 13 February 2014.
- [17] Akbari, Mohsen & Bahman, Amir & Bina, Mohammad & Eskandari, Bahman & Iannuzzo, Francesco & Blaabjerg, F.. (2018). A Multi-Layer RC Thermal Model for Power Modules Adaptable to Different Operating Conditions and Aging.
- [18] https://en.wikipedia.org/wiki/Thermal_conduction#Fourier's_law
- [19] https://cs.wikipedia.org/wiki/Elektrick%C3%A1_vodivost
- [20] https://cs.wikipedia.org/wiki/M%C4%9Brn%C3%A1_tepeln%C3%A1_kapacita
- [21] <https://www.semikron.com/>
- [22] https://en.wikipedia.org/wiki/Numerical_analysis
- [23] https://en.wikipedia.org/wiki/Finite_difference_method
- [24] V. Vuorinen Aalto University School of Engineering Heat and Mass Transfer Course, Autumn 2016
- [25] <https://www.comsol.com/multiphysics/finite-element-method>