

**ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI
FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ**

KATEDRA ELEKTROMECHANIKY A VÝKONOVÉ ELEKTRONIKY

DIPLOMOVÁ PRÁCE

Měnič pro indukční ohřev

**vedoucí práce: Ing. Jiří Fořt, Ph. D.
autor: Bc. Miroslav Němec**

2012/2013

ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI

Fakulta elektrotechnická

Akademický rok: 2012/2013

ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE

(PROJEKTU, UMĚLECKÉHO DÍLA, UMĚLECKÉHO VÝKONU)

Jméno a příjmení: **Miroslav NĚMEC**
Osobní číslo: **E11N0072P**
Studijní program: **N2612 Elektrotechnika a informatika**
Studijní obor: **Průmyslová elektronika a elektromechanika**
Název tématu: **Měnič pro indukční ohřev**
Zadávací katedra: **Katedra elektromechaniky a výkonové elektroniky**

Z á s a d y p r o v y p r a c o v á n í :

1. Shromážděte informace o měničích využívaných pro indukční ohřev a popište princip činnosti těchto měničů (výhody, nevýhody, dimenzování, způsoby řízení atd.).
2. Pro zvolený typ měniče sestavte matematický model a proveďte simulace vybraných provozních stavů a přechodových dějů.
3. Připravte podklady pro případnou výrobu vybraného měniče (výpočet a výběr všech použitých součástí, doporučení prostorového uspořádání atd.).

Abstrakt

Předkládaná diplomová práce je zpracována s cílem uvést přehled používaných měničů ve zdrojích pro indukční ohřev, jejich výhody, nevýhody, způsoby řízení a dimenzování. Dále práce zahrnuje modelový výpočet indukčního zařízení, na jehož základě je zvolen vhodný měnič jako zdroj indukční energie. V další části je shrnut matematický model obvodu a provedena simulace chování zvoleného měniče v různých provozních stavech a přechodových dějích. Na závěr práce je zpracována volba typových součástek pro tento uvažovaný měnič. Zvolená aplikace indukčního ohřevu je provedena s předpokladem budoucího možného využití práce na katedře výkonové elektroniky a elektromechaniky.

Klíčová slova

indukční prohřívací zařízení; polovodičový středofrekvenční zdroj; rezonanční měnič; indukční cívka; usměrňovačová a střídačová část; stejnosměrný meziobvod

Abstract

This diploma thesis is processed to give an overview of commonly used converters in the sources for induction heating, their advantages, disadvantages, methods of control and dimensioning. The thesis also includes a model calculation of the induction heating device, which makes a suitable choice of inverter as a source of inductive energy. The next section summarizes the mathematical model and contains a simulation of circuit behavior of selected converter in various operating states and transient processes. The last part contains a selection of type components for the semiconductor source. Chosen application of induction heating is done with the assumption of possible future use of the work at the Department of Electromechanics and Power Electronics.

Key words

induction heating device; semiconductor middle frequency source; resonant inverter; induction coil; rectifier and inverter section; DC link section

Prohlášení

Předkládám tímto k posouzení a obhajobě diplomovou práci, zpracovanou na závěr navazujícího studia na Fakultě elektrotechnické Západočeské univerzity v Plzni.

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

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

V Plzni dne 15. 7. 2013

Bc. Miroslav Němec

.....

Poděkování

Tímto bych rád poděkoval vedoucímu diplomové práce Ing. Jiřímu Fořtovi, Ph.D. za cenné profesionální rady, připomínky a benevolentní přístup k mé činnosti. Dále bych rád vyjádřil svůj dík všem, kteří se podíleli na kontrole obsahové správnosti práce.

Také děkuji za podporu své rodině, přátelům a kolegům v zaměstnání, bez které by bylo provedení práce nesrovnatelně obtížnější.

Obsah

OBSAH.....	7
SEZNAM SYMBOLŮ A POUŽITÝCH ZKRATEK:	9
1 ÚVOD.....	13
2 TEORIE INDUKČNÍHO OHŘEVU.....	15
2.1 ZÁKLADNÍ VZTAHY.....	15
2.2 ZÁVISLOST HLOUBKY VNIKU NA FREKVENCI	15
2.3 ÚČINNOST INDUKČNÍHO OHŘEVU	16
3 INDUKČNÍ ELEKTROTEPELNÁ ZAŘÍZENÍ	17
3.1 INDUKČNÍ KELÍMKOVÉ PECE.....	17
3.2 KANÁLKOVÉ INDUKČNÍ PECE	17
3.3 INDUKČNÍ PROHŘÍVACÍ ZAŘÍZENÍ	17
3.4 INDUKČNÍ ZAŘÍZENÍ PRO POVRCHOVÝ OHŘEV.....	18
3.4.1 Kalení	18
3.4.2 Pájení	18
3.4.3 Svařování trubek	19
3.4.4 Rafinační přetavování	19
4 ZDROJE PRO INDUKČNÍ ELEKTROTEPELNÁ ZAŘÍZENÍ.....	19
4.1 PŘÍMÉ PŘIPOJENÍ K SÍTI	19
4.2 DŘÍVE VYRÁBĚNÉ ZDROJE NAPÁJENÍ S PROMĚNNOU VÝSTUPNÍ FREKVENCÍ	20
4.2.1 Středofrekvenční rotační generátory.....	20
4.2.2 Tyristorové měniče kmítočtu	20
4.2.3 Vysokofrekvenční zdroje napájení.....	21
4.3 MODERNÍ ZDROJE PRO INDUKČNÍ OHŘEV	22
4.3.1 Usměrňovačová část.....	22
4.3.2 Střídačová část	25
5 ZPŮSOBY ŘÍZENÍ INDUKČNÍHO PROCESU	30
5.1 ZMĚNOU FREKVENCE.....	30
5.2 ZMĚNOU VÝKONU.....	30
5.2.1 Řízení v usměrňovačové části.....	30
5.2.2 Řízení v meziobvodu.....	30
5.2.3 Řízení výkonu střídačem.....	31
5.2.4 Řízení výkonu v transformačním stupni.....	31
6 NÁVRH INDUKČNÍHO PROHŘÍVACÍHO ZAŘÍZENÍ.....	32
6.1 VOLBA PRACOVNÍ FREKVENCE.....	32
6.2 DOBA PROHŘÍVÁNÍ MATERIÁLU	33
6.3 ELEKTRICKÝ VÝPOČET INDUKČNÍ OHŘÍVAČKY	34
6.3.1 Určení základních rozměrů	34
6.3.2 Určení odporů a indukčností.....	35
6.3.3 Určení potřebného počtu závitů indukční cívky	37
6.3.4 Převedení parametrů zátěže na cívkovou stranu.....	38

6.3.5	Určení parametrů rezonančního kondenzátoru.....	39
6.4	NÁVRH TOPOLOGIE A PARAMETRŮ MĚNIČE PRO INDUKČNÍ OHŘEV	40
6.4.1	Určení hodnot vyhlazovacího kondenzátoru	41
6.4.2	Návrh regulačního obvodu.....	42
6.4.3	Volba typových součástek tyristorového usměrňovače	43
6.4.4	Volba typových součástek napěťového střídače	47
7	POČÍTAČOVÁ SIMULACE.....	48
8	ZÁVĚR	54
9	POUŽITÁ LITERATURA.....	55
	PŘÍLOHY	1

Seznam symbolů a použitých zkratk:

α [°]	úhel řízení usměřovače
a_1 [m]	hloubka vniku elektromagnetického pole ve vodiči indukční cívky
a_2 [m]	hloubka vniku elektromagnetického pole v ohřívaném materiálu
AC	z angl. alternate current – střídavý proud
C [F]	velikost kapacity rezonančního kondenzátoru obvodu zátěže
c_{Al} [JK ⁻¹ kg ⁻¹]	měrná tepelná kapacita hliníku
C_g [F]	velikost kapacity vyhlazovacího kondenzátoru v meziobvodu
C_R [J/K]	tepelná kapacita chladiče
d_1 [m]	vnitřní průměr indukční cívky
d_2 [m]	vnější průměr ohřívaného materiálu (válcového vývalku)
d_c [m]	průměr náhradního válce nulové tloušťky sousedního obvodu
DC	z angl. direct current – stejnosměrný proud
dU_g [V]	zvlnění napětí na vyhlazovacím kondenzátoru
d_v [m]	náhradní průměr ohřívaného válcového tělesa
F [-]	rozměrový koeficient funkce F pro určení převodního poměru p
f_g [s ⁻¹]	frekvence zdroje indukčního ohřevu
f_s [s ⁻¹]	frekvence sítě
G [kg hod ⁻¹]	hmotnost ohřívané oceli za jednotku času
G_t [kg]	hmotnost ohřívané oceli při určené době ohřevu
H [A m ⁻¹]	intenzita magnetického pole na jeden metr délky vsázky
I_1 [A]	proud indukční cívkou
I_2 [A]	sekundární proud v ohřívaném materiálu
I_{Cnom} [A]	jmenovitá hodnota propustného proudu IGBT tranzistoru
I_d [A]	střední hodnota usměrněného proudu
I_{dmax} [A]	maximální střední hodnota usměrněného proudu
IGBT	Insulated Gate Bipolar Tranzistor - Bipolární tranzistor s izolovaným hradlem
$I_{gstř}$ [A]	střední hodnota proudu do zátěže
$I_{T(AV)}$ [A]	střední hodnota propustného proudu tyristoru
$I_{T(AV)M}$ [A]	maximální střední hodnota propustného proudu tyristoru
$I_{T(ef)}$ [A]	efektivní hodnota propustného proudu tyristoru

J [$A\ m^{-2}$]	proudová hustota
J_0 [$A\ m^{-2}$]	velikost proudové hustoty při povrchu vsázky
j_x [$A\ m^{-2}$]	velikost proudové hustoty v závislosti na argumentu x uvnitř vsázky
k_1 [-]	konstanta k_1 pro určení reaktance a odporu náhradního obvodu zátěže
k_2 [-]	konstanta k_2 pro určení reaktance a odporu náhradního obvodu zátěže
L_1 [H]	vlastní indukčnost cívky indukčního prohřívacího zařízení
l_1 [m]	délka indukční cívky
l_2 [m]	délka ohřívaného materiálu (válcového vývalku)
L_I [H]	indukčnost cívky náhradního obvodu zátěže
L_n [H]	vlastní indukčnost vsázky
m [-]	počet fází napájecí sítě usměrňovače
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor - Polem řízený tranzistor
m_R [kg]	hmotnost chladiče
N_1 [-]	počet závitů indukční cívky
N_2 [-]	počet závitů sekundáru (vsázka má $N_2 = 1$)
p [-]	převodní poměr soustavy vsázka - indukční cívka
$P_{(x_2)}$ [-]	rozměrový koeficient funkce P v závislosti na argumentu x_2
$P_{c\ ov}$ [W]	ověřená velikost výkonových ztrát na kondenzátoru R_c
PF	Power Factor - Faktor výkonu - daný poměrem činného a zdánlivého výkonu
P_g [kW]	výkon středofrekvenčního zdroje
p_p [-]	pulsnost usměrňovače
$P_{TOT(AV)}$ [W]	ztrátový výkon tyristorů propustným proudem
q [$W\ m^{-2}$]	měrný příkon indukčního ohřevu na jednotku plochy vsázky
$Q_{(x_2)}$ [-]	rozměrový koeficient funkce Q v závislosti na argumentu x_2
Q_{cg} [Vs]	napěťové množství na vyhlazovacím kondenzátoru C_g
Q_I [-]	jakost rezonančního obvodu
Q_n [-]	jakost obvodu náhradního válce
r_1 [m]	vnitřní poloměr indukční cívky
R_1 [Ω]	vlastní odpor cívky indukčního prohřívacího zařízení
r_2 [m]	vnější poloměr ohřívaného materiálu (válcového vývalku)

R_C [Ω]	odpor reprezentující ztráty v dielektriku a ve vodičích k rezonančnímu kondenzátoru
R_I [Ω]	odpor náhradního obvodu zátěže
R_K [Ω]	odpor reprezentující ztráty v dielektriku
r_n [m]	náhradní poloměr ohřívaného válcového tělesa
R_n [Ω]	vlastní odpor vsázky
R_{THCR} [K/W]	tepelný odpor přechodu pouzdro-chladič
R_{THCHL} [K/W]	tepelný odpor přechodu pouzdro-chladič + přechodu chladič-vzduch
R_{THJC} [K/W]	tepelný odpor přechodu čip - pouzdro polovodičové součástky
R_{THRA} [K/W]	tepelný odpor přechodu chladič-vzduch
R_{VT} [m Ω]	diferenciální odpor tyristoru (propustné části V-A charakteristiky)
S_p [W m ⁻²]	Poyntingův vektor (zářivý vektor)
t [s]	doba prohřívání materiálu
T [s]	doba periody spínání pulsního měniče
T_1 [s]	doba sepnutí pulsního měniče
T_A [°C]	teplota okolí - $T_A=40^\circ\text{C}$
$T_{C(AV)}$ [°C]	maximální teplota pouzdra polovodičové součástky
$\text{tg } \delta$ [-]	ztrátový činitel dielektrika kondenzátoru
t_i [m]	tloušťka keramické izolační vrstvy indukčního prohřívacího zařízení
$T_{J(AV)}$ [°C]	maximální teplota čipu polovodičové součástky
t_v [s]	vůle mezi vývalkem a ohřívaným vývalkem
U [V]	efektivní hodnota fázového napětí usměrňovače
U_2 [V]	indukované napětí v ohřívaném materiálu
U_C [V]	velikost kondenzátoru v meziobvodu zdroje indukčního ohřevu
U_{CES} [V]	maximální hodnota blokovacího napětí IGBT tranzistoru
U_{cmax} [V]	maximální velikost napětí pro správnou volbu vyhlazovacího kondenzátoru
U_{di} [V]	střední hodnota usměrněného napětí při úhlu řízení α
U_{di0} [V]	střední hodnota usměrněného napětí při úhlu řízení $\alpha=0$
U_{DRM} [V]	opakovatelné špičkové blokovací napětí tyristoru
U_g [V]	velikost napětí zdroje indukčního ohřevu
U_M [V]	amplituda napájecího napětí usměrňovače
U_{TO} [V]	prahové napětí tyristoru
W_s [kWh kg ⁻¹]	skutečná spotřeba středofrekvenční energie

w_s [kWh kg ⁻¹]	měrná energie potřebná pro ohřátí 1kg oceli z 20°C na 1200°C
W_s^* [kWh kg ⁻¹]	Spotřeba elektrické energie ze sítě na 1kg oceli
x_2 [-]	argument x_2 udává vztah (poměr) mezi průměrem vývalku a hloubkou vniku
X_{LI} [Ω]	reaktance náhradního obvodu zátěže pro frekvenci f_g
X_{Ln} [Ω]	vlastní reaktance vsázky pro frekvenci f_g
$Y_{(x2)}$ [-]	rozměrový koeficient funkce Y v závislosti na argumentu x_2 , $P_{(x2)}$ a $Q_{(x2)}$
z [-]	poměrná doba sepnutí pulsního měniče
α_1 [-]	rozměrový koeficient nutný určení elektrických parametrů cívky
γ_1 [S m ⁻¹]	měrná elektrická vodivost materiálu indukční cívky
γ_2 [S m ⁻¹]	měrná elektrická vodivost materiálu vsázky
η_e [-]	elektrická účinnost přenosu energie z cívky do vsázky
η_g [-]	účinnost zdroje indukčního ohřevu; $\eta_{rotgen} = 0,85$; $\eta_{polovodič} = 0,9-0,95$
η_g [-]	účinnost napájecího zdroje indukčního ohřevu
η_θ [-]	tepelná účinnost zahrnující ztráty vyzařováním
θ_1 [°C]	počáteční teplota materiálu před ohřevem; $\theta_1 = 20$ °C
θ_2 [°C]	teplota materiálu po ohřevu
θ_{Cu} [°C]	teplota indukční cívky v průběhu indukčního ohřevu
μ_0 [H m ⁻¹]	permeabilita vakua; $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ H m ⁻¹
μ_1 [H m ⁻¹]	permeabilita materiálu indukční cívky
μ_2 [H m ⁻¹]	permeabilita materiálu vsázky
μ_{r1} [-]	relativní permeabilita materiálu indukční cívky
μ_{r2} [-]	relativní permeabilita materiálu vsázky
π [-]	Ludolfovo číslo; $\pi=3,141592653\dots$
ρ_1 [Ω m]	měrný elektrický odpor materiálu indukční cívky
ρ_2 [Ω m]	měrný elektrický odpor materiálu vsázky
Φ_m [Wb]	maximální hodnota střídavého magnetického toku
ω [rad s ⁻¹]	elektrická úhlová rychlost

1 Úvod

Každé indukční tepelné zařízení je tvořeno třemi částmi. Zdrojem vhodně upravené elektrické energie, výstupní cívkou, která zajišťuje přenos energie pomocí elektromagnetického pole a vsázky – ohřívaného předmětu.

Elektricky vodivý materiál lze ohřívat vložením do elektromagnetického pole. Indukování energie do ohřívaného materiálu koresponduje s principem fungování transformátoru, kdy indukční cívka zařízení pro ohřev představuje primár a vsázka sekundár s jedním závitem nakrátko. V ohřívaném materiálu podle Lenzova indukčního zákona vznikají vířivé proudy, které vytvářejí teplo popsané Jouleovým zákonem. Indukční ohřev je progresivní technologie využívaná v mnoha průmyslových odvětvích jako tavení kovů, letování, kalení, lisování za tepla, předehřev a podobně.

Hlavními výhodami indukčního ohřevu jsou vysoká hustota výkonu a rychlosti ohřevu, přesné určení ohřívaných zón a dobré řízení teploty kovu. Dále mezi výhody patří možnost regulace intenzity ohřevu, povrchové vrstvy nejsou ohroženy chemickými změnami jako při ohřevu plamenem a nevznikají žádné produkty spalování. Také je zapotřebí zmínit dobrou účinnost indukčního ohřevu a ve spojení s předchozími body také minimální negativní účinek na životní prostředí.

Současné využití technologie indukčního ohřevu pro střední a vysoké frekvence v České republice využívá v převážné míře středofrekvenční rotační a vysokofrekvenční elektronkové generátory ze šedesátých až osmdesátých let minulého století, které jsou již značně zastaralé. V roce 2008 bylo v provozu podle informací z mezinárodní konference „22nd International conference on Heat Treatment“, 25. - 27. 11. 2008, Brno, Česká republika, 50-60 kusů elektronkových generátorů. Tyto staré zdroje mají velké nevýhody v podobě nedostatku náhradních dílů, přítomnosti vysokého napětí (až desítky kV), velmi nízké účinnosti okolo 50%, s tím spojené problematiky odvádění vysokého množství odpadního tepla, nutnosti pozvolného náběhu zdroje, velmi drahých oprav a podobně.

Dnes jsou zastaralé středo- a vysokofrekvenční zdroje nahrazovány výhradně zdroji s polovodičovými výkonovými součástkami obsahující IGBT a MOSFET tranzistory, případně diody a tyristory. Výhodou těchto zařízení je vysoká účinnost až 90%, zhruba poloviční zástavbová plocha, nižší spotřeba chladícího média, okamžitý náběh do plného výkonu a výrazně nižší cena opravitelnosti poruch.

Tato práce si klade za cíl shrnout teoretické základy indukčního ohřevu včetně přehledu základních indukčně tepelných aplikací, dále provést shrnutí používaných zdrojů pro tyto

průmyslové aplikace. Podrobněji se v úvodní části bude práce zabývat principy fungování zdrojů pro indukční ohřev, v dnešní době již téměř výhradně zastoupených polovodičovými měniči elektrické energie. Bude proveden základní rozbor fungování jednotlivých typů zdrojů a možné způsoby jejich řízení.

V další části bude proveden výpočet zvoleného indukčního zařízení tak, aby jeho parametry tvořily vstupní údaje pro návrh měniče, jako zdroje vhodně upravené elektrické energie pro toto zařízení. Bude proveden návrh vlastností jednotlivých součástí uvažovaného zdroje včetně volby polovodičových součástí a výpočtu tepelného schématu a návrhu vyhlazovacího prvku ve stejnosměrném meziobvodu.

V poslední části bude ukázáno silové a řídicí schéma pro možnost simulace vybraných ustálených a přechodových jevů. Budou provedeny simulace, které by měly potvrdit myšlenky prezentované v průběhu práce a výpočty ustálených hodnot. Simulace také naznačí chování zdroje v přechodových jevech a odhalí nutné požadavky pro případný reálný návrh. Na závěr se provede zhodnocení výsledků a případně úvaha o možnosti realizace zvolené aplikace indukčního ohřevu.

2 Teorie indukčního ohřevu

2.1 Základní vztahy

Indukované napětí v ohřívaném materiálu lze zapsat rovnicí $U_2 = 2\pi f_g N_2 \Phi_m / \sqrt{2} = 4,44 f_g \Phi_m$ (2.1.1), kde f_g je frekvence napájecího napětí induktoru, N_2 počet závitů sekundáru (tedy v našem případě $N_2 = 1$), Φ_m maximální hodnota střídavého magnetického toku. Sekundární proud lze přibližně vyjádřit jako $I_2 \cong N_1 I_1$ (2.1.2). Intenzita magnetického pole na jeden metr délky při uvažování homogenního magnetického pole bude $H = N_1 I_1 \sqrt{2}$ (2.1.3).

V ohřívaném tělesu se proudová hustota nerozdělí rovnoměrně, ale v závislosti na frekvenci klesá od povrchu ke středu zhruba exponenciálně podle vzorce: $j_x = J_0 e^{-kx}$ (2.1.4).

Vzdálenost od povrchu, kde proudová hustota klesne na hodnotu $1/e = 0,368 J_0$ se nazývá

hloubka vniku, značí se a_2 a lze vyjádřit: $a_2 = \sqrt{\frac{2\rho_2}{\omega_g \mu_0 \mu_{r2}}}$ (2.1.5), kde $\omega_g = 2\pi f_g$ (2.1.6) je

úhlová frekvence zdroje napájení (f_g je frekvence), ρ_2 je měrný odpor vsázky, $\mu_0 = 4\pi * 10^{-7} \text{ Hm}^{-1}$ je permeabilita vakua a μ_{r2} je relativní permeabilita vsázky. Úpravou vzorce pro hloubku vniku a dosazením známých konstant dostaneme:

$$a_2 = 503,3 * \sqrt{\frac{\rho_2}{f_g \mu_{r2}}} \text{ [mm]} \quad (2.1.7).$$

2.2 Závislost hloubky vniku na frekvenci

Ze vztahu pro a_2 je vidět, že čím je frekvence vyšší, tím je menší hloubka vniku. Toho lze dobře využít při regulaci výstupu měniče a při volbě konkrétní aplikace indukčního ohřevu. V tabulce níže jsou uvedeny orientační hodnoty hloubky vniku pro ocel a měď v závislosti na frekvenci:

Materiál	Rezistivita ρ_2 [$\Omega \cdot \text{mm}^2 \cdot \text{m}$]	Relativní permeabilita μ_{r2} [-]	Hloubka vniku a_2 [mm]						
			50 Hz	500 Hz	5 kHz	50 kHz	500 kHz	5 MHz	50 MHz
ocel 20°C	0,16	20	6	2	0,6	0,2	0,06	0,02	0,006
ocel 800°C	1,2	1	75	14	7,5	2,4	0,75	0,24	0,075
měď 20°C	0,02	1	10	3	1	0,3	0,1	0,03	0,001
měď 600°C	0,7	1	18	5,8	1,8	0,6	0,18	0,06	0,018

Tab. 2.1

Od povrchu vsázky se do hloubky vniku a_2 vyvine přibližně 86% celkového tepla a ve zbývající části zbylých 14%. Volbou vysoké frekvence (řádově desítky kHz až jednotky MHz) tedy docílíme, že bude ohřáta pouze tenká povrchová vrstva vsázky, při nízké frekvenci (řádově desítky Hz) se naopak rovnoměrně prohřeje celá vsázka.

Pro rovnoměrné ohřátí celé vsázky v co nejkratší době je vhodné volit takové parametry, aby průměr vsázky byl asi 3,5krát větší než hloubka vniku. V další tabulce jsou uvedeny orientační charakteristické hodnoty pro některé materiály:

Materiál	Tavný bod [°C]	Rezistivita ρ_2 [$\Omega \cdot \text{mm}^2 \cdot \text{m}$]	Měrné teplo [$\text{kJ} \cdot \text{kg}^{-1} \cdot \text{K}^{-1}$]	Skupenské teplo [$\text{kJ} \cdot \text{kg}^{-1}$]	Teplotní součinitel odporu [K^{-1}]	Tepelná vodivost [$\text{W} \cdot \text{m}^{-1} \cdot \text{K}^{-1}$]
hliník	658	0,028	897×10^6	356	$4,03 \times 10^{-3}$	209
olovo	327	0,21	130×10^6	24	$4,2 \times 10^{-3}$	34,8
bronz	913	0,175	360×10^6	-	$0,5 \times 10^{-3}$	58
zlato	1063	0,024	130×10^6	67	$3,4 \times 10^{-3}$	292
měď	1083	0,017	385×10^6	210	$3,93 \times 10^{-3}$	384
ocel	1370	0,118	503×10^6	-	$4,48 \times 10^{-3}$	50

Tab. 2.2

2.3 Účinnost indukčního ohřevu

Účinnost ohřevu souvisí zejména s tvarem induktoru, který je obvykle zhotoven z dutého měděného vodiče protékaného chladicí kapalinou a jeho geometrické uspořádání musí zaručovat co nejtěsnější elektromagnetickou vazbu se vsázkou. Účinnost indukčního

ohřevu lze přibližně popsat vztahem $\eta = \frac{1}{1 + \frac{d_1^2}{d_2^2} \left(1 + 6,25 \frac{a_2^2}{d_2^2} \right) \sqrt{\frac{\rho_1}{\mu_2 \rho_2}}}$ (2.3.1), kde d_1 je

průměr indukční cívky, d_2 je průměr vsázky, a_2 je hloubka vniku, ρ_1 je měrný odpor materiálu induktoru, ρ_2 je měrný odpor materiálu vsázky a μ_2 je permeabilita materiálu vsázky.

Je důležité, aby člen v závorkách byl co nejmenší, z toho vyplývá požadavek na velikost poměru $\frac{a_2}{d_2}$: $\frac{a_2}{d_2} \leq \frac{1}{\sqrt{6,25}} \approx \frac{1}{2,5}$ (2.3.2), přičemž vztah $1 + 6,25 \frac{a_2^2}{d_2^2}$ může dosáhnout reálně hodnoty 1,1.

V souladu s výše uvedenou rovnicí bude minimální frekvence s ohledem na rozumnou účinnost $f_{g \min} = 16 \cdot 10^6 \frac{\rho_2}{\mu_2 d_2^2}$ (2.3.3). Následující tabulka uvádí orientační hodnoty účinnosti

indukčního ohřevu válcové vsázky v závislosti na poměru $\frac{a_2}{d_2}$:

d_2/a_2 [-]	8	6	4	2	1	0,6	0,4
η [%]	95	85	65	30	10	4	1

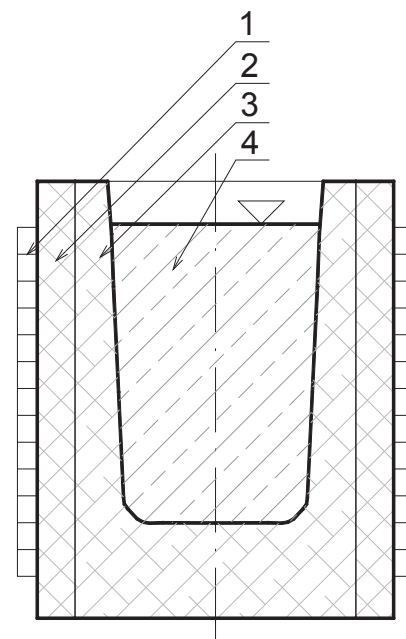
Tab. 2.3

3 Indukční elektrotepelná zařízení

3.1 Indukční kelímkové pece

Používají se pro tavení kovů a vyrábějí se v nich především vysoce kvalitní oceli. Existují kelímkové pece s nevodivým a vodivým kelímkem. Napájení těchto pecí je středním kmitočtem 500Hz – 5kHz, nebo malým, tedy 50Hz až 150Hz. Vsázka v kelímcích víří, což zajišťuje homogenitu teploty i složení taveného kovu.

Pece s vodivým kelímkem mají podstatně vyšší účinnost pro tavení mědi a hliníku. Kelímky jsou vyráběny z ocelolitiný nebo ze šamotu a grafitu. Zahřívání vsázky je zajištěno ohřátím vodivého kelímku cívkou navinutou na jeho vnější stranu. Vsázka se pak ohřívá prostupem tepla. Menší část elektromagnetického pole cívky kelímku ohřívá přímo vsázku. Princip fungování je ukázán na obrázku 3.1.



1-indukční cívka
2-keramická vložka
3-vodivý kelímek
4-vsázka

Obr. 3.1

3.2 Kanálkové indukční pece

U kanálkových pecí tvoří kanálek se vsázkou sekundární stranu transformátoru a vsázka v podstatě jeden závit nakrátko. Elektromagnetické pole indukční cívky ohřívá přímo vsázku, kanálek je elektricky nevodivý. Pece se používají především pro tavení barevných kovů, zejména mědi, hliníku a jejich slitin a k přehřívání roztavené litiny.

Při zvyšování výkonu do kanálkové indukční pece může nastat při překročení kritické hodnoty tzv. uskřípovací jev, kdy dojde k přerušení prstence roztaveného kovu. V tu chvíli přestane elektrodynamické působení pole, prstenec se opět spojí a jev se opakuje. Vznikají rázy, které jsou pro provoz pece nežádoucí. Problém se řeší zakrytým kanálkem zapaštěným do spodní části pece, kdy hydrostatický tlak vsázky zabraňuje vzniku uskřípovacího jevu.

3.3 Indukční prohřívací zařízení

Toto zařízení je používáno pro kování nebo lisování za tepla materiálů válcového nebo čtyřhranného tvaru. Z toho důvodu mají indukční pece – ohříváčky – obvykle válcový tvar.

Prohřívací zařízení musí zajišťovat rovnoměrné prohřátí materiálu v celém průřezu. Toho lze dosáhnout použitím vhodné frekvence indukovaného elektromagnetického pole. Ta

je závislá na tloušťce ohříváního materiálu, kdy je nutné ohřát vhodně silnou povrchovou vrstvu a zbytek materiálu je prohříván vedením tepla. Závislost požadované frekvence na tloušťce materiálu ukazuje následující tabulka:

d [mm]	160 - 500	80 - 280	50 - 180	35 - 120	22 - 70	15 - 50
f [Hz]	50	500	1000	2000	4000	8000

Tab. 3.1

Rovnoměrnost prohřátí je dostatečná, pokud není rozdíl teplot na povrchu a v ose materiálu větší než 100°C.

3.4 Indukční zařízení pro povrchový ohřev

Pro povrchové ohřívání materiálů do tloušťky jednotek mm se používají indukční zařízení s výstupní frekvencí desítky kHz až jednotky MHz.

Povrchový ohřev je využíván pro technologie:

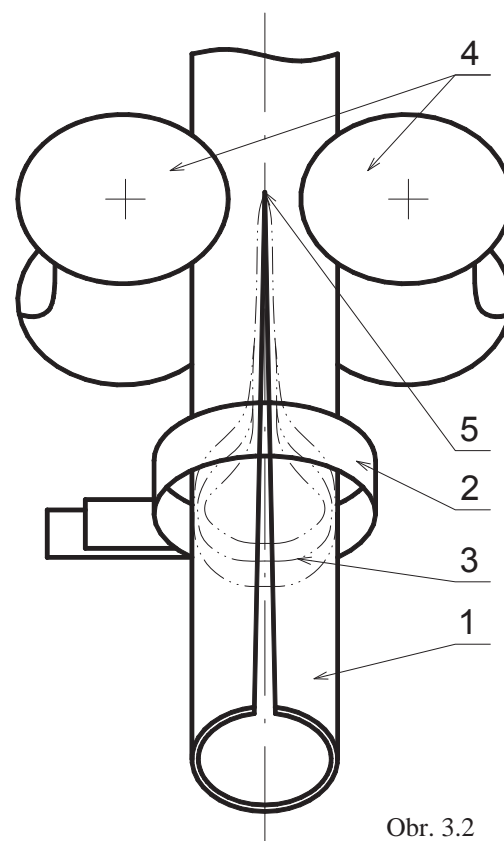
- kalení
- pájení
- svařování
- rafinační přetavování

3.4.1 Kalení

Pro kalení se používá optimální výkon v rozmezí 1-20kW/cm². Optimální frekvence je dána vztahem $\frac{0,015}{d^2} < f_g < \frac{0,25}{d^2}$ (3.4.1.1), kde f_g je optimální frekvence zdroje a d je požadovaná hloubka kalení [mm].

3.4.2 Pájení

Frekvenční rozsah výstupního elektromagnetického pole pro pájení je 2kHz až 2,5MHz. Pro měkké pájení s teplotními rozsahy 150°C až 450°C se používá výkonů 0,5kW až 5kW. Pro tvrdé pájení s teplotními rozsahy 450°C až 1050°C se používají výkony 3kW až 30kW. Obrázek dole ukazuje speciální induktor pro pájení tří různých tvarů současně.

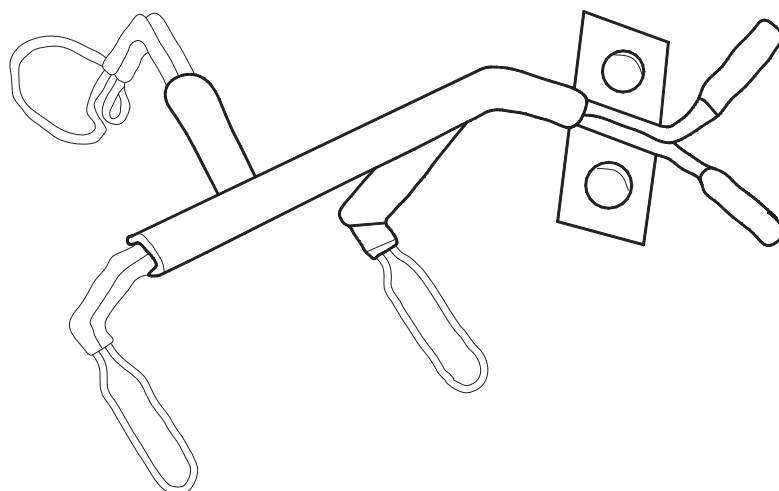


Obr. 3.2

- 1-svařovaná trubka
- 2-indukční cívka
- 3-indukovaný proud
- 4-vodicí klady
- 5-svar

3.4.3 Svařování trubek

Trubky se svařují pomocí posunujícího se induktoru. Používá se frekvencí 8kHz až 500kHz a výkonů 50kW až 700kW v závislosti na potřebné hloubce prohřátí. Princip svařování trubek je ukázán na obrázku 3.2.



Obr. 3.3

3.4.4 Rafinační přetavování

Používá se zdrojů s frekvenčním rozsahem 400kHz až 5MHz při výkonech 10kW až 50kW.

4 Zdroje pro indukční elektrotepelná zařízení

Zdroje pro indukční zařízení lze rozdělit do několika kategorií. Prvně se jedná o zdroje s pevnou síťovou frekvencí 50Hz a s proměnlivým výstupním výkonem. Dále se jedná o zdroje s proměnnou frekvencí v pásmech středních a vysokých kmitočtů. Jako frekvenčně proměnné zdroje se dříve používaly rotační generátory, stejně jako zdroje vysokých frekvencí se dříve využívaly vysokofrekvenční elektronkové generátory. Dnes jsou vesměs všechny nově vyráběné zdroje proměnných frekvencí postaveny z polovodičových součástí.

Úvodní část kapitoly se zabývá pro tuto práci méně zajímavými indukčními zařízeními pro přímé připojení k síti, dále je uveden přehled a princip dříve používaných zdrojů a poslední část se podrobněji zabývá moderními polovodičovými zdroji.

4.1 Přímé připojení k síti

Síťová frekvence 50Hz je vhodná pro některé aplikace indukčního ohřevu. Přímo ze sítě je možné napájet v konkrétních případech indukční kelímkové pece, indukční ohříváčky pro válcová tělesa větších průměrů (160mm až 500mm) a indukční kanálkové pece.

Kanálkové indukční pece se používají jednofázové s jedním kanálkem, dvojfázové se dvěma nebo čtyřmi a trojfázové se třemi nebo šesti kanálky. Jednofázové a dvojfázové pece zatěžují síť nesymetrií odběru. Pokud není v provozu více indukčních jednofázových nebo dvojfázových zařízení, která by bylo možné cyklicky zapojit na různé fáze, aby se nesymetrie odběru vykompenzovala, je nutné použít symetrizační zařízení. V principu se vždy jedná o vyladění reaktance zátěže pouze na činnou složku vhodným zapojením kapacity případně

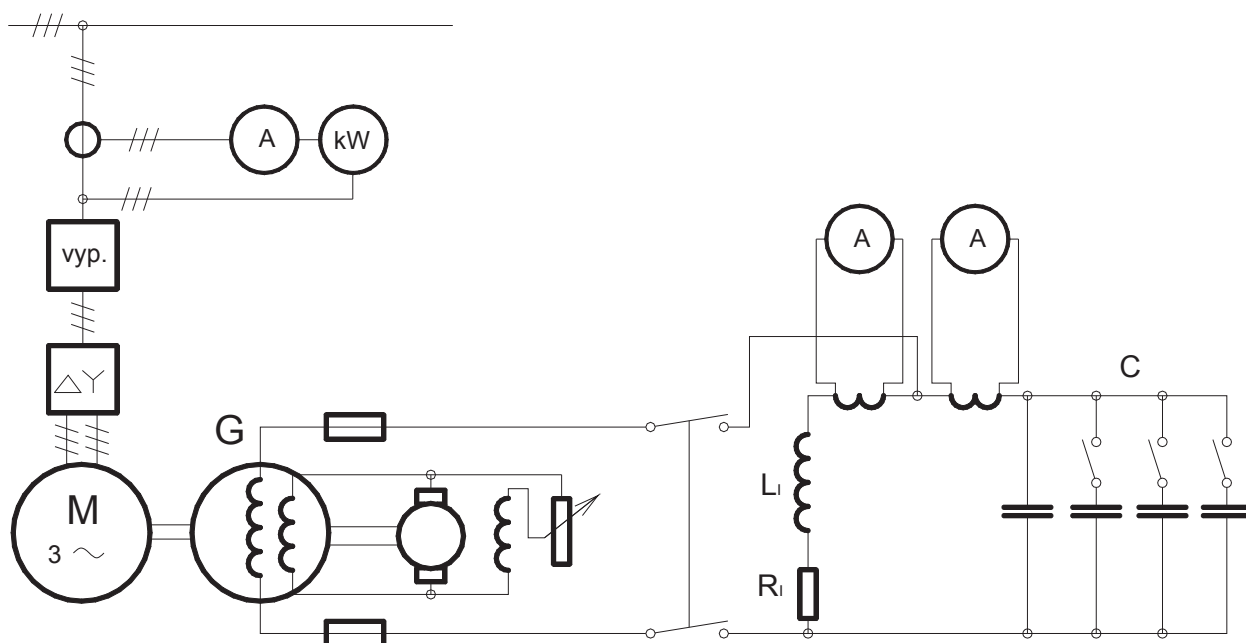
indukčnosti do výstupního obvodu zařízení.

4.2 Dříve vyráběné zdroje napájení s proměnnou výstupní frekvencí

První aplikace indukčního ohřevu vyžadující použití napájecího zdroje s proměnnou frekvencí využívaly napájení ze středofrekvenčních rotačních generátorů, tyristorových měničů kmitočtu nebo vysokofrekvenčních elektronkových generátorů. Dnes vyráběné zdroje jsou téměř výhradně postaveny z IGBT a MOSFET tranzistorů, případně v kombinaci s tyristory nebo diodami.

4.2.1 Středofrekvenční rotační generátory

Výstupní frekvence rotačních generátorů se může pohybovat v rozmezí 500Hz až 10kHz. Tato soustrojí sestávají nejčastěji z asynchronního motoru s kotvou nakrátko nebo kroužkovou a ze stejnosměrného dynama případně synchronního alternátoru. Budicí proud je vyráběn buď v rotačním budiči s derivačním regulátorem, nebo v polovodičovém usměrňovači. Velikostí budicího proudu se řídí výkon dodávaný do výstupního obvodu pecní cívky. Tento obvod musí být rezonančně vyladěný, takže většinou obsahuje kondenzátorovou baterii. Princip fungování středofrekvenčního rotačního generátoru je naznačen na obr. 4.1.



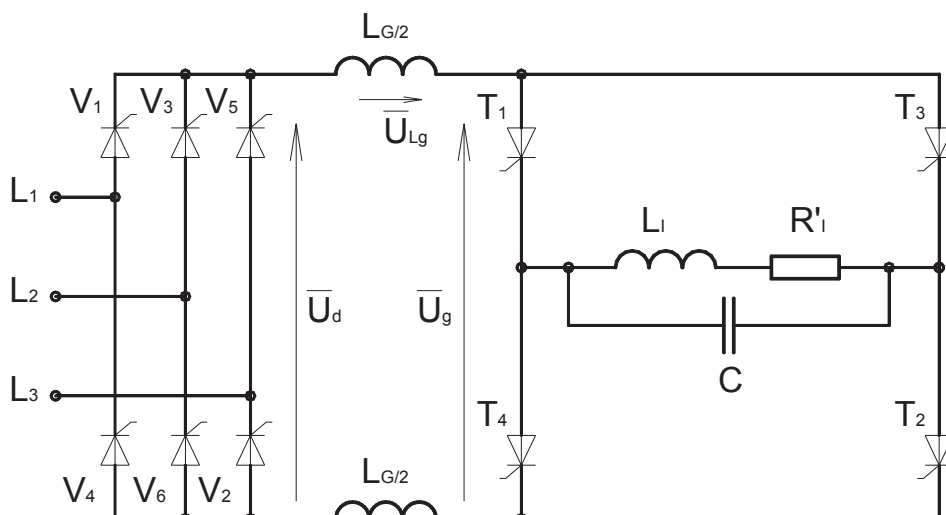
Obr. 4.1

4.2.2 Tyristorové měniče kmitočtu

Tyristorový měnič obsahuje vstupní usměrňovač, meziobvodovou tlumivku a výstupní jednofázový střídač. Meziobvodová tlumivka vyhlazuje usměrněný proud, omezuje nárůst zkratového proudu v případě prohoření můstku střídače a odděluje vstupní usměrňovač a

střídač tak, že zachycuje okamžité napěťové rozdíly mezi těmito částmi. Střídač je řízen zátěží, kterou tvoří kombinace odporu a indukčnosti výstupního induktoru a kapacity kompenzačního kondenzátoru. Tyristory T1, T3 a T2, T4 střídavě vedou proud a tím jsou do zátěže zaváděny proudové obdélníkové pulzy. Napětí zátěže má při správně vyladěném výstupním obvodu čistě sinusový průběh. Tyristorové měniče však mají nevýhodu přímého působení na napájecí síť potlačovanou u popsaných zdrojů například použitím hradicích členů a filtrů vyšších harmonických. Příklad tyristorového měniče kmitočtu je ukázán na obr 4.2.

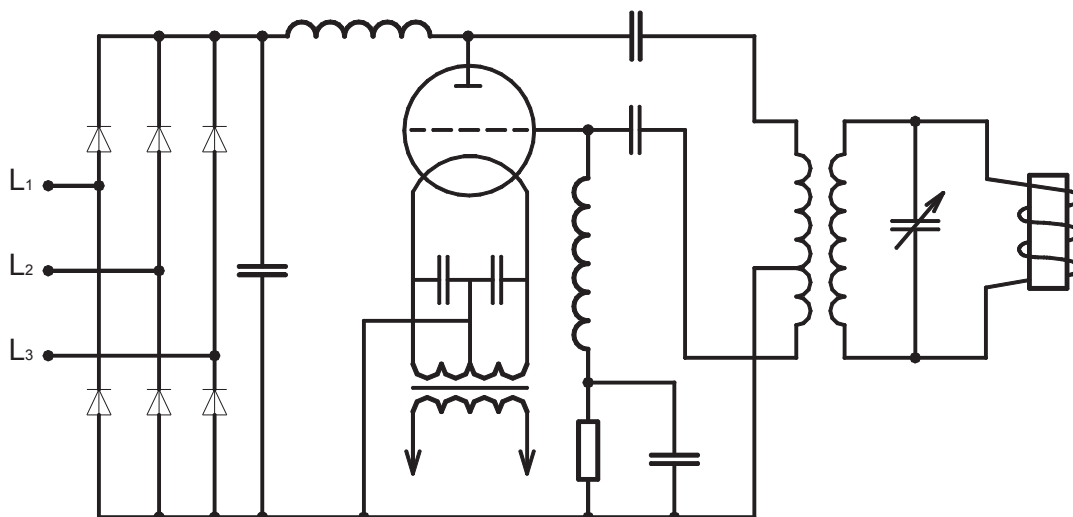
Tyristorové měniče kmitočtu mají samozřejmě využití i v dnešní době a jsou též nadále vyráběny. Bude jim proto věnován prostor i v dalších kapitolách.



Obr. 4.2

4.2.3 Vysokofrekvenční zdroje napájení

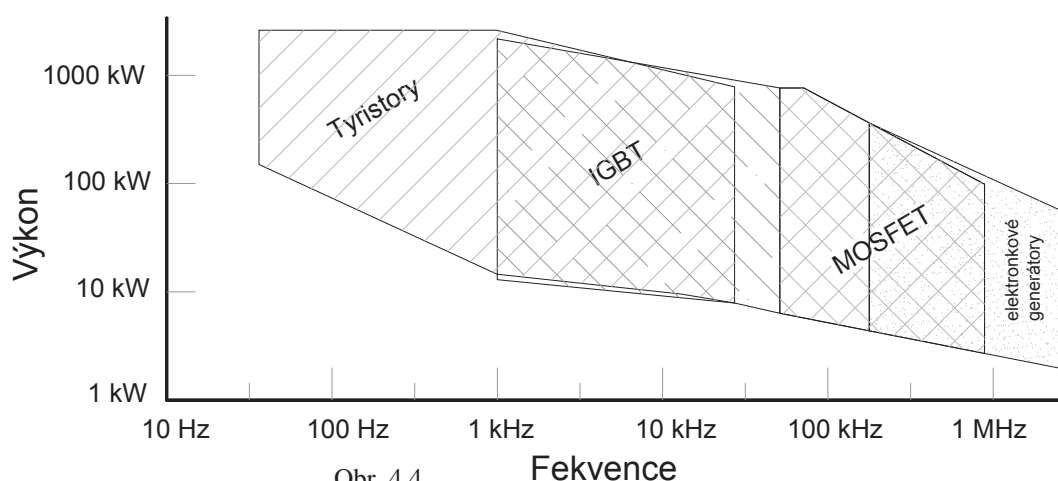
Princip fungování vysokofrekvenčního elektronového generátoru pro zdroje frekvencí nad 50kHz je naznačen na obrázku 4.3. Indukčnost vinutí vysokofrekvenčního transformátoru tvoří s kompenzačním kondenzátorem oscilační obvod, který pracuje na dané vysoké frekvenci. Zpětná vazba oscilátoru je provedena odbočkou na vinutí a zavedena na mřížku triody.



Obr. 4.3

4.3 Moderní zdroje pro indukční ohřev

Výrazný rozvoj výkonové polovodičové techniky v druhé polovině 20. století a jeho pokračující průběh umožnil nástup těchto technologií také do oblasti zdrojů pro elektrotepelné indukční aplikace. Sledovanými vlastnostmi polovodičových součástek byly a jsou především napěťové a proudové parametry. V oblasti středofrekvenčních a vysokofrekvenčních zdrojů zejména spínací časy a ztráty a také celková cenová dostupnost součástek. S masivním nasazováním polovodičů v průmyslu všechny tyto parametry směřují správným směrem s ohledem na využitelnost ve zdrojích pro indukční aplikace. Obrázek 4.4 ukazuje současné



Obr. 4.4

využití polovodičových součástek v závislosti na požadovaném výkonu a frekvenci.

Moderní zdroje pro indukční ohřev představují frekvenční měniče upravující vstupní trojfázovou energii na výstupní jednofázovou o požadované frekvenci. Existují varianty měničů s různým způsobem řízení výstupních parametrů – především výkonu, napětí a frekvence. Toto řízení je možné realizovat na úrovni všech jednotlivých částí měničů, tedy v usměrňovači, v meziobvodu nebo ve střídači. Dále je možné využívat vstupních a výstupních transformátorů, různých filtrů, pulsních měničů apodobně.

Běžně se měniče větších výkonů pro indukční zařízení z důvodu rozumného dimenzování kompenzují na straně zátěže kondenzátory, protože výstupní induktor společně se vsázkou mají výrazně induktivní charakter. Společně s kompenzační kapacitou tvoří indukčnost výstupní cívky rezonanční obvod, jehož kmity jsou tlumeny odporem, který představuje vsázka. Kompenzační kondenzátor může být k zátěži připojen sériově nebo paralelně, což má přímý vliv na řešení střídače frekvenčního měniče.

4.3.1 Usměrňovačová část

Usměrňovače mění vstupní střídavé veličiny na stejnosměrné a nejčastěji se jedná o měniče s vnější komutací. Zdrojem bývá zpravidla střídavá trojfázová rozvodná síť, ke které je usměrňovač připojen přes měničový transformátor, nebo u menších výkonů přímo.

V poslední době se na místě usměrňovačů s vnější komutací také často používají měniče s vlastní komutací z důvodu značně lepších hodnot účinníku při vhodném řízení.

Velikost střední hodnoty usměrněného napětí je u můstkových spojení dána vztahem

$$U_{di0} = \frac{2\sqrt{2}mU}{\pi} \sin \frac{\pi}{m} \quad (4.3.1.1),$$

kde m je počet fází a U je efektivní hodnota napájecího napětí. Při uvažování pulsosti usměrňovačů $p_p = 2m$, lze tento vztah přepsat na tvar

$$U_{di0} = \frac{\sqrt{6}p_p U}{\pi} \sin \frac{\pi}{p_p} \quad (4.3.1.2).$$

Tato velikost střední hodnoty usměrněného napětí platí pro neřízené usměrňovače nebo pro usměrňovače s úhlem řízení $\alpha_f = 0$. V případě řízených usměrňovačů je hodnota usměrněného napětí snížena v závislosti na nastavení úhlu řízení α_f , např. u plně řízeného můstkového usměrňovače je hodnota usměrněného napětí $U_{di} = U_{di0} \cos \alpha_f$ (4.3.1.3).

4.3.1.1 Neřízený diodový usměrňovač

Nejjednodušším typem usměrňovače je neřízený, který obsahuje pouze diody. Výstupní napětí má pevně danou velikost a nelze jej žádným způsobem řídit, velikost je dána vztahem (4.3.1.1). Proto musí zdroj s tímto vstupním usměrňovačem umožňovat regulaci výstupních veličin v meziobvodu nebo ve střídači.

4.3.1.2 Tyristorový usměrňovač

Řízený usměrňovač s vnější komutací obsahuje tyristory, které je možné podle vztahu (4.3.1.3) spínat tak, abychom získali požadovanou velikost výstupního napětí. Použitím tohoto typu usměrňovače je možné řídit výkon napájecího zdroje pomocí řízení velikosti napětí ve stejnosměrném meziobvodu. Tento měnič má však své významné nedostatky. Zprvé, při výstupním napětí nižším než maximálním je PF odebíraného proudu ze sítě redukován na hodnoty, jež nejsou akceptovatelné moderními požadavky na nová zařízení. Zadruhé, rychlost odezvy napájecího zdroje je nutně pomalá, neboť je dána frekvencí sítě.

4.3.1.3 Diodový usměrňovač se snižovacím pulsním měničem

Třetím typem je kombinace diodového usměrňovače a snižovacího pulsního měniče. Úroveň napětí nebo proudu je dána rychle spínaným tranzistorem. Usměrňovačový stupeň zdroje tedy umožňuje měnit výstupní energii řízením velikosti proudu v meziobvodu, zároveň je ale PF a účinník odebíraného proudu ze sítě maximální. Také rychlost odezvy na požadavek řízení může být velmi rychlá díky relativně vysoké rychlosti spínání snižovacího pulsního měniče.

Výstupní napětí tohoto měniče – tedy neřízeného diodového usměrňovače doplněného o snižovací pulsní měnič – je $U_{di} = U_{di0}z$ (4.3.1.3.1), kde z je poměrná doba sepnutí a je definována vztahem $z = \frac{T_1}{T}$ (4.3.1.3.2), přičemž T je perioda spínání pulsního měniče a T_1 doba jeho sepnutí.

Všechny popsané usměrňovače neodebírají ze sítě čistě sinusový proud, což způsobuje nežádoucí harmonické zkreslení. Pro všechny aplikace indukčního ohřevu, jejichž výkon nepřesáhne 600kW jsou využitelné šestipulsní usměrňovače. Pro aplikace s vyššími výkony, nebo při požadavku na eliminaci vyšších harmonických, je nutné použít dvanáctipulsních usměrňovačů s šestifázovým napájením. Použití vícepulsních usměrňovačů sice vede k dalšímu snížení vyšších harmonických, ale také k neúměrnému zvýšení ceny zdroje.

Pulsnost usměrňovače	Řád harmonických							
	5.	7.	11.	13.	17.	19.	23.	25.
6	17,5%	11%	4,5%	2,9%	1,5%	1%	0,9%	0,8%
12	2,6%	1,6%	4,5%	2,9%	0,2%	0,1%	0,9%	0,8%
24	2,6%	1,6%	0,7%	0,4%	0,2%	0,1%	0,9%	0,8%

Tab. 4.1

4.3.1.4 Pulsní usměrňovače

Moderním typem usměrňovačů, které je možné použít ve vstupní části napájecích zdrojů pro indukční ohřev, jsou pulsní usměrňovače. Jedná se o měniče, které obsahují vypínatelné součástky a díky možnosti variabilního připínání napájecích fází na výstup je možné udržet odebíraný proud usměrňovačem ve fázi s napájecím napětím a zajistit, aby měl přibližně sinusový tvar. Tím tyto měniče zajišťují omezení vyšších harmonických odebíraného proudu a účinník $\cos \varphi = 1$, také umožňují průchod výkonu v obou směrech.

Pulsní usměrňovače existují ve variantách proudových a napěťových.

Proudové pulsní usměrňovače jsou vhodné jako napájecí zdroj pro proudové střídače. V meziobvodu mají vyhlazovací tlumivku a na vstupu do usměrňovače kombinaci kondenzátorů plnících akumulaci funkci energie. Jejich schéma je shodné se schématem proudových střídačů.

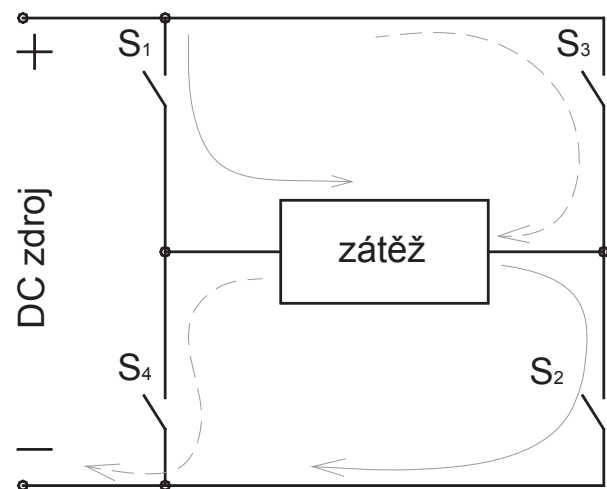
Napěťové pulsní usměrňovače jsou vhodné jako napájecí zdroj napěťových střídačů. V meziobvodu mají kondenzátor a obsahují zpětné diody. Jejich schéma je shodné se schématem napěťových střídačů.

Řízení výkonu ve zdrojích s těmito typy usměrňovačů v aplikacích pro indukční ohřev může být zajištěno pouze doplněním o snižovací pulsní měnič, stejně jako je to možné u diodových usměrňovačů, případně ve střídačovém stupni. Platí také stejné vztahy pro výstupní napětí v závislosti na poměrné době sepnutí z .

4.3.2 Střídačová část

Střídačová část zdrojů pro indukční ohřev spíná stejnosměrný proud nebo napětí a vzniká jednofázový střídavý výstup. Dvě hlavní konfigurace střídačů jsou půlmůstek a celý můstek (H-můstek) a jsou využívány v proudem i a napětím napájených střídačích.

Varianta s polovičním můstkem je využívána v aplikacích s výkony cca do 5kW. Většina používaných střídačových konfigurací obsahuje H-můstek ukázaný na obrázku vpravo. Tato kombinace čtyř větví obsahuje čtyři spínače S1 – S4. Když jsou sepnuty spínače S1 a S2, teče



Obr. 4.5

proud výstupním obvodem zleva doprava, pokud jsou sepnuty spínače S3 a S4, teče proud opačným směrem. Tak, jak se opakuje proces spínání, je generován na výstupu střídavý proud o takové frekvenci, s jakou součástky spínáme.

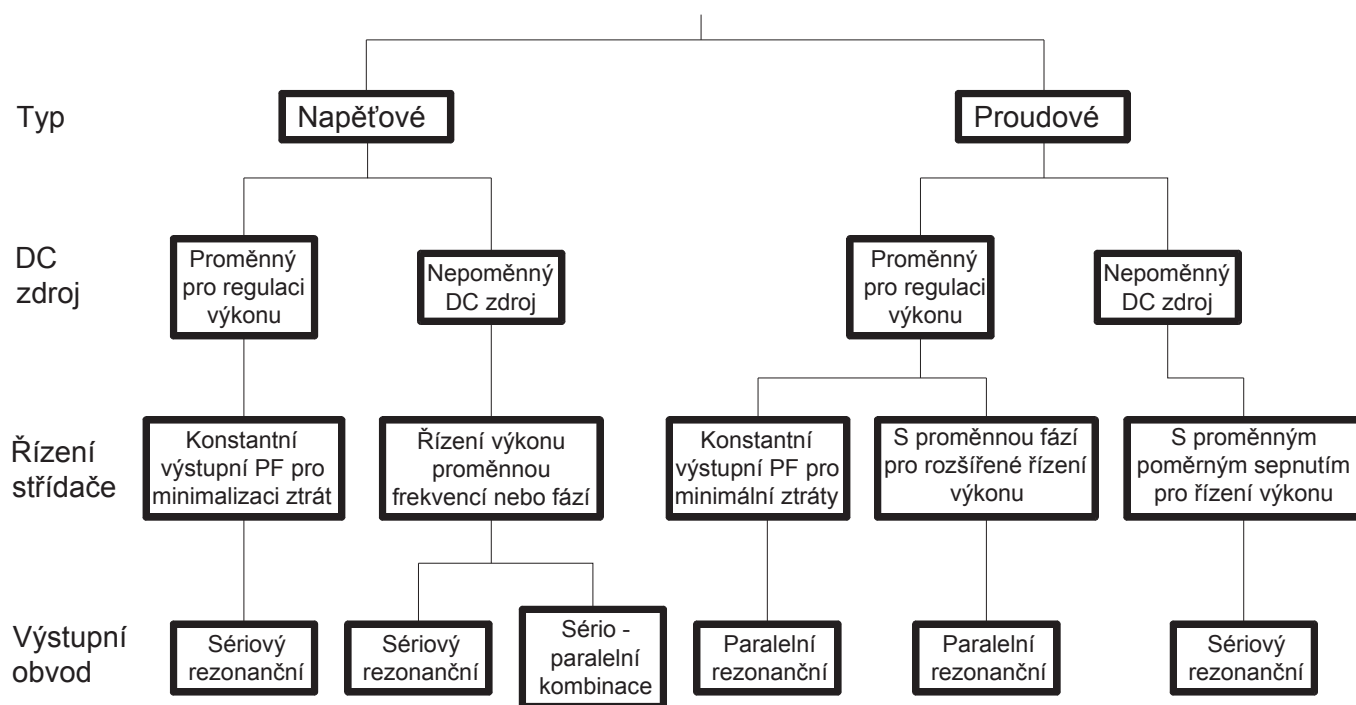
Levnější variantou může být například použití polovičního můstku, který má ve větvích připojeným k napájení místo spínačů S1 a S4 dva kondenzátory. Spínače S2 a S3 nyní opět, v závislosti na tom který je otevřený, generují výstupní střídavý obdélníkový průběh proudu jako ve variantě plného můstku. Toto zapojení lze však použít pouze v případě nižších nároků na výstupní napětí a výkon střídače.

Existují dvě základní varianty střídačů a to proudové a napěťové. Napěťové střídače mají ve svém stejnosměrném meziobvodu jako prvek akumulující energii kondenzátor a jejich výstupem je obdélníkový průběh spínaného napětí. Proud je pak vyvolán v závislosti na druhu připojené zátěže. Proudové střídače mají jako akumulční prvek v meziobvodu tlumivku a na výstupu generují obdélníkový průběh spínaného proudu. Obrázek 4.6 shrnuje různé možnosti použití napěťových a proudových střídačů a možnost řízení výstupního výkonu a frekvence pro indukční ohřev v závislosti na usměrňovačovém stupni, typu řízení střídače a typu výstupního obvodu.

Ve střídačích je možné pro frekvence spínání do 10kHz použít tyristory, pro frekvence do 50kHz jsou hlavně používány IGBT tranzistory a pro vyšší kmitočty jsou běžně voleny MOSFET tranzistory (viz obrázek 4.4)

Proudovému střídači je stejnosměrným obvodem vnučován proud nebo napětí s neproměnným smyslem a velikostí. V případě použití tyristorů v těchto střídačích je proto nutné, aby byly tyto součástky vybaveny komutačními obvody se dvěma funkcemi: vypínací a akumulací. Vypínací funkce komutačního obvodu zajišťuje podmínky pro vypnutí součástky při komutaci střídače. Při plnění akumulací funkce musí komutační obvod

Střídače pro indukční ohřev



Obr. 4.6

umožňovat spojitý průběh proudu nebo napětí stejnosměrným i střídavým obvodem při všech spínacích procesech a také musí vytvářením vhodných napěťových poměrů na zátěži zajišťovat změnu smyslu proudu v zátěži.

4.3.2.1 Napěťové střídače se sériovým rezonančním výstupem

Základní topologie obvodu s napěťovým střídačem a jednoduchým sériovým výstupem do zátěže R-L je uvedena na obrázku 4.7. R-L zátěž představuje výstupní induktor v kombinaci se vsázkou. Vstupní zdroj napětí představuje vyhlazovací kondenzátor výstupního napětí usměrňovače.

Na místě spínacích součástek mohou být použity tyristory do spínacích frekvencí 10kHz. V případě použití těchto součástek však z důvodu potřebného vypínacího času (vedení nulovou diodou) nemůže být spínáno při průchodu proudu zátěže nulou ale před tímto okamžikem. Spínání při průchodu nulou lze zajistit pouze použitím tyristorů s komutačními

obvody s dvěma funkcemi nebo jiných součástek, např. IGBT nebo MOSFET tranzistorů. Spínání součástek před průchodem nulou ukazuje graf 2 na obrázku níže.

Při použití tranzistorů, které nepotřebují spínací prodlevu, je možné spínat při průchodu proudu zátěže nulou, tedy ve stavu rezonance. Tuto

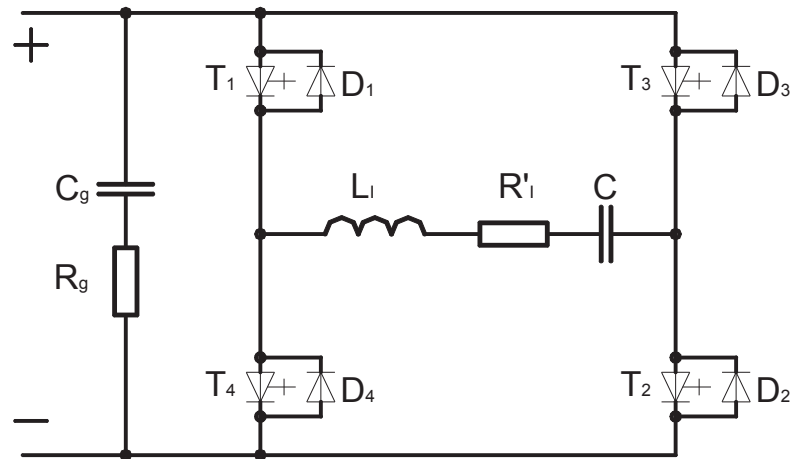
variantu ukazuje graf 3 na obrázku níže. Díky tomuto způsobu spínání se omezují vypínací ztráty a tedy účinnost a PF střídače jsou maximální. Ze zdroje se na výstup přenáší maximální výkon. V tomto případě musí být pro řízení výkonu použit říditelný stejnosměrný zdroj, tedy říditelný usměrňovač.

Tranzistory mohou být spínány také nad rezonancí. V tomto případě jsou spínače S3 a S4 vypnuty před průchodem proudu nulou. Proud je pak veden diodami D1 a D2. Tranzistory S1 a S2 pak mohou být sepnuty až proud změni polaritu. Tento způsob provozu měniče omezuje spínací ztráty a umožňuje pracovat nad rezonancí pro možnost řízení výkonu.

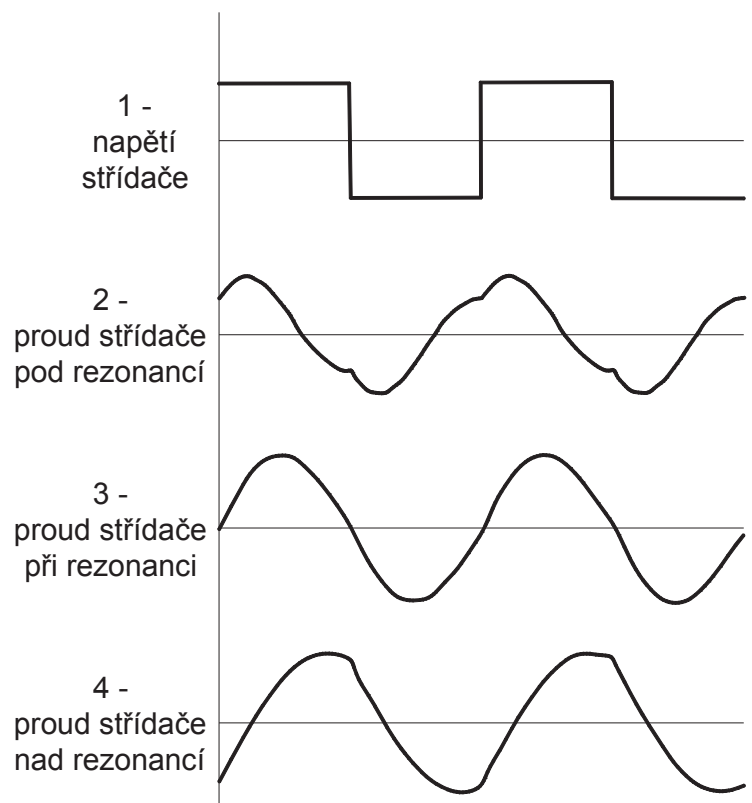
Napět'ové střídače s jednoduchým sériovým

výstupem potřebují na výstupu osadit pro zvýšení proudu výstupní transformátor.

Porovnání jednoduchých proudových a napět'ových střídačů ukazuje následující tabulka.



Obr. 4.7



Obr. 4.8

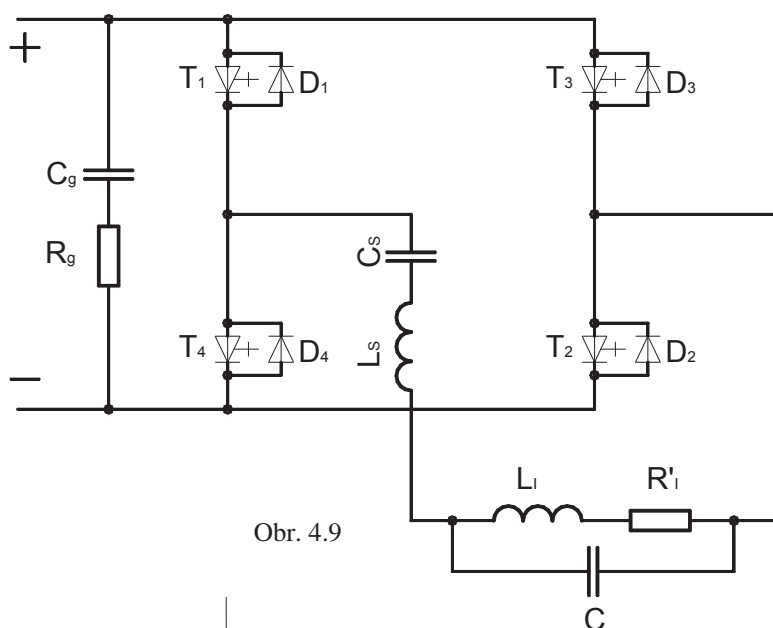
Typ střídače	
Napět'ový	Proudový
vstupní vyhlazovací kondenzátor	vstupní vyhlazovací tlumivka
obdélníkové výstupní napětí	obdélníkový výstupní proud
sinusový výstupní proud	sinusové výstupní napětí
sériový rezonanční výstup	paralelní rezonanční výstup
vstupní proud = výstupní proud	vstupní napětí = výstupní napětí
napětí x jakost zátěže	proud x jakost zátěže
nejlepší pro zátěže s malou jakostí Q	nejlepší pro zátěže s velkou jakostí Q

Tab. 4.2

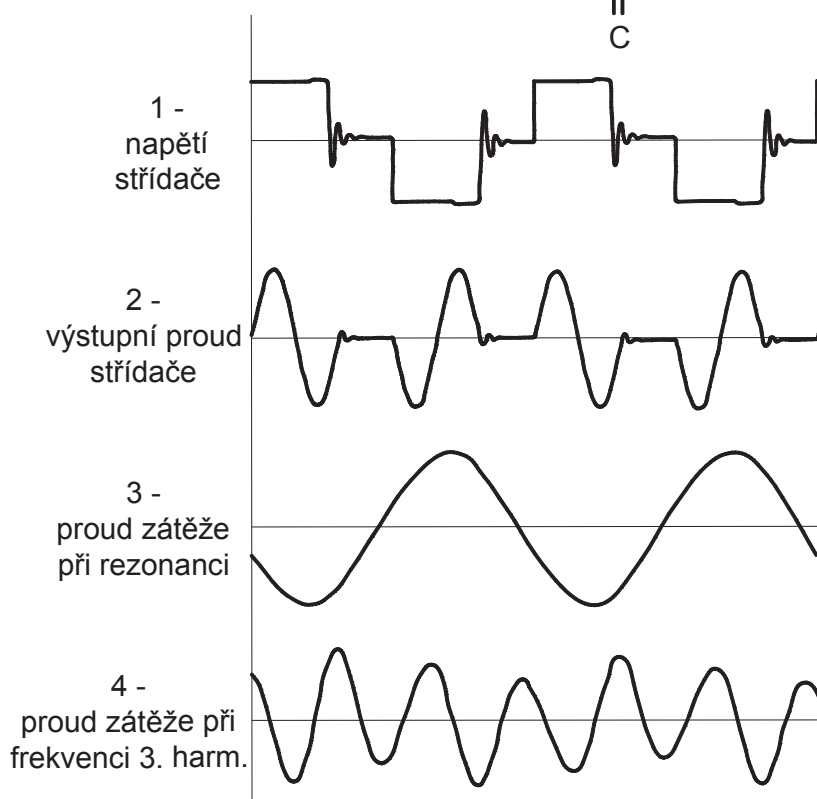
4.3.2.2 Napět'ové střídače se sériovým připojením k paralelní zátěži

Jednou z možných modifikací napět'ových střídačů je varianta s interní sériovou indukčností a kapacitou připojené na výstupu do paralelního rezonančního obvodu. Základní topologie je uvedena na obrázku 4.9. Hodnoty vnitřní sériové indukčnosti a kapacity jsou voleny nad rezonanci frekvence střídače.

Důležitou vlastností tohoto zdroje je, že vnitřní obvod izoluje můstek střídače od zátěže. Další vlastnost tohoto zdroje se projevuje při naladění vnitřního obvodu na třetí harmonickou spínací frekvence. Výkonový zdroj je v tom případě schopen dodat plný výkon do paralelního obvodu zátěže naladěného buď na spínací frekvenci nebo také na jejích třetí harmonickou.



Obr. 4.9



Obr. 4.10

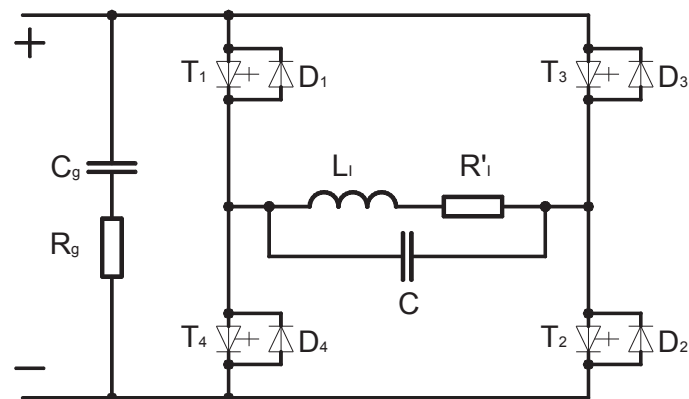
Napěťové střídače se sériovým připojením k paralelní zátěži běžně používají tyristory pro spínání energie v můstku a nemají regulovatelný DC vstup. Regulace výstupního výkonu je dosaženo změnou spouštěcí frekvence odpovídající rezonanční frekvenci paralelního výstupního obvodu. Průběhy tohoto typu střídače jsou ukázány na obrázku 4.10. Graf 1 ukazuje tvar napětí na výstupu můstku. Graf 2 ukazuje proud z můstku a graf 3 proud do zátěže a proud, když je zátěž naladěna na spínací frekvenci. Obdobné průběhy pro provoz zátěže naladěné na třetí harmonickou spínací frekvence jsou ukázány na obrázku 4.10, graf 4.

4.3.2.3 Proudové střídače

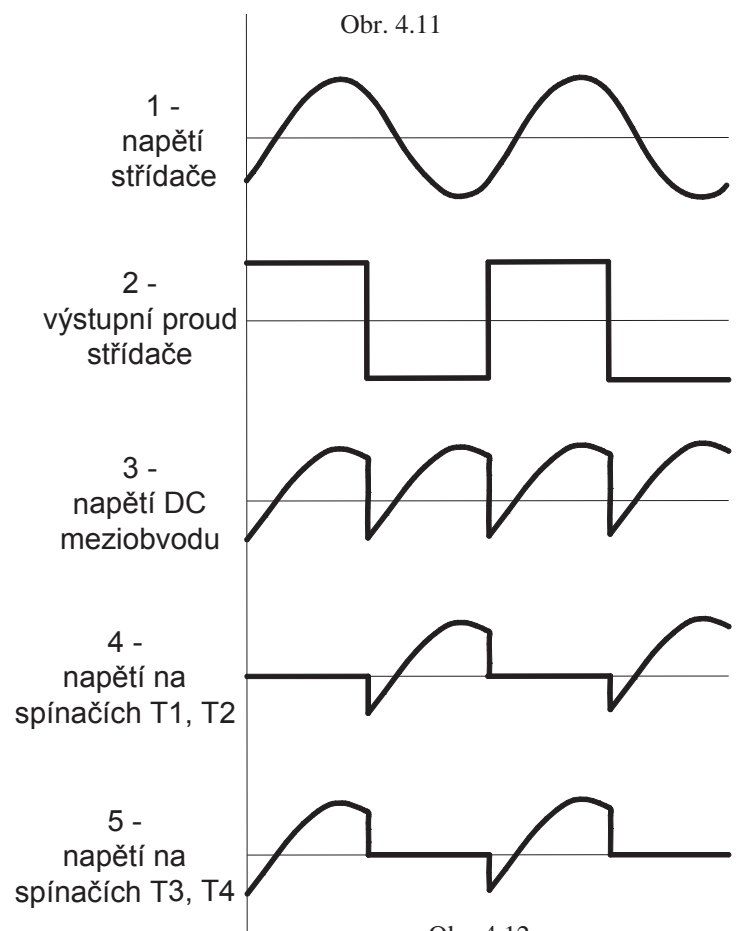
Proudové střídače se vyznačují použitím napěťově proměnného DC zdroje následovaného velkým induktorem jako vstup můstkového střídače a paralelního rezonančního výstupního obvodu jak je ukázáno na zjednodušeném schématu na obrázku 4.11. Níže uvedený graf na obrázku 4.12 ukazuje sinusové výstupní napětí můstku – graf 1, obdélníkový výstupní proud – graf 2, což jsou obrácené průběhy, než u napěťových střídačů. Napětí ve stejnosměrném meziobvodu se podobá plně usměrněné napěťové sinusové vlně – graf 3. Na grafech 4 a 5 je ukázáno napětí na spínačích.

Obdobně jako u napěťových střídačů je možné tyto měniče při použití tyristorů bez komutačních obvodů se dvěma funkcemi použít pouze pro spínání nad rezonanční frekvenci. Pro spínání při průchodu napětí zátěže nulou je nutné použít např. IGBT nebo MOSFET tranzistory.

Při provozování střídače na rezonanční frekvenci je komutace prováděna v době průchodu napětí zátěže, stejnosměrného meziobvodu a spínačích součástek nulou.



Obr. 4.11



Obr. 4.12

5 Způsoby řízení indukčního procesu

Různé aplikace indukčního ohřevu vyžadují odlišné způsoby řízení zdrojů pro tento ohřev. V průběhu elektrotepelného procesu může být nutné měnit nejen velikost výkonu ale případně také frekvenci nebo výstupní napětí.

5.1 Změnou frekvence

Řízení frekvence je možné realizovat u nepřímých měničů používaných ve zdrojích pro indukční ohřev pouze jedním způsobem. Tím je řízení výstupního jednofázového střídače na požadovaný kmitočet. Řízení může být realizováno manuálně obsluhou nebo automaticky regulátorem.

Změnou požadované frekvence je možné řídit také výkon indukčního ohřevu, neboť lze rozladováním rezonančního obvodu změnit impedanci zátěže. Nutno podotknout, že při rozladování rezonančního obvodu nedodává zdroj méně energie, ale její část je spotřebována na jalovou složku odebíraného výkonu, která se výrazně zvětšuje s vyšším rozladěním obvodu.

5.2 Změnou výkonu

Regulace výkonu zdroje pro indukční ohřev může být rozdělena od regulace frekvence realizována několika způsoby.

5.2.1 Řízení v usměrňovačové části

Výkon dodávaný do obvodu indukční cívky je možné regulovat v usměrňovačové části zdroje. Toho může být docíleno osazením vypínatelných součástek, jako jsou zejména tyristory, případně také IGBT nebo MOSFET tranzistory v moderních usměrňovačích. Řízením těchto usměrňovačů můžeme docílit požadované velikosti napětí nebo proudu v meziobvodu v rozmezí od nuly do maxima, což odpovídá stejnému rozmezí dodávaného výkonu. Další opatření pro řízení výkonu v navazujících stupních zdroje již nejsou potřebné.

5.2.2 Řízení v meziobvodu

V meziobvodu je možné provedení řízení dodávaného výkonu například snižovacím pulsním měničem. Použití však bude zřejmě pro jisté konkrétní případy, kdy je například nežádoucí vyšší zkreslení napětí napájecí sítě vlivem odebíraného proudu s obsahem vyšších harmonických. V tom případě je možné usměrnit napájecí napětí neřízeným vícepulsním usměrňovačem a velikost výkonu řídit snižovacím pulsním měničem v meziobvodu.

5.2.3 Řízení výkonu střídačem

Velikost výkonu můžeme řídit různým způsobem spínání výstupního střídače. Je možné použít čtyři základní varianty řízení a to

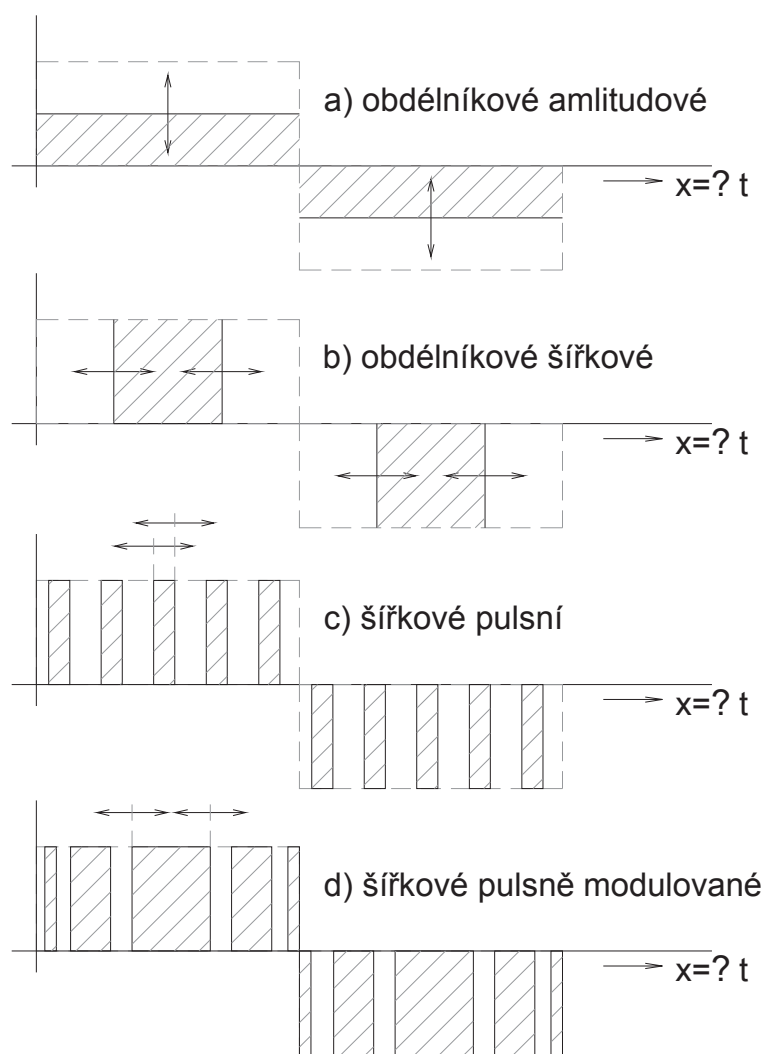
- obdélníkové amplitudové
- obdélníkové šířkové
- šířkové pulsní
- šířkové pulsně modulované

První varianta je popsána v odstavci výše, neboť se jedná o řízení výkonu střídače v usměrňovačové části nebo v meziobvodu.

Šířkové pulsně modulované a šířkově pulsní řízení je možné použít pouze u měničů s frekvencí do jednotek kHz nebo spíše stovek Hz a u zdrojů s menšími výkony, neboť spínací ztráty součástek a jejich dynamické vlastnosti by byly neúměrně náročné.

Pro středofrekvenční a vysokofrekvenční aplikace, stejně tak i pro aplikace s velkými výkony bude zřejmě výhodné použít první nebo druhé varianty řízení. Obdélníkové šířkové řízení může ještě zahrnovat variantu symetrickou a nesymetrickou, kdy se rozdílně spíná jedna a druhá skupina součástek střídače.

Principy řízení střídačů ukazuje obrázek 4.13.



Obr. 4.13

5.2.4 Řízení výkonu v transformačním stupni

Kromě výše uvedených principů je nutné jako možnost zmínit řízení výstupního výkonu měničů pro indukční ohřev odbočkami napájecího nebo přizpůsobovacího transformátoru.

6 Návrh indukčního prohřívacího zařízení

Postup návrhu je nutné provést tak, že se nejprve vypočítají parametry indukčního ohřevu, z těchto parametrů vzejdou požadavky na zdroj indukčního ohřevu (měnič), na jejichž základu bude možné zvolit vhodné polovodičové součástky a parametry kondenzátoru v meziobvodu.

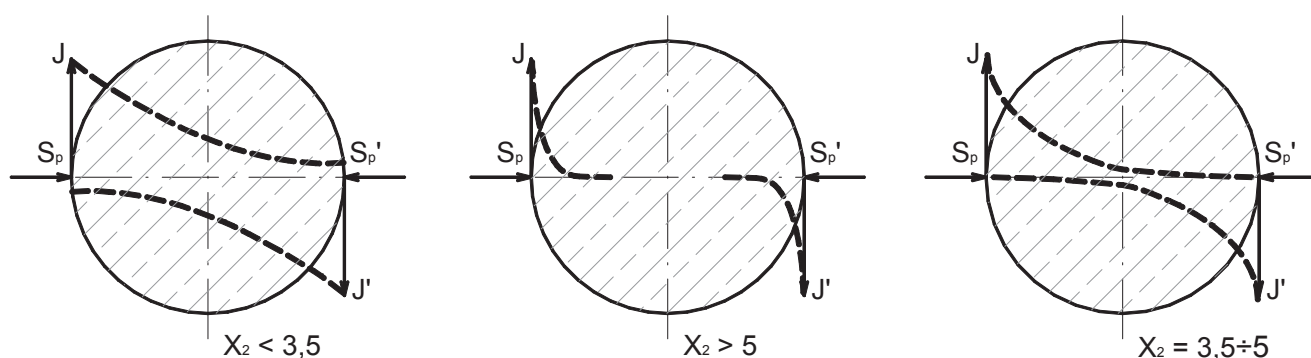
S ohledem na požadovaný cíl práce provést návrh měniče, který by případně bylo možné realizovat a z logických důvodů potřeby vhodné ukázky pracovních režimů polovodičového zdroje, bylo zvoleno následující zadání:

ukázková aplikace indukčního ohřevu bude zahrnovat měnič pro indukční prohřívací zařízení o výkonu 20kW a pracovní frekvenci 8kHz pro prohřívání tyčového materiálu kruhového průřezu o průměru 20mm. U indukčního prohřívacího zařízení se předpokládá ohřátí tyčového materiálu z konstrukční oceli z teploty 20°C na cca 1250 °C. Je požadováno rovnoměrné prohřátí materiálu.

Výkon zdroje byl zvolen takový, aby se již jednalo o zajímavou silovou aplikaci s vyššími hodnotami pracovních proudů ve všech částech obvodu. Frekvence a průměr ohřívajícího materiálu jsou spjaty mezi sebou principem popsaným níže a vycházelo se z odhadnutého vhodného průměru ohřívajícího materiálu s přihlédnutím k odpovídající frekvenci pro ohřev takového průměru.

6.1 Volba pracovní frekvence

Jak bylo naznačeno v úvodní kapitole práce, v indukčním ohřevu existují různé aplikace, které vyžadují použití různých pracovních kmitočtů. Pro indukční prohřívací zařízení je nutné použít zdroj s takovým kmitočtem, který zajistí, že energie ze zdroje efektivně vstoupí do ohřívajícího materiálu. Aby toho bylo dosaženo, je nutné zvolit pracovní frekvenci tak, aby poloměr ohřívajícího vývalku r_2 byl přibližně 2,5 ÷ 3 násobkem hloubky



Obr. 6.1

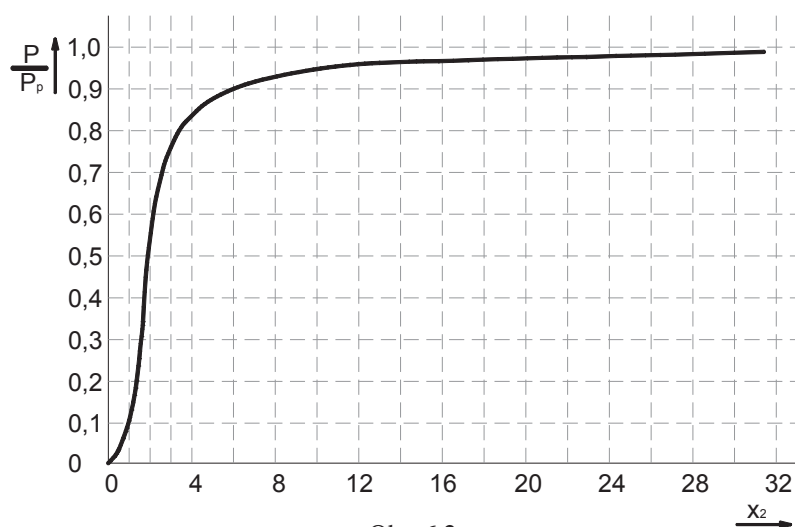
vniku a_2 . Pro argument x_2 , který je definován jako $x_2 = \frac{r_2}{a_2} \sqrt{2}$ (6.1.1) lze optimální

frekvenci volit v rozmezí pro $x_2 = 3,5 \div 5$. Pokud bychom zvolili příliš malý kmitočet, neboli velkou hloubku vniku a_2 a tedy malý argument x_2 , stává se ohřívání materiál pro elektromagnetické záření průzařným. V opačném případě, při volbě příliš vysokého kmitočtu je malá hloubka vniku a_2 a tedy velký argument x_2 , do materiálu vniká záření do příliš malé hloubky a teplo se vyvíjí pouze u povrchových vrstev.

Uvedené skutečnosti závislosti průzařnosti materiálu, rozložení proudové hustoty a optimalizace pracovní frekvence shrnuje obrázek 6.1, kde S_p je Poyntingův vektor dopadajícího

elektromagnetického záření a J je proudová hustota ve vývalku.

Obrázek 6.2 ukazuje graf, který zobrazuje závislost množství absorbované energie, jež se přemění v materiálu na teplo, na argumentu x_2 . Průběh grafu koresponduje s výše uvedenými principy.

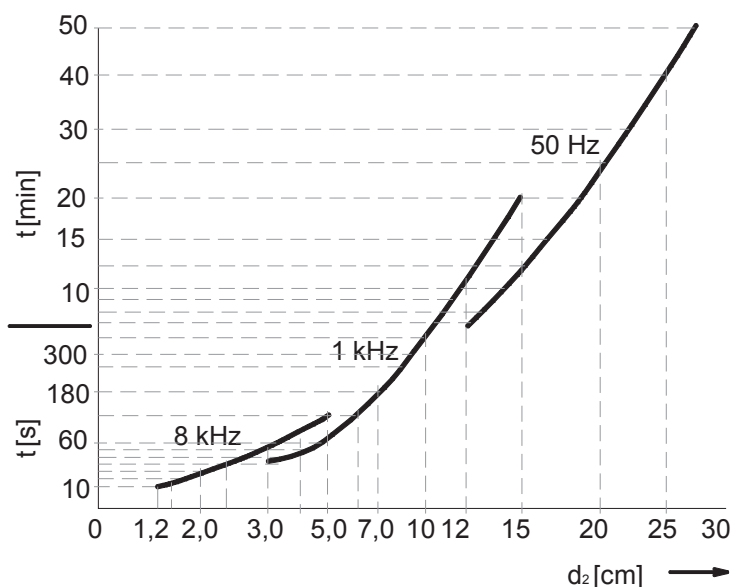


Obr. 6.2

Z tabulky 3.1, která vychází ze vztahu pro výpočet hloubky vniku a ze vztahu pro optimální frekvenci, jsme zvolili pro uvažovaný materiál o průměru 20mm frekvenci zdroje 8kHz.

6.2 Doba prohřívání materiálu

Pro možnost návrhu indukčního prohřívacího zařízení je nutné znát dobu prohřívání materiálu, která je závislá na velikosti vývalku a použité frekvenci. Při výpočtu se poté určí délka indukční cívky tak, aby bylo možné prohřát požadované množství materiálu za jednotku času. Určení potřebné doby ohřevu je možné provést obsáhlým výpočtem



Obr. 6.3

neustáleného stavu vedení tepla ve válcové vsázce s konstantním příkonem energie q do

povrchu válce. Pro zjednodušení použijeme převzatý obrázek 6.3, kde lze pro $d_2 = 20\text{mm}$ odečíst dobu ohřevu $t = 0,5\text{min}$.

6.3 Elektrický výpočet indukční ohříváčky

6.3.1 Určení základních rozměrů

Pro ohřátí 1kg materiálu z konstrukční oceli z teploty 20°C na 1250°C je potřeba dodat asi $w_s = 0,228\text{ kWh kg}^{-1}$ energie. Pro přibližný odhad potřebné středofrekvenční energie lze uvažovat elektrickou účinnost přenosu energie z cívky do vsázky $\eta_e = 0,75$ a tepelnou účinnost zahrnující ztráty vyzařováním povrchu $\eta_\theta = 0,88$. Skutečná spotřeba středofrekvenční energie je potom $W_s = \frac{w_s}{\eta_e \eta_\theta} = \frac{0,228}{0,75 * 0,88} = 0,345\text{ kWh kg}^{-1}$ (6.3.1.1).

Skutečná spotřeba energie ze sítě (neboli potřebný příkon zdroje pro indukční ohřev) je potom

$$W_s^* = \frac{W_s}{\eta_g} = \frac{0,345}{0,9} = 0,384\text{ kWh kg}^{-1} \quad (6.3.1.2), \text{ při uvažování účinnosti napájecího zdroje}$$

$$\eta_g = 0,9.$$

Rozměry indukční cívky určíme z potřebného výkonu (viz výše), doby potřebné k ohřevu (viz odst. 5.2) a hmotnosti ohřívané oceli. Za jednu hodinu ohřeje indukční prohřívací zařízení $G = \frac{P_g}{W_s^*} = \frac{20}{0,384} = 52,08\text{ kg hod}^{-1}$ (6.3.1.3) konstrukční oceli. Za dobu

$$t = 0,5\text{min} \text{ určenou výše ohřeje zařízení } G_t = \frac{G}{60} \times t = \frac{52,08}{60} \times 0,5 = 0,434\text{kg} \quad (6.3.1.4)$$

materiálu. Z výrazu pro výpočet hmotnosti válcového tělesa a při znalosti materiálových konstant a průměru vývalku je možné určit jeho délku

$$l_2 = \frac{G_t}{\pi(r_2)^2 \times s} = \frac{0,434}{\pi(0,01)^2 \times 7600} = 18,18\text{cm} \quad (6.3.1.5), \text{ kde } s = 7600\text{kg m}^{-3} \text{ je střední měrná}$$

hustota konstrukční oceli.

Z již známých rozměrů ohřívajícího vývalku $d_2 = 2r_2$ (6.3.1.6) a l_2 je nyní možné určit potřebné rozměry indukční cívky. Vnitřní průměr cívky $d_1 = 2r_1$ (6.3.1.7) má být jen o co nejméně větší než vnější průměr vývalku d_2 , aby se nezhoršovala elektrická vazba obvodů a tím i elektrická účinnost. Mezi cívkou a vsázkou však musí být umístěna keramická izolační vrstva tloušťky $t_i = 1 \div 2\text{cm}$, aby se nesnižovala tepelná účinnost. Vzhledem k teplotní roztažnosti materiálu a k omezené přesnosti výroby je nutné ještě počítat s vůlí mezi válcovým vývalkem a vnitřní keramickou vložkou $t_v = 0,5 \div 1\text{cm}$. Vnitřní průměr indukční

cívky můžeme poté určit jako $d_1 = d_2 + 2t_i + 2t_v = 2 + 2 \times 0,5 + 2 \times 0,3 = 3,6 \text{ cm}$ (6.3.1.8) pro $t_i = 0,5 \text{ cm}$ a $t_v = 0,3 \text{ cm}$. Běžně navrhované hodnoty t_i a t_v jsme záměrně poddimenzovali

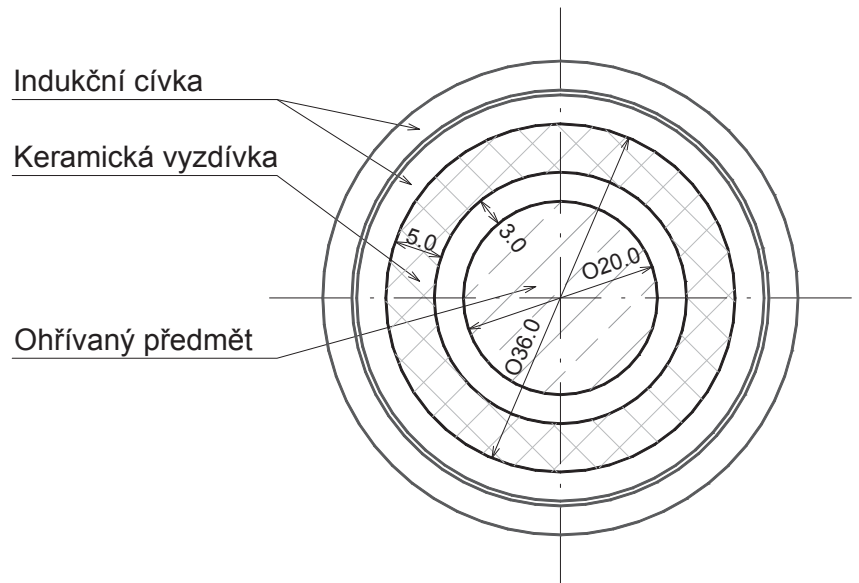
s ohledem na případný režim používání indukčního zařízení (nikoliv pro průmyslové, ale pro studijní využití a krátkodobě).

Délka cívky l_1 se volí podle výrazu

$$l_1 = l_2 + (2 \div 3) \frac{d_1 - d_2}{2}$$

(6.3.1.9), v našem případě zvolíme koeficient 2, tedy

$$l_1 = l_2 + 2 \times \frac{d_1 - d_2}{2} = 18,18 + 2 \times \frac{3,6 - 2}{2} = 19,78 \text{ cm} \quad (6.3.1.10).$$



Obr. 6.4

6.3.2 Určení odporů a indukčnosti

Pro výpočet odporů a indukčností obvodu využijeme znalost základních rozměrů určených v předchozím odstavci. Obě části sousého obvodu přepočteme na náhradní válce

nulové tloušťky s průměrem $d_c = d_1 + a_1$ (6.3.2.1), kde $a_1 = 503,3 \times \sqrt{\frac{\rho_1}{f_g \mu_{r1}}}$ (6.3.2.2) je

hloubka vniku pro měděnou indukční cívku, $\rho_1 = 2,0 \times 10^{-8} \Omega m$ je měrný odpor mědi pro $\theta_{Cu} = 50^\circ C$, $f_g = 8000 \text{ Hz}$ je frekvence indukčního ohřevu a $\mu_{r1} = 1$. Dosazením za a_1

dostaneme $a_1 = 503,3 \times \sqrt{\frac{\rho_1}{f_g \mu_{r1}}} = 503,3 \times \sqrt{\frac{2 \times 10^{-8}}{8000 \times 1}} = 7,96 \times 10^{-2} \text{ cm}$ (6.3.2.3) a následně

$$d_c = d_1 + a_1 = 3,6 + 0,0796 = 3,6796 \text{ cm} \quad (6.3.2.4).$$

Abychom mohli určit vlastní indukčnost cívky L_1 a její vlastní odpor R_1 , musíme nejprve stanovit koeficient α_1 z tabulky 2, str. 171 v [8].

$$\alpha_1 = f\left(\frac{d_c}{l_1}\right) = f\left(\frac{3,6796}{19,78}\right) = f(0,186) \cong f(0,18) = 0,927639 \quad (6.3.2.5).$$

Vlastní indukčnost cívky je
potom:

$$L_1 = \mu_0 \pi \left(\frac{d_c}{2} \right)^2 \times \frac{\alpha_1}{l_1} \times N_1^2 = 4\pi \times 10^{-7} \times \pi \times \left(\frac{0,036796}{2} \right)^2 \times \frac{0,927639}{0,1978} \times N_1^2 = 6,267 \times 10^{-9} \times N_1^2 H$$

(6.3.2.6) a dále vlastní odpor cívky je $R_1 = \rho_1 \frac{\pi d_c N_1^2}{a_1 \left(l_1 - \frac{U_g}{15000} \right)}$ (6.3.2.7). Délka cívky l_1 ve

jmenovateli je redukována o součet všech izolačních mezer mezi závity, což je při namáhání izolace napětím $15000 Vm^{-1}$ vyjádřeno druhým členem v závorce. Napětí U_g je maximální hodnota napětí zdroje a nyní jej určíme z předpokladu použití šestipulsního neřízeného usměrňovače (resp. řízeného s $\alpha_f = 0$), kondenzátoru v stejnosměrném meziobvodu a jednofázového střídače. Z obecných principů usměrňovačů a střídačů je zřejmé, že se na výstupu měniče může objevit maximální hodnota napětí zdroje U_g stejná, jako je maximální hodnota napětí ve stejnosměrném meziobvodu, tedy

$$U_g = U_c = U_{di0} = \frac{\sqrt{6} \times p \times U}{\pi} \times \sin \frac{\pi}{p} = \frac{\sqrt{6} \times 6 \times 230}{\pi} \times \sin \frac{\pi}{6} = 540V \quad (6.3.2.8).$$

Vlastní odpor cívky R_1 tedy lze určit jako

$$R_1 = \rho_1 \frac{\pi d_c N_1^2}{a_1 \left(l_1 - \frac{U_g}{15000} \right)} = 2,0 \times 10^{-8} \frac{\pi \times 0,036796 \times N_1^2}{7,96 \times 10^{-4} \times \left(0,1978 - \frac{540}{15000} \right)} = 1,795 \times 10^{-5} N_1^2 \Omega$$

(6.3.2.9).

Nyní určíme náhradní průměr vsázky, její vlastní indukčnost a vlastní odpor podle stejných vzorců jako pro indukční cívku. Odlišně se určuje náhradní průměr vsázky, pro jehož výpočet nejprve určíme hloubku vniku a_2 a posléze argument x_2 .

$$a_2 = 503,3 \times \sqrt{\frac{\rho_2}{f_g \mu_{r2}}} = 503,3 \times \sqrt{\frac{1,10 \times 10^{-6}}{8000 \times 1}} = 0,59 cm \quad (6.3.2.10),$$

kde $\rho_2 = 1,10 \times 10^{-6} \Omega m$ je střední měrný odpor konstrukční oceli, $f_g = 8000 Hz$ je frekvence indukčního ohřevu a $\mu_{r2} = 1$ je relativní permeabilita oceli, uvažujeme-li střední teplotu cca $635^\circ C$. Argument x_2

$$\text{se při znalosti } r_2 \text{ a } a_2 \text{ určí jako } x_2 = \sqrt{2} \times \frac{r_2}{a_2} = \sqrt{2} \times \frac{0,01}{0,0059} = 2,397 \cong 2,4 \quad (6.3.2.11).$$

Nyní můžeme z tabulky 1 na str. 169 v [8] určit hodnoty funkcí $P(x_2) = 0,45127$ a $Q(x_2) = 0,78078$. Z těchto hodnot vypočteme náhradní poloměr vsázky a poté obdobným způsobem jako u indukční cívky i její indukčnost a odpor. Tyto parametry nyní budou zahrnovat také vzájemné působení cívky a vsázky. Náhradní poloměr vsázky je určen

vzorcem
$$r_n = r_2 \times \sqrt{1 - \frac{2}{x_2} \times Q(x_2) \times Y(x_2)} \quad (6.3.2.12), \quad \text{kde}$$

$$Y(x_2) = \sqrt{1 + \left(\frac{2P(x_2)}{x_2 - 2Q(x_2)} \right)^2} = \sqrt{1 + \left(\frac{2 \times 0,45127}{2,4 - 2 \times 0,78078} \right)^2} = 1,469 \quad (6.3.2.13) \quad \text{a} \quad \text{dále}$$

$$r_n = 1 \times \sqrt{1 - \frac{2}{2,4} \times 0,78078 \times 1,469} = 0,868 \text{ cm} \quad (6.3.2.14). \quad \text{Nyní je opět nutné stanovit koeficient}$$

$$\alpha_2 \text{ z tabulky 2, str. 171 v [8]. } \alpha_2 = f\left(\frac{2r_n}{l_2}\right) = f\left(\frac{1,736}{18,18}\right) = f(0,0955) \cong f(0,1) = 0,958807$$

(6.3.2.14). Indukčnost vsázky L_n se určí jako

$$L_n = \mu_0 \pi r_n^2 \times \frac{\alpha_2}{l_2} \times N_2^2 = 4\pi \times 10^{-7} \times \pi \times (8,68 \times 10^{-3})^2 \times \frac{0,958807}{0,1818} \times N_2^2 = 1,569 \times 10^{-9} H$$

(6.3.2.15), $N_2^2 = 1$, protože vsázka tvoří jeden závit nakrátko. Reaktance vsázky je dána

$$\text{vztahem } X_{L_n} = \omega L_n = 2\pi f_g L_n = 2\pi \times 8000 \times 1,569 \times 10^{-9} = 7,885 \times 10^{-5} \Omega \quad (6.3.2.16). \quad \text{Odpor}$$

vsázky R_n je určen vztahem

$$R_n = \rho_2 2\pi x_2 P(x_2) \frac{Y^2(x_2)}{l_2} = 1,10 \times 10^{-6} \times 2\pi \times 2,397 \times 0,45127 \times \frac{1,469^2}{0,1818} = 8,874 \times 10^{-5} \Omega$$

(6.3.2.17). Jakost obvodu náhradního válce se vypočítá $Q_n = \frac{\omega L_n}{R_n} = \frac{7,885 \times 10^{-5}}{8,874 \times 10^{-5}} = 0,889$

(6.3.2.18).

Podle vypočítaného potřebného počtu závitů indukční cívky v následujícím odstavci můžeme určit indukčnost a odpor cívky nezávislé na parametru N_1^2 . Vlastní indukčnost

$$L_1 = 6,267 \times 10^{-9} \times N_1^2 = 6,267 \times 10^{-9} \times 533^2 = 1,78 \times 10^{-3} H \quad (6.3.2.19) \quad \text{a} \quad \text{odpor}$$

$$R_1 = 1,795 \times 10^{-5} N_1^2 = 1,795 \times 10^{-5} \times 533^2 = 5,0994 \Omega \quad (6.3.2.20).$$

6.3.3 Určení potřebného počtu závitů indukční cívky

Převodní poměr p pro převod parametrů ze vsázky na cívkovou stranu se určí jako

$$p = \frac{F}{Y(x_2)\alpha_2} N_1 \quad (6.3.3.1). \quad \text{Funkci } F \text{ určíme ze znalosti rozměrů cívky, vsázky a náhradních}$$

válců jako
$$F\left(\frac{d_c}{l_1}; \frac{d_v}{l_2}; \frac{l_1}{l_2}\right) = F\left(\frac{3,6796}{19,78}; \frac{1,41}{18,18}; \frac{19,78}{18,18}\right) = F(0,186; 0,0955; 1,088) = 0,8821$$

(6.3.3.2) dle vzorce 33.20 str. 111 v [8], $d_v = 2r_n$. Převodní poměr p je nyní

$$p = \frac{F}{Y(x_2)\alpha_2} N_1 = \frac{0,8821}{1,469 \times 0,958807} N_1 = 0,6263 \times N_1 \quad (6.3.3.3) \quad \text{a} \quad \text{dále}$$

$$p^2 = 0,6263^2 \times N_1^2 = 0,3922 \times N_1^2 \quad (6.3.3.4).$$

Nyní můžeme určit konstanty k_1 a k_2 , na základě jejich znalosti lze později určit reaktanci a odpor náhradního obvodu vsázka – indukční cívka. Konstanta k_1 se určí podle vzorce

$$k_1 = \omega\pi\mu_0 \left(\frac{d_c}{2}\right)^2 \times \frac{\alpha_1}{l_1} - \left(\frac{F}{Y(x_2)\alpha_2}\right)^2 \times \omega L_n = 2\pi \times 8000 \times \pi \times 4\pi \times 10^{-7} \left(\frac{0,036796}{2}\right)^2 \times \frac{0,927639}{0,1978} - \left(\frac{0,8821}{1,469 \times 0,958807}\right)^2 \times 7,885 \times 10^{-5} = 2,841 \times 10^{-4} \quad (6.3.3.5)$$

Konstanta k_2 se určí podle vzorce

$$k_2 = \frac{\rho_1 \pi d_c}{a_1 \left(l_1 - \frac{U_g}{15000}\right)} + \left(\frac{F}{Y(x_2)\alpha_2}\right)^2 \times R_n = \frac{2,0 \times 10^{-8} \times \pi \times 0,036796}{7,96 \times 10^{-4} \left(0,1978 - \frac{540}{15000}\right)} + \left(\frac{0,8821}{1,469 \times 0,958807}\right)^2 \times$$

$$\times 8,874 \times 10^{-5} = 1,7951 \times 10^{-5} + 3,4806 \times 10^{-5} = 5,2757 \times 10^{-5} \quad (6.3.3.6)$$

Součet kvadrátů konstant je $k_1^2 + k_2^2 = (2,841 \times 10^{-4})^2 + (5,2757 \times 10^{-5})^2 = 8,3496 \times 10^{-8}$ (6.3.3.7).

Hledaný počet závitů indukční cívky N_1 lze určit z podmínky, že do vyladěného obvodu zátěže je nutné přivádět plný výkon zdroje. Lze odvodit rovnice, že náhradní odpor R_I reprezentující odpor cívky a vývalku se vypočítá jako $R_I = R_1 + p^2 R_n$ (6.3.3.8). Dále platí, že při vyladěném rezonančním obvodu je potřebné, aby odpor R_I měl velikost

$$R_I = \frac{U_g^2}{0,97 \times P_g} = \frac{540^2}{0,97 \times 20000} = 15,031 \Omega \quad (6.3.3.9), \text{ kde koeficient } 0,97 \text{ respektuje odhadnuté}$$

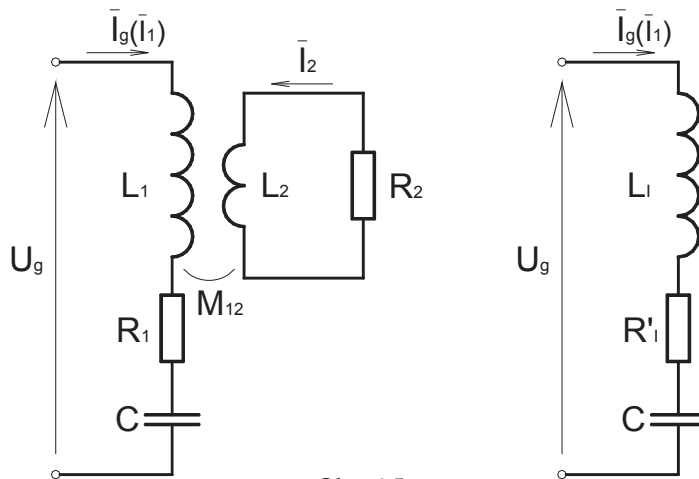
ztráty 3% výkonu zdroje, které bude mít oscilační kondenzátor. Dosazením do předchozí rovnice za R_1 a p dostaneme po úpravě výraz

$$N_1 = \sqrt{\frac{R_I'}{1,795 \times 10^{-5} + 0,3922 \times R_n}} = 533 \text{ závitů} \quad (6.3.3.10).$$

6.3.4 Převedení parametrů zátěže na cívkovou stranu

Převodní poměr p^2 je po dosazení počtu závitů

$$p^2 = 0,3922 \times N_1^2 = 0,3922 \times 533^2 = 111419,71 \quad (6.3.4.1).$$



Obr. 6.5

Nyní můžeme obvod

s parametry cívky a vsázky transfigurovat na obvod s náhradními parametry L_I a R_I , které zahrnují jak indukčnost a odpor cívky, tak i indukčnost a odpor vsázky a také respektují vzájemnou indukčnost mezi obvody.

$$R_I' = R_1 + p^2 R_n = 5,0994 + 111419,71 \times 8,874 \times 10^{-5} = 14,987 \Omega \quad (6.3.4.2) \quad a$$

$$R_I = \frac{R_I'}{0,97} = \frac{14,987}{0,97} = 15,45 \Omega \quad (6.3.4.3). \quad \text{Výsledná indukčnost}$$

$$L_I = L_1 - p^2 L_n = 1,78 \times 10^{-3} - 111419,71 \times 1,569 \times 10^{-9} = 1,605 \times 10^{-3} H \quad (6.3.4.4) \quad a \text{ reaktance indukční cívky je } X_{L_I} = \omega L_I = 2\pi f_g L_I = 2\pi \times 8000 \times 1,605 \times 10^{-3} = 80,68 \Omega \quad (6.3.4.5).$$

Elektrická účinnost pecního obvodu je

$$\eta_e = \frac{p^2 \times R_n}{R_I} = \frac{111419,71 \times 8,874 \times 10^{-5}}{15,45} = 0,6399 = 63,99\% \quad (6.3.4.6).$$

Pro ověření vypočítaných parametrů můžeme použít vzorce $R_I' = k_2 N_1^2$ (6.3.4.7) a

$$X_{L_I} = \omega L_I = k_1 N_1^2 \Rightarrow L_I = \frac{k_1 N_1^2}{2\pi f_g} \quad (6.3.4.8), \text{ které po dosazení dají hodnoty odporu a}$$

$$\text{indukčnosti } R_I' = 5,2757 \times 10^{-5} \times 533^2 = 14,988 \Omega \quad (6.3.4.9) \quad a$$

$$X_{L_I} = \frac{2,841 \times 10^{-4} \times 533^2}{2\pi \times 8000} = 1,606 \times 10^{-3} \quad (6.3.4.10), \text{ které odpovídají námi vypočteným}$$

hodnotám výše.

6.3.5 Určení parametrů rezonančního kondenzátoru

Kapacita C potřebná pro vyladění obvodu do stavu rezonance se určí z požadavku na rovnost reaktancí sériového rezonančního obvodu, tedy

$$X_{Ll} = X_{Cl} \Rightarrow 2\pi f L_l = \frac{1}{2\pi f_g C} \Rightarrow C = \frac{1}{4\pi^2 f_g^2 L_l} = \frac{1}{4\pi^2 \times 8000^2 \times 1,605 \times 10^{-3}} = 2,466 \times 10^{-7} F$$

(6.3.5.1).

$$\text{Jakost oscilačního obvodu je } Q_l = \frac{\omega L_l}{R_l} = \frac{2\pi f_g L_l}{R_l} = \frac{2\pi \times 8000 \times 1,605 \times 10^{-3}}{15,45} = 5,22 \quad (6.3.5.2).$$

Ztráty ve vodičích odhadněme na 30% ztrát v dielektriku.

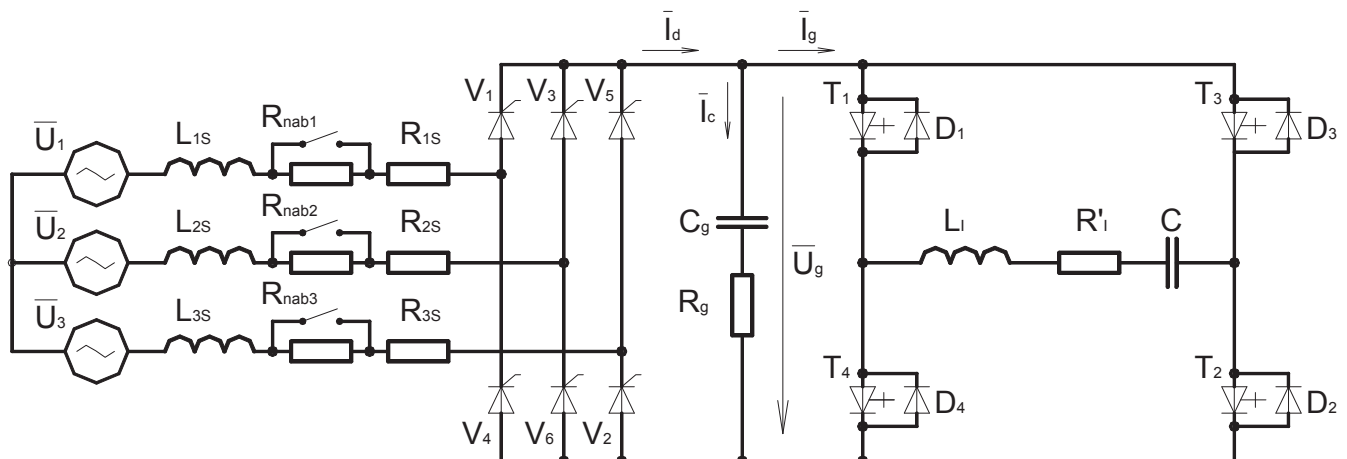
$$R_c = 1,30 \times R_k = 1,30 \times \frac{tg \delta}{\omega C} = 1,30 \times \frac{3,5 \times 10^{-3}}{2\pi \times 8000 \times 2,466 \times 10^{-7}} = 367,1 \times 10^{-3} \Omega \quad (6.3.5.3), \text{ kde}$$

$tg \delta = 3,5 \times 10^{-3}$ je typická hodnota ztrátového úhlu dielektrika kondenzátorů. Nyní můžeme ověřit velikost ztráty na odporu R_c jako $P_{cov} = R_c I_g^2 = 367,1 \times 10^{-3} \times 37,04^2 = 503,65W$ (6.3.5.4). Námi předpokládané ztráty 3% P_g byly 600W, výsledek je možné akceptovat.

6.4 Návrh topologie a parametrů měniče pro indukční ohřev

V předchozích odstavcích byl proveden elektrický výpočet indukční ohříváčky a také byly uvedeny základní principy a topologie jednotlivých částí zdroje. V naší aplikaci indukčního prohřívacího zařízení s výstupní frekvencí 8kHz a výkonem 20kW zvolíme jako základní topologii obvodu měniče řízený šestipulzní tyristorový usměrňovač s kondenzátorem ve stejnosměrném meziobvodu jako napěťový zdroj a jednofázový výstupní střídač s IGBT tranzistory a zpětnými diodami. Zátěž je navržena z předchozích odstavců jako sériová rezonanční.

Ze zvolené topologie měniče vyplývá silové schéma pro regulaci, která bude řešena v usměrňovačové části, případně jako ukázka rozladování. Schéma obvodu ukazuje následující obrázek. Ve schématu neznáme ještě parametry kondenzátoru ve stejnosměrném meziobvodu a hodnoty nabíjecích odporů usměrňovače. Velikost indukčnosti a odporu sítě odhadněme $L_{1s} = L_{2s} = L_{3s} = 1mH$ (6.4.1) a $R_{1s} = R_{2s} = R_{3s} = 0,3\Omega$ (6.4.2). Napájecí



Obr. 6.6

soustavu uvažujeme 400/230V, 50Hz, TN-C(S), souměrnou, vyváženou a s konstantní hodnotou napětí (nezkreslenou). Nabíjecí odpor použijeme o velikosti $R_{nab} = 2\Omega$.

6.4.1 Určení hodnot vyhlazovacího kondenzátoru

Pro určení napěťové odolnosti vyhlazovacího kondenzátoru postačíme s úvahou, že maximální výstupní napětí usměrňovače je určeno rovnicí (4.3.1.1), a dále že dostačující rezerva pro případné napěťové překmity je 30%, tedy $U_{C_{max}} = U_{di0} \times 1,3 = 540 \times 1,3 \cong 700V$ (6.4.1.1).

Pro určení kapacity vyhlazovacího kondenzátoru uvažujeme ustálený stav, při kterém je napětí v meziobvodu zvlněno vlivem spínání součástek usměrňovače z jedné strany a dále spínáním střídače ze strany druhé. Pro oba stavy určíme potřebnou kapacitu a pro krajní možnost, kdy by se zvlnění napětí sečetla, tyto kapacity také sečteme. Tím bychom měli mít zajištěné dostatečné vyhlazení napětí v meziobvodu. Požadovanou maximální hodnotu zvlnění zvolme 1%, tedy $dU_g = 0,01 \times U_{di0} = 0,01 \times 540 = 5,4V$ (6.4.1.2). Dále

$$\text{předpokládejme } I_d = I_{gstř} = \frac{P_g}{U_g} = \frac{20000}{540} = 37,037A \quad (6.4.1.3).$$

Zvlnění napětí na vyhlazovacím kondenzátoru můžeme vypočítat ze vztahu pro napěťové množství $dU_g = \frac{Q_{C_g}}{C_g} \Rightarrow C_g = \frac{Q_{C_g}}{dU_g}$ (6.4.1.4). Napěťové množství lze určit jako

$$Q_{C_{g1}} = \int_{t1}^{t2} i_g dt = \frac{I_d}{2pf_s} = \frac{37,037}{2 \times 6 \times 50} = 61,73 \times 10^{-3} Vs \quad (6.4.1.5). \text{ Pro velikost kondenzátoru}$$

$$\text{z hlediska usměrňovače pak vychází } C_{g1} = \frac{Q_{C_{g1}}}{dU_g} = \frac{61,73 \times 10^{-3}}{5,4} = 11,43 \times 10^{-3} F \quad (6.4.1.6).$$

Požadovaná velikost vyhlazovacího kondenzátoru ze strany usměrňovače bude s ohledem na síťovou frekvenci této části měniče zřejmě rozhodující.

Pro určení velikosti kondenzátoru z hlediska střídače určíme střední hodnotu odebíraného proudu $I_{gstř} = 37,037A$. Z ní určíme obdobným způsobem jako výše napěťové

$$\text{množství } Q_{C_{g2}} = \frac{I_{gstř}}{2f} = \frac{37,037}{2 \times 8000} = 2,31 \times 10^{-3} Vs \quad (6.4.1.7) \text{ a požadovaná velikost}$$

$$\text{vyhlazovacího kondenzátoru z pohledu střídače je } C_{g2} = \frac{Q_{C_{g2}}}{dU_g} = \frac{2,31 \times 10^{-3}}{5,4} = 0,429 \times 10^{-3} F$$

(6.4.1.8). Jak bylo výše předpokládáno, rozhodující vliv na požadovanou velikost vyhlazovacího kondenzátoru má usměrňovač pracující s frekvencí sítě $f_s = 50Hz$.

Požadovaná velikost vyhlazovacího kondenzátoru bude
 $C_g = C_{g1} + C_{g2} = 11,43 \times 10^{-3} + 0,429 \times 10^{-3} \cong 12mF$ (6.4.1.9).

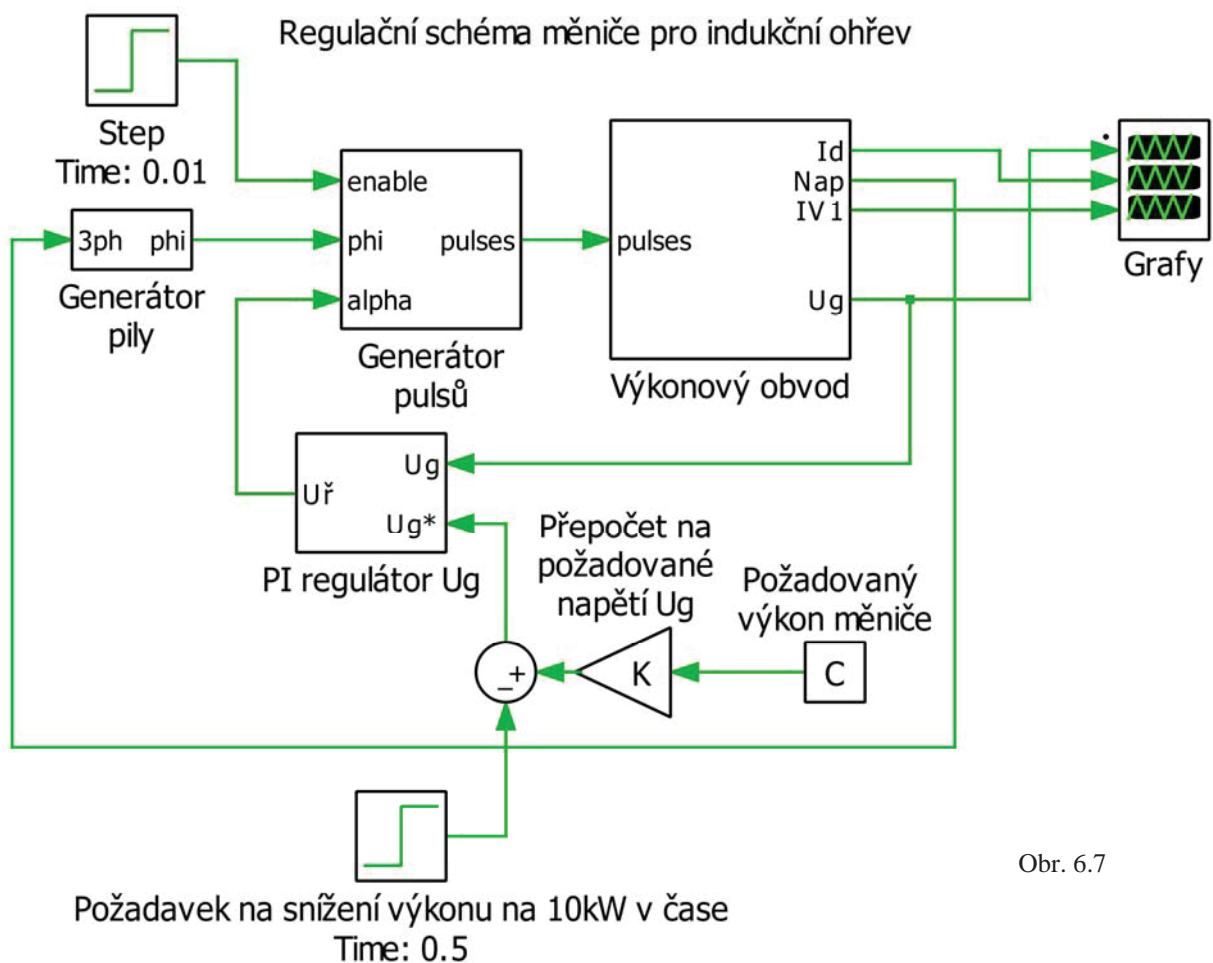
Určení odporu R_g provedeme obdobně jako určení odporu rezonančního kondenzátoru v obvodu zátěže, tedy s uvažováním ztrát ve vodičích 30% ze ztrát v dielektriku -

$$R_g = 1,30 \times \frac{tg \delta}{2p\omega C_g} = 1,30 \times \frac{3,5 \times 10^{-3}}{2\pi \times 2 \times 6 \times 12 \times 10^{-3}} = 3,87 \times 10^{-3} \Omega \quad (6.4.1.10), \quad \text{kde}$$

$tg \delta = 3,5 \times 10^{-3}$ je typická hodnota ztrátového úhlu dielektrika kondenzátorů.

6.4.2 Návrh regulačního obvodu

Regulační struktura pro řízení velikosti napětí ve stejnosměrném meziobvodu, a tedy vlastně řízení výkonu celého měniče bude vypadat dle obrázku 6.7. Na něm je vidět výkonový obvod, jehož schéma je ukázáno na obrázku 6.6 a v kapitole 7. Z výkonového obvodu je převzat signál napětí napájecího zdroje ozn. „Nap“ pro synchronizaci generátoru pilového napětí. Dále z výkonového obvodu odečítáme velikost napětí ve stejnosměrném meziobvodu ozn. U_g , které je vstupní veličinou pro PI regulátor tohoto napětí. Jako požadovaná veličina je výkon měniče v [kW], který je koeficientem přepočítaný na požadované napětí



Obr. 6.7

v meziobvodu. Požadovaná veličina je v čase 0,5s snížena na polovinu, aby byl v simulacích ukázán tento přechodový děj. Nastavení PI regulátoru bylo provedeno v simulaci s $K_r = 0,1$ a $\tau_r = 0,1s$. Generátor pulsů vytváří dvojité spínací impulsy pro tyristory podle výstupu PI regulátoru – řídicího napětí.

Regulační struktura na obrázku 6.7 a simulace v kapitole 7 byly provedeny v programu PLECS firmy Plexim.

6.4.3 Volba typových součástek tyristorového usměrňovače

Při volbě vhodných polovodičových součástek je nutné vyjít z nejnejpříznivějšího provozního stavu. U usměrňovače je to při úhlu řízení tyristorů $\alpha_f = 0$. To znamená, že po celou dobu přiloženého kladného napětí na tyristory jsou tyto otevřené a protéká jimi proud. V případě nejnejpříznivějšího stavu uvažujeme maximální proud

$$I_{d\max} = \frac{P_g}{U_g} = \frac{20000}{540} = 37,037A \quad (6.4.3.1).$$

Doba, po kterou součástkami uvažovaný maximální proud teče, je jedna třetina periody síťového kmitočtu $f_s = 50Hz$, tedy 6,67ms a doba jejich chladnutí 13,33ms. Střední a efektivní hodnota maximálního proudu jednou součástkou jsou:

$$I_{T(AV)} = \frac{I_{d\max}}{3} = \frac{37,037}{3} = 12,35A \quad (6.4.3.2) \quad \text{a} \quad I_{T(ef)} = \frac{I_{d\max}}{\sqrt{3}} = \frac{37,037}{\sqrt{3}} = 21,38A \quad (6.4.3.3)$$

Proudové dimenzování součástek provedeme podle střední hodnoty průchozího proudu. Vypočítanou velikost střední hodnoty zvětšíme o bezpečnostní rezervu 30%, tedy $I_{T(AV)M} = 1,3 \times I_{T(AV)} = 1,3 \times 12,35 = 16,05A$ (6.4.3.4).

Napěťové dimenzování součástek provedeme podle velikosti napájecího napětí. Amplitudu síťového napětí určíme $U_M = \sqrt{2} \times U = \sqrt{2} \times 230 = 325,27V$ (6.4.3.5).

Hodnotu maximálního opakovatelného špičkového propustného napětí U_{DRM} a závěrného napětí U_{RRM} určíme jako 1,5-2,5 násobek hodnoty U_M , tedy $U_{DRM} = (1,5 \div 2,5) \times U_M = (1,5 \div 2,5) \times 400 = 600 \div 1000V$ (6.4.3.6)

Nyní můžeme vybrat tyristor s proudovými a napěťovými parametry odpovídajícími výpočtům výše. Pro požadované hodnoty proudu $I_{T(AV)M}$ a napětí U_{DRM} lze vybrat například tyristorový modul SEMIPACK 1 SKKT 20/12E od firmy Semikron se základními technickými parametry:

$$U_{DRM} = 1200V$$

$$I_{T(AV)M} = 20A$$

$$U_{TO} = 1V$$

$$R_{VT} = 16m\Omega$$

$$T_{J(AV)} = 125^\circ C$$

$$R_{THJC} = 1,3K/W$$

Katalogový list tyristorového modulu je uveden v příloze této práce.

Pro zvolené polovodičové součástky nyní musíme vypočítat hodnoty potřebné pro vybrání vhodného chladiče. Nejprve vypočítáme ztrátový výkon součástek. Tyristory v můstku jsou komutovány sítí při kmitočtu 50Hz, proto lze uvažovat jen ztráty propustným proudem a spínací ztráty je možné zanedbat.

Ztrátový výkon propustným proudem pro tyristory bude:

$$P_{TOT(AV)} = U_{TO} \times I_{T(AV)} + R_{VT} \times I_{T(ef)}^2 = 1 \times 12,35 + 16 \times 10^{-3} \times 21,38^2 = 19,66W$$

(6.4.3.7)

Maximální teplota pouzdra pro tyristory bude
 $T_{C(AV)} = T_{J(AV)} - P_{TOT(AV)} \times R_{THJC} = 125 - 1,3 \times 19,66 = 99,44^\circ C$ (6.4.3.8)

Dále vypočteme velikost maximálního tepelného odporu chladiče včetně odporu cesty pouzdro – chladič. Tento celkový odpor označíme R_{THCHL} a vypočteme jej následovně

$$T_{C(AV)} - T_A = P_{TOT(AV)} \times R_{THCHL} \Rightarrow R_{THCHL} \leq \frac{(T_{C(AV)} - T_A)}{6 \times P_{TOT(AV)}} = \frac{99,44 - 40}{6 \times 19,66} = 0,5K/W$$

(6.4.3.9).

Na základě vypočítaného maximálního tepelného odporu $R_{THCHL} = R_{THCR} + R_{THRA}$ (6.4.3.10), kde $R_{THCR} = 0,006K/W$ při použití kontaktní vazelíny. Požadovaný maximální tepelný odpor chladiče R_{THRA} tedy je $R_{THRA} \leq 0,5 - 0,006 = 0,494K/W$ (6.4.3.11). Tuto hodnotu splňuje například chladič P3/180 od firmy Semikron.

Tepelný odpor zvoleného chladiče je $R_{THRA} = 0,39K/W$ a hmotnost chladiče je $m_R = 3,1kg$. Při uvažování měrné tepelné kapacity hliníku $c_{Al} = 896JK^{-1}kg^{-1}$ je možné určit tepelnou kapacitu chladiče jako $C_R = m_R \times c_{Al} = 3,1 \times 896 = 2777,6J/K$ (6.4.3.12). Z tepelného odporu a kapacity chladiče je možné určit tepelnou konstantu chladiče jako $\tau_R = R_{THRA} \times C_R = 0,39 \times 2777,6 = 1083s$ (6.4.3.13). Z časové konstanty chladiče je vidět, že přechodový tepelný děj bude trvat řádově tisíce sekund (respektive desítky minut).

Nyní ověříme podle parametrů zvoleného chladiče teplotu čipu a pouzder tyristorů a samotného chladiče. Teplota čipu tyristorů bude

$$T_{J(AV)} = P_{TOT(AV)} \times R_{THJC} + 6 \times P_{TOT(AV)} \times R_{THCHL} + T_A = 19,66 \times 1,3 + 6 \times 19,66 \times 0,396 + 40 = 112,3^\circ C$$

(6.4.3.14), teplota pouzder tyristorů bude

$$T_{C(AV)} = 6 \times P_{TOT(AV)} \times R_{THCHL} + T_A = 6 \times 19,66 \times 0,396 + 40 = 86,7^\circ C$$

(6.4.3.15) a teplota chladiče

$$\text{bude } T_{J(AV)} = 6 \times P_{TOT(AV)} \times R_{THRA} + T_A = 6 \times 19,66 \times 0,39 + 40 = 86^\circ C$$

(6.4.3.16). Uvedené teploty vyhovují.

Pro provedení simulace dynamických stavů měniče sestavíme zjednodušené náhradní tepelné schéma. To bude složeno z tepelného schématu součástky, pouzdra, chladiče a okolí.

Náhradní tepelné schéma součástky vytvoříme z katalogových hodnot tepelných odporů a kapacit určených z tranzientní tepelné charakteristiky. Tabulka odporů a časových konstant pro tyristory je uvedena níže, ve třetím řádku je dopočítaná tepelná kapacita pro

$$\text{jednotlivé body charakteristiky podle výrazu } C_{ji} = \frac{\tau_{ji}}{R_{ji}} \quad (6.4.3.17)$$

	1	2	3	4
R _{thjci} [K/W]	0,1	0,3	0,6	0,9
τ _i [s]	0,0045	0,03	0,2	0,6
C _{ji} [J/K]	0,045	0,1	0,33	0,667

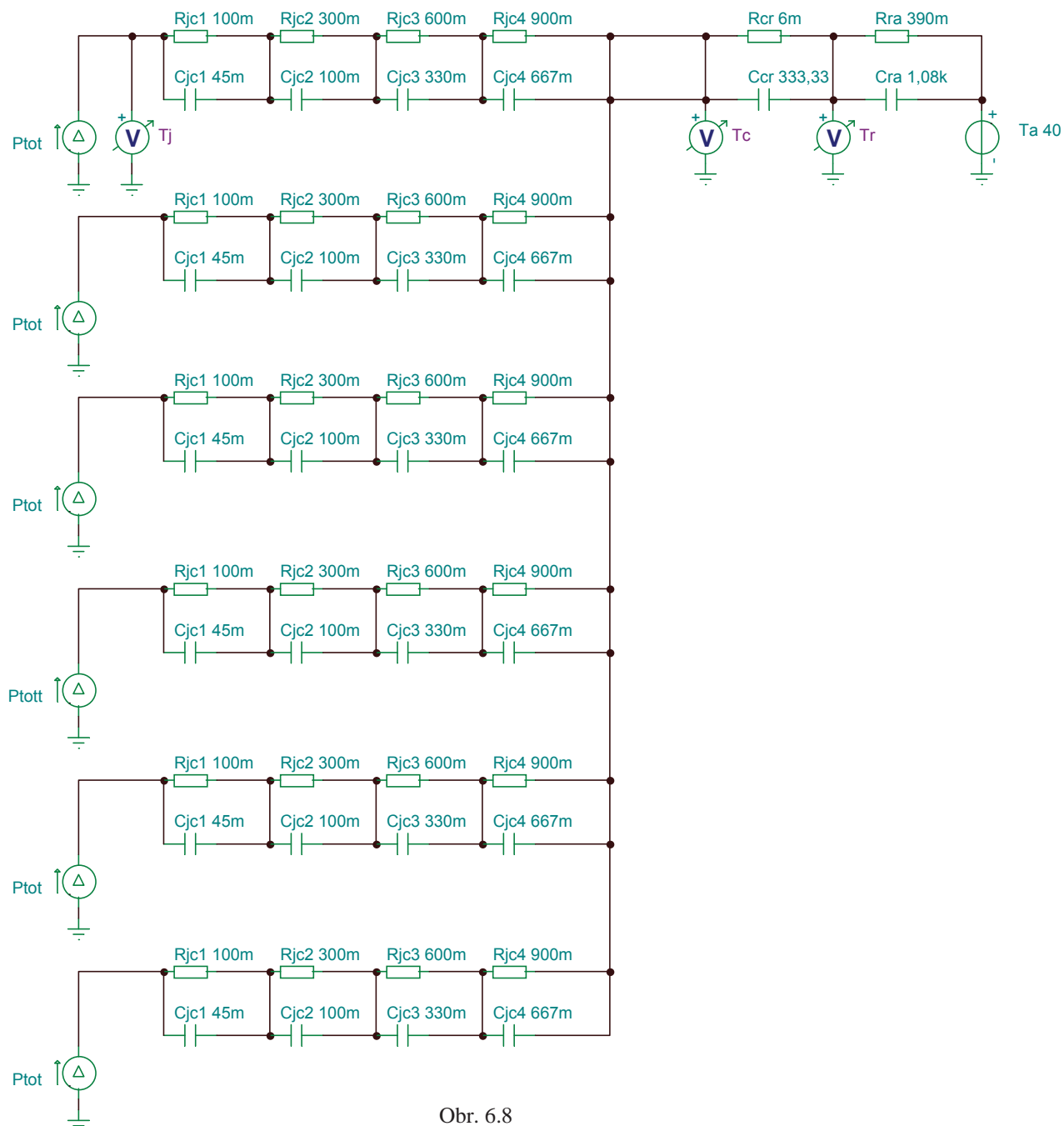
Tab. 6.1

Další parametr, který musíme do simulace vypočítat, je tepelná kapacita pouzdra součástek. Tu vypočteme na základě znalosti tepelného odporu přechodu čip – pouzdro a dále z odhadu časové oteplovací konstanty $\tau_c = 2s$.

$$\text{Pro pouzdra tyristorů vychází tepelná kapacita } C_c = \frac{\tau_c}{R_{THCR}} = \frac{2}{0,006} = 333,33 J / K$$

(6.4.3.18).

Simulace byla provedena v programu Tina, náhradní schéma pro výpočet ukazuje obrázek 6.8.

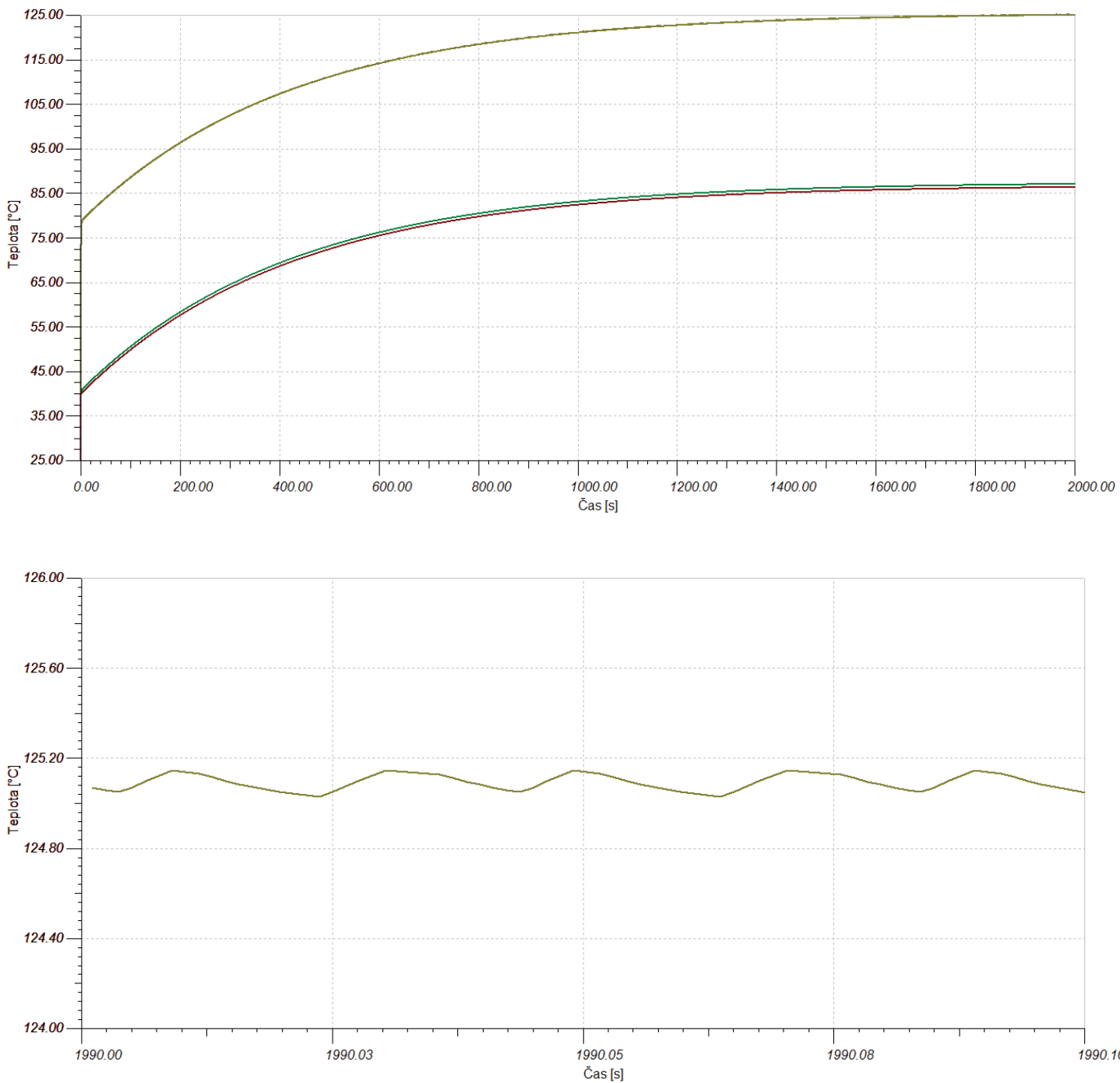


Obr. 6.8

Výsledky simulace ukazuje obrázek 6.9 a 6.10. Na obrázku 6.9 jsou vidět průběhy teploty čipu (nejvýše položená křivka), pouzdra součástek (křivka uprostřed) a chladiče (nejníže položená křivka). Ustálená teplota čipu tyristorů je podle simulace 125°C , což je cca o 13°C více, než byla vypočítaná teplota. Jedná se pravděpodobně o nepřesnost v zadání tranzientní tepelné impedance, protože simulace v programu Semisel firmy Semikron potvrzuje vypočítané hodnoty (výsledky simulace viz přílohy).

Na obrázku 6.10 je vidět ustálená periodicky se měnící teplota čipu vlivem průchodu

proudu pouze třetinu doby periody.



Obr. 6.10

6.4.4 Volba typových součástek napět'ového střídače

Při volbě vhodných polovodičových součástek pro napět'ový střídač se jedná s ohledem na zvolenou variantu o relativně jednoduchý postup značně podobný postupu volby tyristorů usměřňovače. U střídače pracujícího se spínací frekvencí $f_g = 8000\text{Hz}$ by se při výpočtu totálního ztrátového výkonu měly uvažovat navíc kromě ztrát způsobených propustným proudem také ztráty spínací. V námi zvolené aplikaci se však bude v případě

vyladěného obvodu zátěže jednat o omezenou velikost přídavného ztrátového výkonu, na druhou stranu by se ztráty měly uvažovat pro případ spínání nad nebo pod rezonanční frekvencí. Maximální proud uvažujeme opět dle rovnice (6.4.3.1).

Doba, po kterou součástkami uvažovaný maximální proud teče, je jedna polovina periody spínání $f_g = 8000\text{Hz}$, tedy $62,5\mu\text{s}$ a doba jejich chladnutí také $62,5\mu\text{s}$. Střední a efektivní hodnota maximálního proudu jednou součástí jsou:

$$I_{T(AV)} = \frac{I_{d\max}}{2} = \frac{37,037}{2} = 18,52\text{A} \quad (6.4.4.1) \quad \text{a} \quad I_{T(ef)} = \frac{I_{d\max}}{\sqrt{2}} = \frac{37,037}{\sqrt{2}} = 26,19\text{A} \quad (6.4.4.2)$$

Proudové dimenzování a volbu chladiče provedeme pomocí programu Semisel firmy Semikron. Proudové dimenzování je provedeno s uvažováním R-L zátěže, z čehož vyplývá jistá míra předdimenzování, protože v námi uvažované aplikaci budou značně nižší spínací ztráty. Je proto možné, že nebude potřeba použít pro lepší odvod ztrátového tepla ventilátor a postačí použít například větší chladič P3/180 stejně jako pro usměrňovač.

Napětové dimenzování součástek provedeme podle velikosti spínaného napětí. Velikost napětí ve stejnosměrném meziobvodu je maximálně $U_{di0} = 540\text{V}$ (6.4.4.3), hodnotu maximálního opakovatelného špičkového blokovacího napětí U_{CES} určíme jako 1,5-2,5 násobek hodnoty U_{di0} , tedy $U_{CES} = (1,5 \div 2,5) \times U_{di0} = (1,5 \div 2,5) \times 540 = 810 \div 1350\text{V}$ (6.4.4.4)

Nyní můžeme vybrat IGBT tranzistory s proudovými a napětovými parametry odpovídajícími výpočtům a simulaci. Pro požadované hodnoty lze vybrat například IGBT modul SKM50GB12T4 od firmy Semikron se základními technickými parametry:

$$U_{CES} = 1200\text{V}$$

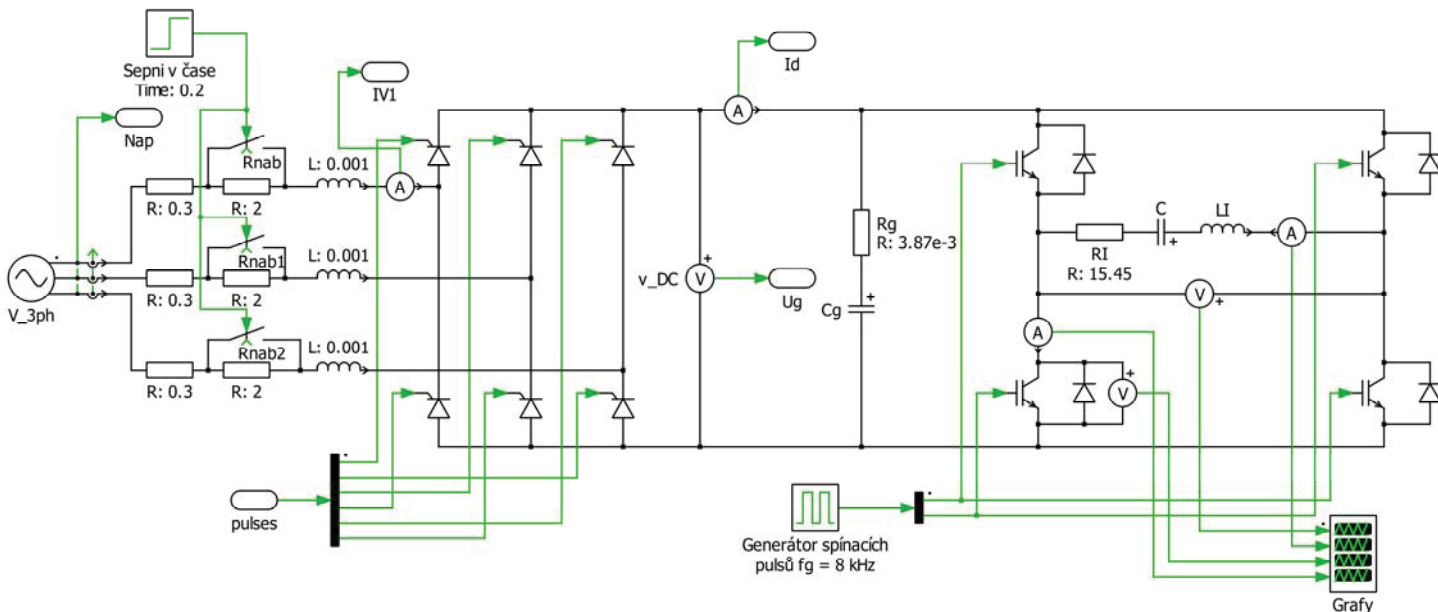
$$I_{Cnom} = 50\text{A}$$

Katalogový list tyristorového modulu je uveden v příloze této práce.

Pro zvolené polovodičové součástky byla provedena simulace v programu Semisel a bylo ověřeno, že chladič P2/120 s ventilátorem budou vhodné pro dostatečné odvedení ztrátového výkonu.

7 Počítačová simulace

Počítačová simulace ustálených stavů a vybraných přechodových jevů byla provedena v programu PLECS firmy Plexim na základě zvolené aplikace indukčního ohřevu a vypočítaných parametrů jednotlivých částí měniče. Bylo použito řídicího schématu uvedeného na obrázku 6.7, ve kterém je vidět výkonový obvod simulující činnost měniče. Schéma výkonového obvodu je ukázáno na obrázku 7.1.

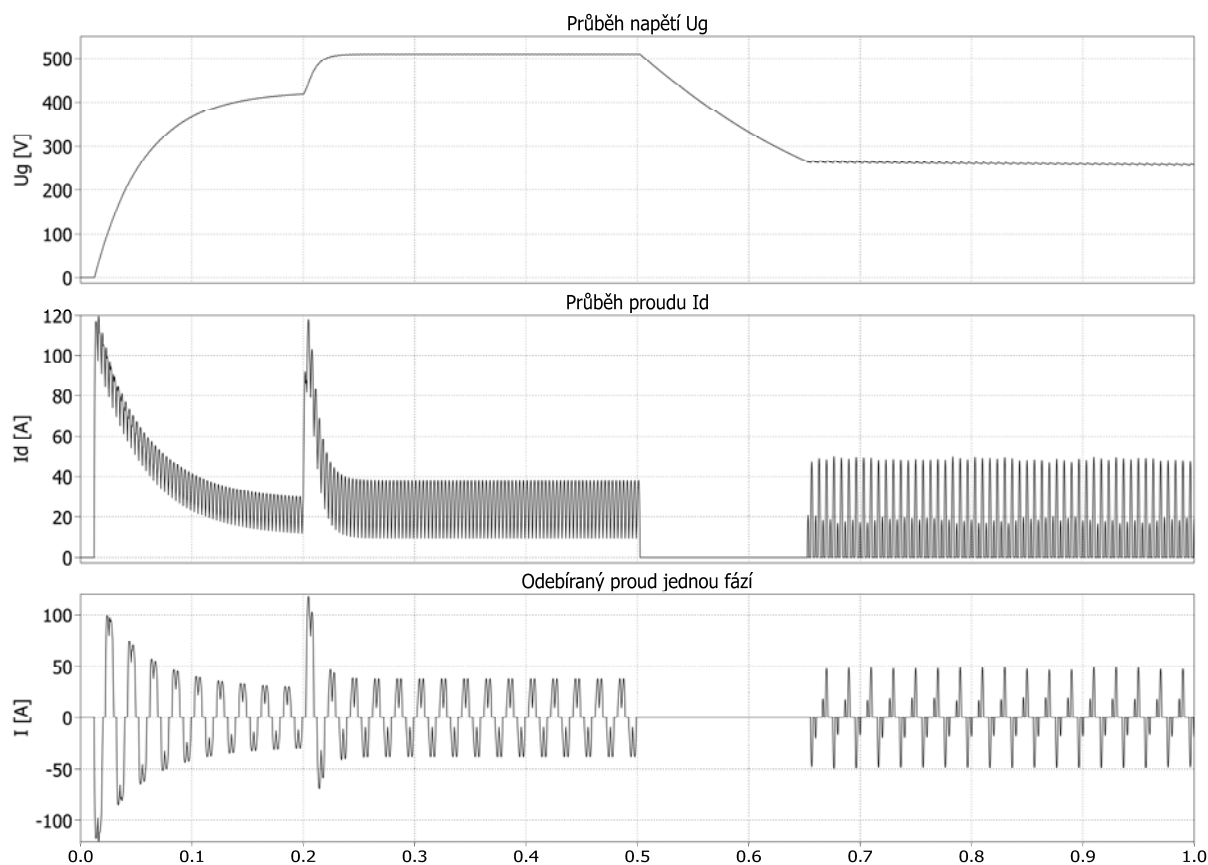


Obr. 7.1

Schéma zahrnuje vstupní část obsahující napájecí zdroj 3x400V AC, odpor a indukčnost sítě o velikostech dle rovnic (6.4.1) a (6.4.2) a nabíjecí odpory $R_{nab} = 2\Omega$. Velikost nabíjecích odporů byla volena při provádění simulace činnosti měniče s přihlédnutím na akceptovatelné velikosti překmitu proudu I_d . Zde je nutné podotknout, že nabití vyhlazovacího kondenzátoru v meziobvodu by bylo možné realizovat také vhodným řízením usměrňovače, kdy po spuštění měniče by byl požadavek na plné otevření tyristorů tlumen spouštěcí rampou. V tom případě by nárůst proudu I_d nebyl nepřijatelný a bylo by možné se obejít bez nabíjecích odporů.

Dále schéma zahrnuje šestipulsní tyristorový usměrňovač spínaný podle řídicího úhlu určeného PI regulátorem napětí ve stejnosměrném meziobvodu a vyhlazovací kondenzátor, podle jehož nabití je činnost měniče regulována.

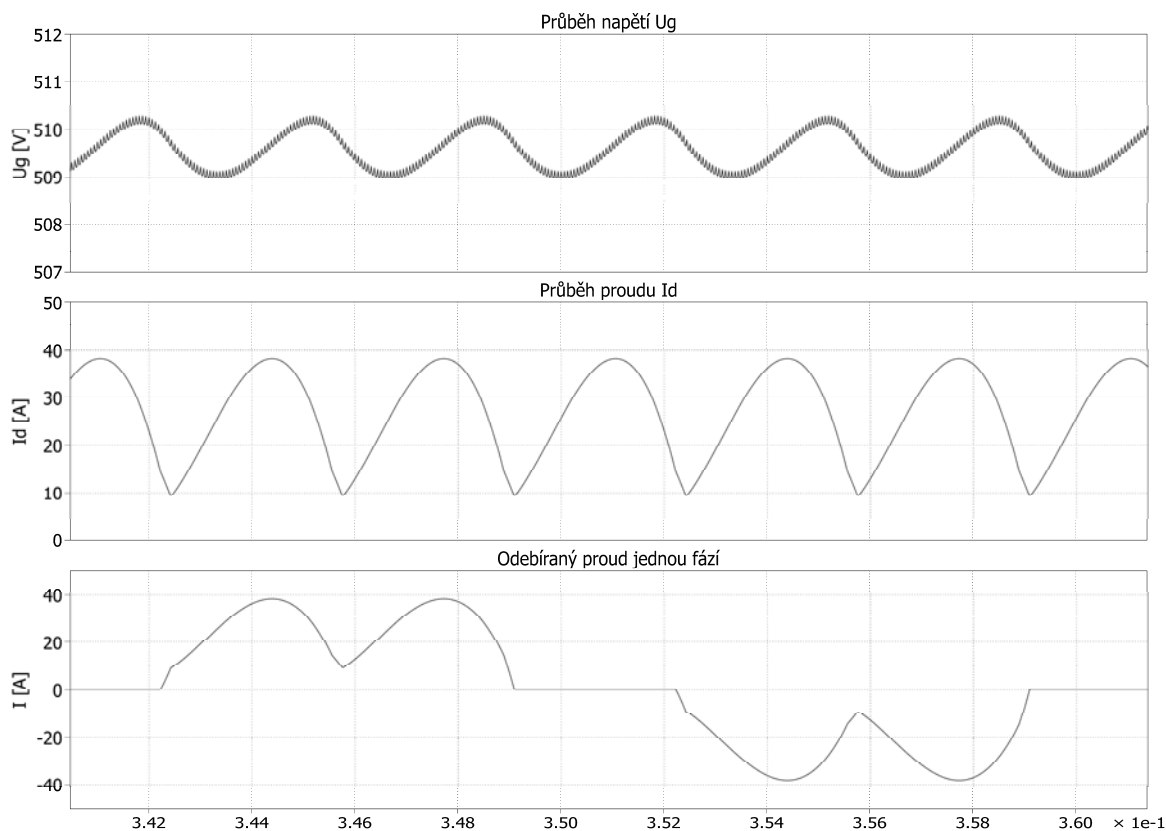
Na výstupu obsahuje schéma jednofázový střídač s IGBT tranzistory a zpětnými diodami se zátěží tvořenou náhradním obvodem dle obrázku 6.5.



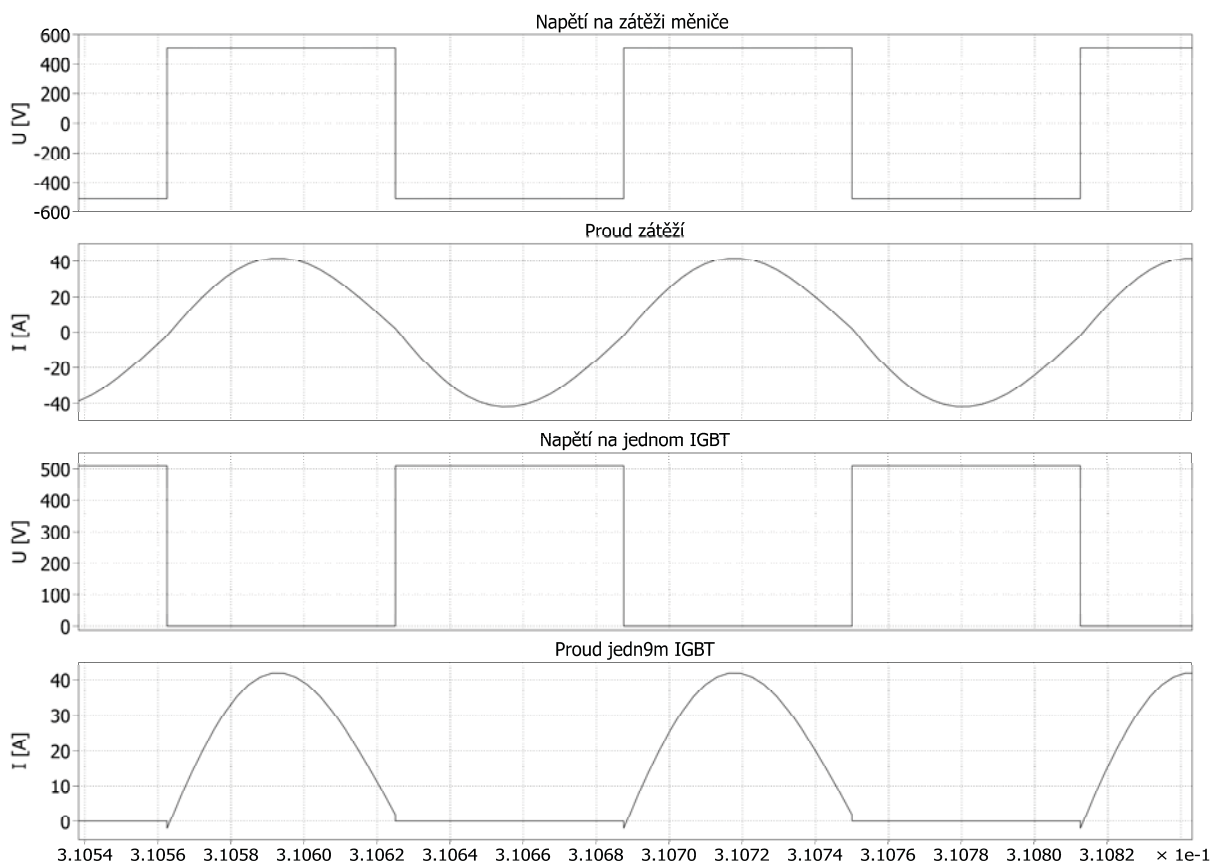
Obr. 7.2

Obrázek 7.2 ukazuje průběhy napětí na vyhlazovacím kondenzátoru, proud I_d a proud odebíraný ze sítě jednou fází. Z grafů je vidět přechodový děj nabití kondenzátoru v meziobvodu při plném výstupním zatížení měniče v čase do 0,2s s překmitem proudu $I_d < 120A$ po dobu maximálně jedné až dvou period, což je s ohledem na časové konstanty tepelného schématu na obrázku 6.8 přijatelné. Dále je vidět v čase 0,2s odpojení nabíjecích odporů kondenzátoru, což způsobí druhý proudový ráz o stejné amplitudě a kratším trvání. Poté následuje interval ustáleného průběhu napětí a proudů v čase od 0,2s do 0,5s, kde zobrazené hodnoty odpovídají vypočítaným a očekávaným. V čase 0,5s dojde ke snížení požadavku na výkon měniče z 20kW na 10kW, což se projeví zavřením tyristorů usměrňovače a dobou, kdy odebíraný výkon zátěží střídače během času cca 0,15s sníží napětí ve stejnosměrném meziobvodu. Ve chvíli, kdy napětí klesne přibližně na polovinu, začne opět pracovat PI regulátor a udržovat napětí na této úrovni, čímž je zajištěna regulace výstupního výkonu na požadovaných 10kW.

Obrázek 7.3 ukazuje detail ustálených průběhů napětí a proudů z grafu na obrázku 7.2 v čase 0,35s. Z uvedeného je dobře vidět zvlnění napětí na vyhlazovacím kondenzátoru ve stejnosměrném meziobvodu včetně superponovaného zvlnění od střídače s frekvencí 8kHz.



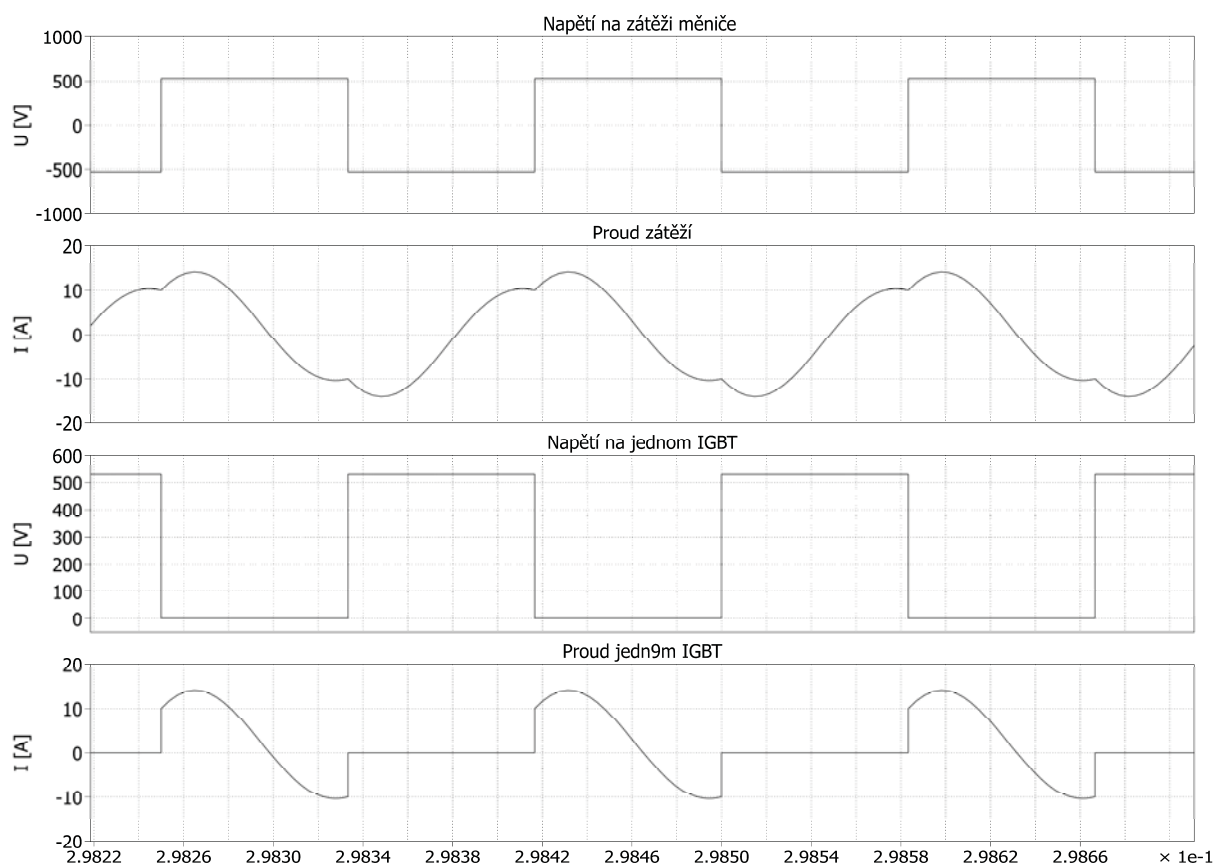
Obr. 7.3



Obr. 7.4

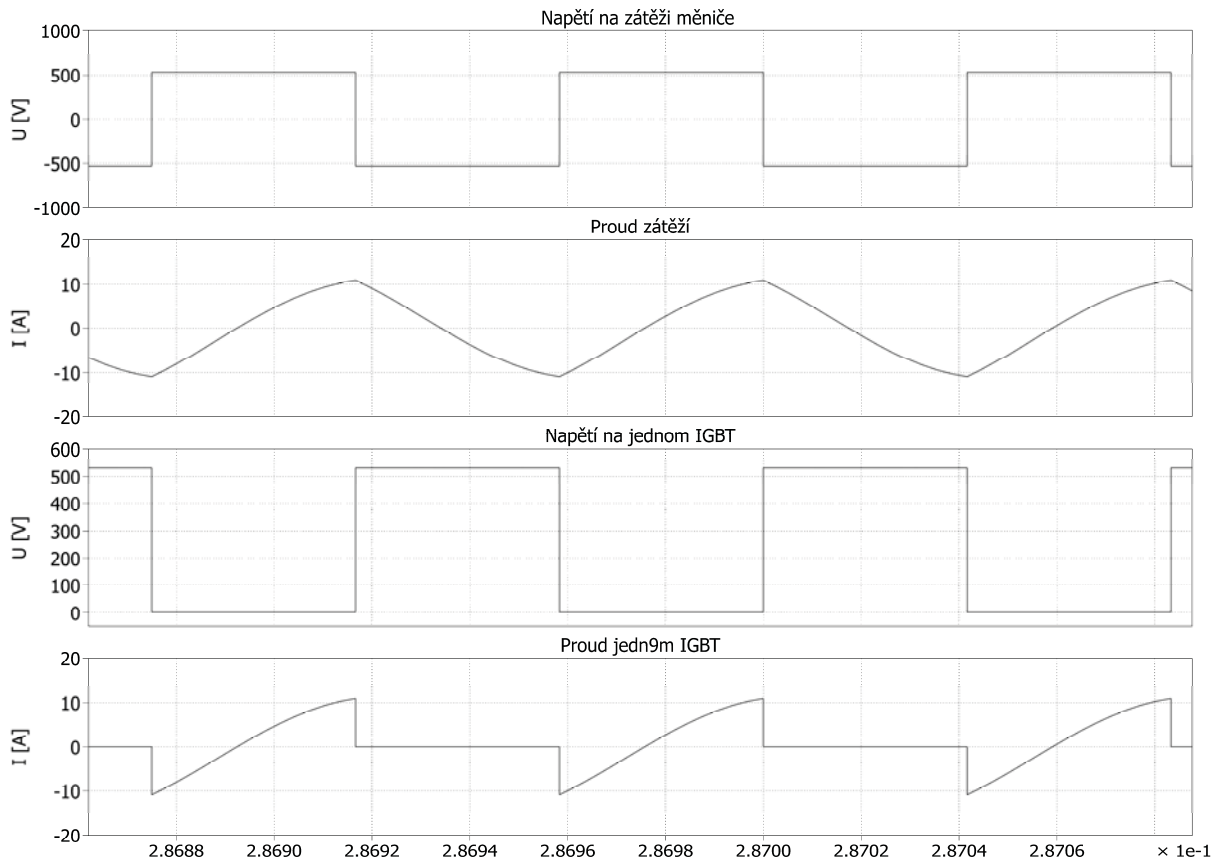
Obrázek 7.4 ukazuje průběhy napětí a proudu na zátěži a na jednom IGBT tranzistoru. Z uvedeného je dobře vidět, že výstupní obvod je správně vyladěný na frekvenci 8kHz, takže výstupní proud je sinusový a ve fázi s výstupním napětím. Další dva obrázky ukazují tytéž průběhy, akorát při rozladěném obvodu zátěže. Obrázek 7.5 ukazuje průběhy při frekvenci spínání střídače 6kHz a obrázek 7.6 při frekvenci 12kHz. Stejných průběhů bychom docílili zvolením jiné hodnoty rezonančního kondenzátoru, v jednom případě větší než potřebné a ve druhém případě menší.

U rozladěného obvodu zátěže je z grafů vidět, že tranzistory spínají v jiný okamžik, než při průchodu proudu zátěže nulou, což znamená výrazné zvýšení spínacích ztrát. Také je vidět fázový posuv mezi napětím a proudem zátěže způsobený převažující induktivní nebo kapacitní reaktancí zátěže.

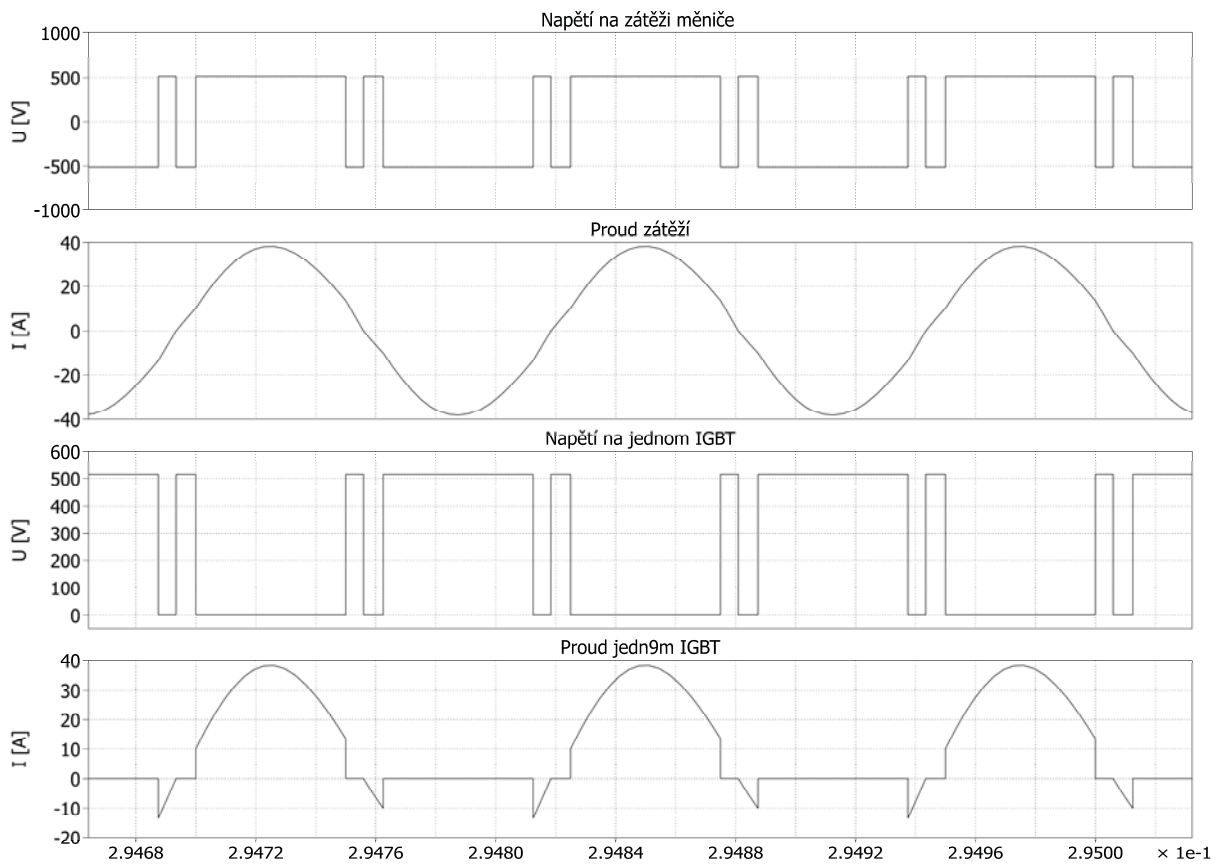


Obr. 7.5

Poslední obrázek 7.6 ukazuje průběhy napětí a proudů na tranzistoru v případě, že poměrné sepnutí není 50% periody ale 40% a na vedení proudu zátěže se podílejí zpětné diody. Zpětné diody ve skutečnosti v měničích povedou proud i při poměrném sepnutí 50% vlivem vnitřních reálných parametrů součástek a parazitních indukčností a dále z důvodu problematického okamžiku sepnutí při přesně nulovém proudu zátěže.



Obr. 7.6



Obr. 7.7

8 Závěr

Cílem této práce bylo ukázat základní ucelený náhled do problematiky zdrojů pro indukční ohřev v kontextu použití pro některou konkrétní aplikaci, možné způsoby jejich návrhu, řízení a realizace. Dále bylo cílem provést ukázkový výpočet zvolené aplikace indukčního ohřevu, na jehož základu bylo možné navrhnout měnič vhodný pro napájení této aplikace a provést volbu typových součástek tohoto měniče a simulace vybraných ustálených a přechodových stavů zdroje.

V úvodní části se práce věnuje náhledu do základů teorie indukčního ohřevu a dále přiblížení základních aplikací indukčního ohřevu používaných v praxi. Jsou uvedeny jejich principy a případně požadavky na jejich napájecí zdroje. V další části je proveden přehled dříve používaných napájecích zdrojů zahrnujících především motor-generátorická soustrojí a elektronkové generátory, které se v aplikacích středo- a vysokofrekvenčních zdrojů používaly. Dále je zpracovaný přehled moderních polovodičových napájecích zdrojů a jejich principy fungování, stejně jako možnosti provedení, vhodnost použití a způsoby jejich řízení.

V další části se práce věnuje výpočtu indukčního prohřívacího zařízení s konkrétními zvolenými parametry. Z výpočtu jsme obdrželi parametry zátěže, které jsou potřebné pro možnost simulace vybraných jevů a také pro další návrhy jako například velikost rezonančního kondenzátoru. Práce se nezabývala řešením výstupního přizpůsobovacího transformátoru, který by v případě realizace zřejmě byl potřebný pro snížení výstupního napětí měniče a tím i snížení potřebného počtu závitů indukční cívky.

V závěrečné části je provedena volba typových součástek měniče včetně návrhu vhodného chladiče a výpočtu elektrotepelného přechodového děje. Dále jsou v závěrečné části provedeny simulace ustálených stavů a přechodových dějů napájecího zdroje, ze kterých plyne ověření výpočtů jednotlivých parametrů provedených v předchozí části. V průbězích napětí a proudů získaných počítačovou simulací je ukázáno jak nabití kondenzátoru ve stejnosměrném meziobvodu, tak i ustálený stav průběhu pro požadovaný výkon 20kW a 10kW. také jsou ukázány průběhy při rozladěném výstupním obvodu zátěže.

Práce svou náplní splnila požadované cíle, které byly kladeny v úvodu, a přinesla ucelený pohled na danou problematiku. Předpokládá se další možné využití obsahu nejen ke studijním účelům, ale také případné navázání další diplomovou prací s cílem realizace zvolené aplikace indukčního ohřevu v laboratořích katedry elektromechaniky a výkonové elektroniky na elektrotechnické fakultě Západočeské univerzity v Plzni.

9 Použitá literatura

- [1] ČERNÝ V. *Indukční ohřev (1)*, Elektro 10/2002, s. 56; *Indukční ohřev (2)*, Elektro 11/2002, s. 55; *Indukční ohřev (3)*, Elektro 12/2002; *Indukční ohřev (4)*, Elektro 1/2003, s. 56; *Indukční ohřev (5)*, Elektro 2/2003
- [2] Hradílek, Z a kolektiv : *Elektrotepelná zařízení*, IN-EL, Praha 2007
- [3] Vondrášek, F : *Výkonová elektronika – svazek 2 – měniče s vnější komutací*, Skripta ZČU, Plzeň 2003
- [4] Vondrášek, F : *Výkonová elektronika – svazek 3 – měniče s vlastní komutací a bez komutace*, Skripta ZČU, Plzeň 2003
- [5] Rudnev, V, Loveless, D, Cook, R : *Handbook of induction heating*, INDUCTOHEAT, Inc., Michigan, USA, 2003
- [6] Kůs, V : *Nízkofrekvenční rušení*, Skripta ZČU, Plzeň 2003
- [7] <http://www.rajmont.cz/technologie-indukcni-ohrev/>,
<http://www.rajmont.cz/vysokofrekvencni-generatory/>
- [8] Langer, E., Kožený, J. : *Elektrotepelná zařízení indukční*, Skripta ZČU, Plzeň 1982
- [9] Segura, G. M., *Induction heating converter's design, control and modeling applied to continuous wire heating*, Disertační práce, Universitat Politecnica de Catalunya, Barcelona 2012
- [10] Vondrášek, F : *Výkonová elektronika – svazek 6 – projektování výkonových polovodičových měničů – vybrané stati*, Skripta ZČU, Plzeň 2008

Přílohy

Seznam obrázků

- Obr. 3.1 Princip fungování indukční kelímkové pece s vodivým kelímkem
- Obr. 3.2 Indukční zařízení pro svařování trubek
- Obr. 3.3 Různé tvary indukčních cívek pro lokální ohřev
- Obr. 4.1 Schéma středofrekvenčního rotačního generátoru
- Obr. 4.2 Schéma tyristorového měniče kmitočtu
- Obr. 4.3 Principiální schéma fungování elektronkového vysokofrekvenčního generátoru
- Obr. 4.4 Přehled používaných polovodičových součástek ve zdrojích pro indukční ohřev v závislosti na frekvenci a výkonu
- Obr. 4.5 Schéma střídače - princip funkce
- Obr. 4.6 Přehled používaných střídačů pro proudové a napěťové zdroje a různé typy řízení
- Obr. 4.7 Schéma obvodu s napěťovým střídačem a sériovým rezonančním obvodem
- Obr. 4.8 Průběhy napětí a proudů střídače se sériovým rezonančním obvodem zátěže
- Obr. 4.9 Schéma obvodu s napěťovým střídačem a sério-paralelní rezonanční zátěží
- Obr. 4.10 Průběhy napětí a proudů střídače se sério-paralelní rezonanční zátěží
- Obr. 4.11 Schéma proudového střídače s paralelní rezonanční zátěží
- Obr. 4.12 Průběhy napětí a proudů proudového střídače s paralelní rezonanční zátěží
- Obr. 4.13 Přehled základních variant řízení střídačů
- Obr. 6.1 Rozložení proudové hustoty v ohřivaném materiálu v závislosti na argumentu x_2
- Obr. 6.2 Graf závislosti množství absorbované energie na argumentu x_2
- Obr. 6.3 Závislost doby ohřevu na průměru vývalku s ohledem na použitou frekvenci
- Obr. 6.4 Řez uspořádáním indukční cívky, keramické vložky a ohřivaného tělesa
- Obr. 6.5 Obvod zátěže s uvažováním vlastních parametrů cívky a vsázky; náhradní obvod zátěže
- Obr. 6.6 Schéma zvoleného měniče pro indukční ohřev
- Obr. 6.7 Regulační schéma zvoleného měniče pro indukční ohřev
- Obr. 6.8 Náhradní tepelné schéma pro simulaci tepelného přechodového děje
- Obr. 6.9 Graf průběhu tepelného přechodového děje
- Obr. 6.10 Detail ustálené teploty čipu tyristorů
- Obr. 7.1 Schéma výkonového obvodu pro simulaci vybraných jevů
- Obr. 7.2 Graf průběhů napětí U_g , proudu I_d a odebíraného proudu jednou fází

- Obr. 7.3 Detail průběhů napětí U_g , proudu I_d a odebíraného proudu jednou fází v ustáleném stavu při požadovaném výkonu 20kW
- Obr. 7.4 Graf průběhů napětí a proudů na zátěži a na IGBT tranzistoru při frekvenci 8kHz
- Obr. 7.5 Graf průběhů napětí a proudů na zátěži a na IGBT tranzistoru při frekvenci 6kHz
- Obr. 7.6 Graf průběhů napětí a proudů na zátěži a na IGBT tranzistoru při frekvenci 12kHz
- Obr. 7.7 Graf průběhů napětí a proudů na zátěži a na IGBT tranzistoru při $z=0,4$

Seznam tabulek

- Tab. 2.1 Závislost hloubky vniku na frekvenci pro měď a ocel
- Tab. 2.2 Fyzikální vlastnosti vybraných materiálů
- Tab. 2.3 Orientační hodnoty účinnosti ohřevu v závislosti na poměru a_2/d_2
- Tab. 3.1 Závislost požadované frekvence na tloušťce materiálu
- Tab. 4.1 Obsah vyšších harmonických pro p-pulsní usměrňovače
- Tab. 4.2 Porovnání proudových a napěťových střídačů
- Tab. 6.1 Parametry tranzientní tepelné impedance a tepelné kapacity čipu tyristorů

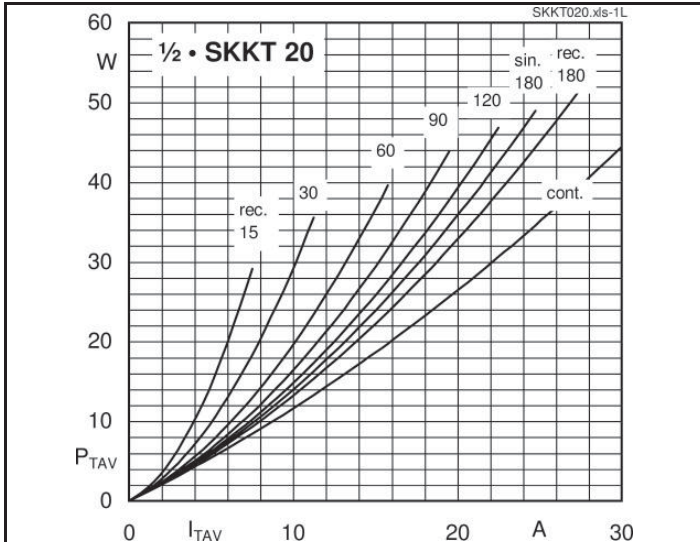


Fig. 1L Power dissipation per thyristor vs. on-state current

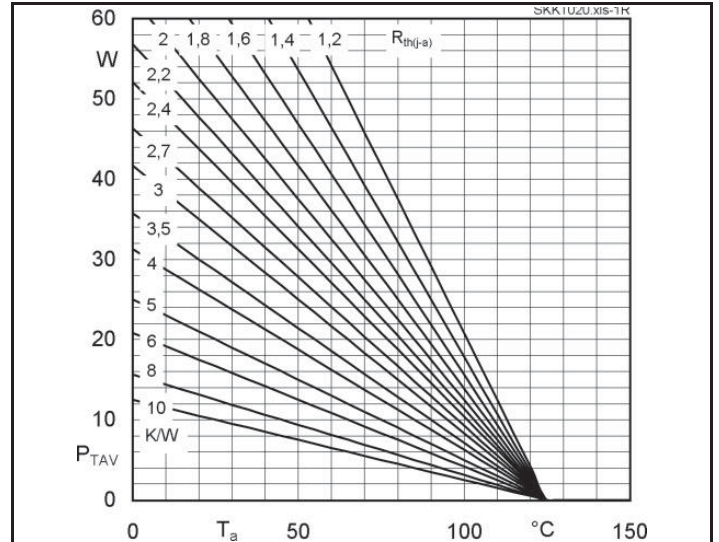


Fig. 1R Power dissipation per thyristor vs. ambient temp.

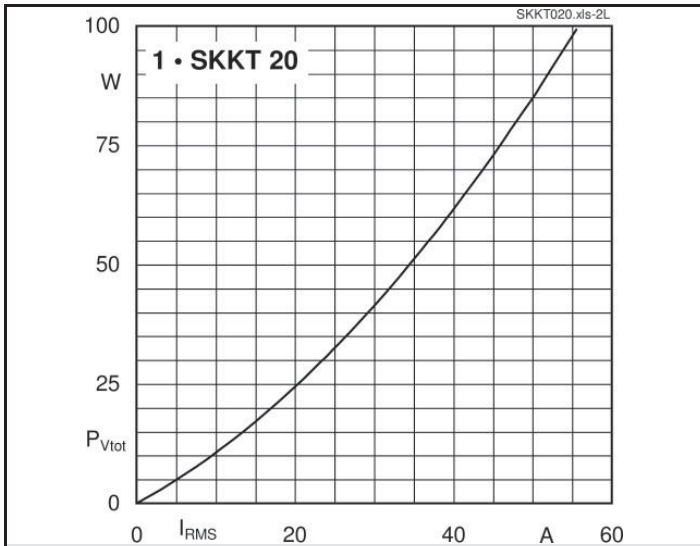


Fig. 2L Power dissipation per module vs. rms current

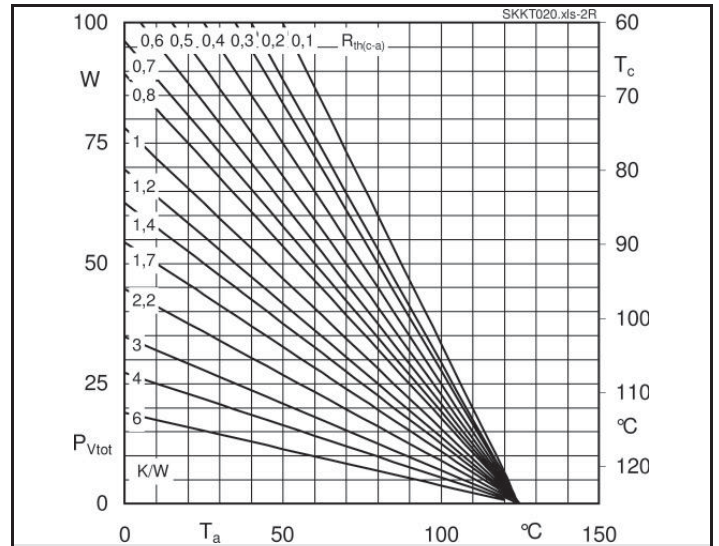


Fig. 2R Power dissipation per module vs. case temp.

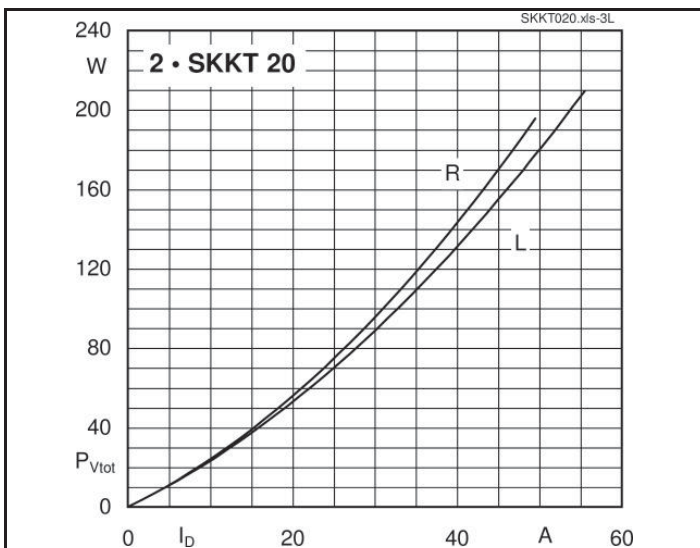


Fig. 3L Power dissipation of two modules vs. direct current

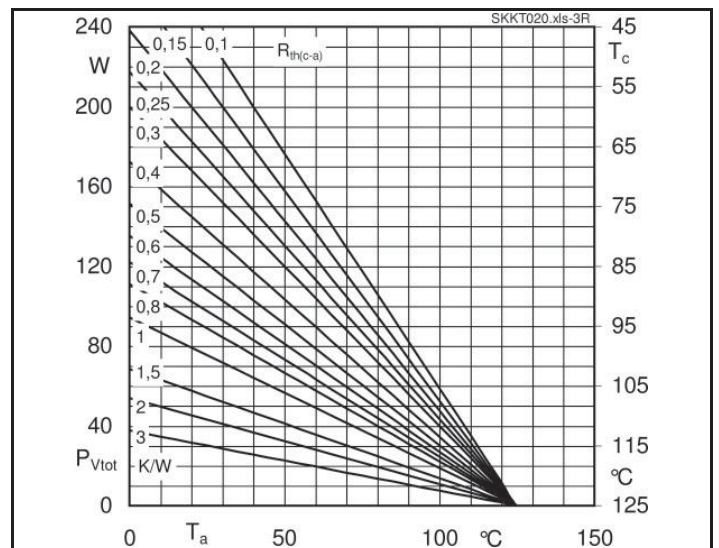
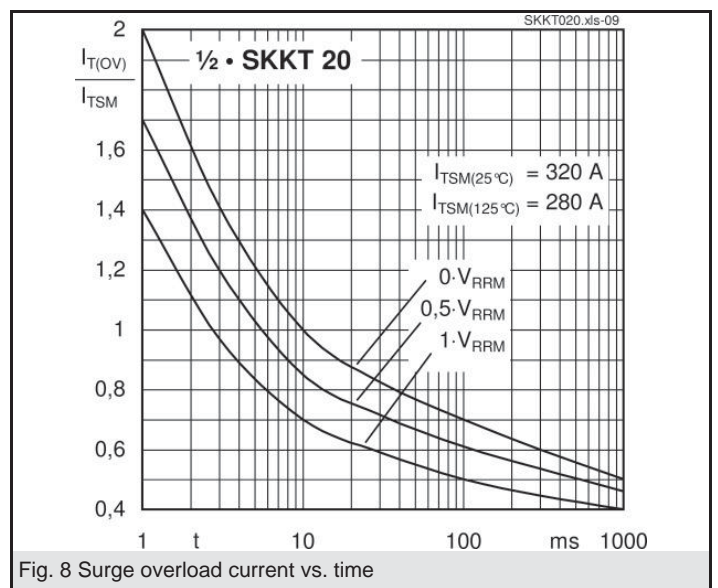
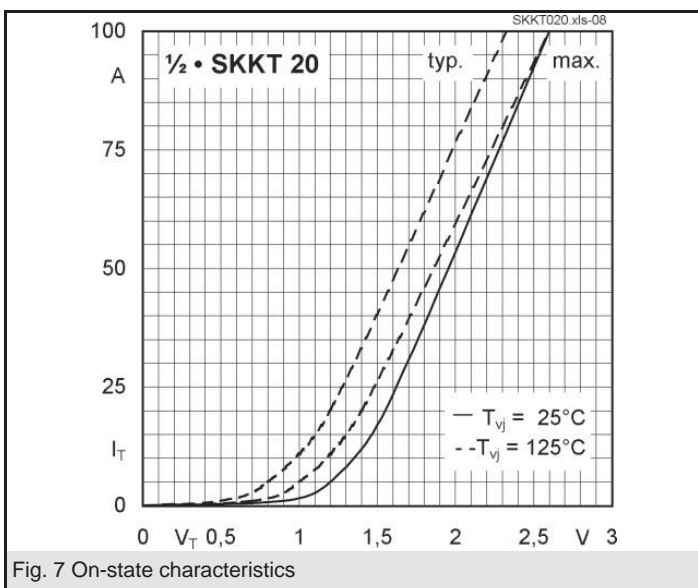
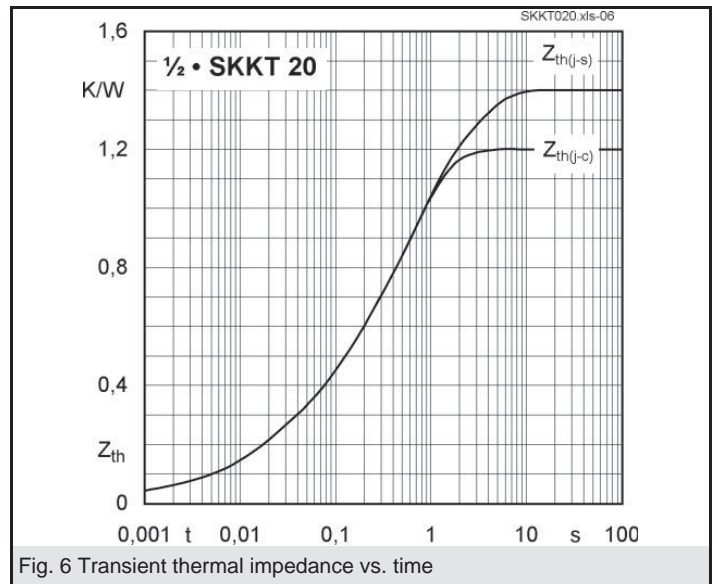
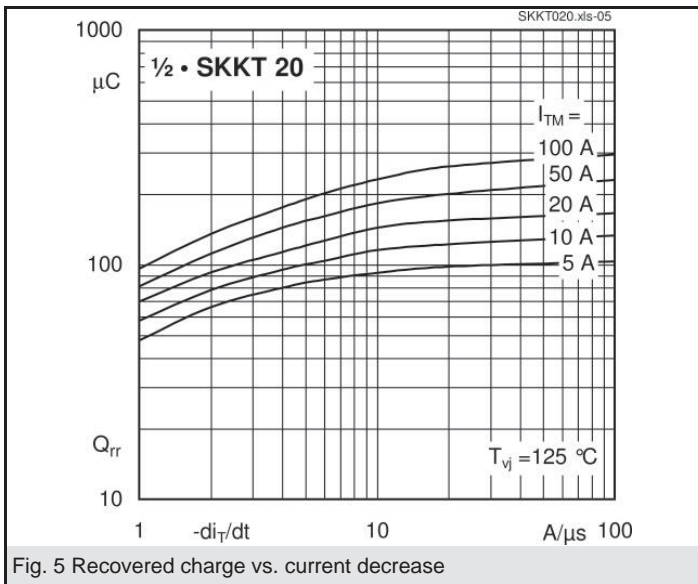
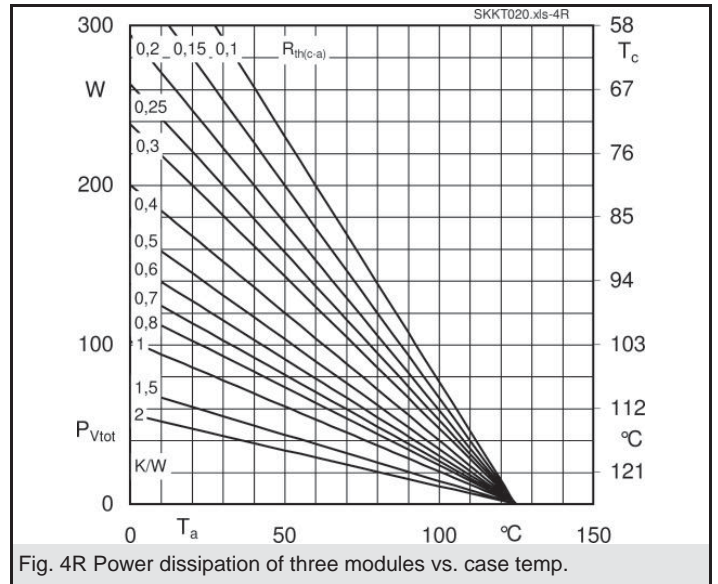
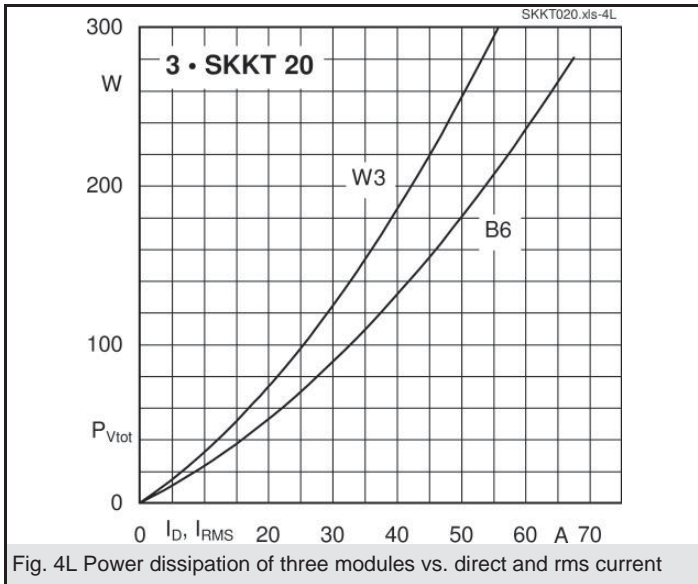
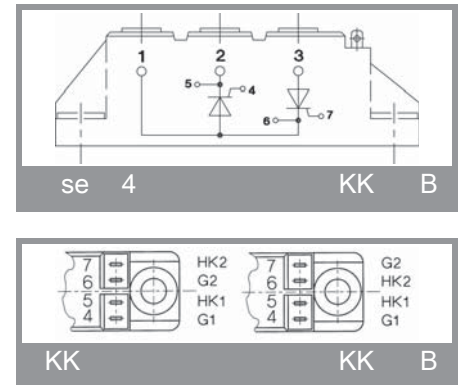
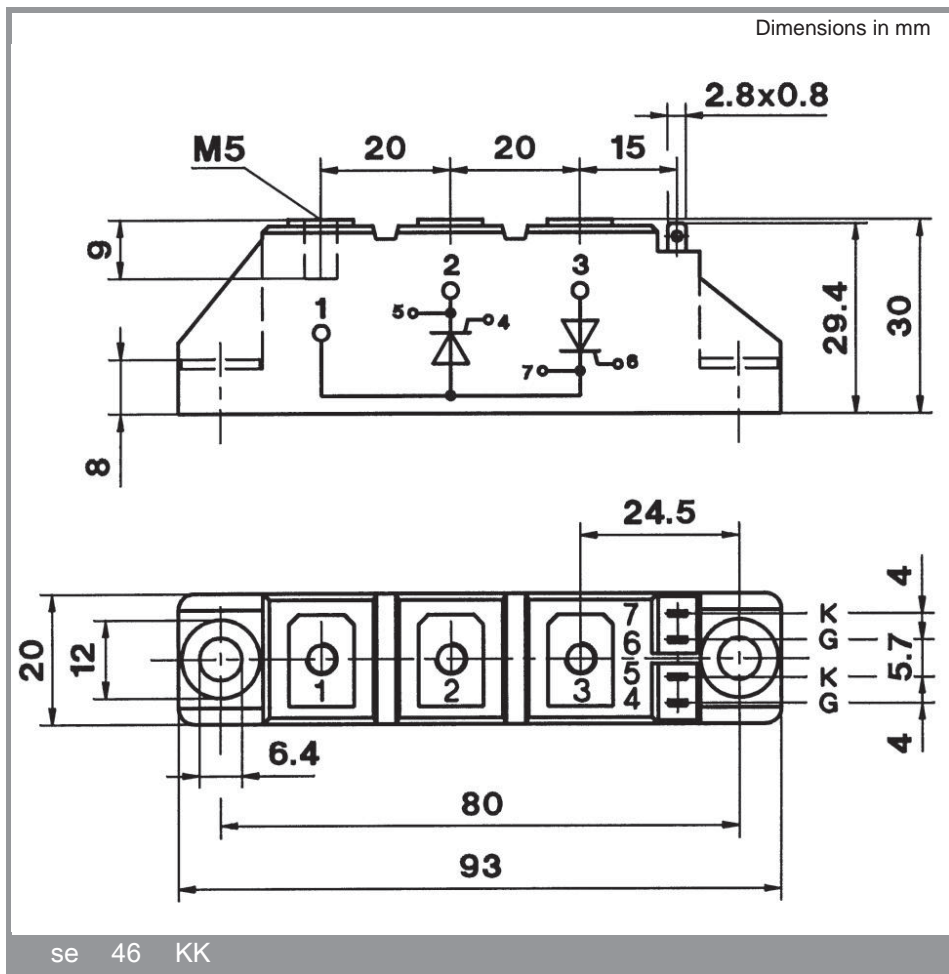
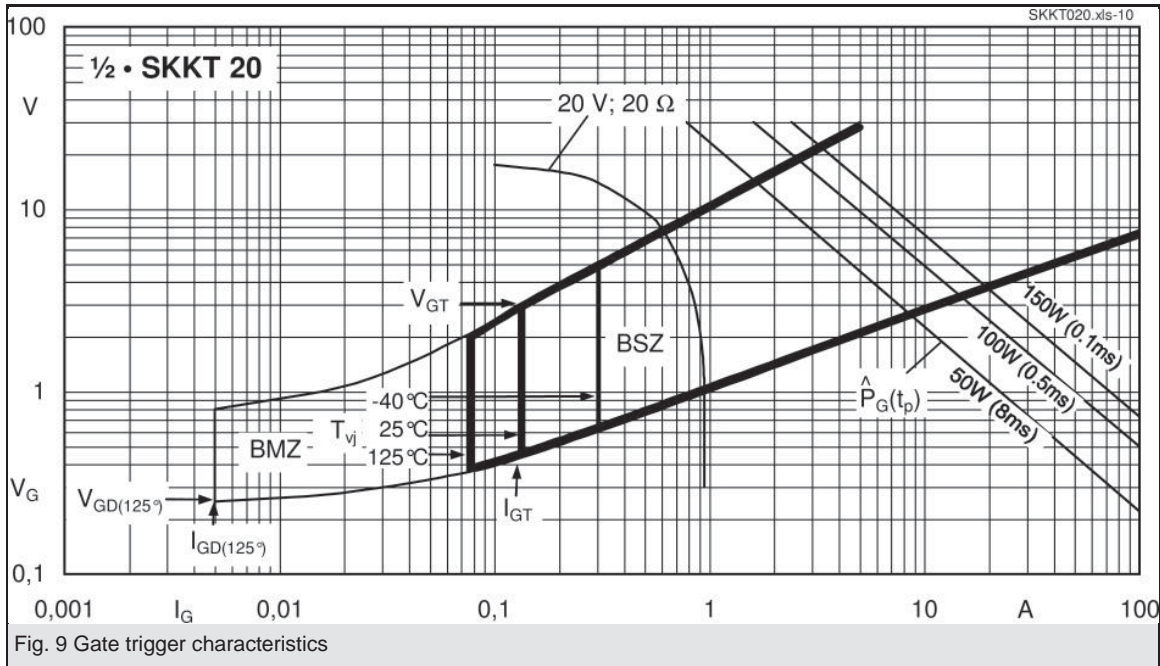


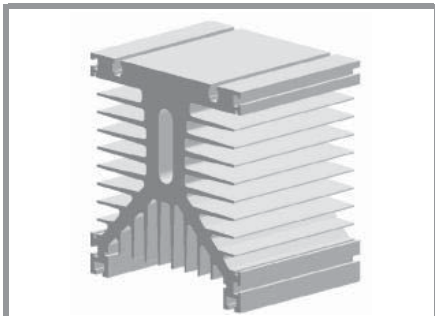
Fig. 3R Power dissipation of two modules vs. case temp.

SKKT 20, SKKT 20B





* The specifications of our components may not be considered as an assurance of component characteristics. Components have to be tested for the respective application. Adjustments may be necessary. The use of SEMIKRON products in life support appliances and systems is subject to prior specification and written approval by SEMIKRON. We therefore strongly recommend prior consultation of our personal.



Heatsink

Str le t s	b /	R _t tur l c l K/W	wt F SKF 3 3 K/W	w k
P 3/	3	43 W	4	3
P 3/	3	3 W	3	
	34	3 W	44	
P 3/3	3	33 W	4	3

For isolated power modules

P 3

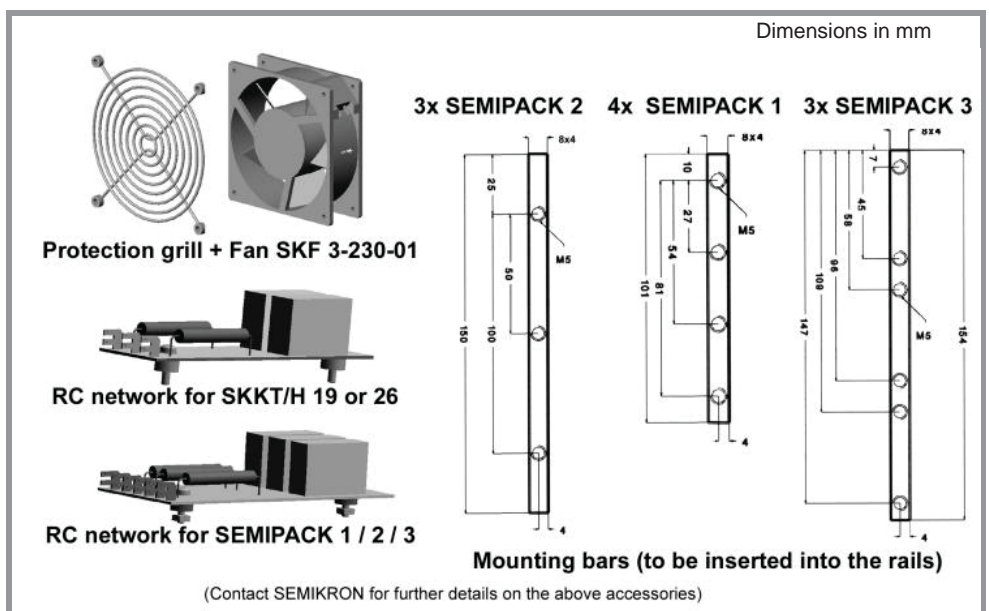
Features

te e r s l te wer
ules S P K t 4
S TR NS r e
te r t e r l s l l w r e s y
u t t e ules
v l b l e v r u s l e t e s
Best t e SK F 3 3
u t b r r l s v l b l e s e e
sket c e s



Dimensions in mm

P3 e e r l r l e e s s w = k /



P 3 s t r c c e s s e s

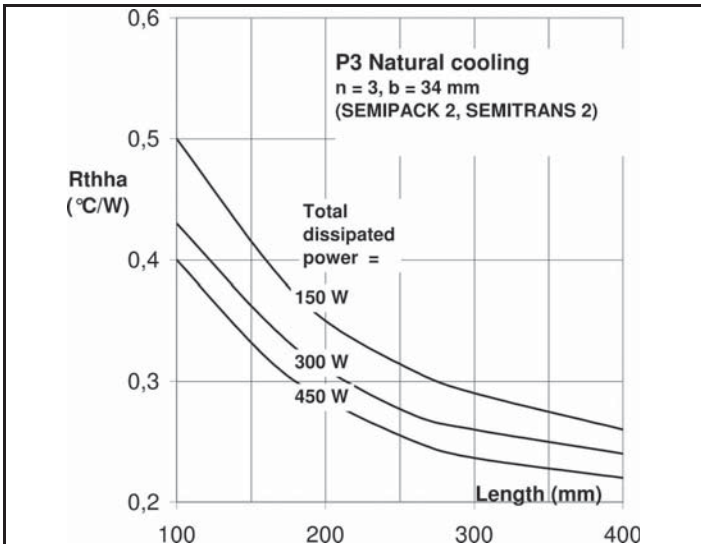


Fig.3a Total thermal resistance vs. length

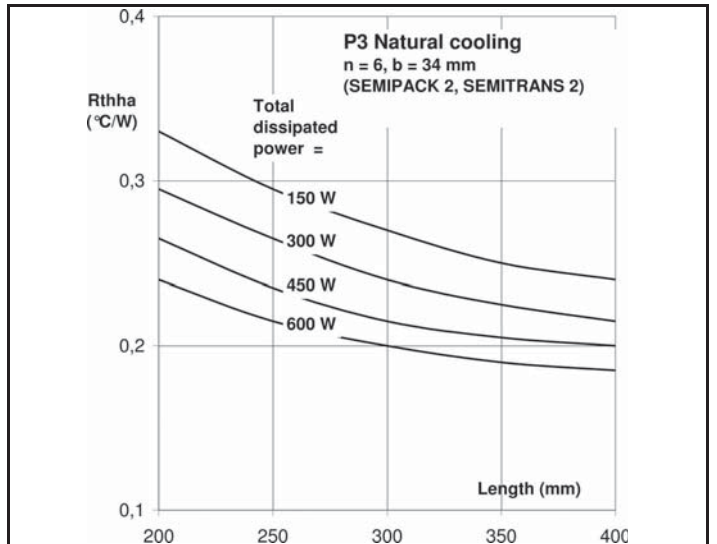


Fig.3b Total thermal resistance vs. length

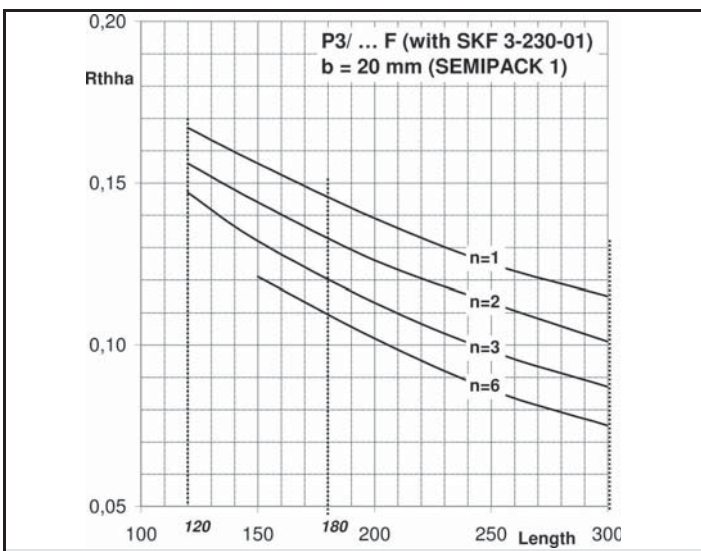


Fig.6 Total thermal resistance versus length

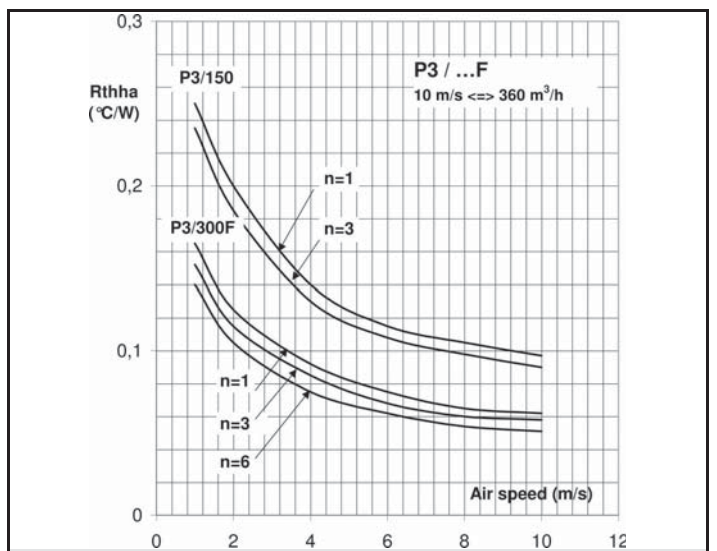


Fig.7 Total thermal resistance vs. air velocity

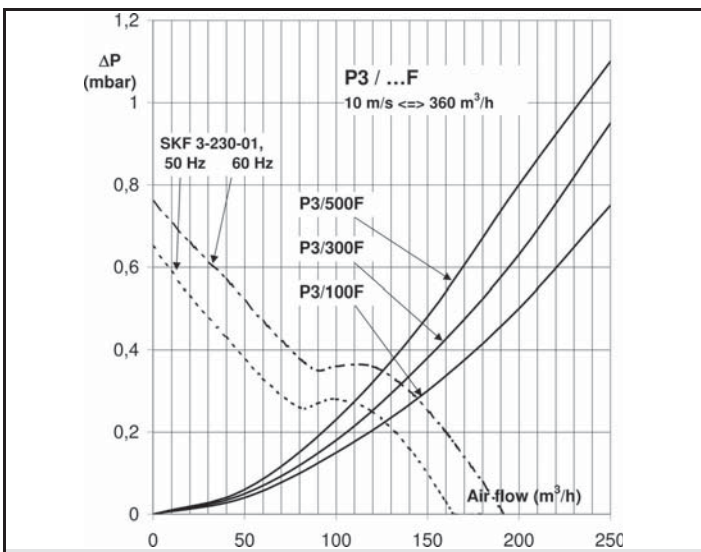


Fig.8 Pressure drop vs air flow, and associated fan SKF

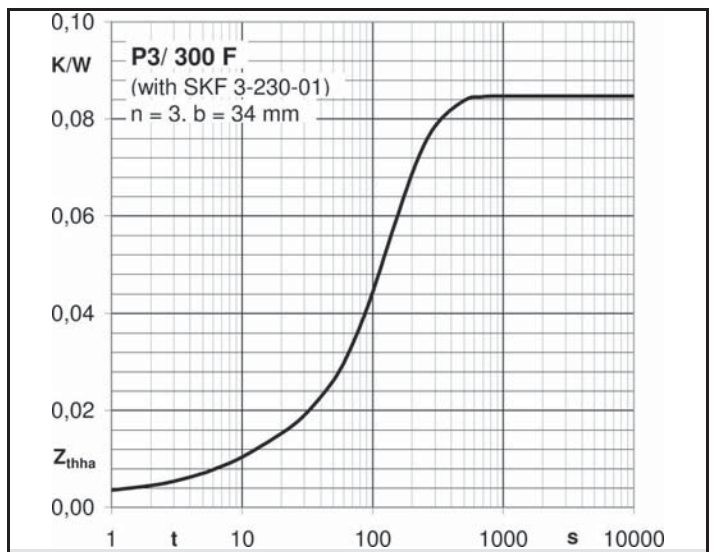
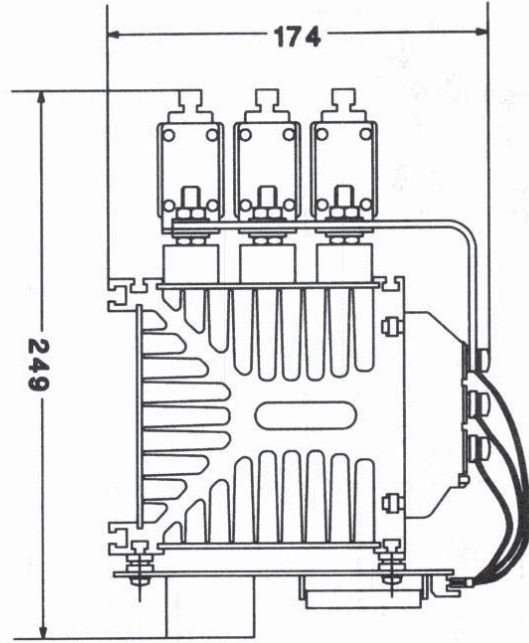
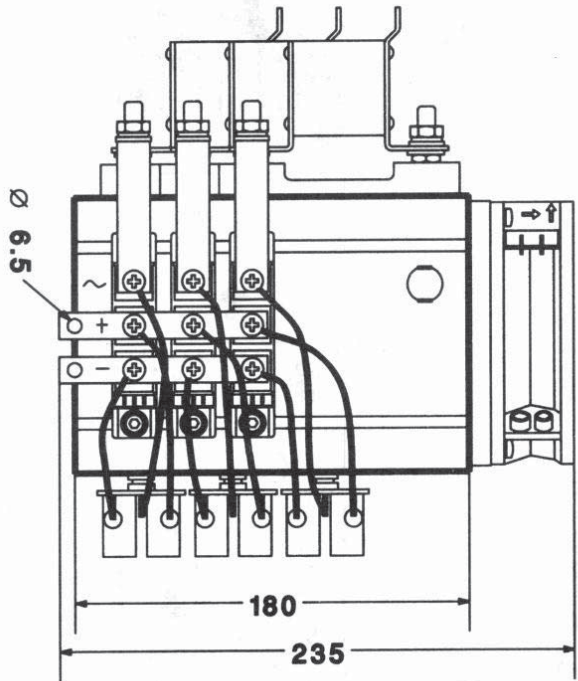


Fig.10 Total transient thermal impedance vs. time

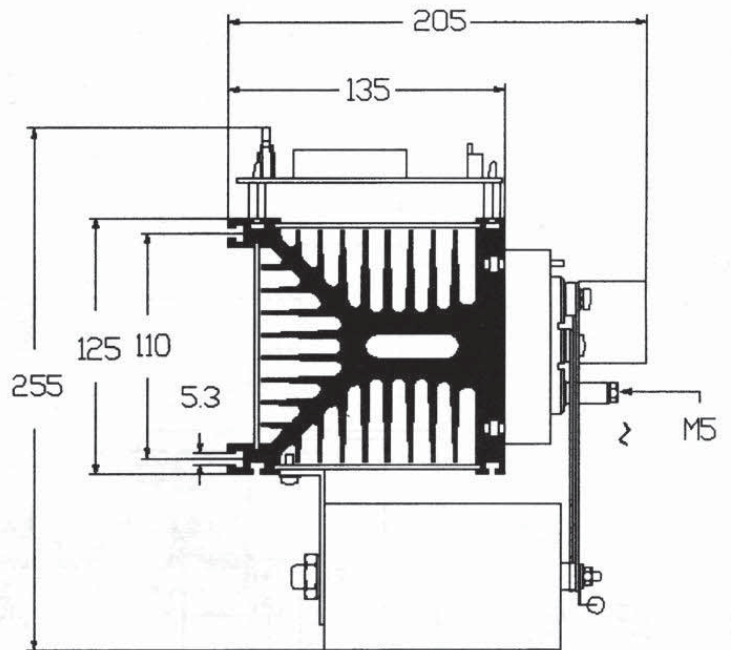
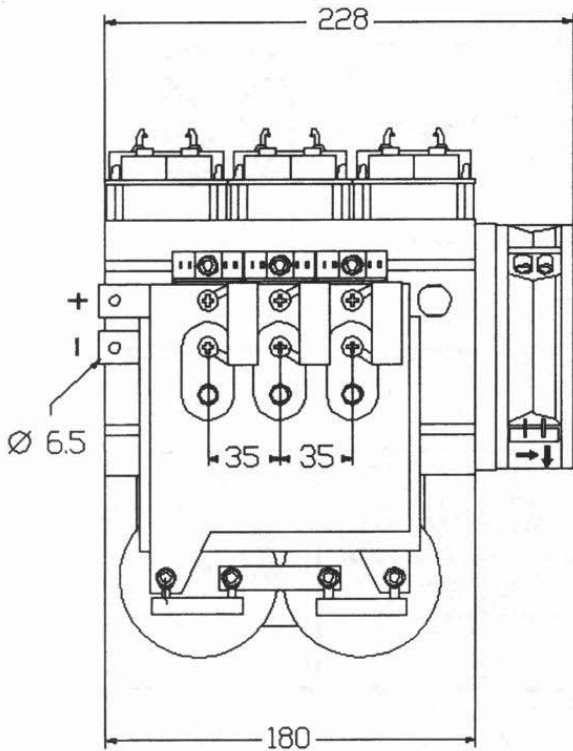
P3/180 F



This figure shows all available options

I c t ex le us e ts k P 3 / S P K ules t ve t ree se br e

P3/180

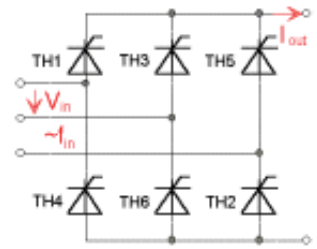


I c t ex le us S TR NS ules t ve B c ur t



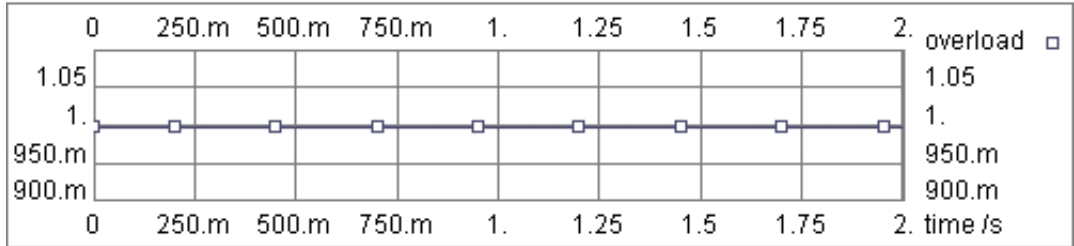
Project:

Topology AC/DC
 Circuit B6C



Circuit:

V_{in} 230 V
 I_{out} 37.037 A
 $I_{out\ rms}$ 37.037 A
 f_{in} 50 Hz
 Form Factor 1.7321
 Overload factor 1
 Overload duration 1sec



Overload characteristic

Device :

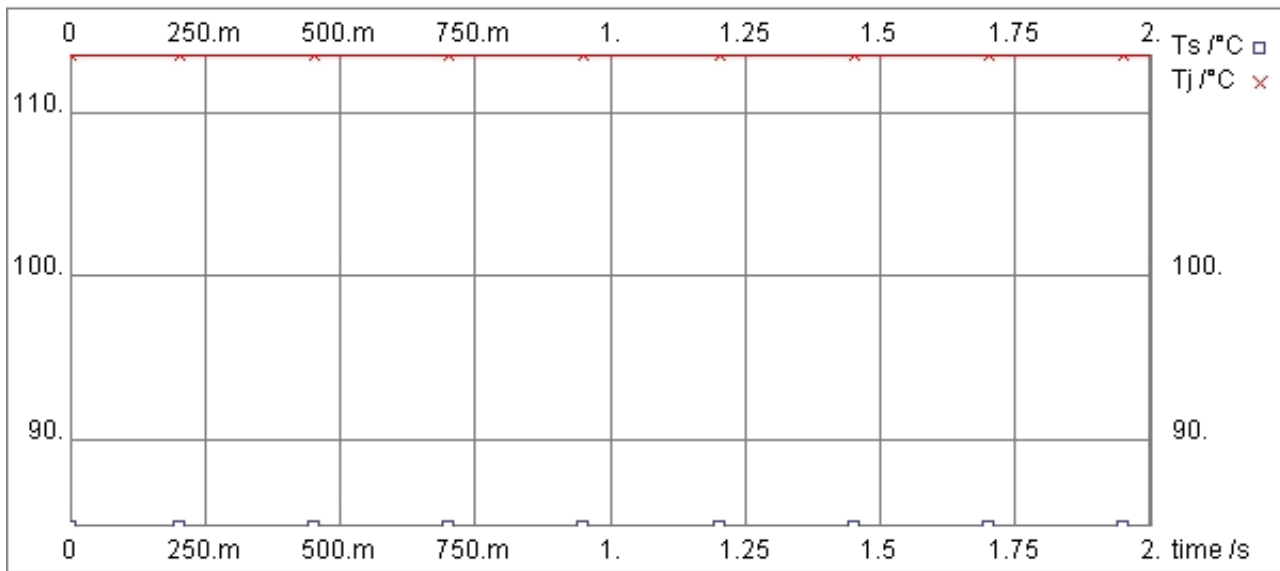
Product line	SemiPack
Device	SKKT20
Recommended voltage	800V
Max. junction temperature	125 °C
Use maximum values	Yes
$V_{T0.25} = 1.23V$	$V_{T0.125} = 1.00V$
$r_{T.25} = 15.50\ mOhm$	$r_{T.125} = 17.75\ mOhm$
$R_{th(j-s)} = 1.4\ K/W$	
Data set from: Not set	
No Comment	

Cooling:

Ambient temperature	40 °C
Number of switches per heat sink	6
Number of parallel devices on the same heat sink	1
Additional power source at this heat sink	0 W
Predefined SK-Heat Sink	P3_180
Correction factor	1
Natural air cooling, flow rate:	5 m ³ /h
$R_{th(s-a)}$	0.36 K/W

Losses and temperatures:

	Steady State	Overload
Losses_{device}	21 W	21 W
Losses_{tot}	124 W	124 W
Heat Sink Temperature	85 °C	85 °C
Junction temperature	114 °C	114 °C



Temperature characteristic overload current

Evaluation:

This configuration works fine.

SKM50GB12T4



SEMITRANS® 2

Fast IGBT4 Modules

SKM50GB12T4

Features

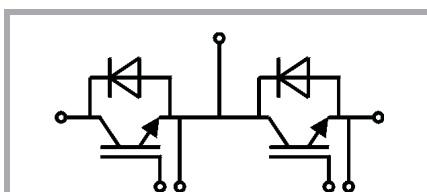
- IGBT4 = 4. Generation Fast Trench IGBT (Infineon)
- CAL4 = Soft switching 4. Generation CAL-Diode
- Isolated copper baseplate using DBC Technology (Direct Copper Bonding)
- UL recognized, file no. E63532
- Increased power cycling capability
- With integrated Gate resistor
- For higher switching frequencies up to 20kHz

Typical Applications*

- AC inverter drives
- UPS
- Electronic welders at fsw up to 20 kHz

Remarks

- Case temperature limited to $T_c = 125^\circ\text{C}$ max, recomm. $T_{op} = -40 \dots +150^\circ\text{C}$, product rel. results valid for $T_j = 150^\circ$



GB

Absolute Maximum Ratings				
Symbol	Conditions	Values	Unit	
IGBT				
V_{CES}	$T_j = 25^\circ\text{C}$	1200	V	
I_C	$T_j = 175^\circ\text{C}$	$T_c = 25^\circ\text{C}$	81	A
		$T_c = 80^\circ\text{C}$	62	A
I_{Cnom}		50	A	
I_{CRM}	$I_{CRM} = 3 \times I_{Cnom}$	150	A	
V_{GES}		-20 ... 20	V	
t_{psc}	$V_{CC} = 800\text{ V}$	$T_j = 150^\circ\text{C}$	10	μs
	$V_{GE} \leq 15\text{ V}$			
	$V_{CES} \leq 1200\text{ V}$			
T_j		-40 ... 175	$^\circ\text{C}$	
Inverse diode				
I_F	$T_j = 175^\circ\text{C}$	$T_c = 25^\circ\text{C}$	65	A
		$T_c = 80^\circ\text{C}$	49	A
I_{Fnom}		50	A	
I_{FRM}	$I_{FRM} = 3 \times I_{Fnom}$	150	A	
I_{FSM}	$t_p = 10\text{ ms, sin } 180^\circ, T_j = 25^\circ\text{C}$	270	A	
T_j		-40 ... 175	$^\circ\text{C}$	
Module				
$I_{t(RMS)}$	$T_{terminal} = 80^\circ\text{C}$	200	A	
T_{stg}		-40 ... 125	$^\circ\text{C}$	
V_{isol}	AC sinus 50 Hz, $t = 1\text{ min}$	4000	V	

Characteristics					
Symbol	Conditions	min.	typ.	max.	Unit
IGBT					
$V_{CE(sat)}$	$I_C = 50\text{ A}$ $V_{GE} = 15\text{ V}$ chipelevel	$T_j = 25^\circ\text{C}$	1.85	2.10	V
		$T_j = 150^\circ\text{C}$	2.20	2.40	V
V_{CE0}	chipelevel	$T_j = 25^\circ\text{C}$	0.8	0.9	V
		$T_j = 150^\circ\text{C}$	0.7	0.8	V
r_{CE}	$V_{GE} = 15\text{ V}$ chipelevel	$T_j = 25^\circ\text{C}$	21.0	24.0	$\text{m}\Omega$
		$T_j = 150^\circ\text{C}$	30.0	32.0	$\text{m}\Omega$
$V_{GE(th)}$	$V_{GE} = V_{CE}, I_C = 1.7\text{ mA}$	5	5.8	6.5	V
I_{CES}	$V_{GE} = 0\text{ V}$ $V_{CE} = 1200\text{ V}$	$T_j = 25^\circ\text{C}$	0.1	0.3	mA
		$T_j = 150^\circ\text{C}$			mA
C_{ies}	$V_{CE} = 25\text{ V}$		2.77		nF
C_{oes}	$V_{GE} = 0\text{ V}$		0.20		nF
C_{res}			0.16		nF
Q_G	$V_{GE} = -8\text{ V} \dots +15\text{ V}$		280		nC
R_{Gint}	$T_j = 25^\circ\text{C}$		4.0		Ω
$t_{d(on)}$	$V_{CC} = 600\text{ V}$ $I_C = 50\text{ A}$	$T_j = 150^\circ\text{C}$	98		ns
t_r	$V_{GE} = \pm 15\text{ V}$	$T_j = 150^\circ\text{C}$	29		ns
E_{on}	$R_{Gon} = 8.2\ \Omega$	$T_j = 150^\circ\text{C}$	5.5		mJ
$t_{d(off)}$	$R_{Goff} = 8.2\ \Omega$	$T_j = 150^\circ\text{C}$	325		ns
t_f	$di/dt_{on} = 1700\text{ A}/\mu\text{s}$ $di/dt_{off} = 670\text{ A}/\mu\text{s}$	$T_j = 150^\circ\text{C}$	75		ns
E_{off}		$T_j = 150^\circ\text{C}$	4.5		mJ
$R_{th(j-c)}$	per IGBT			0.53	K/W



SEMITRANS® 2

Fast IGBT4 Modules

SKM50GB12T4

Features

- IGBT4 = 4. Generation Fast Trench IGBT (Infineon)
- CAL4 = Soft switching 4. Generation CAL-Diode
- Isolated copper baseplate using DBC Technology (Direct Copper Bonding)
- UL recognized, file no. E63532
- Increased power cycling capability
- With integrated Gate resistor
- For higher switching frequencies up to 20kHz

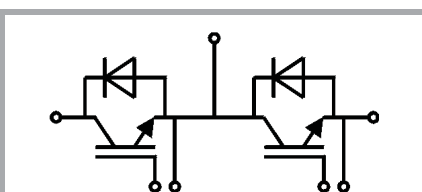
Typical Applications*

- AC inverter drives
- UPS
- Electronic welders at fsw up to 20 kHz

Remarks

- Case temperature limited to $T_c = 125^\circ\text{C}$ max, recomm.
- $T_{op} = -40 \dots +150^\circ\text{C}$, product rel. results valid for $T_j = 150^\circ$

Characteristics						
Symbol	Conditions		min.	typ.	max.	Unit
Inverse diode						
$V_F = V_{EC}$	$I_F = 50\text{ A}$ $V_{GE} = 0\text{ V}$ chipllevel	$T_j = 25^\circ\text{C}$		2.22	2.54	V
		$T_j = 150^\circ\text{C}$		2.18	2.50	V
V_{F0}	chipllevel	$T_j = 25^\circ\text{C}$		1.3	1.5	V
		$T_j = 150^\circ\text{C}$		0.9	1.1	V
r_F	chipllevel	$T_j = 25^\circ\text{C}$		18.4	20.8	m Ω
		$T_j = 150^\circ\text{C}$		25.6	28.0	m Ω
I_{RRM}	$I_F = 50\text{ A}$	$T_j = 150^\circ\text{C}$		35		A
Q_{rr}	$di/dt_{off} = 1380\text{ A}/\mu\text{s}$	$T_j = 150^\circ\text{C}$		8.7		μC
E_{rr}	$V_{GE} = \pm 15\text{ V}$ $V_{CC} = 600\text{ V}$	$T_j = 150^\circ\text{C}$		3.8		mJ
$R_{th(j-c)}$	per diode				0.84	K/W
Module						
L_{CE}					30	nH
$R_{CC'+EE'}$	terminal-chip	$T_c = 25^\circ\text{C}$		0.65		m Ω
		$T_c = 125^\circ\text{C}$		1		m Ω
$R_{th(c-s)}$	per module			0.04	0.05	K/W
M_s	to heat sink M6		3		5	Nm
M_t		to terminals M5	2.5		5	Nm
						Nm
w					160	g



GB

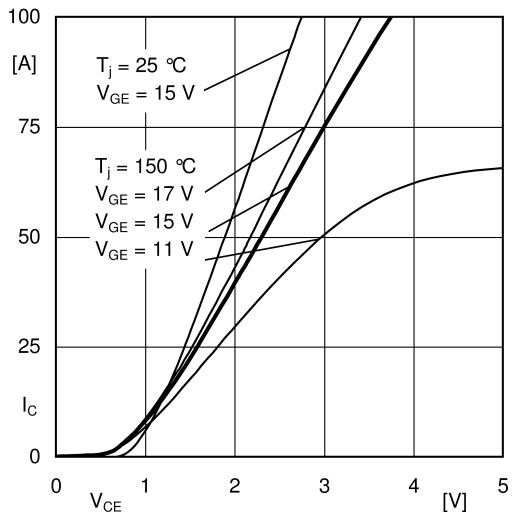


Fig. 1: Typ. output characteristic, inclusive R_{CC+EE}

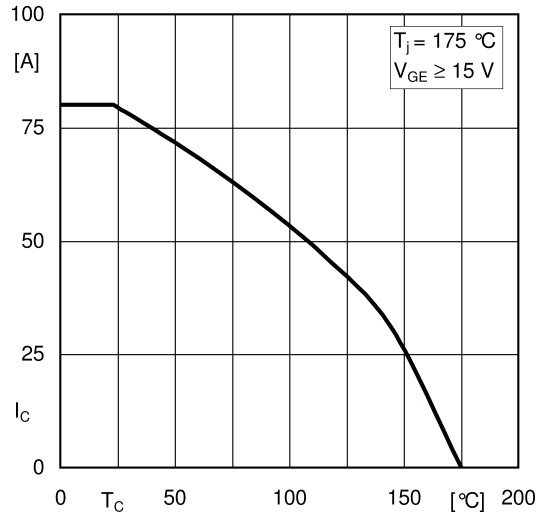


Fig. 2: Rated current vs. temperature $I_C = f(T_C)$

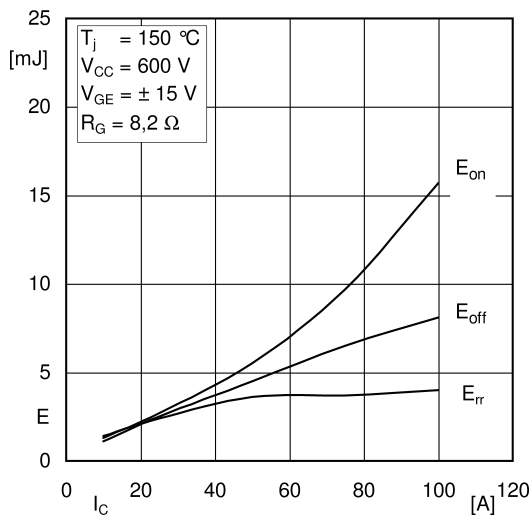


Fig. 3: Typ. turn-on /-off energy = $f(I_C)$

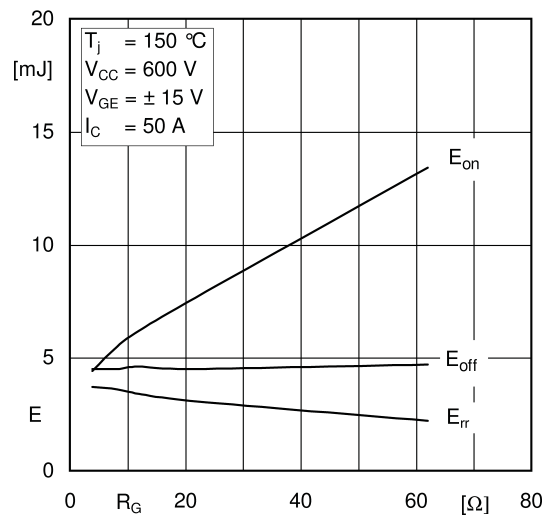


Fig. 4: Typ. turn-on /-off energy = $f(R_G)$

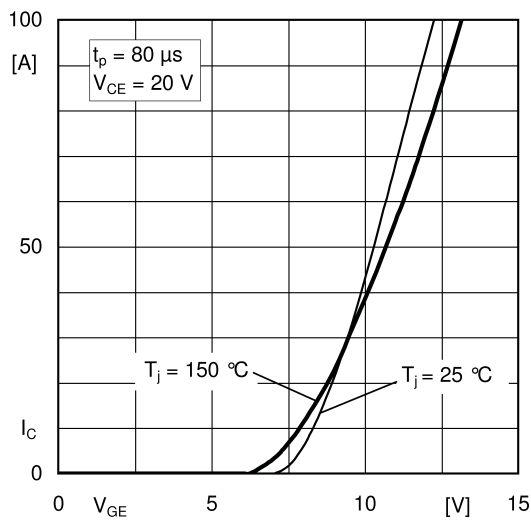


Fig. 5: Typ. transfer characteristic

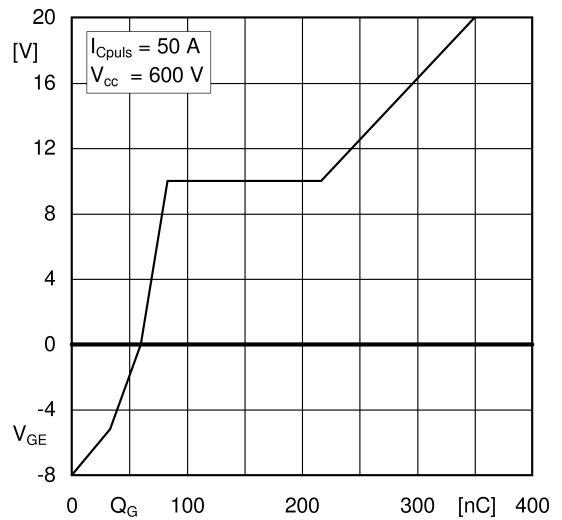


Fig. 6: Typ. gate charge characteristic

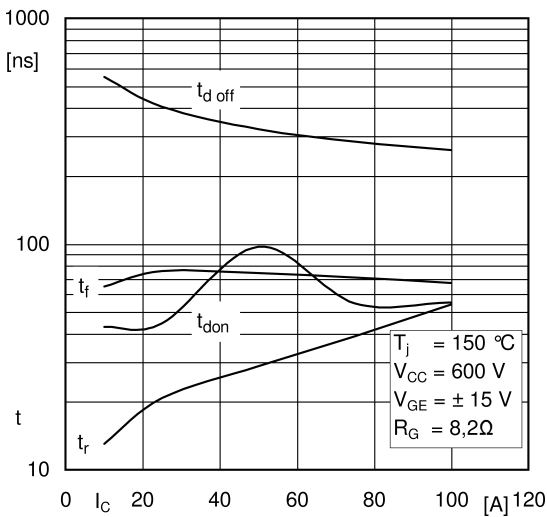


Fig. 7: Typ. switching times vs. I_C

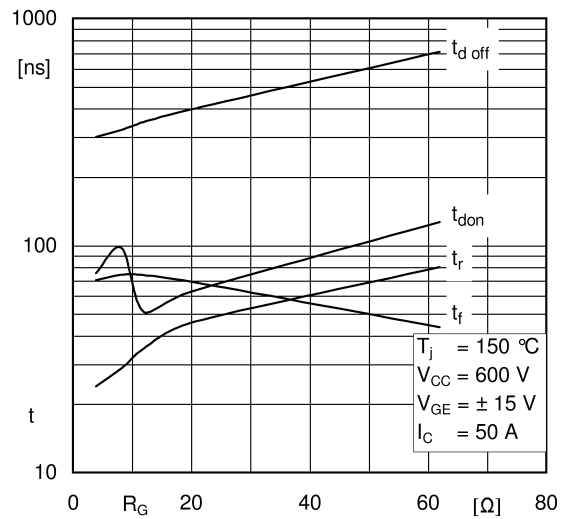


Fig. 8: Typ. switching times vs. gate resistor R_G

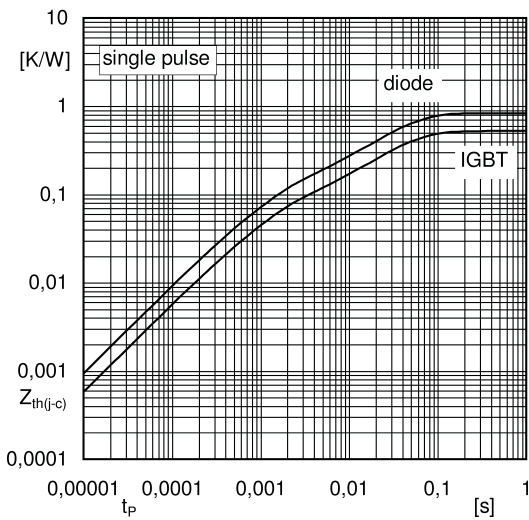


Fig. 9: Transient thermal impedance

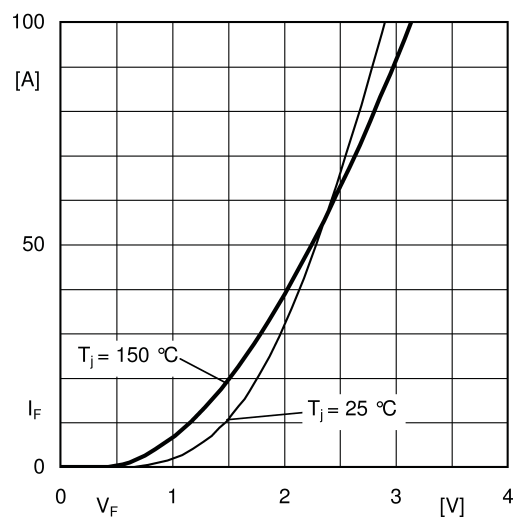


Fig. 10: Typ. CAL diode forward charact., incl. $R_{CC'+EE'}$

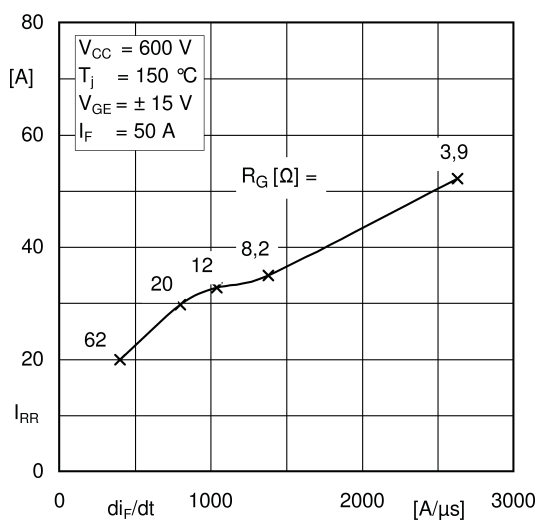


Fig. 11: CAL diode peak reverse recovery current

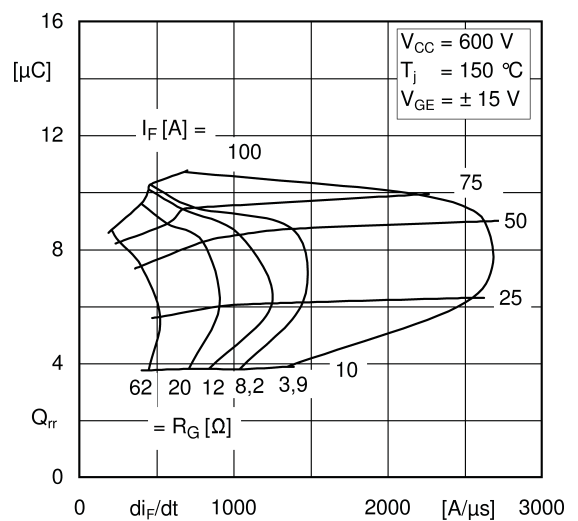
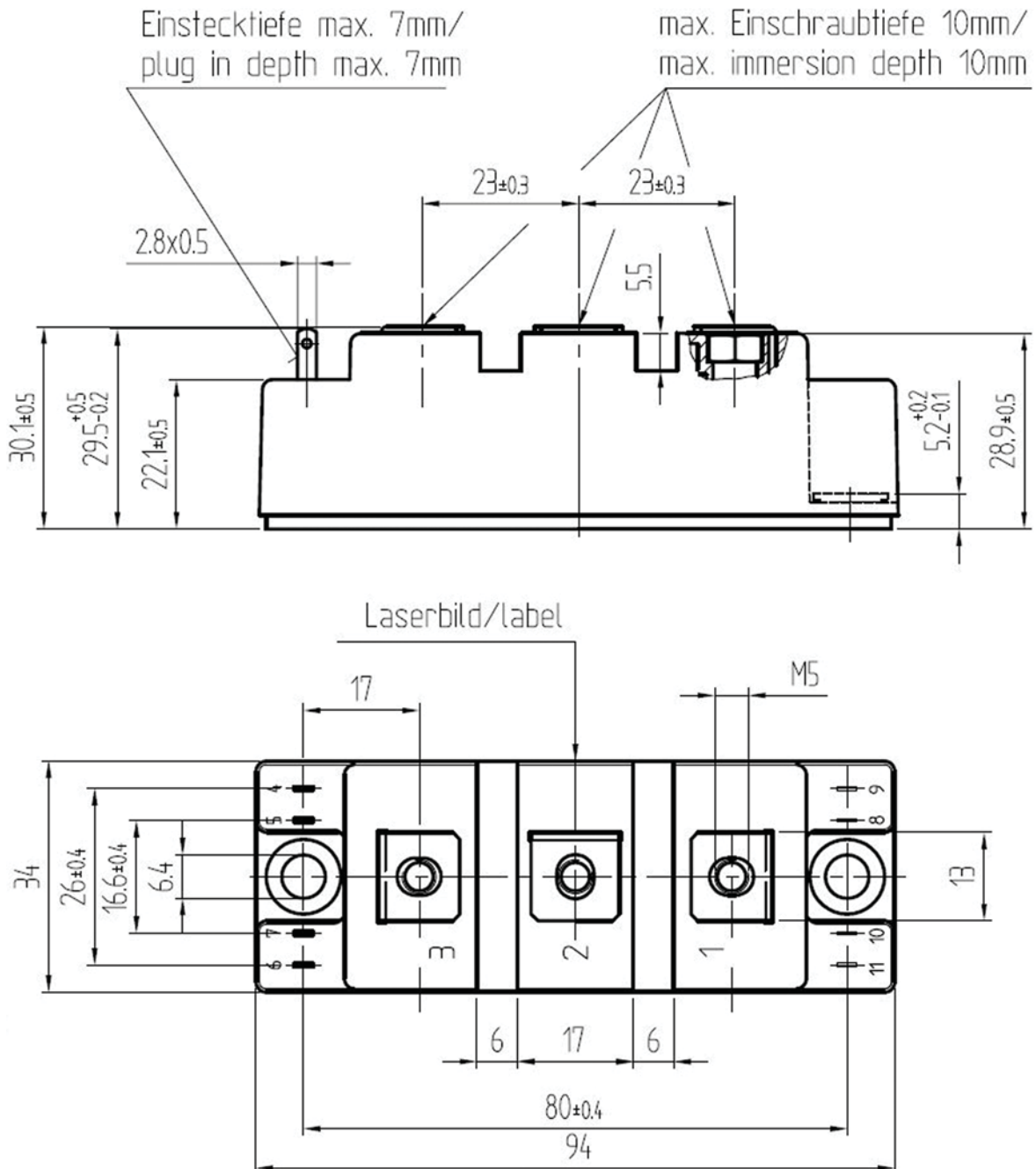
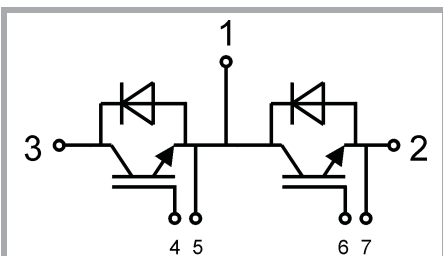


Fig. 12: Typ. CAL diode peak reverse recovery charge

SKM50GB12T4



SEMITRANS 2



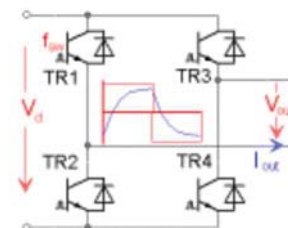
GB

This is an electrostatic discharge sensitive device (ESDS), international standard IEC 60747-1, Chapter IX

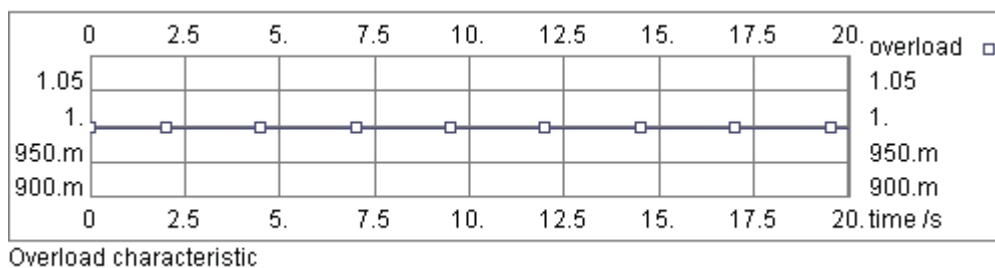
* The specifications of our components may not be considered as an assurance of component characteristics. Components have to be tested for the respective application. Adjustments may be necessary. The use of SEMIKRON products in life support appliances and systems is subject to prior specification and written approval by SEMIKRON. We therefore strongly recommend prior consultation of our staff.

**Project:**

Topology DC/AC
Circuit Direct Inverter

**Circuit**

V_d 540 V
Wave form Rectangular
 I_{max} 37.037 A
 $I_{out\ rms}$ 37.04 A
 t_{roof} 0.5 t/T
 f_{sw} 8 kHz
Overload factor 1
Overload duration 10 s



Overload characteristic

Device :

Circuit SEMITRANS
Device SKM50GB12T4
Use maximum values No
Max. junction temperature 175 °C

Transistor

$E_{tr} = 5\text{ mJ (@ 600 V)}$
 $V_{CE0.150} = 0.7\text{ V}$
 $r_{C.150} = 30\text{ mOhm}$
 $V_{CE.sat} = 2.20\text{ V}$
 $I_c = 50.00\text{ A}$
 $R_{th(j-c)} = 0.53\text{ K/W}$
 $R_{th(c-s)} = 0.05\text{ K/W}$

Data set from 2010/12/21

Diode

$E_d = 0.36\text{ mJ}$
 $V_{T0.150} = 0.9\text{ V}$
 $r_{T.150} = 26\text{ mOhm}$
 $V_f = 2.20\text{ V}$
 $I_f = 50.00\text{ A}$
 $R_{th(j-c)} = 0.84\text{ K/W}$

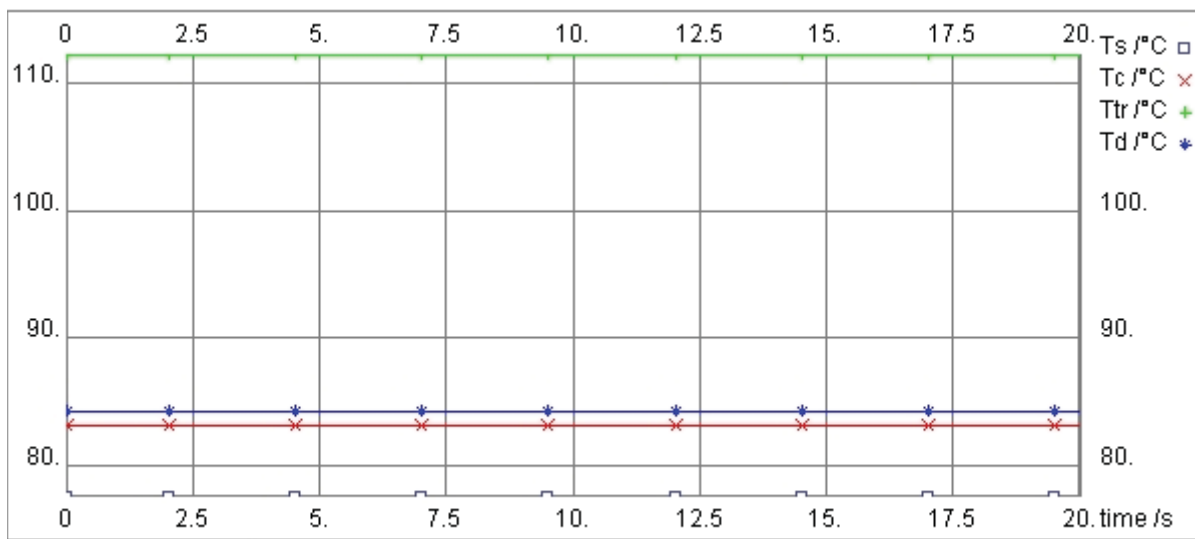
Cooling:

Ambient temperature 40 °C
Number of switches per heat sink 4
Number of parallel devices on the same heat sink 1
Additional power source at this heat sink 0 W
Predefined SK-Heat Sink P3_120
Correction factor 1
Forced Air Cooling, Flow Rate: 80 m³/h
 $R_{th(s-a)}$ 0.167 K/W

Calculated losses and temperatures:

	Rated current	Overload
$P_{cond\ tr}$	32 W	32 W
$P_{sw\ tr}$	23 W	23 W
P_{tr}	55 W	55 W
$P_{cond\ d}$	0.00 W	0.00 W
$P_{sw\ d}$	1.29 W	1.29 W
P_d	1.29 W	1.29 W

P_{tot}	225 W	225 W
T_s	78 °C	78 °C
T_c	83 °C	83 °C
T_{tr}	112 °C	112 °C
T_d	84 °C	84 °C



Temperature characteristic overload current



Evaluation

This configuration works fine.

Device Driver

Name	$I_{out(av)}$ / mA	\hat{I}_{out} / A	V_{isol} / kV	$V_{ce\ max}$ / V	R_{gmin} / Ohm	Channels
2x SKHI23/12 R	50	8	2.5	1200	2.7	2
1x SKHI61 R	20	2	2.5	900	10.0	6
2x SKYPER 32 R or SKYPER 32PRO R	50	15	4.0	1200	1.5	2